

一种压电换能器等效电路参数的实时测量方法

李润祥 杨宇恒 蒙晨琛 纪跃波*

集美大学海洋装备与机械工程学院, 厦门, 361021

摘要: 现有压电换能器等效电路参数测量方法较复杂且容易影响换能器的正常工作, 难以做到对换能器等效电路参数的实时测量。在分析换能器相频特性的基础上提出了一种基于最小二乘法拟合的压电换能器等效电路参数实时测量方法, 并设计了相应的测量系统。该方法通过频率扫描与峰值电流检测锁定换能器的串联谐振频率, 在其附近数次微调驱动频率, 获取对应频率下的换能器两端阻抗角, 以最小残差平方和作为判断依据, 得到一组拟合程度最高的模型参数, 并结合所推导的计算公式求解出压电换能器等效电路参数值。使用仿真和实验对测量方法进行了检验, 仿真结果表明, 测量结果相对于阻抗分析仪的相对误差在 $\pm 1\%$ 以内; 实验结果进一步验证了该测量方法的效果, 测量结果与阻抗分析仪相比其相对误差在 $\pm 4\%$ 以内, 且适用于负载变化的情况, 程序运行时间为 $185 \mu\text{s}$ 。所提方法测量精度较高, 运算速度快, 能够实现压电换能器等效电路参数的实时测量。

关键词: 压电换能器; 等效电路参数; 实时测量; 数据拟合; 最小二乘法

中图分类号: TB552

DOI:10.3969/j.issn.1004-132X.2025.10.020

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



A Real-time Measurement Method for Equivalent Circuit Parameters of Piezoelectric Transducers

LI Runxiang YANG Yuheng MENG Chenchen JI Yuebo*

College of Marine Equipment and Mechanical Engineering, Jimei University, Xiamen, Fujian, 361021

Abstract: The existing measurement methods of equivalent circuit parameters of piezoelectric transducers are complex and easy to affect the normal operation of transducers, so it is difficult to measure the equivalent circuit parameters of transducers in real time. In order to solve this problem, based on the analysis of the phase-frequency characteristics of the transducer, a real-time measurement method of the equivalent circuit parameters of the piezoelectric transducer was proposed based on the least square fitting, and the corresponding measurement system was designed. The series resonant frequency of the transducer was locked by frequency sweep and peak current detection, and the driving frequency was fine-tuned several times near it to obtain the impedance angles at both ends of the transducer at the corresponding frequency. Based on the minimum residual sum of squares, a set of model parameters with the highest degree of fitting was obtained, and the equivalent circuit parameters of the piezoelectric transducer were solved by combining the deduced calculation formula. Using simulation and experiments to test the measurement method. The simulation results show that the relative error of the measurement results relative to the impedance analyzer is within $\pm 1\%$. The experimental results further validate the effectiveness of the measurement method. The measurement results have a relative error of within $\pm 4\%$ compared to the impedance analyzer, and are applicable in cases of load variation. The program running time is $185 \mu\text{s}$. This method has high measurement accuracy and fast operation speed, enabling real-time measurement of the equivalent circuit parameters of piezoelectric transducers.

Key words: piezoelectric transducer; equivalent circuit parameter; real time measurement; data fitting; least squares method

0 引言

压电换能器具有机电转换效率高、造价低廉、性能稳定等优点, 被广泛应用于超声加工、超声焊接等方面^[1]。但是换能器的阻抗特性在工作中会随着温度、负载的改变而改变, 会出现失谐、失配

的状态, 导致振幅减小、加工质量变差^[2]。等效电路参数作为评价换能器性能的标准参量^[3], 通过对其进行实时测量, 能够使控制系统根据换能器当前状态调整控制策略, 使换能器实时处于最佳工作状态, 从而提高其能量转换效率。

在换能器等效电路参数测量方面, 修嘉芸等^[4]设计了一款高精度阻抗测量仪, 在 $100 \text{ Hz} \sim 1 \text{ MHz}$ 量程内的精度误差在 $\pm 0.02\%$ 以内, 但该

收稿日期: 2025-04-21

基金项目: 福建省科技计划(2022H0021)

