



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105743627 B

(45)授权公告日 2019.01.29

(21)申请号 201610089685.0

(22)申请日 2011.04.01

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105743627 A

(43)申请公布日 2016.07.06

(30)优先权数据
10-2011-0019423 2011.03.04 KR
61/320,775 2010.04.05 US
61/332,206 2010.05.07 US
61/345,162 2010.05.17 US
61/357,977 2010.06.23 US

(62)分案原申请数据
201180018061.5 2011.04.01

(73)专利权人 LG电子株式会社
地址 韩国首尔

(72)发明人 韩承希 郑载薰 文诚颢 李文一

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219
代理人 夏凯 谢丽娜

(51)Int.Cl.
H04L 5/00(2006.01)
H04L 27/26(2006.01)
H04W 72/04(2009.01)

(56)对比文件
US 2009100300 A1,2009.04.16,
CN 101689976 A,2010.03.31,
CN 101636962 A,2010.01.27,
CN 101399647 A,2009.04.01,
审查员 夏晓蕾

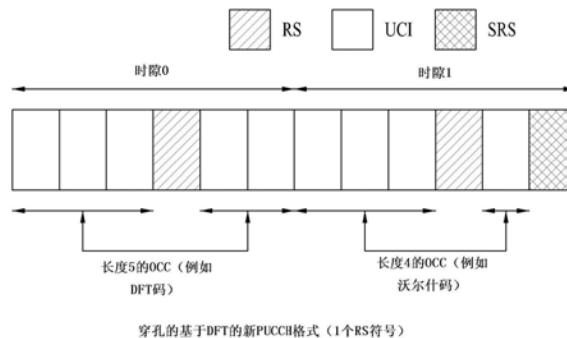
权利要求书3页 说明书41页 附图51页

(54)发明名称

在无线通信系统中发送控制信息的方法和
设备

(57)摘要

本发明涉及一种在无线通信系统中发送控制信息的方法和设备。该方法包括以下步骤：划分用于该控制信息的调制符号集使得所划分的集相当于该PUCCH上的两个时隙；通过使用第一码来扩展划分为相当于第一时隙的调制符号集，使得该扩展集相当于多个SC-FDMA符号；以SC-FDMA符号单位对扩展为相当于第一时隙上的多个SC-FDMA符号的调制符号集进行DFT转换；通过使用第二码来扩展划分为相当于第二时隙的调制符号集，使得所划分的集相当于多个SC-FDMA符号；以SC-FDMA符号单位对扩展为相当于第二时隙上的多个SC-FDMA符号的调制符号集进行DFT转换；以及通过第一和第二时隙上的对应的SC-FDMA符号来发送DFT转换的信号，其中，第二码的长度根据用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目而变化。



1. 一种用于在无线通信系统中在用户设备 (UE) 处通过物理上行链路控制信道PUCCH来发送控制信息的方法,所述方法包括:

联合编码多个控制信息以生成 N_1 个调制符号,其中 N_1 是一个资源块RB中子载波数目的两倍;

划分所述 N_1 个调制符号,使得所述 N_1 个调制符号的连续 $N_1/2$ 个调制符号的第一集合对应于所述PUCCH的第一时隙,并且所述 N_1 个调制符号的连续 $N_1/2$ 个调制符号的第二集合对应于所述PUCCH的第二时隙;

在第一时隙通过单载波频分多址SC-FDMA符号的第一集合发送离散傅里叶变换的信号的第一集合,所述离散傅里叶变换的信号的第一集合的每个包括所述连续 $N_1/2$ 个调制符号的第一集合;以及

在第二时隙通过SC-FDMA符号的第二集合发送离散傅里叶变换的信号的第二集合,所述离散傅里叶变换的信号的第一集合的每个包括所述连续 $N_1/2$ 个调制符号的第二集合,

其中,所述SC-FDMA符号的第一集合被第一码覆盖,并且所述SC-FDMA符号的第二集合被第二码覆盖,并且

其中,所述第一码的长度是固定的,与用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目无关,以及所述第二码的长度根据用于所述PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目而变化。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,所述第二码的长度是 M ,并且当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 $N-1$ 时,所述第二码的长度是 $M-1$ 。

3. 根据权利要求2所述的方法,其中,在正常循环前缀CP的情况下, N 是14并且 M 是5,在扩展CP的情况下, N 是12并且 M 是5,并且 N 包括用于参考信号RS传输的SC-FDMA符号的数目。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中,当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,所述第二码从码集1中选择,并且

其中,当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 $N-1$ 时,所述第二码从码集2中选择;

正交码	
码集 1	码集 2
$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$
$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$
$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$	

5. 根据权利要求4所述的方法,其中,当用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,在所述第二时隙中通过其来发送离散傅里叶变换的信号的第二集合的所述SC-FDMA符号的索引在正常CP情况下是0、2、3、4和6,并且在扩展CP情况下是0、1、2、4和5,并且

其中,当用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的所述数目是 $N-1$ 时,在所述第二时隙中通过其来发送所述离散傅里叶变换的信号的第二集合的所述SC-FDMA符号的索引在正常CP情

况下是0、2、3和4,并且在扩展CP情况下是0、1、2和4。

6. 一种配置成在无线通信系统中通过PUCCH发送控制信息的用户设备UE,所述UE包括:
射频RF;以及
处理器,

其中,所述处理器被配置成:

联合编码多个控制信息以生成 N_1 个调制符号,其中 N_1 是一个资源块RB中子载波数目的两倍;

划分所述 N_1 个调制符号,使得所述 N_1 个调制符号的连续 $N_1/2$ 个调制符号的第一集合对应于所述PUCCH的第一时隙,并且所述 N_1 个调制符号的连续 $N_1/2$ 个调制符号的第二集合对应于所述PUCCH的第二时隙;

在第一时隙通过单载波频分多址SC-FDMA符号的第一集合发送离散傅里叶变换的信号的第一集合,所述离散傅里叶变换的信号的第一集合的每个包括所述连续 $N_1/2$ 个调制符号的第一集合;以及

在第二时隙通过SC-FDMA符号的第二集合发送离散傅里叶变换的信号的第二集合,所述离散傅里叶变换的信号的第一集合的每个包括所述连续 $N_1/2$ 个调制符号的第二集合,

其中,所述SC-FDMA符号的第一集合被第一码覆盖,并且所述SC-FDMA符号的第二集合被第二码覆盖,并且

其中,所述第一码的长度是固定的,与用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目无关,以及所述第二码的长度根据用于所述PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目而变化。

7. 根据权利要求6所述的UE,其中,当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,所述第二码的长度是 M ,并且当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 $N-1$ 时,所述第二码的长度是 $M-1$ 。

8. 根据权利要求7所述的UE,其中,在正常循环前缀CP的情况下, N 是14并且 M 是5,在扩展CP的情况下, N 是12并且 M 是5,并且 N 包括用于参考信号RS传输的SC-FDMA符号的数目。

9. 根据权利要求6所述的UE,其中,当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,所述第二码从码集1中选择,并且当用于所述PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 $N-1$ 时,所述第二码从码集2中选择,

正交码	
码集 1	码集 2
$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$
$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$
$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$	

10. 根据权利要求6所述的UE,其中,当用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 N 时,在所述第二时隙中通过其来发送所述第二集合的离散傅里叶变换的信号所述SC-FDMA符号的索引在正常CP情况下是0、2、3、4和6,并且在扩展CP情况下是0、1、2、4和5,并且

其中,当用于PUCCH传输的所述SC-FDMA符号的数目是 $N-1$ 时,在所述第二时隙中通过其

来发送所述第二集合的离散傅里叶变换的信号,所述SC-FDMA符号的索引在正常CP情况下是0、2、3和4,并且在扩展CP情况下是0、1、2和4。

在无线通信系统中发送控制信息的方法和设备

[0001] 本申请是2012年10月8日提交的国际申请日为2011年4月1日的申请号为201180018061.5 (PCT/KR2011/002275) 的,发明名称为“在无线通信系统中发送控制信息的方法和设备”专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种无线通信系统,并且更具体地,涉及一种用于发送控制信息的方法和设备。无线通信系统能够支持载波聚合(CA)。

背景技术

[0003] 在无线通信系统中已经进行了广泛的研究来提供包括语音和数据服务的各种类型的通信服务。一般而言,无线通信系统是通过在多个用户之间共享可用的系统资源(例如,带宽、发送功率等)来支持与多个用户的通信的多址系统。多址系统可以采用多址方案,诸如码分多址(CDMA)、频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)、正交频分多址(OFDMA)、单载波频分多址(SC-FDMA)等。

发明内容

[0004] 技术问题

[0005] 本发明的目的是提供一种用于在无线通信系统中有效地发送控制信息的方法和设备。本发明的另一目的是提供一种用于有效地发送控制信息的信道格式、信号处理方法以及设备。本发明的另一目的是提供一种用于有效地分配用于发送控制信息的资源的方法和设备。

[0006] 本领域的技术人员将了解的是,利用本发明能够实现的目的不限于已经在上文具体描述的,并且从结合附图的以下详细描述将更清楚地理解本发明能够实现的上述和其它目的。

[0007] 技术解决方案

[0008] 本发明的目的能够通过提供一种用于在无线通信系统中在用户设备(UE)处通过物理上行链路控制信道(PUCCH)来发送控制信息的方法来实现,该方法包括:划分用于控制信息的调制符号序列,使得所划分的序列对应于PUCCH上的两个时隙;使用第一码来扩展与第一时隙相对应的所划分的调制符号序列,使得该扩展的序列对应于多个单载波频分多址(SC-FDMA)符号;以SC-FDMA符号为基础,对扩展为对应于第一时隙中的多个SC-FDMA符号的调制符号序列进行离散傅里叶变换;使用第二码来扩展与第二时隙相对应的所划分的调制符号序列,使得该扩展的序列对应于多个SC-FDMA符号;以SC-FDMA符号为基础,对扩展为对应于第二时隙中的多个SC-FDMA符号的调制符号序列进行离散傅里叶变换;以及通过第一和第二时隙中的对应的SC-FDMA符号来发送离散傅里叶变换的信号,其中,第二码的长度根据用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目而变化。

[0009] 本发明的目的能够通过提供配置成在无线通信系统中通过PUCCH发送控制信息

的UE来实现,该UE包括:射频(RF);以及处理器,其中该处理器被配置成:划分用于控制信息的调制符号序列,使得所划分的序列对应于PUCCH上的两个时隙;使用第一码来扩展与第一时隙相对应的所划分的调制符号序列,使得该扩展的序列对应于多个单载波频分多址(SC-FDMA)符号;以SC-FDMA符号为基础,对扩展为对应于第一时隙中的多个SC-FDMA符号的调制符号序列进行离散傅里叶变换;使用第二码来扩展与第二时隙相对应的所划分的调制符号序列,使得该扩展的序列对应于多个SC-FDMA符号;以SC-FDMA符号为基础,对扩展为对应于第二时隙中的多个SC-FDMA符号的调制符号序列进行离散傅里叶变换;以及通过第一和第二时隙中的对应的SC-FDMA符号来发送离散傅里叶变换的信号,其中,第二码的长度根据用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目而变化。

[0010] 第一码的长度可以是固定的,而不管用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目如何。

[0011] 当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N时第二码的长度可以为M,并且当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N-1时第二码的长度可以为M-1。

[0012] 在正常循环前缀(CP)情况下N可以为12并且M可以为5,在扩展CP情况下N可以为10并且M可以为5,并且N可以包括用于参考信号(RS)传输的SC-FDMA符号的数目。

[0013] 当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N时第二码可以选自码集1,而当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N-1时第二码可以选自码集2,

		正交码			
		码集 1		码集 2	
[0014]		[1 1 1 1 1]		[+1 +1 +1 +1]	
		$[1 \quad e^{j2\pi/5} \quad e^{j4\pi/5} \quad e^{j6\pi/5} \quad e^{j8\pi/5}]$	$[+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1]$		
		$[1 \quad e^{j4\pi/5} \quad e^{j8\pi/5} \quad e^{j2\pi/5} \quad e^{j6\pi/5}]$	$[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1]$		
		$[1 \quad e^{j6\pi/5} \quad e^{j2\pi/5} \quad e^{j8\pi/5} \quad e^{j4\pi/5}]$	$[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1]$		
		$[1 \quad e^{j8\pi/5} \quad e^{j6\pi/5} \quad e^{j4\pi/5} \quad e^{j2\pi/5}]$			

[0015] 当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N时,在第二时隙中通过其来发送离散傅里叶变换的信号的SC-FDMA符号的索引在正常CP情况下可以为0、2、3、4和6并且在扩展CP情况下为0、1、2、4和5,而当用于PUCCH传输的SC-FDMA符号的数目为N-1时,在第二时隙中通过其来发送离散傅里叶变换的信号的SC-FDMA符号的索引在正常CP情况下可以为0、2、3和4并且在扩展CP情况下为0、1、2和4。

[0016] 有利的效果

[0017] 根据本发明的实施例,能够在无线通信系统中有效地发送控制信息。此外,能够提供用于有效地发送控制信息的信道格式和信号处理方法。此外,能够有效地分配用于控制信息传输的资源。

[0018] 本领域的技术人员将了解的是,能够使用本发明实现的效果不限于在上文已经具体描述的,并且从结合附图的以下详细描述将更清楚地理解本发明的这些和其它优点。

附图说明

[0019] 被包括以提供对本发明的进一步理解并且被并入且构成本申请的一部分的附图

示出了本发明的一个或多个实施例,并且与说明一起用于解释本发明的原理。在附图中:

[0020] 图1图示了在无线通信系统之一的3GPP LTE系统中使用的物理信道和使用该物理信道的一般信号传输方法;

[0021] 图2图示了上行链路信号处理过程;

[0022] 图3图示了下行链路信号处理过程;

[0023] 图4图示了SC-FDMA和OFDMA方案;

[0024] 图5图示了频域中的信号映射方案,其满足单载波属性;

[0025] 图6图示了将DFT处理输出采样映射到分簇SC-FDMA中的单载波的信号处理过程;

[0026] 图7和8图示了将DFT处理输出采样映射到分簇SC-FDMA中的多个载波的信号处理过程;

[0027] 图9图示了在分段的SC-FDMA中的信号处理过程;

[0028] 图10图示了上行链路子帧结构;

[0029] 图11图示了用于在上行链路上发送参考信号(RS)的信号处理过程;

[0030] 图12图示了用于PUSCH的解调参考信号(DMRS)结构;

[0031] 图13和14图示了PUCCH格式1a和1b的时隙级结构;

[0032] 图15和16图示了PUCCH格式2/2a/2b的时隙级结构;

[0033] 图17图示了用于PUCCH格式1a和1b的ACK/NACK信道化;

[0034] 图18图示了用于同一PRB中的PUCCH格式1/1a/1b和2/2a/2b 的混合结构的信道化;

[0035] 图19图示了用于PUCCH传输的PRB分配;

[0036] 图20图示了在基站(BS)中的下行链路分量载波的管理的概念;

[0037] 图21图示了在用户设备(UE)中的上行链路分量载波的管理的概念;

[0038] 图22图示了在BS中通过一个MAC层的多载波的管理的概念;

[0039] 图23图示了在UE中通过一个MAC层的多载波的管理的概念;

[0040] 图24图示了在BS中通过多个MAC层的多载波的管理的概念;

[0041] 图25图示了在UE中通过多个MAC层的多载波的管理的概念;

[0042] 图26图示了在BS中通过多个MAC层的多载波的管理的概念;

[0043] 图27图示了在UE的接收机处通过一个或多个MAC层的多载波的管理的概念;

[0044] 图28图示了其中多个DL CC被链接到一个UL CC的非对称载波聚合;

[0045] 图29和30图示了根据本发明的实施例的PUCCH格式和用于该 PUCCH格式的信号处理过程;

[0046] 图31至34图示了根据本发明的另一实施例的PUCCH格式和用于该PUCCH格式的信号处理过程;

[0047] 图35至42图示了根据本发明的实施例的PUCCH资源;

[0048] 图43图示了根据本发明的实施例的PUCCH格式和用于该PUCCH 格式的信号处理过程;

[0049] 图44图示了根据本发明的另一实施例的同时发送第一UCI和第二 UCI的方案;

[0050] 图45至48图示了根据本发明的实施例的支持新PUCCH格式和 SRS的同时传输的方案;

[0051] 图49至62图示了根据本发明的实施例的使用PUCCH格式2发送UCI的示例性方案；以及

[0052] 图63图示了适用于本发明的BS和UE的配置。

具体实施方式

[0053] 本发明的实施例适用于各种无线接入技术，诸如码分多址 (CDMA)、频分多址 (FDMA)、时分多址 (TDMA)、正交频分多址 (OFDMA)、单载波频分多址 (SC-FDMA) 等。CDMA可以被实现为诸如通用陆地无线接入 (UTRA) 或CDMA 2000的无线技术。TDMA可以被实现为诸如全球移动通信系统 (GSM) /通用分组无线业务 (GPRS) /增强数据速率GSM演进 (EDGE) 的无线技术。OFDMA 可以被实现为诸如电气和电子工程师协会 (IEEE) 802.11 (无线保真 (Wi-Fi))、IEEE 802.16 (全球微波互联接入 (WiMAX))、IEEE 802.20、演进的UTRA (E-UTRA) 的无线技术。UTRA是通用移动通信系统 (UMTS) 的一部分。第三代合作伙伴计划 (3GPP) 长期演进 (LTE) 是使用E-UTRA的演进UMTS (E-UMTS) 的一部分。高级LTE (LTE-A) 是3GPP LTE的演进。虽然为了清楚描述而以3GPP LTE/LTE-A为中心给出了以下描述，但是这仅仅是示例性的并且因此不应该被解释为限制本发明。

[0054] 在无线通信系统中，UE通过下行链路从BS接收信息并且通过上行链路将信息发送到BS。在BS与UE之间发送和接收的信息包括数据和各种类型的控制信息。根据在BS与UE之间发送和接收的信息的类型/用途而存在各种物理信道。

[0055] 图1图示了在3GPP LTE系统中使用的物理信道和使用该物理信道的信号传输方法。

[0056] 当接通电源或者当UE最初进入小区时，在步骤S101中UE执行包括与BS的同步的初始小区搜索。对于初始小区搜索，UE可以通过从BS接收主同步信道 (P-SCH) 和辅助同步信道 (S-SCH) 来与BS 同步并且获取诸如小区标识符 (ID) 的信息。然后，UE可以在物理广播信道上从小区接收广播信息。同时，UE可以通过在初始小区搜索期间接收下行链路参考信号 (DL RS) 来检查下行链路信道状态。

[0057] 在初始小区搜索之后，在步骤S102中UE可以通过接收物理下行链路控制信道 (PDCCH) 并且基于PDCCH的信息接收物理下行链路共享信道 (PDSCH) 来获取更多的特定系统信息。

[0058] 在步骤S103至S106中，UE可以执行随机接入过程以接入BS。对于随机接入，UE可以在物理随机接入信道 (PRACH) 上将前导发送到BS (S103) 并且在PDCCH和与该PDCCH相对应的PDSCH上接收对于前导的响应消息 (S104)。在基于竞争的随机接入的情况下，UE 可以通过进一步发送PRACH (S105) 并且接收PDCCH和与该PDCCH 相对应的PDSCH (S106) 来执行竞争解决过程。

[0059] 在前述过程之后，UE可以接收PDCCH/PDSCH (S107) 并且发送物理上行链路共享信道 (PUSCH) /物理上行链路控制信道 (PUCCH) (S108)，作为一般的下行链路/上行链路信号传输过程。在这里，从 UE发送到BS的控制信息被称作上行链路控制信息 (UCI)。UCI可以包括混合自动重传和请求肯定应答/否定ACK (HARQ ACK/NACK) 信号、调度请求 (SR)、信道质量指示符 (CQI)、预编码矩阵索引 (PMI)、秩指示 (RI) 等。虽然通常通过PUCCH发送UCI，但是当控制信息和业务数据需要同时发送时，可以通过PUSCH来发送UCI。可以应网络的请求/指

示而通过PUSCH不定期地发送UCI。

[0060] 图2图示了UE通过其发送上行链路信号的信号处理过程。

[0061] 为了发送上行链路信号,UE的加扰模块201可以使用UE专用加扰信号来对上行链路信号加扰。经加扰的信号被输出到调制映射器 202,在调制映射器202中根据信号类型和/或信道状态而使用二进制相移键控(BPSK)、四相相移键控(QPSK)或16-正交幅度调制(QAM) /64-QAM将经加扰的信号调制成复符号。经调制的复符号通过变换预编码器203处理,并且然后应用于资源单元映射器204。资源单元映射器204可以将复符号映射到时频资源元素。可以使以这种方式处理的信号经历SC-FDMA信号生成器205并且通过天线发送到BS。

[0062] 图3图示了BS通过其发送下行链路信号的信号处理过程。

[0063] 在3GPP LTE系统中,BS可以在下行链路上发送一个或多个码字。如在图2中所示出的上行链路中,码字可以通过加扰模块301和调制映射器302而被处理成复符号。然后,复符号通过层映射器303而被映射到多个层。层可以在预编码模块304中乘以预编码矩阵,并且分配到传输天线。用于各个天线的经处理的信号可以通过资源单元映射器305而被映射到时频资源元素并且经历OFDM信号生成器306以通过天线发送。

[0064] 与BS发送下行链路信号的情况相比,当UE在无线通信系统中发送上行链路信号时,峰均功率比(PAPR)变成了问题。因此,上行链路信号传输使用SC-FDMA,而下行链路信号传输使用OFDMA,如上文中参考图2和3所描述的。

[0065] 图4图示了SC-FDMA和OFDMA方案。3GPP系统在下行链路中采用OFDMA而在上行链路中使用SC-FDMA。

[0066] 参考图4,用于发送上行链路信号的UE和用于发送下行链路信号的BS两者都包括串行到并行转换器401、子载波映射器403、M点IDFT 模块404以及循环前缀(CP)添加器406。用于根据SC-FDMA发送信号的UE另外包括N点DFT模块402。N点DFT模块402偏移M点IDFT 模块404的IDFT效果中的一些,使得发送的信号具有单载波属性。

[0067] 图5图示了频域中的信号映射方案,其满足单载波属性。图5(a) 图示了局部的映射方案而图5B图示了分布式的映射方案。

[0068] 现将描述作为SC-FDMA的修改版本的分簇SC-FDMA。在子载波映射处理中分簇SC-FDMA将DFT处理输出采样划分成子组,并且离散地将子组映射到频域(或子载波域)。

[0069] 图6图示了用于将DFT处理输出采样映射到分簇SC-FDMA中的单载波的信号处理过程。图7和8图示了用于将DFT处理输出采样映射到分簇SC-FDMA中的多个载波的信号处理过程。图6示出了载波内分簇SC-FDMA的应用的示例,而图7和8示出了载波间分簇SC-FDMA 的应用的示例。图7图示了当设置相邻分量载波之间的子载波间隔,同时在频域中连续地分配分量载波时,通过单个IFFT块生成信号的情况。图8示出了当在频域中不连续地分配分量载波时,通过多个IFFT 块生成信号的情况。

[0070] 图9图示了在分段的SC-FDMA中的信号处理过程。

[0071] 当DFT块的数目等于IFFT块的数目并且因此DFT块和IFFT块是一一对应的对应时,分段的SC-FDMA是常规SC-FDMA的DFT扩展和IFFT子载波映射结构的简单延伸。虽然在此采用了术语“分段的 SC-FDMA”,但是其还可以被称作 $N \times$ SC-FDMA或 $N \times$ DFT扩展的 OFDMA ($N \times$ DFT-s-OFDMA)。参考图9,分段的SC-FDMA特征在于总的时域调制符号被划分成N个组(N是大于1

的整数)并且以逐个组为基础执行DFT处理以减轻单载波属性约束。

[0072] 图10图示了上行链路子帧结构。

[0073] 参考图10,上行链路子帧包括多个时隙(例如,两个时隙)。根据CP长度,时隙可以包括不同数目的SC-FDMA符号。例如,在正常 CP的情况下时隙可以包括7个SC-FDMA符号。上行链路子帧被划分成数据区和控制区。数据区包括PUSCH并且被用来发送诸如语音的数据信号。控制区包括PUCCH并且被用来发送上行链路控制信息。PUCCH包括位于频域中的数据区的两端的RB对(例如在频率镜像的位置中的7个RB对,并且 $m=0,1,2,3,4$)并且基于时隙跳跃。上行链路控制信息(UCI)包括HARQ ACK/NACK、CQI、PMI、RI等。

[0074] 图11图示了用于在上行链路上发送参考信号(RS)的信号处理过程。虽然将数据通过DFT预编码器转换成频域信号、频率映射、并且然后通过IFFT发送,但是RS不通过DFT预编码器。具体地,在频域中生成的RS序列(S11)顺序地经历局部映射(S12)、IFFT(S13)以及CP附加(S14)来被发送。

[0075] RS序列 $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 通过基本序列的循环移位 α 来定义并且可以通过等式1来表示。

[0076] [等式1]

$$[0077] \quad r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

[0078] 在这里, $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ 表示RS序列的长度, N_{sc}^{RB} 表示以子载波为基础的资源块大小, $1 \leq m \leq N_{RB}^{max,UL}$,并且 $N_{RB}^{max,UL}$ 表示最大上行链路传输带宽。

[0079] 基本序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 被划分成若干组。 $u \in \{0,1,\dots,29\}$ 表示组号并且 v 对应于对应组中的基本序列号。每个组都包括具有 $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ($1 \leq m \leq 5$)的长度的一个基本序列($v=0$)和具有 $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ($6 \leq m \leq N_{RB}^{max,UL}$)的长度的两个基本序列($v=0,1$)。对应组中的序列组号 u 和基本序列号 v 可以随着时间而变化。根据序列长度 M_{sc}^{RS} 来定义基本序列 $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ 。

[0080] 可以如下定义具有比 $3N_{sc}^{RB}$ 长的长度的基本序列。

[0081] 对于 $M_{sc}^{RS} \geq 3N_{sc}^{RB}$,基本序列 $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ 通过以下等式2来给出。

[0082] [等式2]

$$[0083] \quad \bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{zc}^{RS}), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

[0084] 在这里,可以通过以下等式3来定义 q 次方根Zadoff-Chu序列。

[0085] [等式3]

$$[0086] \quad x_q(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{N_{zc}^{RS}}}, \quad 0 \leq m \leq N_{zc}^{RS} - 1$$

[0087] 在这里, q 满足以下等式4。

[0088] [等式4]

$$[0089] \quad q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}$$

$$[0090] \quad \bar{q} = N_{zc}^{RS} \cdot (u+1)/31$$

[0091] Zadoff-Chu的长度 N_{ZC}^{RS} 通过最大的素数给出,并且因此满足 $N_{ZC}^{RS} < M_{sc}^{RS}$ 。

[0092] 可以如下定义具有小于 $3N_{sc}^{RB}$ 的长度的基本序列。对于 $M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB}$ 和 $M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$, 通过以下等式5来给出基本序列。

[0093] $\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\pi/4}, 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS} - 1$

[0094] 在这里,对于 $M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB}$ 和 $M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$, $\varphi(n)$ 分别如表1和表2中所示地给出。

[0095] [表1]

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

[0097] [表2]

[0098]

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(23)$																							
0	-1	3	1	3	3	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	1	3	3	3	3	1	3
1	-3	3	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	1	3	1	1	3	3	3	1	3	1	1	3
2	3	1	3	3	1	1	3	3	3	3	3	1	1	3	1	1	1	1	3	1	1	1	3	3
3	-1	3	1	1	3	3	1	1	3	1	1	1	3	1	3	1	1	3	1	1	3	1	3	1
4	-1	1	1	3	3	1	1	1	3	3	1	3	1	1	1	3	1	1	3	3	1	3	1	1
5	-3	1	1	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	1	1	3	1	3	3	3	3	3	3	1
6	1	1	1	1	3	3	3	3	3	1	1	1	1	1	1	1	1	3	1	1	1	3	1	3
7	-3	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	3	1	1	1	3	1	1	1	3	3	1	1	1
8	-3	1	3	3	1	1	3	3	3	3	1	1	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3
9	1	1	3	3	3	1	3	1	3	3	3	3	3	3	1	1	1	3	1	1	1	1	3	1
10	-1	1	3	3	3	1	3	1	1	3	3	3	1	3	3	1	1	1	3	3	1	1	1	3
11	1	3	3	3	3	1	3	1	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	3	3	1	1	3
12	1	3	3	1	1	1	1	1	1	3	3	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3	1
13	3	1	1	1	1	3	1	3	3	1	1	1	3	3	3	1	1	1	3	1	3	1	3	3
14	-3	3	3	1	3	1	3	3	1	3	1	1	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3
15	-1	1	1	3	1	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3	3	1	1	3	3	3	1
16	-1	3	3	1	1	1	1	1	1	3	3	1	3	3	1	1	1	3	1	3	1	1	3	1
17	1	3	1	3	3	1	3	1	1	3	3	3	3	1	1	1	3	1	3	1	3	1	1	1
18	1	1	1	1	1	1	3	1	3	1	1	3	3	1	3	1	1	1	3	3	3	1	1	3
19	1	3	3	1	1	3	3	1	3	3	3	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	3
20	-1	3	3	3	3	3	1	1	3	1	3	3	1	3	3	1	3	1	1	1	3	3	1	1
21	-3	3	1	1	1	1	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	3	3	3	1	1	3
22	-3	1	3	3	1	1	3	1	3	3	3	3	3	3	1	1	3	1	3	1	3	3	1	3

[0099]

[0100]

23	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
	-1	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3	1	3	1	3	3	3	3	1	1	3	3
24	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	1	1	3	3	1	3	3	3	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	1	1	3	1	3
25	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	1	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	1	1	3	3	1	1
26	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	-3	1	1	3	1	1	3	1	1	3	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	3	1	1	1
27	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	-1	3	3	3	1	1	3	1	3	1	1	1	3	1	3	3	1	3	3	1	3	1	3	1
28	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	-1	3	1	1	1	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	3	1	1	1	3	1	1
29	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
	1	1	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3	1	1	3	1	3	3	3	1	1	1	1	3

[0101] 现在将描述RS跳跃。

[0102] 在时隙 n_s 中的序列组号 u 可以根据等式6通过组跳跃图案 $f_{gh}(n_s)$ 和序列移位图案 f_{ss} 来定义。

[0103] [等式6]

[0104] $u = (f_{gh}(n_s) + f_{ss}) \bmod 30$

[0105] 在这里, mod表示模运算。

[0106] 存在17种不同的跳跃图案和30种不同的序列移位图案。序列组跳跃可以借助启用组跳跃并且由更高的层来提供的参数来启用或禁用。

[0107] PUCCH和PUSCH具有相同的跳跃图案但是可以具有不同的序列移位图案。

[0108] 对于PUSCH和PUCCH而言组跳跃图案 $f_{gh}(n_s)$ 是相同的并且由以下等式7来给出。

[0109] [等式7]

[0110]
$$f_{gh}(n_s) = \begin{cases} 0 & \text{如果禁用组跳跃} \\ \left(\sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i \right) \bmod 30 & \text{如果启用组跳跃} \end{cases}$$

[0111] 在这里, $c(i)$ 对应于伪随机序列并且该伪随机序列生成器可以在每个无线电帧的

开始利用 $c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor$ 来初始化。

[0112] 序列移位图案 f_{ss} 在PUCCH与PUSCH之间不同。

[0113] 对于PUCCH, 序列移位图案 f_{ss}^{PUCCH} 通过 $f_{ss}^{PUCCH} = N_{ID}^{cell} \bmod 30$ 来给出。对于PUSCH, 序

列移位图案 f_{ss}^{PUSCH} 由 $f_{ss}^{PUSCH} = (f_{ss}^{PUCCH} + \Delta_{ss}) \bmod 30$ 来给出。 $\Delta_{ss} \in \{0, 1, \dots, 29\}$ 由更高的层来配置。

[0114] 现将描述序列跳跃。

[0115] 序列跳跃仅适用于于长度 $M_{sc}^{RS} \geq 6N_{sc}^{RB}$ 的参考信号。

[0116] 对于长度 $M_{sc}^{RS} < 6N_{sc}^{RB}$ 的参考信号, 在基本序列组内的基本序列号 v 由 $v=0$ 来给出。

[0117] 对于长度 $M_{sc}^{RS} \geq 6N_{sc}^{RB}$ 的参考信号, 时隙 n_s 中的基本序列组内的基本序列号 v 通过以下等式8来给出。

[0118] [等式8]

$$[0119] \quad v = \begin{cases} c(n_s) & \text{如果禁用组跳跃并且启用序列跳跃} \\ 0 & \text{否则} \end{cases}$$

[0120] 在这里, $c(i)$ 与伪随机序列和由更高层提供并且启用序列跳跃的参数相对应, 确定序列跳跃是否被启用。伪随机序列生成器可以在每个无线电帧的开始处利用

$$c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{ss}^{PUSCH}$$
 来初始化。

[0121] 如下确定用于PUCCH的参考信号。

[0122] 用于PUSCH的参考信号序列 $r^{PUSCH}(\cdot)$ 由 $r^{PUSCH}(m \cdot M_{sc}^{RS} + n) = r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 来定

义, 其中 $m = 0, 1$
 $n = 0, \dots, M_{sc}^{RS} - 1$ 并且 $M_{sc}^{RS} = M_{sc}^{PUSCH}$

[0123] 在一个时隙中, 循环移位由 $\alpha = 2n_{es}/12$ 和 $n_{cs} = (n_{DMRS}^{(1)} + n_{DMRS}^{(2)} + n_{PRS}(n_s)) \bmod 12$ 来给出。

[0124] 在这里, $n_{DMRS}^{(1)}$ 是广播值, $n_{DMRS}^{(2)}$ 由上行链路调度分配来给出, 并且 $n_{PRS}(n_s)$ 是小区专用循环移位值。 $n_{PRS}(n_s)$ 随着时隙号 n_s 而改变并且由 $n_{PRS}(n_s) = \sum_{i=0}^7 c(8 \cdot n_s + i) \cdot 2^i$ 给出。

[0125] 在这里, $c(i)$ 表示伪随机序列并且是小区专用值。伪随机序列生成器可以在每个

无线电帧的开始利用 $c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{ss}^{PUSCH}$ 来初使化。

[0126] 表3示出了在下行链路控制信息 (DCI) 格式0中的循环移位字段和 $n_{DMRS}^{(2)}$ 。

[0127] [表3]

DCI格式0中的循环移位字段	$n_{DMRS}^{(2)}$
000	0
001	2
010	3
011	4
100	6
101	8
110	9
111	10

[0128]

[0129] 现将描述用于PUSCH中的上行链路RS的物理映射方法。

[0130] 序列与幅度比例因子 β_{PUSCH} 相乘并且被映射到与用于以 $r^{\text{PUSCH}}(0)$ 开始的序列中的对应的PUSCH的相同的物理资源块 (PRB) 集。在子帧中到资源元素 (k, l) 的映射将是首先是k然后是时隙号的递增次序, 资源元素 (k, l) 中对于正常的CP $l=3$ 而对于扩展的CP $l=2$ 。

[0131] 总之, ZC序列与用于长度 $3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 或更大的循环延伸一起使用, 而计算机生成的序列被用于小于 $3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的长度。循环移位根据小区专用循环移位、UE专用循环移位以及跳跃图案来确定。

