



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101729120 B

(45) 授权公告日 2014. 10. 22

(21) 申请号 200910204696. 9

(22) 申请日 2009. 10. 10

(30) 优先权数据

263960/08 2008. 10. 10 JP

(73) 专利权人 索尼株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 泽井亮 高桥宏彰

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 郭定辉

(51) Int. Cl.

H04B 7/08 (2006. 01)

(56) 对比文件

WO 2008084800 A1, 2008. 07. 17,

CN 101174925 A, 2008. 05. 07,

审查员 唐文森

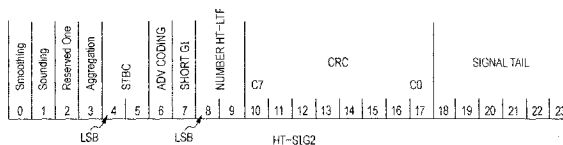
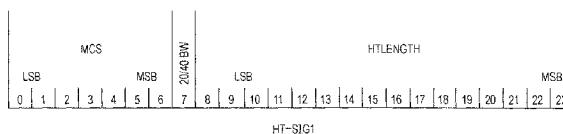
权利要求书2页 说明书15页 附图11页

(54) 发明名称

无线通信装置和无线通信方法

(57) 摘要

本发明提供了接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的无线通信装置。该无线通信装置包括多个接收分支:同步处理单元,用于独立地为各个接收分支检测同步定时;和信号处理单元,用于为各个接收分支进行同步定时之后的解码处理和其它类型处理。



1. 一种无线通信装置,用以接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组,包含:

多个接收分支;

同步处理单元,用于通过相关处理独立地为各个所述接收分支检测同步定时;和

信号处理单元,用于为各个所述接收分支进行所述同步定时之后的解码处理和其它类型处理,

其中当所述同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理为各个所述接收分支检测所述同步定时,

所述同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步,和

对于自相关结果未超过阈值的接收分支,将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时,

其中 X 是 1 或更大的整数,但不超过所述多个接收分支的数量。

2. 按照权利要求 1 所述的无线通信装置,其中所述对于自相关结果未超过阈值的接收分支,将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时包括:

对于自相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由自相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内,将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

3. 按照权利要求 1 所述的无线通信装置,进一步包含:

增益控制器,独立地对每个所述接收分支进行增益控制。

4. 一种无线通信装置,用以接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组,包含:

多个接收分支;

同步处理单元,用于通过相关处理独立地为各个所述接收分支检测同步定时;

信号处理单元,用于为各个所述接收分支进行所述同步定时之后的解码处理和其它类型处理,

其中当所述同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的互相关处理为各个所述接收分支检测所述同步定时,

所述同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的互相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步,而

对于互相关结果未超过阈值的接收分支,将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时,

其中 X 是 1 或更大的整数,但不超过所述多个接收分支的数量。

5. 按照权利要求 4 所述的无线通信装置,其中所述对于互相关结果未超过阈值的接收分支,将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时包括:

对于互相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由互相关结果超过阈值的所述接收分支获得的所述同步定时的同时定义的峰检测窗内,将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

6. 按照权利要求 4 所述的无线通信装置,其中所述同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的互相关处理为各个所述接收分支检测所述同步

定时包括：

所述同步处理单元通过接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找并且互相关处理在核实所述分组寻找之后检测精细同步定时，

在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下所述分组寻找得到核实。

7. 按照权利要求 4 所述的无线通信装置，其中

所述同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的互相关处理为各个所述接收分支检测所述同步定时包括：

所述同步处理单元通过接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找并且互相关处理在核实所述分组寻找之后检测精细同步定时，

所述对于互相关结果未超过阈值的接收分支，将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时包括：

对于互相关结果未超过阈值的接收分支，在聚焦由互相关结果超过阈值的所述接收分支获得的所述同步定时的同时定义的峰检测窗内，将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

8. 按照权利要求 4 所述的无线通信装置，进一步包含：

增益控制器，独立地对每个所述接收分支进行增益控制。

9. 一种无线通信方法，用于在含有多个接收分支的无线通信装置中接收以对于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组，包含如下步骤：

通过相关处理进行其中独立地为每个所述接收分支检测同步定时的同步处理；和

进行其中将独立地为每个所述接收分支检测的所述同步定时用在所述同步处理之后的解码处理和其它类型处理中的信号处理，其中

当通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理为各个所述接收分支检测所述同步定时时，

在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步，和

对于自相关结果未超过阈值的接收分支，将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时，

其中 X 是 1 或更大的整数，但不超过所述多个接收分支的数量。

## 无线通信装置和无线通信方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及与含有多个天线的发射器结合使用空间多路复用通信方案(多输入多输出;MIMO)扩展发射能力的通信的无线通信装置和方法,以及可应用于该无线通信装置和方法的计算机程序。具体地说,本发明涉及接收利用循环延迟分集(CDD)在聚束处理之后发射的分组的数据通信的无线通信装置和方法,以及可应用于该无线通信装置和方法的计算机程序。

[0002] 更具体地说,本发明涉及根据前置码的相关处理从以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组中获取适当同步定时的无线通信装置和方法,以及可应用于该无线通信装置和方法的计算机程序。还更可取地,本发明涉及缩小接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组必不可少的动态范围的无线通信装置和方法,以及可应用于该无线通信装置和方法的计算机程序。

### [0003] 背景技术

[0004] 由于系统不用用于已知有线通信方法的连线,所以无线网络已经成为人们的关注焦点。IEEE(电气和电子工程师协会)802.11和/或IEEE802.15可以称为与无线网络有关的普通标准。例如,在使用IEEE802.11a/g的情况下,将作为多载波系统之一的OFDM(正交频分多路复用)调制方法用作无线LAN(局域网)的普通标准。

[0005] 当使用IEEE802.11a/g标准时,支持最大达到54Mbps通信速度的调制方法。然而,已经需要能够达到更高位速率的下一代无线LAN标准。作为实现高速无线通信的技术之一,MIMO(多输入多输出)引起人们的关注。例如,IEEE802.11n(TGn),即,IEEE802.11的扩展标准采用了OFDM\_MIMO通信系统。

[0006] MIMO是在配有多个天线元件的发射器和接收器的每一个中实现空间多路复用流的通信系统。发射器对多个发射数据进行时空编码,并且将多路复用数据分配给多个发射天线,接着将数据发射给信道。另一方面,接收器通过该信道,用多个接收天线接收来自发射分支的信号,并且对接收信号进行时空解码,将它们划分成多个发射数据。因此,接收分支在流之间没有任何串扰地获得原始数据。无需扩展频率范围,MIMO通信系统可以通过扩展取决于天线数量的发射能力实现通信速度的提高。另外,由于使用空间多路复用,MIMO通信系统具有良好的频率利用率。MIMO是使用信道特性的通信模式,它不同于单纯的接收器自适应阵列。

[0007] 在MIMO通信中,使用信道矩阵 $H$ 分别计算发射权重矩阵和接收权重矩阵。这里,发射权重矩阵是为在发射器中对来自多个发射分支的发射流进行空间多路复用而提供的。接收权重矩阵是为在接收器中将空间多路复用信号空间分离成多个原始流而提供的。信道矩阵 $H$ 是将对应于一对发射/接收天线的信道信息用作一个元素的数值矩阵。本文使用的术语“信道信息”在这里被认为是含有相位和振幅作为分量的传递函数。通常,可以通过实现包括训练序列的帧交换序列来假定信道矩阵,其中该训练序列由在发射器和接收器之间激发该信道矩阵的已知参考码元构成。

[0008] 在MIMO通信中,当通过不同空间流发射相同或相似信号时,可能形成意想不到的

波束。由于这个原因,在 IEEE 802. 11n 中,采用从每个发射天线发射时差信号的方法,即,所谓的循环移位或循环延迟分集 (CDD)。

[0009] 例如,在日本已公布专利申请 2007-221187 中公开了正确接收 MIMO\_OFDM 信号的无线通信装置。在这种方法中,使用前置码中用于同步获取的字段进行通常同步获取处理,然后检测一个信号作为在流之间加入循环移位信号的 MIMO 信号,使同步定时根据其循环移位调整成正确接收 MIMO\_OFDM 信号。

[0010] 在无线通信中,应该注意到,一般将含有重复的已知训练序列的前置码加入分组的头部中。因此,接收器使用这样的前置码进行同步处理。具体地说,如果接收器通过检测前置码找到一个分组,接收器就进行像精确接收定时的检验、频率偏移除去操作和可选地接收到的信号电功率的标准化(自动增益控制 (AGC) 的设置;AGC 增益)那样的随后操作。然后,提取 OFDM 码元的有效码元部分,以便将接收信号馈送到快速傅里叶变换器 (FFT) 中。

[0011] 然而,当在 MIMO 通信系统中进行 CDD 和由接收器进行同步处理时(即,当将不同延迟量应用于要从两个或更多个发射天线发送的各个分组时),出现了多个相关峰。因此,如果通过对接收分支的相关值求平均或加权平均获取同步定时,则取决于信道或接收环境,错误检测概率可能增大。

[0012] 可以推测,在多径衰落的影响下,接收器端利用两个或更多个天线接收的信号电平存在大的差异。因此,如果每个接收分支适用于最小或最大接收增益,则极大的动态范围对于随后的接收操作是必要可少的。

## 发明内容

[0013] 本发明人已经识别出允许适当地接收受 CDD 支配和聚束发射的分组的杰出的无线通信装置、无线通信方法和计算机程序。

[0014] 本发明人还已经识别出允许根据前置码的相关处理从以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组中获取适当同步定时的杰出的无线通信装置、无线通信方法和计算机程序。

[0015] 本发明人已经进一步识别出允许缩小接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组必不可少的动态范围的杰出的无线通信装置、无线通信方法和计算机程序。

[0016] 本发明就是鉴于上面的情况作出的。

[0017] 按照本发明的第一实施例,提供了接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的无线通信装置,它包括:

[0018] 多个接收分支:

[0019] 同步处理单元,用于独立地为各个接收分支检测同步定时;和

[0020] 信号处理单元,用于为各个接收分支进行同步定时之后的解码处理和其它类型处理。

[0021] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0022] 当同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理为各个接收分支检测同步定时时,同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步。相反,对于自相关结果未超过阈值的接收分支,将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收

分支的数量)。

[0023] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0024] 当同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理为各个接收分支检测同步定时,同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步。相反,对于自相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由自相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收分支的数量)。

[0025] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0026] 当同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的互相关处理为各个接收分支检测同步定时,同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的互相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步。相反,对于互相关结果未超过阈值的接收分支,将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收分支的数量)。

[0027] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0028] 当同步处理单元通过关于接收到的分组的前置码间隔的时间波形的重复部分的互相关处理为各个接收分支检测同步定时,同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的互相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步。相反,对于互相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由互相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收分支的数量)。

[0029] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0030] 当同步处理单元通过关于接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找并且互相关处理在核实分组寻找之后检测精细同步定时,在 X 个或更多个接收分支的自相关结果超过阈值的条件下分组寻找得到核实(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收分支的数量)。

[0031] 在按照本发明第一实施例的无线通信系统中,可以按如下配置同步处理单元:

[0032] 当同步处理单元通过关于接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找并且互相关处理在核实分组寻找之后检测精细同步定时,同步处理单元在 X 个或更多个接收分支的互相关结果超过阈值的条件下确定达到了分组同步。相反,对于互相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由互相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时(X 是 1 或更大的整数,但不超过接收分支的数量)。

[0033] 按照本发明第一实施例的无线通信系统进一步包括独立地对每个接收分支进行增益控制的增益控制器。

[0034] 按照本发明的第二实施例,提供了接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的无线通信装置,它包括:

[0035] 多个接收分支;

[0036] 增益控制器,用于独立地对每个接收分支进行增益控制;和

[0037] 信号处理单元,用于在允许增益控制器独立地对每个接收分支进行增益控制的有限动态范围内进行随后的解码处理和其它类型处理。

[0038] 在按照本发明第二实施例的无线通信系统中,事先存储增益控制器进行增益控制时接收分支之间的设置增益比,并且当取决于似然性,对每个接收分支的各种估计值求平均或加权平均时,考虑接收分支之间的固定增益比地获取最终估计值。