方法是在压电换能器空载时使用小信号激励得到的,难以在工作过程中使用。刘云等^[5]基于压电器件等效电路模型,利用导纳圆图法测量压电换能器等效电路参数,测量精度较高,但是该方法较复杂,测量速度较慢,无法提供即时的测量结果。刘宁庄等^[6]通过测量4个特定频率下换能器两端的电压、电流有效值和相位差,实现换能器等效电路参数的测量,该方法简化了计算步骤,测量结果较为精确,但是频率需要从1 kHz调节至谐振频率附近,显著的频率改变会导致换能器的输出信号失真,从而影响其正常工作。

针对上述问题,本文提出一种压电换能器等效电路参数的实时测量方法,在对压电换能器等效电路模型分析的基础上,建立阻抗角与角频率之间的模型函数,进一步对其线性化,并推导出等效电路参数与模型函数之间的计算公式。由于换能器等效电路模型仅在谐振频率附近适用,故首先使用频率扫描与峰值电流检测锁定换能器串联谐振频率,在其附近进行数次频率微调,得到对应频率下的换能器阻抗角。在此基础上,使用基于最小二乘法的拟合方法得到模型参数,结合所推导出的等效电路参数计算公式求解出换能器等效电路参数。在MATLAB平台上对该方法进行仿真,并通过实验验证测量精度并实时测量程序运行速度。

1 压电换能器特性分析

压电换能器等效电路模型是基于机电转换,通过将其机械元件替换为电路元件抽象而成的电路模型^[7],压电换能器处于机械谐振状态下的等效电路模型如图1所示。其中,静态电容 C_0 是压电陶瓷之间的真实电容参数,动态电阻 R_m 、动态电容 C_m 、动态电感 L_m 分别代表压电换能器的机械损耗、弹性刚度和质量^[8]。

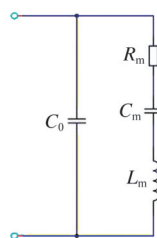


图1 压电换能器等效电路模型
Fig.1 Equivalent circuit model of piezoelectric transducer

通过电路分析可得压电换能器的等效阻抗 $Z=R+iX$ 。电阻分量 R 和电抗分量 X 分别为

$$R = \frac{R_m}{[1 - \omega C_0(\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})]^2 + \omega^2 C_0^2 R_m^2} \quad (1)$$

$$X = \frac{(\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m}) - \omega C_0 [R_m^2 + (\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})^2]}{[1 - \omega C_0(\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})]^2 + \omega^2 C_0^2 R_m^2} \quad (2)$$

式中: ω 为驱动信号角频率。

压电换能器的阻抗特性呈现非线性。当换能器两端施加的角频率 $\omega = \omega_s = 1/\sqrt{L_m C_m}$ 时,换能器处于串联谐振状态, L_m 、 C_m 电抗相互抵消,谐振回路只剩下 C_0 和 R_m ,其等效阻抗最小,换能器为容性负载,因此,常在换能器电端串并联电感作为匹配网络^[9],如图2所示。

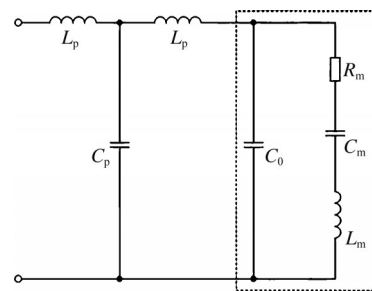


图2 T型阻抗匹配网络
Fig.2 T-type impedance matching network

2 换能器等效电路参数计算方法

2.1 模型函数的确定与线性化

在换能器相频特性分析的基础上,提出了一种基于最小二乘法拟合的换能器等效电路参数计算方法。根据式(1)、式(2),结合电路知识可得

$$\tan \varphi = (\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})/R_m - \omega C_0 [R_m + \frac{1}{R_m} (\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})^2] \quad (3)$$

式中: φ 为阻抗角。

将式(3)作为模型函数, $\tan \varphi$ 作为模型函数的观测值, ω 作为模型函数中的实验条件, C_0 、 R_m 、 L_m 、 C_m 作为模型函数中的参数,通过基于最小二乘法的数据拟合确定参数值。

