

硕士学位论文

高频注入式无线信能同传系统的信号传输电路评估与优化设计

作者姓名:	周茂德	
指导教师 :	傅旻帆 助理教授	
	上海科技大学信息科学与技术学院	
学位类别:	工学硕士	
一级学科:	电子科学与技术	
学校/学院名称:	上海科技大学信息科学与技术学院	

2023年8月

Evaluation and Optimizaion of Signal Transfer Circuit for Simultaneous Wireless Power and Data Transfer Systems

A thesis submitted to ShanghaiTech University in partial fulfillment of the requirement for the degree of Master of Science in Engineering in Electrical Engineering By Zhou Maode

Supervisor: Professor Fu Minfan

School of Information Science and Technology ShanghaiTech University

August, 2023

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: 2023.8.20

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: 1 梵 梵	导师签名: 傳 是 州
日 期: 2023.8.20	日 期: 2023.8.20

摘要

基于磁场耦合谐振的无线电能传输技术目前已在诸多充电场景中得以应用, 此类应用除了要保证功率传输电路的性能,还需要通讯电路用于发射侧与接收 侧的信息交互,将采集到的系统状态用于参数识别、负载检测及闭环控制。通过 共享磁场耦合器可以实现能量通路与信号通路的局部复用,构建无线信能同传 系统。在诸多无线信能同传技术中,高频注入式同传技术可以在实现高功率无线 电能传输的同时确保高速率的无线通信。目前,针对不同主功率电路,往往采用 低阶信号通路用于构建信号传输电路,系统在能量与信号通路上的局部差异将 导致系统性的全局差异,目前缺乏统一的评价标准去评价不同通讯电路的优异, 且低阶系统的设计自由度低不利于实现多目标设计。为解决以上问题,本论文针 对高频注入式系统,以串串补偿的功率传输电路为研究对象,建立一般性的电路 模型用于分析信号通路,探索了一阶、二阶与高阶电路对于系统多目标设计的作 用(包括:信号增益、功率串扰与信号传输的能耗),提出了基于 LCC 网络的高 阶信号通路设计方法,能够同时提高系统的多项设计指标。具体研究内容包括:

(1)确立统一的信号传输电路的评价标准:现有研究中的信号传输电路选择 多种多样,并没有明确的选择标准与设计效果。本文提出了以信号传输增益、串 扰增益和信号传输输入阻抗评估高频注入式无线信能同传系统信号传输性能的 方法。

(2)建立信号传输电路的通用分析方法:本文将信号传输电路抽象建模为二端口网络,以ABCD参数为基础开展端口分析,对系统分别在信号传输频率和功率传输频率下建模分析,推导系统的信号传输增益、串扰增益及信号传输等效输入阻抗。

(3)提出一阶、二阶及高阶 LCC 信号传输电路的优化设计方法:本文在确 定其余部分电路结构和电路参数的情况下,分别使用一阶、二阶及 LCC 信号传 输电路替代二端口网络,提取其 ABCD 参数,得到具体信号传输性能评价标准 表达式,并对其中的谐振元件设计变量进行参数扫描,综合选择出系统的最优设 计点。

实验搭建了 1-kW 的无线信能同传系统,在 135kHz 的主电路中注入 1MHz

I

的高频信号载波,对比测试了使用一阶、二阶及高阶 LCC 信号传输电路的信号 传输增益、串扰增益及信号传输端口的输入阻抗,验证了 LCC 信号传输电路在 最优设计点处可抑制串扰并降低信号传输消耗功率的优点。

关键词:无线电能传输,无线信能同传,高频信号载波,高阶信号传输电路

Abstract

Wireless power transfer based on magnetic field coupling resonance has been applied in many charging scenarios. In addition to ensuring the performance of the main power circuit, such applications also require communication circuits for information interaction between the transmitting side and the receiving side, and use the collected system state for parameter identification, load detection, and closed-loop control. By sharing the magnetic field coupler, the partial multiplexing of energy path and signal path can be realized, and the simultaneous wireless power and data transfer (SWPDT) system can be constructed. Among many SWPDT technologies, high-frequency signal injection SWPDT technology can ensure high-speed wireless communication while realizing high power radio transmission. Currently, low order signal paths are often used to construct information transmission circuits for different main power circuits. The local differences in power and signal transfer circuits of systems will lead to systemic global differences. There is a lack of unified evaluation criteria to evaluate the excellence of different communication circuits, and the low design freedom of low order systems is not conducive to achieving multi-objective design. To solve the above problems, this thesis focuses on the high-frequency signal injection SWPDT systems using serial compensation for power tranfer circuit, establishes a general circuit model for analyzing signal paths, explores the role of first, second, and higher order circuits in system multi-objective design (including signal transfer gain, crosstalk gain, and energy consumption of signal transfer), and proposes a high order signal transfer circuit design method based on LCC networks, It can simultaneously improve multiple design indicators of the system. The research content includes:

(1) Establish unified evaluation criteria for signal circuits: There are various options for signal tramsfer circuits in existing research, and there are no clear criteria for selection and design. The thesis presents a method to evaluate the signal transfer performance of high frequency in signal jection SWPDT system by using signal transfer gain, crosstalk gain and signal transfer input current. (2) Establish a general analysis method for information transmission circuits: In this thesis, the signal transfer circuit is abstractly modeled as a two-port network, and port analysis is conducted based on ABCD parameters. The system is modeled and analyzed at both signal transfer frequency and power transfer frequency, respectively. The expressions of signal transfer gain, crosstalk gain, and signal transfer equivalent input impedance of the system are derived.

(3) An optimal design method for first order, second order, and higher order LCC signal transfer circuits is proposed. In this thesis, while determining the rest of the circuit structure and circuit parameters, the first order, second order, and LCC signal transfer circuits are used to replace the two-port network, extract their ABCD parameters, obtain specific signal transfer performance evaluation standard expressions, and perform parameter scanning on the resonant element design variables therein, The optimal design point of the system is comprehensively selected.

A 1-kW SWPDT system was set up in the experiment. A 1MHz high-frequency signal carrier was injected into the 135kHz main power transfer circuit. The signal transfer gain, crosstalk gain and input impedance of signal transfer ports using first-order, second-order and higher-order LCC signal transfer circuits were compared and tested. The advantages of LCC signal transfer circuits in suppressing crosstalk and reducing signal transfer power consumption at the optimal design point were verified.

Key Words: Wireless power transfer(WPT), Simultaneous Wireless Power and Data Transfer(SWPDT), high frequency signal carrier, high-order signal transfer circuit

第1章 绪论 ······	1
1.1 课题研究背景 ······	1
1.2 无线信能同传研究现状	2
1.2.1 能量收集式无线信能同传技术	3
1.2.2 多耦合通道式无线信能同传技术	4
1.2.3 功率调制式无线信能同传技术	5
1.2.4 高频注入式无线信能同传技术	9
1.3 本文主要研究内容・・・・・	14
第2章 高频注入式系统架构······	16
2.1 系统架构与模型 ······	16
2.1.1 系统架构 ······	16
2.1.2 系统模型 ······	17
2.2 系统设计目标 ······	18
2.2.1 信号传输增益 ······	19
2.2.2 串扰增益 ······	19
2.2.3 信号传输消耗功率	20
2.3 系统分析方法 ······	20
2.3.1 通用二端口网络	20
2.3.2 信号传输等效电路	21
2.3.3 功率传输等效电路 ······	25
第3章 系统分析与优化设计	28
3.1 一 阶信号传输电路······	30
3.2 二阶信号传输电路 ······	34
3.2.1 I型电路 ······	35
3.2.2 II 型电路 ······	38
3.2.3 III 型电路······	41
3.2.4 IV 型电路 ······	44
3.3 高阶 LCC 信号传输电路 ······	48

第4章 实验平台搭建与验证·····	53
4.1 基于 S 参数的端口增益及阻抗分析 ······	53
4.1.1 S 参数 ······	53
4.1.2 端口增益计算	54
4.1.3 端口增益及输入阻抗实测 ······	56
4.2 无线信能同传系统实测	60
第5章 总结与展望	64
5.1 本文贡献	64
5.2 展望	65
参考文献 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	67
附录 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	73
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 文献 (Bieler 等, 2002) 中不同形状信号传输耦合线圈 ······	4
1.2 文献 (Shyu 等, 2007) 中耦合机构	5
1.3 文献 (Ghovanloo 等, 2007) 中耦合机构 ······	6
1.4 基于功率调制的无线信能同传技术	6
1.5 幅度调制	7
1.6 频率调制	7
1.7 相位调制 ·····	8
1.8 负载调制 ·····	8
1.9 文献 (Wu 等, 2015) 电路结构	10
1.10 文献 (Sun 等, 2016) 电路结构 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	11
1.11 文献 (Wang, Sun, 等, 2022) 电路结构 ······	11
1.12 文献 (Yao 等, 2019) 电路结构 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	12
21 工业信华同住至效的典刑加约	16
	10
	17
	20
	21
2.5 功率伐辅夺双电路候空 ····································	23
3.1 耦合线圈	29
3.2 耦合线圈线圈自感的频率特性, (a)发送线圈, (b)接收线圈 ······	29
3.3 一阶信号传输电路 ······	30
3.4 使用一阶信号传输电路的信号传输增益	32
3.5 使用一阶信号传输电路的串扰增益	32
3.6 使用一阶信号传输电路的输入阻抗	33
3.7 常用的二阶谐振电路 ·····	34
3.8 I型电路 ······	35
3.9 I型电路 G _{dd} 参数扫描 ······	36
3.10 I 型电路 Z _{d_in} 参数扫描······	37
3.11 I型电路 G _{pd} 参数扫描 ······	37
3.12 II 型电路 ······	38
3.13 II 型电路 G _{dd} 参数扫描 ······	40
3.14 II 型电路 Z _{d_in} 参数扫描 ······	40

3.15 II 刑由路 <i>G</i> 、参数扫描	41
2.16 III 刑由敗	
	41
3.17 Ⅲ型电路 G _{dd} 参数扫描 ····································	42
3.18 III 型电路 Z _{d_in} 参数扫描 ······	43
3.19 III 型电路 G _{pd} 参数扫描 ······	43
3.20 IV 型电路······	44
3.21 IV 型电路 G _{dd} 参数扫描 ······	45
3.22 IV 型电路 Z _{d_in} 参数扫描 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	46
3.23 IV 型电路 G _{pd} 参数扫描 ······	46
3.24 二阶信号传输电路参数扫描 (a)I 型电路 (b)II 型电路 (c)III 型电路	
(d)IV 型电路 ······	47
3.25 LCC 高阶谐振电路	48
3.26 LCC 参数扫描 G _{dd} 变化趋势 ······	50
3.27 LCC 参数扫描 Z _d 变化趋势 ······	51
3.28 LCC 参数扫描 G _{pd} 变化趋势 ······	52
4.1 射频领域端口分析 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	53
4.2 通用二端口网络 ······	54
4.3 矢量网络分析仪 ······	56
4.4 信号传输增益 G _{dd} ······	58
4.5 串扰增益 G _{pd} ······	58
4.6 输入阻抗 Z _{d in} ······	59
4.7 不同信号传输电路性能比较 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	60
4.8 实验装置	60
4.9 功率传输波形 ······	61
4.10 无功率传输情况下的信号传输波形	61
4.11 500-w 功率传输情况下的信号传输波形 ·······················	62
4.12 1-kW 功率传输情况下的信号传输波形 ····································	62

表格列表

1.1	高频注入式无线信能同传系统研究现状 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	13
3.1	系统功率传输电路参数 ······	30
3.2	一阶信号传输电路最优设计点 A ·····	34
3.3	二阶信号传输电路最优设计点 B ······	48
3.4	LCC 信号传输电路最优设计点 C ······	52
4.1	实验电路参数 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	57
4.2	实验电路参数 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	57

第1章 绪论

1.1 课题研究背景

十九世纪的第二次工业革命之后,电力作为清洁绿色的可再生能源进入人 们的生产和生活。从最初的电灯泡、电话、电视到现今的智能手机、电动车、电 脑等,电能带来了极大的便利,推动了人类社会的迅速发展。但是传统的有线电 能传输技术受到线材与接口的束缚,在很多应用场景下存在弊端甚至安全隐患。

在消费电子领域,各种各样的智能设备都需要充电,充电接口很难统一,导 致需要准备大量的充电器和充电线。充电线限制了智能设备的移动范围,降低了 可移动性,并且多种多样的充电线会使得环境更加杂乱,甚至带来安全隐患(黄 学良,谭林林,陈中,2013; Zhang 等,2019)。对于心脏除颤器、胰岛素泵等需要 供电的植入式医疗设备,由于电池容量有限而采用有线输电只能频繁通过手术 将医疗设备取出。在深海、矿井等特殊用电场景下,有线传输往往需要很长的线 路,而线材容易产生老化,容易产生安全隐患(何发瑛,黄峻健,赵毓斌,须成 忠,2021; Teeneti 等,2021; Wang, Cui, 等,2022)。

可是如果采用无线电能传输技术,这些问题都迎刃而解。无线电能传输带来的可移动性,使得电子设备即使在充电时也可以自由使用,同时没有充电线也省去了打理充电线的烦恼(贺蓉,汪鑫林,傅旻帆,2022;薛明,杨庆新,章鹏程,郭建武,李阳,张献,2021)。植入式医疗设备的无线充电则极大方便了患者体内医疗设备的使用,减轻了患者手术病痛的同时也节省了医生的时间(Jung等,2007;Schormans等,2018)。无线电能传输由于其天然的电气隔离特性,传输装置的防水、防火等安全性能可以做得更好,从而大大减小特殊用电场景中的安全隐患(田文龙,杨维,2018;杨磊,杨灿军,吴世军,谢延青,2011)。

根据传输介质的不同,目前的无线电能传输技术主要可以分为以下几类:微波电能传输(侯欣宾,2013)、激光电能传输(唐亮,仲元昌,张成祥,王军强,2017)、 声波电能传输(赵鑫,2017)、电磁感应式电能传输(傅旻帆,张统,马澄斌,朱欣恩,2013)及电容耦合式电能传输(卿晓东,苏玉刚,2021)。其中基于微波、激光 和声波的无线电能传输属于远场的无线电能传输技术,存在功率等级低及传输

效率低的问题 (Belo 等, 2019)。而电磁感应式与电容耦合式电能传输同属于近场 无线电能传输技术,前者通过耦合线圈的电磁感应进行传能,后者则通过电容极 板间的电场传能。由于电容耦合式无线电能传输的现有研究存在极板上电压过 高的问题,目前电容耦合式无线电能传输还停留在实验室阶段,没有很好的实际 使用方案,因此电磁感应式电能传输技术是目前无线电能传输研究的主体 (Zhao 等, 2023)。为方便阅读,本文中接下来提到的无线电能传输也都是特指电磁感应 式无线电能传输技术。

在无线电能传输的实际应用中,为实现系统输出的闭环控制、接入负载的识别以及对于系统工作状态的监测等功能,无线电能传输的发送端和接收端在进行电能传输的同时需要信息的传输 (Chen 等, 2022; Qian 等, 2019)。而由于 WiFi、 蓝牙等现有的近场通信技术存在延迟高的弱点,将它们直接加入无线电能传输 系统,不适用于服务于无线电能传输的实时无线通信要求 (Alevizos 等, 2018)。因此基于带内通信的无线信能同传技术逐渐成为研究的热点。

1.2 无线信能同传研究现状

无线信能同传技术实现了能量和通信的同时传输,从技术起源和应用领域 上,可以分为无线通信领域的无线信能同传和无线电能传输领域的无线信能同 传。其中无线通信领域的无线信能同传又称无线携能通信,系统的主要功能是无 线通信,无线能量传输是为了服务于无线通信,接收到的能量主要用于给接收端 的通信电路供电。无线携能通信所需传输的能量功率等级并不高,主要以能量收 集的方式实现。而无线电能传输领域的无线信能同传,系统的主要功能是功率传 输,其中添加的无线通信是作为功率传输的辅助功能,帮助功率更加稳定、高效 地传输。因此无线通信领域和无线电能传输领域的无线信能同传技术有着本质 的区别,系统的主要功能不同,因此系统设计所追求的目标也不相同。无线电能 传输领域的无线信能同传,根据耦合通道的数目可分为多耦合通道的无线信能 同传与单耦合通道的无线信能同传,单耦合通道的无线信能同传中又有两种主 要的实现方法,分别是能量调制与高频信号载波注入(Yao 等, 2022)。

