

文章编号: 1672-8785(2016)06-0006-07

基于 AOTF 型红外光谱仪的快速 探测方法研究

吴 钰^{1,2} 陈小文^{1,2} 秦侠格^{1,2}

(1. 中国科学院上海技术物理研究所, 上海 200083 ;

2. 中国科学院空间主动光电技术重点实验室, 上海 200083)

摘 要: 目前, 声光可调谐滤光片 (Acousto-Optic Tunable Filter, AOTF) 型红外光谱仪已经受到了人们的广泛关注。光谱曲线的获取速度既取决于光谱采样点的数量, 又取决于光谱采样的速度。介绍了一种基于精密低噪声积分放大电路的电路设计方法。与传统的锁相电路相比, 该电路的采样速度较快, 理论上可达到 μs 量级。根据上述理论, 在同一信号强度、不同积分时间下进行了数据采集, 然后在不同信号强度、固定积分时间下进行了数据采集。实验结果表明, 该电路的采样速度可达到 $10^2 \mu\text{s}$ 量级。

关键词: AOTF 型红外光谱仪; 采样速度; 信噪比; 精密低噪声

中图分类号: TN247 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1672-8785.2016.06.002

Research on Fast Detection Method Based on AOTF Infrared Spectrometer

WU Yu^{1,2}, CHEN Xiao-wen^{1,2}, QIN Xia-ge^{1,2}

(1. Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai

200083, China; 2. Key Laboratory of Space Active Opto-electronics Technology,

Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China)

Abstract: At present, Acousto-Optic Tunable Filter (AOTF) infrared spectrometers have attracted more and more attention. The speed of obtaining spectral curves not only depends on the number of spectral sampling points, but also depends on the rate of spectral sampling. A circuit design method based on a precision low noise integral amplifying circuit is presented. Compared with the traditional lock-in circuit, this circuit has a higher sampling speed which is up to microsecond order of magnitude in theory. According to the above theory, the data are collected with the same signal intensity and different integral time first. Then, the data are collected with different signal intensity and fixed integral time. The experimental results show that the circuit has its sampling speed up to $10^2 \mu\text{s}$ magnitude.

Key words: AOTF infrared spectrometer; sampling speed; signal-noise ratio; precision low noise

收稿日期: 2016-04-07

作者简介: 吴钰(1991-), 男, 湖南人, 硕士研究生, 主要从事光谱信号处理方面的研究。

E-mail: wuyumails@163.com

0 引言

由于具有轻巧灵活、可靠性好以及便于在线分析等优势, AOTF 型红外光谱仪近年来在空间探测、食品安全、农牧、化工、烟草等领域得到了越来越广泛的应用^[1]。AOTF 基于声光效应进行滤光, 其优势在于可通过用单元探测器进行时间序列扫描来实现对不同波长采样点的光谱测量, 进而获取光谱曲线。这个获取速度既取决于光谱扫描采样点的多少, 又取决于单点光谱采样的速度。随着光谱分析技术的进一步发展, 客观上要求所获光谱数据在具有高光谱分辨率、高信噪比等特点的同时, 还要实现更高的时间分辨率。从理论上来说, AOTF 型光谱仪的极限光谱采样速度与声光器件的声光电传输响应速度(微秒量级)有关。但现有技术主要受限于光电探测的采样速度, 特别是信号采样速度^[2]。传统的 AOTF 型红外光谱仪电路设计方法都采用锁相放大电路。该方法具有信噪比高、性能稳定以及技术比较成熟等特点, 其采样速率处在百毫秒量级。锁相电路的工作原理是, 先把信号调制成一个具有特定频率的交流信号, 然后使用多级滤波电路将噪声滤除, 最后通过同反相及低通滤波将其转换为直流信号。受这种低通滤波处理的限制, 整个系统的采样速率很难得到进一步提高^[3]。

为了满足光谱分析技术对光谱采样速度的更高要求, 本文根据 AOTF 型光谱仪的特性, 设计了一种积分消噪放大采集电路。该电路的特点是, 基于可编程的精密低噪声积分器, 通过控制积分器附带的两个编程开关的闭合时间来实现对积分时间的控制, 从而达到放大信号以及

