

# 宽波段傅里叶变换太阳光谱仪等光程差采样系统设计\*

朱晓明<sup>1,2,3†</sup> 白先勇<sup>1,2,3‡</sup> 林佳本<sup>1,2</sup> 段帷<sup>1,2</sup> 邓元勇<sup>1,2</sup> 冯志伟<sup>1,2</sup>  
张志勇<sup>1,2</sup> 杨潇<sup>1,2</sup> 郭思璠<sup>1,2,3</sup> 白阳<sup>1,2,3</sup>

(1 中国科学院国家天文台 北京 100101)

(2 中国科学院太阳活动重点实验室 北京 100101)

(3 中国科学院大学 北京 100049)

**摘要** 太阳成像光谱探测是诊断太阳大气磁场和热力学参数的主要手段. 傅里叶变换太阳光谱仪(Fourier Transform Solar Spectrometer, FTSS)具有宽波段的优势, 是当前中红外高分辨率太阳光谱探测的最佳选择. FTSS通过采集目标辐射等光程差干涉图, 反演获得光谱图, 等光程差采样的间隔决定了反演光谱波长范围. 因此从FTSS宽波段光谱观测对不同等光程差采样间隔需求出发, 基于现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)技术, 采用全数字分频、倍频方案, 设计了一套宽波段FTSS等光程差采样系统. 采用分布式余数补偿方法, 有效解决了在参考激光干涉信号倍频过程中, 输出采样信号在输出信号周期间误差累积问题, 并降低了输出采样信号的误差及非均匀性; 经功能仿真及实验测试, 系统在200 Hz–50 kHz频率范围内, 频率误差 $\delta < 0.04\%$ , 可有效满足FTSS的300 nm–25  $\mu\text{m}$ 宽波段的光谱观测数据采集需求, 为后续可见和红外波段FTSS的研制奠定了技术基础.

**关键词** 太阳; 磁场; 技术; 傅里叶变换光谱仪; 数字分频; 数字倍频

**中图分类号**: P111; **文献标识码**: A

## 1 引言

同时或准同时的太阳成像光谱探测设备可以快速获得日面二维区域的磁场和热力学参数的二维分布以及时空演化, 是当前和未来太阳探测的主流设备. 目前可见光波段的探测方案包括两类: 一类是基于窄带滤光器; 另一类基于光栅光谱仪<sup>[1–3]</sup>. 对于中红外太阳观测, 受限于光栅大小, 无法实现高分辨率光谱观测, 中红外可调谐窄带滤光技术

也并不成熟. 因此, 傅里叶变换太阳光谱仪(Fourier Transform Solar Spectrometer, FTSS)成为当前中红外高分辨率太阳光谱探测的最佳选择.

FTSS具有宽波段的优势, 通过更换分束器和探测器可以覆盖可见-近红外-中红外乃至远红外波段<sup>[4–5]</sup>. 目前, 太阳观测用的傅里叶变换光谱仪核心都是基于时间调制型迈克尔逊干涉仪, 国外如美国国立太阳天文台的McMath-Pierce望远镜、Atmo-

2022-03-02收到原稿, 2022-04-15收到修改稿

\*国家自然科学基金项目(11873062、12003051、11973061), 国家基金委重大科研仪器研制项目(11427901)资助

†zhuxiaoming@bao.ac.cn

‡xybai@nao.cas.cn

spheric Trace Molecule Spectroscopy (ATMOS) 卫星、加拿大的 Atmospheric Chemistry Experiment-Fourier Transform Spectrometer (ACE-FTS) 卫星<sup>[6-7]</sup>, 国内如“用于太阳磁场精确测量的中红外观测系统(Accurate Infrared Magnetic field Measurements of the Sun, AIMS)”均采用该类型的傅里叶变换光谱仪<sup>[8]</sup>. 其直接观测量为不同时间采集的等光程差干涉图, 然后通过傅里叶变换反演光谱图. 相邻两帧干涉图之间的等光程差间隔越大, 可反演光谱最短波长越大, 反之亦然. 比如AIMS的FTSS采用近红外激光器作为参考信号, 相邻干涉图之间等光程差间隔固定为0.852  $\mu\text{m}$ , 可恢复的最短波长为1.704  $\mu\text{m}$ , 若想获得更短波长, 需要更小的等光程差间隔, 然而目前AMIS不具备此能力. 换言之, 可见光到红外宽波段太阳光谱观测核心技术之一为可调等光程差间隔的采样系统.

因此从FTSS宽波段光谱观测对不同等光程差采样间隔的需求出发, 基于FPGA (Field Programmable Gate Array)技术, 采用全数字分频、倍频方案, 设计了一套宽波段FTSS等光程差采样系统. 文中第2节给出了采样系统需求, 第3节为系统设计和结果, 最后一节对文章内容进行了总结.

