

增强型实时相关处理机设计和天线测量应用^{*}

张 磊^{1,2} 王锦清^{1,3,4†} 虞林峰¹ 江永琛¹ 韦 钰¹

(1 中国科学院上海天文台 上海 200030)

(2 中国科学院大学天文与空间科学学院 北京 100049)

(3 中国科学院射电天文重点实验室 南京 210023)

(4 上海市空间导航与定位技术重点实验室 上海 200030)

摘要 大型射电望远镜天线在射电天文、地球动力学和深空探测等多种学科中发挥着重要作用,受到温度、重力、风力等因素的影响,天线副面、背架、主反射面等都会产生变形,从而影响天线效率和指向等,因此需要对天线进行测量和调整. 实时相关机是天线测量的重要设备,设计并实现了一种应用于天线测量的基于FPGA (Field Programmable Gate Array)的增强型实时相关处理机. 应用于天线测量时,增强型实时相关处理机和传统的总功率检测相比,具有抗干扰能力强、灵敏度高、具备射电源在线补偿干涉能力等优势,可应用于天线指向、副面位姿和面型误差检测等天线测量需求. 使用增强型实时相关处理机对天马65 m射电望远镜进行了方向图扫描和全息法面型测量,测量结果说明了增强型实时相关处理机应用于天线检测准确、可靠.

关键词 望远镜: 指向误差, 反射面, 方法: 全息照相法, 数据分析, 仪器: 干涉仪, 相关器

中图分类号: P111; **文献标识码**: A

1 引言

大型射电望远镜在射电天文、深空探测和地球动力学等多种学科中发挥着重要作用^[1-3]. 在观测过程中随着俯仰角度的变化,受到温度、重力、风力等因素的影响,天线副面、背架、主反射面等都有不同程度的结构变形,从而对天线效率和指向等产生影响. 目前大型射电望远镜在不断往更高频率和更大口径发展,这对天线面型精度和指向精度提出了更高的要求^[4-5],因此改进天线检测方法,实现对天线的高精度测量和调整就变得格外重要.

目前对抛物面天线进行面型测量、副面位姿测量以及指向测量的方法主要分为两类—工业测

量方法和射电法. 工业法测量天线面型和副面位姿主要包括经纬仪测量、全站仪测量、激光跟踪测量、摄影测量和光学镜头测量等方法,其问题主要在于需要在反射面上布置靶标,同时受环境因素影响较大^[6-7]. 而使用射电法对面型和副面位姿进行检测的手段,相较于工业测量方法精度更高,自动化能力更强,同时对天线俯仰角度没有要求,可以利用现有接收链路进行实时测量^[8]. 工业法测量天线指向可以分别测量不同因素所导致的天线指向误差,而射电法测量的是天线整体的综合指向误差^[5].

相关机是射电法天线测量的关键设备,它可以应用于基于幅度的指向测量和副面位姿测量,

2024-10-21收到原稿, 2025-01-10收到修改稿

^{*}国家自然科学基金项目(12273097)和国家重点研发计划(2021YFC2203501)资助

[†]jqwang@shao.ac.cn

也可应用于基于相位的天线面型微波全息测量. 传统的射电法测量天线指向是使用功率计检测射电源的总功率^[9], 而相关机可应用于单天线射电法测量和双天线干涉测量, 通过数字域的频谱分析, 进而对射电源的指向进行检测. 相比于传统测量方法, 可以提高检测灵敏度, 增加可检测源的数量, 同时提高指向测量的精度和分辨率. 在使用全息法测量天线面型过程中, 相关机负责实现对被测天线和参考天线两路信号进行自相关和互相关处理, 从而得到天线远场复方向图.

本文设计并实现了一种应用于天线测量的基于FPGA (Field Programmable Gate Array)的增强型实时相关处理机. 增强型实时相关处理机应用于天线测量时, 和传统的总功率检测相比, 具有抗干扰能力强、灵敏度高、具备射电源在线补偿干涉等优势, 可应用于天线指向、副面位姿和面形误差检测等需求. 增强型实时相关处理机与VLBI (Very Long Baseline Interferometry)相关处理机相比, 由于用途不同, 其特点也有所不同. VLBI处理机处理台站数量更多, FFT (Fast Fourier Transformation)点数更多^[10], 增强型实时相关处理机具有更强的实时在线应用能力, 轻便性更高、带宽更大, 应用于天线测量领域用途更广. 表1展示了

增强型实时相关处理机和现有应用于天线测量的传统相关机的对比, 改进主要包括以下方面: (1)采样位数由传统相关机的12位提高至16位, 从而提高测量系统的灵敏度; (2)增加小数比特时延补偿功能, 对两路已经在时域中进行过整数比特补偿的信号在频域中进行高精度对齐; (3)由于观测目标相对于被测天线和参考天线的不同运动会产生不同的多普勒频移, 增加条纹旋转功能来进行补偿; (4)增加时延模型, 根据预先计算出的模型对干涉时延进行实时补偿, 同时兼具手动调整能力; (5)对比用总功率计进行天线指向检测时只能使用连续谱射电源作为目标源, 增强型实时相关处理机增加频率通道设置功能可以使用谱线源进行指向测量, 大大增加可用源的数量; (6)采样率从传统相关机的100 Msps (Million samples per second)提高到250 Msps, 对有效带宽从50 MHz提高到125 MHz, 在使用谱线源进行指向检测时无需手动设置本振和基带; (7)积分时间由传统相关机的1 s提高到最高32767 s, 这可以使测量系统通过长时间积分提高检测灵敏度, 从而可以使用更弱流量的射电源; (8)增强型实时相关处理机的大动态范围保证其能准确测量天线远场幅度和相位, 高隔离度避免了信号间的交叉泄漏.

