(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102282773 B
(45)授权公告日 2014.06.18

(21)申请号 200980142926.1

(22)申请日 2009.10.26

(30)优先权数据
08425696.5 2008.10.29 EP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2011.04.27

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2009/064088 2009.10.26

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2010/049392 EN 2010.05.06

(73)专利权人 泰勒斯阿莱尼亚空间公司意大利分公司
地址 意大利罗马

(72)发明人 P·克罗斯塔 D·罗韦例 P·亚科内

(74)专利代理机构 北京戈程知识产权代理有限公司 11314
代理人 程伟 胡冰

(51)Int.Cl.
H04B 1/7075(2011.01)
H04L 27/00(2006.01)
G01S 19/29(2010.01)

(56)对比文件

US 7436878 B1,2008.10.14, 全文.

CN 1889546 A,2007.01.03, 全文.

CN 1465141 A,2003.12.31, 说明书第3页第13-14行,第9页第25行-第10页第3行,说明书附图1、6.

刘晓明,张中山,刘元安.“OFDM系统中高性能帧同步算法”.《北京邮电大学学报》.2005, 第28卷(第1期), 全文.

LIU Qi,HU Bo.“A Fast Joint Frame Synchronization and Frequency Offset Acquisiton Algorithm for OFDM Systems”.《Wireless Communications and Networking Conference,2008.WCNC 2008.IEEE》.2008, 全文.

WANG Hongyuan,WU Yanhong,JIA Xin.“Estimation of Doppler parameters for spaceborne SAR based on fractional Fourier transform”.《Signal Processing, 2004. Proceedings. ICSP ″04. 2004 7th International Conference》.2004, 全文.

审查员 廖小丽

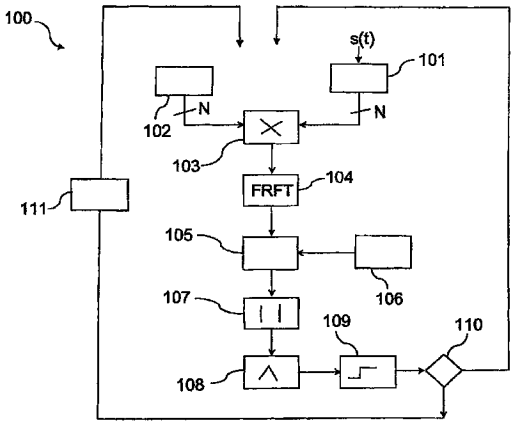
权利要求书2页 说明书7页 附图6页

(54)发明名称

用于捕捉扩频信号的方法和系统

(57)摘要

一种捕捉直接序列扩频信号(s(t))的方法(100),所述直接序列扩频信号在载波频率上发射,并用长度等于Nc个码片的码信号调制,所述方法用于确定所述扩频信号的码延迟和相对于所述载波频率的多普勒频移,所述确定在M个可能码延迟和F个可能频率偏移的离散二维空间上进行,所述方法(100)包括以下步骤:接收和采样(102)所述扩频信号以获得采样的扩频信号;利用所述码信号的本地复本信号对所述采样的扩频信号进行解扩频操作(103),这是通过针对所述采样信号和所述复本信号之间的多个可能码延迟执行所述解扩频;对所述解扩频步骤的结果进行并行频率搜索(104,105,107,108,109),这是通过在所述结果上进行计算傅里叶变换的步骤(104)。所述傅里叶变换是分数阶傅里叶变换。



CN 102282773 B

1. 一种捕捉直接序列扩频信号 (s(t)) 的方法 (100)，所述直接序列扩频信号在载波频率上发射，并用长度等于 Nc 个码片的码信号调制，该方法用于确定所述扩频信号的码延迟和相对于所述载波频率的多普勒频移，所述确定在 M 个可能码延迟和 F 个可能频率偏移的离散二维空间上进行，所述方法 (100) 包括以下步骤 ：

- 接收和采样 (102) 所述扩频信号，以获得采样的扩频信号 ；

- 利用所述码信号的本地复本信号对所述采样的扩频信号进行解扩频操作 (103)，这是通过针对所述采样的扩频信号和所述复本信号之间的多个可能码延迟执行所述解扩频 ；

- 通过执行计算傅里叶变换的步骤 (104) 进行频率搜索 (104,105,107,108,109) ；

其特征在于 ：

所述频率搜索 (104,105,107,108,109) 是在所述解扩频步骤的结果上进行的并行频率搜索，

所述傅里叶变换是在所述结果上进行的分数阶傅里叶变换，

其中解扩频步骤 (103) 包括多个解扩频步骤，利用所述采样的扩频信号的 Mn=M/N 个连续的 N 长度片段，利用本地复本信号的所述 Mn 个片段的每一个，针对所述本地复本信号和所述采样的扩频信号之间的 N 个可能的连续延迟进行解扩频，

其中解扩频步骤 (103) 在输出中提供多个解扩频向量，所述多个解扩频向量包括针对每个码延迟的 Mn 个解扩频向量，

其中所述计算傅里叶变换的步骤包括针对所述多个解扩频向量的每一个计算傅里叶变换的步骤，从而获得离散频率域的多个各自的变换向量。

2. 根据权利要求 1 所述的方法 (100)，其中所述解扩频步骤 (103) 包括乘法步骤，该乘法步骤进行信号片段与各自的复本片段的逐个采样的乘法，提供了各自的乘积向量，其中所述计算傅里叶变换的步骤在所述乘积向量的每一个上进行。

3. 根据权利要求 1 所述的方法 (100)，还包括以下步骤 ：

- 将与相同码延迟相关联的解扩频向量相干累加到累积向量，提供 N 个累积向量，每个累积向量与各自的延迟相关联。

4. 根据权利要求 3 所述的方法，其中累加步骤 (105) 在所述计算傅里叶变换的步骤 (104) 之后进行，并以此方式在频率域中相干累加所述变换向量。

5. 根据权利要求 4 所述的方法 (100)，其中所述累加步骤 (105) 包括消除所述累加的部分结果的相位偏移的步骤 (106)，之后将新的贡献加入所述部分结果。

6. 根据前述任意一项权利要求所述的方法 (100)，其中所述接收和采样步骤 (102) 包括将所述采样的扩频信号存储到延迟线 (200) 中的步骤。

7. 根据权利要求 6 所述的方法 (100)，其中所述延迟线 (200) 是具有 N 个抽头的延迟线。

8. 根据权利要求 7 所述的方法 (100)，其中所述本地复本信号存储在矩阵数据结构 (201) 中，该矩阵数据结构包括 Mn 个 N 长度向量，每个向量用于存储所述码信号的 N 个采样的片段，且其中所述码信号的连续采样片段顺序地存储到所述矩阵的连续向量中，所述解扩频步骤 (103) 包括用所述延迟线 (200) 的内容与所述矩阵 (201) 的一个向量相乘 N 次的相乘步骤，利用所述接收信号的采样分别更新所述延迟线。