有效提高速度的目的。完成电路调试后, 搭建实验装置并在同一信号强度、不同积分时间下以及在不同信号强度、固定积分时间下进行数据采集与分析试验。结果表明, 该电路具有方便快捷、可控性好等特点, 能够有效提高采样速度。

1 光谱仪的电路设计方案

1.1 传统的锁相电路

图 1 为锁相电路的示意图。锁相放大是根据输入信号中的目标信号(已调制)与参考信号(与目标信号同频)相关, 而其中的噪声信号却与参考信号不相关的特性来实现的。通过用相敏检波器对待测信号和参考信号进行相敏检测, 可以得到两者的和频和差频, 从而实现信号的频谱搬迁。锁相放大一般由信号通道、参考通道和相敏检波等三部分组成。其中, 信号通道主要负责对已调制的携带噪声的待测输入信号适当放大, 并对其进行窄带滤波或选频处理, 以滤除大部分的宽带噪声, 从而为后端的相敏检波提供较稳定、纯净的待测信号; 参考通道用于提供与目标信号调制频率一致的参考信号; 通过相位控制保证进入相敏检波器的参考信号与目标信号达到同相(参考信号通常为方波信号); 相敏检波的作用是对输入相敏检波器的待测信号和参考信号进行互相关函数运算以实现频谱搬迁, 然后通过低通滤波获得其中的直流成分。受此低通滤波的限制, 整个系统的采样速率很难得到进一步提高^[4]。

