

# 压电换能器并联谐振频率跟踪系统设计

范伟,李华峰,赵小康

(南京航空航天大学 机械结构力学及控制国家重点实验室,江苏 南京 210016)

**摘要:**分析了压电换能器夹持电容在线测量原理,提出了一种新的并联谐振频率跟踪方法。讨论了不同状态下并联谐振频率的变化规律。采用嵌入式芯片 PSoc5 为主控制器,结合数字合成技术,使激励信号分辨率达到 0.5 Hz。驱动直流电源采用软开关技术实现电压可调功能。对换能器的电压和电流进行检测并在此基础上实现扫频跟踪策略及自动解锁控制。在不同工作状态下的实验结果验证了设计方案的合理性。

**关键词:**压电换能器;夹持电容;数字合成技术;软开关技术;频率跟踪

**中图分类号:**TN384;TM533 **文献标识码:**A

## Design of a Parallel Resonant Frequency Tracking System for Piezoelectric Transducer

FAN Wei, LI Huafeng, ZHAO Xiaokang

(State Key Lab. of Mechanics and Control of Mechanical Structures, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** A new method for tracking the parallel resonant frequency of a piezoelectric transducer driving system is proposed in this paper. First, the online measuring principle of the clamping capacitance of piezoelectric transducer is analyzed. Then, the variation of the parallel resonant frequency under different load and temperature is discussed. The resolution of the exciting signal is up to 0.5 Hz by using the embedded chip PSoc5 as the main controller and combining the digital synthesis technology. The driving DC power supply adopts soft switching technology for an adjustable voltage. Finally, the sweeping frequency tracking strategy and the automatic unlock control are realized based on the detection of the voltage and current of the transducer. The rationality of the design has been verified by the experimental results under different working conditions.

**Key words:** piezoelectric transducer; clamping capacitance; digital synthesis technology; soft switching technology; frequency tracking

### 0 引言

压电换能器是超声设备中的重要组成部分,将超音频电能转化成机械能,被广泛应用在超声清洗、超声电机、超声焊接等工业实际中。传统的换能器频率跟踪主要是对其串联谐振频率的跟踪,但在换能器负载变化剧烈且频繁的工业应用场合中,压电换能器在串联谐振频率的电流较大,发热严重,导致压电换能器的性能下降甚至损坏<sup>[1-3]</sup>。

大量研究表明,压电换能器在并联谐振附近具有功率自动调节的功能。目前,压电换能器并联谐振跟踪方法并不多,大部分采用锁相式频率跟踪,但由于在并联谐振频率附近工作时换能器电流畸变严

重,信号处理的相位延迟很难精确补偿,压电换能器可能并不能精确跟踪并联谐振点<sup>[4-5]</sup>。其次,当换能器发热严重时,可能产生几十度甚至上百度的温升,这将改变换能器的静态夹持电容,从而影响变压器次级的匹配状态,使振幅下降,不能满足工作要求<sup>[6]</sup>。因此,本文研究了压电换能器夹持电容的在线测量技术,并提出一种新的压电换能器并联谐振频率跟踪方案。

### 1 换能器频率跟踪工作原理

图 1(a)为换能器串联谐振的等效电路,其中  $C_0$  为换能器的静态电容(也称夹持电容), $C_1$  为动态电容, $L_1$  为动态电感, $R_1$  为动态电阻;将  $C_0$  由并联