9. 根据权利要求 8 所述的方法 (100)，还包括搜索最大值的步骤 (108)，在执行至少一次扫描之后，通过在所述矩阵 (201) 的所有向量上进行所述相乘步骤来实现该搜索最大值的步骤(108)，并且还包括通过比较 (109) 所述最大值和阈值来探测捕捉的步骤。

10. 根据权利要求 9 所述的方法 (100)，包括以下附加步骤：

- 根据所述计算傅里叶变换的步骤的结果来估计噪声功率；

- 基于所述估计的噪声功率适应性地改变所述阈值。

11. 包括用于执行根据前述任意一项权利要求所述的方法的处理单元的捕捉系统 (600)。

12. 包括根据权利要求 11 所述的捕捉系统的全球导航卫星系统信号接收机。

用于捕捉扩频信号的方法和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及扩频通信系统，根据权利要求 1 的主题，特别涉及扩频信号捕捉方法。本发明还涉及扩频信号捕捉系统。

背景技术

[0002] 在不同的所谓扩频系统中，目前最普遍的一种称为直接序列扩频 (DSSS)。

[0003] 例如，采用直接序列扩频技术 DSSS 能够提供由码分多址技术 (CDMA) 共享的宽带信道。

[0004] CDMA 访问技术预示了多个发射机共享相同的信道，每个发射机采用不同的伪随机码，不同的码之间的互相关等于 0。那么接收机必须选择合适的伪随机码并执行捕捉方法，该捕捉方法使接收机确定接收的信号的频率和码延迟。在一些应用中，例如在 GNSS 类型的应用（全球导航卫星系统）中，接收机事先不知道接收的信号是否发射自特定的发射机，从而该捕捉方法试图采用该接收机可用的不同伪随机码的可能的复本。

[0005] 特别地，在 GNSS 接收机中，接收机的首要任务是搜索由卫星发射的信号。该过程称为捕捉方法。当发现信号时，跟踪该相同的信号以获得确定接收机的位置所需的信息。如果由于某些原因该信号丢失，则再次执行该捕捉方法，来搜索相同的卫星或另一卫星。该信号捕捉方法体现了在二维空间即时间（用于确定相位或码延迟）和频率（用于确定多普勒载波频移，即相对于载波额定频率的频率偏移，这是由于卫星沿着轨道以每秒几千米的速度运动，产生了显著的多普勒频移，这也是由发射机和接收机时钟频率未对准造成的）中的搜索。更确切地说，该二维空间搜索被限定于该空间中的不确定区域。该搜索空间在两个维度上被量化，且时间和频率被分割为有限数量的单元或“仓 (bin)”。

[0006] 在现有技术中，已知有几种 GNSS 信号捕捉方法，或更一般地，已知有各种扩频信号捕捉方法，用于在接收机中确定接收信号的码延迟和多普勒频移。

[0007] 例如已知的捕捉方法，被称为“匹配滤波器”（或串行搜索）方法。在这类方法中，顺序地扫描多普勒频移的可能的“仓”和码延迟。这类方法如 US 2003/0161543 所述，其缺点是需要长时间扫描二维搜索空间。

[0008] 还已知所谓的“并行搜索”捕捉方法，其包括并行分析二维搜索网格的维度。由于该网格是二维的，因此存在两类不同的并行搜索方法：

[0009] - 并行码搜索 (PCS)，其中同时测试所有码延迟仓；

[0010] - 并行频率搜索 (PFS)，其中同时测试所有频率偏移仓。

[0011] PCS 和 PFS 方法在搜索网格的扫描时间方面确保了好的结果。但是 PCS 方法需要大存储器，而 PFS 方法的计算成本高。

发明内容

[0012] 本发明的目的是提供一种捕捉方法，该方法的性能在搜索网格的扫描时间、计算成本和存储器需要之间进行了折中。

[0013] 通过根据本发明权利要求 1 所述的捕捉方法，解决了上述缺点。

[0014] 随后的权利要求中描述了本发明的其他实施例。

[0015] 本发明的另一目的是提供一种根据权利要求 13 所述的捕捉系统。

附图说明

[0016] 通过对本发明的优选的和非限制性示例的以下描述，本发明的进一步的特点和优点将更加明显，其中：

[0017] - 图 1 显示了扩频信号捕捉方法的功能框图；

[0018] - 图 2 显示了图 1 所示的捕捉方法的步骤之一的图解和示意图；

[0019] - 图 3a-3c，4a-4c 和 5a-5c 显示了图 1 所示的捕捉方法中涉及到的信号的一些图示；以及

[0020] - 图 6 显示了扩频信号捕捉系统的示例性功能框图。

[0021] 在这些附图中，采用相同的附图标记标注相同或相似的元件。

具体实施方式

[0022] 参考图 1，100 总体上表示直接序列扩频信号捕捉方法 s(t) 或 DSSS 信号捕捉方法。例如，信号 s(t) 是由 GNSS 系统的卫星提供的信号，且优选地为 CDMA（码分多址）信号。根据另一实施例，信号 s(t) 是 CMDA 信号，是 UMTS 系统中提供的类型。

[0023] 信号 s(t) 是由伪随机码信号或 PRN 码调制的信号，长度为 Nc，并在载波频率上发射。例如，该码信号由 Nc ＝ 4092 个码片组成，这些码片每 Tc ＝ 4ms 重复发射 (Tc 表示所谓的码时 (code epoch))，例如由 GALILEO 星群的卫星提供的 E1-B 和 E1-C 信号的情况。

[0024] 捕捉方法 100 包括接收信号 s(t) 的步骤 101。优选地，接收步骤 101 包括适当处理信号 s(t) 以将该信号解调并转换到基带（或接近基带）的步骤、针对基带信号的同相和积分分量的提取步骤、以及以频率 fs 进行的采样步骤，从而将该接收的信号变换为复 (complex) 数字采样流。上述步骤是本领域技术人员已知的，因此在此不再进一步详述。

[0025] 根据一实施例，接收步骤 101 包括复数字采样流的抽取 (decimation) 步骤，以将该流的频率从值 fs 降到减小后的值 fk，fk 表示该捕捉方法 100 的工作频率或时钟频率。例如，可限定 fk ＝ fs/2。在这种情况下，如下文详述，为了对接收信号解扩频，采用了频率为 fk 的采样 PRN 码的本地复本，因此该复本由 M ＝ tc*fk 个采样构成。优选地，在接收步骤 101 中，在抽取之前，通过低通滤波器，例如 FIR 滤波器提供对数字采样流的滤波，以避免或减少抽取后的流中出现的混频现象。

[0026] 在一有利的实施例中，接收步骤 101 包括存储接收信号的数字采样的步骤，在该示例中，该采样在具有 N 个抽头 (tap) 的延迟线上被滤波和抽取。优选地，抽头的数量 N 是码 PRN 的本地复本的采样数 M 的整数约数，即存在整数 Mn，使以下等式 Mn ＝ M/N 成立。

