

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 1/69

H04B 1/06 H04L 7/02



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03136075.0

[43] 公开日 2003 年 11 月 26 日

[11] 公开号 CN 1458746A

[22] 申请日 2003.5.16 [21] 申请号 03136075.0

[30] 优先权

[32] 2002.5.16 [33] FI [31] 20020927

[71] 申请人 诺基亚有限公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 I·康托拉 S·皮蒂莱

H·瓦利奥

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

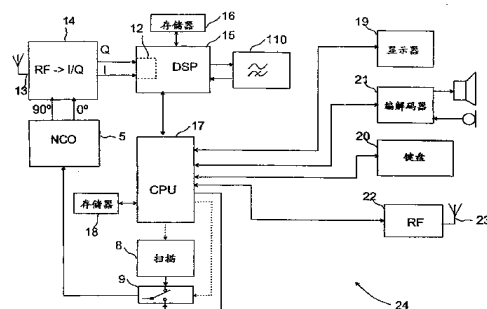
代理人 杨凯 陈霁

权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图 6 页

[54] 发明名称 使接收机同步的方法、系统及电子装置

[57] 摘要

本发明涉及一种使接收机(1)与发射的编码调制扩频信号同步的方法。在该方法中,利用至少一个参考码(r(x)),它对应于调制中所用的编码,并且确定发射信号的频移和调制中所用编码的编码相位,在该方法中,执行相关步骤以根据收到的信号和所述参考码形成相关函数矩阵。非相干搜索矩阵由所述相关函数矩阵形成。在该方法中,根据所述非相干搜索矩阵元素的至少一种统计特性修改所述非相干搜索矩阵中的元素,和/或在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波。本发明还涉及应用所述方法的系统和接收机。



ISSN 1008-4274

1.一种使接收机(1)与发射的编码调制扩频信号同步的方法，
在所述方法中，利用至少一个参考码(r(x))，所述参考码对应于调制
5 中所用的编码，并且确定所述发射信号的频移和所述调制中所用编
码的编码相位，其特征在于执行相关步骤以根据收到的信号和所述
参考码形成相关函数矩阵，非相干搜索矩阵由所述相关函数矩阵形
成，而所述方法包括至少一个以下步骤：

10 - 根据所述非相干搜索矩阵元素的至少一种统计特性，修改所
述非相干搜索矩阵的元素，

- 在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波。

2. 如权利要求1所述的方法，其特征在于所述非相干搜索矩阵
是二维的，其中一维是频率而另一维是所述参考码的所述编码相位。

15 3. 如权利要求2所述的方法，其特征在于在所述元素的修改中，
对应所述非相干搜索矩阵中各个频率值，根据不同编码相位的值计
算描述信号偏差的参数，并且从所述频率值的各编码相位的值减去
乘上比例因子的描述信号偏差的所述参数。

20 4. 如权利要求2或3所述的方法，其特征在于在所述元素的所
述修改中，根据非相干搜索矩阵中各个频率值的不同编码相位值计
算平均值，并且从所述频率值的各编码相位的值减去所述计算的平
均值。

25 5. 如权利要求1至4中任何一项所述的方法，其特征在于形成
所述相关函数矩阵，而且在形成所述相关函数矩阵之后，以预定采
样频率对信号进行采样，并在所述采样后，在所述信号中确定至少
一个寄生信号的频率以抑制干扰的影响，所述干扰是以下所述中的
至少一种：

- 接近要接收信号的频率的寄生信号，

- 直流偏移干扰。

6. 如权利要求 5 所述的方法, 其特征在于通过将收到的信号与本地振荡器信号混合, 对收到的信号进行频率变换, 并且根据所述本地振荡器信号的频率确定至少一个寄生信号的频率。

7. 一种包括接收机 (1) 的系统, 它具有用于采集编码调制扩频信号的部件 (6), 用于生成至少一个对应于调制中所用编码的参考码 $r(x)$ 的部件 (16), 以及用于确定所述发射信号的频移和调制中所用编码的编码相位的部件 (15), 其特征在于所述系统还包括相关部件 (102 - 105), 用于根据收到的信号和所述参考码形成相关函数矩阵, 部件 (107 - 109), 用于根据所述相关函数矩阵形成非相干搜索矩阵, 以及至少一个以下部件:

- 部件 (15), 用于根据所述非相干搜索矩阵的元素的至少一种统计特性, 修改所述非相干搜索矩阵的元素,

- 用于在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波的部件。

8. 一种包括接收机 (1) 的电子装置, 它具有用于采集编码调制扩频信号的部件 (6), 用于生成至少一个对应于调制中所用编码的参考码 $r(x)$ 的部件 (16), 以及用于确定所述发射信号的频移和调制中所用编码的编码相位的部件 (15), 其特征在于所述电子装置 (24) 还包括相关部件 (102 - 105), 用于根据收到的信号和所述参考码形成相关函数矩阵, 部件 (107 - 109), 用于根据所述相关函数矩阵形成非相干搜索矩阵, 以及至少一个以下部件:

- 部件 (15), 用于根据所述非相干搜索矩阵的元素的至少一种统计特性, 修改所述非相干搜索矩阵的元素,

- 用于在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波的部件。

9. 如权利要求 8 所述的电子装置 (24), 其特征在于所述非相干搜索矩阵是二维的, 其中一维是频率而另一维是所述参考码的编码相位。

10. 如权利要求 9 所述的电子装置 (24), 其特征在于用于修改所述非相干搜索矩阵中元素的部件包括用于为所述非相干搜索矩

阵中的各频率值，根据不同编码相位的值计算标准偏差的单元，以及用于从所述频率值的各个编码相位值减去乘上比例因子的所述计算的标准偏差的单元。

5 11. 如权利要求 9 或 10 所述的电子装置 (24)，其特征在于用于修改所述非相干搜索矩阵中元素的部件包括用于为所述非相干搜索矩阵中的各频率值，根据不同编码相位的值计算平均值的单元，以及用于从所述频率值的各个编码相位值减去所述计算的平均值的单元。

10 12. 如权利要求 9 或 10 所述的电子装置 (24)，其特征在于它包括用于在形成所述相关函数矩阵之后对信号进行采样的部件。

13. 如权利要求 8 至 12 中任何一项所述的电子装置 (24)，其特征在于它包括用于执行移动台的功能的部件。

14. 如权利要求 8 至 13 中任何一项所述的电子装置 (24)，其特征在于所述接收机 (1) 是卫星定位接收机。

15 15. 如权利要求 8 至 14 中任何一项所述的电子装置 (24)，其特征在于所述相关部件 (102 - 105) 包括匹配滤波器。

使接收机同步的方法、系统及电子装置

5 技术领域

本发明涉及一种使接收机与发射的编码调制扩频信号同步的方法，在该方法中，利用至少一个对应于调制中所用编码的参考码，并确定发射信号的频移和调制中所用编码的编码相位。本发明还涉及一种包括接收机的系统，它具有用于采集发射的编码调制扩频信号的采集部件；用于生成至少一个与调制中所用编码对应的参考码的部件；以及用于确定发射信号频移和调制中所用编码的编码相位的部件。本发明还涉及一种包括接收机的电子装置，它具有用于采集发射的编码调制扩频信号的采集部件；用于生成至少一个与调制中所用编码对应的参考码的部件；以及用于确定发射信号频移和调制中所用编码的编码相位的部件。

