

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2018.03.07

超声相控阵无损检测仪器关键技术研究

刘桂雄, 唐文明, 李宇中

(华南理工大学 机械与汽车工程学院, 广东 广州 510640)

摘要: 超声相控阵仪器作为无损检测关键设备之一, 对材料内部缺陷分析、参数检测、失效评估等研究具有重要意义。本文从相控阵技术原理入手, 分析编码激励、延时聚焦、数字信号快速处理、大数据传输与调度模块各关键模块工作机理, 根据仪器检测性能指标要求, 从仪器实时性、灵活性、精度等方面对关键技术进行深入研究, 并通过实验验证各关键模块的实现效果。研究成果对于无损检测仪器的高精度化、高速化、高效率化, 具有重要的实际应用价值。

关键词: 超声相控阵; 编码激励; 延时聚焦; 数字信号快速处理; 大数据传输与调度

中图分类号: TB9; TG86

文献标识码: A

文章编号: 1674-5795(2018)03-0099-13

Research on Key Technologies of Ultrasonic Phased Array Nondestructive Testing Instrument

LIU Giuxiong, TANG Wenming, LI Yuzhong

(School of Mechanical & Automotive Engineering, South China Univ. of Tech., Guangzhou 510641, China)

Abstract: As one of the key equipment for non-destructive testing, ultrasonic phased array instrument is of great significance for internal defect analysis, parameter detection and failure evaluation of materials. This paper starts with the principle of phased array technology and analyzes the working mechanisms of key modules such as coded excitation, delayed focus, digital signal fast processing, big data transmission and dispatching module. According to the requirements of the instrument detection performance index, in-depth researches were conducted on the key technologies from the aspects of real-time, flexibility, and precision of the instrument, and experiments were carried out for verification of the implementation of key modules. The research results have important practical value for the high-precision, high-speed, and high-efficiency of nondestructive testing instruments.

Key words: ultrasonic phased array; coded excitation; delayed focus; digital signal fast processing; big data transmission and scheduling

0 引言

超声相控阵检测技术是在常规超声 UT 基础上应用相控阵雷达技术, 通过电子偏转技术产生不同相位电脉冲, 分别激发多阵元晶片产生聚焦波束, 完成对被测工件全方位扫查检测^[1]。基于超声相控阵检测技术研制而成的各类超声相控阵仪器具有空间声场完整覆盖(无须移动探头)、准确度高、抗干扰能力强、全方位实时超声成像等特点, 是材料内部缺陷分析、参数检测、失效评估等研究的重要科学仪器^[2]。近年来随着新型材料、大规模集成电路、多任务操作系统等技术的发展, 发射能量、声束延时精度、信号处理能力、高速缓存与传输能力等方面都有较大提高, 使得超声相控阵检测已逐渐成为气轮机叶片(根部)裂纹、飞机雷达罩、石油天然气管道焊缝、火车轮毂、核电站封头、奥氏体焊缝检测、风力发电轴承复合材料等重要领域的检测手段^[3-4]。

目前国内外超声相控阵设备在发射能量^[5]、声束

延时精度^[6]、信号处理能力^[7]、信噪比^[8]、高速缓存与传输能力^[9]等方面还有大量提升空间, 开展提高超声相控阵系统测量精度与实时性能关键技术研究意义重大。本论文研究提高超声相控阵系统关键技术, 从超声相控阵功能构架入手, 重点研究编码激励、聚焦延时精度、高速信号处理、大数据存储与缓存等方面的理论方法与实现技巧, 并把这些应用于超声相控阵仪器的研制。

1 超声相控阵检测仪器架构与关键模块分析

图 1 为超声相控阵仪器系统架构图, 系统主要由超声收发硬件系统、编码激励、延时聚焦、数字信号处理、传输调度等模块组成。其中前端收发硬件系统对发射信号进行升压激励, 再对其回波调理; 编码激励、延时聚焦完成超声激励信号控制、聚焦, 信号处理模块完成关键函数 CORDIC 算法实现以及分辨力提升、成像处理等, 调度传输完成多组扫查数据以共享

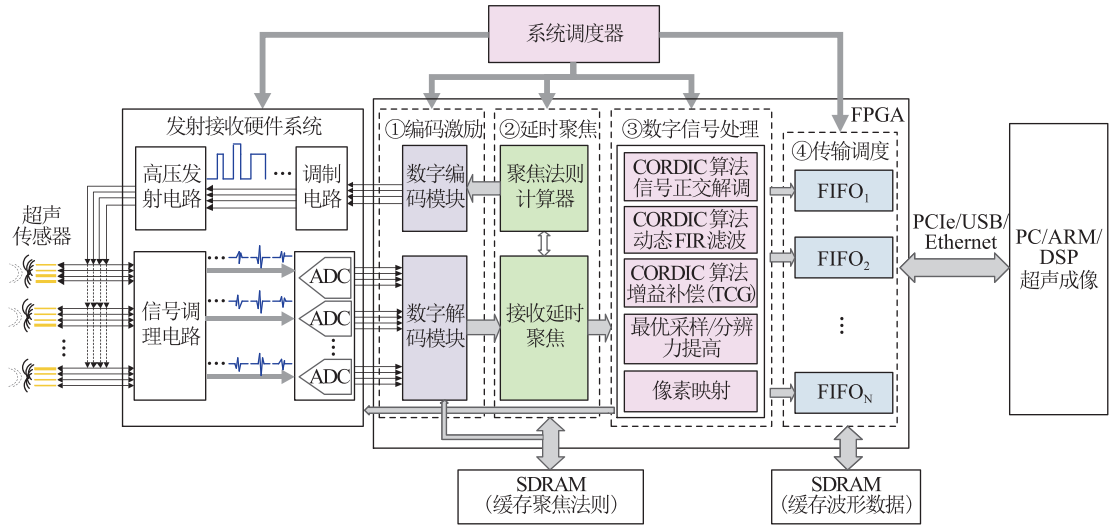


图1 超声相控阵仪器结构框图

带宽方式传输数据到外设，上位机(PC/ARM/DSP)完成图像重建。

根据最新版美国锅炉压力容器法规 ASM-E BPVC，超声相控阵探伤仪系统包括声束轮廓宽度、声束变角范围、阵元激活能力、聚焦能力、参数和数据显示的计算机控制能力、楔块衰减和延迟校正精度、线性度等特性评价指标。图2列出相控阵仪器指标与主要关键处理模块相互关系，具体包括：探头及发射电路、编码激励因素方面主要是结合快速响应的发射电路，可使得激励后的波形振动周期少(横向分辨力高)；编码激励技术由多脉冲激励间接提高发射能量，提高纵向分辨力，对仪器本身的声束轮廓宽度、变角范围、阵元激活能力、线性度均有直接影响；聚焦法则与聚焦精度因素方面各类聚焦法则(包括单点聚焦、动态聚焦、合成孔径)以及聚焦精度均直接影响声束变角范围、聚焦能力、数据显示准确性等指标。聚焦精度是各类聚焦法则实现基础，决定焦点位置准确性与能量聚合的有效性；数字采样分辨力因素方面，超声相控阵仪器存在模拟信号数字化量化误差，基于仪器对缺陷尺寸判定法则，缺陷回波幅度峰值是直接判据。直接影响仪器聚焦能力、参数和数据显示的计算机控制能力、楔块衰减和延迟校正精度、线性度；大数据处理与缓存、传输等方面，在大阵元、多组扫描模式下，会直接影响到仪器收发系统控制、处理能力，包括阵元激活能力、聚焦能力、楔块衰减和延迟校正精度，为仪器参数和数据显示的计算机控制能力、线性度以及实时性能提供重要保障。

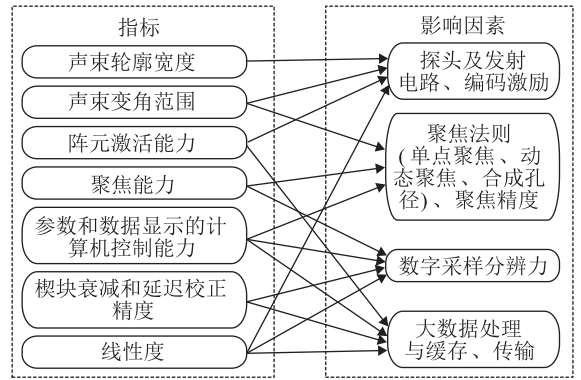


图2 相控阵仪器指标与关键模块对应关系

2 提高系统性能关键技术研究

2.1 准单次正交 Golay 编码激励技术

与传统单脉冲激励相比，在相同硬件条件下，超声相控阵系统编码激励技术的发射脉冲数量、相位、幅度具有多样性，通过一定解码能得到跟单脉冲一样的横向分辨力，纵向分辨力可大幅提高。目前编码模型中正交互补 Golay 码编解码效果较理想。图3为超声仪器信号收发模型，对应参量设置见表1。

