



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116326054 A

(43) 申请公布日 2023. 06. 23

(21) 申请号 202080105986.2

(22) 申请日 2020.10.08

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2023.04.07

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/CN2020/119867 2020.10.08

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02022/073163 EN 2022.04.14

(71) 申请人 苹果公司  
地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 O·奥特里 张羽书 张大伟  
曾威 姚春海 叶春璇 杨维东  
叶思根 孙海童 何宏  
S·A·A·法库里安 牛华宁

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所  
11256

专利代理师 张维 李春辉

(51) Int.Cl.  
H04W 72/04 (2006.01)

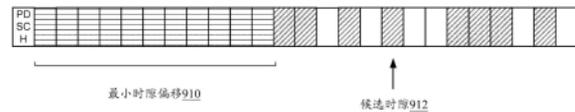
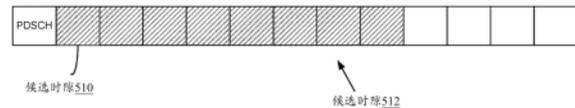
权利要求书3页 说明书31页 附图18页

(54) 发明名称

基于子载波间隔的新无线电 (NR) 中的接收和传输

(57) 摘要

本申请涉及设备和部件,包括在5G NR中以大于52.6GHz的频率并且以大于120kHz的子载波间隔提供接收和传输的装置、系统和方法。



1. 一种由用户装备 (UE) 实现的方法, 所述方法包括:
  - 从基站接收指示基站发信号通知的时隙偏移的下行链路控制信息 (DCI);
  - 确定基于大于120KHz的物理下行链路信道的子载波间隔的最小时隙偏移;
  - 基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移来确定所述物理下行链路信道上的数据接收与物理上行链路信道上的混合自动重传请求 (HARQ) 传输之间的时隙偏移 (K1); 以及
  - 在所述物理上行链路信道上并且基于所述时隙偏移 (K1) 来传输针对所述数据接收的 HARQ 反馈。
2. 根据权利要求1所述的方法, 其中所述物理下行链路信道具有大于52.6千兆赫 (GHz) 的频率, 并且其中所述DCI具有以下中的至少一者: 格式1\_0、格式1\_1、格式1\_2或格式1\_x。
3. 根据权利要求1所述的方法, 其中所述最小时隙偏移根据以下中的至少一者来确定: 所述UE的无线电资源控制 (RRC) 配置、所述DCI或所述UE的预定义配置。
4. 根据权利要求1所述的方法, 其中所述最小时隙偏移被确定为向上舍入或向下舍入整数, 其等于 (i) UE处理从所述数据接收的结束到所述HARQ传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量 (N1) 与 (ii) 时隙中的符号数量的比率。
5. 根据权利要求1所述的方法, 其中确定所述时隙偏移 (K1) 包括:
  - 基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移, 从多个非连续候选时隙中选择所述时隙偏移 (K1)。
6. 根据权利要求5所述的方法, 还包括:
  - 根据以下中的至少一者来确定时隙偏移乘法器: 所述UE的无线电资源控制 (RRC) 配置、所述DCI或所述UE的预定义配置; 以及
  - 进一步基于所述时隙偏移乘法器来从所述多个非连续候选时隙中选择所述时隙偏移 (K1)。
7. 根据权利要求6所述的方法, 还包括: 基于 (i) 所述最小时隙偏移和 (ii) 所述基站发信号通知的时隙偏移乘以所述时隙偏移乘法器的乘积之和来选择所述时隙偏移 (K1)。
8. 根据权利要求5所述的方法, 还包括:
  - 通过至少对所述基站发信号通知的时隙偏移进行散列来生成时隙位置散列; 以及
  - 基于所述时隙位置散列来选择所述时隙偏移 (K1)。
9. 根据权利要求8所述的方法, 还包括: 基于 (i) 所述最小时隙偏移和 (ii) 所述时隙位置散列之和来选择所述时隙偏移 (K1)。
10. 根据权利要求1至9中任一项所述的方法, 还包括:
  - 确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的第二时隙偏移 (K0), 所述第二时隙偏移 (K0) 在DCI接收与所述数据接收之间, 其中传输所述HARQ反馈还基于所述第二时隙偏移。
11. 一种用户装备 (UE), 所述UE包括:
  - 一个或多个处理器; 和
  - 一个或多个存储器, 所述一个或多个存储器存储计算机可读指令, 所述计算机可读指令在由所述一个或多个处理器执行时将所述UE配置为:
    - 向基站发信号通知所述UE在物理下行链路信道上的数据接收的能力, 所述数据接收使用大于120kHz的子载波间隔;

从所述基站接收包括时隙偏移指示符的下行链路控制信息(DCI)；

基于所述时隙偏移指示符来确定所述数据接收与物理上行链路信道上的混合自动重传请求(HARQ)传输之间的时隙偏移(K1),所述时隙偏移(K1)大于基于大于120kHz的所述子载波间隔的最小数量的时隙;以及

在所述上行链路物理信道上并且基于所述时隙偏移(K1)来传输针对所述数据接收的HARQ反馈。

12. 根据权利要求11所述的UE,其中所述物理下行链路信道具有大于52.6GHz的频率,并且其中所述最小数量为8个时隙,其中所述DCI具有格式1\_0并且包括具有一定比特大小的物理下行链路共享信道(PDSCH)到HARQ反馈定时指示符字段,其中基于大于120kHz的所述子载波间隔,所述比特大小为至少4比特。

13. 根据权利要求11所述的UE,其中所述最小数量为15个时隙,其中所述DCI具有格式1\_1或1\_2并且包括具有一定比特大小的物理下行链路共享信道(PDSCH)到HARQ反馈定时指示符字段,其中基于大于120kHz的所述子载波间隔,所述比特大小为至少5比特。

14. 根据权利要求11所述的UE,其中所述DCI具有格式1\_1或1\_2,其中所述时隙偏移(K1)具有大于15个时隙的值,其中在资源控制(RRC)配置字段中定义所述值。

15. 根据权利要求11至14中任一项所述的UE,其中所述计算机可读指令的所述执行进一步将所述UE配置为:

确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的第二时隙偏移(K0),所述第二时隙偏移(K0)在DCI接收与所述数据接收之间,其中传输所述HARQ反馈还基于所述第二时隙偏移。

16. 一种或多种计算机可读存储介质,所述一种或多种计算机可读存储介质存储指令,所述指令在由用户装备(UE)的一个或多个处理器执行时将所述UE配置为执行包括以下各项的操作:

从基站接收下行链路控制信息(DCI),所述DCI指示DCI接收与物理信道上的数据通信之间的基站发信号通知的时隙偏移,所述数据通信为下行链路数据接收或上行链路数据传输,所述数据通信使用大于120kHz的子载波间隔;

确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的最小时隙偏移;

确定基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移;以及

执行以下各项中的一者:

如果所述数据通信是所述下行链路数据接收,则在所述物理信道上并基于所述时隙偏移来接收下行链路数据,或者

如果所述数据通信是所述上行链路数据传输,则在所述物理信道上并基于所述时隙偏移来传输上行链路数据。

17. 根据权利要求16所述的一种或多种计算机可读存储介质,其中所述物理信道具有大于52.6GHz的频率,并且其中所述最小时隙偏移被确定为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i) UE处理从所述DCI接收的结束到所述上行链路数据传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N2)与(ii)时隙中的符号数量的比率。

18. 根据权利要求16所述的一种或多种计算机可读存储介质,其中,所述时隙偏移指示所述DCI接收与所述数据通信之间的非连续时隙。

19. 根据权利要求18所述的一种或多种计算机可读存储介质,其中所述操作还包括:

根据以下中的至少一者来确定时隙偏移乘法器:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI或开始和长度指示符(SLIV)过程,其中基于所述时隙偏移乘法器来指示所述非连续时隙,并且其中基于(i)所述最小时隙偏移和(ii)所述基站发信号通知的时隙偏移与所述时隙偏移乘法器的乘积之和来确定所述时隙偏移。

20. 根据权利要求16至19中任一项所述的一种或多种计算机可读存储介质,其中所述最小时隙偏移根据以下来确定:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI,或者所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI,或者所述UE的预定义配置。

## 基于子载波间隔的新无线电 (NR) 中的接收和传输

[0001] 第五代移动网络 (5G) 是一种旨在改善数据传输速度、可靠性、可用性等的无线标准。此标准虽然仍在发展,但包括与无线通信的各个方面相关的许多细节,例如,新无线电 (NR) 和在大于 52.6GHz 的频谱中的 NR。

### 附图说明

[0002] 图1示出了根据一些实施方案的网络环境的示例。

[0003] 图2示出了根据一些实施方案的子载波间隔和时隙长度的示例。

[0004] 图3示出了根据一些实施方案的框架结构的示例。

[0005] 图4示出了根据一些实施方案的通信调度的示例。

[0006] 图5示出了根据一些实施方案的增加了候选时隙数量的基于混合自动重传请求 (HARQ) 时隙的调度的示例。

[0007] 图6示出了根据一些实施方案的用于增加了候选时隙数量的基于 HARQ 时隙的调度的操作流程/算法结构的示例。

[0008] 图7示出了根据一些实施方案的涉及最小时隙偏移的基于 HARQ 时隙的调度的示例。

[0009] 图8示出了根据一些实施方案的涉及具有均匀分布的非连续候选时隙的基于 HARQ 时隙的调度的示例。

[0010] 图9示出了根据一些实施方案的涉及具有非均匀分布的非连续候选时隙的基于 HARQ 时隙的调度的示例。

[0011] 图10示出了根据一些实施方案的用于涉及最小时隙偏移的基于 HARQ 时隙的调度的操作流程/算法结构的示例。

[0012] 图11示出了根据一些实施方案的用于数据接收或数据传输的基于时隙的调度的示例。

[0013] 图12示出了根据一些实施方案的用于数据接收或数据传输的基于时隙的调度的操作流程/算法结构的示例。

[0014] 图13示出了根据一些实施方案的 HARQ 处理的示例。

[0015] 图14示出了根据一些实施方案的基于 HARQ 时隙组的处理的示例。

[0016] 图15示出了根据一些实施方案的用于基于 HARQ 时隙组的处理的操作流程/算法结构的示例。

[0017] 图16示出了根据一些实施方案的接收部件的示例。

[0018] 图17示出了根据一些实施方案的 UE 的示例。

[0019] 图18示出了根据一些实施方案的基站的示例。

### 具体实施方式

[0020] 以下具体实施方式涉及附图。在不同的附图中可使用相同的附图标号来识别相同或相似的元件。在以下描述中,出于说明而非限制的目的,阐述了具体细节,诸如特定结构、

架构、接口、技术等,以便提供对各个实施方案的各个方面的透彻理解。然而,对于受益于本公开的本领域技术人员显而易见的是,可以在背离这些具体细节的其他示例中实践各个实施方案的各个方面。在某些情况下,省略了对熟知的设备、电路和方法的描述,以便不会因不必要的细节而使对各种实施方案的描述模糊。就本文档而言,短语“A或B”是指(A)、(B)或(A和B)。

[0021] 以下为可在本公开中使用的术语表。

[0022] 如本文所用,术语“电路”是指以下项、为以下项的一部分或包括以下项:硬件部件诸如被配置为提供所述功能的电子电路、逻辑电路、处理器(共享、专用或组)或存储器(共享、专用或组)、专用集成电路(ASIC)、现场可编程设备(FPD)(例如,现场可编程门阵列(FPGA)、可编程逻辑设备(PLD)、复杂PLD(CPLD)、大容量PLD(HCPLD)、结构化ASIC或可编程片上系统(SoC))或数字信号处理器(DSP)。在一些实施方案中,电路可执行一个或多个软件或固件程序以提供所述功能中的至少一些。术语“电路”还可以指一个或多个硬件元件与用于执行该程序代码的功能的程序代码的组合(或电气或电子系统中使用的电路的组合)。在这些实施方案中,硬件元件和程序代码的组合可被称为特定类型的电路。

[0023] 如本文所用,术语“处理器电路”是指以下项、为以下项的一部分或包括以下项:能够顺序地和自动地执行一系列算术运算或逻辑运算或者记录、存储或传输数字数据的电路。术语“处理器电路”可指应用处理器、基带处理器、中央处理单元(CPU)、图形处理单元、单核处理器、双核处理器、三核处理器、四核处理器或能够执行或以其他方式操作计算机可执行指令(诸如程序代码、软件模块和/或功能过程)的任何其他设备。

[0024] 如本文所用,术语“接口电路”是指实现两个或更多个部件或设备之间的信息交换的电路、为该电路的一部分,或包括该电路。术语“接口电路”可指一个或多个硬件接口,例如总线、I/O接口、外围部件接口、网络接口卡等。

[0025] 如本文所用,术语“用户装备”或“UE”是指具有无线电通信能力并且可描述通信网络中的网络资源的远程用户的设备。此外,术语“用户装备”或“UE”可被认为是同义的,并且可被称为客户端、移动电话、移动设备、移动终端、用户终端、移动单元、移动站、移动用户、订户、用户、远程站、接入代理、用户代理、接收器、无线电装备、可重新配置的无线电装备、可重新配置的移动设备等。此外,术语“用户装备”或“UE”可包括任何类型的无线/有线设备或包括无线通信接口的任何计算设备。

[0026] 如本文所用,术语“基站”是指具有无线电通信能力的设备,其是通信网络的网络元件,并且可被配置为通信网络中的接入节点。UE对通信网络的接入可以至少部分地由基站管理,由此UE与基站连接以接入通信网络。根据无线电接入技术(RAT),基站可以被称为gNodeB(gNB)、eNodeB(eNB)、接入点等。

[0027] 如本文所用,术语“计算机系统”是指任何类型的互连电子设备、计算机设备或它们的部件。另外,术语“计算机系统”或“系统”可指彼此通信地耦接的计算机的各种部件。此外,术语“计算机系统”或“系统”可指彼此通信地耦接并且被配置为共享计算资源或联网资源的多个计算机设备或多个计算系统。

[0028] 如本文所用,术语“资源”是指物理或虚拟设备、计算环境内的物理或虚拟部件,或特定设备内的物理或虚拟部件,诸如计算机设备、机械设备、存储器空间、处理器/CPU时间、处理器/CPU使用率、处理器和加速器负载、硬件时间或使用率、电源、输入/输出操作、端口

或网络套接字、信道/链路分配、吞吐量、存储器使用率、存储、网络、数据库和应用程序、工作量单位等。“硬件资源”可指由物理硬件元件提供的计算、存储或网络资源。“虚拟化资源”可指由虚拟化基础设施提供给应用程序、设备、系统等的计算、存储或网络资源。术语“网络资源”或“通信资源”可指计算机设备/系统可经由通信网络访问的资源。术语“系统资源”可指提供服务的任何种类的共享实体,并且可包括计算资源或网络资源。系统资源可被视为可通过服务器访问的一组连贯功能、网络数据对象或服务,其中此类系统资源驻留在单个主机或多个主机上并且可清楚识别。

[0029] 如本文所用,术语“信道”是指用于传送数据或数据流的任何有形的或无形的传输介质。术语“信道”可与“通信信道”、“数据通信信道”、“传输信道”、“数据传输信道”、“接入信道”、“数据访问信道”、“链路”、“数据链路”“载波”、“射频载波”或表示通过其传送数据的途径或介质的任何其他类似的术语同义或等同。另外,如本文所用,术语“链路”是指在两个设备之间进行的用于传输和接收信息的连接。

[0030] 如本文所用,术语“使……实例化”、“实例化”等是指实例的创建。“实例”还指对象的具体发生,其可例如在程序代码的执行期间发生。

[0031] 术语“连接”可意味着在公共通信协议层处的两个或更多个元件通过通信信道、链路、接口或参考点彼此具有建立的信令关系。

[0032] 如本文所用,术语“网络元件”是指用于提供有线或无线通信网络服务的物理或虚拟化装备或基础设施。术语“网络元件”可被认为同义于或被称为联网计算机、联网硬件、网络装备、网络节点、虚拟化网络功能等。

[0033] 术语“信息元素”是指包含一个或多个字段的结构元素。术语“字段”是指信息元素的各个内容,或包含内容的数据元素。信息元素可包括一个或多个附加信息元素。

[0034] 图1示出了根据一些实施方案的网络环境100。网络环境100可包括UE 104和gNB 108。gNB 108可以是提供无线接入小区的基站,例如,UE 104可以通过其与gNB 108通信的第三代合作伙伴计划(3GPP)新空口(NR)小区。UE 104和gNB 108可通过与3GPP技术规范(诸如,定义第五代(5G)NR系统标准的那些3GPP技术规范)兼容的空中接口进行通信。

[0035] gNB 108可以通过将逻辑信道映射到传输信道上并将传输信道映射到物理信道上而在下行链路方向上传输信息(例如,数据和控制信令)。逻辑信道可在无线电链路控制(RLC)层与介质访问控制(MAC)层之间传递数据;传输信道可以在MAC与PHY层之间传递数据;并且物理信道可以跨空中接口传递信息。物理信道可包括物理广播信道(PBCH);物理下行链路控制信道(PDCCH);和物理下行链路共享信道(PDSCH)。

[0036] PBCH可用于广播UE 104可用于初始接入服务小区的系统信息。PBCH可与物理同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS)一起在同步信号(SS)/PBCH块中传输。SS/PBCH块(SSB)可由UE 104在小区搜索过程期间使用并用于波束选择。

[0037] PDSCH可用于传递终端用户应用程序数据、信令无线电承载(SRB)消息、系统信息消息(除例如MIB外)以及寻呼消息。

[0038] PDCCH可传递下行链路控制信息(DCI),gNB 108调度器使用DCI来分配上行链路资源和下行链路资源。DCI还可以用于提供上行链路功率控制命令、配置时隙格式或指示已经发生了抢占。

[0039] gNB 108还可以向UE 104传输各种参考信号。参考信号可包括用于PBCH、PDCCH和

PDSCH的解调参考信号(DMRS)。UE 104可以将接收版本的DMRS与被传输的已知DMRS序列进行比较以估计传播信道的影响。UE 104之后可以在对应物理信道传输的解调过程期间应用传播信道的逆信道。

[0040] 参考信号还可包括信道状态信息参考信号(CSI-RS)。CSI-RS可以是多用途下行链路传输,其可以用于CSI报告、波束管理、连接模式移动性、无线电链路故障检测、波束故障检测和恢复以及时间和频率同步的微调。

[0041] 参考信号和来自物理信道的信息可以被映射到资源网格的资源。对于给定天线端口、子载波间隔配置和传输方向(例如,下行链路或上行链路),存在一个资源网格。NR下行链路资源网格的基本单元可以是资源元素,其可以由频域中的一个子载波和时域中的一个正交频分复用(OFDM)符号定义。频域中的十二个连续子载波可以构成物理资源块(PRB)。资源元素组(REG)可以包括频域中的一个PRB和时域中的一个OFDM符号,例如十二个资源元素。控制信道元素(CCE)可以表示用于传输PDCCH的资源组。一个CCE可以被映射到多个REG,例如,六个REG。

[0042] 使用不同天线端口的传输可经历不同无线信道。然而,在一些情况下,不同天线端口可共享公共无线信道特征。例如,不同天线端口可具有类似的多普勒漂移、多普勒扩展、平均延迟、延迟扩展或空间接收参数(例如,与UE处的下行链路接收信号到达角相关联的特性)。共享这些大尺度无线信道特性中的一个或多个特性的天线端口可被认为彼此准共址(QCL)。3GPP已规定四个类型的QCL以指示共享哪些特定信道特征。在QCL TypeA中,天线端口共享多普勒漂移、多普勒扩展、平均延迟和延迟扩展。在QCL类型B中,天线端口共享多普勒漂移,并且多普勒扩展得到共享。在QCL TypeC中,天线端口共享多普勒漂移和平均延迟。在QCL TypeD中,天线端口共享空间接收器参数。

[0043] gNB 108可向UE 104提供传输配置指示符(TCI)状态信息,以指示用于参考信号(例如,同步信号/PBCH或CSI-RS)和下行链路数据或控制信令(例如PDSCH或PDCCH)的天线端口之间的QCL关系。gNB 108可使用RRC信令、MAC控制元素信令和DCI的组合来向UE 104通知这些QCL关系。

[0044] UE 104可以使用物理上行链路信道向gNB 108传输数据和控制信息。不同类型的物理上行链路信道是可行的,包括例如物理上行链路控制信道(PUCCH)和物理上行链路共享信道(PUSCH)。其中PUCCH将控制信息从UE 104携带到gNB 108,例如上行链路控制信息(UCI),而PUSCH携带数据业务(例如,终端用户应用程序数据)并且可以携带UCI。

[0045] UE 104和gNB 108可以执行波束管理操作以识别和保持期望的波束用于上行链路和下行链路方向上的传输。波束管理可以应用于下行链路方向上的PDSCH和PDCCH和上行链路方向上的PUSCH和PUCCH两者。

[0046] 5G网络的频带,诸如图1中描述的频带,分为两组:频率范围1(FR1)和频率范围2(FR2)。FR1覆盖从450兆赫(MHz)到7.125千兆赫(GHz)的通信,其包括LTE频率范围。FR2覆盖24.25GHz到52.6GHz。FR2被称为毫米波(mmWave)频谱。在FR2以上的未许可频带中,通过NR进行通信的研究和开发正在进行中。例如,业界对52.6GHz以上频带的兴趣正在增长,包括大于52.6GHz的频率,例如,介于52.6GHz与71GHz之间。该频带中的无线电波具有所谓的毫米频带中的波长,并且该频带中的辐射被称为毫米电波。当在这些频率下工作时,5G NR实现了未许可和/或许可频带中的上行链路和下行链路操作两者并且支持特征,诸如但不限于

宽带载波、灵活参数集、动态时分双工 (TDD)、波束形成和动态调度/混合自动重复请求 (HARQ) 定时。介于52.6GHz与71GHz之间的频率是令人感兴趣的,因为它接近52.6GHz以下(当前NR系统),并且高数据速率通信的商业机会迫在眉睫,诸如在介于52.6GHz与71GHz、52.6GHz与114.25GHz、71GHz与114.25GHz之间的(未)许可频谱中,或者可能需要大于120KHz的子载波间隔来减轻相位噪声的任何其他频谱中。