[0027] 应明白，将接收信号的数字采样在具有 N 个抽头的延迟线上进行存储，在任意时钟时刻提供了接收信号的 N 个连续采样集，即 N 长度片段，相对于本地可获得的码参考，该连续采样具有不同的时钟时间以及在 0 和 N-1 之间渐增的码延迟。

[0028] 已知相对于从卫星输出的信号，接收信号 s(t) 呈现码延迟或相位延迟、以及相对于发射载波频率的多普勒频移。因此提供捕捉方法 100 来确定接收的扩频信号的码延迟或

相位延迟，以及相对于（在本实例中，通过卫星的）发射信号的载波频率的多普勒频移，所述确定方便地在 M 个可能码延迟和 F 个可能频率偏移的二维离散空间中进行，其中 M 是在频率 fk 下采样的 PRN 码的本地复本的长度，而 F 是正整数。

[0029] 参考图 1，捕捉方法 100 包括提供步骤 102，其提供伪随机码信号或 PRN 码的本地复本信号。该信号表示码参考。

[0030] 在一特定的优选实施例中，在工作频率 fk 下采样的 PRN 码的 M 个采样被存储在查找表中，即存储在矩阵数据结构中，该矩阵数据结构包括长度为 N 的向量，每个向量用于存储 PRN 码的 N 长度片段，且其中 PRN 码的连续片段顺序地存储在所述矩阵数据结构的连续向量中。从现在开始，我们假定在不引入任何限制的情况下，该数据结构由 N 行和 Mn 列的矩阵构成，且 PRN 码的第一组 N 个采样存储在矩阵数据结构的第一列 C1 中，PRN 码的后续 N 个采样存储在矩阵数据结构的第二列 C2 中，依此类推。根据该实施例，提供 PRN 码的本地复本的步骤 102 包括从查找表中读取存储在该查找表中的 PRN 码的采样的步骤，以提供长度为 N 的采样向量。

[0031] 此外，捕捉方法 100 包括对采样的扩频信号进行解扩频的步骤 103，在该示例中，在工作频率 fk，利用 PRN 码的本地复本信号，针对采样信号和 PRN 码的复本信号之间的多个可能码延迟执行所述解扩频。

[0032] 根据一实施例，解扩频步骤 103 包括通过本地复本信号的 Mn ＝ M/N 个连续 N 长度片段对采样信号的 Mn ＝ M/N 个 N 长度片段进行解扩频的步骤，这是通过对于本地复本信号的所述 Mn 个片段的每一个，针对所述本地复本信号和所述采样信号之间的 N 个可能连续延迟进行解扩频。这样解扩频步骤 103 在输出中提供被称为“解扩频向量”的多个向量，其包括针对每个码延迟的 Mn 个解扩频向量。

[0033] 优选地，解扩频操作是两个 N 长度向量的逐比特相乘。从现在开始，将专门参考解扩频步骤 103，其中通过不引入任何限制地逐比特向量相乘来进行解扩频。

[0034] 参考附图 2，200 是延迟线，其在任意时刻包含接收信号的 N 个采样，201 表示查找表，其包含 PRN 码的本地复本的采样。在给定时刻，延迟线 200 中的 N 个存储的采样与查找表 201 的列 C1 中的 N 个存储的码采样相乘。在以下步骤中，将通过使在前述步骤中存储的采样偏移一个位置来更新延迟线 200 的内容，其中旧采样 205 从延迟线 200 输出，新采样 206 被引入该延迟线。利用向量乘法 203 将延迟线 200 的更新后的内容与查找表 201 的列 C1 的 N 个采样相乘。相对于上述步骤，这相当于利用等于接收信号和 PRN 码之间的一个码延迟的额外码延迟，通过 PRN 码的 N 长度片段对接收信号的 N 长度片段进行解扩频。该操作针对 N 个连续时刻进行，即针对 N 个码延迟进行，在每个步骤更新延迟线 200 的内容，但是不改变列 C1。此后，对于额外的 N 个码延迟，用列 C2 与延迟线 200 的内容相乘，即更新延迟线 200 的内容 N 次，以此类推，直到用列 CMn 相乘。一旦延迟线 200 的内容和列 CMn 的内容的 N 次相乘也完成了，即在完成查找表 201 的逐列扫描之后，对于 0 和 N-1 之间的每个码延迟，可获得 Mn 个解扩频的 N 长度向量。

[0035] 参考图 1，解扩频步骤 103 的结果将呈现给下面的计算傅里叶变换的步骤 104，以在解扩频步骤 103 的输出所提供的结果上进行并行频率搜索。如果解扩频 103 是采用向量逐比特相乘进行的，应明白这样的相乘与傅里叶变换相结合构成了相关步骤，其中此外，由于与傅里叶变换中的复指数相乘，实现了复数多普勒频率的并行移除。

[0036] 有利地，所应用的傅里叶变换是分数阶傅里叶变换。该变换步骤实现了离散傅里叶变换 (DFT) 的计算，其只在更高的精度上在频谱的一部分上应用，这与同样的计算应用于所有可能频率范围内 $[-f_k/2, f_k/2]$ 不同。优选地，分数阶傅里叶变换在 F 个采样上计算，这 F 个采样均匀分布在区间 $[-\Delta f_W/F, +\Delta f_W/F]$ 上，更优选地，$F = N$，其中 N 是由解扩频步骤 103 输出的向量的维度。因此区间 $[-\Delta f_W/F, +\Delta f_W/F]$ 可被选作适于覆盖接收信号可能具有的最常见的多普勒频率的区间。

[0037] 以此方式，该变换的输出表示输入到 N 个频率采样的空间中的向量，其以 $\Delta f_d = \Delta f_W/F = \Delta f_W/N$ 间隔开。

[0038] 根据一实施例，分数阶傅里叶变换是通过对 $2*N_{opt}$ 个采样执行两次快速傅里叶变换 (FFT) 来实现的；其中 N_{opt} 例如被选作大于 N 的 2 的最小次幂。应注意，相对于传统的 FFT 变换，该计算的节省是巨大的，因为为了达到利用 FFT 类型算法的相同的精度，传统变换需要的采样数量等于 $f_s/\Delta f_d = (f_s N)/(\Delta f_W) >> N_{opt}$。

[0039] 在特定的优选实施例中，傅里叶变换的计算 104 包括计算由步骤 103 输出的解扩频向量的每一个的傅里叶变换，从而获得变换到离散频率域中的多个各自的向量。

[0040] 参考图 1，方法 100 进一步包括累加步骤 105、106，其中以相干方式将步骤 103 输出的解扩频向量和与相同码延迟相关联的解扩频向量累加，从而获得多个累积向量，每个累积向量与各自的码延迟相关联。

[0041] 根据一特定的优选实施例，在傅里叶变换 104 之后执行累加步骤 105、106，将与 0 和 N-1 之间的相同延迟相关联的并且通过傅里叶变换步骤 104 变换到频率域的解扩频向量相干地累加到 N 个累积向量中。注意到，根据与图 1 和 2 相对应的实施例，在累加步骤 105 中，对于延迟线 200 的每 N 个输入采样，与相同延迟相关联的两个解扩频向量将可用于与所述延迟相关的相同累积向量累加。事实上，在 N 个新采样输入到延迟线 200 中之后，接收和采样信号偏移了 N 个采样，但是由于查找表 201 中的列偏移，PRN 码的本地复本也偏移了相同的量。应明白在本实例中，频率变换后的解扩频向量表示与给定码延迟相关联的相关贡献，且该相关贡献将被加入（即累积）到与相同延迟相关联的其他相关贡献。