1.2 积分消噪放大电路

积分消噪电路主要是基于一个积分器, 然后加上相应的外围电路以及数据采集等模块来实现的。图 2 为积分消噪放大电路的系统框图。

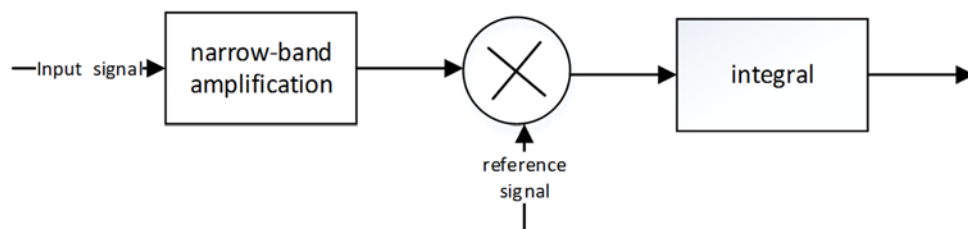


图 1 锁相电路的示意图

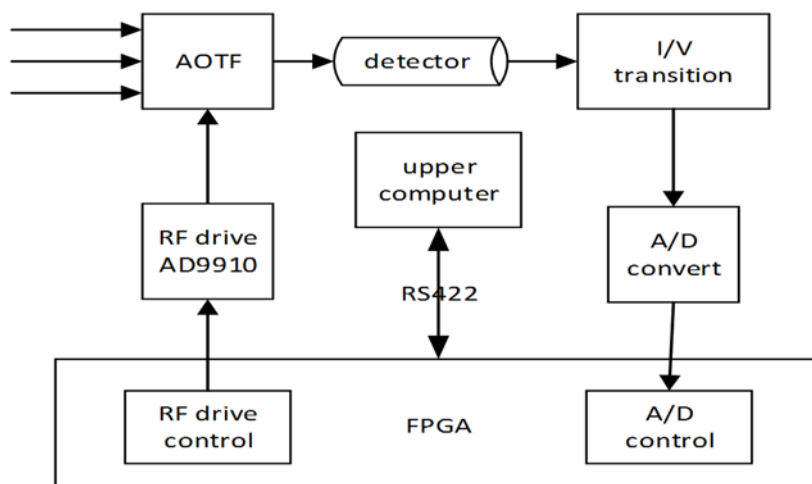


图 2 积分消噪放大电路的系统框图

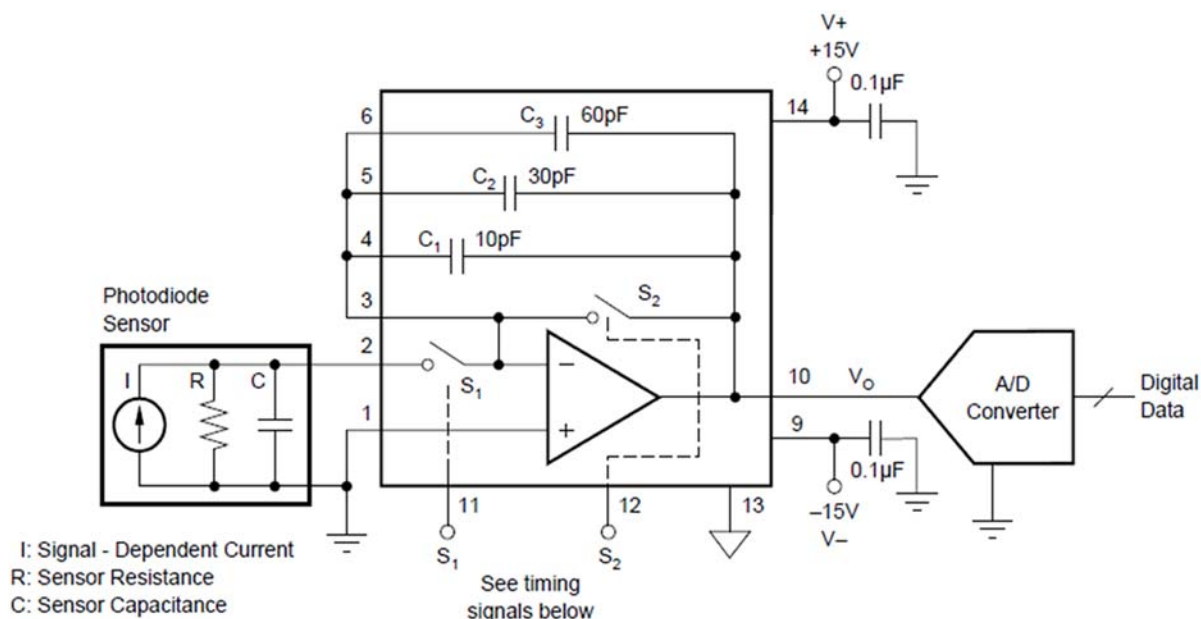


图 3 精密积分放大器的原理图

与锁相放大电路不同, 积分消噪放大电路的 I/V 转换模块主要由一个精密积分放大器组成。该积分器内置积分电容, 并带有可编程控制的开关; 由用户通过编程来确定积分时间, 并可以外接电容器; 另外, 其增益也可以灵活控制 [7]。

图 3 为精密积分放大器的原理图。该积分器可将微弱的输入电流信号转换成电压信号后再进行输出。而传统的互阻放大 (如图 1 所示) 则是通过电阻反馈放大器来实现的, 其互阻增益为 $G_R = V_o/I_{IN} = -R_F$ 。为了使微弱电流能够实

现足够大的放大倍数, 反馈电阻 R_F 的阻值必须很大, 一般在 100 MΩ 以上 [7]。这样的放大器对噪声和干扰非常敏感, 因此本文设计是用积分方式进行互阻放大的。积分输出电压 V_o 和互阻增益 G_R 分别由式 (1) 和式 (2) 确定:

$$V_o = -I_{IN}T_{INT}/C_{INT} \quad (1)$$

$$G_R = -T_{INT}/C_{INT} \quad (2)$$

式中, T_{INT} 为积分时间; C_{INT} 为 C_1 、 C_2 和 C_3 的总电容值。如果取 $C_{INT}=100$ pF, $T_{INT}=100$ ms,

