



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110419182 A

(43)申请公布日 2019.11.05

(21)申请号 201880017354.3

(72)发明人 鲁广锡 金奉会 辛钟雄 高贤秀 金东奎

(22)申请日 2018.11.14

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127

(30)优先权数据

62/587,451 2017.11.16 US

62/591,763 2017.11.28 US

62/592,354 2017.11.29 US

62/593,221 2017.11.30 US

代理人 马芸莎 刘久亮

(51)Int.Cl.

H04L 1/00(2006.01)

H03M 13/13(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2019.09.10

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/KR2018/013919 2018.11.14

(87)PCT国际申请的公布数据

W02019/098677 KO 2019.05.23

(71)申请人 LG电子株式会社

地址 韩国首尔

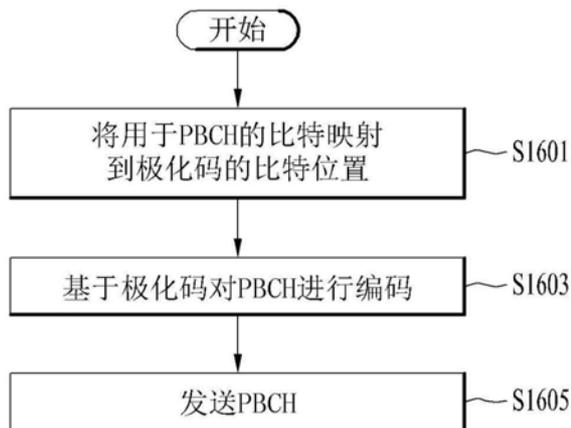
权利要求书2页 说明书38页 附图14页

(54)发明名称

发送PBCH的方法和设备以及接收PBCH的方法和设备

(57)摘要

在无线通信系统中,物理广播信道(PBCH)基于极化码进行编码并发送。PBCH内的半帧信息被映射到极化码的比特位置当中的比特位置247,并且PBCH内的同步信号和PBCH块(SSB)索引信息被映射到极化码的比特位置253、254和255。



1. 一种在无线通信系统中由发送装置发送物理广播信道PBCH的方法,该方法包括以下步骤:

基于极化序列,将所述PBCH内的信息映射到大小为 $N=512$ 的极化码的比特位置;

基于所述极化码对所述信息进行编码;以及

发送包括所述信息的所述PBCH,

其中,所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块SSB索引信息,

其中,所述半帧信息是1比特并且被映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且

其中,所述SSB索引信息是3比特并且被映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

2. 根据权利要求1所述的方法,

其中,包括所述信息的PBCH的总有效载荷大小是56比特。

3. 根据权利要求1所述的方法,

其中,所述极化序列包括按照可靠性的升序将比特索引0至511一一对应地布置到所述极化码的比特位置0至511的序列。

4. 根据权利要求1所述的方法,

其中,所述信息包括所述PBCH所属的帧的系统帧号,并且

其中,所述系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位分别被映射到所述极化码的比特位置441和469,所述系统帧号的其它8比特被映射到所述极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

5. 一种在无线通信系统中由接收装置接收物理广播信道PBCH的方法,该方法包括以下步骤:

接收所述PBCH;以及

基于大小为 $N=512$ 的极化码对所述PBCH内的信息进行解码,

其中,基于所述信息与所述极化码的比特位置之间的映射关系对所述信息进行解码,

其中,所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块SSB索引信息,

其中,所述半帧信息是1比特,所述SSB索引信息是3比特,并且

其中,所述映射关系包括:将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

6. 根据权利要求5所述的方法,

其中,包括所述信息的所述PBCH的总有效载荷大小是56比特。

7. 根据权利要求5所述的方法,

其中,所述极化序列包括按照可靠性的升序将比特索引0至511一一对应地布置到所述极化码的比特位置0至511的序列。

8. 根据权利要求5所述的方法,

其中,所述信息包括所述PBCH所属的帧的系统帧号,并且

其中,所述映射关系包括:将所述系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位分别映射到所述极化码的比特位置441和469,并且将所述系统帧号的其它8比特映射到所述极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

9. 一种用于在无线通信系统中发送物理广播信道PBCH的发送装置,该发送装置包括:

收发器;以及  
处理器,所述处理器可操作地连接到所述收发器,所述处理器被配置为:  
基于极化序列,将所述PBCH内的信息映射到大小为 $N=512$ 的极化码的比特位置;  
基于所述极化码对所述信息进行编码;并且  
控制所述收发器发送包括所述信息的所述PBCH,  
其中,所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块SSB索引信息,  
其中,所述半帧信息是1比特,并且所述处理器被配置为将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且  
其中,所述SSB索引信息是3比特,并且所述处理器被配置为将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

10. 根据权利要求9所述的发送装置,

其中,包括所述信息的所述PBCH的总有效载荷大小是56比特。

11. 根据权利要求9所述的发送装置,

其中,所述极化序列包括按照可靠性的升序将比特索引0至511一一对应地布置到所述极化码的比特位置0至511的序列。

12. 根据权利要求9所述的发送装置,

其中,所述信息包括所述PBCH所属的帧的系统帧号,并且

其中,所述处理器被配置为将所述系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位分别映射到所述极化码的比特位置441和469,并且将所述系统帧号的其它8比特映射到所述极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

13. 一种用于在无线通信系统中接收物理广播信道PBCH的接收装置,该接收装置包括:  
收发器;以及

处理器,所述处理器可操作地连接到所述收发器,所述处理器被配置为:

控制所述收发器接收所述PBCH;以及

基于大小为 $N=512$ 的极化码对所述PBCH内的信息进行解码,

其中,基于所述信息与所述极化码的比特位置之间的映射关系对所述信息进行解码,

其中,所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块SSB索引信息,

其中,所述半帧信息是1比特,所述SSB索引信息是3比特,并且

其中,所述映射关系包括:将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

14. 根据权利要求13所述的接收装置,

其中,包括所述信息的所述PBCH的总有效载荷大小是56比特。

15. 根据权利要求13所述的接收装置,

其中,所述信息包括所述PBCH所属的帧的系统帧号,并且

其中,所述映射关系包括:将所述系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位分别映射到所述极化码的比特位置441和469,并且将所述系统帧号的其它8比特映射到所述极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

## 发送PBCH的方法和设备以及接收PBCH的方法和设备

### 技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信系统,更具体地,涉及一种用于发送/接收物理广播信道(PBCH)的方法和装置。

### 背景技术

[0002] 随着机器对机器(M2M)通信、机器类型通信(MTC)以及诸如智能电话和平板个人电脑(PC)之类的各种装置和要求大量数据传输的技术的出现和普及,蜂窝网络中所需的数据吞吐量快速增加。为了满足这种快速增长的数据吞吐量,已经开发出用于有效地采用更多频带的载波聚合技术、认知无线电技术等以及用于提高在有限频率资源上传输的数据容量的多输入多输出(MIMO)技术、多基站(BS)协作技术等。

[0003] 随着越来越多的通信装置需要更高的通信容量,需要相对于传统无线电接入技术(RAT)的增强的移动宽带(eMBB)。此外,通过将多个装置和对象彼此连接来随时随地提供各种服务的大规模机器类型通信(mMTC)是在下一代通信中要考虑的一个主要问题。

[0004] 此外,正在讨论在考虑到对可靠性和延迟敏感的服务/UE的情况下设计的通信系统。通过考虑eMBB通信、mMTC、超可靠和低延迟通信(URLLC)等,已经讨论了下一代RAT的引入。

### 发明内容

[0005] 技术问题

[0006] 由于新无线电通信技术的引入,BS应该在资源区域中向其提供服务的用户设备(UE)的数目增加并且BS应该向UE发送的数据和控制信息的数目增加。由于可用于与UE通信的BS的资源量有限,因此需要BS使用有限的无线电资源来有效地接收/发送上行链路/下行链路数据和/或上行链路/下行链路控制信息的新方法。换句话说,随着节点密度和/或UE密度的增加,需要一种有效地使用高密度节点或高密度UE进行通信的方法。

[0007] 随着技术的发展,克服延迟或等待时间已成为一项重要挑战。其性能严重依赖于延迟/等待时间的应用不断增加。因此,需要一种与传统系统相比减少延迟/等待时间的方法。

[0008] 在新通信系统中,认为使用极化码能够提高信道编码性能。极化码的大小通常远大于用于信道编码的其它码的大小。因此,当极化码用于信道编码时,需要一种提高极化码的解码速度的方法。

[0009] 通过本发明能够实现的技术目的不限于上文具体描述的内容,并且本领域技术人员从以下详细描述中将更清楚地理解本文未描述的其它技术目的。

[0010] 技术方案

[0011] 在本发明的一方面,本文提供一种在无线通信系统中由发送装置发送物理广播信道(PBCH)的方法。该方法包括以下步骤:基于极化序列,将所述PBCH内的信息映射到大小为 $N=512$ 的极化码的比特位置;基于所述极化码对所述信息进行编码;以及发送包括所述信

息的PBCH。所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。所述半帧信息是1比特并且被映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247。所述SSB索引信息是3比特并且被映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

[0012] 在本发明的另一方面,本文提供一种在无线通信系统中由接收装置接收物理广播信道(PBCH)的方法。该方法包括以下步骤:接收所述PBCH;以及基于大小为 $N=512$ 的极化码对所述PBCH内的信息进行解码。基于所述信息与所述极化码的比特位置之间的映射关系对所述信息进行解码。所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。所述半帧信息是1比特,所述SSB索引信息是3比特。所述映射关系包括:将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

[0013] 在本发明的又一方面,本文提供一种用于在无线通信系统中发送物理广播信道(PBCH)的发送装置。该发送装置包括:收发器;以及处理器,所述处理器可操作地连接到所述收发器。所述处理器被配置为:基于极化序列,将所述PBCH内的信息映射到大小为 $N=512$ 的极化码的比特位置;基于所述极化码对所述信息进行编码;以及控制所述收发器发送包括所述信息的所述PBCH。所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。所述半帧信息是1比特,并且所述处理器被配置为将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247。所述SSB索引信息是3比特,并且所述处理器被配置为将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

[0014] 在本发明的又一方面,本文提供一种用于在无线通信系统中接收物理广播信道(PBCH)的接收装置。该接收装置包括:收发器;以及处理器,所述处理器可操作地连接到所述收发器。所述处理器被配置为:控制所述收发器接收所述PBCH;以及基于大小为 $N=512$ 的极化码对所述PBCH内的信息进行解码。基于所述信息与所述极化码的比特位置之间的映射关系对所述信息进行解码。所述信息包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。所述半帧信息是1比特,所述SSB索引信息是3比特。所述映射关系包括:将所述半帧信息映射到所述极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并且将所述SSB索引信息映射到所述极化码的比特位置253、254和255。

[0015] 在本发明的各个方面,包括所述信息的PBCH的总有效载荷大小可以是56比特。

[0016] 在本发明的各个方面,所述极化序列可包括按照可靠性的升序将比特索引0至511一一对应地布置到所述极化码的比特位置0至511的序列。

[0017] 在本发明的各个方面,所述信息可包括所述PBCH所属的帧的系统帧号。在本发明的各个方面,所述系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位可分别被映射到所述极化码的比特位置441和469。在本发明的各个方面,所述系统帧号的其它8比特可被映射到所述极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

[0018] 以上技术方案仅仅是本发明的示例的一些部分,并且本领域技术人员从本发明的以下详细描述中能够得出并理解并入本发明的技术特征的各种示例。

[0019] 有益效果

[0020] 根据本发明的示例,能够有效地发送/接收上行链路/下行链路信号。因此,能够提高无线电通信系统的总吞吐量。

[0021] 根据本发明的示例,可以减少在用户设备和基站之间进行通信期间发生的延迟/

等待时间。

[0022] 根据本发明的示例,当极化码被用于信道编码时,能够提高解码速度。

[0023] 根据本发明的示例,通过将特定比特分配给极化码的特定比特位置,能够改进块错误率(BLER)。

[0024] 本领域技术人员将理解,通过本发明能够实现的效果不限于上文已经具体描述的内容,并且从下面的详细描述将更清楚地理解本发明的其它优点。

## 附图说明

[0025] 附图被包括以提供对本发明的进一步理解,附图示出了本发明的示例并且与说明书一起用于解释本发明的原理。

[0026] 图1例示了LTE/LTE-A系统中的传输块处理过程。

[0027] 图2是例示通过将编码的代码块分离成系统部分和奇偶校验部分而执行的速率匹配的框图。

[0028] 图3例示了循环缓冲器的内部结构。

[0029] 图4是极化码编码器的框图。

[0030] 图5例示了用于信道极化的信道组合和信道分裂的概念。

[0031] 图6例示了用于极化码的第N级信道组合。

[0032] 图7例示了列表L解码过程中的解码路径的演变。

[0033] 图8例示了选择信息比特在极化码中要被分配到的位置的概念。

[0034] 图9例示了用于极化码的打孔和信息比特分配。

[0035] 图10例示了常规循环冗余校验(CRC)码和分布式CRC码的概念。

[0036] 图11例示了传统LTE系统中的编码过程和解码过程。

[0037] 图12例示了帧结构。

[0038] 图13例示了同步信号和物理广播信道(PBCH)块(SSB)的结构。

[0039] 图14例示了用于PBCH的信号处理过程。

[0040] 图15例示了根据本发明的示例的PBCH传输的流程图。

[0041] 图16例示了极化码的输入比特索引的误码率(BER)值。

[0042] 图17例示了在本公开中例示的比特位置之间的性能的比较。

[0043] 图18例示了同步信号和PBCH块(SSB)中所包括的定时信息比特字段。

[0044] 图19是例示用于实现本发明的发送装置10和接收装置20的元件的框图。

## 具体实施方式

[0045] 现在将详细参考本发明的示例性实施方式,在附图中示出了示例性实施方式的示例。下面将参照附图给出的详细描述旨在解释本发明的示例性示例,而并非示出可根据本发明实现的唯一示例。以下详细描述包括具体细节以便提供对本发明的透彻理解。然而,对于本领域技术人员显而易见的是,可在没有这些具体细节的情况下实践本发明。

[0046] 在一些情况下,已知的结构和装置被省略或者以框图形式示出,集中于结构和设备的重要特征,以免模糊本发明的概念。在整个说明书中将使用相同的附图标记来表示相同或相似的部件。

[0047] 以下技术、设备和系统可以被应用于各种无线多址系统。多址系统的示例包括码分多址 (CDMA) 系统、频分多址 (FDMA) 系统、时分多址 (TDMA) 系统、正交频分多址 (OFDMA) 系统、单个载波频分多址 (SC-FDMA) 系统和多载波频分多址 (MC-FDMA) 系统。CDMA可以通过诸如通用地面无线电接入 (UTRA) 或CDMA2000之类的无线电技术来实现。TDMA可以通过诸如全球移动通信系统 (GSM)、通用分组无线电服务 (GPRS) 或用于GSM演进的增强数据率 (EDGE) 之类的无线电技术来实现。OFDMA可以通过诸如电气和电子工程师协会 (IEEE) 802.11 (Wi-Fi)、IEEE 802.16 (WiMAX)、IEEE 802.20或演进UTRA (E-UTRA) 之类的无线电技术来实现。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。3GPP LTE在DL中采用OFDMA, 在UL中采用SC-FDMA。高级LTE (LTE-A) 是3GPP LTE的演进版本。为了便于描述, 假定本发明被应用于基于3GPP的通信系统, 例如, LTE/LTE-A、NR。然而, 本发明的技术特征不限于此。例如, 尽管基于与3GPP LTE/LTE-A/NR系统对应的移动通信系统给出以下详细描述, 但是本发明的不特定于3GPP LTE/LTE-A/NR的各方面适用于其它移动通信系统。

[0048] 在下面描述的本发明的示例中, 装置“假定”的表达可以表示发送信道的主体根据对应的“假定”发送信道。这还可以意味着接收信道的主体在假定信道根据“假定”已发送的情况下, 以符合“假定”的形式接收信道或对信道进行解码。

[0049] 在本发明中, 用户设备 (UE) 可以是固定装置或移动装置。UE的示例包括向基站 (BS) 发送用户数据和/或各种控制信息以及从基站 (BS) 接收用户数据和/或各种控制信息的各种装置。UE可以被称为终端设备 (TE)、移动站 (MS)、移动终端 (MT)、用户终端 (UT)、订户站 (SS)、无线装置、个人数字助理 (PDA)、无线调制解调器、手持装置等。此外, 在本发明中, BS通常是指与UE和/或另一BS进行通信, 并且与UE和另一BS交换各种数据和控制信息的固定站。BS可以被称为高级基站 (ABS)、节点B (NB)、演进节点B (eNB)、基站收发器系统 (BTS)、接入点 (AP)、处理服务器等。具体地, UTRAN的BS被称为节点B, E-UTRAN的BS被称为eNB, 并且新的无线电接入技术网络的BS被称为gNB。在本文中, 为了便于描述, 无论通信技术的类型或版本如何, 基站都将被称为BS。

[0050] 在本发明中, 节点是指能够通过UE的通信发送/接收无线电信号的固定点。无论其术语如何, 可使用各种类型的BS作为节点。例如, BS、节点B (NB)、e节点B (eNB)、微微小区 eNB (PeNB)、家庭eNB (HeNB)、中继器、转发器等都可以是节点。此外, 节点可以不是BS。例如, 节点可以是无线电远程头端 (RRH) 或无线电远程单元 (RRU)。RRH或RRU通常具有比BS的功率水平更低的功率水平。由于RRH或RRU (以下称为RRH/RRU) 通常通过诸如光缆之类的专用线路连接到BS, 因此RRH/RRU与BS之间的协作通信与通过无线电路连接的BS之间的协作通信相比可以平稳地执行。每个节点至少安装一个天线。天线可以表示物理天线或者表示天线端口或虚拟天线。

[0051] 在本发明中, 小区是指一个或多个节点向其提供通信服务的规定地理区域。因此, 在本发明中, 与特定小区的通信可以意味着与向特定小区提供通信服务的BS或节点进行通信。此外, 特定小区的DL/UL信号是指向特定小区提供通信服务的BS或节点的DL/UL信号。向UE提供UL/DL通信服务的节点被称为服务节点, 服务节点向其提供UL/DL通信服务的小区被特别称为服务小区。此外, 特定小区的信道状态/质量是指在向特定小区提供通信服务的BS或节点与UE之间形成的信道或通信链路的信道状态/质量。在基于3GPP的通信系统

中,UE可以使用由特定节点的天线端口分配给特定节点的、在CRS资源上发送的小区特定参考信号(CRS)和/或在CSI-RS资源上发送的信道状态信息参考信号(CSI-RS)来测量从特定节点接收的DL信道状态。

[0052] 此外,基于3GPP的通信系统使用小区的概念以便管理无线电资源,并且将与无线电资源相关联的小区与地理区域的小区区分开。

[0053] 地理区域的“小区”可以被理解为节点可以使用载波提供服务的覆盖范围,并且无线电资源的“小区”与作为由载波配置的频率范围的带宽(BW)相关联。由于DL覆盖范围(其是节点能够发送有效信号的范围)和UL覆盖范围(其是节点能够从UE接收有效信号的范围)取决于承载信号的载波,因此节点的覆盖范围可以与节点使用的无线电资源的“小区”的覆盖范围相关联。因此,术语“小区”可以被用于有时指示节点的服务覆盖范围,在其它时间指示无线电资源,或者在其它时间指示使用无线电资源的信号能够以有效强度到达的范围。

[0054] 此外,3GPP通信标准使用小区的概念来管理无线电资源。与无线电资源相关联的“小区”由下行链路资源和上行链路资源的组合(即,DL CC和UL CC的组合)来定义。小区可以仅由下行链路资源配置,或者可以由下行链路资源和上行链路资源配置。如果支持载波聚合,则可以通过系统信息指示下行链路资源的载波频率(或DL CC)与上行链路资源的载波频率(或UL CC)之间的链接。例如,可以通过系统信息块类型2(SIB2)的链接来指示DL资源和UL资源的组合。载波频率可以与每个小区或CC的中心频率相同。在主频率上操作的小区可以被称为主小区(Pcell)或PCC,在辅频率上操作的小区可以被称为辅小区(Scell)或SCC。下行链路上的与Pcell相对应的载波将被称为下行链路主CC(DL PCC),并且上行链路上的与Pcell相对应的载波将被称为上行链路主CC(UL PCC)。Scell表示可以在完成无线电资源控制(RRC)连接建立之后配置并用于提供附加无线电资源的小区。Scell可以根据UE的能力与Pcell一起形成用于UE的一组服务小区。下行链路上的与Scell对应的载波将被称为下行链路辅助CC(DL SCC),并且上行链路上的与Scell对应的载波将被称为上行链路辅助CC(UL SCC)。虽然UE处于RRC-CONNECTED状态,但是如果UE没有通过载波聚合配置或者不支持载波聚合,则仅存在由Pcell配置的单个服务小区。

[0055] 基于3GPP的通信标准定义了与承载从较高层导出的信息的资源元素相对应的DL物理信道以及与由物理层使用但不承载从较高层导出的信息的资源元素相对应的DL物理信号。例如,将物理下行链路共享信道(PDSCH)、物理广播信道(PBCH)、物理多播信道(PMCH)、物理控制格式指示符信道(PCFICH)、物理下行链路控制信道(PDCCH)和物理混合ARQ指示符信道(PHICH)定义为DL物理信道,并且将参考信号和同步信号定义为DL物理信号。参考信号(RS)(也称为导频)是指BS和UE都已知的预定义信号的特殊波形。例如,小区特定RS(CRS)、UE特定RS(UE-RS)、定位RS(PRS)和信道状态信息RS(CSI-RS)可以被定义为DL RS。此外,基于3GPP的通信标准定义了与承载从较高层导出的信息的资源元素相对应的UL物理信道以及与由物理层使用但不承载从较高层导出的信息的资源元素相对应的UL物理信号。例如,将物理上行链路共享信道(PUSCH)、物理上行链路控制信道(PUCCH)和物理随机接入信道(PRACH)定义为UL物理信道,并且将用于UL控制/数据信号的解调参考信号(DMRS)和用于UL信道测量的探测参考信号(SRS)定义为UL物理信号。

[0056] 在本发明中,物理下行链路控制信道(PDCCH)、物理控制格式指示符信道(PCFICH)、物理混合自动重传请求指示符信道(PHICH)和物理下行共享信道(PDSCH)分别是

指承载下行链路控制信息 (DCI) 的一组时频资源或资源元素 (RE)、承载控制格式指示符 (CFI) 的一组时频资源或RE、承载下行链路肯定确认 (ACK) / 否定确认 (NACK) 的一组时频资源或RE以及承载下行链路数据的一组时频资源或RE。另外,物理上行链路控制信道 (PUCCH)、物理上行链路共享信道 (PUSCH) 和物理随机接入信道 (PRACH) 分别是指承载上行链路控制信息 (UCI) 的一组时频资源或RE、承载上行链路数据的一组时频资源或RE以及承载随机接入信号的一组时频资源或RE。在本发明中,具体地,被分配给或属于PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH的时频资源或RE分别被称为PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH RE或PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH时频资源。因此,在本发明中,UE的PUCCH/PUSCH/PRACH传输在概念上分别与在PUSCH/PUCCH/PRACH上的UCI/上行链路数据/随机接入信号传输相同。此外,BS的PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH传输在概念上分别与在PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH上的下行链路数据/DCI传输相同。