[0042] 在一特定优选实施例中，累加步骤 105 包括合成相位校正信号的步骤 106，该步骤通过所述相位校正信号校正前面的累加步骤 105 的结果，该相位校正信号与 0 和 N-1 之间的给定延迟相关，并将累加和校正过的结果加入与 0 和 N-1 之间的所述延迟相关联的新的解扩频向量。在实践中，在将新的解扩频向量，或更具体地，其傅里叶变换加入累积向量的内容之前，将相位校正应用于每个所述累积向量的内容。

[0043] 优选地，通过将累积向量 v 的每个元素 v(i)（其中 i 在 0 到 N-1 之间）与各自的相位校正因子 p_i 相乘，来进行相位校正，$p_i = e^{j2\pi\hat{f}_{D,i}}$，$0 \leq i \leq N$，其中 $\hat{f}_{D,i}$ 是与变换的累积向量的第 i 个元素相关联的离散多普勒频率（频率仓）。

[0044] 在所示示例中，以延迟线 200 上的内容与列 C1 上的内容的 N 次相乘开始，通过逐列扫描整个 PRN 码的矩阵 201，当完成延迟线 200 的内容和列 CMn 的内容的 N 次相乘之后，对于 0 和 N-1 之间的每个延迟，将 Mn 个解扩频的 N 长度向量累加，其被变换到离散多普勒频率的空间域。换言之，在累加步骤 105 的结尾，将获得复数矩阵或搜索矩阵，该矩阵在本示例中为 N×N 矩阵，该矩阵标识了 N 个延迟和 N 个离散频率的搜索空间。

[0045] 参考图 1，捕捉方法 100 包括：

[0046] - 后续步骤 107，计算所述搜索矩阵的元素的简单或二次模数；

[0047] - 后续步骤 108，搜索所述搜索矩阵的元素的模数的最大值或峰值；

[0048] - 后续步骤 109，将该最大值与阈值进行比较，以确定信号捕捉是否已经出现。

[0049] 如图 1 所示，从选择步骤 110 开始，如果已经探测到卫星捕捉，方法 100 进一步包括步骤 111，其选择另一查找表，该查找表包括与不同的卫星相关的 PRN 码采样，以及对于要捕捉的 GNSS 星群的可能的额外卫星，以方法 100 的新迭代来捕捉所述卫星，以此类推。

[0050] 如选择步骤 110 所述，如果与阈值的比较没有提供信号捕捉，则通过以下操作开始重复方法 100 的上述步骤：

[0051] - 通过重置在步骤 105 写入的累积向量；以及

[0052] - 通过执行解扩频步骤 103，这次从查找表 201 的第二列 C2 开始。

[0053] 如果在该迭代之后，在选择步骤 110 中，没有探测到信号捕捉，则从查找表的第三列开始重复方法 100 的步骤，以此类推，直到到达最后一列 CMn。从上述描述可清楚地看到，以此方式，通过考虑 N 个延迟的单个连续片段来实现针对 M 个可能码延迟的搜索。

[0054] 根据一修改，不是每次搜索最大值，而是在扫描 N 个可能码延迟的片段之后，可以重复地执行该搜索，该搜索总是通过分成 N 个可能延迟的片段的子搜索，通过多次整体扫描整个 PRN 码，并通过以非相干方式累加（即在执行模数计算的步骤 107 之后）N_{acc}（任意整数）个 N×N 维搜索网格，这些搜索网格是通过从相同列开始重复扫描包含 PRN 码的采样的矩阵获得的。如果没有找到峰值，执行对新的 PRN 码的后续 N 个 PRN 码延迟的搜索。如果在扫描 M 个可能延迟之后，没有发现峰值，则重新开始对新的 PRM 码的搜索（在实际例子中，是对新卫星的搜索）。应注意，该捕捉策略增加了搜索时间，尽管其增加了捕捉方法的灵敏度。因此，方便地设置 N_{acc} = 1，来获得相当高的载波噪声功率比（也就是说执行参照图 1 所描述的常规方法），而不是设置 N_{acc} > 1 来获得相对低的载波噪声比。

[0055] 根据另一实施例，可预见噪声功率的实时估计步骤，这通过在步骤 109 基于该估计来适当地变化用于比较步骤 109 的阈值来实现。在一特定优选实施例中，基于变换步骤 104 输出的变换的解扩频向量来执行该噪声功率的估计。例如，计算变换步骤 104 输出的复向量的二次模数（或模数），并在所有变换输出上形成中值（噪声功率相对于频率是不变量），然后优选地通过一阶 IIR（无限脉冲响应）滤波器进行时间滤波。这样的滤波能够减少估计噪声。

[0056] 根据一特定优选实施例，将阈值设置为估计的噪声功率的实倍数，基于特定的假警概率要求来限定所述倍数，并实时或准实时地更新该倍数。

[0057] 可通过软件，或硬件和软件的结合，例如在 FPGA 中，实现上述方法。

[0058] 在便于实现的另一修改的实施例中，当在接收信号中，次级 PRN 码或符号序列或信息比特被叠加到初级 PRN 码时（数据序列或次级码相对于初级码的特征是本领域技术人员已知的，换言之，次级码的码片与整个初级码的长度相同，符号或信息比特与初级码的整数倍的长度相同），由于该次级码或数据序列可能伪造相干累加的结果，可以预见通过在对矩阵 201 的所有列 C1-CMn 进行两个或更多个完整扫描的过程中保持所述矩阵的相同起始列，来执行解扩频步骤 103。

[0059] 在下文中，将更清楚地描述上述问题及其解决方案。

[0060] 图 3a，3b 和 3c 分别显示了接收信号（即延迟线的输入信号）、PRN 码的本地复本

信号（即提取自查找表的信号）和相干累加器的内容（图 1 的方法的步骤 105）的码相位随时间的变化。为了表述清楚，在图 3a 和 3b 中，初级 PRN 码的序列由上升斜坡表示，尽管实际上其为正负符号的矩形序列；在图 3c 中显示了相干累加器的内容的模数的幅度。假设没有次级码的前提下，描绘了图 3a，3b 和 3c 的图形。通过图形约定，将码相位表示为从 0 到码中码片的最大数量减 1 的上升整数。在该情况中，考虑码长度为 1023。从图 3a，3b，3c 可以看到，接收信号（图 3a）和 PRN 码信号（图 3b）完全对齐，即他们在相同时刻有相同的码相位，相干累加（图 3c）总是增加，达到等于码长度的最大值。