背景技术

特别是在接收卫星信号时，一个显著的问题是接收机中信号强度低。因此噪声和其它干扰可能严重扰乱信号接收，并且在某些情况下，甚至不可能接收信号。除噪声之外，干扰可由其它信号引起的，那些信号的载频与将要接收的信号频率一样或几乎一样。此外，信号中的直流电压分量可能引起直接变换接收机和利用低中频的接收机中的干扰。接收频率上的寄生信号和直流偏移可能在不同的处理步骤中被偏移和/或混叠为不同频率上的寄生信号。难以消除上述这些不同的干扰源，而且，通过应用单一的干扰抑制方法通常不能成功地消除不同形式的干扰。

存在基于码分多址（CDMA）的已知系统。在这些系统中，用各个发射机的单个编码、也就是所谓的伪随机序列来调制要发射的

信息。因此同一频率可用作不同发射机中的载频。调制的结果是生成编码调制宽带信号。这种信号在接收机中被接收，并且试图使接收机与其同步。接收机知道发射机中所用的编码并用该编码来采集信号。因此，这种编码可用于区别来自不同发射机的信号，即使载频基本一样。在采集中，一般利用相关技术使收到的信号与编码相关，其中所述编码对应于发射机所用的并在接收机中生成的编码。检查相关结果，以找出对应于最大相关，即最佳校准的输入信号的时间和/或频率。但是，干扰可使这种相关结果失真或导致错误的最大点，其中采集不一定是成功的。为此，开发了一些解决方案以找出正确的时间和频率，如通过延长相关时间。但是，尤其是对于弱信号，比如当在室内接收卫星发射的信号时，传统接收机的采集将需要几个小时或甚至数天，在实际情况下，这甚至造成不可能在室内利用这种接收机。

一种利用 CDMA 技术的已知系统是全球定位系统 (GPS)，包括多个绕地球轨道运行的卫星。GPS 系统中的各个工作卫星在 1575.43MHz 载频上发射所谓的 L1 信号。这种频率也被表示为 $154f_0$ ，其中 $f_0 = 10.23\text{MHz}$ 。此外，卫星在 1227.6MHz 的载频上，称为 L2 即 $120f_0$ 发射另一测距信号。在卫星中，用至少一个伪序列调制这些信号。各个卫星的伪随机序列是不同的。在各个卫星中，对于调制 L1 信号，所用伪随机序列是例如所谓的 C/A 码 (粗/采集编码)，它是属于哥德码 (Gold code) 类的一种码。各个 GPS 卫星通过利用各个 C/A 码发射信号。这些编码被形成为两个 1023-比特的二进制序列的模 2 和。用多项式 $X^{10}+X^3+1$ 形成第一个二进制序列 G1，并通过以下述这样一种方式延迟多项式 $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ 来形成第二个二进制序列 G2：各个卫星的延迟不同。这种配置使得可以通过利用相同的码生成器生成不同的 C/A 码。因此 C/A 码是二进制码，它在 GPS 系统中的码片率为 1.023 兆码片/s。C/A 码包括 1023 个码片，其中编码的重复间隔 (信号出现时间) 为 1ms。用导航信息以 50b/s 的比特

速率进一步调制 L1 信号的载波。导航信息包括关于卫星“健康”、轨道、日期时间等信息。在 GPS 系统中，在消除上述窄带干扰方面，调制 L1 信号所用的码并不特别有效。因此，在将要接收的弱信号中，由强寄生信号引起的交叉相关可能会阻碍接收机采集要接收的这种信号。

例如，当打开接收机以及在接收机已长时间不能接收任何卫星信号的情况下，接收机必须执行采集。这种情况可能容易出现，例如在可移动装置中，因为装置正在移动而该装置的天线不总是在相对于卫星的最佳位置，这削弱了进入接收机的信号强度。同时，在城市中，建筑物影响将要接收的信号，此外可能出现所谓的多路径传播，其中发射信号沿不同路径进入接收机，例如直接从卫星（视线）进入同时也从建筑物反射。由于这种多路径传播，同一信号被接收为具有不同相位的多个信号。

必须为接收机中接收的各个卫星信号迭代进行上述采集和频率控制过程。因此，该过程消耗大量时间，特别是在要接收的信号是弱信号的情况下。为了加速该过程，一些现有技术接收机利用多个相关器，其中有可能同时搜索多个相关峰值。在实际解决办法中，仅仅通过增加相关器的数量不能大幅度地加速采集和频率控制过程，因为不能无限增加相关器的个数。

在一些现有技术 GPS 接收机中，FFT（快速傅里叶变换）技术已被用于传统相关器，以确定收到 GPS 信号的多普勒频移。这些接收机利用相关将收到信号的带宽限制为 1kHz。用 FFT 算法分析这种窄带信号以确定载频。

25 发明内容

本发明的一个目的是提供一种用于加速采集的方法，以及一种接收机，其中，可以比现有技术接收机快得多地执行发射信号的采集，同时适于弱信号和干扰情况。本发明特别适用于定位接收机，

但也适用于其它接收机，最好是 CDMA 接收机，其中必须使接收机与扩频信号同步。本发明基于以下思路：用统计方法对由相关函数矩阵构成的非相干搜索矩阵进行后处理。此外，可能实现输出信号的相关函数计算值的高通滤波。为了更精确地执行，根据本发明的方法的主要特征在于：执行相关步骤，以根据收到的信号和所述参考码形成相关函数矩阵，以及根据所述相关函数矩阵形成非相干搜索矩阵，所述方法包括至少一个以下步骤：

5 - 根据所述非相干搜索矩阵的元素的至少一种统计特性，修改所述非相干搜索矩阵的元素，

10 - 在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波。

根据本发明的系统的主要特征在于：该系统还包括用于根据收到的信号和所述参考码形成相关函数矩阵的相关部件，用于根据所述相关函数矩阵形成非相干搜索矩阵的部件，以及至少一种以下部件：

15 - 用于根据所述非相干搜索矩阵的元素的至少一种统计特性来修改所述非相干搜索矩阵的元素的部件，

 - 用于在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波的部件。

另外，根据本发明的电子装置的主要特征在于：该电子装置还包括用于根据收到信号和所述参考码形成相关函数矩阵的相关部件，用于根据所述相关函数矩阵形成非相干搜索矩阵的部件，以及至少一种以下部件：

20 - 用于根据所述非相干搜索矩阵的元素的至少一种统计特性来修改所述非相干搜索矩阵的元素的部件，

 - 用于在形成所述相关函数矩阵之前执行高通滤波的部件。

25 与现有技术的方法、系统和电子装置相比，本发明实现了相当多的优点。通过根据本发明的方法，可以明显抑制对直流电压偏移（偏置）或者由其它强带内信号引起的干扰，因此与现有技术的接收机相比，还可能接收更弱的信号。

