

# 高光谱微波辐射计系统中2GHz带宽数字谱仪设计

许皓文<sup>1,2</sup>, 陆 浩<sup>1</sup>, 王振占<sup>1</sup>

(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 100049)

**摘 要:** 高光谱微波辐射计是一种用于探测大气痕量气体的新型被动微波遥感器, 数字谱仪是高光谱微波辐射计的核心部件. 本文提出了一种新型宽带、实时数字谱仪的设计和实现方案, 通过改进、结合快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的并行处理和复数处理, 形成了核心的基16实时复数FFT算法, 最终得到信号的功率谱结果. 数字谱仪采样率4.8 GHz, 采用8 bit量化, 输入3 dB带宽2 GHz, 实现了1 024(1k)个频谱通道的结果. 本文利用大气辐射传输模拟器(Atmospheric Radiative Transfer Simulator, ARTS)模拟了真实大气亮温谱并进行了仿真分析, 随后通过输入的点频信号进行了测试, 结果表明, 核心算法子带亮温偏差最大值为0.02 K左右, 核心算法子带灵敏度与理想子带灵敏度相比恶化程度低于20%, 数字谱仪的有效位数(Effective Number Of Bits, ENOB)优于3 bit, 信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)优于20 dB, 谱分辨率恒定为2.3 MHz, 可以有效满足辐射计中高层大气谱线探测的需求.

**关键词:** 微波临边探测; 高光谱微波辐射计; 宽带数字谱仪; FPGA并行处理; 基16实时复数FFT算法

**中图分类号:** TP73 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2022)06-1472-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20201178

## Design of 2 GHz Bandwidth Digital Spectrometer in Hyperspectral Microwave Radiometer System

XU Hao-wen<sup>1,2</sup>, LU Hao<sup>1</sup>, WANG Zhen-zhan<sup>1</sup>

(1. 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 100049, China)

**Abstract:** Hyperspectral microwave radiometer is a new type of passive microwave remote sensor for detecting atmospheric trace gases, and the digital spectrometer is the core component of the hyperspectral microwave radiometer. In this paper, a new broadband, real-time digital spectrometer design and implementation scheme is proposed. The core radix 16 real-time complex fast Fourier transform(FFT) algorithm is formed by improving and combining the parallel processing and complex processing of FFT. Finally, the power spectrum of the signals can be obtained. The results for 1 024(1k) spectral channels are achieved by the digital spectrometer with the sampling rate of 4.8 GHz, the quantization bits of 8 bit, and the input 3 dB bandwidth of 2 GHz. The real atmospheric brightness temperature spectrum is simulated and analyzed by atmospheric radiative transfer simulator(ARTS), and then the input point frequency signal is tested. The results show that the maximum value of sub-band brightness temperature bias caused by the core algorithm is about 0.02 K, and the core algorithm sub-band sensitivity deteriorates within 20% compared with the ideal sub-band sensitivity. The effective number of bits(ENOB) of the digital spectrometer is better than 3 bit, the signal-to-noise ratio(SNR) is better than 20 dB, and the spectral resolution is constant at 2.3 MHz, which can effectively meet the requirements of radiometers for spectral line detection in middle and upper atmosphere.

**Key words:** microwave limb sounding; hyperspectral microwave radiometer; broadband digital spectrometer; FPGA parallel processing; radix 16 real-time complex FFT algorithm

## 1 引言

微波临边探测是一种新型的观测地球大气的方式,主要通过天线从天底往上垂直扫描大气临边切点时测量大气毫米波、亚毫米波的热发射,得到各种大气变量的遥测值<sup>[1]</sup>.在微波临边探测中,高光谱微波辐射计作为一种被动微波遥感器件,主要用来探测大气的痕量气体成分<sup>[2]</sup>,而数字谱仪是高光谱微波辐射计的核心部件,主要承担了后端的谱分析功能<sup>[3,4]</sup>.

在目前已经发射成功并获取到观测数据的临边探测卫星中,最早搭载微波临边探测器(Microwave Limb Sounder,MLS)的是美国于1991年发射的高层大气研究卫星(Upper Atmosphere Research Satellite,UARS),其搭载的是滤波器组谱仪(Filter Banks Spectrometer,FBS)<sup>[5,6]</sup>.2001年,瑞典航天公司联合其他几个国家发射了高层大气物理研究和天文学联合任务卫星(Odin),其搭载的是数字自相关谱仪(Digital Auto-Correlator Spectrometer,DACS)和声光谱仪(Acousto-Optical Spectrometer,AOS)<sup>[7,8]</sup>.美国对地观测系统(Earth Observing System,EOS)中的 Aura 卫星于2004年发射,是UARS的继任者,其搭载的是FBS和DACS<sup>[9,10]</sup>.日本在2009年底发射了超导亚毫米波临边辐射探测仪(JEM/SMILES),其后端是由AOS组成<sup>[11,12]</sup>.

随着数字信号处理技术和半导体技术的快速发展,数字谱仪也逐渐成熟并展示出了其特有的优势.数字谱仪主要包括了DACS和快速傅里叶变换谱仪(Fast Fourier Transform Spectrometer,FFTS),主要特点是利用超大规模集成电路实现宽频带信号的并行处理,而且还具有抗干扰能力强、稳定性高、体积小和更加灵活等优点<sup>[13]</sup>.

