



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104655929 A

(43) 申请公布日 2015. 05. 27

(21) 申请号 201510004030. 4

G01S 13/58(2006. 01)

(22) 申请日 2015. 01. 04

(71) 申请人 中国科学院物理研究所

地址 100190 北京市海淀区中关村南三街 8 号

(72) 发明人 陆俊 沈保根 邵晓萍

(74) 专利代理机构 北京泛华伟业知识产权代理有限公司 11280

代理人 王勇 王博

(51) Int. Cl.

G01R 23/16(2006. 01)

G01R 25/00(2006. 01)

G01S 13/06(2006. 01)

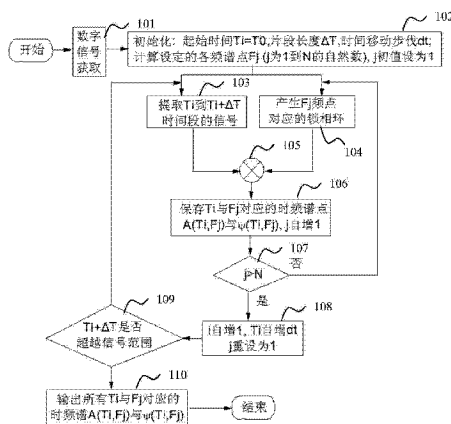
权利要求书1页 说明书7页 附图6页

(54) 发明名称

一种时域信号的数字时频测量方法及相应的目标识别方法

(57) 摘要

本发明提供一种时域信号的数字时频测量方法,包括:1) 根据待测信号的采样率 v 设定时间窗口长度 ΔT,确定时频测量的频谱范围,该频谱范围在 1/ΔT 到 v/2 之间;2) 用时间窗口截取待测信号;3) 在所确定的频谱范围内设定离散频点序列,对于每个频点,用频率值等于当前频点,且相位差恒定为 90 度的两个正弦信号作为参考信号,分别对当前待处理信号分片进行相关计算,将两个相关计算结果分别作为实部和虚部计算模与幅角,得到当前时间点、当前频点的幅度值和相位值;4) 重复执行步骤 2) 至 3),直到得到被测信号每个时间点和频点组合所对应的幅度值和相位值。本发明能够在准确测出幅度时频谱的同时准确测出相位时频谱,且抗噪能力强,响应速度快,时间分辨率高。



1. 一种时域信号的数字时频测量方法,包括下列步骤:

1) 接收待测数字信号,根据待测信号的采样率 v 设定时间窗口长度 ΔT ,确定时频测量的频谱范围,所述频谱范围在 $1/\Delta T$ 到 $v/2$ 之间,其中 $1/\Delta T < v/2$;

2) 用时间窗口截取待测信号,得到当前时间点对应的待处理信号分片;

3) 在步骤 1) 确定的范围内设定离散频点序列,对于离散频点序列中的每个频点,用频率值等于当前频点,且相位差恒定为 90 度的两个正弦信号作为参考信号,分别对当前待处理信号分片进行相关计算;将两个所述参考信号对应的相关计算结果分别作为复数的实部和虚部,然后计算所述复数的模与幅角,并将所述模与幅角分别作为当前时间点、当前频点的幅度值和相位值;

4) 将下一个时间点设定为当前时间点,重复执行步骤 2) 至 3),直到得到被测信号每个时间点和频点组合所对应的幅度值和相位值。

2. 根据权利要求 1 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 1) 中,所确定的所述频谱范围是: $2/\Delta T$ 到 $v/5$ 。

3. 根据权利要求 2 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 还包括:对于每个当前频点 f ,计算其所对应的当前周期 k/f ,从当前的所述待处理信号分片中舍去待处理信号分片末尾的一段数据,以保证参与相关计算的待处理信号的时间长度是当前频点对应周期长度 $1/f$ 的整数倍。

4. 根据权利要求 3 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 还包括:每个所述参考信号的时间长度均与所述参与相关计算的待处理信号的时间长度一致。

5. 根据权利要求 3 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 还包括:通过在所述步骤 1) 确定的频谱范围内线性取点或非线性取点设定所述的离散频点序列。

6. 根据权利要求 5 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 中,所述非线性取点包括:对数均匀取点,多项式函数均匀取点或者倒数均匀取点。

7. 根据权利要求 3 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 中,当设定所述的离散频点序列采用线性取点时,对于离散频点序列中的任意一个频点 f ,使时间窗口长度 ΔT 是该频点 f 对应的周期长度 $1/f$ 的整数倍。

8. 根据权利要求 1 所述的时域信号的数字时频测量方法,其特征在于,所述步骤 3) 中,两个所述参考信号为: $\cos(\omega t)$ 与 $\sin(\omega t)$, t 表示时间, ω 表示当前频点所对应的角频率。

9. 一种目标识别方法,其特征在于,包括下列步骤:

1) 探测目标获得目标的反射信号;

2) 用权利要求 1~6 中任一项所述的时域信号的数字时频测量方法获取所述反射信号的幅度时频谱和相位时频谱;

3) 根据步骤 2) 所得的幅度时频谱和相位时频谱计算目标的方位和速度。

一种时域信号的数字时频测量方法及相应的目标识别方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电子与时频测量技术领域,具体地说,本发明涉及一种时域信号的数字时频测量方法。

背景技术

[0002] 频谱仪是一种典型的频谱测量装置,它广泛应用于电工电子、物理化学、生物医学与国防安全等各领域。随着应用水平和要求的逐步提高,人们对频谱仪功能的要求也越来越高。例如超声波诊断、心电图和脉冲雷达方面的应用,频谱仪不仅需要具有优良的频谱分辨能力,还应当具备优良的时间分辨能力。

[0003] 目前国内外市场流行的频谱仪是基于傅里叶变换的频谱仪,对于幅度谱,它具备良好的频谱分辨能力和时间分辨能力,能够在一定程度上处理复杂的瞬态响应的信号及其衍生信号的演变。然而,傅里叶变换存在时域的窗口截断效应,它需要利用有限的时间窗口内的信号来近似表示无限时长的信号,这造成相位测量与幅度测量存在明显偏差。即现有的基于傅里叶变换的频谱仪在准确测出信号的幅度谱的同时,其同时所测出的相位谱存在较大的偏差甚至错误。而相位谱能够反映被测信号的大量特征,如果不能准确地同步测出幅度谱和相位谱,就难以完整地分析信号(尤其是复杂的瞬态响应的信号及其衍生信号)中所携带的信息。

[0004] 为克服上述缺陷,中国专利申请 CN 101308175A 提出了一种在傅里叶变换基础上的改进方案,该方案在傅里叶变换过程中引入了一些参数对其相位谱进行修正,从而在一定程度上缩小了相位偏差。然而这种方案不能从根本上改变傅里叶变化中的时域窗口截断效应,并且这种方案有可能因人为引入参数带来额外的偏差,因此其相位谱的准确度仍然存在不足,有待提高。

[0005] 因此,当前迫切需要一种能够准确地同步测出时域信号的幅度谱和相位谱的解决方案。

发明内容

[0006] 本发明的任务是提供一种能够准确地同步测出时域信号的幅度谱和相位谱的解决方案。

[0007] 为实现上述发明目的,本发明提供了一种数字时频测量方法,包括下列步骤:

