

文章编号:1001-5078(2007)11-1192-03

双通道红外光谱微弱信号检测系统设计

施 秧, 刘辉军, 吕 进

(中国计量学院计量测试工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘 要:文中提出了一种双通道结构的红外光谱微弱信号检测方法,此方法可以有效抑制光源波动和光强调制频率漂移造成的干扰,提高检测系统的信噪比。

关键词:双通道;红外光谱;微弱信号

中图分类号:TN65 **文献标识码:**B

Design of Dual Channel Small Signal Detection in Infrared Spectrometer

SHI Yang, LIU Hui-jun, LÜ Jin

(College of Metrology Technology and Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: A design of small signal detection in infrared spectrometer with dual channel structure is presented. The jamming caused by the fluctuation of the light source as well as the shift of optical intensity modulating frequency are barraged. The SNR of the detection system is improved.

Key words: dual channel; infrared spectrometer; small signal

1 引言

在红外光谱测量系统中,为了消除背景辐射和电子器件的直流漂移,一般先用斩光器对光强进行调制,再利用相关检测技术对红外探测器输出的交流微弱电信号进行检测。实际应用中斩光器的调制频率稳定性受到其供电电源电压波动、斩光盘制造和安装误差、电机与其调速电路温漂及时漂的影响,会产生一定的漂移,而且光源辐射光强波动也会带入比较大的干扰。本文提出的红外光谱检测系统利用相关检测原理,采用双通道结构设计的方式,可以有效抑制光源光强波动和调制频率漂移带来的干扰。

2 互相关检测原理

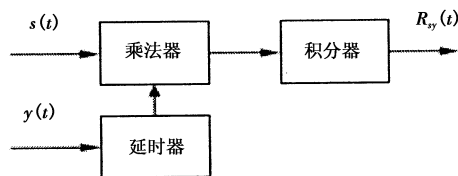
互相关检测利用了待测信号与噪声无相关性的特点来提取信号,原理框图如图1所示。有:

$$s(t) = x(t) + n(t)$$

其中, $x(t)$ 为待测信号; $n(t)$ 为混入的噪声; $y(t)$ 为已知的参考信号。则相关输出 $R_{xy}(\tau)$ 为:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) y(t - \tau) dt$$
$$= R_{xy}(\tau) + R_{ny}(\tau) \quad (1)$$

由于待测信号 $x(t)$ 和参考信号 $y(t)$ 具有某种相关性,而噪声的平均值为零,则有 $R_{ny}(\tau) = 0$, 即 $R_{xy}(\tau) = R_{xy}(\tau)$, 这样就把待测信号 $x(t)$ 检测了出来。



3 微弱信号检测系统设计

检测系统的微弱信号检测部分主要有前置低噪声放大、带通滤波器、乘法器、A/D 转换器和数字积分等环节组成,其原理框图如图2所示。

作者简介:施 秧(1983-),男,硕士研究生,中国计量学院计量测试工程学院,从事微弱信号检测技术研究。E-mail: shiyang@cjl. edu. cn

收稿日期:2007-05-14

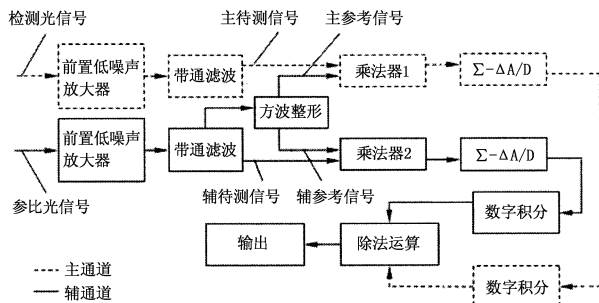


图2 微弱信号检测设计框图

主通道的待测信号 $S_m(t) = x_m(t) + n(t)$, 参考信号 $y_m(t)$, 互相关结果为:

$$R_{s_m y_m}(\tau) = R_{x_m y_m}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_m(t) \cdot y_m(t - \tau) dt \quad (2)$$

辅通道的待测信号 $S_s(t) = x_s(t) + n(t)$, 参考信号 $y_s(t)$, 互相关结果为:

$$R_{s_s y_s}(\tau) = R_{x_s y_s}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_s(t) \cdot y_s(t - \tau) dt \quad (3)$$

对两路信号作除法运算得到输出结果为:

$$R_{out} = \frac{R_{s_m y_m}(\tau)}{R_{s_s y_s}(\tau)} = \frac{R_{x_m y_m}(\tau)}{R_{x_s y_s}(\tau)} = \frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_m(t) \cdot y_m(t - \tau) dt}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_s(t) \cdot y_s(t - \tau) dt} \quad (4)$$

式中, 下标 m 代表主通道信号, 下标 s 代表辅通道信号。

采用主辅双通道结构可以有效抑制斩光器调制频率漂移和光源辐射强度波动带来的干扰, 其中锁相放大环节采用的 $\Sigma - \Delta A/D$ 转换器和数字积分器构成的新型锁相结构, 与纯模拟锁相放大系统相比, 具有更高信噪比^[1]。

