

文章编号: 1672-8785(2014)05-0029-05

近红外可见光傅里叶变换光谱仪的 参考激光数字倍频方法研究

盛 灏 华建文 夏 翔 李 涛

(中国科学院上海技术物理研究所, 上海 200083)

摘 要: 近红外可见光傅里叶变换光谱仪需要使用倍频后的参考激光干涉信号作为采样信号。由于锁相环倍频无法适用于低频的非周期信号, 而传统的数字倍频方法误差又较大, 因此提出了一种经过改进的基于传统数字倍频方法的算法, 并对其进行了仿真和验证。实验结果表明, 算法改进后, 输出波形的非均匀性误差从 $-2\% \sim +1.6\%$ 提高到了 $-0.82\% \sim +0.4\%$, 说明由倍频产生的非均匀性误差得到了良好改善。

关键词: 傅里叶变换光谱仪; 近红外可见光波段; 数字倍频方法

中图分类号: TN771 **文献标识码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1672-8785.2014.05.006

Design of Digital Frequency Multiplier for Near Infrared and Visible Light Fourier Transform Spectrometer

SHENG Hao, HUA Jian-wen, XIA Xiang, LI Tao

(Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China)

Abstract: A near infrared and visible light Fourier transform spectrometer needs to use a multiplied reference laser interfere signal as its sampling signal. Since a phase-locked loop frequency multiplier is not suitable for low frequency non-periodic signals and the traditional digital multiplier method may generate a large error, an improved algorithm based on the traditional digital multiplier method is put forward. The algorithm is simulated and verified. The result shows that when the improved algorithm is used, the non-uniformity error of output waveform is improved from the range of -2% to $+1.6\%$ to the range of -0.82% to $+0.4\%$. The non-uniformity error is improved greatly.

Key words: Fourier transform spectrometer; near infrared and visible light; digital multiplier

0 引言

与传统的光谱仪相比, 傅里叶变换光谱仪具有光谱分辨率高、光谱覆盖范围广以及能量利用效率高等特点。在其测量过程中, 动镜通过以一定的速度运动产生光程差, 从而形成一个随光程差变化的干涉图。数据采集系统对这一干涉图进行等光程差间隔采样, 得到离散化的

干涉图。假定动镜是匀速运动的, 这时可以通过等时间间隔采样获取离散化的干涉图。该过程等价于等光程差间隔的干涉图采样。但是在实际仪器中, 由于动镜不可能完全精确地作匀速运动, 若采用等时间间隔采样就会使光程差间隔变得不均匀, 从而产生较大的光谱误差。因此, 在对傅里叶变换光谱仪中的信号进行采样时,

收稿日期: 2014-04-02

作者简介: 盛灏 (1991-), 男, 安徽合肥人, 硕士研究生, 主要从事傅里叶变换光谱仪的干涉信号数据获取研究。

E-mail: shenghao_sitp@163.com

一般会采用由参考光源产生的参考信号作为采样系统中的采样脉冲基准,然后再进行等光程差采样^[1]。

现代傅里叶变换光谱仪中的干涉系统通常采用激光作为参考光源,因为激光单色性好、干涉距离长,可以产生稳定的干涉信号。一般使用的参考激光是波长为 0.6328 μm 的氦氖激光。但是与传统的红外傅里叶光谱仪相比,近红外-可见光傅里叶光谱仪所用的波段则要短很多。由奈奎斯特采样定律可知,用于采样的参考激光的波长必须很短,至少是可见光波长即 400 nm 的一半,但是这种波长为 100 ~ 200 nm 的稳频紫外激光器至今还未问世。因此,需要利用电子学倍频技术来解决由于参考激光波长不够短而带来的采样问题。

1 倍频原理

1.1 锁相环倍频

目前常用的硬件倍频方法都是采用锁相环来实现的,其结构由数字电路和模拟电路共同组成。其中,锁相环是一个误差调节系统,它由相位比较器、低通滤波器以及线性压控振荡器三部分组成。锁相环的基本原理是,它可以利用自身内部的调节将来自压控振荡器的输出频率 f_o 与外加的参考频率 f_i 进行比较,产生一个与相位差相对应的误差电压;将此误差电压输至低通滤波器,然后将其输至压控振荡器的控制输入端,就可以使 f_o 与 f_i 之间的频率差逐渐减小直至逐步恒定;最终,当锁相环处于锁定状态时,相位比较器的两个输入端上一定是两个频率完全一样但有一定相位差的信号。图 1 为锁相环电路的基本框图。