表 1 增强型实时相关处理机与现有测量相关机对比
Table 1 Comparison between the enhanced real-time correlator and the existing correlator

	Fractional Bit	Fringe	Delay	Frequency	Sampling	Sampling	Integral	Data	Transmission	Dynamic	
	Delay	Stopping	Model	Channel	Rate	Bandwidth	Bits	Time	Bits	Mode	Range
	Compensation										
Conventional Correlator	No	No	No	No	100 Msps	50 MHz	12 bit	1 s	32 bit	PCI	72 dB
Enhanced Real-time Correlator	Yes	Yes	Yes	Yes	250 Msps	125 MHz	16 bit	0.5–32767 s	64 bit	PCIe2.0/RJ45	85 dB

2 增强型实时相关处理机设计

2.1 总体设计

相关机算法部分使用System Generator在FPGA开发板中进行实现, System Generator是Xilinx公司为数字信号处理开发推出的模块化设计工具, 它将vivado的一些模块嵌入到Simulink的

库中来实现简单快速的将dsp算法转换成可综合的、可靠的硬件系统, 同时方便对功能进行拓展和升级^[11]. 相关机采用FX型, 即先做傅里叶变换, 后做乘法, 相关机算法整体设计框图如图1所示, A路为被测天线的信号, B路为参考天线的信号, 其中粗体字的模块为增强型实时相关处理机相较于传统相关机增加的模块.

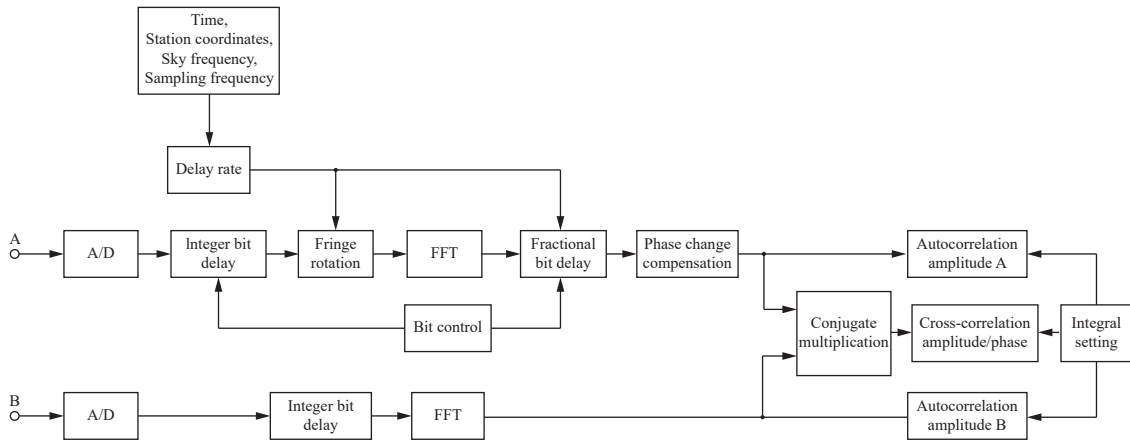


图 1 相关处理机整体设计框图

Fig. 1 Overall design block diagram of correlator

被测天线和参考天线接收到的信号经过混频后输入到相关机的通道A和通道B, 图中可以看出, 使用A/D对信号进行采集后, 信号经过整数比特时延补偿、条纹旋转、快速傅里叶变换、小数比特时延补偿、相位修正、相关和积分模块输出, 通过对自相关和互相关的数据进行分析实现对天线的测量。

A/D采样模块和上位机传输模块使用verilog设计实现. 所采用ADC (Analog to Digital Converter)卡可实现16 bit 250 Msps高速采集, 支持内部参考时钟输入、外部参考时钟输入、外部采样时钟输入3种时钟模式. 上位机传输模块将FPGA中相关机产生的两路信号自相关幅度、互相关幅度和互相关相位数据通过PCIe接口或网口传输至PC上位机进行显示, 并将在上位机中设置的时延率、积分时间等下发给FPGA板卡。

2.2 相关机算法模块设计、仿真与测试

2.2.1 整数比特时延补偿模块

由于天线位置不同, 观测目标的同一波前的信号到达被测天线和参考天线的的时间不同, 两个天线接收到的信号之间存在着时间差, 因此要对两路信号进行时延补偿^[12]. 时延补偿分为整数比特时延补偿和小数比特时延补偿两步, 前者是在时域进行补偿, 而后者是在FFT之后在频域进行补偿. 对信号进行整数比特时延补偿实际上就是对

信号延时整数个采样时间间隔, 可以将两路信号时延补偿至一个采样时间间隔内。

增强型实时相关处理机整数比特时延补偿部分采用三级级联设计, 分别实现 $121 \times N_1$ 个时钟周期、 $11 \times N_2$ 个时钟周期和 N_3 个时钟周期时延, N_1 、 N_2 、 N_3 由3个MUX多路选择器控制, 最多可实现1330个时钟周期时延. 信号输入整数比特时延补偿模块后, 会根据模块输入的时延值做整数比特延迟后输出。

2.2.2 整数比特时延补偿模块测试

对A路设置1222 bit整数时延, 对B路设置1330 bit整数时延时, 频谱如图2所示, 每512点数互相关相位差变化 360° , 测试结果与理论相符。

2.2.3 条纹旋转模块

由于观测目标相对于被测天线和参考天线的不同运动会产生不同的多普勒频移, 在进行快速傅里叶变换FFT前, 需要对A路信号进行条纹旋转来补偿相位, 通过对A路信号乘以 $e^{j2\pi\varphi n}$ 实现。

$$\mathcal{F}^{-1}[A(\omega - \varphi)] = \mathcal{F}^{-1}[A(\omega)]e^{j2\pi\varphi n}. \quad (1)$$

其中, \mathcal{F}^{-1} 为傅里叶逆变换, $\varphi = e \frac{f_c}{f_s}$, f_c 为天空频率, 比如8.8 GHz, f_s 为采样频率, e 为时延率, φ 为一个采集间隔时间内相位变化的周数, n 为数据点数, 范围为1~4096, $A(\omega)$ 为A路信号, ω 为信号的频率. 由欧拉公式可得:

$$e^{j2\pi\varphi n} = \cos(2\pi\varphi n) + j \sin(2\pi\varphi n). \quad (2)$$

条纹旋转模块的功能为: 根据输入的天空频率、采样频率和时延率, 输出 $\sin(2\pi\varphi n)$ 和 $\cos(2\pi\varphi n)$ 分量.

