



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

电场式无线电能传输耦合器的结构与优化方法

作者姓名: 刘一鹏

指导教师: 吴涛 研究员 上海科技大学

学位类别: 工学硕士学位

学科专业: 电路与系统

培养单位: 中国科学院上海高等研究院

2021年6月

**Design and Optimization of Capacitive Coupler for Wireless
Power Transfer**

A thesis submitted to

University of Chinese Academy of Sciences

in partial fulfillment of the requirement

for the degree of

Master of Science in Engineering

in Circuit and System

By

Yipeng Liu

Supervisor: Professor Tao Wu

Shanghai Advanced Research Institute Chinese Academy of Sciences

June 2021

中国科学院大学
研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：

日 期：

中国科学院大学
学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分內容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名：

日 期：

导师签名：

日 期：

摘 要

电场耦合式无线电能传输 (Capacitive Power Transfer, CPT) 技术通过利用高频电场实现能量的非接触式传输。该技术本质上属于近场耦合, 相较于电磁感应式无线电能传输 (Inductive Power Transfer, IPT) 技术, CPT 有着更轻薄的系统结构, 可忽略的涡流损耗, 对周围导体的不敏感性以及较低的成本等优点。CPT 为无线电能传输提供了更多的解决方案, 目前已经在电动汽车、水下探测和可穿戴设备等领域中有了一定的应用。但是, 现有 CPT 的耦合器分析理论与结构设计仍有以下不足: 1) 电场耦合器结构种类繁多, 缺乏统一且合理的评估标准来判断该耦合器的功率传输特性与空间摆放自由度; 2) 现有的电场耦合器在结构上很难保证同时有足够的自电容与互电容, 二者的折中设计限制了耦合器传输能力的进一步提高; 3) 现有耦合器的结构很难支持需要较大位移的应用场景。为了解决以上问题, 本文将在耦合器的分析比较方法, 结构与优化上开展工作, 针对耦合器所需电容不足与位移能力不足的问题, 分别提出对应的新型耦合器结构, 并在统一的标准下与现有耦合结构进行比较论证。本文从以下方面展开了研究工作:

一、建立电容耦合器的评估标准: 虽然目前提出的电容耦合器结构众多, 但它们所适用的电路模型以及基于此得到的耦合器参数都是相同的, 本文通过分析耦合器自电容、互电容参数与 CPT 系统的功率传输能力以及传输效率之间的关系, 提出了基于自电容与互电容评估电容耦合器性能的方法。

二、提出新型交叠结构的电场耦合器: 本文比较了现有的两种主流电容耦合器 (水平型电容耦合器和垂直型电容耦合器) 的优缺点并开展了耦合机制分析。以此为基础, 本文进一步提出了一种新型的交叠型耦合器, 该耦合器能综合水平型和垂直型耦合器的优点并同时有效地避免了它们的缺点, 进而克服了传统耦合器中自电容与互电容折中设计的缺陷。

三、提出了一种高偏移容忍度耦合器及其优化方法: 本文将在统一的标准下分析比较电容耦合结构的摆放自由度, 并从物理结构上探索其摆放自由度不高的原因, 进而提出一种环形结构的耦合器, 最终通过结构参数优化设计, 实现水平位移下的耦合器的参数稳定, 并从增大其自电容与互电容对该耦合器做进一

步的优化。

四、为了验证上述分析的正确性与新提出的电容耦合器的可行性。实验将首先在实验中搭建并测量了水平型、垂直型以及交叠型耦合器的耦合器参数，验证了所提出的交叠型耦合器的优点；然后通过测量基于三种不同电容耦合器结构的 CPT 系统传输效率，验证了关于耦合器参数与其传输效率之间的关系；并通过测量基于三种不同耦合器的 CPT 系统工作时的电场辐射情况验证了交叠型耦合器有着最低的辐射水平。最后搭建了高偏移容忍度电容耦合器，通过测量其在偏移情况下的输出能力验证了该耦合器的有效性。

关键词：无线电能传输，电场耦合，耦合器结构，交叠型电容耦合器，高偏移容忍度耦合器

Abstract

Capacitive Power Transfer (CPT) technology utilizes the high-frequency electric field to realize the non-contact transmission of energy. It is a near-field wireless power transmission technology. Compare with the Inductive Power transfer (IPT) technology, which is also used in the near field, CPT has a lighter system structure, negligible eddy current loss, insensitive to surrounding metal objects, and lower cost. It has shown great potentials in the fields of electric vehicles, underwater detection and wearable devices. However, the existing CPT coupler analysis theory and structural design still have the following shortcomings: 1) There are many types of electric field coupler structures, and there is no unified and reasonable evaluation standard to judge the power transmission characteristics and spatial placement freedom of the coupler. 2) It is difficult for existing capacitive couplers to ensure that they have sufficient self-capacitance and mutual capacitance at the same time. The tradeoff design issue of these two parameters limits the further improvement of the transfer capability of the coupler. 3) The existing capacitive couplers are difficult to support some applications requiring large misalignmnet. In order to solve the above problems, this thesis will focus on the analysis and comparison methods, structural design and optimization of the coupler. Aiming at the problem of insufficient capacitance and insufficient displacement capacity of the coupler, corresponding new coupler structures are proposed and unified compare and demonstrate the existing coupling structure under the standard. This thesis has carried out research work from the following aspects:

1. An evaluation standard for capacitive couplers is established: Although there are many capacitive couplers proposed at present, their circuit model and the coupler parameters obtained based on this model are identical. Through the analysis of relationship between the self-capacitance, mutual capacitance and the power transmission capacity and transmission efficiency of the CPT system, a method for evaluating the performance of capacitive couplers based on self-capacitance and mutual capacitance is proposed.

2. A new interleaved capcaitive coupler is proposed: This thesis compares the advantages and disadvantages of the existing two mainstream capacitive couplers (horizontal capacitive coupler and vertical capacitive coupler) and conducts an analysis of the coupling mechanism. Based on this, this thesis further proposes a new interleaved

capacitive coupler, which can combine the advantages of horizontal and vertical couplers and effectively avoid their shortcomings, thereby overcoming the traditional coupler self-capacitance and mutual-capacitance tradeoff design issue.

3. A high misalignment tolerance capacitive coupler and its structure optimized method is proposed: This thesis will analyze and compare the degree of misalignment tolerance of the capacitive coupling structure under a unified standard, and explore the reasons for its low misalignment tolerance according to the physical structure. Furthermore, a high misalignment tolerance coupler with a ring structure is proposed, and finally through the optimization design of structural parameters, the parameter stability of the coupler under horizontal displacement is realized.

4. In order to verify the correctness of the above analysis and the feasibility of the newly proposed capacitive couplers, this thesis built the physical model for horizontal capacitive coupler, vertical capacitive coupler and interleaved capacitive couplers in the experiment and measured their self-capacitance and mutual capacitance. The results show the benefits of interleaved coupler. Then the experiment measuring the power transfer efficiency of the CPT system based on three different capacitive coupler structures, verify the relationship between the coupler parameters and their transmission efficiency, and the experiment result of electric field radiation performance verifies that the interleaved coupler has the best radiation performance. Finally, a high misalignment tolerance capacitive coupler is built and the effectiveness of the coupler is verified by measuring its output capability under offset conditions.

Key Words: Wireless Power Transfer, Electric Field Coupling, Coupler Structure, Interleaved Capacitive Coupler, High misalignment tolerance coupler

目 录

第 1 章 引言	1
1.1 无线电能传输研究背景	1
1.1.1 声波无线电能传输 (APT)	2
1.1.2 微波无线电能传输 (MPT)	2
1.1.3 激光无线能量传输 (LPT)	3
1.1.4 电磁感应式无线电能传输 (IPT)	3
1.1.5 电容耦合式无线电能传输 (CPT)	3
1.1.6 无线电能传输技术对比	4
1.2 CPT 技术的发展	5
1.2.1 容性耦合器模型	5
1.2.2 CPT 系统的分类	6
1.2.3 CPT 系统的耦合结构	8
1.2.4 CPT 系统的补偿电路	10
1.2.5 CPT 系统的安全性问题	11
1.3 本文研究内容	12
1.4 小结	12
第 2 章 CPT 系统的电容耦合器评估	13
2.1 CPT 系统介绍	13
2.2 容性耦合器电路模型	13
2.3 耦合器功率传输特性	14
2.3.1 功率传输能力	14
2.3.2 功率传输效率	16
2.4 电容耦合器评估	17
2.5 小结	18
第 3 章 交叠型电容耦合器	19
3.1 现有耦合器的自电容与互电容表现	19
3.1.1 水平型耦合器	19
3.1.2 垂直型耦合器	20
3.1.3 水平型耦合器与垂直型耦合器的参数对比	21

3.2 电容耦合机制分析	21
3.3 交叠型电容耦合器结构	24
3.4 交叠型电容耦合器的电磁辐射表现	26
3.5 小结	30
第 4 章 高偏移容忍度电容耦合器	31
4.1 偏移时的耦合器参数变化情况	31
4.1.1 水平型电容耦合器的偏移表现	31
4.2.2 垂直型耦合器的偏移表现	32
4.2 高偏移容忍度电容耦合器	33
4.3 高偏移容忍度耦合器的设计及优化方法	35
4.3.1 确定耦合器原副边尺寸	35
4.3.2 初步确定耦合器的具体尺寸	35
4.3.3 耦合器尺寸优化	36
4.4 交叠型高偏移容忍度耦合器	37
4.4.1 耦合器结构	37
4.4.2 耦合器结构优化	38
4.5 小结	40
第 5 章 实验验证与分析	41
5.1 交叠型电容耦合器实验验证	41
5.1.1 耦合器参数对比实验	42
5.1.2 耦合器的传输效率对比	42
5.1.3 耦合器的辐射表现对比	45
5.2 高偏移容忍度电容耦合器实验验证	46
5.2.1 偏移特性验证	46
5.2.2 交叠型高偏移容忍度耦合器验证	49
5.3 小结	50
第 6 章 总结与展望	52
6.1 本文贡献	52
6.2 展望	53
参考文献	55
致 谢	60

作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果..... 61

图表目录

图 1.1 WPT 系统的典型结构框图	1
图 1.2 (a) Zeta 变换器 (b) 基于 Zeta 变换器的 CPT 系统拓扑	6
图 1.3 (a) E 类功放 (c) 基于 E 类功放的 CPT 系统	7
图 1.4 基于谐振变换器的 CPT 系统	8
图 1.5 CPT 系统的耦合结构 (a) 水平型电容耦合器[31] (b) 垂直型电容耦合器 [36] (c) 圆环型电容耦合器[45] (d) 中继型电容耦合器[46] (e) 圆筒型电容耦合器 [47] (f) 混合型电容耦合器[48]	9
图 1.6 几种典型的 CPT 补偿电路 (a) 双边 LCLC 补偿[31] (b) 双边 LC 补偿[50] (c) 双边 LCL 补偿[36] (d) 双边 CL 补偿[51]	11
图 2.1 电容耦合式无线电能传输系统结构框图	13
图 2.2 (a) 六电容耦合模型 (b) 受控电流源模型	14
图 2.3 基于 ICS 模型的串串补偿 CPT 系统	15
图 2.4 基于 IVS 模型的串串补偿 CPT 系统	16
图 3.1 电容耦合器结构 (a) 水平型电容耦合器 (b) 垂直型电容耦合器	19
图 3.2 水平耦合器在不同 l_c 下的耦合表现	20
图 3.3 垂直耦合器的耦合表现 (a) 在不同 d_c 下 (b) 在不同 l_s 下	21
图 3.4 耦合器的耦合机制 (a) 水平型耦合器 (b) 垂直型耦合器	22
图 3.5 三极板电容耦合器 (a) 中间极板悬空 (b) 中间极板存在电接触 (c) P_1 , P_3 间电容变化	23
图 3.6 交叠型电容耦合器 (a) 耦合器结构 (b) 耦合电容	25
图 3.7 垂直耦合器的耦合表现 (a) 在不同 d_c 下 (b) 在不同 l_s 下	26
图 3.8 基于串串补偿的 CPT 系统	27
图 3.9 串串补偿的交叠型 CPT 系统极板电压激励	27
图 3.10 MAXWELL 仿真示意图	28
图 3.11 电场分布 (a) 交叠型耦合器 (b) 水平型耦合器 (c) 垂直型耦合器 ..	29
图 3.12 完整周期下交叠型耦合器的高辐射区域	29
图 3.13 不同耦合器的高辐射区域对比	30
图 4.1 水平型电容耦合器偏移方向	31
图 4.2 偏移对水平型耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移 ..	32
图 4.3 垂直型电容耦合器偏移方向	33

图 4.4 偏移对垂直型耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移..	33
图 4.5 高偏移容忍度电容耦合器 (a) 立体图 (b) 顶视图.....	34
图 4.6 偏移对高偏移容忍度耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移.....	34
图 4.7 耦合器原副边尺寸示意图.....	35
图 4.8 耦合器偏移示意图 (a) 左偏 (b) 对齐 (c) 右偏.....	36
图 4.9 (a) 不同耦合器尺寸下的 C_{pm} 值 (b) 不同耦合器尺寸下的 N 值	36
图 4.10 带电介质的交叠型高偏移容忍度耦合器 (a) 立体图 (b) 截面图.....	38
图 4.11 交叠型高偏移容忍度电容耦合器互电容 C_{pm} 优化流程.....	40
图 5.1 不同耦合器结构 (a) 水平型 (b) 垂直型 (c) 交叠型.....	41
图 5.2 基于串联补偿的 CPT 系统.....	43
图 5.3 用于辐射与效率测量的实验平台.....	44
图 5.4 (a) 逆变器输出电压和电流波形 (b) 耦合器端口电压波形.....	44
图 5.5 基于不同电容耦合器结构的 CPT 系统效率.....	45
图 5.6 不同电容耦合器上实验平面处的场强分布.....	46
图 5.7 高偏移容忍度电容耦合器.....	47
图 5.8 电容极板间电场线分布示意图.....	47
图 5.9 耦合器输出电流与其偏移距离和旋转角度之间的关系 (a) 水平型电容耦合器 (b) 垂直型电容耦合器 (c) 高偏移容忍度电容耦合器.....	48
图 5.10 交叠型高偏移容忍度电容耦合器 (a) 实物图 (b) 示意图.....	49
图 5.11 交叠型高偏移容忍度耦合器输出电流与其偏移距离和旋转角度之间的关系.....	50
表 1.1 无线电能传输技术对比.....	4
表 2.1 耦合器案例分析.....	16
表 3.1 耦合器参数比较.....	21
表 3.2 耦合器参数比较.....	26
表 4.1 高偏移容忍度耦合参数比较.....	37
表 5.1 不同电容耦合器的尺寸.....	42
表 5.2 耦合器参数比较.....	42
表 5.3 不同耦合器结构的补偿参数与端口额定电压.....	43
表 5.4 耦合器参数对比.....	50

第1章 引言

1.1 无线电能传输研究背景

自十九世纪电力出现以来,从各种电源到负载之间的电力传输方式几乎都是以电气接触的形式进行的,传输的具体形式主要依赖于电源线和电池供电。然而,随着科技的日益发展,越来越多的用电设备是可移动的,例如智能手机,电动交通工具,机器人以及无人机等等,这些可移动的用电设备在电力中断的情况下也应该持续运行,然而,电源线的供电范围有限,电池的供电时间也有限。因此,实际应用中不免有着对于用电设备工作时间与工作区间的限制。此外,通过此种方式进行电能传输的用电设备,通常会带有裸露触点的电源线接口,例如电动汽车的充电接口,由于需要人工插拔,这种类型的电能传输接口会带来潜在的触电以及火灾风险。并且对于一些用电设备数目比较大的应用场景,例如物流分拣机器人,也会造成较大的人力负担。以上这些问题使得无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术越来越受到人们的关注[1-5]。

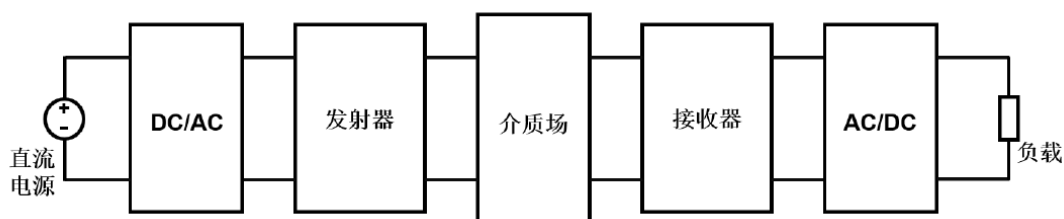


图 1.1 WPT 系统的典型结构框图

Figure 1.1 Typical structure diagram of wireless power transfer system

无线电能传输系统的通用结构框图如图 1.1 所示,该系统一般由直流电源供电,经由 DC/AC 逆变模块将直流能量转换为交流能量传递给发射器,发射器将电能转化成可以在介质场中传导的能量传递给接收器,接收器则将该能量还原成电能并经由 AC/DC 整流模块给负载提供电能。根据中间所利用的介质场的不同,可以将 WPT 系统分为:声波无线电能传输(Acoustic Power Transfer, APT),微波无线电能传输(Microwave Power Transfer, MPT),激光无线电能传输(Optical Power Transfer, OPT),电磁感应式无线电能传输(Inductive Power Transfer, IPT)和电容耦合式无线电能传输(Capacitive Power Transfer, CPT)[6]。近些年来,得

益于电力电子技术和新型半导体器件的发展，WPT 技术也有了长足的进步，逐渐开始在各种各样的用电设备中展示出优越性，例如智能手机[7,8]，医用植入式装置[9]，家用电器和电动汽车[10-12]等。接下来，本节将简要介绍上述的 WPT 技术并比较它们的优缺点。

1.1.1 声波无线电能传输 (APT)

声波可以在固体、液体和气体中传播，同时，声波作为一种机械波，所传导的是机械能。根据图 1.1，对应的发射器则需要将电能转化为机械能传递出去，同样，接收器也能够将机械能转化成电能。压电材料可以很好的实现这样的功能，所以 APT 的发射器与接收器一般为压电换能器[13,14]，通过压电效应，可以很方便的实现电能与机械能之间的转化，APT 的工作频率一般为几十到几百 kHz，超出了人耳的听力范围，所以一般也叫做超声波无线电能传输。

APT 技术一般应用于短距离非接触供电，其主要优点是：无电磁干扰，可在任意介质中传输且定向性好。因为其独特的优势，APT 在高温、高压、放射性、剧毒以及人体植入设备等场合均有应用。如心脏起搏器，电子耳蜗，压力容器，核潜艇等[15]。但 APT 的耦合系数与压电换能器和传导介质之间的接触水平有很大的相关性，对于传导介质为固体的固-固接触而言，APT 可以实现较强的耦合，从而实现不错的传输效率，但是对于液态或者气态传导介质而言，固-液接触和固-气接触的耦合系数较低，进而导致其传输效率明显降低[16]。

1.1.2 微波无线电能传输 (MPT)

MPT 的工作频段一般超过 1GHz，它的发射器与接收器一般都为天线，通过发射天线，MPT 可以将电能以转化成微波传递到作为接收器的接收天线。系统中的 DC/AC 和 AC/DC 模块均为高频谐振变换器，为了实现较好的功率输出，整个电能传输系统之间需要实现阻抗匹配[17]。

MPT 技术一般用于长距离无线电能传输，同时，由于微波本身可以用来传递信号，因此在功率较低的应用中，能量与信号可以同时传递，从而简化了系统架构[18]。然而，MPT 技术的缺点在于传输效率不够高，此外，如何在符合辐射安全要求等级的情况下传输足够的功率以及其可能会对现有的无线通信产生射频干扰，这些问题极大地限制了 MPT 技术的发展[19,20]。

1.1.3 激光无线能量传输 (LPT)

由波粒二象性可知,光既具有粒子性,也有着电磁波的特性,所以它也可以作为中间介质传递能量。其结构对应到图 1.1 中,发射器和接收器分别为激光发生器和光伏装置,激光发生器将电能转化为光能,而光伏装置则将光能转化为电能[21]。

LPT 技术可以实现长距离无线电能传输,且传输的功率基本不随着原副边距离的改变而发生变化,且对现有无线通讯网络的干扰有限,同时也易于实现系统的小型化[22]。但激光辐射对其保护措施有很高的要求,否则会有很大的安全隐患,同时,现有光伏装置的转化效率都不高[23,24],这些都限制了 LPT 技术的发展。

1.1.4 电磁感应式无线电能传输 (IPT)

IPT 技术基于电磁感应原理,利用一对耦合的电感线圈形成发射器与接收器,将电能通过耦合线圈形成的磁场从发射器传递到接收器,其工作频率一般处于千赫兹到兆赫兹级别。为了提高功率传输能力,IPT 系统中的发射侧和接收侧都需要利用由阻抗元件形成的补偿网络作为其辅助电路。

早在十九世纪,IPT 技术就已经被提出并加以实验验证,它是目前应用最为广泛的无线电能传输技术[11]。IPT 一般适用于近距离的无线电能传输,因为其有着较高的传输效率和传输功率的能力,同时也易于实现,成本也比较低[25,26],已经广泛应用于消费电子,医用装置,新能源汽车等领域[27-29]。其缺点主要是以下几个方面:首先,由于磁场不能穿过金属,所以 IPT 易受传输环境中的金属异物影响,同时也会导致其产生涡流损耗。其次,由于 IPT 系统中磁芯的存在,大大地增加了 IPT 系统的体积和成本[6]。这些因素也一直限制着 IPT 技术的发展。

1.1.5 电容耦合式无线电能传输 (CPT)

能量可以在磁场中传递,与之相对应的电场也同样可以用于无线电能传输,CPT 技术中所用的电场频率较高,一般为 MHz 级别。它的发射器和接收器均由金属极板构成,一般需要四块极板。为了实现较高的无线功率传输能力,CPT 同样也需要与 IPT 中类似的补偿电路[30]。

对于电场而言,传输路径中金属物质的存在并不会影响电场线的传递,所以

CPT 对环境中的金属物质不敏感，所产生的涡流损耗也可以忽略不计。此外，CPT 系统不需要磁芯，这能极大降低系统的体积和成本[31]。目前 CPT 技术已经在同步电机驱动[10]，集成电路[32]和电动汽车[33]等领域得到应用，但是，由于空气中的介电常数很小，这使得金属极板所形成的耦合电容容值较小，在传输足够功率的情况下会使得极板电压处于较高的水平，从而导致较强的电场辐射。这使得 CPT 在大功率应用中面临挑战。

1.1.6 无线电能传输技术对比

上述几个小节对目前常见的几种无线电能传输技术做了一个简单的介绍。下面将从耦合器构成、传输距离、工作频率、功率传输能力和传输效率等方面对其做一个汇总。如表 1.1 所示，微波无线电能传输和激光无线电能传输可以实现远距离传输功率，但其效率较低，传输的功率等级也比较低。而声波式无线电能传输、电磁感应式无线电能传输和电容耦合式无线电能传输则更适用于中短距离的功率传输，但声波式无线功率传输只能传递较低的功率且效率不高，电磁感应式和电容耦合式无线电能传输则可以实现功率等级更大且效率更高的无线能量传输。

