



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109067680 B

(45) 授权公告日 2021.09.07

(21) 申请号 201811094619.8

(22) 申请日 2018.09.19

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109067680 A

(43) 申请公布日 2018.12.21

(73) 专利权人 深圳市鼎阳科技股份有限公司
地址 518000 广东省深圳市宝安区新安街
道兴东社区68区安通达工业厂区4栋
厂房3层、5栋办公楼1-3层

(72) 发明人 王永添 李振军 宋民

(74) 专利代理机构 深圳鼎合诚知识产权代理有
限公司 44281
代理人 郭燕 彭家恩

(56) 对比文件

CN 103023851 A, 2013.04.03

CN 104079510 A, 2014.10.01

CN 106059973 A, 2016.10.26

CN 102546484 A, 2012.07.04

JP 2004297616 A, 2004.10.21

US 5255290 A, 1993.10.19

Ali A. Nasir等. Particle filter for joint blind carrier frequency offset estimation and data detection.《IEEE:2010 4th International Conference on Signal Processing and Communication Systems》.2011,

审查员 常正平

(51) Int. Cl.

H04L 27/00 (2006.01)

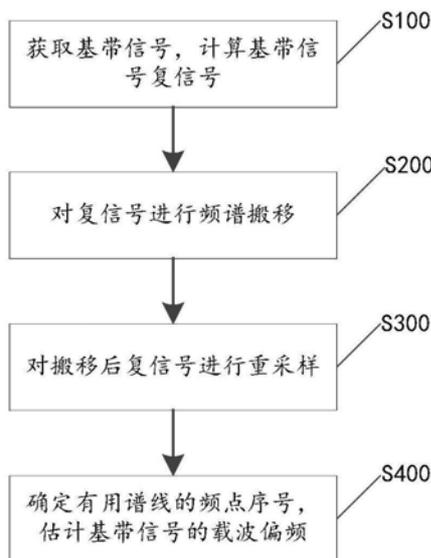
权利要求书2页 说明书9页 附图8页

(54) 发明名称

一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置

(57) 摘要

一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置,该载波频偏估计方法包括基带信号获取、复信号计算、复信号频谱搬移、复信号重采样、有用谱线频点序号获取及载波频偏估计等步骤。由于对频谱搬移后的复信号进行重采样,可把系统的采样率匹配到某个固定值上,从而可以采取固定点数的FFT处理得到包括有用谱线的频谱序列,使得系统在不增加FFT点数的情况下就可得到有用谱线对应的频点序号,也使得获取频点序号的计算过程得以简化,利于在保证较高的载波频偏估计精度的前提下,加快系统的处理速度,进一步地降低系统的计算时长并减少系统的运行开销,最终有助于提高OQPSK信号在解调处理和载波频偏估计处理时的实时性。



1. 一种基带信号的载波频偏估计方法,其特征在于,包括以下步骤:

获取基带信号;

计算基带信号的复信号;

对所述复信号进行频谱搬移,以将所述复信号的复频谱中同一个周期内的有用谱线或中心频率搬移到零频附近;

对频谱搬移后的复信号进行重采样,得到采样序列及对应的频谱序列;

确定所述有用谱线在所述频谱序列的频点序号;

根据所述频点序号估计所述基带信号对应的载波频偏。

2. 如权利要求1所述的载波频偏估计方法,其特征在于,

通过对一OQPSK信号进行ADC采样和数字下变频来获取所述基带信号 $I_k + jQ_k$,其中, I 、 Q 分别为数字下变频后的I路信号和Q路信号, j 表示虚数单位, k 表示数字下变频后的序列序号;

所述计算基带信号的复信号,包括:计算基带信号 $I_k + jQ_k$ 的 m 次方,以得到复信号 $(I_k + jQ_k)^m$,以使得所述复信号的复频谱的每个频谱周期区间中包括一根或多根有用谱线,所述有用谱线为最高幅度的频点对应的谱线,其中 m 为大于或等于2的整数。

3. 如权利要求2所述的载波频偏估计方法,其特征在于,对所述复信号进行频谱搬移,以将所述复信号的复频谱中有效谱线或中心频率搬移到零频附近,包括:

在所述复频谱的一个频谱周期区间内确定该频谱周期区间内的有用谱线或中心频率的位置;

对所述复信号进行频谱搬移,将该有用谱线搬或中心频率移至预设频谱区间内,所述预设频谱区间包括所述复频谱的零频;

所述频谱搬移具体包括:将该中心频率搬移至预设的频谱区间内,使得该中心频率在搬移后位于复频谱的零频位置,及使得该中心频率附近的有用谱线在搬移后位于复频谱的零频附近。

4. 如权利要求3所述的载波频偏估计方法,其特征在于,所述频谱搬移后的复信号通过以下公式计算:

$$(I_k + jQ_k)^m \times e^{-j*2\pi*f_{s1}/2*k/f_{s1}} = (I_k + jQ_k)^m \times e^{-j\pi k}$$

式中, f_{s1} 为复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 对应的采样率,等于频谱周期区间的跨度, $f_{s1}/2$ 等于所述基带信号的符号率,在 $k = 0, 1, 2, \dots$ 时 $e^{-j\pi k}$ 分别表示+1和-1两个值。

5. 如权利要求3所述的载波频偏估计方法,其特征在于,所述预设频谱区间为 $[0, f_{s1}]$ 或 $[-f_{s1}/2, f_{s1}/2]$,将中心频率和中心频率附近的有用谱线以预设的频率跨度搬移至所述预设频谱区间内,所述预设的频率跨度为所述基带信号的符号率的整数倍, f_{s1} 为复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 对应的采样率,等于频谱周期区间的跨度, $f_{s1}/2$ 等于所述基带信号的符号率。

6. 如权利要求3所述的载波频偏估计方法,其特征在于,所述对频谱搬移后的复信号进行重采样,得到采样序列及对应的频谱序列,包括:

根据预设的FFT参数确定所述重采样的输出采样率 f_{s2} ;

按照所述重采样的输出采样率 f_{s2} 对位于所述预设频谱区间对应的复信号进行重采样,得到时域内的采样序列,对所述采样序列进行FFT处理得到频谱序列,所述频谱序列中包括多个频点及各个频点对应的谱线。

7. 如权利要求6所述的载波频偏估计方法,其特征在于,所述重采样的输出采样率 f_{s2} 通过下式计算:

$$f_{s2} = N * f_r$$

式中, N 为FFT处理时的点数,等于所述频谱序列中频点的总数目, f_r 为FFT处理时频率分辨率。

8. 如权利要求7所述的载波频偏估计方法,其特征在于,所述根据所述频点序号估计所述基带信号对应的载波频偏,包括通过下式来计算所述载波频偏:

$$\Delta f = \begin{cases} \frac{f_{s2}}{2 * N} (i - 1), i \leq N/2 \\ \frac{f_{s2}}{2 * N} (i - N - 1), i > N/2 \end{cases}$$

式中, Δf 为载波频偏的估计值, i 为有用谱线在所述频谱序列中对应的频点序号。

9. 一种基带信号的载波频偏估计装置,其特征在于,包括:

第一获取单元,用于获取基带信号;

计算单元,用于计算所述基带信号的复信号;

频谱搬移单元,用于对所述复信号进行频谱搬移,以将所述复信号的复频谱中同一个周期内的有用谱线或中心频率搬移到零频附近;

重采样单元,用于对搬移后的复信号进行重采样,得到采样序列及对应的频谱序列;

第二获取单元,用于确定所述有用谱线在所述频谱序列中的频点序号;

