

基于兆赫兹超声波无线电能传输的实验教学平台设计

黄晓生, 陈松, 林抒毅, 黄靖

(福建理工大学 电气与信息工程学院, 福建 福州 350118)

摘要: 超声波无线电能传输 (ultrasonic wireless power transfer, UWPT) 技术具有非接触、抗电磁干扰等优点, 可广泛应用于医疗植入、水下航行器等领域。UWPT 实验是电力电子技术与声学技术跨学科融合的理想教学案例。本文以压电超声换能器应用为背景, 设计兆赫兹超声波无线电能传输 (MHz-UWPT) 实验平台, 提出了一种基于松耦合变压器的 SP-P 谐振补偿网络, 在实现高频高功率谐振补偿的同时降低磁元件数量与体积。通过所搭建的实验样机在不同工作模式及传输距离下的输出电压、功率及波形正弦度的变化特征分析, 验证了所提出的 UWPT 系统硬件设计及跨学科实验教学方法的可行性。

关键词: 无线电能传输; 实验教学平台; 超声波; 学科交叉; 教学实践

中图分类号: G642

文献标志码: A

文章编号: 2097-3853(2026)03-0298-09

Design of experimental teaching platform based on megahertz ultrasonic wireless power transfer

HUANG Xiaosheng, CHEN Song, LIN Shuyi, HUANG Jing

(School of Electrical and Information Engineering, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: Ultrasonic wireless power transfer (UWPT) technology has the advantages of non-contact and anti-electromagnetic interference, and can be widely applied in fields such as medical implantation and underwater vehicles and other fields. UWPT experiments serve as an exemplary interdisciplinary teaching case that integrates power electronics technology with acoustic technology. Against the backdrop of piezoelectric ultrasonic transducer applications, a MHz-UWPT experimental platform is designed. A series-parallel-parallel (SP-P) resonant compensation network based on a loosely coupled transformer is proposed, which achieves high-frequency and high-power resonant compensation while reducing the number and volume of magnetic components. By analyzing the variation characteristics of output voltage, power and waveform sinusoidal characteristics of the built experimental prototype under different operation modes and transfer distances, the feasibility of the proposed UWPT system's hardware design and interdisciplinary experimental teaching method is verified.

Keywords: wireless power transfer; experimental teaching platform; ultrasonic wave; interdisciplinarity; teaching practice

超声波无线电能传输 (ultrasonic wireless power transfer, UWPT) 以超声波为能量传输载体, 不受电磁辐射或介质涡流效应的影响, 因此在医疗植入、密闭金属、水下装置等应用中具有广阔

的应用前景^[1-3]。其系统通过高频功率变换器与压电超声换能器实现能量耦合与转换, 具有明显的电力电子技术与声学技术跨学科融合的特点。超声耦合结构的等效电路建模与谐振补偿设

收稿日期: 2025-10-10

基金项目: 福建省自然科学基金项目 (2023J01950); 福建理工大学研究生教育教学研究项目 (YJG25013)

第一作者简介: 黄晓生 (1986—), 男, 福建南安人, 副教授, 博士, 研究方向: 无线电能传输技术。

计是影响 UWPT 传输功率与效率的关键因素^[4]。UWPT 系统的接收换能器常采用单谐振补偿网络(S、P)进行阻抗变换并简化设计。发射换能器的谐振补偿网络不仅要进行阻抗变换,还需要兼顾滤波与电压变比以符合高频逆变器效率及负载阻抗要求。因此,发射端通常采用 LC、LCL、SP、LCLC 等多谐振补偿网络^[5-9]。然而,传统的多谐振补偿网络通常包含多个磁元件,电感及变压器的数量与体积难以降低。当换能器频率达到兆赫兹级别,现有设计方法难以实现高频高瞬时功率的谐振补偿要求。因此,UWPT 系统的发射端补偿网络是当前设计的难点与重点。

本研究针对当前兆赫兹 UWPT 系统设计难点,提出了一种具有松耦合变压器的 SP-P 谐振补偿网络,在实现高频高功率谐振补偿的同时降

低磁元件数量与体积,搭建的实验平台可用于电力电子技术与声学技术的跨学科融合教学,提升实验教学质量。

1 超声波无线电能传输系统原理

1.1 系统结构

典型的 UWPT 系统结构如图 1 所示。高频逆变器将输入直流电转换为高频交流电,从而使发射端换能器产生超声波。发射端谐振补偿网络用于高频逆变器与发射端换能器的阻抗匹配,通过使逆变器负载阻抗接近阻性以提高转换效率及输出功率,进而提高 UWPT 系统的传输性能。接收端换能器通过机电耦合将超声波能量转换为高频交流电,并通过接收端谐振补偿网络与高频整流器将高频交流电转换为负载所需的直流电。

