

doi: 10.3969/j.issn.1000-8349.2016.02.08

FAST 数字后端及超宽带百万通道 频谱仪算法仿真

张 夏^{1,5}, 俞欣颖², 段 然¹, 李 荫^{1,3}, 蒿 杰⁴, 金乘进^{1,3}

(1. 中国科学院 国家天文台, 北京 100012; 2. 贵州大学大数据与信息工程学院, 贵阳 550025; 3. 中国科学院 射电天文重点实验室, 南京 210008; 4. 中国科学院 自动化研究所, 北京 100090; 5. 中国科学院 大学, 北京 100049)

摘要: 我国正在建设 500 m 口径球面射电望远镜 (FAST), 为了能够充分发挥自身口径大的优势, 确保望远镜在世界上的领先, 将自主研发世界一流的超宽带通用型数字后端 (CRANE)。在整个 CRANE 开发中, 硬件部分通过与中科院自动化研究所的合作, 不仅开发了现场可编程门阵列 (FPGA) 运算板 FDB (FAST Digital Backend), 还开发了 3 Gbits/s 12 bits 的宽带高精度模数转换电路板 (ADC) 芯片, 并用此实现 3 GHz 带宽的一次性覆盖。此超宽带通用型数字后端同时也包括开发模拟信号前端电路板 (AFB)。固件部分, 目前研制者计划在 FDB 上实现百万级通道频谱仪——CRANE 项目将优化 FFT, 研究级联式 FFT 来实现大点数 FFT。一级 FFT 运算单元的分辨率可能会造成最终频点输出时信号失真, 通过在 Matlab 上进行级联 FFT 算法仿真, 研究了信号失真的情况, 并用 Matlab 模拟还原出真实信号。

关键词: 射电望远镜; 超宽带接收机; 百万通道频谱仪; 仿真设计

中图分类号: P111 **文献标识码:** A

1 引 言

中国科学院国家天文台的大科学装置 500 m 口径球面射电望远镜 (Five-hundred-meter Aperture Spherical radio Telescope, 简称 FAST^[1]) 是国家九大科技基础设施之一^[2], 预计于 2016 年 9 月投入使用, 将是目前低频无线电波段中 70 MHz 和 3 GHz 之间灵敏度最高的单天线射电望远镜。FAST 是由我国科学家独创设计, 面积约 30 个足球场大^[3]的高灵敏度单天线巨型射电望远镜, 研制者充分利用我国贵州南部喀斯特地貌的独特地形, 大大降低了望远镜工程造价。FAST 的球面反射面由约 4 400 块^[1]长约 15 m^[2]的三角形面板组合拼接而成,

收稿日期: 2015-12-07; 修回日期: 2016-03-18

资助项目: 国家自然科学基金 (11373045); 天文联合基金 (U1531139); 973 项目 (2012CB821800, 2015CB857103)

通讯作者: 张夏, chaunceychang_naoc@126.com

主动反射面技术使得反射面被照明部分能够拟合成一个瞬时抛物面,该方案改正了球差,有效地简化了馈源,克服了球反射面线焦造成的窄带效应^[2]。创新性地应用轻型索支撑馈源平台,极大地降低了馈源支撑结构的重量和尺寸,减少了射电波段信号的遮挡;同时,轻型钢索拖动并联机器人,实现了望远镜接收机的高精度指向跟踪^[4]。

接收机系统是射电望远镜的重要组成部分,是决定望远镜性能的关键因素。最近 5 年,超宽带技术有重要发展,超宽带接收机已成为世界上很多射电望远镜研制者积极探索的领域。例如,由于平方公里阵列望远镜 (SKA) 等工程的需要,超宽带技术逐渐受到重视;美国甚大阵 VLA 升级为 EVLA,主要是接收机升级;德国马普射电所已经在为 Effelsberg 100 m 望远镜研制超宽带接收机,已于 2012 年进行了试观测;美国 GBT 望远镜也已完成超宽带接收机的研制,目前已经成功用于脉冲星计时观测;美国 Arecibo 望远镜和澳大利亚 Parkes 望远镜也在考虑使用类似的接收机。超宽带通用型数字后端 CRANE 是一套硬件和算法都具有前瞻性、世界领先,且具有创新性的通用超宽带接收机系统,其关键技术不仅可以配合世界最大口径望远镜 FAST 的接收面积,达到前所未有的灵敏度,还可用于我国其他望远镜如上海 65 m、新疆 110 m 等的建设和升级改造。