载波频偏估计单元,用于根据所述频点序号估计所述基带信号对应的载波频偏。

10. 一种计算机可读存储介质,其特征在于,包括程序,所述程序能够被处理器执行以实现如权利要求1-8中任一项所述的方法。

一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置

技术领域

[0001] 本发明涉及通信领域,具体涉及一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置。

背景技术

[0002] 现代通信领域中,QPSK (Quadrature Phase Shift Keyin,正交相移键控)是一种十分重要的调制方式。在QPSK信号调制过程中,当码组为0011或0110时,产生 180° 的载波相位跳变,这种相位跳变将引起包络起伏,当通过非线性部件后,使已经滤除的带外分量又被恢复出来,导致频谱扩展,增加对相邻波道的干扰。为了消除 180° 的相位跳变,在QPSK基础上发展出了OQPSK (Offset-QPSK,偏移四相相移键控);OQPSK是一种恒包络数字调制技术,其将同相和正交两支路的码流在时间上错开了半个码元周期,由于两支路码元半周期的偏移,每次只有一路可能发生极性翻转,不会发生两支路码元极性同时翻转的现象,因此,OQPSK信号相位只能跳变 0° 、 $\pm 90^\circ$,不会出现 180° 的相位跳变,从而使得其频带利用率较高,理论值可达1b/s/Hz。由于OQPSK相对于QPSK具有更为高效的频谱利用率而受到广泛应用,常见于卫星通信、无线通信(如WCDMA)等领域,将OQPSK作为基带信号的调制方式之一。

[0003] OQPSK信号在产生过程中,由于其作为基带信号的同相分量和正交分量存在半个符号周期的时间差,使得OQPSK信号的解调过程不能简单地利用QPSK的解调方法。在通信过程中,信号的发射机与接收机中存在时钟不同步的情形,在接收机中解调OQPSK信号时,需要估计出载波频偏、相位偏移以及信号延时等参数,常常用到经典的相位估计和定时估计的方法(由意大利的Antonio等人在其论文《Feedforward joint phase and timing estimation with OQPSK modulation》中提出),具体如图1所示。应用发现这种相位估计和定时估计的方法存在局限性,该方法只能用在不存在载波频偏或者载波频偏非常小(不超过50Hz)的场合下,因此,当存在较大载波频偏时,利用该方法估计出来的相位和定时信号已不能反映真实情况,如此,则需要在利用该方法进行相位估计和定时估计之前先对载波频偏进行估计和补偿。

[0004] 在进行OQPSK信号的解调处理时,载波频偏的存在将直接影响接收机的整体性能和误码率,使通信系统性能下降,因此必须将频偏误差消除。一种是采用开环恢复的方法,直接对收发载波的频偏和相位进行估计,然后在解调时进行校正;另一种是采用闭环修复的方法,利用数字锁相环来实现对载波的跟踪;两种方法的核心都是载波频偏和相位偏移的估计算法。

[0005] Mathworks公司在其最新版本的matlab产品中引用了一种用于OQPSK接收信号频偏估计的方法,该方法对接收信号的m次方进行FFT处理,在得到的复频谱中查找最大功率点对应的谱线位置以此来确定载波频偏,其过程可参考图2。 $I_k + jQ_k$ 表示接收机中数字下变频后的基带信号,其采样率为 f_s , f_r 是期望能达到的频率分辨率,因此,对应的FFT点数为 $N = 2^{\lceil \log_2(f_s / f_r) \rceil}$;对信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行点FFT运算,得到的结果求模后,找出其最大值对应的频点位置 i ,然后根据公式 $\Delta f = \frac{f_s}{2N} (i - \frac{N}{2} - 1)$ 就可以算出载波频偏值。

[0006] 基于图1所示的OQPSK相位估计和定时估计方法,以及图2所示的载波频偏粗估计方法,得到的OQPSK解调原理的一般表示形式,见图3。来自ADC的数据经过数字下变频(DDC)后进入重采样模块,这个重采样模块的目的是把采样率转换为OQPSK符号率的整数倍,相对与图1所示的相位估计和定时估计方法,这里需要把采样率转换为符号率的两倍,然后进行图2所示的载波频偏粗估计方法进行后续处理。

[0007] 期刊文献“一种用于OQPSK调制测试的快速载波同步方法,张光山、刘磊、付存文等”也采用了图2所示的载波频偏粗估计方法,文中指出,直接利用图2所示的方法时,受FFT的点数以及频率分辨率等因素影响,估计出来的频偏值存在一定的误差,继而选择采用改进的Costas环来进一步实现载波频偏的精确锁定。

[0008] 由此可知,当前针对OQPSK信号的载波频偏估计方法存在一些问题:

[0009] (1)运算量大,需耗费大量时间和系统开销。图2所示方法是直接对基带信号的平方进行FFT处理,而基带信号的采样率 f_s 最少是符号速率的2倍,例如,假设OQPSK符号率为10M/s,那么对应的采样率 f_s 最小为20MHz,即FFT对应的频率为20MHz;为了达到较高的载波频偏估计结果,一般频率分辨率 f_r 会设置为100Hz及以下的频率,在设置为100Hz时,则需要FFT点数为 $N = 2^{\lceil \log_2(f_s / f_r) \rceil} = 262144$,如此多点数的FFT处理以及FFT处理后续的最大值查找处理过程,对于任何硬件或者软件来说都是非常耗费时间和资源的。因此,利用图2所示的方法时,要么牺牲载波频偏估计精度即加大频率分辨率值 f_r 来减小所需的FFT点数从而降低运算量,要么就是降低数据采样率 f_s (采样率 f_s 最低不能低于符号率的两倍)。但是,降低FFT点数(即加大频率分辨率 f_r 值)带来的后果是载波频偏估计值的不准确,这样会对最终解调结果产生不利影响,这种方法更多地是用于在大频偏的情况下,以对载波频偏实现粗估计,其估计精度一般在1kHz以上。

[0010] (2)载波频偏估计误差较大时可能会出现失锁现象。利用Costas环实现载波估计与锁定的情形下,由于Costas环是一种闭环系统,实现起来比较复杂,并且锁定时间与载波频偏大小有关系,频偏越大,锁定时间越长,当载波频偏较大时往往会出现失锁现象。

发明内容

[0011] 本发明主要解决的技术问题是如何在提高基带信号的载波频偏估计精度的同时,减小载波频偏估计时的计算量。为解决上述技术问题,本申请提供一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置。

[0012] 根据第一方面,一种实施例中提供一种基带信号的载波频偏估计方法,包括以下步骤:

[0013] 获取基带信号;

[0014] 计算基带信号的复信号;

[0015] 对所述复信号进行频谱搬移,以将所述复信号的复频谱中有效谱线或中心频率搬移到零频附近;

[0016] 对频谱搬移后的复信号进行重采样,得到采样序列及对应的频谱序列;

[0017] 确定所述有效谱线在所述频谱序列中的频点序号;

- [0018] 根据所述频点序号估计所述基带信号对应的载波频偏。
- [0019] 根据第二方面,一种实施例中提供一种基带信号的载波频偏估计装置,包括:
- [0020] 第一获取单元,用于获取基带信号;
- [0021] 计算单元,用于计算所述基带信号的复信号;
- [0022] 频谱搬移单元,用于对所述复信号进行频谱搬移,以将所述复信号的复频谱中有用谱线或中心频率搬移到零频附近;
- [0023] 重采样单元,用于对搬移后的复信号进行重采样,得到频谱序列;
- [0024] 第二获取单元,用于确定所述有用谱线在所述频谱序列中的频点序号;
- [0025] 载波频偏估计单元,用于根据所述频点序号估计所述基带信号对应的载波频偏。
- [0026] 根据第三方面,一种实施例提供一种计算机可读存储介质,其特征在于,包括程序,所述程序能够被处理器执行以实现第一方面中所述的方法。
- [0027] 依据上述实施例的一种基带信号的载波频偏估计方法及其装置,该载波频偏估计方法包括基带信号获取、复信号计算、复信号频谱搬移、复信号重采样、有用谱线频点序号获取及载波频偏估计等步骤。由于对频谱搬移后的复信号进行重采样,可把系统的采样率匹配到某个固定值上,从而可以采取固定点数的FFT处理得到包括有用谱线的频谱序列,使得系统在不增加FFT处理点数的情况下就可得到有用谱线对应的频点序号,也使得获取频点序号的计算过程得以简化,利于在保证较高的载波频偏估计精度的前提下,加快系统的处理速度,进一步地降低系统的计算时长并减少系统的运行开销,最终有助于提高OQPSK信号在解调处理和基带信号载波频偏估计处理时的实时性。

