



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101821643 B

(45) 授权公告日 2013. 02. 20

(21) 申请号 200780101080. 8

CN 1839324 A, 2006. 09. 27, 全文.

(22) 申请日 2007. 08. 21

US 6933886 B1, 2005. 08. 23, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日
2010. 04. 13

审查员 杨世兴

(86) PCT申请的申请数据
PCT/EP2007/058657 2007. 08. 21

(87) PCT申请的公布数据
W02009/024184 EN 2009. 02. 26

(73) 专利权人 意大利电信股份公司
地址 意大利米兰

(72) 发明人 G·吉纳摩 G·博伊罗 R·莱斯卡

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038

代理人 袁玥

(51) Int. Cl.
G01S 1/00 (2006. 01)

(56) 对比文件
US 2003/0227963 A1, 2003. 12. 11, 全文.

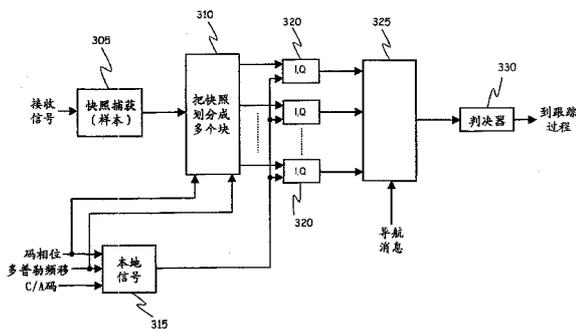
权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 11 页

(54) 发明名称

全球导航卫星系统的信号捕获方法及接收器

(57) 摘要

一种捕获从全球导航卫星系统接收的接收信号的方法,包括:获得接收信号的快照;使快照与本地产生信号相关,其中所述相关包括:尝试表示本地产生信号相对于快照的假定的相位延迟的相位延迟值;和获得把快照和本地产生信号分成对应的多个块的划分,和关于所述多个块中的每个块计算部分相关积分。所述对应的多个块中每个块包括持续时间与相位延迟值关联的第一块。



1. 一种捕获从全球导航卫星系统接收的接收信号的方法,包括:
 - 获得接收信号的快照;
 - 使所述快照与本地产生信号相关,其中所述相关包括:
 - 尝试表示本地产生信号相对于所述快照的假定的相位延迟的至少一个相位延迟值;
 - 获得把所述快照和所述本地产生信号分成对应的多个块的划分,和
 - 对所述多个块中的每个块计算部分相关积分,所述方法的特征在于
 - 所述对应的多个块的每个块包括第一块,该第一块的持续时间与所述相位延迟值相关。
2. 按照权利要求 1 所述的方法,其中所述对应的多个块的每个块包括具有预定持续时间的多个第二块,和最后块,所述最后块的持续时间由所述多个第二块之一的持续时间与第一块的持续时间之间的差确定。
3. 按照权利要求 1 所述的方法,其中所述相关包括通过相加关于所述对应的多个块中的每个块计算的部分相关积分,获得累积的相关积分。
4. 按照权利要求 3 所述的方法,其中所述相加包括根据同相调制接收信号的导航消息的二进制数据的至少一个假定的时间序列,调整所述部分相关积分的符号,以及对所述快照和本地产生信号的同相和正交分量单独进行所述相关。
5. 按照权利要求 4 所述的方法,其中所述相关包括通过相加同相和正交分量的累积相关积分的绝对值平方,获得本地产生信号和快照之间的相关积分的指示。
6. 按照权利要求 5 所述的方法,包括对导航消息的二进制数据的至少两个假定的时间序列重复所述相加。
7. 按照权利要求 6 所述的方法,包括:
 - 关于表示本地产生信号相对于快照的两个假定的相位延迟的至少两个相位延迟值,重复所述获得把所述快照和所述本地产生信号分成对应的多个块的划分,以及计算所述多个块中的每个块的部分相关积分。
8. 按照权利要求 7 所述的方法,其中所述使快照与本地产生信号相关包括使所述快照与至少两个本地产生信号相关,每个本地产生信号具有与用相应的频率校正系数校正的接收信号的标称频率关联的试验频率,所述多个块的持续时间与所述试验频率关联。
9. 按照权利要求 8 所述的方法,其中所述频率校正系数与多普勒频移值关联,该多普勒频移值假定由于接收信号的发射器和接收信号的接收器之间的相对运动而导致的标称频率所经历的多普勒频移。
10. 按照权利要求 9 所述的方法,还包括识别关于所述二进制数据的至少两个假定的时间序列、至少两个假定的相位延迟值和至少两个试验频率计算的相关积分的指示之间的最大值。
11. 按照权利要求 10 所述的方法,还包括根据提供所述最大值的导航消息的二进制数据的假定的时间序列,得出关于卫星发射器的 GPS 时间的信息。
12. 按照权利要求 11 所述的方法,还包括根据考虑到从卫星发射器到接收器的信号传播延迟而校正的发射器的估计 GPS 时间,估计信号的接收时间。

23. 按照权利要求 22 所述的全球导航卫星系统接收器,还包括配置成根据提供所述最大值的导航消息的二进制数据的假定的时间序列,得出关于卫星发射器的 GPS 时间的信息的功能模块。

24. 按照权利要求 23 所述的全球导航卫星系统接收器,还包括配置成根据考虑到从卫星发射器到接收器的信号传播延迟而校正的发射器的估计 GPS 时间,估计信号的接收时间的功能模块。

全球导航卫星系统的信号捕获方法及接收器

技术领域

[0001] 本发明涉及适合于能够确定目标在空间中的位置,例如(但不限于)目标在地面的位置的系统,尤其涉及诸如全球定位系统(GPS)之类的全球导航卫星系统(GNSS)。更具体地说,本发明涉及用于确定目标位置的信号捕获方法。

[0002] 背景技术

[0003] GNSS,尤其是GPS是以由围绕地球沿轨道而行的人造卫星星座运载的信号发射器为基础,用来能够确定目标在地面的位置的系统。

[0004] 把GPS用于定位和帮助导航的消费电子设备目前已非常普及。

[0005] 一般地说,在GPS系统中,接收器(例如,导航工具的一部分,移动电话机,个人数字助手-PDA,膝上型计算机)获得由四颗或更多颗人造卫星上的发射器发射的信号,以得到目标的三维位置和当前时间戳。

[0006] GPS接收器通常接收由多个卫星发射器发射的信号,并进行称为“信号捕获”的操作,一般地说,所述信号捕获是一种粗同步过程,借助该过程,接收器估计接收的信号发射自哪些发射器,即,接收的信号由哪些人造卫星发射。通过进行信号捕获操作而获得的信息随后用在之后的使接收器能够跟踪所捕获信号源的信号跟踪过程中。

[0007] 人造卫星上的每个GPS发射器以微波频率(称为“L1”频率)发射无线载波信号。

[0008] 商用定位和导航设备使用的L1频率(1575.42GHz)下的载波信号由粗捕获(C/A)码,精捕获码(P)码,和构成“导航消息”的数据调制。

[0009] C/A码是由每毫秒(即,1KHz的标称重复频率)重复的1023比特(也称为“码片”)构成的伪随机噪声(PRN)码。所有卫星发射器按照使用C/A码作为扩展码(Gold码)的CDMA(码分多址)多路复用方案,以L1频率在相同的无线载波上发射。每个卫星发射器被分配唯一的C/A码,不同于分配给其它发射器的C/A码。公众可自由获得分配给人造卫星星座上的发射器的C/A码。

[0010] P码以更高的频率重复,从而允许更精确地确定接收器的位置;不过,P码被加密,公众不能得到P码。

[0011] 构成导航消息的数据形成50Hz数字信号,用于调制无线电载波的相位(调相),并由编码时间戳(所谓的“GPSToW”或者“GPS星期时间”),GPS人造卫星的轨道参数(包括所谓的“天文年历”和“星历”),时钟校正和其它参数的数据比特组成;所有这些数据可供接收器计算和更新其在地面的位置。

[0012] 信号捕获过程的一种方法要求接收器产生用PRN码的本地副本调制的本地信号(所述PRN码由在接收器头顶上潜在可见的人造卫星上的发射器广播),并确定接收信号和本地产生的信号之间的相关性。一般通过计算“同相”(I)和“正交”(Q)相关积分完成所述相关。

[0013] 调制发射的无线电载波信号的相位的导航消息的数据位对相关积分的结果影响极大;在标准的独立接收器处不知道这些数据比特。从而,由于接收信号经历的可能(未知)的倒相的缘故,当积分时间超出导航消息的一个数据比特的持续时间(20ms)时,I和Q

相关积分的结果不可靠。

[0014] 当接收信号退化时,例如当接收器在建筑物(室内环境)中时,会出现问题:在这些情况下,为了补偿信号退化,积分时间,即,为进行信号捕获(以及捕获信号之后的信号跟踪)而要考虑的接收信号的持续时间应延长到几秒,即,远远超过一个数据比特的持续时间;从而,在跨越多个导航消息数据比特的时间间隔内计算接收信号和本地产生的信号之间的相关性,并且不可能忽视无线电载波信号的相位转变(符号的变化)。

[0015] 在 US6933886 中,公开了一种使用数据比特信息的信号捕获技术,其中通过把信号分成 1ms 长度的小块,并逐块地进行计算,可完成相干相关(与接收信号关联的采样数据的 I 和 Q 相关积分的计算)。特别地,通过利用数据比特信息,即,与信号源发射的数据消息有关的信息,对每个小块的数据计算 I 和 Q 相关积分。由于只是近似地知晓时间,因此在可能的符号变化或翻转之前,不能关于哪个数据块对应于 20 毫秒时间跨度内的哪个位置确定地对数据块分类。从而,对于可能发生翻转的那些数据块,在存在和不存在符号变化的情况下计算 I 和 Q 相关积分。换句话说,对于接近 20 毫秒标记的那些数据块,在存在和不存在符号变化的情况下计算 I 和 Q 相关积分。

发明内容

[0016] 申请人注意到理想的是即使当将在室内环境中进行信号捕获时,也使信号捕获操作所固有的计算复杂性保持较低水平。当 GNSS 接收器是便携式设备的一部分时,这一点尤其重要,所述便携式设备通常处理能力有限,并且由于是用电池供电,因此功耗能力有限。

[0017] 申请人还注意到从计算的观点来看,在 US6933886 中提出的技术相当复杂。实际上,在假定符号变化和符号不变化的情况下,对接近 20ms 标记的那些 1ms 块重复计算 I 和 Q 相关积分会增大接收器的计算负担。在 GNSS 接收器和“GPS 时间 (GPSTime)”(由在 GPS 地面控制中心的原子钟实现的 GPS 卫星发射器的时标)不同步的情况下,需要对块分区中的每个块进行关于符号变化和符号不变化的 I 和 Q 相关积分的重复计算。

[0018] 申请人发现了一种方式,由于把接收信号和本地产生的信号分成多个块的特定划分,通过在跨越多个导航消息数据比特的较长时间间隔内实现与本地产生信号的相关,即使当接收信号微弱(比如在室内环境中)时,也能够可靠地捕获由定位系统的发射器发射的信号,同时使计算复杂性保持较低水平。

[0019] 特别地,申请人发现通过把接收信号和在接收器本地产生的信号的快照分成多个块(其中第一块的持续时间与在所述快照和本地产生的信号之间的假定的相位延迟值对应),允许使为确定这两个信号之间的相关性而进行的计算相对简单。

[0020] 按照本发明的一个方面,提供一种接收自全球导航卫星系统的接收信号的捕获方法,包括:

[0021] - 获得接收信号的快照;

[0022] - 使所述快照与本地产生信号相关,

[0023] 其中所述相关包括:

[0024] 选择表示本地产生信号相对于所述快照的假定的相位延迟的相位延迟值;和

[0025] 获得把所述快照和所述本地产生信号分成对应的多个块的划分,和

[0026] 对所述多个块中的每个块计算部分相关积分,

- [0027] 所述方法的特征在于
- [0028] 所述对应的多个块的每个块包括第一块,该第一块的持续时间与所述相位延迟值相关。
- [0029] 所述对应的多个块均包括可具有预定持续时间的多个第二块。
- [0030] 所述对应的多个块均包括最后块,所述最后块的持续时间由所述第二块之一的持续时间与第一块的持续时间之间的差确定。
- [0031] 所述相关可包括通过相加关于所述对应的多个块中的每个块计算的部分相关积分,获得累积的相关积分。
- [0032] 所述相加包括根据同相调制接收信号的导航消息的二进制数据的至少一个假定的时间序列,调整部分相关积分的符号。
- [0033] 可对快照和本地产生信号的同相和正交分量单独进行所述相关。
- [0034] 所述相关可包括通过相加同相和正交分量的累积相关积分的绝对值平方,获得本地产生信号和快照之间的相关积分的指示。
- [0035] 所述方法可包括对导航消息的二进制数据的至少两个假定的时间序列重复所述相加。
- [0036] 所述方法还包括关于表示本地产生信号相对于快照的两个假定的相位延迟的至少两个相位延迟值,重复所述获得把快照和本地产生信号分成对应的多个块的划分,以及计算所述多个块中的每个块的部分相关积分。
- [0037] 所述使快照与本地产生信号相关可包括使快照与至少两个本地产生信号相关,所述至少两个本地产生信号各自具有与用相应的频率校正系数校正的接收信号的标称频率关联的试验频率,所述多个块的持续时间与所述试验频率关联。
- [0038] 所述频率校正系数可与多普勒频移值关联,该多普勒频移值假定由于接收信号的发射器和接收信号的接收器之间的相对运动,标称频率所经历的多普勒频移。
- [0039] 所述频率校正系数可与多普勒频移值关联,该多普勒频移值假定由于接收信号的接收器与接收信号的发射器相比的加速,标称频率所经历的多普勒频移。
- [0040] 所述方法还包括识别关于二进制数据的至少两个假定的时间序列、至少两个假定的相位延迟值和至少两个试验频率而计算的相关积分的指示之间的最大值。
- [0041] 所述方法还包括根据提供所述最大值的导航消息的二进制数据的假定的时间序列,得出关于卫星发射器的 GPS 时间的信息。也可根据考虑到从卫星发射器到接收器的信号传播延迟而校正的发射器的估计 GPS 时间,估计信号的接收时间。
- [0042] 在相应的预定数值范围内选择所述至少两个相位延迟值,和 / 或与用相应的频率校正系数校正的接收信号的标称频率关联的所述试验频率,和 / 或所述二进制数据的至少两个假定的时间序列。所述方法还包括利用地面无线电通信网络接收的辅助数据确定所述相应的预定数值范围。
- [0043] 按照本发明的另一方面,提供一种全球导航卫星系统接收器,包括多个功能模块,所述功能模块被配置成:
- [0044] 获得接收信号的快照;
- [0045] 使快照与本地产生信号相关,其中所述相关包括:
- [0046] 尝试表示本地产生信号相对于快照的假定的相位延迟的至少一个相位延迟值;和