1.2.1 能量收集式无线信能同传技术

能量收集式无线信能同传技术是一种基于射频信号的无线传输方法,其特 点是使用射频信号来传输信息和能量(韦保林,韦雪明,徐卫林,段吉海,2014)。 射频信号能够同时携带信息与能量,这种方法可以将信息和能量传输合并在一 起,使用能量收集将部分接受到的射频信号转化为电能作为能源供能,剩下的信 号解调出信息实现通信(宋志群,刘玉涛,吕玉静,张中兆,2020)。使用该技术 可以减少传输过程中的能量损耗,并且在一些资源受限的场景中,尤其是在能量 资源缺乏的情况下,可以延长设备的使用寿命。该技术的应用涵盖了许多领域, 如医疗、环境监测、智能家居等等(任洪涛,张轩赫,许美娜,程心,张章,2022)。

能量收集式无线信能同传技术有三种实现方法:功率分配、时分切换和天线 选择 (Lu 等, 2015)。功率分配是将接受到的信号能量进行功率分配,将其中一部 分能量经过能量收集电路转换为电能为接收端的设备供能,其余的信号再经过 解调电路得到通信所需的信息 (Kamalinejad 等, 2015)。时间切换是在时域上将能 量收集和信号解调分割开,将每个时间周期分为两个阶段,在一个阶段将接收到 的全部信号能量输入能量收集电路转换为电能,在另一个阶段则将接受到的信 号全部输入通信解调电路得到信息 (Liu 等, 2013)。天线选择是通过在接受端配 置不同的接收天线,信号接收与能量收集分别由专门的接收天线接收发送端发 送处的射频信号 (Zhou 等, 2013)。

Priyadarshi Mukherjee 等人为解决点对点多输入多输出通信系统中非线性高 功率放大器(HPA)对同时无线信息和功率传输的影响,通过考虑 HPA 非线性 及其相关的记忆效应来推导速率能量(RE)区域,发现 HPA 显著降低了可实现 的 RE 区域,并研究了一种预失真技术进行补偿。根据 RE 区域增强来评估所提 出的预失真方案的性能,数值结果表明,功率分配和时间切换的无线信能同传系 统架构都获得了大约 24% 的改进 (Mukherjee 等, 2020)。

Haiyang Zhang 等人考虑了在具有保密信息的多用户多输入单输出(MISO) 广播信道中采用功率分配的方法进行无线信能同传,通过联合优化发射波束成 形矢量、人工噪声矢量和功率分配比,最大限度地减少总发射功率,同时保证每 个接收机的保密率和收获的能量约束。为了解决这个非凸问题,提出了一种两阶 段优化方法和一种基于遗传算法的低复杂度次优算法 (Zhang 等, 2015)。

Muhammad R 等人考虑了多输入单输出多播系统中的无线信能同传,其中每

个移动站(MS)都有一个功率分配器,该功率分配器可以随时连续接收来自多 天线(BS)的信息和能量,并考虑了多播发射波束成形和自适应接收功率分割。 通过联合优化 BS 处的波束成形矢量和 MS 功率分割参数,使 BS 发射功率最小 化,同时保持每个 MS 处的信噪比(SNR)和能量获取阈值。同时考虑了 BS 中 的完美和不完美信道状况的情况,并使用半定松弛(SDR)技术解决了这些问题 (Khandaker 等, 2014)。

综合能量收集式无线信能同传技术相关研究,其多用于射频通信领域,作为 无线携能通信服务于无线通信,研究重点主要是关于信道估计、功率分配等通信 领域的研究热点,注重于无线通信的质量。

1.2.2 多耦合通道式无线信能同传技术

1993年,德国亚琛工业大学的 A. Esser 等人首次提出将功率传输和信号传输的耦合通道分开,实现能量和信号的同时传输。他们将功率传输的耦合线圈和 信号传输的耦合线圈绕制在同一个柱状磁芯上,其中信号传输由两对耦合线圈 组成,实现了双向的信号传输 (Esser 等, 1993)。

1999年, Junji Hirai 等人使用两组同轴的柱状磁芯分别传输能量与信号。为降低系统中能量传输给信号传输带来的干扰,提升系统的信噪比,提出了优化磁芯尺寸、给不同耦合线圈加入磁屏蔽装置等方法 (Hirai 等, 1999)。



图 1.1 文献 (Bieler 等, 2002) 中不同形状信号传输耦合线圈

2002 年, Thierry Bieler 等人研究了使用具有不同几何形状的信号传输耦合 线圈的解决方案 (Bieler 等, 2002), 如图1.1。为抑制来自功率传输的电磁通量, 将 能量传输耦合线圈与信号传输耦合线圈之间的互感器降至最低。此外, 还对不同 形状信号传输耦合线圈的偏移容忍度进行了分析。图1.1(a) 中所示的对半反向绕 制的信号传输线圈适用于左右方向的平面偏移。图1.1(b) 中的"四分之一"反向 绕制的信号传输线圈允许在水平和竖直两个轴上的偏移, 但是允许的移动范围

很小。而图1.1(b)中的圆形信号传输耦合线圈有着很强的旋转偏移容忍度,适用 于围绕中心轴做旋转的应用场景。



图 1.2 文献 (Shyu 等, 2007) 中耦合机构

2007年,Kuo-Kai Shyu 等人基于 E 型磁芯实现了能量与信号同时传输。如图1.3,功率传输耦合线圈绕制在 E 型磁芯中间的磁柱上,而信号传输的耦合线圈绕制在两侧的磁柱上实现双向通信,减小了能量传输对线圈传输的干扰。但是这种耦合机构给功率传输耦合线圈中加入了大量的气隙,给功率传输的传输效率带来了较大的影响(Shyu 等, 2007)。

Maysam Ghovanloo 等人为最大限度地减少能量传输与信号传输耦合线圈之间的相互干扰,对螺旋形状的平面功率传输线圈在几何结构上进行了优化,以提供最大的耦合系数。同时将信号传输线圈设计为矩形,并缠绕在功率传输线圈的 直径上,以相对垂直于功率传输线圈的平面。从而最大限度地提高信号传输线圈 的直接耦合,同时最大限度地减少它们与功率传输线圈的交叉耦合 (Ghovanloo 等, 2007)。

综上所述,通过额外设计信号传输耦合通道来信号与能量同时传输的多耦 合通道式无线信能同传技术主要存在以下几个弱点:(1)额外增加的耦合通道 增加了系统的体积与复杂度,不适用于对系统体积有限制的应用场景。(2)功率 传输通道与信号传输通道之间的交叉耦合严重,对信号传输的干扰大,信号传输 的质量低。

1.2.3 功率调制式无线信能同传技术

由于多耦合通道式无线信能同传技术存在功率传输通道与信号传输通道之 间交叉耦合的天然弱点,所以将功率传输与信号传输在同一耦合通道中进行逐



图 1.3 文献 (Ghovanloo 等, 2007) 中耦合机构

渐成为研究热点。功率调制式无线信能同传技术作为其中的一种,如图1.4所示, 对于无线电能传输系统的功率波形进行调制实现通信。其中从无线电能传输的 源端到负载端的通信称为正向通信,通过对输入端逆变器的工作状态进行调制 实现。而从负载端到源端的通信被称作反向通信,通过调制输出负载的状态实现 (Nag 等, 2020)。



图 1.4 基于功率调制的无线信能同传技术

对于功率调制式无线信能同传技术中的正向通信,最简单的信号调制方法 是对逆变电路的直流输入电压进行幅度调制。

如图1.5,采用幅度调制进行正向通信时,在发送侧通过一个开关切换直流 电压源 *V*₁ 是否接入。当开关闭合时,逆变电路的直流输入为 *V*₁ + *V*₂。当开关断 开时,逆变电路的直流输入为 *V*₂。因此逆变电路输出的交流电压基波会有幅值 的变化,可以分别代表二进制信息中的"0"和"1"。在接收侧检测耦合线圈上



图 1.5 幅度调制

的电压波动,通过提取每个调制周期内正弦波电压的幅值,解调出无线通信的原始信息。幅度调制同样可以用于反向通信,通过改变接收侧电路中补偿电路的参数进行信息调制,在发送侧同样可以检测出线圈电压的幅值波动,从而解调出通信信息。

虽然幅度调制的实现方法非常简单,但是频繁切换系统输入电压,会影响能量传输的稳定性,同时幅度调制难以实现全双工通信,抗干扰性能较差 (Zhu 等, 2020)。



图 1.6 频率调制

比幅度调制抗干扰性能更好的是频率调制,如图1.6,采用频率调制进行正向通信时,在发送侧切换逆变电路的工作频率,一个工作频率代表信号"0",另一个工作频率代表信号"1"。在接收侧检测耦合线圈上电压的频率,完成通信信息的解调复原(戴欣,杜人杰,唐春森,王智慧,孙跃,2013)。因为无线电能传输系统中接收侧并没有可以用于修改工作频率的电路元件,所以频率调制几乎不可以用于反向通信。综上所述,频率调制同样存在对功率传输造成波动的不足,而且通常只能用于正向通信。

逆变电路产生的正弦电压波形中包含的信息,除了幅值和频率,还有相位, 相位也同样可以用于正向通信中的信息调制。



图 1.7 相位调制

如图1.7,相位调制的实现是在需要通信的信息中每次"0"和"1"的变化时,通过一个反相器在短时间内翻转正弦波形的相位 (Xia 等, 2021)。发送侧逆 变电路输出波形相位的翻转,可以在接收侧得到相应的相位翻转,将每次相位翻转的时刻提取出来,对应的对解调的信息做"0"和"1"的切换,最终解调出所需的信息数据 (Yan 等, 2018)。

反向通信常用的调制方式为负载调制,如图1.8,通过在输出端改变接入的 负载,进而改变接收侧电路反射到发送侧的等效阻抗,导致发送侧线圈上的电压 改变,在发送侧检测出之后可解调出所携带的信息。负载调制实现方式简单,但 是同样会给功率传输带来波动,降低能量传输效率,而且通信速率较低,只能实 现反向通信 (Trigui 等, 2020)。



图 1.8 负载调制

综合几种能量调制式无线信能同传技术的调制方法,郑州轻工业大学的吴 杰等人设计了在无线电能传输的整流电路后加入一个受控开关的系统 (Sun 等, 2020)。系统原边的全桥逆变采用选择性谐波消除 PWM (SHEPWM)技术,同时

输出两个频率,分别用于功率传输和信号传输。正向通信使用幅度调制,在副边 通过紧密耦合的变压器进行解调。副边电路中完全控制的开关,当反向通信时, 分别以不同的占空比工作以代表"0"或"1"数据。30W的实验样机实现了正向 通信速率为5kbps,反向通信数据速率10kbps的系统。

为了避免使用频率调制切换系统的工作频率导致输出功率的波动,哈尔滨 工业大学的朱春波教授团队通过设计高阶补偿电路的电路参数,使得无线电能 传输系统获得两个谐振频率 (Kim 等, 2019)。让系统在两个不同的谐振频率处的 输出电压及功率相同,使得切换前后系统的功率输出保持稳定。但是这样的方法 并不能消除切换过程中带来的暂态过程的影响,仍然会给电路中的电压波形带 来瞬时振荡。

综上所述,功率调制型无线信能同传技术的功率输出不稳定且通信速率受 到功率传输部分工作频率限制,所以仅适用于对系统功率输出稳定性要求不高 和通信速率要求较低的场景。

1.2.4 高频注入式无线信能同传技术

高频注入式无线信能同传技术是能量与信号在同一耦合通道内进行传输的 另一种实现方法,能够同时实现稳定且高效率的大功率无线电能传输和高速率 的无线通信,在近几年吸引了广泛的研究(苏玉刚,朱梦磊,卿晓东,吴学颖,肖 前军,2018; Fan 等,2023; Ji 等,2019)。信息通过调制加入高频的信号载波中,信 号载波再通过变压器或者中心抽头等方式注入无线电能传输的耦合线圈中。因 此耦合线圈中存在两种频率的波形的叠加,低频的部分是原本的功率传输波形, 高频的部分则是注入的高频信号载波。在信号的提取端同样采用变压器或中心 抽头等方式将高频信号载波通过滤波器的选频特性提取出来,再经过解调电路 得到原始信息(孙跃,代林,叶兆虹,唐春森,谭若兮,2018)。

浙江大学的吴建德等人在 2015 年,通过在无线电能传输电路中加入紧耦合的变压器,实现了在耦合线圈上的高频信号注入和提取 (Wu 等, 2015)。该研究提供了多频带系统的电路模型,如图1.9,分析了通信信道的传输增益以及功率传输性能,讨论了两个不同频率载波之间的串扰干扰。此外,还估算了信道的信 噪比,最后,建立了一个 500-W 的实验平台,在功率传输工作在 22.4kHz 的频率下,使用 1.67MHz 的信号载波实现了 20kb/s 的无线通信,并计算了信号输出端

口的信噪比约为-16dB。在电路结构的设计上,该研究在功率传输电路中使用了 原边串联补偿,副边并联补偿的结构。在通信电路中,采用在发送侧给变压器串 联电容,在接收侧给变压器并联电容的方式,两个电容的容值都设计为与变压器 的自感在信号载波频率下形成谐振。由于这样的通信电路设计并不对称,因此在 实现功率传输源端与负载端的双向通信时,需要两套通信电路,系统电路结构较 为复杂。



图 1.9 文献 (Wu 等, 2015) 电路结构

重庆大学的孙跃教授团队对高频注入式无线信能同传技术有着持续的研究, 2016 年采取在耦合线圈两侧并联支路用于注入高频信号载波,如图1.10,在250-W 的无线电能传输系统里实现了 19.2kb/s 的双向通信 (Sun 等, 2016)。该研究建 立了电路的数学模型,分析了功率和数据传输之间相互干扰的增益以及通信信 道的增益,并通过实测增益的频率响应伯德图,验证了系统设计和电路模型的合 理性。该研究的功率传输部分补偿电路采用原边串联电容,副边不使用补偿电 路。信号传输电路的设计中,与(Wu 等, 2015)中相同,在发送侧串联电容,接收 侧并联电容,并与变压器自感谐振在信号载波频率。这种设计同样是不对称的, 需要两套电路实现双向通信。

在团队后续的研究中, 文献 (Fan 等, 2021) 提出一种四谐振双抑制电路结构, 即在正向通信(功率源端到负载端)和反向通信(负载端到源端)使用不同频率 的信号载波时,在正向通信(反向通信)的发送侧和接收侧分别加入谐振在反向 通信(正向通信)载波频率的带阻滤波器,减少正向通信与反向通信之间的干 扰。电路结构上,功率传输部分采用双边 LCC 补偿电路,利用高阶电路的滤波 特性,削弱功率传输逆变器的谐波干扰,提高信号传输的信噪比。信号传输电路 10



图 1.10 文献 (Sun 等, 2016) 电路结构

的设计采用发送侧和接收侧都串联电容的方式,形成了对称设计,正向通信和反向通信可复用电路结构。研究对系统建立了电路模型,分析了功率波与信号载波 之间的干扰以及正反向通信信号载波间的串扰,并提出了参数优化设计方法,实现了 600-W 功率输出,80kb/s 通信的无线信能同传系统。



图 1.11 文献 (Wang, Sun, 等, 2022) 电路结构

文献 (Wang, Sun, 等, 2022) 提出如图1.11的电路结构, 功率传输电路中使用 双边 LCC 补偿结构减小逆变器的谐波干扰,并加入 Nortch 滤波器减小正反向通 信之间的干扰,信号载波通过与耦合线圈并联的变压器提取与注入。信号传输电 路与1.10相同,发送侧串联电容,接收侧并联电容。研究通过对各部分阻抗的分

析,导出了数据传输的传递函数,由于分析了功率和同侧数据源的干扰,推导了 信噪比的表达式,并讨论了提高信噪比相应的因素。通过移位双陷波滤波器和变 换器,提出了一种优化数据传输信道以最大化信噪比的方法。实现了 400-W 功 率输出,200kb/s 通信的无线信能同传系统。

哈尔滨工业大学的姚友素教授同样在高频注入式无线信能同传技术上做了 很多研究,2019 年提出了图1.12中的系统电路结构 (Yao 等,2019),功率传输电 路采用双边 LCC 的补偿结构,信号载波的注入和提取通过并联变压器在耦合线 圈两端实现。为增大信号传输的增益,减小信号载波输入向功率输出的分量,在 功率传输电路的原边和副边分别加入陷波电感。在信号传输电路的设计上,采取 分别给注入和提取变压器串联电容。