附图说明

- [0028] 图1为前向型OQPSK相位和定时估计器的逻辑结构示意图;
- [0029] 图2为现有基于FFT的载波频偏估计方法的流程图;
- [0030] 图3为现有OQPSK信号解调原理的流程示意图;
- [0031] 图4为本申请一实施例中载波频偏估计方法的流程图;
- [0032] 图5为频谱搬移的流程图;
- [0033] 图6为重采样的流程图;
- [0034] 图7为复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 在频谱搬移处理之前的一种复频谱示意图;
- [0035] 图8为复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 在频谱搬移处理之前的另一种复频谱示意图;
- [0036] 图9为复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 在频谱搬移和重采样后的复频谱示意图;
- [0037] 图10为复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 执行频谱搬移处理的示意图;
- [0038] 图11为本申请一实施例中载波频偏估计装置的结构图。

具体实施方式

[0039] 下面通过具体实施方式结合附图对本发明作进一步详细说明。其中不同实施方式中类似元件采用了相关联的类似的元件标号。在以下的实施方式中,很多细节描述是为了使得本申请能被更好的理解。然而,本领域技术人员可以毫不费力的认识到,其中部分特征在不同情况下是可以省略的,或者可以由其他元件、材料、方法所替代。在某些情况下,本申请相关的一些操作并没有在说明书中显示或者描述,这是为了避免本申请的核心部分被过

多的描述所淹没,而对于本领域技术人员而言,详细描述这些相关操作并不是必要的,他们根据说明书中的描述以及本领域的一般技术知识即可完整了解相关操作。

[0040] 另外,说明书中所描述的特点、操作或者特征可以以任意适当的方式结合形成各种实施方式。同时,方法描述中的各步骤或者动作也可以按照本领域技术人员所能显而易见的方式进行顺序调换或调整。因此,说明书和附图中的各种顺序只是为了清楚描述某一个实施例,并不意味着是必须的顺序,除非另有说明其中某个顺序是必须遵循的。

[0041] 本文中为部件所编序号本身,例如“第一”、“第二”等,仅用于区分所描述的对象,不具有任何顺序或技术含义。而本申请所说“连接”、“联接”,如无特别说明,均包括直接和间接连接(联接)。

[0042] 为清楚地理解本发明创造,这里将对一些常用的术语进行说明。

[0043] 符号率(又称符码率、波特率),指数据传输的速率,与信号的比特率及信道参数有关,单位为MB/S。

[0044] 频率分辨率,是指将两个相邻谱峰分开的能力,在实际应用中是指分辨两个不同频率信号的最小间隔,常用于离散傅里叶变换的计算。例如,频率分辨率可表示为 $f_0 = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{Nt_s} = \frac{1}{T}$,其中, N 为采样点数, f_s 为采样频率, t_s 为采样间隔。所以 Nt_s 就是采样前模拟信号的时间长度 T ,信号长度 T 越长,频率分辨率 f_0 越好。

[0045] 基带信号(又称信息源或信源),是指没有经过调制(如进行频谱搬移和傅里叶变换)的原始电信号,其特点是频率较低,信号频谱从零频位置开始,具有低通形式,根据原始电信号的特征可分为数字基带信号和模拟基带信号。

[0046] 调制和解调,调制就是用基带信号去控制载波信号的某个或几个参量的变化,将信息荷载在其上形成已调信号传输,例如将基带信号的频率中的零频率转移到载波信号的中心频率上,用高频载波来携带信息以将信息传递到较远的地方;而解调是调制的反过程,是从已调制信号的参量变化中恢复出原始的基带信号的过程。

[0047] 重采样,是指根据一类象元的信息内插出另一类象元信息的过程,常用于从高分辨率信号中提取低分辨率的数据。

[0048] OQPSK信号,是采用恒包络数字调制技术而得到的信号,常作为基带信号和载波信号的调制信号来传输信息。

[0049] FFT(Fast Fourier Transformation),是离散傅氏变换(DFT)的快速算法。即为快速傅氏变换,它是根据离散傅氏变换的奇、偶、虚、实等特性,对离散傅立叶变换的算法进行改进而获得,本发明创造中对时域信号进行FFT处理可得到对应的频域信号。

[0050] IQ调制,是指将数据分为两路,分别进行载波调制,两路载波相互正交,I(in-phase)是同相,Q(quadrature)是正交,两者相位差为90度。

[0051] DDC(Digital down converter,数字下变频),指在超外差式接收机中经过混频后得到的中频信号比原始信号的频率低的一种混频方式,主要应用于软件无线电中。

[0052] 复信号 $(I_k + jQ_k)^m$,其中 m 为大于或等于2的整数,为清楚地理解本实施例中提及的复频谱及有用谱线,所以引入了形式为 $(I_k + jQ_k)^m$ 的复信号的概念,那么,本申请中的复信号仅指表现形式为 $(I_k + jQ_k)^m$ 的信号,而不再指代未进行幂函数处理的基带信号 $I_k + jQ_k$ 的复数形式。

[0053] 实施例一:

[0054] 请参考图4,本实施例中提供一种基带信号的载波频偏估计方法,其包括步骤S100-S400,

[0055] 步骤S100,获取基带信号,以及计算基带信号的复信号。

[0056] 在一实施例中,电子通讯设备的接收机获取携带通信信息的通信信号,这里的通信信号可由发射机产生,发射机将基带信号和载波信号进行QPSK技术调制或者OQPSK技术调制而产生该通信信号,然后接收机采用QPSK解调技术或OQPSK解调技术对该通信信号进行解调,从而从该通信信号中得到基带信号。需要说明的是,这里的电子通讯设备可包括示波器、分析仪、测量仪、发生器等工程测试测量仪器,还可以包括基站、路由器、无线接收器等类型的通讯仪器。

[0057] 在一具体实施例中,接收机对接收到的通信信号(如OQPSK信号)进行ADC采样和数字下变频(ADC采样和数字下变频均属于OQPSK解调的子处理手段)从而获得基带信号 $I_k + jQ_k$,其中, I 、 Q 分别为数字下变频后的I路信号和Q路信号, j 表示虚数单位, k 表示DDC处理后的序列序号。需要说明的是,ADC采样、数字下变频、IQ调制均为成熟的信号处理技术,这里不再对其工作原理进行说明。

[0058] 本领域的技术人员可以理解,基带信号 $I_k + jQ_k$ 的频谱包括信号的完整频域特征,各个频率点对应的谱线不易进行区分,那么为获得基带信号在中心频率附近的变化特性,这里需要对基带信号 $I_k + jQ_k$ 进行进一步地处理,计算基带信号 $(I_k + jQ_k)$ 的 m 次方,得到复信号 $(I_k + jQ_k)^m$,以使得所述复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 的复频谱的每个频谱周期区间中包括一根或多根有用谱线,有用谱线为最高幅度的频点对应的谱线,其中 m 为大于或等于2的整数。在本实施例中,优选地,计算基带信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的2次方,得到复信号 $(I_k + jQ_k)^2$,该复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 具有固定的特性,即在复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱中会发现,中心频率的位置上或者中心频率位置附近会出现一个最高幅度的频点,该最高幅度的频点对应的谱线被称为有用谱线,而最高幅度的频点附近的频点及附近频点对应的谱线被称为噪声。有用谱线对研究复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的变化特性具有较大的作用,往往认为有用谱线偏离中心频率的距离反映了载波频偏的大小,对于实际情况而言,载波频偏的数值往往远小于中心频率(或基带信号的符号率,载波频偏值可为符号率的1%),那么,有用谱线就会位于中心频率的紧邻范围内。例如,基带信号 $I_k + jQ_k$ 的符号率为10M/s时,设定载波频偏50kHz、频率分辨率100Hz,则复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 会形成如图7所示的频谱图,在10.1MHz处形成了有用谱线。