[0047] 获得把快照和本地产生信号分成对应的多个块的划分,所述对应的多个块中的每个块包括持续时间与相位延迟值关联的第一块,和

[0048] 关于所述多个块中的每个块计算部分相关积分。

[0049] 所述对应的多个块中的每个块包括具有预定持续时间的多个第二块。

[0050] 特别地,所述对应的多个块的每个块包括最后块,所述最后块的持续时间由所述第二块之一的持续时间与第一块的持续时间之间的差确定。

[0051] 所述配置为进行相关的功能模块可包括配置成通过相加关于所述对应的多个块中的每个块计算的部分相关积分,获得累积的相关积分的功能模块。

[0052] 所述配置为进行相关的功能模块可包括配置成通过相加关于所述对应的多个块中的每个块计算的部分相关积分,获得累积的相关积分的功能模块。

[0053] 所述配置为进行相加的功能模块可包括配置成根据同相调制接收信号的导航消息的二进制数据的至少一个假定的时间序列,调整部分相关积分的符号的功能模块。

[0054] 所述配置为进行相关的功能模块可被配置成对快照和本地产生信号的同相和正交分量单独进行所述相关。

[0055] 所述配置为进行相关的功能模块可包括配置成通过相加同相和正交分量的累积的相关积分的绝对值平方,获得本地产生信号和快照之间的相关积分的指示的功能模块。

[0056] 所述功能模块可被配置成对导航消息的二进制数据的至少两个假定的时间序列重复所述相加。

[0057] 所述功能模块可被配置成关于表示本地产生信号相对于快照的两个假定的相位延迟的至少两个相位延迟值,重复所述获得把快照和本地产生信号分成对应多个块的划分,以及计算所述多个块中的每个块的部分相关积分。

[0058] 配置成使快照与本地产生信号相关的所述功能模块可包括配置成使快照与至少两个本地产生信号相关的功能模块,所述至少两个本地产生信号中每个具有与用相应的频率校正系数校正的接收信号的标称频率关联的试验频率,所述多个块的持续时间与所述试验频率关联。

[0059] 所述频率校正系数可与多普勒频移值关联,该多普勒频移值假定由于接收信号的发射器和接收信号的接收器之间的相对运动,标称频率所经历的多普勒频移。

[0060] 所述频率校正系数可与多普勒频移值关联,该多普勒频移值假定由于接收信号的接收器与接收信号的发射器相比的加速,标称频率所经历的多普勒频移。

[0061] 全球导航卫星系统接收器还可包括配置成识别关于二进制数据的至少两个假定的时间序列、至少两个假定的相位延迟值和至少两个试验频率计算的相关积分的指示之间的最大值的功能模块。

[0062] 全球导航卫星系统接收器还可包括配置成根据提供所述最大值的导航消息的二进制数据的假定的时间序列,得到关于卫星发射器的 GPS 时间信息的功能模块。

[0063] 全球导航卫星系统接收器还可包括配置成根据考虑到从卫星发射器到接收器的信号传播延迟而校正的发射器的估计 GPS 时间,估计信号的接收时间的功能模块。

[0064] 可在相应的预定数值范围内选择所述至少两个相位延迟值,和 / 或与用相应的频率校正系数校正的接收信号的标称频率关联的所述试验频率,和 / 或所述二进制数据的至少两个假定的时间序列。

[0065] 全球导航卫星系统接收器可包括配置成利用地面无线电通信网络接收的辅助数据确定所述相应的预定数值范围的功能模块。

附图说明

[0066] 图 1 部分利用功能块示意表示其中可有利地使用本发明的实施例的 GPS 系统的概况；

[0067] 图 2A、2B 和 2C 示意表示调制用于调制（扩展）普通射频载波信号的类属 C/A 码的导航消息的效果；

[0068] 图 3 按照本发明的实施例，利用功能块示意表示图 1 的系统的 GPS 接收器的捕获级；

[0069] 图 4A 和 4B 示意表示把接收器用于进行信号捕获的本地产生信号分成多个块的两种示例性划分；

[0070] 图 5A、5B 和 5C 按照本发明的实施例，示意表示接收的信号快照，以及将其分成多个块的两种示例性划分；

[0071] 图 6A、6B 和 6C 示意表示导航消息对计算出的相位调制的相关性的影响；

[0072] 图 7A-7D 示意表示导航消息数据比特序列与接收的信号快照的不同的可能对齐；

[0073] 图 8 是图解说明按照本发明的实施例的方法的示意图；

[0074] 图 9 图示地表示申请人用于对现有 GPS 信号捕获方法和按照本发明的实施例的信号捕获方法，进行比较测试的在基准位置看的 GPS 卫星的示例性配置；和

[0075] 图 10A 及 10B、11A 及 11B、12、13 和 14A 及 14B 表示比较测试的结果。

具体实施方式

[0076] 在下面的说明中，将频繁引用下面定义的术语：

[0077] GPS 时间：GPS 卫星发射器的时标；它由位于 GPS 地面控制中心的原子钟实现；

[0078] Codephase：与用于调制接收信号的 C/A 码和用于调制接收器本地产生的信号以便进行信号捕获的 C/A 码之间的相差对应的时延；

[0079] Doppler 单元 (bin)：一组离散的多普勒频移值之一，用于校正本地产生信号的频率，以匹配在从卫星发射器传播到接收器时接收信号经历的多普勒频移；

[0080] 码片 (Chip)：用于调制发射信号的 C/A 扩展码的 1023 比特之一。

[0081] 参见附图，图 1 示意表示其中可有利地使用本发明的实施例的 GPS 系统的概况。

[0082] 附图标记 105 表示信号源，例如，由 GPS 的人造卫星星座的卫星之一运载的发射器。信号源 105 被配置成发射用唯一分配给它的 C/A 码、构成导航消息的数据比特、以及可能用 P 码调制（扩展）的微波无线电载波信号，尤其是 L1 频率的无线电信号。

[0083] 附图标记 110 表示信号接收器，比如导航工具的 GPS 接收器、移动电话机、PDA、掌上型计算机、具有嵌入式 GPS 接收器或者具有包括 GPS 接收器在内的外围装置的 PC。接收器 110 被配置成接收由信号源 105 发射的信号。

[0084] 地面无线电通信网络 120，比如 GSM（全球移动通信系统）或 UMTS（通用移动通信系统）网络的地面基站 115 能够实现接收器 110 和服务器 125 之间的无线电通信，服务器 125 被配置成在 GPS 信号的捕获过程中向接收器 110 提供帮助；这种方案称为所谓的“辅助

GPS”-A-GPS- 架构。不过,如下所述,本发明并不局限于在 A-GPS 架构中的应用。

[0085] 类属卫星发射器利用唯一分配给它的 C/A 码调制 L1 频率的无线电载波;具体地说,C/A 码被用于扩展信号带宽。类属 C/A 码是标称长度 1ms(即,忽略多普勒效应)的 1023 比特唯一序列,从而具有 1KHz 的标称重复频率。通过用 C/A 码调制 L1 频率无线电载波而获得的信号由携带导航消息的信号进一步同相调制,所述导航消息是 50Hz 标称频率的数字信号;导航消息的每个比特标称持续 20ms,从而每隔 20ms,卫星发射器发射的信号可能经历倒相或者符号变化或翻转,取决于数据比特流中的当前数据比特和在先数据比特的值。

[0086] 参见图 2A,在本说明中将使用由附图标记 205 识别的图形符号以图形地识别构成分配给 GPS 星座的特定卫星发射器的 C/A 码的 1023 比特 唯一基本序列。每毫秒(标称上)重复基本序列 205,重复频率为 1KHz,如图 2B 中所示;基本序列 205 的 20 次重复对应于 20ms 的时间间隔,所述 20ms 是标称的比特时间,即,导航消息数据比特流中的一个数据比特的标称持续时间。图 2C 示意表示与导航消息 210 中的数据比特的示例性序列“+1,-1,-1,+1”对应的,由类属卫星发射器用于同相调制 L1 频率的无线电载波(已用相应的 C/A 码调制)的长度 80ms(与构成导航消息的数据比特流中的 4 个连续数据比特对应)的调制信号的快照;“+1”表示逻辑高电平,而“-1”表示逻辑低电平(实际上可以采用相反的约定)。可认识到从 +1 数据比特到 -1 数据比特的变化对应于信号的符号变化或翻转或倒相(图中,倒相被描述成基本序列 205 的符号的反转)。

[0087] 数学上,接收器 110 从类属的第 i 个卫星发射器 105 接收的射频 GPS 信号 $s_{RF}^{(i)}(t)$ 可被描述成:

$$[0088] \quad s_{RF}^{(i)}(t) = \sqrt{2P_c} d^{(i)}(t-\tau) c^{(i)}(t-\tau) \cos[2\pi(f_{L1} + f_D^{(i)})(t-\tau) + \vartheta^{(i)}]$$

[0089] 其中:

[0090] P_c 是接收信号功率;

[0091] $d^{(i)}(t)$ 是由第 i 个卫星发射器发射的 50Hz 导航消息,其值在类属时间(generic time)时可为 +1 或 -1,取决于数据比特;

[0092] $c^{(i)}(t)$ 是唯一地分配给第 i 个卫星发射器的 C/A PRN 扩展码;

[0093] f_{L1} 是 L1 载频(1575.42GHz);

[0094] f_D 是归因于由卫星-接收器相对运动引起的多普勒效应的频移;它按照可描述成 $f_D = f_{D,base} + r_D \cdot t$ 的方式随时间而变化

[0095] 其中:

[0096] $f_{D,base}$ 是由卫星发射器和接收器之间的相对运动引起的发射信号经历的频移,

[0097] r_D 是所谓的“多普勒调频斜率(Doppler rate)”,描述由归因于卫星和接收器之间的相对加速/减速的多普勒效应引起的无线电载波频率中的漂移的参数;

[0098] τ 是从卫星发射器到接收器的信号传播时间;

[0099] $\vartheta^{(i)}$ 是卫星发射器和接收器的本地振荡器(从而,本地时钟)之间的相偏。

[0100] 对从卫星接收的信号采样以便进行后续信号处理;这涉及把载波信号频率降低到中频;随后在中频对信号采样。实践中,接收信号通常是由多个发射器发射的信号的混合物,即,利用不同 C/A 码,在单一的 L1 频率无线电载波上多路复用的多个 CDMA 信道的信号的混合物;每个 CDMA 信道由构成卫星发射器特有的相应导航消息的数据比特同相调制。

[0101] 随后使采样信号(也称为接收信号的“快照”)与利用标称时钟在接收器本地产生

的本地产生信号相关；本地产生信号是被不同地调制、延迟和频移，以补偿归因于多普勒效应的频移的中频无线电载波。通过尝试不同的 C/A 码试图找到与可能在接收器头顶上的特定卫星发射器的 C/A 码匹配的 C/A 码，完成所述相关。

[0102] 更具体地说，接收器分别地计算采样信号和本地产生信号之间的 I 和 Q 相关积分。通过分别地计算并组合 I 和 Q 相关积分，能够降低由卫星发射器和接收器的振荡器之间的相偏 $\nu^{(i)}$ 引起的接收信号的相位的不确定度。

[0103] 通过尝试接收信号和本地产生信号之间的时延，和本地产生的无线电载波的调制中的多普勒频移的多个不同假定值，计算 I 和 Q 相关积分。为了考虑由卫星发射器和接收器之间的相对运动引起的发射信号所经历的频移，需要假定的多普勒频移。假定的时延值考虑由卫星发射器-接收器信号传播时间引起的接收信号的 C/A 码和用于调制本地产生信号的 C/A 码之间的失调 (misalignment)；换句话说，假定的时延值对应于接收信号的 C/A 码和用于调制本地产生信号的 C/A 码之间的相差，从而也被称为“码相位 (codephase)”。

[0104] 预计的多普勒频移值的范围（对典型的 GPS 接收器来说，预计的多普勒频移值从 $\pm 5\text{kHz}$ （在接收器固定不动的情况下）到 $\pm 10\text{kHz}$ （在接收器移动的情况下））被分成离散数目的“多普勒单元 (Doppler bin)”，其宽度与用于计算接收信号和本地产生信号之间的相关性的积分时间有关；尝试不同的多普勒单元意味尝试利用不同的假定多普勒频移值 $f_{D,\text{base}}$ 校正本地产生的无线电载波的频率，每个假定的多普勒频移值 $f_{D,\text{base}}$ 对应于时时选择的多普勒单元。对于每个多普勒单元，尝试采样信号和本地产生信号之间的码相位的不同可能值。

[0105] 当应用于本地产生信号的多普勒频移和时延（码相位）与接收信号快照的多普勒频移和时延（码相位）匹配时，检测到相关积分的结果的峰值。不同值的峰值对应于接收器尝试的不同 C/A 码；最高峰值或多个较高峰值对应于一个或多个正确的 C/A 码，所述正确的 C/A 码与此时在接收器头顶上的卫星发射器的 C/A 码匹配。

