

应用于天线测量的实时硬件相关处理机设计

韦 钰^{1,2}, 王锦清^{2,3,4}, 卜朝晖^{1*}, 张 磊^{2,5}, 虞林峰², 江永琛²

¹上海理工大学健康科学与工程学院, 上海

²中国科学院上海天文台射电研究室, 上海

³中国科学院射电天文重点实验室, 江苏 南京

⁴上海市空间导航与定位技术重点实验室, 上海

⁵中国科学院大学天文与空间科学学院, 北京

收稿日期: 2024年4月26日; 录用日期: 2024年5月21日; 发布日期: 2024年5月29日

摘要

天线的指向测量和面形测量对于航天工程和深空探测具有重要意义, 而相关机是天线指向精度测量最主要的设备之一。本文设计了一套适用于天线指向和面形测量的高性能实时硬件相关机, 与常规的相关机相比, 它实现了整数比特和小数比特补偿, 同时实现了条纹旋转, 用于补偿几何延迟和多普勒频率偏差, 具有高比特采样量化能力, 可以同时兼顾卫星信号和射电源信号作为测量信号输入, 适用于多通道干涉测量天线指向和面形误差。干涉法测量天线指向偏差, 相比于单天线测量, 可以提高检测灵敏度, 增加可检测源的数量。本文通过对该相关机进行理论研究与分析, 建立了硬件相关机模型, 对相关机的整数和小数比特时延补偿、条纹旋转、积分四个主要模块的功能进行仿真测试, 仿真结果与理论值之间具有很好的一致性, 充分验证了该硬件相关处理机设计的正确性。

关键词

干涉法, 硬件相关机, 天线测量

Design of Real Time Hardware Correlation Processor for Antenna Measurement

Yu Wei^{1,2}, Jinqing Wang^{2,3,4}, Zhaojun Bu^{1*}, Lei Zhang^{2,5}, Linfeng Yu², Yongchen Jiang²

¹School of Health Science and Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

²Radio Research Center, Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai

³Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Nanjing Jiangsu

⁴Shanghai Key Laboratory of Space Navigation and Positioning Technology, Shanghai

⁵College of Astronomy and Space Sciences, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing

Received: Apr. 26th, 2024; accepted: May. 21st, 2024; published: May. 29th, 2024

*通讯作者。

文章引用: 韦钰, 王锦清, 卜朝晖, 张磊, 虞林峰, 江永琛. 应用于天线测量的实时硬件相关处理机设计[J]. 建模与仿真, 2024, 13(3): 2857-2867. DOI: 10.12677/mos.2024.133259

Abstract

The measurement of antenna pointing and surface shape is of great significance for aerospace engineering and deep space exploration, and the related machine is one of the most important equipment for measuring antenna pointing accuracy. This article designs a high-performance real-time hardware correlator suitable for antenna pointing and surface shape measurement. Compared with conventional correlators, it achieves integer bit and decimal bit compensation, as well as stripe rotation, which is used to compensate for geometric delay and Doppler frequency deviation. It has high bit sampling and quantization capabilities and can simultaneously consider satellite signals and radio power signals as measurement signal inputs, Suitable for multi-channel interferometric measurement of antenna pointing and surface shape errors. Interferometric measurement of antenna pointing deviation can improve detection sensitivity and increase the number of detectable sources compared to single antenna measurement. This article conducts theoretical research and analysis on the relevant machine, establishes a hardware related machine model, and conducts simulation tests on the functions of the four main modules of integer and decimal bit delay compensation, stripe rotation, and integration of the relevant machine. The simulation results have good consistency with the theoretical values, fully verifying the correctness of the hardware related processor design.

Keywords

Interferometry, Hardware Correlator, Antenna Measurement

Copyright © 2024 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

大型射电天线在我国的嫦娥探月工程、火星探测及其它深空探测工程的应用中做出重大贡献。越大的口径意味着更窄的波束，对指向精度也提出了更高的要求，因此，研究和改进射电天线的指向测量方法具有重要的科学意义和应用价值[1] [2] [3]。

目前大型射电天线指向测量的常用方法有工业测量法和射电法，传统的工业测量法虽然在一定程度上能够满足精度要求，但存在调整过程繁琐、响应速度慢、易受环境因素影响等缺点[4]。目前射电法是使用功率计进行射电源的总功率检测或单天线自相关的方式进行数字域的频谱分析，进而对射电源进行偏差检测。在一定程度上能够满足精度要求，缺点是检测的射电源必须为强射电源，即流量密度必须较高，观测中才能被识别和测量。

本文使用双天线干涉法，用双天线互相关的方式进行数字域的频谱分析，从而对射电源进行偏差检测。不仅同时兼顾卫星信号和射电源信号作为测量信号输入，适用于多通道干涉测量天线指向和面形误差。而且相比于传统的功率计和单天线测量，可以提高检测灵敏度，增加可检测源的数量。而相关机是干涉法中最重要的部分，相关机性能好坏不但直接影响天线测量的稳定性和准确性，还对提高测量精度至关重要[4] [5] [6]。为了提高天线指向和面形测量精度，对相关机的原理进行了研究，基于当前天文领域应用较为广泛的 ROACH2 硬件开发平台，进行高性能实时相关机的研究[7] [8]。