[0047] 在52.6GHz以上的传输中,增加了子载波间隔(SCS)以提供对相位噪声的鲁棒性。在一个实施方案中,UE和gNB(或其他网络节点)所支持的子载波间隔是包括120kHz、240kHz、480kHz、960kHz和1920kHz的一组子载波间隔。然而,该组子载波间隔可以包括少于所有这些子载波间隔和/或可以包括其他子载波间隔。120kHz子载波间隔当前用于FR2中的数据。240kHz子载波间隔用于FR2中的同步信号块(SSB)。目前正在研究在52.6GHz以上的频谱中重新使用120KHz子载波间隔的可行性。剩余的子载波间隔也在研究中,并且可能需要改变具体实施。这些具体实施改变中的一些在本文中进行了描述并且涉及通信调度和HARQ处理。

[0048] 特别地,超过120kHz(例如,240kHz和更大)的子载波间隔的增加引起了与通信调度和HARQ处理有关的具体实施挑战。这种增加会导致符号(例如,OFDM符号)的大小减小。例如,将120KHz子载波间隔与960KHz子载波间隔进行比较,符号的大小减小为八分之一。如果通信调度和HARQ处理过程没有从5G NR技术规范中改变(例如,当使用120kHz或更小的子载波间隔时),则UE可能需要增加其一些处理能力。在先前的示例中,当将120KHz与960KHz进行比较时,UE将不得不执行多达八倍的数据和HARQ处理。

[0049] 尽管结合52.6GHz或更大的频谱描述了本公开的实施方案,但是实施方案不限于此。相反,实施方案类似地适用于其他频率范围。例如,特定频率范围可能需要特定范围的子载波间隔。给定相关的子载波间隔,可根据本公开的实施方案调整通信调度和/或HARQ处理。

[0050] 图2示出了根据一些实施方案的子载波间隔和时隙长度的示例。相对于前几代无线通信,5G NR支持多种不同类型的子载波间隔。例如,尽管LTE仅支持15kHz,但是5G NR支持15kHz、30kHz、60kHz和120kHz的子载波间隔,在3GPP TS 38.211v16.3.0(2020-10-01)中,参数集“ $\mu$ ”为0、1、2和3。通常,时隙长度取决于该参数集。时隙包括多个符号。当使用OFDM符号(例如,时隙中存在十四个OFDM符号)并且使用子载波间隔对其进行调制时,所得时隙长度随着子载波间隔变宽(或者等效地,随着参数集增加)而变短。

[0051] 在图2的图示中,在第一子载波间隔210、第二子载波间隔220和所得时隙长度之间进行了比较。第一子载波间隔210为120kHz,并且当使用时,时隙212的所得长度为0.125毫秒。相比之下,第二子载波间隔240为240kHz,并且当使用时,时隙222的所得长度为0.0625毫秒。换句话说,尽管第二子载波间隔240为第一子载波间隔210的两倍,但时隙222的长度却为时隙212的长度的一半。下表1汇总了包括十四个OFDM符号的时隙的参数集、子载波间隔和时隙长度。

[0052]

$\mu$	子载波间隔 (kHz)	时隙长度 (毫秒)
0	15	1
1	30	0.5
2	60	0.25

3	120	0.125
4	240	0.0625
5	480	0.03125
6	960	0.15625
7	1920	0.0078125

[0053] 表1

[0054] 图3示出了根据一些实施方案的框架结构的示例。不管子载波间隔如何，无线电帧的长度和一个子帧的长度中的每一者保持相同。无线电帧的长度为10毫秒，子帧为1毫秒。子载波间隔的变化允许子帧内的时隙长度和时隙数量有一定的灵活性。时隙内的符号数量可以但不一定基于子载波间隔而改变，但可以根据时隙配置类型而改变。对于时隙配置0，时隙中的符号数量为十四个。相比之下，对于时隙配置1，该数量是七个。

[0055] 在图3的图示中，在第一无线电帧310与第二无线电帧320之间进行了比较。第一无线电帧310对应于120kHz的子载波间隔，而第二无线电帧320对应于240kHz的子载波间隔。无线电帧310和320两者具有10毫秒的相同长度。无线电帧310和320两者还包括十个子帧，每个子帧为1毫秒。然而，时隙的数量和长度在两个无线电帧310和320之间变化。

[0056] 无线电帧310的子帧312包括8个时隙。因为子帧312的长度为1毫秒，所以八个时隙中的每一者为0.125毫秒。如图所示，子帧312的时隙314包括14个符号并且长度为0.125毫秒。相比之下，无线电帧320的子帧322包括十六个时隙。因为子帧322的长度为1毫秒，所以十六个时隙中的每一者为0.0625毫秒。如图所示，子帧322的时隙324包括14个符号并且长度为0.0625毫秒。因此，无线电帧320包括无线电帧310的两倍数量的时隙和符号，尽管它们的长度相同。该比较类似地适用于其他子载波间隔。例如，相对于120kHz子载波间隔的无线电帧，480kHz子载波间隔的无线电帧包括四倍数量的时隙和符号，960kHz子载波间隔的无线电帧包括八倍数量的时隙和符号，并且1920kHz子载波间隔的无线电帧包括十六倍数量的时隙和符号数量。

[0057] 图4示出了根据一些实施方案的通信调度的示例。通常，基于时隙而不是实际时间来定义通信调度。不同类型的通信是可能的，包括例如DCI接收、数据接收、数据传输和HARQ传输。通信可发生在具有大于52.6GHz的频率并且可使用大于120kHz（例如，240kHz、480kHz、960kHz和/或1920kHz）的子载波间隔的物理信道（下行链路或上行链路）上。

[0058] 在本公开中，参考上行链路时隙和下行链路时隙。上行链路时隙是指可包括用于发送上行链路业务（数据和/或控制）的符号的时隙。该时隙本身还可包括用于接收下行链路业务（数据和/或控制）的符号。相反，下行链路时隙是指可包括用于接收下行链路业务和/或控制的符号的时隙。该时隙本身还可包括用于发送上行链路业务和/或控制的符号。特别地，5G NR允许每个时隙仅用于上行链路业务（在这种情况下，该时隙在本文被称为上行链路时隙）、仅用于下行链路业务（在这种情况下，该时隙在本文被称为下行链路时隙）、或者用于上行链路业务和下行链路业务两者（在这种情况下，该时隙被称为灵活时隙，并且当参考上行链路业务时在本文被称为上行链路时隙，并且当参考下行链路业务时在本文被称为下行链路时隙）。

[0059] 在图4的图示中，UE从基站接收DCI 410（例如，在PDCCH上）。DCI 410可具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2，并且可调度数据接收（例如，在PDSCH 420上）和HARQ传输（例如，在

PUCCH 430上的确认/否定确认(ACK/NAK))。对数据接收的调度遵循与DCI接收的时隙偏移(K0),并且对HARQ反馈的调度遵循与数据接收的时隙偏移(K1)(或者与DCI接收的K0+K1)。较新的DCI格式是可能的(利用3GPP技术规范的版本17或更高版本),并且在本文中可被称为DCI格式1\_x。本公开的实施方案类似地适用于DC格式1\_x,由此时隙偏移(K)可取决于使用图5至图12中所述的技术中的任一者的子载波间隔。

[0060] 时隙偏移(K0)为下行链路分配与下行链路数据接收之间的时隙偏移延迟。该时隙偏移延迟可被定义为接收到用于下行链路调度的PDCCH(DCI)的下行链路时隙与调度了PDSCH数据的下行链路时隙之间的时隙数量。时隙偏移(K1)为下行链路数据接收与上行链路上的对应HARQ反馈(例如,要在用于下行链路数据接收的PUCCH上的上行链路时隙内发送的HARQ码本)之间的时隙偏移延迟。该时隙偏移延迟可被定义为在PDSCH上调度的数据的下行链路时隙与需要发送针对所调度的PDSCH数据的ACK/NAK反馈的上行链路时隙之间的时隙数量。时隙偏移(K1)可为UE处理从数据接收的结束到HARQ传输的最早可能开始(例如,从PDSCH接收的结束到ACK/NAK传输的最早可能开始)所需的OFDM符号数量(N1)的函数。时隙偏移(K0)和时隙偏移(K1)的各方面分别在3GPP TS 38.214v16.3.0(2020-10-02)和3GPP TS 38.213v16.3.0(2020-10-02)中有所描述。

[0061] UE还从基站接收DCI 440(例如,在PDCCH上)。DCI 440可具有格式0\_0、格式0\_1或格式0\_2,并且可调度数据传输(例如,在PUSCH 450上)。对数据传输的调度遵循与DCI接收的时隙偏移(K2)。时隙偏移(K2)为在下行链路中的上行链路许可接收与对应的上行链路数据传输之间的时隙偏移延迟。该时隙偏移延迟可被定义为接收到用于上行链路调度的PDCCH(DCI)的下行链路时隙与需要在PUSCH上发送上行链路数据的上行链路时隙之间的时隙数量。时隙偏移(K2)可为从DCI接收到上行链路数据传输的最早可能开始(例如,从PDCCH到PUSCH的最早可能开始)的OFDM符号数量(N2)的函数。时隙偏移(K2)的各方面在3GPP TS 38.214v16.3.0(2020-10-02)中有所描述。

[0062] 此外,UE可在时间帧内接收多个DCI(被示为第一DCI 460和第二DCI 470),并且取决于它们的定时,可在上行链路信道上复用对应的HARQ反馈。执行复用的可能性取决于第二DCI 470与第一HARQ反馈传输之间的符号数量(N3)(例如,接收到第二DCI 470的下行链路时隙与由第一DCI 460调度用于HARQ反馈传输的上行链路时隙之间的符号数量)。符号数量(N3)的各方面在3GPP TS 38.213 v16.3.0(2020-10-02)中有所描述。

[0063] 因为通信调度是基于时隙而不是基于实际时间来定义的,并且因为时隙的数量会根据子载波频率在相同的时间单位内改变,所以在相同的时间单位内执行的处理量也会改变。如上文所解释的,子载波间隔的增加会导致时隙的时间长度的减小。因此,在相同的时间单位内,该增加将需要额外的基于时隙的处理。例如,将120kHz子载波间隔与240kHz子载波间隔进行比较,时隙的大小减小为二分之一。在1毫秒内,对于120kHz子载波间隔需要处理8个时隙,而对于240kHz子载波间隔则需要处理16个时隙。换句话说,对于与120kHz子载波间隔相关的240kHz子载波间隔,设备诸如UE 104必须在相同的时间单位内执行高达两倍的HARQ和数据处理。为了减轻处理影响,通信调度(例如,DCI接收、数据接收、数据传输和/或HARQ反馈传输之间的时间线)可考虑时隙长度的改变,使得在相同的时间单位内,处理量不会显著增加(如果有的话)。本文描述了这种类型的通信调度的实施方案。

[0064] 返回参考上述时隙偏移和OFDM符号数量,UE处理时间取决于这些参数,而这些参

数又取决于子载波间隔。例如,根据3GPP TS 38.214v16.3.0(2020-10-02),“如果如所分配的 HARQ-ACK 定时 K1 和要使用并包括定时提前影响的 PUCCH 资源所定义的携带 HARQ-ACK 信息的 PUCCH 的第一上行链路符号不早于在符号 L1 处开始,其中 L1 被定义为下一上行链路符号,其中确认其 CP 在承载 TB 的 PDSCH 的最后一个符号的结束之后的  $T_{proc,1} = (N_1 + d_{1,1} + d_2)$  (2048+144) ·  $\kappa 2^{-\mu}$  ·  $T_c + T_{ext}$  之后开始,则 UE 将提供有效 HARQ-ACK 消息”,并且“N1 分别基于表 5.3-1 和表 5.3-2 中 UE 处理能力 1 和 2 的  $\mu$ ”。下文将复制这两个表分别作为表 2 和表 3 来引用。

		PDSCH 解码时间 $N_1$ [符号]	
[0065]	$\mu$	<i>dmrs-AdditionalPosition = pos0, 在 DMRS-DownlinkConfig 中, 在 dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeA、dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeB 二者中</i>	<i>在 dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeA、dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeB 的任一者中, 或者如果没有配置高层参数, 在 DMRS-DownlinkConfig 中, dmrs-AdditionalPosition ≠ pos0</i>
			,
[0066]	0	8	$N_{1,0}$
	1	10	13
	2	17	20
	3	20	24

[0067] 表2

		PDSCH 解码时间 $N_1$ [符号]	
[0068]	$\mu$	<i>dmrs-AdditionalPosition = pos0, 在 DMRS-DownlinkConfig 中, 在 dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeA、dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeB 二者中</i>	
	0	3	
	1	4.5	
	2	9, 针对频率范围 1	

[0069] 表3

[0070] 如以上两个表中所示,随着参数集“ $\mu$ ”(例如,子载波间隔)的增加,OFDM 符号数量 ( $N_1$ ) 增加并且处理时间(例如,  $T_{proc,1}$ ) 增加。

[0071] 类似地,根据3GPP TS 38.214 v16.3.0(2020-10-02),“如果用于传输块的 PUSCH 分配中的第一上行链路符号,包括如由调度 DCI 的时隙偏移 K2 以及开始和长度指示符 SLIV 限定的 DM-RS 并且包括定时提前影响,不早于符号 L2,其中 L2 被定义为在接收承载调度 PUSCH 的 DCI 的 PDCCH 的最后一个符号结束之后的 CP 起始  $T_{proc,2} = \text{最大值}((N_2 + d_{2,1} + d_2)$  (2048+144) ·  $\kappa 2^{-\mu}$  ·  $T_c + T_{ext} + T_{swach}, d_{2,2}$ ) 的下一个上行链路符号,则 UE 应传输传输块”,并且“N2 分别基于表 6.4-1 和表 6.4-2 中 UE 处理能力 1 和 2 的  $\mu$ ”。下文将复制这两个表分别作为表 4 和表 5 来引用。

$\mu$	PUSCH 准备时间 $N_2$ [符号]
0	10
1	12
2	23

3	36
---	----

[0073] 表4

$\mu$	PUSCH 准备时间 $N_2$ [符号]
0	5
1	5.5

[0074]

2	11, 针对频率范围 1
---	--------------

[0075]

[0076] 表5

[0077] 同样,如以上两个表中所示,随着参数集“ $\mu$ ”(例如,子载波间隔)的增加,OFDM符号数量( $N_2$ )增加并且处理时间(例如, $T_{proc,2}$ )增加。

[0078] 就OFDM符号数量( $N_3$ )而言,3GPP TS 38.213v16.3.0(2020-10-02)描述了“如果UE检测到指示用于时隙中具有对应HARQ-ACK信息的PUCCH传输的第一资源的第一DCI格式,并且还在稍后时间检测到指示用于该时隙中具有对应HARQ-ACK信息的PUCCH传输的第二资源的第二DCI格式,则如果从用于时隙中的PUCCH传输的第一资源的第一个符号开始包括第二DCI格式的PDCCH接收不早于 $N_3 \cdot (2048+144) \cdot \kappa \cdot 2^{-\mu} \cdot T_c$ ,那么UE不期望在该时隙中在PUCCH资源中对与第二DCI格式对应的HARQ-ACK信息进行复用,其中 $\kappa$ 和 $T_c$ 在[4, TS 38.211]的条款4.1中定义,并且 $\mu$ 对应于提供DCI格式的PDCCH的SCS配置和PUCCH的SCS配置中的最小SCS配置”。使用该定时公式,随着参数集“ $\mu$ ”(例如,子载波间隔)的增加,OFDM符号数量( $N_3$ )增加并且处理时间增加。

[0079] 除了处理时间影响之外,子载波间隔的改变还可能影响HARQ处理的各方面。定义了两种类型的HARQ码本:类型1码本(半静态)和类型2码本(动态)。在类型1码本中,HARQ码本的大小由RRC信令固定,并且取决于用于分配资源的DCI格式。对于DCI格式1\_0(回退DCI),可从8个连续时隙来设置大小。DCI格式1\_1(非回退DCI)包括指示大小的指示符,诸如可用于从d1-data-to-ULACK选择从0到15: {0,1,5,7,9,10,11,15}的范围内的多达8个值的PDSCH到HARQ反馈定时指示符字段。

[0080] PUCCH-Config ::= SEQUENCE {

[0081] d1-DataToUL-ACK SEQUENCE(SIZE(8)) OF INTEGER(0..15) OPTIONAL, --Need M

[0082] }。

[0083] 类型1码本对于未能检测/解码PDCCH上的资源分配的UE而言是鲁棒的。然而,其固定大小可能产生较大开销。对于类型2码本,大小基于资源分配的数量而改变。该码本定义了计数器动态分配索引(cDAI)和总动态分配索引(tDAI)。包括在DCI中的cDAI指示直到以载波优先、时间第二的方式接收到DCI为止的调度下行链路传输的数量。包括在DCI中的tDAI指示直到该时间点为止所有载波上的下行链路传输的总数(例如,当前时间点的最高cDAI)。使用DAI格式1\_0(仅cDAI)中的DAI字段作为两比特字段、以及使用DCI格式1\_1(cDAI和tDAI)作为四比特字段来发送类型2码本。gNB使用DCI格式0\_1中的第一/第二DAI来请求HARQ传输,其中使用两比特字段来指示总DAI(例如,要返回给gNB的HARQ ACK的总数)。相对于类型1码本,类型2码本较不稳健但资源效率更高。

[0084] 给定更大的子载波间隔(更小的符号持续时间),处理所需的符号数量(例如,PDSCH( $N_1$ ))增加,如本文上面所解释的。该增加会影响下行链路数据接收与上行链路上的

对应HARQ-ACK反馈及其相关联的信令之间的延迟(例如,N1)、DCI接收与上行链路传输之间的延迟(例如,N2)、需要反馈的HARQ码本所需的开销、用于在反馈中复用多个HARQ ACK的UE时间线要求(例如,N1或N2和N3),以及所需的HARQ ACK过程的数量。

[0085] 可考虑修改OFDM符号数量N1、N2和N3以减轻影响。然而,并且如在下一附图中进一步描述的,通过采用调度和HARQ处理来增加子载波间隔,可以使用更好的方法。

[0086] 就N1而言,仅需要PDSCH处理能力1(例如,参考回表3,在对应于60kHz子载波间隔的参数集“ $\mu$ ”2之外已经不考虑PDSCH处理能力2)。一个选项是将 $T_{proc,1}$ 维持在与用于120kHz子载波间隔的时间处理相同的值( $T_{proc,1}(120kHz)$ )。另一选项是设置 $T_{proc,1}$ 小于用于120kHz子载波间隔的时间处理( $T_{proc,1} = T_{proc,1}(120kHz)$ ,其中)。又一选项是将N1维持在与用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量(N1(120kHz))相同的值。又一选项是将N1设置为小于用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量( $N1 = N1(120kHz)$ ,其中)。然而,相对于120kHz或更小的子载波间隔并且对于在相同的时间单位中的处理,这四个选项中的任一者都导致在HARQ反馈传输之前的符号(或等效地,时隙)数量的大幅增加。基于 $T_{proc,1}$ 定义,该结论示于下表6和表7中。因此,需要增加时隙偏移(K1),这又导致HARQ反馈传输之前的符号存储所需的存储器大小的增加、HARQ过程数量的增加以及基于对HARQ资源的限制的修改。

[0087]

$\mu$	子载波间隔 (kHz)	N1
0	15	8
1	30	10
2	60	17
3	120	20
4	240	40
5	480	80
6	960	160
7	1920	320

[0088] 表6

[0089]

$\mu$	子载波间隔 (kHz)	N1
0	15	13
1	30	13
2	60	20
3	120	24
4	240	48
5	480	96
6	960	192
7	1920	284

[0090] 表7

[0091] 表6中的OFDM符号数量(N1)是针对在dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeA、dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeB两者中,DMRS-DownlinkConfig中的dmrs-AdditionalPosition=pos0。表2中还示出了前四行中的值。最后四行中的值基于 $T_{proc,1}$ 。尽管最后四个值是线性的,但也可导出非线性值。类似地,表7中的OFDM符号数量(N1)是针对

在dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeA、dmrs-DownlinkForPDSCH-MappingTypeB的任一者中,或者如果没有配置高层参数,在DMRS-DownlinkConfig中,dmrs-AdditionalPosition  $\neq$  pos0。表2中还示出了前四行中的值。最后四行中的值基于 $T_{\text{proc},1}$ 。尽管最后四个值是线性的,但也可导出非线性值。

[0092] 就N2而言,可能仅需要PDSCH处理能力类型1(例如,参考回表3,在参数集“ $\mu$ ”2之外已经不考虑PDSCH处理能力类型2)。一个选项是将 $T_{\text{proc},2}$ 维持在与用于120kHz子载波间隔的时间处理相同的值( $T_{\text{proc},2}$ (120kHz))。另一选项是设置 $T_{\text{proc},2}$ 小于用于120kHz子载波间隔的时间处理( $T_{\text{proc},2} = T_{\text{proc},2}$ (120kHz),其中)。又一选项是将N2维持在与用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量(N2(120kHz))相同的值。又一选项是将N2设置为小于用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量( $N2 = N2$ (120kHz),其中)。然而,相对于120kHz或更小的子载波间隔并且对于在相同的时间单位中的处理,这四个选项中的任一者都导致在PUSCH传输之前的符号(或等效地,时隙)数量的大幅增加。因此,需要增加时隙偏移(K2)及其相关联的信令,这又导致PUSCH传输之前的符号存储所需的存储器大小增加。

[0093] 就N3而言,可能仅需要PDSCH处理能力类型1(例如,参考回表3,在参数集“ $\mu$ ”2之外已经不考虑PDSCH处理能力类型2)。一个选项是将N3维持在与用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量(N3(120kHz))相同的值。另一选项是将N3设置为小于用于120kHz子载波间隔的OFDM符号数量( $N3 = N3$ (120kHz),其中)。然而,相对于120kHz或更小的子载波间隔并且对于在相同的时间单位中的处理,这两个选项中的任一者都导致在HARQ复用之前的符号(或等效地,时隙)数量的大幅增加。这导致符号存储所需的存储器大小增加或传输符号数量的限制。

[0094] 图5至图12描述了用于减轻符号(或等效地,时隙)数量的增加对子载波间隔的增加的影响的基于调度的方法。图13至图15描述了用于减轻这种影响的基于HARQ处理的方法。不同的方法可彼此独立地使用或彼此结合地使用。