考虑到卫星上搭载时的限制因素,以及系统对输入带宽和谱分辨率的要求等,本文提出了一种新型宽带、实时快速傅里叶变换类型的数字谱仪设计方案.与DACS相比,FFTS在实现方式上具有更大的优势,可以降低系统复杂度,节约硬件资源.本文所设计的FFTS分析带宽2 GHz,通道数为1 024(1k),与各个卫星上搭载谱仪的参数指标对比如表1所示.由于各类谱仪体制不同,AOS以像素点进行衡量,其余类型均以通道数进行衡量.

从表1可以看出,本文所设计的数字谱仪在分析带宽和通道数上均有所提高.在实际设计中一般要求分

析带宽尽可能大,通道数尽可能多,但是从数字谱仪研制的角度来看,高带宽和多通道是很难同时兼顾的,所以在微波临边探测中,数字谱仪要充分平衡分析带宽和通道数之间的关系,针对不同的探测需求对谱分辨率进行动态的调整.例如在大气的中高层区域,降低谱分辨率会在一定程度上降低反演的精度,过低的谱分辨率无法辨别大气上层的气体吸收峰,所以在保持足够灵敏度的前提下,2 MHz的谱分辨率有助于提高中高层大气的反演精度<sup>[14]</sup>.

## 2 系统原理及核心算法设计

### 2.1 高光谱微波辐射计系统原理

高光谱微波辐射计是一种能够获取大量窄带连续频谱通道的微波遥感系统,其主要原理是测量天线的辐射温度,之后对射频前端接收机产生的中频模拟信号进行数字化处理,通过后端数字谱仪实现输入信号谱分析的功能.

高光谱微波辐射计系统框图如图1所示,系统中主要集成了天线、射频前端接收机以及后端数字谱仪.接收机又包括了射频放大器、混频器和中频放大器等,其主要作用是对中心频率包含在带宽内的输入信号进行放大及带外抑制,输出同样带宽的中频信号<sup>[15]</sup>.数字谱仪主要是利用集成的模拟数字转换器(Analog to Digital Converter,ADC)和现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array,FPGA)等芯片,通过模数转换,快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform,FFT),从而得到功率谱密度(Power Spectral Density,PSD)的结果.通过对数字谱仪获取的大气中痕量气体的功率谱进行定标分析,可以得到大气成分的辐射亮温谱分布,从而反演大气参数和分布变化,最终得到大气成分的分布规律,以便对其进行合理的科学研究.

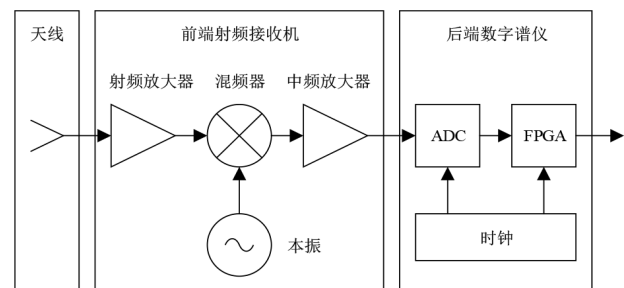


图1 高光谱微波辐射计系统结构

### 2.2 核心算法设计

基16实时复数FFT算法是实现数字谱仪功能的核心算法,其是在离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)的基础上经过并行处理<sup>[16]</sup>和复数处理<sup>[17]</sup>的改进和结合而得到的.并行处理可以使FFT的计算更

表1 谱仪参数指标对比

有效载荷	谱仪类型	分析带宽/GHz	通道数/像素点	谱分辨率/MHz
UARS-MLS	FBS	0.51	15	2~128
Odin-SMR	DACS,AOS	1.2	768,1 728	0.15~1
EOS-MLS	FBS,DACS	1.3	129	0.1~500
JEM/SMILES	AOS	1.3	1 728	1~4
本文	FFTS	2	1 024	2.3

加快速,同时降低计算复杂度,提高运算效率;而复数处理更加适用于硬件的实现过程,可以节约硬件资源,提高运算速度.

### 2.2.1 并行处理

对于输入的离散序列,可以利用DFT的快速运算将原本的串行计算转化为并行计算,通过数据分解、矩阵映射、一次计算、对应相位因子乘积和二次计算就可以完成并行FFT的处理.

假定离散序列 $x(n)$ 包含 $N$ 点数据,如果 $N$ 可以分解为2个整数 $R$ 和 $T$ 的乘积,如式(1)所示,且 $R$ 和 $T$ 均为2的整数次幂的形式,那么对 $x(n)$ 做DFT可以得到长度为 $N$ 的复序列 $X(k)$ ,如式(2)所示.

$$N = RT \quad (1)$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

其中

$$W_N^{kn} = e^{-j2\pi kn/N} \quad (3)$$

如果将 $x(n)$ 映射为矩形数组 $x(r,t)$ ,将DFT的结果 $X(k)$ 映射为相应的矩形数组 $X(p,q)$ ,在此过程中,选择对 $x(n)$ 采用式(4)的按列映射的方式,而对 $X(k)$ 采用式(5)的按行映射的方式.

