

硕士学位论文

基于级联桥驱动与非对称补偿网络的

双发单收无线电能传输系统

2022年6月

A 2TX-1RX Wireless Power Transfer System Based on Cascade Bridges Driving and Unsymmetrical Compensation Networks

A thesis submitted to ShanghaiTech University in partial fulfillment of the requirement for the degree of Master of Science in Engineering in Electronic Science and Technology By

Бу

Zhao Kai

Supervisor: Professor Fu Minfan

School of Information Science and Technology ShanghaiTech University

June, 2022

上海科技大学

研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明: 所呈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。

日 期: 2022年6月15日

上海科技大学

学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守上海科技大学有关保存和使用学位论文的规定,即 上海科技大学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内容,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:赵凯 导师签名: 建灵帆 日期: 2022年6月15日日期: 2022年6月15日

摘要

感应式无线电能传输(Inductive power transfer, IPT)技术由于其非接触传能 的特点,在许多中小功率场景得到了广泛的应用,如植入式医疗设备,消费电子 产品,机器人和无人机设备等。由于双发射系统具有高偏移容忍度、高功率传输 能力的优势,因此双发射线圈的系统已经获得了深入研究。目前常见的双发射 技术通常在相同补偿下采用并联桥驱动,或混合补偿下同一逆变桥驱动的方式。 这种驱动方式可以将系统分解为多个子系统,从而在保持多线圈系统高偏移容 忍度的优势下,同时简化理论分析。然而这些技术仍然存在以下问题:(1)在不 依靠辅助电路或控制策略的情况下,当负载出现短路故障时,系统易损坏;(2) 在对电池充电时,需要设计复杂的电路与控制策略实现对输出恒流恒压的切换。 因此本文展开了以下工作:

(1)提出了一种在级联桥驱动与非对称补偿网络下的双发射单接收(2 transmitters-1 receiver, 2TX-1RX) IPT 系统,通过对系统进行分析,得到了其工作条件以及输出特性,结果显示,该系统在不同负载范围内分别可以实现输出恒流和 恒压。从而在负载短路时,输入电压被钳位,从而实现对系统的天然保护;

(2)依靠现有的解耦线圈结构,构造了该2TX-1RX系统,提出了一种在不同偏移位置选择性开启发射线圈从而保持较高的效率的方法;

(3)对该系统的对偶系统进行了理论分析,结果显示两者的工作状态具有很强的相似性。在电池充电场景中,该系统可以仅依靠电路参数设计,天然实现输出特性从恒流到恒压的切换。

为了验证理论分析的正确性,基于 DDQ (double D-Quadrature)的解耦线圈 搭建输入电压 80V,最大输出功率 140W 的实验平台,完成了对系统正常工作与 短路保护两种状况的验证。以及在线圈偏移情况下,通过控制发射线圈的工作,保持系统高效率功率传输,所提出系统的峰值效率达到 89.65%。

总的来说,本文针对提出的 2TX-1RX 系统进行了理论方面的分析,不同于 传统的双发射系统聚焦于提高系统偏移容忍度和功率传输能力,该系统可以实 现天然短路保护以及输出恒流恒压切换。

Ι

关键词:感应式无线电能传输,级联桥驱动,多线圈耦合,解耦线圈,补偿网络

Abstract

Inductive power transfer (IPT) technology has been widely used in many small and medium power scenarios due to its non-contact energy transfer characteristics, such as implantable medical equipment, consumer electronics, robotics and drones. Due to the benefits of high misalignment tolerance and high power transfer capability of dualtransmitter systems. Therefore, dual-transmitter systems have been intensively studied. The common dual-transmitter system usually adopts the parallel bridges under the same compensation networks, or the hybrid compensations under an inverter bridge. These topologies can decompose the system into several subsystems. Thereby, theoretical analysis is simple while the system maintains high misalignment tolerance. However, these topologies still have the following problems: (1) without auxiliary circuits or control strategies, the system is easily damaged when the load is short; (2) complex circuits and control strategies are necessary for charging of battery to realize the switching of constant current and constant voltage output. Therefore, the following works are carried out in this paper:

(1) A dual-transmitting IPT system under the cascade bridge and unsymmetrical compensation networks is proposed. By analyzing the system, the working conditions and output characteristics are obtained. The results show that the system can realize constant current and constant voltage output respectively in different load ranges. When the load is short, the input voltage is clamped to realize the natural protection;

(2) Based on the existing decoupling coil structure, a dual-transmitter and singlereceiver system is constructed. A method to maintain high efficiency is proposed by turning on the transmitters at different position;

(3) Theoretical analysis of the dual system is carried out, and the results show that the characteristics of the two systems are very similar. When charging for a battery, depending on the circuit parameter design, the system can realize switching from constant current to constant voltage naturally.

In order to verify the correctness of the theoretical analysis, an experimental plat-

form with an input voltage of 80V and a maximum output power of 140W is built based on the decoupled coil of DDQ (double D-Quadrature). The normal mode and protection mode are matched with analysis. The system can maintain a high efficiency by controlling the operation of transmitters when misalignment. The peak efficiency of the proposed system reaches 89.65%.

In general, this paper analyzes the proposed dual-transmitter single-receiver system. Unlike the traditional dual-transmitter systems that focus on improving misalignment tolerance and power transfer capability, this system can naturally achieve protection and constant current to constant voltage switching.

Key Words: Inductive power transfer, cascade bridge, multiple coupling coils, decoupled coils, compensation network

_	_	
Ħ	录	

1.1 IPT技术的优势和应用 1 1.2 IPT技术的基本研究方向 1 1.2.1 耦合器设计 2 1.2.2 补偿电路 2 1.2.3 驱动电路 3 1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.3 短路保护模态 21 2.4 电路状态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 32 3.3 效率特性 32 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	第1章 绪论	1
1.2 IPT 技术的基本研究方向 1 1.2.1 耦合器设计 2 1.2.2 补偿电路 2 1.2.3 驱动电路 3 1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 32 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.1 IPT 技术的优势和应用 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	1
1.2.1 耦合器设计 2 1.2.2 补偿电路 2 1.2.3 驱动电路 3 1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 32 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现ZVS 38 3.6 本章小结 11	1.2 IPT 技术的基本研究方向 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	1
1.2.2 补偿电路 2 1.2.3 驱动电路 3 1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 21 2.3 包括操作模态 21 2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.2.1 耦合器设计 ······	2
1.2.3 驱动电路 3 1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.2.2 补偿电路 ······	2
1.2.4 控制方法 4 1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.2.3 驱动电路 ······	3
1.3 多发射线圈系统的研究现状 6 1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.2.4 控制方法 ······	4
1.3.1 耦合器设计 6 1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 短路保护模态 27 2.3 恒路状态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.3 多发射线圈系统的研究现状 ·····	6
1.3.2 驱动电路 8 1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.3.1 耦合器设计	6
1.3.3 现有驱动方式的挑战 13 1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 11 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.3.2 驱动电路 ······	8
1.4 本文的主要内容 14 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	1.3.3 现有驱动方式的挑战 ······	13
 第 2 章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析 15 2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41 	1.4 本文的主要内容 ······	14
2.1 引言 15 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	② 第 □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □	15
2.1 引召 13 2.2 电阻性负载拓扑及模态分析 16 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41		15
2.2 电闲住页载和针及读态分析 10 2.2.1 电路结构及工作条件 16 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.1 5日	15
2.2.1 电陆铝构及工作家市 10 2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.2 电阻性贝载和扩发候芯力机······	16
2.2.2 正常工作模态 19 2.2.3 短路保护模态 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.2.1 电斑珀构及工作采什······	10
2.2.3 短笛保护模芯 21 2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.2.2 正市工IF 侯忍····································	19
2.2.4 电路状态分析 24 2.3 电压源性负载拓扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.2.5 应时休护侯心	21
2.3 电压源性页载箱扑及模态分析 26 2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41		24
2.3.1 恒流输出模态 27 2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41		26
2.3.2 临界电压模态 28 2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.3.1 恒流输出模念······	27
2.3.3 输出钳位模态 29 2.4 本章小结 31 第 3 章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.3.2 临界电压模态	28
2.4 本章小结 31 第3章双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计 32 3.1 引言 32 3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	2.3.3 输出钳位模态	29
第3章双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计	2.4 本章小结	31
3.1 引言	第3章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计	32
3.2 耦合器设计 32 3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	3.1 引言 · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	32
3.3 效率特性 35 3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	3.2 耦合器设计	32
3.4 交叉耦合对系统的影响 37 3.5 利用辅助支路实现 ZVS 38 3.6 本章小结 41	3.3 效率特性 ······	35
3.5 利用辅助支路实现 ZVS ······ 38 3.6 本章小结 ······ 41	3.4 交叉耦合对系统的影响 ·····	37
3.6 本章小结	3.5 利用辅助支路实现 ZVS ······	38
	3.6 本章小结	41

第4章 双发射单接收无线电能传输系统的对偶系统	43
4.1 引言	43
4.2 电阻性负载拓扑及模态分析 ·····	43
4.2.1 电路结构及工作条件 ······	43
4.2.2 正常工作模态	45
4.2.3 短路保护模态	47
4.2.4 电路状态分析 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	49
4.3 电压源性负载拓扑及模态分析	50
4.3.1 恒流输出模态 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	52
4.3.2 临界电压模态	52
4.3.3 输出钳位模态	53
4.4 单发射双接收无线电能传输系统的特性分析	55
4.5 本章小结	56
笛 5 音 	57
	57
5.2 实验平台的搭建	57
5.3 实验结果	58
5.3.1 实验波形	58
5.3.2 不同负载时的系统输出特性	59
5.3.3 不同位置时的效率和输出·····	60
5.3.4 效率增强 ······	61
5.4 本章小结 ······	62
	()
第6章 忌结与展望······	63
6.1 全文工作总结 ······	63
6.2 未来展望	64
参考文献 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	65
致谢 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	73
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果	75

图形列表

1.1 1TX-1RX 无线充电系统······	1
1.2 补偿电路拓扑图 ······	3
1.3 1TX-1RX 效率优化控制框图	5
1.4 多线圈之间的交叉耦合	7
1.5 解耦线圈	8
1.6 双侧解耦线圈 IPT 系统 ······	9
1.7 双解耦接收线圈 IPT 系统 ······	10
1.8 四种混合结构	11
1.9 混合 IPT 系统 ······	13
2.1 典型的多发射无线充电系统	15
2.2 提出的 2TX-1RX 无线充电系统 ······	17
2.3 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的正常工作波形 ······	20
2.4 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的直流等效电路 ······	21
2.5 提出的 2TX-1RX 无线充电系统等效阻抗 ····································	23
2.6 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的短路保护工作波形 ·······	24
2.7 2TX-1RX 负载变化时的功率分配和输出特性 ············	25
2.8 电压源性负载时的 2TX-1RX 拓扑图 ······	27
2.9 负载电压小于临界电压 V _o < V _{cri} 的电路波形 ····································	28
2.10 负载电压接近临界电压 $V_o = V_{cri}$ 的电路波形 ····································	29
2.11 负载电压大于临界电压 V _o > V _{cri} 的电路波形 ····································	30
2.12 2TX-1RX 系统在电压源负载时的输出特性	30
3.1 2TX-1RX 耦合器设计 ·······	32
3.2 沿 x 方向移动接收线圈 RX 的耦合变化 ····································	33
3.3 接收线圈 RX 沿 x 方向移动的磁场分布 ······	34
3.4 2TX 和 TX2 在仿真中的整体效率比较曲线 ·······	37
3.5 $V_{in} = 80$ V, $\Delta x = 3.5$ cm时 2TX-1RX的功率分配 ····································	38
3.6 交叉耦合对系统的影响	39
3.7 实现 ZVS 的辅助电路 ····································	40
3.8 一个周期内的稳态等效电路	41
4.1 1TX-2RX 无线充电系统 ·······	44

4.2	在不同负载下 1TX-2RX 系统的功率分配和端口电压 ·······	48
4.3	1TX-2RX 电阻性负载的工作波形 ······	50
4.4	负载为电压源性负载的 1TX-2RX 系统	52
4.5	1TX-2RX 在电压源性负载时的输出特性	53
4.6	1TX-2RX 电压源性负载的 3 种工作状态	54
4.7	电池的充电过程 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	55
5 1		- 7
5.1	头迎十口	57
5.2	实验十日······	57 58
5.2 5.3	实验十日 ····································	57 58 59
5.15.25.35.4		57 58 59 60
 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 	实验半日 实验波形 不同负载时 2TX-1RX 的逆变器端口电压电流波形 不同负载时的输出特性 不同位置时的效率和输出电压	 57 58 59 60 61

表格列表

1.1	混合结构的输出特性 ······	12
2.1	2TX-1RX 在纯阻性负载的工作模态	26
3.1	系统参数 ·····	34
3.2	ZVS 辅助支路参数 ······	41
4.1	1TX-2RX 在纯阻性负载的工作模态 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	51

第1章 绪论

1.1 IPT 技术的优势和应用

无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术作为有线充电在某些场 景的替代充电方式,近年来正在受到越来越多的关注和研究。相比于有线充电 方式,无线充电由于没有传输线的限制,在使用上更为方便;另一方面,由于在 电路上,无线充电没有直接的电气连接,因此在某些方面安全性更高。基于不 同的中间场,无线传能主要分为电磁感应式电能传输(Inductive Power Transfer, IPT)、电容耦合式电能传输(Capacitive Power Transfer, CPT)、声波无线电能传输 (Acoustic Power Transfer, APT)、微波电能传输(Microwave Power Transfer, MPT) 和激光电能传输(Optical Power Transfer, OPT)。其中基于电磁感应原理的 IPT 系 统目前技术更为成熟,已经在很多应用场景得到了广泛应用,包括植入式医疗设 备 (Schormans 等, 2018; Yi 等, 2019),消费电子 (S. Hui 等, 2005; Jang 等, 2003), 可移动机器人 (Choi 等, 2016; Zhang 等, 2019)等。

1.2 IPT 技术的基本研究方向





Figure 1.1 1TX-1RX wireless power transfer system

一个典型的单发射单接收(1TX-1RX) IPT 系统如图 1.1所示,在发射侧,输入直流源通过逆变电路转化为高频交流电,驱动发射线圈及其补偿网络,接收线圈通过与发射线圈之间的耦合拾取能量,经过补偿网络,通过整流器转换为直流电后供给负载。在发射侧和接收侧可以选择性加入可调制的 DC/DC 变换器。系统中主要包括三个部分:耦合器、补偿电路以及驱动电路。目前,针对 IPT 系统

的基本研究方向主要包括针对这三个部分以及系统的控制策略。

1.2.1 耦合器设计

在已有的工作中, IPT 系统中的耦合器设计已经取得了大量研究成果,包括不同应用场景下的耦合器设计、耦合器参数模型等。在 (Corti 等, 2019; S. Y. R. Hui 等, 2014) 中,作者对扁平形线圈展开了研究,而在 (Deng 等, 2016; Y. Wang 等, 2022; Zhou 等, 2018) 中,提出的立方磁耦合器在运动目标的充电领域具有巨大的应用潜力。为了在高频 IPT 系统中实现更高的效率,(Arteaga 等, 2018; Leibl 等, 2018; Pinuela 等, 2013; Zulauf 等, 2020) 针对高频系统中的耦合器提出了不同的设计方法。在 IPT 技术的商用过程中,电磁场的辐射安全问题是一个至关重要的考量因素,在 (Mei 等, 2022; Park 等, 2018; Song 等, 2018) 中展开了对耦合线圈和屏蔽层的辐射问题的研究。为了确定一对耦合线圈的自感和互感,在 (Hurley 等, 2015; López-Alcolea 等, 2020; Luo 等, 2018; Raju 等, 2014) 中提出了不同的方法分析获得耦合器的参数。

1.2.2 补偿电路

为了实现功率传输,一个典型的 IPT 系统至少包括一个发射线圈和一个接收线圈。当利用发射线圈和接收线圈的耦合来传递能量时,如果将线圈直接连接 在交流源上,线圈的漏感会导致环流,耦合器部分会损失大量能量。在一个实际 的无线充电系统中,通过设计补偿网络可以减少系统中的环流。最简单的补偿 网络包括在耦合线圈两端串联补偿电容 (S)或并联补偿电容 (P)。通过对原边和 副边的耦合线圈采用不同的补偿网络构成了四种基本的补偿电路,分别是串串 (S-S)、串并 (S-P)、并串 (P-S)和并并 (P-P)。如图 1.2 (a)、(b)、(c)、(d) 所 示分别为四种补偿电路的拓扑图,通过采用不同的补偿网络,IPT 系统可以实现 与负载无关的输出 (Load-Independent Output, LI)和零相位角工作 (Zero Phase Angle Operation, ZPA)。针对这四种补偿电路已经展开了大量的研究,在 (Sohn 等, 2015)中对四种基本补偿电路在输入源分别为恒压源和恒流源时,从最优效 率、最大输出功率、输出特性等设计要求方面进行了比较。在 (Beh 等, 2013; Fu 等, 2014, 2018)中通过使用复杂的开关切换模态来实现各种目标,比如恒压输出、 动态阻抗匹配和最优效率点追踪。但是,由于设计自由度的限制,四种基本的补

偿电路很难同时满足系统的多种设计要求。相比而言,更高阶的补偿网络,例如目前常见的LC-LC和LCC-LCC补偿网络,如图1.2(e)和(f)所示,可以提供更多的自由度以及其他额外电路特性(He等,2019;Qu等,2019,2017),并且有利于提高输出电压或电流的可控性。





