



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111918214 B

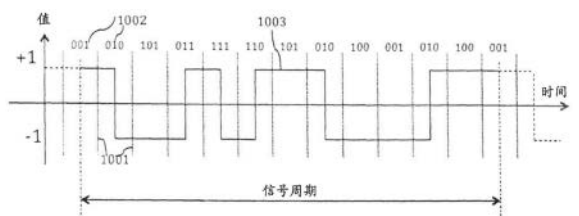
(45) 授权公告日 2022. 11. 11

(21) 申请号 202010493470.1
(22) 申请日 2016.07.15
(65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 111918214 A
(43) 申请公布日 2020.11.10
(30) 优先权数据
 14/826,128 2015.08.13 US
(62) 分案原申请数据
 201680058647.7 2016.07.15
(73) 专利权人 星盟国际有限公司
 地址 英国英属维尔京群岛
(72) 发明人 化文生
(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
 11105
 专利代理师 胡琪
(51) Int. Cl.
 H04W 4/029 (2018.01)
 H04W 24/08 (2009.01)
 H04W 64/00 (2009.01)
 G01S 19/35 (2010.01)
(56) 对比文件
 CN 103869303 A, 2014.06.18
 CN 104316904 A, 2015.01.28

CN 103926933 A, 2014.07.16
CN 1886673 A, 2006.12.27
CN 104730535 A, 2015.06.24
WO 2014102442 A1, 2014.07.03
US 2012086932 A1, 2012.04.12
US 2011142073 A1, 2011.06.16
US 7433322 B1, 2008.10.07
韩非. 基于反卷积的超声测距的应用研究. 《中国优秀硕士学位论文全文数据库工程科技II辑》. 2005, 全文.
赵晟娅. 高精度激光并行测距系统信号检测与处理技术. 《中国优秀硕士学位论文全文数据库信息科技辑》. 2014, 全文.
Karas Pavel等. Algorithms for Efficient Computation of Convolution. 《Design and Architectures for Digital Signal Processing》. 2013, 全文.
R. Queirós等. Cross-Correlation and Sine-Fitting Techniques for High Resolution Ultrasonic Ranging. 《2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings》. 2007, 全文.
审查员 胡均秀
权利要求书3页 说明书21页 附图9页

(54) 发明名称
 用于基于传送信号确定距离的装置
(57) 摘要
 一种用于基于传送信号确定距离的装置, 诸如GPS接收器, 使用如下方法, 基于所传送的探测信号的飞行时间来确定移动设备的位置, 在所述方法中, 在被用于计算匹配滤波器的背景中熟知的相关之前, 接收信号的片段被分类为两个或更多个类别并且根据类别而被累加。使用本发明的方法来计算相关, 并且可选地应用在此描述的额外的省时技术, 使用与现有技术方法中计算相关所需的算术运算的数目相比显著减少的数目的

算术运算来实现位置确定。减少的数目的算术运算可以显著减少进行本发明的方法的设备所需的功耗, 从而实现显著的优点。



1. 一种在基于传送信号确定距离的过程中使用的装置,包括:

存储设备,提供表示所述传送信号的按时间排序的无噪声信号值的第一组信号值,所述第一组信号值被分成片段,每个片段根据预定标准与多个类别中的一个类别相关联,并且每个片段具有预定数目的信号值,其中每个信号值与表示该信号值在时间上的时间位置的样本索引相关联;

信号接口,用于接收表示接收信号的样本的第二组信号值,所述第二组信号值中的每个信号值基于与所述第一组信号值中的信号值在时间上的预定对齐而被分配类别和样本索引,其中所述第二组信号值中的每个信号值被分配与所述第一组信号值中的、所述第二组信号值中的该信号值所对齐到的对应信号值相同的类别和样本索引;

一组累加器,每个累加器与所述类别中的对应的一个类别和对应的样本索引相关联,每个累加器被配置为对从所述第二组信号值中选择的信号值的子集求和,所述信号值的子集是被分配到对应的类别和样本索引的信号值;以及

算术单元,被配置为在一个或多个在时间上相对于所述预定对齐的预定偏移下,使用所述第一组信号值和所述累加器中的和,计算所述传送信号和所述接收信号的一个或多个相关。

2. 根据权利要求1所述的装置,其中所述第二组信号值表示所述接收信号在解调之后的数字化样本。

3. 根据权利要求1所述的装置,其中所述预定标准基于一片段内的信号转变来确定该片段的相关联的类别。

4. 根据权利要求1所述的装置,其中所述预定标准基于相对于一片段在时间上在前的或者在时间上在后的一个或多个片段中的信号转变来确定该片段的相关联的类别。

5. 根据权利要求1所述的装置,其中所述传送信号包括多个码片,并且其中每个片段在时间上沿着两个选择的码片的边界定界。

6. 根据权利要求1所述的装置,其中所述传送信号包括多个码片,并且其中每个片段在时间上沿着两个选择的码片的中点定界。

7. 根据权利要求1所述的装置,其中所述信号接口被配置为从RF前端电路接收所述第二组信号值。

8. 根据权利要求1所述的装置,其中所述第二组信号样本中的每个信号样本由复数表示,所述复数表示所述接收信号的同相采样和正交采样。

9. 根据权利要求1所述的装置,其中所述预定对齐由粗略估计步骤产生。

10. 根据权利要求1所述的装置,其中所述预定对齐由通过电信网络与所述装置通信的服务器提供。

11. 根据权利要求1所述的装置,其中所述算术单元在对所述累加器中的和以及所述第一组信号值二者应用掩码函数之后计算所述相关。

12. 根据权利要求11所述的装置,其中将所述掩码函数与其自身相乘是一。

13. 根据权利要求1所述的装置,其中所述装置使用所计算的相关中最大的一个,计算以下中的一个:所述接收信号的功率、通信通道的期望增益、加性噪声的标准偏差以及信噪比。

14. 根据权利要求1所述的装置,其中每个累加器追踪求和的信号值的数目。

15. 根据权利要求1所述的装置,还包括用于基于所述相关来保持多个统计状态的存储器元件。

16. 根据权利要求15所述的装置,其中所述统计状态涉及概率分布。

17. 根据权利要求16所述的装置,其中所述统计状态由从所述概率分布计算出的概率的对数表示。

18. 根据权利要求17所述的装置,其中所述概率是从基于加性高斯噪声模型的相关计算出的。

19. 根据权利要求16所述的装置,其中所述概率分布涉及所述接收信号在由预定偏移修改的预定对齐下与所述传送信号在时间上对齐的概率。

20. 根据权利要求19所述的装置,其中所述第二组信号值的被分配到预定类别的一部分被排除在所述累加器中求和之外,所述预定类别包含所述第一组信号值中、在未发生信号转变的片段中的信号值。

21. 根据权利要求19所述的装置,其中仅在以下情况时,在所述累加器中的一个累加器中对所述第二组信号值中的一信号值求和:所述第一组信号值中的与所述第二组信号值中的该信号值对应的信号值紧邻信号转变之前或紧邻信号转变之后。

22. 根据权利要求19所述的装置,其中所述第二组信号值的一部分被排除在所述累加器中求和之外,所述第二组信号值的所述部分对应于与低于预定阈值的概率相对应的预定偏移下的信号值。

23. 根据权利要求16所述的装置,所述装置使用所计算的相关和概率分布,计算相对于所述预定对齐的期望偏移。

24. 根据权利要求23所述的装置,其中所述装置在休眠模式下操作,所述算术单元在所述休眠模式期间停止所述相关的计算,所述装置在计算所述期望偏移之后进入休眠操作模式达预定时间段。

25. 根据权利要求16所述的装置,其中所述概率分布随时间更新。

26. 根据权利要求25所述的装置,其中基于早先计算的相关来计算每个相关,所述早先计算的相关由随时间衰减的因子加权。

27. 根据权利要求1所述的装置,还包括:耦接到所述信号接口的解调器,所述解调器在对所述接收信号解调之后提供所述第二组信号样本;以及数字控制振荡器,所述数字控制振荡器向所述解调器提供定时信号。

28. 根据权利要求27所述的装置,其中所述数字振荡器自适应地更新所述定时信号的频率和相位。

29. 根据权利要求28所述的装置,其中所述定时信号的相位基于对所述接收信号的相位的估计而被更新,所述对所述接收信号的相位的估计是从所计算的相关中最大的一个推导出的。

30. 根据权利要求28所述的装置,其中所述数字振荡器以预定间隔更新所述定时信号的频率和相位,每个预定间隔分别具有基于频率估计和相位估计的频率分辨率和相位分辨率的持续时间。

31. 根据权利要求28所述的装置,其中所述定时信号的频率和相位根据卡尔曼滤波器而被更新。

32. 根据权利要求14所述的装置,其中当预定参数具有超过阈值的值时,所述装置确定在所述接收信号中检测到具有预定偏移的信号,其中所述预定参数基于所述累加器中的两个累加器中的累加值的差,并且其中所述阈值部分地基于在所述累加器中求和的信号值的和。

33. 根据权利要求32所述的装置,其中当所述装置确定检测到两个或更多个具有不同预定偏移的信号时,所述接收信号被认为具有所述预定偏移中的最早的预定偏移。

用于基于传送信号确定距离的装置

[0001] 本申请是申请日为2016年7月15日、申请号为201680058647.7 (国际申请号为PCT/US2016/042651)、发明名称为“飞行时间检测的系统和方法”的发明专利申请的分案申请。

[0002] 相关申请的交叉引用

[0003] 本申请涉及并要求于2015年8月13日提交的、标题为“SYSTEM AND METHOD OF TIME OF FLIGHT DETECTION”的美国非临时申请(“共同未决的非临时申请”)第14/826,128号的优先权。通过全文引用将该共同未决的非临时申请合并于此。

技术领域

[0004] 本发明涉及基于在两个对象之间发送的探测信号的飞行时间来测量两个对象之间的距离。具体地,本发明涉及使用诸如全球定位系统(GPS)的定位系统来测量两个对象之间的距离。

背景技术

[0005] 信号的“飞行时间”通常被用于确定对象的位置或时间。“飞行时间”是发送探测信号的时间与接收探测信号的时间之间测量的时间偏移。对象之间的距离是飞行时间与探测信号的传播速度(例如,在GPS信号的情况下为光速)的乘积。在GPS系统中,飞行时间被称为“伪距(pseudo-range)测量”。在许多系统中,飞行时间可用于额外的计算。例如,在GPS系统中,使用多个伪距测量来确定对象相对于地球的三维位置。也可以计算时钟偏移以进一步细化所计算的位置的精度。例如,可以在Pratap Misra和Per Enge的“Global Position System: Signals, Measurement and Performance”(“Enge”)及其引用的参考文献中找到对GPS系统的各个方面的详细描述。

发明内容

[0006] 根据本发明的一个实施例,一种位置确定装置,诸如GPS接收器,使用如下方法,基于传送的探测信号的飞行时间确定移动设备的位置,在所述方法中,在被用于计算匹配滤波器的背景中熟知的相关之前,接收信号的片段被分类为两个或更多个类别并且根据类别而被累加。

[0007] 根据本发明的另一个实施例,一种用于基于传送信号确定距离的装置包括:存储设备,提供表示所述传送信号的按时间排序的无噪声信号值的第一组信号值,所述第一组信号值被分成片段,每个片段根据预定标准与多个类别中的一个类别相关联,并且每个片段具有预定数目的信号值,其中每个信号值与表示该信号值在时间上的时间位置的样本索引相关联;信号接口,用于接收表示接收信号的样本的第二组信号值,所述第二组信号值中的每个信号值基于与所述第一组信号值中的信号值在时间上的预定对齐而被分配类别和样本索引,其中所述第二组信号值中的每个信号值被分配与所述第一组信号值中的、所述第二组信号值中的该信号值所对齐到的对应信号值相同的类别和样本索引;一组累加器,每个累加器与所述类别中的对应的一个类别和对应的样本索引相关联,每个累加器被配置

为对从所述第二组信号值中选择的信号值的子集求和,所述信号值的子集是被分配到对应的类别和样本索引的信号值;以及算术单元,被配置为在一个或多个在时间上相对于所述预定对齐的预定偏移下,使用所述第一组信号值和所述累加器中的和,计算所述传送信号和所述接收信号的一个或多个相关。

[0008] 使用本发明的方法来计算相关,并且可选地应用在此描述的额外的省时技术,本发明允许使用与现有技术方法中计算相关所需的算术运算的数目相比显著减少的数目的算术运算来实现位置确定。减少的数目的算术运算可以显著减少进行本发明的方法的设备所需的功耗,从而实现显著的优点。

[0009] 考虑到下面结合附图的详细描述,更好地理解本发明。

附图说明

[0010] 图1是根据本发明一个实施例的GPS接收器100的框图。

[0011] 图2是示出根据本发明的一个实施例的代表图1的通道103-1、103-2、...103-c中的任一个通道的偏移计算通道200的实施方案的框图。

[0012] 图3是图示根据本发明的一个实施例的用于偏移计算通道(例如,图2的偏移计算通道200)的操作方法的流程图。

[0013] 图4是图示根据本发明的一个实施例的图3的精细偏移估计步骤302中的操作的流程图。

[0014] 图5示出了根据本发明的一个实施例的二进制探测信号(即,具有由+1电平或-1电平表达的值)。

[0015] 图6图示了根据本发明的一个实施例将解调信号604分成多个片段。

[0016] 图7示出了根据本发明的探测信号702、703、705和706以及中心探测信号704在片段边界701之前、之间和之后的波形。

[0017] 图8图示了根据本发明的一个实施例的经掩码的探测信号 $s_m(n)$ 。

[0018] 图9图示了根据本发明的一个实施例的用于中心探测信号903的归类方案,其中基于前一个和后一个码片中是否存在转变来分配表示每个片段的类别的2比特值。

[0019] 图10示出了根据本发明的一个实施例的归类方案,其中片段的类别由分别表示前一个、当前的和下一个片段是否包括信号转变的3比特值来编码。

[0020] 图11示出了根据本发明的使用概率阈值方案,对于在单T归类和掩码下的类别1片段(即,在对应的探测信号中发生转变的片段),相对偏移x的概率分布在时间上如何演变。