锁相环倍频即为通过此特性将计数器加在锁相环的输出端与反馈端之间,如图 2 所示。反



图 1 锁相环电路的原理图

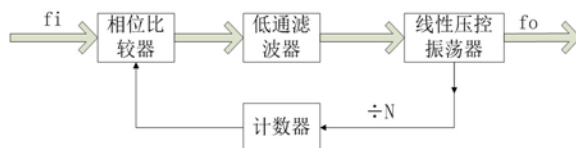


图 2 锁相环倍频电路

馈端不断地通过调节得到频率及相位与输入端相同的信号。通过计数器加倍输入信号,从而在输出端得到需要的倍频输出信号。

在环路锁定之后,相位比较器两端的输入信号频率相等,即

$$f_i = \frac{f_o}{N} \Rightarrow f_o = N f_i \quad (1)$$

当输入信号的频率变化不大时,通过用锁相环倍频器对信号进行跟踪和倍频,可以使其稳定工作,而不会产生很大的误差^[2]。但是当输入信号的频率变化较快(或较大)时,锁相环倍频器会存在以下缺点:

(1) 对频率变化快的信号的跟踪速度较慢,环路的平衡时间会比较长。尤其是对于低频信号的锁定更加明显,此时倍频器不能锁定输入信号,从而导致输出信号的频率变得相对不稳定。因此,倍频器在低频段的性能并不能满足实际要求,以至于无法在低频范围内正常工作。

(2) 与输入信号的频率变化不大时相比,锁相环倍频器对频率变化较大的变频信号的跟踪精度比较低。当输入信号的频率发生变化时,环路会不断地进行调整。这时输出频率将会处于非稳态,从而导致跟踪误差的产生。

(3) 所跟踪的信号会在环路中产生相位差^[3]。

在傅里叶变换光谱仪的数据采集过程中,参考激光被转换后的电信号频率不是很高,但是精度要求又很高,所以锁相环倍频并不适用。

1.2 数字倍频器的原理

由于上述锁相环倍频方法不能适用于傅里叶变换光谱仪,我们需要重新设计一种采用数字倍频器的倍频方法。

图 3 为数字倍频器的原理图。其中,输入信号为 f_i ,系统时钟为 f_c ,输出信号为 f_o 。输入信号即参考激光信号经过整合之后,被转换成频率相同(均为 f_i)的方波。通过 FPGA 之后对

其进行倍频, 得到输出信号 f_o 。若倍频系数为 K , 则输出信号的频率为

$$f_o = K \cdot f_i \quad (2)$$

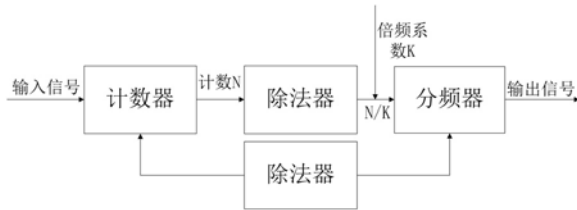


图 3 数字倍频器的原理图

系统标准时钟 f_c 在每个周期之内对经过计数器的每个输入信号进行计数, 得到的计数值为

$$N = \frac{f_c}{f_i} \quad (3)$$

时钟信号经过 K 分频后, 计数器对其进行计数, 并将 N/K 个系统标准时钟脉冲合记为一个输出信号周期。若忽略各种误差, 则最终输出信号的频率为

$$f_o = K \cdot f_i = K \cdot \frac{f_c}{N} = \frac{K}{N} \cdot f_c \quad (4)$$

相应地, 输出信号周期 T_o 与系统周期 T_c 之间的关系为

$$T_o = \frac{N}{K} \cdot T_c \quad (5)$$

但是 N/K 不一定是个整数, 因此将会产生误差。如果不对其进行处理, 那么该误差不仅对每个周期信号的精确度有较大的影响, 而且还会产生误差累计。

图 4 为倍频器的电路图。通过整形将输入信号转换为频率相同的方波信号, 然后对其进行二分频处理。二分频的作用如下: (1) 可以作为控制信号实现整个周期的测量; (2) 可以消除由输入波形不对称带来的误差, 从而提高测量周期的准确度^[4]。通过设置两级锁存器, 可以避免由于一路计数器连续计数形成相位延迟而引起测量误差。

