



华南理工大学
South China University of Technology

硕士学位论文

基于宇称时间对称的无线电能传输系统 电路模型及分析

作者姓名	赵志友
学科专业	电力电子与电力传动
指导教师	张波 教授
所在学院	电力学院
论文提交日期	2018 年 4 月

Circuit Model and Analysis of Wireless Power Transfer System Based on Parity Time Symmetry

A Dissertation Submitted for the Degree of Master

Candidate: Zhao Zhiyou

Supervisor: Prof. Zhang Bo

South China University of Technology

Guangzhou, China

分类号：TM724
学 号：201520111546

学校代号：10561

华南理工大学硕士学位论文

基于宇称时间对称的无线电能传输系统 电路模型及分析

作者姓名：赵志友

指导教师姓名、职称：张波 教授

申请学位级别：工学硕士

学科专业名称：电力电子与电力传动

研究方向：无线电能传输技术

论文提交日期：2018 年 4 月 21 日

论文答辩日期：2016 年 6 月 4 日

学位授予单位：华南理工大学

学位授予日期： 年 月 日

答辩委员会成员：

主席： 陈艳峰

委员： 张波 丘东元 杨汝 谢帆

摘 要

无线电能传输技术自诞生以来已经经过了一百多年的发展，其重要性也越来越被人们认识到。目前对无线电能传输技术的研究主要集中在几个方面：一是其实现方式，包括电磁感应式、磁耦合谐振式以及微波式等，根据不同的应用场合这几种方式各有优势；其次是传输效果，包括系统的传输效率及传输功率，需要解决系统损耗及由传输距离改变带来的效率下降问题；另外一个方向是对无线电能传输原理的研究，科学家们通过多种方式对无线电能传输系统进行建模，包括互感电路模型以及耦合模能量法模型，试图真正了解其传输机理。

宇称时间对称原理从量子力学中产生，在研究非厄米哈密顿系统时起到了很重要的作用，同时对光学耦合谐振腔中的一系列问题给出了合理而有效的研究方法。正是注意到光学中的谐振腔耦合与无线电能传输中发射与接收耦合之间的类似之处，因而本文将宇称时间对称原理应用在对无线电能传输的研究中，期望从新的角度对无线电能传输技术做出更深入的探索。本文的主要内容为：

首先绪论部分总结了无线电能传输技术的研究背景、研究进程和研究方法，指出了宇称时间对称原理与无线电能传输之间的联系，阐述了本文的研究意义。

其次对宇称时间对称原理做了阐述，针对宇称时间对称的 **LRC** 耦合振荡器做了详细的分析，提出了宇称时间对称耦合振荡器与无线电能传输系统的相似之处，为后文的研究做了基础。

接着结合无线电能传输系统中常用的四种拓扑，分析得出只有并联—并联型拓扑和串联—串联型拓扑满足宇称时间对称原理的基本条件，然后分析了应用宇称时间对称原理进行无线电能传输的原理，指出了其频率特性以及系统能量特点。

最后分析了基于宇称时间对称的无线电能传输系统的实现方法，进行了建模与分析，作了相应的参数设计，进行了仿真验证，并搭建了实验平台进行了实验，实验结果与仿真结果高度一致，有效地验证了宇称时间对称无线电能传输的可行性。

文章的结尾对本文的研究内容进行了总结，指出了论文的关键部分和待完成的内容，为后续的研究作了准备。

关键词：无线电能传输；宇称时间对称；耦合振荡器；拓扑选择；频率特性

Abstract

The wireless power transfer technology has gone through more than 100 years of development and its importance has been more and more recognized. At present, the research on wireless power transfer technology focuses on several aspects. First, its implementation methods, including electromagnetic induction type, magnetic coupling resonance type, and microwave type. According to different application occasions, these methods have their own advantages. Second, the transmission effects, including the system's transmission efficiency and transmission power, which requires to reduce the system loss and the efficiency reduction caused by the change of the transmission distance. Another direction is the research on the principle and mechanism of the wireless transmission. Scientists have conducted wireless transmission systems through various methods of modeling including mutual inductance circuit models and coupled-mode theory models, attempting to truly understand its transmission mechanism.

Parity time symmetry principle arises from quantum mechanics and plays a very important role in the study of non-Hermitian Hamiltonian systems. At the same time, it turns to be a reasonable and effective research method for a series of problems in optically coupled resonant cavities. Noticing the similarities between the coupling resonators in the optical field and the coupling systems in wireless transmission systems, this paper applies the parity time symmetry principle to the study of wireless transmission based on circuit model, expecting a new perspective and more in-depth exploration of wireless transmission technology. The main contents of this paper are,

At first the introduction summarizes the research background, process and methods of wireless power transfer technology, and points out the relationship between parity time symmetry principle and wireless power transfer system, and expounds the significance of this paper.

Secondly, the principle of parity time symmetry is illustrated. A detailed analysis of the symmetrical LRC coupled oscillator is presented. The similarity between the parity time symmetrical coupled oscillator and the wireless power transfer system is proposed, making the foundation to the later research.

Then, combined with the four topologies commonly used in wireless power transfer systems, it is analyzed that only the parallel-parallel topology and the series-series topology satisfy the basic condition of the parity time symmetry principle, and then the frequency characteristics and energy transmission characteristics of the WPT system are presented.

Finally, the modeling and analysis of a high power wireless power system based on the theory of parity time symmetry are carried out. The corresponding parameters are well designed and simulated. An experiment is carried out as well indicating that the theory is valid.

At the end of the paper, the research content of this paper is summarized, and the key parts of the paper and the content to be completed are pointed out, which prepares for the follow-up study.

Keywords: wireless power transfer, parity time symmetry, coupled oscillator, topology selection, frequency characteristics

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT	II
目 录.....	IV
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 无线电能传输的研究进程及现状.....	2
1.2.1 无线电能传输技术的分类.....	2
1.2.2 无线电能传输技术的发展现状.....	4
1.2.3 无线电能传输的分析方法.....	9
1.3 宇称时间对称与无线电能传输.....	11
1.4 本文的研究意义与研究内容.....	13
1.5 本章小结.....	14
第二章 宇称时间对称振荡器.....	15
2.1 宇称时间对称.....	15
2.1.1 宇称对称.....	15
2.1.2 时间对称.....	15
2.1.3 宇称时间对称.....	16
2.1.4 电子学中的对称.....	17
2.2 负电阻.....	17
2.2.1 负电阻的定义.....	17
2.2.2 负电阻的构建方法.....	18
2.3 LRC 振荡器.....	19
2.3.1 LRC 振荡器的电路方程.....	20
2.3.2 阻抗和导纳.....	20
2.3.3 品质因数.....	21
2.4 宇称时间对称耦合振荡器.....	21
2.5 本章小结.....	24
第三章 宇称时间对称无线电能传输电路模型.....	26
3.1 基于 PT 对称原理的拓扑选择.....	26
3.1.1 并联—并联型 (PP 型) 拓扑.....	27
3.1.2 串联—串联型 (SS 型) 拓扑.....	28
3.1.3 串联—并联型 (SP 型) 拓扑.....	29

3.1.4 并联—串联型 (PS 型) 拓扑.....	30
3.2 PT 对称无线电能传输的频率特性	31
3.2.1 并联—并联型拓扑.....	31
3.2.2 串联—串联型拓扑.....	35
3.3 PT 对称无线电能传输系统的能量特点	36
3.4 电路模型与耦合模模型的比较.....	37
3.5 本章小结.....	38
第四章 宇称时间对称无线电能传输系统的实现.....	39
4.1 系统模型.....	39
4.2 系统设计.....	42
4.2.1 非线性增益电路.....	42
4.2.2 传输线圈和补偿电容.....	42
4.3 系统仿真.....	43
4.4 实验.....	45
4.5 本章小结.....	48
总结与展望.....	49
1. 总结.....	49
2. 展望.....	49
参考文献.....	51
攻读硕士学位期间取得的研究成果.....	57
致 谢.....	58

第一章 绪论

1.1 研究背景

随着社会的进步和文明的发展,电力作为新一代能源已经渗透到人们生产和生活中的各个角落,包括决定着国民经济生产的庞大电力系统以及影响人们平时生活的各类家用电器,完全可以说电力是人类文明的基础。到目前为止,电能主要利用金属导线(主要为铜导线)进行输送,即有线电能传输方式,这种方式一度具有十分明显的优势,也已经为各类建设做出了巨大的贡献。然而,随着电力的普及以及科技水平的提高,有线电能传输技术的缺陷便逐渐显露出来,比如线路老化容易产生电火花,从而带来安全隐患;电线插拔时的尖端放电现象会给设备带来冲击,进而减少了用电设备的使用寿命,严重时甚至会直接损坏用电设备;某些特殊的用电场合(比如矿场、海底、偏远山区等)会被导线的长度限制,导致电能无法正常地输送^[1-2]。在使用输电电缆的情形中,安装和铺设电缆工程十分冗杂,工程量浩大,造成资源大量消耗,浪费财力和人力;当连接不完善时还会使损耗参数增加,在流经电流时产生高温并引发火灾;当用电设备在移动状态时,目前只能通过采用滑动接触的方式,但是这种供电方式存在滑动磨损、积碳、接触火花和导线绝缘层损坏等问题^[3-5],这些都表明有线输电方式并不能满足所有的使用需求。除此之外,近年来绝大部分的用电设备(比如手机、电动汽车等等)都通过配备电池为其提供电能。采用有线电能传输技术,每次充电时都必须到电源附近,其移动范围受限于导线的物理长度,而且在充电过程中可能不方便或者无法对用电设备实施管理。在电力系统中,输变电线路都是采用导线输送电能,但是在二次侧用于监测电网运行情况的各种二次设备,特别是安装在超高压/特高压杆塔上的监测设备,用导线的方式给设备供电基本则不现实,因此这些设备一般采用电池供电,存在因电池电量的耗尽而损坏电网的稳定运行的风险。

随着这一系列由有线输电方式带来的问题逐渐暴露出来,无线电能传输方式(Wireless Power Transfer, WPT)应运而生,带来了相应的解决方法。由于采用无线电能传输方式时电源与用电设备之间无需导线的物理连接,极大提高了用电设备的灵活度,理论上可以适用于任何用电场合,并且无线电能传输系统中存在电源与用电器之间的电气隔离,所以采用无线电能传输方式则不存在任何容易产生电火花的因素,使得各种环境中的用电设备都能更方便地使用电能。另一方面无线电能传输系统可以被模块化,当用电设备出现故障时,维修人员可以灵活地对故障设备进行维修更换。正是因为无线输

电方式的这些优点，目前已经衍生出了大量的应用。在植入式医疗领域，使用无线电能传输方法为植入人体的医疗电子设备供电或对其电池进行充电，免去了重复手术的痛苦和麻烦，大大造福患者和医院。在消费电子充电领域，标准化的无线充电方式免去了由于各厂家插口标准不一致的麻烦，给用户带来了极大的方便，为社会节约了很大的资源。对电动汽车充电目前都是采用插电的方式，由于电池容量限制，其续航受到很大限制，而动态无线充电方式的加入则可对运行中的汽车进行充电，节约了充电等待时间，可以解决电池容量对汽车续航里程带来限制的问题。无线充电市场非常广阔，根据全球第二大市场研究咨询公司 Markets and Markets 2014 年研究报告称，2014-2020 年，全球无线充电市场将迎来飞速发展，期间年复合增长率将超过 60%，预计到 2020 年，无线充电市场收益将达到 137.8 亿美元(约合人民币 891 亿)^[6]。

简言之，无线电能传输技术是非常有实用价值的技术，在各个领域有重大应用，会对人们的生产生活方式产生显著影响，为人类社会的发展带来变革与机遇。

1.2 无线电能传输的研究进程及现状

1.2.1 无线电能传输技术的分类

对无线电能传输技术的研究从一百年前就开始了。这一个世纪以来，研究人员发掘了多种实现无线电能传输的方案，它们具有不同的原理，在传输特征如传输功率、效率、距离等方面也存在较大差别。从传输距离进行分类，可以将无线电能传输分为近场和远场两类无线电能传输。从传输原理上分类，则可分为电磁感应式（Inductive Coupled WPT）、谐振耦合式（Magnetic Coupled Resonance WPT）以及微波传输式（Microwave WPT）无线电能传输。

第一类感应耦合无线电能传输属于近场短距离传输。通常可用两种方式实现，一是基于电磁感应原理的非接触式电能传输技术，实际上是一个松耦合的变压器，但设计流程和方法与变压器有所不同。将发射线圈和接收线圈近距离放置，当发射线圈通过电流时所产生的磁通在接收线圈中感应出电动势，从而将电能无线传输到负载。二是基于电场耦合原理实现，即将两个可分离电容极板靠拢相近放置，当可分离电容极板之间的电场改变时接收极板上产生电压，从而达到电能无线传输的目的。

通常，感应式无线电能传输系统由以下几部分组成：整流电路和高频逆变电路、发射线圈和补偿网络、接收线圈和补偿网络、整流电路和逆变电路。由于无线电能传输系统的电源、负载电压以及传输部分线圈中的电压一般是不同频率的，或者输入和

输出均为直流，且传输部分一般需要工作在较高的频率下，所以整流电路和高频逆变电路是必需的。当输入为直流电压源时，常采用全桥、半桥或E类逆变电路结构；若直流电流源时，则一般采用推挽式的拓扑结构。当高频交流电源加在发射线圈时，发射线圈在一定的空间范围内会产生交变的磁场。发射线圈形状和结构的不同会影响线圈周边磁场的分布进而产生不同的传输效果。发射线圈可以采用空芯或带磁芯的结构。通常为了增加感应式无线电能传输系统的传输功率和传输效率，发射线圈大多采用带磁芯的结构。发射线圈产生的交变磁场在接收线圈中产生了感应电动势，为负载提供电源，即实现了电能的感应无线传输。对接收线圈来说，其形状、结构以及与发射线圈之间的相对距离都会影响其感应电压的大小。当感应所得到的电动势越大时，系统的耦合能力则越强。发射线圈和接收线圈通常需要连接一定的补偿网络以减少无功提高效率。接收线圈上的感应电动势为高频交流电，这一频率的电源通常无法直接被用电设备利用，需要考虑负载的需求合理安排后级电路。

在松耦合变压器中，若变压器原边和副边之间的距离远，原边的漏磁通较大，因而耦合系数较小。当系统的耦合系数小时，分离式变压器的传输功率便会降低。因此感应式无线电能传输系统的传输距离在几毫米到几厘米。通常感应式无线电能传输系统的工作频率为几十Hz到几千kHz。

第二类磁耦合谐振式无线电能传输属于近场中距离的无线电能传输。所谓中距离指的是无线电能传输的距离至少是装置尺寸的2~3倍。此类技术主要特点是基于共振原理，在电学中“共振”也一般被称作“谐振”，而共振是普遍现象，各种声共振、核磁共振等都可以作为能量无线传输的方式。这种技术是在近场范围内，通过发射线圈与接收线圈均工作于自谐振或谐振状态时产生的强磁场耦合实现电能中距离无线传输。

磁谐振无线电能传输系统一般包括以下几部分：整流电路和高频逆变电路、发射线圈及补偿、接收线圈及补偿、接收整流或逆变电路。磁谐振无线电能传输系统一般需要在高谐振频率下工作，整流电路和高频逆变电路可以把系统的输入电源转换为线圈传输所需的高频交流电。常用的高频交流逆变电源包括D类电源、E类电源以及全桥逆变器。高频逆变电路的高效设计是磁谐振无线电能传输系统的重要环节。发射线圈包括线圈电感和调谐电容，并且其固有谐振频率与电源频率应当一致。经过高频逆变电路逆变后的高频交流电源加在发射线圈时，发射线圈在近场范围内形成交变的磁场。发射线圈的形状和结构的不同也会影响磁场的分布。磁谐振无线电能传输系统通常需要工作在耦合系数为0到0.2的范围内，因此大部分发射线圈采用空芯结构。常见的

磁谐振无线电能系统线圈结构包括两线圈结构^[7]、三线圈结构^[8]和四线圈结构^[9]。接收线圈也包括线圈电感和调谐电容，并且其固有谐振频率与发射线圈相同。处于相同谐振频率下的接收线圈接收来自发射线圈的能量，并产生电压供给接收线圈端的用电设备。与感应式无线电能传输系统的接收线圈类似，其形状、结构、与发射线圈之间的相对距离和与固有谐振频率的偏差程度（即失谐程度）均会影响其输出电压的大小以及系统的传输效率。接收线圈上的电压为高频交流电，若负载需要交流电，则先把高频交流电源通过整流电路变成直流电，再通过逆变电路将直流电逆变为适合负载的电源形式；若负载需要直流电，则把高频交流电源通过整流电路变成直流电，之后再利用DC-DC电路（比如Buck电路、Boost电路等等）进行调压和稳压。

在磁谐振无线电能传输系统中，线圈必须有较高的品质因数^[10]。此外，高频逆变电源、发射线圈和接收线圈必须处于同样的谐振频率，能量才能在近场的范围内高效地交换^[9]。

第三类微波传输式无线电能传输是远场远距离的无线电能传输类型。微波式无线电能传输技术主要利用天线发射和接收电磁波能量的原理^[11]，其中直流电源通过微波转换装置被转换成为微波，再经过发射天线将微波发射出去；接收天线接收到发射天线发射出的微波之后，吸收微波中的能量，之后再通过逆变电路转换成为所需要的交流电能模式。与其他的无线电能传输系统一样，若负载需要直流供电，则将逆变电路改为DC-DC电路。微波式无线电能传输技术能够将大功率的电能转换为电磁波进行传输。本质上，此技术利用电磁波代替传统的电线。然而，微波在空气中传输会造成大量的能量损失，导致其传输效率低，所以微波式无线电能传输一般应用于微波卫星和太阳能发电站等特殊的应用场合。

目前，将微波技术和激光技术融合传输能量是一种新型的发展趋势。微波技术和激光技术融合的无线电能传输技术能够实现电能大范围 and 长距离的传输。但是，这种技术在使用过程中必须保证发射端和接收端的完全对齐，也就是说在传输过程中必须精准定位，否则会造成极大的环境污染，也可能会带来极大的破坏。

1.2.2 无线电能传输技术的发展现状

1893年，美国著名科学家尼古拉·特斯拉（Nikola Tesla）在哥伦比亚世博会上基于无线电能传输原理成功点亮了一个40 W的磷光照明灯，这是人类历史上首次实现无线电能传输的实验^[12]。此后，特斯拉进行了大量的无线电能传输实验，并提出了将无线电能传输技术应用到人体电疗等场合的设想^[13]，但实现全球无线电能传输才是特斯拉的最终

目标。因此，特斯拉通过建造特斯拉塔（Tesla Tower）并搭建了巨型线圈，如图1-1所示，其基本原理是利用地球表面和大气之间的电离层建立谐振腔，以实现全球电能的无线传输。其中，特斯拉线圈在150 kHz的谐振频率下，能释放300 kW的谐振能量。所以，特斯拉设想当线圈的谐振频率增加至射频等级时，在谐振腔体内产生的电势可到达100 MV以上，进而可以实现远程高能量的无线传输。但由于早期技术不成熟、资金匮乏等原因，该实验始终处于理论分析阶段，并未能取得突破性的进展，但特斯拉的研究仍为无线电能传输技术的研究奠定了坚实的基础。

