

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211007

基于FPGA的超声导波宽带激励源设计*

汪震 杨嘉睿 姜岱松 兰顺 毛汉领

(广西大学机械工程学院 南宁 530004)

摘要: 超声导波检测效率高、距离远,逐渐成为焊缝缺陷检测的有效方法之一。目前国内的超声导波检测信号激励源通常将信号发生器和功率放大器组合使用,操作不方便且功率放大器价格昂贵,不能满足远距检测。为了克服其缺点,设计了一款基于FPGA的超声导波检测宽带激励源。该激励源的激励频率、脉冲周期数、脉冲检测均可根据不同的检测对象灵活可调。在 $50\ \Omega$ 负载上,激励源的功率放大器在 $250\ \text{kHz}\sim 4.5\ \text{MHz}$ 的激励频率范围内能够实现 $100\ \text{V}_{\text{pp}}$ 的输出幅值,可直接驱动压电换能器。软件部分使用Verilog语言设计了各硬件的驱动程序及与上位机的串口通信协议。经试验验证,搭配接收采集模块,激励源可实现 $500\ \text{mm}$ 长焊缝缺陷检测。模块体积小,性能可靠,具有一定的实用价值。

关键词: 超声导波;FPGA;功率放大器;焊缝检测

中图分类号: TP2 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.1050

Design of ultrasonic guided wave broadband excitation source based on FPGA

Wang Zhen Yang Jiarui Lou Daisong Lan Shun Mao Hanling

(College of Mechanical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: Ultrasonic guided wave detection has gradually become one of the effective methods for weld defect detection due to its characteristics of high detection efficiency and long detection distance. At present, the signal excitation source of ultrasonic guided wave detection in domestic usually combines signal generator and power amplifier, which is not convenient to operate and the latter is expensive and has limited performance. In order to surmount its shortcomings, an ultrasonic guided wave detection broadband excitation source based on FPGA is designed. The excitation frequency and pulse cycle number of the excitation source can be flexibly adjustable according to different detection objects. The power amplifier of the excitation source can achieve an output amplitude of $100\ \text{V}_{\text{pp}}$ in the excitation frequency range of $250\ \text{kHz}\sim 4.5\ \text{MHz}$ on a $50\ \Omega$ load, and the piezoelectric transducer can be directly driven. Verilog language is used to design the driver of each hardware and the serial communication protocol with the host computer. The test has verified that the excitation source can achieve defect detection with the receiving and acquisition module on a $500\ \text{mm}$ long weld. The module is small in size, reliable in performance, and has certain practical value.

Keywords: ultrasonic guided wave;FPGA;power amplifier;weld detection

0 引言

焊接是一种常见的连接工艺,被广泛的应用于车辆、航天、船舶制造等领域,焊接技术的不断创新也提高了对焊接质量的要求。焊接时的高温工况和设备误差难免会使焊缝中出现气孔、裂纹等缺陷,及时检测出这些缺陷对确保焊接质量、预防事故发生具有重要意义。超声导波具有检测效率高,检测范围大的特点,能在不损伤材料的情况下快速地

检测出结构内部和表面的缺陷,适合对焊接结构进行长距离大范围检测。

国内外对超声导波在不同对象中的传播机理和检测技术进行了大量的探究,如陈福梁等^[1]设计了一款间歇超声导波激励信号源,采用直接数字式频率合成器(direct digital synthesizer,DDS)芯片能够输出连续可调的正弦激励信号。胡伊菁^[2]研制了一款适合钢轨检测的超声导波激励源,激励频率为 $20\ \text{kHz}\sim 200\ \text{kHz}$,采用达林顿推挽电路

收稿日期:2022-08-08

* 基金项目:广西科技基地与人才专项(AD19259002)、国家自然科学基金(51365006)项目资助

作为功率放大电路。刘修扬等^[3]结合STM32(ARM Cortex-M内核的32 bit微控制器)和现场可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA),研发了一种便携式的钢轨超声导波信号源,该激励源采用5个周期、10个周期的汉宁窗调制信号和正弦信号作为激励信号,但该信号源波形周期数不能连续可调,应用对象有限。刘增华等^[4]使用DDS芯片设计了一款超声导波Chirp信号激励源,实现 $\pm 25\text{ V}$ 、 $100\text{ kHz}\sim 1\text{ MHz}$ 的Chirp信号输出,使用椭圆滤波器来消除DDS的杂散干扰,这些激励信号源输出频率范围有限且输出的激励电压较低。唐志峰等^[5]设计了一种集超声测厚与导波检测一体电磁超声(electromagnetic acoustic transducer, EMAT)的复合式电磁超声换能器,可实现单点检测与大范围扫查相结合、快速定位与准确测量相结合。目前国内的超声导波检测信号激励源通常将信号发生器和功率放大器组合使用,操作不方便且功率放大器价格昂贵,不能完全满足导波远距离检测的要求。本文基于FPGA设计了一款宽带超声导波激励源,能实现激励频率、脉冲周期,脉冲检测灵活可调,且输出电压能达到 100 V_{pp} ,能直接驱动压电换能器。

