

# 文本复制检测报告单(全文标明引文)

№:ADBD2021R\_2021072316122920210723161905311183257112

检测时间:2021-07-23 16:19:05

检测文献: 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵

作者: 郑会

检测范围: 中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

图书资源

优先出版文献库

学术论文联合比对库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

互联网文档资源

源代码库

CNKI大成编客-原创作品库

个人比对库

时间范围: 1900-01-01至2021-07-23

可能已提前检测, 检测时间: 2021/4/28 9:40:08, 检测结果: 39.3%

## 检测结果

去除本人文献复制比: 26.5%

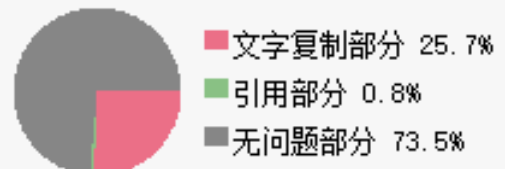
跨语言检测结果: 0%

去除引用文献复制比: 25.7%

总文字复制比: 26.5%

单篇最大文字复制比: 13.1% (无尾电视的磁耦合谐振式无线供电技术研究)

重复字数: [15001] 总段落数: [6]  
总字数: [56666] 疑似段落数: [6]  
单篇最大重复字数: [7446] 前部重合字数: [1081]  
疑似段落最大重合字数: [5434] 后部重合字数: [13920]  
疑似段落最小重合字数: [421]



指 标: ☒ 疑似剽窃观点 ☒ 疑似剽窃文字表述 ☐ 疑似整体剽窃 ☐ 过度引用

表 格: 0 公 式: 没有公式 疑似文字的图片: 0 脚注与尾注: 0

9.7%(1005)	9.7%(1005)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第1部分 (总10391字)
18.7%(1870)	18.7%(1870)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第2部分 (总10006字)
21%(2249)	21%(2249)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第3部分 (总10694字)
38.9%(4022)	38.9%(4022)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第4部分 (总10339字)
50.4%(5434)	50.4%(5434)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第5部分 (总10778字)
9.4%(421)	9.4%(421)	1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第6部分 (总4458字)

(注释: 无问题部分 文字复制部分 引用部分)

疑似剽窃观点 (1)

## 1. 双管 E 类放大电路的驱动波形双管 E 类放大电路开关管两端的电压波形如图

1. 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵\_第1部分 总字数: 10391

## 相似文献列表

去除本人文献复制比: 9.7%(1005)

文字复制比: 9.7%(1005)

疑似剽窃观点: (0)

1	S2019246048_安慧林_基于非均匀电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》- 2019-10-16	9.0% (933) 是否引证: 否
2	基于电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》- 2019-10-18	8.8% (910) 是否引证: 否

## 原文内容

硕士学位论文变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究

Research on Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Supply Technology for Substation Patrol Robot  
2020 年 8 月

国内图书分类号: ×××× 学校代码: 10079

国际图书分类号: ×××× 密级: 公开

硕士学位论文变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究

硕士研究生:

导师:

申请学位: 工学硕士

学科:

专业:

所在学院: 电气与工程学院

答辩日期: 2021 年 8 月

授予学位单位: 华北电力大学

Classified Index: ×××× (Times New Roman 小 4 字)

U.D.C: ×××× (Times New Roman 小 4 字)

Thesis for the Master Degree

Research on Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Supply Technology for Substation Patrol Robot

Candidate:

Supervisor: Prof.

Academic Degree Applied for: Master of Engineering

Subject:

Speciality:

School: School of

Date of Defence: A

ug, 2021

Degree.Conferring.Institution: North China Electric Power University

华北电力大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明: 此处所提交的硕士学位论文《变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究》, 是本人在导师指导下, 在华北电力大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知, 论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体, 均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名: 日期: 年月日

华北电力大学硕士学位论文使用授权书

《变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究》系本人在华北电力大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归华北电力大学所有, 本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解华北电力大学关于保存、使用学位论文的规定, 同意学校保留并向有关部门送交论文的复印件和电子版本, 允许论文被查阅和借阅, 学校可以为存在馆际合作关

系的兄弟高校用户提供文献传递服务和交换服务。本人授权华北电力大学, 可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文, 可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于 (请在以上相应方框内打“√”) :

保密□, 在年解密后适用本授权书

不保密□

作者签名: 日期: 年月日 导师签名: 日期: 年月日

## 摘要

中远距离的电能传输中,无线传输方式占有重要地位,其中又以磁耦合谐振式传输方式表现最为优异,相对于微波输电具有无辐射效率高优势,与磁感应无线电能传输相比在传输距离上有明显优势,谐振式无线供电技术部署到变电站巡检机器人的应用,可妥善解决机器人充电线带来场地杂乱以及电火花威胁这一

问题。

本文首先分析了磁耦合谐振式无线供电技术中两线圈偏转状态下的互感模型和发射线圈在空间不同位置产生的矢量磁位 A 分布情况,提出了端到端的单节点磁耦合谐振模型,首先建立了电能无线传输中的电路模型,其次建立了其场路模型,并且推导出系统的传输效率和负载功率等指标的数学表达形式。此外利用场路耦合模型分析系统的传输特性随频率、传输距离、偏移距离和偏转角度的变化情况。

其次,基于发射和接收线圈的互感公式,本文推导了螺线管线圈的互感计算公式,其中考虑了线圈的偏移和偏转情况,并且公式中包含了线圈的匝数、匝间距和导线半径。其次结合场路耦合的传输特性公式,利用 Matlab 定量化的设计谐振器发射和接收线圈的电感量,同时利用场路耦合仿真验证本文设计的谐振器线圈参数的合理性。针对不同电感取值、不同距离、不同频率下的传输特性进行了验证。

本文同时设计了一种高频供电电源,此电源可以为变电站巡检机器人供电,

所设计的电源结构包括主电路、发射电路、接收电路,同时通过对电路进行分析,

设计了双管 E 类结构的放大电路,并通过仿真分析本文设计的双管 E 类高频电路的合理性。

最后,建立 Matlab 和 Saber 联合的仿真平台,根据仿真所得的结果提出了一种基于双管 E 类拓扑结构的实施于变电站巡检机器人上的磁耦合供电系统,工况下的谐振频率为 500KHZ、系统功率最大为 200W,能量传输效率高达 85%以上,

此时对应的传输距离为 7m。验证了本文所提理论的正确性。

关键词: 巡检机器人; 磁耦合谐振; 无线供电; 双管E类电路; 传输特性

## II

### Abstract

Magnetic coupling resonant wireless power transmission technology can realize non-contact transmission of power to cosco distance relative to the microwave transmission has no radiation efficiency higher advantages, relative to the induction radio can transmit technology has the advantages such as long transmission distance, the resonant wireless power technology is applied to transformer substation inspection robot charging technology, can avoid mixed and disorderly lines and the harmfulness of edm.

First of all, to study the magnetic coupling of substation inspection robot resonant wireless power supply technology, this paper first analysis the deflection coil of mutual inductance model and the transmitter coil in different space position vector magnetic potential of A distribution, establish A single single closed structure of the magnetic coupling resonant can radio transmission system of the circuit model and the field.circuit coupling model, at the same time, the transmission efficiency of system is derived and load power transmission characteristics. In addition, the field.path coupling model is used to analyze the variation of transmission characteristics with frequency, transmission distance, offset distance and deflection Angle.

Secondly, in order to analyze the mutual inductance formula of transmitting and receiving coils more accurately, this paper deduces the mutual inductance calculation formula of solenoid coils, which takes into account the deviation and deflection of the coils, and includes the number of turns, the distance between turns and the radius of the wires. Combined with the transmission characteristic benefit formula of field.path coupling, the inductance of the transmitting and receiving coils of the resonator is designed quantitatively by Matlab. Meanwhile, the reasonableness of the coil parameters of the resonator designed in this paper is verified by field.path coupling simulation. At the same time, the transmission characteristics of the system with inductance, frequency and transmission distance are simulated and analyzed.

In addition, this paper design the high frequency power supply can be used in substation inspection robot, including design of the main power supply circuit of the system, system of launch circuit and receiving circuit, and the single pipe class E amplifier circuit is designed on the basis of the double tube class E amplifier circuit, and through the simulation analysis in this paper, the rationality of the design of double tube E class high frequency circuit.

Finally, based on the Matlab and Saber simulation parameters, designed a circuit

## III

based on the double tube E classes can be used in the substation inspection machine

man.machine power magnetic coupling resonance system, resonance frequency is 500  
KHZ, best transmission distance 7 cm, power 200 w, and the system efficiency more  
than 85%, the experimental results, the most ideal further in this paper, the  
correctness of the theoretical analysis is verified by experiment.  
Keywords: Patrol Robot; Magnetic Resonance Coupling; Double Tube Class E Circuit ; Transmission Character  
IV  
目录  
摘要

.....?

Abstract.....?

?

第一章绪论

.. 1

1.1 课题研究的背景和意义 ..... 1

1.2 国内外研究现状 ..... 2

1.2.1 国外研究现状 ..... 2

1.2.2 国内研究现状 ..... 8

1.3 本课题研究的主要内容 ..... 11

第二章磁耦合谐振式无线电能传输技术原理和理论 ..... 13

2.1 系统构成与原理分析 ..... 13

2.1.1 系统构成与基本原理 ..... 15

2.1.2 理论分类 ..... 15

2.2 电路模型与传输特性分析 ..... 15

2.2.1 平面线圈本征参数计算 ..... 16

2.2.2 单个谐振器端的等效电路模型 ..... 17

2.2.3 谐振式无线电能传输系统电路模型 ..... 18

2.3 场路耦合模型与传输特性分析 ..... 21

2.3.1 感应场与辐射场 ..... 22

2.3.2 似稳场与时谐交流场 ..... 23

2.3.3 场与路的分析方法 ..... 24

2.3.4 发射端场路耦合模型 ..... 24

2.3.5 接收端场路耦合模型 ..... 28

2.4 本章小结 ..... 29

第三章无线供电系统耦合线圈优化设计 ..... 错误!未定义书签。

3.1 无线供电线圈常见结构 ..... 错误!未定义书签。

3.2 螺线管线圈互感计算 ..... 错误!未定义书签。

3.2.1 同轴线圈互感计算 ..... 错误!未定义书签。

3.2.2 偏移和偏转线圈互感计算 ..... 错误!未定义书签。

V

3.3 螺线管线圈参数设计 ..... 错误!未定义书签。

3.3.1 电感对传输特性的影响 ..... 错误!未定义书签。

3.3.2 频率对传输特性的影响 ..... 错误!未定义书签。

3.3.3 传输距离对传输特性的影响 ..... 错误!未定义书签。

3.4 本章小结 ..... 错误!未定义书签。

第四章高频电源的设计和仿真 .....	错误!未定义书签。
4.1 系统主电路设计 .....	错误!未定义书签。
4.2 系统发射端电路设计 .....	错误!未定义书签。
4.2.1 整流滤波电路设计 .....	错误!未定义书签。
4.2.2 高频电源产生电路设计 .....	错误!未定义书签。
4.3 系统接收端电路设计 .....	错误!未定义书签。
4.4 基于双管 E 类放大电路的仿真分析 .....	错误!未定义书签。
4.5 本章小结 .....	错误!未定义书签
第五章实验验证 .....	错误!未定义书签。
5.1 实验平台搭建 .....	错误!未定义书签。
5.2 频率对传输特性的影响实验验证 .....	错误!未定义书签。
5.3 传输距离对传输特性影响实验验证 .....	错误!未定义书签。
5.4 本章小结 .....	
第六章结论与展望 .....	错误!未定义书签。
参考文献 .....	错误!未定
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果 .....	错误!未定义书签。
致谢 .....	错误!未定

1	
第一章绪论	

## 1.1 课题研究的背景和意义我国电力系统发展迅猛，系统越来越智能，越来越庞大，也越来越复杂。

电力系统的平稳、可靠又是生产生活正常运转的基础。变电站是电力系统的核心部分之一，由于变电站常会遇见冰雪雷暴天气，同时随着时间的推移设备也会老化，对电力系统的安全健康运行造成严重威胁[1]~[5]，因为电力系统的愈发庞大性，单靠人员检修值守难以满足要求，也会造成人力浪费，国家电网近些年启动很多无人值守的方式，对变电站进行巡检，因此巡检机器人将在变电站发挥重要作用，代替人工，可以对变电站进行 24 小时不间断的高效率值守。国家电网根据现有无人值守变电站的运行数据统计出，变电站巡检机器人的单次充满电可连续工作 6 个小时，电量耗尽后再次充满电需要 8 小时，但是一次完整的变电站巡检的时间大概为 16 小时，因此在完成一次任务的过程中需要多个机器人协同合作，电量耗尽的机器人需要回去重新充电，因此变电站巡检机器人的充电方式是一个需要认真对待的问题[6]~[10]。

目前，一般采用有线充电的方式完成此类机器人充电工作，机器人可以感知自身剩余电量，据此决策继续执行巡检任务或者自行返回，返回后需要智能自主完成插头的插接，实现对自身的充电，但该种方式存在一些问题，例如对机器人的设计难度较大，需要机器人自主的将插头插入，主要设计复杂的机械结构和智能的操作程序[11]~[13]，此外，插座和插头是暴露在外的，反复的插拔对造成设备磨损老化，同时在插拔的过程中会产生火花，存在火灾触点等隐患，

降低了系统的安全型和稳定性[13]~[16]。在防爆场所，该问题尤为突出。

为了解决设备磨损老化及插拔过程中电火花的问题，目前有研究机构提出了变电站巡检机器人的无线充电方式，并在个别变电站得到了示范性的应用。

2007 年麻省理工大学提出了磁耦合谐振式无线供电技术，该技术利用发射电路和接收电路的磁场谐振耦合，可以实现电能能在 m 级范围高效率的非接触式传输[17]~[21]，并且无辐射，本文致力于提出一种基于磁耦合谐振技术的可实现无线充电的变电站巡线机器人充电系统，避免了插头反复插拔及插拔过程中电火花的问题[22]~[25]。 2

## 1.2 国内外研究现状

### 1.2.1 国外研究现状

19 世纪，科学家 Tesla 就尝试了通过实践验证他的无线输电构想。兴建于纽约的沃登克里夫塔便是他的第一次伟大尝试。这座塔被建设的最初目的是验证他的超远距离无线电能传输的理论设想，图 1-1 为该塔示意图。但是虽然理想是丰满的，现实总是残酷的，最后这个设想由于经济原因最终流产，但是它为人类提供了一把打开无线电能传输大门的钥匙，让新世界的一束光芒顺着门缝照射了进来，在随后的近百年里，无数的年轻科学家追随他当初的脚步，深耕无线能量传输领域，在此期间不同理论支持下的无线能量传输方式被人争先恐后地提了出来，具有代表性的如电磁感应式以及微波辐射式，但是天空中的乌云始终没有被驱散，那就是中远距离、低能量损耗以及大功率这三个指标难以被同时满足[26]~[30]。

特斯拉不仅建立了麦克斯韦方程组，而且还开启了人类史上的第一次无线电能传输的探索，20 世纪初期，特斯拉便在美国长岛开展了无线输电的研究，

并利用沃登克里夫塔初步论证了无线输电技术的可行性，并且他预言了可以利用沃登克里夫塔为人类做到电力的远距离无线传输[31]。

图 1-1 Nicola Tesla 和沃登克里夫塔但是可惜的是，论证技术的可行性后，由于一些现实原因和困难，特斯拉的无线电力传输的想法并未实现，但是特斯拉可以说是无线输电技术的开拓者，

实现了无线输电领域从无到有的突破，从 19 世纪至今，人类不断的探索无线输电技术，期间科学家提出了短距离的磁感应无线充电，远距离的微波无线输电，

及基于平行板电容器的电容无线输电，虽然磁感应技术可以实现大功率的无线充电，但是其充电对象受距离影响明显，只



能实现短距离的大功率能量传输，

功率可达到百千瓦级，效率可以再 95%以上，但是其缺点是随着距离的增加，系统传输效率衰减特别快，虽然距离限制这一短板被“微波无线充电”技术填补——可以达到 km 级，但是其缺点是具有辐射，对人体有害，并且效率偏低。

电容式无线充电可进行较低能量损耗的无线充电，但是仍是短距离范围内适用，且存在辐射和远距离效率偏低的问题。科学家们在不停的探索研究，寻找一种可以现实中远距离高效率的无线充电技术[32]。

2006 年末，对于采用磁耦合谐振的方式进行无线电能传输的研究又一次迎

来了春天，位于麻省理工大学的 Marin Soljacic 团队取得了突破性进展，其基本原理是利用磁场具有耦合谐振的特性，在近场和远场区域内的某个频段下，激发谐振来实现能量的无线传输，这一技术的提出迅速引发了国家上各个研究团队的高度重视和关注，Marin Soljacic 团队又于 2007 年发表了高质量文章

《Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances》，文章内介绍 Marin Soljacic 团队利用所提技术实现了点亮 60W 的白炽灯，有力证明了团队所提技术和方法的可行性，其传输距离 1m，传输效率达 90%，如果传输距离设置为 2m，则能量转换率为 40%，可以被称为划时代的重大突破，是无线电能传输研究史的里程碑，如图 1-2 既为 Marin Soljacic 团队和及其谐振式无线电能传输系统[33]。

图 1-2 MIT 团队和无线能量传输系统

众多研究人员共同努力下，基于磁耦合谐振技术的无线电能充电技术又

一次走进了大众的视野，数十年的技术沉淀使得基于磁耦合谐振理论的无线电能充电技术迎来了它发展的黄金时期。目前研究主要关注的系统特性包括系统效率、传输功率、传输距离、偏移特性和电磁兼容特性，提升以上参数的方法有精确的系统数学建模，优良的电源拓扑结构，合理的发射和接收线圈系统拓扑结构研究，多样的线圈形状与参数设计以及利用电磁超材料提高无线电能传输系统的效率和距离；应用方面的研究主要有消费类电子的无线供电，电动汽车的无线供电，人体植入设备的无线供电以及特殊场合的无线供电，基于磁耦合谐振原理的无线电能充电技术的具体研究现状将在下文展开研究。

1) 无线电能传输技术进展

a) 系统效率提升系统效率是电源、电力传输领域的最为关键的指标，对于无线电能传输也 4

是如此，目前提高效率的主要方法有对线圈参数进行最优求解设计、采用合理的电路拓扑结构和利用控制算法最大限度的发挥半导体器件的能效[35]。

线圈设计中最关键的一个参数是品质因数，文献[25]中提出了一种改进的空心平面螺旋绕组方案，该方案利用非统一的线宽比几何形状，增加了线圈的内半径，从而提高了线圈的 Q 值。文献[26]使用了同轴嵌套的线圈，该线圈可以改变发射谐振器的电感参数，从而有效的补偿了系统的耦合系数提高了系统的传输效率，文献[27]设计了一种 U 形线圈，该线圈能减少系统的漏磁从而提高能量传输中的能量密度。

在研究初期，电路拓扑结构较为单一，在放大电路方面，除了全桥和半桥之分之外只剩下 E 型拓扑。科研人员在此基础上提出了一系列的新形拓扑结构，

文献[28]提出了一种基于并联混谐振耦合的拓扑结构，不仅显著提高了传输具体，且同时兼顾了传输效率。文献[29]增加小形额外线圈对电流进行了变流处理，使得输出电压和等效负载变得可调，并在功率为 800W 的样机上进行了测试，测试结果显示额定负载条件下传输效率提高了 20%，轻负载条件下传输效率提高了 10%。针对 SP 补偿网络和 SS 补偿网络文献[30]确定了系统最大效率情况下的最佳效率，从而提高了系统的效率。文献[31]针对不同负载，设计了级联升压降压 DC/DC 变换器，以保证无线电能传输系统的最佳阻抗匹配，系统 13.56MHz 时的传输系数效率为 70%。

