



# (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101164309 B

(45) 授权公告日 2015. 04. 08

(21) 申请号 200680012947. 8

(22) 申请日 2006. 03. 09

(30) 优先权数据

60/660, 717 2005. 03. 10 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2007. 10. 18

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2006/008798 2006. 03. 09

(87) PCT国际申请的公布数据

W02006/099241 EN 2006. 09. 21

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 B·沃斯尔杰 A·曼特里瓦迪

林福韵 R·维加严 M·M·王

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 钱慰民

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1278127 A, 2000. 12. 27, 全文.

CN 1455533 A, 2003. 11. 12, 全文.

CN 1574820 A, 2005. 02. 02, 全文.

EP 1416693 A2, 2004. 05. 06, 说明书第 16 段、第 17 段、第 20 段、第 22 段、第 23 段、第 49-52 段, 及说明书附图 1、附图 2、附图 9、附图 2 (a).

CN 1161121 A, 1997. 10. 01, 全文.

审查员 王刚

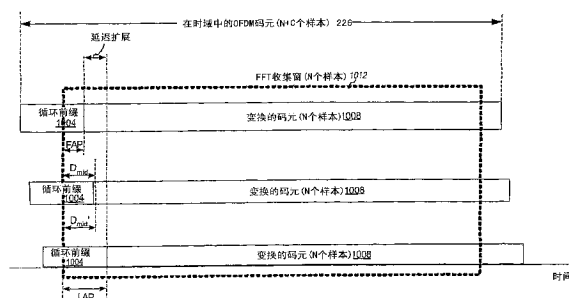
权利要求书2页 说明书19页 附图16页

## (54) 发明名称

放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法和  
设备

## (57) 摘要

本发明公开了一种用于定位用于傅里叶变换函数的收集窗的方法。接收第一正交频分复用 (OFDM) 码元和第二 OFDM 码元。第一 OFDM 码元包括多个频分多路复用 (FDM) 的码元。第一 OFDM 码元由延迟扩展、第一到达路径 (FAP)、或者最后到达路径 (LAP) 中的至少两个来表征。信道位置是从信道脉冲响应估计的。选择相对于信道位置的点。在选择的点上, 定位用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始。做为替代, 如果延迟扩展小于预定的长度, 在相对于信道位置的第一位置上, 使用第一算法选择点。如果延迟扩展大于预定的长度, 在相对于信道位置的第二位置上, 使用第二算法选择该选择的点。



1. 一种用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,该方法包括:

接收第一正交频分复用 OFDM 码元和第二 OFDM 码元,其中第一 OFDM 码元包括多个频分复用(FDM)的码元,并且由第一到达路径 FAP、最后到达路径 LAP 或者延迟扩展中的至少两个来表征;

从信道脉冲响应估计信道位置;

选择相对于信道位置的点;以及

在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始,其中:

如果延迟扩展小于预定的长度,在相对于信道位置的第一位置上选择该点,其中所述第一位置是所述第一 OFDM 码元的延迟扩展的中点,或位于用于 FAP 至 LAP 的循环前缀的交集内;以及

如果延迟扩展大于预定的长度,在相对于信道位置的第二位置上选择该点,其中所述第二位置被选择成使得收集窗被放置在从对应于所述 FAP 的循环前缀的估计的结束之前预定距离处。

2. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中第一和第二 OFDM 码元每个对应于多个载波。

3. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中第一和第二位置是不同的。

4. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,进一步包括步骤:使用多个 FDM 码元从第一 OFDM 码元确定信道脉冲响应。

5. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中预定的距离大约是循环前缀的长度的 5%。

6. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中所述预定长度小于用于第一 OFDM 码元的循环前缀的长度。

7. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中所述预定长度大于用于第一 OFDM 码元的循环前缀的长度的一半。

8. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,进一步包括步骤:从信道脉冲响应中精选低于预定阈值的信道抽头。

9. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,还包括引入将被用于放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的搜索窗口。

10. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中收集窗用于捕获将来的信道估计。

11. 根据权利要求 1 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法,其中如果延迟扩展小于预定的长度,则在所述循环前缀的交集的第一位置大约是用 FAP 至 LAP 的循环前缀的交集的中间位置。

12. 一种用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,该接收机包括:

用于经由通信信道接收第一 OFDM 码元和第二 OFDM 码元的装置,其中第一 OFDM 码元由延迟扩展、第一到达路径 FAP 或者最后到达路径 LAP 中的至少两个来表征;

用于从信道脉冲响应估计信道位置的装置;

用于选择相对于信道位置的点的装置;以及

用于在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始装置,其中:

如果延迟扩展小于预定的长度,在相对于信道位置的第一位置上选择该点,其中所述第一位置是所述第一 OFDM 码元的延迟扩展的中点,或位于用于 FAP 至 LAP 的循环前缀的交集内;以及

如果延迟扩展大于预定的长度,在相对于信道位置的第二位置上选择该点,其中所述第二位置被选择成使得收集窗被放置在从对应于所述 FAP 的循环前缀的估计的结束之前预定距离处。

13. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中:第一和第二位置是不同的。

14. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,进一步包括用于使用多个 FDM 码元确定信道脉冲响应的装置。

15. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中预定的距离大约是循环前缀长度的 5%。

16. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中所述预定长度小于用于第一 OFDM 码元的循环前缀的长度。

17. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中所述预定长度大于用于第一 OFDM 码元的循环前缀的长度的一半。

18. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,进一步包括用于从信道脉冲响应中精选低于预定阈值的信道抽头的装置。

19. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中收集窗用于捕获将来的信道估计。

20. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中预定的距离大约是循环前缀的长度的 24 个样本。

21. 根据权利要求 12 的用于放置用于傅里叶变换函数的收集窗的接收机,其中第一位置大约位于用于 FAP 至 LAP 的循环前缀的交集的中间位置。

## 放置用于傅里叶变换函数的收集窗的方法和设备

[0001] 根据 35 U.S.C. § 119 的优先权申明

[0002] 该申请要求 2005 年 3 月 10 日提交的美国临时申请序列号 60/660,717 的权益并且是该临时申请的非临时申请,其被转让给在此的转让人,并因此为了所有目的整体上通过引用而被明确地结合于此。

### 技术领域

[0003] 本发明一般地涉及数据或话音通信,且更具体地涉及通信系统中的同步。

### 背景技术

[0004] 正交频分复用 (OFDM) 是一种将整个系统带宽有效地划分成多个 (N 个) 正交频率子带的多载波调制技术。这些子带也称为音调 (tone)、子载波、容器 (bin) 及频道。借助于 OFDM, 每个子带与可能调制有数据、导频、或者开销信息的相应子载波相关联。

[0005] 在 OFDM 系统中,发射机处理数据以获得调制码元,并进一步对调制码元执行处理以生成 OFDM 码元。然后发射机调节 OFDM 码元并通过通信信道发送 OFDM 码元。该 OFDM 系统可以利用一种传输结构,借此数据在帧中传输,每帧具有一持续时间。不同类型的数据 (例如:通信量 / 分组数据、开销 / 控制数据、导频等等) 可以在每个帧的不同部分中被发送。术语“导频”一般地指由发射机和接收机双方预先知道的数据和 / 或传输。

[0006] 接收机典型地需要获得精确的帧和 OFDM 码元定时,以便正确地恢复由发射机发送的数据。例如,为了正确地恢复每个帧中发送的不同类型的数据,接收机可能需要知道每个帧的开始。接收机常常不知道每个 OFDM 码元由发射机发送的时间,也不知道由通信信道引入的传播延迟。为了对接收的 OFDM 码元正确地执行互补 OFDM 解调,接收机应当需要确定通过通信信道接收的每个 OFDM 码元的定时。

[0007] 同步指由接收机执行的、以获得帧和 OFDM 码元定时的过程。接收机也可以执行其它的任务,诸如频率误差估计和信道估计。同步可发生在不同的时间,以改进定时和校正信道中的变化。因为在信道中突然的变化是不太可能的,无线系统可以使它们的定时相干地变化。

[0008] 常常信道经历变化的延迟和多径。信号的不同反射或路径可能在不同时间到达接收机并具有不同的大小。衰落影响接收到的信号的大小。延迟扩展是第一个到达路径 (FAP) 和最后到达路径 (LAP) 之间的差。LAP 可能不是接收到的最后一次实际反射,但却是满足某个时间延迟限制和 / 或大小标准的最后一次反射。如果能够正确地估计 FAP 和 LAP 两者,并因此调节 OFDM 码元定时,那么大多数接收到的信号反射可以被建设性地用于数据解调。

### 发明内容

[0009] 在一个方面中,公开了一种用于放置用于分析多载波通信信号的傅里叶变换函数的收集窗的方法。在一个步骤中,接收第一正交频分复用 (OFDM) 码元和第二 OFDM 码元。第一 OFDM 码元包括多个频分复用 (FDM) 的码元。第一 OFDM 码元以由第一到达路径 (FAP)

和最后到达路径 (LAP) 组成为特征。信道脉冲响应是使用多个 FDM 码元确定的。信道位置是从信道脉冲响应估计的。选择相对于信道位置的点,其中该信道位置由 FAP、LAP 或者延迟扩展中的至少两个来表征。在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始。如果延迟扩展小于预定的长度,在相对于信道位置的第一位置上,使用第一算法选择该点。做为替代,如果延迟扩展大于预定的长度,在相对于信道位置的第二位置上,使用第二算法选择该点。第一和第二算法是不同的,且第一和第二位置是不同的。

[0010] 在一个方面中,公开了一种用于放置用于分析多载波通信信号的傅里叶变换函数的收集窗的接收机。该接收机包括:用于接收第一 OFDM 码元和第二 OFDM 码元的装置;用于使用多个 FDM 码元确定信道脉冲响应的装置;用于从信道脉冲响应估计信道位置的装置,其中该信道位置由延迟扩展、FAP 或者 LAP 中的至少两个来表征;用于选择相对于信道位置的点的装置;以及用于在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始的装置。第一 OFDM 码元包括多个 FDM 码元,并且第一 OFDM 码元由 FAP 和 LAP 来表征。如果延迟扩展小于预定的长度,在相对于信道位置的第一位置上,使用第一算法选择该点。做为替代,如果延迟扩展大于预定的长度,在相对于信道位置的第二位置上,使用第二算法选择该点。第一和第二算法是不同的,且第一和第二位置是不同的。

[0011] 在一个方面中,公开了一种用于设置用于分析多载波通信信号的傅里叶变换函数的收集窗的通信设备。该通信设备包括耦合在一起的处理器和存储器。该处理器配置成:接收第一 OFDM 码元和第二 OFDM 码元,其中第一 OFDM 码元由 FAP 和 LAP 来表征;使用多个 FDM 码元从第一 OFDM 码元确定信道脉冲响应;从信道脉冲响应估计信道位置,其中该信道位置由延迟扩展、FAP 或者 LAP 中的至少两个来表征;选择相对于信道位置的点;以及在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始。如果延迟扩展小于预定的长度,在相对于信道位置的第一位置上,使用第一算法选择该点。做为替代,如果延迟扩展大于预定的长度,在相对于信道位置的第二位置上,使用第二算法选择该点。第一和第二算法是不同的,且第一和第二位置是不同的。

[0012] 从在下文中提供的详细描述中本发明的进一步的适用范围将变得明显。应当理解,详细的描述和具体的实例,虽然指示了各种实施例,但意在仅为了举例说明而不是意在对本公开的范围的必要限制。

## 附图说明

[0013] 结合附图描述本公开:

[0014] 图 1 是在正交频分复用 (OFDM) 系统中的基站和无线接收机的实施例的方框图;

[0015] 图 2A、2B 和 2C 是具有递增详细级别的超帧结构的实施例的方框图;

[0016] 图 3 是 OFDM 调制器的实施例的方框图;

[0017] 图 4 是同步和信道估计单元的实施例的方框图;

[0018] 图 5 是 OFDM 码元定时检测器和信道估计器的实施例的方框图;

[0019] 图 6 是码元定时检测器的实施例的方框图;

[0020] 图 7 是时间滤波器单元的实施例的方框图;

[0021] 图 8 是具有 TDM 和 FDM 导频两者的导频传输方案的实施例的图表;

[0022] 图 9A、9B 和 9C 是表示用于具有不同延迟扩展的 OFDM 码元的三个接收信号路径的

实施例的方框图；

[0023] 图 10A 和 10B 是处理信道分布图以确定累积的能量曲线的图表；

[0024] 图 11 是表示在结果信道抽头能量上的定时漂移效应的实施例的图表；

[0025] 图 12 是表示用于可设计的信道布置的搜索窗的实施例的图表；

[0026] 图 13 是接收机的一部分的实施例的方框图；以及

[0027] 图 14 是用于表征通信信道的方法的流程框图。

[0028] 在附图中，相似的部件和 / 或特征可能具有相同的参考标注。

## 具体实施方式

[0029] 确保的描述仅提供优选的示例性实施例，并不意在限制本发明的范围、应用性或者配置。相反地，对优选的示例性实施例的描述将向那些本领域技术人员提供用于实现本发明的优选的示例性实施例的描述。应当理解可以在元件的功能和安排上进行各种不同的变化，而不脱离如附随的权利要求阐述的本发明的精神和范围。

[0030] 在下列描述中给出具体细节，以提供对实施例的全面理解。然而，本领域普通技术人员将会理解在没有这些具体详细的描述的条件下实施例是可以实现的。例如，为了不会在不必要的细节中使实施例不清楚，电路可能以方框图的方式来示出。在其它情况下，可以在没有不必要的细节的条件下示出已知的电路、过程、算法、结构和技术，以避免使得实施例不清楚。

[0031] 同样，注意到实施例可以被描述为过程，过程被描述为流程框图、流程图、数据流程图、结构框图、或者方框图。尽管流程框图可以以顺序过程描述操作，但是许多操作可以并行地或者同时执行。另外，操作的顺序可以重新安排。当过程的操作完成时该过程终止，但是过程可以具有没有包括在图中的额外的步骤。过程可以对应于种方法、一函数、程序、子例程、子程序等。当过程对应于函数时，其终止对应于该函数返回到调用函数或者主函数。

[0032] 而且，如在此描述的，术语“存储介质”可以代表用于存储数据的一个或者多个设备，包括只读存储器 (ROM)、随机存取存储器 (RAM)、磁 RAM、磁心存储器、磁盘存储介质、光存储介质、闪存设备和 / 或其它用于存储信息的机器可读介质。术语“机器可读介质”包括但是不限于便携的或固定的存储设备、光存储设备、无线信道和各种能够存储、包含或者承载指令和 / 或数据的其它介质。

[0033] 此外，实施例可以由硬件、软件、固件、中间件、微码、硬件描述语言、或它们的任何组合来实现。当由软件、固件、中间件或微码实现时，执行必要任务的程序码或码段可以被保存在诸如存储介质的机器可读介质中。处理器可以执行必要的任务。码段或者机器可执行指令可以代表过程、函数、子程序、程序、例程、子例程、模块、软件包、类、或者指令、数据结构或程序语句的任何组合。码段可以通过传递和 / 或接收信息、数据、自变量、参数或者存储器内容被连接到另一个码段或者硬件电路。信息、自变量、参数、数据等可以通过任何适当的手段，包括存储器共享、消息传递、令牌传递、网络传输等被传递、转发、或者发送。

[0034] 在此描述的同步技术可以用于各种多载波系统、用于下行链路以及上行链路和用于广播系统。下行链路（或前向链路）指从基站到无线接收机的通信链路，上行链路（或反向链路）指从无线接收机到基站的通信链路。为了清楚起见，这些技术在下面被描述为

针对正交频分复用 (OFDM) 或正交频分多址 (OFDMA) 系统中的下行链路。导频检测结构很好地适合于广播系统,但是也可以用于非广播系统。在广播拓扑中,前向链路化将由单个基站发送并由若干无线接收机接收。在一个实施例中,前向链路可以使一些信道专门用于单个无线接收机、多个无线接收机的子集或者所有无线接收机。

[0035] 揭示了一种在 OFDM 系统中初始捕获之后用于定时同步的改进的方法和系统。精细定时捕获 (Fine timing acquisition, FTA) 可能优于在该公开中描述的数据模式时间跟踪 (data mode time tracking, DMTT) 的性能。基于时分复用 (TDM) 导频 1 处理的初始时间捕获的结果是一个粗略的定时估计。该粗略的定时估计提供有关超帧的开始的信息,并给出 TDM 导频 2 的开始的粗略估计。借助于利用 TDM 导频 2 结构的进一步的定时估计,接收机估计随后的 OFDM 码元的更加精确的开始位置。该步骤被称为 FTA。