附图说明

以下将通过参考附图更详细的描述本发明，其中：

- 5 图 1 用简化框图示出了可以应用根据本发明的方法的接收机，
图 2 用简化图示出了根据本发明优选实施例的方法的相关步骤，
图 3 用简化图示出了根据本发明优选实施例的方法的分析步骤，
图 4 用简化图示出了根据本发明优选实施例的方法的求和步骤，
图 5 用简化图示出了根据本发明优选实施例的方法的结论步骤，
图 6 用简化框图示出了根据本发明的优选实施例的电子装置。

10

具体实施方式

在以下描述中，根据本发明有利实施例的方法将被例示为图 1 中示出的接收机，并且将其用作用于定位的 GPS 卫星所发射信号的接收机。但显然，本发明并不仅限于这些接收机，而所用接收机还可以是可用于接收编码调制信号的另一接收机。同时在细节上，该接收机可以不同于图 1 的接收机。

20 在图 1 的接收机 1 中，最好在变换器模块 2 中将要接收的信号变换为中频。在这一阶段，信号包括两个分量，就是通常所说的 I 和 Q 分量，并且它们之间有 90° 的相差。变换为中频的这些模拟信号分量在数字化模块 3 中被数字化，接下来进入乘法器模块 4。在乘法器模块 4 中，将数字化信号的 I 和 Q 分量乘以由数控振荡器 (NCO) 5 生成的信号。用数控振荡器 5 的信号校正由多普勒频偏和接收机 1 的本地振荡器 (未示出) 的频率误差引起的频偏。乘法器模块 4 生成的信号进入采集模块 6。采集模块 6 找出卫星的扩展编码相位和频偏以用于采集之后的操作。在采集期间，如果需要，通过调整数控振荡器 5 的频率，利用控制模块 7 来控制扫描模块 8。控制模块 7 控制第一开关 9 以在采集期间将扫描模块 8 生成的信号切换到数控振荡器 5，或者在采集之后将编码确定模块 11 生成的控制信号切换到

数控振荡器 5。第二开关 10 用于控制跟踪模块 11 的操作。该跟踪模块 11 形成同样已知的一部分编码锁相环以及载波锁相环（未示出）。

接通工作电压之后，或在接收机 1 已长时间未能接收 GPS 卫星信号的情况下，接收机 1 为每个其信号将要被接收的卫星执行二维搜索步骤。在二维搜索步骤中，目的是确定各个卫星的载频和编码相位。因此，载频受由卫星移动引起的多普勒频移，以及接收机的本地振荡器中不精确性的影响。频率不确定性可能较大，例如+6kHz，其中接收机 1 必须扫描相对于实际发射频率（ $L1=1575.42\text{MHz}$ ）的大约 12kHz 的频率范围。此外，接收机 1 不知道精确的编码相位，因此接收机还必须从 1023 个可能编码相位中确定编码相位。这将导致二维搜索过程，其中一维是范围为 12kHz 的频偏，而第二维是 1023 个不同编码相位中的编码相位。在根据本发明优选实施例的方法中，可能同时扫描大约 500Hz 的频率范围，其中如果需要，迭代进行该方法 24 次以覆盖将要扫描的整个 12kHz 频率范围。显然，本说明书中的例示值仅用于阐明本发明，并不作为限制性例示。除 GPS 系统之外，本发明还可用于其它系统中，其中例如可以改变所述频率值、编码相位和编码数量。搜索过程不一定需要是二维的，在一些实施例中也可能是一维或二维以上。因此，在单相位搜索过程中，目的是找出例如编码相位。

现在我们将根据在图 1 的接收机 1 中形成二维搜索矩阵来描述采集操作。为了开始采集，扫描模块 8 设置数控振荡器 5 的频率以使得接收机 1 最佳地接收频率范围内的最低频率，在本例示中范围从 1575.414MHz 到 1575.4145MHz。接收机还可以确定开始频率，以使得接收机利用例如之前确定的位置数据和/或年历数据，其中可以进一步加速采集。最好在样本矢量形成模块 12 中将收到信号的样本存储为复样本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ ，其中，在该优选实施例中，每个复样本矢量包括 1023 个样本。在该有利实施例中，样本矢量形成模块 12 中存储样本的频率基本与码片率一样或高于码片率，也就

是 1.023 到 10.23 兆样本/s。样本矢量是直接相邻的，所以下一样本
矢量在时间上直接跟在前一样本矢量之后，即样本矢量的最后样本
和下一样本矢量的第一样本之间的时差基本与该样本矢量中连续样
5 本之间的时差相同。因此，这 1023 个样本代表具有长度约 1ms 的信
号，其中在时间到频率变换中，频率范围约为 1kHz，且可以利用该
频率范围的一部分。附图 2 中样本矢量形成步骤由标号 101 表示。

样本矢量的数量最好为 N ，其中 N 最好是 2 的幂。此外，在本
发明的有利实施例中，迭代进行 K 次样本矢量的形成，就象本说明
书下面将描述的一样。下文中次标 k 将用于表示不同的迭代，当确
10 定 GPS 系统中样本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 的数目 N 的值时，必须考
虑到该信号包含用二进制相位调制以 50b/s 的比特率调制的信息。限
制样本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 数目 N 的另一因素是接收机中本地振
荡器的频率稳定性。

除了形成样本矢量的步骤之外，在根据本发明的采集方法中，
15 还采用相关步骤以形成相关函数矩阵。在采样期间或者形成 N 个样
本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 之后，可能已经进行了部分这种相关步骤。
例如如果在存储各个样本矢量之后进行相关步骤，那么为其计算时
间到频率变换，诸如快速傅里叶变换 (FFT)，所有 N 个样本矢量 $p_k(1)$ 、
 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 可以利用相同的时间到频率变换器。但是，如果在存储
20 了 N 个样本矢量之后进行相关步骤，则或者各个样本矢量必须采用
分开的时间到频率变换器，或者不同样本矢量在同一时间到频率变
换器中一个接一个地执行时间到频率的变换。图 2 示出了该方法
的相关步骤，其中相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 由样本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 构
成。在以下描述中，傅里叶变换和反傅里叶变换将分别主要用作时
25 间到频率变换和反变换、即频率到时间变换的例示；但是，显然本
发明不仅限于这些例示。

对各个样本矢量 $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$... $p_k(N)$ 进行离散傅里叶变换 102，
最好进行快速傅里叶变换 (FFT)：

因此，在优选例示中，交叉相关结果包括 1023 个元素。将由不同样本矢量 $p_k(i)$ 形成的这些交叉相关结果 $m_{x,k}(i)$ 编制为相关函数矩阵 $C_{x,k}$ ，其中行数为样本矢量的数目 N 。

显然，不同于时间上参考码的时间反转，时间反转样本矢量 $\bar{p}_k(i)$ 可由样本矢量 $p_k(i)$ 形成，其中直接利用参考码 $r(x)$ 并且在上述算术运算中利用时间反转样本矢量。

还应该指出的是，考虑到本发明是作为一个整体来应用，用于产生交叉相关结果的方法并不那么重要。

相关步骤中形成的相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 的行代表收到信号和参考码的交叉相关，其中各种相差发生在 1 毫秒的间隔。因此相关函数矩阵可用以下公式表示：

$$C_{x,k} = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (5)$$

下一步骤，即分析步骤中，将利用相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 的转置 106，行代表时域中信号的样本。每一行对应于收到信号和参考码之间的特定编码相差。对转置的该相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 的各位行进行傅里叶变换 107，以形成相干搜索矩阵 $A_{x,k}$ 。这在附图 3 中说明。

$$A_{x,k} = \text{FFT} \left(C_{x,k}^T \right) \quad (6)$$

在实际应用中，不需要从相关函数矩阵生成单独的转置矩阵，但是以不同方向从存储器 16（图 6）中读取存储的相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 的元素，最好是按列读取。

