



- 1、 一种用于与信号取得同步的方法，包括：  
选择第一频带(210)；  
在所述第一频带中搜索所述信号的自相关峰值(230)，包括  
    在时间间隔  $Y$  上重复地在所述第一频带中对所述信号进行自相关，以产生多个自相关结果，以及  
    将所述多个自相关结果中具有最大值的一个识别为所述自相关峰值；  
将所述自相关峰值与阈值进行比较，并且当所述自相关峰值超过所述阈值时确定检测到所述信号(250)。
  
- 2、 如权利要求 1 所述的方法，其中，根据所述信号的特性确定所述阈值(250)。
  
- 3、 如权利要求 1 所述的方法，其中，所述阈值是固定的。
  
- 4、 如权利要求 1 所述的方法，其中，对所述信号进行自相关包括：  
将所述信号延迟一个延迟量  $M$ ，其等于所述信号的时域前导序列的扩展序列(B)的长度；  
将所述信号和所述延迟信号中的第一信号的复共轭乘以所述信号和所述延迟信号中的第二信号，以产生乘法结果；  
在等于  $M$  的第一窗上对所述乘法结果求和，以产生中间自相关结果，其中，连续的中间自相关结果之间的延迟量是  $M$ ；  
用对应权重对  $L-1$  个中间自相关结果进行加权，其中所述权重不都相同；  
对所述  $L-1$  个加权中间自相关结果进行求和，以产生每个自相关结果，其中  $L$  等于所述前导序列的时域序列(A)的长度。

5、 如权利要求 1 所述的方法，其中，对所述信号进行自相关包括：

将所述信号延迟一个延迟量  $M$ ，其等于所述信号的时域前导序列的扩展序列(B)的长度；

将所述信号和所述被延迟  $M$  的信号中的第一信号的复共轭乘以所述信号和所述被延迟  $M$  的信号中的第二信号，以产生第一乘法结果；

在等于  $M$  的第一窗上对所述第一乘法结果进行求和，以产生第一中间自相关结果；

用对应权重对  $L-1$  个第一中间自相关结果进行加权，其中所述权重不都相同；

对所述  $L-1$  个加权的第二中间自相关结果进行求和，以产生第一部分自相关结果，其中  $L$  等于作为所述时域前导一部分的序列(A)的长度；

将所述信号延迟一个延迟量  $2M$ ；

将所述信号和所述被延迟  $2M$  的信号中的第一信号的复共轭乘以所述信号和所述被延迟  $2M$  的信号中的第二信号，以产生第二乘法结果；

在等于  $M$  的所述第一窗上对所述第二乘法结果进行求和，以产生第二中间自相关结果；

用对应权重对  $L-2$  个第二中间自相关结果进行加权，其中所述权重不都相同；

对所述  $L-2$  个加权的第二中间自相关结果进行求和，以产生第二部分自相关结果；以及

将所述第一和第二部分自相关结果相加，以产生所述自相关结果。

6、 如权利要求 1 所述的方法，其中，所述阈值是在所述时间间隔  $Y$  上的所有所述自相关结果的平均的函数。

7、 如权利要求 1 所述的方法，还包括，如果在时间间隔  $4Y$  内在所述第一频带中没有检测到自相关峰值，那么

选择第二频带(225)；

在所述第二频带中搜索所述信号的自相关峰值(230)；

将所述自相关峰值与所述阈值进行比较，并且当所述自相关峰值超过所述阈值时确定检测到所述信号(250)；

如果检测到所述信号，选择第三频带(260)；

在所述第三频带中搜索所述信号的自相关峰值(265)；

根据所述第三频带中的所述自相关峰值，确定所述信号中的粗频率误差(275)；

校正所述信号中的所述粗频率误差；以及

检测所述信号的帧同步序列。

8、 如权利要求 1 所述的方法，还包括，如果检测到所述信号，那么

选择第二频带(260)；

在所述第二频带中搜索所述信号的自相关峰值(265)，包括

在时间间隔  $Y$  上重复地在所述第二频带中对所述信号进行自相关，以产生多个第二自相关结果，以及

将所述多个自相关结果中具有最大值的一个识别为所述第二频带中所述信号的自相关峰值；

根据所述第二频带中的所述自相关峰值，确定所述信号中的粗频率误差(275)；

校正所述信号中的所述粗频率误差；以及

检测所述信号的帧同步序列。

9、 如权利要求 8 所述的方法，其中，在所述第二频带中搜索所述信号的自相关峰值包括：

在时间间隔  $Y$  上重复地对所述信号进行自相关，以产生多个自相关结果，以及

将所述多个自相关结果中具有最大值的一个识别为所述自相关峰值。

10、如权利要求 9 所述的方法，其中，根据所述第二频带中的所述自相关峰值  $f(d)$ ，如下确定所述信号中的所述粗频率误差：

$$f_{\Delta} = (\text{angle}(f(d)))/(2 * \pi * M * T)。$$

11、如权利要求 10 所述的方法，其中，如下确定  $f(d)$ ：

$$f(d) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l \sum_{k=0}^{M-1} r(d + Ml + k) r^*(d + Ml + M + k)$$

其中  $r(z)$  是所接收信号的采样；

其中  $M$  等于所述信号的时域前导序列的扩展序列  $\{a_0, \dots, a_{15}\}$  的长度，以及

其中  $c_l = a_l a_{(l+1)}$ 。

12、一种用于检测接收信号的装置，包括：

相关器(310, 400, 600, 700)，包括

第一  $M$  长延迟(410, 610)，对所述接收信号进行延迟，其中  $M$  等于发送信号的时域前导序列的扩展序列的长度，

乘法器(420, 620)，将所述接收信号和所述延迟接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述延迟接收信号中的第二信号，以产生乘法结果；

第一求和电路(430, 630)，在等于  $M$  的第一窗上对所述乘法结果求和，以产生中间自相关结果，以及

第二求和电路(440, 640)，用对应权重对  $L-1$  个中间自相关结果进行加权，并且对所述  $L-1$  个加权中间自相关结果进行求和，以产生自相关结果；以及

突发检测器(320, 750)，确定在第二窗上所述自相关结果的自相关峰值，将所述自相关峰值与阈值进行比较，并且当所述自相关峰值超过所述阈值时检测出所述接收信号。

13、如权利要求 12 所述的装置，其中，所述突发检测器(750)包括：

移动窗平均器(770)，在时间间隔  $X$  上对所述自相关结果进行平均，以产生平均峰值  $V$ ；

峰值跟踪器(760)，检测在所述时间间隔  $X$  上的最大自相关结果  $P$ ；以及

峰值检测器(780)，当  $P > V * k$  时，确定所述接收信号是所述发送信号，其中  $k$  是固定常数。

14、如权利要求 12 所述的突发检测器，其中，所述相关器(320, 600, 700)还包括：

第二  $M$  长延迟(620)，对经由所述第一  $M$  长延迟而得到的所述延迟接收信号进行延迟；

第二乘法器(630)，将所述接收信号和所述以第二  $M$  长延迟所延迟过的接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述以第二  $M$  长延迟所延迟过的接收信号中的第二信号，以产生第二乘法结果；