[0021] 图12是图示根据本发明的一个实施例的用于操作累加器的方法1200的流程图。

具体实施方式

[0022] 在以下详细描述中,在两个对象之间传送的探测信号可以指从一个对象发送并由另一个对象接收的探测信号,或者替代地可以指由一个对象发送、从第二对象反射并然后由第一个对象接收的信号。本发明适用于GPS,或者更一般地适用于全球导航卫星系统(GNSS),其包括GPS、GLONASS、伽利略、北斗和其它类似系统。实际上,本发明不仅适用于GNSS/GPS系统,而且还适用于任何时间偏移测量系统。例如,本发明适用于测量从雷达天线发送并由目标对象反射、然后由雷达天线接收的雷达探测信号的飞行时间。作为另一个示

例,本发明也适用于确定从本地发送器传送到本地接收器的信号的飞行时间以进行本地位置测量。飞行时间技术可以应用于通信系统中的信号同步。在此详细描述中,使用GPS接收器来说明本发明。然而,本发明不限于在GPS接收器中的应用,而是还可以在上述应用以及其它应用中。

[0023] 图1是根据本发明的一个实施例的GPS接收器100的框图。如图1所示,由天线101接收多个GPS卫星的信号。这些信号通常被放大、解调并下变频到中频(IF)。每个信号也可以被RF前端102数字化以用于在数字域中处理。所得到的信号然后由一个或多个偏移计算通道103-1、103-2、...103-c处理,所述一个或多个偏移计算通道103-1、103-2、...103-c中的每个确定接收信号是否包括从对应的GPS卫星传送的信号。对于每个识别的GPS卫星信号,计算该GPS卫星与GPS接收器100之间的偏移或飞行时间。CPU 104进一步处理从偏移计算通道103-1、103-2、...103-c确定的偏移,以计算接收器100的位置和时间。CPU 104还控制偏移计算通道103-1、103-2、...103-c。下面提供偏移计算通道103-1、103-2、...103-c以及它们的控制的细节。在图1中,CPU 104一般是指CPU电路本身和任何存储器、存储装置(例如,RAM、ROM、FLASH存储器和硬盘驱动器)或支持CPU操作所需的其它组件。

[0024] 图2是示出根据本发明的一个实施例的代表图1的通道103-1、103-2、...103-c中的任一个的偏移计算通道200的实施方案的框图。如图2所示,方框201表示提供从RF前端102生成的数字化的同相和正交信号(即,I和Q信号)。I和Q数字化正交信号被馈送到通道专用解调器202中。从数字振荡器(NCO) 203接收可变频率信号的通道专用解调器202除去由例如多普勒效应、接收器移动、本地时钟漂移和任何其它效应引起的任何剩余频率调制效应。每个通道包括由上述的NCO 203和通道专用解调器202表示的通道专用NCO和通道专用解调器。经解调的I和Q信号然后在偏移估计器204中被处理。CPU 205控制NCO 203、通道专用解调器202和偏移估计器204。CPU 205可以是独立的计算电路,或者可以由CPU 104来实施,该CPU 104是图1所示的整个系统控制电路。

[0025] 图3是图示根据本发明的一个实施例的用于偏移计算通道(例如,图2的偏移计算通道200)的操作方法的流程图。如图3所示,步骤301执行粗略估计,在许多GPS/GNSS系统中也通常称为“信号采集”。粗略估计减小了偏移和频率调制的搜索范围,以为了在图3中由步骤302表示的精细估计做准备。例如,GPS系统中的粗略估计或信号采集可以提供大约0.5码片(每个码片是大约1 μ s长的时间单位)的位置精度以及100Hz到500Hz之间的多普勒频率估计精度。可以通过参考诸如来自手机塔的位置估计的其它信息来辅助粗略偏移估计。使用这种辅助信息的系统称为辅助GPS (AGPS) 系统。例如,在Enge中讨论了AGPS的结构和操作。粗略估计步骤301还可以提供对接收信号中的信噪比(SNR)、偏移精度(或“偏移误差”)和频率精度(或“频率误差”)的估计。

[0026] 步骤302提供精细估计,其将偏移和频率调制各自估计为更高的分辨率。例如,在本发明的一个实施例中,精细估计搜索-0.5码片到0.5码片之间的偏移以及-250Hz到250Hz之间的频率调制。由于各种原因,粗略估计步骤301和精细估计步骤302中的任一个或两者可能不总是成功。在步骤303,如果估计步骤不成功,则重复粗略估计步骤301。在成功的精细估计步骤之后,在重复精细估计步骤302之前,偏移计算通道可进入等待或空闲步骤达预定时间(即,步骤304)。等待时间减少GPS接收器100中的功耗。

[0027] 图4是图示根据本发明的一个实施例的图3的精细估计步骤302中的操作的流程

图。通常,精细估计步骤基于收集的接收信号的数据样本和经过的时间,保持并且更新一组统计状态。在一个实施例中,这些统计状态与偏移的概率分布有关。(相反地,偏移的概率分布可以从这些统计状态推导出)。在一些实施例中,偏移的概率分布可以直接用作统计状态。例如,在一个实施例中,统计状态由与概率分布的对数成比例的量来表示。(这种表示允许将概率的乘法作为概率的对数的加法来执行)。

[0028] 如图4所示,在步骤401,获得偏移 x 的概率分布 $P_0(x)$ 的先验估计。在一个实施例中,概率分布 $P_0(x)$ 可以从粗略估计步骤301获得。例如,在一个实施例中,偏移 x 的分布 $P(x)$ 从GPS接收器中的信号采集获得,其中 $P(x)$ 跨越搜索范围 $x \in \left[-\frac{t_c}{2}, \frac{t_c}{2}\right]$,其中 t_c 是码片时间。

在此实施例中,偏移 x 在此搜索范围之外的概率被认为是小的。初始分布估计 $P_0(x)$ 可以从协助信息(诸如,来自手机塔的辅助数据)获得。初始搜索范围可以是手机塔的通信范围所覆盖的范围。在一些实施例中,初始分布 $P_0(x)$ 可以是大致的估计,而在其它实施例中,当在信号采集期间仅估计偏移 x 的范围时,可以使用简单的均匀分布。在其它实施例中,当在信号采集期间对偏移 x 估计标准偏差时,可以使用高斯分布。

[0029] 在步骤402中,取得所接收的探测信号的数据样本,其用于在步骤403更新概率分布 $P(x)$ 。由于在此实施例中概率分布 $P(x)$ 对应于统计状态,所以在步骤403对概率分布 $P(x)$ 的更新更新了统计状态。在步骤404,然后基于经更新的概率分布 $P(x)$ 执行对偏移 x 的更新估计。在步骤405,输出对偏移 x 的成功更新。替代地,如果对偏移 x 的计算值需要细化以满足预定精度要求,则通过返回到步骤402来取得所接收的探测信号的额外数据样本。否则,即,如果在当前搜索范围内不能估计偏移 x ,则在步骤408输出失败信号。在该情况下,通过返回到粗略估计步骤301来执行新的粗略估计,例如,如上面结合图3所图示的。在步骤406,一经对偏移 x 成功估计,估计器就可以在步骤406等待或空闲达预定时间段以节省功率。预定时间段可以由用户指定。在步骤406的指定的经过时间之后,概率分布 $P(x)$ —因此相应地,统计状态也—在步骤407被更新。可以通过从概率分布 $P(x)$ 计算偏移 x 的期望值来估计偏移。偏移 x 的估计的方差也可以从概率分布中获得。用于更新概率分布和用于执行数据采样的操作可以取决于探测信号的特性、其传送、传播、接收和处理。

[0030] 在一个实施例中,二进制探测信号在+1电平和-1电平之间交替,如图5所示。如图5所示,探测信号可以从+1电平转变或者“跳跃”到-1电平,或从-1电平转变或“跳跃”到+1电平。GPS C/A信号和GNSS BOC信号是二进制信号的示例。探测信号在下次转变之前,在每个状态保留至少达一个码片。在GPS/GNSS中,每个卫星都被分配特殊的代码序列,该代码序列通过+1和-1信号电平而被编码在传送信号中并且周期性地重复。该代码序列跨越GPS C/A中的1023个码片。所传送的探测信号可以诸如通过预定频率(例如,用于GPS C/A的为大约1.575GHz的载波频率)的预定载波信号而被进一步调制。

[0031] 在一个实施例中,以各自具有持续时间 t_s 的间隔对接收信号采样,持续时间 t_s 为码片时间 t_c 的分数(fraction):

$$[0032] \quad t_s = \frac{t_c}{M} \quad (1)$$

[0033] 其中 M 是整数。在一些实施例中,还可以将 M 选择为接近整数或分数,并且实现本发明的相同或相似的优点。信号可能会沿着处理和传送的路径而失真。通常,信号通过传送滤

波器、调制器、传送天线、通信通道(例如,自由空间)、接收天线、接收器滤波器和解调器。失真可能将其本身展现为实际上比其标称时间更长的转变时间,从而导致斜坡或其它伪影(artifact)。在一个实施例中,M被选择为使得:即使在失真的信号中,每个转变也在短于持续时间 t_s 内完成。在一个实施例中,使用仅来自I通道或者来自Q通道(即,分别为同相通道或正交通道)的解调信号(IF中的)的样本。当解调信号接近零相位时,仅需要I通道。在一些实施例中,取得同相样本和正交样本二者。当仅使用I通道和Q通道中的一个通道时,在相对时间 $0, t_s, 2t_s, 3t_s, \dots, nt_s, \dots$ 取得样本,并且将样本表示为 $y(0), y(1), y(2), \dots, y(n), \dots$ 。替代地,当I通道和Q通道均被采样时,输出信号 $y(n)$ 为复值:

$$[0034] \quad y(n) = y_I(n) + jy_Q(n) \quad (2)$$

[0035] 其中 $j = \sqrt{-1}$,并且 $y_I(n)$ 和 $y_Q(n)$ 分别表示解调信号在时间n的同相样本和正交样本。

[0036] 令信号 $s(n)$ 表示探测信号的、在所估计的搜索范围的中心处具有时间偏移的复制品(“中心探测信号”)。可以基于先验知识(例如,来自上述的粗略估计步骤301的知识),将信号 $s(n)$ 解释为接收信号的期望的未失真形式。此外,令 x 表示无噪声解调信号与中心探测信号 $s(n)$ 之间的估计偏移(“相对偏移”)。可以基于相对偏移 x 推导接收器的伪距和位置。仅仅是为了数学上的方便,将信号 $s(n)$ 选择为在搜索范围的中心处具有相对偏移。信号 $s(n)$ 的偏移可以设置在搜索范围内的任何其它位置处(例如,在搜索范围的开始处)。

[0037] 可以根据贝叶斯规则来更新概率分布:

$$[0038] \quad P(x|y) = \frac{P(x)P(y|x)}{P(y)} \quad (3)$$

[0039] 其中 $P(x|y)$ 是在观测到解调信号的样本 y 之后对偏移 x 的概率分布的估计。由于 $P(y)$ 独立于 x ,所以 $P(y)$ 是不需要明确计算的归一化因子。对公式(3)的两侧取对数,获得对数似然公式。

$$[0040] \quad L(x|y) = L(x) + L(y|x) - L(y) \quad (4)$$

[0041] 其中 L 表示对数似然运算,或者一般地,

$$[0042] \quad L(P) = \log(P) \quad (5)$$

[0043] 令 $y(n)$ 被建模为无噪声接收信号 $z(n)$ 和加性噪声 $\epsilon(n)$ 之和:

$$[0044] \quad y(n) = \gamma z(n) + \epsilon(n) \quad (6)$$

[0045] 其中 γ 是通信通道的增益,并且假设 $\epsilon(n)$ 具有高斯分布。可以假设信号 $z(n)$ 是上面讨论的信号 $s(n)$ 的移位(shifted)版本。(经验上,基于对接收信号的分析,这种假设对于大多数情况是适用的。)也就是:

$$[0046] \quad z(n) = s(n-x) \quad (7)$$

[0047] 其中 x 表示相对偏移。因此,在此详细描述中, $z(n)$ 也被称为“移位信号”。

[0048] 不失一般性地,可以将信号的期望幅度设置为1(即, $E[|s(n)|] = 1$)。信号 $y(n)$ 的信噪比(SNR)由如下公式提供:

$$[0049] \quad SNR = \frac{\gamma^2}{\sigma^2} \quad (8)$$

[0050] 其中 σ 是加性噪声 $\epsilon(n)$ 的高斯分布的标准偏差。因此,

$$[0051] \quad L(y|x) = \sum_{n=0}^{N-1} L(y(n)|s(n-x)) \quad (9)$$

[0052] 由于加性噪声 $\varepsilon(n)$ 被假设为高斯:

$$[0053] \quad L(y(n)|s(n-x)) = \beta_0 - \frac{1}{2\sigma^2} (y(n) - \gamma s(n-x))^2 \quad (10)$$

[0054] 其中 β_0 是常数。因此,

$$[0055] \quad \sum_{n=0}^{N-1} L(y(n)|s(n-x)) = N\beta_0 - \frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{n=0}^{N-1} y^2(n) - \gamma^2 \sum_{n=0}^{N-1} s^2(n-x) + 2\gamma \sum_{n=0}^{N-1} y(n)s(n-x) \right) \quad (11)$$

[0056] 假设 $y^2(n)$ 和 $s^2(n)$ 项是常数,公式(11)可以重写为:

$$[0057] \quad \sum_{n=0}^{N-1} L(y(n)|s(n-x)) = \beta_1 + \frac{\gamma}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)s(n-x) \quad (12)$$

[0058] 其中 β_1 是归一化因子。将量 $L'(y|x)$ (“给定偏移 x , 信号 $y(n)$ 的非归一化对数似然”) 定义为:

$$[0059] \quad L'(y|x) = \sum_{n=0}^{N-1} L'(y(n)|s(n-x)) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)s(n-x) \quad (13)$$

[0060] 由于对两个信号 $v(n)$ 和 $s(n)$ 的相关运算由如下公式给出:

$$[0061] \quad \text{conv}(u, v, x) = \sum_{n=0}^{N-1} v(n)u(n-x) \quad (14)$$

[0062] 公式(13)可以被重写为:

$$[0063] \quad L'(y|x) = \sum_{n=0}^{N-1} L'(y(n)|s(n-x)) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \text{Conv}(y, s, x) \quad (15)$$

