

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810050584.8

[43] 公开日 2008 年 8 月 27 日

[51] Int. Cl.
G01D 5/12 (2006.01)
G01R 23/16 (2006.01)

[11] 公开号 CN 101251390A

[22] 申请日 2008.4.10

[21] 申请号 200810050584.8

[71] 申请人 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所

地址 130033 吉林省长春市东南湖大路 16 号

[72] 发明人 叶 新 杨东军 弓成虎 王玉鹏
方 伟

[74] 专利代理机构 长春菁华专利商标代理事务所
代理人 王淑秋

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 1 页

[54] 发明名称

一种基于时频变换的微弱信号检测装置

[57] 摘要

本发明涉及一种基于时频变换的微弱信号检测装置，其包括信号通道单元，模数转换单元，处理器；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元，由信号通道单元进行放大和滤波；模数转换单元对信号通道单元输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器接收模数转换单元输出的量化信号并将其转换为频域信号进行功率谱分析，得到测量结果。本发明由于采用处理器将时域信号变换为频域信号，在频域内对微弱信号进行检测并获得测量结果，不需要产生特定参考信号的装置，因而硬件结构简单，成本低。



1、一种基于时频变换的微弱信号检测装置，包括信号通道单元(1)，模数转换单元(2)，处理器(3)；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元(1)，由信号通道单元(1)进行放大和滤波；其特征在于模数转换单元(2)对信号通道单元(1)输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器(3)接收模数转换单元(2)输出的量化信号并将其转换为频域信号进行功率谱分析，得到测量结果。

2、根据权利要求1所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的处理器(3)应用软件包括用于将模数转换单元(2)输出信号进行功率谱分析，得到待检测信号能量相对强度的傅立叶谱分析模块(32)。

3、根据权利要求1所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的信号通道单元(1)包括放大电路(11)，增益控制电路(12)，抗混叠滤波器(13)；经过调制的待测信号经过放大电路(11)进行放大后送入增益控制电路(12)，由增益控制电路(12)对信号进行增益放大；增益控制电路(12)输出的信号送入抗混叠滤波器(13)，由抗混叠滤波器(13)滤除高频噪声以及完成AD模数转换器的阻抗匹配后送入模数转换单元(2)。

4、根据权利要求3所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的放大电路(11)由前置放大器(111)和二级放大器(112)组成；待测信号经过前置放大器(111)放大后输入二级放大器(112)，经过二级放大器(112)进一步放大后输入增益控制电路(12)。

5、根据权利要求4所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的前置放大器(111)选用低噪声放大器。

6、根据权利要求3所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的增益控制电路(12)选用可编程增益控制器。

7、根据权利要求3所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的抗混叠滤波器(13)选用有源低通滤波器。

8、根据权利要求7所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的抗混叠滤波器(13)中包括直流偏置电路；所述的模数转换单元(2)采用单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器。

9、根据权利要求 8 所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的处理器(3)应用软件还包括用于将单极性 AD 转换器采样输出的数据进行去直流处理的直流分量处理模块(31)；所述的傅立叶谱分析模块(32)将去直流处理后的信号进行功率谱分析，得到待检测信号能量相对强度。

10、根据权利要求 2 或 9 任一项权利要求所述的基于时频变换的微弱信号检测装置，其特征在于所述的处理器(3)还包括用于对功率谱分析得到的待检测信号能量相对强度进行定标修正的定标校正模块(33)。

一种基于时频变换的微弱信号检测装置

技术领域：

本发明涉及一种微弱信号检测装置，特别涉及一种基于时频变换的微弱信号检测装置。

背景技术：

微弱信号检测是测量技术中的前沿领域，一般通过传感器作电量转换，使检测对象转换为电量。当有用信号被大量噪声掩盖时，使测量受到较大限制。微弱信号检测主要手段是提高信号的信噪比。目前微弱信号检测技术的方法是通过锁相放大法，锁相放大法又分为数字锁相检测法和模拟锁相检测法。采用模拟锁相检测方法检测微弱信号的装置主要由信号通道单元，参考单元，相敏检波单元，模数转换单元，处理器组成。该装置的工作过程为：调制到固定频率的待检测信号 a 经过信号通道单元放大滤波后输出信号 b；参考单元输出与信号 b 同频同相的信号 d；信号 b 和信号 d 同时送入相敏检波单元，相敏检波单元滤掉调制频率的 2 倍频信号，获得差频相的直流成分得到输出信号 e，再通过模数转换单元采样得到量化输出信号 f，处理器通过读取模数转换单元的量化输出信号 f，得到最终的测量结果。