Figure 1.2 Topologies of compensation networks

1.2.3 驱动电路

在一个1TX-1RX IPT 系统中,发射侧逆变器与接收侧的整流器也是影响系 统功率传输和效率等特性的关键因素。因此,针对 IPT 系统中驱动电路的设计同 样是一个重要的研究方向。为了提高 IPT 系统的效率,(S. Chen 等,2020)中提出 了一种多操作模态的驱动电路,基于阻抗匹配原理,通过合理选择逆变器和整流 器的工作模态,实现在不同负载时的最优效率追踪。同样地,针对双向 IPT 系统, 在 (Kalra 等,2020; Nguyen 等,2015a; Zhao 等,2016)中通过对系统的驱动电路进 行优化设计,实现了更高的传输效率。在 (Tebianian 等,2020)中,作者给出了在 高频下桥式逆变器实现零电压开关 (Zero Voltage Switching, ZVS)的设计与优化 过程。通常在高频系统中, E 类电路往往拥有比传统桥式电路更多的优势。因此 在 (Aldhaher 等, 2014, 2018; Dou 等, 2021; M. Liu 等, 2016; S. Liu 等, 2017) 中, 研 究者们针对 E 类逆变和整流电路驱动的 IPT 系统进行了深入的研究。对于一个 IPT 系统来说, 虽然通过优化耦合器和驱动电路可以实现更高的效率, 但是在耦 合和负载波动的情况下, 仅依靠参数设计不能保证系统拥有稳定的输出并保持 较高的传输效率。因此, 必要的控制策略往往能为系统带来更稳定高效的传输效 果。

1.2.4 控制方法

对于一个的 IPT 系统来说,在线圈中心对齐的时候,两个线圈之间的耦合最强,此时系统功率传输能力最强。然而在很多应用情况下,两个线圈并不能实现完全对准。线圈的偏移位置将决定系统的耦合变化,一旦耦合变化,系统的输出和效率将会受到影响。为了保证系统在耦合变化情况下的高效稳定输出,一个常见的方案是通过合理的控制策略调制系统输出功率。

通过闭环控制设计可以实现在线圈发生位置偏移,即耦合变化,或者负载波 动时,系统仍保持稳定的输出功率和较高的效率。一般来说,一个系统的控制目 标为在负载或耦合变化时,系统的输出功率稳定并保持高的传输效率。目前最常 见的控制方法主要有以下几种:

(1) 扰动观察法

在 (Fu 等, 2015; H. Li 等, 2015; Zhong 等, 2015) 提出的方法中,在接收侧采 集输出电压信息并通过一个 PI 控制器控制 DC/DC 变换器或可控整流桥的占空 比实现对输出电压的稳定,发射侧采集输入直流源的电压电流信息,控制发射侧 DC/DC 变换器的占空比或逆变器的移相角,实时计算输入功率,直至迭代到输 入功率最小,此时达到设定输出功率下的最优负载点。这种控制方式的优点是 发射侧和接收侧不需要通信,但缺点是控制的过程较慢,并且要合理设置迭代步 长。

(2) 电压电流控制法

在 (Diekhans 等, 2015) 和 (Huang 等, 2018; Nguyen 等, 2015b) 中,通过控制 发射侧或接收侧 DC/DC 变换器的占空比或逆变器或整流器的移相角,实现对输 出功率的调制。通过控制发射线圈和接收线圈的电流或逆变器和整流器的端口



(c) 变频调制法

图 1.3 1TX-1RX 效率优化控制框图

Figure 1.3 Efficiency optimization control block diagram of 1TX-1RX

电压为某一个比值,实现对最优效率点的追踪。这种控制方法的优点是控制过程快,但是需要采集交流电压、电流信息,因此对采样电路有较高的要求,且发射侧和接收侧之间需要依赖通信设备。

(3) 变频调制法

在 (Gati 等, 2017) 中,通过发射侧逆变器开关信号的移相控制实现对输出功率的调制。由于系统的效率是一个和频率相关的函数,因此通过在限定范围内改变系统频率可以实现对效率的优化。在 (Zheng 等, 2015) 和 (Q. Chen 等, 2009)中,作者使用变频调制的方法实现了所需输出电流或电压,但是频率的变化也

为系统引入了无功功率。在 (Jang 等, 2003) 和 (Budhia 等, 2011) 中,通过变频 的方法补偿了系统内产生的无功,同时后级的 DC/DC 变换器实现对输出功率的 调制。但是加入调制级后增加了系统的损耗和成本,同时可能会导致系统不稳 定 (Pantic 等, 2011; C S. Wang 等, 2004)。因此,这个控制方法的优点是只需要控 制逆变器的驱动信号即可完成对输出功率的控制和对效率的优化,但是缺点也 很明显,包括频率的调制范围有限,可能造成系统失谐引入无功。

1.3 多发射线圈系统的研究现状

1.3.1 耦合器设计

对于一个单发射单接收的系统,如果偏移位置比较小,即耦合变化比较小时,通过设计一个闭环控制器控制发射侧逆变器和接收侧整流器的控制信号,或通过在系统中加入直流斩波电路即可以实现对输出功率的调制,同时保持较高的传输效率。但是一旦耦合变化比较大,系统的功率传输特性将受到严重影响甚至没有功率传输,这种情况将无法通过设计闭环控制器来避免和解决。这种由于发射线圈和接收线圈未对准造成的耦合变化大的情况通常可以通过多线圈的方式得到解决,即扩大发射磁场或接收磁场的区域。

虽然多线圈的耦合器可以提高系统的偏移容忍度,但是如图 1.4所示,多线 圈之间的交叉耦合将为系统带来复杂的模型,并且影响系统原始的谐振状态和 输出特性,图中发射线圈 TX1 和 TX2 之间的 *M*_{tx1-tx2},接收线圈 RX1 和 RX2 之 间的 *M*_{rx1-rx2}, TX1 和 RX2 之间的 *M*_{tx1-rx2} 以及 TX2 和 RX1 之间的 *M*_{tx2-rx1} 为系统的交叉耦合。由于多线圈结构耦合的复杂性,以及交叉耦合对系统原本输 出特性的影响。现在的多线圈系统大多采用解耦发射线圈或接收线圈的耦合器 结构,在这些系统中,不仅可以获得更大的充电区域,提升系统的偏移容忍度, 而且多个发射线圈或多个接收线圈之间的交叉耦合也可以被消除,从而简化系 统分析和控制。

最简单的单线圈包括两种形状,分别为圆形和 D 形。实现解耦的主要方法 是依靠控制两个线圈重叠区域以相互抵消耦合。在这种情况下,两个线圈可以实 现解耦。如图 1.5(a) 所示为 (Zaheer 等, 2012) 提出的一种双极结构 (Bipolar Pad, BP) 解耦线圈,通过合理设置两个线圈的相对位置,对两个线圈接入相反方向



图 1.4 多线圈之间的交叉耦合

Figure 1.4 Cross coupling between multiple coils

的电流,即一个为顺时针,另一个为逆时针,以此产生不同方向的磁通实现相互抵消,从而实现两个线圈之间的解耦。并在 (Zaheer 等, 2015)和 (Lin 等, 2015)中 对这种线圈结构进行了详细研究。

如图 1.5(b) 所示为 (Budhia 等, 2011) 提出的双 D 正交 (double D- Quadrature, DDQ) 双解耦线圈。其中底层的双 D 线圈为线圈 1,在两侧的绕线方向相反,因此其产生的磁通方向相反。通过双 D 结构扩大了耦合区域,相比于一个单线圈 结构,这种结构将充电区域增大了一倍。线圈 2 用来增强中心位置的磁场,由于 线圈 1 产生的方向相反的磁通相互抵消,从而实现了其和线圈 2 的解耦。这一线 圈结构在 (Budhia 等, 2013) 被用来做电动汽车 (Electric Vehicles, EVs) 充电的 接收线圈。由于天然解耦和更高的偏移容忍度,这种结构被广泛应用于多线圈耦 合系统中。

如图 1.5(c) 所示为 (Kim 等, 2014) 提出的一种三线圈解耦结构,将三个线圈 绕制为特定形状并合理地相互叠放可以实现三个线圈之间的解耦。在 (Kim 等, 2017) 中完善了这种线圈结构对电动汽车的设计。

如图 1.5(d) 所示为 (Feng 等, 2019) 提出的一种碗状发射线圈结构,可以实现 在三维空间内的充电。由于可以任意摆放接收线圈的优势,这种结构被广泛应用 于消费电子领域,例如手机和可穿戴电子产品的无线充电设计中。

这些多线圈解耦结构可以应用于发射侧、接收侧或者同时应用于两侧来消



图 1.5 解耦线圈

Figure 1.5 Decoupled coils

除交叉耦合对系统的影响,这将大大简化在多线圈系统中的理论分析和控制设 计。

1.3.2 驱动电路

现有的多线圈系统主要采用多级并联的结构。这种方式对系统带来的优势 很明显,整个系统可以分为多个相同的子系统,从而有利于模块化设计,这将简 化系统分析和控制。针对不同的应用场景以及设计目标,已经有了大量的额研究 工作。

在一些需要高功率等级的应用场景,多级并联的驱动方式能够显著提高系统功率传输能力。在(Hao等,2014;Y.Li等,2017;Rahnamaee等,2014)中,通过使用多个逆变器并联的方法提高功率传输能力。在(Y.Li等,2018)中提出了一种针对双发射双接收系统的结构,具体的电路结构和耦合器如图1.6所示,耦合器采用双侧解耦线圈,即发射线圈和接收线圈都采用图1.5中 DDQ 的结构,以此消除系统中不必要的交叉耦合。发射侧和接收侧均采用 LCC 的补偿电路,则这个系统可以分为两个 LCC-LCC 的子系统,这将大大简化系统的分析和控制,而系统中两条支路的功率分配将由耦合因素决定。虽然这些系统都采用了多线



Figure 1.6 Double-sided decoupled coils IPT system

圈的结构,但是只是用来扩展充电区域,提高系统的偏移容忍度,本质上这些系统仍然是从一个输入源向一个负载供电的系统。并且系统内部仍然可以分解为多个子系统,因此传统的针对1TX-1RX系统的控制方法仍然具有实际的应用意义。相比于传统的1TX-1RX系统,这种结构的功率传输密度更高。为了进一步提高系统的性能,针对这个结构的拓扑,在(Y.Li等,2020)中给出了具体的控制方案。

为了实现高效稳定的输出,通常在接收侧使用 DC/DC 调制级对输出功率进行控制。在 (X. Wang 等, 2020) 中,用解耦接收线圈构造了一个 LCC-S 补偿的系统如图 1.7所示,并在接收侧加入额外调制级来控制输出电压。当系统传输功率时,大部分功率通过子系统 1 到达负载,而小部分功率通过子系统 2 到达负载。





Figure 1.7 Dual decoupled receive coils IPT system

因此在传输小功率时,相比于一个带有额外调制级的 1TX-1RX 系统,这个结构 能够实现更高的效率和更低的器件应力。整个系统的峰值效率可以达到 93.6%, 相比于传统的两级架构的 1TX-1RX 系统,效率提升了 2.3%。

为了解决由于耦合变化导致系统特性受到影响的问题,(Zhao等,2015)提出 了混合拓扑的概念, 通过将两种不同的补偿网络结合, 其中一个补偿网络实现与 负载无关的输出且和互感呈现正比,另一个实现与负载无关的输出且和互感呈 现反比,以此克服负载和耦合变化对系统特性的影响。(Zhao 等, 2015) 中提出的 驱动方式通过将一个 LCC-LCC 的补偿和一个 S-S 的补偿通过输入并联-输出串 联(Input-parallel-output-parallel, IPOP)连接。在 (Zhao, Ruddell, 等, 2017; Zhao, Thrimawithana, Madawala, 2017) 中通过将两条支路输入连接在同一个逆变器,输 出连接在同一个整流器,系统结构得到了进一步化简。在这之后,在 (Zhao 等, 2019) 中提出的串联型混合结构,减少了系统中无源元件的数量。混合驱动的系 统结构本质是由两种具有互补输出特性的补偿网络构成。因此,可以通过改变补 偿网络和连接方式获得一系列混合结构。在图 1.8中总结了四种混合结构,分别 为输入并联-输出并联(IPOP)、输入并联-输出串联(IPOS)、输入串联-输出并 联(ISOP)、输入串联-输出串联(ISOS)。在(Ou等, 2020)中详细推导了在连接 如图 1.2所示的不同补偿网络时,混合结构的输出特性,分别为与负载无关的恒 压输出(CV)或与负载无关的恒流输出(CC)。如表 1.1 所示,其中, M_1 、 M_2 分别代表两个网络中发射线圈和接收线圈的互感, L_{tx1} 、 L_{tx2} 、 L_{rx1} 、 L_{rx2} 分别

代表两个网络中发射线圈和接收线圈的自感, L₁₁和 L₁₂分别表示补偿网络中补偿电感的自感。由表中的结果可以看出这些采用混合结构在同一逆变器和整流器驱动下的无线充电系统,不同的结构可以实现 CC 或 CV 的输出特性,并且其增益和两个网络的耦合 M₁和 M₂相关,从而减小耦合对系统功率传输的影响。





Figure 1.8 Four structures for hybrid topologies

以 (Qu 等, 2020) 中提出的混合结构驱动方式下的 IPT 系统为例,整个系统如图 1.9 (a)所示。虽然这个系统提高了偏移容忍度,实现了输出与负载无关的恒压输出,但是系统的增益和两个互感均相关,因此在设计闭环控制系统时,需要同时兼顾两个参数的影响。另一方面,当这种结构仅适用于电阻性负载。在实际的充电需求中,无线充电的充电对象很大一部分为锂电池。而电池的充电特性需要负载能够实现恒流和恒压的切换,因此仍然需要辅助电路或控制策略来实现切换。在 (Mai 等, 2017) 中,为了满足电池充电的需求,采用 LCC-S 和 S-LCC 的补偿网络,在 IPOS 的驱动方式下,并在接收端设计可重构拓扑实现恒流恒压切换,整个系统如图 1.9 (b)所示。但是通过使用辅助电路的方式无疑增加了系统成本,系统损耗增大,并且需要额外的控制系统切换整流器前端的可重构拓扑。由于混合结构仅考虑补偿电路的连接方式,如串联和并联,并未影响前端逆变器以及后端整流器的连接方式,因此在分析系统特性时,以逆变器输出的交流

补偿网络	混合结构	增益	输出特性
S-S+LC-LC	IPOP	$\frac{1}{j\omega}(\frac{1}{M_1} + \frac{M_2}{L_{tx^2}L_{rx^2}})$	CC
S-S+LC-LC	ISOS	$\frac{1}{j\omega} \frac{1}{M_1 + \frac{L_{tx2}L_{rx2}}{M_2}}$	CC
S-S+LCC-LCC	IPOP	$\frac{1}{j\omega}(\frac{1}{M_1} + \frac{M_2}{L_{t1}L_{t2}})$	CC
S-S+LCC-LCC	ISOS	$\frac{1}{j\omega}\frac{1}{M_1 + \frac{L_{t1}L_{t2}}{M_2}}$	CC
P-S+S-LC	IPOS	$\frac{M_1}{L_{tx1}} + \frac{L_{rx2}}{M_2}$	CV
P-S+S-LC	ISOP	$\frac{1}{\frac{L_{tx1}}{M_1} + \frac{M_2}{L_{tx2}}}$	CV
P-S+S-LCC	IPOS	$\frac{M_1}{L_{tx1}} + \frac{L_{t2}}{M_2}$	CV
P-S+S-LCC	ISOP	$\frac{1}{\frac{L_{tx1}}{M_1} + \frac{M_2}{L_{t2}}}$	CV
LCC-S+S-LC	IPOS	$\frac{M_1}{L_{t1}} + \frac{L_{rx2}}{M_2}$	CV
LCC-S+S-LC	ISOP	$\frac{1}{\frac{L_{t1}}{M_1} + \frac{M_2}{L_{rx2}}}$	CV
LCC-S+S-LCC	IPOS	$\frac{M_1}{L_{t1}} + \frac{L_{t2}}{M_2}$	CV
LCC-S+S-LCC	ISOP	$\frac{1}{\frac{L_{t1}}{M_1} + \frac{M_2}{L_{t2}}}$	CV

表 1.1 混合结构的输出特性

 Table 1.1
 Output characteristic of different hybrid topologies

电压至整流器前端的交流电压或电流的部分为分析对象。由于系统本身的连接 方式,系统中两个网络的输入交流电压始终相同,包括电压的幅值和相位。如果 对两个网络采用不同的逆变器驱动,将为系统带来额外的控制自由度。

总之,虽然这些多线圈驱动方式能够为系统带来更多的设计和控制自由度, 但是同时也增加了系统的复杂度。对于一个具体的应用场景,往往希望系统可以 和一个1TX-1RX系统一样来进行设计和控制。对于一个1TX-1RX的系统,已经 有很多成熟的设计和控制方案来实现与负载无关的恒压输出或与负载无关的恒 流输出,同时追踪最优负载点实现效率最大化。这些系统设计和控制方法都可以 直接或间接使用到多线圈系统中。





图 1.9 混合 IPT 系统



1.3.3 现有驱动方式的挑战

现有的多线圈驱动方案主要解决系统偏移容忍度低的问题,通过采用多级 并联驱动对称补偿网络的多线圈系统,可以实现扩大功率传输区域以及提高功 率传输能力的优势,或者通过对混合结构采用同一逆变器驱动的方案,既可以保 持系统输出特性,同时提高系统偏移容忍度的需求。然而目前的多线圈驱动电 路,虽然提高了系统的偏移容忍度以及功率传输能力,但是和传统的单线圈耦合 系统一样,在某些补偿电路中依然需要外围辅助电路或设计控制回路防止系统 在负载短路时遭到损坏。而在电池充电的场景中,由于电池的恒流恒压充电要 求,仍然需要设计开关电路切换输出模态并通过控制策略来实现这一过程。在这 些应用场景中,这些额外的辅助电路或控制器无疑增加了系统的成本,因此探究 一种简单可靠的实现输出恒流恒压状态切换的电路或方法显得更为重要。

