

动态多频数字锁相算法及其应用

谢琼 李建平 高晓光 贾建

(中国科学院电子学研究所传感技术国家重点实验室 北京 100190)

摘要: 该文提出一种动态多频锁相算法。与传统锁相方法相比, 该算法不需要选择参考信号的类型, 在继承了传统锁相方法高信噪比优点的基础上, 能够锁出由一个基频和多个倍频分量合成的复合信号的幅值, 从而获得更多的有用信息。同时, 采用动态调整参考信号频率的方法, 有效地解决了实际信号频率漂移引起的幅值求取误差问题。应用于 NDIR 红外气体浓度检测的结果表明, 该算法可以增大检测量程, 并提高系统检测灵敏度。

关键词: 数字锁相; 频率漂移; 红外气体检测

中图分类号: TN911.72; TP212

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)08-2006-05

Dynamic Multi-frequency Digital Lock-in Algorithm and Its Application

Xie Qiong Li Jian-ping Gao Xiao-guang Jia Jian

(State Key Laboratory of Transducer Technology, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: A dynamic multi-frequency digital lock-in algorithm is presented in this paper. By this algorithm, the amplitude of the signal composed of the fundamental and the harmonics can be obtained. And in addition, the problem of frequency drift is solved by rectifying the reference frequency dynamically. Compared with the traditional method, this novel algorithm uses more information and does not need to choose the reference signal. When applied to NDIR gas concentration measurement, it not only widens the measurement range, but also improves the sensitivity of the detection.

Key words: Digital lock-in; Frequency drift; IR gas detection

1 引言

锁相放大技术, 能够用于测量微弱的连续周期性信号且信噪比高, 被广泛应用于各个领域的信号检测中^[1,2]。通常锁相放大器以一个频率固定的调制信号作为参考信号, 测量输出信号中与参考信号相关的最大信号强度。锁相技术要求参考信号频率与待测信号频率严格一致, 如果存在偏差, 得到输出信号的幅值将会衰减。此外, 参考信号的波形也需要与实际信号的波形尽量匹配, 不匹配的波形会造成有用信息的损失和浪费^[3]。然而, 很多实际系统中, 由于各种环境因素及噪声的干扰, 信号的调制频率并非恒定不变, 而经常会随时间在某一中心频率附近波动, 发生频率漂移^[4]; 测量得到的信号波形也往往由于系统非线性因素, 并不是理想的正弦、余弦或矩形波。传统的锁相方法无法有效解决上述问题, 表现出一定的局限性。例如在很多光学系统中, 经常使用斩波器或电调制的方式对光源进行调制, 传感器接收光信号, 输出响应信号。尽管调制信号可能是理想信号(如方波), 但由于光源的热滞后和传

感器响应在上升沿和下降沿的不同, 输出波形呈现出非对称的特点。这种波形的信号是由能量较大的基频信号, 和多个能量逐渐减弱的倍频分量合成的复合信号。传统的锁相方法只能得到其中一个频率的信号幅值(通常是能量最大的基频信号), 而要从噪声中提取复合信号的真实幅值, 就显得无能为力了。

对于如何提取复合信号幅值的问题, Masciotti 等人提出通过设计低通滤波器实现对多频信号重建的方法^[5]。这种方法假定复合信号是多个彼此独立的调制频率成分的合成, 采用多个参考频率进行锁相。而通常的系统往往仅存在一个调制频率, 只是由于系统的非线性使得接收信号变成一个含有调制频率倍频成分的复合信号。这种复合信号和 Masciotti 研究的由多个调制频率合成的信号类型是不同的。本文针对由基频和倍频分量合成的复合信号, 提出了一个可以提取此类信号幅值的算法——动态多频数字锁相算法, 很好地解决了传统锁相技术面临的频率漂移和复合信号幅值提取问题。

2 动态多频数字锁相算法

如果数字锁相提供两个相位相差 90° 的参考信

号, $R_1(t) = \sin(\omega t)$ 和 $R_2(t) = \cos(\omega t)$, 分别与待测信号 $S(t) = V_{\text{sig}} \sin(\omega t + \alpha)$ 相乘, 再经过低通滤波, 得到两个输出信号: $X = 0.5V_{\text{sig}} \cos(\alpha)$, $Y = 0.5V_{\text{sig}} \cdot \sin(\alpha)$, 这样就可以得到待测信号 $S(t)$ 的幅值 $A = 2\sqrt{X^2 + Y^2} = |V_{\text{sig}}|$, 相位 $\alpha = \arctg(X/Y)$, 此时 A 与信号的相位 α 无关。