[0057] 对于在本发明中未详细描述的技术和术语,可以参考3GPP LTE/LTE-A的标准文档(例如,3GPP TS 36.211、3GPP TS 36.212、3GPP TS 36.213、3GPP TS 36.321和3GPP TS 36.331)和3GPP NR的标准文档(例如,3GPP TS 38.211、3GPP TS 38.212、3GPP TS 38.213、3GPP TS 38.214、3GPP TS 38.300和3GPP TS 38.331)。另外,关于极化码和使用极化码进行编码和解码的原理,可以参考E. Arikan于2009年7月在IEEE信息论汇刊,第55卷第7期第3051-3073页发表的“信道极化:一种用于构造对称二进制输入无记忆信道的容量实现码的方法”。

[0058] 随着越来越多的通信装置需要更高的通信容量,需要相对于传统无线电接入技术 (RAT) 的增强的移动宽带。另外,通过将多个装置和对象彼此连接来随时随地提供各种服务的大规模机器类型通信是在下一代通信中要考虑的一个主要问题。此外,正在讨论其中考虑到对可靠性和延迟敏感的服务/UE的通信系统设计。已经通过考虑增强的移动宽带通信、大规模MTC、超可靠和低延迟通信 (URLLC) 等讨论了下一代RAT的引入。在当前3GPP中,正在进行对EPC之后的下一代移动通信系统的研究。在本发明中,为方便起见,将对应的技术称为新RAT (NR) 或5G RAT。

[0059] NR通信系统要求在数据率、容量、延迟、能量消耗和成本方面支持比传统第四代 (4G) 系统更好的性能。因此,NR系统需要在带宽、频谱、能量、信令效率和每比特成本方面取得进展。NR需要使用有效的波形才能满足这些要求。

[0060] 图1例示了LTE/LTE-A系统中的传输块处理过程。

[0061] 为了使接收侧对信号在信道中经历的错误进行校正,发送侧使用前向纠错码对信息进行编码,然后发送编码后的信息。接收侧对接收的信号进行解调并且对纠错码进行解码,从而恢复发送侧发送的信息。在该解码过程中,由信道引起的接收信号中的错误被校正。

[0062] 数据在每个DL/UL小区中按照每个传输时间间隔 (TTI) 最多两个传输块的形式到达编码块。可向DL/UL小区的每个传输块应用以下编码步骤:

[0063] -到传输块的循环冗余校验 (CRC) 附件;

[0064] -到代码块的代码块分段和CRC附件;

[0065] -信道编码;

[0066] -速率匹配;以及

[0067] -代码块串接。

[0068] 尽管可使用各种类型的纠错码,但是在传统LTE/LTE-A系统中主要使用turbo码。turbo码由递归系统卷积编码器和交织器实现。对于turbo码的实际实现,使用交织器来帮助并行解码,并且二次多项式置换(QPP)是一种交织。众所周知,QPP交织器仅对特定大小的数据块保持良好的性能。众所周知,turbo码的性能随着数据块大小的增加而增加。在实际通信系统中,将预定大小或更大的数据块划分成多个较小的数据块然后进行编码,以帮助编码的实际实现。较小的数据块被称为代码块。虽然代码块通常具有相同的大小,但是由于QPP交织器的有限大小而导致代码块中的一个代码块可能具有不同的大小。对预定交织器大小的每个代码块执行纠错编码,然后执行交织以减少在通过无线信道进行传输期间产生的突发错误的影响。经纠错和交织的代码块通过被映射到实际无线电资源来发送。指定用于实际传输的无线电资源的量。因此,编码的代码块与所述量的无线电资源进行速率匹配。通常,速率匹配通过打孔或重复来执行。例如,如果无线电资源的量(即,能够在无线电资源上被发送的传输比特的数目)是M,并且如果经编码的比特序列(即,编码器的输出比特的数目)是N(其中,M与N不同),则执行速率匹配以使经编码的比特序列的长度与M匹配。如果 $M > N$ ,则使经编码的比特序列的全部比特或部分比特重复,以使经速率匹配的序列的长度与M匹配。如果 $M < N$ ,则将经编码的比特序列的一部分比特打孔以使经速率匹配的序列的长度与M匹配,并且从传输中排除打孔比特。

[0069] 即,在LTE/LTE-A系统中,在使用具有特定码率(例如,1/3)的信道编码对要发送的数据进行编码之后,通过包括打孔和重复的速率匹配过程来调整要发送的数据的码率。在图2中示出了当turbo码在LTE/LTE-A系统中被用作信道码时,对如图1所示的传输块处理过程中的每个代码块执行信道编码和速率匹配的过程。

[0070] 图2是例示通过将编码的代码块分离成系统部分和奇偶校验部分而执行的速率匹配的框图。

[0071] 如图2所示,LTE/LTE-A turbo编码器的母码率是1/3。为了获得其它码率,必要时必须执行重复或打孔,这通过速率匹配模块执行。速率匹配模块包括用于turbo编码器的三个输出流的三个所谓的子块交织器以及由循环缓冲器实现的比特选择和修剪部分。子块交织器基于具有32行和长度为32的列内置换的经典行列交织器。三个流中的每一个的比特被逐行写入到具有32列的矩阵中(行数取决于流大小)。虚拟比特被填充到每个流的前面以完全填充矩阵。在列置换之后,从矩阵逐列地读出比特。

[0072] 图3例示了循环缓冲器的内部结构。

[0073] 循环缓冲器是速率匹配模块中最重要的部分,能够执行母码的打孔和重复。参照图2,交织的系统比特按顺序被写入到循环缓冲器中,其中交织的系统比特流的第一比特在缓冲器的开始处。交织和交错的奇偶校验比特流按顺序被写入到缓冲器中,其中该流的第一比特位于交织的系统比特流的最后一个比特的下一个。编码比特(取决于码率)从循环缓冲器中的冗余版本(RV)点指定的特定起始点被连续读出。如果编码比特到达循环缓冲器的末端并且需要更多编码比特来进行传输(在码率小于1/3的情况下),则发送装置环绕循环缓冲器并且在循环缓冲器的开始处继续。

[0074] 表示混合ARQ的HARQ是基于检测错误的分组的重传的纠错机制。所发送的分组在

特定传播延迟之后到达接收装置。接收装置针对无差错传输的情况产生ACK,或者针对检测到一些错误的情况产生NACK。ACK/NACK在一些处理时间之后产生,并且被发送回发送装置并在传播延迟之后到达发送装置。在NACK的情况下,在发送装置中的特定处理延迟之后,将再次发送期望的分组。从循环缓冲器读出并通过重传发送的比特是不同的并且取决于RV的位置。存在四个RV(0、1、2和3),这四个RV限定了从循环缓冲器读出比特的起始点的位置。参照图3,随着重传次数的增加,RV变得更高,因此从循环缓冲器中读出更少的系统比特和更多的奇偶校验比特以进行重传。

[0075] NR提供比目前4G更高的速度和更好的覆盖范围。NR在高频段下操作并且需要为数十个连接提供高达1Gb/s的速度,或者为数万个连接提供高达几十Mb/s的速度。为了满足这种NR系统的要求,正在讨论引入比传统编码方案更加改进的编码方案。由于数据通信是在不完整的信道环境中产生的,因此信道编码在实现更高数据率以进行快速和无差错通信方面起着重要作用。所选择的信道代码需要为特定范围的块长度和码率提供优异的块误码率(BLER)性能。在本文中,BLER被定义为错误接收块的数目与发送块的总数的比率。在NR中,对于编码方案,需要低计算复杂度、低延迟、低成本和更高灵活性。此外,需要降低的每比特能量和提高的区域效率来支持更高的数据率。NR网络的使用示例包括增强型移动宽带(eMBB)、大规模物联网(IoT)以及超可靠和低延迟通信(URLLC)。eMBB涵盖了高数据率的互联网接入以使得富媒体应用、云存储和应用以及娱乐增强现实能够实现。大规模物联网应用包括用于智能家居/建筑的密集传感器网络、远程健康监控和物流跟踪。URLLC涵盖了诸如工业自动化、无人驾驶车辆、远程手术和智能电网之类的需要超高可靠性和低延迟的关键应用。

[0076] 尽管在大的块长度下具有高容量性能的许多编码方案是可用的,但是这些编码方案中有很多方案在宽范围的块长度和码率中无法始终表现出优异的良好性能。然而,turbo码、低密度奇偶校验(LPDC)码和极化码在宽范围的编码率和码长中显示出有前景的BLER性能,因此考虑将其用于NR系统。随着对诸如eMBB、大规模IoT和URLLC的各种情况的要求增加,需要提供比turbo码更高的信道编码效率的编码方案。此外,需要增加能够被信道容纳的最大订户数,即,增加容量。

[0077] 极化码是提供能够解决传统信道代码问题的新框架的代码,由Bilkent大学的Arilkan发明(参考:E.Arikan于2009年7月在IEEE信息论汇刊第55卷第7期第3051-3073页发表的“Channel Polarization:A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels(信道极化:一种构造对称二进制输入无记忆信道的容量实现码的方法)”)。极化码是具有低编码和解码复杂度的第一容量实现码,这在数学上得到了验证。极化码在大块长度内优于turbo代码,而不存在错误流。在下文中,使用极化码的信道编码被称为极化编码。

[0078] 极化码被称为能够实现给定二进制离散无记忆信道的容量的代码。这仅有在块大小足够大时才能实现。也就是说,极化码是在代码的大小 $N$ 无限增加的情况下能够实现信道容量的代码。极化码具有低编码和解码复杂度并且可以被成功解码。极化码是一种线性块纠错码。多个递归连接是极化码的基本构建块,并且是代码构造的基础。发生其中物理信道被转换为虚拟信道的信道的物理转换,并且这种转换基于多个递归级联。如果多个信道相乘并累加,则大多数信道可变得更好或更差。极化码的基本思想是使用良好的信道。例如,

数据以速率1通过良好信道发送,数据以速率0通过坏信道发送。也就是说,通过信道极化,信道从正常状态进入极化状态。

[0079] 图4是极化码编码器的框图。

[0080] 图4的(a)示出了极化码的基本模块,具体地,用于极化编码的第一级信道组合。在图4的(a)中, $W_2$ 表示通过将两个二进制输入的离散无记忆信道(B-DMC)  $W_s$ 进行组合而获得的整个等效信道。本文中, $u_1$ 和 $u_2$ 是二进制输入源比特, $y_1$ 和 $y_2$ 是输出编码比特。信道组合是将B-DMC并行连接的过程。

[0081] 图4的(b)示出了基础模块的基础矩阵F。输入到基础矩阵F的二进制输入源比特 $u_1$ 和 $u_2$ 以及基础矩阵F的输出编码比特 $x_1$ 和 $x_2$ 具有以下关系。

[0082] 式1

$$[0083] \quad [u_1 \ u_2] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = [x_1 \ x_2]$$

[0084] 信道 $W_2$ 可以实现最高速率的对称容量 $I(W)$ 。在B-DMC  $W$ 中,对称容量是用于测量速率的重要参数,并且是在信道 $W$ 上可发生可靠通信的最高速率。B-DMC可以如下定义。

[0085] 式2

$$[0086] \quad I(W) = \sum_{y \in Y} \sum_{x \in X} \frac{1}{2} W(y|x) \log \frac{w(y|x)}{\frac{1}{2} w(y|0) + \frac{1}{2} w(y|1)}$$

[0087] 能够从给定B-DMC  $W$ 的 $N$ 个独立副本中合成或创建第二组 $N$ 个二进制输入信道,并且信道具有属性 $\{W_N^{(i)} : 1 \leq i \leq N\}$ 。如果 $N$ 增加,则存在一部分信道具有接近1的容量并且其余信道具有接近0的容量的趋势。这被称为信道极化。换句话说,信道极化是使用给定B-DMC  $W$ 的 $N$ 个独立副本创建第二组 $N$ 个信道 $\{W_N^{(i)} : 1 \leq i \leq N\}$ 的过程。信道极化的影响意味着当 $N$ 增加时,除了消失的索引 $i$ 之外,所有对称容量项 $\{I(W_N^{(i)})\}$ 趋向于0或1。换句话说,极化码中的信道极化背后的概念是将具有 $I(W)$ 的对称容量的信道(例如,加性高斯白噪声信道)的 $N$ 个副本(即, $N$ 次传输)转变为容量接近1或0的极端信道。在 $N$ 个信道中, $I(W)$ 部分将是完美信道,而 $1-I(W)$ 部分将是完全噪声信道。然后,仅通过良好信道发送信息比特,而将输入到其它信道的比特冻结为1或0。信道极化的量随着块长度而增加。信道极化由两个阶段组成:信道组合阶段和信道分裂阶段。

[0088] 图5示出了用于信道极化的信道组合和信道分裂的概念。如图5中所示,当原始信道 $W$ 的 $N$ 个副本被适当地组合以创建矢量信道 $W_{vec}$ ,然后分裂成新的极化信道时,如果 $N$ 足够大,则新的极化信道被分类为具有容量 $C(W) = 1$ 的信道和具有 $C(W) = 0$ 的信道。在这种情况下,由于穿过具有信道容量 $C(W) = 1$ 的信道的比特在没有错误的情况下被发送,因此最好通过该信道来发送信息比特,而由于穿过具有容量 $C(W) = 0$ 的信道的比特不能传输信息,因此最好通过该信道传输作为无意义比特的冻结比特。

[0089] 参照图5,给定B-DMC  $W$ 的副本以递归方式进行组合以输出由 $X_N \rightarrow Y_N$ 给出的矢量信道 $W_{vec}$ ,其中 $N = 2^n$ 并且 $n$ 是等于或大于0的整数。递归总是从第0级开始并且 $W_1 = W$ 。如果 $n$ 为1( $n=1$ ),则表示其中 $W_1$ 的两个独立副本被组合的第一级递归。如果将上述两个副本组合,则获得信道 $W_2: X_2 \rightarrow Y_2$ 。该新信道 $W_2$ 的过渡概率(transitional probability)可以由以下等式表示。

[0090] 式3

$$[0091] \quad W_2(y_1, y_2 | u_1, u_2) = W(y_1 | u_1 \oplus u_2) W(y_2 | u_2)$$

[0092] 如果获得了信道 $W_2$ , 则将信道 $W_2$ 的两个副本组合以获得信道 $W_4$ 的单个副本。这种递归可以由具有以下过渡概率的 $W_4: X_4 \rightarrow Y_4$ 表示。

[0093] 式4

$$[0094] \quad W_4(y_1^4 | u_1^4) = W_2(y_1^2 | u_1 \oplus u_2, u_3 \oplus u_4) W_2(y_3^2 | u_2, u_4)$$

[0095] 在图5中,  $G_N$ 是大小为 $N$ 的生成矩阵。 $G_2$ 对应于图4的(b)中所示的基础矩阵 $F$ 。 $G_4$ 可以由以下矩阵表示。

[0096] 式5

$$[0097] \quad G_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{\otimes 2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0098] 这里,  $\otimes$ 表示克罗内克积(Kronecker product), 对于所有 $n \geq 1$ ,  $A^{\otimes n} = A \otimes A^{\otimes (n-1)}$ , 并且 $A^{\otimes 0} = 1$ 。

[0099] 图5(b)的输入至 $G_N$ 的 $u_1^N$ 与 $G_N$ 的输出 $x_1^N$ 之间的关系可以被表示为 $x_1^N = u_1^N G_N$ , 其中 $x_1^N = \{x_1, \dots, x_N\}$ ,  $u_1^N = \{u_1, \dots, u_N\}$ 。

[0100] 当 $N$ 个B-DMC被组合时, 每个B-DMC可以以递归方式表达。也就是说,  $G_N$ 可以由以下等式表示。

[0101] 式6

$$[0102] \quad G_N = B_N F^{\otimes n}$$

[0103] 本文中,  $N = 2^n$ ,  $n \geq 1$ ,  $F^{\otimes n} = F \otimes F^{\otimes (n-1)}$ , 并且 $F^{\otimes 0} = 1$ 。 $B_N$ 是被称为比特反转操作的置换矩阵,  $B_N = R_N(I_2 \otimes B_{N/2})$ 并且可以递归地计算。 $I_2$ 是二维单位矩阵, 并且该递归被初始化为 $B_2 = I_2$ 。 $R_N$ 是比特反转交织器, 并且被用于将输入 $s_1^N = \{s_1, \dots, s_N\}$ 映射到输出 $x_1^N = \{s_1, s_3, \dots, s_{N-1}, s_2, \dots, s_N\}$ 。比特反转交织器可以不被包括在发送侧。在图6中示出了等式的关系。

[0104] 图6示出了用于极化码的第 $N$ 级信道组合。

[0105] 在组合 $N$ 个B-DMC  $W_s$ 之后限定用于特定输入的等效信道的过程被称为信道分裂。信道分裂可以被表示为由以下等式指示的信道转移概率(channel transition probability)。

[0106] 式7

$$[0107] \quad W_N^i(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i) = \sum_{u_{i+1}^N} \frac{1}{2^{N-i}} W_N(y_1^N | u_1^N)$$

[0108] 信号极化具有以下特征:

[0109] >保守:  $C(W^-) + C(W^+) = 2C(W)$ ,

[0110] >极化:  $C(W^-) \leq C(W) \leq C(W^+)$ 。

[0111] 当执行信道组合和信道分裂时,可获得以下定理。

[0112] \*定理:对于任意B-DMC  $W$ ,信道  $\{W_N^{(i)}\}$  在以下意义上被极化。对于任何固定的  $\delta \in \{0,1\}$ ,当  $N$  通过2的幂变为无穷大时,用于信道容量  $I(W_N^{(i)}) \in (1-\delta,1]$  的索引  $i \in \{1, \dots, N\}$  的部分变为  $I(W)$ ,并且用于信道容量  $I(W_N^{(i)}) \in [0,\delta)$  的  $i$  的部分变为  $1-I(W)$ 。因此,如果  $N \rightarrow \infty$ ,则信号被完全噪声化或者被极化为没有噪声。这些信道可被发送侧准确地识别出。因此,坏信道是固定的,并且可以在良好的信道上传输非固定比特。

[0113] 也就是说,如果极化码的大小  $N$  是无穷大,则相对于特定输入比特,信道具有很多噪声或没有噪声。这具有与特定输入比特的等效信道的容量被划分成0或  $I(W)$  相同的含义。

[0114] 极化编码器的输入被划分为被映射信息数据的比特信道和未被映射信息数据的比特信道。如前所述,根据极化码的定理,如果极化码的码字变为无穷大,则输入比特信道可以被分类为无噪声信道和噪声信道。因此,如果将信息分配给无噪声比特信道,则可获得信道容量。然而,实际上,无法配置无限长度的码字,计算输入比特信道的可靠性,并且按可靠性的顺序将数据比特分配给输入比特信道。在本发明中,被分配数据比特的比特信道被称为良好比特信道。良好比特信道可以是被映射数据比特的输入比特信道。未被映射数据的比特信道被称为冻结比特信道。将已知值(例如,0)输入到冻结比特信道,然后执行编码。发送侧和接收侧已知的任何值可以被映射到冻结比特信道。当执行打孔或重复时,可使用关于良好比特信道的信息。例如,可对与未被分配信息比特的输入比特的的位置对应的码字比特(即,输出比特)的位置进行打孔。

[0115] 极化码的解码方案是连续消除(SC)解码方案。SC解码方案获得信道转移概率,然后使用信道转移概率计算输入比特的似然比(LLR)。在这种情况下,如果信道组合和信道分裂过程使用递归形式的特征,则可按递归形式计算信道转移概率。因此,也可按递归形式计算最终的LLR值。首先,可如下获得输入比特  $u_i$  的信道转移概率  $W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i)$ 。 $u_1^i$  可分裂成奇数索引  $u_{1,o}^i$  和偶数索引  $u_{1,e}^i$ 。信道转移概率可由以下等式指示。

[0116] 式8

$$\begin{aligned} & W_{2N}^{(2i-1)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-1} | u_{2i-1}) \\ &= \sum_{u_{2i}^{2N}} \frac{1}{2^{2N-1}} W_{2N}(y_1^{2N} | u_1^{2N}) \\ [0117] &= \sum_{u_{2i,o}^{2N}, u_{2i,e}^{2N}} \frac{1}{2^{2N-1}} W_N(y_1^N | u_{1,o}^{2N} \oplus u_{i,e}^{2N}) W_N(y_{N+1}^{2N} | u_{1,e}^{2N}) \\ &= \sum_{u_{2i}} \frac{1}{2} \sum_{u_{2i+1,e}^{2N}} \frac{1}{2^{N-1}} W_N(y_{N+1}^{2N} | u_{1,e}^{2N}) \cdot \sum_{u_{2i+1,o}^{2N}} \frac{1}{2^{N-1}} W_N(y_1^N | u_{1,o}^{2N} \oplus u_{i,e}^{2N}) \\ &= \sum_{u_{2i}} \frac{1}{2} W_N^{(i)}(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{i,e}^{2i-2} | u_{2i-1} \oplus u_{2i}) \cdot W_N^{(i)}(y_{N+1}^{2N}, u_{1,e}^{2i-2} | u_{2i}) \end{aligned}$$

[0118] 其中,  $W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i) = \sum_{u_{i+1}^N} \frac{1}{2^{N-1}} W_N(y_1^N | u_1^N)$

[0119] 式9

$$\begin{aligned}
& W_{2N}^{(2i)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-1} | u_{2i}) \\
&= \sum_{u_{2i+1}^{2N}} \frac{1}{2^{2N-1}} W_{2N}(y_1^{2N} | u_1^{2N}) \\
[0120] \quad &= \sum_{u_{2i+1,o}^{2N}, u_{2i+1,e}^{2N}} \frac{1}{2^{2N-1}} W_N(y_1^N | u_{1,o}^{2N} \oplus u_{i,e}^{2N}) W_N(y_{N+1}^{2N} | u_{1,e}^{2N}) \\
&= \frac{1}{2} \sum_{u_{2i+1,e}^{2N}} \frac{1}{2^{N-1}} W_N(y_{N+1}^{2N} | u_{1,e}^{2N}) \cdot \sum_{u_{2i+1,o}^{2N}} \frac{1}{2^{N-1}} W_N(y_1^N | u_{1,o}^{2N} \oplus u_{i,e}^{2N}) \\
&= \frac{1}{2} W_N^{(i)}(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{i,e}^{2i-2} | u_{2i-1} \oplus u_{2i}) \cdot W_N^{(i)}(y_{N+1}^{2N}, u_{1,e}^{2i-2} | u_{2i})
\end{aligned}$$

[0121] 极化解码器使用极化码已知的值(例如,接收比特、冻结比特等)来检索信息并生成 $u_1^N$ 的估计 $\hat{u}_1^N$ 。LLR被定义如下。