干涉法进行天线指向测量时，需要有两个天线，分别为被测天线和参考天线，观测时两天线同时接

收射电源或卫星的信号,参考天线固定指向信号源,被测天线对信号源进行方位方向或俯仰方向上的扫描,对两路信号进行互相关获得自相关、互相关幅度和互相关相位信息[9] [10]。传统方法使用单天线进行天线指向测量,对于小天线,需要观测的源要强,无法使用弱源进行天线指向测量,可用源数量较少。而干涉法可以使用弱源进行观测,它不仅可以提高小天线可用源的数量,而且可以提高天线指向测量的精度和分辨率。我们将扫描得到的互相关幅度进行高斯曲线拟合,获得互相关幅度极值位置(实际射电源的位置)与中心被测天线指向位置)的偏差,而这个偏差即为天线在方位方向或俯仰方向的指向误差[11]。

本文设计的实时相关处理机的设计对传统的干涉法相关机进行了改进,相对于目前已有的相关机,具有实时数据处理能力,增加了小数比特时延补偿、条纹旋转两部分模块设计。小数比特时延补偿模块能够在两路信号进行相关运算之前,将两路已经做过整数比特时延补偿后的信号进行高精度的数据对齐,消除接收到的两路信号之间的时间差。条纹旋转模块能够消除因两个天线相对于观测源的不同运动状态而产生的两路接收信号之间的相位差。**表 1** 为本实时相关机设计与中国科学院上海天文台天马观测站目前使用的相关机部分指标的对比[12]。

Table 1. Comparison between the design and the correlator of Shanghai Astronomical Observatory
表 1. 本设计与上海天文台相关机部分指标对比

	整数比特时延补偿模块	小数比特时延补偿模块	条纹旋转模块	输入频率范围/MHz	采样速率/sps	采样位数/bit	积分时间/s	FFT 点数
上海天文台相关机	有	无	无	0~50	100	12	1	4096
本硬件相关机设计	有	有	有	0~64	128	16	1~10	4096

2. 硬件相关机的图形化编程设计

相关机是天线指向精度测量最主要的设备之一,指向测量不但对相关机的实时性有较高的要求,还对相关机测量信号的精确度、准确度和稳定度有较高的要求。为了实时获取两通道信号的相关结果并提高测量精度,本文采用 CASPER 提供的现场可编程门阵列硬件开发平台 ROACH2, 基于 CASPER 提供的现场可编程门阵列开发库,在 MATLAB/Simulink 和 Xilinx/System Generator 联合软件开发平台下进行开发,采用图形化编程的方式,省略了编写 VHDL/Verilog 代码的时间,高效的实现了现场可编程门阵列的设计构建[13]。

在信号处理领域,自相关反映了同一信号在不同时刻的取值之间的相关程度,互相关是用来表示两个信号之间相似性的一个度量,自相关与互相关的定义分别为:

$$f(t) \star f(t) = f^*(-t) * f(t) \quad (1)$$

$$f(t) \star g(t) = f^*(-t) * g(t) \quad (2)$$

其中 \star 表示相关, $*$ 表示共轭, $*$ 表示卷积。根据傅里叶变换定理,时域卷积对应频域相乘,即:

$$f^*(t) * f(-t) = F^*(\omega) \cdot F(-\omega) \quad (3)$$

$$f^*(t) * g(-t) = F^*(\omega) \cdot G(-\omega) \quad (4)$$

其中 \cdot 表示相乘。为了简化计算,可先将两路复数时域信号转换到频域,然后再完成两路复数信号的自相关和互相关计算,在频域只需相乘即可,使计算过程大大简化,节省了软硬件资源与计算时间,该类型相关机也称作 FX 型相关机,本文即采用了该类型进行硬件相关机的设计[14] [15]。实际上相关的两路信

号都是有一定带宽的信号，而所关心的某个点频信号可以从两路傅里叶变换后的数据中根据频率抽取，然后对应相乘。相关机原理图如图 1。

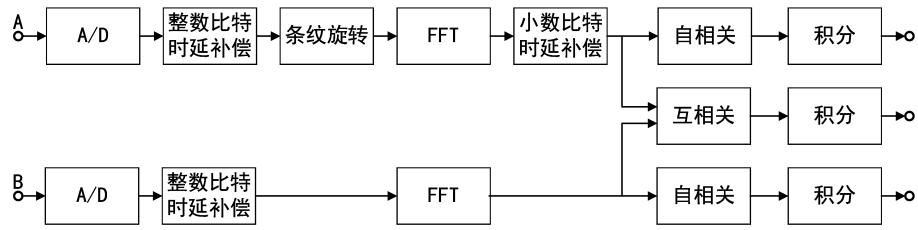


Figure 1. The schematic diagram of Hardware Correlator

图 1. 硬件相关机原理图

该硬件相关处理机主要由 AD 采样、整数比特时延补偿、条纹旋转、FFT、小数比特时延补偿、相关计算和积分这七个部分模块组成。

2.1. AD 采样模块

本设计中采用的 AD 型号为 ADS42LB69，设计中采样频率为 128 MHz，采样位数 16 Bit。将两个天线采集到的两路信号通过与本振信号混频后由原本的高频信号得到基频信号，分别输入 A、B 两个通道进行 AD 采样得到 0~64 MHz 的基带信号。