1.4 本文的主要内容

本文围绕 2TX-1RX 的无线充电系统,以一种新的驱动方式对两个发射线圈 进行驱动。不同于传统的多线圈系统中,以提高系统偏移容忍度、增强系统功率 传输能力为目标。本文旨在通过采用新的驱动方式,实现以下目标:(1)在系统 的负载发生故障时,可以为系统提供短路保护功能,即将系统的输出功率限制在 一定范围内;(2)在不添加辅助电路和额外控制策略的情况下,实现对电池充电 的恒流恒压输出状态切换,以此节约系统设计的成本。

在第二章中,对提出的2TX-1RX 无线充电系统进行了分析,包括系统工作条件,输出特性以及关键波形。在第三章中,以一个DDQ结构的耦合器构建该IPT 系统,对功率分配、效率进行了进一步的推导和求解。根据对偶性,在第四章中 将提出的2TX-1RX 系统转换为单发射双接收(1 transmitter-2 receiver, 1TX-2RX) 系统,同第二章中的分析一样,得到了系统的输出特性。在第五章中,搭建了一 个实际系统,完成了对第二章和第三章部分的理论验证。

本文的主要贡献可以总结为:(1)在不依靠辅助电路和控制策略的情况下, 实现了天然的短路保护功能;(2)提出的系统增益同一个1TX-1RX系统增益完 全相同,而不同于混合结构驱动的多线圈系统的复杂增益,这意味着对1TX-1RX 系统的设计思路和参数优化对本文提出的系统仍具有指导意义;(3)由于系统 本身输出特性的分段性,同时具有 CC 和 CV 两种输出状态,在电池充电场景具 有很大的潜力。

第2章 双发射单接收无线电能传输系统拓扑及模态分析

2.1 引言

在之前的工作中,典型的 2TX-1RX 无线充电系统通常采用如图 2.1所示的 结构,在这个无线充电系统中,两个发射器并联连接在输入电压源上实现对充电 区域的扩展,并采用相同的补偿网络以此简化系统分析和控制。当发射线圈和接 收线圈采用串联补偿,即系统为 S-S 补偿时,可以实现与负载无关的恒流输出。 当发射线圈采用 LCC 的补偿网络,接收线圈采用串联补偿,即系统为 LCC-S 补 偿时,可以实现与负载无关的恒压输出。如果希望扩展发射线圈的个数,可以直 接并联在输入源上,这种对称的多线圈驱动方式对电路带来了以下优点: (1) 通过采用不同的补偿网络,可以实现与负载无关的恒流或恒压输出; (2) 便于扩展发射器的数量并设计闭环控制器。



图 2.1 典型的多发射无线充电系统

Figure 2.1 A typical multi-transmitter wireless power transfer system

虽然该系统具有以上优势,但是在负载出现短路故障时,系统将会受到不可 逆的损坏。因此,不同于上图中传统的多发射线圈系统结构,在这一章节中,将 对两个发射线圈在非对称补偿网络下,采用级联桥驱动,构建一个新的2TX-1RX IPT系统。通过求解电路方程,得知系统将根据负载值的不同分为两种工作模态, 分别为恒压输出的正常工作模态与恒流输出的短路保护模态。且此两种工作状 态的切换仅和系统的耦合与负载相关,这些将在这一章节进行详细分析。不仅针 对电阻性负载的情况给出了理论分析,当负载为电压源性时,系统的工作模态也将在电阻性负载下的结论进一步推导得到。

2.2 电阻性负载拓扑及模态分析

在这一小节中,针对所提出的基于级联桥驱动和非对称补偿网络的2TX-1RX IPT系统,将给出具体的电路结构。在负载为纯电阻性时,经过求解电路方程, 分析其工作条件。经过理论分析可知,由于负载的变化,系统的输出具有分段特 性。因此,本小节主要包括以下部分:在不同工作模态下,分析系统的输出特性 和功率分配、结合系统工作波形验证理论分析结果,并在最后给出系统各个模态 下的工作情况总结。

2.2.1 电路结构及工作条件

如图 2.2所示是本文提出基于级联桥和非对称补偿网络的 2TX-1RX IPT 系统,两个发射线圈采用不同的补偿网络串联在输入源上。TX1,TX2 和 RX 分别表示发射器 1,发射器 2 和接收器,开关 S_1 , S_2 和 S_3 , S_4 分别组成了 TX1 和 TX2 的逆变器, L_{tx1} , L_{tx2} , L_{rx} 分别代表了三个线圈的自感, M_1 , M_2 分别 表示 TX1 的发射线圈,TX2 的发射线圈和接收线圈的互感, $k_1(=M_1/\sqrt{L_{tx1}L_{rx}})$, $k_2(=M_2/\sqrt{L_{tx2}L_{rx}})$ 是其对应的耦合系数。 C_{tx1} 是发射器 TX1 的补偿电容, C_{rx} 是接收器 RX 的补偿电容, L_t , C_t 和 C_{tx2} 构成了发射器 TX2 的 LCC 补偿网络,设计电路的补偿电容满足:

$$\begin{cases} \omega L_{tx1} - \frac{1}{\omega C_{tx1}} = \omega L_{rx} - \frac{1}{\omega C_{rx}} = \omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} = 0 \\ \omega L_{tx2} - \frac{1}{\omega C_{tx2}} - \omega L_t = 0 \end{cases} \dots (2.1)$$

式中 ω 为系统的角频率。

在发射侧, v_1 , v_2 分别表示逆变器的输出电压, i_{tx1} , i_{tx2} 分别表示流过两个 发射线圈的电流, i_2 表示 TX2 的逆变器的输出电流。在接收侧, i_{rx} 表示接收线 圈的电流, v_{rec} 表示整流器的输入电压, V_o 表示最终的输出电压。 R_{rec} 是将负载 R_L 经过全桥整流器折算的等效电阻, 如式 (2.2) 所示。

$$R_{rec} = 8R_L/\pi^2 \qquad \dots (2.2)$$





Figure 2.2 The proposed 2TX-1RX wireless power transfer system

当电路处于谐振状态,在基波近似的前提下分析电路,所有的时域变量用相量表示。两个逆变器的输出电压 V_1 、 V_2 的相位差作为一个控制变量,可以假设为 φ ,以 TX1 的逆变器的输出电压 V_1 (= $V_1 \angle 0$)的相位作为参考,则 TX2 的逆变器的输出电压可以表示为 $V_2 = V_2 \angle \varphi$ 。

根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,电路的状态方程可以写作:

$$V_{1} = j\omega M_{1}I_{rx}$$

$$V_{2} = j\omega L_{t}I_{tx2}$$

$$0 = j\omega M_{2}I_{rx} + j\omega L_{t}I_{2} \qquad \dots (2.3)$$

$$V_{rec} = -I_{rx}R_{rec}$$

$$V_{rec} = j\omega M_{1}I_{tx1} + j\omega M_{2}I_{tx2}$$

求解电路方程可以得到两个发射线圈的电流为:

$$\begin{cases} \mathbf{I_{tx1}} = \frac{V_2}{\omega L_t} \angle (\varphi - 90^\circ) \\ \mathbf{I_{tx2}} = \frac{R_{rec}}{\omega^2 M_1^2} V_1 \angle 0 - \frac{M_2}{\omega L_t M_1} V_2 \angle (\varphi - 90^\circ) \end{cases} \dots (2.4)$$

根据 (2.3) 可知,当 *I*_{tx1} 和 *I*_{tx2} 同相位时,*V*_{rec} 达到最大值,这意味着当 TX1 和 TX2 同时工作时产生的磁场不会相互抵消,从而最大化功率传输。将这个相位 约束条件带入 (2.4) 可得:

$$\varphi = 90^{\circ} \qquad \dots (2.5)$$

因此,为了获得最大的输出,TX2的逆变器输出电压需要超前TX1的逆变器输出电压 90°,这个约束可以通过控制两个逆变器的门控信号实现。

两个逆变器的并联电容 C_1 和 C_2 作为滤波器连接在输入电压两端,根据电路状态不同,两个电容上分布的电压不同。假设电容 C_1 和 C_2 上的电压分别为 V_{c1} 和 V_{c2} ,则这两个电压经过逆变器的转换可用两个逆变器的输出电压表示为 $V_{c1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}}V_1$ 和 $V_{c2} = \frac{\pi}{\sqrt{2}}V_2$ 。并且这两个电容上的电压之和为输入直流电压的值,即 $V_{in} = V_{c1} + V_{c2}$,所以有以下关系:

$$V_{in} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_1 + \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_2 \qquad \dots (2.6)$$

同时,由于两个逆变器串联连接,因此这两个逆变器的平均直流输入电流相等, 进一步可知两个逆变器的输出电流相等,即:

$$I_{tx1} = I_2 \qquad \dots (2.7)$$

将 (2.6) 和 (2.7) 带入 (2.3) 并化简可得式 (2.8)。

$$\begin{bmatrix} \frac{\omega^2 M_1^2}{R_{rec}} & \omega L_t + \frac{\omega^2 M_1 M_2}{R_{rec}} & 0\\ 1 & 0 & j\\ \frac{\omega^2 M_1 M_2}{R_{rec}} & \frac{\omega^2 M_2^2}{R_{rec}} & j \omega L_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I_{tx1}} \\ \mathbf{I_{tx2}} \\ \mathbf{I_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2} V_{in}}{\pi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \dots (2.8)$$

计算式 (2.8) 可得系统中的关键电流如式 (2.9) 所示。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{tx1} \\ \mathbf{I}_{tx2} \\ \mathbf{I}_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M_2^2}{L_t^2 R_{rec}} \\ \frac{L_t R_{rec} - \omega M_1 M_2}{\omega L_t^2 R_{rec}} \\ j \frac{M_2^2}{L_t^2 R_{rec}} \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2} V_{in}}{\pi} \qquad \dots (2.9)$$

从上式可知, I_{tx1} 的幅值大于 0, 但是 I_{tx2} 的正负是不确定的。由于接收侧 RX 的感应电压由 I_{tx1} 和 I_{tx2} 决定, 如果 I_{tx2} 为负值, 意味着两个发射线圈的电流不同相位, 因此 (2.5) 的约束条件不能完全保证 I_{tx1} 和 I_{tx2} 同相位。令 $I_{tx2} > 0$ 并结合 (2.2) 求得

$$R_L > R_{cri} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$$
 ... (2.10)

式中 **R**_{cri} 为临界负载。综上所述,为了保证系统接收侧的感应电压最大,需要满足两个条件:

(1) TX2 的逆变器输出电压需要超前 TX1 的逆变器输出电压 90°;

(2) 负载值大于临界负载。

在固定两个逆变器的输出电压的相位差为 90° 的情况下,根据负载值和临界 负载的关系,电路有两种工作状态。结合以上分析结果,下面的部分将给出这两 种工作状态的详细介绍。

2.2.2 正常工作模态

当负载满足 (2.10) 的约束条件时,两个发射线圈的电流同相,传输功率最大 化,定义系统在此时为正常工作状态。根据 (2.3),系统的状态方程可以化简为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1} \\ \mathbf{V}_{2} \\ \mathbf{V}_{rec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega^{2} M_{1}^{2}}{R_{rec}} & \frac{\omega^{2} M_{1} M_{2}}{R_{rec}} & 0 \\ 0 & j \omega L_{t} & 0 \\ j \omega M_{1} & j \omega M_{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{tx1} \\ \mathbf{I}_{tx2} \\ \mathbf{I}_{2} \end{bmatrix} \qquad \dots (2.11)$$

将 (2.9) 带入 (2.11) 求解得:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V_1} \\ \mathbf{V_2} \\ \mathbf{V_{rec}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_{rec}} \\ j(1 - \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_{rec}}) \\ j\frac{M_2}{L_t} \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \qquad \dots (2.12)$$

因此,如图 2.2中 TX1 和 TX2 的等效阻抗 Z₁, Z₂ 可以求得为:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{1} = \frac{\mathbf{V}_{1}}{\mathbf{I}_{tx1}} = \frac{\omega M_{1}L_{t}}{M_{2}} \\ \mathbf{Z}_{2} = \frac{\mathbf{V}_{2}}{\mathbf{I}_{2}} = \frac{L_{t}(L_{t}R_{rec} - \omega M_{1}M_{2})}{M_{2}^{2}} \\ \end{cases} \dots (2.13)$$

上式表明 TX1 和 TX2 的等效阻抗都是纯阻性的,即逆变器的输出电压和输出 电流同相位,因此,系统在此工作状态下实现了 ZPA。根据上述理论分析,如 图 2.3所示是该系统在正常工作时的工作波形,通过控制四个开关的驱动信号使 得两个逆变器的输出电压具有 90° 的相位差,从而保证两个发射线圈的电流同相 位,整流器的输入电压为一个和发射侧线圈电流相差 90° 的方波,该相位关系和 理论求解的相匹配。

虽然这个系统具有两个发射线圈,但是从直流角度看仍然是一个单输入单输出的系统,为了更直观的分析电路的功率特性,将电路等效为如图 2.4所示的简单电路, *R_{eq1}* 和 *R_{eq2}* 分别是从直流端观测到的两个发射器 TX1 和 TX2 的等



图 2.3 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的正常工作波形

Figure 2.3 Typical waveform of 2TX-1RX under normal mode when resistance load

效阻抗, *R_{in}* 为整个电路对应到输入直流源的等效阻抗。根据逆变器电路对电阻的折算关系,结合 (2.13) 可以得到两个直流等效阻抗的表达式为:

$$\begin{cases} R_{eq1} = \frac{\pi^2}{2} Z_1 = \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega M_1 L_t}{M_2} \\ R_{eq2} = \frac{\pi^2}{2} Z_2 = \frac{\pi^2}{2} \frac{L_t (L_t R_{rec} - \omega M_1 M_2)}{M_2^2} \\ \end{cases} \dots (2.14)$$

并且这两个直流等效阻抗之和为系统的输入阻抗:

$$R_{in} = R_{eq1} + R_{eq2} = \frac{\pi^2}{2} \frac{L_t^2 R_{rec}}{M_2^2} = \frac{4L_t^2 R_L}{M_2^2} \qquad \dots (2.15)$$

基于 (2.12), 系统的输出电压和输出功率可以计算得:

$$\begin{cases} V_o = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{rec} = \frac{M_2}{2L_t} V_{in} \\ P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} \\ \end{cases} \dots (2.16)$$

由上式可知,当系统工作在正常状态时,系统的输出是与负载无关的恒压输出。 值得注意的是,虽然这个系统采用了两个发射线圈,且分别采用了两种不同的 补偿网络,但是系统的输出特性,包括输出电压和输出功率,和一个采用 LCC-S 补偿的 1TX-1RX 无线充电系统的输出特性相同。由于输出电压中仅有 M₂ 和 Lt,


图 2.4 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的直流等效电路

Figure 2.4 Equivalent circuit of 2TX-1RX under normal mode when resistance load

因此,这个系统的输出特性仅由 LCC 支路的参数决定,如果将 S 补偿的 TX1 支路关闭,仅 LCC 补偿的 TX2 支路工作,系统的输出特性将不会发生改变,仍然和 (2.12)相同。这个特性将对系统的设计和控制提供很大的优势,这意味着所有针对 LCC-S 的 1TX-1RX 的技术可以应用到该系统。然而,这只是意味着两个系统的端到端的输出特性相同,在系统内部,这个系统的两条支路都有功率流过。

根据 (2.9) 和 (2.12) 推导得到正常工作状态时两个发射器的功率分配为:

$$\begin{cases} P_1 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_1} \cdot \mathbf{I_{tx1}}^*\} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_L} \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} \\ P_2 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_2} \cdot \mathbf{I_2}^*\} = (1 - \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_L}) \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} & \dots (2.17) \end{cases}$$

式中 **P**₁、**P**₂ 分别表示流过 TX1 和 TX2 的功率。从该表达式可以看出,系统的功率分配受到耦合和负载的共同影响。

以上,经过分析得到当负载满足大于临界负载的约束条件时,系统工作在正常状态,且输出是一个与负载无关的恒压输出。在以下的部分将分析当负载小于临界负载时,系统的工作状态。

2.2.3 短路保护模态

当 R_L < R_{cri},由(2.4)可知,此时 I_{tx2} 将是一个负值,这意味着两个发射线 圈的电流 I_{tx1} 和 I_{tx2} 相位相反,即相位差为 180°。然而门控信号仍然不变,即两 个逆变器的输出电压的相位差仍为 90°,这意味着在 TX2 上,逆变器的输出电压 V₂ 的相位不变,但线圈上的电流 I_{tx2} 相位反相,这和 LCC 补偿网络的电压电流 关系不相符合,因此在这个状态下,V₂ 和 I_{tx2} 都降为 0。此时系统只有发射线圈 TX1 工作,发射线圈 TX2 将不再传输功率。根据基尔霍夫电压和电流定律,系

统的电路方程为:

写为矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} 0 & j\omega M_1 \\ j\omega M_1 & R_{rec} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I_{tx1}} \\ \mathbf{I_{rx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}\mathbf{V_{in}}}{\pi} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \dots (2.19)$$

求解可得发射线圈 TX1 的电流和接收线圈的电流为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I_{tx1}} \\ \mathbf{I_{rx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{rec}}{\omega^2 M_1^2} \\ -\frac{j}{\omega M_1} \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \qquad \dots (2.20)$$

接收侧整流器前端的电压 $\mathbf{V}_{\mathbf{rec}} = \frac{jR_{rec}}{\omega M_1} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi}$ 。

同电路在正常工作状态的分析相同,系统的两个发射端口的等效阻抗可以 求解为:

$$\begin{cases} R_{eq1} = \frac{\pi^2}{2} Z_1 = \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega^2 M_1^2}{R_{rec}} \\ R_{eq2} = \frac{\pi^2}{2} Z_2 = 0 \end{cases} \dots (2.21)$$

输入直流源观测到的输入阻抗为:

$$R_{in} = R_{eq1} + R_{eq2} = \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega^2 M_1^2}{R_{rec}} = \frac{\pi^4}{16} \frac{\omega^2 M_1^2}{R_L} \qquad \dots (2.22)$$

