

文章编号: 1000-8349(2008)01-0087-08



用于 VLBI 数字基带转换的 多相滤波技术研究

陈 岚^{1,2,3}, 张秀忠¹

(1. 中国科学院 上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039; 3. 上海应用技术学院 上海, 上海 200235)

摘要: 该文阐述了利用低通滤波器和多相滤波器技术实现 VLBI 数字基带转换的原理, 建立了采用多相滤波器与 FFT 技术的数字基带转换系统的仿真模型; 然后对本模型的算法复杂度进行了分析和比较; 最后对该模型的正确性进行了仿真实验验证。

关键词: 天文观测设备与技术; VLBI; 数字采集终端; 数字基带转换器; 低通滤波器; FFT; 多相滤波器

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A

1 引 言

甚长基线干涉测量 (Very Long Baseline Interferometry, VLBI) 是一种重要的射电天文技术。VLBI 通过延长基线和提高观测频率可获得极高空间分辨率和基线测量精度, 已能获得优于亚毫角秒的极高分辨率, 也能够以毫米的精度测量上千公里的基线长度。VLBI 是目前分辨率最高的天文观测技术^[1,2]。

由于天文学和深空探测的需要, 2002 年 11 月, 在韩国召开了 IVS(International VLBI Service for Geodesy and Aastrometry) 关于 VLBI 新技术的会议, 确立了实时处理、高的灵敏度、更高的频率覆盖、更高的可靠性和自动化程度、更强大的相关处理机、更强的成图能力等 VLBI 未来发展方向^[3]。

VLBI 数据终端作为 VLBI 台站的主要设备, 承担着频段选择、数据采集、数据编码、数据记录等任务。VLBI2010 展望中, 对新型的 VLBI 数据终端进行了定义^[4], 其主要考虑: (1) 新系统需要包括从接收机输出到数据记录或数据传输到相关处理机前的全部信号

收稿日期: 2007-03-12; 修回日期: 2007-06-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (10503009)

处理功能；(2) 整个信号处理的过程将采用数字逻辑电路完成；(3) 性能和可靠性将有重要的提高，并带来数据质量的改善；(4) 将比传统的模拟终端更便宜，有更广泛的用途；(5) 功能的灵活性和升级的可能性。

随着 A/D 采样芯片的速度越来越快，人们可以在更高的频率上将模拟信号转化为数字信号，同时数字信号处理技术为各种数字信号处理提供了丰富的算法，FPGA(Field Programmable Gate Array) 和 DSP(Digital Signal Processing) 芯片的运行速度也越来越快，许多曾经只能用模拟器件才能实现的高频电子线路目前正逐渐被数字电路所替代。数字电路的发展正朝着软件化的方向发展，芯片 + 算法已成为一种趋势。在这种趋势下，美国、日本及欧洲各国等发达国家都在致力于新型全数字数据终端的研究，其共性就是：在高速 A/D 采样器采样下，拟用数字滤波器代替模拟滤波器，高频信号经数字滤波后最终得到基带信号。

中国科学院上海天文台 VLBI 技术实验室于 2002 年开始研究数字滤波和数字基带转换器(Digital Base-band Converter, DBBC)，与意大利的 IRA(Istituto di RadioAstronomia) 共同研制了简化型 DBBC^[3]，前期的工作为研制宽带 DBBC 打下了坚实的基础。

2 信号的多信道模型

2.1 信道的划分

为建立信号多信道基带转换的数学模型，首先，对信号的数字谱做如下的信道划分^[5]：

$$\omega_k = \frac{2\pi}{D} \cdot k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, D-1. \quad (1)$$

式(1)中， ω_k 为第 k 信道的归一化中心角频率， D 为数据抽取率。

图 1 为对应 8 信道信号的频谱分配图。对于实信号，则其中有一半信道是冗余的。

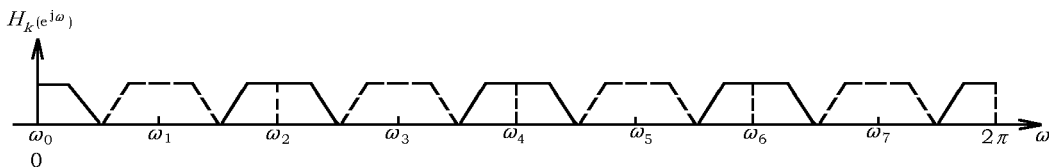


图 1 信号的信道划分示意图^[5]

