



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112491509 B

(45) 授权公告日 2023. 10. 31

(21) 申请号 202011444191.2

H04L 7/00 (2006.01)

(22) 申请日 2017.09.29

H04L 27/22 (2006.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112491509 A

(56) 对比文件

US 2014023155 A1, 2014.01.23

EP 2843983 A1, 2015.03.04

(43) 申请公布日 2021.03.12

CN 104125186 A, 2014.10.29

(30) 优先权数据

Intel Corporation. Study of phase noise tracking. 3GPP TSG-RAN WG1 #86 R1-167888. 2016, 全文.

62/401,954 2016.09.30 US

62/417,367 2016.11.04 US

Intel Corporation. Study of phase noise tracking. 3GPP TSG-RAN WG1 #86 R1-166562. 2016, 全文.

(62) 分案原申请数据

201780047233.9 2017.09.29

(73) 专利权人 LG 电子株式会社

地址 韩国首尔

LG Electronics. Discussion on Common Phase Compensation for above 6GHz. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-166909. 2016, 全文.

(72) 发明人 李吉范 高贤秀 金圭奭 金沂濬

ZTE Corporation, ZTE

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

Microelectronics. Reference Signal Design for NR MIMO. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-166213. 2016, 全文.

专利代理师 张伟峰 夏凯

审查员 邹鹏

(51) Int. Cl.

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

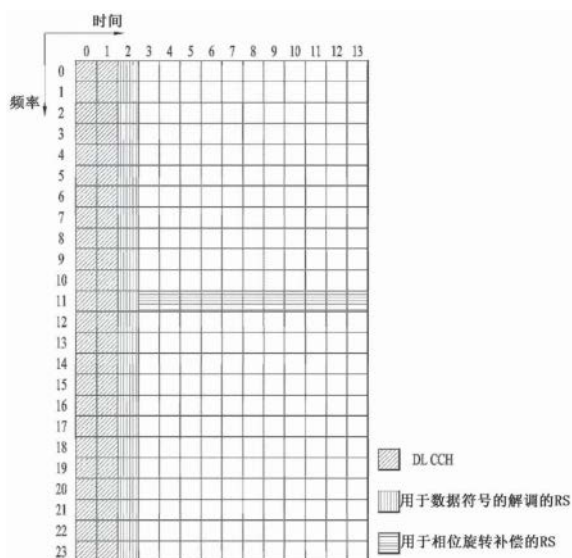
权利要求书2页 说明书21页 附图22页

(54) 发明名称

发送和接收用于参考信号的控制信息的方法及其用户设备

(57) 摘要

本发明涉及发送和接收用于参考信号的控制信息的方法及其用户设备。一种用于由用户设备 (UE) 接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法包括: 接收指示与所述相位噪声估计有关的所述参考信号是否被发送的控制信息; 当所述控制信息指示所述参考信号被发送时, 基于所述控制信息接收所述参考信号; 其中, 当用于所述 UE 的业务资源块 (RB) 的大小大于预定值时, 所述控制信息指示所述参考信号被发送。



