

基于FPGA的多通道高速数字谱仪的关键算法的设计与实现

罗阳锦^{1,2}, 张升伟¹

(1. 中国科学院国家空间科学中心微波遥感技术重点实验室, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100190)

摘要: 为实现微波辐射计大带宽数字化探测的需求, 解决现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)内部处理速度限制输入数据速率的问题, 提出了一种基于多相滤波器组和高级快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)结构的高速数字谱仪设计方案, 介绍了多相滤波器组和高级FFT理论基础并给出了具体的硬件设计和硬件实现, 完成了硬件的功能仿真, 将MATLAB仿真和硬件功能仿真的结果进行对比, 验证了该设计方案的可行性. 在低时间成本和低经济成本条件下, 该方案可实现微波辐射计后端的灵活配置和共享多个微波辐射计前端的功能.

关键词: 高速数字谱仪; 多相滤波器组; 高级快速傅里叶变换结构; 微波辐射计

中图分类号: TP73 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2020)05-0922-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.05.012

Key Implementation of High-Speed Digital Spectrometer Based on Polyphase Filterbanks and Advanced FFT on FPGA

LUO Yang-jin^{1,2}, ZHANG Sheng-wei¹

(1. The Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: High speed data rate due to the improvement of frequency band of microwave radiometer gives a great challenge to design the backend of microwave radiometer. A method of a combination of polyphase filterbanks structure and advanced FFT structure was presented to solve this problem. This paper gave the design and key implementation of this method, compared result of mathematical method on MATLAB and that of implementation on FPGA. The results match each other well, which means that this method can work in designing high speed digital spectrometer. It is new in the design of backend of microwave radiometer used to achieve broadband measurement of atmosphere. It is flexible to change the design of backend to share different front ends of microwave radiometer at low time and financial cost. At the same time, it is a good resolution to realize high speed digital spectrometer.

Key words: high speed digital spectrometer; polyphase filterbanks; advanced FFT method; microwave radiometer

1 引言

微波辐射计在大气、海洋、陆地及深空探测方面发挥着越来越重要的作用, 尤其在星载对地观测中, 微波辐射计正朝着大带宽、高精度、高空间分辨率、高时间分辨率、高频谱分辨率以及小体积、低功耗、低成本的方向发展^[1]. 微波辐射计的亮温灵敏度 ΔT 如式(1)^[2]所示, B 为接收机前端系统带宽, τ 为积分时间, T_{sys} 为微波辐射计系统噪声温度^[3]. 增加微波辐射计接收机系统带宽有助于提高系统的灵敏度. 而系统前端带宽的增加为后端系统的数字采样和数字信号处理带来了挑战,

提高了系统采样率和数字信号处理速率的要求.

$$\Delta T = T_{sys} \sqrt{1/B\tau} \quad (1)$$

增加谱仪的频率通道能为数值天气预报带来很多益处^[4]. 传统的微波辐射计系统的频率通道数相对较少, 且各通道间频率间隔较大, 不利于大气连续辐射谱的探测, 因此需对传统微波辐射计后端的体制进行改进, 通过谱仪可实现频率通道数的增加和频谱的连续性探测. 谱仪一般可分为滤波器组谱仪, 声光谱仪, chirp变换谱仪, 数字自相关谱仪和FFT谱仪^[5]. 后两种属于数字谱仪, 由模数转换模块和数字信号处理模块组成. 前者主要由模数转换器(Analog-to-Digital Convert-

er, ADC) 芯片实现, 后者由 FPGA、专用集成电路 (Application Specific Integrated Circuit, ASIC) 等微处理器组成, 但一般选用 FPGA 作为数字信号处理的硬件核心. 随着半导体工业和数字信号处理技术的发展, FFT 谱仪在带宽和频谱通道数上展现出了明显的优势. FFT 谱仪不仅能灵活应对带宽的增加、频谱分辨率的调整, 而且具有低成本、低功耗、小体积的优点. 但增大微波辐射计系统带宽提高了对 ADC 采样速率和 FPGA 内部处理速率的要求, 给后端数字谱仪的实现带来了挑战.

文章内容主要包含以下三个方面:

(1) 简要给出多相滤波器结构基本理论, 详细给出基于此算法的改进方法以适应 FPGA 内部不同处理速率的要求, 同时该算法在更换不同处理速度的 FPGA 芯片时同样适用.

(2) 从 FFT 的基本算法出发, 系统的介绍了并行 FFT 算法和用 N 点复数 FFT 计算 $2N$ 点实数 FFT 算法的综合应用, 为节省 FPGA 硬件资源和实现更高速率更多通道的数字谱仪提供了参考.

(3) 给出算法仿真和硬件仿真的实例, 将两种方法结合到一起, 实现 FFT 数字谱仪在 FPGA 内部处理速率灵活变化的同时, 也可灵活配置微波辐射计系统的频谱分辨率.

2 核心算法设计

高速数字谱仪的核心算法流程图如图 1 所示. 主要包括多相滤波器结构和高级 FFT 结构. 这两种结构的算法均基于传统的 FFT 算法. 下面分别从两种结构的基础算法出发, 将其改进后与实际应用相结合. 传统的 FFT 算法如式(2)所示, 对无限长的输入数据加矩形窗截短后的有限长数据进行处理.

$$X[k_1] = \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1) \exp\left(\frac{-jn_1 k_1 2\pi}{N}\right), k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $x(n_1)$ 表示时域输入的有限长数据, $X[k_1]$ 表示频域第 k_1 通道的输出值.