控制算法可以有效的提高系统的传输效率。文献[12]在接收单元中应用开关式换流器来模拟传输效率最高时候对应的负载大小，此时以工作点的最小输入功率为基础进行调节。文献[32]采用了另一种方法来控制负载的阻抗，即调节输出电压的幅值和相位，使之达到传输效率最大。文献[33]提出了一种自动最大效率点的寻找方案，自动追踪系统的最大效率点位置。使输出电压随负载变化而变化，从而使效率达到最大。文献[34]在调节输出电压的同时，还采用了一套电容控制箱，通过频率跟踪控制方法有效的调节电路中电容，改变系统

的谐振频率，从而有效地保证了最大效率的跟踪。

b) 传输功率提升传输功率是无线传能一项非常重要的指标，受目前半导体器件的限制，磁耦合谐振式无线电能传输的功率都比较小，如何在现有的半导体器件条件下达到最大的传输功率是研究的热点和难点问题。

文献[35]在开关器件方面，采用了新型材料器件即氮化镓（eGaN）来提高高频情况下的能量输出能力。文献[36]利用 MOSFET 开关器件，设计了一种 LCL

负载谐振逆变器，用来最求达到最大功率传输，且此逆变器并不工作在连续电流的情况下，由变频控制，并采用频率跟踪功能，有效提高了电能传输系统的 5

传输功率。文献[37]为了提高传输系统的最大传输功率阈值，提出了一种多相并联逆变器。文献[38]提出了一种 6KW 并联电源拓扑结构，该拓扑结构在不增加并联无功元件的情况下，最大限度地减小了由于元件公差引起的功率分配不均问题。文献[39]在控制方案方面，提出了一种离线调谐方案，以保证无线电能传输系统输出最大功率，而不是在线调频。因此，若想避免因工作频率的变化而而对系统产生干扰，需使系统保持稳定的工作频率，若想保持最大功率传输，其关键在于保证内阻和外界等效阻抗的值相等。文献[40]将连续导电模式

(CCM)和间断导电模式(DCM)相结合，提出了一种阻抗调节手段，显著增大了电容器的有效调节范围，保证了无线电能传输系统中电容器高效应用，从而极

大的提高了系统的传输功率。

c) 传输距离提升与光伏、声学、微波、激光等能量传输方式相比，基于磁耦合谐振技术的无线电能传输技术优势明显，但是在长距离传输的应用上，存在一个致命问题，

即耦合效应极其松散。根据测量结果可知，当传输距离从 2 到 12 米变化时，耦合系数 k 大部分远低于 0.01。文献[41]和[42]为了提高系统的传输距离，基于偶极子线圈模型，设计了一种适用于长距离的无线电能传输系统，该系统采用优化

阶梯形铁芯结构，磁场密度均匀分布。原型机可以在 20KHz 的频率下提供

10.3W 的功率，最远可达 7 米。系统示意图如图 1-3 所示。

图 1-3 长距离偶极子线圈示意图此外，在传输距离变化的过程中，负载的阻抗会发生变化，从而影响系统的传输效率，文献[43]提出一种基于电容矩阵，利用电容变化来补偿因传输距离变化引起的谐振频率变化的方法。文献[44]采用多回路拓扑结构，减小了输

入阻抗的变化从而改善了系统的传输距离对负载阻抗变化的影响。

d) 抗偏转特性提升 6

电力在线监测设备和太空供电等特殊场合经常会出现偏转情况，抗偏转的研究是目前研究的热点问题，目前解决抗偏转的主要方法有采用多发单收结构和采用单发多收结构。

对于多发单收结构，如图 1-4（a）所示，文献[45]提出一种非对称的松耦合的变压器设计方案，以减少无线电能传输系统失调时的影响。文献[46]和文献[47]为了降低无线电能传输系统的角度和横向失谐的灵敏度，在三维空间中利用两个线圈正交排列来实现拓扑结构的简化。文献[48]采用的三发射单接收结构，提出了一种可产生三维磁场的线圈结构，该方法在零点处实现了 B 场大小和方向可调的三维全向磁场，使 B 场集中，漏磁减小，提高系统抗偏转特性。文献[49]采用的四线圈发射单线圈接收结构，提出了一种全向无线功率传输系统，以达到较高的传输效率，该结构可以实现水平方向无死角的无线电能传输，最后通过实验验证了该系统的全向功率传输能力，功率传输效率约为 60%。

x  
y  
z  
o  
'0  
'0

(a) 多发单收结构 (b) 单发多收结构图 1-4 抗偏转无线电能传输系统对于单发多收线圈结构，2016 年，BoH.Choi 提出一种三维全向的磁耦合交叉线圈排列方式，实现了电能向三维空间中任意方向的能量传输，当输入功率为 100W 时，最大总效率为 33.6%。2017 年，Siriuch 提出串并联结构的磁耦合系统，当偏转角为  $\pi/4$  时，系统效率是 17%。2018 年，UkyoTakeda 介绍了具有最佳相角切换技术的自由位置的无线电能传输系统，当偏转角为  $\pi/4$  时，系

统的传输效率是 56%，当偏转角为  $\pi/3$  时，系统的传输效率是 36%。同年，

M.Talaat 分析了不同线圈几何形状和线圈布置位置的模型，当接收线圈的倾斜角度为  $10^\circ$  时，倾斜侧的磁通量下降为对准时的 22.2%。此外，中国科学院电工研究所刘国强课题组设计了双接收线圈的全向接收系统，如图 1-4（b）所示，

其抗偏转、抗偏置性能优于单线圈全向接收系统。当偏转角为  $\pi/2$  时，系统的 7

效率是 90%。

2) 无线电能传输应用进展

a) 消费类电子应用

2010 年，海尔推出了“变电站巡检机器人”。2012 年韩国三星集团开发出了支持无线供电技术的 3D 眼睛和手机无线供电设备。苹果公司在手机行业于 2017 年率先推出首款具有无限充电功能的手机 iPhone 8，随后各大厂商纷纷效仿，如华为通信有限公司后继推出功率为 15W 的无线充电手机 Mate 20 pro，此外，此款手机还具备反向充电的功能，且在设计方面具有极强的包容和开放性，不仅支持安卓手机充电，还兼容 IOS 系统的设备。

b) 电动汽车应用电动汽车的研究可以说是无线供电研究中最热点的方向之一，电动汽车采用的主要线圈结构如图 1-5 所示。 0

图 1-5 电动汽车充电线圈文献[50]提出了一种双 D 结构的抗偏移线圈，该线圈较传统线圈结构可以增加 10%-20%的抗偏移能力。文献[51]研究了一种用于电动汽车静态供电的非对称线圈结构，该结构具有较强的抗偏移能力。文献[52]提出了一种均匀的无线供电结构，该结构发射线圈采用无间隙排列，可以实现对电动汽车均匀恒定的连续供电，有效的填补了供电中的波谷。文献[53]在此基础上将发射线圈设计成双 D 结构的发射线圈，进一步增加了磁场的均匀性。针对动态电动汽车无线供电，文献[54]设计了多发射线圈的连续供电系统，车辆行驶在道路上时可以不间断获取能量，采用这种新形的能量采集方案，与传统的插电式电动汽车

相比，电池容量可降低 20%以上。

c) 电力系统应用由于高压输电线路存在安全绝缘距离的问题，如何将电能传送给位于杆塔的设备是一个技术难点，针对电力设备的无线供电问题，尤其是其中的监测设备的能量获得问题，2017 年东南大学黄学良课题组提出了一种关键技术，用于 8 解决高压杆塔上的监测设备供电难题，所设计的无线电能传输系统，添加了中继线圈进行功率放大，经实验测试此系统在传输距离为 1.2m 的条件下可达到

46%的传输效率，并且系统具有风力供电互补系统，该研究为电力在线监测设备的无线供电技术开启了先河。

指 标
疑似剽窃文字表述
1. magnetic coupling resonant can radio transmission system
2. ) 抗偏转特性提升 6
电力在线监测设备和太空供电等特殊场合经常会出现偏转情况，抗偏转的研究是目前研究的热点问题，目前解决抗偏转



的主要方法有采用多发单收结构和采用单发多收结构。

3. M.Talaat 分析了不同线圈几何形状和线圈布置位置的模型，当接收线圈的倾斜角度为 10° 时，倾斜侧的磁通量下降为对准时的 22.2%。

2. 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵\_第2部分

相似文献列表

去除本人文献复制比：18.7%(1870) 文字复制比：18.7%(1870) 疑似剽窃观点：(0)

1	具有频率跟踪的磁耦合谐振式无线电能传输技术研究 安慧林(导师：赵国强) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2015-12-01	8.7% (868) 是否引证：否
2	安慧林 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-12-19	5.5% (555) 是否引证：否
3	S2019246048_安慧林_基于非均匀电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2019-10-16	4.5% (448) 是否引证：否
4	宽频磁耦合谐振式无线电能传输系统谐振器设计 安慧林;刘国强;李艳红;宋佳祥;张超; - 《北京理工大学学报》 - 2019-10-15	3.0% (303) 是否引证：否
5	无尾电视的谐振式无线供电技术研究 杨晓南 - 《学术论文联合比对库》 - 2017-06-09	2.0% (202) 是否引证：否
6	5_安慧林_基于磁耦合谐振的井下矿灯无线充电技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2018-10-13	1.9% (194) 是否引证：否
7	无尾电视的磁耦合谐振式无线供电技术研究 杨晓南(导师：陈忠华) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2017-06-01	0.9% (88) 是否引证：否
8	电动汽车动态无线供电三相式耦合结构发射电源的研究 高鑫(导师：陈清泉) - 《哈尔滨工业大学硕士论文》 - 2018-06-01	0.7% (74) 是否引证：否
9	基于关节位移和生理信号检测的自行车鞍座设计研究 钟岭(导师：王平凯;武保同) - 《长春工业大学硕士论文》 - 2021-06-01	0.4% (36) 是否引证：否
10	阳光泵浦Cr/Nd:YAG陶瓷激光研究 芦宇(导师：申作春) - 《哈尔滨工业大学博士论文》 - 2012-11-01	0.4% (36) 是否引证：否
11	芦宇_07B921013 芦宇 - 《学术论文联合比对库》 - 2012-09-11	0.4% (36) 是否引证：否
12	柔性关节多机械臂协同位置/力控制方法研究 尹怀强(导师：李树荣) - 《中国石油大学(华东)硕士论文》 - 2017-05-01	0.3% (35) 是否引证：否
13	小功率谐振式无线电能充电技术的研究 王翔(导师：岳云涛;李炳华) - 《北京建筑大学硕士论文》 - 2018-06-01	0.3% (33) 是否引证：否
14	基于滑模观测器的航姿系统故障重构 江升辉(导师：王钊) - 《中国石油大学(华东)硕士论文》 - 2018-05-01	0.3% (32) 是否引证：否
15	电动汽车动态无线供电功率稳定控制策略研究 羊树文(导师：胡敏强;王维) - 《南京师范大学硕士论文》 - 2020-06-30	0.3% (30) 是否引证：否

原文内容

武汉大学王军华团队于 2018 年进行了磁耦合谐振式无线电能传输实验，实验结果表明在负载电阻大小为 7 欧姆时，可达到最大传输效率 31.2%。随后，香港大学研究团队在应用场景上进行了创新，将多中继器磁谐振无线电能传输技术应用在输电线路的在线监测设备供电方面，其排列结构为将中继线圈按照多米诺形式排布分别嵌入盘状的绝缘子串当中，结果表明，多米诺中继线圈个数的增加在提升无线供电系统的能量传输效率和传输距离方面均有显著改善。该方向国外的研究较少，目前来看应用前景可观，但仍有许多问题需要进一步的解决[54]-[60]。

在高压电力电子开关方面，2010 年，瑞士苏黎世联邦理工的 Christoph Marxgut 和 ABB 的 R. Steiner 为高压变流器驱动电路取能设计了一种强电气隔离的无线电能传输系统。在他们的设计系统中，传输绝缘距离为 20mm。该系统能在 410KHz 频率下能传输 100W 的电能，传输效率达到 85%。2014 年，日本长冈技术科学大学的 Keisuke Kusaka 采用无线电能传输技术，构建了一套同时为高压变流器 6 个门极驱动电路的供能系统。每个驱动电路可以从接收线圈获得 300mW 的电能，而主发射线圈和每个接收线圈之间都具有 50mm 的空气绝缘距离。2015 年，ABB 的 Bernhard Wunsch 为驱动电路供能构建了一套同心轴线圈结构的无线电能传输系统，实现了 75 mm 的空气绝缘间隙。该系统在 850KHz 运行频率下，传输功率 5W 功率，传输效率达到 85%[ 61]-[65]。

1.2.2 国内研究现状在无线电能传输技术的研究方面，我国也涌现出大量的专家团队，均取得肉眼可见的显著成果，有效推动了无线供电方向的进步。2001 年，西安石油大学的李宏团队就该技术的发展情况进行了分享和进一步设想。随后，中科院



电工所针对该方向进行了进一步挖掘调研，随后课题组确立了重点研究方向即“可实现大功率传输的感应耦合式无线电能传输技术”，不仅在理论方面取得标志性成果，且顺利实现理论同实践相结合，将超导技术应用于无线电能传输的应用上。

20 世纪 90 年代中科院电工所便开始大功率的磁感应式的无线充电技术的

研究，21 世纪初将该技术成功应用到轨道交通领域，电子科技大学、西安电子科技大学、哈尔滨工业大学和西北工业大学在 20 世纪开展了对射频微波无线输电技术的研究，在国防军事领域得到广泛的应用[66]–[69]。9

对于磁耦合谐振无线输电技术，我国专家学者一直做持续关注和研究，从

2007 年至今，国内各大高校、研究机构和公司已经研究了接近 15 年，如清华

大学、东南大学、中科院电工研究所、华北电力大学、中兴华为等公司[70]–[75]。

清华大学的电机工程与应用系以及车辆工程系于 2011 年成立联合实验室针对磁耦合谐振式无线电能传输技术展开了深入研究，针对电动汽车的无线充电技术面临的难题，清华大学提出了双 D 结构的线圈结构，该结构的线圈可以有效的提高系统的抗偏移能力，成功研发出应用于电动汽车上的无线电能充电系统，可实现最大 5KW 的高效率无线充电，系统效率 93%以上，充电距离可以达到 20cm，系统的抗偏移距离可以达到 10cm。如图 1-6 即为清华大学车辆工程系的北京汽车无线充电装置[70]–[79]。

图 1-6 清华大学无线电能传输装置天津工业大学是国内最要一批开展磁耦合谐振式无线电能传输技术研究的高效，杨庆新校长为推动国内无线充电技术做出了卓越的贡献，2011 年杨庆新校长筹建了国内无线充电协会，并主持召开了第一届学术沙龙，会议期间，参会的单位及团体达到了近 50 家，杨庆新团队在无线充电技术方面不断突破，并与国家电网等单位开展合作，如图 1-7 为杨校长团队的无线电能传输设备，该设备可以实现 2m 范围的无线电能传输，功率可达 100W，谐振频率为 14.5MHz，

线圈采用螺线管结构[80]。10

图 1-7 天津工业大学团队无线电能传输系统

2018 年，国家电网广西分公司对外展示了电动汽车的动态充电装置，电动

汽车可以行驶在铺有充电线圈的地面上行驶，真正实现了电动汽车的运动与充电同时进行，如果实现商用话，将不用在担心电池的续航问题，如图 1-8 即为该团队对外展示的电动汽车在线供电系统[24]。

图 1-8 电动汽车在线供电系统此外，华南理工大学的张波团队重点研究系统参数设计对电能传输状态的影响，改变了线圈大小、线圈距离，从而观测系统效率变化，并且设计了一种频率追踪系统，良好地解决了在传输过程中因为由于谐振频率的偏移而导致的传输效率不高这一问题[81]。东南大学的黄学良团队设计了一种利用超声波进行无线电能传输的新型换能器。大连理工的陈希有教授对无线传能变换器的谐振特性和控制策略进行了深入研究。河北工业大学采用耦合模理论构建模型，针对传输功率、传输距离、传输效率及电源频率之间的关系进行深入研究，并采用螺旋管式的谐振线圈，实现无线供电，成功电量 120W 的白炽灯，传输距离为 2.5m。国内其余院校也都有关于无线电能传输应用探讨的论文可检索到。另 11

外国内企业海尔设计了一种液晶显示屏，无需连线，用发射器通过电力载波的形式，不仅将信号传递给显示器，同时也传递给显示器所必须的工作能量[82]。

工况下可实现对 1m 以外的功率为 100W 的显示屏供电。本文将研究中心侧重于磁谐振耦合无线电能传输的距离上来，根据文献[15]所做研究，当前可实现在 0.3m 的传输距离下，以 3.7MHz 的谐振频率实现 220W 的功率传输，效率高达 95%。若在不含能量传输中继线圈，可实现 6.5MHz 谐振频率传输 2.7m 的距离，传输效率仅可达 30%；以 10.02MHz 的谐振频率传输 1.5m 的距离，传输效率可达 40%。

1.3 本课题研究的主要内容本文侧重于研究应用于变电站巡线机器人上的磁耦合谐振式无线电能充电技术，并对磁耦合谐振充电系统进行了数学建模，量化地设计了谐振器的电

感量和电容值，提高了设计精度从而提高了系统的传输效率，同时采用了双管 E 放大电路拓扑结构的充电电路，利用双管结构降低了单管的功率负担，提高了供电电路的功率，最终完成机器人供电设计，经优化调参后该系统在 500KHz

的工作频率下有最佳表现，可向负载提供 200W 的电能传递功率，最大传输功率点处的距离为 7cm，整个系统的传输效率不小于 85%。本论文的具体研究内容如下：

(1) 第一章介绍了本课题的研究背景及意义，阐述了变电站巡线机器人的谐振式无线充电方式的意义，同时列举了国内外的研究现状，分析了国内外的主要研究成果及科研机构。

(2) 第二章系统阐述了磁耦合谐振系统的结构以及基本工作原理，并给出了不同理论的适用环境，同时分析两线圈偏转状态下的互感模型和发射线圈在空间不同位置产生的矢量磁位 A 分布情况，端对端的单节点磁耦合谐振无线传输电路模型以及场路模型被建立，系统的传输效率及负载功率等特征被推导出来，此外利用场路耦合模型分析系统的传输特性随频率、传输距离、偏移距离和偏转角度的变化情况。

(3) 第三章首先介绍了无线供电线圈的结构及使用场合，同时推导了螺线管线圈的互感计算公式，其中考虑了线圈的偏移和偏转情况，并且公式中包含了线圈的匝数、匝间距和导线半径。其次结合场路耦合的传输特性利公式，利用 Matlab 量化的设计谐振器发射和接收线圈的电感量，同时利用场路耦合仿真验证本文设计的谐振器线圈参数的合理性。最后仿真分析了系统的传输特性随电感、频率和传输距离变化的特性。12

(4) 第四章设计了一种高频供电电源，所设计电源可以用于高压杆塔巡线机器人充电，所设计的电源结构包括主电路、发射电路、接收电路，同时通过对电路进行分析，设计了双管 E 类结构的放大电路，对其性能做了仿真验证。

(5) 第五章搭建了变电站巡线机器人无线充电系统的试验平台的工作频率 500KHz，可提供给负载的功率为 200W，最大传输功率点处的距离为 7cm，整个系统的传输效率不小于 85%，并讨论了频率以及传输距离对传输特性的影响，验证了所提方法的有效性及其合理性。13