改成串联,其他元件由串联改为并联,便得到换能器并联谐振的等效电路(见图 1(b))。

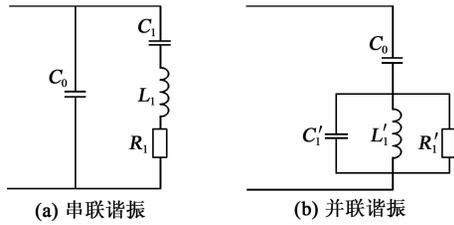


图 1 换能器串联谐振及并联谐振的等效电路

两者电路参数关系为

$$R_1' = \frac{1}{\omega^2 C_0^2 R_1} \quad (1)$$

$$L_1' = \frac{C_1}{\omega^2 C_0 (C_0 + C_1)} \quad (2)$$

$$C_1' = \omega^2 C_0^2 L_1 \quad (3)$$

式中:  $\omega = 2\pi f$  为激励信号的角频率,  $f$  为激励信号的频率。

目前测量压电换能器静态电容采用离线、低压(峰-峰值 1 V)、低频(1 kHz)测量,为实现在线高压下测量,需选取一测量频率  $f_c$ ,在此频率下图 1(a)中  $C_0$  阻抗远小于串联支路阻抗。为使系统中的高频变压器能同时适应  $f_c$  和并联谐振频率  $f_p$ ,选取  $f_c = 28\ 000$  Hz,该频率下的  $C_0$  的支路阻抗  $Z_1$  近似为  $C_1, L_1, R_1$  串联支路的总阻抗  $Z_2$  的 1/10;此频率下测得总阻抗可近似认为是  $C_0$  的阻抗,从而实现在线测量  $C_0$ 。

图 1(b)中,设  $\omega_p = 1/\sqrt{L_1' R_1'}$  为并联谐振频率的角频率;  $Y_1'$  为  $R_1', L_1', C_1'$  的并联导纳,  $Z_p'$  为换能器的总阻抗,跟踪阻抗  $Z$  是  $Z_p'$  和  $C_0$  阻抗模的平方差,则有

$$Y_1' = \frac{1}{R_1'} + \frac{1}{j\omega L_1'} + j\omega C_1' \quad (4)$$

$$Z_p' = \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{Y_1'} \quad (5)$$

$$Z = |Z_p'|^2 - \left| \frac{1}{j\omega C_0} \right|^2 \quad (6)$$

对式(6)中的  $Z$  进行求导,令  $dZ/d\omega = 0$ ,依靠数学微分方程求解方法求出有效解:

$$\omega = \sqrt{k}\omega_p \quad (7)$$

其中

$$k = (2 + C_1' R_1' + \sqrt{k_1 + k_2}) / [R_1' (C_0 + 2C_1')] \quad (8)$$

$$k_1 = C_0^2 R_1'^2 \quad (9)$$

$$k_2 = 2L_1' (C_0 + 2C_1') \quad (10)$$

将式(1)~(3)代入式(9)、(10),可得

$$k_1 = \frac{1}{\omega^4 C_0^2 R_1'^2} \quad (11)$$

$$k_2 = \frac{1}{\omega_p^2} \left( 4 + \frac{2}{\omega^2 C_0 L_1'} \right) \quad (12)$$

由式(11)、(12)可知,  $k_1$  和  $k_2$  相差约 5 个数量级,  $k_2 \ll k_1$ ,  $k_2$  可忽略,由此得

$$\left. \frac{dZ}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_p} = 0 \quad (13)$$

由式(13)表明,在并联谐振频率处,  $Z_p'$  和  $C_0$  阻抗模的平方差  $Z$  有最大值,只要在并联谐振频率区域内,  $Z$  的最大值就是对并联谐振频率点的跟踪。

## 2 谐振频率变化规律分析

图 2 为换能器试验装置。由图可知,通过加载不同质量物体模拟换能器工作时的不同负载;使用高/低温环境试验箱模拟换能器工作时的环境温度,使用 Agilent4249A 精密阻抗分析仪分别测量室温不同负载和空载不同温度下换能器  $f_p$  的变化规律。

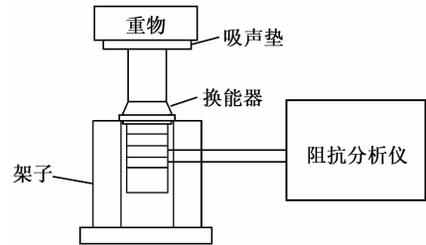


图 2 换能器试验装置

实验中使用的换能器参数:  $C_0 = 11.38$  nF,  $L_1 = 54.49$  mH,  $C_1 = 1.128$  nF,  $R_1 = 5.8$   $\Omega$ ,  $f_p = 21\ 092$  Hz。在室温下分别以 0、0.5 kg、1.0 kg、1.5 kg、2.0 kg 的重物加到换能器上模拟不同负载,其试验结果如表 1 所示。由表可知,随着负载的增加,换能器的  $f_p$  有不断增加的趋势。