[0106] 如在本说明书的介绍中所述，当接收信号恶化时，比如当接收器在建筑物内时，积分时间，即，对信号捕获来说应考虑接收信号的持续时间应被延长，以补偿信号恶化；不得不考虑长度为数秒，即，远远超出一个导航消息数据比特的持续时间 (20ms) 的快照；待计算的相关积分从而跨越构成导航消息的流中的多个数据比特，为了正确地计算信号相关性，应考虑由发射的导航消息中的特定数据比特序列引起的接收信号中的倒相（符号翻转）。

[0107] 通过利用 A-GPS 架构，在接收器 105 获得接收信号的快照之后，作为辅助数据的一部分，服务器 125 向接收器提供构成导航消息的数据比特序列的（至少一部分）知识；辅助数据包括 GPS 人造卫星轨道参数（天文年历和星历），卫星发射器时钟的延迟的指示，时钟校正和其它参数。

[0108] 但是，为了充分利用借助辅助数据向其提供的与导航消息有关的信息，接收器还应具有用于使本地时钟与卫星发射器时钟同步的时间同步信息（GPS 时间，它是由位于 GPS 地面控制中心的原子钟实现的时标）；这样的同步信息应具有 1ms 或更小量级的精度，比如 $100\ \mu\text{s}$ （基本 C/A 码序列 205 的标称长度）；与导航消息的知识相结合的足够精确的同步信息允许简化接收器在捕获级进行的搜索过程。事实上，采样信号与本地产生信号之间的 1ms 或更大的失调会导致降低所计算的相关积分。

[0109] 作为辅助数据的一部分,服务器 125 还向接收器 110 提供时间指示,所述时间指示考虑了地面无线电通信网络 120 产生的接收器位置的估计;不过,服务器 125 向接收器 110 提供的时间指示不够精确:由于地面无线电通信网络 120 可能与 GPS 发射器不同步,在实际应用中,接收器知晓 GPS 时间的精度为 2-3s,从而远远低于所要求的精度。由服务器向接收器提供的时间指示的不精确性的另一个原因也可能源于关于接收器准确位置的不确定度;不过,由接收器准确位置的不确定度(可以是几公里量级)引起的指示的不精确度约为 $5\mu\text{s}$,并且从而和因网络与 GPS 发射器不同步而引起的不精确度相比是可忽略的。

[0110] 从而,在信号捕获操作中,接收器应以 $1/2$ 或 $1/4$ 码片的步长,计算发射信号经历的几个不同的假定延迟的相关积分;应通过考虑到相位延迟和导航消息,在作为辅助数据的一部分接收的 GPS 时间的不确定度范围内,改变采样信号和本地产生信号的对齐,使采样信号与本地产生信号相关。

[0111] 按照本发明的一个实施例,为了捕获卫星发射器发射的信号,接收器 110 通过把快照和本地产生信号再分成几个块,计算相关积分。对于待尝试的每个 C/A 码,接收器关于把快照和本地产生信号分成多个块的几种不同的可能划分,计算相关积分。把两种信号分成多个块的类属划分的特征在于包含第一块,其持续时间等于 C/A 码基本序列 205 的持续时间中的相应部分,多个后续块,每个后续块的持续时间等于 C/A 码基本序列 205 的持续时间,和最后一个块,它表示 C/A 码基本序列 205 的起点与允许使本地产生信号的样本数与构成采样信号的样本数相等的本地产生信号的样本之间的间隔。换句话说,类属块划分的第一块的持续时间对应于从与某一假定的延迟对应的中点开始,并结束于基本 C/A 码序列的末尾的一部分基本 C/A 码序列 205;从而,第一块具有与特定的假定时延对应的,即,与特定的虚拟码相位对应的持续时间。

[0112] 对快照的每个块和本地产生信号的每个块计算 I 和 Q 部分相关积分 (partial I and Q correlation integral);随后把所述 I 和 Q 部分相关积分相加,从而获得 I 和 Q 相关积分,所述 I 和 Q 相关积分提供这两个信号的 I 分量和 Q 分量之间的相关性的近似。在计算部分相关积分时,不考虑由导航消息引起的块内的可能倒相。当相加多个计算出的部分相关积分(所述划分的每个块有一个部分相关积分),以获得 I 和 Q 相关积分时,在下一级考虑导航消息。这样计算的 I 和 Q 相关积分的绝对值随后被平方,并彼此相加:从而获得总相关积分。如此关于分成多个块的不同划分(即,不同的码相位),不同的多普勒单元(即,不同的频移),和与辅助数据一起接收的导航消息数据比特流相对于本地产生信号的不同对齐,所获得的不同总相关积分中的最高峰值识别适当的相位延迟、多普勒频移和与导航消息的对齐。

[0113] 图 3 按照本发明的实施例,利用功能块示意表示适合于进行 GPS 信号的捕获的接收器 110 的捕获级。

[0114] 接收信号(由 GPS 接收器 110 的接收部分接收,由于本质上已为人们所知,因此图中未示出)被提供给快照捕获块 305,快照捕获块 305 获得接收信号的规定长度的快照;特别地,快照捕获块 305 以预先选择的采样频率对接收信号采样,并获得一连串的样本。

[0115] 功能块 310 把快照分成多个块。按照选择的码相位和选择的多普勒频移(对应于选择的多普勒单元),进行分成多个块的划分;多普勒频移影响块划分,因为它使基本序列 205 的持续时间偏离 1ms 的标称持续时间。

[0116] 本地信号产生块 315 在接收器本地产生将与接收信号相关的本地产生信号。本地产生信号包括用选择的 C/A 码调制的 L1 频率的载波信号,所述 L1 频率由选择的多普勒频移(对应于选择的多普勒单元)校正。类似于快照,按照选择的码相位和选择的多普勒频移,把本地产生信号分成多个块。

[0117] 随后关于快照和本地信号的不同对应块,计算 I 和 Q 部分相关积分。可利用多个 I 和 Q 相关器块 320 并行计算 I 和 Q 部分相关积分;另一方面,可连续地计算 I 和 Q 部分相关积分。

[0118] 为了将关于所考虑的块划分而计算的 I 和 Q 部分相关积分相加,从而获得累积的 I 和 Q 相关积分,考虑(在与快照长度对应的时间间隔中的)导航消息(的一部分),调整部分相关积分的符号。由于本地时钟与 GPS 时间相比具有的不确定度,要进行若干次符号校正的尝试,每次尝试与导航消息相对于快照的假定的时间定位相对应。在块 325 中,对于导航消息相对于快照的每个假定的时间定位,获得不同的累积 I 和相关积分。块 325 还计算累积的 I 和 Q 相关积分的平方绝对值,并把与导航消息相对于快照的假定的时间定位对应的平方绝对值相加,从而获得总相关积分。

[0119] 判决块 330 确定在关于导航消息数据比特序列的不同多普勒频移、码相位和对齐而计算的总相关积分中,值最大的总相关积分。对不同的 C/A 码重复这些操作。当在关于导航消息数据比特序列的不同多普勒频移、码相位和对齐而计算的总相关积分之中的最大值超过至少两个不同快照的预定阈值,和/或当与噪声相比相关峰值足够高时,认为捕获了卫星信号。

[0120] 下面更详细地说明按照本发明的实施例的方法。

[0121] 接收器 110 通过用分配给不同的卫星发射器的不同(可能全部的)C/A 码调制(如后所述,用假定的多普勒频移校正过的)L1 频率的本地产生无线电载波,来构建本地产生信号;在此阶段,实际上叠加在由卫星发射器发射的信号上的导航消息被忽略(按照本发明的实施例,这意味在本地信号的产生中,假定导航消息的所有数据比特都等于 +1,或者等同地,都等于 -1,即,假定未发生任何倒相)。

[0122] 对类属 C/A 码来说,本地产生信号被看作一连串离散且数目有限的块;第一块的持续时间为基本 C/A 码序列 205 的一部分持续时间(名义上,在忽略多普勒频移效应的情况下为 1ms,如后所述,扩大码片时间,即基本序列 205 中的单个比特的持续时间,从而扩大作为一个整体来看的基本序列 205 的持续时间);除最后一个块之外的所有后续块均具有与基本 C/A 码序列 205 的持续时间相等的持续时间,而最后一个块的持续时间等于 C/A 码基本序列 205 的起点与允许使本地产生信号的样本数与构成采样信号的样本数相等的本地产生信号的样本之间的间隔。对采样信号(即,对快照)应用分成多个块的相似划分,通过关于快照和本地信号的多个块中的每个块,计算这两个信号的各个部分相关积分,和随后相加各个相关积分,接收器计算本地产生信号与采样信号之间的相关性。通过改变块划分中第一块的持续时间(这相当于改变把两个信号再分成多个块的细分)来重复该过程,以便估计接收信号的正确相位(即,实际延迟)。

[0123] 参见图 4A 和 4B,图中示意表示了把本地产生信号 405 分成多个块的两种示例性划分:在这两种块划分中,第一块具有与 C/A 码基本序列的不同部分的持续时间相等的不同持续时间,所述 C/A 码基本序列的不同部分的持续时间与包含在关于其计算相关性的假定

相位延迟和 C/A 码基本序列的末尾之间的 C/A 码基本序列的多个部分对应；所述划分中的后续块均具有与 C/A 码基本序列 205 的持续时间相等的持续时间，并且最后一个块具有如上所述确定的延长的持续时间。

[0124] 对于每个 C/A 码，接收器尝试各种载频，所述各种载频与用对应于不同的多普勒单元的频移校正的标称 L1 频率对应。特别地，取决于选择的多普勒单元，与标称值 (1ms) 相比，C/A 码的重复周期 P (从而码片速率) 按照下面的公式变化：

$$[0125] \quad P = 0.001 * (1 - f_D / 1575420000)$$

[0126] 其中 f_D 是与选择的多普勒单元对应的载频校正值。

[0127] 换句话说，给定 C/A 码，对于公式中用上标 (apex) d 表示的每个假定的多普勒频移校正 (即，对于每个选择的多普勒单元)，和对于每个假定的码相位 (即，对于把快照和本地信号分成多个块的每种可能划分)，通过级联持续时间 $T_i^d (i = 1, \dots, M)$ 的 M 个块 $M_1^{r,d}, M_2^{r,d}, \dots, M_{M-1}^{r,d}, M_M^{r,d}$ (其中上标 r 识别特定的假定的码相位)，构建本地信号 1^d 。块 $M_1^{r,d}$ (所述划分中的第一块) 代表包含在将估计其与采样信号的相关性的假定的相位延迟和 C/A 码基本序列 205 的末尾之间的 C/A 码基本序列 205 的部分。块 $M_2^{r,d} \sim M_{M-1}^{r,d}$ 中的每一个，即，块划分中的每个中间块具有对应于一个 C/A 码基本序列的持续时间。块 $M_M^{r,d}$ ，即，所述划分中的最后一个块代表在 C/A 码基本序列 205 的起点和允许使本地产生信号的样本数与构成采样信号的样本数相等的本地产生信号的样本之间的间隔。

[0128] 对于每个块 $M_1^{r,d}, M_2^{r,d}, \dots, M_{M-1}^{r,d}, M_M^{r,d}$ ，码片速率值是由与选择的多普勒单元对应的频率校正，以便考虑多普勒频移的标称码片速率 (1ms)。从而，类属块的持续时间 T_i^d 通常不等于标称值，而是由下式给出：

$$[0129] \quad T_i^d = 0.001 \cdot (1 - (f_{bin} + r_d \cdot (i - 1 + frc)) \cdot 0.001) / 1575420000$$

[0130] 其中 f_{bin} 表示选择的多普勒单元的值， f_{rc} 是一个周期中表示第一块的持续时间的部分，且 i 是识别所述划分中的类属块的索引。

[0131] 每个块中的样本的数目取决于该块的持续时间，由下式给出：

$$[0132] \quad NSamp_i^d = T_i^d \cdot f_s$$

[0133] 其中 f_s 是采样频率。

[0134] 该扩展 C/A 码被用于调制无线电载波，所述无线电载波的频率由时时选择的用于计算与采样信号 (快照) 的相关性的多普勒单元给出。

[0135] 为此，快照被分成数目与本地产生信号的块数相同的多个块，对于每个块，选择数目与包括在本地产生信号的对应块中的样本数相同的样本数。与本地产生信号的情况一样，考虑所述划分的第一块的不同持续时间。

[0136] 图 5A 通过示例性地假定所考虑的信号部分中的导航消息为“+1, -1, -1, +1”，示意表示与 80ms 的接收信号对应的一部分示例性快照。图 5B 和 5C 描述把图 5A 的信号部分分成多个块的两种不同的示例性划分；具体地说，图 5B 对应于这样的块划分：第一块的持续时间与和接收信号的实际相位延迟相符的假定相位延迟对应，而图 5C 对应于这样的块划分：第一块的持续时间与和接收信号的实际相位延迟不相符的假定的相位延迟对应。

[0137] 计算本地产生信号和快照之间的相关性，对于每个假定的多普勒频移 (即，对于尝试的每个多普勒单元)，和对于每个假定的相位延迟 (即，第一块的持续时间)，获得 M+1 个相关积分 (其中 M+1 是所述划分中的块数)；由于信号被采样，因此相关积分实际上是多

个相关和 (correlation summation), 每个相关和是对本地产生信号的 $NSamp_1^d$ 个样本和快照的对应的 $NSamp_1^d$ 个样本进行的。

[0138] 特别地, 在属于从所考虑的相位延迟到 C/A 码基本序列的末尾的那部分 C/A 码基本序列的本地产生信号的样本, 和快照的相同数目的第一样本之间进行第一相关求和:

$$[0139] \quad Int_0^{r,d} = \sum_{k=1}^{NSamp_0^d} s_k \cdot l_{r+k}^d \cdot e^{j2\pi \left((F_{if} + f_d) \frac{k}{fs} + \frac{1}{2} r_d \left(\frac{k}{fs} \right)^2 \right)}$$

[0140] 在本地产生信号的 (持续时间等于 C/A 码基本序列 205 的持续时间的) 类属中间块的样本和快照的对应样本之间分别进行后续的 $M-2$ 个相关求和:

$$[0141] \quad Int_1^{r,d} = \sum_{k=1}^{NSamp_1^d} s_{k+NSamp_0^d} \cdot l_{r+k+NSamp_0^d}^d \cdot e^{j2\pi \left((F_{if} + f_d) \frac{k+NSamp_0^d}{fs} + \frac{1}{2} r_d \left(\frac{k+NSamp_0^d}{fs} \right)^2 \right)}$$

.....