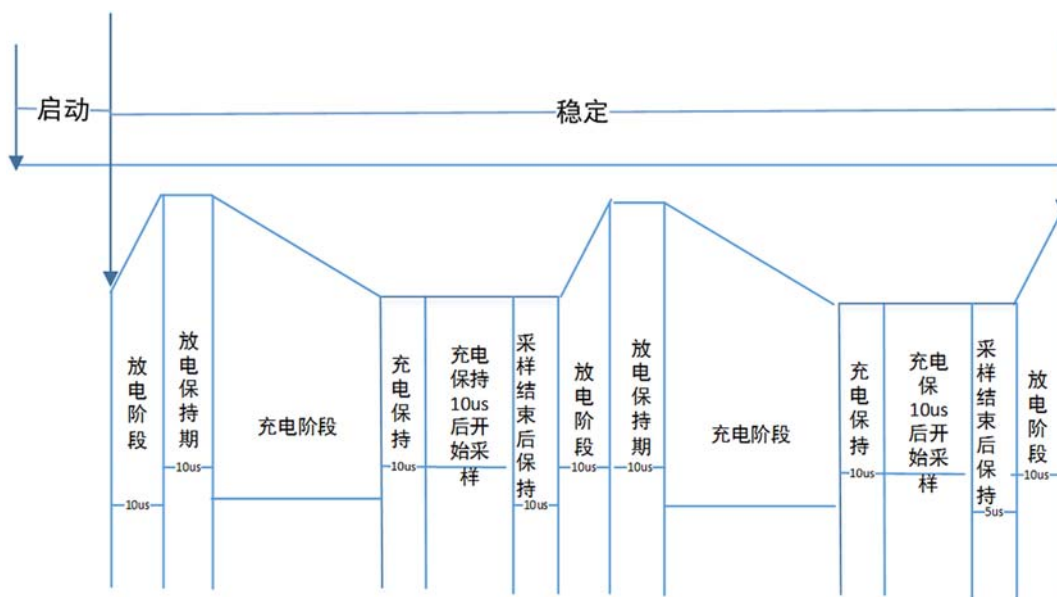


图 4 积分器的时序图

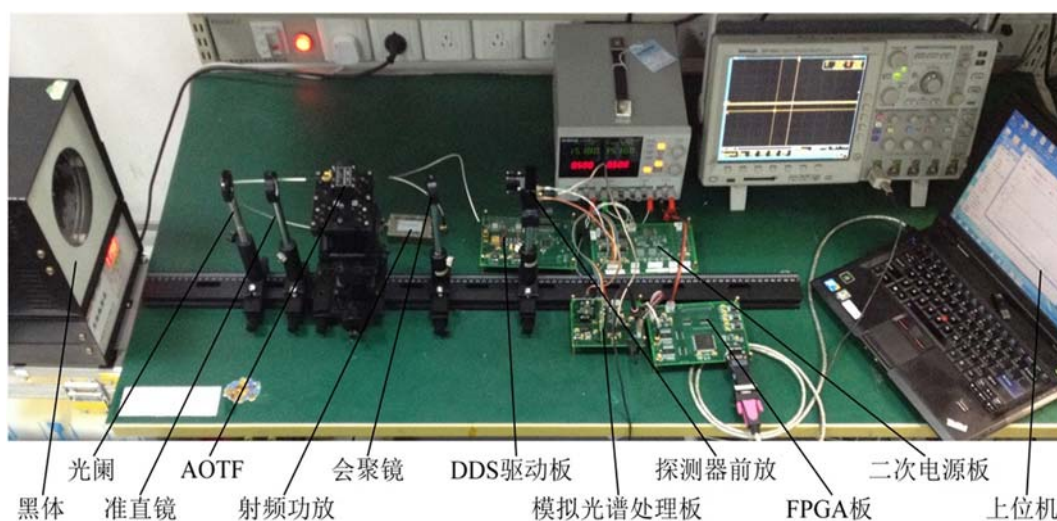


图 5 实验装置图

那么增益可达到 $1\text{ G}\Omega$ ，同时外部噪声和干扰的影响会因积分而大大减弱。

下面介绍精密积分放大器的具体工作过程。首先，闭合 S_2 ，断开 S_1 ，积分器进入放电阶段。放电完毕后，断开 S_2 ，闭合 S_1 ，信号从引脚 2 接入。此时，微弱信号电流 I 对电容 C_{INT} 进行充电。电容 C_{INT} 从 S_1 接通之时就开始积分（此时 S_2 断开）。充电完毕后，断开 S_1 ；保持 $10\text{ }\mu\text{s}$ 之后，A/D 模块开始采集数据。至此，一个采集周期结束^[5]。图 4 为整个电路的时序图。