1 总体方案设计

DDS技术有着分辨率高、带宽切换速率快、集成度高等优势^[6]。实现DDS有两种方案,一种是使用专用的DDS芯片,另一种方案是使用FPGA来搭建DDS系统^[7],通过对程序中的参数进行调节就能实现对信号的频率、相位的控制,运算速度快,运算逻辑更加丰富,且控制的分辨率高,连续性好,抗干扰能力强^[8-10]。虽然前一种方案实现较为简单,但是仪器需要对激励信号加窗,且激励信号为脉冲数出,因此选择我们用FPGA(EP4CE10F17C8)来搭建DDS系统。针对不同厚度的检测焊缝,需要调整激励频率,同时为了得到更高的检测分辨率,将激励源的激励频率范围定为 $250\text{ kHz}\sim 4.5\text{ MHz}$ 。

信号源输出的激励信号幅值只有 5 V 左右,不足以直接驱动压电换能器,需要对其功率放大,市面上的集成的高压功率放大器如美国APEX公司推出的PA85功率放大器在 440 V 单电源供电时输出电压可达 $\pm 215\text{ V}$,但是放大器的压摆率只有 $1\ 000\text{ V}/\mu\text{s}$,在兆赫兹以上的频率工作时输出的幅值有限^[11]。工作频率较高的射频系列功率放大器,如MOTOROLA公司的MRF-157高频功放管,带宽为 80 MHz ,输出功率 600 W ,这类功放工作频率为射频段,且价格昂贵。因此本文用分立元件搭建了一款推挽功率放大电路,性能相比于原来的设计带宽更大,输出功率更高。超声导波激励源的整体方案如图1所示。

2 硬件电路设计

2.1 DA转换电路设计

FPGA合成数字波形后,需要DA模块将数字信号转

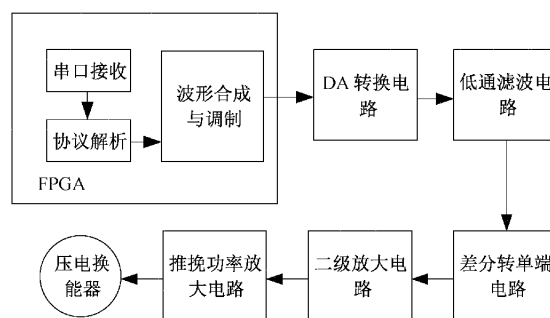


图1 信号源总体方案

化成模拟信号输出,再由后续模块放大。DA转换电路芯片的型号选用ADI公司生产的AD9708高速数模转换芯片,该芯片具有8位并行接口,125 MSPS的转换速率,且功耗低。芯片采用 $+3.3\text{ V}$ 数字电源供电,差分电流输出方案,差分传输可以抑制信号中的共模噪声,抗干扰能力较强。设计时将引脚REFLO接地,芯片使用片内 1.2 V 参考电压,输出接口设置了采样电阻,作用是将输出差分电流信号转换成电压信号。

2.2 低通滤波电路及差分转单端电路设计

从AD9708输出的差分信号带有大量的高频谐波,需要进行滤波处理。在每个差分线路上均设计了一个7阶巴特沃斯低通滤波器,滤波器截止频率为 5 MHz 。电路中设置差分转单端电路,选用成本较低的LMH6643芯片作为核心器件,该芯片具有 130 MHz 的带宽,具有高输入阻抗和高共模抑制比,能够很好的满足要求。该芯片内部集成有两个放大器,第1个放大器实现差分信号到单端信号转换,第2个放大器实现电压放大,电压增益由反馈可调电阻W1控制。芯片采用 $\pm 5\text{ V}$ 双电源供电,设计时在电源引脚加入旁路电容减小电源噪声。

2.3 二级放大电路设计

由于激励信号的频率比较高,单级的功率放大方案由于压摆率和带宽限制不能达到设计要求,需要采用多级放大方案。ADI公司的ADA4870芯片是一款单位增益稳定的高速电流反馈型放大器, 40 V 电源供电时能够提供 1 A 输出电流和 $2\ 500\text{ V}/\mu\text{s}$ 压摆率,能很好的满足要求。每个电源引脚均使用1个 $0.1\ \mu\text{F}$ 的电容和一个 $22\ \mu\text{F}$ 的钽电容来滤除电源噪声,并使用稳压二极管来减小电源电压波动。