[0132] 图12a示出了在正常的CP的情况下用于PUSCH的DMRS结构, 而图12b示出了在扩展的CP的情况下用于PUSCH的DMRS结构。DMRS在图12a中通过第四和第十一SC-FDMA符号来发送, 而在图 12b通过第三和第九SC-FDMA符号来发送。

[0133] 图13至16图示了PUCCH格式的时隙级结构。PUCCH具有以下格式以便于发送控制信息。

[0134] (1) 格式1: 开关键控 (OOK) 调制, 用于调度请求 (SR)。

[0135] (2) 格式1a和1b: 用于ACK/NACK传输。

[0136] 1) 格式1a: 对于一个码字, BPSK ACK/NACK

[0137] 2) 格式1b: 对于两个码字, QPSK ACK/NACK

[0138] (3) 格式2: QPSK调制, 用于CQI传输。

[0139] (4) 格式2a和2b: 用于CQI和ACK/NACK的同时传输

[0140] 表4示出了根据PUCCH格式和每子帧的比特数目的调制方案。表5示出了根据PUCCH格式的每时隙的RS数目, 而表6示出了根据 PUCCH格式在RS中的SC-FDMA符号位置。在表4中, PUCCH格式 2a和2b对应于正常的CP。

[0141] [表4]

[0142]

PUCCH格式	调制方案	每子帧的比特数目 (M _{bit})
1	N/A	N/A
1a	BPSK	1
1b	QPSK	2
2	QPSK	20
2a	QPSK+BPSK	21
2b	QPSK+BPSK	22

[0143] [表5]

[0144]

PUCCH格式	正常的CP	扩展的CP
1、1a、1b	3	2
2	2	1
2a、2b	2	N/A

[0145] [表6]

	PUCCH 格式	RS 中的 SC-FDMA 符号位置	
		正常的 CP	扩展的 CP
[0146]	1、 1a、 1b	2、 3、 4	2、 3
	2、 2a、 2b	1、 5	3

[0147] 图13图示了在正常的CP的情况下PUCCH格式1a和1b,而图 14图示了在扩展的CP的情况下PUCCH格式1a和1b。在PUCCH格式1a和1b中,相同的控制信息以逐个时隙为基础以子帧重复。分别通过由计算机生成的恒幅零自相关 (CG-CAZAC) 序列的不同的循环移位 (CS) (频域码) 和正交覆盖码 (OC或OCC) (时域扩展码) 组成的不同的资源,从UE发送ACK/NACK信号。例如OC包括Walsh/DFT 正交码。如果CS的数目是6而OC的数目是3,则总共18个UE可以以单个天线为基础在相同的物理资源块 (PRB) 中复用。正交序列 w_0 、 w_1 、 w_2 、 w_3 可以被应用于任意的时域中 (在FFT之后) 或者在任意的频域内 (在FFT之前)。

[0148] 由CS、OC以及PRB组成的ACK/NACK资源可以通过用于SR 和持续调度的无线资源控制 (PRC) 而给予UE。可以通过与用于动态 ACK/NACK和非持续调度的PDSCH相对应的PUCCH的最低CCE索引隐式地提供给UEACK/NACK资源。

[0149] 图15图示了在正常的CP的情况下PUCCH格式2/2a/2b,而图16 图示了在扩展的CP的情况下PUCCH格式2/2a/2b。参考图15和16,在正常的CP的情况下,一个子帧除了RS符号之外还包括10个QPSK 数据符号。QPSK符号中的每一个根据CS在频域中扩展并且然后被映射到对应的SC-FDMA符号。可以应用SC-FDMA符号级CS跳跃以使小区间干扰随机化。可以使用CS根据CDM复用RS。例如,如果可用的CS的数目是12或6,则12或6个UE可以在相同的PRB中复用。也就是说,能够以PUCCH格式1/1a/1b和2/2a/2b,根据CS+OC+PRB 和CS+PRB来复用多个UE。

[0150] 表7和表8中示出了用于PUCCH格式1/1a/1b的具有长度4和长度3的正交序列。

[0151] [表7]

[0152] 用于PUCCH格式1/1a/1b的长度4的正交序列

序列索引 $n_{oc}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$
[0153] 0	[+1 +1 +1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]
2	[+1 -1 -1 +1]

[0154] [表8]

[0155] 用于PUCCH格式1/1a/1b的长度3的正交序列

序列索引 $n_{oc}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$
[0156] 0	[1 1 1]
1	$[1 \quad e^{j2\pi/3} \quad e^{j4\pi/3}]$
2	$[1 \quad e^{j4\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}]$

[0157] 表9中示出了以PUCCH格式1/1a/1b用于RS的正交序列。

[0158] [表9]

[0159] 1a和1b

序列索引 $\bar{r}_{oc}(r_s)$	正常的循环前缀	扩展的循环前缀
0	[1 1 1]	[1 1]
[0160] 1	$[1 \ e^{j2\pi f\beta} \ e^{j4\pi f\beta}]$	[1 -1]
2	$[1 \ e^{j4\pi f\beta} \ e^{j2\pi f\beta}]$	N/A

[0161] 图17图示了用于PUCCH格式1a和1b的ACK/NACK信道化。图17对应于 $\Delta_{shift}^{PUCCH} = 2$ 的情况。

[0162] 图18图示了对于在同一PRB中的PUCCH格式1/1a/1b和2/2a/2b 的混合结构的信道化。

[0163] 可以如下应用CS跳跃和OC重新映射。

[0164] (1) 基于符号的小区专用CS跳跃,用于小区间干扰的随机化

[0165] (2) 时隙级CS/OC重新映射

[0166] 1) 用于小区间干扰随机化

[0167] 2) 用于ACK/NACK信道与资源(K)之间的映射的基于时隙的接入

[0168] 用于PUCCH格式1/1a/1b的资源 n_r 包括以下组合。

[0169] (1) CS (对应于在符号级的DFT正交码) n_{cs}

[0170] (2) OC (在时隙级的正交码) n_{oc}

[0171] (3) 频率资源块 (RB) n_{rb}

[0172] 当指示CS、OC以及RB的索引分别是 n_{cs} 、 n_{oc} 以及 n_{rb} 时,代表性的索引 n_r 包括 n_{cs} 、 n_{oc} 以及 n_{rb} 。在这里, n_r 满足 $n_r = (n_{cs}, n_{oc}, n_{rb})$ 。

[0173] CQI、PMI、RI以及CQI和ACK/NACK的组合可以通过PUCCH 格式2/2a/2b来发送。在这种情况下,雷德-米勒(Reed-Muller(RM)) 信道编码是可适用的。

[0174] 例如,在LTE系统中用于UL CQI的信道编码描述如下。使用RM 码(20,A)对比特序列 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ 进行信道编码。表10示出了用于码(20,A)的基本序列。在这里, a_0 和 a_{A-1} 表示最高位比特(MSB) 和最低位比特(LSB)。在扩展的CP的情况下,在除了CQI和 ACK/NACK被同时地发送的情况之外的情况下,信息比特的最大数目是11。UL CQI可以在使用RM 码编码成20比特之后经历QPSK调制。经编码的比特在经历QPSK调制之前可以被加扰。

[0175] [表10]

[0176]

I	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1

4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

[0177] 信道编码的比特 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ 可以根据等式9来生成。

[0178] [等式9]

[0179]
$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2$$

[0180] 在这里, $i=0, 1, 2, \dots, B-1$ 。

[0181] 表11示出了用于宽带报告(单个天线端口、发送分集或开环空间复用PDSCH) CQI反馈的上行链路控制信息(UCI)字段。

[0182] [表11]

[0183]

字段	带宽
宽带CQI	4

[0184] 表12示出了用于宽带CQI和PMI反馈的UCI字段。这个字段报告闭环空间复用PDSCH传输。

[0185] [表12]

[0186]

字段	频带			
	2个天线端口		4个天线端口	
	秩=1	秩=2	秩=1	秩>1
宽带CQI	4	4	4	4
空间差异CQI	0	3	0	3
PMI(预编码矩阵索引)	2	1	4	4

[0187] 表13示出了用于宽带报告的RI反馈的UCI字段。

[0188] [表13]

[0189] 字段	比特宽度		
	2个天线端口	4个天线端口	
		最多2个层	最多4个层
RI (秩指示)	1	1	2

[0190] 图19图示了PRB分配。如图19中所示的,PRB可以被用于时隙 n_s 中的PUCCH传输。

[0191] 多载波系统或载波聚合系统意指使用具有比目标带宽窄的带宽的多个载波的聚合用于支持宽带的系统。当具有比目标带宽窄的带宽的多个载波被聚合时,被聚合的载波的带宽可以被限制于在现在系统中使用的带宽以便与现有的系统后向兼容性。例如,LTE系统支持 1.4MHz、3MHz、5MHz、10MHz、15MHz以及20MHz的带宽,并且从LTE系统演进的LTE-A系统能够使用由LTE系统支持的带宽来支持比20MHz宽的带宽。或者,可以定义新的带宽来支持载波聚合,无论在现有系统中使用的带宽如何。术语“多载波”能够与载波聚合和带宽聚合一起使用。载波聚合包括连续的载波聚合和非连续的载波聚合两者。

[0192] 图20图示了在BS中下行链路分量载波的管理的概念,而图21 图示了在UE中上行链路分量载波的管理的概念。为了方便,在以下描述中更高的层被简单地称为MAC层。

[0193] 图22图示了在BS中通过一个MAC层的多载波的管理的概念,而图23图示了在UE中通过MAC层的多载波的管理的概念。

[0194] 参考图22和23,一个MAC层管理和操作于发送和接收的一个或多个频率载波。在这种情况下,资源管理是灵活的,因为由一个MAC 层管理的频率载波不必是连续的。在图22和23中,一个PHY层对应于一个分量载波。在这里,一个PHY层不必意指独立的射频(RF)装置。虽然通常一个独立的RF装置意指一个PHY层,但是一个RF装置不限于此并且可以包括多个PHY层。

[0195] 图24图示了在BS中通过多个MAC层的多载波的管理的概念,而图25图示了在UE中通过多个MAC层的多载波的管理的概念。图26图示了在BS中通过多个MAC层的多载波的管理的概念,而图27图示了在UE中通过一个或多个MAC层的多载波的管理的概念。

[0196] 区别于图22和23中所示的结构,可以通过多个MAC层来控制多个载波,如图24至27所示。

[0197] 多个MAC层可以一对一地控制多个载波,如图24和25中所示。参考图26和27,MAC层可以一对一地控制一些载波并且一个MAC 层可以控制其它载波。

[0198] 上述系统包括为连续的或非连接的一至N个载波。这可以应用于上行链路和下行链路两者。TDD系统被配置成使得操作N个载波用于下行链路传输和上行链路传输,并且FDD系统被配置成使得多个载波被分别用于上行链路和下行链路。FDD系统可以支持非对称载波聚合,其中聚合的载波的数目和/或载波带宽在上行链路和下行链路之间是不同的。

[0199] 当在上行链路中聚合的分量载波的数目等于下行链路中的数目时,能够将所有的分量载波配置成使得他们与现有的系统兼容。然而,本发明不排除不考虑兼容性的分量载波。

[0200] 虽然在当使用下行链路分量载波#0来发送PDCCH时,通过下行链路分量载波#0来发送与该PDCCH相对应的PDSCH的假设下进行以下描述,但是显而易见的是可以使用交叉载波调度通过不同的下行链路分量载波来发送PDSCH。术语“分量载波”能够使用等同意义的术语(例如小区)来代替。

[0201] 图28图示了在支持载波聚合的无线通信系统中发送UCI的场景。这个场景基于UCI是ACK/NACK(A/N)的假定。然而,这是示例性的,并且UCI可以包括诸如信道状态信息(例如CQI、PMI、RI等)和调度请求信息(例如SR)的控制信息。

[0202] 图28图示了其中5个DL CC被链接到一个UL CC的非对称载波聚合。这个非对称载波聚合可以从UCI传输的角度来设置。也就是说,用于UCI的DL CC-UL CC链接和用于数据的DL CC-UL CC链接可以彼此不同。当假定一个DL CC能够发送最多两个码字时,需要至少两个UL ACK/NACK比特。在这种情况下,对于使用一个UL CC发送通过5个DL CC接收到的用于数据的ACK/NACK信息,至少需要10个ACK/NACK比特。如果对于每个DL CC还支持DTX状态,则对于ACK/NACK传输需要至少12个比特($=5^5=3125=11.6$ 比特)。常规的PUCCH格式1a/1b能够发送具有最多2个比特的ACK/NACK信息,并且因此其不能发送具有增加数目的比特的ACK/NACK信息。虽然已经描述了载波聚合增加了UCI的数量,但是TDD系统和中继系统中的天线数目的增加、回程子帧的存在等可能引起UCI的数量的增加。类似于ACK/NACK信息,当通过一个UL CC发送与多个DL CC有关的控制信息时,控制信息的数量增加。例如,当与多个DL CC有关的CQI/PMI/RI被发送时,CQI有效载荷可能增加。DL CC和UL CC还可以分别被称作DL小区和UL小区,并且锚DL CC和锚UL CC可以分别被称作DL主小区(PCell)和UL PCell

[0203] DL主CC可以被定义为与UL主CC链接的DL CC。在这里,链接包括隐式的链接和显式的链接两者。在LTE中,一个DL CC和一个UL CC被唯一地配对。例如,根据LTE配对与UL主CC链接的DL CC能够被称作DL主CC。这可以被认为隐式链接。显式链接意指网络提前配置链接并且其可以通过RRC用信号发送。在显式链接中,与UL主CC配对的DL CC可以被称作DL主CC。在这里,UL主(锚)CC可以是承载PUCCH的UL CC。否则,UL主CC可以通过PUCCH或PUSCH承载UCI的UL CC。DL主CC可以通过更高层信令来配置。DL主CC可以是UE通过其执行初始接入的DL CC。除了DL主CC之外的DL CC可以被称作DL辅助CC。同样地,除了UL主CC之外的UL CC可以被称作UL辅助CC。

[0204] DL-UL配对可以仅对应于FDD。可以不针对TDD另外地定义DL-UL配对,因为TDD使用相同的频率。DL-UL链接可以通过SIB2的UL EARFCN信息从UL链接确定。例如,DL-UL链接可以在初始接入的情况下通过SIB2解码获得并且在其它情况下通过RRC信令获取。因此,仅存在SIB2链接并且可以不显式地定义其它DL-UL配对。例如,在图28中所示的5DL:1UL结构中,DL CC#0和UL CC#0处于SIB2链接关系,并且其它DL CC可以处于与未被设置到对应的UE的其它UL CC的SIB2链接关系。

[0205] 尽管本发明的一些实施例集中于非对称的载波聚合上,但是它们是示例性的,并且本发明可以适用于包括对称的载波聚合的各种载波聚合场景。

[0206] 现将描述用于有效地发送增加数量的UCI的方案。具体地,提出了用于发送增加数量的UCI的新PUCCH格式/信号处理过程/资源分配方法。在以下描述中,考虑到已经在LTE中定义了到PUCCH格式2的事实,由本发明提出的新PUCCH格式被称为LTE-A PUCCH格式或

PUCCH格式3。由本发明提出的PUCCH格式的技术精神可以容易地应用于能够使用相同的或类似的方案发送UCI的任意的物理信道(例如PUSCH)。例如,本发明的实施例能够应用于周期性地发送控制信息的周期PUSCH结构或者非周期地发送控制信息的非周期PUSCH结构。

[0207] 在以下描述中,LTE的现有PUCCH格式1(正常的CP)的UCI/RS符号结构被用作应用于根据本发明的实施例的PUCCH格式3的基于子帧/时隙的UCI/RS符号结构。然而,基于子帧/时隙的UCI/RS符号结构是示例性的,并且本发明不限于特定的UCI/RS符号结构。在根据本发明的PUCCH格式3中,UCI/RS符号的数目、UCI/RS符号的位置等可以根据系统设计自由地改变。例如,PUCCH格式3可以使用LTE的PUCCH格式2/2a/2b的RS符号结构来定义。

[0208] 根据本发明的实施例的PUCCH格式3可以被用来发送任意类型和任意大小的UCI。例如,PUCCH格式3可以发送诸如ACK/NACK、CQI、PMI、RS、SR等的信息。此信息可以具有任意大小的有效载荷。以下实施例和图的描述集中于根据本发明的PUCCH格式3发送ACK/NACK信息的情况。

[0209] 实施例1

[0210] 图29a至29f图示了根据本发明的实施例的PUCCH格式3的结构和用于该PUCCH格式3的信号处理过程。

[0211] 图29a图示了根据本发明的PUCCH格式3应用于PUCCH格式1(正常的CP)的情况。参考图29a,信道编码块对信息比特 a_0, a_1, \dots, a_{M-1} (例如多个ACK/NACK比特)进行信道编码以生成编码的比特(被编码的比特或编码比特)(或码字) b_0, b_1, \dots, b_{N-1} 。在这里, M 表示信息比特大小而 N 表示编码的比特大小。例如,信息比特包括用于通过多个DL CC接收到的多个数据(或PDSCH)的多个ACK/NACK比特。信息比特 a_0, a_1, \dots, a_{M-1} 被联合编码,无论形成信息比特的UCI的类型/数目/大小如何。例如,当信息比特包括用于多个DL CC的多个ACK/NACK比特时,针对所有的信息比特而不是每个DL CC和每个ACK/NACK比特来执行信道编码以生成单个码字。信道编码包括简单重复、单纯性编码、RM编码、穿孔的RM编码、咬尾卷积编码(TBCC)、低密度奇偶校验(LDPC)或turbo编码,但是不限于此。可以考虑调制阶数和资源数量对编码的比特进行速率匹配,这在图中未示出。速率匹配功能可以包括在信道编码块中或者可以通过单独的功能块来执行。

[0212] 调制器对编码的比特 b_0, b_1, \dots, b_{N-1} 进行调制以生成调制符号 c_0, c_1, \dots, c_{L-1} ,其中 L 表示调制符号的大小。调制方法通过修改传输信号的大小和相位来执行。例如,调制方法包括 n -PSK(相移键控)和 n -QAM(正交幅度调制)(n 是2或更大的整数)。具体地,调制方法可以包括BPSK(二进制PSK)、QPSK(四相PSK)、8-PSK、QAM、16-QAM、64-QAM等。

[0213] 划分器将调制符号 c_0, c_1, \dots, c_{L-1} 划分成时隙。将调制符号划分成时隙的次序/图案/方案不特别限制。例如划分器可以顺序地将调制符号划分成时隙(局部方案)。在这种情况下,调制符号 $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ 可以被划分成时隙0并且调制符号 $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ 可以被划分成时隙1,如图29a中所示。另外,调制符号当被划分成时隙时可以被交织(排列)。例如,偶数的调制符号可以被划分成时隙0并且奇数的调制符号可以被划分成时隙1。可以改变调制操作和划分操作的次序。

[0214] DFT预编码器对于被划分成每个时隙的调制符号执行DFT预编码(例如12点DFT)以便生成单载波波形。参考图29a,划分成时隙0的调制符号 $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ 可以被DFT预编码成DFT符号 $d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}$,而划分成时隙1的调制符号 $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ 可以被DFT预编码成DFT符号 $d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}$ 。

1、...、 c_{L-1} 可以被DFT预编码成DFT符号 $d_{L/2}$ 、 $d_{L/2+1}$ 、...、 d_{L-1} 。DFT预编码可以由其它对应的线性运算(例如沃尔什预编码)来代替。

[0215] 扩展块以SC-FDMA符号级(时域)来扩展DFT预编码的信号。SC-FDMA符号级时域扩展使用扩展码(序列)来执行。扩展码包括准正交码和正交码。准正交码包括伪噪声(PN)码。然而,准正交码不限于此。正交码包括沃尔什码和DFT码。然而,正交码不限于此。在以下的描述中,为了便于描述,将正交码用作扩展码。然而,正交码是示例性的并且可以由准正交码来代替。最大扩展码大小(或扩展因子SF)由用于控制信息传输的SC-FDMA符号的数目来限制。例如,当在一个时隙中4个SC-FDMA符号被用于控制信息传输时,具有长度4的(准)正交码 w_0 、 w_1 、 w_2 、 w_3 可以被用于每个时隙。SF意指控制信息的扩展程度并且可以与UE复用阶数或天线复用阶数有关。SF可以根据系统要求而被改变成1、2、3、4、...、,并且在BS与UE之间预定义或者通过DCI或RRC信令而用信号发送到UE。例如,当用于控制信息的SC-FDMA符号中的一个被穿孔以便于发送SRS时,具有减小的SF(例如SF=3而不是SF=4)的扩展码可以应用于对应时隙的控制信息。

[0216] 通过上文提到的过程生成的信号被映射到PRB中的子载波并且然后经历IFFT以转换成时域信号。循环前缀被添加到时域信号以生成SC-FDMA符号,该SC-FDMA符号然后通过RF单元被发送。

[0217] 现在在发送用于5个DL CC的ACK/NACK比特的假设下更详细地描述上文提到的过程。当每个DL CC可以发送2个PDSCH时,用于DL CC的ACK/NACK比特在包括DTX状态时可以为12个比特。假定使用了QPSK和SF=4时间扩展,则编码块大小(在速率匹配之后)可以为48比特。编码的比特被调制成24个QPSK符号,并且每个时隙划分12个QPSK符号。在每个时隙中,12个QPSK符号通过12点DFT而被转换成12个DFT符号。在每个时隙中,使用时域中具有SF=4的扩展码将12个DFT符号扩展并且映射到4个SC-FDMA符号。由于12个比特通过[2个比特 \times 12个子载波 \times 8个SC-FDMA符号]来发送,所以编码速率是0.0625(=12/192)。在SF=4的情况下,每PRB可以复用最大4多UE。

[0218] 在图29a中所示的过程中映射到PRB的信号可以通过各种等同的信号处理过程来获得。现将参考图29b至29f描述与图29a的信号处理过程等同的信号处理过程。

[0219] 图29b示出了图29a的DFT预编码器和扩展块的操作次序被改变的情况。扩展块的功能对应于将从DFT预编码器输出的DFT符号序列在SC-FDMA符号级乘以特定常数的操作,并且因此相同的信号值被映射到SC-FDMA符号,即使DFT预编码器和扩展块的操作的次序被改变。因此,用于PUCCH格式3的信号处理过程能够以信道编码、调制、划分、扩展以及DFT预编码的次序来执行。在这种情况下,划分和扩展可以通过一个功能块来执行。例如,调制符号可以被交替地划分成时隙,并且同时以SC-FDMA符号级扩展。或者,调制符号可以被复制使得它们在被划分成时隙时对应于扩展码的大小,并且所复制的调制符号可以被一对一地乘以扩展码的相应元素。因此,针对每个时隙生成的调制符号序列被扩展到多个SC-FDMA符号。然后,对于每个SC-FDMA符号,与SC-FDMA符号相对应的复符号序列被DFT预编码。

[0220] 图29c示出了图29a的调制器和划分器的操作次序被改变的情况。在这种情况下,在用于PUCCH格式3的信号处理过程中,以子帧级来执行联合信道编码和划分,并且以时隙级顺序地执行调制、DFT预编码以及扩展。

[0221] 图29d示出了图29c的DFT预编码器和扩展块的操作次序被改变的情况。如上文所

描述,由于扩展块的功能对应于将从DFT预编码器输出的DFT符号序列在SC-FDMA符号级乘以特定常数的操作,所以相同的信号值被映射到SC-FDMA符号,即使DFT预编码器和扩展块的操作次序被改变。因此,在用于PUCCH格式3的信号处理过程中,以子帧级来执行联合信道编码和划分,并且以时隙级来执行调制。对于每个时隙生成的调制符号序列被扩展到多个SC-FDMA符号并且对于每个SC-FDMA符号被DFT预编码。在这种情况下,调制和扩展操作可以通过一个功能块来执行。例如,在编码的比特的调制期间,所生成的调制符号可以直接以SC-FDMA符号级扩展。或者,在编码的比特的调制期间,所生成的调制符号可以被复制使得它们对应于扩展码的大小并且一对一地乘以扩展码的相应元素。

[0222] 图29e示出了根据本实施例的PUCCH格式3应用于PUCCH格式2(正常的CP)的情况,而图29f示出了根据本实施例的PUCCH格式3应用于PUCCH格式2(扩展的CP)的情况。虽然基本信号处理过程与参考图29a至29d所描述的过程相同,但是由于LTE的PUCCH格式2被重用所以UCI SC-FDMA符号和RS SC-FDMA符号的数目/位置不同于图29a的那些。

[0223] 表14示出了在PUCCH格式3中的RS SC-FDMA符号位置。假定在时隙中的SC-FDMA符号的数目在正常的CP的情况下是7(索引:0至6)并且在扩展的CP的情况下是6(索引:0至5)。

[0224] [表14]

PUCCH 格式 3	RS SC-FDMA 符号位置		注释
	正常的 CP	扩展的 CP	
	2, 3, 4	2, 3	重用 PUCCH 格式 1
	1, 5	3	重用 PUCCH 格式 2

[0226] 表15和16示出了根据SF值的示例性扩展码。表15示出了具有 SF=5和SF=3的DFT码,而表16示出了具有SF=4和SF=2的沃尔什码。DFT码是由 $\bar{w}_m = [w_0 w_1 \dots w_{k-1}]$ 表示的正交码,其中 $w_k = \exp(j2\pi km/SF)$, 其中k表示DFT码大小或SF值并且m是0、1、...、SF-1。下面的表15和16示出了m被作用于正交码的索引的情况。

[0227] [表15]

索引 m	正交码 $\bar{w}_m = [w_0 w_1 \dots w_{k-1}]$	
	SF=5	SF=3
0	[1 1 1 1 1]	[1 1 1]
1	[1 $e^{j2\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$]	[1 $e^{j2\pi/3}$ $e^{j4\pi/3}$]
2	[1 $e^{j4\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$]	[1 $e^{j4\pi/3}$ $e^{j2\pi/3}$]
3	[1 $e^{j6\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$]	
4	[1 $e^{j8\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$]	

[0229] [表16]

索引 m	正交码	
	SF=4	SF=2
0	[+1 +1 +1 +1]	[+1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]	[+1 -1]
2	[+1 +1 -1 -1]	
3	[+1 -1 -1 +1]	

[0231] 码索引m可以被提前指定或者从BS用信号发送。例如,码索引 m可以隐式地与构成PDCCH的CCE索引(例如最低的CCE索引)链接。码索引m可以通过PDCCH或RRC信令被显示地指定。此外,码索引m可以从通过PDCCH或RRC信令指定的值得到。码索引m可以以子帧/时隙/多个SC-FDMA符号为基础单独地给出。优选地,码索引 m可以以子帧/时隙/多个SC-FDMA符号为基础来改变。也就是说,码索引m可以以预定的间隔跳跃。

[0232] 使用与物理小区ID(PCI)相对应的扰码(例如,诸如Gold码的PN码)的小区专用加扰或使用与UE ID(例如RNTI)相对应的扰码的UE专用加扰可以另外地应用于小区间干扰随机化,这未在图中示出。加扰可以对于全部信息来执行、在SC-FDMA符号中执行、在SC-FDMA符号之间执行、或者对于全部信息和SC-FDMA符号两者执行。对全部信息加扰可以通过在划分之前对信息比特、编码的比特以及调制符号执行加扰来实现。SC-FDMA符号内加扰可以通过在划分之后对调制符号或DFT符号执行加扰来实现。SC-FDMA符号间加扰可以通过在扩展之后在时域中对SC-FDMA符号执行加扰来实现。

[0233] UE复用可以通过在经历DFT预编码器之前对信号应用CDM来实现。例如,在经历DFT预编码器之前的信号是时域信号,并且因此CDM可以通过环式移位(或循环移位)或沃尔什(或DFT)扩展来实现。CDM可以针对信息比特、编码的比特以及调制符号中的一个来执行。具体地,例示了使用具有SF=2的沃尔什码将2个UE复用到一个SC-FDMA符号的情况。当对12个编码的比特执行QPSK时,生成了 $a_0a_1a_2a_3a_4a_5$ 的复信号。使用沃尔什码 $[+1 +1][+1 -1]$ 来扩展每个UE的控制信息如下。

[0234] -UE#0:应用 $[+1 +1]$ 。发送 $a_0a_1a_2a_3a_4a_5a_0a_1a_2a_3a_4a_5$ 。

[0235] -UE#1:应用 $[+1 -1]$ 。发送 $a_0a_1a_2a_3a_4a_5-a_0-a_1-a_2-a_3-a_4-a_5$ 。

[0236] 在这种情况下,可以另外执行交织。在扩展之前或之后可以应用交织。扩展和交织如下应用。

[0237] -应用UE#0: $[+1 +1]$ 。发送 $a_0a_0a_1a_1a_2a_2a_3a_3a_4a_4a_5a_5$ 。

[0238] -应用UE#1: $[+1 -1]$ 。发送 $a_0, -a_0, a_1, -a_1, a_2, -a_2, a_3, -a_3, a_4, -a_4, a_5, -a_5$ 。

[0239] 从DFT预编码器之前的阶段中的扩展和/或交织生成的信号经历DFT预编码(并且必要时另外经历SC-FDMA符号级的时间扩展)并且映射到对应SC-FDMA符号的子载波。

[0240] 图30图示了根据本发明的本实施例的另一示例性PUCCH格式3。虽然图30中所示的PUCCH格式具有与图29中所示的PUCCH格式的基本结构相同的基本结构,但是图30的PUCCH格式与图29的PUCCH格式区别在于相同的编码的比特以逐个时隙为基础重复。因此,图30中所示的信号处理块不包括划分器。

[0241] 在对于通过多个DL CC接收到的数据发送多个ACK/NACK比特的假设下给出将

PUCCH资源分配给UE的方法的描述。为了方便描述，PUCCH资源包括用于控制信息传输的资源 and/或用于RS传输的资源，并且假定用于控制信息传输的(准)正交资源被称为资源A并且用于RS传输的(准)正交资源被称为资源B。资源A包括PRB索引和扩展码(例如沃尔什码)索引中的至少一个。可以对于资源A给出一个代表性的逻辑索引，并且PRB索引和扩展码索引可以从代表性的逻辑索引得到。资源B包括PRB索引、环式移位索引以及正交覆盖索引中的至少一个。可以对于资源B给出一个代表性的逻辑索引，并且PRB索引、环式移位索引以及正交覆盖索引可以从代表性的逻辑索引推断出。资源A和资源B的逻辑索引可以彼此链接。另外，构成资源A和资源B的资源的索引可以彼此链接。或者，可以定义单独的(代表性的)PUCCH资源索引并且与资源A和/或资源B链接。也就是说，资源A和/或资源B可以从单独的PUCCH资源索引推断出。

[0242] 第一资源分配方法用信号发送资源A和资源B两者。例如，资源A和资源B两者可以通过物理控制信道(例如PUCCH)或RRC信令用信号发送。在这种情况下，用于控制信息传输的资源A索引和用于RS传输的资源B索引可以分别用信号发送或者仅其中一个可以用信号发送。例如，如果RS格式和索引遵循LTE，则仅用于RS传输的资源B索引可以用信号发送。因为优选地在与RS的PRB相同的PRB中发送控制信息，所以用于控制信息的PRB索引可以从用于RS的资源B索引得到，并且控制信息可以通过与PRB索引相对应的PRB发送。用于控制信息的正交码索引可以从用于RS的正交覆盖索引或环式移位索引得到。或者，可以用信号发送另外的PUCCH资源索引并且从该另外的PUCCH资源索引推断出资源A和/或资源B。也就是说，当给出了另外的PUCCH资源索引时，能够从另外的PUCCH资源索引推断出PRB和/或用于控制信息和PRB的正交覆盖索引、用于RS的正交覆盖索引和/或环式移位索引。

[0243] 为了减少信令开销和资源，多个候选PUCCH资源(索引)可以通过更高层信令(例如RRC信令)用信号发送到UE或UE组，并且特定的PUCCH资源(索引)可以通过物理控制信道(例如PDCCH)来指示。如上文所描述，PUCCH资源(索引)可以给出为[资源A索引和资源B索引]、[资源A索引或资源B索引]或[单独的PUCCH资源索引]。具体地，PUCCH资源索引可以通过DL辅助CC的PDCCH用信号发送。当应用了载波聚合时，不必使用DL辅助CC的发送功率控制(TPC)，因为PUCCH仅通过UL主CC来发送。因此，PUCCH资源(索引)可以通过借助DL辅助CC发送的PDCCH的TPC字段来用信号发送。

[0244] 在动态ACK/NACK资源分配的情况下，第二资源分配方法重新使用LTE的隐式的方法。例如，可以推断对应于与特定的DL CC(例如主DL CC)的DL许可相对应的PDCCH的最低的CCE索引并且遵循LTE规则($n_r = n_{cce} + N_{PUCCH}^{(1)}$)的资源索引。在这里， n_r 表示资源A(和/或资源B)索引， n_{cce} 表示构成PDCCH的最低的CCE索引，而 $N_{PUCCH}^{(1)}$ 表示由更高层设置的值。例如，RS可以使用与所推断的资源索引相对应的资源。在控制信息的情况下，PRB索引可以从所推断的资源索引得到，并且用于多个DL CC的ACK/NACK信息可以使用与PRB索引相对应的PRB中的对应的资源(例如扩展码)来发送。当从与控制信息相对应的资源索引推断出与RS相对应的资源索引时，不能从与控制信息相对应的资源索引得出用于RS的环式移位索引，因为RS资源(例如环式移位、正交覆盖以及PRB索引的组合)之中与环式移位索引相对应的资源未被用于控制信息。在这种情况下，RS资源的环式移位索引能够被假定为特定的值(例如 $n_{cs} = 0$)。

[0245] 现将描述使用多天线传输方法来发送PUCCH的方案。虽然在以下的实施例中描述

了2Tx发送分集方案,但是该实施例可以等同地/类似地适用于n-Tx发送分集方案。假定用于控制信息传输的(准)正交资源被称为资源A而用于RS传输的(准)正交资源被称为资源B。资源A和资源B的逻辑索引可以彼此链接。例如,如果给出了资源B的逻辑索引,则可以自动地提供资源A的逻辑索引。资源A和资源B的逻辑索引可以通过不同的物理配置方法来配置。存在以下两种情况。

[0246] 1) 控制信息可以在所有天线(端口)处通过相同的PRB来发送。

[0247] A. 控制信息可以通过被选择用于每个天线(端口)的两个不同的资源A(例如具有不同索引的沃尔什或DFT码)来发送。

[0248] B. RS可以通过被选择用于每个天线(端口)的两个不同的资源B(例如环式移位和DFT覆盖的组合)来发送。

[0249] 2) 控制信息可以通过用于天线的不同PRB来发送。例如,控制信息可以在天线(端口)0处通过PRB#4来发送并且在天线(端口)1处通过PRB#6来发送。

[0250] A. 用于通过不同的天线(端口)发送的控制信息的资源不特别限制(即资源可以彼此等同或不同)。

[0251] B. 用于通过不同天线(端口)发送RS的资源不特别限制(即资源可以彼此等同或不同)。

[0252] 在多天线发送(例如2Tx发送)模式中,用于控制信息传输的两个资源A(例如正交码)和用于RS传输的两个资源B(例如环式移位和DFT覆盖的组合)可以提前定义或者通过物理控制信道(例如PDCCH)/RRC信令提供。在这种情况下,用于控制信息的信令和用于RS的信令可以单独地执行。当用于一个天线(端口)的资源信息被用信号发送时,可以从先前用信号发送的资源信息推断出用于另一天线(端口)的资源信息。例如,用于控制信息的扩展码索引m可以提前指定或者从BS用信号发送。否则,扩展码索引m可以与配置PDCCH的CCE索引隐式地链接。或者,扩展码索引m可以通过PDCCH或RRC信令显式地指定。扩展码索引m可以与用于RS的正交码索引或环式移位索引链接。可以以子帧/时隙/多SC-FDMA符号为基础改变扩展码索引m。也就是说,扩展码索引m可以以特定的间隔(例如时隙)为单位跳跃。