超宽带通用型数字后端 CRANE 的研究和制造将大幅度提高 FAST 望远镜的观测能力,并在早期科学观测中发挥巨大的作用^[1]。对三个主要科学目标的重要作用如下: 1) 超宽带接收机将大幅提高望远镜流量成像 (intensity mapping) 和探测重子声波震荡 (BAO) 的能力; 2) 超宽带接收机将连续、稳定、高效地搜索低频射电光谱频段,同时提供大带宽和高频谱分辨率,提升望远镜发现气体宇宙新成分的能力; 3) 超宽带接收机的上下频率比是现有接收机的 4 倍以上,全面覆盖脉冲星观测的灵敏波段,大大提高了望远镜进行脉冲星计时观测的灵敏度,并节省了观测时间^[5]。

FAST 低频超宽带接收机项目拟实现 3 GHz 带宽和 12 bits 的采样精度情况下,完成最多通道数的快速傅里叶变换,从而实现最好的频率分辨率。近年来有很多研究者利用二维级联 FFT 在 FPGA 上实现超长点数 FFT 的研究,例如,高振斌等人^[6]在 2005 年采用二维级联 FFT 处理方式实现最长为 1 M 点数的 FFT,但其并没有涉及天文学方面的应用,同时也无法满足本文的处理要求; Chikada 等人^[7]1987 年提出将一个大点数 FFT 转化为几个小点数 FFT 的方法来搭建频谱仪,并且在之后的射电天文频谱仪建造中得到广泛的应用。硬件的不断更新提供了更强的运算能力,在 CRANE 的 FDB 部分搭载两片 Virtex-6 FPGA 芯片,该设计适合二维级联 FFT 算法结构,同时具备充足的运算资源,充分满足科学目标对百万级以上通道频谱仪的要求,从而能够实现更好的频率分辨率。该算法受一级 FFT 运算单元分辨率的影响,最终输出结果会造成频谱失真,而这一失真之前没有讨论过,所以必须先通过 Matlab 的算法验证及信号恢复来确保最终频谱输出的正确性。

第 2 章介绍了超宽带通用型数字后端 CRANE 的各个主要部分,如模拟信号前端电路板 AFB 和目前已完成的宽带高精度模数转换电路板 3.2 Gbits/s 12 bits ADC 芯片 (简称 FAST3212ADC) 以及 FPGA 运算板 FDB。第 3 章介绍了 FDB 的实际应用,重点分析了 Matlab 仿真测试结果;通过测试级联式 FFT 在 Matlab 中的算法实现,分析了二维级联式 FFT 的输出结果。第 4 章进行简单的总结和展望。

2 超宽带通用型数字后端 CRANE 研制项目硬件设计介绍

超宽带通用型数字后端 CRANE 包括自主设计研发的模拟信号前端电路板 AFB, 与中国科学院自动化所合作开发的宽带高精度模数转换电路板 3.2 Gbits/s 12 bits ADC 芯片 FAST3212ADC, FPGA 高性能运算电路板 FDB 以及数据采集系统。图 1 为超宽带通用型数字后端 CRANE 的整体设计。