[0064] 回顾上面的公式(8), 因子 $\frac{\gamma}{\sigma^2}$ 可以从SNR和 σ 获得:

$$[0065] \quad \frac{\gamma}{\sigma^2} = \frac{\sqrt{SNR}}{\sigma} \quad (16)$$

[0066] 对概率分布进行归一化, 以确保所有概率之和等于1。定义非归一化概率分布:

$$[0067] \quad P'(x|y) = P(x) e^{L'(y|x)} \quad (17)$$

[0068] 因此, $P(x|y)$ 由如下公式给出:

$$[0069] \quad P(x|y) = \frac{P'(x|y)}{\sum_x P'(x|y)} \quad (18)$$

[0070] 这里, 信号 $y(n)$ 是实数序列。因此, 此结果直接适用于I样本或Q样本。在一个实施

例中,当信号能被可靠地解调时,仅需要使用两个通道中的一个(例如,单独的I通道)。然而,如果信号 $y(n)$ 是复数序列,即,当I通道和Q通道均被采样时(例如,公式2的信号),则使用相关 $\text{conv}(y, s, x)$ 和增益 γ 的幅度:

$$[0071] \quad L'(y|x) = \sum_{n=0}^{N-1} L'(y(n)|s(n-x)) = \frac{|\gamma|}{\sigma^2} |\text{Conv}(y, s, x)| \quad (19)$$

[0072] 和

$$[0073] \quad \frac{|\gamma|}{\sigma^2} = \frac{\sqrt{SNR}}{\sigma} \quad (20)$$

[0074] 如果从 N_c 个码片中的每个码片取 M 个样本,则样本的总数目 N 是 $N_c M$ 。使用相关的直接(straight-forward)实施方案,且将偏移 x 的搜索范围给定为 N_{cx} 个码片,则计算 $\text{conv}(y, s, x)$ 所需的累加-乘法步骤的总数目 C_t 为:

$$[0075] \quad C_t = M^2 N_c N_{cx} \quad (21)$$

[0076] 在一个实施例中,通过将探测信号分成多个片段并将每个片段归类为一组类别中的一个类别,并且根据所分配的类别来处理每个片段,可以显著减少所需的累加-乘法步骤的数目。可以在探测信号的预处理中执行归类步骤。

[0077] 在运行时,在中心探测信号(即,上述信号 $s(n)$)引导下,解调信号的样本被分配给各片段。每个片段被归类到与中心探测信号 $s(n)$ 的对应片段相同的类别。然后,基于类别 (k) 和样本索引偏移 (m) 在一组累加器 $A(k, m)$ 中累加解调信号的样本。然后,使用累加器中的值来计算搜索范围中的每个偏移 x 的相关。

[0078] 在归类方案下,相对偏移为搜索范围 R_x 内的 x 的任何移位探测信号中的给定类别的每个片段与相同探测信号的被分配至相同类别的任何其它片段难以区分。搜索范围 R_x 被称为“允许的范围”或“允许的偏移范围”。可以归类到有限数目的类别的信号被称为“片段可归类的”信号。二进制信号始终是片段可归类的。

[0079] 图6图示了根据本发明的一个实施例的将解调信号604的样本分成多个片段。图6还示出了中心探测信号603。片段边界601各自被设置在探测信号603中的对应码片的中点处。每个片段持续一个码片时间(t_c)。如图6所示,每个片段根据探测信号603在该片段内的波形而被归类。例如,相邻片段602被归类到类别“0”和“1”。剩余片段的类别被类似地标记。在图6的示例中,每个片段的类别 k 可以是四个类别中的任何一个:(a)当该片段内的所有信号值都等于+1电平时, $k=0$;(b)当该片段内的信号值从+1电平转变到-1电平一次时, $k=1$;(c)当该片段内的所有信号值都等于-1电平时, $k=2$;以及(d)当该片段内的信号值从+1电平转变到-1电平时, $k=3$ 。

[0080] 在图6中,解调信号604的片段中的样本在对应于所分配的片段的类别和每个样本的样本偏移值的累加器中被累加。注意,GPS C/A码是每ms之后重复其自身的周期性信号,并在另一个信号(“信息比特”)上被调制。该信息比特各自具有大约20ms的周期。

[0081] 图7示出了根据本发明的移位探测信号702、703、705和706以及中心探测信号704在片段边界701之前、之间和之后的波形。通过将中心探测信号704分别偏移相对偏移 $-1/2$ 、 $-1/4$ 、 $1/4$ 和 $1/2$ 个码片(即,在 $[-t_c/2, t_c/2]$ 的偏移范围内)来获得移位探测信号702、703、705和706。在图7中,移位探测信号702、703、705和706也分别被标记为 $S(n+2)$ 、 $S(n+1)$ 、

$S(n-1)$ 和 $S(n-2)$ 。中心探测信号704被标记为 $S(n)$ 。由于中心探测信号704的信号值在片段边界701之间仅从+1电平到-1电平转变一次,所以,根据上述归类方案,该片段被分配类别 $k=1$ 。在图7中,可以使用每码片时间4个样本的采样率(即,样本之间为1/4个码片)。由于中心探测信号 $S(n)$ 在片段边界701之外的半个码片时间内没有转变,所以,在每个移位探测信号中,被归类到相同类别 $k=1$ 的所有片段在它们各自的片段边界内具有相同的波形。也就是说,移位探测信号702、702、703和705的被归类到 $k=1$ 的所有片段在片段边界之间具有其各自的与片段边界701内示出的波形相同的波形。因此,图7图示了“单T归类”,因为偏移范围为大约一个码片时间长。

[0082] 归类可以用于减少计算每个相对偏移 x 的相关所需的算术运算的数目。形式上,接收信号与相对偏移为 x 的移位探测信号之间的相关由以下公式给出:

$$[0083] \quad \text{Conv}(y, s, x) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)s(n-x) = \sum_c^{C-1} \sum_{m=0}^{M-1} y(cM+m)s(c, m-x) \quad (22)$$

[0084] 其中 c 表示片段索引, C 表示相关周期内的片段的数目, m 表示片段内的第 m 个样本的样本索引, $s(c, m-x)$ 表示移位探测信号 $s(n-x)$ 的片段 c 中的第 m 个样本的信号值, x 是相对偏移,并且 $y(cM+m)$ 表示解调信号的片段 c 中的第 m 个样本。

[0085] 令 K 是片段可以被归类到的类别的总数目。如上所述,在每个类别 k 内,信号值 $s(c, m-x)$ 对于所有 $c < C$ 是相同的,相对偏移 x 在允许的范围 R_x 内。因此,被归类到类别 k 的片段中的信号值 $s(c, m-x)$ 可以被表示为 $s(k, m-x)$ 。因此:

$$[0086] \quad \text{Conv}(y, s, x) = \sum_c^{C-1} \sum_{m=0}^{M-1} y(cM+m)s(c, m-x) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} s(k, m-x) \sum_{c \in k} y(cM+m) \quad (23)$$

[0087] 其中, $c \in k$ 表示归类到类别 k 的片段 c 。可以使用一组累加器来执行对片段 c 中解调信号的样本的累加,即, $\sum_{c \in k} y(cM+m)$ 。令:

$$[0088] \quad A(k, m) = \sum_{c \in k} y(cM+m) \quad (24)$$

[0089] 表示用于对被归类到类别 k 的片段的且片段样本索引为 m 的样本进行累加的累加器中的累加值。然后,需要 $K \times M$ 个累加器,对于每个 k 和每个样本偏移索引需要一个累加器。图12是图示根据本发明的一个实施例的用于在运行时操作累加器的方法1200的流程图。如图12所示,在步骤1201,识别片段的开始。在步骤1202,从先前计算的表中确定或查找片段类别 k 。然后,识别用于类别 k 的 M 个累加器。通过迭代地执行步骤1204-1208,样本值 $y(cM)$ 、 $y(cM+1)$ 、... $y(c(2M-1))$ 各自被添加到对应的累加器。当在步骤1208该片段中的所有样本值都被累加时,对下个片段重复该处理,直到已经累加了当前相关组所需的解调信号的所有片段的样本值(步骤1209)。因此,如果每个相关涉及解调信号的 N 个样本,则累加运算的总数目等于 $N = MN_c$ (注意,对于公式23的部分没有执行乘法):

$$[0090] \quad C_a = MN_c \quad (25)$$

[0091] 在步骤1210,对于每个相对偏移 x ,使用累加器中的值来计算相关 $\text{Conv}(y, s, x)$:

$$[0092] \quad \text{Conv}(y, s, x) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} s(k, m-x) A(k, m) = \sum_{k=0}^{K-1} \text{conv}(s(k), A(k), x) \quad (26)$$

[0093] 公式26示出每个长度为 N 的相关都可以变换为 K 个相关之和,每个具有 M 个样本和

MN_{cx} 个偏移。通常,公式26要求:

$$[0094] \quad C_{sum} = KM^2 N_{cx} \quad (27)$$

[0095] 次累加-乘法运算以及

$$[0096] \quad C_{sa} = KM N_{cx} \quad (28)$$

[0097] 次加法。因此,在图12的方法下,所有相对偏移所需的算术运算的总数目大大减少:

$$[0098] \quad C_{total} = C_a + C_{sam} + C_{sa} \cong MN_c + KM^2 N_{cx} \quad (29)$$

[0099] 存在很多实施累加器的方式。在一个实施例中,累加器操作由通用处理器(例如,中央处理单元或CPU)或共享累加器硬件执行。在该实施例中,累加器的累加结果(和状态)被存储在存储器系统中的不同存储器位置中。在另一个实施例中,累加器被实施为硬件累加器,并且要由这些累加器累加的值被系统发送给它们。在其它实施例中,可以使用这些方法中的任何一种的组合。

[0100] 上述方法可以应用于片段可归类的任何信号。在图6的示例中,片段长度被选择为码片时间。然而,可以选择另一片段长度,这很可能导致更大的类别总数目(K)。对于诸如GPS/GNSS信号的二进制信号,存在进一步减少所需的算术运算的额外的方式。即使片段长度被选择为码片时间,也可以通过对样本和中心探测信号两者均应用掩码信号来减少所需的算术运算。表示为 $m_s(n)$ 的掩码信号对于每个片段可以具有统一(uniform)信号值(+1电平或-1电平)。换言之,

[0101] 对于所有的 $m < M$ 和 $c < C$, $m_s(n) = m_s(cM+m) = s(cM)$ (30) 注意, $m_s(n)m_s(n) = 1$ 。也可以使用其它掩码信号。例如,可以将掩码信号的每个片段的统一信号值选择为中心探测信号在该片段的后边界处的信号值。由于 $m_s(n)m_s(n) = 1$,所以

$$[0102] \quad Conv(y, s, x) = \sum_{n=0}^{N-1} (y(n)m_s(n))(m_s(n)s(n-x)) = \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n)s_m(n-x) \quad (31)$$

[0103] 其中 $y_m(n) = y(n)m_s(n)$ 是经掩码的采样信号,并且 $s_m(n-x) = m_s(n)s(n-x)$ 是经掩码的移位探测信号。

[0104] 图8图示了根据本发明的一个实施例的经掩码的探测信号 $s_m(n)$ 。如图8所示,使用探测信号801(即,探测信号 $s(n)$)来构造掩码信号804,其继而提供经掩码的探测信号805(即,经掩码的探测信号 $s_m(n)$),示出经掩码的探测信号 s_m 。经掩码的信号805的每个片段可以被分配到两个类别中的一个: $k=1$,其在该片段内具有转变;或者 $k=0$,其在该片段内不具有转变。掩码信号804将探测信号801中的-1电平到+1电平转变和+1电平到-1电平转变均变换为经掩码的探测信号805中的+1电平到-1电平转变。掩码信号804还将具有统一的+1电平信号值或统一的-1电平信号值的片段变换为统一的+1信号电平。可以在将所得到的样本在对应的累加器中累加之前计算经掩码的采样信号 $y_m(n) = y(n)m_s(n)$ 的值,而经掩码的探测信号 $s_m(n)$ 可以被预先计算。掩码的技术在此详细描述中被称为“掩码技术”。由于在此示例中类别的数目减少了一半,所以所得到的电路具有更小的封装(footprint)。在软件实施方案中,计算相关所需的算术运算的数目也相应地减少。

[0105] 接下来描述对探测信号的片段进行归类的其它方式,其允许更高效地计算较大偏移范围的相关。例如,在一个实施例中,码片边界被用作片段边界。公式30和31所示的掩码技术可以应用于探测信号和采样信号(即,经解调的接收信号)两者。可以通过在前一个和

后一个码片内是否存在信号值转变,来对经掩码的中心探测信号的片段归类。由于存在4种可能的类别,所以使用2比特值来表示类别。当前一个码片中发生转变时,2比特类别的第一个比特被分配“1”;否则,它被分配“0”。类似地,当后一个码片中存在转变时,2比特类别的第二比特被分配“1”;否则,它被分配一个“0”。图9图示了根据本发明的一个实施例的用于中心探测信号903的此归类方案。如图9所示,片段边界被标记为901。提供如附图标记902所指示的片段的类别。此归类方案提供允许的偏移范围 $[-t_c, t_c]$,其是图6所示的单T归类方案的允许的偏移范围的两倍大。

[0106] 类似的技术允许甚至更大的偏移范围。通常,可以:

[0107] 1. 使用码片边界作为片段边界;

[0108] 2. 以公式30和31所示的方式对探测信号和样本信号两者进行掩码;以及

[0109] 3. 使用 C_n 个先前的码片和 C_n 个随后的码片中的值对片段进行归类。

[0110] 在此方法下,该类别可以用 $2C_n$ 比特二进制数来编码,其中每个比特对应于当前片段中的信号值是否等于码片中的在相对偏移 $-C_n, \dots, -1, 1, \dots, C_n$ 处的对应一个码片中的信号值。如果码片内的信号值与当前片段中的信号值相同,则类别值中的对应比特为“0”;否则,类别值中的对应比特被分配“1”。结果,类别值可以是 2^{2C_n} 个值中的任何一个,并且允许的偏移范围是 $[-C_n t_c, C_n t_c]$ 。

[0111] 如果诸如图6所示的在码片的中点处设置片段边界,则还可以扩展允许的偏移范围以用于计算相关:

[0112] 1. 使用码片的中点作为片段边界;

