

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210373

## 钢轨检测压电超声换能器宽频阻抗匹配研究\*

王刚<sup>1</sup> 魏小源<sup>1,2,3</sup> 黄玲<sup>1,2,3</sup> 许子健<sup>1</sup> 梅潭<sup>1</sup>(1. 兰州理工大学电气工程与信息工程学院 兰州 730050; 2. 甘肃省工业过程先进控制重点实验室 兰州 730050;  
3. 兰州理工大学电气与控制工程国家级实验教学示范中心 兰州 730050)

**摘要:** 针对钢轨损伤检测系统中压电超声换能器与激励源存在阻抗失配,以及压电超声换能器带载后谐振频率偏移等问题,本文对压电超声换能器宽频阻抗匹配进行研究。首先,对压电超声换能器 BVD 模型参数进行优化。其次,基于上述模型,设计 4 种匹配网络,对其性能进行比较分析,从而确定最佳网络拓扑结构和参数。最后,基于一发一收实验平台,测试对比匹配前后压电超声换能器的接收信号。测试结果表明,本文设计的阻抗匹配网络可以实现对压电超声换能器的高效匹配,匹配后发射换能器有功功率平均提升了 197.38%,工作带宽从 1.44 kHz 提升至 2.22 kHz。同未匹配和传统 L 型匹配网络相比,本文设计的宽频阻抗匹配网络使得发射强度分别提升了 61.07% 和 18.05%,压电超声换能器在工作带宽内均可达到良好的发射状态。

**关键词:** 钢轨检测;压电超声换能器;阻抗匹配;最优参数;工作带宽

**中图分类号:** TB552 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

## Research on broadband impedance matching of piezoelectric ultrasonic transducers for rail detection

Wang Gang<sup>1</sup> Wei Xiaoyuan<sup>1,2,3</sup> Huang Ling<sup>1,2,3</sup> Xu Zijian<sup>1</sup> Mei Tan<sup>1</sup>(1. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;  
2. Key Laboratory of Gansu Advanced Control for Industrial Processes, Lanzhou 730050, China; 3. National Demonstration Center for Experimental Electrical and Control Engineering Education, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** Aiming at the impedance mismatch between the piezoelectric ultrasonic transducer and the excitation source in the rail damage detection system, as well as the resonant frequency shift of the piezoelectric ultrasonic transducer after loading, this paper studies the broadband impedance matching of the piezoelectric ultrasonic transducer. Firstly, the parameters of the piezoelectric ultrasonic transducer BVD model are optimized. Secondly, four matching networks are designed based on the above models, and their performances are compared and analyzed to determine the optimal network topology and parameters. Finally, based on experimental platform of pitch-catch, the received signals of piezoelectric ultrasonic transducers before and after matching are tested and compared. The test results show that the impedance matching network designed in this paper can achieve efficient matching of piezoelectric ultrasonic transducers, and the active power of the transmitter transducer is increased by an average of 197.38% after matching, and the operating bandwidth is increased from 1.44 kHz to 2.22 kHz. Compared with the unmatched and traditional L-shaped matching network, the broadband impedance matching network designed in this paper increases the emission intensity by 61.07% and 18.05% respectively, and the piezoelectric ultrasonic transducer can achieve a good working condition within the working bandwidth.

**Keywords:** rail detection; piezoelectric ultrasonic transducer; impedance matching; optimal parameters; operating bandwidth

## 0 引言

超声导波因其抗干扰能力强、传播距离远、衰减小等特

性已应用于钢轨无损检测<sup>[1-2]</sup>。压电超声换能器(以下简称换能器)作为检测系统核心部件,在其工作频率附近表现为容性负载,与信号源阻抗失配,将导致发射信号幅度低下且

收稿日期:2022-06-19

\* 基金项目:国家自然科学基金(62101228)、甘肃省青年科技基金(21JR7RA245)、甘肃省科技重点研发项目(20YF3GA018)、甘肃省工业过程先进控制重点实验室开放基金(2022KX05)、甘肃省高等学校青年博士基金(2022QB-053)项目资助

信噪比差<sup>[3-5]</sup>。此外,铁路沿线环境多变且钢轨检测位置不同,这些都会造成换能器最佳工作频率点偏移<sup>[6-8]</sup>。因此,面对当前复杂的检测环境和待测负载的波动,提高换能器发射功率和工作带宽对改善钢轨检测精度具有重要意义<sup>[9-10]</sup>。

随着超声技术在医学治疗、声波测量等领域的发展,学者对换能器匹配技术展开广泛研究。Kim 等<sup>[11]</sup>使用 Smith 圆图设计阻抗匹配网络,实现医疗系统功率源到高频超声换能器的最大电功率传输。该网络通过牺牲带宽,从而允许在共振频率处产生更大的声脉冲。文献<sup>[12-13]</sup>基于换能器等效电路模型,分析计算多种匹配网络参数并对不同结构参数下换能器电声性能进行比较,为后续换能器匹配网络的设计提供理论基础,此方法不足之处在于网络参数存在误差,未达到精确阻抗匹配。在声波测井领域,苟阳等<sup>[14]</sup>利用换能器多模态等效电路,设计电感-电容复合匹配网络,有效地提高换能器的工作带宽和激励效率,但其结构相对复杂,工程适用性需要增强。除电感电容无耗能元件外,学者也采用阻抗变压器设计匹配电路,该方法铁芯和导线匝数不易控制,且变压器易受磁饱和问题困扰<sup>[15-16]</sup>。随着人工智能的蓬勃发展,智能算法成为求解复杂优化问题的有力工具。文献<sup>[17-18]</sup>分别采用遗传算法和蒙特卡罗算法对阻抗匹配网络及参数进行优化,虽得到良好匹配效果,但其推导过程复杂。上述分析可以发现目前对于换能器阻抗匹配网络的研究主要限定在特定应用环境下,换能器阻抗特性受外界影响较小,且换能器在较窄带宽下工作。有些研究虽考虑换能器频带内特性参数变化,但匹配网络设计步骤繁琐复杂,工程普适性不强。此外,当前对于匹配网络的研究主要集中在网络结构的设计,缺乏对网络元件参数选取的思考。