2.2. 整数比特时延补偿模块

由于两个天线到同一个射电源的距离存在距离差，所以接收到的信号存在时间差，并且从天线接收数据到传送到 AD 模块，存在链路传输的时间差，这两个时间差的和为两路信号的时延值。而时延值由整数和小数部分组成，本设计中整数指整数个采样时间间隔，小数部分则为总的时延值减去整数部分。

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 \quad (5)$$

式(5)中 τ 为总的时延值， τ_1 和 τ_2 分别为整数和小数部分时延值。

该整数比特时延补偿模块作用是使得两路数据的数据流对齐，控制误差 1 个采样时间间隔之内，整数比特延时是通过用两级级联，粗码是延时 10 个时钟周期(共 9 个)，精码是延迟 1 个时钟周期(共 9 个)，通过 Mux 多路选择器来控制时延，达到最多实现 99 个时钟周期的延时效果。由于本设计采样率为 128 MHz，即通过整数比特时延补偿后，两路信号的时间误差可以控制在约 7.8 ns 以内。

通常来说只要对一路进行整数比特时延补偿即可，另一路不做处理，本文中统一对 A 路进行整数比特时延补偿，B 路不做处理。

2.3. 条纹旋转模块

由于目标射电源或卫星相对于两个天线的运动状态不同，因此产生的多普勒频移不同，两路信号之间存在多普勒频移偏差，需要将两路信号相位的频率轴旋转到同一方向。

通过对 A 路经过整数比特时延补偿后的数据进行复数乘法，以此来补偿接收信号由于多普勒频移所导致的相位差。

$$A(t - \tau_1) \cdot e^{j\theta_1} = A_{re} + jA_{im} \quad (6)$$

由欧拉公式：

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (7)$$

可得：

$$A_{re} = A(t - \tau_1) \cdot \cos \theta_1 \quad (8)$$

$$A_{im} = A(t - \tau_1) \cdot \sin \theta_1 \quad (9)$$

其中：

$$\theta_1 = 2\pi \cdot \varphi \cdot n \quad (10)$$

$$\varphi = e \cdot \frac{f_c}{f_s} \quad (11)$$

其中 $A(t)$ 为 A 路信号, A_{re} 和 A_{im} 分别为 A 路信号的实部和虚部, f_c 为天空频率, 一般取值 8.8 GHz, f_s 为采样频率 128 MHz, e 为时延率, 即时延值的变化率, φ 为一个采集间隔时间所对应的相位变化的周数, n 的范围为 1~4096, 与后面的 FFT 模块点数 4096 对应。即 θ 为每做一次 4096 点 FFT 所花费时间对应产生的相位差。

2.4. FFT 算法模块

本设计中采用的快速傅里叶变换模块为 Xilinx 的 Fast Fourier Transform 9.1 模块, 傅里叶变换点数为 4096 点。其中 A 路的 FFT 模块的实数端 xn_re 输入为 A_{re} , FFT 的虚数端 xn_im 输入为 A_{im} 。B 路的 FFT 模块的实数端 xn_re 输入为 B 路信号由 AD 采样得到的数据, FFT 的虚数端 xn_im 输入为 0。通过 FFT 将时域数据转为频域数据, 方便后续在频域上进行小数比特时延补偿的运算。式(12)和式(13)分别为 A、B 路信号经过 FFT 后得到的数据。

$$FFT \{A(t - \tau_1) \cdot e^{j\theta_1}\} = a + jb \quad (12)$$

$$FFT \{B(t)\} = c + jd \quad (13)$$

2.5. 小数比特时延补偿模块

由于地球自转导致两个天线接收数据的时延值 τ 一直在变化, 时延值的变化率我们记作时延率 e 。通过将整数比特时延 τ_1 补偿后, 初始的小数时延值记为 τ_0 , τ_0 的值不超过一个采样周期时间, 当采样率为 128 MHz 时, 即 τ_0 的值不超过 7.8 ns。小数比特时延值 τ_2 有下式(14)的关系:

$$\tau_2 = \tau_0 + e(n-1) \quad (14)$$

其中, e 为时延率, n 为数据进行的 FFT 的累计次数。

由傅里叶变换的移频性, 有式(15):

$$FFT \{A(t - \tau_1 - \tau_2) \cdot e^{j\theta_1}\} = FFT \{A(t - \tau_1) \cdot e^{j\theta_1}\} \cdot \exp \left(-j \cdot 2\pi \cdot \tau_2 \cdot \frac{i}{N} \right) \quad i = 1, \dots, N \quad (15)$$

上式(15)的物理意义, 可以理解为将每个 FFT 周期内的每一点所对应的小数比特时延值进行补偿。其中 N 为数据进行每组 FFT 的点数, 本文相关机设计中 $N = 4096$, i 为每组 FFT 对应的数据点数。

将式(14)代入式(15), 可得:

$$FFT \{A(t - \tau_1 - \tau_2) \cdot e^{j\theta_1}\} = FFT \{A(t - \tau_1) \cdot e^{j\theta_1}\} \cdot \exp \left(-j \cdot 2\pi \cdot [\tau_0 + e(n-1)] \cdot \frac{i}{N} \right) \quad i = 1, \dots, N \quad (16)$$