此时,等效输入阻抗和正常工作状态时的(2.15)相反,等效输入阻抗和负载为反 比关系。这意味着在全负载范围内,等效输入阻抗在负载值等于临界负载时最 小,进而临界负载点时系统的输出功率最大。而当负载为0时,等效输入阻抗为 无穷大,系统输出功率为0。在给定的一组系统参数下,根据上述理论分析,如 图 2.5所示是两条支路的等效直流阻抗和系统输入阻抗随负载变化的趋势。

在这个状态下,电路中只有发射器 TX1 在工作,系统的输出特性和一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 无线充电系统相同,输出电压和输出功率可以推导为:

$$\begin{cases} V_o = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{rec} = \frac{R_{rec}V_{in}}{2\omega M_1} = \frac{4}{\pi^2} \frac{R_L V_{in}}{\omega M_1} \\ P_o = \frac{16}{\pi^4} \frac{V_{in}^2 R_L}{\omega^2 M_1^2} & \dots (2.23) \end{cases}$$



图 2.5 提出的 2TX-1RX 无线充电系统等效阻抗

Figure 2.5 Input resistance of 2TX-1RX wireless power transfer system

从上式可知,在短路保护状态下,系统的输出是与负载无关的恒流输出。

系统在负载为0时输入阻抗为无穷大的特性,意味着该系统天然具有短路保护的功能,并且这个保护机制完全依靠电路本身的特性,不需要额外的控制以及辅助电路即可实现。具体的设计过程将在后续部分给出。从理论分析可知,在短路保护状态的电路波形如图 2.6所示,四个开关的门控信号和正常工作时相同,即两个逆变器的输出电压的相位差仍然为 90°,但是输入电压被钳位在 TX1 上,TX2 上的电压为0,并且接收侧 RX 的整流器前的电压为0。从而,当负载短路时,该系统可以实现天然的短路保护。

在短路保护的状态时,系统的功率分配分别是:

$$\begin{cases} P_1 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_1} \cdot \mathbf{I_{tx1}}^*\} = \frac{16}{\pi^4} \frac{V_{in}^2 R_L}{\omega^2 M_1^2} \\ P_2 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_2} \cdot \mathbf{I_2}^*\} = 0 \end{cases} \dots (2.24)$$

由于 TX2 的线圈电流相位和电压相位反相, TX2 上没有功率流过, 系统仅有 TX1 在传递功率。

综合以上分析,当提出的这个 2TX-1RX 无线充电系统的负载为纯阻性时,为了保证最大的输出能力,需要控制两个发射器的逆变器的输出电压具有 90°的相位差。并且根据负载的大小,电路具有两种工作状态,一种为正常的工作状态,可以实现与负载无关的恒压输出,输出特性和一个 LCC-S 补偿的 1TX-1RX 无线



图 2.6 2TX-1RX 无线充电系统在阻性负载时的短路保护工作波形

Figure 2.6 Typical waveform of 2TX-1RX under protection mode when resistance load

充电系统相同;另一种工作状态为短路保护状态,在这个状态下,可以在负载短路时,将输入电压钳位在一个支路的端口,从而实现对整个系统的保护。

2.2.4 电路状态分析

经过对该系统的理论分析,已经获得了两种负载情况下的模型,在这一节中,通过和仿真所得结果进行比较,更进一步描述在整个负载范围内,系统内各 个电路参数的变化情况。

在确定系统参数的情况下,在 ADS 中进行仿真,当 2TX-1RX 系统在负载变 化时,系统内各个参数的变化情况如图 2.7所示。图 2.7(a) 所示为在不同负载时 的系统功率,与理论分析相同,在负载小于临界负载时,TX1 传递功率;随着负 载逐渐增大 TX1 传递的功率逐渐增大,并在临界负载时,整个系统功率达到其 最大值。当负载增加到大于临界负载时,TX2 开始工作,这个过程是由负载值决 定的,并不受外部信号控制,整个过程中两个逆变器的驱动信号一直存在。随着 负载值越大,整个系统传输的功率也逐渐减小。

图 2.7(b) 所示为系统的输出电流随负载的变化情况,在临界负载之前,系统

的输出电流随负载变化基本保持不变,因此这个阶段系统的输出为与负载无关 的恒流输出。随着负载增加到大于临界负载之后,输出电流和负载的关系呈现反 比的关系。

图 2.7(c) 所示为 TX1 和 TX2 两个端口的电压幅值的变化,在小于临界负载时, $V_1 = V_{in}$ 意味着输入电压钳位在 TX1 上,而 TX2 的端口电压为 0。负载逐渐增大后 V_2 逐渐增大,且两个端口的电压幅值之和为输入直流源的电压。

图 2.7(d) 所示为输出电压随负载的变化情况,小于临界负载时,由于这个阶段系统的输出特性为与负载无关的恒流输出,因此随着负载的增大,输出电压逐渐增大。当负载大于临界负载时,系统的输出电压基本保持不变,输出特性为与负载无关的恒压输出,值得注意的是,输出电压随负载增大仍然会有小幅度增加,因此这个阶段的输出是接近与负载无关的恒压输出。



图 2.7 2TX-1RX 负载变化时的功率分配和输出特性

Figure 2.7 Power disturbution and output characteristic of 2TX-1RX

对 2TX-1RX 系统在纯阻性负载的工作状态,即以上的理论分析总结为表 2.1所示。

表 2.1 2TX-1RX 在纯阻性负载的工作模态

工作状态	短路保护	正常工作
负载范围	$R_L < \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$	$R_L > \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$
输出特性	$\begin{cases} V_{o} = \frac{4}{\pi^{2}} \frac{R_{L} V_{in}}{\omega M_{1}} \\ P_{o} = \frac{16}{\pi^{4}} \frac{V_{in}^{2} R_{L}}{\omega^{2} M_{1}^{2}} \end{cases}$	$\begin{cases} V_o = \frac{M_2}{2L_t} V_{in} \\ P_o = \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} \end{cases}$
功率分配	$\begin{cases} P_1 = \frac{16}{\pi^4} \frac{V_{in}^2 R_L}{\omega^2 M_1^2} \\ P_2 = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} P_1 = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_L} \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} \\ P_2 = (1 - \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t R_L}) \frac{V_{in}^2 M_2^2}{4L_t^2 R_L} \end{cases}$
	TX1 工作, TX2 不工作	TX1, TX2 同时工作

Table 2.1 Modes of 2TX-1RX when load is resistance

2.3 电压源性负载拓扑及模态分析

26

当系统的负载为一个电压源负载时,系统的电路拓扑如图 2.8所示。系统中的谐振元件仍然满足 (2.1) 中的条件。系统中所有参数都基于其基波进行分析并用相量形式表示,则他们的表达式为 (2.25)。

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{\mathbf{tx1}} = j\omega M_1 \mathbf{I}_{\mathbf{rx}} \\ \mathbf{V}_{\mathbf{tx2}} = j\omega M_2 \mathbf{I}_{\mathbf{rx}} \\ \mathbf{V}_{\mathbf{rx}} = j\omega M_1 \mathbf{I}_{\mathbf{tx1}} + j\omega M_2 \mathbf{I}_{\mathbf{tx2}} \end{cases} \dots (2.25)$$

同纯电阻负载时一样,为了保证最大的输出能力,两个发射线圈的电流应保持同相位。因此系统中两个逆变器的输出电压的相位差仍然保持90°,且 $V_1+V_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi}V_{in}$ 。另一方面,由于两个发射器串联连接在输入源两端,因此两个逆变器的输出电流同样相等,即 $I_{tx1} = I_2$ 。假设系统中的整流器为一个全桥整流器,则负载的恒压源 V_o 经过整流器的折算后 $V_{rec} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_o$ 。

根据在 2.2 节对 2TX-1RX 系统在电阻性负载时推导的结论,可知系统将被 分为两个工作状态。但是由于在电阻性负载的讨论中,输出电压的范围仅包括 了小于等于某一电压值的范围,如图 2.7(d)和式 (2.16)所示。因此在负载为电压 源时,可以根据该电压值将系统分为 3 种工作模态。根据系统在电阻性负载的分 析,当负载值小于临界负载,即 $R_L < R_{cri} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_i}$ 时,系统的输出特性为与



图 2.8 电压源性负载时的 2TX-1RX 拓扑图

Figure 2.8 The topology of 2TX-1RX system under voltage source load

负载无关的恒流输出,输出电压随着负载的增加逐渐增大。而当负载值大于临界 负载,即 $R_L > R_{cri} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$ 时,系统的输出特性为与负载无关的恒压输出, 输出电压不随着负载的变化而变化,且这两个输出状态在临界负载点是连续的。 可以看出 $V_o = \frac{M_2}{2L_t} V_{in}$ 是划分系统状态的关键电压值,这个电压为2TX-1RX系统 在电压源性负载时的临界电压 $V_{o,cri}$ 。因此当该系统在电压源性负载时,根据负 载的电压和临界电压 $V_{o,cri} = \frac{M_2}{2L_t} V_{in}$ 的相对关系,可以将系统的工作模态分为3 种,以下将对3种工作模态进行详细分析。

2.3.1 恒流输出模态

当负载电压源 $V_o < V_{o,cri} = \frac{M_2}{2L_t} V_{in}$ 时,系统的工作状态和电阻性负载 $R_L < R_{cri} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$ 时相同。此时系统的输入电压全部加载在发射线圈 TX1 所在的支路上,TX2 所在的支路的电压为 0。系统的状态方程为:

$$\begin{cases} \mathbf{V_1} = j\omega M_1 \mathbf{I_{rx}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_{in}} \\ \mathbf{V_{rec}} = j\omega M_1 \mathbf{I_{tx1}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_o} \end{cases} \qquad \dots (2.26)$$

推导可得 $I_{rx} = \frac{1}{\omega M_1} \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in}$ 。系统的输出特性和一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统相同,结合上述对电阻性负载的分析,在该状态下系统的输出为:

$$\begin{cases} I_o = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{rx} = \frac{V_{in}}{2\omega M_1} \\ P_o = V_o I_o = \frac{V_{in}V_o}{2\omega M_1} \end{cases} \dots (2.27)$$

与电阻性负载的情况相同,在确定系统参数的情况下,在 PSIM 中搭建电压 源性负载情况的仿真,当负载电压小于临界电压时,系统的电路波形如图 2.9所 示,TX1 的端口电压 v₁ 和线圈上的电流 i_{tx1} 均不为 0,而 TX2 的端口电压 v₂ 和 线圈上的电流 i_{tx2} 和理论分析吻合为 0,这意味着只有 TX1 在传递功率,但是 TX1 和 TX2 的逆变器都有驱动信号。且此时接收线圈 RX 上有电流,输出特性 和 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统的输出特性相同,即可以对电压源性负载实现与负 载无关的恒流充电。



图 2.9 负载电压小于临界电压 $V_o < V_{cri}$ 的电路波形



2.3.2 临界电压模态

当负载电压源 $V_o = V_{o,cri} = \frac{M_2}{2L_t} V_{in}$ 时,系统的工作状态和电阻性负载 $R_L \ge R_{cri} = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega M_1 M_2}{L_t}$ 时相同。此时系统中的两个发射线圈 TX1 和 TX2 同时工作,系统的状态方程为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_{1} &= j\omega M_{1} \mathbf{I}_{rx} \\
\mathbf{V}_{2} &= j\omega L_{t} \mathbf{I}_{tx2} \\
j \mathbf{V}_{1} + \mathbf{V}_{2} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V}_{in} \\
j \mathbf{I}_{tx1} &= \mathbf{I}_{2} \\
j\omega M_{2} \mathbf{I}_{rx} + j\omega L_{t} \mathbf{I}_{2} &= 0 \\
\mathbf{V}_{rec} &= j\omega M_{1} \mathbf{I}_{tx1} + j\omega M_{2} \mathbf{I}_{tx2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V}_{0}
\end{aligned}$$
(2.28)

在这个过程中,随着输出负载的电压逐渐接近临界负载电压,TX1 逆变器的端口电压 V₁ 逐渐减小,而TX2 逆变器的端口电压 V₂ 逐渐增大。由于S-S 补偿的输出特性为与负载无关的恒流输出,可以实现对电压源性负载的功率传输,但

是 LCC-S 补偿的输出特性为与负载无关的恒压输出,无法实现对电压源性负载的功率传输。因此,在这个工作模态下,系统的输出电流逐渐减小。值得注意的是,TX2 的开启是由系统输出电压的增加导致的,其驱动信号一直存在。在TX2 上电压 V₂ 逐渐增加的过程中,由于其和 TX1 串联连接在输入直流源上,则 TX1 上的电压 V₁ 将逐渐减小。直到输入直流源的电压全部加载在 TX2 上,系统进入 第三个状态。

当负载电压值在临界负载附近时,系统的电路波形如图 2.10所示,TX1 和 TX2 都参与传递功率,且由于两个逆变器的驱动信号和纯阻性负载时相同,因此 其逆变器端口电压 v₁ 的相位滞后于 v₂ 的相位 90°,从而两个线圈的电流 i_{tx1} 和 i_{tx2} 同相,此时接收线圈上仍有电流,但相比于上一阶段,输出电流逐渐减小。



图 2.10 负载电压接近临界电压 $V_o = V_{cri}$ 的电路波形

Figure 2.10 Waveform of 2TX-1RX umder voltage source load when $V_o = V_{cri}$

2.3.3 输出钳位模态

在第三个状态,由于输入直流源全部加载在 TX2 支路上,该系统仅 TX2 工作,即和一个 LCC-S 补偿的 1TX-1RX 系统相同。然而,由于 LCC-S 补偿的系统 在输出为恒压源时,输入阻抗为无穷大,则输入电压钳位在发射侧的端口,此时 系统输出电流为 0,系统不再向接收侧传递功率。

当负载电压大于临界电压时,电路波形图如图 2.11所示,TX1 的端口电压 v₁ 和线圈电流 *i*_{tx1} 的幅值为 0,而输入电压全部钳位在 TX2 的端口上,但是端口电 流为 0,这意味着两个发射线圈均不向接收侧传递功率,接收线圈的电流也为 0。

综合三种状态的分析,这个临界电压的值将系统分为3种工作状态。根据仿 真结果,随着输出电压源电压值的变化,系统输出电流的变化如图2.12所示。在



图 2.11 负载电压大于临界电压 V_o > V_{cri} 的电路波形

Figure 2.11 Waveform of 2TX-1RX under voltage source load when $V_o > V_{cri}$



图 2.12 2TX-1RX 系统在电压源负载时的输出特性

Figure 2.12 The output characteristic of 2TX-1RX when load is voltage source

负载电压小于临界电压时,系统只有 S 补偿的 TX1 工作,输出特性为与负载无 关的恒流输出,可以实现对电压源性负载的功率传输。当负载电压在临界电压附 近时,系统中的两个发射线圈 TX1 和 TX2 上都有电流,两个线圈都工作,但是 由于电压源负载的特殊性,只有 S 补偿的 TX1 可以对负载进行功率传输,所以 这一状态下的系统输出功率逐渐减小。当负载电压大于临界电压时,输入电压钳 位在 LCC 补偿的 TX2 上,由于系统输出特性的原因,无法对电压源性负载进行 功率传输,在这个状态下,系统没有功率传输。在这三个电路状态的过程中,系 统的输出电流从第一个状态的恒流输出,到第二个状态输出电流随着负载电压 逐渐减小,到第三个状态没有输出电流。

2.4 本章小结

在本章节中,展示了提出的 2TX-1RX 的单输入源的 IPT 系统,针对这个系 统在电阻性负载和理想电压源性负载时的两种负载情况进行分析。根据系统的 状态方程得到仅当两个发射线圈的电流保持同相位时系统的输出能力才可以实 现最大化,从而得出系统的驱动信号的相位关系。在这个基础上,进一步对系统 分析可知,系统的工作状态受到负载变化的影响。针对负载为电阻性的情况,对 其输出特性,功率分配,系统关键波形进行了推导和说明。进一步基于电阻性负 载的结论,对电压源性负载时的系统进行了简单的分析,并对系统在每个工作模 态的波形进行了分析。

第3章 双发射单接收无线电能传输系统的应用与设计

3.1 引言

在第二章中,本文对提出的 2TX-1RX 系统分别在电阻性负载和电压源性负载的工作状态进行了分析。由于系统在电阻性负载下输出特性的分段特性,即在负载值小于临界负载时与负载无关恒流输出,在负载值大于临界负载时与负载无关恒压输出,并且在负载为0时表现的自动保护功能,在这一章节中将通过一个发射线圈采用 DDQ 结构的系统,对所提出的拓扑进一步分析和设计,在考虑实际情况中的很多干扰因素下,给出保证系统工作在最优状态下的设计考量,主要包括最优效率点、实际系统中可能存在的交叉耦合对系统性能的影响以及如何实现 ZVS 以进一步提高系统效率。

3.2 耦合器设计

对于一个无线充电系统,耦合器的优化设计将决定整个系统的工作特性。耦合器的设计对于多线圈耦合的无线充电系统更为重要,多线圈的耦合器通常可以拓展充电区域,实现在接收线圈出现较大偏移的情况下,系统仍然保持稳定的充电特性。因此,耦合器的结构往往可以决定整个系统的表现。



(a) 发射线圈

(b) 接收线圈

图 3.1 2TX-1RX 耦合器设计

Figure 3.1 2TX-1RX coupler setup

为了验证和评估提出的 2TX-1RX 系统的输出特性和效果,一个 DDQ 结构的耦合器被制作来完成对理论的验证,如图 3.1所示为耦合器的实际方案,所有

线圈均采用 0.1mm×250 的 Litz 线绕成。其中发射线圈 TX1 由一根 Litz 线绕制, 左右两部分分别为长 15cm、宽 21cm 的 D 型线圈,两侧的线圈均为 6 匝,且绕 向相反以此实现和发射线圈 TX2 解耦;发射线圈 TX2 和接收线圈 RX 均为长 15cm、宽 21cm、匝数为 9 的 D 型线圈。经过在 500kHz 的频率下对线圈进行测 量,得到线圈的自感值分别为: $L_{tx1} = 31.5\mu$ H、 $L_{tx2} = 27.2\mu$ H、 $L_{rx} = 27.2\mu$ H。