2.1 高级 FFT 算法

高级 FFT 算法包括并行 FFT 算法和复数 FFT 算法. 其中复 FFT 算法是 N 点复数 FFT 算法计算 $2N$ 点实数 FFT 的算法.

2.1.1 并行 FFT 算法

并行 FFT 算法是在式(2)的基础上进行拓展^[6], 将传统的 FFT 变换长度从 N 点增加到 $M_1 N$ 点, 如式(3)所示. M_1 和 N 都是 2 的整数次幂, 令 $k_2 = Np + q, n_2 = M_1 n_1 + m_1$, 其中 $m_1 = 0, 1, \dots, M_1 - 1, p = 0, 1, \dots, M_1 - 1, q = 0, 1, \dots, N - 1$, 并对式(3)进行变量替换如式(4)所示. 再对式(4)用变量式(5)、式(6)替换可获得式(7).

$$X[k_2] = \sum_{n_2=0}^{M_1 N - 1} x(n_2) \exp\left(\frac{-j2\pi n_2 k_2}{M_1 N}\right) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} X[Np + q] &= \sum_{m_1=0}^{M_1-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(M_1 n_1 + m_1) \\ &\quad \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi(M_1 n_1 + m_1)(Np + q)}{M_1 N}\right) \\ &= \sum_{m_1=0}^{M_1-1} \exp\left(\frac{-j2\pi m_1(Np + q)}{M_1 N}\right) \\ &\quad \cdot \sum_{n_1=0}^{N-1} x(M_1 n_1 + m_1) \exp\left(\frac{-j2\pi n_1 q}{N}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$X'[m_1, q] = \sum_{n_1=0}^{N-1} x(M_1 n_1 + m_1) \exp\left(\frac{-j2\pi n_1 q}{N}\right) \quad (5)$$

$$X''[m_1, q] = X'[m_1, q] \exp\left(\frac{-j2\pi m_1 q}{M_1 N}\right) \quad (6)$$

$$X[Np + q] = \sum_{m_1=0}^{M_1-1} X''[m_1, q] \exp\left(\frac{-j2\pi m_1 p}{M_1}\right) \quad (7)$$

式(4)中 M_1 和 N 的取值意义不同对应的并行多通道 FFT 的算法不一样. 如果 N 对应的是连续的 N 点输入, M_1 对应的是 M_1 段连续输入, 则对应的 FFT 算法为流水-并行 (pipeline-parallel) 多通道算法; 如果 M_1 对应的是连续的 M_1 点输入, N 对应的是 N 段连续输入, 则对应的 FFT 算法为并行-流水 (parallel-pipeline) 多通道算法. 两种算法对应的各通道的输入如表 1 所示.

表 1 并行 FFT 各通道输入

$n_1 \backslash m_1$	0	1	...	$M_1 - 2$	$M_1 - 1$
0	0	1	...	$M_1 - 2$	$M_1 - 1$
1	M_1	$M_1 + 1$...	$2M_1 - 2$	$2M_1 - 1$
...
$N - 2$	$(N - 2)M_1$	$(N - 2)M_1 + 1$...	$(N - 2)M_1 - 2$	$(N - 2)M_1 - 1$
$N - 1$	$(N - 1)M_1$	$(N - 1)M_1 + 1$...	$(N - 1)M_1 - 2$	$(N - 1)M_1 - 1$

2.1.2 复 FFT 算法

传统的 FFT 算法处理的是实数, 在微波辐射计系统中处理的输入数据也是实数. 利用 N 点复数 FFT 计算 $2N$ 点实数 FFT 运算^[6-8]可以减小在 FPGA 硬件实现中内部资源的消耗, 即在同一片 FPGA 芯片中能够实现数字谱仪的更高频谱分辨率.

式(2)中的输入数据为有序的 N 点实数序列, 将其长度扩展为 $2N$ 点实数序列 $x(n_3)$ 如式(8)所示. 将其分为 N 点偶序列 $x_1(r)$ 如式(9)所示, N 点奇序列 $x_2(r)$ 如式(10)所示. 输入数据的频谱 $X[k_3]$ 如式(13)所示.

$$x(n_3) = x(0) + x(1) + \dots + x(2N - 2) + x(2N - 1) \quad (8)$$

$$x_1(r) = x(2r), r = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (9)$$

$$x_2(r) = x(2r+1), r=0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

$$X_1[k_1] = \sum_{r=0}^{N-1} x_1(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \quad (11)$$

$$X_2[k_1] = \sum_{r=0}^{N-1} x_2(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} X[k_3] &= \sum_{n_3=0}^{2N-1} x(n_3) \exp\left(\frac{-j2\pi n_3 k_3}{2N}\right) \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} x_1(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) + \exp\left(\frac{-j\pi k_1}{N}\right) \\ &\quad \cdot \sum_{r=0}^{N-1} x_2(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \\ &= X_1[k_1] + \exp\left(\frac{-j\pi k_1}{N}\right) X_2[k_1], \\ &\quad k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (13)$$

$$X_1[k_1] = X_{1, re}[k_1] + jX_{1, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

$$X_2[k_1] = X_{2, re}[k_1] + jX_{2, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

由于 $X[k_3]$ 以 $k_3 = N$ 为对称轴, 即获得前 N 点或者后 N 点的频谱即可, 而通常会选取前 N 点的频谱. 因此在获得 $X_1[k_1]$ 和 $X_2[k_1]$ 后, $X[k_3]$ 则为已知.