## 2 宽波段FTSS等光程差采样系统需求

### 2.1 等光程差间隔采样原理

根据FTSS原理, FTSS高质量干涉信号的获得及后续光谱反演算法都要求对目标辐射干涉信号进行等光程差间隔采样<sup>[5]</sup>. 时间型傅里叶变换太阳光谱仪采用稳频激光(如632 nm的He-Ne激光器)作为参考, 利用单频激光信号的余弦傅里叶变换为余弦波的原理, 实现等光程差采样, 以得到等波数间隔的目标辐射<sup>[9]</sup>. 图1为FTSS等光程差间隔采样原理. 图中定镜、动镜、分束器构成了时间型傅里叶变换太阳光谱仪核心—迈克尔逊干涉仪. 稳频激光进入干涉仪, 经分束器透射和反射后, 分成两束光,

这两束光分别经动镜、定镜反射后回到分束器, 再次经分束器反射和透射后相互干涉, 最终干涉光会聚到点源探测器上. 在干涉系统中, 动镜的运动将使两束相干光的光程差 $L$ 产生变化, 继而在探测器上得到一组余弦参考激光干涉信号, 余弦波的周期即为参考激光波长. 通过配备过零检测模块对余弦参考激光干涉信号进行精确过零检测, 整形产生过零触发采样信号, 用于触发FTSS数据采集系统对目标辐射干涉信号进行等光程差间隔数据采集. 根据尼奎斯特采样定理, 其中等光程差采样间隔 $\Delta d$ 应满足:

$$\Delta d \leq \frac{1}{2v_{\max}} \leq \frac{\lambda_{\min}}{2}, \quad (1)$$

式中,  $v_{\max}$ 表示目标光谱区间的最大波数,  $\lambda_{\min}$ 表示目标光谱区间的最小波长, 等光程差最小采样间隔可以通过目标波长最小值获得.

### 2.2 采样系统需求

根据(1)式, 若采用632 nm的稳频激光器作为参考激光, 直接利用参考激光余弦干涉信号过零检测最小光程差为0.316 nm, 此时通过离散傅里叶变换公式只能反演得到632 nm以上的光谱范围. 对于波长 $\lambda < 632$  nm的光谱测量, 过零检测给出的等光程差间隔0.316 nm太大, 将导致FTSS数据采集系统欠采样, 无法反演得到准确的光谱信息. 若要得到632 nm以下目标光谱, 需要减小干涉图采样时的等光程差间隔, 即需通过倍频来加大参考激光余弦信号频率. 而对于波长 $\lambda > 1266$  nm的光谱测量, 特别是波长大于2.5  $\mu\text{m}$ 光谱辐射(如AIMS的10–13  $\mu\text{m}$ ), 如果仍然采用0.316 nm等光程差采样间隔, 将导致FTSS数据采集系统过采样. 尽管基于过采样干涉图可以获得目标光谱辐射, 但不会增加光谱分辨率, 且会导致干涉图数据量增加, 这将加大数据采集系统压力, 进而给干涉数据的实时采集存储及后续光谱反演增加不必要的负担. 此时, 可以适度增加等光程差采样间隔, 即通过分频来减小参考激光余弦信号频率.