由欧拉公式, 再将式(12)代入(式)16 可得:

$$FFT\left\{A(t-\tau_1-\tau_2)\cdot e^{j\theta_1}\right\} = a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2 + j(a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2) \quad (17)$$

$$\theta_2 = -2\pi \cdot [\tau_0 + e(n-1)] \cdot \frac{i}{N}, \quad i = 1, \dots, N \quad (18)$$

2.6. 相关计算模块

FX 型相关机, 是将两路数据通过 FFT 变换后, 在频域上进行自相关和互相关计算, 只需相乘即可, 能够大大减少运算过程。

由式(17)可得 A 路自相关幅度为:

$$Amp_A = \sqrt{(a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2)^2 + (a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2)^2} \quad (19)$$

由式(13)可得 B 路自相关幅度为:

$$Amp_B = \sqrt{c^2 + d^2} \quad (20)$$

由傅里叶变换性质, 对 A 、 B 两路做互相关, \star 表示相关, * 表示共轭:

$$\begin{aligned} A \star B &= [a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2 + j(a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2)](c + jd)^* \\ &= [a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2 + j(a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2)](c - jd) \\ &= [(a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2)c + (a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2)d] + j[(a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2)c - (a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2)d] \end{aligned} \quad (21)$$

可以得到互相关实部 Real 为:

$$Real = (a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2) \cdot c + (a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2) \cdot d \quad (22)$$

互相关虚部 Imag 为:

$$Imag = (a \sin \theta_2 + b \cos \theta_2) \cdot c - (a \cos \theta_2 - b \sin \theta_2) \cdot d \quad (23)$$

由实部和虚部, 可以计算得到互相关幅度为:

$$Amp_{\star} = \sqrt{Real^2 + Imag^2} \quad (24)$$

互相关相位为:

$$phase = \arctan\left(\frac{Imag}{Real}\right) \quad (25)$$

2.7. 积分模块

由于 FPGA 内部的数据流量是很大的, 我们对一段时间内对数据进行累加, 也就是积分, 可以把随机噪声抑制掉, 提高信噪比, 同时压缩了数据量有利于数据存储。对于一组数据的积分、存储采用 Block RAM 来实现。

当积分次数 m 与积分时间 t 的有如下的关系:

$$t = m * \frac{FFT_{point}}{fs} \quad (26)$$

其中, fs 为采样率, 本设计中采样率为 128 MHz, FFT_{point} 为 FFT 点数, 本设计为 4096 点 FFT。则当积分次数 $m = 31,250$ 时, 对应的积分时间 $t = 1$ s, 当积分次数 $m = 62,500$ 时, 对应的积分时间 $t = 2$ s, 以此类推。