1. 一种用于由基站BS发送信号的方法,所述方法包括:
确定调制和编码方案MCS等级和为用户设备UE调度的资源块RB;和
基于所述MCS等级和所述RB执行下行链路传输,
其中,对于所述下行链路传输,所述BS基于所述MCS等级是否高于阈值MCS等级以及所述调度的RB的数量是否大于阈值RB量来确定相位跟踪参考信号PTRS的存在/不存在,并且
其中,在存在所述PTRS的情况下,所述BS基于所述MCS等级和所述调度的RB的数量来确定所述PTRS的映射图样。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述BS基于所述MCS等级高于所述阈值MCS等级并且所述调度的RB的数量大于所述阈值RB量来确定所述PTRS的存在。
3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述MCS等级与所述PTRS的时域图样有关。
4. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述RB的数量与所述PTRS的频域图样有关。
5. 根据权利要求1所述的方法,其中,与所述PTRS的较高时域密度相关的第一MCS等级是比与所述PTRS的较低时域密度相关的第二MCS等级更高的MCS等级。
6. 根据权利要求1所述的方法,其中,第一调度的RB量与所述PTRS的较高频域密度有关,并且第二调度的RB量与所述PTRS的较低频域密度有关。
7. 根据权利要求1所述的方法,其中,关于所述MCS等级和所述RB的信息通过下行链路控制信息DCI发送。
8. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述RB的数量被分配用于数据业务。
9. 根据权利要求1所述的方法,其中,通过无线电资源控制RRC信令来发送所述阈值RB量,或者在没有所述RRC信令的情况下将预定值用作所述阈值RB量。
10. 根据权利要求1所述的方法,其中,通过无线电资源控制RRC信令来发送所述阈值MCS等级,或者在没有所述RRC信令的情况下将预定值用作所述阈值MCS等级。
11. 一种基站BS,包括:
发送器;
接收器;以及
处理器,所述处理器确定调制和编码方案MCS等级和为用户设备UE调度的资源块RB,并且基于所述MCS等级和所述RB通过所述发送器执行下行链路传输,
其中,所述处理器被配置成:
对于所述下行链路传输,基于所述MCS等级是否高于阈值MCS等级以及所述调度的RB的数量是否大于阈值RB量来确定相位跟踪参考信号PTRS的存在/不存在,并且
在存在所述PTRS的情况下,基于所述MCS等级和所述调度的RB的数量来确定所述PTRS的映射图样。
12. 一种用于由用户设备UE接收信号的方法,所述方法包括:
获取关于调制和编码方案MCS等级的信息以及关于为所述UE调度的资源块RB的信息;
和
基于所述MCS等级和所述RB执行下行链路接收,
其中,对于所述下行链路接收,所述UE基于所述MCS等级是否高于阈值MCS等级以及所述调度的RB的数量是否大于阈值RB量来确定相位跟踪参考信号PTRS的存在/不存在,并且
其中,在存在所述PTRS的情况下,所述UE基于所述MCS等级和所述调度的RB的数量来确

定所述PTRS的映射图样。

13. 一种用户设备UE, 包括:

发送器;

接收器; 以及

处理器, 所述处理器获取关于调制和编码方案MCS等级的信息以及关于为所述UE调度的资源块RB的信息, 并且基于所述MCS等级和所述RB执行下行链路接收,

其中, 所述处理器被配置成:

对于所述下行链路接收, 基于所述MCS等级是否高于阈值MCS等级以及所述调度的RB的数量是否大于阈值RB量来确定相位跟踪参考信号PTRS的存在/不存在, 并且

在存在所述PTRS的情况下, 基于所述MCS等级和所述调度的RB的数量来确定所述PTRS的映射图样。

发送和接收用于参考信号的控制信息的方法及其用户设备

[0001] 本申请是2019年1月29日提交的国际申请日为2017年9月29日的申请号为201780047233.9 (PCT/KR2017/010956)的,发明名称为“接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法及其用户设备”的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,涉及一种用于接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法及其用户设备。

背景技术

[0003] 在下一代5G系统中,能够将场景划分成增强型移动宽带(eMBB)、超可靠机器类型通信(uMTC)、和大规模机器类型通信(mMTC)。eMBB与以高频谱效率、高用户体验数据速率、高峰值数据速率等为特征的下一代移动通信场景相对应。uMTC与以超可靠和超低等待时间、超高可用性等为特征的下一代移动通信场景(例如,V2X、紧急服务、远程控制等)相对应。mMTC与以低成本、低能量、短分组、大规模连接等为特征的下一代移动通信场景(例如,IoT)相对应。

发明内容

[0004] 技术问题

[0005] 本发明的技术任务是为了提供一种由用户设备执行以用于接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法。

[0006] 本发明的另一技术任务是为了提供一种用于接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的用户设备。

[0007] 本领域的技术人员将会显而易见的是,能够用本发明实现的技术任务不限于已经在上文特别描述的那些,并且将从以下详细描述中清楚地理解本发明能够实现的上述及其它目的将更多。

[0008] 问题的解决方案

[0009] 为了实现这些和其它优点并且依照本发明的目的,如具体实现和广义地描述的,用于由用户设备(UE)接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法包括:接收指示与相位噪声估计有关的参考信号是否被发送的控制信息;当控制信息指示参考信号被发送时,基于控制信息接收参考信号;其中,当用于UE的业务资源块(RB)的大小大于预定值时,控制信息指示参考信号被发送。