表 1.1 无线电能传输技术对比

Table 1.1 Comparison of WPT technologies

	耦合器	距离	频率	功率	效率
APT	压电换能器	近	kHz	小	低
MPT	天线	远	GHz	小	低
LPT	激光生成器 与光伏装置	远	THz	小	低
IPT	耦合线圈	中，近	kHz-MHz	中、高	高
CPT	耦合电容	中，近	MHz	中、高	高

基于表 1.1 的比较，IPT 和 CPT 技术在近场无线电能传输方面有着其他 WPT 技术难以比拟的优势，所以，IPT 和 CPT 也可以统称为近场无线电能传输技术。

就目前而言，IPT 技术应用最为广泛，已经出现在很多的商业产品当中。然而，由于环境中金属物质可以屏蔽磁场，同时金属物质在磁场中会有涡流损耗，这导致 IPT 系统的能量传输效率和传输能力受周围金属异物影响明显。除此之外，为了实现更好的耦合效果，IPT 系统中会用到磁芯，但是这会造成系统的重量和成本上升，以上两点是限制目前 IPT 发展的主要因素。

而作为与 IPT 相对应的 CPT，由于其不需要磁芯，同时电场可以透过金属物质来传递能量，也不会金属物质中引起涡流损耗[34]，这些优点完美解决了目前 IPT 中所遇到的问题。除此之外，随着目前电力电子技术逐渐向高频发展，解决了 CPT 技术对工作频段要求较高的问题，这些因素使得 CPT 技术越来越引起人们的关注。

1.2 CPT 技术的发展

利用电场作为能量传递的载体这一设想早在上个世纪 60 年代就有学者提出，但是直到最近的十几年来，得益于高频电力电子技术和电磁场仿真软件等辅助工具的发展，CPT 技术才有了比较好的发展。本节将从 CPT 系统的容性耦合器模型、CPT 系统的分类、耦合结构、补偿电路和安全性几个角度系统性的回顾 CPT 技术的发展。

1.2.1 容性耦合器模型

在 CPT 系统中，首先要解决的就是电容耦合器的电路模型问题，由于电容耦合器一般由两对极板构成，每两块极板之间均存在着耦合电容，所以耦合器间总共存在着 6 个相互耦合的电容，这使得对于耦合器电路的分析过于复杂，因此，最初的耦合器设计一般会将同侧的极板间距加大，这样可以忽略掉其中的一部分电容从而简化电路分析[31,35]。但显然，这种方式增大了 CPT 系统所占面积，大大降低了系统的功率密度。而对于同侧极板间距较近的电容耦合器而言，其各个耦合电容数量级相差不大，需同时考虑所有的耦合电容。出于这样的考虑，文献[36]基于二端口网络理论，将六电容模型化简并建立了 CPT 耦合器的受控电流源（Induced current source, ICS）模型，该模型由一对受控电流源和与之并联的电容组成，与 IPT 受控电压源（Induced voltage source, IVS）模型中的自感与互感类似，该模型同样有着自电容与互电容的概念，自电容表示电容耦合器原副边所呈

现出的电容值的大小,互电容表示电容耦合器原副边间耦合的强弱,互电容越大,耦合越强。然而,耦合线圈中的自感一般与耦合无关,但是 CPT 的 ICS 模型中的自电容却会随着耦合状态的改变而发生变化,这使得基于此模型设计的补偿电路只能满足某一特定的耦合状态。为了解决这一问题,文献[37]基于二端口的 Z 参数与 Y 参数相互转化的关系,提出了 CPT 的 IVS 模型,该模型由一对受控电压源和与之串联的自电容组成,此模型中的互电容越大,原副边之间的耦合越弱。而它的自电容与耦合无关,因此可以只针对某一耦合状态下自电容值来设计补偿电路,这极大的方便了 CPT 系统设计。但 IVS 模型中的互电容与自电容相关,无法通过直接比较互电容来判断电容耦合器原副边之间耦合的强弱。

1.2.2 CPT 系统的分类

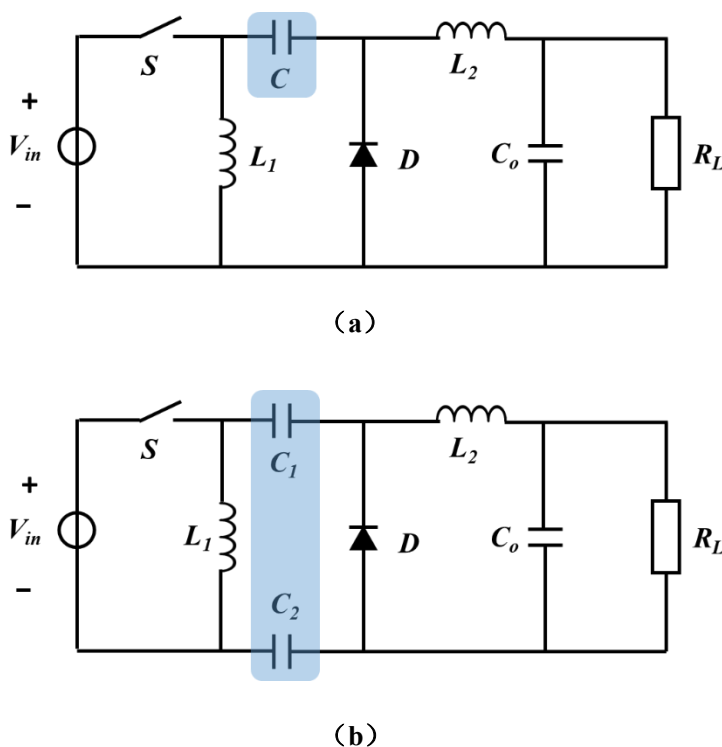


图 1.2 (a) Zeta 变换器 (b) 基于 Zeta 变换器的 CPT 系统拓扑

Figure 1.2 (a) Zeta converter (b) CPT system base on Zeta converter

目前的 CPT 系统主要分成非谐振型 CPT 系统和谐振型 CPT 系统两类,非谐振型 CPT 系统主要基于 PWM 变换器[38,39],以图 1.2 所示的 Zeta 变换器为例,

(a) 图中的电容 C 可以由 (b) 图中的 C_1 、 C_2 耦合电容所代替,该耦合电容作为功率储存元件,与 PWM 变换器中的电容作用相同,所以此类系统中,即使由于

电容耦合器的位置发生变化而导致耦合电容发生改变，只要 PWM 变换器仍处于电流连续导通工作状态，电容变化对整个系统的表现影响不大。但是该 CPT 系统中对电容 C_1 、 C_2 值的要求比较高[40]，通常在 nF 级别左右，这就极大的限制了电容极板间的传输距离，一般只能达到 1 mm 左右。

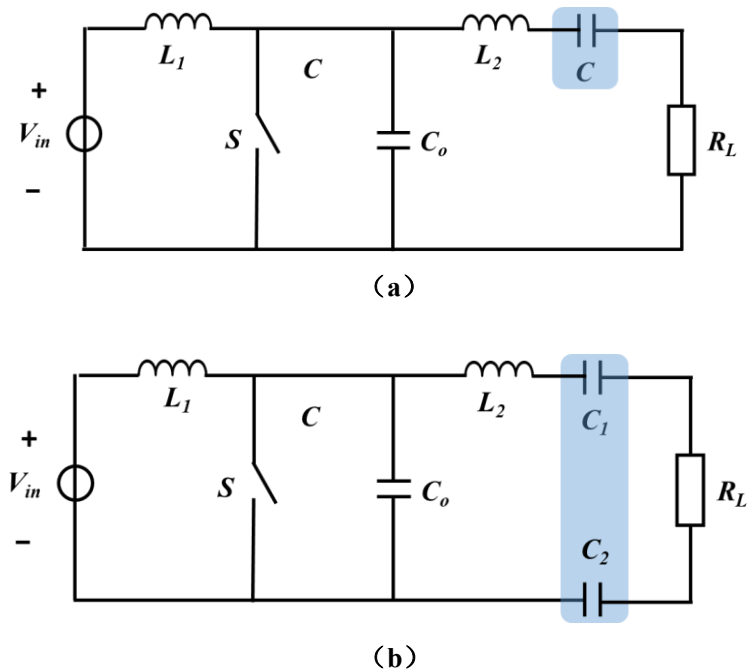


图 1.3 (a) E 类功放 (c) 基于 E 类功放的 CPT 系统

Figure 1.3 (a) Class E power amplifier (c) CPT system base on Class E power amplifier

谐振型 CPT 系统主要基于功率放大器[41,42]和谐振变换器[43,44]，图 1.3 是基于 E 类功放的 CPT 系统，图 1.4 则是基于谐振变换器的 CPT 系统。在这两类系统中，耦合电容会与补偿电路中的电感共振，这就使得只要谐振电感或开关频率足够高，对于耦合电容容值的要求就可以降低，因此传输距离得到了一定的提升。此外，这两种谐振型 CPT 系统也比较容易实现软开关，从而提高了系统的功率传输效率。然而，基于功放的 CPT 系统工作状态很容易受到系统参数变化的影响，当耦合电容改变或者工作负载不是最优负载点时，都会影响到系统的性能。而基于谐振变换器的 CPT 系统则可以通过选择适合的补偿电路拓扑实现与负载无关恒压或者恒流输出。并且逆变与整流部分的多个开关管的存在也可以分担系统中的电压电流应力，从而提升了系统的可靠性，这些优点使得目前大多数关于 CPT 的研究主要基于谐振变换器类型。

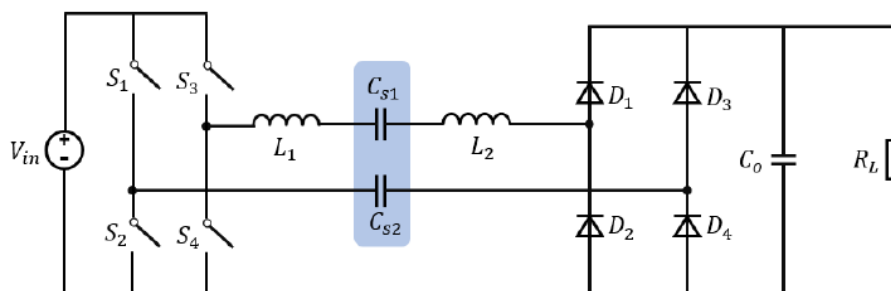
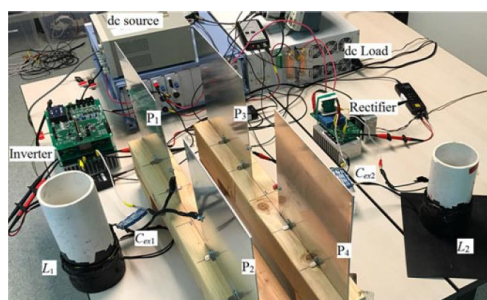


图 1.4 基于谐振变换器的 CPT 系统

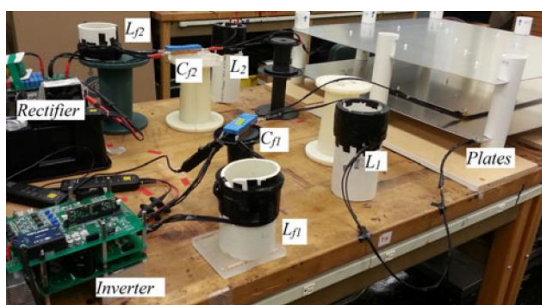
Figure 1.4 CPT system base on resonant converter

1.2.3 CPT 系统的耦合结构

在 CPT 系统中，一般采用金属极板作为其电能传输的耦合结构，目前最常见的耦合器结构如图 1.5 (a) 所示的水平型电容耦合器结构[31]，该结构由四块两两互相平行的金属极板构成，结构材料多见于铝或者铜。另外一种比较常见的如图 1.5 (b) 所示[36]，该结构为垂直型电容耦合器结构，相比于水平型而言，该结构更为紧凑。图 1.5 (c) 中的圆盘型耦合器结构[45]与水平型一样只有上下两层，所以它可以看成是水平型耦合器的衍生，相对于水平型而言该耦合器结构在旋转的情况下耦合电容不会发生明显的改变。为了提升电容耦合器的传输距离，文献[46]提出了图 1.5 (d) 所示的中继型电容耦合器结构，该结构同样基于水平型的电容耦合器衍生而来。图 1.5 (e) 中的圆筒型电容耦合器[47]从它的截面可以看出，它与垂直型耦合器有着相同的四层结构，所以圆筒形耦合器可以看作是垂直型耦合器的衍生，它适用于一些圆筒形的无线电能传输应用中。除了单纯的利用极板间的电场进行能量传递，CPT 系统中发射端和接收端的补偿电感也可以利用起来形成耦合线圈，将两者进行结合，则形成了如图 1.5 (f) 中所示的混合型耦合器结构[48]，电场和磁场在该结构中均得到了利用，从而实现了更强的功率传输能力。



(a)



(b)

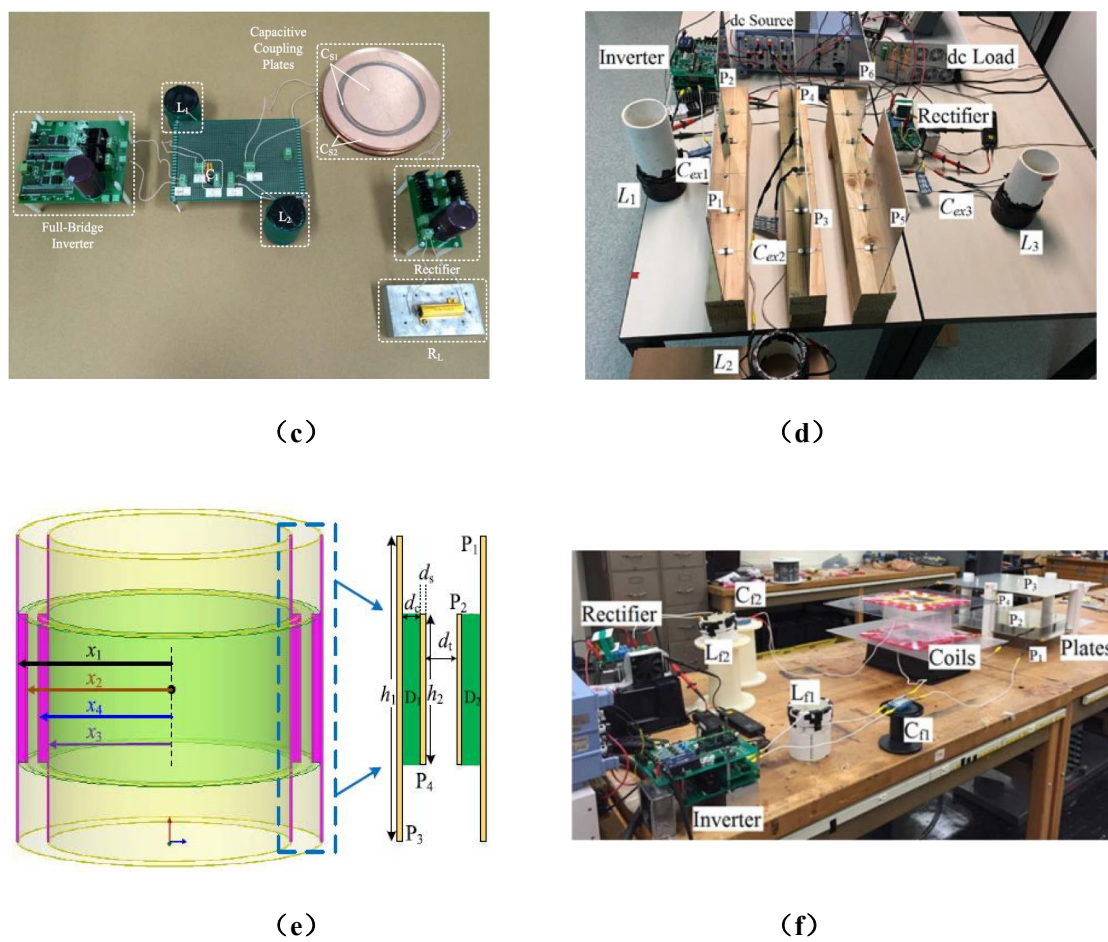


图 1.5 CPT 系统的耦合结构 (a) 水平型电容耦合器[31] (b) 垂直型电容耦合器[36]
 (c) 圆环型电容耦合器[45] (d) 中继型电容耦合器[46] (e) 圆筒型电容耦合器[47]
 (f) 混合型电容耦合器[48]

Figure 1.5 Capacitive couplers of CPT system (a) Horizontal capacitive coupler (b) Vertical capacitive coupler (c) Annulus capacitive coupler (d) Electric field repeater (e) Sleeve-type capacitive coupler (f) Hybrid capacitive coupler

从图 1.5 中可以看出，目前所提出的耦合器结构主要分为水平型和垂直型的耦合器，其余的大多可看作是这两种耦合器的衍生。目前的研究中缺乏统一且合理的评估标准来对这两种耦合器进行比较。此外，根据 1.2.1 节中所提到的容性耦合器模型，这两种耦合器在自电容和互电容上有不同的特性。由于较大的自电容可以减小补偿损耗，较大的互电容则表示耦合器有着更强的耦合，所以对于耦合器而言一般都希望其有着较大的自电容与互电容。水平型耦合器的四块极板两两之间有着充足的正对面积，这保证其有着较大的互电容，而原边和副边各自的两块极板之间几乎没有正对面积，这使得它得自电容非常小。而垂直型耦合器则

将原边和副边两块极板中的其中一块分别移向外侧与另外一块极板交叠,这就保证了垂直型耦合器有着较大的自电容,但是移向外侧的极板使得电能传输回路得总路径增大,从耦合器模型的表现上来看则使其互电容减小。基于以上的分析,可以看出目前仍缺乏一种耦合器能同时有着较大的自电容与互电容。

电容耦合器除了对其自电容与互电容有要求之外,由于日常的无线电能传输应用针对的主要是移动设备,所以其发射侧和接受侧不可能永远保持完美对准的状态,所以对于电容耦合器的偏移容忍度也有着一定的要求,即当原边与副边发生一定的偏移时,CPT系统依然有着较好的表现。文献[49]详细研究了目前主流的两种电容耦合器结构在发生偏移时,其各个耦合电容以及输出电压的变化,可以看出耦合器的偏移会造成输出能力的下降,因此,设计出一个具有高偏移容忍度的电容耦合器也是有必要的。

1.2.4 CPT 系统的补偿电路

目前的 WPT 系统中都需要辅助电路来提升系统的功率传输能力。在 IPT 系统中,由于耦合线圈会给系统带来感性的无功损耗,因此早在 2004 年,就有科研人员提出在系统中加入容性补偿电路从而实现电能的无线传输,根据其容性补偿的连接方式,可分为串-串(SS)、串并(SP)、并-串(PS)和并-并(PP)连接几种。而作为与 IPT 系统高度对偶的 CPT 系统而言,其早期的补偿电路设计也与 IPT 系统类似,例如文献[43]在 CPT 系统中加入串联谐振电感就形成了串串补偿,但从其结果可以看出,基于此补偿方式的 CPT 系统效率较低,此外,由于该补偿结构简单,若想实现针对不同输出目标的可控性,例如与负载无关的恒压恒流输出特性等,则必须使用复杂的开关电路,从而增加了电路复杂度。为了解决以上问题,后续的研究提出了几种更为高阶的补偿电路如图 1.6 所示,(a)中的补偿结构为双边 LCLC 补偿,基于该补偿电路的 CPT 系统实现了在 15 cm 的传输距离下传输 2.4 kW 的功率,同时传输效率达到了 90.8%[31],但该补偿结构较复杂,为了简化补偿网络结构,文献[36]通过优化电容耦合器结构设计将电容耦合器变为垂直结构从而使其自身就具有比较大的自电容,并提出了(c)中所示的双边 LCL 补偿电路。虽然以上两种补偿电路在 CPT 系统中有着很好的表现,但它们的结构均较为复杂,不利于进行电路工作状态分析,因此文献[50]中提出了如图(b)所示的双边 LC 补偿电路,并根据该补偿结构结合 ICS 耦合器模型

推导出其恒压/恒流工作点。以上这些补偿方式都存在的一个问题就是系统中极板电压应力均比较高,为了缓解这一问题,文献[51]提出了图(d)所示的双边 CL 补偿电路。

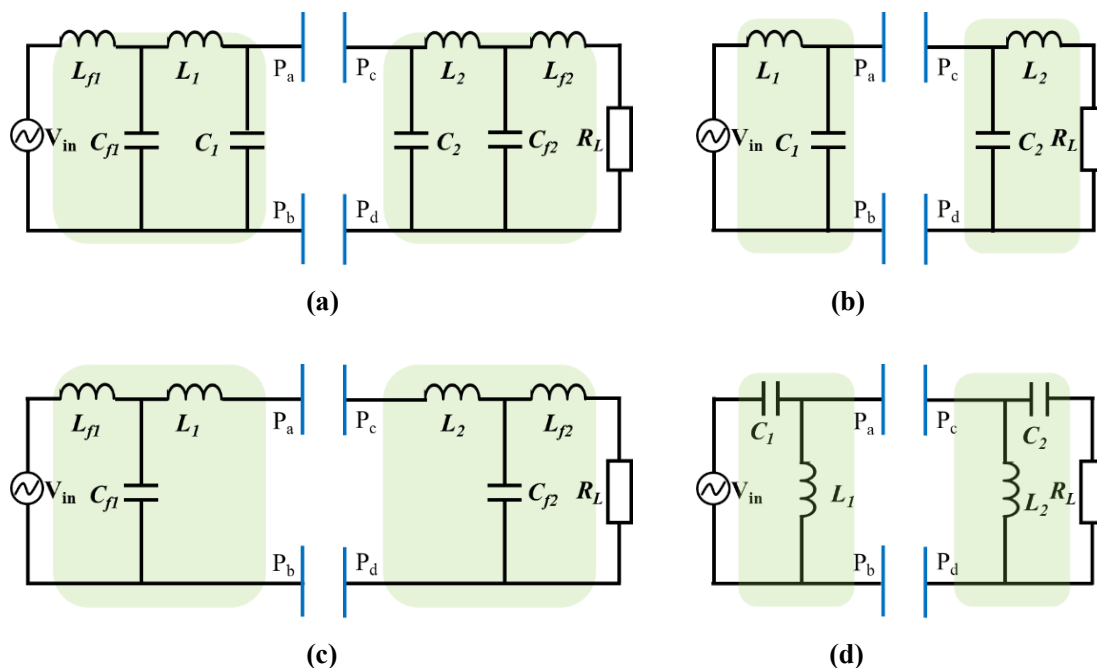


图 1.6 几种典型的 CPT 补偿电路 (a) 双边 LCLC 补偿[31] (b) 双边 LC 补偿[50]
(c) 双边 LCL 补偿[36] (d) 双边 CL 补偿[51]