## 第二章磁耦合谐振式无线电能传输技术原理和理论

线圈参数设计是无线电传送系统的关键。针对以上问题，本章首先分析两线圈偏转状态下的互感模型和发射线圈在空间不同位置产生的矢量磁位 A 分布情况，建立了端对端单节点的磁耦合谐振无线传输电能的磁场模型以及电场模型，同时推导出传输效率、传输距离以及传输负载功率等因素的影响机理。此

外利用场路耦合模型分析系统性能受参数影响情况，并结合传输特性利公式用Matlab 定量化的设计 谐振器线圈的具体参数，包括发射和接收线圈的电感量，

同时利用场路耦合仿真验证本文设计的谐振器线圈参数的合理性[5]。

2.1 系统构成与原理分析

2.1.1 系统构成与基本原理高频电源谐振电容谐振电容负载谐振耦合发射线圈接收线圈图 2-1 磁耦合谐振式无线电能传输系统示意图图 2-1 为磁耦合谐振式无线电能传输系统，系统为端到端的单节点传输，

电源、发射线圈、谐振电容等结构组成发射端，谐振电容，负载以及接收线圈组成接收端，发射端与接收端之间不存在线路上的连接，其能量传输完全由电  
场和磁场的耦合变换实现[7]。

s  
u1  
L  
s  
R 2  
L 1  
C 1  
R2R 2  
C  
L  
R1I 2  
I  
s  
u1  
L  
s  
R 2  
L 1  
C 1  
R2R 2  
C  
L  
R1I 2  
I 14  
(a) SS 形拓扑 (b) SP 形拓扑

s  
u1  
L  
s  
R 2  
L1  
C 1  
R2R 2  
C  
L  
R1I 2  
I2L 2  
R 2  
C  
L  
R2I  
s  
u1  
L  
s  
R 1  
C 1  
R 1  
I

(c) PS 形拓扑 (d) PP 形拓扑图 2-2 电容电感不同连接拓扑结构按照发送端与接收端的个数分类可分为单对单、单对多、多对单、多对多四种结构，按照电容电感的位置关系可分为并联-并联(PP)型、并联-串联(PS)型、串联-并联(SP)型以及串联-串联(SS)型，图 2-2 分别表示了其对应的四种电路拓扑。按照是否存在中继线圈可分为有

中继和无中继两种，中继线圈中一般只包含 LC 元件，不存在电阻型元件，因此在理论上不会存在有功的损耗，图 2-3 分别表示只包含一个中继线圈和包含多个中继线圈的电路模型。本文主要研究不包含中继线圈、端到端、单发单收、磁耦合谐振无线电能传输系统[11]。

s  
u1  
L  
s  
R 3  
L 1  
C 1  
R3R 3  
C 1  
I3I2L 2  
R 2  
C 2  
ILR

(a) 含有一个中继线圈拓扑图

s  
u1  
L  
s  
R 4  
L 1  
C 1  
R4R 4  
C 1  
I4I2L 2  
R 2  
C 2  
ILR3L 3  
R 3  
C 3  
I

(b) 含有两个个中继线圈拓扑图 图 2-3 含中继线圈的拓扑结构谐振无线电能传输系统若想实现电能的传输，前提条件便是两线圈处于谐振状况，有相同谐振频率，此频率被称作系统的谐振频率，若在发射端施加一

个同谐振频率相同频率的电源，发射端发生谐振，并激发出同频的周期性震荡 15 的磁场，在此过程中，电场能转变称为磁场能，此时发射端由于工作在串联谐振状态下，所以对外等效为短路状态 [37]，此时的发射端电流有最大值，此时产生的周期性磁场的强度也是最大的，位于此交变磁场中的接收端线圈由于跟发射端线圈具有同频的谐振频率，接收端线圈接收磁场谐振并感应出 LC 电场谐振[38]，此刻感应出的电流具有最大值。便是通过这种方式使得发射端的电场能量通过自身谐振转变为分布在空间中的磁场能量再通过自感的方式转变成接收线圈内的电场能，从而实现能量由发射端到接收端的无线传输。

2.1.2 理论分类在学术界广泛存在的有四种理论，分别是耦合模型论、电路理论、散射矩阵理论以及场路耦合理论。其中耦合模型理论于 20 世纪中期诞生，半个多世纪的发展使得其成为一套广泛使用的体系，主要是用来研究多个或两个电磁波模式间相互耦合规律的模型，在传输和震荡系统中是一种常用的工具，其数学表达可以解释为将一个耦合度较高的系统分解称为多个独立的微分方程，再对微分方程进行求解，求解要考虑边界条件，考虑独立单元之间耦合的影响。而散射矩阵理论是指在 N 端口网络的基础上利用散射参数 S 建立的理论模型，利用有限元分析的方法进行电磁场和能量损耗分析，但是这种方法的理论难以理解，

计算复杂，所以不容易被人们广泛接受和使用。电路理论是基于电路基本方程，利用互感模型，利用传统的耦合变压器互感模型，根据发射以及接收线圈的参数建立起电路的传输特性模型，需要考虑的参数包括电阻、电感、电压等，这种方法推导简单而且符合人们的朴素认知，因此较为容易接收，推广起来也更加容易。电路理论是建立在集总参数基础之上的，在实际应用过程中，很多结构的线圈很难得到集总参数，并且实际计算中需要考虑求解区域的复杂性、周围环境对系统的影响以及系统的边界条件，因此常需要利用电磁场理论从场的层面计算系统参数，利用有限元分析软件，考虑多场耦合的前提下分析无线电能传送的性能指标、传输特点等，本文将重点对场路理论以及互感理论进行详细的阐述[ 51]

2.2 电路模型与传输特性分析 采用集总参数的方式，利用电路理论分析磁耦合谐振式无线电能传输系统的传输特性，所做的理论推导、理论计算易于理解，方便对系统性能深入理解，是本文后续研究的基础工作。 16

2.2.1 平面线圈本征参数计算 本章节采用平面螺旋线圈进行无线电能传输，线圈示意图如图 2-4。其中左侧为平面螺旋线圈，右侧为线圈的局部放大图。精确的数学物理模型的建立是至关重要[21]，对于无线电能传输系统，需要考虑的参数有线圈的匝间电容、自感、电阻等。 1 ... ...

$i, j \in \{1, 2, \dots, N\}$

$2r_{Cij}t$

图 2-4 平面螺旋线圈线圈的匝数为 1、2、3...N，线圈导线的截面半径为  $r$ ，相邻线圈之间的匝间距为  $t$ ，为了便于推导，令线圈的平均半径为  $Q$ ，则线圈第  $i$  匝和第  $j$  匝的匝间电容为  $\frac{2\pi\epsilon_0 r^2 \ln\left(\frac{Q}{t}\right)}{Q^2}$  (2-1)

$i, j$

$Q^2$

$2\pi\epsilon_0 r^2 \ln\left(\frac{Q}{t}\right)$

$r^2$

$\pi\epsilon_0 = \frac{1}{9 \times 10^9} \text{ (2-1)}$

公式中  $\epsilon_0$  为真空中介电常数，则平面螺旋线圈的总匝间电容为  $\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N$

$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N$

$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N$

$i, j$

$C_{ij} = \frac{2\pi\epsilon_0 r^2 \ln\left(\frac{Q}{t}\right)}{Q^2} \text{ (2-2)}$

本文制作线圈时考虑了集肤效应，为减少该效应，应用 Litz 线，在极坐标下，建立平面螺旋线圈方程为

$r = a\theta \text{ (2-3)}$

则总弧长  $OM$  为  $2\pi a \sum_{i=1}^N \ln\left(\frac{Q}{t}\right)$

$aOM = a \sum_{i=1}^N \ln\left(\frac{Q}{t}\right) \text{ (2-4)}$

则总弧长为  $OM$  的平面螺旋线圈的导通电阻为  $R_0$

$R_0 = \frac{\rho L}{S}$

$\rho$

$L$

$S = \pi r^2$

$R_0$

$\xi \phi \xi \pi \sigma \cdot = \cdot \text{ (2-5)}$

式中，导通情况下，Litz 线的单位长度电阻值设为  $R_m$ ，其单位为  $\Omega/m$ ， $r$ 、 $n$  分别为 Litz 的单股外绝缘细铜丝的半径和股数， $\sigma$  为电导率，公式中  $c$

$\phi$

$\phi$  为  $17.22 \left(\frac{r}{t}\right)^{-1} \left(\frac{r}{t}\right)^{-1}$

$\left(\frac{r}{t}\right)^{-1} \left(\frac{r}{t}\right)^{-1}$

$\phi$

$\text{ber } r \text{ bei } r \text{ bei } r \text{ ber } r$

$\text{ber } r \text{ bei } r$

$\xi \xi \xi \xi \phi \xi \xi = + \text{ (2-6)}$

式中  $\text{ber}$ 、 $\text{bei}$ 、 $\text{ber}$  和  $\text{ber}$  为卡尔文函数。

公式 (2-6) 中  $\xi$  为  $0.2$

$r$

$\xi \mu \mu \sigma \omega \delta = \text{ (2-7)}$

公式 (2-7) 中， $\mu_0$  为真空磁导率，

$r$

$\mu$  为相对磁导率， $\omega$  为角频率， $\delta$  为趋肤深度，其表达式为  $0.2$

$r$

$\delta \mu \mu \sigma \omega = \text{ (2-8)}$

对于平面圆盘谐振器线圈，其等效电感计算公式为  $2.2 \times 10^{-2.46}$

$\ln 0.2a$

$\text{vgL } N r p$

$p$

$= \mu + \text{ (2-9)}$

其中， $P$  为

$\left(\frac{r}{t}\right) / \left(\frac{r}{t}\right)_0$

$ut \text{ in out inp } r = -r r + r \text{ (2-10)}$

$r_{avg}$  为

$\left(\frac{r}{t}\right) / 2a$

$\text{vg out in } r = r + r \text{ (2-11)}$

公式 (2-11) 中  $r_{out}$  为线圈外半径， $r_{in}$  为线圈的内半径。

2.2.2 单个谐振器端的等效电路模型在磁耦合谐振式无线电能传输系统中，LRC 电路可以良好的等效反映出两个线圈的电路特性，当电路工作在谐振状态下的时候，等效电路中的两个储能元件中的能量处于动态平衡状态，电路与电阻电路等效，根据等效电路中的电容元件、电感元件以及电阻元件的连接方式不同，可将其分为串联谐振电路以及并联谐振电路，本文采用电感电容串联的形式进行分析，其等效电路如图 2-5

所示[67]。



AC  
C  
L  
R  
U  
I

图 2-5 单个谐振器端的等效电路模型 18

串联谐振电路中，电路的串联总阻抗为

$$Z = j(\omega L - 1/\omega C) \quad (2-12)$$

当回路发生串联谐振式时，电路中的电抗值应该为零，即  $\omega L - 1/\omega C = 0$  (2-13)

此时回路的总阻抗最小，电路呈纯阻性，流经电路的电流与施加在电路上的电压之间没有相差，与只含有电阻的电路的状态相同，电路的工作频率即谐振频率，可计算出

$$\omega = 1/\sqrt{LC} \quad (2-14)$$

系统此时的阻抗为  $Z = R$ 。

设定电路的品质因数  $Q = 2\pi$  谐振回路储能每周周期能量损耗

，因此单个谐振器端线圈的品质因数  $Q$  为  $Q = \omega L/R$

$$Q = \omega L/R$$

$$Q = \omega L/R$$

$$\omega L/R = Q \quad (2-15)$$

该品质因数是对系统性能的量化，该参数越高，代表系统性能越好，系统电路设计时追求高品质因数，因此根据公式 (2-15)，调节线圈的自感和电容，可以达到较高品质因数的发射和接收线圈。

2.2.3 谐振式无线电能传输系统 电路模型研究和设计实际的电路时，建立准确的电路模型是十分必要的，如图 2-6 为谐振式无线电能传输系统端对端单节点收发系统的电路模型，其中  $1R$  电阻为发射回路值、 $1L$  为发射回路的谐振电感、

$C$  为发射回路的谐振电容、 $2R$  电阻为接收回路值、 $2L$  为接收回路的谐振电感、 $2C$  为接收回路的谐振电容，负载电阻用  $LR$  代替，发射电感和接收电感的互感为  $M$  [15]。

AC  
C1C 2  
L1L 2  
R1R 2  
RL + -  
1U  
jωM  
1I2I

图 2-6 等效电路当将激励电压  $U_1$  频率设置  $f = \omega/(2\pi)$  时，电路稳定后，可以计算出发射线圈 19 的回路阻抗  $Z_1$  为  $Z_1 = j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}$

$$Z_1 = j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}$$

$$Z_1 = j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}$$

$$\omega \omega = + + \quad (2-16)$$

接收回路阻抗  $Z_2$  为  $Z_2 = j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2$

$$Z_2 = j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2$$

$$Z_2 = j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2$$

$$\omega \omega = + + \quad (2-17)$$

发射端的二端口看进去的等效阻抗  $Z$  为  $Z = \frac{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}{1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}}$

$$Z = \frac{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}{1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}}$$

$$Z = \frac{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}{1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2}}}$$

$$= + \omega + \quad (2-18)$$

根据基尔霍夫定律，可列出 KVL 方程为  $(j\omega L_1 + R_1 + \frac{j\omega M^2}{j\omega L_2 + R_2 + 1/j\omega C_2})I_1 - j\omega MI_2 = U_1$

$$U_1 = Z_1 I_1 - j\omega MI_2$$

$$j\omega MI_1 - Z_2 I_2 = 0$$

$$\omega \omega = + + + = \quad (2-19)$$

求解方程 (2-19) 可得发射端回路电流为：  $I_1 = \frac{U_1}{Z_1 - \frac{j\omega M^2}{Z_2}}$

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 - \frac{j\omega M^2}{Z_2}}$$

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 - \frac{j\omega M^2}{Z_2}}$$

$$U_1 = Z_1 I_1 - j\omega MI_2$$

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 - \frac{j\omega M^2}{Z_2}}$$

$$\omega M Z_2 Z_1 + + + \quad (2-20)$$

接收端回路电流为：  $I_2 = \frac{j\omega MI_1}{Z_2}$

( )L

j MU

I

M Z Z R

$\omega \omega + + (2-21)$

输入功率  $P_i$

n为: ( ) ( ) 2 1 2 22 1 2 1 2 22 1 2

Re

Re = ( )

in

L

L

L

P I Z

M

U Z R Z

Z R

Z Z R M

$\omega \omega = + + + + + (2-22) \quad 20$

负载功率LRP 为:

( )L 22 1 22 1 2

=LR

L

$\bar{U}_j M R$

P

$\bar{Z} Z R M$

$\omega$

$(+ +) \omega (2-23)$

传输效率  $\eta$  为: ( ) 2 2 2 2 1 2

j =

Re

L

L

L

M R

M

Z R Z

Z R

$\omega \eta \omega + + + (2-24)$

平行放置两个蚊香型线圈,保持同轴,两线圈互感 M 为 0 1 2 1 2 2 2 ( ' ) ' ,

$M N N r r k K E$

$k k$

$=\mu - - (2-25)$

式中  $\mu_0$  为真空磁导率,  $r_1$ 、 $r_2$  分别为发射和接收线圈的平均半径,  $N_1$ 、 $N_2$

分别为发射和接收线圈的匝数,  $h$  为发射和接收端的水平距离,  $k$  为模数 2 2 1 2 1 2

$2k=4r r / ((r +r) +h) (2-26)$

为  $k$  求取椭圆积分,两类积分结果如下[61]。

z

x

y

$\theta$

$x'$

$y'$

$z'$

n 1

r 2

r 1

N 2

N

o'  $\phi$  图 2-7 偏转和偏移的圆形线圈当两线圈不同轴,发生偏转和偏移时,如图 2-7 所示,则两线圈间的互感 21

为 ( ) 01 1 2 1 23 0

$$\cos \cos 2$$

$$dk$$

$$r$$

$$M N N r r d$$

$$k V$$

$$\pi \theta \phi \psi \mu \phi \pi - = \int (2-27)$$

公式中 ( ) ( ) ( ) 2 1 2

$$k \psi k K k E k = - - ( ) 2 2 2$$

$$0l \sin$$

$$dK k$$

$$k$$

$$\pi \theta \theta = - \int ( ) 2 2 2 0$$

$$E k l k \sin d$$

$$\pi$$

$$= \int - \theta \theta ( ) 2 2 4 1$$

$$aV k$$

$$aV \xi = + +$$

$$\xi = \beta - \alpha \cos \phi \sin \theta 1 2$$

$$=r$$

$$r$$

$$\alpha 1$$

$$h$$

$$r$$

$$\beta = 2 2 2 2 2 2$$

$$l \sin \cos -2 \cos \cos d dV$$

$$r r$$

$= - \theta \phi + \theta \phi$  其中  $\theta$  为偏转角度,  $d$  为偏移距离,  $\phi$  表示接收线圈上任意一点的角度,  $\alpha$  表示发射和接收线圈的比例因子,  $h$  表示发射和接收线圈之间的距离,  $k$  为模数,

$K(k)$  和  $E(k)$  分别为  $k$  的第一类和第二类椭圆积分。

2.3 场路耦合模型与传输特性分析电路理论中的参数为集总参数, 这种方法虽然计算速度快, 但是计算结果 22

往往还不够准确, 而实际设计应用的过程中, 线圈的形状是多种多样的, 系统所处的环境也是复杂多样的, 求解区域的材料特性、边界条件等也是比较复杂的, 有时很难用集总参数准确的进行建模, 需要用电磁场理论进行精确的分析计算, 下面我们将介绍计算过程的具体操作方法。

发射线圈接收线圈

电路求解区域电磁场求解区域电路求解区域  $\sigma(x, y, z) \quad \varepsilon(x, y, z)$

$$S$$

$$U 1$$

$$R1C$$

$$L$$

$$R 2$$

$$C 1$$

$$I 2I 1$$

$$\Omega 2$$

$\Omega 3\Omega$ 图 2-8 磁耦合谐振式无线电能传输系统场路耦合模型磁耦合谐振式无线电能传输系统的场路耦合模型如图 2-8 所示, 求解区域  $\Omega$  分成三个求解区域  $1\Omega$ 、 $2\Omega$  和  $3\Omega$ , 其中  $1\Omega$  和  $3\Omega$  为电路求解区, 主要包括发射和接收线圈的外接电路,  $2\Omega$  为电磁场求解区, 主要包括发射和接收线圈。

2.3.1 感应场与辐射场电场同磁场相互正交垂直, 即二者之间存在一个 90 度的相位差, 用向量来表示的话, 二者相差一个虚数单位  $j$ , 也就是说  $rE$  和  $E\phi$ ,  $E\theta$  和  $H\phi$  所形成的功率密度的平均值为零, 即波印廷矢量的均值为零, 只产生无功功率的交换, 而不产生有功能量的损耗。

指 标
疑似剽窃文字表述
<ol style="list-style-type: none"> <li>2015 年, ABB 的 Bernhard Wunsch 为驱动电路供能构建了一套同心轴线圈结构的无线电能传输系统, 实现了 75 mm 的空气绝缘间隙。</li> <li>第二章磁耦合谐振式无线电能传输技术原理和理论 线圈参数设计是无线电传送系统的关键。</li> <li>理论, 分别是耦合模型论、电路理论、散射矩阵理论以及场路耦合理论。其中耦合模理论于 20 世纪中期诞生, 半个多世纪的发展使得其成为一套广泛使用的体系, 主要是用来研究多个或两个电磁波模式间相互耦合规律的模型, 在传输和震荡系统</li> </ol>