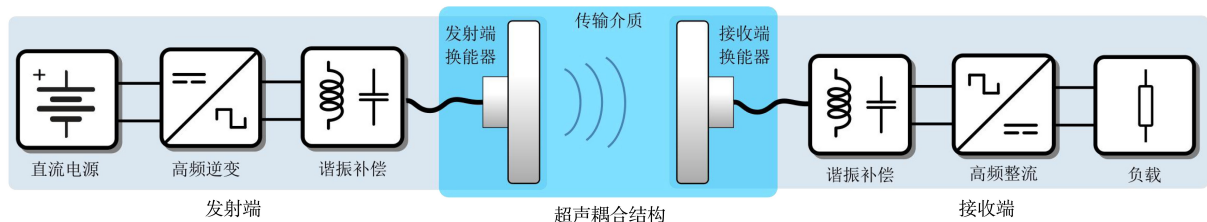


图 1 UWPT 系统结构

Fig.1 UWPT system structure

超声波的频率显著影响其波长、衰减以及穿透深度等传输特征。当前 UWPT 系统的超声波频率仍以 kHz 级别为主,扩散衰减较明显。因此,为了降低超声波扩散衰减并提高其指向性,本文采用 MHz 超声耦合结构,使得实验平台可以灵活调整传输方向及范围。

1.2 超声耦合结构等效电路

在 UWPT 系统中,超声换能器通过声能与电能的相互转换实现非接触的能量传输。超声换能器的种类按照能量转换机理可分为压电换能器、机械换能器、电容换能器、磁致伸缩换能器等。其中,压电换能器具有结构简单、工作稳定等特点,适用于 UWPT 系统。当压电材料受到特定方向的物理压力而发生形变时,会使内部电荷发生位移产生电压,该现象称为正压电效应。相反,当压电材料在受到外加电场作用时,会使内部的压电材料发生机械形变从而产生机械能,该现象为逆压电效应。压电换能器就是利用压电材料的相应特性进行能量转化。为了表征压电换能器在电路

中的阻抗特征,可采用如图 2(a) 所示的 Butterworth-Van Dyke 机电等效电路,换能器输入阻抗 Z_T 可表示为:

$$Z_T(C_s, C_d, L_d, R_d, \omega) = \frac{C_d L_d \omega^2 - 1 + j \cdot R_d C_d \omega}{R_d C_s C_d \omega^2 + j \cdot [L_d C_s C_d L_d \omega^3 - \omega(C_s + C_d)]} \quad (1)$$

其中, C_s 为换能器电极之间的静态电容; C_d 为动态电容,对应机械柔度; L_d 为等效电感,对应有效质量; R_d 为等效电阻,表征机械振动过程中的损耗。当工作角频率 ω 满足 $\omega = \omega_r = 1/\sqrt{L_d \cdot C_d}$, 即 L_d 、 C_d 发生谐振时, Z_T 简化为 C_s 、 R_d 并联支路。

UWPT 系统的超声耦合结构等效为如图 2(b) 所示的二端口电路,其输入电压为 \dot{U}_{ix} , 输出电压为 \dot{U}_{ac} 。发射换能器与接收换能器均采用图 2(a) 的等效电路表示,并用下标 1 与 2 进行区分^[5]。受控电压源表示接收换能器的机电转换电压 \dot{U}_{ix} , 由动态支路电流 I_1 与控制系数 k 决定。

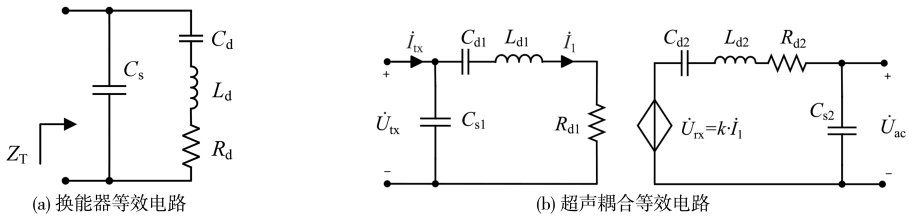


图 2 UWPT 超声波耦合模型

Fig.2 Ultrasonic coupling model of UWPT

1.3 基于松耦合空心变压器的 SP-P 谐振补偿网络

谐振补偿网络用于对换能器的容性阻抗进行补偿,进而提高系统的传输功率与效率。MHz-UWPT 的换能器具有工作频率高、动态电阻低、激励电流大的特点。常规的铁氧体磁芯变压器或电感器在高频、大电流工况下易存在磁芯饱和以及损耗过高的问题。因此,本研究提出采用松耦合空心

变压器进行发射端的谐振补偿。空心变压器电磁参数所具有的线性特征可有效地解决 MHz-UWPT 的谐振补偿问题,且避免了磁芯高频损耗以及饱和问题。如图 3(a) 所示,发射端谐振补偿网络由空心变压器 T_1 及谐振电容 C_r 构成,其中 n 为变压器的等效匝比。该补偿网络实现了换能器阻抗匹配、逆变器输出滤波,以及 UWPT 电压增益调整。