本文着眼于钢轨无损检测系统中换能器工作带宽窄、发射效率低等问题,设计了一种压电超声换能器宽频阻抗匹配网络。首先利用 PSpice 拟合工具对换能器巴特沃斯(Butterworth-van-dyke, BVD)模型<sup>[19]</sup>参数进行优化;基于阻抗匹配原理,搭建 4 种匹配网络并确定最佳网络结构;随后对两组不同网络进行参数优化、仿真与实验对比获得最佳网络参数;最后,通过实验验证匹配网络对于提升换能器工作性能的有效性。

### 1 换能器等效电路模型

采用图 1(a)所示单模态 BVD 模型作为换能器等效电路模型,串联支路(机械支路)由动态电阻  $R_m$ ;动态电容  $C_m$ ;动态电感  $L_m$  构成,若忽略换能器机械损耗,  $R_m$  获得的有功功率可视为换能器发射的声功率。并联支路包括静态电阻  $R_0$  和静态电容  $C_0$ ,通常  $R_0$  阻值非常大,在研究中不予考虑。

根据换能器等效模型,换能器阻抗表达式为:

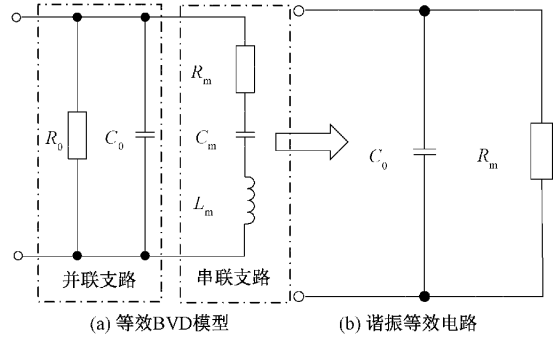


图 1 换能器等效电路模型

$$Z = R + jX = \frac{(R_m + j\omega L_m + 1/j\omega C_m)(1/j\omega C_0)}{(R_m + j\omega L_m + 1/j\omega C_m) + (1/j\omega C_0)} \quad (1)$$

式中:  $R$  和  $X$  分别为换能器等效电阻和等效电抗,  $\omega$  为换能器工作角频率。

通常选择换能器串联支路谐振频率(串联谐振频率)作为激励信号频率,此时串联支路电抗为 0,谐振等效电路模型如图 1(b)所示。显然,因静态电容  $C_0$  的存在,换能器产生无功损耗,无法从激励源获取最大功率。

采用阻抗分析仪获得 BVD 模型各元件参数无法精确表达换能器的电学特性,常采用 MATLAB<sup>[14]</sup> 或智能算法<sup>[20-21]</sup> 对参数进行优化。同上述两种方法相比,本文将换能器实测阻抗、相位等数据作为参考量,使用 PSpice 拟合工具对模型原始参数在整个频域内优化拟合,优化前后模型参数如表 1 所示。

表 1 换能器 BVD 模型参数

参数	$C_0/\text{nF}$	$R_m/\Omega$	$C_m/\text{nF}$	$L_m/\text{mH}$
优化前	7.56	172.26	1.93	24.65
优化后	7.81	172.40	1.94	24.52

图 2 为使用表 1 数据建立的模型仿真曲线与换能器实测曲线对比图,在换能器阻抗最大值左侧(即小于并联谐振频率),三条曲线吻合良好。但超并联谐振频率后,采用未优化参数获得的仿真曲线逐渐偏移实测曲线,而参数优化后的仿真曲线在整个频域内与实测曲线高度重合,证实使用 PSpice 优化后参数建立的模型在整个频域范围内能更好地对换能器等效。

### 2 换能器宽频阻抗匹配网络

#### 2.1 阻抗匹配原理

压电超声换能器与信号源组成的系统可以简化为图 3 所示等效电路,研究使负载获得最大功率的条件。

设  $Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq}$  为信号源等效内阻,负载阻抗  $Z_L = R_L + jX_L$ , 则负载从信号源获得的有功功率为:

$$P = I^2 R_L = \frac{U_{oc}^2 R_L}{(R_L + R_{eq})^2 + (X_L + X_{eq})^2} \quad (2)$$