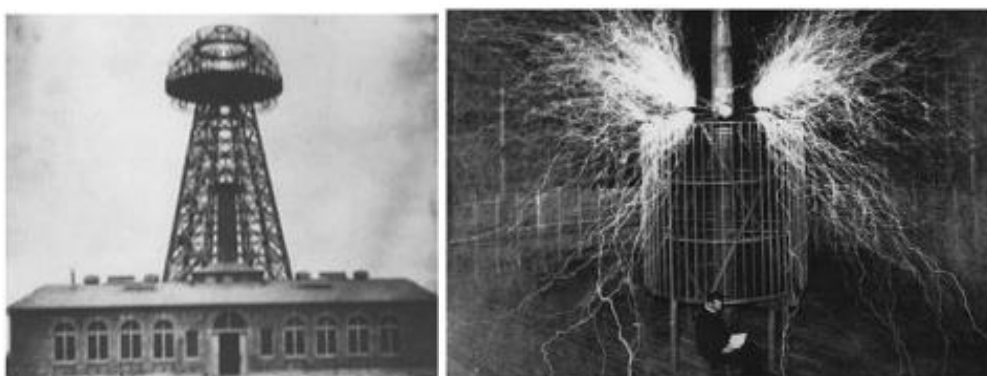


图 1-1 特斯拉塔和特斯拉线圈

1964年，Raytheon公司的William Brown利用2.4 GHz的微波束成功为距离地面50英尺的直升机进行供电，且续航时间长达10小时^[14]。1968年，美国科学家Peter Glaser提出了基于微波无线能量传输的空间太阳能电站（Space Solar Power, SSP）概念^[15]，这也成为了目前微波无线电能传输技术的重要应用场合^[16-17]，其系统框图如图1-2所示，空间太阳能电池阵列将太阳能转换为直流电并存储，直流电通过磁控管转换为微波，微波束经由相控阵被地球上的整流天线接收，最后再整流为直流电给负载供电。1992年，日本研究人员首次通过使用电子扫描相控阵控制微波束跟踪移动目标，实现了为移动飞机模型实时供电^[18]。1994年，电子科技大学的林为干院士首次向国内学者介绍了微波电能传输技术；1998年，上海大学的徐长龙教授等研究了基于微波的管道探测微型机器人无线供电方法^[19]，这也是国内最早进行的微波无线电能传输实验。2003年，法国科学家Celeste A建立了微波电能发射站，并基于2.45 GHz的微波频率，向1 km外的村庄提供了容量高达10 kW的无线电能^[20]。目前，微波无线电能传输技术相对成熟，并被广泛应用于远距离、大功率场合的无线电能传输^[21-22]，除了空间太阳能发电站外，目前这项技术的应用还包括无人机供电、高空飞行器供电等^[23-26]。另外，关于微波无线电能传输技术的研究主要包括微波功率发生器的设计、空间功率合成、微波波束控制方法研究、接收或整流

天线的设计等。

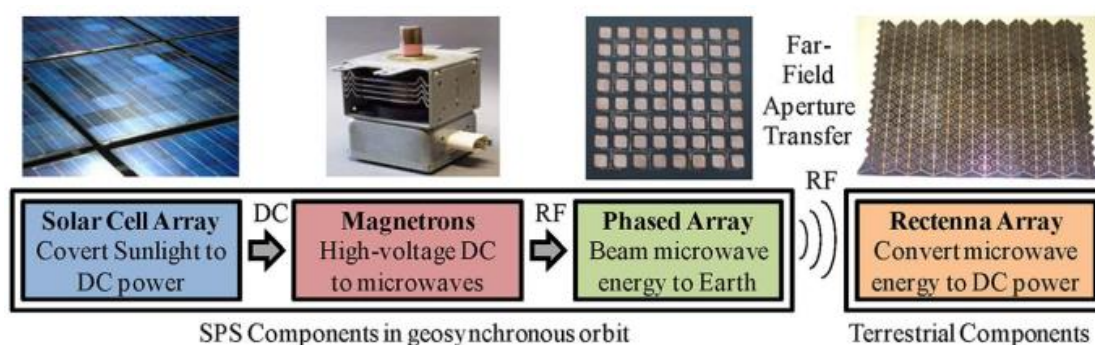


图 1-2 SSP-WPT 系统示意图

IC-WPT技术最早应用于植入式电子设备的经皮能量传输（Transcutaneous Energy Transmission, TET）。1961年，基于电磁感应耦合原理，密苏里大学教授 J.C. Schuder 研究了IMD的经皮无线能量传输特性^[27-28]，图1-3展示了早期的经皮能量感应耦合IMD-WPT系统，能量传输主要由体外和体内的线圈经电磁感应耦合实现，这一应用并在后来得到了广泛的研究和推广^[29-32]。1970年，纽约大学的学者Thumim等人提出了在发射侧和接收侧皆采用串联电容的补偿形式，将其应用在植入式医疗设备的无线供电中，研究耦合系数对传输性能的影响问题，获得电能传输效果最佳时的临界耦合系数^[33]。

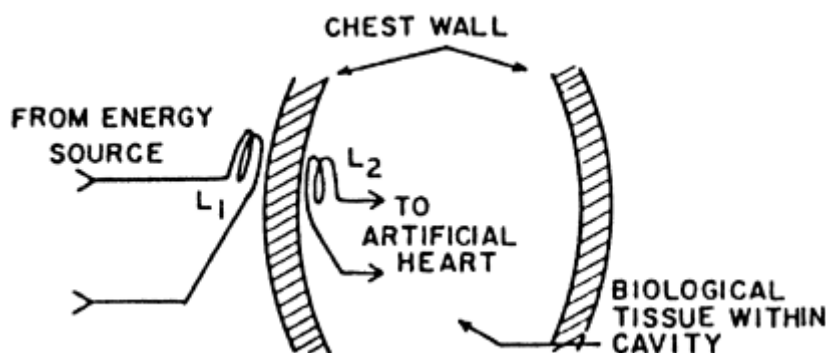


图 1-3 经皮能量感应耦合 IMD-WPT 示意图

除了在教育上的应用，IC-WPT技术在电动汽车、电动牙刷、手机等消费类电子产品中的应用也得到了广泛的研究。如1995年，美国通用汽车分公司Delco Electronic推出了名为“Magne-charge™”的充电模块，其频率范围为80 ~ 350 kHz，输入电压为208 ~ 240 V，容量可达到6.6 KW，这也是最早出现的商业化电动汽车感应耦合充电器之一。1995年1月美国汽车工程学会（Society of Automotive Engineers）根据Magne-Charge™系统的设计方案颁发了《在美国使用感应耦合电能传输技术进行电动汽车无线充电的建议实施条例》（SAE J-1773）。2008年，无线充电联盟（Wireless Power Consortium, WPC）发布了基于IC-WPT技术的Qi标准^[34-35]，以规范IC-WPT技术。目前，已有200多家企业注册成

为WPC成员。2012年，另一个以IC-WPT技术为基础的标准化组织成立，名为电源事物联盟（Power Matters Alliance, PMA）。2012年9月，诺基亚联合微软发布了采用Qi标准的无线充电手机 Lumia 920，将手机放置在充电台上或置于充电台1-2 cm处，即可给手机充电，该手机充电装置和充电线圈模型如图1-4所示，此项发明在当时引起了很大的反响。此外，新西兰奥克兰大学的John Boys教授带领的课题组多年来致力于IC-WPT技术的研究，并在轨道电车、电动汽车等产品的无线充电应用方面均取得了实质性的成果^[36-39]，成为了国际上IC-WPT技术领域的领先者。

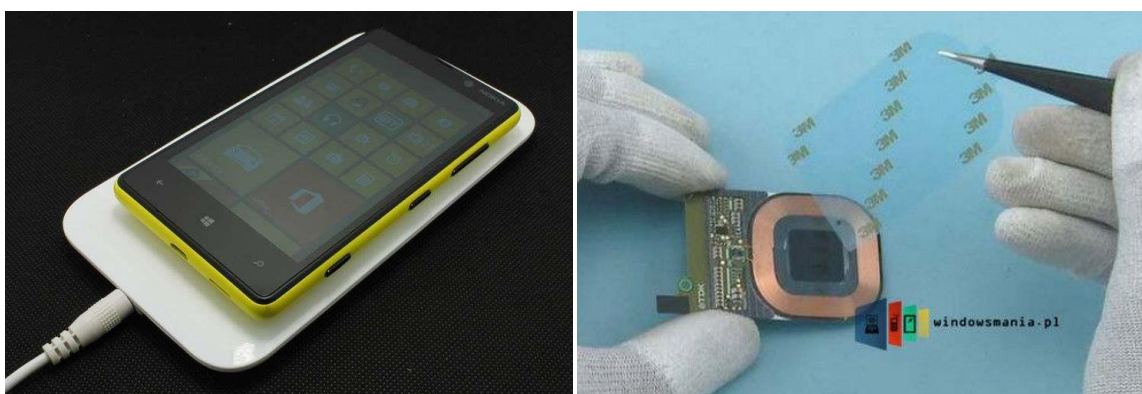


图1-4 诺基亚 Lumia 920无线充电手机和内置充电线圈

国内关于IC-WPT技术的研究团队主要有华南理工大学张波教授团队、重庆大学的孙跃教授团队等。其中重庆大学团队与海尔、国家电网等公司进行了合作，实现了无尾电视、电动汽车等产品的无线供电^[40-45]。图1-5所示为该团队针对采掘开发设备开发的旋转式无线电能传输装置，该机构分内筒和外筒两部分，且内外筒可以相互任意旋转，可实现电能在内外筒之间的传输；同时，该机构还可以实现内外筒之间数字信号的实时传输。此外，西安交通大学^[46]、南京航空航天大学^[47]、清华大学^[48]、上海交通大学^[49]等高校也进行了IC-WPT技术相关的研究工作，并都取得了一定的成果。虽然，IC-WPT技术目前在商业产品中的应用已得到了广泛的研究与验证，但由于其在传输距离上受到很大的限制，并且对线圈间相对位置的对齐度要求苛刻，使得产品充电时需对准放置在充电台上，降低了产品充电的灵活性，因此其在商业应用上并没有得到大范围推广。

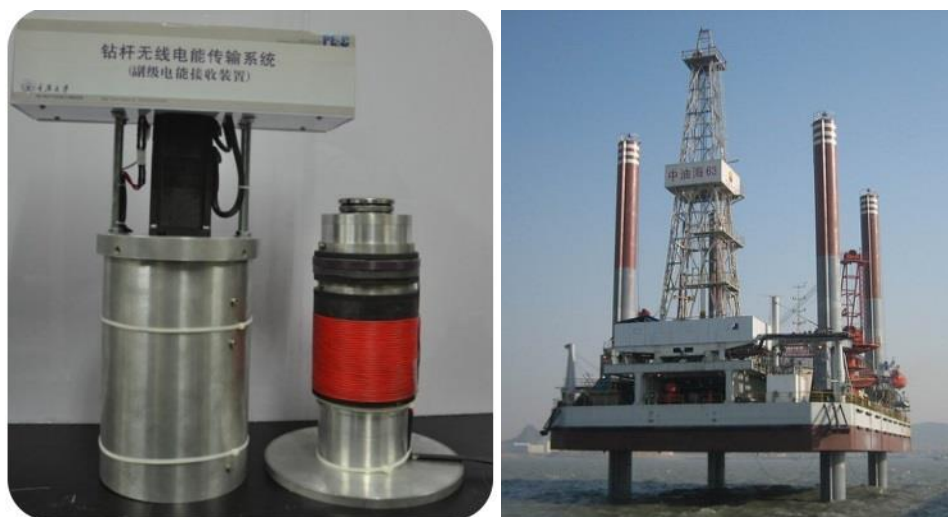


图1-5 重庆大学旋转式无线电能传输装置

2007年，麻省理工大学（Massachusetts Institute of Technology，MIT）Marin Soljacic 教授领导的研究团队基于“耦合模理论”提出了MCR-WPT技术，并利用该技术以40%的传输效率成功点亮了2 m外一盏60 w的灯泡，其实验装置如图1-6所示^[50]。MIT的研究成果证明了中等距离下无线电能传输的可能性，并改善了IC-WPT技术存在的距离限制、线圈对齐度要求高等问题，再次掀起了国内外对中程WPT技术的研究热潮。



图 1-6 MIT 磁耦合谐振式无线电能传输装置

自 2007 年以来，国内外研究人员相继展开了关于 MCR-WPT 技术的研究，并且，研究目标旨在实现 WPT 系统传输距离和传输效率的双优。2008 年 8 月，Intel 西雅图实验室 Joshua R. Smith 所在的研究小组通过改进麻省理工研究人员的实验，进一步提高了 MCR-WPT 系统的传输效率，实现在距离 1 m 处以高达 75%的传输效率点亮了一盏 60 W 的灯泡^[51]。文献[52]在距离 1 m 处，实现了 76%的功率传输效率；文献[53]则通过自频率跟踪控制，可在 0.5 m 的变化范围内实现高效、稳定的无线电能传输。2010 年，Soljacic 教授团队在他们 2007 年试验的基础上重新进行设计，将谐振频率降至 6.5MHz，

实现了 2.7m 的传输距离，并且传输效率超过了 30%，这是对传输距离一次很大的提高^[54]。2012 年 6 月份，Samsung 公司发布了支持谐振式无线充电的收集盖世 S III，这标志着该技术被成功地应用在了商业领域。同时由 Samsung 等公司倡导成立了 A4WP（Alliance for Wireless Power）联盟，推动制定谐振式无线充电的相关标准。2014 年 2 月，MIT 的 Soljacic 教授团队创建的 WiTricity Corp.也加入了该组织。2014 年 9 月，美国著名半导体公司 Qualcomm 推出了一款基于磁耦合谐振原理的无线充电板“Qualcomm Halo”，如图 1-7 所示，研究成果显示在汽车底盘距离充电板 5~20 cm 内均可实现无线充电，并且最高传输效率高达 90% 以上。

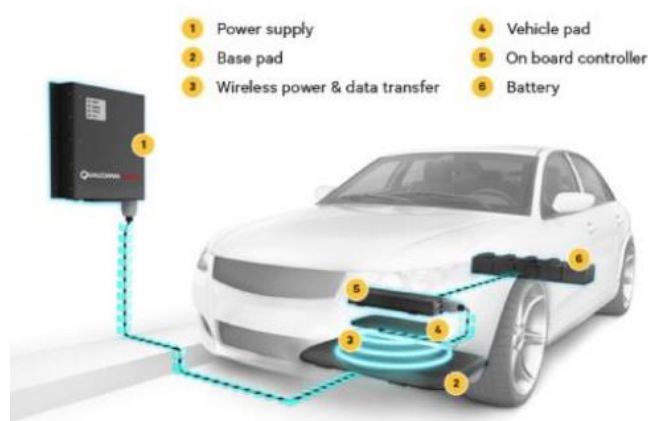


图 1-7 Qualcomm Halo 无线充电板

国内高校中最早研究 MCR-WPT 技术并发表成果的研究团队是华南理工大学张波教授团队，他们研究分析了 MCR-WPT 系统的最大传输效率与频率跟踪等问题^[58-59]，哈尔滨工业大学朱春波教授团队也是国内较早开展 MCR-WPT 技术研究的团队^[55-57]，该团队研究了低谐振频率下，MCR-WPT 系统的传输特性，并在 310 kHz 的低谐振频率下点亮了 1 m 外一个 50 W 的灯泡；天津工业大学的杨庆新教授团队则研究了不同频率下 MCR-WPT 系统的传输特性^[60-62]。此外，香港理工大学^[63]、东南大学^[64]等高校也开展了 MCR-WPT 技术的相关研究工作。虽然目前 MCR-WPT 技术已得到了广泛的研究，但是其在商业上的技术应用尚未成熟，因此，目前主要还处于研究推广阶段。

1.2.3 无线电能传输的分析方法

由于微波无线电能传输方式应用场合相对较少，对其的研究主要针对天线及匹配网络，较少涉及系统电路及两侧线圈耦合情况的分析，因此本节所提的研究分析方法主要针对电磁感应方式和磁耦合谐振式无线电能传输。

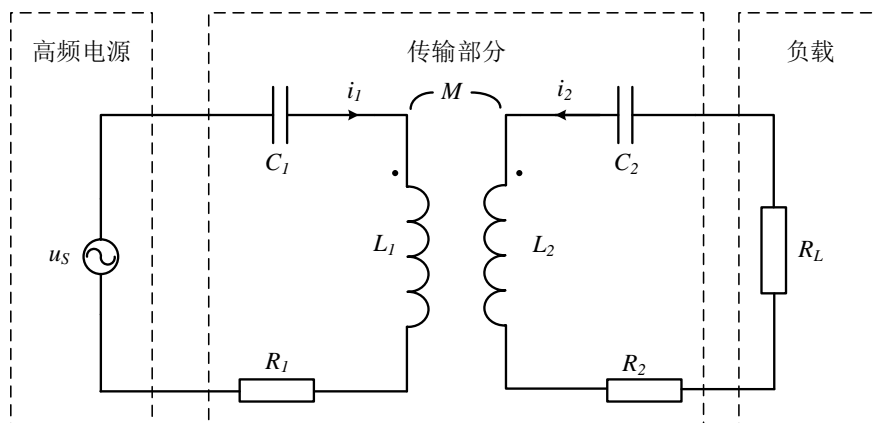


图 1-8 谐振耦合式无线电能传输拓扑

图 1-8 所示为典型的两线圈结构无线电能传输系统，由高频交流电源、发射端线圈、接收端线圈和负载构成。其中 R_1 和 R_2 为发射线圈和接收线圈的等效内阻， L_1 和 L_2 为发射线圈和接收线圈的电感， C_1 和 C_2 为发射线圈和接收线圈的调谐电容， M 为发射线圈和接收线圈之间的互感并且与传输距离有关， U_s 为高频交流源的电压， R_L 为负载。

目前针对上面系统建模方法主要基于电路理论（Circuit Theory）法和耦合模理论（Coupled Mode Theory），所得的系统模型即通常所说的互感模型和耦合模模型。这两种模型各有特点，互感模型简明直观，反映了系统中各部分电流电压的关系，但是对无线电能传输系统的机理描述不够精确，耦合模模型适用的范围广，可从能量角度对系统进行分析，但模型较抽象，不易理解。

（1）电路模型

无线电能传输系统的电路模型是根据系统的电路拓扑列写基尔霍夫电压方程和电流方程得到的，通过对该系统方程进行求解可得到系统各节点与支路的电压电流表达式，进而对系统的传输功率与传输效率等指标进行求解，这是最早也是对无线电能传输系统研究最早的建模方法。由于电路模型中各传输性能都可以用电路中各元件参数表示出来，因此在分析系统中负载、频率、互感等各参数对传输功率与效率的分析时具有很大的优势。

（2）耦合模模型

耦合模理论是指研究两个或多个电磁波间耦合的一般规律的理论。耦合可以发生在同一波导（腔体）中不同的电磁波之间，也可以发生在不同波导的电磁波之间。无线电能传输系统的发射和接收两侧也是通过电磁波进行传递能量，因此可以采用耦合模理论来进行分析。耦合模模型的基本研究对象是振荡耦合的能量模式幅度，是通过电路中的电感、电容以及电压和电流关系建立起来的，其优势在于可以从能量的角度对无线电能

传输系统进行研究。文献[65]对无线电能传输的几种拓扑建立了耦合模模型，得出了感应式与谐振式无线电能传输只有在谐振、弱耦合、高品质因数的物理条件下才是等效的，而采用电路模型时对二者建模时是相同的。

1.3 宇称时间对称与无线电能传输

宇称时间对称（Parity Time Symmetry）是从量子力学中衍生出的概念。在量子力学中有四个基本假设，它们是研究量子力学的基础，把物理世界和量子力学的数学描述联系了起来。其中一个基本假设为：如果系统的本征值为实数，那么动力学量应为厄米算符，并需要时间演化算符是么正算符，才能使量子态不会随着时间的演化而成指数的增加或者衰减。这就要求每个物理可观测量所对应的算符必须是厄米算符，因为厄米算符的本征值是实数，具有可测量的物理意义^[66]。在针对封闭系统的研究中，系统哈密顿算符都是厄米的，从而保证其能量本征值是实数。而事实上物理学中研究的系统往往都不是封闭系统，为了研究外界环境或者激励对所研究系统动力学性质的影响，需要引入等效的哈密顿量，该等效的哈密顿量就是非厄米的。最初在核物理学中引入了非厄米哈密顿量，尽管后来非厄米哈密顿量在越来越多的领域产生了应用，使该理论有了很多发展，但非厄米哈密顿量并不能保证系统的本征值为实数。