[0059] 需要说明的是,复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱具有频谱周期区间,每个频谱周期区间包括一根或多根有用谱线,有用谱线为最高幅度的频点对应的谱线。在数字信号处理特别是在数字示波器的信号处理过程中,复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱是通过FFT处理得到的,那么,每个频谱周期区间的跨度为复频谱的变化周期,等于FFT的输入采样率 f_s 。为完整地示意复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱,这里仅保留复频谱中的有用谱线,从而得到复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 在符号率为10M/s、载波频偏为50kHz、频率分辨率为100Hz示例情况下的完整频谱图,可见图8,频谱周期区间为 $[0, f_s]$ 、 $[f_s, 2f_s]$ 、 $[2f_s, 3f_s]$ ……。

[0060] 需要说明的是,在本实施例中,采用了FFT处理的方法获得了复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱,如图8所示,在每个频谱周期区间内得到了一条有用谱线。那么,在另外一个实施例中,若采用FFT处理的方法时仅输入复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的实部或者虚部,则复频谱中的每个频谱周期区间将出现两条有用谱线,这种现象是由FFT本身特性决定,这里不再进行详细说

明。

[0061] 步骤S200,对复信号进行频谱搬移,以将复信号的复频谱中有效谱线搬或中心频率移到零频附近。在一实施例中,见图5,步骤S200可包括步骤S210-S220,分别说明如下。

[0062] 步骤S210,在复频谱的一个频谱周期区间内确定该频谱周期区间内的有用谱线或中心频率,获取该有用谱线或中心频率所在位置对应的频率。例如,在图8所示的复频谱中确定一条有用谱线,该条有用谱线位于 $[0, f_s]$ 的频谱周期区间内,其频率为10.1MHz;而中心频率也位于 $[0, f_s]$ 的频谱周期区间内,其频率为10MHz。需要说明的是,有用谱线位于中心频率附近,往往非常靠近于中心频率。

[0063] 步骤S220,对复信号进行频谱搬移,将确定的有用谱线搬移至预设频谱区间内,这里的预设频谱区间包括复频谱的零频;频谱搬移具体包括:将该中心频率搬移至预设的频谱区间内,使得该中心频率在搬移后位于复频谱的零频位置,及使得该中心频率附近的有用谱线在搬移后位于复频谱的零频位置附近。

[0064] 在一实施例中,对复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 进行频谱搬移,频谱搬移后的复信号的数学表达式可为

$$[0065] \quad (I_k + jQ_k)^m \times e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_{s1}/2 \cdot k/f_{s1}} = (I_k + jQ_k)^m \times e^{-j\pi k}$$

[0066] 式中, f_{s1} 为复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 在对应的采样率(也可称为FFT处理的输入采样率),等于频谱周期区间跨度, $f_{s1}/2$ 等于所述基带信号的符号率,m为大于或等于2的整数,在 $k = 0, 1, 2, \dots$ 时 $e^{-j\pi k}$ 分别表示+1和-1两个值。为保证频谱搬移的有效性,并能使得有用谱线准确移至预设的频谱区间内,应当将确定的有用谱线以预设的频率跨度搬移至预设频谱区间内,这里预设的频率跨度为基带信号的符号率的整数倍。

[0067] 在一具体实施例中,对于符号率为10M/s、载波频偏为50kHz、频率分辨率为100Hz时的复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行频谱搬移,频谱搬移后的复信号通过以下公式计算得到:

$$[0068] \quad (I_k + jQ_k)^2 \times e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_{s1}/2 \cdot k/f_{s1}} = (I_k + jQ_k)^2 \times e^{-j\pi k}$$

[0069] 式中, f_{s1} 为复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 在对应的采样率,等于频谱周期区间跨度, $f_{s1}/2$ 等于所述基带信号的符号率。

[0070] 参考图9可知,区间 $[0, f_{s1}]$ 内的中心频率在10MHz位置,有用谱线在10.1MHz位置,在中心频率在上述具体实施例的频谱搬移过程由10MHz位置搬移至0Hz位置,而有用谱线也将跟随中心频率进行搬移,即从10.1MHz位置搬移至预设频谱区间 $[0, f_{s1}]$ 的范围内(这里的预设频谱区间 $[0, f_{s1}]$ 等同于图9中所示的区间 $[0, f_s]$,因为 f_{s1} 为 f_s 在频谱搬移前采样率的表示形式),使得有用谱线在搬移后位于靠近零频的0.1MHz位置处,此时, f_{s1} 等于20MHz, $f_{s1}/2$ 等于10MHz且表示符号率。

[0071] 在另一个具体实施例中,对于符号率为10M/s、载波频偏为50kHz、频率分辨率为100Hz时的复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行频谱搬移,使得中心频率在频谱搬移过程由10MHz位置搬移至0Hz位置,同时使得有用谱线在频谱搬移过程中从10.1MHz位置搬移至预设频谱区间 $[-f_{s1}/2, f_{s1}/2]$ 的范围内(例如图9中所示的区间 $[-f_s/2, f_s/2]$,使得有用谱线在搬移后位于靠近零频的0.1MHz位置处,此时,更利于将有用谱线限定在紧靠零频的范围内。

[0072] 本领域的技术人员可以理解,将有用谱线或中心频率搬移到复频谱的零频附近,即指将有用谱线搬移或者中心频率至包括零频的预设频谱区域内,因此,“附近”指的是与

零频的距离不超过频谱区域跨度的谱线位置,同时也包括零频位置本身。本实施例中,为保证零频附近的有效性,将 $[0, f_{s1}]$ 或 $[-f_{s1}/2, f_{s1}/2]$ 作为零频附近的区域。

[0073] 本领域的技术人员容易理解,由于有用谱线往往靠近复频谱的中心频率,那么,对复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行频谱搬移时,将中心频率搬移至复频谱的零频位置,从而也使得有用谱线跟随中心频率搬移至复频谱的零频附近。例如,若将中心频率对应的谱线搬移至零频位置处,则复频谱的零频附近一定也存在一根有用谱线。

[0074] 需要说明的是,频谱搬移处理过程并不会改变复频谱的频谱结构,只是对复频谱进行完整地搬移,在搬移过程中,将有用谱线的搬移距离作为普频谱的搬移跨度。而且,频谱搬移的好处是可将有用谱线从高频度位置转移至低频度位置,在对复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行进一步地重采样尤其是降采样时,不会因为采样率的降低而使得有用谱线消失,利于保留复频谱的关键信息。

[0075] 步骤S300,对频谱搬移后的复信号进行重采样,得到采样序列及对应的频谱序列。在一实施例中,见图6,该步骤S300可包括步骤S310-S320,分别说明如下。

[0076] 步骤S310,根据预设的FFT参数确定重采样的输出采样率 f_{s2} 。

[0077] 在一实施例中,重采样的输出采样率用数学公式表示为

$$[0078] \quad f_{s2} = N * f_r$$

[0079] 式中, N 为FFT处理时的点数,等于所述频谱序列中频点的总数目, f_r 为FFT处理时频率分辨率。

[0080] 步骤S320,按照重采样的输出采样率 f_{s2} 对位于预设频谱区间对应的复信号进行重采样,得到时域内的采样序列,对所述采样序列进行FFT处理得到频谱序列,这里的频谱序列包括多个频点及各个频点对应的谱线。

[0081] 需要说明的是,对复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行重采样时,得到具有时间分布特性的多个采样点,即时域分布特性,对该些采样点进行FFT处理得到采样点在频率上的分布关系,即得到频谱序列,由于FFT处理后输出的频谱序列在频域内是离散的,所以频谱序列上的各个频点都对应着一个频点序号,所有频点序号按照频率顺序而非时间顺序进行分布。

[0082] 例如,采用2048点的FFT进行重采样,可取 f_r 等于100Hz,那么, $f_{s2} = 2048 * 100 = 204.8\text{kHz}$ 。由于重采样的输出采样率 f_{s2} 小于复频谱在频谱搬移前的输入采样率 f_{s1} ,则这里的重采样可认为是降采样的处理过程,得到的重采样后的复频谱可见图10,此时, $[0, 0.2\text{MHz}]$ 的范围内共包括2048个频点(即 N 等于2048),该些频点构成了完整的频谱序列,在频谱序列中可得到各个频点的序号,这里的有用谱线位于0.101MHz位置,其频点序号为1034。