3. 仿真与分析

本文主要从整数比特时延、条纹旋转、小数比特时延补偿和积分模块这个四方面进行仿真实验与分析，验证硬件相关处理机功能的正确性和稳定性。

3.1. 整数比特时延模块仿真

仿真时设置输入信号为阶跃信号，实现将信号延迟 7 个时钟周期，如图 2。

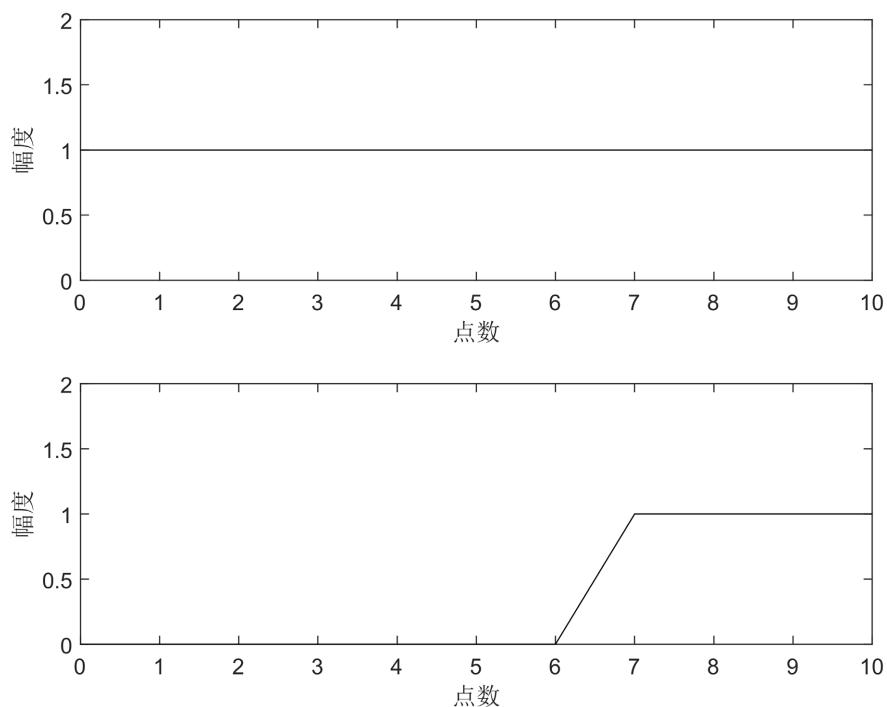


Figure 2. Simulation of integer bit delay

图 2. 整数比特时延仿真

3.2. 条纹旋转模块仿真

仿真设置时延率 $e = 10^6 \text{ ps/s}$ ，天空频率 $f_c = 8800 \text{ MHz}$ ，采样率 $f_s = 128 \text{ MHz}$ ，由式(5)可以计算得 $\Delta\varphi = 6.875 \times 10^{-5} \text{ (cycle)}$ ，即由 $1/\Delta\varphi$ 可得，约每经过 14,546 个采样间隔，相位差为一周，即 360° 。即每经过时间 $t = \frac{14546}{f_s} = 1.136 \times 10^{-4} \text{ s}$ ，两路信号的相位变化值为 360° ，如图 3 所示，经过 14,546 个采样间隔后相位差一周，即相位旋转 360° 。

分别用三组不同的时延率 e : 10 ps/s 、 20 ps/s 、 40 ps/s 对条纹旋转模块进行仿真测试。其中在 37~2037 点数区间内的时延率值为 10 ps/s ，在 2037~4037 点数区间内的时延率值为 20 ps/s ，在 4037~6000 点数区间内的时延率值为 40 ps/s 。仿真结果如图 4 所示，从上往下分别为相位值、正弦值、余弦值随着时延率变化而变化的仿真结果。图中可以看出随着时延率的成倍增大，三组值的变化率也随之成倍增大。

3.3. 小数比特时延模块仿真

仿真采用两组不同的时延率 e : 5 ps/s 、 10 ps/s 对小数比特补偿模块进行测试，图 5 和图 6 分别为时延值为 5 ps/s 、 10 ps/s 时，进行 1 s 积分时连续采集得到的两路信号的互相关相位变化图。

由式(11)计算可得, 当 $e = 10 \text{ ps/s}$ 时, $\varphi = 6.875 \times 10^{-10} \text{ (cycle)}$, 即每隔一个采样间隔, 相位周期数变化 φ , 由式(26)可知每秒积分处理 31,250 组数据, 每组数据 4096 个。通过计算可得, 当 $e = 10 \text{ ps/s}$ 时, 每秒互相关相位变化值约为 31.68° , 则同理可得, 当 $e = 5 \text{ ps/s}$ 时, 每秒互相关相位变化值约为 15.84° , 通过对仿真数据进行处理, 仿真值与理论值吻合。