[0036] 一旦做了 FTA,在 DMTT 模式中正在进行的定时校正保持接收机同步,即使信道可能暂时衰落、经历宽范围的延迟扩展、经历新出现的能量聚集或者其它问题。DMTT 可以使用 TDM 或频分复用 (FDM) 导频,但是下面的描述主要涉及 FDM 导频,尽管可适用于 TDM 导频。同步不仅仅涉及为信道检测第一到达路径 (FAP),而且还包括寻找用于 FFT 收集窗的最佳位置以从信道中捕获最有用的能量。在一个实施例中,该过程被设计来成功地处理具有高达 768 码片 (chip) 延迟扩展的 1024 个样本的信道估计。

[0037] 在一个实施例中,DMTT 校正取决于 FAP 位置以及估计的信道延迟扩展  $D$ 。时间跟踪器单元首先找到最大累积能量出现的位置  $T_M$ ,并且存储该最大值  $E_M$ 。接下来,检查到  $T_M$  的左边和右边的累积能量曲线以定位该累积能量下降到低于值  $(1-b)E_M$  的位置,对于某个预定的小于 1 的值  $b$ 。换句话说,在累积能量曲线中的平坦区域的前沿和后沿被定义在检测窗上的累积能量离开其最大值几个百分点 (如 5% 或 3%) 的位置。该百分比定义在该累积能量曲线的最大值周围的一个带。进入该带定义了在该带中的平坦部分的前沿  $T_L$ ,而离开该带定义了该带中平坦部分的后沿  $T_T$ 。该后沿与 FAP 的位置一致,而前沿等于最后到达路径 (LAP) 减去  $N_W$ 。前沿与后沿之间的差等于  $N_W$  减去延迟扩展  $D$ 。因此,延迟扩展可以被计算为  $D = N_W - T_T - T_L$ 。一旦已经计算了 FAP、LAP 或  $D$  中的至少两个,则 DMTT 连同 FFT 收集窗的布局一起被执行。

[0038] 首先参考图 1,示出了在 OFDM 系统 100 中的基站 110 和无线接收机 150 的实施例的方框图。基站 110 通常是固定站,且也可以被称为基站收发机系统 (BTS)、接入点或者某个其它术语。无线接收机 150 可以是固定的或移动的,且也可被称为用户终端、移动站或某个其它术语。无线接收机 150 也可以是便携单元,诸如蜂窝电话、手持设备、无线模块、个人数字助理 (PDA)、电视接收机等等。

[0039] 在基站 110, TX 数据和导频处理器 120 接收不同类型的数据 (例如通信量 / 分组数据和开销 / 控制数据) 并处理 (例如编码、交织和映射调制码元) 接收到的数据以生成数据码元。如在此使用的,“数据码元”是针对数据的调制码元,“导频码元”是针对导频的调制码元,调制码元是针对调制方案 (例如 M-PSK, M-QAM 等) 在信号星座中的点的复数值。导频处理器 120 也处理导频数据以生成导频码元并将数据和导频码元提供给 OFDM 调制器 130。

[0040] 如下所述,OFDM 调制器 130 多路复用数据和导频码元到适当的子带和码元周期,并进一步对多路复用的调制码元执行 OFDM 调制以生成 OFDM 码元。在该实施例中,在频

域中,一个 OFDM 码元由 4096 个调制码元组成,其中每个调制码元有一个子载波。发射机(TMTR)单元 132 将 OFDM 码元转换成一个或多个模拟信号,并进一步调节(例如放大、滤波、上变频等)模拟信号以生成已调信号。然后基站 110 自天线 134 将该已调信号发射到 OFDM 系统 100 中的无线接收机。在针对该实施例的时域中,每个 OFDM 码元周期是  $4096+512+17=4625$  个样本长。

[0041] 在无线接收机 150,来自基站 110 的发射信号由天线 152 接收并被提供给接收机单元 154。接收机单元 154 调节(例如滤波、放大、下变频等)该接收到的信号并将经调节的信号数字化,以获得输入样本流。OFDM 解调器 160 对输入样本执行 OFDM 解调,以获得接收的数据和导频码元。OFDM 解调器 160 借助于信道估计(例如频率响应估计)也对接收的数据码元执行检测(如匹配滤波)以获得检测的数据码元,检测的数据码元是由基站 110 发送的数据码元的估计。OFDM 解调器 160 将检测的数据码元提供给接收(RX)数据处理器 170。

[0042] 如下所述,同步/信道估计单元(SCEU)180 接收来自接收机单元 154 的输入样本并执行同步以确定帧和 OFDM 码元定时。SCEU180 也利用从 OFDM 解调器 160 接收的导频码元导出信道估计。SCEU 180 将 OFDM 码元定时和信道估计提供给 OFDM 解调器 160,并可将帧定时提供给 RX 数据处理器 170 和/或控制器 190。OFDM 解调器 160 利用 OFDM 码元定时以执行 OFDM 解调,并利用信道估计以对接收的数据码元执行检测。

[0043] RX 数据处理器 170 处理(例如码元去映射、去交织、译码等)来自 OFDM 解调器 160 的检测的数据码元,并提供译码数据。RX 数据处理器 170 和/或控制器 190 可以利用帧定时以恢复由基站 110 发送的不同类型的数据。通常地,由 OFDM 解调器 160 和 RX 数据处理器 170 进行的处理分别与在基站 110 的 OFDM 调制器 130 和 TX 数据和导频处理器 120 进行的处理是互补的。

[0044] 控制器 140、190 分别控制在基站 110 和无线接收机 150 的操作。控制器可以是处理器和/或状态机。存储器单元 142、192 分别为由控制器 140 和 190 使用的程序代码和数据提供存储。存储器单元 142、192 可以使用各种类型的存储介质来存储信息。

[0045] 基站 110 可以发送点对点传输到单个无线接收机、组播传输到一组无线接收机、广播传输到其覆盖区域下的所有无线接收机、或者它们的任何组合。例如,基站 110 可以广播导频和开销/控制数据到其覆盖区域下的所有无线接收机。在各种不同的情况和实施例中,基站 110 进一步可以单播发送用户特定的数据到特定的无线接收机、组播数据到一组无线接收机、和/或广播数据到所有无线接收机。

[0046] 关于图 2A、2B 和 2C,示出可以被用于 OFDM 系统 100 的超帧结构 200 的实施例。数据和导频可以在超帧 204 中被传送,其中每个超帧 204 有预定的持续时间。超帧 204 也可以被称为帧、时隙、或者某个其它术语。在该实施例中,每个超帧 204 包括用于第一 TDM 导频的 TDM 导频 1 字段 212、用于第二 TDM 导频的 TDM 导频 2 字段 214、用于开销/控制数据的开销字段 216、以及用于通信量/分组数据的数据字段 218。

[0047] 用于每个超帧 204 的四个字段 212、214、216、218 保持数据。可以使用各种分配方案,例如,突发-TDM、周期-TDM、和/或突发-TDM/FDM。在一个实施例中,也可以安排这四个字段 212、214、216、218 以促进同步和数据恢复。在每个超帧 204 中首先被传输的导频 TDM 码元 212、214 可以被用于在该超帧 204 中接下来被传输的开销字段 216 中的开销 OFDM

码元的检测。另外, TDM 导频字段 212、214 可以被用于 OFDM 信号的定时捕获。然后从开销字段 216 获得的开销信息可以被用于在该超帧 204 中最后传输的数据字段 218 中的通信量 / 分组数据的恢复。

[0048] 在一实施例中, TDM 导频 1 字段 212 承载针对 TDM 导频 1 的一个 OFDM 码元, TDM 导频 2 字段 214 承载针对 TDM 导频 2 的一个 OFDM 码元。通常地, 每个字段可以有任意持续时间, 且各字段可以以任意顺序被安排。在一些实施例中, TDM 导频 1212 和 / 或 TDM 导频 2214 可以在每个超帧 204 中被周期地广播以促进无线接收机的同步。

[0049] 该 OFDM 系统 100 具有 BWMHz 的整个系统带宽, 其利用 OFDM 被分成 N 个正交子带。相邻子带之间的间距是  $BW/N$  MHz。总共 N 个子带中, M 个子带可以被用于导频和数据传输, 其中  $M < N$ , 剩余的  $N-M$  个子带可以不被利用且起到保护子带的作用。在一实施例中, OFDM 系统 100 利用具有总共  $N = 4096$  个子带、 $M = 4000$  个可用子带、和  $N-M = 96$  个保护子带的 OFDM 结构。另外, FDM 导频码元被交织在每个 OFDM 码元 226 中, 例如, 每隔七个子带向数据码元插入一 FDM 导频码元, 这样在保护子带之外有 500 个 FDM 导频码元和 3500 个数据码元可用。通常地, 具有任意总数的子带、任意数目的可用的子带和任意数目的保护子带的任意 OFDM 结构可以被用于 OFDM 系统 100。

[0050] 数据字段 218 包括若干帧 222, 其在图 2B 中被详细描述。在该实施例中, 每个数据字段 218 有四个帧 222, 但不同的实施例可以使用更多或更少的帧。每个帧 222 包括如图 2C 中示出的若干 OFDM 数据码元 226。在一个实施例中, 在考虑到未使用的保护子带和除去的 FDM 导频码元之后, 每个 OFDM 数据码元 226 包括 3500 个数据码元。

[0051] TDM 导频 1 212 和 TDM 导频 2 214 尤其被设计来促进在 OFDM 系统 100 中的无线接收机的同步。无线接收机可以利用 TDM 导频 1 212 来检测每帧的开始, 获得 OFDM 码元定时的粗略估计, 以及估计频率误差。无线接收机可以利用 TDM 导频 2 214 来获得更精确或者精细的定时捕获。交织在数据码元内的 FDM 导频码元可以进一步允许同步定时使信号能量的捕获最优化。具体地, FDM 导频可以被用于信道估计, 而信道估计可以被用于使信号能量的捕获最优化并最终重新调节 OFDM 码元定时。

[0052] 接下来参考图 3, 示出基站 110 的 OFDM 调制器 130 的实施例的方框图。码元 - 子带映射或多路复用器单元 510 接收来自 TX 数据和导频处理器 120 的数据和导频码元, 并基于来自控制器 140 的子带复用控制 (Subband\_Mux\_Ctrl) 信号将这些码元映射到适当的子带。在每个 OFDM 码元周期, 码元 - 子带映射单元 510 在用于数据或导频传输的每个子带上提供一个数据或者导频码元, 并为每个未使用的子带提供“零码元”(其信号值为零)。对于每个 OFDM 码元周期, 码元 - 子带映射单元 510 为总共 N 个子带提供 N 个调制码元, 其中每个调制码元可以是数据码元、导频码元、或者零码元。

[0053] N 点逆离散傅立叶变换 (IDFT) 单元 520 为每个 OFDM 码元周期接收 N 个调制码元, 利用 N 点 IDFT 将这 N 个调制码元变换到时域, 并且提供包含 N 个时域样本的“变换的”码元。每个样本是要在一个样本周期被发送的复数值。如果 N 是 2 的幂, 也可以执行 N 点快速傅立叶逆变换 (IFFT) 来代替 N 点 IDFT, 这是典型的情形。

[0054] 并串 (P/S) 转换器 530 为每个变换的码元串行化该 N 个样本。然后循环前缀生成器 540 重复每个变换的码元的一部分 (或 C 个样本) 以形成包含  $N+C$  个样本的 OFDM 码元。例如, 在一个实施例中, 循环前缀 1004 是 OFDM 码元的最后 512 个样本。循环前缀被用来抗

击例如由通信信道中的长延迟扩展导致的码元间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI)。通常地, 延迟扩展是在接收机 150 的信号的 FAP 和 LAP 之间的时间差。OFDM 码元周期 (或简单地说是“码元周期”) 是一个 OFDM 码元的持续时间, 且等于  $N+C$  个样本周期。在一个实施例中,  $N = 4096$  和  $C = 512$ , 这样码元周期是 4608。一些实施例中可能在 OFDM 码元之间有 17 个样本周期的码元间保护带, 这样该 OFDM 码元周期是 4625。

[0055] 接下来参考图 4, 示出用于无线接收机 150 的 SCEU180 的方框图的实施例。在描述的实施例中, SCEU180 在时间跟踪 (或者数据模式) DMTT 状态中操作。在 SCEU180 内, 窗布局单元 725 根据 OFDM 码元定时校正来对准排列样本, 并利用来自码元定时检测器 720 或 DMTT 单元的码元定时信息从 OFDM 码元中排除冗余的 CP1004。在该实施例中, OFDM 码元由窗布局单元 725 之后的 4096 个样本表示。来自 OFDM 码元的相关的 4096 个样本在 FFT 窗布局单元 725 中并被发送到 N 点 DFT 单元, 以利用该相关的 4096 个样本在接收机创建变换的 OFDM 码元。

[0056] 频率误差估计器 712 接收筛选的输入样本并确定接收信号中的频率误差估计。该频率误差估计被提供给频率校正单元 715 以执行频率校正。该频率误差可能是由于各种来源诸如在基站和无线接收机的振荡器的频率中的差异、多普勒偏移等。筛选的和频率校正的输入样本由频率校正单元 715 利用频率估计来产生。信道估计单元 730 接收变换的码元中的 FDM 导频并从中导出信道估计。

[0057] 信道估计主要被用来协助数据解调, 但是也被用来为将来的 OFDM 码元确定码元定时。码元定时检测器 720 从信道估计中确定码元定时并将定时信息提供给窗布局单元 725。以迭代的方式, 窗布局受在前的信道估计的影响。

[0058] 关于图 5, 示出码元定时检测器 720 和信道估计器 730 的实施例的方框图, 它们连接在一起用于基于 FDM 导频执行定时同步和信道估计的实施例。信道估计器 730 基于 FDM 导频产生时域和频域两者的信道估计。时域信道估计由码元定时检测器 720 在产生新的定时偏移中使用, 该新的定时偏移被反馈回信道估计单元以影响下一个时域信道估计的捕获。该定时偏移也由 FFT 窗布局单元 725 以及在接收单元 150 中的其它电路使用。为了在遍及接收单元 150 的各处使用, 该环路允许迭代地确定定时偏移。

[0059] 信道估计器 730 产生在时域信道脉冲响应; 即, 信道估计器 730 利用时间滤波器单元 528 负责从 FDM 导频中在时域和频域两者中估计信道。在该实施例中, 信道估计器 730 包括 N 点 DFT514、导频解调器 516、零外插单元 517、M 点 IDFT518、时间滤波器 528 以及 M 点 DFT532。N 点 DFT514 对例如由 FFT 窗布局单元 725 移去在循环前缀中的冗余信息之后的 OFDM 码元执行 4096 点傅立叶变换。尽管数据码元在 N 点 DFT514 之后的别处被使用, 但我们的讨论集中在从 DFT 输出的 500 个 FDM 导频。FDM 导频在导频解调单元 516 中被解调以产生 500 个已解调 FDM 导频。零外插单元 517 将该 500 个实际的导频转换成 512 个外插的 FDM 导频。M 点 IDFT518 基于该 512 个外插的 FDM 导频利用 512 点逆傅立叶变换产生时域信道观测值。时域信道观测值可能有混叠。

[0060] 时间滤波器 528 通过收集在若干连续的 OFDM 码元上的信道观测值来移去任何可能的混叠。时间滤波器 528 的该实施例过滤在三个连续的 OFDM 码元上的信道观测值, 但是其它实施例可以在更多或更少的 OFDM 码元上执行平均。通过该过程, 三个连续的长 512 个样本的信道观测值在该实施例中被组合成长 1024 个样本的时域信道估计。该定时偏移被

用于对准排列该三个连续的信道观测值。

[0061] 在码元定时检测器 720 内,信道平均单元 508 和时间跟踪器块 520 被用于确定码元定时。码元定时检测器 720 接收连续的时域信道估计,其是信道估计单元 730 的副产物,并且处理时域信道估计以由信道估计器 730 跟踪信号和控制将来的信道估计的产生。信道能量的位置由时间跟踪器 520 基于用 FDM 导频产生的信道估计的分析来确定。

[0062] 接下来参考图 6,码元定时检测器 720 的实施例的方框图,该码元定时检测器 720 被用来帮助确定信道能量的位置。该实施例使用两级滤波,但是其它实施例可以只有一个滤波器或者甚至没有滤波。信道脉冲响应或者时域信道估计顺序地每次一个抽头接收并且由短期平均块 908 滤波。短期平均利用最近几个信道估计以保持信道估计的短期平均。通常地,平均的信道脉冲响应在一个帧周期内。在提供短期平均给长期平均块 912 之后,短期平均处理周期地被清除。在该实施例中,短期平均块 912 帮助从背景噪声中辨别有用的信道信息,以更精确地识别信道抽头和平滑用于进一步处理的平均信道脉冲响应。