把 $2N$ 点实数序列转化为 N 点复数序列 $x(r)$, 则 $x(r)$ 表示如式(16)所示, $x(r)$ 的 FFT 变换如式(17)所示.

$$x(r) = x_1(r) + jx_2(r), r=0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

$$\begin{aligned} X^r[k_1] &= \sum_{r=0}^{N-1} x(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} x_1(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \\ &\quad + j \sum_{r=0}^{N-1} x_2(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \\ &= X_1^r[k_1] + jX_2^r[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (17)$$

$$X_1^r[k_1] = X_{1, re}[k_1] - X_{2, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (18)$$

$$X_2^r[k_1] = X_{2, re}[k_1] + X_{1, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (19)$$

$x(r)$ 的复共轭为 $x^*(r)$, 如式(20)所示, 其快速傅里叶变换为 $X^r[k_1]$, 是 $X^r[k_1]$ 的圆周共轭, 如式(21)所示. 当 $X^r[k_1]$ 已知, 则 $X^{r*}[N-k_1]$ 也就已知了.

$$\begin{aligned} x^*(r) &= x_1(r) - jx_2(r), r=0, 1, \dots, N-1 \quad (20) \\ X^{r*}[N-k_1] &= X^r[k_1] \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} x^*(r) \exp\left(\frac{-j2\pi rk_1}{N}\right) \\ &= X_1^r[k_1] - jX_2^r[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (21)$$

$$X_1^r[k_1] = X_{1, re}[k_1] + X_{2, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (22)$$

$$X_2^r[k_1] = X_{2, re}[k_1] - X_{1, im}[k_1], k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \quad (23)$$

因此在获得 $X^r[k_1]$ 后即可通过式(24)和式(25)获得 $X_1[k_1]$ 和 $X_2[k_1]$, 因此便可通过式(13)获得 $2N$ 点实序列的幅度谱.

$$\begin{aligned} X_1[k_1] &= 0.5X^r[k_1] + 0.5X^{r*}[N-k_1], \\ &\quad k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} X_2[k_1] &= -0.5jX^r[k_1] + 0.5jX^{r*}[N-k_1], \\ &\quad k_1 = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (25)$$

2.2 多相滤波器结构及其改进

2.2.1 多相滤波器的基本结构

多相滤波器结构在通信领域^[9]、电子对抗领域^[10]、射电天文^[11]等领域有较广泛的应用. 多相滤波器结构具有减小频谱泄漏的特点^[12], 传统的多相滤波器结构是单通道输入^[12,13], 不具备处理并行多输入的能力. 但多相滤波器结构也是来自于 FFT 算法^[9,14,15], 式(2)中的 $x(n_1)$ 是通过无限长离散序列在时域加矩形窗获得, 如式(26)所示.

$$x(n_1) = h(n_1)x[m_3], m_3 \in [-\infty, +\infty] \quad (26)$$

$$h(n_1) = \begin{cases} 1, & n_1 \in [0, N-1] \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (27)$$

增加 $x(n_1)$ 的序列长度为 $M_2 = NP$ ^[12,13], 其中 P 为多相滤波器组的段数, N 为多相滤波器组的段长度. $h(n_1)$ 的长度相应的增加为 M_2 , 相应的 FFT 如式(28)所示. 用式(29)和式(30)进行变量替换, 则式(28)可表示为式(31). 多相滤波器结构如式(33)所示, 对式(32)进行变量替换可得式(34), 即将输入数据先通过多相滤波器结构, 再将其输出做 FFT.

$$\begin{aligned} X[k_4] &= \sum_{n_4=0}^{M_2-1} h(n_4)x(n_4) \exp\left(\frac{-j2\pi n_4 k_4}{M_2}\right), \\ &\quad k_4 = 0, 1, \dots, M_2-1 \end{aligned} \quad (28)$$

$$n_4 = n' + \rho N, n' \in [0, N-1], \rho \in [0, P-1] \quad (29)$$

$$k' = \frac{k_4}{P}, k' \in [0, N-1] \quad (30)$$

$$\begin{aligned} X[k_4] &= \sum_{n_4=0}^{M_2-1} h(n' + \rho N)x(n' + \rho N) \exp\left(\frac{-j2\pi(n' + \rho N)k_4}{M_2}\right) \\ &\quad (31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X[k'] &= \sum_{n_4=0}^{M_2-1} h(n' + \rho N)x(n' + \rho N) \exp\left(\frac{-j2\pi n' k'}{N}\right) \\ &= \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{\rho=0}^{P-1} h(n' + \rho N)x(n' + \rho N) \exp\left(\frac{-j2\pi n' k'}{N}\right) \end{aligned} \quad (32)$$

$$B[n'] = \sum_{\rho=0}^{P-1} h(n' + \rho N)x(n' + \rho N) \quad (33)$$

$$X[k'] = \sum_{n=0}^{N-1} B[n'] \exp\left(\frac{-j2\pi n'k'}{N}\right) \quad (34)$$

2.2.2 多相滤波器结构的改进

此结构一般用于单通道输入输出的结构,且输入、输出速率之比为 $P:1$. 此种结构不能满足现在并行多通道和输入输出速率可变的要求. 式(33)表明输入数据与滤波器系数一一对应,在硬件实现时可将满足时序先后的多通道并行输入作为多相滤波器组结构的输入.