然而，1998年 C.M. Bender 等人研究发现，满足宇称时间对称的一系列非厄米哈密顿算符也具有实的本征谱，即宇称时间对称的非厄米哈密顿量拥有完全实和正的能量特征值，可能构成一个实际的系统，而且没有违背量子力学的原理^[67-68]。他们的发现引起了人们对宇称时间对称系统的广泛关注。所谓宇称时间对称性是指量子系统在宇称反演变换和时间反演变换下的对称性，当系统的哈密顿量要满足宇称时间对称时，必须满足其势能函数的实部满足关于纵坐标对称，其虚部满足关于原点对称，也就是要求其实部是对称的而虚部是反对称的。除此之外，Bender 等人还发现宇称时间对称系统的势能函数虚部的值是有限制的，存在临界值。当虚部小于该临界值时，系统哈密顿量的能量本征值全都是实数，而当虚部大于该临界值时，其能量本征值成为复数，此时宇称时间对称系统将会发生自发的破坏现象，即宇称时间对称破缺。这个临界值称为宇称时间对称的破坏点或相变点^[69]，而系统在对称临界点两侧也往往表现出完全不同的特性。

PT 对称的这一特性使其在许多不同的领域得到了应用，如腔量子电动力学^[70]、核物理^[71]、场论^[72]以及其他一些开放系统，这些系统都是非厄米量子力学领域。光学领域也是 PT 对称理论应用最广泛的地方^[73-74]。光学领域中的 PT 对称性破缺由 Guo 等人在

实验中进行了验证^[75]，这也成功地将 PT 对称量子理论研究推向了新的热门。非线性的开关结构^[76]、激光的相干完全吸收^[77-78]等都是以 PT 对称光学系统为背景进行的研究。

光学领域中对 PT 对称理论的研究主要以耦合腔系统为研究目标。考虑到无线电能传输系统也是由发射侧和接收侧相互耦合产生相互作用，其特征与光学耦合腔系统十分相似。因此将 PT 对称理论在光学中的研究方法甚至一些已有的结论延伸至无线电能传输系统中是十分自然的想法。事实上目前针对无线电能传输系统研究的至关重要的一个方法—耦合模方法 (Coupled Mode Theory) 就是从光学谐振腔的研究方法中借鉴而来的。

在 Makris^[79]、Guo^[75]以及 Ruter^[80]等人在实验中观察 PT 对称现象的基础上，Joseph 等人利用相同原理在由两个相互耦合的 LRC 振荡电路组成的谐振器中进行了 PT 对称的实验^[81]，这是首次从电路的角度对 PT 对称现象进行了研究和观察。斯坦福大学的 Sid Assaworrorarit 和他的团采用耦合模的方法，研究了两侧均为并联电容补偿的无线电能传输系统，如图 1-9 所示^[82]。由于原边由非线性饱和增益负电阻作为 PT 对称系统的增益，整个系统实现了在 1 米之内任何位置下恒定效率的传输。使用传统的方法来实现这个传输效果是十分困难甚至目前来说都是无法实现的。由于该系统是采用在运算放大器上引入反馈来产生非线性增益，并没有加入驱动，所以该装置实现的传输功率较小，只用来点亮一个发光二极管。

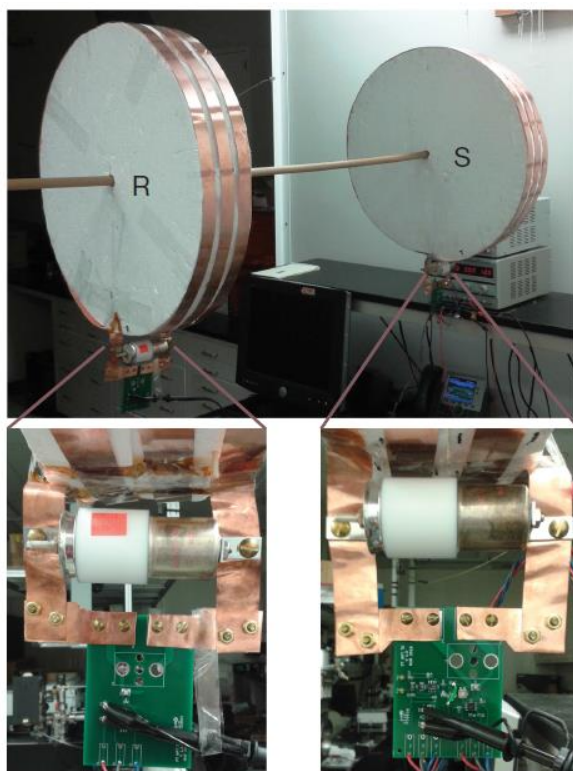


图 1-9 具有饱和增益的 PT 对称无线电能传输系统

相比已有的对无线电能传输系统的研究,基于 PT 对称原理的无线电能传输方式属于较新的研究方向,目前的研究成果较少。但以上所述前人的工作已经表明 PT 对称原理在无线电能传输领域具有独特的优势,具有十分重要的研究价值。本文是在前人研究的基础上,针对 PT 对称无线电能传输的电路模型、传输机理以及实现方法作了进一步探究。

1.4 本文的研究意义与研究内容

无线电能传输技术作为新型的电力传输技相比传统电气连接方式具有安全、可靠和便捷的优势,为各种各样的生产活动和应用场合带来了十足的便利和革新,因此对该技术的研究也越来越受到科学家的关注,是当前的热点研究课题。

目前科学家们已经总结出了包括电磁感应式、磁耦合谐振式、微波传输式等不同类型的无线电能传输方式,分别在不同的场合中发挥了各自的优势。在系统的传输效果层面,如何提高系统的传输功率和传输效率是重点的研究内容,包括如何提高高频逆变电路的效率、接收端整流电路的效率以及最重要的改进系统耦合部分以使效率提高。然而这些研究对无线电能传输的机理和物理过程揭示不足,缺乏系统性和本质性的探索。要更清楚地理解无线电能传输,就要尝试从不同的角度应用不同的原理来进行研究,如已经提出的能量法建模和分数阶无线电能传输,都较好地揭示了无线电能传输的机理。基于宇称时间对称原理的无线电能传输方式就是在这种诉求下产生的,它从一个崭新的角度对无线电能传输进行了描述,丰富了人们对无线电能传输的认识。

基于此,本文针对宇称时间对称无线电能传输作了以下工作:

- (1) 介绍了宇称时间对称的原理,指出了该原理与无线电能传输技术之间的联系,表明该原理是如何应用到无线电能传输技术中的;
- (2) 对无线电能传输常采用的四种拓扑结构进行了分析,并结合宇称时间对称原理的要求,指出了适合应用宇称时间对称无线电能传输方式的拓扑类型;
- (3) 分析了宇称时间对称无线电能传输方式的频率特性,指出了系统由对称状态转换为对称破缺状态的条件以及在对称状态下系统的能量特点;
- (4) 指出了宇称时间对称无线电能传输系统原理和电路实现方式,进行了分析和参数设计,搭建了实验平台组织实验进行验证。

本课题获得国家自然科学基金重点项目(批准号: 51437005)的支持。

1.5 本章小结

本章首先介绍了课题背景，接着详细地介绍了感应式、磁谐振式和微波式这三种无线电能传输技术，总结了它们的研究进程，指出了针对无线电能传输技术的研究方法，对宇称时间对称这一原理进行了介绍并阐述了其应用在无线电能传输领域中的特点。最后指出了本课题的研究意义，对文章的结构进行了概括。

第二章 宇称时间对称振荡器

2.1 宇称时间对称

宇称 (Parity) 反转和时间 (Time) 反转与自然系统中的空间和时间对称性有关。宇称时间对称 (PT-Symmetric) 系统是由宇称反转的不变性和时间反转的不变性所共同描述的。用通俗的语言来描述, 即观察一个系统在时间反转时的镜像表现, 和直接观察该系统在时间正向流动时的表现是相同的。在本章中, 从电子学的角度定义了宇称反转和时间反转的一般形式。

需要注意的是, 在物理系统中的宇称时间对称系统 (其运动方程具有宇称时间对称性质的系统) 的解不一定全都是宇称时间对称的, 也就是说系统的 PT 对称性和系统的解的 PT 对称性需要分开来理解^[83]。

2.1.1 宇称对称

宇称反转是通过空间的反转来定义的。在连续的空间坐标下, 宇称反转 P 表示从 x 到 $-x$ 的空间坐标镜像。同样的以 x 为底的奇数次幂以及其奇数次导数也将有相应的镜像。事实上宇称的反转可以包含三个空间方向上的坐标变换, 这里仅讨论在其中一个坐标轴下的坐标变换。

在电子学的领域中, 系统中的波长都较长, 因而对空间的考虑因素可以排除, 空间对称性相应简化成为电路拓扑结构的问题。因此, 电路系统的宇称反转是通过电路结构中的左侧和右侧两边标号的互换来实现的。正因为这个原因, 电路系统的空间对称要比真实的空间系统的对称性更加容易实现。

在哈密顿动力学中, 宇称变换 (P 变换) 使 $x \rightarrow -x$ 、 $p \rightarrow -p$, H 表示一个哈密顿量描述的系统, 那么如果满足

$$[H, P] = 0 \quad (2-1)$$

则系统 H 是宇称对称的。

2.1.2 时间对称

时间反转表示反转时间的流向。这种时间反转是通过 $t \rightarrow -t$ 的变换实现的。类似于宇称反转, 对时间 t 的奇数次求导量也要进行符号变换。

电子学领域中, 时间反转使纯阻性阻抗的符号反转, 而电抗部分的符号则不发生改变, 即有

$$T[U_{\omega}(t) = I_{\omega}(t)z(\omega)] \quad (2-2)$$

上式中对欧姆定律的公式应用时间反转 (T 反转), 得到

$$U_{\omega}(-t) = -I_{\omega}(-t)z(\omega) \quad (2-3)$$

式中电流 $I_{\omega}(t)$ 的符号之所以反转是因为电流是充电量对时间的一次求导。对纯阻性元件, 满足

$$U = IR \quad (2-4)$$

因此, 式 (2-3) 中的时间反转结果可进一步写成

$$Ue^{i\omega(-t)} = -Ie^{i\omega(-t)}R \quad (2-5)$$

对负电阻 $-R$ 而言, 结果分别是

$$U = -IR \quad (2-6)$$

$$Ue^{i\omega(-t)} = Ie^{i\omega(-t)}R \quad (2-7)$$

对感性或者容性元件来说, 对其多求一次导使得产生的负号被抵消, 回到原来的状态。这一特性与电阻是功率消耗元件有关。在时间正向流经时, 电阻上消耗能量, 而在时间反转流向的情况下, 则观察到能量则是从电阻中流出。

在哈密顿标准形式下, 时间变换 (T 变换) 使 $p \rightarrow -p$ 和 $i \rightarrow -i$, 用 H 表示一个哈密顿量描述的系统, 当 H 满足

$$[H, T] = 0 \quad (2-8)$$

时, 则该系统是时间对称的。

根据宇称对称的概念, 当系统 H 同时满足

$$[H, PT] = 0 \quad (2-9)$$

$$[H, PT] \neq 0 \quad (2-10)$$

$$[H, T] \neq 0 \quad (2-11)$$

时, 称该系统是宇称时间对称 (PT 对称) 的。

2.1.3 宇称时间对称

根据 2.1.2 节的定义, 宇称时间对称系统指在时间和宇称同时反转时系统特性保持不变, 而在单独的时间反转或是单独的宇称反转时系统特性发生变化的一类系统。这种系统通常是通过在对称连接的结构两端加入平衡的能量增益和损耗来实现的。当系统的

增益和损耗大小相同符号相反时,系统是保守的,这使得系统的能量可以在结构中稳定流动达到平衡。针对这类系统有一个很有意义的结论,即当系统的平衡非保守因子持续增大时,会出现从系统能量保守到非保守状态的自然转换。这一现象事实上对应着该对称系统的解的自然 PT 对称破缺现象。这种自然的对称破缺现象是 PT 对称系统的一个特性,针对它已有广泛研究。

系统的对称区域的存在和系统的保守性有十分重要的意义。它们表明具有 PT 对称性质的哈密顿量即使不是厄米型,也可以有实数特征值。而通常意义上的量子力学表明只有当一个物理系统的哈密顿量是厄米特型时,其测得的能量值才可能是实数,这显然是与 PT 对称系统性质不一致的。PT 对称系统的哈密顿量是第一类被证明具有这类性质的哈密顿量。

2.1.4 电子学中的对称

在电子学中,大多数频域的电磁波波长明显大于电路的尺寸,因此针对空间对称性的考虑可以简化为基尔霍夫定律所描述的系统网络拓扑结构的对称性。只要系统网络具有所需的节点拓扑并且各连接元件具有适当的值,物理对称就可以实现。对 PT 对称性中的奇偶校验相当于只需交换系统对称两侧的相应元件的下标。

本文仅讨论常用的基本物理元件:电阻、电容和电感。其中电阻由于其消耗功率的特性,在考虑时间反转的情况下将需要引入正电阻和负电阻的概念。2.2 节中将提到对负电阻来说基尔霍夫定律可以直接应用,因此负阻抗元件也可以当作最基本的电路元件来应用和分析。

虽然 PT 对称电子电路的基本理论方面比较简单明了,但是需要注意到所有的物理电子元件都存在下面两种情况使其预期的功能与实际情况产生偏差,一是它们全部都有杂散阻抗(包括电阻和电抗的部分),这部分杂散参数随频率的变化而对系统产生显著的影响;其次所有的组件特别是放大器都存在线性阈值的限制。

2.2 负电阻

2.2.1 负电阻的定义

通常所熟知的电阻的概念一般是由通过直流电压和电流以及欧姆定律来定义的。在一个电阻两端加电压 U , 那么流过它的电流跟电压 U 是成正比的,而且流经电阻的电流方向是从高电位流向低电位,因此我们定义电流的正方向是电压减小的方向。电压—电流曲线是经过原点的具有正斜率的直线,该直线的斜率就是电阻。对交流电压而言,电

阻的欧姆定律同样适用。一个理想电阻的实际交流电阻值是一个实数并且该值和频率无关。这表示电流和电压在任意时刻同相位，也即电流和电压值在交流信号的每一段很小的时间内满足欧姆定律。

顾名思义，负电阻即一种值为负的电阻元件，它遵循电压电流最基本的欧姆定律。其电阻值为负，表示当一定的电压加在电阻两端时，流过它的电流方向是反的，也即电流是从电阻的低电位流向高电位。因此负电阻的电压—电流曲线是斜率为负的直线。在本文的研究中将只应用一端接地的负电阻，在这种情况下，流经负电阻的电流 $|I| = \left| \frac{U}{R} \right|$ 是由地流向参考电压值为 U 的那一端的。

2.2.2 负电阻的构建方法

负电阻的电压和电流方向导致负电阻是发出功率的元件，说明负电阻是有源的。可以采用已经熟知的元件来构建负电阻。如图 2-1(a)所示，使用一个具有正反馈电阻的两倍电压放大器就可以构建一个负电阻。

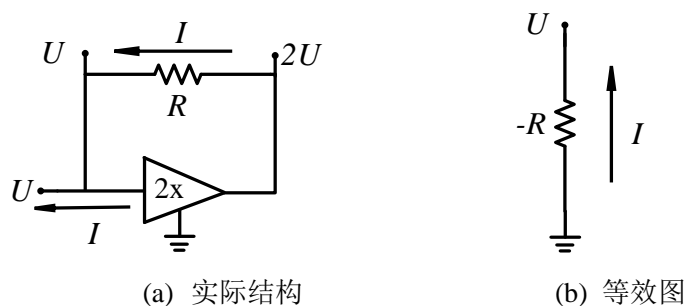
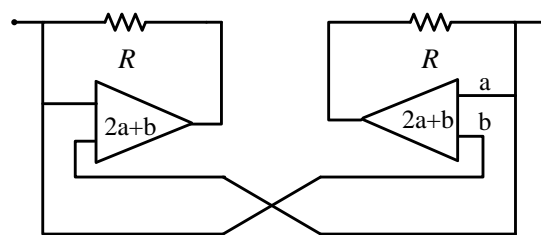


图 2-1 单端接地负电阻

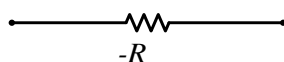
图 2-1 中电压放大器的反馈电阻为正电阻，其值为 R ，电压放大器的放大倍数为 2。流经反馈电阻 R 的电流从高电位向低电位，由于电压放大器的输入阻抗接近无穷大，其输入电流近似为零，因此流经反馈电阻的电流全部流入 U 电压端口。从 U 端口和地看过去，则得到从地流入高电位 U 的电流，如图 2-1(b)所示。即该电压放大器和正反馈电阻一同构成了阻值为 $-R$ 的负电阻。

根据相同的原理可以构建其他任意阻值的负电阻。因此，在图 2-1 中所示的电路中，将电压放大器的正反馈电阻去掉，剩下的部分可构成一个负阻抗转换器（Negative Impedance Converter, NIC）。根据上面的分析不难得出，在电压 U 和 $2U$ 两端接入任意电阻值，经过该电路的转换作用，最终从电压 U 端和地端看过去都会得到相同幅值符号为负的负电阻。

对于两端都不接地的负电阻，可通过图 2-2 中所示的电路进行构建。对其的分析方法同图 2-1 电路，也是通过电压放大器与其反馈电阻的共同作用实现负阻转换。



(a) 负电阻实现电路图



(b) 等效电路图

图 2-2 两端不接地负电阻电路

负阻元件一般需要与电容并联使用。在未并联电容的情况下，负阻的时间常数将由其杂散并联电容决定。例如具有负阻的串联 LRC 电路将具有指数增长的模式，其增长速率与 $-R$ 上的杂散电容有关。这样系统的行为就由随机的量来决定，应用中不希望出现这种情况。在并联电容之后可以忽略杂散参数的影响而用已知的电容参数进行分析和研究。

负电阻是输出功率的元件，因此可以将它与电子电路中的电源联系起来。如果一个电源的输出电压与电流同相位，那么该电源就可以看作是一个负电阻。同时可采用特定的控制方法使逆变电路具有负电阻的特性，如 D 类功率放大器和全桥逆变电路。

2.3 LRC 振荡器

图 2-3 所示的 LRC 振荡器是本节基本的研究对象。通常电阻是一个正的值，但在本节的研究中，将应用到负电阻的概念，这里电感和电容的值都取正值。

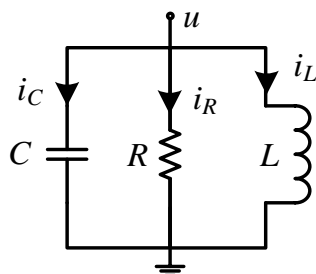


图 2-3 并联 LRC 振荡器

2.3.1 LRC 振荡器的电路方程

根据图 2-3 中电流的参考方向,可以得到振荡器的电压电流方程为

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC} u = 0 \quad (2-12)$$

$$i_C + i_R + i_L = 0 \quad (2-13)$$

振荡器的固有角频率为 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 将自变量时间 t 转换为相角 φ , 其中 $\varphi = \omega_0 t$, 由

式 (2-12) 进一步可得到

$$\frac{d^2 u(\varphi)}{d\varphi^2} + \gamma \frac{du(\varphi)}{d\varphi} + u(\varphi) = 0 \quad (2-14)$$

式中 $\gamma = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

假设 $u = U_0 e^{i\omega\varphi}$, 则式 (2-14) 的解为

$$u(\varphi) = U_0 e^{-\frac{\gamma}{2}\varphi} e^{\pm i\sqrt{1-\frac{\gamma^2}{4}}\varphi} \quad (2-15)$$