[0039] 按照本发明的第三实施例,提供了在含有多个接收分支的无线通信装置中接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的无线通信方法,它包括如下步骤:

[0040] 进行其中独立地为每个接收分支检测同步定时的同步处理;和

[0041] 进行其中将独立地为每个接收分支检测的同步定时用在同步处理之后的解码处理和其它类型处理中的信号处理。

[0042] 按照本发明的第四实施例,提供了在含有多个接收分支的无线通信装置中接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的无线通信方法,它包括如下步骤:

[0043] 进行其中独立地增益控制每个接收分支的增益控制;和

[0044] 进行其中随后在允许增益控制步骤独立地对每个接收分支进行增益控制的有限动态范围内进行随后的解码处理和其它类型处理的信号处理。

[0045] 按照本发明的第五实施例,提供了进行在含有多个接收分支的无线通信装置中接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的计算机处理的具有计算机可读格式的计算机程序,该计算机程序包括:

[0046] 允许计算机起独立地为每个接收分支检测同步定时的同步处理单元作用的程序指令;和

[0047] 允许计算机起将同步处理单元独立地为每个接收分支检测的同步定时用在同步处理之后的解码处理和其它类型处理中的信号处理单元作用的程序指令。

[0048] 按照本发明的第六实施例,提供了进行在含有多个接收分支的无线通信装置中接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组的计算机处理的具有计算机可读格式的计算机程序,该计算机程序包括:

[0049] 允许计算机起独立地对每个接收分支进行增益控制的增益控制器作用的程序指令;和

[0050] 允许计算机起随后在允许增益控制步骤独立地对每个接收分支进行增益控制的有限动态范围内进行随后的解码处理和其它类型处理的信号处理单元作用的程序指令。

[0051] 按照本发明第五和第六实施例的每种计算机程序被定义成以计算机可读方式描述的那一种,以便可以在计算机上实现预定处理。

[0052] 换句话说,将按照本发明第五和第六实施例的每种计算机程序安装在计算机中,在计算机上发挥它们有利的协同作用,从而获得与按照本发明任何一个实施例的每个无线通信装置相同的操作和效果。

[0053] 按照本发明的任何实施例,可以提供可以适当地接收应用 CDD 和进行聚束发射的分组的杰出的无线通信装置和无线通信方法和计算机程序。

[0054] 按照本发明,可以提供可以根据前置码的相关处理从对于每个发射分支应用不同延迟量的发射分组中获得适当同步定时的杰出的无线通信装置和无线通信方法和计算机程序。

[0055] 按照本发明,可以提供可以缩小接收对于每个发射分支应用不同延迟量的发射分组必不可少的动态范围的杰出的无线通信装置和无线通信方法和计算机程序。

[0056] 按照本发明第一、第三和第五实施例的任何一个,当接收对于各个发射分支应用延迟量不同地发射的分组时,在每个接收分支的适当同步定时达到分组同步。

[0057] 另外,按照上面第一实施例的变体,当 X 个或多个接收分支的自相关结果超过阈值时,同步处理单元确定达到了分组同步,而对于自相关结果未超过阈值的接收分支,将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

[0058] 另外,按照上面第一实施例的变体,当 X 个或多个接收分支的自相关结果超过阈值时,同步处理单元确定达到了分组同步。对于自相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由自相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将自相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

[0059] 另外,按照上面第一实施例的变体,当 X 个或多个接收分支的互相关结果超过阈值时,同步处理单元确定达到了分组同步,而对于互相关结果未超过阈值的接收分支,将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

[0060] 另外,按照上面第一实施例的变体,当 X 个或多个接收分支的互相关结果超过阈值时,同步处理单元确定达到了分组同步。对于互相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由互相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

[0061] 另外,按照上面第一实施例的变体,同步处理单元通过关于接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找。另外,互相关处理在核实分组寻找之后检测精细同步定时。此时,当 X 个或多个接收分支的自相关结果超过阈值时,分组寻找得到核实。

[0062] 另外,按照上面第一实施例的变体,同步处理单元通过关于接收到的分组中的前置码间隔的时间波形的重复部分的自相关处理进行分组寻找。另外,互相关处理在核实分组寻找之后检测精细同步定时。此时,当 X 个或多个接收分支的互相关结果超过阈值时,同步处理单元确定达到了分组同步。另外,对于互相关结果未超过阈值的接收分支,在聚焦由互相关结果超过阈值的接收分支获得的同步定时的同时定义的峰检测窗内将互相关值的峰值或最大值确定为同步定时。

[0063] 而且,按照第一实施例的另一种变体,第二、第四和第六实施例的任何一个,当接收以关于各个发射分支而不同的延迟量发射的分组时,对每个接收分支进行 AGC,并且可以缩小像接收信号的数字转换那样的随后接收操作必不可少的动态范围。

[0064] 按照上面第二实施例的变体,事先存储增益控制器进行增益控制时接收分支之间的设置增益比,并且当取决于似然性,对每个接收分支的各种估计值求平均或加权平均时,考虑接收分支之间的固定增益比地获取最终估计值。

[0065] 通过参数如后所述的本发明的实施例和附图详细描述本发明将使本发明的进一步目的、特征和优点变得清楚。

#### 附图说明

[0066] 图 1 是例示具有无线通信功能的计算机的示范性配置的示意性块图;



[0067] 图 2 是例示通信单元 12 上的发射器的示范性配置的示意性块图,其中发射器进行 MIMO 通信;

[0068] 图 3 是例示通信单元 12 上的接收器的示范性配置的示意性块图,其中接收器进行 MIMO 通信;

[0069] 图 4 是每个接收分支的 RF(射频)单元 230 的示范性配置的示意性块图;

[0070] 图 5 是例示 IEEE 802.11n 规定的传统模式中的分组格式的示意性块图;

[0071] 图 6 是例示 IEEE 802.11n 规定的 MM 模式中的分组格式的示意性块图;

[0072] 图 7 是例示传统前置码的配置的示意性块图;

[0073] 图 8 是例示 HT-SIG 字段的数据结构的示意图,其中图 8A 示出了 HT-SIG1 和图 8B 示出了 HT-SIG 2;

[0074] 图 9 是例示来自四个发射分支的不同延迟量 ( $\Delta \times 1$ 、 $\Delta \times 2$ 、 $\Delta \times 3$  和  $\Delta \times 4$ ) 的 CDD 信号的相关峰的例子波形图;

[0075] 图 10 是例示四个接收分支接收通过多径信道传递的上述 CDD 信号获得的示范性输出相关峰的波形图,其中图 10A ~ 图 10D 示出了各个接收分支 #1 ~ #4 的不同波峰;

[0076] 图 11 是例示通过自相关处理使检测同步的电路的示范性配置的示意性块图;

[0077] 图 12 是例示通过互相关处理使检测同步的电路的示范性配置的示意性块图;

[0078] 图 13 是例示同步处理单元 224 的示范性内部配置的示意性块图;

[0079] 图 14 是例示根据相关处理的结果为各个接收分支检测同步定时的处理过程的一个例子的流程图;

[0080] 图 15 是例示根据相关处理的结果为各个接收分支检测同步定时的处理过程的另一个例子的流程图;

[0081] 图 16 是例示如何按照如图 15 所示的处理过程确定在定义同步定时的时刻超过阈值的同步定时的波形图,其中图 16A 示出了超过阈值的接收到的分组 #1 的峰,而图 16B 例示了未超过阈值的接收到的分组 #2 的峰;

[0082] 图 17 是例示同步处理单元 224 的示范性内部配置的示意性块图,其中组合地使用通过自相关处理的分组寻找和通过随后互相关处理的精细同步定时检测;和

[0083] 图 18 是例示数字域控制 AGC 放大器 303 的控制环路的示范性配置的示意图。

## 具体实施方式

[0084] 在下文中,将参照附图描述本发明的实施例。图 1 是具有无线通信功能的计算机的示范性配置。

[0085] 中央处理单元 (CPU) 1 在操作系统 (OS) 提供的程序执行环境下执行存储在只读存储器 (ROM) 2 和硬盘驱动器 (HDD) 11 中的程序。例如, CPU1 可以执行如后所述对接收到的分组进行同步处理或对它的一部分进行处理的预定程序。ROM 2 存储像开机自检 (POST) 和基本输入 / 输出系统 (BIOS) 的那些那样的程序代码。另外,随机存取存储器 (RAM) 3 用于将存储在 ROM2 或 HDD 11 中的程序装载到 CPU 1 上,以便执行该程序或在临时执行时临时保存程序的工作数据。这些结构部件通过直接与本地引线链接的本地总线 4 相互连接。本地总线 4 通过桥接器 5 与像外围部件互连线 (PCI) 那样的输入 - 输出 (I/O) 总线连接。

[0086] 用户操作的输入设备是键盘 8 和定位设备 (譬如,鼠标) 8。显示器 10 可以是液晶

显示器 (LCD) 或阴极射线管 (CRT), 以便以文本和图像形式显示各种类型的信息。

[0087] HDD 11 包括带有作为可换式媒体的内置硬盘的驱动单元, 并且驱动这样的硬盘。该硬盘用于安装像操作系统和各种类型应用程序那样的 CPU 可执行程序 and 存储数据文件等。

[0088] 通信单元 12 是遵从 IEEE 802. 11a/n 等的无线通信接口, 在基础设施模式下起接入点或终端站的作用, 或在特定模式下起与通信范围内的另一个通信终端进行通信的作用。

[0089] 在这个实施例中, 通信单元 12 上的发射器和接收器的每一个都含有多个天线元件, 并采用 MIMO 通信方案实现空间多路复用流。发射分支对多个发射数据进行时空编码, 并且将多路复用数据分配给多个发射天线, 接着将数据发射给信道。另一方面, 接收分支通过该信道, 用多个接收天线接收来自发射分支的信号, 并且对接收信号进行时空解码, 将它们划分成多个发射数据。因此, 接收分支在流之间没有任何串扰地获得原始数据。无需扩展频率范围, MIMO 通信方案可以通过扩展取决于天线数量的发射能力实现通信速度的提高。

[0090] 图 2 例示了通信单元 12 上的发射器的示范性配置, 而图 3 例示了通信单元 12 上的接收器的示范性配置。发射器和接收器两者都进行 MIMO 通信。

[0091] 如图 2 所示的发射器的天线数量 (或发射分支的数量) 是“M”个 (“M”是不小于一 (1) 的整数)。例如, 根据 IEEE 规范, “M”最多四 (4) 个。在下文中, 将描述在进行发射聚束的情况下发射器的示范性配置。

[0092] 数据发生器 100 供应的发射数据受到加扰器 102 加扰, 然后经受编码器 104 的纠错编码。加扰系统和编码系统可以遵从 IEEE 802. 11a 标准下的定义。然后, 将编码信号输入数据分配单元 106 中, 然后分配给每个发射流。

[0093] 在每个发射流中, 发射信号由删除器 108 按照应用于每个流的数据率进行删除 (puncture), 然后由交织器 110 交织。随后, 由映射器 112 将信号映射到具有同相 (I) 和正交相位 (Q) 的 IQ 信号空间, 以获得复基带信号。选择器 111 在适当定时将训练列插入每个交织空间流的发射信号中, 然后将其供应给映射器 112。交织方案扩大了 IEEE 802. 11a 的定义, 以便在多个流之间不进行相同交织。对于映射方案, 可以按照 IEEE 802. 11a 应用 BPSK (二进制相移键控)、QPSK (正交相移键控)、16QAM (正交幅度调制) 或 64QAM。

[0094] 在空间多路复用器 114 中, 例如, 发射权重计算器 114a 通过像奇异值分解 (SVD) 那样的矩阵分解方法从信道矩阵 H 中构建发射聚束矩阵 V。可替代地, 正如在技术上众所周知的那样, 可以从通信伙伴反馈的信道信息中构建发射聚束矩阵 V。发射权重矩阵乘法单元 114b 将把发射流用作它的元素的发射向量乘以这个发射权重矩阵 V, 以便让发射信号聚束。