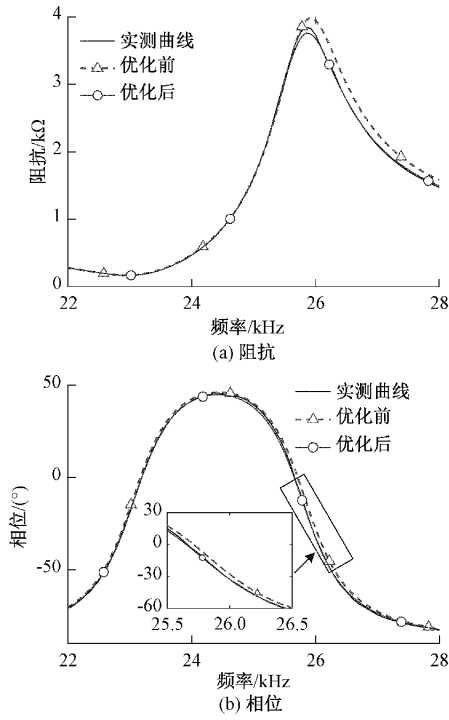


图2 BVD模型仿真与实测曲线

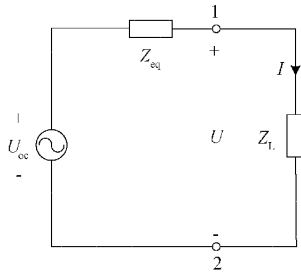


图3 阻抗匹配原理图

从式(2)可以得出,信号源内阻和负载阻抗影响负载端获取有功功率的大小,在实际工程中,信号源内阻参数固定,则获得最大功率的条件为:

$$\begin{cases} X_L + X_{eq} = 0 \\ \frac{d}{dR_L} \left[ \frac{R_L}{(R_L + R_{eq})^2} \right] = 0 \end{cases} \quad (3)$$

从上式解得:

$$X_L = -X_{eq} \quad R_L = R_{eq} \quad (4)$$

显然,当负载阻抗与信号源内阻满足共轭关系时,负载端可以获得最大功率。

换能器在工作频率附近呈现容性,而信号源内阻为 50 Ω,需在两者间加入阻抗匹配网络来满足共轭匹配。采用 Smith 圆图作为匹配网络设计工具,通过加入电感、电容元件并改变串并联方式,使负载阻抗点沿着阻抗或导纳圆到达目标阻抗点。

### 2.2 匹配网络拓扑结构

本文换能器串联谐振频率 23.056 kHz,将谐振频率处

阻抗(163.654~j37.534) Ω 设置为负载阻抗点,目标阻抗点设置为 50 Ω,构建如图 4 所示的 4 种匹配网络。

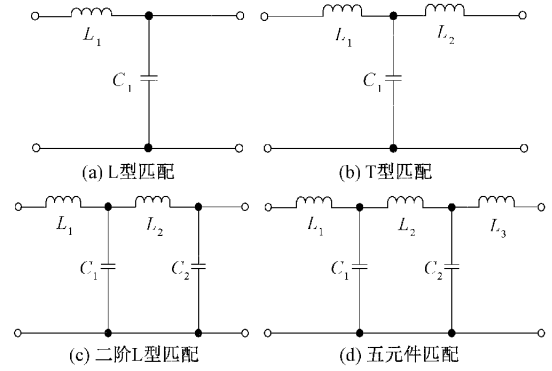


图4 匹配网络拓扑结构

为确定最佳网络结构,从输入反射系数  $S_{11}$  和换能器功率增益(transducer power gain, TPG)<sup>[22]</sup> 两方面对比分析 4 种网络。 $S_{11}$  可以看作信号源与负载由于失配而反射回源端的能量,TPG 则衡量加入匹配网络后源端到负载端的功率传输。 $S_{11}$  和 TPG 定义式分别如下:

$$S_{11} = 20\lg(V_r/V_i) \quad (5)$$

$$TPG = \frac{4R_q R_L}{(R_q + R_L)^2 + (X_q + X_L)^2} \quad (6)$$

式中: $V_r$  为端口反射电压, $V_i$  为端口入射电压,等式(6)中  $Z_L = R_L + jX_L$  是换能器等效阻抗,  $Z_q = R_q + jX_q$  表示从换能器看过去源端和匹配网络的等效阻抗。

使用射频电路先进设计系统(advanced design system, ADS)软件和 PSpice 软件分别计算匹配后系统  $S_{11}$  和 TPG,结果如图 5 所示。由图 5(a)可知在串联谐振频率点附近,L 型和二阶 L 型匹配网络反射系数低于其它两种网络。此外,工程中认为  $S_{11} < -20$  dB 满足设计要求,显然二阶 L 型匹配带宽大于 L 型匹配。根据图 5(b)可以看出,加入匹配网络后换能器功率增益明显提高,4 种网络在谐振频率附近增益相差不大,综合考虑匹配网络设计要求,二阶 L 型匹配网络是最佳选择。

### 2.3 匹配网络参数选择及仿真

换能器匹配后系统等效电路模型如图 6(a)所示,换能器阻抗等效为  $Z = R + jX$ ,式(7)为匹配后系统阻抗表达式。

$$Z_m = \frac{s^3 L_1 L_2 C_1 C_2 X + s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 X + C + D}{A + B} \quad (7)$$

其中,

$$A = s^4 L_2 C_1 C_2 X + s^3 L_2 C_1 C_2 R \quad (8)$$

$$B = s^2 (L_2 C_1 + C_1 X + C_2 X) + s (C_1 R + C_2 R) + 1 \quad (9)$$

$$C = s^3 (L_1 L_2 C_1 + L_1 C_1 X + L_1 C_2 X + L_2 C_2 X) \quad (10)$$

$$D = s^2 (L_1 C_1 R + L_1 C_2 R + L_2 C_2 R) + s (L_1 + L_2 + X) + R \quad (11)$$