最小二乘法原理可表述如下:若模型函数可表示为 $y=f(x|a)$,假设得到一组观测值 y_i 及其相应条件 x_i ,将观测值与基于模型函数计算出的数值之间的残差平方和 χ^2 最小化^[9],得到以下优化模型:

$$\min \chi^2 = (f(x_i|a) - y_i)^2 \quad (4)$$

由于该模型函数中的观测值 $\tan \varphi$ 与模型参数之间是非线性的关系,拟合该函数需要迭代处理,并通过如 Gauss-Newton、梯度下降、Leven-

berg-Marquardt等最优化算法寻求残差平方和的全局最小值点^[10],但所需迭代时间较长,计算量大,影响等效电路参数实时测量的速度,故对该模型函数进行线性化处理。合并化简式(3)得

$$\tan \varphi = A\omega - \frac{B}{\omega} + C\omega^3 \quad (5)$$

其中,模型参数 A 、 B 、 C 分别为

$$A = \frac{L_m}{R_m} - C_0 R_m + \frac{2C_0 L_m}{C_m R_m} \quad (6)$$

$$B = \frac{C_m + C_0}{C_m^2 R_m} \quad (7)$$

$$C = C_0 L_m^2 / R_m \quad (8)$$

2.2 模型参数的求解方法

在拟合开始时给定参数初始值向量 $\mathbf{a}_0 = (A_0, B_0, C_0)^T$,其中, A_0 、 B_0 、 C_0 由压电换能器空载时的等效电路参数结合式(6)~式(8)计算得到。然后在当前工作频率附近进行微调,得到对应实验条件 ω 下的观测值 $\tan \varphi$,并与利用初始值向量 \mathbf{a}_0 计算出的模型函数值相减,得到残差向量 \mathbf{r} 。最终计算下式:

$$\Delta \mathbf{a}_0 = (\mathbf{J}^T \mathbf{W} \mathbf{J})^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{W} \mathbf{r} = (\Delta A_0, \Delta B_0, \Delta C_0)^T \quad (9)$$

式中: \mathbf{J} 为模型函数的雅可比矩阵; \mathbf{W} 为对角加权矩阵。

上式结果用于对初始参数向量进行调整,得到模型参数 $\mathbf{a} = (A, B, C)$ 的拟合值

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_0 + \Delta \mathbf{a}_0 \quad (10)$$

由于采用的模型函数是线性关系,无需进行迭代计算,故通过上述步骤即可得到模型参数 A 、 B 、 C 的拟合结果。

由于误差的存在,无论选择的模型函数是否正确,观测数据都不可能与函数精确匹配。为了更好地对拟合效果进行判别,引入拟合优度 R^2 对拟合效果进行检验^[10]:

$$R^2 = \frac{S_{SSR}}{S_{SST}} = 1 - \frac{S_{SSE}}{S_{SST}} \quad (11)$$

式中: S_{SSR} 为回归平方和; S_{SST} 为总平方和; S_{SSE} 为残差平方和。

由式(11)可知 R^2 的最大值为1,当 $R^2 \approx 1$ 时说明统计模型与测量数据基本一致。一般来说, $R^2 > 0.9$ 即可说明拟合效果较好。

2.3 等效电路参数的计算方法

通过上述步骤即可得到拟合效果较好的模型参数,由式(6)~式(8)可知,模型参数与换能器等效电路参数有关,因此,采用参数反推的方法,建立等效电路参数与模型函数之间的关系式。

2.3.1 动态电容 C_m 的计算方法

由于压电换能器的静态电容 C_0 一般为nF量级, R_m 为 $10^2 \Omega$ 量级,并且静态电容 C_0 在工作中变化较小^[11],可先视作常数,故式(6)中 $C_0 R_m$ 为 10^{-7} 量级,对 A 的计算结果影响不大,故式(6)可近

似为

$$A = \frac{L_m}{R_m} + \frac{2C_0 L_m}{C_m R_m} \quad (12)$$

对式(8)进行等式变换,可得

$$R_m = C_0 L_m^2 / C \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)可得

$$A = \frac{C}{C_0 L_m} + \frac{2C}{C_m L_m} \quad (14)$$

将式(14)两边同时乘 L_m ,然后两边同时开平方根,可得

$$A^2 L_m^2 = \frac{C^2}{C_0^2} + \frac{4C^2}{C_m^2} + \frac{4C^2}{C_0 C_m} \quad (15)$$

式(15)两边同时除以 A^2 可得

$$L_m^2 = \frac{C^2 C_m^2 + 4C^2 C_0^2 + 4C^2 C_0 C_m}{A^2 C_m^2 C_0^2} \quad (16)$$