在高速数字谱仪的硬件设计上,多相滤波器结构的输入通道数 C_{in} 和各通道的输入数据速率 f_{in} 是固定的. 改变输出通道数 C_{out} 或者改变段数 P 则可以改变输出数据速率 f_{out} , 输入输出数据速率与结构参数的关系如式(35)所示. 与此同时,若将多相滤波器结构中的降采样过程放到低通滤波以前,则可以降低滤波器的负担^[16].

$$\frac{f_{in}}{f_{out}} = \frac{PC_{out}}{C_{in}} \quad (35)$$

3 实例设计

在多通道高速数字谱仪中,需先确定多相滤波器结构,再对其输出选择合适的 FFT 参数. 图 1 为多通道高速数字谱仪的关键算法流程图,多相滤波器结构的输入通道数 C_{in} 为 64, 输出通道数 C_{out} 为 8, 段数 P 为 8, 段长度 N 为 1024, 即输入输出速率相等.

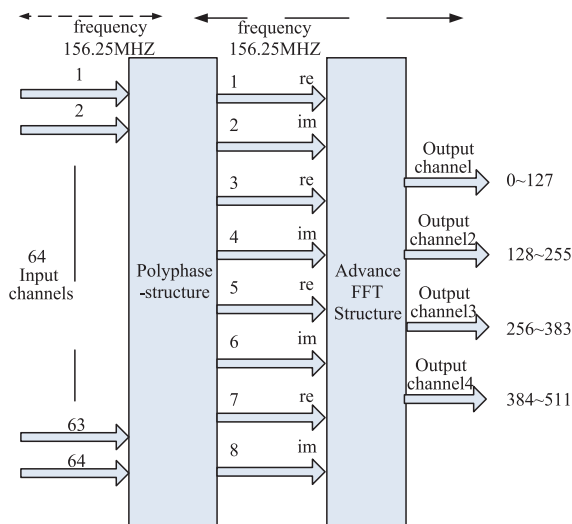


图1 基于多相滤波器结构和高级FFT结构的功率谱算法框图

3.1 多相滤波器结构设计

在确定具体的多相滤波器结构后选用具体的窗函数,为了获得良好的矩形系数和旁瓣性能,选用时域为 sinc 函数的窗函数式(36)^[12]. 图 2 给出了 P 为 8 和 4 的归一化频率响应图并和汉宁窗和矩形窗进行了对比. 该窗函数在频域,主瓣具有良好的矩形系数,旁瓣较

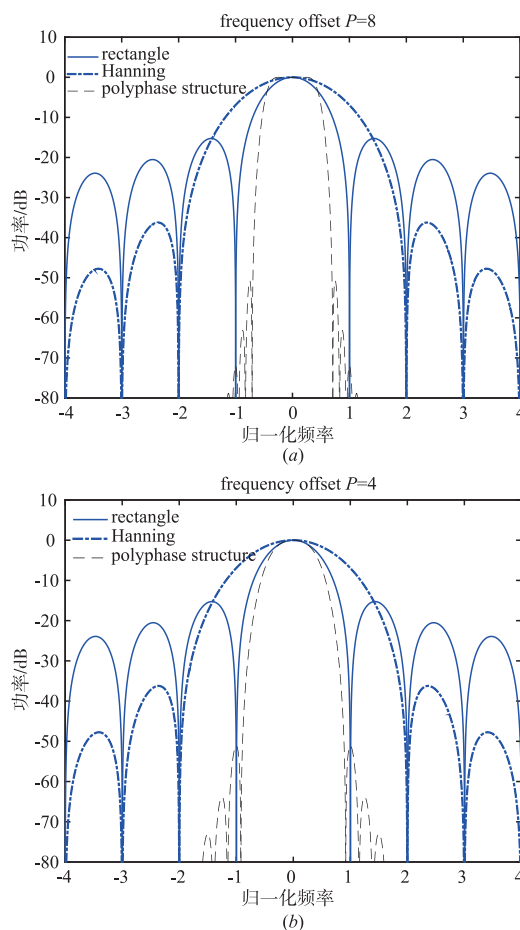


图2 矩形窗、汉宁窗和多相滤波器组的频率响应图

低且下降速度快.

$$h_p(n) = \text{sinc}\left(\frac{n - M_2/2}{N}\right) \left(0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi N}{M_2}\right)\right) \quad (36)$$

实现 8192 点多相滤波器结构时,将对应的滤波器系数存入指定的 ROM 存储器中,将输入数据先后存入存储深度为 1024 的 A 和 B 两个输入存储器里,且 A 和 B 两个存储器有共同的地址信号线和控制信号. 在该设计中输入存储器选择寄存器组,每个寄存器组中有 64 个寄存器,且每个寄存器对应一个输入通道,存储深度为 16,如图 3 所示. 当一个寄存器组存满后再存入另一个寄存器组.

多相滤波器结构的程序结构如图 4 所示. 时序如下所示.

(1) 当第一组输入数据到来时,相应的滤波器系数从 ROM 中输出并与输入数据相乘. 同时将“start”设置为 0,“a_1_b_0”设置为 1.

(2) 第一步中的输出数据与 0 相加并将结果存入 A 寄存器组中相应的位置.

(3) 当第二组输入数据到来时,重复第一步和第二步.

