



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103427928 A

(43) 申请公布日 2013.12.04

(21) 申请号 201310355925.3

H04L 23/02(2006.01)

(22) 申请日 2008.07.11

(30) 优先权数据

60/950,002 2007.07.16 US

60/954,171 2007.08.06 US

61/019,624 2008.01.08 US

(62) 分案原申请数据

200880025114.4 2008.07.11

(71) 申请人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

(72) 发明人 阿里斯·帕帕萨克拉里奥 赵俊曠

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 侯广

(51) Int. Cl.

H04J 11/00(2006.01)

H04L 5/00(2006.01)

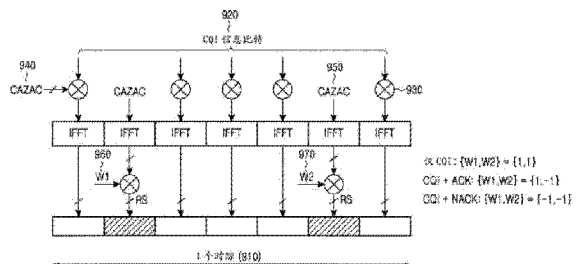
权利要求书2页 说明书8页 附图10页

(54) 发明名称

通信系统中发送和接收信息码元的装置和方法

(57) 摘要

一种在通信系统中发送信息码元的方法和装置,该方法包括:响应于数据接收,确定信道质量指示符(CQI)和应答信息;基于该CQI产生第一码元,并基于该应答信息产生第二码元;以及发送第一码元和第二码元,其中,当该应答信息为否定时将第一代元应用于第二码元,当该应答信息为肯定时将第二代元应用于第二码元,并且当该应答信息不存在时将第一代元应用于第二码元。



1. 一种在通信系统中发送信息码元的方法,该方法包括:
响应于数据接收,确定信道质量指示符(CQI)和应答信息;
基于该CQI产生第一码元,并基于该应答信息产生第二码元;以及
发送第一码元和第二码元,
其中,当该应答信息为否定时将第一代码应用于第二码元,当该应答信息为肯定时将第二代码应用于第二码元,并且当该应答信息不存在时将第一代码应用于第二码元。
2. 如权利要求1所述的方法,其中,第一代码是{1}。
3. 如权利要求2所述的方法,其中,第二代码是{-1}。
4. 如权利要求1所述的方法,其中,该通信系统是单载波频分多址通信系统。
5. 如权利要求1所述的方法,其中,第二码元是基于该应答信息和参考信号。
6. 一种在通信系统中发送信息码元的装置,该装置包括:
控制器,其响应于数据接收,确定信道质量指示符(CQI)和应答信息,基于该CQI产生第一码元,并基于该应答信息产生第二码元;以及
发送器,其发送第一码元和第二码元,
其中,该控制器当该应答信息为否定时将第一代码应用于第二码元,当该应答信息为肯定时将第二代码应用于第二码元,并且当该应答信息不存在时将第一代码应用于第二码元。
7. 如权利要求6所述的装置,其中,第一代码是{1}。
8. 如权利要求7所述的装置,其中,第二代码是{-1}。
9. 如权利要求6所述的装置,其中,该通信系统是单载波频分多址通信系统。
10. 如权利要求6所述的装置,其中,该控制器基于该应答信息和参考信号产生第二码元。
11. 一种在通信系统中接收信息码元的方法,该方法包括:
接收第一码元和第二码元;
基于第一码元识别信道质量指示符(CQI);以及
基于第二码元识别应答信息,
其中,当该应答信息为否定时将第一代码应用于第二码元,当该应答信息为肯定时将第二代码应用于第二码元,并且当该应答信息不存在时将第一代码应用于第二码元。
12. 如权利要求11所述的方法,其中,第一代码是{1}。
13. 如权利要求12所述的方法,其中,第二代码是{-1}。
14. 如权利要求11所述的方法,其中,该通信系统是单载波频分多址通信系统。
15. 如权利要求11所述的方法,进一步包括从第二码元识别参考信号。
16. 一种在通信系统中接收信息码元的装置,该方法包括:
接收器,其接收第一码元和第二码元;
控制器,其基于第一码元识别信道质量指示符(CQI),并基于第二码元识别应答信息,
其中,当该应答信息为否定时将第一代码应用于第二码元,当该应答信息为肯定时将第二代码应用于第二码元,并且当该应答信息不存在时将第一代码应用于第二码元。
17. 如权利要求16所述的装置,其中,第一代码是{1}。
18. 如权利要求17所述的装置,其中,第二代码是{-1}。

19. 如权利要求 16 所述的装置,其中,该通信系统是单载波频分多址通信系统。
20. 如权利要求 16 所述的装置,其中该控制器从第二码元识别参考信号。

通信系统中发送和接收信息码元的装置和方法

[0001] 本案是申请日为 2008 年 7 月 11 日、申请号为 200880025114.4、发明名称为“单载波频分多址通信系统中发送信道质量指示符和应答信号的装置和方法”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明一般针对无线通信系统,且更具体地,针对单载波频分多址(SC-FDMA)通信系统并进一步在第 3 代合作伙伴计划(3GPP)演化通用地面无线接入(E-UTRA)长期演进(LTE)中考虑。

背景技术

[0003] 具体而言,本发明针对 SC-FDMA 通信系统中在相同的传输时间间隔上对确认或否认应答信号(分别地,ACK 或 NACK)以及信道质量指示符(CQI)信号的传输。

[0004] 应当支持几种类型的信号以用于通信系统的适当功能。除传达通信的信息内容的数据信号外,还需要在通信系统的上行链路(UL)中从户设备(UE)向它们的服务基站(BS 或节点 B)、以及在通信系统的下行链路(DL)中从服务节点 B 向 UE 发送控制信号,以使得数据信号的适当的传输。

[0005] 本发明考虑 UL 通信并假定承载来自 UE 的数据内容信息的信号的传输是通过物理上行共享信道(PUSCH),而当没有数据信息时,来自 UE 的控制信号的传输是通过物理上行控制信道(PUCCH)。通常也称作终端或移动站的 UE 可以固定或移动,且可以是无线设备、蜂窝电话机、个人计算机设备、无线调制解调器卡等。节点 B 通常是固定的站而且也可以称为基站收发器系统(BTS)、接入点或一些其他的术语。

[0006] ACK/NACK 是与混合自动重发请求(HARQ)的应用相关联的控制信号,而且分别响应于通信系统的 DL 中的正确的、或不正确的数据分组接收(也称为 HARQ-ACK)。在接收到 NACK 之后重发数据分组,而在接收 ACK 之后可以发送新的数据分组。

[0007] CQI 是另一控制信号,其向服务节点 B 提供关于信道条件的信息,诸如在部分或整个 DL 工作带宽中经历的信号-干扰和噪声比(SINR)。本发明进一步考虑在没有来自参考 UE 的任何数据传输时的 ACK/NACK 和 CQI 传输。

[0008] 假定 UE 在传输时间间隔(TTI)上发送数据或控制信号,在本发明的示例实施例中 TTI 对应于子帧。

[0009] 图 1 示出本发明的示例实施例中假定的子帧结构 110 的框图。该子帧包括两个时隙。第一时隙 120 进一步包括用于传输数据和/或控制信号的 7 个码元。每一码元 130 进一步包括循环前缀(CP)以便减轻因信道传播效应造成的干扰。一个时隙中的信号传输可以在与另一时隙中的信号传输相同或者不同的部分的工作带宽中。除载有数据或控制信息的码元外,可以使用一些码元用于参考信号(RS)的传输,RS 也称为导频,用于提供信道估计和使能接收信号的相干解调。TTI 还可能包括仅一个时隙或多于一个子帧。