[0063] 间隔定时器 928 在延迟 632 之后清除短期平均块 608,该延迟 632 允许在清除之前提供结果给长期平均块 912。在一个实施例中,每帧 222 之后间隔定时器触发,这样一个帧周期上的信道估计被用于短期平均块中。在清除操作期间,来自短期平均块的输出通过开关与长期平均 912 断开连接。在一些实施例中,间隔定时器 928 的周期是可调节的,且可以取决于预期的相干时间。

[0064] 在该实施例中,信道脉冲响应是 1024 个抽头长,但是在其它实施例中可以是其它尺寸。假信道估计 (spurious channel estimate) 由数字滤波器在短期平均块 908 中被过滤,例如示出了无限脉冲响应 (IIR),但是有限脉冲响应 (FIR) 滤波器可替换地被用在其它实施例中。如短期平均块 908 中随时间一个接一个地过滤信道抽头能量允许随时间平均信道能量分布图 (profile),且也帮助相对于背景噪声加强信道的有效部分。经短期平均的信道估计经过瞬时检测器以发现瞬时 FAP 和 LAP,它们对应于过去几个 OFDM 码元上的信道分布图。

[0065] 在另一个过滤步骤中,长期平均块 912 获得经短期平均的信道估计并对照历史信道估计对其进行过滤。这些历史信道估计通常来自几个先前的帧 222 (也跨一个或多个超帧 204) 的信道分布图。无论如何,长期平均块 912 使用比短期平均块 908 更宽范围的信道估计。FIR 或 IIR 滤波器被用来将历史信道估计与当前的经短期平均的信道估计组合。在一个实施例中,长期平均块被用来记忆已经在过去出现并可能在将来出现的较不常见的信道特征。经长期平均的信道估计被传送到趋势检测器 920 以发现 FAP 和 LAP 行为中的趋势。

[0066] 信道定位器块 924 获得瞬时 FAP 和 LAP 以及趋势 FAP 和 LAP 以确定偏移 Off,该偏移用于在窗布局单元 725 中布置 FFT 收集窗以及在时间滤波器 528 中对准排列信道观测值。用在偏移确定和应用的算法的操作在下面做进一步解释。

[0067] 回到参考图 5,时间跟踪器 520 可以通过搜索累积的能量曲线 1050 的峰值的下降来确定 FAP。累积和峰值检测可以通过滑动长度为  $N_{\text{ch}}$  的“检测”窗穿过信道脉冲响应分布图或“信道分布图”来实现。在每个检测窗开始位置,计算落在检测窗 1016 内所有抽头的能量以找到累积的能量曲线 1050。通过找到在该累积的能量曲线 1050 的最大值附近的平稳段的前沿和后沿来分析该累积的能量曲线 1050 以确定 FAP 和 LAP。

[0068] 针对一个实施例的累积的能量曲线 1050,在不同检测窗 1016 开始位置的信道抽

头中的累积的能量的绘图在下面的图 10B 中示出。循环地向右移动检测窗 1016, 以至于当检测窗 1016 的右边沿到达最后一个抽头时, 窗 1016 绕回到第一个抽头。如此, 遍及信道分布图 1030 的信道脉冲响应抽头, 为每个检测窗 1016 开始位置对相同数量的信道抽头收集累积的能量。

[0069] 关于图 7, 示出时间滤波器单元 528 和 M 点 DFT 532 的实施例的方框图, 其详细说明在图 5 中以高级别示出的这些块。图 7 示出在信道观测值上执行的操作以针对感兴趣的数据交织获得频域中的 512 点信道估计。

[0070] 在一个实施例中, 基于出现在每个 OFDM 码元中的 500-FDM 导频子载波执行信道估计。分别在 N 点 DFT 单元 514、导频解调单元 516、零外插和 M 点 IDFT 单元 517 和 518 中处理收集的 FDM 导频。从而获得对应于导频交织的时域信道观测值。图 7 示出块 528 和 532 用于针对 FDM 载波对感兴趣的数据交织在频域中获得 512 点信道估计的时域信道观测值上执行的操作。

[0071] 512 点 IFFT 518 之后, 执行相位斜坡 (phase ramp) 604 以考虑导频交织离开零交织的偏移。然后利用两个不同的时间滤波器滤波在相位斜坡 604 的末端获得的 512 个时域信道观测值以产生时域中的 1024 点信道估计。该提高分辨率的时域信道估计是信道估计单元 730 的副产物, 而且同时是码元定时检测器块 720 的输入。

[0072] 两个不同的 3 抽头非关联的时间滤波器 612、616 被用于滤波操作。滤波操作使用三个额外的长 512 的缓存器 608 一两个用于存储对应于先前的和将来的 OFDM 码元的导频观测值, 而第三个缓存器被用来存储从采用的第二个时间滤波器 616 获得的额外的 512 个信道估计。第一个时间滤波器 612 操作的结果被写回到包含对应于最早的 OFDM 码元的导频观测值的长 512 的缓存器, 而第二个时间滤波器 616 操作的结果被写入为了该目的采用的额外的长 512 的缓存器中。该额外的滤波操作取决于码元数, 后者确定了导频交织的位置。

[0073] 在组合来自三个连续的 OFDM 码元的时域信道观测值的过程中, 时间滤波单元 528 考虑由时间跟踪块 520 检测的任何定时偏移 (或校正)。这是因为一旦定时校正被应用到 FFT 窗布局单元 725, 相应的时域信道观测值不再在时间滤波器单元 528 的输入处对准排列, 并且对准排列发生在时间滤波单元 528 内。定时偏移被应用到对应于将来和过去的 OFDM 码元观测值的缓存器, 同时当前的 OFDM 码元观测值被假定为具有正确的定时。在组合时域信道观测值之前利用时间滤波单元 528 应用该偏移。

[0074] 我们获得来自时间跟踪块 520 的输入, 我们将其称为新的定时偏移 (newTimingOffset)。我们也维持两个寄存器, 我们将它们称为偏移 1 (Offset1) 和偏移 2 (Offset2)。Offset1 对应于被应用到对应于将来的 OFDM 码元 ( $h(n+1)$ ) 的缓存器的有效偏移, 而 Offset2 对应于不得被应用到对应于过去的 OFDM 码元 ( $h(n-1)$ ) 的缓存器的偏移。

[0075] 执行组合 638 以形成长 512 的矢量。该矢量表示等价的长 512 的时域信道观测值, 其对应于一不同的 (非导频) 交织。接下来, 利用 512 点 FFT 单元 650 将该矢量变换到频域, 并且这种等价的频域信道估计被用在解调所考虑的交织上的数据。

[0076] 当执行定时校正时, 随着信道条件变化时间滤波器单元 528 从一个时间基转变到新的时间基。用于 OFDM 码元的 FDM 导频的时间基对应于用于该 OFDM 码元中的数据的时间

基。时间滤波器 528 通常组合来自三个连续的 OFDM 码元（即过去、当前和将来）的时域信道观测值，但是当转变时，可能仅仅考虑来自在同一时间基上的那些 OFDM 码元的信道观测值。另外，在另一时间基上的信道观测值可能在使用前被校正到当前时间基。无论如何，当时间滤波器考虑连续的 OFDM 码元时，只有相同时间基或者被校正到相同时间基的信道观测值被使用。

[0077] 关于图 8，示出有 TDM 和 FDM 导频的组合的导频传输方案的实施例。基站 110 可以在每个超帧 204 中传输 TDM 导频 1212 和 TDM 导频 2214，以便于无线接收机 150 的初始的和精细的定时捕获。在该实施例中，用于 TDM 导频 212、214 的开销是两个 OFDM 码元周期，相比超帧 204 的大小而言可能是小的。基站 110 也可以根据各种不同方案在大多数或者一些保留的子带中发送 FDM 导频。

[0078] 用于 OFDM 码元周期的每组在组中包含足够数量 ( $L_{\text{fdm}}$ ) 的子带以支持无线接收机的信道估计以及频率和时间跟踪。用于 FDM 导频码元的该组子带是用于 OFDM 码元的所有子带的子集。每组中的子带可以均匀地分布于总共  $N$  个子带中，并且均匀地在空间上按  $S_{\text{fdm}} = N/L_{\text{fdm}}$  个子带分隔。对于不同的 OFDM 码元周期，可以使用不同组的子带，使得相邻的 OFDM 码元具有不同组子带。而且，一个组中的子带可以相对于另一组中的子带交错或者偏移，使得在该两个组中子带没有重叠地彼此交织。从而，上述的互不相交的和非重叠的每组子带共同地被称为“交织”。作为一个示例， $N = 4096$ ， $L_{\text{fdm}} = 512$ ， $S_{\text{fdm}} = 8$ ，因此每个 OFDM 码元有 8 个交织，并且每个交织由 512 个子带组成。通常地，任何数量的交织（子带组）都可以被用于 FDM 导频，且每组可以包含总共  $N$  个子带中的任意数量的子带。在一个实施例中，单个交织（由包括保护子带的 512 个子带组成）被用于 FDM 导频。

[0079] 无线接收机 150 利用 FDM 导频用于信道估计、时间跟踪和 / 或可能用于频率跟踪。无线接收机可以基于导频 -20FDM 码元 214 获得初始信道估计。无线接收机可以利用 FDM 导频以增加在超帧 204 内的信道估计的精确性。该无线接收机 150 也可以利用 FDM 导频来更新能校正接收信号的频率误差的频率跟踪环。无线接收机 150 可以进一步利用 FDM 导频（由信道估计单元 730 转换到时域信道估计之后）来更新时间跟踪环并根据观测的信道位置和时延扩展（例如，由于通信信道的信道脉冲响应中的变化）以一偏移放置 FFT 收集窗 1012。

[0080] 对于在图 8 中示出的实施例，以 8 为交织间隔发送 FDM 导频，使得每八个子带包括七个数据码元和一个 FDM 导频码元。在该实施例中，从一个 OFDM 码元到下一个 OFDM 码元，交织的 FDM 导频的位置交错。如果对于 OFDM 码元周期  $m$  的导频放置在交织 2，则在 OFDM 码元  $m+1$  中它们将被放置在交织 6 上。

[0081] 交错允许信道估计利用两倍的实际 FDM 导频子带用于将它们转换到时域信道脉冲响应。信道估计块假定连续的 OFDM 码元上的条件（信道等）是平稳的。将来自带有 FDM 导频在交织 6 上的 OFDM 码元  $m-1$  的信道观测值与那些来自带有导频在交织 2 上的 OFDM 码元  $m$  和带有导频回到交织 6 上的 OFDM 码元  $m+1$  的信道观测值相组合。通过这一处理，创建类似于对于总共两倍实际数量的 FDM 导频同时有 FDM 导频在交织 2 和交织 6 上的效果。例如，对于一给定的 OFDM 码元周期有 512 个 FDM 导频的情况，信道估计块 730 利用相邻 OFDM 码元周期使得那些 FDM 导频加倍以具有 512 个实际的 FDM 导频和 512 个虚构的 FDM 导频。

[0082] 接下来参考 9A、9B 和 9C，示出在不同的延迟扩展下针对一 OFDM 码元示出的三条接

收信号路径的实施例。每个 OFDM 码元包括具有 C 个样本的循环前缀 1004 和 N 个样本的变换的码元 1008。在该实施例中,示出在三条路径上接收该 OFDM 码元,其中每条路径具有不同的大小和时移。在一些实施例中,具有低于预定大小的 OFDM 码元的路径可以被忽略。例如,在图 9A 中示出存在有远多于该三条路径的路径,但是当表征信道位置时,更小大小的路径被忽略。

[0083] FAP 和 LAP 之间的差是延迟扩展 D。在一个实施例中,例如,循环前缀 1004 是 512 个样本长、延迟扩展是 490 个码片(chip)。相对于 FFT 收集窗 1012 放置  $D_{mid}$ ,并且通过分析 FAP、LAP 和 / 或延迟扩展来确定  $D_{mid}$ 。 $D_{mid}$ 是针对当前的 OFDM 码元的 FFT 收集窗 1012 的开始与针对下一个 OFDM 码元的期望的信道中央之间的距离。偏移被用来调节当前 OFDM 码元与下一个 OFDM 码元之间的 N 个样本(例如 4096 个样本)的收集窗 1012 的位置。例如,收集窗 1012 定义由 FFT 514 变换到频域的进入信号的相关部分。

[0084] 收集窗 1012 被放置来捕获封装大多数有用能量的信号部分。如下所述,为了表征信道位置,确定 FAP、LAP 和延迟扩展中的至少两个。FAP、LAP 和延迟扩展可以是当前的度量,时间上平均的度量和 / 或最坏情况下的度量。为了放置收集窗 1012,收集窗 1012 的开始可布置成使得随后的信道估计围绕在值  $D_{mid}$  的周围,该值  $D_{mid}$  是可编程的。在一个实施例中, $D_{mid}$  被设置为循环前缀 1004 的大约一半长度的值(即长 512 个样本的循环前缀中的 256 个样本)并且从收集窗 1012 的开始处测量。

[0085] 在图 9A、9B 和 9C 的实施例中, $D_{mid}$  被放置在针对下一个 OFDM 码元的延迟扩展的中间,收集窗被相对  $D_{mid}$  放置。只要延迟扩展 D 小于循环前缀 1004 的长度,如图 9A 和 9B 中所示的情形,在 FFT 窗内收集的所有信号能量对应于期望的 OFDM 码元,并且可以被建设性地组合用于数据解调。相反,由于大的延迟扩展,图 9C 中的延迟扩展不允许在 FFT 窗内收集的所有能量来自于期望的 OFDM 码元。在图 9A 和 9B 的实施例中,收集窗 1012 被放置在相对  $D_{mid}$  的预定位置,但是在图 9C 的实施例中,收集窗 1012 被放置在  $FAP_{min}$ 。

[0086] FAP 距离是 FFT 收集窗 1012 的开始与用于第一条路径的循环前缀的结束之间的度量。LAP 距离是 FFT 收集窗 1012 的开始与用于最后一条路径的循环前缀的结束之间的度量。 $D_{mid}'$  是用于当前 OFDM 码元的  $D_{mid}$  的期望位置。 $D_{mid}$  是下一个 OFDM 码元期间  $D_{mid}'$  的期望位置。在一个实施例中, $D_{mid}$  被放置在 FAP 和 LAP 之间的某个位置或者在 FAP 和 LAP 之间的中间点。换句话说,在下一个 OFDM 码元周期中, $D_{mid}'$  变成  $D_{mid}$ 。由于在图 9A 中的信道条件没有改变, $D_{mid}$  和  $D_{mid}'$  通常相互一致。

[0087] 图 9A 和 9B 示出收集窗 1012 可以被放置在哪里以针对 OFDM 码元捕获有用的信号能量的示例。在这两个情形中,延迟扩展小于循环前缀 1004 的尺寸。在这些情况下,收集窗 1012 的开始被放置在对应于感兴趣的 OFDM 码元的所有到达路径的循环前缀的交集内。该交集被定义为每条信号路径都在接收同一 OFDM 码元的循环前缀的时间周期,这些信号路径可以是被筛选过的以排除信号弱的路径。换句话说,该交集开始于用于 LAP 的循环前缀的开始并终止于用于 FAP 的循环前缀 1004 的结束。在一个实施例中,只要对应于该第一个和最后一个到达路径的循环前缀的交集是非空集合,则收集窗 1012 被放置在该交集的中间。通常 FFT 收集窗 1012 以这种方式被放置致使随后的(将来的)信道估计出现在  $D_{mid}$  的周围,而当  $D_{mid}'$  不同于  $D_{mid}$  时,则可能改变。以迭代的方式,在  $D_{mid}'$  不同于  $D_{mid}$  的地方以一偏移来校正  $D_{mid}'$ 。

[0088] 在图 9A 中,信道位置没有改变致使  $D_{mid}'$  与  $D_{mid}$  通常是相互一致。但是在图 9B 中不是该情形,因为在  $D_{mid}$  与  $D_{mid}'$  之间有一偏移 Offset。图 9A 和图 9B 之间的区别是收集窗 1012 已经相对于信道位置向右偏移致使  $D_{mid}$  不再与  $D_{mid}'$  一致。该偏移 Offset 从时间跟踪器 520 被传递到时间滤波器 528,致使可以对用于下一个 OFDM 码元的收集窗 1012 的位置进行调节。用于下一个码元的收集窗 1012 被向左移动并远离  $D_{mid}$  和朝向  $D_{mid}'$ ,如它们存在于当前的 OFDM 码元中一样。以这种方式,接收窗 1012 的开始可以被维持在用于所有感兴趣的路径的循环前缀 1004 的交集处。