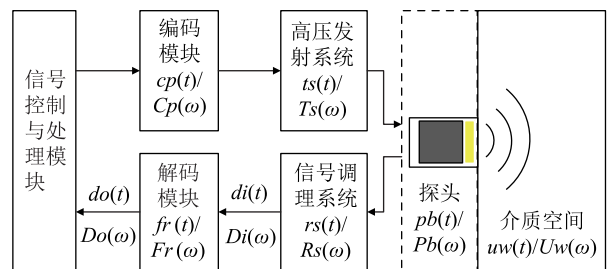


图3 超声仪器信号收发模型

表1 超声仪器收发模块各环节参量说明

参量类型	时域	频域
编码激励序列函数	$c_p(t)$	$C_p(\omega)$
发射电路系统传递函数	$t_s(t)$	$T_s(\omega)$
超声探头冲激响应	$p_b(t)$	$P_b(\omega)$
声波在介质中传递函数	$u_w(t)$	$U_w(\omega)$
信号调理系统传递函数	$r_s(t)$	$R_s(\omega)$
解码模块冲激响应	$f_r(t)$	$F_r(\omega)$
整个硬件电路系统函数	$h_d(t)$	$H_d(\omega)$
解码模块输入信号	$d_i(t)$	$D_i(\omega)$
解码模块输出信号	$d_o(t)$	$D_o(\omega)$

以‘*’表示卷积运算，若采用 Golay A, B 码(时域表达式: $a(n)$, $b(n)$), 频域表达式: $A(\omega)$, $B(\omega)$) 进行激励, 其激励过程可分别表示为 $h_d(n) * a(n)$, $h_d(n) * b(n)$ 。由于正交互补 Golay 码需两次激励方能实现一次理想解码, 一定程度降低超声相控阵仪器扫查效率, 且在一些自动化动态扫查过程中, 会产生超声波激励位置相对变化, 导致两次发射、接收波形不一致而影响解码效果问题。为避免上述问题, 需采用单次激励模式。图 4 为提出的准单次激励正交互补 Golay 码编解码方法总体框图。

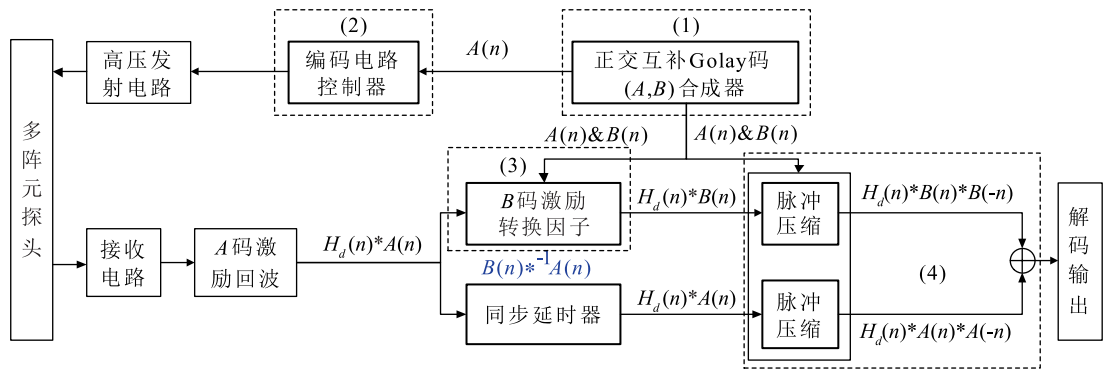


图4 准单次激励正交互补 Golay 码编解码总体框图

根据图 4 中信号走向关系, 超声回波 $d_o(t)$, $D_o(\omega)$ 可表示为

$$\begin{cases} d_o(t) = c_p(t) * t_s(t) * p_b(t) * u_w(t) * p_b(t) * r_s(t) * f_r(t) \\ D_o(\omega) = C_p(\omega) T_s(\omega) P_b(\omega) U_w(\omega) P_b(\omega) R_s(\omega) F_r(\omega) \end{cases} \quad (1)$$

图 4 所示准单次激励正交互补 Golay 码编解码方法, 只需 A 码激励一次, 通过软件算法实现 A→B 码激励转换, 其数学表达式如下

$$\begin{aligned} H_d(\omega) \cdot B(\omega) &= H_d(\omega) A(\omega) [B(\omega) A(\omega)^{-1}] \text{ (频域)}, \\ \Leftrightarrow h_d(n) * b(n) &= h_d(n) * a(n) \cdot [b(n) *^{-1} a(n)] \text{ (离散时域)} \end{aligned} \quad (2)$$

图 4 中脉冲压缩与矢量合成模块作为其核心内容。其中, 正交互补 Golay 码合成器产生不同长度的 Golay 码型; 编码电路控制器实现编码调制; A→B 码激励转换因子, 实现 A 码到 B 码激励效果转换, 该过程易于 FPGA 硬件灵活实现。其编码激励具体实现方案见作者文献[10-13]。

2.2 纳秒级精度延时聚焦技术

超声相控阵仪器通过增加楔块增大声波在介质中折射角来扩大扫查范围, 其检测原理基于费马原理,

声束在介质中以最短路径进行传播, 图 5 为超声相控阵仪器声波聚焦原理图, 表 2 列出对应的参数说明。声波通过楔块传播到被测工件表面再折射到焦点 $F(x, y)$ 形成聚焦。

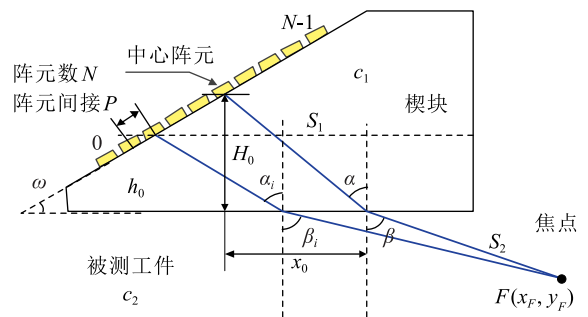


图5 超声相控阵仪器聚焦原理图

超声相控阵仪器检测流程包括发射聚焦与接收聚焦, 都由聚焦法则所控制, 下面将计算各阵元发出声波传播到焦点 F 的时间 $t_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 。

图 5 与表 2 参数说明, 对楔块上 N 阵元编号分别为 $0, 1, \dots, N-1$, 建立图 6 所示带楔块延时聚焦坐标系。

表2 发射聚焦的参数表

变量参数	说明
c_1, c_2	楔块声速、被测工件声速
N, P, ω	阵元数、阵元间距、楔块倾斜角
α, β	中心阵元声束到达焦点入射角、出射角
α_i, β_i	第 <i>i</i> 阵元声束到达焦点的入射角、出射角
y_F, x_F	聚焦深度、聚焦点相对中心阵元的横坐标
S_1, S_2	中心阵元声束在楔块、工件中的声程
x_0	中心阵元横坐标绝对值
h_0	第0阵元中心到楔块低端距离
t_0, t_i	中心、第 <i>i</i> 阵元声束到达焦点经历时间
Δt_i	第 <i>i</i> 阵元与中心阵元声束到达焦点时间差

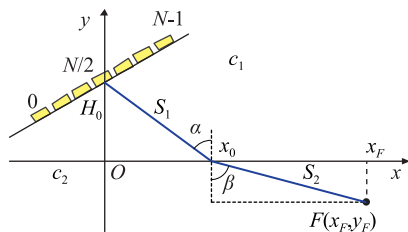


图6 带楔块延时聚焦坐标系

阵元为奇数时，中心阵元编号为 $N/2$ ，以该阵元经过 y 轴，折射界面为 x 轴(单位: mm)， $H_0 = h_0 + (N/2) \cdot P \cdot \sin(\omega)$ ，先算出中心阵元到达焦点 F 的时间 $t_{N/2}(x_0)$ ，可列出发射聚焦延时计算式为

$$\begin{cases} S_1 = \sqrt{H_0^2 + x_0^2} \\ S_2 = \sqrt{y_F^2 + (x_F - x_0)^2} \\ t_{\frac{N}{2}}(x_0) = \frac{S_1}{c_1} + \frac{S_2}{c_2} = \frac{\sqrt{H_0^2 + x_0^2}}{c_1} + \frac{\sqrt{y_F^2 + (x_F - x_0)^2}}{c_2} \end{cases} \quad (3)$$

其中， $x_0 \in [0, x_F]$ 。

基于声束在介质中以最短路径传播的原理，求解方程式(3)，等价于求解 $x_0 \in [0, x_F]$ 使得 $t_{N/2}(x_0)$ 最小，对其求导数 $t'_{\frac{N}{2}}(x_0)$ 为

$$t'_{\frac{N}{2}}(x_0) = \frac{x_0/c_1}{\sqrt{H_0^2 + x_0^2}} - \frac{(x_F - x_0)/c_2}{\sqrt{y_F^2 + (x_F - x_0)^2}} \quad (4)$$