[0122] 式10

$$[0123] \quad L_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1}) = \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i = 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i = 1)}$$

[0124] LLR可被递归地计算如下。

[0125] 式11

$$[0126] \quad L_N^{(2i-1)}(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-2}) = \frac{L_{N/2}^{(i)}(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) \cdot L_{N/2}^{(i)}(y_{N/2+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) + 1}{L_{N/2}^{(i)}(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) + L_{N/2}^{(i)}(y_{N/2+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2})}$$

$$[0127] \quad L_N^{(2i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-1}) = [L_{N/2}^{(i)}(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2})]^{1-2\hat{u}_{2i-1}} \cdot L_{N/2}^{(i)}(y_{N/2+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2})$$

[0128] LLR的递归计算以LLR  $L^{(1)}_1(y_i) = W(y_i | 0) / W(y_i | 1)$  回溯到码长度1。 $L^{(1)}_1(y_i)$  是从信道观察到的软信息。

[0129] 极化编码器和SC解码器的复杂度随着极化码的长度N而变化,并且被认为具有 $O(N \log N)$ 。假设K个输入比特被用于长度为N的极化码,则编码率变为 $N/K$ 。如果数据有效载荷大小N的极化编码器的生成矩阵是 $G_N$ ,则编码比特可以表示为 $x_1^N = u_1^N G_N$ 。假设 $u_1^N$ 中的K个比特与有效载荷比特对应,则 $G_N$ 的与有效载荷比特对应的行索引是i,并且 $G_N$ 的与 $(N-K)$ 个比特对应的行索引是F。极化码的最小距离可以被假定为 $d_{\min}(C) = \min_{i \in i} 2^{\text{wt}(i)}$ ,其中 $\text{wt}(i)$ 是i的二进制扩展内的1的数目,并且 $i = 0, 1, \dots, N-1$ 。

[0130] SC列表(SCL)解码是基本SC解码器的扩展。在这种类型的解码器中,在每个解码阶段同时考虑L个解码路径。这里,L是整数。换句话说,在极化码的情况下,列表L解码算法是用于在解码过程中同时跟踪L个路径的算法。

[0131] 图7例示了列表L解码过程中的解码路径的演变。为了便于描述,假设应该确定的比特数是n并且所有比特都不被冻结。如果列表大小L是4,则每个级别包括具有继续向下的路径的最多4个节点。在图7中用虚线表示不连续的路径。现在将参照图7描述解码路径在列表L解码中演进的过程。i) 如果列表L解码开始,则第一个未冻结的比特可以是0或1。ii) 继续进行列表L解码。第二个未冻结的比特可以是0或1。由于路径的数目不大于 $L=4$ ,因此还不需要修剪。iii) 针对第一比特(即,第一级的比特)、第二比特(即,第二级的比特)和第三比特(即,第三级的比特)的所有选项的考虑导致8个解码路径,因为 $L=4$ ,所以8个解码路径过多。iv) 将8个解码路径修剪为 $L(=4)$ 个有前景的路径。v) 通过考虑第四个未冻结的比特

的两个选项而继续4个有效路径。在这种情况下,路径的数目加倍,即,8个路径,因为 $L=4$ ,所以8个路径过多。vi) 将8条路径修剪为 $L(=4)$ 个最佳路径。在图7的示例中,获得4个候选码字0100、0110、0111和1111,并且确定所述码字中的一个码字是与原始码字最相似的码字。按照与正常解码过程类似的方式,例如,在修剪处理或确定最终码字的处理中,可选择其中LLR绝对值的总和最大的路径作为生存路径。如果存在CRC,则可通过CRC选择生存路径。

[0132] 此外,CRC辅助SCL解码是使用CRC的SCL解码,并且提高了极化码的性能。CRC是信息理论和编码领域中最广泛使用的错误检测和纠错技术。例如,如果纠错编码器的输入块具有 $K$ 比特并且信息比特的长度是 $k$ ,并且CRC序列的长度是 $m$ 比特,则 $K=k+m$ 。CRC比特是纠错码的源比特的一部分。如果用于编码的信道码的大小是 $N$ ,则码率 $R$ 被定义为 $R=K/N$ 。CRC辅助SCL解码用于在接收装置确认关于每个路径的CRC码的同时检测无错误路径。SCL解码器将候选序列输出到CRC检测器。CRC检测器反馈检查结果以帮助确定码字。

[0133] 虽然与SC算法相比较复杂,但SCL解码或CRC辅助SCL解码具有优异解码性能的优点。关于极化码的列表X解码算法的更多详细信息,请参阅I. Tal和A. Vardy于2011年7月在Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory (IEEE国际信息理论研讨会论文集)第1-5页发表的“List decoding of polar codes (极化码的列表解码)”。

[0134] 在极化码中,码设计独立于信道,因此对于移动衰减信道来说不是通用的。此外,极化码具有应用有限的缺点,这是因为所述代码最近已经被引入了并且还未成长。也就是说,到目前为止所提出的极化编码具有尚未被定义为应用于无线通信系统的许多部分。因此,本发明提出了一种适用于无线通信系统的极化编码方法。

[0135] 图8例示了选择在极化码中要被分配信息比特的位置的概念。

[0136] 在图8中,假设母码的大小 $N$ 是8(即,极化码的大小 $N$ 是8),并且码率是 $1/2$ 。

[0137] 在图8中, $C(W_i)$ 表示信道 $W_i$ 的容量,并且与极化码的输入比特所经历的信道的可靠性对应。当与极化码的输入比特位置的信道容量如图8所示时,输入比特位置的可靠性如图8所示进行排名。为了以 $1/2$ 的码率发送数据,发送装置将构成数据的4个比特分配给8个输入比特位置当中的具有高信道容量的4个输入比特位置(即,图8的输入比特位置 $U_1$ 至 $U_8$ 当中的表示为 $U_4$ 、 $U_6$ 、 $U_7$ 和 $U_8$ 的输入位置比特)并且冻结其它输入比特位置。与图8的极化码对应的生成矩阵 $G_8$ 如下。可基于式6来获取生成矩阵 $G_8$ 。

[0138] 式12

$$[0139] \quad G_8 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0140] 图8的表示为 $U_1$ 至 $U_8$ 的输入比特位置与 $G_8$ 的最高行到最低行的行一一对应。参照图8,可以理解,与 $U_8$ 对应的输入比特影响所有输出编码比特。另一方面,可以理解,与 $U_1$ 对应的输入比特仅影响输出编码比特当中的 $Y_1$ 。参考等式12,当二进制输入源比特 $U_1$ 至 $U_8$ 乘以 $G_8$

时,输入比特出现在所有输出比特处的行是 $G_8$ 的行当中的其中所有元素都是1的最低行[1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]。此外,二进制输入源比特仅出现在一个输出比特处的行是 $G_8$ 的行当中的其中一个元素为1的行,即,其中行权重为1的行[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]。类似地,可以理解,行权重为2的行将与该行对应的输入比特反映到两个输出比特中。参照图8和等式12, $U_1$ 至 $U_8$ 与 $G_8$ 的行逐一对应并且可以向 $G_8$ 的行分配用于区分 $U_1$ 至 $U_8$ 的输入位置的比特索引(即,用于区分输入位置的比特索引)。

[0141] 在下文中,对于极化码,可以假设从相对于 $N$ 个输入比特具有最小行权重的最高行开始向 $G_N$ 的各行依次分配0至 $N-1$ 的比特索引。例如,参照图8,比特索引0被分配给 $U_1$ 的输入位置,即, $G_8$ 的第一行,并且比特索引7被分配给 $U_8$ 的输入位置,即, $G_8$ 的最后一行。然而,由于比特索引被用于指示极化码的输入位置,因此可以使用与上述分配方案不同的方案。例如,可从具有最大行权重的最低行开始分配0至 $N-1$ 的比特索引。

[0142] 在输出比特索引的情况下,如图8和等式12所示,可假设向 $G_N$ 的列当中的从具有最大列权重的第一列到具有最小列权重的最后列中的各列分配0至 $N-1$ 的比特索引或1至 $N$ 的比特索引。

[0143] 在极化码中,信息比特和冻结比特的设置是极化码的配置和性能中最重要的元素之一。也就是说,输入比特位置的秩的确定可以是极化码的性能和配置中的重要元素。对于极化码而言,比特索引可以区分极化码的输入位置或输出位置。在本发明中,通过以升序或降序列举比特位置的可靠性而获得的序列被称为比特索引序列。也就是说,比特索引序列表示升序或降序的极化码的输入比特位置或输出比特位置的可靠性。发送装置基于输入比特索引序列将信息比特输入到具有高可靠性的输入比特,并使用极化码执行编码。接收装置可以使用相同或对应的输入比特索引序列来识别分配了信息比特的输入位置或分配了冻结比特的输入位置。也就是说,接收装置可以使用与发送装置使用的输入比特索引序列相同或对应的输入比特索引序列并且使用对应的极化码来执行极化解码。在以下描述中,可以假设输入比特索引序列是预定的,使得信息比特可以被分配给具有高可靠性的输入比特位置。在本公开中,输入比特索引序列也被称为极化序列。

[0144] 图9例示了极化码的打孔和信息比特分配。在图9中,F表示冻结比特,D表示信息比特,0表示跳过比特。

[0145] 在编码比特中,可以根据打孔比特的索引或位置而发生其中信息比特被改变为冻结比特的情况。例如,如果 $N=8$ 的母码的输出编码比特应该按 $Y_8, Y_7, Y_6, Y_4, Y_5, Y_3, Y_2$ 和 $Y_1$ 的顺序进行打孔并且目标码率为 $1/2$ ,则 $Y_8, Y_7, Y_6$ 和 $Y_4$ 被打孔,仅连接到 $Y_8, Y_7, Y_6$ 和 $Y_4$ 的 $U_8, U_7, U_6$ 和 $U_4$ 被冻结为0,并且不发送这些输入比特,如图9所示。通过对编码比特进行打孔而改变为冻结比特的输入比特被称为跳过比特或缩短比特,并且对应的输入位置被称为跳过位置或缩短位置。缩短是一种在保持输入信息的大小(即,信息块的大小)的同时将已知比特插入到与希望要发送的输出比特的位置联接的输入比特位置中的速率匹配方法。可以从与其中生成矩阵 $G_N$ 中的列权重为1的列对应的输入开始缩短,并且可以相对于与其中剩余矩阵中的列权重为1的列对应的输入执行下一缩短,在剩余矩阵中,列权重为1的列和行被去除。为了防止所有信息比特被打孔,可以按照一组冻结比特位置内的高可靠性的顺序重新分配已经分配给信息比特位置的信息比特。

[0146] 在极化码的情况下,通常可按以下顺序执行解码。

[0147] >1. 首先恢复具有低可靠性的比特。尽管可靠性根据解码器的结构而不同,但是由于具有低值的编码器中的输入索引(下文中,称为编码器输入比特索引或者比特索引)通常具有低可靠性,因此通常从低编码器输入比特索引开始执行解码。

[0148] >2. 当存在用于恢复比特的已知比特时,将已知比特与恢复比特一起使用或者省略1的处理并且立即使用用于特定输入比特位置的已知比特,从而恢复作为未知比特的信息比特。信息比特可以是源信息比特(例如,传输块的比特)或CRC比特。

[0149] 图10例示了常规CRC码和分布式CRC码的概念。图10的(a)例示了常规CRC,而图10的(b)例示了分布式CRC。

[0150] 在极化码中,CRC辅助列表(CAL)解码方法由于其优越的解码性能而得到广泛使用。根据CAL解码方法,首先对L(其中,L是正整数)个候选信息比特序列 $\{u_i: i-1, \dots, L\}$ 进行解码。然后,执行候选信息比特序列的CRC-CHECK,从而将通过CRC-CHECK的候选序列选择为解码信息比特序列。

[0151] 通常,如图10的(a)所示,CRC比特位于信息比特之后。因此,解码器通常对所有信息比特进行解码,然后对经解码的信息比特执行CRC-CHECK。然而,最近提出了分布式CRC以提高CAL解码方法的解码速度。在分布式CRC中,CRC比特被适当地分布在信息比特上,如图10的(b)所示。如果使用如图10的(b)所示的分布式CRC,则解码器可以在CAL解码过程中对信息比特的一部分(例如, $K_1$ 比特的信息子块)和CRC比特的一部分(例如, $J_1$ 比特的CRC块)进行解码并且使用经解码的块来执行CRC-CHECK。在这种情况下,如果针对所有L个候选信息比特序列的CRC-CHECK失败,则解码器可宣告错误并停止解码。也就是说,当使用分布式CRC时,能够在CAL解码过程中提前终止解码。如果可以提前终止接收信号的解码,则接收装置可以快速确定所接收的信号是否是用于它的信号,因此接收装置提高了发现其信号的速度。此外,由于能够快速发现接收信号的错误,因此可以快速地执行所接收信号的重发或所接收信号之后的下一次传输。

[0152] 图11例示了传统LTE系统中的编码过程和解码过程。具体地,图11的(a)例示了包括加扰处理的编码过程,并且图11的(b)例示了包括解扰处理的解码过程。

[0153] 参照图11的(a),发送装置将CRC码插入到传输块或代码块中(S1101a),并使用加扰序列对所获得的输入比特进行加扰(S1103a)。发送装置对经加扰的输入比特进行信道编码(S1105a)以生成编码比特并对编码比特进行信道交织(S1107a)。参照图11的(b),接收装置从接收的基于在编码过程中应用的信道交织图案或与其对应的信道交织图案的比特中获得编码比特(S1107b),并对编码比特进行信道解码(S1105b)以获得加扰比特。接收装置使用加扰序列对加扰比特进行解扰(S1103b)以获得解码比特的序列(下文中,称为解码比特序列)。接收装置使用解码比特序列中的CRC比特来检查在解码比特序列中是否发生错误(S1101b)。如果用于解码比特序列的CRC失败,则接收装置确定接收信号的解码失败。如果用于解码比特序列的CRC成功,则接收装置确定解码过程已成功,并且可以通过从解码比特序列中消除CRC比特来获得传输块或代码块。

[0154] 在图11的(a)中,CRC生成(S1101a)、序列生成(S1102a)、加扰(S1103a)、信道编码(S1105a)和信道交织(S1107a)可分别由CRC码生成器、序列生成器、加扰器、信道编码器和信道交织器来执行。CRC码生成器、序列生成器、加扰器、信道编码器和信道交织器可构成发送装置的处理器的部分,并且可被配置为在发送装置的处理器的控制下操作。在图11的

(b)中,CRC检查(S1101b)、序列生成(S1102b)、解扰(S1103b)、信道解码(S1105b)和信道去交织(S1107b)可分别由CRC校验器、序列生成器、解扰器、信道解码器和信道去交织器执行。CRC校验器、序列生成器、解扰器、信道解码器和信道去交织器可以构成接收装置的处理器的部分,并且可以被配置为在接收装置的处理器的控制下操作。在传统LTE系统中,加扰器使用UE ID、小区ID和/或时隙索引生成m序列,然后使用m序列对被输入到加扰器的包括信息比特和CRC比特的输入比特进行加扰。解扰器使用UE ID、小区ID和/或时隙索引生成m序列,然后使用m序列对被输入到解扰器的包括信息比特和CRC比特的输入比特进行解扰。

[0155] 根据传输信道的类型或控制信息的类型,可以省略编码过程的一些过程或解码过程的一些过程。即使在NR系统以及传统LTE系统中,也可使用与图11中所示的编码或解码过程类似的编码或解码过程。然而,LTE系统和NR系统可以在信道编码/解码过程中使用不同的编码方案。例如,传统LTE系统使用下面表1和表2中列出的信道编码方案,而NR系统期望使用LDPC码和极化码进行信道编码。表1列出了在LTE系统中使用的用于传输块的信道编码方案和编码率。表2列出了在LTE系统中使用的用于控制信息的信道编码方案和编码率。

[0156] 表1

TrCH	编码方案	编码率
UL-SCH	Turbo 编码	1/3
DL-SCH		
PCH		
MCH		
SL-SCH		
SL-DCH		
BCH	尾部比特卷积编码	1/3
SL-BCH		

[0158] 表2

控制信息	编码方案	编码率
DCI	尾部比特卷积编码	1/3
CFI	块码	1/16
HI	重复码	1/3
UCI	块码	可变
	尾部比特卷积编码	1/3
SCI	尾部比特卷积编码	1/3

[0160] 对于传统LTE系统的编码过程和解码过程的更多细节,可参考3GPP TS 36.211、3GPP TS 36.212、3GPP 36.331和/或3GPP TS 36.331。对于NR系统的编码过程和解码过程的更多细节,可参考3GPP TS 38.211、3GPP TS 38.212、3GPP TS 38.213、3GPP TS 38.214和/或3GPP TS 38.331。

[0161] 图12例示了帧结构。图12中所示的帧结构仅是示例性的,并且可不同地改变帧中

的子帧数、时隙数和/或符号数。在NR系统中,可在针对一个UE聚合的多个小区之间不同地配置OFDM数字学(例如,子载波间隔(SCS))。因此,可在聚合小区之间不同地配置包括相同数目的符号的时间资源(例如,子帧、时隙或传输时间间隔(TTI))的(绝对时间)持续时间。本文中,符号可包括OFDM符号(或CP-OFDM符号)、SC-FDMA符号(或离散傅里叶变换扩展OFDM(DFT-s-OFDM)符号)。

[0162] 参照图12,在NR系统中,下行链路和上行链路传输被组织到帧中。每个帧的持续时间为 $T_f=10\text{ms}$ 。每个帧被划分成两个半帧,其中每个半帧具有5ms的持续时间。每个半帧由5个子帧组成,其中每子帧的持续时间 $T_{sf}$ 是1ms。每个子帧被划分成时隙,并且子帧中的时隙的数目取决于子载波间隔。每个时隙基于循环前缀(CP)而包括14个OFDM符号或12个OFDM符号。在正常CP中,每个时隙包括14个OFDM符号,而在扩展CP中,每个时隙包括12个OFDM符号。下面的表示出了根据子载波间隔 $\Delta f=2^u*15\text{kHz}$ 的用于正常CP的每时隙的OFDM符号数、每帧的时隙数和每子帧的时隙数。

[0163] 表3

[0164]

u	$N_{\text{symb}}^{\text{slot}}$	$N_{\text{slot}}^{\text{frame,u}}$	$N_{\text{slot}}^{\text{subframe,u}}$
0	14	10	1
1	14	20	2
2	14	40	4
3	14	80	8
4	14	160	16

[0165] 下面的表示出了根据子载波间隔 $\Delta f=2^u*15\text{kHz}$ 的用于扩展CP的每时隙的OFDM符号数、每帧的时隙数和每子帧的时隙数。

[0166] 表4

[0167]

u	$N_{\text{symb}}^{\text{slot}}$	$N_{\text{slot}}^{\text{frame,u}}$	$N_{\text{slot}}^{\text{subframe,u}}$
2	12	40	4

[0168] 时隙在时域中包括多个符号(例如,14个或12个符号)。对于每个数字学(例如,子载波间隔)和载波,定义了起始于由更高层信令(例如,无线电资源控制(RRC)信令)指示的公共资源块(CRB)  $N_{\text{grid}}^{\text{start,u}}$ 的、 $N_{\text{grid,x}}^{\text{size,u}}$  \*  $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$  个子载波和  $N_{\text{symb}}^{\text{subframe,u}}$  个OFDM符号的资源网格,其中  $N_{\text{grid,x}}^{\text{size,u}}$  是资源网格中的资源块(RB)的数目,并且下标x是用于下行链路的DL和用于上行链路的UL。 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$  是每RB的子载波数。在基于3GPP的无线通信系统中, $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$  通常是12。对于给定的天线端口p、子载波间隔配置u和传输方向(DL或UL),存在一个资源网格。用于子载波间隔配置u的载波带宽  $N_{\text{grid}}^{\text{size,u}}$  通过较高层参数(例如,RRC参数)给出。用于天线端口p和子载波间隔配置u的资源网格中的每个元素被称为资源元素(RE),并且可向每个RE映射一个复合符号。资源网格中的每个RE在频域中由索引k唯一地识别,而在时域中由表示相对于参考点的符号位置的索引l唯一地识别。在NR系统中,RB在频域中由12个连续子载波定义。在NR系统中,RB被分类为CRB和物理资源块(PRB)。对于子载波间隔配置u,CRB在频域中从0开始向上编号。用于子载波间隔配置u的CRB 0的子载波0的中心与用作资源块网格的公共参考点的“点A”一致。PRB在带宽部分(BWP)内定义,并且从0到  $N_{\text{BWP,i}}^{\text{size}}-1$  编号,其中i是

带宽部分的编号。带宽部分*i*中的物理资源块 $n_{PRB}$ 与公共资源块 $n_{CRB}$ 之间的关系如下： $n_{PRB} = n_{CRB} + N_{BWP,i}^{size}$ ，其中 $N_{BWP,i}^{size}$ 是带宽部分相对于CRB 0开始的公共资源块。BWP在频域中包括多个连续RB。载波可包括最多*N*个（例如，5个）BWP。在基于3GPP的无线通信系统中，如果UE上电或新进入小区，则UE执行获取与小区同步的时间和频率并检测小区的物理小区标识 $N_{cell-ID}$ 的初始小区搜索过程。为此，UE可以通过从BS接收同步信号（例如，主同步信号（PSS）和辅同步信号（SSS））来建立与BS的同步，并获得诸如小区标识（ID）之类的信息。通过使用SSS执行小区搜索过程来解调DL信号并且确定用于在准确时间发送UL信号所需的时间和频率参数的UE只有在从BS获取用于UE的系统配置所需的系统信息之后才可以与BS通信。在基于3GPP的无线通信系统中，系统信息由主信息块（MIB）和系统信息块（SIB）配置。每个SIB包括彼此在功能上相关联的一组参数。根据每个块包括的参数，SIB被分类为主信息块（MIB）、SIB类型1（SIB1）和其它SIB。MIB包括发送最频繁的参数，这些参数对于UE执行对BS的网络的初始接入来说是必不可少的。UE可以通过广播信道（例如，PBCH）接收MIB。在初始小区搜索之后，UE可以执行随机接入过程以便完成到BS的接入。为此，UE可以在物理随机接入信道（PRACH）上发送前导码，并且通过PDCCH和PDSCH接收对前导码的响应消息。作为参考，在基于竞争的随机接入过程中，UE可以使用PRACH资源发送RACH前导码（消息1（msg1）），并且BS可以向RACH前导码发送随机接入响应（RAR）（msg2）。UE可以使用RAR中的UL许可来发送msg3（例如，RRC连接请求），并且BS可以向UE发送竞争解决消息（msg4）。在完成上述过程后，UE可以执行作为正常的UL/DL信号传输过程的PDCCH/PDSCH接收和PUSCH/PUCCH发送。