该积分器工作一个周期所需的时间如下：

总时间 = 放电阶段 + 充电阶段 + 数据采集 + 积分时间 ($30\text{ }\mu\text{s}$) + 其他。由于放电阶段所需时间很短（一般为 $10\text{ }\mu\text{s}$ ），数据采集时间也很快，充电阶段所需的时间则主要依赖于信号强度。信号强度越大，所需时间越长。因而可以实现比较快的采样速度。

2 试验装置及试验方案

图 5 所示为整个实验装置的总体结构，主要包括光学系统、AOTF 晶体、射频驱动系统、主控电路、前放电路以及主控计算机。其中，各组

成部分的主要功能如下: 光学系统由黑体、光阑和准直镜等光学组件构成。经待测物体表面漫反射的光源辐射光通过探测系统的前置光学单元准直后投射到 AOTF 晶体的入光口。在射频驱动信号的作用下, AOTF 有选择性地透过相应波长的单色光 (其波长取决于驱动信号的频率)。前放电路负责对信号进行 I/V 转换、滤波、放大等处理。主控电路通过与主控计算机的通信来完成光谱数据的采集与处理以及对射频驱动的控制。主控计算机通过数据接口与主控电路进行数据和指令的通信, 进而完成系统的总体控制和调度, 包括射频驱动系统的配置、数据采集及显示、系统工作状态监视等功能^[6]。

这个试验方案主要可以实现以下两个目的: (1) 在同一信号下, 实现不同积分时间的数据采集并计算其信噪比。判断在允许的积分时间内的信噪比变化, 从而选择最佳的积分时间。(2) 在同一积分时间下, 实现不同信号强度的数据采集并计算其信噪比。根据结果判断在某一给定积分时间内的波长谱段探测范围。积分时间和信号强度的选取主要基于普遍性和代表性的原则, 同时也考虑其是否便于同锁相电路进行比较。

3 实验数据及结果分析

经 AOTF 分出的光信号由探测器转换为微弱的电流信号。该信号被精密低噪声积分器转换为电压信号, 并由模数转换器采集并被转换

成 DN 值以供分析。在 6 种不同光强、同一积分时间 (10 μs) 下测得了 1000 组数据。我们重复测量了三次, 并计算出了每一次测量的 DN 均方差值 (反映系统噪声; DN 均方差值越大, 系统噪声越大) 和平均值 (结果见表 1)。

从表 1 中可以看出, 整个测量值的 DN 均方差值都很小, 且三次测量中的波动不大。随着光强的不断增大, DN 均方差值有逐渐变大的趋势, 但都在允许范围之内。整个测量中都反映出了本文系统噪声小的特点, 而且每采集一个点仅需 100 μs 。

与此同时, 在同一光强、不同积分时间 (总共 7 个等级) 下也采集了 1000 组数据。我们重复测量了三次, 并计算出了每一次测量的 DN 均方差值和平均值 (结果见表 2)。

从表 2 中可以看出, 与前面测量相比, 此次整个测量值的 DN 均方差值都变大了。这是因为随着信号放大倍数的增加, 噪声略微增大。整个数据采集过程非常快, 即使当积分时间为 150 μs 时, 该系统的采样速率也能达到 240 $\mu\text{s}/\text{dot}$ 。

4 两种电路设计的比较

我们采用基于锁相放大电路研制的光谱仪测量了光源照射到标准漫反射板后衰减为 10%、20%、30%、40% 和 100% 光强的光谱实验数据, 并计算出了每一光强能量的 DN 值及其对应的信噪比 (结果见图 6 和图 7)。

表 1 不同光强下的 DN 均方差值和平均值

光 强		I	II	III	IV	V	VI
测量 1	DN 均方差值	1.09	1.29	1.197	1.298	1.387	3.51
	DN 平均值	-2273	-3157	-3951	-4696	-5431	-6128
	SEC/dot	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs
测量 2	DN 均方差值	1.053	1.173	1.13	1.152	1.403	3.363
	DN 平均值	-2274	-3156	-3950	-4696	-5430	-6118
	SEC/dot	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs
测量 3	DN 均方差值	0.848	1.106	1.048	1.259	1.329	3.449
	DN 平均值	-2275	-3157	-3950	-4694	-5431	-6115
	SEC/dot	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs	100 μs