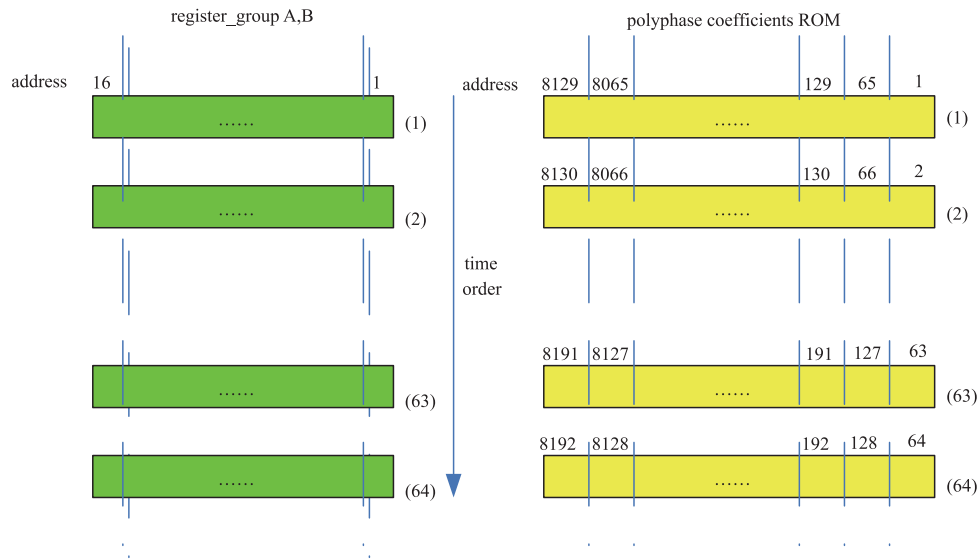


图3 输入数据存储示意图(左)和多相滤波器组因子存储示意图(右)

表1 控制信号状态转换表

The number of input data	Count	Start	A_1_b_0
0	0	0	1
1	1	0	1
...
14	14	0	1
15	15	1	1
...
126	126	1	1
127	127	0	0
0	0	0	0
1	1	0	0
...
14	14	0	0
15	15	1	0
...
126	126	1	0
127	127	1	1

(4) 直到第 16 组数据到来,将“start”设置为 1,即与 A 寄存器组中对应位置的值相加并存入对应的位置。

(5) 直到第 128 组数据到来,按照第 4 步中的设置执行乘法、加法和存储,与此同时将“start”设置为 0,“a_1_b_0”设置为 0,即关闭 A 寄存器组的数据存入功能,打开 B 寄存器组的数据存储功能。

图 4 中的各控制信号线的状态转换如表 1 所示,多路选择器的输入输出如表 2 所示。多相滤波器的结构经过电路设计与输入、综合仿真后得到如图 5 所示的时序图,其中红色方框中的输出数据为 8 个寄存器代表 8 组寄存器组顺序输出的数据,绿色方框中为输入

的 64 组数据经过多相滤波器结构后的输出数据,也是高级 FFT 结构的输入数据。

表2 多路选择器 1 和 2 的输入输出表

	Counter	Output channel number
Multiplexer 2	0	1 - 8
	1	9 - 16
	2	17 - 24
	3	25 - 32
	4	33 - 40
	5	41 - 48
	6	49 - 56
	7	57 - 64
Multiplexer1	0	0
	1	1

3.2 高级 FFT 结构设计

多相滤波器组结构的 8 个输出通道为高级 FFT 结构的 8 个并行输入。图 6 给出了并行 4 通道复 FFT 结构图。C1 到 C8 对应图 4 中的输出 1 到输出 8,旋转因子 (Rotation) 1, 2, 3 和 4 通过 (6) 中的 $\exp(-j2\pi m_1 q / (MN))$ 获得。并行 FFT (parallel FFT) 模块的输出为四个并行的通道,他们输出的数据为顺序编号分别为 0 ~ 127, 128 ~ 255, 256 ~ 383, 384 ~ 511 的幅度值,计算功率谱需要在频谱转换单元 (Spectrum Conversion) 中进行,并在该模块实现频谱顺序的变换。图 7 给出了输入数据经过高级 FFT 结构后的输出,其输出分为四路,每路都有实部和虚部,四路数据的输出顺序为 0 ~ 127, 128 ~ 255, 256 ~ 383, 384 ~ 511, 该输出数据为信号的幅度谱图。将图中的输出数据经过频谱转换 (Spectrum Conversion) 单元即可获得我们所需的功率谱图。

