

基于动态支路电流检测的功率超声振幅控制*

金家欣, 杨明, 朱远飞, 米浩, 杨天悦

(上海交通大学仪器工程与科学系 上海, 200240)

摘要 在功率超声的应用中, 精确的振幅控制是决定加工质量的重要因素。传统的检测控制结构需要复杂的外部仪器或检测电路, 可能存在灵活性差及非线性等问题。针对此问题, 提出了一种轻量级振幅检测与控制方案。该方案采用高速 AD 转换器采样换能器的工作电流和电压, 实时计算可以反映振幅的动态支路电流。采用现场可编程逻辑门阵列 (field-programmable gate array, 简称 FPGA) 作为超声电源控制器, 同时对换能器工作频率和动态支路电流进行闭环控制。在本设计中, 超声电源工作在反谐振点以获取较高的能量传输效率。实验结果表明, 该方案能够准确地控制振幅, 并能在负载变化较大时稳定振幅。

关键词 超声波振动; 电源; 振动控制; 动态支路电流; 现场可编程逻辑门阵列

中图分类号 TB553; TP23

引言

近年来, 功率超声技术广泛应用于超声焊接、切割和特种加工等领域^[1-3]。对于被加工的物体, 模具的振幅表征了能量的传递并决定了加工的质量。因此, 对振幅的实时测量和控制十分重要^[4-5]。在超声振幅测量方面, 目前已有的方案可分为直接测量法和间接测量法, 如物理法^[6]、光学法^[7]及温度法^[8-9]等。这些方法取得了较高的测试精度, 但在实时反馈中仍存在问题。光学方法比较昂贵, 光学仪器复杂; 温度法中热电偶的对应时间较长。目前, 比较常见的振幅控制方法大部分是利用特定工作频率的电特性, 对串联谐振点、并联谐振点和反谐振点的相关研究较多。串联谐振点一般采用恒流驱动策略控制振幅^[10-11], 但能量传递效率低^[12-13], 缺乏变负载情况的研究。对于并联谐振点, 文献^[14]对并联匹配下的阻抗特性进行了研究。反谐振点能量传递效率高^[15-16], 一般采用恒压驱动结构, 保证振幅恒定; 但由于重载时等效阻抗出现非线性变化, 这一特性仅在轻载条件下适用。此外, 一些研究通过控制换能器动态支路电流控制振幅, 文献^[17]通过外置检测电路进行实时检测控制, 但该方案灵活性较差。

笔者提出了一种轻量级的实时振动幅值测量方法, 采用 FPGA 对动态支路电流进行实时计算和控制, 从而控制振幅。在此基础上, 超声电源准确控制模具的幅值, 并在负载变化较大时能稳定振幅。

1 振幅控制原理与换能器模型

1.1 振幅控制原理

压电陶瓷在厚度方向振动的时候服从受迫振动规律^[18], 即

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + R_m \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (1)$$

其中: R_m 为压电晶片内摩擦阻抗和辐射能量阻抗之和; k 为弹性系数。

通过机电耦合模型的转换, 得到了相应的电路方程为

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = V(t) \quad (2)$$

其中: $L = \frac{m}{A^2}$; $R = \frac{R_m}{A^2}$; $C = \frac{A^2}{k}$; $A = \frac{e_{11} S}{e}$ 。

因为 $I = dq/dt$, 式(2)可转化为

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int_0^t I dt = V(t) \quad (3)$$

* 河北省自然科学基金重点资助项目(E2018203339)
收稿日期: 2018-09-13; 修回日期: 2018-11-09

对比式(1)和式(3),可以得到

$$I = A \frac{dx}{dt} \tag{4a}$$

$$\int_0^t I dt = Ax \tag{4b}$$

其中: I 为耦合模型中流过压电晶体的电流。

据此可以得到瞬时电流与瞬时振动速度成正比的结论。由于功率超声换能器的品质因数较高,因此流经动态支路的电流可以用正弦波近似表示。对于正弦波的动态电流,如果动态电流的幅值保持不变,则振动的幅值保持不变。