Figure 1.6 Several typical compensation topologies (a) Double side LCLC compensation
(b) Double side LC compensation (c) Double side LCL compensation
(d) Double side CL compensation

1.2.5 CPT 系统的安全性问题

尽管近些年来的诸多研究已经证明了 CPT 技术可以实现在适中的距离实现高效的无线电能传输,但在实际应用中,CPT 系统一直存在着电容耦合器上电压较高的问题,例如文献[31]中的输出功率为 2.4kW 的 CPT 系统,其耦合极板上的电压达到了 3.2kV。而根据电磁环境控制限值[56]这一国家标准,在其工作频率对应的 1MHz 下,公众所能承受的电场强度上限为 40 V/m,显然 CPT 系统的电磁辐射安全性问题不容小觑。

目前对于 CPT 系统安全性问题的研究主要从耦合器结构和补偿电路两方面入手。文献[52]提出了一种六极板电容耦合器结构,在原先的水平型四极板外侧增加了两块起屏蔽作用的极板,根据有限元仿真的结果,此结构能够明显降低耦

合器的电磁辐射，但增加的屏蔽极板使耦合器电路模型的复杂度明显增加。文献[51]则提出了一种基于双边 CL 补偿电路的极板电压应力优化方法，尽管相对于原系统其极板电压应力明显降低，但是优化后的极板电压值依然较高。从这些关于提升 CPT 安全性的研究可以看出，如何以较为简单的方式实现电磁辐射较低的 CPT 系统依然是一个值得研究的问题。

1.3 本文研究内容

针对现有的 CPT 耦合器中所存在的缺少统一且合理的评估标准、其自电容与互电容难以同时保持较大值，偏移容忍度不高以及安全性问题，本文将围绕耦合器结构设计主要开展以下工作：

(1) 通过对电容耦合器的传输能力与传输效率分析，提出可以用来作为评估与优化 CPT 耦合器性能的参考指标。并基于所得到的参考指标，对现有的主流耦合器模型进行分析，比较它们之间的优缺点。

(2) 提出一种新型的交叠型电容耦合器结构，并从耦合器评估指标的角度来证明该新型耦合器结构可以同时拥有现有的主流电容耦合器的优点同时避免他们的缺点。

(3) 针对耦合器的安全性问题，本文从仿真和实验两个角度比较了新提出的耦合器结构与目前主流耦合器之间的电磁辐射，证实了新提出的交叠型电容耦合器具有更低的电磁辐射水平。

(4) 针对电容耦合器偏移容忍度不高的问题，本文从耦合器参数入手，结合有限元仿真研究造成该问题的原因，并提出了一种新型的具有高偏移容忍度的电容耦合器结构。并借用(2)中的经验进一步优化为交叠型结构，然后对交叠型结构作了进一步优化从而增大其互电容。

1.4 小结

本章首先简要介绍了目前的无线电能传输系统所主要包含的种类，从中总结出 CPT 系统的优势所在，然后从容性耦合器模型，CPT 系统的分类，CPT 系统的耦合结构，CPT 系统的补偿电路以及 CPT 系统的安全性问题这几个角度对 CPT 系统作了一个系统性的回顾，最后根据目前电容耦合器所存在的问题，说明本文的研究目的及研究内容。

第 2 章 CPT 系统的电容耦合器评估

2.1 CPT 系统介绍

CPT 系统的典型结构如图 2.1 所示，主要包括：DC 电源，高频逆变器，原副边补偿网络，电容耦合器，高频整流器以及负载。目前现有的 WPT 系统主要由直流电源供电，然后经过高频逆变器将直流电能变成可在电容耦合器所形成的电场中传递的高频交流电能，电容耦合器由原边极板 P_a 、 P_b 和副边极板 P_c 、 P_d 构成（文中出现的所有耦合器结构原副边命名均与此处相同，不再作额外介绍），原边和副边的补偿网络分别用来补偿发射侧和接收侧的无功损耗并将极板两侧的电压提升到比较高的水平，高频整流器则实现了 AC/DC 的电能变换从而给负载供电。

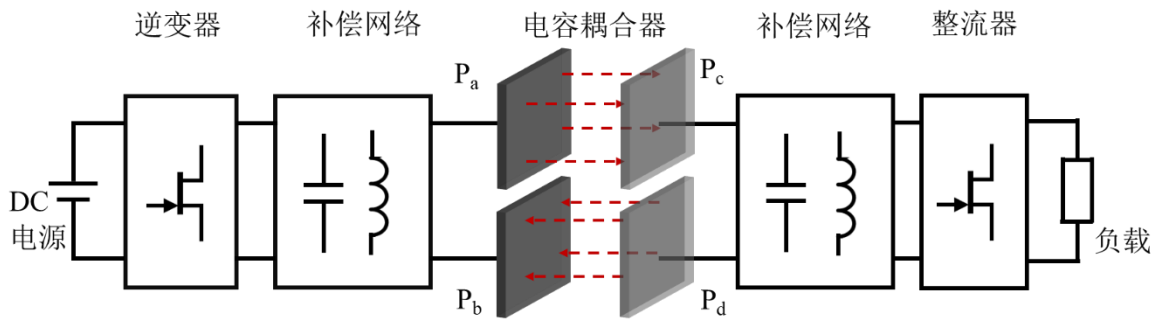


图 2.1 电容耦合式无线电能传输系统结构框图

Figure 2.1 System configuration diagram of a capacitive power transfer (CPT) system

2.2 容性耦合器电路模型

从 CPT 系统的结构中可以看出，必须要有电容耦合器的电路模型才能更好的对 CPT 系统进行分析。电容耦合器由四块金属极板构成，每两块金属极板间都存在着相互耦合的电容，因此，四块极板间总共存在着六个耦合电容，分别为： C_{ab} 、 C_{ac} 、 C_{ad} 、 C_{bc} 、 C_{bd} 、 C_{cd} ，其六电容耦合电路模型如图 2.2 (a) 所示，a, b, c, d 四个点分别对应着图 2.1 所示的 P_a 、 P_b 、 P_c 、 P_d 四块极板，虽然该模型可以准确表示电容耦合器的电路模型，但过于复杂，直接对其进行分析难度过大，所以文献[36]中基于二端口理论提出了如图 2.2 (b) 所示的 ICS 模型，该模型中 i_{p1} 、 i_{p2} 为一对受控电流源， C_{p1} 、 C_{p2} 为一对并联的等效电容，也叫做自电容，

该模型与六电容模型之间的关系满足公式(2.1)，其中 C_{pm} 为互电容，在本文中，以大写斜体形式表示物理量的幅值，如 V_{ab} 表示电压 v_{ab} 的幅值，以大写斜体加粗表示包含频域信息的物理量，如 \mathbf{V}_{ab} 表示 v_{ab} 的频域量，该表达方式适用于文中出现的所有时变变量。

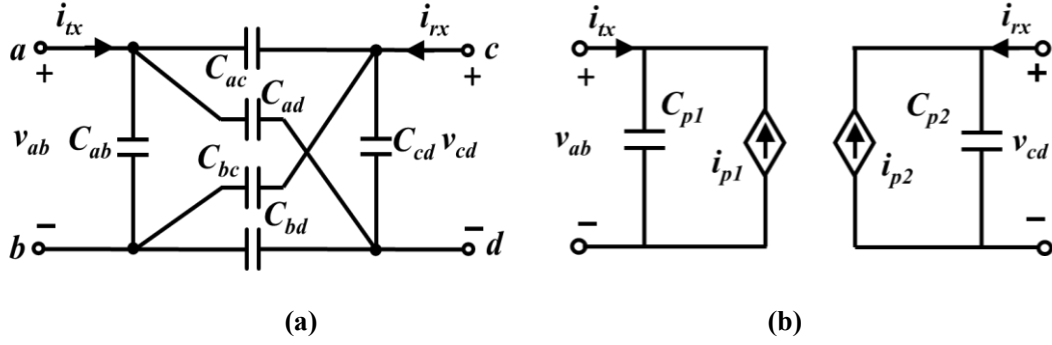


图 2.2 (a) 六电容耦合模型 (b) 受控电流源模型

Figure 2.2 (a) Six-capacitors model (b) Induced voltage source model

$$\begin{cases} C_{p1} = C_{ab} + \frac{(C_{ac} + C_{ad})(C_{bc} + C_{bd})}{C_{ac} + C_{ad} + C_{bc} + C_{bd}} \\ C_{p2} = C_{cd} + \frac{(C_{ac} + C_{bc})(C_{ad} + C_{bd})}{C_{ac} + C_{ad} + C_{bc} + C_{bd}} \\ C_{pm} = \frac{C_{bd}C_{ac} - C_{ad}C_{bc}}{C_{ac} + C_{ad} + C_{bc} + C_{bd}} \\ \mathbf{I}_{p1} = j\omega C_{pm} \cdot \mathbf{V}_{cd} \\ \mathbf{I}_{p2} = j\omega C_{pm} \cdot \mathbf{V}_{ab} \end{cases} \quad (2.1)$$

根据公式(2.1)可以看出，ICS 模型只需要一对并联的自电容和受控电流源就可以表示电容耦合器，大大简化了对 CPT 系统的分析。同时，由于互电容的存在，电容耦合器两端的电压电流存在如公式(2.2)所示的关系。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{tx} \\ \mathbf{I}_{rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_{p1} & -j\omega C_{pm} \\ -j\omega C_{pm} & j\omega C_{p2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ab} \\ \mathbf{V}_{cd} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.3 耦合器功率传输特性

2.3.1 功率传输能力

为了研究电容耦合器的功率传输能力，本文选用串串补偿作为图 2.1 中所示

的补偿网络，电容耦合器模型选用 ICS 模型，得到的 CPT 系统电路拓扑如图 2.3 所示。

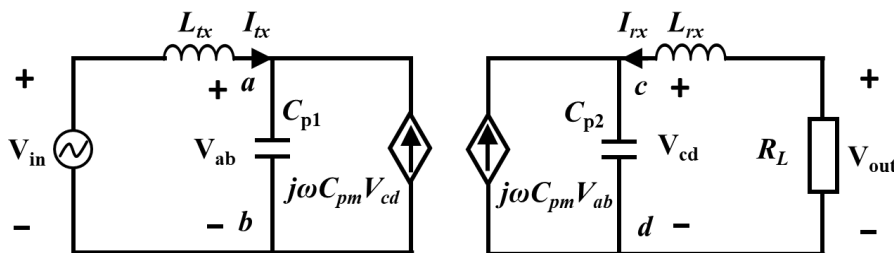


图 2.3 基于 ICS 模型的串串补偿 CPT 系统

Figure 2.3 CPT system with SS compensation base on ICS model

跟据文献[50]可知，基于串串补偿的 CPT 系统在耦合器中传递的功率如公式 (2.3) 所示，这里的*表示共轭， $Re[]$ 表示取其实部，从该式可以看出，互电容 C_{pm} 越大，耦合器则可以实现更大的传输功率，这表示电容耦合器有着更强的功率传输能力。

$$P = Re[V_{ab}(j\omega C_{pm} V_{cd})^*] \quad (2.3)$$

在实际应用中，电容耦合器的原边和副边之间的空间通常被定义为耦合空间，它被用来表示耦合器的体积和传输距离约束。显然，在有限的耦合空间中使耦合器达到最大的功率传输能力对 CPT 系统来说是非常有意义的，即让耦合器在有限的耦合空间内有着最大的互电容值 C_{pm} 。表 2.1 中列举了几个 CPT 系统的例子，可以看到在文献[50]和[53]中的 CPT 系统中， C_{pm} 值都非常小，所以根据公式(2.3)，最直接的增强功率传输能力的方式为增加极板两端电压或者增加系统工作频率，但这无疑加大了电容极板上的电压应力。虽然文献[54]中的电容耦合器在相对较小的耦合空间中实现了比较大的 C_{pm} 值，但由于其工作环境为水下，水的相对介电常数(78.5)远大于空气(1)。其工作条件极大的限制了 CPT 系统的潜在应用。因此，可以看出在有限的耦合空间内使设计出的耦合器具有较大的 C_{pm} 是非常有必要的。

表 2.1 耦合器案例分析

Table 2.1 Comparison between the study cases

结构	水平型[50]	水平型[54]	垂直型[53]
频率	1.5 MHz	1 MHz	1 MHz
C_{p1}, C_{p2}	9.8 pF	141 pF	380 pF
C_{pm}	2.8 pF	13 pF	11.5 pF
发射/接收侧面积	0.225 m ²	0.07 m ²	0.837 m ²
传输距离	180 mm	500 mm	150 mm
功率	112.4 W	219.6 W	1.5 kW

2.3.2 功率传输效率

在图 2.1 所示的 CPT 系统中，补偿电路中的谐振网络一般是 CPT 系统损耗的主要来源。对于 IPT 系统而言，补偿网络的品质因数远高于耦合线圈本身，所以对于 IPT 的损耗分析主要集中在耦合器本身，而对于高频 CPT 系统而言，由于补偿电路导致的损耗和耦合器本身相当，这使得在耦合器的设计与评估中也应考虑其对应的补偿网络所带来的损耗。

为了简化对于 CPT 系统补偿网络损耗的分析，本文的补偿结构同样选择在 IPT 中应用广泛的串-串补偿，同时为了简化计算，根据文献[37]，电容耦合器模型选择在 IPT 中应用广泛的 IVS 模型，这样就得到了如图 2.4 所示的基于 IVS 模型的串串补偿 CPT 系统，它和 ICS 模型有着如公式(2.4)所示的转化关系，IVS 模型和 ICS 模型是均为六电容电路模型的等效替代，可根据需要选择合适的模型从而方便分析与计算。

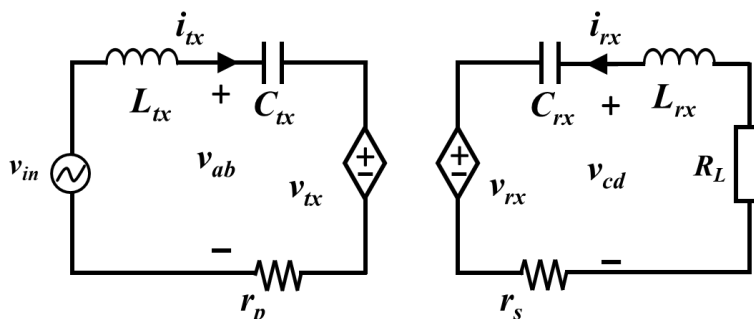


图 2.4 基于 IVS 模型的串串补偿 CPT 系统

Figure 2.4 CPT system with SS compensation base on ICS model

$$\begin{cases} C_{tx} = \frac{C_{p1}C_{p2} - C_{pm}C_{pm}}{C_{p2}} \\ C_{rx} = \frac{C_{p1}C_{p2} - C_{pm}C_{pm}}{C_{p1}} \\ C_m = \frac{C_{p1}C_{p2} - C_{pm}C_{pm}}{C_{pm}} \end{cases} \quad (2.4)$$

如图 2.4 所示，基于该拓扑的 CPT 系统可以用来研究补偿网络对系统效率所带来的影响，图中的 r_p 和 r_s 分别是耦合器和补偿网络原边和副边的等效串联阻抗，在这样的系统中，耦合器两端的电压满足公式(2.5)所示的关系。

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_{tx}} & \frac{1}{j\omega C_m} \\ \frac{1}{j\omega C_m} & \frac{1}{j\omega C_{rx}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{tx} \\ I_{rx} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

同时，根据图 2.3，可以得到如公式(2.6)所示的效率表达式。

$$\eta = \frac{|I_{rx}|^2 R_L}{|I_{tx}|^2 r_p + |I_{rx}|^2 r_s + |I_{rx}|^2 R_L} \quad (2.6)$$

联立公式(2.5)和(2.6)，效率表达式有如公式(2.7)所示的形式，从该式可以看出此 CPT 系统的效率与 C_m 成反比，而根据式(2.4)， C_m 又与 C_{pm} 成反比，显然较大的 C_{pm} 有利于 CPT 系统提高效率。

$$\eta = \frac{R_L}{(R_L + r_s)^2 \omega^2 C_m^2 r_p + r_s + R_L} \quad (2.7)$$

根据公式(2.7)，可以看出来自于补偿网络和耦合器的等效串联电阻越小，系统效率越高，但是，如果 C_{tx} 太小的话，会导致补偿网络中的电感值增大，大电感带来的寄生电阻会造成较大的损耗，因此增大 C_{tx} 会有助于提升 CPT 系统的效率，根据公式(2.4)，IVS 模型中的自电容 C_{tx} 与 ICS 模型中的自电容 C_{p1} 呈正相关，所以，增大 C_{p1} 也会有助于提升 CPT 系统的效率。

2.4 电容耦合器评估

根据 2.2 节中介绍的 ICS 电容耦合器模型可知，对于实际的电容耦合器而言，其电学特性可以用自电容 C_{p1} 和互电容 C_{pm} 这两个参数来表示。传统的电容耦合器

评估方式主要基于耦合系数 k 和品质因数 Q 并希望这两个参数越大越好, 但根据定义式 $k = C_{pm} / \sqrt{C_{p1}C_{p2}}$, 可知大的互电容与小的自电容有助于增加电容耦合器耦合系数, 然而根据 2.3 节中关于电容耦合器传输效率特性的分析可知, 小的互电容会导致 CPT 系统中的补偿损耗增大进而降低系统性能表现, 所以该参数并不适合作为评估与优化耦合器性能的参考指标。根据 2.3 节中的分析, CPT 的系统表现可直接对应到 C_{p1} 和 C_{pm} 上, 因此本文选择这两个参数作为耦合器评估和优化时的参考指标。

2.5 小结

本章先对目前的 CPT 系统结构作了一个简单介绍, 然后简单回顾了电容耦合器的几种电路模型, 并通过基于串串补偿的 CPT 系统电路拓扑, 分析了电容耦合器的功率传输特性和传输效率, 分析结果表明大的自电容值 C_{p1} 和互电容值 C_{pm} 均有助于提升 CPT 系统的性能。根据这一结论, 选择 C_{p1} 和 C_{pm} 作为比较和优化电容耦合器性能的参考指标。

第3章 交叠型电容耦合器

3.1 现有耦合器的自电容与互电容表现

在上一章中提出了自电容 C_{p1} 和互电容 C_{pm} 可以作为评估和优化电容耦合器性能的指标，同时大的 C_{p1} 与 C_{pm} 均有助于提升 CPT 系统性能，所以电容耦合器能同时拥有较大的 C_{p1} 与 C_{pm} 对于 CPT 系统来说是非常有必要的。根据 1.2.3 节中对 CPT 系统耦合器结构的回顾，目前主流的电容耦合器主要可分为水平型电容耦合器和垂直型电容耦合器两种，如图 3.1 所示，耦合器水平的长宽 l 和传输距离 d 定义了耦合空间；水平耦合器中的 l_c 为同侧极板之间的水平距离；在垂直耦合器中， l_s 为内侧极板的宽度， d_c 为同侧极板间的垂直距离。这两种耦合器的优点和缺点已在文献[36]中作了简单讨论，但只是简单的感性认识，并不具有理论指导性。此处基于有限元仿真软件 MAXWELL，在相同的耦合空间（ $l = 300 \text{ mm}$ ， $d = 10 \text{ mm}$ ）下根据耦合器评估指标 C_{p1} 和 C_{pm} 对这两种电容耦合器进行比较，根据文献[6]，极板厚度对耦合器表现影响很小，故所有极板厚度均设为 1 mm 。

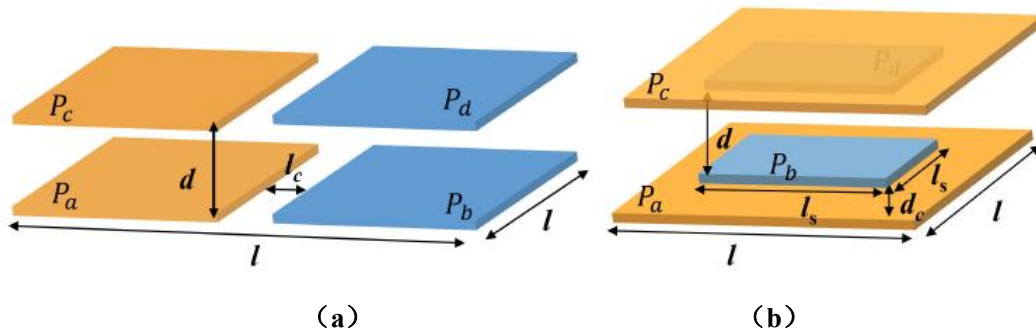


图 3.1 电容耦合器结构 (a) 水平型电容耦合器 (b) 垂直型电容耦合器

Figure 3.1 Capacitive coupler structure (a) Horizontal capacitive coupler
(b) Vertical capacitive coupler

3.1.1 水平型耦合器

对于水平耦合器而言，在限定耦合空间的情况（ l 与 d 固定）下唯一的设计变量为 l_c ，在仿真中， C_{p1} （对称结构下和 C_{p2} 相等）和 C_{pm} 随 l_c 变化的情况如图 3.2 所示，可以看到随着 l_c 的增大其自电容与互电容均在减小，从最大化耦合器

的自电容与互电容角度出发，同时由于耦合极板间有着比较高的电压，虽然空气的击穿电压为 3kV/mm ，但考虑到同侧极板正对面积很小，为了避免发生尖端放电等电击穿现象，保证足够的安全裕量，这里最优设计点选择 $l_c = 1\text{ cm}$ 。可以看出，水平耦合器可以维持较大的互电容，但其自电容却非常小，因此对于此种结构必须要并联外电容才可以减小补偿电感带来的损耗，但在 CPT 系统中，为了实现足够的功率传输，不论是电容耦合器端电压还是系统工作频率都处在一个比较高的水平，这使得可选的电容种类只有价格昂贵的高压陶瓷电容，大大增加了 CPT 系统的成本，此外，对于电容而言其工作寿命与工作电压，频率以及工作环境温度紧密相关。这使得对于并联了外电容的 CPT 系统而言，需要额外考虑外电容的工作安全性与可靠性，所以电容耦合器有着较大的自电容是非常有必要的。