[0095] 而且, 取代根据信道矩阵 H 进行适当发射聚束, 发射权重矩阵乘法单元 114b 可以进行像发射分支之间的发射定时配有时间滞后标记的循环延迟分集 (CDD) 那样的固定聚束。作为 CDD 的有利特征之一, 当通过不同空间流发射相同或相似信号时, 不形成意想不到的波束。

[0096] 快速傅里叶逆变换单元 (IFFT) 116 将安排在频域中的每个副载波转换成时轴信号。而且, 保护插入单元 118 将保护间隔加入时轴信号中。随后, 数字滤波器 120 进行频

带限制,然后,数模转换器(DAC)122将带限信号转换成模拟信号。RF单元124通过模拟LPF(低通滤波器)从模拟信号中除去所希望频带当中的信号分量,将信号的中心频率升频转换成所希望的RF频带,并且通过功率放大器放大信号的振幅。然后,让处在RF频带上的发射信号从每个发射天线发向空间。

[0097] 而且,如图3所示的接收器的天线数量(或接收分支的数量)是“M”个(“M”是不小于1的整数)。例如,根据IEEE规范,“M”最多四(4)个。如下所述的接收器被设计成接收以关于各个发射分支而不同的延迟量在聚束处理之后发射的分组。

[0098] 首先,在每个接收分支中的RF单元230中模拟处理通过信道到达接收器的数据。

[0099] 图4例示了每个接收分支的RF单元230的示范性配置。如图所示的RF单元230被设计成接收信号的电功率将在AD转换器(如后所述)的动态范围内。换句话说,RF单元230包括低噪放大器(LNA)301、降频转换RF频带中的接收信号的正交解调器(IQ解调器)302、将信号标准化的AGC放大器303、和从信号中除去所希望频带当中的信号分量的模拟低通滤波器(LPF)304。

[0100] AD转换器(ADC)228将模拟接收信号转换成数字信号,然后将数字信号传递给数字滤波器226。随后,在也进行像频率偏移修正和噪声电平(或SNR(信噪比)推测那样几种类型的处理的同步处理单元224中检测同步定时。同步定时的检测通过获取成串地包括在接收到的分组(如后所述)的头部中的已知训练序列的自相关或互相关来进行。

[0101] 在保护除去单元222中,从中除去加入数据发射间隔的头部中的保护间隔。然后,快速傅里叶变换单元(FFT)220将时轴信号转换成频轴信号。接着的校准单元218将各个接收分支的接收信号乘以校准系数,以便校正接收分支之间相位和振幅的失衡,其中失衡校正在数字部分(未示出)中进行。

[0102] 空分单元216对空间多路复用接收信号进行空分处理。具体地说,信道矩阵估计部分216a从每个接收分支接收的激发信道矩阵的训练列中构建估计信道矩阵H。可以将估计信道矩阵H作为反向信道矩阵传递给发射器的发射权重计算器114a。另外,用于天线接收权重矩阵的乘法部分(下文称为接收权重计算器)216b根据信道矩阵估计部分216a获得的信道矩阵H计算天线接收权重矩阵W。天线接收权重计算器216b将把每个接收流作为它的元素的接收向量乘以天线接收权重矩阵W,以对空间多路复用信号进行空间解码,从而为每个流获得独立信号列。

[0103] 信道均衡电路214对每个流的信号列进行其余频率偏移校正和信道跟踪。逆映射器212在IQ信号空间上逆映射接收信号,去交织器210进行去交织,并且扩展器(depuncture)208以预定数据率进行扩展。

[0104] 数据合成单元206组合多个接收流形成单个流。进行与发射方执行这个合并过程的数据划分完全相反的操作。并且,在解码器204中,在根据似然性信息进行纠错之后,由解扰器202解扰和由数据获取单元200获取接收数据。

[0105] 接着,描述用在通信系统中的分组格式。IEEE 802.11n的PHY(物理)层配有高吞吐量(HT)传输模式(下文称为“HT模式”)。在这种模式中,包括调制方法和/或编码方法的传输方法(调制和编码方案:MCS)完全不同于IEEE 802.11a/g的传输方法。另外,PHY层配有在与IEEE 802.11a/g的那些相同的分组格式和频区中进行数据发射的操作模式(下文称为“传统模式”)。并且,将HT模式划分成两种不同操作模式。一种与支持IEEE

802.11a/g 的已知终端（下文称为“传统终端”）兼容，被称为“混合模式（MM）”，而另一点也不与传统终端兼容，被称为“绿视野（green field ;GF）”。

[0106] 传统模式和 MM 模式下的分组格式分别显示在图 5 和图 6 中。然而，在每个图中，单个 OFDM 码元预先假定为 4 微秒。用在如图 5 所示的传统模式中的分组（下文称为“传统分组”）的格式完全与 IEEE 802.11a/g 的格式相同。传统分组的首标部分含有传统前置码。也就是说，传统前置码包括：包括为寻找分组而提供的已知 OFDM 码元的传统短训练字段（L-STF）；包括为进行同步获取和均衡而提供的已知训练码元的传统长训练字段（L-LTF）；和写入传输速率和 / 或数据长度的传统信号字段（L-SIG）。随后，发射有效负载（数据）。

[0107] 而且，如图 6 所示的分组的的首标部分（下文称为“MM 分组”）包括：以与用于 IEEE 802.11a/g 的格式完全相同的格式生成的传统前置码；以通常用于 IEEE 802.11n 的格式（下文称为“HT 格式”）生成的随后前置码（下文称为“HT 前置码”）；和数据部分。在 MM 分组中，以 HT 格式形成与传统分组中的 PHY 有效负载对应的部分。递归地，可以以 HT 格式提供 HT 前置码和 PHY 有效负载。

[0108] HT 前置码包括 HT-SIG、HT-STF 和 HT-LTF。HT-SIG 描述像有关用于 PHY 有效负载（PSDU）的 MCS 和 / 或有效负载数据长度的信息那样，理解 HT 格式所需的信息。另外，HT-STF 包括为改善 MIMO 系统中的自动增益控制（AGC）而提供的训练码元。而且，HT-LTF 包括为在接收器中对经过空间调制（映射）的每个输入信号进行信道估计而提供的训练码元。

[0109] 而且，当使用至少两个传输分支进行 MIMO 通信时，对于为接收信号进行空间分离的每个发射 / 接收天线，接收器不得不通过进行信道估计来获取信道矩阵。因此，将发射器设计成以时分方式将 HT-LTF 从每个发射天线发射到接收器。随后，按照空间流数量加入至少一个 HT-LTF 字段。

[0110] 在 MM 分组中提供的传统前置码以与传统分组的前置码的格式完全相同的格式生成和以传输方案传输，以便传统终端可以解码传统前置码。另一方面，跟在 HT 前置码后面的 HT-格式部分以传统终端不支持的传输方法传输。传统终端解码包括在 MM 分组的传统前置码中的 L-SIG。然后，传统终端读取显示不将 MM 分组交给自身的信息、数据长度信息等。传统终端设置适当长度的网络分配向量（NAV）、发射等待时间间隔，以避免冲突。其结果是，MM 分组可以达到与传统终端兼容。

[0111] 图 7 例示了传统前置码的配置。对于传统前置码的头部，含有 8.0 微秒的短前置码间隔（STF：短训练字段）和 8.0 微秒的长前置码间隔（LTF：长训练字段）。短前置码间隔由以成串方式发射十个短前置码码元  $t_1 \sim t_{10}$ ，或重复发射 10 次的短训练序列（STS）形成。长前置码间隔由在 1.6 微秒的保护间隔 GT2 之后重复两次发射两个长前置码码元 T1 ~ T2 的长训练序列（LTS）形成。

[0112] 一般说来，接收器可以通过获取在 STF 中重复出现的已知短训练序列 STS 之间的自相关和寻找自相关的绝对值（或它的平方值）超过预定阈值来确定同步定时（粗略的）。一般说来，接收器使用  $0.8 \mu s$ （微秒）的四个 STS 码元设置接收器的 AGC 增益和校正 DC 偏移，并且使用其余六个 STS 码元进行频率偏移估计和校正、分组检测和粗略定时检测。例如，将分组检测用作触发，并且将其余前置码间隔用于进行定时检测、频率偏移测量、数字增益控制等（参见，例如，日本已公布专利申请第 2004-221940 号（第 0158 ~ 0164 段和图 29））。另外，确定与 L-STF 之后的 L-LTF 间隔中的已知信号的互相关，然后根据所得波峰检

测同步定时（精细的）。

[0113] 图 8 例示了 HT-SIG 字段的数据结构。如图所示, HT-SIG 字段由两个 OFDM 码元, 即, HT-SIG 1 (图 8A) 和 HT-SIG 2 (图 8B) 构成, 描述包括用于 PHY 有效负载 (PSDU) 的 MCS (如后所述)、有效负载的数据长度等的解释 HT 格式所需的信息。不论使用 MM 分组还是 GF 分组, 写入 HT-SIG 字段中的信息的细节是完全相同的。而且, 不论使用 MM 分组还是 GF 分组, 包括 HT-SIG 字段的前置码部分被安排成将编码率为 1/2 的 BPSK 调制用于传统前置码和 HT 前置码二者。如上所述的低数据速率的使用保证了进行分组接收所需的处理和 / 或信息通知。

[0114] 在 MIMO 通信中, 当通过不同空间流发射相同或相似信号时, 可能形成意想不到的波束。由于这个原因, 如上所述, 采用从每个发射天线发射时差信号的方法, 即, CDD。

[0115] 按照 IEEE 802. 11n, 除了根据 HT 分组 (HT-SIG 1) 的头部中控制信息的第 1 码元中调制和编码方案 (MCS) 的值, 获取有关要应用于 HT 字段的传输方法的信息之外, 还可以像下述那样规定空间流的数量  $N_{ss}$ 。

[0116] 如果空间流使用相同调制方案, MCS 值和空间流数量  $N_{ss}$  如下:

[0117] MCS 0 ~ 7 =>  $N_{ss} = 1$

[0118] MCS 8 ~ 15 =>  $N_{ss} = 2$

[0119] MCS 16 ~ 23 =>  $N_{ss} = 3$

[0120] MCS 24 ~ 31 =>  $N_{ss} = 4$

[0121] 如果空间流使用相互不同的它们各自调制方案, MCS 值和空间流数量  $N_{ss}$  如下:

[0122] MCS 33 ~ 38 =>  $N_{ss} = 2$

[0123] MCS 39 ~ 52 =>  $N_{ss} = 3$

[0124] MCS 53 ~ 76 =>  $N_{ss} = 4$

[0125] 而且, 按照下面的表 1 和表 2, 可以针对 MM 分组的传统前置码部分和 HT 格式部分的每一个, 从空间流的数量  $N_{ss}$  中识别各发射天线之间的发射定时的延迟量 (循环移位值)。

[0126] 表 1:

[0127]

传统部分的发射定时的延迟量				
发射分支的数量	发射分支#1的延迟量	发射分支#2的延迟量	发射分支#3的延迟量	发射分支#4的延迟量

[0128]

1	0 ns	-	-	-
2	0 ns	-200 ns	-	-
3	0 ns	-100 ns	-200 ns	-
4	0 ns	-500 ns	-100 ns	-150 ns

[0129] 表 2:

[0130]

HT 部分的发射定时的延迟量				
空间流 的数量	流#1 的延迟量	流#2 的延迟量	流#3 的延迟量	流#4 的延迟量
1	0 ns	-	-	-
2	0 ns	-400 ns	-	-
3	0 ns	-400 ns	-200 ns	-
4	0 ns	-400 ns	-100 ns	-600 ns