[0083] 由此可知,只要实际的载波频偏不超过 $f_{s2}/2$,那么,就可以利用本实施例提供的频谱搬移和重采样方法得到保留有用谱线的频谱序列。

[0084] 步骤S400,确定有用谱线在频谱序列中的频点序号,根据频点序号估计基带信号对应的载波频偏。

[0085] 在一实施例中,根据频点序号估计基带信号 $I_k + jQ_k$ 对应的载波频偏,估计载波频偏的数学公式可表示为

$$[0086] \quad \Delta f = \begin{cases} \frac{f_{s2}}{2 * N} (i - 1), i \leq N/2 \\ \frac{f_{s2}}{2 * N} (i - N - 1), i > N/2 \end{cases}$$

[0087] 式中, Δf 为载波频偏的估计值, i 为有用谱线对应的频点序号。例如,图10所示的频谱序列, f_{s2} 等于204.8kHz, N 等于2048,有用谱线在频谱序列中频点序号 i 为1034,代入公式即可得到基带信号 $I_k + jQ_k$ 对应的载波频偏值。

[0088] 实施例二:

[0089] 相应地,请参考图11,本申请公开一种基带信号的载波频偏估计装置1,其包括第一获取单元11、计算单元12、频谱搬移单元13、重采样单元14、第二获取单元15和载波频偏估计单元16,下面分别说明。

[0090] 第一获取单元11用于获取基带信号。基带信号可通过电子通讯设备的接收机获取,接收机采用QPSK解调技术或OQPSK解调技术对接收的通信信号进行解调,从通信信号中得到基带信号。需要说明的是,这里的电子通讯设备可包括示波器、分析仪、测量仪、发生器等工程测试测量仪器,还可以包括基站、路由器、无线接收器等类型的通讯仪器。在一实施例中,第一获取单元11从一电子设备的接收机中获得基带信号,这里的接收机可接收通信信号(如OQPSK信号)并对其进行OQPSK解调,从通信信号中解调出基带信号。为便于对基带信号进行处理,第一获取单元11对基带信号进行数字下变频,以将该基带信号转换为正交的I、Q信号,那么,该基带信号可表示为 $I_k + jQ_k$,其中, I 、 Q 分别数字下变频后的I路信号和Q路信号, j 表示虚数单位, k 表示中间参数。

[0091] 计算单元12与第一获取单元11通信连接,用于计算基带信号的复信号。在一实施例中,计算单元12对基带信号 $I_k + jQ_k$ 进行进一步地处理,计算得到复信号 $(I_k + jQ_k)^m$, m 为大于等于2的整数。优选地,计算得到复信号 $(I_k + jQ_k)^2$,其具有固定的特性,即在复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的复频谱中会发现,中心频率的位置上或者中心频率位置附近会出现一个最高幅度的频点,该最高幅度的频点所在的谱线被称为有用谱线,而最高幅度的频点附近的频点及附近频点对应的谱线被称为噪声。有用谱线对研究复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 的变化特性具有较大的作用,往往认为有用谱线偏离中心频率的距离反映了载波频偏的大小。

[0092] 频谱搬移单元13与计算单元12通信连接,用于对复信号进行频谱搬移,以将复信号的复频谱中有用谱线或中心频率搬移到零频附近。在一实施例中,频谱搬移单元13对复信号 $(I_k + jQ_k)^2$ 进行频谱搬移,频谱搬移的数学表达式可为

$$[0093] \quad (I_k + jQ_k)^m \times e^{-j * 2\pi * f_{s1} / 2 * k / f_{s1}} = (I_k + jQ_k)^m \times e^{-j * k}$$

[0094] 式中, f_{s1} 为复信号 $(I_k + jQ_k)^m$ 在对应的采样率,等于频谱周期区间的跨度, $f_{s1}/2$ 等于所述基带信号的符号率, m 为大于或等于2的整数,在 $k = 0, 1, 2, \dots$ 时 $e^{-j * k}$ 分别表示+1和-1两个值。为保证频谱搬移的有效性,并能使得有用谱线准确移至预设频谱区间内,应当将确定的有用谱线或中心频率以预设的频率跨度搬移至预设频谱区间内,这里预设的频率跨度为基带信号的符号率的整数倍。

[0095] 重采样单元14与频谱搬移单元13通信连接,用于对搬移后的复信号进行重采样,得到频谱序列。在一实施例中,重采样单元14根据按照重采样的输出采样率 f_{s2} 对位于预设

频谱区间对应的复信号进行采样,得到频谱序列。其中, $f_{s2}=N*f_r$, N 为FFT处理时的点数,等于所述频谱序列中频点的总数目, f_r 为FFT处理时频率分辨率。

[0096] 第二获取单元15与重采样单元14通信连接,用于确定有用谱线在频谱序列中的频点序号。

[0097] 载波频偏估计单元16与第二获取单元15通信连接,用于根据频点序号估计基带信号对应的载波频偏。在一实施例中,载波频偏估计单元16根据频点序号 i 估计基带信号 I_k+jQ_k 对应的载波频偏,估计载波频偏的数学公式可表示为

$$[0098] \quad \Delta f = \begin{cases} \frac{f_{s2}}{2*N}(i-1), i \leq N/2 \\ \frac{f_{s2}}{2*N}(i-N-1), i > N/2 \end{cases}$$

[0099] 式中, Δf 为载波频偏的估计值, i 为有用谱线在频谱序列中对应的频点序号。

[0100] 进一步地,载波频偏估计装置1还可包括显示单元,例如CRT显示器和LCD显示器,该显示单元可与第一获取单元11、计算单元12、频谱搬移单元13、重采样单元14、第二获取单元15和载波频偏估计单元16中的一者或多者进行通信连接,用来对基带信号 (I_k+jQ_k) 、复信号 $(I_k+jQ_k)^2$ 、复信号 $(I_k+jQ_k)^2$ 的复频谱以及有用谱线、中心频率对应的谱线进行显示,以使用户通过显示单元可及时了解各个功能模块的处理状态和处理结果。

[0101] 本领域技术人员可以理解,上述实施方式中各种方法的全部或部分功能可以通过硬件的方式实现,也可以通过计算机程序的方式实现。当上述实施方式中全部或部分功能通过计算机程序的方式实现时,该程序可以存储于一计算机可读存储介质中,存储介质可以包括:只读存储器、随机存储器、磁盘、光盘、硬盘等,通过计算机执行该程序以实现上述功能。例如,将程序存储在设备的存储器中,当通过处理器执行存储器中程序,即可实现上述全部或部分功能。另外,当上述实施方式中全部或部分功能通过计算机程序的方式实现时,该程序也可以存储在服务器、另一计算机、磁盘、光盘、闪存盘或移动硬盘等存储介质中,通过下载或复制保存到本地设备的存储器中,或对本地设备的系统进行版本更新,当通过处理器执行存储器中的程序时,即可实现上述实施方式中全部或部分功能。

[0102] 以上应用了具体个例对本发明进行阐述,只是用于帮助理解本发明,并不用以限制本发明。对于本发明所属技术领域的技术人员,依据本发明的思想,还可以做出若干简单推演、变形或替换。