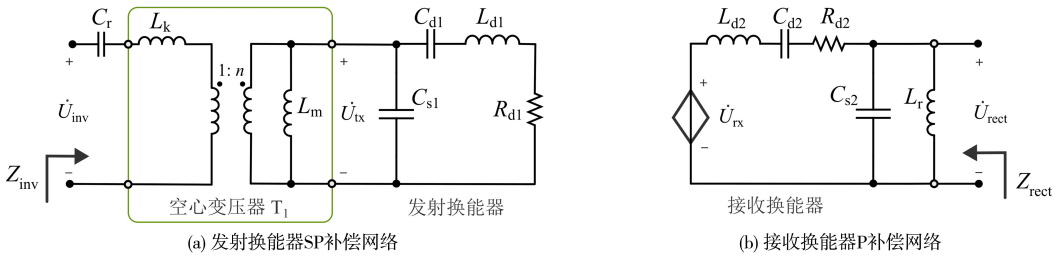


图 3 SP-P 谐振补偿网络

Fig.3 SP-P resonant compensation network

发射端谐振补偿网络的输入阻抗 Z_{inv} 可表示为:

$$Z_{inv} = j \cdot \left(\omega L_k - \frac{1}{\omega C_r} \right) + \frac{j \cdot \omega L_m \cdot Z_T(C_{s1}, C_{d1}, L_{d1}, R_{d1}, \omega)}{j \cdot \omega L_m + Z_T(C_{s1}, C_{d1}, L_{d1}, R_{d1}, \omega)} \quad (2)$$

式中,漏感 L_k 与电容 C_r 构成串联谐振滤波器,励磁电感(即副边绕组自感) L_m 则对换能器静态电容 C_{s1} 进行并联谐振补偿,即 $\omega_r = 1/\sqrt{L_d \cdot C_d} = 1/\sqrt{L_m \cdot C_{s1}}$ 。因此,当系统工作在谐振状态时,逆变器负载阻抗 Z_{inv} 以及谐振补偿网络的电压增益 G_{v1} 分别为:

$$\begin{cases} Z_{inv} = \frac{R_{d1}}{n^2} \\ G_{v1} = \frac{\dot{U}_{tx}}{\dot{U}_{inv}} = n \end{cases} \quad (3)$$

式中, n 为空心变压器的等效匝比,与原副边绕组

的实际匝比不同。在松耦合空心变压器的制作过程中,可分别绕制原边绕组 L_p 与副边绕组 L_s ,而漏感 L_k 则可通过改变原副边绕组距离进行调整。因此,空心变压器可以实现谐振补偿与电压增益的灵活调整,从而使设计参数满足系统需求,即:

$$\begin{cases} L_p = L_m/n^2 + L_k \\ L_s = L_m \\ k_{T1} = \sqrt{1 - L_k/L_p} \end{cases} \quad (4)$$

式中,漏感 L_k 值即为原边绕组端口在副边绕组短路情况下测得电感值。漏感值越大,前端 C_r 、 L_k 串联谐振滤波器对高次谐波电流的抑制越强,换能器激励波形的正弦度越高。如图 3(b) 所示,接收端采用单电感并联谐振补偿,即 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r \cdot C_{s2}}$ 。当系统工作在谐振状态,接收端谐振补偿网络的输出阻抗达到最小值,即 $Z_{rect} = R_{d2}$,从而提高了接收端的转换效率。

1.4 系统等效电路

基于上述超声耦合结构及其谐振补偿网络,

所设计的 MHz-UWPT 系统等效电路如图 4 所示。

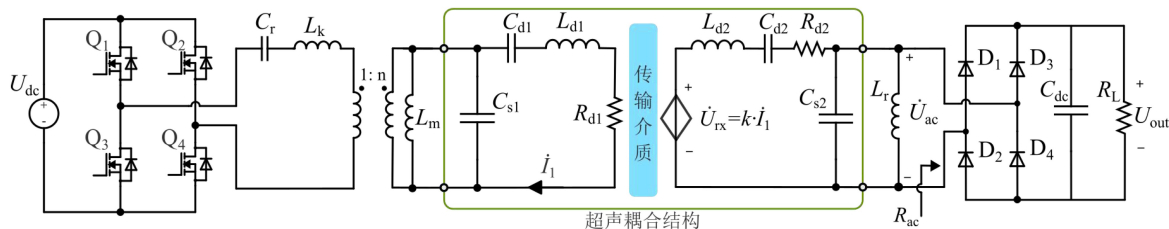


图 4 MHz-UWPT 系统等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of MHz-UWPT system

其中开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 组成逆变器,二极管 $D_1 \sim D_4$ 组成整流器。发射端全桥逆变器将直流电源 U_{dc} 转换为高频交流方波电压。接收端全桥整流器将接收换能器输出交流电转换为直流输出电压 U_{out} 以给负载 R_L 供电。

超声耦合结构具有较复杂的机电转换及传输机理,其电路等效受机电耦合系数、超声传播衰减等多方面因素的影响,故较难通过理论计算获得受控电压源的控制系数 k 。通过电参数测量并进行多项式回归是获得等效电路实际参数的有效方法。由图 2(b) 超声耦合结构的等效电路可知:

$$\left\{ \begin{array}{l} k = \frac{U_{rx}}{I_1} = \frac{|Z_2 + R_{ac}|}{R_{ac}} \cdot \frac{U_{ac}}{I_1} \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_{tx} - \dot{U}_{tx} \cdot j\omega C_{s1} \\ Z_2 = R_{d2} + j \cdot \left(\omega L_{d2} - \frac{1}{\omega C_{d2}} \right) \\ U_{ac} = \frac{4}{\pi} \cdot U_{out} \\ R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L \end{array} \right. \quad (5)$$