如所知的那样，还可以通过利用匹配过滤器形成相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 。因此，最好通过形成适于诸如傅里叶变换 107 的进一步处理步骤的采样信号来采样匹配过滤器的输出信号。在该步骤中，在接收机打算接收来自 GPS 卫星的信号的情况下，采样频率约为 1kHz。

此外，采集模块 6 包括非相干求和步骤以改善信噪比。为了实

$$P_k(i) = \text{FFT}(p_k(i)), \text{ 其中 } i = 1, \dots, N$$

(1)

这在图 2 中用模块 FFT1、FFT2、...、FFTN 说明。在实际的算术运算中，最好利用 1024 个值，因为这样与利用 1023 个值相比，可以在实际应用（利用 FFT 算法）中以有效得多的方式实现离散傅里叶变换。实现此目的一种方法是增加一个额外的零以使得元素数为 1024。这对变换结果的影响可忽略不计。

最好将接收机 1 打算接收的所有那些发射的编码存储在接收机中。因此，对于 GPS 系统，接收机 1 包括存储的参考码 $r(x)$ ，它对应于用于 GPS 系统中卫星（未示出）的 C/A 码，其中 x 表示卫星指数， x 的范围例如从 1 到 36。不一定需要存储参考码，它们也可以在接收机中生成。在相关阶段，选择或生成发射接收机将要采集的信号的卫星的参考码。该参考码在时间上是反向的。对图 2 中由标记 $\bar{r}(x)$ 表示的这种反参考码进行离散傅里叶变换 103，最好是进行快速傅里叶变换即 FFT:

$$\bar{R}(x) = \text{FFT}(\bar{r}(x)) \quad (2)$$

反时间参考码 $\bar{r}(x)$ 和/或其快速傅里叶变换可能已预先存储在接收机的存储部件中，或者根据与采集有关的参考码 $r(x)$ 形成。

接下来在相关步骤中，将各个样本矢量 $p_k(i)$ 的傅里叶变换结果 $P_k(i)$ 乘以反参考码 $\bar{R}(x)$ 的傅里叶变换结果 104:

$$M_{X,K}(i) = \bar{R}(x) \cdot P_K(i) \quad (3)$$

接下来对相乘的乘积进行反傅里叶变换 105，其中该结果是参考码 $r(x)$ 和具有所有可能整数延迟（1023）的接收信号的交叉相关。

$$M_{x,k}(i) = \text{iFFT}(M_{x,k}(i)) \quad (4)$$

这是基于以下事实：时域中信号卷积的傅里叶变换对应于傅里叶变换后的信号的乘法，即变换到频域的时域的信号。由于同样利用反时间参考码，傅里叶变换可用于执行离散时间上的快速相关。

现非相干求和步骤，迭代进行上述样本矢量形成、相关和分析步骤 K 次（图 4）。最好选择迭代次数 K 使得可以充分地改善信噪比，但在合理的时间内。每次执行分析时，形成一个相干搜索矩阵 $A_{x,k}$ ，其中执行非相干求和以形成非相干搜索矩阵 S_x 。最好以以下方式形成非相干搜索矩阵 S_x ：根据各个相干搜索矩阵的复元素 $a_{x,k}(i,j)$ ，最好计算大小（绝对值）或另一数值，比如元素大小的二次幂。计算根据非相干搜索矩阵的相应元素计算的数值的总和 109，即对矩阵求和，它可由公式表示：

$$S_x = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} |a_{x,k}(1,1)| & \dots & |a_{x,k}(1,N)| \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |a_{x,k}(1023,1)| & \dots & |a_{x,k}(1023,N)| \end{bmatrix} \quad (7)$$

在实际解决方案中，可以以至少两种方式形成非相干搜索矩阵。在第一实现备选，存储每次迭代中形成的相干搜索矩阵。所需迭代完成之后，通过根据公式 8 计算相应元素的总和来形成非相干搜索矩阵。在该实现备选，需要存储器，用于存储相干搜索矩阵的所有元素。根据第二实现备选，首先计算一个相干搜索矩阵，并将其值复制为合计矩阵的元素。在之后的每次迭代中，形成相干搜索矩阵，并将它的值加到非相干搜索矩阵中的相应元素。因此在该备选，每次迭代都执行相应元素的求和。从而只存储一个相干搜索矩阵，与第一备选相比，它需要的存储空间较少。

在完成所需迭代之后，在修改步骤中修改非相干搜索矩阵 s_x 的元素 $s_x(i,j)$ 的值，从而改善采集的速率和精确性。对于本发明的有利实施例，它是以下方式实现的：非相干搜索矩阵最好用于形成两个过滤矩阵以用作采集的基础。为了计算过滤矩阵，最好根据与各个频率对应的不同编码相位的元素，通过利用适当的统计方法来计算第一和第二比例因子。因此在搜索矩阵中每一行对应于收到的信号和参考码之间给定的编码相差的情况下，这种计算按列执行。例如，将第一比例因子计算为与一个频率对应的所有不同编码相位的

平均值。接下来，将该列中所有值减去第一比例因子，并将这些结果编排为第一过滤矩阵的一行。最好能够利用标准偏差来计算第二比例因子。从而根据各列的值计算标准偏差，并且通过将其乘以一个适当的数，例如七，来对它进行缩放。然后从列值减去该第二比例因子，并且将结果值存储为第二过滤矩阵的列值。如果所述减法之后有任何值为负数，最好将它设为零。

为非相干搜索矩阵的每一列迭代进行上述步骤；也就是说，计算每列各自的第一和第二比例因子，以用于修改所述列的值，并存储为第一和第二过滤矩阵的列值。形成第一和第二过滤矩阵之后，目的是从第一和/或第二过滤矩阵中找出一个值，它超过预定阈值并且明显地比其它值大。如果找到这样的值，那么它表示编码相差以及频偏，因为它可能是卫星发射的信号。如果该信号不是所需信号而是噪声或其它寄生信号，那么将不出现任何明显的相关峰值。编码相差和频差分别由该最高值的行指数和列值数表示。基于平均值的上述修改将有效地消除直流偏移干扰。这是因为以下事实：直流偏移对一列上所有值的影响基本相等。因此，在该列中值的平均值比较高。以相应的方式，基于标准偏差的修改将有效地影响交叉相关干扰，比如基本在同一频率上的强扩频发射引起的交叉相关结果。这是根据以下事实：寄生信号引起的交叉相关将只影响一些不同的编码相位，其中标准偏差及其方差将比较高。最好能够在数字信号处理器 15 或适于此目的的另一计算装置中执行上述计算。