[0095] 图5示出了根据一些实施方案的增加候选时隙数量的基于HARQ时隙的调度的示例。图示的调度涉及数据接收与HARQ反馈传输之间的时隙偏移(K1)。在图5的特定图示中,图示了DCI格式1\_0的使用。然而,这些实施方案类似地适用于DCI格式1\_1和1\_2,如本文下面进一步解释的。

[0096] 在图5的上部,示出了多个时隙。这些时隙可用于使用120kHz或更小子载波间隔的通信。下行链路PDSCH时隙由UE接收。DCI指示HARQ反馈传输可发生在具有相对于下行链路PDSCH时隙的偏移的上行链路PUCCH时隙中。例如,DCI包括关于该偏移的时隙偏移指示符。在DCI格式1\_0的情况下,时隙偏移指示符可对应于为3个比特并且被映射到 $K1 = \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$ 的“PDSCH到HARQ定时指示符”。因此,对于DCI格式1\_0,最多8个连续时隙是用于HARQ反馈传输的候选时隙512。特别地,可从候选时隙510中选择用于HARQ反馈传输的上行链路时隙作为候选时隙512。对于DCI格式1\_1和格式1\_2,“PDSCH到HARQ定时指示符”可为0、1、2或3比特长。3GPP TS 38.212v16.3.0(2020-10-01),表9.2.3-1(下文复制为表8)提供了“PDSCH到HARQ定时指示符”与在RRC重新配置消息中的PUCCH-Config中发送反馈“dl-DataToUL-ACK”的时隙数量之间的映射。“PDSCH到HARQ定时指示符”可被映射到形成一组候选时隙512的多达15个连续时隙。

PDSCH 到 HARQ 反馈定时指示符			时隙数量 <sup>k</sup>
1 位	2 位	3 位	
"0"	"00"	"000"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 1 个值
"1"	"01"	"001"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 2 个值
	"10"	"010"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 3 个值
	"11"	"011"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 4 个值
		"100"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 5 个值
		"101"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 6 个值
		"110"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 7 个值
		"111"	由 <i>dl-DataToUL-ACK</i> 或由 <i>dl-DataToUL-ACKForDCIFormat1_2</i> 提供的第 8 个值

[0097] 表8

[0100] 在图5的下部,也示出了多个时隙。然而,这些时隙可用于使用大于120kHz的子载波间隔的通信。为了与120kHz子载波间隔进行比较,示出了240kHz子载波间隔,但是实施方案类似地适用于更大的子载波间隔。通常,用于HARQ反馈传输的上行链路时隙被确定为来自一组候选时隙522中的候选时隙,其中该组的大小大于候选时隙512的大小。例如,尽管对于DCI格式1\_0,多达8个连续候选时隙可用于120kHz子载波间隔,但是对于240kHz子载波间隔,该数量可增加到16个(或一些其他最大值)(并且对于更大的子载波间隔将进一步增加)。为了这样做,“PDSCH到HARQ定时指示符”可从三个比特增加到“m”个比特,其中m是大于3的整数(例如,对于240kHz子载波间隔,“m=4比特”产生了“ $2^4=16$ ”个连续时隙作为该组候选时隙522的上限)。同样,对于DCI格式1\_1和格式1\_2,“PDSCH到HARQ定时指示符”可从三个比特增加到“m”个比特,其中m是大于4的整数(例如,对于240kHz子载波间隔,“m=5比特”

产生了“ $2^5=32$ ”个连续时隙作为该组候选时隙522的上限)。附加地或另选地,因为“PDSCH到HARQ定时指示符”被映射到“d1-DataToUL-ACK”(或“d1-DataToUL-ACKForDCIFormat1\_2”),所以“d1-DataToUL-ACK”(或“d1-DataToUL-ACKForDCIFormat1\_2”)的大小可增加以计及增加数量的时隙(例如,对于240kHz子载波间隔为30个时隙)。

[0101] 在图5的上部和下部中,DCI候选时隙512和522与用于数据接收的下行链路时隙偏移(例如,在DCI格式1\_0的情况下,对于120kHz的子载波间隔,该偏移可高达8个时隙,并且对于大于120kHz的子载波间隔,该偏移可增加到更大数量的时隙)。因为DCI是从基站(例如,gNB 108)接收的并且指示时隙偏移,所以该指示的时隙偏移在本文中被称为基站发信号通知的时隙偏移。在DCI格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2的情况下,基于DCI的“PDSCH到HARQ定时指示符”来确定基站发信号通知的时隙偏移。

[0102] 图6示出了根据一些实施方案的用于增加了候选时隙数量的基于HARQ时隙的调度的操作流程/算法结构600的示例。UE可实现操作流程/算法结构600以确定对HARQ反馈传输的调度并相应地传输HARQ反馈。操作流程/算法结构600可由UE(诸如UE 104、1700)或其部件(例如,处理器1704)执行或实现。

[0103] 操作流程/算法结构600可包括:在602处,向基站发信号通知UE在具有大于52.6GHz的频率的物理下行链路信道上进行数据接收的能力,该数据接收使用大于120kHz的子载波间隔。在一些实施方案中,信令可以是RRC信令。

[0104] 操作流程/算法结构600还可包括:在604处,从基站接收包括时隙偏移指示符的下行链路控制信息(DCI)。在一些实施方案中,DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2,并且包括可调度上行链路物理信道(例如,PUCCH)上的HARQ传输的“PDSCH到HARQ定时指示符”。

[0105] 操作流程/算法结构600还可包括:在606处,基于时隙偏移指示符来确定物理上行链路信道上的数据接收与混合自动重传请求(HARQ)传输之间的时隙偏移(K1),该时隙偏移(K1)大于基于大于120kHz的子载波间隔的最小时隙数量。在一些实施方案中,DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2,并且包括“PDSCH到HARQ定时指示符”。在DCI格式1\_0的情况下,基于大于120kHz的子载波间隔,“PDSCH到HARQ定时指示符”可包括多于3个比特。该3个比特的值指示用于HARQ传输的一组候选时隙。类似地,在DCI格式1\_1或格式1\_2的情况下,基于大于120kHz的子载波间隔,“PDSCH到HARQ定时指示符”可包括多于3个比特。4个比特的值被映射到“d1-DataToUL-ACK”(或“d1-DataToUL-ACKForDCIFormat1\_2”),其指示用于HARQ传输的一组候选时隙。附加地或另选地(其中“PDSCH到HARQ定时指示符”可包括多达4个比特),“d1-DataToUL-ACK”(或“d1-DataToUL-ACKForDCIFormat1\_2”)指示该组候选时隙,其中该组基于大于120kHz的子载波间隔。

[0106] 操作流程/算法结构600还可包括:在608处,在上行链路物理信道上并且基于时隙偏移(K1)来传输针对数据接收的HARQ反馈。在一些实施方案中,UE将用于HARQ反馈传输的所调度上行链路时隙确定为从数据接收的下行链路时隙(例如,PDSCH时隙)延迟了时隙偏移(K1)的上行链路时隙。UE生成对应于数据接收的一个或多个HARQ码本(例如,一个或多个PDSCH时隙或子时隙),并在所调度上行链路时隙中发送HARQ码本。

[0107] 图7示出了根据一些实施方案的涉及最小时隙偏移的基于HARQ时隙的调度的示例。此处,图7的上部与图5的上部相同,并且其描述同样适用于图7并且在本文用于比较目的。

[0108] 如图7的下部所示,使用最小时隙偏移710,而不是增加候选时隙组的大小(如图5所示,它从8增加到16)。相同的组大小可用于120kHz或更小的子载波间隔和240kHz或更大的子载波间隔两者,并且可由DCI发信号通知(例如,DCI指示基站发信号通知的时隙偏移,类似于图5中描述的时隙偏移)。例如,在DCI格式1\_0的情况下,多达8个候选时隙722是可能的。在DCI格式1\_1或格式1\_2的情况下,多达15个候选时隙722是可能的。然而,对于240kHz或更大的子载波间隔,可使用不同的(例如,更大或更小)组大小。

[0109] 最小时隙偏移710是跟随在数据接收的下行链路时隙(例如,PDSCH时隙)之后并且在其中不调度针对数据接收的HARQ反馈传输(并且,等效地,不可传输针对数据接收的HARQ反馈)的时隙的最小数量。候选时隙722相对于下行链路时隙被延迟最小时隙偏移710。最小时隙偏移710可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一DCI字段),或在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下)。通常,最小时隙偏移710可被定义为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i)UE处理从数据接收的结束到HARQ传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N1)与(ii)时隙中的符号数量的比率。例如,根据表6,对于960kHz子载波间隔,OFDM符号数量(N1)为160个符号。对于时隙配置0,时隙中的符号数量为十四。因此,在该图示中,最小时隙偏移710为11个时隙。

[0110] 图8示出了根据一些实施方案的涉及具有均匀分布的非连续候选时隙的基于HARQ时隙的调度的示例。此处,图8的上部与图5的上部相同,并且其描述同样适用于图8。此外,类似于图7,候选时隙的相同组大小可用于120kHz或更小的子载波间隔和240kHz或更大的子载波间隔两者,并且可由DCI发信号通知(例如,DCI指示基站发信号通知的时隙偏移)。

[0111] 如图8的下部中所示,具有均匀分布的非连续候选时隙812是可能的,而非使用连续候选时隙(如图7所示)。非连续候选时隙812按照均匀分布是等间隔的。可使用最小时隙偏移810,并且其可类似于图7的最小时隙偏移710。

[0112] 在图8的图示中,均匀分布每隔一个时隙跳过一次,从而使得候选时隙812被一个中间非候选时隙(例如,可能不用于HARQ反馈传输的时隙)间隔开。均匀性可以由slot\_offset\_multiplier来定义,其用于乘以基站发信号通知的时隙偏移,其中该slot\_offset\_multiplier是线性乘法器。例如,如果基站发信号通知的时隙偏移为8个时隙,则slot\_offset\_multiplier可被设置为2,并且该乘法产生了16个时隙的分布,因此将8个候选时隙812分布于在候选和非候选时隙之间交替的16个时隙上。

[0113] 因此,时隙偏移(K1)基于最小时隙偏移、slot\_offset\_multiplier和基站发信号通知的时隙偏移。例如,时隙偏移(K1)等于slot\_offset\_multiplier可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一DCI字段),或在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下)。

[0114] 图9示出了根据一些实施方案的涉及具有非均匀分布的非连续候选时隙的基于HARQ时隙的调度的示例。此处,图9的上部与图5的上部相同,并且其描述同样适用于图9。此外,类似于图8,候选时隙的相同组大小可用于120kHz或更小的子载波间隔和240kHz或更大的子载波间隔两者,并且可由DCI发信号通知(例如,DCI指示基站发信号通知的时隙偏移)。此外,可使用最小时隙偏移910,并且其可与图8的最小时隙偏移810相同或不同。

[0115] 如图9的下部所示,候选时隙912的非均匀分布是可能的,而不是使用非连续候选时隙的均匀分布(如图8所示)。候选时隙912不是等间隔的。非均匀性可由slot\_offset\_

multiplier来定义,其用于乘以基站发信号通知的时隙偏移,其中该slot\_offset\_multiplier是从一个候选时隙到下一个候选时隙变化的非线性乘法器。例如,可使用伪随机函数来定义slot\_offset\_multiplier。在另一图示中,可使用散列函数。在该图示中,通过至少对基站发信号通知的时隙偏移进行散列来生成时隙位置散列。

[0116] 因此,时隙偏移(K1)基于最小时隙偏移、slot\_offset\_multiplier和基站发信号通知的时隙偏移。例如,在随机乘法器的情况下,时隙偏移(K1)等于,或者等于slot\_offset\_multiplier可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一DCI字段),或在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下)。

[0117] 在图5至图9中,这些候选时隙以对角线图案示出。在图6至图9中,这些最小时隙偏移以水平线图案示出。在图5至图9的不同实施方案中,对于大于120kHz的子载波间隔仅需要PDSCH处理能力1(例如,参考回表3,在对应于60kHz子载波间隔的参数集“ $\mu$ ”2之外已经不考虑PDSCH处理能力2)。此外,基站可动态地配置时隙偏移(K1)并发信号通知该时隙偏移是UE和/或UE正在使用的子载波间隔特定的。

[0118] 图10示出了根据一些实施方案的用于涉及最小时隙偏移的基于HARQ时隙的调度的操作流程/算法结构1000的示例。UE可实现操作流程/算法结构1000以确定对HARQ反馈传输的调度并相应地传输HARQ反馈。操作流程/算法结构1000可由UE(诸如UE 104、1700)或其部件(例如,处理器1704)执行或实现。

[0119] 操作流程/算法结构1000可包括:在1002处,从基站接收指示基站发信号通知的时隙偏移的下行链路控制信息(DCI)。在一些实施方案中,DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2并且包括指示基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移指示符。例如,时隙偏移指示符可为“PDSCH到HARQ定时指示符”。

[0120] 操作流程/算法结构1000可包括:在1004处,确定基于大于120kHz的物理下行链路信道的子载波间隔的最小时隙偏移。在一些实施方案中,根据UE的RRC配置、DCI(例如,根据DCI中的字段)或UE的预定义配置来确定最小时隙偏移。

[0121] 操作流程/算法结构1000可包括在1006处基于最小时隙偏移和基站发信号通知的时隙偏移来确定物理下行链路信道上的数据接收与物理上行链路信道上的混合自动重传请求(HARQ)传输之间的时隙偏移(K1),该物理下行链路信道具有大于52.10千兆赫(GHz)的频率。在一些实施方案中,时隙偏移(K1)对应于基站发信号通知的时隙偏移的延迟乘以最小时隙偏移,如图7中所示。在一些附加或另选的实施方案中,基于基站发信号通知的时隙偏移的线性或非线性乘法器来确定时隙偏移(K1),如图8和图9所示。可根据UE的RRC配置、DCI(例如,根据DCI中的字段)或UE的预定义配置来确定线性或非线性乘法器。

[0122] 操作流程/算法结构1000可包括:在1008处,在物理上行链路信道上并且基于时隙偏移(K1)来传输针对数据接收的HARQ反馈。在一些实施方案中,UE将用于HARQ反馈传输的所调度上行链路时隙确定为从数据接收的下行链路时隙(例如,PDSCH时隙)延迟了时隙偏移(K1)的上行链路时隙。UE生成对应于数据接收的一个或多个HARQ码本(例如,一个或多个PDSCH时隙或子时隙),并在所调度上行链路时隙中发送HARQ码本。

[0123] 图11示出了根据一些实施方案的用于数据接收或数据传输的基于时隙的调度的示例。基于时隙的调度在DCI中指示,并且调度物理信道上的通信,其中该物理信道具有大于52.6GHz的频率,并且其中该通信使用大于120kHz的子载波间隔。该通信可为数据接收,

在这种情况下,DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2,并且指示基站发信号通知的时隙偏移,根据该时隙偏移确定时隙偏移( $K_0$ )。该通信可为数据传输,在这种情况下,DCI具有格式0\_0或格式0\_1,并且指示基站发信号通知的时隙偏移,根据该时隙偏移确定时隙偏移( $K_2$ )。

[0124] 在图11中示出了四个选项,这些选项可彼此独立地使用或彼此结合地使用。除了所调度下行链路或上行链路时隙用于数据通信而不是HARQ反馈传输之外,这四个选项类似于图5、图7、图8和图9中描述的实施方案。

[0125] 第一选项在图11的上部示出。在此选项的示例中,由候选时隙110形成的该组的大小具有最大数量个时隙,其中该最大数量基于子载波间隔,类似于图5。通常,该最大数量大于针对120kHz或更小的子载波间隔的最大数量。此外,该最大数量可随着120kHz以上的子载波间隔的增加而增加。

[0126] 例如,在下行链路上,DCI格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2承载了名为“时域资源分配”的4比特字段。“时域资源分配”的比特值映射到查找表(默认查找表A、B或C或被称为“pdsch-TimeDomainAllocationList”的RRC配置的查找表)的行索引。默认查找表A、B和C在下文中从3GPP TS 38.214v16.3.0(2020-10-02)复制,并分别标记为表9、表10和表11。为了指示在120kHz以上的子载波间隔的更大的最大数量,可修改表以包括分配候选时隙的附加数量直到最大数量的附加行,并且任选地,可将“时域资源分配”字段的大小增加到多于4个比特以指示附加行。此外,对于类型1配置的许可,可增加timeDomainOffset的值。时隙偏移( $K_0$ )可基于“时域资源分配”从查找表的现有或附加行来确定。

[0127]

行索引	<i>dmrs-TypeA-Position</i>	PDSCH 映射类型	$K_0$	$S$	$L$
1	2	A 类型	0	2	12
	3	A 类型	0	3	11
2	2	A 类型	0	2	10
	3	A 类型	0	3	9
3	2	A 类型	0	2	9
	3	A 类型	0	3	8
4	2	A 类型	0	2	7
	3	A 类型	0	3	6
5	2	A 类型	0	2	5
	3	A 类型	0	3	4
6	2	B 类型	0	9	4
	3	B 类型	0	10	4
7	2	B 类型	0	4	4
	3	B 类型	0	6	4
8	2,3	B 类型	0	5	7
9	2,3	B 类型	0	5	2
10	2,3	B 类型	0	9	2
11	2,3	B 类型	0	12	2
12	2,3	A 类型	0	1	13
13	2,3	A 类型	0	1	6
14	2,3	A 类型	0	2	4
15	2,3	B 类型	0	4	7
16	2,3	B 类型	0	8	4

[0128] 表9

行索引	<i>dmrs-TypeA-Position</i>	PDSCH 映射类型	$K_0$	$S$	$L$
1	2,3	B 类型	0	2	2
2	2,3	B 类型	0	4	2
3	2,3	B 类型	0	6	2
4	2,3	B 类型	0	8	2
5	2,3	B 类型	0	10	2
6	2,3	B 类型	1	2	2
7	2,3	B 类型	1	4	2
8	2,3	B 类型	0	2	4
9	2,3	B 类型	0	4	4
10	2,3	B 类型	0	6	4
11	2,3	B 类型	0	8	4
12 (注释 1)	2,3	B 类型	0	10	4
13 (注释 1)	2,3	B 类型	0	2	7
14 (注释 1)	2	A 类型	0	2	12
	3	A 类型	0	3	11
15	2,3	B 类型	1	2	4
16	保留				
注释 1: 如果 PDSCH 是利用 PDCCH Type0 公共搜索空间中的 SI-RNTI 调度的, 则 UE 可假设未应用该 PDSCH 资源分配					

[0131] 表10

行索引	<i>dmrs-TypeA-Position</i>	PDSCH 映射类型	$K_0$	$S$	$L$
1 (注释 1)	2,3	B 类型	0	2	2
2	2,3	B 类型	0	4	2
3	2,3	B 类型	0	6	2
4	2,3	B 类型	0	8	2
5	2,3	B 类型	0	10	2
6	保留				
7	保留				
8	2,3	B 类型	0	2	4
9	2,3	B 类型	0	4	4
10	2,3	B 类型	0	6	4
11	2,3	B 类型	0	8	4
12	2,3	B 类型	0	10	4
13 (注释 1)	2,3	B 类型	0	2	7
14 (注释 1)	2	A 类型	0	2	12
	3	A 类型	0	3	11
15 (注释 1)	2,3	A 类型	0	0	6
16 (注释 1)	2,3	A 类型	0	2	6
注释 1: 如果 PDSCH 是利用 PDCCH Type0 公共搜索空间中的 SI-RNTI 调度的, 则 UE 可假设未使用该 PDSCH 资源分配					

[0134] 表11

[0135] 类似地,在上行链路上,DCI格式0\_0或格式0\_1承载了名为“时域资源分配”的4比特字段。“时域资源分配”的比特值映射到查找表(被称为“pusch-TimeDomainAllocationList”的RRC配置的查找表)。为了指示在120KHz以上的子载波间隔的更大的最大数量,可修改查找表以包括分配候选时隙的附加数量直到最大值的附加行,并且任选地,可将“时域资源分配”字段的大小增加到多于4个比特以指示附加行。此外,对于类型1配置的许可,可增加timeDomainOffset的值。时隙偏移(K2)可基于“时域资源分配”从查找表的现有或附加行来确定。

[0136] 在示例中,第二选项使用最小时隙偏移1112,类似于图7。候选时隙1114从DCI时隙被延迟最小时隙偏移1112。候选时隙1114形成一组连续时隙,并且该组的大小可以但不一定基于如第一选项中所描述的大于120kHz的子载波间隔而增加。

[0137] 最小时隙偏移1112也可以是子载波间隔的函数。通常,最小时隙偏移1112是跟随在DCI之后并且其中没有数据接收或数据传输被调度的最小数量的时隙。对于数据接收,最小时隙偏移1112(K0min)可被定义为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i) UE处理从DCI接收的结束到数据接收的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N0)与(ii)时隙中的符号数量的比率。例如,对于960kHz子载波间隔,OFDM符号数量(N0)为72个符号。对于时隙配置0,时隙中的符号数量为十四个。因此,在该图示中,最小时隙偏移(K0min)为5个时隙。对于数据传输,最小时隙偏移1112(K2min)可被定义为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i) UE处理从DCI的结束到数据传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N2)与(ii)时隙中的符号数量的比率。例如,对于960kHz子载波间隔,OFDM符号数量(N2)为72个符号。对于时隙配置0,时隙中的符号数量为十四个。因此,在该图示中,最小时隙偏移(K2min)为5个时隙。最小时隙偏移1112(K0min或K2min)可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一字段),或在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下)。例如,使用pdsch-ConfigCommon或pdschConfig在pdsch-TimeDomainAllocationList中配置K0min的值。使用pusch-ConfigCommon或puschConfig在pusch-TimeDomainAllocationList中配置K2min的值。

[0138] 因此,时隙偏移(K0或K2)基于最小时隙偏移和基站发信号通知的时隙偏移。例如,时隙偏移(K0或K2)等于。

[0139] 在示例中,第三选项使用非连续但具有均匀分布的候选时隙1116,类似于图8。可使用最小时隙偏移,并且其可与最小偏移1112相同或不同。由候选时隙1116形成的该组的大小可以但不一定基于如第一选项中所描述的大于120kHz的子载波间隔而增加。