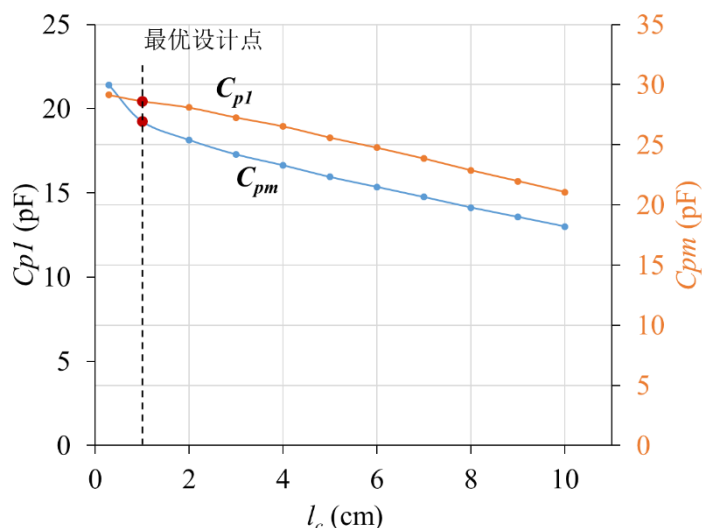


图 3.2 水平耦合器在不同 l_c 下的耦合表现

Figure 3.2 Coupling performance of horizontal coupler with different l_c

3.1.2 垂直型耦合器

对于垂直型耦合器而言，可设计的变量包括 d_c 和 l_s ，固定其中一个变量分别研究另外一个变量的变化对 C_{p1} 和 C_{pm} 的影响，其固定值分别为 $l_s = 21\text{ cm}$ 、 $d_c = 3\text{ mm}$ ，其仿真结果如图 3.3 所示。从 3.3 (a) 中可以看出，随着 d_c 的增大， C_{p1} 和 C_{pm} 均在减小，所以为了避免电击穿，选择 $d_c = 3\text{ mm}$ 。另外，根据图 3.3 (b) 中 C_{p1} 和 C_{pm} 随 l_s 变化的表现，可以看出随着 l_s 的增大，耦合器的自电容也随之增大，而其互电容则是先增大后减小，并在 $l_s = 21\text{ cm}$ 时取得最大值，从功率传输能力

的角度来考虑，选择最优设计点为 $l_s = 21 \text{ cm}$ ， $d_c = 3 \text{ mm}$ 。

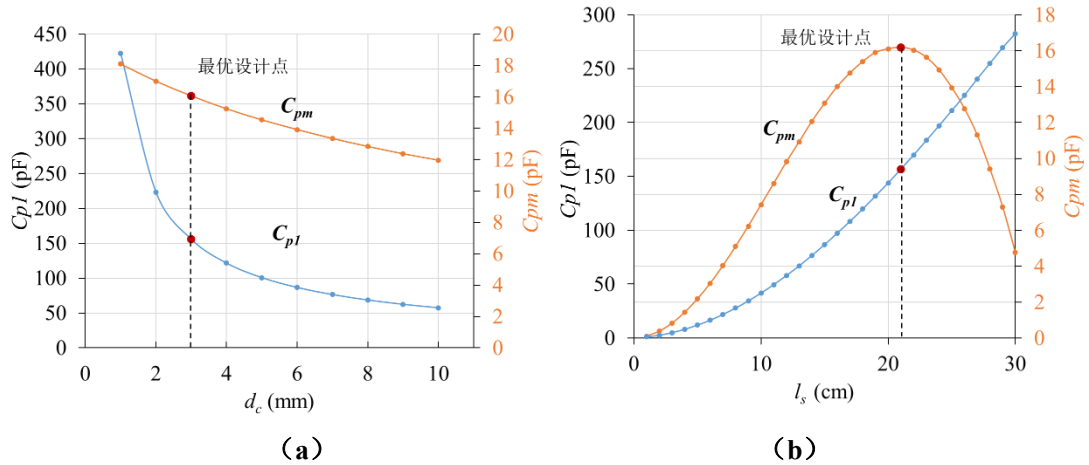


图 3.3 垂直耦合器的耦合表现 (a) 在不同 d_c 下 (b) 在不同 l_s 下

Figure 3.3 Coupling performance of vertical coupler (a) Different d_c (b) Different l_s

3.1.3 水平型耦合器与垂直型耦合器的参数对比

表 3.1 是两个耦合器在最优设计点下的 C_{p1} 和 C_{pm} 之间的比较，从表格中的数据可以看出，在相同的耦合空间条件限制下，水平型耦合器有着更大的互电容，但其自电容非常小。而垂直型耦合器由于同侧的两块极板相互重叠，保证其有着较大的自电容，但是其互电容却相对较小，同时，根据图 3.3 (b) 可以看出，为了保证耦合器有着最大的互电容， l_s 并没有取到最大值，耦合空间存在着一定的浪费。所以，这两种耦合器都存在着一定的问题。

表 3.1 耦合器参数比较

Table 3.1 Comparison of coupler parameters

结构	C_{p1} & C_{p2}	C_{pm}
水平型耦合器	27.14 pF	20.68 pF
垂直型耦合器	155.61 pF	16.00 pF

3.2 电容耦合机制分析

从上一节的分析可以看出，水平型耦合器和垂直型耦合器在构建自电容与互电容方面都有着局限性，但同时，在没有外电容的情况下实现更大的自电容与互电容对于提升耦合器的性能有着重要作用，为了研究如何提升它们值的大小，首

先需要研究这两个参数与耦合器结构之间的关系。

根据 2.2 节中介绍的耦合器电路模型可知，电容耦合器间存在着六个耦合电容，这六个耦合电容在水平型和垂直型耦合器中的分布如图 3.4 所示，它们可以分成三类，第一类 C_{ac} 和 C_{bd} 的值可用来表示原副边之间的耦合能力，如图中绿色电容所示，因为大的 C_{pm} 需要大的 C_{ac} 和 C_{bd} 来实现（参见公式(2.1)可知）。第二类 C_{ab} 和 C_{cd} 与电容耦合器原边和副边自身的耦合有关，如图中黑色电容所示，增大它们可以明显增大自电容 C_{p1} 和 C_{p2} 的值。第三类 C_{ad} 和 C_{bc} 则与交叉耦合有关，如图中红色电容所示，它们的增大则会导致互电容 C_{pm} 的减小。因此，最好的耦合器结构是具有较强的原副边相互耦合和原副边自身的耦合，而不存在任何交叉耦合。

将以上关于耦合机制的结论带入到实际的电容耦合器结构当中去，会有助于我们更好的理解水平型和垂直型耦合器的局限性。两类耦合器的三种耦合电容如图 3.4 所示，两耦合器的尺寸采用上一节得到的最优设计点的值。根据平行板电容计算公式(3.1)可知，其中 S 为平行板间重叠面积， ε 为相对介电常数， k 为静电力常量， d 为极板间距，极板间电容主要与重叠面积 S 和传输距离 d 有关。

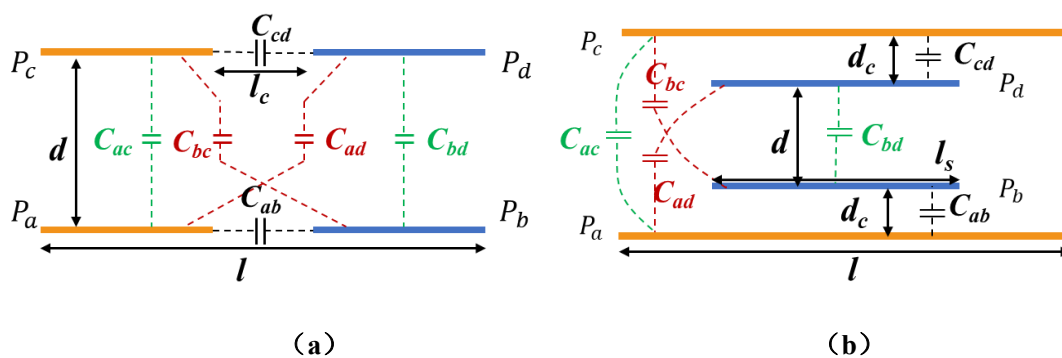


图 3.4 耦合器的耦合机制 (a) 水平型耦合器 (b) 垂直型耦合器

Figure 3.4 Coupling mechanism of couplers (a) Horizontal coupler (b) Vertical coupler

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi k d} \quad (3.1)$$

对于水平型耦合器而言，传输距离为 d ，同侧极板间的距离 l_c 相对于 l 很小，所以可以看出，极板 P_a 、 P_c 和 P_b 、 P_d 之间的所形成的重叠面积 S_{ac} 、 S_{bd} （下标表示对应极板间的重叠面积，文中后续不再作具体解释）充分利用了耦合空间，同时

由于 P_a 、 P_d 和 P_b 、 P_c 间没有重叠面积，使得对应的交叉耦合电容 C_{ad} 和 C_{bc} 仅由于边缘效应的存在而产生，其值非常小，故而水平型耦合器得到了最大化的 C_{pm} 。而对于其同侧极板间的电容耦合，由于 $S_{ab} = S_{cd} = 0$ ，所以水平型耦合器的自电容值非常小。

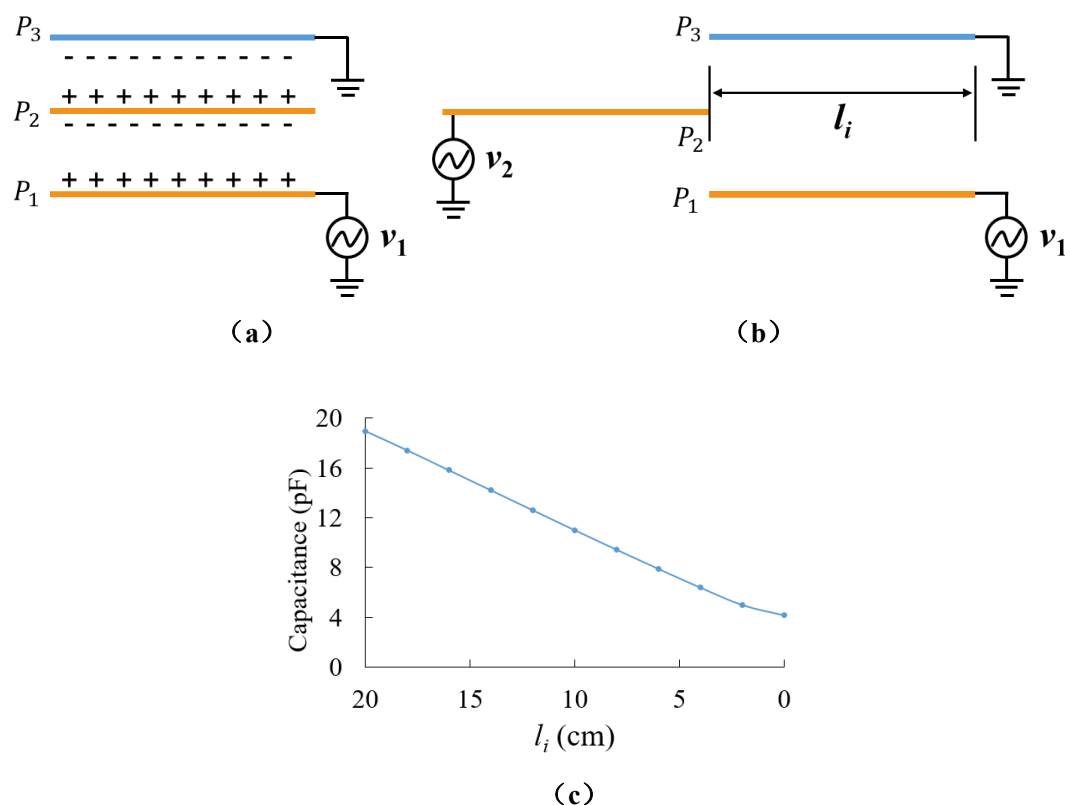


图 3.5 三极板电容耦合器 (a) 中间极板悬空 (b) 中间极板存在电接触
(c) P_1 、 P_3 间电容变化

Figure 3.5 Three plate coupler (a) Floating middle layer (b) Non-floating middle layer
(c) The variation of C_{13} .

对于垂直型耦合器而言，虽然 P_a 、 P_c 和 P_b 、 P_d 间所形成的重叠面积之和更大，但由于极板 P_b 、 P_d 位于极板 P_a 、 P_c 之间，且中间极板会通过外电路与同侧的极板相连接，因此需要研究此种情况下中间极板是否会影响两侧极板间的电容。这里用一个简单的仿真实验说明平行板电容器在中间存在金属极板时其电容的变化情况。

图 3.5 (a) 为中间极板悬空的三极板电容耦合器，极板 P_1 上有电压激励，极板 P_3 接地，极板 P_2 悬空，根据电场的性质，中间的极板会在其两侧感应出极性相

反的电荷，从而不会影响到原先的电场分布，也不会影响原先 P_1 、 P_3 间的电容，这也是电容耦合器的可以透过金属物质传递电能的主要原因。而对于垂直耦合器而言，由于中间极板存在电接触，可以等效为如图 3.5 (b) 所示的在中间极板上加上电压激励的情况，将极板 P_2 从外向极板 P_1 、 P_3 间插入， l_i 表示插入距离， $l_i = 0$ 时表示三块极板完全重合，极板 P_1 、 P_3 间的电容仿真结果如图 3.5 (c) 所示，随着中间带电极板的插入， P_1 、 P_3 的耦合电容会逐渐减小，当 $l_i = 0$ 时， P_1 、 P_3 间的电容主要来自于极板间的边缘效应。可以看出带有电接触的中间极板对两侧的极板间电容有着屏蔽的作用。将这一结果应用到垂直耦合器中，位于极板 P_a 、 P_c 中间且带有电接触的 P_b 、 P_d 极板则会屏蔽掉一部分电容，该部分电容所对应的面积在不考虑边缘效应的情况下可以认为刚好是极板 P_b 和 P_d 之间的面积 S_{bd} ，去掉该部分重叠面积后极板 P_a 、 P_c 之间的重叠面积则为 $S_{ac} - S_{bd}$ ，加上极板 P_b 和 P_d 之间的面积 S_{bd} ，结果可得在相同耦合空间下垂直耦合器与水平耦合器则有着相同的耦合面积，然而由于 d_c 的存在，使得极板 P_a 、 P_c 之间的传输距离增大，从而导致垂直耦合器的互电容减小。而对于其同侧极板间的耦合，由于 $S_{ab} = S_{cd}$ 明显增大，所以垂直耦合器有着较大的自电容。

3.3 交叠型电容耦合器结构

从上一节对于现有主流耦合器的比较可以得出，水平型耦合器和垂直型耦合器有着各自的优点，将他们的优点结合，本文提出了一种交叠型的电容耦合器。如图 3.6 (a) 所示，耦合器的原边和副边都由四块相同的金属极板构成，将这四块极板交叉相连，被导线连接的极板可以认为是同一块极板，例如 P_{a1} 和 P_{a2} 。图 3.6 (b) 为交叠型耦合器的耦合电容，虽然该耦合器内有如此多的耦合电容，但由于交叉极板间存在导线，使得具有相同字母角标的电容间具有并联的关系，例如 C_{b1c1} 、 C_{b1c2} 、 C_{b2c1} 和 C_{b2c2} ，这些并联的电容可以用一个等效电容 C_{bc} 代替，基于此，整个耦合器间化简后得到的电容个数依然是六个，所以六电容耦合模型和基于此的 ICS 模型、IVS 模型均适用于交叠型耦合器，它也同样有着自电容和互电容两种特性。

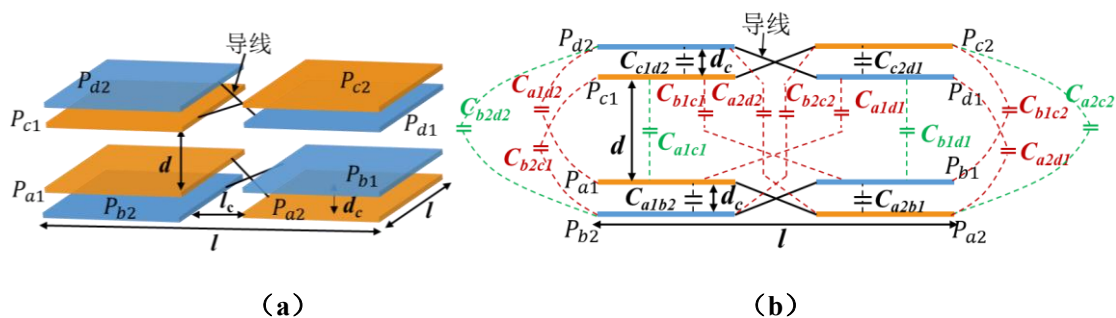


图 3.6 交叠型电容耦合器 (a) 耦合器结构 (b) 耦合电容

Figure 3.6 Interleaved capacitive coupler (a) Coupler structure (b) Coupling capacitance

与水平型电容耦合器相比，交叠型电容耦合器有着与之相同的原副边之间的耦合面积（ S_{a1c1} 和 S_{b1d1} ），这保证其同样有着较大的互电容，而同时交叠型耦合器原边和副边的四块交叠极板也使其自电容可以维持在一个比较高的水平。对比于垂直型耦合器，显然交叠型电容耦合器有着更大的互电容，同时相对于垂直型耦合器的内侧极板尺无法取到最大值导致耦合空间浪费这一缺点而言，交叠型耦合器没有这样的限制。对于交叉耦合而言，以 C_{ad} 为例，其值如公式(3.2)所示

$$C_{ad} = C_{a1d1} + C_{a2d2} + C_{a1d2} + C_{a2d1} \quad (3.2)$$

在这四个耦合电容中，由于 P_{a1} 、 P_{d1} 和 P_{a2} 、 P_{d2} 间的重叠面积为零，所以 C_{a1d1} 和 C_{a2d2} 的值非常小，虽然 P_{a1} 、 P_{d2} 和 P_{a2} 、 P_{d1} 间的重叠面积较大，但由于有着中间极板 P_{a1} 、 P_{d1} 的存在所带来的屏蔽效应，使得 C_{a1d2} 和 C_{a2d1} 的值也非常小，所以交叠型耦合器中多出来的极板不会对极板间的交叉耦合有着明显的影响，因此交叠型耦合器可以结合水平型和垂直型耦合器的优点同时保持较大的自电容与互电容值。

在固定传输距离 d 的情况下，交叠型电容耦合器也有着 l_c 和 d_c 两个设计变量，在相同的耦合空间下分别以 l_c 和 d_c 为变量进行仿真。所得结果如图 3.7 所示，由图 (a) 中结果可以看出， d_c 的增大几乎不会影响互电容 C_{pm} 的值，但会使得自电容 C_{p1} 减小，从避免电击穿的角度考虑，选择 $d_c = 3 \text{ mm}$ 。而图 (b) 中的仿真结果则与水平型耦合器结果一致，随着 l_c 的增大 C_{p1} 与 C_{pm} 均会减小，这里同样出于避免电击穿的角度选择 $l_c = 1 \text{ cm}$ 。将其在相同耦合空间下得到的最优耦合电

容值与水平型和垂直型进行比较，同时，代表原副边自身耦合 ($C_{ab} + C_{cd}$)，原副边之间的耦合 ($C_{ac} + C_{bd}$) 和交叉耦合 ($C_{ad} + C_{bc}$) 这三类电容值也一并给出，结果如表 3.2 所示。可以看出交叠型电容耦合器可以同时保持较大的自电容与互电容值，同时三种不同耦合电容的值也印证了前一节中关于耦合机制的分析。

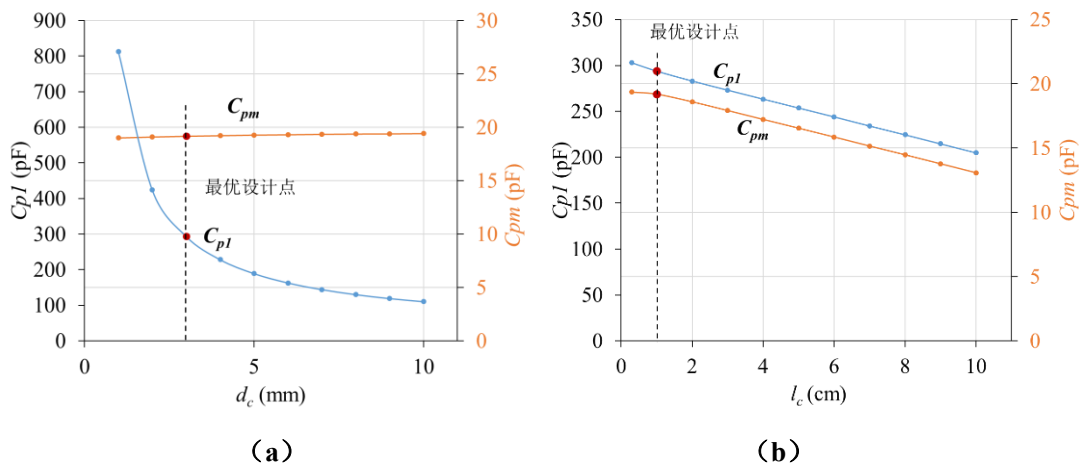


图 3.7 垂直耦合器的耦合表现 (a) 在不同 d_c 下 (b) 在不同 l_c 下

Figure 3.7 Coupling performance of interleaved coupler (a) Different d_c (b) Different l_c

表 3.2 耦合器参数比较

Table 3.2 Comparison of coupler parameters

	水平型耦合器	垂直型耦合器	交叠型耦合器
$C_{p1} \& C_{p2}$	27.14 pF	155.61 pF	296.2 pF
C_{pm}	20.68 pF	16.00 pF	19.19 pF
$C_{ac} + C_{bd}$	86.49 pF	65.14 pF	83.86 pF
$C_{ab} + C_{cd}$	9.23 pF	170.38 pF	545.09 pF
$C_{ad} + C_{bc}$	3.76 pF	3.36 pF	7.09 pF

3.4 交叠型电容耦合器的电磁辐射表现

根据 1.2.5 节关于 CPT 系统的安全性回顾可知，目前的 CPT 系统需要较高的极板间电压来获得足够的功率传输能力，这会使得 CPT 系统存在着不可忽视的电磁辐射问题。当传输同样的功率时，辐射较小的耦合器自然是首选。由于电容耦合器主要通过电场来传递能量，所以其间的电场分布可以用来表示耦合器的