数字锁相放大检测方法检测微弱信号的装置主要由信号通道单元，参考单元，模数转换单元和处理器组成，省略了相敏检波单元。该装置的工作过程为：待检测信号 g 经过信号通道单元放大滤波后输出信号 h；参考信号经参考单元移相输出信号 j，信号 h 和信号 j 一同送给模数转换单元，模数转换单元将信号 h 和信号 j 数字化以后输出信号 k 送给处理器，处理器根据信号 h 和信号 j 计算获得最终的测量结果，实际上就是处理器完成相敏检波的工作。

采用数字锁相检测法和模拟锁相检测法检测微弱信号的装置虽然都能实现微弱信号的检测，但是系统硬件较为复杂，无论模拟锁相法，还是数字锁相法，不仅需要信号通道的处理，还需要通过一些方法产生特定的参考信号。除此之外，模拟锁相法还需要相敏检波器（模拟乘法器）；数字锁相法需要两路模数转换，分别对参考信号和待检测信号进行采样。

发明内容：

本发明要解决的技术问题是提供一种硬件结构简单、成本低的基于时频变换的微弱信号检测装置。

本发明的基于时频变换的微弱信号检测装置包括信号通道单元，模数转换单元，处理器；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元，由信号通道单元进行放大和滤波；模数转换单元对信号通道单元输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器接收模数转换单元输出的量化信号并将其转换为频域信号进行功率谱分析，得到测量结果。

基于 Parseval 定理，信号在时域的总能量等于其频域的总能量，因而在时域的信号检测，可以在频域上进行。待检测信号被调制到固定频率，只需要在频域内得到这一频率的能量，即可获得所要测量的结果。本发明由于采用处理器将时域信号变换为频域信号，在频域内对微弱信号进行检测并获得测量结果，不需要产生特定参考信号的装置，因而硬件结构简单，成本低。

所述的处理器应用软件包括用于将模数转换单元输出信号进行功率谱分析，得到待检测信号能量相对强度的傅立叶谱分析模块。

所述的信号通道单元包括放大电路，增益控制电路，抗混叠滤波器；经过调制的待测信号经过放大电路进行放大后送入增益控制电路，由增益控制电路对信号进行增益放大；增益控制电路输出的信号送入抗混叠滤波器，由抗混叠滤波器滤除高频噪声以及完成 AD 模数转换器的阻抗匹配后送入模数转换单元。

待测信号经过放大电路放大输出后，利用增益控制电路对放大信号进行增益控制，将放大信号调整到模数转换单元采样的最佳电平，提高了信噪比和微弱信号测量的动态范围；采用抗混叠滤波器滤除高频噪声，避免了后续采样的信号混叠失真，同时抑制高频噪声，进一步提高了信噪比。

所述的放大电路由前置放大器和二级放大器组成；待测信号经过前置放大器放大后输入二级放大器，经过二级放大器进一步放大后输入增益控制电路。

所述的前置放大器选用低噪声放大器；选用高输入阻抗，高共模抑制比的低噪声放大

器目的是为更少的引入噪声并完成与信号源阻抗匹配。因为信号非常微弱，仅仅依靠前置放大是不够的，所以采用二级放大器进一步放大。

所述的增益控制电路选用可编程增益控制器。可编程增益控制器可以通过软件编程来调整增益倍数，因此可以根据待测信号的强度调节增益控制电路的增益倍数，从而能够有效地将放大电路输出的信号调整到模数转换单元采样的最佳电平，提高了信噪比和微弱信号测量的动态范围。