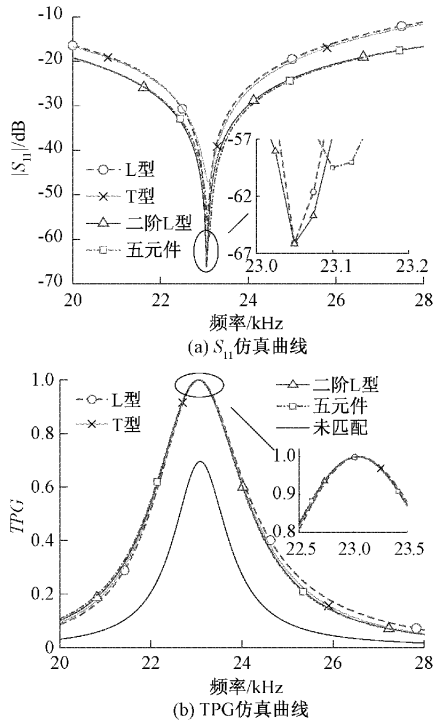


图 5 匹配后系统性能仿真曲线

式(7)表明系统阻抗存在多个零点,意味着系统具有多个谐振频率点且频率点位置与 4 个元件参数取值相关。同时,二阶 L 型匹配网络可看作图 6(b)所示两个具有不同谐振频率 L 型网络的组合,合理地选择网络参数可扩展两个谐振频率点响应,进而拓宽换能器工作带宽。

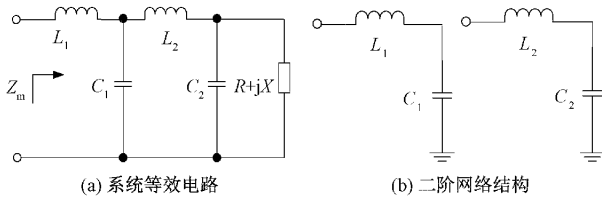


图 6 电路等效模型

匹配网络中电容数量级为  $10^{-9}$  F,然而匹配电感在  $10^{-6} \sim 10^{-3}$  H 范围内变化,由此可见电感取值对谐振频率点位置及响应影响较大。此外,匹配网络参数选取不同,在 Smith 圆图上体现出不同的匹配路径。基于上述分析,图 7 呈现了小电感大电容(small L big C, SLBC)和大电感小电容(big L small C, BLSC)两种不同组合。其中,图 7(a)网络在 Smith 圆图上匹配路径短,网络参数表现为电感值较小,电容值较大;图 7(b)匹配路径较长,表现出较大电感和较小电容。

基于换能器 BVD 模型,在 PSpice 软件中搭建匹配后系统电路模型,仿真测试匹配两种不同网络组合后换能器有功功率,仿真结果如图 8(a)所示。从图中可以看出匹配后换能器有功功率明显提升,SLBC 组合在目标频域内有功率只出现一个谐振峰,第二谐振峰如图 8(a)左上角所

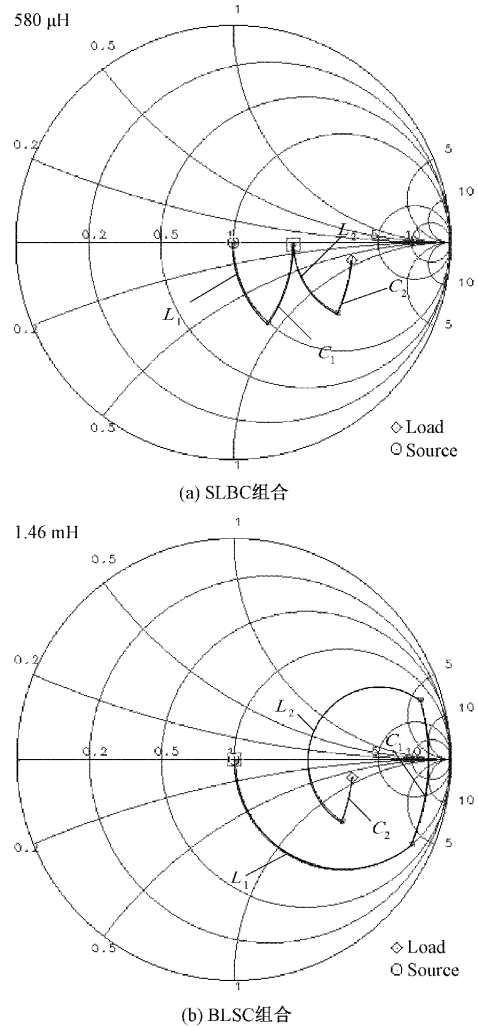


图 7 两种参数组合匹配路径图

示出现在 47 kHz 处且响应值较低。BLSC 组合有功功率曲线在目标频域内出现两个谐振峰,但两峰波动较大,若能通过优化网络参数减小曲线起伏,可进一步拓宽换能器带宽,获得更多有功功率。因此将初始设计的两组参数导入 PSpice 软件 Sensitivity 和 Optimizer 工具中,以工作带宽、有功功率峰值及两谐振峰凹点处功率响应为优化目标,结合 Smith 圆图对初始参数进行优化,优化前后参数如表 2 所示。