[0008] 1) 设定时间窗口长度 ΔT ,根据所设定的时间窗口长度 ΔT 和待测信号的采样率 ν 确定能够测量的频谱范围,该频谱范围是: $1/\Delta T$ 到 $\nu/2$;

[0009] 2) 用时间窗口截取待测信号,得到当前时间点对应的待处理信号分片;

[0010] 3) 在步骤 1) 确定的范围内设定离散频点序列,对于频点序列中的每个频点,用频率值等于当前频点,且相位差恒定为 90 度的两个正弦参考信号,分别对当前待处理信号分片进行相关计算;将所述两个参考信号对应的相关计算结果分别作为实部和虚部组成复数,计算所组成的复数模与幅角,将所述模与幅角分别作为当前时间点、当前频点的幅度值

和相位值；

[0011] 4) 将下一个时间点设定为当前时间点,重复执行步骤 2) 至 3),直到得到被测信号每个时间点和频点组合所对应的幅度值和相位值。

[0012] 其中,所述步骤 1) 中,所确定的所述频谱范围是 $:2/\Delta T$ 到 $v/5$ 。

[0013] 其中,所述步骤 3) 还包括:对于每个当前频点 f ,计算其所对应的当前周期 k/f ,从当前的所述待处理信号分片中舍去待处理信号分片末尾的一段数据,以保证参与相关计算的待处理信号的时间长度是当前频点对应周期长度 $1/f$ 的整数倍;并且,每个所述参考信号的时间长度均与所述参与相关计算的待处理信号的时间长度一致。

[0014] 其中,所述步骤 3) 还包括:通过在所述步骤 1) 确定的范围内线性取点或非线性取点设定所述的离散频点序列。

[0015] 其中,所述步骤 3) 中,所述非线性取点包括:对数均匀取点,多项式函数均匀取点或者倒数均匀取点。即在步骤 1) 确定的范围内,沿着对数,多项式或者倒数函数在横坐标轴上进行均匀取点,所取点的纵坐标就是所取的频点值,这样所得到的离散频点序列就会沿着对数,多项式或者倒数函数排列,从而更加灵活地获得所需的时频谱。

[0016] 其中,所述步骤 3) 中,当设定所述的离散频点序列采用线性取点时,对于离散频点序列中的任意一个频点 f ,使时间窗口长度 ΔT 是该频点 f 对应的周期长度 $1/f$ 的整数倍。

[0017] 与现有技术相比,本发明具有下列技术效果:

[0018] 1、能够在准确测出幅度时频谱的同时准确测出相位时频谱。

[0019] 2、抗噪能力强。

[0020] 3、响应速度快。

[0021] 4、时间分辨力高。

附图说明

[0022] 图 1 示出了本发明技术原理的示意图;

[0023] 图 2 示出了本发明一个实施例的流程图;

[0024] 图 3 示出了本发明一个实施例中的一个待分析信号的时域波形图;

[0025] 图 4 示出了对于图 3 的被分析信号,根据本发明一个实施例所测的幅度与相位频谱(灰线表示)与传统的傅里叶变换方案所测的幅度与相位频谱(黑色方框连线表示)的对照示意图;

[0026] 图 5 示出了本发明一个实施例中的另一个待分析信号的时域波形图;

[0027] 图 6 示出了对于图 5 的被分析信号,根据本发明一个实施例所测的幅度频谱;

[0028] 图 7 示出了对于图 5 的被分析信号,根据本发明一个实施例所测的时频联合分析幅度谱图;

[0029] 图 8 示出了对于图 5 的被分析信号,根据本发明一个实施例所测的时频联合分析相位谱图;

[0030] 图 9 示出了本发明一个实施例中的又一个待分析信号的时域波形图;

[0031] 图 10 示出了对于图 9 的被分析信号,根据本发明一个实施例所测的幅度谱图;

[0032] 图 11 示出了对于图 9 的被分析信号,在较强噪声情形下根据本发明一个实施例所

测的 116 微秒到 124 微秒之间的信号分片的信号时域分布图和频谱分布图。

[0033] 其中 a) b) 分别为不含目标信号时背景噪声的时域和频域谱 ;c) d) 分别为单次测量的带噪声目标信号的时域和频域谱 ;e) f) 分别为 10 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱 ;g) h) 分别为 100 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱 ;i) j) 分别为 1000 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱。

具体实施方式

[0034] 下面,结合附图和实施例对本发明做进一步的描述。

[0035] 为便于理解,首先介绍本发明的测量原理。图 1 示出了本发明技术原理的示意图,本发明提出锁相环与相关器组合的方法来实现高密度频谱的幅度和相位的快速准确测量,此时相位的测量直接通过锁相环的两路信号分别与被测信号进行相关而获得,而无需反复扫描相位,大大节省处理时间。具体来讲,本发明使用的锁相时频测量的基本原理是:首先设定待测频率 $\omega = 2\pi f$,由锁相环负责产生相位差恒定为 90 度的两路正弦波信号,如 $\cos(\omega t)$ 与 $\sin(\omega t)$,即复数信号 $e^{i\omega t}$;然后让相位被锁定的两路信号分别与被测信号进行如公式 (1a) 或 (1b) 的相关运算,获得信号在该设定频率下的复数(实部和虚部,或幅度和相位)。原理公式表达如下:

$$[0036] \quad \mathbf{S}(\omega) = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T [\mathbf{S}(t) \times e^{i\omega t}] dt = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T \{\mathbf{S}(t) \times [\cos(\omega t) + i \times \sin(\omega t)]\} dt \quad (\text{连续情形})$$

(1a)

$$[0037] \quad \mathbf{S}(\omega) = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N (\mathbf{S}_k \times e^{\frac{i\omega k}{fn}}) = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N \{\mathbf{S}_k \times [\cos(\frac{\omega k}{fn}) + i \times \sin(\frac{\omega k}{fn})]\} \quad (\text{离散情形}) \quad (1b)$$

其中复数函数 $S(\omega)$ 是复数信号 $S(t)$ 的频谱, S_k 为复数离散信号序列, i 为虚数单位即 -1 的平方根, n 为每周期数字样本个数, N 为 n 的自然数倍,信号长度 T 为 $1/f$ 的自然数倍。对于通常的信号,复数函数 $S(t)$ 的虚部为零,此时复数函数 $S(t)$ 等于实数函数 $S(t)$,而复数 $S(\omega)$ 的实部和虚部分别表示,即其中,根据公式 (1a),将复数 $S(\omega)$ 按实部和虚部分别表示,得到公式 (2a) 和 (3a),根据公式公式 (1b),将复数 $S(\omega)$ 按实部和虚部分别表示,得到公式 (2b) 和 (3b)

$$[0038] \quad S_{\text{Re}}(\omega) = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T [S(t) \times \cos(\omega t)] dt \quad (\text{连续情形}) \quad (2a)$$

$$[0039] \quad S_{\text{Re}}(\omega) = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N [S_k \times \cos(\frac{\omega k}{fn})] \quad (\text{离散情形}) \quad (2b)$$

$$[0040] \quad S_{\text{Im}}(\omega) = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T [S(t) \times \sin(\omega t)] dt \quad (\text{连续情形}) \quad (3a)$$

$$[0041] \quad S_{\text{Im}}(\omega) = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N [S_k \times \sin(\frac{\omega k}{fn})] \quad (\text{离散情形}) \quad (3b)$$