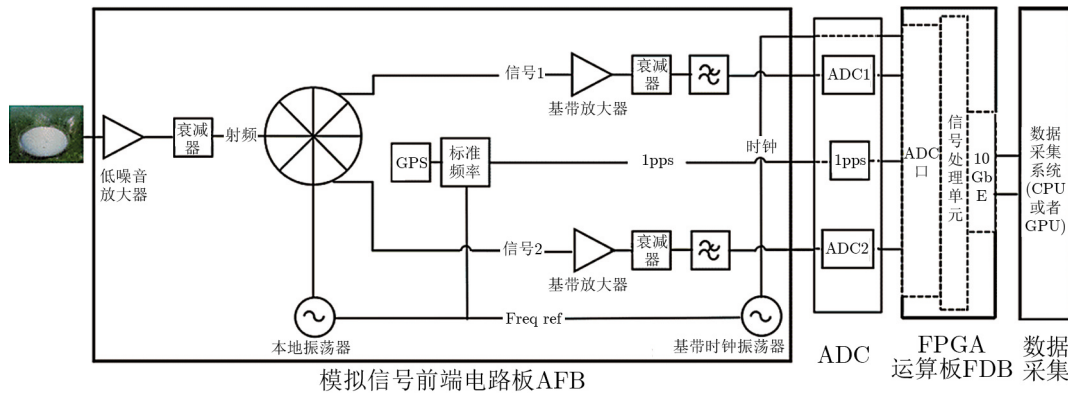


图 1 超宽带通用型数字后端 CRANE

2.1 自主设计研发的模拟信号前端电路板 AFB

AFB 直接与 FAST 信号对接, 位于望远镜馈源和模数转换器电路板之间。FAST 接收到的信号经过放大器、衰减器, 运用压控振荡器进行混频, 然后再经过一系列的放大器衰减器组, 通过滤波器后传给 ADC, 再通过自主研发的模拟信号前端电路板对接收机系统进行数字化控制。AFB 可以为 FPGA 电路板提供可变并且可控的时钟, 充分利用压点控制振荡器 (Voltage-controlled Oscillator, 简称 VCO) 以及数控变阻器的灵活性, 完成通带的选择。通过对 FPGA 上储存的数字变频系数的实时更新, 实现对各个频段完整、灵活、高效的控制, 使得一套系统可以多变且低成本地实现多项接收机的功能和波段覆盖。通过放大器和可变电阻衰减器的组合, 在最大限度降低引进噪音的情况下, 变换信号的强度, 使其能够适应不同望远镜信号读取强度的需要, 同时配合 FPGA 电路板和模数转换电路板的工作范围。通过电子开关选择不同的信号源, 用于系统自身检测; 通过滤波器电路, 降低混淆 (aliasing) 信号。这一电路板把覆盖的 70 MHz~3 GHz 有效频率通过数字化的变频器灵活地分成至少 4~8 个信号通带, 例如 0.14~0.28 GHz, 0.56~1.02 GHz, 0.75~1.8 GHz 等, 自如地配合不同的馈源。这也是为了配合现在的低噪音放大器的工作范围。这样不仅大大降低了成本, 还充分利用数字系统的灵活性, 最大限度地配合望远镜和低噪音放大器的噪音属性和频率属性。传统的接收机技术采用现成仪器设备搭建的办法 (购买商业频率综合器和电源等), 这样不但体积大、成本高、灵活性低、能耗大, 而且十分不方便控制。我们将把所有组件 (IC 芯片) 集中在一块约 15 cm × 30 cm 的集成电路板上, 十分不利于控制实现完全的数字化控制。

2.2 宽带高精度模数转换电路板采集卡 FAST3212ADC



图 2 FAST3212

图 2 的 ADC 采集卡是中国科学院国家天文台与中国科学院自动化所高性能计算实验室合作开发的高精度模数转换电路板, 该 ADC 芯片采样率达到 3.2 Gbits/s, 精度达到 12 bits, 专门用于 FAST, 所以我们称此 ADC 采集卡为 FAST3212。模数转换电路板位于模拟信号前端电路板和 FPGA 电路板之间。在 12 bits 情况下, 之前的 ADC 采集卡没有这样高的采样速率, 同时也是同速率中精度最高的。如何实现高速采样情况下的观测带宽的覆盖, 我们考虑两种方法: 一种是应用 2 个交错 ADC 交织采样, 有效地直接覆盖 3 GHz 带宽信号; 第二种是应用 IQ 分离法进行超宽带覆盖, 实现过程为信号接收到时通过 IQ 调制器或者混合耦合器将信号转化为复数信号, I 和 Q 就相当于复数的实部和虚部, 通过复数的 FFT, 也能实现 3 GHz 带宽的覆盖。

2.3 FAST 数字后端平台 FDB

由于 CASPER 最新的 ROACH2 非常成熟, 已被世界各大望远镜作为自身后端的运算平台, 但是该平台存在几个问题, 影响了其在 FAST 系统上的应用。该平台目前配套的 ADC 最高性能只能达到 3 Gbits/s 8 bits 和 550 Mbits/s 12 bits, 没有配套的 3 Gbits/s 以上采样率、12 bits 精度的 ADC 采集系统, 无法充分利用 FAST 所提供的超高性能; 所采用的 FPGA 计算能力不能满足全数据处理要求, 高带宽情况下数据需要进行抽样; 另外, 该平台的对外传输带宽较低, 当数据采用 8 bits 以上高精度模式时, 无法达到实时传输。即便是规划中的 ROACH3 平台也没有配套所需的高性能采集指标。为了能够提供更多的 FPGA 资源, 中国科学院国家天文台与中国科学院自动化所高性能计算实验室合作开发了 FDB (见图 3)。