同理,将式(13)代入式(7)可得

$$B = \frac{C(C_m + C_0)}{C_0 C_m^2 L_m^2} \quad (17)$$

将式(17)两边同时乘 L_m^2 可得

$$B L_m^2 = \frac{C(C_m + C_0)}{C_0 C_m^2} \quad (18)$$

式(18)两边同时除以 B 可得

$$L_m^2 = \frac{C(C_m + C_0)}{B C_0 C_m^2} \quad (19)$$

由式(16)与式(19),化简后得到关于 C_m 的一元二次方程:

$$B C^2 C_m^2 + (4B C C_0 - A^2 C C_0) C_m + 4B C^2 C_0^2 - A^2 C_0^2 C = 0 \quad (20)$$

求解上式,舍去零解和负数解,即可得到 C_m 的值。

2.3.2 动态电感 L_m 与动态电阻 R_m 的计算方法

由式(19),可得

$$L_m = \sqrt{\frac{C(C_m + C_0)}{B(C_m^2 C_0)}} \quad (21)$$

将求得的 C_m 值代入,舍去负根,即可得到 L_m 。将计算得到的 L_m 代入式(12)即可得到 R_m 。

2.3.3 静态电容 C_0 的计算方法

对式(3)进行变换、化简可得

$$C_0 = \frac{R_m \tan \varphi - (\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})}{\omega [R_m^2 + (\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m})^2]} \quad (22)$$

其中, C_m 、 L_m 、 R_m 值使用上述方法的计算结果, $\tan \varphi$ 、 ω 则取所有的观测值与实验条件,最后将所有计算结果取平均值,以减小可能的误差。

2.4 谐振频率检测

由于压电换能器的等效电路模型仅适用于谐振状态附近^[8],本测量方法能准确测量的前提是必须准确检测谐振频率,通过扫描驱动频率并监

测换能器电流幅值,利用谐振状态下电流最大化的特性锁定谐振频率,具有实现简单、抗干扰能力强的特点。测量方法如图3所示。

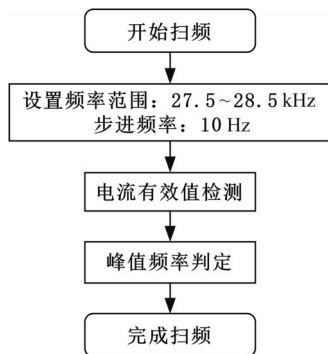


图3 基于扫频与峰值电流检测的串联谐振频率测量方法

Fig.3 Series resonance frequency measurement based on sweep frequency and peak current detection

压电换能器在串联谐振频率 f_s 下的等效阻抗最小^[12],电流幅值达到极大值。通过在一定频率范围内进行扫频,记录各频率点对应的电流幅值,可确定电流峰值对应的频率即为 f_s 。相较于相位差检测,电流幅值检测对硬件的要求较低,且受噪声的影响较小。

本文设计了一种适用于压电换能器扫频测量的电流峰值检测电路,通过高频电流互感器非侵入式采样电流信号,经全波整流、低通滤波和采样保持模块提取峰值电流,结合STM32控制逻辑实现谐振频率的快速定位。电路覆盖1~100 kHz频段,动态范围0.1~5 A,响应延迟不大于8 μ s,实验验证其峰值频率检测误差小于 $\pm 1\%$,具备硬件简化、抗干扰强等优势,适用于超声波电源实时监测与动态负载匹配优化。

3 实时测量系统的设计

图4为压电换能器等效电路参数在线测量系统示意图,由控制运算单元、直接数字频率合成(direct digital synthesis, DDS)信号发生单元与检测单元构成。