[0142] 在本地产生信号的所述划分的最后一个块中的最后那部分 C/A 码基本序列的样本和快照的对应最后样本之间进行最后的相关求和:

[0143]

$$Int_M^{r,d} = \sum_{k=1}^{NSamp_M^d} s_{k+\sum_{i=0}^{M-1} NSamp_i^d} \cdot l_{r+k+\sum_{i=0}^{M-1} NSamp_i^d}^d \cdot e^{j2\pi \left((F_{if} + f_d) \frac{k+\sum_{i=0}^{M-1} NSamp_i^d}{fs} + \frac{1}{2} r_d \left(\frac{k+\sum_{i=0}^{M-1} NSamp_i^d}{fs} \right)^2 \right)}$$

[0144] 在上面的公式中, l_{r+k}^d 代表与选择的多普勒单元 d 对应的本地产生信号 l^d 的第 k 个样本, 并且以 C/A 码延迟 r 为起点, s_k 是快照的样本; f_d 是与选择的多普勒单元对应的频率; r_d 是多普勒调频斜率; f_s 是采样频率, F_{if} 是在采样之前, L1 频率的接收信号已被降到的中频。

[0145] 相关求和的结果是包括 I (实部) 和 Q (虚部) 信号分量的复数。

[0146] 当恰当地相加部分相关积分时, 像图 5B 的例子中一样, 导致把快照分成一连串的块的初始块持续时间的选择将提供相关峰值, 这一连串块等于一个 C/A 码基本序列, 或在第一块的情况下等于一个 C/A 码基本序列的一部分, 与本地产生信号相比, 该 C/A 码基本序列不受延迟的偏移; 对于像图 5C 的例子中一样的不与 C/A 码基本序列的前沿同步的块划分来说, 不存在峰值, 并且将得到噪声。

[0147] 到目前为止, 一直未考虑用导航消息对接收信号进行相位调制。不过, 当导航消息数据比特从 +1 变成 -1, 或者从 -1 变成 +1 时, 接收信号经历的可能倒相影响对所考虑的块划分中的各个块计算的相关求和的结果, 如图 6A 和 6B 中示意性描述的。

[0148] 为了相干地相加关于类属块划分中的 $M+1$ 个块和多普勒单元而计算的 $M+1$ 个相关积分, 需要考虑因为构成导航消息的数据比特的值变化的缘故, 快照所经历的可能倒相。

[0149] 如前所述, 当假定在 A-GPS 架构中工作时, 作为辅助数据的一部分, 接收器 110 从服务器 125 接收与每个卫星发射器广播的导航消息对应的数据比特序列, 及在网络 120 和 GPS 发射器不同步的情况下, 关于与其关联的 GPS 时间的不精确信息。从而, 与接收器获得

的快照的起点对应的精确 GPS 时间未知。为了解决这种模糊性,需要评估快照与在获得快照的时间间隔内发射的数据比特序列的不同的可能对齐。

[0150] 图 7A 示意表示调制所考虑的接收信号的快照的导航消息的示例性数据比特序列。图 7B、7C 和 7D 描述相对于作为辅助数据的一部分,接收器从服务器接收的相同数据比特序列的快照的三种试验性对齐;可看出图 7B 和 7C 的对齐不正确,而图 7D 的对齐是正确的。

[0151] 对于每种试验性对齐,根据所考虑划分中的对应块落入的时间间隔中的数据比特的值,把先前关于该块计算的类属相关求和乘以 +1 或 -1,并且在分离 I 和 Q 信号分量的情况下,把具有适当符号的 M+1 个相关求和相加;从而计算 I 和 Q 全局相关值。随后通过相加 I 和 Q 总相关值的平方,计算总相关值 $P^{r,k}$;总相关值 $P^{r,k}$ 可被表示成:

[0152] $k \in [0, N_{ms}]$

[0153]

$$P_k^{r,d} = \left[\begin{aligned} & \sum_{t=0}^{20-(k \bmod 20)-1} Int_{t-1}^{r,d} \cdot B_{\text{floor}(k/20)} + \\ & \sum_{t=(20-k \bmod 20)}^M Int_t^{r,d} \cdot B_{1+\text{floor}((t-(20-k \bmod 20))/20)+\text{floor}(k/20)} \end{aligned} \right]^2$$

[0154] 其中 $B_0 \dots B_{n_{ms}}$ 表示构成在获得快照的时间间隔中发射的导航消息的数据比特序列;如前所述,构成导航消息的数据比特序列作为辅助数据的一部分,连同 GPS 时间一起被提供给接收器;通过利用该信息,并且根据快照的持续时间,接收器选择序列 $B_0 \dots B_{n_{ms}}$; N_{ms} 是发射序列 $B_0 \dots B_{n_{ms}}$ 所必需的毫秒数; $N_{ms} = 20 \cdot n$, 因为每个数据比特都是在用 20 个连续的重复 C/A 码基本序列调制的情况下发射的; k 表示试验性序列 $B_0 \dots B_{n_{ms}}$ 与作为辅助数据的一部分接收的数据比特序列相比的延迟,单位为 ms; d 表示选择的多普勒单元; r 表示选择的延迟(码相位)。

[0155] 根据上面的公式,可认识到以 1ms 的步长重构导航消息比特序列,即,以 1ms 的步长尝试几个可能的延迟值。

[0156] 能够检测数据比特序列的正确对齐,因为它使 M+1 个相关积分的总和达到最大。换句话说,通过识别使 $P^{r,k}$ 的值达到最大的延迟 k 的值,能够推断正确的数据比特序列对齐。

[0157] 对初始延迟的不同可能值(即,对不同的码相位),和对不同的可能多普勒单元,重复该过程。

[0158] 随后,通过识别由多普勒频移和相位延迟的所有可能值,和数据比特序列的对齐所定义的时间-频率空间(所谓的“搜索空间”)中的最大值(峰值),确定正确的码相位和正确的多普勒单元。事实上,只有对于正确的码相位和多普勒单元,在快照的所考虑划分的各个块内才不经历任何相位变化。

[0159] 根据峰值,认为捕获了信号。

[0160] 一旦对齐使相关峰值最大化的导航消息数据比特序列,就能够得到关于卫星发射器的 GPS 时间的信息。如此得到的考虑从卫星发射器到接收器的信号传播延迟而校正后的 GPS 时间能够提供接收器已接收的信号的时间估计(按 GPS 时基)。

[0161] 在本发明的一个实施例中,通过仅仅尝试与在第一次信号捕获中识别的,被恰当地延迟利用基准位置从辅助数据得到的多次重复(单位:ms)的导航消息数据比特序列同步的导航消息数据比特序列,可实现在(不同卫星发射器的)第一次信号捕获之后的信号捕获。不过,由于使相关峰值最大化的导航消息数据比特序列的识别可能受误差影响,因此,在本发明的备选实施例中,有用的是对于每个卫星发射器,独立地估计导航消息数据比特序列的正确对齐。

[0162] 这样,按照本发明的实施例,仅仅在关于快照和本地产生信号的一类属块划分的 M+1 个块计算的 M+1 个相关求和的总和层面,就解决了关于正确的数据比特序列的不确定性。不需要计算任何额外的相关积分,显著降低了计算负担。从而通过适当地把获得的快照的持续时间延长到几秒,以便与在接收器处可用的计算和电源资源相适应地使处理增益最大化,能够成功地实现非常微弱的信号(在室内环境中,情况通常就是这样)的捕获。

[0163] 图 8 的流程图中示意表示按照本发明的一个实施例的方法。

[0164] 在获得接收信号的预选长度的快照之后(方框 805),选择用于本地产生的射频载波的调制(扩展)的第一个 C/A 码(方框 810)。

[0165] 随后,选择假定的多普勒单元(方框 815),以补偿接收信号所经历的多普勒效应。

[0166] 随后选择假定的码相位(方框 820)。

[0167] 随后按照选择的码相位,如前所述,把快照和本地产生信号分成多个块(方框 825);第一块的长度取决于选择的码相位,而后续各个块具有与基本 C/A 码序列的长度相等的固定长度。

[0168] 随后关于不同的块,计算(I和Q)部分相关积分(方框 830)。

[0169] 随后考虑到导航消息,和其与快照的所选假定的时间对齐,调整计算的部分相关积分的符号(方框 835)。

[0170] 随后相加具有正确符号的部分相关积分(方框 840),从而获得 I 和 Q 相关积分,随后将绝对值平方,从而获得 I 和 Q 总相关积分;随后把 I 和 Q 总相关积分彼此相加。

[0171] 之后,对导航消息的不同对齐,例如以 1ms 的步长改变导航消息的对齐,重复方框 835 和 840(方框 845)。

[0172] 当尝试了所有可能的导航消息对齐时,改变码相位(方框 850),重复方框 825-845;改变码相位意味改变快照和本地产生信号的块划分中的第一块的长度。

[0173] 当尝试了所有可能的码相位时,改变多普勒单元(方框 855),重复方框 820-850。

[0174] 最后,当尝试了所有可能的多普勒单元时,尝试不同的 C/A 码(方框 860)。

[0175] 在关于所有可能的导航消息对齐、码相位、多普勒单元和 C/A 码计算了相关积分之后,确定相关峰值(方框 865)。

[0176] 要指出的是虽然在上面的说明中,操作是顺序进行的,不过也可并行地进行两个或更多的操作(例如,可并行地进行与两个或更多的不同 C/A 码相关的计算)。另外可顺序或并行地进行部分相关积分的计算。

[0177] 要指出的是,在本发明的备选实施例中,例如在接收器未被提供辅助数据的情况

下,接收器可以不知道构成导航信号的数据比特序列。这种情况下,考虑数据比特的所有可能组合。到考虑部分相关 $Int_n^{r,d}$ 的计算为止的处理复杂度与其中已知数据比特序列的情况类似;差别在于对于每个延迟 r 和多普勒单元 d 要计算的系数 $P_k^{r,d}$ 的数目:特别地,系数

$P_k^{r,d}$ 的数目随着积分间隔的长度的增大而指数地增大,并且等于 $N = 20 * 2^{\frac{T_{int}}{0.02}}$, 其中因

子 20 起因于,对每种组合,通过以 1ms 的步长把延迟值从 1 变到 20,考虑第一比特转变的所有可能延迟的事实。从而,对于约数百毫秒量级的积分时间间隔(数据比特值的数千种可能组合)来说,由于数据比特序列未知而增大的计算复杂度仍然是能够接受的。

[0178] 最好,应考虑和补偿由接收器的加速/减速而造成的多普勒效应引起的无线电载波频移(即使已用多普勒单元校正),当处理数秒量级的快照时,所述无线电载波频移是不可忽略的。该效应由多普勒调频斜率 r_d 描述,这也是作为辅助数据的一部分提供给接收器的参数。

[0179] 如果在捕获过程中,接收器受到加速/减速,那么接收信号的载频会发生变化。为了限制在捕获阶段期间,接收器的可能加速/减速的影响,可在总捕获时间(时间间隔)的两个或更多部分(子间隔)内进行相干积分。例如,2秒的快照可被再分成均为0.5秒的四个子间隔。每个子间隔被分成相应的一组连续块。通过对四个子间隔中的每个子间隔进行上面描述的计算、计算部分相关值 $P_k^{r,d,(n)}$,其中 n 是识别类属于子间隔的索引,来计算相关值 $P_k^{r,d}$ 。相关值 $P_k^{r,d}$ 从而由下式给出:

$$[0180] \quad P_k^{r,d} = \sum_n P_k^{r,d,(n)}$$

[0181] 其中:

$$[0182] \quad P_k^{r,d,(n)} = \left| \sum_{t=L_{n-1}+(20-k \bmod 20)}^{L_n} Int_t^{r,d} \cdot B_{1+\text{floor}((t-(20-k \bmod 20))/20)+\text{floor}(k/20)} \right|^2$$

[0183] L_n 按照块数目表示类属于子间隔 n 的上限。

[0184] 另一方面,接收器可配备有适合于估计在信号捕获和积分时间期间,载波信号频率的变化(例如归因于接收器的加速/减速)的惯性系统。该惯性系统可包括三轴加速计、三轴陀螺仪和三轴磁力计,以便能够进行加速/减速测量;通过利用作为辅助数据的一部分接收的基准位置,能够在 ECEF (Earth-Centered, Earth-Fixed) 坐标系中表示加速/减速测量结果。从而对于由在接收器头顶上的不同卫星发射的信号,能够估计在相干积分时间期间,由接收器经历的加速/减速造成的载频的多普勒变化。

[0185] 在本发明的实施例中,通过在所捕获的快照的开始处,检测与 C/A 码的相位相关的一组值(码相位值),可限制频率-相位延迟搜索空间。当关于时钟偏置和辅助数据的信息在接收器处可用时,与 C/A 码的相位相关的一组值会被局限于不确定的间隔(而不是必须尝试所有可能的码相位值),其宽度取决于可以知道基准位置的精度。可利用用于例如根据移动电话网络的蜂窝结构来定位移动终端的定位技术,计算该基准位置。在市区,基准位置的误差可小于 500m,这对应于估计值上下 ± 2 码片的不确定度(这取决于和辅助数据一起接收的码相位值,以及取决于偏置);在市区外,基准位置的不确定度可合理地被假定为小于 3Km,这对应于 ± 3 码片。不过,因为快照开始时间(是与卫星发射器时钟不同步的接

