



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101189847 B

(45) 授权公告日 2011.08.10

(21) 申请号 200680015783.4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2006.03.10

H04L 27/26 (2006.01)

(30) 优先权数据

审查员 杨威明

60/660,901 2005.03.10 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007.11.08

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2006/008977 2006.03.10

(87) PCT申请的公布数据

WO2006/099343 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 林福韵

R·克里希纳穆斯 V·莫西

(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

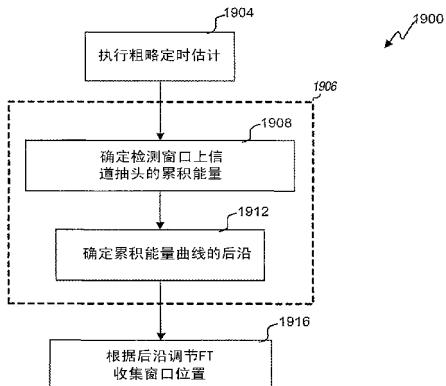
权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 18 页

(54) 发明名称

精密定时获取

(57) 摘要

公开了一种用于将接收机的定时与所接收的正交频分复用 (OFDM) 信号相同步的方法。该方法用第一接收时分复用 (TDM) 导频执行第一定时获取，以确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计。用第二 TDM 导频执行第二定时获取，以确定所接收的 OFDM 信号的精密定时估计。在第二定时获取过程中，确定信道抽头在检测窗口上的累积能量，并且检测累积能量曲线的后沿。根据后沿信息，为后续 OFDM 码元调节傅里叶变换 (FT) 收集窗口位置。



1. 一种用于将接收机的定时与所接收的正交频分复用 OFDM 信号相同步的方法,该方法包括以下步骤:

用第一接收时分复用 TDM 导频执行第一定时获取,以确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计;

用第二 TDM 导频执行第二定时获取,以确定所接收的 OFDM 信号的精密定时估计,其中用于执行第二定时获取的所述步骤包括以下子步骤:

为多个起始位置,确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量,以形成累积能量曲线,以及

检测所述累积能量曲线的后沿;以及

根据用于执行第二定时获取的所述步骤,为后续 OFDM 码元调节傅里叶变换 FT 收集窗口位置;

其中,所述后沿是使用多个起始位置中一特定起始位置处的累积能量与所述累积能量曲线在所述特定起始位置处的负有限差分的加权总和来定位的。

2. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述第一接收 TDM 导频是在所述第二 TDM 导频之前接收的。

3. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述精密定时估计是所述粗略定时估计的精炼。

4. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述检测子步骤允许检测第一到达路径 FAP。

5. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述累积能量曲线中一平坦区域的前沿和后沿都是从所述累积能量曲线中与最大点相差一定百分能量的平坦区域中检测得到的。

6. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述累积能量曲线的后沿和前沿中的至少一个被变换成了定时校正。

7. 如权利要求 6 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于, FAP 是相对所述后沿而放置的。

8. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,通过相对于后沿和前沿中的至少一个来放置信道分布的位置,将所述累积能量曲线前沿和后沿中的至少一个变换为定时校正。

9. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述多个信道抽头中的每一个都与相应抽头延迟上的复数信道增益相对应。

10. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,用于执行第二定时获取的所述步骤是在第二 TDM 导频结束之前完成的。

11. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,对于所述多个信道抽头中的一特定信道抽头,在时间上至少部分同时执行所述确定子步骤和所述检测子步骤。

12. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,所述接收机是有线接收机或无线接收机中的至少一个。

13. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其

特征在于,还包括下述步骤:使用在用于执行第二定时获取的所述步骤中获取的信道估计,引导信道估计。

14. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,用于执行第二定时获取的所述步骤还包括下述子步骤:在所述 FT 收集窗口上执行傅里叶变换,其中所述 FT 收集窗口的大小是所述检测窗口大小的两倍。

15. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,对所述累积能量曲线过滤,从而减少虚假的后沿检测。

16. 如权利要求 1 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的方法,其特征在于,用于执行第二定时获取的所述步骤还包括下述子步骤:在所述确定子步骤之前,对所述多个信道抽头中的每一个执行阈值处理。

17. 一种用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,该 OFDM 系统包括:

用第一接收 TDM 导频执行第一定时获取,以确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计的装置;

用第二 TDM 导频执行第二定时获取,以确定所接收的 OFDM 信号的精密定时估计的装置,其中用于执行第二定时获取的所述装置包括:

用于为多个起始位置确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量,以形成累积能量曲线的装置,以及

用于检测所述累积能量曲线的后沿的装置;以及

根据用于执行第二定时获取的所述装置的输出,为后续 OFDM 码元调整 FT 收集窗口位置的装置;

其中,所述后沿是使用多个起始位置中一特定起始位置处的累积能量与所述累积能量曲线在所述特定起始位置处的负有限差分的加权总和来定位的。

18. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,所述第一接收 TDM 导频是在所述第二 TDM 导频之前接收的。

19. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,所述精密定时估计是所述粗略定时估计的精炼。

20. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,所述累积能量曲线中一平坦区域的前沿和后沿都是从所述累积能量曲线中与最大点相差一定百分能量的平坦区域中检测得到的。

21. 如权利要求 17 所述的用于将接收机定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,所述多个信道抽头中的每一个都与相应抽头延迟上的复数信道增益相对应。

22. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,所述第二 TDM 导频包括循环前缀以及多个相同的导频序列。

23. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,对于所述多个信道抽头中的一特定信道抽头,在时间上至少部分同时使用用于确定的所述装置和用于检测的所述装置。

24. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系

统,其特征在于,所述接收机是有线接收机或无线接收机中的至少一个。

25. 如权利要求 17 所述的用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统,其特征在于,对所述累积能量曲线过滤,从而减少虚假的后沿检测。

26. 一种用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,该方法包括以下步骤:执行第一定时获取,以确定接收信号的粗略定时估计;

用 TDM 导频执行第二定时获取,以便为接收信号中的码元确定精密定时估计,其中用于执行第二定时获取的所述步骤包括以下子步骤:

为多个起始位置,确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量,以形成累积能量曲线,

检测所述累积能量曲线的后沿,以及

对于所述多个信道抽头中的一特定信道抽头,在时间上至少部分同时执行所述确定子步骤和所述检测子步骤;以及

根据用于执行第二定时获取的所述步骤,为后续码元调节 FT 收集窗口位置;

其中,所述后沿是使用多个起始位置中一特定起始位置处的累积能量与所述累积能量曲线在所述特定起始位置处的负有限差分的加权总和来定位的。

27. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,所述精密定时估计是所述粗略定时估计的精炼。

28. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,所述后续码元是 OFDM 码元,并且包括:

多个数据码元,以及

多个频分复用 (FDM) 导频。

29. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,所述累积能量曲线中一平坦区域的前沿和后沿都是从所述累积能量曲线中与最大点相差一定百分能量的平坦区域中检测得到的。

30. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,所述多个信道抽头中的每一个都与相应抽头延迟上的复数信道增益相对应。

31. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,所述接收机是有线接收机或无线接收机中的至少一个。

32. 如权利要求 26 所述的用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法,其特征在于,对所述累积能量曲线过滤,从而减少虚假的后沿检测。

精密定时获取

[0001] 根据 35U.S. § 119 要求享有优先权

[0002] 本专利申请要求根据 2005 年 3 月 10 日提交并且转让给本申请人的临时申请 60/660,901 而享有优先权，其中该临时申请通过引用明确包含在此。

[0003] 发明背景

[0004] 本发明主要涉及数据通信，尤其涉及的是使用正交频分复用 (OFDM) 的信息传输系统中的同步。

[0005] 在 OFDM 系统中，发射机通过对数据进行处理来获取调制码元，并且进一步通过对调制码元执行调制来产生 OFDM 码元。然后，发射机将会调节 OFDM 码元并且经由通信信道发射 OFDM 码元。OFDM 系统可以使用某种用以在超帧中发射数据的传输结构，其中每个超帧都具有一个持续时间。不同类型的数据（例如业务量 / 分组数据、开销 / 控制数据、导频等等）可以在每个超帧的不同部分发送。每个超帧都可以拆分为多个帧。术语“导频”通常是指预先为发射机和接收机所知的数据和 / 或传输。

[0006] 接收机通常需要获取精确的帧和码元定时，以便正确恢复发射机发送的数据。例如，接收机有可能需要了解每个超帧以及帧的开端，以便正确恢复超帧中发送的不同类型的数据。通常，接收机既不知道发射机发送每个 OFDM 码元的时间，也不知道通信信道引入的传播延迟。因此，接收机需要确定经由通信信道接收的每个 OFDM 码元的定时，以便对接收到的 OFDM 码元执行正确的互补 OFDM 解调。

[0007] 在本公开中，术语同步是指由接收机执行的、用于获取帧和码元同步的处理。此外，接收机还可以执行其他任务，例如频率误差估计和信道估计。同步可以在不同时间执行，以便改善定时并校正信道中的变化。快速执行同步更易于获取信号。

发明内容

[0008] 在一个方面中，本公开提供了一种用于将接收机的定时与接收到的正交频分复用 (OFDM) 信号相同步的方法。在一个步骤中，用第一接收时分复用 (TDM) 导频执行第一定时获取，以确定接收到的 OFDM 信号的粗略定时 (course timing) 估计。用第二 TDM 导频执行第二定时获取，以确定接收到的 OFDM 信号中的 OFDM 码元的精密定时估计。在第二定时获取过程中，确定信道抽头在检测窗口上的累积能量，并且检测所述累积能量曲线的后沿。在一个替换实施例中，在第二定时获取过程中，可以确定前沿和后沿之一或是确定这两者。依照第二定时获取步骤，对后续的 OFDM 码元调节傅立叶变换 (FT) 收集窗口位置。

[0009] 在一个方面中，公开了一种用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 码元相同步的 OFDM 系统。该 OFDM 系统包括：用于执行第一定时获取的装置，用于执行第二定时获取的装置，以及用于调节 DFT 收集窗口位置的装置。用第一接收 TDM 导频执行第一定时获取的装置确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计。用第二 TDM 导频执行第二定时获取的装置确定所接收的 OFDM 信号的精密定时估计。用于执行第二定时获取的装置包括用于确定和用于检测的装置。用于为多个起始位置确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量的装置形成累积能量曲线。用于检测的装置找出累积能量曲线的后沿。用于为后续 OFDM 码元调节 FT

收集窗口位置的装置则依照用于执行第二定时获取的装置的输出来执行操作。

[0010] 在一个方面中，公开了一种用于将接收机的定时与接收信号相同步的方法。在一个步骤中，执行第一定时获取，以确定接收信号的粗略定时估计。用 TDM 导频执行第二定时获取，以便为所接收的信号的码元确定精密定时估计。所述第二定时获取为多个起始位置确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量，以形成累积能量曲线。此外，所述第二定时获取还检测累积能量曲线的后沿。对于多个信道抽头中的一特定信道抽头，在时间上至少部分同时执行用于确定累积能量的步骤和用于检测后沿的步骤。根据用于执行第二定时获取的步骤，对后续码元调节 FT 收集窗口位置。

[0011] 在一个方面中，公开了一种用于将接收机的定时与接收信号相同步的通信设备。该通信设备包括相互耦合的处理器和存储器。该处理器被配置成至少执行下列步骤：

[0012] 1. 用第一接收时分复用 (TDM) 导频执行第一定时获取，以确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计。

[0013] 2. 用第二 TDM 导频执行第二定时获取，以确定所接收的 OFDM 信号的精密定时估计。用于执行第二定时获取的步骤还包括以下子步骤：为多个起始位置，确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量，以形成累积能量曲线，以及检测累积能量曲线的后沿。

[0014] 3. 依照用于执行第二定时获取的步骤，为后续的 OFDM 码元调节傅里叶变换 (FT) 收集窗口位置。

[0015] 附图简述

[0016] 本公开是结合下列附图来进行描述的：

[0017] 图 1 是正交频分复用 (OFDM) 系统中的基站和无线接收机的实施例框图；

[0018] 图 2A 和 2B 是用于 OFDM 系统的超帧结构的实施例框图；

[0019] 图 3 是时分复用 (TDM) 导频 2 的频域表示的实施例图示；

[0020] 图 4 是发射 (TX) 数据和导频处理器的实施例框图；

[0021] 图 5 是 OFDM 调制器的实施例框图；

[0022] 图 6 是 TDM 导频 2 的时域表示的实施例图示；

[0023] 图 7 是同步和信道估计单元的实施例框图；

[0024] 图 8 是用于精密定时获取 (FTA) 的操作时线的实施例图示；

[0025] 图 9 是码元定时检测器的实施例框图；

[0026] 图 10A ~ 10D 是用于显示导频 -2OFDM 码元之处理的图示；

[0027] 图 11 是结合了 TDM 和 FDM 导频的导频传输方案的实施例图示；

[0028] 图 12 是用于移除导频码元调制的逻辑电路的实施例框图；

[0029] 图 13 是用于实施定时同步正常操作的实施例框图；

[0030] 图 14 是 FTA 中的第一阶段 FAP 检测的定点实施方式的实施例框图；

[0031] 图 15 是用于显示 FAP 检测算法之三个阶段的处理的实施例流程图；

[0032] 图 16 是 FAP 检测第三阶段中的更新步骤的实施例框图；

[0033] 图 17 是用于初始化数据模式时间追踪 (DMTT) 的实施例框图；

[0034] 图 18 是关于将接收机定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统的实施例框图；以及

[0035] 图 19 是关于将接收机定时与所接收的 OFDM 信号相同步的过程的实施例流程图。

[0036] 在附图中,相同的部件和 / 或特征会使用相同的附图标记。

[0037] 详细描述

[0038] 接下来的描述仅仅提供的是一个或多个优选的例示实施例,而不是为了限制本发明的范围、适用性或配置。与之相反,以下关于一个或多个优选实施例的描述为本领域技术人员提供的是能够实施本发明的优选例示实施例的说明。应该理解的是,在没有脱离所附权利要求书阐述的本发明的实质和范围的情况下,在各部件的功能和配置方面是可以进行多种变化的。

[0039] 具体的细节将会在以下描述中给出,以便能够全面理解这些实施例。但是本领域普通技术人员应该理解,不使用这些具体细节也可以实现所述实施例。例如,为了避免在不必要的细节方面使实施例难懂,电路都是以框图的形式显示的。在其他实例中,对众所周知的电路、处理、算法、结构和技术不显示不必要的细节,以免实施例含糊不清。

[0040] 此外还应该指出的是,这些实施例可以描述为用流程图、数据流程图、结构图或框图描绘的处理。虽然流程图可以将这些操作描述成了一顺序处理,但是其中的众多操作是可以并行或同时执行的。另外,操作的顺序是可以重新排列的。当操作结束时处理终止,但是该处理也可以具有图中并未包含的附加步骤。一个处理可以与方法、函数、过程、例程、子程序等等相对应。当处理与函数相对应时,其终止将对应于将该函数的返回结果提供给调用函数或主函数。

[0041] 此外,这里公开的术语“存储介质”可以表示一个或多个用于存储数据的设备,其中包括只读存储器 (ROM)、随机存取存储器 (RAM)、磁性 RAM、核心存储器、磁盘存储介质、光学存储介质、闪存设备和 / 或其他用于存储信息的机器可读介质。术语“机器可读介质”包括但不局限于便携式或固定的存储设备、光学存储设备、无线信道以及能够存储、包含或承载一个或多个指令和 / 或数据的各种其他介质。

[0042] 此外,这些实施例是可以由硬件、软件、固件、中间件、微代码、硬件描述语言或是其任何组合来实现的。在以软件、固件、中间件或微代码的形式实施时,可以将用于执行必要任务的程序代码或代码段保存在存储介质之类的机器可读介质中。这些必要的任务可以由一个或多个处理器来执行。代码段或机器可执行指令可以表示过程、函数、子程序、程序、例程、子例程、模块、软件包、类,或是指令、数据结构或程序语句的任何组合。一个代码段可以通过传递和 / 或接收信息、数据、变元、参数或存储内容而与另一代码段或硬件电路相耦合。信息、变元、参数、数据等等可以借助任何适当的手段来传递、转发或发射,这其中包括存储器共享、消息传递、令牌传递、网络传输等等。

[0043] 这里描述的同步技术可以用于各种多载波系统以及下行链路和上行链路。下行链路(或前向链路)指的是从基站到无线接收机的通信链路,而上行链路(或反向链路)则是指从无线接收机到基站的通信链路。为清楚起见,下文就正交频分复用 (OFDM) 系统中的下行链路对这些技术进行描述。导频检测结构是非常适合广播系统的,但是它也可以用于非广播系统。