表 2 不同积分时间下的 DN 均方差值和平均值

积分时间		30 μs	50 μs	70 μs	90 μs	110 μs	130 μs	150 μs
测量 1	DN 均方差值	1.71	2.083	2.629	2.963	3.454	4.269	4.743
	DN 平均值	-4848	-6592	-8329	-10061	-11798	-13538	-15273
	SEC/dot	120 μs	140 μs	160 μs	180 μs	200 μs	220 μs	240 μs
测量 2	DN 均方差值	1.673	2.07	2.727	3.245	3.476	4.265	5.035
	DN 平均值	-4854	-6589	-8319	-10062	-11797	-13534	-15269
	SEC/dot	120 μs	140 μs	160 μs	180 μs	200 μs	220 μs	240 μs
测量 3	DN 均方差值	1.583	2.163	2.568	3.489	3.756	4.965	4.954
	DN 平均值	-4856	-6590	-8322	-10065	-11798	-13535	-15269
	SEC/dot	120 μs	140 μs	160 μs	180 μs	200 μs	220 μs	240 μs

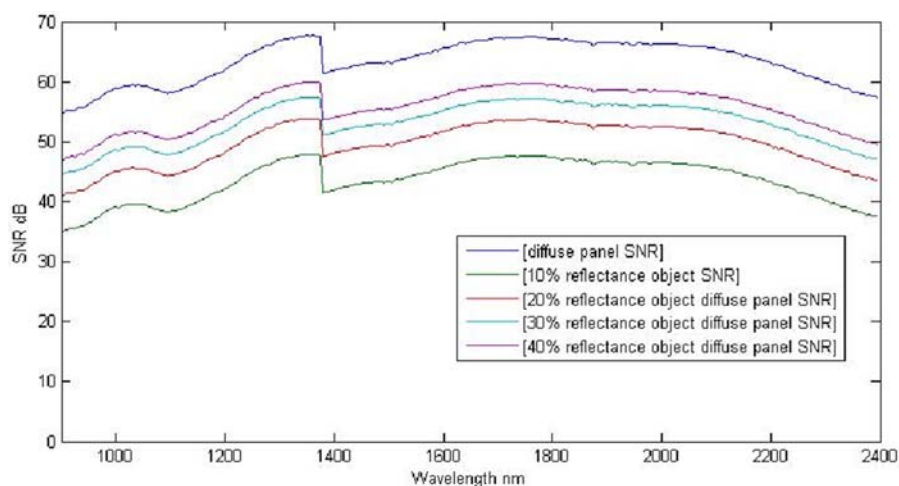


图 6 不同衰减系数下的信噪比

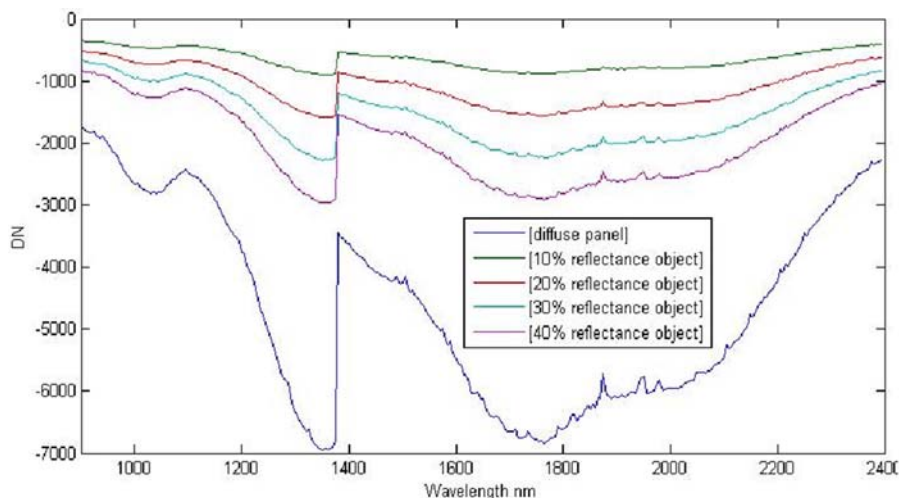


图 7 不同衰减系数下的 DN 值

为了保证性能对比的一致性,我们选取了波长为 1380 nm 时光谱仪响应的 DN 值以及信噪比。通过用积分消噪电路调节黑体,使信号的

DN 值分别达到 500、1200、2000、2800 和 7000。然后关闭黑体,测量暗电平 DN 值和 DN 均方根值。重复测量 20 次,并采用式 (3) 计算每个