其中, R_{ac} 为整流桥的等效输入电阻,由负载电阻 R_L 计算获得; U_{ac} 为整流桥输入方波电压的基波分量幅值; Z_2 为机电耦合支路的阻抗。 U_{rx} 与 I_1 分别为对应相量 \dot{U}_{rx} 与 \dot{I}_1 的幅值。由式(5)可知,控制系数 k 可根据 U_{rx} 、 I_1 以及 U_{out} 的测量与计算获得。

2 MHz-UWPT 实验教学平台设计

实验平台采用兆赫兹压电换能器构建超声耦合结构,其参数规格如表 1 所示。设计内容包含逆变器、整流器以及 SP-P 谐振补偿网络。

表 1 实验平台参数

Tab.1 Experimental platform parameters

换能器参数 (DYW-1M-01T)	数值	空心变压器 参数	数值
谐振频率 f_r/MHz	1	原边自感, $L_p/\mu\text{H}$	2.41
静态电容 C_0/nF	3.62	副边自感, $L_m, L_s/\mu\text{H}$	7
等效电感 $L_d/\mu\text{H}$	88.6	漏感, $L_k/\mu\text{H}$	1.85
等效电容 C_d/nF	0.286	等效匝比, n	3.53
等效电阻 R_d/Ω	7.5	耦合系数, k	0.48
补偿电容 C_r/nF	13.7	补偿电感, $L_r/\mu\text{H}$	7

2.1 逆变器设计

全桥逆变器包含由开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 所构成的两个桥臂,通过开关管的切换将输入直流电转换成高频交流电。全桥逆变器可灵活地调整输出频率及矩形波脉宽,并可切换至半桥工作模式以降低输出幅值,有助于实验平台适配多种换能器并扩展实验内容。

逆变器 MOSFET 桥臂及其驱动电路如图 5 所示。实验平台最高输入电压为 48 V,逆变器输出具有高频、高瞬时功率的特点。因此,所选择的开关管为 MOSFET (BSC160N15NS5),耐压 150 V,在 25 °C 与 100 °C 下的最大连续导通电流分别为 56 A 和 36 A,导通电阻 $R_{DS(on)}$ 为 16 mΩ,上升时间 3 ns,下降时间 2.6 ns,有助于在 MHz 频率下稳定工作。

驱动芯片采用双通道隔离驱动器 (2EDF7275K),最高开关频率达到 10 MHz,可满足实验平台的工作频率要求。驱动 PWM 信号由微控制器 STM32G474 产生。该控制器的高分辨率定时器 (high-resolution timer, HRTIM) 可实现最高 5.44 GHz 的等效时钟频率,可满足 MHz 频

率 PWM 信号的占空比调整要求。

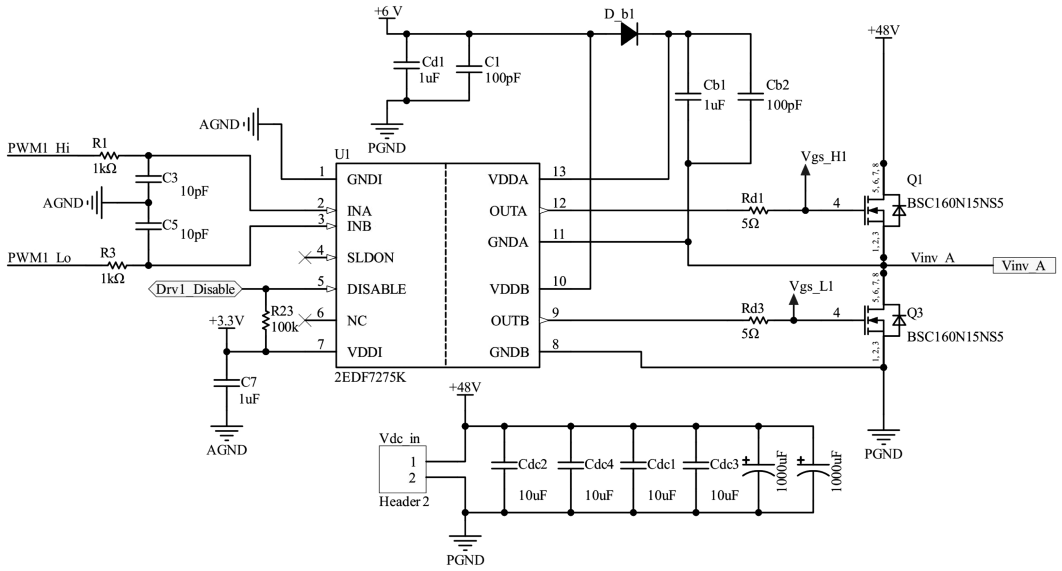


图 5 逆变器 MOSFET 桥臂及其驱动电路图

Fig.5 MOSFET bridge arm and its driving circuit of inverter

2.2 整流器设计

接收端采用全桥整流电路,将高频交流电转换为直流电,用于给负载电阻供电。整流器原理如图 6 所示,使用肖特基二极管 (MBRS360T3G) 进行高频整流,输出端采用贴片陶瓷电容与电解电容组合,实现稳定的直流输出电压。