1.2 换能器模型

图1为一种常用的压电换能器等效电路模型,由静态支路和动态支路并联组成^[19]。

换能器的总导纳为

$$Y = G(\omega_s) + iB(\omega_s) \tag{5}$$

其中: $G(\omega_s) = \frac{R_m}{R_m^2 + (\omega_s L_m - \frac{1}{\omega_s C_m})^2}$, 为式(5)的

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2L_m C_d + L_m C_m - C_d C_m R_m^2) + \sqrt{C_m^2 (L_m - C_d R_m^2)^2 - 4L_m C_m C_d R_m^2}}{2L_m^2 C_d C_m}} \tag{7}$$

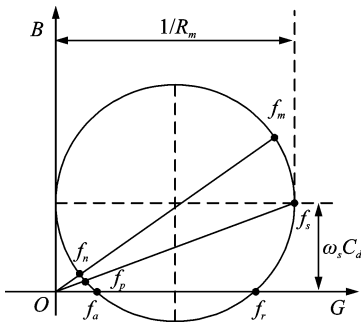


图2 等效电路模型的导纳圆

Fig. 2 The admittance circle of equivalent circuit model

导纳的虚部为零,阻抗特性成纯阻性。如果 $1/2R_m < \omega_s C_d$, 则反谐振点就会丢失。因此对于换能器,如果 $1/2R_m$ 和 $\omega_s C_d$ 比接近于1,这种情况可认为是重载。

图3为导纳圆上的反谐振点。其中: ON 为在反谐振点下工作时的静态电容; MN 为在反谐振点下工作时动态支路的导纳; OM 为在反谐振点下工作时整个换能器模型的导纳。为了保持动态支路电流不变,需要调整施加的电压。一般负载的增加会导致 R_m 迅速增大,从导纳圆的变化趋势中可以得到,当负载增加时,施加的电压应该减小。

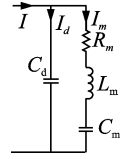


图1 压电换能器等效电路模型

Fig. 1 Equivalent circuit model of transducer

实部,代表电导; $B(\omega_s) = \omega_s C_d - \frac{\omega_s L_m - \frac{1}{\omega_s C_m}}{R_m^2 + (\omega_s L_m - \frac{1}{\omega_s C_m})^2}$, 为式(5)的虚部,代表电纳。

在谐振频率附近,频率与导纳的变化关系为

$$[G(\omega_s) - \frac{1}{2R_m}]^2 + [B(\omega_s) - \omega_s C_d]^2 = (\frac{1}{2R_m})^2 \tag{6}$$

图2为等效电路模型的导纳圆。以反谐振点为例,其频率为

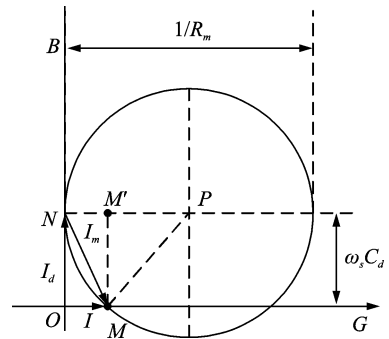


图3 导纳圆上的反谐振点

Fig. 3 The anti-resonance frequency on admittance circle

2 超声电源架构与基于FPGA的控制模型

2.1 超声电源总体架构

图4为超声电源系统示意图,包括控制部分、驱动部分和反馈部分。控制部分采用FPGA作为电源的主控芯片,接收来自反馈部分的反馈信号,并为驱动部分产生2种对称的脉冲宽度调制(pluse width modulation,简称PWM)波。PWM波的频率决定换能器的工作频率,PWM波的占空比决定输出电压高低。驱动部分采用全桥逆变器将PWM信号转换为功率信号。驱动功率通过匹配和滤波模块以驱动超