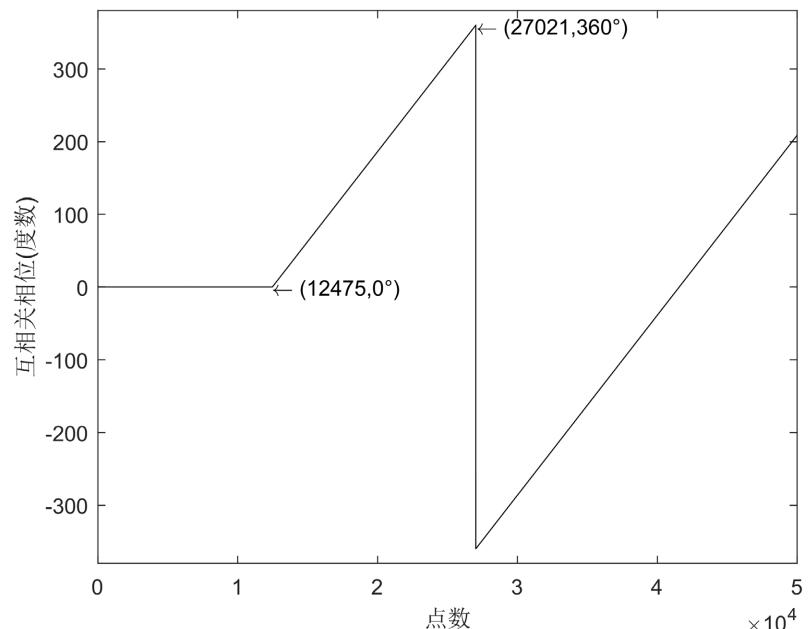


Figure 3. The simulation of phase rotation module
图 3. 条纹旋转模块仿真

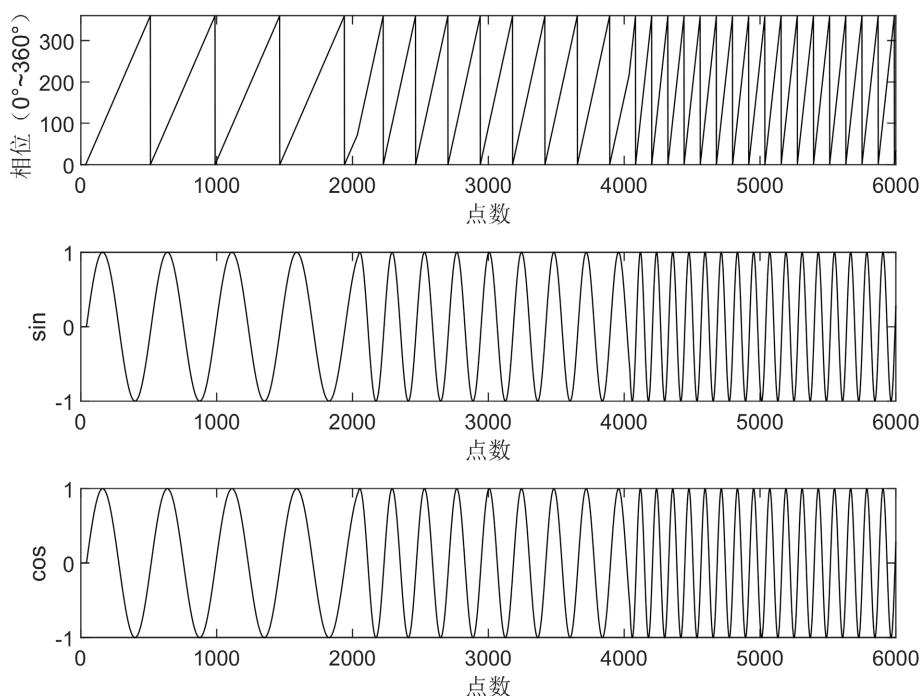


Figure 4. Simulation results of phase, sine, and cosine under three different delay rates
图 4. 相位、正弦和余弦在三组不同延率下的仿真结果