[0010] 假定传输带宽(BW)包括频率资源单元,这里,将称其为资源块(RB)。本发明的示

例实施例假定每一 RB 包括 12 个副载波,而且为 UE 分配多达 N 个连续的 RB 140 用于 PUSCH 传输和 1 个 RB 用于 PUCCH 传输。然而,应当注意到上面的值仅是示意性的且不对本发明的描述实施例有限制。

[0011] 图 2 示出 SC-FDMA 通信系统中在一个时隙 210 期间用于 CQI 传输的示例结构。CQI 信息比特 220 通过调制器 230 利用例如 QPSK 或 16QAM 调制来调制恒定振幅零自相关 (CAZAC) 序列 240,如接下来进一步描述的,在执行逆傅立叶变换 (IFFT) 操作之后,接着由 UE 发送。除 CQI 外,发送 RS 以能使 CQI 信号的节点 B 接收器处的相干解调。在示例实施例中,每一时隙中的第二和第六 SC-FDMA 码元承载 RS 传输 250。

[0012] 如上所提及的,假定从 CAZAC 序列构建 CQI 和 RS 信号。由下面的等式 (1) 给出这样的序列的示例:

$$[0013] \quad c_k(n) = \exp\left[\frac{j2\pi k}{L}\left(n + n\frac{n+1}{2}\right)\right] \dots\dots\dots (1)$$

[0014] 在等式 (1) 中, L 是 CAZAC 序列的长度, n 是序列的元素的索引, $n = \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$, 而 k 是序列本身的索引。对于给定长度 L, 如果 L 是素数, 则有 L-1 个不同的序列。因此, 序列的整个族定义为范围在 $\{1, 2, \dots, L-1\}$ 中的 k。但是应当注意到, 用于产生 CQI 和 RS 的 CAZAC 序列不需要使用精确的上述表达式来产生, 如下将进一步讨论的。

[0015] 对于具有素数长度 L 的 CAZAC 序列, 序列的数量为 L-1。由于假定 RB 包含偶数个副载波, 1 个 RB 包含 12 个副载波, 通过或者截断较长的素数长度 (诸如长度 13) CAZAC 序列、或者在结尾处重复其最初的 (多个) 元素来扩展较短的素数长度 (诸如长度 11) CAZAC 序列 (循环扩展), 能够在频域或时域中产生用于发送 ACK/NACK 和 RS 的序列, 尽管产生的序列不满足 CAZAC 序列的定义。可替换地, 可以通过计算机搜索满足 CAZAC 特性的序列来直接产生 CAZAC 序列。

[0016] 图 3 中示出时域中通过 SC-FDMA 信令传输 CAZAC 序列的示例框图。例如, 可以使用图 3 所示的结构用于 PUCCH 中的 CQI 传输。

[0017] 参照图 3, 通过前述方法中的一个产生 CAZAC 序列 310 (对于 CQI 比特的传输已调制, 对于 RS 传输未调制), 而且其接着经循环移位 320, 如下面将要描述的。接着获得产生的序列的离散傅立叶变换 (DFT) 330, 选择 (350) 与已分配的传输带宽对应的副载波 340, 执行 IFFT 360, 以及最后对发送的信号应用循环前缀 (CP) 370 和滤波 380。假定由参考 UE 在另一 UE 使用的用于信号传输的副载波中以及在保护 (guard) 副载波 (未示出) 中插入零填充。

[0018] 此外, 为了简洁, 在图 3 中未示出诸如数模转换器、模拟滤波器、放大器、和发送器天线的附加发送器电路, 因为它们在本领域中公知。类似地, 为了简洁, 还省略了本领域中公知的诸如块编码和 QPSK 调制的用于 CQI 比特的编码处理和调制处理。

[0019] 在接收器处, 执行逆 (互补) 发送器功能。这在图 4 中示意地说明, 其中应用图 3 中的操作的逆操作。

[0020] 如本领域所公知 (尽管为简洁而未示出), 天线接收射频 (RF) 模拟信号, 而且在进一步的处理单元 (诸如滤波器、放大器、频率下转换器和模数转换器) 之后, 数字接收信号 410 经由时间开窗单元 420 并被去除 CP (430)。接着, 接收器单元应用 FFT (440), 选择发送器使用的副载波 460 (450), 应用逆 DFT (IDFT) (470), (在时间上) 解复用 RS 和 CQI 信号

(480),以及在基于 RS 获得信道估计(未示出)之后,提取 CQI 比特(490)。

[0021] 对于发送器,为了简洁,未示出已公知的诸如信道估计、解调和解码的接收器功能,而且它们对本发明不是实质性的。

[0022] 发送的 CAZAC 序列的替代产生方法是在频域中,如图 5 中所示。

[0023] 参照图 5,在频域中产生发送的 CAZAC 序列遵循与时域中相同的步骤,但有两个例外。使用 CAZAC 序列的频域版本(510)(即,预计算 CAZAC 序列的 DFT 且其不包括在传输链中),并在 IFFT(540)之后施加循环移位(550)。与已分配的传输带宽对应的副载波 530 的选择 520、和对发送信号 580 应用循环前缀(CP)560 和滤波 570、以及其他传统功能(未示出)同之前针对图 3 所描述的相同。

[0024] 再次执行逆功能用于接收如图 5 所述发送的基于 CAZAC 的序列。如图 6 所示,接收信号 610 经由时间开窗单元 620 并被去除 CP(630)。接着,恢复循环移位(640),应用 FFT(650),并选择发送副载波 660(665)。图 6 还示出随后的与基于 CAZAC 的序列的副本 680 的相关 670。最后,获得输出 690,在 RS 的情况下,其接着可以被传送给诸如时-频内插器的信道估计单元,在由 CQI 信息比特调制基于 CAZAC 的序列的情况下,其接着能够用于检测发送的信息。

[0025] 如上所述,如果图 3 或图 5 所示的发送的基于 CAZAC 的序列未经任何信息(数据或控制)调制,则其接着能够作为 RS。对于 CQI 传输,基于 CAZAC 的序列显然由 CQI 信息比特(例如,使用 QPSK 调制)来调制。接着以直接的方式修改图 3 和图 5 以包括所产生的 CAZAC 序列与 CQI 信息码元的实数或复数乘积。图 2 示出 CAZAC 序列的这样的调制。

[0026] 同一 CAZAC 序列的不同的循环移位提供正交的 CAZAC 序列。因此,可以将同一 CAZAC 序列的不同的循环移位分配给同一 RB 中的不同的 UE 用于它们的 RS 或 CQI 传输,并获得正交的 UE 复用。在图 7 中示出该原理。

[0027] 参照图 7,为了使从相同的根 CAZAC 序列的多个循环移位 720、740、760 和 780 对应地产生的多个 CAZAC 序列 710、730、750 和 770 正交,循环移位值 Δ 790 应当超过信道传播延迟扩展 D (包括时间不确定错误和滤波器溢出效应)。如果 T_s 是一个码元的持续时间,则循环移位的数量等于比率 T_s/D 的向下取整。对于 12 个循环移位以及对于大约 66 微秒的码元持续时间(1 毫秒子帧中 14 个码元),连续的循环移位的时间分隔约是 5.5 微秒。可替换地,为了提供应对多径传播的更好的保护,可以仅使用 6 个循环移位提供约 11 微秒的时间分隔。

[0028] 本发明的第一示例设置假定在子帧的 2 个时隙中的每一个中用于 CQI 传输的 UL 时隙结构在 1 个 RB 中包括 5 个 CQI 和 2 个 RS 码元(在图 2 中示出一个时隙中的结构,对于第二时隙重复相同或相似的结构)。在子帧的第一时隙期间,传输朝向工作带宽的一端,而在第二时隙期间,其通常朝向工作带宽的另一端(分别地,不必是工作带宽的最初或最末 RB)。但是,传输可以仅在一个时隙中。