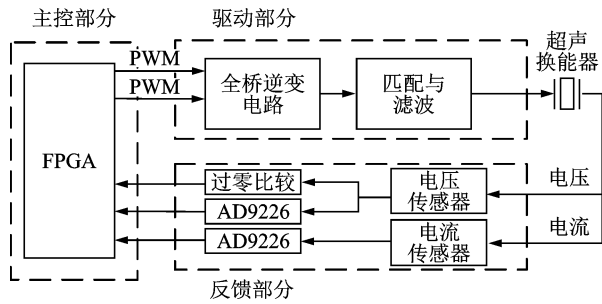


图 4 超声电源系统示意图

Fig. 4 The structure of the ultrasonic power supply

声换能器。反馈部分采样换能器的工作电压和电流值,反馈结果作为控制的基础被传输到 FPGA。

由图 4 可见,总电流的瞬时值等于静态电流的瞬时值加上动态支路电流的瞬时值。本研究采用高速 AD 对总电压和总电流的瞬时值进行采样,由于通过 AD 采样得到的电压和电流为离散值,在实际应用中式(8)采用离散形式。整个计算过程在 FPGA 中实现。

$$I_m = I - I_d = I - C_d dU/dt \quad (8)$$

2.2 基于 FPGA 的电源控制模型

FPGA 是一种使用硬件描述语言编程的芯片,具有并行数据处理方式和流水线结构,相较于普通处理器和 DSP 而言有更高的处理效率。本设计中的超声电源需要进行高速 AD 数据吞吐和处理,同时并行双闭环任务,故选用 FPGA 作为电源主控芯片。

FPGA 的控制流程如图 5 所示。数据(外部输入电压比较结果和 AD 采样结果)经处理后得到相位偏差值和动态支路电流值,送至频率闭环和幅值闭环模块,产生频率控制字和占空比控制字。频率和占空比过快调整可能会使控制结构不稳定,故加入缓存器。缓存器输入端实时更新频率和占空比的控制字,在 PWM 波发生器输出端定时读取,从而对信号进行隔离。

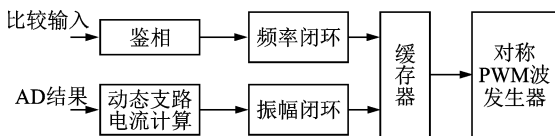


图 5 FPGA 的控制流程

Fig. 5 The control flow of the FPGA

2.2.1 频率与振幅控制调整

目前,频率跟踪使用较多的是相位跟踪法,由于电流的波形相对不规则,直接使用相位跟踪法有一定困难。在本设计中,使用 FPGA 处理电流电压的

过零比较结果,计算获得其 90°相位点,即信号高电平的中点。通过对比两者 90°相位点的位置,推算当前工作频率与反谐振频率的关系。若推算得到电流相位超前电压,则意味着此时换能器阻抗呈容性,通过导纳圆图的分析可以获知此时工作频率高于反谐振频率,需要降低频率;反之,若电压相位超前电流,则需要升高频率。

在反谐振点频率跟踪闭环过程中,使用比例积分微分(proportion integration differentiation,简称 PID)控制器对频率进行调整。在负载一定的情况下,PWM 波的占空比越大,通过逆变电路输出的功率就越大。在振幅控制环中,支路电流的误差是通过目标电流和实际计算结果作差得到,使用 PID 控制器调整输出占空比。

振幅控制环仅在频率偏差较小时才起控制作用。因为在频率偏差较大时增大输出占空比,可能会导致换能器过流、失控等情况,所以在频率偏差较大时,该控制环输出一个较小的占空比,频率偏差较小,振幅控制环正常闭环工作。

2.2.2 对称 PWM 波生成

本设计采用类似直接频率合成的设计结构,即控制步进计数值和比较值产生方波信号。PWM 波发生器内部先产生 2 倍频信号,再进行脉冲分配,交替输出至 AB 两路。图 6 为对称 PWM 波生成原理图。计数器累加过程中溢出自动清零,故产生类似锯齿波的计数结果。内部逻辑比较当前计数和设定比较值之间的大小关系,若计数值大,则产生高电平;反之产生低电平。因此,计数的步进值越大,则发生器的频率越高;设定的比较值越低,产生的占空比越大。