图 1.12 文献 (Yao 等, 2019) 电路结构

2020年他们在使用双边 LCC 补偿的功率传输电路 (Yao 等, 2020)的基础上, 从耦合线圈中间抽头串联信号载波注入和提取变压器,两个变压器的二次侧同 样串联电容。通过设计可以消除回声的双工器,实现了全双工通信。建立了所提 出的系统的等效电路模型,在此基础上分析了功率和数据传输的性能以及它们 之间的串扰。提出了一种确定最佳线圈抽头位置的设计方法,使用这种方法可以 获得最高的信噪比。系统在传输 300W 功率的同时,实现了 500kbps 的全双工通 信速率。2021 年他们使用双边 LCC 补偿的功率传输电路,通过与耦合线圈串联 的变压器注入和提取信号载波 (Yao 等, 2021)。其中信号载波调制方法为频率调 制,信号传输输入输出端口分别串联电容,与变压器自感在信号载波频率谐振, 为信号传输提供更高增益的通路。分别建立了系统的信号传输等效简化模型,在此基础上分析了系统的信号传输增益和性噪比,综合设计系统的电路参数,实现 了在线圈耦合系数减少 95.3% 时仍然能准确传输 150kb/s 通信数据的系统。

因此现有相关研究工作所关注的设计目标以及所使用的电路结构可以总结 为下表

表 1.1 高频注入式无线信能同传系统研究现状

文献	设计目标	功率补偿电路	信号传输电路
(Wu 等, 2015)	1. 信号传输增益 2. 功率对信号串扰	串-并	串-并
(Sun 等, 2016)	1. 信号与功率相互干扰 2. 信号传输增益	串-	串-并
(Fan 等, 2021)	 1. 信号与功率相互干扰 2. 双向通信间串扰 3. 功率与信号传输增益 	双边 LCC	串-串
(Wang, Sun, 等, 2022)	 1. 功率传输效率 2. 信号传输增益 3. 功率对信号串扰 	双边 LCCL	串-并
(Yao 等, 2019)	1. 信号传输增益 2. 信号与功率相互干扰	双边 LCC	串-串
(Yao 等, 2020)	1. 信号传输增益 2. 功率对信号串扰	双边 LCC	串-串
(Yao 等, 2021)	1. 信号传输增益 2. 功率对信号串扰	双边 LCC	串-串

由表1.1可知现有关于高频注入式无线信能同传系统的研究,关注的设计目标包括信号传输信道增益的分析,功率传输对信号传输干扰的分析以及信号传输对功率传输干扰的分析。在电路设计上,功率传输部分的补偿电路往往采用高阶设计以减少功率传输逆变器的谐波给信号传输部分带来的干扰。而信号传

输电路多使用给注入和提取变压器添加电容谐振的设计,包括两侧都串联电容 或发送端串联电容,接收端并联电容,但是相关文献中并没有具体说明采用这样 的电路设计的优势。因此在现有研究中,高频注入式无线信能同传系统中信号 传输电路的设计并没有明确的设计思路指导,也没有具体的性能表现评价标准。 同时为了削弱功率传输部分逆变电路给信号传输带来的噪声干扰,文献中多在 功率传输补偿电路中采取高阶设计,并无类似高阶设计应用于信号传输电路中。 因此本文将关注于高阶信号传输电路在高频注入式无线信能同传系统中的应用。

1.3 本文主要研究内容

现有的对于高频注入式无线信能同传技术的研究,主要关注于在如何设计 功率传输电路的结构以降低功率传输对信号传输的串扰,以及在信号传输方面 提出新的调制解调方法提升通信的抗干扰性与通信速率。然而,鲜有研究关注于 信号传输通道的电路设计,并没有统一的信号传输电路设计标准与思路。本文针 对高频注入式无线信能同传系统,从信号传输电路的角度分析了其对系统信号 传输性能的影响,经过电路结构理论分析、参数扫描与系统电路仿真,为不同阶 数的信号传输电路提供了最优设计点的设计思路。最终在电路参数实测与实验 中验证了最优设计点的合理性与正确性。

本文主要由五个章节构成,具体章节内容安排如下:

(1)第一章,绪论,主要介绍本课题的研究背景与意义。分析了无线信能同 传技术的几种实现手段,并介绍了各种技术的研究现状,由此提出了本课题的研 究内容与章节内容安排。

(2)第二章,系统架构与模型分析。介绍了高频注入式无线信能同传系统的基本架构,提出了信号传输性能的评价标准,并分别在信号传输频率和功率传输频率对系统进行建模分析。

(3)第三章,系统分析与优化设计。分别对使用一阶、二阶及高阶 LCC 信号传输电路的系统具体分析,并通过扫描电路参数对系统进行优化设计,确定不同信号传输电路的最优设计点。

(4) 第四章, 实验平台搭建与验证。对采取一阶、二阶及高阶 LCC 信号传输 电路最优设计的系统, 使用基于 S 参数的方法进行信号传输增益、串扰增益及端 口阻抗的实测。最终使用高阶 LCC 信号传输电路搭建了一套输出功率 1-kW 的

无线信能同传系统。

(5)第五章,总结与展望。总结了本文开展的工作及得到的结论,并对论文 待完善的部分及后续待开展的工作做了讨论。

第2章 高频注入式系统架构

2.1 系统架构与模型

2.1.1 系统架构

16

基于高频信号载波的无线信能同传系统中,无线电能传输和无线通信通过 同一套耦合线圈实现。典型的基于高频信号载波的无线信能同传系统架构,如 图2.1所示,为简化分析,仅画出从功率输入端到功率输出端的正向通信通道。在 通信电路采用对称设计时,只要切换通信的输入源和负载,即可实现双向通信。

功率传输由直流输入,经过逆变器变为交流,通过耦合线圈的电磁感应传到 接收侧。发送线圈和接收线圈各有补偿网络用于调整电压电流相位,提高系统的 功率传输效率。功率的接收端将接收线圈和补偿网络得到的交流电压经过整流 成为直流输出。

信号传输通过注入经过调制的高频信号载波实现,分别在原边和副边串联 变压器,用于注入信号载波和提取信号载波。两侧的变压器分别加入信号传输电 路,用于提升无线通信的能力与质量,当信号传输电路采取对称设计时,可实现 双向通信。



图 2.1 无线信能同传系统的典型架构

对于无线信能同传系统,从功率输入到功率输出是无线电能传输所需的功 率传输部分,从信号输入到信号输出是无线通信所需的信号传输部分。而从功率 输入到信号输出是系统最大的弱点,即功率传输部分给信号传输部分带来的干 扰。此外,由于功率传输部分的电压及功率等级要远远大于信号传输部分,所以 信号传输对功率传输造成的干扰可忽略不计。

2.1.2 系统模型

基于高频信号载波的无线信能同传系统由无线电能传输系统发展而来,与 基于能量收集的系统不同,基于高频信号载波的系统的主要功能是无线电能传 输,在保证无线电能传输的能力与质量的基础上,再加入无线通信的功能,无线 通信是作为帮助更好地实现无线电能传输的辅助功能。因此设计一个无线信能 同传系统的第一步是确定无线电能传输部分的电路架构,最优化的设计无线电 能传输部分,接下来才是在尽可能不影响无线电能传输的性能的前提下,最优化 的设计无线通信部分。

本课题研究的是针对电动汽车无线充电平台的无线信能同传系统,逆变电路采用全桥逆变,整流电路使用全桥整流。在耦合线圈的谐振补偿电路上,以往的研究中往往采用高阶设计,如双边 LCC 补偿,利用其天然的高阶滤波特性,滤除逆变电路产生的高次谐波,减少功率传输对信号传输的干扰。而本文为最大化地突出信号传输电路对通信性能的影响,采用最常用的串-串补偿结构,如图2.2所示。





 L_{tx} 和 L_{rx} 是耦合线圈的自感, C_{tx} 和 C_{rx} 是功率传输部分的补偿电路。 T_{tx}

17

和 *T_{rx}* 是用于注入和提取信号载波的变压器,变压器采用励磁电感加上漏感的模型进行建模,*L_{mt}* 和 *L_{mr}* 分别是功率传输部分一次侧和二次侧所加入的变压器的励磁电感,*L_{kt}* 和 *L_{kr}* 分别是功率传输部分一次侧和二次侧所加入的变压器的漏感。*v_{p_in}* 是功率传输部分的直流输入电压,*v_{d_in}* 是信号传输部分注入的信号载波的电压,*R_p* 和 *R_d* 分别是功率传输部分和信号传输部分的等效负载。对于本文讨论的通信电路分析,在分析使用不同通信电路的无线信能同传系统时,功率传输部分的耦合线圈、补偿电路、逆变电路及整流电路等都维持不变,信号传输部分的变压器、输入信号载波及输出的负载也维持不变,只有用于提升无线通信质量的信号传输电路变化,以比较使用不同信号传输电路的优劣势。

2.2 系统设计目标

高频注入式无线信能同传系统从功能上可以分成无线电能传输和无线通信 两个部分,因此系统的性能评估存在无线电能传输和无线通信两个维度。其中无 线电能传输部分的性能表现包括传输功率大小、传输效率等。由于高频注入式无 线信能同传系统是在无线电能传输系统的基础上设计得来,因此功率传输相关 的设计目标在设计耦合线圈、功率补偿电路、功率传输输入电压以及功率传输输 出负载时,就已经达到最优设计。因此本文关注的系统设计目标是关于主要关注 于无线通信部分的性能表现。

从输入输出端口的角度,可以把高频注入式无线信能同传系统看成一个四 端口系统,四个端口分别为功率传输输入、输出和信号传输输入、输出。在不同 输入输出端口之间,由功率传输输入端口到功率传输输出端口传递的是系统所 需要的无线电能传输,由信号传输输入端口到信号传输输出端口传递的是系统 所需的无线通信。而功率传输输入端口到信号传输输出端口和信号传输输入端 口到功率传输输入端口的部分是系统所不需要的,其中从信号传输输入端口到 功率传输输入端口的部分,是信号传输对于功率传输的干扰,但由于信号传输的 功率级别比功率传输小很多,因此这部分可忽略不计。而从功率传输输入端口到 信号传输输出端口的部分,是功率传输对信号传输造成的干扰,会降低系统的通 信性能与质量。

此外,在无线通信领域的通信性能分析中,一般采用误码率和信噪比评估通信的有效性和可靠性。无线通信领域往往通过对信道估计之后对功率分配、载波

分配等进行优化,提升通信的误码率和信噪比。而在高频注入式无线信能同传 系统中,通信只有单一的信道,并且系统的噪声源已知,主要由功率传输部分产 生。信噪比的公式如2.1所示,其中 *S* 代表的是接收端口接收到的信号功率,*N* 则是接收端口的噪声功率。因此,想要提升信噪比,可行的方法包括提升接收端 口接收到的信号功率和减少接收到的噪声功率。

$$SNR = 10log_{10}(S/N)$$
 ... (2.1)

因此,从信号传输输入端口到信号传输输出端口的信号传输能力大小,以及 功率传输对信号传输造成的干扰强弱,都是评价高频注入式无线信能同传系统 的信号传输的重要指标。由于在比较不同的信号传输电路时,功率传输和信号传 输的输入源都不变化,二者可被简化为信号传输增益和串扰增益。此外,相关研 究并未提及信号传输部分所消耗的功率大小,而本课题在前期的仿真调研阶段 发现不同的电路结构会造成信号传输消耗功率有很大差别,因此将信号传输消 耗功率也作为系统的设计目标。综上所述,总结出以下三个系统设计目标,信号 传输增益、串扰增益和信号传输消耗功率。

2.2.1 信号传输增益

信号传输增益体现系统在使用相同的信号载波输入时的信号传输能力,信号传输增益越大,系统的信号传输能力越强。在图2.2中,信号传输增益 *G*_{dd} 是信号传输负载上的电压幅值 *V*_{d_out} 与信号传输输入的信号载波电压幅值 *V*_{d_in} 之间的比值。

2.2.2 串扰增益

串扰增益体现系统抑制功率传输部分对信号传输部分的干扰的能力,串扰 增益越小,系统抑制功率传输对信号传输干扰的能力越强。在图2.2中,串扰增 益 *G*_{dd} 是信号传输负载上的电压幅值 *V*_{d_out} 与功率传输逆变电路输出的基波电 压幅值 *V*_p 之间的比值。

2.2.3 信号传输消耗功率

信号传输信号消耗功率体现了无线信能同传系统在无线电能传输基础上,为 了同时实现无线通信功能,所付出的代价的大小。由于本课题信号传输的输入源 为高频信号载波,可被视为一个高频的正弦电压源,因此信号传输所消耗功率的 大小可以通过直接通过信号传输输入端口的输入阻抗表示。本文使用信号传输 输入阻抗的幅值大小,来评估信号传输所消耗的总功率,阻抗值越大表示信号传 输所消耗的功率越大。在图2.2中,信号传输的输入阻抗 Z_{d_in} 由信号传输输入端 口的电压 V_{d_in} 和电流 I_{d_in} 的比值定义。

2.3 系统分析方法

2.3.1 通用二端口网络

信号传输部分中的通信电路部分采用对称设计,即输入端和输出端采用相同的通信电路,而通信电路可以抽象化为图2.3所示的二端口网络。



图 2.3 通信电路的二端口等效电路

*V*₁,*V*₂,*I*₁,*I*₂ 分别是两个端口的电压与电流, *A*/*B*/*C*/*D* 是描述二端口网络的 ABCD 参数。二端口网络端口的电压电流之间关系可使用 ABCD 参数的矩阵方 程表示,如式2.2。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \qquad \dots (2.2)$$

ABCD 参数由对二端口进行短路断路法测量得到,具体表达式如下。

$$A = \frac{V_1}{V_2}|_{I_2=0}, B = \frac{V_1}{-I_2}|_{V_2=0}, C = \frac{I_1}{V_2}|_{I_2=0}, D = \frac{I_1}{-I_2}|_{V_2=0} \qquad \dots (2.3)$$
因此,将高频注入式无线信能同传系统的信号传输电路抽象化为二端口网络之后,可以先将通信网络作为"黑箱子",通用地对使用不同通信网络的系统做分析。得到带有 ABCD 参数的系统参数表达式之后,再针对具体使用的信号传输电路实例化,提取该信号传输电路的 ABCD 参数带入到通用表达式中,得到具体的表达式,可以避免每次都对不同的系统进行独立的大量方程式推导过程,大大简化了分析过程。

2.3.2 信号传输等效电路

为简化电路分析过程,将两个信号传输注入与提取变压器的变比都设置为 4:4。使用上节提到的二端口网络代替电路模型中的信号传输电路,并在信号 载波的频率下对电路建模,可以得到如图2.4得到信号传输的等效电路模型。



图 2.4 信号传输等效电路模型

信号传输等效电路的分析建立在信号载波频率 ω_d ,功率传输部分的输入源 及逆变视为短路, R_{eq} 是功率传输负载和全桥整流的等效阻抗,如式(2.4)所示。

$$R_{eq} = \frac{8R_L}{\pi^2} \qquad \dots (2.4)$$

由式 (2.2) 中的二端口网络的端口电压电流与 ABCD 参数之间的转换关系, 结合基尔霍夫电压电流定律,对于信号传输接收侧的二端口通信电路,可以得到 如下的电路方程。

$$\begin{cases} V_{d_{out}} = AV_r - BI_{r2} \\ I_{r1} = CV_r - DI_{r2} = -\frac{V_{d_{out}}}{R_d} \\ V_r + V_{rx} + j\omega_d L_{kr}I_{r2} = 0 \end{cases} \dots (2.5)$$

式 (2.5) 可进一步化简为式 (2.6), 得到接收侧通信电路前的端口电压 V_r 和 I_{r2} 间的关系,以及接收侧变压器一次侧的电压幅值 V_{rx} 和信号传输负载最终得到的电压幅值 $V_{d out}$ 间的表达式。

$$\begin{cases} \frac{V_r}{I_{r^2}} = \frac{B + DR_d}{A + CR_d} \\ \frac{V_{d_out}}{V_{rx}} = \frac{(AD - BC)R_d}{-j\omega_d L_{kr}(A + CR_d) - (B + DR_d)} & \dots (2.6) \end{cases}$$