[0113] 2. 以公式30和31所示的方式对探测信号和样本信号两者进行掩码;以及

[0114] 3. 使用对在当前部分以及 C_n 个先前的片段和 C_n 个随后的片段中的每个中是否存在转变进行编码的类别值,对每个片段进行归类。

[0115] 在此方法下,类别值是 $2C_n+1$ 比特二进制数。每个比特的值对应于具有如下相对偏移中的一个相对偏移的片段: $-C_n, \dots, -1, 0, 1, \dots, C_n$ 。如果在对应的片段内存在转变,则对应的比特被分配“1”;否则,对应的比特被分配“0”。在此方法下允许的偏移范围是 $[-(C_n+1/2)t_c, (C_n+1/2)t_c]$,并且类别值可以是 2^{2C_n+1} 个值中的任何一个。图10图示了根据本发明的一个实施例的对于情况 $C_n=1$ 的此方法。在图10中,片段边界1001被选择为探测信号1003中的码片的中点。由于类别1002值对前一个、当前或后一个码片是否包括信号转变进行编码,所以存在8个类别。

[0116] 对于二进制探测信号,可以进一步减少对于给定相对偏移 x 的相关计算中的算术运算的数目。例如,考虑两个函数 v 和 u ,其中 u 具有二进制值(即, $u(i)$ 的值是1或-1),类似于上面讨论的探测信号。然后,对于相对偏移 x ,信号 u, v 的相关由以下公式给出:

$$[0117] \quad \text{Conv}(u, v, x) = \sum_{i=0}^{I-1} u(i-x)v(i) \quad (32)$$

$$[0118] \quad \begin{aligned} \text{Conv}(u, v, x+1) &= \sum_{i=0}^{I-1} (u(i-x-1) - u(i-x))v(i) + u(i-x)v(i) \\ &= \text{Conv}(u, v, x) + \sum_{i=0}^{I-1} (u(i-x-1) - u(i-x))v(i) \end{aligned} \quad (33)$$

[0119] 因为我们上面讨论的类型的探测信号是二进制值的,并且在每个码片都取得多个样本,所以项 $u(i-x-1) - u(i-x)$ 的值通常为零。因此,

[0120] 可以以如下方式递归地计算 $\text{Conv}(u, v, x)$:

[0121] 步骤1:计算Conv (u, v, 0) ;

[0122] 步骤2:初始化x=0;

[0123] 步骤3:计算

$$[0124] \quad \sum_{i=0}^{I-1} (u(i-x-1) - u(i-x))v(i)$$

[0125] 步骤4:使用公式 (33) 和步骤3的结果计算Conv (u, v, x) ;以及

[0126] 步骤5:将x递增1并且重复步骤3-5,直到已经计算了x的所有值。

[0127] 例如,当v (n) 是中心探测信号s (n) 的片段中的+1电平到-1电平转变函数时:

$$[0128] \quad v(n) = \begin{cases} 1, & \text{对于 } n < 0 \\ -1, & \text{对于 } n \geq 0 \end{cases} \quad (34)$$

[0129] 那么,

$$[0130] \quad \sum_{i=0}^{I-1} (u(i-x-1) - u(i-x))v(i) = 2v(n) \quad (35)$$

[0131] 因此,可以使用M阶 (order) 加法、M阶减法和M阶乘2运算、而非传统计算所需的M²阶乘法和加法,通过M阶步骤来计算相关。

[0132] 可以使用相关结果来估计信号的功率和接收信号的噪声。对于一般的数字信号h (n) ,其信号功率被定义为|h (n) |²。因此,由N个样本表示的信号y (n) 的功率由以下公式给出:

$$[0133] \quad P_y = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 \quad (36)$$

[0134] 令x_{max}表示产生最大相关幅度C_{max}的相对偏移,即,

$$[0135] \quad C_{\max} = \text{Conv} (y, s, x_{\max}) \quad (37)$$

[0136] 增益的期望值E[γ]由以下公式给出:

$$[0137] \quad E[\gamma] = \frac{C_{\max}}{N} \quad (38)$$

[0138] 信号的功率P_s可以使用最大相关值获得:

$$[0139] \quad P_s = |E[\gamma]|^2 = \frac{|C_{\max}|^2}{N^2} \quad (39)$$

[0140] 信噪比可使用以下公式计算:

$$[0141] \quad SNR = \frac{P_s}{P_y - P_s} \quad (40)$$

[0142] 在GPS/GNSS系统中,P_y>>P_s,使得:

$$[0143] \quad SNR \cong \frac{P_s}{P_y} \quad (41)$$

[0144] 加性噪声ε (由高斯分布近似) 的标准偏差σ可以使用以下公式估计:

$$[0145] \quad \sigma = \sqrt{P_y} \quad (42)$$

[0146] 当信噪比SNR和信号功率P_y (或标准偏差σ) 二者均已知时,最大相关值C_{max}的期望幅度由以下公式给出:

$$[0147] \quad E[|C_{max}|] \cong N|E[\gamma]| = N\sigma\sqrt{SNR} = N\sqrt{(SNR)P_y^2} \quad (43)$$

[0148] 其中N是相关计算中样本的数目。最大相关值的期望幅度 $E[|C_{max}|]$ 可以用来检测偏移x是否在搜索范围内(即,偏移x的估计是成功的)。如果测量的最大相关值 C_{max} 太小:

$$[0149] \quad |C_{max}| < \alpha_{cmax} E[|C_{max}|] \quad (44)$$

[0150] 其中 α_{cmax} 是设计参数,那么相对偏移x很可能超出范围。在一些实施例中,可以选择 $\alpha_{cmc} = 10$ 。

[0151] 在一些实施例中,一个或多个样本可以被跳过(即,不在累加器中被累加)。在一个实施例中,对于偏移搜索范围 $[-t_c/2, t_c/2]$,使用如上所述的单T归类和掩码,非转变片段(即,类别0)中的样本对每个相关的贡献是相同的,而与相对偏移无关。因此,“类别0”片段的贡献不改变任何相对偏移x的相对似然。因此,这些片段不影响归一化之后的最终结果。因此,可以跳过对类别0片段中的样本的累加。

[0152] 在每个片段中,该片段中的样本的相对偏移x是相对于中心探测信号s(n)来定义的。原始样本的索引由 $n = cM + m$ 表示,其中c是片段编号,并且m是样本片段索引。在给定片段内,如果中心探测信号s(n)在样本索引 $m = \frac{M}{2} - 1$ 与样本索引 $m = \frac{M}{2}$ 之间恰好具有转变,

则样本索引 $m = \frac{M}{2} - 1$ 是被定义为具有相对偏移x=0的时间点。因此,s(cM+m)具有相对偏移 $x = m - \frac{M}{2} + 1$ 。在一个实施例中,M被选择为偶数。在其它实施例中,在M是奇数的情况下,可以使用 $\text{floor}(M/2)$ 、而非 $M/2$ 作为具有零相对偏移的时间点。

[0153] 利用偏移x的概率分布,算术运算的总数目可以进一步减少。例如,考虑到已经取得且处理的样本,偏移x更有可能在更小的相对偏移范围内。在一个实施例中,涉及不太可能对应于探测信号的快速变化部分的样本的计算可以被跳过。二进制探测信号的快速变化部分是在时间上接近于从+1电平到-1电平或从电平-1到电平+1转变发生时的部分。不太可能对应于探测信号的快速变化部分的样本很有可能对应于探测信号的不变部分。因此,这些样本不太可能对区分不同偏移的似然的测量做出贡献,并因此可以被跳过(即,不需要在对应的累加器中被累加)。

[0154] 在单T归类和掩码下的类别1片段(即,在对应的探测信号中发生转变的片段)中,转变恰好发生在相对偏移x处的样本之后的概率等于接收信号具有相对偏移x的概率。因此,可以使用相对偏移的概率来确定哪些样本可以被跳过。如果相对偏移x的概率小于某个阈值,则可以跳过对应于相对偏移x的计算。

[0155] 其它概率也可以用于确定片段中的哪些不太可能具有转变的样本可以被跳过。例如,在一个实施例中,可以使用概率 $P(n-1)$ 和 $P(n)$ 的平均值来确定是否可以跳过相对偏移n处的样本:

$$[0156] \quad P_2(n) = \frac{1}{2} [P(n) + P(n-1)] \quad (45)$$

[0157] 这是因为,当n超出相对偏移x的搜索范围时, $P(n) = 0$ 。如果需要,则平均概率 $P_2(n)$ 应被归一化。确定跳过的另一方式是使用累加概率:

$$[0158] \quad P_c(n) = \sum_{i=0}^n P(i) \quad (46)$$

[0159] 在此方案(“概率阈值方案”)下,可以选择值 P_{c0} ,并且当 $P_c < P_{c0}$ 或 $1 - P_c < P_{c0}$ 时,跳过某些相对偏移 c 处的样本。在一些实施例中,例如, P_{c0} 可以被选择为具有在0.1与0.3之间的值。替代地,可以根据经验调节或通过模拟确定 P_{c0} 。

[0160] 图11示出了根据本发明的使用概率阈值方案,对于在单T归类和掩码下的类别1片段(即,在对应的探测信号中发生转变的片段),相对偏移 x 的概率分布在时间上如何演变。在图11中,已经跳过了对不变片段中的样本的累加。最初,由概率分布1101所示,假设相对偏移 x 的概率分布是均匀的。相对偏移 x 的概率分布如由概率分布1101、1102、1103、1104、1105、1106、1107和1108按顺序所示地在时间上演变。每个条(例如,条1110)提供对应于相对偏移值(例如,相对偏移值1112)的概率值。线1111表示阈值概率值。如果相对偏移 x 的概率小于阈值概率值,则与该相对偏移对应的样本被跳过。

[0161] 不断地取得新的样本并将其添加到累加器 $A(k, m)$ 。在迭代之间,不重置累加器。在两次迭代(例如,对于图12中所示的方法,步骤1201至1209的迭代)之间计算相关,以便计算概率分布。在一些实施例中,可以在计算相关之前经过的时间内,调节累加器(由此也调节概率分布)。

[0162] 在已经取得并且处理了经解调的接收信号的一些样本之后,得到概率分布1102。发现相对偏移-3和4的概率小于阈值1111。因此,解调信号在相对偏移-3和4处的样本在下一迭代中被跳过,从而导致概率分布1103。此时,相对偏移-3、-2、3和4的概率低于概率阈值1111,因此在这些相对偏移处的样本在下一迭代中被跳过。另外,基于概率分布1104和1105,在随后的迭代中在相对偏移-1和2处的样本被跳过。

[0163] 在此处理期间,虽然在某些相对偏移处的样本被跳过,但是仍然计算搜索范围内的所有相对偏移的相关。被跳过的样本不被累加,这相当于具有零信号值。因此,任何相对偏移的概率可能仍然改变(并且有时可能甚至变得更大)。例如,即使在紧随呈现概率分布1104之后不对与相对偏移-1对应的样本进行累加,在后续概率分布(即,概率分布1106)中的相对偏移-1的概率、相对偏移-1的概率实际上增加了。在呈现概率分布1106之后的迭代中,恢复对相对偏移-1处的样本的累加。通过追踪搜索范围内的所有(或至少一些)相对偏移的概率,无论对于该范围内的某些相对偏移是否累加样本,所得到的方法对于统计波动都是稳健的。

[0164] 通常,保留超过阈值1111的单个相对偏移,诸如在概率分布1107中对于相对偏移0所示的。在本发明的一个实施例中,采样和概率更新在该事件之后保持运行,诸如由概率分布1108所示的,该概率分布1108是在概率分布1107之后的一次或多次迭代之后得到的。

[0165] 在计算每个概率分布(或其它统计状态)之前累加的样本的数目不需要固定。在任何给定时间选择合适的值是在避免累加应被跳过的样本与避免太频繁计算概率更新之间的折衷。最佳值使计算的总量最小化,这导致降低功耗。

[0166] 可以在系统中的多个不同阶段中的任何一个阶段中实施样本跳过。例如,在一个实施例中,被跳过的信号样本被接收到模数转换器(ADC)中。在另一个实施例中,信号样本被接收到ADC中,但是经转换的数字样本不被保存到存储器中。在另一个实施例中,样本被保存在存储器中、但不被提供给累加器。

[0167] 信号样本可以被系统缓冲。在一个实施例中,每个样本在其被接收到ADC中之后被直接处理。在另一个实施例中,在ADC中数字化之后,样本可以被缓冲在存储器中以用于稍

后的处理。

[0168] 样本跳过基于如下原理：可以避免取得或使用以下样本，该样本具有较低的对概率分布做出贡献的概率以至于影响在信号的高概率可能偏移之中进行区分。此结果可以以许多不同的方式实现。在一些实施例中，可以通过调节采样频率来实现相同或相似的结果：

[0169] 1. 以较低的初始采样率取样；

[0170] 2. 计算可能偏移的概率分布；

[0171] 3. 当一系列偏移具有显著小于其它偏移的概率时，那些低概率偏移被标注为被跳过；

[0172] 4. 当剩余偏移范围（即，与未被跳过的样本相对应的偏移范围）足够小（例如，小于先前范围的一半）时，增大采样频率（例如，2倍）；以及

[0173] 5. 重复步骤2-5，直到实现所期望的偏移分辨率。

[0174] 在对应的相对偏移处的样本的累加器中的值可以被用于提供对相对偏移的更精细的估计，例如，具有比采样时间更精细的分辨率的估计。

[0175] 在一个实施例中，系统追踪添加到累加器中的样本的数目 $N_s(k, x)$ ，其中 k 是类别，并且 x 是相对偏移。通过关系 $m = x + M/2 - 1$ ，相对偏移转化为样本索引。（累加器值 $A(k, x)$ 也可以使用此关系来查找。）