由上式可知, 该系统在欠阻尼区域 $0 < |\gamma| < 1$ 上的解由一个周期振荡的部分和一个指数变化的部分组成。

2.3.2 阻抗和导纳

在固有角频率 ω_0 下, 电感和电容的阻抗幅值相等, 即有

$$z_0 = |i\omega_0 L| = \left| \frac{1}{i\omega_0 C} \right| \quad (2-16)$$

当谐振时, 由于电感的感抗和电容的容抗的方向相反, 幅值相等, 可相互抵消, 电路为纯阻性, 可得

$$z(\omega_0) = R \quad (2-17)$$

在图 2-3 中, 由于电路元件是并联连接的, 而并联电路中总导纳是并联支路导纳的和, 相比计算阻抗表达式简单, 因此这里我们从导纳的角度对系统进行研究。在给定的电压下, 对一个电阻负载来说, 其消耗的功率和它的导纳是成正比例的。同时在并联电路中, 电路特性主要由导纳最大的支路所决定。

式 (2-14) 的 γ 是一个没有单位的量, 表示经过电路中电感和电容导纳折算后的一个电阻值。随着 $|\gamma|$ 的值向着 1 的方向逐渐增加, 该电阻的导纳逐渐变大, 对电路特性的

决定作用也越来越大。因此式(2-14)中,指数变化部分的速率相比周期振荡部分的速率变快。 γ 的符号即为上述电阻值的符号,在不同情况下系统状态不同。当 γ 的值为正时,周期振荡部分的幅度随着时间减小,当 γ 的值为负时,振荡部分的幅度随时间增加。本文的主要研究内容就是 γ 变化时引起的系统特征的变化。

2.3.3 品质因数

品质因数 Q 是表示振荡器的周期振荡变化与指数变化的相对量,图2-3的振荡器的振荡过程可以描述为

$$f(x) = Ae^{\lambda x} = Ae^{\operatorname{Re}(\lambda)x} e^{i\operatorname{Im}(\lambda)x} \quad (2-18)$$

$$Q = \frac{|\operatorname{Im}(\lambda)|}{-2\operatorname{Re}(\lambda)} \quad (2-19)$$

由上式可得当系统品质因数为正时,表示系统的振荡在衰减,相反当品质因数为负时,表示系统振荡在增强。同样可得到,当品质因数绝对值较大时,系统的指数变化行为较弱,当品质因数绝对值较小时,指数变化较强烈。

当系统用 $e^{i\omega t}$ 来描述时,系统的品质因数为

$$Q = \frac{|\operatorname{Re}(\omega)|}{2\operatorname{Im}(\omega)} \quad (2-20)$$

根据式(2-14)中参数 γ 的定义,品质因数 Q 也可通过下式进行表示

$$Q \approx \frac{1}{\gamma} = \frac{R}{z_0} \quad (2-21)$$

结合上式与式(2-14),当 $\gamma=0$ 时,系统的解为稳定的周期振荡,振荡幅值不随时间的变化而变化。在这种情况下,无论顺着时间观察,还是逆着时间观察,系统的行为都是相同的。而当 $\gamma \neq 0$ 时,如果顺着时间观察时系统的振荡是衰减的,那么逆着时间观察系统的振荡就是增长的,反之亦然。

2.4 宇称时间对称耦合振荡器

图2-4为PT耦合振荡器的基本结构,它是由一对相互耦合的LRC振荡器组成的。其中一侧是连接一个负阻 $-R$ 从而具有线性增益性质,另一侧是连接相同大小的正阻值 R 而具有线性损耗的性质。两侧LRC振荡电路的耦合是通过电感 L 之间的互感 M 和连接两侧同一端点的电容 C_c 建立的。这个结构是具有PT对称性质的最简单的电路的实现,电路中的参数也是接下来的分析及实验研究中最重要参数。本节将分析该PT对称耦

合振荡器的各标准模态，也是 PT 对称无线电能传输方式中的基本原理。在本节针对基础理论的分析中，将会包含互感耦合和电容耦合两部分，但在实际的应用中，往往根据具体情况只考虑其中一种模式的耦合。

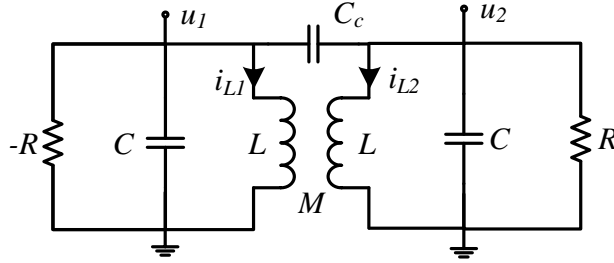


图 2-4 理想 PT 耦合振荡器

系统的状态方程是通过基尔霍夫电压电流定律建立的。在图 2-4 中，电流的正方向是从电压端 u_1 和 u_2 流向地端。在系统增益和损耗两端，状态方程是通过电感电压和电流定律 KCL 得出的。在不考虑耦合的情况下，两侧的振荡器分别有共同的固有角频率和特性阻抗。

通过计算得到图 2-4 所示电路系统的状态方程为

$$\begin{cases} u_1 = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \\ u_2 = M \frac{di_{L1}}{dt} + L \frac{di_{L2}}{dt} \\ -\frac{1}{R}u_1 + C \frac{du_1}{dt} + i_{L1} + C_c \left(\frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right) = 0 \\ \frac{1}{R}u_2 + C \frac{du_2}{dt} + i_{L2} - C_c \left(\frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right) = 0 \end{cases} \quad (2-22)$$

为了方便求解，将式 (2-22) 由时域转换为频域^[83]。假设系统工作时的振荡频率为 ω_1 ，则有

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = j\omega_1 L \dot{I}_{L1} + j\omega_1 M \dot{I}_{L2} \\ \dot{U}_2 = j\omega_1 L \dot{I}_{L2} + j\omega_1 M \dot{I}_{L1} \\ -\frac{1}{R}\dot{U}_1 + j\omega_1 C \dot{U}_1 + \dot{I}_{L1} + j\omega_1 C_c (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) = 0 \\ \frac{1}{R}\dot{U}_2 + j\omega_1 C \dot{U}_2 + \dot{I}_{L2} - j\omega_1 C_c (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) = 0 \end{cases} \quad (2-23)$$

用 ω_0 表示 LRC 振荡器的固有频率，令 $\omega = \frac{\omega_1}{\omega_0}$ ，则 ω 表示通过 LRC 振荡器的固有频率

率对系统工作频率作归一化处理。式 (2-23) 中消去电流使其转化为关于 \dot{U}_1 与 \dot{U}_2 的方程

并化简得到

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{\omega} \frac{1}{1-\mu^2} - \omega(1+c) - j\gamma & \omega c - \frac{1}{\omega} \frac{\mu}{1-\mu^2} \\ \omega c - \frac{1}{\omega} \frac{\mu}{1-\mu^2} & \frac{1}{\omega} \frac{1}{1-\mu^2} - \omega(1+c) + j\gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = 0 \quad (2-24)$$

式中 $\gamma = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, $c = \frac{C_c}{C}$, $\mu = \frac{M}{L}$ 。

c 和 μ 表示两侧系统之间电容和互感耦合程度, 同 ω 一样是无单位的量。除此之外, γ 是对称系统的增益损耗参数, 其值与两侧阻值 R 有关, 与第一节式 (2-14) 中的定义相同。归一化处理之后使耦合振荡系统原有的五个自由变量简化为三个, 方便处理。当需要具体值时, 一旦 γ 、 c 和 μ 的值给定, 那么通过 L 和 C 就可以确定系统的工作频率、互感值、耦合电容值与电阻值等。

对式 (2-24) 进行 PT 对称性的验证, 将式中的各个参数的下标 1 和 2 进行互换, 然后将 i 的符号正负交换, 可得到变换之后的方程同原方程没有发生改变, 说明该方程组满足 PT 对称条件。系统方程的对称性和系统的物理对称性是对应的, 因此可证明该耦合振荡系统是 PT 对称的。宇称时间对称系统的物理过程, 可以通过系统的能量增益和损耗来理解。当系统在只发生宇称反转或时间反转时, 能量增益和损耗交换了方向, 而当宇称和时间同时进行反转后, 增益和损耗的方向回归原状态, 即系统经过一系列变化后回到开始时的状态, 也可以理解为系统的状态未发生改变。

式 (2-24) 只有在其系数行列式为零时具有非平凡解, 从而可得到经过振荡器固有频率归一化的系统工作频率为

$$\omega = \pm \frac{\sqrt{\left(\sqrt{\frac{1+2c}{1+\mu}} + \frac{1}{\sqrt{1-\mu}}\right)^2 - \gamma^2} \pm \sqrt{\left(\sqrt{\frac{1+2c}{1+\mu}} - \frac{1}{\sqrt{1-\mu}}\right)^2 - \gamma^2}}{2\sqrt{1+2c}} \quad (2-25)$$

可以看到在 γ 取不同值时系统频率值的形式是不同的, 对应宇称时间对称的原理这里只考虑频率值的虚部和实部。式 (2-25) 中表明决定频率的虚部和实部有两个临界点 γ_l 和 γ_u , 其中下临界点 γ_l 为

$$\gamma_l = \left| \sqrt{\frac{1+2c}{1+\mu}} - \frac{1}{\sqrt{1-\mu}} \right| \quad (2-26)$$

式中 μ 表示系统两侧电感的耦合系数; c 表示系统两侧的电容耦合系数。

上临界点 γ_u 为

$$\gamma_u = \sqrt{\frac{1+2c}{1+\mu}} + \frac{1}{\sqrt{1-\mu}} \quad (2-27)$$

根据式(2-25)也可以看出,系统特征频率的解有几个不同的特性区域,它们表示随着增益损耗系数 γ 的变化,系统的特性表现出三种不同的模态,即三种标准模式。但如果考虑系统的实际意义,那么只需要关注系统的实数解即可,实数解对应着系统的两种标准模态。

当 $0 < \gamma < \gamma_l$ 时,系统的四个特征值都是实数,并且是两对符号一正一负而绝对值相等的值。系统在这个区域表现为单纯的振荡,并且该振荡发生在两个不同的频率上。值得注意的是相同幅值的正负两个频率在振荡时的表现是完全相同的,因此在此区域的振荡是在两个不同的频率值下进行的。这个区间即系统的PT对称区间,在此区间内系统的模态是完全对称的。

对称状态下系统有一个明显的特征,即耦合系统两侧的电压按照相同的幅度进行振荡,增益侧和损耗侧振荡之间的相位差在 $\gamma = 0$ 时为 $\left\{0, \frac{\pi}{2}\right\}$ 。随着 γ 的增加,二者之间的相位差逐渐向 $\gamma = \gamma_l$ 时的相位差靠拢并最终合并。同PT对称系统所要求的一样,相位的精确解也都是实数,是准厄米特型的量。同样也可以观察到由增益损耗系数 γ 所决定的系统由PT对称状态自发地转换为PT对称破缺状态的现象。

在系统的PT对称区域之外,即 $\gamma_l < \gamma < \gamma_u$ 时的区域,被称作PT对称破缺区域,在这个区域中系统的PT对称性不再满足。系统的频率变化为两对共轭复数,同样对系统振荡部分来说共轭频率的表现是相同的。系统中产生一个以指数形式衰减和一个以指数形式增加的模式,它们都以相同的频率振荡。在这种情况下系统对称性显然是不满足的,因为在顺向的时间方向上增加的模式当时间反转时其形式表现为衰减。

当 $\gamma > \gamma_u$ 时,系统的特征频率只存在虚部不存在实部,表示系统不存在振荡模式,只存在简单指数形式增加和指数形式衰减的模式。这类模式对应着单一LRC振荡器的过阻尼振荡。这部分指数变化型的区域不在本文研究的范围内,略去不表。

2.5 本章小结

本章通过对LRC振荡器、负电阻以及宇称时间对称原理的介绍和分析,引出了基于宇称时间对称的耦合振荡器,并对其作了深入的分析。负电阻及LRC振荡系统是构成PT对称耦合振荡器的基本元素。由于无线电能传输系统的发射端一侧和接收端一侧进行的互动则可看作是一个相互耦合的谐振腔,与耦合振荡器联系十分紧密,因此对PT

对称耦合振荡器的分析也是对 PT 对称无线电能传输系统分析的基础，后面章节的研究都是基于本章的分析。

第三章 宇称时间对称无线电能传输电路模型

3.1 基于 PT 对称原理的拓扑选择

无线电能传输系统根据发射侧和接收侧电容与线圈的不同连接形式，常采用四种拓扑结构，如图 3-1 所示，分别为并联—并联型（PP）、串联—串联型（SS）、串联—并联型（SP）以及并联—串联型（PS）拓扑。

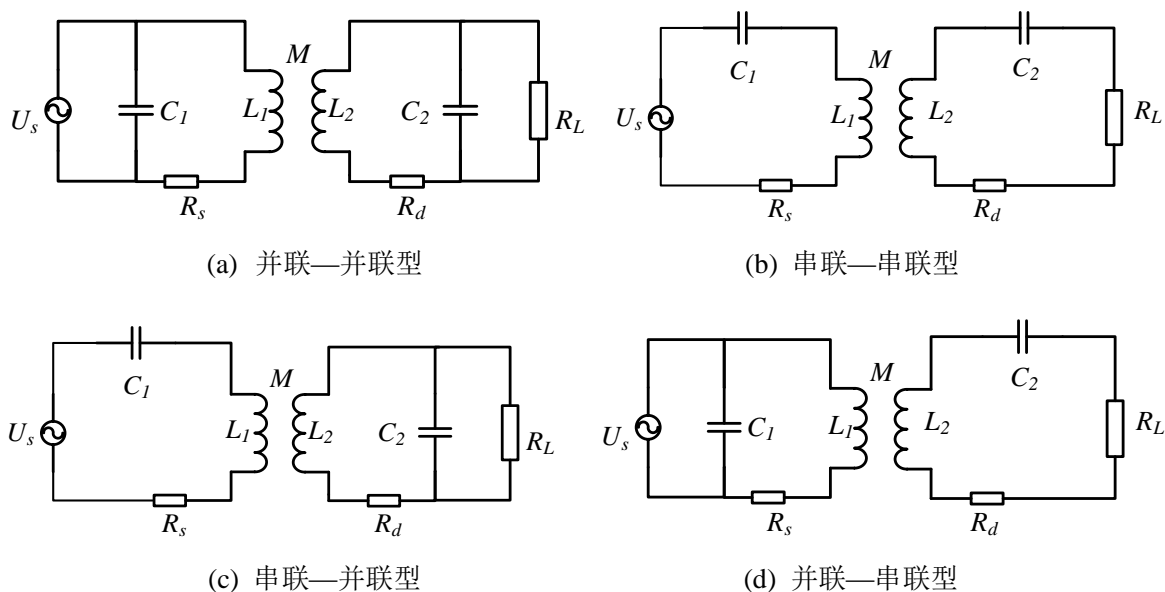


图 3-1 四种无线电能传输拓扑

图 3-1 中 L_1 、 L_2 分别表示发射线圈和接收线圈电感， C_1 、 C_2 分别表示发射侧和接收侧电容。 U_s 表示发射侧激励， R_L 表示负载电阻， M 表示发射线圈与接收线圈之间的互感， R_s 、 R_d 分别表示发射线圈和接收线圈的内阻。

无线电能传输系统的发射侧和接收侧可看作是两个相互耦合的谐振腔，系统的激励和负载分别对应于耦合腔的增益和损耗。将无线电能传输系统与宇称对称原理结合，在发射侧用输出功率的负电阻来代替高频交流电源以表示系统增益，在接收侧用常见的正电阻表示系统损耗，与传统的无线电能传输系统负载表示相同。本节针对无线电能传输系统常用的四种拓扑来确定可以应用 PT 对称原理的无线电能传输拓扑。

3.1.1 并联—并联型（PP 型）拓扑

图 3-2 所示为无线电能传输的并联—并联型拓扑，即 PP 型拓扑，表示发射线圈和原边电容、接收线圈和副边电容都是并联连接。原边的电压源用一个发出功率的负电阻 R_1 表示，负载电阻用正电阻 R_2 表示，为功率消耗。 L_1 、 L_2 分别表示发射线圈和接收线圈电感， C_1 、 C_2 分别表示发射侧和接收侧的补偿电容， M_{12} 表示发射线圈与接收线圈之间的互感，为分析简便忽略了发射线圈和接收线圈的内阻。

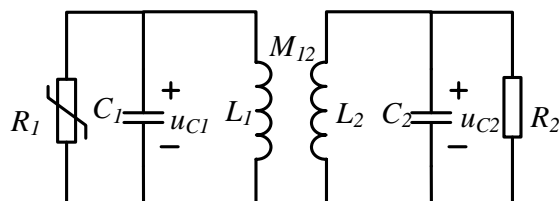


图 3-2 并联—并联型无线电能传输拓扑

由于 PT 对称系统中研究系统的能量，取补偿电容的电压为状态变量，可得 PP 型拓扑的状态方程式如下

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} = -\frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} u_{C1} + \frac{M_{12}}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{C_1} u_{C2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} = \frac{M_{12}}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{C_2} u_{C1} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} u_{C2} - \frac{1}{R_2 C_2} \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-1)$$

为方便分析，用并联电容的充电量表示以上状态方程，将 $q_{C1} = C_1 u_{C1}$ 、 $q_{C2} = C_2 u_{C2}$ 代入式 (3-1)，可得

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} + \frac{M_{12} L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{dq_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = \frac{M_{12} L_1}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{R_2 C_2} \frac{dq_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-2)$$

根据第二章第三节中提到的 PT 对称理论，PT 对称系统要求当发生宇称时间变换时，系统特性不发生改变；当宇称或者时间单独一个因素发生反转而另一个因素保持不变时，系统的特性发生改变。系统的特性由上面提供的状态方程所描述，因此需要考虑在时间变换 $t \rightarrow -t$ 以及宇称变换 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 单独发生时和同时发生时的系统状态方程变换情况。系统的下标 $n=1$ 及 $n=2$ 分别表示电路拓扑的发射和接收侧，即宇称时间对称系统的能量增益侧和能量损耗侧。

根据以上分析，在式 (3-2) 中进行 $t \rightarrow -t$ 变换，可以得到

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} + \frac{M_{12} L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{dq_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = \frac{M_{12} L_1}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} + \frac{1}{R_2 C_2} \frac{dq_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-3)$$

对比式 (3-2) 与式 (3-3), 得出 q_{C1} 及 q_{C2} 对时间求导的系数符号发生了改变, 系统的状态方程发生了改变, 因此系统仅在时间反转下特性有所改变。同样在式 (3-2) 中进行 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 变换, 可得到

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = \frac{M_{12} L_1}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{R_2 C_2} \frac{dq_{C2}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_1 C_1} q_{C1} + \frac{M_{12} L_2}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} + \frac{1}{R_1 C_1} \frac{dq_{C1}}{dt} \end{cases} \quad (3-4)$$

经过对比可以看出电容充电量对时间求导的系数再次发生了改变, 表明仅在宇称发生反转时系统的特性也发生了改变。将 $t \rightarrow -t$ 与 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 同时应用于式 (3-2), 可以得到相同于式 (3-2) 的状态方程, 表示系统的特性未发生改变, 因此可得出并联—并联的无线电能传输拓扑满足 PT 对称的基本要求, 可以作为 PT 对称无线电能传输电路拓扑。

3.1.2 串联—串联型 (SS 型) 拓扑

图 3-3 所示为无线电能传输的串联—串联型拓扑, 即 SS 型拓扑, 表示发射线圈和原边电容、接收线圈和副边电容都是采用串联连接。同 PP 型拓扑一样, 电路原边的电压源用发出功率的负电阻 R_1 表示, 负载电阻用正电阻 R_2 表示, 代表功率消耗。 L_1 、 L_2 分别表示发射线圈和接收线圈电感, C_1 、 C_2 分别表示发射侧和接收侧的补偿电容, M 表示发射线圈与接收线圈之间的互感, 为分析简便忽略了发射线圈和接收线圈的内阻。