2.4 宽带线性功率放大电路设计

宽带线性功率放大电路由直流偏置电路、功放管、高压直流电源和输入输出巴伦变压器组成。

1) 直流偏置电路

直流偏置电路为功率管提供开启电压,使功率管能够导通。电路中重要的元器件:高精度电位器,用于调节偏置电压的大小;保护二极管,防止功率管短路时高压电源损坏偏置电源;低通滤波器,滤除偏置电源中的高频噪声,减小对信号的干扰;选择小阻值电阻减少前级的感性成分与功

率管栅极电容形成 LC 震荡;功率管放电后会储存大量电荷,电阻接地后形成功率管栅极放电回路;设置两个反向串联的齐纳二极管,型号为 1N4744,反向击穿电压为 15 V,作用是限制功率管栅极电压在 15 V 以下;功率管的并联反馈回路,增大了线性范围,提高了放大电路的稳定性。 R 、 C 数值可由式(1)得出。

$$RC \geq \frac{1}{2\pi f_c} \quad (1)$$

其中, f_c 为低通滤波器的截止频率,这里截止频率取 150 kHz。

本文选用 Infineon 公司推出的 N 沟道增强型场效应晶体管 IRFB4620 作为功放管,其主要参数如表 1 所示。

表 1 IRFB4620 主要性能参数(25 °C)

参数名称	数值
最大漏级电压 V_{DSS}/V	200
最大漏级电流 I_D/A	25
开启电压 V_{GS}/V	3~5
最高结温 $T_j/^\circ C$	175
壳到散热片 $R_{cs}/(^\circ C \cdot W^{-1})$	0.5
最大耗散功率 P_D/W	144
上升时间 t_r/ns	22.4
下降时间 t_f/ns	14.8
结到壳热阻 $R_{jc}/(^\circ C \cdot W^{-1})$	1.045
额定值降低因素 $K/(W \cdot ^\circ C^{-1})$	0.96

2) 高压直流电源

采用 50 V 开关直流电源作为 MOS 管漏级供电电源,开关电源的开关振荡频率为 65 kHz。电路中设置大功率扼流圈,作用是防止 MOS 管漏级输出的高压交流信号进入电源,扼流圈就是一个可以“隔交通直”的大功率电感。电路工作时电源输出电流约为 980 mA,则每条支路的等效阻抗约为 50 Ω ,扼流圈要求在最低频率处的阻抗值远大于负载阻抗,取 10 倍的负载阻抗数值为扼流圈最小阻抗。每个扼流圈电感值的大小可以由式(2)计算得到。

$$L \geq \frac{10R_L}{2\pi f} = \frac{10 \times 50}{2\pi \times 250 \times 10^3} = 318 \mu H \quad (2)$$

实际使用时,扼流圈电感值取 330 μH ,漆包线的直径为 1 mm。电路中的低通滤波器,防止电源振荡时产生的噪声对信号产生干扰,截止频率设计为 45 kHz,经计算后电容值取 100 nF,电感值取 220 μH 。此外,电路中还配备了电源旁路电容,“通交隔直”的耦合电容,将交流信号传输给变压器输出。

3) 巴伦变压器

设计功率放大器的一个重要步骤是阻抗匹配。输入阻抗匹配可以改善增益的平坦度,降低信号输入的驻波比,输出端阻抗匹配可以使功率放大器的效率最大化,巴伦变

器可实现阻抗变换^[12],本文采用宽带巴伦变压器进行阻抗匹配。

巴伦的主要构成为高磁导率磁芯和磁环上绕制的传输线,巴伦的磁环常用锰锌铁氧体和镍锌铁氧体材料。锰锌铁氧体材料的初始磁导率很高(400~20 000 $H \cdot m^{-1}$),饱和磁感应强度为 400~530 mT,在 1 MHz 的频率下表现很好;镍锌铁氧体磁导率较低,使用的频率比锰锌铁氧体高,工作频率为 100 kHz~100 MHz,尤其在 1 MHz 以上有良好的表现。因此,本文选用镍锌铁氧体磁环,磁环型号为 NXO-1000,初始磁导率为 1 000 $H \cdot m^{-1}$,饱和磁通密度 $B_s=300$ mT,磁环的尺寸为 22 mm×11 mm×5 mm。