[0253] 实施例2

[0254] 图31和32图示了根据本发明的另一实施例的PUCCH格式3和用于该PUCCH格式3的信号处理过程。在本实施例中,根据交织和集中方案将控制信息FDM映射到频域。FDM映射可以用于UE复用或天线(端口)复用。本实施例可以应用于使用时域/频域循环移位的CDM映射。

[0255] 参考图31,信道编码块对信息比特 a_0, a_1, \dots, a_{M-1} (例如,多个ACK/NACK比特)信道编码以生成编码的比特(被编码的比特或编码比特)(或码字) b_0, b_1, \dots, b_{N-1} 。在这里,M表示信息比特大小而N表示编码的比特大小。信息比特包括UCI,例如多个ACK/NACK比特。信息比特 a_0, a_1, \dots, a_{M-1} 被联合编码而无论形成该信息比特的UCI的类型/数目/大小如何。例如,当信息比特包括用于多个DL CC的多个ACK/NACK比特时,针对所有信息比特而不是每个DL CC和每个ACK/NACK比特执行信道编码,从而生成单个码字。信道编码包括简单重复、单纯性编码、RM编码、穿孔的RM编码、咬尾卷积编码(TBCC)、低密度奇偶校验(LDPC)或turbo编码。然而,信道编码不限于此。考虑调制阶数和资源数量,可以对编码的比特进行速率匹配,这未在图中示出。速率匹配功能可以被包括在信道编码块中或者可以通过独立

的功能块来执行。

[0256] 调制器对编码的比特 b_0, b_1, \dots, b_{N-1} 进行调制以生成调制符号 c_0, c_1, \dots, c_{L-1} ,其中 L 表示调制符号的大小。调制方法通过修改传输信号的大小和相位来执行。例如,调制方法包括 n -PSK(相移键控)和 n -QAM(n 为大于或等于2的整数)。具体地,调制方法可以包括BPSK、QPSK、8-PSK、QAM、16-QAM、64-QAM等。

[0257] 划分器将调制符号 c_0, c_1, \dots, c_{L-1} 划分成时隙。将调制符号划分成时隙的次序/图案/方案不特别限制。例如,划分器可以顺序地将调制符号划分成时隙(局部类型)。在这种情况下,调制符号 $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ 可以被划分成时隙0,而调制符号 $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ 可以被划分成时隙1,如图31中所示。另外,当划分成时隙时调制符号可以被交织(或者排列)。例如,偶数编号的调制符号可以被划分成时隙0,而奇数编号的调制符号可以被划分成时隙1。可以改变调制操作和划分操作的次序。

[0258] DFT预编码器对于划分成每个时隙的调制符号执行DFT预编码(例如,6点DFT)以便生成单载波波形。参考图31,划分成时隙0的调制符号 $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ 可以被DFT预编码成DFT符号 $d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}$,而划分成时隙1的调制符号 $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ 可以被DFT预编码成DFT符号 $d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}$ 。DFT预编码可以被对应的线性运算(例如,沃尔什预编码)所代替。

[0259] 扩展块以SC-FDMA符号级(时域)来扩展DFT预编码的信号。使用扩展码(序列)来执行SC-FDMA符号级时域扩展。扩展码包括准正交码和正交码。正交码包括沃尔什码和DFT码。然而,正交码不限于此。最大扩展码大小(或扩展因子SF)由用于控制信息传输的SC-FDMA符号的数目来限制。例如,当4个SC-FDMA符号被用于一个时隙中的控制信息传输时,具有长度4的(准)正交码 w_0, w_1, w_2, w_3 可以被用于每个时隙。SF意指控制信息的扩展程度并且可以与UE复用阶数或天线复用阶数相关。SF可以根据系统要求而被改变为1、2、3、4...并且,并且在BS与UE之间预定义或者通过DCI或RRC信令用信号发送到UE。例如,当用于发送控制信息的SC-FDMA符号根据SRS而被穿孔时,具有 $SF=3$ 的扩展码可以应用于对应时隙的控制信息。扩展码的示例可以参考表15和16。

[0260] 通过上述过程生成的信号被映射到PRB中的子载波。与第一实施例不同,在第二实施例中扩展信号被非连续地映射到SC-FDMA符号中的子载波。图31示出了以交织方式在SC-FDMA符号中映射扩展信号的情况,而图32示出了以局部方式在SC-FDMA符号中映射扩展信号的情况。映射到子载波的频域信号通过IFFT变换为时域信号。将CP添加到时域信号以生成SC-FDMA符号,该SC-FDMA符号然后通过RF单元被发送。

[0261] 现在将在发送用于5个DL CC的ACK/NACK比特的假设下更详细地描述上文提到的过程。当每个DL CC可以发送2个PDSCH时,用于DL CC的ACK/NACK比特当它们包括DTX状态时可以为12比特。载使用QPSK、 $SF=4$ 时间扩展和非连续映射的假设下,编码块大小(在速率匹配之后)可以为24比特。在经历QPSK之后编码的比特被调制成12个QPSK符号并且每时隙划分了6个QPSK符号。在每个时隙中,6个QPSK符号通过6点DFT而被转换为6个DFT符号。在每个时隙中,在时域中使用具有 $SF=4$ 的扩展码将6个DFT符号扩展并且映射到4个SC-FDMA符号。由于12个比特通过[2比特 \times 6个子载波 \times 8个SC-FDMA符号]来发送,所以用于ACK/NACK信息的编码速率为0.125(=12/96)。在 $SF=4$ 的情况下,每PRB可以复用最多8个UE。

[0262] 如果当DFT符号被映射到频域时,子载波间隔被从2个块改变为3个块,则可以复

用最多12个UE。当子载波间隔被设置为4/6个块时,可以复用最多16/24个UE。在这里,RS能够采用具有SF=3的DFT码和在LTE中使用的环式移位。在LTE中具有SF=4的沃尔什码的情况下,因为复用阶数由RS的SF=3限制,所以不使用 $[1 \ 1 \ -1 \ -1]$ 。然而,本发明可以定义 $[1 \ 1 \ -1 \ -1]$ 使得其可以被重用。

[0263] 使用与物理小区ID (PCI) 相对应的扰码(例如,诸如Gold码的 PN码)的小区专用加扰或使用与UE ID(例如RNTI)相对应的扰码的UE专用加扰可以另外地应用于小区间干扰随机化,这未被示出在图中。加扰可以对于全部信息执行、在SC-FDMA符号中执行、在 SC-FDMA符号之间执行、或者对于全部信息和SC-FDMA符号执行。对全部信息加扰可以通过在划分之前对信息比特、编码的比特或调制符号执行加扰来实现。SC-FDMA内符号加扰可以通过在划分之后对调制符号或DFT符号执行加扰来实现。SC-FDMA间符号加扰可以通过在扩展之后在时域中对SC-FDMA符号执行加扰来实现。

[0264] UE复用可以通过在经历DFT预编码之前将CDM应用于信号来实现。例如,在经历DFT预编码之前的信号是时域信号,并且因此CDM 可以通过环式移位(或循环移位)或沃尔什(或DFT)扩展来实现。可以对于信息比特、编码比特以及调制符号中的一个来执行CDM。具体地,例示了使用具有SF=2的沃尔什码将2个UE复用到一个 SC-FDMA符号的情况。当对6个编码的比特执行QPSK时,生成了 a_0 、 a_1 、 a_2 的复信号。每个UE的控制信息使用沃尔什码 $[+1 \ +1]$ $[+1 \ -1]$ 如下来扩展。

[0265] -UE#0:应用 $[+1 \ +1]$ 。发送 a_0 、 a_1 、 a_2 、 a_0 、 a_1 、 a_2 。

[0266] -UE#1:应用 $[+1 \ -1]$ 。发送 a_0 、 a_1 、 a_2 、 $-a_0$ 、 $-a_1$ 、 $-a_2$ 。

[0267] 在这种情况下,可以另外地执行交织。可以在扩展之前或之后应用交织。如下应用扩展和交织两者。

[0268] -UE#0:应用 $[+1 \ +1]$ 。发送 a_0 、 a_0 、 a_1 、 a_1 、 a_2 、 a_2 。

[0269] -UE#1:应用 $[+1 \ -1]$ 。发送 a_0 、 $-a_0$ 、 a_1 、 $-a_1$ 、 a_2 、 $-a_2$ 。

[0270] 图33和34图示了根据发明的本实施例的PUCCH格式3的另一示例性结构。虽然图33和34中所示的PUCCH格式3的结构具有和图 31和32中所示的PUCCH格式3的那些相同的基本结构,但是图33 和34的PUCCH格式与图31和32的PUCCH格式的区别在于相同的编码的比特以逐个时隙为基础重复。因此,图33和34中所示的信号处理块不包括划分器。

[0271] 在对于通过多个DL CC接收到的数据发送多个ACK/NACK比特的假设下给出将PUCCH资源分配给UE的方法的描述。为了方便描述,假定用于控制信息传输的(准)正交资源被称为资源A并且用于RS 传输的(准)正交资源被称为资源B。资源A包括PRB索引、扩展码(例如,沃尔什码)索引以及根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引)中的至少一个。对于资源A可以给出一个代表性的逻辑索引,并且PRB索引、扩展码和根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引) 可以从该代表性的逻辑索引得到。资源B包括PRB索引、环式移位索引以及正交覆盖索引中的至少一个。对于资源B可以给出一个代表性的逻辑索引,并且PRB索引、环式移位索引以及正交覆盖索引可以从该代表性的逻辑索引中推断。资源A和资源B的逻辑索引可以彼此链接。另外,构成资源A和资源B的资源的索引可以彼此链接。

[0272] 第一资源分配方法用信号发送资源A和资源B两者。例如,资源 A和资源B两者可以通过物理控制信道(例如,PUCCH)或RRC信令用信号发送。在这种情况下,用于控制信息传输的资源A索引和用于 RS传输的资源B索引可以被分别用信号发送,或者仅其中一个可以被

用信号发送。例如,如果RS格式和索引遵循LTE,则可以仅信号发送用于RS传输的资源B索引。因为优选在与RS的PRB相同的PRB中发送控制信息,所以用于控制信息的PRB可以从用于RS的资源B索引得到,并且控制信息可以通过与PRB索引相对应的PRB发送。用于控制信息的正交码索引可以从用于RS的正交覆盖索引得到。根据用于资源A的频域因子的子载波移位(或偏移或索引)可以从用于RS的环式移位索引中推断。或者,根据用于资源A的频域因子的子载波移位(或偏移或索引)可以被RRC信号发送。在这里,频率因子(或与此相对应的线性运算,例如,频率因子的倒数)可以被RRC信号发送,或者以DL CC的数目为基础隐式确定。也就是说,频率因子可以通过系统配置或提前指定。

[0273] FDM映射也可以应用于RS。可以在没有DFT预编码器(即,可以省略DFT预编码器)的情况下在频域中直接生成RS,因为使用了提前指定的低CM序列,而在控制信息的情况下使用DFT预编码来生成低PARM/CM信号。然而,由于以下原因技术上优选将使用环式移位的CDM映射而不是FDM映射应用到RS。

[0274] -当FDM映射被用于RS时要求具有各种长度的序列的设计。也就是说,尽管在LTE中用于RS的最小序列长度为12,但是当频率因子(FF)(或子载波间隔)为2时需要具有长度6的新序列。

[0275] -当FDM映射被用于RS时,信道估计性能可能在高频选择信道中下降,因为估计了特定频率位置的信道并且对其它位置执行了插补。然而,在CDM映射的情况下因为RS覆盖了所有的频率区域,所以信道估计性能不下降。

[0276] 第二资源分配方法在动态ACK/NACK资源分配的情况下重新使用LTE的隐式方法。例如,可以推断对应于与特定DL CC(例如,主DL CC)的DL许可相对应的PDCCH的最低的CCE索引并且遵循LET规则($n_r = n_{cce} + N_{PUCCH}^{(1)}$)的资源索引。在这里, n_r 表示资源A(和/或资源B)索引, n_{cce} 表示构成PDCCH的最低的CCE索引,并且 $N_{PUCCH}^{(1)}$ 表示由更高层所配置的值。例如,RS可以使用与所推断的资源索引相对应的资源。在控制信息的情况下,PRB索引能够从所推断的资源索引得到,并且用于多个DL CC的ACK/NACK可以在与PRB索引相对应的PRB中使用对应的资源(例如,扩展码和/或根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引))来发送。当从与控制信息相对应的资源索引中推断与RS相对应的资源索引时,不能从与控制信息相对应的资源索引中得出用于RS的环式移位索引,因为在RS资源(例如,环式移位、正交覆盖以及PRB索引的组合)之中与环式移位索引相对应的资源未被用于控制信息。在这种情况下,RS资源的环式移位索引可以被假定为特定值(例如, $n_{cs} = 0$)

[0277] 图35至41图示了根据本发明的实施例定义资源索引的方法。图35和41示出了用于控制信息的资源索引(即,资源A索引)被定义为子载波映射图案/位置(例如,偏移的子载波索引)和扩展码(例如,正交码)的组合。当确认了用于RS传输的PRB时,用于控制信息传输的PRB可以被设置为用于RS传输的PRB。否则,用于控制信息的PRB可以通过物理控制信道(例如,PDCCH)/RRC信令用信号发送。在本实施例中,可以从RS的环式移位索引中推断用于控制信息的根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引)。否则,根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引)可以被RRC信号发送。在这里,频率因子可以被RRC信号发送或者以DL CC的数目为基础隐式地确定。也就是说,频域因子可以通过系统来配置或者提前指定。在这种情况下,用于指示具体资源的组合(例如,[PRB,扩展码]或[PRB,扩展码,频率因子])的代表性索引不能在用于控制信息的信道资源中单独定义。

[0278] 参考图35至41,框中的数字意指资源索引(即,用于控制信息传输的资源A索引)。在本实施例中,用于控制信息的资源索引与[正交码索引,子载波移位(或偏移或索引)]链接。因此,控制信息使用与资源索引相对应的正交码以SC-FDMA符号级来扩展并且被映射到与资源索引相对应的子载波。虽然资源索引在图35至41中以频率资源(子载波索引)的上升次序计数,但是可以以正交码索引轴为基础对资源索引进行计数。图35b、36b、37b、38b、39b以及40b示出了用于控制信息的资源索引被RS复用阶数所限制。例如,如果RS复用阶数为3并且具有SF=4的沃尔什码被用于控制信息传输,则可能不使用[+1 +1 -1 -1](资源索引3),如在LTE中那样。

[0279] 资源索引可以是相对值(例如,偏移)。例如,PUCCH格式2/2a/2b 可以通过频带的最外部分发送,其中PUCCH格式1/1a/1b和2/2a/2b 共存的1个PRB可以位于在该频带的最外部分的内部,而PUCCH格式1/1a/1b可以通过在LTE中PUCCH格式1/1a/1b和2/2a/2b共存的部分内部的部分来发送。当用于PUCCH格式1/1a/1b的PRB和用于 PUCCH格式2/2a/2b的PRB一起存在时(在LTE中仅允许一个PRB),如果HARQ-ACK/NACK资源的数目在对应的PRB中为M,则n表示 M+n。在这里,每个频率资源(例如,频率因子)或正交码索引可以以 SC-FDMA符号级/时隙级而小区专用/UE专用地跳跃。

[0280] 图41图示了正交资源索引对于每个正交码索引交错或者沿着频率轴环式移位的情况。在这种情况下,图37a中的资源索引对于每个正交码索引逐个子载波交错。环式移位或正交码索引可以以SC-FDMA符号级/时隙级而小区专用/UE专用地跳跃。

[0281] 图42图示了用于RS的资源索引方法。用于RS的资源索引可以遵循LTE中定义的方法。

[0282] 参考图42,框中的数字表示资源索引(即,用于RS传输的资源 B的索引)。在此示例中,用于RS的资源索引与[环式移位值,正交码索引]链接。因此,RS序列沿着频率轴环式移位了与资源索引相对应的值,并且在时域中使用与资源索引相对应的正交码覆盖。在图42中, $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 表示环式移位间隔,并且使用的环式移位值可以为 $c \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ (c为正整数)。可以根据环式移位的相位移位值给出为 $\alpha(n_s, l) = 2\pi \cdot n_{cs}(n_s, l) / N_{sc}^{\text{RB}}$,其中 n_s 是时隙索引,l是SC-FDMA符号索引, $n_{cs}(n_s, l)$ 是环式移位值,以及 N_{sc}^{RB} 表示形成资源块的子载波的数目。

[0283] 在此示例中,首先沿着环式移位轴对用于RS的资源索引进行计数。然而,可以首先沿着正交码轴对资源索引进行计数。

[0284] RS的 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 和频率因子(或对应的线性运算,例如,频率因子的倒数)可以通过物理控制信道(例如,PDCCH)或RRC信令用信号发送。

[0285] 用于控制信息的资源索引可以对应于用于RS的资源索引。在这种情况下,可以通过物理控制信道(例如,PDCCH)/RRC信令将控制信息资源索引和RS资源索引中的仅一个用信号发送到UE,并且可以从用信号发送到UE的资源索引中推断另一个。例如,可以从关于在RS 中使用的环式移位的信息(例如,环式移位间隔)中推断频率因子。如果重新使用常规的 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 信令,则用于RS的 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 和用于控制信息的频率因子(间隔)两者可以通过一次 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 信令来指定。具体地,图 42中所示的资源索引可以与图35b、36b、37b、38b、39b以及40b中所示的资源索引相链接。

[0286] 表17示出了映射 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 和频率因子的示例。

[0287] [表17]

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$	频率因子 (FF)
1	1
2	2
3	3
4	4
6	6
12	12

[0289] 表18示出了考虑到可用资源(即,复用阶数)的数目的映射 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 和频率因子的示例。例如,当根据环式移位的复用阶数是一个 SC-FDMA符号中为6时,可以将 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 2$ 和FF = 6配对。

[0290] [表18]

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$	频率因子 (FF)	仅由于环式移位而导致的复用阶数
1	12	12
2	6	6
3	4	4
4	3	3
6	2	2
12	1	1

[0292] 或者,频率因子可以被RRC信号发送或者以DL CC的数目为基础隐式地确定。具体地,频率因子可以以配置的DL CC的数目为基础或者以激活的DL CC的数目为基础隐式地确定。例如,用于5个配置的(激活的)DL CC的频率因子可以提前被设置为2并且使用。用于4、3、2以及1个配置的(激活的)DL CC的频率因子可以分别被隐式地设置为3、4、6和12并使用。

[0293] 图43图示了根据本实施例的通过多个天线来发送控制信息的信号处理过程。由于图43中所示的信号处理过程的总体流程类似于参考图29至34所描述的实施例1和2的那些,所以以下的描述集中于发送分集(TxD)映射器,该发送分集(TxD)映射器是图43的信号处理过程与图29至34的信号处理过程之间的主要区别。TxD映射器执行资源分配/MIMO(多输入多输出)预编码/用于通过多个天线(端口)发送控制信息的处理。

[0294] 将给出使用TxD映射器在MIMO模式中发送PUCCH的方案描述。虽然在以下的实施例中描述了2Tx发送分集方案,但是实施例可以等同地/相似地应用于n-Tx发送分集方案。假定用于控制信息传输的(准)正交资源被称为资源A,而用于RS传输的(准)正交资源被称为资源B。资源A和资源B的逻辑索引可以彼此链接。例如,如果给出了资源B的逻辑索引,则

可以自动地提供资源A的逻辑索引。资源 A和资源B的逻辑索引可以通过不同的物理配置方法来配置。存在以下两个情况。

[0295] 1) 控制信息可以在所有天线(端口)处通过相同的PRB被发送。

[0296] A. 控制信息能够通过两个不同的资源A(例如,正交码和根据频率因子的子载波移位(或偏移或索引)的组合)被发送。例如,正交码包括沃尔什码和DFT码,并且可以将频率因子赋值为 N_{sc}/N_{freq} 或其倒数。在这里, N_{sc} 表示PRB中的子载波的数目,而 N_{freq} 表示用于控制信息传输的子载波的数目。

[0297] B. RS可以通过被选择用于每个天线(端口)的两个不同的资源B(例如,环式移位和DFT覆盖的组合)被发送。

[0298] 2) 控制信息可以通过用于天线的不同的PRB被发送。例如,控制信息可以在天线(端口)0处通过PRB#4被发送并且在天线(端口)1处通过PRB#6被发送。

[0299] A. 用于通过不同的天线(端口)发送的控制信息的资源未被特别限制(即,资源可以彼此等同或不同)。

[0300] B. 用于通过不同天线(端口)发送的RS的资源未被特别限制(即,资源可以彼此等同或不同)。

[0301] 在多天线发送(例如,2Tx发送)模式中,用于控制信息传输的两个资源A(例如,正交码和根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)的组合)和用于RS传输的两个资源B(例如,环式移位和DFT覆盖的组合)可以被提前定义或者通过物理控制信道(例如,PDCCH)/RRC信令来提供。在这种情况下,可以单独地执行用于控制信息的信令和用于RS的信令。当用于一个天线(端口)的资源信息被用信号发送时,可以从提前用信号发送的资源信息中推断用于另一个天线(端口)的资源信息。例如,码索引 m 和/或根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)可以被提前指定或者从BS信号发送。否则,码索引 m 和/或根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)可以与配置PDCCH的CCE索引隐式地链接。或者,码索引 m 和/或根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)可以通过PDCCH或RRC信令来显式地指定。码索引 m 和/或根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)可以以子帧、时隙或多SC-FDMA符号为基础改变。也就是说,码索引 m 和/或根据频率因子的子载波位置(例如,移位、偏移或索引)可以以特定时间间隔(例如,时隙)为单位跳跃。

[0302] 如果用于RS的复用阶数比用于控制信息的复用阶数的两倍更多,则可以应用以下的2Tx传输分集方案。在这种情况下,在用于RS的资源CS+OC+PRB之中的两个可以被用于每个发送天线的信道估计,并且仅一个资源(子载波位置+OC+PRB)可以被用于控制信息。

[0303] 作为另一传输分集方案,Alamouti方案可以在频域中应用于DFT预编码器的输出值。Alamouti方案可以由以下矩阵表示。

[0304] [等式10]

$$[0305] \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

[0306] 在这里,列0和列1分别表示通过天线(端口)0和天线(端口)1发送的信号向量,行0和行1分别表示通过第一和第二子载波发送的复信号向量,*表示复共轭操作。从该矩阵线性变换的任何形式均可以应用于本发明。

[0307] 当Alamouti方案应用于根据本发明的实施例的PUCCH格式时,映射到与天线(端口)1相对应的SC-FDMA符号的DFT符号的次序对于每两个DFT符号而改变。例如,d_0、d_1、d_2、d_3被映射到与天线(端口)0相对应的SC-FDMA符号,而-d_1*、d_0*、-d_3*、d_2* 被映射到与天线(端口)1相对应的SC-FDMA符号。这破坏了映射到天线(端口)1的信号的单载波属性,并且因此在天线(端口)1处CM 增加。

[0308] 现将参考图43描述即使当应用Alamouti方案时也不引起CM增加的多天线编码方案。图43图示了始于扩展运算的过程。

[0309] 参考图43,当控制信息被映射到天线(端口)0时,在经历DFT 预编码之后,复信号被映射到子载波。当控制信号被映射到天线(端口)1时,执行了(1)以相反次序映射到SC-FDMA符号中的子载波,(2)复共轭运算以及(3)交替的负号添加。操作(1)、(2)以及(3)是示例性的并且可以改变操作的次序。此方案可以等同地适用于本发明的实施例。例如,参考图29或30,映射到通过第一天线(端口) 和第二天线(端口)发送的SC-FDMA符号的复符号序列可以按如下给出。

[0310] [等式11]

[0311] 第一天线(端口): a_k

[0312] 第二天线(端口); $(-1)^{\text{mod}(k,2)} \cdot \text{conj}(a_{11-k})$

[0313] 在这里, a_k 表示映射到SC-FDMA符号的子载波的复符号序列, k 表示复符号索引(0至11), $\text{mod}(a,b)$ 表示当a除以b时获得的余数,以及 $\text{conj}(a)$ 表示a的复共轭值。

[0314] 等式12假定复信号被映射到SC-FDMA符号中的所有子载波的情况。考虑如图31至34中所示使用频率因子的情况,等式11可以归一化为等式12。

[0315] [等式12]

[0316] 第一天线(端口): a_k

[0317] 第二天线(端口): $(-1)^{\text{mod}(k,2)} \cdot \text{conj}(a_{n-k})$ 或者

[0318] $(-1)^{\text{mod}(k+1,2)} \cdot \text{conj}(a_{n-k})$

[0319] 在这里, n 表示(映射到SC-FDMA符号的子载波的复符号序列 a_k 的长度)-1(例如 $0 \leq n \leq 11$)。

[0320] 映射到通过第一天线(端口)或第二天线(端口)发送的SC-FDMA 符号的复符号序列可以在频域中被环式移位(例如,移位复符号序列的长度的一半)。表19、20以及21示出了根据本发明的实施例应用了Alamouti方案的情况。

[0321] [表19]

[0322]

SC-FDM A 符号	子载波索引											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
天线(端 口)0	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}
天线(端 口)1	$-a_{11}^*$	a_{10}^*	$-a_9^*$	a_8^*	$-a_7^*$	a_6^*	$-a_5^*$	a_4^*	$-a_3^*$	a_2^*	$-a_1^*$	a_0^*

[0323] [表20]

SC-FDM A 符号	子载波索引											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
天线(端 口) 0	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}
天线(端 口) 1	$-a_5^*$	a_4^*	$-a_3^*$	a_2^*	$-a_1^*$	a_0^*	$-a_{11}^*$	a_{10}^*	$-a_9^*$	a_8^*	$-a_7^*$	a_6^*

[0325] [表21]

SC-FDM A 符号	子载波索引											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
天线(端 口) 0	a_0		a_1		a_2		a_3		a_4		a_5	
天线(端 口) 1	$-a_5^*$		a_4^*		$-a_3^*$		a_2^*		$-a_1^*$		a_0^*	

[0327] 实施例3

[0328] 图43图示了根据本发明的第三实施例的PUCCH格式结构和用于该PUCCH格式结构的信号处理过程。由于信号处理过程的总体流程类似于参考图29至43描述的流程,所以以下的描述集中于CAZAC调制器,该CAZAC调制器为图44的信号处理过程与图29至43的信号处理过程之间的主要区别。

[0329] 参考图43,CAZAC调制器将划分成对应的时隙的调制符号 $[c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}]$ 和 $[c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}]$ 调制成对应的序列,以生成CAZAC调制符号 $[d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}]$ 和 $[d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}]$ 。对于1个RB,CAZAC调制器包括CAZAC序列或用于LTE计算机生成的(CG)序列。例如,如果LTE CG序列为 $r_0, \dots, r_{L/2-1}$,则CAZAC调制符号可以为 $d_n = c_n * r_n$ 或 $d_n = \text{conj}(c_n) * r_n$ 。虽然该图图示了时隙级联合编码,但是本发明可以同等地应用于对于每个时隙独立编码、时隙级重复以及应用了频率因子的情况。在本实施例中,可以省略小区专用加扰,因为作为基本序列的CAZAC或CG序列是小区专用的。另外,可以仅应用UE专用加扰以便更大的随机化。资源分配方法、与RS索引的关系、信令方法以及发送分集可以使用上述实施例中描述的方法。

[0330] 实施例4

[0331] 在LTE中,用于调度请求(SR)的正交资源被配置并且通过RRC 信令用信号发送到UE。当生成了SR传输事件时,UE使用先前用信号发送的正交资源来发送SR信号。

[0332] 表22示出了SR周期和SR子帧偏移

[0333] [表22]

[0334] UE专用SR周期和子帧偏移配置

SR 配置索引 I_{SR}	SR 周期 (ms)	SR 子帧偏移
0 - 4	5	I_{SR}
5 - 14	10	$I_{SR} - 5$
15 - 34	20	$I_{SR} - 15$
34 - 74	40	$I_{SR} - 35$
75 - 154	80	$I_{SR} - 5$
155	保留	

[0335] 参考表22,由于可以发送SR的周期被周期性配置,所以出现了需要在同一子帧/时隙中发送SR和ACK/NACK的情况。

[0336] 如果SR传输事件和ACK/NACK传输事件出现在同一子帧(或时隙)中,则LTE UE使用为SR指定的正交资源来发送ACK/NACK。BS识别可能出现同时传输事件,并且因此BS可以通过检测用于SR的正交资源和用于ACK/NACK的正交资源来检测SR和ACK/NACK是否被一起发送或者仅ACK/NACK被发送而没有SR。

[0337] 本实施例描述了同时发送新PUCCH格式和SR的方案。在这里,新PUCCH格式不限于在实施例1、2以及3中描述的PUCCH格式,而且包括使用信道编码的所有PUCCH格式(例如,当信道编码的ACK/NACK通过PUCCH格式2/2a/2b发送时)。

[0338] 新PUCCH格式可以包括其它的PUCCH格式。以下描述包括以下情况。

[0339] -当以新PUCCH格式发送第一个UCI(例如ACK/NACK、SR、CQI、PMI、RI、CSI或其组合)而第二个UCI在同一子帧中发送时,虽然第二个UCI的传输不限于特定的PUCCH格式,但是第二个UCI可以使用LTE PUCCH格式来调度而被发送。

[0340] 以下实施例集中于第一个UCI是用于DL CC的ACK/NACK并且第二个UCI是使用LTE PUCCH格式调度待发送的SR的情况。ACK/NACK可以包括用于多个DL CC的多个ACK/NACK。除非另外具体声明,否则同时发送第一个UCI和第二个UCI的方案适用于整个说明书。

[0341] 如上文所描述的,SR传输事件和ACK/NACK传输事件可以同时发生(例如,在同一子帧/时隙中)。不能够通过SR资源发送ACK/NACK,因为SR资源是UE专用的而ACK/NACK是CC专用的。因此,本发明提出了以下方案以便解决此问题。当UE需要在能够发送SR的子帧/时隙中发送(多个)ACK/NACK时,1比特SR信息可以被嵌入在该(多个)ACK/NACK中、联合编码,然后发送。可以隐式地(例如与PDCCH的CCE索引链接)或显式地(例如通过RRC信令)设置用于新PUCCH格式的资源。此外,对于1比特嵌入,可以定义信息比特字段或者可以使用原始信息的状态。

[0342] 参考图29对此方案进行详细的描述。参考图29,12比特控制信息(用于5个DL CC的ACK/NACK和DTX)被信道编码以生成48个被编码的比特,并且然后对该48个被编码的比特执行QPSK。当SR传输子帧和ACK/NACK传输子帧重叠时,13比特控制信息(用于5个DL CC的ACK/NACK和DTX,以及SR)能够被信道编码以生成48个被编码的比特,并且然后对该48个被编码的比特执行QPSK。用于该SR的一个比特当其为0时指示不存在SR事件,并且当其为1时表示存在SR事件(此外,用于该SR的一个比特可以当其为1时指示不存在SR事件,并且可以

当其值为0时表示存在SR事件)。可以在信息比特流中预定义用于该SR的比特的位置以指示该比特对应于该SR (例如比特流的第一个/最后一个比特)。

[0344] 描述用于解决当SR传输事件(第一个UCI)和ACK/NACK传输事件(第二个UCI)重叠时出现的另一方案。当SR传输事件(第一个UCI)和ACK/NACK传输事件(第二个UCI)重叠时,可以通过逻辑与操作将(多个)ACK/NACK信息捆绑成一条信息。所捆绑的ACK/NACK信息能够通过SR资源发送。因此,UE在正常情况下使用新PUCCH格式来反馈UCI(例如ACK/NACK),并且当SR传输事件和ACK/NACK传输事件重叠时使用该SR资源来发送所捆绑的ACK/NACK信息。通过捆绑的方式,当用于所有DL CC的ACK/NACK信息对应于ACK时UE发送ACK,并且当ACK/NACK信息包括NACK时发送NACK。类似地,当用于所有DL CC的ACK/NACK信息包括DTX时UE能够发送DTX。

[0345] 图44图示了用于解决当SR传输事件(第一个UCI)和ACK/NACK传输事件(第二个UCI)重叠时出现的另一方案。

[0346] 参考图44,当新PUCCH格式包括两个或更多个RS符号时,可以对至少一个RS符号执行相位调制(而不管其位置)。在这里,必须不对至少另一个RS符号执行相位调制(这等同于1的调制)。由于SR信息能够通过指示待发送的SR的存在或不存在的1个比特来表示,所以当不存在待发送的SR时可以不执行相位调制(例如1被调制),并且当存在待发送的SR时可以执行相位调制(例如-1被调制)。如果第一个UCI是M比特,则可以执行 2^M -PSK或 2^M -QAM,并且可以提前指定UCI比特与复调制值之间的关系。

[0347] 当在同一子帧中发送第一个UCI和第二个UCI时,UE可以根据UCI优先级不发送特定的UCI(即UE可以丢弃特定UCI的传输)。例如,假定第一个UCI是通过新PUCCH格式发送的(多个)ACK/NACK而第二个UCI是通过PUCCH格式2发送的CQI,当ACK/NACK具有比CQI更高的优先级时UE能够丢弃与第二个UCI相对应的CQI的传输。UCI优先级可以是SR>ACK/NACK>RI>CQI/PMI。

[0348] 或者,可以在一个PUCCH格式中嵌入第一个UCI和第二个UCI。例如,如果使用PUCCH格式A发送的第一个UCI和使用PUCCH格式B发送的第二个UCI需要在同一子帧中发送,则第一个UCI和第二个UCI能够通过PUCCH格式中的一个来发送。在这里,第一个UCI和第二个UCI能够被单独地编码或者联合编码。

[0349] 例如,PUCCH格式被假定如下。

[0350] -PUCCH格式A:用来发送对于多个DL CC的5比特多ACK/NACK(第一个UCI)的新PUCCH格式

[0351] -PUCCH格式B:用来发送5比特CQI(第二个UCI)的LTE PUCCH格式2

[0352] 当同时发送第一个UCI和第二个UCI的事件出现时,第一个UCI和第二个UCI(10比特信息)能够被联合编码并且然后通过PUCCH格式A来发送。

[0353] 实施例5

[0354] 将给出用于处理新格式传输事件出现在配置成发送SRS的子帧中的情况的方案的描述。新PUCCH格式可以包括在实施例1、2以及3中描述的新PUCCH格式和其它的新PUCCH格式,并且可以被用来发送ACK/NACK、SR、CQI、PMI、RI、CSI或其组合。为了方便,假定新PUCCH格式被用来发送ACK/NACK相关的UCI。