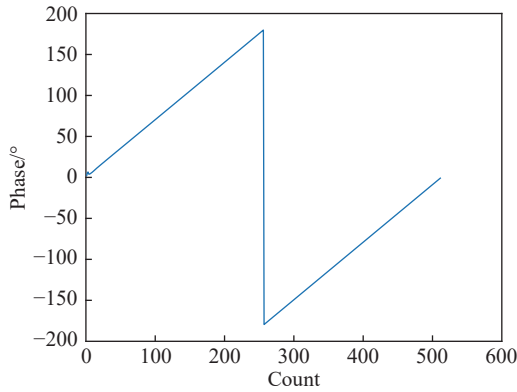


图 2 整数比特延迟模块测试的互相关相位

Fig. 2 Cross correlation phase in test of integer bit delay module

(A) 条纹旋转模块仿真

当设置时延率 $e = 10^7$ ps/s, 天空频率 $f_c = 8800$ MHz, 采样率 $f_s = 128$ MHz 时, 由(1)式可以得

到 $\varphi = 6.875 \times 10^{-4}$, 即约每经过 1455 个采样间隔, 相位差为 360° , 仿真结果如图 3 所示.

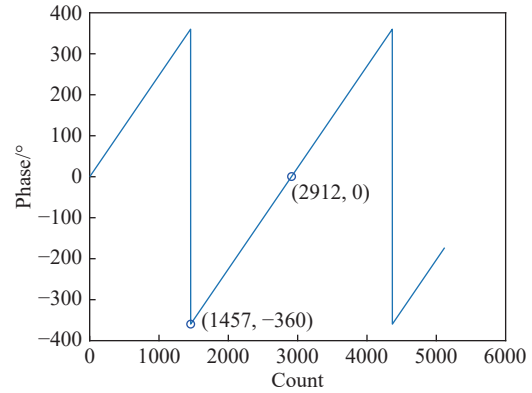


图 3 条纹旋转模块仿真的相位

Fig. 3 Phase in simulation of fringe rotation module

使用 3 个时延率 10 ps/s、20 ps/s、40 ps/s 进行仿真测试. 条纹旋转模块输出的相位、sin 分量、cos 分量仿真结果如图 4 所示, 其中 66 ~ 2065 点为 10 ps/s, 2066 ~ 4065 点为 20 ps/s, 4066 ~ 6065 点为 40 ps/s. 可以看出当时延率成倍变大时, 相位、sin 分量、cos 分量的变化率也随之成倍变大.

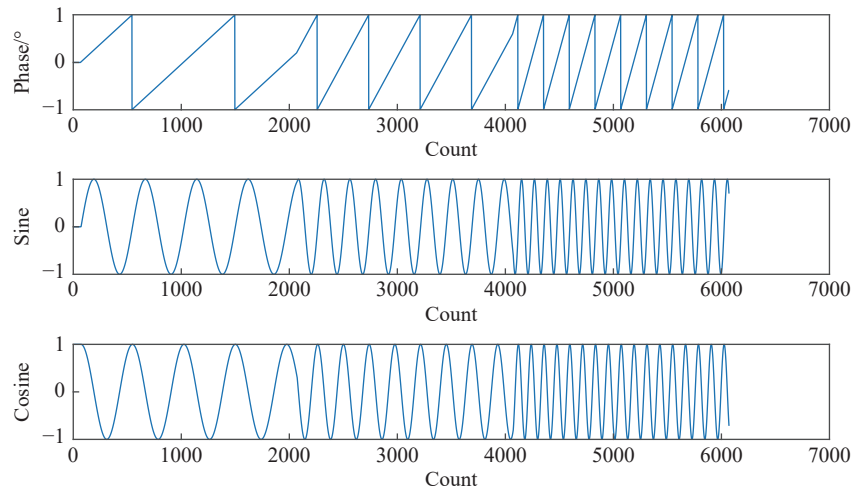


图 4 在 3 个不同时延率下相位、sin 分量、cos 分量的仿真

Fig. 4 Simulation of phase, sin component, and cos component at three different delay rates

(B) 条纹旋转模块测试

图 5 为时延率设置为 10 ps/s 时, 积分 1 s 得到的

两路信号的互相关相位差的连续变化图, 条纹旋转模块理论每秒相位差变化值约为 31.68° , 测试结

果与理论符合, 说明了该模块功能正常.

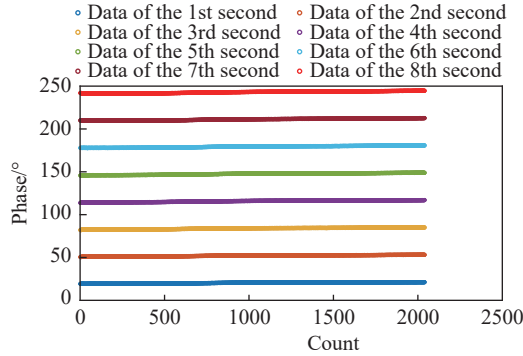


图 5 条纹旋转模块测试的互相关相位差变化

Fig. 5 Cross correlation phase difference variation in test of fringe rotation module

2.2.4 小数比特时延补偿模块和相位修正模块

当时延率为 e 时, 两路信号的小数时延为:

$$\tau = d + e(f - 1). \quad (3)$$

其中, d 为初始小数比特时延, f 为进行FFT次数. 由傅里叶变换的位移性可得:

$$\mathcal{F}[A(t - \tau)]e^{j\phi_c} = \mathcal{F}[A(t)]e^{j2\pi\tau\frac{n}{N}\phi_c}. \quad (4)$$