3.1 斩光器调制频率漂移干扰的抑制

光强调制频率在某一固定频率(预期调制频率)附近波动, 如果用一个频率与预期调制频率相等的参考信号进行互相关检测运算, 可能会造成较大的误差^[2]。所以本系统设计中使参考信号频率与待测信号频率严格保持一致, 即使参考信号与待测信号出现相位差漂移, 但由于主通道和辅通道中的两个相位差大小时刻相等, 所以输出的结果受到干扰也较小。

设主通道待测信号为:

$$S_m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t + \theta_1) + n(t) \\ = A_m \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_1] + n(t) \quad (5)$$

式中, A_m 为待测信号幅值; θ_1 为信号初相位; f_m 为待

测信号频率; f_0 为预期调制频率; Δf 为调制频率漂移量。

参考信号为(把方波信号的基波信号看作参考信号):

$$y_m(t) = B_m \cos(2\pi f_m t + \theta_2) = B_m \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_2] \quad (6)$$

参考信号是由辅通道参比光电信号经方波整形得到的, 由于检测光信号和参比光信号来自同一光源, 经由同一斩光器调制, 所以其频率同样为:

$$f_m = f_0 + \Delta f$$

得主通道输出(为了便于理解, 用模拟的方式进行表述)为:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T R_{s_m y_m} dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T \left\{ \frac{AB}{2} \cos[4\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_1 + \theta_2] + \frac{AB}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2) + n(t) B \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_2] \right\} dt = \frac{A_m B}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (7)$$

同理, 辅通道输出为:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T R_{s_s y_s} dt = \frac{A_s B}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (8)$$

由式(4)可得:

$$R_{out} = \frac{\frac{A_m B}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2)}{\frac{A_s B}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2)} = \frac{A_m}{A_s} \quad (9)$$

输出结果 R_{out} 反映了主通道待测信号幅值与辅通道待测信号幅值比值大小, 消除了 Δf 和相位差 $(\theta_1 - \theta_2)$ 的影响, 从而有效抑制调制频率漂移所带来的干扰。

3.2 光源发光强度波动干扰的抑制

由于红外检测系统测量的是光谱信号的相对变化量, 光源的光强波动引起的信号变化量可能会把微弱光谱信号相对变化量淹没。本系统设计使光源的波动造成的干扰自抵消。设 I 为理想光源发光强度, ΔI 是光源辐射强度波动量, k 为样品的吸收率, c 为标准物质吸收率, l_m 为主光路通道损耗率, l_s 为辅光路通道损耗率, r_m 为主通道光电探测器响应率, r_s 为辅通道光电探测器响应率, d_m 为主通道的温漂系数, d_s 为辅通道的温漂系数, 则实际光源发光强度为 $(I + \Delta I)$, 待测光电信号强度 $(I + \Delta I) k l_m r_m$, 参比光电信号强度为 $(I + \Delta I) l_s r_s d_s$ 。

吸光度定义为:

$$A = \lg \frac{R_{样品}}{R_{标准}}$$

双通道工作模式下吸光度值为:

$$A_{\text{双}} = \lg \frac{R_{\text{out}k}}{R_{\text{out}c}} = \lg \frac{\frac{A_{mk}}{A_{mc}}}{\frac{A_{sk}}{A_{sc}}} = \lg \frac{\frac{(I + \Delta I) l_{mk} r_{mk} d_{mk}}{(I + \Delta I) l_{sk} r_{sk} d_{sk}} k}{\frac{(I + \Delta I) l_{mc} r_{mc} d_{mc}}{(I + \Delta I) l_{sc} r_{sc} d_{sc}} c}$$

$$= \lg \frac{k}{c} + \lg \frac{l_{mk} r_{mk} d_{mk}}{l_{mc} r_{mc} d_{mc}} + \lg \frac{l_{sc} r_{sc} d_{sc}}{l_{sk} r_{sk} d_{sk}} \quad (10)$$

式中,下标 k 代表样品数据;下标 c 代表标准物质数据。

主通道工作模式(单通道)下吸光度值为:

$$A_{\text{单}} = \lg \frac{(I + \Delta I) l_{mk} r_{mk} d_{mk} k}{(I + \Delta I) l_{mc} r_{mc} d_{mc} c}$$

$$= \lg \frac{k}{c} + \lg \frac{l_{mk} r_{mk} d_{mk}}{l_{mc} r_{mc} d_{mc}} + \lg \frac{I + \Delta I_1}{I + \Delta I_2} \quad (11)$$

可以看出双通道的优势在于,只要保证测量电路的精度,就能很大程度上保证了整个测量系统的精度,对于光源高稳定性控制的开销较小,而单通道模式在保证测量电路的精度时必须保证光源的高稳定性控制。当然光源是越稳定越好,但越高的稳定性就意味着越高的代价,双通道的设计主要意义就是在这两者之间的寻求一个最佳的平衡点。