[0029] 偶尔地,响应于之前在 UE 在 PUCCH 中传输其 CQI(即,UE 在 PUSCH 中没有信息数据要发送)的相同的子帧期间在通信系统的 DL 中接收到的数据分组,UE 可能需要发送 ACK/NACK 信号。为完成该传输而不影响 ACK/NACK 和 CQI 信号的复用容量,现有技术考虑 UE 在一个或多个码元中暂停 CQI 传输以便发送 ACK/NACK 信息。这在图 8 中示出。

[0030] 与不具有时隙 810 中的任何 ACK/NACK 传输的图 2 的等价结构相比较,用于 CQI 传

输的一个 SC-FDMA 码元由 ACK/NACK 传输 820 代替导致 CQI 传输码元 830、850 的数量的减少,同时 RS 传输码元 840 的数量保持不变。与 CQI 比特相似,ACK/NACK 比特调制基于 CAZAC 的序列 860 (850)。如果该传输是通过子帧,则可以在子帧的全部两个时隙上应用相同的概念。因此,作为 CQI 和 RS 传输的情况,也可以通过调制 CAZAC 序列来发送 ACK/NACK。

[0031] 当如图 8 所示在与 CQI 传输相同的时隙或子帧上复用 ACK/NACK 传输时,应当发送较少数量的 CQI 信息比特,以便避免降低 CQI 传输可靠性。可替换地,为了发送相同数量的 CQI 信息比特,应当使用较高的编码率,从而导致对于接收的码字的可靠性下降、以及不同的编码和解码处理(基于是否还发送 ACK/NACK)。

[0032] 除降低 CQI 接收可靠性、或减少 CQI 传输有效载荷外,图 8 所示的结构严重限制 ACK/NACK 性能,因为例如当在一个时隙中仅发送 ACK/NACK 比特(没有 CQI 比特)时,每个时隙使用一个码元用于 ACK/NACK 而不是每个时隙多个码元(除了在具有 RS 传输的码元中,如果有的话)。

[0033] 因此,在 PUCCH 中穿孔 CQI 码元以插入 ACK/NACK 码元与这两种控制信号的传输的显著性能不足相关联。

[0034] 因此,需要在 CQI 传输子帧中复用 ACK/NACK 信息而不降低 CQI 或 ACK/NACK 性能。

[0035] 还需要在 CQI 传输子帧中复用传输 ACK/NACK 信息比特而不减少 CQI 信息比特的数量。

[0036] 最后,还需要在 CQI 传输子帧中复用传输 ACK/NACK 信息比特而不相对于这两种控制信号中的任何一种的单独传输的情况实质改变发送器或接收器结构。

发明内容

[0037] 因此,设计本发明以解决现有技术中出现的前述问题,并且本发明提供用于复用来自用户设备(UE)的应答(ACK/NACK)信号和信道质量信息(CQI)的传输的装置和方法。

[0038] 此外,本发明使利用 ACK/NACK 复用的 CQI 传输的性能能够有效地与不利用 ACK/NACK 复用的 CQI 传输的性能相同。

[0039] 此外,本发明使利用 ACK/NACK 复用和不利用 ACK/NACK 复用的 CQI 信息比特的数量能够相同。

[0040] 此外,本发明使 ACK/NACK 传输能够获得可靠的性能。

[0041] 此外,本发明利用基本相同的发送器和接收器结构使能 ACK/NACK 的复用和 CQI 传输。

[0042] 此外,本发明提供壮健的系统操作用于 ACK/NACK 和 CQI 复用,由于来自 UE 的 ACK/NACK 传输在其服务节点 B 期望这样的传输时的缺失仅导致很小的操作损失。

[0043] 根据本发明的实施例,提供用户设备的装置和方法,响应于通过服务节点 B 发送到它的数据信号对 ACK/NACK 信号进行传输并在相同的传输时间间隔期间对 CQI 信号进行传输,以复用 ACK/NACK 和 CQI 信号。

[0044] 根据本发明的另一实施例,提供用于将否认应答、以及应答的缺失映射到相同的判定假设的装置和方法。

[0045] 根据本发明的另一实施例,提供用于用户设备的发送器的装置,响应于通过服务节点 B 发送到它的数据信号对 ACK/NACK 信号进行传输并在相同的传输时间间隔期间对 CQI

信号进行传输,以发送 ACK/NACK 和 CQI 信号。

[0046] 根据本发明的另一实施例,提供节点 B 接收器的装置,响应于节点 B 发送到用户设备的数据信号对 ACK/NACK 进行可能的接收并在相同的传输时间间隔期间对 CQI 信号进行接收,以接收 ACK/NACK 和 CQI 信号。

附图说明

[0047] 从下面结合附图的具体描述,本发明上面的和其他方面、特征和优势将更明显,其中:

[0048] 图 1 是说明 SC-FDMA 通信系统的示例时隙结构的图;

[0049] 图 2 是说明用于 CQI 比特的传输的第一时隙结构的示例划分的图;

[0050] 图 3 是说明时域中利用基于 CAZAC 的序列发送 CQI 信号或参考信号的第一示例 SC-FDMA 发送器的框图;

[0051] 图 4 是说明在时域中利用基于 CAZAC 的序列接收 CQI 信号或参考信号的第一示例 SC-FDMA 接收器的框图;

[0052] 图 5 是说明在频域中利用基于 CAZAC 的序列发送 CQI 信号或参考信号的第二示例 SC-FDMA 发送器的框图;

[0053] 图 6 是说明在频域中利用基于 CAZAC 的序列接收 CQI 信号或参考信号的第二示例 SC-FDMA 接收器的框图;

[0054] 图 7 是说明通过对基于 CAZAC 的根序列应用不同的循环移位的正交的基于 CAZAC 的序列的示例构造的框图;

[0055] 图 8 是说明通过穿孔一些 CQI 比特并用 ACK/NACK 比特代替它们来复用 CQI 比特和 ACK/NACK 比特的现有技术方法的图;

[0056] 图 9 是说明通过将正交掩码 (orthogonal cover) 施加到承载参考信号的时隙中的码元来在 CQI 传输时隙中隐含地复用 ACK/NACK 比特的图,其中该正交掩码依赖于 ACK/NACK 比特的值;以及

[0057] 图 10 是说明通过将正交掩码施加到承载参考信号的时隙中的码元来在 CQI 传输时隙中隐含地复用 ACK/NACK 比特的图,其中该正交掩码依赖于 ACK/NACK 比特的值,并且当复用 NACK 时以及当不存在 ACK/NACK 比特时,使用相同的正交掩码。

具体实施方式

[0058] 下面,将参照附图更全面地描述本发明。但是,本发明可以以很多不同的形式实现而不应当被解读为限于这里阐述的实施例。恰相反,提供这些例示性实施例以使本公开将彻底及全面并向本领域的技术人员完整地传达本发明的范围。

[0059] 另外,尽管参照单载波频分多址 (SC-FDMA) 通信系统描述本发明,但总的来说其也适用于全部的 FDM 系统,而且具体地,适用于正交 FDMA (OFDMA)、OFDM、FDMA、离散傅立叶变换 (DFT)- 扩展 OFDM、DFT- 扩展 OFDM、单载波 OFDMA (SC-OFDMA) 和 SC OFDM。

[0060] 本发明的实施例解决与下列需求相关的问题:在缺失信息数据信号时复用由用户设备 (UE) 发送的应答 (ACK/NACK) 信号和信道质量信息 (CQI) 信号;使能这两种信号的可靠的接收;作为复用 ACK/NACK 和 CQI 信号的结果提供壮健的系统操作;以及便于在复用前