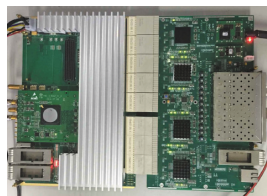


图 3 开发中的 FDB+ADC

该数字后端采用 6U 标准尺寸 FPGA 母板 + FMC VITA 57.1 标准 AD 子板 + 高速协议尾板的总体架构。这块运算板搭载了一块 Virtex-5 芯片 (XC5VLX50T-1FF665) 作为主控芯片, 两片 Virtex-6 芯片 (XC6VLX240T-2FF1759) 作为其运算芯片。每一块 Virtex-6 连接了 2 GB DDR3 SDRAM 存储模块和 9 MB QDR II SRAM 存储模块。传输尾板上至少支持 12 个万兆以太网口, 多于 ROACH 2 的 8 个万兆以太网口。其计算能力和整体性能比现在流行的 CASPER ROACH2 有大幅提高。表 1 是 FDB 和 ROACH2^[8] 的性能指标。

表 1 ROACH2 与 FDB 参数对比

特性参数	ROACH2	FDB
芯片情况	Virtex-6 SX475T	2×Virtex-6, 并有 4 种芯片可选
ADC 情况	3 Gbits/s 8 bits, 550 Mbits/s 12 bits 等	3.2 Gbits/s 12 bits
以太网传输	8 个 10 GbE 网口	12 个 10 GbE 网口
存储模块	72 bits DDR3 RDIMM 插槽 (可扩展至 16 GB); 4 × 2 MB QDR II+SRAMs	2×2 GB DDR3+SDRAM(可扩展); 2×9 MB QDR II+ SRAMs(可扩展)
可定制性	统一标准, 不可按需定制	可定制性高

3 百万级通道频谱仪信号处理算法实现与 Matlab 仿真

FPGA 运算板主要实现的天文信号处理模块就是频谱仪的功能。频谱仪的核心工作是通过离散傅里叶变换 (DFT) 将数字信号由时域转变为频域。

3.1 二维级联式 FFT 算法原理及分析

对于 N 点序列 $x(n)$, 其 DFT 变换 $X(k)$ 需要 N^2 次复数乘法及 $N(N - 1)$ 次复数加法。当 N 很大时, 其计算量大得惊人, 所以我们通常用快速傅里叶变换算法 (fast Fourier transform, FFT) 使点 N 的 DFT 乘法计算量由 N^2 次降为 $(N/2)\log_2 N$ 次。一般情况下, 在 FPGA 上实现的 FFT 通道数都较小时, 只需通过一次性的 FFT 便可实现。但是在射电望远镜频谱仪中, 如果想要获得更高的频谱分辨率, 就应尽可能提高 FFT 通道数。现有美国 CASPER 组 FFT 通道数较少, 处理速度不够快, 故我们须对现有的 FFT 进行优化。对于实现超大点数的 FFT, 如果直接进行 FFT 运算, 对运算平台内存要求较高, 为此我们研究二维级联式 (cascade) FFT, 通过级联两个小点数的 FFT 来实现大点数 FFT。

我们拟实现百万通道 (2^{22})FFT, 采用最经典的 Cooley-Tukey 算法^[9], 通过将大型 FFT 运算分步为两个小点数 FFT ($N_1 \times N_2$ FFT) 运算来实现。如图 4 所示, Cooley-Tukey 经典算法在具体实现上, 先将采样得到的 N 个采样点进行 DFT, 然后将其拆分为 $N=N_1 \times N_2$, 将其作为一个 (N_1, N_2) 的矩阵, 先把一维 DFT 转化为二维 DFT; 在第一个小 FFT 上, 沿着 N_2 的方向进行 N_1 点数的 FFT, 之后乘以旋转因子, 经过转置从而得到矩阵 (N_2, N_1) , 再进行 N_2 点数的 FFT 运算^[10]。