将图 3.1中的发射线圈和接收线圈按照如图 3.2(a) 所示的位置摆放,当 TX2 摆放在 TX1 的正上方时,两个发射线圈 TX1 和 TX2 实现解耦。经过实际测量, 当接收线圈 RX 在 x 方向水平移动,从中心位置 $\Delta x = 0$ cm 偏移到边缘位置 $\Delta x = 7.5$ cm 时,发射线圈 TX1 对接收线圈 RX 的互感值 M_1 ,发射线圈 TX2 对 接收线圈 RX 的互感值 M_2 以及两个发射线圈之间的交叉耦合随着 RX 移动的变 化如图 3.2(b) 所示。可以看出,在中心位置时,即 $M_1 = 0$,接收线圈 RX 和发 射线圈 TX1 解耦,随着向外偏移,二者之间的耦合逐渐增强,而接收线圈和发 射线圈 TX2 的耦合逐渐减小。此外,两个发射线圈始终保持解耦,即 *M*₁₂ = 0。 由于 DDQ 结构的特殊性,耦合器仅在 *x* 轴方向具有较高的抗偏移性,在 *y* 轴并 不具有此特性。因此这里只给出了其在 *x* 轴方向上的互感变化。可以看出,在 *x* 轴的抗偏移性正是由于在接收线圈移动的过程中,其与两个发射线圈的互感值 的变化呈现相反的特性,即一个随着偏移逐渐增大,另一个逐渐减小,从而保证 了整体耦合变化稳定。



(a) 偏移位置 $\Delta x = 0$ cm 时的磁场分布



(b) 偏移位置 $\Delta x = 3.5$ cm 时的磁场分布

图 3.3 接收线圈 RX 沿 x 方向移动的磁场分布 Figure 3.3 The magnetic field when moving RX coil along x

如图 3.3所示为设计的线圈在 MAXWELL 中的磁场仿真结果,图 3.3(a)为接收线圈 RX 在偏移位置 $\Delta x = 0$ cm 时的磁场分布,此时,发射线圈 TX1 和接收线圈 RX 解耦,但发射线圈 TX2 和接收线圈 RX 的耦合最强;图 3.3(b)所示为接收线圈 RX 在偏移位置 $\Delta x = 3.5$ cm 时的磁场分布,此时发射线圈 TX1 和 TX2 均和接收线圈 RX 有耦合,但两个发射线圈仍然保持解耦。

 Table 3.1
 Ststem parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
L_{tx1}	31.5µH	r_{tx1}	0.30Ω	C_{tx1}	3.21nF
L_{tx2}	27.2µH	r_{tx2}	0.25Ω	C_{tx2}	5.19nF
L_t	7.7µH	r_t	0.08Ω	C_t	13.16nF
L_{rx}	27.2µH	r_{rx}	0.24Ω	C_{rx}	3.72nF

针对图 3.1所设计的线圈,表 3.1给出了在 500kHz 下的参数值,包括线圈对 应的自感值 L_{tx1} , L_{tx2} , L_{rx} ,线圈的等效串联电阻 (Equivalent Series Resistances,

ESRs) 分别是 r_{tx1} , r_{tx2} , r_{rx} , 以及补偿电感的自感 L_t 和等效串联电阻 r_t , 在谐振频率下的补偿电容 C_{tx1} , C_{tx2} , C_t , C_{rx} 的值。

3.3 效率特性

由于在第二章的分析是基于理想的情况下,即忽略线圈上的损耗进行分析的。在这一部分为了分析系统的效率特性,需要将线圈的等效串联电阻考虑在内进行分析,并且在这一个部分将给出所使用的 DDQ 这种结构带来的效率增强的优势。考虑每个线圈对应的等效串联电阻后,系统的电路方程可以写为:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{1} = j\omega M_{1}\mathbf{I}_{\mathbf{rx}} + r_{tx1}\mathbf{I}_{\mathbf{tx1}} \\ \mathbf{V}_{2} = j\omega L_{t}\mathbf{I}_{\mathbf{tx2}} + r_{t}\mathbf{I}_{2} \\ 0 = j\omega M_{2}\mathbf{I}_{\mathbf{rx}} + r_{tx2}\mathbf{I}_{\mathbf{tx2}} + j\omega L_{t}\mathbf{I}_{2} \\ \mathbf{V}_{\mathbf{rec}} = -\mathbf{I}_{\mathbf{rx}}R_{rec} \\ \mathbf{V}_{\mathbf{rec}} = j\omega M_{1}\mathbf{I}_{\mathbf{tx1}} + j\omega M_{2}\mathbf{I}_{\mathbf{tx2}} + \mathbf{I}_{\mathbf{rx}}r_{rx} \end{cases}$$
(3.1)

类似于第二章的推导,系统中的关键电压和电流可以得到为:

$$\begin{cases} \mathbf{V_{1}} = \frac{r_{tx1}r_{tx2}(R_{rec} + r_{rx}) + \omega^{2} \left(M_{2}^{2}r_{tx1} + M_{1}^{2}r_{tx2} + \omega L_{t}M_{1}M_{2}\right)}{a + (R_{rec} + r_{rx})b} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \\ \mathbf{V_{2}} = j \frac{\omega^{2}M_{2}(M_{2}r_{t} - \omega L_{t}M_{1}) + (R_{rec} + r_{rx})\left(r_{t}r_{tx2} + \omega^{2}L_{t}^{2}\right)}{a + (R_{rec} + r_{rx})b} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \\ \mathbf{V_{rec}} = j \frac{R_{rec}\left(\omega M_{1}r_{tx2} + \omega^{2}L_{t}M_{2}\right)}{a + (R_{rec} + r_{rx})b} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \\ \mathbf{I_{rx}} = -j \frac{\omega M_{1}r_{tx2} + \omega^{2}L_{t}M_{2}}{a + (R_{rec} + r_{rx})b} \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \end{cases}$$
(3.2)

式中:

$$\begin{cases} a = \omega^2 M_2^2 (r_{tx1} + r_t) + \omega^2 M_1^2 r_{tx2} \\ b = \omega^2 L_t^2 + r_{tx2} (r_{tx1} + r_t) \end{cases} \dots (3.3)$$

因此系统的输入功率和输出功率可以推导为:

$$\begin{cases} P_{in} = P_1 + P_2 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_1} \cdot \mathbf{I_{tx1}^*}\} + \operatorname{Re}\{\mathbf{V_2} \cdot \mathbf{I_2^*}\} = \frac{r_{tx2}(R_{rec} + r_{rx}) + \omega^2 M_2^2}{a + (R_{rec} + r_{rx})b} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} \\ P_o = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_{rec}} \cdot (-\mathbf{I_{rx}})^*\} = \frac{R_{rec} \left(\omega M_1 r_{tx2} + \omega^2 L_t M_2\right)^2}{\left(a + (R_{rec} + r_{rx})b\right)^2} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} & \dots (3.4) \end{cases}$$

系统的效率可推导为:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{R_{rec}c^2}{(r_{tx2}(R_{rec} + r_{rx}) + \omega^2 M_2^2) \left(a + (R_{rec} + r_{rx})b\right)} \qquad \dots (3.5)$$

式中 $c = \omega M_1 r_{tx2} + \omega^2 L_t M_2$ 。

和一个 1TX-1RX 无线充电系统类似,效率是关于耦合和负载的函数。通过 求解 $d\eta/dR_{rec} = 0$ 可以求得系统的最优负载为:

$$R_{rec,opt} = \sqrt{\frac{\left(r_{rx}r_{tx2} + \omega^2 M_2^2\right)\left(a + r_{rx}b\right)}{r_{tx2}b}} \qquad \dots (3.6)$$

在最优负载的时候,整个系统的效率达到最大。因此,无论是从功率还是效率的 角度,提出的这个 2TX-1RX 无线充电系统都保持了和 1TX-1RX 系统相同的特 性,这将很大程度简化设计和控制的过程。对于 1TX-1RX 系统的许多成熟的技 术都可以应用在这个系统中。

本文中提出的 2TX-1RX 无线充电系统能够充分利用如图 3.1设计的耦合器 的优势,在设计的耦合器中,蓝色的发射线圈 TX1 能够补偿在边缘位置时,绿色 的发射线圈 TX2 的弱耦合问题,DDQ 耦合器的这种优势在之前的工作中已经被 充分研究。从整个系统的效率角度看,当偏移距离较小时,TX1 没有必要工作。同时,在第二章的理论分析中,已经证明 TX1 的加入将能够为系统提供额外的 短路保护功能,这个功能需要发射器 TX1 和接收器 RX 的耦合才可以实现,即 意味着在中心位置 $\Delta x = 0$ cm 系统将丧失短路保护功能。

在式 (3.5) 中,如果令 TX1 相关的参数为 0,即 *M*₁ = 0, *r*_{tx1} = 0,即关闭 TX1, 仅打开 TX2 工作,系统将转换为一个 LCC-S 的补偿的 1TX-1RX 系统,称 为 TX2 系统,此时求解到的效率表达式即是 TX2 系统的效率,并且其表达式为:

$$\eta_0 = \frac{R_{rec}c_0^2}{(r_{tx2}(R_{rec} + r_{rx}) + \omega^2 M_2^2) \left(a_0 + (R_{rec} + r_{rx})b_0\right)} \qquad \dots (3.7)$$

式中 $a_0 = \omega^2 M_2^2 r_t$, $b_0 = \omega^2 L_t^2 + r_{tx2} r_t$, $c_0 = \omega^2 L_t M_2$ 。

将 TX1 和 TX2 同时工作时称为 2TX 系统。对于谐振部分, TX1 和 TX2 同时 工作的效率 (η) 和仅 TX2 工作的效率 (η_0) 都是和耦合或者位置相关的。如图 3.4展 示了在系统级仿真下,考虑逆变器和整流器以及谐振元件的损耗,在相同输出功 率等级下对两个系统的峰值效率进行比较,这意味着最优负载点可以优化耦合 和谐振部分的效率。图中 η_{2tx} 表示 2TX 系统的效率,即 η 的仿真曲线, η_{tx2} 表示 只有 TX2 工作的效率,即 η_0 的仿真曲线。

在图 3.4中,当偏移较大,即在偏移位置在大于 4.5cm 时, η_{2tx} 大于 η_{tx2} 。而 在偏移位置小于 4.5cm 时, η_{tx2} 大于 η_{2tx} 。因此可以通过控制 TX1 的开通和关断,



图 3.4 2TX 和 TX2 在仿真中的整体效率比较曲线

Figure 3.4 Overrall system efficiency comparison in the simulation between 2TX and TX2

使系统始终保持高效率,即黑色部分。值得注意的是,在偏移位置为 1.5cm 时, η_{2tx} 会有一个跌落的区间,这是因为 M_1 的增加不足以补偿 M_2 的减小造成整个 发射侧对接收侧的耦合减弱导致的。

3.4 交叉耦合对系统的影响

基于表 3.1的耦合器参数,当两个发射线圈没有交叉耦合, $V_{in} = 80V$ 时,可 以通过仿真得到接收侧 RX 偏移位置 $\Delta x = 3.5$ cm 时的功率分配,结果如图 3.5所 示。图中的仿真结果与式 (2.17) 和式 (2.24) 的分析相吻合。在负载 R_L 小于临界 负载 $R_{cri}(=20\Omega)$ 时,系统工作在短路保护状态,流过 TX2 的功率 P_2 一直为 0, 所有的功率流过 TX1,即 $P_{in} = P_1$,此时系统的输出为与负载无关的恒流输出; 而当负载 R_L 大于临界负载 $R_{cri}(=20\Omega)$ 时,系统工作在正常状态,TX1 和 TX2 都有功率流过,即 $P_{in} = P_1 + P_2$,此时系统的输出为与负载无关的恒压输出。并 且,在临界负载时,系统传输的功率达到最大值。

在实际中,对于如图 3.1 所示的 DDQ 耦合器,需要将发射线圈 TX2 完全正 对放置在发射线圈 TX1 上才可以完全消除发射线圈之间的交叉耦合。如果 TX2 和 TX1 的交叠不是理想的情况,两个发射线圈之间会存在一定的交叉耦合,这 会影响系统的功率传输以及功率分配,但是由于在交叉耦合存在时,系统的模型 将会变得非常复杂,求解过程也会十分困难,因此在接下来的部分将通过基于 表 3.1 的参数下的仿真来判断交叉耦合对系统表现的影响。



图 3.5 $V_{in} = 80$ V, $\Delta x = 3.5$ cm 时 2TX-1RX 的功率分配 Figure 3.5 Power distribution of 2TX-1RX when $V_{in} = 80$ V, $\Delta x = 3.5$ cm

 $k_{12}(=M_{12}/\sqrt{L_{tx1}L_{tx2}})$ 为发射线圈 TX1 和发射线圈 TX2 的交叉耦合的耦合 系数。如图 3.6所示为在不同的交叉耦合下,系统传输的功率 P_{in} 以及功率分配 P_1 、 P_2 随负载变化的曲线,在每个子图中,对比了在没有交叉耦合 $(k_{12} = 0)$,交 叉耦合较小 $(k_{12} = 0.01)$ 和交叉耦合较大 $(k_{12} = 0.05)$ 时的情况。结果显示,在交 叉耦合较小时 $(k_{12} = 0.01)$,相比于没有交叉耦合的情况时,系统总的传输功率 和功率分配在轻载和重载时变化较小。在临界负载时功率变化比较明显。随着两 个发射线圈之间交叉耦合逐渐增大,相比于没有交叉耦合的情况,系统在轻载和 重载时的功率有一定程度的增加,在临界负载点的功率有一定程度的减小。综合 来讲,较小的交叉耦合对系统总的传输功率和功率分配的影响很小,因此,在两 个发射线圈的相对位置偏移很小时,很小的交叉耦合对系统的影响可以忽略。

3.5 利用辅助支路实现 ZVS

根据式 (3.5) 和式 (3.6) 的分析,当负载在最优负载 *R_{opt}* 时可以实现耦合器 的最优效率。为了实现整个系统的高效率,需要逆变器,耦合线圈,整流器都工 作在最优情况下。为了达到逆变器的最优效率,通常需要 ZVS 降低在开关管上 的损耗。逆变器要实现 ZVS 往往需要其输出阻抗呈现感性,在这个系统中可以 通过调节谐振电容的容值使谐振腔的等效阻抗呈现一定的感性,并调节开关信





Figure 3.6 The effect of cross coupling to system power

号的死区时间对开关管的寄生电容进行放电。但是在这个系统中,虽然 TX1 和 TX2 通过 DDQ 的结构实现了解耦,但是 TX1 仍然可以通过 RX 感应到 TX2 上, 对 TX2 的等效阻抗产生影响。因此,仅通过调节谐振电容使逆变器的输出阻抗 呈现感性来实现 ZVS 很困难。



图 3.7 实现 ZVS 的辅助电路

Figure 3.7 Auxiliary circuit to achieve ZVS

本文采用了一种在逆变器的输出端口增加辅助支路使其呈现感性的方法。 具体的实现方法为将 TX1 和 TX2 在谐振频率下调节为完全谐振状态,则此时逆 变器的输出端口呈现纯阻性。在此之后,将如图 3.7所示的辅助支路并联在谐振 腔两端,其中 *L*_{ZVS1} 和 *L*_{ZVS2} 分别用来实现两个逆变器的 ZVS,通过合理设置 *L*_{ZVS} 的值实现 ZVS。如表 3.2所示为辅助支路的参数,测量频率为系统工作频率 500kHz。

如图 3.8为增加辅助支路实现 ZVS 的等效电路在一个周期的工作状态。在阶段 1 和阶段 3 的死区时间内,所有开关关闭,根据上一阶段的开关导通情况,结 电容充电或放电。如果死区时间之前开关导通,则在死区时间内结电容充电,否 则结电容放电。辅助支路的电感提供对其的充电电流或放电电流。

表 3.2 ZVS 辅助支路参数

 Table 3.2
 Parameters of auxiliary circuit

参数 数値 参数 数値 *C*_{ZVS1} 1µF *L*_{ZVS1} 6.2µH *C*_{ZVS2} 1µF *L*_{ZVS2} 5.4µH



图 3.8 一个周期内的稳态等效电路

Figure 3.8 Steady-state equivalent circuits in a period

3.6 本章小结

在这一章节中,首先设计了一个发射线圈为DDQ结构,接收线圈为D形结构的耦合器,并在接收线圈沿 x 轴从中心位置偏移到边缘位置时,测量了两个发射线圈分别和接收线圈的互感值。基于设计的耦合器参数,在仅考虑线圈上的等效串联电阻时对第二章提出的 2TX-1RX 系统进行了效率分析,根据推导得到的最优负载表达式,可以通过调节负载值追踪该耦合器的最优效率点。另外,基于仿真对系统中可能存在的交叉耦合进行了分析,以此判断在两个发射线圈放置不是完全对齐的情况下,系统的整体功率传输和功率分配受到的影响。最后,由

于系统的特殊性,针对系统中的逆变器难以实现 ZVS 的情况,通过采用辅助支路实现 ZVS。

第4章 双发射单接收无线电能传输系统的对偶系统

4.1 引言

在第二章中讨论了提出的 2TX-1RX 系统的输出特性,经过分析发现所提出的 IPT 系统输出和负载变化紧密相连,可以根据负载的变化实现 CC 和 CV 两种输出。根据对称性,这个系统可以转换为一个 1TX-2RX 系统。为了探究两个系统是否具有相似的特点,输出是否同样具有 CC 和 CV 两种模态。因此,在这一章节将对一个级联整流桥驱动非对称补偿的 1TX-2RX IPT 系统进行分析,分析方法同第二章相同,通过列些电路方程求解系统中支路的电压电流信息,从而获得其工作模态。并且在这一章节最后,将根据该系统的输出特性,给出其在电池充电应用中的简单设计方法。与针对 2TX-1RX 系统一样,对其对偶系统也将从电阻性和电压源性两种负载情况进行分析和讨论。