述两种信号时使用相对于仅支持 CQI 信令的相应的结构具有最小修改的基本相同的发送器和接收器结构。

[0061] 如上面在背景技术中所述,物理上行链路控制信道(PUCCH)中来自 UE 的本质典型为周期性的 CQI 传输可以在与 ACK/NACK 信号传输相同的子帧中发生,以支持响应于 UE 在通信系统下行链路中的之前数据接收的混合自动重发请求(HARQ)(HARQ-ACK)。因为 ACK/NACK 信号传输通常不能推迟,所以将其与 CQI 信号传输复用有益。否则,应当丢弃 CQI 信号传输,其将因缺少相关的 CQI 而导致通信系统下行链路中的调度效率低下。

[0062] 本发明考虑在每一时隙中(以不同的 SC-FDMA 码元)将 ACK/NACK 比特嵌入到与 CQI 信号一起发送的参考信号(RS)上。这通过使 UE 根据发送的 ACK/NACK 比特将正交掩码施加到 RS 来实现。

[0063] 图 9 中示出依赖于 ACK/NACK 的存在以及值将正交掩码施加到 CQI 时隙结构中的 RS 的一个示例实施例。相比图 2,在图 9 中,时隙 910 中的 CQI 传输 920 保持相同,而且应用具有基于 CAZAC 的序列 940 的相同的复用 930。RS 950 也是从(未调制的)基于 CAZAC 的序列来构建。差别源自将两个 RS 中的每一个与长度 -2 的正交掩码的每一元素(W1 960 和 W2 970)相乘。不同的正交掩码对应于确认(ACK)和否认(NACK)应答信号。因此,UE 不执行明确的 ACK/NACK 信令,而是将 ACK/NACK 信息隐含地映射到 RS 中。

[0064] 由于图 9 中施加到 RS 的掩码是正交的(诸如长度 -2 的沃尔什/哈达马码),当其期望 CQI 和 ACK/NACK 二者都被传输时,在施加可能的解掩码操作中的每一个操作之后,节点 B 接收器能够简单地将两个 RS 平均。对于不正确的掩码,结果将仅是噪声,而对于正确的掩码,其将是信道估计。

[0065] 接着,通过分别执行单独的解码操作并选择使判定度量最大化的操作,如本领域中公知的,能够做出对仅 CQI、或 CQI 和 ACK、或 CQI 和 NACK 的传输的选择。因为不正确者仅具有相应的信道估计的噪声(没有 RS 功率),选择正确的假设的可能性不受到实质影响。不正确的 CQI 解码依然被具有关于 ACK/NACK 传输的正确设置的假设支配。

[0066] 可替换地,在解掩码操作之后,节点 B 可以避免必须分别执行单独的解码操作,并依赖于在将两个 RS 平均之后累积的能量。平均之后产生的复数信号的幅度(magnitude)用于获得其能量。正确的假设导致比仅包括噪声的不正确假设更大的信号能量。在做出对发送器处使用的 RS 正交掩码的判定之后,基于上述的可能的正交掩码当中的最大的所产生的能量,接收器施加该正交掩码到 RS 以便获得用于 CQI 信号的相干解调的信道估计。

[0067] 在本发明的一个示例实施例中,基于通过对可能的正交掩码中的每一个将每一时隙中的两个 RS 平均而获得的累积的能量,能够做出对 ACK/NACK 值的判定。该判定的准确性典型地远远好于 CQI 的通常接收可靠性需求。因此,CQI 性能保持不受 ACK/NACK 复用的影响,而且还获得 ACK/NACK 判定的期望的准确性。

[0068] 实践中,图 9 中与 W1 和 W2 的乘法不是必需的。IFFT 之后产生的信号被(乘以 1)发送作为 RS 或者将其符号反转(乘以 -1)发送作为 RS。对于高 UE 速度,其中由于较高的信道变化,RS 平均(RS 加法或 RS 减法)不甚可靠,上述解码方法的性能有些受影响,因为对于不正确的假设,RS 平均的结果将仍是噪声但具有与低 UE 速度的情况相比较高的变化,在低的 UE 速度的情况中,信道变化较小,而且除噪声外的 RS 值在每一时隙中的两个对应的码元中很大程度上保持不变。

[0069] 也可以使用针对 RS 的复数换算系数来增加能够检测到的 CQI 和 ACK/NACK 比特的可能的组合的数量。例如,这能够应用于每时隙两个 ACK/NACK 比特和两个 RS 码元的情况,而且有效地,可以依赖于两个 ACK/NACK 比特的值将 QPSK 调制应用于 RS。

[0070] 除了示例实施例的通过对时隙中的两个 RS 中的每一个施加正交掩码来将 ACK/NACK 信息复用到 CQI 传输结构中的一般原理外,本发明进一步考虑对 ACK/NACK 错误的总体系统健壮性。

[0071] 具体地,本发明考虑这样的错误情况,其中 UE 已经错过下行链路调度分配并因此没有意识到其需要在它的 CQI 传输中复用 ACK/NACK,而恰巧在同一传输时间间隔中,同时服务节点 B 预期 ACK/NACK 被复用。这里,将由于错过对应的下行链路调度分配而造成的来自 UE 的 ACK/NACK 传输的缺失称作 (ACK/NACK 的) 不连续传输 (DTX)。

[0072] 主要的目标是使节点 B 避免将 DTX 解释为 ACK,因为这将导致物理层处的错误操作,因为节点 B 将假定 UE 已接收数据分组而且将不会重发它。替代地,在该错误被通信系统的较高层认识到之前,附加的分组传输可以随后继续,从而浪费无线资源并增加通信会话的延迟。

[0073] 将 DTX 解释为 NACK 不产生任何严重的操作性能问题,因为节点 B 可以总是选择将 DTX 解释为 NACK 并有可能如本领域中所公知的利用 HARQ 处理的不同冗余版本重发该分组,或者将 NACK 解释为 DTX 并简单地利用相同的冗余版本发送该分组。假定使用 turbo 编码,前一方法可以用于数据分组的低或中间编码率,其中分组重发中存在系统比特,而后一方法可以用于高编码率以确保重发中存在系统比特。在两种情况中的每一种中,分组接收的性能降低(如果有的话)受到限制而且不对通信会话或系统吞吐量产生有意义的影响。

[0074] 积极的折衷在于节点 B 仅需要执行 2 种情况的检测 (ACK 或 NACK) 而不是三种情况的检测 (ACK、NACK 或 DTX)。本发明的这个方面增强了 ACK/NACK 检测可靠性并改善了系统操作和吞吐量。

[0075] 本发明合并上面的观点以进一步改进对 PUCCH 中的 CQI 传输的时隙中的关联 RS 施加的正交掩码的选择。对该选择所应用的规则是使得:将 DTX 和 NACK 情况缩并 (collapse) 为同一种情况,节点 B 将其或者解释为 DTX 或者解释为 NACK。

[0076] 示例实施例考虑 1- 比特 ACK/NACK 传输的情况并在图 10 中示出。图 10 中,相比图 9 仅有的差别在于应用到 ACK 和 NACK 的特定正交掩码。

[0077] 参照图 10,由于 DTX 和 NACK 被缩并为相同的状态 1080,它们对应于相同的代码。由于示例实施例假定当仅发送 CQI (没有 ACK/NACK 复用) 时没有正交掩码被应用到 RS,所以用于指示 DTX 和 NACK 的正交掩码是 {1, 1}。相反地,通过将 {1, 1} 正交掩码 1090 应用到 CQI 传输时隙中的 RS 码元来实现 ACK。

[0078] 当期望利用 PUCCH 的 CQI 传输包含 ACK/NACK 信息时,节点 B 接收器能够简单地对于图 10 中两个假设中的每一个去除二元掩码并获得两个相应的信道估计。对于与 {1, 1} 的正交掩码对应的假定 (DTX 或 NACK),不需要附加的操作,而对于与 {1, -1} 的正交掩码对应的假定 (ACK),将在与第二 RS 对应的 SC-FDMA 码元期间接收到的信号反转 (乘以“-1”)。因此,在节点 B 接收器处去除正交掩码的过程与在 UE 发送器处应用其的过程 (图 10) 相同。