[0131] 例如,当使用两个空间流进行 MIMO 通信时,传统前置码部分中的第二空间流包括相对于第一空间流延迟量为 -200 纳秒 (ns) 的时差信号。

[0132] 然而,当利用 CDD 的信号(即,对于每个发射天线延迟量不同的信号)在接收器中经受同步处理时,将出现多个相关峰。因此,如果通过对接收分支的相关值求平均或加权平均获得同步定时,取决于信道或接收环境,错误检测概率可能增大。

[0133] 另外,由于多径衰落,接收器通过多个天线接收的信号电平可能存在显著差异。因此,如果每个接收分支适用于最小或最大接收增益,则极大的动态范围对于随后的接收操作是必不可少的。

[0134] 图 9 例示了来自表示在如上所述的表 1 的最下行中的四个发射分支的延迟量不同 ( $\Delta \times 1$ 、 $\Delta \times 2$ 、 $\Delta \times 3$  和  $\Delta \times 4$ ) 的 CDD 信号的相关峰的例子。

[0135] 另外,图 10 例示了四个接收分支接收通过多径信道传递的上述 CDD 信号获得的示范性输出相关峰。具体地说,图 10A ~ 10D 例示了在各个接收分支 #1 ~ #4 中获得的不同输出相关峰。如图所示,通过实际 MIMO 通信路径传递的信号的相关值对于各个接收分支具有不同相关峰。如果各个接收分支的相关峰的相位相互显著不同,则对接收分支的相关值求平均或加权平均是无效的。

[0136] 另一方面,本发明人考虑过,如果在各接收分支之间在相关峰的相位方面存在大的不同,则通过独立地检测同步定时达到检测精度的改进。然而,即使对于每个接收分支同步定时不同地进行处理,也与在各个接收分支中使用公共同步定时的情况完全一样,对随后的接收处理没有什么实质性效果。

[0137] 图 11 例示了安排在每个接收分支中、通过相关处理使检测同步的电路的示范性配置。如图所示的例子被设计成使用 L-STF 间隔进行自相关处理,但不局限此。

[0138] 延迟单元 601 以成串加入分组的头部中的已知训练序列的重复周期性间隔保持接收信号,并且输出这样的信号作为延迟信号。复共轭单元 602 对这个延迟信号取复共轭。乘法器单元 603 按已知训练序列的重复周期性间隔 (0.8 微秒) 进行接收信号和延迟信号之间的复共轭相乘。

[0139] 求平均单元 604 针对预定移动平均部分计算从乘法器单元 603 输出的乘积的移动平均,以求出自相关值。随后,判断单元 606 找出自相关值超过预定阈值时刻的分组。其结果是,获得同步定时。

[0140] 这里,当同步处理单元 224 使用前置码间隔上的时间波形的已知训练序列进行相关处理时,如果预定 X 个接收分支的自相关结果超过阈值,确定达到了分组同步 (“X”是 1 或更大的整数)。在未超过阈值的接收分支的情况下,可以将作为峰值或最大值的自相关值确定为同步定时。

[0141] 可替代地,当预定 X 个接收分支的自相关结果超过阈值时,同步处理单元 224 确定达到了分组同步。然而,在未超过阈值的接收分支的情况下,形成相对于超过阈值的分支的同步定时在  $\pm y$ [样本] 内的峰检测窗,并且可以将作为峰值或最大值的自相关值确定为同步定时。

[0142] 而且,图 12 例示了安排在每个接收分支中、通过相关处理使检测同步的电路的示范性配置。如图所示的例子被设计成使用 L-LTF 间隔进行互相关处理,但不局限此。

[0143] 延迟单元 701 由多个延迟元件构成,这些延迟元件分别具有等效于样本周期的延迟时间,并且相互串联,从而总共提供定时估计时间段的延迟时间。另一方面,前置码保持单元 700 保持按标准定义的已知训练序列 LTS 的模式。因此,在延迟单元 701 的每个延迟元件中每个样本地延迟接收信号样本,然后将每个延迟信号乘以保持在前置码保持单元 700 中的模式。合计单元 703 求和相乘结果求出内积,从而获得互相关值。而且,峰检测单元 704 输出互相关函数的峰位作为接收分支中的同步定时。

[0144] 这里,当同步处理单元 224 使用前置码间隔上的时间波形的已知训练序列进行相关处理时,如果预定 X 个接收分支的互相关结果超过阈值,确定达到了分组同步 (“X”是 1 或更大的整数)。在未超过阈值的接收分支的情况下,可以将作为峰值或最大值的互相关值确定为同步定时。

[0145] 可替代地,当预定 X 个接收分支的互相关结果超过阈值时,同步处理单元 224 确定达到了分组同步。然而,在未超过阈值的接收分支的情况下,形成相对于超过阈值的分支的同步定时在  $\pm y$ [样本] 内的峰检测窗,并且可以将作为峰值或最大值的互相关值确定为同步定时。

[0146] 如图 3 所示的 MIMO 接收器被设计成同步处理单元 224 可以在 AD 转换之后从来自各个接收分支的接收信号中检测同步定时。在这个实施例中,如图 13 所示,同步处理单元 224 包括并行地为各个分支安排的如图 11 或图 12 所示的相关算术部分 801。总结部分 802 根据来自各个相关算术部分 801 的输出(根据相关结果超过阈值的接收分支的数量)确定是否达到了分组同步。

[0147] 图 14 例示了代表在如图 13 所示的同步处理单元 224 中根据相关处理的结果为各个接收分支检测同步定时的处理过程的一个例子的流程图。在同步处理单元 224 中,为各个接收分支提供的每个相关算术部分 801 相互独立地使用前置码间隔上的时间波形的已知训练序列进行相关处理(步骤 S1)。

[0148] 随后,总结部分 802 确定“N”个接收分支获得的所有相关值是否分别超过阈值(步骤 S2)。

[0149] 如果“N”个接收分支获得的所有相关值未超过阈值(步骤 S2 中的“否定”),启动计时器(步骤 S3)。直到计时器超时(步骤 S4 中的“否定”),让进程返回到步骤 S2 和总结部分 802 继续合计来自各个接收分支的相关值。

[0150] 如果“N”个接收分支获得的所有相关值超过阈值(步骤 S2 中的“肯定”),那么,总结部分 802 设置同步定时(步骤 S6)。在获得同步之后,接收器进行像数据解码那样的随后处理(步骤 S7)。

[0151] 另一方面,如果“N”个接收分支获得的所有相关值未分别超过阈值(步骤 S2 中的“否定”)和计时器已超时(步骤 S4 中的“肯定”),那么,在同步处理单元 224 中放弃对同

步定时的获取。其结果是,有关的接收器返回到初始状态(步骤S5),并且进入等待状态,直到下一个分组到达。

[0152] 换句话说,按照如图 14 所示的处理过程,当各个接收分支计算的所有相关值超过阈值时,同步定时得到证实。

[0153] 图 15 例示了代表在如图 13 所示的同步处理单元 224 中根据相关处理的结果为各个接收分支检测同步定时的处理过程的另一个例子的流程图。

[0154] 在同步处理单元 224 中,为各个接收分支提供的每个相关算术部分 801 相互独立地使用前置码间隔上的时间波形的已知训练序列进行相关处理(步骤 S11)。

[0155] 随后,总结部分 802 确定“N”个接收分支当中的“X”个或更多个接收分支获得的相关值是否超过阈值(步骤 S12)。

[0156] 这里,如果“N”个接收分支当中的“X”个或更多个接收分支获得的相关值未超过阈值(步骤 S12 中的“否定”),启动计时器(步骤 S13)。直到计时器超时(步骤 S14 中的“否定”),让进程返回到步骤 S12 和总结部分 802 继续合计来自各个接收分支的相关值。

[0157] 如果“X”个或更多个接收分支获得的所有相关值超过阈值(步骤 S12 中的“肯定”),那么,总结部分 802 设置同步定时(步骤 S16)。在获得同步之后,接收器进行像数据解码那样的随后处理(步骤 S17)。

[0158] 另一方面,如果获得的相关值超过阈值的接收分支的数量未达到“X”个(步骤 S12 中的“否定”)和计时器已超时(步骤 S14 中的“肯定”),那么,在同步处理单元 224 中放弃对同步定时的获取。其结果是,有关的接收器返回到初始状态(步骤 S15),并且进入等待状态,直到下一个分组到达。

[0159] 换句话说,按照如图 15 所示的处理过程,当一些接收分支计算的相关值超过阈值时,同步定时得到证实。在未超过阈值的接收分支的情况下,可以将作为峰值或最大值的互相关值确定为同步定时。可替代地,如上所述,形成相对于超过阈值的分支的同步定时在  $\pm y$ [ 样本 ] 内的峰检测窗,并且可以将作为峰值或最大值的互相关值确定为同步定时。而且,在图 16 中示出了如何确定未超过阈值的接收分支的同步定时。

[0160] 在上面的描述中,在同步处理单元 224 中,关于每个接收分支,根据相关处理,或自相关处理(图 11)或互相关处理(图 12)之一,进行同步定时的检测。可替代地,可以使用这些类型的处理的组合进行同步定时的检测,以便通过自相关处理进行粗略同步定时的检测(找出分组),然后通过互相关处理进行精细同步定时的检测。这里,找到分组就启动后面的互相关处理。

[0161] 图 17 例示了组合地使用通过自相关处理的分组寻找和通过随后互相关处理的精细同步定时检测的同步处理单元 224 的示范性内部配置。

[0162] 同步处理单元 224 包括用于各个接收分支的自相关算术部分 1201 和用于各个接收分支的互相关算术部分 1203。自相关算术部分 1201 使用 L-STF 间隔上的时间波形的已知训练序列进行自相关处理。互相关算术部分 1203 使用 L-LTF 间隔上的时间波形的已知训练序列进行互相关处理。

[0163] 第一总结部分 1202 根据各个接收分支的自相关值的总结结果为分组寻找核实识别信号。例如,当预定 X 个接收分支的自相关结果超过阈值时,可以为分组寻找核实识别信号。



[0164] 另外,响应核实的识别信号启动用于每个接收分支的互相关算术部分 1203,然后,用于每个接收分支的互相关算术部分 1203 使用 L-LTF 部分的时间波形的 LTS 进行互相关处理。

[0165] 而且,第二总结部分 1204 根据各个接收分支的互相关值的总结结果进行精细定时的检测。例如,当预定 X 个接收分支的互相关结果超过阈值时,同步处理单元 224 确定达到了分组同步。然而,在未超过阈值的接收分支的情况下,形成相对于超过阈值的分支的同步定时在  $\pm y$ [ 样本 ] 内的峰检测窗。然后,将作为峰值或最大值的互相关值确定为同步定时。

[0166] 而且,与检测同步定时的情况完全一样,可以独立地对每个接收分支进行 AGC 控制,以克服由于多径衰落,最小和最大接收增益在各接收分支之间可能存在显著差异的问题。与在所有接收分支中共同进行 AGC 控制的情况相比,抑制 AD 转换器的动态范围的效果是值得期待的。

[0167] 图 18 是数字域控制 AGC 放大器 303 的控制环路的示范性配置。在这个实施例中,在每个接收分支中进行例示在该图中的 AGC 控制。

[0168] 接收信号由 AD 转换器 (ADC) 228 转换成数字信号,然后受到增益控制。增益控制器 1301 根据接收信号的振幅计算 AGC 放大器中的放大率。从接收信号的振幅中计算接收功率。由数模转换器 (DAC) 1302 将数字信号重新转换成模拟信号。然后,通过模拟低通滤波器 (LPF) 1303 传递模拟信号。随后,使信号反馈到 AGC 放大器 303。然而,如果 AGC 增益是固定的,那么,增益控制器 1302 中止所有处理,并且保持以前输出的用于增益控制的输出信号。

[0169] 当在每个接收分支中独立地进行增益控制时,与在所有接收分支中共同进行 AGC 控制的情况相比,抑制 AD 转换器的动态范围的效果是值得期待的。

[0170] 然而,随后的解码处理应该保持分支的增益比。也就是说,事先存储进行 AGC 时接收分支之间的设置增益比。当取决于似然性,对每个接收分支的各种估计值求平均或加权平均时,考虑固定增益比地获取最终估计值。