每个高电平或低电平周期测量结束后将会得到计数值 N 。 N 会被立即送往第一级锁存器

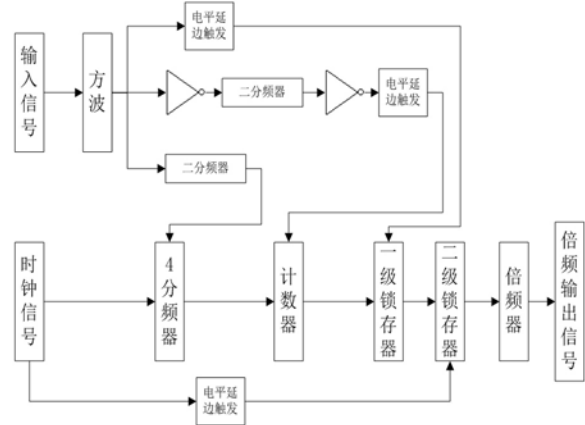


图 4 倍频器的电路图

中锁存。如图 4 所示, 计数器的工作信号和锁存器的清零信号由输入时钟和时钟的跳变沿共同控制。在下一个时钟周期到来之时, 将第一级锁存器中的 N 值送到第二级锁存器, 同时对第一级锁存器进行清零。第一级锁存器的清零工作必须在下一个计数周期到来之前完成。

计数值是否准确会影响数字倍频器的输出信号精度。计数值的准确度由每次输入信号高低电平之间跳变时的跟踪精度所决定。由其原理可知, 在开始计数时刻, 将会有有一个时钟周期的量化误差, 即量化误差为 ± 1 。

2 数字倍频器的工作方案

2.1 原始算法

数字倍频器的具体实现方法如上节所述。保证计数精度的关键是在对输入信号的半周期进行计数时所产生的误差进行控制。

时钟对输入信号的半周期进行计数后得到:

$$N = T_{hi}/T_c \Rightarrow f_c = N \cdot 2f_i \quad (6)$$

式中, T_{hi} 为输出信号的半周期。

对 T_{hi} 进行计数的原因是, 输出信号每经过半个 T_o 进行一次电平翻转; 若对一个输入周期进行计数, 则需将得到的计数值除以 8, 得出输出半周期的计数值。由于余数的最大值为 7, 量化误差较大; 而且输入信号并不是一个十分均匀的周期信号, 与整个输入周期相比, 半周期信号波动更小。因此以半周期为目标进行二分频

后再作处理, 这样得到的输出信号将会更贴近于输入信号。

目标输出为四倍频, 将 N 除以 4, 设得到的商为 X , 余数为 Y , 即

$$N/4 = X + Y/4 \quad (7)$$

如果不对余数 Y 进行处理, 而是将 X 个系统时钟脉冲合计成一个输出信号的半周期, 则会产生误差累计。因此, 在输出信号的第四个输出的半周期中加上 Y , 输出信号的半周期便为

$$T_{ho} = (X + Y) \cdot T_c \quad (8)$$

得到输出频率:

$$f_o = \frac{1}{2T_{ho}} = \frac{f_c}{2(X + Y)} = \frac{N \cdot 2f_i}{2(X + Y)} = 4f_i \cdot \frac{X + Y/4}{X + Y} \quad (9)$$

最后的误差为

$$\frac{4f_i \cdot \frac{X + Y/4}{X + Y} - 4f_i}{4f_i} = \frac{3Y/4}{X + Y} \quad (10)$$

Y 的最大值为 3, 故其最大误差为 $\frac{9}{4(X + 3)}$ 。

2.2 改进算法

在计数完成之后, 考虑将余数 Y 拆分成 Y 个 1, 并分别将其加到前面 Y 个输出信号的半周期上, 得到的输出信号半周期便为

$$T_{ho} = (X + 1) \cdot T_c \quad (11)$$

$$f_o = \frac{1}{2T_{ho}} = \frac{f_c}{2(X + 1)} = \frac{N \cdot 2f_i}{2(X + 1)} = \frac{X + Y/4}{X + 1} \cdot 4f_i \quad (12)$$

误差为

$$\frac{\frac{X + Y/4}{X + 1} \cdot 4f_i - 4f_i}{4f_i} = \frac{1 - Y/4}{X + 1} \quad (13)$$