2.2 低通滤波器组

根据低通抽取原理，把宽带信号与复本振 $e^{j\omega_k n}$ ($k = 0, 1, 2, \dots, D-1$) 相乘，可实现第 k 个信道的数字谱搬移到基带的目的。其实现结构如图 2 所示。

图 2 中，每个低通滤波器 $h_{LFP}(n)$ 的带宽均为 $2\pi/D$ ，并且对应的原型理想低通滤波器的频率响应为：

$$H_{LFP}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \frac{\pi}{D} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}. \quad (2)$$

由于信号经信道化滤波后的带宽为 $2\pi/D$ ，故对低通滤波后的信号可以进行 D 倍抽取。这种滤波器组把整个采样频带 ($0 \sim f_s$) 划分成若干并行的信道输出，使得信号无论在何时在何信

道出现, 均能加以截取, 实现基带转换。

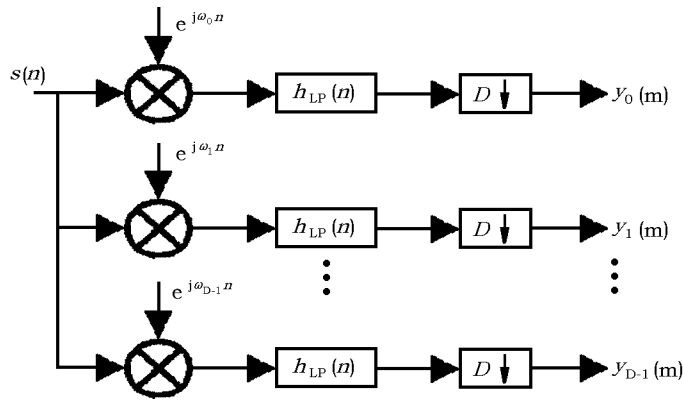


图 2 基于低通滤波器组的信号基带转换模型

3 基于多相结构和 FFT 实现数字基带转换

由图 2 可以看到, 抽取器位于滤波器之后, 故当抽取率 D 很大时, 图中的低通滤波器所需的阶数可能会变得非常大, 而且每一信道都要分配这样的一个滤波器, 实现的效率非常低。

为了获得频率分辨率一致的滤波器, 引入多相滤波器结构与 FFT, 有效地实现了多通道信号的滤波, 并提取带宽为各基带带宽 $1/M$ 的信号。

3.1 多相滤波器

3.1.1 多相滤波器的推导

设窗函数为 $h_{LP}(n)$ 的转移函数为

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h_{LP}(n)z^{-n}, \quad (3)$$

设 $N/D = Q$, 且 Q 取整数, 并将 $H(z)$ 按下列排列分成 D 个组, 则:

$$\begin{aligned} H(z) &= h_{LP}(0)z^0 + h_{LP}(D)z^{-D} + \cdots + h_{LP}[(Q-1)D]z^{-(Q-1)D} + \\ & h_{LP}(1)z^{-1} + h_{LP}(D+1)z^{-(D+1)} + \cdots + h_{LP}[(Q-1)D+1]z^{-(Q-1)D-1} + \\ & h_{LP}(2)z^{-2} + h_{LP}(D+2)z^{-(D+2)} + \cdots + h_{LP}[(Q-1)D+2]z^{-(Q-1)D-2} + \cdots + \\ & h_{LP}(D-1)z^{-(D-1)} + h_{LP}(2D-1)z^{-(2D-1)} + h_{LP}[(Q-1)D+D-1]z^{-(Q-1)D-(D-1)} = \\ & \sum_{n=0}^{Q-1} h_{LP}(nD+0)(z^D)^{-n} + z^{-1} \sum_{n=0}^{Q-1} h_{LP}(nD+D-1)(z^D)^{-n} + \cdots + \\ & z^{-(D-1)} \sum_{n=0}^{Q-1} h_{LP}(nD+D-1)(z^D)^{-n}. \end{aligned} \quad (4)$$

引入定义:

$$E_k(z^D) = \sum_{n=0}^{Q-1} h_{LP}(nD+k)(z^D)^{-n}, \quad k = 0, 1, 2, \cdots, D-1; \quad (5)$$

可得到多相滤波器的 Z 变换表达式为:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{D-1} z^{-k} E_k(z^D). \quad (6)$$

式中, $E_k(z^D)$ 代表 $H(z)$ 的多相分量.