令 $t'_{\frac{N}{2}}(x_0) = 0$ ， x_0 换成 x ，由 $(x/c_1)/\sqrt{H_0^2 + x^2} - [(x_F - x)/c_2]/\sqrt{y_F^2 + (x_F - x)^2} = 0$ 得高次方程式为

$$f(x) = x^4 - 2x_F x^3 + \frac{c_2^2(y_F^2 + x_F^2) - c_1^2(H_0^2 + x_F^2)}{c_2^2 - c_1^2} x^2 + \frac{2c_1^2 x_F H_0^2}{c_2^2 - c_1^2} \cdot x - \frac{c_1^2 H_0^2 x_F^2}{c_2^2 - c_1^2} = 0 \quad (5)$$

式(5)属于一元高次方程，解 x 表达式异常复杂，故提出一种区间压缩法求解一元高次方程的方法，具体实现方案文献[14]。

聚焦法则计算器设计的时延值(发射脉冲聚焦)，下面通过 **CIC** 内插滤波技术实现接收时延聚焦，与普通 **FIR** 滤波器不同，**CIC** 滤波器存在特殊反馈结构，其结构不能简单地多相分解， N 阶 **CIC** 滤波器数学表达式为

$$H(z) = \left[\sum_{k=0}^{I \cdot M - 1} z^{-k} \right]^N \text{ 或 } H(z) = \frac{(1 - z^{-I \cdot M})^N}{(1 - z^{-1})^N} \quad (6)$$

N 阶 **CIC** 滤波器可等效为 N 个抽头系数为 1 的 **FIR** 滤波器单元级联，也等效为 N 个积分、梳状滤波器组合。其参数说明： N 为 **CIC** 滤波器阶数， I 为抽取或内插系数， M 为梳状滤波延时因子，本文取 1。

图7为典型 I 倍内插 **CIC** 滤波器结构框图，由梳状滤波器、内插器、积分器组成。

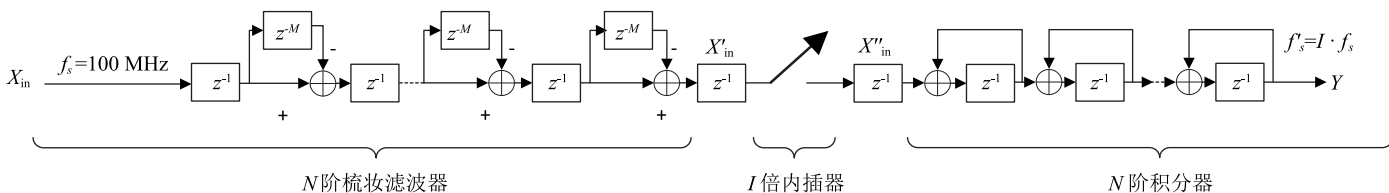


图7 典型 I 倍内插 **CIC** 滤波器结构框图

速率 f_s 信号经 I 倍内插器后速率急剧提升为 $I \cdot f_s$ ，使得后续积分器运行在高速率环境(增加 **FPGA** 实时处理负荷)，须对内插器、积分器部分进行改造。使内插、多相分解同时进行，在 f_s (非 $I \cdot f_s$) 数字系统频率下运行，以减轻硬件负荷；对内插、积分器进行合并、重组，分成 I 相输出，各相还是运行在 f_s 信号速率，经改造后 **CIC** 滤波

器多相分解信号流程图如图8所示(z^{-1} 表示存储器、“ \oplus ”表示加法器)。可使得输入速率 f_s 信号 X_m 经 I 倍多相内插后分别输出 $Y(0) \sim Y(I-1)$ 相，相邻延时精度 $1/(I \cdot f_s)$ ，为实现超声相控阵回波聚焦做准备。

令 $x = N$ (**CIC** 滤波器阶数)， $Y(y)$ 为输出相，可得 **CIC** 滤波器多相内插公式为

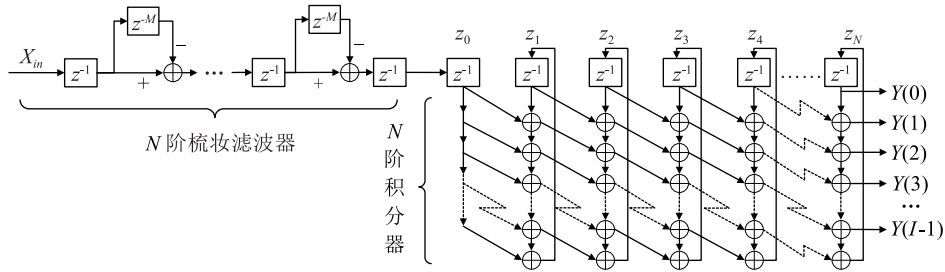


图8 CIC滤波器多相分解的信号流程图

$$Y(y) = p(N, y) = \delta \cdot C_{I-y-1}^{N-1} z_0 + \sum_{i=\max(1, N-y)}^N C_y^{N-i} z_i \quad (7)$$

其中, $y=0, 1, 2, \dots, I-1$ 。

令 $y = I$ (内插倍数) 可得下一个时钟周期寄存器 z_x 的值(反馈环路增益值)。

$$z_x = p(x, I) = \delta \cdot C_{I-1}^{x-1} z_0 + \sum_{i=\max(1, x-I)}^x C_I^{x-i} z_i \quad (8)$$

其中, $x=1, 2, 3, \dots, N_0$ 。

设计 ($f_s = 100 \text{ MHz}, N = 5, M = 1, I = 10$) CIC 多相内插滤波器, 对信号进行滤波可得到相邻两相延时 $\Delta D_i = 1/(I \cdot f_s) = 1 \text{ ns}$ 。图 9 为 FPGA 实现 CIC 10 相内插滤波实测部分波形图, 横坐标为采样时间(采样周期 10 ns), 纵坐标为标量幅度(12 bit 数字分辨率), 输出的 1st ~ 10th 路相邻间延时 1 ns。

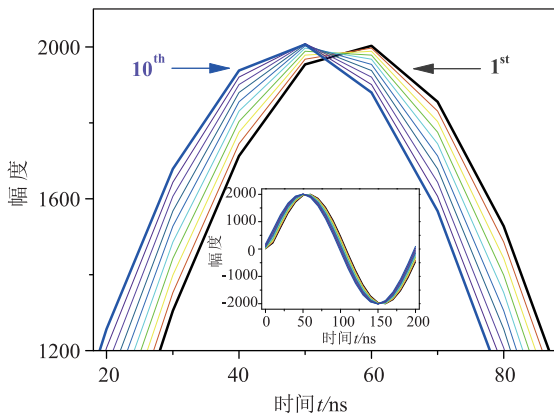


图9 10相内插滤波实测波形图

同理可验证任意 I 倍 CIC 多相内插滤波算法实现 $1/(I \cdot f_s)$ 延时精度的有效性。具体实现方案见作者文献[15-19]。

2.3 关键数字信号处理技术

1) 改进 CORDIC 算法在 TCG 中应用技术

CORDIC 算法作为一种通用迭代算法, 可在线性坐标系、圆坐标系和双曲坐标系下旋转和定向操作, 基于旋转与向量模式可以求解很多超越函数。超声相控阵仪器为了对不同探测深度(时刻)缺陷回波有统一

的评判当量, 使得相同尺寸缺陷回波幅度与其在材料中的深度无关, 对不同深度的反射波幅度进行增益 dB 补偿, 将所有的深度补偿值连成一条曲线, 即 TCG 曲线。通过增益控制器实现 dB 到放大倍数 A 转换。

$$\text{dB} = 20 \cdot \lg A \Leftrightarrow A = e^{(\text{dB} \cdot \ln 10)/20} \quad (9)$$

在双曲坐标系下完成指数计算, 其迭代公式为

$$\begin{cases} x_{n+1} = K [x_n \cosh z_1 + y_n \sinh z_1] \\ y_{n+1} = K [x_n \sinh z_1 + y_n \cosh z_1] \\ z_{n+1} = 0 \\ d_n = \text{sgn } z_n \end{cases} \quad (10)$$

若取初值 $x_1 = y_1 = 1/K, z_1 = \theta$, 则有: $x_{n+1} = y_{n+1} = \cosh z_1 + \sinh z_1 = e^\theta$ 。迭代次数根据实际情况而定, 这就是双曲坐标指数函数 CORDIC 算法求解机理。

使用超声相控阵仪器对 B 型相控阵标准试块中深度 5, 10 mm 的 $\phi 1 \text{ mm}$ 平底孔进行检测实验, 通过式(9)做出一系列增益补偿曲线, 其 TCG 技术增益补偿效果如图 10 所示, 横坐标: 左半部分 A 扫图表示回波幅度相对百分比(单位:%)、右半部分 B 扫图表示水平扫查位移(单位:mm), 纵坐标表示垂直扫查深度(单位:mm), 图中 B 扫光标位置对应 A 扫图, 曲线列举 5 个点增益补偿连线, 得出经 TCG 曲线补偿后不同深