第三求和电路(630)，在等于  $M$  的所述第一窗上对所述第二乘法结果进行求和，以产生第二中间自相关结果；

第四求和电路(640)，用对应权重对  $L-2$  个第二中间自相关结果进行加权，并且对所述  $L-2$  个加权的第二中间自相关结果进行求和，以产生自相关结果，其中所述第二求和电路输出第一部分自相关结果，以及所述第四求和电路输出第二部分自相关结果；以及

第五求和电路(650)，将所述第一和第二部分自相关结果相加，以产生所述自相关结果。

15、用于将接收机与发送信号同步的系统(300)，包括：

相关器(310, 400, 600, 700)，在第一频带中对接收信号进行自相关以产生第一自相关结果，随后在第二频带中对所述接收信号进行

自相关以产生第二自相关结果;

突发检测器(320, 750), 接收所述第一自相关结果, 并检测何时所述接收信号是所述发送信号;

所述接收机的频率发生器, 产生接收机频率;

频率误差检测器(330), 接收所述第二自相关结果, 并确定所述接收机频率和所述发送信号的频率之间的粗频率误差;

频率校正电路(340), 根据所述粗频率误差调整所述接收机频率, 以使所述接收机频率近似等于所述发送频率; 以及

帧同步检测器(330), 检测所述发送信号的帧同步序列。

16、如权利要求 15 所述的系统, 其中, 所述相关器(310, 400, 600, 700)包括:

M 长延迟(410, 610), 对所述接收信号进行延迟, 其中 M 等于所述发送信号的时域前导序列的扩展序列的长度;

乘法器(420, 620), 将所述接收信号和所述延迟接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述延迟接收信号中的第二信号, 以产生乘法结果;

第一求和电路(430, 630), 在等于 M 的第一窗上对所述乘法结果求和, 以产生中间自相关结果; 以及

第二求和电路(440, 640), 用对应权重对 L-1 个中间自相关结果进行加权, 并且对所述 L-1 个加权中间自相关结果进行求和, 以产生自相关结果。

17、如权利要求 15 所述的系统, 其中, 所述相关器(310, 600, 700)包括:

第一 M 长延迟(610), 对所述接收信号进行延迟, 其中 M 等于所述发送信号的时域前导序列的扩展序列的长度;

第一乘法器(620), 将所述接收信号和所述延迟接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述延迟接收信号中的第二信号, 以产生第一乘法结果;

第一求和电路(630), 在等于  $M$  的第一窗上对所述第一乘法结果求和, 以产生第一中间自相关结果;

第二求和电路(640), 用对应权重对  $L-1$  个第一中间自相关结果进行加权, 并且对所述  $L-1$  个加权的所述第一中间自相关结果进行求和, 以产生第一部分自相关结果;

第二  $M$  长延迟(610), 对经由所述第一  $M$  长延迟而得到的所述延迟接收信号进行延迟;

第二乘法器(620), 将所述接收信号和所述以第二  $M$  长延迟所延迟过的接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述以第二  $M$  长延迟所延迟过的接收信号中的第二信号, 以产生第二乘法结果;

第三求和电路(630), 在等于  $M$  的所述第一窗上对所述第二乘法结果进行求和, 以产生第二中间自相关结果;

第四求和电路(640), 用对应权重对  $L-2$  个第二中间自相关结果进行加权, 并且对所述  $L-2$  个加权的第二中间自相关结果进行求和, 以产生第二部分自相关结果; 以及

第五求和电路(650), 将所述第一和第二部分自相关结果相加, 以产生所述第一自相关结果。

18、如权利要求 15 所述的系统, 其中, 所述突发检测器(300, 750)包括:

移动窗平均器(770), 在时间间隔  $X$  上对所述第一自相关结果进行平均, 以产生平均峰值  $V$ ;

峰值跟踪器(760), 检测在所述时间间隔  $X$  上的最大自相关结果  $P$ ; 以及

峰值检测器(780), 当  $P > V * k$  时, 确定所述接收信号是所述发送信号, 其中  $k$  是固定常数。

19、如权利要求 15 所述的系统, 其中, 所述频率误差检测器(330)如下确定所述接收机频率和所述发送信号频率之间的所述粗频率误

差:

$$f_{\Delta} = (\text{angle}(f(d)))/(2 * \pi * M * T),$$

其中  $f(d)$  是所述第二频带中的所述自相关峰值。

20、如权利要求 19 所述的系统, 其中,

$$f(d) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l \sum_{k=0}^{M-1} r(d + Ml + k) r^*(d + Ml + M + k)$$

其中  $r(z)$  是所接收信号的采样;

其中  $M$  等于所述信号的时域前导序列的扩展序列  $\{a_0, \dots, a_{15}\}$  的长度, 以及

其中  $c_l = a_l a_{l+1}$ 。

## 用于同步无线接收机的方法和装置

### 技术领域

本发明涉及信号接收领域，更具体而言，涉及用于使接收机与无线信号同步、更具体地与多频带正交频分复用(OFDM)信号同步的方法和装置。

### 技术背景

在 2002 年 2 月 14 日，美国联邦通信委员会(FCC)采纳了 ET Docket No. 98-153 中的 First Report and Order(FCC 02-48)来允许未经许可的超宽带(UWB)无线电发射机工作在特定频带上，具体地从 3.1 到 10.6 GHz。这些 UWB 无线电发射机通过发送最小占用 500MHz 带宽的信号进行操作。FCC 制定标准来防止对其他现有无线电服务的干扰。

FCC 的行动促使电气和电子工程师协会(IEEE)设立 802.15.3a 工作组，其针对使用 UWB 分配和技术的无线个域网。向该工作组提出的建议之一基于将可用频谱分割为若干个 528MHz 频带，发射机在各频带之间进行频率跳跃。作为例子，图 1 示出了用于 UWB 操作的所建议频带安排。包括频带 1-3 的组 A 用于一代设备。其它组可以用于下一代设备。

在每个频带内，用正交频分复用(OFDM)格式发送信息。更具体而言，每个频带包括 128 个间隔开 4.125MHz 的正交音调或子载波，以占用 538MHz。每个数据分组包括前导、头、和数据序列。采用 60.6 纳秒的循环前缀来保持在多径环境中子载波之间的正交性。