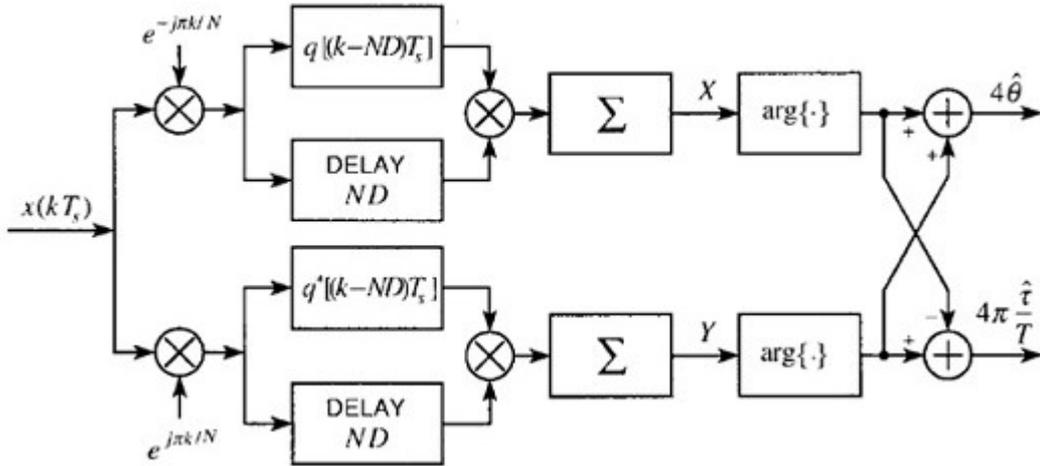


图1

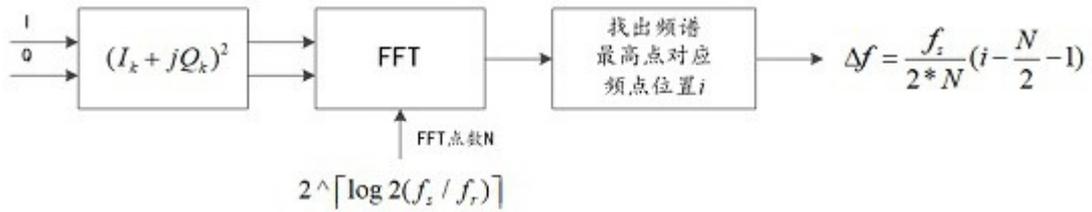


图2

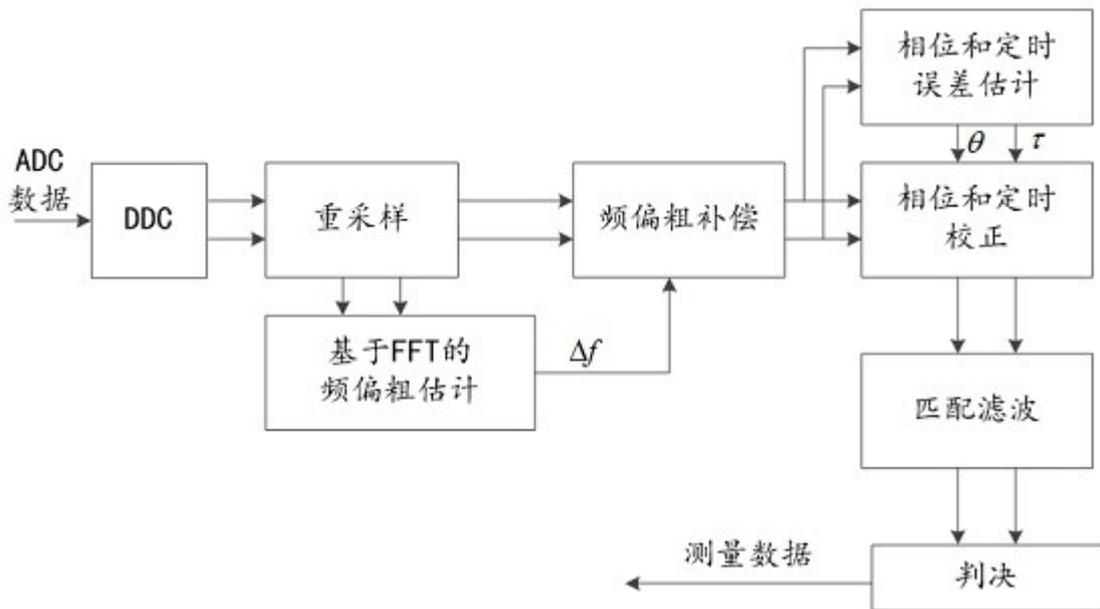


图3

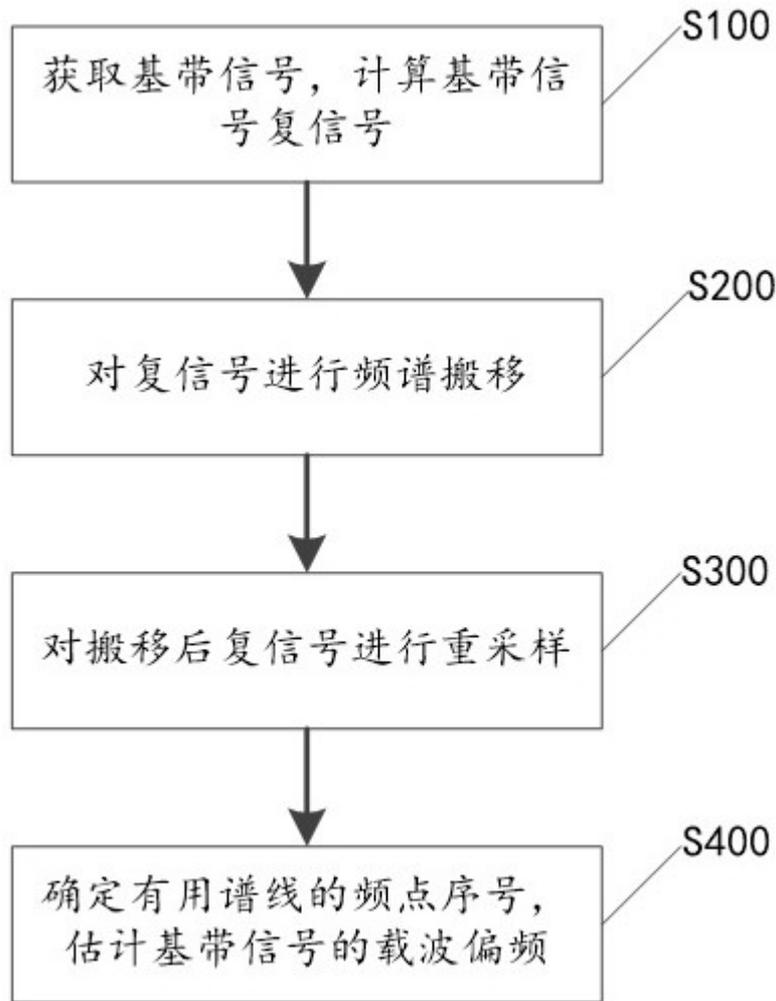