[0044] 这里公开了一种在 OFDM 系统中在初始获取之后进行定时同步的改进方法和系统。对于以时分复用 (TDM) 导频 1 的处理为基础的初始同步获取来说,其结果是一个粗略定时估计。这个粗略定时估计提供了关于超帧开端的信息,并且给出了关于 TDM 导频 2 开端的粗略估计。通过使用 TDM 导频 2 结构来执行进一步定时估计,接收机将会估计出关于

后续 OFDM 码元的精确开端位置。这个步骤被称为精密定时获取 (FTA)。该计算的副产品是信道估计,可以用于对信道估计部件进行初始化。

[0045] 在一个实施例中,这种算法经设计可以成功地处理各信道,使延迟扩展高达 1024 个码片或采样。在一个实施例中,将校正初始粗略定时估计的不准确度,从而校正介于 -K 与 +1024-K 码片之间的粗略定时差错。在另一个实施例中,基于 -256 与 +768 码片之间的差错将会得到校正。FTA 处理是以这样一种方式设计的,其中定时校正可以在需要应用的时候得到。换句话说,FTA 是在接收到下一个码元之前结束的。

[0046] 在一个实施例中,TDM 导频 2 码元包括一个循环前缀,其后跟随的是时域中的两个相同的导频 2 序列。接收机至少在采样窗口中收集 $N_c = N/2$ 或 2048 个采样,其中 N 在不同的实施例中可以具有不同的值,而所述采样窗口则开始于根据粗略定时以及为避免从相邻码元收集数据而被引入的初始故意偏移所确定的位置。这 2048 个采样对应于一个与信道卷积的、具有 TDM 导频 2 序列周期的循环移位。在经过 L 点 FFT、导频解调和 IFFT 之后,剩下的就是信道脉冲响应的循环移位。

[0047] 接下来,确定信道脉冲响应在这个长为 2048 的循环移位图像中的开端。全部的信道能量包含在长为 1024 的检测窗口内。如果信道短于 1024 个码片,那么能量窗口中将会具有若干个导致最大能量的连续位置。在这种情况下,该算法将会选取累积能量曲线中的最后一个位置,因为该位置通常与信道的第一到达路径 (FAP) 相对应。这个处理是通过考虑运行能量总和与阶数 N_p 的本地有限差分的凸组合来实现的。一旦 FAP 的位置在长为 2048 的移位信道估计中,那么该信息很容易转换成定时偏移,供后续 OFDM 码元采样时应用。

[0048] 该算法的另一个产物是长为 1024 的时域信道估计。用于信道估计的部件使用了长度均为 512 的三个连续的时域信道估计,并且将其组合在时间滤波操作内,以便产生对抗定时变化的长为 1024 的信道估计。我们使用了在 FTA 期间获取的、长为 1024 的“干净的”即已过滤的信道估计来初始化信道估计部件。这个处理则是通过将其混叠成与信道估计部件兼容的 512 长度形式来完成的。然后,用这个处理为所关注的第一个码元产生有效信道估计。

[0049] 定时同步方面的精度是通过将其与信道估计联系在一起以及在检测 FAP 的过程中引入累积能量曲线及其第一导数两者来实现的。与此同时,该处理会使本方法具有针对过多延迟扩展的牢固性。TDM 导频 2 的重复结构将会产生信道估计的循环移位。在这些循环移位与定时偏移之间存在着简单的一一对应关系。TDM 导频 2 码元的结构以及故意引入的初始偏移可以使系统针对粗略定时获取估计的误差,具有更高的牢固性。最后,码元定时搜索器部件中 FTA 操作的新颖架构及其与 IFFT 部件的相互结合将会使其具有很高的计算效率,并且在一个实施例中提供了所要满足的严格的计算时间需求。

[0050] 首先参考图 1,该图显示的是 OFDM 系统 100 中的基站 110 和无线接收机 150 的实施例框图。基站 110 通常是一个固定站,并且它也可以被称为基地收发信机系统 (BTS)、接入点或是某些其他术语。无线接收机 150 既可以是固定的,也可以是移动的,并且它也可以被称为用户终端、移动站或是某些其他术语。此外,无线接收机 150 还可以是便携单元,例如蜂窝电话、手持设备、无线模块、个人数字助理 (PDA)、电视接收机等等。

[0051] 在基站 110, TX 数据和导频处理器 120 接收不同类型的数据(例如业务量 / 分组数据以及开销 / 控制数据),并且通过对接收数据进行处理(例如编码、交织和码元映射)

来产生数据码元。这里使用的“数据码元”是用于数据的调制码元，“导频码元”是用于导频的调制码元，而调制码元则是调制方案（例如 M-PSK、M-QAM 等等）中信号星座（signal constellation）中的点的复值。此外，导频处理器 120 还通过处理导频数据来产生导频码元，并且将数据和导频码元提供给 OFDM 调制器 130。

[0052] 如下文所述，OFDM 调制器 130 将数据和导频码元复用到正确的子波段和码元周期之上，并且进一步通过对经复用的码元执行 OFDM 调制来产生 OFDM 码元。发射机（TMTR）单元 132 将 OFDM 码元转换成一个或多个模拟信号，并且进一步通过调节（例如放大、过滤、上变频等等）所述一个或多个模拟信号来产生已调制信号。然后，基站 110 将已调制信号从天线 134 发射到 OFDM 系统 100 中的无线接收机。

[0053] 在无线接收机 150，从基站 110 发射的信号将会由天线 152 接收，并被提供给接收机单元 154。接收机单元 154 则调节（例如过滤、放大、下变频等等）接收信号，并对经过调节的信号执行数字化处理，以便获取输入采样流。OFDM 解调器 160 对输入采样执行 OFDM 解调，以便获取接收数据和导频码元。此外，该 OFDM 解调器 160 还使用信道估计（例如，频率响应估计）来对所接收的数据码元进行检测（例如，匹配滤波），以便获取检测到的数据码元，其中检测到的数据码元是对基站 110 发送的数据码元的估计。所述 OFDM 解调器 160 会将检测到的数据码元提供给接收（RX）数据处理器 170。

[0054] 如下所述，同步 / 信道估计单元（SCEU）180 接收来自接收机单元 154 的输入采样，并且通过执行同步来确定帧和码元定时。此外，SCEU180 还会使用从 OFDM 解调器 160 接收的导频码元来推导信道估计。SCEU180 将码元定时和信道估计提供给 OFDM 解调器 160，并且可以向 RX 数据处理器 170 和 / 或控制器 190 提供帧定时。所述 OFDM 解调器 160 则使用码元定时来执行 OFDM 解调，并且使用信道估计来对接收到的数据码元进行检测。

[0055] RX 数据处理器 170 对来自 OFDM 解调器 160 的、检测到的数据码元进行处理（例如码元去映射、解交织、解码等等），并且提供解码数据。RX 数据处理器 170 和 / 或控制器 190 可以使用帧定时来恢复基站 110 发送的不同类型的数据。通常，OFDM 解调器 160 和 RX 数据处理器 170 的处理分别与基站 110 上的 OFDM 调制器 130 以及 TX 数据和导频处理器 120 的处理是互补的。

[0056] 控制器 140、190 分别在基站 110 和无线接收机 150 上指引操作。这些控制器可以是处理器和 / 或状态机。存储单元 142、192 分别为控制器 140 和 190 所使用的程序代码和数据提供存储。这些存储单元 142、192 可以使用各种类型的存储介质来存储信息。

[0057] 基站 110 既可以向单个的无线接收机发送点到点传输，也可以向一组无线接收机发送多播传输，还可以向其覆盖区域内的所有无线接收机发送广播传输，并且这些传输的任何组合也都是可行的。举例来说，基站 110 可以向其覆盖区域内的所有无线接收机广播导频和开销 / 控制数据。在不同的状况和实施例中，基站 110 还可以向特定的无线接收机单播发射用户专用数据，向一组无线接收机多播数据，和 / 或向所有接收机广播数据。

[0058] 参考图 2A，该图显示的是可用于 OFDM 系统 100 的超帧结构 200 的一个实施例。数据和导频可以以超帧为单位发射，其中每一个超帧都具有预定的持续时间。超帧也可以被称为帧、时隙或是某些其他术语。在这个实施例中，每个超帧都包含了用于第一 TDM 导频的 TDM 导频 1 的字段 212、用于第二 TDM 导频的 TDM 导频 2 的字段 214、用于开销 / 控制数据的开销字段 216，以及用于业务量 / 分组数据的数据字段 218。

[0059] 这四个字段 212 ~ 218 是以时分的方式复用在每个超帧中的,致使在任何指定时刻只有一个字段被发射。此外,这四个字段是按照图 2 所示的顺序排列的,由此为同步和数据恢复提供了便利。导频字段 212 和 214 中的导频 OFDM 码元被首先在每个超帧中发射,这些码元可以用于检测在该超帧中接下来发射的字段 216 中的开销 OFDM 码元。然后,用从字段 216 中取得的开销信息来恢复在该超帧中最后发射的数据字段 218 中的业务量 / 分组数据。

[0060] 在一个实施例中,TDM 导频 1 的字段 212 传送的是一个用于 TDM 导频 1 的 OFDM 码元,而 TDM 导频 2 的字段 214 传送的是一个用于 TDM 导频 2 的 OFDM 码元。一般来说,每个字段都可以具有任何一个持续时间,并且这些字段是可以按照任何顺序排列的。TDM 导频 1 和 2 将会在每一个超帧中周期性地广播,以便为无线接收机所执行的同步提供便利。开销字段 216 和 / 或数据字段 218 同样可以包含导频码元,如下文所述,这些导频码元与数据码元是频分复用的。

[0061] OFDM 系统 100 具有大小为 BW MHz 的总的系统带宽,该带宽通过使用 OFDM 而被拆分成了 N 个正交的子波段。相邻子波段之间的间隔是 BW/N MHz。在总共 N 个子波段中,可以将 M 个子波段用于导频和数据传输,其中 $M < N$,而剩余的 $N-M$ 个子波段可以不使用,并充当保护子波段。在一个实施例中,OFDM 系统使用的是这样一个 OFDM 结构,其中总的子波段 $N = 4096$,可使用的子波段 $M = 4000$,以及保护子波段 $N-M = 96$ 。一般来说,具有任意数量的总的子波段、可使用的子波段以及保护子波段的任何 OFDM 结构都可以用于 OFDM 系统。

[0062] TDM 导频 1 和 2 可以被设计成为系统中无线接收机所进行的同步处理提供便利。无线接收机可以使用 TDM 导频 1 来检测每一个超帧的开端,获取码元定时的粗略估计,并估计频率误差。无线接收机可以使用 TDM 导频 2 来获取更精确的 OFDM 码元定时。

[0063] 参考图 2B,该图显示的是可以用于 OFDM 系统 100 的超帧结构 200 的另一个实施例。这个实施例是使 TDM 导频 2214 跟随在 TDM 导频 1212 之后,其间则插入了开销 OFDM 码元 216。开销码元的数量和持续时间是已知的,由此,通过与 TDM 导频 1 的码元 212 同步,可以估计出 TDM 导频 2 的码元从何处开始。

[0064] 接下来参考图 3,该图显示的是 TDM 导频 2214 在频域中的一个实施例。就这个实施例而言,TDM 导频 2214 包含了在 L 个子波段上发射的 L 个导频码元,这 L 个子波段均匀地分布在总共 N 个子波段上,并且等距离地被 S 个子波段分开,其中 $S = N/L$ 。举例来说, $N = 4096$, $L = 2048$, $S = 2$ 。同样,其它的值也可以用于 N 、 L 、 S 。TDM 导频 2214 的这种结构可以在包括恶劣多径信道在内的不同类型的信道中,提供精确的码元定时。无线接收机 150 还能够:(1)以一种有效的方式来处理 TDM 导频 2214,以便在下一个 OFDM 码元到来之前获取码元定时,在一个实施例中,它刚好是在 TDM 导频 2 之后获得的,以及(2)如下所述,将码元定时应用于所述下一个 OFDM 码元。选择用于 TDM 导频 2 的这 L 个波段,以便为 TDM 导频 2214 产生 S 个相同的导频 2 序列。

[0065] 参考图 4,该图显示的是基站 110 的 TX 数据和导频处理器 120 的一个实施例的框图。在导频处理器 120 内部,TX 数据处理器 410 对业务 / 分组数据进行接收、编码、交织以及码元映射处理,以便产生数据码元。

[0066] 在一个实施例中,使用伪随机数 (PN) 生成器 420 来产生用于导频 212、214 的数据。举例来说,PN 生成器 420 可以用 15 抽头的线性反馈移位寄存器 (LFSR) 来实现,并且

该移位寄存器执行生成器多项式 $g(x) = x^{15}+x^{14}+1$ 。在这种情况下，PN 生成器 420 包括：(1) 15 个串行耦合的延迟部件 422a ~ 422o，以及 (2) 耦合在延迟部件 422n 与 422o 之间的加法器 424。延迟部件 422o 提供导频数据，该导频数据还被反馈到延迟部件 422a 的输入端以及加法器 424 的一个输入端。PN 生成器 420 可以通过导频 212、214 的不同初始状态来初始化，例如对于 TDM 导频 1，初始化为“011010101001110”；对于 TDM 导频 2，初始化为“010110100011100”，以及对于频分复用 (FDM) 导频，初始化为“010110101011101”。通常，任何一个数据都可以用于导频 212、214。通过选择导频数据，可以减小导频 OFDM 码元的峰值幅度与平均幅度之间的差值（也就是，将 TDM 导频的时域波形中的峰值 - 均值变化减至最小）。用于 TDM 导频 2 的导频数据同样可以用扰乱数据用的同一个 PN 生成器来产生。无线接收机了解用于 TDM 导频 2 的数据，但是不需要了解用于 TDM 导频 1 的数据。

[0067] 比特 - 码元映射单元 430 接收来自 PN 生成器 420 的导频数据，并且根据调制方案，将导频数据比特映射成导频码元。可以对导频 212、214 使用相同和不同的调制方案。在一个实施例中，为 TDM 导频 1 和 2 两者使用 QPSK。在这种情况下，映射单元 430 会将导频数据分组为 2 比特的二进制值，并且进一步将每个 2 比特的值映射成一个特定的导频调制码元。每一个导频码元都是 QPSK 的信号星座中的一个复值。如果将 QPSK 用于 TDM 导频，那么映射单元 430 会将用于 TDM 导频 1 的 $2L_1$ 个导频数据比特映成 L_1 个导频码元，并且进一步将用于 TDM 导频 2 的 $2L_2$ 个导频数据比特映射成 L_2 个导频码元。复用器 (Mux) 440 接收来自 TX 数据处理器 410 的数据码元、来自映射单元 430 的导频码元以及来自控制器 140 的 TDM_Ctrl1 数据。如图 2A 和 2B 所示，该复用器 440 会向 OFDM 调制器 130 提供用于导频 212、214 的导频码元，以及用于每个超帧中开销和数据字段的数据码元。

[0068] 接下来参考图 5，该图显示的是基站 110 的 OFDM 调制器 130 的一个实施例的框图。码元 - 子波段映射单元 510 接收来自 TX 数据和导频处理器 120 的数据和导频码元，并且根据来自控制器 140 的 Subband_Mux_Ctrl1 信号，将这些码元映射到正确的子波段上。在每一个 OFDM 码元周期中，映射单元 510 都会在用于数据和导频传输的每个子波段上提供一个数据或导频码元，以及为每个未使用的子波段提供“零码元”（其信号值为 0）。为那些未使用的子波段而指定的 TDM 导频码元 212、214 将会用零码元替换。对每一个 OFDM 码元周期来说，映射单元 510 会为总共 N 个子波段提供 N 个“发射码元”，其中每一个发射码元可以是数据码元、导频码元或零码元。

[0069] 在每一个 OFDM 码元周期中，反向离散傅里叶变换 (IDFT) 单元 520 接收 N 个发射码元，使用 N 点 IDFT 将这 N 个发射码元变换到时域，并且提供包含了 N 个时域采样的“已变换的”OFDM 码元。每一个采样都是将要在一个采样周期中发送的复值。在通常情况下，N 是 2 的乘方，如果这样的话，那么也可以通过执行 N 点反向快速傅里叶变换 (IFFT) 来替换 N 点 IDFT。

[0070] 并串 (P/S) 转换器 530 将会串行化每一个已变换码元中的 N 个采样。然后，循环前缀生成器 540 将会重复每一个已变换码元的一部分（即，C 个采样），以便形成包含了 $N+C$ 个采样的 OFDM 码元。例如，该循环前缀是 OFDM 码元的最后 512 个采样。所述循环前缀被用于对抗因通信信道中的长时间延迟扩展而引发的码元间干扰 (ISI) 以及载波间干扰 (ICI)。通常，延迟扩展是接收机上的 FAP 与最后到达路径 (LAP) 之间的时差。OFDM 码元周期（或简称为“码元周期”）是一个 OFDM 码元的持续时间，并且等于 $N+C$ 个采样周期。