[0061] 在图 4a，4b，4c 中，显示了对应于图 4a，4b，4c 所表示的存在次级 PRN 码的情况，次级 PRN 码即为其码片与整个 PRN 初级码的长度（在该示例中为 1023）相等的码，并假定在次级码的码片和后续码片之间有符号转变。图示地，该符号的反转表示为接收信号的码相位的符号变化（图 4a）。显而易见，这种反转只有当码相位为 0，即在每个初级码开始时才会出现。如图 3a 和 3b 所示的情况中一样，接收信号和码信号完全对齐，但是图 4c 的相干累加不能达到最大的前述值（图 3c），因为通过次级码码片的符号转变，相干累加开始下降且最终值几乎为 0。最终值取决于接收信号的初始码相位。

[0062] 为了解决这个问题，确定的解决方案为针对两个码时，而不是一个，保持包含该码的矩阵的相同起始列。码时是码的时间长度。因此这相当于将相干积分时间延长到 2 个码时。

[0063] 在图 5a，5b，5c 中，图 5a 和 5b 对应于图 4a 和 4b 相同的情况（一模一样），而图 5c 显示了在上述解决方案的情况下的累加结果。在实践中，在新码时的开始，即当 PRN 码信号的相位从 0 重新开始时，重置相干累加器，从而再次获得等于 1023 的最大（模数）值（图中的符号“-”仅由符号转变造成）。

[0064] 但是，上述操作的结果是总捕捉时间增加，增加了 2 倍，且在一般情况下，对于一次以上的累加，其仅损失一个码时的时间。

[0065] 图 6 以非常示意性的和说明性的方式显示了用于实现上述捕捉方法的捕捉系统 600 的方块图。该系统例如是 GNSS 接收机的部件，例如卫星导航仪。

[0066] 系统 600 包括具有 N 个抽头的延迟线 601，用于存储基带或准基带接收信号的复采样，其选择性地事先被滤波或抽取。

[0067] 系统 600 还包括至少一个存储器 602，又例如查找表，用于根据参照方法 100 已经描述过的步骤来存储 PRN 码的本地复本。优选地，系统 600 包括用于存储一个以上的查找表的存储器 602，每个查找表与各自卫星的 PRN 码相关。

[0068] 系统 600 还包括向量乘法器 603，用于执行该方法的解扩频步骤 103。

[0069] 系统 600 还包括模块 604，用于根据方法 100 的描述，执行由乘法器 603 产生或输出的复向量的傅里叶变换。此外，该系统具有可重置相干累加器 605，用于输出累积向量，每个累积向量与 kN 和 kN-1（其中 k 是整数）之间的各自的码延迟相关联，该系统具有模块 607，用于计算模数或二次模数，该系统优选地具有可重置非相干累加器 614，用于根据方法 100 的描述在 $N_{acc} > 1$ 个连续码时上积分。在开始搜索来自卫星的新的码信号之前，将该累加器 614 归零。

[0070] 捕捉系统 600 还包括相位合成器 606，用于通过乘法器 612 对累积向量进行相位校正，从而实现由变换模块 604 的输出连续提供的向量的相干累加。系统 600 还包括用于

将乘法器 613 的输出延迟 N 个时钟周期的延迟线 613，所述延迟是为了说明如下事实：由模块 602 输出的贡献提供的每一个累积向量的更新在每 N 个时钟周期就出现，如针对的捕捉方法 100 所描述的。

[0071] 系统 600 还包括控制逻辑 611，用于正确地寻址存储器 602 中存储的查找表的列，用于在所述方法 100 要求的正确时刻将重置信号发送给相干累加器 604.

[0072] 在图 6 中，为了清楚起见，没有显示系统 100 的与噪声功率估计相关的部分，与阈值的设置和更新相关的部分，与计算最大值和阈值比较相关的部分。

[0073] 系统 600 可通过适当的硬件和软件的结合，例如 FPGA 或 ASIC 来实现。

[0074] 由 MATLAB™ 或 GRANADA™ 仿真获得的实验结果确定了上述类型的捕捉方法具有快速、精确、高灵活性、能够捕捉一种以上的信号且可应用于不同于 GNSS CDMA 信号的其他类型的扩频信号的优点。

[0075] 例如，可仿真 GALILEO GNSS 系统的 E1c 信号的捕捉，其中码维度 $M = T_c \times F_k$ 等于 19000（即码时 $T_c = 4ms$，且 $F_k = 4,75MHz$ 的采样数，每个码片四个采样），其中在 20kHz 具有 120 个可能的频率偏移的情况下，选择要搜索的多普勒搜索窗（频率仓）。下表比较了上述方法（如表中所示的“ACSE”，捕捉加速引擎算法 (Acquisition Speed-Up Engine Algorithm)）相对于现有技术方法的性能。本表描述的计算成本是扫描整个搜索网格所需的复乘的数量。

[0076]

捕捉方法类型	计算成本	扫描搜索网格的时间	FFT 的长度	为每次迭代存储的采样数
匹配滤波器搜索	4.33e10	9120	-	0
并行相位搜索	0,026e10	0.48	2^{16}	65536
并行频率搜索	4.44e14	76	2^{30}	108
ACSE	0.81e10	1.22	2^{8}	15625

[0077] 从该表提供的数据可知，ACSE 方法比除了并行相位搜索之外的其他算法的计算成本低，但另一方面，并行相位搜索需要更长的 FFT，其在 FPGA 上实现时这是有问题的。

[0078] 因此显然，上述类型的方法有以下优点：其需要相对低的计算成本（与并行相位搜索捕捉相当，比其他类型方法低得多），相对短的搜索时间，和相对减少的存储器需要。