[0042] 需要指出的是,本发明中使用的基本原理,即公式 (1a) 和 (1b),与傅里叶变换的积分或求和在形式上非常相似,这是因为本发明的公式具备时域到频域或实空间向密度空间变换所普遍具有的特征。实际上,本发明使用的时间分辨锁相原理在本质上不同于傅里

叶变换。具体来说,傅里叶变换假设原始信号在正负无穷大区间内,只有满足该理想假设时任意两个频率之间的正交性才能保证,进而使得频谱准确性可以保证。但该理想情况在实际应用中并不存在,因为实际应用中信号的时间窗口并非无限大,这种偏离导致实际的傅里叶变换谱不能保证连续正交,在有些频率点上的其准确性会部分甚至完全丧失,而在相位频谱中,这一问题尤其突出。本发明对于有限时间长度的真实信号的处理方法为:对于频谱内的任意频率点,根据其对应的周期从原始信号(即待测信号)中取足够多的自然数倍(例如2倍,3倍等)的时间长度,然后与该频率点的一对相位差锁定在90度的正交信号进行相关,如通过公式(2b)与(3b)分别获得信号在该频率点的实部与虚部,就能获得原始信号相应时间分片在相应频点的幅度值与相位值。并且,这种方案在很大程度上避免了其它频率的信号能量对该频率点的测量带来干扰,因而频率点的连续性与各频率点的测量准确性可同时被保证。

[0043] 基于上述分析,图2示出了根据本发明的一个实施例所提供的一种数字时频测量方法的流程示意图,该方法包括下列步骤:

[0044] 步骤101:获取时域数字信号。该时域数字信号既可以是直接接收的数字信号,也可以是对模拟信号进行采样得到的数字信号。

[0045] 步骤102:进行初始化,设置待扫描的时间点变量 T_i ,将起始时间点设为 T_0 (此时 $i=0$),设置时间窗口长度 ΔT ,时间点移动步伐 dt ,根据所获取的时域数字信号的采样率 v 确定能够测量的频谱范围,该频谱范围在 $1/\Delta T$ 与 $v/2$ 之间,其中, $1/\Delta T$ 是低频边界,过低的频率就会出现测量准确性的明显下降,而根据香农采样定理, $v/2$ 是高频极限。优选地,该频谱范围在 $2/\Delta T$ 与 $v/5$ 之间,这样能够增加一定的工程裕度,例如在上限取 $v/5$ 时,频率上限增加了2.5倍的工程裕度。

[0046] 根据所确定的频谱范围生成频点序列,所述频点序列中的每个频点 f 均满足条件:时间窗口长度 ΔT 的采样点个数是频点 f 周期长度(即 $1/f$)所对应的采样点个数的整数倍。例如:所取频点可以是: $2/\Delta T, 3/\Delta T, \dots, n/\Delta T$ 。其中 n 可根据需要选择,例如可以是数十到数百,在选择 n 时,应注意保证 $n/\Delta T$ 小于所确定频谱范围的上限,例如小于 $v/5$ 。

[0047] 为便于描述,下文将频点记为 F_j , j 为1到 N 的自然数, j 初值为1, N 是组成频点序列的频点个数。

[0048] 步骤103:提取 T_i 到 $T_i+\Delta T$ 时段的待测时域数字信号,得到当前时间点 T_i 对应的时域数字信号片段。

[0049] 步骤104:产生 F_j 频点对应的锁相环,即产生相位差恒定为90度的两路参考信号 $\cos(\omega t)$ 与 $\sin(\omega t)$,其中 ω 就是与 F_j 频点对应的角频率, $\omega=2\pi F_j$ 。步骤103和步骤104可并行执行。

[0050] 步骤105:用两路参考信号 $\cos(\omega t)$ 与 $\sin(\omega t)$ 分别与当前时间窗口内的时域信号进行相关运算,得到两个相关结果。

[0051] 步骤106:将步骤105的两个相关结果分别作为实部和虚部组成一个复数,然后计算该复数的模与幅角,将模作为时间点 T_i ,频点 F_j 的幅度值,记为 $A(T_i, F_j)$,将幅角作为时间点 T_i ,频点 F_j 的相位值,记为 $\Psi(T_i, F_j)$,然后 j 自增1。

[0052] 步骤107:判断 j 是否大于 N ,如果判断为否,回到步骤104,产生下一个频点,并继续与当前时间点 T_i 对应的时域数字信号片段进行相关处理,如果判断为是,则进入步骤

108。

[0053] 步骤 108 :i 自增 1, j 重设为 1。由于初始化时已设置时间点移动步伐 dt, 因此本步骤中, 当 i 自增 1 时, Ti 自增 dt。

[0054] 步骤 109 :判断当前 $T_i + \Delta T$ 是否超越信号待测时域数字信号的范围, 如果是, 进入步骤 110, 如果否, 则回到步骤 103, 产生下一个时域数字信号片段并与当前频点 F_j 对应的锁相环进行相关运算。

[0055] 步骤 110 :输出所有 T_i 与 F_j 对应的时频幅度值 $A(T_i, F_j)$ 和时频相位值 $\Psi(T_i, F_j)$, 组成二维的时频幅度谱 (例如图 7 所示的二维谱图) 和时频相位谱 (例如图 8 所示的二维谱图)。

[0056] 再参考图 1, 可以从中看出本发明的信号流向, 更加直观地示出了待测数字时域信号在各个阶段的处理情况。待测数字时域信号先被切分成时域信号片段, 然后将时域信号片段与数字变频锁相环进行相关运算, 得到两路相关结果, 这两路相关结果分别作为一个复数的实部和虚部, 这样通过计算复数的模和幅角就能得到幅度时频谱和相位时频谱。

[0057] 进一步地, 所述步骤 102 中, 在设定频谱范围时, 时间窗口长度 ΔT 内的采样点个数是所确定频谱范围的最小频点所对应的采样点个数的 2 倍。此时, 频率、幅度和相位的测量不确定度可控制在 10% 以内。而在另一实施例中, 时间窗口长度 ΔT 的采样点个数是所确定频谱范围的最小频点所对应的采样点个数的倍数取值也可以是 3, 此时频率、幅度和相位的测量不确定度可降至 2% 以内, 但计算复杂度会有所增加。当然, 上述倍数也可取值 3 以上的整数, 这是本领域技术人员易于理解的。

[0058] 在前文所述的步骤 102 中, 频点序列通过在所确定的频谱范围内进行线性取点获得。在本发明的另一实施例中, 频点序列也可以通过非线性取点策略获得, 例如对数均匀取点、多项式函数均匀取点、倒数均匀取点等。这种取点策略可以更加灵活地获得具有所需分辨率的频谱。同时, 在采用非线性取点策略时, 可以舍去长度为 ΔT 的时间窗口末尾的一段数据, 以保证参与相关计算的时间窗口的采样点个数是频点 f 周期长度 (即 $1/f$) 所对应的采样点个数的整数倍, 从而确保相位谱的准确性。