$$n = Rt + r, 0 \leq r \leq R-1, 0 \leq t \leq T-1 \quad (4)$$

$$k = Tp + q, 0 \leq p \leq R-1, 0 \leq q \leq T-1 \quad (5)$$

因此可以得到

$$X(p,q) = \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{t=0}^{T-1} x(r,t) W_N^{(Tp+q)(Rt+r)} \quad (6)$$

其中

$$W_N^{(Tp+q)(Rt+r)} = W_N^{RTpq} W_N^{Rtq} W_N^{Trp} W_N^{rqr} \quad (7)$$

化简后可得

$$X(p,q) = \sum_{r=0}^{R-1} \left\{ W_N^{rqr} \left[ \sum_{t=0}^{T-1} x(r,t) W_T^{tq} \right] \right\} W_R^{rp} \quad (8)$$

可以将式(8)分解为以下3步,如式(9)~(11)所示.

(1)计算 $T$ 点的DFT,即

$$F(r,q) = \sum_{t=0}^{T-1} x(r,t) W_T^{tq} \quad (9)$$

对矩形数组 $x(r,t)$ 按行计算有 $r=0,1,\dots,R-1$ .

(2)定义新的矩形数组 $G(r,q)$ ,即

$$G(r,q) = W_N^{rqr} F(r,q) \quad (10)$$

(3)计算 $R$ 点的DFT,即

$$X(p,q) = \sum_{r=0}^{R-1} G(r,q) W_R^{rp} \quad (11)$$

对矩形数组 $G(r,q)$ 按列计算有 $q=0,1,\dots,T-1$ .

### 2.2.2 复数处理

对于输入的实数序列,可以利用DFT的对称性将

$2N$ 点实数序列的计算转化为 $N$ 点复数序列的计算,之后将输出的 $N$ 点复数序列进行适当的排序,就可以得到原始的 $2N$ 点实数序列FFT的结果.

假定 $x(n)$ 为一个 $2N$ 点的实数序列,令 $x_1(n)$ 代表该序列中的偶数分量, $x_2(n)$ 代表该序列中的奇数分量,则复序列 $y(n)$ 可被定义为

$$y(n) = x_1(n) + jx_2(n), 0 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

由于DFT是线性的,所以 $y(n)$ 的DFT可以表示为

$$Y(k) = X_1(k) + jX_2(k) = Y_{\text{Re}}(k) + jY_{\text{Im}}(k) \quad (13)$$

其中, $Y_{\text{Re}}(k)$ 和 $Y_{\text{Im}}(k)$ 分别代表了 $Y(k)$ 的实部和虚部,序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 可以用 $y(n)$ 表示为

$$x_1(n) = \frac{1}{2} [y(n) + y^*(n)] \quad (14)$$

$$x_2(n) = \frac{1}{2j} [y(n) - y^*(n)] \quad (15)$$

其中, $y^*$ 为 $y$ 的共轭对称,由 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的DFT结果可得

$$X_1(k) = \frac{1}{2} [Y(k) + Y^*(N-k)] \quad (16)$$

$$X_2(k) = \frac{1}{2j} [Y(k) - Y^*(N-k)] \quad (17)$$

将式(13)分别代入式(16)和式(17),可得

$$X_1(k) = \frac{1}{2} \{ [Y_{\text{Re}}(k) + Y_{\text{Re}}(N-k)] + j[Y_{\text{Im}}(k) - Y_{\text{Im}}(N-k)] \} \quad (18)$$

$$X_2(k) = \frac{1}{2} \{ [Y_{\text{Im}}(k) + Y_{\text{Im}}(N-k)] - j[Y_{\text{Re}}(k) - Y_{\text{Re}}(N-k)] \} \quad (19)$$

根据式(18)和式(19),可以定义4组中间因子 $Y_{\text{Re}1}(k), Y_{\text{Re}2}(k), Y_{\text{Im}1}(k), Y_{\text{Im}2}(k)$ ,如式(20)所示:

$$\begin{cases} Y_{\text{Re}1}(k) = \frac{1}{2} [Y_{\text{Re}}(k) + Y_{\text{Re}}(N-k)] \\ Y_{\text{Re}2}(k) = \frac{1}{2} [Y_{\text{Re}}(k) - Y_{\text{Re}}(N-k)] \\ Y_{\text{Im}1}(k) = \frac{1}{2} [Y_{\text{Im}}(k) + Y_{\text{Im}}(N-k)] \\ Y_{\text{Im}2}(k) = \frac{1}{2} [Y_{\text{Im}}(k) - Y_{\text{Im}}(N-k)] \end{cases} \quad (20)$$

对于 $2N$ 点的实数序列 $x(n)$ ,对其进行FFT还可以表示为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{2N-1} W_{2N}^{kn} x(n) = X_1(k) + W_{2N}^k X_2(k) \quad (21)$$

其中

$$W_{2N}^k = e^{-j\pi k/N} \quad (22)$$

综合以上公式,可以得到

$$X(k) = [Y_{\text{Re}1}(k) - \sin \frac{k\pi}{N} Y_{\text{Re}2}(k) + \cos \frac{k\pi}{N} Y_{\text{Im}1}(k)] + j[Y_{\text{Im}2}(k) - \sin \frac{k\pi}{N} Y_{\text{Im}1}(k) - \cos \frac{k\pi}{N} Y_{\text{Re}2}(k)] \quad (23)$$

根据式(23)可以得到 $2N$ 点实数序列经过FFT运算后前一半的结果,后一半与前一半对称分布.