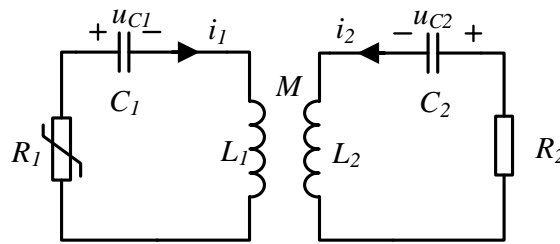


图 3-3 串联—串联型无线电能传输拓扑

同并联—并联型拓扑一样, 取两侧串联电容的电压为状态变量, 描述系统状态的状态方程为

$$\begin{cases} C_1 \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + u_{C1} - \frac{MR_2 C_2}{L_2} \frac{du_{C2}}{dt} - \frac{M}{L_2} u_{C2} = 0 \\ C_2 \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1} \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + u_{C2} - \frac{MR_1 C_1}{L_1} \frac{du_{C1}}{dt} - \frac{M}{L_1} u_{C1} = 0 \end{cases} \quad (3-5)$$

将 $q_{C1} = C_1 u_{C1}$ 、 $q_{C2} = C_2 u_{C2}$ 代入以上状态方程，则用串联电容的充电量描述的系统状态方程可写为

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{dq_{C1}}{dt} - \frac{L_2}{C_1} \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} q_{C1} + \frac{MR_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{dq_{C2}}{dt} + \frac{M}{C_2} \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} q_{C2} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = -\frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - M^2} \frac{dq_{C2}}{dt} - \frac{L_1}{C_2} \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} q_{C2} + \frac{MR_1}{L_1 L_2 - M^2} \frac{dq_{C1}}{dt} + \frac{M}{C_1} \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} q_{C1} \end{cases} \quad (3-6)$$

串联—串联型拓扑同样需要检测其是否满足宇称时间对称的基本条件。同并联—并联型拓扑一样，对式（3-6）分别进行 $t \rightarrow -t$ 与 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 的单独代换与同时代换，可以得到串联—串联型的拓扑同样满足宇称时间对称的基本条件，也可作为 PT 对称无线电能传输电路的基本拓扑。

3.1.3 串联—并联型（SP 型）拓扑

图 3-4 为无线电能传输的串联—并联型拓扑，即 SP 型拓扑，表示发射线圈和原边补偿电容是串联连接，而接收线圈和副边电容采用并联连接。同 PP 型拓扑和 SS 型拓扑一样，原边的电压源用负电阻 R_1 表示，负载电阻用正电阻 R_2 表示。 L_1 、 L_2 以及 C_1 、 C_2 和 M 同图 3-3 中表示相同，忽略了发射线圈和接收线圈的内阻。

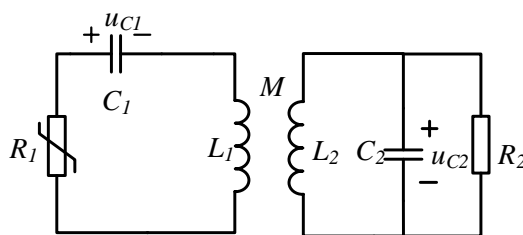


图 3-4 串联—并联型无线电能传输拓扑

取发射端串联和接收端并联的电容电压为状态变量，则描述系统状态的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} u_{C1} + \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{1}{L_2 C_1} u_{C2} - \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} R_1 C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} = -\frac{L_1 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_1 C_2} u_{C1} - \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} u_{C2} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_1 C_2} \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{1}{R_2 C_2} \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-7)$$

在该状态方程中代入 $q_{C1} = C_1 u_{C1}$ 和 $q_{C2} = C_2 u_{C2}$ ，得到用充电量表示的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} q_{C1} + \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{1}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} R_1 C_1 \frac{dq_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = -\frac{L_1 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_1 C_1} q_{C1} - \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} q_{C2} - \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_1 C_1} \frac{dq_{C1}}{dt} + \frac{1}{R_2 C_2} \frac{dq_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-8)$$

检验该系统宇称时间对称性，与并联—并联型拓扑作相同的变换。将式(3-8)单独作时间反转变换，即 $t \rightarrow -t$ 时，可得系统状态方程发生了改变进而性质发生了变化；单独作宇称反转变换，即 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 时，同样可得状态方程发生了改变；当同时作 $t \rightarrow -t$ 与 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 变换时，系统状态方程也发生了改变，性质发生了变化。因此可得出 SP 型拓扑不满足 PT 对称的基本条件。

3.1.4 并联—串联型（PS 型）拓扑

图 3-5 所示为无线电能传输的并联—串联型拓扑，即 PS 型拓扑，表示发射线圈和原边电容是并联连接，而接收线圈和补偿电容采用串联连接。同其他类型拓扑一样，原边的电压源用负电阻 R_1 表示，负载电阻用正电阻 R_2 表示。 L_1 、 L_2 以及 C_1 、 C_2 和 M 同图 3-3 中表示相同，忽略了发射线圈和接收线圈的内阻。

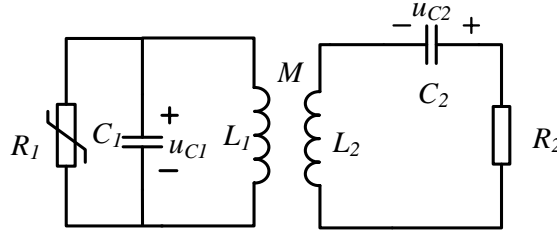


图 3-5 并联—串联型无线电能传输拓扑

同样取补偿电容的电压为状态变量，则描述系统状态的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} = -\frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} u_{C1} - \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_2 C_1} u_{C2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{du_{C1}}{dt} - \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_2 C_1} \frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C_2} \frac{L_1 M}{L_1 L_2 - M^2} u_{C1} + \frac{1}{L_2 C_2} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} u_{C2} + \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{1}{L_2 C_2} R_2 C_2 \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-9)$$

在该状态方程中代入 $q_{C1} = C_1 u_{C1}$ 和 $q_{C2} = C_2 u_{C2}$ ，得到用充电量表示的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} q_{C1} - \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_2 C_2} q_{C2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{dq_{C1}}{dt} - \frac{L_2 M}{L_1 L_2 - M^2} \frac{M}{L_2 C_2} \frac{dq_{C2}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = \frac{1}{L_1 C_1} \frac{L_1 M}{L_1 L_2 - M^2} q_{C1} + \frac{1}{L_2 C_2} \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} q_{C2} + \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} \frac{1}{L_2 C_2} R_2 C_2 \frac{dq_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-10)$$

检验该系统的宇称时间对称性，作与前文相同的变换。将式(3-10)单独作时间反转变换，即 $t \rightarrow -t$ 时，可得系统状态方程发生了改变即性质发生了变化；单独作宇称反转变

变换, 即 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 时, 同样可得状态方程发生了改变; 而同时作 $t \rightarrow -t$ 与 $n=1 \leftrightarrow n=2$ 变换时, 系统状态方程也发生了改变, 性质发生了变化。综上分析可得出 SP 型拓扑不满足 PT 对称的基本条件。

本小节对无线电能传输中常用的四种拓扑进行了针对宇称时间对称原理的分析, 表明并联—并联型拓扑和串联—串联型拓扑满足宇称时间对称的基本条件, 可以作为 PT 对称无线电能传输的基本拓扑。而串联—并联型拓扑和并联—串联型拓扑则不满足基本的对称性条件, 因而无法作为 PT 对称无线电能传输基本拓扑。

3.2 PT 对称无线电能传输的频率特性

3.2.1 并联—并联型拓扑

对于并联—并联型和串联—串联型的无线电能传输拓扑, 前一节的分析已经表明二者都满足 PT 对称原理无线电能传输的基本要求, 在宇称和时间反演的情况下系统的性质和状态不发生改变。同时根据第二章的分析, 宇称时间对称系统的另一个特点是当系统处于 PT 对称状态时, 系统的特征频率全都为实数, 当系统的对称性改变而处于 PT 对称破缺状态时, 系统的特征频率出现虚部。本节在这个特点的基础上, 分别对并联—并联型拓扑和串联—串联型拓扑进行讨论, 说明 PT 对称无线电能传输电路的频率特性。

由于宇称时间对称系统在满足 PT 对称基本条件的同时也要求满足系统的增益和损耗相等, 反映在电路中则是电路参数的相等。因此取 $L_1 = L_2 = L$ 以及 $C_1 = C_2 = C$ 。

图 3-2 所示的拓扑中 R_1 和 R_2 分别表示系统的发射侧增益和接收侧损耗, 使它们大小相等方向相反, 因此有 $R_1 = -R$ 以及 $R_2 = R$, 其中 R 为表示增益和损耗大小的电阻值。

为研究方便, 引入系统谐振的固有角频率 ω_0 , 并用发射线圈和接收线圈的耦合系数 k 表示两侧的耦合关系。其中角频率与 2.3.1 节中的定义相同, 耦合系数的值定义为

$$k = \frac{M}{L} \quad (3-12)$$

为了表示系统中增益和损耗的变化, 引入系统的增益损耗系数 γ 。 γ 的值同第二章中式 (2-14) 中定义相同。

系统用电容充电量表示的状态方程式 (3-2) 可以写成

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{dt^2} = -\frac{1}{1-k^2} \omega_0^2 q_{C1} + \frac{k}{1-k^2} \omega_0^2 q_{C2} + \frac{1}{RC} \frac{dq_{C1}}{dt} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{dt^2} = \frac{k}{1-k^2} \omega_0^2 q_{C1} - \frac{1}{1-k^2} \omega_0^2 q_{C2} - \frac{1}{RC} \frac{dq_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (3-14)$$

同时作时间尺度变换取 $\tau = \omega_0 t$ ，式 (3-14) 可进一步得到

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{d\tau^2} = -\frac{1}{1-k^2} q_{C1} + \frac{k}{1-k^2} q_{C2} + \gamma \frac{dq_{C1}}{d\tau} \\ \frac{d^2 q_{C2}}{d\tau^2} = \frac{k}{1-k^2} q_{C1} - \frac{1}{1-k^2} q_{C2} - \gamma \frac{dq_{C2}}{d\tau} \end{cases} \quad (3-15)$$

通过系统的特征矩阵来求解系统的特征值并研究系统的性质，取系统的二阶模型为 $q = (q_{C1}, q_{C2}, \dot{q}_{C1}, \dot{q}_{C2})$ ，则特征矩阵需要满足

$$\frac{dq}{d\tau} = A_p q \quad (3-16)$$

由式 (3-15) 可得到特征矩阵 A_p 为

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{1-k^2} & \frac{k}{1-k^2} & \gamma & 0 \\ \frac{k}{1-k^2} & -\frac{1}{1-k^2} & 0 & -\gamma \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

根据系统的特征矩阵，可以得到系统电路模型对应的特征方程为

$$\lambda^4 + \frac{2-(1-k^2)\gamma^2}{1-k^2} \lambda^2 + \frac{1}{1-k^2} = 0 \quad (3-18)$$

上式即为并联—并联型 PT 对称系统电路模型的特征方程。该方程的解分两种情况，第一种情况当满足

$$\gamma < \frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}} \quad (3-19)$$

时，系统的特征值为

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{2-(1-k^2)\gamma^2}{2(1-k^2)} - \frac{\sqrt{[2-(1-k^2)\gamma^2]^2 - 4(1-k^2)}}{2(1-k^2)}} \\ \lambda_{3,4} = \pm j \sqrt{\frac{2-(1-k^2)\gamma^2}{2(1-k^2)} + \frac{\sqrt{[2-(1-k^2)\gamma^2]^2 - 4(1-k^2)}}{2(1-k^2)}} \end{cases} \quad (3-20)$$

另一种情况当满足

$$\gamma > \frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}} \quad (3-21)$$

时，对应的系统特征值为

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{1-k^2}} e^{j\left(\frac{\pi+\theta}{2}\right)} = \pm \sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \left(-\sin \frac{\theta}{2} + j \cos \frac{\theta}{2} \right) \\ \lambda_{3,4} = \pm \sqrt{\frac{1}{1-k^2}} e^{j\left(\frac{\pi-\theta}{2}\right)} = \pm \sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \left(\sin \frac{\theta}{2} + j \cos \frac{\theta}{2} \right) \end{cases} \quad (3-22)$$

根据上面的分析,系统特征方程的解根据不同的增益损耗系数 γ 取值呈现出了两种形式。当 $\gamma < \frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}}$ 时特征值的解为纯虚部,系统的解为

$$q = (Q_{10}e^{\lambda_1 t} + Q_{20}e^{\lambda_2 t}) + (Q_{30}e^{\lambda_3 t} + Q_{40}e^{\lambda_4 t}) = (Q_{10}e^{j\omega_1 t} + Q_{20}e^{j\omega_2 t}) + (Q_{30}e^{j\omega_3 t} + Q_{40}e^{j\omega_4 t}) \quad (3-23)$$

式中 Q_{10} 、 Q_{20} 、 Q_{30} 和 Q_{40} 分别为和系统初始值有关的常数。结合式 (3-20) 和式 (3-23) 可知系统的特征频率值在这种情况下只具有实部,符合 PT 对称的条件。

当 $\gamma > \frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}}$ 时系统特征值的解同时具有虚部和实部,此时系统的解为

$$q = \left(Q_{10}e^{-\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \sin \frac{\theta}{2} t} + Q_{20}e^{\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \sin \frac{\theta}{2} t} \right) \cdot e^{j\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \cos \frac{\theta}{2} t} + \left(Q_{30}e^{\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \sin \frac{\theta}{2} t} + Q_{40}e^{-\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \sin \frac{\theta}{2} t} \right) \cdot e^{-j\sqrt{\frac{1}{1-k^2}} \cos \frac{\theta}{2} t} \quad (3-24)$$

符合 PT 对称破缺的条件。

综合式 (3-19) 与式 (3-21) 以及系统解的形式,可得出并联—并联型 PT 对称无线电能传输拓扑中使系统由 PT 对称状态转换为 PT 对称破缺状态的临界增益损耗参数为

$$\gamma_{PT} = \frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}} \quad (3-25)$$

由于在第二章的分析中考虑了振荡器两侧的电容耦合和两侧电感之间互感耦合共同存在的情况,所以式 (2-26) 中的 γ_l 存在包含耦合电容 C_c 的项。而在并联—并联型 PT 对称无线电能传输拓扑的分析中,仅考虑发射线圈和接收线圈之间互感的耦合,因此有

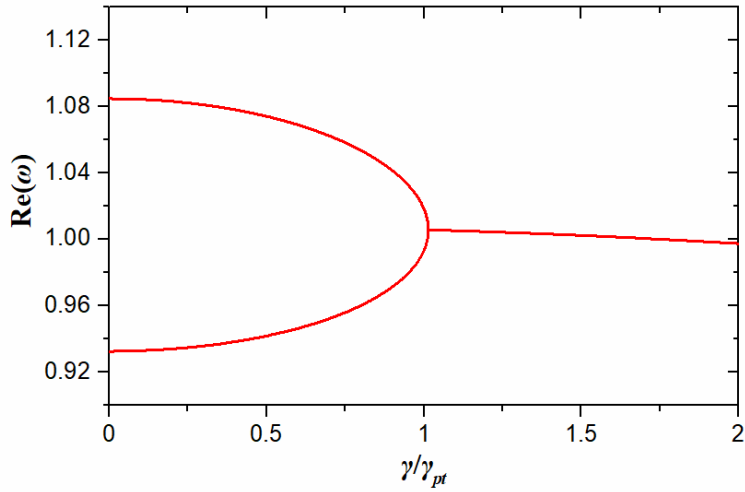
$$C_c = 0 \quad (3-26)$$

此时系统的临界增益损耗值与第二章中 PT 对称耦合振荡器的临界增益损耗参数是一致的。这也从另一方面反映了分析的正确性。

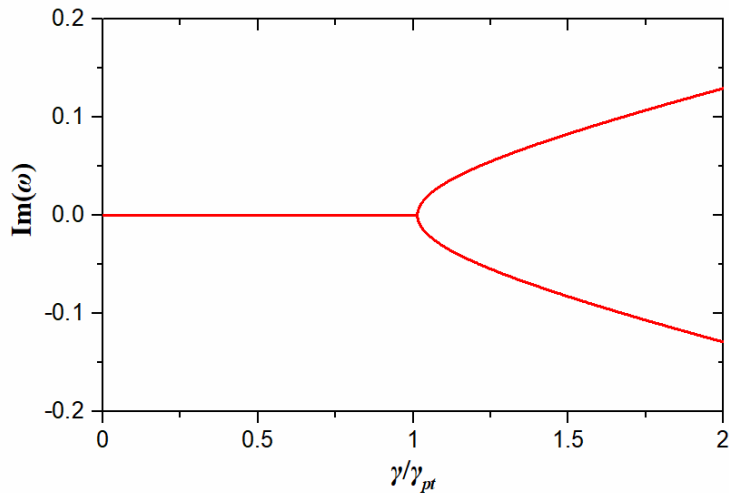
为了进一步验证满足系统 PT 对称的性质,通过式 (3-20) 和式 (3-23) 可得到系统的特征频率为

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{2-(1-k^2)\gamma^2}{2(1-k^2)} - \frac{\sqrt{[2-(1-k^2)\gamma^2]^2 - 4(1-k^2)}}{2(1-k^2)}} \\ \omega_{3,4} = \pm \sqrt{\frac{2-(1-k^2)\gamma^2}{2(1-k^2)} + \frac{\sqrt{[2-(1-k^2)\gamma^2]^2 - 4(1-k^2)}}{2(1-k^2)}} \end{array} \right. \quad (3-27)$$

取两侧电感的耦合系数 $k = 0.15$ ，两侧电感值均为 $L = 12.67 \mu H$ ，两侧并联补偿电容的值均为 $C = 5 nF$ ，改变表示增益和损耗的两侧正负电阻 R 的值，从而使增益损耗系数 γ 的值改变，可得到系统频率随着增益损耗系数 γ 的变化而产生的改变，图 3-6 中展示了特征频率实部和虚部随 γ 的变化。



(a) 系统频率实部随 γ 的变化



(b) 系统频率虚部随 γ 的变化

图 3-6 系统频率虚部随 γ 的变化

图 3-6 中增益损耗参数 γ 已经通过临界值 γ_{PT} 进行了归一化处理。可以看到当 $\gamma < \gamma_{PT}$ 时, 系统在两个频率下进行振荡, 频率的虚部为零则表示系统没有增长或者衰减的量, 这时系统处于 PT 对称状态。随着参数 γ 的增加, 两个振荡的频率逐渐接近并在参数 γ 增大到 γ_{PT} 时合为一个频率, 系统处于 PT 对称与 PT 对称破缺的临界状态。当参数 γ 继续增加至大于 γ_{PT} , 系统频率的实部继续保持为同一个值而系统频率的虚部则出现分叉, 成为一正一负两个幅值相同方向相反的量, 系统的能量开始出现增长和衰减, 处于 PT 对称破缺状态。

3.2.2 串联—串联型拓扑

同对并联—并联型拓扑的分析一样, 按照 PT 对称的要求取 $L_1 = L_2 = L$ 、 $C_1 = C_2 = C$ 以及 $R_1 = -R$ 、 $R_2 = R$ 。

线圈之间的耦合系数 k 、电路的谐振固有角频率 ω_0 以及增益损耗系数 γ 的定义与并联—并联型电路中的定义相同, 同时也在时间尺度上做变换 $\tau = \omega_0 t$, 可以得到 SS 型拓扑的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_{C1}}{d\tau^2} = \frac{1}{1-k^2} \frac{1}{\gamma} \frac{dq_{C1}}{d\tau} - \frac{1}{1-k^2} q_{C1} + \frac{1}{1-k^2} \frac{k}{\gamma} \frac{dq_{C2}}{d\tau} + \frac{k}{1-k^2} q_{C2} \\ \frac{d^2 q_{C1}}{d\tau^2} = -\frac{1}{1-k^2} \frac{1}{\gamma} \frac{dq_{C2}}{d\tau} - \frac{1}{1-k^2} q_{C2} - \frac{1}{1-k^2} \frac{k}{\gamma} \frac{dq_{C1}}{d\tau} + \frac{k}{1-k^2} q_{C1} \end{cases} \quad (3-28)$$