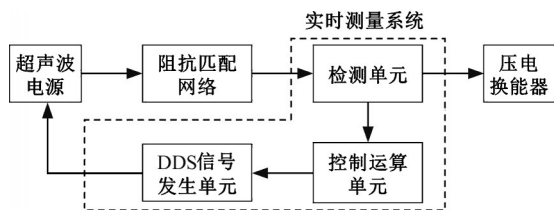


图4 实时测量系统

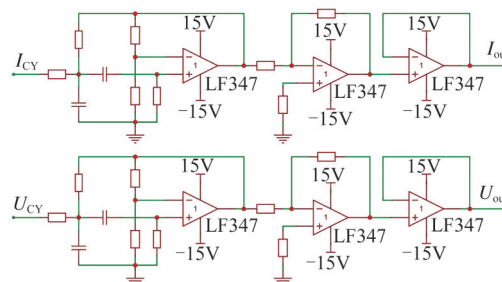
Fig.4 Real-time measurement system

3.1 检测单元

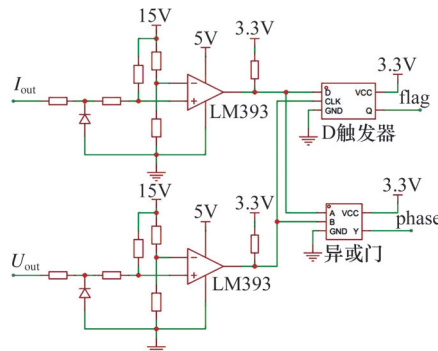
检测单元的主要作用是获取电压、电流的相

位差信号。通过电压、电流互感器对换能器两端的电压 U_{CY} 、电流 I_{CY} 信号进行采样。采样得到的 U_{CY} 、 I_{CY} 信号比较微弱且含有大量干扰信号,因此,采样信号需经过由LF347组成的压控电压源二阶带通滤波电路进行滤波处理,并通过由LF347构成的反相比例放大电路实现信号放大,最终通过采用LF347构建的电压跟随电路实现信号的缓冲与隔离,电路如图5a所示。

经过处理后的电压、电流信号输送至由LM393组成的过零比较电路,转变为方波信号,将其送入异或门和D触发器,如图5b所示。由异或门与D触发器的真值关系可知,异或门的输出为代表相位差值的方波信号phase,D触发器的输出为代表相位差方向的电平信号flag,当电平为1时为电压超前电流信号、电平为0时为电流超前电压信号。



(a) 滤波、放大、跟随电路



(b) 过零比较、D触发器、异或门电路

图5 鉴相电路

Fig.5 Phase discriminating circuit

3.2 DDS信号发生单元

压电换能器的相频特性极为敏感,即使存在微小的频率误差也会引起显著的阻抗角误差。而DDS技术具有频率分辨率高、转换速度快、相控可控等优点^[13],本系统将其作为超声波电源的控制信号。

DDS信号发生单元由控制运算单元(STM32F407VET6单片机)控制,采用DDS专用芯片AD9833实现方波信号输出,频率可在1 Hz~2 MHz内进行连续设置,频率分辨率达到

0.1 Hz^[14]。

3.3 控制运算单元

控制运算单元选用STM32F407VET6单片机,该单片机拥有工作频率为168 MHz的Cortex-M4内核以及丰富的外设资源。通过输入捕获功能测量异或门得到的方波占空比,进行角度转换即可得到阻抗角的大小;同时使用模拟数字转换器(analog-to-digital converter, ADC)转换功能对D触发器输出的数字电平进行转换。

此外,STM32F407单片机支持浮点运算和数字信号处理(digital signal processing, DSP)指令,这些功能提高了模型参数求解中大量的浮点运算的准确性和速度。

4 试验结果及分析

如图6所示,实验分别使用两个不同的压电换能器:28 kHz超声清洗换能器A与28 kHz超声焊接换能器B。由于压电换能器负载的变化会引起谐振频率等各项等效电路参数的改变,故用两个不同的换能器以模拟负载改变的情况,进一步验证检测方法的准确性。

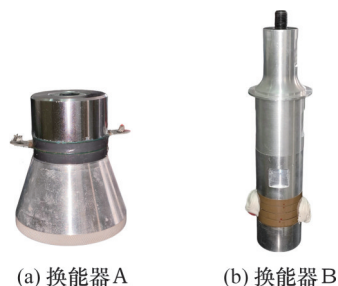


图6 压电换能器

Fig6 Piezoelectric transducers

阻抗分析仪是一种测量电路中阻抗的仪器。阻抗分析仪通过向待测压电换能器施加一个已知频率和振幅的交流信号,然后测量响应信号的幅值和相位,从而计算出阻抗值。阻抗分析仪的原理如图7所示。