[0089] 当延迟扩展超过循环前缀 1004 的长度时,如图 9C 中的情形,不再可能从作为收集窗 1012 的一部分的其它 OFDM 码元中消除路径。在这些情形中,收集窗 1012 被放置在对应于当前 OFDM 码元的 FAP 的循环前缀 1004 的估计的结束之前最小的 FAP 距离  $FAP_{min}$  处。一个或多个过去的 OFDM 码元被用于为当前的 OFDM 码元预测循环前缀 1004 将要结束的位置。在一个实施例中,对于 5 12 个样本的循环前缀 1004,  $FAP_{min}$  是 24 个样本。在其它实施例中,  $FAP_{min}$  可以是循环前缀 1004 长度的约 0%、1%、2%、3%、4%、5%、6%、7%、8%、9% 或者 10%。

[0090] 关于图 10A 和 10B,这些图表示对信道抽头能量的处理以确定累积的能量。在图 10A 中,检测窗 1016 移动穿过脉冲响应抽头能量以积累在该检测窗 1016 内的能量。在该实施例中,抽头能量受限于短期平均块 908 和 / 或长期平均块 912,致使可以利用包括滑动检测窗 1016 和在下面描述的其它步骤的各种技术来确定趋势 FAP 和 LAP 及 / 或瞬时 FAP 和 LAP。

[0091] 如图 10B 所示,随着在图 10A 中的检测窗 1016 穿越信道分布图 1030,累积的能量曲线 1050 以在检测窗 1016 内的累积的能量形成。从累积的能量曲线 1050 可以确定延迟扩展、FAP 和 LAP。通过知道延迟扩展、FAP 或者 LAP 中的任意两个,可以确定缺少的那个。在该实施例中,信道抽头能量的矢量被用作对 DMTT 算法的输入,以  $N_c = 1024$  点进行估计。然而,这不必要是其它实施例中的情形。如果降低 DMTT 算法的分辨率,在此描述的所有长度和尺寸可以适当地减小规模。这是通过组合  $N_c = (1024 - \text{长信道估计})$  的几个相邻抽头的能量以得到更低分辨率(更短)信道估计而实现的。在另一个实施例中,例如,八个相邻抽头可以被组合,且所述更低分辨率  $N_{c1} = 128$ 。

[0092] 时间跟踪算法的跟踪能力或分辨率常常取决于信道估计的长度,即  $N_c$ 。如果循环卷积信道的所有  $N_c = 4096$  个时域抽头是可用的,则时间跟踪分辨率通常是在其最大值。在这种情形中,唯一地确定在相对与 OFDM 码元边界的 FFT 收集窗 1012 位置中引入的偏移量是什么是可能的。然而,在大多数实际情形中,信道估计的长度受到用于信道估计的 FDM 子载波的数量限制。例如,有在如图 8 所示位置的 (2,6) 导频交错模式,在一 OFDM 码元中的 500 个有用的 FDM 子载波的零外插和内插、以及在诸 OFDM 码元上平均信道观测值之后,可用的时域信道抽头的数量  $N_c = 1024$ 。交错导频增加信道估计的分辨率,例如在一个实施例中,如上所述,每个 OFDM 码元有  $L_{fdm} = 512$  个导频,而  $N_c = 1024$  个信道抽头(也是每个 OFDM 码元)。

[0093] 在该实施例中的时间跟踪能力取决于实现的实际的时间跟踪算法。在一个实施例中,为了提高检测信道改变的能力,算法使用有关过去的信道布局的信息。假定信道的最大非零延迟扩展是  $D_{MAX}$ ,其中没有关于信道的进一步的知识是可用的,只要  $D_{MAX} > N_c/2$ ,就不能

解决信道布局中的模糊性。然而,当假定在过去正确地估计了 FAP 和 LAP 信息,则绝对的跟踪能力扩大到总共  $N_c - D_{\text{MAX}}$  个位置。换句话说,假定信道可能均等地在两个方向上改变其位置(即信道内容可能均等地在当前定时基准之前和之后出现)。那么,在将来的信道位置可以是远离当前定时基准差不多  $\pm (N_c - D_{\text{MAX}})/2$  个码片的位置。这在图 11 中示出,其中示出定时漂移对结果的信道抽头能量的影响。

[0094] 跟踪能力的一个因素是估计的信道延时扩展  $D$  而不是  $D_{\text{MAX}}$ 。在一个实施例中,当有关信道延迟扩展的信息是可用的时候,可行的信道位置的总数增加到  $N_c - D$ 。延迟扩展估计  $D$  以及算法对长于  $N_c/2$  个抽头的延迟扩展的阻力可能导致 FAP 检测方法的修改。为了标注的方便,我们引入术语“正搜索区域 (positive search region)”或“负搜索区域 (negative search region)”- 两者都在图 11 中示出。正搜索区域是非零信道内容之外的区域的一部分(即在图 11 中的 0 与  $D_{\text{MAX}}$  之间的区域),其中假定新近的信道内容可能出现。类似地,在负搜索区域中检测的路径被假定为已经比先前观测到的信道内容移动了更短的距离,且因此已经在时间上“更早”出现。相对先前的信道内容引入搜索区域这引入记忆(或因果关系)使得增强 DMTT 的跟踪能力是可能的。接下来解释产生在最大检测区域内的检测信道内容的布局以及在两个搜索区域之间的边界 1104 的布局的判决。

[0095] 定时同步是基于信道估计和在累积的能量曲线 1050 中的值的。考虑图 10A 中示出的用于定时同步的信道分布图 1030。信道能量将被分组成容器 (bin) 是可能的,在该情形中信道分布图 1030 更粗略,且图 10A 中的  $N_c$  被降低。为了下面清楚的原因,我们总是假定  $N_c = 1024$ , 并且当需要时明确地引入长度换算因子  $2^n$ 。该定时搜索算法在如关于图 6 所示的长期和 / 或短期平均的信道估计能量上执行。在时间平均过程中,一次一个容器,识别具有最大信道能量的容器,即图 10A 中的  $n_{\text{MAX}}$ 。而且,存储最大能量  $E_{\text{MAX}} = \frac{\max_{0 \leq n < N_c} |h(n)|^2}{}$ 。

使用该  $E_{\text{MAX}}$  值以便确定用于噪声阈值处理的阈值  $T_{\text{DMTT}}$ , 目标在于消除在信道估计中不对应于真实信道内容的假抽头。

[0096] 参考图 10B, 示出由能量检测窗 1016 穿越信道分布图 1030 滑动而产生的累积的能量曲线 1050。图 10A 和 10B 的示例用来针对该方法的特有特征。选择检测窗长度  $N_w$  致使完整的信道分布图 1030 可以适合检测窗 1016。因此,该实施例中选择  $N_w \geq D_{\text{MAX}}$ , 和  $N_w = 768$  个样本, 其中信道脉冲响应长度 ( $N_c$ ) 是 1024 个样本,但是在其它实施例中可以有其它大小。包括完整的信道能量(或其绝大部分)的检测窗 1016 开始位置形成累积的能量曲线 1050 的相对平坦区 1040。该平坦区 1040 的长度是  $N_w - D$ , 并假定在  $D$  是实际的信道延迟扩展期间是正的。通过估计该平坦区 1040 的边界,可能确定在 ( $N_c$  - 长信道估计) 内感兴趣的信道能量的位置和信道延迟扩展  $D$ 。该平坦区 1040 被定义为累积的能量曲线 1050 的一连续部分,其中曲线 1050 在离开曲线 1050 的最大值的预定范围内。

[0097] 在图 10B 中,通过 FAP 和 LAP 的存在来识别信道位置。一旦知道当前信道估计的 FAP 和  $D$ , 则要被引入到将来的 FFT 收集窗 1012 的定时校正或者偏移是这样的,即使得在将来的 OFDM 码元中的信道在最大检测区域  $D_{\text{MAX}}$  内以某个预定的位置  $D_{\text{mid}}$  为中心。如果目标是最小化早期的路径出现在最大检测区域之前的概率,同时保持有效的信道延迟扩展低,选择  $D_{\text{mid}}$  是  $D_{\text{MAX}}/2$ 。通常,选择的用于  $D_{\text{mid}}$  的值取决于部署区域并且被保持为可编程的。结果的定时偏移 (offset) 可以被计算为:

$$[0098] \quad offset = FAP + \left( \frac{D}{2} - D_{mid} \right) \quad (1)。$$

[0099] 注意等式 (1) 中的第二项对应于可变的补偿,其取决于在最大允许的信道长度与当前估计的信道长度之间的估计的“净空 (headroom)”,以及取决于考虑在将来的 OFDM 码元中鲁棒性问题的信道的最佳布局。换句话说,用于计算要被应用到 FFT 收集窗 1012 的定时偏移的等式 (1) 导致将时域信道内容移动到在将来的 OFDM 码元中以点  $D_{mid}$  为中心。在该实施例中,一旦其达到翻转值 (roll-over value) 4625,计算的任意偏移移动收集窗 1012。上面的过程应用到定时判决的单个实例中。

[0100] 在其它实施例中,定时判决可以独立地以硬件 (HW) 和 / 或软件 (SW) 来完成,其中 HW 判决是基于短期平均或者瞬时信道估计的,SW 判决是基于长期平均或者趋势信道估计的。其它实施例可以可交换地利用 SW 或 HW 以执行短期或长期平均。然后每个判决实例 (HW 和 SW) 对信道位置即 FAP 和 LAP 作出判决。于是这些判决可以在信道定位器块 924 的一个实施例中被组合,这样

$$[0101] \quad FAP = \min(FAP_{HW}, FAP_{SW}) \text{ 和 } LAP = \max(LAP_{HW}, LAP_{SW}) \quad (2)。$$

[0102] 只要  $LAP - FAP \leq D_{MAX}$ ,就可以使用等式 (2) 的值。如果违反了条件,快速滤波瞬时值具有高于慢速滤波趋势值的优先级。换言之,如果  $LAP - FAP > D_{MAX}$ ,那么:

[0103] 如果

$$FAP_{HW} < FAP_{SW} \Rightarrow FAP_{SW} := FAP = FAP_{HW}, LAP_{SW} := LAP = FAP + D_{MAX}; \quad (3)。$$

$$[0104] \quad \text{如果 } LAP_{HW} > LAP_{SW} \Rightarrow LAP_{SW} := LAP = LAP_{HW}, FAP_{SW} := FAP = LAP - D_{MAX}$$

[0105] 唯一剩下的情形:  $LAP_{HW} - FAP_{HW} > D_{MAX}$ , 或  $LAP_{SW} - FAP_{SW} > D_{MAX}$  如下所述地被处理。可以发现在等式 (1) 中使用的参数 D 为  $D := LAP - FAP$ 。

[0106] 接下来,针对一个实施例描述用于计算 FAP 和 LAP 的实际算法。算法的输入是在  $N_C/2^m$  个容器中的平均的信道能量  $|h(n)|^2$  的矢量,其中 m 可以取 0 和  $m_{max}$  (在一些实施例中  $m_{max} = 2$  或 3) 之间的值。能量被平均,但是是在用于定时同步块中之前,如果低于作为可编程的值  $T_{DMTT}$  的阈值,则精选信道抽头。算法的输出是两个整数,即 FAP 和 LAP。注意在一些实施例中下面列出的步骤中的下列算法可以以 HW 和 / SW 的形式独立地应用,且结果可以被组合。描述 FAP/LAP 检测算法的两个变量:单遍 (single-pass) 和两遍 (two-pass) 算法。单遍算法需要稍微少些的时间进行计算,但是在一个实施例中在实现逻辑方面稍微复杂些。两遍算法更加直接地实现且可以随时在计算时间不是最紧张的资源时使用。

#### [0107] 单遍增强的 DMTT 算法

[0108] 1. “展开”信道分布图 1030 以区别两个区域 - 如图 11 和 12 中示出的正和负搜索区域。在一些实施例中,在负和正搜索区域之间的边界点 1104 是另一个可编程参数。假定新的信号路径均等地可能在当前检测的信道内容之前或之后出现,这样选择边界点 1104 (从信道估计的结束) 致使各区域有相同的长度;换句话说,  $\Delta_N = (N_C/2 - D_{mid})/2^m$ 。从而,以  $T_{DMTT}$  进行阈值处理之后,我们有:

$$[0109] \quad e(n) = |h(N_C/2^m - \Delta_N + n)|^2, \text{ 对于 } 0 \leq n < \Delta_N; \text{ 和}$$

$$[0110] \quad e(n) = |h(n - \Delta_N)|^2, \text{ 对于 } \Delta_N \leq n < N_C/2^m$$

[0111] 概念上,为了确保通过如下所述的实现方式滑动长  $N_w$  的检测窗 1016 来检测在图 10B 中示范的平坦区域的前沿和后沿,于是展开的信道估计在两侧补零。

[0112] 2. 设置初始值:  $N_w = D_{\text{MAX}}/2^m$ ,  $n = 0$ ,  $E_u = 0$ , 具有不同分辨率的两个步长  $\delta_E = E_{\text{MAX}}/\gamma$ ,  $\Delta_E = N_\gamma \cdot \delta_E$  (可编程参数  $\gamma$  和  $N_\gamma$ ); 设置三个前向和一个后向阈值  $E_{\text{TF0}} = E_{\text{MAX}} - 2\Delta_E$ ,  $E_{\text{TF1}} = E_{\text{MAX}} - \Delta_E$ ,  $E_{\text{TF, end}} = E_{\text{TF1}} - \delta_E$  和  $E_{\text{TB}} = E_{\text{TF, end}}$ ; 设置二进制标志  $\text{found}_{\text{beg}} = \text{false}$ ,  $\text{found}_{\text{end}} = \text{false}$ ; 初始化前沿位置的缓存器  $\text{BEG}_{\text{buff}}$  为长  $N_\gamma$  的全零。

[0113] 3. For  $0 \leq n < N_w$ , 在单遍算法中执行 (do) 下列各项:

[0114] a)  $E_n = E_n + e(n)$ ; 想到  $E_n = \left( \sum_{k=n-N_w+1}^n e(k) \right)$  以及  $e(n)$  前加零。

[0115] b) If ( $E_n > E_{\text{TF0}}$  和  $E_n > E_{\text{TF1}}$ ), 值超过阈值一个大数: 在该实施例中向缓存器  $\text{BEG}_{\text{buff}}$  填充值  $n$  ( $N_\gamma$  次)。

[0116] c) Else if ( $E_n > E_{\text{TF0}}$  但  $E_n \leq E_{\text{TF1}}$ ), 值刚刚超过阈值, 将当前位置  $n$  一次移到缓存器  $\text{BEG}_{\text{buff}}$  中。在情况 (b) 和 (c) 两者中, 都 do:  $E_{\text{TF0}} = E_n + \delta_E$ ,  $E_{\text{TF1}} = E_{\text{TF0}} + \Delta_E$ ,  $E_{\text{TB}} = E_n - \Delta_E$ ,  $\text{found}_{\text{beg}} = \text{true}$ 。

[0117] d) Else if ( $\text{found}_{\text{beg}} = \text{true}$ ,  $\text{found}_{\text{end}} = \text{false}$  和  $E_n < E_{\text{TB}}$ ), do:  $\text{END} = n$ ,  $\text{found}_{\text{end}} = \text{true}$ ,  $E_{\text{TF, end}} = E_{\text{TB}} + \delta_E$ 。

[0118] e) Else if ( $\text{found}_{\text{end}} = \text{true}$  和  $E_n > E_{\text{TF, end}}$ ), do:  $\text{found}_{\text{end}} = \text{false}$ 。

[0119] 4. For  $N_w \leq n < N_c/2^m$ , do:  $[E_n = E_n - e(n - N_w) + e(n)]$ ; 然后重复上面的步骤 (b)-(e)]。

[0120] 5. While  $\text{found}_{\text{end}} = \text{false}$ , do:  $[n = n + 1, E_n = E_n - e(n - N_w)]$ , 然后也执行步骤 (d)]。

[0121] 最后, 我们获得依赖于信道位置和延迟扩展的输出参数为:

[0122]  $\text{LAP} = 2^m \cdot (\text{BEG}_{\text{buff}}[0] - \Delta_N)$ ,  $\text{FAP} = 2^m \cdot (\text{END} - \Delta_N - N_w)$  (4)

[0123] 在上面步骤 1-5 中描述的算法具有下列特性中的一些或全部:

[0124] • 为了构建用于算法的有效步长, 使用小的精细步长  $\delta_E$  和相应值  $N_\gamma$  (选为 2 的幂), 因为小的值  $\delta_E$  帮助以更高精确性确定累积的能量分布图的绝对最大值,  $\Delta_E$  是有益的。用于前沿位置的缓存器  $\text{BEG}_{\text{buff}}$  起到有效地以粗略的  $\Delta_E$  从最大位置返回并且声明该点是前沿的作用。实际的返回量可能取决于几个因素。