[0169] 在传统LTE/LTE-A系统中，全方位发送PSS/SSS。此外，考虑这样一种方法，其中使用毫米波（mmWave）的gNB在扫描波束方向的同时通过波束成形（BF）发送诸如PSS/SSS/PBCH之类的信号。扫描波束方向的同时信号的发送/接收被称为波束扫描（beam sweeping）或波束扫描（beam scanning）。在本发明中，“波束扫描（beam sweeping）”表示发送器的行为，“波束扫描（beam scanning）”表示接收器的行为。例如，假设gNB可以具有最多*N*个波束方向，gNB在*N*个波束方向中的每一个波束方向上发送诸如PSS/SSS/PBCH之类的信号。也就是说，gNB在扫描gNB可具有的方向或者gNB期望支持的方向的同时在每个方向上发送诸如PSS/SSS/PBCH之类的同步信号。另选地，当gNB可形成*N*个波束时，可通过对少量波束进行分组来配置一个波束组，并且可针对每个波束组发送/接收PSS/SSS/PBCH。在这种情况下，一个波束组包括一个或更多个波束。在相同方向上发送的诸如PSS/SSS/PBCH之类的信号可被定义为一个同步（SS）块，并且在一个小区中可存在多个SS块。当存在多个SS块时，可使用SS块索引来区分SS块。例如，如果在一个系统中在10个波束方向上发送PSS/SSS/PBCH，则在相同方向上发送的PSS/SSS/PBCH可以构成一个SS块，并且可以理解的是在该系统中存在10个SS块。在本发明中，波束索引可被解释为SS块索引。

[0170] 图13例示了同步信号和PBCH块（SSB）的结构。一个时隙可包括最多两个SSB。

[0171] 参照图13，SSB包括4个连续的OFDM符号。在各个OFDM符号上发送PSS、PBCH、SSS/PBCH和PBCH。PSS可以用于UE检测小区ID组内的小区ID，并且SSS可以用于UE检测小区ID组。PBCH用于UE检测SSB（时间）索引和半帧并且包括MIB。PBCH在每个OFDM符号上包括数据资源元素（RE）和解调参考信号（DMRS）RE。在每个RB中存在3个DMRS RE，并且在DMRS RE之间存在3个数据RE。在基于3GPP的系统中，RB在频域中被定义为12个连续子载波。每个RE在频域中由一个子载波限定，而在时域中由一个OFDM符号限定。

[0172] 按照SSB周期来周期性地发送SSB。用于初始小区选择的基本SSB周期被定义为20ms。在小区接入之后,SSB周期可被设置为{5ms、10ms、20ms、40ms、80ms、160ms}中的一个。在每个SSB周期的开始部分处配置SSB突发集(burst set)。SSB突发集包括5ms的时间窗,并且SSB可以在SSB突发集内最多被发送L次。可在SSB突发集内预定义SSB的候选位置。可根据载波的频带如下给出SSB的最大传输次数L。

[0173] -对于高达3GHz的频率范围,L=4

[0174] -对于3GHz至6GHz的频率范围,L=8

[0175] -对于从6GHz到52.6GHz的频率范围,L=64

[0176] UE可以基于SSB执行DL同步获取(例如,OFDM符号/时隙/半帧边界检测)、小区标识符(ID)(例如,物理小区标识符(PCID))获取、用于初始接入的波束布置、MIB获取和DL测量。

[0177] 可通过PBCH内的系统帧号(SFN)信息来识别检测到的SSB所属的帧号,并且可通过PBCH内的半帧指示信息(以下,HF)来识别检测到的SSB所属的半帧号。例如,在检测到包括HF=0的PBCH时,UE可以确定PBCH所属的SSB被包含在帧内的第一个半帧中。在检测到包括HF=1的PBCH时,UE可以确定PBCH所属的SSB被包含在帧内的第二个半帧中。

[0178] 在SSB突发集(即,半帧)内,按照从0到L-1的时间升序为SSB时间位置编索引(SSB索引)。当L>4时,可使用8个不同的PBCH-DMRS序列中的一个来发送6比特SSB索引中的3个最低有效位(LSB),并且可通过PBCH中所包括的SSB索引信息来发送6比特SSB索引中的3个最高有效位(MSB)。当L=4时,可使用8个PBCH-DMRS序列指示2比特SSB索引。当L=4时,由于8个PBCH-DMRS序列可指示总共3个比特,因此在指示能够由8个PBCH-DMRS序列指示的3个比特当中的SSB索引之后的一个剩余比特可以被用于指示半帧。在6GHz或更高时,PBCH中的SSB索引的3个比特可用于承载SSB索引的3个MSB。在6GHz或更低时,由于3比特SSB索引或2比特SSB索引可被PBCH-DMRS序列用信号通知的3个比特识别,因此PBCH中的SSB索引的3个比特可以在3GHz或更低时被用作保留比特。

[0179] 图14例示了PBCH的信号处理过程。

[0180] 对于帧中的PBCH传输,PBCH内容(即,通过PBCH的信息)被加扰。使用第一加扰序列对PBCH进行加扰,并将CRC插入所加扰的PBCH中。对插入CRC的PBCH进行交织、编码和速率匹配,以获得编码的PBCH。第一加扰序列是由物理小区ID初始化的gold序列,并且使用其中发送PBCH的SFN的第二LSB和第三LSB来确定。使用第二加扰序列再次对编码的PBCH进行加扰。基于物理小区ID和SSB索引的3个LSB对第二加扰序列进行初始化。使用第二加扰序列加扰的编码PBCH通过调制和RE映射在时频资源上进行发送,如图13所示。

[0181] 以与传统LTE/LTE-A系统中相同的方式,期望对NR系统中的特定小区执行初始接入的UE从操作/控制该小区的BS通过PBCH接收用于小区的MIB,并且通过PDSCH接收SIB和无线资源控制(RRC)参数。PBCH的比特字段可包括UE已知的比特,诸如SFN比特(其中SFN在切换情况下是先验已知的)和保留比特。在NR系统中,极化码用于PBCH的信道编码。如果在极化编码期间很好地使用了已知比特,则可提高信道编码性能。如果已知比特大小(即,已知比特的数目)是 $K_n$ ,则冻结比特大小变为 $N-K+K_n$ 。这里,N是极化码的大小(即,极化码的母码大小),K是到极化码的输入信息块的大小(即,输入到极化码的信息比特的数目)。例如,基于以下极化序列执行用于' $K-K_n$ '个比特的信息的极化编码(参见3GPP TS 38.212V1.0.0中定义的极化序列)。

[0182] 极化序列

[0183]

W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I
0	0	128	518	256	94	384	214	512	364	640	414	768	819	896	966
1	1	129	54	257	204	385	309	513	654	641	223	769	814	897	755
2	2	130	83	258	298	386	188	514	659	642	663	770	439	898	859
3	4	131	57	259	400	387	449	515	335	643	692	771	929	899	940
4	8	132	521	260	608	388	217	516	480	644	835	772	490	900	830
5	16	133	112	261	352	389	408	517	315	645	619	773	623	901	911
6	32	134	135	262	325	390	609	518	221	646	472	774	671	902	871
7	3	135	78	263	533	391	596	519	370	647	455	775	739	903	639
8	5	136	289	264	155	392	551	520	613	648	796	776	916	904	888
9	64	137	194	265	210	393	650	521	422	649	809	777	463	905	479
10	9	138	85	266	305	394	229	522	425	650	714	778	843	906	946
11	6	139	276	267	547	395	159	523	451	651	721	779	381	907	750
12	17	140	522	268	300	396	420	524	614	652	837	780	497	908	969
13	10	141	58	269	109	397	310	525	543	653	716	781	930	909	508
14	18	142	168	270	184	398	541	526	235	654	864	782	821	910	861
15	128	143	139	271	534	399	773	527	412	655	810	783	726	911	757
16	12	144	99	272	537	400	610	528	343	656	606	784	961	912	970
17	33	145	86	273	115	401	657	529	372	657	912	785	872	913	919
18	65	146	60	274	167	402	333	530	775	658	722	786	492	914	875
19	20	147	280	275	225	403	119	531	317	659	696	787	631	915	862
20	256	148	89	276	326	404	600	532	222	660	377	788	729	916	758
21	34	149	290	277	306	405	339	533	426	661	435	789	700	917	948
22	24	150	529	278	772	406	218	534	453	662	817	790	443	918	977
23	36	151	524	279	157	407	368	535	237	663	319	791	741	919	923
24	7	152	196	280	656	408	652	536	559	664	621	792	845	920	972
25	129	153	141	281	329	409	230	537	833	665	812	793	920	921	761
26	66	154	101	282	110	410	391	538	804	666	484	794	382	922	877
27	512	155	147	283	117	411	313	539	712	667	430	795	822	923	952
28	11	156	176	284	212	412	450	540	834	668	838	796	851	924	495
29	40	157	142	285	171	413	542	541	661	669	667	797	730	925	703
30	68	158	530	286	776	414	334	542	808	670	488	798	498	926	935
31	130	159	321	287	330	415	233	543	779	671	239	799	880	927	978

[0184]

W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I
32	19	160	31	288	226	416	555	544	617	672	378	800	742	928	883
33	13	161	200	289	549	417	774	545	604	673	459	801	445	929	762
34	48	162	90	290	538	418	175	546	433	674	622	802	471	930	503
35	14	163	545	291	387	419	123	547	720	675	627	803	635	931	925
36	72	164	292	292	308	420	658	548	816	676	437	804	932	932	878
37	257	165	322	293	216	421	612	549	836	677	380	805	687	933	735
38	21	166	532	294	416	422	341	550	347	678	818	806	903	934	993
39	132	167	263	295	271	423	777	551	897	679	461	807	825	935	885
40	35	168	149	296	279	424	220	552	243	680	496	808	500	936	939
41	258	169	102	297	158	425	314	553	662	681	669	809	846	937	994
42	26	170	105	298	337	426	424	554	454	682	679	810	745	938	980
43	513	171	304	299	550	427	395	555	318	683	724	811	826	939	926
44	80	172	296	300	672	428	673	556	675	684	841	812	732	940	764
45	37	173	163	301	118	429	583	557	618	685	629	813	446	941	941
46	25	174	92	302	332	430	355	558	898	686	351	814	962	942	967
47	22	175	47	303	579	431	287	559	781	687	467	815	936	943	886
48	136	176	267	304	540	432	183	560	376	688	438	816	475	944	831
49	260	177	385	305	389	433	234	561	428	689	737	817	853	945	947
50	264	178	546	306	173	434	125	562	665	690	251	818	867	946	507
51	38	179	324	307	121	435	557	563	736	691	462	819	637	947	889
52	514	180	208	308	553	436	660	564	567	692	442	820	907	948	984
53	96	181	386	309	199	437	616	565	840	693	441	821	487	949	751
54	67	182	150	310	784	438	342	566	625	694	469	822	695	950	942
55	41	183	153	311	179	439	316	567	238	695	247	823	746	951	996
56	144	184	165	312	228	440	241	568	359	696	683	824	828	952	971
57	28	185	106	313	338	441	778	569	457	697	842	825	753	953	890
58	69	186	55	314	312	442	563	570	399	698	738	826	854	954	509
59	42	187	328	315	704	443	345	571	787	699	899	827	857	955	949
60	516	188	536	316	390	444	452	572	591	700	670	828	504	956	973
61	49	189	577	317	174	445	397	573	678	701	783	829	799	957	1000
62	74	190	548	318	554	446	403	574	434	702	849	830	255	958	892
63	272	191	113	319	581	447	207	575	677	703	820	831	964	959	950

[0185]

W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I
64	160	192	154	320	393	448	674	576	349	704	728	832	909	960	863
65	520	193	79	321	283	449	558	577	245	705	928	833	719	961	759
66	288	194	269	322	122	450	785	578	458	706	791	834	477	962	1008
67	528	195	108	323	448	451	432	579	666	707	367	835	915	963	510
68	192	196	578	324	353	452	357	580	620	708	901	836	638	964	979
69	544	197	224	325	561	453	187	581	363	709	630	837	748	965	953
70	70	198	166	326	203	454	236	582	127	710	685	838	944	966	763
71	44	199	519	327	63	455	664	583	191	711	844	839	869	967	974
72	131	200	552	328	340	456	624	584	782	712	633	840	491	968	954
73	81	201	195	329	394	457	587	585	407	713	711	841	699	969	879
74	50	202	270	330	527	458	780	586	436	714	253	842	754	970	981
75	73	203	641	331	582	459	705	587	626	715	691	843	858	971	982
76	15	204	523	332	556	460	126	588	571	716	824	844	478	972	927
77	320	205	275	333	181	461	242	589	465	717	902	845	968	973	995
78	133	206	580	334	295	462	565	590	681	718	686	846	383	974	765
79	52	207	291	335	285	463	398	591	246	719	740	847	910	975	956
80	23	208	59	336	232	464	346	592	707	720	850	848	815	976	887
81	134	209	169	337	124	465	456	593	350	721	375	849	976	977	985
82	384	210	560	338	205	466	358	594	599	722	444	850	870	978	997
83	76	211	114	339	182	467	405	595	668	723	470	851	917	979	986
84	137	212	277	340	643	468	303	596	790	724	483	852	727	980	943
85	82	213	156	341	562	469	569	597	460	725	415	853	493	981	891
86	56	214	87	342	286	470	244	598	249	726	485	854	873	982	998
87	27	215	197	343	585	471	595	599	682	727	905	855	701	983	766
88	97	216	116	344	299	472	189	600	573	728	795	856	931	984	511
89	39	217	170	345	354	473	566	601	411	729	473	857	756	985	988
90	259	218	61	346	211	474	676	602	803	730	634	858	860	986	1001
91	84	219	531	347	401	475	361	603	789	731	744	859	499	987	951
92	138	220	525	348	185	476	706	604	709	732	852	860	731	988	1002
93	145	221	642	349	396	477	589	605	365	733	960	861	823	989	893
94	261	222	281	350	344	478	215	606	440	734	865	862	922	990	975
95	29	223	278	351	586	479	786	607	628	735	693	863	874	991	894

[0186]

W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I	W	I
96	43	224	526	352	645	480	647	608	689	736	797	864	918	992	1009
97	98	225	177	353	593	481	348	609	374	737	906	865	502	993	955
98	515	226	293	354	535	482	419	610	423	738	715	866	933	994	1004
99	88	227	388	355	240	483	406	611	466	739	807	867	743	995	1010
100	140	228	91	356	206	484	464	612	793	740	474	868	760	996	957
101	30	229	584	357	95	485	680	613	250	741	636	869	881	997	983
102	146	230	769	358	327	486	801	614	371	742	694	870	494	998	958
103	71	231	198	359	564	487	362	615	481	743	254	871	702	999	987
104	262	232	172	360	800	488	590	616	574	744	717	872	921	1000	1012
105	265	233	120	361	402	489	409	617	413	745	575	873	501	1001	999
106	161	234	201	362	356	490	570	618	603	746	913	874	876	1002	1016
107	576	235	336	363	307	491	788	619	366	747	798	875	847	1003	767
108	45	236	62	364	301	492	597	620	468	748	811	876	992	1004	989
109	100	237	282	365	417	493	572	621	655	749	379	877	447	1005	1003
110	640	238	143	366	213	494	219	622	900	750	697	878	733	1006	990
111	51	239	103	367	568	495	311	623	805	751	431	879	827	1007	1005
112	148	240	178	368	832	496	708	624	615	752	607	880	934	1008	959
113	46	241	294	369	588	497	598	625	684	753	489	881	882	1009	1011
114	75	242	93	370	186	498	601	626	710	754	866	882	937	1010	1013
115	266	243	644	371	646	499	651	627	429	755	723	883	963	1011	895
116	273	244	202	372	404	500	421	628	794	756	486	884	747	1012	1006
117	517	245	592	373	227	501	792	629	252	757	908	885	505	1013	1014
118	104	246	323	374	896	502	802	630	373	758	718	886	855	1014	1017
119	162	247	392	375	594	503	611	631	605	759	813	887	924	1015	1018
120	53	248	297	376	418	504	602	632	848	760	476	888	734	1016	991
121	193	249	770	377	302	505	410	633	690	761	856	889	829	1017	1020
122	152	250	107	378	649	506	231	634	713	762	839	890	965	1018	1007
123	77	251	180	379	771	507	688	635	632	763	725	891	938	1019	1015
124	164	252	151	380	360	508	653	636	482	764	698	892	884	1020	1019
125	768	253	209	381	539	509	248	637	806	765	914	893	506	1021	1021
126	268	254	284	382	111	510	369	638	427	766	752	894	749	1022	1022
127	274	255	648	383	331	511	190	639	904	767	868	895	945	1023	1023

[0187] 上表示出了极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 和极化序列的可靠性 $W(Q_i^{N_{max}})$ 。在上表中,W表示 $W(Q_i^{N_{max}})$ ,I表示 $Q_i^{N_{max}}$ 。即,上表给出极化序列 $Q_0^{N_{max}-1} = \{Q_0^{N_{max}}, Q_1^{N_{max}}, \dots, Q_{N_{max}-1}^{N_{max}}\}$ ,其中 $0 \leq Q_i^{N_{max}} \leq N_{max}-1$ 表示在极化编码之前的比特索引,其中 $i=0,1,\dots,N_{max}-1$ 并且 $N_{max}=1024$ 。极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 是可靠性的升序 $W(Q_0^{N_{max}}) < W(Q_1^{N_{max}}) < \dots < W(Q_{N_{max}-1}^{N_{max}})$ ,其中 $W(Q_i^{N_{max}})$ 表示比特索引 $Q_i^{N_{max}}$ 的可靠性。例如,参照上表,比特索引 $Q_i^{N_{max}}=4$ 的可靠性 $W(Q_i^{N_{max}})=3$ 低于比特索引 $Q_i^{N_{max}}=3$ 的可靠性 $W(Q_i^{N_{max}})=7$ 。也就是说,上表按可靠性的升序列出了分别表示 $N_{max}=1024$ 的极化码的1024个输入位置的比特索引0至1023。对于被编码为N个比特的任何信息块,使用相同的极化序列 $Q_0^{N-1} = \{Q_0^N, Q_1^N, Q_2^N, \dots, Q_{N-1}^N\}$ 。极化序列 $Q_0^{N-1}$ 是极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 的按可靠性的升序 $W(Q_0^N) < W(Q_1^N) < W(Q_2^N) < \dots < W(Q_{N-1}^N)$ 排序的具有小于N的的所有元素 $Q_i^{N_{max}}$ 的子集。例如,当 $N=8$ 时,极化序列 $Q_0^7$ 包括极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 的元素当中的 $Q_i^{N_{max}} < 8$ 的元素,并且 $Q_i^{N_{max}} < 8$ 的元素按照可靠性的升序 $W(0) < W(1) < W(2) < W(4) < W(3) < W(5) < W(6)$ 来排序。

[0188] 在下文中,将基于由<极化序列>的表格给出的极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 来描述本发明。

[0189] 尽管已知比特,但是已知比特可以根据发送无线电信号的时刻而被用作信息,使得已知比特可以成为未知比特。例如,SFN比特仅在切换期间倍用作已知比特。因此,可使用固定K,然后根据已知比特的数目预先确定其中已知比特要被映射到极化码的输入位置的方法。例如,表5列出了输入到N=512的极化序列中的极化码的大小为K(=10)的信息块的输入比特位置。

[0190] 表5

[0191]

	极化序列
1	505
2	506
3	479
4	508
5	495
6	503
7	507
8	509
9	510
10	511

[0192] 表5按照可靠性的升序示出了N=512的极化序列的元素当中的K=10的10个元素。参照上述<极化序列>表,在 $I(=Q_i^{N_{max}})$ 小于N=512的值当中的具有10个可靠性W( $Q_i^{N_{max}}$ )的I的值是{479,495,503,505,506,507,508,509,510,511}。如果按照可靠性W的升序来排列{479,495,503,505,506,507,508,509,510,511},则获得表5中所示的N=512的极化序列中的K=10的一组比特索引{505,506,479,508,495,503,507,509,510,511}。根据本发明的示例,K=10当中的已知比特和/或未知比特可以被布置在比特索引{505,506,479,508,495,503,507,509,510,511}中。

[0193] 尽管为了便于描述而通过给出PBCH作为示例描述了本发明,但是本发明还可以应用于使用其中包括诸如短PUCCH之类的已知比特的数据字段的其它信道。

[0194] 假设极化序列中的用于被认为是冻结比特的 $K_n$ 个已知比特的一组比特索引为 $F_n$ 。一致认为PBCH在NR系统中的有效载荷大小为56比特。考虑到这一事实,描述了本发明的为了在 $K=56$ 、 $N=512$ 、 $M=864$ 和 $|F_n|=2$ (即, $K_n=2$ )的情况下获得 $F_n$ 的方法(例如,方法1、方法2-a、方法2-b、方法2-c)。本文中,M是实际码字的长度,并且可以等于编码比特序列进行速率匹配之后的大小。例如,在NR系统中,PBCH的M是864。在本公开中, $|S|$ 表示集合S中的元素的数目。在描述本发明的方法和示例之前,将描述获得N=512的极化序列的元素当中的用于K=56的信息块的56个元素(即,比特索引或输入位置)的方法。如果应用参照表5描述的方法,则在小于N=512的 $I(=Q_i^{N_{max}})$ 的值当中的具有56个最高可靠性(即,56个最可靠的比特索引)的I的值是{247,253,254,255,367,375,379,381,382,383,415,431,439,441,443,444,445,446,447,463,469,470,471,473,474,475,476,477,478,479,483,485,486,487,489,490,491,492,493,494,495,497,498,499,500,501,502,503,504,505,506,507,508,509,510,511}。如果56个比特索引{247,253,254,255,367,375,379,381,382,383,

415, 431, 439, 441, 443, 444, 445, 446, 447, 463, 469, 470, 471, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 483, 485, 486, 487, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511} 按可靠性W的升序排列, 则获得包括56个比特索引的新的极化序列 {441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485, 473, 474, 254, 379, 431, 489, 486, 476, 439, 490, 463, 381, 497, 492, 443, 382, 498, 445, 471, 500, 446, 475, 487, 504, 255, 477, 491, 478, 383, 493, 499, 502, 494, 501, 447, 505, 506, 479, 508, 495, 503, 507, 509, 510, 511}。极化序列 {441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485, 473, 474, 254, 379, 431, 489, 486, 476, 439, 490, 463, 381, 497, 492, 443, 382, 498, 445, 471, 500, 446, 475, 487, 504, 255, 477, 491, 478, 383, 493, 499, 502, 494, 501, 447, 505, 506, 479, 508, 495, 503, 507, 509, 510, 511} 是N=512的极化序列的子集, 并且也是Nmax=1024的极化序列的子集。

[0195] 图15例示了根据本发明的示例的PBCH传输的流程图。对于极化码的信道编码, 将用于PBCH的比特映射到极化码的比特位置(S1601)。信道编码性能根据PBCH的比特被映射到极化码的比特位置而不同。在本公开中, 根据本发明的示例, PBCH的比特的特定比特被映射到极化码的比特位置。基于极化码对PBCH(更具体地, PBCH的比特)进行编码(S1603)。通过PBCH发送编码比特(S1605)。