4. 散射矩阵理论是指在 N 端口网络的基础上利用散射参数 S 建立的理论模型，利用有限元分析的方法进行电磁场和能量损耗分析，
5. 理解，  
计算复杂，所以不容易被人们广泛接受和使用。电路理论是基于电路基本方程，  
利用
6. 1 平面线圈本征参数计算本章节采用平面螺旋线圈进行无线电能传输，线圈示意图如图 2-4。其中左侧为平面螺旋线圈，右侧为线圈的局部放大图。

3. 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工 总字数：10694  
程-祁兵\_第3部分

相似文献列表		
去除本人文献复制比：21%(2249) 文字复制比：21%(2249) 疑似剽窃观点：(0)		
1	S2019246048_安慧林_基于非均匀电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》- 2019-10-16	17.6% (1885) 是否引证：否
2	基于电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》- 2019-10-18	17.5% (1873) 是否引证：否
3	电磁场问题的“场”理论与“路”理论 张黎明;赵燕平;邓阿丽; - 《现代雷达》- 2007-02-28	2.7% (292) 是否引证：否
4	磁耦合谐振式无线电能传输系统的研究 铁林忠(导师：彭继慎) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》- 2018-06-01	0.3% (34) 是否引证：否
5	电磁辐射的评价与防护 王亚君,方华,赵毅 - 《电力环境保护》- 2004-03-20	0.3% (29) 是否引证：否
6	设备电磁辐射的评价与测量方法 郭宏福;白丽娜;李丽智; - 《电子科技》- 2009-11-15	0.3% (29) 是否引证：否

原文内容

这就意味着存储在电偶极子近场区域的电磁能量知识在磁场和电场之间来回交换，只有能量的交换而不产生能量的传播，也不存在向无限远空间传送电磁辐射。远场区在电场强度与磁场强度的相位方面具有明显的特征，即相位相同。因此他们形成了有功功率密度，形成了向外(正 r 方向)

传播的能量，所以我们一般把远场区称作辐射场。  
电磁辐射的方向可以如下描述，即对于同方向的电场和磁场，它们相互垂直且同相振荡，电磁辐射的传播方向可以定义为二者组成的平面的垂直方向。

其中电磁辐射场区可以根据与辐射源具体的不同，分为远区场和近区场。对于螺线管线圈等器件周围的区域里，其具备电压低电流大的特性，磁场要比电场大得多，而对于发射天线、馈线等高电压小电流的场源来讲，在近区场内电场比磁场大得多。

本文所研究的为非辐射式的谐振耦合无线电能传输技术，其一个显著特点为非辐射性，即不对外辐射电磁波，因为发射端与接收端的系统谐振频率一致， 23

整个系统内部形成闭合回路，并不对外界空间辐射电磁波。在闭合回路内部，  
电筒内部存储的电场能量与电感中存储的磁场能量相互转换，传输线圈产生交变的磁场，接收端根据交变磁场感生出交变电场，并源源不断给负载进行供电，  
供负载使用。

2.3.2 似稳场与时谐交流场时谐电磁场的场量按正弦规律变化，通过求解时变麦克斯韦方程可得到正弦稳态线性电磁场的解。变化的电场和变化的磁场分别产生变化的磁场和电场。

源的改变引起场的变化是以有限速度传播的，因此空间 r 处 t 时刻的场 E(r, t)和B(r, t) 是在前一时刻 r' 处的电流 J(r', t - τ) 和电荷 ρ(r', t - τ) 产生的，即场是由产生它的源推迟产生的，称作推迟效应。如果电磁波从场源到观测点距离为 r - r'，

波速为 v，传到观测点所用时间为 t'=(r -r') / v，如果传播时间 t' 远小于电磁波的周期T，即 (r -r') / v T，就可以忽略推迟作用，这种场称为似稳场，也可称为准静态场。

满足似稳关系要求τ 很小，即 1/ c =τ T，T 是电流变化周期 (T =1/ f)。如果 J(r, t - τ) 和 J(r, t) 差不多，可以用后者代替前者。如不能代替，就不满足似稳条件。由 1 c T=2 π c/ ω =c/ f=λ，似稳条件可归结为 1 λ。这就是说，

似稳条件要求电路线路长度比波长小很多。对于满足似稳条件的似稳电磁场来说，电路网络内的点，每一时刻的电磁场，以及电流、电荷分布和稳恒情况一

样，只不过它们一起同步地随时间变化。在这种情况下，虽然场量和源量都随时间变化，但在每一时刻场量和源量的关系类似于静态场中的场. 源关系，两者同步地随时间变化，这样的场也可称为准静态场，如天线附近的近场区。各点瞬时值 J(r, t)、E(r, t)、B(r, t) 可看作常矢量看待。这类非稳恒电路叫做似稳电路。显然，电路概念要求两个条件：频率不能太高和回路的线度不能太长。

麦克斯韦方程组在高频磁场传播的研究中使用广泛。对于不存在滞后效应的似稳场来说，场源时变慢、波长长，其中场点



的情况可以当做瞬变处理。似稳场中位移电流密度影响较小，我们将其忽略。在研究似稳场的时候，我们只考虑位移电流磁场变化产生的电场。

在交流电路和高频电子学中，当频率不太高时，不用麦克斯韦方程，而是用电路方程。一般来说对于由大量电磁元器件构成的复杂电磁系统用路概念比用场概念处理更简捷。因此，能用路概念时尽量用路概念处理，适用条件也是似稳条件。 24

2.3.3 场与路的分析方法在求解电磁问题的时候有两种方法可供我们选择，一是建立“路”的方法，二是建立“场”的方法，通常来讲，“路”的方法要比“场”的方法更加简洁，

理解起来也更加简单，但是“场”的方法更具有—般性，当“路”的方法由于自身的局限性遇到难以解决的问题的时候，我们就要运用“场”的概念进行处理。

“场”的理论依托 Maxwell 方程组而建立，求解过程比较困难，但是从原则上讲可以用来处理所有的宏观的电磁场问题。但是在某些特定的物理条件下，大部分问题可以简化称为“网络以及路”的问题，因此可以利用集总参数的“路”的理论进行分析，这就是电磁场问题的“路”和“场”的理论。

电磁场遵循 Maxwell 方程组和物质的组成关系，它通过 E(电场强度)、H(磁场强度)、B(磁通密度)、D(电通密度)、J(电

流密度)、q(电荷密度)、μ(磁导率)、ε (介电常数)等量来描述；集总参数电路理论研究电路中发生的电磁现象，它服从基尔霍夫定律和元件的伏安关系，并通过 V(电压)、I(电流)、Q(电荷)、Φ (磁通)、R(电阻)、L(电感)、C(电容)等量来描述。“路”理论研究的是一类特定电磁现象，这种特定电磁现象所遵循的普遍规律必然可以用描述宏观电磁现象的Maxwell 方程组导出。

在实际问题的分析过程中，我们并不需要知道空间上每—点场的分布，我们只想获得器件端口处的电压、电流以及流过元件的功率等—些物理量的数据，因此我们没有必要去求解复杂的 Maxwell 方程组。这就是用“路”的分析方法来替代“场”的分析方法的原因。

“路”作为“场”的—种近似理论，在大多数情况下仍满足电磁问题的技术精度要求，—旦符合“路”使用的条件，我们就尽量避免使用“场”来对问题进行刻画和描述。尽可能使用这种近似，可以使计算简便，同时也有满意的计算结果。电路理论—般应用在低频的电磁分析问题上，此时的位移电流非常小，即使忽略不计仍可满足工程精度要求。通过这种方法，我们将原始的复杂的电磁问题得到大大的简化，可快速得到分析的结果。

2.3.4 发射端场路耦合模型发射端主要包括功率源、串联谐振电容和谐振电感，场路耦合分析时对谐振电容进行路分析，对谐振电感进行场分析，即对发射线圈所在的区域进行场分析。对于发射线圈，在发射端电流密度J

的激励下产生磁场 H

，根据麦克斯

韦方程，发射端应满足的电磁场方程为[43]

$$\begin{aligned} & \sigma \quad \partial \nabla \times = +\partial \quad \partial \nabla \times = -\partial \quad \partial = + - \partial \nabla = \quad (2-28) \end{aligned}$$

对于电磁场求解时，为了求解方便，通常求解动态矢量位 A 和动态标量位φ，分别满足方程

$$\begin{aligned} & B \quad A \\ & AE \\ & t \\ & \phi = \nabla \times \quad \partial = -\nabla - \partial \quad (2-29) \end{aligned}$$

对于发射端的电容，满足电路方程，设电容1C 两端的电压为1CU，则有

$$\begin{aligned} & C \\ & d \quad U \\ & I \quad C \\ & dt = \quad (2-30) \end{aligned}$$

设发射和接收线圈的导线截面积为 S，则有

$$\begin{aligned} & S \\ & I = \int \int J \, ds \quad (2-31) \end{aligned}$$

因此，通过迭代求解 (2-28) . (2-31)，便可以得到发射端的场路耦合解。

R  
x  
y

图 2-9 平面螺旋线圈的结构及其等效同心环模型通过以上的思想，针对不同形状的发射线圈，应该求解对应的动态矢量位 A

和动态标量位φ，当两个线圈结构采取平面螺旋线圈时，如图 2-9 (a) 所示，则方程满足

26 ( ) ( ) ( ) ( )  
cos

$$\sin$$

$$x a$$

$$y a$$

$$\theta \theta \theta \theta \theta \theta = = (2-32)$$

公式中  $a$  为常数，用来调节线圈间的匝间距， $\theta$  是与  $x$  轴的夹角，相邻线圈之间的匝间距可以表示为

$$d = x(\theta + 2\pi) - x(\theta) = 2\pi a \quad (2-33)$$

建立满足方程 (2-32) 的动态矢量位  $A$

比较困难，因此采用近似方法，近似认为螺旋线圈是由多个具有不同半径的同心圆环叠加而成，如图 2-9 (b) 所示。这种简化模型的场分布可以由环电流产生的场叠加得到。该模型可快速近似计算螺旋线圈的矢量磁位分布。当考虑位移电流时，求解相当困难，因此忽略

略公式 (2-28) 中的  $D$

$$t \frac{\partial}{\partial t}$$

。由于波长足够长，这里我们可以假设环路中电流为均匀分布，做了这个假设后，柱坐标系下的矢量磁位  $A$  可分解成三个部分  $A_\rho$ 、 $A_\phi$  和  $A_z$ ，

当单匝线圈中均匀通有电流  $I$ ，如图 2-10 所示，则在空间中任意一点  $P$  处产生的矢量磁位的三个分量为 [31]

$$z$$

$$z$$

$$x$$

$$y$$

$$\rho$$

$$\phi$$

$$x$$

$$B$$

$$y$$

$$B$$

$$z$$

$$B$$

$$B_\alpha \alpha$$

图 2-10 单环线圈激发的矢量磁位

$$2 \quad 2 \quad 2 \quad 0$$

$$\cos$$

$$4 \quad 4 \quad 2 \quad \cos \quad 0$$

$$0z$$

$$I \, ds \quad I \, R \, dA$$

$$r \, R \, z \, R$$

$$A$$

$$A$$

$$\pi \phi \rho \mu \mu \phi \phi \pi \pi \rho \rho \phi = + + - = = \int \int \quad (2-34) \quad 27$$

公式中， $R$  是线圈半径， $\rho$  和  $z$  是为圆柱坐标系中的水平和垂直方向上的位移，将  $\phi$  用  $\pi + 2\theta$  替换后，代入公式 (2-34) 中  $A_\phi$  项有 ( ) ( ) ( )

$$2 \sin 1$$

$$4 \quad 2 \sin$$

$$2 \quad 2 \quad 1 \sin$$

$$2 \quad 1 \sin \quad 1 \quad 2 \quad 2 = =$$

$$R I dA$$

$$R \, z \, R$$

$$k \, I \, R \, dk \, d$$

$$k \, k k$$

$$I \, R \, k K \, k \, E \, k$$

$$\pi \phi \pi \pi \mu \theta \theta \pi \rho \rho \theta \mu \theta \theta \theta \pi \rho \theta \mu \pi \rho - = + + - \quad - - - \quad - \quad - - \quad \int$$

$$\int \int \quad (2-34)$$

式中  $k$  为模数， $K(k)$  和  $E(k)$  分别为  $k$  的两类椭圆积分。

$$2 \quad 2 k = 4 R \rho / ((R + \rho) + z) \quad (2-35) \quad ( ) \quad 2 \quad 2 \quad 2$$

$$0 \quad 1 \sin$$

$$dK \, k$$

$$k$$

$$\pi \theta \theta = - \int \quad (2-36) \quad ( ) \quad 2 \quad 2 \quad 2 \quad 0$$

$$E \, k \quad 1 \, k \sin d$$

$$\pi$$

$$= \int - \theta \theta \quad (2-37)$$

通过公式 (2-34)，磁场分量可由磁位计算为 ( ) ( ) ( )



内，会在磁场  $H$  的激励下产生电场  $E$

，从而在接收端产生回路电流  $I$

，通过磁场  $H$

，此时两个线圈达成能量的耦合，同时 LC 串联电路实现电路的谐振状态，根据麦克斯韦方程，发射端应满足的电磁场方

程为[76]

$$\begin{aligned} \nabla \times E &= -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times H &= J + \frac{\partial D}{\partial t} \\ \nabla \cdot D &= \rho \\ \nabla \cdot B &= 0 \end{aligned} \quad (2-44)$$

同样动态矢量位  $A$

和动态标量位  $\phi$  分别满足方程

$$\begin{aligned} \nabla^2 A &= -\mu_0 J \\ \nabla^2 \phi &= -\frac{\rho}{\epsilon_0} \end{aligned} \quad (2-45)$$

接收线圈接收到的电压  $V$  为

$$V = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int \nabla \phi \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad (2-46)$$

对于接收端的电路部分，设电容  $C$  两端的电压为  $U$ ，则有回路电流

$$\frac{dU}{dt} = -\frac{1}{C} \int I \cdot d\mathbf{l} \quad (2-47)$$

负载电阻为  $R$  两端的电压为

$$U = IR \quad (2-48)$$

设发射和接收线圈的导线截面积为  $S$ ，则有

$$I = \int \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} \quad (2-49)$$

因此，通过迭代求解 (2-44) 、 (2-49)，便可以得到磁耦合谐振式无线电能传输系统的接收端的场路耦合解。

2.4 本章小结本章首先介绍了磁耦合谐振式无线电能传输技术的原理和理论分析，分别介绍了系统的构成、谐振式的工作原理和理论分类，其次，本章推到了谐振式无线电能传输系统的电路模型和传输特性公式，其中考虑了平面线圈的寄生电容自身电阻等本征参数，最后为了等到相对电路模型更精确的无线电能传输系统的模型，本章推导了谐振系统的场路耦合模型，分别对电源和负载端进行路的分析，对线圈部分进行场的分析，分别得到了谐振无线充电系统的发射端和接收端的场路耦合模型，该模型将为系统谐振线圈的定量设计提供理论依据。

### 第三章无线供电系统耦合线圈优化设计

无线供电系统的耦合线圈是系统最为关键的核心部件，其性能将直接影响无线供电系统的电能传输表现，本章将开展谐振线圈定量的设计研究，根据应用环境的需求，定量设计发射和接收线圈的电感量。

3.1 无线供电线圈常见结构磁耦合无线充电系统中，最主要的部分为谐振线圈，谐振线圈的设计将对无线供电系统的性能带来最为重要的影响，线圈的形状、半径、匝数、匝间距等参数做一定的改变，都会对系统的传输效率、负载功率和传输距离等性能指标产生一定的影响，目前线圈的分类，按照是否有磁芯分为有磁芯和无磁芯，

由于本文的传输距离较远，为了让磁场跟多的辐射出去被接收线圈接收到，本文采用无磁芯结构；按照发射和接收线圈在三维空间上的分布情况，可大致将线圈分为两类，分别是近似二维结构的蚊香型和近似三维桶型结构的弹簧型结构，在相同传输距离的情况下，平面线圈的半径更大，但是在  $z$  轴方向的占用空间更小，跟适合  $xy$  维度上空间大而  $z$  维度上空间小的应用场合，如手机平板等消费类电子产品，而弹簧型螺旋线圈更适合  $x$ 、 $y$  维度上空间小而  $z$  维度上空

间大的应用场合，利用井下矿灯等，本文的充电对象为巡检机器人，立体结构，

$z$  维度的空间见到，因此本文采用弹簧型螺旋线圈结构。

此外，目前为了增加系统的偏移距离，有研究机构设计了双 D 结构的线圈和双 S 结构的线圈，该结构可应用到电动汽车的无线充电系统中；为了增加系统的抗偏转能力，有研究机构设计了同轴嵌套结构的可  $360^\circ$  旋转的抗偏转线圈，该线圈可应用到空间卫星、电力在线监测设别的无线供电领域。

3.2 螺线管线圈互感计算准确的模型对于系统研究非常重要，因此我们需要建立准确的互感模型。

在互感模型中，很少考虑线圈的半径和匝数。在这些部分，互感模型中将考虑线圈的半径和匝数。同时将对完全对准和非对准螺线管线圈的互感进行建模。

#### 3.2.1 同轴线圈互感计算

同轴正对的线圈如图 3-1 所示，线圈 S 和线圈 1 处于同轴水平状态，线圈 S 的匝数为  $i$ ， $i=1, 2, 3 \dots N_S$ 。线圈 1 的匝数为  $j$ ， $j=1, 2, 3 \dots N_1$ 。 $N_S(i)$  为线圈 S 的第  $i$  匝， $N_1(j)$  为线圈 1 的第  $j$  匝。 $O$  和  $O'$  分别代表线圈 S、线圈 1 的中



心，半径分别为  $R_S$  和  $R_1$ ，设点  $P$  为线圈  $S$  上任意一点， $Q$  为线圈  $1$  上任意一点， $R_p$  为链接  $P$  点和  $Q$  点的矢量模值[ 11]。

$x$   
 $y$   
 $z$   
 $o_C$   
 $oil\ S$   
 $P$   
 $Q$   
 $R_p$   
 $R_S$   
 $R_1Coil\ 1o'$

图 3-1 同轴多匝线圈示意图为了分析图 3-1 所示的多匝正对线圈的互感，本文首先分析线圈  $S$  和线圈  $1$  上任意一匝间的互感，图 3-2 为单匝同轴正对的线圈， $P$  点是第  $NS(i)$  圈上的任意一点， $Q$  为第  $N1(j)$  上任意一点， $S\phi$  和

$1\phi$  分别是  $P$  和  $Q$  点在柱坐标下在线

圈  $S$  和线圈  $1$  上的坐标角度， $Q'$  为  $Q$  点在  $x.y$  平面上的投影， $dr$  为线圈  $S$  和线圈  $1$  圆心间的相对距离，同样  $Q$  与  $Q'$  的距离便为  $dr$ 。其中  $l$  为  $P$  点到  $Q'$  点间的距离。

$R_1$   
 $R_S$   
 $x$   
 $y$   
 $z$   
 $o$   
 $P$   
 $R_p$   
 $y$   
 $l$   
 $Q$   
 $Coil\ 1$   
 $Coil\ S$   
 $NS(i)$   
 $N1(j)$   
 $Q'$   
 $dr$   
 $o'$   
 $\phi_S\ \phi_1$   
 $\phi_1$

图 3-2 同轴单匝线圈示意图在图 3-2 中， $l$  为  $l^2 = R_1^2 + R_S^2 - 2R_1R_S\cos(\phi_1 - \phi_S)$