收器本地时钟)的不确定度,该信息本身并不足够。

[0186] 在一种可能的实际实现中,通过利用块处理技术捕获经历较高的信噪比的卫星发射器的信号(不一定是具有高到足以能够解调导航消息的信噪比的信号),能够保持较低的计算复杂性。对该信号进行码相位和多普勒频移测量。根据对该信号进行的测量,以及根据作为辅助数据的一部分接收的码相位和多普勒频移,能够估计接收器的时钟参数、偏置和漂移。

[0187] 一旦码相位和多普勒频移测量结果可用,使用块划分和部分相关计算块处理算法估计导航消息数据比特序列的对齐,从而估计信号传输的 GPS 时间。可直接对微弱的信号进行该操作,而不重复部分相关积分的计算。

[0188] 通过使用辅助数据,能够减小要尝试的多普勒单元的数目:要尝试的该组多普勒单元能够被减小,就频偏估计来说,可得到的时钟模型更精确。

[0189] 注意不应同时对强信号和弱信号进行部分相关积分的计算,因为交叉相关(码干扰)现象妨碍对弱信号应用块处理技术。

[0190] 为了检测相关值的峰值,为尝试不同的可能延迟值而应改变码相位值的步长可等于或大于 $1/2$ 码片;当以等于 4MHz 的最低采样频率工作时,必须每 2 个本地信号样本一个点地计算相关性。通过选择更小的步长,比如 $1/4$ 码片,可增大灵敏度(最好情况下为 0.5dB ,平均 0.25dB),不过代价是计算复杂度增大。在一种可能的实际实现中,在捕获过程开始时,可以选择更粗的采样步长;随后,一旦检测到相关峰值,就可选择更小的采样步长(例如, 4MHz , 8MHz , 20MHz 或更高)以改善时间分辨率,但是把计算限制于先前检测的峰值的附近。这样,可实现接收信号的开环跟踪。一种可能性是利用 20MHz 采样频率的 10MHz del front-end 滤波器,增大采样频率并选择最大值。

[0191] 按照本发明的所述实施例的捕获算法的灵敏度取决于计算快照和本地产生信号之间的相关性的积分间隔的长度。积分间隔的长度可被动态改变(根据快照的长度);例如,可以从初始值开始增大积分间隔的长度,直到达到超过相关性的预定值的峰值为止,或者直到达到快照的持续时间为止。加倍的积分内部长度(integration internal length)增大 3dB 灵敏度。积分间隔的长度的增大转化为待计算的部分积分的数目 M 的增大;先前关于较短的积分间隔计算的部分积分;其足够新计算缺少的部分积分。另外,不需要重复对于考虑调制数据比特流和计算值 P_k^r 来说所必需的计算:从关于先前选择的积分间隔长度而获得的结果中提取最后的部分积分 $\text{Int}_m^{r,d} \cdot B_N$,并增加新计算的 $\text{Int}_n^r \cdot B_j$ 就可以了。

[0192] 另外,延迟改变的步长可动态改变,例如 $1/2$ 码片和 $1/4$ 码片。

[0193] 按照本发明的方法也可用在闭环跟踪级中,以便和开环跟踪相比节省计算能力。本领域中已知,跟踪级在捕获级之后(在捕获级中,进行粗的相位和多普勒频移估计),目的在于锁定载波的相位(锁相环)和频率(锁频环),并对相位延迟进行更精确的测量。上面描述的在较长的时间间隔内使采样 GNS 信号与本地产生信号相关的算法既可用于载波的相位锁定,又可用于锁定码延迟。特别地,载波的相位锁定依赖于载波的相位的测量;上述算法适合于得到载波相位的测量结果,因为对于 I 分量和 Q 分量计算相关性,并根据这些数据可得到载波相位。为了锁定码延迟,计算采样 GNS 信号与“早的”和“迟的”本地信号的相关;早的和迟的信号是通过分别使本地产生信号(“准时”信号)超前和迟延而获得的信号;应用上述算法也能够获得这些相关。一旦计算了“准是的”、“早的”和“迟的”信号的

相关性,并且“准时的”信号的 I 分量和 Q 分量的相关性可用,就能够实现本领域中已知的闭环跟踪模块之一。

[0194] 在进行关于载波的反馈的每一步,在整个时间间隔内计算相关性,以便考虑从反馈获得的新的相位值和频率值。通过应用归因于反馈的相位旋转,可以重新使用先前计算的部分相关 $\text{Int}_n^{r,d}$ 。在每一步,只需要重新计算块 1, M-1 和 M。

[0195] 为了把上述算法应用于跟踪阶段,应事先知道导航消息;由于几乎所有的导航消息数据都间隔 2 小时周期性地重复,因此这不是问题。只有与 GPS 时间有关的比特发生变化,不过每次重复时,它们的值只是增大,从而它们是易于预测的。

[0196] 在跟踪阶段,在计算了部分相关 $\text{Int}_n^{r,d}$ ($n = 0, M-1$ 和 M) 之后,应估计在求和中乘以部分相关 $\text{Int}_n^{r,d}$ 的导航消息数据比特的值。例如,这可按照下述两种方式之一来实现。在第一种方式中,通过对齐使在前一步骤计算的相关性达到最大的序列和作为辅助数据的一部分接收的数据比特流,确定同步;通过利用该同步,预测将应用于最后的部分相关 $\text{Int}_n^{r,d}$ 的导航消息数据比特的值。作为替代地,通过选择检测到最大峰值处的延迟 k ,对符合导航消息数据比特流的一个比特值进行计算,而不实现同步算法。

[0197] 申请人进行了一系列的比较测试,所述一系列的比较测试证明按照本发明的所述实施例的方法适合于在室内环境中捕获 GPS 信号。

[0198] 图 9 表示假定在所考虑的位置看得见的 GPS 卫星的示例性配置;圆圈内的数字表示卫星。

[0199] 为了验证在室内环境中捕获信号的能力,选择了弱的伪随机噪声 (PRN) 信号,例如对应于图中的卫星 14,并应用了上面说明的信号捕获方法。

[0200] 为了验证卫星 14 发射的信号微弱,按照无帮助模式(即,缺少辅助数据)和辅助模式,对室内信号使用基于快速傅里叶 (FFT) 的循环相关及 400 个相干块 (10ms 相干积分时间) 的非相干平均化。

[0201] 在无帮助模式下,接收器没有所观察的多普勒频移的先验知识,从而接收器不得不从 -5KHz 到 +5KHz,扫描整个标称多普勒频率范围。

[0202] 在辅助模式 (A-GPS) 下,多普勒频率被固定在由基准接收器估计的值。做出下述假定:

[0203] 1. 接收器由超稳定和超精确的铷振荡器驱动;

[0204] 2. 基准接收器天线被放置在离测试室内位置不远的室外位置。

[0205] 这意味基准接收器预测的多普勒频率可被用作测试接收器观测的真实多普勒频率的可靠指示(例如,对于第 14 号卫星的信号来说是 -2.935KHz)。

[0206] 图 10A 和 10B 分别关于无帮助情况和辅助情况,示出频率空间和码相位空间中的所得到的互模糊函数 (CAF) 包络 (CAF 是相关积分的绝对值平方)。特别地,描述了搜索空间最大值的频率窗口 (bin) 和码相位窗口 (bin)。在两种情况下,捕获未能估计真实的多普勒频率值。

[0207] 从而,码相位估计不可靠,因为主峰和副峰之间的间隔太小(小于 1dB)。换句话说,主峰和本底噪声峰“统计上”区分不开。在两种情况下获得的不同的多普勒和码相位估计确认了这一点。

[0208] 以 1.0675KHz 的预测多普勒频率和 120 个非相干平均数,按照辅助模式,对图 9 中

的第 6 号卫星（假定在所考虑位置中是最强的）应用了相同的快速相关算法。分别关于辅助情况和无帮助情况，在图 11A 和 11B 中描述了获得的 CAF。可注意到在第一种情况下（图 11），按照辅助模式能够准确地检测真实的多普勒值，但是在第二种情况下（图 11B），估计的多普勒值在捕获算法所使用的 100Hz 窗口内。在这两种情况下，从本底噪声中显露出“清晰的”自相关峰。这表示该信号是作为“视野中的最强卫星”的良好候选者。

[0209] 整个信号捕获过程包括这些步骤：

[0210] 1. 无帮助模式下，对视野中的最强卫星发射器（例如，第 6 号卫星）进行基于 FFT 的快速相关和非相干平均化；

[0211] 2. 借助按照本发明的所述实施例的捕获方法，利用 1.2s 的较长相关积分进行多普勒频率和码相位修正；

[0212] 3. 根据关于最强 PRN 的修正的估计，计算待捕获的弱 PRN 的预测的多普勒频移和码相位（在所讨论的例子中，是第 14 号卫星）；

[0213] 4. 以适当长的相干积分时间（例如，2s），利用先前预测的多普勒频移和码相位作为帮助信息，进行高灵敏度捕获。

[0214] 图 12 描述应用上面的步骤 1 得到的搜索空间。

[0215] 在步骤 2 中，利用下面的辅助信息进行长相干积分：

$$[0216] \quad f_{D, \text{predicted}} = 1.1 \text{ kHz}$$

$$[0217] \quad CP_6^{(\text{predicted})} = 977.8 \mu\text{s} \approx 1000.3 \text{ chips}$$

[0218] 图 13 中描述了所得到的 CAF 包络。现在，多普勒频率估计等于辅助服务器给出的真实值。码相位估计实际上与在步骤 1 获得的相同。

[0219] 在步骤 3，通过求解基准接收器和测试接收器之间的时间和频率偏置，计算用于捕获第 14 号卫星的弱信号的辅助数据。如前所述，这样的偏移影响来自基准接收器的所有码相位和多普勒频移值，从而不能直接应用它们。

[0220] 下面的步骤举例说明这样的计算：

[0221] a. 对于第 6 号卫星和第 14 号卫星，考虑来自基准接收器的码相位指示：

$$[0222] \quad CP_6^{(\text{ref})} = 120 \text{ 码片}$$

$$[0223] \quad CP_{14}^{(\text{ref})} = 108 \text{ 码片}$$

[0224] b. 在捕获第 6 号卫星之后，估计的码相位为：

$$[0225] \quad CP_6^{(\text{acq})} = 1000.3 \text{ 码片}$$

[0226] c. 随后可以如下估计基准接收器和前端（执行采样的子系统）之间的时间偏置：

$$[0227] \quad \Delta CP = CP_6^{(\text{acq})} - CP_6^{(\text{ref})} = 880.3 \text{ 码片}$$

[0228] d. 由于记录的信号相同，因此不存在要考虑的时间漂移，并且时间偏置影响所有的码相位。从而：

$$[0229] \quad \Delta CP = CP_{14}^{(\text{predict})} - CP_{14}^{(\text{ref})}$$

[0230] 于是，将用于高灵敏度捕获的第 14 号卫星的预测码相位为：

$$[0231] \quad CP_{14}^{(\text{predict})} = \Delta CP + CP_{14}^{(\text{ref})} = 880.3 + 108 = 988.3 \text{ 码片}$$

[0232] e. 应遵循相同的方法计算第 14 号卫星的预测多普勒频移：

$$[0233] \quad \Delta f_D = f_{D,6}^{(\text{acq})} - f_{D,6}^{(\text{ref})} = (1.0683 - 1.0675) \text{ kHz} = 0.8 \text{ Hz}$$

[0234] 随后,能够直接假定:

$$[0235] \quad f_{D,14}^{(predict)} = \Delta f_D + f_{D,14}^{(ref)} = -2.9358 \text{ kHz}$$

[0236] 在步骤 4, 通过利用先前预测的多普勒频移和码相位, 对第 14 号卫星应用长相干相关算法。图 14A 和 14B 中分别关于 1.2s 和 2.0s 的 (相干) 积分时间, 描述了所得到的 CAF 包络。下表中总结了估计值。

[0237]

相干 积分时间	频率窗口	多普勒频移		码相位	
		预测的	估计的	预测的	估计的
1.2s	121		-2.9358KHz		987.3 码片 (965.1μs)
2.0s	201	-2.9358KHz		988.3 码片	987.3 码片 (965.1μs)

[0238] 估计的多普勒频移与预测值最多相差 0.5Hz。这意味由于步骤 3, 多普勒估计精度已经达到其最优水平。于是, 被扫描的频率范围本可以为几 Hz 宽, 而不是本测试中使用的 100Hz, 改善了计算复杂度。

[0239]

§ § § § §

[0240] 在接收器通过其获得辅助数据的地面无线电通信网络与 GPS 卫星发射器不同步的情况下, 按照这里说明的本发明实施例的方法特别有用。

[0241] 注意当接收器捕获了信号时, 接收器时钟可以与 GPS 时间同步; 不过, 由于商用接收器的正常时钟漂移使得与 GPS 时间的同步不会保持很长的时间, 为了使接收器时钟与 GPS 时间保持同步, 必须周期性地对接收器定位, 即使用户未严格要求; 但是这是不利的, 尤其是当接收器在室内时更是如此, 因为请求和接收辅助数据会浪费电池电力, 并增大地面无线电通信网络的数据流量。所提出的方法能够避免这种周期性定位的需要。

[0242] 按照本发明的实施例的方法也可用在关于接收器时钟的偏置和漂移信息不可用的情况中; 根据可用于第一卫星发射器的码相位和多普勒频移, 通过利用关于卫星的基准位置和轨道的信息, 计算时钟的码相位和多普勒频移。