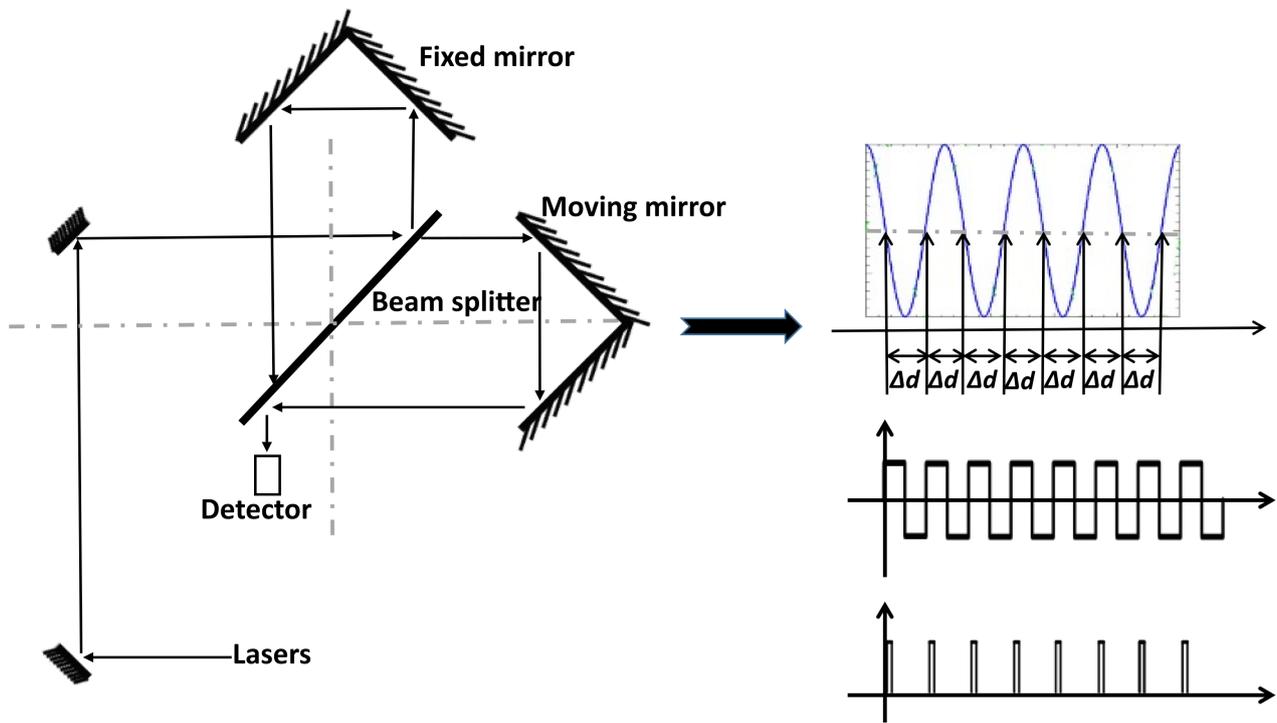


图 1 FTSS等光程差间隔采样原理

Fig. 1 Interval sampling principle of FTSS with equal optical path difference

表1列出了宽波段FTSS等光程差采样系统指标需求. 观测目标光谱从地基可观测最短波长近紫外300 nm, 到光学望远镜可观测的25  $\mu\text{m}$ 中远红外波段. 参考激光选择632 nm氦氖稳频激光, 激光余弦信号频率跟动镜运动速度 $V$ 相关(假设 $V = 0.632 \text{ mm/s}$ , 参考激光余弦信号每周期对应0.632 nm, 信号频率 = 1 kHz), 当光谱分辨率一定即最大光程差一定时, 决定了获得一帧光谱图的时间分辨率. 因FTSS每个等光程差位置均需要采集干涉图, 所以参考激光余弦信号频率确定还与探测器帧频相关, 对于红外波段 $320 \times 256$ 像素面阵探测器, 帧频约在100帧/秒; 对于紫外、可见、红外点源探测器, 帧频可高达千帧每秒. 综上考虑, 参考激光余弦信号频率设定为200 Hz–5 kHz. 若采集300 nm目标波长, 根据(1)式, 需要的最大等光程差间隔最小为150 nm, 对应1/5参考激光波长, 需要1–5倍频. 若采集25  $\mu\text{m}$ 目标波长, 光程差间隔为12.5  $\mu\text{m}$ , 对应约20个参考激光波长, 即分频需要满足1–20倍.

表 1 宽波段FTSS等光程差采样系统基本指标需求  
Table 1 The basic requirements of the acquisition system with equal optical path difference for the wide band FTSS

Parameter	Value
Wavelength of the reference laser	632 nm
Frequency of the reference laser cosine signal	200 Hz–5 kHz
Observation wavelength range	300 nm–25 $\mu\text{m}$
Frequency multiplication range	1–10 times
Frequency division range	1–20 times

### 3 数字分倍频系统设计和实现

我们提出一种基于数字分倍频的宽波段FTSS等光程差采样系统. 用户可以根据实际光谱观测需求, 对参考激光的 $\Delta d$ 进行动态调整, 以实现为目标辐射的干涉信号进行最优等光程差间隔采样, 在获得目标波段光谱辐射同时获得最佳的时间分辨率.

该系统基于FPGA技术,采用全数字分频、倍频方案.图2显示了系统设计框图,动镜运动过程中获得的参考激光干涉信号首先经过零检测模块进行滤波、去除直流信号、放大、过零点检测等处理后,整形成方波输入信号 $f_{in}$ ,数字分频、倍频模块根据实际光谱测量需求,对输入信号进行分频或倍频处理,获得相应采样触发信号 $f_{out}$ ,触发FTSS数据采集系统对目标辐射干涉数据进行采集.控制模块则根据目标波长对 $\Delta d$ 的需求,来对分频或倍频功能进行选择和控制.

### 3.1 数字分频、倍频原理

图3为数字分频、倍频原理框图.参考激光经FTSS调制,产生余弦干涉信号,经过零检测模块,整形成信号 $f_{in}$ ,测周期计数器利用系统标准时钟 $f_0$ 对 $f_{in}$ 进行频率测量<sup>[10]</sup>,从而获得 $f_{in}$ 周期计数值 $C$ ,则有:

$$C = \frac{f_0}{f_{in}}. \quad (2)$$

若对 $f_{in}$ 进行 $K$ 分频,则有:

$$f_{out} = \frac{f_{in}}{K}. \quad (3)$$

根据(2)、(3)式有:

$$f_{out} = \frac{f_0}{K \cdot C}. \quad (4)$$

通过对 $f_0$ 进行 $K \cdot C$ 分频,即可实现 $f_{in}$ 的 $K$ 分频.若对 $f_{in}$ 进行 $N$ 倍频,则有:

$$f_{out} = N f_{in}. \quad (5)$$

根据(2)、(5)式有:

$$f_{out} = \frac{f_0}{\frac{C}{N}}. \quad (6)$$

通过对 $f_0$ 进行 $\frac{C}{N}$ 分频,即可实现对 $f_{in}$ 的 $N$ 倍频.由(4)、(6)式可知, $f_{in}$ 的分频、倍频问题最终均归结为对系统标准时钟的分频问题<sup>[11]</sup>.