表 2 优化前后匹配网络元件参数

参数	$L_1$ /mH	$C_1$ /nF	$L_2$ /mH	$C_2$ /nF
SLBC 初始	0.30	67.00	0.58	30
BLSC 初始	1.46	51.70	2.60	24
SLBC 优化	0.34	40.00	0.35	32
BLSC 优化	3.50	22.00	6.00	17

图 8(b)为网络参数优化后换能器有功功率仿真结果,与图 8(a)对比可以发现 SLBC 组合参数优化后换能器有功

功率峰未明显提升,能量集中在第一谐振峰。然而 BLSC 组合换能器凹点处功率值和第二谐振峰值明显提高,在较宽的频域内皆可获得较多能量。此外,若以半功率点评估换能器匹配后的工作带宽,SLBC 组合网络使换能器 3 dB 带宽从匹配前 1.44 kHz 提升至 2.25 kHz,而采用 BLSC 组合网络匹配后,换能器在 22.49~25.81 kHz 有功率大于匹配目标频带内有功率最高值的一半。

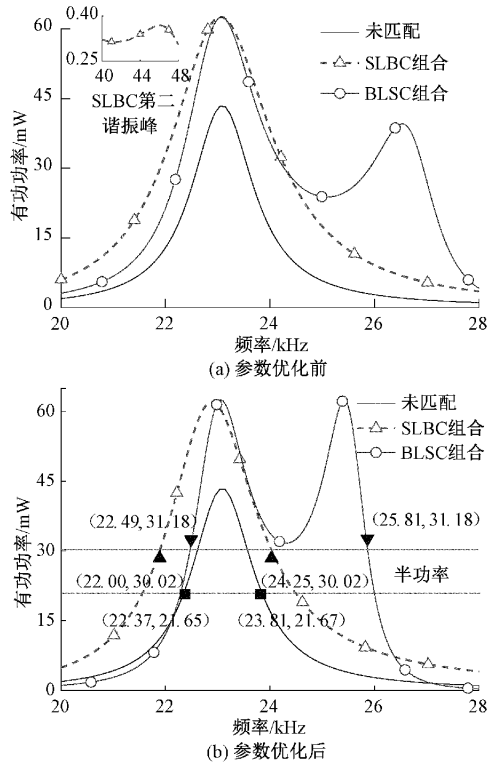


图8 有功功率仿真曲线

### 3 实验验证

#### 3.1 频域分析

为了验证两组匹配网络对于提高换能器获取有功功率和拓宽换能器带宽的有效性,搭建如图9所示的实验平台。信号源通过阻抗匹配网络向换能器提供峰值电压 5 V 和频率为 20~28 kHz 的交流电压信号。其中,示波器采集换能器两端电压信号,并通过与换能器串联连接 1  $\Omega$  采样电阻采集流入换能器的电流,匹配后系统阻抗特性及换能器功率因数通过阻抗分析仪测量。

由于市售电感电容元件标称值无法全部满足匹配网络设计值,因此通过将不同电感和电容进行串并联组合来达到设计要求。此外,仿真设计中电感为理想电感,而实际电感应视为理想电感与电阻的串联,故使用 LCR 测试仪测量实验中电感等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR)。表3列举实验元件值,电感 ESR 显示在括号中,电容 ESR 忽略不计。

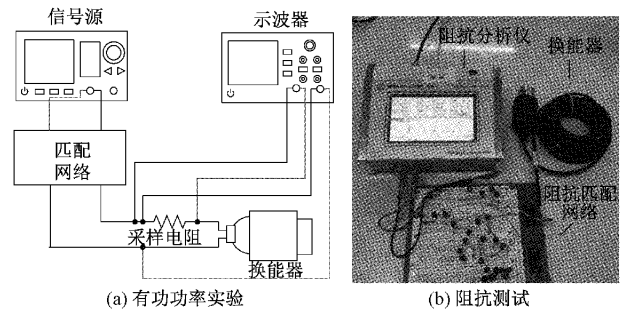


图9 实验平台

表3 匹配网络元件实验参数及 ESR

参数	$L_1$ /mH	$C_1$ /nF	$L_2$ /mH	$C_2$ /nF
SLBC 组合	0.34(1.32 $\Omega$ )	40	0.35(1.37 $\Omega$ )	32
BLSC 组合	3.5(21.54 $\Omega$ )	22	6(34.6 $\Omega$ )	17

分别采用上述两组匹配网络后,系统阻抗特性仿真与实验结果如图10所示。从图10中可以看出,实验结果与仿真曲线变化趋势高度一致,在特定频率点处完全吻合,SLBC 组合比 BLSC 组合仿真与实验契合度更高。此外,对比结果表明,由理想电容电感及 ESR 组成的仿真模型可以更精确地表达实际匹配网络,因此将基于考虑 ESR 后的网络模型进行后续仿真与实验。