[0355] 表23和24分别示出了在LTE中定义的用于SRS传输的小区专用SRS传输参数和UE

专用SRS传输参数。

[0356] [表23]

srs-子帧配置	二进制	配置周期 T_{SFC} (子帧)	传输偏移 Δ_{SFC} (子帧)
0	0000	1	{0}
1	0001	2	{0}
2	0010	2	{1}
3	0011	5	{0}
4	0100	5	{1}
5	0101	5	{2}
6	0110	5	{3}
7	0111	5	{0,1}
8	1000	5	{2,3}
9	1001	10	{0}
10	1010	10	{1}
11	1011	10	{2}
12	1100	10	{3}
13	1101	10	{0,1,2,3,4,6,8}
14	1110	10	{0,1,2,3,4,5,6,8}
15	1111	保留的	保留的

[0357]

[0358] T_{SFC} 表示小区专用子帧配置, Δ_{SFC} 表示小区专用子帧偏移,并且 srs-子帧配置由更高层提供.SRS通过满足 $\lfloor n_s / 2 \rfloor \bmod T_{SFC} \in \Delta_{SFC}$ 的子帧来发送.此外, N_s 表示时隙索引, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整函数,以及mod表示模运算。

[0359] [表24]

SRS配置索引 I_{SRS}	SRS周期 T_{SRS} (ms)	SRS子帧偏移 T_{offset}
0 - 1	2	I_{SRS}
2 - 6	5	$I_{SRS} - 2$
7 - 16	10	$I_{SRS} - 7$
17 - 36	20	$I_{SRS} - 17$
37 - 76	40	$I_{SRS} - 37$
77 - 156	80	$I_{SRS} - 77$
157 - 316	160	$I_{SRS} - 157$
317 - 636	320	$I_{SRS} - 317$
637 - 1023	保留的	保留的

[0360]

[0361] SRS配置索引 I_{SRS} 被针对每一个UE用信号发送,并且每一个UE 确认SRS周期 T_{SRS} 和使用 I_{SRS} 的SRS子帧偏移 T_{offset} 。

[0362] 小区专用SRS传输参数通知UE用于在小区中的SRS传输所占用的子帧,而UE专用SRS传输参数通知UE在用于SR传输所占用的子帧当中的实际上被UE所使用的子帧.然后,UE通过由UE专用SRS 传输参数指定的子帧 (UE专用SRS传输子帧)的特定符号 (例如最后一个符号) 来发送SRS.为了保护通过小区专用传输参数占用的子帧 (小区专用SRS传输子帧)中的SRS传输,UE必须不通过对应子帧的最后一个符号来发送上行链路信号,而不管在该子帧中是否实际上发送了SRS。

[0363] 当新PUCCH格式传输事件出现在配置成发送SRS的子帧中时,可以考虑以下的方案.在这里,配置成发送SRS的子帧包括小区专用 SRS传输子帧和UE专用SRS传输子帧。

[0364] 方案1:可以以新PUCCH格式来穿孔子帧的最后一个SC-FDMA 符号 (也就是说,缩短的新PUCCH格式).在这种情况下,可以根据在穿孔之后留下的SC-FDMA符号的数目来调整正交覆盖码(OCC) (或正交码(OC))的长度。

[0365] 方案2:可以丢弃SRS符号.也就是说,当新PUCCH格式和SRS 的同时传输发生时,UE发送新PUCCH格式 (即,正常的新PUCCH 格式) 并且不发送SRS。

[0366] 图45和46图示了当新PUCCH格式使用LTE PUCCH格式1a/1b 的RS符号结构时根据方案1的信号传输。在这些图中,水平轴表示时域(例如符号索引)而垂直轴表示频域(例如RB索引)。虽然这些图图示了正常CP情况,但是根据方案1的信号传输可以应用于扩展CP 情况。可以根据图29和30中示出的方案生成新PUCCH格式。虽然以下的图示出了时隙级PUCCH结构使用相同的频率资源(例如相同的 PRB),但是它们是示例性的,并且时隙级PUCCH结构可以在频域中基于时隙来跳跃,如图29和30中图示的。

[0367] 图45示出了仅发送新PUCCH格式的情况。参考图45,RS符号使用长度3的OCC(例如DTF码)来扩展,而UCI符号在每一个时隙中使用长度4的OCC(例如沃尔什码)来扩展。能够在时隙之间执行跳跃。

[0368] 图46图示了用于支持新PUCCH格式和SRS的同时传输的方案。在图中,SRS表示SRS传输位置。在SRS传输位置中,可以实际上使用对应UE的SRS,或者可以限制对应UE的信号传输以便保护另一 UE的SRS传输。参考图46,时隙0具有和图45中示出的结构相同的结构。时隙1的最后一个SC-FDMA符号被穿孔用于SRS传输。可以根据两个方案来实现穿孔。在第一个方案中,在所有控制信息被映射直到新PUCCH格式的最后一个SC-FDMA符号的条件下,当要求新 PUCCH格式和SRS的同时传输时,能够丢弃最后一个SC-FDMA符号的传输。可以以如下方式实现丢弃SC-FDMA符号的传输,即该 SC-FDMA符号不被发送或者0被重新映射到该SC-FDMA符号。在第二个方案中,当要求新PUCCH格式和SRS的同时传输时,UE以不包括子帧的最后一个SC-FDMA符号的缩短的新PUCCH格式来速率匹配控制信息,并且然后执行资源映射。也就是说,能够通过资源映射之后的速率匹配或速率匹配之后的资源映射来执行最后一个SC-FDMA 符号的穿孔。

[0369] 参考图46,时隙1中的RS符号的数目被维持在3,而UCI符号的数目在穿孔之后从4减小到3。因此,应用于时隙1中的UCI符号的OCC的长度被从4改变为3。

[0370] 表25示出了用于每一个时隙的UCI符号的OCC集。

[0371] [表25]

索引 m	正交码	
	时隙 0 (SF=4)	时隙 1 (SF=3)
0	[+1 +1 +1 +1]	[1 1 1]
1	[+1 -1 +1 -1]	$[1 e^{j2\pi/3} e^{j4\pi/3}]$
2	[+1 +1 -1 -1]	$[1 e^{j4\pi/3} e^{j2\pi/3}]$
3	[+1 -1 -1 +1]	

[0373] 能够对于每一个时隙独立地确定OCC索引m。

[0374] 可以通过更高层(例如RRC)信令来配置缩短的新PUCCH格式。例如,缩短的新PUCCH格式的配置信息/是否使用了缩短的新PUCCH 格式能够通过更高层(例如RRC)信令来指示。能够通过将用于新的缩短的PUCCH格式的信令与用于LTE PUCCH格式1/1a/1b的更高层信令组合来配置新的缩短的PUCCH格式,而没有增加信令开销。

[0375] 图47a和47b图示了当新PUCCH格式使用LTE PUCCH格式2a/2b 的RS符号结构时根据方案1的信号传输。此示例示出了正常CP的情况。在这些图中,新PUCCH格式可以根据图29和30中所示出的方案来生成。

[0376] 图47a示出了仅发送新PUCCH格式的情况。参考图47a,RS符号使用长度2的OCC(例如沃尔什码)来扩展,而UCI符号在每一个时隙中使用长度5的OCC(例如DFT码)来扩展。能够

在时隙之间执行跳跃。图47示出了新PUCCH格式和SRS被同时发送的情况。参考图47b,时隙0具有和图47a中所示出的结构相同的结构。时隙1的最后一个SC-FDMA符号被穿孔用于SRS传输。SRS符号的数目被维持在2,而UCI符号的数目在穿孔之后在时隙1中从5减小到4。因此,应用于时隙1中的UCI符号的OCC的长度被从5改变为4。

[0377] 图48a和48b图示了当新PUCCH格式使用LTE PUCCH格式2a/2b 的RS结构时根据方案1的信号传输的另一示例。图48a和48b对应于图47a和47b,除了图48a和48b应用于扩展CP的情况之外。

[0378] 表26示出了用于图47a和48a中的UCI符号的码集,而表27示出了用于图47b和48b中的UCI符号的码集。

[0379] [表26]

索引 m	正交码	
	时隙 0 (SF=5)	时隙 1 (SF=5)
0	[1 1 1 1 1]	[1 1 1 1 1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$

[0381] 能够对于每一个时隙独立地确定OCC索引m。

[0382] [表27]

索引 m	正交码	
	时隙 0 (SF=5)	时隙 1 (SF=4)
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	

[0384] 能够对于每一个时隙独立地确定OCC索引m。

[0385] 实施例6

[0386] 将给出使用PUCCH格式2发送大量UCI的方案描述。为了方便,现将描述使用PUCCH格式2发送(多个)ACK/NACK相关的UCI 的方案。ACK/NACK相关的UCI包括(多个)ACK/NACK和 ACK/NACK+其它UCI。在这里,其它UCI包括SR,CQI,PMI,RI 或其组合。

[0387] 图49图示了根据本发明的实施例使用PUCCH格式2的示例性 UCI传输方案。图49示出了在正常CP情况下的PUCCH格式。参考图49,一个子帧除了RS符号之外还包括10个UCI符号。在频域中扩展的调制值被映射到每一个UCI符号。映射到每一个UCI符号的调制值可以通过频域中的CAZAC序列或CG-CAZAC序列来扩展(但是不限于此)。循环移位CS可以应用于每一个序列。SC-FDMA符号级CS 跳跃可以被应用于随机化小区间干扰。通过使用CS的CDM可以复用 RS。例如,如果可用的CS的数目是12或6,则在同一PRB中能够复用12或6个UE。

[0388] 现将对上述的PUCCH格式信号处理进行详细的描述。用于 PUCCH格式的信号处理

器可以包括信道编码块、调制器、划分器以及频域扩展块中的全部或一些。

[0389] 信道编码块对信息比特 $a(0)$ 、 $a(1)$ 、 \dots 、 $a(M-1)$ (例如多个 ACK/NACK比特) 进行信道编码以生成编码的比特(被编码的比特或编码比特) (或码字) $b(0)$ 、 $b(1)$ 、 \dots 、 $b(N-1)$ 。在这里, M 表示信息比特大小而 N 表示编码的比特大小。例如, 信息比特包括用于通过多个DL CC接收到的多个数据(或PDSCH)的多个ACK/NACK比特。信息比特 $a(0)$ 、 $a(1)$ 、 \dots 、 $a(M-1)$ 被联合编码, 而不管形成该信息比特的UCI的类型/数目/大小。例如, 当信息比特包括用于多个DL CC的多个ACK/NACK时, 对所有的信息比特执行信道编码, 而不是对每一个DL CC和每一个ACK/NACK比特执行, 以生成单个码字。信道编码不限于此, 并且包括简单重复、单纯形编码、RM(Reed Muller)编码、穿孔RM编码、咬尾卷积编码(TBCC)、低密度奇偶校验(LDPC)或turbo编码。能够考虑到调制阶数和资源数量来速率匹配编码的比特, 这未在图中示出。速率匹配功能可以被包括在信道编码块中或者可以通过单独的功能块来执行。

[0390] 调制器调制编码的比特 $b(0)$ 、 $b(1)$ 、 \dots 、 $b(N-1)$ 以生成调制符号 $d(0)$ 、 $d(1)$ 、 \dots 、 $d(L-1)$, 其中 L 表示调制符号的大小。调制方法通过修改传输信号的大小和相位来执行。例如, 调制方法包括 n -PSK(相移键控)和 n -QAM(正交振幅调制) (n 为大于或等于2的整数)。具体地, 调制方法可以包括BPSK(二进制PSK)、QPSK(正交PSK)、8-PSK、QAM、16-QAM、64-QAM等。

[0391] 划分器将调制符号 $d(0)$ 、 $d(1)$ 、 \dots 、 $d(L-1)$ 划分为时隙。将调制符号划分为时隙的次序/图案/方案不特别限制。例如, 划分器能够顺序地将调制符号划分成相应的SC-FDMA符号(局部类型)。在这种情况下, 调制符号 $d(0)$ 、 $d(1)$ 、 \dots 、 $d(L-1)$ 被从第一个SC-FDMA符号开始顺序地映射到子帧的SC-FDMA符号。当使用PUCCH格式2的RS符号结构时 L 是10。另外, 当被划分成SC-FDMA符号时调制符号可以被交织(或排列)。例如, 偶数编号的调制符号能够被划分成与时隙0相对应的SC-FDMA符号, 而奇数编号的调制符号能够被划分成与时隙1相对应的SC-FDMA符号。可以改变调制操作和划分操作的次序。

[0392] 频域扩展块将划分成SC-FDMA符号的调制符号中的每一个乘以用于频域扩展的序列。用于频率扩展的序列可以包括CAZAC序列和CG-CAZAC序列, 并且可以应用于复用的CS。通过前述过程生成的信号可以被映射到PRB中的子载波并且通过IFFT变换成时域信号。CP被附接到时域信号并且所生成的SC-FDMA符号通过RF块来发送。

[0393] 当在配置成发送SRS的子帧中发生PUCCH格式2传输事件时, 可以考虑以下的方案。

[0394] 方案1: 能够在PUCCH格式2中穿孔子帧中的最后一个SC-FDMA符号(也就是说, 缩短的PUCCH格式2)。

[0395] 方案2: 能够丢弃SRS符号。也就是说, 当需要PUCCH格式2和SRS的同时传输时UE发送PUCCH格式2(即正常的PUCCH格式2)并且不发送SRS。

[0396] 现将参考图50至54对方案1进行详细的描述。方案1可以不限于PUCCH格式2发送ACK/NACK相关的UCI的情况。

[0397] 图50和51图示了当PUCCH格式2和SRS同时传输的事件发生时子帧的最后一个SC-FDMA符号的穿孔。图50示出了正常CP的情况而图51示出了扩展CP的情况。

[0398] 参考图50和51, PUCCH格式2中的分量 $d(9)$ 被穿孔(当使用QPSK时其相当于两个被编码的比特的穿孔)以便支持SRS传输(缩短的PUCCH格式)。在这种情况下, RS符号的数目/位置被保持等于正常的PUCCH格式2中的那些。

[0399] 可以根据两个方案来实现穿孔。在第一个方案中,在所有控制信息被映射直到新PUCCH格式的最后一个SC-FDMA符号的条件下,能够丢弃最后一个SC-FDMA符号的传输。可以以SC-FDMA符号不被发送或者0被重新映射到对应的SC-FDMA符号的方式来实现丢弃 SC-FDMA符号的传输。在第二个方案中,当要求PUCCH格式2和SRS 的同时传输时,UE对于不包括子帧的最后一个SC-FDMA符号的 PUCCH格式(即缩短的PUCCH格式2)中的控制信息进行速率匹配并且然后执行资源映射。也就是说,最后一个SC-FDMA符号的穿孔可以通过资源映射之后的速率匹配或速率匹配之后的资源匹配来执行。

[0400] 图52示出了使用RM(20,0)表的d(9)的穿孔。此示例示出了速率匹配之后的资源映射的情况。如果d(9)对应于码字的最后两个比特,则能够通过穿孔RM(20,0)表的第十八行和第十九行来穿孔d(9)。为了方便,图52示出了执行QPSK的情况。穿孔方法可以取决于编码或调制方案来改变。

[0401] 图53至55图示了同时发送PUCCH格式2和SRS的另一方案。

[0402] 图51和52中示出的方案可以使由于穿孔造成被编码的符号的损失而导致系统性能降低。因此,图53至55中所示的方案将第二个时隙中的RS符号的数目减小了一个以便阻止由于被编码的符号的穿孔而导致的性能降低。剩余的RS符号可以被移动到修改的PUCCH格式中的任意位置。

[0403] 参考图53,在时隙1中第二个RS符号能够被d(9)所代替而不用改变子帧中的常规RS符号位置。参考图54,在时隙0中RS符号位置未被改变,然而在时隙1中RS符号位置被改变用于信道估计的优化。图54示出了与常规RS符号位置相比时隙1的第一个RS符号被向右移动了一个符号。参考图55,除了最后一个传输符号之外,用于正常CP 的RS符号结构被用于时隙0而用于扩展CP的RS符号结构被用于时隙1。

[0404] 缩短的PUCCH格式2能够通过更高层(例如RRC)信令来配置。例如,缩短的PUCCH格式2的配置信息/是否使用缩短的PUCCH格式 2能够通过更高层(例如RRC)信令来指示。能够配置缩短的PUCCH 格式2而不用通过组合用于缩短的PUCCH格式2的信令和用于LTE PUCCH格式1/1a/1b的更高层信令组合而增加信令开销。

[0405] 上述描述可以被容易地扩展到基于PUCCH格式2的多序列调制(MSM)。MSM是对N个分配的PUCCH资源执行调制(例如QPSK、8PSK、M元QAM等)的方案。

[0406] 图56图示了使用两个正交资源来执行MSM的示例性方案。在这里,假定使用图49中所示的PUCCH格式。为了方便,虽然在以下描述中使用QPSK,但是这是示例性的,并且在发明中使用的调制方案不受限制。

[0407] 参考图56,总共20个被编码的比特能够通过一个正交资源根据 QPSK来调制(10个调制符号)并且发送。当使用两个正交资源(正交资源0和正交资源1)(例如循环移位)时,总共40个被编码的比特能够通过QPSK来调制(20个调制符号)并且发送。在图56中, d_0, d_1, \dots, d_{19} 是在QPSK调制之后的符号(即调制值),而 \overline{s}_n ($n=0, 1, \dots, 19$)是用于PUCCH传输的序列向量。序列向量 $S=\{\overline{s}_n : n=0, 1, \dots, 9\}$ 形成正交资源0,而序列向量 $S=\{\overline{s}_n : n=10, 11, \dots, 19\}$ 形成正交资源1。序列向量S可以以逐个符号为基础或者以逐个时隙为基础跳跃。调制符号被乘以序列向量并且然后映射到对应的SC-FDMA符号。最后,所有调制符号被加载在两个正交资源(序列向量 \overline{s}_n)中并且加和,然后通过一个天线发送。

对于每一个天线(端口)定义了用于RS的资源,并且用于正交资源0的UCI的RS与用于正交资源1的UCI的RS完全相同。

[0408] 图56中图示的PUCCH格式还可以被用来使用信道选择发送UCI。信道选择是从N个正交资源中选择特定的资源并且通过所选择的资源发送UCI调制值的方案。因此,d(0)和d(10)中的一个必须是0并且d(1)和d(11)中的一个必须是0。也就是说,d(n)和d(n+1)(n=0,1,...,9)中的一个为0。

[0409] 表28示出了当通过信道选择发送UCI时的映射表。假定调制使用QPSK来执行。在这种情况下,能够使用信道选择通过一个SC-FDMA符号来发送3个被编码的比特。

[0410] [表28]

[0411]

b(0), b(1), b(2)	d(n)	d(n+10)
000	1	0
001	-j	0
010	j	0
011	-1	0
100	0	1
101	0	-j
110	0	j
111	0	-1

[0412] 另外,通过MSM调制的 d_0, d_1, \dots, d_{19} 能够以与预编码的MSM相对应的表的形式来映射,如表29中所示。预编码的MSM可以对应于通过将表28乘以向量 $[+1 \ +1]$ 和向量 $[+1 \ -1]$ 以及将乘法结果映射到 s_1 和 s_2 所获得的结果。这个通过以下等式来表示。

[0413] [等式13]

$$[0414] \quad [s_1 \ s_2] = [d(n) \ d(n+10)] \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}$$

[0415] [表29]

b(0),b(1),b(2),b(3)	第一个符号 (s ₁)		第二个符号 (s ₂)	
	I ₁	Q ₁	I ₂	Q ₂
0000	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0	0
0001	$-1/\sqrt{2}$	0	0	$-1/\sqrt{2}$
0010	0	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0
0011	0	0	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
0100	$-1/\sqrt{2}$	0	0	$1/\sqrt{2}$
0101	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0	0
0110	0	0	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
0111	0	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0
1000	0	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0
1001	0	0	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
1010	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0	0
1011	$1/\sqrt{2}$	0	0	$-1/\sqrt{2}$
1100	0	0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
1101	0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0
1110	$1/\sqrt{2}$	0	0	$1/\sqrt{2}$
1111	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0	0

[0416]

[0417] 现将对预编码的MSM进行详细的描述。为了方便描述,假定使用图56中所示的PUCCH结构和QPSK调制。在这种情况下,通过图56的PUCCH结构发送的信息比特的总数目是40并且符号的总数目是20。

[0418] 参考表29和图56,信息比特序列[b0 b1 b2 b3]被[s1 s2]代替。由于信息比特的总数目是40,则从十个信息比特序列[b0 b1 b2 b3]生成十个[s1 s2]。在第一个SC-FDMA符号(d0,d10)的情况下,s1和s2被分别映射到图56中的d0和d10。类似地,在其它SC-FDMA符号的情况下s1和s2被分别映射到dn和dn+10。

[0419] 图57图示了使用MSM同时发送PUCCH格式2和SRS的方案。假定MSM使用在同一PRB中存在的两个正交资源(例如CS)。

[0420] 参考图57,第一个正交资源包括CS#0而第二个正交资源包括CS #1。两个PUCCH格式2可以使用第一个和第二个正交资源来分别配置,并且两个生成的PUCCH格式2可以被求和并被发送。在这种情况下,MSM PUCCH格式2的最后一个SC-FDMA符号被穿孔以便支持SRS传输。图57示出了时隙1中的第二个RS符号被UCI符号代替同时维持了时隙0和1中的RS符号结构。虽然图57图示了RS符号结构被维持为和PUCCH格式2(正常CP)的那些完全相同,但是能够改变穿孔之后留下的RS符号的数目/位置。图57图示了两个穿孔的PUCCH格式被生成并且然后加和以执行MSM传输。然而,这是示例性的,并且能够对两个正常的PUCCH格式求和并且最后执行穿孔一次。

[0421] 将参考图58至62给出同时发送PUCCH格式2和SRS的另一方案的描述。图58至62图示了当维持常规PUCCH格式2的RS符号结构时补偿由于d(9)的穿孔而导致的编码损失的方法。显而易见的是,通过简单的扩展在下文中描述的方法还适用于MSM,如图56和57中所示的,并且因此省略其具体描述。

[0422] 图58图示了对时隙1的第二个RS符号(或第一个RS符号)执行调制的方法。参考图58,在时隙1的第二个RS符号上调制穿孔的d(9)。在RS符号上调制d(9)包括将RS序列乘以d(9)。当d(9)通过QPSK调制时,在RS符号上的d(9)的调制对应于根据d(9)的RS符号的相位

的移位。因此, $d(9)$ 可以被调制在时隙1的第一个RS符号上, 可以被调制在时隙0的第一个RS符号上, 或者可以被调制在时隙0的第二个RS符号上。接收机能够通过比较第一个和第二个RS符号的相位来推断 $d(9)$ 对数似然比 (LLR)。虽然此示例假定 $d(9)$ 被穿孔的情况, 但是这是示例性的并且 $d(9)$ 能够被 $d(x)$ ($x=0, \dots, 9$) 所代替。

[0423] 图59图示了对时隙0的第二个RS符号(或第一个RS符号)执行调制的方法。能够通过通过在相应时隙的第二个RS符号上重复调制 $d(9)$ 来获得分集增益。同样地, 还能够在相应时隙的第一个RS符号上重复调制 $d(9)$ 。

[0424] 图60图示了对所有RS符号执行调制的方法。在这种情况下, 能够通过重复地将 $d(9)$ 调制到所有RS符号来获得更高的分集增益。

[0425] 图61和62图示了在扩展CP情况下同时发送PUCCH格式2和SRS的方案。图61示出了 $d(9)$ 被调制到仅一个时隙(例如时隙1)的RS符号, 而图62示出了 $d(9)$ 被调制到所有RS符号。在这里, 可以禁用基于时隙的跳跃。当 $d(9)$ 是QPSK符号时, 接收机能够执行总共4次盲解码操作。

[0426] 虽然图58至62中图示的方案集中于PUCCH格式2, 但是它们能够同等地应用于图46至48中所示的基于DFT的PUCCH结构。

[0427] 现将描述适用多天线传输方法发送PUCCH的方案。虽然在以下的实施例中描述了 $2T_x$ 发送分集方案, 但是实施例能够同等地/同样地应用于 $n-T_x$ 发送分集方案。为了方便描述, 假定用于UCI传输的正交资源被称为资源A而用于RS传输的正交资源被称为资源B。资源A和资源B的逻辑索引可以彼此一样。例如, 如果给出了资源B的逻辑索引, 则能够自动地提供资源A的逻辑索引。资源A和资源B的逻辑索引可以通过不同的物理配置方法来配置。存在以下两种情况。

[0428] 1) 控制信息能够在所有天线(端口)处通过同一PRB来发送。

[0429] A. 控制信息能够通过为每一个天线(端口)指定的资源A(例如, 循环移位、频率因子)来发送。

[0430] B. RS能够通过为每一个天线(端口)提供的资源B(例如循环移位和DFT覆盖的组合)来发送。为相应的天线(端口)指定的资源B是正交的。

[0431] 2) 控制信息能够通过用于天线的不同PRB来发送。例如, 在天线(端口)0处控制信息能够通过PRB#4来发送, 并且在天线(端口)1处通过PRB#6来发送。

[0432] A. 用于通过不同的天线(端口)发送的控制信息的资源不特别限制(即资源能够彼此等同或不同)。

[0433] B. 用于通过不同的天线(端口)发送的RS的资源不特别限制(即资源能够彼此等同或不同)。

[0434] 在多天线发送(例如 $2T_x$ 发送)模式中, 用于控制信息传输的两(或 $2*N$)个资源A以及用于RS传输的两个资源B能够被提前定义或者通过物理控制信道(例如PDCCH)/RRC信令来提供。在这种情况下, 用于控制信息和RS的信令能够被单独地执行。当用于一个天线(端口)的资源信息被用信号发送时, 能够从先前用信号发送的资源信息中推断用于另一个天线(端口)的资源信息。

[0435] 图63是示出了BS和UE的配置的方框图。

[0436] 参考图63, 无线通信系统包括BS 110和UE 120。BS包括处理器 112、存储器114以

及RF单元116。处理器112可以被配置成实现由本发明提出的过程和/或方法。存储器114被连接到处理器112并且存储与处理器112的操作有关的信息。RF单元116被连接到处理器112,发送和/或接收RF信号。UE 120包括处理器122、存储器124以及RF单元126。处理器112可以被配置成实现由本发明提出的过程和/或方法。存储器124被连接到处理器122并且存储与处理器122的操作有关的信息。RF单元126被连接到处理器122,发送和/或接收RF信号。BS 110和/或UE 120可以包括单个天线或多个天线。

[0437] 在下文所描述的本发明的实施例是本发明的元件和特征的组合。除非另外提到,否则元件或特征可以被认为是选择性的。可以在没有被与其它元件或特征组合的情况下实现每个元件或特征。另外,可以通过组合元件和/或特征的部分来构造本发明的实施例。可以对在本发明的实施例中所描述的操作次序进行重新排列。任何一个实施例的一些构造都可以被包括另一实施例中并且可以以另一实施例的对应构造来替换。对本领域的技术人员而言将明显的是,在所附权利要求中未彼此明确引用的权利要求可以组合呈现为本发明的实施例,或者通过在本申请被提交之后的后续修改被包括作为新权利要求。

[0438] 在本发明的实施例中,集中在BS、中继器以及MS之中的数据发送和接收关系进行了描述。在一些情况下,描述为由BS执行的特定操作可以由该BS的上层节点来执行。即,显而易见的是,在由包括BS的多个网络节点组成的网络中,为了于与MS通信而执行的各种操作可以由BS或除了改BS之外的网络节点来执行。术语“BS”可以用术语“固定站”、“节点B”、“增强型节点B(eNode B或eNB)”、“接入点”等来替换。术语“UE”可以用术语“移动站(MS)”、“移动订户站(MSS)”、“移动终端”等来替换。

[0439] 可以通过例如硬件、固件、软件或其组合的各种装置来实现本发明的实施例。在硬件配置中,可以通过一个或多个专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理器件(DSPD)、可编程逻辑器件(PLD)、现场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器等来实现根据本发明的实施例的方法。

[0440] 在固件或软件配置中,可以以模块、程序、函数等的形式来实现本发明的实施例。例如,软件代码可以被存储在存储器单元中并且由处理器来执行。存储器单元位于处理器的内部或外部并且经由各种已知的装置发送和接收到处理器和来自处理器的数据。

[0441] 本领域的技术人员将了解的是,在不脱离本发明的精神和本质特性的情况下,可以以除了在此陈述的特定方式以外的其它特定方式来执行本发明。上述实施例因此在所有方面都被解释成说明性的而不是限制性的。本发明的范围应该由所附权利要求和它们的合法等价物来确定,而不是由上述描述来确定,并且旨在将落入所附权利要求的意义和等价范围内的所有改变均包括在其中。

[0442] 工业适用性

[0443] 本发明可以用于无线通信系统中的UE、BS或其它装置。具体地,本发明适用于发送上行链路控制信息的方法及其设备。

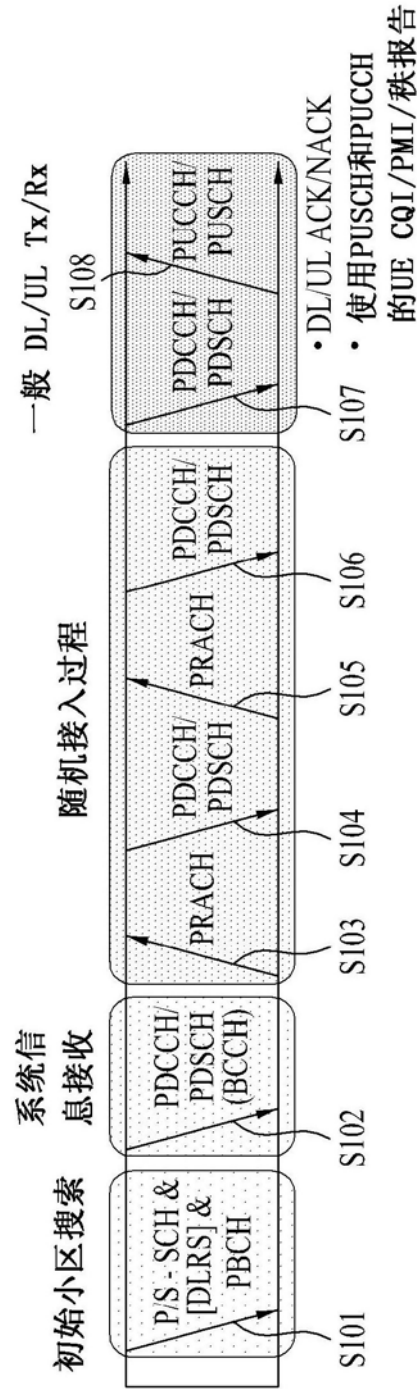


图1

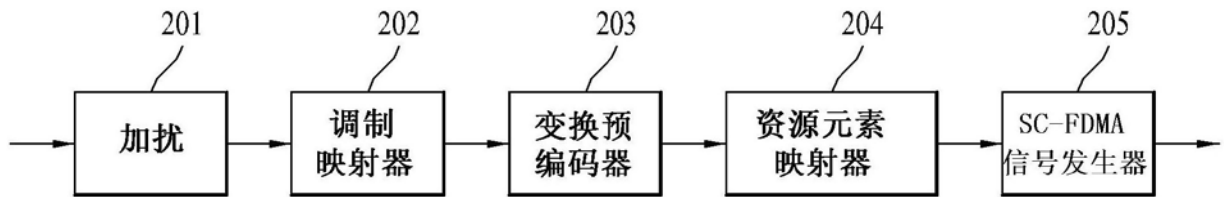


图2

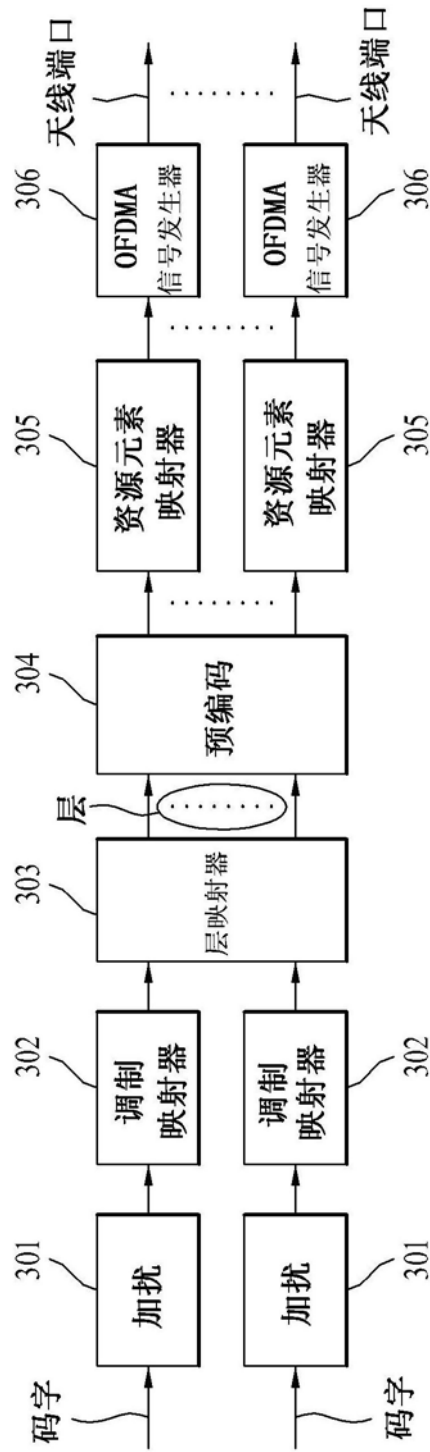


图3

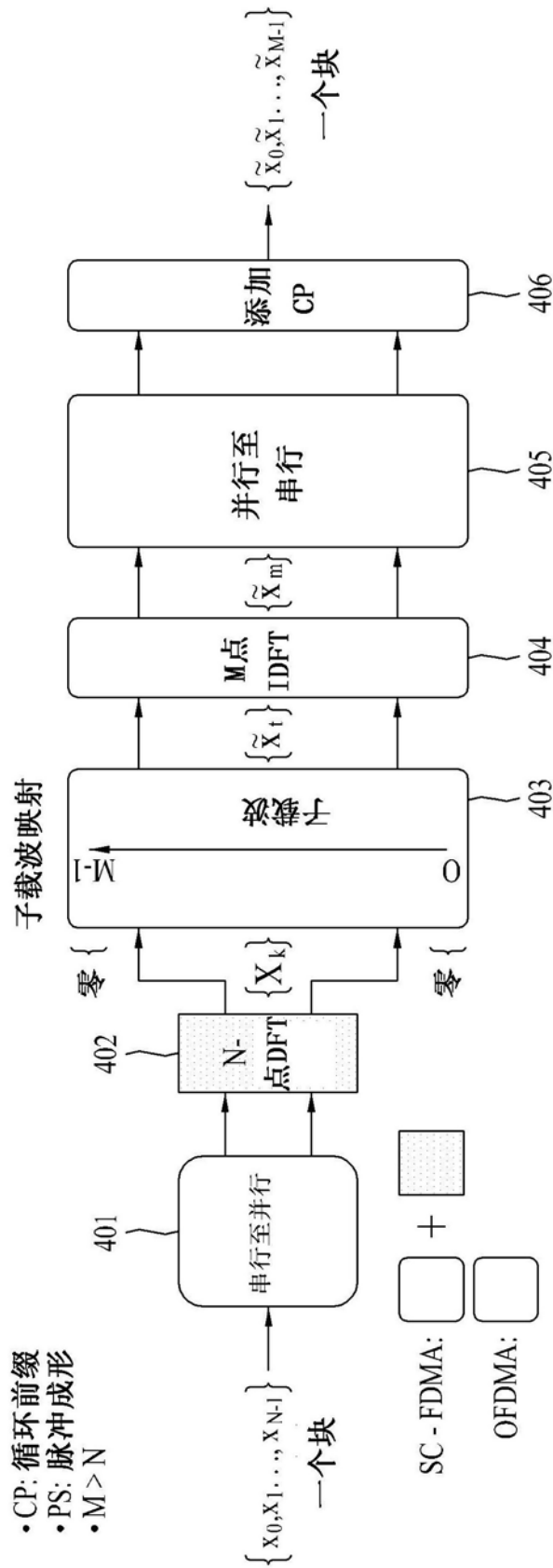


图4

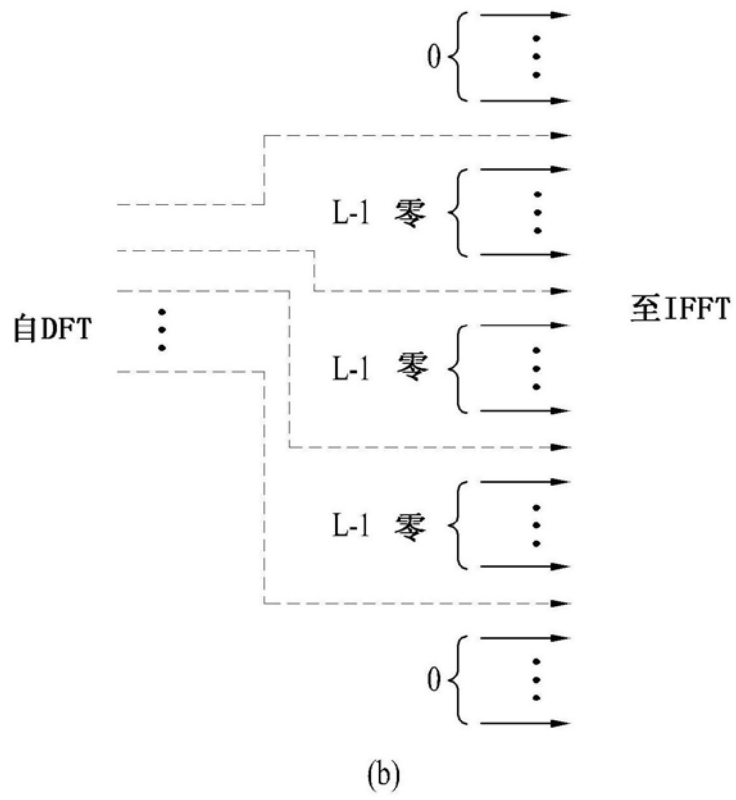
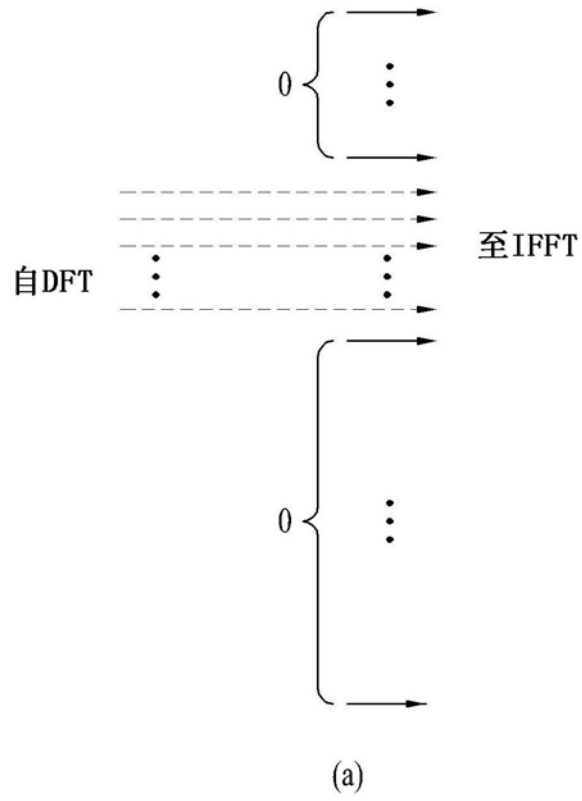