3.1.2 利用多相滤波器信道化

由图 2 可得第 k 信道的输出为

$$y_k(m) = \left\{ [s(n)e^{j\omega_k n}] * h(n) \right\} \Big|_{n=mD} = \left\{ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s(n-i)e^{j\omega_k(n-i)} h(i) \right\} \Big|_{n=mD} =$$

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} s(mD-i)e^{j\omega_k(mD-i)} h(i) = \sum_{P=0}^{D-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s(mD-iD-p)e^{j\omega_k(mD-iD-p)} h(iD+p) \quad (7)$$

记: $S_p(m) = s(mD-p)$, $h_p(m) = h(mD+p)$, 则有:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s_p(m-i)e^{j\omega_k(m-i)D} h_p(i)e^{j\omega_k P} =$$

$$\sum_{p=0}^{D-1} \{ [s_p(m)e^{j\omega_k mD}] * h_p(i) \} e^{-j\omega_k P}. \quad (8)$$

定义:

$$x_p(m) = [s_p(m)e^{-j\omega_k mD}] * h_p(m), \quad (9)$$

则:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} x_p(m)e^{-j\omega_k P}.$$

把 $\omega_k = \frac{2\pi}{D}k$ 代入式 (8)、(9), 得:

$$x_p(m) = [s_p(m)e^{j\frac{2\pi}{D}kmD}] * h_p(m) = s_p(m) * h_p(m); \quad (10)$$

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} x_p(m)e^{-j\frac{2\pi}{D}kp} = DFT[x_p(m)]. \quad (11)$$

根据上述推导得到信号的多相滤波器与 FFT 结合得到基带转换数学模型, 见图 3.

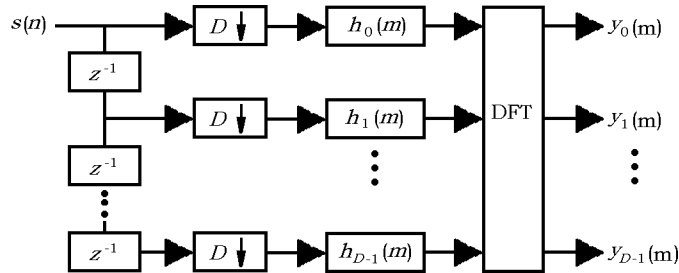


图 3 信号的多相滤波器 +FFT 基带转换数学模型

3.1.3 多相滤波器的频率响应

多相滤波器使用的低通滤波器原型是 Parks-McClellan 窗。这种窗在一致意义上对低通滤波器作最佳逼近, 可以提供理想的频率响应, 如图 4 所示。图 5 为多相滤波器组的频率响应。

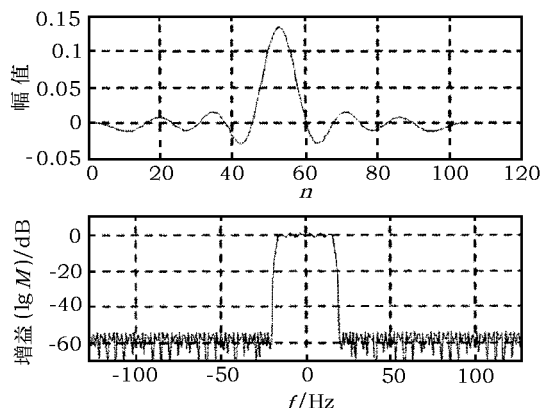


图 4 多相滤波器使用的原型低通滤波器的频率响应

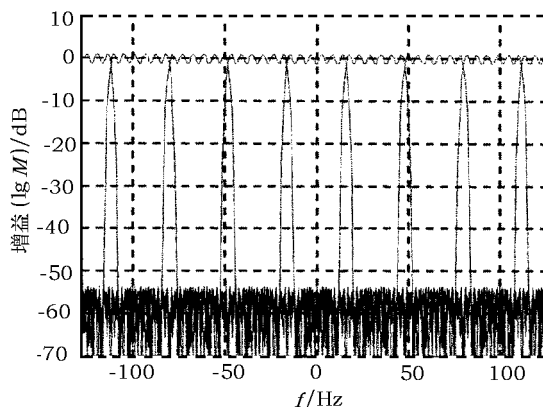


图 5 多相滤波器组的频率响应

3.2 一个基本的 VLBI 数据终端 (DBE) 概念 [6]