图 5 的例示出了干扰被抑制并且找到明显比其它值高的值的情况。但如果在非相干搜索矩阵 s_x 中没有找到这种值，即可能没有在测试的频率范围内收到搜索卫星发射的信号，那么改变测试的频带并且进行上述步骤以形成非相干搜索矩阵。用这种方法，通过迭代上述步骤足够的次数，可以扫描测试的整个 12kHz 的范围。

如果需要，在搜索最高相关峰值之前，可以为整个测试频带迭代进行上述步骤，并且存储在不同次迭代时形成的过滤矩阵，或者

只存储可能峰值。以这种方式，可以降低错误判断的可能性，例如在阈值被设得太低以及尚未充分过滤的寄生信号可能引起错误判断的情况下。

5 自然地，还可以通过先形成一个过滤矩阵、例如第一过滤矩阵来应用本发明。如果从这种过滤矩阵中没有找到明显比其它值高的一个值，那么将再形成第二过滤矩阵并且根据其值进行搜索。也可能先形成一个过滤矩阵，例如第一过滤矩阵，而如果从该过滤矩阵中没有找到比其它值高得多的值，那么可由该第一过滤矩阵形成第二过滤矩阵，从而根据其值进行搜索。

10 在根据本发明的另一有利实施例的方法中，在形成搜索矩阵之前执行高通滤波 110（图 2）。这种高通滤波最好在计算完相关函数之后，形成相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 之前执行。因此，为由样本矢量 $p_k(i)$ 形成的交叉相关结果 $m_{x,k}(i)$ 执行高通滤波，并且相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 由高通滤波值形成。

15 现在我们将要讨论高通滤波对信号的影响。在混频器 4 中将模数变换器 3 的输出中的直流偏移变换为低频正弦信号。将要形成的这种正弦波的频率基本与数控振荡器 5 的频率相同。假设将载频上的频移限制为小于 100kHz，那么正弦波的频率将始终低于 100kHz。用于计算相关函数的部件的输出中所需信号基本上为一个散射码符号的长度（码片），该长度在 GPS 系统中为 $0.98\mu\text{s}$ 脉冲（ $= 1/1023000$ s）。该脉冲包括比直流偏移生成的正弦波高得多的频率。因此高通滤波不会把所需信号抑制到不利程度。

25 应该注意，在本说明书中，低频干扰一直作为所述直流偏移。因此高通滤波可以消除频率低于高通滤波器截止频率的任何干扰的影响。高通滤波器处于计算完相关函数之后的所述位置是有利的，因为在那里通常样本字长至少为 10 比特，这对于防止高通滤波器削弱实际信号的质量是有效的。但例如由于功耗和限制所需设备的复杂度，模数变换器 3 的分辨率通常只有两到四个比特，这通常不是

执行足够质量的高通滤波所需的足够字长。

除了高通滤波之外，如果需要，一种过滤矩阵可以有利地由搜索矩阵形成，如上所述，最好将标准偏差用作统计函数。以这种方式，可能比现有技术的接收机有效得多地抑制直流偏移干扰和交叉
5 相关干扰。

在确定校正频偏和编码相位之后，可以将接收机置为跟踪模式。对于最弱的信号，数据接收将不成功，但是以一种已知方式，必须转向例如经移动通信网络获得的数据。距离测量仍然是可能的，但其精确性降低。通过将开关（图1）改变到另一位置来设置跟踪模式，
10 其中将收到的信息提供给跟踪模块11，在那里还形成反馈从而精确地调节数控振荡器5的频率。

为了计算位置，接收机最好根据从至少四个卫星收到的信号来执行信号的接收。因此，如果需要，为各个卫星的信号迭代进行上述采集，其中将参考序列 $r(x)$ 选为当时进行采集的卫星的编码。

此外，我们将讨论根据本发明的接收机1中混叠的影响。如果对频率高于采样速率一半的信号进行模数变换时，则会出现混叠现象。如上所述，通过混频器4中的频率变换，将模数变换器3的输出上的直流偏移变换为低频正弦信号。该正弦信号的频率基本与数控振荡器5的频率的非相同。例如，如果频移为+20kHz，并且正在
15 中频为-1300Hz的频率范围内执行搜索，那么将数控振荡器5的频率设为值 $+20000 + -1300\text{Hz} = +18700\text{Hz}$ 。频率变换将要接收的卫星信号的频率变换为约0Hz，其中直流偏移引起的正弦波频率向下偏移到大约-18700Hz。频率变换和抽选之后，对信号进行相关函数计算。相关函数计算以不同方式抑制不同频率的信号，其中直流偏移
20 干扰的影响取决于频移的大小。

相关函数计算之后，在例如1kHz的采样频率上对信号进行再次采样。在这一阶段，频率+/-500Hz之外的所有信号将被混叠到从-500Hz到+500Hz的范围。同时，由直流偏移形成的信号将被混叠

到这一范围。可以通过将正弦信号的频率减去或加上整个千赫范围中适当的量来计算直流偏移形成的这种混叠信号的频率。例如，频率为 -18700 的正弦信号在混叠之后将是 300Hz ，因为 $-18700 + 19000 = +300$ 。可以用公式 $f_{cal} = f_{orig} - 1000 * [f_{orig} / 1000]$ 表示，其中符号 $[]$ 指舍入到最近的整数， $f_{orig} = -f_{VCO}$ ，并且 f_{VCO} 是频率变换中数控振荡器 5 的频率。利用该公式，可能计算直流偏移引起的干扰的频率，同时可能避免对应于非相干搜索矩阵中的这个频率的列。

同时，可以借助于混叠现象，以相应的方式来分析交叉相关的影响。频率变换还将导致交叉相关干扰的频率的偏移和混叠。例如，如果频移值为 $+20\text{kHz}$ ，引起交叉相关的卫星的多普勒频率为 $+2400\text{Hz}$ ，且测试的频率范围的中频为 -1300Hz ，那么数控振荡器 5 的频率被设为值 18700Hz 。因此，交叉相关信号的频率将变为 $+3700\text{Hz}$ 。

由于哥德码的特性，相关函数的计算不但将放大所需的信号，而且还放大交叉相关信号。但是，交叉相关信号的放大一般比所需信号的放大低约 20 到 25dB 。因此当干扰卫星的信号强度比所需信号强度高 20dB ，主要是交叉相关将引起问题。

混叠也将影响交叉相关。通过在 1kHz 的频率上重新采样，交叉相关信号将被混叠到从 -500Hz 到 $+500\text{Hz}$ 的范围。用于计算混叠信号的上述公式也将适用于这种情况。在该公式中，原始信号 f_{orig} 现在由频率变换之后交叉相关信号的频率表示。

实现本方法所需的大部分模块可以在例如数字信号处理器 (DSP) 中实现。当进行快速傅里叶变换时，可能利用基于硬件的解决方案或数字信号处理器的软件实现。此外，为了控制接收机的工作，可能利用控制部件，最好是微处理器等等。在高通滤波中，由于可用计算时间短，最好利用基于硬件的实现。例如，在 GPS 应用中，用于计算相关函数的部件的输出中的采样频率约为 1MHz 到 10MHz 。