值得注意的是, 上述传统锁相方法的前提是参考信号和待检测的信号频率完全相同, 如果两者的频率不一致, 得到的幅值就不准确。Maximiliano 等人讨论了调制频率动态漂移的误差预测和校正问题^[6], 但是该预测算法比较复杂, 往往只在高频系统中得到应用。这里我们采用了一种简单的预测和频率遍历的方法来解决调制频率的漂移问题。

通常情况下, 尽管待测信号的频率发生变化, 但变化还是围绕已知调制频率的。因此, 为了避免这种频率漂移造成的影响, 可以在调制频率周围以一定步长选取多个参考频率分别进行锁相, 得到一组幅值, 其中只有与信号真实频率最接近的参考频率锁出的幅值才是最大的。这个最大的幅值就可以作为当前时刻锁出的幅值 A 。这一过程称为动态锁相。在很多系统中, 还有可能发生调制频率的系统性漂移, 也就是调制频率朝着单一确定性的方向变化。为了避免系统性漂移对幅值准确性造成影响, 本文使用了简单的频率预测方法, 即在前一个时刻已确认为最佳频率的周围进行动态锁相, 而不是在系统初始频率的周围进行动态锁相, 从而避免频率系统性漂移带来的影响。采用最佳频率计算出的初相值即为当前时刻的初相位。

传感器的输出信号往往不是理想的波形, 也不是单一频率的信号, 而是一个未知复合信号: $U(t) = F(t) + H(t) + \text{noise}$, 其中 $F(t) = A_1 \cos(\omega t + \alpha_1)$ 为基频分量, $H(t) = \sum_{i=2}^n A_i \cos(i\omega t + \alpha_i)$ 为倍频分量。对

任何单一分量的锁相所得到的幅值变化不能完全反映真实的变化。为了准确提取复合信号的幅值变化, 需要充分利用有用信息。针对这一问题, 本文提出了一个能够利用多个频率的方法。首先通过前面描述的动态锁相方法找到与中心参考频率 ω_p 最接近的最佳频率 ω_f , 锁出基频信号的幅值 $A'_1(t)$ 和初相 $\alpha'_1(t)$ 。然后用 ω_f 的倍数作为其它倍频分量的参考频率, 锁出各个倍频信号的幅值 $A'_i(t)$ 和初相 $\alpha'_i(t)$ 。根据这些信息对信号进行重建, 重建信号为 $U'(t) = \sum_{i=1}^n A'_i(t) \cos(i\omega_f t + \alpha'_i(t))$ 。对于信号 $U'(t)$, 目前还缺乏解析的手段来确定其幅值的大小, 为了得到准确的复合信号的幅值, 需要寻找其它有效的方法。

理论分析表明^[7], 尽管包含多个频率, 但复合信号 $U'(t)$ 在单位时间内的振动次数和基频 $F'(t)$ 的振动次数完全相同, 倍频分量 $H'(t)$ 完全隐藏在基频分量 $F'(t)$ 内, 并没有带来新的极值点。因此在单位时间内复合信号 $U'(t)$ 的极值点的个数与基频分量极值点个数相同。在基频的一个周期内 $U'(t)$ 仅有一个极大值点和一个极小值点。为了得到复合信号的上包络和下包络, 首先在 $F'(t)$ 的一个周期内寻找到 $U'(t)$ 的极大值和极小值点, $U'(t)$ 上当前时刻的采样点对应的上包络的值就应等于找到的极大值点, 对应的下包络的值则为极小值点。得到了采样点对应的上、下包络上的点, $U'(t)$ 的幅值即为上、下包络之差。动态多频数字锁相算法实现步骤如下:

(1) 在当前时刻, 选择前一个时刻的最佳频率作为中心参考频率 ω_p 的预测(系统初始化中心参考频率为系统默认的调制频率), 在区间 $[\omega_p - k\delta_\omega, \omega_p + k\delta_\omega]$, $k \in N$ 内以步长为 δ_ω 变化, 选取 $2k + 1$ 个频率进行锁相, 分别计算出 $2k + 1$ 个幅值;

(2) 选择使幅值取得最大值的参考频率作为最佳参考频率 ω_f , 得到其对应的基频信号的幅值 A'_1 和初相 α'_1 ;

(3) 采用 $k\omega_f$, $k = 2, \dots, n$ 作为参考频率进行锁相, 得到相应的倍频信号的幅值 A'_k 和初相 α'_k ; 其中 n 为参与计算的倍频分量个数;

(4) 重建信号 $U'(t) = \sum_{i=1}^n A'_i(t) \cos(i\omega_f t + \alpha'_i(t))$; 其

中 $A'_i(t)$ 为第 i 倍频信号的幅值, $\alpha'_i(t)$ 为第 i 倍频信号的初相;