图4

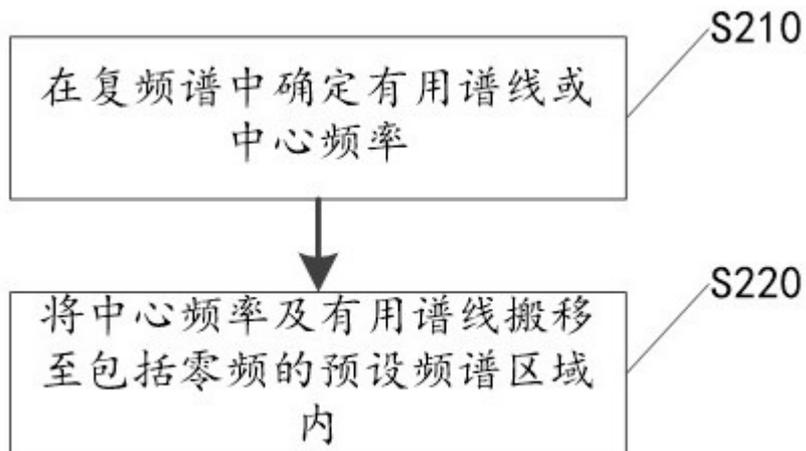


图5

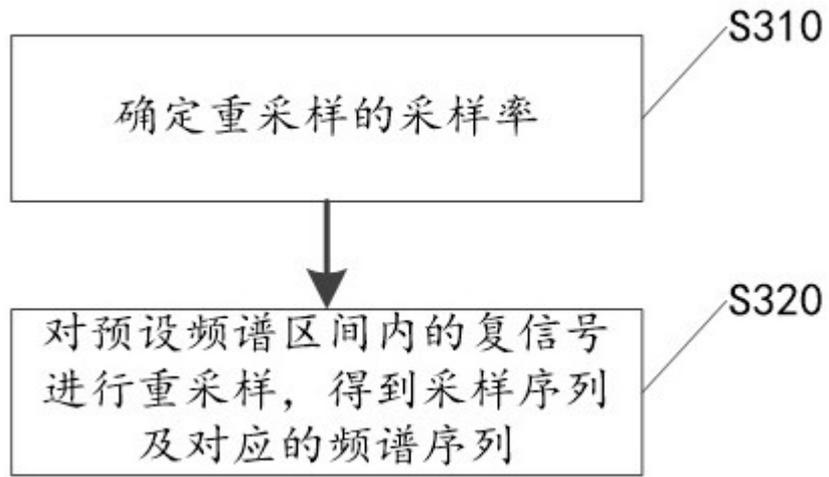


图6

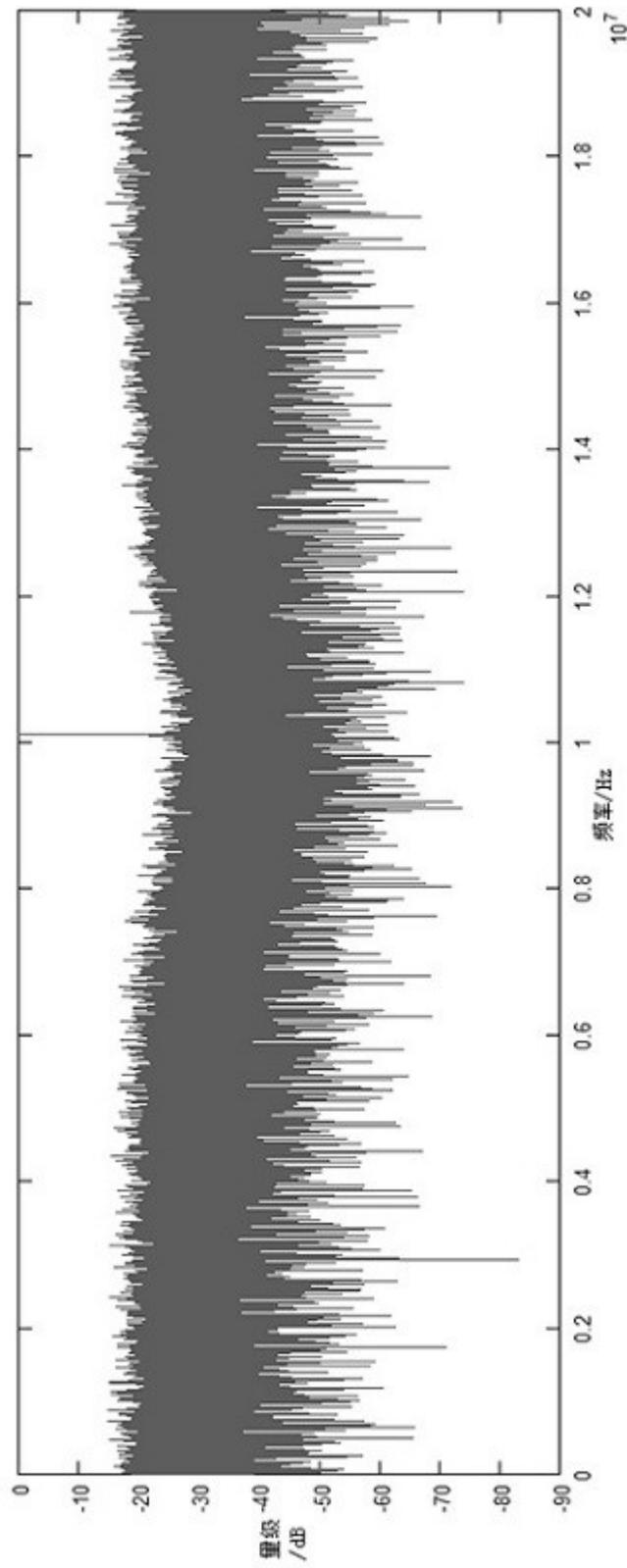


图7