[0079] 为了满足临时和特定的需要，本领域技术人员可对上述方法和捕捉系统引入多种修改和变化，其全部落入本发明权利要求所限定的保护范围中。

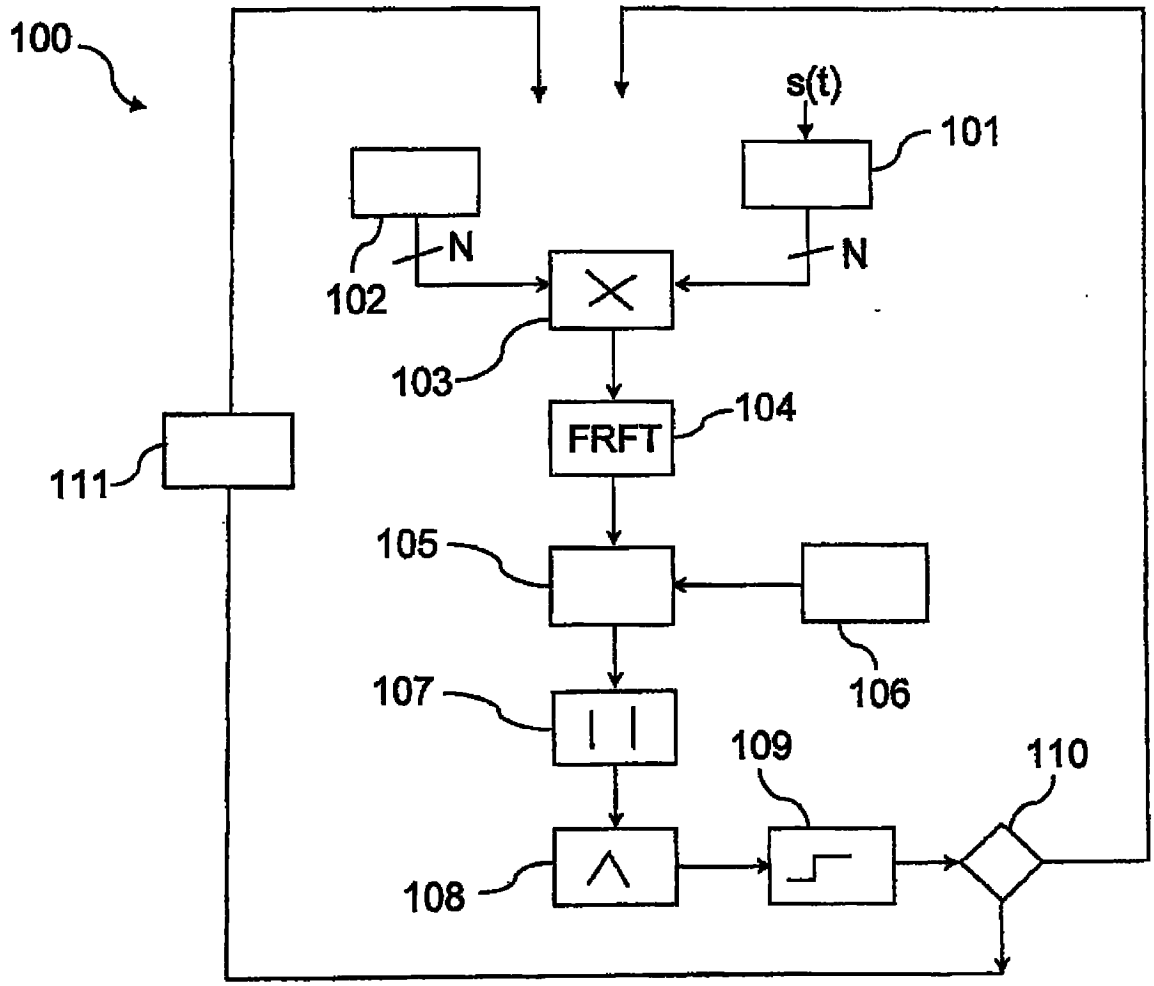


图 1

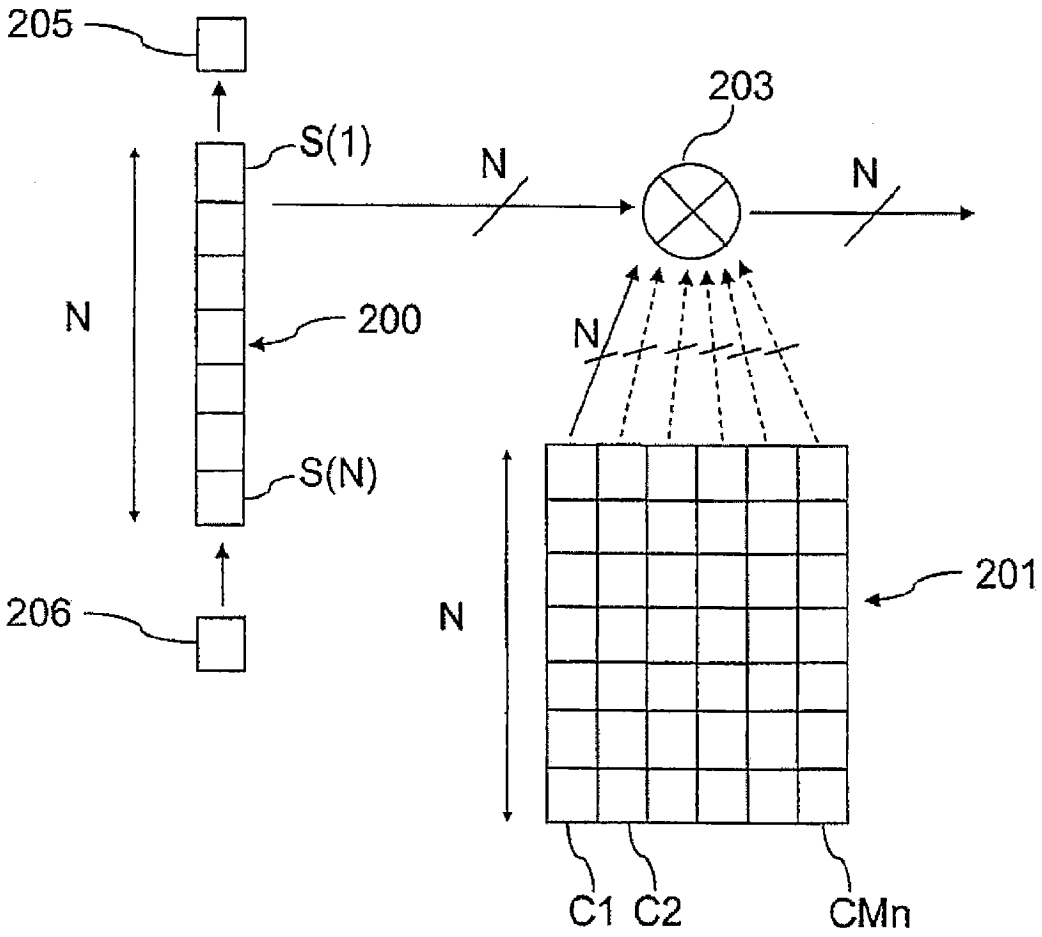


图 2

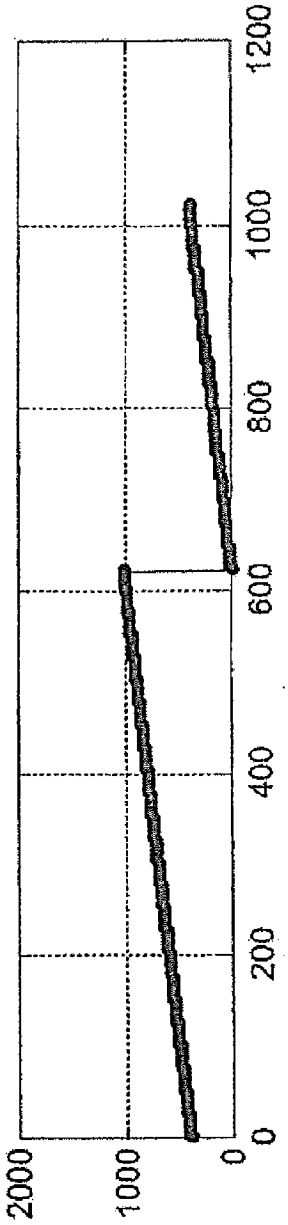


图 3a

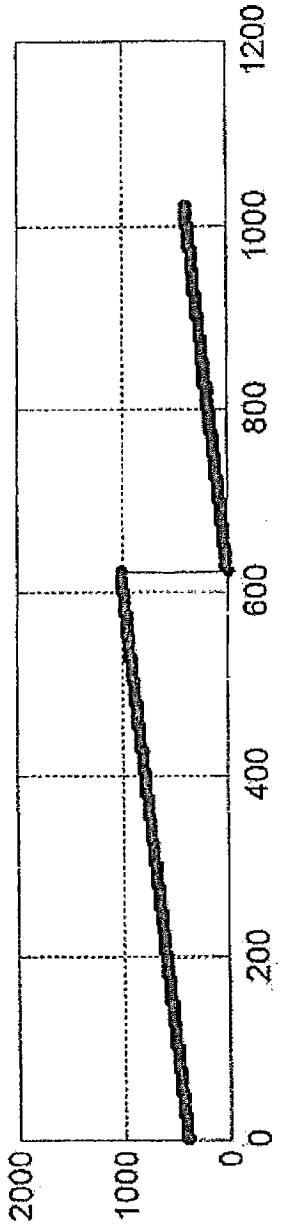


图 3b