如上所述，UWB 发射机在可用频带之间进行频率跳跃。所以，例如，如图 2 所示，最初 UWB 发射机可以在信道 1-3 之间跳跃，每跳一个符号。

同时，前导包括时域序列和频域序列的序列。时域序列是为了用于突发检测、粗定时误差估计和粗频率误差估计。每个频带中的时域序列由以下描述：

$$(1)[a_0B, a_1B, \dots, a_{15}B]$$

其中， $B$  是 8-长度扩展序列， $A=\{a_0, \dots, a_{15}\}$  是 16-长度序列。两个序列的值被建议对于给定地理区域中的每个微网是唯一的。下面的表 2 示出了每个序列的建议值，当然其可以随着标准的发展而变化。总的说来，对于每个频带，构造一个 165-长度的时域前导序列，其包括如上定义的 128-长度序列、前缀(例如，附加后 32 比特或仅仅为零)、和小的保护时间。

表 2

前导模式	序列 A															
1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1
2	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1
3	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1
4	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1

前导模式	序列 B							
1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1
2	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1
3	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1
4	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1

典型地，接收机在能够进行进一步的信号处理步骤之前需要首先检测前导。

因此，需要一种用于将接收机与具有未知定时的信号诸如超宽带信号进行同步的方法和系统。

发明内容

根据本发明的一个方面，一种用于与信号取得同步的方法包括：选择第一频带；搜索在第一频带中的信号的自相关峰值，包括在时间间隔  $Y$  上对第一频带中的信号重复进行自相关以产生多个自相关结果，并将自相关峰值识别为自相关结果中具有最大值的一个；以及，将自相关峰值与域值进行比较，并且当自相关峰值超过阈值时确定检测出该信号。

根据本发明的另一个方面，一种用于检测接收信号的装置，包括相关器和突发检测器，该相关器包括：第一  $M$  长延迟，对所述接收信号进行延迟，其中  $M$  等于发送信号的时域前导序列的扩展序列的长度；乘法器，将所述接收信号和所述延迟接收信号中的第一信号的复共轭乘以所述接收信号和所述延迟接收信号中的第二信号，以产生乘法结果；第一求和电路，在等于  $M$  的第一窗上对所述乘法结果求和，以产生中间自相关结果；以及第二求和电路，用对应权重对  $L-1$  个中间自相关结果进行加权，并且对所述  $L-1$  个加权中间自相关结果进行求和，以产生自相关结果。所述突发检测器确定在第二窗上所述自相关结果的自相关峰值，将所述自相关峰值与阈值进行比较，并且当所述自相关峰值超过所述阈值时检测出所述接收信号。

根据本发明的另一个方面，用于将接收机与发送信号同步的系统，包括：相关器，在第一频带中对接收信号进行自相关以产生第一自相关结果，随后在第二频带中对所述接收信号进行自相关以产生第二自相关结果；突发检测器，接收所述第一自相关结果，并检测何时所述接收信号是所述发送信号；所述接收机的频率发生器，产生接收机频率；频率误差检测器，接收所述第二自相关结果，并检测所述接收机频率和所述发送信号的频率之间的粗频率误差；频率校正电路，根据所述粗频率误差调整所述接收机频率，以使所述接收机频率近似等于所述发送频率；以及帧同步检测器，检测所述发送信号的帧同步序列。

## 附图说明

图 1 示出了用于超宽带(UWB)设备操作的频率安排；

图 2 示出了检测和获得多频带 UWB 信号的方法的流程图；

图 3 示出了用于将接收机与由多频带跳频 UWB 发射机发送的 UWB 信号进行同步的系统的功能框图；

图 4 示出了分层相关器的第一实施例的框图；

图 5 示出了在存在 UWB 信号的情况下，图 4 的分层相关器的模拟输出；

图 6 示出了分层相关器的第二实施例的框图；

图 7 示出了相关器和突发检测器的框图。

### 具体实施方式

虽然下面描述的方法和系统的各种原理和特征可以应用于各种通信系统，但是为了说明的目的，在诸如上面描述的那些正交频分复用(OFDM)超宽带(UWB)系统的环境中描述下面的示例性实施例。当然，本发明的范围由所附权利要求定义，并且不限于下面描述的特定实施例。

图 3 示出了用于将接收机与由多频带跳频 UWB 发射机发送的 UWB 信号进行同步的系统 300 的功能框图。系统 300 包括相关器 310、突发检测器 320、定时和频率误差计算以及帧同步检测块 330、粗频率误差校正器 340、前缀和保护时间去除块 350、以及跳跃和 AGC 控制块 360。有利地，系统 300 可以执行下面讨论的同步过程，诸如图 2 的过程 200。

相关器 310 可以用来检测 UWB 信号存在的一种相关技术是对接收信号的延迟自相关。该延迟相关的形式是对随后的序列进行相关，其中该延迟等于至少一个序列的长度。传统的延迟相关函数  $f(m)$  可以表示为：

$$(2) f(m) = \sum_{k=0}^{J-1} r(m+k)r^*(m+D+k)$$

其中， $r(n)$  是接收到的采样， $D$  是延迟， $J$  是相关窗。该延迟自相关技术对于频率和定时误差具有极强的鲁棒性。

但是，就成本和性能而言，对多频带 UWB 系统直接应用延迟相

关是没有效率的。

有利地，图 3 的相关器 310 在自相关布置中可以利用信号(例如，上述 UWB 信号)的前导的分层特性。该分层延迟自相关可以描述为：

$$(3) f(m) = \sum_{l=0}^{L-2} c_l \sum_{k=0}^{M-1} r(m + Ml + k) r^*(m + Ml + M + k)$$

其中，L 是 A 的长度，M 是扩展序列 B 的长度。对于上面结合表 2 描述的 UWB 系统，L=16 且 M=8。从  $A=\{a_0, \dots, a_{15}\}$  获得序列  $C=\{c_0, \dots, c_{L-2}\}$ ：

$$(4) c_l = a_l a_{l+1}$$

该分层相关器背后的主旨首先是在序列 B(即，对序列 B 解扩)上执行相关，然后在序列 A 上执行相关。该分层延迟自相关继承了传统相关算法在对于频率/相位误差的鲁棒性方面的性能优点。

图 4 示出了分层相关器 400 的一个实施例，其可以用作图 3 的相关器 310。相关器 400 包括 M-长度延迟 410、乘法器 420、第一求和电路 430 和第二求和电路 440。有利地，数据路径可以基于 1-比特输入数据，代价是一些性能降级。

M-长度延迟 410 将接收信号 r 延迟 M。乘法器 420 用延迟接收信号的复共轭乘以接收信号，以产生乘法结果。可替换的，乘法器可以用延迟接收信号乘以接收信号的复共轭，以产生乘法结果。

第一求和电路 430 在等于 M 的第一移动平均窗上对乘法器 420 的乘法结果进行求和，以产生中间自相关结果。

第二求和电路 440 包括延迟 422，其存储来自第一求和电路 430 的中间自相关结果。该延迟 422 具有(L-1)个输出端，用于输出(L-1)个中间自相关结果，每个结果间隔开 M。(L-1)个中间自相关结果中的每一个由来自式(4)的适当系数进行加权，并且将该(L-1)个加权后的中间自相关结果求和，以产生最终自相关结果。