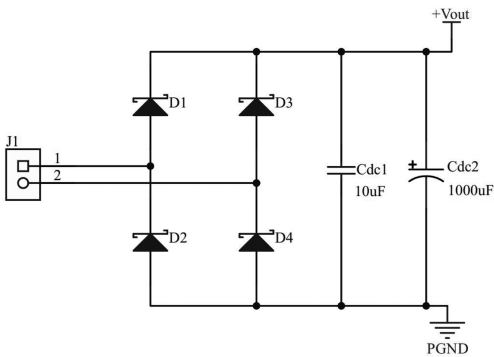


图 6 全桥整流器电路图

Fig.6 Circuit of full-bridge rectifier

2.3 补偿网络设计

SP-P 补偿网络的参数如表 1 所示,其设计主要包含空心变压器以及谐振电感。为了降低绕组高频涡流损耗,变压器使用利兹线进行绕制,规格为 0.1 mm 单股线径,20 股绞绕。变压器采用 3D 打印的分立式套筒骨架,可通过改变原副边骨架距离来调整耦合系数,实现变压器

电参数的灵活调整。接收换能器与发射换能器的型号规格相同,因此采用相同的骨架绕制补偿电感。

如图 7 所示,以所采用的换能器参数为例,对比发射端串联 (S 型)、并列 (P 型)、以及串并联 (SP) 补偿的输入阻抗 (即,逆变器负载阻抗)。其中, S 型与 P 型补偿的拓扑如图 8 所示。S 型补偿网络在发射换能器串联单个谐振补偿电感 L_s , 用于补偿换能器阻抗虚部的等效串联电容。P 型补偿网络采用并列单个谐振电感 L_p 用于补偿换能器的静态电容。

由阻抗曲线可知, S 型补偿网络的输入阻抗角对频率变化较敏感,容易使阻抗呈容性,造成逆变器软开关失效。此外,补偿电感的感量仅为 0.2 μH ,在实际应用中难以控制感量偏差,且高次谐波频率的阻抗较低,容易产生激励波形畸变。因此, S 型补偿网络较难适用于本研究的 UWPT 系统设计。当采用 P 型补偿时,虽然在工作频率范围内的阻抗曲线与 SP 补偿网络相似。但 P 型补偿不具备滤除高次谐波电压的能力,激励电压波形近似方波,电流的高次谐波含量较高。综上所述,所提出的发射端 SP 谐振补偿网络可在不增加磁元件数量的同时满足逆变器负载阻抗及激励波形正弦度要求。

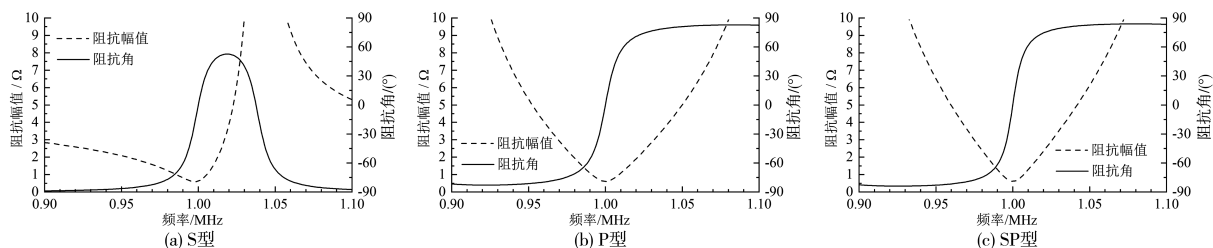


图7 发射端不同补偿网络的输入阻抗 (Z_{in})

Fig.7 Input impedance (Z_{in}) of transmitter with different compensation networks

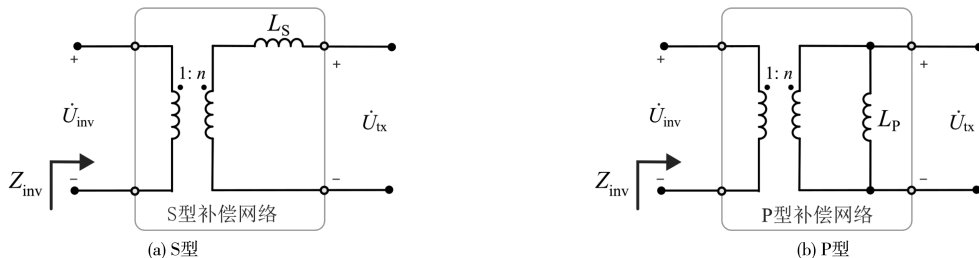


图8 发射端单谐振补偿网络拓扑

Fig.8 Single-resonance compensation networks for transmitter

与发射端谐振补偿不同,接收端通常仅需考虑换能器的静态电容补偿。接收换能器采用单空心电感并联谐振补偿,即P型补偿。换能器静态电容与补偿电感构成并联谐振支路,因此接收端的谐振频率不受负载电阻变化的影响。相比之下,接收换能器如采用串联谐振补偿(S型),则接收端谐振频率会随着负载电阻变化而产生偏移,不利于稳定输出。