(5) 当 $\omega_f t$ 在基频一个周期内遍历时, 计算 $U'(t)$ 的值; 其中极大值为当前时刻复合信号 $U'(t)$ 对应的上包络 upenv 的值, 极小值对应下包络 lowenv 的值;

(6) 计算幅值变化 $A_u(t) = \text{upenv}(t) - \text{lowenv}(t)$; 重复步骤(1)-步骤(6), 计算下一时刻 $U'(t)$ 的幅值。

上述步骤(3)中的参数 n , 需要事先确定, 具体方法是: 先对待测信号做傅里叶分析, 参数 n 的取值必须保证频谱上信号在该倍频的能量高于噪声的能量。如果不满足这个条件, 将有可能导致噪声也被引入到最终重建信号 $U'(t)$ 中。也就是说, 当信号的噪声较大时, 取的 n 较小, 相反, 则可以取到较多的分量, 对于最终的结果来说, 更多的分量则意味着能检测到更多的有用信息。

下面以理想信号为例来说明动态多频锁相算法的效果。这里理想信号 $s(t)$ 由两段幅值不等的信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 组合而成。 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为

$$\begin{aligned} s_1(t) &= 3 \cos(2\pi t \times 3) + 0.6 \cos(2\pi t \times 6 + \pi/5) \\ &+ 0.3 \cos(2\pi t \times 9 + \pi/3) + 0.8 \cos(2\pi t \times 50 \\ &+ \pi/3) + 0.8 \cos(2\pi t \times 120) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned}
 s_2(t) = & 2 \cos(2\pi t \times 3) + 0.4 \cos(2\pi t \times 6 + \pi/5) \\
 & + 0.2 \cos(2\pi t \times 9 + \pi/3) + 0.8 \cos(2\pi t \times 50 \\
 & + \pi/3) + 0.8 \cos(2\pi t \times 120)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

$s(t)$ 的前 18 个周期为 $s_1(t)$ ，后 18 个周期为 $s_2(t)$ ，采样率为 200，共计 2400 个点。 $s(t)$ 为含噪信号，3 Hz、6 Hz 和 9 Hz 组成的复合信号为待测信号，50 Hz 和 120 Hz 信号为高频噪声。

图 1(a) 为理想信号 $s(t)$ ，图 1(b) 为动态多频锁相算法求出的信号的上包络和下包络。图 1(c) 比较了传统锁相和动态多频锁相的效果。可以看到，传统锁相只能得到基频 3 Hz 信号的幅值，且当参考信号频率与待测信号频率相差 0.4 Hz 时，求出的幅值已经出现较明显的降低。而动态多频锁相算法中参考频率以 3 Hz 为中心，左右波动 0.6 Hz 范围内，均可以准确锁出由 3 Hz、6 Hz 和 9 Hz 组成的复合信号的幅值。

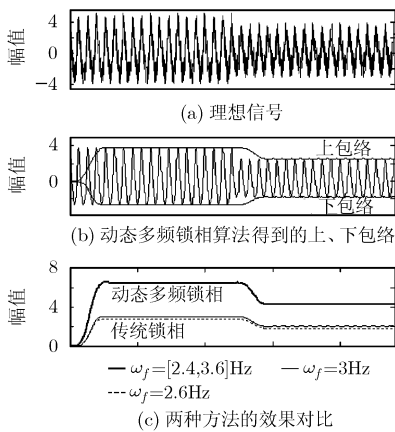


图 1 对理想信号的处理效果

该方法对其它波形信号也有很好的效果。例如，对于标准矩形波信号，用传统锁相方法，参考信号选用标准矩形波，可以锁出准确的信号幅值，见图 2(a)。而如果待测信号不是标准的矩形波(如图 2(b))，仍采用标准矩形波作为参考信号，用传统锁相方法就不能得到真实的幅值。从图中可以看到，信号真实幅值为 1，而求出的幅值为 0.4，2 倍即为 0.8，也就是说用传统锁相方法将损失约 20% 的幅值信息。图 2(c) 为动态多频锁相的处理效果。可以看到，算法准确地得到了非标准矩形波的上、下包络，其差值为 1，与真实信号幅值一致。通过此例可以看到，传统锁相需要根据待测波形的形状选择参考信号，如果选择不当，就会造成有用信息不同程度的浪费；对于多数实际信号，由于波形大多为非标准波形，即使选择了合适的参考波形，也同样会损失有用信息。本文提出的算法适用范围广，不需要