Z_{rx} 是从接收侧变压器的原边看过去的信号传输接收端的等效阻抗,由式 (2.6) 可简化推导为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_d L_{mr}(j\omega_d L_{kr} + \frac{V_r}{I_{r2}})}{j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr} + \frac{V_r}{I_{r2}}} = \frac{j\omega_d L_{mr}(j\omega_d L_{kr} + \frac{B + DR_d}{A + CR_d})}{j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr} + \frac{B + DR_d}{A + CR_d}} \qquad \dots (2.7)$$

由式2.7知,等效阻抗 Z_{rx} 是 L_{kr} 与等效阻抗 Z_r 并联,所以

$$|Z_{rx}| < |j\omega_d L_{mr}| \qquad \dots (2.8)$$

又因为在无线信能同传系统中,为使额外加入的变压器不影响原有的无线电能传输部分,所以耦合线圈的自感 L_{tx} 和 L_{rx} 远远大于变压器的励磁电感 L_{mt} 和 L_{mr},因而可进一步得到

$$|Z_{rx}| \ll |j\omega_d L_{rx}| \qquad \dots (2.9)$$

由于高频注入式无线信能同传系统的设计是建立在无线电能传输系统的基础上,所以功率传输部分原副边的补偿网络 C_{tx} 和 C_{rx} 分别与耦合线圈原副边的自感 L_{tx} 和 L_{rx} 在功率传输逆变电路的工作频率 ω_p 下谐振,电路方程如式2.10

$$\begin{cases} j\omega_p L_{tx} + \frac{1}{j\omega_p C_{tx}} = 0\\ j\omega_p L_{rx} + \frac{1}{j\omega_p C_{rx}} = 0 \end{cases} \dots (2.10)$$

由于信号载波的频率 ω_d 远高于功率传输部分的逆变电路工作频率 ω_p ,所以 耦合线圈的自感 L_{rx} 和补偿电路 C_{rx} 在信号载波频率 ω_d 下的阻抗近似等于耦合 线圈自身的阻抗。因此从耦合线圈的副边得到的等效阻抗 Z_s 可以被简化表示为

$$Z_s = j\omega_d L_{rx} + \frac{1}{j\omega_d C_{rx}} + Z_{rx} + R_{eq} \approx j\omega_d L_{rx} + R_{eq} \qquad \dots (2.11)$$

Z_{rs} 是从耦合线圈的原边得到的等效阻抗,根据无线电能传输系统的受控源 模型,可得

$$Z_{rs} = \frac{(\omega_d M)^2}{Z_s} \approx \frac{(\omega_d M)^2}{j\omega_d L_{rx} + R_{eq}} \qquad \dots (2.12)$$

又由耦合线圈的互感 M 和耦合系数 k 之间的关系

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{tx}}\sqrt{L_{rx}}} \qquad \dots (2.13)$$

可将 Z_{rs} 的表达式进一步简化为

$$Z_{rs} = \frac{(\omega_d M)^2}{j\omega_d L_{rx}} = \frac{\omega_d^2 k^2 L_{tx} L_{rx}}{j\omega_d L_{rx}} = -jk^2 L_{tx} \qquad \dots (2.14)$$

因此,从发送侧变压器的一次侧得到的等效阻抗 Z_p可以推导为

$$Z_{p} = j\omega_{d}L_{tx} + \frac{1}{j\omega_{d}C_{tx}} + Z_{rs} = j\omega_{d}L_{tx} + \frac{1}{j\omega_{d}C_{tx}} - jk^{2}L_{tx} \qquad \dots (2.15)$$

又因为高频数据载波频率往往在 1*Mhz* 以上,而耦合系数 *k* 是 0 与 1 之间的常数,所以 *Z_p* 表达式可进一步简化为

$$Z_p = j\omega_d L_{tx} + \frac{1}{j\omega_d C_{tx}} - jk^2 L_{tx} \approx j\omega_d L_{tx} \qquad \dots (2.16)$$

所以,从发送侧变压器的一次侧到接收侧变压器的一次侧的电压传输增益 可以通过各环节阻抗推导为

$$\frac{V_{rx}}{V_{tx}} = \frac{Z_{rs}}{Z_p} \frac{Z_{rx}}{Z_s} \approx \frac{-jk^2 L_{tx}}{j\omega_d L_{tx}} \frac{Z_{rx}}{j\omega_d L_{rx}} = \frac{-k^2}{\omega_d} \frac{Z_{rx}}{j\omega_d L_{rx}} = \frac{jk^2 Z_{rx}}{\omega_d^2 L_{rx}} \qquad \dots (2.17)$$

又由式 (2.2),结合基尔霍夫电压电流定律,对于信号传输发送侧的二端口 通信电路,可以得到如下的电路方程。

$$\begin{cases}
V_{d_{in}} = AV_t - BI_{t2} \\
I_{t1} = CV_t - DI_{t2} \\
V_{tx} - V_t = j\omega_d L_{kt} I_{t2}
\end{cases} \dots (2.18)$$

由于发送侧变压器一次侧得到的等效阻抗 Z_p 近似原边耦合线圈 L_{tx} 的阻抗, 所以从发送侧二端口网络的输出电压 V_t 到发送侧变压器一次侧得到的 V_{tx} 间的 电压增益推导为

$$\frac{V_{tx}}{V_t} = \frac{\frac{Z_p \cdot j\omega_d L_{mt}}{Z_p + j\omega_d L_{mt}}}{j\omega_d L_{kt} + \frac{Z_p \cdot j\omega_d L_{mt}}{Z_p + j\omega_d L_{mt}}} \approx \frac{L_{tx}L_{mt}}{L_{kt}(L_{tx} + L_{mt}) + L_{tx}L_{mt}} \qquad \dots (2.19)$$

由式 (2.18) 和式 (2.19), 从信号传输信号载波输入端口 V_{d_in} 到注入到功率 传输回路的发送侧变压器一次侧的 V_{tx} 之间的信号传输电压增益为

$$\frac{V_{d_in}}{V_{tx}} = A \frac{L_{kt}(L_{tx} + L_{mt}) + L_{tx}L_{mt}}{L_{tx}L_{mt}} + B \frac{L_{tx} + L_{mt}}{j\omega_d L_{tx}L_{mt}} \qquad \dots (2.20)$$

又因为在基于高频注入的无限信能同传系统中, *L_{tx}* >> *L_{mt}*, 所以式2.20可以被进一步简化表示为

$$\frac{V_{d_in}}{V_{tx}} = A \frac{L_{kt}(L_{tx} + L_{mt}) + L_{tx}L_{mt}}{L_{tx}L_{mt}} + B \frac{L_{tx} + L_{mt}}{j\omega_d L_{tx}L_{mt}} \qquad \dots (2.21)$$
$$\approx \frac{A(L_{kt} + L_{mt})}{L_{mt}} + \frac{B}{j\omega_d L_{mt}} = \frac{Aj\omega_d(L_{kt} + L_{mt}) + B}{j\omega_d L_{mt}}$$

同时,由式(2.18),可以得到信号传输输入端口等效阻抗 Z_{d_in}的表达式为

$$Z_{d_in} = \frac{V_{d_in}}{I_{t1}} = \frac{Aj\omega_d [L_{kt}(L_{tx} + L_{mt}) + L_{tx}L_{mt}] + B(L_{tx} + L_{mt})}{Cj\omega_d [L_{kt}(L_{tx} + L_{mt}) + L_{tx}L_{mt}] + D(L_{tx} + L_{mt})}$$

$$\approx \frac{Aj\omega_d (L_{kt}L_{tx} + L_{tx}L_{mt}) + BL_{tx}}{Cj\omega_d (L_{kt}L_{tx} + L_{tx}L_{mt}) + DL_{tx}} = \frac{Aj\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + B}{Cj\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + D}$$
 (2.22)

结合式 (2.24)、式 (2.17) 和式 (2.21),可以得到从信号传输的数据载波输入端口 V_{d_in} 到信号传输输出端口负载上得到的 V_{d_out} 之间的总的信号传输电压增益 G_{dd} 表达式

$$G_{dd} = \frac{V_{d_out}}{V_{d_in}} = \frac{V_{d_out}}{V_{rx}} \cdot \frac{V_{rx}}{V_{tx}} \cdot \frac{V_{tx}}{V_{d_in}}$$

$$= \frac{(AD - BC)R_d}{-j\omega_d L_{kr}(A + CR_d) - (B + DR_d)} \cdot \frac{jk^2 Z_{rx}}{\omega_d^2 L_{rx}} \cdot \frac{j\omega_d L_{mt}}{Aj\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + B}$$

$$= \frac{(AD - BC)R_d}{j\omega_d L_{kr}(A + CR_d) + (B + DR_d)} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}} \cdot \frac{L_{mt}}{Aj\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + B}$$
... (2.23)

2.3.3 功率传输等效电路

功率传输给信号传输带来的串扰分析是通过计算从功率传输的逆变电路输出端口的正弦波电压 V_{p_in} 到信号传输输出端口负载上的电压 V_{d_out} 的电压增益 G_{pd}。图2.5是分析功率传输的等效电路模型,由叠加定理,信号传输输入端口视 为短路。而功率传输部分被简化为频率为逆变电路工作频率 f_p的正弦源接在功 率传输逆变电路输出端口,其电压幅值为 V_{p_in}。



图 2.5 功率传输等效电路模型

在功率传输等效电路中,从接收侧变压器一次侧的 V_{rx} 到信号传输输出端口 V_{d_out} 之间的电路模型并没有变化,只是建模的频率是在功率传输逆变电路的工 作频率 ω_p。所以从 V_{rx} 到 V_{d_out} 的功率传输电压增益可表示为

$$\frac{V_{rx}}{V_{d_out}} = \frac{-j\omega_p L_{kr}(A + CR_d) - (B + DR_d)}{(AD - BC)R_d} \dots (2.24)$$

由式 (2.2),结合基尔霍夫电压电流定律,对于信号传输发送侧的二端口信 号传输电路,可以得到如下的电路方程。

$$\begin{cases} 0 = AV_t - BI_{t2} \\ I_{t1} = CV_t - DI_{t2} \end{cases} \dots (2.25)$$

由于在功率传输等效电路中,在接收侧变压器的一次侧得到的等效阻抗 Z_{rx} 的电路结构并没有发生变化,只是建模频率由信号载波频率 ω_d 变为功率传输的逆变电路工作频率 ω_p 。因此 Z_{rx} 的表达式与式 (2.7) 类似

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{V_{r}}{I_{r2}})}{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{V_{r}}{I_{r2}})} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})}{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})} \qquad \dots (2.26)$$

由于信号传输的输入端口被视为短路,发送侧变压器的一次侧得到的等效 阻抗 Z_{tx} 可被推导为

$$Z_{tx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{V_{t}}{I_{t2}})}{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{V_{t}}{I_{t2}})} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})}{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})} \dots (2.27)$$

又副边耦合线圈 L_{rx} 和补偿电容 C_{rx} 在 ω_p 频率下谐振,所以功率传输时副 边线圈端口的等效阻抗 Z_s 的表达式为

$$Z_{s} = j\omega_{p}L_{rx} + \frac{1}{j\omega_{p}C_{rx}} + Z_{rx} = Z_{rx} \qquad \dots (2.28)$$

类似于式 (2.12) 将 Z_s 反射到功率传输电路的原边,再结合线圈于补偿电路的阻抗,以及信号传输发送侧变压器一次侧的等效阻抗,可以得到功率传输逆变电路输出端口的等效阻抗 Z_{p_in} 表达式如下

$$Z_{p_in} = j\omega_p L_{tx} + \frac{1}{j\omega_p C_{tx}} + Z_{tx} + Z_{rs}$$

... (2.29)

$$= Z_{tx} + \frac{(\omega_p M)^2}{Z_s} = Z_{tx} + \frac{(\omega_p M)^2}{Z_{rx}}$$

从而从功率传输逆变电路输出端口的 V_{p_in} 到信号传输接收侧变压器的一次侧的 V_{rx}间的电压增益可推导为

$$\frac{V_{p}}{V_{rx}} = \frac{Z_{rs}}{Z_{p}} \cdot \frac{Z_{rx}}{Z_{s}} = \frac{\frac{(\omega_{p}M)^{2}}{Z_{rx}}}{Z_{tx} + \frac{(\omega_{p}M)^{2}}{Z_{rx}}} = \frac{(\omega_{p}M)^{2}}{Z_{tx}Z_{rx} + (\omega_{p}M)^{2}}$$

$$= \frac{(\omega_{p}M)^{2}}{\frac{(\omega_{p}M)^{2}}{[\frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})}{[\frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})}][\frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})}{[\frac{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})][\frac{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})]}{[\frac{j\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})][\frac{(\omega_{p}M)^{2}}{[\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})]}][\frac{(\omega_{p}M)^{2}}{[\omega_{p}L_{mr} + (j\omega_{p}L_{kr} + \frac{B + DR_{d}}{A + CR_{d}})]}] + (\omega_{p}M)^{2}} \dots (2.30)$$

所以从功率传输的逆变电路输出端口 V_{p_in} 到信号传输输出端口 V_{d_out} 之间 总的串扰增益推导为

$$G_{pd} = \frac{V_{d_out}}{V_p} = \frac{V_{d_out}}{V_{rx}} \cdot \frac{V_{rx}}{V_p}$$

=
$$\frac{(AD - BC)R_d}{-j\omega_p L_{kr}(A + CR_d) - (B + DR_d)} \cdot \frac{Z_{tx}Z_{rx} + (\omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2} \qquad \dots (2.31)$$

第3章 系统分析与优化设计

在上一章中,将高频注入式无线信能同传系统中的信号传输电路视为二端 口网络,使用 ABCD 参数进行描述,先将信号传输电路作为"黑箱子"通用地 计算系统的传输增益等性能参数。本章将使用具体的信号传输电路分别将其中 的二端口网络实例化分析。

在对采用不同信号传输电路的系统进行系统分析之前,需要先确定系统共 用部分的电路参数,即系统功率传输部分及注入与提取信号载波变压器的电路 参数, 耦合线圈 L_{tx} 和 L_{rx} 设计成同样的感值, 以达到系统的对称设计。同时, 为 更好地体现信号传输电路对高频注入式无线信能同传系统的性能影响,功率传 输部分的补偿网络避免引入高阶谐振网络,使用自身没有滤波特性的串-串补偿 结构。在功率传输部分工作频率 f, 的选择上, 为优化无线电能传输的效率表现, 设计 f,为 135khz。因为本文最终设计的是输出功率为 1kW 的无线信能同传系 统,经过理论计算与仿真验证,确定功率传输部分的整流电路后接入的直流负 载 R_p为 50Q, 逆变电路前的直流输入电压 V_p为 300V。对于高频注入式无线信 能同传系统的信号传输部分的电路设计,除了本文中需要进行对比分析的信号 传输电路作为"黑箱子"是未知的以外,其余的包括原副边的变压器和信号传输 注入的高频载波以及输出负载 R_d 均为定值。其中分别串联在耦合线圈原副边的 用于信号载波注入与提取的变压器,为实现系统的双向通信,也采取对称设计。 同时,为尽量减少信号传输给功率传输部分带来的影响,将变压器的自感值 L_{T1} 和 L_{T2} 设置在 4μH 左右,其中的励磁电感量与漏感量为变压器制作完成后实测 得到, 匝数比为简化系统参数计算设置为 4:4。信号传输部分的输入信号载波幅 值设置为10V,输出负载则为典型值10kΩ。此外,与参考文献中一般将信号传 输的高频载波频率 f_d 设置在功率传输部分工作频率 f_p 的十倍以上不同,本文 将信号载波频率 f_d 设置在 1Mhz,以更好地分析不同信号传输电路在抑制功率 传输对信号传输串扰方面的性能表现。

而高频注入式无线信能同传系统存在两个不同频率的输入源,因此系统的 电路会同时工作在两个频率下,分别是功率传输工作频率和信号载波频率。由于 高频注入式无线信能同传系统在无线电能传输系统的基础上设计,所以电路参 数都在功率传输工作频率下测量并设计,而这些电路元件在高频的信号载波频 率下会呈现不同的特性。其中耦合线圈由于带有磁芯,其电路参数在不同频率下 的变化最为明显。



图 3.1 耦合线圈

本课题使用的耦合线圈如图 3.1,线圈采用利兹线绕制,下方采用 PC40 型号的磁芯。图 3.2是线圈的实测频率特性,可得到耦合线圈在 1.2MHz 左右存在一个谐振点,所以线圈的自感在 1MHz 的值相比在低频 135kHz 处的值有很大的偏移。