VLBI2010 展望中, 新型的 VLBI 数据终端的概念已经提出, 如图 6 所示。

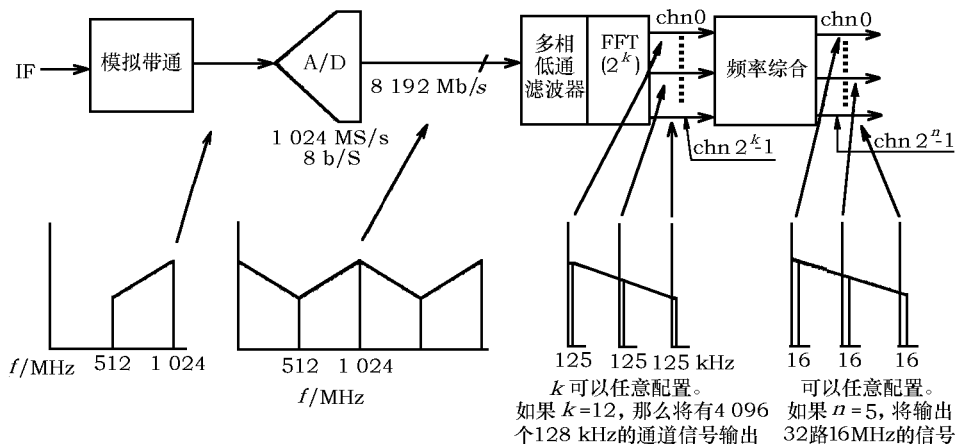


图 6 基本的 VLBI 的 DBE 概念

接收机输出的 512 MHz 带宽中频信号经过 A/D 采样, 采样时钟为 1 024 MHz, 完成对输入 IF 模拟信号的量化处理, 再通过多相滤波器与 FFT 进行数字基带转换。图 6 中, 假设选择 $k=12$, 那么 512 MHz 的带宽的信号将分为 4 096 个 128 kHz 的带宽信号, 每个通道的采样率 256 kHz; 这些 128 kHz 的带宽信号通过综合滤波器可以得到一系列新的带宽的通道。如果 $n=5$, 那么综合后可得到 32 通道带宽为 16 MHz 的信号。最后将得到的基带信号送至数据记录系统, 以进行相关处理。

4 算法复杂度的简单对比

设 FX 相关处理机要处理的带宽为 1GHz，要记录 N 通道的信号。设低通滤波器的阶数 R ，当每个通道都有一个输出数据时，则有

(1) 基于低通滤波器组的基带转换电路要做的乘法次数：

$$M_1 = N \times (1 + R) ;$$

(2) 利用多相滤波器和 FFT 滤波所需的乘法次数：

$$M_2 = R + N \lg_2 N .$$

表 1 计算了两种方法滤波所需的乘法次数。设原型低通滤波器阶数 R 为 256。

表 1 基于低通滤波器组的基带转换电路和利用多相滤波器和 FFT 滤波所需乘法次数的比较

通道数 N	2	4	8	16	32	64	128	256
乘法次数								
M1	514	1 028	2 056	4 112	8 224	16 448	32 896	65 792
M2	258	264	280	320	416	640	1 152	2 304