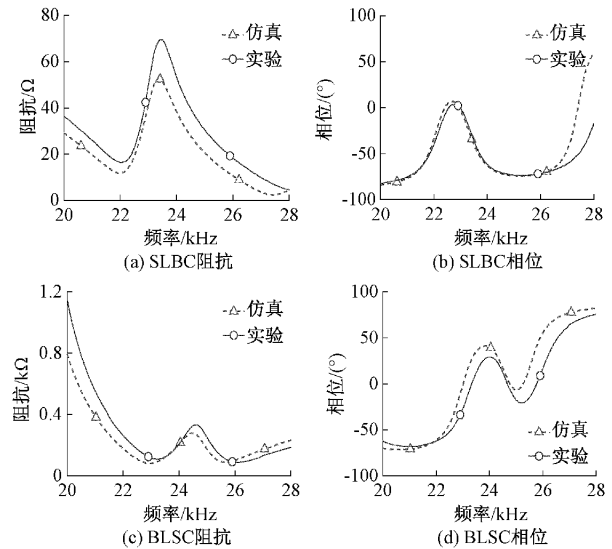


图10 匹配后系统阻抗仿真与实验曲线

如图11所示为换能器匹配前后电阻电抗特性实验结果。从图11可以看出,加入匹配网络后系统电阻和电抗明显减小,在谐振频率点及其附近,换能器系统与信号源满足共轭匹配,证实匹配网络对系统具有调谐变阻的功能。对比两组参数组合调谐变阻效果,在目标频域内,相比采用 BLSC 组合,SLBC 组合使系统的电阻更接近 50  $\Omega$ ,系统电抗则在 0  $\Omega$  上下小幅度波动,可以更有效地减小系统的容性,补偿其无功损耗。

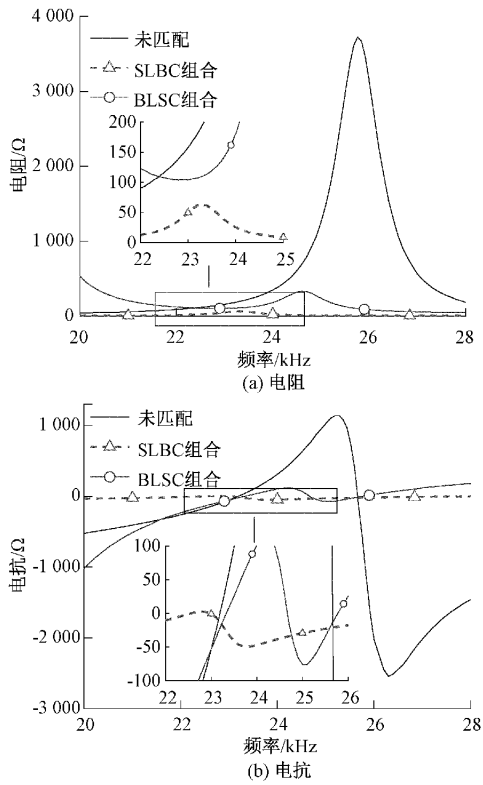


图 11 匹配前后系统阻抗特性实验曲线

换能器发射声功率可通过有功功率衡量,其表达式为:

$$P = \int_0^T p \, dT = UI \cos\phi \quad (12)$$

式中:  $U$  为换能器两端电压,  $I$  为流过换能器电流,  $\phi$  为换能器功率因数角。图 12 所示为考虑网络 ESR 后换能器有功功率仿真和实验结果,从图 12 可以看出 SLBC 组合实验与仿真具有良好的一致性,但 BLSC 组合两者间存在差异,这主要是因为仿真中 ESR 是基于 23 kHz 处获得,而实验中大电感寄生电阻随信号频率变化较大,导致实验与仿真之间存在误差。同时,将图 12 实验结果与图 8 对比可知 SLBC 组合与初始仿真吻合度良好,满足匹配网络设计要求。BLSC 组合存在很大差异,考虑是原始仿真设计将电感电容视为无耗能元件,而实际实验中寄生电阻消耗部分能量,尤其 BLSC 组合大电感寄生电阻较大,消耗较多功率,导致实验未能满足原始设计要求。

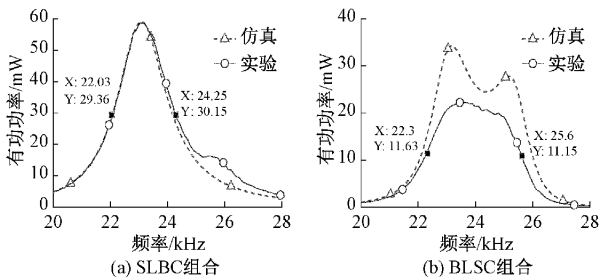


图 12 不同组合有功功率仿真与实验曲线

将图 12 与表 4 和 5 结合分析,在目标范围内,匹配 SLBC 组合网络后换能器有功功率平均增长率达 197.38%,而 BLSC 组合网络因大电感寄生电阻损耗能量较多,在部分频域内有功功率甚至低于未匹配合换能器,其平均增长率仅为 51.03%,只有 SLBC 组合的 1/4。

表 4 SLBC 组合匹配后换能器有功功率

频率/kHz	匹配前功率/mW	匹配后功率/mW	功率增长率/%	平均增长率/%
22	12.96	27.53	112.85	197.38
23	42.90	58.28	35.85	
24	16.97	37.66	121.92	
25	5.78	17.49	202.59	
26	2.79	14.31	412.90	
27	1.65	6.57	298.18	

表 5 BLSC 组合匹配后换能器有功功率

频率/kHz	匹配前功率/mW	匹配后功率/mW	功率增长率/%	平均增长率/%
22	12.96	8.12	37.35	51.03
23	42.90	20.66	-51.84	
24	16.97	21.33	25.69	
25	5.78	19.13	230.97	
26	2.79	5.24	87.81	
27	1.65	0.81	50.90	