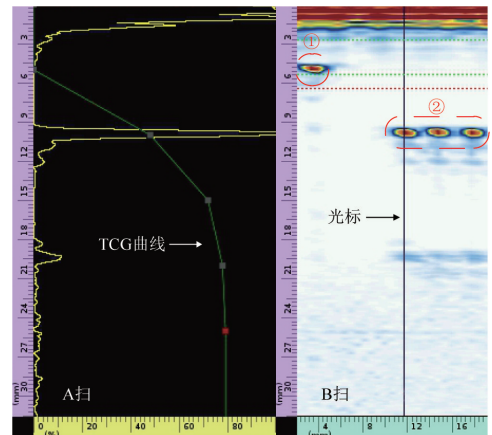


图10 TCG技术增益补偿效果

度平底孔几乎相同(图中标签① ②所示),为缺陷评判提供了有力保证。

当然根据式(10),指数函数求值器 e^θ ,收敛域狭小($|\theta| < 1.1182$),提出一种收敛域扩张与迭代结构优化的实现方法,可推广为对任意输入值 θ 进行定点化压缩以实现指数函数 CORDIC 算法收敛域的扩张,并通过 FPGA 实现此算法,该算法在运算量、硬件资源、分辨力等方面具有较大优势。具体实现方案见作者文献[20-27]。

2) 数字分辨力提升技术

基于数值计算与数字信号处理特点,采用多项式内插(细插)、内插滤波法(粗插)插值相结合实现信号分辨力提升。图 11 为超声相控阵仪器任最优化采样算法原理框图,任意升采样倍数 γ 分解成整数 I 与小 n_F 乘积: $\gamma = n_F \cdot I$ 。

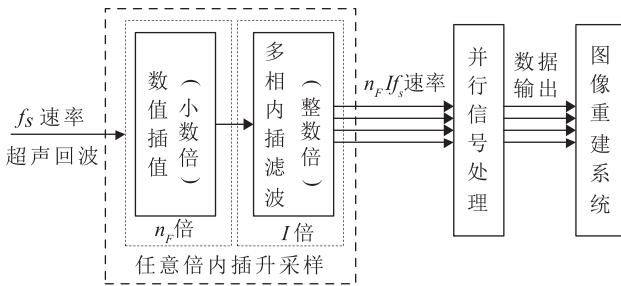


图 11 超声相控阵仪器任最优化采样算法原理框图

基于改进三次 Spline + Hermite 多项式实现 n_F 倍插值、多相内插滤波实现 I 倍插值, n_F, I 求解方案如式(11)。即通过最大化整数 I 、最小化小数 n_F 方式进行分配,其中,“ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示向下取整, $n_F \in [1, 2)$ 。

$$\begin{cases} I = \lfloor \gamma \rfloor, n_F = \frac{\gamma}{\lfloor \gamma \rfloor}, \gamma > 1 \\ I = 1, n_F = \gamma, 0 \leq \gamma \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

对数据量 N 的数据,给定任意升采样倍数 γ 插值步骤如下: ① 第一级插值(多项式插值),实现 $N \xrightarrow{\text{Spline_Hermite}(n_F)} N_{n_F}$ 数据量拉伸,拉伸率为小数 $n_F, N_{n_F} = \lfloor N \cdot n_F \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取整; $N_{n_F}, N \cdot n_F$ 只存在一个样点误差); ② 第二级插值(内插滤波),实现 $N_{n_F} \xrightarrow{\text{FIR}(\cdot I)} N_{n_F I}$ 数据量拉伸,拉伸率为整数 I 。

可分析出,给定任意升采样倍数 γ ,可求得一个最佳的插值倍数分配式 $\gamma = n_F \cdot I$,实现采样率 $f_s \rightarrow n_F \times I \times f_s$ 提升。 $n_F \in [1, 2)$ 倍内插易于用插值多项式(微小数据量拉伸)技术实现,而整数 I 倍内插易于内插滤波实现,使得任意 γ 倍内插实现最优化升采样,此过程易于 FPGA 快速并行实现,提高算法效率。

定义在区间 $[t_0, t_n]$ 上函数 $f(t)$ 与 $n+1$ 个坐标节点 $(t_0, y_0), (t_1, y_1), \dots, (t_n, y_n)$,则在 $t \in [t_{i-1}, t_i]$ 区间满足函数式(12)。

$$S_i(t) = M_{i-1} \frac{(t_i - t)^3}{6h_i} + M_i \frac{(t - t_{i-1})^3}{6h_i} + \left(y_{i-1} - \frac{M_{i-1} h_i^2}{6} \right) \frac{(t_i - t)}{h_i} + \left(y_i - \frac{M_i h_i^2}{6} \right) \frac{(t - t_{i-1})}{h_i} \quad (12)$$

式中: $t \in [t_{i-1}, t_i], i = 1, 2, \dots, n; S_i(t)$ 为函数 $f(t)$ 在区间 $[t_{i-1}, t_i]$ 的三次 Spline 插值多项式; M_i 为

对应节点 (t_i, y_i) 二阶导,节点间距 $h_i = h_{i-1} - h_i$ 。 $S_i(t)$ 导数 $S'_i(t)$ 为

$$S'_i(t) = -M_{i-1} \frac{(t_i - t)^2}{2h_i} + M_i \frac{(t - t_{i-1})^2}{2h_i} + \frac{y_i - y_{i-1}}{h_i} - \frac{h_i}{6} (M_i - M_{i-1}) \quad (13)$$

M_i 可由三弯矩方程^[19]求解,有

$$\begin{cases} \mu_1 M_0 + 2M_1 + \lambda_1 M_2 = g_1 \\ \mu_2 M_1 + 2M_2 + \lambda_2 M_3 = g_2 \\ \dots \\ \mu_{n-1} M_{n-2} + 2M_{n-1} + \lambda_{n-1} M_n = g_{n-1} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $i = 1, 2, \dots, n - 1; \mu_i = \frac{h_i}{h_i + h_{i+1}}; \lambda_i = \frac{h_{i+1}}{h_i + h_{i+1}} = 1 - \mu_i; g_i = \frac{6}{h_i + h_{i+1}} \left(\frac{y_{i+1} - y_i}{h_{i+1}} - \frac{y_i - y_{i-1}}{h_i} \right)$ 。结合边界条件: $M_0 = M_n = 0$ (自然边界条件)^[19],可解出未知数 $M_i (i = 0, 1, \dots, n)$,代入式(3)导数式

$S'_{\text{pline}-i}(t)$, 求出节点导数,为三次 Hermite 多项式初始化节点导数。为克服插值节点 N 较大时该式复杂运算问题,可用较小奇数点数 $N' (N' = 2k + 1, k \in \mathbf{Z}^+)$ 来近似求解。通过式(4)求解出 N' 节点二阶导 $M_{(N'-1)/2}$ 去逼近中间节点导数。表 3 列出求解离散一阶、二阶导部分加权系数 $\vec{\alpha}', \vec{\alpha}'' (N' = 3, 5, 7, 9)$,对于序列 $\vec{X} = (\dots, x_0, x_1, \dots, x_n, \dots)$,通过式 $\vec{X}' = \vec{X} * \vec{\alpha}', \vec{X}'' = \vec{X} * \vec{\alpha}''$ 可求出对应的一、二阶导数。实验分析出,用 $N' = 7$ 点对应 $\vec{\alpha}'$ 加权系数与原序列卷积求解对应中间点导数,可以满足该系统要求。具体实现方案见作者文献[28-30]。

表3 权重系数 $\vec{\alpha}'$ 与 $\vec{\alpha}''$

N	$\vec{\alpha}'$	$\vec{\alpha}''$
3	$(-1, 0, 1)/(2h)$	$(1, -2, 1) \cdot (3/(2h^2))$
5	$(1, -6, 0, 6, -1)/(8h)$	$(-1, 6, -10, 6, -1) \cdot (3/(7h^2))$
7	$(-1, 6, -24, 0, 24, -6, 1)/(30h)$	$(1, -6, 24, -38, 24, -6, 1) \cdot (3/(26h^2))$
9	$(1, -6, 24, -90, 0, 90, -24, 6, -1)/(112h)$	$(-1, 6, -24, 90, -142, 90, -24, 6, -1) \cdot (3/(97h^2))$

若取 4.75 MHz 频率探头进行试验, $f_s = 100$ MHz, 采样率从 f_s 升到 $4.75f_s$, 由式 (11) 有 $n_F = 4.75/4 = 1.1875$, $I = 4$, 如对图 12 中 S 扫与光标处 A 扫波形插值 (数据量 $N = 390$, 内插后数据量 $N_x = N \cdot n_F = 463$)。图 13 为三次 Spline - Hermite 插值 FPGA 显示效果。输入 390 样点信号 (时间差 $\nabla t_1 = 3900$ ns)、输出 463 样点信号 (时间差 $\nabla t_2 = 4630$ ns), 实现样点数 $390 \rightarrow 463$, 即插值倍数 $n_F = 1.1875$ 效果。对实现 $I = 4$ 倍内插滤波, 在作者文献 [11 - 14, 26] 已详细研究。