4 实际应用

此红外光谱微弱信号检测方法在 AOTF 的红外光谱有害气体含量检测仪的设计中进行了应用。AOTF 的红外光谱测量系统由光源、样品室、分光系统、接收系统及显示输出四大部分组成。其中,分光系统由准直狭缝、平面反射镜、准直透镜和 AOTF 五部分构成;接收系统包括聚焦透镜、红外探测器、接收电路、数据处理及采集显示。红外光束经准直和调制(500Hz)后经过样品进入 AOTF 被分为三束,即零级光和正负一级衍射光(o 光和 e 光)。零级光主要反映光源波动和斩光频率漂移信息,衍射光主要反映样品的吸收光谱信息,结构如图 3 所示。

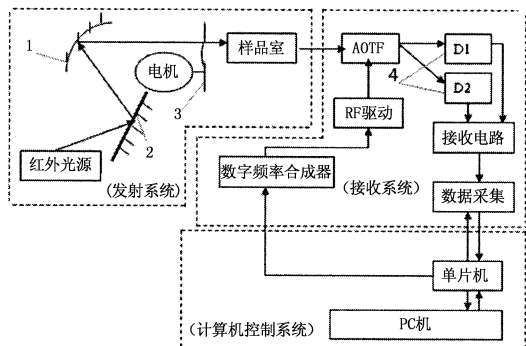


图3 基于 AOTF 的红外光谱测量系统总体框图

1 - 抛物面反射镜;2 - 平面反射镜;3 - 斩光器;4 - 红外探测器

以美国 Nicolet 公司厚度为 $1.5\mu\text{m}$ 的聚苯乙烯薄膜在 Nicolet-Nexus870 型光谱仪测得的光谱图作为聚苯乙烯薄膜的标准谱图,对本系统的波长准确性、重复性进行对比测试。测试扫描范围为 $2500 \sim$

4500cm^{-1} ,扫描步长是 5cm^{-1} ,实验测得波长准确性与重复性数据表如表 1 所示,并且在 2850cm^{-1} 波数时,对双通道和单通道模式作 10 次吸光度稳定性对比测试,每次测量的时间间隔为 15min,对比曲线如图 4 所示。

表 1 波长准确性与重复性数据表

测量次数	特征峰/ cm^{-1}			特征峰/ cm^{-1}			特征峰/ cm^{-1}		
	实测波数	标准波数	波数偏差	实测波数	标准波数	波数偏差	实测波数	标准波数	波数偏差
1	2850		0.64	2922		-1.6	3024		-1.81
2	2850	2849.36	0.64	2924	2923.6	0.4	3026	3025.81	0.19
3	2848		-1.36	2924		0.4	3026		0.19
准确度	$\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 1.7\text{nm}$			$\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 1.8\text{nm}$			$\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 2.0\text{nm}$		
重复度	$\Delta(1/\lambda) = 2850 - 2848 = 2\text{cm}^{-1}$ $\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 2.5\text{nm}$			$\Delta(1/\lambda) = 2850 - 2848 = 2\text{cm}^{-1}$ $\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 2.3\text{nm}$			$\Delta(1/\lambda) = 2850 - 2848 = 2\text{cm}^{-1}$ $\Delta\lambda = \Delta(1/\lambda) \times \lambda^2 = 2.2\text{nm}$		

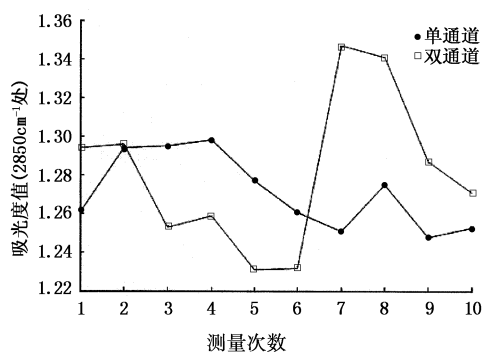


图4 吸光度值实验结果对比图

测试结果表明,本检测系统的波长准确性优于 2.0nm ,波长重复性优于 2.5nm 。双通道模式下吸光度标准差为 0.019 ,单通道模式下吸光度标准差为 0.041 。

5 结论

本文利用相关检测原理,采用双通道结构设计,提高了红外检测系统吸光度稳定性和信噪比,采用数字锁相技术来替代本文中的模拟锁相环节,可以进一步提高检测系统的信噪比,此方法可以应用于红外微弱信号的检测。

参考文献:

- [1] 林凌,王小林,李刚. 一种新型锁相放大器检测电路[J]. 天津大学学报,2005,38(1): 65 - 68.
- [2] 朱虹,林君,吴忠杰. 近红外光谱仪中的数字锁相技术研究[J]. 仪器仪表学报,2006,27(10): 1258 - 1261.
- [3] 赖发春,翟燕. 用锁相放大器测量热敏电阻的温度特性[J]. 福建师范大学学报,2002,18(2): 45 - 47.
- [4] 刘俊,张斌珍. 微弱信号检测技术[M]. 北京:电子工业出版社,2005:51 - 99.