图5

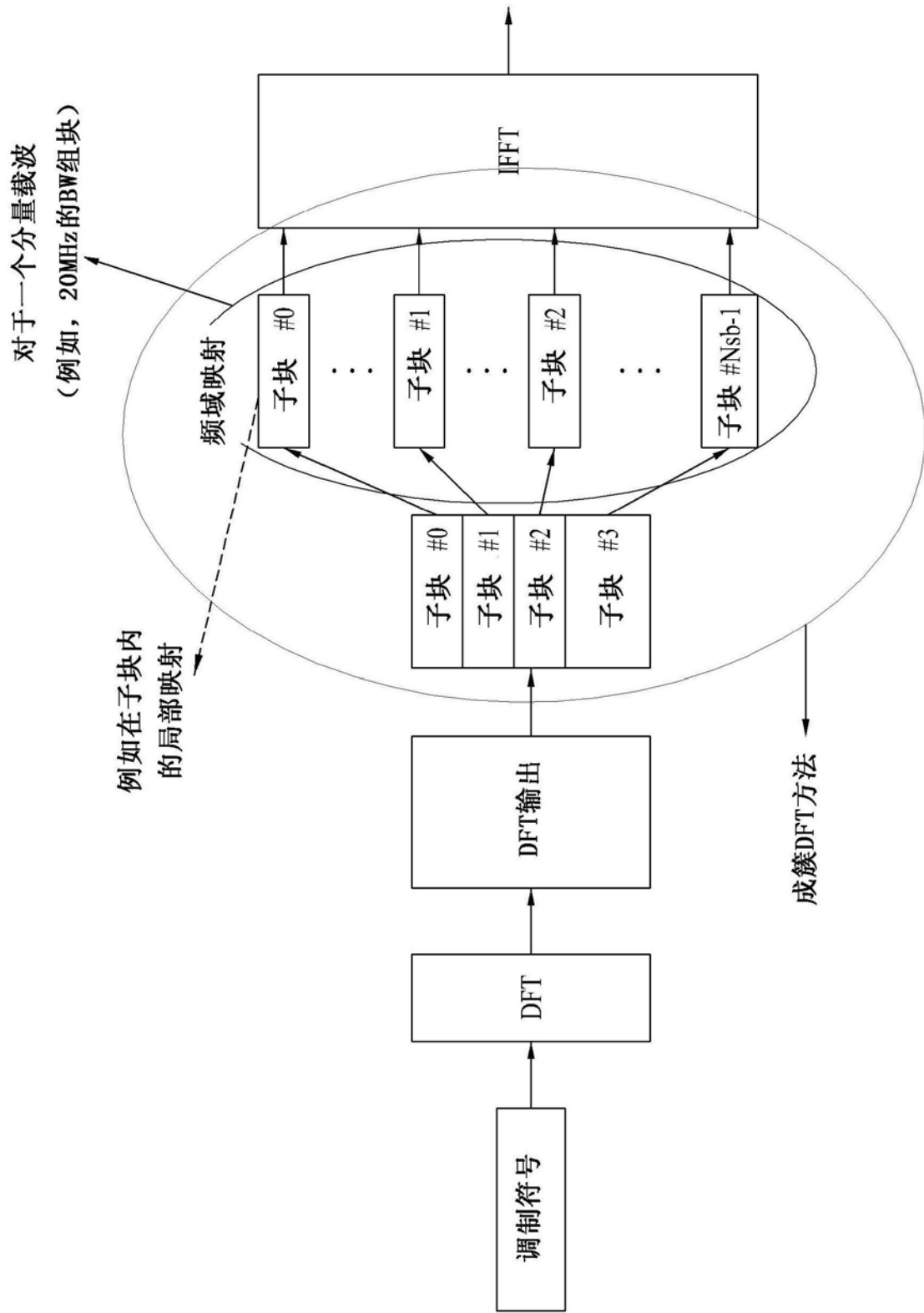


图6

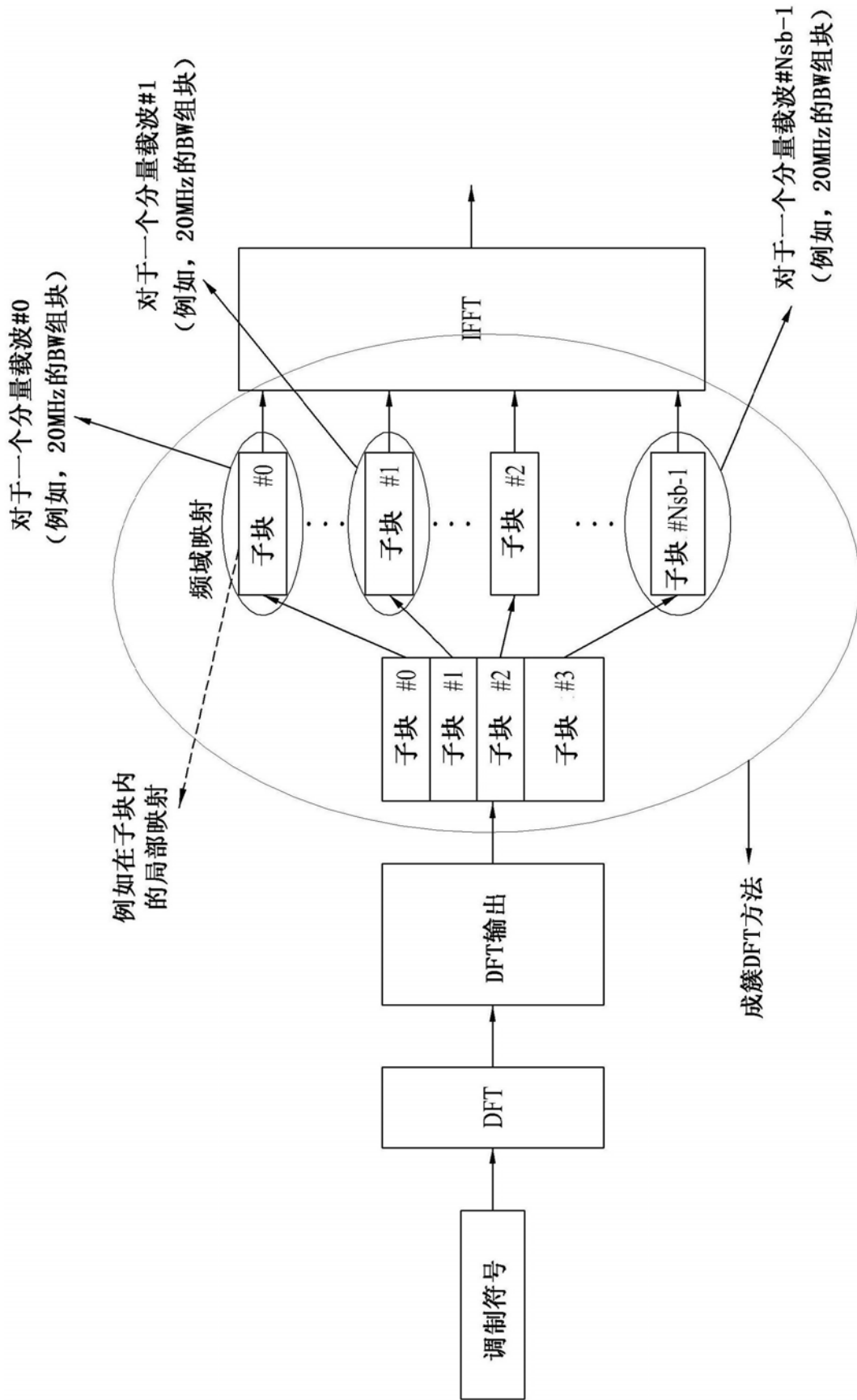


图7

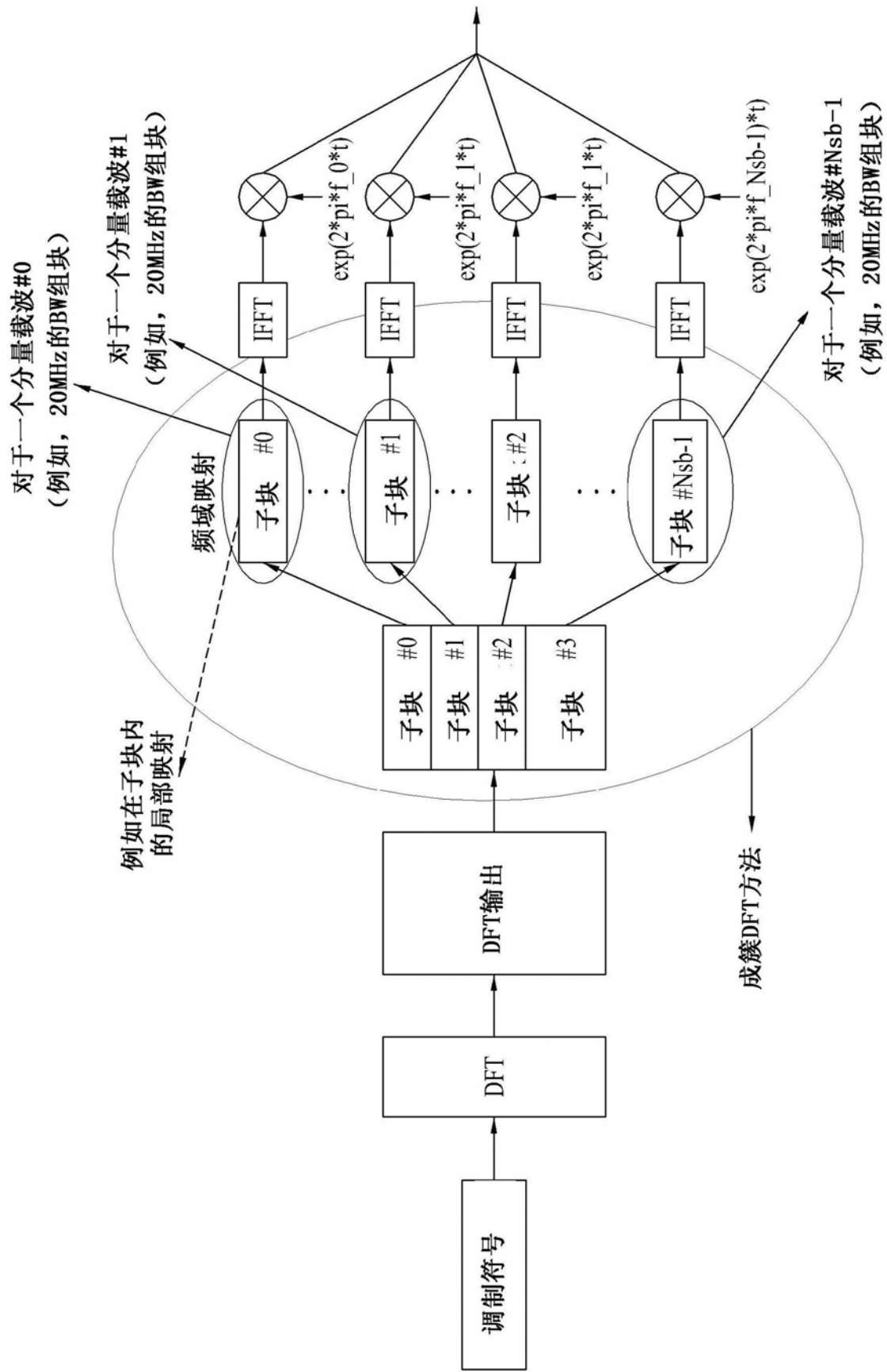


图8

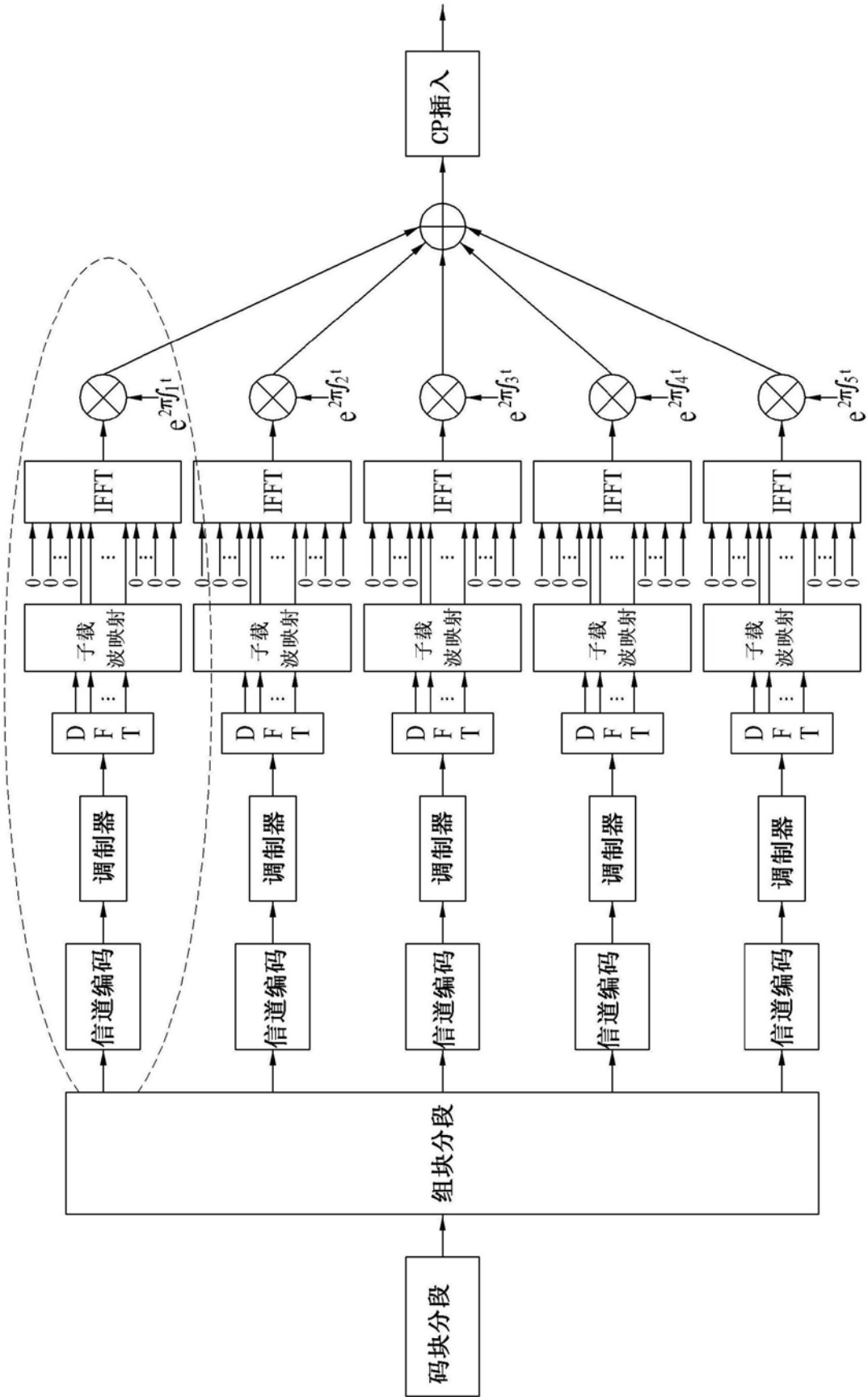


图9

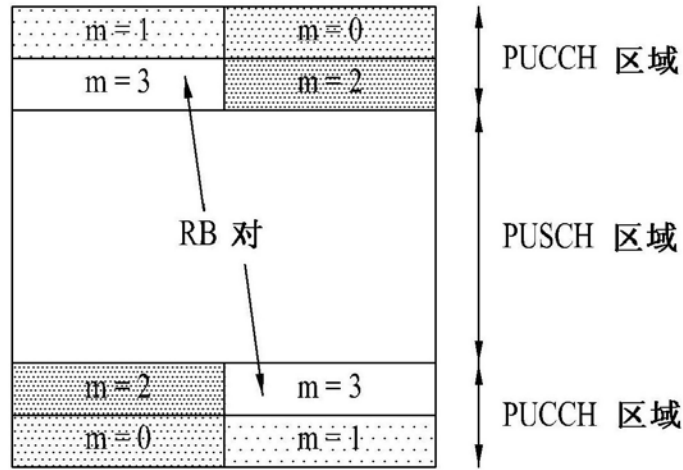


图10



图11

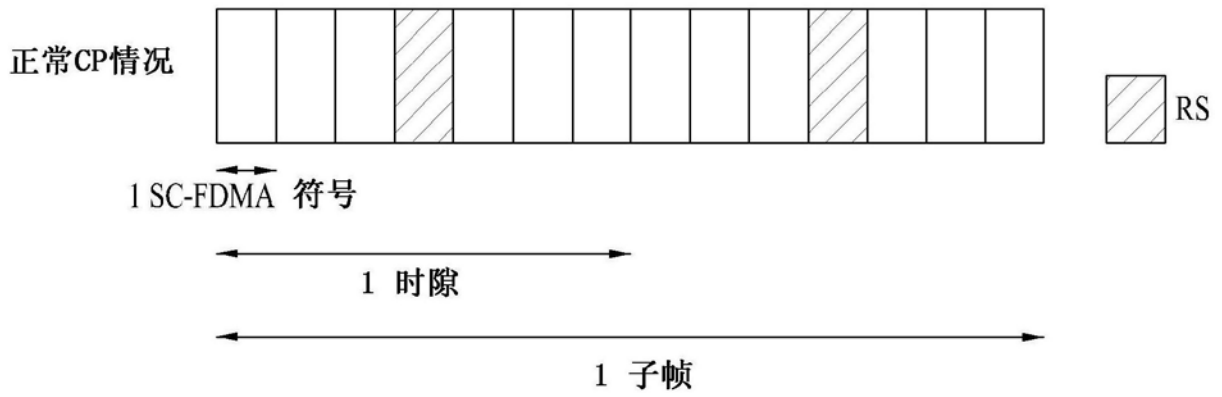


图12a

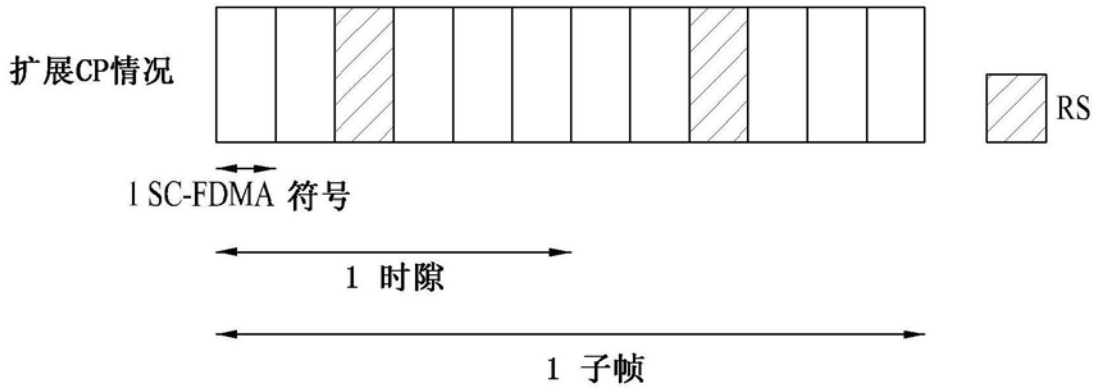
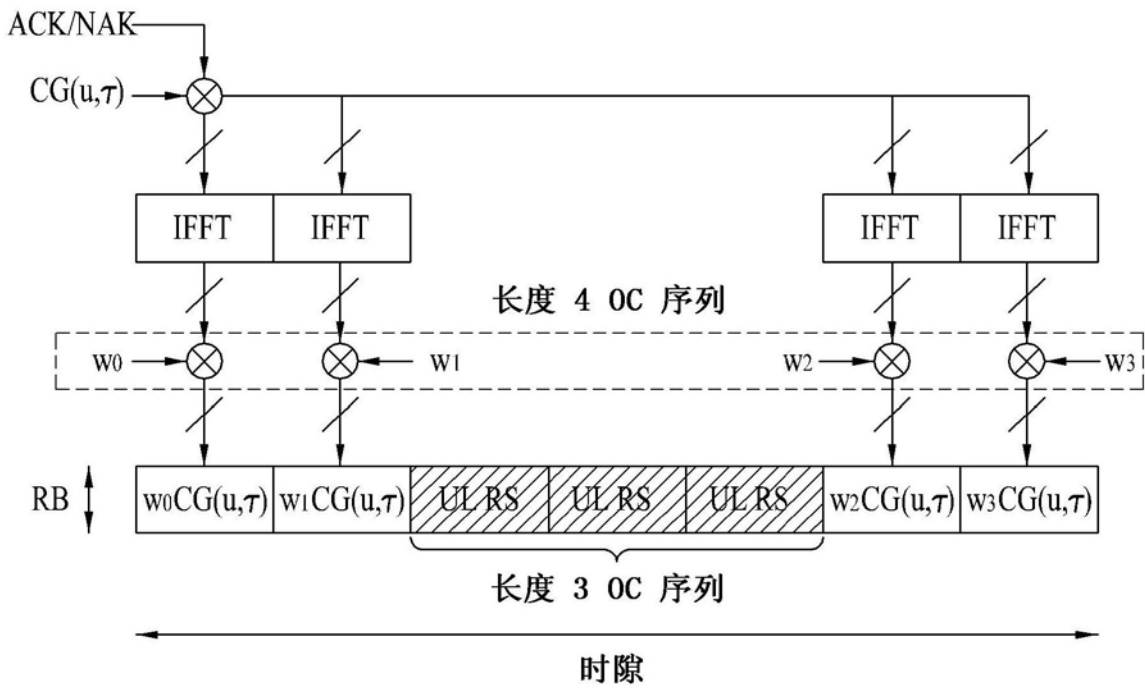
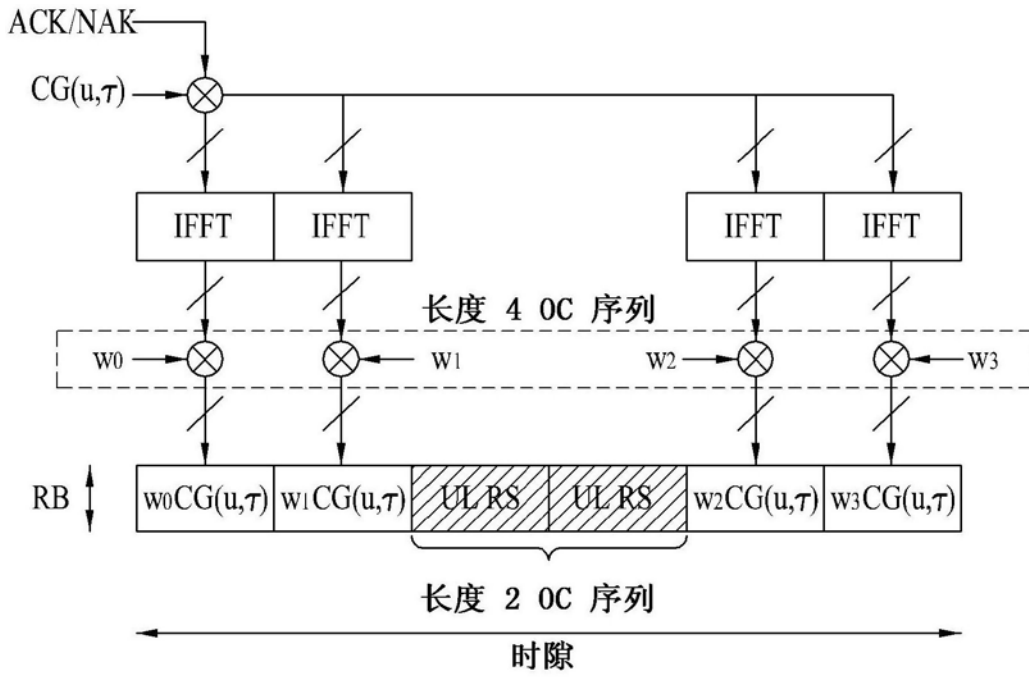


图12b



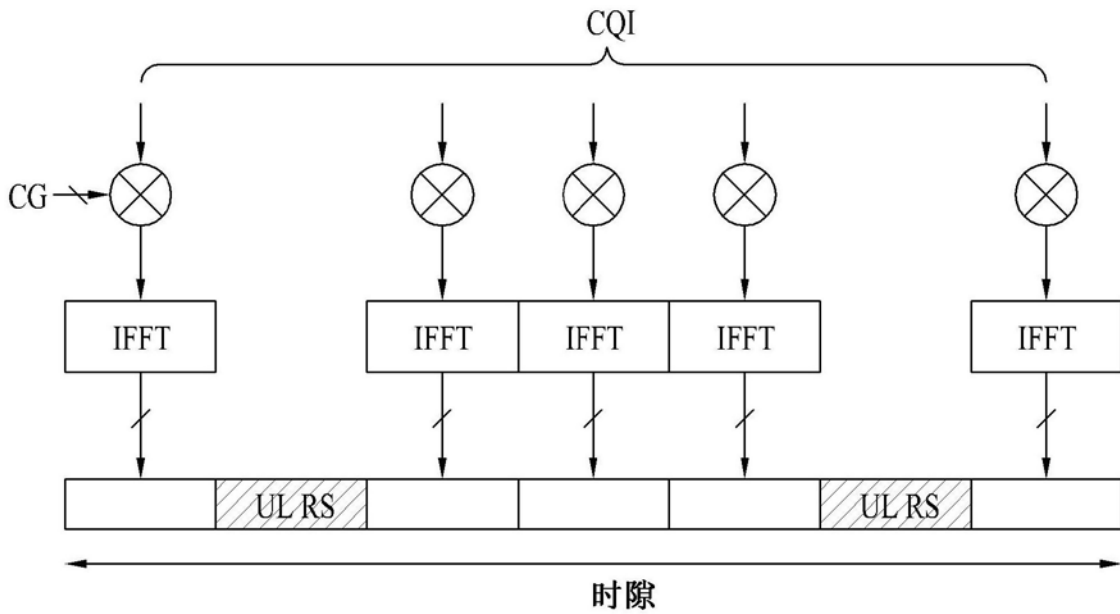
PUCCH格式1a和1b结构（正常CP情况）

图13



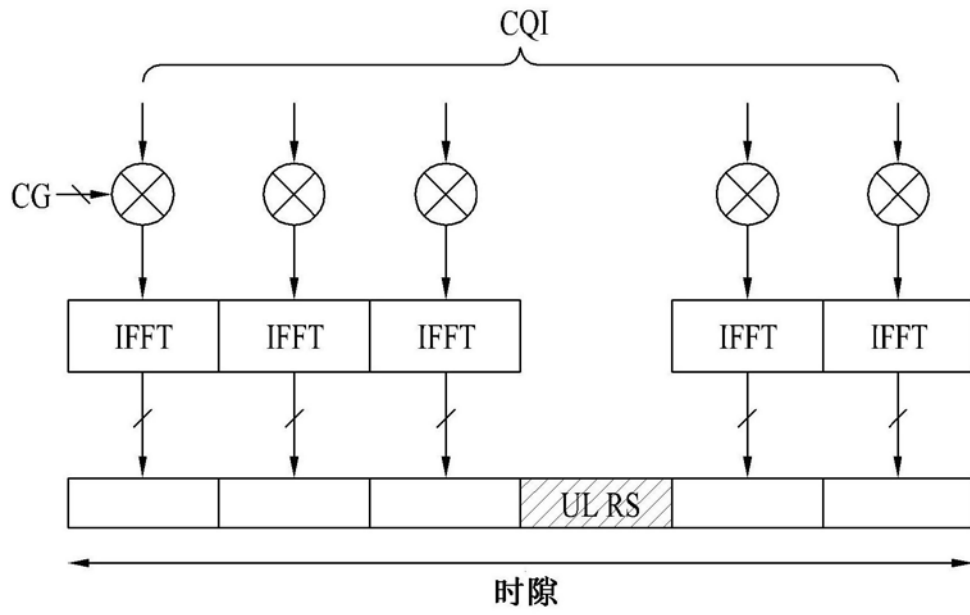
PUCCH格式1a和1b结构（扩展CP情况）

图14



PUCCH格式2, 2a和2b结构（正常CP情况）

图15



PUCCH格式2, 2a和2b结构 (扩展CP情况)

图16

资源分配：具有正常CP的18个ACK/NACK信道 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 2$

小区特定循环移位偏移		RS 正交覆盖			ACK/NACK 正交覆盖		
$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} = 1$	$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} = 0$	$\bar{n}_{\text{OC}} = 0$	$\bar{n}_{\text{OC}} = 1$	$n_{\text{OC}} = 0$	$n_{\text{OC}} = 1$	$n_{\text{OC}} = 2$	
$n_{\text{CS}} = 1$	$n_{\text{CS}} = 0$	$n' = 0$					
2	1		6		6	12	
3	2	1					
4	3		7		7	13	
5	4	2					
6	5		8		8	14	
7	6	3					
8	7		9		9	15	
9	8	4					
10	9		10		10	16	
11	10	5					
0	11		11		11	17	

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \in \begin{cases} \{1,2,3\} & \text{用于正常循环前缀} \\ \{1,2,3\} & \text{用于扩展循环前缀} \end{cases}$

$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} \in \{0,1, \dots, \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} - 1\}$ 小区特定的循环移位偏移

n_{OC} 用于ACK/NACK的正交序列索引
 \bar{n}_{OC} 用于RS的正交序列索引
 n_{CS} CAZAC序列的循环移位值
 n' 用于在RB中的信道化的ACK/NACK资源索引