DN 值的信噪比:

$$SNR = -20 \lg[(S_{DN} - D_{DN})/D_{STD}] \quad (3)$$

式中, S_{DN} 为信号的 DN 值; D_{DN} 为暗电平 of DN 值; D_{STD} 为暗电平的均方根值。对上述信噪比取平均值, 并将其与锁相电路测量值进行了比

较(结果见表 3)。

从表 3 中可以看出, 在探测同等光强的光谱时, 积分消噪放大电路与锁相放大电路的信噪比之间只是略有差别, 但是前者在采样速度上显然更快。

表 3 在不同光强下, 积分电路和锁相电路的信噪比对比情况

	DN 值	积分电路 (dB)	锁相电路 (dB)
10% 光强	500	48	50
20% 光强	1200	56	57
30% 光强	2000	61	63
40% 光强	2800	64	65
100% 光强	7000	71	72
采样速率 (sec/dot)	all	200 μ s	50 ms

5 结束语

本文提出了一种基本 AOTF 型红外光谱仪的快速探测方法, 并设计了相关实验。针对光谱仪的两个重要指标(信噪比和采样速度), 在不同光照强度和不同积分时间下对其进行了测量。实验结果表明, 积分消噪放大电路不仅可以获得较高的信噪比, 而且还可以实现 $10^2 \mu$ s 量级的采样速度以及较宽的动态范围。

参考文献

- [1] 陆婉珍. 现代近红外光谱分析技术(第二版)[M]. 北京: 中国石化出版社, 2006.

- [2] 毕卫红, 唐予军, 杨小莉, 等. 基于 AOTF 的便携式近红外光谱测量仪[J]. 半导体光电, 2005, 26(3): 264-266.
- [3] 高晋占. 微弱信号检测(第二版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011.
- [4] 李方方. 微弱信号检测与采集技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.
- [5] Allen D, Crisp D, Meadows V. Variable Oxygen Airglow on Venus as a Probe of Atmospheric Dynamics[J]. Nature, 1992, 359(6395): 516-519.
- [6] 刘书勤. 宽谱段 AOTF 性能测试系统研制[D]. 北京: 中国科学院大学, 2014.
- [7] 徐枫. 近红外水分仪的研制与开发[D]. 天津: 天津大学, 2005.

新闻动态 News

美国喷气推进实验室开发出一种可大幅提高 Landsat 图像质量的方法

据 <http://spie.org> 网站报道, 目前, 美国喷气推进实验室(JPL)的研究人员已经开发出了一种可大幅提高 Landsat 图像质量的方法。他们设计了一种高通量、高均匀性推帚式成像光谱仪和望远镜系统。该系统能够在整个可见光-短波红外波段上实现 Landsat 卫星在刈幅和分辨率等方面的性能水平, 其光谱分辨率优于 10 nm/pixel。

INFRARED (MONTHLY)/VOL.37, No.6, JUN 2016

由于移除了扫描镜, Landsat-8 卫星载业务陆地成像仪(OLI)在信噪比、可靠性以及设计简化等方面均有所改进, 但是数据采集的非同时性使其仍面临着各个通道之间的配准问题。然而, 能够同时采集全部通道数据的成像光谱仪则可解决这个问题。更为重要的是, 这种全光谱性能将会给相关研究工作带来更大的科学潜力。

相关人员表示, 尽管如此, 人们通常还是很难找到能够满足此前 Landsat 系统在刈幅、分辨率、光谱范围和信噪比等方面性能要求的光谱仪及光学设计方案。而他们提出的这种推帚式成像光谱仪设计则可实现这些目标。

□ 岳桢干

<http://journal.sitp.ac.cn/hw>