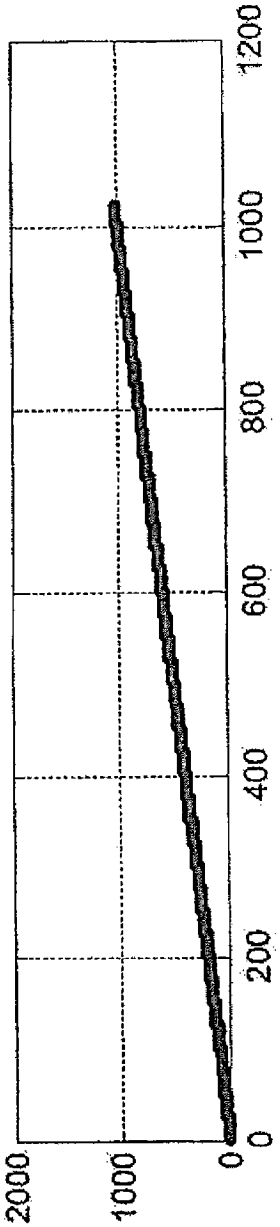


图 3c

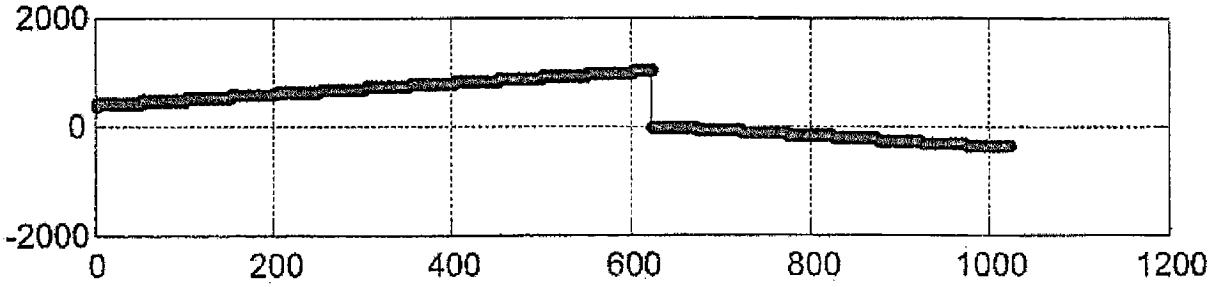


图 4a

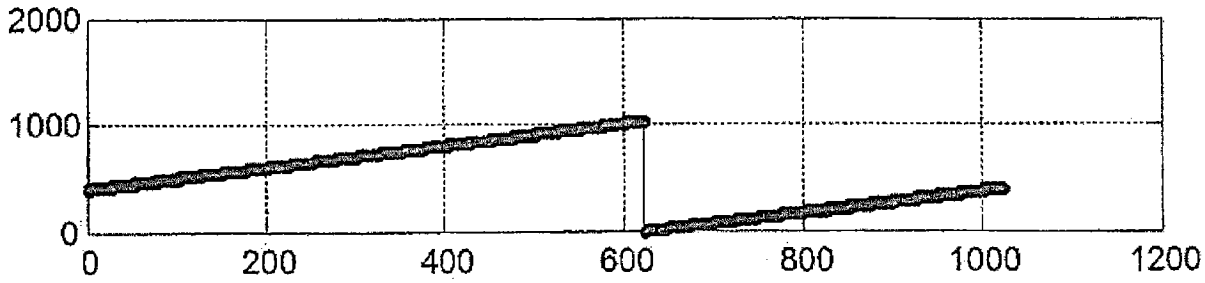

2000
1000
0
0
200
400
600
800
1000
1200

图 4b

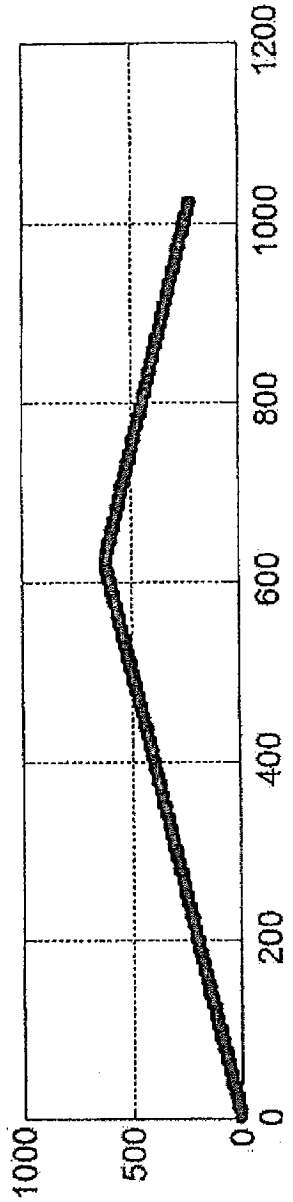

1200
1000
800
600
400
200
0
1000
500
0

图 4c

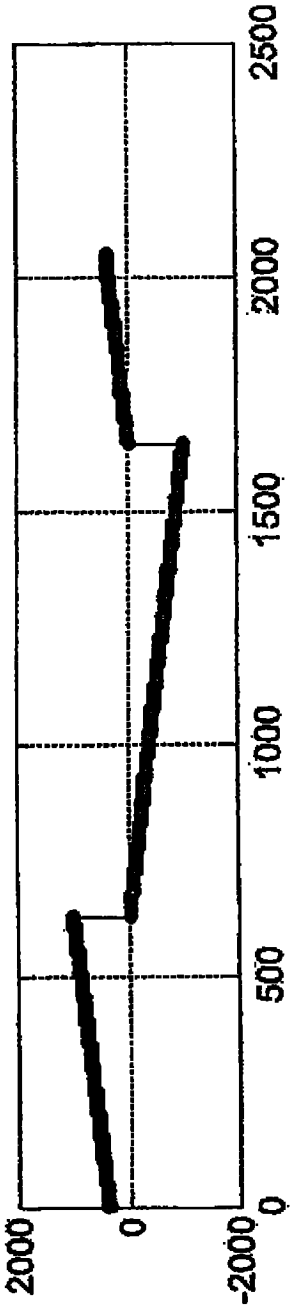