表 1 不同负载下换能器并联谐振频率变化

负载/kg	0	0.5	1.0	1.5	2.0
频率/Hz	21 115	21 265	21 325	21 460	21 540

将换能器放入高/低温环境试验箱中,分别在 30  $^{\circ}\text{C}$ 、45  $^{\circ}\text{C}$ 、60  $^{\circ}\text{C}$ 、75  $^{\circ}\text{C}$ 、90  $^{\circ}\text{C}$  的环境温度下保持 40 min,然后在空载下进行试验。结果如表 2 所示,由表可知,随着温度的增加,换能器的  $f_p$  有不断减小的趋势。

表 2 不同温度下换能器并联谐振频率变化

温度/ $^{\circ}\text{C}$	30	45	60	75	90
频率/Hz	21 069	21 038	20 945	20 914	20 850

### 3 频率跟踪系统设计

#### 3.1 总体设计

根据前文的控制原理设计换能器的频率跟踪系统,系统主要由 PSoC5 微处理器、直流可调电源、全桥逆变电路、电感匹配电路、传感器信号检测及调理电路等部分组成,其中直流可调电源由全桥移相可调电路、变压器及整流滤波电路等部分组成,并由独立按键和液晶分别完成系统参数的调节和系统运行时状态及测量参数的显示。其硬件结构框图如图 3 所示。

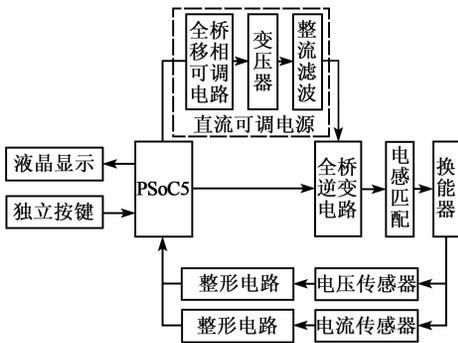


图 3 频率跟踪系统硬件框图

#### 3.2 激励信号的产生

直接数字式频率合成器(DDS)可以产生高稳定,高精度及高分辨率的信号,满足了换能器的工作要求<sup>[7]</sup>。由于 PSoC5 集成了可配置的模拟和数字外围器件阵列,可以把 DDS 集成到芯片内,频率跟踪的响应速度快,便于调节。

图 4 为激励信号产生的电路。由图可知,DDS 由  $N$  位累加器 add21 模块、产生时钟  $f_T$  的 Timer 模块、组成  $N$  位的频率控制字  $k_n$  的 3 个 Control Reg 模块、D 触发器等组成。其输出频率  $f_0$  为

$$f_0 = k_n \frac{f_T}{2^N} \quad (14)$$

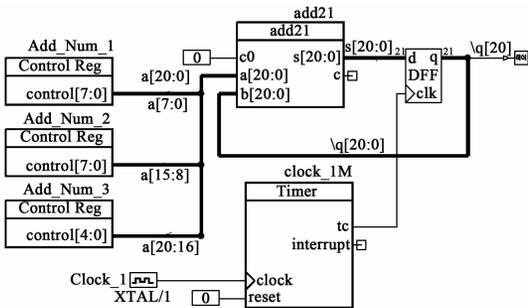


图 4 激励信号的产生电路

通常,  $k_n$  不能被  $2^N$  整除,其余数的大小将影响  $f_0$  的稳定性。要想得到稳定的频率输出,就希望  $f_T$  稍大。由式(14)知,DDS 的频率分辨率等于最