[0196] 接收装置接收PBCH并基于在S1601中应用的映射关系对PBCH中的比特进行解码。映射关系可以是下面描述的本发明的示例之一。

[0197] \*方法1. 在极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 中, 如果极化序列的比特索引当中的用于K的一组比特索引是 $Q_{I,K}^{*N}$ , 在考虑Kn时的一组比特索引(即, 用于K-Kn的一组比特索引)是 $Q_{I,Kn}^{*N}$ , 然后将 $Q_{I,K}^{*N} \setminus Q_{I,Kn}^{*N}$ 的集合用作冻结比特, 其中 $A \setminus B$ 表示集合B与集合A的差异(即,  $A-B$ ), 并且是集合A的不在集合B中的元素的集合。也就是说, 对于 $F_n = Q_{I,K}^{*N} \setminus Q_{I,Kn}^{*N}$ ,  $K=56$ ,  $N=512$ 并且 $Kn = |F_n| = 2$ 来说,  $F_n = \{441, 469\}$ 。该方法使用由发送装置和接收装置共享的极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ , 并且当K或 $|F_n|$ 改变时, 该方法可以是有用的。

[0198] \*方法2. 无论极化序列 $Q_0^{N_{max}-1}$ 如何, 块误码率(BLER)最低的比特都被用作冻结比特。

[0199] 下表列出了在 $K=56$ ,  $N=512$ 和 $M=864$ 的情况下目标BLER为 $10^{-2}$ 时的误码率(BER)值。

[0200] 表6

[0201]

i	BER	i	BER	i	BER	i	BER
247	0.00465686	443	0.0061274	478	0.0095588	498	0.0115196
253	0.00343137	444	0.00833333	479	0.0058823	499	0.0112745
254	0.00367647	445	0.0073529	483	0.0085784	500	0.0102941
255	0.00367647	446	0.0061274	485	0.0093137	501	0.0090686
367	0.00220588	447	0.0056372	486	0.0115196	502	0.0112745
375	0.00563726	463	0.0039215	487	0.007598	503	0.0093137
379	0.00416667	469	0.0095588	489	0.0115196	504	0.0093137
381	0.00661765	470	0.0112745	490	0.0107843	505	0.0120098
382	0.00588235	471	0.0068627	491	0.0078431	506	0.0125

383	0.00490196	473	0.0102941	492	0.0120098	507	0.0115196
415	0.0024509	474	0.010049	493	0.0107843	508	0.0120098
431	0.00196078	475	0.0105392	494	0.0090686	509	0.0107843
439	0.0046568	476	0.0112745	495	0.0056372	510	0.0095588
441	0.0085784	477	0.0098039	497	0.007598	511	0.0071078

[0202] 表6列出了根据比特索引的BER值。图16示出了极化码的输入比特索引的BER值。在图16中,  $i=1, 2, 3, \dots, 55, 56$  是  $K(=56)$  个输入比特的比特索引 {247, 253, 254, 255, 367, 375, 379, 381, 382, 383, 415, 431, 439, 441, 443, 444, 445, 446, 447, 463, 469, 470, 471, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 483, 485, 486, 487, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511}, 并且与56个比特索引 {247, 253, 254, 255, 367, 375, 379, 381, 382, 383, 415, 431, 439, 441, 443, 444, 445, 446, 447, 463, 469, 470, 471, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 483, 485, 486, 487, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511} 一一对应。例如, 在图16中,  $i=1$  可以表示比特索引247,  $i=2$  可以表示比特索引253, 并且  $i=3$  可以表示比特索引254。

[0203] 在方法2中, 下面基于表6或图16的BER图示例性地描述用于  $F_n$  的一些候选组。

[0204] \*方法2-a. 已知比特被放置在极化码的输入位置当中的具有最差BER性能的位置处。BLER主要由各个比特的错误概率当中的具有差BER的比特(即, 具有高BER的比特)确定。因此, 如果将对应的部分(即, 具有差BER的输入比特索引)用作已知比特, 则由于这类似于对应比特中的BER变为零的情况, 因此改进了BLER。在方法2-a中, 例如,  $|F_n| = \{508, 506\}$ 。

[0205] \*方法2-b. 已知比特被放置在其解码顺序基于解码比特顺序而较早的比特索引中。根据方法2-b, 由于在解码的早期阶段使用已知比特, 因此改进了BLER。当UE仅对相邻小区的SSB索引进行解码时(尽管SSB索引不是已知比特), 即, 当UE优先仅对一些比特进行解码时, 未知比特可被首先映射到具有快速解码顺序的比特位置。换句话说, 当希望使接收装置仅对诸如SSB索引之类的相邻小区的索引进行解码时(尽管SSB索引不是已知比特), 或者当希望使接收装置优先仅对部分比特进行解码时, 可确定  $F_n$  以使得未知比特可在解码比特顺序中首先被解码。如上所述, 在极化码中, 通常, 从编码器输入比特索引当中的低比特索引(即, 极化编码之前的比特索引)开始依次执行解码。因此, 参考图16的BER以及  $N=512$  的极化码的比特索引当中的针对  $K=56$  的比特索引 {441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485, 473, 474, 254, 379, 431, 489, 486, 476, 439, 490, 463, 381, 497, 492, 443, 382, 498, 445, 471, 500, 446, 475, 487, 504, 255, 477, 491, 478, 383, 493, 499, 502, 494, 501, 447, 505, 506, 479, 508, 495, 503, 507, 509, 510, 511}, 可从对应极化序列中的比特索引当中选择最低比特索引  $|F_n|$ 。在方法2-b中, 例如,  $|F_n| = \{247, 253\}$ 。

[0206] \*方法2-c. 已知比特被放置在极大地影响误差传播的位置处。例如, 在方法2-c中, 已知比特被放置在极化码的比特索引中的其解码顺序较早的比特索引当中的具有差BER的比特索引中。通常, 由于极化码的前部的解码顺序(即, 低比特索引的解码顺序)比极化码的后部的解码顺序(即, 高比特索引的解码顺序)早, 因此极化码的前部的比特位置当中的具有差BER的比特位置(即, 具有高BER的比特位置)可被已知比特替换。由于极化码使用连续解码, 所以如果在解码比特中发生错误, 则错误被传播到发生错误的解码比特的后序解码

比特,从而增加BER。在方法2-a中,由于已知比特被映射到K个比特位置当中的具有最差BER的比特位置,所以如果具有差BER的比特位置的比特索引高,则对已知比特的解码执行得太晚,从而很难降低错误传播。相反,根据方法2-c,可通过减少最初产生的错误概率来改进BLER。 $F_n$ 可根据已知比特的大小(即,已知比特的数目)而不同。然而,如果已知比特被分配给解码被执行的较早的部分的输入比特索引,则可优化BLER。可通过相对于其它部分较早执行解码的部分(即,解码顺序较早的部分)的输入索引(即,比特索引)内的索引的组合或者通过同时考虑相对于其它部分较早执行解码的部分的输入索引和方法2-a的索引的组合来搜索最佳比特设置,即,最佳 $F_n$ 。参照表6和图16中,在方法2-c中,例如, $|F_n| = \{469, 375\}$ 。参照表6或图16,尽管比特索引375的BER比比特索引367和379的BER高,并且比特索引469的BER比比特索引463和470的BER高,但是如果将已知比特放置在比特索引375和469中,则比特索引375和469的BER变为0。因此,可减少比特索引375和469的错误传播。

[0207] 表7示出了方法1、方法2-a、方法2-b和方法2-c的已知比特的集合的性能。换句话说,表7示出了方法1、方法2-a、方法2-b和方法2-c中描述的 $F_n$ 的BLER。BLER\_1、BLER\_2、BLER\_3和BLER\_4分别表示方法1、方法2-a、方法2-b和方法2-c的BLER。具体地,表7示出了当SNR=-9dB、-8.5dB、-8dB和-7.5dB时相应的BLER。

[0208] 表7

[0209]

SNR[dB]	BLER_1	BLER_2	BLER_3	BLER_4
-9	0.170068	0.22779	0.197238	0.16488
-8.5	0.060368	0.082372	0.065638	0.05777
-8	0.01574	0.024251	0.018002	0.015019
-7.5	0.003189	0.005385	0.003241	0.00305

[0210] 参照表7, BLER\_1和BLER\_4在PBCH中整体表现出良好的性能。因此,可选择方法1或方法2-c来确定PBCH的比特到极化码的输入位置。当除PBCH之外的K个比特或已知比特变化时,可选择前述所有方法中的一种方法来确定对应信息被输入到极化码的输入位置的哪个位置。

[0211] 已知比特的长度(即,已知比特的数目)可根据传输定时而不同。例如,仅在切换的情况下将SFN用作已知比特。以这种方式,当已知比特的数目根据传输定时或传输情况而不同时,本发明的示例可单独使用分成多个子集的 $F_n$ 。例如,在PBCH的情况下,如果保留比特的子集是 $F_{n_1}$ 并且SFN比特的子集是 $F_{n_2}$ ,则 $F_n$ 是 $F_{n_1}$ 和 $F_{n_2}$ 的并集( $F_n = F_{n_1} \cup F_{n_2}$ )并且 $|F_n| = |F_{n_1}| + |F_{n_2}|$ 。当确定 $F_n$ 时,可以以子集大小为单位发现具有良好性能的子集 $F_{n_i}$ 。例如,如果保留比特的子集是 $F_{n_1}$ ,则由于保留比特具有被用作已知比特的高可能性,因此可首先确定 $F_{n_1}$ ,然后可确定 $F_{n_2}$ 。也就是说,当配置 $F_n$ 时,可以以子集大小为单位搜索良好性能。例如,当2个保留比特的子集是 $F_{n_1}$ 时,可首先确定2个保留比特的 $F_{n_1}$ ,然后可确定包括 $F_{n_1}$ 的 $F_{n_2}$ 。

[0212] 另选地,通过将子集大小的单位视为一比特,例如,通过认为 $|F_{n_i}| = 1$ ,可按照 $F_{n_1}$ 、 $F_{n_2}$ 、 $F_{n_3}$ 、...的顺序配置 $F_n$ 。可以按照确定包括 $F_{n_1}$ 的 $F_{n_2}$ 并且确定包括 $F_{n_2}$ 的 $F_{n_3}$ 的方式来配置 $F_n$ 。在该方法中,可根据在对应信息的传输定时处确定的已知比特的大小而不管子集被使用了多少次,从 $F_{n_1}$ 开始依次选择 $F_n$ 。例如,如果 $F_{n_1}$ 被配置为在SFN用

作已知比特时被使用,并且Fn\_2被配置为在SFN用作未知比特时被使用,则即使SFN经常作为已知比特发送,也可根据已知比特的大小选择Fn。例如,Fn\_4可用于发送与4个已知比特对应的信息,并且Fn\_1可用于发送与一个已知比特对应的信息。

[0213] 在PBCH的情况下,即使在分布式CRC被应用于PBCH时,由于误报率(FAR)导致在解码过程中可能难以对未知比特使用提前终止。因此,未知比特可被映射到比特索引中的除了Fn之外的一些比特索引。然而,例如,当接收装置可对特定部分(例如,SSB索引)解码并仅使用特定部分而不考虑FAR时,已知比特可以如方法2-b中那样映射。此外,如果使用通过最小1比特CRC降低对应部分的FAR的方法,则SSB索引可按照与对应CRC部分连接的输入索引当中的最低BER的顺序进行映射。例如,当接收装置仅对SSB索引单独解码并使用相对于解码的SSB索引的最小1比特CRC执行CRC时,SSB索引可被映射到与最小1比特CRC连接的比特索引当中的具有最低BER的3个比特索引。

[0214] 在下文中,将通过将PBCH的比特字段作为示例来描述本发明。

[0215] 表8列出了在NR系统中考虑的PBCH的信息字段。尽管存在其中用于NR系统的PBCH的每个比特字段的长度未被指定的一些字段,但是为了便于描述,下面将使用NR标准化处理中经常提到的类型来描述本发明的示例。例如,参照表8描述本发明的示例。PBCH的每个比特字段的比特长度(即,每个比特字段的比特数)可与表8中所示的不同。

[0216] 表8

参数	比特数
系统帧数(SFN)	10
半帧(HF)定时	1
SSB位置索引	3
用于RMSI调度的CORESET的配置	8
RAN2	3
资源元素(RE)级别中的SSB频域位置与物理资源块(PRB)网格之间的偏移	4
用于RMSI的下行链路数字学,用于初始接入的msg2/msg4和广播的其它系统信息(OSI)	1
第一解调参考信号(DMRS)位置的指示	1
备用	1
CRC	24
总数	56

[0217] [0218] PBCH的有效载荷可包括表8中所示的信息。在PBCH的56比特有效载荷中,在MIB中包括10个比特,在PBCH传输块中包括8个比特,24个比特是CRC比特。在表8中,“SFN”表示发送PBCH的系统帧号,“半帧定时”表示指示PBCH所属的半帧是第一个半帧还是第二个半帧的

半帧指示信息(以下称为HF)。“SSB位置索引”表示与PBCH所属的SSB索引的3个MSB有关的信息,并且“用于RMSI调度的CORESET的配置”表示关于控制资源集(CORESET)的配置信息,所述控制资源集是承载与除MIB之外的剩余系统信息(RMSI)(或者除MIB和SIB1之外的RMSI)有关的调度信息的PDCCH能够被UE监视的资源集。“RAN2”表示基于NR标准化相关工作组当中的与RAN2层相关的工作组的请求而被包括在PBCH中的信息。例如,通过其可快速识别出UE是否可驻留在发送PBCH的小区上的信息可以是可被包括在PBCH中的“RAN2”。例如,指示其中发送PBCH的对应频率是处于开启还是关闭状态的频率开/关相关信息和指示其中发送PBCH的对应小区是处于打开还是关闭状态的小区开/关相关信息可被包括在“RAN2”中。“资源元素(RE)级别中的SSB频域位置与物理资源块(PRB)网格之间的偏移”表示当用于SSB的PRB网格未与用于CRB的PRB网格对齐时用于在频域中将SSB和PRB对齐的频率偏移相关信息(在下文中称为PRB偏移)。例如,PRB偏移信息可以是与从CRB中的子载波0到SSB的子载波0的子载波偏移有关的信息,并且可作为RE级别(例如,子载波的数目)给出。“用于RMSI的下行链路数字学,用于初始接入的msg2/msg4和广播的其它系统信息(OSI)”表示可与用于例如RMSI CORESET、RACH过程的DL传输和其它SI信息之类的数字学(例如,子载波间隔)有关的信息。

[0219] 在PBCH的信息中,SFN、HF和SSB索引是定时信息,并且通过PBCH传输块传送。例如,通过PBCH传输块传送1比特HF、10比特SFN的4个LSB以及SSB索引的3个MSB。10比特SFN的6个MSB可被包括在MIB中。在以6GHz或更高的频带发送SSB的情况下,SSB索引的3个LSB不通过PBCH的有效载荷发送,而可通过每个半帧中的PBCH-DMRS序列来提供。在以6GHz或更小的频带中发送SSB的情况下,用于PBCH中的SSB索引的3个比特中的一些比特或全部比特可被用作保留比特。

[0220] 对于极化码的性能改进,尽管应当将已知比特映射到具有低可靠性的输入位置,但是构成已知比特的字段类型可根据PBCH传输情况而不同。例如,PBCH的已知比特可存在如下不同。

[0221] >示例1:在初始接入阶段,PBCH的所有比特可以是未知比特。

[0222] >示例2:如前所述,SFN比特可以是已知比特(例如,SFN对于切换情况是先验已知的)。

[0223] >示例3:在将与另一服务小区一起配置的切换的目标小区或非独立(NSA)小区中,由于系统信息通过另一服务小区或主载波(例如,其是LTE小区)被提供给UE,因此诸如频率开/关、小区开/关和CORESET之类的信息可以是已知比特。

[0224] >示例4:测量阶段中的频带开/关信息可以是指示“开”的已知比特。

[0225] >示例5:假设同步是匹配的,那么可假设SFN、HF定时(即,HF指示符)(下文称为HF)和SSB索引信息与小区中的信息相同。作为参考,如果服务小区和目标小区的时间同步(例如,UE接收由服务小区发送的信号的时间与UE接收由目标小区发送的信号的时间之间的差)是预定范围(例如,33 $\mu$ s、3 $\mu$ s或min(两个SSB OFDM符号、一个数据OFDM符号))内的值,则这可表示服务小区和目标小区之间的同步是匹配的。也就是说,SFN、HF和SSB索引可被用作已知比特。尽管可以假设在服务小区的同步和具有PBCH的小区(以下称为目标小区)的同步根据同步的准确性(在帧级别、半帧级别、子帧级别、时隙级别和/或OFDM符号级别)仅匹配至特定程度的情况下,PBCH中的帧信息或半帧信息与服务小区中的帧信息或半帧信息相

同,但是服务小区的同步和目标小区的同步应该准确匹配,以便假设SSB索引等于服务小区中的SSB索引。因此,实际上可能难以假设服务小区的SSB索引与目标小区的SSB索引同步。例如,当同步条件(例如,UE和/或BS认为两个小区的时间同步一致的条件)是1/2帧粒度时,只有SFN可以是已知比特,并且当同步条件是1/4帧粒度时,仅SFN和HF可以是已知比特。当同步条件是在6GHz或更高时具有120kHz的子载波间隔的粒度的两个时隙(即,0.25ms)时,3比特SSB索引可以是已知比特。

[0226] 已知比特可根据传输频率以及PBCH的传输情况而变化。例如,在可承载3比特信息的PBCH-DMRS中,由PBCH-DMRS所指示的3个比特当中的2个比特可在3GHz处用于指示SSB索引,并且另一个比特可3GHz处用于指示HF。因此,HF可在3GHz或更低频带处被用作已知比特。

[0227] SSB索引可作为保留比特操作。当SSB索引作为保留比特操作时,UE可以不解释对应比特。例如,在6GHz或更高频带中发送的PBCH中用作SSB索引信息的比特可以在6GHz或更低频带中发送的PBCH中用作保留比特。在这种情况下,如果保留比特被认为是已知比特,则SSB索引可被用作已知比特。然而,由于SSB索引未来将被用作支持特定功能的比特的可能性,导致SSB索引可被视为未知比特。

[0228] 在下文中,将考虑PBCH字段当中的可能被用作已知比特的PBCH字段来描述PBCH的极化码输入位置的示例。

[0229] \*字段位置示例1:已知比特可按照SFN、HF和已知SSB索引的顺序被映射到具有低可靠性的输入位置。SFN的第二LSB和第三LSB被用作第一加扰序列的种子,SFN可首先被映射到具有低可靠性的比特位置,使得SFN的第二LSB和第三LSB不受加扰。另选地,可按照在概率上最佳匹配的同步的顺序首先映射SFN,并且按照在概率上次最佳匹配的同步的顺序来映射HF和已知SSB索引。换句话说,由于发送PBCH的小区的SFN具有与服务小区的SFN匹配的高概率,因此SFN、HF和已知SSB索引当中的SFN首先被映射到具有低可靠性的比特位置。例如,如果SFN是10比特,HF是1比特,并且已知SSB索引是3比特,则SFN被映射到PBCH的56比特有效载荷可被映射到的56个输入位置当中的具有最低可靠性的10个输入位置,HF被映射到具有第11低可靠性的输入位置,并且已知SSB索引被映射到具有第12至第14低可靠性的输入位置。

[0230] \*字段位置示例2:已知比特按照SFN和HF的顺序来映射。在字段位置示例1中,当SSB索引字段被用作保留比特时,通过将SSB索引字段的比特视为未知比特,来将SSB索引字段的比特映射到极化码的输入位置。

[0231] \*字段位置示例3:已知比特可基于字段位置示例1,按照SFN、HF、已知SSB索引、频率开/关比特、小区开/关比特和CORESET的顺序或者基于字段位置示例2,按照SFN、HF、频率开/关比特、小区开/关比特和CORESET的顺序被映射到具有低可靠性的输入位置。PBCH的字段按照具有成为已知比特的可能性的字段的从具有最高可能性的字段到具有最低可能性的字段的顺序被映射到极化码的输入位置当中的具有低可靠性的输入位置。在某些情况下,成为已知比特的可能性可按频率开/关比特、SFN、HF和CORESET的顺序变化。

[0232] \*字段位置示例4:PBCH的字段当中的已知比特的字段可按以下形式被映射到用于PBCH的极化码的输入位置:RAN2比特的一部分(例如,频率开/关比特)被插入在SFN的第二LSB和第三LSB、HF、SFN的其它比特以及已知SSB索引之间或者插入在SFN的第二LSB和第

三LSB、HF以及SFN的其它比特之间。例如,已知比特可按照SFN的第二LSB和第三LSB、RAN2比特的一部分(例如,频率开/关比特)、HF、SFN的其它比特等的顺序被映射到具有低可靠性的输入位置。

[0233] 在字段位置示例1、字段位置示例2、字段位置示例3和字段位置示例4中,已经描述了具有成为已知比特的可能性的PBCH字段的映射顺序。换句话说,已经在字段位置示例1至字段位置示例4中描述了极化码在PBCH有效载荷中的信息类型之间的相对输入位置。然而,除了在字段位置示例1、字段位置示例2、字段位置示例3和字段位置示例4中描述的映射顺序之外,PBCH的字段还可根据已知比特将发生的概率,通过各种组合来映射到极化码的输入位置。PBCH的字段也可通过在字段位置示例1、字段位置示例2、字段位置示例3和字段位置示例4中描述的映射顺序的两个或更多个组合来映射。

[0234] 在下文中,将详细描述根据本发明的示例的已知比特和未知比特的比特位置。在以下示例中,可将PBCH的有效载荷中的能够成为已知比特的一个或更多个字段以特定顺序放置在极化码的比特索引中,以用于改进PBCH解码器的性能/延迟。

[0235] \*比特位置示例1:SSB索引信息可被放置在用于PBCH的极化码的输入位置当中的具有较早解码顺序的输入位置处。如果UE通过对未知SSB索引进行解码来反馈参考信号接收功率(RSRP),则UE不需要对除了未知SSB索引之外的比特进行解码。因此,SSB索引可被映射到最早执行解码的位置(参考方法2-b)处。然而,如果在最早执行解码的位置处存在用作保留比特的SSB索引字段,则存在使BLER性能恶化的缺点。因此,SSB索引可被放置在除了用于已知比特的的位置之外的位置当中的具有较早解码顺序的位置处。例如,当总共11个已知比特用于SFN和HF时,参考 $N=512$ 的极化码的比特索引当中的对于 $K=56$ 的比特索引{441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485, 473, 474, 254, 379, 431, 489, 486, 476, 439, 490, 463, 381, 497, 492, 443, 382, 498, 445, 471, 500, 446, 475, 487, 504, 255, 477, 491, 478, 383, 493, 499, 502, 494, 501, 447, 505, 506, 479, 508, 495, 503, 507, 509, 510, 511},具有最低可靠性的11个位置按{441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485}顺序放置。除了{441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485}之外的具有较早解码顺序的3个比特索引,即,除了{441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485}之外的比特索引当中的3个最小比特索引为:{254, 255, 379}。