[0171] 例如,对分支之间的增益的考虑是如下计算所必不可少的:

[0172] (1) 信道矩阵信息和它的逆矩阵信息;和

[0173] (2) 噪声电平、SNR 和似然性信息的求平均处理。

[0174] 如上所述,我们已经参照特定实施例详细说明了有关本发明的情况。然而,显而易见,本领域的普通技术人员可以不偏离本发明要旨地完成这个实施例的修正和替代。

[0175] 尽管主要描述了适用于 IEEE 802. 11n, 即, IEEE 802. 11 的扩展标准的实施例,但本发明的要旨不局限于此。本发明可类似地应用于采用 MIMO 通信系统的各种无线通信系统。

[0176] 无线通信系统的例子包括基于如下标准的移动 WiMax (全球微波互通): IEEE 802. 16e、作为面向移动高速无线通信标准的 IEEE 802. 20、使用 60GHz (毫米波) 频带的高速无线 PAN (个人局域网) 标准、允许使用 60GHz (毫米波) 频带的无线发射的不可压缩 HD (高清晰度) 图像的发射的无线 HD 和第四代 (4G) 蜂窝式电话。

[0177] 总之,本发明不应该用实例化的形式表示,并且说明书的内容不应该限制性地解释。为了确定本发明的要旨,应该考虑权利要求。

[0178] 本发明包含与公开在 2008 年 10 月 10 日向日本专利局提交的日本优先权专利申请 JP 2008-263960 中的主题有关的主题,特此全文引用以供参考。