低输出频率  $f_T/2^N$ ,只要  $N$  足够大,总能得到满意的信号。但 PSoC5 芯片内部资源的限制,自己搭建的累加器的最大位数  $N = 21$ ,  $f_T \leq \Delta f \times 2^{21}$  ( $\Delta f$  为输出频率的分辨率)。因综合频率的分辨率和稳定性的影响,故取  $f_T = 1$  MHz,其分辨率在 0.5 Hz 左右,也能很好地满足要求。

#### 3.3 直流可调电源设计

换能器在频率跟踪过程中,需要在频率处和  $f_p$  附近频率范围内进行切换,由于这两处频率下的阻抗相差较大,为了减轻逆变电路的压力,在  $f_c$  处需要降压驱动。其直流可调电源电路如图 5 所示。在常规的全桥逆变电路中,控制策略是对角线上的一对开关管同时导通或关闭,而本系统采用如图 6 所示的移相控制策略,将 VT1 和 VT2 组成超前臂,VT3 和 VT4 组成滞后臂,实现开关管的软开关,大大减少开关管的开关损耗<sup>[8-9]</sup>。

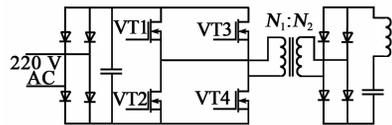


图 5 直流可调电源电

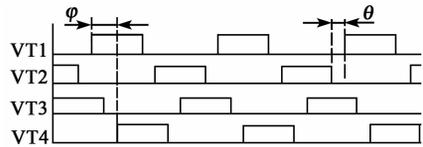


图 6 全桥移相逆变驱动逻辑

图 6 中,  $\varphi$  为移相角,  $\theta$  为死区时间。改变  $\varphi$  就可以改变全桥逆变输出电压的脉宽,再通过整流滤波就可以实现调压的目的。假设  $U_i$  为市电整流后的输入电压,  $U_o$  为逆变整流后的驱动电压,  $N_1$  为初级线圈匝数,  $N_2$  为次级线圈匝数,则有

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i \sqrt{\frac{\pi - \varphi - \theta}{\pi}} \quad (15)$$

#### 3.4 控制系统设计

压电换能器谐振频率由于温度、负载变化及机械磨损而发生漂移。根据前文的频率跟踪原理,在低压  $f_c$  频率下,通过电压、电流传感器及真有效值测量电路得到换能器工作电压及电流的有效值<sup>[10]</sup>,并对电压和电流进行平均值滤波,则此时的总阻抗可近似等于换能器的  $C_0$  的阻抗。在  $f_c$  下测得静态电容后,将频率切换到  $f_p$  附近频率范围内并从 22 000 Hz 开始扫频,扫频的步长分为 50 Hz、30 Hz、10 Hz、5 Hz、2 Hz、1 Hz 几个等级,扫频方向分为增、减两个等级。首先以步长 50 Hz、方向增进行扫频,比较当前的  $Z$  和上次的跟踪阻抗  $Z'$ 。

$Z > Z'$ 时将继续保持当前步长和方向等级,直到 $Z < Z'$ 时,扫频步长切换到下一个等级且方向切换到另一个等级,并以当前的频率为起点进行扫频。这样将不断缩小扫频范围,直到在步长1 Hz时进行谐振频率的精确跟踪。在 $f_p$ 附近频率范围内运行时间结束后或在步长1 Hz跟踪时的跟踪频率范围超过10 Hz,系统将解锁重新测量 $C_0$ ,并重新进行频率跟踪。

#### 4 实验结果

为了验证系统跟踪换能器并联谐振的稳定性和跟踪效果,主要通过空载、加载及换能器加热3种状态下进行验证。通过MATLAB对控制器采集并存储的数据进行处理,得到空载、条件A(室温加载)、条件B(空载加热)下的夹持电容、频率、跟踪阻抗跟踪曲线如图7所示。由图可知,换能器在空载不加热的条件下的最终跟踪频率在21 084 Hz左右;在条件A下的最终跟踪频率在21 187 Hz左右;在条件B下的最终跟踪频率在21 051 Hz左右。试验结果与第2节换能器在这3种状态下的谐振频率的变化规律吻合,证明了该跟踪方法的有效性。