借助数值计算与现代数字信号处理技术, 提出数值内插的任意倍升采样算法, 解决超声相控阵仪器数

字最优化重采样问题。采用小数倍 n_F 多项式内插法 (细插)、整数倍 I 多相内插滤波法 (粗插) 相结合模式, 提高算法的可实施性、灵活性。

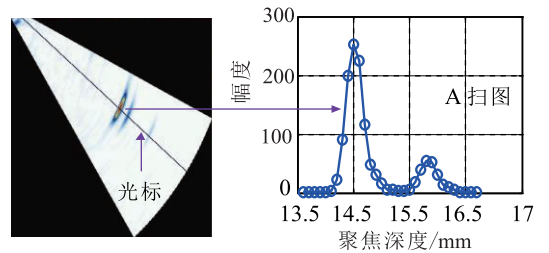


图 12 S 扫与光标处的 A 扫波形图

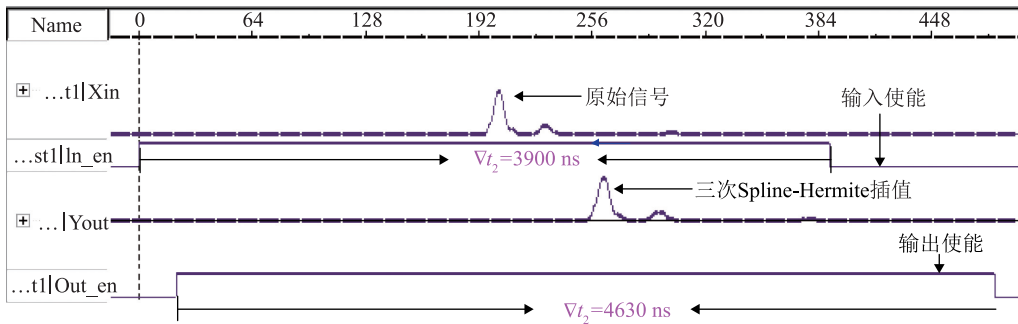


图 13 Spline - Hermite 插值仿真与实际波形图

3) 超声图像快速重建技术

超声相控阵仪器通常以极坐标方式采集数据如 S 扫, 在图像重建过程须进行坐标转换与像素填充。

图 14 为基于高基数 CORDIC 算法坐标变换图像重建框图。在 S 扫扇形区域内, 以探头为极点, 垂直探头表面的极轴建立极坐标系, 扫查区域内每个聚焦波束都以此极坐标形式存储。图 15 为极坐标系、存储坐标、笛卡尔坐标系模型, 假设扫查扇形区域内一个极

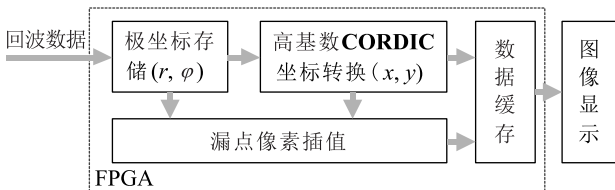


图 14 TCG 技术增益补偿效果

坐标 $P (r_i, \varphi_i)$, r_i 表示极坐标半径, φ_i 表示极角。该点在笛卡尔坐标系内表示为 $P (x_i, y_i)$, 其中 x_i 和 y_i 分别表示横纵坐标, 通过公式 $x_i = r_i \cdot \cos\varphi_i$, $y_i = r_i \cdot \sin\varphi_i$ 将极坐标转成笛卡尔坐标。

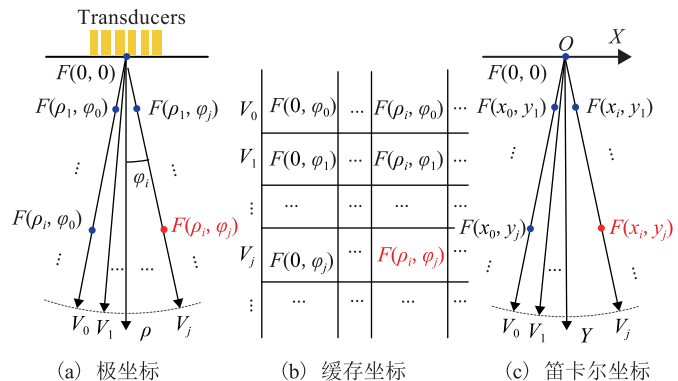


图 15 各种坐标系

利用 FPGA 设计高基数 CORDIC 算法的超声 S 扫坐标变换计算模块, 将极坐标表示的数据点转换成笛卡尔坐标形式, 设计旋转模式下 CORDIC 算法模块, 基4-CORDIC算法迭代方程为

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - \sigma_i y_i 4^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + \sigma_i x_i 4^{-i} \\ z_{i+1} = z_i - \tan^{-1}(\sigma_i 4^{-i}) \end{cases} \quad (15)$$

n 次迭代后, x_i, y_i 获得增益 $K = \prod_{i \geq 0} k_i = \prod_{i \geq 0} \sqrt{(1 + \sigma_i^2 4^{-2i})} = \prod_{i \geq 0} (1 + \sigma_i^2 4^{-2i})^{1/2}$, $\sigma_i \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$, σ_i 取值参考文献 [27]。

给定初始值 $x_0 = K^{-1} \cdot a, y_0 = K^{-1} \cdot b$, n 次迭代后, z_n 收敛到 0, 将获得如下结果。

$$\begin{cases} x_{n+1} = K \sqrt{a^2 + b^2} \\ y_{n+1} = 0 \\ z_{n+1} = \tan^{-1}(\frac{b}{a}) \end{cases} \quad (16)$$

笛卡尔坐标点 (x, y) 都可通过式 (4) 映射到极坐标点 $F(\rho, \varphi)$ ($\rho = \sqrt{x^2 + y^2}, \varphi = \tan^{-1}(y/x)$), 故来自极坐标 $F(\rho, \varphi)$ 点的回波数据将被填充到笛卡尔坐标 $F(x, y)$ 位置, 如图 16 坐标映射所示, 笛卡尔坐标下 A, B, C, D 点直接映射极坐标 A, B, C, D 点, 而坐标 $F(x, y)$ 映射坐标 $F(\rho, \varphi)$, 形成该像素点“漏点”, 只能通过附近点如 A, B, C, D 插值算法得到。

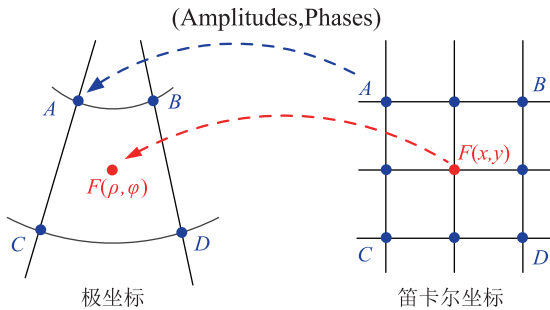
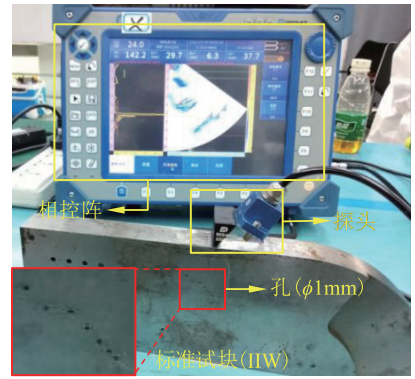


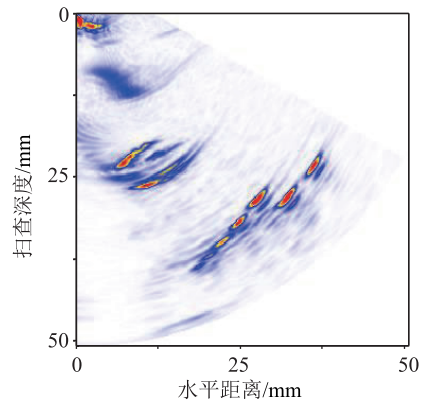
图 16 坐标变换原理

图 17 为基 4 - CORDIC 算法超声 S 扫图像重建效果, 其中图 17 (a) 为图像重建实验装置, 图 17 (b) 为图像重建结果, 相控阵试块上 $\phi 1 \text{ mm}$ 孔以 S 扫图像重建方式清晰显示。具体实现方案见作者文献^[31-32]。

由以上分析可得, 经过高基数 CORDIC 算法坐标变换进行图像重建后, 可以得到完整、高质量超声 S 扫图像。且该算法非常适合于 FPGA 流水线快速实现, 提高图像重建的实时性、灵活性。