### 3 数字谱仪设计及实现

#### 3.1 整体设计流程

数字谱仪主要通过 ADC 和 FPGA 等芯片,利用核心的基 16 实时复数 FFT 算法完成相应的宽带信号处理,累加后从而得到功率谱的结果. 2 GHz 带宽数字谱仪整体数据流程如图 2 所示,4.8 GHz 高速数据在 ADC 内部经过 1:8 的多路复用(DMUX)之后<sup>[18]</sup>,输出的数据和时钟为低电压差分信号(Low Voltage Differential Signal, LVDS),输入至 FPGA 的 LVDS 数据和时钟首先通过 Buffer 转换成单端数据和时钟,随后数据进入 FPGA 的 1:2 DMUX 模块,之后通过核心算法进行处理,经过一系列的拆分、整合和计算后可以得到每一包数据的结果,累加后通过串口上传至上位机.

#### 3.2 核心算法实现

在本文数字谱仪核心算法的实现过程中,根据式(9)~(11),将  $T$  和  $R$  的值分别设定为 64 和 16. 数字谱

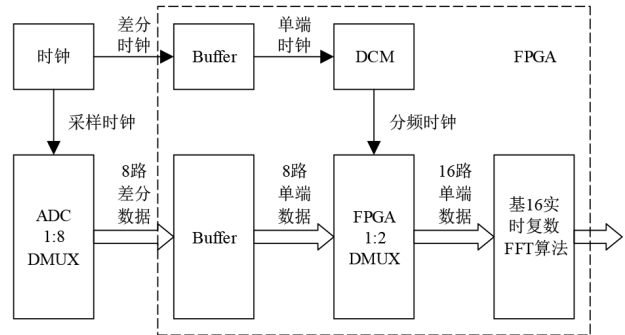


图2 数字谱仪整体数据流程

仪核心算法架构如图 3 所示,实际架构包括了 16 路并行数据的处理,这里仅以其中 2 路作为代表进行说明. 核心算法架构主要包括了 64 点 FFT 模块、旋转因子存储模块、数据相乘模块、基 16-FFT 模块、数据排序模块、中间因子模块、数据计算模块、数据累加模块和并转串模块<sup>[17]</sup>.

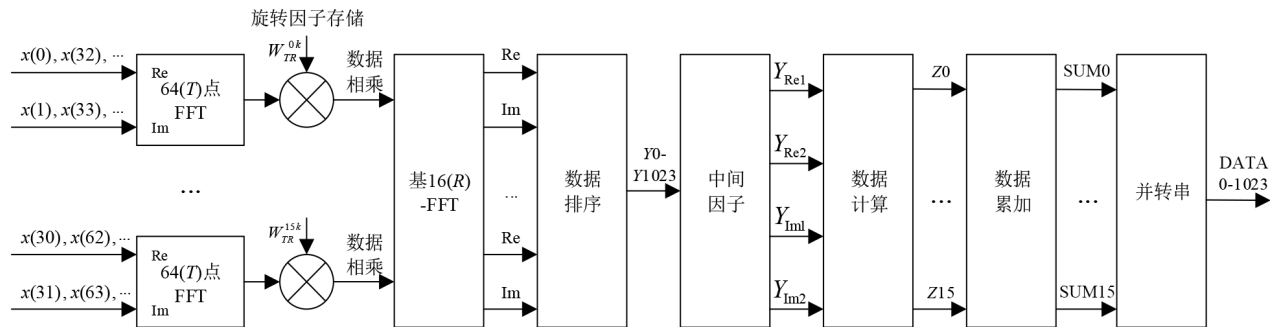


图3 数字谱仪核心算法架构

64 点 FFT 模块首先利用 FFT IP 核同时完成 16 路,每一路 64 点的 FFT,IP 核设置为流水线的方式可以保证数据的实时性. 旋转因子存储模块是通过 FPGA ROM 存储复数旋转因子,为了节约资源,本设计中将复数旋转因子的实部和虚部合并为一个数据进行存储. 数据相乘模块对前面的结果进行复数的乘法运算. 中间因子模块和数据计算模块分别按照式(20)和式(23)进行相应的计算,累加后通过并转串最终可以得到 1 024 个复数点的结果.

本文在算法实现中为了达到实时处理的目的,特别对基 16-FFT 模块和数据排序模块进行了改进和优化. 在基 16-FFT 模块,根据式(11),采取了最直接的矩阵相乘的运算方式. 在数据排序模块,采取了“乒乓”RAM 的数据处理方式,从而保证了整个设计过程中实时计算的持续性.