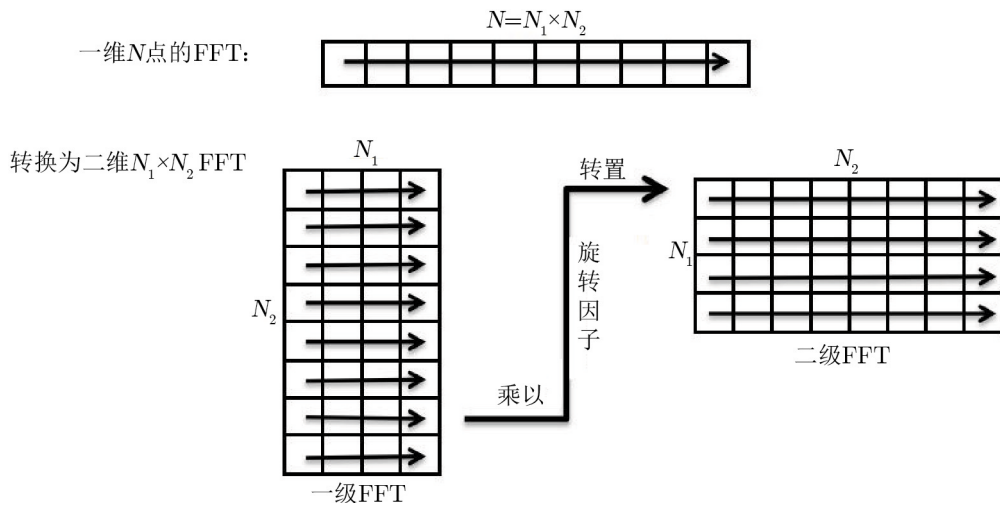


图 4 Cooley-Tukey FFT 算法的一般分解^[11]

在 FPGA 运算板上进行算法实现时, 我们使用 Xilinx 封装好的模块如 FFT, 多相滤波器组 PFB (Polyphase Filter Bank) 等进行整个算法的构建。从信号发生器产生信号输入传给 ADC, 将模拟信号转化为数字信号, 采样得到的数字信号采样序列经过多相滤波器组

(PFB) 优化。下一步我们进行 FFT 操作：一维信号序列送入模块 Transpose，进行数据重新排序，数据经过一级 FFT 运算后，乘以旋转因子并且进入 Transpose 模块转置，再由二级 FFT 处理，频谱信息经过功率 Power 模块得到频谱功率。为了得到较强的信噪比，我们把得到的频谱信息通过模块 Vacc 进行累加，最后输出的是信号累加信息。相应的数字信号处理流程如图 5 所示。

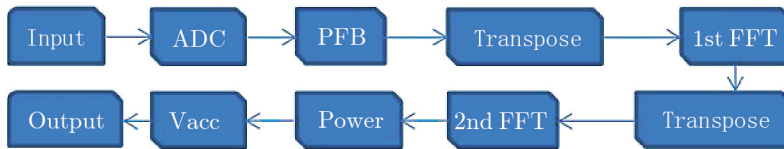


图 5 FDB 数字信号处理流程框图

3.2 Matlab 算法仿真设计

我们通过编写 Matlab 程序来进行模拟试验，以此检验算法的可靠性及其输出结果分析。在进行二维级联 FFT 运算时，信号会因为第一级 FFT 运算单元输出长度而造成频谱泄漏。例如，此二维级联 FFT 达到的频谱分辨率为 1 kHz，大小为 $N_1 \times N_2$ 。在经过第一级 FFT 运算后，得到的“分辨率”为 $1000 \times N_1$ Hz，此时可能会导致一级运算单元输出失真，即一级输出信号位置落在 N_1 的非整数倍，最终会在原有精度上造成一定程度的频谱泄漏，同时造成信号频率处线谱的相位失真。模拟中，由一维大点数 FFT 和二维 FFT 级联分别计算相同数据的 4 M (2^{22}) 点 FFT，二维级联 FFT 大小为 $2^{16} \times 2^6$ 。模拟选择了从 N_1 整数倍频点处之后到下一个 N_1 整数倍频点的 65 根谱线情况。我们的采样精度为 715 Hz，完成 4 M (2^{22}) 采样点的 FFT，因此采样频率为 2.999×10^9 Hz，信号频率为 $715 \times 64 \times 517 + 715 \times offset$ ($offset$ 范围是 $0 \sim 64$ ，模拟一级 FFT 运算单元输出信号位置与前一个 N_1 整数倍频点偏移)。图 6 是一维 FFT 及二维级联 FFT 处理 4 M 频点能量输出对比图。可以看到，二维级联 FFT 处理后的频点处能量值，一级运算单元输出信号通道位置离 N_1 整数倍频点处越远，其能量衰减越大，在下一个 N_1 整数倍频点处信号能量恢复。图 7 是信号频率处谱线的相位失真分析图。