因此，相关器 400 执行上述式(3)的自相关函数。

图 5 示出了图 4 的相关器的模拟输出，其中在具有 1MHz 载波频率偏移的多径信道中输入信噪比(SNR)为-6dB。可见，获得了很好的

相关峰值。这有助于精确的定时检测和同步。

有利地，通过采用多个级别的分层延迟相关，可以提高用于实现式(3)的相关器 400 的性能。这些多级别分层相关可以描述为：

$$(5) f(m) = \sum_{i=0}^{G-1} y(m, i)$$

其中，

$$(6) y(m, i) = \sum_{l=0}^{L-2-i} c(l, i) \sum_{k=0}^{M-1} r(m + Ml + k) r^*(m + M(1+l+i) + k)$$

其中

$$(7) c(l, i) = a_l a_{l+1+i}$$

其中，G 是相关分支的数目，其中  $G \leq L-1$ 。

假设：接收信号的噪声分量是不相关的，并且序列的长度很长，相关器数目每增加一倍就给出相对于加性噪声的 3dB 性能改进。相关器的多径性能由于相关器的时间分集形式也应该得到改进。

图 6 示出了可以用作图 3 中的相关器 310 的分层相关器的另一个实施例 600。该相关器 600 包括第一和第二 M 长度延迟 610、第一和第二乘法器 620、第一和第三求和电路 630、第二求和电路 640、第四求和电路 645、以及第五求和电路 650。

可以认为分层相关器 600 包括第一相关器 602、第二相关器 604 以及求和电路 650。第一相关器 602 包括第一 M 长度延迟 610、第一乘法器 620、第一求和电路 630、以及第二求和电路 640。这种情况下，第一相关器 602 与图 4 的相关器 400 一样。同时，第二相关器包括第二 M 长度延迟 610、第二乘法器 620、第三求和电路 630、以及第四求和电路 645。

通常，相关器 310 可以包括 G 个单独的相关器，每个的部分相关输出被加在一起，其中  $G \leq L-1$ 。

回到图 6，第一 M 长度延迟 610 将接收信号延迟 M，M 等于 B。

第一乘法器 620 将接收信号乘以延迟接收信号的复共轭，以产生第一乘法结果。或者，第一乘法器 620 将接收信号的复共轭乘以延迟

接收信号，以产生第一乘法结果。

第一求和电路 630 在等于 M 的第一窗上对第一乘法结果求和，以产生第一中间自相关结果。

第二求和电路 640 对(L-1)个第一中间自相关结果进行求和，每个第一中间自相关结果间隔 M 并且通过公式(7)中的适当系数  $c(l,0)$  加权，将这(L-1)个加权第一中间自相关结果进行求和，以产生第一部分自相关结果。

同时，第二 M 长度延迟 610 将来自第一 M 长度延迟 610 的延迟接收信号再进行延迟。

第二乘法器 620 将接收信号乘以由第二 M 长度延迟 610 延迟过的接收信号的复共轭，以产生第二乘法结果。或者，第二乘法器 620 将接收信号的复共轭乘以由第二 M 长度延迟 610 延迟过的接收信号，以产生第二乘法结果。

第三求和电路 630 在等于 M 的第一窗上对第二乘法结果求和，以产生第二中间自相关结果。

第四求和电路 645 对(L-2)个第二中间自相关结果进行求和，每个第二中间自相关结果间隔 M 并且通过公式(7)中的适当系数  $c(l,1)$  加权，将这(L-2)个加权自相关结果进行求和，以产生第二部分自相关结果。

第五求和电路 650 对来自相关器 602 和 604 的第一和第二部分相关结果求和，以产生相关结果。

上述技术没有使用扩展序列 B。结果是，它们无视该序列的内容。然而，如果在相关中必须使用 B 的一个特定值，那么可以容易地将该分层相关器修改为：

$$(8) f(m) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \sum_{k=0}^{M-1} r(m + Ml + k) b_k$$

采用这种方法可以提供前导的很轻微的多微网隔离(multi-pico net isolation)。然而，其性能在频率和相位误差方面不如延迟相关器可靠。

图 7 示出了相关器 700 和突发检测器 750 的框图。相关器 700 可以是相关器 400 或 600，并且可以用作图 3 中的相关器 310。突发检

测器 750 可以用作图 3 中的突发检测器 320。

突发检测器 750 包括峰值跟踪器 760、窗平均单元 770 以及判决单元 780。

峰值跟踪器 760 对来自相关器 700 的每个自相关结果与当前相关峰值进行比较。如果新的相关结果大于当前相关峰值，那么将新的相关结果存储为当前相关峰值。否则，保持当前相关峰值不变。

有利地，突发检测器 750 检测相关峰值相对于相关噪声层的存在。这通过将特定窗上的相关峰值与平均相关输出进行比较来实现。在突发检测步骤中，将 AGC 设定为固定值，使得其不影响该操作。通常，将其设定为最大值来捕捉弱信号。在一个突发采集周期期间停止跳跃。将相关器 700 的输出通过窗平均单元 770。为了提高鲁棒性，相关器的延迟单元应该等于一个符号周期，在该整个符号周期期间，接收机的前端被调谐到一个频率(频带)。如果该频带中存在有效信号，那么在下一个符号周期相关器 700 的输出将很小(相关噪声)，这是由于在这个时间周期 UWB 发射机将已经跳到不同的信道，使得接收机输入只是噪声。一旦检测到第一突发，就可以使能 AGC 和频率跳跃，在所有频带中进行随后的检测。如果在第  $N+1$  符号周期中没有检测到突发，其中  $N$  是频带数，那么频率调谐器不得不调谐到下一频带，如上关于图 2 所讨论的。如果存在有效信号，那么该方案应该在两个符号周期内提供突发检测(一个符号周期用于实际信号，另一个符号周期用于判决时间)。

有利地，尤其是窗平均单元 770 在一个移动窗上对自相关结果进行平均，并向判决电路 780 输出阈值  $T_C$ 。有利地，移动窗的大小，例如“X”，大于相关器 700 的自相关窗的大小。根据图 7 的实施例，判决电路 780 的阈值  $T_C$  是移动窗上的所有自相关结果的平均  $V$  的函数。尤其，可以通过将  $V$  乘以某个常数  $k$  来产生阈值  $T_C$ 。有利地，窗平均单元 770 可以是低通滤波器。在一个替换实施例中，阈值  $T_C$  可以是预定的固定值。

发射机和接收机之间的频率误差将导致载波间干扰和相位旋转。对于上述 UWB 系统，与载波间隔相比，载波频率误差很小。例如，

40ppm 误差和 5GHz 中心频率，频率误差将是 200kHz，其约为载波间隔的 4.8%。这样的频率误差不会由于载波间干扰而导致显著的降级。然而，它仍会由于相位旋转而导致显著的降级。因此，必须补偿频率误差。可以将频率误差的补偿分为粗和细补偿。使用数字混频器来补偿粗频率误差。在 FFT 后使用相位旋转器补偿细频率误差。