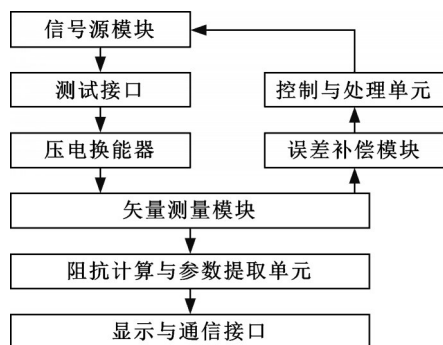


图7 阻抗分析仪原理

Fig.7 Schematic of an impedance analyzer

通过阻抗分析仪在换能器空载的情况下进行测量,其等效电路参数见表1。

表1 换能器等效电路参数

Tab.1 Transducer equivalent circuit parameters

压电换能器	R_m/Ω	L_m/mH	C_m/pF	C_0/nF	f_s/Hz
换能器A	15.85	64.47	486.65	4.57	28414
换能器B	8.81	51.32	624.62	6.34	28110

4.1 仿真试验

仿真试验以换能器A为例验证参数测量方法的可行性,采用MATLAB R2021b版本的Simulink平台。图8为MATLAB/Simulink中搭建的仿真电路图。图中,交流电源(AC)与内阻 R_r 构成超声波电源; R_m 、 L_m 、 C_m 和 C_0 组成换能器等效电路; L_s 作为串联匹配电感;电流传感器和电压传感器用于获得换能器两端的电压、电流信号;Fourier变换模块分析电压和电流信号的频率和相位信息,Sum模块(输入端口一个设置为+,另一个为一)实现电压电流信号相位的相减,以检测换能器两端阻抗角。根据公式 $L_s = \frac{C_0 R_m^2}{1 + (\omega_s C_0 R_m)^2}$ 计算出串联匹配电感值为1.15 μH 。

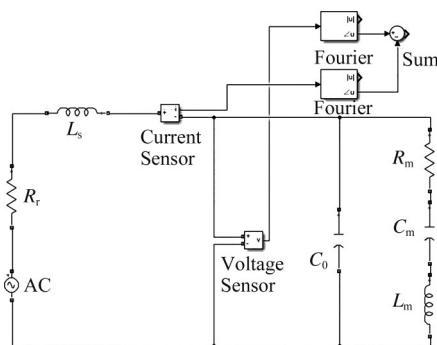


图8 仿真电路图

Fig.8 Simulation circuit diagram

由于压电换能器的等效电路模型仅适用于谐振状态附近,故选择在串联谐振频率附近进行频率微调,以 $\Delta f = 10$ Hz进行调节,驱动频率分别设置为28 414、28 424、28 434、28 444 Hz。通过阻抗角检测模块得到4个频率的换能器阻抗角,结果见表2。

表2 相应频率下阻抗角仿真结果

Tab.2 Impedance angle simulation results at the corresponding frequency

	频率/Hz			
	28 414	28 424	28 434	28 444
阻抗角/(°)	-0.74	26.32	44.87	56.12

将其代入用MATLAB编写的换能器等效电路参数测量程序,得到换能器等效电路参数测量

结果,并与阻抗分析仪测得的结果进行对比,结果见表3,可见相对误差在±1%以内,精度较高。

表3 仿真实验测量结果及对比

Tab.3 Simulation experiment measurement results and comparison

等效电路参数	测量结果	阻抗分析仪	相对误差/%
R_m/Ω	15.74	15.85	-0.69
C_m/pF	490.20	486.65	0.73
L_m/mH	64.00	64.47	0.73
C_0/nF	4.59	4.57	-0.44

4.2 实验验证

为了验证换能器等效电路参数实时测量方法的准确性,搭建了换能器等效电路参数实时测量系统,如图9所示,系统结构与图4一致。采用的超声波电源是由整流滤波电路、BUCK电路、高频逆变电路构成的,采用PID控制方式使输出电压逐渐趋近于设定值,并保持在稳定水平。在换能器工作负载波动的情况下保证稳定输出且检测系统稳定运行。超声波电源技术指标如下:额定功率500 W,输出电压300 V。先以换能器A为实验对象进行实验,匹配电路采用串联电感型匹配网络,由上文可知串联匹配电感值为1.15 μH 。