绕制巴伦时通常选用射频同轴线作为线材,但是射频同轴线线径较粗,磁环的内径有限,本文制作时选用漆包双绞线代替同轴线。绕制时需要考虑线圈的等效电感量,等效电感量可以反映下限频率处反射能量的大小,电感量的取值不能大于实际需要的电感值,其值可由式(3)计算得到。

$$L = \frac{4R}{\omega_{\min}} \quad (3)$$

其中, ω_{\min} 为工作最小角频率, R 为巴伦工作频带的输入阻抗。

阻抗匹配时需要将负载阻抗匹配到和电源阻抗值共轭^[13]。在功率放大电路中,阻抗匹配指电源负载阻抗为其最佳负载值,本文设计的功率管输出电路可以看成是一个共源放大电路,直流电源最佳负载的值可由式(4)计算得到。

$$R_{opt} = \frac{2V_{DD}}{I_{PP}} \quad (4)$$

其中, V_{DD} 为 MOS 管漏级电源电压, I_{PP} 为负载电流, R_{opt} 为最佳负载阻值。

本文设置静态工作点时 MOS 管的漏极电流约为 980 mA,实际电源输出电流为 1.96 A,由式(4)可以计算得到电源的最佳负载值约为 50 Ω ,与仪器的输出阻抗相同,则输出端的平衡-不平衡巴伦阻抗变换比为 1:1,进一步可由式(3)计算得到磁环的电感量为 127 μH 。该型号磁环的电感系数 $A_L=690$ nH/N²,截面积 $A_c=26.4$ mm²,则巴伦的绕线圈数可由式(5)计算得到,设计时巴伦磁环的磁通密度应该小于饱和磁通密度,巴伦的最大磁通量可由式(6)计算得到。

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (5)$$

$$B = \frac{V_{\max}}{\omega \cdot A \cdot N_{\max}} \quad (6)$$

式中: L 为最大电感量, N 为线圈的圈数, B_{\max} 为最大磁通密度,单位为 T, ω 为角频率,单位为 rad/s, A 为磁环截面积,单位为 m², V_{\max} 为绕线上最大的电压值,这里取 50 V。代入相关参数后计算 N 为 13.5 圈,取 N 为 14 圈。最小工作频率取 250 kHz,由式(3)~(6)计算得到 B_{\max} 的值为

86.1 mT, 小于 B_s , 设计合理。

输入端巴伦实现的是不平衡-平衡转换, 承受的功率很小, 使用的频率范围和输出频率相同, 实际使用时也将输出端巴伦用在输入端。在宽带电路中, 传输线变压器常采用分布式绕线法绕制, 此时绕线在磁环上分布较均匀, 可以减小巴伦的寄生电容。巴伦绕制及接线的示意图如图2所示。

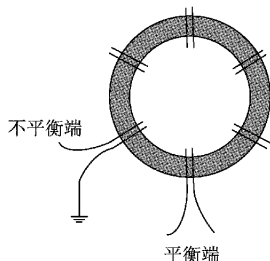


图2 巴伦分布式绕法示意图

3 软件设计

软件模块包括串口接收、波形合成与调制、DA驱动和协议解析4个子模块, 其工作过程为: 上位机通过串口协议将数据帧传给板卡, 数据帧经串口接收后, 首先经过串口接收模块将串行数据转换成并行数据, 将其存入先进先出(first input first output, FIFO)模块, 协议解析模块从FIFO中读取数据帧并对数据帧进行解析, 将其中有效的数据信息发送给波形合成与调制模块, 波形合成与调制模块将用户需要的激励信号合成后输入到DA芯片输入模拟波形。

3.1 串口接收模块软件设计

本文用串口接收模块来将串口通信数据帧^[14]接收后传输给协议解析模块, 模块输入时钟为系统时钟50 M时钟, 串口的波特率设置为115 200。两者速度相差较大, 因此先对系统时钟进行26分频, 然后在模块内每16个时钟周期进行一次采样来实现与波特率的速度匹配。串口接收的状态机如图3所示, 一个包含4个状态, 空闲状态、接收起始位、接收数据位、接收停止位。当检测到FIFO模块写满信号full_fifo为0且脉冲信号rcv_pulse的下降沿时, 状态机进入到接收起始位状态, 然后根据计数器cnt的值, 每隔16个周期进行一次采样, 将数据帧中字节赋值给16位数组rcv_tem, 当一帧数据(8 byte)赋值结束后(cnt=143)计数器清零, 状态进入接收停止位状态, 将数组的值赋值为输出信号rcv_out, 当计数器等于9时进入空闲状态, 等待下一次接收。