$[2\cos(\phi_1 - \phi_S)]^2$

$s\ S$

$l = R_1 + R_S - R_1R_S(\phi_1 - \phi_S) \quad (3-1)$

$RP$  为  $3/2 \times [1 + 2\cos(\phi_1 - \phi_S)]$

$= [1 + 2\cos(\phi_1 - \phi_S)]$

$p\ r$

$S\ r\ S\ S$

$R\ l\ d$

$R\ R\ d\ R\ R\ \phi\ \phi = + + - - \quad (3-2)$

单匝线圈  $S$  和线圈  $1$  间的互感  $M$  为  $0.14$

$S$

$ij$

$p$

$d_1\ d_{1M}$

$R$

$\mu\pi \times = \int \int \quad (3-3)$

将单匝线圈间的互感进一步扩展到多匝线圈上，图 3-1 的截面图如图 3-3

所示，截面图是由  $y.z$  平面截取所得，线圈  $S$  和线圈  $1$  的导线截面半径分别为  $W_S$  和  $W_1$ 。线圈  $S$  和线圈  $1$  的匝间距分别为  $S_S$  和  $S_1$ 。 $d_1$  为线圈  $S$  顶端到线圈  $1$

底端的垂直距离。

$P$

Rp  
NS  
Q (1)  
NS(2)  
NS(3)  
N1(1)  
N 1(2)  
N 1(3)

RS  
R1  
WS  
W1  
S  
S  
S1

Coil S  
Coil 1  
dl

图 3-3 正对多匝线圈的截面图图中 dr 为 1 1 1 1

( 1)( ) ( 1)( )r

Si S S j

d =d +N -w +s +N -w +s (3-4)

利用公式 (3-2) , (3-3) 和 (3-4) 及 dl S 和 dl1 的内积, 公式 (3-3) 可以写为[19] 2 20 1 1 12 2 20 0 11  
cos( )

4 +1 cos( )

S S

ij S

S rS

R RM d d

R R d

$\mu\pi \pi \phi \phi \phi \phi \pi \lambda \phi \phi - = +- - \int \int$  (3-5)

公式中  $\lambda$  为 1 2 2 2 1 2 +

S

S r

R R

R R d

$\lambda = +$  (3-6)

对于线圈 S 和线圈 1 分别包含 i 匝和 j 匝, 其中 i=1, 2, 3...NS, j=1, 2, 3...N1, 则多匝正对两线圈间的互感 M 为 33 1 1 1

SN N

ij

i j

$M M = = = \Sigma \Sigma$  (3-7)

3.2.2 偏移和偏转线圈互感计算实际应用过程中, 常会出现即偏转又偏移的情况, 图 3-6 为线圈偏转和偏移线圈的示意图, 线圈 S 的坐标为系为 x-y-z, 线圈 1 的坐标系为 x'-y'-z', 点 O''

为点 O' 在 x-y 平面上的投影, 点 O''' 为点 O'' 在 y 轴上的投影, d2 为线圈 1 偏离线圈 S 中心的水平距离, 因此 O 到 O''' 点的距离为 d2。O'z' 在 x-z 平面上的投影

命名为 O'z'', 其中 O'z'' 和 O'z' 的夹角为  $\theta$ 。而 O'z'' 与 z 轴的夹角为  $\gamma$ 。

z'

y'

x'

O' RS

x

y

z

O PQ

Rp

R1

Coil 1

Coil Sd2

y



$$\lambda = + + (3-24) \begin{matrix} 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 1 & 2 & 2 & + \\ r \\ d \\ S & r \\ R & d \\ R & R & d & d \\ \lambda = + + (3-25) \end{matrix} \begin{matrix} 2 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 1 & 2 & 2 \\ +eS \\ r \\ R \\ R & R & d & d \\ \lambda = + + (3-26) \end{matrix}$$

对于线圈 S 和线圈 1 分别包含 i 匝和 j 匝，其中 i=1, 2, 3…NS, j=1, 2, 3…N1，则多匝水平偏移的两线圈间的互感 M 为

$$M_{ij} = \sum_{i=1}^{NS} \sum_{j=1}^{N1} M_{ij} \quad (3-27)$$

以上分析了多匝正对线圈，偏移线圈，偏转线圈和既偏转又偏移线圈的情况下两线圈间的互感，利用公式（3-5）、（3-9）、（3-15）、（3-21）和公式（3-27），

可以对不同姿态下两线圈间的互感进行求解。

3.3 螺线管线圈参数设计磁耦合谐振无线电能传输研究的一个难点问题是如何量化的设计线圈参数，本节利用场路耦合模型，分析电感、传输距离和频率等影响因子是如何影响能量发射以及接收的，探究其背后的影响机理，并根据影响机理对发射线圈和接收线圈的电感量进行定量分析。 35

3.3.1 电感对传输特性的影响在设计磁耦合谐振无线电能传输的时候，需要重点考虑若干个关键参数，

其中对系统性能影响比较大的参数为发射端以及接收端线圈的电感大小，电感量的改变直接关系到系统的特性，设计合理的电感量参数，可以在同等半径范围内，增加系统的传输效率和传输距离，降低系统的发热情况，如何合理设计线圈电感量是目前研究的一个热点问题，同样是本文研究的重点问题。本文利用 2.3 节中推导的场路耦合模型中的传输特性公式，结合 3.2 节中螺线管线圈的计算公式，通过 Matlab 对系统传输特性进行数值仿真，通过仿真绘图得到系统传输效率、负载功率随这个数值随两个线圈电感量不同取值的变化图，根据应用场景，即可合理选择这两个关键电路参数。

令系统的工作频率为 500KHz，供电电压 U1 为 100V，R1=R2=0.5Ω，发射线圈和接收线圈的耦合系数 k=0.1，利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的负载特性随发射和接收线圈电感量变化的三维曲面图如图 3-5 所示。

指 标
疑似剽窃文字表述
1. “路”理论研究的是一类特定电磁现象，这种特定电磁现象所遵循的普遍规律必然可以用描述宏观电磁现象的Maxwell 方程组导出。
2. 并不需要知道空间上每一点场的分布，我们只想获得器件端口处的电压、电流以及流过元器件的功率等一些物理量的数据，因此我们没有必要去求解复杂的 Maxwell
3. 2.3.4 发射端场路耦合模型发射端主要包括功率源、串联谐振电容和谐振电感，场路耦合分析时对谐振电容进行路分析，对谐振电感进行场分析，即对发射线圈
4. 这种简化模型的场分布可以由环电流产生的场叠加得到。该模型可快速近似计算螺旋线圈的矢量磁位分布。
5. 2.3.5 接收端场路耦合模型接收端主要包括谐振电感、串联电容和负载电阻，场路耦合分析时对谐振电容进行路分析，对谐振电感进行场分析，
6. 3.2.1 同轴线圈互感计算 同轴正对的线圈如图 3-1 所示，线圈 S 和线圈 1 处于同轴水平状态，线圈S 和的匝数为 i，i=1, 2, 3…NS。线圈 1 的匝数为 j，j=1, 2, 3…N1。NS(i)为线圈 S 的第 i 匝，N1(j)为线圈 1 的第 j 匝。
7. 为了分析图 3-1 所示的多匝正对线圈的互感，本文首先分析线圈 S 和线圈 1 上任意一匝间的互感，图 3-2 为单匝同轴正对的线圈，P 点是第 NS(i)圈上的任意一点，Q 为第 N1(j)上任意一点，
8. 在线圈 S 和线圈 1 上的坐标角度，Q' 为 Q 点在 x.y 平面上的投影，dr 为线圈 S 和线圈 1 圆心间的相对距离，同样 Q 与 Q' 的距离便为
9. O'z' 在 x-z 平面上的投影命名为 O'z''，其中 O'z'' 和 O'z' 的夹角为 θ。而 O'z'' 与 z 轴的夹角为 γ。



程-祁兵_第4部分		
相似文献列表		
去除本人文献复制比：38.9%(4022)      文字复制比：38.9%(4022)      疑似剽窃观点：(0)		
1	无尾电视的磁耦合谐振式无线供电技术研究 杨晓南(导师：陈忠华) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2017-06-01	22.1% (2289) 是否引证：否
2	具有频率跟踪的磁耦合谐振式无线电能传输技术研究 安慧林(导师：赵国强) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2015-12-01	12.4% (1283) 是否引证：否
3	基于电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2019-10-18	7.7% (793) 是否引证：否
4	S2019246048_安慧林_基于非均匀电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2019-10-16	7.4% (761) 是否引证：否
5	无尾电视的谐振式无线供电技术研究 杨晓南 - 《学术论文联合比对库》 - 2017-06-09	5.9% (611) 是否引证：否
6	安慧林 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-12-19	3.6% (368) 是否引证：否
7	磁耦合谐振式无人机无线供电系统设计 陈辉 - 《学术论文联合比对库》 - 2017-10-13	2.7% (283) 是否引证：否
8	滴灌无线控制终端节点的电能无线传输技术研究 李新恒(导师：龚立娇) - 《石河子大学硕士论文》 - 2018-06-01	1.0% (100) 是否引证：否
9	磁耦合谐振无线电能传输的线圈与发射电路优化 赵鸿远(导师：周熙炜) - 《长安大学硕士论文》 - 2018-04-09	0.4% (38) 是否引证：否
10	多发射线圈磁耦合谐振式无线电能传输系统的研究 周俊巍(导师：吴军基) - 《南京理工大学硕士论文》 - 2016-05-01	0.3% (31) 是否引证：否
11	2015201119-李新恒-滴灌无线控制终端节点的电能无线传输技术研究-答辩后检测 李新恒 - 《学术论文联合比对库》 - 2018-05-31	0.3% (29) 是否引证：否

原文内容

图 3-5 负载功率随电感变的三维图图 3-5 中，横坐标  $x$  代表能量发射端线圈的电感值大小， $y$  坐标代表能量接收端线圈电感值的大小，单位均为亨利，因变量  $z$  轴代表系统所带负载的整体功率大小，单位为瓦特。根据图 3-5 所显示出的信息，容易看出，发射电感和接受电感的电感量在  $0\sim 50\mu\text{H}$  的区间内变化的时候，系统负载功率整体呈现出先增大后减小的变化趋势，当发射和接收线圈的在  $25\mu\text{H}\sim 45\mu\text{H}$  范围内时，系统整体的负载功率直接超过了  $200\text{W}$ ，满足设计要求，线圈的电感量可在该范围内选择。 36

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的传输效率随发射和接收线圈电感量变化的三维曲面图如图 3-6 所示。

图 3-6 传输效率随电感变的三维图图 3-6 中， $x$  轴为发射电感， $y$  轴为接收电感，单位均为亨利， $z$  轴为系统的传输效率。从图 3-6 中可以看出，当发射电感和接收电感的取值在  $0\sim 50\mu\text{H}$  范围内变化时，系统的传输效率的变化趋势是单调递增，理论上，为获得更佳的系统传输表现，要选择尽可能大的电感量，但是同时需要兼顾系统的其他传输特性，例如负载功率、源端回路电流等。当发射和接收线圈的在  $25\mu\text{H}\sim 50\mu\text{H}$  范围内时，系统的效率不小于  $85\%$ ，满足设计要求，因此，线圈的电感量可在该范围内选择。

由于磁耦合利用的是电路的谐振耦合，本文中发射电路和接收电路会产生电容电感的串联谐振，因此回路中的电流相对交大，而目前的高频开关器件电流导通能力有限，因此本文在设计发射和接收线圈时，需要考虑发射端回路的电流值。同样利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的发射回路电流随发射和接收线圈电感量变化的三维曲面图如图 3-7 所示。 37

图 3-7 发射回路电流随电感变化的三维图图 3-7 中， $x$  轴为发射电感， $y$  轴为接收电感，单位均为亨利， $z$  轴为系统的发射端回路电流，因为接收端回路没有开关器件，且接收端电流小于发射端电流，因此本文仅考虑发射端电流。从图 3-7 中可以看出，当发射线圈和接收线圈电感量在  $0\sim 50\mu\text{H}$  范围内变化时，系统的发射回路电流的变化趋势是一直减小，理论上电感量越大，系统的发射回路电流越小，但是同时需要兼顾系统的其他传输特性，例如负载功率、系统传输效率等。目前的高频开关器件的导通电流一般在  $10\text{A}$  以下比较常见，因此本文设定发射端回路电流不得超过  $10\text{A}$ ，

从图中可以看出，当发射和接收线圈的在  $25\mu\text{H}\sim 50\mu\text{H}$  范围内时，系统的发射端回路电流不大于  $10\text{A}$ ，满足设计要求，因此，线圈的电感量可在该范围内选择。

根据图 3-5 和图 3-7 的仿真结果可以，随着发射和接收线圈的电感量在  $0\sim 50\mu\text{H}$  范围内变化时，系统的负载功率具有极大值，开始时增加随后减小，此过程中系统的传输效率一直递增，发射端回路电流一直减小，为了兼顾不小于

$200\text{W}$  的传输特性，同时做到高效率小电流的传输特性，最终，本文将无线电能传输系统的发射及接受端的螺线管电感量均选为  $35\mu\text{H}$ ，采用漆包线，线径选取为  $0.15\text{cm}$ ，两个线圈的骨架为直径  $10\text{cm}$

的 PVC 圆筒，最终，本文设计的数值如表 3-1 所示。d1、d2 分别代表无线供电系统的发射端线圈直径以及接收端的线圈直径，N1、N2 分别代表无线供电系统发射线圈的匝数和接收线圈的匝数[8]。

表 3-1 电路参数

L1/μH	35	d1/d2/m	0.15	C2/pF	2536
L2/μH	35	RL/Ω	194	R1/Ω	0.1
N1/N2/匝	9	C1/pF	2536	R2/Ω	0.1

利用表 3-1 中的参数对线圈进行绕制，本文最终绕制的线圈实物图如图 3-8 所示。绕制过程需要注意绕线的紧密贴合，保证发射和接收线圈的电感量相同，这样有利于电容的匹配。

图 3-8 线圈实物图为了验证本文设计线圈参数的合理性，将对线圈进行回波损耗测试，矢量网络分析仪测得的线圈回波损耗如图 3-9 所示。

起始：1.8MHz 终止：2.2MHz 16.15 10.53 4.91 -0.69 -6.31 -11.93 -17.54 -23.16 -28.77 -34.39 dB

回波损耗起始频率：450KHz500KHz 终止频率：550KHz

图 3-9 线圈 S 参数实测图测试的频率范围为 450KHz-550KHz，从图中可以看出，线圈在 500KHz 时的回波损耗最小，为-25.03dB，因此通过回波损耗测量证明了本文线圈设计的合理性。

3.3.2 频率对传输特性的影响影响系统传输特性的另一个参数是激励电压的频率，由于发射和接收回路的 LC 固有谐振频率已经确定，不同的源端激励电压频率对系统的传输特性影响特别大，由于是谐振耦合的方式，理论上系统对传输特性应该会比较敏感，

同时系统有可能会出现频率分裂现象，系统的负载功率随着频率的变化，负载功率会出现两个峰值点，因此需要合理的设计回路中 LC 的谐振频率。

令激励电压的频率在 450KHz-550KHz，供电电压 U1 为 100V，R1=R2=0.5Ω，

分别将发射线圈和接收线圈的电感量均设为 35uH，二者的耦合系数 k=0.1，

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的负载特性随激励电压频率变化的曲线如图 3-10 所示。

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的负载特性随激励电压频率变化的曲线如图 3-10 所示。

图 3-10 负载功率随频率变化曲线图 3-10 中，横坐标为频率，单位 Hz，纵坐标为负载功率，单位为 W，仿真过程中，对激励电压进行 450KHz-550KHz 间的扫频，电路中其他参数不变，

从图中可以看出，当频率从 450KHz 到 550KHz 变化时，负载功率的仿真结果是先增加后减小，当频率为 500KHz 时，负载功率为最大值，为 210W，满足本文的设计要求，当频率偏离 500KHz 时，系统的负载功率变化较快，因此在实物加工和电路设计时，应该严格控制系统的固有谐振频率为 500KHz，激励电压的频率为 500KHz。40

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的传输效率随激励电压频率变化的曲线如图 3-11 所示。

图 3-11 效率随频率变化曲线图 3-11 中，横坐标为频率，单位 Hz，纵坐标为负载功率，单位为 W，仿真过程中，对激励电压进行 450KHz-550KHz 间的扫频，电路中其他参数不变，

从图中可以看出，当频率从 450KHz 到 550KHz 变化时，系统传输效率不断增加，斜率在减小，当驱动电压的频率为 500KHz 时，系统的传输效率为 90.4%，

符合本文的设计要求，进一步通过仿真分析了分文设计参数的合理性。

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的发射端回路电流随激励电压频率变化的曲线如图 3-12 所示。41

图 3-12 源端回路电流随频率变化曲线图 3-12 中，横坐标为频率，单位 Hz，纵坐标为负载功率，单位为 W，仿真过程中，对激励电压进行 450KHz-550KHz 间的扫频，电路中其他参数不变，

从图中可以看出，当频率从 450KHz 到 550KHz 变化时，发射端回路电流的仿真结果是先增加后减小，当频率为 500KHz 时，发射端回路电流为最大值，为

4.2W，满足本文设计小于 10A 的要求，当频率偏离 500KHz 时，系统的源端回流电流变化较快，因此在实物加工和电路设计时，应该严格控制系统的固有谐振频率为 500KHz，激励电压的频率为 500KHz。

3.3.3 传输距离对传输特性的影响磁耦合谐振式无线传输技术的一个优势是可以实现中远距离的电能高效传输，在 cm 级范围内，谐振式无线电能传输技术是最佳的方式，一般其最佳传输距离与发射和接收线圈的尺寸成正比，由于巡检机器人底盘和地面充电线圈之间具有一定的距离，约为 5cm，且传输距离对系统的传输特性具有较大的影响，因此需要研究系统的传输特性与传输距离的关系。

利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的负载功率随发射和接收线圈间的距离变化曲线如图 3-13 所示。

图 3-13 负载功率随距离变化曲线图中横坐标和纵坐标分别为传输距离和负载功率，其中横坐标单位为 m，纵坐标单位为 W，仿真过程中，保持发射端的输入功率不变，电路中其他参数不变，在输入功率和发射端位置不变的情况下，改变接收端线圈与发射线圈的距离。从图中可以看出，当频率从 1cm 到 30cm 变化时，负载功率的是先增加后减小，当传输距离为 7cm 时时，负载功率为最大值，为 210W，满足本文的 42

理论分析和计算结果，7cm 距离处为系统的最佳传输距离满足本文设计的要求。

同样利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的传输效率随发射和接收线圈间距离变化曲线如图 3-14 所示。

图 3-14 传输效率随距离变化曲线

图 3-14 中横坐标和纵坐标分别为传输距离和负载功率，其中横坐标单位为

m，纵坐标单位为 W，仿真过程中，保持发射端的输入功率不变，电路中其他参数不变，在输入功率和发射端位置不变的情况下，改变接收端线圈与发射线圈的距离，由图可知，当频率从 1cm 到 30cm 变化时，系统传输效率不断减小，

当传输距离为 7cm 时时，系统传输效率大于 90%，与 3.3.2 节和 3.3.3 节中的仿真结果符合，满足本文的设计要求。利用 2.3 节中传输特性公式和 3.2 节的互感计算公式，得系统的源端回路电流随发射和接收线圈间距离变化曲线如图 3-15 所示。 43

图 3-15 源端回路电流随距离变化曲线

图 3-15 中横坐标和纵坐标分别为传输距离和负载功率，其中横坐标单位为 m，纵坐标单位为 W，仿真过程中，保持发射端的输入功率不变，电路中其他参数不变，在输入功率和发射端位置不变的情况下，改变接收端线圈和发射线圈之间的距离，从图可知，当频率从 1cm 到 30cm 变化时，系统的源端回路电流先增加后区域稳定，当传输距离为 7cm 时，源端回路电流为 4.2A，满足本文设计的小于 10A 的要求，且与 3.3.2 节和 3.3.3 节中的仿真结果符合，进一步通过仿真分析了本文设计的正确性。