#### 4 仿真结果分析

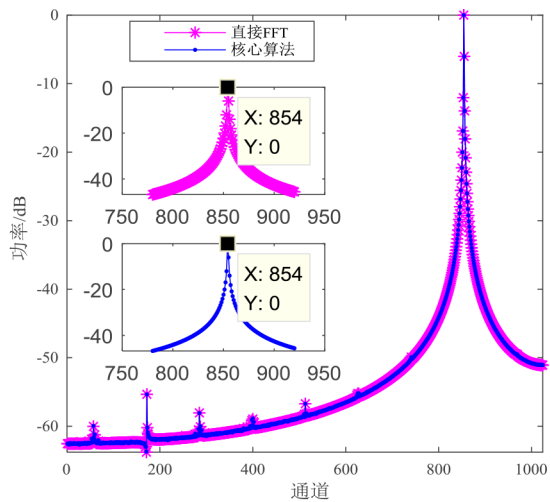
通过模拟正弦信号以及真实亮温信号可以对核心算法完成前期的设计仿真以及验证,同时根据真实亮

温信号仿真得到的功率谱和亮温谱还可以对数字谱仪的性能进行评估.

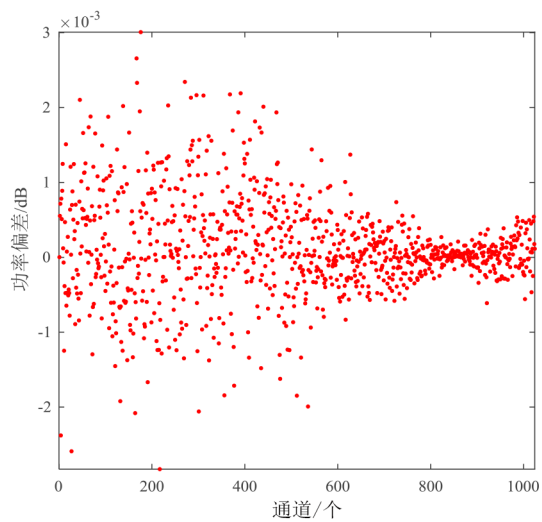
利用 MATLAB 产生 2 GHz 正弦信号,采样率设定为 4.8 GHz,将产生的信号通过核心算法进行运算,经过一定次数的累加后输出,并和原始信号直接进行 FFT 运算,并经同样累加次数的结果进行对比. 图 4(a)给出了同样累加次数的情况下,2 GHz 正弦信号直接进行 FFT 运算和通过核心算法运算后的功率谱结果和峰值通道对比,图 4(b)为 2 种算法对应通道的功率结果差值.

从图 4 中可以看出,对于输入的正弦信号,2 种算法的功率谱结果高度重合,且峰值通道完全一致,每个通道对应差值的量级为  $10^{-3}$ ,在峰值处因为信号能量较大,所以该处附近差值的散点相对聚集,而其他地方差值的散点相对分散.

除了模拟正弦信号外,还可以利用大气辐射传输模拟器(Atmospheric Radiative Transfer Simulator, ARTS)模拟临边探测时的真实大气亮温. 将由 ARTS 产生的亮温值转化为进入辐射计的热噪声,从而可以根据谱



(a) 2种算法功率仿真结果及峰值通道对比



(b) 2种算法功率偏差仿真结果

图4 2GHz正弦信号仿真结果

辐射计的仿真模型得到功率谱的结果,对功率谱进行定标可以得到真实的亮温谱分布<sup>[19]</sup>,这样就可以从实际的目标场景角度对宽带数字谱仪进行仿真验证.这里以240 GHz辐射计的目标亮温谱为例进行说明,仿真条件设置为辐射计噪声温度1 000 K以及积分时间50 ms.

图5为240 GHz辐射计中利用ARTS模拟的天底角大气亮温,其中包含了所探测目标 $O_3$ 和 $HNO_3$ 的吸收峰.辐射计接收的是目标的热噪声,根据谱辐射计的仿真模型,经过热辐射噪声信号模型、射频前端模型、数字后端模型和两点定标模型可以得到功率谱结果和亮温谱结果.

因为直接FFT算法和核心算法对应的功率谱和亮

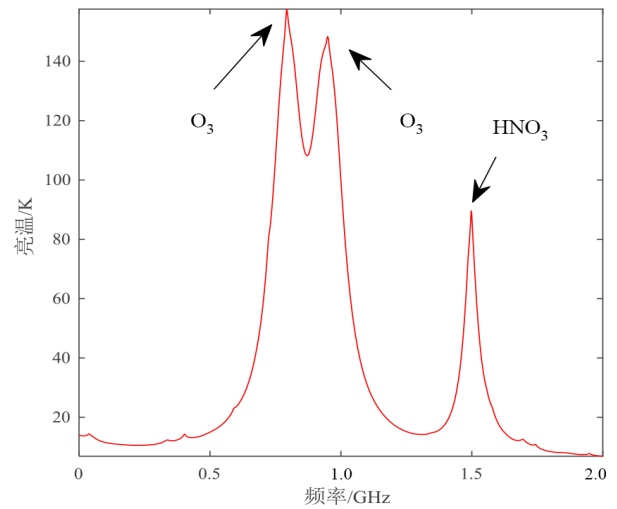


图5 240 GHz辐射计中模拟的天底角大气亮温

温谱都高度重合,所以这里仅列出2种算法对应通道的功率结果差值和对应通道的亮温结果差值,分别如图6、图7所示.