4.2 电阻性负载拓扑及模态分析

在这一小节中,针对对偶系统,1TX-2RX 系统,给出了其具体的电路结构, 并在电阻性负载时对此系统进行与第二章中相同的分析。主要内容包括:电路的 结构以及其工作条件分析、在两种工作模态的输出特性和功率分配特性、关键波 形分析,并在最后总结系统在各个模态的工作状态。

4.2.1 电路结构及工作条件

如图 4.1所示是级联整流桥驱动非对称补偿的 1TX-2RX IPT 系统拓扑图,同 第二章中的 2TX-1RX 系统相反,两个接收线圈采用不同的补偿网络,分别为 S 补偿和 LCC 补偿,串联在接收侧整流器前,两个整流器均采用半桥整流。RX1, RX2 和 TX 分别表示接收器 1,接收器 2 和发射器。*M*₁、*M*₂分别为发射侧线圈 和接收侧两个线圈的互感,在针对该系统的分析中仍然忽略两个接收侧线圈之 间的交叉耦合。系统中的谐振元件满足式 (4.1)的谐振条件:

$$\begin{cases} \omega L_{rx1} - \frac{1}{\omega C_{rx1}} = \omega L_{tx} - \frac{1}{\omega C_{tx}} = \omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} = 0 \\ \omega L_{rx2} - \frac{1}{\omega C_{rx2}} - \omega L_t = 0 \end{cases} \dots (4.1)$$



图 4.1 1TX-2RX 无线充电系统

Figure 4.1 A novel 1TX-2RX wireless power transfer system

式中 L_{tx} 、 L_{rx1} 、 L_{rx2} 分别为发射线圈和两个接收线圈的自感, C_{tx} 、 C_{rx1} 、 C_{rx2} 分别为对应的补偿电容, L_t 和 C_t 为 LCC 补偿支路的补偿电感和电容, ω 为系统角频率。

对于一个半桥整流器,整流器前的阻抗 R_{rec} 和整流器后的负载 R_L 的转换 关系为:

$$R_{rec} = 2R_L/\pi^2 \qquad \dots (4.2)$$

对图 4.1中的 1TX-2RX 系统基于基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,可列 写出电路方程为:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_{in}} = j\omega M_1 \mathbf{I_{rx1}} + j\omega M_2 \mathbf{I_{rx2}}\\ 0 = j\omega L_t \mathbf{I_{rx2}} + j\omega M_2 \mathbf{I_{tx}} - \frac{1}{j\omega C_t} (\mathbf{I_2} - \mathbf{I_{rx2}}) & \dots (4.3)\\ R_{rec} = \frac{-j\omega M_1 \mathbf{I_{tx}}}{\mathbf{I_{rx1}}} + \frac{-j\omega L_t \mathbf{I_{rx2}}}{\mathbf{I_2}} \end{cases}$$

式中 V_{in} 为输入直流电压,为了便于对电路分析,这里采用相量形式, I_{rx1} 、 I_{rx1} 、 I_{tx} 、 I_2 分别为两个接收线圈、发射线圈以及LCC支路中补偿电感上流过的电流。 由于两个接收器串联连接在输出负载两端,所以两个半桥整流器前端的电流幅 值大小相等,即 $I_{rx1} = I_2$ 。不同于在2TX-1RX系统中,两个非对称补偿网络连 接在逆变器上进行驱动,其端口的电压可以通过逆变器驱动信号的移相角度进 行控制,在该系统中,两个非对称补偿网络的端口所连接的为被动整流器,因 此其端口的电压 V₁和 V₂以及电流 I_{rx1}和 I₂的相位关系由系统本身决定。由于 两个接收线圈共享发射侧,因此两个接收线圈上的电流同相位,这也意味着和 2TX-1RX 系统需要控制逆变器的驱动信号才能实现两个线圈电流同相位从而实 现最大功率传输不同,1TX-2RX 不需要通过控制驱动信号即可实现最大的功率 传输能力,结合 LCC 补偿网络中线圈电流和其端口电流的相位关系,不难得到 两个接收器的端口电流的关系为:

$$\mathbf{I}_{\mathbf{rx1}} = j\mathbf{I}_2 \qquad \dots (4.4)$$

将式 (4.4) 代入式 (4.3) 化简可以得到系统的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} j\omega M_1 & j\omega M_2 & 0 \\ \omega L_t & 0 & j\omega M_2 \\ R_{rec} & -\omega L_t & j\omega M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I_{rx1}} \\ \mathbf{I_{rx2}} \\ \mathbf{I_{tx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}\mathbf{V_{in}}}{\pi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \dots (4.5)$$

求解可得发射线圈和接收线圈的电流分别为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I_{rx1}} \\ \mathbf{I_{rx2}} \\ \mathbf{I_{tx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{jL_t}{M_2 R_{rec}} \\ -\frac{j(M_2 R_{rec} - \omega L_t M_1)}{\omega M_2^2 R_{rec}} \\ \frac{L_t^2}{M_2^2 R_{rec}} \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2} \mathbf{V_{in}}}{\pi} \qquad \dots (4.6)$$

由上式可知,RX1的接收线圈上的电流 I_{rx1} 的符号是确定的,但是RX2的接收 线圈上的电流 I_{rx2} 的符号是未知的,这取决于 $M_2R_{rec} - \omega L_t M_1$ 的正负。因此, 线圈RX2上的电流相位是受系统参数影响的,包括耦合和负载。同2TX-1RX 系 统一样,该系统也存在一个临界阻抗会使两个接收线圈的电流不同相位。在这个 系统中,通过求解 $I_{rx2} = 0$ 可知临界负载 $R_{cri} = \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega M_1 L_t}{M_2}$ 。由于负载的变化将会 导致两个接收线圈的电流同相位或反相位,意味着系统本身并不能够完全实现 功率传输最大化,负载也将影响两个线圈感应到的磁场为相互叠加或相互抵消, 在这一点上,该系统和2TX-1RX 系统一致。因此,负载的变化将会导致输出状 态完全不相同,以下将对两种工作模态详细分析。

4.2.2 正常工作模态

根据以上分析,当负载值大于临界负载时,两个接收线圈的电流同相位。此 时系统接收侧感应到的磁场相互叠加,功率传输能力最大。定义在这个时候系统

工作在正常状态下,此时两个接收侧补偿网络的输出电压,即整流器前端的电压 V₁和 V₂以及逆变器的输出端口的电压 V_{sw}的表达式为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1} \\ \mathbf{V}_{2} \\ \mathbf{V}_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j\omega M_{1} \\ 0 & j\omega L_{t} & 0 \\ j\omega M_{1} & j\omega M_{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rx1} \\ \mathbf{I}_{rx2} \\ \mathbf{I}_{tx} \end{bmatrix} \qquad \dots (4.7)$$

将式 (4.6) 代入式 (4.7) 可得:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V_1} \\ \mathbf{V_2} \\ \mathbf{V_{sw}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\frac{j\omega L_t^2 M_1}{M_2^2 R_{rec}}}{\frac{L_t (M_2 R_{rec} - \omega L_t M_1)}{M_2^2 R_{rec}}} \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2} \mathbf{V_{in}}}{\pi} \qquad \dots (4.8)$$

根据式 (4.8) 和式 (4.6) 可计算出两个接收器端口的等效阻抗为:

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega L_t M_1}{M_2} \\ R_{rec} - \frac{\omega L_t M_1}{M_2} \end{bmatrix} \dots (4.9)$$

由上式可知,在S和LCC两个非对称补偿网络下,两个端口所呈现特性仍然为 阻性,并且根据系统本身参数L_t以及耦合参数M₁、M₂将负载分配在两个端口。 因此可以推断,在线圈偏移位置变化的过程中,两个端口所呈现的等效负载也将 动态变化。

同样地,根据两个端口的电压 V₁、V₂ 以及整流器对电压的折算关系,可以 求解到输出电压和系统的功率分别为:

$$\begin{cases} V_o = \frac{L_t}{M_2} V_{in} \\ P_o = \frac{L_t^2}{M_2^2 R_L} V_{in}^2 \\ \end{cases} \dots (4.10)$$

由上式可以看出,在这个工作模态下,系统的输出为与负载无关的恒压输出,并 且系统的电压增益仅和两个参数 *L_t* 以及 *M*₂ 相关。值得注意的是,这个增益表 达式和一个 S-LCC 补偿的 1TX-1RX 系统增益相同,很明显,这也和 2TX-1RX 系统的特性呈现出对偶关系。虽然系统增益同 1TX-1RX 系统相同,并不意味着 在系统中只有 LCC 支路在传输能量,根据上面的推导,两个接收线圈均有电流。 根据式 (4.4),式 (4.6) 和式 (4.8) 可进一步得到接收侧的的功率分配为:

$$\begin{cases} P_1 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_1} \cdot \mathbf{I_{rx1}}^*\} = \frac{\omega M_1 L_t^3}{M_2^3 R_{rec}^2} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} \\ P_2 = \operatorname{Re}\{\mathbf{V_2} \cdot \mathbf{I_2}^*\} = \frac{L_t^2 (M_2 R_{rec} - \omega M_1 L_t)}{M_2^3 R_{rec}^2} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} & \dots (4.11) \end{cases}$$

式中 *P*₁、*P*₂ 分别表示两个接收器流通的功率。虽然该表达式十分复杂,但是仍 然可以看出,系统中两个接收器所接收的功率受到各个参数的影响,包括:LCC 支路中的补偿电感 *L*_t、互感 *M*₁ 和 *M*₂、负载以及系统的工作频率。因此在设计 系统时,这些参数直接决定系统功率传输。

4.2.3 短路保护模态

而当负载值小于临界负载时, RX2的接收线圈的电流 I_{rx2}相位反转, 两个接收线圈的电流不同相位。但由于从发射线圈耦合到接收侧的磁场极性未发生改变, 即感应电压极性未发生变化。因此, 为了保证系统仍然能够正常工作, RX2的接收线圈的电流 I_{rx2}降为0, 根据 LCC 补偿网络中线圈电流和端口电压的关系, 其端口电压 V₂也将变为0。此时, 系统中 RX2未参与系统工作, 因此在这个模态下的电路方程列写为:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_{in}} = j\omega M_1 \mathbf{I_{rx1}}\\ R_{rec} = \frac{-j\omega M_1 \mathbf{I_{tx}}}{\mathbf{I_{rx1}}} & \dots (4.12) \end{cases}$$

写为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} j\omega M_1 & 0 \\ R_{rec} & j\omega M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I_{rx1}} \\ \mathbf{I_{tx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \dots (4.13)$$

求解矩阵得到发射线圈和 RX1 的接收线圈上的电流分别为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I_{rx1}} \\ \mathbf{I_{tx}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{\omega M_1} \\ \frac{R_{rec}}{\omega^2 M_1^2} \end{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V_{in}} \qquad \dots (4.14)$$

进一步求解得系统的输出电压和功率分别为:

$$\begin{cases} V_o = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_{rec} = \frac{2}{\pi^2} \frac{R_L V_{in}}{\omega M_1} \\ P_o = \frac{4}{\pi^4} \frac{V_{in}^2 R_L}{\omega^2 M_1^2} & \dots (4.15) \end{cases}$$

由上式可以看出,当负载小于临界负载时,系统的输出特性为与负载无关的恒流 输出,且此时的系统增益仅和互感 *M*₁、频率相关。在这个负载范围内,随着负 载越大,系统输出电压越大,输出功率越大。并且两个接收器端口的等效阻抗可 以求解为:

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rec} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \dots (4.16)$$

这意味着负载全部集中在 S 补偿的支路,系统完全转化为一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统。由于 S-S 补偿系统自身的特性,在负载短路时,逆变器输出端口的等 效阻抗为无穷大,因此输入电压将被钳位,从而整个系统的输出功率降为 0,这 也可以从推导得到的系统输出电压和功率表达式看出。因此,同 2TX-1RX 系统 在负载短路时的情况相同,该系统在这个模态下也可以实现负载短路时的保护 功能。所以定义这个负载范围时的系统工作状态为短路保护模态。



(b) 端口电压

图 4.2 在不同负载下 1TX-2RX 系统的功率分配和端口电压



以第三章中设计的耦合器为该系统的参数基础,将 DDQ 组成的线圈分别作为接收线圈,将 D 形线圈作为发射线圈,构建本章节中的 1TX-2RX 系统。当偏移位置为 3.5cm 时,在 ADS 中进行仿真分析,以下给出了系统随负载变化的输出特性。如图 4.2(a)所示为这个 1TX-2RX 系统在负载变化时系统的功率分配。其中 *P*₁ 为接收器 RX1 接收到的功率,*P*₂ 为接收器 RX2 接收到的功率。可以看出,在负载小于临界负载时,RX2 上几乎没有功率流通,功率全部从 RX1 流过。在临界负载时,系统功率达到最大值,当负载大于临界负载时,RX1 上的功率逐渐

减小而 RX2 上逐渐开始接收功率,这一功率分布特性和上述理论分析吻合,并 且和第二章的 2TX-1RX 系统的分配趋势相同,不同之处在于临界负载的值等系 统参数不同。图 4.2(b) 所示为在负载变化时两个接收器的端口电压 V₁ 和 V₂ 的变 化情况。在负载小于临界负载时,RX2 的端口电压为 0,整个输出电压和 RX1 的端口电压的幅值相等。当负载逐渐增加并大于临界负载时,和上述分析一样, RX1 和 RX2 的输出端口都有电压,且两个端口的电压幅值之和和输出电压相等, 并且输出电压不随负载值变化,输出特性为与负载无关的恒压输出。从图中可以 看出,虽然该系统的功率分配以及输出特性和 2TX-1RX 系统趋势相同,但在相 同偏移情况下,系统的临界负载不同,且该 1TX-2RX 系统的输出电压更接近于 与负载无关的恒压输出,输出更稳定。

4.2.4 电路状态分析

为了更直观的理解系统在各个模态下的工作情况,在这一小节中结合系统 在不同负载情况下的典型工作波形,通过仿真结果对系统的电路状态进行详细 分析。

如图 4.3(a) 为系统在负载短路时的波形, 逆变器输出端口电压 v_{sw} 的幅值等 于输入直流源电压, 输入电压钳位在发射线圈上, 由于此时系统的工作状态和 S-S 补偿的系统相同, 因此逆变器的输出电流 i_{sw} 为 0, 意味着系统没有功率传 输到接收侧。接收线圈 RX1 上有电流流过, 同时两个接收线圈的端口电压都为 0, 因此输出电压为 0。和理论分析的相匹配, 在负载为 0 时, 该系统可以实现 和 2TX-1RX 系统相同的短路保护的功能, 这一功能的实现就是依靠系统可以根 据负载变化, 天然导致接收器 RX2 停止工作, 进而将系统转换为一个 S-S 补偿 的 1TX-1RX 系统。

而当负载小于临界负载且阻值不为0时,系统的典型工作波形如图 4.3(b)所示,可以看出在这个负载状态下,系统仍然只有 RX1 有电流流过,且 RX1 的端口电压幅值不为0,而 RX2 的端口电压和电流仍然为0。逆变器的输出电压和电流均不为0,此时同理论推导的匹配,系统的输出特性和一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统相同,输出为与负载无关的恒流输出。

如果负载值逐渐增大到大于临界负载时,图 4.3(c)给出了典型的工作波形, 此时 RX1 的端口电压 v₁的相位超前 RX2 的端口电压 v₂的相位 90°,这和式 (4.8)

的分析结果相匹配,不同于 2TX-1RX 系统中两个逆变器端口的电压相位是由驱动信号决定的,此时的电压相位差是由于补偿网络决定的,该过程是一个被动的过程,且该电压相位差永远保持如此的相位关系。此外,图中两个接收线圈的电流保持同相位也确保了传输功率最大化,在经过整流器后,输出电压的幅值为两个 v₁、v₂ 幅值之和。虽然此时两个补偿网络所驱动的接收器都在传输能量,但是此时系统的输出特性和一个 S-LCC 补偿的 1TX-1RX 系统相同,这一结论在理论推导已经证明。







Figure 4.3 Waveforms of 1TX-2RX when load is resistance

对该 1TX-2RX 系统在各个模态下的工作特性总结如表 4.1所示。

4.3 电压源性负载拓扑及模态分析

在以上部分分析了该系统在电阻性负载时的工作模态,并且可以看出和 2TX-1RX 的输出特性极为相似。是否在电压源性负载时仍然具有如此的对偶性,

表 4.1 1TX-2RX 在纯阻性负载的工作模态

工作状态	短路保护	正常工作	
负载范围	$R_L < \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega M_1 L_t}{M_2}$	$R_L > \frac{\pi^2}{2} \frac{\omega M_1 L_t}{M_2}$	
输出特性	$\begin{cases} V_o = \frac{2}{\pi^2} \frac{R_L V_{in}}{\omega M_1} \\ P_o = \frac{4}{\pi^4} \frac{V_{in}^2 R_L}{\omega^2 M_1^2} \end{cases}$	$\begin{cases} V_o = \frac{L_t}{M_2} V_{in} \\ P_o = \frac{L_t^2}{M_2^2 R_L} V_{in}^2 \end{cases}$	
	CC	CV	
功率分配	$\begin{cases} P_1 = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{in}^2 R_{rec}}{\omega^2 M_1^2} \\ P_2 = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} P_1 = \frac{\omega M_1 L_t^3}{M_2^3 R_{rec}^2} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} \\ P_2 = \frac{L_t^2 (M_2 R_{rec} - \omega M_1 L_t)}{M_2^3 R_{rec}^2} \frac{2V_{in}^2}{\pi^2} \end{cases}$	
	RX1 工作, RX2 不工作	RX1, RX2 同时工作	