辐射情况。通过有限元仿真软件 MAXWELL 可以有效且精确地研究耦合器间的电场分布情况。

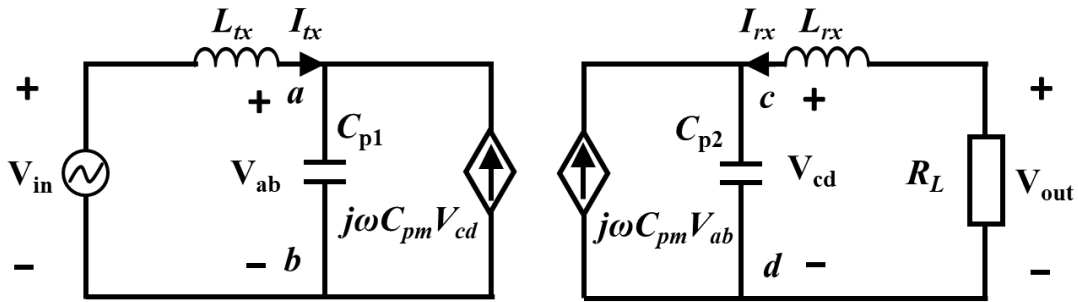


图 3.8 基于串串补偿的 CPT 系统

Figure 3.8 CPT system with SS compensation

在耦合器中，当时变的电压激励施加到极板上时，极板附近的空间中便会感生出电场。为了研究水平型，垂直型和交叠型电容耦合器间的电场分布，在仿真软件 Advanced Design System 中搭建了如图 3.8 所示的仿真电路，耦合器模型选择 ICS 模型，耦合器尺寸为上述分析中选出的 CPT 系统处于最优工作点时各电容耦合器的参数，模型中的耦合电容值可由 MAXWELL 仿真得出，补偿电路为串串补偿，三种耦合器都处于恒流输出工作状态下，输出电阻 R_L 为 20 欧姆，输出功率为 20W，输出电流均为 1A。这里以交叠型电容耦合器来说明整个电磁辐射仿真过程。

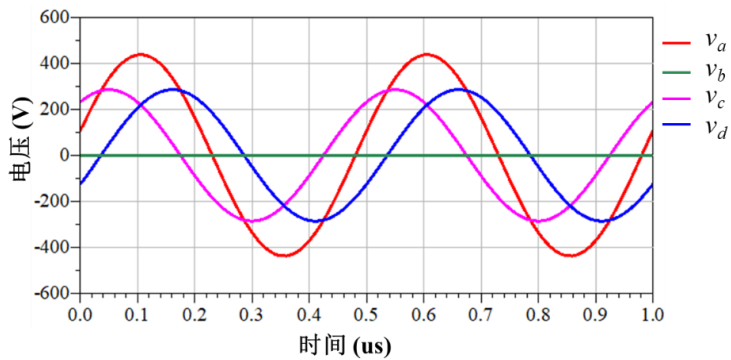


图 3.9 串串补偿的交叠型 CPT 系统极板电压激励

Figure 3.9 Plate excitation voltage for a SS compensated interleaved coupler

在 CPT 系统为恒流输出且输出功率为 20 W 时，在 ADS 仿真软件中提取出 a, b, c, d 四个点的电压波形（b 点为接地点，故电压一直为 0V），如图 3.9 所示，取其中一个周期，将电压激励施加到 MAXWELL 仿真中的极板上，

MAXWELL 仿真示意图如图 3.10 所示，其中的仿真平面垂直穿过极板中间，该平面下观察不同时刻的电场分布并记录下来，实验平面为实验验证时所选择的平面，高度为极板正上方 d_m 距离处。图 3.11 (a) 中记录了几个不同时刻下耦合器附近的电场分布，可以看出在完整的周期中，其电场分布并不总是上下对称分布的，例如当 $t = 0 \text{ ns}$ 或者 $t = 80 \text{ ns}$ 时，这是由于交叠型耦合器中额外的极板可以像一个屏蔽层一样能够屏蔽一部分电场。

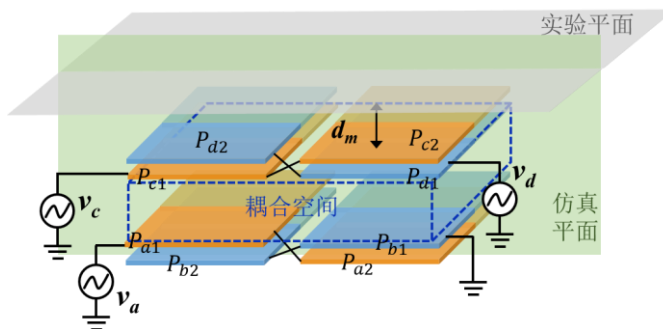
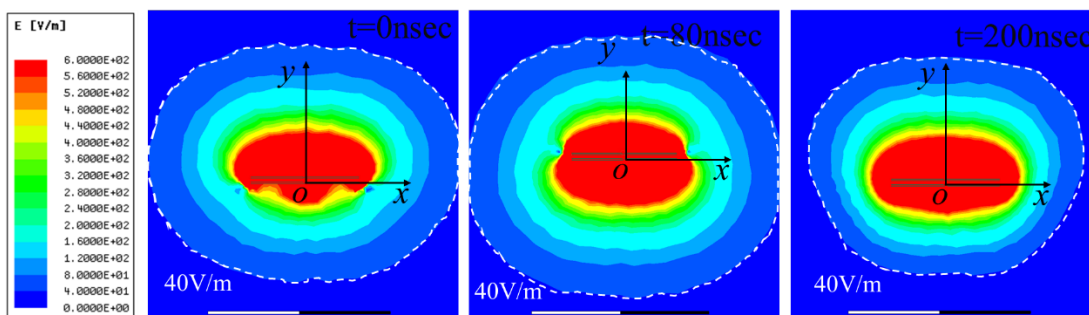
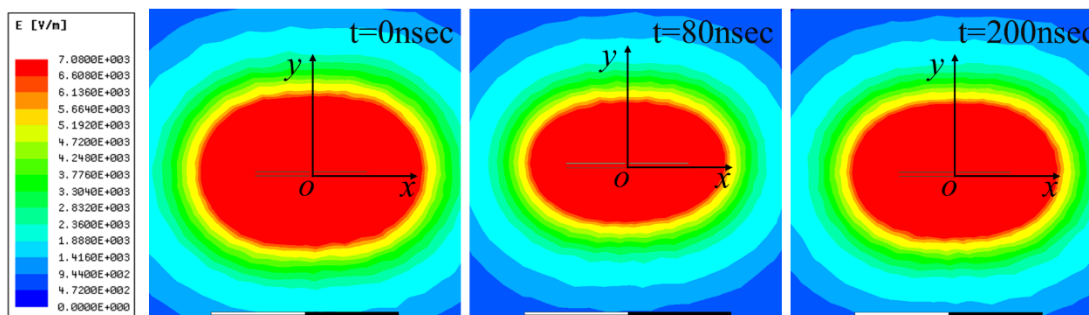


图 3.10 MAXWELL 仿真示意图

Figure 3.10 MAXWELL simulation diagram



(a)



(b)

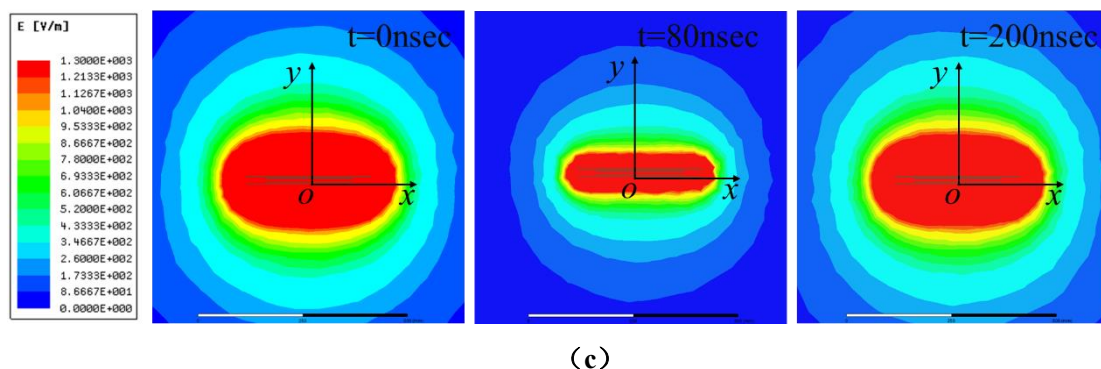


图 3.11 电场分布 (a) 交叠型耦合器 (b) 水平型耦合器 (c) 垂直型耦合器

Figure 3.11 Field distribution (a) Interleaved coupler (b) Horizontal coupler
(c) Vertical coupler

采用同样的仿真流程,水平型耦合器和垂直型耦合器的电场仿真分布也可以得出。由于这几种耦合器参数的不一致,为了保证同为 20 W 的恒流功率输出,极板的激励电压也会有所不同,它们的电场分布如图 3.6 (b) 和 3.6 (c) 所示,与交叠型耦合器不同的是,水平型耦合器和垂直型耦合器的电场分布都是上下对称的,在所选的 3 个时刻中,水平型耦合器都有着最强的场强。

根据 GB 8702-2014[56],公众所能承受的电场强度应小于 40 V/m,所以定义场强为 40 V/m 的轮廓线所围成的区域为高辐射区域,如图 3.11 (a) 中的白线所示,由于电场的时变,这条线会发生变化,所以单个位置的最大电场无法精确确定辐射水平。因此,图 3.12 记录了一个完整周期的变化轮廓。在这里,不同的颜色意味着不同的时刻,然后添加轮廓的包络(即红色虚线)。这个包络实际上包围了高辐射区域,即场强大于 40V/m。

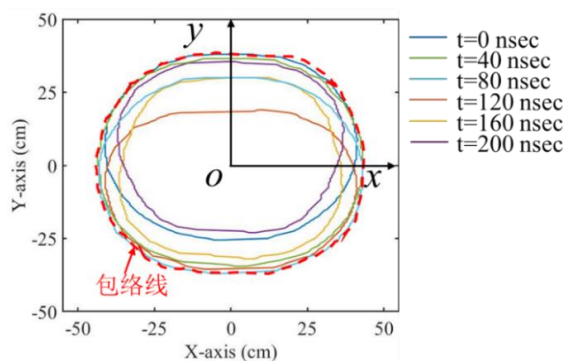


图 3.12 完整周期下交叠型耦合器的高辐射区域

Figure 3.12 High-radiation area of interleaved coupler in a complete period

对于水平型耦合器和垂直型耦合器，它们的高辐射区域的包络线也采用同样的方法得出，结果如图 3.13 所示，可以看到交叠型耦合器有着最小的高辐射区域，相比于水平型和垂直型耦合器分别减小了 1227%和 107%，这个结果说明了在没有任何额外的屏蔽极板作用下，交叠型耦合器有着最好的电磁辐射表现。

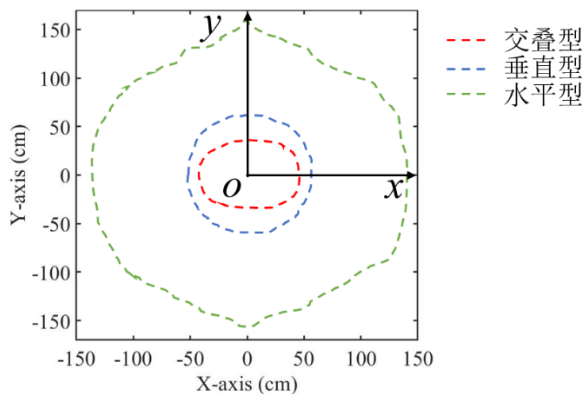


图 3.13 不同耦合器的高辐射区域对比

Figure 3.13 High-radiation area comparison of different couplers

3.5 小结

本章首先根据上一章中提出的电容耦合器评估标准，对目前主流的水平型电容耦合器和垂直型电容耦合器进行了评估和比较，评估结果表明水平型电容耦合器互电容较大而自电容却很小，垂直型耦合器有着更大的自电容而互电容却较小，为了弥补这两种电容耦合器的不足，本章中提出了一种新型的交叠型电容耦合器，从耦合机制分析和仿真实验两方面证实了该耦合器可以同时保持较大的自电容与互电容值。此外，本章也提出了一套分析耦合器电磁辐射表现的流程，并基于该流程分析得到交叠型耦合器有着现有耦合器中最低的电磁辐射水平。

第4章 高偏移容忍度电容耦合器

4.1 偏移时的耦合器参数变化情况

对于无线电能传输应用而言，由于其原边和副边相互分离，所以彼此之间容易存在相互偏移的情况，一般可分为三种类型：水平方向的偏移，垂直方向的偏移以及旋转偏移，对于具体应用例如智能手机、电动汽车而言，其垂直距离一般比较固定，而水平偏移和旋转偏移却很容易发生。因此，研究电容耦合器在这两种偏移情况下的 CPT 系统的表现是很有必要的。当电容耦合器发生偏移时，极板间发生变化的耦合电容主要是代表原副边之间耦合能力的 C_{ac} 与 C_{bd} ，它们会由于耦合面积的下降而减小，从而造成互电容下降。而原边与副边自身的形状并未改变，因此偏移并不会明显影响其自电容。根据 2.2 节中的分析，互电容 C_{pm} 与功率传输能力紧密相关，因此耦合器的偏移会降低 CPT 系统的功率输出能力。此处基于有限元仿真软件 MAXWELL 来研究当水平偏移距离和旋转偏移角度相同时，水平型耦合器和垂直型耦合器的 C_{pm} 值下降情况。耦合器尺寸与 3.1 节中相同，最大旋转偏移角度为 90° ，副边沿中心点向两侧最大水平偏移设为 25 mm，即最大有 50 mm 的偏移容忍度（负方向最大到正方向最大），为耦合器尺寸的六分之一。

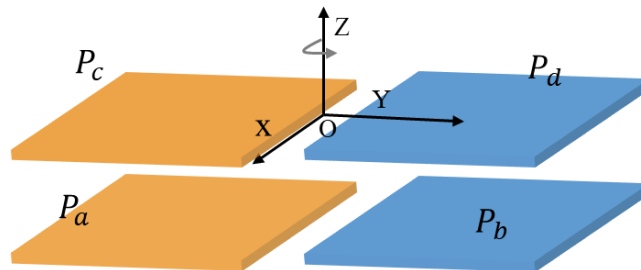


图 4.1 水平型电容耦合器偏移方向

Figure 4.1 Misalignment direction of horizontal coupler

4.1.1 水平型电容耦合器的偏移表现

对于水平型电容耦合器而言，其上侧极板水平偏移方向如图 4.1 所示，有 X 和 Y 两种方向，X 方向垂直纸面向外，Y 方向则平行于纸面向右，旋转偏移方向则为绕中心轴 Z 进行旋转。所得的仿真结果如图 4.2 所示，纵坐标 N 的值表示电

容耦合器偏移后的所在位置的互电容与无偏移时的互电容之比，图 4.2 (a) 中的结果表示电容耦合器在 X 方向水平偏移 25mm 时的互电容 C_{pm} 只减小了 5%，而在 Y 方向上减小了 18%，同时对于旋转偏移而言，当耦合器原副边之间的偏转角度为 90° 时，互电容几乎降为 0。根据 3.2 节中关于电容耦合机制的分析，造成这种现象的原因为：当水平型耦合器沿着 X 方向偏移时，与原副边耦合能力相关的极板 P_a 、 P_c 之间和 P_b 、 P_d 之间的重叠面积 S_{ac} 、 S_{bd} 略微减小，同时与交叉耦合相关的极板间面积 S_{ad} 、 S_{bc} 并无明显变化，所以水平型耦合器在 X 方向上偏移 25 mm 时导致其互电容减小的原因仅有 C_{ac} 、 C_{bd} 减小，故而 C_{pm} 减小的较为有限。而当耦合器沿着 Y 方向移动时，不仅 S_{ac} 、 S_{bd} 在减小，同时 S_{ad} 、 S_{bc} 也在显著增大，这就使得原副边相互之间的耦合在减小的同时，交叉耦合也在增大，两种因素同时作用导致了水平型耦合器在 Y 方向偏移互电容下降较为明显。同理，当水平型耦合器发生旋转偏移时， S_{ac} 、 S_{bd} 的减小与 S_{ad} 、 S_{bc} 的增大更为显著，所以导致其 C_{pm} 下降较快。这些结果说明水平型耦合器只对 X 方向上的水平偏移有着比较好的偏移容忍度，而 Y 方向上的水平偏移和旋转偏移则会明显影响电容耦合器的互电容值 C_{pm} ，进而影响 CPT 系统的功率传输能力。

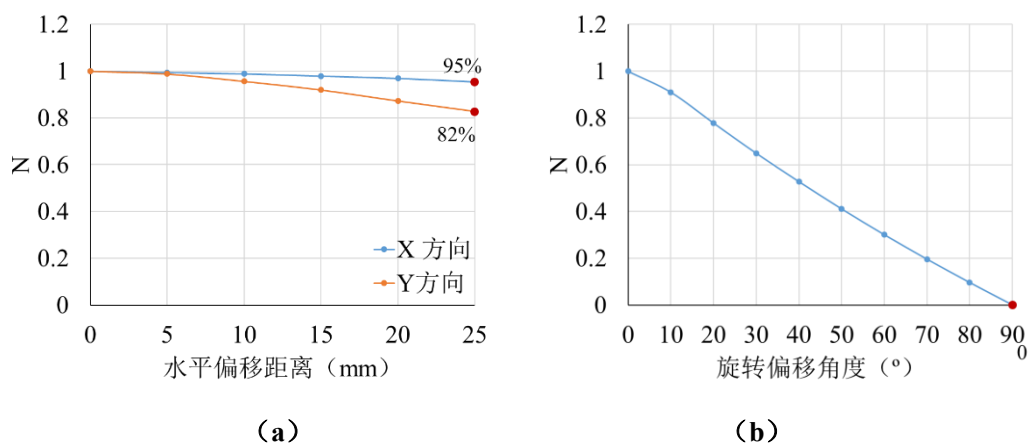


图 4.2 偏移对水平型耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移

Figure 4.2 C_{pm} of horiozntal coupler at different misalignment
(a) Horizontal misalignment (b) Rotato misalignment

4.2.2 垂直型耦合器的偏移表现

而对于垂直型耦合器而言，其偏移方向如图 4.3 所示，由于其 X 方向和 Y 方

向上的水平偏移从结构上来看效果相同，因此水平偏移只考虑 X 方向，其仿真结果如图 4.4 所示。对于垂直型耦合器而言，在水平偏移达到 25 mm 时，其互电容的值下降了 20%，而旋转偏移则最多会使 C_{pm} 的值下降 27%。同样基于电容耦合机制来分析，当垂直型耦合器发生水平偏移时，其对应的 S_{ac} 、 S_{bd} 减小， S_{ad} 、 S_{bc} 增大，使得 C_{pm} 下降较快，而当发生旋转偏移时，耦合器原副边之间的偏转也会使得 S_{ac} 、 S_{bd} 减小， S_{ad} 、 S_{bc} 增大且在偏转达到 45 度时耦合面积的偏移量达到最大，从该结果可以看出，垂直型耦合器的偏移容忍度也不高。

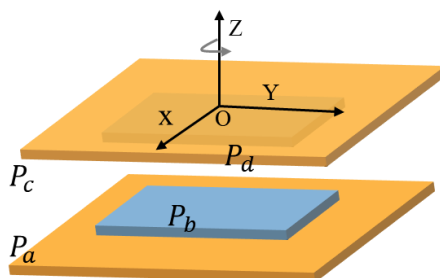


图 4.3 垂直型电容耦合器偏移方向

Figure 4.3 Misalignment direction of vertical coupler

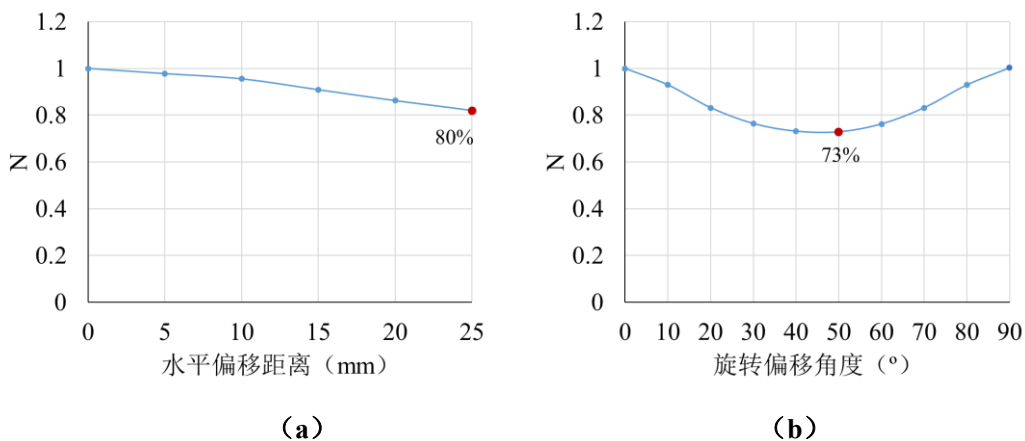


图 4.4 偏移对垂直型耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移

Figure 4.4 C_{pm} of vertical coupler at different misalignment (a) Horizontal misalignment (b) Rotato misalignment

4.2 高偏移容忍度电容耦合器

通过上一节对于两种主流的电容耦合器偏移情况的研究，可以看出它们的偏移容忍度都不高，为了提升 CPT 系统中电容耦合器的偏移容忍度，本文提出了

一种非对称的电容耦合器结构，如图 4.5 所示，其尺寸参数分别为： R_{ao} ： P_a 环外径， R_{ai} ： P_a 环内径， R_b ： P_b 圆半径， R_{co} ： P_c 环外径， R_{ci} ： P_c 环内径， R_d ： P_d 圆半径， l_s ： P_b 圆与 P_a 环水平间距， x ：可偏移范围。该耦合器的原边和副边都由一个环形和一个圆形构成，副边的圆形和环形分别位于原边的环形和圆形中间。当耦合器发生一定范围的偏移时，其副边在原边的正投影面积不发生变化，其间的耦合电容几乎不变，使得该耦合器有着比较好的偏移容忍度。

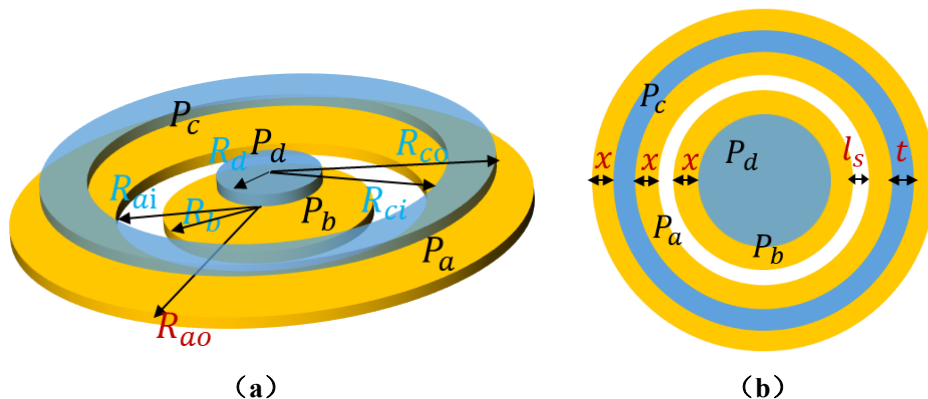


图 4.5 高偏移容忍度电容耦合器 (a) 立体图 (b) 顶视图

Figure 4.5 High misalignment tolerance capacitive coupler (a) Stereogram (b) Top view