[0176] 将相对偏移的子样本部分表示为 x_s 。当转变恰好发生在相对偏移 x 处的样本之后，即 $x_s = 0$ 时，累加器的期望值（表示为 $A(1, x)$ ，其中 1 表示具有信号转变的类别）

$$[0177] \quad \bar{A} = N_s(1, x) \sqrt{(SNR)p_y} \quad (47)$$

[0178] 其中 p_y 是解调信号的平均功率，并且其中 SNR 是解调信号的信噪比。当转换恰好发生在该样本之前，即 $x_s \approx -1$ 时，累加器中的期望累加值为 $-\bar{A}$ 。可以通过在这些情况之间插值，计算样本的分数相对偏移 x_s 。

$$[0179] \quad x_s = \frac{A(1, x)}{2\bar{A}} - \frac{1}{2} \quad (48)$$

[0180] 注意，公式 48 中的 $A(1, x)$ 表示对经解调的接收信号的样本的累加。因此， $A(1, x)$ 可推断为实数。公式 48 中可以忽略任何虚部。相对偏移 x_a 的总体估计由以下公式给出：

$$[0181] \quad x_a(x) = x + x_s(x) \quad (49)$$

[0182] 当存在多于一个估计的相对偏移时，可以通过 $x_a(x)$ 的加权和来估计总偏移 $\bar{x}$ ：

$$[0183] \quad \bar{x} = \sum_x P(x) x_a(x) \quad (50)$$

[0184] 其中 $P(x)$ 是相对偏移 x 的概率。在一些实施例中，对搜索范围中的所有 x 上进行求和。在其它实施例中，可以仅对具有大于概率阈值的概率的相对偏移上进行求和。公式 50 提供了比概率分布的期望值更好的对偏移的估计。然而，当概率广泛分布在搜索范围上时，公式 50 可能并不是有效的。因此，在一些实施例中，简单的期望值方法可能更合适。

[0185] 系统可能随着样本被取得和处理的时间而发生改变。例如，用户的位置可能改变，本地时钟可能漂移，或者其它条件可能改变。在一些实施例中，这样的改变可能是显著的。处置这种改变的一种方式是通过时间更新概率分布，诸如，令相关值（或者等效地，对数似然）随时间衰落（fade）：

$$[0186] \quad \text{conv}_t(y, s, x) = e^{-\frac{t}{\tau}} \text{conv}_0(y, s, x) \quad (51)$$

[0187] 其中 $\text{conv}_0(y, s, x)$ 是在初始时间点的相关值,并且 $\text{conv}_t(y, s, x)$ 是时间间隔 τ (即,衰落时间)之后的相关值。变量 τ 可以被看作是取决于被测量的对象的动态性的设计参数。大致地,在当前时间之前超过预定时间 τ 取得的样本应对当前的相关值没有显著贡献。例如,在一个实施例中,对于以大约每秒30米的速度移动的对象,变量 τ 可以被设置为一秒。也可以根据经验调节或者通过模拟确定变量 τ 。

[0188] 当取得新样本时,使用新样本计算的相关可以被添加到当时存在的相关值。因此,累加器值也可以衰落:

$$[0189] \quad A_t(k, x) = e^{-\frac{t}{\tau}} A_0(k, x) \quad (52)$$

[0190] 非归一化的对数似然也可以类似地衰落:

$$[0191] \quad L_t = e^{-\frac{t}{\tau}} L_0 \quad (53)$$

[0192] 为标注方便,选择在此详细描述中讨论的许多具体实施例。可以使用许多变化来获得相同的结果。例如,在一个实施例中,可以使用以下过程:

[0193] 1. 在信号的转变周围取样;

[0194] 2. 根据信号转变的方向(即,从电平+1到电平-1、或从电平-1到电平+1)调节取得的样本的符号;

[0195] 3. 通过首先对样本进行分组来计算相关。

[0196] 此过程等效于上面结合图8描述的掩码-归类(其中 $k=1$)过程。

[0197] 注意,可以选择本发明的不同组件以在本发明的不同实施例中使用或不使用。例如,在一个实施例中,可以选择仅使用跳过方法来减少计算的总量。可以取得预期接近信号的跳跃的样本,并跳过预期远离跳跃的样本。然后,可以基于这些信号使用计算相关的传统方法。在该实施例中,不使用归类组件,然而,与不进行跳过的方法相比,仍然减少了计算/功率的总量。

[0198] 图2的数字振荡器203可以基于对来自RF前端201的IF载波信号的相位 ϕ 和频率 f 的估计来操作。NCO 203的一个实施方式可以提供同相信号和正交信号两者:

$$[0199] \quad \begin{aligned} N_I(n) &= \cos(\phi + 2n\pi f t_s) \\ N_Q(n) &= \sin(\phi + 2n\pi f t_s) \end{aligned} \quad (54)$$

[0200] 在一些实施例中,可以简单地使用二进制信号、而非sin和cos信号:

$$[0201] \quad \begin{aligned} N_I(n) &= \text{sign}(\cos(\phi + 2n\pi f t_s)) \\ N_Q(n) &= \text{sign}(\sin(\phi + 2n\pi f t_s)) \end{aligned} \quad (55)$$

[0202] 其中, $\text{sign}(\cdot)$ 是符号函数:

$$[0203] \quad \text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{对于 } x < 0 \\ -1, & \text{对于 } x \geq 0 \end{cases} \quad (56)$$

[0204] 为了避免昂贵的浮点计算,角速率 $\omega = 2\pi f t_s$ 和相位 ϕ 均可以表示为整数。可以使用样本 n 处的总相位来计算 $\text{sign}(\cos(x))$ 和 $\text{sign}(\sin(x))$,其由以下公式给出: $\phi_n = \phi +$

wn。

[0205] RF前端(例如,图1的RF前端102)从所接收的信号中除去大部分频率调制。任何剩余的频率调制可以由通道专用解调器来移除,其使用以下公式实现:

$$\begin{aligned} I_O(n) &= I_i(n)N_I(n) - Q_i(n)N_Q(n) \\ Q_O(n) &= I_i(n)N_Q(n) + Q_i(n)N_I(n) \end{aligned} \quad (57)$$

[0207] 其中 $I_O(n)$ 和 $Q_O(n)$ 是输出数据样本,并且 $I_i(n)$ 和 $Q_i(n)$ 是数据样本。

[0208] 在一些实施例中,可以使用传统的频率和相位追踪环来完成频率和相位估计。为了减少计算量和功耗,可以使用以下或类似的方法。

[0209] 粗略估计(或信号采集)提供了对频率调制的初始估计。最初,NC0 203的相位和频率可以被设置为零或任何其它方便的初始值。然后,可以取样以用于信号采集计算。在信号采集之后,NC0 203的频率和相位可以被设置为初始值:

$$f = f_0; \phi = 0 \quad (58) \text{ 其中 } f_0 \text{ 是来自信号采集的频率估计。}$$

接下来,一种估计相位的方式是在时间间隔 T_c 期间取得一些样本,并在由信号采集步骤确定的搜索范围上计算多个相关。具有最大绝对值 $C_{\max}$ 的相关的相位 ϕ_m 提供对时间间隔 T_c 期间的平均剩余相位的估计。

$$\phi_m = \text{phase}(C_{\max}) \quad (59)$$

[0212] 在本发明的优选实施例中,使用以下标准来选择 T_c :

[0213] 1. T_c 应当足够短,以使得该时间段期间的相位变化 $\delta\phi$ 较小。例如, T_c 的一个标准可以是:

$$T_c < \frac{\delta\phi_1}{2\pi\delta f} \quad (60)$$

[0215] 其中 δf 是频率分辨率,并且 $\delta\phi_1$ 是选择的相位误差。接收信号在选择的间隔 T_c 上的相位变化 $\delta\phi$ 将小于 $\delta\phi_1$ 。在一些实施例中,可以在 $\pi/6$ 与 $\pi/2$ 之间选择 $\delta\phi_1$ 。

[0216] 2. T_c 应当被选择为足够大,以使得可以取得足够的样本以进行可靠的相

[0217] 位测量。例如, T_c 的一个标准可以是:

$$T_c > \frac{(\delta\phi_2)^2 t_s}{SNR} \quad (61)$$

[0219] 在一些实施例中,相位误差 $\delta\phi_2$ 可以是在 $\pi/6$ 与 $\pi/4$ 之间选择的值。

[0220] 可以通过执行由时间间隔 T_m 隔开的两个相位估计,来估计频率。 T_m 可以被选择为尽可能长,但被保持为足够短以使得在该周期(period)期间的相位变化应小于 2π ,以便避免相位跳过(phase skipping)。也就是,

$$T_m \delta f 2\pi < 2\pi \quad (62) \text{ 其中 } \delta f \text{ 是在相位测量之前的频率估计的精度。这意味着:}$$

$$T_m < \frac{1}{\delta f} \quad (63)$$

[0223] 在一些实施例中,可以应用安全裕量(例如, $T_m = 0.3/\delta f$)。

[0224] 分别表示第一和第二相位测量 ϕ_{m1} 和 ϕ_{m2} 、以及它们的精度(即,分辨率) $\delta\phi_1$ 和 $\delta\phi_2$ 。所测量的频率可以通过以下公式获得:

$$[0225] \quad f_m = \frac{\phi_{m2} - \phi_{m1}}{T_m} \quad (64)$$

[0226] 在两次测量之后,频率的精度 δf 由以下公式给出:

$$[0227] \quad \delta f = \frac{\sqrt{\delta\phi_1^2 + \delta\phi_2^2}}{T_m} \quad (65)$$

[0228] 在测量之后,可以使用以下关系来更新数字振荡器的相位和频率:

$$[0229] \quad \begin{aligned} \phi_+ &= \phi_- - \phi_{m2} \\ f_+ &= f_- - f_m \end{aligned} \quad (66,67)$$

[0230] 其中,分别地, ϕ_- 和 f_- 是更新之前NCO的相位和频率,而 ϕ_+ 和 f_+ 是更新之后NCO的相位和频率。

[0231] 在一个实施例中,每次在执行精细偏移估计之前运行此两步相位-频率更新。在一些其它实施例中,递归地多次运行此两步相位-频率更新,直到实现某个频率精度水平。例如,递归更新可以运行,直到 $\delta f < 10\text{Hz}$ 。

[0232] 在本发明的一个实施例中,可以使用卡尔曼滤波器来估计相位和频率。这是比两步相位-频率方法更稳健和精确的方法,其代价是更大的计算量(即,更大的功率)。

[0233] 卡尔曼滤波器的状态变量可以是相位和频率:

$$[0234] \quad X = \begin{bmatrix} \phi \\ f \end{bmatrix} \quad (68)$$

[0235] 状态更新矩阵A可以被建模为:

$$[0236] \quad A = \begin{bmatrix} 1 & 2\pi t_m \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (69)$$

[0237] 过程噪声可以通过以下公式建模:

$$[0238] \quad w = \begin{bmatrix} w_\phi \\ w_f \end{bmatrix} \quad (70)$$

[0239] 其中 w_ϕ 和 w_f 分别表示过程相位噪声和频率噪声。这些噪声由本地时钟振荡器和用户移动引入。状态更新函数为如下:

[0240] $X_{n+1} = AX_n + w$ (71) w 的方差可以通过振荡器的规格和应用的动态性来确定。在一个实施例中,过程误差的方差可以被建模为与所经过的时间成比例:

$$[0241] \quad \begin{aligned} \sigma_\phi^2 &= P_\phi t_m \\ \sigma_f^2 &= P_f t_m \end{aligned} \quad (72)$$

[0242] 其中 P_ϕ 和 P_f 分别是相位随机游走(walk)噪声的功率和频率随机游走噪声的功率。相位随机游走噪声和频率随机游走噪声均可以是时钟相位或频率随机游走噪声、以及由接收器的随机运动导致的相位或频率随机游走噪声的组合。实际上,可以根据时钟规格和接收器的动态性来估计 P_ϕ 和 P_f 。也可以根据经验或通过模拟来调节这些参数,直到达到可接受的性能。在另一个实施例中,可以通过测量本地时钟的艾伦方差并考虑接收器的动态性,

来估计作为时间 t_m 的函数的方差。

[0243] 过程误差协方差矩阵为

$$[0244] \quad \Sigma_w = \begin{bmatrix} \sigma_\phi^2 & 0 \\ 0 & \sigma_f^2 \end{bmatrix} \quad (73)$$

[0245] 将剩余相位的测量表示为 ϕ_m ，其可以使用上面的公式59获得。替代地，如果剩余相位较小并且噪声水平较高，则可以使用以下公式获得 ϕ_m ：

$$[0246] \quad \phi_m = \text{phase} \left(\frac{\text{imag}(C_{\max})}{E[|C_{\max}|]} \right) \quad (74)$$

[0247] 其中 $\text{imag}(\cdot)$ 是提取复数的虚部的函数。 $E[|C_{\max}|]$ 表示 $C_{\max}$ 的幅度的期望值。测量Y由以下公式给出：

$$[0248] \quad Y = CX + u \quad (75)$$

[0249] 其中u表示测量噪声，并且C表示输出矩阵：

$$[0250] \quad C = [1 \ 0] \quad (76)$$

[0251] 作为设计参数的u的方差 σ_u^2 由以下公式给出：

$$[0252] \quad \sigma_u^2 = \frac{t_c \text{SNR}}{t_s} \quad (77)$$

[0253] 测量y(n)使用以下公式计算：

$$[0254] \quad y(n) = \phi_m + \phi(n) \quad (78)$$

[0255] 测量的协方差是：

$$[0256] \quad \Sigma_u = [\sigma_u^2] \quad (79)$$

[0257] 卡尔曼滤波器基于参数A、C、 Σ_w 、 Σ_u 、测量y和测量时间，保持对X和其协方差矩阵 Σ_u 的估计。卡尔曼滤波器的时间更新和测量更新可以使用传统的卡尔曼滤波器构造来执行：

[0258] 1. 时间更新：

$$[0259] \quad \begin{aligned} X_{n+1} &= AX_n \\ \Sigma_{X_{n+1}} &= A\Sigma_{X_n}A^T + \Sigma_w \end{aligned} \quad (80,81)$$

[0260] 2. 测量更新：

$$[0261] \quad \begin{aligned} X_n^+ &= X_n^- + \Sigma_{X_n}^- C^T (C\Sigma_{X_n}^- C^T + \Sigma_u)^{-1} (y_n - CX) \\ \Sigma_{X_n}^+ &= \Sigma_{X_n}^- + \Sigma_{X_n}^- C^T (C\Sigma_{X_n}^- C^T + \Sigma_u)^{-1} C\Sigma_{X_n}^- \end{aligned} \quad (82,83)$$

[0262] 其中 X_n^- 和 X_n^+ 表示在测量更新之前和测量更新之后的状态变量， $\Sigma_{X_n}^-$ 和 $\Sigma_{X_n}^+$ 表示在更新之前和更新之后的状态协方差矩阵。还注意，在公式83中 $y_n - CX = \phi_m$ 。