[0179] 本领域的普通技术人员应该明白,视设计要求和其它因素而定,可以作出各种各样的修改、组合、分组合和变更,它们都在所附权利要求书或其等效物的范围之内。

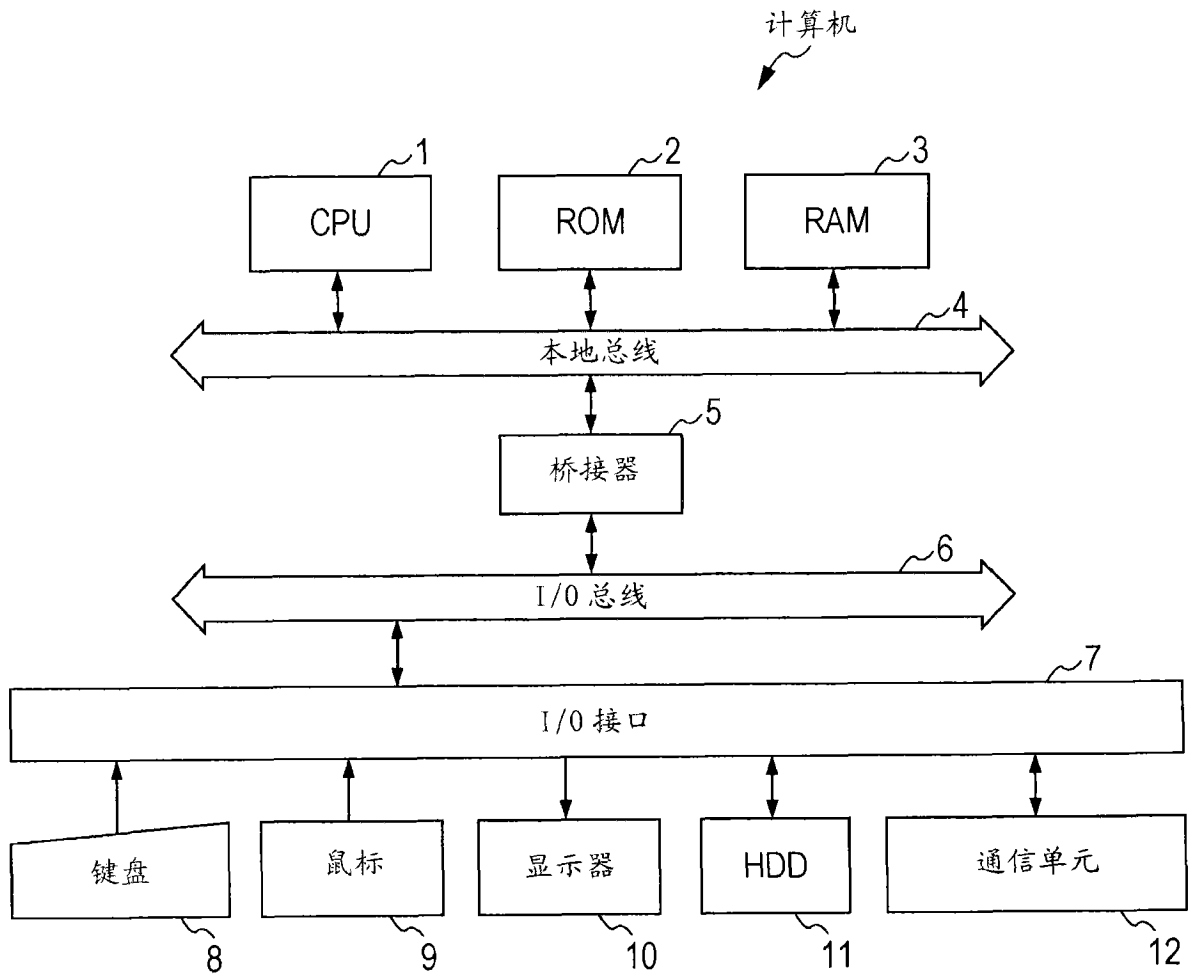


图 1

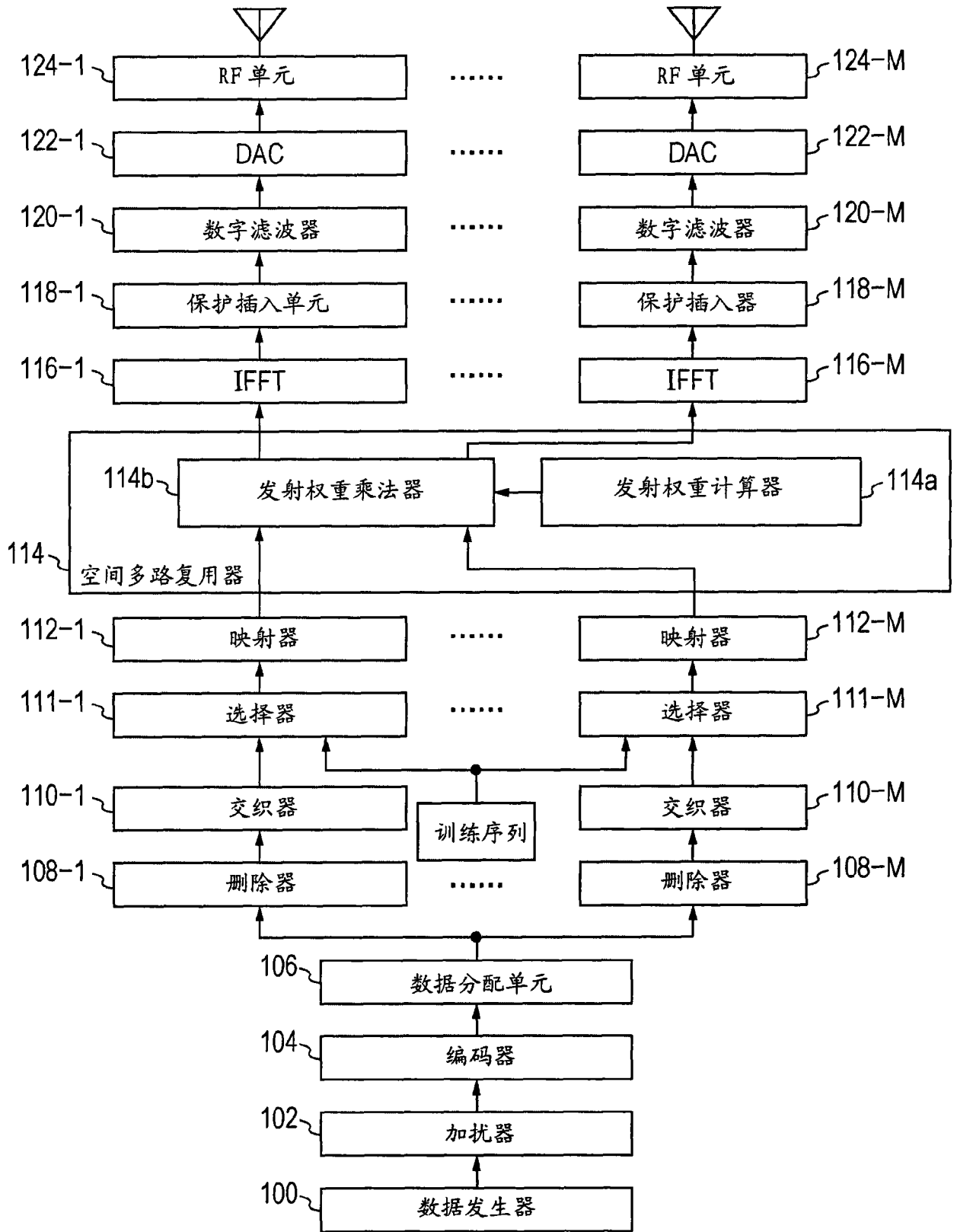


图 2

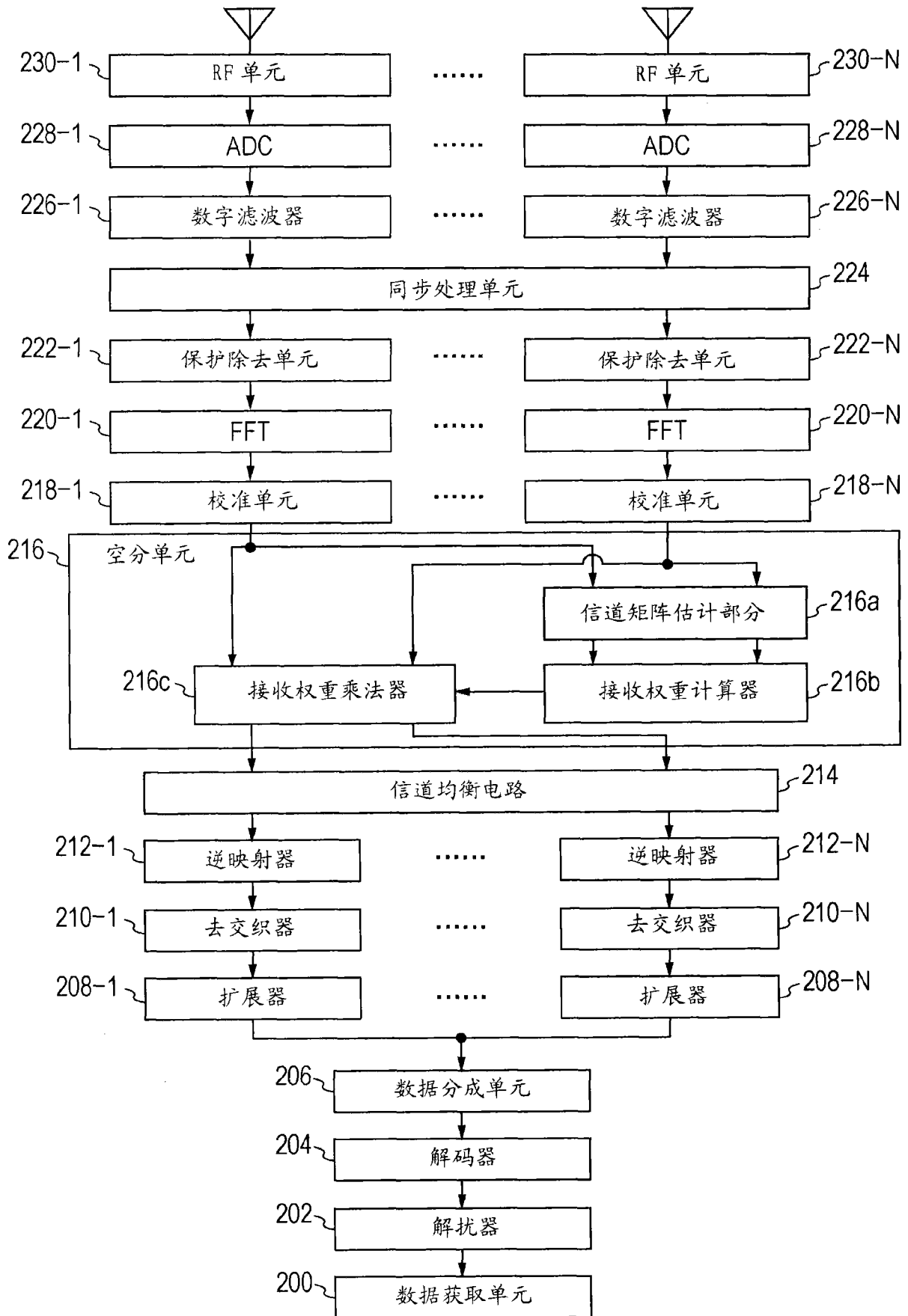


图 3

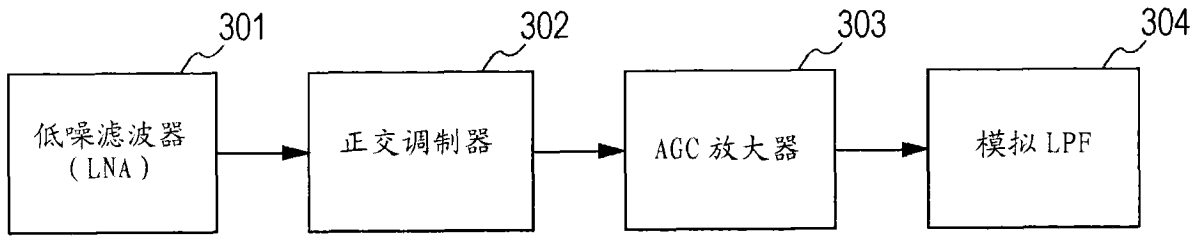


图 4

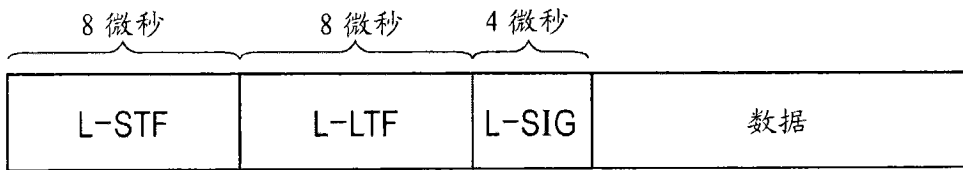


图 5

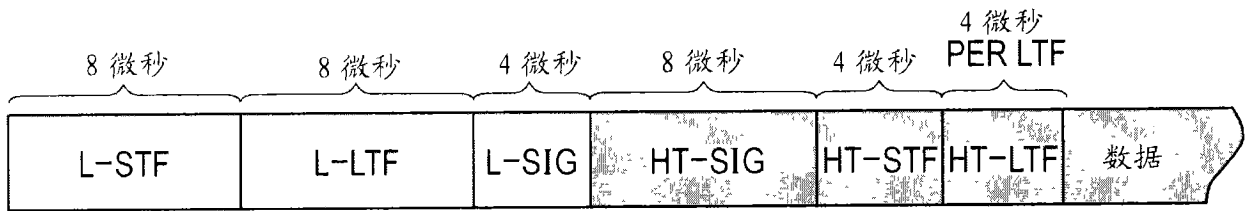


图 6

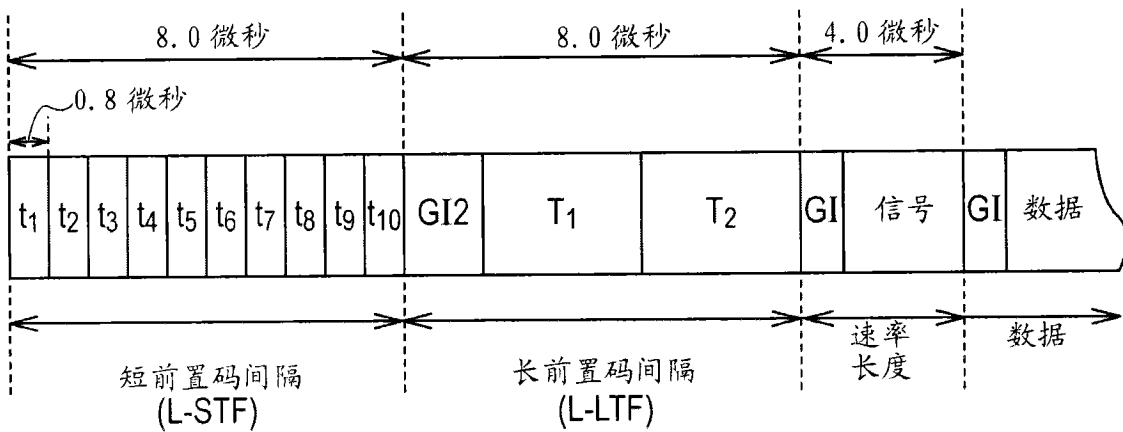