耦合结构以及变换器参数易于调整的优点,学生可在实验过程中通过自主调整参数并持续改进方案,提高学习兴趣,激发探索精神。

3 实验验证

3.1 实验教学设计

基于 UWPT 的实验教学流程如图 9 所示。通过引导学生理解并掌握“超声波耦合+电力电子功率变换”的学科交叉实验原理,建立跨学科思维,培养从理论知识到工程应用的综合实践能力。实验平台设计以声学多普勒流速剖面仪 (acoustic doppler current profiler, ADCP) 应用为背景,涉及声学技术与电力电子技术的跨学科应用。通过超声波无线电能传输 (UWPT) 技术实验,可直观展示压电超声换能器的电声转换以及超声波传输过程。同时,UWPT 系统涉及典型的高频逆变、谐振补偿、高频整流等谐振式功率变换器核心要素。通过将电能变换环节逐一拆解,学生能够循序渐进地掌握功率变换器基本原理。利用超声

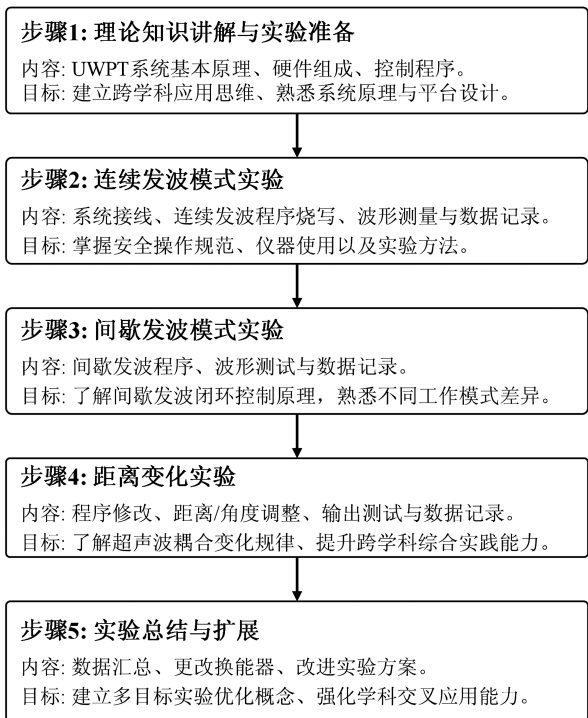


图9 UWPT 跨学科实验教学过程

Fig.9 UWPT based interdisciplinary experimental teaching process

3.2 实验平台

所搭建的实验平台包含直流源、全桥驱动板、超声耦合结构、整流桥以及电子负载,如图 10(a)所示,全桥驱动板如图 10(b)所示,发射端补偿网络采用模块化设计,可快速适配多种换能器的实

验。实验平台可进行两种工作方式的实验测量,即低压连续发波模式与高压间歇发波模式。由于压电超声换能器存在较明显的热效应,需要在实验过程中避免换能器过热损坏。

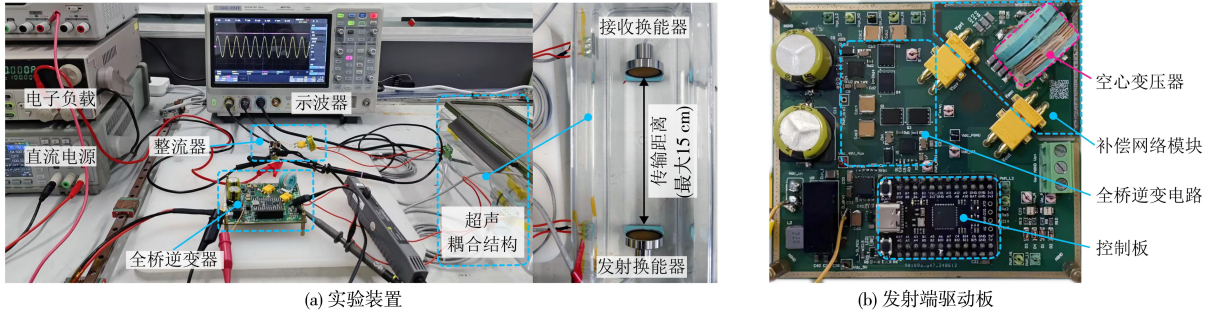


图 10 MHz-UWPT 实验教学平台

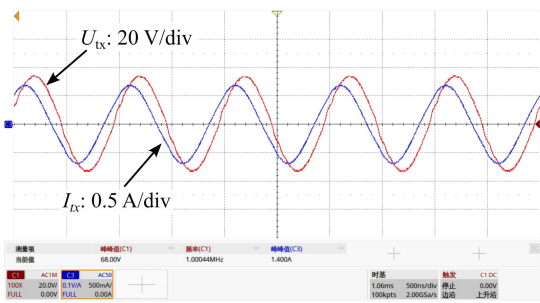
Fig.10 MHz-UWPT experimental teaching platform