由于中心频率是从单个晶体得到的，所以很具诱惑力的想法是对于所有频带只需要一个频率误差。即使使用了一个中心晶体，所有频带的频率误差也是不一样的。通常，给定频带中的频率误差等于  $\text{ppm} * N * F_c$ ，其中 ppm 是晶体的百万分率误差，N 是乘法因子， $F_c$  是晶体频率。ppm 和  $F_c$  对于所有频带都是相同的，但是 N 对于各个频带是不同的。因此，每个频带中的绝对频率误差不相同。

还有诱惑力的是使用上述关系来计算每个频带的频率误差。但是，每个频带中的频率误差估计精度取决于该频带中的信号的 SNR。由于 SNR 会随衰落而变化，所以将一个频带的估计用于另一个频带会导致估计精度下降。因此，通常优选保持所有频带的估计是独立的，即，每个频带将具有仅从其一个频带估计而来的唯一频率误差估计。

用于估计发射机和接收机之间的载波频率偏移的一种方法是通过微分检测。这与上述分层延迟相关器相似。假定接收信道中的相关峰值出现在时间标号“d”处，定义内部相关为：

$$(9) R(d, l) = \sum_{k=0}^{M-1} r(d + Ml + k) r^*(d + Ml + M + k)$$

然后，可以容易的示出，载波频率偏移约为：

$$(10) f_{\Delta} = (\text{angle}(R(d, l)) / (2 * \pi * M * T))$$

其中，T 是  $r(n)$  的采样速率。实际上，上面的简单形式的粗时间估计没有充分利用可用数据。为了充分利用可用数据，可以容易的示出，粗频率误差估计与分层相关输出的最大值有关：

$$(11) f_{\Delta} = \text{angle}(f(d)) / (2 * \pi * M * T)$$

其中， $f(d)$  是在时间“d”出现的自相关峰值。

图 2 示出了用于检测 and 获得多频带 UWB 信号而不需要外部的精

确定时和载波频率同步信号和控制的鲁棒的同步处理过程 200 的流程图。有利地，图 2 的方法可以通过关于图 4 和 6 所描述的相关器来操作。

在第一步骤 210 中，对接收机进行初始化，将频带设定到频带 0，将 AGC 设定到它的最大值，将相关器输出计数器设定到 0，并将相关峰值初始化为 0。

在下一步骤 220 中，将相关计数器的计数值  $cntx$  与代表在任一个频带中将获得的最大相关结果数目的最大值  $4Y$  进行比较。在图 2 的实施例中，将在任一个频带中检测的最大相关结果数目 ( $4Y$ ) 是  $\{(时域前导序列长度-1) \times (频带数目+1)\}$ ，(例如， $164 \times 4$ )。如果将在任一个频带中获得的最大相关结果数目还没有达到，那么该处理过程前进到步骤 230。否则，如果将在任一个频带中获得的最大相关结果数目已经达到，那么在步骤 225 中，接收机切换到下一个频带，复位所有的计数器，并且处理过程前进到步骤 230。

在步骤 230，如果将在任一个频带中获得的最大相关结果数目还没有达到，那么执行新的相关，并且将新的相关结果  $x$  与当前频带的当前相关峰值进行比较。如果新的相关结果  $x$  大于当前相关峰值，那么将新的相关结果  $x$  存为当前相关峰值，并将相关器输出计数器复位到 0。否则，递增相关计数器，并且当前相关峰值保持不变。

在步骤 240，将相关计数与相关时间间隔  $Y$  进行比较。在图 2 的实施例中，相关时间间隔  $Y$  是  $\{时域前导序列长度-1\}$ ，(例如，164)。如果相关计数小于或等于  $Y$ ，那么处理过程返回步骤 220，否则，处理过程前进到步骤 250。

在步骤 250，将当前相关峰值与相关阈值  $T_c$  进行比较。有利地，可以将阈值  $T_c$  确定为在移动窗  $X$  上所有自相关结果  $f(m)$  的移动平均  $V$  的函数。下面将更详细的讨论，将相关结果通过窗平均单元，可以使用简单的低通滤波器来实现窗平均单元。或者，阈值  $T_c$  可以是预定的固定值。如果当前相关峰值不超过阈值  $T_c$ ，那么没有识别出真正的相关峰值，并且没有检测到突发。在这种情况下，处理过程返回到步骤 225。否则，处理过程前进到步骤 260。

另一方面，如果当前相关峰值超过阈值  $T_C$ ，那么识别出真正的相关峰值，并且检测到突发。在这种情况下，在步骤 260 中，接收机切换到下一频带，所有计数器复位，重启 AGC 环，并且处理过程前进到步骤 265。

在步骤 265 中，执行新的相关，并且将新的相关输出  $x$  与当前频带的当前相关峰值进行比较。如果新的相关输出  $x$  大于当前相关峰值，那么将新的相关输出  $x$  存为当前相关峰值，并将相关器输出计数器复位到 0。否则，递增相关计数器，并且当前相关峰值保持不变。

在步骤 270，将相关计数与相关时间间隔  $Y$  {时域前导序列长度 -1} (例如，164) 进行比较。如果相关计数小于或等于  $Y$ ，那么处理过程返回步骤 265，否则，处理过程前进到步骤 275。

在步骤 275，记录峰值相关值，并使用其来计算频率误差，下面将进一步详述。然后，使用来自这个步骤和之前步骤的突发定时和校正频率，在所有三个频带上检查帧同步。

在步骤 280，检查是否在所有三个频带上获得帧同步。如果获得帧同步，那么已经完成接收机同步，并且处理在步骤 285 结束。

否则，如果没有在所有三个频带上获得帧同步，那么在步骤 290，在总共 24 个符号周期中重复寻找帧同步的处理过程。如果在 24 个符号周期中获得帧同步，那么处理过程返回到步骤 265。而如果在 24 个符号周期中没有获得帧同步，那么处理过程返回到步骤 210 并且整个开始。

虽然这里公开了优选实施例，但是在本发明的概念和范围内可以进行许多变形。在这里公开的说明书、附图和权利要求的启示下，本领域普通技术人员会很清楚这种变形。因此在所附权利要求的实质和范围之内，本发明不限于具体的实施例。