式中, Y 的最大值为 3, 故其最大误差为 $3/[4(X + 1)]$ 。由此可见, 改进算法的误差约为原始算法的 $1/3$ 。

由于输出周期由 2 个输出的半周期组成, 当余数为 2 时, 可以将余数分别加到第一个和第三个输出的半周期上, 以进一步减小输出波形的非均匀性。

3 实验仿真及 FPGA 运行实验

3.1 原始算法的运行实验

按照前面的理论计算, 由 50 MHz 时钟分别对 150 kHz 输入信号的低电平和高电平 (即输入信号的半周期) 进行计数。由于量化误差的存在, N 将为 166 或 167。若按照原始算法, 则得到的 X 为 41, 即在由每个输入半周期产生的 4 个输出半周期中, 前三个输出半周期的时钟计数值为 41。 Y 为 2 或 3, 即在由每个输入半周期产生的 4 个输出半周期中, 第四个输出半周期的时钟计数值为 43 或 44。示波器输出信号的周期由 2 个输出的半周期组成, 因此计数有 41+41、41+43、41+44 即 82、84、85 这三种可能。理论上, 最后的输出频率应该为 $\frac{50}{82}$ MHz、 $\frac{50}{84}$ MHz、 $\frac{50}{85}$ MHz, 即 609.7 kHz、595.2 kHz、588.2 kHz。

将原始算法程序下载到 FPGA 板上运行。通过信号发生器产生 150 kHz 输入信号, 在 FPGA 内产生 50 MHz 时钟信号, 并在示波器上观察输出信号。

图 5 所示为从示波器中截取的典型波形。其中, 波形 2 代表输入信号, 波形 1 代表输出信号; 信号频率在右下角显示。

图 5 中从上而下的 3 张波形图的输出频率分别为 588.1 kHz、595.2 kHz 和 609.8 kHz, 与理论计算值基本一致, 即输出频率在 588.1 ~ 609.8 kHz 之间波动。与理论上完全均匀的输出信号的频率值 600 kHz 相比, 该输出频率的误差为 $-2\% \sim +1.6\%$ 。

3.2 改进算法的仿真及运行实验

首先, 在计算机上通过 Modelsim SE 软件对改进算法进行仿真, 得到图 6 所示的波形图。其中, 第一行波形为时钟输入信号, 第二行为高电平复位信号, 第三行为输入信号, 第四行为输出信号。从仿真波形中可以看出, 由输入信号得到了较为完美的四倍频输出信号。

将改进算法程序下载到 FPGA 板上运行。通过信号发生器产生 150 kHz 输入信号, 在 FPGA 内产生 50 MHz 时钟信号, 并在示波器上观察输出信号。



图 5 实际运行的波形图 1



图 6 仿真波形

图 7 所示为从示波器中截取的典型波形。其中, 波形 1 代表输入信号, 波形 2 代表输出信号; 信号频率在右下角显示。

通过 3.1 节计算可得 X 为 41、 Y 为 2 或者 3, 因此改进算法后输出信号频率的理论值应为 595.2 kHz 和 602.4 kHz。

图 7 中从上而下的 2 张波形图的输出频率分别为 595.1 kHz 和 602.4 kHz, 与理论计算值基本相符, 其误差为 $-0.82\% \sim +0.4\%$ 。

实际分频后的输出频率在 600 kHz 左右波动。在对实际运行的输出信号频率进行长时间观察后, 测量了每一个周期的频率, 得到了图 8 所示的数据。



图 7 实际运行的波形图 2

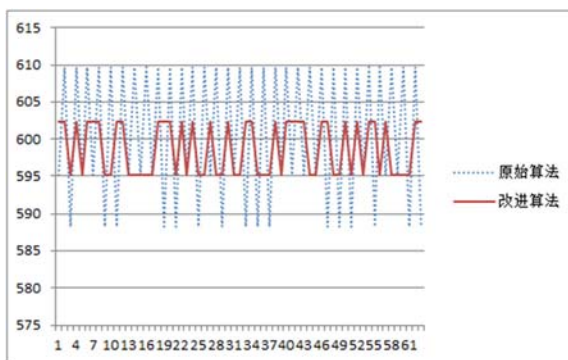


图 8 输出信号频率

图 8 中的横坐标代表连续测量时输出信号周期的序数, 纵坐标代表输出信号的频率; 虚线代表原始算法的输出信号的频率值, 实线代表改进算法后的输出信号频率值。从图 8 中可以明显看出, 改进算法后的输出信号频率的误差明显减小, 而且非均匀性也得到了良好改善。

4 结束语

作为傅里叶变换光谱仪中的重要一环, 信号采集系统对光谱图的精确度有着重要影响。用于近红外可见光波段的傅里叶光谱仪需要对参考激光进行精确倍频, 因为倍频的精确度会

(下转第 41 页)