[0236] \*比特位置示例2:SSB索引信息可被放置在用于PBCH的极化码的输入位置当中的具有较早解码顺序的输入位置处,并且其它信息可被放置在除了SSB索引信息所放置的位置之外的位置处。换句话说,未知SSB索引可被优先映射到具有较早解码顺序的输入位置,并且其它已知比特可被映射到除了未知SSB索引所映射的比特位置之外的比特位置。例如,未知SSB索引被映射到通过按照可靠性的升序将被映射PBCH的有效载荷的56个比特索引依次排列而获得的{441, 469, 247, 367, 253, 375, 444, 470, 483, 415, 485, 473, 474, 254, 379, 431, 489, 486, 476, 439, 490, 463, 381, 497, 492, 443, 382, 498, 445, 471, 500, 446, 475, 487, 504, 255, 477, 491, 478, 383, 493, 499, 502, 494, 501, 447, 505, 506, 479, 508, 495, 503, 507, 509, 510, 511}中的最小比特索引{247, 253, 254},SFN的第二LSB和第三LSB可被映射到具有最低可靠性的两个比特索引{441, 469},并且SFN的除了SFN的第二LSB和第三LSB之外的其它比特可被映射到除了未知SSB索引与SFN的第二LSB和第三LSB被映射到的比特索引之外的比特索引当中的、具有最低可靠性的8个比特索引{367, 375, 444, 470, 483, 415, 485,

473}。HF的一个比特和RAN2比特的一个比特(例如,频率开/关相关比特)可按照下一个可靠性的顺序映射。例如,HF的一个比特和一个频率开/关相关比特可被映射到除了未知SSB索引和SFN被映射到的比特索引之外的比特索引当中的具有低可靠性的两个比特索引。参照通过按可靠性的升序将PBCH的有效载荷可被映射到的56个比特索引进行排列而获得的{441,469,247,367,253,375,444,470,483,415,485,473,474,254,379,431,489,486,476,439,490,463,381,497,492,443,382,498,445,471,500,446,475,487,504,255,477,491,478,383,493,499,502,494,501,447,505,506,479,508,495,503,507,509,510,511},HF和RAN2比特的一个比特可被依次映射到与用于SFN的最后一个比特索引'473'的下一个的比特索引{474,379}。另选地,可根据成为已知比特的概率(例如,当RAN2比特中的一个比特成为已知比特的概率高于HF成为已知比特的概率时)将HF和RAN2比特的一个比特依次映射到{379,474}。另选地,HF的一个比特和频率开/关相关比特(即,一个HF比特或一个频率开/关相关比特)可按解码顺序被映射到与未知SSB索引挨着的位置。例如,HF和频率开/关相关比特中的一个被映射到除了SSB索引信息被映射到的比特索引{247,253,254}之外的具有最早解码顺序的比特索引{255},而HF和频率开/关相关比特中的另一个可被映射到除了用于SFN的{247,253,254}、{255}和{367,375,444,470,483,415,485,473}之外的比特索引当中的具有最低可靠性的{474}。接下来,可按照低可靠性的顺序(即,从具有低可靠性的比特索引到具有高可靠性的比特索引)映射其它已知比特,然后将未知比特映射到从具有低可靠性的比特索引至具有高可靠性的比特索引的比特索引。例如,RAN2的其它比特、小区开/关比特和CORESET比特字段被映射到从具有低可靠性的比特索引到具有高可靠性的比特索引的比特索引。

[0237] \*比特位置示例3:SSB索引信息可被放置在用于PBCH的极化编码器的比特位置中具有较早解码顺序的输入位置{247,253,254,255}当中的3个比特位置处,并且HF或RAN2信息的一个比特(例如,频率开/关相关信息)可被放置在{247,253,254,255}当中的未放置SSB索引信息的比特位置处。例如,如在比特位置示例2中,可为SSB索引选择具有较早解码顺序的{247,253,254,255}当中的前3个比特。另选地,考虑到UE对SSB索引进行解码并且在没有CRC-CHECK的情况下使用SSB索引的情况,可按照低BER(参照表6或图16)的顺序选择{253,254,255}。当未知SSB索引被映射到{253,254,255}时,因为未知SSB索引被映射到连续的比特位置,所以很容易实现映射。原因在于:如果SSB索引被映射到连续的比特位置,则可针对SSB索引使用连续的存储器地址,因此,有助于读取/写入操作,以容易地实现编码/解码。SFN的位置与比特位置示例2中的位置相同,并且HF比特和频率开/关相关比特可分别被映射到{247}和{474}。另选地,SFN的位置可以与在比特位置示例2中的位置相同,并且HF比特和频率开/关相关比特可分别被映射到{474}和{247}。另选地,SFN的第二LSB和第三LSB可被放置在{441,469}处,而SFN的其它比特可被放置在{247,367,375,444,470,483,415,485}处。HF的一个比特和RAN2比特的一个比特(例如,频率开/关相关比特)可被放置在{473,474}或{474,473}处。

[0238] 当 $N=512$ 的极化码被划分成长度为256的上子代码和长度为256的下子代码时,属于上子代码的比特索引仅为{441,469,247,367,253,375,444,470,483,415,485,473,474,254,379,431,489,486,476,439,490,463,381,497,492,443,382,498,445,471,500,446,475,487,504,255,477,491,478,383,493,499,502,494,501,447,505,506,479,508,495,

503, 507, 509, 510, 511} 当的 {247, 253, 254, 255}, 而其它比特索引属于下子代码。如前所述, 通常, 由于极化码的解码器被设计为从极化码的上行至下行执行解码, 因此上子代码比下子代码更早地被解码。因此, 如果SSB索引和/或HF或者SSB索引和/或RAN2比特位于 {247, 253, 254, 255} 处, 则接收装置可对比其它信息更早地映射到 {247, 253, 254, 255} 的SSB索引和/或HF或者SSB索引和/或RAN2比特进行解码。在这种情况下, 仅需要SSB索引和/或HF的装置以及需要SSB索引和/或RAN2比特的装置可以比其中SSB索引和/或HF或者SSB索引和/或RAN2比特被映射到其它比特索引的情况更快地终止或完成PBCH的解码。

[0239] 在其中SSB索引被映射到 {247, 253, 254} 并且HF或RAN2比特被映射到 {255} 的比特位置示例2的情况下, 如果解码器希望完成HF (或RAN2比特) 的解码, 则解码器应该从247开始对比特索引248、249、...、254执行解码。相比之下, 在其中SSB索引被映射到 {253, 254, 255} 并且HF或RAN2比特被映射到 {247} 的比特位置示例3的情况下, 如果 {247} 被解码, 则可获得HF或RAN2比特。

[0240] 在比特位置示例1、比特位置示例2和比特位置示例3中, 尽管已经将SSB索引信息、SSB信息和HF信息或者SSB信息和RAN2信息描述为具有快速解码顺序的PBCH参数, 但是考虑到解码顺序, 也可将除SSB索引信息、HF信息和/或RAN2信息之外的PBCH参数放置在极化码的比特位置处。

[0241] 图17示出了本公开中示例的比特位置之间的性能的比较。图17 (a) 是例示56个信息比特的BER的曲线图, 图17 (b) 是例示当HF是已知比特并且HF被映射到比特索引 {247} 时的BER的曲线图, 并且图17 (c) 是例示当HF是已知比特并且HF被映射到比特索引 {255} 时的BER的曲线图。

[0242] 如前所述, HF可以是已知值或者可以不是已知值, 并且SSB索引可以是已知值或者可以不是已知值。如果只有HF是已知值而SSB索引不是已知值, 则SSB索引应该由接收装置解码。

[0243] 参照图17 (b), 如果HF是已知值, 则SSB索引不是已知值, HF被放置在比特索引 {247} 处, 而SSB索引被放置在比特索引 {253, 254, 255} 处, 由于具有最早解码顺序的比特索引已被用于已知比特, 因此有利于在解码过程中最有效地防止错误传播。例如, 由于因其中索引的解码按照 (几乎) 升序执行的SC解码特性而导致的BER=0的比特索引 {247} 的影响, 使得图17 (b) 的示例中的BER性能变得优于图17 (a) 中所示的BER性能。出于类似的原因, 位于比特索引 {247, 253, 254, 255} 中的4个比特的改进BER对位于其它比特索引中的比特的BER性能具有影响, 从而可改进56个信息比特的整体BER性能。

[0244] 参照图17 (c), 如果HF是已知值, 则SSB索引不是已知值, HF被放置在比特索引 {255} 中, 而SSB索引被放置在比特索引 {247, 253, 254} 中, 其中放置有UE已知的HF的比特索引 {255} 的BER为0, 但是 {247, 253, 254} 的BER几乎与图17 (a) 的BER类似。在图17 (c) 的示例中, 尽管BER性能通过依次解码略微得到改进, 但HF仅影响比特索引 {255}, 从而与图17 (b) 相比, 降低了BER性能的改进程度。

[0245] 此外, 如果SSB索引是已知值并且HF是未知值, 则HF应该由接收装置解码。如果HF被放置在比特索引 {247} 处, 则与HF被放置在比特索引 {255} 处的情况相比, 接收装置可更快地识别该HF的值。

[0246] 图18示出了SSB中所包括的定时信息比特字段。

[0247] 用于PBCH中的SSB索引的3比特当中的一些比特可用于特定用途。例如,由于未知SSB索引字段的3比特可在6GHz或更低处作为保留比特操作,因此在6GHz或更高处用于SSB索引信息的3比特的一部分可在6GHz或更低处用作其它信息。例如,在6GHz或更高处用于SSB索引的3比特中的一比特可在6GHz或更低处用于PRB偏移信息。如果在6GHz或更高处用于SSB索引的3比特中的一比特在6GHz或更低处用于PRB偏移信息,则PRB偏移信息可指示用于表8的PRB偏移信息的4比特和6GHz以下的一个保留比特的总共32个值。例如,如果未知SSB索引被放置在极化码的比特位置当中的 {253, 254, 255} 处,则作为图18中的SSB索引的3个MSB的b3、b4和b5可在6GHz或更高处按照b3、b4和b5的顺序被映射到 {253, 254, 255}。b3、b4和b5在6GHz或更低处的一部分可用于特定用途。例如,可选择b3、b4和b5在6GHz或更低处的一部分以用于特定用途的信息(下文中,特定信息)。

[0248] >选择一个比特:

[0249] >>保留比特使用示例1-1:可选择映射到具有最早解码顺序的 {253} 的比特,即b3。

[0250] >>保留比特使用示例1-2:特定信息可被放置在 {254} 或 {255} 处。在这种情况下,长度为512的极化码中的长度为256的上子代码和长度为256的下子代码的特定信息被放置在上子代码的最后两比特中的一个处。当保留比特可以被视为已知比特时,如果 {254} 被视为已知比特,则可以不对 {254} 的比特进行重新编码。因此,如果比特b4(即, {254}) 或比特b5(即, {255}) 被用于特定用途,则可获得最小复杂度。

[0251] >选择两个比特:

[0252] >>保留比特使用示例2-1:可选择映射到具有较早解码顺序的 {253, 254} 的比特b3和b4。

[0253] >>保留比特使用示例2-2:参照图8,例如,u1至u8当中的奇数项u1、u3、u5和u7的解码操作方法与u1至u8当中的偶数项u2、u4、u6和u8的解码操作方法不同。考虑到这一点,可选择位于解码器可执行相同操作的上子代码的最后4个比特位置当中的较低位置处的比特b3和b5。

[0254] >>保留比特使用示例2-3:可在 {253, 254, 255} 当中选择具有最小解码复杂度的比特b4和b5。

[0255] >选择3比特:当3比特用于特定信息时,比特b3、b4和b5全部用于特定信息。

[0256] 为了使比特b3、b4和b5当中的一部分执行特定角色,可在比特索引 {253, 254, 255} 内针对未知SSB索引改变b3、b4和b5的位置。

[0257] >b3执行特定角色的情况:

[0258] >>保留比特使用示例3-1:b3可被放置在 {253} 处。由于 {253} 是b3的位置,因此b3不存在位置变化的情况下被映射到 {253}。

[0259] >>保留比特使用示例3-2:与保留比特使用示例1-2相同的原因,可将b3放置在 {254} 或 {255} 处。

[0260] 类似地,如果b4或b5执行特定角色,则如保留比特使用示例3-1和保留比特使用示例3-2中,可将b4或b5放置在 {253}、{254} 或 {255} 处。

[0261] 如在保留比特使用示例3-1中,当执行特定角色的比特的位置与原始位置相同时,其它比特可保持相同的位置。然而,如在保留比特使用示例3-2中,如果执行特定角色的比特的位置与原始位置不同,则可如下确定其它比特的位置。

[0262] >保留比特使用示例4-1:在SSB索引的比特b3、b4和b5中,将已放置在将要放置执行特定角色的比特的比特索引处的比特放置在已放置执行特定角色的比特的比特索引处。例如,当b3是执行特定角色的比特并且希望将b3放置在{254}处时,将已放置在{254}处的b4放置在b3的原始位置的{253}处。因此,b4、b3和b5的比特索引是{253,254,255}。

[0263] 保留比特使用示例4-2:可使用循环移位器将SSB索引的比特b3、b4和b5从执行特定角色的比特的原始位置移位到要改变的位置。例如,当b3是执行特定角色的比特并且希望将b3放置在{254}处时,如果使用右侧移位器,则极化码的用于b5、b3和b4的比特位置位于{253,254,255}。

[0264] 当两个比特同时执行特定角色时,例如,当b3和b4执行特定角色时,可如下选择比特索引。

[0265] >保留比特使用示例5-1:b3和b4可被放置在原始位置{253,254}处。另选地,b3和b4可被放置在具有快速解码顺序的{253,254}处。

[0266] >保留比特使用示例5-2:b3和b4可被放置在上子代码的最后4个比特位置当中的位于较低位置的{253,255}处,其中最后4个比特位置是解码器可执行相同的操作或计算的比特位置。

[0267] >保留比特使用示例5-3:由于{254,255}是长度为512的极化码的长度为256的上子代码的最后两个比特位置并且因此具有最小复杂度,因此b3和b4可被放置在{254,255}处。

[0268] 在保留比特使用示例5-1、5-2和5-3中,可将放置两个比特的位置进行交换。例如,b3和b4可被映射到{253,254}或{254,255}。出于类似的原因,当b3和b5或b4和b5执行特定角色时,如在保留比特使用示例5-1、5-2和5-3中那样,这些比特可被放置在极化码的比特位置。

[0269] 当执行特定角色的两个比特的位置与原始位置相同时,其它比特的位置被相同地保持。然而,如果执行特定角色的两个比特与原始位置不同,则可如下确定其它比特的位置(例如,比特索引)。

[0270] >保留比特使用示例6-1:在SSB索引的位b3、b4和b5中,将已放置在要放置执行特定角色的比特的比特索引处的比特放置在已放置了执行特定角色的比特的比特索引处。例如,如果b3和b5执行特定角色并且希望被放置在{253,254}处,则将位于{253}处的比特映射到与原始比特位置相同的比特位置的{253}处,而将已放置在{255}处的b5放置在b4的原始比特位置的{254}处。然后,b3、b5和b4的位置为{253,254,255}。

[0271] 如果在不使用每个比特的比特位置交换(参考保留比特使用示例6-1)的情况下使用循环移位器,则如在保留比特使用示例5-1、5-2和5-3中一样,可将b3、b4和b5放置在极化码的比特位置处。例如,当使用右循环移位器时,b3、b4和b5,b5、b3和b4,或者b4、b5和b3可被放置在{253,254,255}处。

[0272] 当两个或更多个比特同时执行特定角色时,可应用如在保留比特中使用示例4-1和保留比特使用示例6-1中直接交换比特位置的方法和如在保留比特使用示例5-1、5-2和5-3中使用循环移位器的方法,使得b3、b4和b5可被映射到期望的比特位置。由于比特位置是用于极化码的输入比特的位置,因此在上行链路控制信息(UCI)的情况下,考虑到由分布式CRC引起的交织器效应,可将图18中所示的比特放置在极化码的比特位置处。例如,如果

输入到分布式CRC交织器的输入比特位置当中的第二输入比特位置、第三输入比特位置和第五输入比特位置的比特被配置为被映射到极化码的比特索引 {253, 254, 255}，则将b3、b4和b5放置在分布式CRC交织器的前部的第二输入比特位置、第三输入比特位置和第五输入比特位置处。

[0273] 图19是例示用于实现本发明的发送装置10和接收装置20的元件的框图。

[0274] 发送装置10和接收装置20分别包括：收发器13和23，其能够发送和接收承载信息、数据、信号和/或消息的无线电信号；存储器12和22，其用于存储与无线通信系统中的通信有关的信息；以及处理器11和21，其可操作地连接到诸如收发器13和23以及存储器12和22之类的元件，以控制这些元件，并且被配置为控制存储器12和22和/或收发器13和23以使得对应的装置可执行本发明的上述示例中的至少一个。收发器也可被称为射频 (RF) 单元。

[0275] 存储器12和22可存储用于处理和/或控制处理器11和21的程序，并且可临时存储输入/输出信息。存储器12和22可用作缓冲器。

[0276] 处理器11和21通常控制发送装置和接收装置中的各种模块的整体操作。具体地，处理器11和21可执行各种控制功能以实现本发明。处理器11和21可被称为控制器、微控制器、微处理器或微计算机。处理器11和21可由硬件、固件、软件或其组合来实现。在硬件配置中，可在处理器11和21中包括专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理设备 (DSPD)、可编程逻辑器件 (PLD) 或现场可编程门阵列 (FPGA)。此外，如果使用固件或软件来实现本发明，则固件或软件可被配置为包括执行本发明的功能或操作的模块、过程、功能等。被配置为执行本发明的固件或软件可被包括在处理器11和21中，或者存储在存储器12和22中，以便由处理器11和21驱动。

[0277] 发送装置10的处理器11对由处理器11或与处理器11连接的调度器调度发送到外部的信号和/或数据执行预定编码和调制，然后将经编码和调制的数据传送到收发器13。例如，处理器11通过解复用、信道编码、加扰和调制将要发送的数据流转换为K层。经编码的数据流也被称为码字，并且等同于传输块，该传输块是由MAC层提供的数据块。一个传输块 (TB) 被编码为一个码字，并且每个码字以一层或多层的形式被发送到接收装置。对于频率上转换，收发器13可包括振荡器。收发器13可包括 $N_t$  (其中， $N_t$ 是正整数) 个发射天线。

[0278] 接收装置20的信号处理过程与发送装置10的信号处理过程相反。在处理器21的控制下，接收装置20的收发器23接收由发送装置10发送的无线电信号。收发器23可包括 $N_r$  (其中， $N_r$ 是正整数) 个接收天线，并且将通过接收天线接收的每个信号频率下转换为基带信号。处理器21对通过接收天线接收的无线电信号进行解码和解调，并将发送装置10要发送的数据恢复。

[0279] 收发器13和23包括一个或更多个天线。天线执行将由收发器13和23处理的信号发送到外部或从外部接收无线电信号以将无线电信号传送到收发器13和23的功能。天线也可被称为天线端口。每个天线可与一个物理天线对应，或者可由超过一个物理天线元件的组合来配置。从各个天线发送的信号不能由接收装置20进一步解构。通过对应天线发送的RS从接收装置20的角度定义了天线，并且使得接收装置20能够导出天线的信道估计，而不管信道是表示来自一个物理天线的单个无线电信道还是来自包括该天线的多个物理天线元件的复合信道。也就是说，天线被定义为使得能够从承载相同天线的另一符号的信道获得承载该天线的符号的信道。支持使用多个天线发送和接收数据的MIMO功能的收发器可连接

到两个或更多个天线。

[0280] 发送装置10或其处理器11可被配置为包括根据本发明的极化编码器。接收装置20及其处理器21可被配置为根据本发明的极化解码器。

[0281] 在一些场景中,在本说明书中所公开的功能、过程和/或方法可由处理芯片实现。处理芯片可被称为片上系统(SoC)或芯片组。处理芯片可包括处理器和存储器,并且可安装或装备在通信装置10和20中的每一个中。处理芯片可被配置为执行或控制本说明书中所公开的方法和示例中的任何一个,或者这种方法或示例可由安装/装备有处理芯片或者与处理芯片连接的通信装置执行。图19中所示的发送装置10和/或接收装置20可以是通信装置。包括在处理芯片中的存储器可被配置为存储软件代码或程序,所述软件代码或程序包括在被处理器或通信装置执行时使得处理器或通信装置执行本说明书中所公开的功能、方法和示例中的一些或全部的指示。包括在处理芯片中的存储器可被配置为存储或缓冲由处理芯片的处理器生成的信息或数据,或者由处理芯片的处理器恢复或获得的信息。涉及发送或接收信息或数据的一个或更多个程序可由处理器执行或在处理器的控制下执行。例如,处理器可将包括信息或数据的信号发送到与处理芯片可操作地连接或联接的收发器,或者控制收发器发送包括信息或数据的无线电信号。处理器可被配置为从与处理芯片可操作地连接或联接的收发器接收包括信息或数据的信号,并且从信号中获得信息或数据。

[0282] 例如,连接到发送装置10或安装在发送装置10中的处理器11可被配置为根据本发明的示例中的任何一个示例将PBCH的特定比特映射到极化码的比特位置。处理器11可基于极化码对PBCH进行编码或控制极化编码器对PBCH进行编码。处理器11可被配置为将包括PBCH的信号(例如,基带信号)发送到与处理器11连接的收发器13。处理器11可控制收发器13发送包括PBCH的无线电信号。连接到接收装置20或安装在接收装置20中的处理器21可被配置为根据本发明的示例中的任何一个示例来对PBCH的比特进行解码。例如,处理器21可基于PBCH的特定比特与极化码的比特索引之间的映射关系,使用极化码对PBCH进行解码或者控制极化解码器对PBCH进行解码。处理器21可控制与处理器21连接的收发器23以接收包括PBCH的无线电信号。处理器21可控制收发器23将无线电信号下变频为基带信号。处理器21可从收发器23接收包括PBCH的基带信号。

[0283] 连接到发送装置或安装在发送装置中的处理器11可被配置为将基于发送装置和接收装置之间共享的极化序列通过PBCH要发送的信息映射到大小为 $N=512$ 的极化码的比特位置。该信息可包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。半帧信息可以是1比特,SSB索引信息可以是3比特。处理器11可被配置为将半帧信息映射到极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并将SSB索引信息映射到极化码的比特位置253、254和255。处理器11可被配置为基于极化码对信息进行编码。处理器11可包括被配置为基于极化码对信息进行编码的极化编码器。处理器11可将包括经编码的信息的PBCH发送到收发器13。收发器13可在处理器11的控制下在小区上发送包括PBCH的无线电信号。处理器11可将PBCH的有效载荷配置为总计56比特。PBCH内的信息可包括在其中发送PBCH的帧的系统帧号。处理器11可被配置为将系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位(LSB)分别映射到极化码的比特位置441和469。处理器11可被配置为将系统帧号的其它8比特分别映射到极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。