[0010] 控制信息还包括调制和编码方案(MCS)等级的信息,并且其中,MCS等级的信息指示关于参考信号的时间模式的信息。控制信息还包括业务RB的大小的信息,并且其中,MCS等级的信息和业务RB的大小的信息指示关于参考信号的时间模式的信息。关于参考信号的时间模式的信息包括关于将参考信号分配给时间资源的模式的信息,并且其中,当MCS等级更高时参考信号被更密集地分配给时间资源。

[0011] 控制信息还包括业务RB的大小的信息,并且其中,基于业务RB的大小的信息来指示关于参考信号的频率模式的信息。关于参考信号的频率模式的信息包括关于将参考信号分配给频率资源的模式的信息,并且其中,当业务RB大小的大小更大时,频率资源上的参考信号的数目增加。

[0012] 所述控制信息还包括调制和编码方案(MCS)等级的信息以及业务RB的大小的信息,并且还包括基于MCS等级的信息和业务RB的大小的信息来辨识参考信号在时域和频域中的位置。

[0013] 所述方法还包括使用所接收到的参考信号来估计相位误差。参考信号包括相位跟踪参考信号(PT-RS)。控制信息通过下行链路控制信息(DCI)格式或无线电资源控制(RRC)信令来接收。

[0014] 为了进一步实现这些和其它优点并且根据本发明的目的,用于接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的用户设备(UE),所述UE包括:接收器;以及处理器,其中,处理器被配置成控制接收器以接收指示与相位噪声估计有关的参考信号是否被发送的控制信息,并且,当控制信息指示参考信号被发送时,控制接收器以基于控制信息接收参考信号,并且其中,当用于UE的业务资源块(RB)的大小大于预定值时,控制信息指示参考信号被发送。

[0015] 所述控制信息还包括调制和编码方案(MCS)等级的信息,并且其中,MCS等级的信息指示关于参考信号的时间模式的信息。控制信息还包括业务RB的大小的信息,并且其中,MCS等级的信息和业务RB的大小的信息指示关于参考信号的时间模式的信息。

[0016] 所述控制信息还包括业务RB的大小的信息,并且其中,基于业务RB的大小的信息来指示关于参考信号的频率模式的信息。关于参考信号的时间模式的信息包括关于将参考信号分配给时间资源的模式的信息,并且其中,当MCS等级更高时参考信号被更密集地分配给时间资源。关于参考信号的频率模式的信息包括关于将参考信号分配给频率资源的模式的信息,并且其中,当业务RB的大小更大时频率资源上的参考信号的数目增加。

[0017] 所述控制信息还包括调制和编码方案(MCS)等级的信息以及关于业务RB的大小的信息,并且其中,处理器被配置成基于关于MCS等级的信息和业务RB的大小的信息来辨识参考信号在时域和频域中的位置。

[0018] 所述处理器还被配置成使用所接收到的参考信号来估计相位误差。参考信号包括相位跟踪参考信号(PT-RS)。接收器被配置成通过下行链路控制信息(DCI)格式或无线电资源控制(RRC)信令来接收控制信息。