图 7 比较了两种方法滤波所需的乘法次数。横轴表示通道数为 $N = 2^n$ ，纵轴表示两种算法的乘法次数。

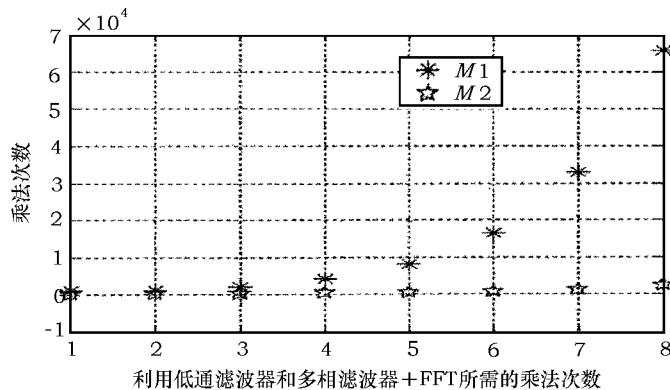


图 7 与 M_1 和 M_2 的关系

显然，要记录的通道数越多，那么采用多相滤波器与 FFT 组合，能大大地减少计算量。此算法更为高效和便于硬件实现，且硬件的可重构性能优良。

5 MATLAB 仿真和验证

设计一个信号输入：

$$S = \cos 2n\pi f_1 + (2 + \cos 2n\pi f_2) \cos 2n\pi \cdot 128 +$$

$$3(\cos 2n\pi f_3 + 5 \sin 2n\pi f_4) \cdot \cos 2n\pi \cdot 256 + 4 \sin 2n\pi f_5 \cdot \cos 2n\pi \cdot 384 ,$$

其中， $f_1 = 10$ Hz、 $f_2 = 15$ Hz、 $f_3 = 22$ Hz、 $f_4 = 6$ Hz、 $f_5 = 7$ Hz、 $f_s = 1\,024$ Hz(采样频率)。低通滤波器原型利用 MATLAB 中的 remezord 函数和 remez 函数确定。其时域响应与

频域响应如图 8。输入信号及它的频谱见图 9。谱线分别位于 10, 113, 128, 143, 234, 250, 262, 278, 377, 391 Hz。多相滤波器 +FFT 道化后数字基带信号的输出如图 10 所示。由于实信号输入, 只需要 8 个通道中的 4 个通道就包含了全部的信息。