系统的二阶模型依然取 $q = (q_{C1}, q_{C2}, \dot{q}_{C1}, \dot{q}_{C2})$, 满足

$$\frac{dq}{dt} = A_s q \quad (3-29)$$

根据状态方程式 (3-28) 可得到的系统特征矩阵为

$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{1-k^2} & \frac{k}{1-k^2} & \frac{1}{\gamma} \frac{1}{1-k^2} & \frac{k}{\gamma} \frac{1}{1-k^2} \\ \frac{k}{1-k^2} & -\frac{1}{1-k^2} & -\frac{k}{\gamma} \frac{1}{1-k^2} & -\frac{1}{\gamma} \frac{1}{1-k^2} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

由上式可以得到串联—串联系统电路模型对应的特征方程为

$$\lambda^4 + \frac{2\gamma^2 - 1}{\gamma^2(1-k^2)} \lambda^2 + \frac{1}{1-k^2} = 0 \quad (3-31)$$

上式关于 λ 的解分两种情况, 当满足

$$\gamma > \sqrt{\frac{1}{2k^2} + \frac{1}{2k} \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1}} \quad (3-32)$$

时，系统的特征值为

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{2\gamma^2 - 1}{2\gamma^2(1-k^2)} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2\gamma^2 - 1)^2}{\gamma^4(1-k^2)^2} - \frac{4}{1-k^2}}} \\ \lambda_{3,4} = \pm j \sqrt{\frac{2\gamma^2 - 1}{2\gamma^2(1-k^2)} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2\gamma^2 - 1)^2}{\gamma^4(1-k^2)^2} - \frac{4}{1-k^2}}} \end{cases} \quad (3-33)$$

当满足

$$\gamma < \sqrt{\frac{1}{2k^2} + \frac{1}{2k} \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1}} \quad (3-34)$$

时，系统的特征值为

$$\lambda^2 = -\frac{2\gamma^2 - 1}{2\gamma^2(1-k^2)} \pm j \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4}{1-k^2} - \frac{(2\gamma^2 - 1)^2}{\gamma^4(1-k^2)^2}} \quad (3-35)$$

上式表明此时系统特征值既存在实部也存在虚部，可见当增益损耗系数 γ 在不同范围内取值的两种情况下系统特征频率的值的虚实情况不同，因此根据式 (3-32) 和式 (3-34) 同样可得串联—串联型拓扑的临界增益损耗系数值为

$$\gamma_{PT} = \sqrt{\frac{1}{2k^2} + \frac{1}{2k} \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1}} \quad (3-36)$$

根据式 (3-33) 可解得系统在 PT 对称状态时的特征频率为

$$\begin{cases} \omega_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{2\gamma^2 - 1}{2\gamma^2(1-k^2)} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2\gamma^2 - 1)^2}{\gamma^4(1-k^2)^2} - \frac{4}{1-k^2}}} \\ \omega_{3,4} = \pm \sqrt{\frac{2\gamma^2 - 1}{2\gamma^2(1-k^2)} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2\gamma^2 - 1)^2}{\gamma^4(1-k^2)^2} - \frac{4}{1-k^2}}} \end{cases} \quad (3-37)$$

3.3 PT 对称无线电能传输系统的能量特点

系统的对称性以及系统状态由对称状态转换为对称破缺状态的情形可以从系统的时间响应中体现出来。在 PT 对称无线电能传输系统中我们可以通过研究补偿电容中的储能随时间的变化来对系统状态进行分析，电容中的储能为

$$E_c(\tau) = \frac{1}{2C}(q_1(\tau), q_2(\tau))(q_1(\tau), q_2(\tau))^T = \frac{1}{2C}(q_1^2(\tau) + q_2^2(\tau)) \quad (3-38)$$

对上一节中讨论的并联—并联型无线电能传输拓扑来说，其初始状态对应为仅有初始电流流过补偿电容 I_{ini} ，其它时变参数的初始值均为零，即系统的初始状态为

$$q_0 = (0, 0, I_{ini}, 0) \quad (3-39)$$

图 3-8 中展示了当系统处于 PT 对称状态时，系统的能量随时间的变化。在式 (3-23) 中令各系数项为 1，对应的系统各参数为 $k = 0.15$ 、 $L = 12.67 \mu H$ 、 $C = 5 nF$ ，通过对负载电阻值进行选取可以确定对应的增益损耗系数值 γ 。图 3-8 中对应着 $\gamma = 0.84\gamma_{PT}$ 时系统的状态，此时 $\gamma < \gamma_{PT}$ 即系统处于 PT 对称状态，系统的特征频率都是实数，系统的能量不是恒定的，而是周期振荡的，此时系统是稳定的，表明两谐振腔之间建立起了稳定的无线电能传输。

当 $\gamma = \gamma_{PT}$ 时，系统矩阵 A_p 具有缺陷特征值，此时系统状态变量电容电压 u 可以通过约当分解 (Jordan Decomposition) 来求解，得到的是指数型的约当矩阵，因而不难想到充电量 $(q_1(\tau), q_2(\tau))^T$ 是线性增加的。也即 $E_c \sim t^2$ ，表示系统的能量随时间的平方线性增加。

当 $\gamma > \gamma_{PT}$ 即系统处于 PT 对称破缺状态时，系统的能量呈指数增加，系统不稳定，而增加的速度是由特征频率的虚部的最大值决定的。

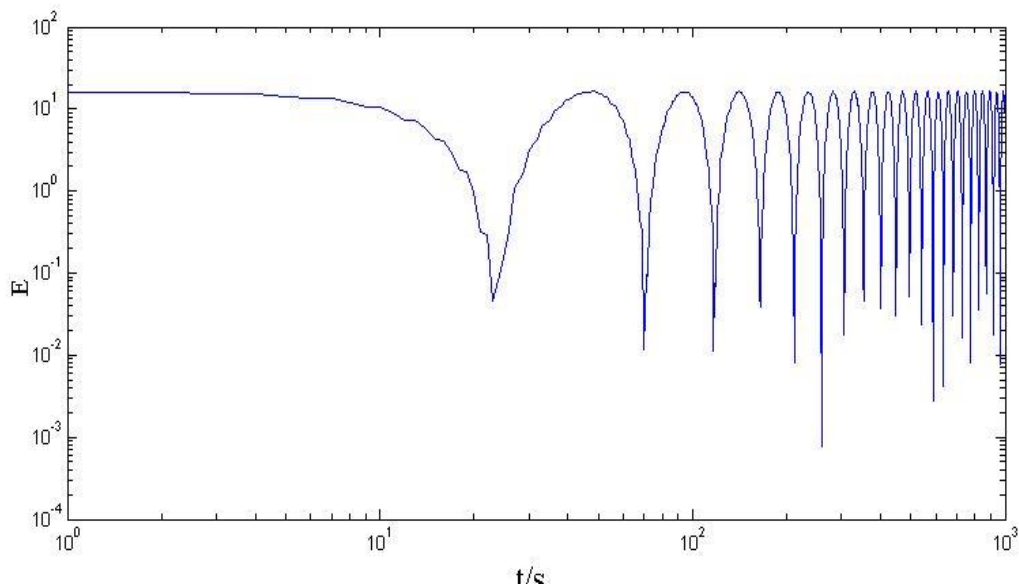


图 3-8 对称状态下系统存储能量随时间的变化

3.4 电路模型与耦合模模型比较

耦合模方法是通过取系统的能量模式幅度，对系统进行建模的。它可以反映出系统

的能量耦合方式，有利于分析能量传递原理和过程，因此适合用于无线电能传输系统的分析。对基于 PT 对称原理的无线电能传输系统，也可用耦合模方法进行分析。

当采用耦合模理论对基于宇称时间对称的无线电能传输系统进行分析时，需要取定系统的能量模式幅度，同式 (1-3) 相同。而在取定模式幅度以及考虑谐振腔两侧的增益和损耗时，并不用具体到每种电路拓扑，这表明当用耦合模方法对 PT 对称无线电能传输系统进行建模时，只能给出系统统一的能量状态方程，因此 PP 型以及 SS 型无线电能传输拓扑的耦合模状态方程是一致的。而根据前面章节基于电路方法建模的分析，PP 型和 SS 型拓扑的 PT 对称条件是不同的，所以耦合模方法和电路方法在对 PT 对称无线电能传输进行建模时表现出不同的特性。当采用能量的角度对系统进行分析时，宜采用耦合模方法，而当重点研究系统的 PT 对称条件以及对称状态与对称破缺状态的转化时，宜采用电路建模的方法。

3.5 本章小结

本章首先将宇称时间对称原理应用于无线电能传输系统常用的四种补偿形式的拓扑，检验其状态方程是否满足宇称时间对称的基本要求，指出只有并联—并联型拓扑和串联—串联型拓扑可以作为宇称时间对称无线电能传输的基本拓扑。接着分析了并联—并联型 PT 对称无线电能传输拓扑的频率特性，找到了系统由 PT 对称状态转换为对称破缺状态的临界增益损耗系数值，讨论了系统在 PT 对称状态及 PT 对称破缺状态时的特点。最后分析了系统的能量特点，得出系统在 PT 对称状态下可以建立稳定的能量振荡，而在 PT 对称破缺状态时系统能量指数增加。

第四章 宇称时间对称无线电能传输系统的实现

4.1 系统模型

系统采用并联—并联型拓扑，如图 4-1 所示，建立稳定的 PT 对称无线电能传输所需的非线性增益负电阻用运算放大器进行构建，其示意图也在图 4-1 中进行了表示。

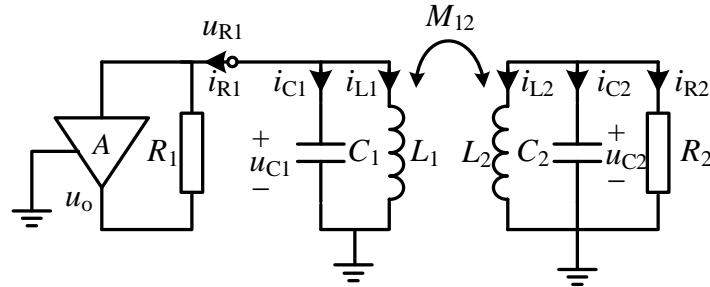


图 4-1 PT 对称无线电能传输系统电路图

图 4-1 中， A 为非线性增益放大器的电压放大倍数； L_1 、 L_2 分别表示发射线圈与接收线圈； C_1 与 C_2 分别表示发射端和接收端的补偿电容； M_{12} 表示两线圈间的互感； R_2 为负载电阻。两线圈之间的耦合系数为 $k = M_{12} / \sqrt{L_1 L_2}$ 。

第三章中已经分析了并联—并联系统的模型以及频率特性，本章仍然在满足宇称时间对称原理的基础上加入非线性饱和增益，系统的性质并未发生改变，图 4-1 中电路系统的状态方程与式 (3-1) 相同。

分析系统的非线性增益负电阻，如图 4-2 所示，为一个由电压放大器和反馈电阻构成的单端接地负电阻。

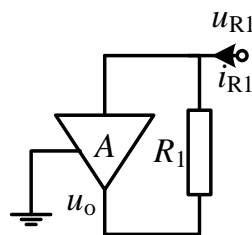


图 4-2 单端接地负电阻

图 4-2 中单端接地负电阻的非线性饱和特性如图 4-3 所示，其中 u_o 为放大器的输出电压， u_{R1} 为接地负电阻另一端的电压。由图 4-3 可知，当 u_{R1} 从零开始增加时，放大器的输出电压随之线性增加，当 u_{R1} 继续增大到某特定值时， u_o 的值增加到饱和值便停止增加，负方向亦然。

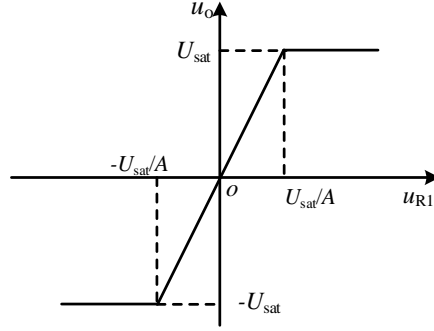


图 4-3 饱和原理

对应图 4-3 的负电阻的输出电压与饱和电压值关系可表示为

$$u_o = \begin{cases} U_{\text{sat}}, & u_{R1} \geq \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ Du_{R1}, & |u_{R1}| < \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ -U_{\text{sat}}, & u_{R1} \leq -\frac{U_{\text{sat}}}{A} \end{cases} \quad (4-1)$$

根据欧姆定律, u_{R1} 和 u_o 需要满足

$$u_{R1} - u_o = i_{R1} R_1 \quad (4-2)$$

通过式 (4-1) 与式 (4-2) 可得到非线性电阻 R_1 的电压电流关系如下

$$u_{R1} = \begin{cases} R_1 i_{R1} + U_{\text{sat}}, & u_{R1} \geq \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ -\frac{R_1}{A-1} i_{R1}, & |u_{R1}| < \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ R_1 i_{R1} - U_{\text{sat}}, & u_{R1} \leq -\frac{U_{\text{sat}}}{A} \end{cases} \quad (4-3)$$

求解式 (4-3), 可得该负电阻的输出电流 i_{R1} 与加在该电阻上的电压 u_{R1} 的非线性关系式

$$i_{R1} = \begin{cases} \frac{u_{R1} - U_{\text{sat}}}{R_1}, & u_{R1} \geq \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ -(A-1) \frac{u_{R1}}{R_1}, & |u_{R1}| < \frac{U_{\text{sat}}}{A} \\ \frac{u_{R1} + U_{\text{sat}}}{R_1}, & u_{R1} \leq -\frac{U_{\text{sat}}}{A} \end{cases} \quad (4-4)$$

图 4-4 中为对应于式 (4-4) 的 u_{R1} 变化时 i_{R1} 的变化情况。

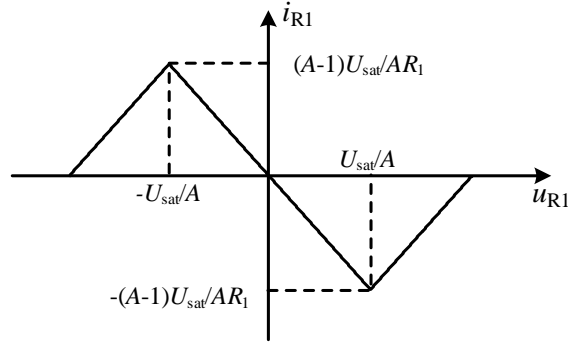


图 4-4 非线性增益电压电流特性

对于用运算放大器构建的非线性增益负电阻来说，显然其输出电压 u_o 的饱和值 U_{sat} 为其供电电源电压。而对图 4-1 中所示的系统电路图来说，该负电阻的端电压 u_{R1} 即为发射线圈与并联补偿电容的电压 u_{C1} 。

由于设计时发射线圈的品质因数往往很高，并且补偿电容与发射线圈采取并联连接的形式，因此线圈两端的电压可近似看作正弦波。取 $u_{C1} = U_{C1m} \sin \omega t$ ，其中 U_{C1m} 表示电压 u_{C1} 的幅值。

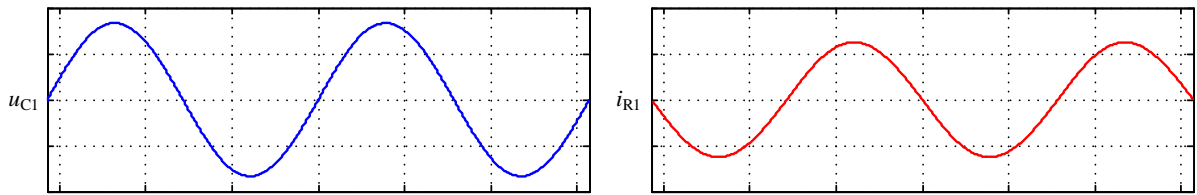
结合式 (4-4)，分析可得到以下两种结果：

- 1) 当 $U_{C1m} \leq U_{sat}/A$ 时，负电阻的输出电流 i_{R1} 为

$$i_{R1} = -(A-1) \frac{1}{R_1} u_{C1} = -(A-1) \frac{1}{R_1} U_{C1m} \sin(\omega t + \theta_1) \quad (4-5)$$

- 2) 当 $U_{C1m} > U_{sat}/A$ 时，负电阻的输出电流 i_{R1} 为

$$i_{R1} = \begin{cases} \frac{U_{C1m} \sin \varphi - U_{sat}}{R_1}, & \varphi_1 < \varphi < \pi - \varphi_1 \\ \frac{U_{C1m} \sin \varphi + U_{sat}}{R_1}, & \pi + \varphi_1 < \varphi < 2\pi - \varphi_1 \\ -(A-1) \frac{U_{C1m} \sin \varphi}{R_1}, & \text{else} \end{cases} \quad (4-6)$$

(a) $U_{C1m} < U_{sat}/A$

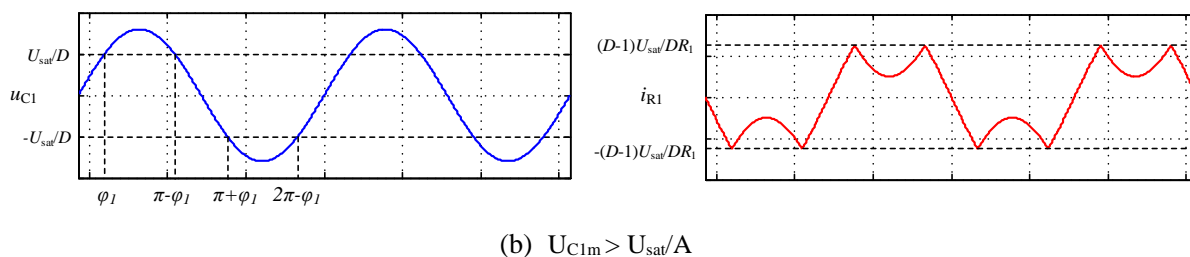


图 4-5 非线性增益负电阻输出电压电流波形

图 4-5(a)为当电容电压幅值 $U_{C1m} \leq U_{sat}/A$ 时负电阻增益的输出电压电流波形；图 4-5(b)为 $U_{C1m} > U_{sat}/A$ 时相应的输出电压与电流波形。

根据图 4-3 与图 4-4 可知，当 $U_{C1m} > U_{sat}/A$ 时系统负电阻表现出非线性饱和增益的性质，满足 PT 对称无线电能传输的条件。

4.2 系统设计

4.2.1 非线性增益电路

由于运算放大器的输出电压不超过其供电电压，具有饱和输出特性，因此采用运算放大器来构建系统的非线性增益负电阻。具体的实现电路如图 4-6 所示。

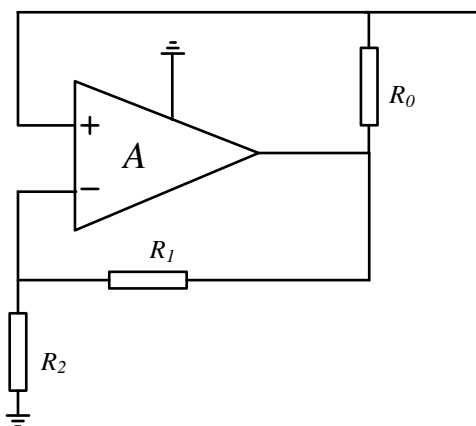


图 4-6 非线性增益电路

图 4-6 反馈电阻为 R_1 、 R_2 与 R_0 ，则电压放大倍数为

$$A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (4-8)$$

4.2.2 传输线圈和补偿电容

根据宇称时间对称无线电能传输的要求，系统的发射线圈与接收线圈应该采取一致的设计，即需要满足电感值 $L_1 = L_2 = L$ 。在一定的外形尺寸约束下，为了减小线圈的内阻并提高品质因数，线圈应当选取合适的线径、匝间距以及匝数。按照文献[84]线圈的优化设计方法，采用平面螺旋线圈作为传输线圈，传输线圈各参数如表 4-1。