3.3 连续发波模式实验

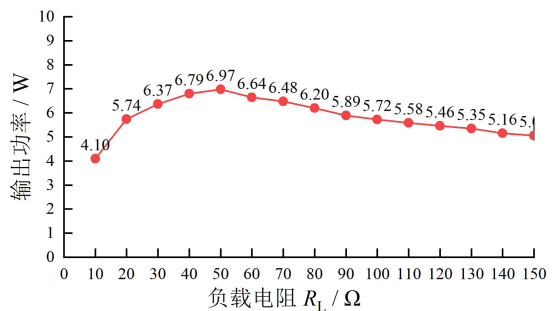
当系统工作在低压连续发波模式时,其整流器输出电流不中断,输出直流滤波电容仅需考虑高频电压分量的滤波,具有输出电压纹波较小的特点。当微控制器 (STM32G474) 载入连续发波实验程序时,引脚输出 4 路 PWM (pulse - width modulation) 信号,即频率为 1 MHz 的占空比互补矩形波。为了避免桥臂短路,其上下管驱动信号间存在一定的死区时间。如图 11(a)所示,发射换能器的激励频率为 1 MHz,当直流源电压调至 10 V 时,平均输入功率约为 26 W。测量发射端换能器的电压波形以验证 SP-P 补偿网络的有效性。在实例测量中,电压电流的正弦度较高,电压峰峰值为 68 V,电流峰峰值为 1.4 A,电压电流之

间的相位差约为 33.84°。

将超声耦合结构的传输距离调整到约 0.5 cm。电子负载设置为恒阻 (CR) 模式。测量输出功率在不同负载电阻 R_L 值下的变化规律。如图 11(b)所示,输出功率与负载电阻呈现非单调变化趋势。当整流桥后接负载电阻为 50 Ω 时,整流后输出的直流电压约为 18.67 V,负载的功率达到最大值,约为 6.97 W。系统的端到端效率为 26.8%。UWPT 系统的逆变及整流环节与现有的磁耦合无线电能传输系统相似,但效率远低于后者。由此可见,超声耦合结构的损耗是影响系统效率的关键因素,如何提高换能器的电声转换效率,并降低超声波传输损耗仍然是 UWPT 系统优化设计的关键。



(a) 发射换能器电压电流波形



(b) 不同负载下的输出功率

图 11 连续发波模式实验结果

Fig.11 Experimental results of continuous wave generation mode

3.4 间歇发波模式实验

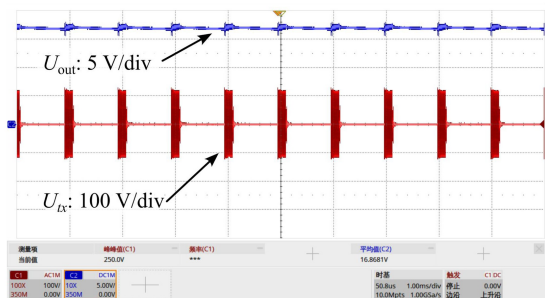
间歇发波模式可显著提高发射换能器的瞬时

输入功率,从而提高超声耦合结构的传输距离。发射换能器工作在高压间歇发波模式。在间歇发

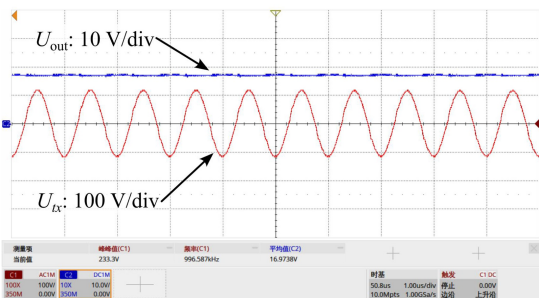
波实验控制程序中设定间歇发波的时间间隔为 t_{burst} , 每次发波时长为 t_{ix} 。即, 发波占空比 d_{burst} 为:

$$d_{burst} = \frac{t_{ix}}{t_{burst}} \quad (6)$$

发波状态下的超声波频率仍然为 1 MHz, 并可通过控制每次发波的个数来调节输出电压。在实例测试中, 将 t_{burst} 设置为 1 ms, 发波占空比 d_{burst} 设置为 15%。即, 发射换能器每间隔 1 ms 生成连续的 150 个周期超声波脉冲。将直流电源输出电压调至 30 V。电子负载的电阻为 50 Ω 。在如图



(a) 整体波形



(b) 发波状态波形

图 12 间歇发波模式实验结果

Fig.12 Experimental results of discontinuous wave generation mode

换能器距离保持 0.5 cm 不变, 测量在不同发波占空比条件下的输出电压, 如图 13 所示。

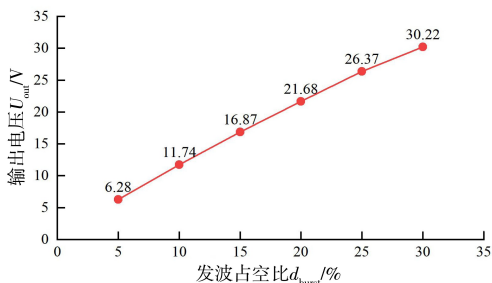


图 13 不同发波占空比的输出电压

Fig.13 Output voltage with different wave generation duty cycles

输出直流电压与发波占空比呈近似线性关系。当占空比为 20% 时, 间歇工作模式的输出电压约为 21.68 V, 大于连续发波模式。值得注意的是, 由于换能器的热效应, 系统在高电压高功率连续激励条件下的输出电压仅能维持较短的时间, 随即开始下降。长时间的高压高功率激励容易损坏换能器。为了降低高频热效应的影响, 可通过调整输入电压及间歇发波占空比使得 UWPT 传