[0243] 按照本发明的方法一般地适用于任何 GNSS 接收器, 尤其适用于 GPS 或现代化的 GPS (GPS 的演进) 接收器, Galileo 和 Glonass。例如, 在 Galileo 系统中, 本发明的方法可用于捕获和跟踪承载导航消息的信号 (L1B 信道), 或者承载辅助码的导频信道 (L1C 信道), 或者共同地用于这两个信道, 与单一信道相比, 灵敏度增大 3dB。为了利用在 L1B 和 L1C 信道上发射的功率, 对于每个相位值, 快照的码被再分成约 1ms 的多个块, 如上所述, 并利用两个不同的码, 为 L1B 和 L1C 信道计算类属块的 I 和 Q 相关值。随后通过保存不同的 I 和 Q 分量, 考虑导航消息的相位转变和辅助码的相位转变, 把关于各个块计算的部分相关相加。从而通过在相同的求和中包括 L1B 信道上的部分相关和 L1C 信道上的部分相关, 计算相关性。

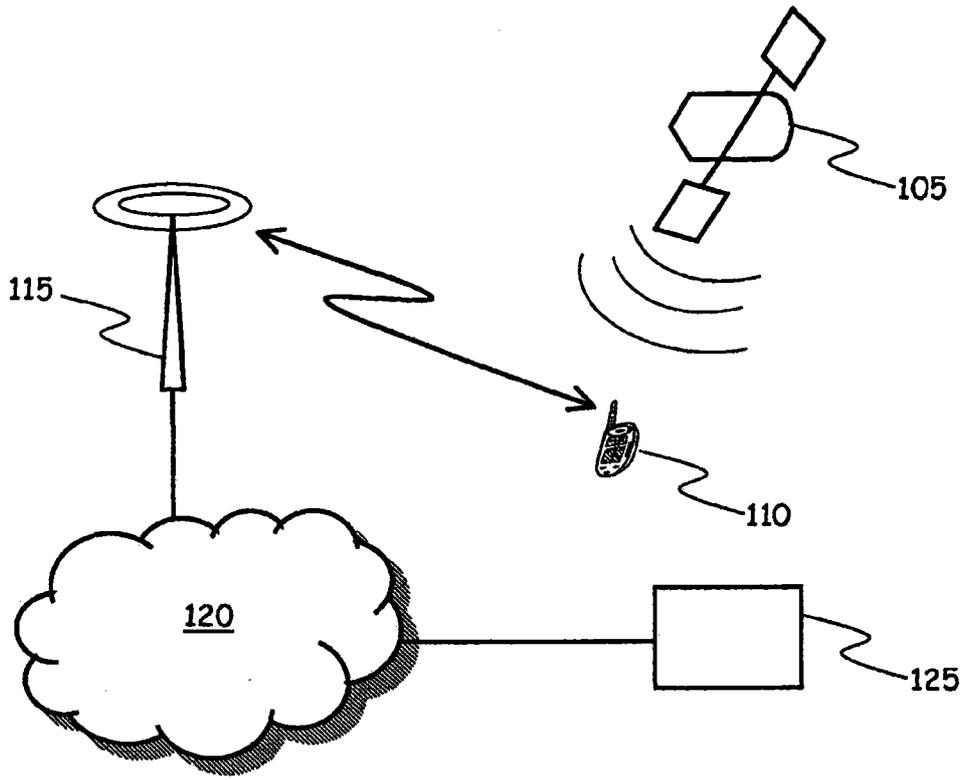


图 1

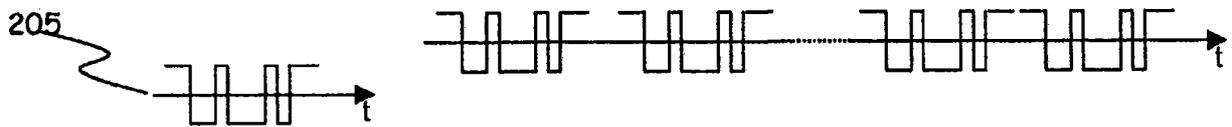


图 2A

图 2B

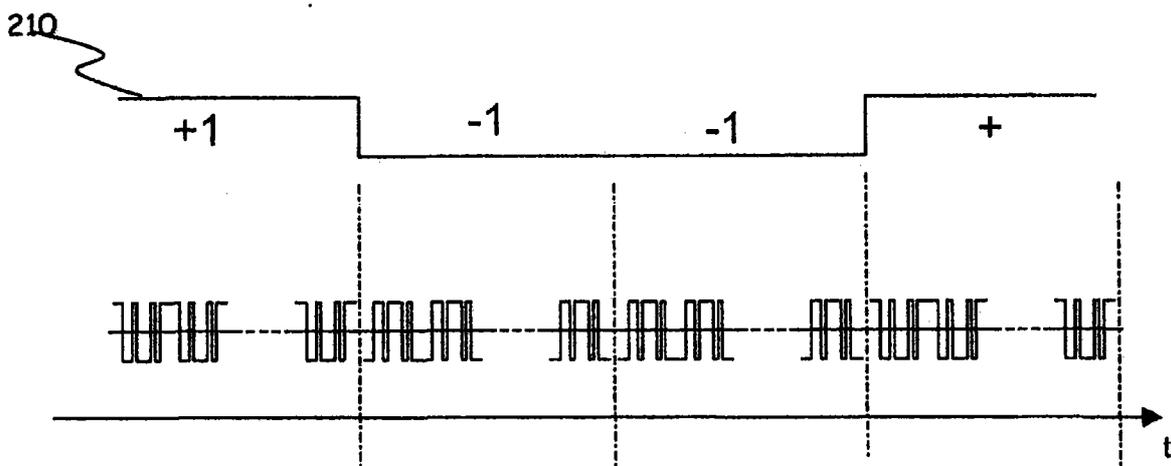


图 2C

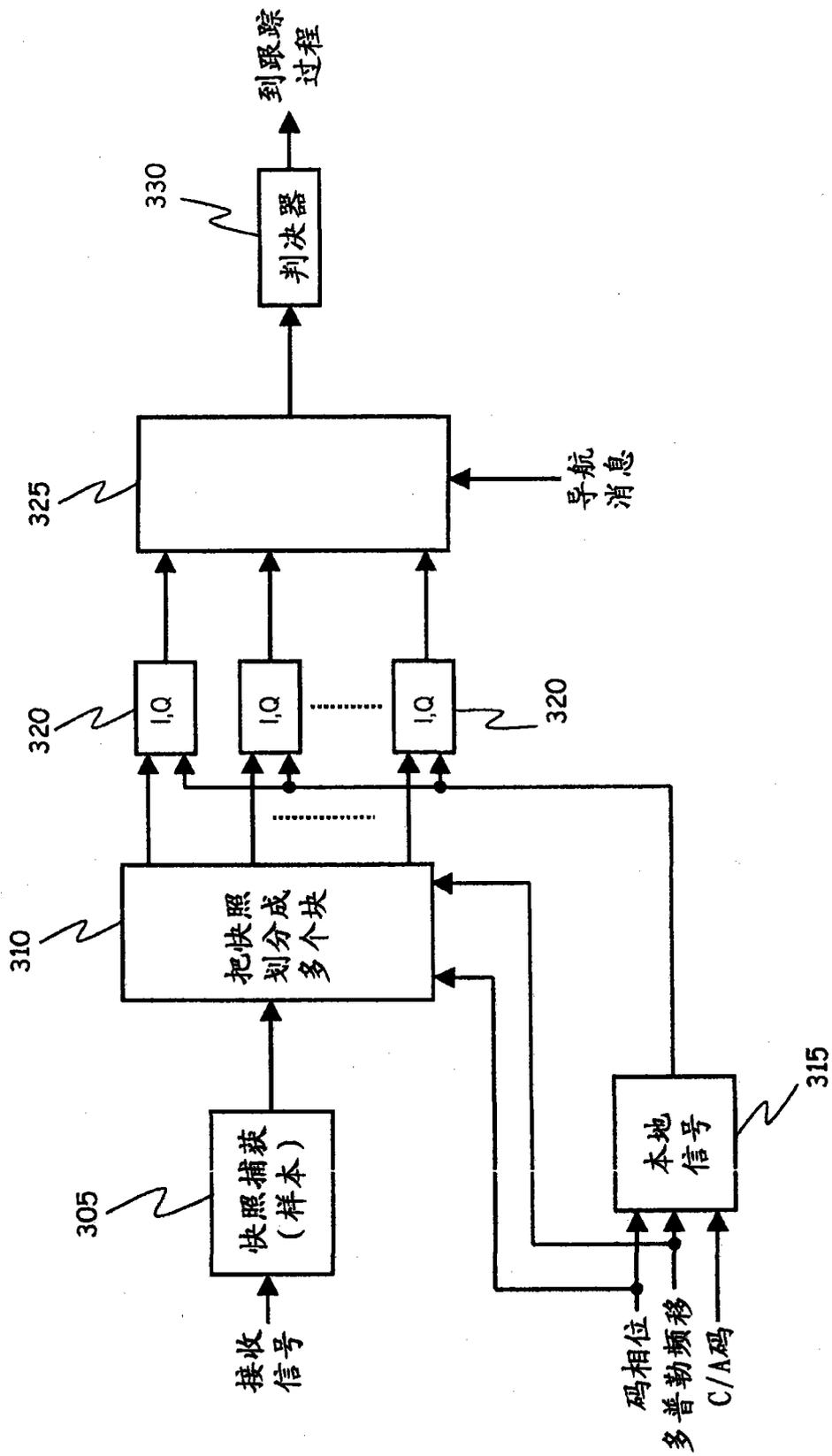


图 3

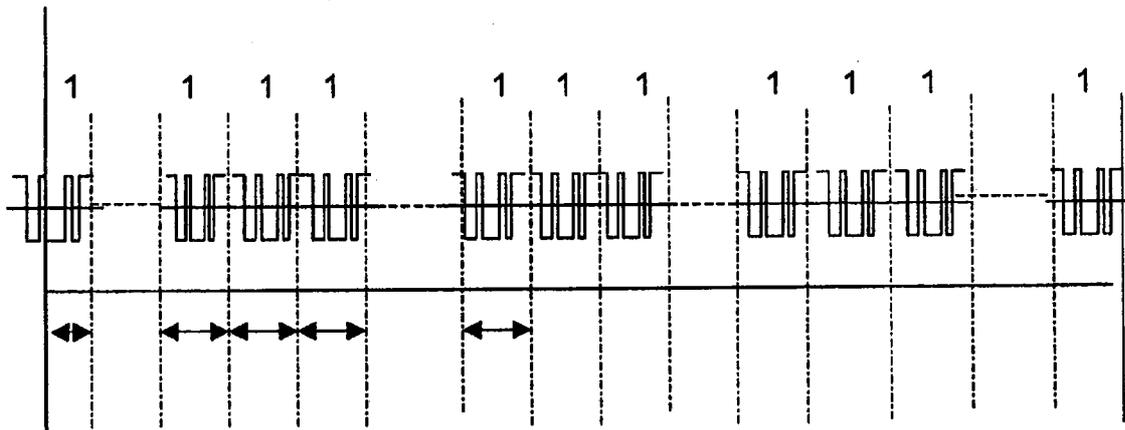


图 4A

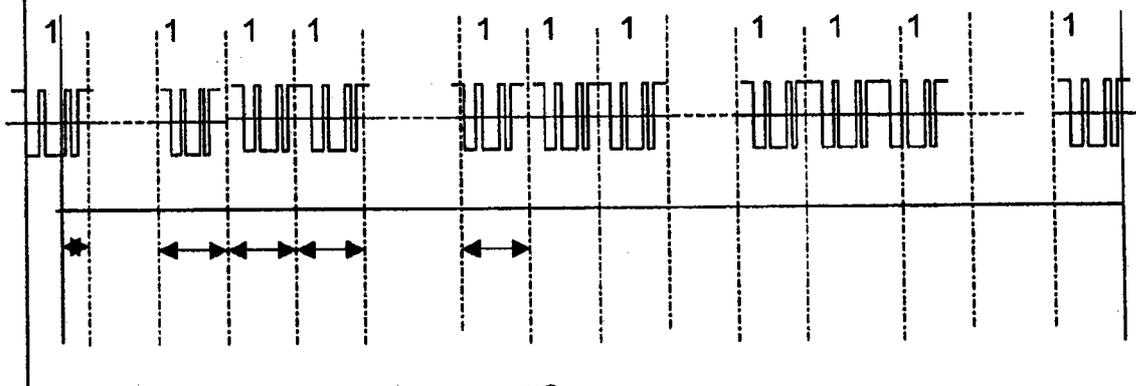


图 4B