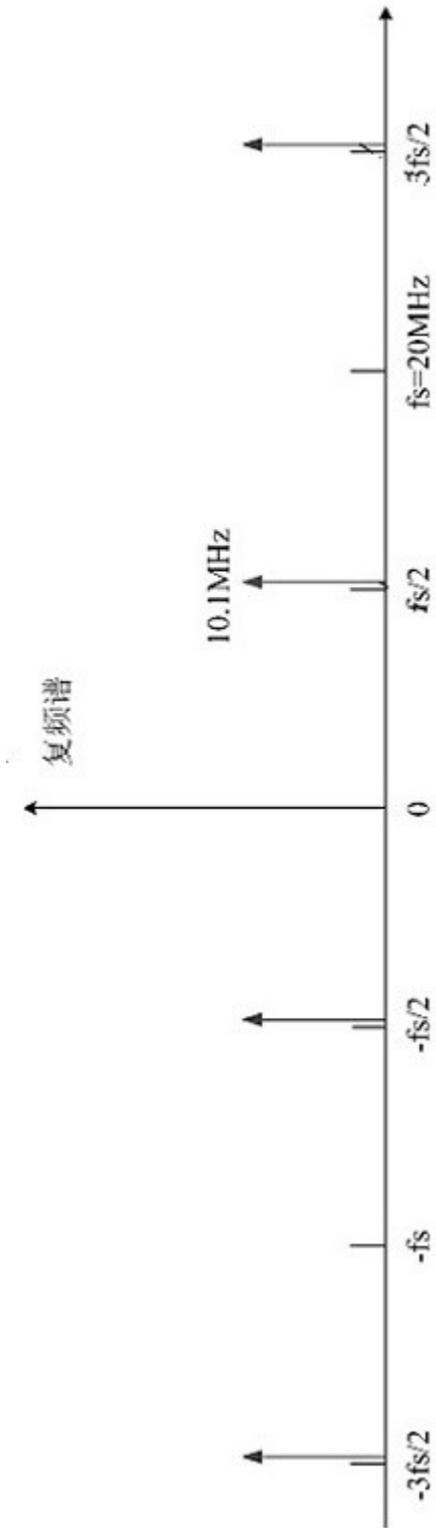


图8

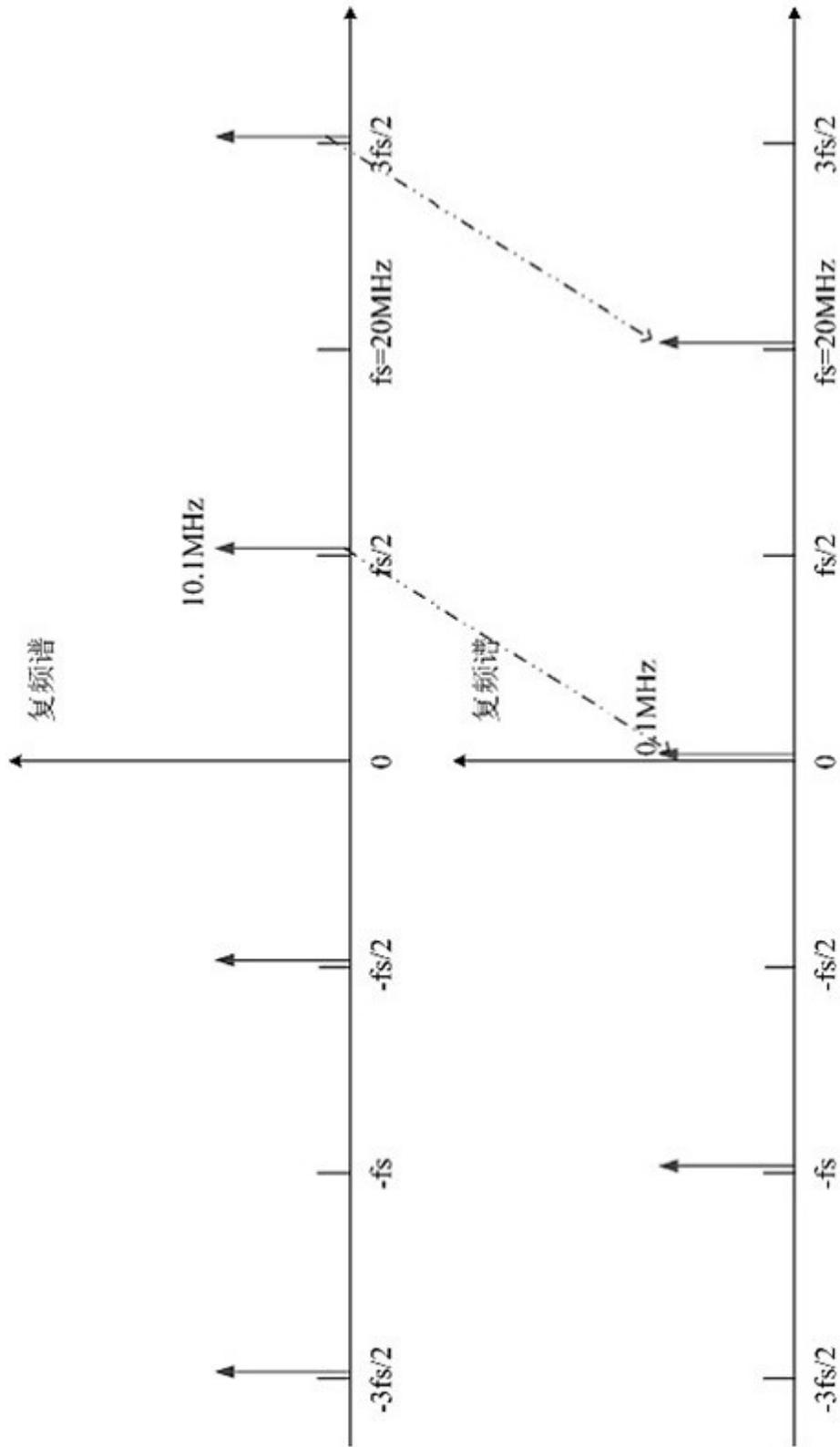


图9

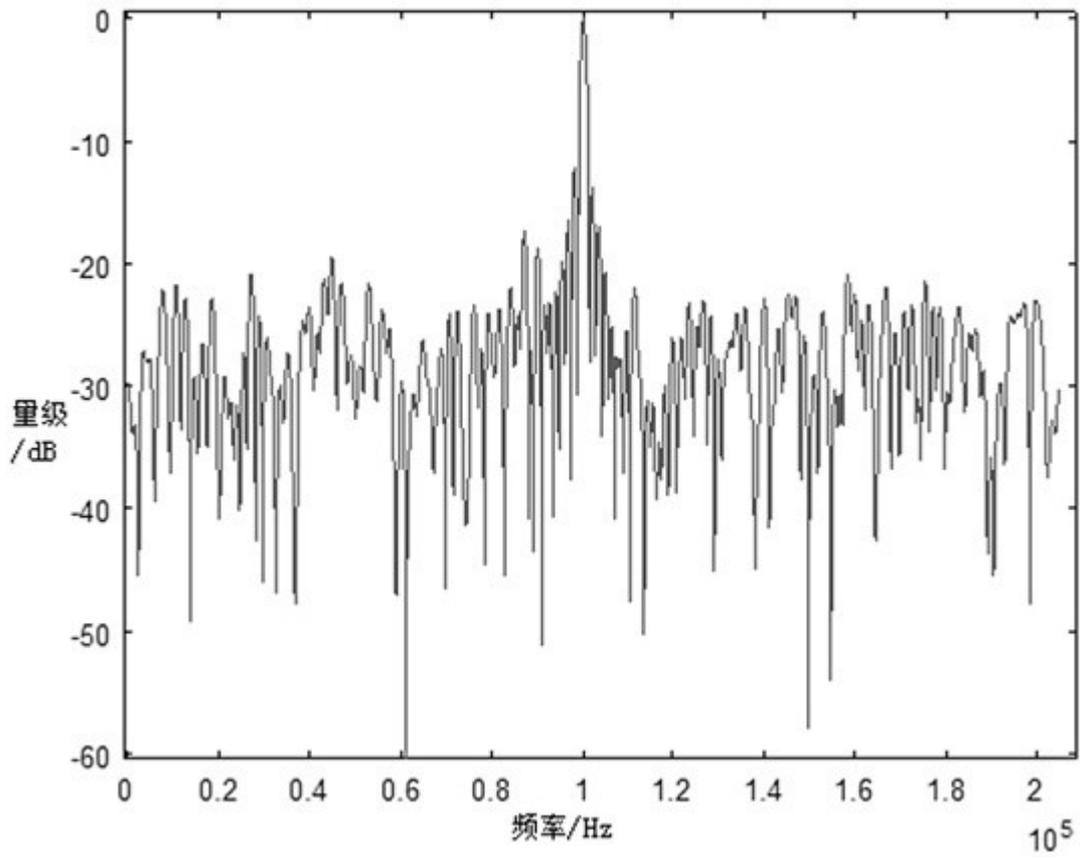


图10

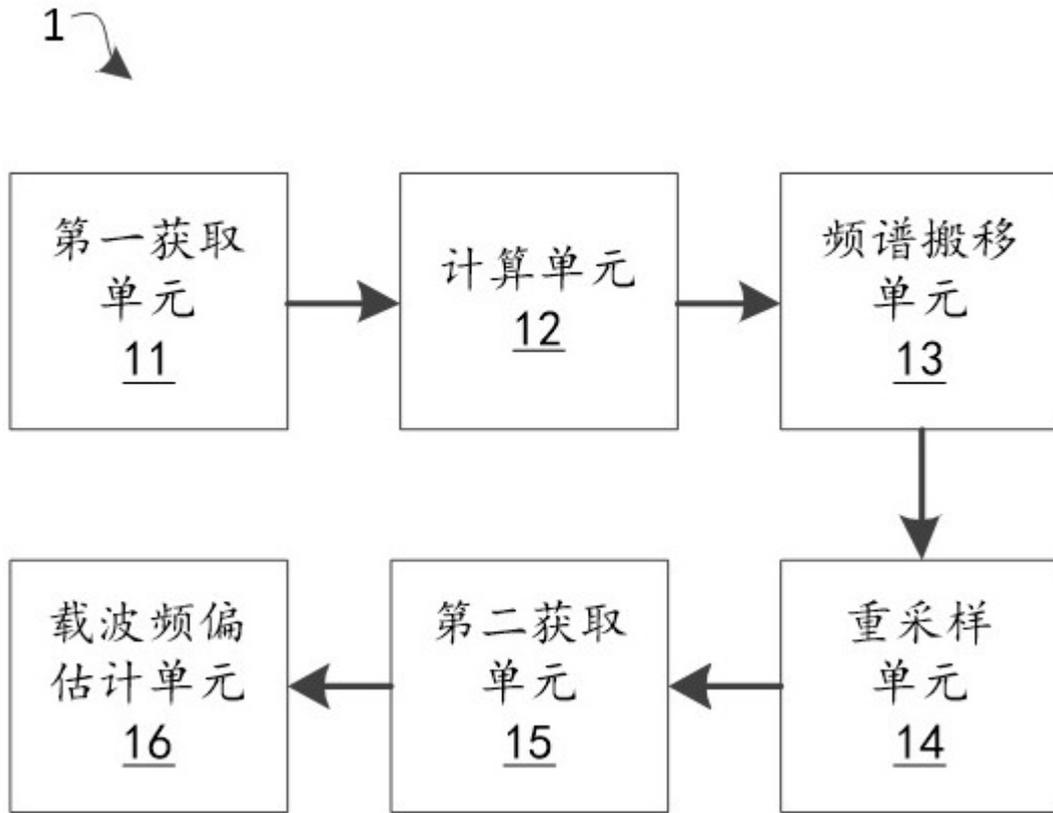


图11