(a) 图像重建实验装置图



(b) 基于基4 CORDIC算法图像重建

图 17 基 4 - CORDIC 算法的 S 扫图像重建效果图

2.4 大数据传输与实时调度技术

多阵元、多组扫查超声相控阵仪器同时产生多组数据流, 根据最优化采样原理, 对 f_p 探头回波按比例 $K \cdot f_p$ (K 为比例因子) 频率采样。 N 组扫查模式, 产生 N 种速率 ($f_{s0} \sim f_{sN-1}$) 数据流, 通过高串行总线传输到外设。图 18 为多组扫查共享带宽超声数据传输框架, 通过带宽资源调度器 (由不同长度 FIFO、总线仲裁器组成) 经 Avalon 总线写入 DDR3 再共用 PCIe 带宽传输到上位机, 通过调节各 FIFO 长度与总线仲裁器的读时序、中断优先级就可实现对各组数据无时隙轮询切换读取, 使得各组数据传输同步与带宽利用率最大化。

通过多 FIFO 共享带宽模式实现多组扫查数据传输调度。表 4 定义 N 组扫查 N - FIFO 缓存参数。

对 N 个 FIFO 长度函数 $L(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ (按长度编号从小到大 $L(0) \leq L(1) \leq \dots \leq L(N-1)$, $FIFO_0, FIFO_1, \dots, FIFO_{N-1}$) 进行数学建模: ① 设 T_i 时刻 $FIFO_i$ 数据被读空, 并释放 Avalon 总线读使用权;

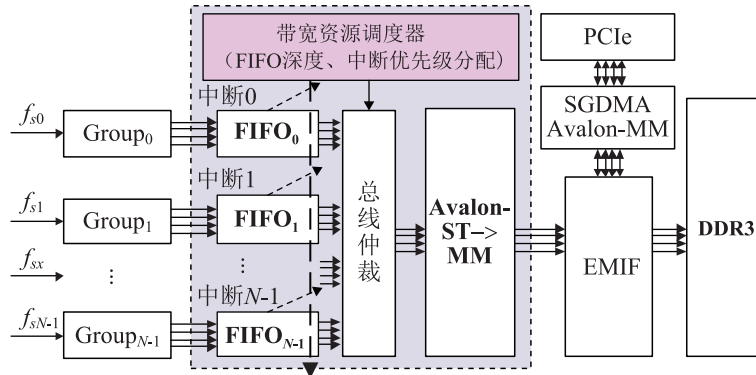


图 18 多组扫描共享带宽超声数据传输框架

②下一时刻 T_i^{j+1} 时 FIFO_i 数据满，数据量为 $L(i)$ ， $(i = 0, 1, \dots, N-1)$ 。

历经 FIFO_i 数据空到满（耗时 $\Delta T_i = T_i^{j+1} - T_i^j = L(i)/V_{w(i)}$ ），并产生读中断（获得 Avalon 总线读使用权），另一方面，遍历了第 0, 1, ..., i+1, i+2, ..., N-1 个 FIFO 满数据被读空过程，耗时 $\Delta T'_i = \sum_{k=0, k \neq i}^{N-1} \frac{L(k)}{V_R - V_w(k)}$ ，图 19 为 N-FIFO 读操作时隙转换图。根据 $\Delta T_i = \Delta T'_i$ ($\Delta T'_i - \Delta T_i = 0$)，可列如式 (17) 的方程组。

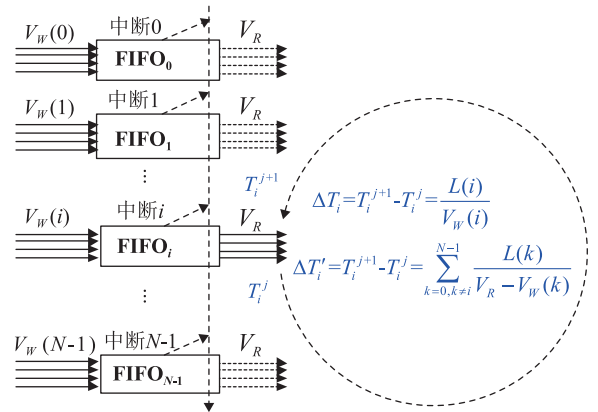


图 19 N-FIFO 读操作时隙转换图

$$\begin{cases} -\frac{L(0)}{V_w(0)} + \frac{L(1)}{V_R - V_w(1)} + \frac{L(2)}{V_R - V_w(2)} + \dots + \frac{L(N-1)}{V_R - V_w(N-1)} = 0 \\ \frac{L(0)}{V_R - V_w(0)} - \frac{L(1)}{V_w(1)} + \frac{L(2)}{V_R - V_w(2)} + \dots + \frac{L(N-1)}{V_R - V_w(N-1)} = 0 \\ \vdots \\ \frac{L(0)}{V_R - V_w(0)} + \frac{L(1)}{V_R - V_w(1)} + \dots + \frac{L(N-2)}{V_R - V_w(N-2)} - \frac{L(N-1)}{V_w(N-1)} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

解式(17)得 N 个 FIFO 长度比： $L(0):L(1):\dots:L(N-1) = (V_R - V_w(0))V_w(0) : (V_R - V_w(1)) \cdot V_w(1) : \dots : (V_R - V_w(N-1))V_w(N-1)$ ，故只要根据表 3 的参数对不同组设计不同的缓存 FIFO 就可实现各组数据无时隙总线共享切换，最大化带宽利用率。

本文相控阵仪器工作在频率 $f_s = 100$ MHz 下挂载 4 探头（频率 $f_p = 2, 2.5, 5, 10$ MHz）实现 4 组扫描模式，软件比例升采样 ($f_s = 10 \times f_p$)，各组扫描数据

实际采样率 $f_{s0} \sim f_{s3}$ 分别为 20, 25, 50, 100 MHz，位宽 $\Delta B = 8$ bit，FIFO 输入、输出位宽相等 $\Delta B_w = \Delta B_R = 64$ bit。可以计算出 4 FIFO 长度比 $L(0):L(1):L(2):L(3) = 14:17:29:38$ ，由式 (10) 计算出。表 5 列出 4 FIFO 数据缓存 4 组扫描带宽利用率最大化调度参数，图 20 为 4 组扫描读总线切换 SignalTap 实际 FIFO 控制时序图（横轴：时间单位 10 ns），显示 4 个 FIFO 控制时序，实现 4 个 FIFO 读操作无时隙切换。

表 5 4 FIFO 数据缓存 4 组扫描带宽利用率最大化调度参数表

阵列探头频率 f_p /MHz	比例变采样 $f_{sn} = 10 \cdot f_p$ /MHz	压缩数据位宽 Bw/bit	FIFO 位宽 $\Delta B_{WF} = \Delta B_{RF}$ /bit	FIFO 容量 ($L(n) \times \Delta B_{WF}$)
2	20	8	64	14 × 64
2.5	25	8	64	17 × 64
5	50	8	64	29 × 64
10	100	8	64	38 × 64

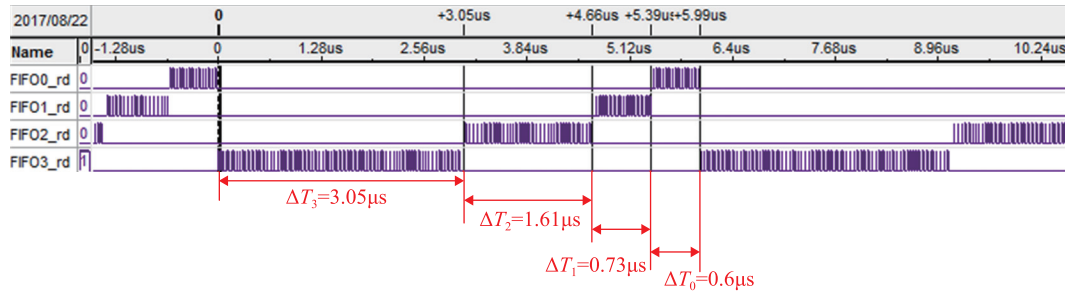


图 20 4 组扫描读总线切换 FIFO 控制时序 SignalTap 显示图

经过时间片轮询调度后，由 N 组扫描 N FIFO 数据缓存共享传输带宽利用率。

$$\eta_{bw}(N) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} V_W(i)}{V_R} \times 100\% = \frac{f_{RF}}{f'_{RF}} \times 100\% \quad (18)$$

式中： f'_{RF} 为实际读 FIFO 频率； f_{RF} 为实际读 FIFO 有效频率。实现 4 FIFO 读总线最小等待时隙切换，共用带宽输出实际频率 $f'_{RF} = f_s/4 = 25.0 \text{ MHz}$ ，故系统共享带宽利用率 $\eta_{bw}(4) = (24.375/25.0) \times 100\% = 97.5\%$ 。