[0079] 尽管已经参照其中的特定示例实施例示出并描述了本发明,但本领域的技术人员将理解到,可以在其中做出形式和细节上的各种改变而不脱离由所附权利要求限定的本发

明的精神和范围。

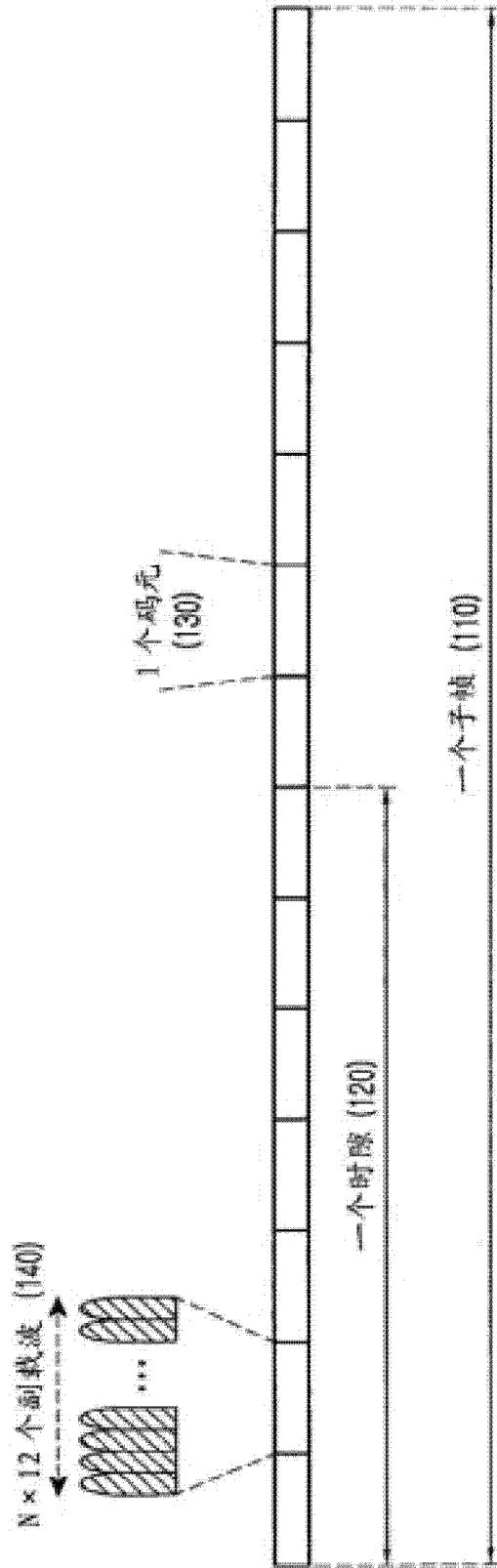


图 1