3.2 波形合成与调制模块软件设计

FPGA合成正弦波信号采用的是DDS原理^[15], 其原理如图4所示。本文参考时钟 f_{clk} 取DA工作频率125 MHz, N 取32, K 为频率控制字, 首先需要计算出正弦波的频率和频率控制字之间的关系, 然后输入不同的控制字即可合

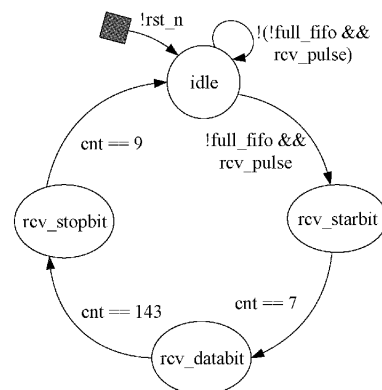


图3 串口接收状态机

成不同频率的正弦波。通过MATLAB生成正弦波的数据查找表, 将其存储在随机存取存储器(random access memory, RAM)中, 按照DDS的原理读取RAM中的数据, 最终得到所需频率、周期数、间隔周期的正弦波。汉宁窗调制信号采用同样的原理得到, 使用乘法器来完成两信号的相乘, 使用FPGA工具合成的正弦和汉宁窗数字信号均为无符号的数, 而两信号相乘时正弦信号应为有符号数据, 在进行乘法运算前已将正弦信号转换为有符号的数输入乘法器, 乘法器输出转换成无符号的8位数输入到DA驱动模块。

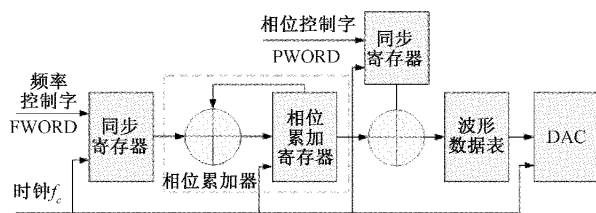


图4 DDS原理框图

3.3 DA驱动模块软件设计

乘法器输出的信号送到DA驱动模块内部, 按照设定的激励参数将数据发送给DA芯片, 此模块的主要功能为波形发送的逻辑控制, 其内部状态机如图5所示, 主要包括初始状态, 发送波形状态, 发送空白信号状态。当完成数据帧的解析时, 触发send_en信号, 状态机由idle状态跳转至send_wave状态, 即发送波形状态, 保持此状态直到计数器的值等于计算的脉冲宽度对应的值时, 进入发送空白信号状态, 即停止信号发送, 当计数器的值等于发送间隔时长对应的值时, 重新回到idle状态。按照此循环完成脉冲信号的发送。

3.4 协议解析模块软件设计

仪器的波形参数由操作人员通过上位机串口发送模块来发送, 需要接收并解析上位机发送来的数据帧。数据帧中各个字节说明如表2所示。

帧解析的程序逻辑用状态机来实现, 如图6所示。图6中跳转条件1是收到数据帧长度不小于设计帧长度,

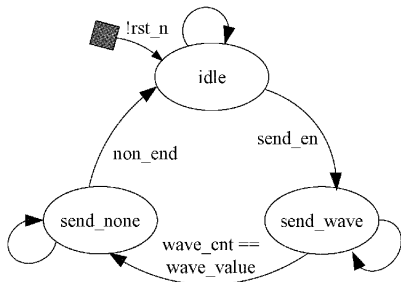


图 5 波形发送模块状态转移图

表 2 上位机与仪器通信数据帧说明

名称	说明
帧头 1	0xEB
帧头 2	0X90
功率增益	h0001-h0320, 精度 0.1 dB
频率	h01-h12
波形周期数	h01-h0A
脉冲间隔	h01-h14
保留位	hxx
CRC 校验	CRC8 校验

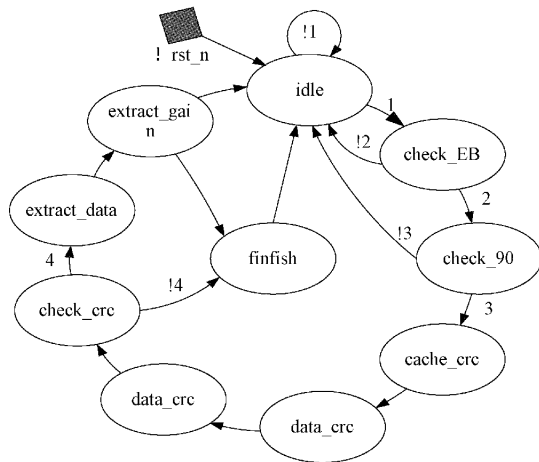


图 6 协议帧解析状态转移图

跳转条件 2 和 3 分别是帧头是否为 EB 和 90。

协议数据帧解析过程的一共有 10 个状态来完成, 每个状态的意义及转移条件如下:

idle: 空闲状态, 拉低解码完成信号 deco_done, 检测到字节长度 data_length 不小于 9 byte(条件 1) 则跳转至下一状态, 否则跳回 idle 状态;

check_EB: 检查第 1 个帧头, 数据帧第 1 个字节是 0xEB(条件 2), 则跳转至下一状态, 否则跳转回 idle;

check_90: 检查第 2 个帧头, 数据帧的第 2 个字节是 0x90(条件 3), 是则跳转至下一状态, 否则跳转回 idle;

cache_crc: 提取接收帧中的 CRC 校验码, 将其存放到寄存器中, 进入下一个状态;

check_crc: 对比计算和收到数据帧中的校验码(条件 4), 两者相同则进入下一状态, 不同则直接进入结束状态;

data_crc: 将需要校验的数据发送给 CRC8 校验模块, 进入下一状态;

extract_data: 提取数据帧中 8 位频率、波形周期数和脉冲间隔信息并存入相应寄存器;

extract_gain: 提取数据帧中放大增益倍数, 存入寄存器 gain_out;

finish: 解析结束跳转回空闲状态。

4 实验验证

4.1 激励电压测试

激励电压的测试依据标准 GB/T 27664.1-2011。标准要求为误差不超过 10%。测试时选取 250 kHz、1 MHz、2.5 MHz 和 4.5 MHz 的频率进行测试, 测试的结果如图 7(a)~(d)所示。图 7 中可以看出各种频率时激励电压均可以达到 100 Vpp, 能按要求实现高压脉冲输出, 误差在 2 V 以内, 满足国标的规定, 且波形失真小, 功率放大模块能正常工作, 仪器输出达到了设计指标要求。

各个频率的激励信号频率实测值与设定值对比如表 3 所示。

表 3 10 周期汉宁窗调制正弦波激励频率

设定值/MHz	实测值/MHz	误差/%
0.25	0.248 9	0.44
1.0	1.020 0	2.00
2.5	2.488 0	0.48
4.5	4.531 0	0.68

4.2 有效输出阻抗测试

输出阻抗测试的方法依据标准 GB/T 27664.1-2011, 利用式(7)计算激励源的有效输出阻抗 Z_0 。

$$Z_0 = 50 \times 75 \frac{(V_{75} - V_{50})}{(75V_{50} - 50V_{75})} \Omega \quad (7)$$

式中: V_{50} 和 V_{75} 分别为接有 50 Ω 和 75 Ω 负载时, 示波器上读取的电压最大值。

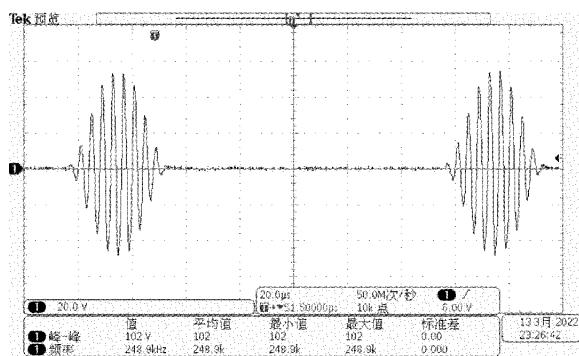
测量结果如表 4 所示, 国标技术要求, 在规定值的 $\pm 20\%$ 以内, 并且不大于 50 Ω , 经计算一起输出阻抗为 $Z_0 = 47.2 \Omega$, 误差为 5.6%, 符合要求。

表 4 超声导波检测仪输出阻抗测试结果

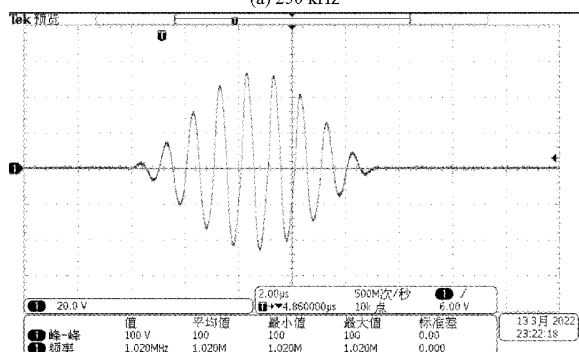
负载电阻 (R)/ Ω	电压最大值 (V_{max})/V	电压最小值 (V_{min})/V	峰峰值 (V_{pp})/V
50	20.1	-20.8	40.9
75	23.6	-25.2	48.8