[0263] 卡尔曼滤波器的协方差矩阵 Σ_X 提供了对频率误差或精度 δf 的良好估计，精度 δf 可以用来确定测量结果之间的时间间隔 T_m ：

$$[0264] \quad T_m < \frac{1}{\delta f} \quad (84)$$

[0265] 或者具有安全因子 $a_s < 1$ 。

$$[0266] \quad T_m < \frac{\alpha_s}{\delta f} \quad (85)$$

[0267] 在一个实施例中, $a_s = 0.3$,以便避免相位缠绕(phase wrapping)或相位跳过,并且可以保持相位精度。使用上述两步相位-频率方法,可以类似地确定相关时间 t_c 的持续时间。

[0268] 在本发明的一个实施例中,相频卡尔曼滤波器的行为与偏移测量的状态相结合:

[0269] 1. 选择当前SNR下的相关所需的样本的数目,使得相关结果的信噪比SNR满足以下带有设计参数 $\alpha_c \cong 1$ 的公式。

$$[0270] \quad N = \alpha_c \frac{1}{SNR} \quad (86)$$

[0271] 设计参数 α_c 可以根据经验或通过模拟来选择。例如,在一个实施例中, $\alpha_c = 0.5$ 。

[0272] 2. 考虑跳过的样本的数目确定相关时间 t_c ,使得预期在 t_c 期间取得N个样本:

$$[0273] \quad t_c = 2t_s N \frac{M}{M - M_s} \quad (87)$$

[0274] 其中 M_s 是在包含信号转变的每个片段中(即,在每个类别1片段中)被跳过的样本的数目。因子2是由大约一半的片段是不变的片段(即,类别0片段)的事实而得出。

[0275] 3. 调节相关时间。

[0276] 使用以下公式,计算在下一个相关时间 t_c 期间的相位误差:

$$[0277] \quad \delta \phi = 2\pi \delta f t_c \quad (88)$$

[0278] 如果相位误差 $\delta \phi$ 大于预定阈值 ϕ_a ,则相关时间被减小以降低相位误差:

$$[0279] \quad t_{c0} = \frac{\phi_a}{2\pi \delta f} \quad (89)$$

[0280] t_{c0} 是“相位稳定”时间。在一个实施例中,可以选择 ϕ_a 为 $\pi/4$ 。如果 $t_c < t_{c0}$,可以使用 t_{c0} 作为 t_c 。如果 t_{c0} 比某个阈值长,则可以跳过相位-频率更新。

[0281] 例如,预定阈值可以是 $a_{tc} t_c$,其中 a_{tc} 是设计参数并且典型值大于2。

[0282] 4. 基于先前对概率分布的估计、以及是否需要相位-频率更新,确定样本是否应被跳过。如果需要相位-频率更新,则样本不被跳过。

[0283] 5. 计算相关,并且更新SNR、偏移测量和相位-频率卡尔曼滤波器。

[0284] 6. 如果偏移的精度未达到预定值,则从步骤1重复;否则,输出该偏移并将系统保持在休眠或空闲模式中,直到下次需要下个偏移估计时。例如,当需要系统具有1Hz的偏移输出率时,系统可以进入休眠模式达一时间段,该时间段等于1秒减去获得具有所需精度的偏移估计所需的时间。该所需的时间可以基于上一次偏移估计所花费的时间来估计。

[0285] 7. 在从休眠模式“醒来”之后,根据经过的时间来更新偏移概率分布和卡尔曼滤波器。然后,从步骤1重复。

[0286] 将系统置于休眠模式—其中使用最少的能量—减少了整体能量成本。

[0287] 样本跳过可以不仅仅在上述累加器处实现。例如,如果样本不需要参与任何计算,则样本可以在RF前端处被跳过(例如,甚至未被选择用于模数转换)。替代地,样本可以在偏移估计器中被跳过。

[0288] 多路径是GPS接收器和其它飞行时间测量系统中的误差的主要来源。可以使用具有转变的片段(即,当使用单T归类和掩码时的类别1片段)的累加器结果,来检测多路径误差。在一个实施例中,可以使用相邻样本之间的累加值的差 $A_{\delta}(x)$ 来找到最早到达的信号,其更有可能是视线路径:

$$[0289] \quad A_{\delta}(x) = A(1, x) - A(1, x-1) \quad (90)$$

[0290] 在这一点上,在两个累加器中累加的样本的总数目 $N_{s2}(x)$ 是有用的参数,其由以下公式给出:

$$[0291] \quad N_{s2}(x) = N_s(1, x) + N_s(1, x-1) \quad (91)$$

[0292] 当对于任何相对偏移 x 满足以下不等式时,可以认为检测到信号:

$$[0293] \quad |A_{\delta}(x)| > \alpha_A \sqrt{N_{s2} p_y} \quad (92)$$

[0294] 在检测的信号之中,具有最早相对偏移的信号可以被认为是视线信号。在一个实施例中, α_A 是设计参数,其是在2和3之间的给定值。为了避免多路径误差,应当避免跳过对测量早期信号做出贡献的样本。在一个实施例中,当以下情况时,样本被跳过:

[0295] 1. 具有较大相对偏移的所有样本(即,稍后到达的样本)被跳过;

[0296] 或者

[0297] 2. 具有与基于公式92检测的信号的偏移相比更大的偏移的样本(即,

[0298] 稍后到达的样本)。

[0299] 可以使用任何可用于估计对象的位置的载波-相位方法来获得相位测量。载波-相位方法例如在GPS/GNSS文献(例如,Pratap Misra和Per Enge的“Global Position System: Signals, Measurement and Performance”(“Enge”)、及其引用的文献)中进行了描述。

[0300] 在多路径环境中,信号的在不同时间到达接收器的不同分量具有不同的相位。累加器值和相关结果可用于改进对视线信号的相位估计。在一个实施例中,可以使用最早到达信号的相关值的相位作为载波相位,因为它是对最短路径的信号(即,视线信号)的载波相位的良好估计。在另一个实施例中,可以使用与用于检测上面讨论的最早到达信号的方法类似的方法,来检测第二最早到达信号。如果检测到第二最早到达信号,则可以使用与早于或等于第二最早到达信号的偏移的偏移相关联的累加器值,来计算视线信号的载波相位。在另一个实施例中,为了简单起见,可以使用与早于或等于最早到达信号的偏移的偏移相关联的累加器值,来计算视线信号的载波相位。

[0301] 在应用任何上述方法时,可以在性能、功耗和复杂度之间折衷。在一些实施例中,一些所描述的技术不被使用,或者可以对于给定的应用而被调节。例如,尽管在一些实施例中,将概率分布用于偏移测量,但存在其它不直接进行概率分布的方法。例如,在一个实施例中,系统保持一组统计状态 $S(x)$ 。在该实施例中,偏移测量通过以下来实现:

[0302] 1. 通过相对偏移 x 的先验概率分布的对数似然来初始化 $S(x)$ 。

$$[0303] \quad S(x) = L(x) \quad (93)$$

[0304] 2. 累加样本并且使用这些样本来计算相关。将相对偏移 x 的相关的结果表示为 $C_b(x)$:

[0305] 3. 构造函数 $C'_b(x)$,使得相对偏移的搜索空间中的所有相对偏移 x 上的总和 $C'_b(x)$

为零;也就是:

$$[0306] \quad C'_b(x) = C_b(x) - \frac{1}{N_x} \sum_x C_b(x) \quad (94)$$

[0307] 其中 N_x 是在搜索空间上的估计的偏移的数目。

[0308] 4.使用以下公式更新 $S(x)$:

$$[0309] \quad S^+(x) = S^-(x) + \alpha_{sc} C'_b(x) \quad (95)$$

[0310] 其中 $S^-(x)$ 和 $S^+(x)$ 是在更新之前和更新之后的状态,并且其中 α_{sc} 是设计参数,其在一个实施例中具有例如0.3的值。

[0311] 5.只保持 $S(x)$ 中的正数项

$$[0312] \quad S(x) = \begin{cases} S^+(x), & S^+(x) > 0 \\ 0, & \text{否则} \end{cases} \quad (96)$$

[0313] 6.如果 $S(x)=0$,则跳过具有相对偏移 x 的样本。

[0314] 7.重复2-6,直到只剩下一个相对偏移 x ;此时,将相对偏移 x 报告为偏移估计。

[0315] 在此方法中,统计状态 $S(x)$ 提供了概率分布的指示。当 $S(x)$ 较小(例如, $S(x)=0$)时,相对偏移 x 的对应概率 $P(x)$ 较小,因此可跳过对应的样本。