表 4-1 线圈参数

参数	数值
线圈外径	25cm
线径	2.5mm
匝间距	2mm
匝数	15

发射线圈和接收线圈的并联电容根据要求也需要取相同的值，即 $C_1 = C_2 = C$ 。线圈电感与并联电容可以确定其振荡的固有频率，电容值为

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} \tag{4-9}$$

实际电容本身存在寄生电阻，寄生电阻会随着温度的增加而显著增大，从而导致消耗在电容的能量增加，因此要选择低损耗（低 ESR）的电容。本文中选用贴片多层陶瓷电容（MLCC）。

当发射线圈和接收线圈相对位置发生改变，两线圈之间互感值发生改变，进而引起系统耦合系数的改变。

综合以上分析，确定无线电能传输系统参数值如表 4-2 所示。

表 4-2 系统参数

参数	数值
发射线圈电感	57uH
接收线圈电感	57uH
传输距离	2~20cm
耦合系数	0.19~0.05
线圈内阻	467mΩ
并联电容	470pF
固有频率	972kHz
增益放大倍数	1.01
负载电阻	4200Ω

4.3 系统仿真

根据图 4-1 的系统电路模型以及表 4-2 中的电路各参数，在仿真软件 PSIM 中搭建仿真平台，如图 4-7 所示。

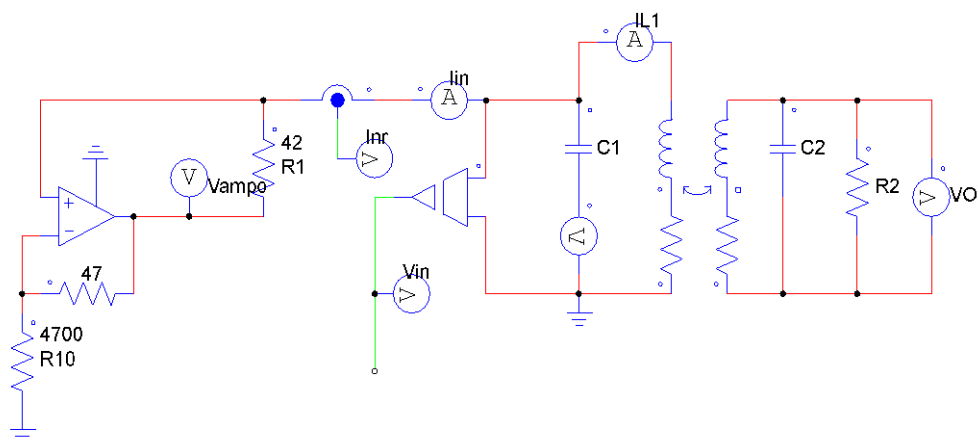
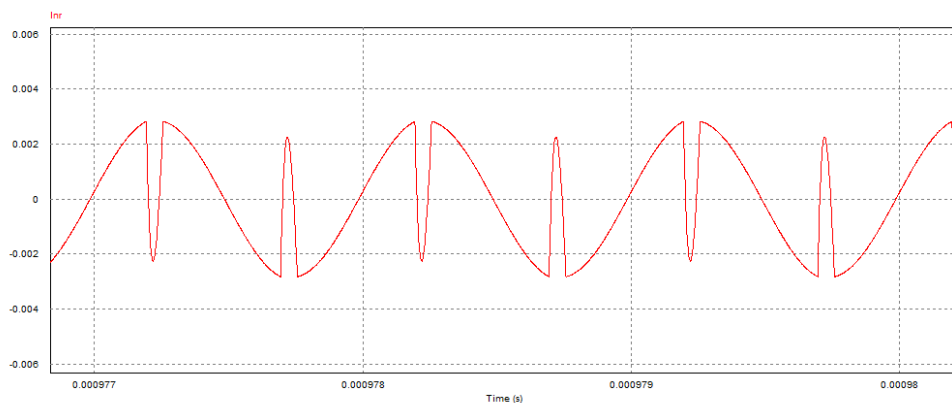
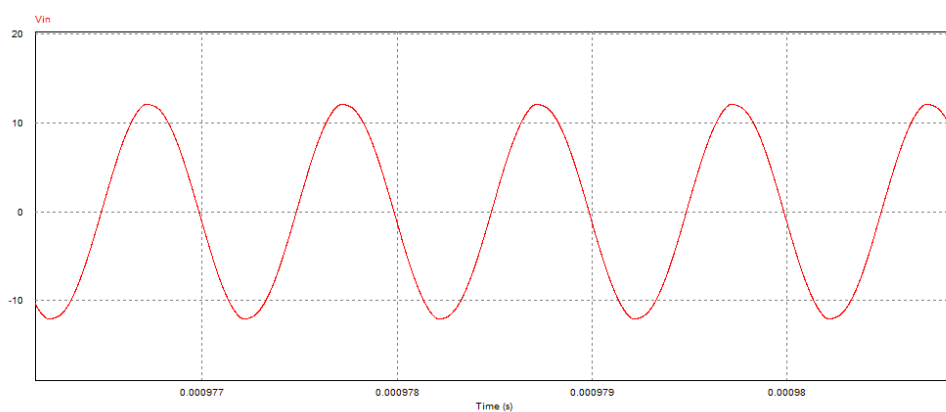


图 4-7 系统仿真电路图

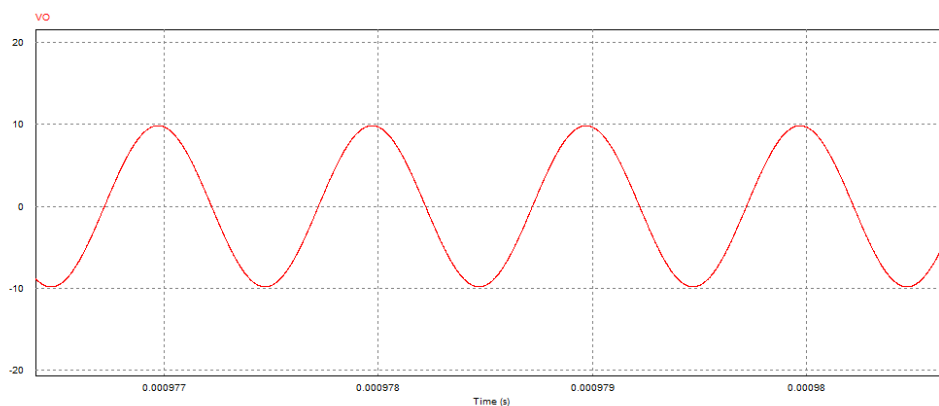
对系统负电阻激励的输出电压和电流以及负载的电压进行测量，设置时间参数运行仿真。图 4-8 中所示的波形为当线圈之间的耦合系数设置为 $k = 0.12$ 时的波形。



(a) 非线性负电阻输出电流波形



(b) 非线性负电阻输出电压波形



(c) 负载电阻电压波形

图 4-8 仿真波形

可以看到，在系统进入稳态运行时，负电阻激励的输出电流是非线性的，被一饱和值进行约束，而电压与电流则是同相位的，这也体现了激励的非线性负电阻性质，与前面章节的分析吻合。

通过在耦合电感中设置不同的耦合系数值（互感值），可以模拟发射线圈和接收线圈在不同位置时系统的传输情况，得到耦合系数在一定范围内变化时系统传输效率的变化情况。仿真得到的曲线和实验得到的曲线将在下节进行讨论。同样的，由于耦合系数变化带来的系统工作频率的变化也可在仿真中得到，在下节中与实验结果一同进行讨论。

4.4 实验

根据系统的模型与设计的参数搭建实验平台，如图 4-9 所示，从左至右依次为系统发射电路即非线性负电阻增益电路、发射线圈、接收线圈以及负载。

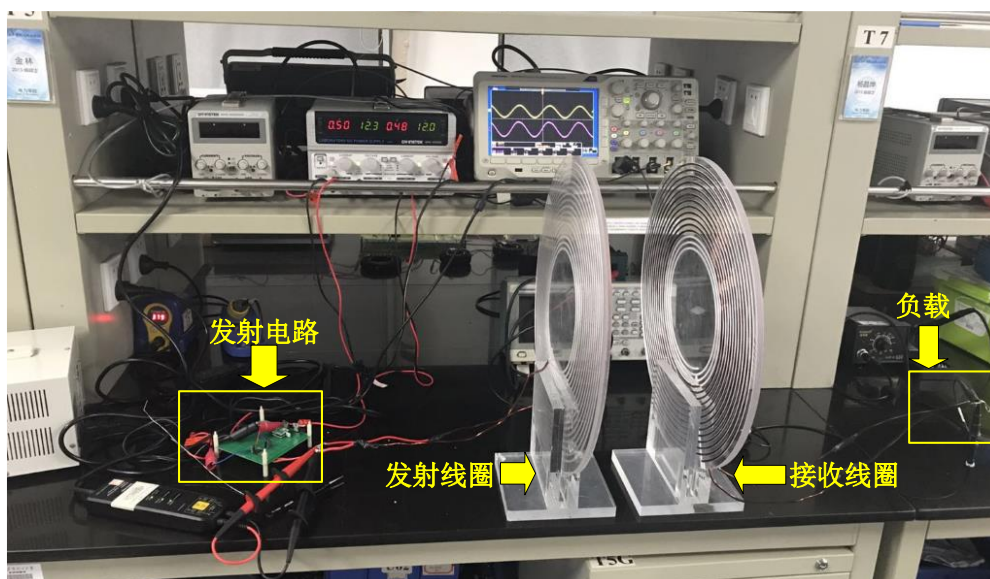


图 4-9 实验场景

实验测量了发射端非线性负电阻的输出电流与电压波形，以及接收端负载电阻的电压波形，如图 4-10 所示。

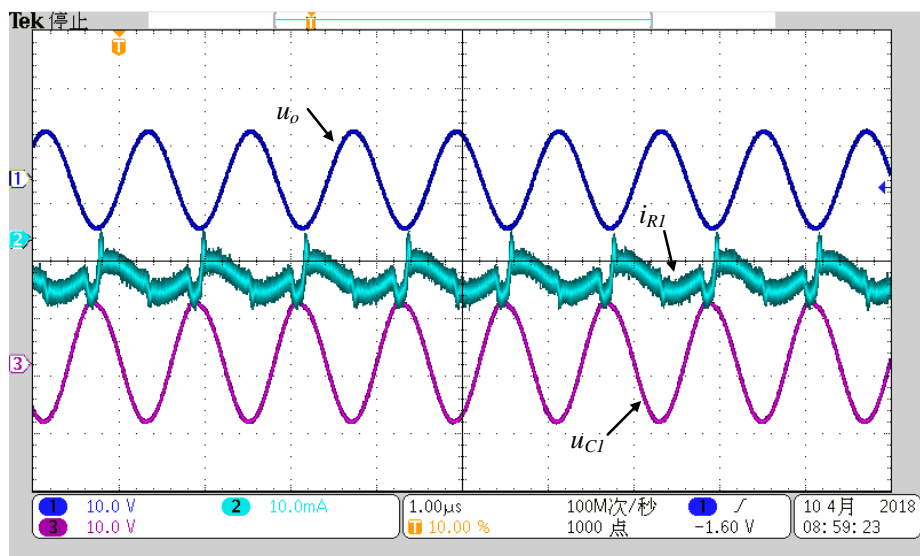


图 4-10 实验波形

观察实验波形可得，非线性增益输出电压为稳定的正弦波，这是由于发射线圈与补偿电容并联连接，而且其品质因数很高。而电流则是具有饱和增益的非线性波，这与分析结果和仿真结果是一致的。实验测得的波形与仿真波形产生了一定的误差，是由于非线性增益的输出电流值较小以及电路寄生参数与仪器测量精度的影响。

固定发射线圈移动接收线圈以使系统耦合系数发生改变，以探究耦合系数变化时系统的传输情况，如图 4-12 所示，将接收线圈进行与发射线圈同轴向移动，移动距离为 2cm 至 20cm。

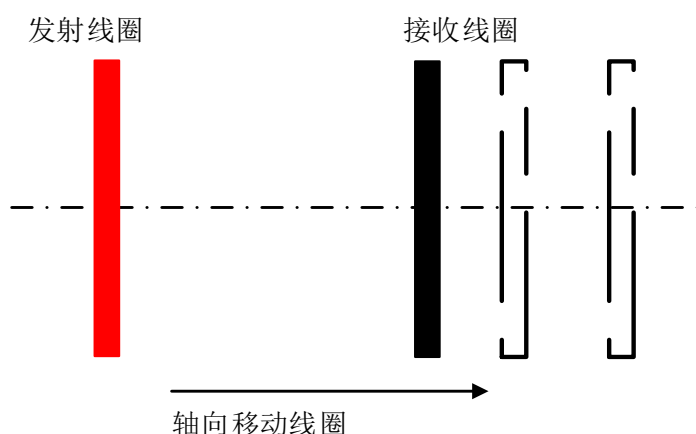


图 4-12 线圈移动示意图

图 4-13 展示了实际测量得到的线圈间耦合系数与线圈间传输距离之间的关系。由于周围测量环境及测量精度的影响，测量值与实际值存在一定的误差，但曲线反映了耦合系数与传输距离之间的变化关系。

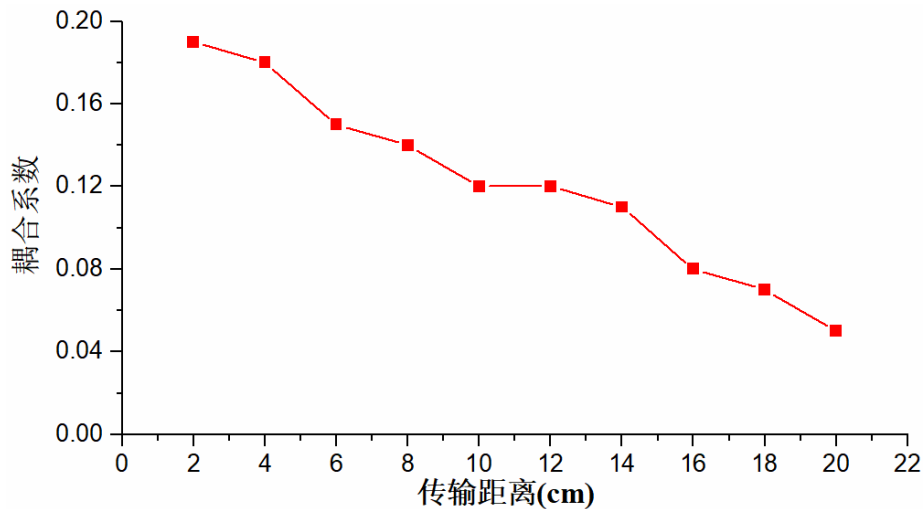


图 4-13 耦合系数与移动距离的关系

图 4-14 展示了系统工作频率与传输距离之间的关系。可以看到，当传输距离改变时，即系统的耦合系数发生变化时，系统的工作频率并不是固定在一个值，而是随着传输距离的增加而增大的。随着传输距离逐渐增加至大于 10cm，系统的工作频率接近于传输和接收部分的固有频率 $f_0 = 972\text{kHz}$ ，其中 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ 。同样可以观察到仿真值与实验值虽然在数值上有一定的误差，但它们遵循同一规律变化，因此实验结果是合理有效的，与前面章节中关于系统传输频率特性的分析是一致的。这也是宇称时间对称无线电能传输系统区别于谐振式无线电能传输系统的最大特点。

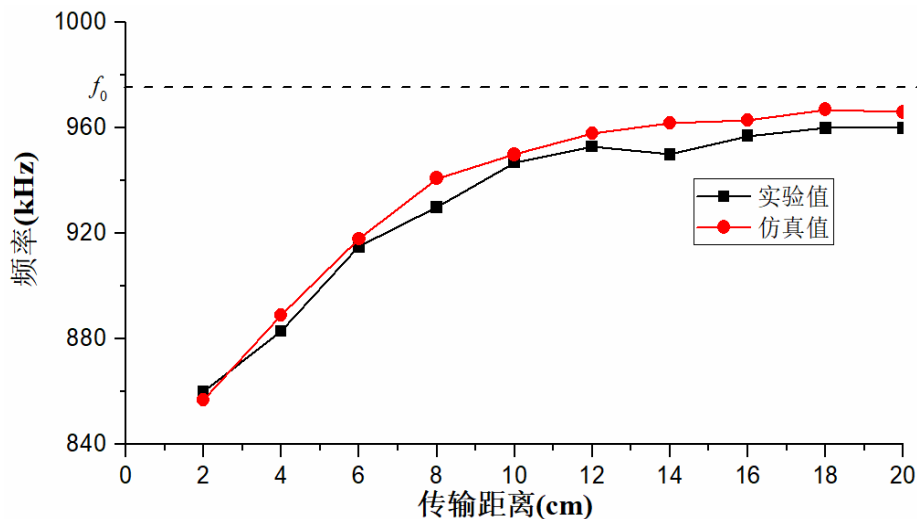


图 4-14 系统工作频率与传输距离之间的关系

图 4-15 展示了系统传输效率与传输距离之间的关系。可以看出仿真结果与实验结果只有少量误差，验证了系统的真实性。当传输距离增加时，系统的传输效率一开始稳定在接近 1 的相对较高的水平，并未随距离增加而降低，而当距离继续增大到超过 10cm 后，传输效率开始下降。之后随着距离继续增加，效率更加快速下跌。

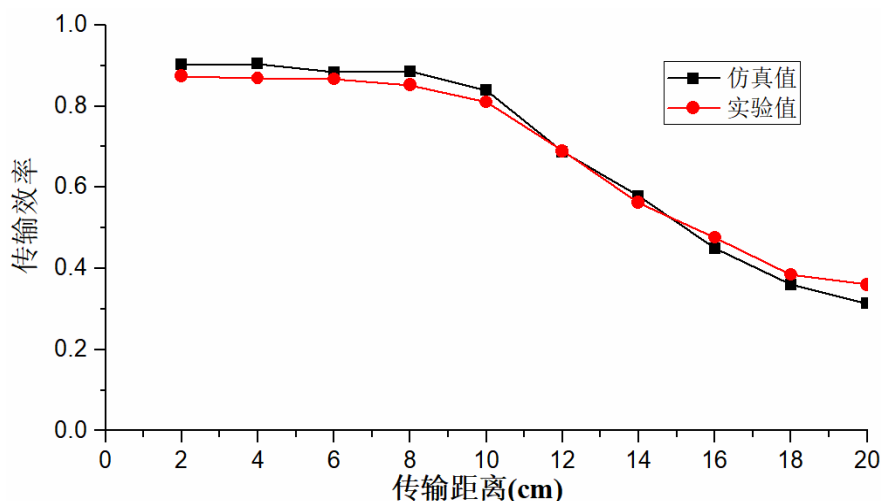


图 4-15 系统传输效率与传输距离之间的关系

结合系统工作频率的变化与系统传输效率的变化,可以得出当系统传输距离发生变化时,耦合系数发生改变,由于系统中非线性饱和增益的作用,系统的工作频率可以自动进行调节以使系统保持较高的传输效率,这也是 PT 对称无线输电的优势之一。

由于本文中采用运算放大器来实现非线性饱和增益,所以系统的传输功率较小,在后续的研究中,可分析采用电力电子拓扑来实现非线性饱和增益的方法,如采用 D 类功率放大器或全桥电路来实现。

4.5 本章小结

本章首先建立了 PT 对称无线电能传输的系统模型,采用并联—并联型拓扑,并用运算放大器来构建非线性增益负电阻,通过分析得到了其输出电压电流关系。根据系统要求设计了增益放大电路各电阻参数、传输线圈各参数并选取了适当的补偿电容。接着通过 PSIM 进行了系统仿真,最后进行了实验验证。实验结果表明,该模型可以准确描述 PT 对称无线电能传输系统,实现稳定的无线电能传输。实验结果与仿真结果在误差允许的范围内是一致的,验证了分析的正确性。

总结与展望

1. 总结

对无线电能传输技术的研究主要集中在电磁感应式、磁谐振耦合式和微波传输式这三个方向，而对感应式和谐振式这两种近场传输的研究则主要采用电路模型和耦合模模型，它们切入的角度不同，各有优势。宇称时间对称原理来自量子力学范畴，在光学耦合谐振腔系统的一系列问题研究中表现出了很大的适用性和优势，无线电能传输系统中的谐振耦合与光学耦合谐振腔系统十分相似，因此本文将宇称时间对称原理应用在无线电能传输系统的研究中，发掘出无线电能传输系统的一些新特性。本文的研究可得出以下结论：