[0019] 发明的有益效果

[0020] 根据本发明,能够通过性能由于相位噪声而显著地降级的环境中基于与本发明中提出的相位噪声估计有关的参考信号来估计相位噪声,从而大大提高通信性能。

[0021] 本领域的技术人员将显而易见的是,能够通过本发明实现的效果不限于已经在上文特别描述的东西,并且将从以下详细描述中更清楚地理解本发明的其它优点。

附图说明

[0022] 附图被包括以提供对本发明的进一步理解,并且被并入在本说明书中并构成本说明书的一部分,附图图示本发明的实施例并且与说明书一起用来说明本发明的原理。

- [0023] 图1是图示无线通信系统100中的基站105和用户设备110的配置的框图。
- [0024] 图2是图示在LTE/LTE-A系统中使用的帧结构的图。
- [0025] 图3是图示作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统的下行链路时隙的资源网格的图。
- [0026] 图4图示作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统的下行链路子帧的结构。
- [0027] 图5图示在作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统中使用的上行链路子帧的结构。
- [0028] 图6图示由于相位噪声而导致的相位失真。
- [0029] 图7图示由相位噪声破坏的接收符号的星座。
- [0030] 图8图示针对不同的PTRS频率密度和4TRB的BLER性能。
- [0031] 图9图示针对不同的PTRS频率密度和64TRB的BLER性能。
- [0032] 图10图示针对不同的时间密度和4/64TRB的BLER性能。
- [0033] 图11图示针对不同的PTRS频率密度和4TRB的频谱效率。
- [0034] 图12图示针对 $CF0=0\text{kHz}/1.4\text{kHz}$ 的BLER性能。
- [0035] 图13图示针对不同的PTRS频率密度和64TRB的频谱效率。
- [0036] 图14图示针对不同的PTRS时间密度和4/64TRB的频谱效率。
- [0037] 图15图示频率/时间优先映射。
- [0038] 图16是图示针对整个码本的CB间交织(逐比特)的示例的图,以及图17是图示针对整个码本的CB间交织(逐B比特)的示例的图。
- [0039] 图18是图示针对码块组的CB间交织(逐比特)的示例的图,以及图19是图示针对码块组的CB间交织(逐B比特)的示例的图。
- [0040] 图20是图示针对所有码块的符号级CB间交织(逐符号)的示例的图,以及图21是图示针对所有码块的符号级CB间交织($N_{\text{s}}\text{符号乘}N_{\text{s}}\text{符号}$)的示例的图。
- [0041] 图22是图示针对码块组的符号级CB间交织(逐B符号)的示例的图,以及图23是图示针对码块组的符号级CB间交织($N_{\text{s}}\text{符号乘}N_{\text{s}}\text{符号}$)的示例。
- [0042] 图24是图示PCRS布置(在2-RB基础上定义)的示例的图。
- [0043] 图25是图示当PTRS的数目是4时两种类型的PTRS:分布式类型的PTRS和集中式类型的PTRS的图。
- [0044] 图26是图示PTRS模式的示例的图。
- [0045] 图27是图示PTRS资源集的示例的图。
- [0046] 图28是图示预编码PTRS资源1的图。
- [0047] 图29是图示基于预编码循环的PTRS类型A的图,以及图30是图示基于预编码循环的PTRS类型B的图。
- [0048] 图31是图示非预编码PTRS的示例的图。
- [0049] 图32是图示PTRS模式的图。

具体实施方式

- [0050] 现在将详细地参考本发明的优选实施例,其示例被图示在附图中。在下文中本发

明的详细描述包括帮助充分地理解本发明的细节。然而,对于本领域的技术人员而言显而易见的是,能够在没有这些细节的情况下实现本发明。例如,尽管在移动通信系统包括3GPP LTE系统的假定下详细地做出以下描述,然而以下描述以排除3GPP LTE的唯一特征的方式适用于其它随机移动通信系统。

[0051] 有时,为了防止本发明变得模糊,为公众所知的结构和/或设备被跳过或者能够被表示为以这些结构和/或设备的核心功能为中心的框图。只要有可能,将在所有附图中使用相同的附图标记来指代相同或相似的部分。

[0052] 此外,在以下描述中,假定终端是如用户设备(UE)、移动站(MS)、高级移动站(AMS)等这样的移动或固定用户级设备的公共名称。另外,假定基站(BS)是与终端进行通信的网络级的如节点B(NB)、eNode B(eNB)、接入点(AP)等这样的随机节点的公共名称。尽管基于3GPP LTE/LTE-A系统对本说明书进行描述,然而本发明的内容可以适用于各种各样类型的其它通信系统。

[0053] 在移动通信系统中,用户设备能够在下行链路中接收信息并且也能够在上行链路中发送信息。由用户设备节点发送或者接收的信息可以包括各种各样类型的数据和控制信息。依照由用户设备发送或者接收的信息的类型和用法,可以存在各种物理信道。