另外，附图 6 示出了根据本发明的有利实施例的电子装置 24，它包括无线通信装置和定位接收机。第一天线 13 用于接收从定位卫星发射的信号。收到的信号被传送到第一无线电部分 14，在那里信号被变换为中频并被数字化。第一无线电部分包括，例如用于图 1 的接收机的变换器模块 2、数字化模块 3 和乘法器模块 4。将数字化信号提供给数字信号处理器 15，用于例如在样本矢量形成模块 12 中形成样本矢量，在这种情况下所述数字化信号最好包括 I 和 Q 分量。样本存储在第一存储部件 16 中，它包括例如随机存取存储器，最好还包括只读存储器和/或非易失性随机存取存储器，以存储数字信号处理器 15 的程序代码。在本实施例中，在信号处理器 15 中实现例如采集模块 6 的操作，比如用如傅里叶变换器 FFT1、FFT2、...、FFTN 和/或匹配滤波器形成相关函数矩阵 $C_{x,k}$ 。最好在数字信号处理器 15 中形成相干搜索矩阵 $A_{x,k}$ ，并且最好也在其中进行非相干求和步骤和修改步骤。数字信号处理器 15 将关于计算的相差和频移的信息发送到处理器模块 17，它包括例如微处理器和 I/O 逻辑。处理器模块 17 控制扫描模块 8 以及第一开关 9。最好将跟踪模块 11 至少部分实现为处理器模块的程序命令。第二存储部件 18 用作处理器模块 17 的数据存储器以及程序存储器。显然第一存储部件 16 和第二存储部件 18 也可以包括公共存储器。可以将定位信息显示给显示器 19 的用户。在图 6 的电子装置中，在高通滤波器 110 中以硬件为基础实现高通滤波。

在处理器模块 17 的应用软件中还实现无线通信装置的功能。因此还可以利用显示器 19 以同样已知的方式来显示呼叫信息。用户可以利用键盘 20 来控制定位接收机和无线通信装置。编解码器 21 用于编码和解码音频信号。另外，图 6 示出了用于无线通信装置的无线电部分 22 和第二天线 23。