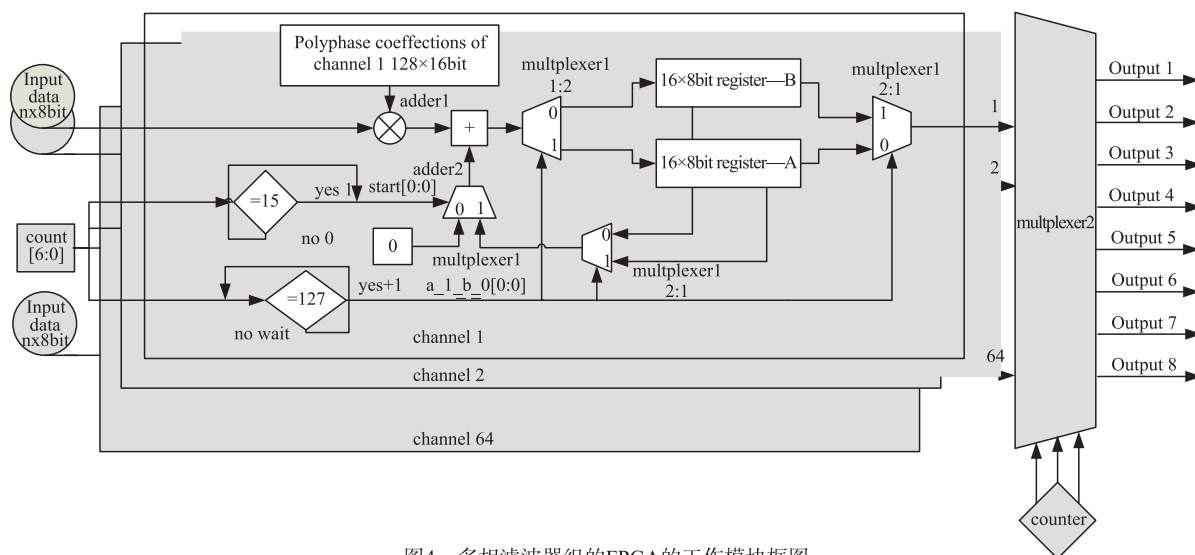


图4 多相滤波器组的FPGA的工作模块框图

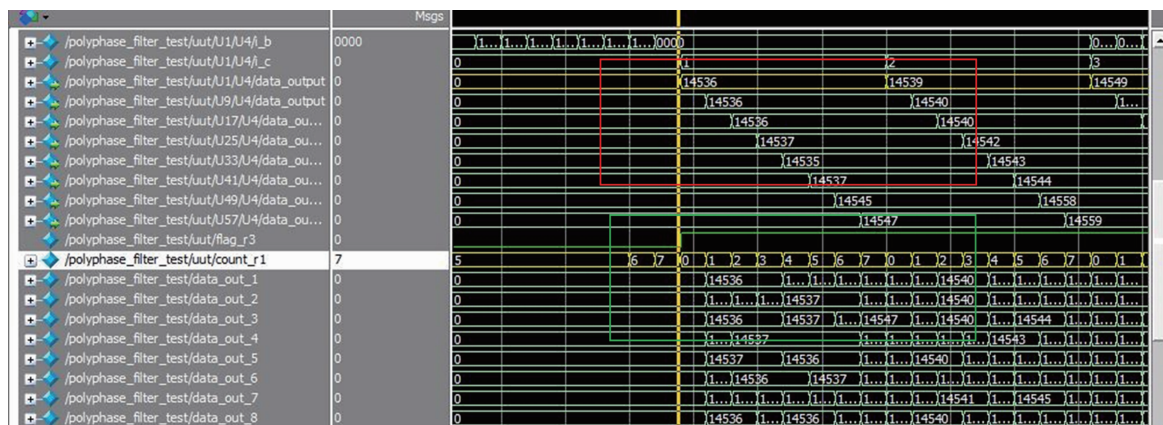


图5 多相滤波器组的综合后仿真时序图

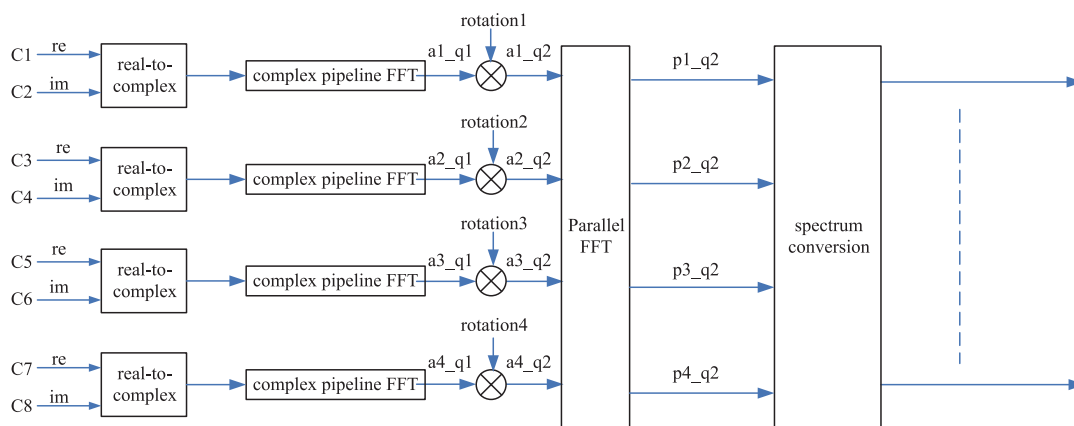


图6 在FPGA上执行的高级FFT结构框图

4 实例仿真和分析

ModelSim 是一款速度快、精度高、便于操作的软件, 不仅能完成综合前功能仿真, 还能实现综合后仿真. 综合后仿真不仅能用于验证综合后的电路与 HDL 所描述电

路功能是否保持一致, 还可在仿真中加入门级延时信息, 可用于时序分析^[17]. MATLAB 是一种功能强大的数学仿真软件, MATLAB 中将关键算法进行数学仿真^[18], 将其仿真结果和硬件仿真结果进行比对验证算法的有效性. 在两种工具中输入的信号为同一个 $y = \sin(2\pi \times 3.2 \times$

$10^9 t) + 0.5 \sin(2\pi \times 3.22 \times 10^9 t) + 0.5 \sin(2\pi \times 4.22 \times 10^9 t) + 2 \text{randn}(\text{size}(t))$. 图 8 给出了同一个输入信号采用不同数据处理方式的结果. 其中图 8(a~c)为在 MATLAB 中采用不同方法实现频谱分析的结果. (a)为传统的方法:直接对一路输入数据进行 8192 点 FFT 变换获得输入信号的频谱图, (b)为对相同的 8192 点数据

先进行 $P=4$ 的多相滤波处理后进行高级 FFT 处理获得输入信号频谱图; (c) 为对相同的 8192 点数据先进行 $P=8$ 的多相滤波处理后进行高级 FFT 处理并获得输入信号频谱图. (d) 是通过使用 ModelSim 软件对同一个输入信号进行硬件仿真分析的频谱图.