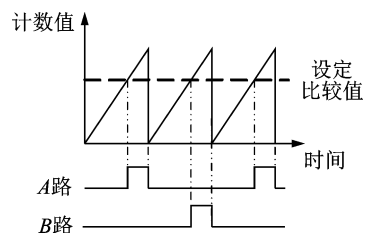
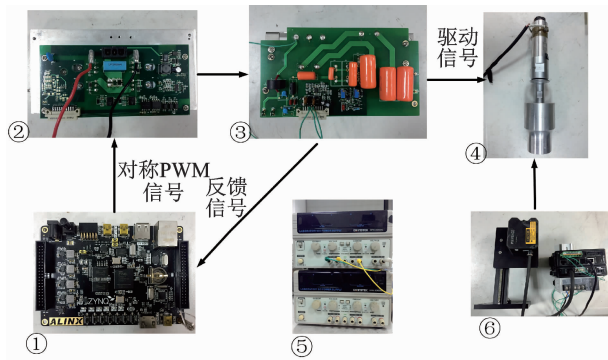


图 6 对称 PWM 波生成原理

Fig. 6 The principle of symmetric PWM waves

3 实验与讨论

实验装置结构如图 7 所示。激光测振仪选用 Keyence LK-H008。笔者进行了 2 组实验。第 1 组实验是在空载条件下测量动态支路电流与模具振幅



①为主控FPGA开发板；②为功率模块；③为匹配与滤波模块；④为换能器与模具；⑤为供电电源(FPGA模块，功率模块和匹配滤波模块供电)；⑥为激光测振仪

图7 实验装置结构

Fig. 7 Experimental device structure

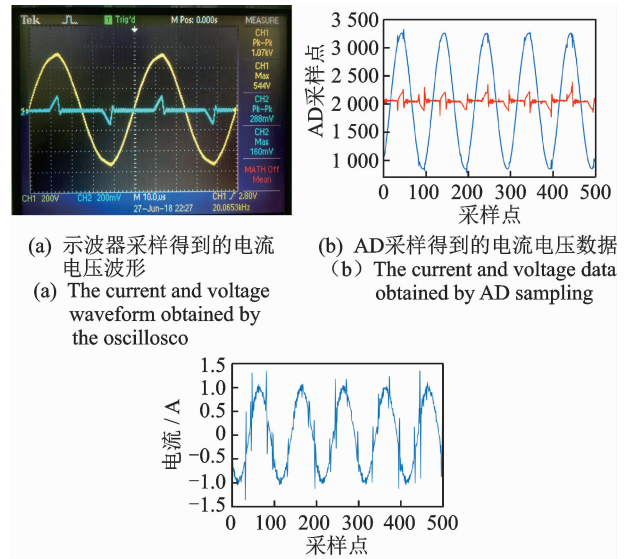
的关系。实验中模具的振幅范围为 $10 \sim 30 \mu\text{m}$ ，在此范围内模具可以稳定振动，激光测振仪也可以稳定测量，在此进行了8次实验。第2组实验是在动态支路电流不变的情况下改变模具负载，分别测量电源输出功率与模具振动幅度和输出电压的关系。为了不影响激光测振，实验中负载采用湿抹布按压模具的方式增加其运动阻尼，在负载实验中以输出功率作为衡量负载大小的标准。

图8为换能器电流电压波形、AD采样值及动态支路电流计算结果。通过对比可以看出：AD采样波形与示波器显示波形基本吻合；由于精度需要，AD采样值在不溢出的情况下尽可能满量程，因此AD采样值与实际电流电压之间存在偏置和放大关系，这在后续计算中予以消除；实时动态支路电流的计算结果已转化为动态支路电流实际值。

第1组实验选择了8个测试点。从动态支路电流的有效值 0.65A 开始，直到电流的有效值为 1A 为止。图9为换能器空载实验。结果表明，在模具有效振动范围内，动态支路电流与模具振幅呈良好的线性关系。