CAZAC序列的
小区特定的循
环移位值

图17

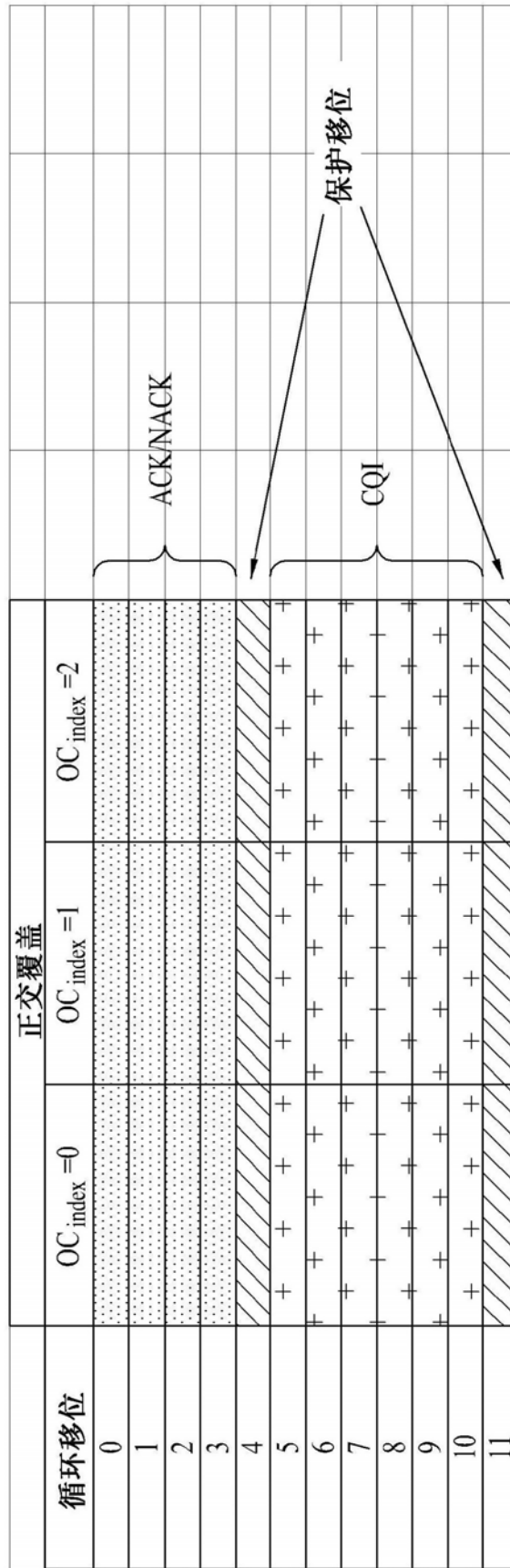
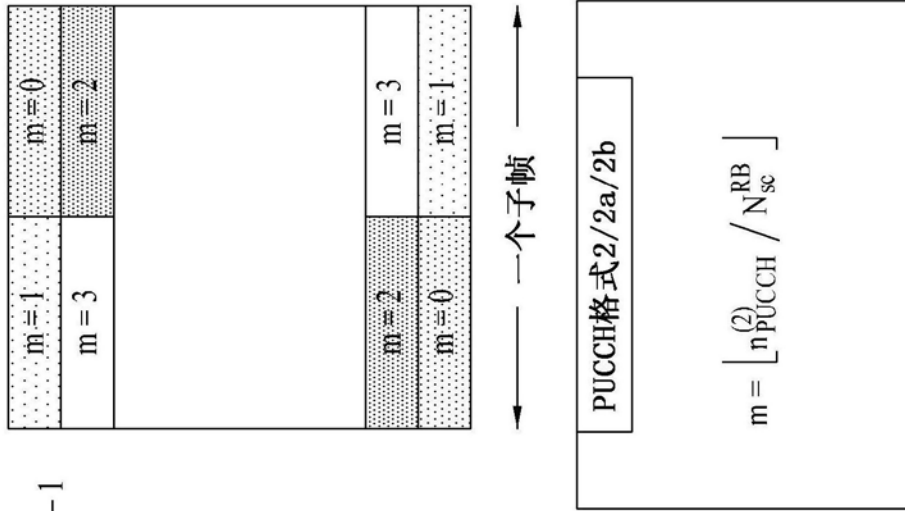


图18

□ 用于时隙 n_s 中的PUCCH的发射的PRB

$$n_{PRB} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 0 \\ N_{RB}^{UL} - 1 - \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

· 映射顺序：
 从在外边缘中的RB至在内边缘中的RB
 · 首先PUCCH格式2/2a/2b
 · 其次，混合的ACK/NACK和CQI格式
 · PUCCH格式1/1a/1b



PUCCH格式1/1a/1b

PUCCH格式2/2a/2b

$$m = \begin{cases} N_{RB}^{(2)} & \text{如果 } n_{PUCCH}^{(1)} < c \cdot N_{cs} / \Delta_{shift} \\ n_{PUCCH}^{(1)} - c \cdot N_{cs} / \Delta_{shift} & \text{否则} \\ \frac{c \cdot N_{cs} / \Delta_{shift}}{c \cdot N_{cs} / \Delta_{shift}} + N_{RB}^{(2)} & \end{cases}$$

$c = \begin{cases} 3 & \text{正常循环前缀} \\ 2 & \text{扩展循环前缀} \end{cases}$

图19

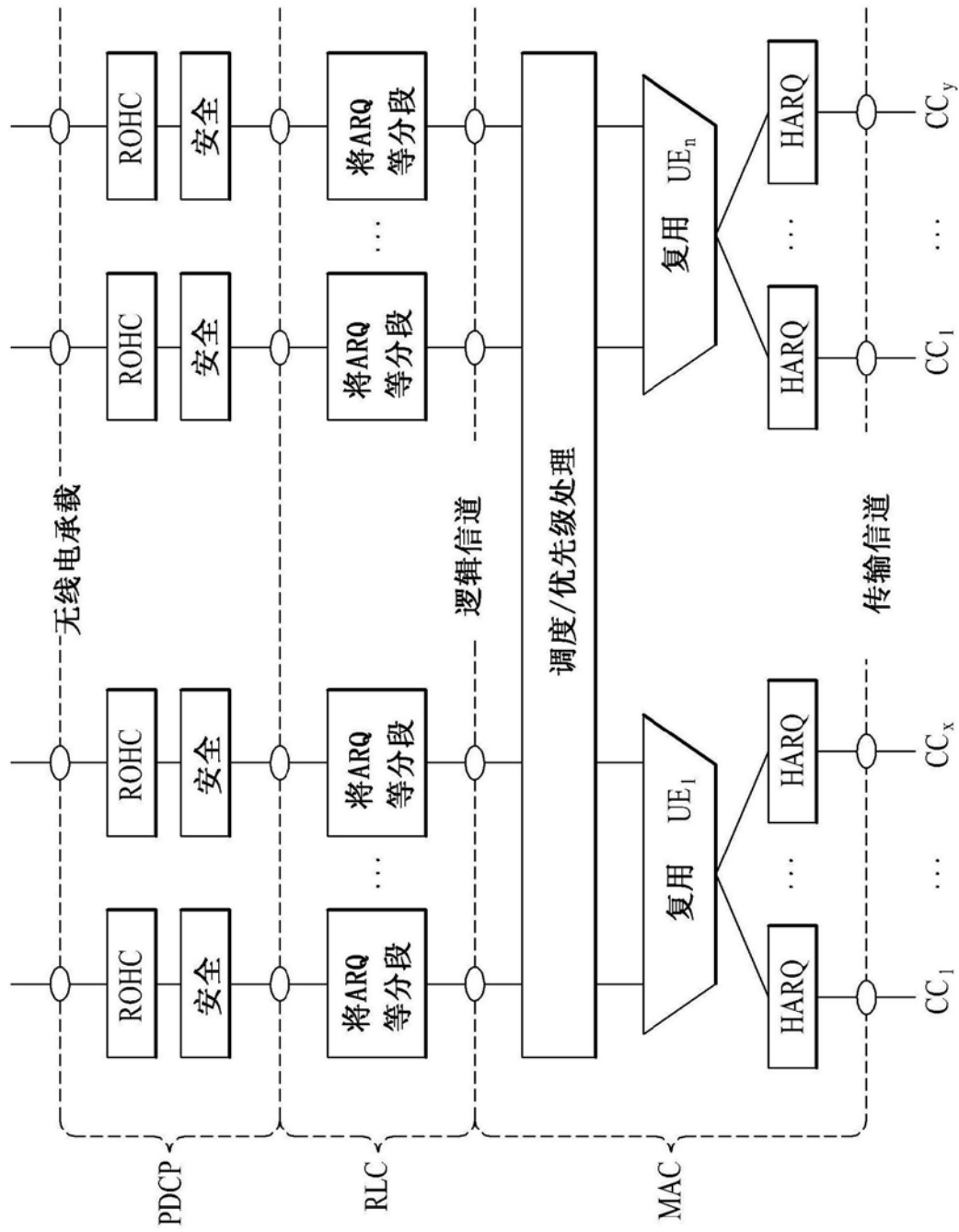


图20

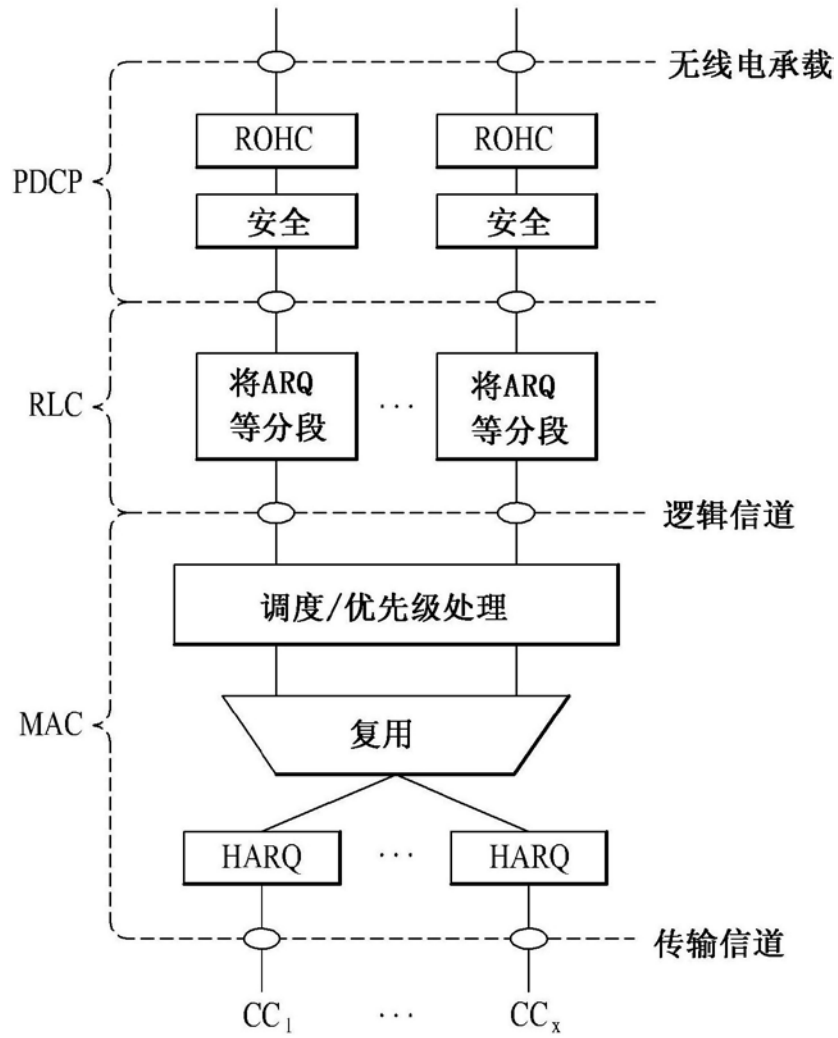


图21

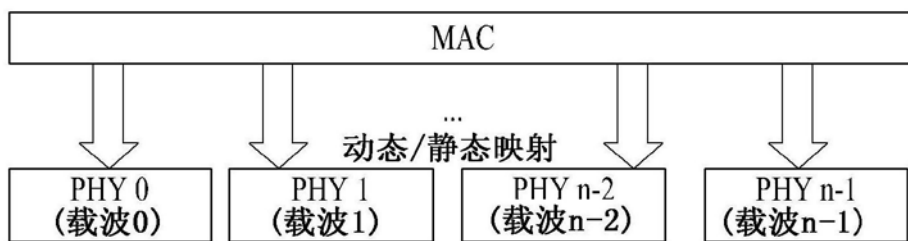


图22

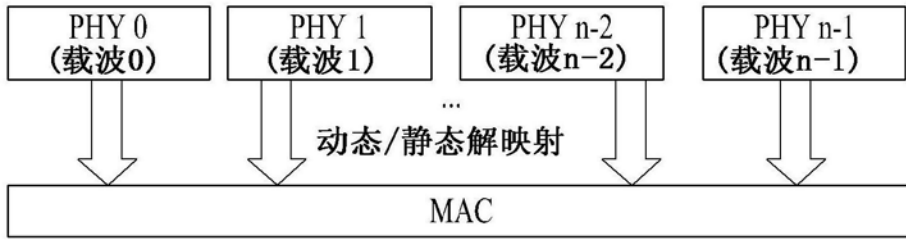


图23



图24



图25



图26



图27

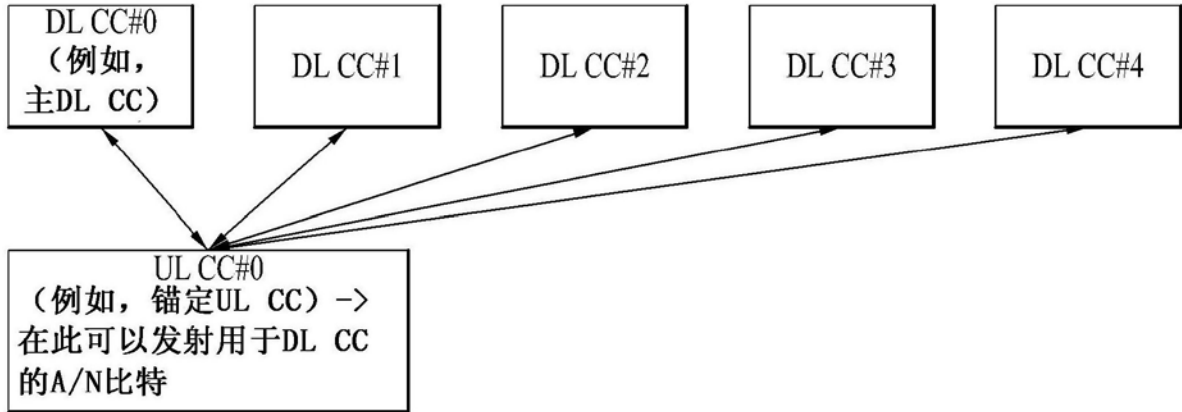


图28

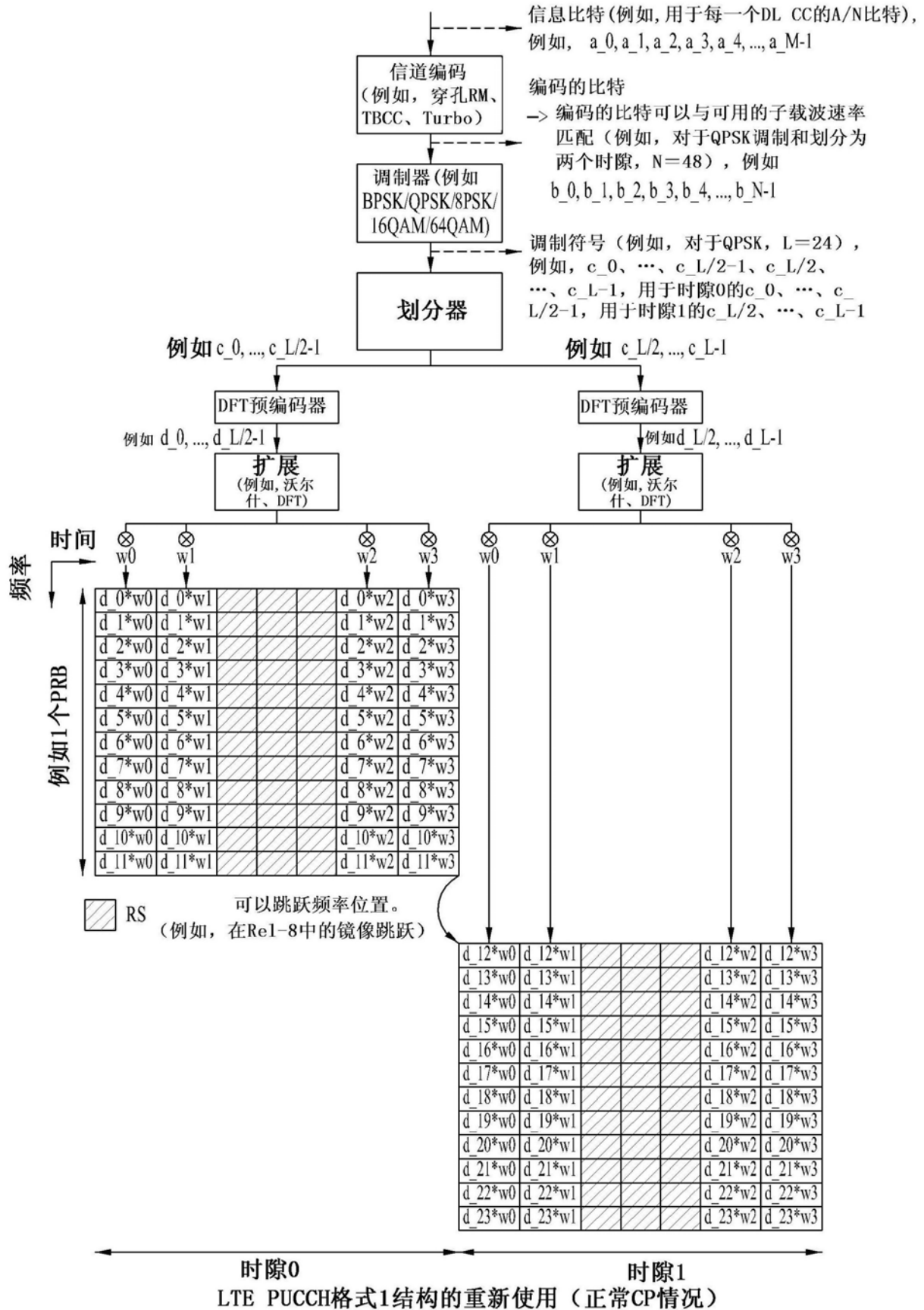


图29a

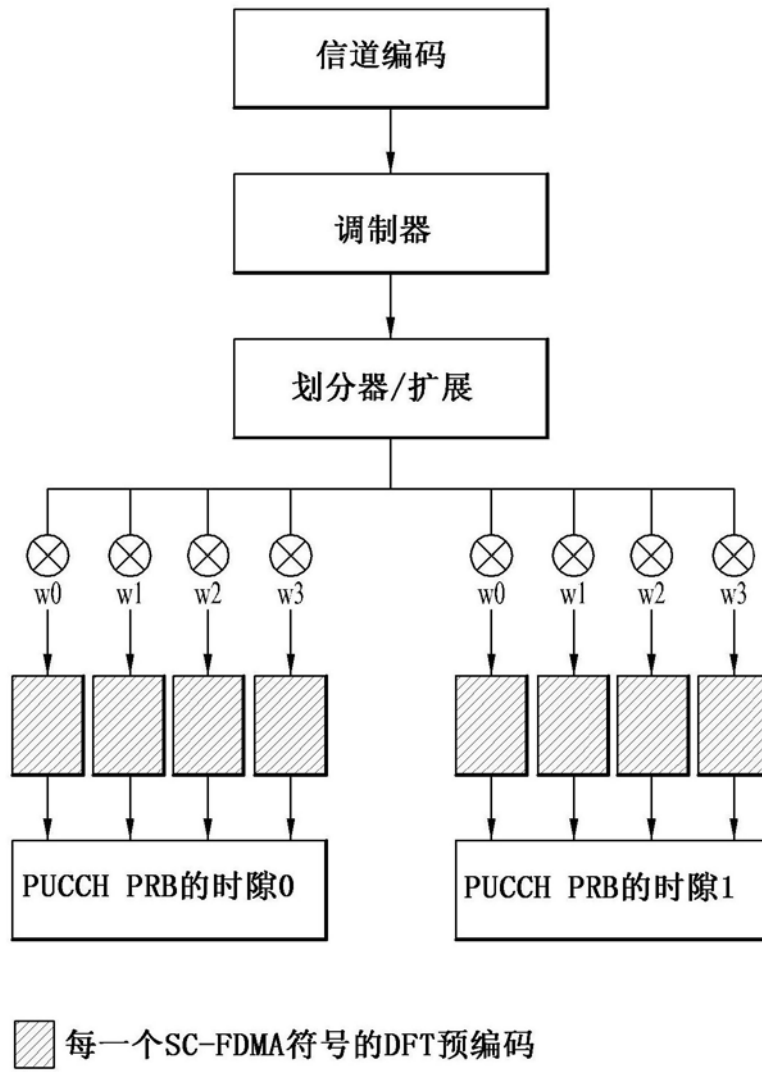


图29b

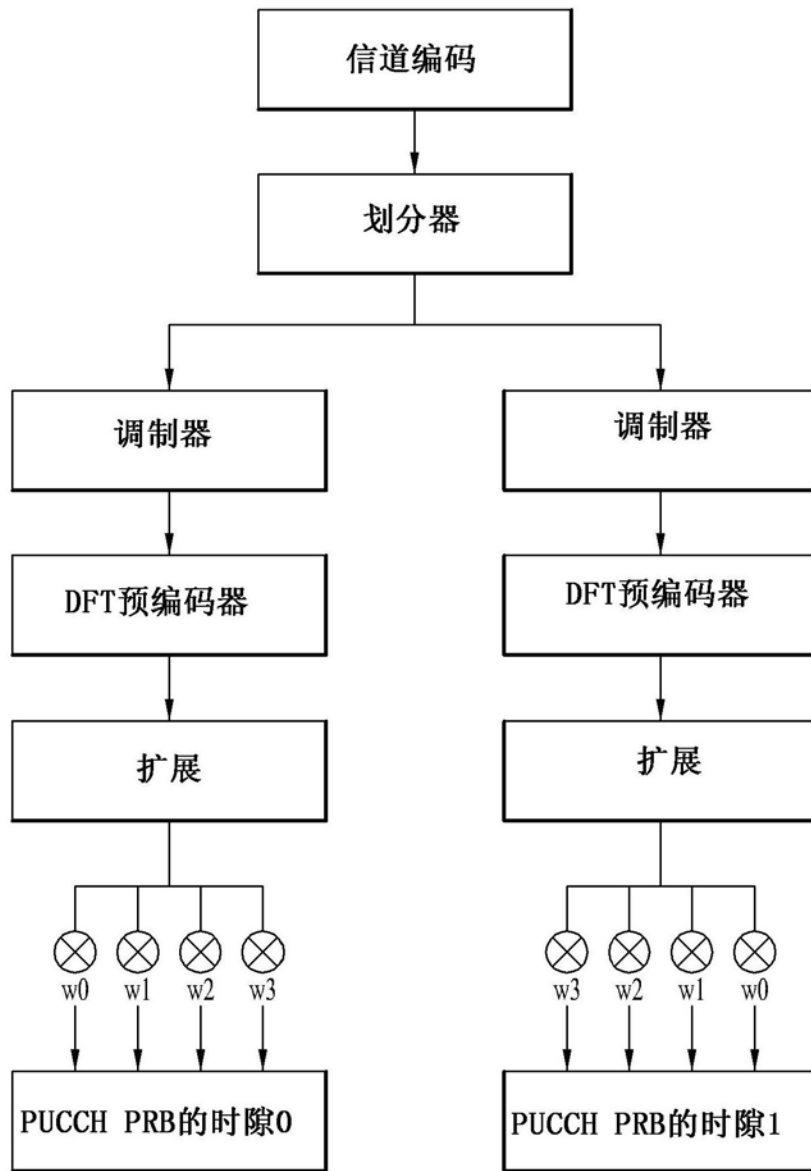


图29c

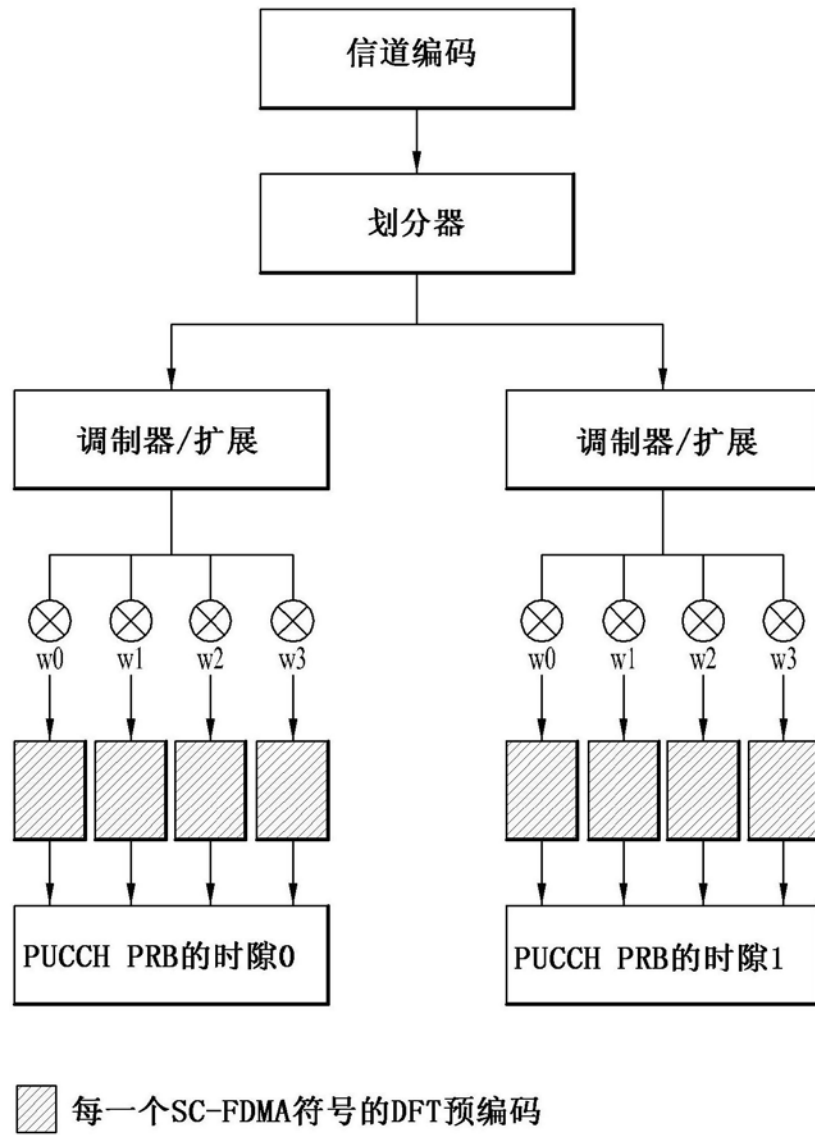
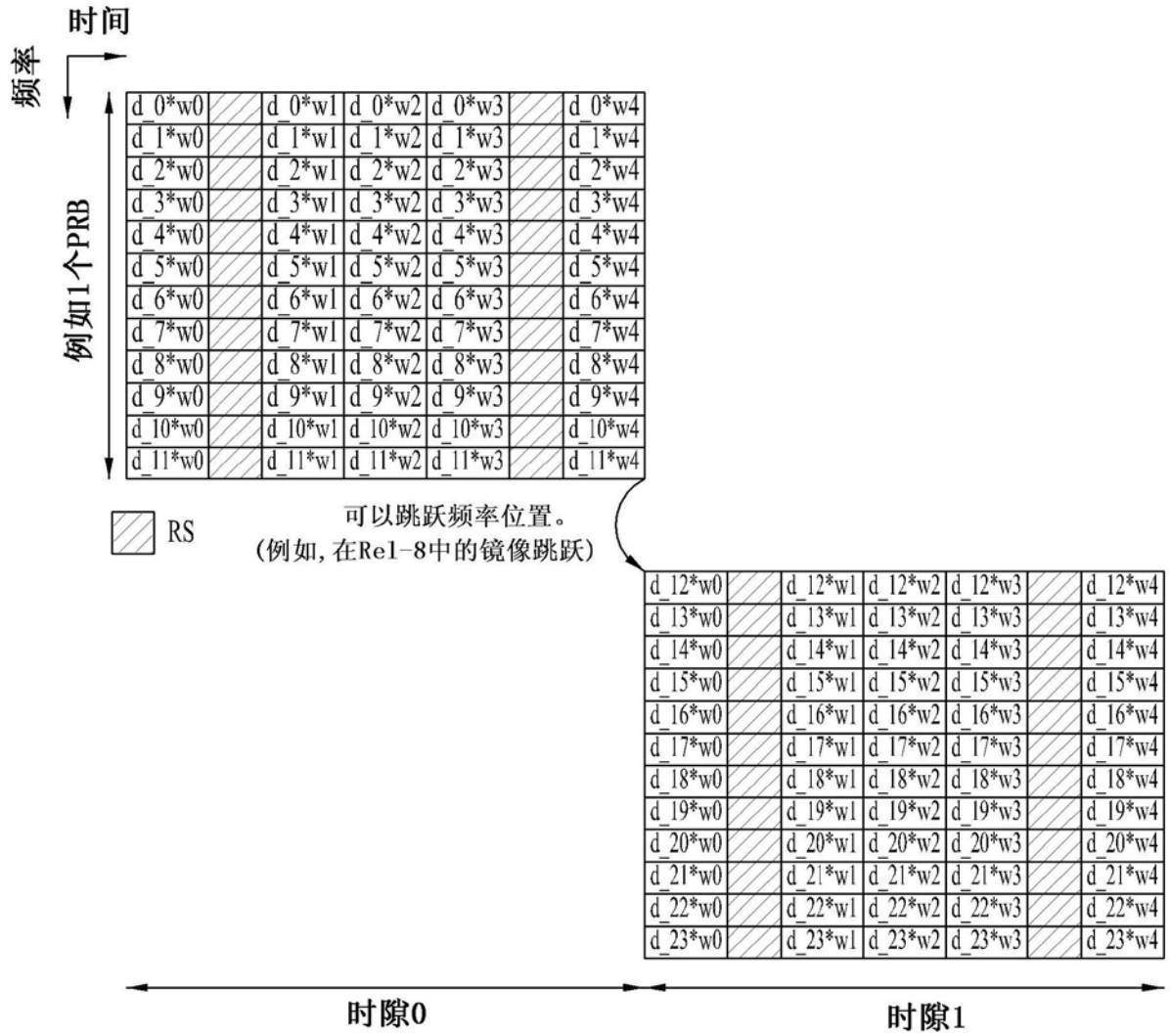
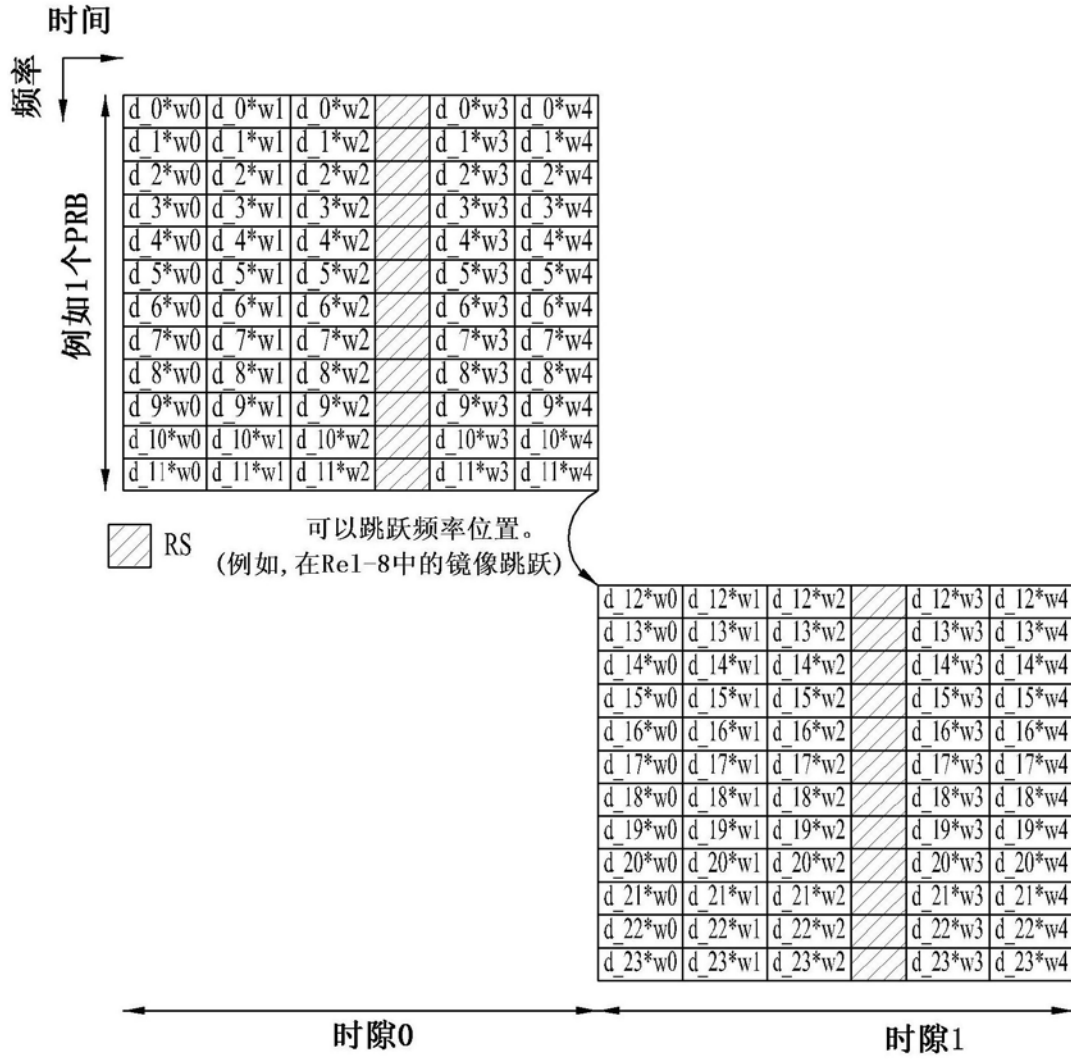


图29d



LTE PUCCH格式2结构的重新使用 (正常CP情况)