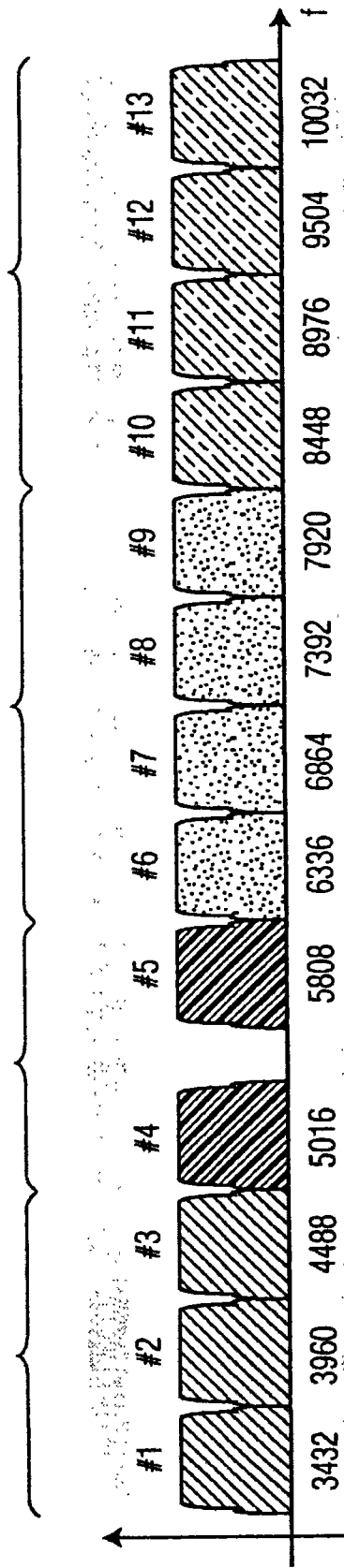


图1

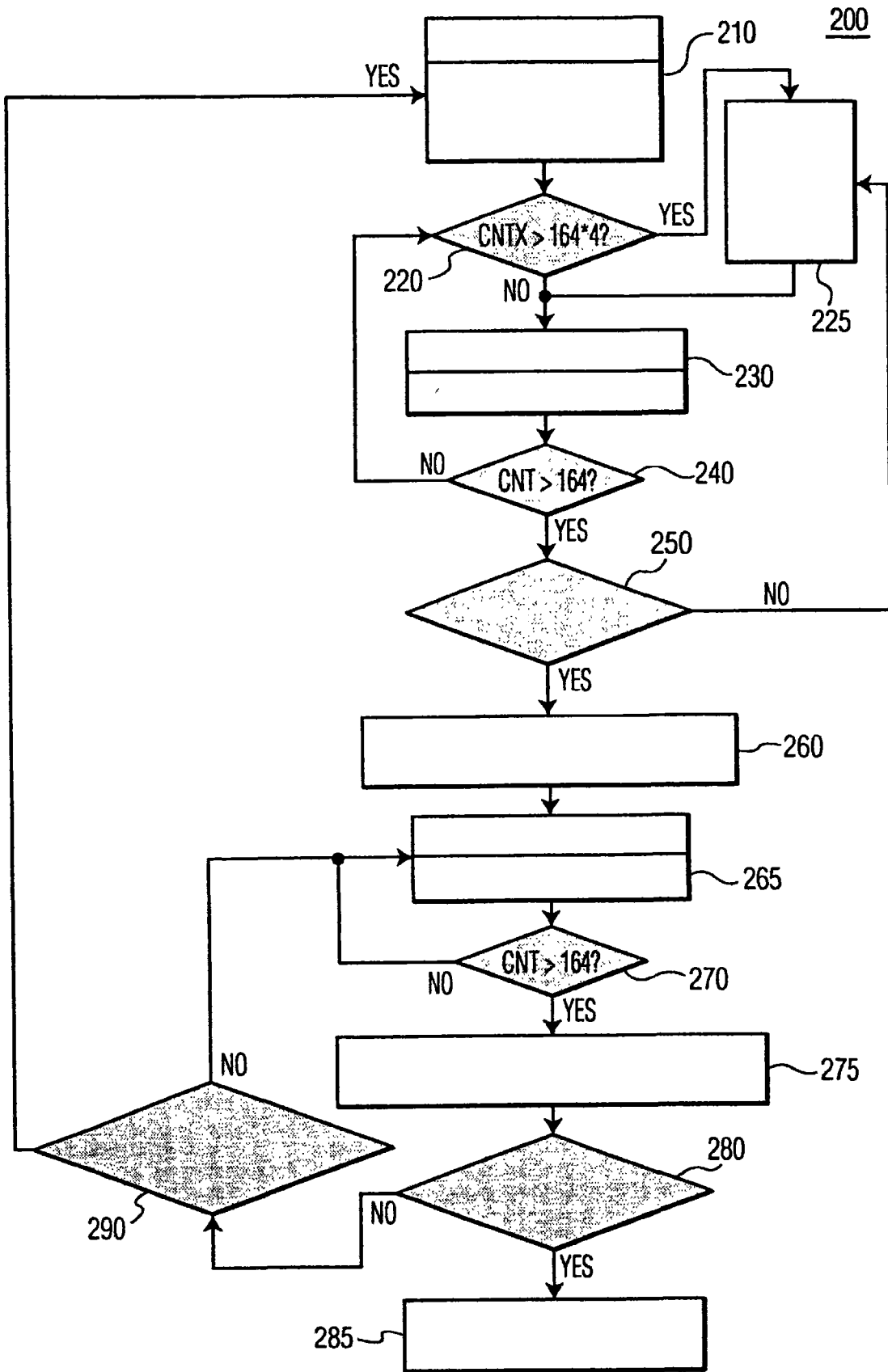


图 2