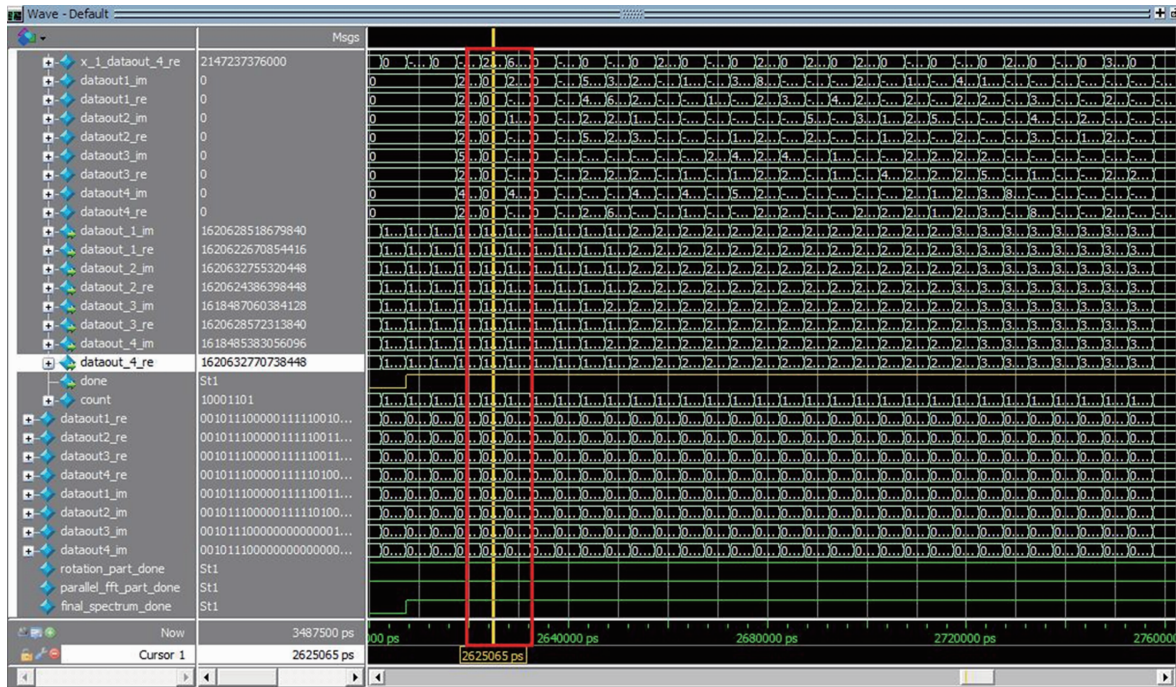


图7 高级FFT结构综合后仿真时序图

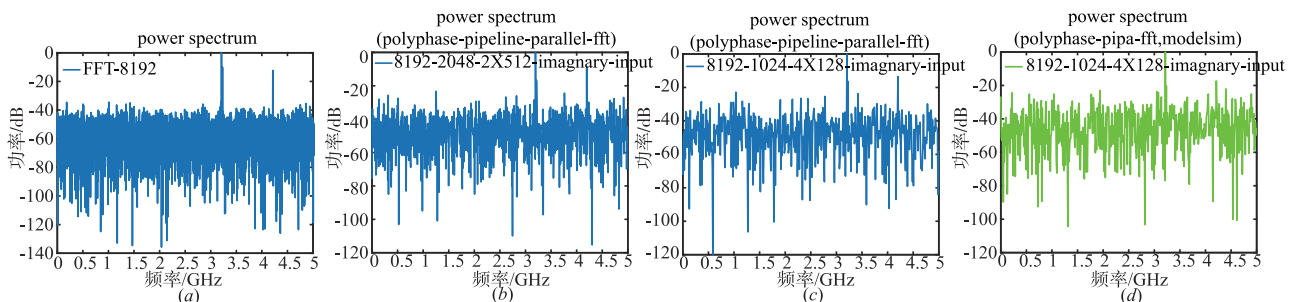


图8 MATLAB频谱分析图与ModelSim功能仿真图对比 (a)~(c)为总数据量为8192点的单通道FFT频谱图和多相滤波器结构-多通道并行复FFT频谱图; (d)为综合后的ModelSim仿真图

5 结论

多相滤波器组解决了并行多输入的困扰,为 FPGA 实现灵活处理速度提供了解决方案. 高级 FFT 结构减少了 FPGA 逻辑资源的消耗. 图 8 结果表明本文中所提出的方法无论是在算法上还是在硬件实现中都能有效的提取噪声中的有用信号,且多相滤波结构和高级 FFT 结构的联合使用能体现更多的输入信号细节. 将传统的多相滤波器结构和 FFT 结构进行改进,使之满足现代多通道高速数字谱仪的应用需求,达到高速数字谱

仪多通道可调输出速率的要求,为实现多通道高速数字谱仪的关键算法提供了可能性,为后续更高速率更多通道数的高速数字谱仪提供了设计参考.