[0316] 提供以上详细描述以说明本发明的具体实施例,而不意图是限制性的。在本发明的范围内的许多变化和修改是可能的。在所附权利要求中阐述了本发明。

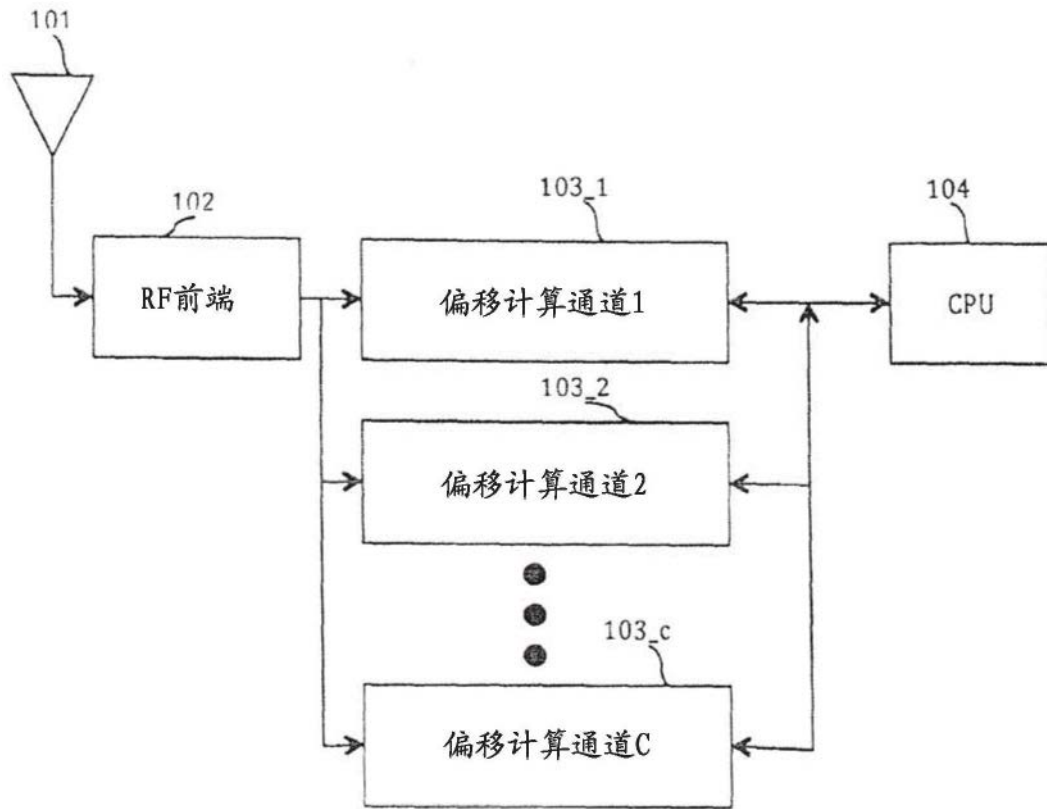


图1

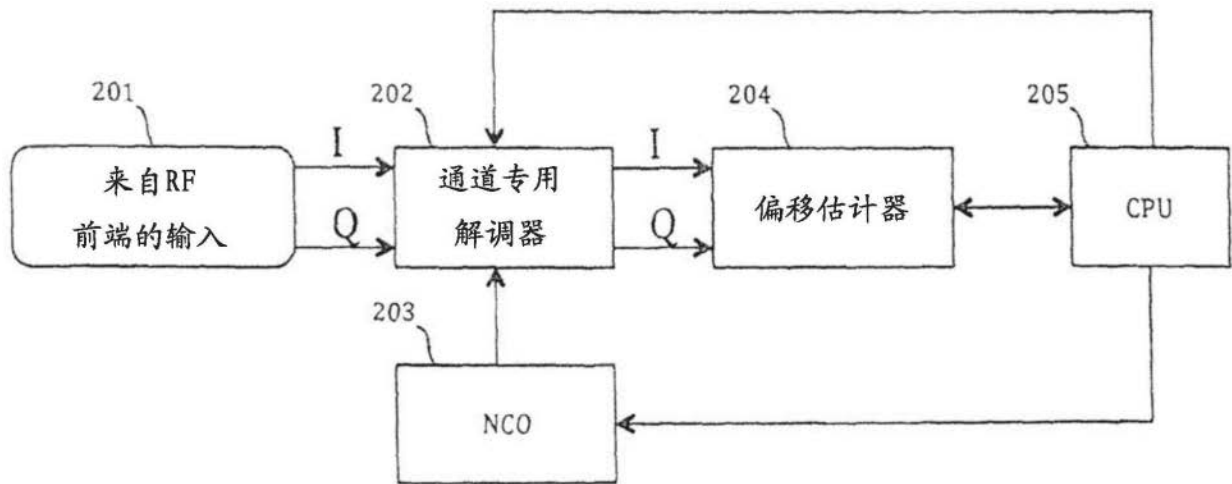


图2

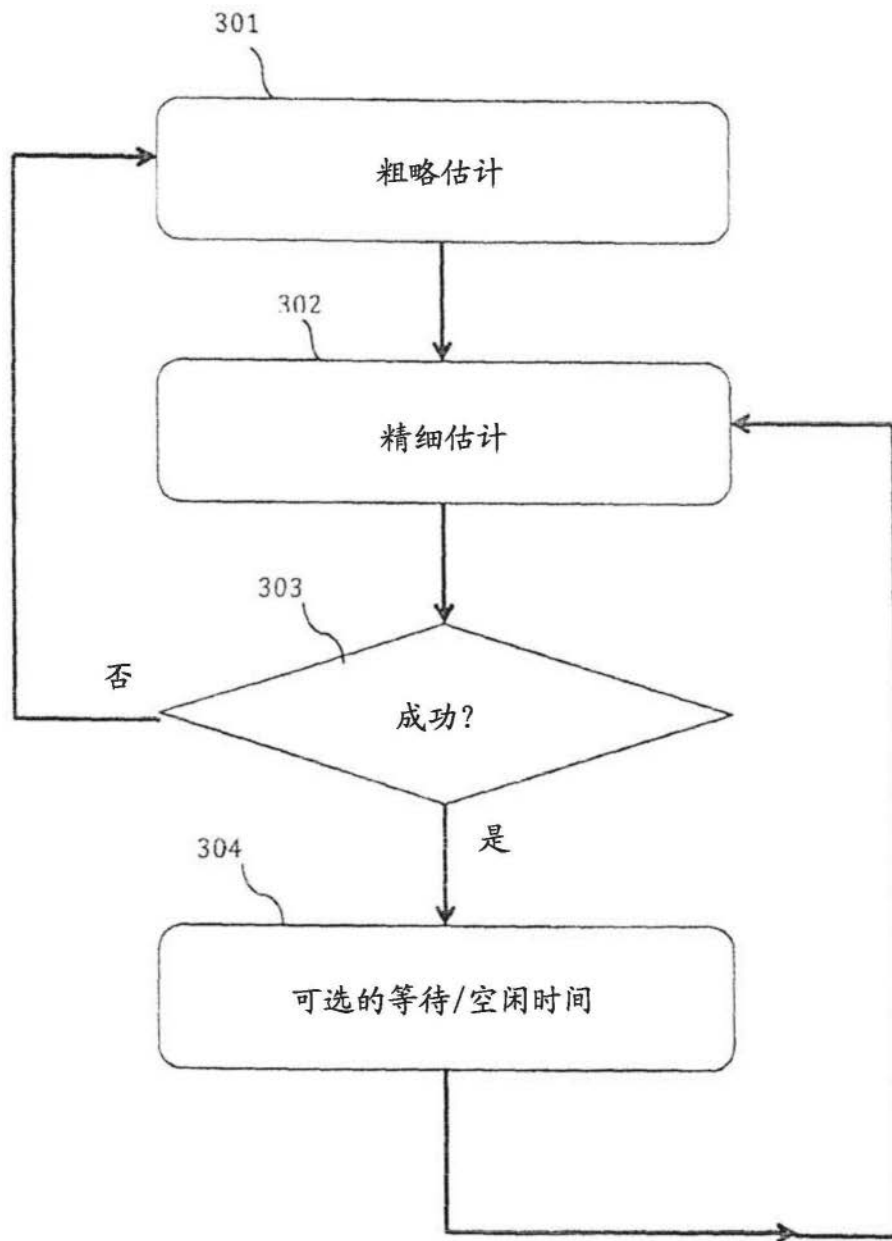


图3

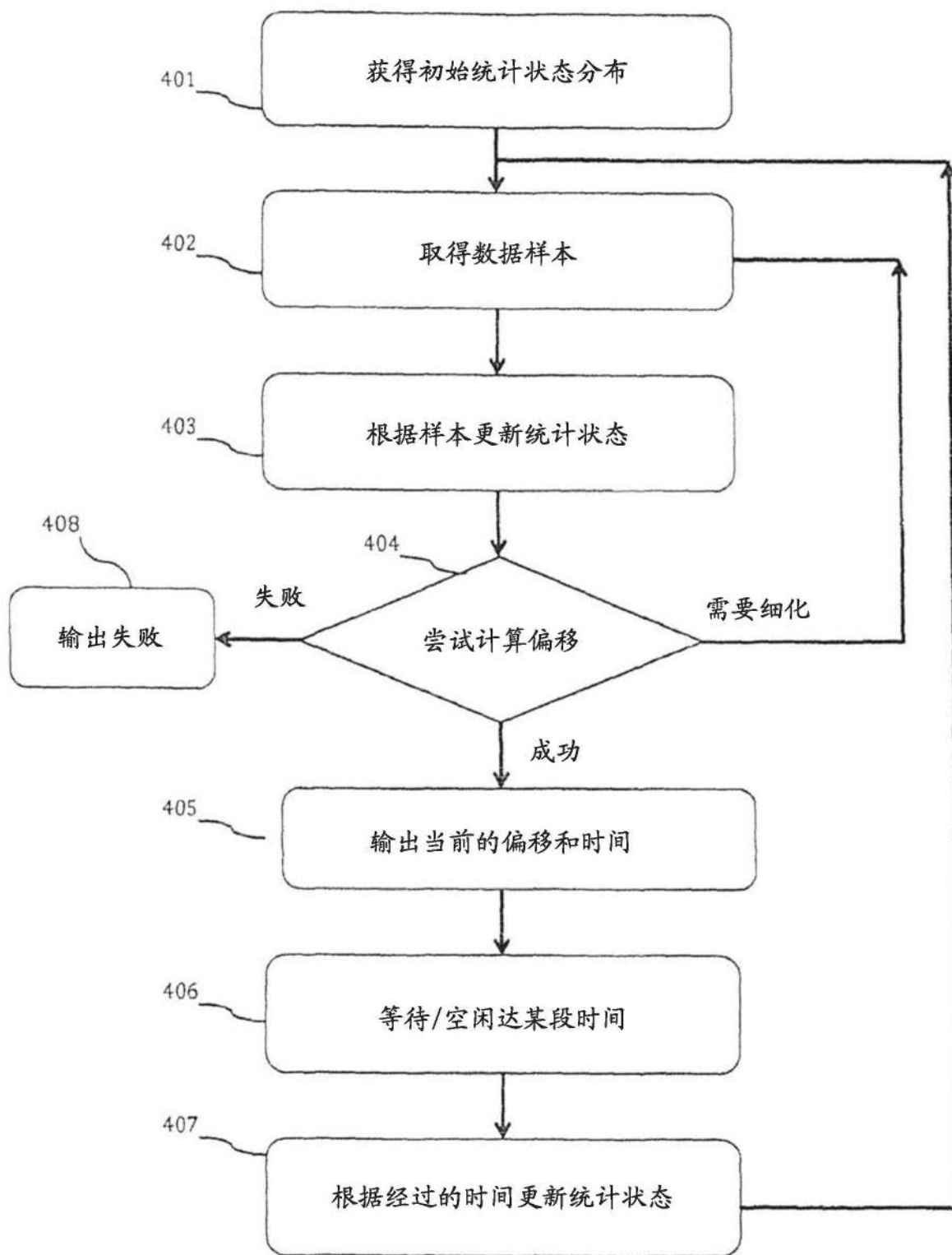


图4

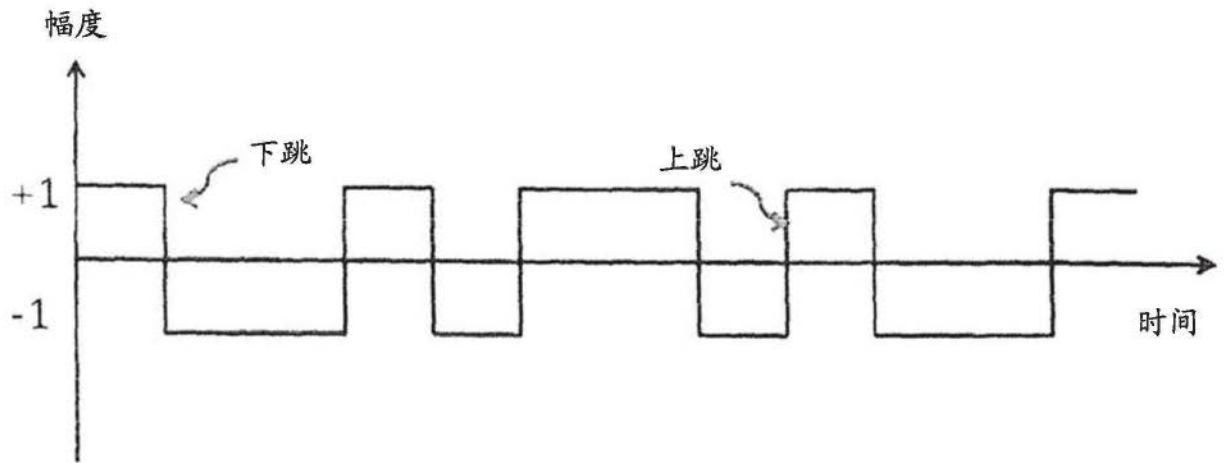


图5