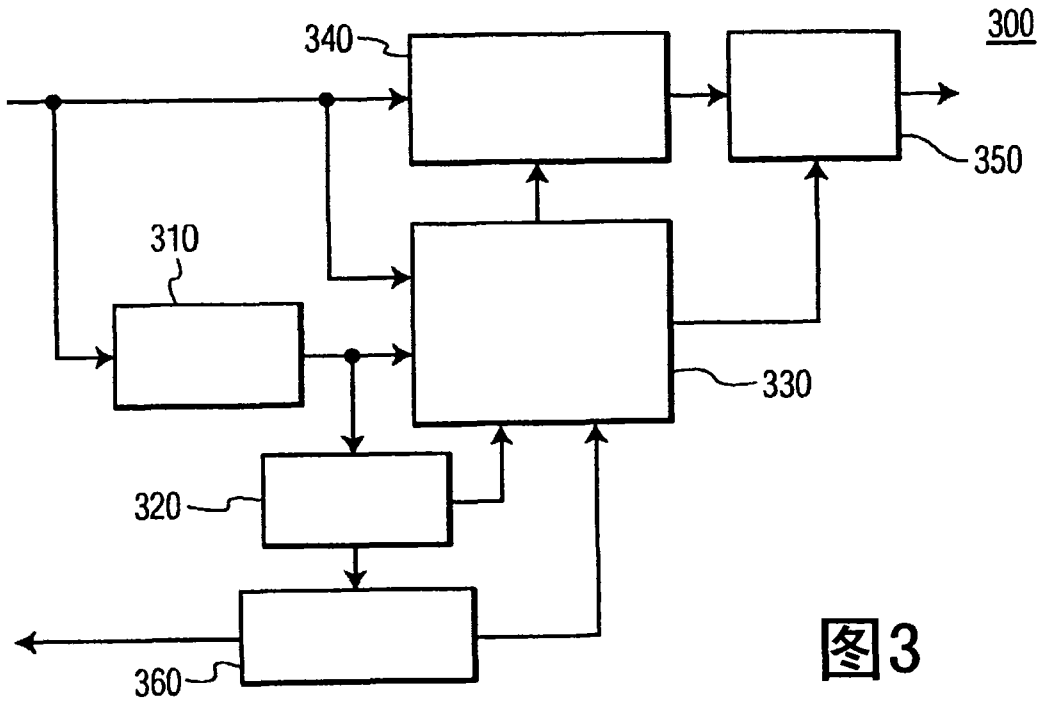


图3

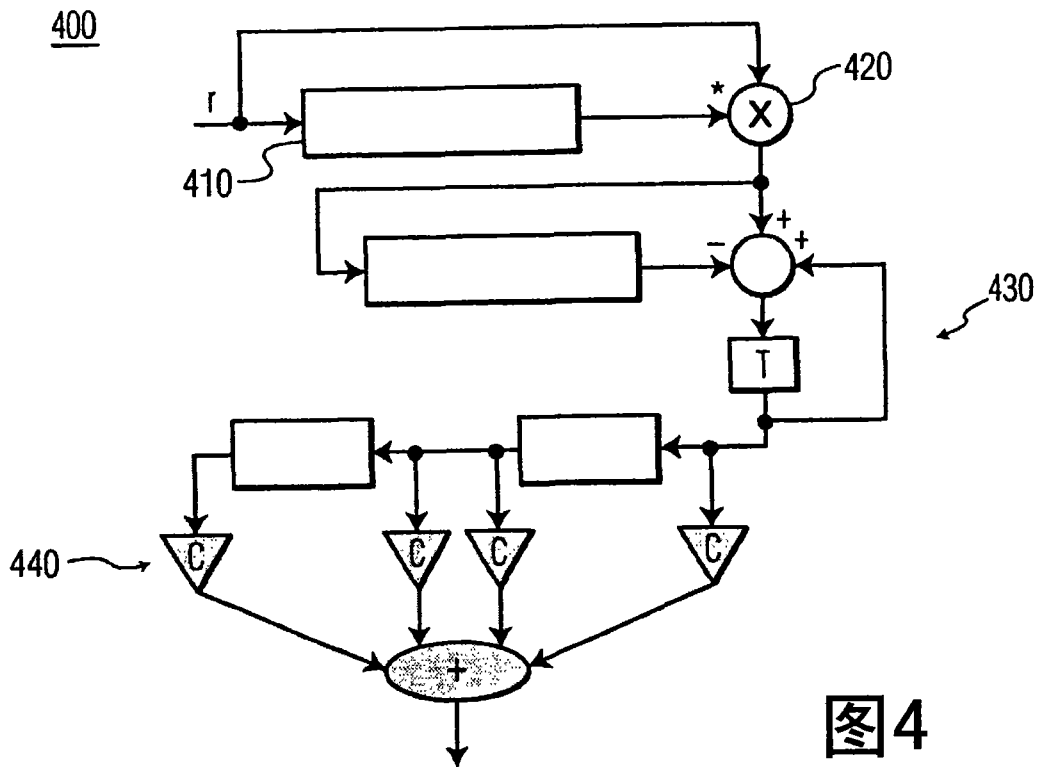


图4

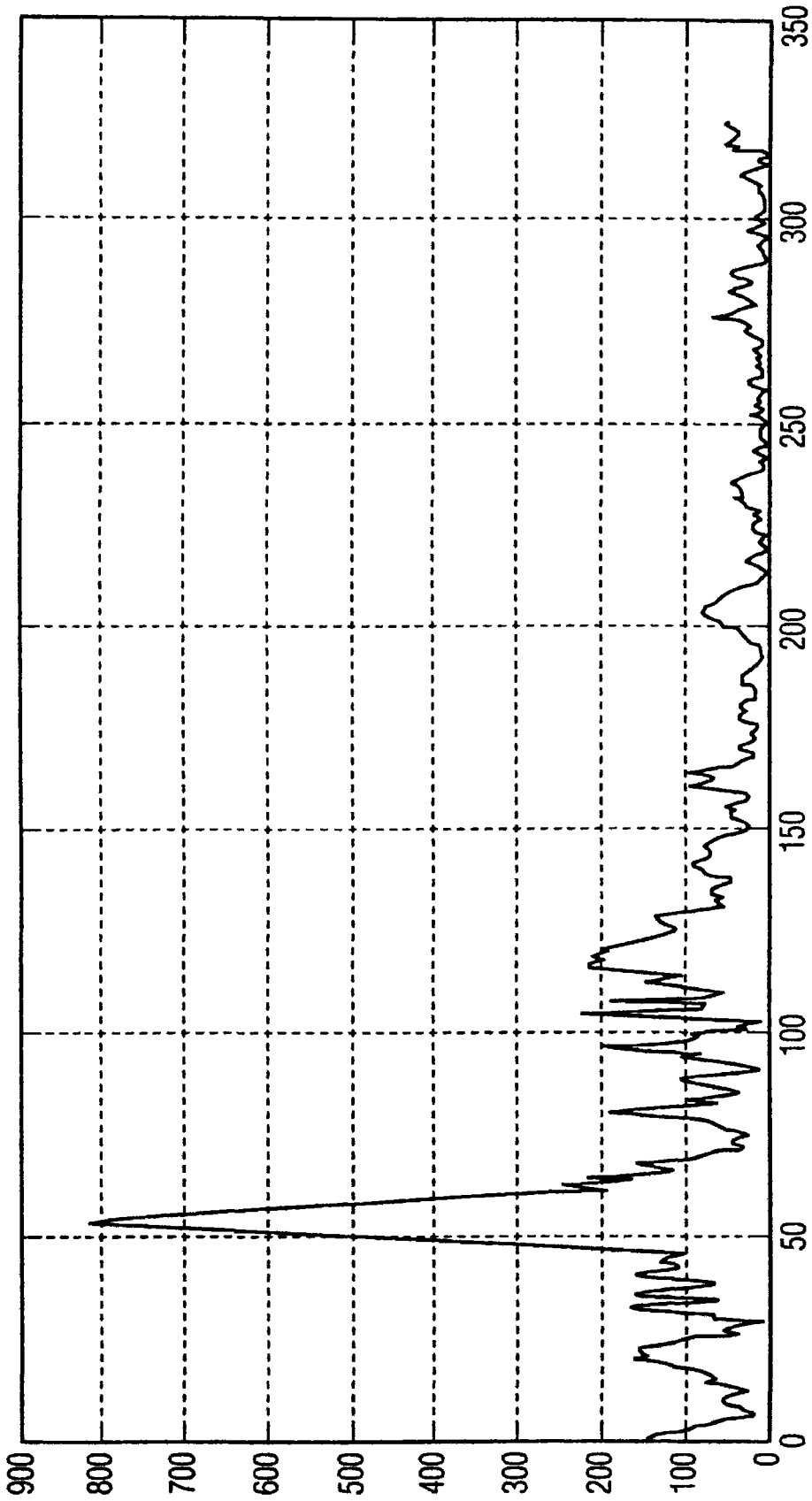