 Table 4.1
 Modes of 1TX-2RX when load is resistance

在这一小节,将对该 1TX-2RX 系统在电压源性负载进行简要分析。如图 4.4所示为 1TX-2RX 在负载为电压源性负载时的电路拓扑。在发射侧采用 S 补偿,接收侧的两个线圈分别采用 S 和 LCC 补偿,通过串联的方式连接在输出负载的电压源上。图中的谐振元件仍然满足式 (4.1)中的谐振条件。在该系统中,发射侧和接收侧的感应电压分别为:

$$\begin{cases} \mathbf{V_{tx}} = j\omega M_1 \mathbf{I_{rx1}} + j\omega M_2 \mathbf{I_{tx2}} \\ \mathbf{V_{rx1}} = j\omega M_1 \mathbf{I_{tx}} \\ \mathbf{V_{rx2}} = j\omega M_2 \mathbf{I_{tx}} \end{cases} \dots (4.17)$$

类似于第二章中对 2TX-1RX 系统在电压源负载的分析过程,结合上述中对 1TX-2RX 系统在电阻性负载时的分析结果,可以确定在电压源性负载时,系统也分为 三个工作模态。由于 S-S 补偿的输出特性是与负载无关的恒流源,而 S-LCC 补偿 的输出特性是与负载无关的恒压源,因此只有 S 补偿的 RX1 可以实现对电压源 负载的功率传输。因此决定系统工作模态的临界电压可以得到如式 (4.18) 所示。

$$V_{o,cri} = \frac{L_t}{M_2} V_{in} \qquad \dots (4.18)$$

将输出电压源等效为电阻结合上述在负载为电阻时的分析结果,在电压源性负载时,系统的三种模态分别进行如下分析。



图 4.4 负载为电压源性负载的 1TX-2RX 系统

Figure 4.4 1TX-2RX when load is voltage source

4.3.1 恒流输出模态

当负载的电压源的电压小于临界电压时,系统的工作状态和电阻性负载时 负载值小于临界负载时相同。系统的两个接收线圈只有 S 补偿的线圈 RX1 工作, 此时该系统的输出特性和一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统相同,输出为与负载无 关的恒流输出,且输出电流为:

$$I_o = \frac{V_{in}}{2\omega M_1} \qquad \dots (4.19)$$

4.3.2 临界电压模态

当负载电压在临界负载电压附近时,系统中 LCC 补偿的线圈 RX2 开启,两 个接收线圈 RX1 和 RX2 同时工作,在这个过程中两个接收器的输出端口串联在 输出负载两端,则 V₁+V₂ = V_o,随着 RX1 上的电压 V₁ 逐渐减小,RX2 上的电压 V₂ 逐渐增大。但是由于在负载为电压源性时,只有 S 补偿的 RX1 所在的支路可 以实现对负载的功率传输。因此,在这个工作模态下,虽然两个接收线圈都在工 作,但是只有 RX1 在传输功率,系统的输出功率相比于恒流输出模态更小。随 着输出负载的电压变化,两个接收器的端口电压也逐渐变化,RX1 的端口电压 V₁ 逐渐减小,而 RX2 的端口电压 V₂ 逐渐增大。

4.3.3 输出钳位模态

随着接收器 RX2 上的端口电压逐渐增大,直到端口电压和负载的电压相等 *V*₂ = *V*_o,此时,RX1 上没有电压分布,只有 RX2 在工作。然而由于负载为电压 源性负载,这时系统的输出电流为 0,系统没有功率传输。

如图 4.5所示为在仿真中,基于第三章中的线圈参数,以 DDQ 的两个解耦 线圈作为接收线圈,D 形线圈作为发射线圈,系统工作频率为 500kHz 时,在偏 移位置为 3.5cm,即 *M*₁ = 3.38µH、*M*₂ = 11.77µH,在输入电压 *V_{in}*=80V 时,当 负载电压从 0 变化到 100V 时,系统输出电流的变化。由图可知,系统的输出状 态和上述理论分析的相同,分为 3 个区间。在负载电压小于临界负载时,输出电 流恒定为 1.7A,可以实现对输出的恒流充电,此时系统仅有 RX1 工作。而当负 载电压逐渐增大并高于临界电压时,RX2 逐渐开启,在这一阶段,两个接收器 同时工作,但输出电流在逐渐减小。直到负载电压增大到钳位在 RX2 的端口时, 输出电流降为 0,此时系统将不再为负载供电。





Figure 4.5 Output characteristic of 1TX-2RX when load is voltage source

如图 4.6分别为通过 PSIM 仿真得到系统在三种工作状态的典型波形图。 图 4.6(a) 为当系统负载电压小于临界电压时的波形,在这个工作状态下,逆变器 输出端口的电压 *v_{sw}* 和电流 *i_{sw}* 都不为 0,意味着发射侧在向接收侧传递功率。 且 RX1 的端口电压 *v*₁ 和接收线圈 RX 的电流 *i_{rx1}* 有波形,而 RX2 支路的端口 电压和线圈电流均为 0,说明此时系统中只有 RX1 在接收功率, RX2 无功率传





Figure 4.6 3 modes of 1TX-2RX when load is voltage source

输,对应上述分析系统此时的输出特性和一个 S-S 补偿的 1TX-1RX 系统的输出 相同,即与负载无关的恒流输出。因此可以实现对负载的恒流充电。

当负载电压为临界电压时,系统的工作波形如图 4.6(b) 所示,在这个工作状态下,两个接收器 RX1 和 RX2 同时工作。且和在纯阻性负载时一样,v₁ 的相位 90°,同时两个接收线圈的电流同相位,不同于电阻性负载时 LCC 补偿的 RX2 可以为负载传输能量,由于电压源负载的特殊性,此时 LCC 补偿的 RX2 无法为负载传输能量,这也是由补偿网络本身的输出特性所决定的。因此,虽然在这个工作状态下两个接收器同时工作,但是系统的输出电流仅和 S 补偿支路相关,这也导致了输出电流减小,同理论分析的相匹配。

当负载电压大于临界电压时,系统波形如图 4.6(c) 所示,在这个状态,逆变 器的的输出端口电流 *i_{sw}* 为 0,说明此时系统不再向接收侧传递功率。RX1 支路 的端口电压 *v*₁ 很小,而 RX2 端口的电压 *v*₂ 的幅值基本等于输出负载的电压源 的值,说明此时系统 RX2 端口的等效阻抗 *Z*₂ 为无穷大。三个状态的工作波形和 理论分析的相同。

4.4 单发射双接收无线电能传输系统的特性分析

基于以上对 2TX-1RX 系统与其对偶系统 1TX-2RX 系统在电压源负载时的 工作状态分析,发现其输出具有分段特性,而这是一个十分有趣的现象。在这一 小节中,将给出这种输出特性为电池充电带来的实际应用价值。

如图 4.7所示为电池的充电过程图, 锂电池充电通常为恒流-恒压的特性。这 个充电特性包含两个状态, 在第一个阶段, 以恒定的电流 *I_c* 对电池充电, 当电 压逐渐增长到一个恒定值, 即预设的阈值电压 *V_{th}* 时,停止恒流充电进入第二个 阶段。在第二个阶段, 电压保持在阈值电压的值而电流逐渐减小。可以看出, 在 这个过程中需要及时改变充电电路的输出, 控制输出电压和电流, 这一过程往往 需要外部的控制电路实现。比如在 (Mai 等, 2017) 中, 利用无源器件和开关在负 载端构建可重构拓扑, 外加检测和控制电路, 实现对充电状态的切换。





Figure 4.7 Battery charging

基于第二章对 2TX-1RX 系统和这一章节中对其对偶系统,1TX-2RX 系统在 电压源性负载时的分析,这两个系统的充电过程和锂电池的充电过程十分吻合, 因此通过合理的参数设计,可以不需要外围控制电路实现对锂电池进行恒流/恒 压充电的设计。这里以 1TX-2RX 为例,介绍具体的设计考量。

由于在 1TX-2RX 系统中根据临界电压 *V_{o,cri}* 的值决定系统的工作状态,实现电路自动切换输出特性。设计系统的参数将临界电压设计为电池的阈值电压,

即

$$V_{cri} = V_{th} = \frac{L_t}{M_2} V_{in}$$
 ... (4.20)

由于在恒流充电的过程中电流为恒定值,对应在1TX-2RX系统中,则为系统在 小于临界负载时的输出电流,因此设计系统参数满足

$$I_c = \frac{V_{in}}{2\omega M_1} \qquad \dots (4.21)$$

可以看出,当使用 1TX-2RX 系统为电池充电时,系统的充电电压和充电电流是 和接收线圈的偏移位置相关的。因此,当放置线圈时需要严格确定在一个位置, 否则将影响系统的正常工作。但是这将省去充电过程中的控制电路,仅需要基于 电路参数的设计就可以完成对电池充电过程的切换。

相比较而言,由于 1TX-2RX 系统在负载电压为临界负载时,即系统的第二个工作状态——临界电压模态的输出电流随负载电压比 2TX-1RX 系统下降 更快。这意味着在锂电池恒压充电过程中,该系统拥有更小的电压波动,因此, 1TX-2RX 系统在电池充电应用中具有更稳定的优势。

4.5 本章小结

在这一章节中,经过对 1TX-2RX 系统在电阻性和电压源性负载特性下分别 进行分析,得到其输出特性和功率分配等系统模型。可以看出,分析结果和 2TX-1RX 的结果具有很强的对偶性,两种电路结构都可以在电阻性负载时实现与负 载无关的恒流和恒压输出,以及在电压源性负载时根据输出电压的不同,表现出 的三种不同的输出状态。虽然该 1TX-2RX 系统在两种负载情况下的特性同第二 章节中的 2TX-1RX 具有很强的相似性,但是两者的适用场景等却略有差别,比 如在接收侧体积有限的应用场景中,2TX-1RX 系统更容易实现设计。但是从本 章的仿真结果可以看出,1TX-2RX 系统在输出上更加平滑稳定,因此在对输出 波动要求比较严格的应用场景中,对偶系统更为安全可靠。因此,在针对电池的 充电设计中,选用对偶系统 1TX-2RX。
第5章 实验平台搭建和实验验证

5.1 引言

在第二、三章节中,针对提出的 2TX-1RX IPT 系统,分析了其工作条件,以 及在不同负载时的工作状态,结果显示系统根据负载的变化具有两种不同的特 性,分别为 CC 和 CV。因此系统在整个负载范围内的输出功率被限制在某一个 值以内,从而实现了在负载短路时提供的天然短路保护功能。在这一章节中,将 基于在第三章中设计的耦合器,通过搭建实验平台验证二、三章节的分析结果, 包括对其两种输出模态的验证、短路保护的功能、效率和最优负载以及在偏移位 置下的效率测试和验证。

5.2 实验平台的搭建



图 5.1 实验平台

Figure 5.1 Measurement setup

基于图 3.1中设计的耦合器搭建如图 5.1所示的实验平台,一个直流电源为 系统提供输入,连接在级联半桥两端,级联半桥的输入信号由两个信号发生器产 生,且相位相差 90°。在接收侧,电子负载用来实现负载调节。在实验过程中接 收线圈 RX 保持在发射线圈 TX 上方 4cm 并沿着 x 方向水平移动,从中心位置 $\Delta x = 0$ cm 移动到边缘位置 $\Delta x = 7.5$ cm。在这个 500kHz 的系统中,最大输出功 率被限制在负载为临界阻抗时,即 $R_L = R_{cri} = 20\Omega$,此时,输出功率为 140W。

5.3 实验结果

5.3.1 实验波形

当接收线圈的偏移位置 $\Delta x = 3.5$ cm,输入电压 $V_{in} = 80$ V时,系统的实际工作波形如图 5.2所示。在正常工作状态 ($R_L = 30\Omega$)时,电路波形如图 5.2(a)所示,TX1和 TX2都有功率流过,并且逆变器的输出电压 v_1 和 v_2 的相位相差 90°保证了两个发射线圈的电流同相位,与图 2.3相同。当负载很小时 ($R_L = 1\Omega$),电路波形如图 5.2(b)所示,短路保护自动开启,TX1有很小的功率流过,而TX2支路几乎没有功率。图中的实验结果和图 2.6的仿真结果相吻合,在短路保护的工作状态时,TX1上承受了全部的输入电压。



(b) 短路保护状态 ($R_L = 1\Omega$)



Figure 5.2 Experiment waveform

5.3.2 不同负载时的系统输出特性

固定接收线圈的偏移位置 $\Delta x = 3.5$ cm,输入电压 $V_{in} = 80$ V,系统在不同负载时的两个逆变器的输出电压 v_1 , v_2 和输出电流 i_{sw1} , i_{sw2} 的波形如图 5.3所示。



图 5.3 不同负载时 2TX-1RX 的逆变器端口电压电流波形

Figure 5.3 Typical waveforms of 2TX-1RX under different loads

当负载变化时,系统的功率分配可根据图 5.3中的波形数值计算得到。功率 分配如图 5.4(a) 所示,和理论分析所预测的一样,在临界负载时,系统输出功率 达到最大 140W,并且功率分配和图 3.5相匹配。图 5.4(b) 所示为在不同负载时 的输出电压的变化,在正常工作状态,输出电压稳定在 50V,和一个 LCC-S 补 偿的 1TX-1RX 无线充电系统相似,输出特性是与负载无关的恒压输出。在短路 保护状态,输出电压快速降低并在负载短路时降为 0,一个单独的 LCC-S 补偿 的 1TX-1RX 系统无法实现这样的输出特性,需要额外的控制电路,例如关闭逆 变器的驱动信号才可以实现。



(b) 输出电压



Figure 5.4 Output characteristics under different load resistance

5.3.3 不同位置时的效率和输出

当接收线圈 RX 放在不同的位置时,在固定输入电压 80V 测量到随负载变 化系统对应的效率如图 5.5(a) 所示,在每个位置有一个峰值点,即最优效率点, 该效率点对应的负载即为这个位置的最优负载,正如第三章分析的一样。不同位 置时的输出电压如图 5.5(b) 所示,在每个位置,系统的输出在正常工作状态都是 与负载无关的恒压输出。随着偏移位置逐渐增大,即发射线圈 TX2 和接收线圈 RX 的耦合 *M*₂ 逐渐减小,系统的输出电压随之逐渐减小,这和式 (2.16) 分析的 相匹配,即系统在正常工作状态的输出特性仅和 LCC 支路的参数有关,系统输 出电压与互感 *M*₂ 的值呈正比。而在负载小于临界负载时,系统工作在短路保护 工作状态,从图中可知在这个状态时,系统输出为与负载无关的恒流输出,这与式 (2.23)相匹配。



(b) 不同位置时系统随负载变化的输出电压



Figure 5.5 Efficiency and output voltage under different positions

5.3.4 效率增强

基于图 3.4中对两个发射线圈同时工作的 2TX 系统和仅线圈 TX2 工作的 TX2 系统在同一输出功率的峰值效率比较,图 5.6给出了在实验中的两种工作状 态的峰值效率比较,由图可知,该实验结果和仿真结果匹配。当偏移位置较大, 即偏移位置 Δx > 4.5cm 时,两个线圈同时工作;在偏移位置较小,即 Δx < 4.5cm 时,仅开启 TX2。基于这种随接收线圈 RX 的偏移位置,选择性开启发射线圈 TX1 的策略,可以实现系统保持在高效率,即黑色线条的效率曲线。并且,实验结果和仿真结果在偏移位置 $\Delta x = 1.5 \text{ cm}$ 时,2TX 系统的效率会有一段小幅度的降低,也和第三章第三节中仿真分析的结果一致。





Figure 5.6 Overall system efficiency comparison in the experiment

5.4 本章小结

在这一章节中,基于第三章设计的耦合器,对其采用提出的 2TX-1RX 非对称驱动方案,搭建实验平台进行实验验证。经过实验验证,系统的输出特性和理论分析以及仿真结果相吻合,因此系统可以实现短路保护的功能。另外,通过测量系统在不同负载情况下两个发射器端口的电压电流波形,经过计算和分析,验证了理论分析中功率分配的特性。最后,测试了系统在偏移位置下的系统级效率变化,完成了对在第三章中提出的基于线圈结构的效率增强控制策略的验证。

第6章 总结与展望

6.1 全文工作总结

随着感应式无线电能传输技术在消费电子领域等中小功率场景中的广泛应 用,多线圈耦合的系统结构逐渐得到广泛研究和发展,针对多线圈的不同驱动方 式也取得了重要的研究成果。目前多发射线圈的驱动方式主要分为两种:在相同 补偿网络下,采用并联逆变器驱动的方式,另一种为在同一逆变器下采用混合结 构的方式。这些驱动方式的目标主要是:提高系统偏移容忍度,增强系统功率传 输能力。本文为了解决多线圈系统中,在负载短路时系统损坏问题,以及在电池 充电应用中,复杂的开关切换问题,围绕一个 2TX-1RX IPT 系统,取得了以下 成果:

(1)对提出的系统建立电路模型,分析了电路的多种工作状态和输出模态, 基于分析的结果,构建了其应用场景,给出了具体的设计流程。

在无线充电系统系统中,LCC-S 是一种常见的可以实现与负载无关的恒压 输出的电路结构,但是同很多拓扑一样,在负载出现短路时,电路将受到不可逆 的损坏。为了解决这个问题,传统的解决方法有两种,一种是通过辅助电路实现 对电路的短路保护,另一种方式通过检测电路中的关键电压电流,控制系统的驱 动信号。这些方法无疑都增加了系统设计的复杂程度也提高了成本。本文通过采 用级联桥驱动与非对称补偿网络的方案设计的双发射线圈系统,可以实现不依 靠任何外围电路和控制算法即可实现的短路保护功能。