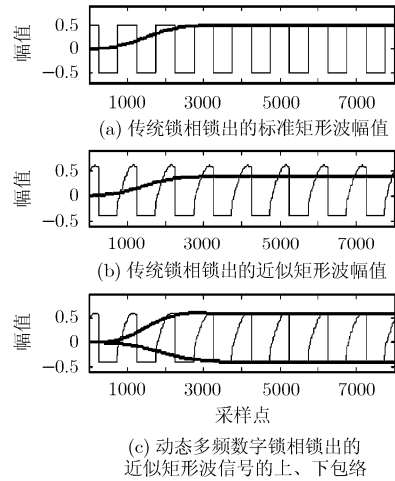


图 2 对矩形波和近似矩形波信号的处理效果

根据待测信号波形选择参考信号的类型，对于含有噪声和一定波形形变的信号，只要这种变形没有改变波形的振动次数，该算法就可以得到信号的真实幅值。

3 动态多频数字锁相算法在红外气体浓度检测中的应用

在 NDIR 红外气体检测系统中，一般对光源进行调制^[8]，这样探测器输出信号也具有同样的调制频率，通过检测探测器信号幅值的变化信息来检测气体浓度的变化。实验中采用长度为 10 cm 的气室，使用电调制的 MEMS 工艺红外光源^[9]和光电二极管红外探测器^[10]，光源调制频率为 16 Hz，A/D 采样率为 500。被测气体为乙醇蒸气。

图 3(a) 为光电探测器输出波形。可以看到探测器上升时间与下降时间不等，波形非对称。对波形进行傅里叶分析，见图 3(b)，信号除了含有 16 Hz 调制频率外，还含有多个倍频成分，能量依次递减，光电探测器 5 倍频以后的能量已经很有限，基本可以忽略不计。

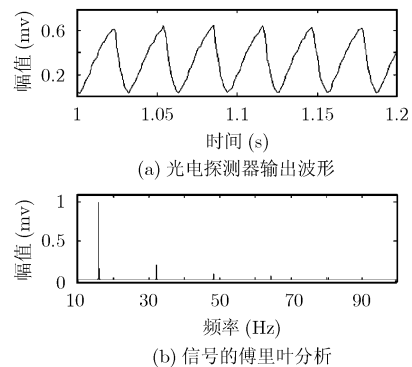


图 3 探测器输出浓度信号

图 4 为传统锁相和动态多频锁相算法处理浓度信号的效果对比。图 4(a)为原始信号幅值包络, 乙醇气体浓度在 0 ppm 和 2000 ppm 变化。原始信号幅值包络的噪声很大, 直接用于气体浓度标定精度差。图 4(b)对比了传统锁相和动态多频锁相得到的信号幅值。很明显, 两种方法都能显著提高信号的信噪比, 但由于传统锁相方法只能锁出 16 Hz 基频分量的幅值, 其它倍频信息全部丢失, 因此锁出的幅值远低于真实信号幅值。而动态多频锁相算法可以锁出包含基频在内的 5 个倍频成分组成的复合信号的幅值, 0 ppm 时约为 600 mv, 与真实幅值较接近。为了更清楚地对比两种方法的效果, 在图 4(c)中将传统锁相锁出的幅值乘 2 后上移 57 mv, 与动态多频锁相 0 ppm 的数据基本重叠。对比发现, 动态多频锁相算法由于同时锁定了多个倍频成分的分量, 使得输出增加约 57 mv, 即增加了 10.2% 的有用信息。在 NDIR 气体浓度检测中, 当检测较高浓度的气体时, 会因为气体浓度过高, 吸收了光源该特征波段几乎所有的能量, 导致探测器不能接收到足够的光信息, 输出信号将会很小或基本没有。采用传统锁相, 只能锁出微弱的输出信号中的局部能量, 丢失部分信息。而采用动态多频锁相算法, 可以增加信息量, 因此能够增大气体浓度检测量程。此外, 从图中还可以看到, 当乙醇浓度从 0 ppm 突然增加到 2000 ppm 时, 动态多频锁相得到的幅值的变化量比传统锁相大, 这是因为倍频信号也同基频信号一样携带气体浓度变化信息。对于同是 2000 ppm 的气体浓度变化, 输出信号的变化增大了 ~2.7 mv, 即采用该算法后, 系统变得更灵敏, 在这个例子中, 响应增加了 ~9.6%。