[0054] 以下描述可用于包括CDMA(码分多址)、FDMA(频分多址)、TDMA(时分多址)、OFDMA(正交频分多址)、SC-FDMA(单载波频分多址)等的各种无线接入系统。CDMA能够利用如UTRA(通用陆地无线电接入)、CDMA 2000等这样的无线电技术来实现。TDMA能够利用如GSM/GPRS/EDGE(全球移动通信系统)/通用分组无线电服务/增强型数据速率GSM演进)这样的无线电技术来实现。OFDMA能够利用如IEEE 802.11(Wi-Fi)、IEEE 802.16(WiMAX)、IEEE 802.20、E-UTRA(演进型UTRA)等这样的无线电技术来实现。UTRA是UMTS(通用移动通信系统)的部分。3GPP(第三代合作伙伴计划)LTE(长期演进)是使用E-UTRA的E-UMTS(演进型UMTS)的部分。3GPP LTE在DL中采用OFDMA并在UL中采用SC-FDMA。另外,LTE-A(LTE-Advanced)是3GPP LTE的演进型版本。

[0055] 此外,在以下描述中,具体术语被提供来帮助理解本发明。另外,能够从在本发明的技术构思的范围内将具体术语的用途修改成另一形式。

[0056] 图1是用于无线通信系统100中的基站105和用户设备110的配置的框图。

[0057] 尽管在附图中示出一个基站105和一个用户设备110(包括D2D用户设备)以示意性地表示无线通信系统100,然而无线通信系统100可以包括至少一个基站和/或至少一个用户设备。

[0058] 参考图1,基站105可以包括发送(Tx)数据处理器115、符号调制器120、发送器125、收发天线130、处理器180、存储器185、接收器190、符号解调器195和接收数据处理器197。另外,用户设备110可以包括发送(Tx)数据处理器165、符号调制器170、发送器175、收发天线135、处理器155、存储器160、接收器140、符号解调器155和接收数据处理器150。尽管在附图中基站105/用户设备110包括一个天线130/135,然而基站105和用户设备110中的每一个均包括多个天线。因此,本发明的基站105和用户设备110中的每一个均支持MIMO(多输入多输出)系统。另外,根据本发明的基站105可以支持SU-MIMO(单用户-MIMO)和MU-MIMO(多用户-MIMO)系统两者。

[0059] 在下行链路中,发送数据处理器115接收业务数据,通过格式化所接收到的业务数

据来对所接收到的业务数据进行编码,对经编码的业务数据进行交织,对经交织的数据进行调制(或者符号映射),然后提供经调制的符号(数据符号)。符号调制器120通过接收并处理数据符号和导频符号来提供符号的流。

[0060] 符号调制器120将数据和导频符号多路复用在一起,然后将经多路复用的符号发送到发送器125。在这样做时,所发送的符号中的每一个均可以包括数据符号、导频符号或零的信号值。在每个符号持续时间中,可以连续地发送导频符号。在这样做时,导频符号可以包括频分多路复用(FDM)、正交频分多路复用(OFDM)、或码分多路复用(CDM)的符号。

[0061] 发送器125接收符号的流,将所接收到的流转换为至少一个或多个模拟信号,附加地调整模拟信号(例如,放大、滤波、频率上转换),并且然后生成适合于在无线电信道上发送的下行链路信号。随后,该下行链路信号经由天线130被发送到用户设备。

[0062] 在用户设备110的配置中,接收天线135从基站接收下行链路信号,并且然后将所接收到的信号提供给接收器140。接收器140调整所接收到的信号(例如,滤波、放大和频率下转换),使经调整的信号数字化,并且然后获得样本。符号解调器145对所接收到的导频符号进行解调,然后将它们提供给处理器155用于信道估计。

[0063] 符号解调器145从处理器155接收用于下行链路的频率响应估计值,对所接收到的数据符号执行数据解调,获得数据符号估计值(即,所发送的数据符号的估计值),并且然后将这些数据符号估计值提供给接收(Rx)数据处理器150。接收数据处理器150通过对这些数据符号估计值执行解调(即,符号解映射、解交织和解码)来重建所发送的业务数据。

[0064] 通过符号解调器145进行的处理和通过接收数据处理器150进行的处理分别与在基站105中的通过符号调制器120进行的处理和通过发送数据处理器115进行的处理互补。