4.3 激励源功能测试

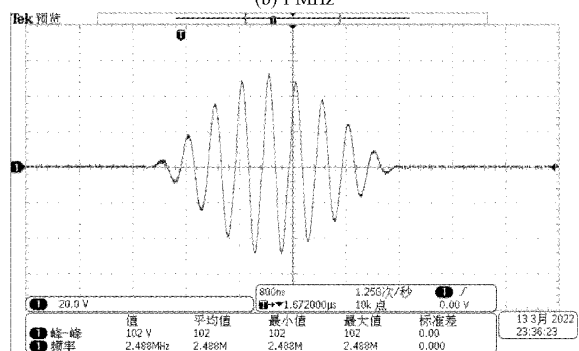
接通仪器电源, 将仪器信号源的输出测试点和示波器



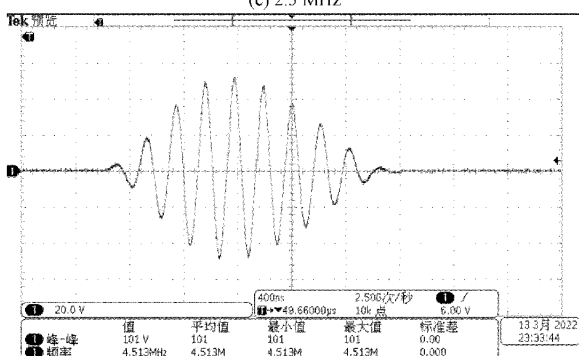
(a) 250 kHz



(b) 1 MHz



(c) 2.5 MHz

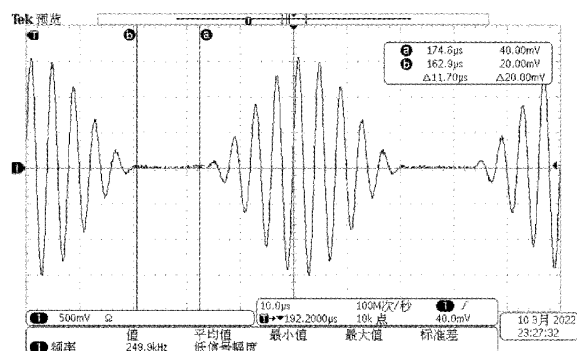


(d) 4.5 MHz

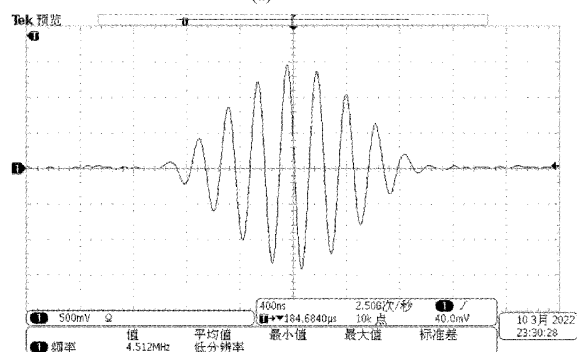
图7 各频率下仪器激励电压实验测试结果

连接,对信号源输出的模拟波形进行测试。测试时串口调试助手替代上位机发送协议帧。设置激励信号的周期为10周期,输出脉冲频率分别为250 kHz和4.5 MHz,使用示波器观察模拟信号的输出,结果如图8(a)~(b)所示。实验表明该模块能按照要求输出波形,输出频率和脉冲间

隔均满足设计要求且波形完整,也验证软件波形合成和协议解析模块均能正常工作。



(a) 250 kHz



(b) 4.5 MHz

图8 波形合成功能测试结果

4.4 焊缝缺陷检测实验

进一步在焊缝上进行缺陷检测实验,焊缝试件的尺寸如图9所示。缺陷宽度为2 mm。使用设计的信号激励源搭配信号接收采集模块完成焊缝的缺陷检测,A点为检测时探头位置,实验得到的结果如图10所示。