图29e



LTE PUCCH格式2结构的重新使用（扩展CP情况）

图29f

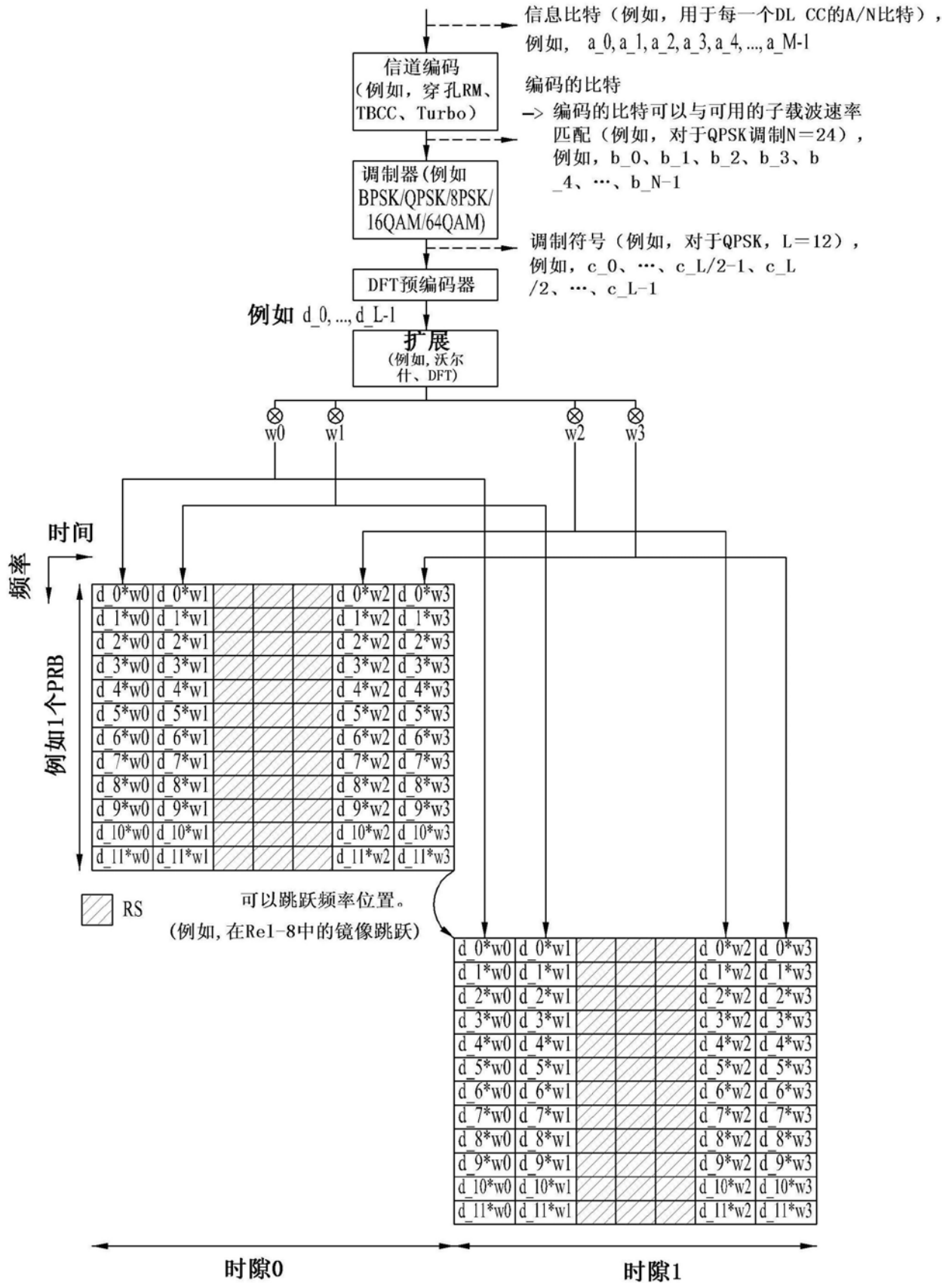


图30

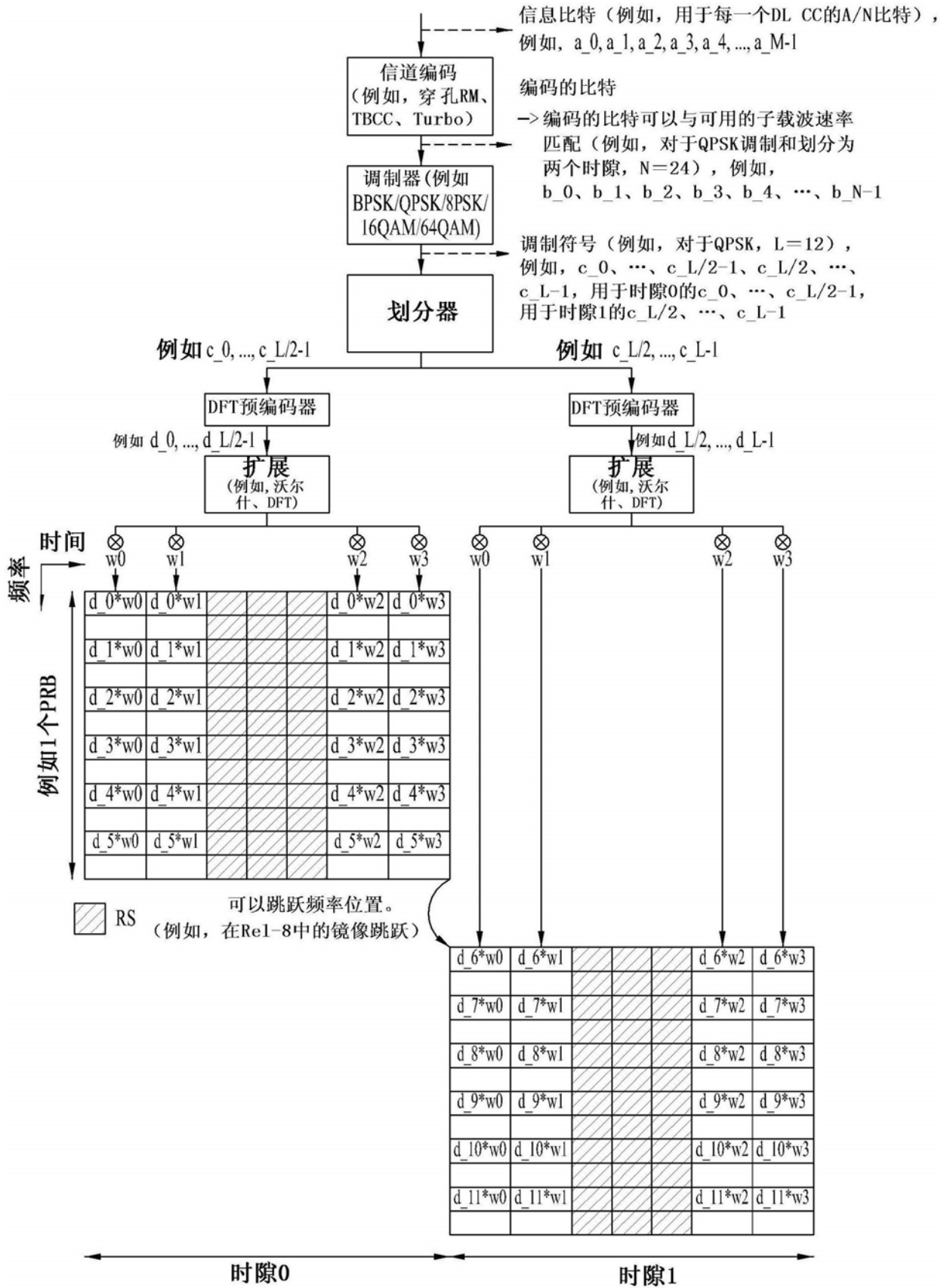


图31

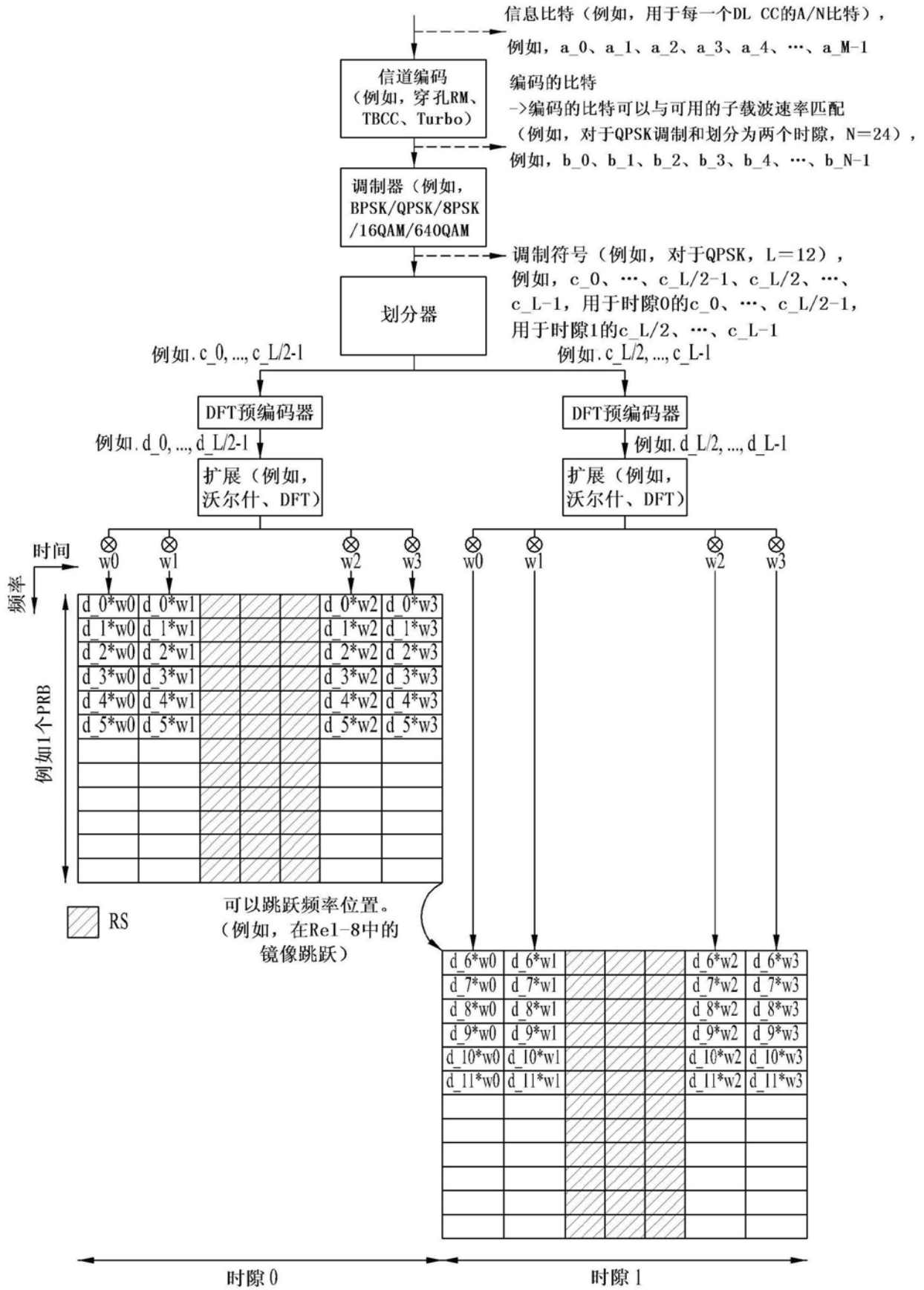


图32

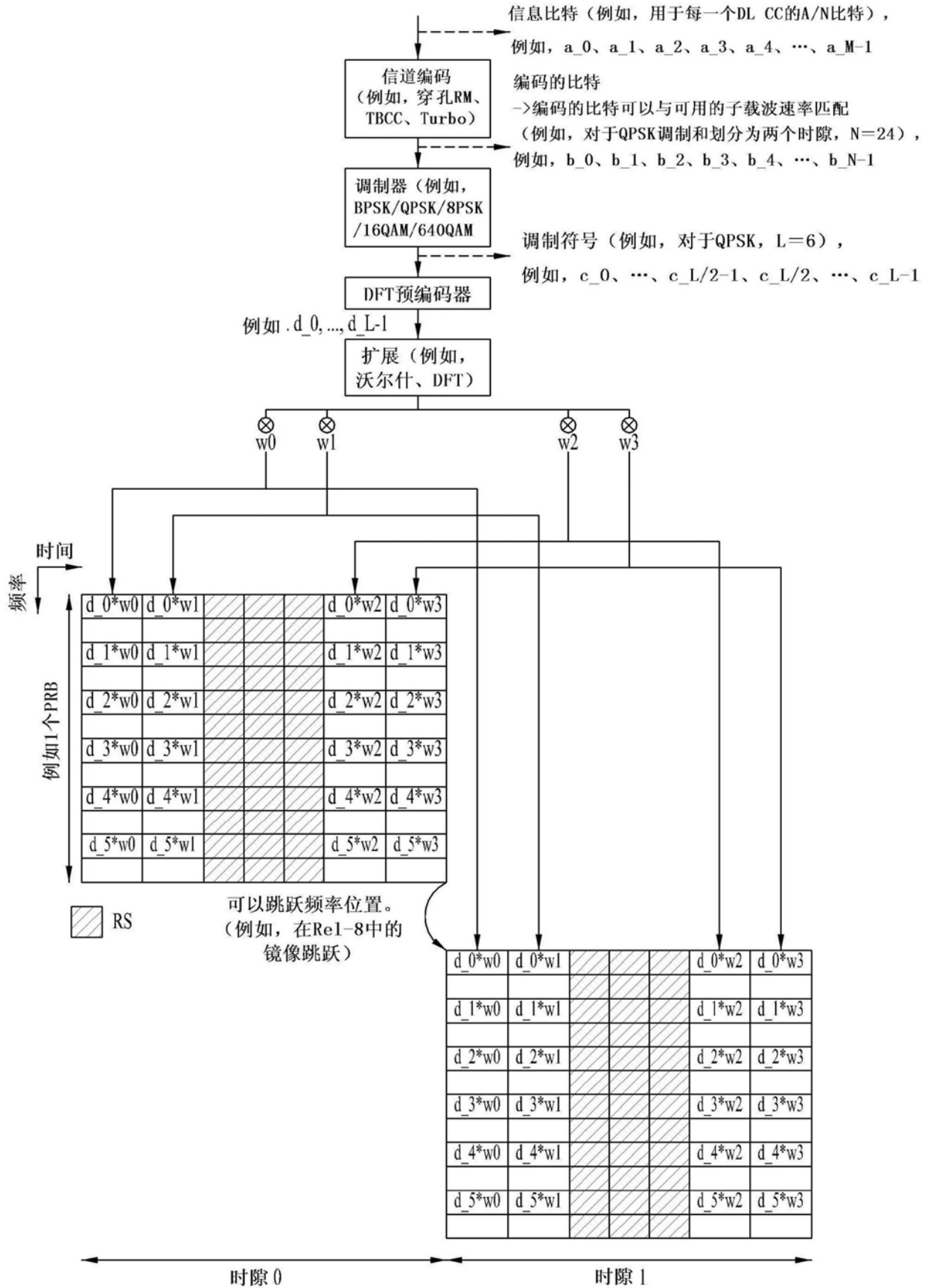


图33

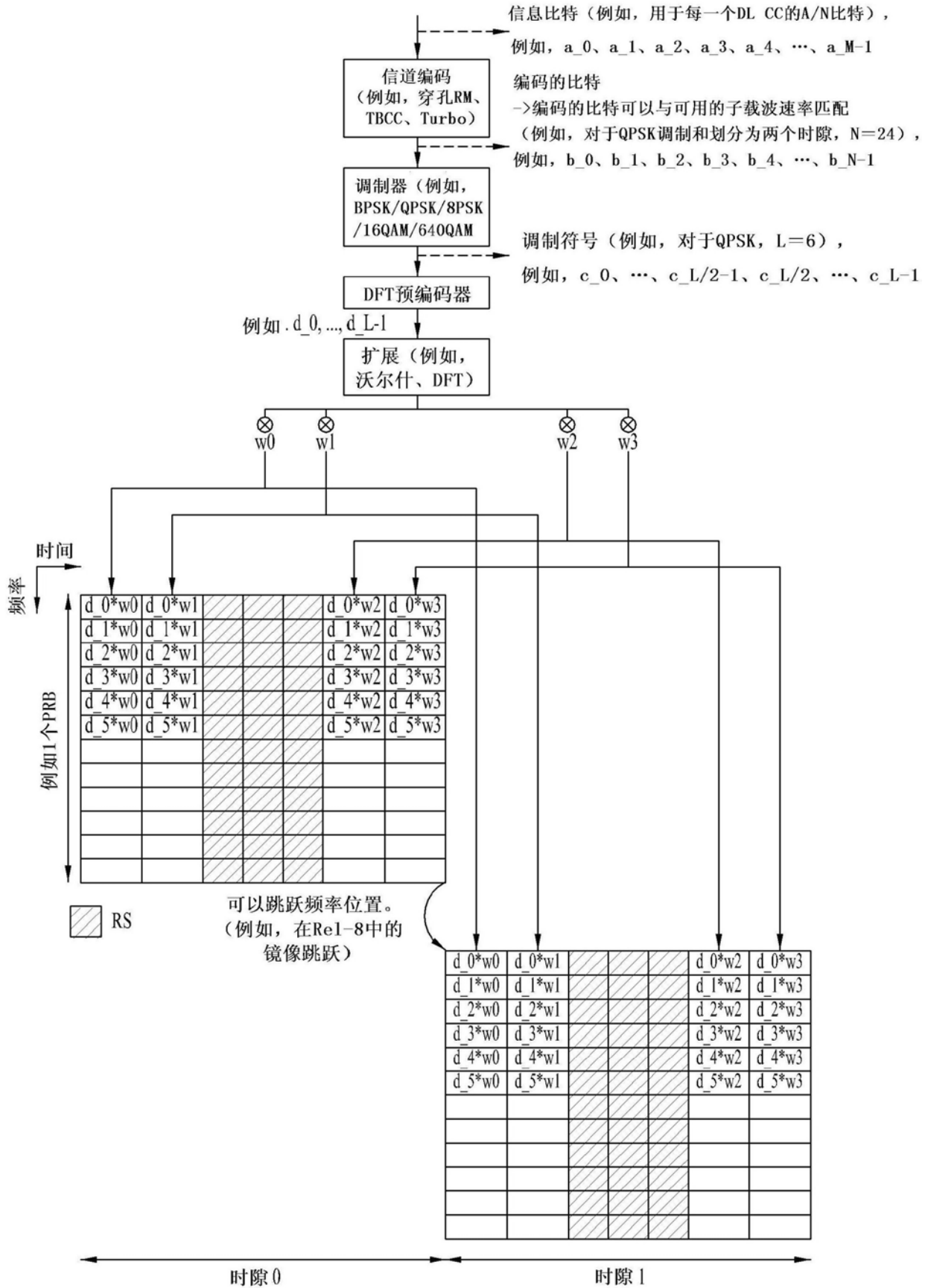


图34

正交码索引

子载波索引

	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	0	1	2	3
2	0	1	2	3
3	0	1	2	3
4	0	1	2	3
5	0	1	2	3
6	0	1	2	3
7	0	1	2	3
8	0	1	2	3
9	0	1	2	3
10	0	1	2	3
11	0	1	2	3

当频率因子=1时

图35a

正交码索引

子载波索引

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	0	1	2	3
2	0	1	2	3
3	0	1	2	3
4	0	1	2	3
5	0	1	2	3
6	0	1	2	3
7	0	1	2	3
8	0	1	2	3
9	0	1	2	3
10	0	1	2	3
11	0	1	2	3

当频率因子=1时

图35b

正交码索引

子载波索引		0	1	2	3
0		0	2	4	6
1		1	3	5	7
2		0	2	4	6
3		1	3	5	7
4		0	2	4	6
5		1	3	5	7
6		0	2	4	6
7		1	3	5	7
8		0	2	4	6
9		1	3	5	7
10		0	2	4	6
11		1	3	5	7

当频率因子=2时

图36a

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

子载波索引		0	1	2	3
0		0	2	4	6
1		1	3	5	7
2		0	2	4	6
3		1	3	5	7
4		0	2	4	6
5		1	3	5	7
6		0	2	4	6
7		1	3	5	7
8		0	2	4	6
9		1	3	5	7
10		0	2	4	6
11		1	3	5	7

当频率因子=2时

图36b

正交码索引

子载波索引		0	1	2	3
0	↓	0	3	6	9
1		1	4	7	10
2		2	5	8	11
3		0	3	6	9
4		1	4	7	10
5		2	5	8	11
6		0	3	6	9
7		1	4	7	10
8		2	5	8	11
9		0	3	6	9
10		1	4	7	10
11		2	5	8	11

当频率因子=3时

图37a

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

子载波索引		0	1	2	3
0	↓	0	3	6	9
1		1	4	7	10
2		2	5	8	11
3		0	3	6	9
4		1	4	7	10
5		2	5	8	11
6		0	3	6	9
7		1	4	7	10
8		2	5	8	11
9		0	3	6	9
10		1	4	7	10
11		2	5	8	11

当频率因子=3时

图37b

正交码索引

		0	1	2	3
子载波索引	0	0	4	8	12
	1	1	5	9	13
	2	2	6	10	14
	3	3	7	11	15
	4	0	4	8	12
	5	1	5	9	13
	6	2	6	10	14
	7	3	7	11	15
	8	0	4	8	12
	9	1	5	9	13
	10	2	6	10	14
	11	3	7	11	15

当频率因子=4时

图38a

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

正交码索引

		0	1	2	3
子载波索引	0	0	4	8	12
	1	1	5	9	13
	2	2	6	10	14
	3	3	7	11	15
	4	0	4	8	12
	5	1	5	9	13
	6	2	6	10	14
	7	3	7	11	15
	8	0	4	8	12
	9	1	5	9	13
	10	2	6	10	14
	11	3	7	11	15

当频率因子=4时

图38b

正交码索引

子载波索引		0	1	2	3
	0	0	6	12	18
	1	1	7	13	19
	2	2	8	14	20
	3	3	9	15	21
	4	4	10	16	22
	5	5	11	17	23
	6	0	6	12	18
	7	1	7	13	19
	8	2	8	14	20
	9	3	9	15	21
	10	4	10	16	22
	11	5	11	17	23

当频率因子=6时

图39a

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

子载波索引		0	1	2	3
	0	0	6	12	18
	1	1	7	13	19
	2	2	8	14	20
	3	3	9	15	21
	4	4	10	16	22
	5	5	11	17	23
	6	0	6	12	18
	7	1	7	13	19
	8	2	8	14	20
	9	3	9	15	21
	10	4	10	16	22
	11	5	11	17	23

当频率因子=6时

图39b

正交码索引

子载波索引	0	1	2	3
0	0	12	24	36
1	1	13	25	37
2	2	14	26	38
3	3	15	27	39
4	4	16	28	40
5	5	17	29	41
6	6	18	30	42
7	7	19	31	43
8	8	20	32	44
9	9	21	33	45
10	10	22	34	46
11	11	23	35	47

当频率因子=12时

图40a

正交码索引

可能由于来自RS复用的限制而不能被使用

子载波索引	0	1	2	3
0	0	12	24	36
1	1	13	25	37
2	2	14	26	38
3	3	15	27	39
4	4	16	28	40
5	5	17	29	41
6	6	18	30	42
7	7	19	31	43
8	8	20	32	44
9	9	21	33	45
10	10	22	34	46
11	11	23	35	47

当频率因子=12时

图40b

正交码索引

子载波索引		0	1	2	3
0	↓	0	5	7	9
1	↓	1	3	8	10
2	↓	2	4	6	11
3	↓	0	5	7	9
4	↓	1	3	8	10
5	↓	2	4	6	11
6	↓	0	5	7	9
7	↓	1	3	8	10
8	↓	2	4	6	11
9	↓	0	5	7	9
10	↓	1	3	8	10
11	↓	2	4	6	11

当频率因子=3时

图41

正交码索引

子载波索引		0	1	2
0	↓	0	12	24
1	↓	1	13	25
2	↓	2	14	26
3	↓	3	15	27
4	↓	4	16	28
5	↓	5	17	29
6	↓	6	18	30
7	↓	7	19	31
8	↓	8	20	32
9	↓	9	21	33
10	↓	10	22	34
11	↓	11	23	35