所述的抗混叠滤波器选用有源低通滤波器。

所述的模数转换单元采用双极性 AD 转换器。

所述的抗混叠滤波器中还可以包括直流偏置电路；模数转换单元采用单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器。

直流偏置电路的作用是在增益控制电路输出信号中增加一个直流分量。由模数转换单元对输入的模拟信号进行有效的采样。在每个采样周期内单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器对输入信号进行监视，并输出该采样周期里的信号平均值，从而降低噪声对系统的影响。由于正弦信号的特殊性，单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器采样频率须设为 $f_s = (m+1) f_c$ ，其中 m 为正整数， f_c 为信号载波频率。

所述的处理器中应用软件还可以包括：

用于将 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器采样输出的数据进行去直流处理的直流分量处理模块；所述的傅立叶谱分析模块将去直流处理后的信号进行功率谱分析，得到待检测信号能量相对强度。

本发明基于的关键性原理为 Parseval 定理，即信号在时域的总能量等于其频域的总能量。表示为：

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 \quad (1)$$

根据 Parseval 定理，在时域的信号检测，可以在频率上进行；待检测信号被调制到固定频率，只需要在频域内得到这一频率的能量，即获得所要测量结果。

利用离散时间信号傅立叶变换(DFT)和 Parseval 定理, 即可得到各个频率点的能量大小, 进而得出信号调制频率上的能量大小, 实现微弱信号的相对测量。

所述的处理器还可以包括用于对功率谱分析得到的待检测信号能量相对强度进行定标修正的定标校正模块。

为了精确测量待检测信号能量的绝对大小, 需要在测试工作之前, 先进行定标。首先将待检测信号设为已知较强精密信号 V_H , 计算功率谱为 P_H , 然后再将待检测信号设为已知较弱精密信号 V_L , 计算功率谱为 P_L , 由较强信号功率谱和较弱信号功率谱计算得到系统校正系数 s :

$$s = \frac{V_H^2 - V_L^2}{P_H - P_L} \quad (2)$$

根据系统校正系数 s 即可获得待检测信号能量的绝对大小 v :

$$v = \sqrt{s * u} \quad (3)$$

其中 u 为通过傅立叶谱分析模块进行功率谱分析后得到的待检测信号能量相对强度。

本发明减少了一般弱信号检测系统需要的相敏检波器和参考信号产生通道, 硬件电路结构简单, 可靠, 降低了制作成本; 强化了数字信号处理方法在弱信号检测中的作用, 通过时频变换, 从频域测得待检测信号, 测量灵敏度高, 微弱信号测量的动态范围宽。

下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

附图说明:

图 1 为本发明的结构框图。图中 1 信号通道单元, 2 模数转换单元, 3 处理器。

图 2 为本发明信号通道单元 1 结构框图。11 放大电路, 12 增益控制电路, 13 抗混叠滤波器, 111 前置放大器, 112 二级放大器。

图 3 为本发明处理器 3 应用软件功能模块示意图。31 直流分量处理模块, 32 傅立叶谱分析模块, 33 定标校正模块。

具体实施方式:

本发明如图 1 所示, 包括信号通道单元 1, 模数转换单元 2, 处理器 3。所述的信号通

道单元 1 包括放大电路 11、增益控制电路 12 和抗混叠滤波器 13；其中放大电路 11 包括前置放大器 111 和二级放大器 112。前置放大器 111 为弱信号前级运算放大器，采用高精度，低噪声的仪表放大器 INA118；二级放大器 112 采用 OP07 型放大器。增益控制电路 12 采用可编程增益控制器，其型号为 AD8321。抗混叠滤波器 13 采用运算放大器（OP07）实现有源低通滤波。模数转换单元 2 采用双极性 AD 转换器，型号为 AD676。模数转换单元 2 还可以采用单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器，其型号为 ADS1255。当模数转换单元 2 采用单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器时，在抗混叠滤波器 13 中以本领域公知的方式设置直流偏置电路，使增益控制电路输出信号中增加一个直流分量。处理器 3 采用数字信号处理器 3，其型号为 TMS320C5509。