[0125] • 算法放置估计的前沿  $\text{beg} = \text{BEG}_{\text{buff}}[0]$  不迟于平坦区域 1040 的真实的开始, 以及估计的后沿  $\text{END}$  不早于平坦区域 1040 的真实的结束, 只要  $\Delta_E/1060$  大于在平坦区域 1040 中的  $E_n$  的最大峰值 - 峰值波动。结果的平坦区域 1040 可能宽于真实的平坦区域 1040。然而, 在大多数实际的情况下, 在  $\Delta_E$  和  $2\Delta_E$  之间距离实际的最大点的任何位置声明前沿, 同时后沿在约低于最大值  $\Delta_E/1060$  的位置到达。

[0126] • 对于值  $\gamma$  和  $N_\gamma$  的一些折衷包括: 从精确性的观点看, 大的值是优选的。当  $\gamma$  和相应的  $N_\gamma$  趋向无穷时, 更加精确地确定累积的能量的最大值  $\max_n E_n$ 。随着  $N_\gamma$  的增加, 从最大值返回 (以确定前沿位置) 的不明确性也增加。在一个实施例中, 选择值为  $\gamma = 256$  和  $N_\gamma = 8$ 。在一些实施例中这些值为可编程的。

[0127] • 与  $\gamma$  和  $N_\gamma$  有关的是阈值  $T_{\text{DMTT}}$  的值。在码元定时检测或 DMTT 块 720 中引入阈值处理以利用时间信道估计平均的相干组合增益。阈值处理消除由于补零在上面的步骤 3 中可见的正偏置 (在累积的能量曲线 1050 中的正倾斜)。阈值不大于获得的等效的步长  $\Delta_E$ , 并按照精细步长  $\delta_E$  的倍数  $N_{\text{th}}$  保持为可编程的。在一个实施例中, 选择的值是  $N_{\text{th}} = 4$ , 因此  $T_{\text{DMTT}} = E_{\text{MAX}}/64$ 。

[0128] 总得来说,用于  $\gamma$ 、 $N_{\gamma}$  和  $N_{th}$  以及  $2^m$  的合适的值可以是以经验为主的或者是算法得到的,但是被保存在可编程寄存器中。而且,保持 AGC 调整点 (setpoint) 作为基准值而不是  $E_{MAX}$  是可能的。

[0129] 如上面以及等式 (3) 中所述,当在使用慢速和快速平均的信道估计 908、912 的定时判决中检测到特定的差异时,可应用替代的处理。类似的防范措施应用在上述的独立的 (HW 或 SW) 定时搜索算法返回预想不到的结果的这种不太可能的情形中,例如  $LAP-FAP > D_{MAX}$ 。在实施例中,不管估计的前沿和后沿位置如何,用于 FAP 和 LAP 的值独立地被限制于低于  $D_{MAX}$ 。然而,为了避免优于错误定时导致的性能下降,建议在将检测  $LAP-FAP > D_{MAX}$  的情形处设置 HW,且在该情形中设置  $FAP = D_{MAX}-N_C$ ,  $LAP = 2D_{MAX}-N_C$ 。

[0130] 使用上述算法,可以获得用于短期平均 (HW) 和长期平均 (SW) 的信道估计的信道参数。相应算法的最终结果:即  $FAP_{HW}$ 、 $LAP_{HW}$ 、 $FAP_{SW}$ 、 $LAP_{SW}$  然后被组合并如早些在等式 (2) 和 (3) 中解释的那样用于 OFDM 样本计数器修改,以定位收集窗 1012。

#### [0131] 两遍增强的 DMTT 算法

[0132] 假设快速滤波器平均信道估计  $A_n(k)$ , 有关 FAP 和 LAP 的信息可以利用单遍或者双遍 DMTT 算法中的任一个来提取。虽然单遍算法提供更快速的处理时间的好处,但是相关的逻辑和 HW 资源可能是更加苛刻的。

[0133] 根据先前已知的定时 (包括可变的补偿,取决于估计的有用的信道内容的长度), 包含于  $A_n(k)$  中的平均信道估计被对准排列。在该实施例中,平均的信道估计也是未进行阈值处理的。DMTT 算法的一个目标是重新估计在估计  $A_n(k)$  中的非零信道内容的开始和结束,并且利用该信息来更新在将来的 OFDM 码元中 FFT 收集窗 1012 布局,以便建立期望的性能以及对变化的信道条件的鲁棒性。该重新估计 (定时估计) 每  $N_{ud}$  个 OFDM 码元执行一次,且包括下列操作:

[0134] 1. 定义在平均的信道估计中从“过去”分离“将来”的断点。由于有限数量的交错的导频 (在该实施例中信道估计跨度仅 1024 个时域码片), 作出关于开始位置 (最小时间的位置) 在信道估计中的位置的硬判决。然后以递增的时间顺序重新排序估计。

[0135] 2. 根据被选择作为最大时域抽头  $E_{MAX}$  的一小部分的阈值,对信道估计进行阈值处理。未进行阈值处理的信道估计在 HW 中被平均,使得噪声抽头的非相干组合能导致信道估计的 SNR 增益。为了利用该增益,在 DMTT 块 720 中应用阈值处理。

[0136] 3. 通过在经阈值处理的信道估计上滑动尺寸  $N_w$  的矩形检测窗 1016 来计算累积的能量曲线 1050。找到累积的能量分布图的最大值。基于预设置的前向和后向阈值系数  $\epsilon_f$  和  $\epsilon_b$ , 计算前向和后向阈值用于确定平坦区域边缘:

$$[0137] \quad E_{T,F} = E_{n,MAX}(1 - \epsilon_f), E_{T,B} = E_{n,MAX}(1 - \epsilon_b)$$

[0138] 4. 从对应于  $E_{n,MAX}$  的点  $n_{MAX}$  开始,并且向累积的能量分布图的边缘移动,确定能量穿过前向和后向阈值的最远的点。在一个实施例中,前向和后向的阈值是  $E_{n,MAX}$  的 5%、10%、15% 或者 20%。这些点确定平坦区域 1040 的结束和开始 (分别地)。利用这些点,直接计算非零信道内容的估计的开始和结束 (FAP 和 LAP)。

[0139] 增强的 DMTT 单元的输入是  $N$  个值  $A_n(k)$ 、 $A_n(k)$  的最大值即  $E_{MAX}$  (其可以由用于平均的块确定)、和由 FFT 块在正常操作模式中每  $N_{ud}$  个 OFDM 码元生成一次的“DMTT 更新请求信号”。其它“输入”是两遍算法的 SW 可编程的参数,在下面的表 1 中给出。

[0140] 表 1 :由两遍 DMTT 算法使用的带有缺省值的可编程参数

[0141]

| 可编程参数                          | 描述                                       | 可接受的值                                                          |
|--------------------------------|------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| $N_w$                          | 窗长度                                      | 在 $512/N_b$ 和 $768/N_b$ 之间                                     |
| $D_{mid}$                      | 用于在定时校正之后使<br>信道估计以其为中心的<br>中间点          | 在 $256/N_b$ 和 $384/N_b$ 之间                                     |
| $\Delta_N$                     | 用于展开信道估计的<br>止位置                         | 标称值是 $512/N_b - D_{mid}$ , 但是 $\pm 128/N_b$ 的偏差是可能的<br>(按照 SW) |
| $\varepsilon_f, \varepsilon_b$ | 前向和后向阈值系数                                | 7 比特的分数值, 在 0.02 与<br>0.1 之间;<br>标称值: 约 0.05, 两者都是             |
| $\beta_T$                      | 确定噪声阈值<br>$T_{DMTT} = E_{MAX} / \beta_T$ | 值的范围在 32 与 128 之间;<br>一个好的候选是 64                               |

[0142] 这些参数可以由软件来写入, 并且虽然它们中的一些将在整个调制解调器操作中保持恒定, 但是它们中的一些可能以帧为基础进行修改, 这取决于更加完善的 SW 算法。无论何时“DMTT 更新请求信号”被设置为高, 并且基于其它的输入, 增强的 DMTT 单元产生两个输出, 即非零信道内容的估计的开始和结束; 这些是两个整数: FAP 和 LAP。另外的可编程的参数包括最小补偿  $B_{off}$  和硬界限  $offset_{max}$ 。

[0143] 在初始化阶段期间, 相关的变量和缓存器被初始化。它们在下列阶段被使用。第一步是定义包含在长  $N = 1024/N_b$  的缓存器  $A_n(k)$  (也称为  $A_n$ ) 中的信道估计能量分布图的开始和结束的概念。为了能量积累的目的, 在该缓存器中开始点被定义为  $N - \Delta_N$ , 而最后点是  $N - \Delta_N - 1$ ; 注意下标以模  $N$  递增。存储器位置的地址被定义为:  $startIndex = endIndex = N - \Delta_N$ , 以及断点位置:  $breakPt = [N - \Delta_N + N_w]_{modN}$ 。累积的能量  $E_n$  是一个 12 比特的无符号值 (标度为  $2^5$ ), 在该实施例中其被初始化为零。位置计数器  $n$  被初始化为零 (10 比特), 并且分别包含在前沿和后沿位置的值 BEG 和 END 也一样 (每个 10 比特)。基于平均的信道估计的最大抽头  $E_{MAX}$ , 确定无符号的 8 比特阈值  $T_{DMTT} = E_{MAX} / \beta_T$ 。最大的累积的能量值  $E_{n, MAX}$  和相应的位置  $n_{MAX}$  都被初始化为零。分配存储器用于累积的能量  $E_n$  的缓存器, 其是  $(N + N_w - 1)$  包含 12 比特无符号值的长缓存器)。最后, 二进制标志被设置:  $found_{beg} = false, found_{end} = false$ 。

[0144] 完成初始化之后, DMTT 算法的第一遍准备开始。该阶段的结果是计算累积的能量和定位它们的最大值。

[0145] For  $0 \leq n < N$ , do :

[0146]  $fe = A_{endIndex}; if e > T_{DMTT}$ , do :  $E_n = E_n + e$  (饱和后退到 12 比特);  $endIndex =$

[endIndex+1]<sub>modN</sub>;

[0147] g) if endIndex > breakPt, do :e = A<sub>startIndex</sub>; if e > T<sub>DMTT</sub>, do :E<sub>n</sub> = E<sub>n</sub> - e (保持在 12 比特); startIndex = [startIndex+1]<sub>modN</sub>; 在相应的位置保存 E<sub>n</sub>;

[0148] h) if E<sub>n</sub> > E<sub>n, MAX</sub>, 设置 E<sub>n, MAX</sub> = E<sub>n</sub> 和 n<sub>MAX</sub> = n。

[0149] For N ≤ n < N+N<sub>w</sub>, do :e = A<sub>startIndex</sub>; if e > T<sub>DMTT</sub>, do :E<sub>n</sub> = E<sub>n</sub> - e (保持在 12 比特); startIndex = [startIndex+1]<sub>modN</sub>; 在相应的位置保存 E<sub>n</sub>;

[0150] 在完成第一遍之后, 利用 E<sub>n, MAX</sub> 来设置前向和后向阈值 :E<sub>T, F</sub> = E<sub>n, MAX</sub> · (1 - ε<sub>f</sub>), E<sub>T, B</sub> = E<sub>n, MAX</sub> · (1 - ε<sub>b</sub>)。以 12 比特无符号值保持阈值。

[0151] 第二遍包括两部分 : 后向搜索用于发现前沿 BEG, 和前向搜索用于定位后沿 END。

[0152] For n<sub>MAX</sub>-1 ≥ n ≥ 0 (递减下标), do :found<sub>end</sub> = false

[0153] a) if (found<sub>beg</sub> = false, 和 E<sub>n</sub> < E<sub>T, B</sub>), do :BEG = n+1, found<sub>beg</sub> = true;

[0154] b) else if (found<sub>beg</sub> = true, 和 E<sub>n</sub> ≥ E<sub>T, B</sub>), do :found<sub>beg</sub> = false。For n<sub>MAX</sub>+1 ≤ n < N+N<sub>w</sub> (递增下标), do :

[0155] a) if (found<sub>end</sub> = false, 和 E<sub>n</sub> < E<sub>T, f</sub>), do :END = n, found<sub>end</sub> = true;

[0156] b) else if (found<sub>end</sub> = true, 和 E<sub>n</sub> ≥ E<sub>T, f</sub>), do :found<sub>end</sub> = false。

[0157] 这里, BEG 和 END 两者应当包含非零值, 并且两个二进制标志应当被设置为真 (true)。如果不是这种情形, 定时偏移值不应当被修改。依赖于信道定位和延迟扩展的输出参数 FAP 和 LAP 被发现为 :

[0158] LAP<sub>hw</sub> = BEG - Δ<sub>N</sub>, FAP<sub>hw</sub> = END - Δ<sub>N</sub> - N<sub>w</sub> (5)。

[0159] 可替代的通信信道定位算法

[0160] 除了上述确定 FAP 的方法之外, 其它的方法可以被用于一些实施例中。在一个实施例中, 通过对累积的能量和其正的有限差的加权和进行评分来发现平坦区域 1040 的前沿和后沿。在发现累积的能量曲线 1050 的前沿和后沿两者之后可以确定延迟扩展 D。与本申请同日申请的 US 专利申请 PCT/US2006/008798 (代理人档案编号 040588), 发明名称“精细定时捕获” (FINE TIMING ACQUISITION), 其通过参考结合在此, 描述了利用在累积的能量曲线的负差率 (negative differential) 中检测尖峰信号 (spike) 来确定平坦区域的后沿, 其也可用来发现该平坦区域的前沿。一旦发现这些边沿, 根据上面的描述可以确定延迟扩展。找到这些通信信道定位参数之后, 可以在如上所述的信道估计单元 720 和 / 或收集窗 1012 的布局中使用它们。

[0161] 接下来参考图 13, 公开了用于为分析多载波通信信号的傅里叶变换函数定位收集窗口的接收机 1300 的实施例。该接收机包括 : 用于接收第一 OFDM 码元和第二 OFDM 码元的装置 1304; 用于使用多个 FDM 码元确定信道脉冲响应的装置 1308; 用于从信道脉冲响应估计信道位置的装置 1316, 其中该信道位置由延迟扩展、FAP 或者 LAP 中的至少两个来表征; 用于选择相对于信道位置的点的装置 1320; 以及用于在该点上放置用于第二 OFDM 码元的收集窗的开始的装置 1324。第一 OFDM 码元包括多个 FDM 码元, 并且第一 OFDM 码元由 FAP 和 LAP 来表征。如果延迟扩展小于预定的长度, 则在相对于信道位置的第一位置上使用第一算法选择该点。作为替代, 如果延迟扩展大于预定的长度, 则在相对于信道位置的第二位置上, 使用第二算法选择该点。第一和第二算法是不同的, 并且第一和第二位置是不同的。

[0162] 参考图 14, 公开了用于在该窗布局单元 725 中放置用于傅里叶变换函数的 FFT 收

集窗 1012 的方法 1400 的实施例。在块 1404 和 1432 中,以顺序方式接收第一正交频分复用 (OFDM) 码元和第二 OFDM 码元。第一 OFDM 码元的分析用于捕获第二 OFDM 码元。第一 OFDM 码元包括多个频分复用 (FDM) 码元。第一 OFDM 码元的信道位置以延迟扩展、第一到达路径 (FAP)、或者最后到达路径 (LAP) 中的至少两个来表征。在块 1408 中从信道脉冲响应估计信道位置。放置该 FFT 收集窗 1012 的点可以根据如在块 1416 中确定的延迟扩展而在两个不同的位置上。

[0163] 如果延迟扩展小于预定的长度,在模块 1420 中,在相对于信道位置的第一位置上,使用第一算法选择该点。如果延迟扩展大于预定的长度,在块 1424 中,在相对于信道位置的第二个位置上,使用第二算法选择该点。在块 1428 中,相对于该信道位置选择该点。在块 1432 中,在该点上设置用于第二 OFDM 码元的 FFT 收集窗口 1012 的开始。

[0164] 在此说明的同步技术可以各种手段实现。例如,这些技术可以以硬件、软件、或者其组合实现。对于硬件实现,在基站用来支持同步的处理单元(例如 TX 数据和导频处理器 120)可在一个或者多个专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理设备 (DSPD)、可编程逻辑器件 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、设计来执行在此描述的功能的其它电子单元、或者它们的组合内实现。在无线接收机处用来执行同步的处理单元(例如 SCEU180)也可以在一个或者多个 ASIC、DSP 等等内实现。

[0165] 上面的实施例中的一些以特定的方式确定平坦区域的前沿和后沿。其它实施例可以对抽头能量和最大抽头能量的有限差的加权和进行评分。可以以该类型的评分算法确定该平坦区域的开始和结束。