3.4 本章小结本章针对巡检机器人无线供电系统的谐振线圈设计开展了研究，介绍了目前无线供电系统常采用的线圈结构，确定了本文采用无磁芯的螺线圈线圈结构，

其次，为了分析系统传输特性，本章推到了螺线管线圈的互感模型，其中包括线圈的匝数、半径、匝间距和线径等参数，最后本章据场路耦合模型及螺线管线圈互感模型，仿真分析了电感、频率和传输距离对系统定性的影响，并定量设计了发射和接收线圈的电感，采用仿真分析的方式，最终选择 500KHz 作为所设计系统的频率，可提供给负载的功率为 200W，最大传输功率点处的距离为 7cm，整个系统的传输效率不小于 85%。 44

#### 第四章高频电源的设计和仿真

对于端对端的单节点磁耦合谐振系统来讲，发射端的供电电源性能表现至关重要，本章将开展对高频供电电源的设计和仿真分析，分别开展系统主电路设计、系统发射电路设计和接收电路设计，提出并设计基于双管 E 类放大电路拓扑结构的变电站巡检机器人的无线供电系统供电电源，通过仿真分析论证本章设计的高频供电电源的合理性。

4.1 系统主电路设计针对变电站巡检机器人的无线供电系统，供电电路首先是在市电上进行取电，然后通过整流滤波电路得到直流电，直流电通过高频产生电路产生 500KHz

的高频电压，将高频电压施加给无线电能传输系统的 LC 发射电路，并使得发射电路和接收电路产生同频谐振耦合现象，电能得以实现无线传输，期间本文采用频率跟踪系统，对系统的谐振状态进行检测，当频率跟踪系统发现谐振频率改变时，频率跟踪控制电路可以精准快速的调节高频产生电路的驱动频率，

从而实现无线电能传输系统的再次谐振。如图 4-1，为巡检机器人的供电组成，

巡检机器人的组成部分分为地面部分以及机载部分。

市电取电高频整流滤波电路高频电源产生电路谐振发射电路谐振接收电路高频整流电路DC/DC

电路地面部分巡检机器人部分巡检机器人发射端电路部分接收端电路部分图 4-1 供电系统主电路示意图

#### 4.2 系统发射端电路设计

4.2.1 整流滤波电路设计依据不同的分类标准，整流电路可分为半桥整流电路和全桥整流电路，或可控型和不可控型整流电路。从电能传输效率角度考虑，全桥整流电路更具优势，而可控型和不可控型相对比，使用效率区别不大，因此，为了保证传输效率同时节约成本，采用不可控型、全桥整流电路。由于我国市电频率为 50Hz，45

滤波电路后需要有滤波电容。单相不可控整流电路的示意图如图 4-2 所示。 +

d  
L  
d  
U<sub>dc</sub>

图 4-2 单相不可控整流电路随着电力电子器件的发展，整流电路已经相当成熟，全桥整流电路在非特殊使用场合下，已经不需要自己单独搭建电路，多采用集成的模块，一次本节将不再过多介绍，单相不可控整流电路模块实物图如图 4-3 所示。

图 4-3 整流板实物图

4.2.2 高频电源产生电路设计全桥电路、反激电路、半桥电路和 E 类放大电路是目前磁耦合无线电能传输技术中常用的供电电源拓扑结构，其中，E 类放大电路因其结构简单，工作频率高，理论效率可以达到 100%，因此常被广泛使用。根据开关管支路数目的多少，可将 E 类放大电路分为单管的以及双管的。

(1) 单管 E 类放大电路 46 0

C 1  
C 0  
L 1  
L 1  
R  
dc  
Vd  
s  
V  
d  
i  
o  
I  
c  
i  
drain



V  
s  
u 1  
D 2  
D 3  
D 4  
D  
C

图 4-4 系统发射端电路示意图系统发射端电路示意图如图 4-4 所示，其采用单管 E 类放大电路拓扑结构，

主要包括高压感应取电、整流滤波、E 类放大电路和谐振发射电路。其中谐振发射电路即为发射谐振器，已经在本文第二和第三章设计。高压取电本文采用感应取电方式，整流滤波电路本文采用全桥整流电路和电容滤波电路，由于这两部分电路相对成熟，本文将不再过多叙述，实验搭建过程中，采用市面上已有的模块。对于高频电源产生电路，本文采用 E 类放大电路。

E 类放大电路只需要一个开关管，因此，只需要控制这个开关管的占空比，

就可以控制 E 类放大电路，产生所期望的高频电源，这是相较于全桥电路，E

类放大电路的优势。然而，电路结构简单的同时，E 类放大电路付出了开关管要承受更大电压的代价，同等情况下，每个开关管承受电压将为全桥电路的两倍。因此，当需要传输的电功率不高，而传输频率较高时，E 类放大电路将展现自己的优势，避免自己的劣势。针对本文设计的无线电能传输场景和应用场合，本节将设计 8MHz，输出功率 0.100W 的放大电路，此时 E 类放大电路比全桥电路更为适用，因此，选择 E 类放大电路。

图 5-2 中电感  $L_0$  为电源供电端的输入电感，起到扼制电流作用，应该足够大，因为当电感  $L_0$  足够大时，电流  $I_0$  可以视为恒定电流。同时，为了降低电路

损耗，使开关管处于软开关状态，添加了旁路电容  $C_0$ 。 $L_1$ 、 $C_1$  组成发射谐振器。

E 类放大电路的基本原理为：在信号  $V_{\text{drain}}$  的激励作用下，当开关管导通时，电容  $C_0$  被短路， $L_1$ 、 $C_1$  两端的电压近似为零，当开关管关断时，电源  $V_{\text{dc}}$  对  $L_1$ 、 $C_1$  电路供电，谐振电路两端的电压为近似为  $V_{\text{ds}}$ ，在一个周期内，由于  $C_0$  的存在，使开关管处于软开关状态， $L_1$ 、 $C_1$  的二端口网络在幅值为  $V_{\text{ds}}$ 、周期为激励信号频率的方波激励下处于串联谐振状态。

(2) 双管 E 类放大电路 47 0

C 1  
C 0  
L 1  
L 1  
R  
dc  
V  
ds  
V  
o  
I  
c  
idi  
drain  
V  
d  
i

图 4-5 双管 E 类放大电路图 4-5 代表双管 E 类放大电路示意图，其开关管的分枝数为两路，因此在承受相同电压的情况下，单管 E 类放大电路的电流仅为双管的一半，即电流大小仅为为其一半，同时功率大小也只有双管的一半，本文设计的无线供电系统的工作频率为 500KHz，功率为 200W，采用单管 E 类放大电路，对开关管的过流要求较高，因此为了减轻开关管过流负担，本文采用双管 E 类放大电路的拓扑结构。

由于双管 E 类放大电路设计存在一定的复杂性，故做以下假设

(1) 该电路除了  $R_1$  消耗功率，开关管和储能元件均处于理想状态，不消耗功率。

(2) 定义  $1/Q$

$Q = \omega L / R$  为谐振电路的品质因数，令  $Q$  为较大值。

(3) 设置触发信号的占空比为 0.5，开关角为  $\pi$ 。

(4) 流过电感  $L_0$  的电流为恒定值。

当  $0 \leq \omega t < \pi$  时，开关管导通，电容  $C_0$  被短路，因此  $C_0$  电流  $i_c = 0$ ，由基尔霍夫电流定律，可以推出开关管上的电流应为：

$0(\ ) \sin(\ )$

d R

i  $\omega t$   $I = -i \omega t + \phi$  (4-1)

因此，当  $\omega t = 0$ ，开关管闭合时时， $(0) 0di =$ ，可得：

$0 \sin(\ )$



$$\frac{R}{I} = i \phi \quad (4-2)$$

当  $\pi \leq \omega t < 2\pi$  时，开关管关断，开关管所在支路相当于被断路，因此其电流  $i_d = 0$ ，由基尔霍夫电流定律，可以推出旁路电容  $C_0$  的电流为

$$i_c \sin(\omega t)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi) \quad (4-3)$$

开关管两端的电压为  $v_{ds}$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$\frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt \quad (4-4)$$

当开关管零电压开通时，则应满足：  $v_{ds} = 0$

$$v_{ds} = 0$$

$$v_{ds} = 0 \quad (4-5)$$

根据上述公式可得：

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi) \quad (4-6)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$\frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt \quad (4-7)$$

当  $0 \leq \omega t < \pi$  时，归一化电流为：

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_c \sin(\omega t) = -i_c \sin(\omega t + \phi) \quad (4-8)$$

当  $\pi \leq \omega t < 2\pi$  时，归一化电压为：

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$v_{ds} = \frac{1}{C_0} \int i_c \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt \quad (4-9)$$

由公式 (4.8) 和 (4.9) 可知，开关管的电压和电流在同一时刻总有一个为 0，此时的开关管达到了软开关状态，因此电路的效率值在理论上可以达到

$$100\%，其中 C_0 的取值应满足： C_0 \geq \frac{0.1836}{0.81(1 - 0.2)} \frac{1}{4}$$

$$C_0 \geq \frac{0.1836}{0.81(1 - 0.2)} \frac{1}{4}$$

$$C_0 \geq \frac{0.1836}{0.81(1 - 0.2)} \frac{1}{4} \quad (4-10)$$

扼流线圈的电感值为：

$$L \geq \frac{0.2}{1 - 0.2} \frac{1}{10} \quad (2)$$

$$L \geq \frac{0.2}{1 - 0.2} \frac{1}{10} \quad (4-11)$$

兼顾电路效率和谐波含量，在工程上，一般通过综合考虑，选取品质因数的取值，经验上通常  $Q$  值取在 5-20 之间，本此令  $Q=10$ ，将数值带入式 (4-10)

和式 (4-11)，可以得到  $C_0=7814pF$ ， $L_0 \geq 694.4\mu H$ ，最后取  $C_0=7814pF$ ， $L_0=700\mu H$ 。

但需要注意的是，由于寄生电容的存在以及实际和理论的偏差，因此实际电路最终不一定是计算值。

开关管是 E 类放大电路的核心器件，决定开关管性能好坏的重要影响因子为开关管的工作参数，如上升沿时间，下降沿时间，耐压值，过流能力等之间关系到电路性能的好坏，由于系统的工作频率是 500KHz，对于电路来说属于中高频段，因此不用采用 MOS 管左右开关器件，综合响应时间、耐压和过流能力，本文最终采用 IXYS 公司的 IXFH12N100F 的 MOS 管。

IXFH12N100F

各个性能指标均满足本文的需要，表 4-1 列举了其部分性能参数。

表 4-1 IXFH12N100F 参数

名称参数典型值

VDS 1000V

VGS  $\pm 20V$

ID 48A/25℃  
td(on) 12ns  
tr 9.8ns  
td(off) 31ns  
tf 12ns

考虑到驱动电路的驱动能力和兼容性，本文选用的驱动芯片的型号为 IXYS  
公司推荐的自家生产的 IXDD409，其各个性能指标均满足本文的需要，表 4-2  
列举了部分性能参数。

表 4-2 IXDD409 参数  
名称参数典型值

Supply Votage 25V  
IPEAK 9A  
td(on) 36ns  
tr 10ns  
td(off) 33ns  
tf 10ns

本文设计的双管 E 类电路原理图入图 4-6 所示。 50

+VCC1  
IN2  
+VCC3  
GND6  
OUT5  
GNG4  
U3  
IXDD409  
SG11  
G12  
G23  
SG24SQ25  
Q26  
Q17  
SQ18  
U1  
IXFH12N100F  
R31 1.0 1W  
4.7UF 16VC31  
47UF 50VC30  
C29  
C34 C324700PF 50V NPG  
0.01UF 1KV  
C28  
1000PF 100VC33  
R10 R11 R15 R16  
8\*2ohm 1 2  
J3  
MHDR1X2  
27PF  
C25  
27PF  
C21  
27PF  
C50  
27PF  
C48  
68PF  
C26  
56PF  
C51  
270PF  
C36  
270PF

C53  
22PF  
C37 1 2  
J4  
MHDR1X2  
C44 C13 C14  
4\*0.01UF 1KV  
1000PF 500V  
C47C45  
L1  
D2  
RED  
R23  
10K 1W  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND GND GND GND  
GND GND GND GND GND  
GND GND GND  
GND  
GND  
GND GND  
GND  
+15V  
GND  
GND  
GND  
R20  
R27 R28 R29 R30  
R24  
10K 1W  
R22  
10K 1W  
0.01UF 1KV C23 1000PF 100V  
C24  
C22  
4700PF 50V NPOC19  
47UF 50VC18  
C20  
GNDGND  
GND  
4.7UF 15VC17  
R25  
1.0 1W  
R7  
1.0 1W  
+15V  
+VCC1  
IN2  
+VCC3  
GND6  
OUT5  
GNG4  
U4  
IXDD409  
SG11  
G12  
G23

SG24SQ25  
Q26  
Q17  
SQ18  
U2  
IXFH12N100F  
R31 1.0 1W  
4.7UF 16VC31  
47UF 50VC30  
C29  
C34 C324700PF 50V NPG  
0.01UF 1KV  
C28  
1000PF 100VC33  
R10 R11 R15 R16  
8\*2ohm 1 2  
J3  
MHDR1X2  
27PF  
C25  
27PF  
C21  
27PF  
C50  
27PF  
C48  
68PF  
C26  
56PF  
C51  
270PF  
C36  
270PF  
C53  
22PF  
C37 1 2  
J4  
MHDR1X2  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND GND GND GND  
GND GND GND  
GND  
GND  
GND GND  
GND  
+15V  
GND  
GND  
R20  
R27 R28 R29 R30  
0.01UF 1KV C23  
C24  
C22  
4700PF 50V NPOC19  
47UF 50VC18  
C20  
GNDGND

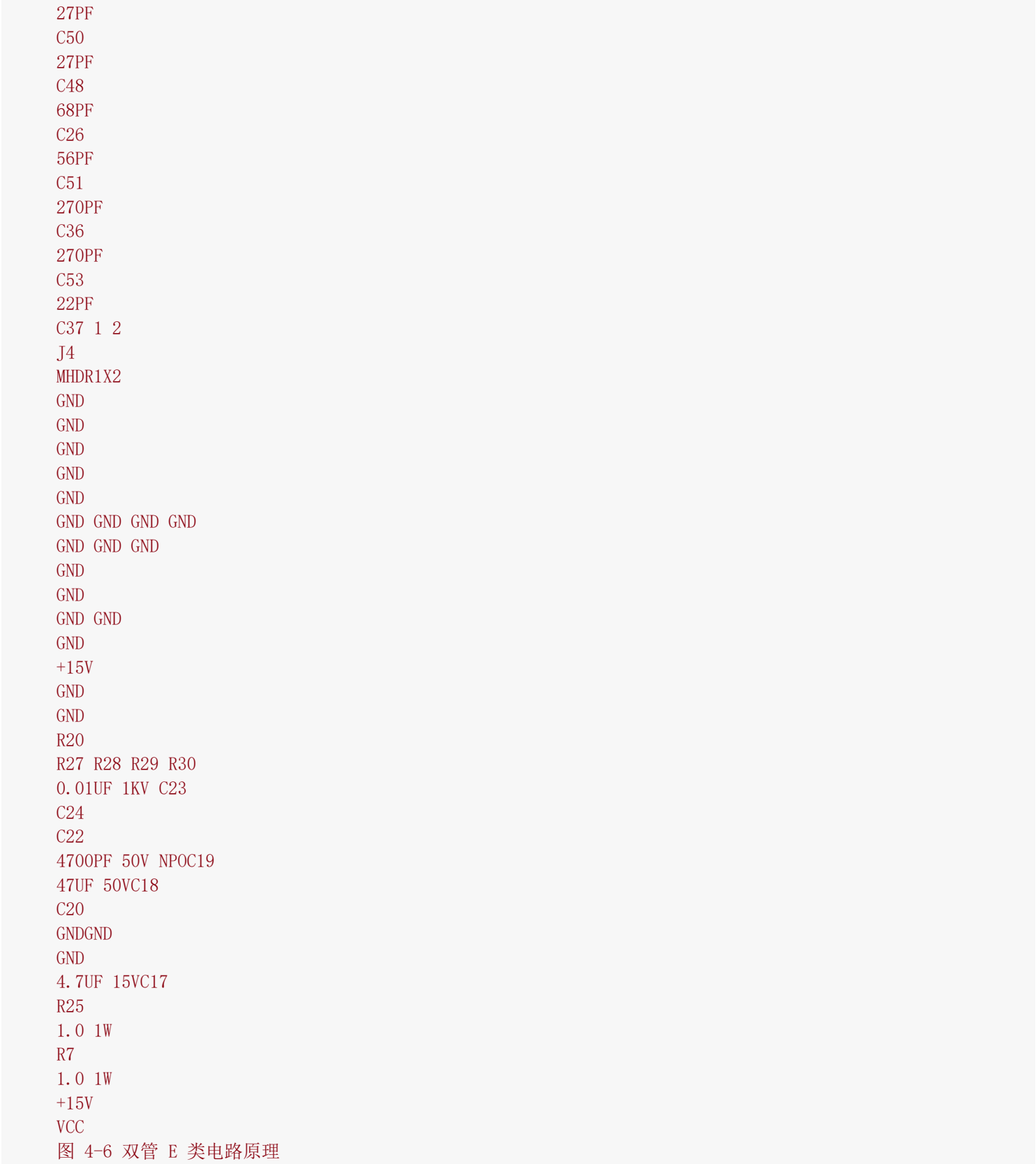
GND  
4.7UF 15VC17  
R25  
1.0 1W  
R7  
1.0 1W  
+15V  
VCC  
图 4-6 双管 E 类电路原理图根据表 4-1 和表 4-2 的参数设计和制作本文实验所用电源，电源制作完成的实物图如图 4-7 所示。

指 标
疑似剽窃文字表述
<div>1. 参数取值参数取值参数取值 38 L1/μH 35 d1/d2/m 0.15 C2/pF 2536 L2/μH 35 RL/Ω 194 R1/Ω 0.1 N1/N2/匝 9 C1/pF 2536 R2/Ω 0.1 利用表</div> <div>2. 从图中可以看出，线圈在 500KHz 时 39 的回波损耗最小，为-25.03dB，因此通过回波损耗测量证明了本文线圈设计的合理性。</div> <div>3.3.2</div> <div>3. 系统的传输效率随发射和接收线圈间距离变化曲线如图 3-14 所示。 图 3-14 传输效率随距离变化曲线 图</div> <div>4. 源端回路电流随发射和接收线圈间距离变化曲线如图 3-15 所示。 43 图 3-15 源端回路电流随距离变化曲线 图</div> <div>5. 模型及螺线管线圈互感模型，仿真分析了电感、频率和传输距离对系统定性的影响，并定量设计了发射和接收线圈的电感，</div> <div>6. 供电电路首先是在市电上进行取电，然后通过整流滤波电路得到直流电，直流电通过高频产生电路产生 500KHz 的高频电压，将高频电压施加给</div> <div>7. 单相不可控整流电路的示意图如图 4-2 所示。 + d L d UdC 图 4-2 单相不可控整流电路</div> <div>8. 单相不可控整流电路模块实物图如图 4-3 所示。 图 4-3 整流板实物图</div> <div>4.</div> <div>9. 其中谐振发射电路即为发射谐振器，已经在本文第二和第三章设计。高压取电本文采用感应取电方式，整流滤波电路本文采用全桥整流电路和电容滤波电路，由于这两部分电路相对成熟，本文将不再过多叙述，实验搭建过程中，采用市面上已有的模块。对于高频电源产生电路，本文采用 E 类放大电路。 E 类放大电路</div> <div>10. 放大电路，此时 E 类放大电路比全桥电路更为适用，因此，选择 E 类放大电路。 图 5-2 中电感 L0 为电源供电端的输入电感，起到扼制电流作用，应该足够大，</div> <div>11. L1、C1 组成发射谐振器。 E 类放大电路的基本原理为：在信号 Vdrain 的激励作用下，当开关管导通时，电容 C0 被短路，L1、C1 两端的电压近似为零，当开关管关断时，电源 Vdc 对 L1、C1 电路供电，谐振电路两端的电压为近似为 Vds，在一个周期内，由于 C0 的存在，使开关管处于软开关状态，L1、C1 的二端口网络在幅值为 Vds、周期为激励信号频率的方波激励下处于串联谐振状态。</div> <div>12. 但需要注意的是，由于寄生电容的存在以及实际和理论的偏差，因此实际电路最终不一定是计算值。</div> <div>13. +VCC1 IN2 +VCC3 GND6 OUT5</div>