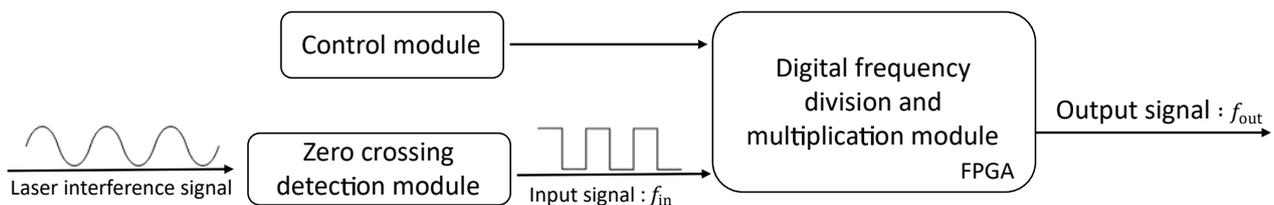


图2 采样系统设计框图

Fig. 2 Block diagram of the acquisition system design

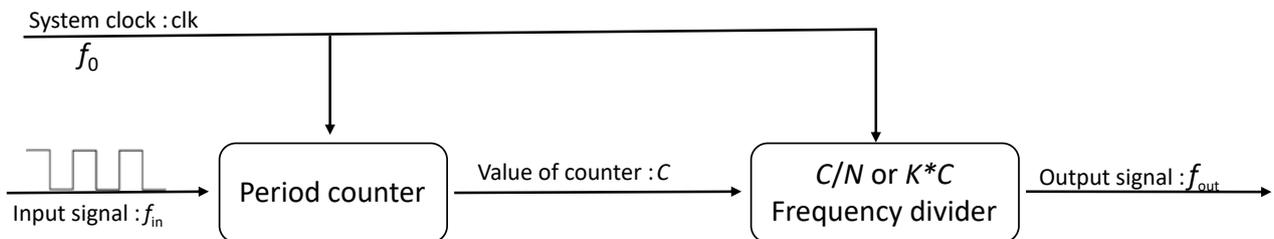


图3 数字分频、倍频原理框图

Fig. 3 Schematic diagram of digital frequency division and multiplication

在FTSS等光程差间隔可调的采样系统中, 由(4)式可知, 在数字分频中, 误差主要来源于测周期计数器计数值 $C$ 的误差; 由(6)式可知, 在数字倍频中, 误差一方面来源于测周期计数器计数值 $C$ 的误差, 另一方面由于FPGA实现电路中, 系统标准时钟的分频系数只取 $\frac{C}{N}$ 的整数商, 舍弃了 $\frac{C}{N}$ 整除后的余数部分, 导致数字倍频过程中产生截断误差<sup>[12]</sup>. 这种截断误差使得每个输出采样信号都存在一个误差 $\Delta t$ , 设 $\frac{C}{N}$ 的整数商为 $R$ , 余数为 $S$ , 与理想输出采样信号相比, 每个输出采样信号周期都存在误差:

$$\Delta t = \frac{C}{f_0 N} - \frac{RN}{Nf_0} = \frac{S}{Nf_0} = \frac{S}{N}T_0, (0 \leq S \leq N), \quad (7)$$

其中 $T_0 = \frac{1}{f_0}$ 为系统时钟周期. 则在单输入信号周期内, 随着时间的推移, 输出采样信号触发位置误差将不断累积, 即输出采样信号的触发位置存在误差累积效应, 当 $S = N - 1$ 时, 第 $n$ 个( $n = N$ )输出采样信号将出现最大触发位置误差:

$$\Delta t_{\max} = (N - 1)T_0. \quad (8)$$

这导致实际采样时刻与等光程差间隔采样时刻存在误差, 且这种误差存在累积效应, 在最后一个输出采样信号时误差达到最大<sup>[13-14]</sup>. 采样时刻误差带来非等光程差采样, 这无疑会影响FTSS反演光谱的波长位置精度, 需要采用合适方法规避数字倍频引入的误差累积效应.

### 3.2 数字分、倍频模块设计实现

根据数字分、倍频原理, 基于FPGA技术, 采用Altera公司的综合性FPGA开发软件Quartus II, 利用硬件描述语言Verilog Hardware Description Language (Verilog HDL)进行编程, 设计了宽波段FTSS等光程差采样系统分频、倍频模块. 图4为数字分、倍频器模块. 其中分频模块由测周期计数器、乘法电路、分频电路组成, 倍频模块由测周期计数器、累加计数电路、除法电路、补偿控制电路、分频电路组成.