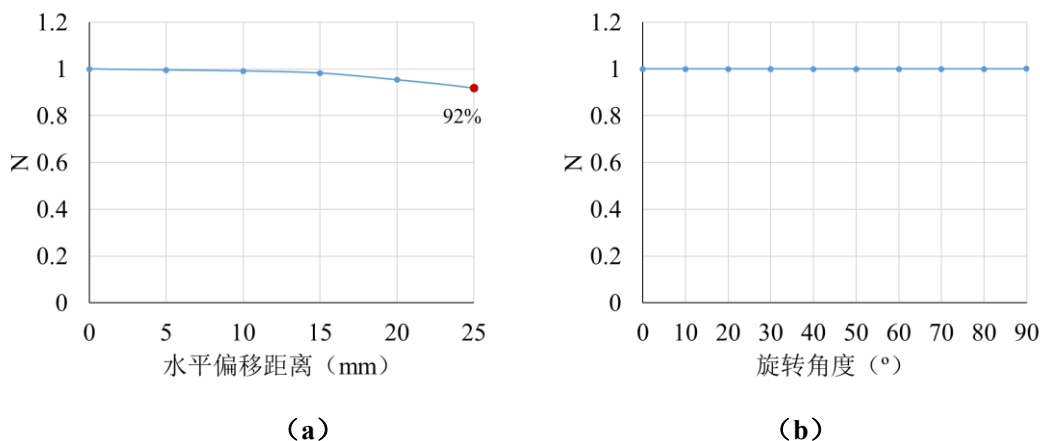


图 4.6 偏移对高偏移容忍度耦合器互电容的影响 (a) 水平方向偏移 (b) 旋转偏移

Figure 4.6 C_{pm} of high misalignment tolerance coupler at different misalignment (a) Horizontal misalignment (b) Rotato misalignment

图 4.6 显示了该耦合在水平和旋转偏移情况下互电容值 C_{pm} 的变化情况，其最大圆环的直径与 3.1 节中的耦合器长宽一致。可以看出，该耦合器在偏移 25

mm 时 C_{pm} 的值只减小了 8%，同时由于耦合器的圆形结构，在旋转时并不会改变其重叠面积，所以旋转偏移并不会影响该耦合器的互电容值。从仿真结果可以看出，在发生水平偏移和旋转偏移时，该耦合器都有着很好的偏移容忍度。

4.3 高偏移容忍度耦合器的设计及优化方法

在上一节中提出了一种高偏移容忍度的电容耦合器，由图 4.4 可以看出，该耦合器的结构更为复杂，设计时需要考虑的参数变量也比较多，所以需要一套设计以及优化的方法来作为理论指导。以下述设计参数为例：耦合空间：30 cm×30 cm，传输距离：10 mm，偏移范围：25 mm。其设计与优化流程如下：

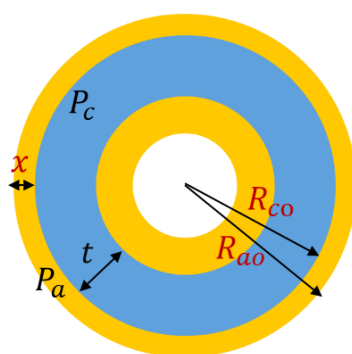


图 4.7 耦合器原副边尺寸示意图

Figure 4.7 Diagram of primary side and secondary side size of coupler

4.3.1 确定耦合器原副边尺寸

为了保证发生偏移时耦合器副边在原边的正投影面积不变，根据设计尺寸要求以及图 4.7 中的耦合器原副边尺寸示意图可知， P_c 环外侧边缘在水平偏移 25 mm 时会与 P_a 环外边缘相切，故 $R_{ao}=15$ cm， $x=2.5$ cm， $R_{co}=R_{ao}-x=12.5$ cm。

4.3.2 初步确定耦合器的具体尺寸

在确定了耦合器原副边的所占尺寸之后，接下来可初步得出耦合器的具体尺寸。图 4.8 (a) 与 4.8 (c) 显示了圆环左偏与右偏的示意图，根据该示意图可知，当圆环偏移到外边缘相切时，其内边缘也相切，内侧的圆形极板也相切，根据此几何约束，先假设圆环 P_c 的宽度 $t=1$ cm，则 $R_{ci}=R_{co}-t=11.5$ cm， $R_{ai}=R_{ci}-x=9$ cm。这两个参数的尺寸决定了耦合器中圆环的大小。接下来，假设 $l_s=1.5$ cm，则可得 $R_b=R_{ai}-l_s=7.5$ cm， $R_d=R_b-x=5$ cm，至此，就得到了该耦合器的所有

尺寸。

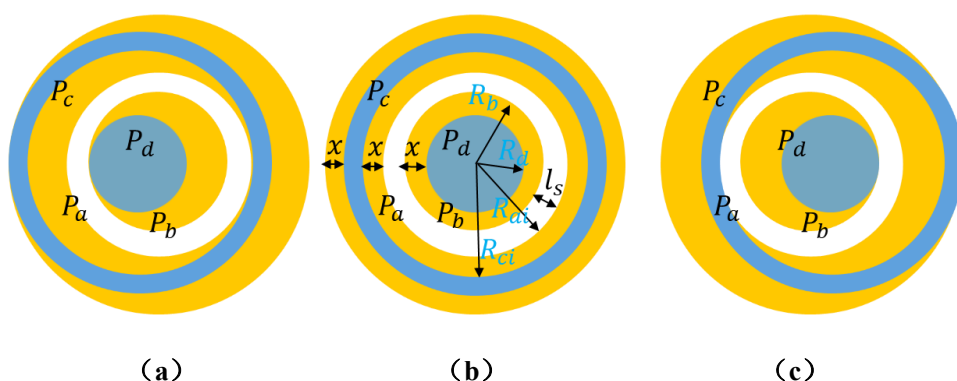


图 4.8 耦合器偏移示意图 (a) 左偏 (b) 对齐 (c) 右偏

Figure 4.8 Misalignment diagram of coupler (a) left deviation (b) perfect alignment (c) Right deviation

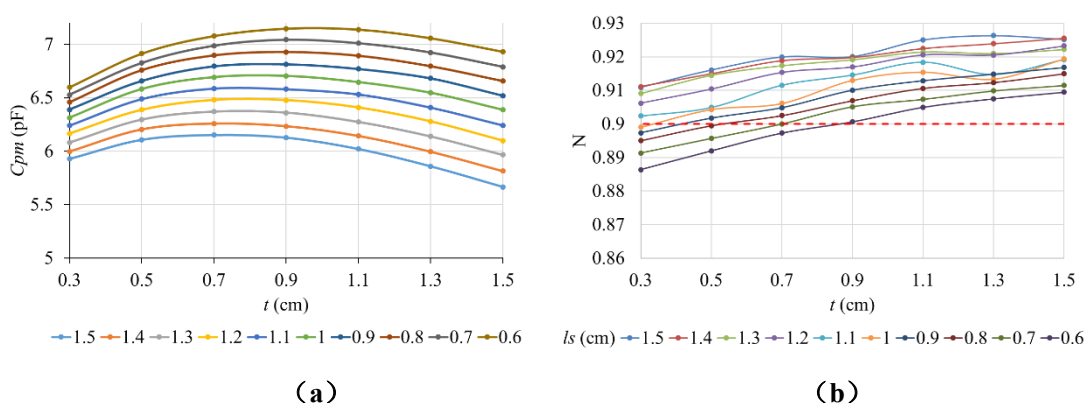


图 4.9 (a) 不同耦合器尺寸下的 C_{pm} 值 (b) 不同耦合器尺寸下的 N 值

Figure 4.9 (a) The value of C_{pm} at different parameters (b) The value of N at different parameters

4.3.3 耦合器尺寸优化

在初步确定耦合器结构参数之后，接下来则需要对耦合器的尺寸做进一步的优化，从而使得该耦合器在有限的空间下能够有着最好的表现。根据 4.3.2 中关于尺寸计算的流程，可以看出其中有两个参数 l_s 和 t 是假定的量，其余的参数都是依据这两个计算而来，所以其设计变量即为 l_s 和 t 。 C_{pm} 作为其评估标准，通过比较不同尺寸下的耦合器的 C_{pm} 值，找到其最大值对应的尺寸，该尺寸即为最优尺寸。在满足设计参数要求的情况下对 l_s 和 t 做二维扫参的结果如图 4.9 (a) 所

示, l_s 的变化范围为 6 mm - 15 mm, t 的变化范围为 3 mm - 15 mm, 图 4.9 (b) 显示了各自尺寸下偏移距离为 25 mm 时, 该位置处的 N 值, 从这两幅图中可以看出增大 t 或者增大 l_s 都有助于提升 N 值, 即提升偏移容忍度, 但增大 l_s 会使 C_{pm} 的值减小, 而增大 t 则会使得 C_{pm} 先增大后减小, 所以, 挑选耦合器尺寸的方式为: 先在图 4.9 (b) 中定义一个可接受的偏移容忍度阈值, 此处定义 $N_{th}=0.9$, 即图中红色虚线代表的值, 显然所有在虚线以上的点均满足 $N_{th} > 0.9$ 的要求, 然后, 由于图 (b) 中所有的点在图 (a) 均一一对应, 只需要挑选出在满足 $N_{th} > 0.9$ 的条件下 C_{pm} 的值可以取得最大值的点即可, 该点即为耦合器优化后的最优尺寸点, 优化后所得的耦合器尺寸与其自电容互电容值如表 4.1 所示。

表 4.1 高偏移容忍度耦合参数比较

Table 4.1 Comparison of coupler parameters

参数	数值	参数	数值
C_{p1}	19.32 pF	R_{co}	125 mm
C_{p2}	9.08 pF	R_{ai}	91 mm
C_{pm}	7.15 pF	R_{ci}	116 mm
l_s	6 mm	R_b	85 mm
t	9 mm	R_d	60 mm
R_{ao}	150 mm		

4.4 交叠型高偏移容忍度耦合器

4.4.1 耦合器结构

对于高偏移容忍度耦合器而言, 虽然该耦合器有着比较好的偏移容忍度, 但是由表 4.1 可知, 前一节中优化后的自电容 C_{p1} 为 19.23 pF, C_{p2} 为 9.08 pF, 其过小的自电容导致高偏移容忍度耦合器在工作时必须并联外电容, 显然这增加了系统成本并降低了系统工作的可靠性, 因此结合第三章中交叠型耦合器的经验, 本文提出了如图 4.10 所示的带电介质的交叠型高偏移容忍度电容耦合器。图 4.10 (a) 显示了该耦合器的立体图, 图 4.10 (b) 则清晰的显示了该耦合器的结构, 与上一章中的两侧交叠型结构不同, 此处原边由两层内外交叠的极板构成, 副边

由于极板面积较小，因此将交叠层数扩展到三层，同时在副边的极板间加上电介质从而保证了较大的副边自电容 C_{p2} ，此外，固体电介质的击穿场强相对于空气而言更高，因此副边极板间距可以缩小，从而减小了副边的整体体积。该结构中的电介质材料选择为聚乙烯（PE）塑料板，选择此材料的原因主要从以下几个角度出发，首先聚乙烯做为非极性电介质，介质损耗因数很小，同时该材料价格低廉，对于 CPT 系统的成本而言影响不大，除此之外，该材料密度不大，将其作为电介质也不会使得 CPT 系统的重量明显上升。故而结构中的电介质材料选择聚乙烯塑料板。

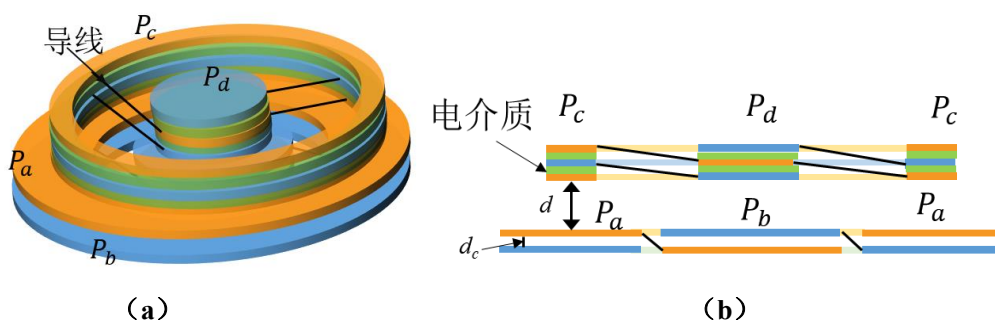


图 4.10 带电介质的交叠型高偏移容忍度电容耦合器 (a) 立体图 (b) 截面图

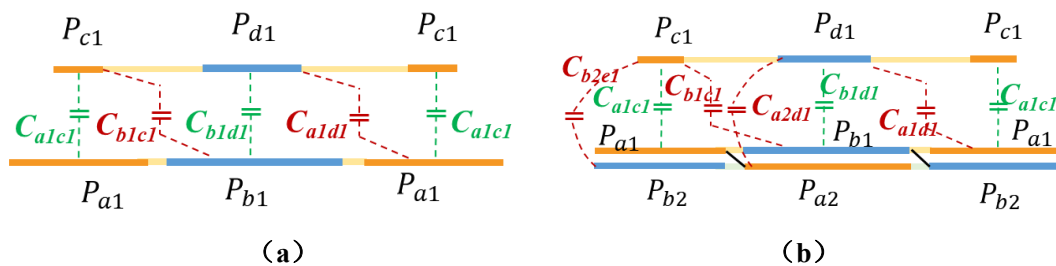
Figure 4.10 Interleaved high misalignment tolerance capacitive coupler with dielectric (a) Stereogram (b) Cross-section view

4.4.2 耦合器结构优化

利用 MAXWELL 仿真可以得到高偏移容忍度耦合器的自电容值 $C_{p1} = 231.92$ pF, $C_{p2} = 415.86$ pF, $C_{pm} = 6.28$ pF, 可以看到此时互电容值相对于表 4.1 中的 7.15 pF 下降了 12%，从电容耦合器的功率传输能力角度考虑，对于原本互电容就比较小的高偏移容忍度耦合器而言，显然不希望有着这样的下降，利用 3.2 节中关于电容耦合机制的分析，这里提出了一种提升交叠型高偏移容忍度电容耦合器互电容 C_{pm} 的优化方法，其优化流程如图 4.11 所示。

首先先对交叠型电容耦合器的 C_{pm} 减小的原因进行分析。在 3.2 节关于电容耦合机制的分析中，水平型耦合器和垂直型耦合器中的六个耦合电容被分为三类，在高偏移容忍度耦合器中也同样如此，其间电容分布如图 4.11 (a) 所示，该图为高偏移容忍度电容耦合器的截面图，由于 C_{pm} 值与耦合器原副边自身耦合无关，

所以此处仅标出代表原副边之间耦合的 C_{a1c1} 与 C_{b1d1} (图中绿色电容) 和代表交叉耦合 (图中红色电容) 的 C_{a1d1} 和 C_{b1c1} 。先考虑只添加两块底边极板的情况, 如图 4.11 (b) 所示, 虽然在中间极板 P_{a1} 与 P_{b1} 的屏蔽作用下, 交叉耦合已经被大大减小, 但由于极板边缘效应的影响, 不可能完全屏蔽掉交叉耦合, 如图中的 C_{b2c1} 和 C_{a2d1} 所示, 因此造成互电容 C_{pm} 减小的原因为额外极板 P_{a2} 与 P_{b2} 的边缘效应所引入的交叉耦合电容 C_{b2c1} 和 C_{a2d1} 。这也是第 3 章中提出的交叠型耦合器相对于水平型耦合器其互电容略微下降的原因。为了降低边缘效应造成的影响, 将极板 P_{a2} 和 P_{b2} 的水平尺寸减小, 如图 4.11 (c) 所示, 这样中间极板 P_{a1} 和 P_{b1} 额外多出来的长度可以实现更好的屏蔽效果。同理, 图 4.11 (d) 为在耦合器副边加上尺寸略微减小的重叠极板。图 4.11 (e) 为在耦合器副边加上第三层极板。为了避免变量过多, 并且由于通过导线相连的极板可以认为是同一块极板, 不再单独命名某一块具体的极板而是整体表示, 如 P_c 表示耦合器副边的所有通过导线相连的橙色极板。对于副边的极板而言, 第一层和第三层的外侧极板都通过导线和第二层相连, 因此第三层极板的边缘效应所引入的耦合电容 C_{ac} 与 C_{bd} 实际会增大代表原副边间耦合能力的电容, 是对提升 C_{pm} 的值有帮助的, 所以这一层的极板并不需要改变尺寸。最后, 在副边的极板中添加电介质, 这样就得到了一个带有电介质的交叠型高偏移容忍度电容耦合器, 其自电容与互电容的 MAXWELL 仿真值为 $C_{p1} = 218.27 \text{ pF}$, $C_{p2} = 335.11 \text{ pF}$, $C_{pm} = 7.06 \text{ pF}$, 可以看到此时耦合器的互电容相对于上下两层的高偏移容忍度耦合器其 C_{pm} 只下降了 1.2%。此仿真结果证实了图 4.11 中优化方式的有效性。



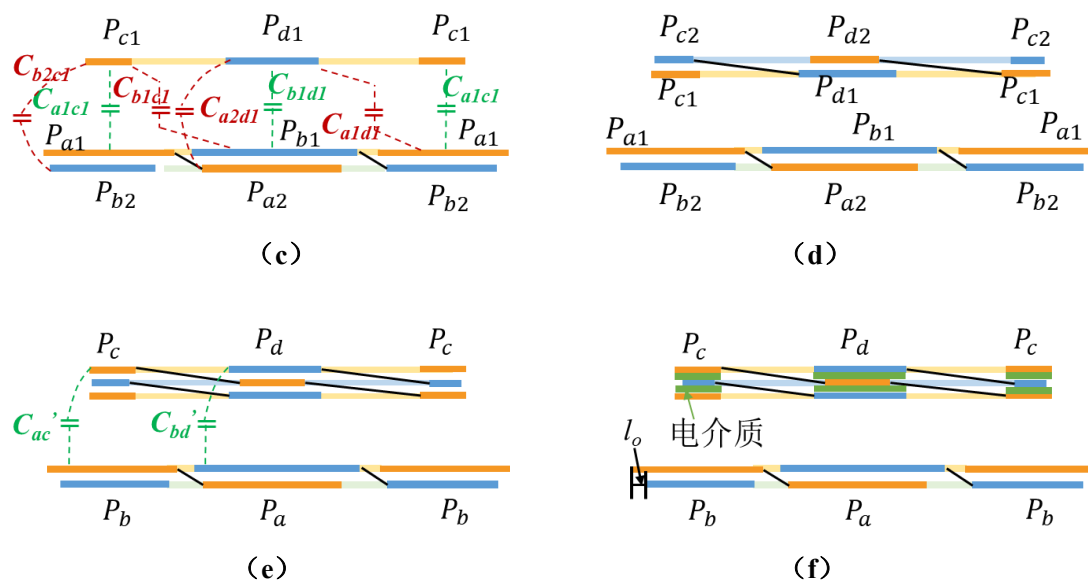


图 4.11 交叠型高偏移容忍度电容耦合器互电容 C_{pm} 优化流程

Figure 4.11 Optimize process of C_{pm} for Interleaved high misalignment tolerance capacitive coupler

4.5 小结

本章针对 CPT 系统中的偏移容忍度问题，从目前现有的垂直型耦合器和水平型耦合器入手，基于 MAXWELL 仿真详细对比了这两种耦合器在偏移一定距离下的互电容 C_{pm} 表现情况，从仿真结果可以看出这两种电容耦合器的偏移容忍度不高。为了解决这一问题，本章提出了一种新的高偏移容忍度耦合器结构，并用仿真结果加以验证，同时由于该结构较为复杂，本章提出了一种基于有限元仿真软件 MAXWELL 的耦合器结构设计以及优化方法。除此之外，考虑到实际应用中该耦合器需要并联外电容才可以很好的工作，这会导致 CPT 系统的可靠性下降以及成本上升，为了去掉并联外电容，本章结合前一章的经验进一步提出了交叠型的高偏移容忍度耦合器，并从提升耦合器互电容的角度对耦合器结构作了进一步优化。

第5章 实验验证与分析

在前面的几章中, 分别对于新提出的交叠型电容耦合器能够同时保持较大的自电容与互电容特性以及高偏移容忍度电容耦合器在一定范围内的偏移下有着最好的偏移容忍度特性给出了仿真分析和验证, 在这一章中将完成与各仿真所对应的实验验证。

5.1 交叠型电容耦合器实验验证

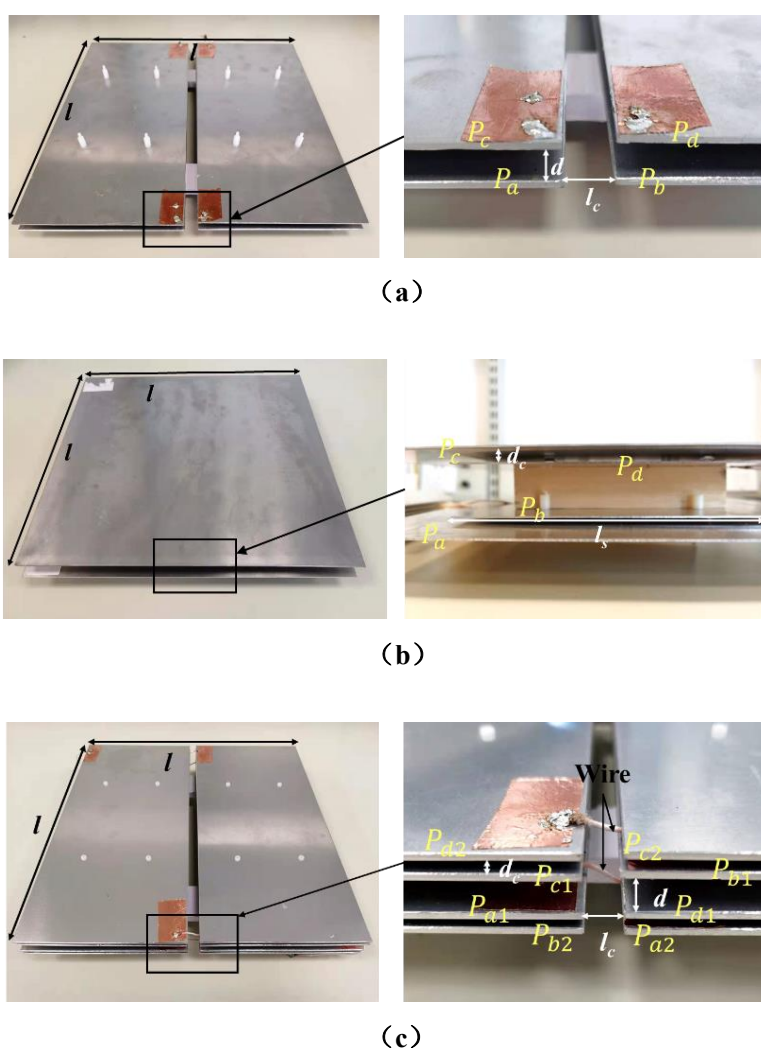


图 5.1 不同耦合器结构 (a) 水平型 (b) 垂直型 (c) 交叠型

Figure 5.1 Different CPT couplers (a) Horizontal coupler (b) Vertical coupler
(c) Interleaved coupler