[0071] 参考图 6, 该图显示的是 TDM 导频 2 的时域表示的一个实施例。用于 TDM 导频 2 的 OFDM 码元（即“导频 -2OFDM 码元”）同样包含了长度为 N 的已变换码元以及长度为 C 的循环前缀。用于导频 2 的已变换码元包含了 S 个相同的导频 -2 序列, 其中每一个导频 -2 序列都包含了 L 个时域采样。用于 TDM 导频 2 的循环前缀包含了已变换码元中最右边的 C 个采样, 并且它被插在已变换码元的前方。举例来说, 如果 $N = 4096$ 、 $L = 2048$ 、 $S = 2$ 以及 $C = 512$, 那么导频 -2OFDM 码元将会包含两个完整的导频 -2 序列, 其中每一个导频 -2 序列都包含了 2048 个时域采样。用于 TDM 导频 2 的循环前缀只会包含导频 -2 序列的一部分。

[0072] 接下来参考图 7, 该图显示的是无线接收机 150 上的 SCEU180 的框图实施例。在 SCEU180 内部, 超帧检测器 710 接收来自接收机单元 154 的输入, 通过处理输入采样来检测每个超帧的开端, 并且提供超帧定时。码元定时检测器 720 接收输入采样和超帧定时, 通过处理输入采样来检测所接收的 OFDM 码元的开端, 并且提供码元定时。频率误差估计器 712 对所接收的 OFDM 码元中的频率误差进行估计。信道估计器 730 接收来自码元定时检测器 720 的输出, 并且推导出信道估计。在下文中, 将对 SCEU180 中的检测器和估计器进行描述。

[0073] 超帧检测器 710 通过对来自接收机单元 154 的输入采样中的 TDM 导频 1 进行检测来执行超帧同步。就本实施例而言, 超帧检测器 710 是使用延迟相关器来实现的, 其中该相关器会将导频 -1 OFDM 码元的周期特性用于超帧检测。

[0074] 参考图 8, 该框图显示的是用于 FTA 的一个实施例的时线 800。FAP 检测或信道位置搜索在 FTA 的最后阶段执行。在所示的处理部分中, 在方框 812 中聚集了长度为 N_c 的采样窗口。接着, 在方框 814 中, 将会在该采样窗口上执行 N_c 点 FFT, 其中 N_c 在本实例中是 2048。FFT 是通过使用交织序列 6、4、2 和 0 在级联的 512 点 FFT 中完成的。在方框 816 中, 对导频信息解调, 并且按同一个交织序列从子载波中外推导频信道。在方框 818, 使用同一个交织序列对已解调的导频信号执行 N_c 点 IFFT, 其中 N_c 点 IFFT 被执行为级联的 512 点 IFFT。对 6、4 和 2 个交织的旋转乘法是在方框 816 结束之后开始的。在方框 820 中, 将会初始化 FTA 搜索, 以便开始寻找 FAP 的处理。在下文中, 将会进一步描述这个流水线处理, 并且允许更快的精密定时获取。

[0075] 参考图 9, 该图显示的是用于一个实施例的码元定时检测器 720 的实施例框图, 其中该检测器是基于导频 -2 OFDM 码元来执行定时同步的。在码元定时检测器 720 的内部, 采样缓存器 912 接收来自接收机单元 154 的输入采样, 并且保存用于导频 -2OFDM 码元的具有 L 个输入采样的“采样”窗口。采样窗口的开端是偏移计算单元 910 基于来自超帧检测器 710 的超帧定时而确定的。

[0076] 参考图 10A, 该图显示的是在一个实施例中对导频 -2OFDM 码元进行处理的时间图。即使导频 -1 是在某个稍后的点（表示为 T_p ）上检测到的, 超帧检测器 710 也会根据导频 -1 的 OFDM 码元来提供粗略码元定时（表示为 T_c ）。偏移计算部件 910 通过确定 T_w 来定位采样窗口 1012。导频 -2OFDM 码元包含了 S 个相同的导频 -2 序列, 其中每一个序列都具有长度 L(举例来说, 如果 $N = 4096$ 并且 $L = 2048$, 则是两个导频 -2 序列长度为 2048)。 N_c 个输入采样的采样窗口 1012 是由采样缓存器 912 为在位置 T_w 处开始的导频 -2OFDM 码元收集的。

[0077] 采样窗口 1012 的开端将从粗略码元定时 T_c 处延迟一初始偏移 OS_{init} , 即 $T_w = T_c + OS_{init}$ 。这个初始偏移没有必要特别精确, 并且通过选择该初始偏移, 可以确保无论在粗

略定时估计中是否出现误差,都会在采样缓存器 912 中收集到一个完整的导频 -2 序列。该初始偏移还可以被选择的足够小,以便能在下一个 OFDM 码元到来之前结束对导频 -2OFDM 码元的处理,致使从导频 -2OFDM 码元获取的码元定时可以应用于所述下一个 OFDM 码元。在这个实施例中,码元边界的概念是通过 OFDM 采样计数器来追踪的。在 OFDM 码元循环前缀的开端,OFDM 采样计数器采用的是值 0,并且将递增计数,直到值 $N_{\text{OFDM}} - 1$,其中 N_{OFDM} 是 OFDM 码元的总的持续时间,其后它会反向翻转到零。在处理规则 OFDM 码元的过程中,采样被发送到 FFT 引擎 914,以便在 OFDM 采样计数器达到值 $N_{\text{CP}} = C$ 之后进行解调。码元定时搜索器 920 所确定的码元定时校正是通过将 OFDM 采样计数器的当前值改变一个与计算得到的定时偏移相对应的数量来应用的。在粗略获取之后,在时间 T_b ,接收机上的码元边界的粗略概念可以通过将值 $T_b - T_c$ 写入 OFDM 采样计数器而被捕获。然后,分两步应用初始偏移 OS_{init} 。首先,OFDM 采样计数器值将会递增 K ,并且会在偏移计算部件 910 中被减少 OFDM 码元之间的窗口持续时间(例如本实施例中的 17)。常数 K 与算法的校正粗略定时误差的能力是对应的,在本实施例中, $K = 256$ 。当 OFDM 采样计数器达到本实施例中的计数值 1024 时,这将被认为是采样周期的开端 T_w ,并且采样窗口 1012 开始。其他实施例也可以将其他值用于第一和第二常数以及计数值。

[0078] 回过来参考图 9,离散傅里叶变换(DFT)单元 914 对采样缓存器 912 收集的 $N_c = L$ 个输入采样执行 L 点 DFT 或 FTT,并且为 L 个接收到的导频码元提供 L 个频域值。如果采样窗口 1012 的开端未与导频 -2OFDM 码元的开端对准(即 $T_w \neq T_s$),那么信道脉冲响应将被循环移位,这意味着信道脉冲响应的前部将会回转到后部。

[0079] 就本实施例而言,导频 -2OFDM 码元 214 连续具有循环前缀 1004 以及两个导频 -2 序列 1008。在一个频域的实施例中,导频 -2 码元 214 包含了 2000 个非零 QPSK 子载波或子波段,这些子载波或子波段各自是通过一个零值子载波分离的,其中在每端都具有如图 3 所示的保护子载波 304。通过在两个非零子载波之间插入零值子载波,可以确保 TDM 导频 -2 包含两个 2048 采样的周期,并且其中每个采样都处于时域之中。在接收机端,在采样窗口 1012 中只会捕获到 TDM 导频 2 的 2048 或 N_c 个采样。

[0080] 在执行了初始的 L 点 FFT 914 之后,对 $L = 2048$ 来说,这些初始的 2000 个非零子载波以及 48 个保护子载波在经过信道后将是可用的。非零子载波将会由信道上的信息调制,并且添入噪声。为了恢复信道信息,也就是估计高达 2048 个抽头的信道脉冲响应,我们需要“撤销”非零子载波的扰频,并且在 L 点 IFFT 部件 918 之前零输出那些已被省略的子载波(也就是保护子载波)。这个操作被称为 TDM 导频 -2 码元解调和外推,它是在导频解调单元 916 中执行的。

[0081] 接下来参考图 12,该图显示的是用于对在任何交织中的非零导频序列进行解调操作的导频解调逻辑电路的实施例。在这个实施例中,交织(interlace)代表的是一个具有 N_i 个子载波的子集,并且这些子载波均匀间隔在具有 N 个子载波的初始集合中。例如,与本实施例中一样, N 可以是 4096,如果使用了 8 个交织,那么每个交织 i 都是一个具有 N_i 个子载波的集合,而这些子载波是由七个不属于交织 i 的子载波分离的。在解调部件 916 的输入端,导频观察结果的同相和正交相位分量都由 9 个有符号的比特给出,而在解调之后,比特宽度将会保持为 9。

[0082] 回过来参考图 9, L 点 FFT 部件 914 的每一个输出采样都是一个复数,在本实施例

中,其中的实数和虚数都是 9 比特的有符号的数字。移除导频调制的处理实质上是将每一个导频载波与对应于该子载波的基准值相乘,这可以在接收机处做到。这个操作将会使用四个不同的基准序列执行四次,这是因为从 FFT 部件 914 的输出端将会收集到四个不同的交织(即 6、4、2、0)。在载波 k ($k = 0, 1, \dots, 499$) 上,交织 i ($i = 0, 2, 4, 6$) 中的导频观测结果是由 $Y_{i,k}$ 给出的,并且相应的基准码元(来自 QPSK 调制)是在接收机上通过 $S_{i,k} = [b_{2k+1} \ b_{2k}]$ 给出的扰频操作而生成。移除导频子载波上的调制的处理是作为一个旋转操作(旋转 0、90、180、270 度)执行的,其后跟随的是与 $(1-j)$ 相乘的乘法。旋转量是由基准码元 $S_{i,k}$ 确定的。跟随在该旋转操作之后的是添加和减去实部和虚部成分的处理。在下表 I 中,给出了取决于扰频器输出比特 $(b_{2k+1} \ b_{2k})$ 的 $Y_{i,k}$ 旋转,该表格是以比特到 QPSK 星座码元的格雷映射(gray mapping)为基础的。

[0083] 表 I :旋转角度与来自扰频器的比特的函数关系

[0084]

$(b_{2k+1} \ b_{2k})$ (来自扰频器)	旋转角度(度)
00	0
01	90
11	180
10	270

[0085] 在这方面,应该指出的是,第 i 个交织缓存器中的 $Y_{i,0}$ 是在存储单元 262 开始的。因此,500 个导频观测结果是按顺序通过从存储单元 262 开始,经过存储单元 511 并且回转到存储单元 0,然后经过存储单元 249 而取得。应该指出的是,存储单元 250 ~ 261 与保护子载波是对应的,并且在本实施例中,将它们设置成等于零。用于 FTA 的交织 0 遵循的是关于数据的约定,也就是从存储单元 262 到 511 写入导频,跳过存储单元 0(与 DC 相对应)并将其零输出,同时填充存储单元 1 ~ 250。这时,保护载波驻留在存储单元 251 ~ 261 中。

[0086] 接下来参考图 10B,该图显示的是在一个实施例中来自 IDFT 单元 918 的 L 抽头信道脉冲响应。该脉冲响应显示的是信道估计中的循环移位。这 L 个抽头中的每一个都与该抽头延迟上的一个复数信道增益相关联。该信道脉冲响应可以循环移位,这意味着信道脉冲响应的尾部可以回转,并且可以出现在 IDFT 单元 918 之输出的先期部分。

[0087] 回过来参考图 9,码元定时搜索器 920 可以通过检测图 10B 所示的信道能量的开端来确定码元定时。码元定时搜索器 920 的定点功能被分成了两个子部分:用于信道定位的部件以及用于精密定时校正的部件。信道能量开端(也是通常所说的“第一到达路径”,即 FAP)的这种检测处理,如图 10B 所示,它可以通过将“检测”窗口 1016 在信道脉冲响应上滑动长度 N_w 来实现。检测窗口大小可以如下确定。在每一个窗口的起始位置,落入检测窗口内的所有抽头的能量都被计算,以便求出在图 10C 中显示为曲线的累积能量。

[0088] 参考图 10C,该图显示的是在一个实施例中的在不同窗口起始位置处的累积能量曲线图。该检测窗口是以循环方式向右移位的,由此在检测窗口的右边缘到达位于索引 N_c 上的最后一个抽头之后,该窗口将会回转到位于索引 1 上的第一抽头。这样就可以为每一

个检测窗口起始位置收集相同信道抽头数量的能量。

[0089] 检测窗口大小 N_w 可以根据所预期的系统延迟扩展来进行选择。无线接收机的延迟扩展是无线接收机处最早和最晚到达信号分量之间的时差。系统的延迟扩展是系统中所有接收机中的最大延迟扩展。如果检测窗口大小等于或大于系统延迟扩展，那么当适当对准时，检测窗口将会捕捉到信号脉冲响应的所有能量。在一个实施例中，该检测窗口大小 N_w 还可以被选择成不大于 N_c 的一半（即 $N_w \leq N_c/2$ ），以便避免信道脉冲响应之开端检测中的不确定性。由此，只要将 N_c 选择为大于或等于最大预期信道延迟扩展，那么无论信道实现方式怎样，FTA 都可以明确检测到 OFDM 码元定时。

[0090] 接下来参考图 10D，该图显示的是累积能量曲线的负导数的一个实例。信道脉冲响应的开端，即 FAP，可以如下检测：(1) 确定图 10C 所示累积能量曲线中所有检测窗口 1016 之起始位置的峰值能量，以及 (2) 如果多个窗口起始位置具有相同或相似的峰值能量，则识别具有该峰值能量的最右侧检测窗口 1016 的起始位置。根据检测窗口 1016 的抽头能量与来自累积能量曲线的有限差分的加权总和，可以推导出一个评分。通过有效地将这个评分最大化，可以找到累积能量曲线之最大区域的后沿。还可以对不同窗口的起始位置的能量求取平均或过滤，以便在带有噪声的信道中获取更为精确的对信道脉冲相应之开端的估计。在任何情况下，信道脉冲响应的开端都是用图 10D 中的 FAP 表示的。一旦确定了信道脉冲响应 T_B 的起始位置，则可以唯一地计算出精密码元定时校正。这些校正经设计可以促使 FAB 位置，即图 10B 中的位置 T_B ，在下一个 OFDM 码元期间接近于位置零或是信道估计中的任何预期位置。

[0091] 在一个不同的实施例中，精密定时校正可以取决于 FAP 位置以及估计得到的信道延迟扩展 D 两者。这个延迟扩展 D 可以通过寻找累积能量曲线的前沿和后沿而被确定。与寻找后沿相似，所述前沿可以通过对累积能量及其正的有限差分的加权总和进行评分而找到。在一个不同的实施例中，精密定时搜索器首先找到最大累积能量出现的位置 T_m ，并且存储这个最大值 E_m 。接下来，检查位于 T_m 左右的累积能量曲线，以便就某个小于 1 的预定值 b，来确定那些累积能量低于值 $(1-b)E_m$ 的位置。换句话说，累积能量曲线的前沿和后沿被定义在累积能量低于其在检测窗口 1016 中的最大值的某个百分比（例如 5% 或 3%）的位置。这个百分比限定了累积能量位置之最大值周围的一个波段。进入这个波段限定了该波段中平坦部分的前沿 T_L ，而离开这个波段则限定了这个波段中平坦部分的后沿 T_T 。所述后沿与第一到达路径的位置重合，而所述前沿等于最后到达路径减去 N_w 。前沿与后沿之间的差值则等于 N_w 减去延迟扩展 D。由此，延迟扩展 D 可以计算为 $D = N_w - T_T - T_L$ 。一旦计算得到了 D，那么就可以确定精密定时校正，从而在下一个 OFDM 码元期间，使信道内容仍旧位于信道估计中的循环前缀区域的中心。

[0092] 回过来参考图 10A，其中精密码元定时表示的是所接收的 OFDM 码元的开端。精密码元定时 T_s 可以用于为每一个后续接收到的 OFDM 码元（也就是传送数据和 FDM 导频的所有后续 OFDM 码元）精确正确地放置 DFT 收集窗口。DFT 收集窗口表示特定的 N 个输入采样（来自 $N+C$ 个输入采样），以便所接收的每一个 OFDM 码元进行收集。然后，使用 N 点 DFT 对处于 DFT 收集窗口内部的 N 个输入采样进行变换，以便为所接收的 OFDM 码元，获取 N 个接收数据 / 导频码元。通过为所接收的每个 OFDM 码元精确放置 DFT 收集窗口，可以有助于避免 (1) 来自先前或下一个 OFDM 码元的码元间干扰 (ISI)，(2) 信道估计的劣化（例如。不