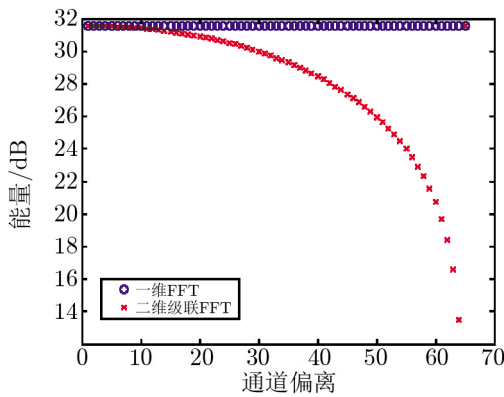


图 6 Matlab 计算大点数一维 FFT 与二维级联 FFT 频点能量的结果比较

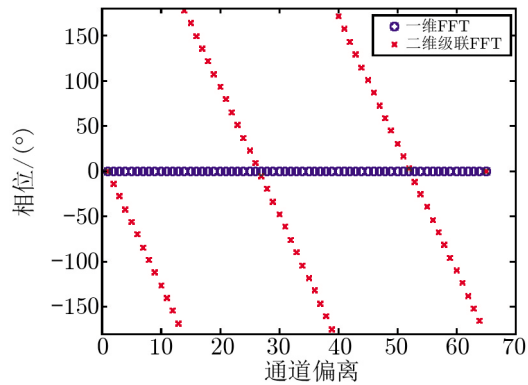


图 7 一维 FFT 及二维级联 FFT 处理 4M 频点结果相位对比

为了还原获得每个频点处真实的信号大小, 我们另外编写了 Matlab 程序进行还原仿真。我们分别选取了二级 FFT 运算单元中, 以最近的 N_1 整数倍频点起, 第 0, 20, 32 个通道处的频率 (即没有通道偏离以及通道偏离为 20 和 32 的情况) 进行研究。首先确定能量泄漏在所需频点周围的各个频点, 从而确定叠加通道数; 将泄漏到临近各个通道频率处的谱线逐条相加, 直至得到的频率能量不再有明显增加, 从而恢复该频率点处真实的信号能量。图 8 显示了没有通道偏离时最后的频谱输出结果, 从中可知没有发生信号泄漏, 二级 FFT 运算单元处理后信号频率恰好处在一级 FFT 的输出通道上; 图 9 给出了有信号通道偏离时, 频谱泄漏的频点周围能量的分配情况。图 10, 11 分别给出了通道偏离为 20, 32 时, 频谱泄漏后的信号恢复分析: 从图 11 可以看出, 相邻通道内的泄漏能量相加后, 信号能量增加了约 2 dB。理论上, 当通道偏离为 32 时, 应该是增加 3 dB, 我们只取了周围 40 条信号通道的值进行相加, 即可恢复该频点的大部分泄漏能量。图中能量值最大的粉色点是恢复后的真实信号强度。通道偏离大于 32 时, 将靠近下一个一级 FFT 运算单元整数频点, 所以具有相对称的性质, 真实信号通道的能量会向之后的频点泄漏越来越多的能量。

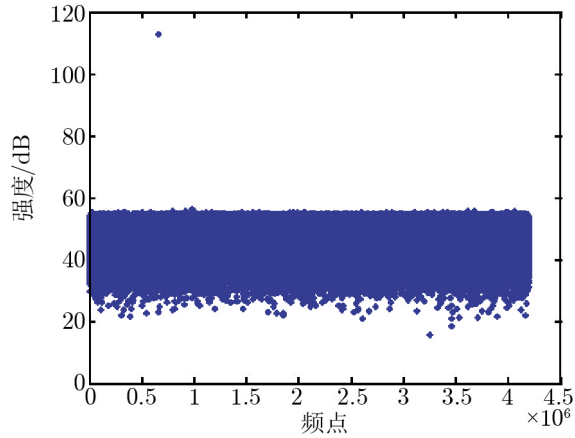
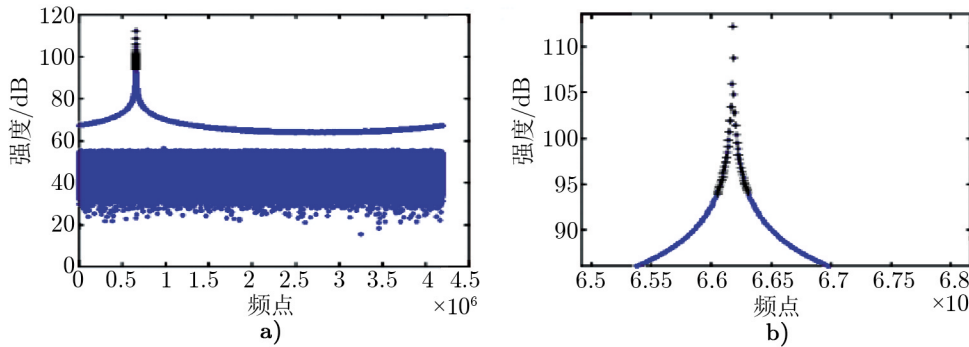