[0059] 下面通过三个具体的信号测量对上述实施例的效果做进一步说明。

[0060] 实例 1 :对未知信号中各频率分量的频率、幅值与相位进行测量

[0061] 设定一个信号, 它由不具有直接倍频关系的三个频率分别为 2.3kHz、37.7kHz 与 397.3kHz, 幅度分别为 1.1V、0.2V 与 0.7V, 相位分别为 30 度、60 度与 120 度的正弦信号相加合成, 其表达式, 如公式 (4) 所示:

$$[0062] \quad S_1(t) = 1.1 \times \sin(2\pi \times 2300 + \frac{\pi}{6}) + 0.2 \times \sin(2\pi \times 37700 + \frac{\pi}{3}) + 0.7 \times \sin(2\pi \times 397300 + \frac{\pi}{6}) \quad (4)$$

[0063] 该信号的时域波形如图 3 所示。图 4 示出了对于图 3 的被分析信号, 根据本发明所测的幅度与相位频谱 (灰线表示) 与传统的离散傅里叶变换方案所测的幅度与相位频谱 (黑色方框连线表示) 的对照示意图。参考图 4, 可以看出在对数坐标下, 傅里叶变换获得的坐标点在低频时相比高频下要稀疏很多, 而使用本发明获得的频谱无论在线性还是对数坐标下都可以均匀取点。此外发明人还对二者进行窗口效应的对照考察, 傅里叶变换得到的频谱会有明显变化, 而本发明则没有明显变化。通过两种频谱分析方法测量未知信号的结果与设定值的对照, 如表 1 所示, 可以看出本发明获得的频谱与傅里叶变换频谱获

得的频谱在频率点、幅度尤其是相位的测量都具有明显优势,其中最后三行数据为综合三个频率点的测量值与设定值差异的测量不确定度平均值,傅里叶变换对频率、幅度和相位的测量不确定度分别为 3.9%、5.5%与 98.8%,而使用本发明测量的不确定度则分别仅为 0.17%、1.1%与 6.7%。表 1 示出了使用本发明与通常离散傅里叶变换频谱对实例 1 的未知信号测量结果对照

[0064] 表 1

[0065]

项目	设定信号各参 量及数值单位	傅里叶变换测量值		本发明测量值	
		1ms 窗口	2ms 窗口	1ms 窗口	2ms 窗口
低频	频率 2.3 (kHz)	2000	2500	2280.4	2301.38
	幅度 1.1 (V)	1.01	0.84	1.17	1.1023
	相位 30 (度)	-0.09	-2.26	34.34	30.68
中频	频率 37.7 (kHz)	38000	37496	37687.5	37687
	幅度 0.2 (V)	0.17	0.145	0.19855	0.1967
	相位 60 (度)	4.8	0.72	59.54	64.3
高频	频率 397.73 (kHz)	397000	397460	397334	397334
	幅度 0.7 (V)	0.6	0.58789	0.6986	0.695
	相位 120 (度)	7.75	-0.48	113.8	107.7
综合 测量 评价	频率不确定度	3.9%		0.17%	
	幅值不确定度	5.5%		1.1%	
	相位不确定度	98.8%		6.7%	

[0066] 实例 2 :对脉冲及其衍生信号进行联合时频分析

[0067] 根据公式 (5) 所示的辛格函数组合仿真脉冲波形 $P(t)$, 设计三个脉冲 $P_1(t)$ 、 $P_2(t)$ 、 $P_3(t)$, 并外加一个电压在 -1 与 1 之间随机变化的白噪声干扰 $W(t)$, 根据公式 (6) 将四者加权组合, 最终获得实验用脉冲及其衍生信号的仿真波形, 其时域波形图如图 5 所示, 图 6 示出了对于图 5 的被分析信号, 根据本发明一个实施例所测的幅度频谱。其中,

[0068] $P(t) = \text{sinc}(2\pi t \times 300000) - 2 \times \text{sinc}(2\pi t \times 600000)$

[0069] $P_1(t) = \begin{cases} 0 & (t < 12.5\mu\text{s}) \\ P(t) & (t \geq 12.5\mu\text{s}) \end{cases}$

[0070] $P_2(t) = \begin{cases} 0 & (t < 37.5\mu\text{s}) \\ P(t) & (t \geq 37.5\mu\text{s}) \end{cases} \quad (5)$

$$[0071] \quad P_3(t) = \begin{cases} 0 & (t < 117 \mu s) \\ P(t) & (t \geq 117 \mu s) \end{cases}$$

$$[0072] \quad W(t) = \text{Random}(-1, 1)$$

$$[0073] \quad S_2(t) = P_1(t) + 0.5P_2(t) + 0.2P_3(t) + 0.005W(t) \quad (6)$$

[0074] 从图 6 可以看出被测信号能量主要分布在 100kHz 与 1MHz 之间,为了综合表达出该信号包含的时频特性,使用本发明获得该信号的时频联合幅度谱图与相位谱图,分别如图 7、图 8 所示,从中可以清晰的看到脉冲信号及其衍生信号的频谱随时间的演变。

[0075] 实例 3 :对特定时间段内被噪音淹没的目标信号进行抗噪分析

[0076] 该信号产生过程与实例 2 类似,只是模拟更加苛刻的实际应用,即由于某种原因, $P_3(t)$ 脉冲信号被高度抑制,降低到原来的 5%,而且背景噪声增强到原来的 100 倍,合成过程如公式 7 :

$$[0077] \quad S_3(t) = P_1(t) + 0.5P_2(t) + 0.01P_3(t) + 0.5W(t) \quad (7)$$

[0078] 该实例信号对应的时域波形如图 9 所示,图 10 示出了对于图 9 的被分析信号,尽管从图 10 看来其整体频谱相对实例 2 的图 6 没有明显差异,即频谱能量仍然主要分布在 100kHz 与 1MHz 之间,但三号脉冲 $P_3(t)$ 与图 5 相比几乎已无法分辨出来。为了准确判断该时间段信号的有无及频谱强弱,对该时间段进行聚焦分析。图 11 示出了对于图 9 的被分析信号,在较强噪声情形下根据本发明一个实施例所测的 116 微秒到 124 微秒之间的信号分片的信号时域分布图和频谱分布图。其中 a)b) 分别为不含目标信号时背景噪声的时域和频域谱;c)d) 分别为单次测量的带噪声目标信号的时域和频域谱;e)f) 分别为 10 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱;g)h) 分别为 100 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱;i)j) 分别为 1000 次带噪声目标信号测量的平均时域和频域谱。如图 11 所示,通过综合比较无脉冲时的背景,和利用多次同步累积平均的方法,可以看出尽管从时域上看不到 $P_3(t)$ 脉冲,但通过本发明的技术,从该时间段频谱的一次测量可以判断该信号确实存在,而且经过 10 次测量和累积平均即可以准确测定其频谱在 500-700kHz,幅度在 0.01V 左右。

[0079] 在实际测试中,用某雷达接收已知目标的反射信号,然后根据本发明的方法分析该反射信号得到该信号的时频谱(即该反射信号在所设定的每个时间窗口的各个频点的幅度值和相位值),然后再根据时频谱所得的幅度谱和相位谱信息,计算目标的方位和速度,所得结果与该已知目标的实际方位和速度吻合。