上述方法可用在任意多组扫描超声相控阵系统中，实现多组数据流传输共用带宽，可以使得传输带宽利用率最大化。具体实现方案见文献^[33]。

3 综合应用实验

采用前面研究的关键技术并以超声相控阵仪器作为载体，对部分重要指标（编码激励、聚焦延时、数字化频率变采样、调度传输等）进行实验。

采用超声相控阵仪器作为下位机实现信号控制、采集，处理对速度较严格的算法（编码、压缩、拉伸、高速缓存与传输、特殊函数 CORDIC 算法），以 FPGA 为核心运算单元、DDR3 为高速缓冲器、Altera 公司 Cyclone V GT FPGA 内嵌 PCIe 模块为高速传输接口，数据传输到 PC 机处理。实现表 6 中部分关键技术，并

表 6 仪器主要考核验收指标

指标名称	指标值
相控阵通道数	256/256PR + 独立硬件发射
先进成像技术	编解码区域扩频成像
脉冲宽度	30 ~ 1000 ns, 延时步进 2.5 ns
TCG 范围	40 dB
接收延时	0 ~ 20 μs/2.5 ns
总增益、接收信号带宽	0 ~ 100 dB, 0.5 ~ 25 MHz
数字化频率	50 ~ 400 MHz 自动调节, 12 bit ADC
聚焦、聚焦法则数	发射单点聚焦, 自定义聚焦含曲面拟合、8192
扫描类型	线扫、扇扫、S 扫, 3D 实时成像
频带滤波器	40 阶, 全数据实时平均

对各部分功能加以综合验证。图 21 为超声相控阵系统关键技术应用实验装配图。

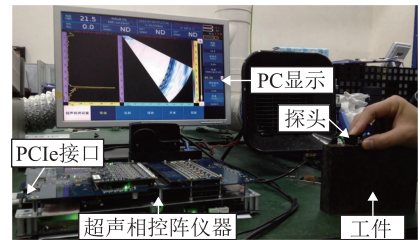


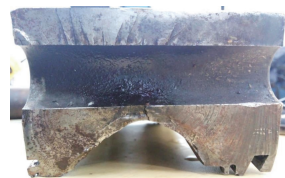
图 21 超声相控阵系统关键技术应用实物图

根据上面应用方案，设计对风力发电变桨螺栓孔缺陷检测系统，涉及各模块参数如表 7 所示。

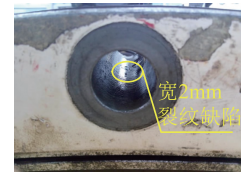
图 22 为样件实物照片，图 22 (a) 和图 22 (b) 分别为风力发电变桨螺栓孔缺陷断面照片、螺栓孔内壁宽 2 mm 深 2 mm 裂纹缺陷，通过超声相控阵仪器对其裂纹进行检测。

表 7 试验模块清单表

模块	型号	主要参数
相控阵仪器	新型超声相控阵	256 收、发通道
PCIe 传输模块	Cyclone V GT FPGA 内嵌 PCIe 模块	PCIe2.0 x4, DDR3
多阵元探头	5L32 - 0.5x10 - D2	5 MHz, 32 阵元
楔块	多浦乐 SD2 - N55S 相控阵探头	有机玻璃 45° 折射角
工件	风力发电变桨轴承	2 mm 宽 x 2 mm 深缺陷
工件材料	工件材料	横波声速 3230 m/s、纵波声速 5920 m/s



(a) 螺栓孔缺陷断面照片



(b) 宽 2mm 深 2mm 裂纹

图 22 风力发电变桨螺栓孔试块

根据表 8 超声相控阵仪器检测参数设置, 通过对比法进行检测, 图 23 为工件检测对比实物图, 图 23 (a)、图 23 (b) 分别为无、有裂纹工件检查装置。图 24 为超声相控阵对螺栓孔 S 扫查对比结果图, 图中包含 A 扫波形区与 S 扫波形区, 纵坐标表示扫描深度 (单位: mm)、横坐标表示水平扫描距离 (单位: mm), 图 24 (a) 和图 24 (b) 分别为无、有裂纹缺陷扫查图 (S 扫图片颜色越深 (红) 表示该位置缺陷越明显), 可以清晰分辨出裂纹缺陷的扫描图像, 见图 24 (b) 中 X 信号。

表 8 关键参数设置

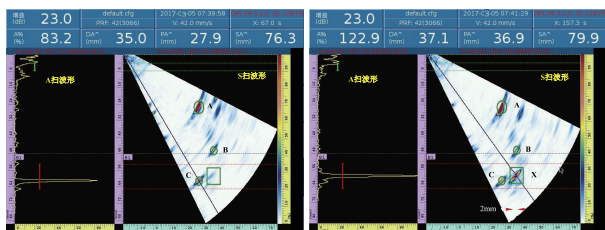
名称	参数
编码类型	8bitGolay 编码
聚焦延时精度	1 ns
聚焦法则数	60 个
扫查类型	S 扫 (30° ~ 60°) 步进 0.5°
聚焦深度	80 mm
数字化频率	100 ~ 400 MHz
PRF 脉冲重复频率	42 Hz



(a) 对无裂纹螺栓孔检测

(b) 有裂纹螺栓孔检测

图 23 探头对螺栓孔检测对比装置图



(a) 无裂纹缺陷扫查图

(b) 裂纹缺陷扫查图

图 24 超声相控阵对螺栓孔 S 扫查对比结果图

根据图 24 (b) 超声相控阵对螺栓孔扫查结果, 采用 -6 dB 法则测得裂纹宽约 2 mm (1.8 ~ 2.2 mm 之间), 实验证明能够达到相应的检测精度和灵敏度。(备注: 根据 ASTM 标准 E2700 - 9 《焊缝接触式超声

相控阵检测方法》缺陷当量评判 -6 dB 法则。

该应用试验结果涉及关键技术:

1) 8bitGolay 编码激励 检测 5 ~ 20 mm 厚的风力发电变桨螺栓孔钢在基准增益 23 dB 基础上, 可使得缺陷回波高达到基准波高相对显示屏幕 122%, 间接增大发射功率;

2) S 扫聚焦延时 1 ns 精度以及图像重建, 实现对风力发电变桨螺栓孔内壁全方位 S 扫成像;

3) 16 点 TCG 增益补偿技术, 对曲线回波增益进行补偿, 为实测缺陷尺寸提供依据;

4) 动态平均、高速缓存与传输技术实际上以大于 PRF 频率 (42 Hz) 速度通过 PCIe 总线将一幅图像数据 ($>4.9125 \times 10^5 \Delta B$) 传输到上位机 ($\Delta B = 12 \text{ bit}$)。

应用表明: 本文研究超声相控阵仪器关键技术已在实际应用中取得良好效果, 较传统的超声相控阵仪器性能有较大提升。

4 总结

1) 研究基于正交互补准单次 Golay (A, B) 码超声相控阵编码激励技术, 间接增大超声发射功率, 提出通过软件算法使 A, B 码两次激励合成 A 码单次激励方案, 实现准单次正交 Golay 编码激励技术, 提高扫查效率与信噪比, 且该方法易于 FPGA 实现。

2) 设计基于区域压缩收敛法的聚焦法则计算器, 通过内插滤波实现超声波接收延时, 并在 FPGA 上实现基于 CIC 多相内插 1 ns 的延时精度; 推导出多相分解公式, 使内插、多相分解同时循环进行。与其他经典方法相比, CIC 多相内插技术消耗 FPGA 资源最少、精度高。

3) 基于 FPGA 定点化技术实现 CORDIC 算法指数函数求值器 e^{θ} , 提出一种收敛域扩张与迭代结构优化的实现方法, 在运算量、硬件资源、分辨率等方面具有较大优势; 通过基 4 - CORDIC 算法实现像素填充, 完成 S 扫图像重建; 研究基于数值内插高速采样与多路并行峰值保持压缩算法, 实现任意倍升采样; 研究一种小数倍升采样的分段滑动三次 Spline - Hermite 插值方法, 推导出一定精度条件下适合值 N_{suit} , 特别易于 FPGA 的流水线快速实现。

4) 通过多 FIFO 缓存与带宽共用调度器有效提高 PCIe 传输带宽利用率; 设计多 FIFO 变长度调度算法, 该算法比常见等时间片轮询调度算法带宽利用率提高 1 倍。

本文关键技术可应用到相关无损检测,研究的1 ns 技术结合 Golay 编码技术可检查厚度达 20 cm, $\phi 1$ mm 缺陷钢材料,以及对声阻抗衰减较大材料(如壁厚 ≤ 3 cm, $\phi 1$ mm 缺陷玻璃钢材料)进行安全评估,其误差控制在 10% 内(可满足超声相控阵无损检查要求),也可应用到空气耦合检查(耦合距离达 10 cm) 技术等。