[0140] 均匀分布每隔一个时隙跳过一次(或可使用某一其他分布),从而使得候选时隙1116被一个中间非候选时隙(例如,可能不用于数据接收或传输的时隙)间隔开。均匀性可由slot\_offset\_multiplier来定义,其用于乘以基站用信号发送的时隙偏移(例如,基于时域资源分配导出的时隙偏移),其中该slot\_offset\_multiplier是线性乘法器。例如,如果基站发信号通知的时隙偏移为8个时隙,则slot\_offset\_multiplier可被设置为2,并且该乘法产生了16个时隙的分布,因此将8个候选时隙1116分布于在候选和非候选时隙之间交替的16个时隙上。

[0141] 因此,时隙偏移(K0或K2)基于最小时隙偏移、slot\_offset\_multiplier和基站发

信号通知的时隙偏移。例如,时隙偏移(K0或K2)等于 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一字段)、在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下),或添加到开始与长度指示符(SLIV)。

[0142] 在示例中,第四选项使用具有非均匀分布的候选时隙1118,类似于图9。可使用最小时隙偏移,并且其可与最小偏移1112相同或不同。由候选时隙1118形成的该组的大小可以但不一定基于如第一选项中所描述的大于120kHz的子载波间隔而增加。

[0143] 非均匀分布可由 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 来定义,其用于乘以基站用信号发送的时隙偏移(例如,基于时域资源分配导出的时隙偏移),其中该 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 是从一个候选时隙到下一个候选时隙变化的非线性乘法器。例如,可使用伪随机函数来定义 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 。在另一图示中,可使用散列函数。在该图示中,通过至少对基站发信号通知的时隙偏移进行散列来生成时隙位置散列。

[0144] 因此,时隙偏移(K0或K2)基于最小时隙偏移、 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 和基站发信号通知的时隙偏移。例如,在随机乘法器的情况下,时隙偏移(K0或K2)等于,或者等于。 $\text{slot\_offset\_multiplier}$ 可在RRC消息中发信号通知、由DCI指示(例如,作为一个或多个比特的另一字段)、在UE的配置中定义(例如,在3GPP技术规范中捕获该定义的情况下),或添加到开始与长度指示符(SLIV)。

[0145] 在图11中,候选时隙以对角线图案示出,最小时隙偏移以水平线图案示出。在不同的实施方案中,对于大于120kHz的子载波间隔仅需要PDSCH处理能力1(例如,参考回表3,在对应于60kHz子载波间隔的参数集“ $\mu$ ”2之外已经不考虑PDSCH处理能力2)。此外,基站可动态地配置时隙偏移(K0或K2)并发信号通知该时隙偏移是UE和/或UE正在使用的子载波间隔特定的。

[0146] 图12示出了根据一些实施方案的用于数据接收或数据传输的基于时隙的调度的操作流程/算法结构1200的示例。UE可实现操作流程/算法结构1200以确定对具有大于52.6GHz的频段的物理信道上的通信(例如,PDSCH上的数据接收或PUSCH上的数据传输)的调度,其中该通信使用大于120kHz的子载波间隔。操作流程/算法结构1200可由UE(诸如UE 104、1700)或其部件(例如,处理器1704)执行或实现。

[0147] 操作流程/算法结构1200可包括在1202处从基站接收下行链路控制信息(DCI),该DCI指示DCI接收与物理信道上的数据通信之间的基站发信号通知的时隙偏移,该数据通信为下行链路数据接收或上行链路数据传输,该物理信道具有大于52.6GHz的频率,该数据通信使用大于120kHz的子载波间隔。在一些实施方案中,DCI具有用于数据接收的格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2,或用于数据传输的格式0\_0或格式0\_1。DCI包括指示基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移指示符。例如,时隙偏移指示符可为“时域资源分配”。

[0148] 操作流程/算法结构1200可包括在1204处确定基于大于120kHz的子载波间隔的最小时隙偏移。在一些实施方案中,根据UE的RRC配置、DCI(例如,根据DCI中的字段)、UE的预定义配置来确定最小时隙偏移。

[0149] 操作流程/算法结构1200可包括在1206处确定基于最小时隙偏移和基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移。在一些实施方案中,针对数据接收来确定时隙偏移(K0),并且/或者针对数据传输来确定时隙偏移(K2)。在一些实施方案中,时隙偏移(K0或K2)对应于基站发信号通知的时隙偏移的延迟乘以最小时隙偏移,如图11中所示。在一些附加或另选的

实施方案中,基于基站发信号通知的时隙偏移的线性或非线性乘法器来确定时隙偏移(K0或K2),如图11所示。可根据UE的RRC配置、DCI(例如,根据DCI中的字段)、UE的预定义配置或SLIV来确定线性或非线性乘法器。

[0150] 操作流程/算法结构1200可包括在1208处执行以下各项中的一者:如果数据通信是下行链路数据接收,则在物理信道上并基于时隙偏移来接收下行链路数据,或者如果数据通信是上行链路数据传输,则在物理信道上并基于时隙偏移来传输上行链路数据。当DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2时,执行数据接收。当DCI具有格式0\_0或格式0\_1时,执行数据传输。在一些实施方案中,UE在适用的情况下确定用于数据接收的所调度下行链路时隙或用于数据传输的所调度上行链路时隙,其中所调度时隙从DCI时隙被延迟该时隙偏移(在所调度下行链路时隙的情况下为K0,或在所调度上行链路时隙的情况下为K2)。在适用的情况下,UE从所调度下行链路时隙接收和处理数据,或者在所调度上行链路时隙中处理和传输数据。

[0151] 图13至图15示出了用于减轻大于120kHz的子载波间隔对HARQ处理的影响的另一办法。HARQ反馈传输可以但不一定根据图5至图10中所述的实施方案来调度。根据图11至图12中所述的实施方案,可以但不一定调度要针对其生成HARQ反馈的数据。

[0152] 图13示出了根据一些实施方案的HARQ处理的示例。DCI 1310由UE接收并且调度由UE进行的数据接收(图示为PDSCH 1320)和HARQ反馈传输(图示为PUCCH上的HARQ 1330)。下行链路数据时隙相对于DCI时隙被延迟该时隙偏移(K0)。上行链路HARQ时隙相对于下行链路数据时隙被延迟该时隙偏移(K1)。这两个时隙偏移(K0和K1)可为基站发信号通知的时隙偏移,或者可根据图5至图12中所述的实施方案来设置。

[0153] 在HARQ时隙1330内,UE确定用于传输一组HARQ码本1332的特定符号(在图13中以对角线图案示出)。该确定使用时隙偏移(K1)和SLIV,其中时隙偏移(K1)指示要使用的上行链路时隙,并且SLIV指示用于HARQ传输的上行链路时隙内的开始(例如,第一个符号)和长度(例如,符号的数量),如在PUCCH资源表中所定义的。PUCCH资源表可为预定义的(例如,下表12是从38.213V16.2.0复制的示例)或使用RRC消息来定义。

[0154]

索引	PUCCH 格式	第一个符号	符号数量	PRB 偏移 $RB_{BWP}^{\text{offset}}$	初始 CS 索引集
0	0	12	2	0	{0, 3}
1	0	12	2	0	{0, 4, 8}
2	0	12	2	3	{0, 4, 8}
3	1	10	4	0	{0, 6}
4	1	10	4	0	{0, 3, 6, 9}
5	1	10	4	2	{0, 3, 6, 9}
6	1	10	4	4	{0, 3, 6, 9}
7	1	4	10	0	{0, 6}
8	1	4	10	0	{0, 3, 6, 9}
9	1	4	10	2	{0, 3, 6, 9}
10	1	4	10	4	{0, 3, 6, 9}
11	1	0	14	0	{0, 6}
12	1	0	14	0	{0, 3, 6, 9}
13	1	0	14	2	{0, 3, 6, 9}
14	1	0	14	4	{0, 3, 6, 9}
15	1	0	14	$\lfloor N_{BWP}^{\text{size}}/4 \rfloor$	{0, 3, 6, 9}

[0155] 表12

[0156] 当使用大于120kHz的子载波间隔时,可在时隙组的基础上而不是在单个时隙的基础上执行HARQ处理。特别地,一组时隙可被聚合以用作单个HARQ组,并且该组在本文中被称为HARQ时隙组。换句话说,HARQ时隙组表示其中可传输一组HARQ码本的一组两个或更多个时隙。

[0157] 在简化图示中,HARQ时隙组为2个时隙长,并且单个HARQ码本被调度为待传输。上述HARQ处理(例如,使用时隙偏移(K1)、SLIV和PUCCH资源表)可在组级别或在HARQ时隙组内的时隙级别应用,以确定用于HARQ码本传输的特定符号。这种类型的处理在下面的附图中进一步描述。

[0158] 图14示出了根据一些实施方案的基于HARQ时隙组的处理的示例。图14的上部示出了根据3GPP技术规范的版本15的HARQ处理。图14的中间部分示出了根据3GPP技术规范的版本16的HARQ处理的选项。图14的下部示出了基于HARQ时隙组的处理。

[0159] 根据3GPP技术规范的版本15,HARQ时隙1410可被定义为包括14个符号1412的时隙。根据上表11,这些符号中的一些符号用于对HARQ码本进行编码。不期望UE在HARQ时隙1410中传输多于一个HARQ码本。

[0160] 3GPP技术规范的版本16允许UE在时隙内传输多于一个的HARQ码本。特别地,版本16允许定义时隙内有两个子时隙(被示为子时隙1420A和子时隙1420B,它们中的每一者为7个符号长,并且它们的组合具有与HARQ时隙1410相同的14个符号长度)。给定两个子时隙,允许具有多达一个基于子时隙的HARQ码本的两个HARQ码本。换句话说,可同时构造两个基于时隙的HARQ码本(由子时隙1420A和1420B形成的时隙内的两个HARQ码本),以支持UE处具有不同优先级的HARQ代码本。或者,可同时构造一个基于时隙的HARQ码本和一个基于子时隙的HARQ-码本(例如,两个HARQ码本,一个在由子时隙1420A和1420B子时隙形成的时隙内,一个在两个子时隙142AA或1420B中的一个子时隙内),以支持UE处具有不同优先级的HARQ码本。

[0161] 相比之下,基于HARQ时隙组的处理依赖于HARQ时隙组1430。HARQ时隙组1430包括多个时隙(图14示出了最小大小为2,示出了HARQ时隙组1430由时隙1432A和时隙1432B形成)。包括在HARQ时隙组1430中的时隙数量可取决于子载波间隔。通常,子载波间隔越大,时隙数量则越大,以帮助减轻子载波间隔增加对HARQ处理时间的影响。例如,2个、4个、8个和16个时隙可分别形成用于子载波间隔240kHz、480kHz、960kHz和1920kHz的HARQ时隙组1430。附加地或另选地,可使用时隙范围(例如,最小数量和最大数量个时隙),其中此范围取决于子载波间隔。

[0162] HARQ时隙组1430具有取决于其中包括的时隙数量和子载波间隔的时间长度(例如,符号的时间长度)。相对于HARQ时隙1410(用于120kHz或更小的子载波间隔),时间长度可相同、更小或更长。例如,图11示出了版本15和版本16的120kHz的子载波间隔以及HARQ时隙组方法的240kHz的子载波间隔。时隙1432a和1432B中的符号1434具有符号1412的一半时间长度。然而,HARQ时隙1410和HARQ时隙组1430的时间长度是相同的,因为HARQ时隙组1430包括HARQ时隙1410的两倍数量的符号1434。因为时间长度相同,所以可减轻子载波间隔增加对HARQ处理时间的影响。

[0163] HARQ时隙组1430可支持一组HARQ码本。可在HARQ时隙组1430内对一个HARQ码本进

行编码。然而,该组的大小可大于一,以支持UE处的不同优先级。可在HARQ时隙组的时隙内对多达一个HARQ码本进行编码。或者,在给定HARQ时隙组中的时隙的子时隙的情况下,可对多达两个HARQ码本进行编码,类似于版本16。此外,可在HARQ时隙组1430内定义HARQ时隙子组。每个子组可包括一个或多个时隙、一个时隙内一个或多个子时隙、或者多个时隙内一个或多个子时隙。在这种情况下,可使用HARQ时隙子组内的HARQ码本。

[0164] 利用基于HARQ时隙组的方法,对HARQ反馈传输的调度(例如,时隙偏移(K1)和/或OFDM符号数量(N1))可在HARQ时隙组级别而不是在时隙级别(例如,时隙偏移(K1)对候选时隙组编索引,而不是对候选时隙编索引;类似地,OFDM符号(N1)对HARQ时隙组中的不同时隙中的相同符号位置编索引,而不是对每个时隙中的候选符号编索引以用于编码)。此外,UE可被配置为使用具有特定大小的HARQ时隙组。此外,可能需要对PUCCH资源配置(例如,PUCCH资源表)进行更新以标识HARQ时隙组内的特定时隙和符号以供对该组HARQ码本编码时使用。还可能还需要对码本生成进行更新。接下来本文描述了HARQ处理的这些方面和其他方面。

[0165] 可通过RRC消息来配置UE。例如,UE可向基站发信号通知其支持大于120kHz的子载波间隔的能力。进而,基站可利用指示例如HARQ时隙组中的时隙数量的HARQ时隙组配置来配置UE。时隙组配置还可指示HARQ时隙组支持的HARQ码本的数量(例如,要在HARQ时隙组内编码的一个HARQ码本、要在HARQ时隙组中的时隙内编码的多达一个HARQ码本、要在HARQ时隙组中的时隙的给定子时隙内编码的多达两个HARQ码本,或者要在HARQ时隙组中的HARQ时隙子组内编码的HARQ码本)。可在类似于PUCCH配置中的“dl-DatatoUL-ACK”的“dl-DatatoUL-ACK-SLOT-Group”中传送HARQ时隙配置。然而,配置UE的其他选项也是可能的。例如,可通过在DCI中指示来随时间动态地改变HARQ时隙组配置。附加地或另选地,可在UE的预定义配置(例如,在3GPP技术规范中定义的)中设置HARQ时隙组配置。

[0166] 接下来,基站向UE发送DCI(例如,DCI格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2)。DCI调度HARQ反馈传输(根据时隙偏移K1),并且指示HARQ时隙组中用于对适用组HARQ码本进行编码的特定符号。在一个示例中,不相对于现有结构改变DCI。相反,改变(例如,扩展)PUCCH资源表(例如,参见上表11)以包括附加的索引行,或者定义新的PUCCH资源表。在这两种情况下,PUCCH资源表包括“第一个符号”和“符号数量”条目以适应HARQ时隙组中的添加数量的符号。在另一示例中,DCI的结构被改变,而PUCCH资源表可保持不变(例如,表11在没有修改的情况下是可用的)。在这种情况下,DCI可包括一个或多个比特的字段,其中这些比特值指示HARQ时隙组内的时隙、子时隙和/或子组。查找PUCCH资源表以确定第一个符号和适用于所指示的时隙、子时隙和/或子组的符号的数量。

[0167] UE接收DCI并且确定要生成的HARQ码本的数量、要使用的HARQ时隙组以及HARQ时隙组内用于对HARQ码本进行编码的符号。此后,UE处理下行链路数据以生成HARQ码本,并使用符号将其作为HARQ反馈发送。

[0168] 用于生成HARQ码本的不同选项是可能的。在第一示例中,每个传输块或每个码块组(例如,来自要针对其生成HARQ码本的对应数据接收)被分配单独的ACK/NAK。当存在多个传输块或码块组时,生成多个ACK/NAK。这些ACK/NAK被复用到单个HARQ码本中。针对每个HARQ时隙组、HARQ子组、HARQ时隙或HARQ子时隙,创建单独的HARQ码本。因此,针对多个传输块或码块组生成了单个HARQ码本,从而相对于每个传输块或码块组使用HARQ码本,减少了

HARQ码本的总数。然而,由于多个ACK/NAK被复用,HARQ码本的大小可能相对较大。

[0169] 在第二示例中,对于多个传输块或码块组分配单个ACK/NAK,从而产生单个HARQ码本。此处,生成了多个ACK/NAK并将其捆绑在一起,从而产生单个ACK/NAK。该捆绑可涉及“与”运算的使用,其中ACK由“1”表示,NAK由“0”表示。例如,如果生成了四个ACK和一个NAK,则捆绑会产生NAK被编码在HARQ码本中。仅当所有五个都是ACK时,捆绑才会产生ACK被编码在HARQ码本中。该捆绑可跨HARQ时隙组中的时隙内的多个子时隙、HARQ组的多个时隙或HARQ时隙组的多个HARQ子组和/或跨多个HARQ组来执行。因为使用单个HARQ码本而不是多个码本,所以减少了HARQ传输开销。然而,HARQ码本可能不是传输块级别或码块组级别的粒度,并且可能在NAK时需要更大的传输开销。

[0170] 如上文所解释的,子载波间隔的增加会导致OFDM符号(N1)的增加。继而,OFDM符号(N1)的增加可能导致在处理PDSCH之前传输多个符号。例如,对于960kHz的子载波间隔,在处理之前可传输多达160个符号或11个时隙。附加的实施方案可用于帮助减轻子载波间隔增加对HARQ处理的影响,其中这些实施方案涉及底层HARQ处理。这些实施方案可结合或独立于上述HARQ调度和HARQ时隙组实施方案使用。

[0171] 在一些实施方案中,HARQ过程的最大数量可改变。例如,在3GPP技术规范的版本15和版本16中,最大数量被设置为16。由于接收符号的数量的增加,基于大于120kHz的子载波间隔,最大数量可增加到大于16。附加的HARQ过程可为同步的或异步的。为了跟踪每个HARQ过程,UE和基站需要知道每个HARQ传输/HARQ接收的HARQ过程号。为此,DCI包括“HARQ处理器编号”字段。该字段为4比特长并且可适应HARQ过程的最大数量的增加(例如,多于16)。

[0172] 在一些实施方案中,HARQ过程的最大数量不可改变。相反,可以允许防止需要HARQ延迟的重复次数、用于链路自适应的目标BLER,和/或仅用于HAR过程的子组的单个传输(无HARQ)或ARQ。

[0173] 例如,在下行链路上,在DL\_REPETITION\_NUMBER中定义重复次数,该DL\_REPETITION\_NUMBER提供在捆绑中重复的到UE的传输次数。在上行链路上,在UL\_REPETITION\_NUMBER中定义重复次数,该UL\_REPETITION\_NUMBER提供来自UE的捆绑内传输重复的次数。在这两种情况下,可基于子载波间隔来增加重复次数。例如,重复次数可以是子载波间隔的隐式乘法器。通过增加重复次数,可能需要更少数量的HARQ过程。重复次数可由DCI来指示。

[0174] BLER是指块错误代码,其取决于传输块或码块组的数量以及为它们生成的NAK。BLER可以改变(例如,从百分之十到百分之十五或任何其他值)。给定该改变,可使用不同的调制编码方案(MCS)(例如,从QAM调制到QPSK调制),其中该调制适用于满足目标BLER。每个目标BLER可与MCS表中的一个或多个MCS相关联。目标BLER和相关联的MCS可基于子载波间隔。例如,目标BLER可随着子载波间隔的增加而增加,以允许更高的BLER和更低的重传(假定OFDM符号数量(N1)增加)。可以在UE的RRC配置中定义BLER和/或MCS表。

[0175] 此外,在没有从UE返回的HARQ传输的情况下,可允许在下行链路上向UE传输数据。这种方法表示了HARQ过程的例外,其中可能不为其中的一些下行链路时隙或符号生成HARQ反馈。附加地或另选地,仅ARQ(而不是HARQ)可用于HARQ过程的子集。可在RRC配置、媒体接入控制(MAC)控制元素(CE)或DCI中定义无HARQ传输或仅ARQ传输。

[0176] 其他实施方案可附加地或另选地用于帮助减轻子载波间隔增加对HARQ处理的影

响,其中这些实施方案涉及HARQ码本设计。在一些实施方案中,使用类型1(半静态)码本。可通过增加HARQ码本覆盖的时隙的最大数量来增加由这种类型的HARQ码本覆盖的时间窗口。此方法可能会增加开销。如上所述,可通过使用HARQ时隙组或HARQ时隙子组来减少开销。减少开销的又一方法是仅针对具有有效符号的时隙来生成并发送HAQ反馈。可以不同的方式定义符号的有效性。例如,当存在有效的基站-UE波束对时,所得的符号是有效的。在另一示例中,在上行链路上发送HARQ反馈,因此,仅下行链路时隙不能用于传输HARQ反馈,而仅可使用上行链路时隙和灵活时隙。在这种情况下,仅下行链路时隙被从HARQ处理中移除,诸如从用于HARQ反馈传输的候选时隙中移除。在一些实施方案中,使用类型2(动态)码本。可通过增加最大动态分配(例如,cDIA和tDAI中的一者或两者)来增加由这种类型的HARQ码本覆盖的时间窗口。该最大值可从2增加,并且该增加可取决于子载波间隔(例如,子载波间隔越大,该增加越大)。

[0177] 图15示出了根据一些实施方案的用于基于HARQ时隙组的处理的操作流程/算法结构1500的示例。UE可实施操作流程/算法结构1500以在具有大于52.6GHz的频率的物理信道上生成并传输HARQ反馈,其中HARQ传输和/或针对其生成HARQ反馈的数据接收使用大于120kHz的子载波间隔。操作流程/算法结构1500可由UE(诸如UE 104、1700)或其部件(例如,处理器1704)执行或实现。

[0178] 操作流程/算法结构1500可包括:在1502处,从基站接收下行链路控制信息(DCI)。在一些实施方案中,DCI具有格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2。DCI包括指示基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移指示符。例如,时隙偏移指示符可为“时域资源分配”。在一些实施方案中,DCI还包括可用于标识HARQ时隙组内的时隙、子时隙或子组的时隙指示符。

[0179] 操作流程/算法结构1500可包括在1504处基于DCI来确定混合自动重传请求(HARQ)时隙组中的时隙内的物理上行链路信道资源,该HARQ时隙组包括可用于在物理上行链路信道上传输一个或多个HARQ码本的多个时隙,该物理上行链路信道具有大于52.6GHz的频率,该物理上行链路信道上的传输使用大于150kHz的子载波间隔。在一些实施方案中,物理信道资源包括HARQ时隙组内的一组符号,其中这些符号用于对一组HARQ码本进行编码。“时域资源分配”可用于从PUCCH资源表中并且基于SLIV来确定来自HARQ时隙组、HARQ时隙组的子组、HARQ时隙组内的时隙、或者HARQ时隙组中的时隙内或者跨HARQ时隙组的多个时隙的子时隙的第一个符号和符号数量。在一些实施方案中,DCI中的时隙指示符用于标识HARQ时隙组内的特定时隙、子时隙或子组,并且PUCCH资源表可用于仅标识第一个符号和符号数量。处理接收到的并且针对其调度了HARQ反馈的数据(例如,传输块或码块组)。UE可使用类型1或类型2码本以及捆绑方法或复用方法来对与数据相对应的ACK/NAK进行编码。