[0166] 对于软件实现,同步技术可以以执行在此描述的功能的模块(例如程序、函数等)来实现。软件代码可被存储在存储器单元(例如在图 1 的存储器单元 192)并且由处理器(例如控制器 190)来执行。存储器单元可在处理器之内实现或者在处理器外部实现。

[0167] 虽然本公开的原理已经连同特定的装置和方法在上面进行了描述,应当清楚地理解该描述仅仅以示例的方式作出并且不作为对本发明的范围的限制。

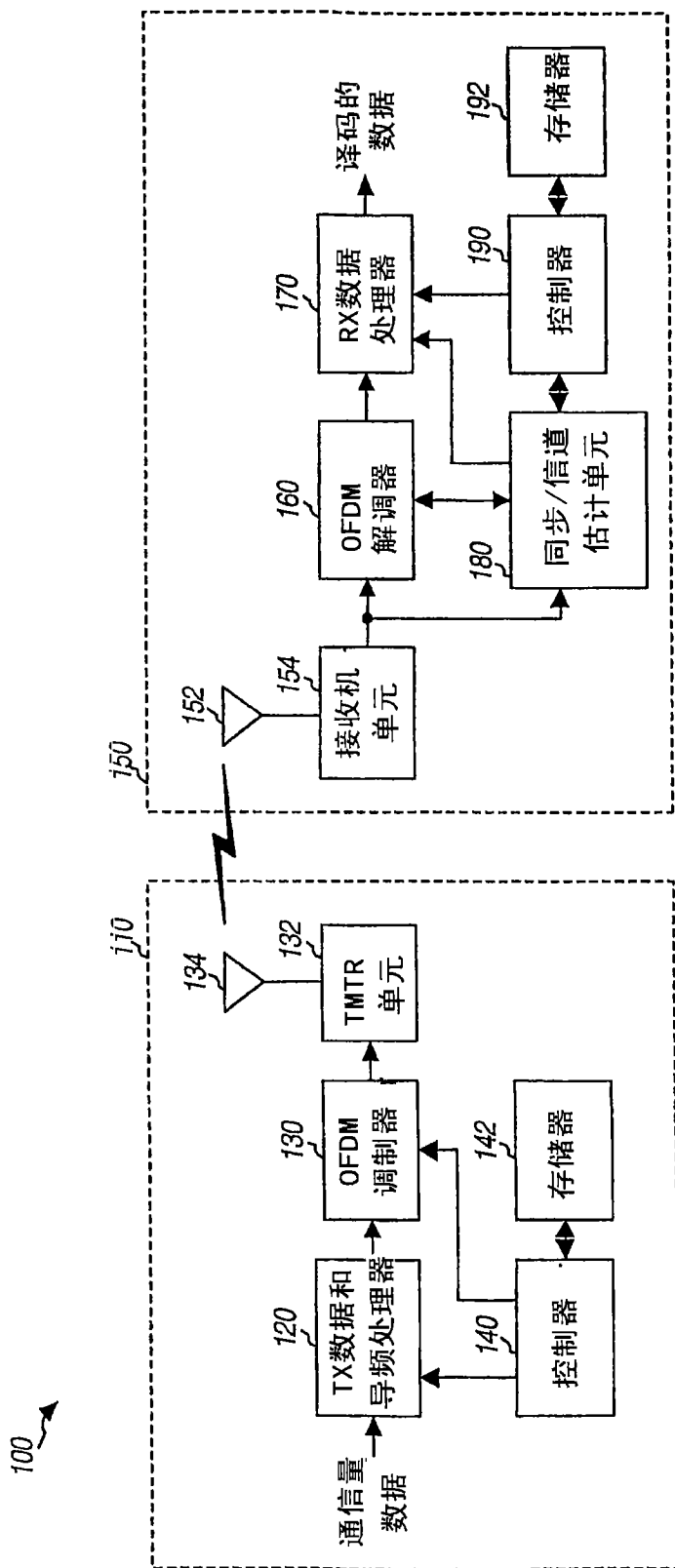


图 1

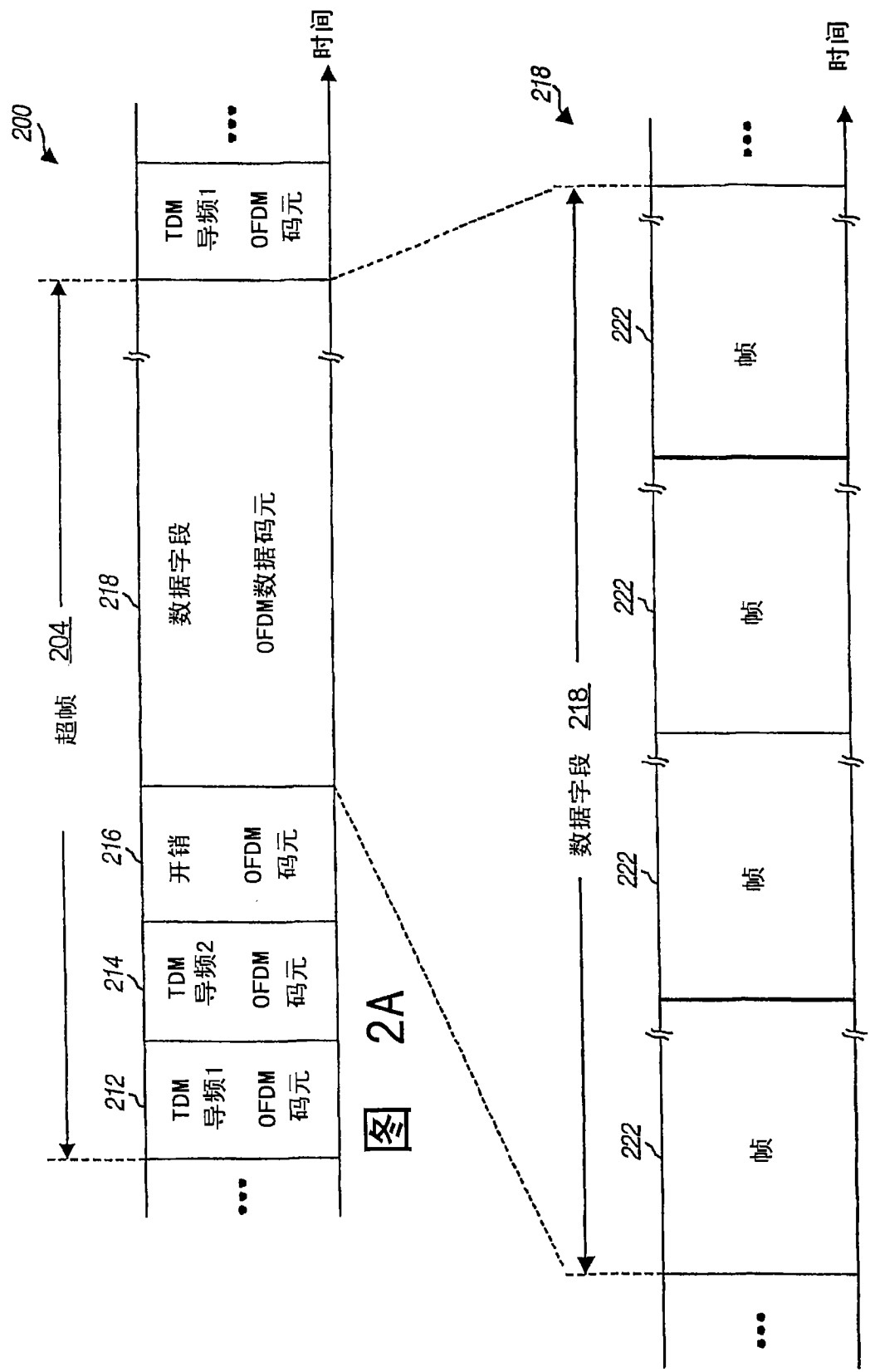


图 2A

图 2B

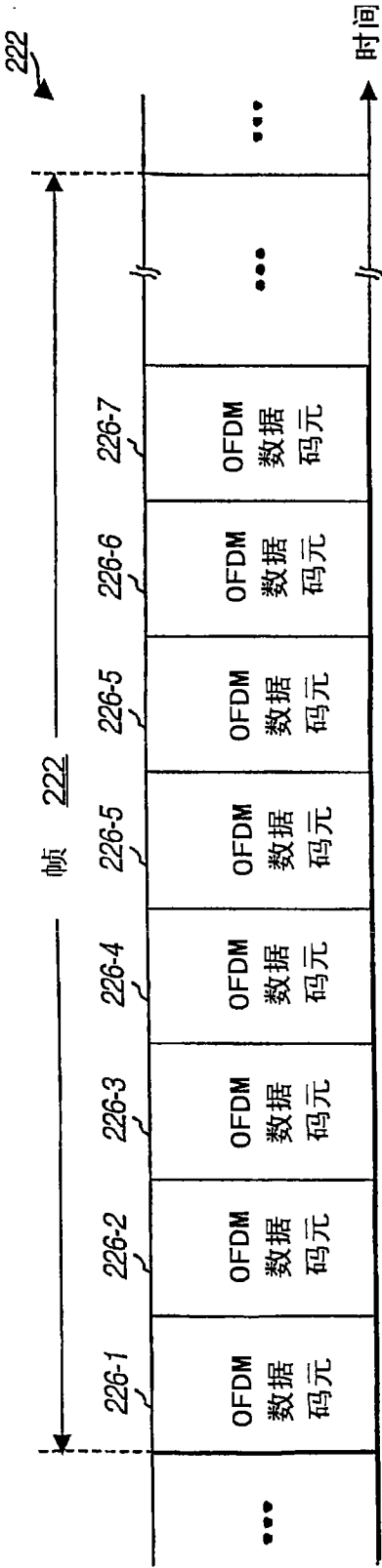