图 7

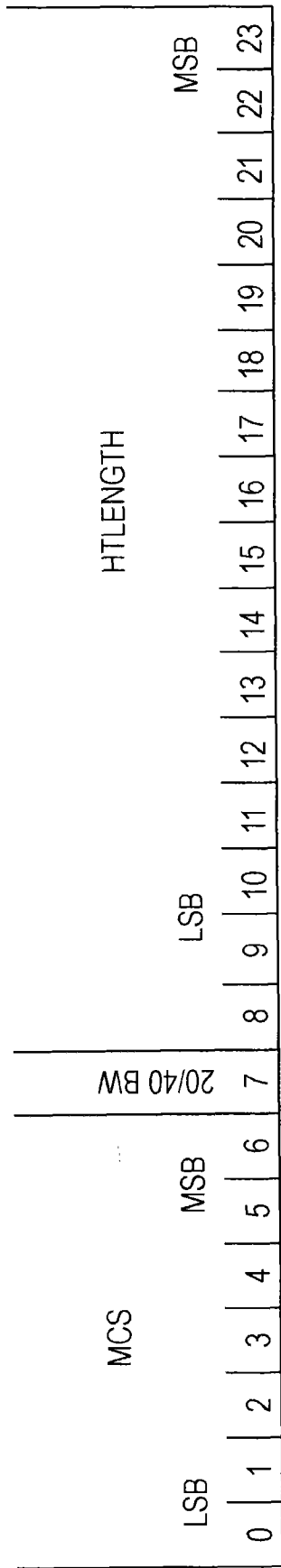


图 8A

HT-SIG1

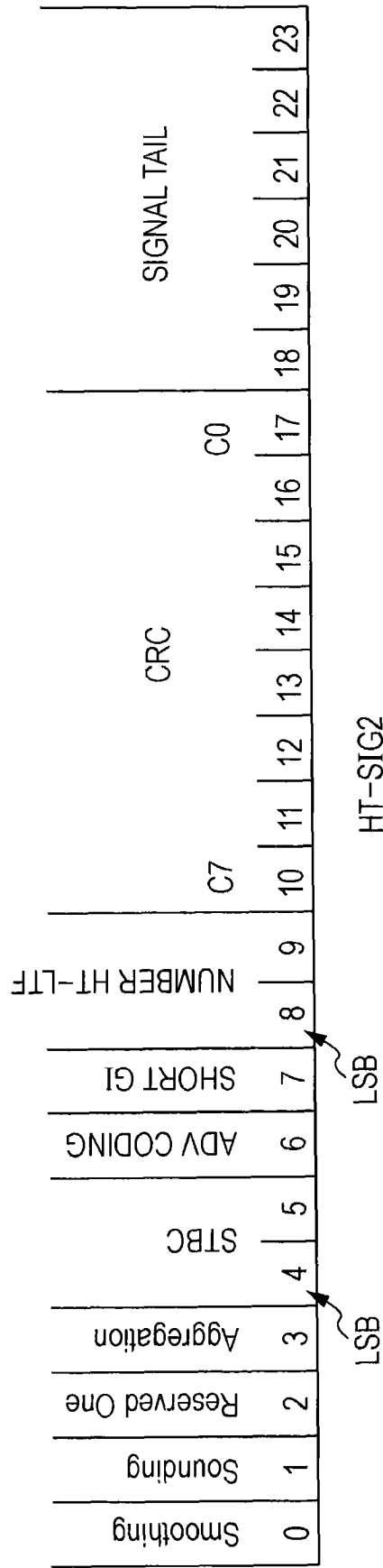


图 8B

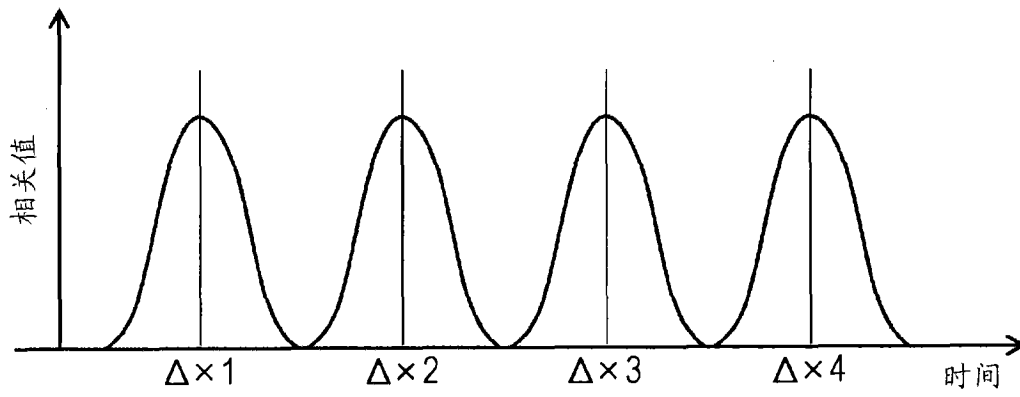


图 9

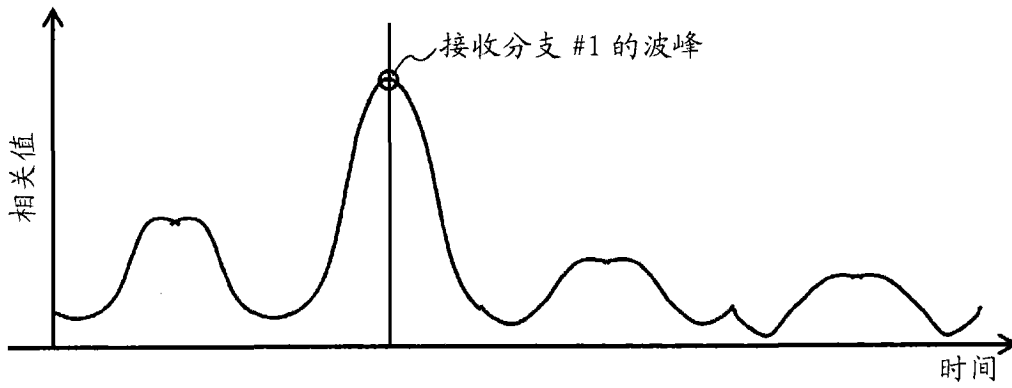


图 10A

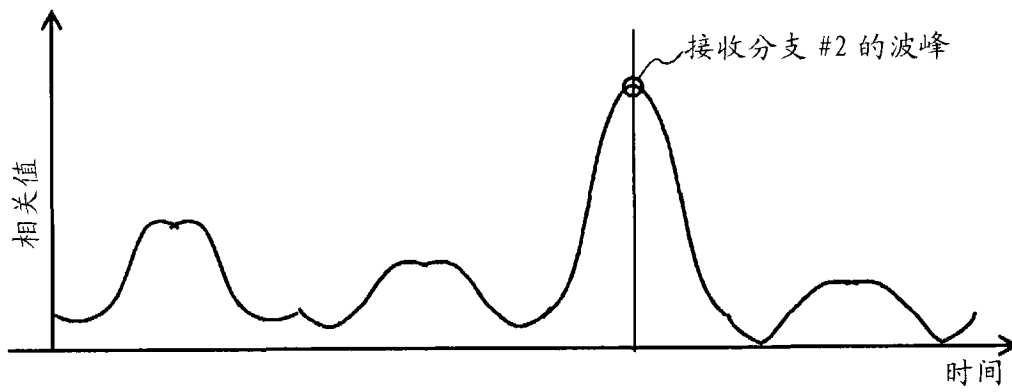


图 10B



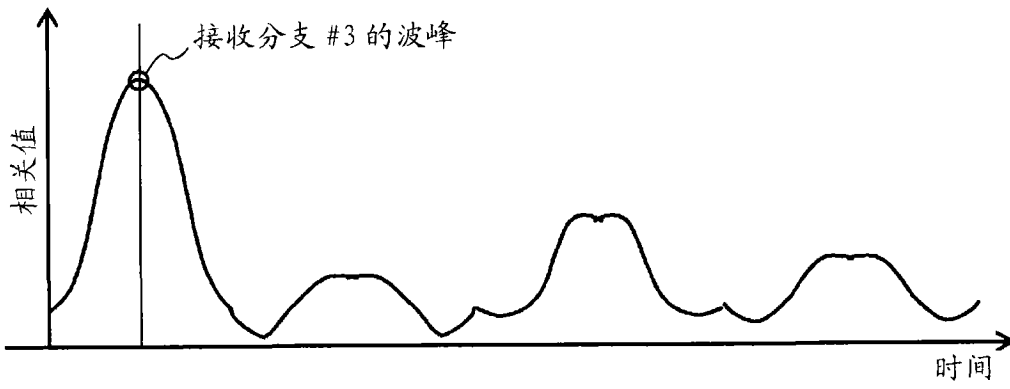


图 10C

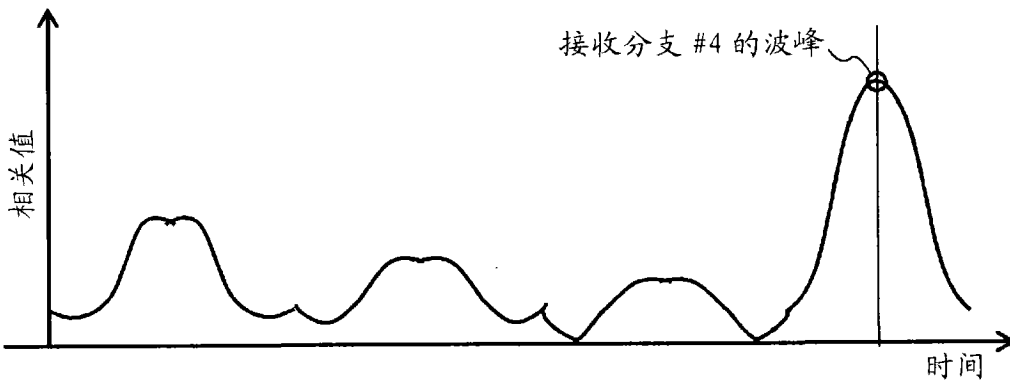


图 10D

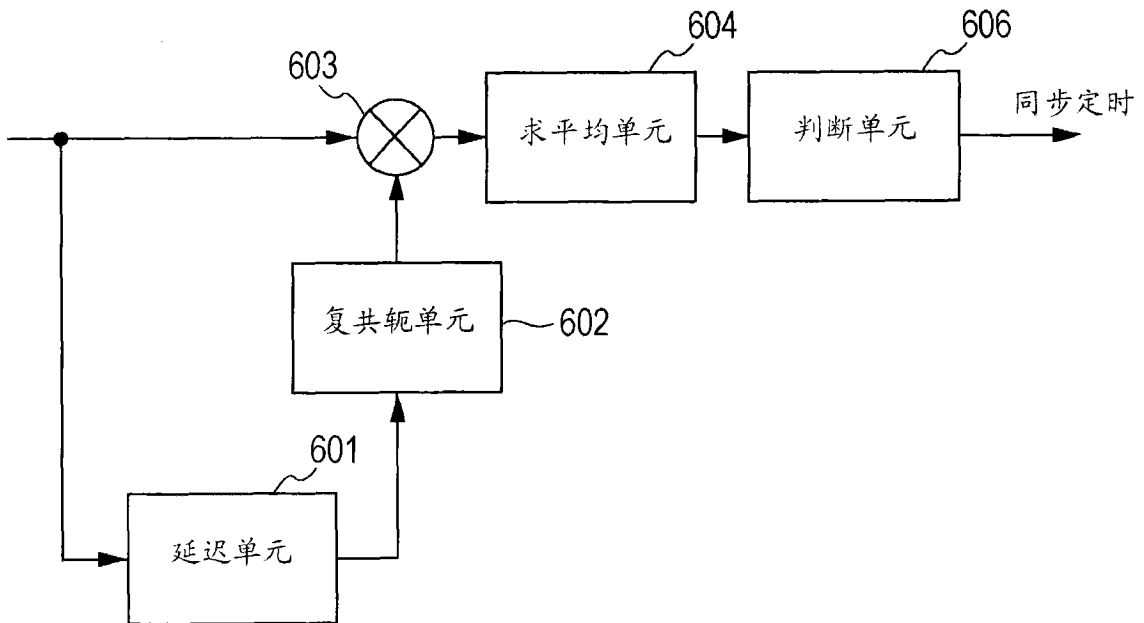