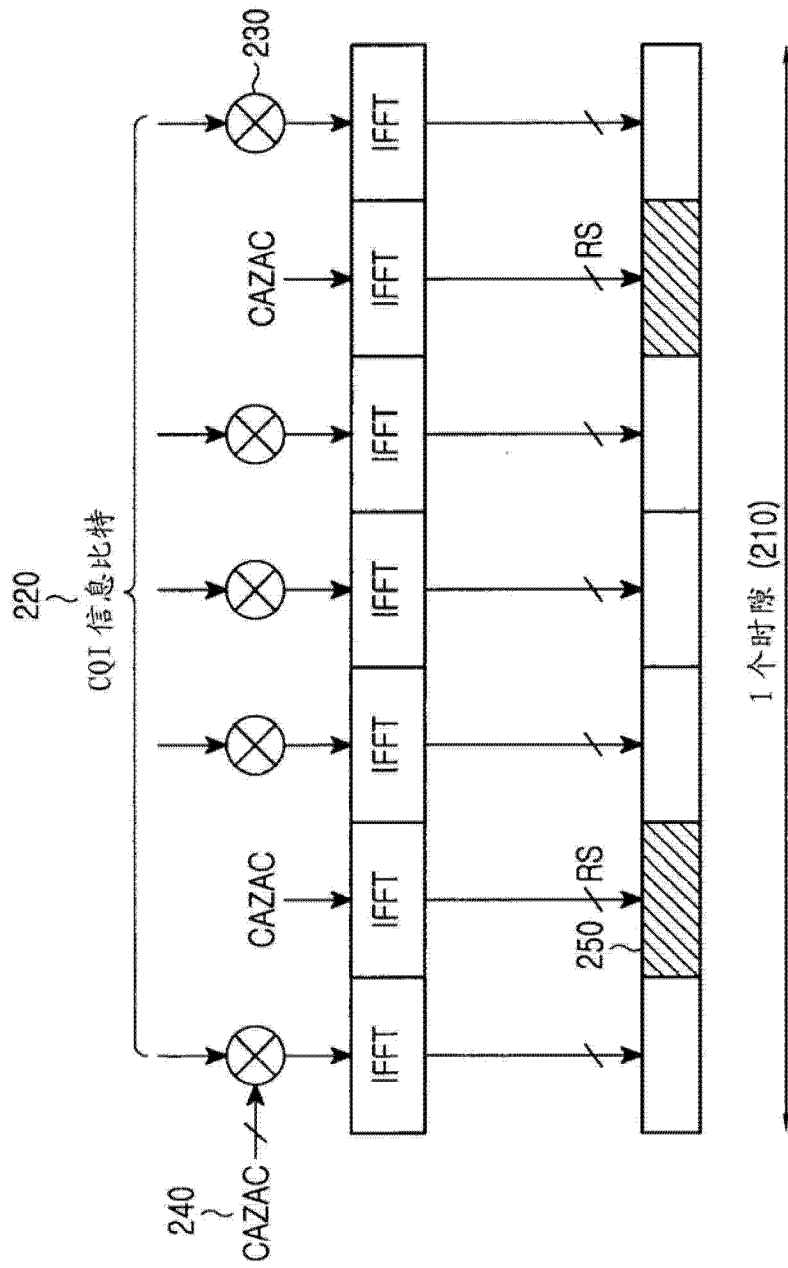


图 2

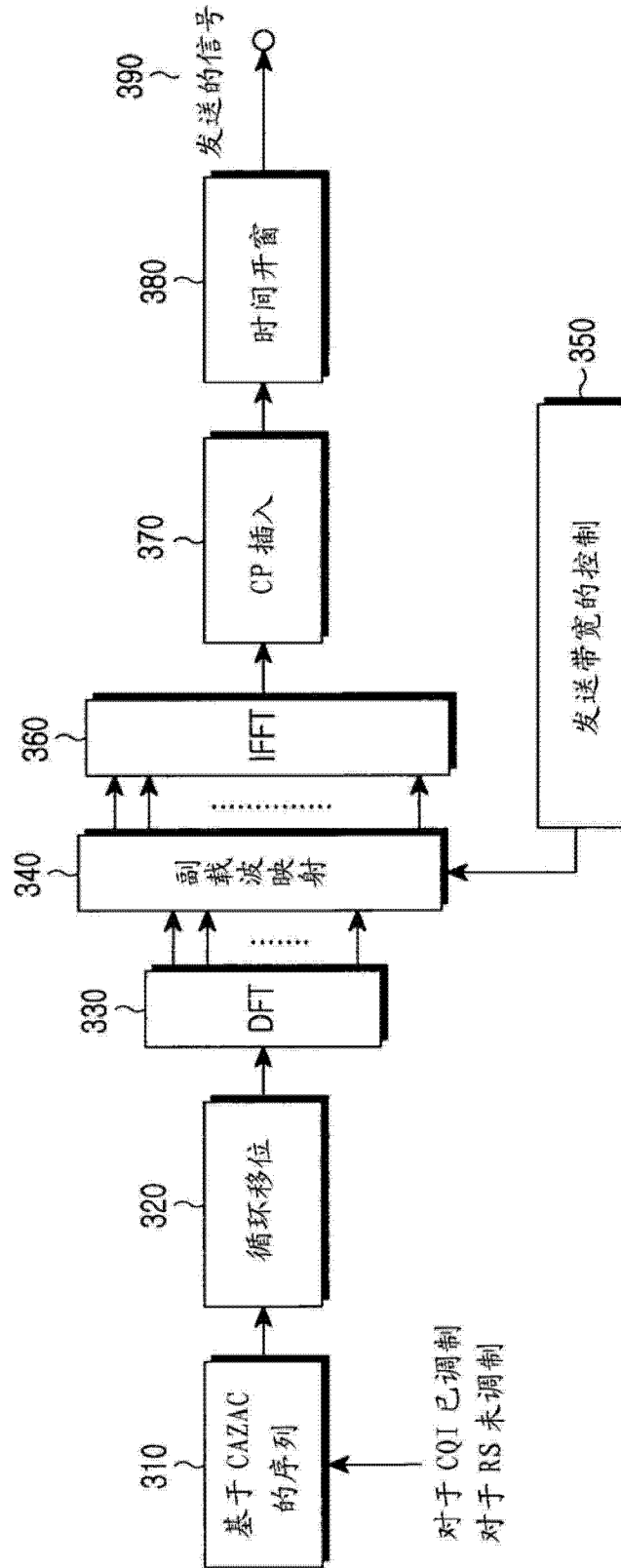


图 3

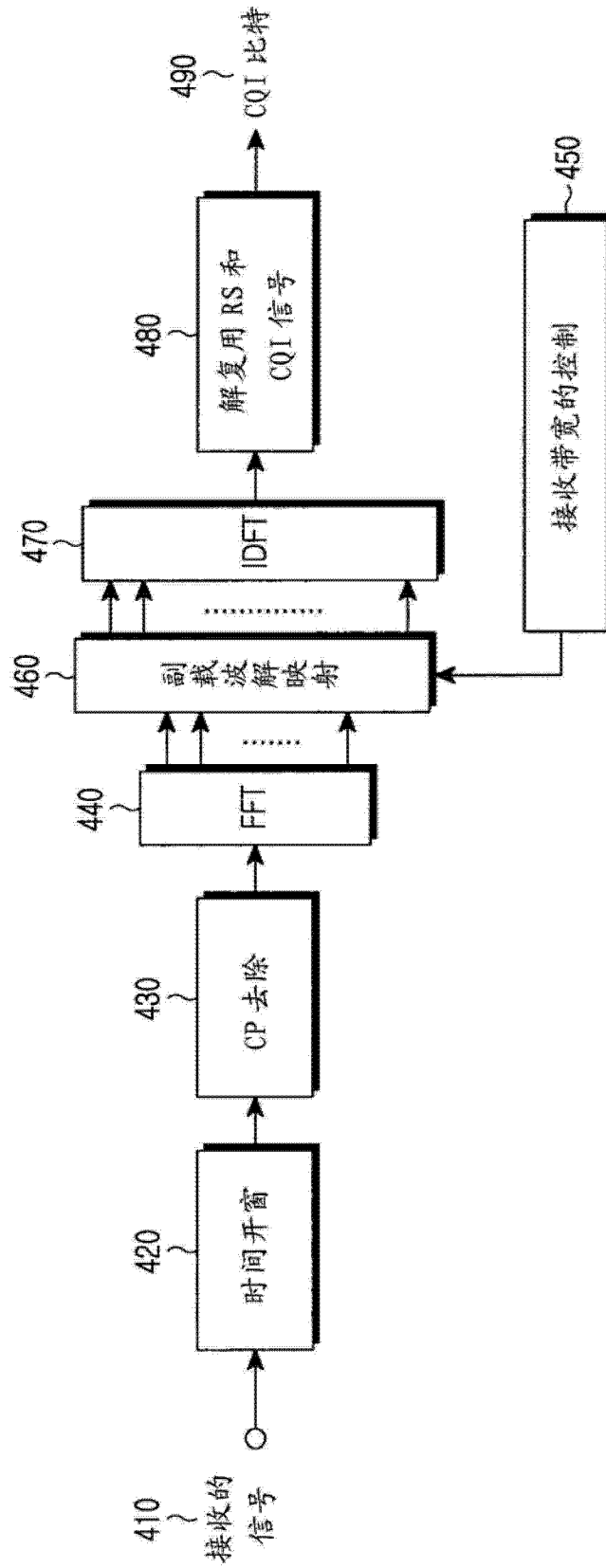


图 4