GNG4  
U3  
IXDD409  
SG11  
G12  
G23  
SG24SQ25  
Q26  
Q17  
SQ18  
U1  
IXFH12N100F  
R31 1.0 1W  
4.7UF 16VC31  
47UF 50VC30  
C29  
C34 C324700PF 50V NPG  
0.01UF 1KV  
C28  
1000PF 100VC33  
R10 R11 R15 R16  
8\*2ohm 1 2  
J3  
MHDR1X2  
27PF  
C25  
27PF  
C21  
27PF  
C50  
27PF  
C48  
68PF  
C26  
56PF  
C51  
270PF  
C36  
270PF  
C53  
22PF  
C37 1 2  
J4  
MHDR1X2  
C44 C13 C14  
4\*0.01UF 1KV  
1000PF 500V  
C47C45  
L1  
D2  
RED  
R23  
10K 1W  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND  
GND GND GND GND  
GND GND GND GND GND  
GND GND GND

GND  
GND  
GND GND  
GND  
+15V  
GND  
GND  
GND  
R20  
R27 R28 R29 R30  
R24  
10K 1W  
R22  
10K 1W  
0.01UF 1KV C23 1000PF 100V  
C24  
C22  
4700PF 50V NPOC19  
47UF 50VC18  
C20  
GNDGND  
GND  
4.7UF 15VC17  
R25  
1.0 1W  
R7  
1.0 1W  
+15V  
+VCC1  
IN2  
+VCC3  
GND6  
OUT5  
GNG4  
U4  
IXDD409  
SG11  
G12  
G23  
SG24SQ25  
Q26  
Q17  
SQ18  
U2  
IXFH12N100F  
R31 1.0 1W  
4.7UF 16VC31  
47UF 50VC30  
C29  
C34 C324700PF 50V NPG  
0.01UF 1KV  
C28  
1000PF 100VC33  
R10 R11 R15 R16  
8\*2ohm 1 2  
J3  
MHDR1X2  
27PF  
C25  
27PF  
C21



5. 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵_第5部分			总字数：10778
相似文献列表			
去除本人文献复制比： 50.4%(5434)		文字复制比： 50.4%(5434)	疑似剽窃观点： (1)
1	杨晓南 - 《学术论文联合比对库》- 2017-06-13	45.3% (4881) 是否引证： 否	
2	无尾电视的谐振式无线供电技术研究 杨晓南 - 《学术论文联合比对库》- 2017-06-12	45.3% (4881) 是否引证： 否	
3	无尾电视的谐振式无线供电技术研究 杨晓南 - 《学术论文联合比对库》- 2017-06-09	44.9% (4838) 是否引证： 否	

4	无尾电视的磁耦合谐振式无线供电技术研究 杨晓南(导师:陈忠华) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2017-06-01	44.9% (4834) 是否引证: 否
5	5_安慧林_基于磁耦合谐振的井下矿灯无线充电技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2018-10-13	44.8% (4830) 是否引证: 否
6	2014610140 王钰 王钰 - 《学术论文联合比对库》 - 2018-10-16	44.6% (4805) 是否引证: 否
7	具有频率跟踪的磁耦合谐振式无线电能传输技术研究 安慧林(导师:赵国强) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2015-12-01	43.1% (4643) 是否引证: 否
8	基于磁耦合谐振的无线电力传输系统特性研究 刘宁(导师:崔纳新) - 《山东大学硕士论文》 - 2014-05-27	8.8% (949) 是否引证: 否
9	非铁磁性导电介质影响下无线传能系统的分析及优化 景无为(导师:黄学良) - 《东南大学硕士论文》 - 2016-06-01	6.5% (700) 是否引证: 否
10	磁共振耦合无线电能传输特性的研究 孟德威(导师:赵国强) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2015-12-01	5.2% (562) 是否引证: 否
11	2013132031 熊永荣 磁耦合谐振式无线电力传输系统的研究与设计 - 《学术论文联合比对库》 - 2016-04-06	4.9% (527) 是否引证: 否
12	强磁耦合谐振无线电能传输系统中最佳阻抗匹配方法研究 李富林(导师:樊绍胜) - 《长沙理工大学硕士论文》 - 2015-04-01	4.8% (518) 是否引证: 否
13	LCC型磁耦合谐振式无线供电传输系统的研究 熊永荣(导师:周熙炜) - 《长安大学硕士论文》 - 2016-04-25	4.6% (494) 是否引证: 否
14	光学瓦检仪无线充电装置设计及特性研究 - 《学术论文联合比对库》 - 2016-06-07	4.1% (442) 是否引证: 否
15	谐振耦合无线电能传输特性研究 韩征(导师:陈忠华) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》 - 2015-06-01	4.0% (432) 是否引证: 否
16	磁共振耦合无线电能传输特性的研究 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-12-17	3.9% (416) 是否引证: 否
17	001_120110006_黄晓生 黄晓生 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-04-17	3.9% (416) 是否引证: 否
18	S2019246048_安慧林_基于非均匀电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2019-10-16	3.5% (381) 是否引证: 否
19	基于电磁超材料的电力在线监测设备无线电能传输技术研究 安慧林 - 《学术论文联合比对库》 - 2019-10-18	3.5% (381) 是否引证: 否
20	21113046-刘玉昆 刘玉昆 - 《学术论文联合比对库》 - 2014-05-09	3.1% (339) 是否引证: 否
21	无线电能传输系统功效特性与补偿网络关系研究 刘玉昆(导师:陈希有) - 《大连理工大学硕士论文》 - 2014-05-03	2.9% (316) 是否引证: 否
22	12S101038-李有全-朱春波 李有全 - 《学术论文联合比对库》 - 2014-06-14	2.7% (290) 是否引证: 否
23	AGV小车无线充电装置的研究与设计 张平然(导师:蔡红专;邱文娟) - 《西京学院硕士论文》 - 2018-09-01	2.7% (289) 是否引证: 否
24	电动汽车谐振式无线充电技术的研究 王文涛(导师:王惠中) - 《兰州理工大学硕士论文》 - 2016-04-18	2.5% (274) 是否引证: 否
25	移动式ICPT分段供电系统的负载位置检测和切换控制研究 汪浩(导师:李欣) - 《兰州交通大学硕士论文》 - 2020-06-15	1.5% (165) 是否引证: 否

## 原文内容

为了更方便得实施扫频实验,实际设计和制作电源过程中,兼顾了应用驱动芯片的波形产生方案,本次制作的电源,其驱动波形既可以由集成在电路板上的的波形产生电路得到,也可以通过接收外部的信号发生器来获得。

根据图 4-6 的原理图进行加工,本文设计的双 E 类高频电源实物图如图 4-7

所示,该电路可以实现 200W、频率 500KHz 的稳定电能输出,满足变电站巡检机器人对供电质量的要求,不仅满足其连续供电要求,且可持续稳定高效率供电。 51

图 4-7 双管 E 类高频电源实物图

4.3 系统接收端电路设计无线电能传输系统接收线圈接收到的电能为交流量,而传感器实际工作电压为直流量,因此对接收电路进行设计实现 AC/DC 的电能变换。图 5-6 为接收端电路的示意图,主要包括谐振接收电路、整流滤波电路、DC/DC 转

换电路和负载。其中谐振接收电路即为 LC 谐振电路，已经在本文第二、第三章完成设计，整流滤波电路采用全桥整流和电容滤波电路，相对成熟本章节将不再设计，DC/DC 电路本文采用反激电源实现降压 DC/DC 功能，由于本文设计的平面线圈谐振器为单线圈接收结构，而螺线管线圈谐振器为三线圈接收，因此需要设计适用于平面线圈系统的接收电路拓扑结构和适用于螺线管线圈系统的接收电路拓扑结构。图 4-8 为系统的接收电路拓扑结构。

S  
C  
S  
L  
S  
R 1  
C 1  
L 1  
R  
1000u  
30k0.2n  
100k  
L  
R  
1000u  
P  
V  
L  
V

图 4-8 接收段电路示意图

4.4 基于双管 E 类放大电路的仿真分析为了进一步分析本文设计的双管 E 类放大电路和谐振线圈参数的合理性和正确性，本文采用电路仿真对其进行仿真验证，采用表 3.1 中的线圈参数和 4.3 节中的电路参数，利用 Saber 模型进行搭建分析，双管 E 类放大电路仿真模型入图 4-9 所示，局部放大图见图 4-10 到图 4-13。

图 4-9 双管 E 类高频电源仿真图图 4-10 表示 E 类双管放大电路的波形，其频率为 500KHz，设置其为方波，高压为 5V 电压，低压为 0V 电压，并设置每次高压保持时间为 12 纳秒。  
图 4-10 双管 E 类放大电路的驱动波形双管 E 类放大电路开关管两端的电压波形如图 4-11 所示，从图中可以看出开关管两端的峰值电压为 300V。在本文选择的开关管耐压值的参数范围内，同时可以看出开关管实现了软开关，说明了本文选择的电容数值合理正确。

53  
图 4-11 双管 E 类放大电路的开关管电压波形电感器两端的电压波形如图 4-12 所示，从图中可以看出电感器两端的电压波形为标准正弦波。由于电容电感处于谐振状态，因此其电压值相对较高，峰峰值接近 6000V，根据电路计算公式，串联谐振电容会有同样的结果，因此在选择电容的时候，需要考虑电容器的耐压问题。在平台建设过程中，可以考虑采用电容器串联结构，降低单个电容器的耐压值。

图 4-12 发射电感电压波形图 4-13 显示负载的电压波形状。由于负载是经过整修和过滤的纯电阻负载，负载的电压波形状为标准正弦波。从图中可以看出，负载上电压的最大值在 285V，最小值在-285V，可以据此计算负载的功率，计算结果验证了要求的传输功率，功率传输可以得到保证。 54

图 4-13 负载电压波形通过图 4-11 和图 4-13 的分析结果，可以进一步论证了本文设计的谐振线圈和双管 E 类放大电路参数的合理性和正确性，将为实验平台的搭建提供一定的指导意义。

4.5 本章小结本章重点介绍了“端对端单节点磁耦合谐振无线供电系统”的高频电源的结构组成部分，主要由接收电路部分、能量传导部分以及主电路部分，其中发射电路部本文采用双管 E 类放大电路，其次结合第三章设计的线圈参数，并搭建了 Seber 环境下的仿真系统，针对 E 型双管放大电路进行数学仿真分析，通过仿真分析知本文设计的电路参数的合理性，将为实验平台的搭建提供一定的指导意义 55

第五章实验验证

5.1 实验平台搭建为证明前述所提理论的正确性与客观性，本节搭建了端对端的单节点磁耦合谐振无线供电系统实物，本文将利用设计的参数进行试验平台的搭建，由于时间条件有限，本文采用模拟变电站巡检机器人的平台来对理论分析和设计方法来进行论证，本文所搭建的试验平台如图 5-1 所。

图 5-1 供电系统 200W 满功率工作图片试验过程中，采用 200W 的灯泡负载来代替变电站巡检机器人，发射端的供电电源采用前一章设计的高频电源，将其工作频率设置为工作在 500KHz 的频率下，发射和接收线圈的有效距离为 7cm，从图 5-1 中可以看出，灯泡处在高亮状态，系统稳定运行。 56

ø P ø P

图 5-2 实际示波器测得的驱动和负载波形问了更加精确的验证系统传输特性，利用示波器对驱动信号、开关管电压和负载电压进行采集，图 5-2 为系统实际工作过程中的驱动波形和负载波形，

其中波形 1 以为信号发生器输出给驱动芯片后，驱动芯片输出频率为 500KHz 的标准的方波，作为驱动波形。低电压为 0V，高电压为 10V，驱动能力满足本设计的要求。波形 2 代表了负载两端的电压值，在当前实验中为所点亮的白炽灯的两端的电压值，根据图像曲线，显然易得，负载两端电压接近正弦，幅值约为



575V, 满足 200W 输出功率的要求, 对比图 5-2 和图 4-13 间的数组, 实验结果表明, Seber 仿真结果同真实物理实验结果较为相似, 验证了前文所提理论的客观性与正确性。 57

图 5-3 实际示波器测得的 MOS 管电压波形图 5-3 代表开关管两端的电压波形, 由图可见, 加在开关管上的电压设置的占空比为 0.3, 此时开关为一个软开关, 开关管波形较好, 波形的频率为

500KHz, 电压峰值为 130V, 满足本文选择额开关管的耐压范围, 图 5-3 实测

结果与 Saber 仿真结果波形相近, 可以进一步表明文章理论推导和仿真分析的正确性。

图 5-4 实测发射线圈两端电压波形当负载功率为 200W 时, 根据 Saber 仿真结果可知发射电感两端的电压峰 58

峰值约为 6000V, 但是实现环境的限制, 实验室难以提供超高压, 且此时的峰值已经达到了所能提供的最大值, 因此本实验测量负载功率非满功率运行时的电感两侧波形, 图 5-4 表示接收端带载功率为 70W 的时候, 采集到的发射端电感的电压值, 由图显然易得, 当系统工作在频率值为 500KHz 的时候, 其波形为近似正弦的, 图 5-4 实测结果与 Saber 仿真结果波形相近, 进一步通过实验证明本文理论分析和仿真的正确性。

5.2 频率对传输特性的影响实验验证图 5-5 频率变化对功率影响为验证本文 3.3.2 节中针对频率变化对系统的传输特性的影响分析, 本节开展负载功率随频率变化的实验, 图 5-5 为负载功率频率变化的仿真和实验对比结果, Matlab 的仿真结果由图中红实线画出, 实验结果由图中蓝色虚线画出,

自变量横坐标代表频率, 单位为 Hz, 因变量纵坐标为负载功率, 单位为 W,

实验过程中, 利用信号发生器进行扫频, 电路中其他参数不变, 控制发射端的输入电压不变, 按照一定步长改变系统频率, 并记录不同频率下对应的负载功率大小, 由图可知, 系统电源频率在 450KHz 逐步增加到 550KHz 的过程中,

负载功率的仿真和实验结果都是先增加后减小, 当频率为 500KHz 时, 负载功率为最大值, 为 210W, 满足本文的理论分析和计算结果, 频率在 450KHz 到

550KHz 变化过程中, 进行了仿真结果和实验结果对比, 实验表明本文所提的

理论分析具有客观性和正确性。 59

5.3 传输距离对传输特性影响实验验证图 5-6 距离变化对功率影响本文 3.3.3 节中推导了传输距离变化对负载功率影响, 为验证推导正确性,

本节设计实验, 通过改变传输距离, 观察传输功率的变化。图 5-6 描绘了系统

传输的电功率同输入端和输出端空间距离之间的关系, 所使用的仿真平台为Matlab, 图中红色曲线描绘的是代码仿真结果, 蓝色曲线描绘的是所制作的样机的真实表现结果。自变量 X 代表的是传输距离, 纵坐标 Y 轴代表系统传输的负载功率, 单位分别为米以及瓦。在实验过程中, 保持发射端的发射功率及其他的电路参数不变, 只改变接收端同发射端之间的空间距离, 记录下不同距离下对应的接收功率, 从图中可以看出, 当频率从 1cm 到 30cm 变化时, 负载功率的仿真和实验结果都是先增加后减小, 当传输距离为 7cm 时时, 负载功率为最大值, 为 210W, 较好对应了本文的理论分析和计算结果, 7cm 距离处为系统的最佳传输距离, 传输距离在 1cm 到 30cm 变化过程中, 试验结果证明了本文所提理论的客观性。 60

图 5-7 距离对传输效率的影响本节对 3.3.3 小节中分析结论进行试验验证, 即系统的传输效率受发送端与接收端之间的空间距离的影响, 进行系统传输效率观测试验, 图 5-7 表示系统的能量传输效率同发送端与接收端之间的空间距离之间的变化关系。Matlab

的仿真结果由图中红色实线绘出, 实验结果由图中蓝色虚线绘出, 自变量 X 轴代表发射端与接收端之间的空间距离, 单位为米, 因变量 Y 轴代表能量接收端的负载功率大小, 单位是瓦。我们控制能量输送端的输入功率为常量, 系统中其他的电路参数也不发生变化的情况下, 以一定步长改变能量输入端与能量输出端之间的相对距离, 记录不同传输距离下系统传输效率的值, 从图中可以看出, 当频率从 1cm 到 30cm 变化时, 系统传输效率的仿真和实验结果都是不断减小, 发送端同接收端的距离相距为 7cm 时, 磁耦合谐振充电系统的能量损耗率不足 10%, 实验结果同理论分析结果一致。传输距离在 1cm 到 30cm 变化过程中, 实验结果与仿真结果对比, 可以进一步证明本文理论推导的正确性。

5.4 本章小结本章对前述部分进行了仿真验证, 设计了用于变电站巡检机器人充电系统的基于磁耦合谐振技术的无线充电系统实验平台。同时开展了频率和传输距离对系统传输特性的影响实验, 最终本文完成了一款基于双管 E 类电路的可用于变电站巡检机器人机供电的磁耦合谐振系统, 最终实验结果为当系统工作在传输距离为 7cm、系统谐振频率为 500KHz、传输功率为 200W 的时候可达到 85%

以上的传输效率。经横向对比, 传输效率处于较高水平, 实验结果验证了所提理论具有较强的可靠性。 61

## 第六章结论与展望

基于磁耦合谐振原理的无线充电技术一经问世, 便在科学界引发巨大震动,

迅速成为研究热点, 该技术通过利用磁场的谐振耦合, 实现了在中远距离水平上的电能非接触传播, 具有米级、高效率、超低辐射水平及对方向不敏感等优点, 随着研究的深入, 可预见的将来, 该技术将深入到我们生活中很多地方。

变电站巡检机器人当前的充电方式为使用充电线充电, 需要反复插拔充电插头, 具有器件老化、插拔时间长磨损以及插拔过程中产生电火花等缺点, 未解决上述问题, 本文提出一种无接触式的基于磁耦合谐振技术的无线电能传输技术在变电站巡检机器人上的应用方法。

本文首先介绍了“端对端的单节点磁耦合谐振无线充电系统”在电磁领域的理论支撑依据以及系统的组成结构, 并给出了不同理论的适用环境, 同时分析两线圈偏转状态下的互感模型和发射线圈在空间不同位置产生的矢量磁位 A

分布情况, 分别从“场”的方法以及“路”的方法两种角度出发, 建立了“端对端的单节点发送接收磁耦合谐振无线充电系统”的能量传递模型, 同时从利用数学的方法分析负载功率及传输效率的影响因素及系统的其他传输特性。此外利用场路耦合模型分析系统的传输特性随频率、传输距离、偏移距离和偏转角度的变化情况。