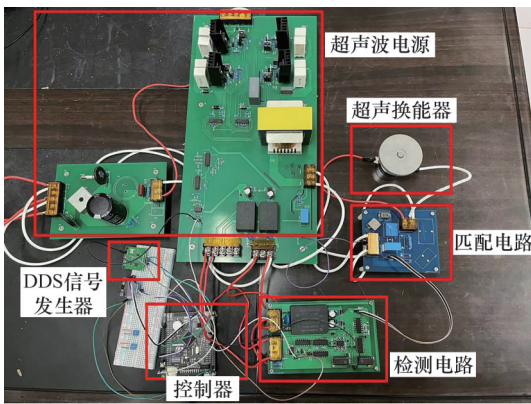


图9 换能器等效电路参数实时测量实验验证

Fig.9 Experimental verification of real-time measurement of transducer equivalent circuit parameters

首先,应用频率扫描与峰值电流检测技术得到换能器在28 420 Hz频率下阻抗角为 -1.73° ,在允许范围内,认为换能器处于串联谐振状态,其电压和电流的波形如图10所示。

然后,对换能器等效电路参数开启测量,以步长10 Hz进行调节,驱动频率分别为28 420、28 430、28 440、28 450 Hz,通过检测电路和控制器得到不同频率下的阻抗角,见表4。

控制器使用由C语言编写的换能器等效电路参数测量程序,得到换能器等效电路参数测量结果,见表5。

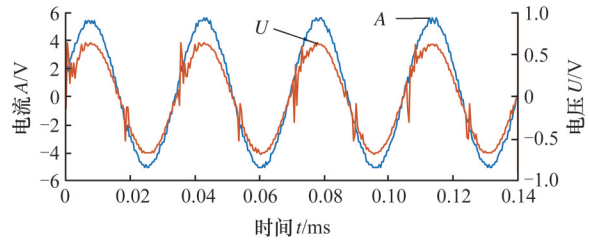


图10 在28 420 Hz频率下电压、电流波形图

Fig.10 Voltage and current waveforms at 28 420 Hz

表4 相应频率下阻抗角实测值

Tab.4 Impedance angle test results at the corresponding frequency

频率/Hz	28 420	28 430	28 440	28 450
阻抗角/ $^\circ$	-1.73	26.82	44.87	56.60

表5 测量结果及对比(换能器A)

Tab.5 Measurement results and comparison (transducer A)

等效电路参数	测量结果	阻抗分析仪	相对误差/%
R_m/Ω	15.97	15.85	0.75
C_m/pF	471.15	486.65	-3.19
L_m/mH	66.56	64.47	3.24
C_0/nF	4.47	4.57	-2.19

更换压电换能器B,同理,按照上述过程进行换能器等效电路参数检测实验,串联匹配电感值经计算约为492 nH。测得换能器B的等效电路参数结果,见表6。

表6 测量结果及对比(换能器B)

Tab.5 Measurement results and comparison (transducer B)

等效电路参数	测量结果	阻抗分析仪	相对误差/%
R_m/Ω	8.28	8.18	1.22
C_m/pF	617.65	624.62	-1.11
L_m/mH	52.43	51.32	2.16
C_0/nF	6.34	6.34	0

可以看出,所提出的换能器等效电路测量方法与阻抗分析仪相比,存在±4%以内的相对误差,对不同换能器的测量准确性较高且适用于负载变化的情况。由同时使用Keil的debug功能可得,测量程序的运行时间为185 μs ,运算速度较快,满足实时测量的要求。

5 结语

本文提出了一种基于最小二乘法拟合的压电换能器等效电路参数实时测量方法,首先通过频率扫描与峰值电流检测锁定换能器的串联谐振频率,在其附近数次微调驱动频率,得到相应频率下的阻抗角,拟合出模型参数,结合所推导的计算公式求解出换能器等效电路参数。通过仿真与实验

验证,发现所提方法测量精度较高且运算速度快,能够实现换能器等效电路参数的实时测量,并且适用于负载变化的情况,为换能器控制策略的优化和调整奠定了基础。

参考文献:

- [1] 林书玉. 超声换能器的原理及设计[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
LIN Shuyu. Principle and Design of Ultrasonic Transducer[M]. Beijing: Science Press, 2004.
- [2] WANG Jindong, JIANG Jiajia, DUAN Fajie, et al. A High-tolerance Matching Method against Load Fluctuation for Ultrasonic Transducers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 1147-1155.
- [3] LOU Yannian, ZHANG Chaojie, JIN Xiaojun, et al. Method of Adaptive PLL Bandwidth Adjustment without Phase Slipping[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(6): 949-958.
- [4] 修嘉芸, 谷玉海, 徐小力. 高精度矢量阻抗测量仪的研究与设计[J]. 仪表技术与传感器, 2021(9): 18-22.
XIU Jiayun, GU Yuhai, XU Xiaoli. Research and Design of High Precision Vector Impedance Measuring Instrument[J]. Instrument Technique and Sensor, 2021(9): 18-22.
- [5] 刘云, 隆志力, 李华, 等. 压电器件阻抗测试系统的研制[J]. 压电与声光, 2015, 37(6): 1061-1065.
LIU Yun, LONG Zhili, LI Hua, et al. Development of Impedance Measurement System of Piezoelectric Devices[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(6): 1061-1065.
- [6] 刘宁庄, 文迪雅, 段富才, 等. 压电换能器等效参数测量方法对比研究及验证[J]. 压电与声光, 2021, 43(5): 710-714.
LIU Ningzhuang, WEN Diya, DUAN Fucui, et al. Comparative Study and Verification of Measuring Methods of Equivalent Parameters of Piezoelectric Transducers [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2021, 43(5): 710-714.
- [7] LI Zhaoxi, CHEN Dongdong, FEI Chunlong, et al. Optimization Design of Ultrasonic Transducer with Multimatching Layer[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2021, 68(6): 2202-2211.
- [8] 姚震, 莫毅强, 罗子伦, 等. 非线性工作状态压电换能器匹配技术[J]. 应用声学, 2023, 42(2): 379-385.
YAO Zhen, MO Yiqiang, LUO Zilun, et al. Matching Technology of Piezoelectric Transducer in Non-linear Working State[J]. Journal of Applied Acoustics, 2023, 42(2): 379-385.
- [9] 张德丰, 等. MATLAB数值计算方法[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
ZHANG Defeng, et al. MATLAB Numerical Calculation Method [M]. Beijing: China Machine Press, 2010.
- [10] TILO Strutz. 数据拟合与不确定度加权最小二乘及其推广的实用指南[M]. 王鼎, 唐涛, 吴志东, 等, 译. 北京: 国防工业出版社, 2017.
TILO Strutz. Data Fitting and Uncertainty [M]. WANG Ding, TANG Tao, WU Zhidong, et al., trans. Beijing: National Defense Industry Press, 2017.
- [11] 王磊, 王时英. 压电换能器T型匹配电路的优化[J]. 压电与声光, 2014, 36(5): 861-864.
WANG Lei, WANG Shiyong. Optimization of T-type Matching Circuits in Piezoelectric Transducer [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2014, 36(5): 861-864.
- [12] 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.
LI Xiao, SONG Yanpeng, WANG Zhibin, et al. The Analysis of a Piezoelectric Transducer Equivalent Impedance Model and the Design of an Impedance Matching Circuit[J]. Journal of Applied Acoustics, 2016, 35(1): 13-19.
- [13] 陈构宜, 蔡文, 饶波, 等. 基于DDS原理的逆变器锁相技术的研究与实现[J]. 电力电子技术, 2010, 44(3): 6-8.
CHEN Gouyi, CAI Wen, RAO Bo, et al. Research and Implementation of DPLL Based on the Principle of DDS for Inverters[J]. Power Electronics, 2010, 44(3): 6-8.
- [14] 申庆华. 基于AD9833的高精度函数信号发生器的设计[J]. 电子测试, 2021(19): 38-40.
SHEN Qinghua. Design of High-accuracy Function Signal Generator Base on AD9833 Chip [J]. Electronic Test, 2021(19): 38-40.

(编辑 陈勇)

作者简介:李润祥,男,2001年生,硕士研究生。研究方向为压电换能器等效电路参数实时检测方法。纪跃波*(通信作者),男,1969年生,教授。研究方向为超声波技术及其应用。E-mail: ybjj@jmu.edu.cn。

本文引用格式:

李润祥,杨宇恒,蒙晨琛,等. 一种压电换能器等效电路参数的实时测量方法[J]. 中国机械工程, 2025, 36(10): 2322-2328.
LI Runxiang, YANG Yuheng, MENG Chenchen, et al. A Real-time Measurement Method for Equivalent Circuit Parameters of Piezoelectric Transducers [J]. China Mechanical Engineering, 2025, 36(10): 2322-2328.