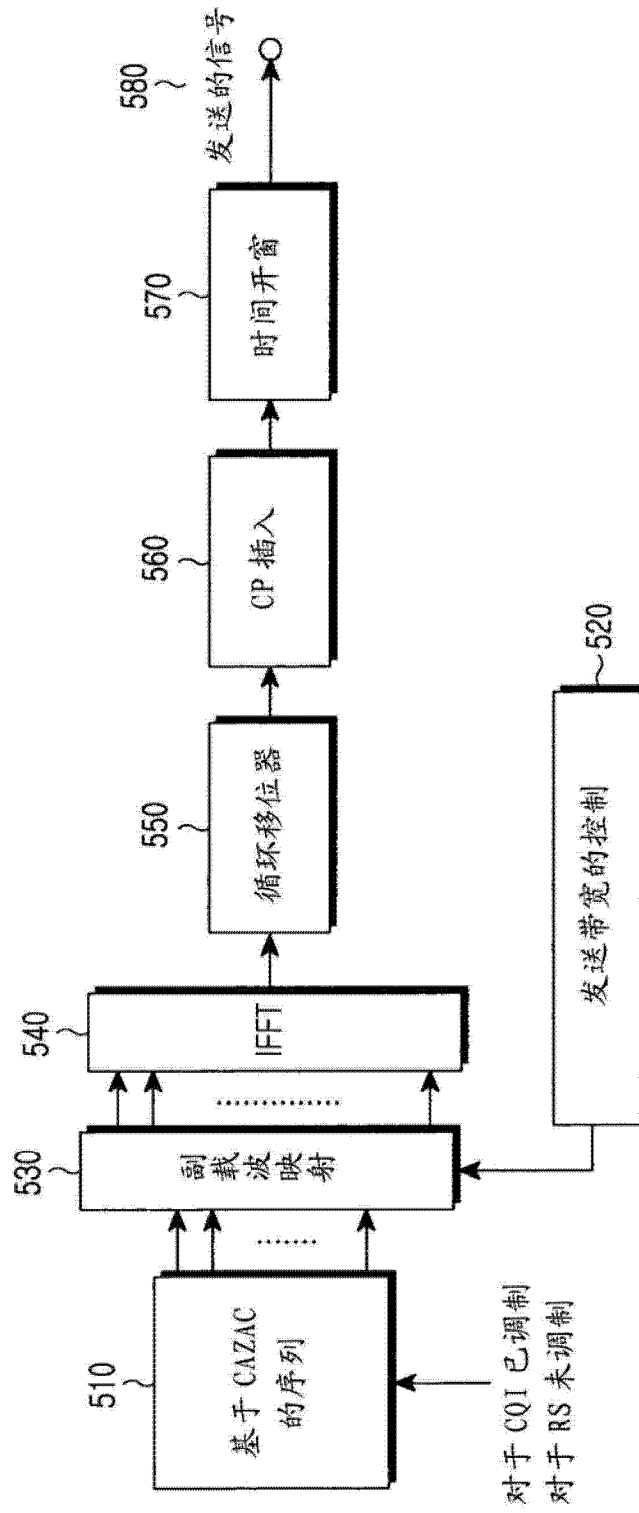


图 5

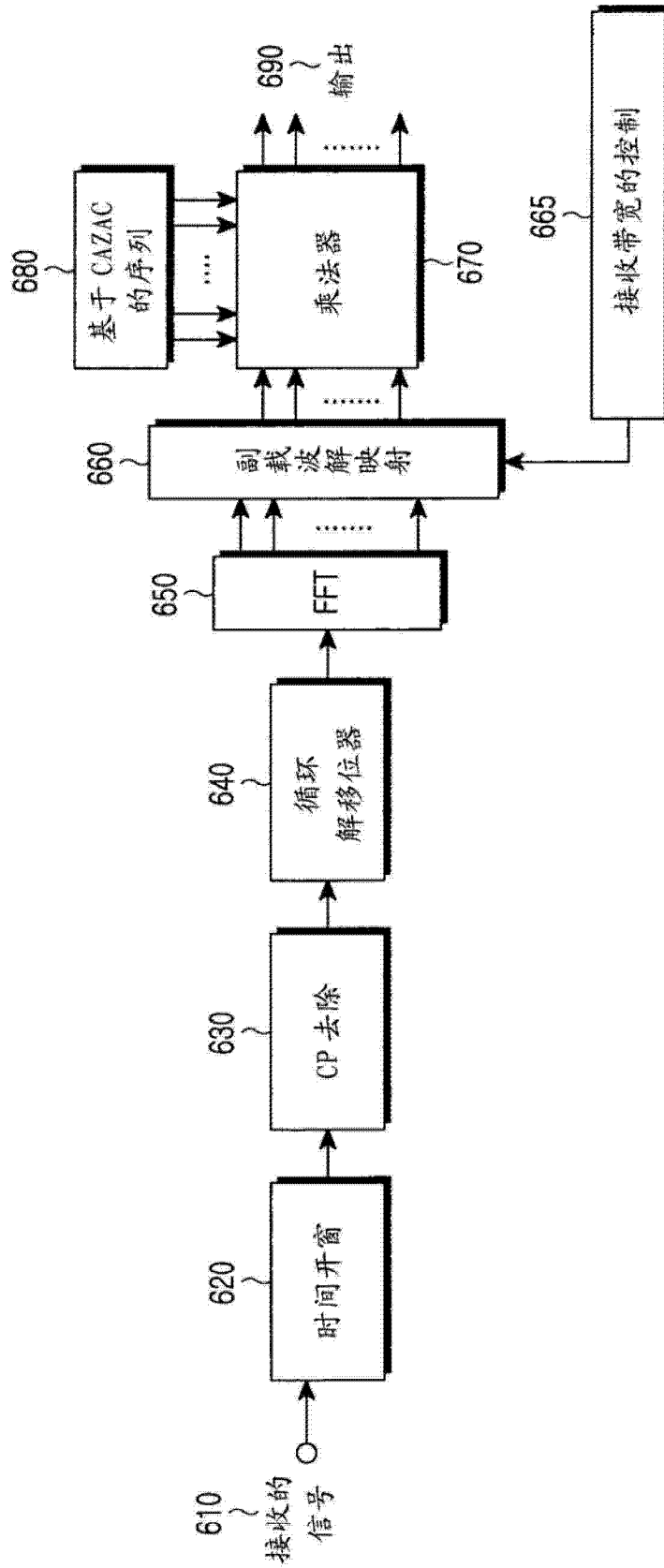


图 6

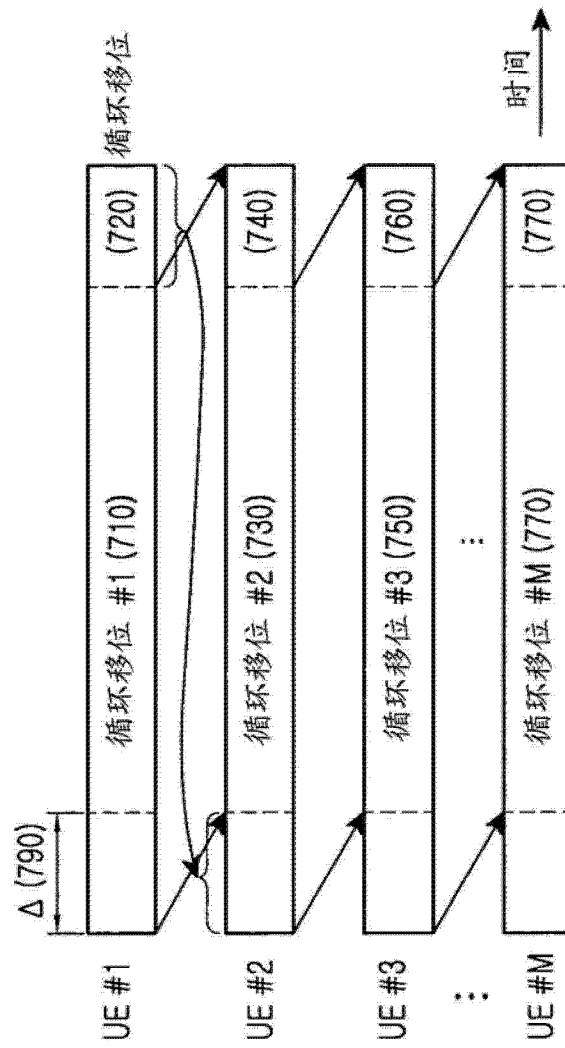


图 7