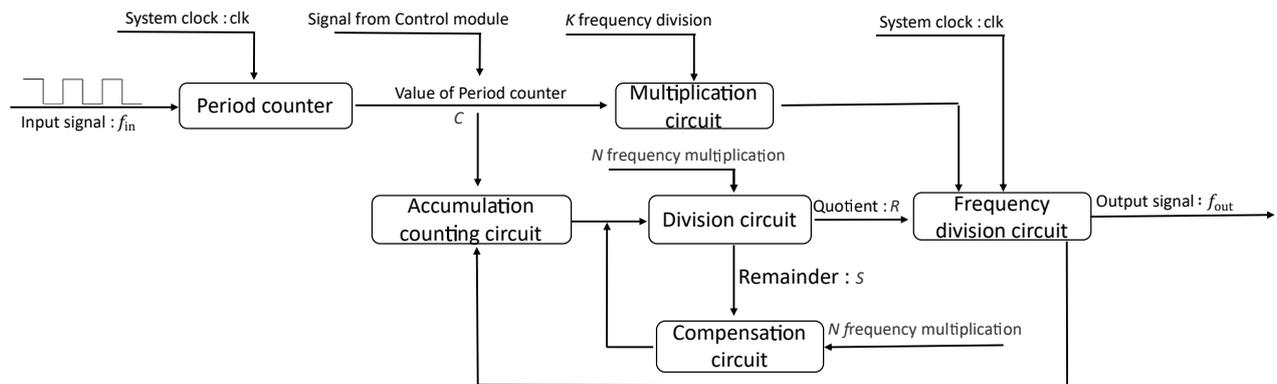


图4 数字分、倍频器模块

Fig. 4 Designed modules of the digital frequency divider and multiplier

FTSS对稳频参考激光进行调制, 产生的激光干涉信号经过零检测模块, 整形成 $f_{in}$ ; 测周期计数器利用系统标准时钟对 $f_{in}$ 进行同步频率测量, 获得 $f_{in}$ 相对于 $f_0$ 的周期计数值 $C$ . 由(2)式可知,  $f_0$ 决定了测周期计数器测量值 $C$ 的精度, 通过提高系统标准时钟频率可有效提高测周期计数器计数值精度, 同时进一步提高了分频系数的精度.

分频模块利用乘法器获得系统标准时钟的分频系数 $K \cdot C$ , 通过分频电路对系统标准时钟进行 $K \cdot C$ 分频, 获得所需采样信号频率 $f_{out}$ 输出.

由于倍频过程中存在截断误差, 为保证FTSS等光程差间隔采样精度, 提出一种分布式余数补偿方案来实现对输入激光干涉信号的倍频, 基本思想是: 将当前一参考激光干涉信号周期中, 分频系数

$\frac{C}{N}$  的余数  $S$  通过均匀交叉, 分布式补偿到下一输入信号周期中, 从而补偿因  $\frac{C}{N}$  余数截断而引起的输出采样信号累积误差并改善其非均匀性. 累加计数电路对输出信号  $f_{out}$  进行计数, 当计数器满  $N$  时, 累加计数器重新载入测周期计数值  $C$ , 以此来解决输出采样信号在输入信号周期内的误差累积效应问题; 除法电路用于获得系统时钟分频系数, 除法电路计算得到整数商  $R$  及余数  $S$ , 分频电路将整数商  $R$  作为系统标准时钟的分频系数, 通过对系统标准时钟进行分频, 获得所需倍频后采样输出采样信号  $f_{out}$ ; 补偿控制电路则将余数  $S$  分成  $S$  个 1, 补偿到下一输入信号周期中, 即  $N$  个输出采样信号将分成两部分:  $S$  个含补偿且周期为  $\frac{R+1}{f_0}$  的采样信号,  $N - S$  个周期为  $\frac{R}{f_0}$  的采样信号. 同时为改善输出信号的均匀性, 在补偿控制电路中, 采用分布式方法, 将含补偿的  $S$  个输出采样信号交叉均匀分布到  $N$  个输出采样信号中, 即每第  $n = INT(\frac{N}{S})$  个输出采样信号, 输出一个含补偿的周期为  $\frac{R+1}{f_0}$  的采样信号(其中  $INT()$  表示取整), 其余输出采样信号周期为  $\frac{R}{f_0}$ . 若第 1 个输出采用信号周期为  $\frac{R+1}{f_0}$ , 输出的  $N$  个采样信号交叉均匀分布序列如表 2 所示.

根据表 2, 在单输入信号周期内, 倍频模块中输出  $N$  个采样信号总周期  $T$ :

$$T = S \frac{R+1}{f_0} + (N - S) \frac{R}{f_0} = \frac{RN + S}{f_0} = \frac{C}{f_0} = \frac{C}{f_{in}}. \quad (9)$$

由(9)式可知, 经过余数补偿, 输出的  $N$  个采样信号总的时间周期等于输入参考激光干涉信号时间周期, 即: 余数补偿方案以一个输入信号为周期, 消除了输出采样信号误差, 解决了输出采样信号在输入信号周期内的误差累积效应. 同时采样信号采用交叉均匀分布方式输出, 使得每  $n$  个输出信号位置误差限定在一个系统标准时钟周期  $T_0$  内, 与(8)式相比, 输出采样信号在输入信号周期内, 最大触发采样位置误差得到了显著改善.

### 3.3 仿真及实验验证

我们首先利用硬件描述语言仿真软件 Modelsim SE 对采样系统进行功能仿真验证. FPGA 系统

标准时钟  $clk$  频率为  $f_0 = 50$  MHz, 分别选取 4 倍频、16 分频进行功能仿真验证, 图 5、图 6 分别为 4 倍频、16 分频的仿真结果截图, 图中  $clk$  为 FPGA 系统标准时钟,  $restart$  为系统重启信号,  $SignalInput$  为模拟的方波输入信号  $f_{in}$ ,  $SignalOutput$  为输出的目标采样信号. 从图 5 中线 a 到线 b 间的仿真波形可以得到, 在一个输入信号周期内, 产生了 4 个周期输出信号, 满足 4 倍频功能需求; 从图 6 中线 a 到线 b 间的仿真波形可以得到, 在 16 个输入信号周期内, 产生了 1 个周期输出信号, 满足 16 分频功能需求. 可见宽波段 FTSS 等光程差采样系统功能仿真满足需求, 设计可行.