第2组实验选取动态支路电流的有效值分别为 $0.75, 0.8, 0.85$ 和 0.9A ，每组实验均选择5种从小到大的载荷。可以看出，在保持支路电流不变的情况下，模具的实际振幅随负载的增加变化不大，而输出电压随负载的增加而减小，结果如图10,11所示。

根据电压和功率的结果可计算出换能器的总阻抗。已知换能器的静电容值和总阻抗值，通过导纳圆可以计算出代表负载的 R_m 。例如，以动态支路电流有效值 0.80A 为例，当功率最大时，对应换能器的总阻抗为 1280Ω ，通过导纳圆的几何推算得到 $R_m = 289\Omega$ 。实验使用的超声换能器工作在反谐振



(a) 示波器采样得到的电流电压波形 (b) AD采样得到的电流电压数据 (c) FPGA实时计算的动态支路电流结果

(a) The current and voltage waveform obtained by the oscilloscope (b) The current and voltage data obtained by AD sampling (c) FPGA real-time calculation of dynamic branch current results

图8 换能器电流电压波形、AD采样值及动态支路电流计算值

Fig. 8 Waveform of the transducer current and voltage, AD sampling value and calculation result of dynamic branch current

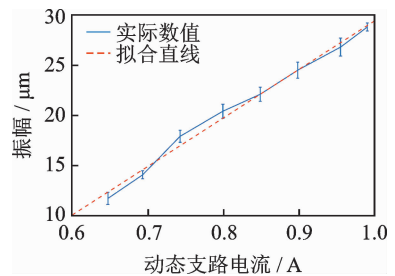


图9 换能器空载实验

Fig. 9 No load experiment of transducer

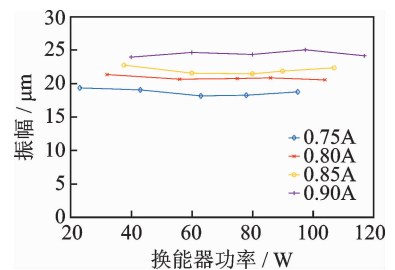


图10 实验振幅与功率的关系

Fig. 10 The relationship between amplitude and power of the load test

频率附近，静电电容导纳为 1.44 mS ， $1/2R_m$ 与 ωC_d 的比值达到 0.86 ，这对于在反谐振点下工作的换能器来说是一个很大的负载。在负载大幅变化的情况下，换能器依然保持了较好的振幅稳定度。该实验现象与理论推导的预期相符。

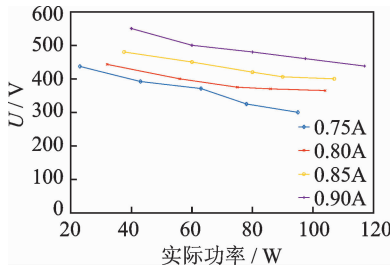


图 11 实验电压与功率的关系

Fig. 11 The relationship between voltage and power of the load test

4 结束语

本研究以 FPGA 为核心控制器,实时计算动态支路电流,提出了一种简单的功率超声振幅测量与控制方案。研究了动态支路电流对功率超声模具振幅的影响,实现了反谐振点下的恒振幅驱动。理论分析和实验结果表明,在空载条件下,支路电流幅值与模具实际幅值之间存在线性关系。通过改变动态支路电流的幅值可以控制其幅值。在负载变化的情况下,控制支路电流不变可以保证模具的实际振幅不变,即使在负载大幅变化情况下也能保持振幅的不变性和稳定性。