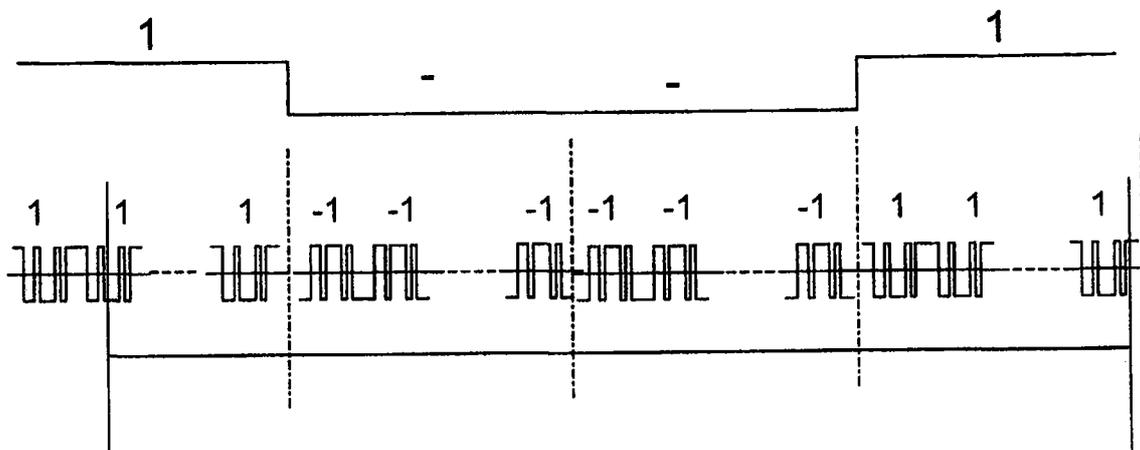


图 5A

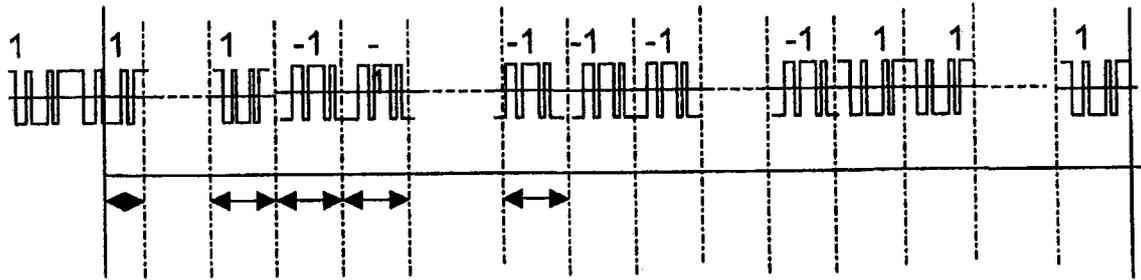


图 5B

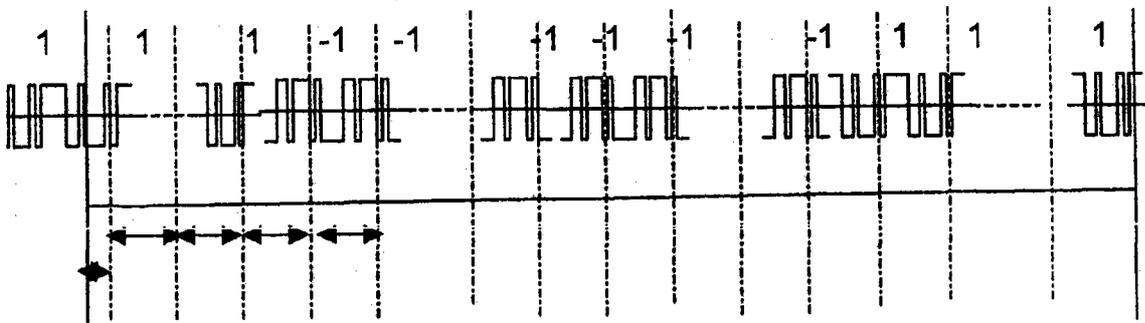


图 5C

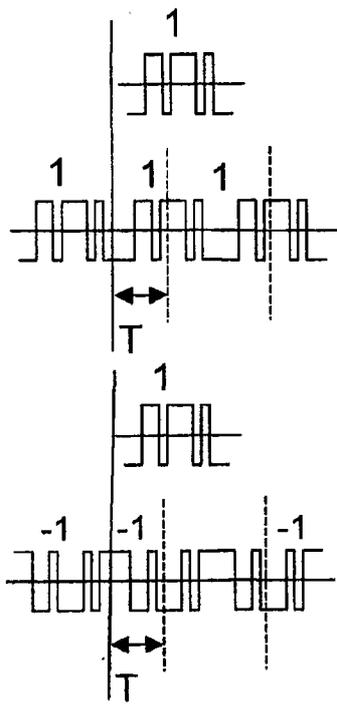


图 6A

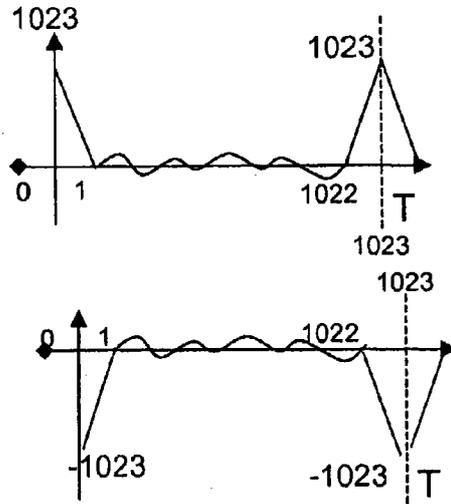


图 6B

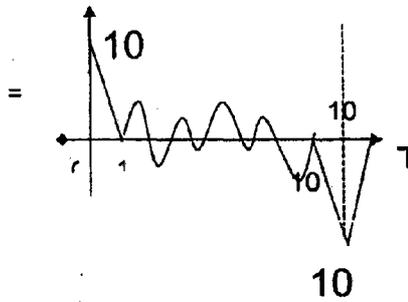
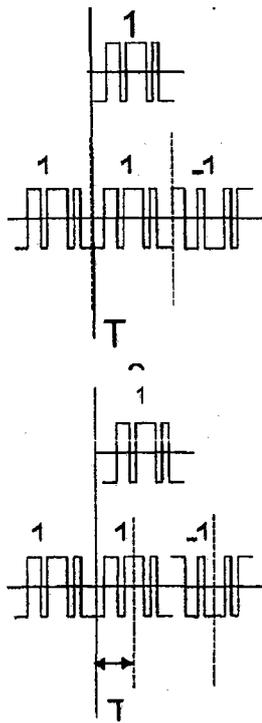


图 6C

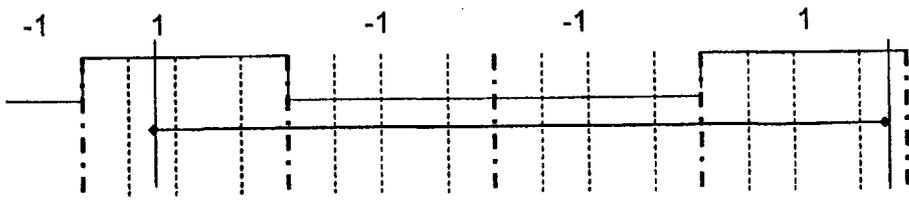


图 7A

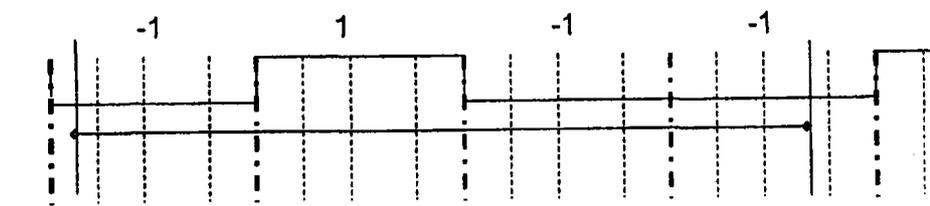


图 7B

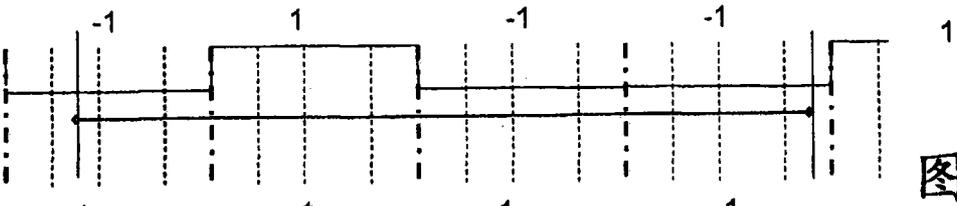


图 7C

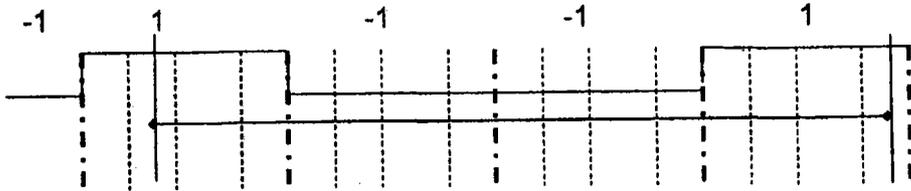


图 7D

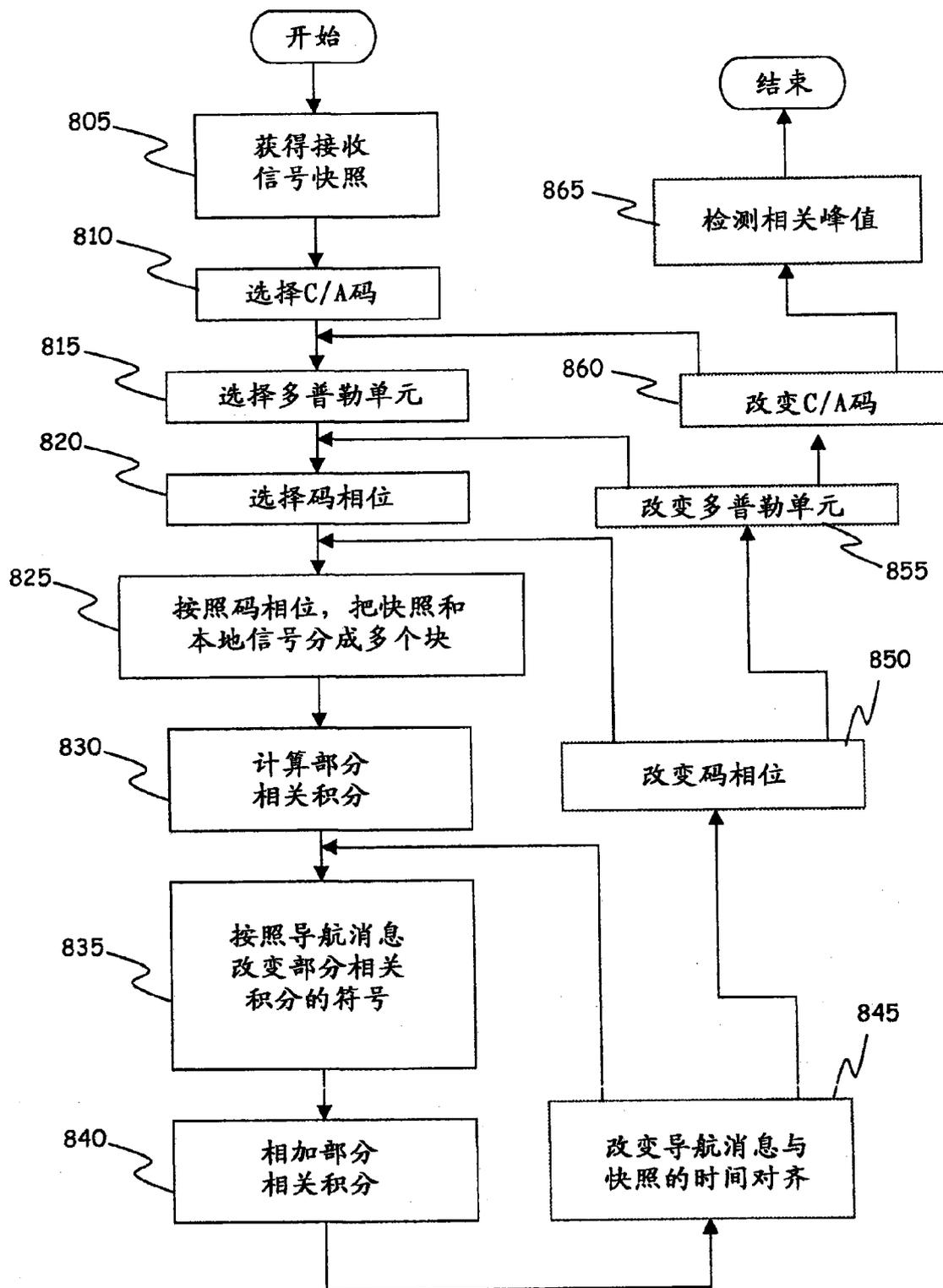


图 8

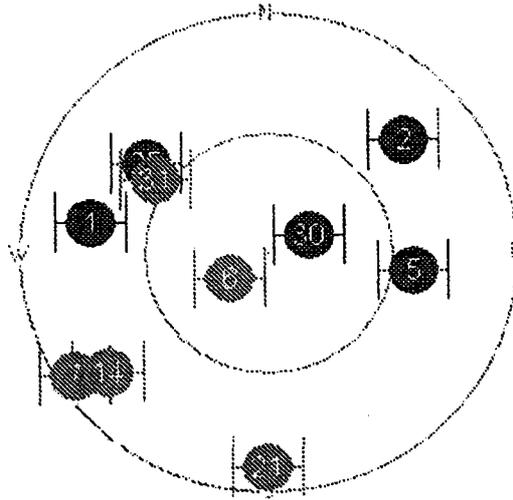


图 9

按时间顺序的相关-峰值 = $1.215789e+010 - \alpha_{\text{mean}} = 25.1924\text{dB} - \alpha_{\text{max}} = 17.3042\text{dB}$