[0180] 操作流程/算法结构1500可包括:在1506处,在物理上行链路信道资源中在物理上行链路信道上传输一个或多个HARQ码本。在一些实施方案中,HARQ时隙组内所确定的符号对该组HARQ码本进行编码(例如,使用OFDM复用)。

[0181] 在一些实施方案中,操作流程/算法结构1500可包括可结合上述操作使用的附加组操作。这些附加组可彼此独立地使用或彼此结合地使用。当结合使用时,这些附加组可顺序地或并行地执行。尽管图15示出了这些附加组是操作流程/算法结构1500的一部分,但是这些组中的每一者都可在独立的操作流程/算法结构中执行。

[0182] 在附加组的示例中,操作流程/算法结构1500可包括在1510处基于HARQ过程的数

量来生成一个或多个HARQ码本。在一些实施方案中,基于大于120kHz的子载波间隔,HARQ过程的数量被增加到多于16个以允许处理附加的PDSCH符号,从而产生可在一个或多个HARQ码本中反馈的附加ACK/NAK。

[0183] 在附加组的示例中,操作流程/算法结构1500可包括在1520处基于DCI确定重复次数。在一些实施方案中,重复次数随着子载波间隔的增加而增加,从而产生要反馈的更少量的HARQ信息。操作流程/算法结构1500还可包括:在1522处,基于重复次数生成一个或多个HARQ码本。在一些实施方案中,重复的增加导致被编码在一个或多个HARQ码本中的HARQ信息量的减少。

[0184] 在附加组的示例中,操作流程/算法结构1500可包括在1530处基于UE的无线电资源控制(RRC)配置来确定对于链路自适应的块错误率(BLER),该BLER与基于大于120kHz的子载波间隔定义的调制编码方案(MCS)表相关联。在一些实施方案中,子载波间隔越大,可使得目标BLER越大,以减少所需的重传次数和总体HARQ处理。操作流程/算法结构1500还可包括在1532处基于BLER来对一组传输块或一组码块组进行解码。在一些实施方案中,纠错码(ECC)算法被应用于对传输块或码块组的组进行解码并导出实际BLER。此外,操作流程/算法结构1500可包括:在1534处,基于该解码来生成一个或多个HARQ码本。在一些实施方案中,如果实际BLER比目标BLER更好(例如,更小),则减少需要反馈的HARQ信息量,从而导致被编码在一个或多个HARQ码本中的HARQ信息量的减少。

[0185] 虽然在图13至图15中结合HARQ处理、时隙偏移(K1)和OFDM符号数量(N1)描述了实施方案,但是这些实施方案不限于此。相反,这些实施方案类似地适用于下行链路数据处理和时隙偏移(K0)。这些实施方案也类似地适用于上行链路数据处理、时隙偏移(K2)和OFDM符号数量(N2)。例如,可为下行链路数据或上行链路数据定义超时隙。超时隙是包括多个时隙的数据时隙组。时隙偏移(K0或K2)可对超时隙编索引,而不是对超时隙中的每个时隙编索引。换句话说,在图13至图15的实施方案中,HARQ时隙组可被替换为超时隙,并且HARQ处理可被替换为适用的下行链路或上行链路数据处理。此外,虽然结合图13至图15描述的一些实施方案涉及DCI格式1\_0、格式1\_1或格式1\_2,但是这些格式是为了说明的目的而提供,并且实施方案可类似地适用于包括DC格式1\_x等的其他DCI格式。

[0186] 图16示出了根据一些实施方案的UE 104的接收部件1600。接收部件1600可以包括天线面板1604,该天线面板包括多个天线元件。面板1604示出为具有四个天线元件,但是其他实施方案可包括其他数量。

[0187] 天线面板1604可以耦接到包括多个相移器1608(1)至1608(4)的模拟波束形成(BF)部件。相移器1608(1)至1608(4)可以与射频(RF)链1612耦接。RF链1612可以放大接收模拟RF信号,将RF信号降频转换为基带,并将模拟基带信号转换为可以提供给基带处理器以进行进一步处理的数字基带信号。

[0188] 在各种实施方案中,可驻留在基带处理器中的控制电路可以向相移器1608(1)至1608(4)提供BF权重(例如W1至W4)(其可以表示相移器1608(1)至1608(4)的相移值)以在天线面板1604处提供接收波束。可以根据基于信道的波束形成来确定这些BF权重。

[0189] 图17示出了根据一些实施方案的UE 1700。UE 1700可类似于图1的UE 174,并且基本上可与其互换。

[0190] 类似于上文相对于UE 174所描述,UE 1700可以是任何移动或非移动的计算设备,

诸如例如移动电话、计算机、平板电脑、工业无线传感器(例如,麦克风、二氧化碳传感器、压力传感器、湿度传感器、温度计、运动传感器、加速度计、激光扫描仪、流体水平传感器、库存传感器、电压/电流计、致动器等)、视频监控/监视设备(例如,相机、摄像机等)、可穿戴设备;松散IoT设备。在一些实施方案中,UE可以是容量减小的UE或NR-Light UE。

[0191] UE 1700可包括处理器1704、RF接口电路1708、存储器/存储装置1712、用户接口1716、传感器1720、驱动电路1722、电源管理集成电路(PMIC)1724和电池1728。UE 1700的部件可被实现为集成电路(IC)、集成电路的部分、离散电子设备或其他模块、逻辑部件、硬件、软件、固件或它们的组合。图17的框图旨在示出UE 1700的部件中的某些部件的高级视图。然而,可省略所示的部件中的一些,可存在附加部件,并且所示部件的不同布置可在其他具体实施中发生。

[0192] UE 1700的部件可通过一个或多个互连器1732与各种其他部件耦接,该一个或多个互连器可表示任何类型的接口、输入/输出、总线(本地、系统或扩展)、传输线、迹线、光学连接件等,其允许各种(在公共或不同的芯片或芯片组上的)电路部件彼此交互。

[0193] 处理器1704可包括处理器电路,诸如基带处理器电路(BB)1704A、中央处理器单元电路(CPU)1704B和图形处理器单元电路(GPU)1704C。处理器1704可包括执行或以其他方式操作计算机可执行指令(诸如程序代码、软件模块或来自存储器/存储装置1712的功能过程)的任何类型的电路或处理器电路,以使UE 1700执行如本文所描述的操作。

[0194] 在一些实施方案中,基带处理器电路1704A可访问存储器/存储装置1712中的通信协议栈1736以通过3GPP兼容网络进行通信。一般来讲,基带处理器电路1704A可访问通信协议栈以:在PHY层、MAC层、RLC层、PDCP层、SDAP层和PDU层处执行用户平面功能;以及在PHY层、MAC层、RLC层、PDCP层、RRC层和非接入层(NAS)层处执行控制平面功能。在一些实施方案中,PHY层操作可附加地/另选地由RF接口电路1708的部件执行。

[0195] 基带处理器电路1704A可生成或处理承载3GPP兼容网络中的信息的基带信号或波形。在一些实施方案中,用于NR的波形可基于上行链路或下行链路中的循环前缀OFDM(CP-OFDM),以及上行链路中的离散傅里叶变换扩展OFDM(DFT-S-OFDM)。

[0196] 基带处理器电路1704A也可以访问来自存储器/存储装置1712的组信息1724,以确定其中可以传输PDCCH的多次重复的搜索空间组。

[0197] 存储器/存储装置1712可以包括可分布在整个UE 1700中的任何类型的易失性或非易失性存储器。在一些实施方案中,存储器/存储装置1712中的一些存储器/存储装置可位于处理器1704本身(例如,L1高速缓存和L2高速缓存)上,而其他存储器/存储装置1712位于处理器1704的外部,但能够经由存储器接口访问。存储器/存储装置1712可包括任何合适的易失性或非易失性存储器,诸如但不限于动态随机存取存储器(DRAM)、静态随机存取存储器(SRAM)、可擦除可编程只读存储器(EPROM)、电可擦除可编程只读存储器(EEPROM)、闪存存储器、固态存储器或任何其他类型的存储器设备技术。

[0198] RF接口电路1708可包括收发器电路和射频前端模块(RFEM),其允许UE 1700通过无线电接入网络与其他设备通信。RF接口电路1708可包括布置在发射路径或接收路径中的各种元件。这些元件可包括例如开关、混频器、放大器、滤波器、合成器电路、控制电路等。

[0199] 在接收路径中,RFEM可经由天线1724从空中接口接收辐射信号,并且继续(利用低噪声放大器)过滤并放大信号。可将该信号提供给收发器的接收器,该接收器将RF信号向下

转换成被提供给处理器1704的基带处理器的基带信号。

[0200] 在发射路径中,收发器的发射器将从基带处理器接收的基带信号向上转换,并将RF信号提供给RFEM。RFEM可在信号经由天线1724跨空中接口被辐射之前通过功率放大器来放大RF信号。

[0201] 在各种实施方案中,RF接口电路1708可被配置为以与NR接入技术兼容的方式发射/接收信号。

[0202] 天线1724可包括多个天线元件,该多个天线元件各自将电信号转换成无线电波以行进通过空气并且将所接收到的无线电波转换成电信号。这些天线元件可被布置成一个或多个天线面板。天线1724可具有全向、定向或它们的组合的天线面板,以实现波束形成和多个输入/多个输出通信。天线1724可包括微带天线、制造在一个或多个印刷电路板的表面上的印刷天线、贴片天线、相控阵列天线等。天线1724可具有一个或多个面板,该一个或多个面板被设计用于包括FR1或FR2中的带的特定频带。

[0203] 用户接口电路1716包括各种输入/输出(I/O)设备,这些输入/输出设备被设计成使用户能够与UE 1700进行交互。用户接口1716包括输入设备电路和输出设备电路。输入设备电路包括用于接受输入的任何物理或虚拟装置,尤其包括一个或多个物理或虚拟按钮(例如,复位按钮)、物理键盘、小键盘、鼠标、触控板、触摸屏、麦克风、扫描仪、头戴式耳机等。输出设备电路包括用于显示信息或以其他方式传达信息(诸如传感器读数、致动器位置或其他类似信息)的任何物理或虚拟装置。输出设备电路可包括任何数量或组合的音频或视觉显示,尤其包括一个或多个简单的视觉输出/指示器(例如,二进制状态指示器,诸如发光二极管(LED)和多字符视觉输出),或更复杂的输出,诸如显示设备或触摸屏(例如,液晶显示器(LCD)、LED显示器、量子点显示器、投影仪等),其中字符、图形、多媒体对象等的输出通过UE 1700的操作生成或产生。

[0204] 传感器1720可包括目的在于检测其环境中的事件或变化的设备、模块或子系统,并且将关于所检测到的事件的信息(传感器数据)发送到某个其他设备、模块、子系统等。此类传感器的示例尤其包括:包括加速度计、陀螺仪或磁力仪的惯性测量单元;包括三轴加速度计、三轴陀螺仪或磁力仪的机电系统或纳机电系统;液位传感器;流量传感器;温度传感器(例如,热敏电阻器);压力传感器;气压传感器;重力仪;测高仪;图像捕获设备(例如,相机或无透镜孔径);光检测和测距传感器;接近传感器(例如,红外辐射检测器等)、深度传感器、环境光传感器、超声收发器;麦克风或其他类似的音频捕获设备;等。

[0205] 驱动电路1722可包括用于控制嵌入在UE 1700中、附接到UE 1700或以其他方式与UE 1700通信地耦接的特定设备的软件元件和硬件元件。驱动电路1722可包括各个驱动器,从而允许其他部件与可存在于UE 1700内或连接到该UE的各种输入/输出(I/O)设备交互或控制这些I/O设备。例如,驱动电路1722可包括:用于控制并允许接入显示设备的显示驱动器、用于控制并允许接入触摸屏接口的触摸屏驱动器、用于获取传感器电路1720的传感器读数并控制且允许接入传感器电路1720的传感器驱动器、用于获取机电式部件的致动器位置或者控制并允许接入机电式部件的驱动器、用于控制并允许接入嵌入式图像捕获设备的相机驱动器以及用于控制并允许接入一个或多个音频设备的音频驱动器。

[0206] PMIC 1724可管理提供给UE 1700的各种部件的功率。特别地,相对于处理器1704,PMIC 1724可控制电源选择、电压缩放、电池充电或DC-DC转换。

[0207] 在一些实施方案中,PMIC 1724可以控制或以其他方式成为UE 1700的各种功率节省机制的一部分。例如,如果平台UE处于RRC\_Connected状态,在该状态下该平台仍连接到RAN节点,因为它预期不久接收流量,则在一段时间不活动之后,该平台可进入被称为非连续接收模式(DRX)的状态。在该状态期间,UE 1700可以在短时间间隔内断电,从而节省功率。如果在延长时间段内不存在数据流量活动,则UE 1700可转变到RRC\_Idle状态,在该状态下其与网络断开连接,并且不执行操作诸如信道质量反馈、移交等。UE 1700进入极低功率状态,并且执行寻呼,在该状态下其再次周期性地唤醒以侦听网络,然后再次断电。UE 1700可不接收处于该状态的数据;为了接收数据,该平台必须转变回RRC\_Connected状态。附加的省电模式可以使设备无法使用网络的时间超过寻呼间隔(从几秒到几小时不等)。在此期间,该设备完全无法连接到网络,并且可以完全断电。在此期间发送的任何数据都会造成很大的延迟,并且假定延迟是可接受的。

[0208] 电池1728可为UE 1700供电,但在一些示例中,UE 1700可被安装在固定位置,并且可具有耦接到电网的电源。电池1728可以是锂离子电池、金属-空气电池诸如锌-空气电池、铝-空气电池、锂-空气电池等。在一些具体实施中,诸如在基于车辆的应用中,电池1728可以是典型的铅酸汽车电池。

[0209] 图18示出了根据一些实施方案的gNB 1800。gNB节点1800可类似于gNB 108并且基本上可与该gNB互换。基站(诸如基站182)可以具有与gNB 1800相同或类似的部件。

[0210] gNB 1800可包括处理器1804、RF接口电路1808、核心网络(CN)接口电路1812和存储器/存储装置电路1816。

[0211] gNB 1800的部件可通过一个或多个互连器1828与各种其他部件耦接。

[0212] 处理器1804、RF接口电路1808、存储器/存储装置电路1816(包括通信协议栈1810)、天线1824和互连器1828可类似于参考图10示出和描述的类似命名的元件。

[0213] CN接口电路1812可为核心网络(例如,使用第5代核心网(5GC)兼容网络接口协议(诸如载波以太网协议)或一些其他合适的协议的5GC)提供连接。可经由光纤或无线回程将网络连接提供给gNB 1800/从该gNB提供网络连接。CN接口电路1812可包括用于使用前述协议中的一者或多者来通信的一个或多个专用处理器或FPGA。在一些具体实施中,CN接口电路1812可包括用于使用相同或不同的协议来提供到其他网络的连接的多个控制器。

[0214] 众所周知,使用个人可识别信息应遵循公认为满足或超过维护用户隐私的行业或政府要求的隐私政策和做法。具体地,应管理和处理个人可识别信息数据,以使无意或未经授权的访问或使用的风险最小化,并应当向用户明确说明授权使用的性质。

[0215] 对于一个或多个实施方案,在前述附图中的一个或多个中示出的部件中的至少一个可被配置为执行如下示例部分中所述的一个或多个操作、技术、过程或方法。例如,上文结合前述附图中的一个或多个所述的基带电路可被配置为根据下述示例中的一个或多个进行操作。又如,与上文结合前述附图中的一个或多个所述的UE、基站、网络元件等相关联的电路可被配置为根据以下在示例部分中示出的示例中的一个或多个进行操作。

[0216] 实施例

[0217] 在以下部分中,提供了另外的示例性实施方案。

[0218] 实施例1包括一种方法。所述方法由用户装备(UE)实现,并且包括:从基站接收指示基站发信号通知的偏移的下行链路控制信息(DCI);确定基于大于120KHz的物理下行链

路信道的子载波间隔的最小时隙偏移;基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移来确定所述物理下行链路信道上的数据接收与物理上行链路信道上的混合自动重传请求(HARQ)传输之间的时隙偏移(K1);以及在所述物理上行链路信道上并且基于所述时隙偏移(K1)来传输针对所述数据接收的HARQ反馈。

[0219] 实施例2包括根据实施例1所述的方法,其中所述物理下行链路信道具有大于52.6千兆赫(GHz)的频率,并且其中所述DCI具有以下中的至少一者:格式1\_0、格式1\_1、格式1\_2或格式1\_x。

[0220] 实施例3包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述最小时隙偏移根据以下中的至少一者来确定:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI或所述UE的预定义配置。

[0221] 实施例4包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述最小时隙偏移被确定为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i)UE处理从数据接收的结束到所述HARQ传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N1)与(ii)时隙中的符号数量的比率。

[0222] 实施例5包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中确定所述时隙偏移(K1)包括:基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移,从多个非连续候选时隙中选择所述时隙偏移(K1)。

[0223] 实施例6包括根据实施例5中任一项所述的方法,还包括:根据以下中的至少一者来确定时隙偏移乘法器:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI或所述UE的预定义配置;以及进一步基于所述时隙偏移乘法器来从所述多个非连续候选时隙中选择所述时隙偏移(K1)。

[0224] 实施例7包括根据实施例6中任一项所述的方法,还包括:基于(i)所述最小时隙偏移和(ii)所述基站发信号通知的时隙偏移乘以所述时隙偏移乘法器的乘积之和来选择所述时隙偏移(K1)。

[0225] 实施例8包括根据实施例5中任一项所述的方法,还包括:通过至少对所述基站发信号通知的时隙偏移进行散列来生成时隙位置散列;以及基于所述时隙位置散列来选择所述时隙偏移(K1)。

[0226] 实施例9包括根据实施例8所述的方法,还包括:基于(i)所述最小时隙偏移和(ii)所述时隙位置散列之和来选择所述时隙偏移(K1)。

[0227] 实施例10包括根据前述实施例中任一项所述的方法,还包括:确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的第二时隙偏移(K0),所述第二时隙偏移(K0)在DCI接收与所述数据接收之间,其中传输所述HARQ反馈还基于所述第二时隙偏移。

[0228] 实施例11包括一种方法。所述方法由用户装备(UE)实现,并且包括:向基站发信号通知所述UE在物理下行链路信道上的数据接收能力,所述数据接收使用大于120kHz的子载波间隔;从所述基站接收包括时隙偏移指示符的下行链路控制信息(DCI);基于所述时隙偏移指示符来确定物理上行链路信道上的所述数据接收与混合自动重传请求(HARQ)传输之间的时隙偏移(K1),所述时隙偏移(K1)大于基于大于120kHz的所述子载波间隔的最小时隙数量;以及在所述上行链路物理信道上并且基于所述时隙偏移(K1)来传输针对所述数据接收的HARQ反馈。

[0229] 实施例12包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述物理下行链路信道

具有大于52.6GHz的频率,并且其中所述最小数量为8个时隙,其中所述DCI具有格式1\_0并且包括具有一定比特大小的物理下行链路共享信道(PDSCH)到HARQ反馈定时指示符字段,其中基于大于120kHz的所述子载波间隔,所述比特大小为至少4比特。

[0230] 实施例13包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述最小数量为15个时隙,其中所述DCI具有格式1\_1或1\_2并且包括具有一定比特大小的物理下行链路共享信道(PDSCH)到HARQ反馈定时指示符字段,其中基于大于120kHz的所述子载波间隔,所述比特大小为至少5比特。

[0231] 实施例14包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述DCI具有格式1\_1或1\_2,其中所述时隙偏移(K1)具有大于15个时隙的值,其中在资源控制(RRC)配置字段中定义所述值。

[0232] 实施例15包括根据前述实施例中任一项所述的方法,还包括:确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的第二时隙偏移(K0),所述第二时隙偏移(K0)在DCI接收与所述数据接收之间,其中传输所述HARQ反馈还基于所述第二时隙偏移。

[0233] 实施例16包括一种方法。所述方法由UE实现,并且包括:从基站接收下行链路控制信息(DCI),所述DCI指示DCI接收与物理信道上的数据通信之间的基站发信号通知的时隙偏移,所述数据通信为下行链路数据接收或上行链路数据传输,所述数据通信使用大于120kHz的子载波间隔;确定基于大于120kHz的所述子载波间隔的最小时隙偏移;确定基于所述最小时隙偏移和所述基站发信号通知的时隙偏移的时隙偏移;执行以下各项中的一者:如果所述数据通信是所述下行链路数据接收,则在所述物理信道上并基于所述时隙偏移来接收下行链路数据,或者如果所述数据通信是所述上行链路数据传输,则在所述物理信道上并基于所述时隙偏移来传输上行链路数据。

[0234] 实施例17包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述物理信道具有大于52.6GHz的频率,并且其中所述最小时隙偏移被确定为向上舍入或向下舍入整数,其等于(i) UE处理从所述DCI接收的结束到所述上行链路数据传输的最早可能开始所需的OFDM符号数量(N2)与(ii)时隙中的符号数量的比率。

[0235] 实施例18包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述时隙偏移指示所述DCI接收与所述数据通信之间的非连续时隙。

[0236] 实施例19包括根据实施例18所述的方法,还包括:根据以下中的至少一者来确定时隙偏移乘法器:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI或开始和长度指示符(SLIV)过程,其中基于所述时隙偏移乘法器来指示所述非连续时隙,并且其中基于(i)所述最小时隙偏移和(ii)所述基站发信号通知的时隙偏移与所述时隙偏移乘法器的乘积之和来确定所述时隙偏移。

[0237] 实施例20包括根据前述实施例中任一项所述的方法,其中所述最小时隙偏移根据以下中的至少一者来确定:所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI,或所述UE的无线电资源控制(RRC)配置、所述DCI,或所述UE的预定义配置。