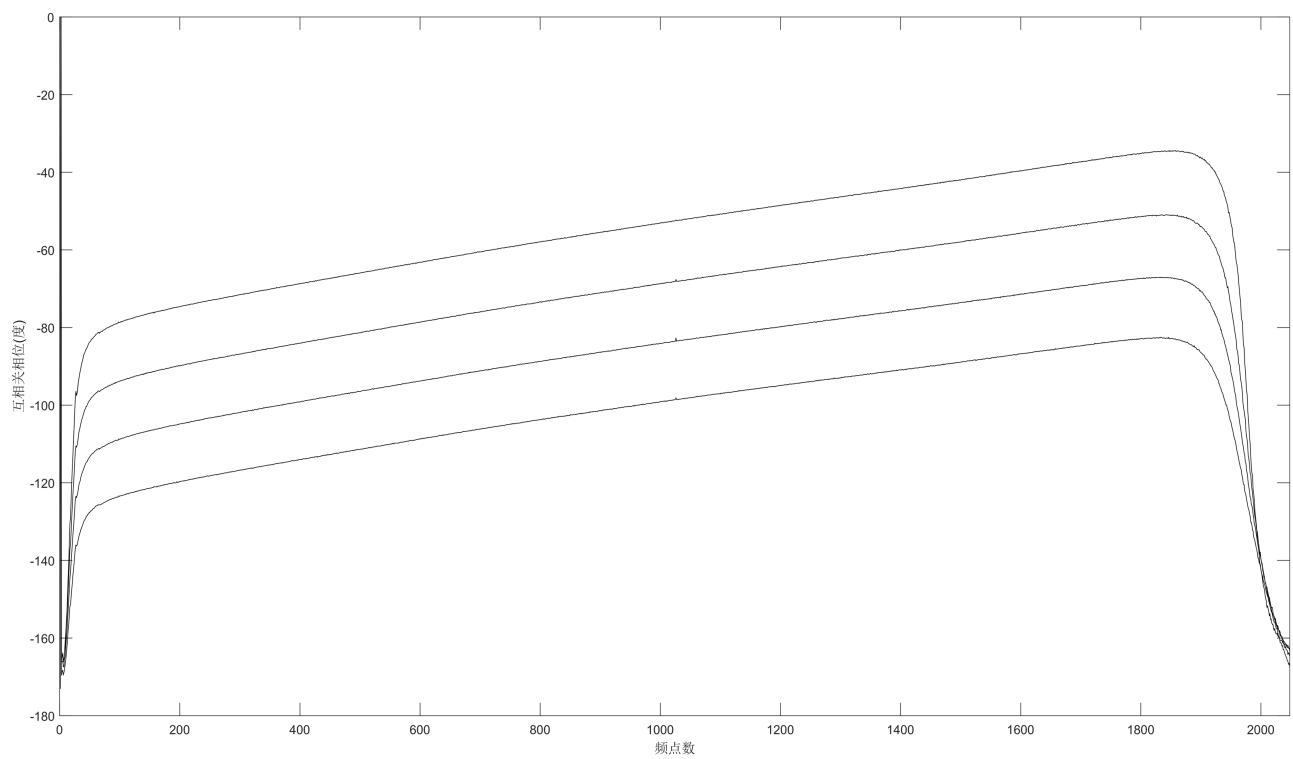


Figure 5. Cross-correlation phase variation plot when the delay rate is 5 ps/s

图 5. 时延率为 5 ps/s 时的互相关相位变化图

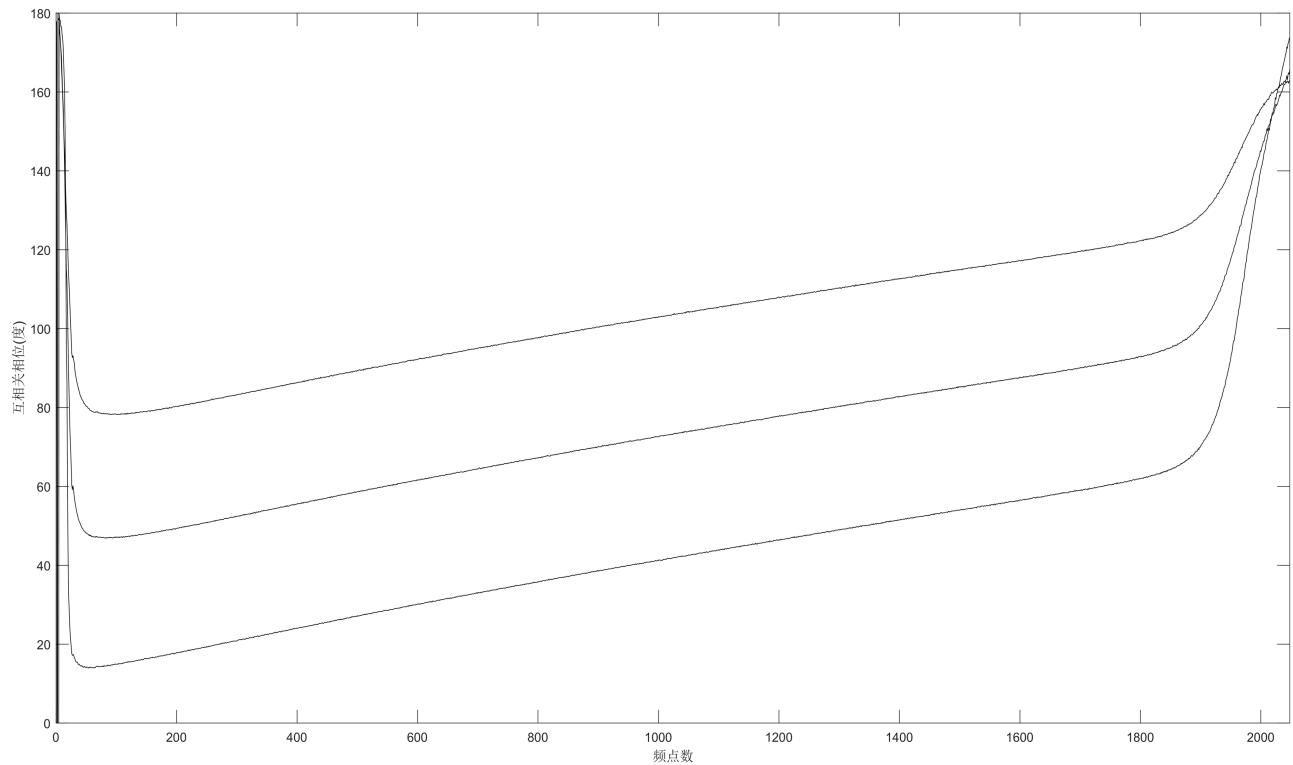


Figure 6. Cross-correlation phase variation plot when the delay rate is 10 ps/s

图 6. 时延率为 10 ps/s 时的互相关相位变化图

由式(18)可知, 经过整数比特补偿模块后, 互相关相位图的斜率 k 与小数比特时延值 τ_2 之间关系为:

$$k = -2\pi \cdot \tau_2 = -2\pi \cdot (\tau_0 + e(n-1)) \quad (27)$$

由上式, 可知互相关相位图的斜率 k 与时延率 e 之间也存在着关系。小数比特补偿模块通过设置正确的时延率 e 的值, 可以将小数比特时延值 τ_2 补偿掉, 从而实现 A、B 两路信号的高精度数据对齐, 此时互相关相位的斜率 k 接近于 0。

3.4. 积分模块仿真

积分模块是将一段时间内的数据累加, 由于噪声具有随机性, 可以把噪声抑制掉, 提高信噪比。上面提到积分时间 1s 对应积分次数为 31,250 次, 本次仿真测试中采用积分次数为 9 次。如图 7 所示, 可以看到数据进行了 9 次累加, 而后保持不变, 积分结束后会传输一个写使能信号给 Block RAM, 进行数据存储。