其中, \mathcal{F} 为傅里叶变换, n 为数据点数 $1 \sim N$, N 为FFT点数, 本设计中 N 为4096, ϕ_c 为相位变化, t 为时间. 由欧拉公式可得:

$$\mathcal{F}[A(t - \tau)]e^{j\phi_c} = \mathcal{F}[A(t)] \left[\cos\left(2\pi\tau\frac{n}{N}\phi_c\right) + j\sin\left(2\pi\tau\frac{n}{N}\phi_c\right) \right]. \quad (5)$$

小数比特时延补偿模块的功能为: 根据输入的初始小数比特时延、进行FFT次数、数据点数和时延率输出 $\sin(2\pi\tau\frac{n}{N})$ 和 $\cos(2\pi\tau\frac{n}{N})$ 分量, 在频域上对FFT之后的A路信号乘以 $e^{j2\pi\tau\frac{n}{N}}$ 进行小数比特补偿, 同时当小数比特时延达到一个采样间隔时输出信号给整数比特时延补偿模块并将 f 置零. 相位修正模块的功能为对小数比特时延补偿之后的A路信号乘以 $e^{j\phi_c}$ 实现对输出的互相关相位的控制.

(A) 小数比特时延补偿模块仿真

当设置时延率 $e = 10^4$ ps/s时, 初始小数比特时延 $d = 0$ 时, 由(2)式和(3)式可以得到 $\tau\frac{n}{N}$ 每FFT

周期变化约 4.096×10^{-5} bit, 仿真结果如图6所示, 与理论相符.

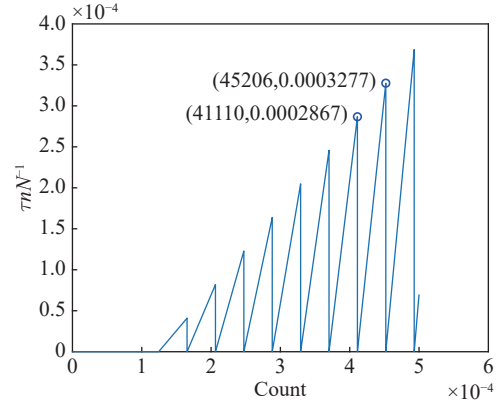


图 6 小数比特时延补偿模块仿真

Fig. 6 Simulation of fractional bit delay compensation module

(B) 小数比特时延补偿模块测试

图7为时延率设置1000 ps/s时, 积分1 s得到的两路信号的互相关相位差每间隔5 s的变化图, 实线为数据拟合曲线, 小数比特时延补偿模块理论每秒相位理论斜率变化值为 0.01125° , 每间隔5 s变化 0.05625° , 测试结果与理论符合.

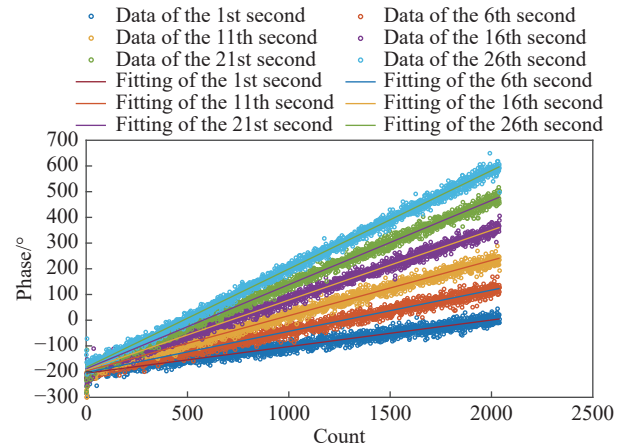


图 7 小数比特时延补偿模块测试的互相关相位差变化

Fig. 7 Cross correlation phase difference variation in test of fractional bit delay compensation module

2.3 传输模块和上位机设计

上位机通信模块设计框图如图8所示, 将相关

机模块产生积分后的数据传输至FIFO (First Input First Output)缓冲区, DMA (Direct Memory Access)控制器从FIFO缓冲区中搬运数据到DDR (Double Data Rate)内存, 上位机IPC (Industry Personal Computer)接收DMA控制器在搬运完成后发出的中断信号, 上位机在接收到中断信号后通过PCIe接口或网口将数据传输到上位机的内存中. 可以在上位机中对采样率、积分时间、整数时延、时延率、初始小数时延、天空频率、FFT次数上限和复位信号等参数进行设置, 然后通过接口把设置的参数传输到相关机中. 由于参数数据量较小, 参数的值被直接保存在FPGA内部寄存器中, 由相关机直接读取. 上位机中还可以设置是否使用时延模型和选择频率抽取模式, 频率抽取模式有3种: 点频设置、自动峰值和频率综合, 分别控制上位机界面显示设定频率的值、频谱最大值或设定频率范围内的综合值.

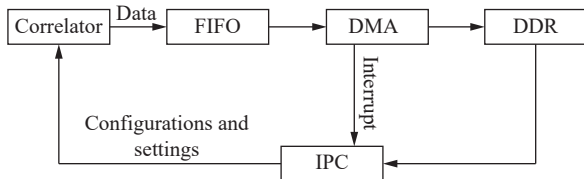


图 8 上位机通信模块设计框图

Fig. 8 Block diagram of the IPC communication module design

2.4 时延模型接口

在应用中, 我们根据时间、站坐标、天空频率、采样频率计算出理论时延, 并将其拟合成一个5阶多项式形式的时延模型:

$$\tau_m = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + a_4 t^4 + a_5 t^5 + O(t^5). \quad (6)$$

其中, a_0 、 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4 、 a_5 为多项式系数, τ_m 可以视作初始小数比特时延, τ_m' 可以视作时延率 e , 当选择使用时延模型时, 上位机使用定时器将 τ_m 和 τ_m' 作为初始小数比特时延和时延率传输给相关机对时延进行实时补偿, 同时将 f 置零, 并将FFT次数上限设置为模型持续时间. 由于模型与实际时延可能存在偏差, 在使用时延模型设置

时延时, 也可以手动调整时延.