若以半功率评估换能器匹配后的工作带宽,SLBC 组合匹配后带宽为 2.22 kHz,BLSC 组合则是 3.30 kHz,较匹配前带宽分别提升了 54.17%和 129.17%,与初始仿真结果一致,说明寄生电阻只影响功率幅值,不影响系统的工作带宽,综合考虑,采用 SLBC 组合网络进行后续实验。

### 3.2 时域分析

为了对换能器匹配后在目标频率范围内的时域工作特性进行分析,搭建如图 13 所示的钢轨检测一发一收实验平台。在实验室 60 型钢轨间隔 1 m 处分别安装 T1 发射和 T2 接收换能器,信号源提供峰峰值 23 V 和频率为 23~26 kHz 的连续正弦信号,通过匹配网络连接到 T1 发射换能器,T2 接收来自发射端的超声信号并转为电信号,最终通过示波器显示信号波形。在目标频率范围内分别选择最佳激励频率点进行实验,同时将本文设计的二阶 L 型网络与未匹配和传统 L 型网络匹配效果进行对比。

表 6 为 T2 换能器接收电压信号,加入匹配网络后接收端获得信号明显增强,表明发射端换能器可以辐射更强的检测信号。对比不同频率点实验结果发现,钢轨检测系统中换能器最佳工作频率偏移其谐振频率点,在激励信号频率为 23.672 kHz 附近,接收端可以输出峰峰值 17.5 V 的电压信号,换能器可达到最佳发射状态。



图13 钢轨一发一收实验平台

结合表6和7数据可以得出,在目标频率范围内采用SLBC组合二阶L型网络匹配后,换能器发射信号强度较

表6 T2换能器信号幅值

匹配网络 类型	特征频率点信号峰峰值/V			
	23.672 kHz	24.295 kHz	25.544 kHz	26.227 kHz
无匹配	11.2	11.0	9.4	8.5
L型匹配	15.4	14.6	12.3	12.2
二阶L型	17.5	16.2	14.2	16.2

未匹配平均增长了61.07%,提升效果明显。此外,相比发射端换能器采用传统L型匹配网络,使用本文设计网络匹配后,换能器在多个频点处发射信号强度更高,信号幅值最高可提升32.79%,在目标频域内平均提升18.05%,在较宽频带内可达到良好发射状态。

表7 二阶L型网络较其他网络信号幅值增长率

对比匹配 网络类型	特征频率点信号峰峰值增长率/%				平均增长率/ %
	23.672 kHz	24.295 kHz	25.544 kHz	26.227 kHz	
无匹配	55.36	47.27	51.06	90.59	61.07
L型	12.99	10.96	15.45	32.79	18.05

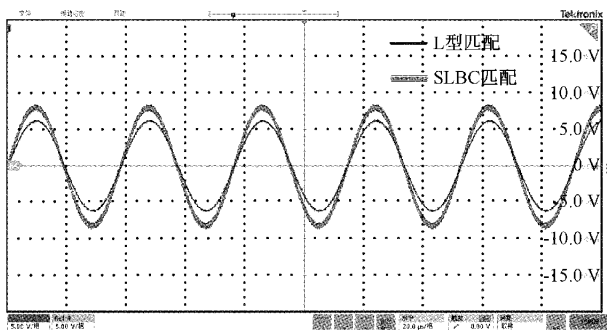
为了验证采用本文设计匹配网络对发射端换能器匹配后对于不同检测位置的激励有效性,分别将换能器固定在钢轨轨腰和轨底,图14为不同频率下轨腰和轨底最佳接收信号。实验结果表明超声信号在轨腰与轨底最佳激励频率不同,分别为26.230和25.200 kHz。发射端使用L型网络匹配后,可分别接收到峰峰值12.3和12.6 V的电压信号,而匹配SLBC组合二阶L型网络后信号幅值为

16.2和15.2 V,较传统L型匹配网络分别提升了31.71%和20.63%。上述结果证实匹配本文设计的网络后,提高发射端换能器工作带宽,换能器可实现对钢轨不同检测位置的高效发射,换能器在较宽频域内皆可达到良好工作状态。

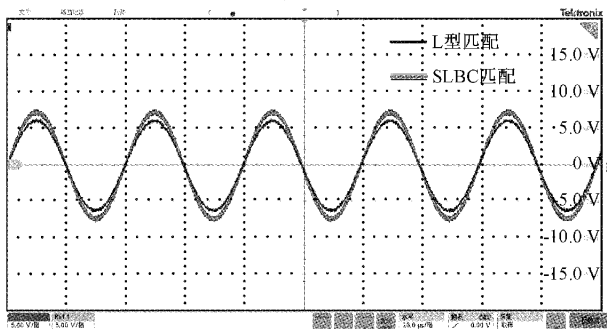
#### 4 结 论

本文基于拟合优化后BVD模型,依据最大功率传输定理和Smith圆图等工具对钢轨检测系统中压电超声换能器宽频阻抗匹配进行研究。通过实验验证采用大电感小电容组合设计的二阶L型匹配网络可以实现对压电超声换能器的高效匹配,在目标频率范围内匹配后发射换能器发射功率较匹配前提升了3倍,工作带宽提升了54.17%,有效解决了换能器因环境变化和带载后最佳激励频率偏移问题。基于一发一收钢轨检测测试,实验表明相比于未匹配和传统L型匹配网络,匹配本文设计的二阶L型网络后换能器发射强度平均提升61.07%和18.05%,压电超声换能器可产生更强发射信号。综上所述,本文设计的阻抗匹配网络满足设计要求,为提升钢轨无损检测精度提供理论指导。