表 2 分布式余数补偿采样信号序列  
Table 2 Distributed remainder compensation sampling signal sequence

Index	Period of sampling signal
1	$\frac{R}{f_0}$
2	$\frac{R}{f_0}$
.....	.....
$n$	$\frac{R+1}{f_0}$
$n+1$	$\frac{R}{f_0}$
.....	.....
$2n$	$\frac{R+1}{f_0}$
$2n+1$	$\frac{R}{f_0}$
.....	.....

经 Modelsim SE 软件仿真论证后, 我们采用 ALtera 公司 Cyclone 系列 FPGA: EP4CE30F23C8L, 分别选取 4 倍频、16 分频对宽波段 FTSS 等光程差采样系统进行实验验证, 其中 FPGA 系统标准时钟频率为  $f_0 = 50$  MHz. 将宽波段 FTSS 等光程差采样系统软件程序下载固化到 FPGA 中, 信号发生器模拟方波输入信号  $f_{in}$ , 频率为 5 kHz, 示波器对输出采样信号进行实时监测. 图 7 为示波器监测到的输入信号及 4 倍频后输出信号截图, 图 8 为示波器监测到的输入信号及 16 分频后的输出信号截图. 从图 7 中

红线标记周期范围内实测结果可以得到, 在一个输入信号周期内, 产生了4个周期输出信号, 满足4倍频功能需求; 从图8中红线标记周期范围内实测结果可以得到, 在16个输入信号周期内, 产生了1个周期输出信号, 满足16分频功能需求. 从倍频、分频输出信号监测结果可以确定, 宽波段FTSS等光程

差采样系统满足设计功能需求.

同时针对不同输入信号频率, 不同分频、倍频条件下的采样需求, 对宽波段FTSS等光程差采样系统性能进行了进一步验证测试. 表3为宽波段FTSS等光程差采样系统在不同频率、分倍频数情况下示波器获得的输出采样信号频率实测值.