正确地放置 DFT 收集窗口有可能导致错误的信道估计), (3) 各处理中依赖于循环前缀的误差(例如, 频率追踪循环等等), 以及 (4) 其他有害效果。通过使用 TDM 导频 -2 的周期特性, 还可以将导频 -2 OFDM 码元用于获取更为精确的频率误差估计。

[0093] 来自 IDFT 单元 918 的信道脉冲响应还可以用于为基站 110 与无线接收机 150 之间的通信信道推导频率响应估计。单元 922 接收 L 抽头信道脉冲响应, 通过循环移位该信道脉冲响应使信道脉冲响应的开端处于索引 1 处, 将恰当数量的零插入到经循环移位的信道脉冲响应之后, 以及提供一个 N 抽头信道脉冲响应。然后, DFT 单元 924 对 N 抽头信道脉冲响应执行 N 点 DFT, 以便提供频率响应估计, 其中所述频率响应估计是由总共 N 个子波段的 N 个复数信道增益组成的。OFDM 解调器 160 可以使用该频率响应估计来检测后续 OFDM 码元中的接收数据码元。在其他实施例中, 这个初始信道估计还可以采用其他方式推导。

[0094] 参考图 11, 该图显示的是组合了 TDM 和 FDM 导频的导频传输方案的一个实施例。基站 110 可以在每个超帧中发射 TDM 导频 1 和 2, 以便为无线接收机的初始获取提供便利。用于 TDM 导频的开销是两个 OFDM 码元, 这与超帧的大小相比是非常小的。基站还可以在每个超帧的所有、大部分或一些剩余 OFDM 码元中发射 FDM 导频。对图 11 所示的实施例来说, FDM 导频是在交替的交织中发送的, 由此导频码元会在偶数编号的码元周期中的一个交织上以及在奇数编号的码元周期中的另一个交织上发送。每一个交织都包含了足够数量的子波段, 以便为无线接收机的信道估计以及可能的频率和时间追踪提供支持。一般来说, 任何数量的交织都是可以用于 FDM 导频的。

[0095] 无线接收机可以将 TDM 导频 1 和 2 用于初始同步, 例如超帧同步、频率偏移估计以及精密码元定时获取(用于为后续的 OFDM 码元正确放置 DFT 收集窗口)。举例来说, 在首次访问基站时、在首次或者在长期未活动之后接收或请求数据时, 以及在首次通电时等情况下, 无线接收机会执行初始同步。

[0096] 无线接收机可以通过对导频 -1 序列进行延迟相关, 来检测导频 -10FDM 码元的存在, 并且由此如上所述确定超帧的开端。此后, 无线接收机可以使用导频 -1 序列来估计导频 -10FDM 码元中的频率误差, 并且在接收导频 -20FDM 码元之前校正这个频率误差。与使用数据 OFDM 码元之循环前缀结构的常规方法相比, 导频 -10FDM 码元允许估计更大的频率误差, 并且为接下来的导频 -20FDM 码元更可靠地放置采样窗口 1012。由此, 导频 -10FDM 码元可以为具有很多多径延迟扩展的陆地无线电信道提供改进的性能。

[0097] 无线接收机可以使用导频 -20FDM 码元来获取精密的码元定时, 以便为后续接收到的 OFDM 码元更准确地放置 DFT 收集窗口。所述 DFT 收集窗口是时域信号的一部分, 该部分将会捕捉对特定 OFDM 信号所发数据进行解码时使用的必要信息。无线接收机还可以将导频 -20FDM 码元用于信道估计和频率误差估计。所述导频 -20FDM 码元允许快速准确地确定精密码元定时以及正确放置 DFT 收集窗口。

[0098] 无线接收机可以将 FDM 导频用于信道估计和时间追踪, 并且还可能将其用于频率追踪。如上所述, 无线接收机可以根据导频 -20FDM 码元来获取初始信道估计。如图 11 所示, 无线接收机可以使用 FDM 导频来获取更多的信道估计, 在经由超帧发射 FDM 导频的时候则更是如此。此外, 无线接收机还可以使用 FDM 导频来更新用于接收到的 OFDM 码元中的频率误差进行校正的频率追踪环路。无线接收机还可以使用 FDM 导频以及由此获取的信道估计来更新能够考虑到对输入采样中的定时偏移(例如, 由于通信信道的信道脉冲响应中的

变化) 的时间追踪环路

[0099] 信道位置和 FAP 检测算法

[0100] IFFT 部件 918 的输出可以认为是时域信道估计, 其长度为 2048 抽头, 并且可以如图 10B 所示被循环移位 T_B 。对用于信道估计检测的算法来说, 其任务是确定这个循环移位 T_B 的数量。这个处理可以通过将滑动检测窗口内的累积能量与图 10D 描述的负差值计算相结合来实现。这种形式的信道位置检测算法即为通常所说的第一到达路径或 FAP 检测, 这是因为所描述的量度被设计成在 FAP 位置处具有峰值。在其他实施例中, 信道位置检测可以使用另一种替换的算法来执行, 其中如前所述, 通过使用百分比方法对平坦区域的边缘进行检测, 来确定 FAP 和 LAP 位置。为了简单起见, 在下文中仅仅详细描述了 FAP 检测算法的实施方式。 N_c 和 N_w 分别定义为信道估计采样窗口 1012 以及滑动能量检测窗口 1016 的长度。为了避免在 FAP 检测中出现不清楚的情况, 一般来说, 本实施例将会满足关系式 $N_w = N_c/2$ 。在 IFFT 部件 918 中, 这个处理是通过使 $N_c = 2048$ 以及 $N_w = 1024$ 来实现的。这些值是在假设最大延迟扩展不超过 1024 个抽头(或者在一个实施例中大约是 $185 \mu s$)的情况下选择的, 总的信道能量可以在长度等于信道估计采样窗口 1012 的一半的滑动检测窗口 1016 中捕获。

[0101] 在没有噪声的情况下, 当(窗口起始位置 $+N_w$)模 N_c 大于最后一个信道抽头位置时, 达到窗口中的最大能量, 并且它会在窗口起始位置移动并超出 FAP 之前一直停留在最大值。由此, 检测 FAP 仅仅相当于检测图 10C 所示累积能量曲线之最大值附近的平坦区域的后沿。这个处理可以通过将检测窗口内的累积能量测量结果与负的有限差分组结合来实现。所述能量测量结果 E_n , 以及阶数为 N_D 的负的有限差分 D_n 是如下定义的:

$$[0102] E_n = \sum_{i=n}^{n+N_w-1} |h(i)|^2, \text{ and } D_n = \sum_{i=N_D}^{2N_D-1} E_{n-i} - \sum_{i=0}^{N_D-1} E_{n-i}, \quad (1)$$

[0103] 其中 $0 \leq n \leq N_c-1$ 表示的是检测窗口的开端, $h(n)$ 是信道估计, 而从上述总和中上下限和下标应该以 N_c 为模的意义上来看, 所述窗口将会“回转”。然后, FAP 的位置将被粗略地确定使评分数最大的索引 n 。换句话说, 使得:

$$[0104] S_n = \alpha \cdot E_{n-N_D} + (1-\alpha) \cdot D_n, \\ \text{and } n^* = \arg \max \langle S_n \rangle, \quad 2N_D-1 \leq n \leq N_c+2N_D-1. \quad (2)$$

[0105] 那么, 可以发现 FAP 位置是:

$$[0106] FAP = (n^*-N_D) \bmod N_c. \quad (3)$$

[0107] 在上述算法中, 自由的可调整参数是 α 和 N_D 。值 N_D 和 α 是可以编程的, 并且 (N_D, α) 对的不同组合将导致该算法对检测信道脉冲响应中的弱前沿抽头具有不同的重要性。换言之, 具有低值 N_D 和高值 α 的实施例通常检测的是幅度很小的 FAP。但是, 较大的 N_D 值会在执行 FAP 判定的过程中求取更多的噪声平均值。在一个实施例中, 精密定时获取所使用的值是 $N_D = 5$ 以及 $\alpha = 0.9375$ 。

[0108] FAP 检测实施方式

[0109] 对以 FTA 模式实施的 FAP 检测来说, 其中一种情况是关于计算的严格时线, 其中所述时线是在下一个码元开始之前出现的。用于计算的时间(举例来说, 在一个实施例中是 $300 \sim 400$ 毫秒)是在如图 10A 所示接收到下一个 OFDM 开销码元 216 之前结束的。因此,

在本实施例中,等式(1)中关于初始窗口化能量测量结果的计算是与FFT部件918的最后一个阶段结合在一起的。

[0110] 通过优化用于精密定时获取的FFT和IFFT实施方式,可以按以下方式满足严格时线:

[0111] 1. FFT架构被用于与输入数据并行地计算FFT处理中的第一阶段。在2004年2月9日提交的美国申请10/775,719中描述了一个例示的FFT架构,为了各种目的,该申请通过引用包括在此。FFT实施方式被选择成与每个交织中的子波段数量(N_I)相匹配。举例来说,如果导频-2使用 $N_I = 512$ 以及4个交织,则将FFT实施方式选择成是级联的 4×512 FFT,并且在接收到采样时,在没有附加等待时间的情况下计算4点FFT。

[0112] 2. 以一种为速度而优化的特定顺序,为交织计算512点FFT是。举例来说,如果在偶数子载波上传送TDM导频2,那么FFT将会按照如下的6、4、2和0的顺序执行。

[0113] 3. 导频解调是基于逐个交织来执行的。

[0114] 4. 一旦完成了导频解调,则计算2048点IFFT。就本实施例而言,这个处理是分三步执行的。

[0115] a. 用512点IFFT处理交织6、4、2和0。

[0116] b. 旋转乘法仅仅应用于交织6、4和2。交织0并不使用任何旋转乘法。由此,用于交织0的IFFT可以与用于其他交织的旋转乘法同时发生,从而节约时间。

[0117] c. 4点IFFT将会组合512点IFFT的输出。

[0118] 5. 4点IFFT阶段与FAP检测算法的初始化相结合。所述4点IFFT提供了如下采样:

[0119] $h(n), h(n+N_w/2), h(n+2N_w/2), h(n+3N_w/2)$, for $0 \leq n \leq N_w/2-1$.

[0120] 应该注意的是,为了从位置0计算等式(1)中的窗口能量,即 E_0 ,我们将会等待直到所有 $N_w/2$ 个4点IFFT结束。但是,在我们具有足够数据计算 E_{NW} 的同时;由此可以并行计算这两个滑动窗口累积器。同样,考虑用于这两个累积器的能量更新步骤:

[0121] $E_{n+1} = E_n - \{ |h(n)|^2 - |h(n+N_w)|^2 \} = E_n - d(n)$, for $0 \leq n \leq N_w/2-1$

[0122]

$$E_{n+N_w+1} = E_{n+N_w} + \{ |h(n)|^2 - |h(n+N_w)|^2 \} = E_{n+N_w} + d(n), \text{ for } 0 \leq n \leq N_w/2-1. \quad (4)$$

[0123] 由于使用了相同的校正因数来更新这两个累积器,因此,这些值 $d(n)$ 将被保存,供未来使用。FAP检测的第一个阶段包括计算 E_0, E_{NW} ,和值 $d(n)$,其中 $0 \leq n \leq N_w/2-1$ 。所述第一个阶段是与 $N_w/2$ 个4点IFFT并行执行的,并且由此可以同样多的时间。在图14中显示了这种计算的一个实施例。每一个范数运算(norm operation)1408都是相同的,并且将会产生11个无符号的比特。在图13中则显示了用于范数运算1408的框图。

[0124] 在SNR很低的情况下,使用TDM导频2所获取的信道估计有可能是“带有噪声的”。有时候,噪声有可能作为人为的信道内容出现,并且在分析信道估计的时候,FTA期间的定时校正有可能错误地顾及了此人为内容。有时候,基于噪声而计算得到的码元定时会导致更糟糕的性能。在一个实施例中,信道抽头能量将会与一个预定阈值相比较,以便在所述抽头能量低于该阈值的时候移除所述抽头能量。在范数运算1408之后,某些实施例包含了一个用于移除抽头能量的阈值部件1404。在一个实施例中,在假设输入SNR是某个预先确定

的较低值 P 时, 阈值限度可以被选择成是噪声的预期方差的 K 倍。通过适当地选择 P 和 K, 我们可以调节因输入 SNR 为 P 或更高的噪声而使人为的抽头出现在 TDM 2 信道估计中的概率。在一个实施例中, K 可以被选择为 12, 并且可以将 P 选择成是 -2dB。在任何情况下, 所述阈值都是可以编程的, 如果将其设置为零, 则在部件 1404 中将无法有效实施阈值处理。

[0125] 在第一阶段结束之后, 将会执行第二阶段, 其中如等式 (2) 所使用的, 对有限差分 D_n 和评分 S_n 的值进行初始化。存储月 E_n 的若干个边界值。第二阶段是在提供一系列操作之前描述的。根据等式 (1), 所计算的有限差分的第一个值是 D_{2N_D-1} , 并且就该计算而言, 将会发现能量值 $E_0 \sim E_{2N_D-1}$ 。这些能量值是使用递归等式 (4) 计算的。在整个处理中, 还沿着两个由 N_w 偏移的轨迹并行计算其他情况; 换句话说, 能量值 $E_{NW} \sim E_{NW+2N_D-1}$ 将被计算和用于初始化 D_{NW+2N_D-1} 。与此同时, 能量值 $E_0 \sim E_{2N_D-2}$ 以及 $E_{NW} \sim E_{NW+2N_D-2}$ 将被保存, 并且它们将被用于计算有限差分值和评分的边界值。就一个实施例而言, 第二阶段的操作序列是如下形式的:

[0126] 1) 初始化 $D_{2N_D-1}=0$ 、 $D_{N_w+2N_D-1}=0$ 、 $S^*=0$ 。有限差分是定标为 2^5 的 14 位有符号的数字, 并且最大评分 S^* 是一个 12 位无符号的数字 (定标为 2^4)。通过更新 $D_{2N_D-1}=E_0$ 以及 $D_{N_w+2N_D-1}=E_{N_w}$, 可以保持相同的精度。将 E_0 和 E_{NW} 保存在存储器中。

[0127] 2) 对于 $n = 1 ; n \leq 2N_D-1 ; n++$ 来说, 执行如下操作:

[0128] ● 根据等式 (4) 来更新值 E_n 和 E_{n+NW} ; 在每一个加法 / 减法之后, 使结果反向饱和为 12 个无符号的比特 (结果将被保证是正的)。

[0129] ● 如 果 $n < N_D$, 则 将 差 分 更 新 为 $D_{2N_D-1}=D_{2N_D-1}+E_n$, 以 及 $D_{N_w+2N_D-1}=D_{N_w+2N_D-1}+E_{n+N_w}$, 否则 $D_{2N_D-1}=D_{2N_D-1}-E_n$, 以 及 $D_{N_w+2N_D-1}=D_{N_w+2N_D-1}-E_{n+N_w}$, 反向饱和为 14 个无符号的比特。

[0130] ● 将 E_n 和 E_{n+NW} 保存在存储器中; 它们会在 FAP 检测最后阶段结束时被使用。

[0131] 3) 初始化两个运行缓存器:

[0132] $E_{BUFF1}=[E_0\ E_1\ \cdots\ E_{2N_D-1}], E_{BUFF2}=[E_{N_w}\ E_{N_w+1}\ \cdots\ E_{N_w+2N_D-1}]$.

[0133] 应该指出的是, E_{2N_D-1} 和 E_{NW+2N_D-1} 未被用于计算 D_n 边界值, 但是这个实施例同样对其进行了存储, 这有可能导致较少的硬件异常。阶段二的结束标记了 FAP 检测部件的初始化。这种检测是在阶段三进行的, 并且接下来将会对其进行描述。

[0134] 概括的说, 这时将会初始化以下变量:

[0135] ● $2N_D$ 个部件中的每一个的运行缓存器 E_{BUFF1} 和 E_{BUFF2} 。

[0136] ● 最佳评分 $S^*=0$ 。

[0137] ● 能量值 $E_0, E_1, \dots, E_{2N_D-1}$ 以及供将来使用而存储的月 $E_{NW}, E_{NW+1}, \dots, E_{NW+2N_D-1}$ 。

[0138] ● 等式 (2) 中使用的并被初始化为 5 位无符号值的可编程参数 α 。

[0139] ● 保存在存储器中的值 $d(n)$, 其中 $0 \leq n \leq N_w-1$ 。

[0140] ● 此外还执行如下初始化: $E_{TEMP1}=E_{2N_D-1}$, $E_{TEMP2}=E_{N_w+2N_D-1}$, $D_{TEMP1}=D_{2N_D-1}$

[0141] 以及 $D_{TEMP1}=D_{N_w+2N_D-1}$ 。

[0142] FAP 检测算法的阶段三可以概括成如图 15 所示的流程图, 如所示范的那样, FAP 位置可以选取间隔中的值:

[0143] $N_D+1 \leq n \leq N_w-N_D$, and $N_w+N_D+1 \leq n \leq N_c-N_D$.