对比现有研究方案,本文对换能器阻抗匹配技术进行系统的研究,网络设计过程高效简便,工程适用性强,最终设计的二阶L型网络较传统L型网络匹配效果有一定提升。但当前设计的网络属于静态匹配网络,与在线动态匹配网络性能存在一些差距。此外,从实验结果来看,随着钢轨检测位置不同及工作环境变化,换能器最佳工作频率及信号辐射强度变化较大。因此,如何高效精确地追踪换能器最佳发射频率将是下一步工作的主要方向。



(a) 轨腰



(b) 轨底

图14 钢轨不同位置一发一收实验曲线

## 参考文献

- [1] 张梁,张艳花,杨录. 基于超声导波技术的柱面接触研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(12): 46-50.
- [2] 王好贞,杨媛,魏小源,等. Barker 编码激励超声导波在断轨检测中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 101-108.
- [3] 苟阳,付欣. 随钻声波发射换能器宽频阻抗匹配设计及实验[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(3): 186-193.
- [4] 李晓,宋雁鹏,王志斌,等. 压电换能器等效模型分析与阻抗匹配设计[J]. 应用声学, 2016, 35(1): 13-19.
- [5] RATHOD V T. A review of acoustic impedance matching techniques for piezoelectric sensors and transducers[J]. Sensors, 2020, 20(14): 4051.
- [6] JIANG X G, ZHU X B, WONG C Y, et al. Theory of series inductance matching to transducer at premechanical resonance zone in ultrasonic vibration cutting [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 3019-3029.
- [7] WANG J D, JIANG J J, DUAN F J, et al. A high-tolerance matching method against load fluctuation for ultrasonic transducers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 1147-1155.
- [8] 黄文美,胡少鹏,张伟帅,等. 高频磁致伸缩换能器谐振频率特性分析与控制[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(11): 258-266.
- [9] 王好贞,杨媛,魏小源,等. 基于频率跟踪的压电超声换能器效率优化方法[J]. 传感器与微系统, 2020, 39(6): 12-14, 17.
- [10] 李一凡,张赛,何常德,等. 面向 CMUT 阵元的阻抗匹配设计与声场特性测试[J]. 传感器与微系统, 2022, 41(4): 89-92.
- [11] KIM M G, YOON S, KIM H H, et al. Impedance matching network for high frequency ultrasonic transducer for cellular applications[J]. Ultrasonics, 2016, 65: 258-267.
- [12] 周瑜,涂其捷,杨荣耀,等. 压电水声换能器宽带匹配特性研究[J]. 声学技术, 2018, 37(3): 286-291.
- [13] 冉超,黄文美,翁玲. 磁致伸缩超声换能器阻抗匹配网络的设计[J]. 应用声学, 2021, 40(2): 249-254.
- [14] 苟阳,唐晓明,谭宝海,等. 声波测井压电换能器多频点阻抗匹配技术研究[J]. 声学技术, 2019, 38(1): 113-118.
- [15] CHOI J H, MOK H S, SCIUBBA E. Simultaneous design of low-pass filter with impedance matching transformer for SONAR transducer using particle swarm optimization[J]. Energies, 2019, 12(24): 4646.
- [16] ZHOU H, HUANG S H, LI W. Electrical impedance matching between piezoelectric transducer and power amplifier[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(23): 14273-14281.
- [17] AN J, SONG K, ZHANG S, et al. Design of a broadband electrical impedance matching network for piezoelectric ultrasound transducers based on a genetic algorithm[J]. Sensors, 2014, 14(4): 6828-6843.
- [18] LI H, ZHENG H, TANG Y, et al. Research and application of broadband matching technology for single crystal underwater acoustic transducer [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1739(1): 012029.
- [19] CHOI H, JUNG H, YANG H C, et al. New modified butterworth van-dyke model for high frequency ultrasonic imaging [J]. IEEE, 2012: 576-579.
- [20] 艾春安,韩兆林,李剑,等. 基于扩展 BVD 模型的压电换能器电匹配研究[J]. 科学技术与工程, 2015, 15(5): 41-45, 69.
- [21] YANG C, SUN H, LIU S, et al. A broadband resonant noise matching technique for piezoelectric ultrasound transducers [J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(8): 4290-4299.
- [22] MOAAZ A, YASIN M, KHALIQ A, et al. Realization of broadband impedance matching networks for enhancing the performance of underwater surveillance systems[J]. Journal of Electrical Systems, 2019, 15(3): 392-404.

## 作者简介

王刚, 硕士研究生, 主要研究方向为压电超声换能器性能优化。

E-mail: hifighting123@163.com

魏小源, 博士, 讲师, 主要研究方向为钢轨结构监测和压电换能器性能优化。

E-mail: wxy@stu. xaut. edu

黄玲(通信作者), 博士, 副教授, 主要研究方向为智能信息感知处理。

E-mail: hlfighting@163.com