图 11

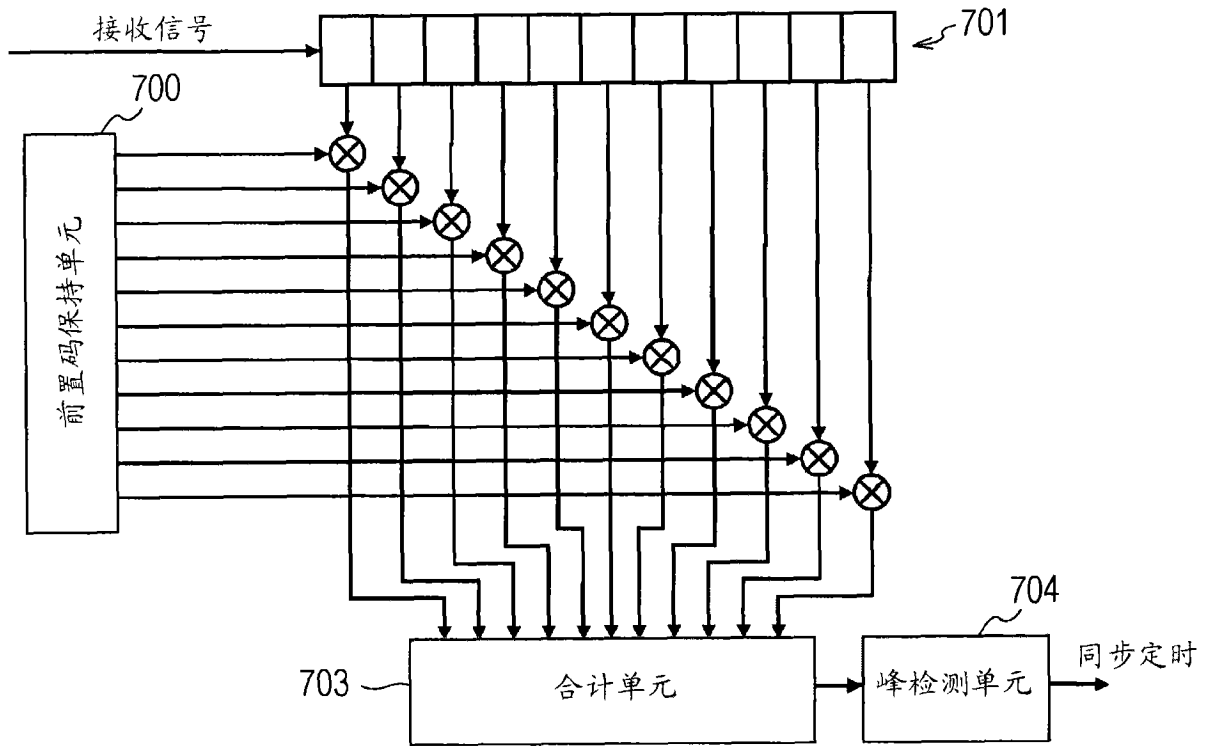


图 12

每个接收分支的接收信号

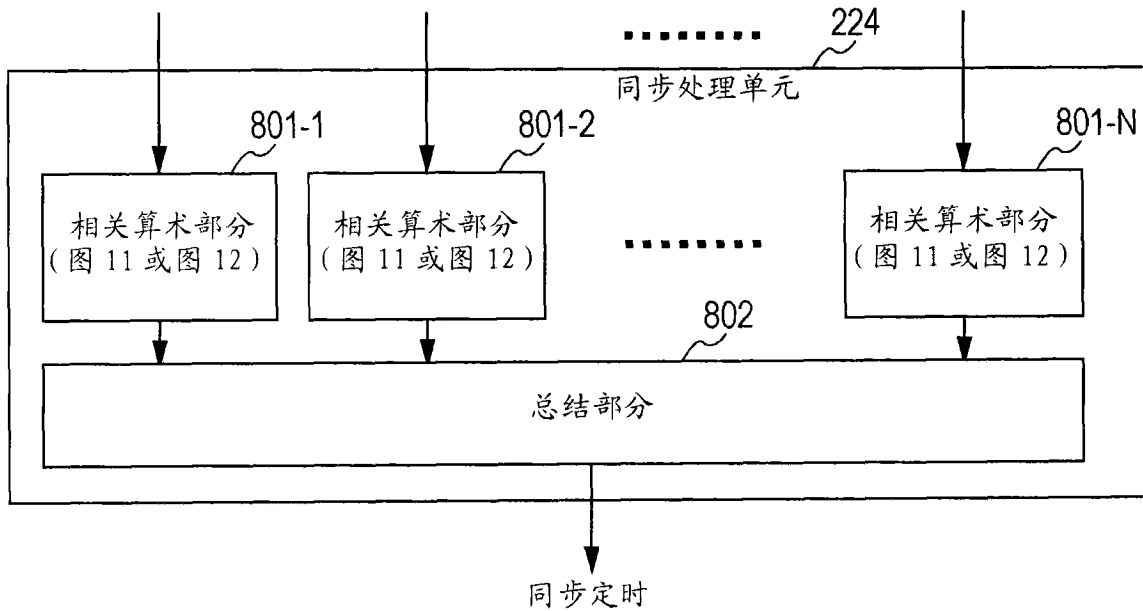


图 13

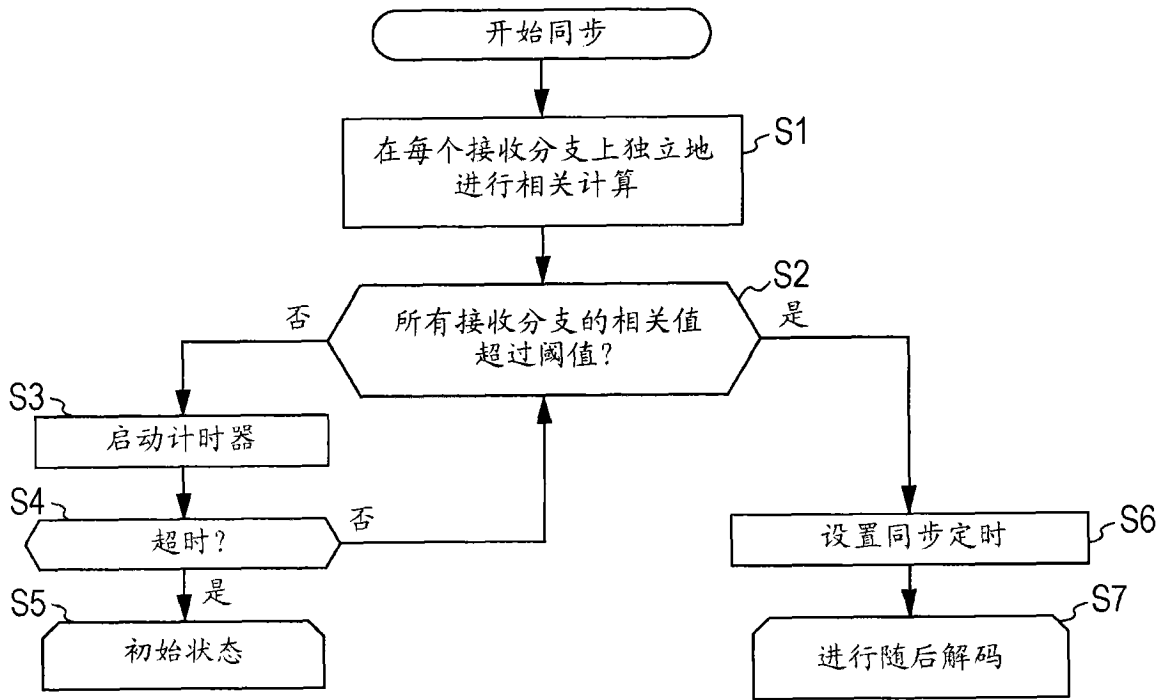


图 14

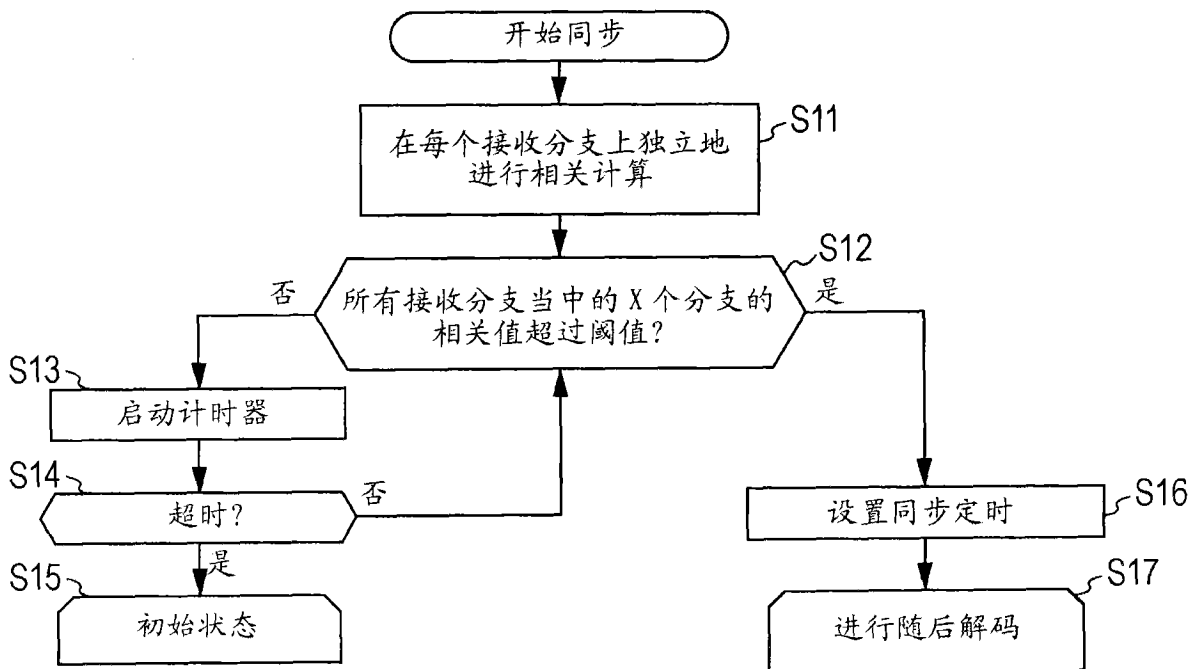


图 15

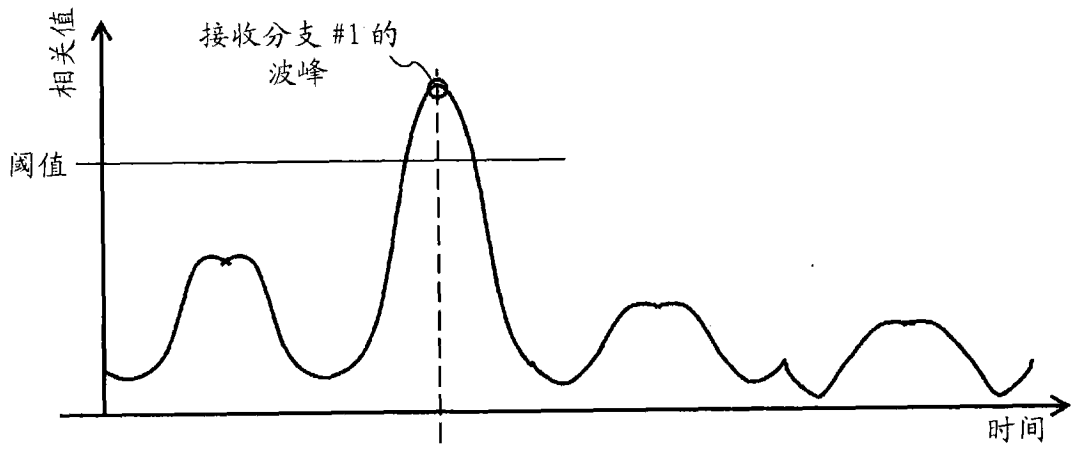


图 16A

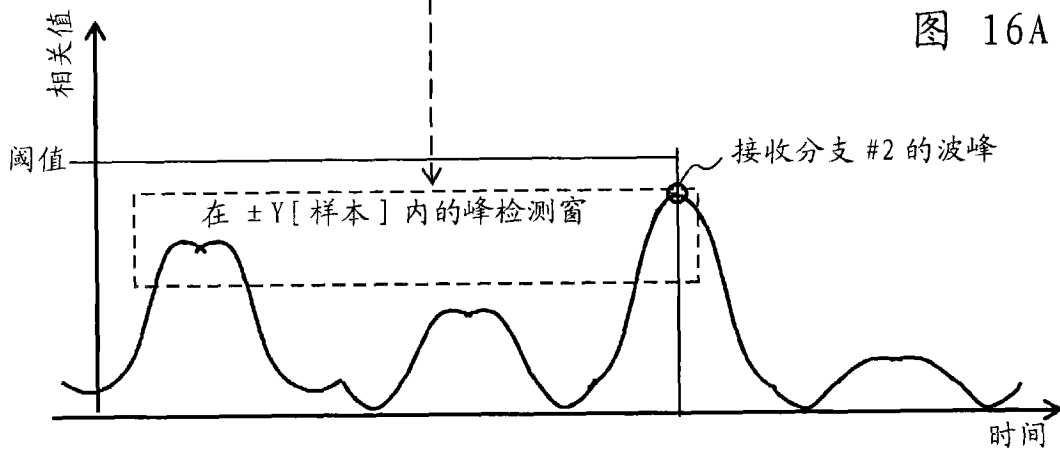


图 16B

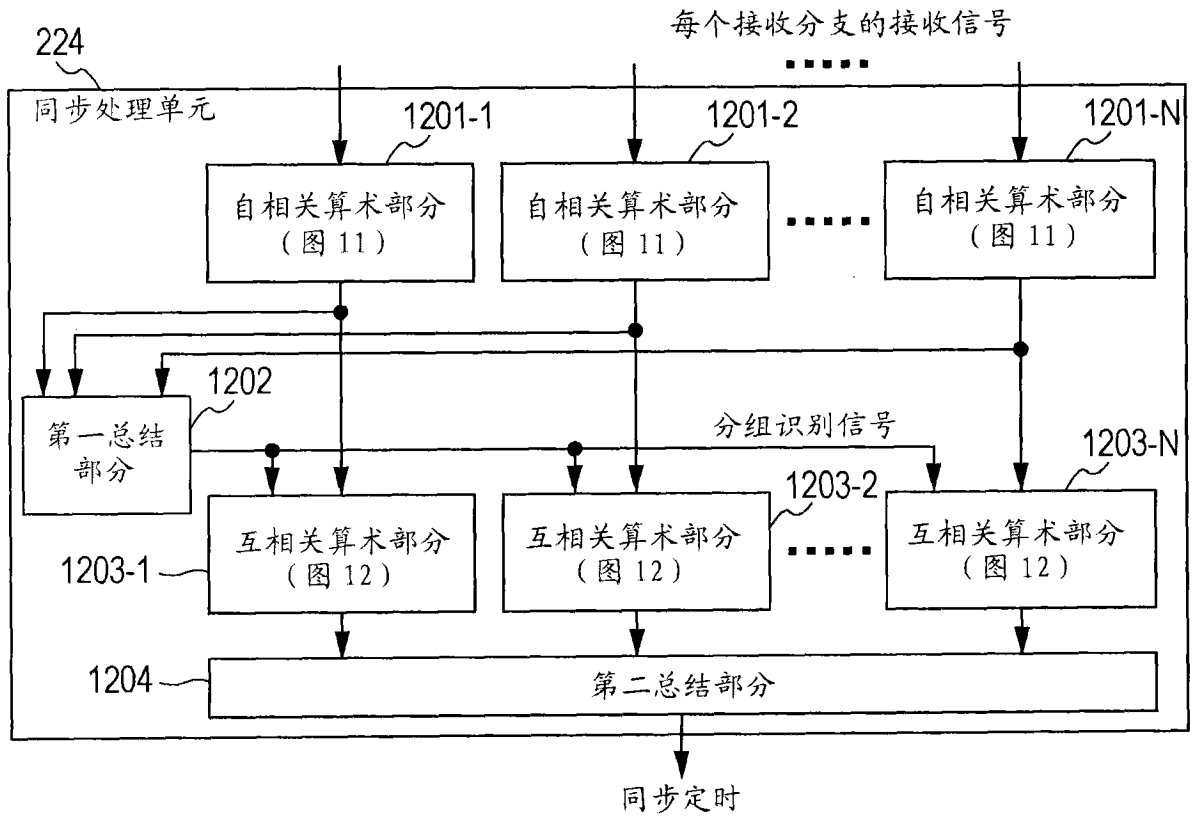


图 17

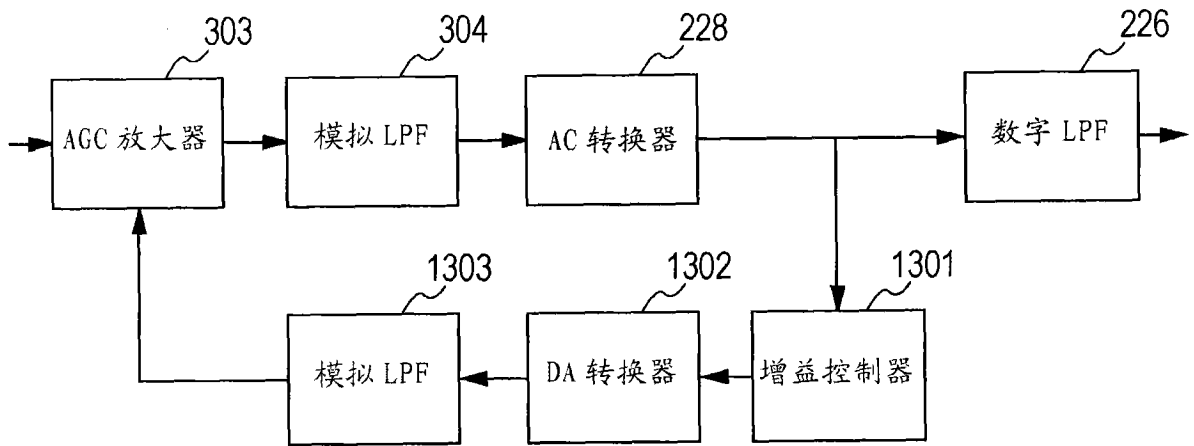


图 18