本发明的工作过程为：输入信号为被调制到 125Hz 频率的待检测信号 x_0 。待检测信号 x_0 经过前置放大器 111 放大后输出信号 x_1 ，信号 x_1 送入二级放大器 112，经二级放大器 112 进一步放大形成信号 x_2 。为防止信号 x_2 的幅值超过模数转换单元 2 测量的输入范围以及提高测量的精度和动态范围，二级放大器 112 的输出信号 x_2 送入增益控制电路 12，信号 x_2 经编程增益控制器增益控制后形成信号 x_3 ，信号 x_3 送入抗混叠滤波器 13。在抗混叠滤波器 13 中为尽可能消除混叠失真的影响，采用运算放大器（OP07）实现 4 阶有源低通滤波器，其 3dB 带宽设为 150Hz；为了满足单极性 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器对采样电平的要求，在该有源低通滤波器中以本领域公知的方式设置直流偏置电路，使信号 x_3 中增加一个直流分量。信号 x_3 经抗混叠滤波器 13 滤波后输出信号 x_4 ，信号 x_4 送入模数转换单元 2。由于正弦采样的特点，这里模数转换单元 2 的采样频率设为 1000 Hz，即对信号进行 8 倍过采样。为有效的对输入信号进行数据采样，模数转换单元 2 采用 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器。在每个采样周期内 $\Sigma-\Delta$ 型模数转换器对输入信号 x_4 进行监视，并输出该采样周期内的信号平均值 x_5 ，从而降低噪声对系统的影响。经采样得到的各采样周期内信号平均值 x_5 送入处理器 3。在处理器 3 中首先由直流分量处理模块 31 对信号平均值 x_5 进行去直流分量处理，形成信号 x_6 ，信号 x_6 送入傅立叶谱分析模块 32。

为了准确得到信号的频谱就需要采样时间越长越好，但是采样时间越长，计算量、存储

量也随之增大，而信号检测需要在尽可能短的时间内测得待测信号，所以需要在采样精度和采样时间上进行折衷处理。根据实际需要，选定频率分辨率 $\Delta f = 0.1\text{Hz}$ ，即可确定傅立叶变换所需要的点数 N ：

$$N = f_s / \Delta f = 10000 \quad (4)$$

其中 f_s 为采样频率。

然后对这 10000 点数据 $x(n)$ 直接进行傅立叶变换，得到频谱密度 $X_N(e^{j\omega})$ 。

然后再取其幅值的平方，并除以 N ，便得到采样信号的真实功率谱：

$$P(w) = \frac{1}{N} |X_N(w)|^2$$

由于采样频率为 f_s ，采样点数为 N 时，频率分辨率为 f_s/N ，设信号功率为 E_s ，此时，噪声带宽为 B_N ，噪声平均功率谱密度为 G_N ，傅立叶变换前系统的信噪比为：

$$SNR_{in} = 20 \log\left(\frac{S_{in}}{N_{in}}\right) = 20 \log\left(\frac{E_s}{G_N \cdot B_N}\right) \quad (5)$$

$$SNR_{out} = 20 \log\left(\frac{S_{out}}{N_{out}}\right) = 20 \log\left(\frac{E_s}{G_N \cdot B_N / N}\right) = 20 \log\left(\frac{E_s \cdot N}{G_N \cdot B_N}\right) \quad (6)$$

S_{in} 为输入信号功率， S_{out} 为输出信号功率， N_{in} 为输入噪声功率， N_{out} 为输出噪声功率。

由 (5)、(6) 可求得输出输入信噪比为：

$$\frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = 20 \log(N) \quad (7)$$