2.5 动态范围和隔离度测试

2.5.1 动态范围

动态范围是影响天线方向图测量灵敏度的重要因素, 测量高增益天线的远轴旁瓣对测量系统的动态范围提出了很高的要求^[13], 我们使用信号发生器对相关机动态范围进行测试. 图9为增强型实时相关处理机的实测动态范围结果, 从信号发生器输出功率与相关机显示功率关系可以看出, 动态范围约为-82 dB到3 dB, 大约85 dB, 由此可以评估其有效位数约14 bit略多点.

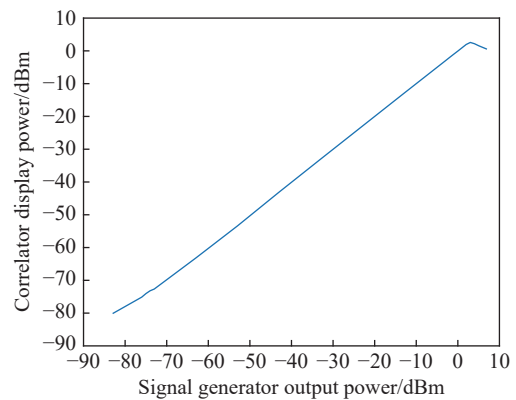


图 9 动态范围测试结果

Fig. 9 Test results of dynamic range

2.5.2 隔离度

隔离度对于使用双天线做干涉测量十分重要, 高隔离度可以避免信号的交叉泄漏, 防止高灵敏度检测时互相关相位的失真. 增强型实时相关处理机ADC采集卡最大支持四通道同时输入, 对四通道间隔度进行测试, 结果如表2所示, 可以发现通道1和通道4之间隔离度最好, 而相邻两通道之间隔离度最差.

3 应用

对天线进行测量的方式主要分为场地测量法、卫星法和射电源法. 受限于大型射电望远镜的远场条件 $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$, 其中 R 为天线与信号源之间的距离、 D 为天线口径、 λ 为天线工作波长, 场

地测量法很难实现. 利用射电源和同步卫星对射电望远镜进行测量可以满足天线的远场条件, 同时不存在场地测量法地面辐射的影响.

表 2 四通道间隔度测试结果
Table 2 Test results of the isolation between the four channels

Time	Affected			
	Channel 1	Channel 2	Channel 3	Channel 4
Channel 1		68.4 dB	83.5 dB	85.6 dB
Channel 2	68.9 dB		66.8 dB	84.7 dB
Channel 3	85.8 dB	68.6 dB		69.7 dB
Channel 4	85.7 dB	85.7 dB	69.9 dB	

下面使用增强型实时相关处理机对天线进行测量, 包括扫描天线方向图、高精度检测天线指向和反射面面型. 在测量过程中, 参考天线始终对准信号源, 被测天线按照设定的不同方式对信号源进行扫描, 在扫描过程中两路信号的自相关幅度、互相关幅度和相位会发生变化, 以此分析得到测量结果.

3.1 天线方向图检测

以TM65 m (天马65 m射电望远镜)为测量天线, 并配置1.8 m参考天线, 图10为天线进行俯仰来回扫描卫星信号时得到的天线方向图. 其中虚线为A路自相关数据得到的方向图, 属于传统的单天线测量方法. 实线为使用两路互相关数据得到天线方向图幅度和相位, 属于干涉测量法, 其幅度与自相关相比, 提高了检测的灵敏度, 可以看到旁瓣的零点更深, 同时相较于单天线测量法还可以测量到天线主旁瓣内对应的相位.

随着天线口径的增加和系统噪声温度的降低, 实际上增加了天线对外部干扰的敏感性, 由于可能的干扰源分布较广, 因此近轴旁瓣和远轴旁瓣都很重要. 在测量旁瓣时, 由于灵敏度的原因, 可能会出现没有可用的射电源的问题, 而干涉测量法可以提高灵敏度. 假设两个天线的系统温度、流量密度和带宽都相同, 使用双天线干涉测量和单天线测量的信噪比比值约为^[14]:

$$\frac{\text{SNR}_2}{\text{SNR}_1} \approx \frac{2G_{\max}}{G_1}. \quad (7)$$

其中, SNR_2 为干涉测量的信噪比, SNR_1 为单天线测量的信噪比, G_{\max} 为参考天线的最大增益, G_1 为被测天线在射电源方向上的增益, 可以看出干涉测量法对比单天线测量的灵敏度提升非常大. 图11为TM65 m全息扫描过程中自相关和互相关的幅度图, 可以看出互相关幅度可以得到更多的远旁瓣信息, 互相关比自相关检测的动态范围提高了约40 dB, 实测结果说明了干涉测量法对灵敏度的提高.

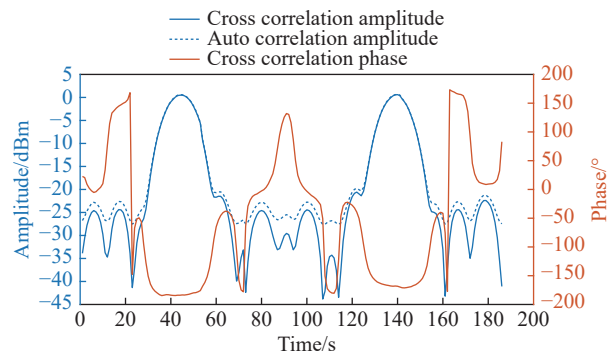


图 10 实测TM65 m天线幅度和相位方向图

Fig. 10 Measured amplitude pattern and phase pattern of the TM65 m antenna

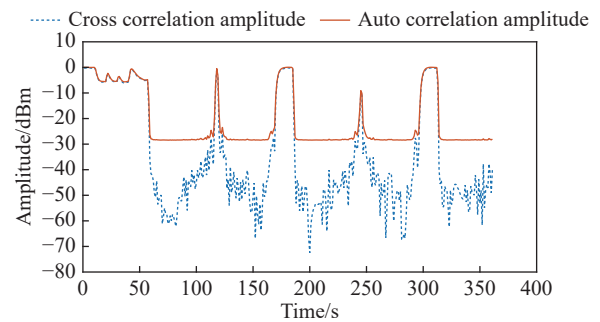


图 11 TM65 m天线的自相关和互相关幅度

Fig. 11 Auto correlation and cross correlation amplitude of the TM65 m antenna

同时由于天空中广泛存在的射电源的干扰, 测量旁瓣过程中主波束或其他高电平旁瓣可能会扫描到强干扰源, 而干涉测量法对来自其他源的干扰以及来自地球的热辐射通过其他旁瓣进入的