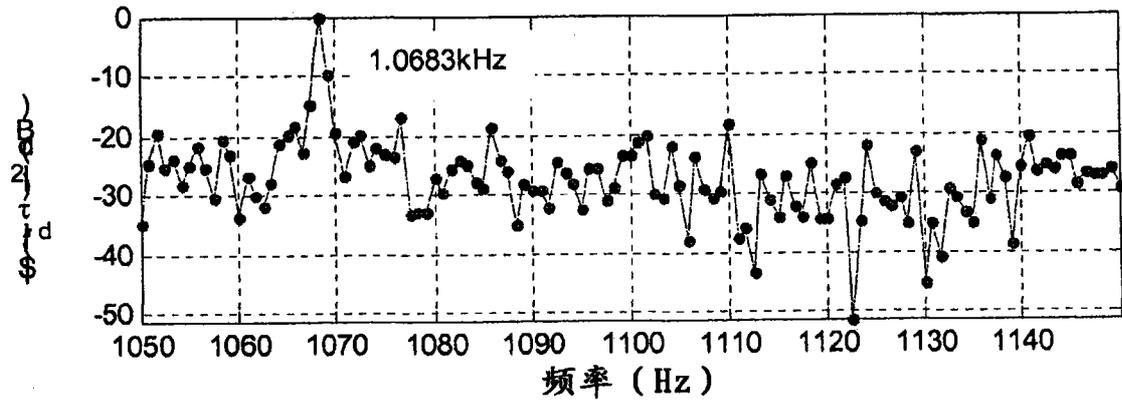


图 12

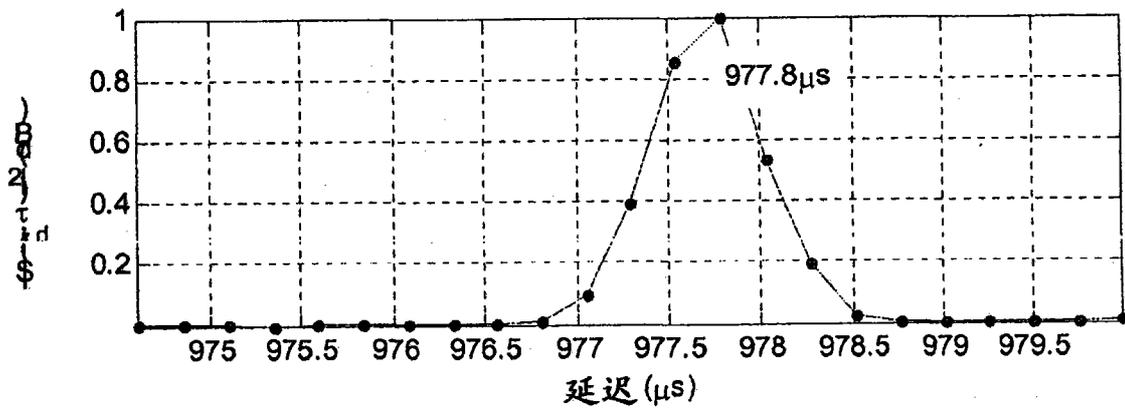


图 13

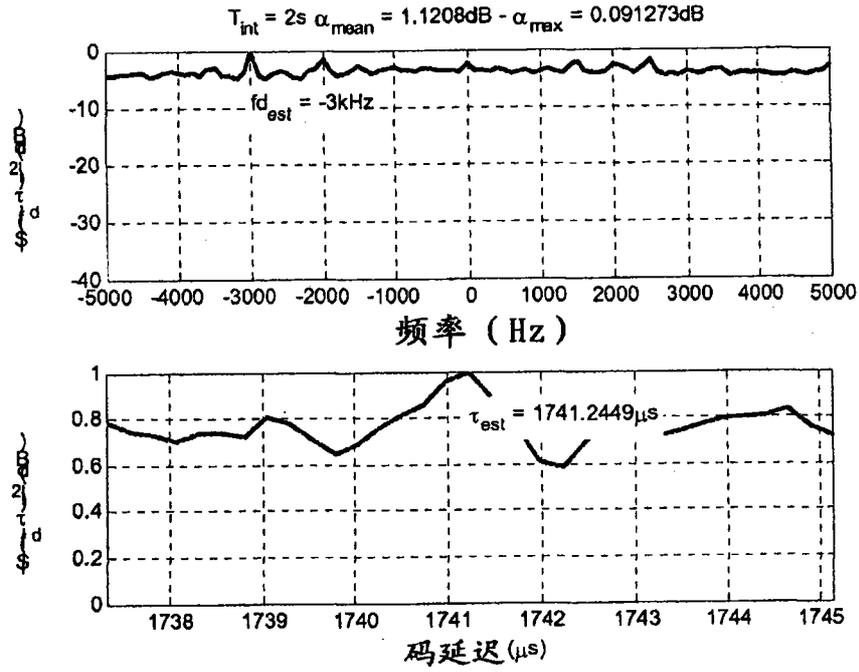


图 10A

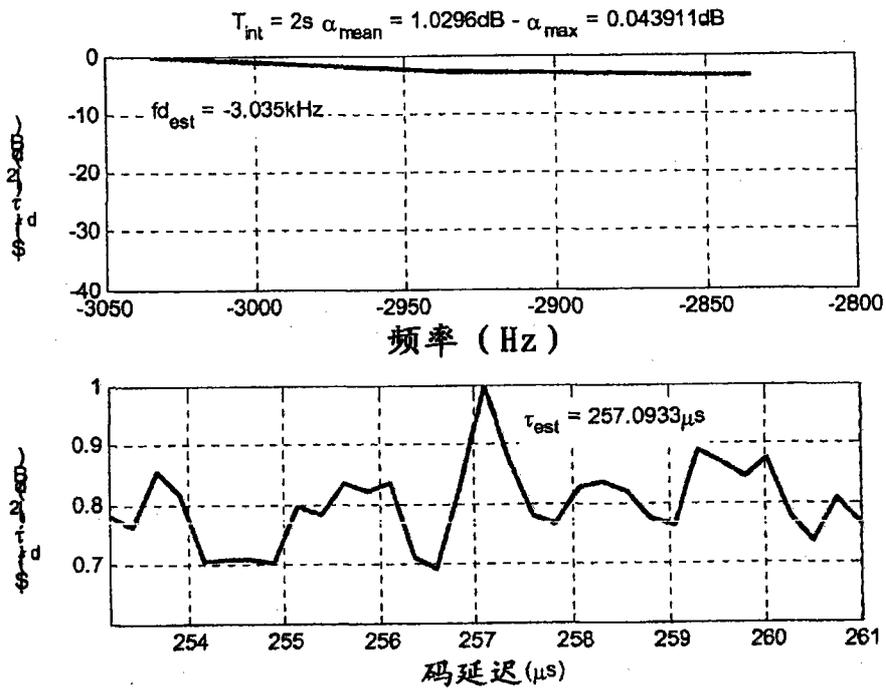


图 10B

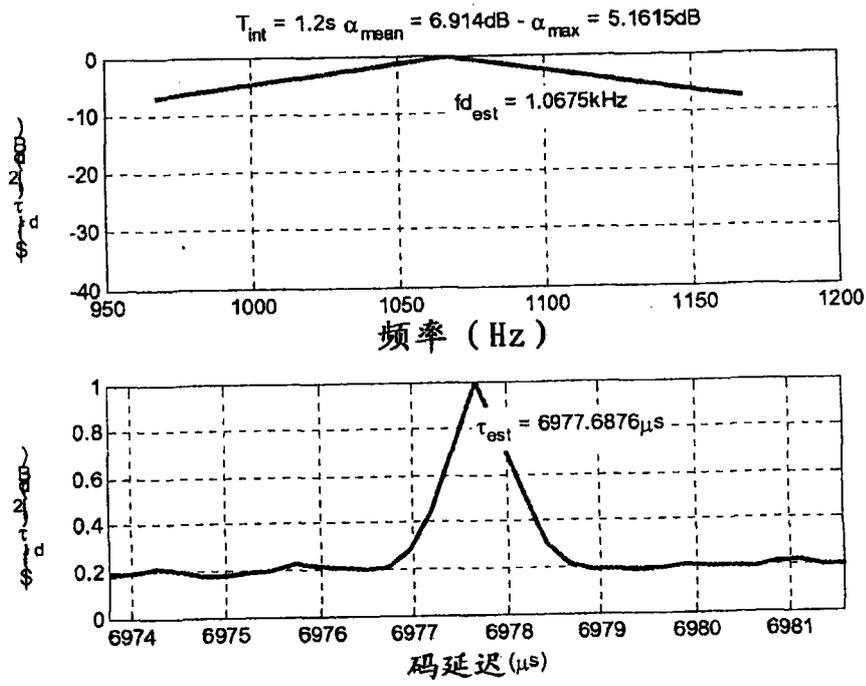


图 11A

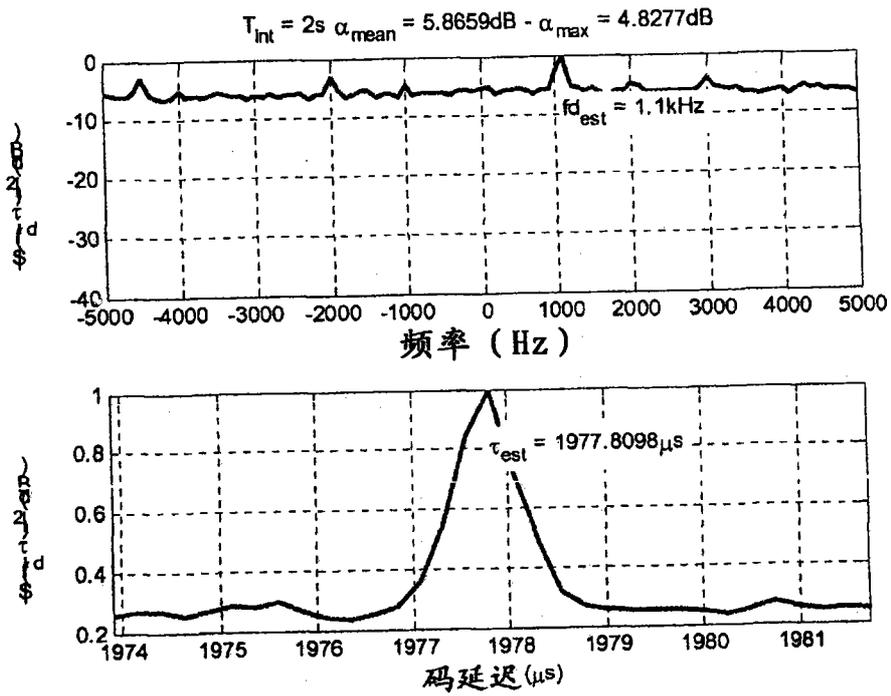


图 11B

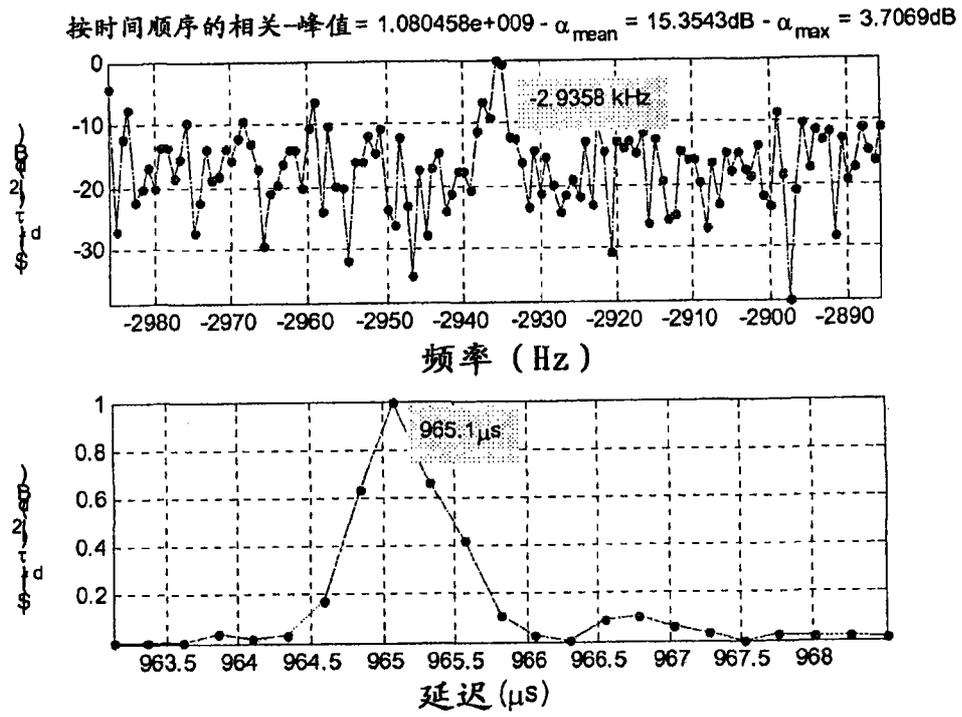


图 14A

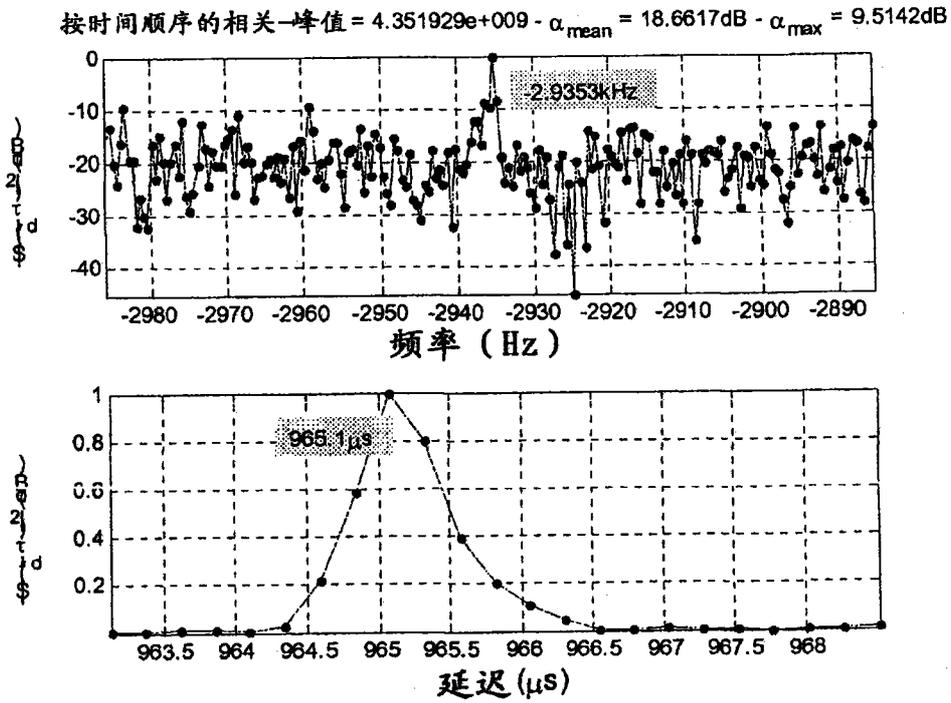


图 14B