表 5.1 不同电容耦合器的尺寸

Table 5.1 Parameters of different couplers

参数	水平型	垂直型	交叠型
l (cm)	30	30	30
l_s (cm)	/	21	/
l_c (cm)	1	/	1
d (mm)	10	10	10
d_c (cm)	/	3	3

5.1.1 耦合器参数对比实验

为了验证交叠型电容耦合器有着较大的自电容和互电容，本节搭建了如图 5.1 所示的三种电容耦合器结构，极板材料均为铝板，其厚度均为 1 mm，各极板的尺寸如表 5.1 所示，在相同的耦合空间与传输距离下，这三种耦合器的自电容 C_{p1} 与互电容 C_{pm} 的测量结果如表 5.2 所示，其中自电容由网络分析仪 (N9915A, Keysight Inc) 测得。互电容则通过测量当 CPT 系统二次侧短路，同时一次侧处于谐振状态时输入电流 I_{tx} 和输出电流 I_{rx} 的大小，并根据测得的 C_{p1} ，按照公式 $C_{pm} = I_{rx} C_{p1} / I_{tx}$ 计算得出。该结果验证了交叠型电容耦合器能够同时保持较大的自电容与互电容。

表 5.2 耦合器参数比较

Table 5.2 Comparison of coupler parameters

结构	C_{p1} & C_{p2}	C_{pm}
水平型电容耦合器	36.8 pF	20.42 pF
垂直型电容耦合器	185.9 pF	16.82 pF
交叠型电容耦合器	293.8 Pf	19.44 pF

5.1.2 耦合器的传输效率对比

基于图 5.1 所示的耦合器结构，同时根据 2.3.1 节中的分析，CPT 系统需要工作在较高的频率。因此本实验搭建了一套工作频率在 2 MHz，恒流输出且输出功率为 20 W 的 CPT 系统，其拓扑结构如图 5.2 所示。补偿结构为 LC 串联补偿，根据文献[50]中对于 LC 补偿下 CPT 系统恒流工作点的分析，CPT 系统的恒流工

作频率 $\omega_c = 1/\sqrt{LC}$ ，其中的 L 为补偿电感的值， C 为自电容 C_{p1} 的值，据此可以计算得出补偿电感 L_{tx} 和 L_{rx} 的值，通过半桥逆变电路将输入的直流电转化为可在极板中传递的交流电，由于半桥逆变电路会在电路中引入正向的直流电压偏置，为了消去其带来的影响，在系统中加入了隔直电容 C_d 来滤去直流偏置， C'_p 为并联的外电容，用来减小补偿电感带来的损耗，当系统存在并联的外电容时，耦合器的自电容值为 $C_{p1} + C'_p$ ，输出电阻 R_L 满载时为 20 欧姆。系统中的补偿参数如表 5.3 所示，实验测试平台如图 5.3 所示，该平台可用于测量 CPT 系统的效率和电磁辐射。

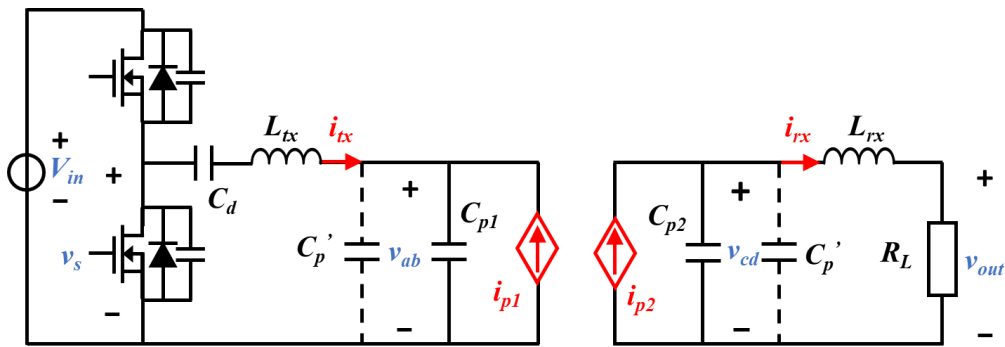


图 5.2 基于串联补偿的 CPT 系统

Figure 5.2 CPT system base on series compensation

表 5.3 不同耦合器结构的补偿参数与端口额定电压

Table 5.3 Compensation parameters and terminal voltage of different couplers

结构	$L_{tx}(L_{rx})$	V_{ab}	V_{cd}
水平型耦合器	110.2 μ H	2385.9 V	2039.3 V
垂直型耦合器	30.78 μ H	503.2 V	591.57 V
交叠型耦合器	20.28 μ H	536.02V	415.89V

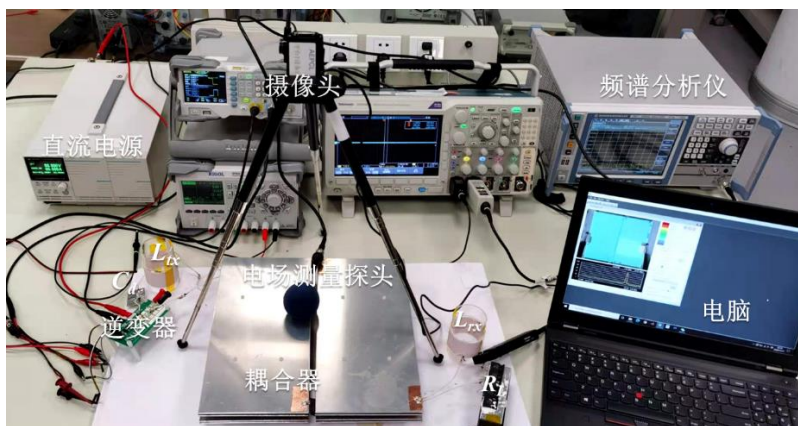


图 5.3 用于辐射与效率测量的实验平台

Figure 5.3 Test platform for efficiency and radiation

在测量过程中，通过调节输入电压 V_{in} ，可使输出电流的有效值维持在 1 A，此外为了使系统工作在 ZVS 状态下，电感的取值会使系统的输入阻抗呈现弱感性状态。在 20 W 满载输出的条件下， v_s 端口的输入电压电流波形如图 5.4 (a) 所示，此时所用的耦合器结构为交叠型电容耦合器，耦合器两端的电压如图 5.4 (b) 所示，表 5.3 中比较了三种不同耦合器的端口电压，可以看到得益于交叠型的结构，耦合器能同时保持较大的自电容与互电容，从而减小了耦合器的端口额定电压。

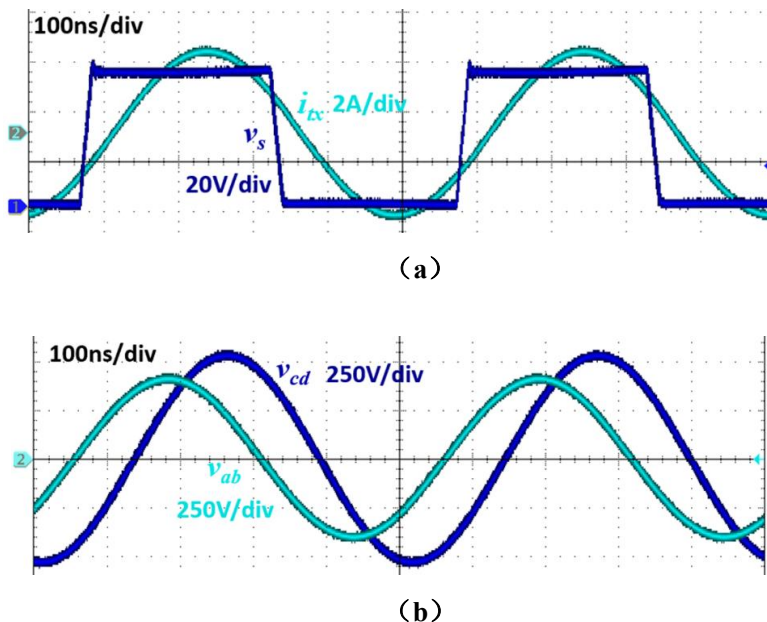


图 5.4 (a) 逆变器输出电压和电流波形 (b) 耦合器端口电压波形

Figure 5.4 (a) Output voltage and current of inverter (b) Terminal voltage of coupler.

为了比较效率，对基于三种不同耦合器结构的 CPT 系统在不同负载条件下的工作效率进行了比较，其负载变化范围约为 6 欧姆到 20 欧姆，其结果如图 5.5 所示，可以看到对于水平型电容耦合器而言，由于其自电容非常小，所需的补偿电感 L_{cx} 自然就非常大 ($=110.2 \mu\text{H}$)，由于线圈寄生电阻的存在，这不可避免的引入了更高的导通损耗，使得基于此结构的 CPT 系统效率很低。而对于垂直型耦合器而言，由于其有着较大的自电容，较小的补偿电感使得基于该结构的 CPT 系统效率更高。效率最好的 CPT 系统为基于交叠型电容耦合器的系统，因为交叠型耦合器可以充分利用耦合空间来使其同时拥有较大的自电容与互电容。在许多已经发表的文献中，另外一种用于有效提升 CPT 系统效率的方法是在电容耦合器两端并联外电容 C_p' ，如图 5.5 中的圆点蓝线所示，此处加了 C_p' 之后等效的自电容值与交叠型电容耦合器相同，可以看到在加了外电容之后系统效率有了明显的提升，然而其代价就是外电容的使用，由于电容耦合极板间通常有着比较高的板间电压，同时 CPT 系统的工作频率较高，这就导致所用的电容种类一般为价格较高的高压陶瓷电容，同时电容上较大的电压应力也会导致 CPT 系统的可靠性与安全性问题。

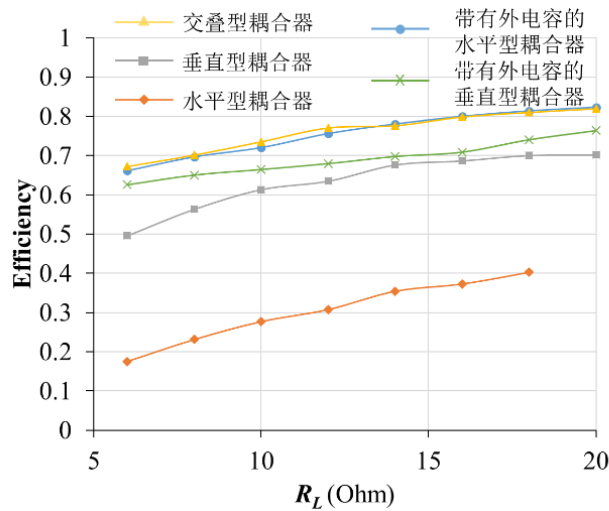


图 5.5 基于不同电容耦合器结构的 CPT 系统效率

Figure 5.5 Efficiency of CPT system with different capacitive couplers.

5.1.3 耦合器的辐射表现对比

空间电磁场可视化系统 (EPS-02Ev3, NoiseKen Inc.) 可以用来测量空间中电场的分布，如图 5.3 所示，通过与频谱分析仪相连的电场探头，可以测量出极板

上方任意位置的电场强度的幅值，同时位于极板正上方的摄像头可以用来记录探头测量的位置，最后，所有这些记录下来的电场和位置信息都会被同步的传送到电脑上通过该系统配套的软件生成一个可视化的场强分布信息。

在仿真中，由于耦合器结构对称，仿真平面可以有效的显示耦合器所在空间的场强分布，但是由于在实验中，电场探头无法插入到极板中间的区域，所以，实验平面选择位于极板正上方，如图 3.5 所示。其电场测量结果如图 5.6 所示，极板上覆盖的不同颜色块用来表示此处场强的大小，可以看到交叠型耦合器有着最好的辐射表现，这一点与仿真结果一致。



图 5.6 不同电容耦合器上实验平面处的场强分布

Figure 5.6 Electrical field distribution of experiment plane for different coupler

5.2 高偏移容忍度电容耦合器实验验证

5.2.1 偏移特性验证

为了研究电容耦合器的偏移特性，选用的三种耦合器结构分别如图 5.7 中所示的高偏移容忍度电容耦合器、图 5.1 (a) 所示的水平型耦合器和图 5.1 (b) 所示的垂直型耦合器，其中高偏移容忍度耦合器的尺寸如表 4.1 所示，基于此三种耦合器构建的 CPT 系统均采用如图 5.2 所示的拓扑结构，其补偿为串串补偿，为了消除由于各电容耦合器之间自电容 C_{p1} 的不同所带来的影响，所有耦合器都并联了不同容值大小的外电容 C_p' 从而获得相同的自电容，补偿电感均为 $20.28 \mu\text{H}$ ，输出电阻均为 20 欧姆。

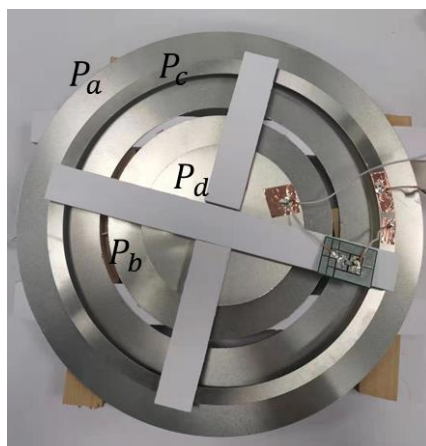


图 5.7 高偏移容忍度电容耦合器

Figure 5.7 High misalignment tolerance capacitive coupler

对于电容耦合器而言，由于电场存在着如文献[55]中所提到的非抵消（No-canceling）的特性，该特性如图 5.8 所示，当极板完全对准或者正对面积发生少许变化时，极板间的电场线分布并不会会有明显的变化，因此对其间耦合电容影响也不大，只有当偏移超过一定范围之后才会有着明显的影响。而在仿真中设计的高偏移容忍度耦合器即使在偏移了 25 mm 之后其电容极板间的耦合面积依然没有变化，根据电场的非抵消特性，显然该耦合器可以有着更大的偏移范围，所以实验中所测量的偏移范围扩大到 40 mm。在仿真实验中分析了互电容与耦合器偏移距离的关系，根据 2.2 节中关于耦合器传输能力和互电容关系的分析，并且输出能力在输出电阻一致的情况下可以用输出电流来衡量，实验测量了三种不同电容耦合器的输出电流与其水平偏移距离和旋转偏移角度之间的关系。

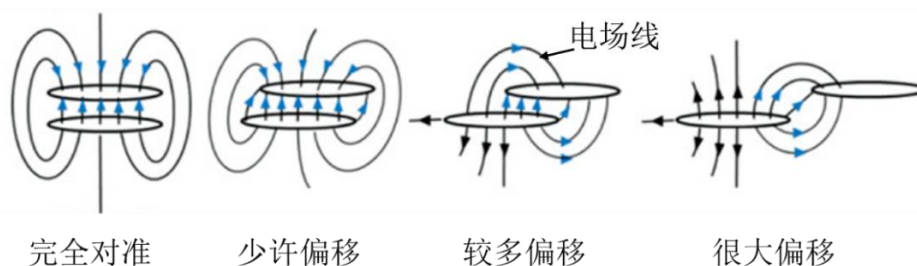


图 5.8 电容极板间电场线分布示意图

Figure 5.8 Electric field lines distribution between capacitive plate

在实验过程中，通过调节输入电压，使得流过输出电阻上的电流为 1 A，然后记录此时 CPT 系统的输入电压，在保持输入电压不变的情况下，分别对三种

不同的电容耦合器做水平偏移与旋转偏移，实验结果如图 5.9 所示。可以看到，实验中输出电流随偏移的变化情况与仿真中互电容 C_{pm} 随偏移的变化情况一致，该结果很好地验证了所提出的电容耦合器所具有的高偏移容忍度特性，也很好地验证了耦合器功率传输能力与其自电容 C_{pm} 之间的相关性。

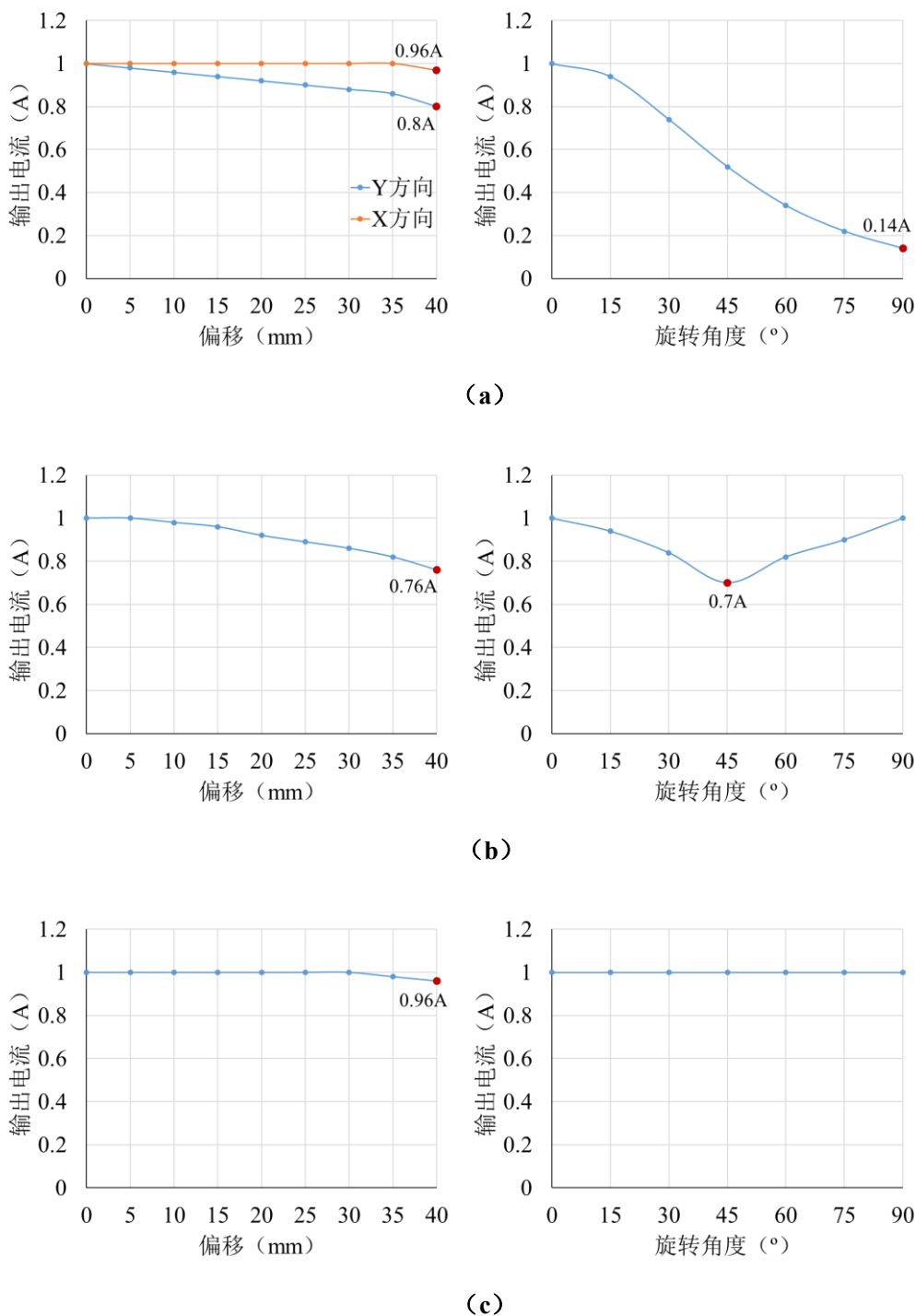


图 5.9 耦合器输出电流与其偏移距离和旋转角度之间的关系 (a) 水平型电容耦合器 (b) 垂直型电容耦合器 (c) 高偏移容忍度电容耦合器

Figure 5.9 Output current of different couplers versus horizontal and rotate misalignment (a) Horizontal coupler (b) Vertical coupler (c) High misalignmnet tolerance coupler

5.2.2 交叠型高偏移容忍度耦合器验证

为了验证交叠型电容耦合器的可行性，本文搭建了如图 5.10 所示的交叠型高偏移容忍度电容耦合器，分别为优化和未优化两个版本，未优化的版本其原边和副边极板尺寸分别保持一致，优化的版本如图 5.10 (b) 所示，其原边下层和副边中间层极板缩小的尺寸 l_o 均为 2 mm，其余尺寸均与 5.2 节中的高偏移容忍度耦合器一致，所用的电路拓扑也与图 5.2 中一致。

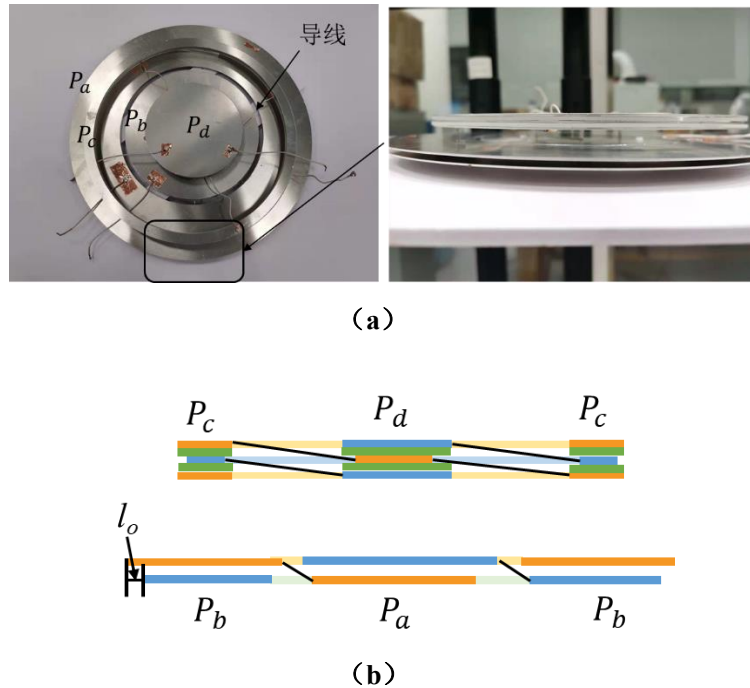


图 5.10 交叠型高偏移容忍度电容耦合器 (a) 实物图 (b) 示意图

Figure 5.10 Interleaved high misalignment tolerance capacitive coupler (a) Physical map (b) Sketch map