图 20

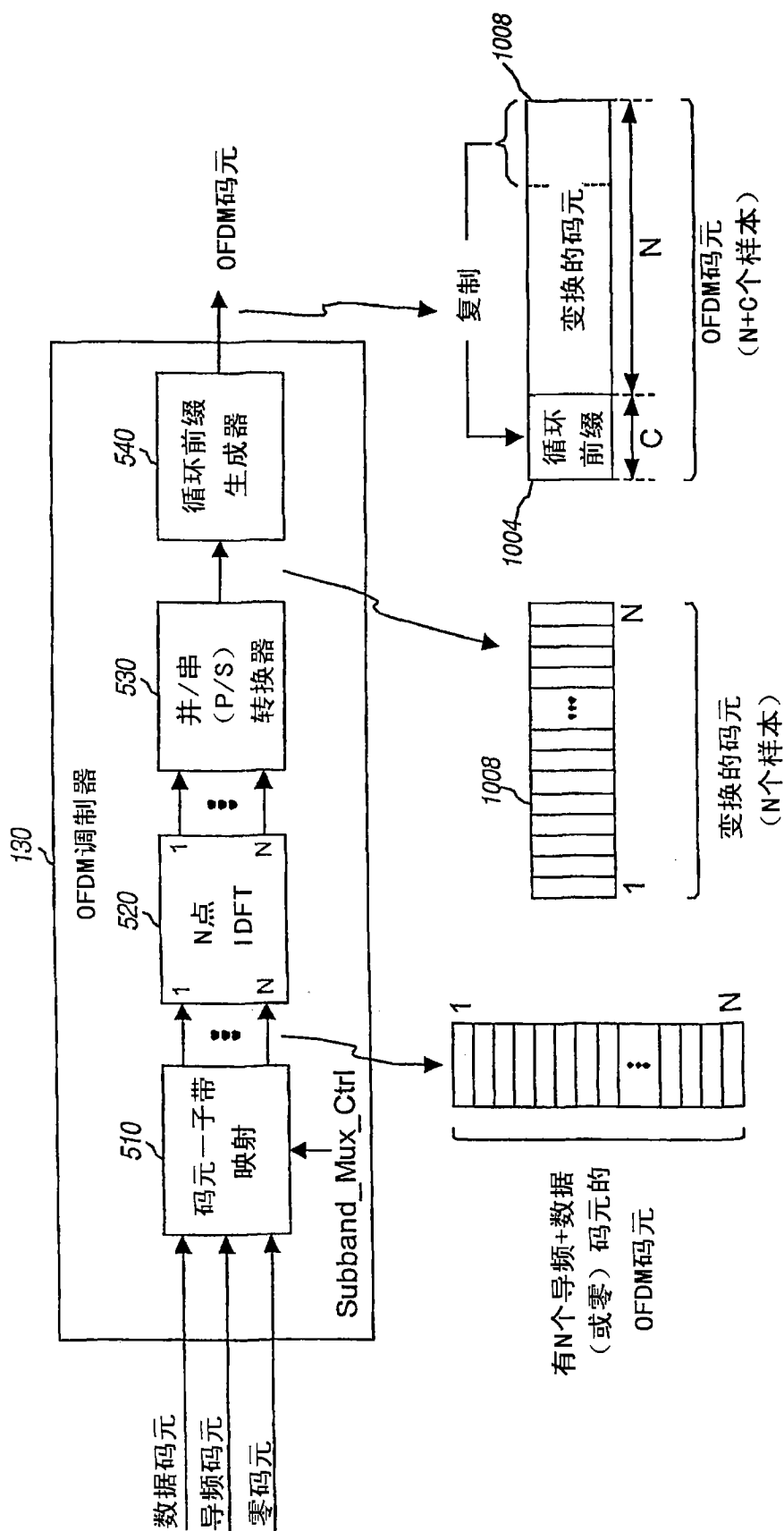


图 3

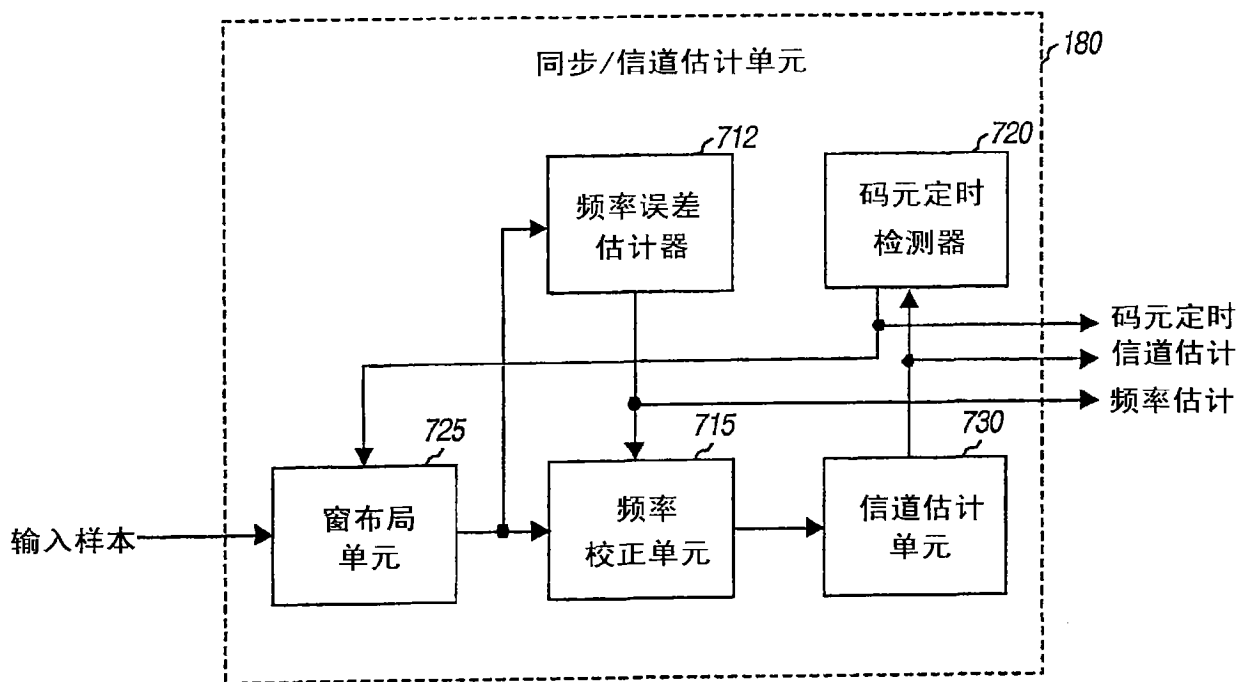


图 4

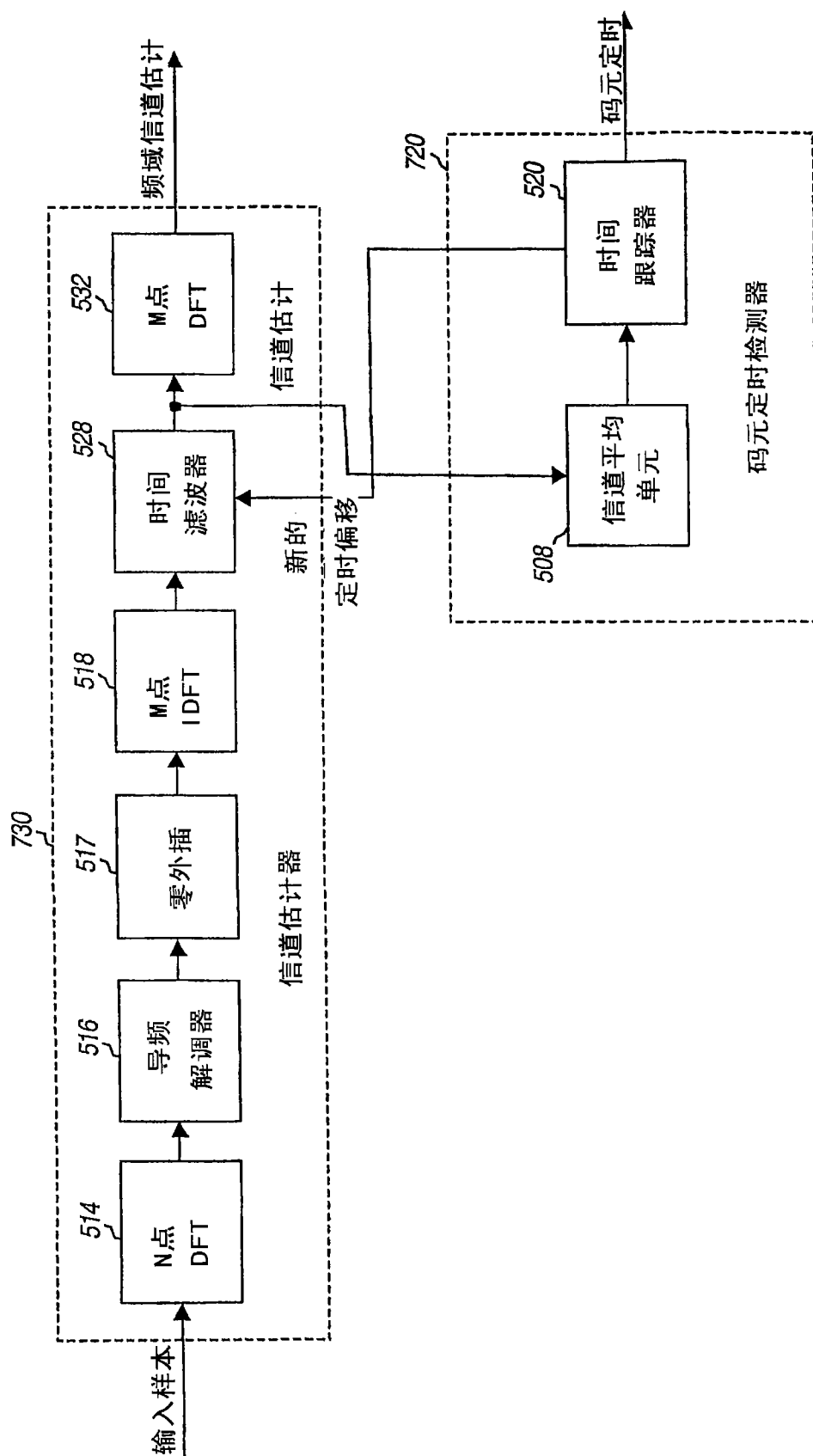


图 5

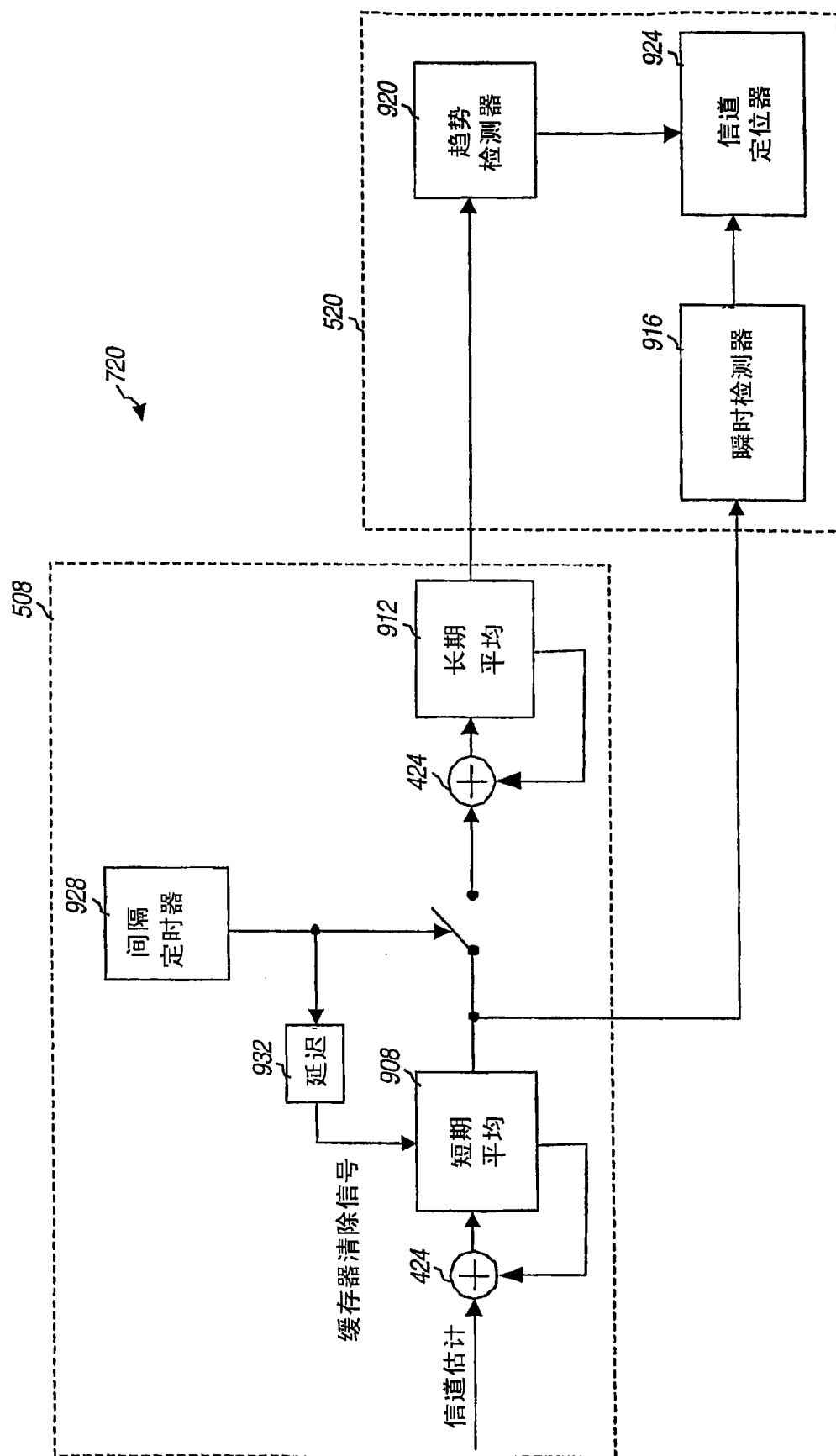


图 6

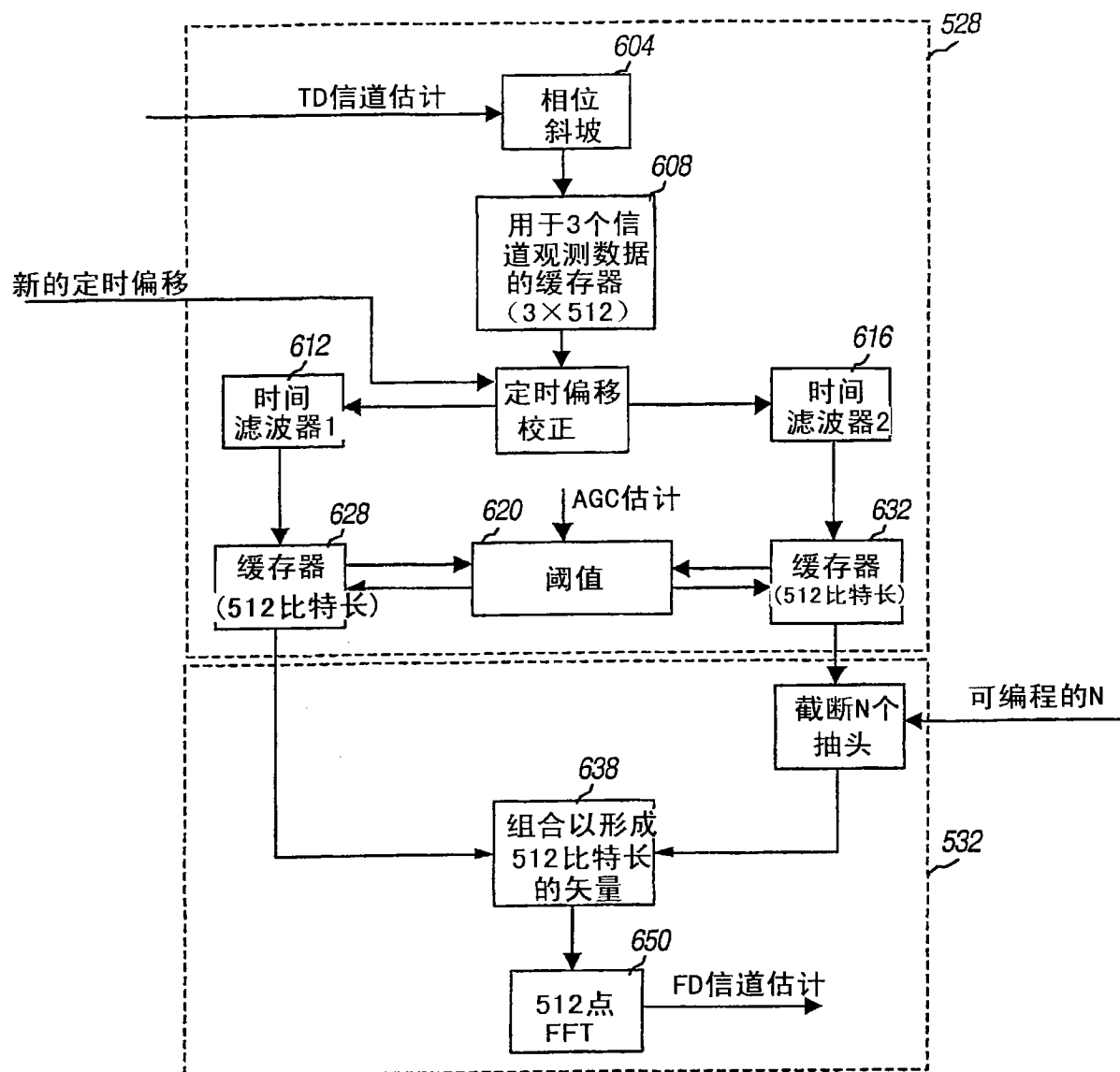


图 7

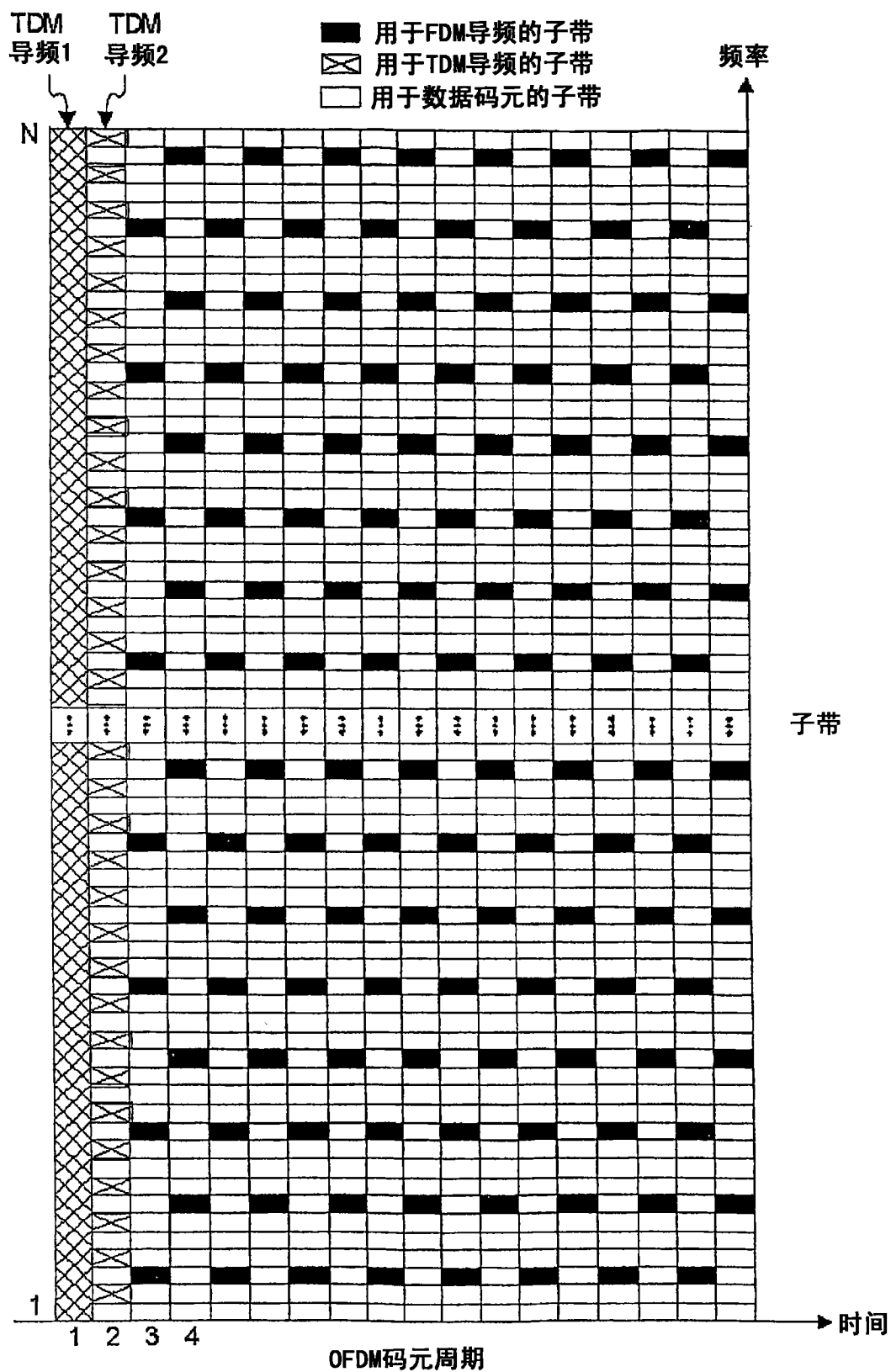


图 8

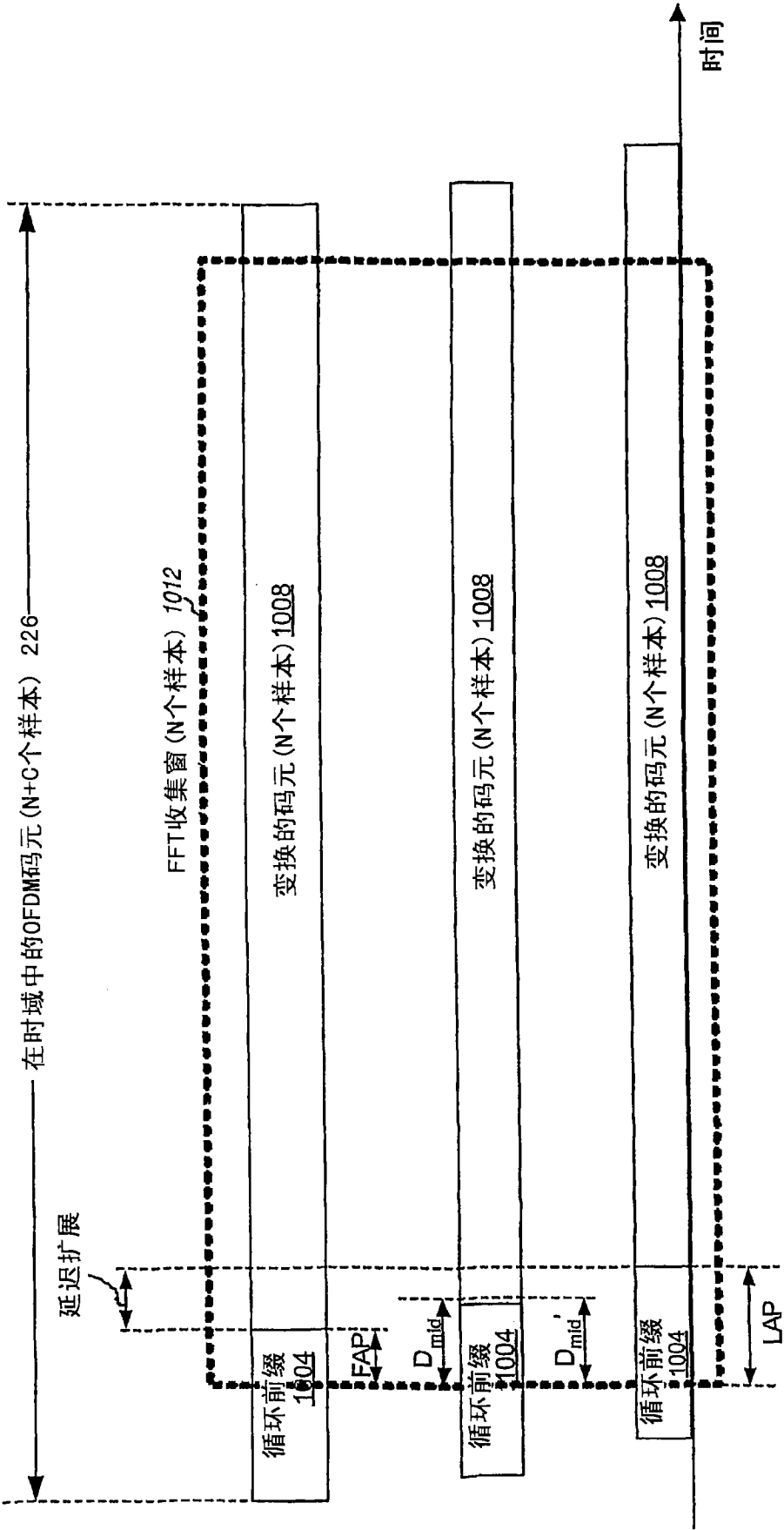


图 9A