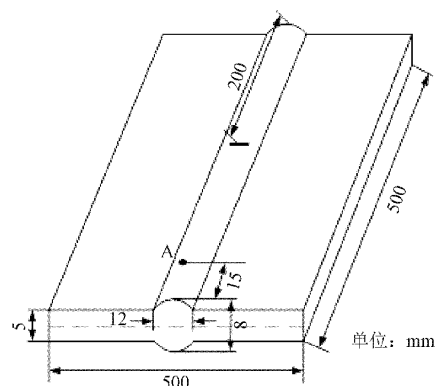


图9 焊缝试件尺寸图

从图10中可以明显看到缺陷回波和端面回波,缺陷回波信号的幅值较高。回波信号的波包较多是由于焊缝的表面存在鱼鳞状干扰,所设计的信号激励源能够实现压电换能器的驱动。

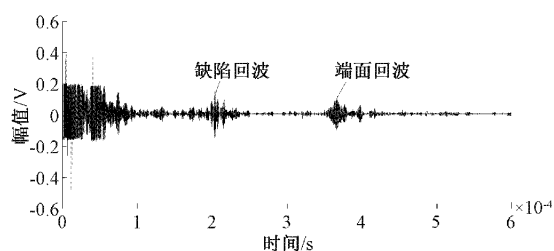


图 10 焊缝缺陷检测回波信号

5 结 论

本文设计了一款宽带的超声导波激励信号源。信号源可以实现激励周期,脉冲周期数,脉冲间隔连续灵活可调,在不同的检测条件下可以选择不同的激励参数。为了获得足够高的激励电压,使用分立元件设计了一款线性推挽功率放大电路,在 $50\ \Omega$ 负载上能将信号源的输出线性放大到 $100\ \text{V}_{\text{pp}}$,直接驱动压电换能器。实验测试结果表明,超声导波激励源可靠性高,搭配信号接收采集模块能够实现 $500\ \text{mm}$ 焊缝的缺陷检测,满足设计要求。

参考文献

- [1] 陈福梁,杨世锡,甘春标,等.基于 DDS 的超声导波间歇扫频信号源设计[J].仪表技术与传感器,2014,(3):32-34.
- [2] 胡伊菁.适合钢轨缺陷检测的超声导波激励源设计[D].武汉:武汉纺织大学,2017.
- [3] 刘修扬,周杏芳.基于 STM32 和 FPGA 的钢轨超声导波信号源设计[J].电子测量技术,2018,41(11):126-130.
- [4] 刘增华,张蒙,张梅菊,等.基于 AD9854 的超声导波激励电路设计[J].测控技术,2020,39(6):8-13.
- [5] 唐志峰,孙兴涛,张鹏飞,等.集测厚与导波检测于一体的复合式电磁超声换能器研究[J].仪器仪表学报,2020,41(9):89-109.
- [6] 冯宇航,任勇峰,刘东海.基于 FPGA 的多路信号源的设计与实现[J].电子测量技术,2021,44(11):136-140.
- [7] 崔永俊,王晋伟,贾磊,等.基于 FPGA 的 DDS 信号发生器的设计与实现[J].电子器件,2016,39(2):339-343.
- [8] 翟华,闫梦飞,吕庆洲,等.组合 FPGA 光电传感器阵列的顶管机激光姿态测量系统[J].电子测量与仪器学报,2020,34(7):50-57.
- [9] 张晓娜,杨录,田力,等.超声导波谐振式传感器驱动电路设计[J].国外电子测量技术,2021,40(4):87-92.
- [10] 杨坤,王志斌.基于 FPGA 的数字程控中频放大电路设计[J].国外电子测量技术,2020,39(2):111-117.
- [11] 徐辽,范青武,刘旭东,等.基于 PA85A 的高精度动态压电陶瓷驱动电源设计[J].压电与声光,2018,40(4):564-567.
- [12] 李勇,刘强,陈宇.低成本宽带 90° 巴伦的研究与设计[J].微波学报,2017,33(6):31-34.
- [13] 麻章林,杨日福.基于 VAPAR 的改进超声换能器阻抗匹配电路[J].科技通报,2019,35(7):16-20,32.
- [14] 张继国.一种利用 FPGA 实现串口通信的设计[J].电子世界,2020(12):124-125.
- [15] ZHANG X, ZHAO X, ZHOU B. The design of direct digital synthesizer based on cordic algorithm and FPGA implementation [C]. International Conference on Computer Engineering, Information Science and Application Technology, 2016(7): 98-103.

作者简介

汪震,硕士研究生,主要研究方向为无损检测、嵌入式开发、控制工程等。

E-mail: 821313567@qq.com

杨嘉睿,硕士研究生,主要研究方向为嵌入式通信。

E-mail: 2945602968@qq.com

姜岱松,硕士研究生,主要研究方向为控制工程、嵌入式开发。

E-mail: dai_songsong@foxmail.com

兰顺,硕士研究生,主要研究方向为无损检测、硬件电路设计和嵌入式软件开发。

E-mail: 15171318084@qq.com

毛汉领,教授,博士生导师,主要研究方向为金属结构及零件疲劳损伤的非线性检测、超声非线性检测的理论及方法。

E-mail: maohl79@gxu.edu.cn