(1) 宇称时间对称原理并不能应用于无线电能传输系统的所有拓扑，可用的拓扑必须满足该原理中要求的对称性条件，包括宇称对称和时间对称以及宇称时间对称。四种常用拓扑中只有并联—并联型和串联—串联型可以作为宇称时间对称原理无线电能传输的拓扑；

(2) PT 对称无线电能传输系统的频率特性与 PT 对称 LRC 耦合谐振腔的频率特点一致，当增益损耗系数变化时，系统特征频率的值随之变化。并且存在临界增益损耗系数值，当增益损耗系数小于该临界值时，系统特征频率的值只有实部，虚部为零，系统处于 PT 对称状态；当增益损耗系数大于该临界值时，特征频率的值同时存在实部和虚部，系统处于 PT 对称破缺状态；

(3) 电路方法和耦合模方法在对 PT 对称无线电能传输进行建模时表现出不同的特点。当采用能量的角度对系统进行分析时，宜采用耦合模方法，此时可简化对系统传输效率的分析；而当重点研究系统的 PT 对称条件以及对称状态与对称破缺状态的转化时，宜采用电路建模的方法；

(4) 本文通过选取合适的拓扑以及非线性增益，实现了基于 PT 对称原理的无线电能传输系统。经过对系统模型的分析研究，得出对于 PT 对称无线电能传输系统当线圈之间耦合系数在一定范围内变化时，系统的工作频率会发生改变，但系统的传输效率可保持在一个相对较高的水平，并且波动较小，这是有别于谐振式无线电能传输的特点，也是宇称时间对称无线电能传输最大的优势。

2. 展望

限于时间的限制和作者的水平，本文的研究工作还有很多内容待完善，在接下来的

研究中，有以下几个需着力解决的问题和延伸的方向：

（1） 对宇称时间对称无线电能传输系统进行电路模型分析时，本文只分析了非线性增益对系统的影响及实现方法，未完成对系统非线性增益电路模型下传输效率表达式的分析，后续的研究中将完成该部分内容；

（2） 由于本文采用运算放大器来构建系统所需的非线性增益电路，系统的传输效率十分有限，在接下来的研究中将探索采用电力电子电路方法来实现非线性增益的方法，如采用 D 类功率放大器以及全桥电路。

参考文献

- [1] 霍兆镜,樊绍胜. 基于机器鱼的水下无线电能传输装置的研究[J]. 电子技术应用, 2013, 39(06): 60-63.
- [2] Xin X, Jackson D, Chen J, et al. Wireless power transmission for oil well applications[J]. 2013:662-665.
- [3] 隋大鹏, 钱晓明, 楼佩煌. 无接触供电平板式拾电器性能仿真研究[J]. 现代设计与先进制造技术, 2012, 41(1): 33-37.
- [4] 阳璞琼, 陈文光, 赵立宏, 吴荣燕, 曾铁军. 电梯轿厢无随行电缆非接触供电系统设计[J]. 南华大学学报(自然科学版), 2014, 28(3): 68-72.
- [5] 程时杰, 陈小良, 王军华,等. 无线输电关键技术及其应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19):68-84.
- [6] Wireless Charging Market worth \$13.78 Billion by 2020[EB/OL]. <http://www.marketsandmarkets.com/PressReleases/wireless-charging.asp>, 2015.
- [7] 李阳, 杨庆新, 闫卓, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统的频率特性[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(7): 7-11.
- [8] 毛世通, 朱春波, 李阳, 等. 应用于无线电能传输系统的中继线圈工作性能[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 27-32.
- [9] Hwang H, Lee B, Moon J, et al. Investigation of wireless power transfer in multi-coil environment[C] IEEE International Conference on Consumer Electronics. IEEE, 2014:311-312.
- [10] Hui S. Y. R. Past, Present and future trends of non-Radiative wireless power transfer[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2016, 1(1), 83-91.
- [11] Heikkinen J, Salonen P, Kivikoski M. Planar rectennas for 2.45 GHz wireless power transfer[C] Radio and Wireless Conference, 2000. Rawcon 2000. IEEE, 2000:63-66.
- [12] Barrett J P . Electricity at the columbian exposition. Adam Matthew Digital, 2016.
- [13] Tesla N. High frequency oscillators for electro-therapeutic and other purposes[J]. Proceedings of the IEEE, 1999, 87(8): 1282-1292.
- [14] Brown W C. The history of power transmission by radio waves[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1984, 32(9):1230-1242.
- [15] Glaser P E. Power from the sun: its future[J]. Science, 1968, 162(3856):857-861.
- [16] Lin J C. Space solar-power stations, wireless power transmissions, and biological implications[J]. IEEE Microwave Magazine, 2002, 3(1):36-42.

- [17] Shinohara N, Kawasaki S. Recent wireless power transmission technologies in Japan for space solar power station/satellite[J]. Rws Digest San Diego Jan, 2009:13-15.
- [18] Ito T, Fujino Y, Fujita M. Fundamental experiment of a rectenna array for microwave power reception (Special Issue on 1992 International Symposium on Antennas and Propagation)[J]. Ieice Transactions on Communications, 1993, 76(12):1508-1513.
- [19] 徐长龙, 徐君书, 徐得名. 管道探测微机器人微波输能系统激励装置[J]. 上海大学学报 (自然科学版), 2000, 6(5): 403-406.
- [20] Celeste A, Jeanty P, Pignolet G. Case study in Reunion island[J]. Acta Astronautica, 2004, 54(4): 253-258.
- [21] Matsumoto H. Numerical estimation of SPS microwave impact on ionospheric environment [J]. Acta Astronautica, 1982, 9(8):493-497.
- [22] Brown W C, Eves E E. Beamed microwave power transmission and its application to space[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 1992, 40(6):1239-1250.
- [23] 王秩雄, 王挺, 乔斌. 无线电能传输技术与卫星太阳能电站的发展前景[J]. 空间电子技术, 2006, 3(2): 6-12.
- [24] 杨雪霞. 微波输能技术概述与整流天线研究新进展[J]. 电波科学学报, 2009, 24(4): 770-779.
- [25] Mcspadden J O, Mankins J C. Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology[J]. IEEE on Microwave Magazine. 2002, 3(4):46-57.
- [26] Benford J. Space applications of high-power microwaves[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2008, 36(3):569-581.
- [27] Schuder J C, Jr S H, Townsend J F. Energy transfer into a closed chest by means of stationary coupling coils and a portable high-power oscillator[J]. Transactions - American Society for Artificial Internal Organs, 1961, 7(7):327-331.
- [28] Schuder J C. Powering an Artificial Heart: Birth of the inductively coupled - radio frequency system in 1960[J]. Artificial Organs, 2002, 26(11): 909-915.
- [29] Foster I C. Theoretical design and implementation of a transcutaneous, multichannel stimulator for neural prosthesis applications[J]. Journal of Biomedical Engineering, 1981, 3(2):107-120.
- [30] Schuder J C, Stephenson H E, Townsend J F. High level electromagnetic energy transfer through a closed chest wall[C]. IRE International Convention Record, 1961, 9: 119-126.
- [31] Schuder J C, Jr S H. Energy transport to a coil which circumscribes a ferrite core and is implanted within the body[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1965, BME-

- 12(3 and 4):154-163.
- [32] Yang P, Dong L, Jing Y, et al. A study of wireless power transfer for implantable devices by using wearable devices[C]. International Conference on Communication Technology. IEEE, 2016.
- [33] Thumim A I, Reed G E, Lupo F J, et al. High power electromagnetic energy transfer for totally implanted devices[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1970, 6(2): 326-332.
- [34] 张益铭. 无线充电技术标准浅析[J]. 数字技术与应用, 2013(4):223-224.
- [35] Wireless power consortium. <https://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [36] Boys J T, Covic G A, Elliott G A J. Pick-up transformer for ICPT applications[J]. Electronics Letters, 2002, 38(21):1276-1278.
- [37] Hu A P, Boys J T, Frequency analysis and computation of a current-fed resonant converter for ICPT power supplies[C]. International Conference on Power System Technology, 2000(1): 327-332.
- [38] Boys J T, Green A W. Inductive power pick-up coils: US, US5528113[P]. 1996.
- [39] Boys J T. Inductive power transfer across an extended gap: WO, EP1010229[P]. 2000.
- [40] 孙跃, 卓勇, 苏玉刚, 王智慧, 唐春森. 非接触电能传输系统拾取机构方向性分析[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 2007, 30(4): 87-90,112.
- [41] 戴欣, 孙跃, 苏玉刚, 王智慧, 唐春森. 感应电能传输系统参数辨识与恒流控制[J]. 重庆大学学报, 2011, 34(6): 98-104.
- [42] 赵志斌, 孙跃, 周诗杰, 田勇. 非接触电能传输系统参数优化的改进遗传解法[J]. 西安交通大学学报, 2012, 46(2): 106-112.
- [43] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 苏玉刚. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 44-50.
- [44] 孙跃, 夏晨阳, 苏玉刚, 等. 导轨式非接触电能传输系统功率和效率的分析与优化[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2010, 38(10): 123-129.
- [45] 王智慧, 孙跃, 戴欣, 等. DC-AC 型非接触电能传输系统变换器设计[J]. 重庆大学学报, 2011, 34(2): 38-43.
- [46] 韩腾, 卓放, 闫军凯, 等. 非接触电能传输系统频率分叉现象研究[J]. 电工电能新技术, 2005, 24(2): 44-47.
- [47] 曹玲玲, 陈乾宏, 任小永, 等. 电动汽车高效率无线充电技术的研究进展[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 1-13.

- [48] Li X, Sun T, Li G, et al. A new omnidirectional wireless power transmission solution for the wireless Endoscopic Micro-Ball[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2011:2609-2612.
- [49] 马官营, 颜国正, 何秀. 基于电磁感应的消化道内微系统的无线供能[J]. 上海交通大学学报, 2008, 42(5): 798-802.
- [50] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [51] Park J, Tak Y, Kim Y, et al. Investigation of adaptive matching methods for near-field wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2011, 59(5):1769-1773.
- [52] Garnica J, Casanova J, Lin J. High efficiency midrange wireless power transfer system[C]. IEEE Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications., 2011:73-76.
- [53] Kim N Y, Kim K Y, Kim C W. Automated frequency tracking system for efficient mid-range magnetic resonance wireless power transfer[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2012, 54(6):1423-1426.
- [54] Kurs A, Moffatt R, Soljacic M. Simultaneous mid-range power transfer to multiple devices[J]. Applied Physics Letters, 2010, 96(4): 044102-044102-3.
- [55] 张小壮.磁耦合谐振式无线能量传输距离特性及其实验装置研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [56] 曲立楠. 磁耦合谐振式无线能量传输机理的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2010.
- [57] Zhu C, Yu C, Liu K, et al. Research on the topology of wireless energy transfer device[C]. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. 2008: 1-5.
- [58] 傅文珍, 张波, 丘东元,等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 21-26.
- [59] 傅文珍, 张波, 丘东元. 频率跟踪式谐振耦合电能无线传输系统研究[J]. 变频器世界, 2009(8):41-46.
- [60] 李阳, 杨庆新, 闫卓,等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统的频率特性[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(7):7-11.
- [61] 张献, 杨庆新, 陈海燕,等. 电磁耦合谐振式传能系统的频率分裂特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 167-172.
- [62] 张献, 杨庆新, 陈海燕,等. 电磁耦合谐振式无线电能传输系统的建模、设计与实验验

- 证[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 153-158.
- [63] Luo X, Niu S, Ho S L, et al. A design method of magnetically resonating wireless power delivery systems for bio-implantable devices [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10):3833-3836.
- [64] 谭林林, 黄学良, 黄辉, 等. 基于频率控制的磁耦合共振式无线电力传输系统传输效率优化控制[J]. 中国科学:技术科学, 2011, 41(7):913-919.
- [65] 疏许健, 张波. 感应耦合无线电能传输系统的能量法模型及特性分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2):28-32.
- [66] 陈增军, 宁西京. 非厄米哈密顿量的物理意义[J]. 物理学报, 2003, 52(11): 2683-2686.
- [67] Bender C M, Boettcher S. Real spectra in non-Hermitian Hamiltonians having PT symmetry [J]. Physical Review Letters, 1998, 80(24): 5243.
- [68] Bender C M, Brody D C, Jones H F. Must a hamiltonian be hermitian[J]. American Journal of Physics, 2003, 71(11): 1095-1102.
- [69] Bender C M. Making sense of non-hermitian hamiltonians[J]. Czechoslovak Journal of Physics, 2007, 55(9):1067-1074.
- [70] Bender C M, Cavero-Pelaez I, Milton K A, et al. PT-symmetric quantum electrodynamics [J]. Physics Letters B, 2005, 613(1): 97-104.
- [71] Stuewer R H. Gamow's theory of alpha-decay [M]. The kaleidoscope of science, Springer Netherlands, 1986: 147-186.
- [72] Stephanov M A. Random matrix model of QCD at finite density and the nature of the quenched limit [J]. Physical Review Letters, 1996, 76(24): 4472-4475.
- [73] Chong Y D, Ge L, Stone A D. PT symmetry breaking and Laser-Absorber modes in optical scattering systems[J]. Physical Review Letters, 2011, 106(9): 093902.
- [74] Longhair S. Optical realization of relativistic non-Hermitian quantum mechanics[J]. Physical Review Letters, 2010, 105(1): 013903.
- [75] Otfried G, Geza T, Entanglement detection [J]. Physics Reports, 2009, 474(1-6): 1-75.
- [76] Sukhorukov A A, Xu Z, Kivshar Y S. Nonlinear suppression of time reversals in PT-symmetric optical couplers [J]. Physical Review A, 2010, 82(4): 10906-10916.
- [77] Chong Y D, Ge L, Cao H, et al. Coherent perfect absorbers: Time-reversed lasers[C]. Lasers and Electro-Optics. IEEE, 2010:1-2.
- [78] Wan W J, Chong Y D, Ge L, et al. Time-reversed lasing and interferometric control of absorption [J]. Science, 2011, 331(6019): 889-892.
- [79] Makris K G, Elganainy R, Christodoulides D N, et al. PT-symmetric optical lattices[J].

- Physical Review A, 2010, 81(6):13301-13308.
- [80] Rüter C E, Makris K G, Elganainy R, et al. Observation of parity–time symmetry in optics[J]. Nature Physics, 2010, 6(3):47-47.
- [81] Schindler J, Li A, Zheng M C, et al. Experimental study of active LRC circuits with PT symmetries[J]. Physical Review A, 2011, 84(4): 040101.
- [82] Assawaworrarit S, Yu X, Fan S. Robust wireless power transfer using a nonlinear parity–time-symmetric circuit[J]. Nature, 2017, 546(7658):387.
- [83] Schindler J, Lin Z, Lee J M, et al. PT-Symmetric electronics[J]. Journal of Physics A Mathematical & Theoretical, 2012, 45(444029):2077-2082.
- [84] Sampath J P K, Alphones A, Shimasaki H. Coil design guidelines for high efficiency of wireless power transfer (WPT)[C]. Region 10 Conference. IEEE, 2017:726-729.

攻读硕士学位期间取得的研究成果

一、已发表（包括已接受待发表）的论文，以及已投稿、或已成文打算投稿、或拟成文投稿的论文情况（只填写与学位论文内容相关的部分）：

序号	作者（全体作者，按顺序排列）	题 目	发表或投稿刊物名称、级别	发表的卷期、年月、页码	相当于学位论文的哪一部分（章、节）	被索引收录情况
1	赵志友 张波 丘东元 谢帆	无线电能传输技术在手机无线充电中的应用	中国高校电力电子与电力传动学术年会	已发表	第一章 1.2 节	
2	赵志友 张波	空间电磁能量收集技术的发展与应用	广东电力	已录用 2018 年 11 期	第一章 1.1-1.2 节	
3	赵志友 张波	PT 对称无线电能传输的电路模型	电源学报	拟投稿	第三章 3.1-3.2 节	

二、与学位内容相关的其它成果（包括专利、著作、获奖项目等）

序号	作者（全体作者，按顺序排列）	专利名称	专利类别	专利申请号/授权号	相当于学位论文的哪一部分（章、节）

致 谢

逝者如斯夫，不舍昼夜。三年硕士生涯转眼已行将结束，此刻既有学成的喜悦，也有告别的忧愁。但回望这三年，最萦绕我心的，是感恩之情。

最感谢的是我的导师张波教授。张老师学识深厚、能力卓越，治学态度严谨、育人循循善诱，是当之无愧的业界巨擘。张老师精心经营的新型无线电能传输与高效电能变换实验室，为团队同学提供了十分便利的科研条件以及优秀的学术氛围，帮助每一位同学成长，使我顺利完成硕士论文。学术之外，张老师对工作的认真态度也深深影响着每一位同学，是大家的偶像。

同时，十分感谢实验室的丘东元老师、杜贵平老师、陈艳峰老师、王学梅老师、肖文勋老师、谢帆老师以及张玉秋老师，感谢你们每每在汇报时给出的指导与批评，感谢你们在平日里的关怀与照顾。

感谢我亲爱的江彦伟师兄、周佳丽师姐、陈曦师兄，感谢你们在研究中给我指导，在生活中带我玩耍。还有已毕业的方赞峰师兄、沈翰云师兄，你们给了我很大的帮助与鼓舞。

感谢金林、杜发达、陈海锋、疏许健、曾玉凤、袁讯、杨昌烨、罗平胜、李肖肖、程旭、卢曰海、黄雅琪，和你们一起度过的三年很值得怀念。

感谢徐浩、苏威、李祥、余膺昊、何战峰，和你们打球时光很快乐。

感谢我的父母，永远爱你们！

感谢评审老师的支持与意见！

IV - 2 答辩委员会对论文的评定意见

无线电能传输技术作为新型的电力传输技术相比传统电气连接方式具有安全、可靠和便捷的优势,为各种各样的生产活动和应用场合带来了十足的便利和革新,因此对该技术的研究也越来受到科学家的关注,是当前的热点研究课题。论文以宇称时间对称理论为基础对无线电能传输系统进行了研究,该理论与传统方式如谐振式等传输机理不同,因此论文的研究对提高无线电能传输效果、丰富对无线输电系统的认识具有重要的意义。论文的主要工作如下:

- (1) 论文介绍了宇称时间对称的原理,指出了该原理与无线电能传输技术之间的联系,表明该原理是如何应用到无线电能传输技术中的。
- (2) 论文对无线电能传输常采用的四种拓扑结构进行了分析,并结合宇称时间对称原理的要求,指出了只有并联并联型和串联串联型拓扑适合应用宇称时间对称原理进行无线电能传输。
- (3) 论文分析了宇称时间对称无线电能传输方式的频率特性,指出了系统由对称状态转换为对称破缺状态的条件以及在对称状态下系统的能量特点。
- (4) 指出了宇称时间对称无线电能传输系统原理和电路实现方式,进行了分析和参数设计,搭建了实验平台组织实验进行验证。

论文论点正确,论证充分,结论合理,撰写规范。答辩过程中,表述清晰,问题回答正确,论文和答辩表明作者具有较扎实的专业理论基础和独立从事科研工作的能力。论文达到了工学硕士学位论文要求,经答辩委员会讨论和无记名投票表决,5票(共5票)一致同意通过赵志友同学学位论文答辩,成绩良好,并建议授予赵志友同学工学硕士学位。

论文答辩日期: 2018 年 6 月 4 日

答辩委员会委员共 5 人,到会委员 5 人

表决票数: 优秀 (4) 票; 良好 (1) 票; 及格 () 票; 不及格 () 票

表决结果(打“√”): 优秀 (√); 良好 (); 及格 (); 不及格 ()

决议: 同意授予硕士学位 (√) 不同意授予硕士学位 ()

答辩
委员
会成
员签
名

陈旭峰 (主席)

张时

王东元

张帆

杨汝