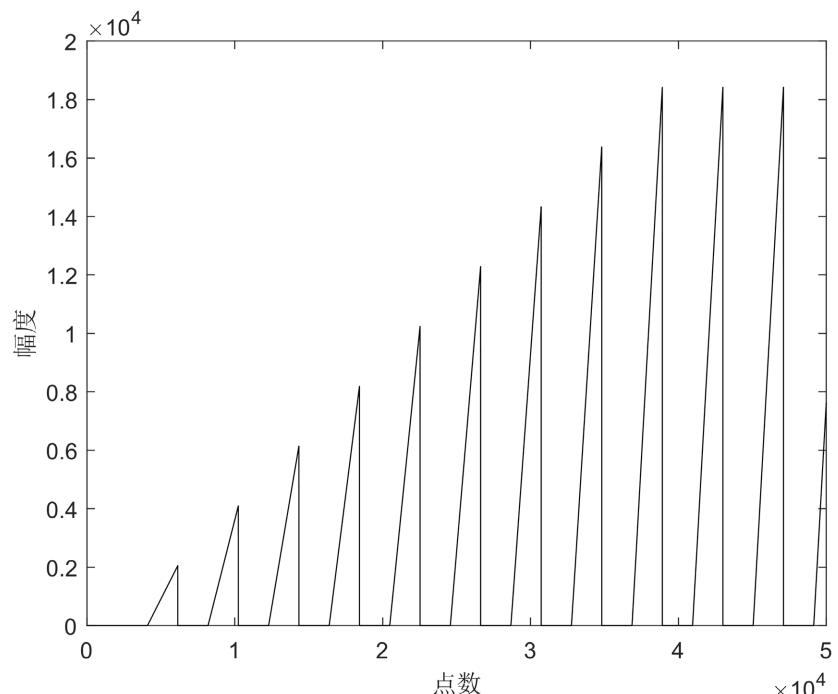


Figure 7. The simulation results of 9 integration
图 7. 9 次积分仿真结果

4. 总结

本文经过实时硬件相关处理机进行仿真测试, 仿真结果显示与理论值之间具有很好的一致性, 充分验证了该硬件相关处理机设计功能的正确性。通过对该硬件相关处理机性能测试, 本文设计的实时硬件相关处理机性能指标总结如表 2 所示。

Table 2. Real time hardware related machine key performance indicators
表 2. 实时硬件相关机关键性能指标

输入频率范围/MHz	采样速率/sps	采样位数/bit	FFT 点数	频率分辨率/KHz	输入功率范围/dBm	动态范围/dB
0~64	128 M	16	4096	31.25	-75~+10	85

该相关机具有以下优点:

(1) 该相关机可进行重复配置, 即通过本地计算机上运行的软件程序控制相关机, 并通过读写现场可编程门阵列中定义的软件寄存器实现二者的交互操作, 从而实现相关参数的在线重复配置, 以达到更好的参数匹配效果。

(2) 采用了基于 ROACH 硬件架构的现场可编程门阵列平台, 可实现重复配置, 通过更换采样板即可升级采样带宽和采样位数, 且当前支持的模数转换器最高采样速率可达到 10 Gbps, 采样位数也能达到 16 位以上。未来还会随着电子行业的发展继续支持更高采样率和更多采样位数的模数转换器。

本文完成了对该硬件相关处理机的理论研究和分析以及模型的设计与仿真测试, 后续将进行射电源和谱线源的实测, 验证相关机在实测中的正确性和稳定性。最后将相关机的数据进行处理, 测量出天线在方位方向或俯仰方向的指向误差。

基金项目

国家自然科学基金(12273097), 国家重点研发计划(2021YFC2203501)。

参考文献

- [1] 郑为民, 张娟, 徐志骏, 等. 实时 VLBI 处理机技术[J]. 深空探测学报(中英文), 2020, 7(4): 354-361.
- [2] Gorham, P.W. and Rochblatt, D.J. (1998) Effect of Antenna-Pointing Errors Onphase Stability and Interferometric Delay.
<https://fdocuments.net/document/effect-of-antenna-pointing-errors-on-phase-stability-tda-progress-report-42-132.html?page=1>
- [3] 陈明, 张宇, 曹建峰, 等. 嫦娥二号卫星轨道确定与测轨技术[J]. 科学通报, 2012, 57(9): 689-696.
- [4] 王锦清, 虞林峰, 赵融冰, 等. 大型射电望远镜高精度指向偏差检测方法[J]. 中国科学: 物理学力学天文学, 2017, 47(12): 125-134.
- [5] Imbriale, W.A. (2003) Large Antennas of the Deep Space Network. Wiley, Hoboken.
<https://doi.org/10.1002/0471728497>
- [6] 陈中, 郑为民. VLBI 软件相关处理机现状和发展趋势[J]. 天文学进展, 2015, 33(4): 489-505.
- [7] 张萌, 张海龙, 王杰, 等. 基于 ROACH2 的数字终端实验平台搭建[J]. 天文研究与技术, 2020, 17(2): 244-251.
- [8] 裴鑫, 李健, 陈卯蒸, 等. 基于 ROACH 的微波全息法相关机设计[J]. 天文研究与技术, 2015, 12(1): 54-62.
- [9] 钱志瀚, 李金岭. 甚长基线干涉测量技术在深空探测中的应用[M]. 北京: 科学出版社, 2012.
- [10] 虞林峰, 王锦清, 赵融冰, 等. TM65m 射电望远镜指向模型的建立[J]. 天文学报, 2015, 56(2): 165-177.
- [11] 张德齐. 微波天线基础[M]. 北京: 北京工业学院出版社, 1985.
- [12] 王锦清, 范庆元, 李斌. 微波全息测量中相关机的实现[J]. 天文研究与技术, 2009, 6(4): 280-291.
- [13] 陈蕾, 姚远程. 基于 System Generator 的数字下变频设计[J]. 电子设计工程, 2012, 20(24): 74-78.
- [14] 王锦清, 左秀婷, Michael Kesteven, 等. TM65m 射电望远镜面形微波全息测量[J]. 中国科学: 物理学力学天文学, 2017, 47(9): 92-102.
- [15] Sun, Z.-X., Wang, J.-Q. and Yu, L.-F. (2021) Research on the Panel Adjustment Method of an Active Main Reflector for a Large Radio Telescope. *Research in Astronomy and Astrophysics*, **21**, Article 038.
<https://doi.org/10.1088/1674-4527/21/2/38>