[0080] 最后应说明的是,以上实施例仅用以描述本发明的技术方案而不是对本技术方法进行限制,本发明在应用上可以延伸为其它的修改、变化、应用和实施例,并且因此认为所有这样的修改、变化、应用、实施例都在本发明的精神和教导范围内。

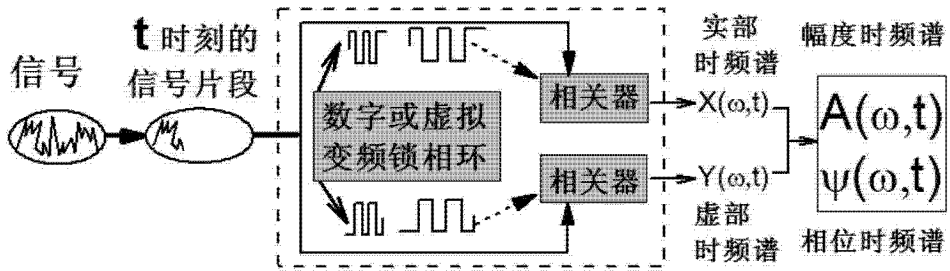


图 1

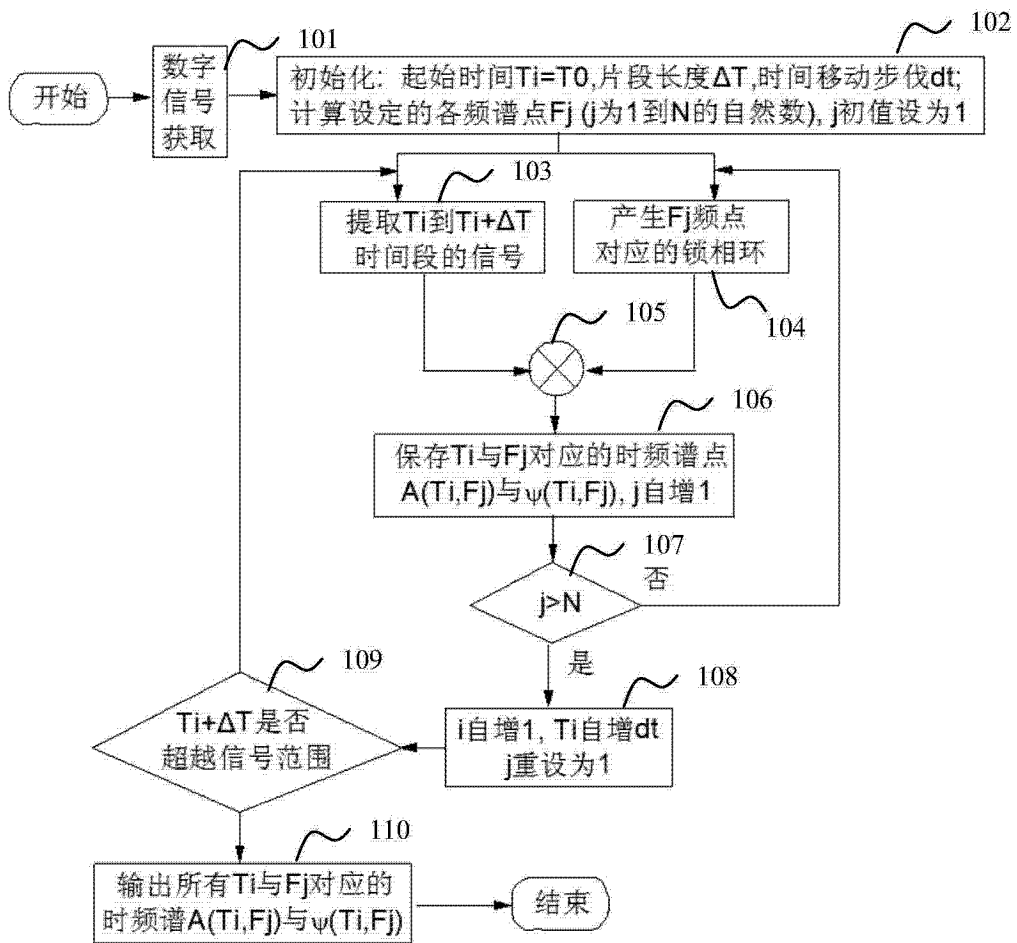


图 2

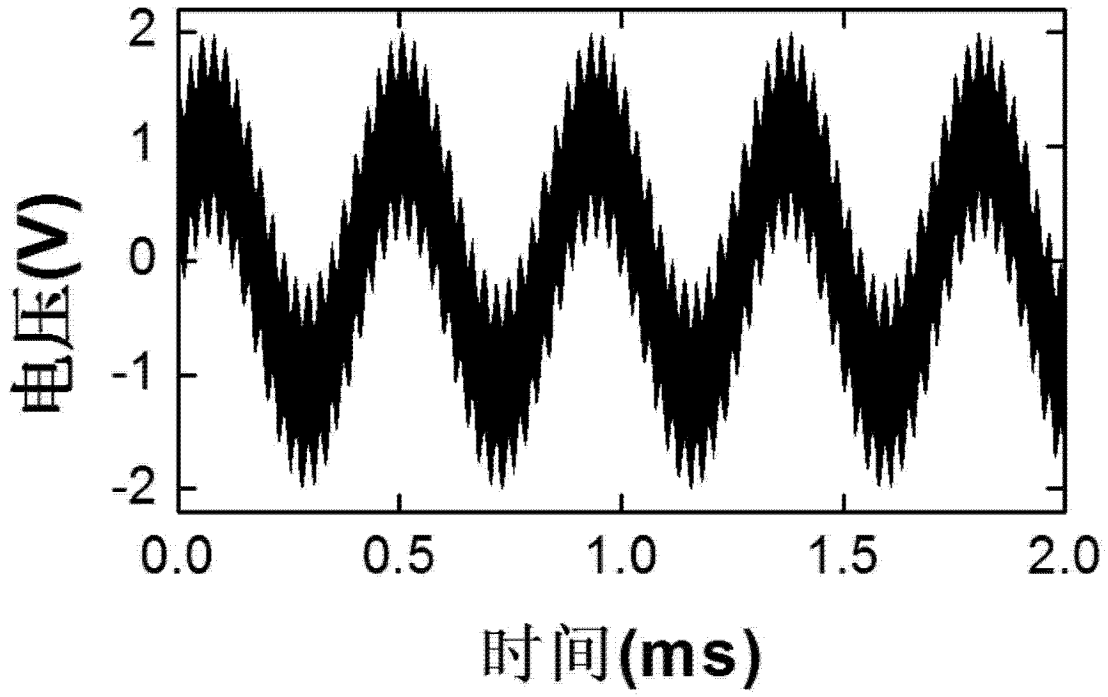


图 3

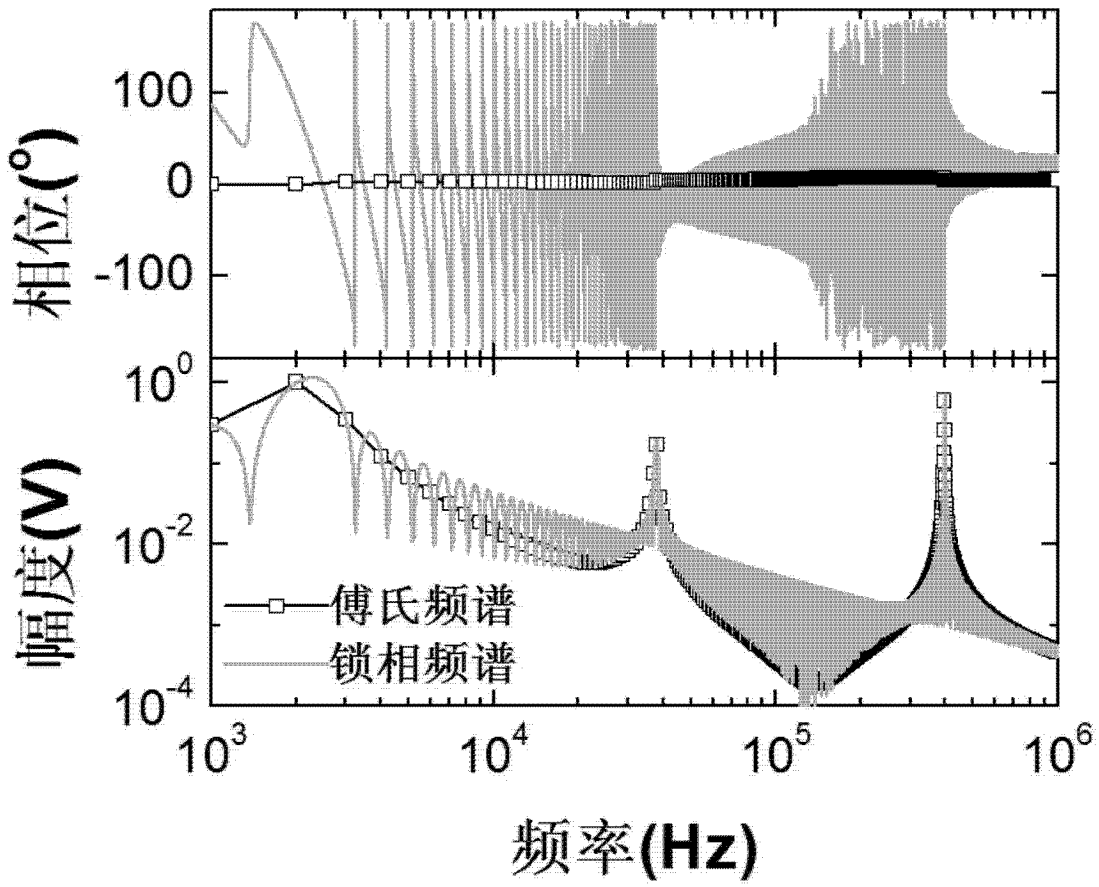


图 4