其次本文介绍了无线供电线圈的结构及使用场合, 同时推到了螺线管线圈的互感计算公式, 其中考虑了线圈的偏移和偏转情况, 并且公式中包含了线圈的匝数、匝间距和导线半径。结合场路耦合的传输特性利公式, 利用 Matlab 定量化的设计谐振器发射和接收线圈的电感量, 同时利用场路耦合仿真验证本文设计的谐振器线圈参数的合理性, 根据实验结果分别分析了传输距离、工作频率、电感大小等因素对传输特性的影响。

随后, 为“用于变电站巡检机器人上的磁耦合谐振无线供电系统”设计了与之匹配的高频供电电源, 其中包括接收电路、

系统发射电路以及系统的主供电电路三大部分，并改进了单管 E 型放大电路，提出双管 E 型放大电路，最后建立了完整的仿真系统，经仿真结构分析，证明所提双管 E 型放大电路的有效性。

最后，本文设计并制作出了“变电站巡检机器人无线充电系统”样机，设定其谐振频率为 500KHz，可提供给负载的功率为 200W，最大传输功率点处的距离为 7cm，整个系统的传输效率不小于 85%，同时开展了频率和传输距离对 62

系统传输特性的影响，经仿真及样机表现证明，本文所提出的理论分析方案正确且合理。

针对磁耦合谐振无线充电系统在巡检机器人上的应用，本文建立了相比前人更加能反映出物理实际的精确的“路”耦合模型，为日后磁耦合谐振无线充电系统的量化分析以及理论推导提供更加精准高效地指导。同时本文提出的双管 E 类磁耦合供电电路，可以在现有开关管承受的耐压值范围内，利用电路拓扑结构的优化增加系统的功率，此外，本文设计虽然受实验条件的限制，采用的是白炽灯作为机器人的等效负载，再试从原理和实验上验证了本文理论分析和仿真模型的正确性，但仍为可用于变电站巡检机器人的无线供电技术的研究提供了一定的理论依据和实验参考。

本文研究内容的适用场景是变电站巡检机器人在充电的时候不能工作，

我的下一个研究方向是如何实现边充电边工作的巡检机器人无线供电系统，大大节省机器人数量及充电时间，相信随着学者及科技人员的不断探索，变电站巡检机器人的充电方式将因磁耦合谐振无线充电系统的问世而迎来彻底的应用性变革，改变人类的输电、送电和用电方式，无线电能传输技术将使我们的生活更加便捷美好。

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果 63

参考文献

- [1] 毛峡. 绘画的音乐表现[A]. 中国人工智能学会 2001 年全国学术年会论文集[C]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001:739.740
- [2] 张和生. 地质力学系统理论[D]. 太原: 太原理工大学, 1998
- [3] 庆新, 陈海燕, 徐桂芝等. 无接触电能传输技术的进展 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (7): 6.13.
- [4] 吕玥珑. 磁耦合谐振式无线能量传输特性研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [5] 李阳. 大功率谐振式无线电能传输方法与实验研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2012.
- [6] 俊. 探秘电动汽车的无线充电技术[J]. 交通与运输, 2012 (1): 26.27.
- [7] 刘瑞. 小功率磁耦合谐振式无线电能传输特性及其实验研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.
- [8] 李艳红. 宽频磁耦合谐振式无线电能传输系统特性分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19):7.11.
- [9] Covic G A, Boys J T, Kissin M L G, et al. A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (6):3370.3378.
- [10] 黄学良. 无线电能传输技术研究与应用综述 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(10):1.11.
- [11] 杨庆新, 陈海燕, 徐桂芝. 无接触电能传输技术的研究进展[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7):6.13.
- [12] Brown W. C.. The History of Power Transmission by Radio Waves[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1984, vol.32(9), pp.1230.1242.
- [3] 吴家宏. 用于家用电器的较大功率无线电能传输技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [14] J.T.Boys, G.A.Covie, G.A.Elliort. Pick.up transformer for ICPT applications [J]. Electronics Letters, 2002, 38(21):1276.1278.
- [15] 张超. 谐振式磁耦合无线电能传输系统谐振器的仿真和实验研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2010.
- [16] 薛明. 磁耦合谐振式无线电能传输系统工作频率鲁棒性研究[D]. 天津: 天津工业大学, 2013.

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果 64

- [17] 张献. 基于电磁. 机械同步共振的无线电能传输与转换方法研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2012.
- [18] 智慧, 孙悦, 戴欣, 等. CLC 型非接触电能传输系统输出控制[J]. 西南交通大学学报, 2012, (01): 26.31.
- [19] 任立涛. 磁耦合谐振式无线能量传输功率特性研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [20] 李炜昕. 磁耦合共振单发双收系统传输特性分析[J]. 电工技术学报, 2014, 39(2):191.196.
- [21] André Kurs, Robert Moffatt, and Marin Soljačić. Simultaneous Mid-range Power Transfer to Multiple Device[J]. Applied Physics Letters, vol.96(4), 2010, pp.044102.044103.
- [22] A.A. Rangelov, H. Suchowski, Y. Silberberg and N.V. Vitanov. Wireless Adiabatic Power Transfer[J]. Annals of Physics, vol.326(3), March 2011, pp.626.633.
- [23] Takehiro Imura, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori. Flexibility of Contactless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV[J]. World Electric Vehicle Journal vol.3 pp.1.10.
- [24] Cheon S., Kim Y. and et al. Circuit Model Based Analysis of a Wireless Energy Transfer System via Coupled Magnetic Resonances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2906.2914.
- [25] [http://digi.ifeng.com/a/20150525/41090552\\_0.shtml](http://digi.ifeng.com/a/20150525/41090552_0.shtml).
- [26] Marco Dionigi, Mauro Mongiardo. Multi band resonators for wireless power tranfer and near field magnetic communications[J]. Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: echnologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT.S International, 2012,2012:61.64.
- [27] P. Jaffe, J. McSpadden, *“Energy Conversion and Transmission Modules for Space Solar Power,”* Proceedings of the IEEE, vol. 101, no.6, pp. 1424 . 1437,

June 2013.

[28] Daniel Arnitz and Matthew S. Reynolds, "Multitransmitter Wireless Power Transfer Optimization for Backscatter RFID Transponders", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 849 . 852, 2013.

[29] C. Valenta and G. Durgin, "Harvesting Wireless Power: Survey of Energy Harvester Conversion Efficiency in Far Field, Wireless Power Transfer Systems," Microwave Magazine, IEEE, vol. 15, no.4, pp. 108 . 120, June 2014.

[30] Derrick Wing Kwan Ng, Ernest S. Lo and Robert Schober, "Wireless Information and Power Transfer: Energy Efficiency Optimization in OFDMA Systems" IEEE Trans. Communications, vol. 12, no.12, pp. 1410 . 1423, Dec.

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果 65 2013.

[31] Dukju Ahn, Mehdi Kiani, and Maysam Ghovanloo, "Enhanced Wireless Power Transmission Using Strong Paramagnetic Response," IEEE Trans. Magnetics, 2014, 50(3), 800308.

[32] D. Ahn and S. Hong, "A study on magnetic field repeater in wireless power transfer," IEEE Trans. Ind. Electron., 2013, 60(1), pp. 360 - 371.

[33] Kisong Lee and Dong.Ho Cho, "Diversity Analysis of Multiple Transmitters in Wireless Power Transfer System," IEEE Trans. Magnetics, 2013, 49(6), pp. 2946. 2952.

[34] 武瑛. 新型无接触供电系统的研究[D], 北京:中国科学院电工研究所, 2004.

[35] 周雯琪, 马皓, 何湘宁. 感应耦合电能传输系统不同补偿拓扑的研究[J]. 电工技术学报, 2009, 24(01):133. 139.

[36] 谭林林, 黄学良, 赵俊锋, 赵家明, 王维, 周亚龙. 一种无线电能传输系统的盘式谐振器优化设计[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4):1. 6.

[37] 赵彪, 陈希有, 于庆广. 用于非接触电能传输的自适应谐振技术原理[J]. 电工电能新技术, 2010(4).

[38] 郭尧. 平板磁芯磁耦合谐振式无线电能传输技术[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2014, 45(5): 23. 27

[39] Seung.Hwan L, Lorenz R D. Development and validation of model for 95% efficiency 220.W wireless power transfer over a 30.cm air gap[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2011, 47(6): 2495. 2504.

[40] Kurs A, Moffatt R, Soljacic M. Simultaneous mid.range power transfer to multiple devices[J]. Applied Physics Letters, 2010, 96: 044102.

[41] Jongmin P, Youndo T, Yoongoo K, et al. Investigation of adaptive matching methods for near.field wireless power transfer[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2011, 59(5): 1769. 1773.

[42] In Wook K, Hyeon.Chang S, Do.Hyeon K, et al. Efficiency of magnetic resonance WPT with two off.axis self.resonators[C]//2011 IEEE MTT.S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications. Kyoto, Japan, IEEE, 2011: 127. 130.

[43] 李阳, 杨庆新, 闫卓, 等. 无线电能有效传输距离及其影响因素分析[J], 电工技术学报, 2013, 28(1):106. 111.

[44] 吕默影. 超高频感应加热电源锁相控制策略[D]. 杭州: 浙江大学, 2013 .

[45] 张青. 谐振耦合式无线输电多载系统建模及特性研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2011.

[46] 朱忠尼, 林洁, 宋庆国, 蔡轶. 磁耦合谐振式无线电能传输技术发展和应用研究[J]. 空军预警学院学报, 2014, 28(1):37. 43.

[47] 刘志军. 多负载感应耦合电能传输系统的传输效率研究[J]. 电子技术应用, 2011, 37(2):64. 66.

[48] 张小壮. 磁耦合谐振式无线电能传输距离特性及其实验装置研究[D], 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.

[49] 黄学良, 吉青晶, 谭林林, 王维, 赵家明, 周亚龙. 磁耦合谐振式无线电能传输系统串并式模型研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3):171. 176.

[50] 张建华, 黄学良, 邹玉炼, 柏杨. 利用超声波方式实现无线电能传输的可行性的研究[J]. 电工电能新技术, 2011, 30(2): 66. 73.

[51] 李均锋, 廖承林, 王丽芳. 基于 E 类放大器的中距离无线能量传输系统[J]. 电工技术学报. 2014, 29(9):7. 11 .

[52] 毛银花. 用于无线传感器网络的磁共振式无线能量传输系统[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.

[53] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M] (第五版). 机械工业出版社, 2009.

[54] Jin Wook K, Hyeon.Chang S, Do.Hyeon K, et al. Efficiency of magnetic resonance WPT with two off.axis self.resonators[C]//2011 IEEE MTT.S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications. Kyoto, Japan, IEEE, 2011: 127. 130.

[55] 朱忠尼,



疑似剽窃观点
1. 双管 E 类放大电路的驱动波形双管 E 类放大电路开关管两端的电压波形如图
疑似剽窃文字表述
1. 电源，其驱动波形既可以由集成在电路板上的的波形产生电路得到，也可以通过接收外部的信号发生器来获得。
2. 3 系统接收端电路设计无线电能传输系统接收线圈接收到的电能为交流量，而传感器实际工作电压为直流量，因此对接收电路进行设计实现 AC/DC 的电能量变换。图 5-6 为接收端电路的示意图，主要包括谐振接收电路、整流滤波电路、DC/DC 转换电路和负载。其中谐振接收电路即为 LC 谐振电路，已经在本文第二、第三章完成设计，整流滤波电路采用全桥整流和电容滤波电路，相对成熟本章节将不再设计，DC/DC 电路本本文采用反激电源实现降压 DC/DC 功能，由于本文设计的平面线圈谐振器为单线圈接收结构，而螺线管线圈谐振器为三线圈接收，因此需要设计适用于平面线圈系统的接收电路拓扑结构和适用于螺线管线圈系统的接收电路拓扑结构。图 4-8 为
3. Saber 仿真结果波形相近，进一步通过实验证明本文理论分析和仿真的正确性。
5.2 频率对传输特性的影响

6. 1142301282-郑会-变电站巡检机器人磁耦合谐振式无线供电技术研究-电子与通信工程-祁兵\_第6部分 总字数: 4458

相似文献列表		
去除本人文献复制比: 9.4%(421) 文字复制比: 9.4%(421) 疑似剽窃观点: (0)		
1	无尾电视的磁耦合谐振式无线供电技术研究 杨晓南(导师: 陈忠华) - 《辽宁工程技术大学硕士论文》- 2017-06-01	5.3% (235) 是否引证: 否
2	光伏发电系统异常数据清洗及其应用研究 胡傲宇(导师: 谭占鳌) - 《华北电力大学(北京)硕士论文》- 2020-04-01	2.6% (118) 是否引证: 否
3	大数据时代超高压电网运维管理研究 毕逸群(导师: 刘元欣) - 《华北电力大学(北京)硕士论文》- 2020-04-01	2.4% (108) 是否引证: 否
4	储能技术发展现状研究 李允超;宋华伟;马洪涛;王宝玉;薛福; - 《发电与空调》- 2017-08-15	0.8% (37) 是否引证: 否

原文内容

林洁,宋庆国,蔡轶. 磁耦合谐振式无线电能传输技术发展和应用研究[J]. 空军预警学院学报,2014, 28(1):37. 43.  
[55] [http://www.gov.cn/xinwen/2014.10/30/content\\_2773150.htm](http://www.gov.cn/xinwen/2014.10/30/content_2773150.htm).  
[56] John G. H., Egan M. G., John M. D. et al. Wide. load. range resonant converter supplying the SAE J.1773 Electric Vehicle inductive charging interface[J]. IEEE Transactions on industry applications, Aug.1999: 884.894.  
[57] Chunlai Yu, Rengui Lu, Yinhua Mao, Litao Ren, Chunbo Zhu. Research on the Model of Magnetic. Resonance Based Wireless Energy Transfer System[J]. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2009, pp.414.418.  
[58] 张小壮. 磁耦合谐振式无线电能传输距离特性及其实验装置研究[D], 哈尔滨工业大学硕士学位论文, 2009.  
[59] 孙跃,田勇,苏玉刚,王智慧,唐春森. 电动车无线能量互充系统及其恒流控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2013(3).  
[60] 黄学良,吉青晶,谭林林,王维,赵家明,周亚龙. 磁耦合谐振式无线电能传输系攻读博士学位期间发表的论文及其它成果 67  
统串并式模型研究[J]. 电工技术学报, 2013,28(3):171.176.  
[61] 曹玲玲,陈乾宏,任小永,阮新波. 电动汽车高效率无线充电技术的研究进展[J]. 电工技术学报. 2012(8).  
[62] 李均锋,廖承林,王丽芳. 基于 E 类放大器的中距离无线能量传输系统[J]. 电工技术学报. 2014,29 (9) :7.11 .  
[63] 刘国强,张超,夏慧,张瑞华,徐小宇. 电动大巴动力电池组的谐振分组式无线充电[J]. 电工技术学报, 2013, Vol. 28 Sup. 2 pp. 92. 98.  
[64] 比亚迪股份有限公司. 非接触感应式充电器[P]. 中国专利:CN 1707905A, 2004. 06. 07.  
[65] 奇瑞汽车股份有限公司 . 电动汽车无线充电系统 [P]. 中国专利 :CN 101673962A, 2009. 10. 14.  
[66] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele. Antenna Theory and Design(Second Edition) [M]. 北京: 人民邮电出版社,2006, 64~65.  
[67] 焦其祥. 电磁场与电磁波(第二版) [M]. 北京: 科学出版社,2010.  
[68] 电气学会. 徐国鼎译. 电工电子技术手册[M]. 北京: 科学出版社,2004.  
[69] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, Antennas: For all application[M], 3rd

Edition, McGraw.Hill, 2002.

[70] 周海娟. 非辐射共振耦合无接触电能传输系统数值分析与实验研究[D]. 浙江:浙江大学硕士学位论文, 2013, 30~31.

[71] 刘国强. 医学电磁成像[M]. 北京:科学出版社, 2006.

[72] Jayathurathnage P K S , Alphones A , Vilathgamuwa D M , et al. Optimum Transmitter Current Distribution for Dynamic Wireless Power Transfer With Segmented Array[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(1):346.356.

[73] Jin Y, Wen Y, Ping L, et al. A magnetoelectric, broadband vibration-powered generator for intelligent sensor systems[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2011, 168(2):358.364.

[74] Kang L , Hu Y , Zheng W . Experiments on multiple.receiver magnetic resonance.based wireless power transfer in low megahertz with metamaterials[J]. Applied Physics A, 2016, 122(4):373.

[75] Kang M G, Sriramdas R, Lee H, et al. High Power Magnetic Field Energy Harvesting through Amplified Magneto.Mechanical Vibration[J]. Advanced Energy Materials, 2018, 8(16):1703313.

[76] Kim J G, Guo W, Kim M H, et al. A Comprehensive Study on Composite Resonant Circuit.Based Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6):4670.4680.

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果 68

[77] Kim T H, Yun G H, Lee W Y, et al. Asymmetric Coil Structures for Highly Efficient Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2018, 66(7):1.9.

[77] Kim Y J, Ha D, Chappell W J, et al. Selective Wireless Power Transfer for Smart Power Distribution in a Miniature.Sized Multiple.Receiver System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3):1853.1862.

[78] Kong J A. Electromagnetic Wave Interaction With Stratified Negative Isotropic Media.Abstract[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2001, 15(10):1319.1320.

[79] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317: 83.86.

[80] Li H , Li J , Wang K , et al. A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7):3998.4008.

[81] Li S , Member, IEEE, et al. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1):4.17.

[82] Li W , Zhang Y , Yao C , et al. Simulations on shifting medium and its application in wireless power transfer system to enhance magnetic coupling[J]. Journal of Applied Physics, 2016, 119(19):194901.194908. 69

攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

(一) 发表的学术论文

[1] , ×××. 蓄电池 - 超级电容混合储能系统放电控制策略[J]. 电源技术, 2017, 38(12): 68~72(EI 收录号: 071510544816) [2]

(二) 申请及已获得的专利(无专利时此项不必列出)

专利号: ZL 2016 2 1013516.0 一种多级可控的电机直流母线快速投切保护装置专利号: ZL 2019 2 2469292.4 交直流一体化不间断电源

(三) 获得的科技奖励(无获奖时此项不必列出)

注: 如已发表的学术论文被 EI 或 SCI 收录, 请标明收录号及 SCI 论文的影响因子; 对已接收但尚未发表出来的学术论文, 请注明是否 EI 或 SCI 刊源。 71

致谢

就要毕业了, 回首昨日, 仿佛还在眼前, 一路走来需要感谢的人太多, 比如我的导师 xxx, 是他不厌其烦的指导以及耳提面命的叮嘱才能使得这篇文章同大家见面。

除了要感谢我的导师外, 还要感谢 xxx 教授, 在我的科研道路上给我提供了宝贵的援助。

感恩父母, 感恩同窗, 在我低谷的时候给我鼓励, 在我取得成绩的时候为我

喝彩。

---

说明: 1. 总文字复制比: 被检测论文总重合字数在总字数中所占的比例

2. 去除引用文献复制比: 去除系统识别为引用的文献后, 计算出来的重合字数在总字数中所占的比例

3. 去除本人文献复制比: 去除作者本人文献后, 计算出来的重合字数在总字数中所占的比例



4. 单篇最大文字复制比：被检测文献与所有相似文献比对后，重合字数占总字数的比例最大的那一篇文献的文字复制比
5. 指标是由系统根据《学术论文不端行为的界定标准》自动生成的
6. 红色文字表示文字复制部分；绿色文字表示引用部分；棕灰色文字表示作者本人文献部分
7. 本报告单仅对您所选择比对资源范围内检测结果负责



 [amlc@cnki.net](mailto:amlc@cnki.net)

 <http://check.cnki.net/>

 <http://e.weibo.com/u/3194559873/>

研究生学位论文 (TMLC)