参 考 文 献

- [1] SHOH A. Industrial applications of ultrasound -a review I. high-power ultrasound[J]. IEEE Transactions on Sonics & Ultrasonics, 1975, 22(2):60-70.
- [2] FRIEL R, HARRIS R. Ultrasonic additive manufacturing-a hybrid production process for novel functional products[J]. Procedia Cirp, 2013, 6(8):35-40.
- [3] CARDONI A, LUCAS M. Enhanced vibration performance of ultrasonic block horns[J]. Ultrasonics, 2002, 40(1): 365-369.
- [4] KENTISH S, FENG H. Applications of power ultrasound in food processing[J]. Annual Review of Food Science & Technology, 2014, 5(1):263-284.
- [5] JIANG X, WANG K, SHAO R, et al. Self-compensation theory and design of contactless energy transfer and vibration system for rotary ultrasonic machining [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8650-8660.
- [6] 郑书友, 徐西鹏. 功率超声工具振幅测量方法比较 [J]. 振动与冲击, 2008, 27(7):178-181. ZHENG Shuyou, XU Xipeng. Comparison of methods for measuring tool amplitude in power ultrasonic machining[J]. Journal of Vibration and Shock, 2008, 27(7): 178-181. (in Chinese)
- [7] TAO Y, WANG M. Compound cavity theory of resonant phase modulation in laser self-mixing ultrasonic vibration measurement [J]. Optical Engineering, 2016, 55(7):074107.
- [8] SAFFAR S, ABDULLAH A. Vibration amplitude and induced temperature limitation of high power airborne ultrasonic transducers[J]. Ultrasonics, 2014,

54(1):168-176.

- [9] SAFFAR S, ABDULLAH A. Simple method for measuring vibration amplitude of high power airborne ultrasonic transducer: using thermo-couple [J]. Ultrasonics, 2014, 54(3): 821-825.
- [10] KUANG Y, JIN Y, COCHRAN S, et al. Resonance tracking and vibration stabilization for high power ultrasonic transducers[J]. Ultrasonics, 2014, 54(1): 187-194.
- [11] ZHANG H, WANG F, ZHANG D, et al. A new automatic resonance frequency tracking method for piezoelectric ultrasonic transducers used in thermosonic wire bonding[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2015, 235:140-150.
- [12] UCHINO K, HIROSE S. Loss mechanisms in piezoelectrics: how to measure different losses separately[J]. Energy Harvesting & Systems, 2015, 48(1):307-321.
- [13] UCHINO K, ZHENG J, CHEN Y, et al. Loss mechanisms and high power piezoelectrics[J]. Journal of Materials Science, 2006, 41(1):217-228.
- [14] 牛子杰, 闫锋欣, 孙志峻, 等. 基于并联谐振匹配的超声电机阻抗特性[J]. 振动、测试与诊断, 2018, 38(1):73-79. NIU Zijie, YAN Fengxin, SUN Zhijun, et al. Research on impedance characteristics of ultrasonic motor based on parallel resonant matching[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2018, 38(1):73-79. (in Chinese)
- [15] ALI M, FATTAH A, ALI G. Loss mechanisms in piezoceramic materials[J]. Journal of Computational Electronics, 2012, 11(2):196-202.
- [16] ZHUANG Y, URAL S, RAJAPURKAR A, et al. Derivation of piezoelectric losses from admittance spectra[J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2014, 48(4R):041401.
- [17] LIU X, COLLI-MENCHI A, GILBERT J, et al. An automatic resonance tracking scheme with maximum power transfer for piezoelectric transducers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 7136-7145.
- [18] ZHANG H, WANG F, TIAN Y, et al. Electrical matching of low power piezoelectric ultrasonic transducers for microelectronic bonding[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2015, 199:241-249.
- [19] JANG L, KAN W, CHEN M, et al. Parameter extraction from BVD electrical model of PZT actuator of micropumps using time-domain measurement technique[J]. Microfluidics & Nanofluidics, 2009, 7(4): 559-568.



第一作者简介:金家欣,男,1994年2月生,硕士。主要研究方向为功率超声驱动及现场可编程逻辑门阵列应用开发。E-mail: jinjiaxin_1994@foxmail.com

通信作者简介:杨明,男,1968年10月生,博士、教授、博士生导师。主要研究方向为超声电机、精密医疗仪器及微弱信号检测技术。

E-mail: myang@sytu.edu.cn