本发明并不限于上述实施例，而是可以在所附权利要求书的范围内修改。

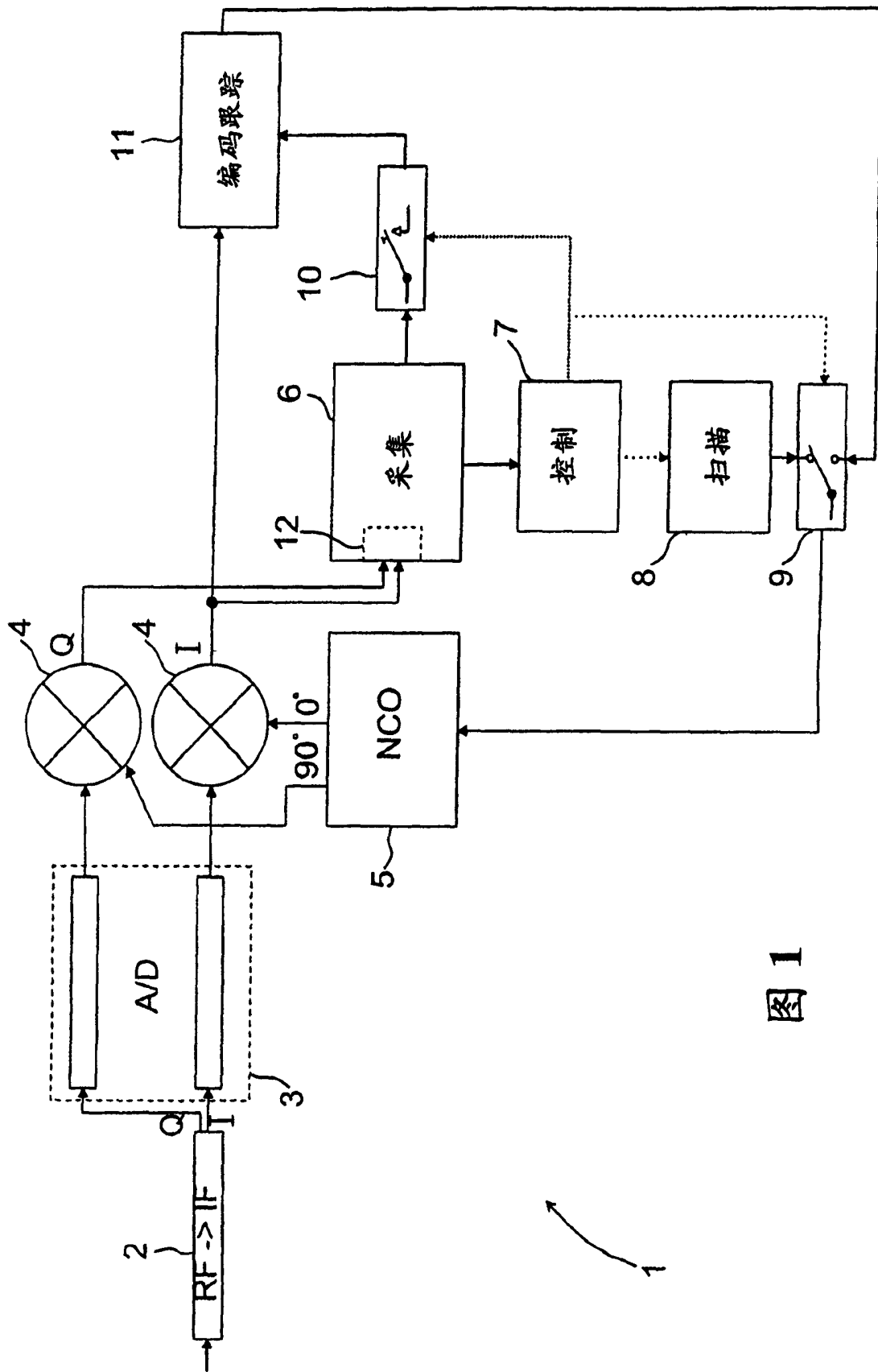


图 1

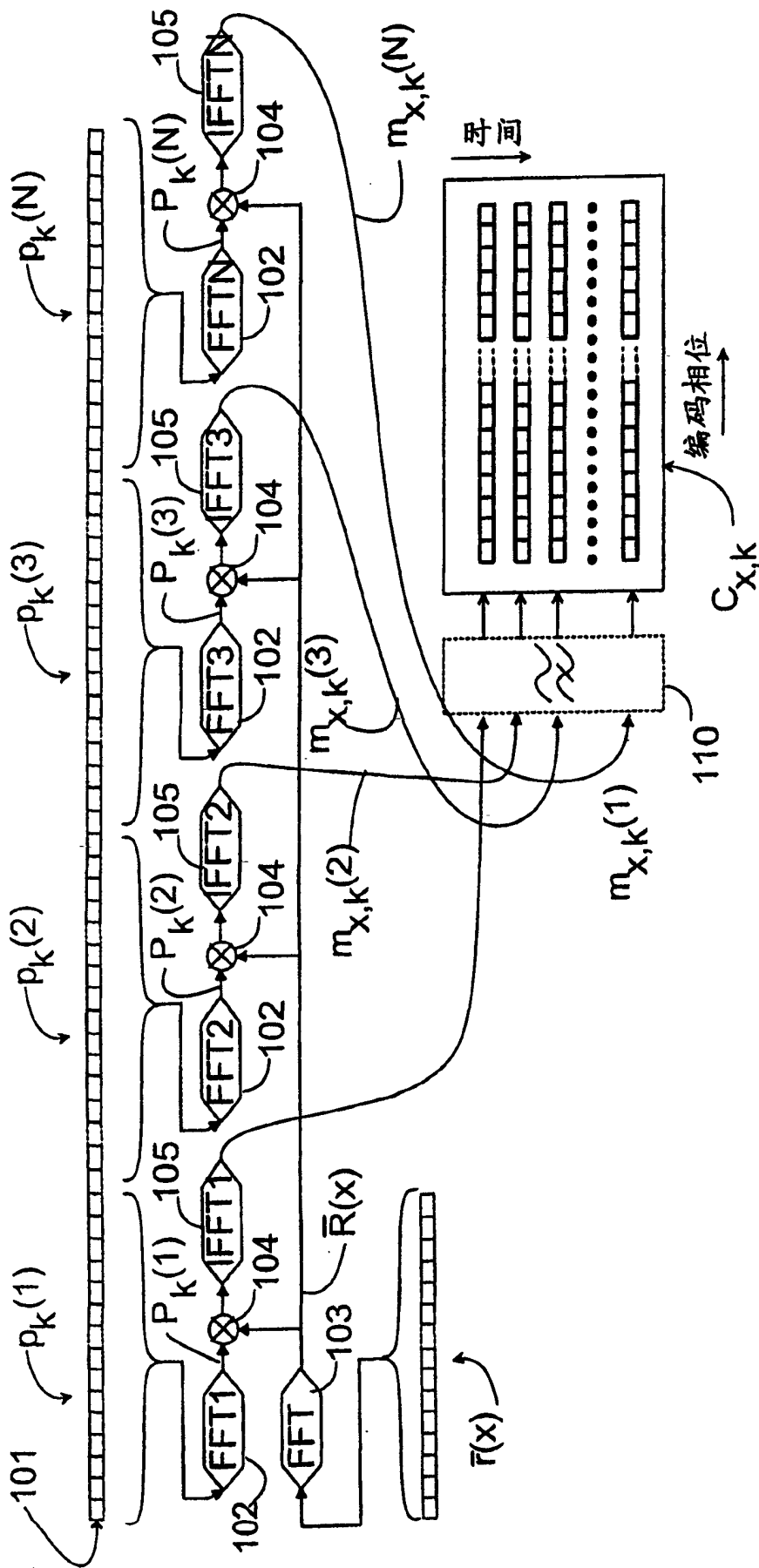


图 2

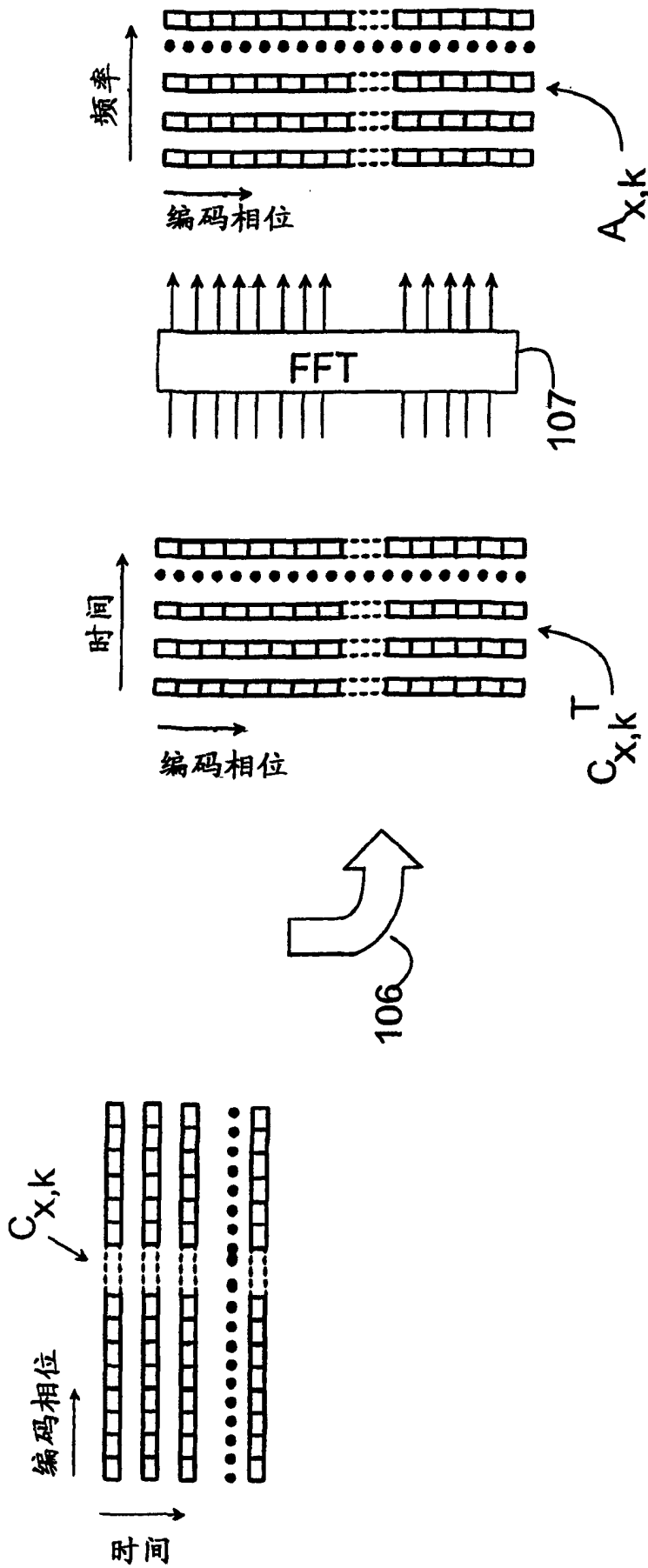
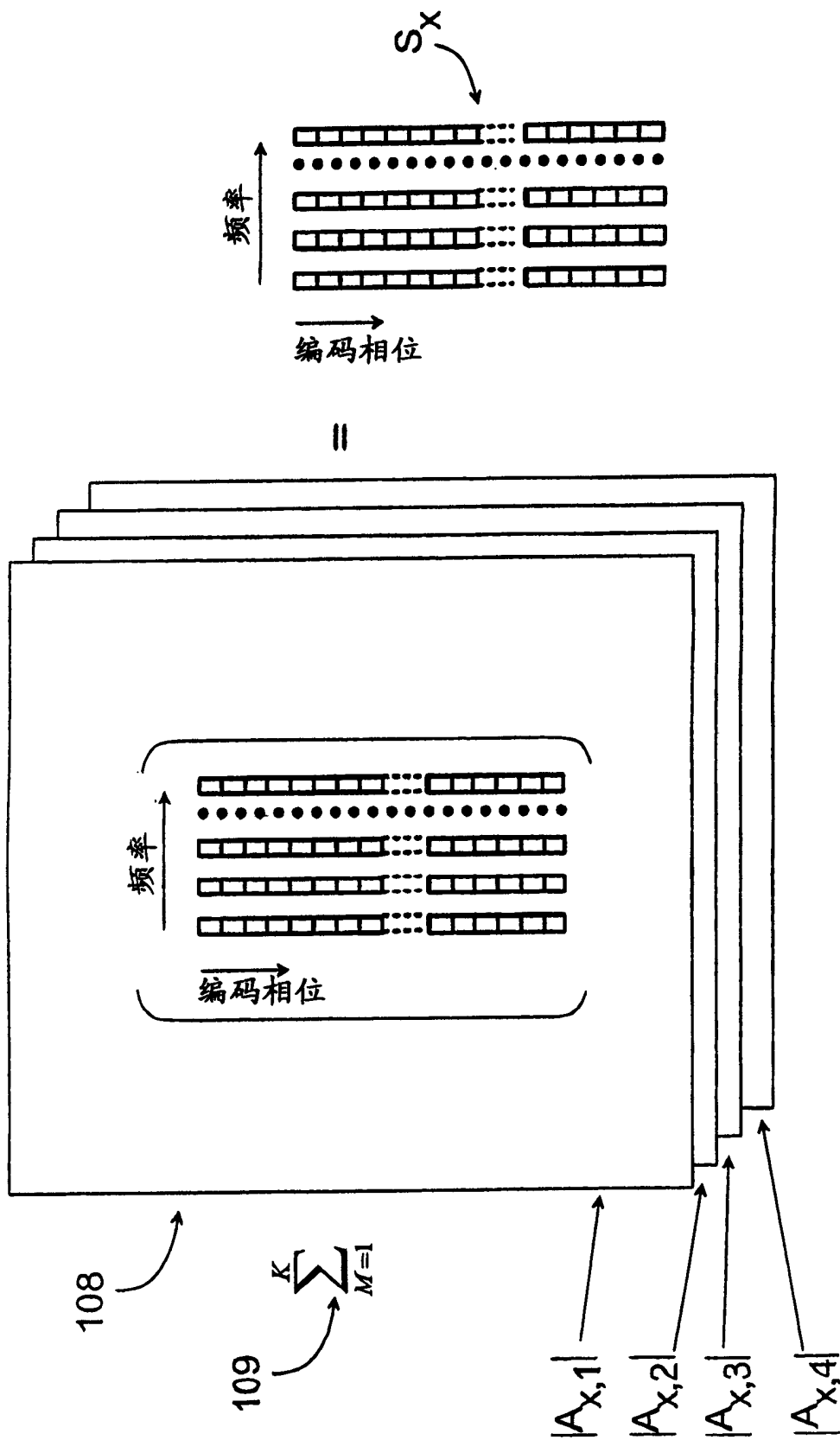
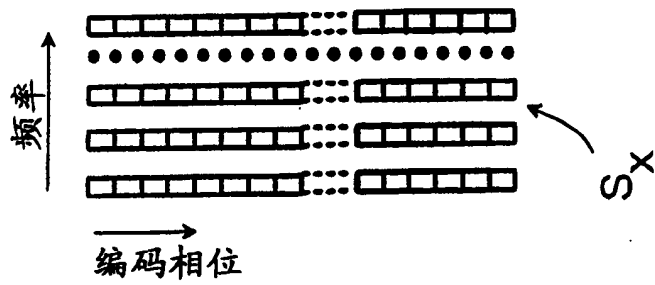