图 3.2 耦合线圈线圈自感的频率特性, (a) 发送线圈, (b) 接收线圈

因此,线圈参数以及相关电路参数需要分别在功率传输工作频率 f_p和信号 传输频率 f_d 下测量,在不同频率下进行电路分析时,需要带入相应频率下的值, 如表 3.1。其中耦合线圈的自感在两个频率的值有很大差异,变压器的自感和漏 感也有小幅度变化。

	f_p 下测量值	f_d 下测量值
$L_{tx}\&L_{rx}$	180 <i>µ</i> H	620 <i>µ</i> H
$C_{rx}\&C_{rx}$	6.30nF	6.70nF
$L_{kt} \& L_{kr}$	3.54 <i>µ</i> H	3.67 <i>µ</i> H
$L_{mt} \& L_{mr}$	345nH	320nH

表 3.1 系统功率传输电路参数

3.1 一阶信号传输电路

在浙江大学的吴建德团队 (Wu 等, 2015) 和重庆大学孙跃团队 (Wang, Sun, 等, 2022) 的研究中,都曾采用在发送侧变压器串联电容,接收侧变压器并联电容 的通信电路。这样的通信电路结构,在实现双向通信时,需要针对前向通信和后 向通信分别设计两套通信电路,因此并不适用于本文讨论的对称式无线信能同 传系统。所以在本文讨论的对称式无线信能同传系统中,两侧的通信电路需要保 持一致,才可以在对调输入源和输出负载位置之后实现相同的无线通信能力。

由于本文设计的是对称式的无线信能同传系统,两侧的通信电路需要保持一致。又因为并联电容在信号载波输入端,相当于在电压源两端并联电容,会使得系统无法正常工作。所以串联单电容电容是唯一一种可用的一阶信号传输电路,如图 3.3所示。



此串联单电容的一阶信号传输电路可以使用 ABCD 参数矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \frac{1}{j\omega C_x} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \qquad \dots (3.1)$$

将式 (3.1) 中的 ABCD 参数带入到式 (2.23) 中,可以得到使用一阶信号传输 电路的高频注入式无线信能同传系统的信号传输增益 *G*_{dd}

$$G_{dd} = \frac{R_d}{j\omega_d L_{kr} + (\frac{1}{j\omega C_x} + R_d)} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}} \cdot \frac{L_{mt}}{j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + \frac{1}{j\omega C_x}} \qquad \dots (3.2)$$

同样,将式(3.1)中的 ABCD 参数带入到式(2.7)中,信号载波频率下的 Z_{rx} 可以推导为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_d L_{mr}(j\omega_d L_{kr} + \frac{1}{j\omega_d C_x} + R_d)}{j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr} + \frac{1}{j\omega_d C_x} + R_d} \qquad \dots (3.3)$$

串扰增益 G_{pd} 可被表示为

$$G_{pd} = \frac{R_d}{-j\omega_p L_{kr} - (\frac{1}{j\omega_d C_x} + R_d)} \cdot \frac{Z_{tx} Z_{rx} + (\omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2} \qquad \dots (3.4)$$

其中 Z_{tx} 和 Z_{rx} 可被推导为

$$\begin{cases} Z_{tx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x})}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x}} & \dots (3.5) \\ Z_{rx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x} + R_d)}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x} + R_d} \end{cases}$$

因此对于信号传输输入端口的等效阻抗 Z_{d_in} 可以表示为

$$Z_{d_in} = j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + \frac{1}{j\omega_d C_x} \qquad \dots (3.6)$$

由式 (3.6) 可得,在信号载波频率 ω_d 下,信号输入等效输入阻抗 Z_{d_in} 近似等于信号载波注入变压器的自感串联上电容 C_x 。

基于表 3.1中设定的电路元件参数,使用一阶信号传输电路作为信号传输电路,对于一阶信号传输电路中的电容 *C_x*进行参数扫描,观察系统设计目标的变化趋势,以选出系统的最优设计点。



图 3.4 使用一阶信号传输电路的信号传输增益

系统的信号传输增益 G_{dd} 随一阶信号传输电路中的设计变量 C_x 的变化趋势如图3.4所示,系统的信号传输增益 G_{dd} 在 $C_x = 6.3nF$ 时达到峰值,这也正好 是 C_x 与原副边变压器自感在信号载波频率 f_d 下谐振时的值。这说明使用一阶 信号传输电路时,系统存在一个使得信号传输增益最大的最优设计点,并且其恰 好是传统的串-串谐振补偿电路的谐振设计点,符合通用式设计谐振电路的经验。



图 3.5 使用一阶信号传输电路的串扰增益

系统的串扰增益 G_{pd} 随 C_x 的变化趋势如图3.5 所示, 在从 $C_x = 1nF$ 变化到

 $C_x = 40 n F$ 时,系统的串扰增益 G_{pd} 几乎维持不变。这说明使用一阶信号传输电路时系统的串扰增益不随一阶信号传输电路中的电路参数变化,更进一步地说明了使用一阶谐振电路作为信号传输电路对抑制高频注入式无线信能同传系统的串扰没有作用。

除了信号传输增益 G_{dd} 和串扰增益 G_{pd} , 信号传输的输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 也是 无线信能同传系统的重要设计指标,用于评价系统信号传输部分消耗功率。在 图3.6中, C_x 取 6.3*nF* 达到最优设计点时,系统信号传输的输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 取得 极小值,近似于零。式 (3.6)中,使用一阶通信传输电路时,系统的信号输入等 效输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 近似等于系统中提取和注入变压器的自感串联上电容 C_x 。因 此,在信号载波频率 ω_d 下,一阶信号传输电路中的 C_x 与注入变压器的自感 $L_{tx} = L_{mt} + L_{mr}$ 形成串联谐振。所以信号输入等效输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 幅值在在信号 载波频率 ω_d 下相当小,这会导致信号传输的输入电流过大,进而导致信号传输 消耗很多的功率,同时 $Z_{d_{in}}$ 几乎没有实部,使得信号传输消耗的功率中绝大部 分为无功功率。这说明了在使用一阶信号传输电路的最优设计点,系统能实现 最大的信号传输增益,但是信号传输消耗的功率过大,并且其中无功功率占比过 高。



图 3.6 使用一阶信号传输电路的输入阻抗

使用一阶信号传输电路的最优设计点 A 的信号传输性能表现可以总结为 表3.2,信号传输增益 G_{dd} 达到 –9.1dB,串扰增益 G_{pd} 为 –24dB,输入阻抗仅为 G_{dd}。所以采用一阶信号传输电路的高频注入式无线信能同传系统的缺点就是在 得到最好的信号传输增益表现时,付出的信号传输功率代价过大,同时对于功率 传输带来的串扰的抑制能力较弱。

	G_{dd}	G_{pd}	Z _{d_in}
A	-9.1dB	-24.0dB	0.7Ω

表 3.2 一阶信号传输电路最优设计点 A

3.2 二阶信号传输电路

由上节可以得到,采用一阶信号传输电路时,高频注入式无线信能同传系统 的信号传输部分虽然可以基于谐振电路的设计经验,提高谐振电路的元件阶数, 往往能带来系统性能的提升。因此本节将讨论使用二阶谐振电路作为高频注入 式无线信能同传系统的通信电路的可行性以及系统设计目标的表现。由谐振电 路的设计方法,可以得到如图 3.7的 8 种由电感与电容构成的不同的二阶谐振电 路。



图 3.7 常用的二阶谐振电路

由于在 V 型电路和 VII 型电路中,都有电容直接并联在端口两端的情况,同时信号传输的输入是电压源,电容并联在电压源两端会带来极大的安全风险,所以 V 型电路和 VII 型电路不适用于作为本文讨论的信号传输电路。此外, VI 型电路和 II 型电路有所重复,因此在分析时可忽略。综上,只有谐振腔 I/II/III/IV 适用于设计为本文讨论的信号传输电路。

3.2.1 I型电路

首先是电容与电感直接串联的 I 型电路,如图 3.8。



图 3.8 I型电路

此二阶信号传输电路可以使用 ABCD 参数矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_y} + j\omega L_y \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \qquad \dots (3.7)$$

将表 3.7中的 ABCD 参数带入到式 (2.23) 中,可得信号传输增益 G_{dd} 表达 式为

$$G_{dd} = \frac{R_d}{j\omega_d L_{kr} + j\omega_d L_y + \frac{1}{j\omega_d C_y} + R_d} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}} \cdot \frac{L_{mt}}{j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + j\omega_d L_y + \frac{1}{j\omega_d C_y}} \dots (3.8)$$

其中,信号传输接收电路的等效阻抗 Z_{rx} 可以推导为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_d L_{mr}(j\omega_d L_{kr} + j\omega_d L_y + \frac{1}{j\omega_d C_y} + R_d)}{j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr} + j\omega_d L_y + \frac{1}{j\omega_d C_y} + R_d} \qquad \dots (3.9)$$

串扰增益 Gpd 的表达式为

$$G_{pd} = \frac{R_d}{-j\omega_p L_{kr} - (\frac{1}{j\omega_d C_x} + R_d)} \frac{(Z_{tx} Z_{rx} + \omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2} \qquad \dots (3.10)$$

其中的 Z_{tx} 与 Z_{rx} 分别可被推导为

$$\begin{cases} Z_{tx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x})}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + j\omega_p L_y + \frac{1}{j\omega_p C_y}} & \dots (3.11) \\ Z_{rx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x} + R_d)}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + j\omega_p L_{kr} \frac{1}{j\omega_p C_y} + R_d} \end{cases}$$

信号传输输入端口的等效阻抗 Z_d in 的表达式为

$$Z_{d_in} = j\omega_d L_{mt} + j\omega_d L_{kt} + j\omega_d L_y + \frac{1}{j\omega_d C_y} \qquad \dots (3.12)$$

由式 (3.12) 得到使用 I 型电路时,系统的信号传输输入端口的等效输入阻抗,就是发送侧变压器的自感(励磁电感 L_{mt}+漏感 L_{kt})与二阶谐振电路中的电感 L_y和电容 C_y 串联而成。

为找到系统的最优设计点,对二阶谐振电路中的电感电容进行二维参数扫描,观察系统信号传输增益 G_{dd} 、串扰增益 G_{pd} 和输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 的变化。



图 3.9 I型电路 G_{dd} 参数扫描

由图3.9中 *G_{dd}* 的变化趋势,可以看到有一条高亮的可以得到较高 *G_{dd}* 的区域,这一区域可以看做是为了实现较高信号传输增益 *G_{dd}*, I 型电路中参数的最优化设计区域。

同样,在信号传输输入阻抗 Z_{d_in}的变化趋势图3.10中,对应于图3.9中 G_{dd} 较高的区域,也有一条 Z_{d_in} 值较小的区域。因此对于 I 型电路,要想取得对于 信号传输增益 G_{dd} 的优化设计点,必定会导致信号传输输入阻抗 Z_{d_in} 较小,从 而导致用于信号传输消耗的功率较大。



图 3.10 I型电路 Z_{d in} 参数扫描

此外,由图3.11,系统的串扰增益 G_{pd} 几乎不随电容 C_y 和电感 L_y 值变化而变化。所以,对于I型电路,电路中 C_y 和 L_y 的变化同样不会影响系统的串扰增益 G_{pd} 。



图 3.11 I型电路 Gpd 参数扫描

综合 I 型电路的信号传输增益 G_{dd} 、串扰增益 G_{pd} 和输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 的变化 趋势来看, I 型电路与一阶信号传输电路类似,存在对信号传输增益 G_{dd} 的最优

37

设计点,但是同时会造成输入阻抗较小,信号传输消耗功率较大,此外 I 型电路 的串扰抑制能力同样较弱,相比于一阶信号传输电路并没有额外的优势。

3.2.2 II 型电路

接下来是串联电容再并联电感的 II 型电路,如图 3.12。



图 3.12 II 型电路

此二阶信号传输电路可以使用 ABCD 参数矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{1}{j\omega C_y \cdot j\omega L_y} & \frac{1}{j\omega C_y} \\ \frac{1}{j\omega L_y} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad \dots (3.13)$$

使用 II 型电路的信号传输增益 G_{dd} 表达式为

$$G_{dd} = \frac{R_d}{j\omega_d L_{kr}(1 + \frac{1}{j\omega_d C_y j\omega_d L_y} + \frac{1}{j\omega_d L_y}R_d) + \frac{1}{j\omega_d C_y} + R_d} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}}$$

$$\cdot \frac{L_{mt}}{(1 + \frac{1}{j\omega_d C_y j\omega_d L_y})j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + \frac{1}{j\omega_d C_y}} \qquad \dots (3.14)$$

其中, Z_{rx} 可以推导为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_{d}L_{mr}[j\omega_{d}L_{kr}(1 + \frac{1}{j\omega_{d}C_{y}j\omega_{d}L_{y}} + \frac{1}{j\omega_{d}L_{y}}R_{d}) + \frac{1}{j\omega_{d}C_{y}} + R_{d}]}{(j\omega_{d}L_{mr} + j\omega_{d}L_{kr})(1 + \frac{1}{j\omega_{d}C_{y}j\omega_{d}L_{y}} + \frac{1}{j\omega_{d}L_{y}}R_{d}) + \frac{1}{j\omega_{d}C_{y}} + R_{d}} \dots (3.15)$$

串扰增益 Gpd 的表达式为

$$G_{pd} = \frac{R_d}{-j\omega_p L_{kr}(1 + \frac{1}{j\omega_p C_y j\omega_p L_y} + \frac{1}{j\omega_p L_y} R_d) - (\frac{1}{j\omega_p C_x} + R_d)} \dots (3.16)$$
$$\cdot \frac{(Z_{tx} Z_{rx} + \omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2}$$

其中的 Z_{tx} 与 Z_{rx} 分别可被推导为

$$\begin{cases} Z_{tx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}[j\omega_{p}L_{kr}(1+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}j\omega_{p}L_{y}})+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}}]}{(j\omega_{p}L_{mr}+j\omega_{p}L_{kr})(1+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}j\omega_{p}L_{y}})+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}}} & . \\ Z_{rx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}[j\omega_{p}L_{kr}(1+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}j\omega_{p}L_{y}}+\frac{1}{j\omega_{p}L_{y}}R_{d})+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}}+R_{d}}{(j\omega_{p}L_{mr}+j\omega_{p}L_{kr})(1+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}j\omega_{p}L_{y}}+\frac{1}{j\omega_{p}L_{y}}R_{d})+\frac{1}{j\omega_{p}C_{y}}+R_{d}} & ... (3.17) \end{cases}$$

信号传输输入端口的等效阻抗 Z_{d_in} 的表达式为

$$Z_{d_in} = \frac{j\omega_d (L_{mt} + L_{kt})(1 + \frac{1}{j\omega_d C_y j\omega_p L_y}) + \frac{1}{j\omega_d C_y}}{j\omega_d (L_{mt} + L_{kt})\frac{1}{j\omega_d L_y} + 1} \dots (3.18)$$

$$=\frac{(j\omega_d L_y j\omega_d L_y + 1)(L_{mt} + L_{kt}) + L_y}{(L_{mt} + L_{kt} + L_y) j\omega_d C_y}$$

由推出的电路参数表达式,使用表 3.1中的电路参数,对电容 C_y 和电感 L_y 两个设计变量做参数扫描,可以得到使用 II 型电路时,系统的信号传输增益 G_{dd} 、串扰增益 G_{pd} 和信号传输输入电流 $I_{d_{in}}$ 的变化趋势图。

由图3.13中 G_{dd}的变化趋势,可以看到有一条高亮的可以得到较高 G_{dd}的弧 线区域,类似于在使用 I 型电路时图3.9中的区域。但是图3.13中的区域与图3.9中的高亮区域位置不同,这说明不同结构的信号传输电路的优化设计点不同,同时 图3.13中大部分区域的 G_{dd} 极低,在-65d B 及以下。

39



图 3.13 II 型电路 G_{dd} 参数扫描

同样,在信号传输输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 的变化趋势图3.14中,对应于图3.13中 G_{dd} 较高的区域,也有一条 $Z_{d_{in}}$ 值较小的弧线区域。因此 II 型电路和 I 型电路一样,要想信号传输增益 G_{dd} 高,必定会导致信号传输输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 较小,从而导致用于信号传输消耗的功率较大。



图 3.14 II 型电路 Z_{d_in} 参数扫描

此外,由图3.15,系统的串扰增益 G_{pd} 呈现随电感 L_y 值增大而增大的趋势,而不随电容 C_y 值变化而变化。因此在选择 II 型电路的最优设计点时,应当在图3.13中 G_{dd} 较大的红色区域中先优选出几个信号传输增益表现最好的点,再从这些点中选择 L_y 值最小的点,得到信号传输性能综合表现最好的最优设计点。