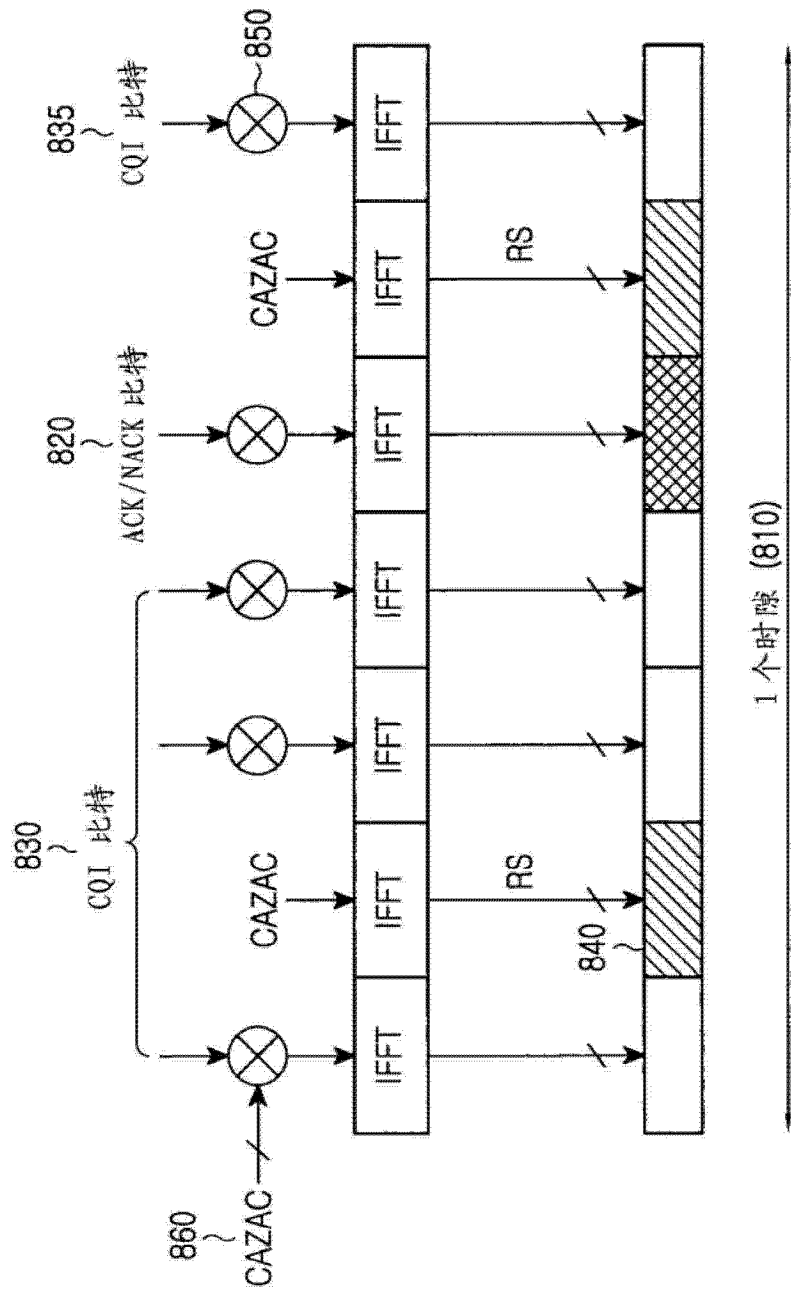


图 8

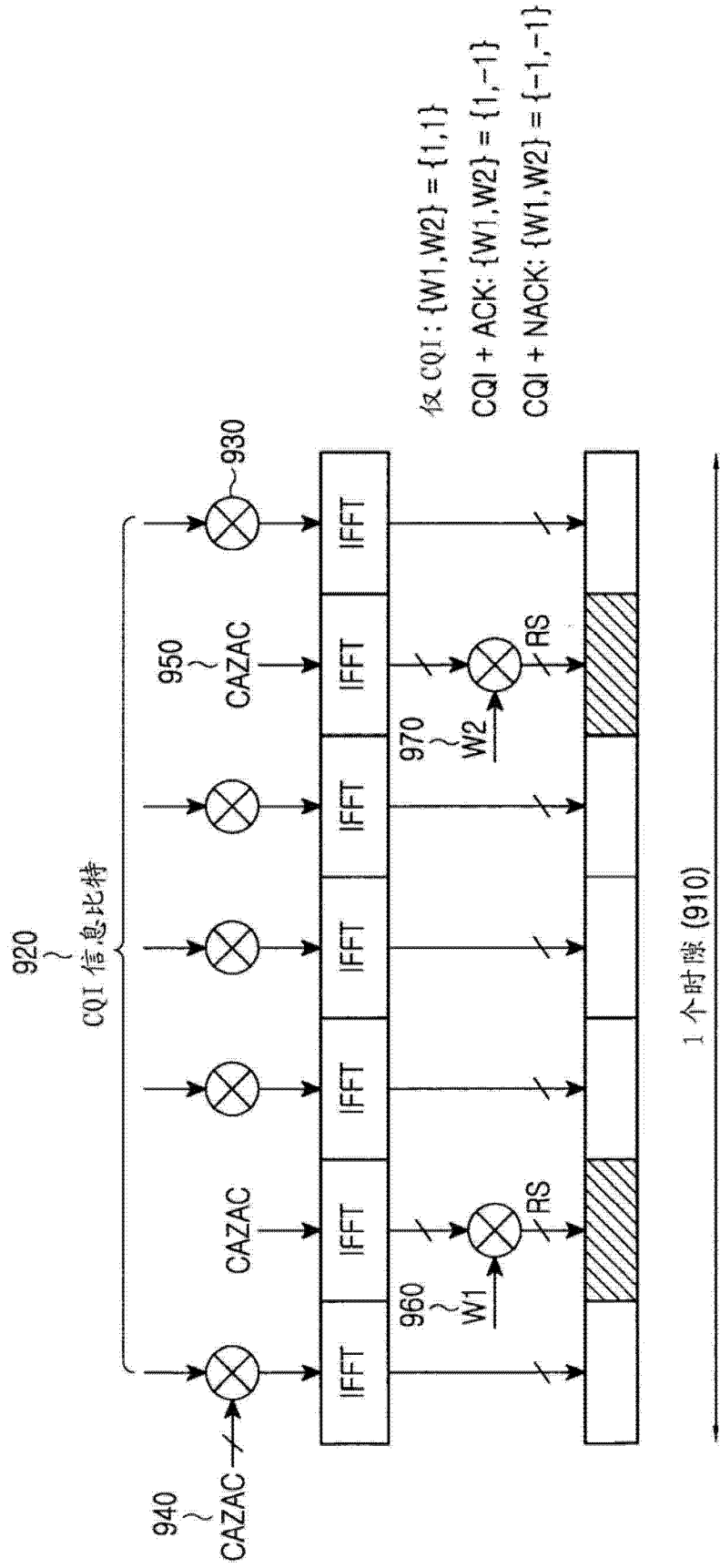


图 9

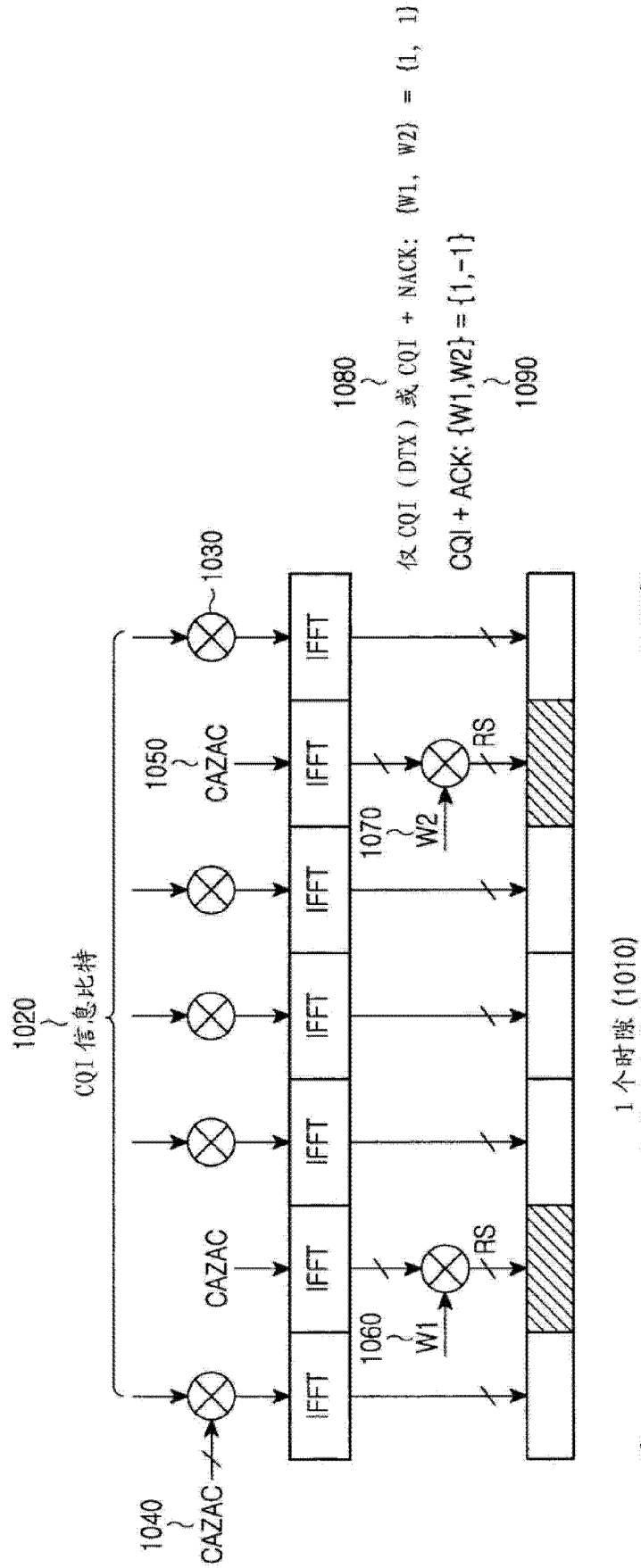


图 10