干扰非常不敏感,这有利于对弱旁瓣电平进行精确测量.此外当测量天线主瓣时,被测天线旁瓣出现干扰源时,若干扰源在参考天线主波束外,且参考天线旁瓣电平好于被测天线,则也可以提高分辨能力,而这种提高与参考天线口径大小无关,因此低副瓣的参考天线可以提高干涉测量法的分辨能力^[15].

3.2 天线指向偏差测量

指向精度是大型射电望远镜的重要指标,一般情况下要求天线的指向精度要达到主瓣宽度的1/10,使用射电法检测天线指向可以综合评估各个因素产生的指向偏差的总和.射电法可以采用十字扫描法、5点法或圆形扫描法进行准实时检测而后补偿.对于瞬变因素如风扰动导致的指向偏差,可以采用半功率点法或圆形扫描法进行总体检测^[5].使用增强型实时相关处理机进行天线指向

偏差测量在检测灵敏度上有显著提高,灵敏度决定了天线测量可用射电源的数量.目前射电望远镜,特别是口径较小的天线,在检测过程中一般使用强射电源,可用源数量较少,无法在全天区全时段进行测量,通过干涉方法可以显著增加可检测源数量.

目前TM65 m天线Q波段使用功率计进行指向测试,这种方法只能使用强射电源作为目标源.为增加Q波段的指向源,可使用增强型实时相关处理机进行功率检测,增加功率计无法测量的SiO谱线源作为目标源,部分可用于指向测试的谱线源见表3所示.表中同时给出了SiO谱线的峰值流量和速度分量 V ,并计算了频率偏移 $\Delta\nu$,由于增强型实时相关处理机的有效带宽达到125 MHz,可以覆盖Q波段SiO谱线静止频率43.122 GHz周围大部分谱线源的位置而无需设置本振和基带带宽.

表 3 Q波段SiO强谱线源应用于指向检测^[16]
Table 3 Q-band SiO strong spectral line source for antenna pointing measurement^[16]

Name	Right Ascension (h:m:s)	Declination (d:m:s)	Peak Flux/Jy	$V/\text{km s}^{-1}$	$\Delta\nu/\text{MHz}$
oCet	02 19 20.79	-02 58 39.5	364.0	46.5	6.7
VYCMa	07 22 58.33	-25 46 03.2	1680. 0	18.0	2.6
RLMi	09 45 34.28	+34 30 42.8	154.0	1.5	0.2
RLeo	09 47 33.49	+11 25 43.6	490	-1.0	-0.1
WHya	13 49 02.00	-28 22 03.5	910	42.0	6.0
SCrB	15 21 23.96	+31 22 02.6	103.0	-1.0	-0.1
V4120Sgr	18 03 56.53	-20 19 00.5	161	19.0	2.7
VXSgr	18 08 04.05	-22 13 26.6	430.5	3.0	0.4
uCep	21 43 30.46	+58 46 48.2	163.0	25.0	3.6
RCas	23 58 24.87	+51 23 19.7	182.0	21.0	3.0
TXCam	05 00 50.39	+56 10 52.6	90	13	1.9
VXSgr	18 08 04.05	-22 13 26.6	200	5.7	0.8

Note: all data are from Ref. [16].

天线指向测试流程图如图12所示,其中加粗部分是不同于连续谱的,R.A.为赤经,Decl.为赤纬,需要准确设置频率的本振和通道序号才能准确获得谱线的功率.增强型实时相关处理机相较

于传统相关机增加了频率通道设置功能,在选定指向测量使用的谱线源后,相关机会获得谱线源对应的频段,并将对应频段的功率数据发送给解算指向偏差的计算机.

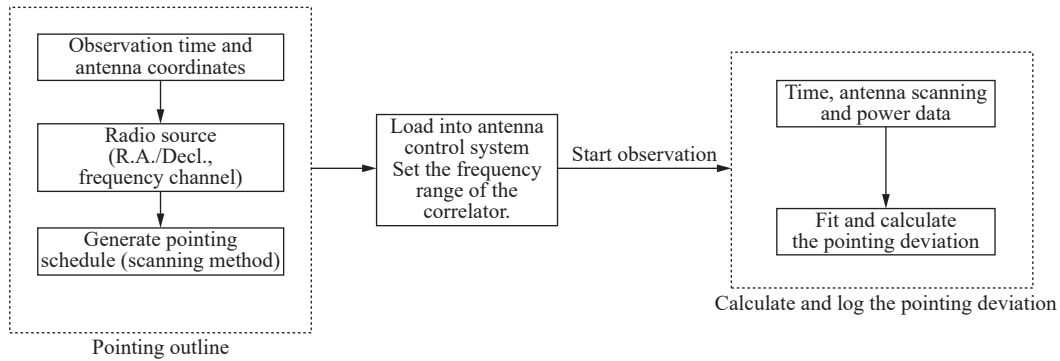


图 12 天线指向测量框图

Fig. 12 Block diagram of antenna pointing measurement

3.3 使用全息法测量天线面型

大型射电望远镜受重力、温度等因素影响,主面会发生微小形变进而影响天线效率,面型精度对效率 η 的影响约为 $\exp \left[- \left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda} \right)^2 \right]$, 其中 ε 为面型精度,可见天线工作频率越高对面型精度要求越高,对于低频望远镜一般要求面板误差是 $\frac{1}{20}\lambda$, 对于毫米波和亚毫米波望远镜来说,要求误差一般 $\frac{1}{40}\lambda$. 微波全息法是检测天线面型的重要检测手段,相较于工业测量方法,它精度高、自动化水平高、对天线俯仰角没有限制,同时具有全局性. 目前微波全息法主要分为两类:相位恢复法和相位相关法,两者原理基本相同,即通过天线远场方向图反推口径场分布,进而得到天线表面与理想抛物面的差距. 区别在于相位恢复法不需要参考天线,在测得远场幅度特性的情况下采用某种相位恢复算法来获得口径场的振幅和相位分