[0144] 遗失的点位于两个起始窗口位置的边界上,也就是围绕着位置 0 和位置 N_w 。这些极端情况是由名为“更新 FAP”的步骤 1508 来处理的,并且这些情况取决于所存储的能量值。在一个实施例中,步骤 1508 的操作序列采用的是如下的形式对 $n = 1 ; n \leq 2N_d - 1 ; n++$ 来说,执行如下操作:

- [0145] 1) 更新 $D_{TEMP1} = D_{TEMP1} - E_{BUFF1}[0] + 2E_{BUFF1}[N_D] - E_{n+N_w}$, 以及
- [0146] $D_{TEMP2} = D_{TEMP2} - E_{BUFF2}[0] + 2E_{BUFF2}[N_D] - E_n$
- [0147] 2) 将 E_{BUFF1} 和 E_{BUFF2} 向左移位一个元素, 分别将 E_{n+N_w} 和 E_n 添加到其右侧。
- [0148] 3) $S = \alpha \cdot E_{BUFF1}[N_D - 1] + (1 - \alpha) \cdot D_{TEMP1}$; 如果 $S > S^*$, 更新 $S^* = S$ 以及
- [0149] $FAP = (n + N_w - N_D + 1) \bmod N_w$ 。
- [0150] 4) $S = \alpha \cdot E_{BUFF2}[N_D - 1] + (1 - \alpha) \cdot D_{TEMP2}$; 如果 $S > S^*$, 更新 $S^* = S$ 以及
- [0151] $FAP = N_w + (n + N_w - N_D + 1) \bmod N_w$ 。

[0152] 在处理中的这个点上,FTA 算法已经完成了阶段三,FAP 已被检测,并且 FAP 位置已被保存在变量 FAP 中。FTA 算法的最后一个阶段是根据该信息来计算精密定时校准。在我们对这个阶段进行描述之前,我们将会提供关于上述阶段三的实施方式的附加细节。为此目的,在这里对图 16 进行考虑,其中该图显示的是用于阶段三的更新步骤特性的定点实施方式。该附图将结合图 15 的流程图一起解释,因为流程图显示了操作序列。一旦为信道响应的两个等分全都计算了评分 S(注:图 16 仅仅显示了前半部分),那么这些值将会与当前最大评分值 S^* 相比较,如果必要的话,最大评分值和 FAP 位置将会以如上所述的方式进行更新。FAP 检测算法的最终输出是一个整数 FAP,它可以取 0 与 $N_c - 1 = 2047$ 之间的值。在下文中,我们将会描述如何使用这个整数值来计算精密偏移,以及其对 OFDM 采样计数器的影响。

精密定时偏移计算和校正

[0153] 对图 10C 中的回转信道估计来说,它所具有的表示 FAP 位置 T_B 的整数值将会变换成为 FTA 算法之最终结果的精密定时偏移。这个步骤是因为如下事实而被复杂化的:即在采样 TDM 导频-2 码元的过程中,我们引入了一个大小为 1024-K 个采样的故意延迟,其中在上述实施例中, $K = 256$, 并且粗略获取所提供的粗略偏移会相差大于 ± 512 个采样。该算法的这个实施例是如下进行的:

- [0155] 如果 $FAP > 512$,
- [0156] 偏移 = $FAP + 512 - 2048 + 17 - B_{OFF}$;
- [0157] 否则,
- [0158] 偏移 = $FAP + 512 + 17 - B_{OFF}$;

[0159] 在这里,因数 17 对应于本实施例在两个 OFDM 码元之间插入的大小为 17 个采样的窗口,并且应该理解的是,此相应的因数在不同的实施例中是可以变化的。接下来,因数 B_{OFF} 是一个可编程参数,它负责在所察觉的码元边界插入一个确定性延迟,或者等价地,在用于未来的 OFDM 码元的 FAP 位置引入一个偏差。这个参数通常被选为正值,因为可以显示,在码元边界估计(将其称为“后期码元采样”)中产生负误差会导致更差的性能。在一个实施例中,将 B_{OFF} 的值选择为 127,但是其他实施例也可以使用其它的值。

[0160] 在各种有条件的走向中,第一个选项发生得更为频繁,由此假设粗略获取误差是小于 ± 512 个采样的。原则上,FTA 算法可以处理多达 ± 1024 个采样的粗略定时误差,但

是如果初始获取算法推迟了比 512 个更多的采样,那么有可能不能留下足够的时间来计算正确偏移并且在图 2A 和 2B 所示的开销 OFDM 码元 216 的第一码元开端之前应用它。

[0161] 通过如上所述在下一个 OFDM 码元的开端之前修改 OFDM 采样计数器内容,便可以使用如上计算的偏移的整数值来施加精密定时校正。一旦达到了数值 4625,那么该计数器将会回滚,但是通过更新计数器中的当前值,可以有效地改变这个回滚的点。在一个实施例中,如上计算的偏移的值可以在应用之前首先被限制为 ± 512 ,以便为频率追踪部件实施更简单的变换处理提供便利。

[0162] FTA 算法中的最后一个阶段使用如上获取的信道估计来初始化信道估计部件中的时间过滤器。这个初始化处理可以在正确解调下一个码元的过程中提供帮助。接下来将对信道估计初始化处理进行描述。

[0163] 引导信道估计

[0164] 在下文中,将会描述为信道估计器 730 引导信道估计的算法。信道估计器 730 的一个目的是为信道估计时间过滤器提供一个起始点。这个时间过滤器工作在三个连续信道估计 $h(n-1)$ 、 $h(n)$ 、 $h(n+1)$ 上,其长度为 512 个采样,并且代表的是过去、现在和未来。所有三个位置都被初始化为全零。在 FTA 的最后一个阶段结束时,与现在对应的位置 $h(n)$ 将会用 512 抽头的信道估计来进行初始化,而所述 512 抽头的信道估计是从如上计算的长为 1024 的估计中推导得到的 [我们将这个脉冲响应称为 $\hat{h}(n)$]。针对 $\hat{h}(n)$ 的修改是三重的:

[0165] 1) $\hat{h}(n)$ 是被正确校准且长为 1024 的信道估计的循环移位形式,其中所述信道估计是在码元定时正确时已经获取的。这个偏移 FAP 是在上述 FAP 检测的阶段三获取的。因此,当引导信道估计时,我们考虑了通过循环移位手边的所述估计 $\hat{h}(n)$ 而获取的信道估计 $h_{1024}(n)$ 。换句话说:

$$[0166] h_{1024}(n) = \hat{h}[(n + FAP) \bmod N_C], \quad 0 \leq n \leq N_w - 1. \quad (5)$$

[0167] 2) $h_{1024}(n)$ 被转换成长为 512 的信道估计,其中如果将其用一个在交织 6 上具有 512 个导频音调的数据码元来替换,那么该信道估计将会在 TDM 导频 2 期间被获取。进行这个操作的一个原因在于信道估计部件 730 的时间过滤操作。也就是说,用于数据解调的信道估计是在信道估计部件的“时间过滤”单元中获取的,在一个实施例中,该信道估计部件会将那些由三个连续 OFDM 码元中的 FDM 导频所获取的估计组合在一起。对这个部件来说,如图 11 所示,FDM 导频在连续的 OFDM 码元上在交织中交错排列。应该指出的是,在 TDM 导频 2 之后,第一个码元中的 FDM 导频位于交织 2 上,由此对相应的 FDM 导频来说,如果它是一个正常的 OFDM 码元,那么它将被放置在 TDM 导频 2 中的交织 6 上。这样一来,通过使用 TDM 导频 2 来仔细引导信道估计部件,可以允许其在 TDM 导频 2 的位置中伪造正常码元的存在,由此加速可用于数据解调的第一信道估计的生成。这种向长为 512 的信道观察结果的转换是通过将 $h_{1024}(n)$ 的后一半偏移到其前一半来实现的;换句话说,对 $0 \leq n < N_w/2$ 来说:

$$[0168] \hat{y}(n) = h_{1024}(n) + h_{1024}(n + N_w/2) \cdot e^{-j\frac{2\pi \cdot 6}{8}} = h_{1024}(n) + j \cdot h_{1024}(n + N_w/2). \quad (6)$$

[0169] 3) 在等式 (6) 中获取的 $\hat{y}(n)$ 相对于信道估计而言扩大了因数 $\sqrt{2}$ 。由此,最后一个步骤是将信道估计扩缩恰当的因数:

$$[0170] \quad y(n) = \hat{y}(n)/\sqrt{2}. \quad (7)$$

[0171] 数据模式时间追踪

[0172] 在数据模式时间追踪 (DMTT) 中,其中的问题与可以根据信道估计来进行定时校正是相似的,只是信道估计现在是使用 FDM 导频来获取的。在一个实施例中,用于根据信道估计来发现定时校正(或如上所述的定时偏移)的算法是非常相似的。在这种情况下,用于 FTA 的大多数软件都可以重新用于 DMTT 的目的。

[0173] 在一个实施例中,FTA 模式中基于 TDM 导频 2 的信道估计(例如长度为 2048 抽头)长于 DMTT 中的信道估计(例如长度为 1024 抽头)。举例来说,当信道长于 512 抽头但是短于 1024 抽头时,较长的信道估计可以有助于解决 OFDM 码元定时中的不确定性。由于 DMTT 是在长度为 1024 的信道估计上执行的,任何长于 512 个抽头的信道响应都会潜在地给某些 DMTT 算法带来问题。但是在一个实施例中,FTA 模式中基于 TDM 导频 2 的信道估计有两倍的长度,由此允许唯一地求解长度高达到 1024 个抽头的信道的位置。

[0174] 在每个超帧中都至少传送 TDM 导频 2 的情况下,接收机可以在 N 个超帧中周期性地获取到一次 TDM 导频 2,以便解决某些实施例中存在的潜在的定时不确定性。N 是可以编程的,并且可以根据延迟扩展或其他因素而改变。FTA 处理可以在每 N 个超帧上执行,以便为即将到来的 DMTT 处理进行校正。

[0175] 接下来参考图 18,该图公开的是用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的 OFDM 系统 1800。这个 OFDM 系统包含了用于执行第一定时获取的装置 1804,用于执行第二定时获取的装置 1808,以及用于调整 DFT 收集窗口位置的装置 1820。使用第一接收 TDM 导频来执行第一定时获取的装置将会确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计。使用第二 TDM 导频来执行第二定时获取的装置将会确定所接收的 OFDM 信号的精确定时估计。第一 TDM 导频是在第二 TDM 导频之前接收的,并且精密定时估计是粗略定时估计的精炼。用于执行第二定时获取的装置包括用于确定的装置 1816 以及用于检测的装置 1812。用于为多个起始位置确定检测窗口内多个信道抽头的累积能量的装置将会形成一条累积能量曲线。用于检测的装置找出该累积能量曲线的后沿。用于为后续 OFDM 码元调节 FT 收集窗口位置的装置则是根据用于执行第二定时获取的装置的输出来完成的。

[0176] 参考图 19,该图公开的是用于将接收机的定时与所接收的 OFDM 信号相同步的处理 1900 的实施例。在方框 1904,用第一接收 TDM 导频来执行第一定时获取,以确定所接收的 OFDM 信号的粗略定时估计。在方框 1906,用第二 TDM 导频来执行第二定时获取,以便为所接收的 OFDM 信号中的 OFDM 码元确定精确定时估计。在第二定时获取方框 1906 中,在方框 1908 中确定检测窗口上信道抽头的累积能量,并且在方框 1912 中检测累积能量曲线的后沿。在方框 1916,根据后沿和 / 或前沿信息,调整后续 OFDM 码元的 FT 收集窗口位置。

[0177] 这里描述的同步技术可以使用不同的手段来实施。例如,这些技术可以采用硬件、软件或是其组合的方式来实施。对硬件实施方式来说,基站上用于支持同步的处理单元(例如,TX 数据和导频处理器 120)可以在一个或多个专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理设备 (DSPD)、可编程逻辑设备 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、被设计成执行这里所述功能的其他设备,或是上述设备的组合中实现。无线接收机上用于执行同步的处理单元(例如,SCEU180)同样可以在一个或多个 ASIC、DSP 等等中实现。

[0178] 对软件实施方式来说,该同步技术可以用执行这里所述功能的模块(例如,过程、函数等等)来实现。软件代码可以保存在存储器单元(例如,图1中的存储器单元192)中,并由处理器(例如,控制器190)执行。存储器单元可以在处理器内部或是处理器外部实施。