在实验中首先测量了高偏移容忍度耦合器和交叠型高偏移容忍度耦合器的自电容和互电容值，其结果如表 5.4 所示。可以看到大部分参数均与仿真值接近，只有交叠型高偏移容忍度耦合的自电容值 C_{p_2} 与仿真值相差较多，该结果一方面来自于副边中间层极板表面导线焊点的存在导致极板间距扩大，另一方面实际 PE 塑料的介电常数受其加工工艺影响可能会和仿真当中仿真值有所出入。图 5.11

验证了该耦合器的高偏移容忍度特性，验证方式与 5.2 节中相同，结果表明只有在偏移 40 mm 的情况下基于该耦合器的 CPT 系统输出电流减小了 5%，这两个实验很好地验证了交叠型高偏移容忍度电容耦合器的可行性。

表 5.4 耦合器参数对比

Table 5.4 Comparison parameters of different coupler

结构	C_{p1}	C_{p2}	C_{pm}
高偏移容忍度耦合器	25.32 pF	13.16 pF	6.58 pF
交叠型高偏移容忍度耦合器 (未优化)	240.26 pF	312.65 pF	5.56 pF
交叠型高偏移容忍度耦合器 (优化)	214.89 pF	277.69 pF	6.41 pF

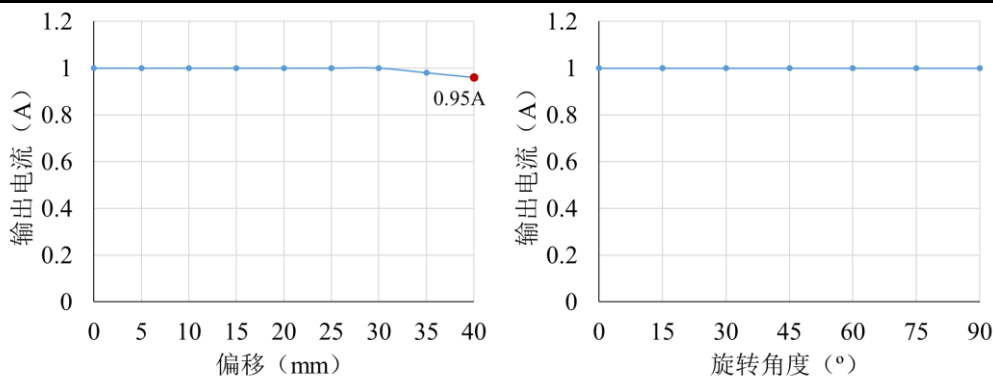


图 5.11 交叠型高偏移容忍度耦合器输出电流与其偏移距离和旋转角度之间的关系

Figure 5.11 Output current of interleaved capacitive coupler versus horizontal and rotate misalignment

5.3 小结

本章首先对第 3 章中提出的交叠型电容耦合器的参数进行了实验测量，实验结果验证了该耦合器可以同时保持较大的自电容与互电容。然后在相同耦合空间的约束下，基于三种不同的电容耦合器建立了带有串串补偿结构的 CPT 系统，通过对其效率的比较，验证了 2.3 节中关于电容耦合器传输效率和耦合器自电容与互电容之间关系的分析。而对三种不同耦合器电磁辐射表现的比较也验证了交叠型电容耦合器有着最好的电磁辐射表现。

针对第四章中提出的高偏移容忍度电容耦合器，通过实验比较了三种不同的

电容耦合器在不同偏移条件下的输出电流情况,实验结果验证了该耦合器的高偏移容忍度特性。而对于交叠型高偏移容忍度耦合器,在实验中分别测量了高偏移容忍度耦合器和两种版本的交叠型高偏移容忍度耦合器的参数,同时也测量了优化后的交叠型高偏移容忍度耦合器的输出电流稳定度,实验结果验证了交叠型高偏移容忍度耦合器及其优化方法的可行性。

第6章 总结与展望

6.1 本文贡献

相较于目前已经应用较为广泛的 IPT 技术而言, CPT 技术的研究起步比较晚, 而其中最为重要的电容耦合器部分, 虽然已经提出了一些结构, 但都存在着如无法最大化地利用耦合空间, 以及偏移容忍度不够高等问题, 为了解决以上的问题, 本文从以下方面展开了深入研究。

首先, 目前已经提出电容耦合器种类繁多, 结构多种多样, 难以直观比较孰优孰劣, 也缺乏统一且合理的评估标准来判断该耦合器的性能。本文首先回顾了它们的结构特点, 并通过对结构特点的分析将耦合器分为水平型电容耦合器和垂直型电容耦合器两类。然后从已有的电容耦合器电路模型入手, 分析了耦合器的自电容、互电容和基于串串补偿 CPT 系统的功率传输能力以及传输效率之间的关系, 并据此提出耦合器的自电容和互电容可以用来作为评估电容耦合器表现的参考指标。在有了参考指标之后, 本文基于 MAXWELL 有限元仿真, 找出了不同的电容耦合器在相同耦合空间情况下的最优设计点, 通过对该点的比较, 发现了这两种不同结构的电容耦合器所具有的特点: 水平型电容耦合器的互电容 C_{pm} 较大而自电容 C_{pi} 则很小, 而垂直型耦合器则是有着更大的 C_{pi} 而其 C_{pm} 却相对较小。为了研究导致这一现象的原因, 本文分析了耦合器中电容的耦合机制, 该耦合机制解释了为什么两种不同耦合器的自电容与互电容会有着上述表现, 这也为构建新型电容耦合器提供了充足的理论指导。

通过对两种不同耦合器耦合机制的总结, 本文提出了一种新型的交叠型电容耦合器, 其自电容与互电容可以同时保持较大的值, 除此之外, 出于对耦合器安全性的考虑, 本文基于仿真软件 MAXWELL 和 Advanced Design System 提出了一套用于仿真 CPT 系统电磁辐射表现的方法。通过该方法本文比较了交叠型电容耦合器和水平型以及垂直型电容耦合器的电磁辐射表现, 结果表明在输出相同功率且工作模式均为恒流输出的情况下, 交叠型电容耦合器有着最低的电磁辐射。此外, 针对目前的电容耦合器偏移容忍度不高的问题, 本文也提出了一种具有高偏移容忍度的电容耦合器, 由于该耦合器结构相对较为复杂, 本文详细说明了该耦合器的设计以及优化的方法。同时针对该耦合器自电容很小的问题, 在前面的

经验基础上提出了交叠型高偏移容忍度耦合器并从提升其互电容的角度对结构进行了优化。

最后,在理论以及仿真分析的基础上,本文搭建了实际的基于不同结构耦合器的 CPT 系统,对文中提出的耦合器功率传输能力、传输效率与其自电容互电容之间的关系、交叠型电容耦合器、高偏移容忍度耦合器和交叠型高偏移容忍度耦合器的有效性、以及耦合器的电磁辐射表现均作了实验验证与分析,进一步说明了文章中所提内容的正确性与可行性。

6.2 展望

本文主要围绕解决目前电容耦合器缺少统一且合理的评估标准,耦合空间利用率不高以及偏移容忍度较低等问题进行了较为深入的研究,但受限于研究时间与个人学识水平的限制,对于 CPT 技术的研究还远远不足,存在着一定的局限性。未来对于 CPT 技术的研究主要可以关注一下几个方面:

1. 耦合器结构方面:本文提出的各种电容耦合器结构主要用于一对一无线电能传输系统,参考目前已经出现的多线圈 IPT 系统,后续可以在一对多、多对多类型的电容耦合器结构的开发上做进一步的研究。

2. CPT 系统的电磁辐射问题:本文提出的交叠型电容耦合器虽然有着不错的电磁辐射表现,但是从仿真结果可以看出,其高辐射区域依然有着一定的范围,并未从根本上解决 CPT 系统中耦合极板上电磁辐射较高的问题。因此在后续工作当中,将从电容耦合器结构和补偿网络结构两方面继续进行优化,从而实现真正意义上的低辐射 CPT 系统。这对于提升其实际应用价值是非常有意义的。

3. 建立 CPT 系统的小信号模型:为了实现对系统的稳定性控制,小信号模型的建立必不可少。目前在 IPT 系统中,已经有了一些研究分析了基于不同补偿网络下的小信号模型,也显示出了较好的控制效果。但在 CPT 系统中却暂时缺少这样的研究,未来的工作可以针对 CPT 系统中一些应用较为普遍的补偿网络,借鉴 IPT 系统中的经验,建立起关于 CPT 系统的小信号模型。

4. CPT 技术与 IPT 技术混合的近场无线电能传输系统:在近场无线电能传输技术中, IPT 利用交变磁场, CPT 利用交变电场,而由麦克斯韦方程组可知,电场与磁场往往成对出现,同时 IPT 与 CPT 之间的系统结构也有着很大的相似性。因此,有希望可以构建出能在同一耦合空间下同时通过电场和磁场来传递能

量的近场无线电能传输系统，从而极大的提高系统的功率密度。

参考文献

- [1] Dai J J, Hagen S, Ludois D C, et al. Synchronous Generator Brushless Field Excitation and Voltage Regulation via Capacitive Coupling Through Journal Bearings[J]. *Ieee Transactions on Industry Applications*, 2017, 53 (4): 3317-3326.
- [2] Fu M F, Yin H, Liu M, et al. A 6.78 MHz Multiple-Receiver Wireless Power Transfer System With Constant Output Voltage and Optimum Efficiency[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2018, 33 (6): 5330-5340.
- [3] Khang S T, Lee D J, Hwang I J, et al. Microwave Power Transfer With Optimal Number of Rectenna Arrays for Midrange Applications[J]. *Ieee Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17 (1): 155-159.
- [4] Zhang Z, Pang H L, Georgiadis A, et al. Wireless Power Transfer-An Overview[J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66 (2): 1044-1058.
- [5] Hu C, Sun Y, Lv X, et al. Magnetic coupler design procedure for IPT system and its application to EVs' wireless charging[J]. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2015, 47 (3): 861-873.
- [6] Lu F, Zhang H, Mi C. A Review on the Recent Development of Capacitive Wireless Power Transfer Technology[J]. *Energies*, 2017, 10 (11).
- [7] Feng J J, Li Q, Lee F C, et al. Transmitter Coils Design for Free-Positioning Omnidirectional Wireless Power Transfer System[J]. *Ieee Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15 (8): 4656-4664.
- [8] Zhao P, He R, Yue K, et al. A Novel Wireless Fast Charger Using Unregulated IPT Stage[J]. *45th Annual Conference of the Ieee Industrial Electronics Society (Iecon 2019)*, 2019: 4171-4176.
- [9] Li X, Tsui C Y, Ki W H. A 13.56 MHz Wireless Power Transfer System With Reconfigurable Resonant Regulating Rectifier and Wireless Power Control for Implantable Medical Devices[J]. *Ieee Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50 (4): 978-989.
- [10] Di Gioia A, Brown I P, Nie Y, et al. Design and Demonstration of a Wound Field Synchronous Machine for Electric Vehicle Traction With Brushless Capacitive Field Excitation[J]. *Ieee Transactions on Industry Applications*, 2018, 54 (2): 1390-1403.
- [11] Ou C H, Liang H, Zhuang W H. Investigating Wireless Charging and Mobility of Electric Vehicles on Electricity Market[J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62 (5): 3123-3133.
- [12] Wu H H, Gilchrist A, Sealy K D, et al. A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control[J]. *Ieee Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8 (3): 585-595.
- [13] Leung H F, Willis B J, Hu A P. Wireless Electric Power Transfer based on Acoustic Energy through Conductive Media[J]. *Proceedings of the 2014 9th Ieee Conference on Industrial*

- Electronics and Applications (Icica),2014: 1555-1560.
- [14] Bedair S S, Pulskamp J S, Polcawich R G, et al.Thin-Film Piezoelectric-on-Silicon Resonant Transformers[J].Journal of Microelectromechanical Systems,2013, 22 (6): 1383-1394.
- [15] Tseng V F G, Bedair S S, Lazarus N.Acoustic Power Transfer and Communication With a Wireless Sensor Embedded Within Metal[J].Ieee Sensors Journal,2018, 18 (13): 5550-5558.
- [16] Leung H F, Hu A P.Modeling the Contact Interface of Ultrasonic Power Transfer System Based on Mechanical and Electrical Equivalence[J].Ieee Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2018, 6 (2): 800-811.
- [17] Huang Y, Shinohara N, Mitani T.Impedance Matching in Wireless Power Transfer[J].Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques,2017, 65 (2): 582-590.
- [18] Huang K B, Lau V K N.Enabling Wireless Power Transfer in Cellular Networks: Architecture, Modeling and Deployment[J].Ieee Transactions on Wireless Communications,2014, 13 (2): 902-912.
- [19] Brown W C, Eves E E.Beamed Microwave-Power Transmission and Its Application to Space[J].Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques,1992, 40 (6): 1239-1250.
- [20] Liu Q Z, Yildirim K S, Pawelczak P, et al.Safe and Secure Wireless Power Transfer Networks: Challenges and Opportunities in RF-Based Systems[J].Ieee Communications Magazine,2016, 54 (9): 74-79.
- [21] Lim A E Y O, Khwaja T R S M, Ha J.Wireless optical power transfer system by spatial wavelength division and distributed laser cavity resonance[J].Optics Express,2019, 27 (12): A924-A935.
- [22] Raavi S, Arigong B, Zhou R G, et al.An Optical Wireless Power Transfer System for Rapid Charging[J].Proceedings of the 2013 Ieee Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (Wmcs),2013.
- [23] Kim S M, Rhee D H.Experimental demonstration of optical wireless power transfer with a DC-to-DC transfer efficiency of 12.1%[J].Optical Engineering,2018, 57 (8).
- [24] Kim S M, Kwon D.Transfer Efficiency of Underwater Optical Wireless Power Transmission Depending on the Operating Wavelength[J].Current Optics and Photonics,2020, 4 (6): 571-575.
- [25] Fu M F, Yin H, Ma C B.Megahertz Multiple-Receiver Wireless Power Transfer Systems With Power Flow Management and Maximum Efficiency Point Tracking[J].Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques,2017, 65 (11): 4285-4293.
- [26] Imura T, Hori Y.Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula[J].Ieee Transactions on Industrial Electronics,2011, 58 (10): 4746-4752.
- [27] Shin J, Shin S, Kim Y, et al.Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles[J].Ieee Transactions on Industrial Electronics,2014, 61 (3): 1179-1192.

-
- [28] Zhong W X, Hui S Y R. Auxiliary Circuits for Power Flow Control in Multifrequency Wireless Power Transfer Systems With Multiple Receivers[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2015, 30 (10): 5902-5910.
- [29] Lee E S, Choi J S, Son H S, et al. Six Degrees of Freedom Wide-Range Ubiquitous IPT for IoT by DQ Magnetic Field[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2017, 32 (11): 8258-8276.
- [30] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. A CLLC-Compensated High Power and Large Air-Gap Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging Applications[J]. *Apec 2016 31st Annual Ieee Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2016: 1721-1725.
- [31] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. A Double-Sided LCLC-Compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2015, 30 (11): 6011-6014.
- [32] Culurciello E, Andreou A G. Capacitive inter-chip data and power transfer for 3-D VLSI[J]. *Ieee Transactions on Circuits and Systems II-Express Briefs*, 2006, 53 (12): 1348-1352.
- [33] Dai J J, Ludois D C. A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2015, 30 (11): 6017-6029.
- [34] Graham D J, Neasham J A, Sharif B S. Investigation of Methods for Data Communication and Power Delivery Through Metals[J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58 (10): 4972-4980.
- [35] Theodoridis M P. Effective Capacitive Power Transfer[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2012, 27 (12): 4906-4913.
- [36] Zhang H, Lu F, Hofmann H, et al. A Four-Plate Compact Capacitive Coupler Design and LCL-Compensated Topology for Capacitive Power Transfer in Electric Vehicle Charging Application[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2016, 31 (12): 8541-8551.
- [37] Wang S Y, Liang J R, Fu M F. Analysis and Design of Capacitive Power Transfer Systems Based on Induced Voltage Source Model[J]. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 2020, 35 (10): 10532-10541.
- [38] Dai J J, Ludois D C. Single Active Switch Power Electronics for Kilowatt Scale Capacitive Power Transfer[J]. *Ieee Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2015, 3 (1): 315-323.
- [39] Lee I O, Kim J, Lee W. A High-Efficient Low-Cost Converter for Capacitive Wireless Power Transfer Systems[J]. *Energies*, 2017, 10 (9).
- [40] Ge B Y, Daniel C L, Perez R. The Use of Dielectric Coatings in Capacitive Power Transfer Systems[J]. *2014 Ieee Energy Conversion Congress and Exposition (Ecce)*, 2014: 2193-2199.
- [41] Dai J J, Ludois D C. Capacitive Power Transfer Through a Conformal Bumper for Electric Vehicle Charging[J]. *Ieee Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016,

- 4 (3): 1015-1025.
- [42] Choi B H, Nguyen D T, Yoo S J, et al. A Novel Source-side Monitored Capacitive Power Transfer System for Contactless Mobile Charger Using Class-E Converter[J]. 2014 Ieee 79th Vehicular Technology Conference (Vtc-Spring), 2014.
- [43] Liu C, Hu A P, Covic G A, et al. Comparative Study of CCPT Systems With Two Different Inductor Tuning Positions[J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (1): 294-306.
- [44] Antivachis M, Kasper M, Bortis D, et al. Analysis of Capacitive Power Transfer GaN ISOP Multi-Cell DC/DC Converter Systems for Single-Phase Telecom Power Supply Modules[J]. Proceedings of the Iecon 2016 - 42nd Annual Conference of the Ieee Industrial Electronics Society, 2016: 1286-1293.
- [45] Su Y G, Zhao Y M, Hu A P, et al. An F-Type Compensated Capacitive Power Transfer System Allowing for Sudden Change of Pickup[J]. Ieee Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7 (2): 1084-1093.
- [46] Zhang H, Lu F, Hofmann H, et al. An LC-Compensated Electric Field Repeater for Long-Distance Capacitive Power Transfer[J]. Ieee Transactions on Industry Applications, 2017, 53 (5): 4914-4922.
- [47] Wu X Y, Su Y G, Hu A P, et al. A Sleeve-Type Capacitive Power Transfer System With Different Coupling Arrangements for Rotary Application[J]. Ieee Access, 2020, 8: 69148-69159.
- [48] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. An Inductive and Capacitive Combined Wireless Power Transfer System With LC-Compensated Topology[J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (12): 8471-8482.
- [49] Reatti A, Pugi L, Corti F, et al. Effect of Misalignment in a Four Plates Capacitive Wireless Power Transfer System[C]. 2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2020: 1-4.
- [50] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. A Double-Sided LC-Compensation Circuit for Loosely Coupled Capacitive Power Transfer[J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2): 1633-1643.
- [51] Mai R K, Luo B, Chen Y Q, et al. Double-sided CL compensation topology based component voltage stress optimisation method for capacitive power transfer charging system[J]. Iet Power Electronics, 2018, 11 (7): 1153-1160.
- [52] Zhang H, Lu F, Hofmann H, et al. Six-Plate Capacitive Coupler to Reduce Electric Field Emission in Large Air-Gap Capacitive Power Transfer[J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (1): 665-675.
- [53] Vu V B, Dahidah M, Pickert V, et al. An Improved LCL-L Compensation Topology for Capacitive Power Transfer in Electric Vehicle Charging[J]. Ieee Access, 2020, 8: 27757-27768.
- [54] Zhang H, Lu F. Insulated Coupler Structure Design for the Long-Distance Freshwater

- Capacitive Power Transfer[J].Ieee Transactions on Industrial Informatics,2020, 16 (8): 5191-5201.
- [55] Rim C T, Mi C. Wireless power transfer for electric vehicles and mobile devices[M]. John Wiley & Sons,2017.
- [56] Controlling limits for electromagnetic environment, GB 8702-2014, Ministry of Ecology and Environment of the People's Republic of China, Beijing, China, Jan. 2015.

致 谢

时光荏苒，岁月如梭，昨天的我仿佛刚刚踏进上海科技大学的大门，今天确是已然来到了要说再见的日子，此去经年，也不知何时能再与母校相见。

在上科大的这段时间，身边有太多太多帮助过我的老师和同学。在这的第一年，我加入了吴涛老师的 SMALL 实验室，在这里要感谢吴涛老师，正是在您的帮助下，我才得以对科研初窥门径。同时也要感谢王宇茜、吴进波、邵率、刘康福同学，我永远忘不了曾经与你们在办公室一起熬夜跑仿真、做实验的日子，也正是和你们一起，我才逐渐适应了上科大的生活，希望你们以后前程似锦，一帆风顺。

出于对自己科研兴趣的考虑，在研二上学期，我申请转入了傅旻帆老师的 AEPCL 实验室，这里也要感谢吴涛老师的理解和傅老师的支持。在傅老师细致耐心的教导下，我的科研能力有了长足的进步，综合能力也得到了极大的锻炼，在我科研遇到瓶颈时，傅老师也一直不厌其烦的与我讨论可行的解决方法，我的成长倾注了傅老师太多的心血，师恩难忘，傅老师，谢谢您！

在 AEPCL 实验室这段时间中，我先后认识了王世颖学姐，同级的贺蓉，赵鹏还有后面加入实验室的宁广栋、郑广策、蒋祎璠、赵凯、尹毅明、李鹤远、周茂德学弟学妹，不管是在学业上还是生活上，你们都给了我太多的帮助，认识你们是我这三年中最幸运的事。同时也要感谢王冰林、岳康、卢大有、贾亦雄、卢典、邢逸琦、聂源等同学，你们让我单调的研究生生活变得丰富多彩。衷心祝愿以上的所有同学在以后可以顺心顺意，未来无限光明。

感谢我的父母，感谢你们这些年的无私奉献，正是因为有了你们的支持，我才可以心无旁骛的追寻着自己的未来，感谢上科大和高研院，感谢所有帮助过我的人。

2021 年 6 月

作者简介及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

作者简介:

2014年9月——2018年6月,在合肥工业大学信息工程系获得学士学位。

2018年9月——2021年6月,在上海科技大学信息科学技术学院获得硕士学位。

已发表(或正式接受)的学术论文:

- [1] Y. Liu, S. Wang, G. Zheng, G. Ning, T. Wu and M. Fu, Induced Voltage Source Model for Capacitive Power Transfer Using Vertical Coupler[C], 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), accepted.
- [2] Y. Liu, T. Wu, and M. Fu, Interleaved Capacitive Coupler for Wireless Power Transfer[J], IEEE Transactions on Power Electronics, accepted.

申请或已获得的专利:

- [1] 刘一鹏, 傅旻帆. 一种用于电容耦合式无线能量传输的具有稳定耦合系数的交叉型电容耦合器[P], 申请号: 202011101286.4.

参加的研究项目及获奖情况:

- [1] 国家自然科学基金项目: 基于通用耦合器模型的 WPT 系统的结构对偶和空间复用, 项目编号: 52007120