后续将会开展采用 CORDIC 算法的向量旋转模式对超声回波信号进行直接相位旋转实现延时的研究,实现更高延时精度、高性价比;采用多核并行架构对多路超声回波进行带宽动态调度,实现复杂调度系数实时计算,提高系统灵活性。

参 考 文 献

- [1] Jieming Ma, Kerem Karadayi, Murtaza Ali, et al. Ultrasound phase rotation beamforming on multi-core DSP [J]. *Ultrasonics*, 2014, 54 (1): 99 – 105.
- [2] Dusa C, Kalalii S, Rajalakshmi P, et al. Integrated 16-Channel Transmit and Receive Beamforming ASIC for Ultrasound Imaging [C] // International Conference on Vlsi Design. IEEE, 2015: 215 – 220.
- [3] Matéo T, Chang A, Mofid Y, et al. Axial ultrasound B-scans of the entire eye with a 20-MHz linear array: Correction of crystalline lens phase aberration by applying Fermat's principle [J]. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 2014, 33 (11): 2149 – 2166.
- [4] Srimathy B, Jayavel R, Bhaumik I, et al. Role of dopant induced defects on the properties of Nd and Cr doped PZNT single crystals [J]. *Materials Science and Engineering: B*, 2014, 185 (7): 60 – 66.
- [5] Zhou S, Wang X, Ji J, et al. Ophthalmological ultrasound biometer using Golay-coded pulse excitation [C] // International Conference on Biomedical Engineering and Informatics. IEEE, 2014: 76 – 80.
- [6] Camacho J, Cruza J F, Brizuela J, et al. Automatic dynamic depth focusing for NDT [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2014, 61 (4): 673 – 684.
- [7] 傅娟. 医学超声成像中的编码激励技术及其性能优化的研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2014.
- [8] Forbes T, Gharpurey R. A 2 GS/s Frequency-Folded ADC-Based Broadband Sampling Receiver [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, 49 (9): 1971 – 1983.
- [9] 严少石. 高速数据采集 ADC 行为级建模与关键模块设计 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.
- [10] 刘桂雄, 唐文明, 纪轩荣. 准单次正交互补 Golay 码超声编解码方法研究 [J]. *仪器仪表学报*, 2016, 37 (6): 1309 – 1315.
- [11] 刘桂雄, 沈露露, 唐文明. 一种基于 Golay 互补卷积码的多元调制超声编码单次激励方法: 201610107534.5 [P].
- [12] 刘桂雄, 唐文明. 一种准单次正交互补 Golay (A, B) 码超声相控阵编码激励方法: 201510934671.X [P].
- [13] 刘桂雄, 沈璐璐. 准单次正交互补 Golay 编码激励软件 Porpoise V1.1: 2016SR358282 [CP].
- [14] Tang W M, Liu G X, Li Y Z, et al. Study on focal laws fast calculation of ultrasonic phased array system based on fpga [R]. Taiyuan: 2017 International Conference on Materials Science and Mechanical Engineering September, 2017.
- [15] 刘桂雄, 唐文明, 谭大基. 基于多级半带滤波器的超声相控阵聚焦延时 [J]. *光学精密工程*, 2014, 22 (6): 1571 – 1576.
- [16] Tang W M, Liu G X, Lin R B. Design of Polyphase Cascaded Integrator Comb Interpolator Filter for Ultrasonic Phased Array Time Delays [J]. *Zeitschrift Für Allgemeine Mikrobiologie*, 2017, 19 (4): 304 – 308.
- [17] 刘桂雄, 唐文明. 一种 CIC 多相内插滤波超声相控阵波速延时方法: 201610107254.2 [P].
- [18] 刘桂雄, 唐文明. 一种 FIR 多相内插滤波超声相控阵波速延时方法: 201610107441.0 [P].
- [19] 刘桂雄, 唐文明. 超声相控阵仪器接收延时聚焦软件 Porpoise V1.1: 2016SR358278 [CP].
- [20] 唐文明, 刘桂雄. 指数函数 CORDIC 算法的 FPGA 定点化技术 [J]. *华南理工大学学报 (自然科学版)*, 2016, 44 (7): 9 – 14.
- [21] 宋定昆, 刘桂雄, 唐文明. 改进 SFCORDIC 算法正余弦函数求解及其应用 [J]. *中国测试*, 2016, 42 (12): 100 – 104.
- [22] 宋定昆, 刘桂雄, 唐文明. 基于 CORDIC 算法的动态 FIR 数字滤波器 FPGA 实现与应用 [J]. *中国测试*, 2017, 43 (7): 97 – 102.
- [23] 刘桂雄, 唐文明. 指数 CORDIC 算法 TCG 功能曲线拟合软件 Porpoise V1.1: 2016SR358286 [CP].
- [24] 陈旭文, 刘桂雄, 唐文明. 扩展收敛域任意对数 CORDIC 算法与 FPGA 实现 [J]. *中国测试*, 2015, 41 (7): 108 – 111.
- [25] 刘桂雄, 林若波, 唐文明. 一种应用补码方法的正余弦 CORDIC 算法在 FPGA 实现的方法: 201410012830.6 [P].
- [26] 刘桂雄, 唐文明, 林若波. 一种应用 FPGA 定点化技术实现指数 CORDIC 算法收敛域扩张的方法: ZL 201410344474.8 [P].

- [27] 刘桂雄, 宋定昆. 超声相控阵动态滤波软件 Porpoise V1.1:2016SR358292 [CP].
- [28] 唐文明, 刘桂雄, 李宇中, 等. 一种最优采样的超声相控阵数据分辨率提升技术 [R]. 上海: 2017 年全国第十三届精密工程学术研讨会, 2017.
- [29] 刘桂雄, 唐文明. 一种任意倍升采样超声相控阵信号分辨率提高方法: 201610584559.2 [P].
- [30] 唐文明, 刘桂雄, 李宇中, 等. 高倍采样率的 FPGA 超声信号整数倍压缩技术 [C] //第十七届中国科协年会“面向智能制造的先进测控技术”学术研讨会论文集, 广州, 2015.
- [31] Lin R B, Liu G X, Tang W M. FPGA Implementation of Ultrasonic S - Scan Coordinate Conversion Based on Radix - 4 CORDIC Algorithm [J]. Zeitschrift Für Allgemeine Mikrobiologie, 2012, 15 (7): 505 - 12.

- [32] Tang W M, Liu G X, Li Y Z, et al. Real - time s - scan imaging reconstruction for ultrasonic phase array based on CORDIC and sectorial interpolation algorithms [R]. Yangzhou: 13th International Conference on Electronic Measurement & Instruments 2017.
- [33] Tang W M, Liu G X, Li Y Z, et al. An improved scheduling algorithm on data transmission in ultrasonic phased array with multi - group ultrasonic sensors [J]. Sensors, 2017, 17 (10): 2355 - 2369.

基金项目: 国家重大科学仪器设备开发专项 (2013YQ230575); 广州市科技计划项目 (201509010008)

作者简介

刘桂雄 (1968 -), 广东揭阳人, 教授, 博士生导师, 1990 年于重庆大学获得光电精密仪器专业学士学位 (5 年制), 1995 年于重庆大学获得精密仪器及机械专业工学博士学位, 之后任教于华南理工大学; 2008 年, 国家公派美国密苏里大学罗拉分校高级访问学者。主要从事精密检测与智能仪器仪表、现代传感与智慧物联、光机电一体化集成与装备等方面的研究, 近年主持包括国家重大科学仪器开发专项、国家自然科学基金、粤港澳重点招标项目等在内的科研项目 50 余项, 取得国家发明专利授权 50 多项, 出版专著 3 部, 主编地方技术标准 7 部。

社会兼职: 政协第十三届广州市委员会委员; 省科协第九届常委; 市科协第九、十届常委; 中国仪器仪表学会常务理事; 广东省测量控制技术与装备应用促进会会长; 省计量测试学会副理事长、省仪器仪表学会副理事长; 广东省机械工程学会无损检测分会理事长, 广东省无损检测标准化技术委员会 (GD/TC 108) 主任委员; 广州市仪器仪表学会执行理事长; 全国误

差与不确定度研究会副理事长; 《仪器仪表学报》、《光学精密工程》编委。

主要获奖: 主持项目 2011 年以来获中国仪器仪表学会科学技术二等奖 1 项, 广州市人民政府科学技术奖二等奖 2 项、广东省人民政府科学技术三等奖 1 项、广东省质量技术监督局科研成果二等奖 2 项。2014 年获“全国优秀科技工作者”荣誉、“第三届广州科技创新联盟南山奖”。



唐文明 (1983 -), 男, 广西桂林人, 博士研究生, 2005 年、2008 年在哈尔滨理工大学分别获得学士学位、硕士学位, 主要从事超声无损检测、信号处理方面的研究。



李宇中 (1978 -), 男, 广东东源人, 2001 年、2004 年分别在暨南大学, 南京大学获得工学学士, 理学硕士学位, 主要研究方向超声检测系统调度。