因此,综合 *G_{dd}、G_{pd}* 和 *Z_{d_in}* 的变化趋势, Ⅱ 型电路和 I 型电路类似,相比于一阶信号传输电路并无额外的优势。



图 3.15 II 型电路 G_{pd} 参数扫描

3.2.3 III 型电路

之后是并联电容后串联电感的 III 型电路,如图 3.16。



图 3.16 III 型电路

此二阶信号传输电路可以使用 ABCD 参数矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + j\omega C_y \cdot j\omega L_y & \frac{1}{j\omega C_y} + j\omega L_y \\ j\omega L_y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad \dots (3.19)$$

使用 III 型电路的信号传输增益 G_{dd} 表达式为

$$G_{dd} = \frac{R_d}{j\omega_d L_{kr}(1 + j\omega_d C_y j\omega_d L_y + j\omega_d C_y R_d) + j\omega_d L_y + R_d} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}}$$

$$\cdot \frac{L_{mt}}{(1 + j\omega_d C_y j\omega_d L_y) j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + j\omega_d L_y} \dots (3.20)$$

其中, Z_{rx} 的表达式为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_d L_{mr} j\omega_d L_{kr} (1 + j\omega_d C_y j\omega_d L_y + j\omega_d C_y R_d) + j\omega_d L_{mr} (j\omega_d L_y + R_d)}{(j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr})(1 + j\omega_d C_y j\omega_d L_y + j\omega_d C_y R_d) + j\omega_d L_y + R_d} \dots (3.21)$$

串扰增益 Gpd 的表达式为

$$G_{pd} = \frac{R_d}{-j\omega_p L_{kr}(1+j\omega_p C_y j\omega_p L_y + j\omega_p C_y R_d) - (j\omega_p L_y + R_d)} \dots (3.22)$$
$$\cdot \frac{(Z_{tx} Z_{rx} + \omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2}$$

其中的 Z_{tx} 与 Z_{rx} 分别可被推导为

$$\begin{cases} Z_{tx} = \frac{j\omega_p L_{mr} j\omega_p L_{kr} (1 + j\omega_p C_y j\omega_p L_y) + j\omega_p L_{mr} j\omega_p L_y}{(j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr})(1 + j\omega_p C_y j\omega_p L_y) + j\omega_p L_y} \\ Z_{rx} = \frac{j\omega_p L_{mr} j\omega_p L_{kr} (1 + j\omega_p C_y j\omega_p L_y + j\omega_p C_y R_d) + j\omega_p L_{mr} (j\omega_p L_y + R_d)}{(j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr})(1 + j\omega_p C_y j\omega_p L_y + j\omega_p C_y R_d) + j\omega_p L_y + R_d} \\ \dots (3.23)$$

信号传输输入端口的等效阻抗 Z_{d_in} 的表达式为

$$Z_{d_in} = \frac{(1+j\omega_d C_y j\omega_d L_y) j\omega_d (L_{mt} + L_{kt}) + j\omega_d L_y}{1+j\omega_d C_y j\omega_d (L_{mt} + L_{kt})} \qquad \dots (3.24)$$

同样,对电容 C_y 和电感 L_y 进行参数扫描。



图 3.17 III 型电路 G_{dd} 参数扫描

与 I 型电路和 II 型电路不同,图3.17中 G_{dd} 的变化趋势中有两个高亮的区域,可以看到在 $C_y = 6.3nF$ 附近有一条可以得到较高 G_{dd} 的直线区域,同时另

外有一条高亮的可以得到较高 G_{dd} 的弧线区域。其中高亮的弧线区域与使用 I型 电路和 II 型电路时取得高 G_{dd} 区域的位置相同。



图 3.18 III 型电路 Z_{d in} 参数扫描

结合输入阻抗的变化趋势来看,在图3.17中与使用 II 型电路时的相同位置高 亮的弧线区域,在图3.18中会产生较小的信号传输输入阻抗 $Z_{d_{in}}$,与 I 型电路、 II 型电路没有不同。但是在 $C_y = 6.3nF$ 附近的直线上,系统可以在 G_{dd} 较大的 同时, $Z_{d_{in}}$ 也较大。这说明在 $C_y = 6.3nF$ 附近的直线上,存在同时使得系统信 号传输增益较大,并且信号传输输入阻抗较大即信号传输消耗功率较小的最优 设计点。这个新特性是之前使用一阶信号传输电路和 I 型电路、II 型电路都不曾 出现的,是 III 型电路独有的优势。



图 3.19 III 型电路 G_{pd} 参数扫描

同时,系统的串扰增益 G_{pd} ,如图3.19,呈现随电容 C_y 值增大而增大,几乎不随电感 L_y 值变化的趋势。这说明在 $C_y = 6.3nF$ 附近的直线上,系统的串扰增

益 G_{pd} 几乎相同。因此,III 型电路的最优设计点在 $C_y = 6.3nF$ 附近的直线区域 里,电感 L_y 值可以自由选择,而不影响整体系统的信号传输性能表现。

3.2.4 IV 型电路

最后是电容电感并联的 IV 型电路,如图 3.20。



图 3.20 IV 型电路

此二阶信号传输电路可以使用 ABCD 参数矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\omega L_y}{1 + j\omega C_y \cdot j\omega L_y} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \qquad \dots (3.25)$$

将式 (3.25) 中的 ABCD 参数带入到式 (2.23) 中,可得信号传输增益 G_{dd} 表 达式为

$$G_{dd} = \frac{R_d}{j\omega_d L_{kr} + \frac{j\omega_d L_y}{1 + j\omega_d C_y \cdot j\omega_d L_y} + R_d} \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}}$$

$$\cdot \frac{L_{mt}}{j\omega_d (L_{kt} + L_{mt}) + \frac{j\omega_d L_y}{1 + j\omega_d C_y \cdot j\omega_d L_y}} \qquad \dots (3.26)$$

其中,信号传输接收电路的等效阻抗 Z_{rx} 可以推导为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_d L_{mr}(j\omega_d L_{kr} + \frac{j\omega_d L_y}{1 + j\omega_d C_y \cdot j\omega_d L_y} + R_d)}{j\omega_d L_{mr} + j\omega_d L_{kr} + \frac{j\omega_d L_y}{1 + j\omega_d C_y \cdot j\omega_d L_y} + R_d} \qquad \dots (3.27)$$

串扰增益 G_{pd} 的表达式为

$$G_{pd} = \frac{R_d}{j\omega_p L_{kr} + \frac{j\omega_p L_y}{1 + j\omega_p C_y \cdot j\omega_p L_y} + R_d} \cdot \frac{(Z_{tx} Z_{rx} + \omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2} \qquad \dots (3.28)$$

其中的 Z_{tx} 与 Z_{rx} 分别可被推导为

$$\begin{cases} Z_{tx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{1}{j\omega_p C_x})}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + j\omega_p L_y + \frac{1}{j\omega_p C_y}} & \dots (3.29) \\ Z_{rx} = \frac{j\omega_p L_{mr}(j\omega_p L_{kr} + \frac{j\omega_p L_y}{1 + j\omega_p C_y \cdot j\omega_p L_y} + R_d)}{j\omega_p L_{mr} + j\omega_p L_{kr} + \frac{j\omega_p L_y}{1 + j\omega_p C_y \cdot j\omega_p L_y} + R_d} \end{cases}$$

信号传输输入端口的等效阻抗 Z_{d_in} 的表达式为

$$Z_{d_in} = j\omega_d L_{mt} + j\omega_d L_{kt} + \frac{j\omega_p L_y}{1 + j\omega_p C_y \cdot j\omega_p L_y} \qquad \dots (3.30)$$

扫描电容 Cy 和电感 Ly, 可以得到系统的信号传输性能表现变化趋势。



图 3.21 IV 型电路 G_{dd} 参数扫描

在图3.21中 G_{dd}的变化趋势,可以看到有一条高亮的可以得到较高 G_{dd}的 弧线区域,同时在其下方有一条类似的弧线区域,但是恰好与高亮的弧线区域相反,下方的弧线区域是 G_{dd} 极低的区域。



图 3.22 IV 型电路 Z_{d in} 参数扫描

结合 $Z_{d_{in}}$ 的变化趋势图3.22来看,其中在图3.22中高亮的弧线区域,与使用 II 型电路时的相同,会产生较小的信号传输输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 。而其中 G_{dd} 取得极低值的弧线区域,则同时取得较大的 $Z_{d_{in}}$ 。所以,使用 IV 型电路的系统有两块可取得极值的区域,但是实现较大 G_{dd} 时,输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 较小,信号传输消耗功率较大,而实现较大 $Z_{d_{in}}$ 时,信号传输增益 G_{dd} 又太小。使用 IV 型电路无法兼得较大的信号传输增益 G_{dd} 和较大的输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 。

此外,使用 IV 型电路的系统的串扰增益 G_{pd} 几乎不随电容 C_y 和电感 L_y 值 变化而变化,如图3.23。



图 3.23 IV 型电路 G_{pd} 参数扫描

图3.24综合显示了四种二阶信号传输电路的信号传输性能表现。可以得出在四种可用的二阶信号传输电路中,只有 III 型电路中存在同时得到较大 *G_{pd}* 和较大 *Z_{d_in}* 的区域。使用 III 型电路并采取此区域中的优化设计,可以在信号传输增益达到优异表现的同时,很好地限制信号传输消耗的功率。



图 3.24 二阶信号传输电路参数扫描 (a)I 型电路 (b)II 型电路 (c)III 型电路 (d)IV 型电路

综上所述,使用二阶信号传输电路的全局最优设计点即为 B,在此最优设计 点的信号传输性能表现总结为表3.3。信号传输增益 G_{dd} 可达到-8.5dB,串扰增 益 G_{pd} 为-24.0dB,输入阻抗可达到 851.2 Ω 。

表 3.3 二阶信号传输电路最优设计点 B

	G _{dd}	G_{pd}	Z_{d_in}
В	-8.5dB	-24.0dB	851.2 <i>Ω</i>

3.3 高阶 LCC 信号传输电路

由上一节可知,电感和电容组成的二阶谐振电路用于高频注入式无线信能 同传系统的信号传输电路,可以在小幅度牺牲信号传输增益的情况下,更好地抑 制系统中功率传输部分对于信号传输部分的串扰,同时可以减少信号传输消耗 的功率。

由二阶谐振电路启发,本文进一步提出三阶谐振电路用于信号传输电路的可能性。图3.25所示的LCC高阶谐振电路常用于在无线电能传输系统中Zheng2022。



图 3.25 LCC 高阶谐振电路

由式 (2.3) 可得该 LCC 高阶信号传输电路的 ABCD 参数矩阵表达式如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 C_{z2} L_z & \frac{1}{j\omega C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})j\omega L_z \\ j\omega C_{z2} & 1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}.$$
 ... (3.31)

将 ABCD 参数带入式 (2.23) 可得信号传输增益 G_{dd} 的表达式

$$G_{dd} = \frac{(1 - \omega_d^2 C_{z2} L_z)(j\omega_d C_{z2}) + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})\omega_d^2 L_z C_{z2} R_d}{j\omega_d L_{kr}(1 - \omega_d^2 C_{z2} L_z + j\omega_d C_{z2} R_d) + \frac{1}{j\omega_d C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})(j\omega_d L_z + R_d)} \\ \cdot \frac{k^2 Z_{rx}}{\omega_d L_{rx}} \cdot \frac{L_{mt}}{j\omega_d (L_{kt} + L_{mt})(1 - \omega_d^2 C_{z2} L_z) + \frac{1}{j\omega_d C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})j\omega_d L_z}{\dots (3.32)}$$

其中 Z_{rx} 的表达式为

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_{d}L_{mr}(j\omega_{d}L_{kr} + \frac{\frac{1}{j\omega_{d}C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})(j\omega_{d}L_{z} + R_{d})}{1 - \omega_{d}^{2}C_{z2}L_{z} + j\omega_{d}C_{z2}R_{d}}) \dots (3.33)$$
$$\dots (3.33)$$

串扰增益 G_{pd} 可被推导为

$$G_{pd} = -\frac{(1 - \omega_p^2 C_{z2} L_z)(j\omega_p C_{z2}) + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})\omega_p^2 L_z C_{z2} R_d}{j\omega_p L_{kr}(1 - \omega_p^2 C_{z2} L_z + j\omega_p C_{z2} R_d) + \frac{1}{j\omega_p C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})(j\omega_p L_z + R_d)} \cdot \frac{Z_{tx} Z_{rx} + (\omega_p M)^2}{(\omega_p M)^2} \dots (3.34)$$

其中的 Z_{tx} 与 Z_{rx} 分别可被推导为

$$Z_{tx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{\frac{1}{j\omega_{p}C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})j\omega_{p}L_{z}}{1 - \omega_{p}^{2}C_{z2}L_{z}})}{j\omega_{p}L_{mr} + j\omega_{p}L_{kr} + \frac{\frac{1}{j\omega_{p}C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})j\omega_{p}L_{z}}{1 - \omega_{p}^{2}C_{z2}L_{z}}} \qquad \dots (3.35)$$

$$Z_{rx} = \frac{j\omega_{p}L_{mr}(j\omega_{p}L_{kr} + \frac{\frac{1}{j\omega_{p}C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})(j\omega_{p}L_{z} + R_{d})}{1 - \omega_{p}^{2}C_{z2}L_{z} + j\omega_{p}C_{z2}R_{d}}) \dots (3.36)$$
$$\dots (3.36)$$

信号传输端口的等效输入阻抗 Z_{d in} 为

$$Z_{d_in} = \frac{(j\omega_d L_{mt} + j\omega_d L_{kt})(1 - \omega_d^2 C_{z2} L_z) + \frac{1}{j\omega_d C_{z1}} + (1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}})j\omega_d L_z}{(j\omega_d L_{mt} + j\omega_d L_{kt})j\omega_d C_{z2} + 1 + \frac{C_{z2}}{C_{z1}}} \dots (3.37)$$

对于高阶 LCC 信号传输电路,采取与二阶信号传输电路类似的优化设计方法,通过扫描信号传输电路中的电路参数,观察系统的信号传输增益 G_{dd} 、串扰增益 G_{pd} 和信号传输输入阻抗 $Z_{d_{in}}$ 的变化趋势,优选出信号传输电路的最优电路参数设计。与二阶信号传输电路不同,LCC 信号传输电路有 L_z , C_{z1} 和 C_{z2} 三个谐振元件作为变量。可将 L_z 暂时选定,再对 C_{z1} 和 C_{z2} 进行二维的参数扫描,可以像二阶信号传输电路的参数设计一样得到最优设计点。



图 3.26 LCC 参数扫描 G_{dd} 变化趋势

图3.26 是系统的信号传输增益 G_{dd} 随 C_{z1} 和 C_{z2} 的变化趋势。其中 (a)-(c) 分 别是控制 L_z 为定值 1 μ H、2 μ H 和 3 μ H, C_{z2} 作为横轴, C_{z1} 作为纵轴, 绘制出 的变化趋势图。可以看到在每一张 G_{dd} 的变化趋势图中, 都存在 H1、H2 和 H3 三条可产生较高 G_{dd} 的曲线区域。其中区域 H1 和 H3 在选取不同 L_z 值时, 在 50 图中的位置会发生变化,而区域 H2 保持原位。随着电感 L_z 值由 1 μ H 到 3 μ H 越变越大,区域 H1 越来越靠近左下角,在 $L_z = 3\mu$ H 的 G_{dd} 的变化趋势图中,区域 H1 几乎缩小到看不出来。而区域 H3 随着电感 L_z 值的增大,越来越靠近区域 H2 的位置,从图3.26(a)中图片右侧边缘位置,逐渐移动到趋势图的中间位置。



图 3.27 LCC 参数扫描 Z_d 变化趋势

图3.27 是系统的信号传输输入阻抗 Z_{d_in} 随 C_{z1} 和 C_{z2} 的变化趋势。在相对 应的 Z_{d_in} 的变化趋势图中,只有与 H2 对应的区域会呈现高亮状态,而分别与 H1和 H3相对应的区域则会出现极低值。这说明在三条可以产生较高信号传输 增益 G_{dd} 的参数设计区域中,只有区域 H2 内的设计点可以兼顾既达到较大的 信号传输增益 G_{dd} 又能实现较大的信号传输输入阻抗 Z_{d_in} 。因此对于每一个特 定的 L_z 值,系统的最优设计点都应当在其对应的 G_{dd} 变化趋势图中的 H2 区域 内选择。同时,对比不同 L_z 取值的 G_{dd} 的变化趋势图中,区域 H1和 H3 随着 L_z 值的变化而产生,但是区域 H3 在坐标系中的位置在三张 G_{dd} 的变化趋势图 中几乎保持不变,这说明 L_z 的值几乎不影响区域 H3 内最优设计点的选择。