12 所示的实测电压波形中, 发射换能器发波间隔为 1 ms, 每次发射脉冲时间为 0.15 ms, 即发送 150 个脉冲。将波形细节放大, 如图 12(b) 所示, 发射换能器的激励电压具有较高的正弦度 (THD 小于 2%)。在间歇模式工作时。发射换能器的电压峰峰值为 233.3 V, 瞬时输入功率达到 450 W。换能器的实际阻抗会随着激励电压超过一定幅值而呈现非线性, 从而影响逆变器以及谐振补偿网络的效率。当输入功率约为 35 W 时, 输出电压约为 16.87 V, 输出功率为 5.69 W, 系统的传输效率为 16.26%。

输功率达到长时间稳定输出的较优值。

3.5 传输距离对比实验

负载电阻固定为 50 Ω , 测量连续工作模式及间歇工作模式 (发波占空比 15%) 在不同传输距离下的输出功率, 如图 14 所示。水下超声波随着传输距离的增加而逐渐衰减, 进而使得输出功率下降。由测试结果可知, 连续工作模式下的功率始终大于占空比为 15% 的间歇工作模式。

在间歇发波模式中, 发射换能器的短时激励功率大、声能高。通过占空比调节可使接收端获得足够高的声电转换电压, 从而维持稳定输出, 因此具有更好的距离适应性。该模式能够实现输出电压闭环控制。在距离较小的情况下, 传输功率主要受到换能器热效应的限制。当传输距离较远时, 接收端输出阻抗以及二极管导通压降将限制可用的声电转换电压阈值。即声电转换电压及能量在较远传输距离下将无法稳定输出。

由上述不同模式、传输距离、占空比下的测试结果可知, 所提出的具有松耦合空心变压器的 SP-P 谐振补偿网络可在多种工况下稳定运行, 满

足兆赫兹压电超声换能器的高正弦度激励要求。同时,该 MHz-UWPT 实验平台有效验证了水下兆赫兹超声波无线电能传输的理论原理与硬件设计。

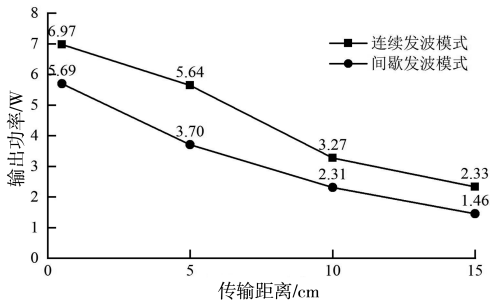


图 14 不同传输距离的输出功率

Fig.14 Output power at different transmission distances

4 结束语

针对当前基于兆赫兹压电超声波换能器的 UWPT 系统设计难点,本研究提出一种基于松耦合空心变压器的 SP-P 谐振补偿网络。该补偿网络可满足高频率、高瞬时功率的谐振补偿要求并显著降低磁元件数量与体积。所搭建的 UWPT 实验平台可工作在多种工作模式,实现最大 15 cm 的电能传输距离。发射换能器在 1 MHz 工作频率下的最大瞬时激励功率达 450 W。该实验平台以 UWPT 技术为载体,具备可调整的超声耦合结构及控制模式,有助于直观展示压电超声换能器的电声转换以及超声波传输过程,实现电力电子技术与声学技术的跨学科实验教学,提升实验教学效果。

参考文献:

- [1] 王得安,张剑韬,朱春波,等. 海洋环境对水下无线电能传输系统的影响机理研究进展[J]. 电工技术学报,2025,40(3):653-675.
- [2] 吴旭升,孙盼,杨深钦,等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述[J]. 电工技术学报,2019,34(8):1559-1568.
- [3] GUIDA R, DEMIRORS E, DAVE N, et al. Underwater ultrasonic wireless power transfer: a battery-less platform for the Internet of Underwater Things[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2022, 21(5):1861-1873.
- [4] 臧俊斌,李瑜,祁博文,等. 超声波无线电能传输的声电通道设计[J]. 中国测试,2024,50(4):90-96,108.
- [5] 许康,陈希有,刘丹宁. 海下超声耦合无线电能传输系统电学阻抗变换技术[J]. 中国电机工程学报,2015,35(17):4461-4467.
- [6] GUO N X, LUO X Q, YAN H X, et al. A novel mathematical method for calculating the LCL-type matching of ultrasonic transducer for liquefaction treatment[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(8):8737-8743.
- [7] WU J Q, ZHANG H J, CAI Y C. Study of a dynamic impedance matching method for ultrasonic bone knife transducer[C]// 2024 IEEE International Conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale (3M-NANO). Zhongshan, China: IEEE, 2024:653-658.
- [8] 王刚,魏小源,黄玲,等. 钢轨检测压电超声换能器宽频阻抗匹配研究[J]. 电子测量技术,2023,46(1):57-64.
- [9] 谭坚文,廖瑞金,邓思建,等. 高强度聚焦超声换能器的宽带阻抗匹配[J]. 电工技术学报,2014,29(11):141-146.

(责任编辑:方素华)