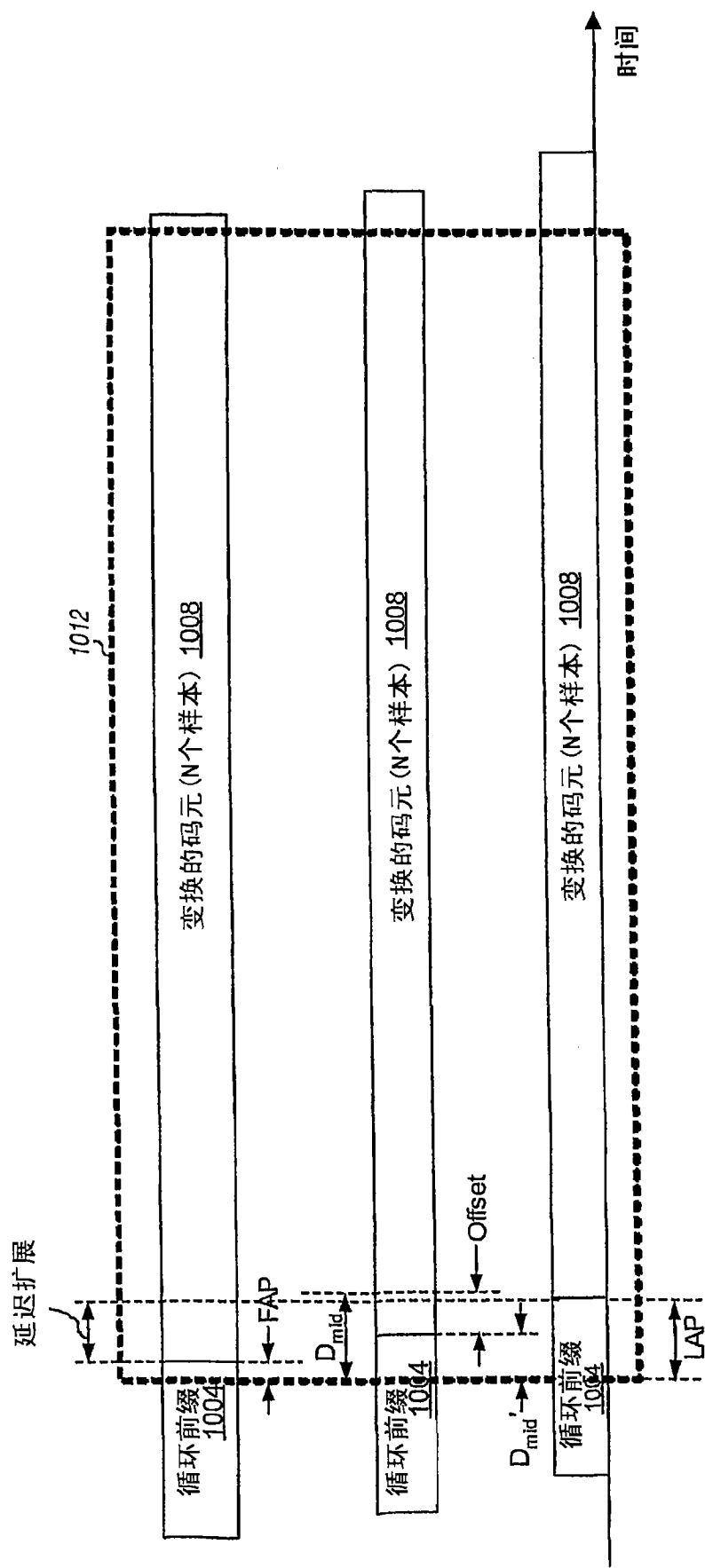


图 9B

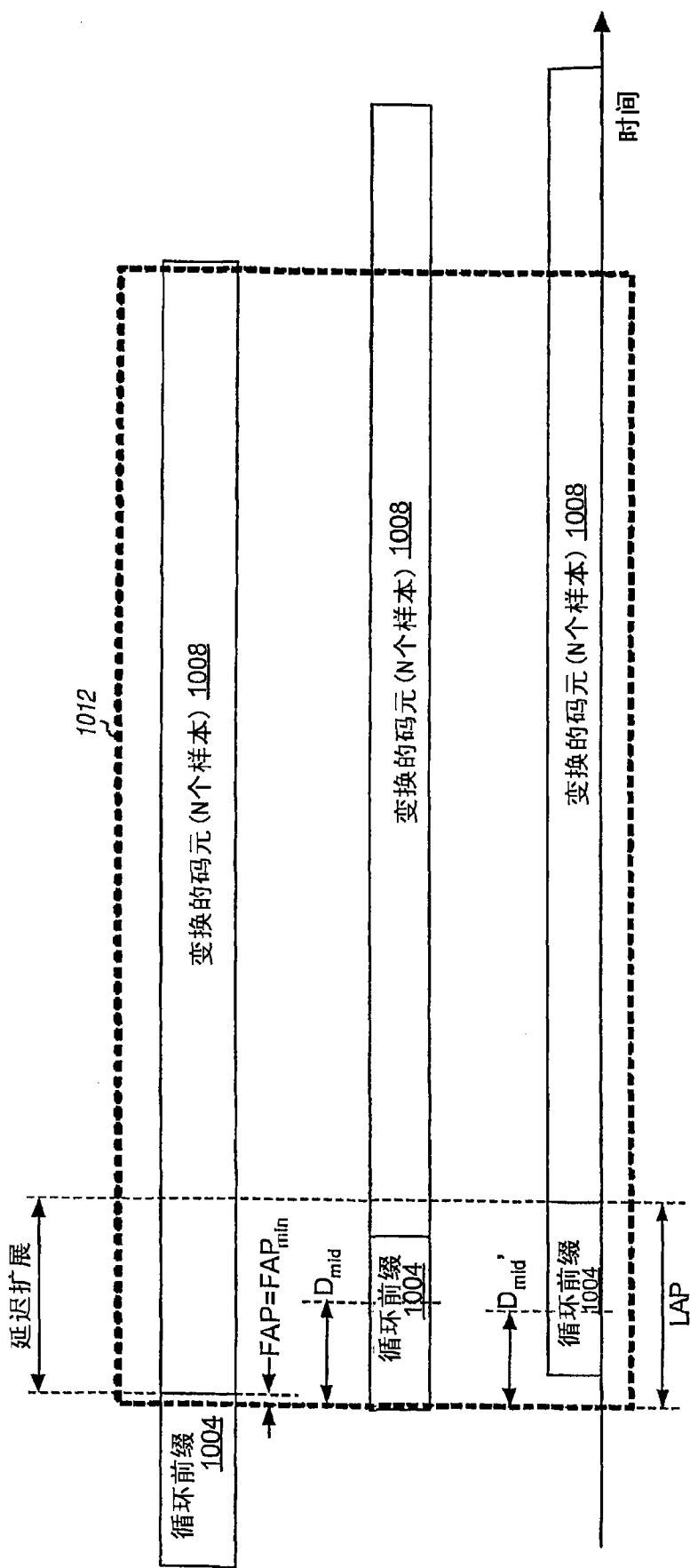


图 9C

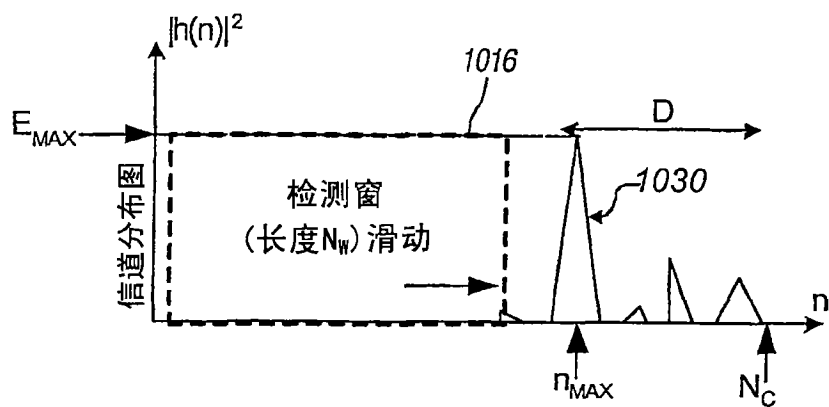


图 10A

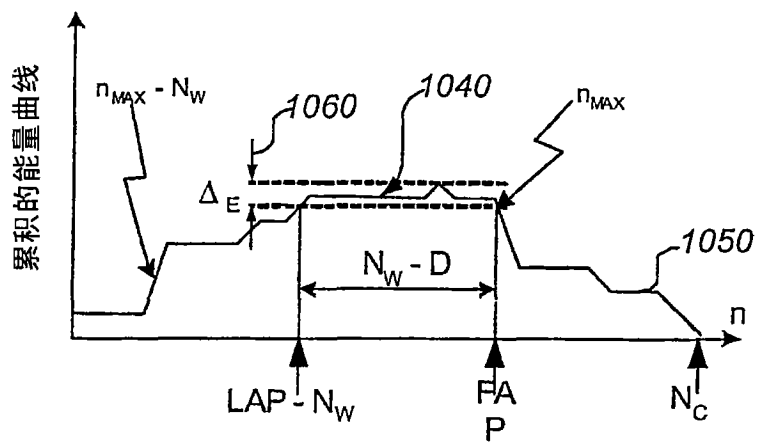


图 10B

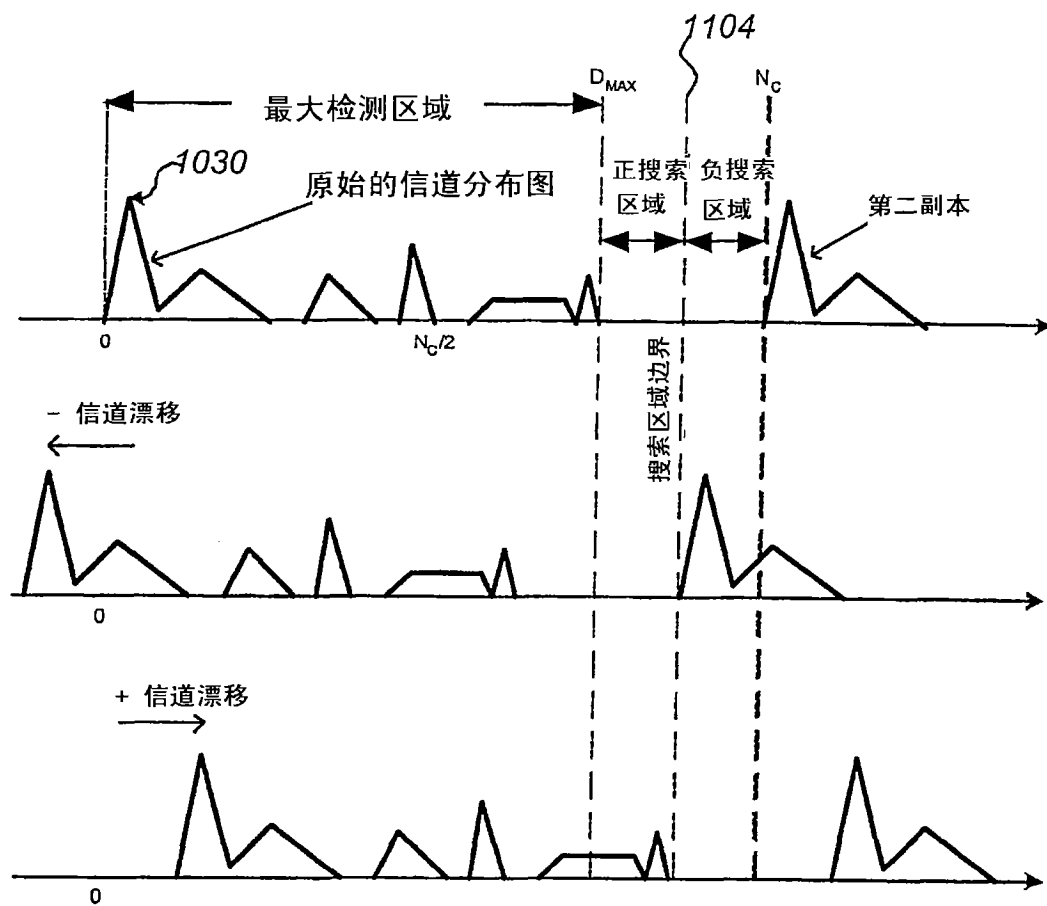


图 11

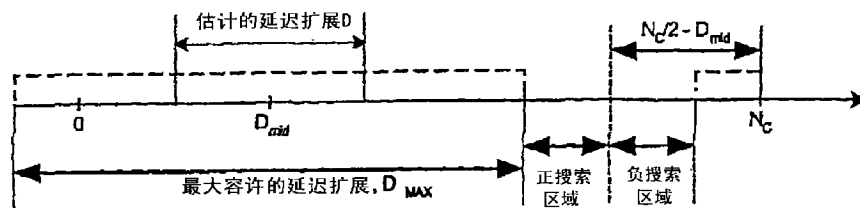


图 12

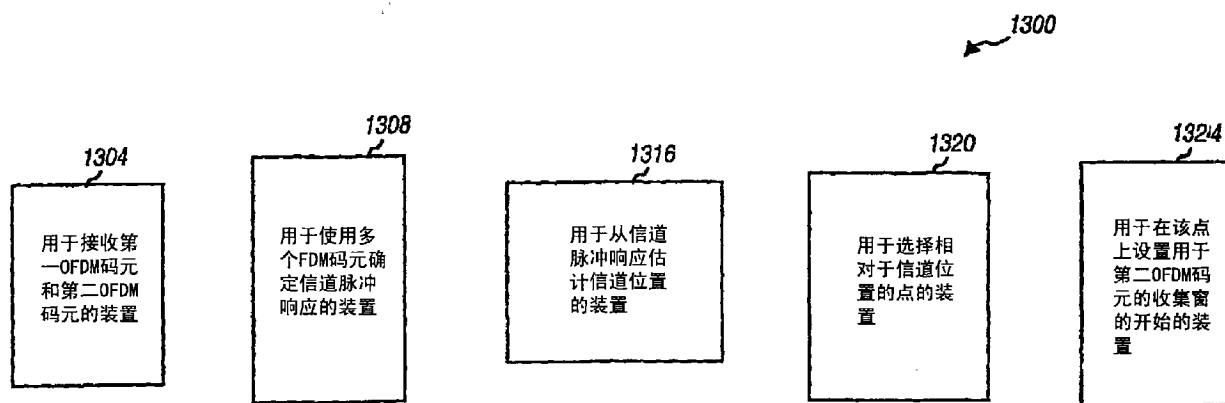


图 13