(2) 一个 IPT 系统的抗偏移能力和其耦合器结构的设计紧密相连,多线圈的 耦合器结构往往可以扩展系统的充电区域,提高系统的抗偏移能力。在提出的 系统中,由于采用了 DDQ 结构的发射线圈结构,系统可以获得更好的充电效果。 本研究针对设计的耦合器提出了一种提高系统级效率的控制方法,通过在不同 的位置开启和切换不同的发射线圈,以此在偏移情况下仍然保持较高的电能传 输效率。

(3)根据对称性,将提出的2TX-1RX系统设计为1TX-2RX系统,对这个系统同样在电阻性负载和电压源性负载进行电路分析。分析结果和2TX-1RX系统

具有相同的分段式工作状态,但是输出特性在数值上不同。针对这个系统在电压 源性负载时表现出的不同输出模态,将其应用在对电池充电的充电方式切换,这 个切换过程不需要控制电路,依靠电路参数的合理设计即可完成。

6.2 未来展望

在本文中,针对一个 2TX-1RX 的 IPT 系统展开了相关研究,包括特性分析和设计,但是这些分析和设计仍然需要进一步完善,以下为进一步的研究方向:

(1)在对电压源性负载的理论分析仍然是基于电阻性分析的结论的基础上进行的,因此系统的部分特性分析并不完善,比如第二阶段临界电压模态的范围无法准确确定。下一步将从电压源性负载本身出发进行分析。

(2)相比于 1TX-1RX 系统,多线圈的系统往往具有更复杂的模型,因此其效率优化的控制过程也更有挑战性。从本文的实验结果看出这个多线圈的系统在偏移位置逐渐增加的时候,系统效率仍然会有较大幅度的降低。同传统的 1TX-1RX 系统相同,这一部分的效率优化可以通过设计闭环的控制算法。提出的非对称驱动的多线圈系统中,不同于传统的多输入多输出的多线圈耦合 IPT 系统,这个系统内的参数具有很强的相关性,控制环路的设计也不同于前者的设计思路,这将是后续需要进行的工作。

参考文献

- ALDHAHER S, LUK P C K, BATI A, et al., 2014. Wireless Power Transfer Using Class E Inverter With Saturable DC-Feed Inductor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 50(4): 2710-2718. DOI: 10.1109/TIA.2014.2300200.
- ALDHAHER S, YATES D C, MITCHESON P D, 2018. Load-Independent Class E/EF Inverters and Rectifiers for MHz-Switching Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(10): 8270-8287. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2813760.
- ARTEAGA J M, ALDHAHER S, KKELIS G, et al., 2018. Multi-MHz IPT Systems for Variable Coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(9): 7744-7758. DOI: 10.1109/TPEL.2 017.2768244.
- BEH T C, KATO M, IMURA T, et al., 2013. Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(9): 3689-3698. DOI: 10.1109/TIE.2012.2206337.
- BUDHIA M, BOYS J T, COVIC G A, et al., 2013. Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(1): 318-328. DOI: 10.1109/TIE.2011.2179274.
- BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T, 2011. Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(11): 3096-3108. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
- CHEN Q, WONG S C, TSE C K, et al., 2009. Analysis, Design, and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Hearts[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 3(1): 23-31. DOI: 10.1109/TBCAS.2008.2006492.
- CHEN S, CHEN Y, LI H, et al., 2020. An Operation Mode Selection Method of Dual-Side Bridge Converters for Efficiency Optimization in Inductive Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(10): 9992-9997. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2979769.
- CHOI B H, LEE E S, SOHN Y H, et al., 2016. Six Degrees of Freedom Mobile Inductive Power Transfer by Crossed Dipole Tx and Rx Coils[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(4): 3252-3272. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2449290.
- CORTI F, GRASSO F, PAOLUCCI L, et al., 2019. Circular Coil for EV Wireless Charging Design and Optimization Considering Ferrite Saturation[C]//2019 IEEE 5th International forum on Re-

search and Technology for Society and Industry (RTSI): 279-284. DOI: 10.1109/RTSI.2019.889 5601.

- DENG Q, LIU J, CZARKOWSKI D, et al., 2016. Frequency-Dependent Resistance of Litz-Wire Square Solenoid Coils and Quality Factor Optimization for Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(5): 2825-2837. DOI: 10.1109/TIE.2016.2518126.
- DIEKHANS T, DE DONCKER R W, 2015. A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6320-6328. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2393912.
- DOU Y, HUANG X, OUYANG Z, et al., 2021. Modelling and Compensation Design of Class-E Rectifier for Near-Resistive Impedance in High-Frequency Power Conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 36(8): 8812-8823. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3052784.
- FENG J, LI Q, LEE F C, et al., 2019. Transmitter Coils Design for Free-Positioning Omnidirectional Wireless Power Transfer System[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 15(8): 4656-4664. DOI: 10.1109/TII.2019.2908217.
- FU M, MA C, ZHU X, 2014. A Cascaded Boost Buck Converter for High-Efficiency Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(3): 1972-1980. DOI: 10.1109/TII.2013.2291682.
- FU M, YIN H, LIU M, et al., 2018. A 6.78 MHz Multiple-Receiver Wireless Power Transfer System With Constant Output Voltage and Optimum Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(6): 5330-5340. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2726349.
- FU M, YIN H, ZHU X, et al., 2015. Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(7): 3952-3963. DOI: 10.1109 /TPEL.2014.2347071.
- GATI E, KAMPITSIS G, MANIAS S, 2017. Variable Frequency Controller for Inductive Power Transfer in Dynamic Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(2): 1684-1696. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2555963.
- HAO H, COVIC G A, BOYS J T, 2014. A Parallel Topology for Inductive Power Transfer Power Supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(3): 1140-1151. DOI: 10.1109/TPEL.2 013.2262714.
- HE R, ZHAO P, FU M, et al., 2019. Decomposition and Synthesis of High-Order Compensated Inductive Power Transfer Systems for Improved Output Controllability[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 67(11): 4514-4523. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2929143.

- HUANG Z, WONG S C, TSE C K, 2018. Control Design for Optimizing Efficiency in Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(5): 4523-4534. DOI: 10 .1109/TPEL.2017.2724039.
- HUI S Y R, ZHONG W, LEE C K, 2014. A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(9): 4500-4511. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2249670.
- HUI S, HO W, 2005. A New Generation of Universal Contactless Battery Charging Platform for Portable Consumer Electronic Equipment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 20(3): 620-627. DOI: 10.1109/TPEL.2005.846550.
- HURLEY W G, DUFFY M C, ZHANG J, et al., 2015. A Unified Approach to the Calculation of Self- and Mutual-Inductance for Coaxial Coils in Air[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6155-6162. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2413493.
- JANG Y, JOVANOVIC M, 2003. A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(3): 520-527. DOI: 10.1109/TIE.2003.812472.
- KALRA G R, THRIMAWITHANA D J, RIAR B S, et al., 2020. A Novel Boost Active Bridge-Based Inductive Power Transfer System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 67(2): 1103-1112. DOI: 10.1109/TIE.2019.2898615.
- KIM S, COVIC G A, BOYS J T, 2017. Tripolar Pad for Inductive Power Transfer Systems for EV Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(7): 5045-5057. DOI: 10.1109/TPEL.2 016.2606893.
- KIM S, ZAHEER A, COVIC G, et al., 2014. Tripolar Pad for Inductive Power Transfer Systems[C] / / IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society: 3066-3072.
 DOI: 10.1109/IECON.2014.7048947.
- LEIBL M, KNECHT O, KOLAR J W, 2018. Inductive Power Transfer Efficiency Limit of a Flat Half-Filled Disc Coil Pair[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(11): 9154-9162. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2797366.
- LI H, LI J, WANG K, et al., 2015. A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(7): 3998-4008. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2349534.

- LI Y, HU J, LI X, et al., 2020. Efficiency Analysis and Optimization Control for Input-Parallel Output-Series Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(1): 1074-1085. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2914299.
- LI Y, LIN T, MAI R, et al., 2018. Compact Double-Sided Decoupled Coils-Based WPT Systems for High-Power Applications: Analysis, Design, and Experimental Verification[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 4(1): 64-75. DOI: 10.1109/TTE.2017.2745681.
- LI Y, MAI R, LU L, et al., 2017. Active and Reactive Currents Decomposition-Based Control of Angle and Magnitude of Current for a Parallel Multiinverter IPT System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(2): 1602-1614. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2550622.
- LIN F Y, COVIC G A, BOYS J T, 2015. Evaluation of Magnetic Pad Sizes and Topologies for Electric Vehicle Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6391-6407. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2419592.
- LIU M, FU M, MA C, 2016. Parameter Design for a 6.78-MHz Wireless Power Transfer System Based on Analytical Derivation of Class E Current-Driven Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(6): 4280-4291. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2472565.
- LIU S, LIU M, YANG S, et al., 2017. A Novel Design Methodology for High-Efficiency Current-Mode and Voltage-Mode Class-E Power Amplifiers in Wireless Power Transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(6): 4514-4523. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2600268.
- LÓPEZ-ALCOLEA F J, REAL J V D, RONCERO-SÁNCHEZ P, et al., 2020. Modeling of a Magnetic Coupler Based on Single- and Double-Layered Rectangular Planar Coils With In-Plane Misalignment for Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(5): 5102-5121. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2944194.
- LUO Z, WEI X, 2018. Analysis of Square and Circular Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(1): 331-341. DOI: 10.1109/TIE.2017.2723867.
- MAIR, CHENY, LIY, et al., 2017. Inductive Power Transfer for Massive Electric Bicycles Charging Based on Hybrid Topology Switching With a Single Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(8): 5897-5906. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2654360.
- MEI Y, WU J, HE X, 2022. Common Mode Noise Analysis for Inductive Power Transfer System Based on Distributed Stray Capacitance Model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 37(1): 1132-1145. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3098848.

- NGUYEN B X, VILATHGAMUWA D M, FOO G H B, et al., 2015a. An Efficiency Optimization Scheme for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6310-6319. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2379676.
- NGUYEN B X, VILATHGAMUWA D M, FOO G H B, et al., 2015b. An Efficiency Optimization Scheme for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6310-6319. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2379676.
- PANTIC Z, BAI S, LUKIC S M, 2011. ZCS LCC-Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(8): 3500-3510. DOI: 10.1109/TIE.2010.2081954.
- PARK J, SHIN Y, KIM D, et al., 2018. Planar Resonance Reactive Shield for Reducing the EMI in Portable WPT Device Application[C]//2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI PI): 419-422. DOI: 10.1109/EMCSI.2018 .8495362.
- PINUELA M, YATES D C, LUCYSZYN S, et al., 2013. Maximizing DC-to-Load Efficiency for Inductive Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(5): 2437-2447. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2215887.
- QU X, CHU H, HUANG Z, et al., 2019. Wide Design Range of Constant Output Current Using Double-Sided LC Compensation Circuits for Inductive-Power-Transfer Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(3): 2364-2374. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2839769.
- QU X, JING Y, HAN H, et al., 2017. Higher Order Compensation for Inductive-Power-Transfer Converters With Constant-Voltage or Constant-Current Output Combating Transformer Parameter Constraints[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(1): 394-405. DOI: 10.1109/TPE L.2016.2535376.
- QU X, YAO Y, WANG D, et al., 2020. A Family of Hybrid IPT Topologies With Near Load-Independent Output and High Tolerance to Pad Misalignment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(7): 6867-6877. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2955299.
- RAHNAMAEE H R, MADAWALA U K, THRIMAWITHANA D J, 2014. A Multi-Level Converter for High Power High Frequency IPT Systems[C]//2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG): 1-6. DOI: 10.1109/PEDG.2014 .6878623.
- RAJU S, WU R, CHAN M, et al., 2014. Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(1): 481-490. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2253334.

- SCHORMANS M, VALENTE V, DEMOSTHENOUS A, 2018. Practical Inductive Link Design for Biomedical Wireless Power Transfer: A Tutorial[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 12(5): 1112-1130. DOI: 10.1109/TBCAS.2018.2846020.
- SOHN Y H, CHOI B H, LEE E S, et al., 2015. General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(11): 6030-6045. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2409734.
- SONG C, KIM H, KIM Y, et al., 2018. EMI Reduction Methods in Wireless Power Transfer System for Drone Electrical Charger Using Tightly Coupled Three-Phase Resonant Magnetic Field[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(9): 6839-6849. DOI: 10.1109/TIE.2018.279327
 5.
- TEBIANIAN H, SALAMI Y, JEYASURYA B, et al., 2020. A 13.56-MHz Full-Bridge Class-D ZVS Inverter With Dynamic Dead-Time Control for Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 67(2): 1487-1497. DOI: 10.1109/TIE.2018.2890505.
- WANG C S, COVIC G, STIELAU O, 2004. Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(1): 148-157. DOI: 10.1109/TIE.2003.822038.
- WANG X, XU J, MA H, et al., 2020. A High Efficiency LCC-S Compensated WPT System With Dual Decoupled Receive Coils and Cascaded PWM Regulator[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 67(12): 3142-3146. DOI: 10.1109/TCSII.2020.2973770.
- WANG Y, GU P, YAO Y, et al., 2022. Analysis and Design of Cubic Magnetic Coupler for High Distance-to-Diameter Ratio IPT Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 69(1): 409-419. DOI: 10.1109/TIE.2020.3048294.
- YI Z, LI M, MUNEER B, et al., 2019. High-Efficiency Mid-Range Inductive Power Transfer Employing Alternative-Winding Coils[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(7): 6706-6721. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2872047.
- ZAHEER A, HAO H, COVIC G A, et al., 2015. Investigation of Multiple Decoupled Coil Primary Pad Topologies in Lumped IPT Systems for Interoperable Electric Vehicle Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(4): 1937-1955. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2329693.
- ZAHEER A, KACPRZAK D, COVIC G A, 2012. A Bipolar Receiver Pad in a Lumped IPT System for Electric Vehicle Charging Applications[C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE): 283-290. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342811.

- ZHANG Z, PANG H, GEORGIADIS A, et al., 2019. Wireless Power Transfer—An Overview[J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66(2): 1044-1058. DOI: 10.1109/TIE.2018.283537
 8.
- ZHAO L, RUDDELL S, THRIMAWITHANA D J, et al., 2017. A Hybrid Wireless Charging System with DDQ Pads for Dynamic Charging of EVs[C]//2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW): 1-6. DOI: 10.1109/WoW.2017.7959397.
- ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, 2015. A Hybrid Bi-Directional IPT System with Improved Spatial Tolerance[C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC): 1-6. DOI: 10.1109/IFEEC.2015.7361591.
- ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, 2017. Hybrid Bidirectional Wireless EV Charging System Tolerant to Pad Misalignment[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(9): 7079-7086. DOI: 10.1109/TIE.2017.2686301.
- ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, et al., 2016. A Push-Pull Converter Based BD-IPT System for Wireless Grid Integration of EVs[C] / /2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI): 1-6. DOI: 10.1109/PECI.2016.7459223.
- ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, et al., 2019. A Misalignment-Tolerant Series-Hybrid Wireless EV Charging System With Integrated Magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(2): 1276-1285. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2828841.
- ZHENG C, LAI J S, CHEN R, et al., 2015. High-Efficiency Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charging Application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 3(1): 65-74. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2339279.
- ZHONG W X, HUI S Y R, 2015. Maximum Energy Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(7): 4025-4034. DOI: 10.1109/TPEL.20 14.2351496.
- ZHOU H, GAO X, LAI J, et al., 2018. Natural Frequency Optimization of Wireless Power Systems on Power Transmission Lines[J]. IEEE Access, 6: 14038-14047. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2 812206.
- ZULAUF G, RIVAS-DAVILA J M, 2020. Single-Turn Air-Core Coils for High-Frequency Inductive Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(3): 2917-2932. DOI: 1 0.1109/TPEL.2019.2932178.

致 谢

在上科大的研究生三年时光转瞬即逝,恍然之间已经到了即将毕业的时间。 匆匆二十年求学路,也即将在这个夏天画上句号。回望过去的时光,收获良多, 在此对这一路上的老师朋友以及家人表示感谢。

感谢在三年期间的导师傅旻帆老师,傅老师在学业和科研上给了我不尽的 帮助和指导。在研究生期间,在付老师这里不仅学习到了专业知识、科研的过程 和方法,还有为人处世的道理。无论在科研还是生活上碰到困难,老师总能给我 最大的支持、鼓励和帮助。

感谢实验室的博士师兄赵鹏和师姐贺蓉,在我进入实验室后给予的帮助和 知道,让我快速学会了很多知识和技能。感谢已经毕业的师姐王世颖和师兄刘一 鹏,还有实验室的宁广栋、郑广策、蒋祎璠、尹毅明、李鹤远、周茂德、汪鑫林、 吉晓璇、祁超群在研究生期间对我的帮助、支持和鼓励,感谢他们在我做实验的 过程中给出的建议。

感谢我的父母在研究生期间对我的鼓励和支持,家人总是在最困难的时候 给我最温暖和坚强的守护和支持。

2022年3月于上海科技大学

作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

作者简历:

2015年9月至2019年6月,在西安理工大学自动化与控制工程学院获得学士学位。

2019年9月至2022年6月,在上海科技大学信息科学与技术学院获得硕士学位。

已发表(或正式接受)的学术论文:

[1] **K. Zhao**, G. Ning, Rong He, H. Yang, H. Wang, and M. Fu, "An Unsymmetrical Driving Scheme for Inductive Power Transfer Systems Using Decoupled Transmitter Coils", IEEE Transactions on Power Electronics, under review.

[2] **K. Zhao**, G. Ning, Rong He, H. Yang, H. Wang, and M. Fu, "A Novel Driving Scheme for Inductive Power Transfer Systems Using Decoupled Transmitter Coils", IEEE International Conference on Power Electronics (ECCE-Asia).

申请或已获得的专利:

赵凯,傅旻帆,宁广栋,贺蓉,"一种针对具有双线圈接收或发射的无线充 电系统的驱动电路与补偿电路",申请中。