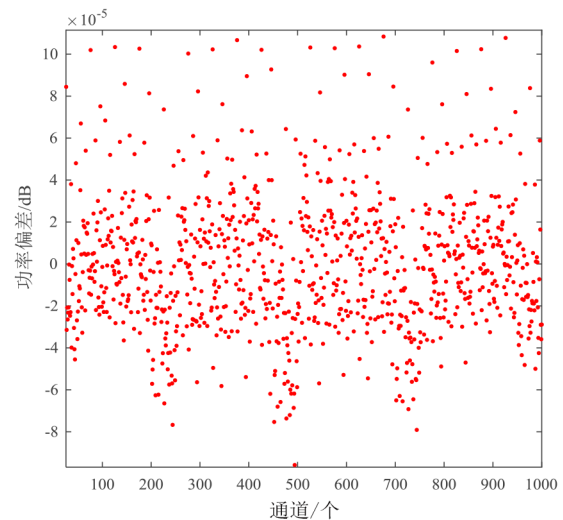


图6 临边探测中真实场景目标的功率偏差仿真结果

从图6和图7可以看出,2种算法对应通道的功率偏差量级都在 $10^{-5}$ 左右,2种算法对应通道的亮温偏差最大值为0.02 K左右,通过模拟不同的信号从多个维度验证了核心算法的合理性和正确性.

灵敏度是辐射计的一项重要指标,可以将它定义为接收机在频域上最小可分辨的亮温,通过分析的方法可以获得辐射计的灵敏度.此外,灵敏度的计算公式可以简化为

$$\text{NEDT} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{\beta \Delta \tau}} \quad (24)$$

其中, $T_{\text{sys}}$ 表示辐射计的系统温度, $\beta$ 表示等效带宽, $\Delta \tau$

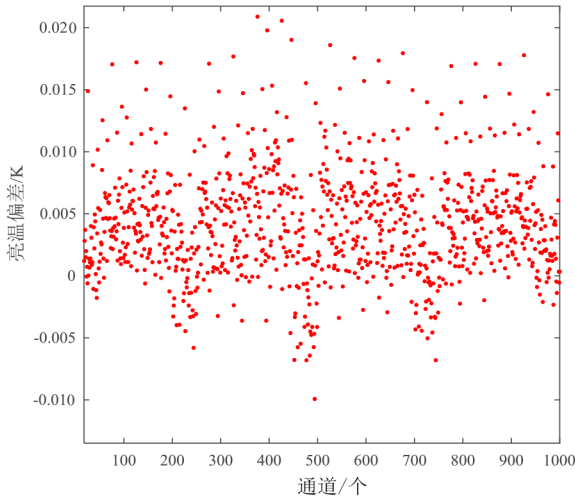


图7 临边探测中真实场景目标的亮温偏差仿真结果

表示单次测量的积分时间. 将 2 GHz 全带内以自相关方式计算得到的灵敏度认为是理想全带灵敏度, 在系统温度、积分时间、通道数等条件保持不变的情况下, 理想子带灵敏度和理想全带灵敏度应该存在  $\sqrt{C}$  之间的关系, 其中  $C$  表示通道数.

通过对功率谱的结果进行定标分析, 建立定标方程后多次仿真得到的理想全带灵敏度的均值为 0.07 K 左右, 经过核心算法后子带灵敏度的均值为 2.62 K 左右. 多次仿真结果表明, 核心算法子带灵敏度与理想子带灵敏度相比恶化程度低于 20%. 图 8 为其中一次仿真后核心算法子带灵敏度的结果.

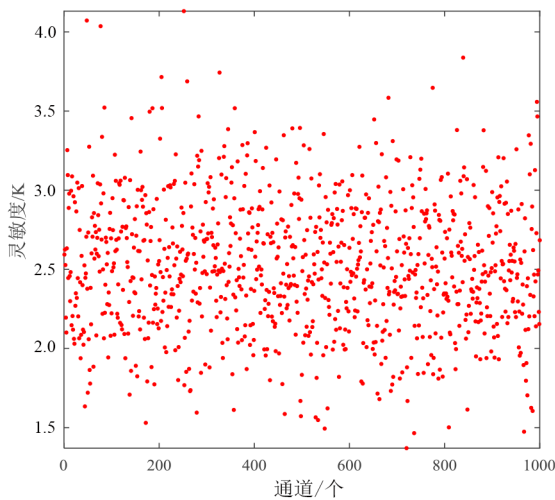


图8 核心算法子带灵敏度仿真结果

### 5 测试结果分析

数字谱仪的谱分辨率  $\Delta f$ 、信噪比 (Signal to Noise

Ratio, SNR)、信纳比 (Signal to Noise and Distortion Ratio, SINAD) 和有效位数 (Effective Number Of Bits, ENOB) 是衡量数字谱仪工作性能的重要指标.  $\Delta f$ , SNR, SINAD 和 ENOB 的定义分别如式 (25)~(28) 所示<sup>[20,21]</sup>. 式 (25) 中  $f_s$  和  $K$  分别代表采样频率和采样点数. 式 (26) 中  $P_s$  和  $P_n$  分别代表了信号和噪声的功率. 式 (27) 中  $P_d$  代表失真功率, 式 (28) 中根据 SINAD 的结果可以计算 ENOB.