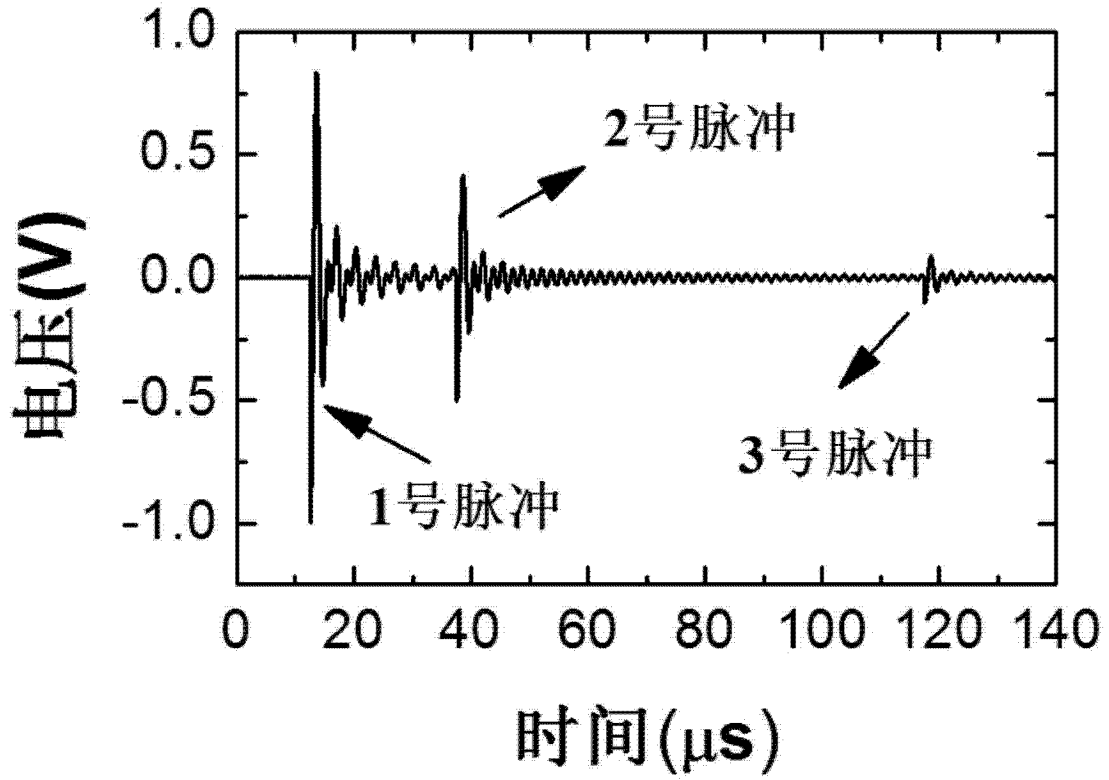


图 5

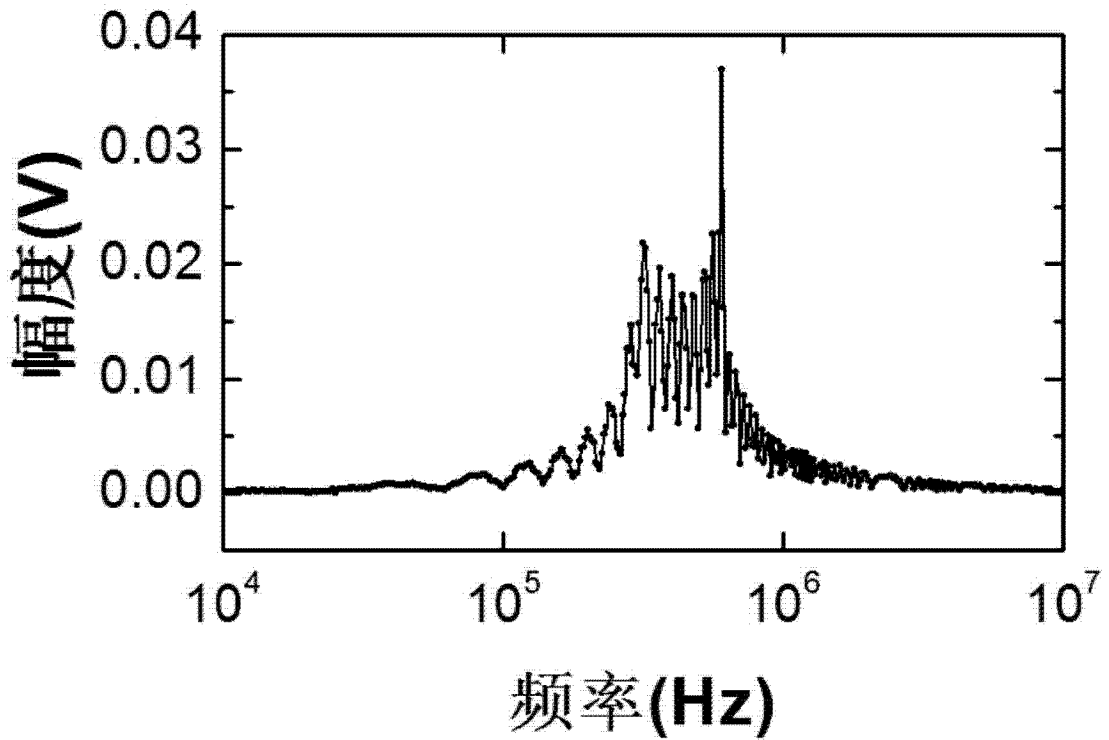


图 6

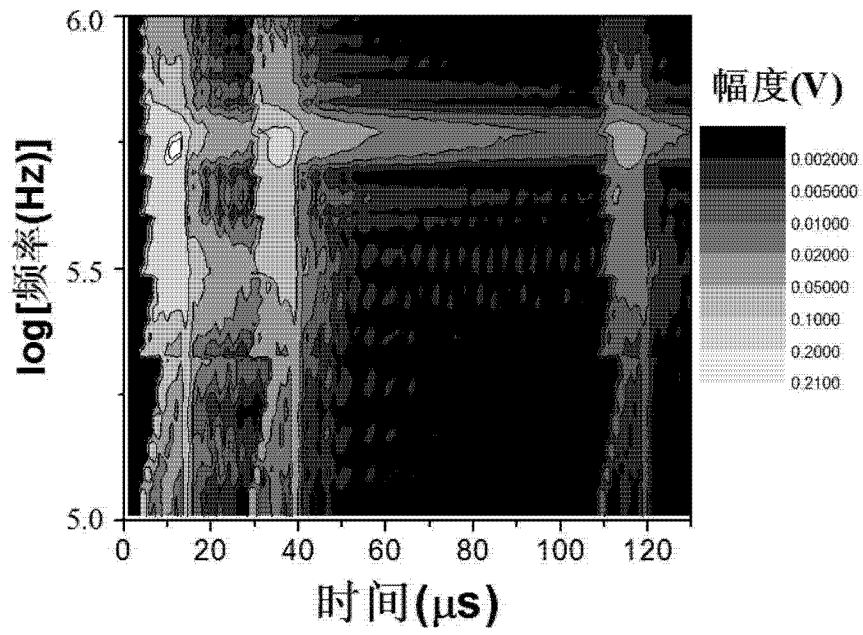


图 7

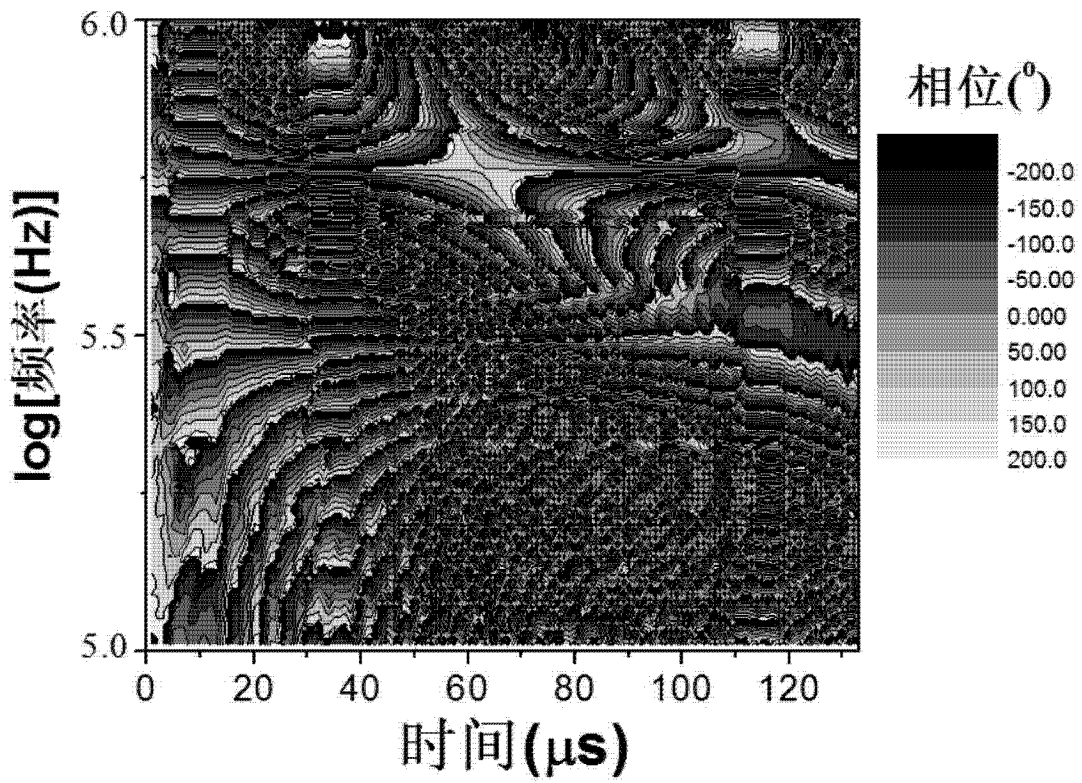