[0179] 虽然在上文中结合特定的设备和方法对本公开的原理进行了描述,但是可以清楚理解,,本公开仅仅作为实例而提供,不是对本发明范围的限制。

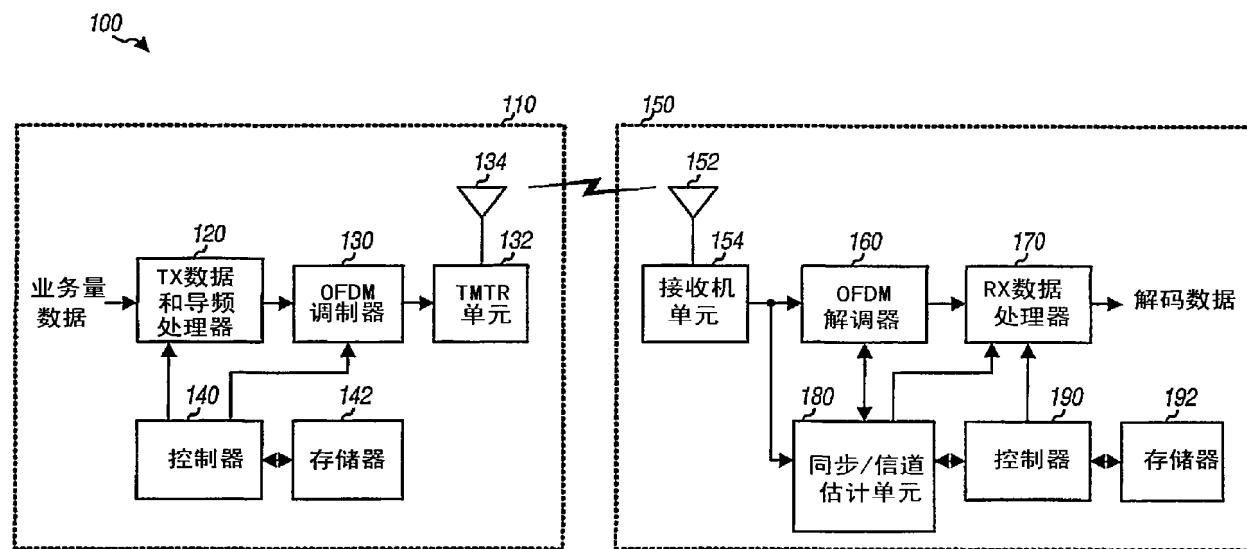


图 1

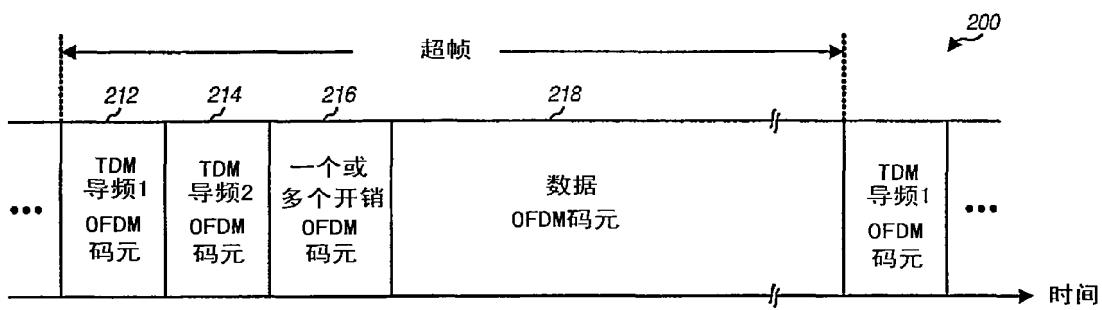


图 2A

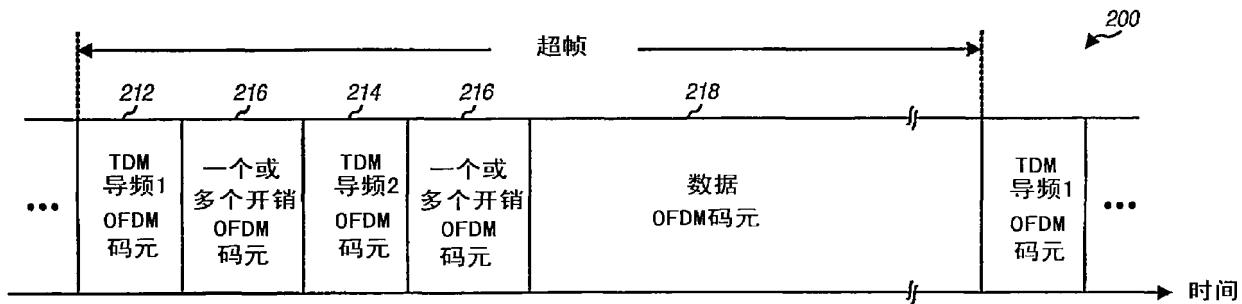


图 2B

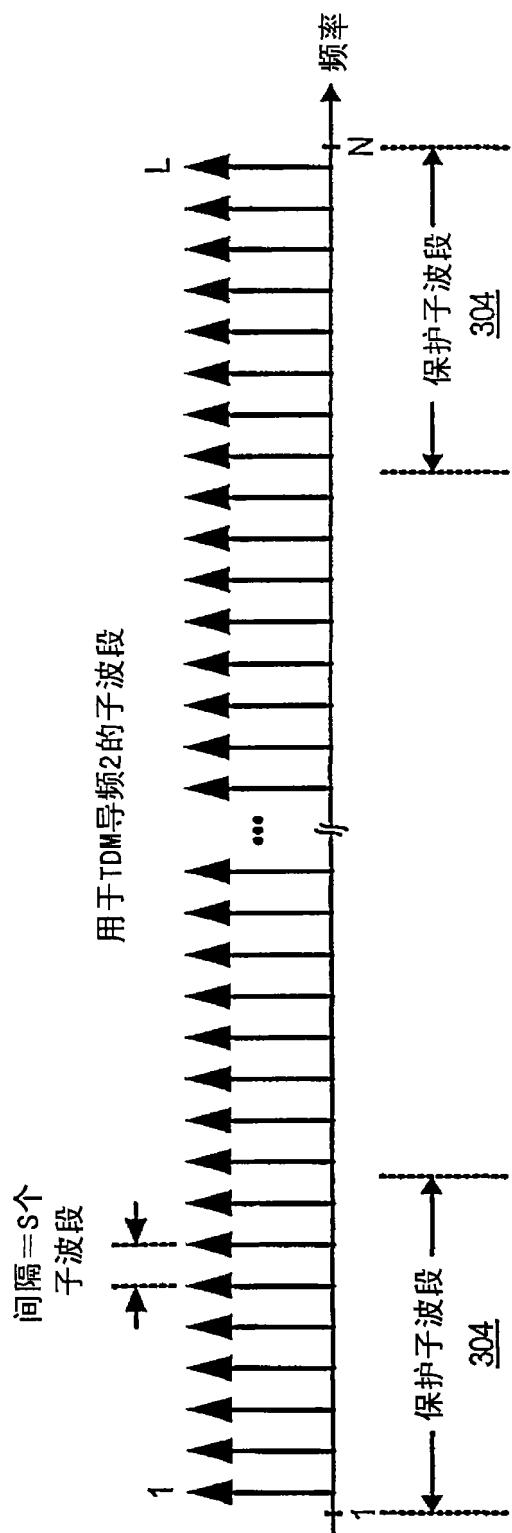


图 3

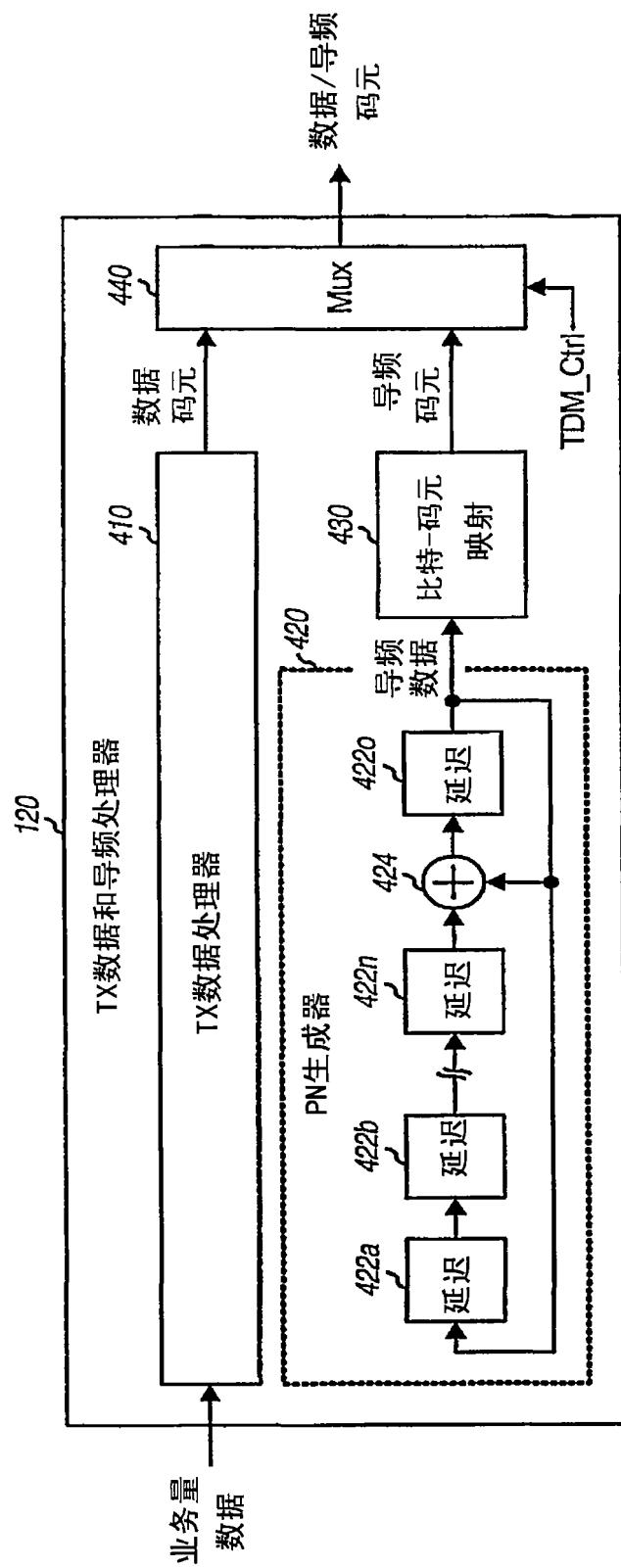


图 4

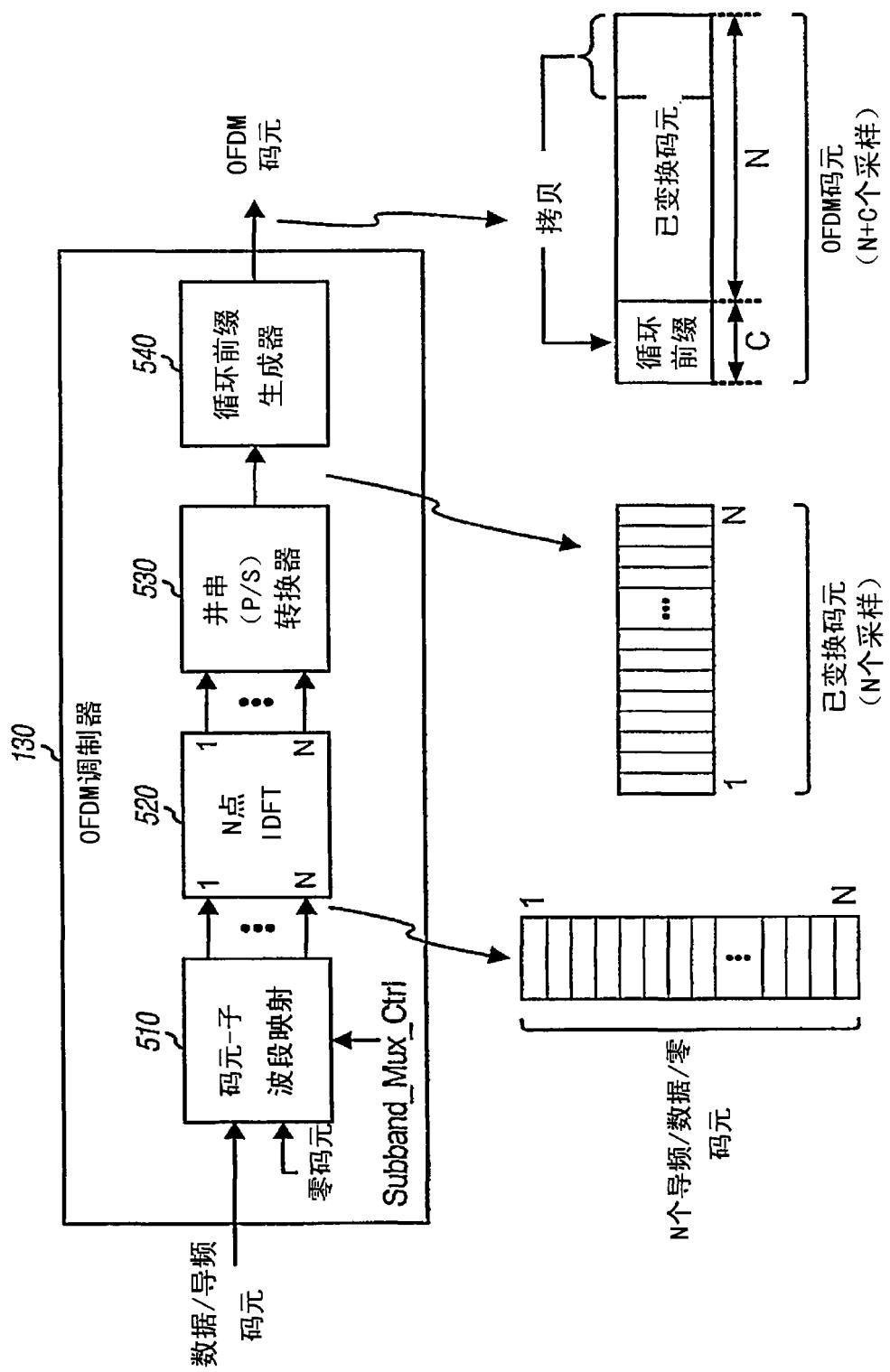


图 5

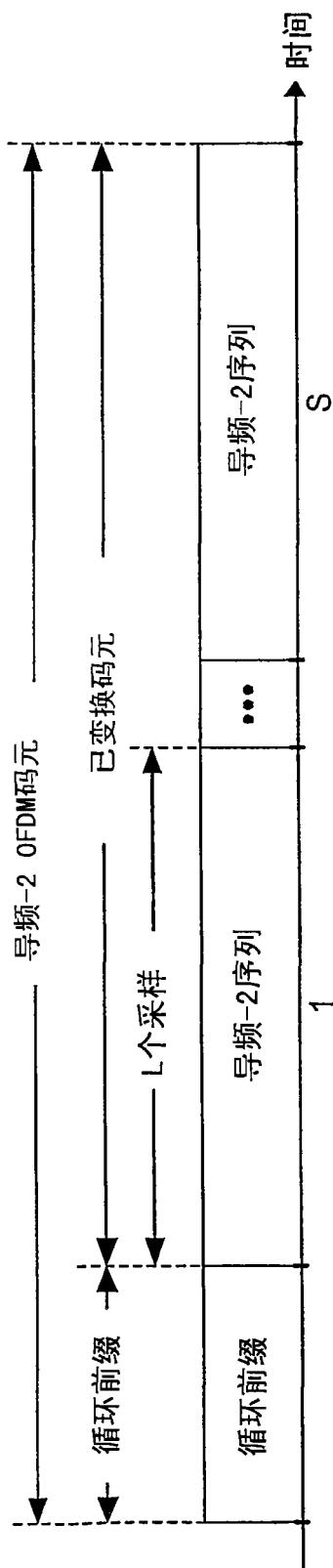
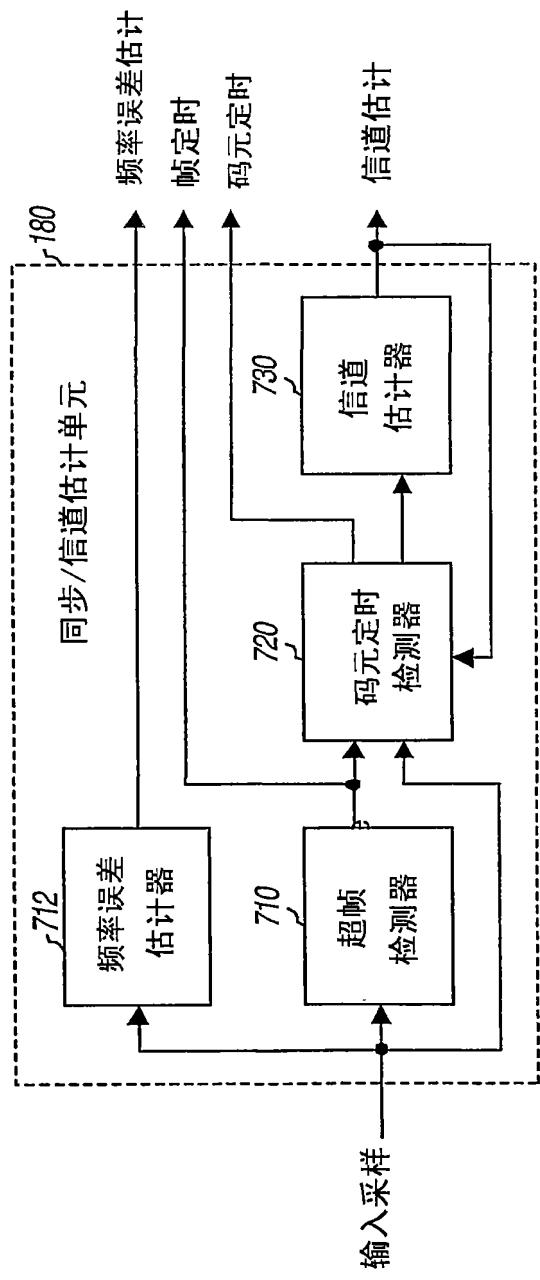