布^[17],但这种方法对信号源信噪比要求较高^[18],适用于口径分辨率比较低的情况. 相位相关法需要一面参考天线,使用互相关的处理方法获得参考相位,理论和实践证明它比相位恢复法更有效^[4].

使用增强型实时相关处理机对TM65 m进行全息法检测面型精度,并配置1.8 m参考天线, TM65 m围绕卫星做扫描,得到的自相关幅度、互相关幅度和相位见图13. 图14为使用同步卫星作为观测目标的全息法得到的TM65 m基准主面变形和能量分布情况. 传统相关机只能使用卫星信号进行全息法面型检测,增强型实时相关处理机增加了小数比特时延补偿和条纹旋转功能,可对两个天线间的时延和多普勒频移进行实时补偿,因此可以使用射电源作为观测目标. 图15为使用射电源作为观测目标的全息法测量得到的TM65 m在71°俯仰上的主面变形和能量分布情况,由于主要用于测量主面的重力变形,因此采用了比使用卫星时的全息法更低的分辨率.

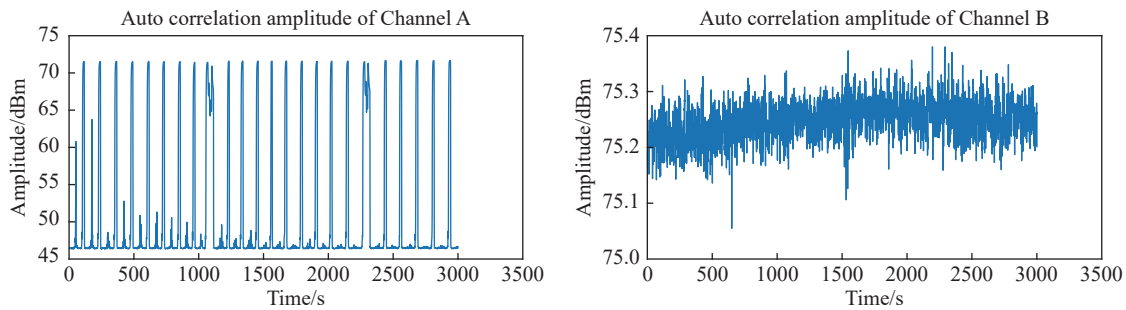


图 13 TM65 m和1.8 m天线的自相关幅度、互相关幅度和相位

Fig. 13 Auto correlation amplitude, cross correlation amplitude and phase of the TM65 m and 1.8 m antenna

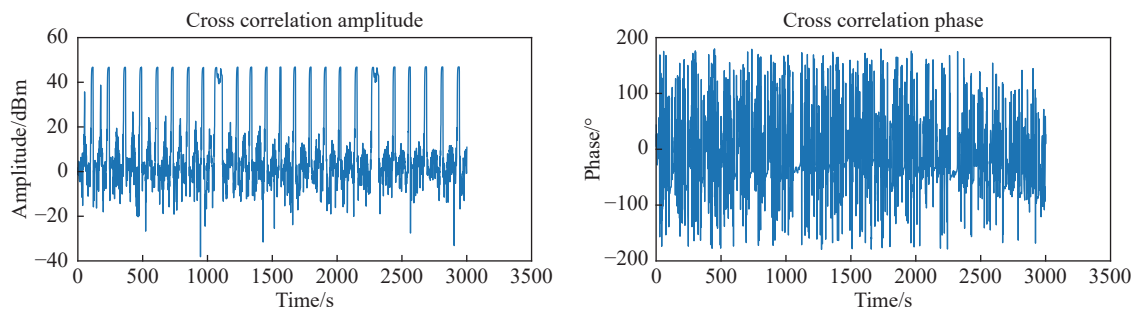


图 13 续

Fig. 13 Continued

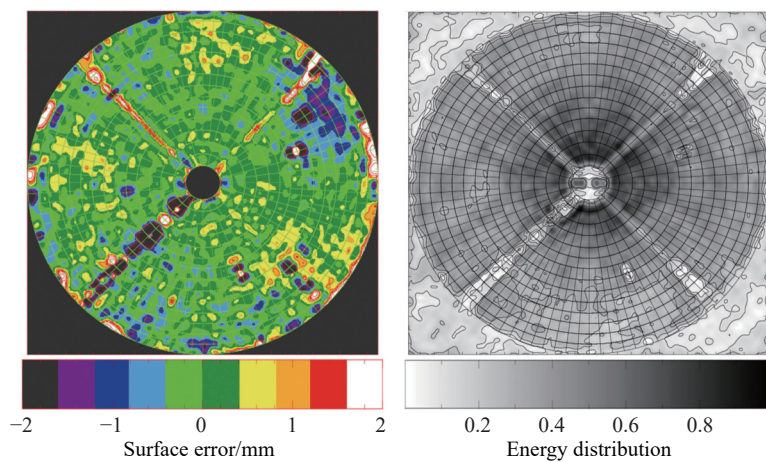


图 14 TM65 m和1.8 m天线的基准主面变形和能量分布实测

Fig. 14 Measurement of reference main reflector deformation and energy distribution of the TM65 m and 1.8 m antenna