$$\Delta f = f_s / K \tag{25}$$

$$\text{SNR} = 10 \lg(P_s / P_n) \tag{26}$$

$$\text{SINAD} = 10 \lg(P_s / (P_n + P_d)) \tag{27}$$

$$\text{ENOB} = (\text{SINAD} - 1.76) / 6.02 \tag{28}$$

因为高光谱微波辐射计本身测量的就是噪声信号, 但是在实际测试中直接产生宽带的噪声信号是较为困难的, 所以同前期的仿真保持一致, 实测中同样产生 2 GHz 的正弦信号来进行数字谱仪的性能分析. 2 GHz 正弦信号实测谱线的频率-功率图如图 9 所示, 图 9 的子图中是对应的通道-功率图.

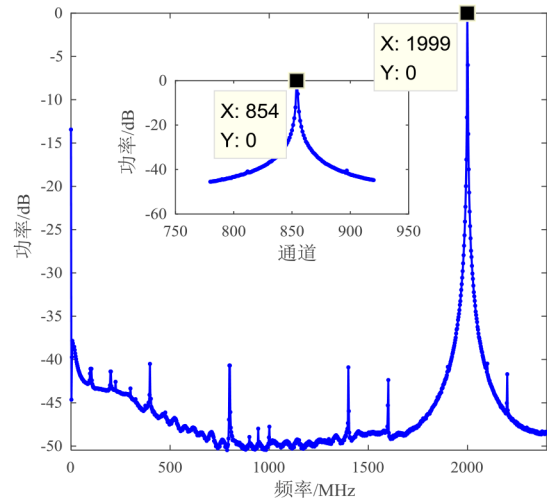


图9 2GHz正弦信号实测的功率谱结果

从图 9 的通道-功率图中可以看出, 信号实测功率谱和仿真功率谱的峰值通道保持一致, 而且在该处附近能量较大. 因为受到 ADC 量化噪声、内核相位偏差以及谐波的影响, 在信号之外会产生一些小的峰值, 由于其功率都在 -40 dB 以下, 所以对数字谱仪 ENOB 的影响也很小. 从图 9 频率-功率图中可以看出, 对于 2 GHz 点频信号, 实测功率谱的峰值频率为 1999 MHz, 和输入的正弦信号相比偏差在 1 MHz 左右. 而实际实际情况中, 气体分子的每条吸收谱线, 并不是只在一个频率上存在吸收的直线形式, 一些效应会使吸收谱线发生谱线展宽, 从而具有一定的宽度. 所以在谱分辨率恒定的

情况下, 1 MHz 的频率偏差可以满足本文中 2.3 MHz 谱分辨率的设计要求。

根据得到的谱线结果, 按照式(26)~(28), 可以分别计算 SRN, SINAD 和 ENOB. 本设计方案中, 结合不同频率的测试结果, 实测的 ENOB 至少为 3 bit, 同时 SNR 优于 20 dB, 同等条件下和仿真结果相比 SNR 降低了 2% 左右。

## 6 结论

高光谱微波辐射计主要是利用后端的数字谱仪来实现模拟信号的谱分析, 从而得到各种遥测大气成分的功率谱结果. 本文提出了一种新型的基于高速 ADC 和 FPGA-Kintex7 的宽带、实时数字谱仪的设计和实现方案, 并通过改进、结合 FFT 的并行处理和复数处理, 形成了核心的基 16 实时复数 FFT 算法, 可以完成并行信号的实时处理. 对正弦信号和 ARTS 模拟的真实亮温信号进行仿真, 结果表明, 核心算法和直接 FFT 算法后对应通道的亮温偏差最大值为 0.02 K 左右, 而且与理想子带灵敏度相比, 核心算法的子带灵敏度恶化程度低于 20%, 从多个维度验证了核心算法的合理性和正确性. 本文所设计的 2 GHz 带宽、1k 通道的数字谱仪谱分辨率恒定为 2.3 MHz, 实测的 ENOB 至少为 3 bit, 同时 SNR 优于 20 dB, 可以满足中高层大气谱线探测的需求, 同时其硬件设计与核心算法设计的方案为实现更高带宽的数字谱分析系统提供了参考, 对于临边探测中高层大气的痕量气体观测具有重要的意义。