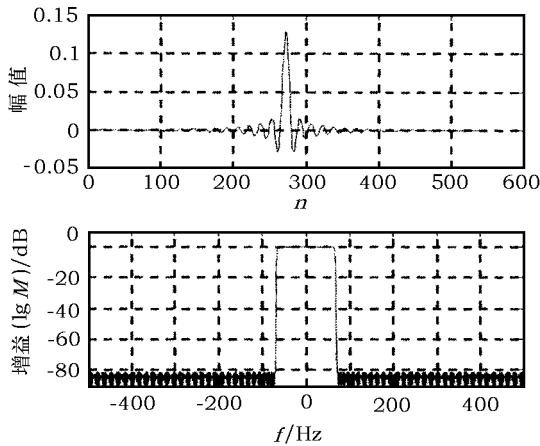


图 8 低通原型滤波器的时域响应与频域响应

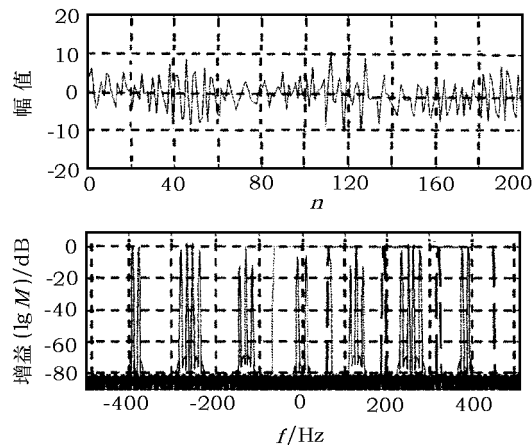


图 9 输入信号及其频谱

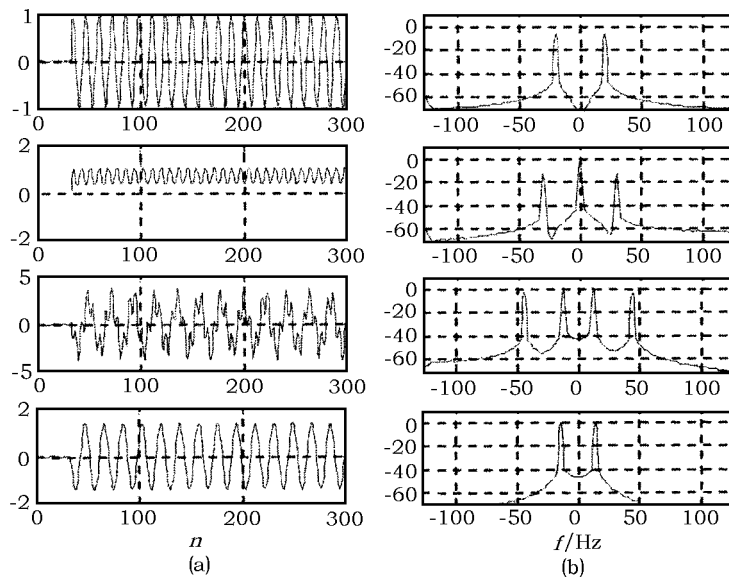


图 10 多相滤波器 +FFT 数字基带信号的输出

(a) 1~4 信道的输出信号; (b) 1~4 信道输出信号的频谱

由仿真曲线可见, 每个通道带宽 128 Hz, 第一通道的中心频率为 0, 处于该通道的基带信号频率 $f_1 = 10$ Hz; 第二通道的中心频率为 128 Hz, 处于该通道的除了基带信号频率 $f_2 = 15$ Hz, 还有一直流信号; 第三通道的中心频率为 256 Hz, 处于该通道的基带信号频率 $f_3 = 22$ Hz, $f_4 = 6$ Hz; 第四通道的中心频率为 384 Hz, 处于该通道的基带信号频率 $f_5 = 7$ Hz。各通道输出信号与输入信号吻合, 验证了本文给出的数学模型的正确性。

6 结束语

本文建立了在 VLBI 中全频率信号的基带转换模型, 研究了利用低通滤波器组和多相滤波器和 FFT 滤波技术实现基带转换的原理。通过对一个实例的仿真实验结果验证了利用多相滤波与 FFT 滤波技术结合实现基带转换的正确性和有效性。有关算法复杂度的讨论表明利用多相滤波器和 FFT 滤波在硬件和软件实现上有更强的发展潜力。运用此思想能对射电信号全频率记录和处理, 对天文学和深空探测将发挥积极的作用。

参考文献:

- [1] Ulvestad J, Goss M. *Sky & Telescope*, 1999, 98(4), 36: 41
- [2] Koyama Y, Kondo T, Petrachenko W. *International VLBI Service For Geodesy and Astrometry-2004 General Meeting Proceedings*, 2004, 80: 94
- [3] 项英. 博士论文. 上海: 中国科学院上海天文台, 2005: 11: 13
- [4] Tuccari G, Whitney A, Hinteregger H, et al. *IVS Memorandum2006-003v01*, 2004, 1: 3
- [5] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. *软件无线电原理与应用*. 北京: 电子工业出版社, 2001, 68: 74
- [6] Hinteregger H, Whitney A. *IVS Memorandum2006-003v01*, 2004, 21: 25

The Study of DBBC Based on Poly-phase Filter Banks and FFT in VLBI

CHEN Lan^{1,2,3}, ZHANG Xiu-zhong¹

(1. *Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of sciences, Shanghai 200030, China*; 2. *Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*; 3. *Shanghai Institute of Technology, Shanghai 200235, China*)

Abstract: With the further development on the Astronomy and deep space exploration, the incremental improvements that are expected on the VLBI is real-time, high sensitivity, reliability and more frequency coverage. VLBI data acquisition backend acts as an important role in VLBI station. Recently, based on the technique of A/D(Analog-to-Digital), DSP(Digital Signal Processing), FPGA(Field Programmable Gate Array) and so on, it is practical for middle-frequency signal to be sampled and digital processed directly. DBBC (Digital Base-band Converter) will take place of the analog BBC in VLBI data acquisition backend.

In this paper, Full spectrum base-band converted signal model in VLBI has been established. The principle of digital base-band converters based on low-pass filter banks and poly-phase filter banks in VLBI are discussed in details. Mathematical models of these base-band converters are derived, arithmetic operations and complex are analyzed and compared. A simulation model of poly-phase filter banks is designed. All the experimental results show that the model is valid and practical.

Key words: astronomical facilities and technique; VLBI; data acquisition back end; digital base-band converter; low-pass filters ; FFT; poly-phase filter banks