图3.28 是系统的串扰增益 G_{pd} 随 C_{z1} 和 C_{z2} 的变化趋势。对于 L_z 不同的取 值,系统的串扰增益 G_{pd} 变化趋势几乎相同。在 C_{z1} 值越小, C_{z2} 值越大时,系 统的串扰增益 G_{pd} 越大。在 C_{z1} 值越大, C_{z2} 值越小时,系统的串扰增益 G_{pd} 越 小,系统抑制串扰的能力越强。因此,在区域 H2 内选择最优设计点时,应选择 其中 C_{z1} 值较大, C_{z2} 值较小的设计点,即坐标系中更靠近右下角的设计点。



图 3.28 LCC 参数扫描 G_{pd} 变化趋势

综合三组不同 L_z 值下 G_{dd} 、 G_{pd} 和 Z_{d_in} 的变化趋势图,结合实际实验情况,最终优选出在 $L_z = 2\mu H$ 中区域 H2内的 C 点作为使用三阶 LCC 信号传输电路的全局最优设计点。

C点的信号传输性能表现可以总结为表3.3,信号传输增益 G_{dd} 可达到-6.9dB, 串扰增益为-30.1dB,信号传输输入阻抗则为 169.8Ω 。

表 3.4	LCC 信号传输电路最优设计点	С

	G_{dd}	G_{pd}	Z_{d_in}
С	-6.9dB	-30.1dB	169.8 <i>Ω</i>

第4章 实验平台搭建与验证

4.1 基于 S 参数的端口增益及阻抗分析

4.1.1 S 参数

S 参数即散射参数, S 参数可以完整地表征端口网络的频域特性,常用于射频领域的端口化分析。在射频领域,由信号完整性问题的角度出发,可以通过 S 参数分析出无源网络的传输、反射、串扰、损耗等特性 (Frickey, 1994)。将待测网络看作一个未知的"黑箱子",如果可以准确地获得网络的 S 参数,可以在并不清楚网络内部的电路元件参数的情况下,得到整个网络的频域特性,进而可以对无源参数作快速分析,大大简化了电路建模分析的过程。

S参数由射频领域定义而来,在射频频域中分析端口特性时需要考虑传输线效应,以波的概念推导分析。图4.1表示了一个网络端口,其中入射波与反射波是可在外部观测的,而传输波作为传输进端口内部的部分是未知且不可观测的。 在射频频域往往需要考虑宽频域的频率响应特性,而传输线效应会在不同的频段带来不同的参数频移,会使得采用电路结构方法分析网络端口得到的电路参数模型不再精确,导致最终的分析结果出现错误(Jargon 等, 2018; Kim 等, 2014)。



图 4.1 射频领域端口分析

一个典型的二端口网络的 S 参数表达式可以写作

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ & & \dots \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \qquad \dots (4.1)$$

其中 S_{11} 和 S_{22} 是端口的自身的反射系数,也被称作回波损耗, S_{12} 和 S_{21}

53

是端口的传输增益,也被称为插入损耗。如果二端口网络的"黑箱子"中只有无 源的电路元件,那么二端口网络的两个端口之间符合"无源性",即

$$|S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 \le 1 \qquad \dots (4.2)$$

如果二端口网络是对称的,输入端口和输出端口可以任意切换,那么两个端口之间符合"互异性",即

$$S_{12} = S_{21} \qquad \dots (4.3)$$

4.1.2 端口增益计算

一旦实际原边或副边阻抗值与射频中的标准端口阻抗值发生了不匹配的情况,则会使得对整体系统指标的评估结论失效。因此,当讨论实际原边与副边的 电路采用真实的阻抗值时,几乎不能实现 50 Ω标准阻抗匹配,在这个时候就需 要该讨论如何使用 S 参数来应对任意负载匹配下系统指标的评估 (Yin 等, 2022)。



图 4.2 通用二端口网络

对于图4.2中的通用二端口网络, Z_S 和 Z_L 分别代表输入源侧与负载侧的阻抗,其S参数矩阵可以表示为

$$\begin{bmatrix} S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \dots (4.4)$$

使用 ABCD 参数可将该二端口网络的状态方程表示为

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

$$V_2 = -I_2Z_L$$

$$V_S = V_1 + I_1Z_S$$
...(4.5)

通过 ABCD 参数矩阵可以将 S 参数对应到二端口网络两侧的电压电流关系,可以得到

$$A = \frac{(Z_{S}^{*} + S_{11}Z_{S})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}Z_{S}}{2S_{21}\sqrt{Z_{S}Z_{L}}}$$

$$B = \frac{(Z_{S}^{*} + S_{11}Z_{S})(Z_{L}^{*} + S_{22}Z_{L}) - S_{12}S_{21}Z_{S}Z_{L}}{2S_{21}\sqrt{Z_{S}Z_{L}}}$$

$$C = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}\sqrt{Z_{S}Z_{L}}}$$

$$D = \frac{(1 - S_{11})(Z_{L}^{*} + S_{22}Z_{L}) + S_{12}S_{21}Z_{S}Z_{L}}{2S_{21}\sqrt{Z_{S}Z_{L}}}$$
(4.6)

将式 (4.6) 带入式 (4.4) 可以得到

$$\begin{cases} V_{1} = V_{2} \cdot \frac{1 + S_{11}}{S_{21}} \sqrt{\frac{Z_{S}}{Z_{L}}} \\ I_{1} = V_{2} \cdot \frac{1 - S_{11}}{S_{21}} \sqrt{\frac{1}{Z_{S}Z_{L}}} \\ V_{2} = -I_{2}Z_{L} \\ V_{S} = V_{2} \cdot \frac{1}{S_{21}} \frac{Z_{S}}{Z_{L}} \end{cases}$$
(4.7)

从而可以得到从输入源到输出负载的电压增益可以使用 S 参数表示为

$$G_{vv} = \frac{V_2}{V_1} = |\frac{S_{21}}{1 + S_{11}}| \sqrt{\frac{Z_S}{Z_L}} \qquad \dots (4.8)$$

因此,一旦知道未知"黑箱子"网络的S参数,就可以使用式(4.8)直接计算 出端口间的增益,再通过对于频率的扫描,得到小信号层面的系统的频率特性。

4.1.3 端口增益及输入阻抗实测

高频注入式无线信能同传系统是一个典型四端口的四端口网络,其中包括 功率传输的输入输出端口和信号传输的输入输出端口。同时,耦合线圈及两侧用 于通信的变压器,很好地将各个端口进行隔离,使得高频注入式无线信能同传系 统是一个完全相互隔离的四端口网络。因此高频注入式无线信能同传系统特别 适用于测量系统端口 S 参数后,快速计算得到系统的内部信息。

矢量网络分析是通过测量元件对频率扫描和功率扫描测试信号的幅度与相位的影响,来精确表征元件特性的一种方法。矢量网络分析仪器是一种用于测量电磁波能量的测试设备,它既能测量单端口网络、两端口网络及四端口网络的各种参数幅值和相位,广泛应用于微波射频领域。可以使用矢量网络分析仪测量出高频注入式无线信能同传系统的四维 S 参数,带入式 (4.8)快速得到端口间增益的频率特性。



图 4.3 矢量网络分析仪

本课题使用的天大仪器生产的 TD-3619C 矢量网络分析仪,其所能够测量的 频率范围为 100kHz – 8.5GHz。因为矢量网络分析仪更多使用于微波射频领域, 所以其测量频率范围较高。如图4.3,系统的四个端口分别是功率传输的输入、输 出端口和信号传输的输入、输出端口,由于 S 参数是在交流情况下测量的,功率 传输部分的逆变电路和整流电路需要提前去除。

由于高频注入式无线信能系统同时工作在两个不同的频率下,所以电路参数需要两个频率 f_p和 f_d下分别测量。表4.1是在功率传输工作频率 f_p下测量的
L_{tx}	L_{rx}	C_{tx}	C_{rx}	L _{mt}
180 <i>µ</i> H	182 <i>µ</i> H	6.35 nF	6.33 nF	3.61 µH
L_{mr}	L_{kt}	L_{kr}	C_x	L_y
3.49 μH	389 nH	420 nH	6.17 nF	2.04 µH
C_y	L_z	C_{z1}	C_{z2}	f_p
6.67 nF	2.04 µH	12.51 nF	12.43 nFp	135 kHz

表 4.1 f_n 频率实验电路参数

系统电路参数,由于上文中提到的 TD-3619C 矢量网络分析仪测量的最低频率为 100*kHz*,所以功率传输工作频率 f_p 被设计在 135 kHz,在 f_p 下耦合线圈的感值 L_{tx} 和 L_{rx} 在 180 μ H 左右。

表4.2是在信号载波频率 f_d 下测量的系统电路参数,由于磁芯的特性,耦合 线圈的感值 L_{tx} 和 L_{rx} 相较于低频时的值均有较大幅度的偏移,其余的电感和电 容值也都有小幅度的偏移。

L_{tx}	L_{rx}	C_{tx}	C_{rx}	L_{mt}
622 μH	745 μH	6.76 nF	6.70 nF	3.67 μH
L_{mr}	L_{kt}	L_{kr}	C_x	L_y
3.54 μH	320 nH	345 nH	6.30 nF	1.98 μH
C_y	L_z	C_{z1}	C_{z2}	f_d
6.81nF	1.98 μH	13.07 nF	12.98 nF	1 MHz

表 4.2 f_d 频率实验电路参数

使用一阶、二阶及高阶 LCC 信号传输电路的最优设计点,如表4.1和表4.2中的电路参数分别搭建使用无线信能同传系统,进行端口增益的实测。由矢量网络分析仪得到系统四维的 S 参数矩阵之后,根据公式 (4.8),带入相应端口的等效阻抗 Z_S 和 Z_L,便可以快速计算出对应两端口的增益曲线。



图 4.4 信号传输增益 G_{dd}

将信号传输输入和输出端口作为式 (4.8) 中的二端口,可以得到各自的信号 传输增益 *G_{dd}* 的频率响应曲线如图4.4。在信号传输频率 *f_d* 处,使用三种信号传 输电路的系统得到的信号传输增益几乎相同。这说明三种不同的信号传输电路 的最优设计点处的信号传输增益大致相同,从而可以得出不同信号传输电路的 对比是不以牺牲信号传输增益为代价的。



再将功率传输输入端口和信号传输输出端口作为式 (4.8) 中的二端口,得到

图4.5显示分别使用一阶、二阶及 LCC 信号传输电路在最优设计点的串扰增益 G_{pd} 的频率响应曲线。在功率传输工作频率 f_p 处,使用一阶信号传输电路和二阶 信号传输电路得到的串扰增益 G_{pd} 几乎相同。而使用 LCC 信号传输电路的 G_{pd} 曲线在此处的取值相比一阶与二阶信号传输电路有 6d B 的下降,说明 LCC 信号 传输电路可以显著提升系统的串扰抑制能力。



图 4.6 输入阻抗 Z_{d in}

使用一阶、二阶及 LCC 信号传输电路在最优设计点的信号传输输入阻抗 Z_{d_in} 的频率响应曲线如图4.6。其中一阶信号传输电路的输入阻抗 Z_{d_in} 在信号 载波频率 f_d 处取得极小值,说明一阶信号传输电路的最优化设计是对于信号传输输入端口在信号传输频率 f_d 处形成一个低阻状态。因此会导致使用高频信号 载波的电压源注入时,产生较大的输入电流,造成较大的功率消耗,这与之前的 电路分析和仿真结果相符。对于二阶和 LCC 信号传输电路, Z_{d_in} 在信号载波频 率 f_d 处取得极大值,说明二阶和 LCC 信号传输电路的最优设计点在信号传输 频率 f_d 处给信号传输的输入端口形成了一个高阻抗的回路。从而可以使得输入端的电压源注入时,产生的输入电流较小,限制信号传输所消耗的功率。

综合三种信号传输电路在最优设计点处的端口增益及输入阻抗实测,可以 总结出图4.7。其中信号传输增益与 *G_{dd}* 值成正比,串扰抑制能力与串扰增益 *G_{pd}* 值成反比,信号传输消耗功率则与输入阻抗 *Z_{in}* 值成反比。由图可得到三种不 同信号传输电路在信号传输增益方面性能相差不大。一阶信号传输电路的优势

59



图 4.7 不同信号传输电路性能比较

在于它的电路结构简单,系统复杂度低。二阶信号传输电路在降低信号传输消耗 功率方面的性能最为突出。而 LCC 信号传输电路则提供前两者没有的串扰抑制 能力,同时也有一定程度的降低信号传输消耗功率的能力。

4.2 无线信能同传系统实测

由上节的总结可以得出,LCC 信号传输电路的综合性能表现最为优异,因此选用LCC 信号传输电路实际应用于提出的 1-kW 无线信能同传系统的实测。



图 4.8 实验装置

图4.8是 1-kW 无线信能同传系统的实验装置图。其中高频信号载波的输入

通过信号发生器经过高频功率放大器放大功率后接到信号传输输入端口,功率 传输部分的负载使用电阻箱,信号注入和提取的变压器采用利兹线绕制在适用 于高频的 E 型 PC200 磁芯中。



图 4.9 功率传输波形

图4.9是采用 1-kW 无线信能同传系统的功率传输实验波形,逆变电路的直流输入电压为 305V,电阻箱的电阻值测量为 51.2*Ω*,耦合线圈之间的耦合系数 *k* 经由短路断路法测量为 0.39,系统的功率传输效率计算为 92.3%。



图 4.10 无功率传输情况下的信号传输波形

图4.10是功率传输输入端口电压为0即不开启功率传输时,系统的信号传输 波形。接收数据的波形通过对信号传输输出端口 v_{d_out} 的波形进行高通滤波、包

络检波、低通滤波、幅值比较等一系列解调手段得到,实现了 20kb/s 的有效数据 传输。可以看到在信号传输输入载波电压 $v_{d_{in}}$ 幅值为 10V 时,信号传输输出端 口的电压 $v_{d_{out}}$ 幅值约为 3.8V,可以计算出系统的信号传输增益 G_{dd} 约为-8.4dB, 与参数扫描及基于 S 参数的测量结果近似相符。



图 4.11 500-w 功率传输情况下的信号传输波形

图4.11是无线信能同传系统工作在 500-w 时,系统的信号传输相关波形,可以看到在开启功率传输之后,信号传输输出端口 v_{d_out} 的波形中存在 f_p 频率的低频分量。



图 4.12 1-kW 功率传输情况下的信号传输波形

图4.12是完整的 1-kW 高频注入式无线信能同传系统工作时,系统的信号传

输相关波形。其中 $v_{d_{out}}$ 在 f_p 频率的分量的幅值约为 15V,由全桥逆变电路输入直流电压为 300V 时,输出的基波幅值约为 381V,可计算出串扰增益 G_{pd} 约为-28.2dB,与参数扫描及基于 S 参数的测量结果近似相符。同时,接收数据与发送数据之间的延时测量为 4.5 μ s,可以实现可靠的实时通信。

综合以上实验结果,本文实现的 1-kW 无线信能同传系统,实现了传输效率 为 92.3% 的功率传输,以及数据速率为 20kb/s 的信号传输,其延时仅为 4.5µs,输出端口的信噪比计算为-32dB,可以实现可靠的实时通信。

第5章 总结与展望

5.1 本文贡献

高频注入式无线信能同传系统作为目前实现无线信能同传的热点技术,由 于功率传输与信号传输共用一套耦合线圈,天然存在功率传输对信号传输影响 的问题。现有研究主要关于功率传输部分补偿电路的高阶谐振设计以减少功率 传输给信号传输带来的串扰,但是缺乏对于高阶的信号传输电路设计的研究。因 此本文从以下几个方面展开了深入研究:

(1)现有研究中的信号传输电路多种多样,缺乏统一且合理的评价标准来选择与设计信号传输电路。本文提出以信号传输增益、串扰增益及信号传输输入阻抗作为评估不同信号传输电路信号传输性能的评价标准。