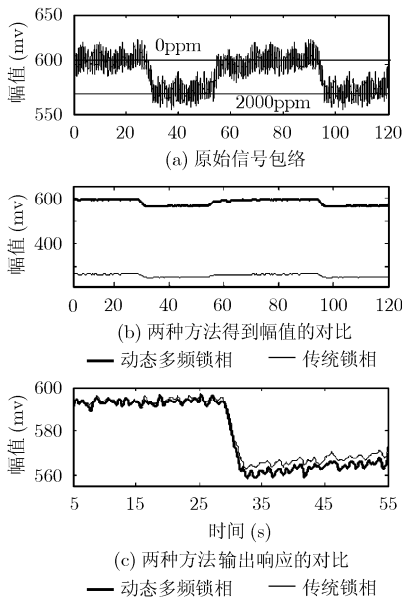


图 4 红外气体浓度信号的处理结果

当发生频率漂移, 参考信号频率与调制频率之间存在一定偏差时, 两种算法锁出的信号幅值见图 5。当偏差在调制频率附近 $\pm 3\%$ 范围内时, 用动态多频锁相算法锁出的幅值基本保持稳定, 且可以锁出真实信号的能量, 基本没有能量损失。采用传统锁相算法锁出的信号幅值随偏差的增大而逐渐降低, 偏差为零时可以得到最大幅值。但由于没有倍频分量, 与信号真实能量相比约有 10% 的能量损失。

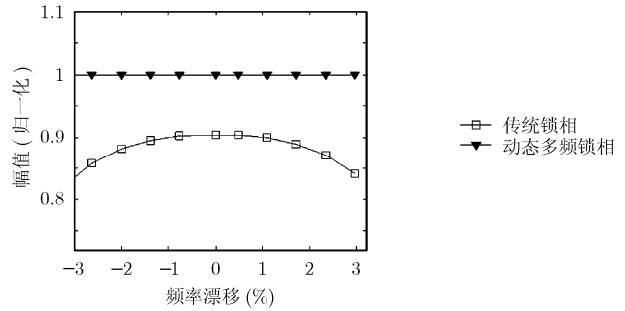


图 5 发生频率漂移时两种算法锁出的信号幅值对比

4 结束语

动态多频数字锁相算法适用于由基频和多个倍频信号分量合成的复合信号幅值的提取。通过动态调节参考信号频率的办法解决了传统锁相面临的频率漂移的问题。由于可以得到多个倍频信号的幅值, 因此比传统锁相方法获得更多的有用信息。动态多频锁相算法适用范围广, 不需要根据待测信号波形选择参考信号的类型, 能够广泛适用于多种非标准波形信号的检测。在 NDIR 红外气体浓度检测中的应用表明, 该算法可以增大气体浓度检测的量程, 且能提高系统检测灵敏度。

参考文献

- [1] Alonso R, Villuendas F, and Borja J, *et al.* Low-cost, digital lock-in module with external reference for coating glass transmission/reflection spectrophotometer[J]. *Meas. Sci. Technol.*, 2003, 14(5): 551-557.
- [2] Martin C F, Henry C L, and Ivan R P, *et al.* Self-phase modulation signatures of neuronal activity[J]. *Optics Letters*, 2008, 33(3): 219-221.
- [3] PerkinElmer Instruments, Specifying Lock-in Amplifiers, Technical Note TN1001, www.signalrecovery.com., 2000.
- [4] 汤子跃, 张守融. 频率源稳定性对BiSAR成像的影响研究[J]. *电子与信息学报*, 2004, 26(1): 100-106.
Tang Z Y and Zhang S R. Influence of the frequency instability on the bistatic-SAR imaging[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(1): 100-106.
- [5] Masciotti J M, Lasker J M, and Hielscher A H. Digital lock-in

- detection for discriminating multiple modulation frequencies with high accuracy and computational efficiency[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2008, 57(1): 182-189.
- [6] Maximiliano O S and Fabian J B. Lock-in amplifier error prediction and correction in frequency sweep measurements[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2007, 78(1): 1-7.
- [7] Rilling G and Flandrin P. One or two Frequencies? The empirical mode decomposition answers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(1): 85-95.
- [8] Silver J A and Chen S J. Carbon monoxide sensor for combustion feedback control. 44th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit[C]. Reno, Nevada. 9-12 January 2006: 1-9.
- [9] Ohlckers P, Ferber A M, and Dmitriev V K, *et al.* A photoacoustic gas sensing silicon microsystem [C]. *Transducers 2001*. Munich Germany, June 10-14 2001: 780-783.
- [10] Remennya M A, Zotovaa N V, and Karandasheva S A, *et al.* Low voltage epoxide bonded mid-IR diode optopairs for gas sensing in the 3.3-4.3 μm spectral range [J]. *Sensors and Actuators B*, 2003, 91(2): 256-261.
- 谢琼: 女, 1978年生, 博士生, 研究方向为红外气体传感器系统设计及信号处理.