[0065] 在上行链路中的用户设备110中,发送数据处理器165处理业务数据,然后提供数据符号。符号调制器170接收数据符号,多路复用所接收到的数据符号,对经多路复用的符号执行调制,然后将这些符号的流提供给发送器175。发送器175接收这些符号的流,处理所接收的流,并且生成上行链路信号。此上行链路信号然后经由天线135被发送到基站105。

[0066] 在基站105中,经由天线130从用户设备110接收上行链路信号。接收器190处理所接收到的上行链路信号,然后获得样本。随后,符号解调器195处理这些样本,然后提供在上行链路中接收的导频符号和数据符号估计值。接收数据处理器197处理数据符号估计值,然后重建从用户设备110发送的业务数据。

[0067] 用户设备110/基站105的处理器155/180指导用户设备110/基站105的操作(例如,控制、调整、管理等)。处理器155/180可以连接到存储器单元160/185,所述存储器单元160/185被配置成存储程序代码和数据。存储器160/185连接到处理器155/180以存储操作系统、应用和一般文件。

[0068] 处理器155/180可以被称作控制器、微控制器、微处理器、微计算机等中的一个。另外,可以使用硬件、固件、软件和/或其任何组合来实现处理器155/180。在通过硬件的实现方式中,处理器155/180可以被提供有被配置以将本发明实现为ASIC(专用集成电路)、DSP(数字信号处理器)、DSPD(数字信号处理设备)、PLD(可编程逻辑设备)、FPGA(现场可编程门阵列)等的这种设备。

[0069] 同时,在使用固件或软件来实现本发明的实施例的情况下,固件或软件可以被配置成包括用于执行本发明的上面说明的功能或操作的模块、过程和/或功能。另外,被配置

成实现本发明的固件或软件被加载在处理器155/180中或者被保存在存储器160/185中由处理器155/180驱动。

[0070] 可以基于对通信系统众所周知的OSI(开放系统互连)模型的3个较低层将用户设备/基站与无线通信系统(网络)之间的无线电协议的层分类成第一层L1、第二层L2和第三层L3。物理层属于第一层并且经由物理信道提供信息传送服务。RRC(无线电资源控制)层属于第三层并且提供UE与网络之间的控制无线电资源。用户设备和基站可以能够通过无线网络和RRC层来相互交换RRC消息。

[0071] 在本说明书中,尽管用户设备/基站的处理器155/180除了执行用于用户设备110/基站105以接收或者发送信号的功能之外还执行处理信号和数据的操作,然而为了清楚,将不具体地在以下描述中提及处理器155和180。在以下描述中,在未具体地提及的情况下处理器155/180能够被认为除了执行接收或者发送信号的功能之外还执行诸如数据处理等的一系列的的操作。

[0072] 图2是图示在LTE/LTE-A系统中使用的帧结构的图。

[0073] 参考图2,一个帧具有10ms的长度并且包括各自具有1ms的长度的10个子帧。能够将发送一个子帧所需要的时间定义为发送时间间隔(TTI)。例如,一个子帧包括各自具有0.5ms的长度的2个时隙,并且每个时隙包括7(或6)个正交频分多路复用(OFDM)符号。3GPP LTE系统在下行链路中采用OFDMA并且OFDM符号指示一个符号周期。OFDM符号可以被称为SC-FDMA符号或符号周期。作为资源分配单元,资源块(RB)包括与时隙相邻的多个子载波。图2中图示的无线电帧结构仅仅是示例性的,并且可以在包括在无线电帧中的子帧的数目、包括在子帧中的时隙的数目、或包括在时隙中的OFDM符号的数目方面做出各种修改。

[0074] 一个RB通过具有15kHz的间距的12个子载波和7个OFDM符号来定义。BS在中心频率处的6个RB中发送用于同步的主同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS)以及物理广播信道(PBCH)。在这种情况下,取决于正常/扩展循环前缀(CP)和时分双工(TDD)/频分双工(FDD),可以改变无线电帧结构、信号和信道位置。

[0075] 图3是图示作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统的下行链路时隙的资源网格的图。