[0284] 接收装置的收发器23在小区上接收包括PBCH的无线电信号。连接到接收装置或安

装在接收装置中的处理器23可被配置为基于大小为 $N=512$ 的极化码,对基于在发送装置和接收装置之间共享的极化序列的PBCH内的信息进行解码。处理器23可包括被配置为基于大小为 $N=512$ 的极化码来对PBCH内的信息进行解码的极化解码器。处理器23或极化解码器可被配置为基于信息与极化码的比特位置之间的映射关系来对信息进行解码。该信息可包括半帧信息以及同步信号和PBCH块(SSB)索引信息。半帧信息可以是1比特,SSB索引信息可以是3比特。映射关系可包括:将半帧信息映射到极化码的比特位置0至511当中的比特位置247,并将SSB索引信息映射到极化码的比特位置253、254和255。处理器23可被配置为从PBCH的信号获得总共56比特的PBCH有效载荷。PBCH内的信息可包括在其中发送PBCH的帧的系统帧号。映射关系还可包括:将系统帧号的第二最低有效位和第三最低有效位(LSB)分别映射到极化码的比特位置441和469。映射关系还可包括:将系统帧号的其它8比特分别映射到极化码的比特位置367、375、415、444、470、473、483和485。处理器23可通过基于映射关系对在PBCH资源上接收的信号进行解码来获得系统帧号。

[0285] 极化序列可以是按照可靠性的升序将比特索引0至511一一对应地布置到极化码的比特位置0至511的序列。

[0286] 如上所述,已经给出了本发明的优选实施方式的详细描述,以使得本领域技术人员能够实施和实践本发明。尽管已经参考示例性示例描述了本发明,但是本领域技术人员将理解,在不脱离所附权利要求中描述的本发明的精神或范围的情况下,可在本发明中进行各种修改和变型。因此,本发明不应限于本文所述的具体实施方式,而应符合与本文公开的原理和新颖特征一致的最宽范围。

[0287] 工业适用性

[0288] 本发明的示例可用于无线通信系统中的连接到BS、UE或通信装置或者安装在BS、UE或通信装置中的处理芯片,或者用于其它装置。

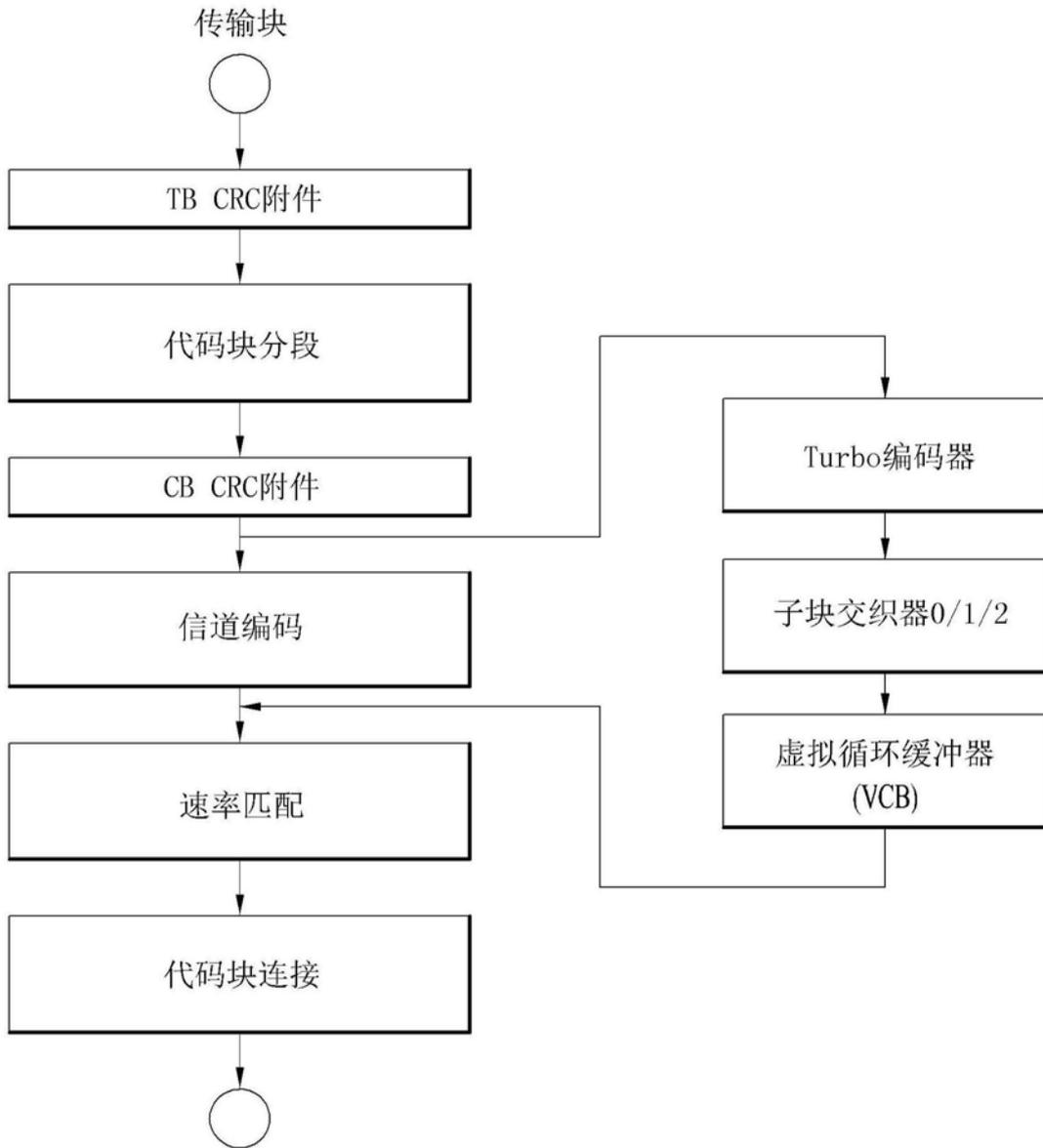


图1

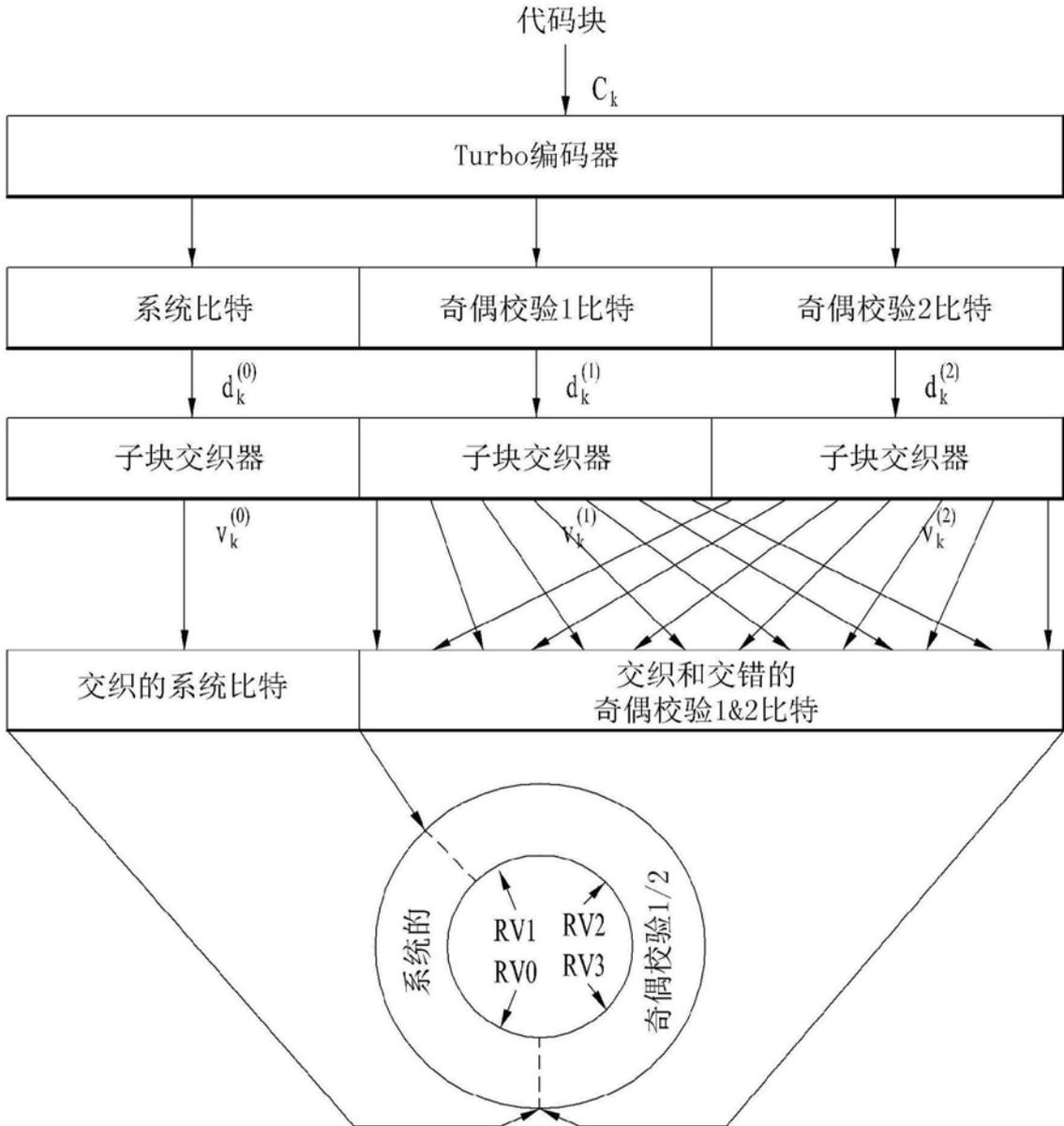
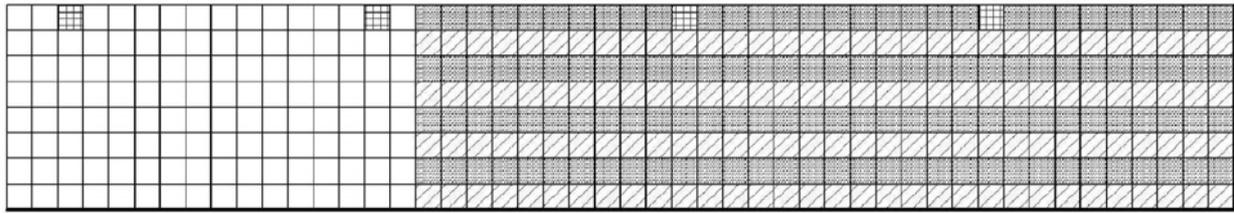
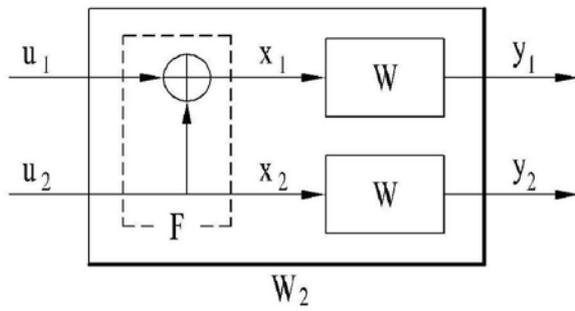


图2



□ :系统比特      ▣ :RV点  
 ▨ :奇偶校验0      ▩ :奇偶校验1

图3

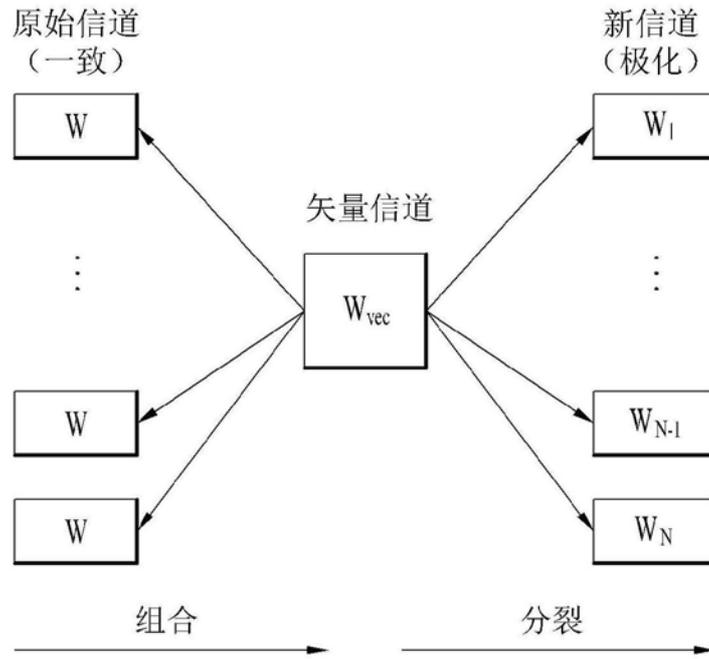


(a)

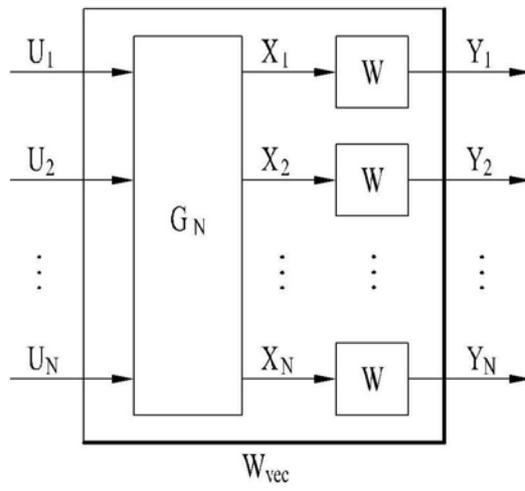
$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

(b)

图4



(a)



(b)

图5

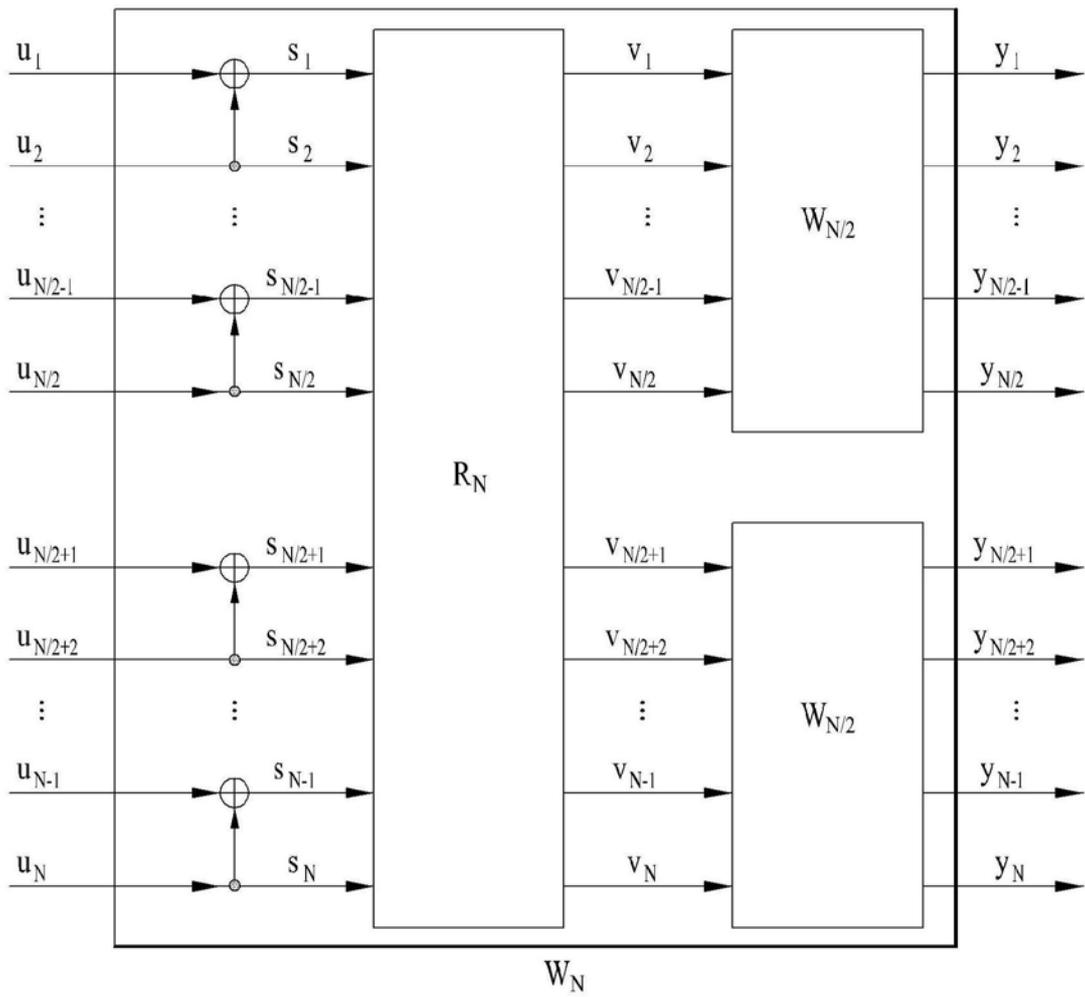


图6

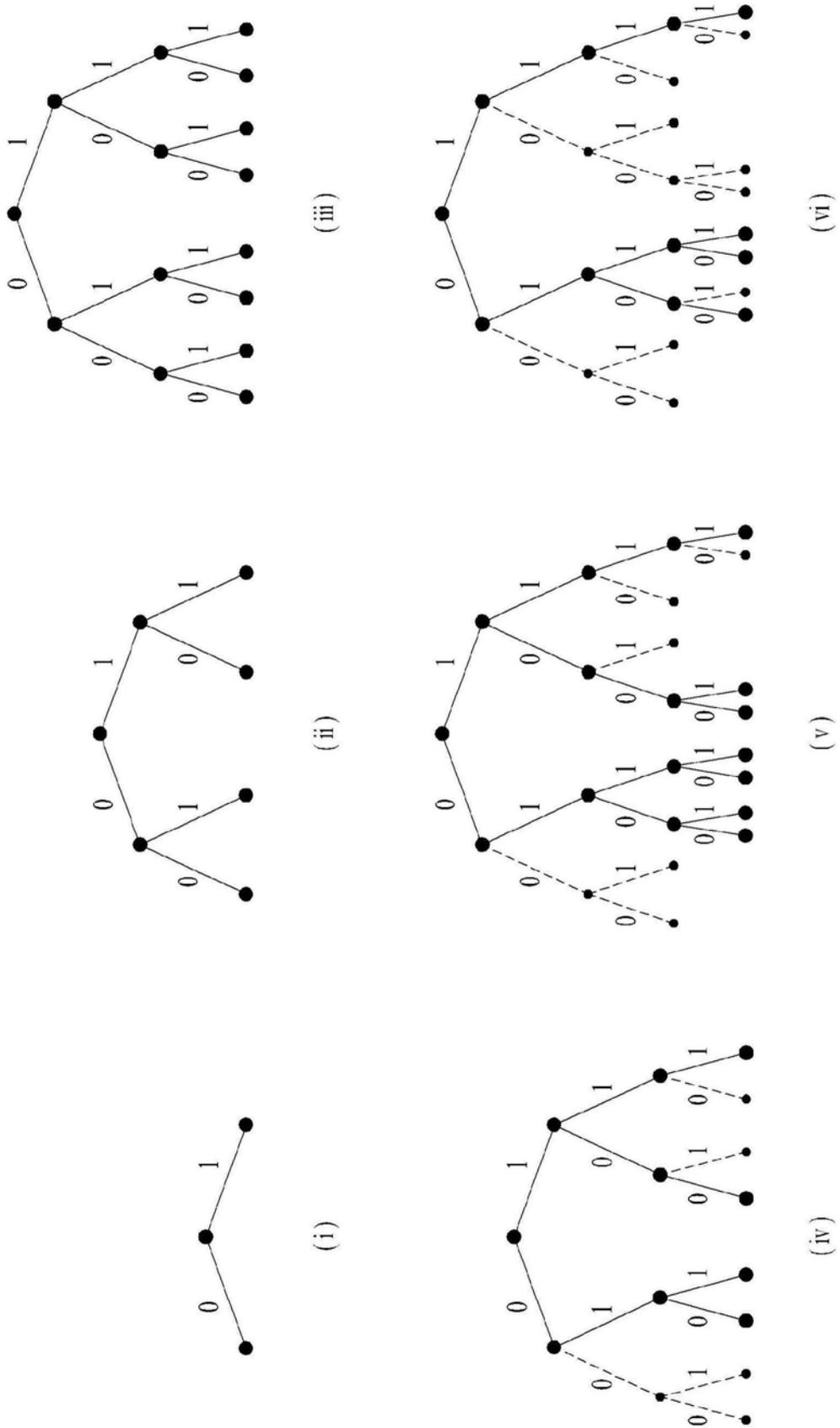


图7

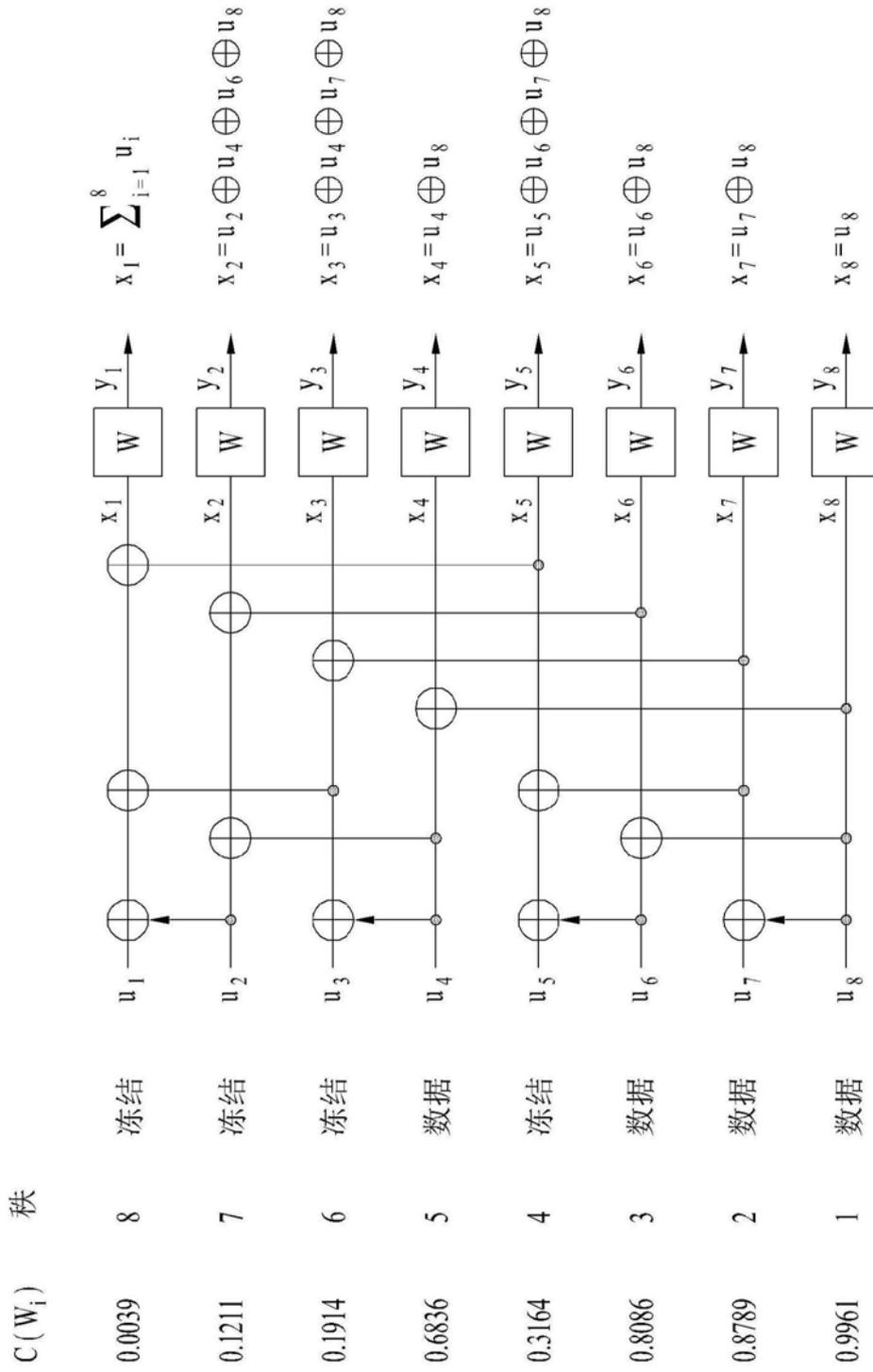


图8

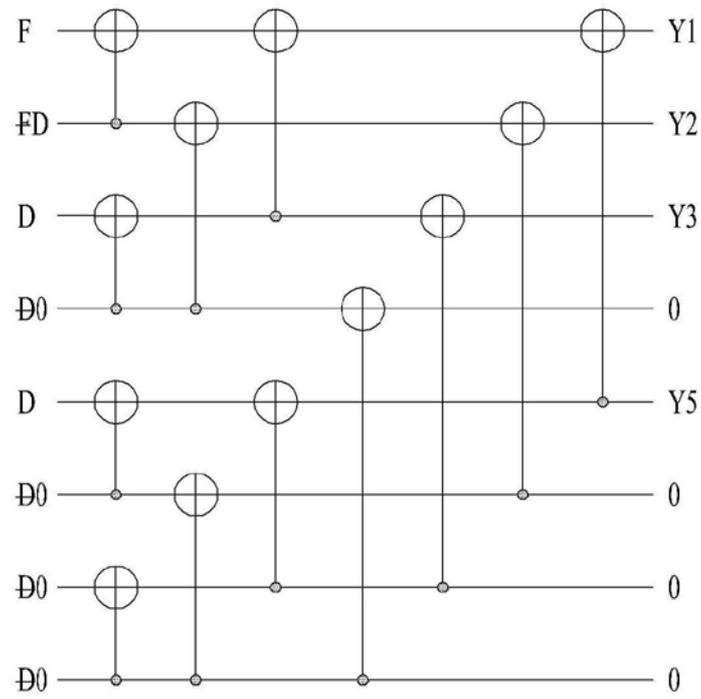


图9



(a)