当 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 1$

图42a

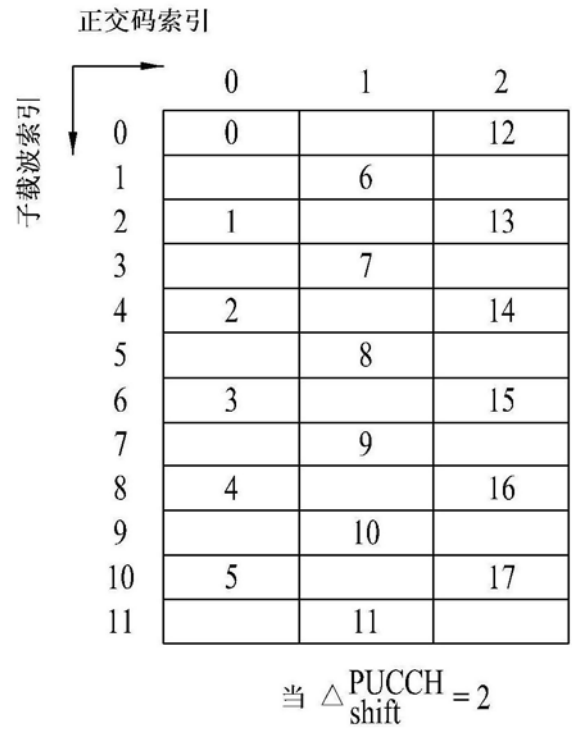


图42b

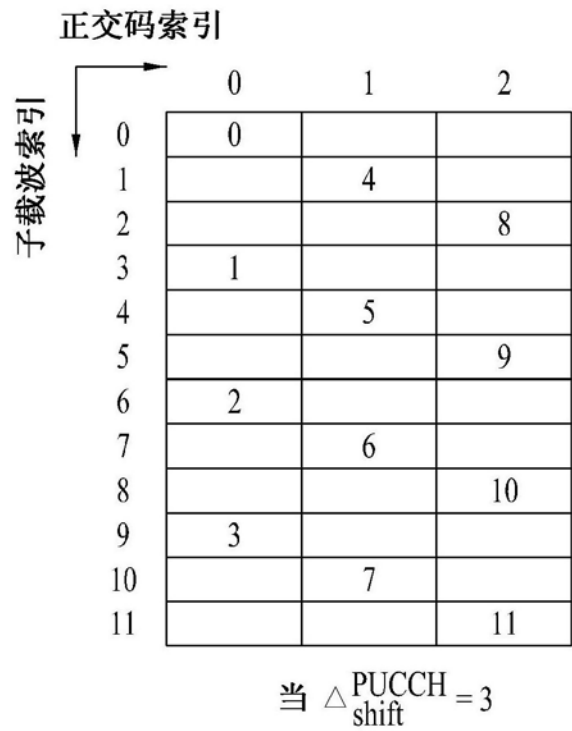


图42c

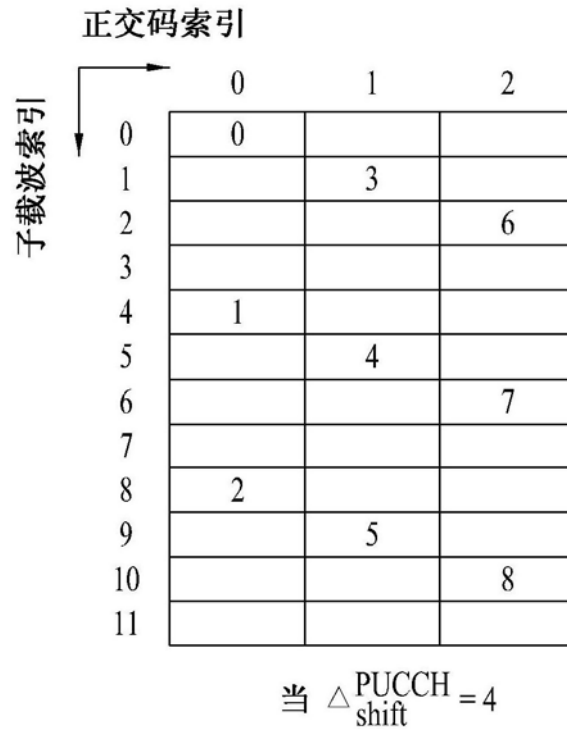


图42d

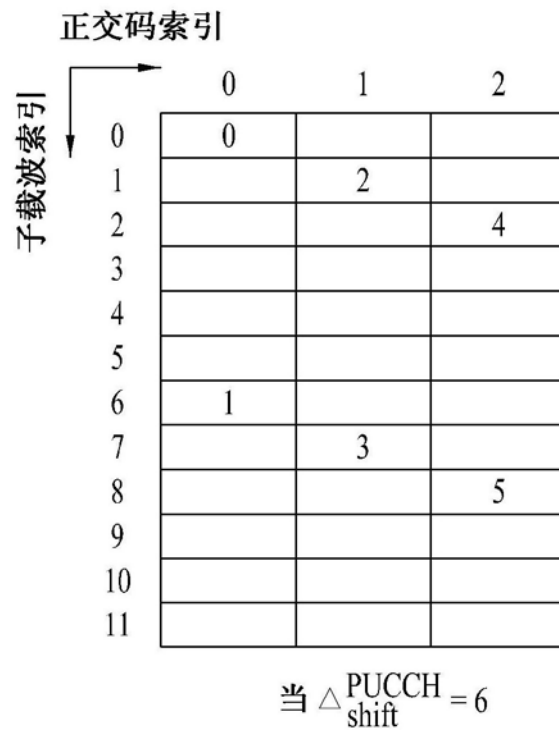


图42e

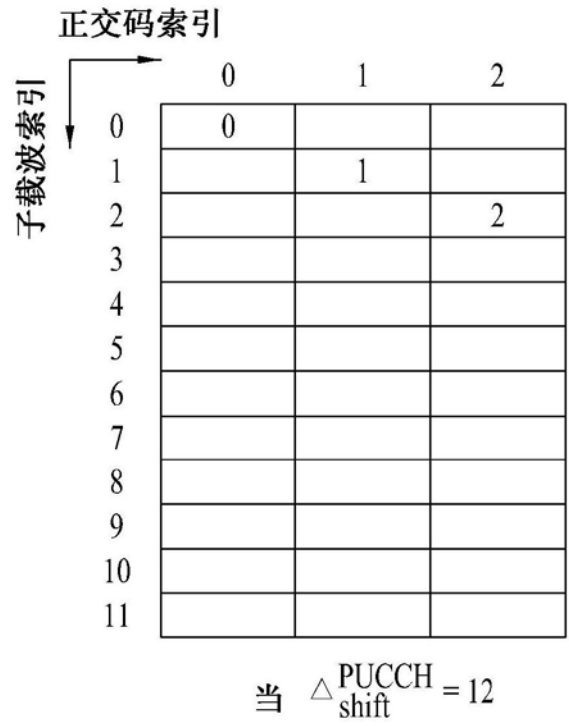


图42f

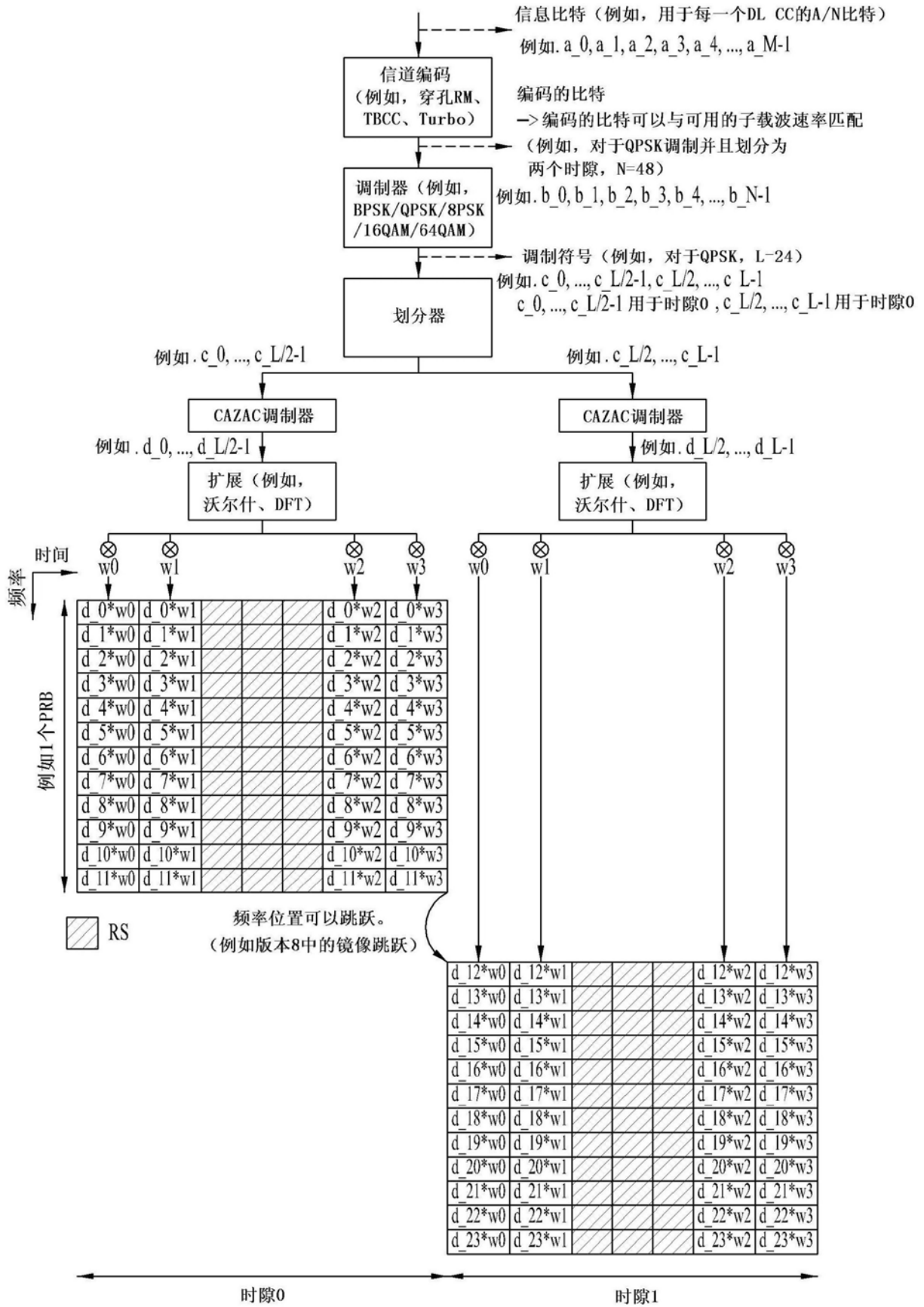


图43

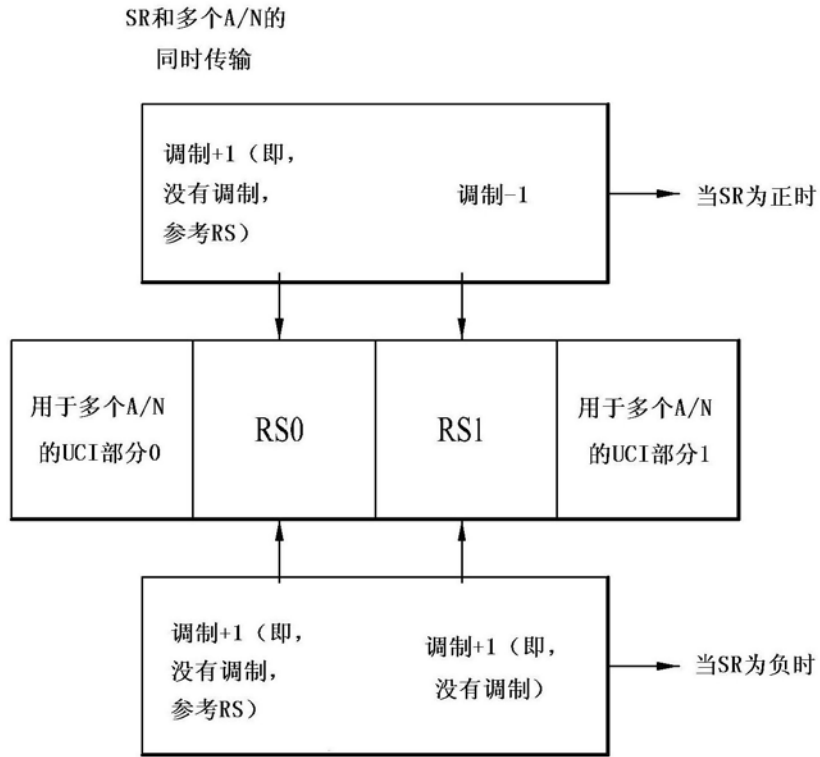


图44

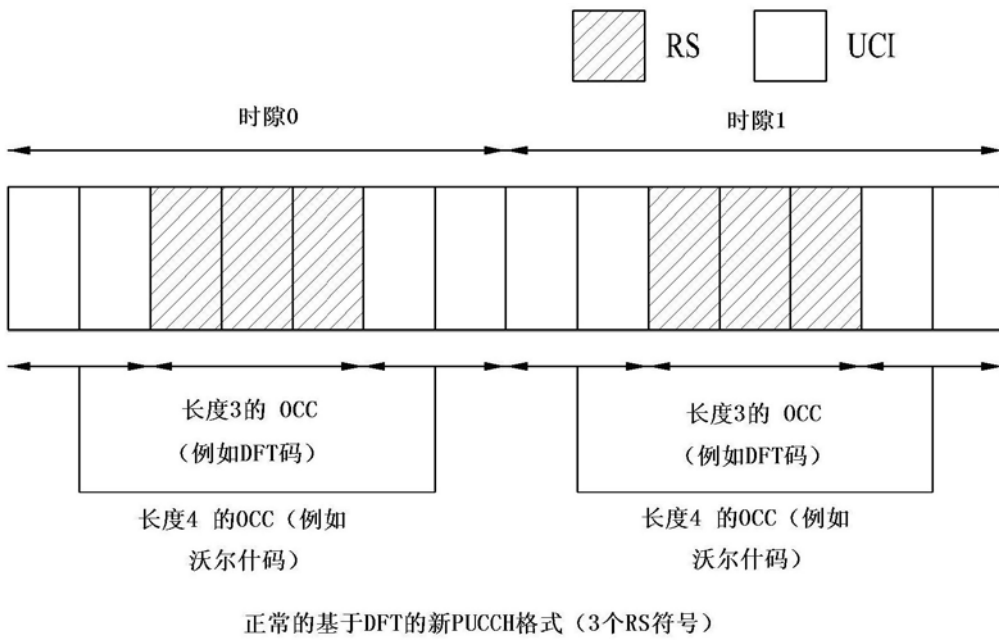


图45

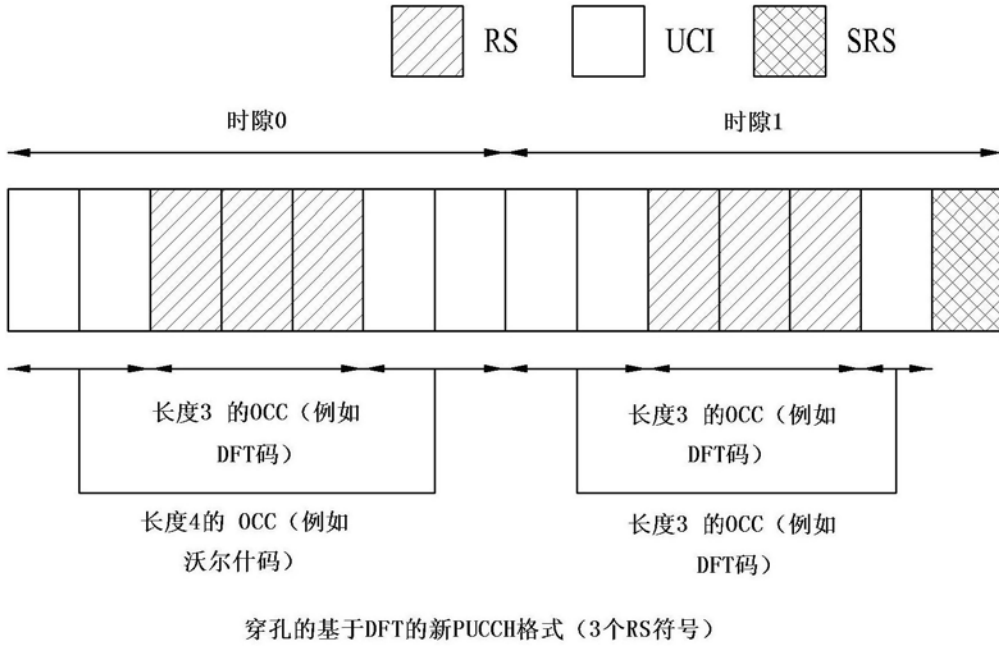


图46

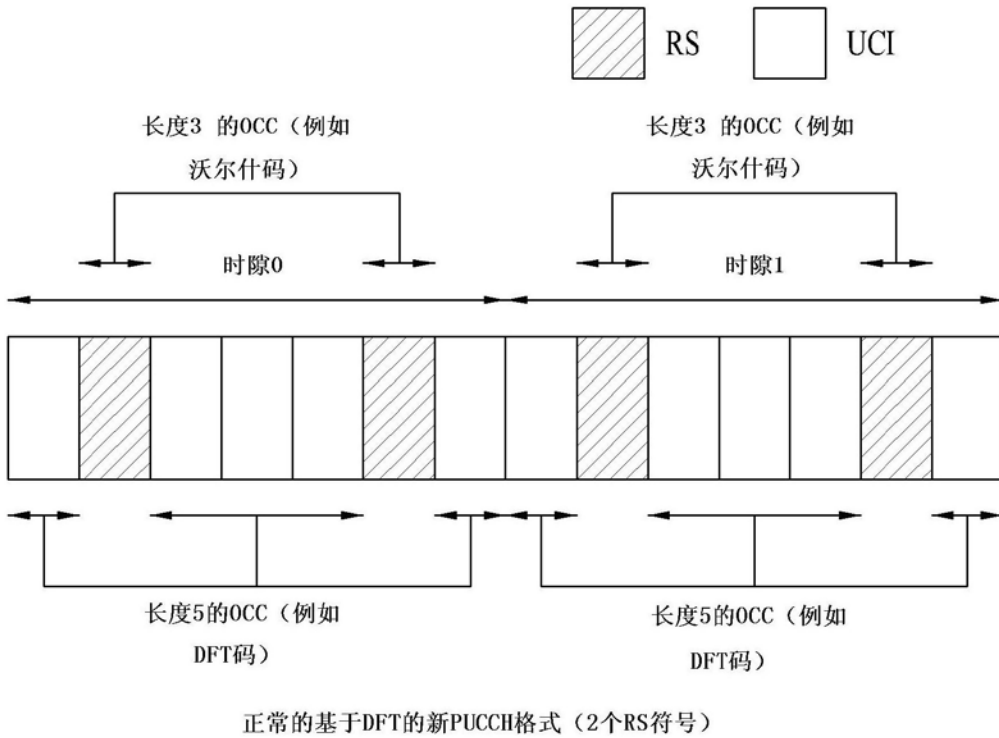


图47a

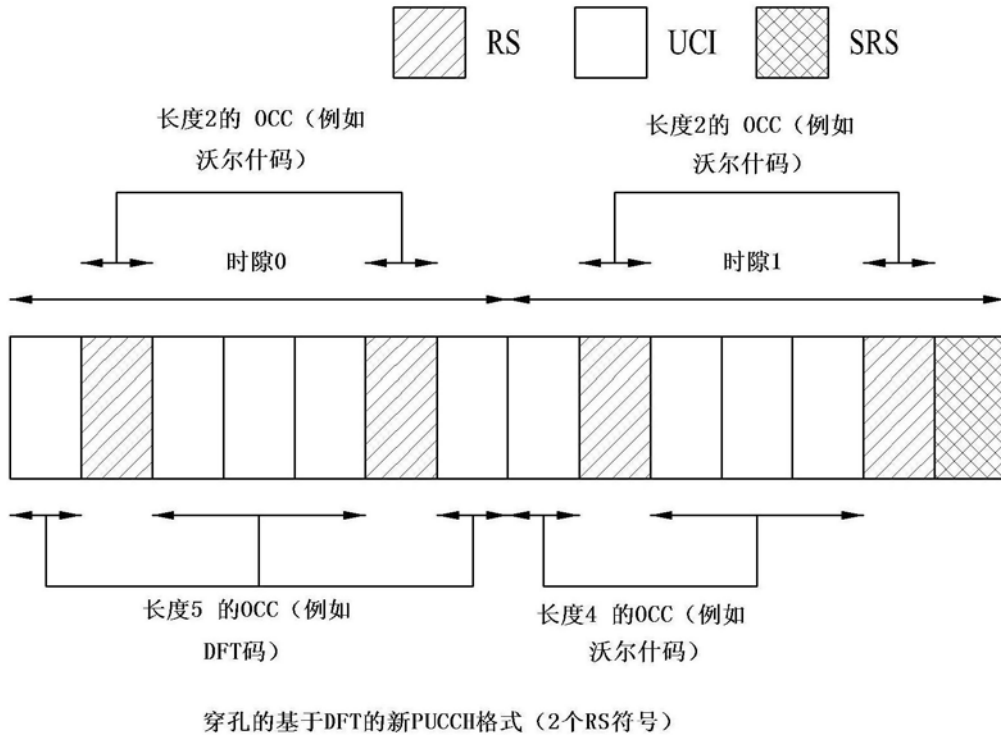


图47b

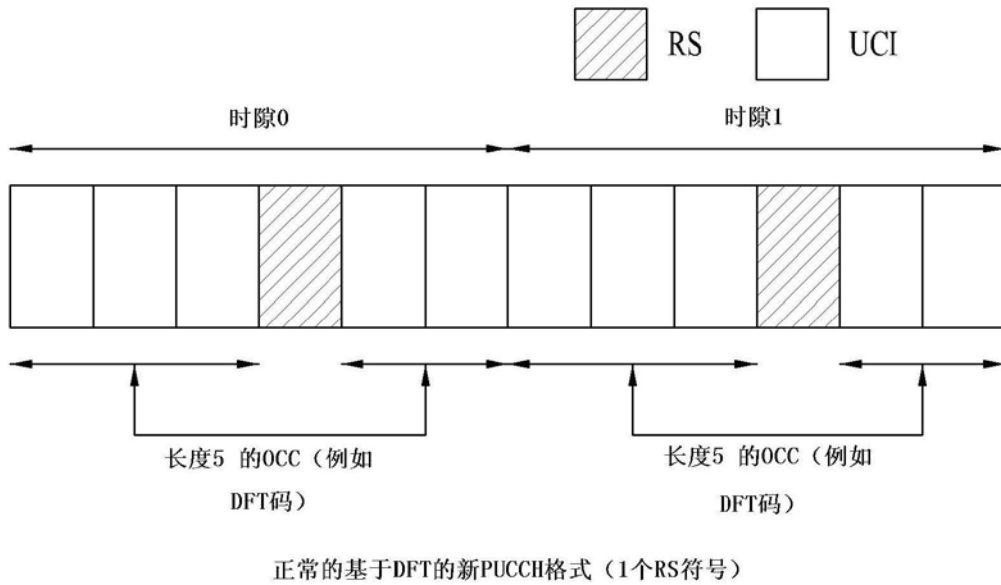


图48a

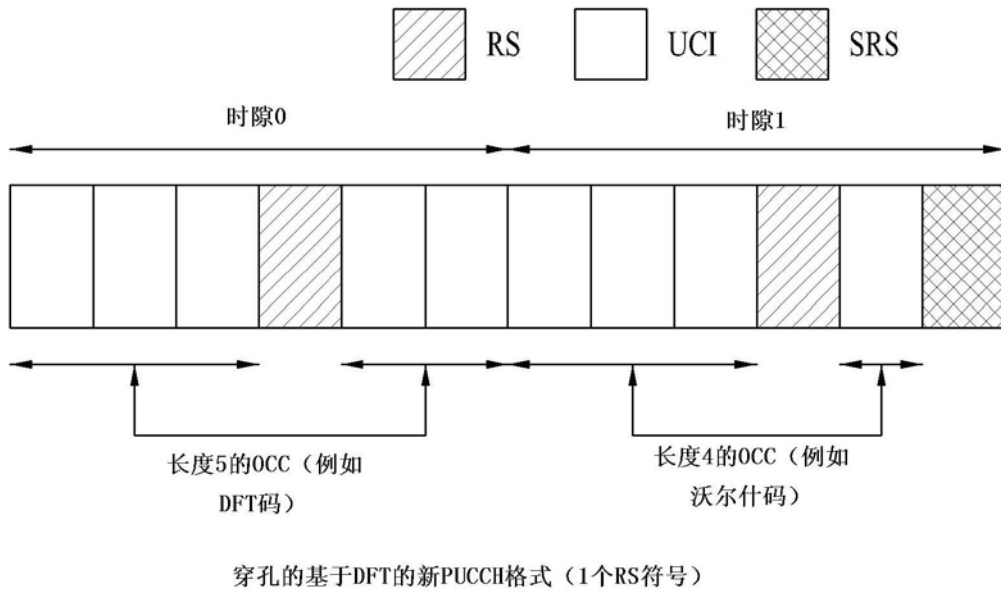


图48b

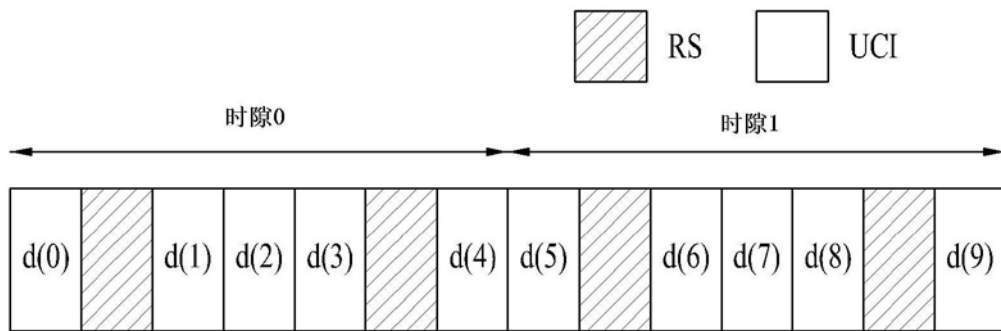


图49

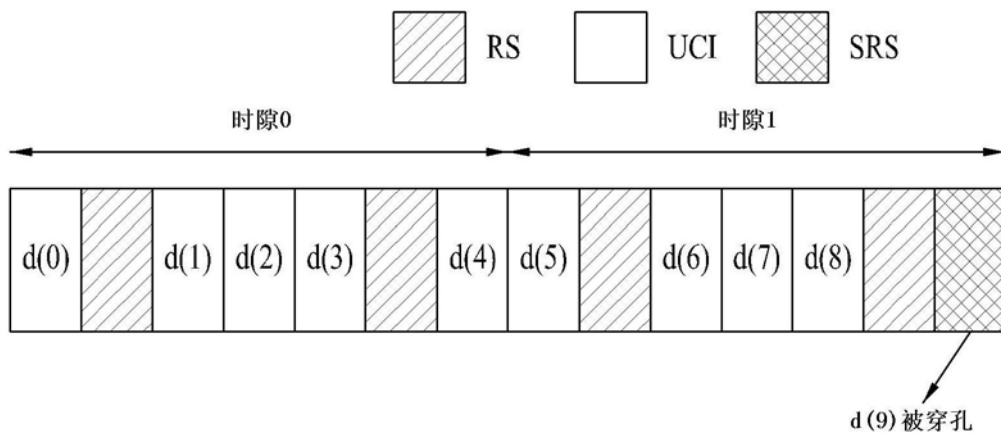


图50

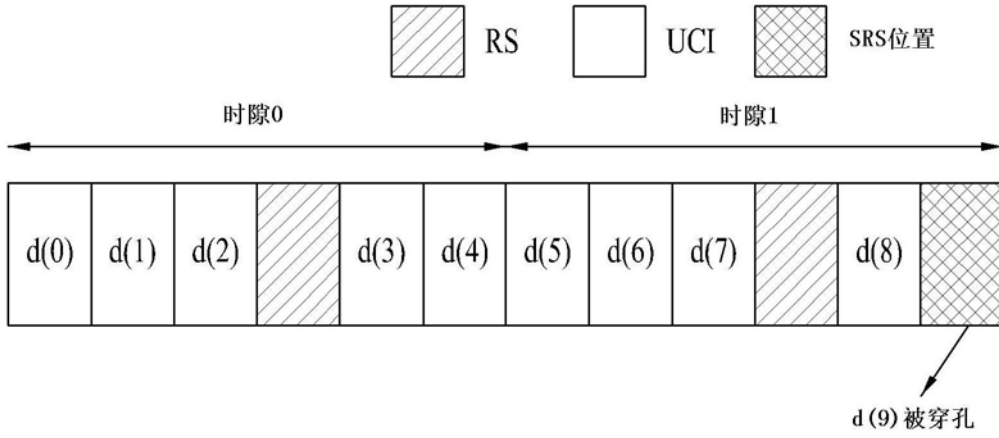


图51

i	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

行18, 19穿孔

图52

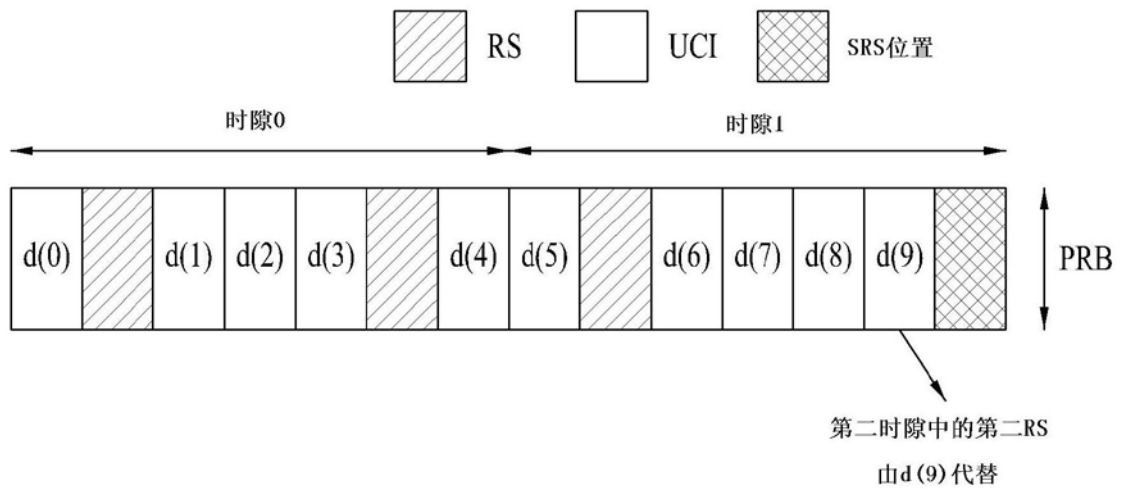


图53

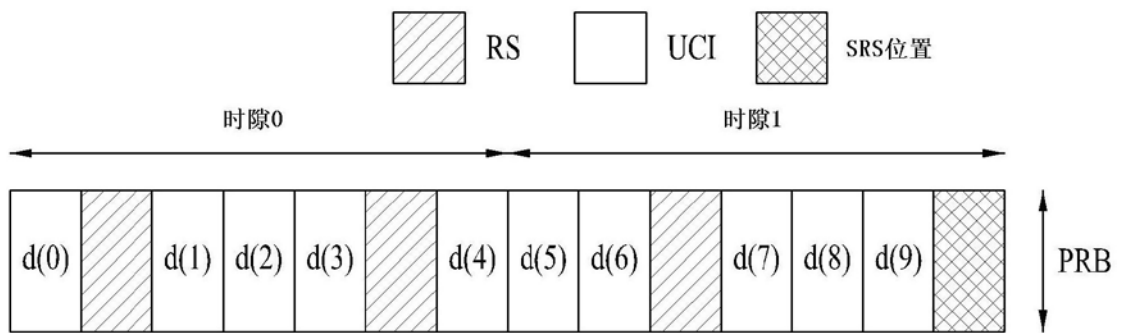


图54

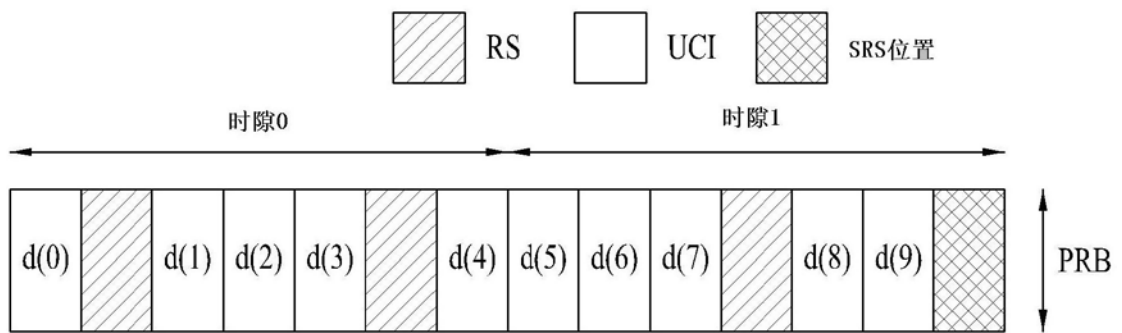


图55

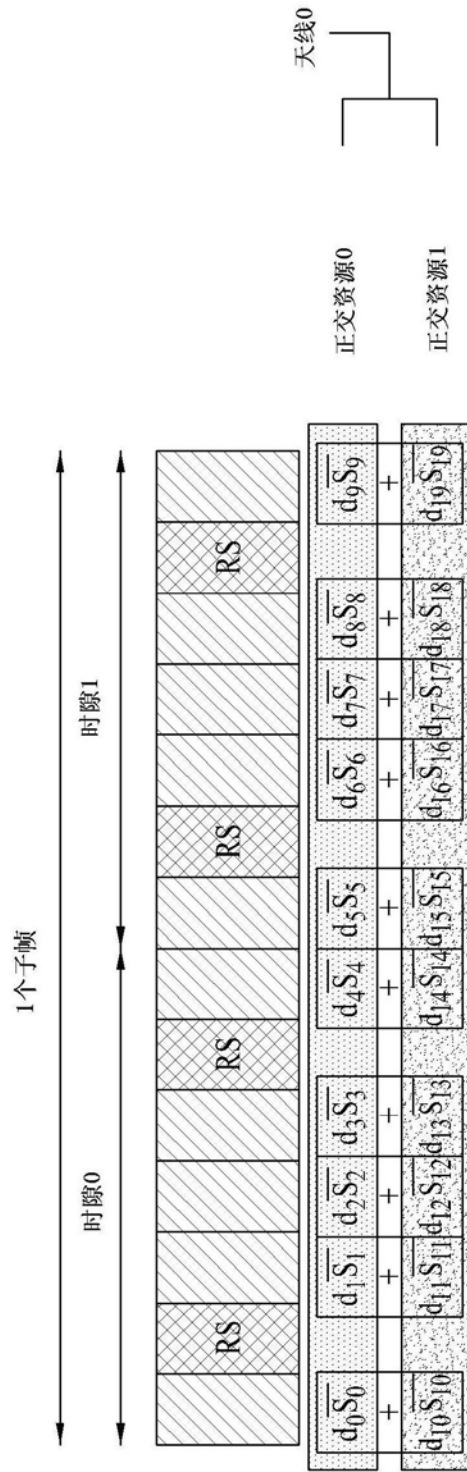


图56

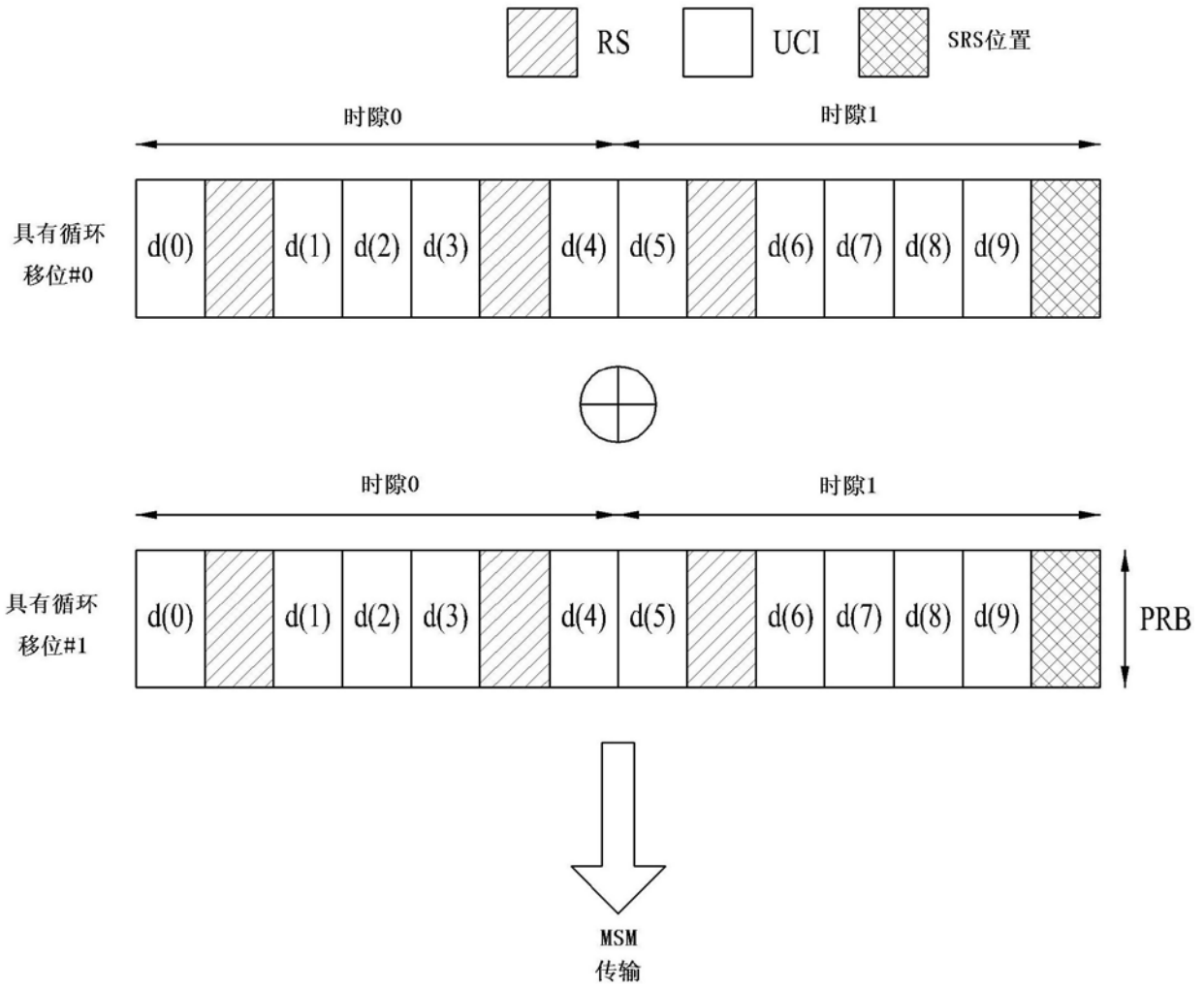


图57

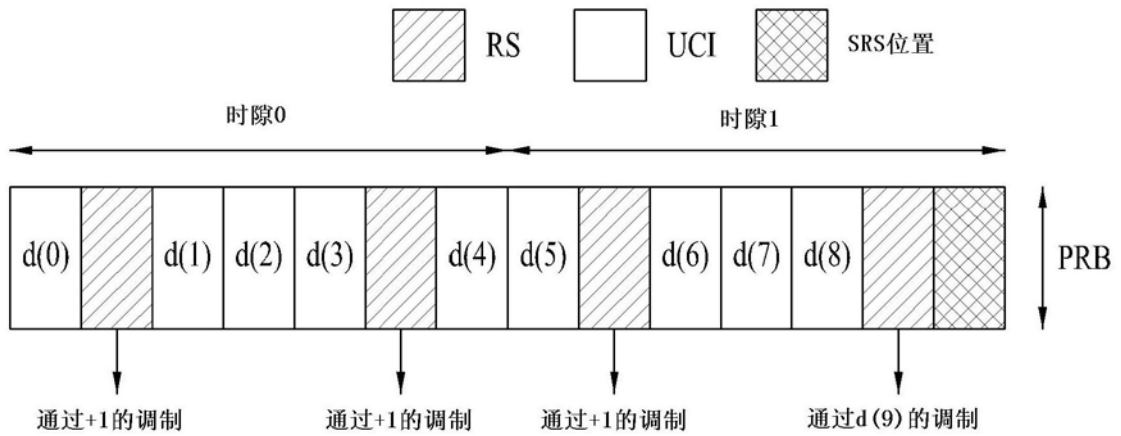


图58

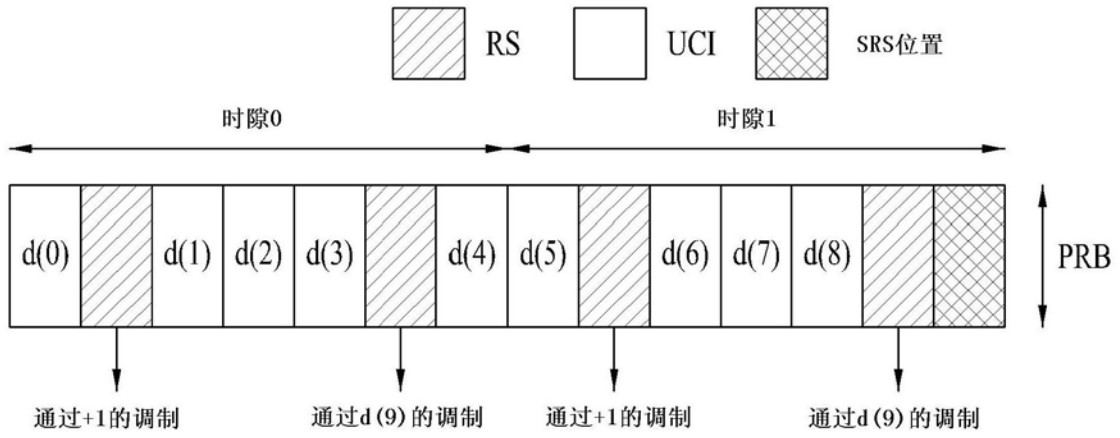


图59

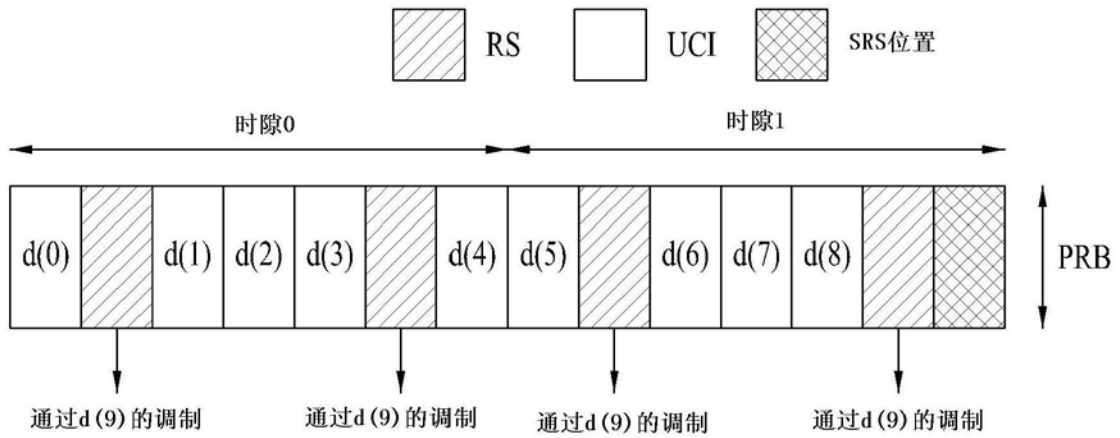
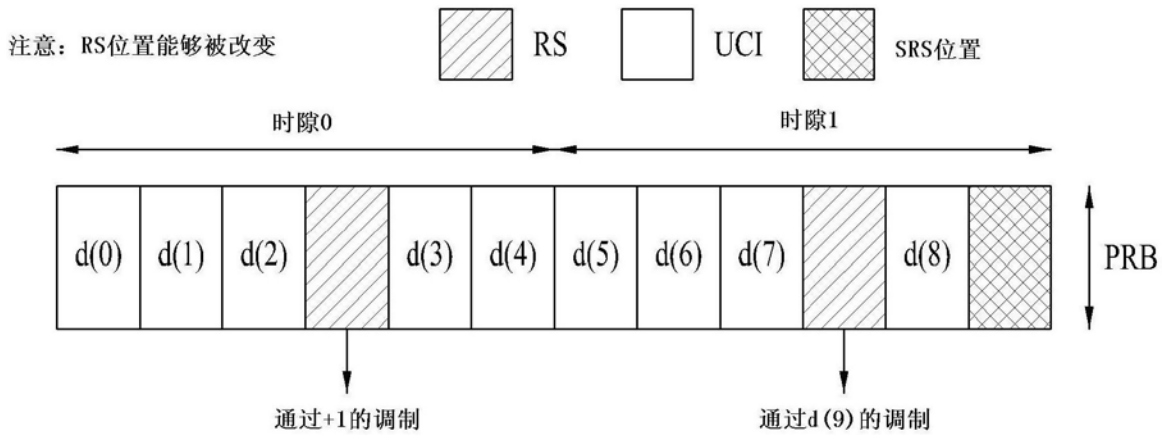


图60



频率跳跃可以关闭

图61

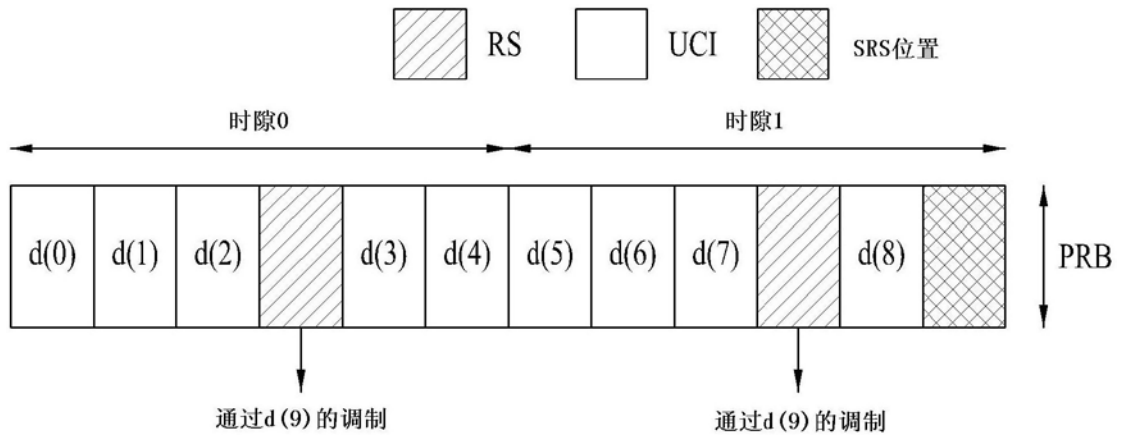


图62

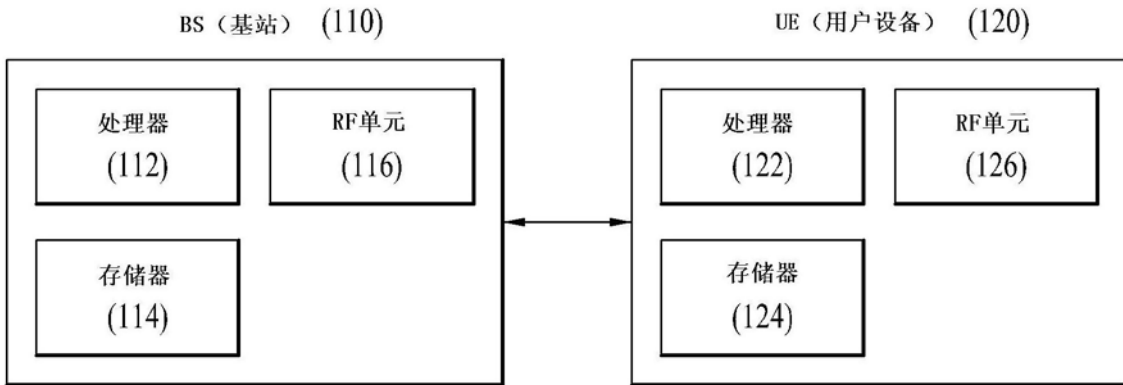


图63