图 6



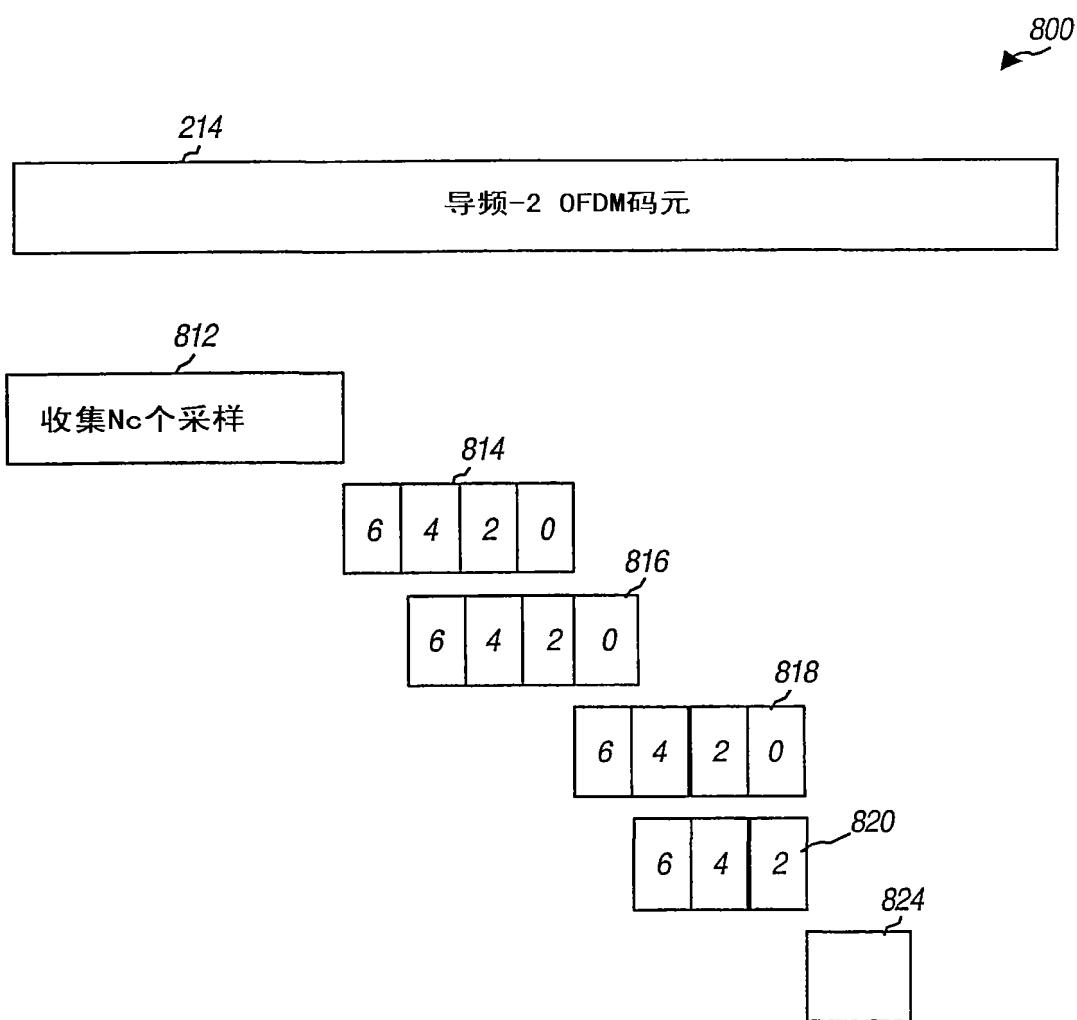
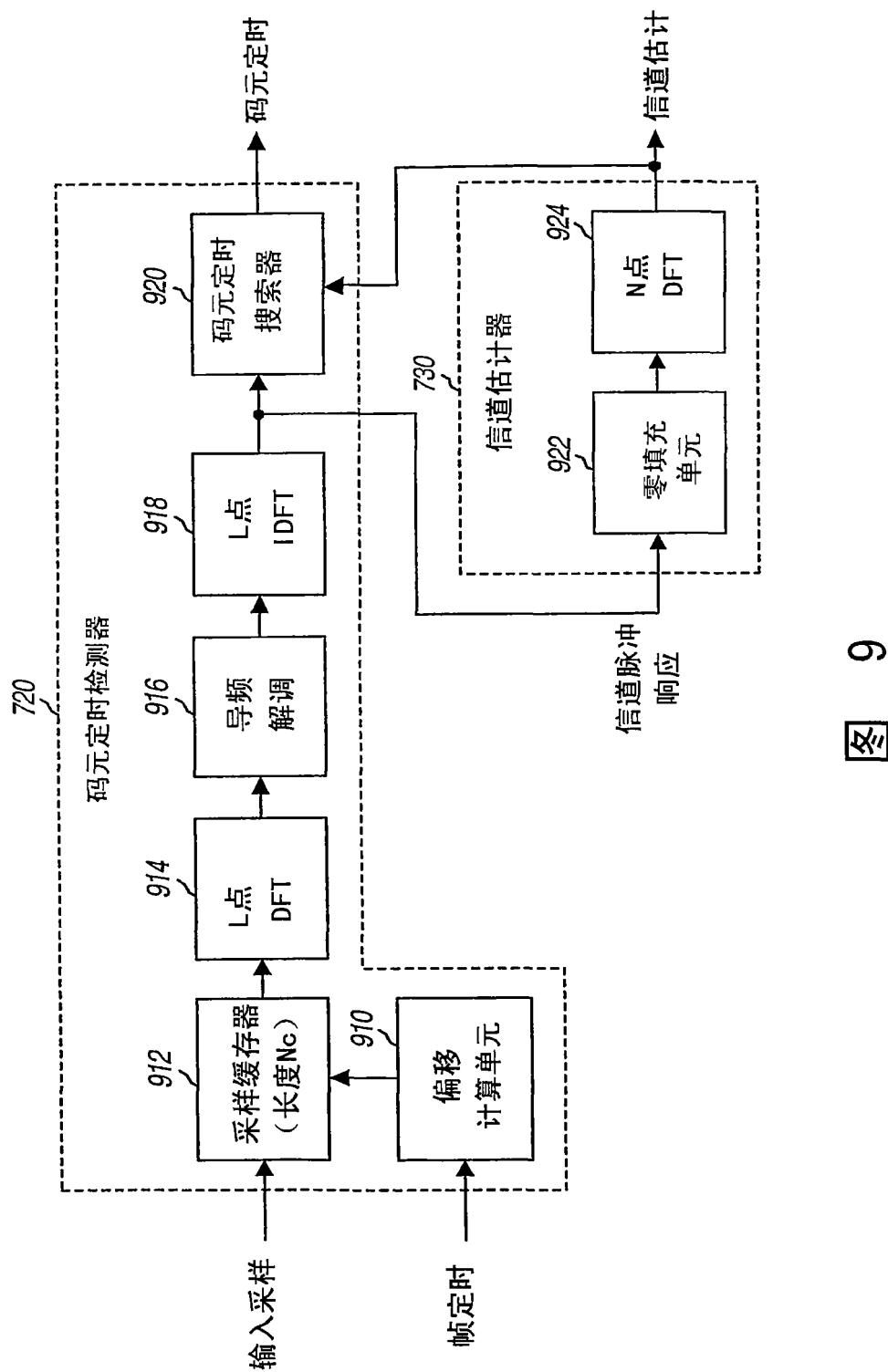


图 8



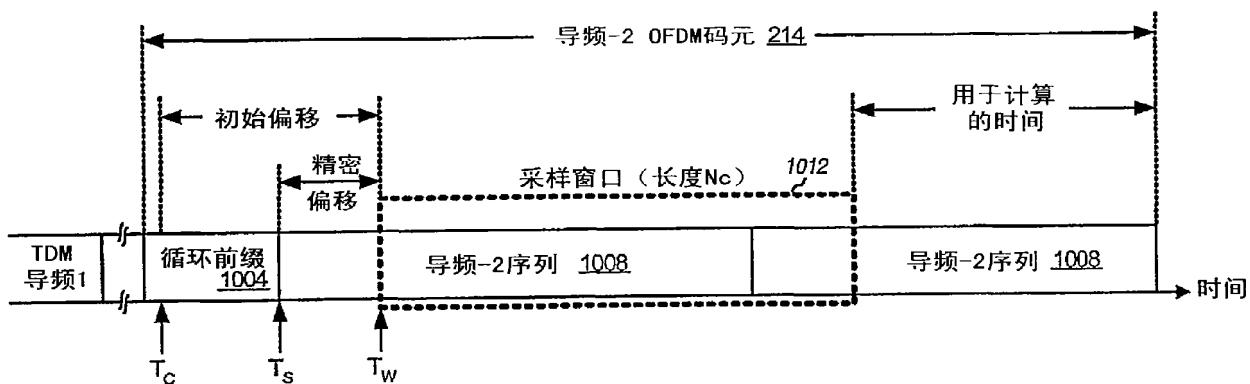


图 10A

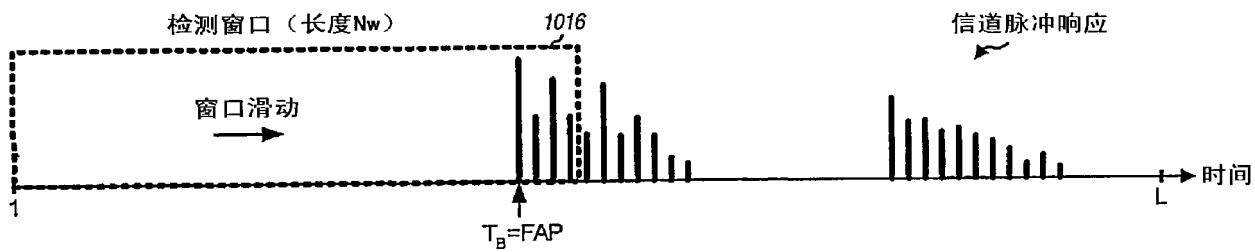


图 10B

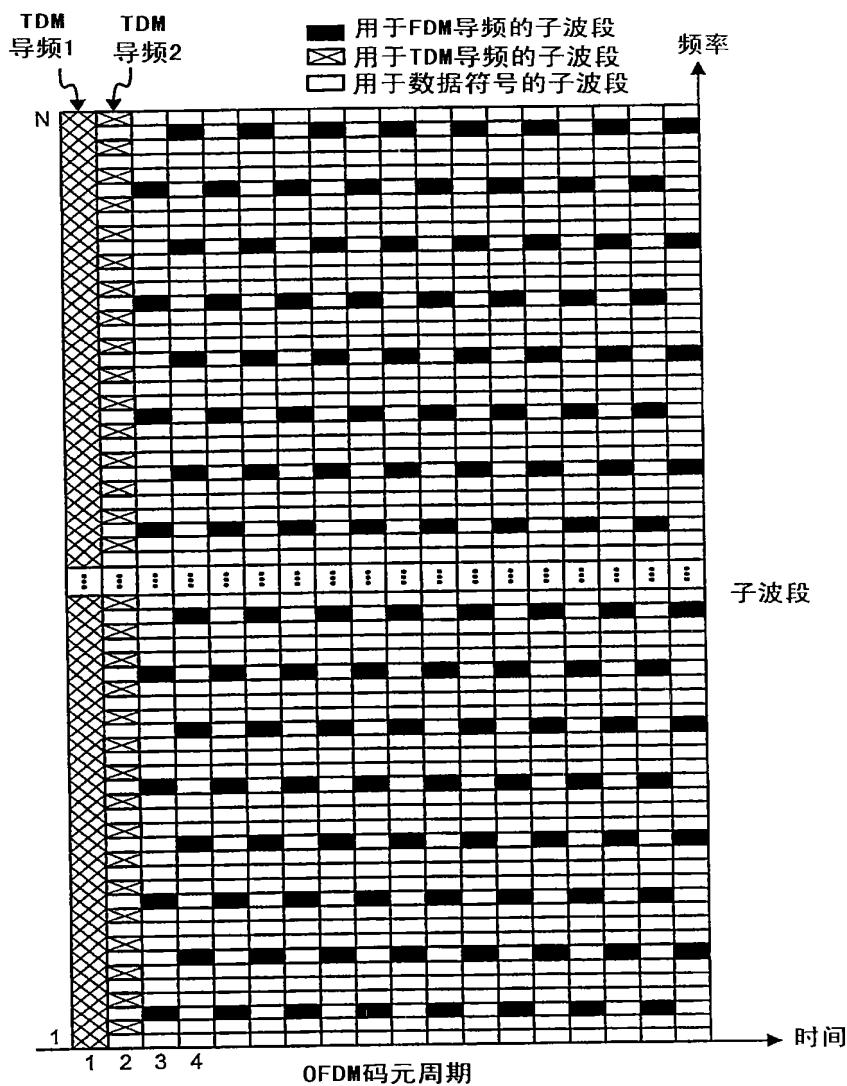
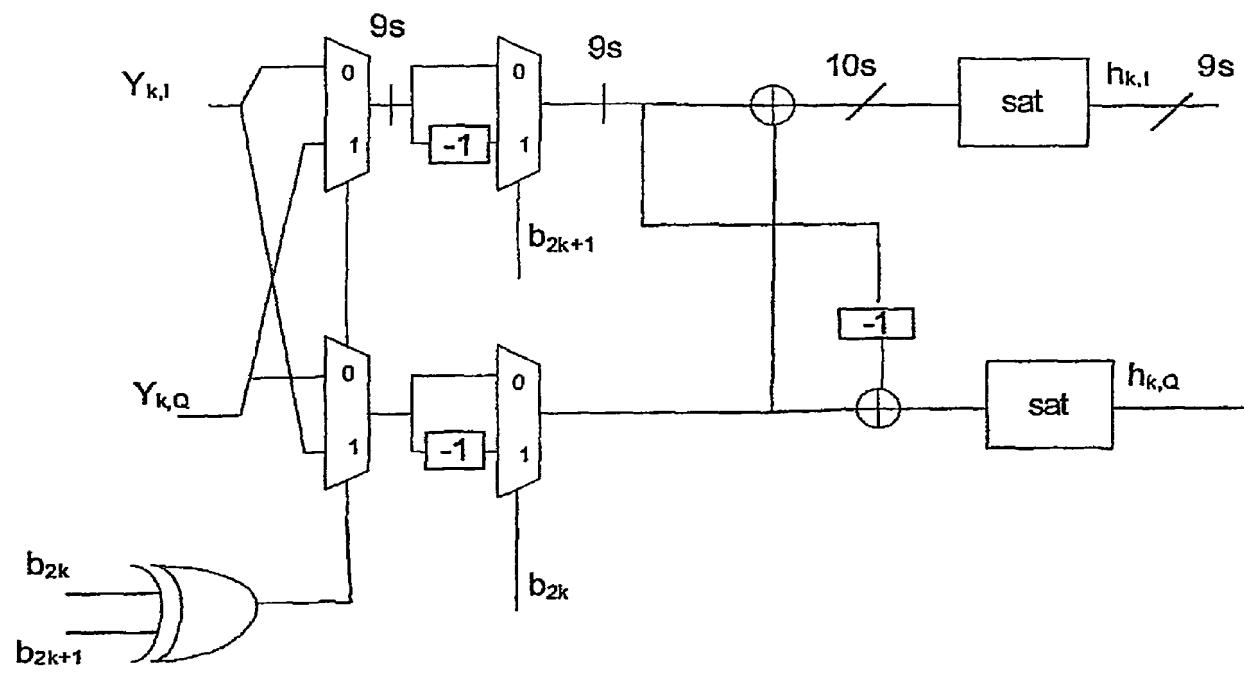