参考文献

- [1] Blackwell W J, Galbraith C, Hancock, et al. Design and analysis of a hyperspectral microwave receiver subsystem [A]. 2012 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium [C]. Munich: IEEE, 2012. 3435 - 3438.
- [2] 乌拉比, 穆尔, 冯健超. 微波遥感 (第一卷): 微波遥感基础和辐射测量学 [M]. 侯世昌, 马锡冠, 译. 北京: 科学出

- 版社,1988. 239 - 244
- Ulaby F T, Moore R K, Fung A K. Microwave Remote Sensing (Volume 1): Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry [M]. Translated by Hou shichang, Ma xiguan. Beijing: Science Press, 1988. 239 - 244. (in Chinese)
- [3] 何杰颖. 微波/毫米波大气温湿度探测定标与反演的理论和方法研究[D]. 北京:中国科学院研究生院,2012. 45 - 66.
- He Jieying. Research of sounding, calibration and retrieval theory and techniques on microwave/ millimeter-wave atmospheric temperature and humidity[D]. Beijing: Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2012. 45 - 66. (in Chinese)
- [4] Boukabara S A, Garret K. Benefits of a hyperspectral microwave sensor[A]. 2011 IEEE Sensor Proceedings [C]. Limerick; 2011. 1881 - 1884.
- [5] Klein B, Philipp S D, Gusten R, Kramer I, Samteben D. A new generation of spectrometers for radio astronomy: Fast fourier transform spectrometer[J]. Millimeter and submillimeter Detectors and Instrumentation for Astronomy III, 627511. 2006; 1 - 13.
- [6] Hochgurtel S, Klein B, Space-efficient FPGA implementations of FFTs in high-speed applications [A]. 5th FPGA World Conference [C]. Stockholm, Sweden; 2008. 26; 67 - 72.
- [7] 陈恒亮, 蒋勇. 基于 DSP 的实数 FFT 算法研究与实现 [J]. 动力学与控制学报, 2005, 3(2): 50 - 53.
- Chen Hengliang, Jiang Yong. Design and realization of real FFT based on DSP [J]. Journal of Dynamics and Control, 2005, 3(2): 50 - 53. (in Chinese)
- [8] 张健伟. 应用于射电天文的高速宽带频谱仪设计[D]. 南京:东南大学, 2005. 9 - 24.
- Zhang Jianwei. Design of high-speed broadband spectrometer for radio astronomy [D]. Southeast University, 2005. 9 - 24. (in Chinese)
- [9] Crochiere R E, Rabiner L R, Multirate Digital Signal Processing [M]. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 07632, 1983. 289 - 326.
- [10] 唐尧, 李波, 左晓亚, 等. 变采样多相滤波器组信道化接收机的实现 [J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(2): 226 - 232.
- Tang Yao, Li Bo, Zuo Xiaoya, et al. Implementation of a channelized receiver using polyphase filter bank based on embedded resampling [J]. Radar Science and Technology, 2018, 16(2): 226 - 232. (in Chinese)
- [11] 陈林杰, 颜毅华, 刘飞, 等. 基于多相滤波器的宽带射电频谱仪设计 [J]. 天文研究与技术, 2010, 7(2): 89 - 94.
- Chen Linjie, Yan Yihua, et al. Design of a wideband spectrum analyzer based on polyphase filters [J]. Astronomical Research and Technology, 2010, 7(2): 89 - 94. (in Chinese)
- [12] Harris C, Hanes K. A mathematical review of polyphase filterbanks implementation for radio astronomy [J]. Publications of the Astronomical Society of Australia, 2011, 28(4): 317 - 322.
- [13] Harris F J, Dick C, Rice M, Digital receivers and transmitters using polyphase filterbanks for wireless communications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(4): 1395 - 1412.
- [14] John B. Multi-resolution FX correlator [J]. ALMA Memo 447, 2003; 1 - 10.
- [15] Price D C. Spectrometer and polyphase filterbanks in radio astronomy [J]. WSPC Handbook of Astronomical Instrumental, 2016; 14 - 16.
- [16] 孙健, 韩文俊, 凌元. 基于多相滤波的高速滤波器 FPGA 设计 [J]. 遥测遥控, 2018, 39(5): 27 - 32.
- Sun Jian, Han Wenjun, Ling Yuan. FPGA design of high-speed filter based on polyphase filtering [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(5): 27 - 32. (in Chinese)
- [17] 高亚军. VIVADO 从此开始 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2017. 18 - 24.
- [18] 徐文波, 田耘. Xilinx FPGA 开发使用教程 (第 2 版) [M]. 北京: 清华大学出版社, 2015. 179 - 194.

作者简介



罗阳锦 女, 四川人, 1992 年出生, 本科就读于兰州理工大学, 于 2015 年获得学士学位, 现阶段为中国科学院国家空间科学中心博士研究生, 主要研究领域为被动微波遥感探测技术与应用。

E-mail: luoyangjin123456@163.com



张升伟 男, 山东人, 1963 年出生, 理学硕士, 博士生导师。2001 年至 2014 年为中国科学院空间科学与技术研究中心研究员, 主持和参加国家重大科研项目十余项, 主要研究领域为被动微波遥感技术和应用研究, 包括陆基、机载和星载微波辐射计系统设计和研究。目前研究领域为被动微波遥感探测机理、技术与应用研究, 先进微波遥感器系统设计与研制。

E-mail: zhangshengwei@mirslab.cn