图3





||



图5

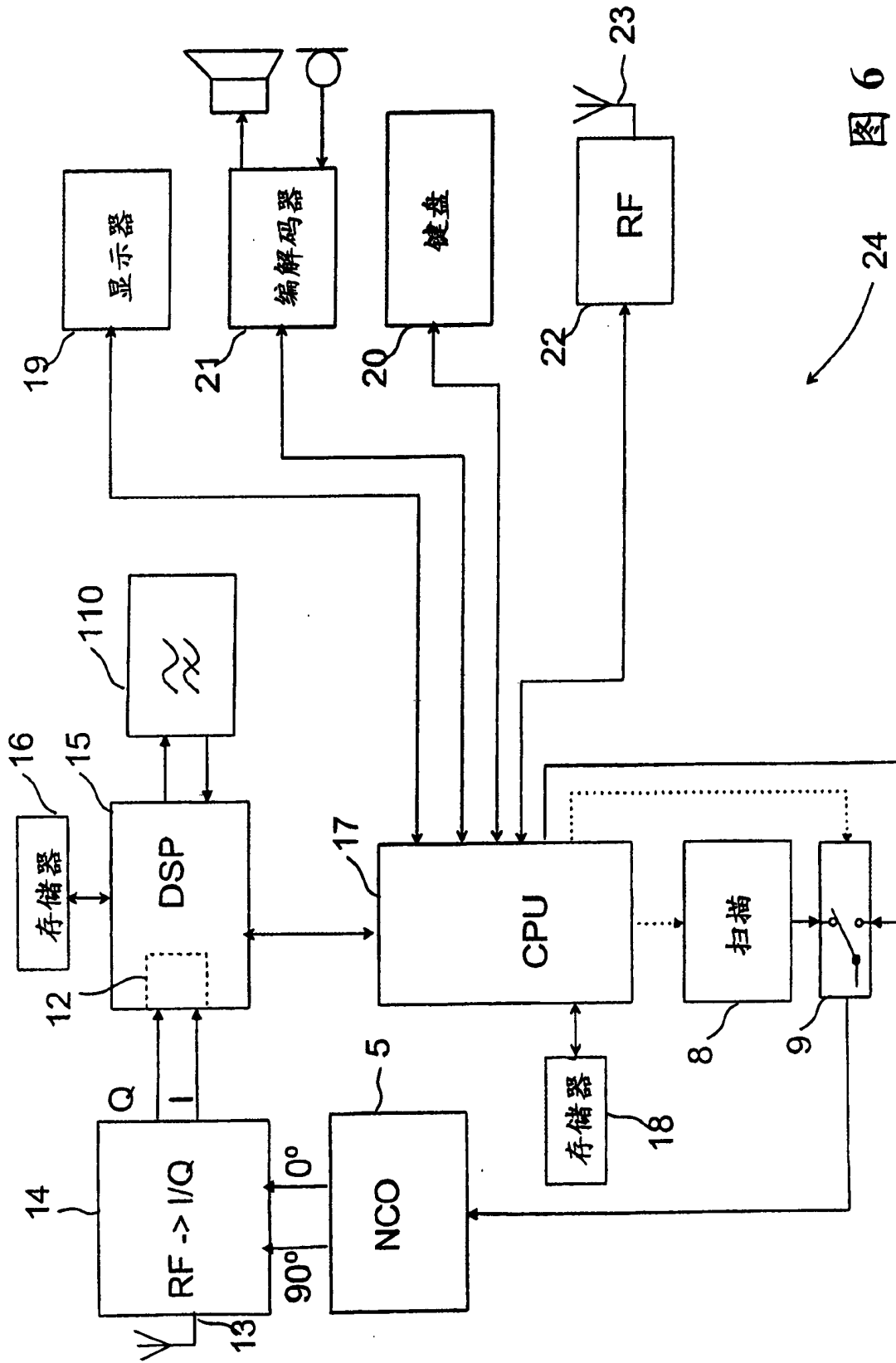


图6