[0238] 实施例21包括一种UE,所述UE包括用于执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素的装置。

[0239] 实施例22包括一种或多种非暂态计算机可读介质,所述一种或多种非暂态计算机可读介质包括指令,所述指令在由UE的一个或多个处理器执行时使得所述UE执行根据实施

例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素。

[0240] 实施例23包括一种UE,所述UE包括用于执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素的逻辑、模块或电路。

[0241] 实施例24包括一种UE,所述UE包括一个或多个处理器和一种或多种计算机可读介质,所述一种或多种计算机可读介质包括指令,所述指令在由所述一个或多个处理器执行时使得所述一个或多个处理器执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素。

[0242] 实施例25包括一种系统,所述系统包括用于执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素的装置。

[0243] 实施例26包括一种或多种非暂态计算机可读介质,所述一种或多种非暂态计算机可读介质包括指令,所述指令在由系统的一个或多个处理器执行时使得所述系统执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素。

[0244] 实施例27包括一种系统,所述系统包括一个或多个处理器和一种或多种计算机可读介质,所述一种或多种计算机可读介质包括指令,所述指令在由所述一个或多个处理器执行时使得所述一个或多个处理器执行根据实施例1至20中任一项所述或与之相关的方法的一个或多个元素。

[0245] 除非另有明确说明,否则上述示例中的任一者可与任何其他示例(或示例的组合)组合。一个或多个具体实施的前述描述提供了说明和描述,但是并不旨在穷举或将实施方案的范围限制为所公开的精确形式。鉴于上面的教导内容,修改和变型是可能的,或者可从各种实施方案的实践中获取修改和变型。

[0246] 虽然已相当详细地描述了上面的实施方案,但是一旦完全了解上面的公开,许多变型和修改对于本领域的技术人员而言将变得显而易见。本公开旨在使以下权利要求书被阐释为包含所有此类变型和修改。