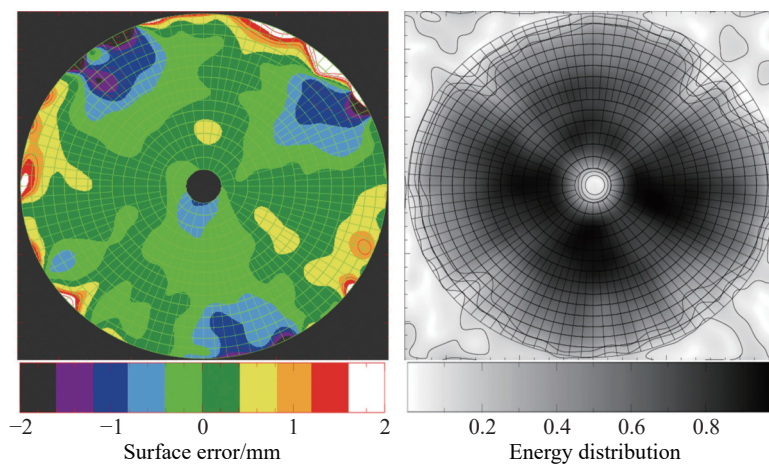


图 15 TM65 m和1.8 m天线的71°俯仰下主面变形和能量分布实测

Fig. 15 Measurement of main reflector deformation and energy distribution at 71° elevation of the TM65 m and 1.8 m antenna

4 总结

本文设计并实现了一种应用于天线测量的增强型实时相关处理机, 并对其进行了仿真和测试, 结果表明与理论相符, 同时使用本文设计实现的增强型实时相关处理机对TM65 m进行了方向图检测和反射面面型检测. 仿真、测试和实际测量结果说明了增强型实时相关处理机应用于天线检测准确、可靠.

增强型实时相关处理机具备以下优点: (1)采样位数为16位, 灵敏度高; (2)具有小数比特时延补偿、条纹旋转、时延模型、频率通道设置功能; (3)采样率为250 sps, 对应有效带宽为125 MHz; (4)积分时间较长; (5)动态范围和隔离度较高; (6)算法模块使用System Generator进行设计, 可移植性强, 可根据不同需求和技术发展移植至其他FPGA板卡上.

后续对增强型实时相关处理机进行改进, 可在时延模型接口部分使用FPGA对时延和时延率进行计算, 提高效率和准确度, 同时增加条纹搜索功能, 更好地对两个天线间的时延进行补偿. 后续将使用增强型实时相关处理机对日喀则40 m射电望远镜和长白山40 m射电望远镜的天线指向、副面位姿和面型误差等进行检测.

参考文献

- [1] 严粤飞, 王从思, 李帅, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2022, 52: 5
- [2] 吴伟仁, 李海涛, 李赞, 等. 中国科学: 信息科学, 2020, 50: 87
- [3] 范昊鹏. 新一代大地测量VLBI关键技术及应用研究. 郑州: 战略支援部队信息工程大学, 2018: 1-9
- [4] 王锦清, 左秀婷, Michael K, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2017, 47: 92
- [5] 王锦清, 虞林峰, 赵融冰, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2017, 47: 125
- [6] 班友, 刘源杰, 王娜, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2024, 54: 23
- [7] 林上民, 张璇, 金玉, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2024, 54: 38
- [8] 王锦清, 赵融冰, 虞林峰, 等. 中国科学: 物理学力学天文学, 2019, 49: 135
- [9] 虞林峰, 王锦清, 赵融冰, 等. 天文学报, 2015, 56: 165
- [10] 郑为民, 张娟, 徐志骏, 等. 深空探测学报(中英文), 2020, 7: 354
- [11] 刘颖, 钟凯, 章浩伟, 等. 生物医学工程学进展, 2023, 44: 253
- [12] 孙晓彤, 童力, 郑为民, 等. 天文研究与技术, 2021, 18: 52
- [13] 陈辉, 王同锁, 秦顺友. 无线电通信技术, 2002, 28:33
- [14] Smith P. ITAP, 1966, 14: 6
- [15] Baars J. ITAP, 1973, 21: 461
- [16] Kim J, Cho S H, Oh C S, et al. ApJS, 2010, 188: 209
- [17] 刘抗抗, 叶骞, 裴鑫. 中国科学: 物理学力学天文学, 2017, 47: 121
- [18] Morris D. ITAP, 1985, 33: 749

Enhanced Real-time Correlator Design and Application for Antenna Measurement

ZHANG Lei^{1,2} WANG Jin-qing^{1,3,4} YU Lin-feng¹ JIANG Yong-chen¹ WEI Yu¹

(1 Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030)

(2 School of Astronomy and Space Science, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

(3 Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210023)

(4 Shanghai Key Laboratory of Space Navigation and Positioning Techniques, Shanghai 200030)

ABSTRACT Large radio telescopes play an important role in various disciplines such as radio astronomy, geodynamics, and deep space exploration. Due to the influence of various factors such as temperature, gravity, and wind load, components including the subreflector, backup structure, and main reflector undergo deformation, thereby compromising antenna efficiency and pointing accuracy. Therefore, it is necessary to measure and adjust the antenna. The real-time correlator is a crucial instrument for antenna measurement. For this purpose, an enhanced real-time correlator based on FPGA (Field Programmable Gate Array) for antenna measurement was designed and implemented. When applied in antenna measurement, compared with the traditional total power measurement method, the enhanced real-time correlator offers advantages such as strong anti-interference capability, high sensitivity, and the ability to perform real-time compensation and interferometric observations of radio sources. It can be applied to various antenna measurement applications, including pointing calibration, subreflector pose adjustment, and main reflector deformation measurement. Scanning radiation pattern test and holographic measurement of the main reflector deformation were conducted on the TM65 m radio telescope using the enhanced real-time correlator. The results verified the accuracy and reliability of this system for antenna measurement.

Key words telescopes: pointing error, plane of reflection, methods: holography, data analysis, instrumentation: interferometers, correlator