2500
2000
1500
1000
500
0
2000
0
-2000

图 5a

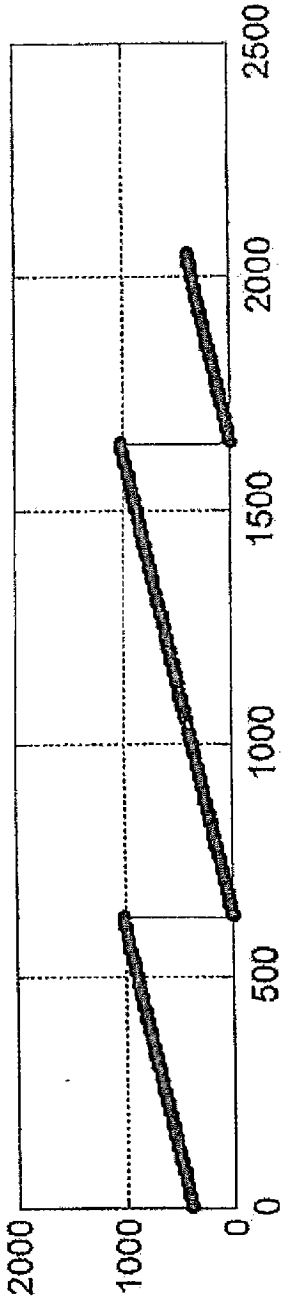

2500
2000
1500
1000
500
0
2000
1000
0

图 5b

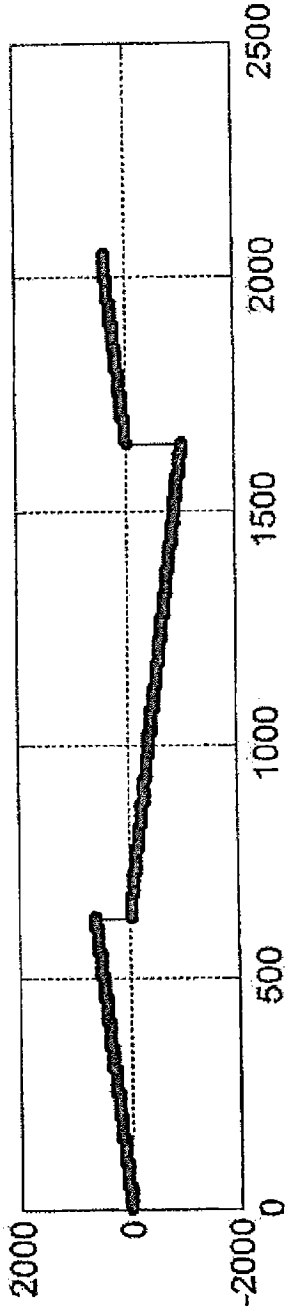

2500
2000
1500
1000
500
0
2000
0
-2000

图 5c

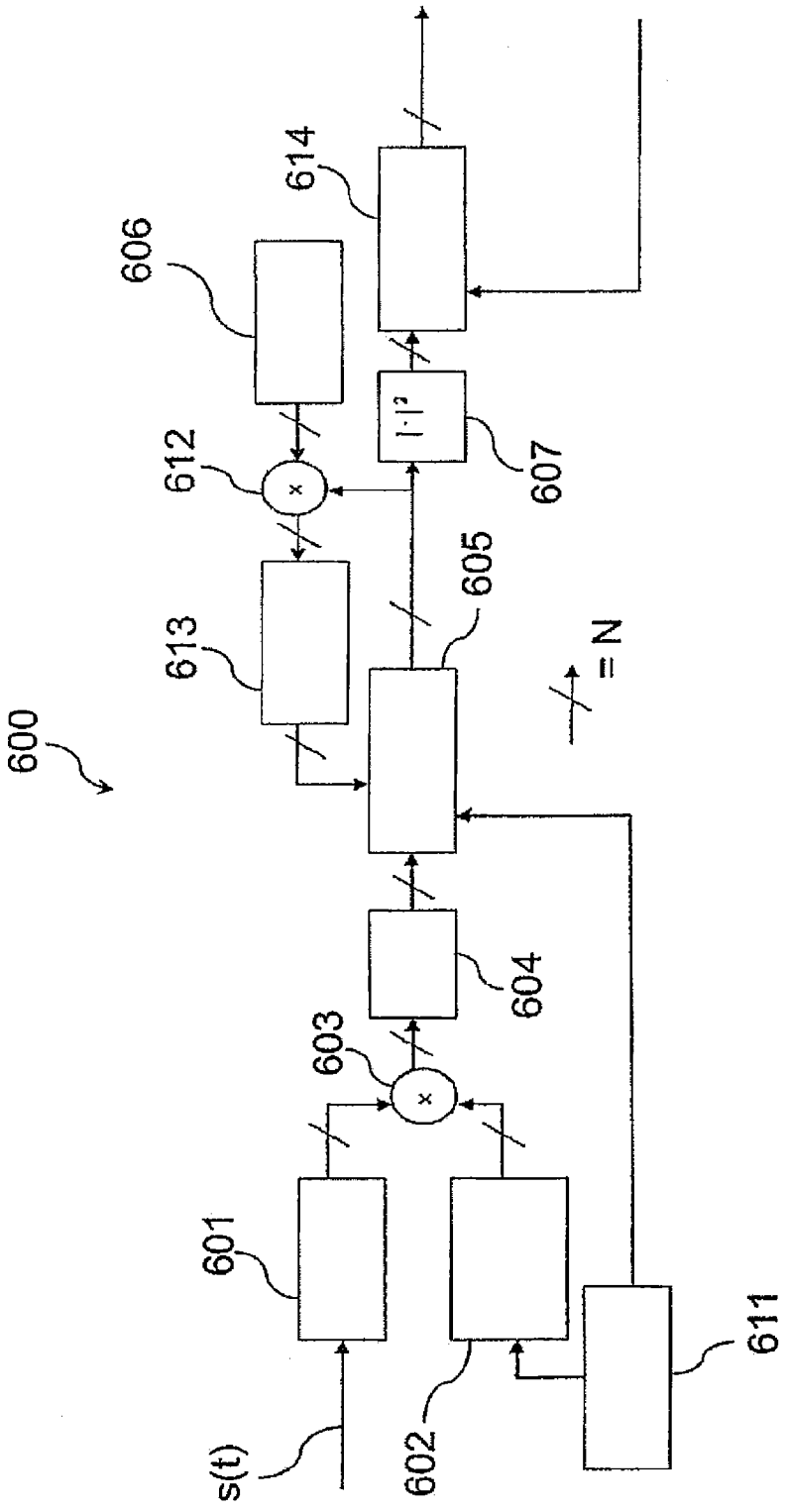


图 6