(b)

图10

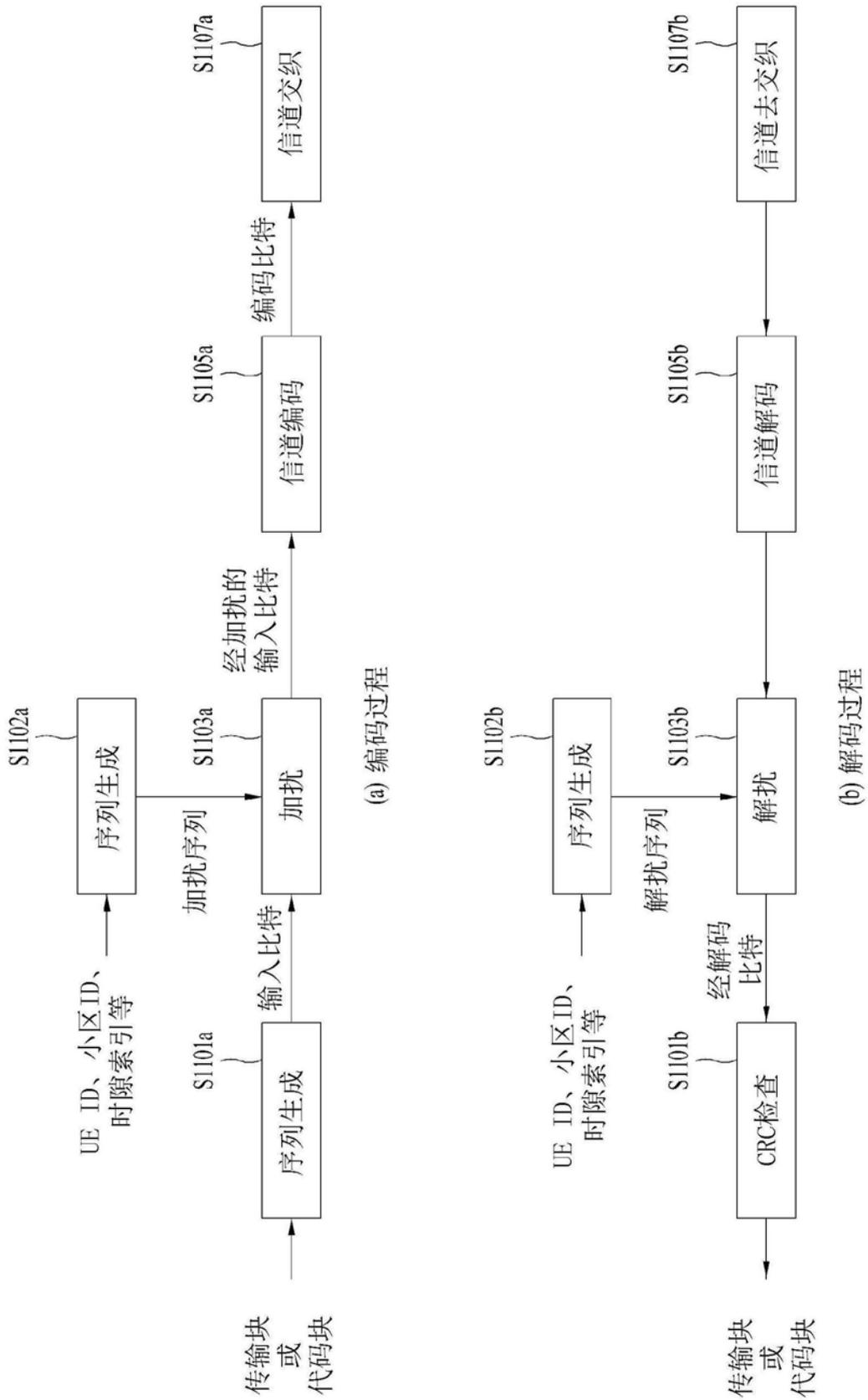


图11

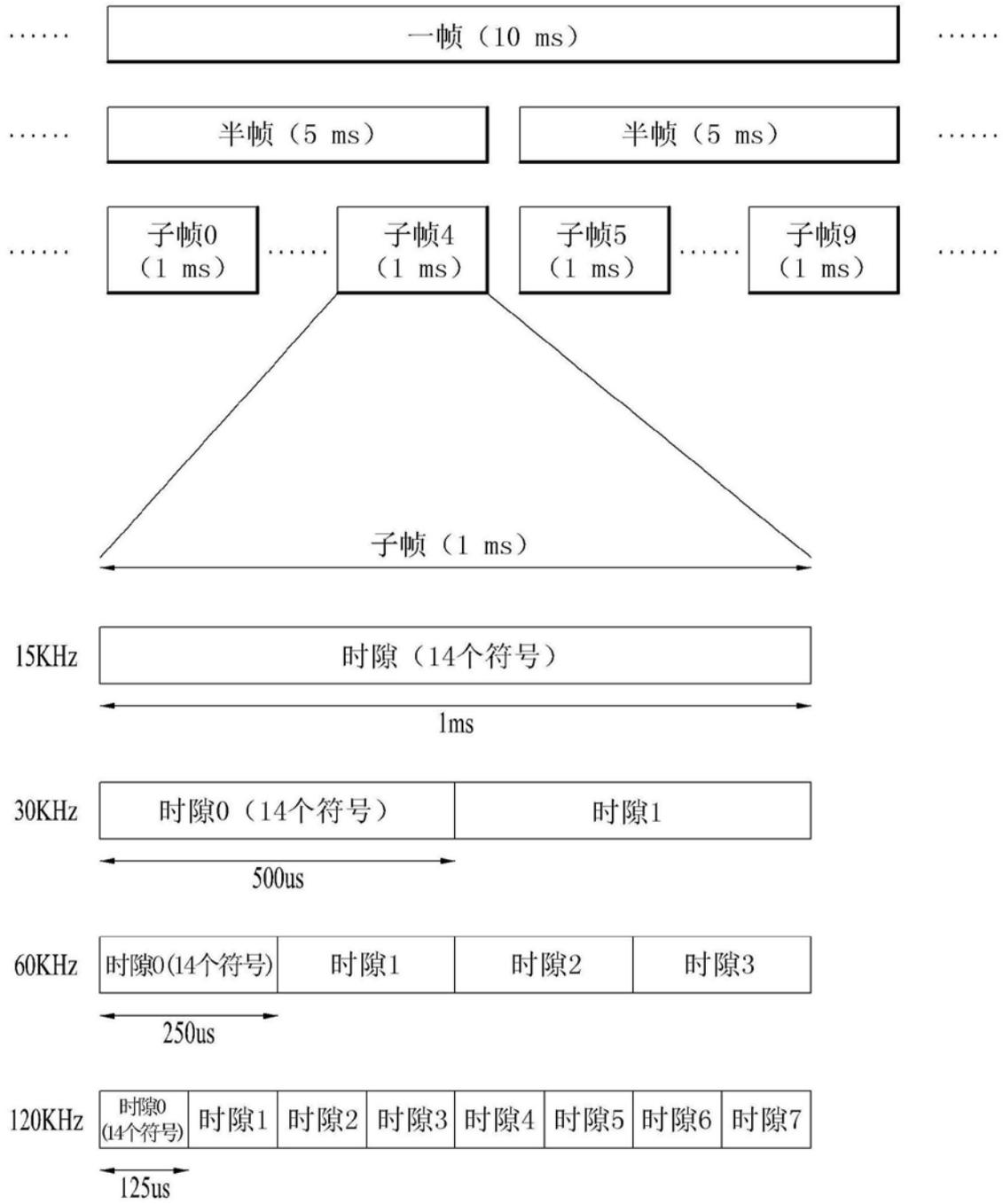


图12

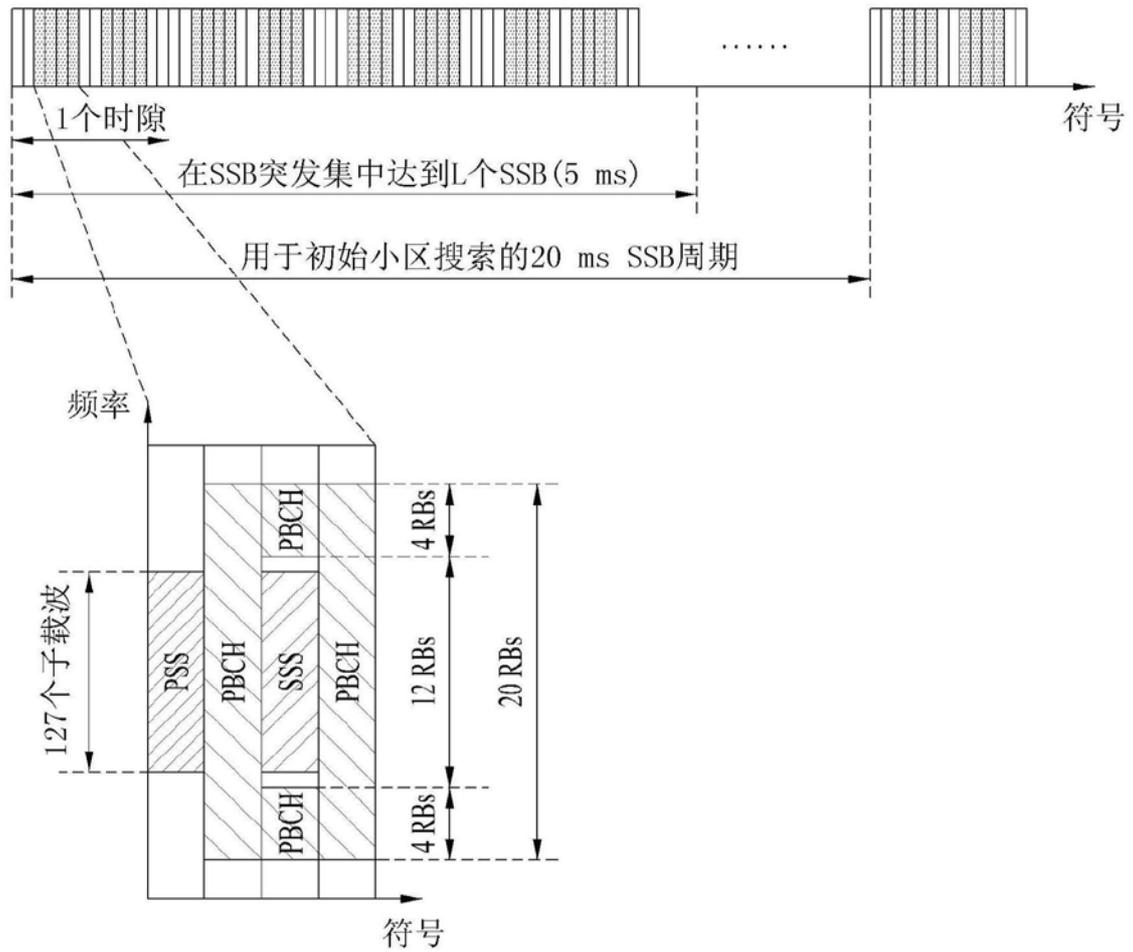


图13

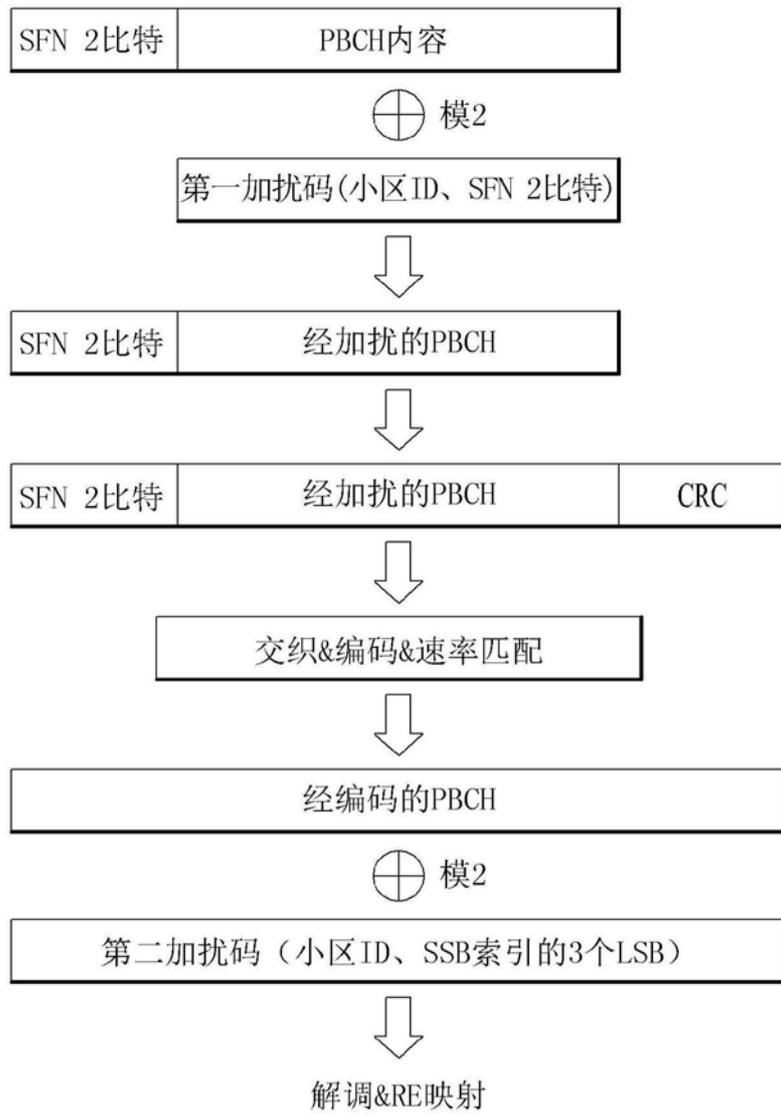


图14

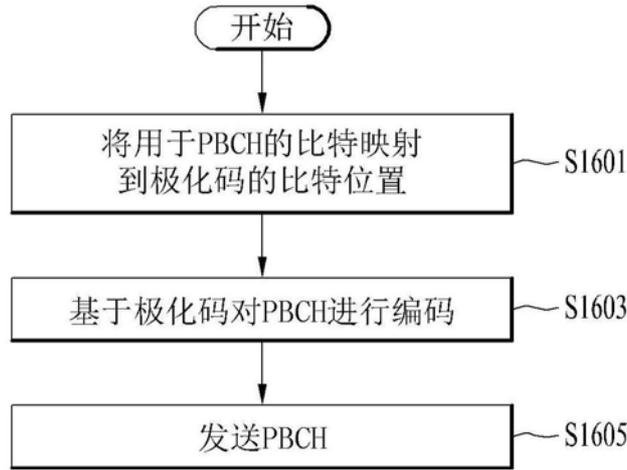


图15

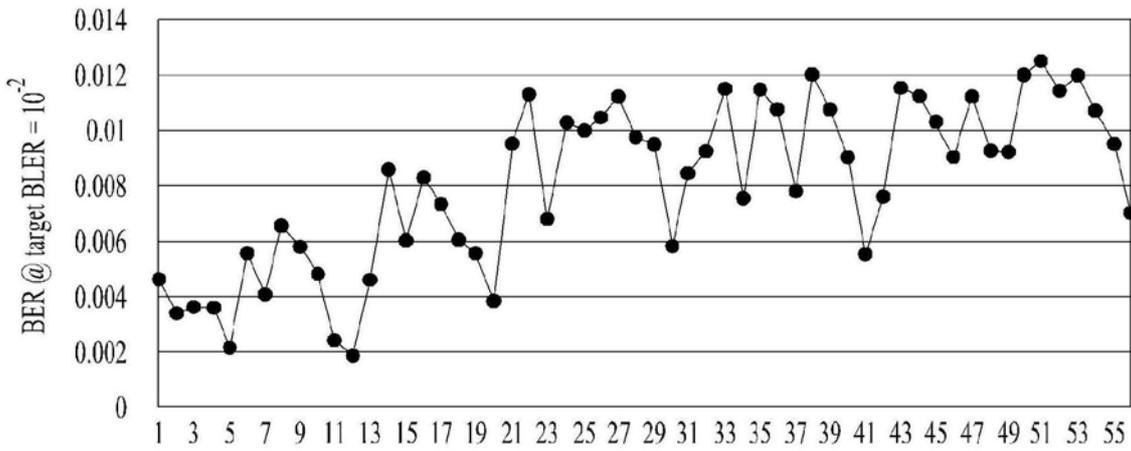


图16

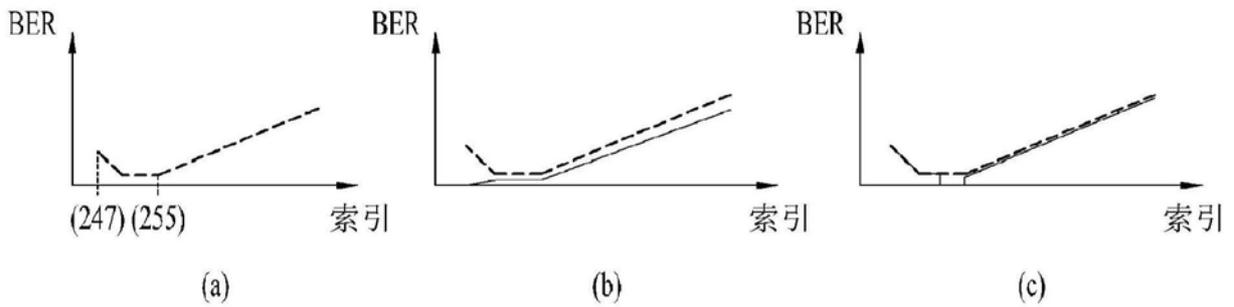


图17

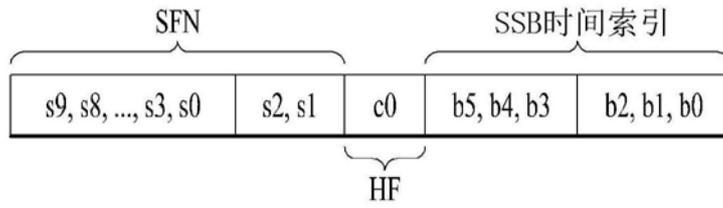


图18

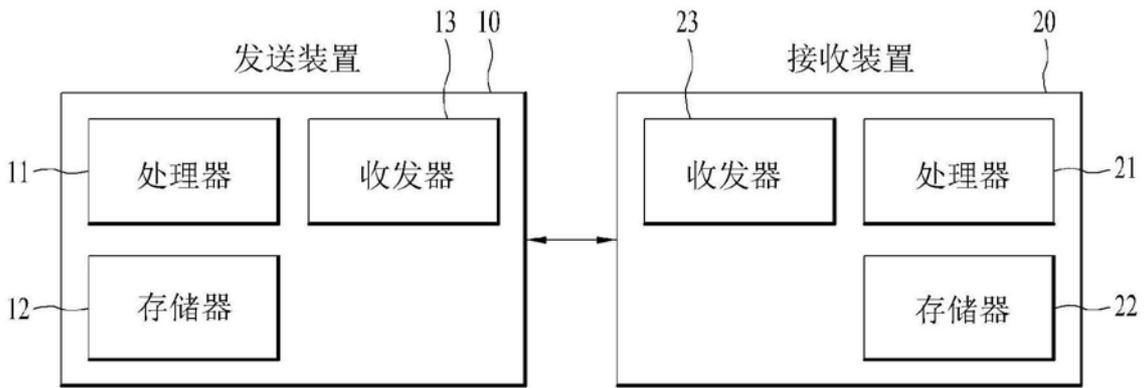


图19