所以当采样点数 N 为 10000，系统的信噪比改善为 80dB，大大提高了弱信号检测的能力。

经傅立叶谱分析模块 32 变换后输出的数据 x_7 送入定标校正模块 33。

为了精确测量待检测信号能量的绝对大小，需要在测试工作之前，先进行定标。首先将待检测信号设为已知较强精密信号 V_H ，计算功率谱为 P_H ，然后再将待检测信号设为已知较弱精密信号 V_L ，计算功率谱为 P_L ，由较强信号功率谱和较弱信号功率谱计算得到系统校正系数 s ：

$$s = \frac{V_H^2 - V_L^2}{P_H - P_L} \quad (2)$$

根据系统校正系数 s 即可获得待检测信号能量的绝对大小 v :

$$v = \sqrt{s * u} \quad (3)$$

其中 u 为通过傅立叶谱分析模块 32 进行功率谱分析后得到的待检测信号能量相对强度。

本发明不限于上述实施方式，处理器 3 还可以采用其他如可编程逻辑器件（FPGA）、ARM、单片机或 PC 机等具有信号分析处理能力的器件。只要是采用具有信号分析处理能力的器件将待测的微弱时域信号转换为频域信号进行功率谱分析，得到测量结果，都不脱离本发明的思想，都在本发明意图保护的范围之内。

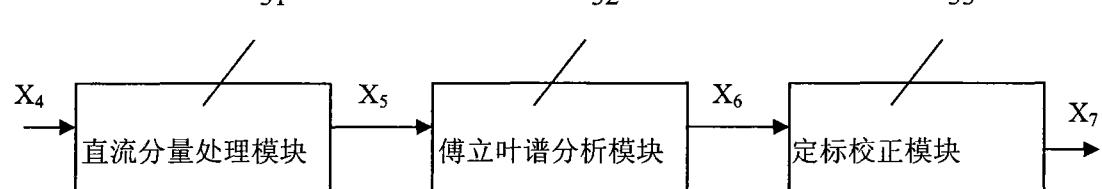
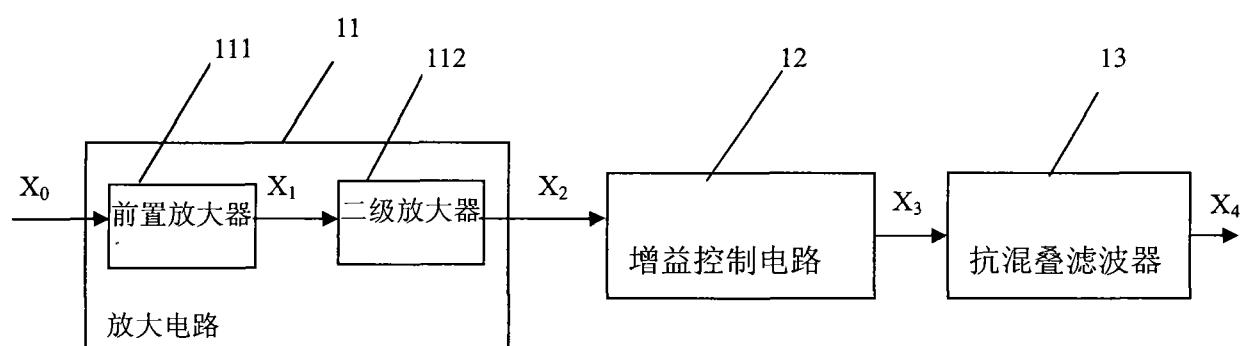
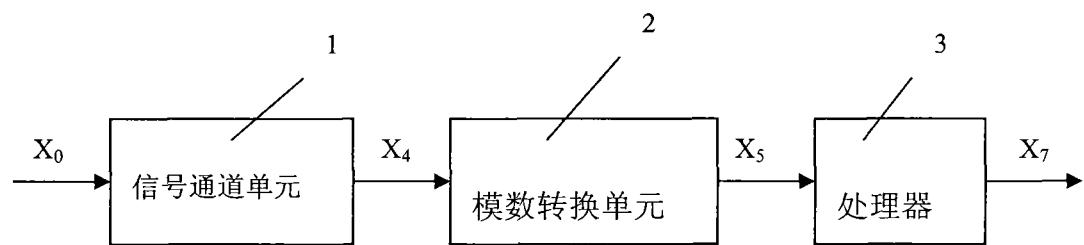


图 3