图 11



b_{2k}, b_{2k+1} 从扰频器输出获取

图 12

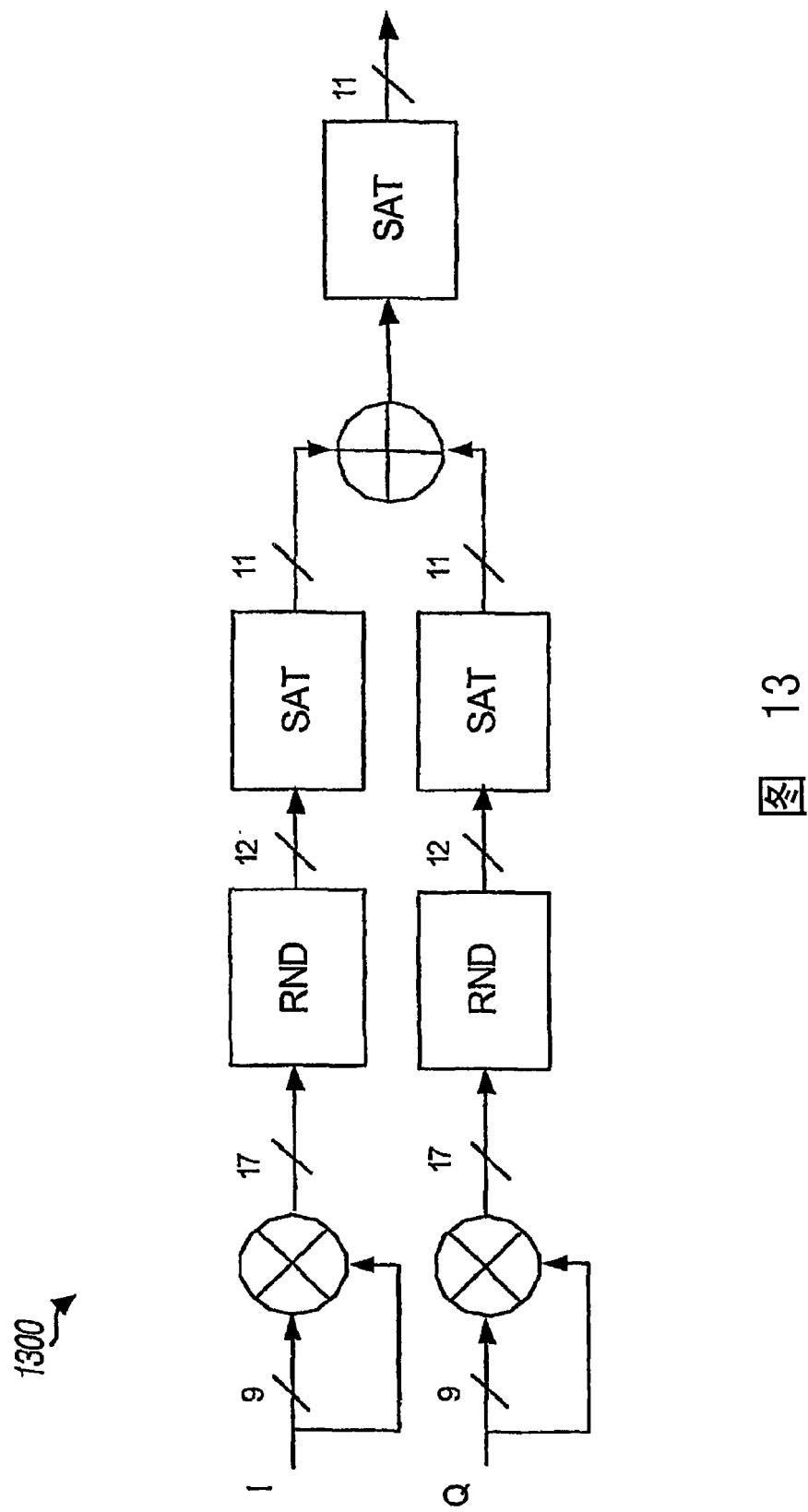


图 13

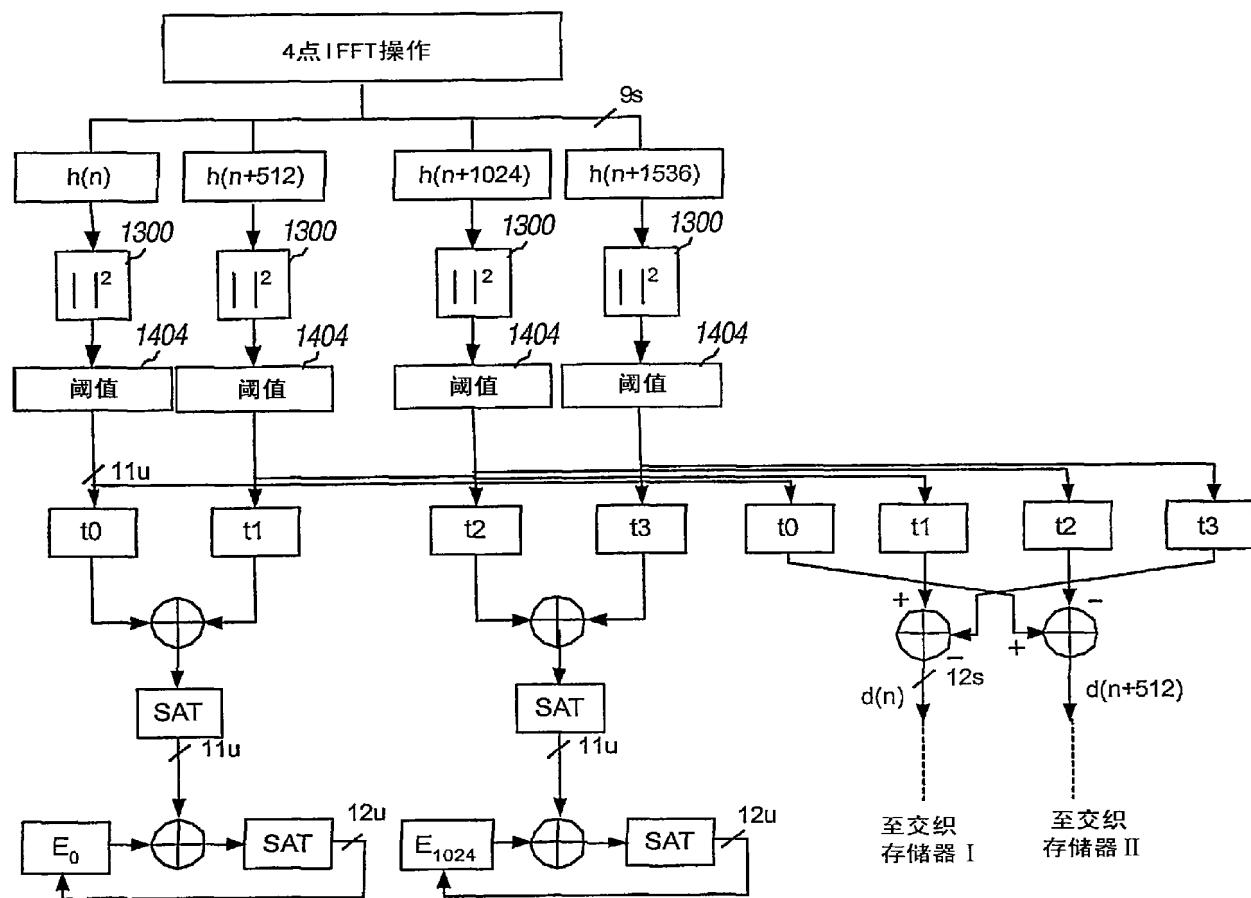


图 14

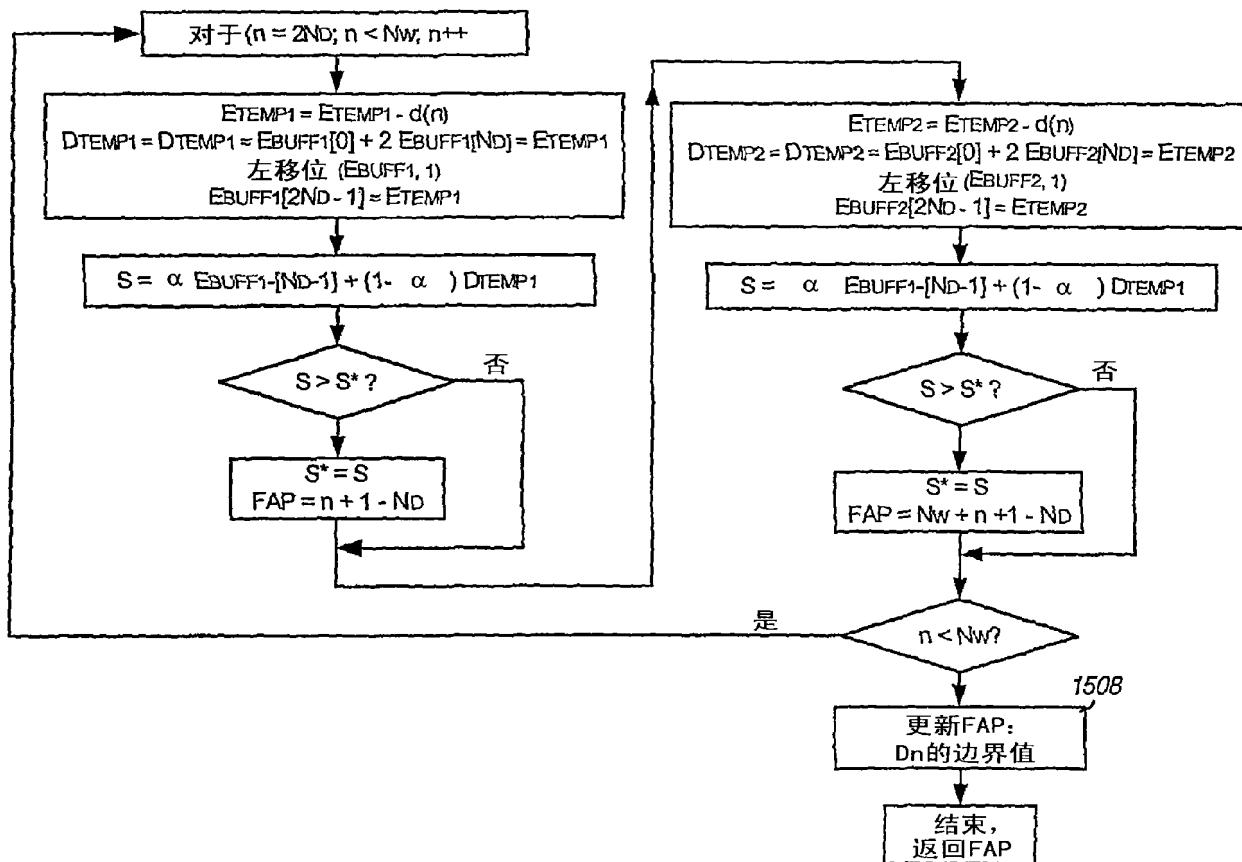


图 15

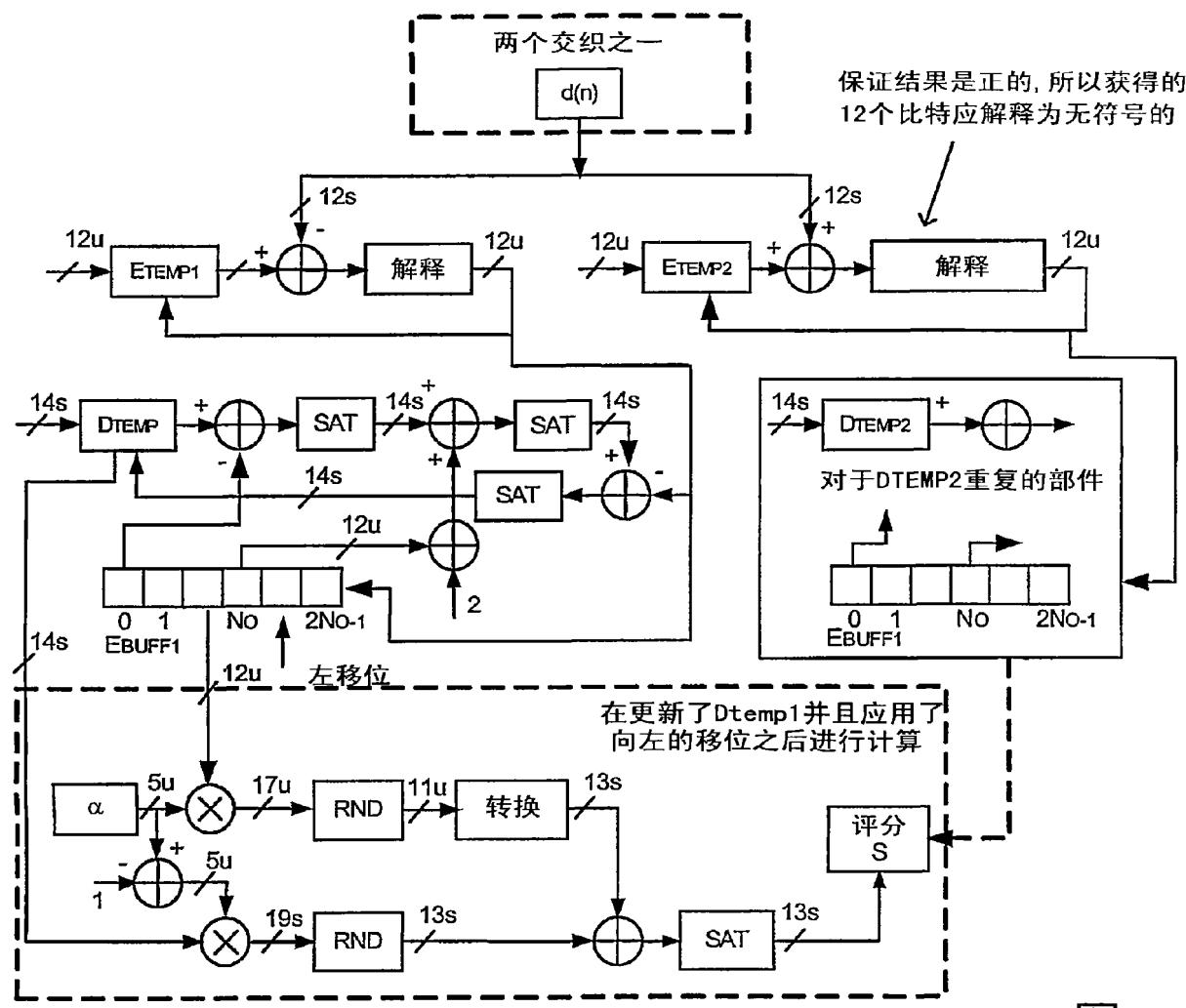


图 16

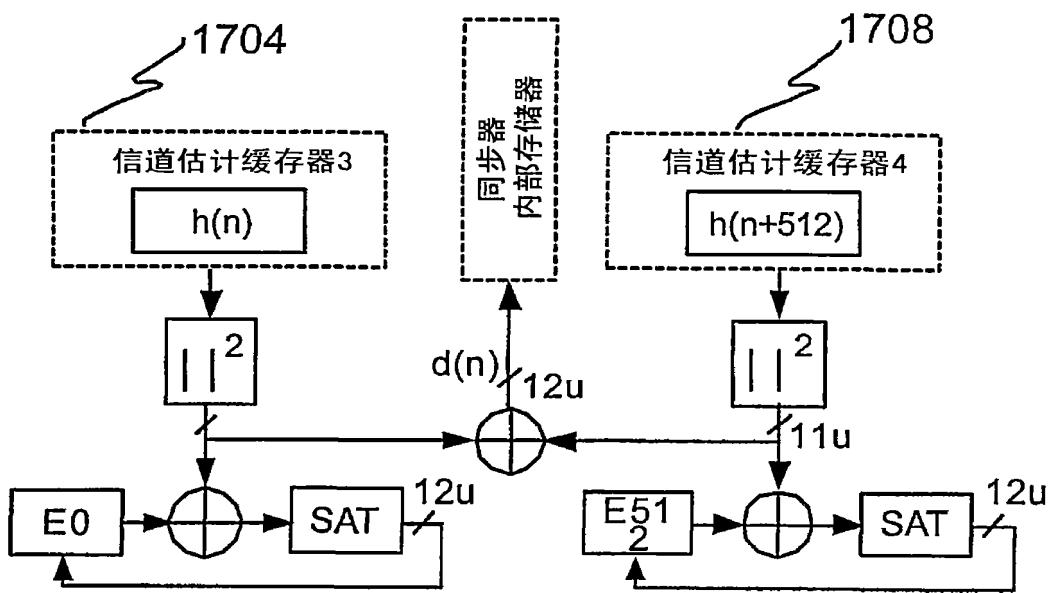


图 17

1800

1820

1804

1808

1816

1812

用于为后续调用OFDM码元窗装
置根据第二节FT位置是根据第
二节位置是执行获取的输出
装置来完成的

用第一接频执
行第一频定时
装置接收信号
确定所接收到的
的粗略定时估
计的装置

用第二TDM
导频执行第二
的装置获取的
所接收到的
精密定时估
计的装置

用于为多个
起始检测窗口
定多个的装置
内抽头量的累
能成累量的
形量曲线的
装置

用于的找出能
线的后沿
用测量累量的
装置

18

冬

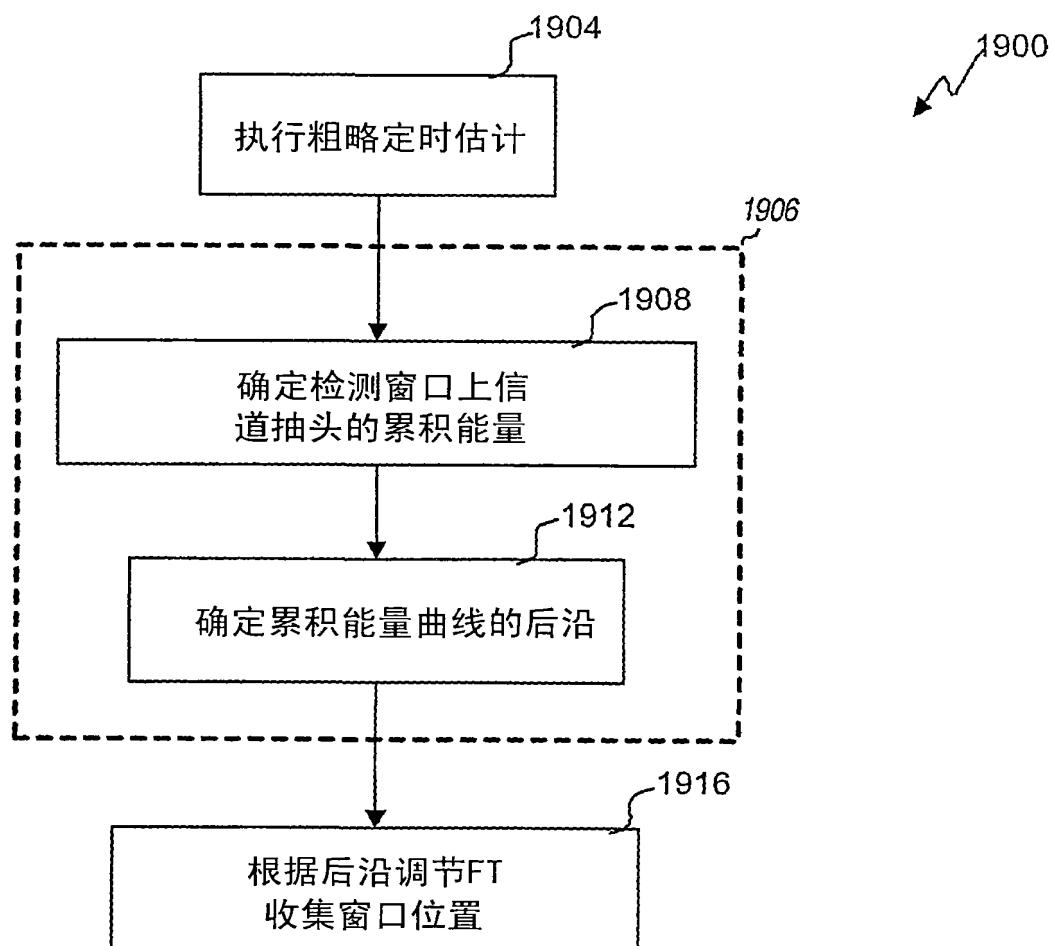


图 19