## 参考文献

- [1] SHIOTANI M, SAITO A, SAKAZAKI T, et al. A proposal for satellite observation of the whole atmosphere-superconducting submillimeter-wave limb-emission sounder (SMILES-2) [C]//2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). Yokohama: IEEE, 2019: 8788-8791.
- [2] PETT T, LEE J H, EHRlichMAN Y, et al. Photonics-based microwave radiometer for hyperspectral earth remote sensing [C]//2018 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). Toulouse: IEEE, 2018: 1-4.
- [3] HAGEN J, LUDER A, MURK A, et al. Frequency-agile FFT spectrometer for microwave remote sensing applications [J]. *Atmosphere*, 2020, 11(5): 1-9.
- [4] IWAI K, KUBO Y, ISHIBASHI H, et al. OCTAD-S: digital Fast Fourier Transform spectrometers by FPGA [J]. *Earth Planets & Space*, 2017, 69(1): 1-20.
- [5] BARATH F T, CHAVEZ M C, COFIELD R E, et al. The upper atmosphere research satellite microwave limb sounder instrument [J]. *Journal of Geophysical Research Atmospheres*, 1993, 98(D6): 10751-10762.
- [6] WATERSS J W, PECKHAM G E. The microwave limb sounder (MLS) experiments for UARS and EOS [C]//1991 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). Espoo: IEEE, 2002: 543-546.
- [7] FRISK U, HAGSTRÖM M, ALA-LAURINAHO J, et al. The Odin satellite. I. Radiometer design and test [J]. *Astronomy and Astrophysics*, 2003, 402(3): L27-L34.
- [8] ALA-LAURINAHO J, HIRVONEN T, PIIRONEN P, et al. Measurement of the Odin telescope at 119 GHz with a hologram-type CATR [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, 49(9): 1264-1270.
- [9] COFIELD R E, STEK P C. Design and field-of-view calibration of 114-660-GHz optics of the earth observing system microwave limb sounder [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2006, 44(5): 1166-1181.
- [10] WATERS J W, FROIDEVAUX L, HARWOOD R S, et al. The earth observing system microwave limb sounder (EOS MLS) on the aura satellite [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2006, 44(5): 1075-1092.
- [11] OCHIAI S, KIKUCHI K, NISHIBORI T, et al. Performance of JEM/SMILES in orbit [C]//21st International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT). Oxford and Didcot: ISSTT, 2010: 179-184.
- [12] TAKAHASHI C, OCHIAI S, SUZUKI M. Operational retrieval algorithms for JEM/SMILES level 2 data processing system [J]. *Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer*, 2010, 111(1): 160-173.
- [13] 罗阳锦, 张升伟. 基于 FPGA 的多通道高速数字谱仪的关键算法的设计与实现 [J]. *电子学报*, 2020, 48(5): 922-929.  
LUO Y J, ZHANG S W. Key implementation of high-speed digital spectrometer based on polyphase filterbanks and advanced FFT on FPGA [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2020, 48(5): 922-929. (in Chinese)
- [14] WANG W Y, WANG Z Z, DUAN Y Q. Performance evaluation of THz atmospheric limb sounder (TALIS) of China [J]. *Atmospheric Measurement Techniques*, 2020, 13(1): 13-38.
- [15] 王振占. 海面风场全极化微波辐射测量——原理、系统设计与模拟研究 [D]. 北京: 中国科学院空间科学与应用研究中心, 2005.  
WANG Z Z. Sea Surface Wind Vector Measured By Po-

larimetric Microwave Radiometer—Principle, System Design, and Simulation Study [D]. Beijing: Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, 2005. (in Chinese)

- [16] PROAKIS J G, MANOLAKIS D G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications (Fourth Edition) [M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2014.
- [17] 王显海. 宽带实时脉冲星数字接收机关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2016.  
WANG X H. Research on The Key Techniques for The Wideband Real-Time Pulsar Digital Receiver [D]. Nanjing: Southeast University, 2016. (in Chinese)
- [18] 陆浩,王振占. 全极化微波辐射计数字化引入误差分析[J]. 电子学报, 2013, 41(6): 1084-1087.  
LU H, WANG Z Z. The error analysis of digital technology in polarimetric microwave radiometer [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(6): 1084-1087. (in Chinese)
- [19] DUAN Y Q, WANG Z Z, XU H W, et al. Simulation of the spectrum Response for the THz Atmosphere limb sounder (TALIS) [J]. Sensors, 2020, 20(2): 1-21.
- [20] 陆浩,王振占,刘璟怡,等. 全极化微波辐射计系统中高速数字相关器设计[J]. 电子学报, 2011, 39(12): 2831-2835.  
LU H, WANG Z Z, LIU J Y, et al. Design of high-speed digital correlator in fully polarimetric microwave radiometer [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(12): 2831-2835. (in Chinese)
- [21] 罗阳锦,张升伟,陆浩. 高光谱微波辐射计宽带高速数字系统设计[J]. 电子学报, 2021, 49(2): 380-386.  
LUO Y J, ZHANG S W, LU H. The system design of wide frequency band and high speed digital system of hyperspectral microwave radiometer [J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(2): 380-386. (in Chinese)



陆浩(通讯作者) 男,1988年生,安徽亳州人. 2012年于中国科学院研究生院获得工学博士学位. 现为中国科学院国家空间科学中心副研究员. 主要研究方向为大规模数字电路、微波辐射计系统研制和定标等.  
E-mail: luhao0408@126.com



王振占 男,1969年生,河北秦皇岛人. 2005年于中国科学院研究生院获得理学博士学位. 现为中国科学院国家空间科学中心研究员. 博士生导师. 主要研究方向为微波遥感定标、定量反演与应用技术.  
E-mail: wangzhenzhan@mirslab.cn

#### 作者简介



许皓文 男,1995年生,河南许昌人. 2016年于郑州大学获得工学学士学位. 现为中国科学院国家空间科学中心博士研究生. 主要研究方向为微波遥感定标、高速数字谱仪的理论与应用等.  
E-mail: xuhaowen1223@163.com