(2)为使采用不同信号传输电路设计的系统端口增益及输入阻抗推导简化,本文将发送侧与接收侧的信号传输电路分别抽象为对称的二端口网络,并使用 ABCD 参数描述此未知的"黑箱子"。在使用 ABCD 参数描述之后,分别将系统 在信号传输频率及功率传输频率下建模分析,得出带有 ABCD 参数的信号传输 增益、串扰增益及信号传输输入阻抗表达式。

(3)为比较不同信号传输电路的信号传输性能,提取具体信号传输电路的 ABCD参数得到具体的信号传输增益、串扰增益及信号传输输入阻抗表达式,再 分别扫描他们对于信号传输电路中谐振元件的电路参数的变化趋势,综合优选 出不同信号传输电路的最优设计点。

(4)本文采用基于 S 参数的端口增益测量计算方法,简化频率响应测量过程,快速得到不同系统的信号传输增益与串扰增益曲线,得出 LCC 信号传输电路可在最优设计点处相比于一阶、二阶信号传输电路大幅度抑制系统中的串扰。同时对于系统信号传输输入端口的阻抗测量可以得出二阶与 LCC 信号传输电路的最优设计点在信号传输频率形成高阻状态,可以减少信号传输的输入电流,从而降低信号传输消耗的功率。

(5) 在理论以及仿真分析的基础上,本文搭建了采用 LCC 信号传输电路在 最优设计点的 1-kW 高频注入式无线信能同传系统,对文中分析的信号传输增

64

益、串扰增益、信号传输输入阻抗均作了实验验证与分析,进一步说明了文中理 论分析推导的正确性与可行性。

5.2 展望

在本文中,针对在功率传输部分使用串-串补偿结构的高频注入式无线信能 同传系统,分析并设计了在信号传输电路上使用一阶、二阶及 LCC 谐振电路时 的最优设计点,但是仍存在一部分问题需要进一步完善,以下为进一步的研究方 向:

(1)本文的信号传输电路分析对比建立在系统功率传输部分使用串-串补偿 结构的基础上,目前无线电能传输领域的补偿结构多种多样,后续可以在功率传 输部分采取其他补偿结构的系统中进一步分析不同信号传输电路的性能差异。

(2)本文提出的通信性能评价标准中的信号传输输入电抗述描了信号传输 所消耗的功率大小,后续可以进一步分析信号传输消耗功率的功率因数,讨论信 消耗的功率有多少是无功功率。

(3)本文由二阶谐振电路推广到 LCC 谐振电路,三阶谐振电路的设计有很 多的自由度,后续可以讨论其余三阶谐振电路用于信号传输电路的性能表现。

参考文献

- 戴欣,杜人杰,唐春森,王智慧,孙跃,2013.基于 2FSK 的 ICPT 系统高速信号传输方法[J]. 西南交通大学学报,48(05):892-897.
- 傅旻帆,张统,马澄斌,朱欣恩,2013.磁共振式无线电能传输的基础研究与前景展望述[J]. 电工技术学报,30(S1):256-262. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2015.s1.046.
- 何发瑛,黄峻健,赵毓斌,须成忠,2021.基于磁耦合的水下无线携能通信系统[J].集成技术, 10(85-97).
- 贺蓉, 汪鑫林, 傅旻帆, 2022. 多线圈无线电能传输系统效率最大化研究[J]. 电源学报, 20(06): 102-110. DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2022.6.102.
- 侯欣宾,2013.空间太阳能电站及其对微波无线能量传输技术的需求[J].空间电子技术,10(03): 1-5.
- 黄学良,谭林林,陈中,2013.无线电能传输技术研究与应用综述[J].电工技术学报,28(10): 1-11. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2013.10.001.
- 卿晓东,苏玉刚,2021. 电场耦合无线电能传输技术综述[J]. 电工技术学报,36(17):3649-3663. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.201203.
- 任洪涛,张轩赫,许美娜,程心,张章,2022.应用于能量收集的 DC-DC 电路研究综述[J]. 微 电子学, 52(05): 722-726. DOI: 10.13911/j.cnki.1004-3365.220352.
- 宋志群,刘玉涛,吕玉静,张中兆,2020.无线携能通信时隙与功率联合优化算法研究[J].哈 尔滨工业大学学报,52(35-40).
- 苏玉刚,朱梦磊,卿晓东,吴学颖,肖前军,2018.基于电场耦合式电能传输系统的电能与信号回路分离式并行传输技术[J].电工技术学报,33(2227-2236). DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.170718.
- 孙跃,代林,叶兆虹,唐春森,谭若兮,2018. 感应耦合电能传输系统中能量与信号反向同步 传输技术[J]. 电力系统自动化,42(134-139).
- 唐亮,仲元昌,张成祥,王军强,2017.激光无线传能关键技术研究现状及发展趋势[J].激光 杂志,38(28-32). DOI: 10.14016/j.cnki.jgzz.2017.10.028.
- 田文龙,杨维,2018. 信标模式下磁感应透地通信传输距离分析模型[J]. 中国矿业大学学报, 47(06):1368-1377. DOI: 10.13247/j.cnki.jcumt.000948.

- 韦保林,韦雪明,徐卫林,段吉海,2014.环境射频能量收集技术的研究进展及应用[J].通信 技术,47(359-364).
- 薛明,杨庆新,章鹏程,郭建武,李阳,张献,2021.无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J].电工技术学报,36(08):1547-1568.DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200059.
- 杨磊,杨灿军,吴世军,谢延青,2011.用于水下通信的电磁耦合系统的优化设计[J].海洋科学,35:73-77.
- 赵鑫, 2017. 纵振式超声波无线电能传输装置仿真与实验[J]. 长春工业大学学报, 38(251-255). DOI: 10.15923/j.cnki.cn22-1382/t.2017.3.07.
- ALEVIZOS P N, BLETSAS A, 2018. Sensitive and Nonlinear Far-Field RF Energy Harvesting in Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 17(6): 3670-3685. DOI: 10.1109/TWC.2018.2812889.
- BELO D, RIBEIRO D C, PINHO P, et al., 2019. A Selective, Tracking, and Power Adaptive Far-Field Wireless Power Transfer System[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 67(9): 3856-3866. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2913653.
- BIELER T, PERROTTET M, NGUYEN V, et al., 2002. Contactless power and information transmission[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 38(5): 1266-1272. DOI: 10.1109/TIA.2 002.803017.
- CHEN H, LIU C, ZHANG Y, et al., 2022. Metal Object and Vehicle Position Detections Integrated With Near-Field Communication for Wireless EV Charging[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 71(7): 7134-7146. DOI: 10.1109/TVT.2022.3167846.
- ESSER A, NAGEL A, 1993. Contactless high speed signal transmission integrated in a compact rotatable power transformer[C] / /1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications: 409-414 vol.4.
- FAN Y, SUN Y, DAI X, et al., 2021. Simultaneous Wireless Power Transfer and Full-Duplex Communication With a Single Coupling Interface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 36(6): 6313-6322. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3035782.
- FAN Y, SUN Y, DENG P, et al., 2023. A Simultaneous Wireless Power and High-Rate Data Transfer System Based on Transient Responses Regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 38(8): 9362-9366. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3278749.
- FRICKEY D, 1994. Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(2): 205-211. DOI: 10.1109/22.275248.

- GHOVANLOO M, ATLURI S, 2007. A Wide-Band Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Microelectronic Devices Using Multiple Carriers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 54(10): 2211-2221. DOI: 10.1109/TCSI.2007.905187.
- HIRAI J, KIM T W, KAWAMURA A, 1999. Study on crosstalk in inductive transmission of power and information[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(6): 1174-1182. DOI: 10.110 9/41.808007.
- JARGON J A, WILLIAMS D F, SANDERS A, 2018. The Relationship Between Switch-Term-Corrected Scattering-Parameters and Wave-Parameters Measured With a Two-Port Vector Network Analyzer[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 28(10): 951-953. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2867076.
- JI L, WANG L, LIAO C, et al., 2019. Simultaneous Wireless Power and Bidirectional Information Transmission With a Single-Coil, Dual-Resonant Structure[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66(5): 4013-4022. DOI: 10.1109/TIE.2018.2831196.
- JUNG L H, BYRNES-PRESTON P, HESSLER R, et al., 2007. A Dual Band Wireless Power and FSK Data Telemetry for Biomedical Implants[C]//2007 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society: 6596-6599. DOI: 10.1109/IEMBS.2 007.4353871.
- KAMALINEJAD P, MAHAPATRA C, SHENG Z, et al., 2015. Wireless energy harvesting for the Internet of Things[J]. IEEE Communications Magazine, 53(6): 102-108. DOI: 10.1109/MCOM .2015.7120024.
- KHANDAKER M R A, WONG K K, 2014. SWIPT in MISO Multicasting Systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 3(3): 277-280. DOI: 10.1109/WCL.2014.030514.140057.
- KIM J G, WEI G, KIM M H, et al., 2019. A Wireless Power and Information Simultaneous Transfer Technology Based on 2FSK Modulation Using the Dual Bands of Series - Parallel Combined Resonant Circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(3): 2956-2965. DOI: 10.1109 /TPEL.2018.2847044.
- KIM J J, KIM J, 2014. Modeling method of coil module for wireless power transfer system by twoport S-parameter measurement in frequency domain[C]//2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference: 251-254. DOI: 10.1109/WPT.2014.6839574.
- LIU L, ZHANG R, CHUA K C, 2013. Wireless Information Transfer with Opportunistic Energy Harvesting[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 12(1): 288-300. DOI: 10.1109 /TWC.2012.113012.120500.

- LU X, WANG P, NIYATO D, et al., 2015. Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 17(2): 757-789. DOI: 10.110 9/COMST.2014.2368999.
- MUKHERJEE P, LAJNEF S, KRIKIDIS I, 2020. MIMO SWIPT Systems With Power Amplifier Nonlinearities and Memory Effects[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 9(12): 2187-2191. DOI: 10.1109/LWC.2020.3017554.
- NAG S, KORUPROLU A, SAIKH S M, et al., 2020. Auto-Resonant Tuning for Capacitive Power and Data Telemetry Using Flexible Patches[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 67(10): 1804-1808. DOI: 10.1109/TCSII.2019.2955568.
- QIAN Z, YAN R, WU J, et al., 2019. Full-Duplex High-Speed Simultaneous Communication Technology for Wireless EV Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(10): 9369-9373. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2909303.
- 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.
- SHYU K K, JWO K W, CHEN Z Y, et al., 2007. Inductive Power Supply System with Fast Full-Duplex Information Rate Device[C] / /EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool": 1382-1386. DOI: 10.1109/EURCON.2007.4400400.
- SUN Y, YAN P X, WANG Z H, et al., 2016. The Parallel Transmission of Power and Data With the Shared Channel for an Inductive Power Transfer System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(8): 5495-5502. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2497739.
- SUN Y, YUEGONG L, WU J, et al., 2020. Bidirectional Simultaneous Wireless Information and Power Transfer via Sharing Inductive Link and Single Switch in the Secondary Side[J]. IEEE Access, 8: 184187-184198. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3024067.
- TEENETI C R, TRUSCOTT T T, BEAL D N, et al., 2021. Review of Wireless Charging Systems for Autonomous Underwater Vehicles[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 46(1): 68-87. DOI: 10.1109/JOE.2019.2953015.
- TRIGUI A, ALI M, HACHED S, et al., 2020. Generic Wireless Power Transfer and Data Communication System Based on a Novel Modulation Technique[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 67(11): 3978-3990. DOI: 10.1109/TCSI.2020.3010308.

- WANG D, CUI S, ZHANG J, et al., 2022. A Novel Arc-Shaped Lightweight Magnetic Coupler for AUV Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 58(1): 1315-1329. DOI: 10.1109/TIA.2021.3109839.
- WANG P, SUN Y, FENG T, et al., 2022. Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System With Full-Duplex Mode Based on Double-Side LCCL and Dual-Notch Filter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 10(3): 3140-3151. DOI: 10.1109/JESTPE.2 021.3126337.
- WU J, ZHAO C, LIN Z, et al., 2015. Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(12): 7810-7820. DOI: 10.1109/TIE.2015.2453934.
- XIA C, JIA R, SHI Y, et al., 2021. Simultaneous Wireless Power and Information Transfer Based on Phase-Shift Modulation in ICPT System[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 36(2): 629-639. DOI: 10.1109/TEC.2020.3026751.
- YAN Z, WU L, BAOYUN W, 2018. High-Efficiency Coupling-Insensitive Wireless Power and Information Transmission Based on the Phase-Shifted Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(9): 7821-7831. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2771291.
- YAO Y, CHENG H, WANG Y, et al., 2020. An FDM-Based Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System Functioning With High-Rate Full-Duplex Communication[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 16(10): 6370-6381. DOI: 10.1109/TII.2020.2967023.
- YAO Y, SUN P, LIU X, et al., 2022. Simultaneous Wireless Power and Data Transfer: A Comprehensive Review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 37(3): 3650-3667. DOI: 10.1109/T PEL.2021.3117854.
- YAO Y, TANG C, GAO S, et al., 2021. Analysis and Design of a Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System Featuring High Data Rate and Signal-to-Noise Ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 68(11): 10761-10771. DOI: 10.1109/TIE.2020.3031518.
- YAO Y, WANG Y, LIU X, et al., 2019. Analysis, Design, and Implementation of a Wireless Power and Data Transmission System Using Capacitive Coupling and Double-Sided LCC Compensation Topology[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 55(1): 541-551. DOI: 10.1109/TIA.2 018.2869120.
- YIN Y, LI H, FU M, 2022. Inductive Coupler Analysis Based on Scattering Parameters With Nonstandard Terminal Impedance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 3(4): 1168-1176. DOI: 10.1109/JESTIE.2022.3199673.

- ZHANG H, LI C, HUANG Y, et al., 2015. Secure Beamforming for SWIPT in Multiuser MISO Broadcast Channel With Confidential Messages[J]. IEEE Communications Letters, 19(8): 1347-1350. DOI: 10.1109/LCOMM.2015.2438812.
- ZHANG Z, PANG H, GEORGIADIS A, et al., 2019. Wireless Power Transfer—An Overview[J]., 66(2): 1044-1058. DOI: 10.1109/TIE.2018.2835378.
- ZHAO K, NING G, HE R, et al., 2023. An Unsymmetrical Driving Scheme for Inductive Power Transfer Systems Using Decoupled Transmitter Coils[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 4(2): 614-624. DOI: 10.1109/JESTIE.2023.3237498.
- ZHOU X, ZHANG R, HO C K, 2013. Wireless Information and Power Transfer: Architecture Design and Rate-Energy Tradeoff[J]. IEEE Transactions on Communications, 61(11): 4754-4767. DOI: 10.1109/TCOMM.2013.13.120855.
- ZHU J, TAO B, 2020. Simultaneous Wireless Power and Data Transmission Over One Pair of Coils for Sensor-Integrated Rotating Cutter[J]. IEEE Access, 8: 156954-156963. DOI: 10.1109/ACCE SS.2020.3019695.

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。 感谢上科大对我的培养,以其优良的学习风气、严谨的科研氛围教我求学、育我 成人。在这样的环境与氛围下为我以后走向社会打下了坚实有力的基础。

感谢在三年期间的导师傅旻帆老师,傅老师是我科研路上的领路人,他具有 敏锐的学术洞察力,总是能迅速捕捉到当前的研究热点。傅老师勤奋敬业的工作 作风、谦虚谨慎的处事态度、海纳百川的宽广胸襟,时时刻刻都在影响着我,在 此,谨向傅老师深深鞠躬致谢。

感谢实验室的博士师兄赵鹏、宁广栋、郑广策和师姐贺蓉,在我进入实验室 后给予的帮助和指导,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、赵凯,还有实验室的蒋祎璠、尹毅明、李鹤远、汪鑫林、吉 晓璇、祁超群、李天琦、李忠昶、姚思逸、周昆晓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。

感谢我的家人在研究生期间对我的鼓励和支持,是他们的爱与理解让我健 康快乐的渡过校园生活,激励着我不断的努力和拼搏,感谢他们付出的一切。

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:

已发表(或正式接受)的学术论文:

M. Zhou, P. Zhao, and M. Fu, "Charing Area Extension of Qi-Based Wireless Fast Charger", International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Kyoto, Japan, June 20 - 23, 2021.

M.Zhou and M. Fu, "LCC Compensation of Signal Channel for Simultaneous Wireless Power and Data Transfer Systems" in Proc. Int. Power Electron. Conf. (ECCE Asia), Jeju, Korea, May. 22-25 2023.