图 8 没有通道偏离时最后的频谱输出结果



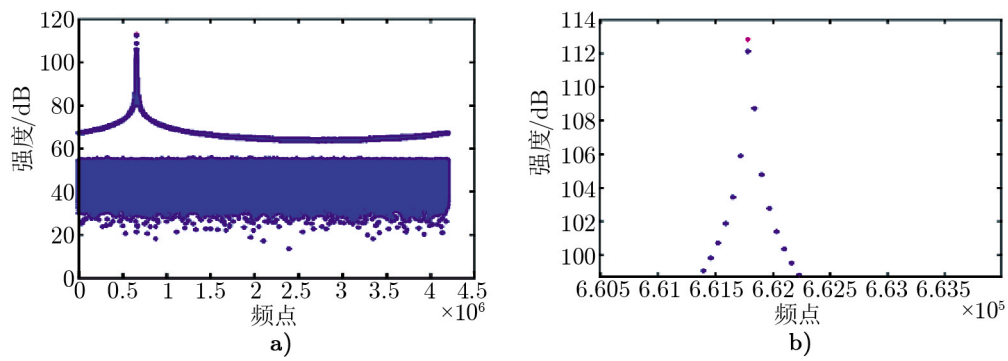
注: 发生频谱泄漏时的通道能量由对应的蓝色点给出, 它反映出有频谱泄漏的频点上能量的分配比 (未归一化)。黑色加号点给出了选择相累加的相邻通道。b) 为 a) 的局部放大图。

图 9 二维 FFT 考虑通道偏离后频谱泄漏通道情况

对于每一频点处真实信号的相位, 我们可以利用图 7 模拟出的二维级联 FFT 处理 4 M 频点的相位结果, 反向推出真实信号频点处的相位。

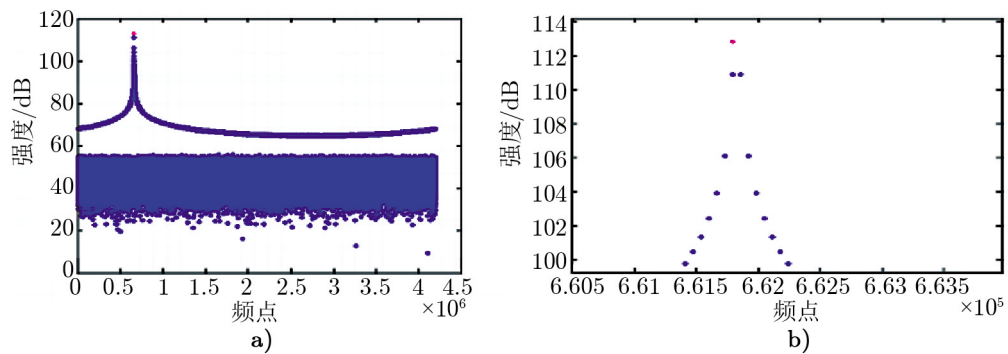
4 结 论

中国科学院国家天文台 CRANE 项目组自主研发的超宽带通用型数字后端 CRANE, 包



注：通过信号恢复所达到的频点处的信号能量真实值由最上方粉色点给出。b) 为 a) 的局部放大图，清晰反映出能量恢复后点的位置。

图 10 通道偏离 20 造成能量泄漏情况下信号恢复情况



注：通过信号恢复所达到的频点处的信号能量真实值由最上方粉色点给出。b) 为 a) 的局部放大图，清晰反映出能量恢复后点的位置。

图 11 通道偏离 32 造成能量泄漏情况下信号恢复情况

括处于开发中的模拟信号前端电路板 AFB (analog front-end board), 已完成的宽带高精度模数转换电路板 3.2 Gbits/s 12 bits ADC 芯片 FAST3212ADC, 以及 FPGA 运算板 FDB (FAST Digital Backend)。在级联 FFT 实现百万通道频谱仪 Matlab 算法仿真中, 研究分析了采用两级 FFT 级联的方式会造成最终输出信号的失真, 并能够还原出真实信号。这也保证了算法在实际应用过程中的可行性。之后项目组将对此算法在 FPGA 运算板 FDB 上的实现进行下一步研究。为实现 FDB 对于数字信号处理的通用性, 项目组接下来将会开展结合数字下变频 DDC 和 FFT 的研究。