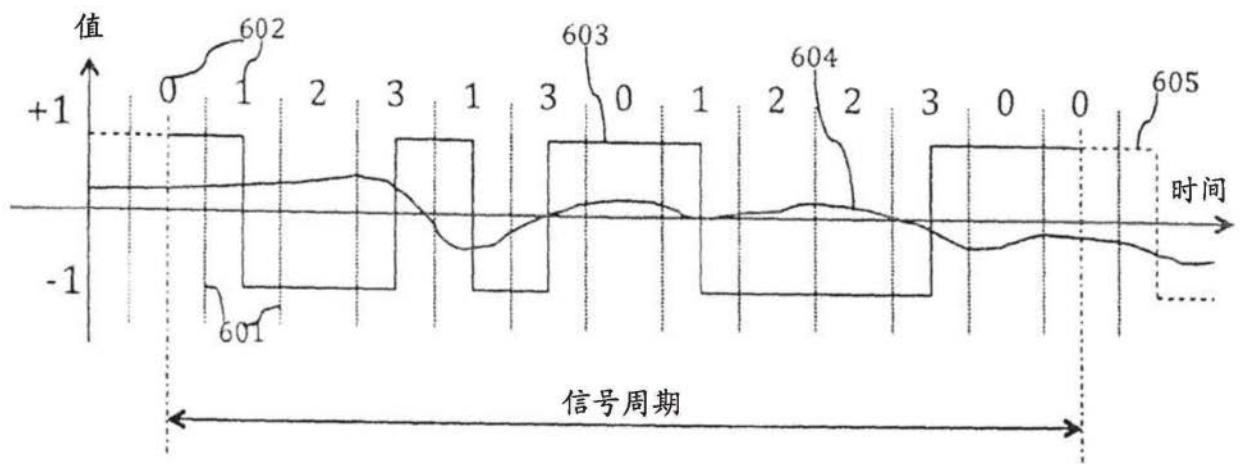


图6

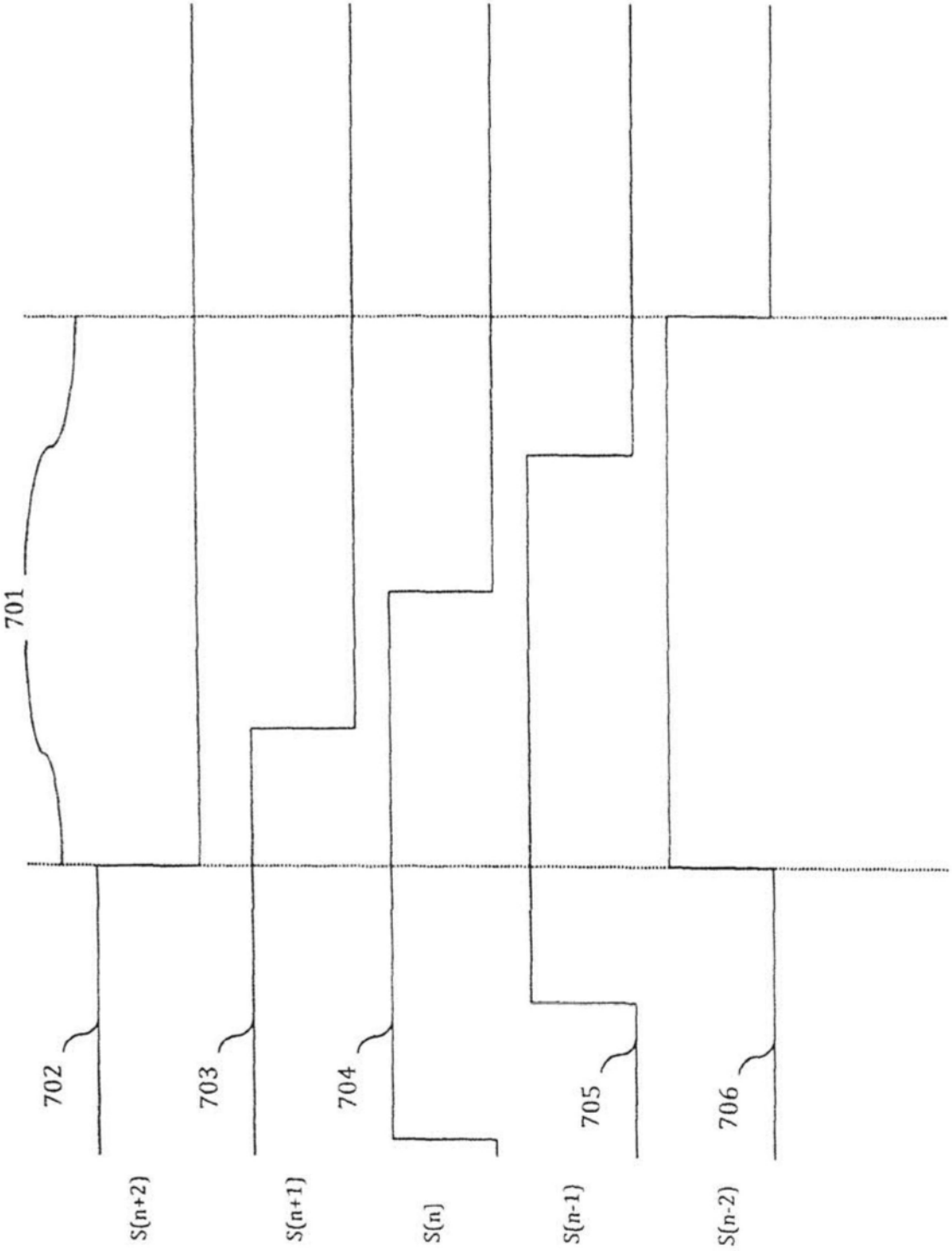


图7

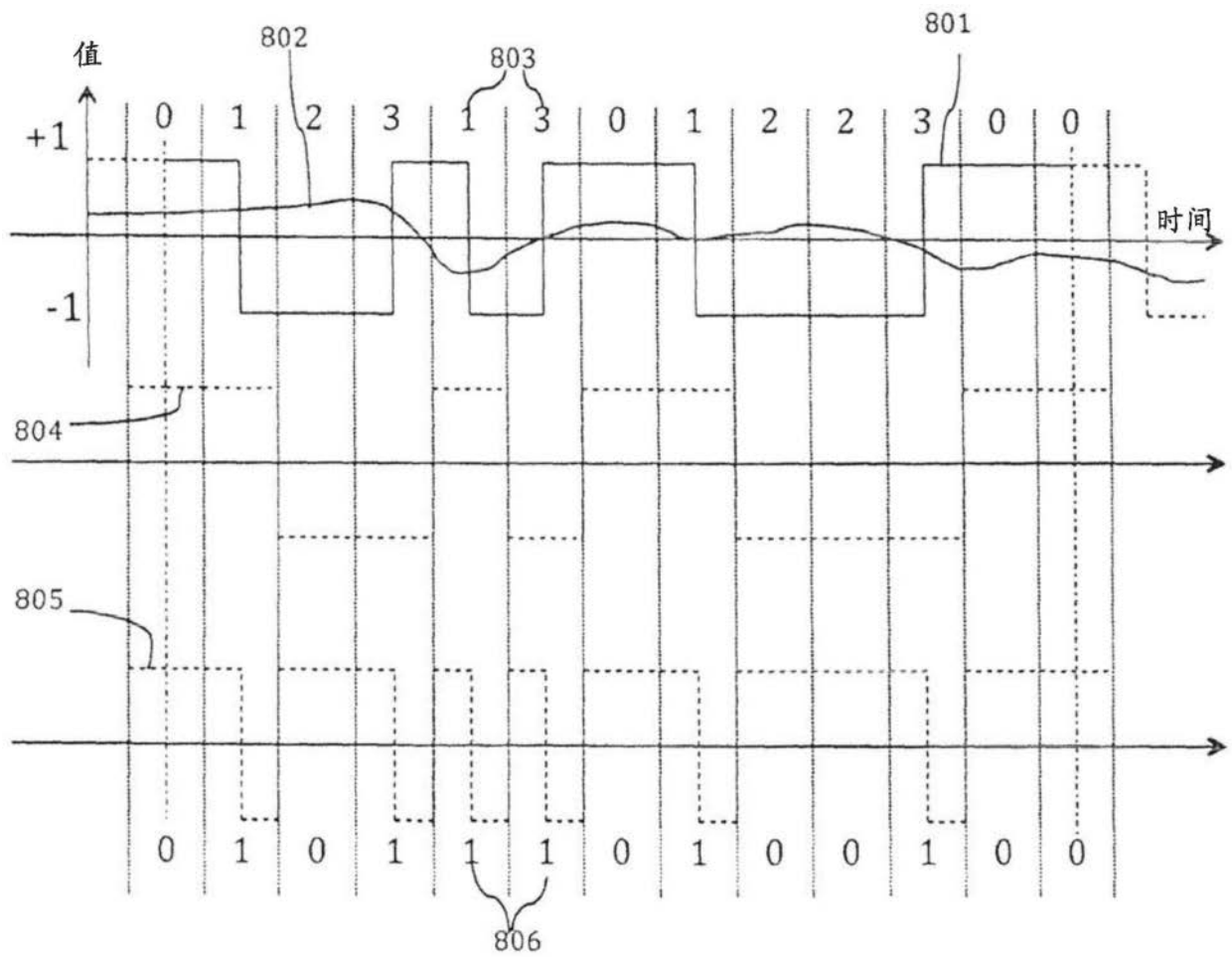


图8

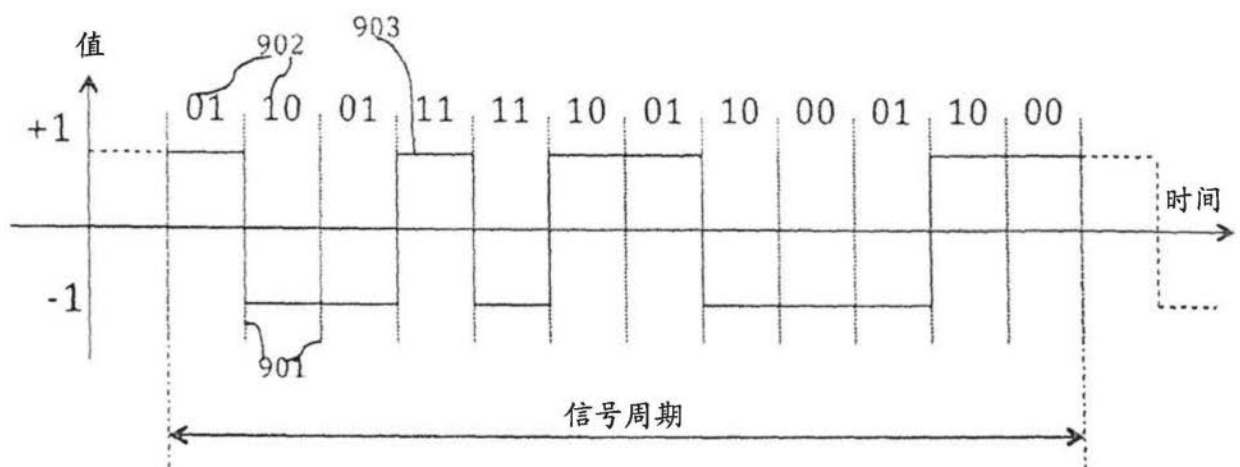


图9

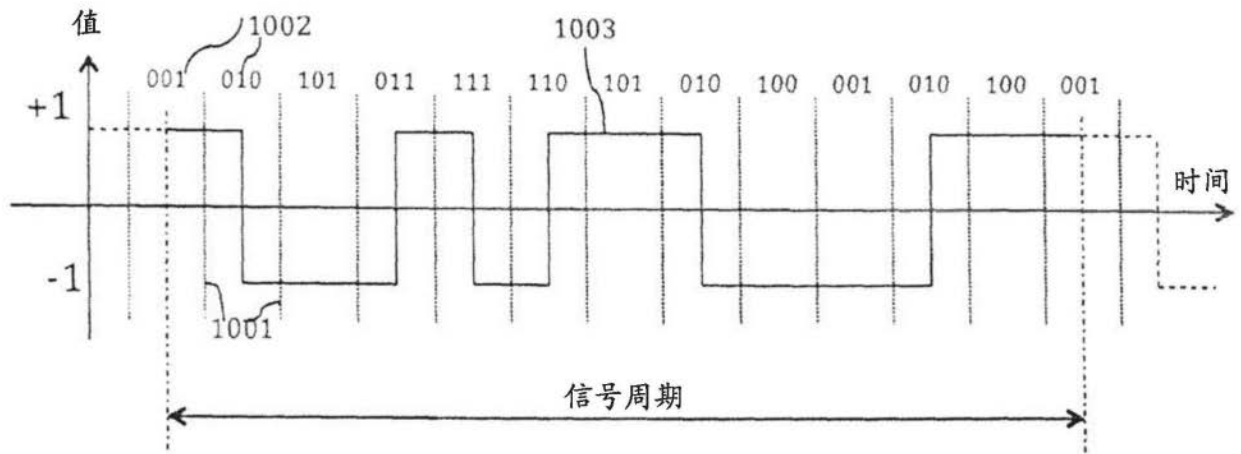


图10

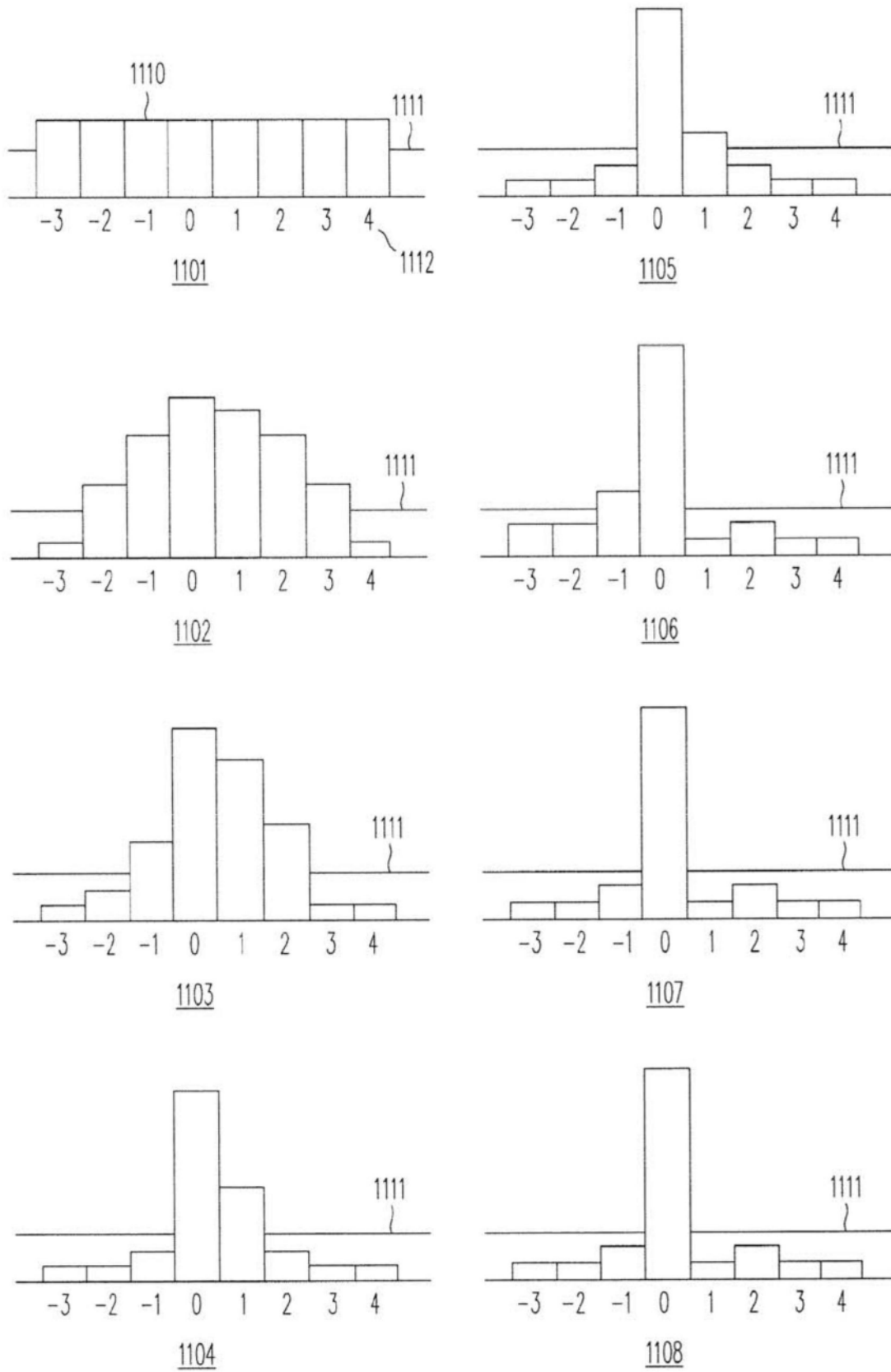


图11

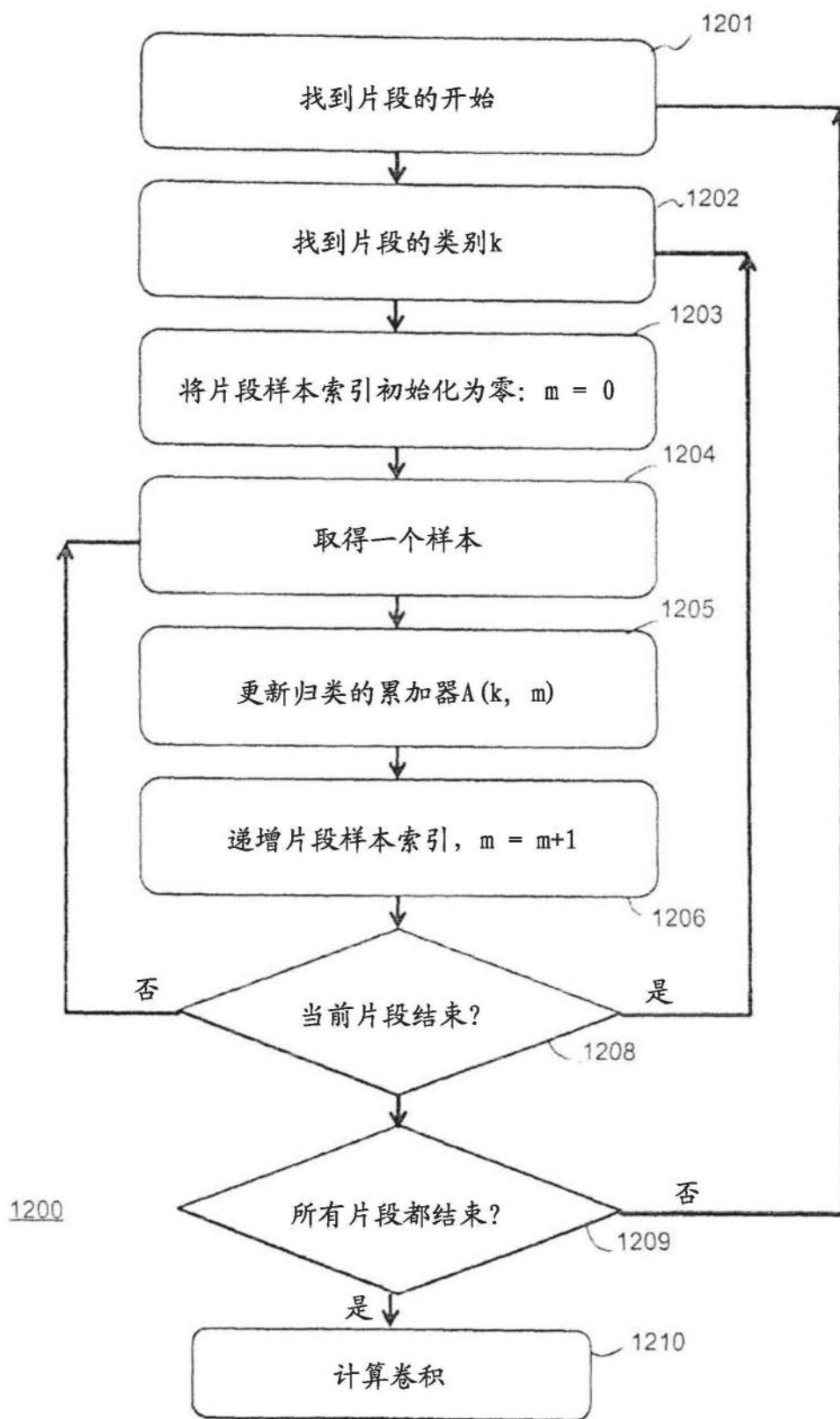


图12