图 8

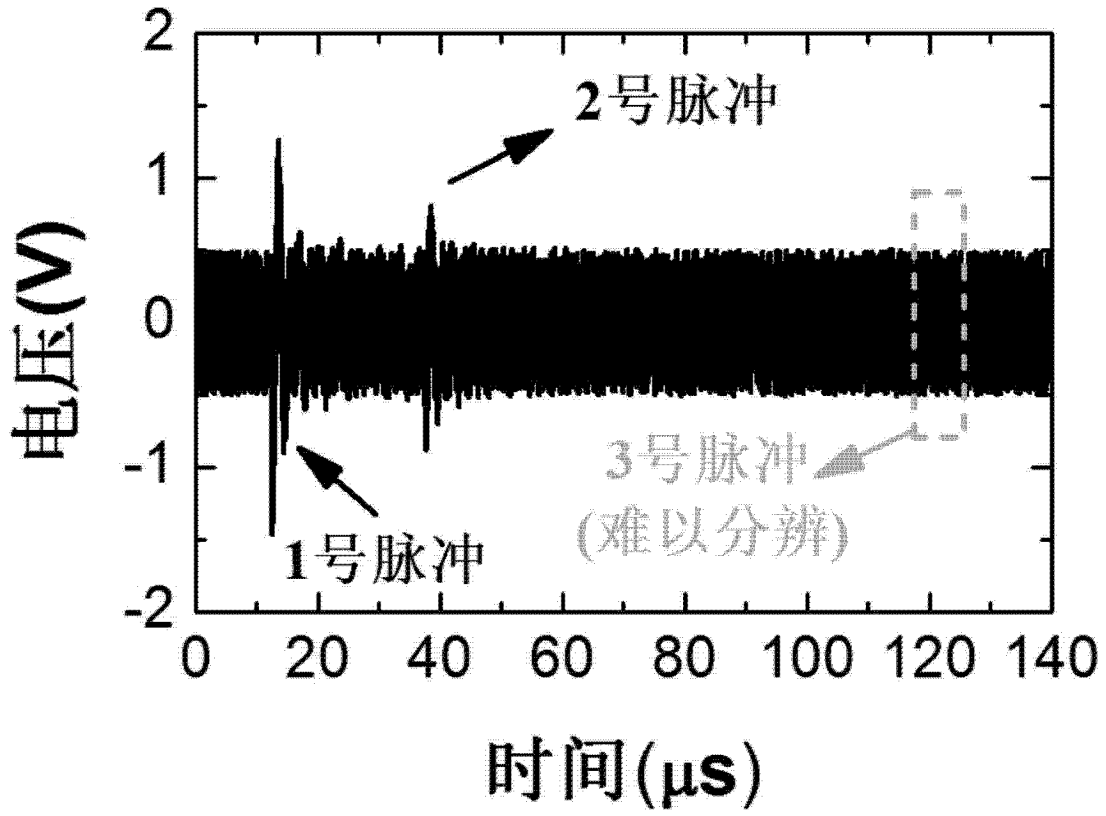


图 9

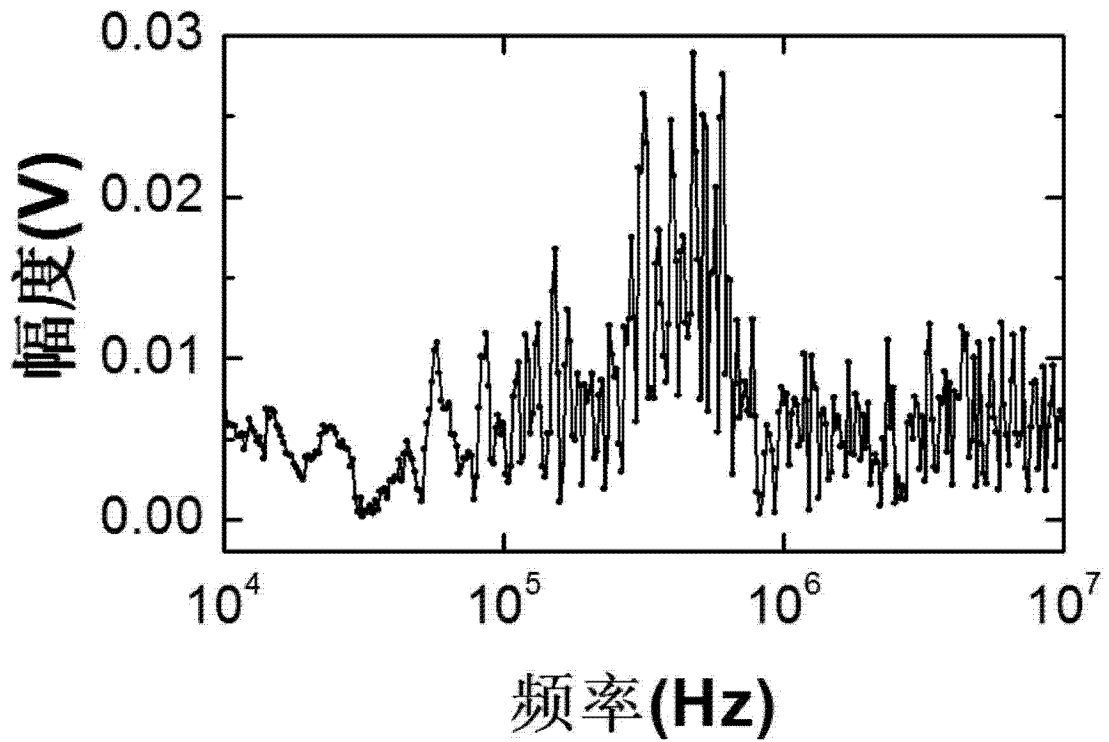


图 10

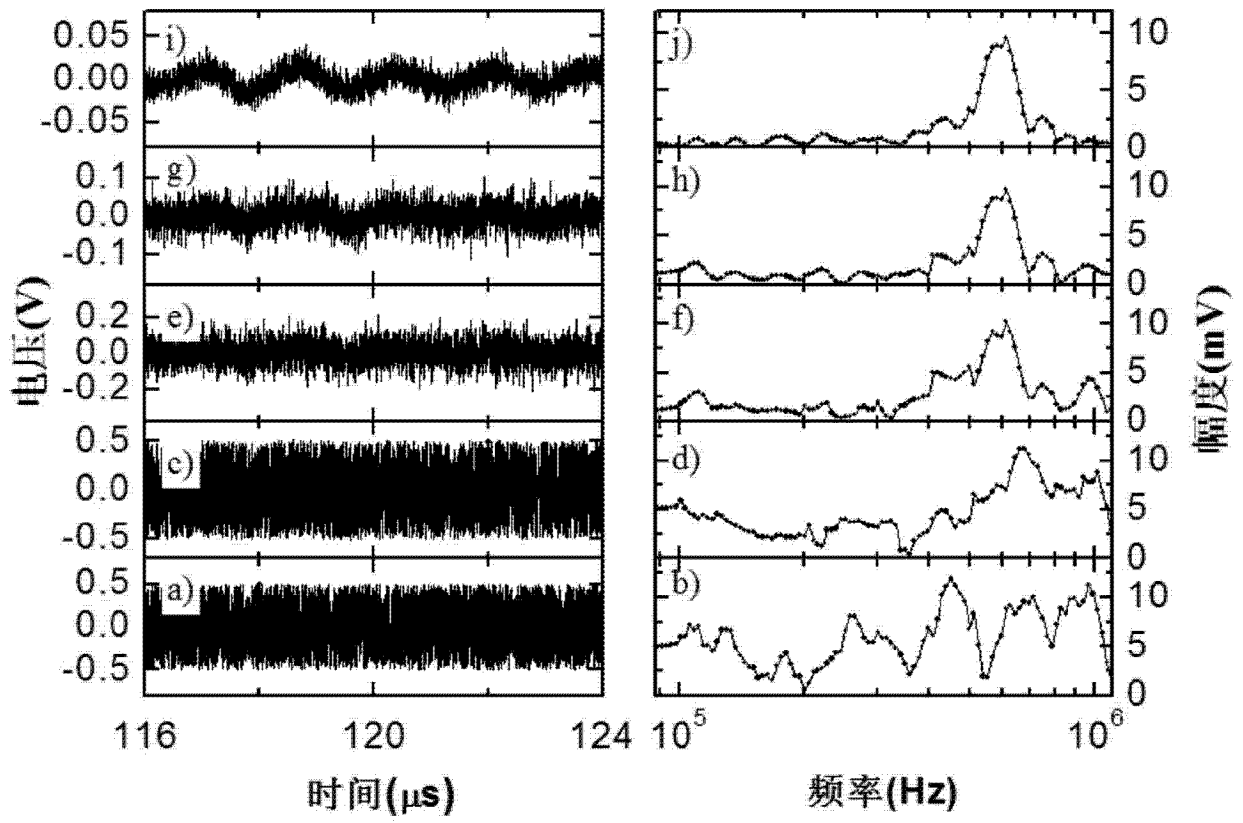


图 11