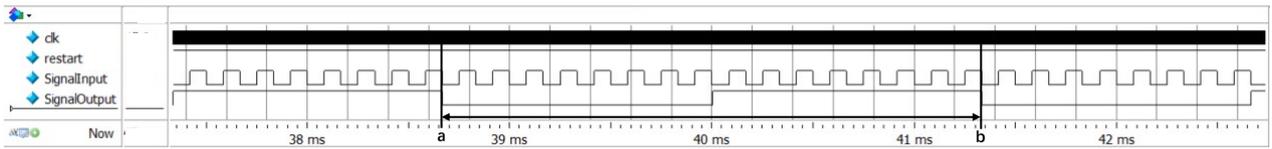


图5 4倍频仿真结果

Fig. 5 Simulation results of quadruple frequency circuit

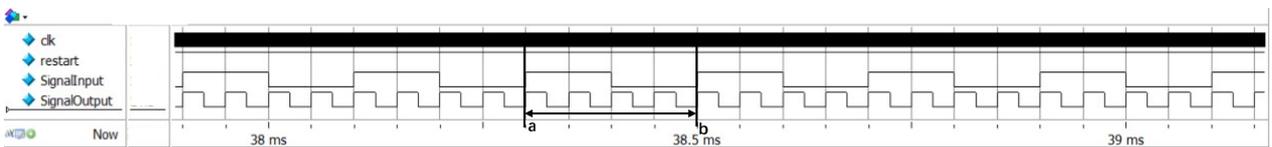


图6 16分频仿真结果

Fig. 6 Simulation results of 1/16 frequency circuit

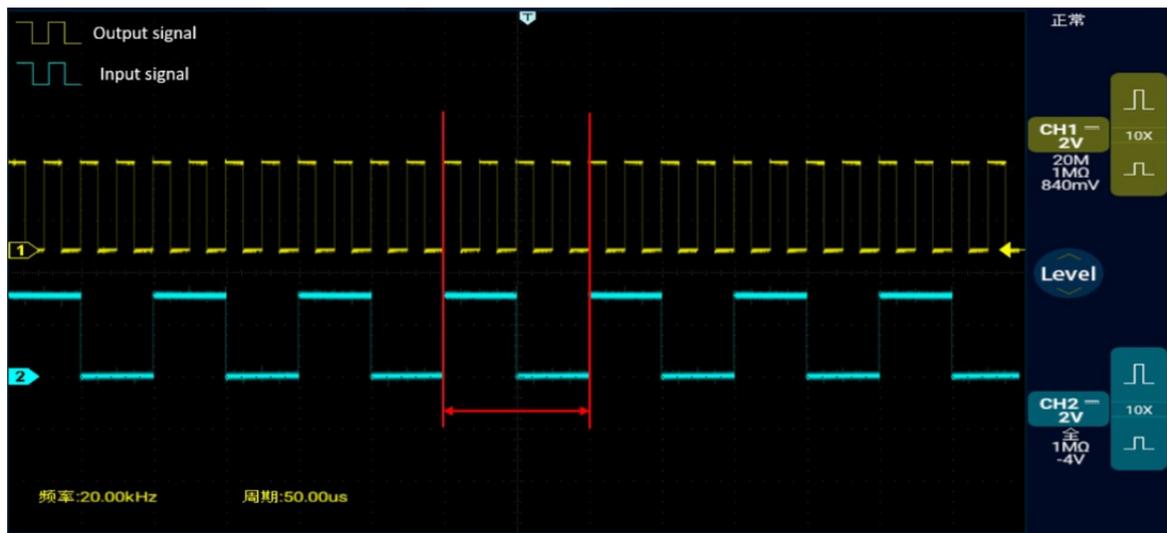


图7 4倍频实测结果

Fig. 7 Measured results of quadruple frequency circuit

表 3 不同输入信号频率及分频、倍频条件下输出采样信号频率值  
 Table 3 Output sampling signal frequencies of different inputs in conditions of different divided or multiplied frequencies

$f_{out}/kHz$	Factor	$K$										$N$									
		2	3	4	5	10	15	20	2	3	4	5	7	10							
0.2	0.1	0.066667	0.05	0.04	0.020001	0.133333	0.01	0.4	0.60001	0.8002	1	1.40001	2.00001								
0.5	0.250001	1.166667	0.125	0.1	0.05	0.033334	0.025	1	1.5001	2.00004	2.5	3.50005	5.00005								
1	0.500002	0.333335	0.250001	0.20001	0.1	0.066667	0.05	2.00001	3.00001	4.00025	4.99993	7.00026	10.0002								
5	2.50001	1.66667	1.25	1	0.5	0.333335	0.250001	10	15	20.0015	25.0031	35.0132	50.003								
20	10	6.6667	5.00003	4.00002	2.00001	1.33334	1	40.003	60.0003	80.0004	99.9811	139.955	200.001								
50	25.0001	16.6667	12.5	10	5.00002	3.33334	2.50001	100	150	200.0121	249.957	350.006	500.004								

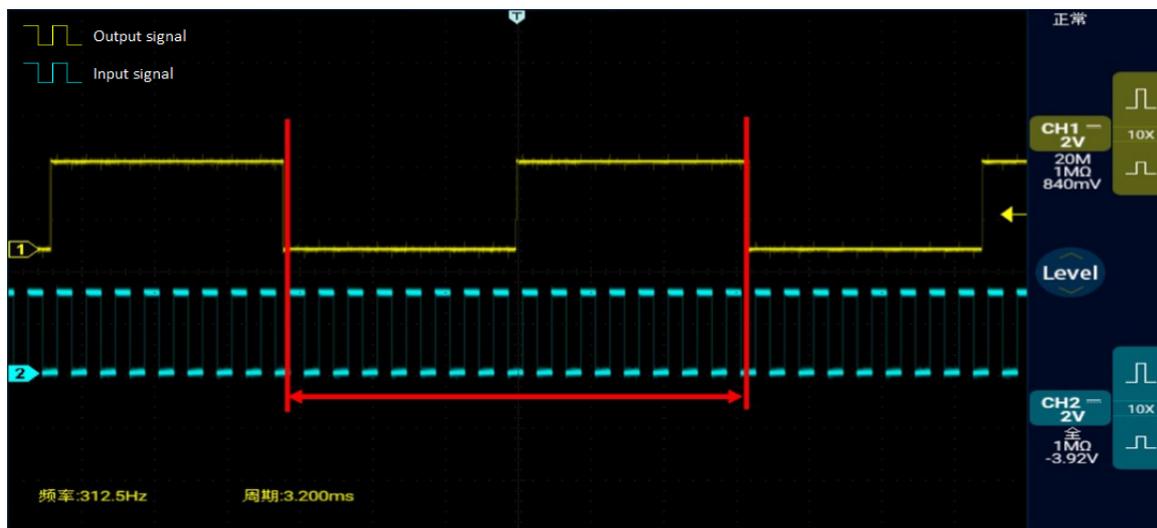


图 8 16分频实测结果

Fig. 8 Measured results of 1/16 frequency circuit

从表3实验结果可以得到, 宽波段FTSS等光程差采样系统在对波长 $\lambda > 1266 \text{ nm}$ 光谱进行测量时, 即系统采用分频时, 获得输出采样信号频率精度较高, 与理想输出信号频率相比, 系统最大频率误差为 $\delta \leq 0.005\%$ ; 在对波长 $\lambda < 632 \text{ nm}$ 光谱进行测量时, 即系统采用倍频时, 获得的输出采样信号与理想输出采样信号相比, 系统测试最大频率误差 $\delta < 0.04\%$ .