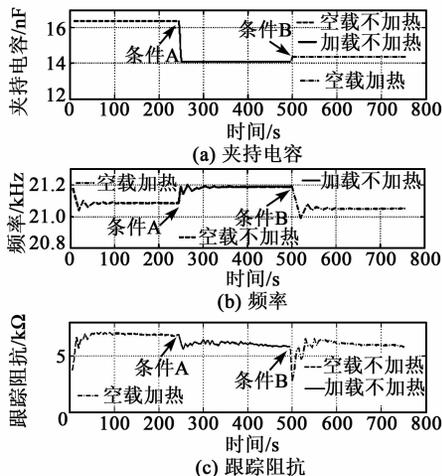


图7 室温空载、加载(条件A)、空载加热(条件B)下的夹持电容、频率、跟踪阻抗跟踪曲线

#### 5 结束语

本文在研究了在线测量换能器的夹持电容的基础上,提出了一种新的并联谐振频率的跟踪方法,理论分析了该方法的可行性并以实验验证其合理性。对于提高换能器并联谐振频率跟踪性能有实际意义。

#### 参考文献:

[1] 鲍善惠. 用锁相环电路跟踪压电换能器并联谐振频率区[J]. 应用声学, 2001, 20(3): 1-5.

BAO Shan-hui. Tracking the  $f_p$  region of the piezoelectric transducer by the phase-locked loop circuit [J]. Technical Acoustics, 2001, 20(3): 1-5.

[2] DONG H J, WU J, ZHANG G Y, et al. An improved phase-locked loop method for automatic resonance frequency tracing based on static capacitance broadband compensation for a high-power ultrasonic transducer [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control, 2012, 59(2): 205-10.

[3] 鲍善惠, 王艳东. 压电换能器在并联谐振频率附近特性的研究[J]. 应用声学, 2006, 25(2): 165-168.

BAO Shan-hui, WANG Yan-dong. Behavior of piezoelectric transducer at frequencies near parallel resonance [J]. Technical Acoustics, 2006, 25(2): 165-168.

[4] 刘丽晨, 杨明, 李世阳. 超声换能器并联谐振频率的复合式跟踪方法研究[J]. 应用声学, 2015, 34(1): 45-50.

LIU Lichen, YANG Ming, LI Shiyang. Parallel resonant frequency composite tracking of piezoelectric transducer [J]. Applied Acoustics, 2015, 34(1): 45-50.

[5] 李小雪, 汪东, 李平. 基于DDS的超声换能器频率跟踪系统[J]. 压电与声光, 2009, 31(5): 692-694.

LI Xiaoxue, WANG Dong, LI Ping. Frequency tracing system for piezoelectric transducer based on DDS [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2009, 31(5): 692-694.

[6] 朱武, 赵空勤, 金长善. 功率超声换能器夹持电容的在线检测的研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2001, 33(2): 203-205.

ZHU Wu, ZHAO Kong-qin, JIN Chang-shan. On-line detection of power ultrasonic transducer clamping capacitance [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2001, 33(2): 203-205.

[7] 韩旭, 于小艺. 基于PSOC的DDS信号发生器设计[J]. 电测与仪表, 2012, 49(555): 85-88.

HAN Xu, YU Xiaoyi. Design of DDS signal generator based on posc [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2012, 49(555): 85-88.

[8] CHEN W, RUAN X, ZHANG R. A novel zero-voltage-switching PWM full bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 793-801.

[9] 韩猛. 基于DSP的全桥移相超声波电源研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.

[10] 陈仁伟, 朱长青, 岳夕彪. 高精度有效值转换电路的设计与实现[J]. 电子测量技术, 2010, 33(6): 20-22.

CHEN Renwei, ZHU Changqing, YUE Xibiao. Design and realization of measurement circuit on precise true RMS [J]. Electronic Measurement Technology, 2010, 33(6): 20-22.