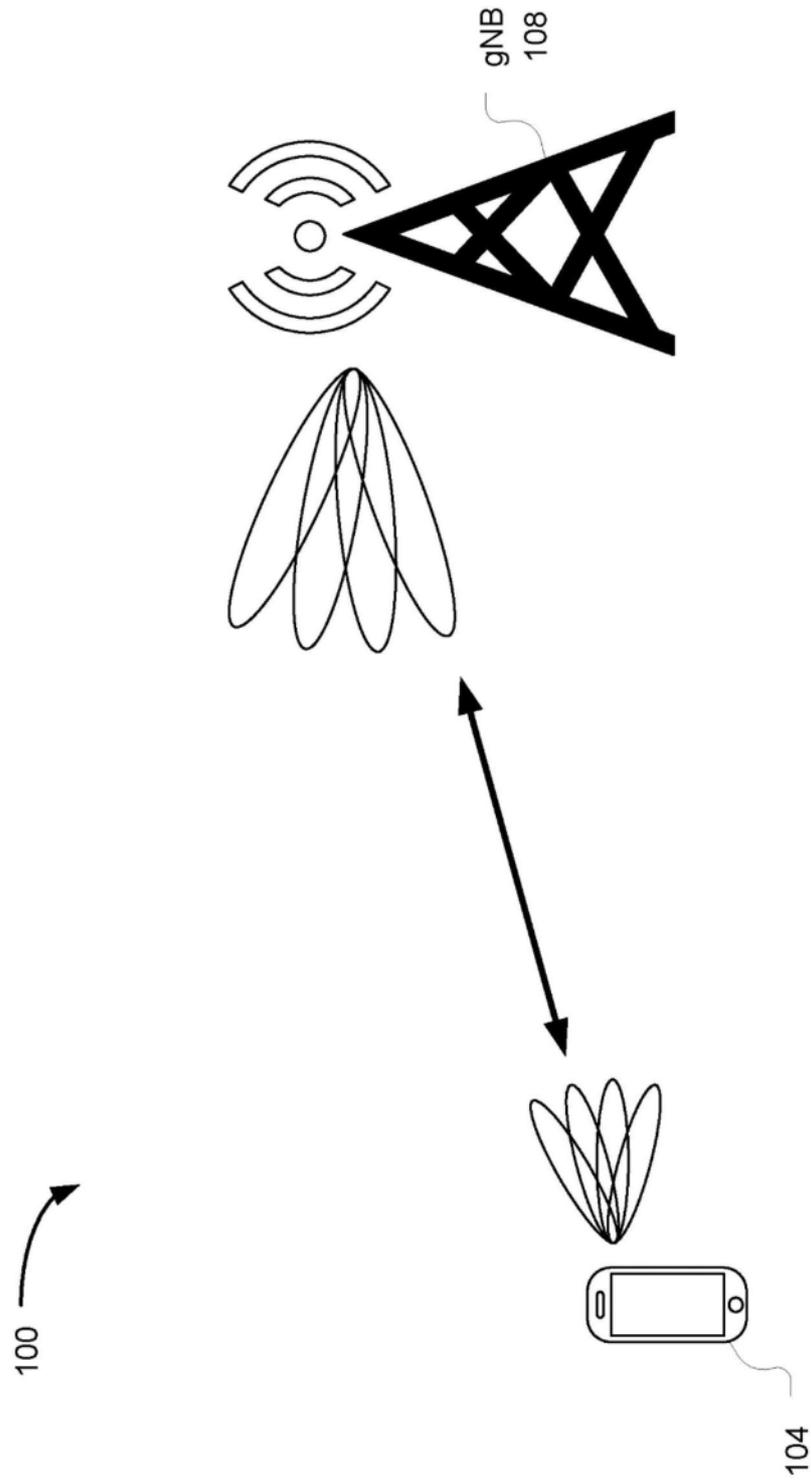


图1

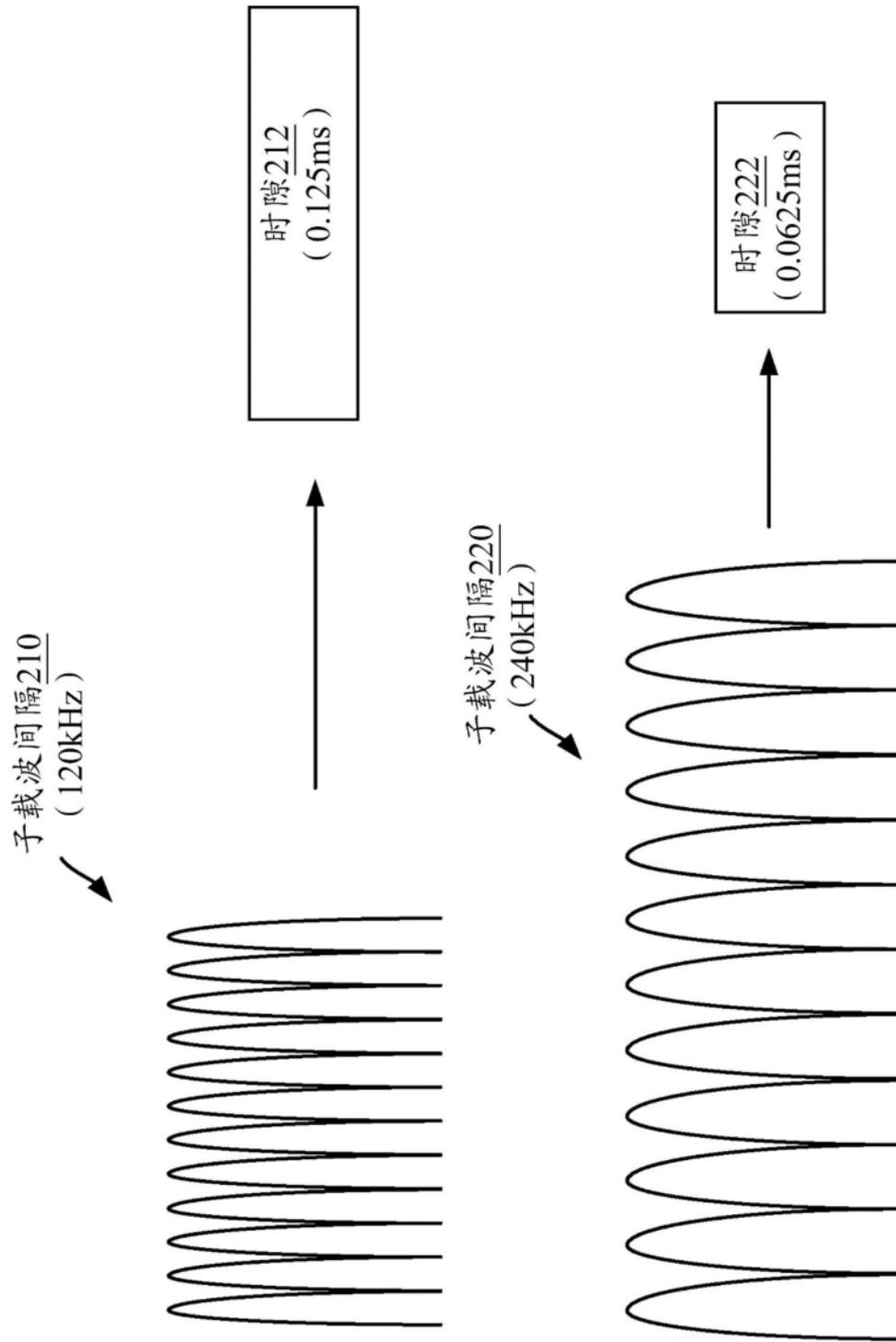


图2

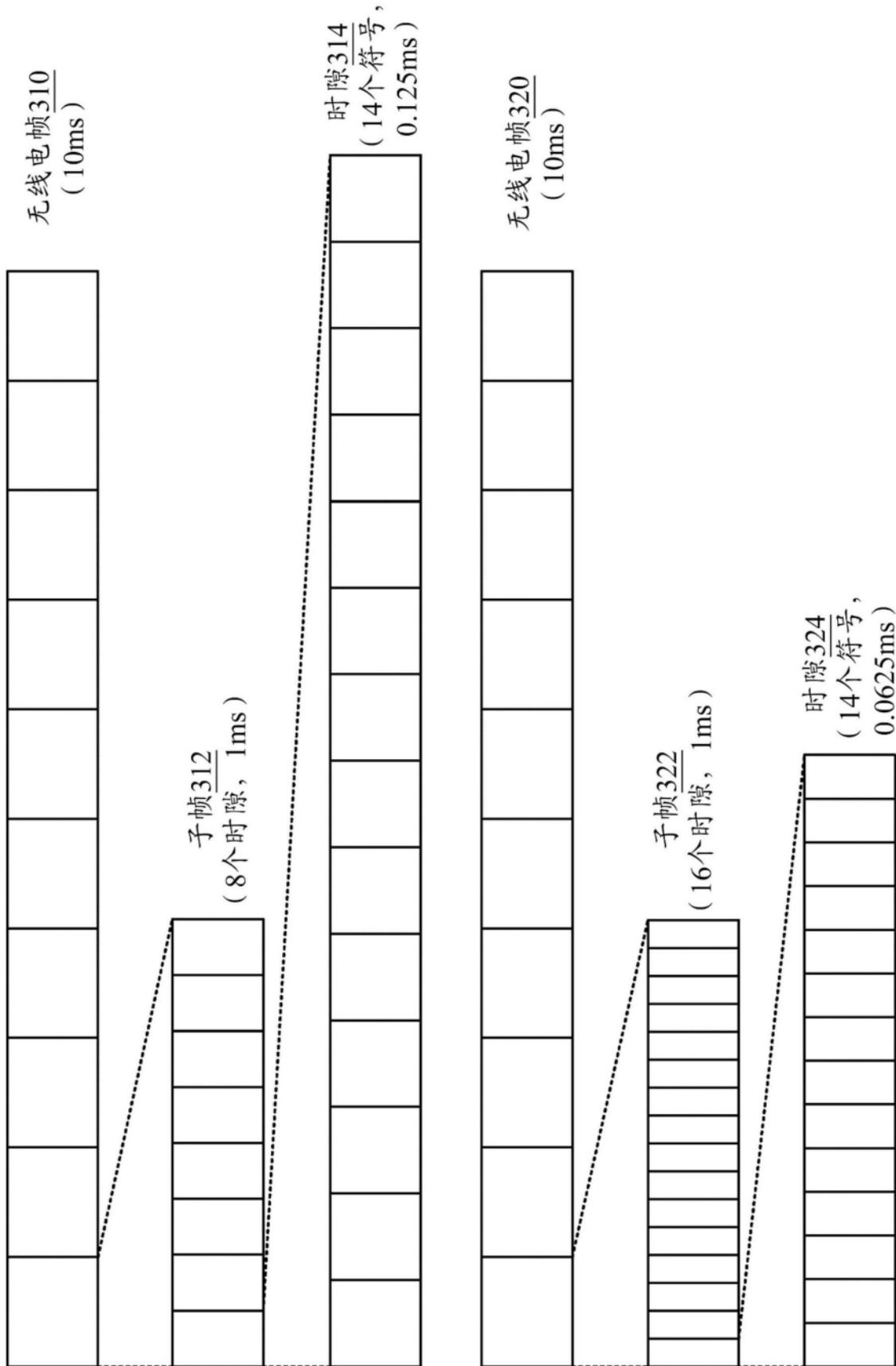


图3

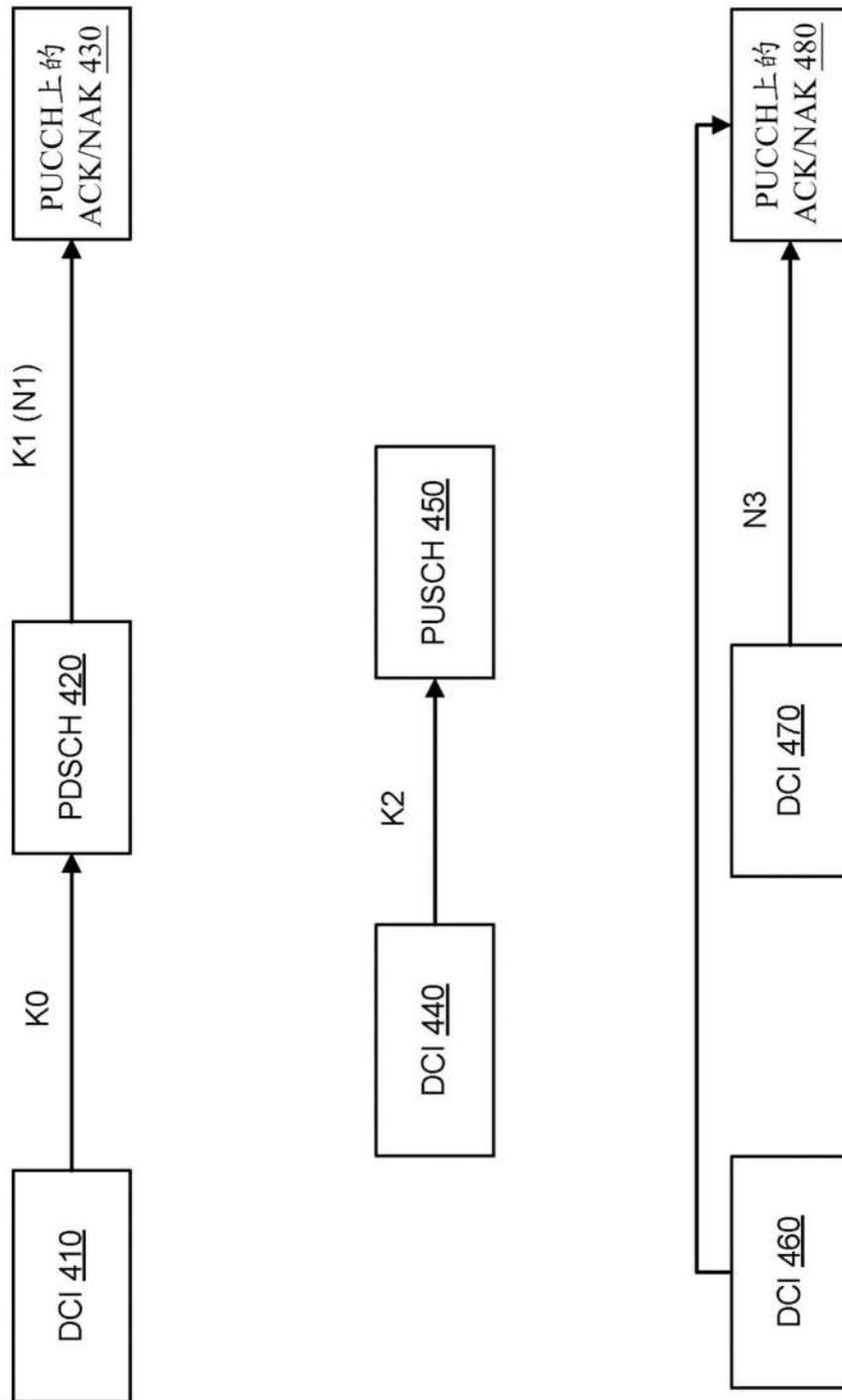


图4

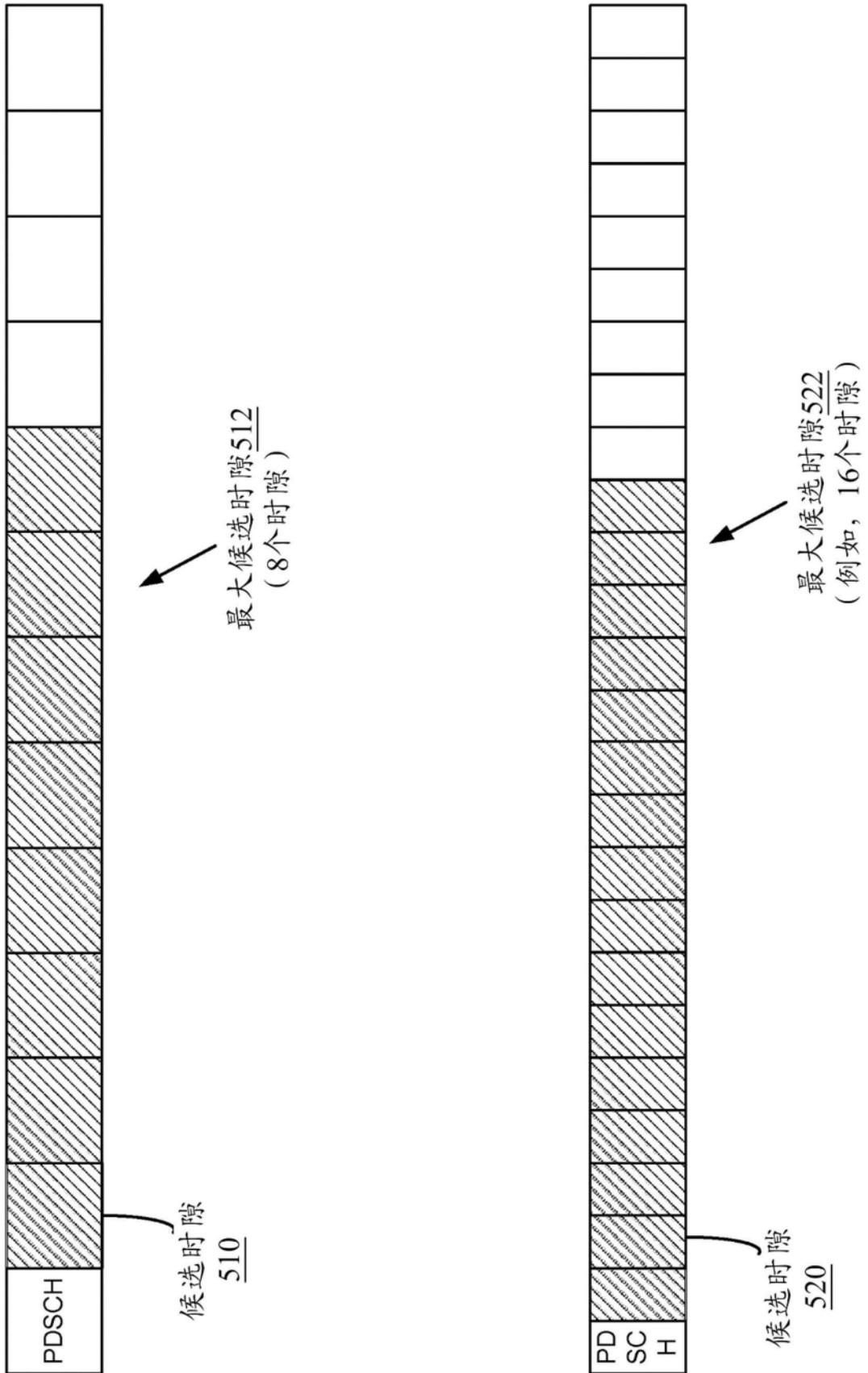


图5

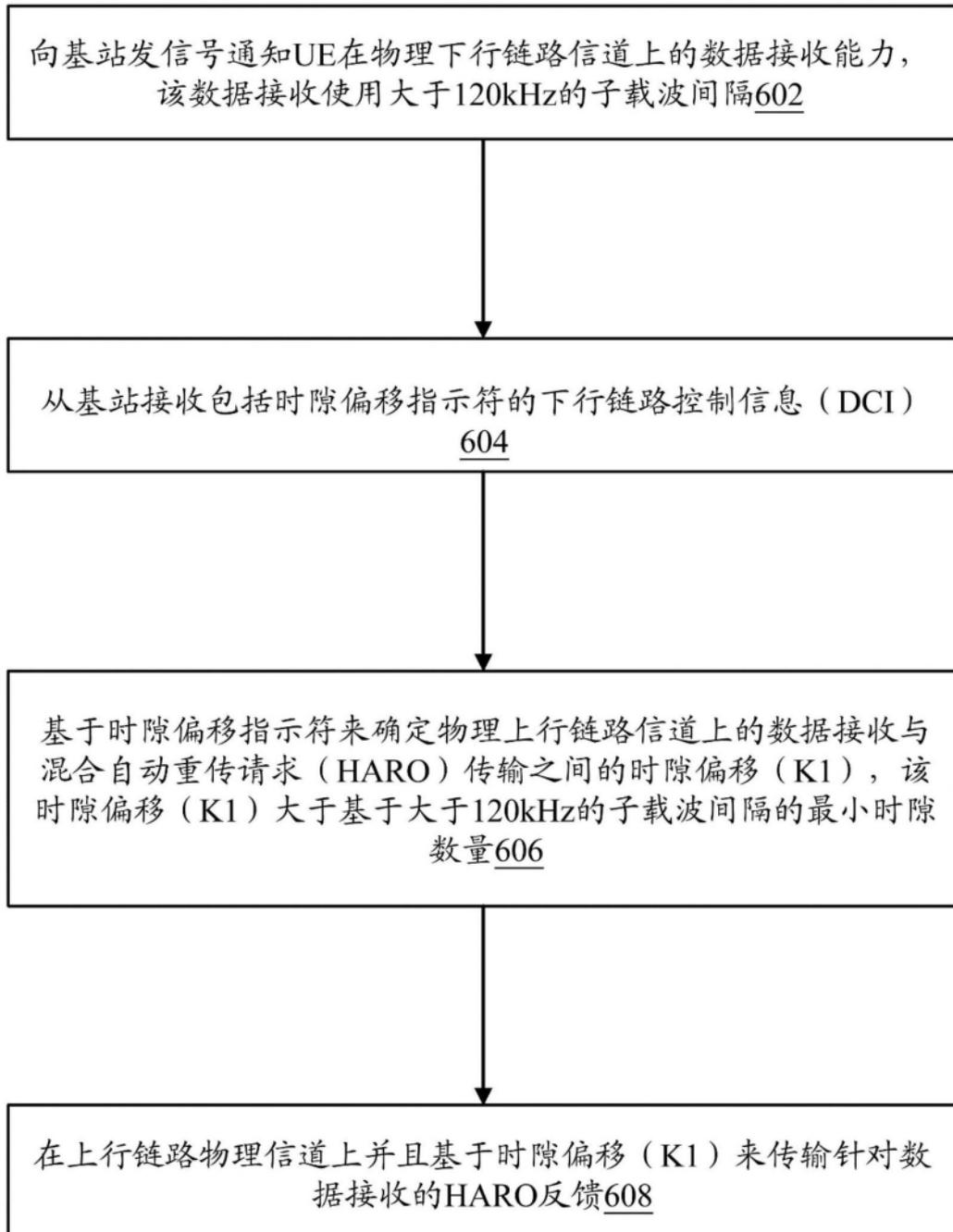
600 

图6

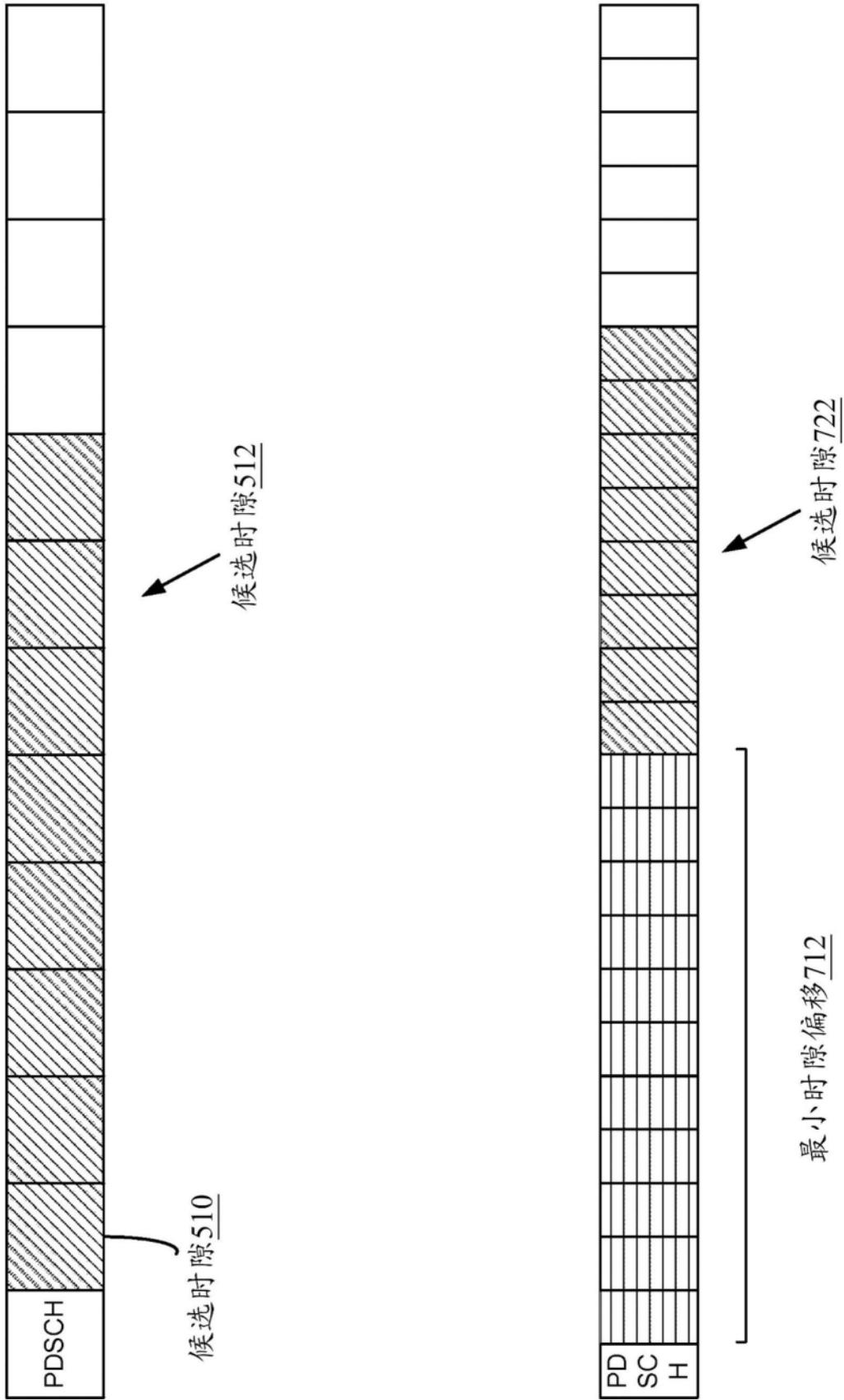


图7

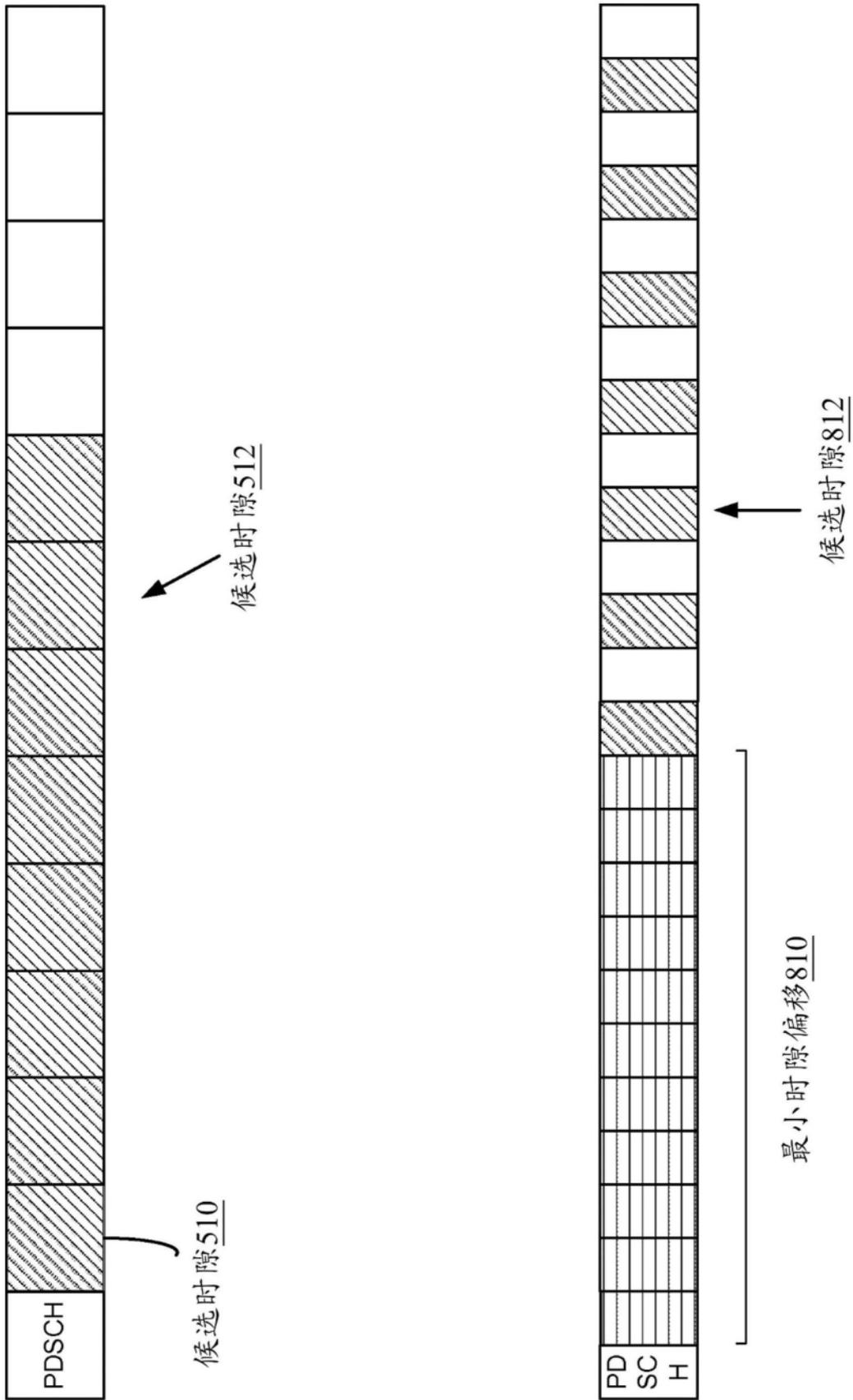


图8

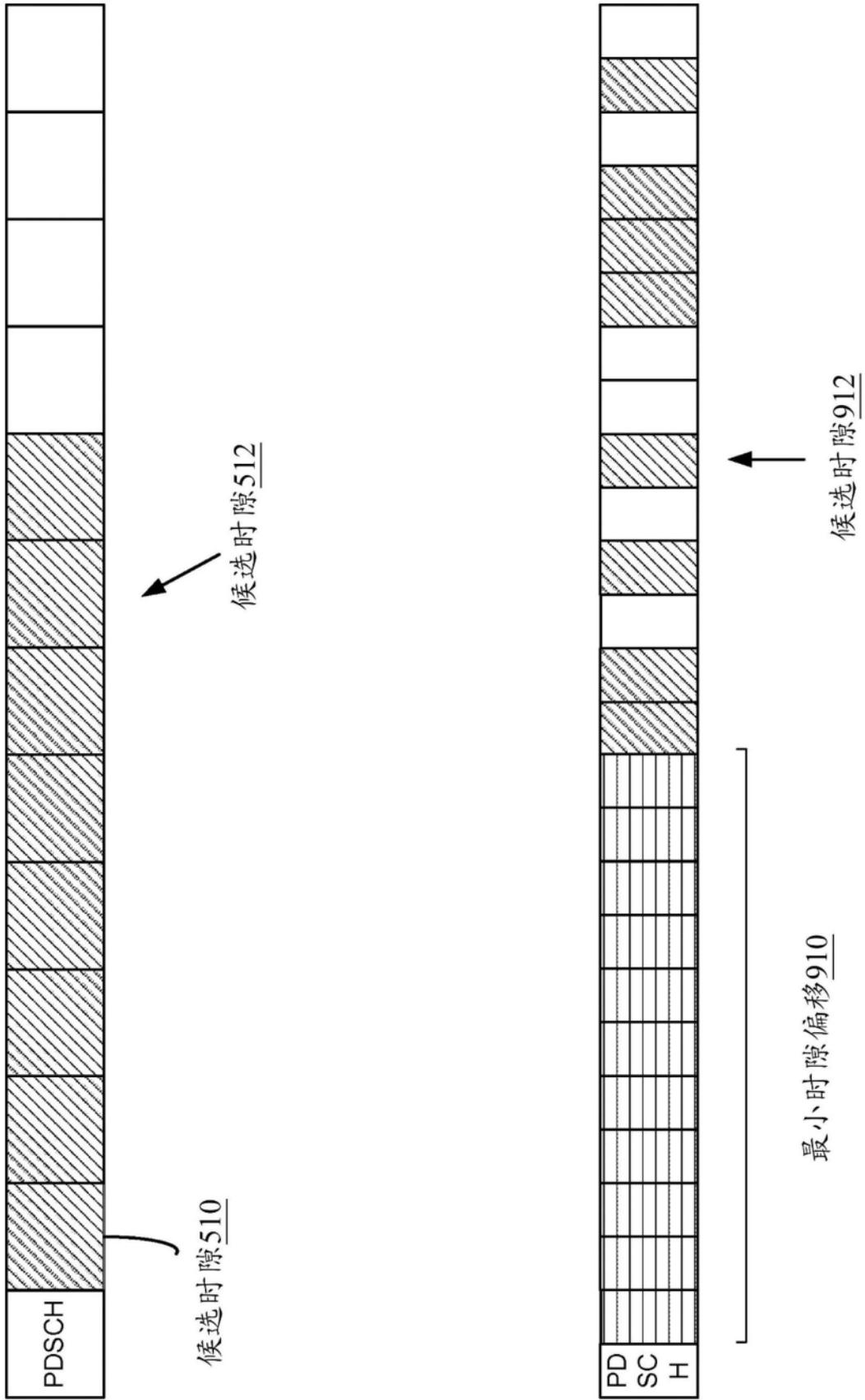


图9

1000