#### 4 结论

等光程差间隔采样是FTSS进行高质量干涉数据采集及光谱反演的基础, 从FTSS宽波段光谱观测对不同等光程差间隔的采样需求出发, 基于FPGA技术, 采用全数字分频、倍频方案, 设计实现了宽波段FTSS等光程差采样系统. 利用分布式余数补偿方法, 解决了在参考激光干涉信号倍频过程中, 输出采样信号在输入信号周期内的误差累计效应, 并降低了输出采样信号误差及非均匀性, 测试系统最大频率误差 $\delta < 0.04\%$ , 初步满足FTSS对 $300 \text{ nm} - 25 \mu\text{m}$ 宽波段光谱观测数据采集需求.

从数字分频、倍频原理及分布式余数补偿方案可以看出, 设计实现的宽波段FTSS等光程差采样系统, 在输入信号周期内, 倍频模块的 $N$ 个输出

信号周期为 $\frac{R}{f_0}$ 或 $\frac{R+1}{f_0}$ , 即在输入信号周期内, 输出采样信号周期并不完全严格一致, 导致FTSS触发采样位置并不是严格等光程差间隔, 需要我们对更高精度倍频算法进一步探索研究. 其次, 系统采用将上一输入信号周期余数补偿到当前输入信号周期的余数补偿方案, 在输入信号周期稳定时, 从实验结果可以看出, 系统输出采样信号频率精度较高; 而在输入信号周期波动较大时, 会存在当前输入信号周期大于或小于上一输入信号周期的情况, 这将导致在一个输入信号周期内, 实际输出的采样信号脉冲数比系统需求的脉冲数增加或减少, 从而影响FTSS对目标辐射干涉信号的采集, 后续需进一步对系统进行研究改进, 使其更好地适应FTSS的需求.

#### 参考文献

- [1] Iglesias F A, Feller A J. OptEn, 2019, 58: 082417
- [2] Li C, Fang C, Li Z, et al. RAA, 2019, 19: 165
- [3] Deng Y Y, Wang J X, Ai G X. AdSpR, 2009, 43: 365
- [4] Stenflo J O. SSRv, 2017, 210: 5
- [5] Oks E. RAA, 2021, 21: 241
- [6] Brault J W. Proceedings of the JOSO Workshop. Firenze: Pubblicazioni della Universita degli Studi di Firenze, 1978, 106: 33

- [7] Hase F, Wallace L, McLeod S D, et al. JQSRT, 2010, 111: 521
- [8] Deng Y, Liu Z, Qu Z, et al. Coimbra Solar Physics Meeting: Ground-based Solar Observations in the Space Instrumentation Era Proceedings of a Meeting held at the University of Coimbra, Coimbra, Portugal In 5-9 October 2015. San Francisco: Astronomical Society of the Pacific, 2016, 504: 293
- [9] Connes J, Connes P. Journal of the Optical Society of America, 1966, 56: 896
- [10] 胡晓箐, 宋政湘, 王建华, 等. 电力系统自动化, 2007, 31: 85
- [11] 王宇, 任晓红, 张超, 等. 电测与仪表, 2013, 50: 47
- [12] 余佳兵, 史铁林, 杨叔子. 电子测量与仪器学报, 1996, 10: 24
- [13] 李福乐, 孙肖子, 郑洁. 数据采集与处理, 1999, 14: 238
- [14] 盛灏, 华建文, 夏翔, 等. 红外, 2014, 35: 29

## Design of Equal Optical Path Difference Sampling System for Wide Band Fourier Transform Solar Spectrometer

ZHU Xiao-ming<sup>1,2,3</sup> BAI Xian-yong<sup>1,2,3</sup> LIN Jia-ben<sup>1,2</sup> DUAN Wei<sup>1,2</sup> DENG Yuan-yong<sup>1,2</sup>  
FENG Zhi-wei<sup>1,2</sup> ZHANG Zhi-yong<sup>1,2</sup> YANG Xiao<sup>1,2</sup> GUO Si-fan<sup>1,2,3</sup> BAI Yang<sup>1,2,3</sup>

(1 National Astronomical Observatories, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100101)

(2 Key Laboratory of Solar Activity, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100101)

(3 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

**ABSTRACT** Solar imaging spectral detection is a main method for diagnosing the magnetic field and thermodynamic parameters of the solar atmosphere. The Fourier Transform Solar Spectrometer (FTSS) has the advantage of wide band and is the best choice for the current mid-infrared high-resolution solar spectrum detection. FTSS acquires spectra through the inversion of the observed interferogram from the target radiation, and the sampling interval of the optical path difference determines the wavelength range of the inversion spectrum. Therefore, from the requirement of tunable optical path difference interval for FTSS's broadband spectral observations, we designed a sampling system with fully digital frequency division and multiplication scheme based on FPGA (Field Programmable Gate Array) technology. The distributed remainder compensation method is adopted to effectively solve the problem of error accumulation in the process of frequency multiplying of the reference laser signal, and the non-uniformity of the output sampling signal is also reduced. After simulations and experimental measurements, the system frequency error  $\delta$  is less than 0.04%, in the frequency range of 200 Hz–50 kHz, which meets the FTSS's broadband spectral observation requirements of 300 nm–25  $\mu\text{m}$ . This study has laid a solid technical foundation for the development of FTSS in visible and infrared bands.

**Key words** Sun: magnetic field, techniques: fourier transform spectrometer, digital frequency division, digital frequency multiplication