图5

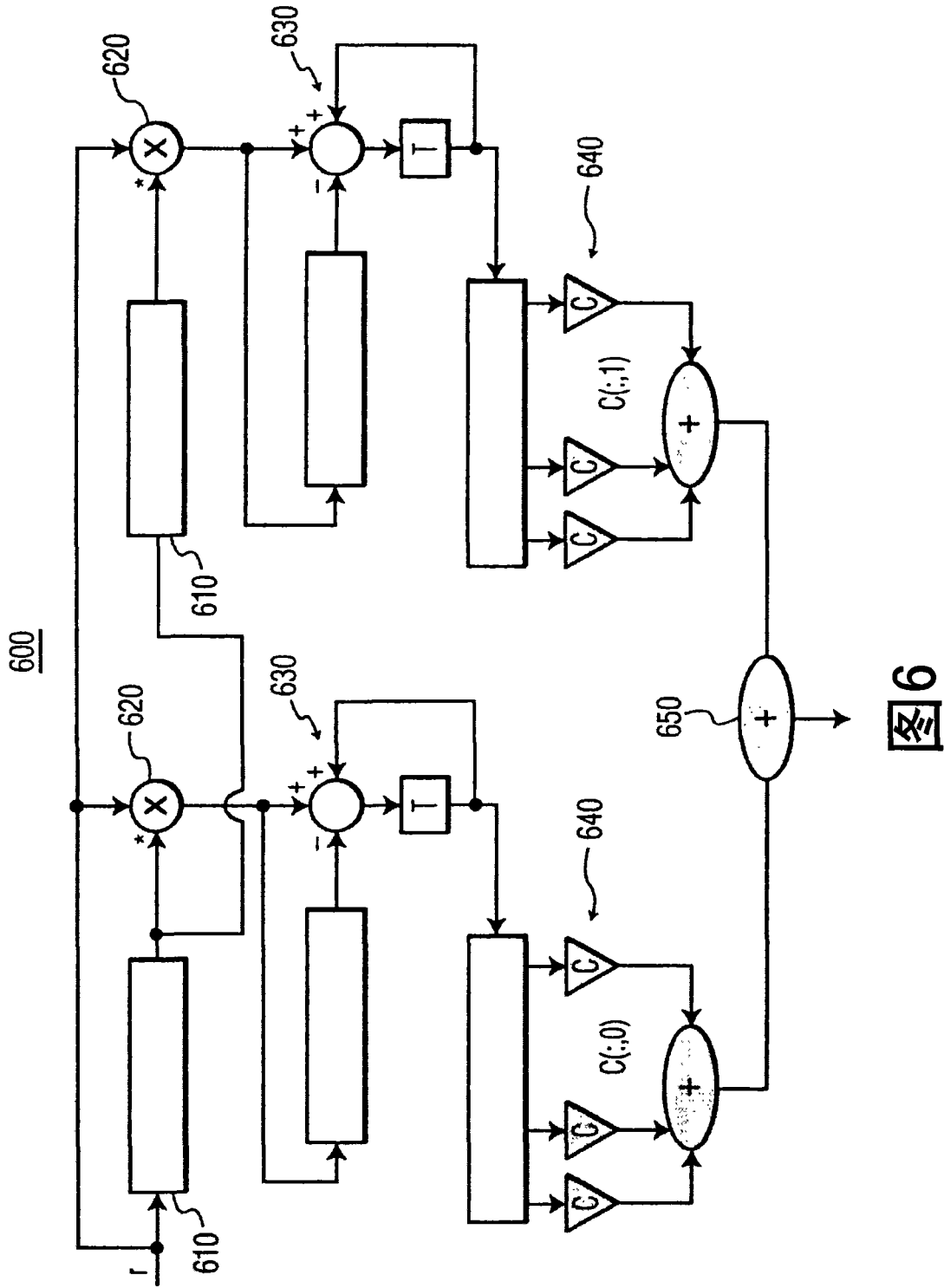


图6

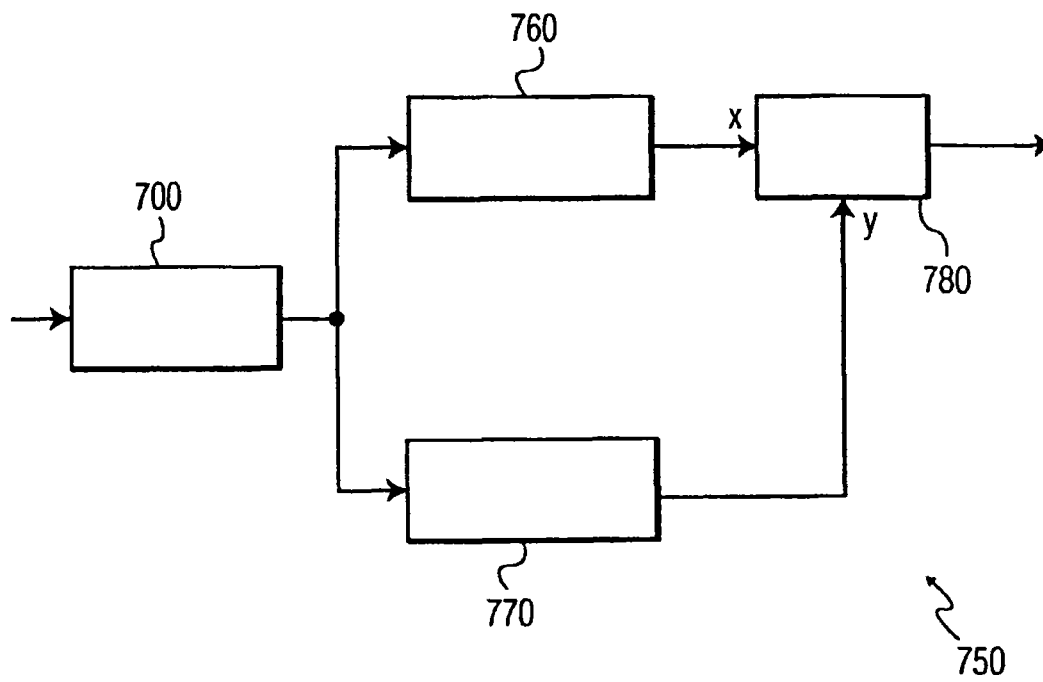


图7