参考文献:

- [1] Li D, Nan R, Pan Z. IAU Symposium, 2013, 291: 325
- [2] http://lssf.cas.cn/FASTwyj/200907/t20090720_2114978.html, 2015

- [3] <http://fast.bao.ac.cn/content.php?Action=Con>, 2015
- [4] 南仁东. 中国科学 G 辑, 2005, 35(5): 449
- [5] Duan R, Golwala S, Zmuidzinas J, et al. SPIE, 2010, 10: 81
- [6] 高振斌, 万红星, 陈禾, 等. 电讯技术, 2005, 4: 92
- [7] Chikada Y, Ishiguro M, Hirabayashi H, et al. Proceedings of the IEEE, 1987, 75(9): 1203
- [8] <https://casper.berkeley.edu/wiki/ROACH2>, 2015
- [9] Duhamel P, Vetterli M. Signal Processing, 1990, 19: 259
- [10] 王晓君, 龙腾, 周希元. 无线电工程, 2010, 40(11): 19
- [11] Steven G J. Cooley-tukey-general. <http://math.mit.edu/~stevenj/>, 2010

FAST Digital Backend and Algorithm Simulation for Broadband Million Channel Spectrometer

ZHANG Xia^{1,5}, YU Xin-ying², DUAN Ran¹, LI Di^{1,3}, HAO Jie⁴, JIN Cheng-jin^{1,3}

(1. National Astronomical Observatories, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100012, China; 2. College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China; 3. Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210008, China; 4. Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100090, China; 5. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The National Astronomical Observatories of the Chinese Academy of Sciences (NAOC) will soon finish the Five-hundred-meter Aperture Spherical Radio Telescope (FAST), which will be the most sensitive single-dish radio telescope in the low frequency radio bands between 70 MHz and 3 GHz. To take advantage of its giant aperture, the ongoing self-developing brand-new broadband receiver China Reconfigurable ANalog-Digital backEnd (CRANE) is expected to ensure that it would achieve the best possible overall performance.

In hardware, CRANE includes developed parts — FAST Digital Backend (FDB), 3 Gbits/s, 12-bit Analog-to-Digital Converter (FAST3212ADC) — and developing part — Analog Front-end Board (AFB). In its firmware, FPGA-based digital signal processing algorithms such as Digital Down Converter (DDC) and Fast Fourier Transform(FFT) will be applied to realize channelization on FDB. CRANE plans to build million channel spectrometer which measures a frequency precisely on FDB. We utilize two cascaded FFT to optimize the FFT for large-scale operation. However, the resolution of the first FFT unit would cause the distortion of the output results. The simulation on Matlab shows that final frequency can be restored.

Key words: radio telescope; broadband receiver; million channel spectrometer; simulation design

《天文学进展》征稿启事

一、本刊刊登反映国内外天文学研究的最新进展和作者见解的述评、研究论文、前沿介绍、专题讲座、研究快报。反映新思路、新手段、新成果的短评优先发表。

二、来稿须包括：题名、作者署名、作者单位及所在地与邮政编码、摘要、关键词、正文、参考文献、英文摘要、英文关键词等。

三、来稿应论点明确、叙述精练、条理清晰、深入浅出，以利非本分支学科的读者阅读。

四、摘要应简明扼要地概括正文中的主要信息。采用第三人称的写法，不用“本文”、“作者”等作主语。稿件如果以中文发表，英文摘要应有近一页的篇幅。

五、关键词请尽可能参照 ApJ、MNRAS 和 A&A 共同采用的关键词表选用，可适当扩充。

六、稿件中引用论点、公式、图、表均需注明参考文献（按文中出现顺序编码，在右上角用小方括号标出）。正文后则按编码次序依本刊要求的编排格式列出相应的参考文献。

七、审定稿后需提供清稿样的电子文本。本刊采用中西文 Latex 系统软件排版，请从本刊网站 (<http://202.127.29.4/twxjz/index.htm>) 下载排版模版。

八、图、表务求精、简、规范，以配合文字阐明观点。公式务求精约，杜绝公式推导过程。

九、请勿一稿两投。来稿请通过 E-mail 发送至 twxjz@shao.ac.cn。

《天文学进展》编辑部

2016 年 5 月