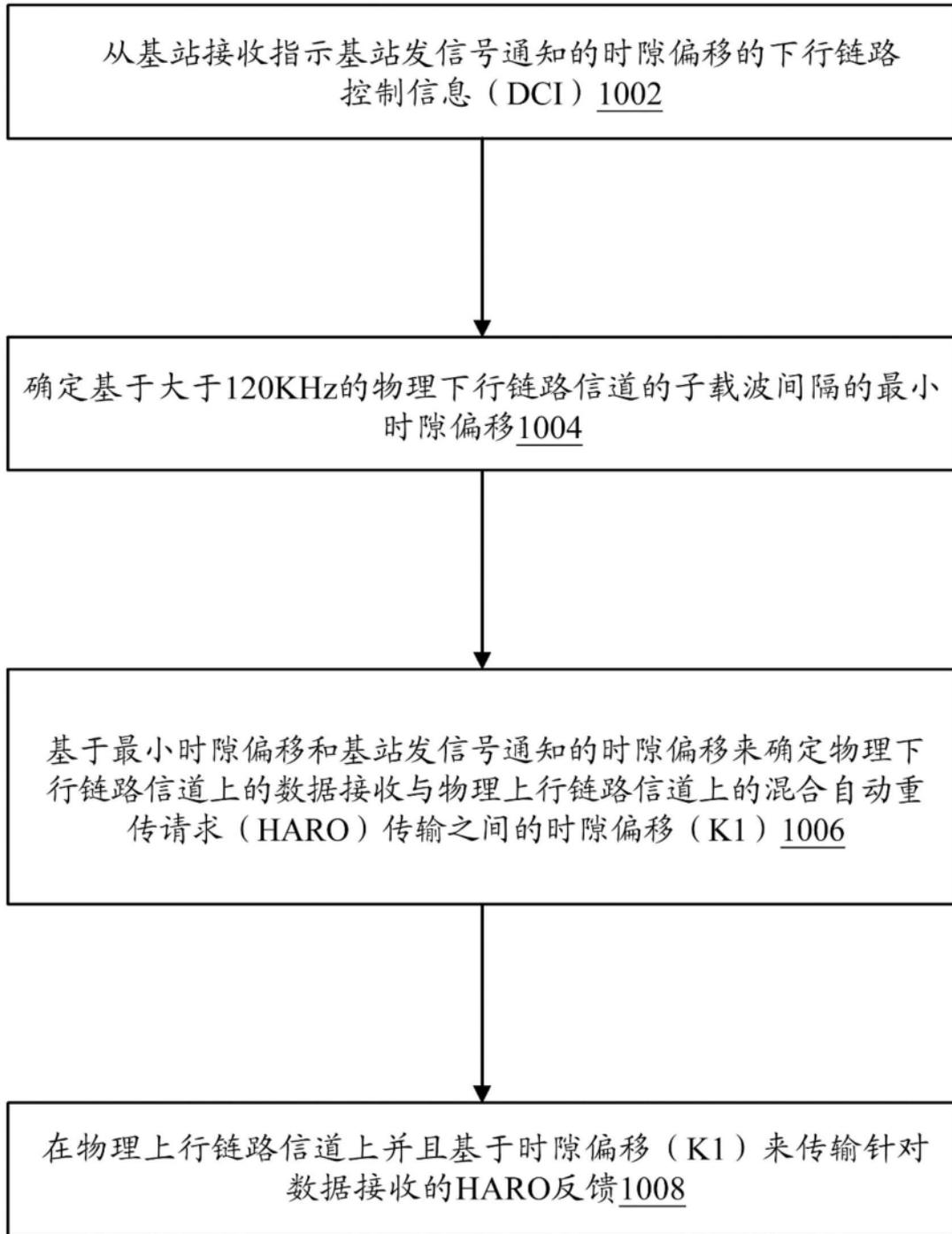


图10

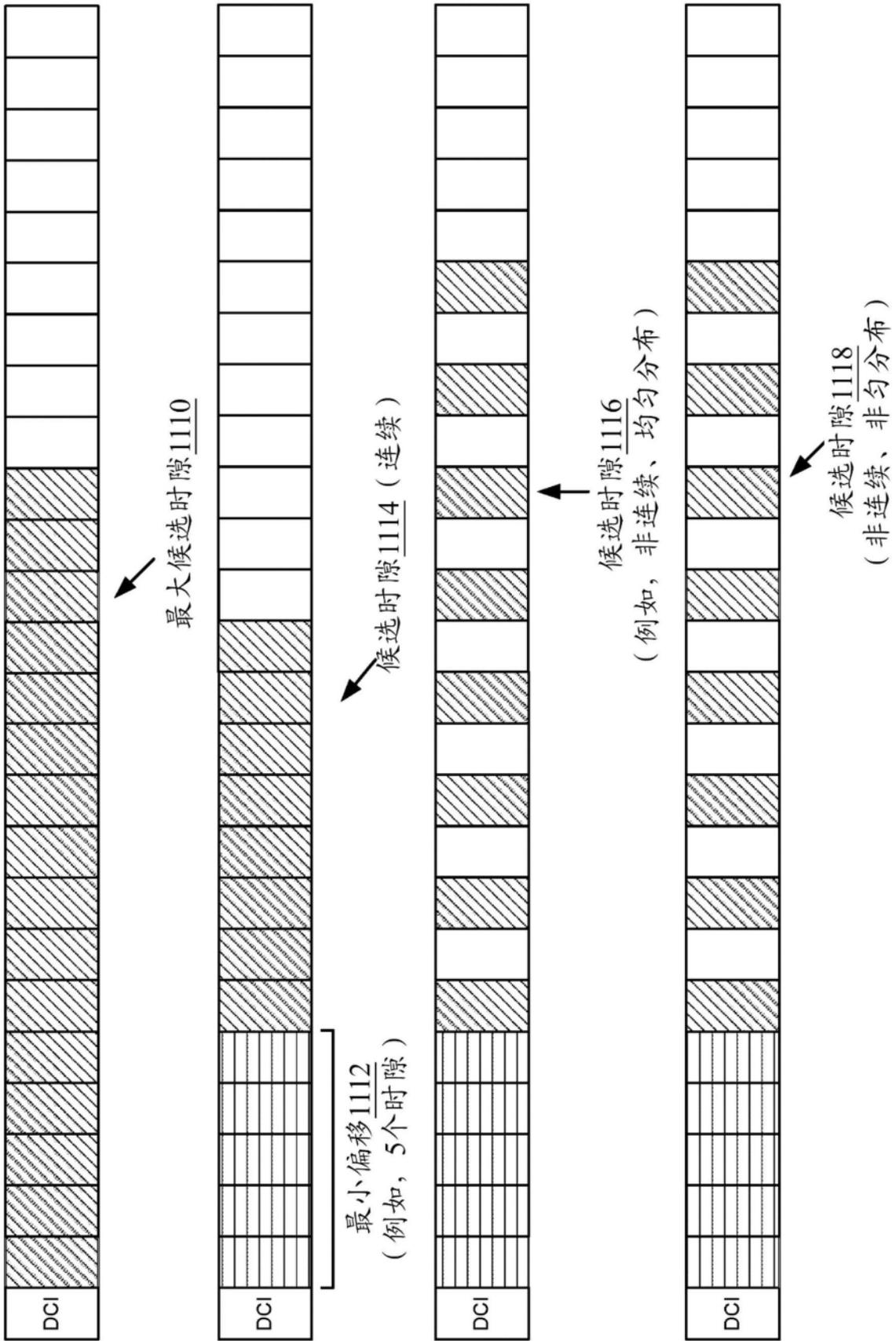


图11

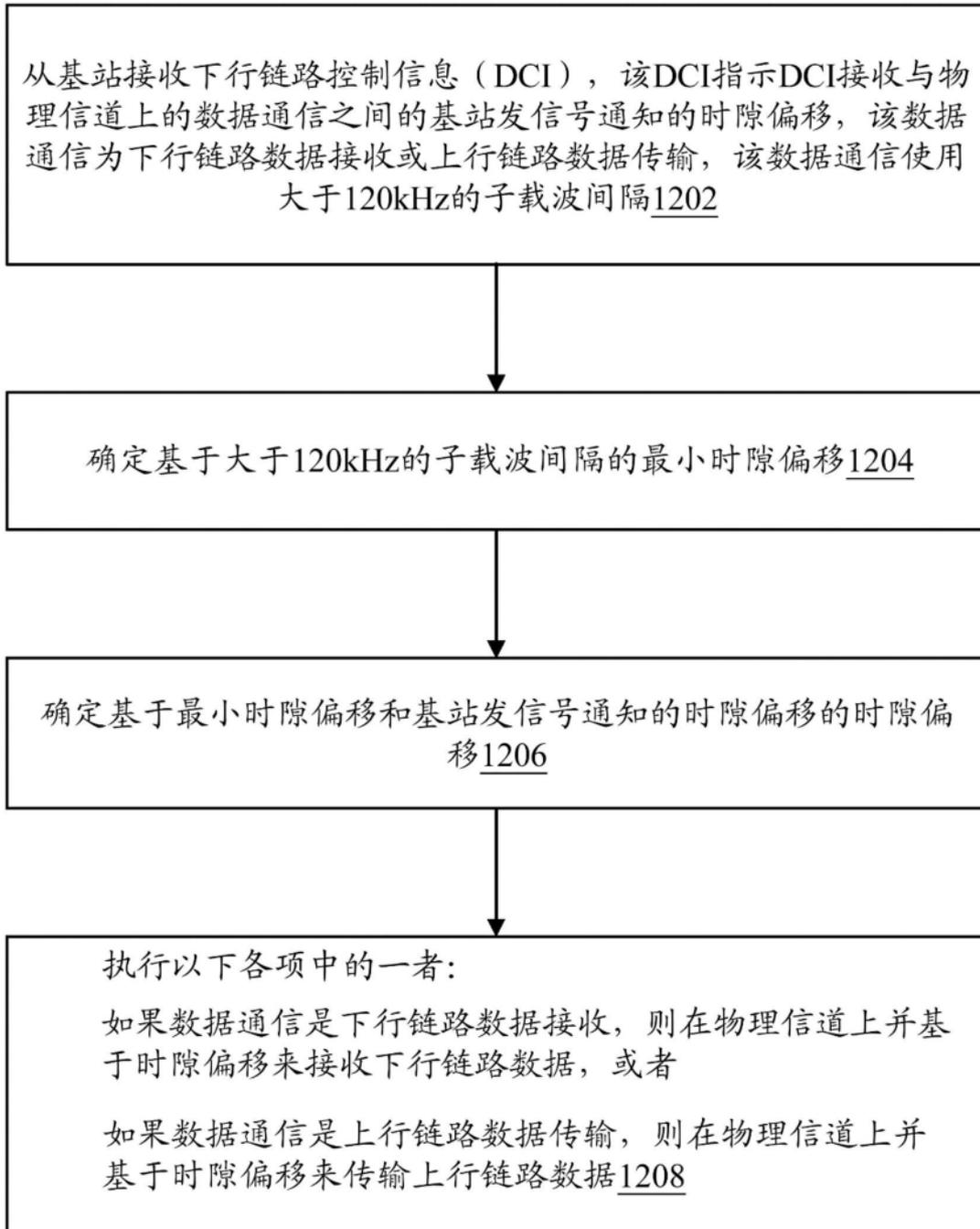
1200 

图12

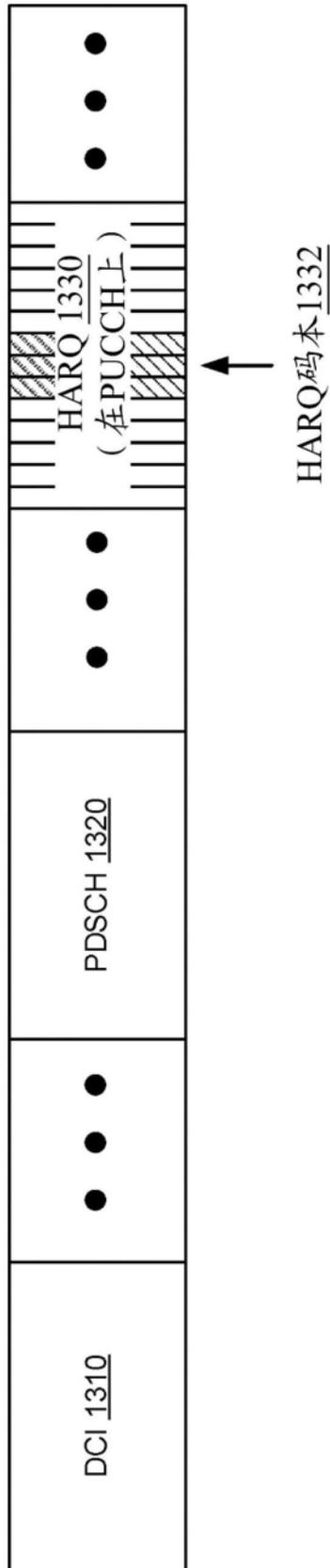


图13

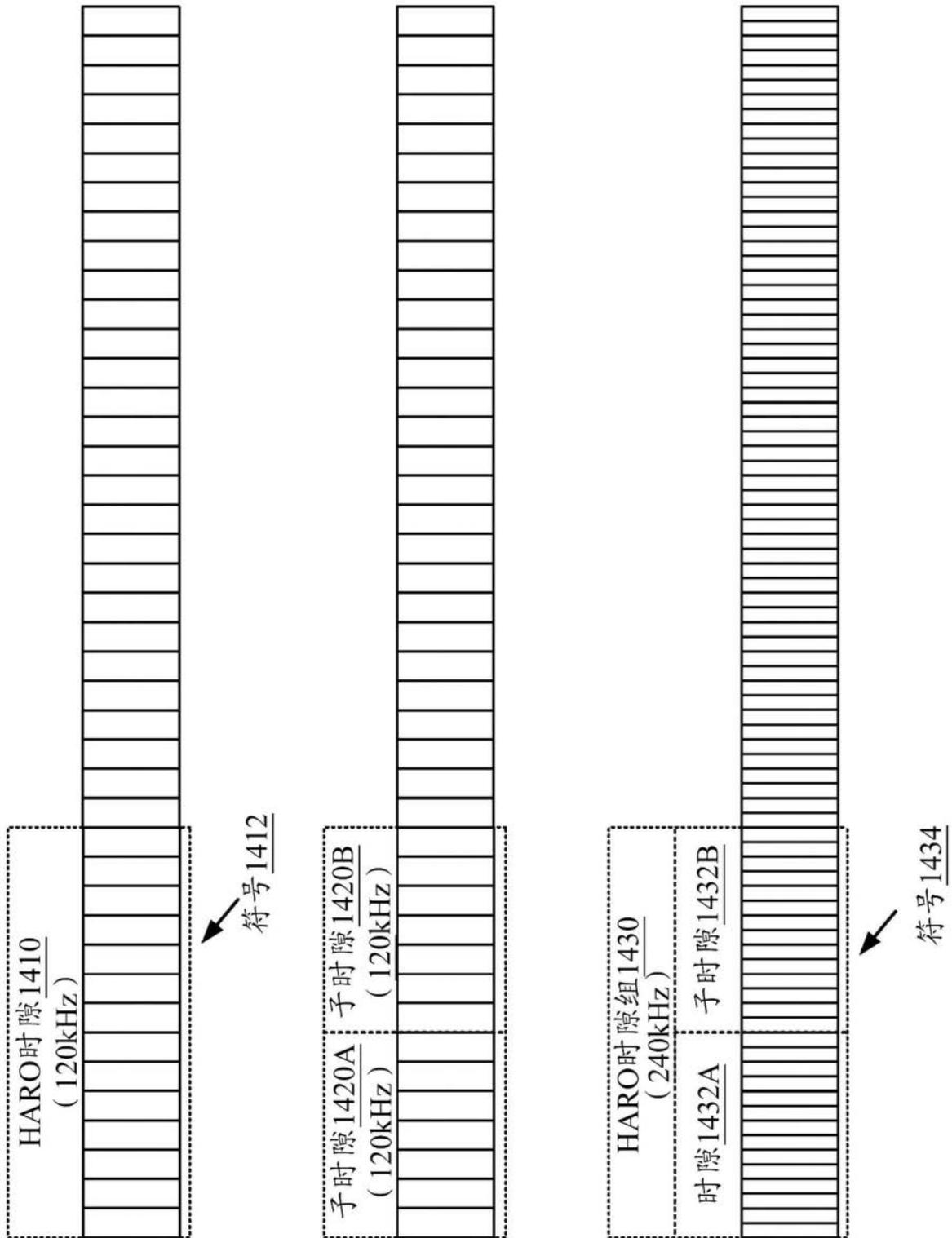


图14

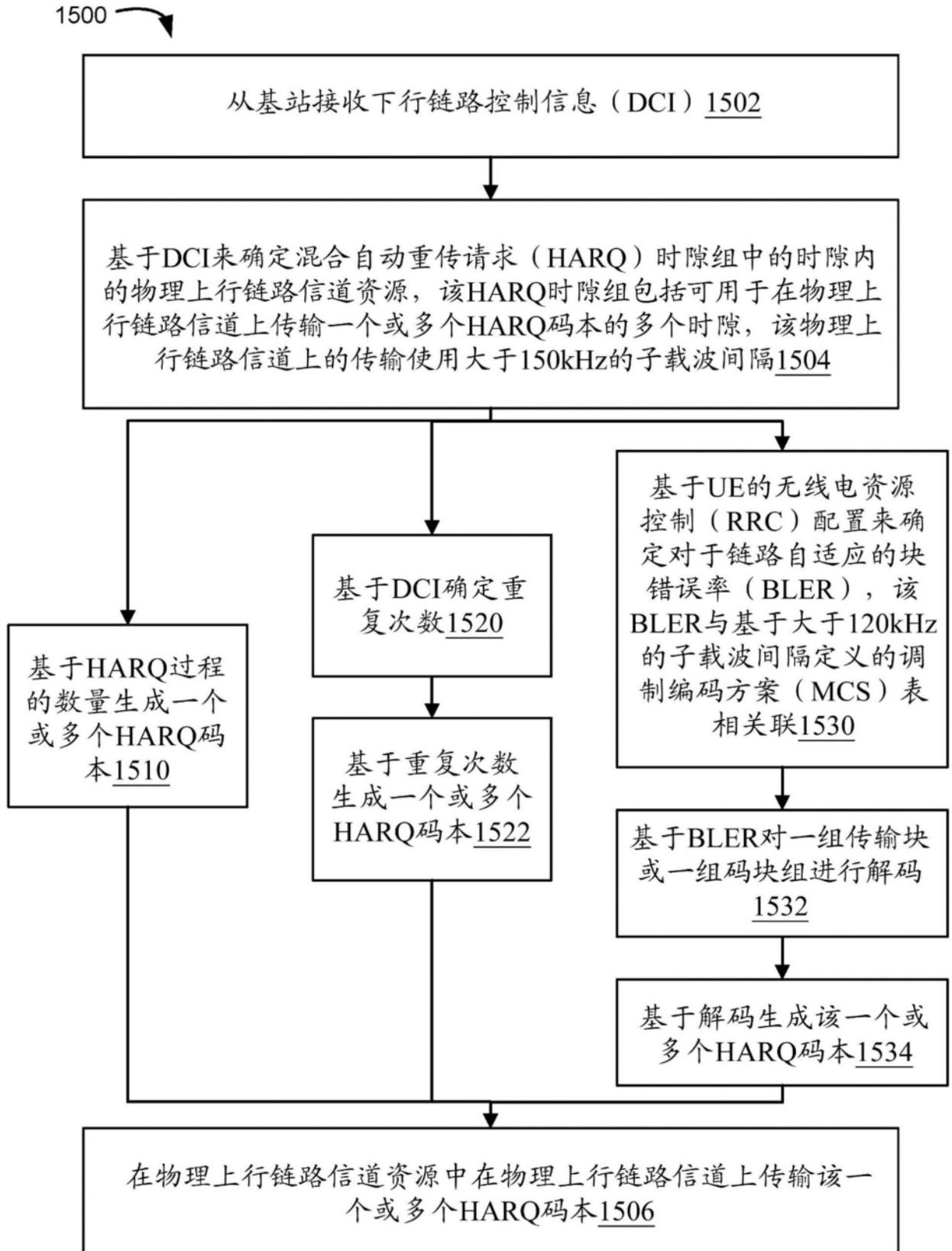


图15

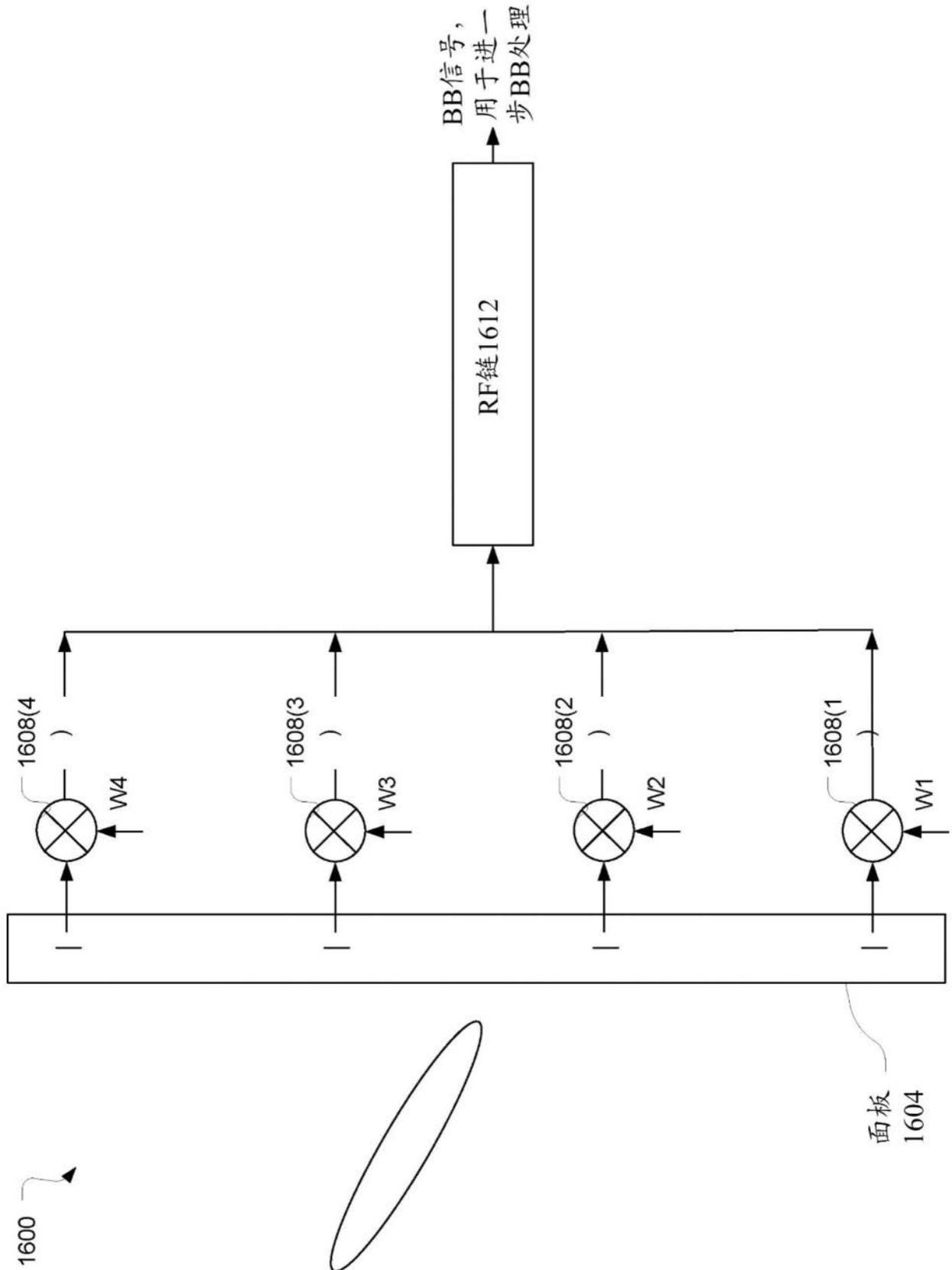


图16

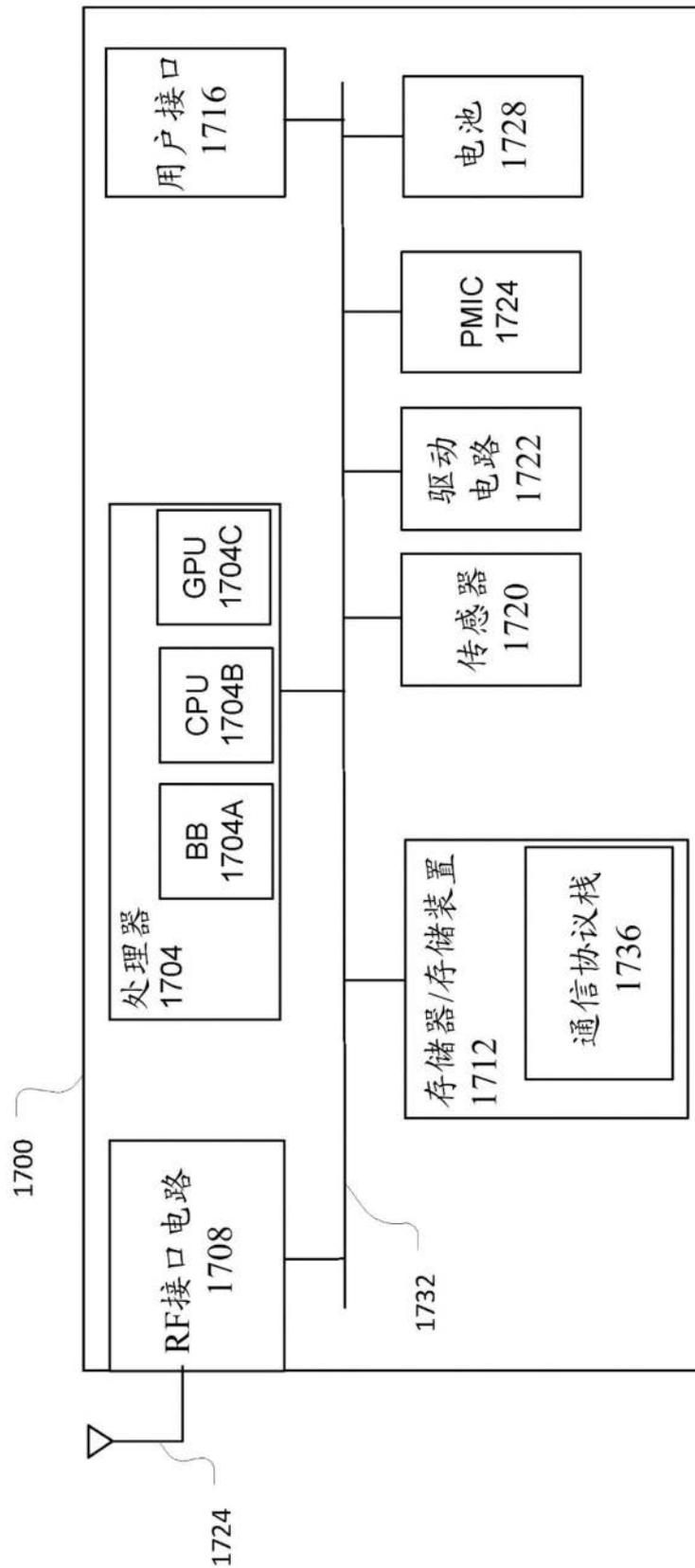


图17

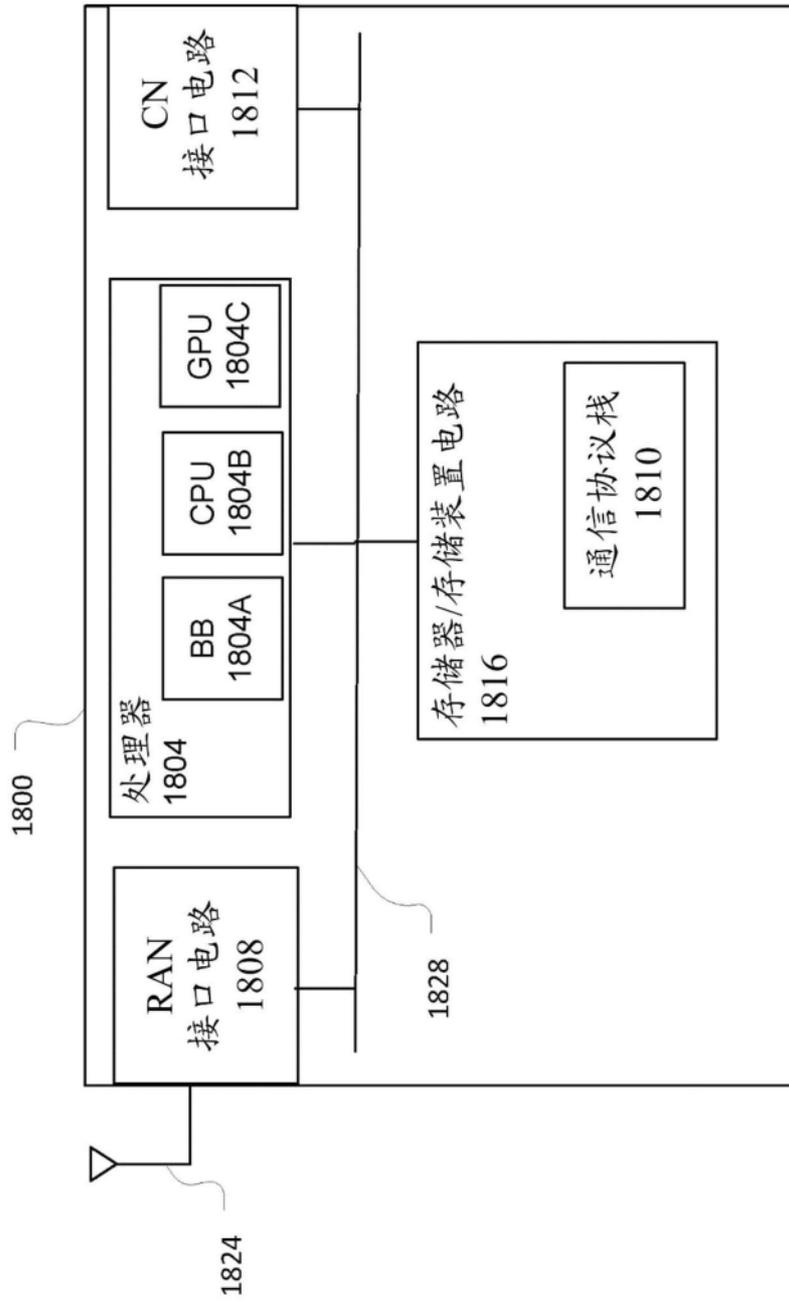


图18