[0076] 参考图3,下行链路时隙包括时域中的多个OFDM符号。一个下行链路时隙包括7(或6)个OFDM符号,并且RB可以包括频域中的12个子载波。资源网格中的每个元素被称为资源元素(RE)。一个RB包括 12×7 (或6)个RE。在下行链路时隙中包括的RB的数目NRB取决于下行链路发送频带。除了OFDM符号用SC-FDMA符号替换之外,上行链路时隙的结构与下行链路时隙的结构相同。

[0077] 图4是示出在作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统中使用的下行链路子帧的结构图。

[0078] 参考图4,位于子帧内的第一时隙的前部中的最多三(四)个OFDM符号与向其分配控制信道的控制区域相对应。剩余的OFDM符号与向其分配物理下行链路共享信道(PDSCH)的数据区域相对应。在LTE中使用的下行链路控制信道的示例包括物理控制格式指示符信道(PCFICH)、物理下行链路控制信道(PDCCH)、物理混合ARQ指示符信道(PHICH)等。PCFICH在子帧的第一OFDM符号上发送并且承载有关用于在子帧内发送控制信道的OFDM符号的数目的信息。PHICH是对上行链路发送的响应并且承载HARQ肯定应答(ACK)/否定应答(NACK)

信号。

[0079] 在PDCCH上承载的控制信息被称作下行链路控制信息(DCI)。作为DCI格式,定义了用于上行链路的格式0以及用于下行链路的格式1、1A、1B、1C、1D、2、2A、3和3A。DCI格式根据其用法选择性地包括跳频标志、RB分配、调制编码方案(MCS)、冗余版本(RV)、新数据指示符(NDI)、发送功率控制(TPC)、循环移位解调参考信号(DMRS)、信道质量信息(CQI)请求、HARQ进程编号、发送预编码矩阵指示符(TPMI)、预编码矩阵指示符(PMI)确认等。

[0080] 所述PDCCH可以递送关于用于下行链路共享信道(DL-SCH)的资源分配和传输格式的信息、关于用于上行链路共享信道(UL-SCH)的资源分配和传输格式的信息、寻呼信道(PCH)的寻呼信息、关于DL-SCH的系统信息、关于用于诸如在PDSCH上发送的随机接入响应的更高层控制消息的资源分配的信息、用于UE组的个别UE的一组Tx功率控制命令、Tx功率控制命令、网际协议语音(VoIP)激活指示信息等。可以在控制区域中发送多个PDCCH。UE可以监视多个PDCCH。在一个或若干连续控制信道元素(CCE)的聚合上发送PDCCH。所述CCE是用于基于无线电信道的状态按编码速率提供PDCCH的逻辑分配单元。所述CCE与多个资源元素组(REG)相对应。PDCCH的格式和PDCCH比特的数目是根据CCE的数目来确定的。基站根据要发送到UE的DCI来确定PDCCH格式并且将循环冗余校验附加到控制信息。CRC是根据PDCCH的所有者或用法通过唯一标识符(ID)(例如,无线网络临时标识符(RNTI))被掩码处理。如果PDCCH去往具体UE,则可以通过UE的ID(例如,小区-RNTI(C-RNTI))来对CRC进行掩码处理。如果PDCCH承载寻呼消息,则可以通过寻呼ID(例如,寻呼-RNTI(P-RNTI))来对CRC进行掩码处理。如果PDCCH承载系统信息,特别是系统信息块(SIB),则可以通过系统信息ID(例如,系统信息RNTI(SI-RNTI))来对CRC进行掩码处理。如果PDCCH用于随机接入响应,则可以通过随机接入-RNTI(RA-RNTI)来对CRC进行掩码处理。

[0081] 图5是示出在作为无线通信系统的示例的3GPP LTE/LTE-A系统中使用的上行链路子帧的结构图。

[0082] 参考图5,UL子帧包括多个(例如,两个)时隙。时隙可以包括SC-FDMA符号,其数目根据CP长度而改变。UL子帧在频域中被划分成控制区域和数据区域。数据区域包括物理上行链路共享信道(PUSCH)并且用于发送诸如语音的数据信号。控制区域包括物理上行链路控制信道(PUCCH)并且用于发送上行链路控制信息(UCI)。PUCCH包括在频率轴上位于数据区域的两端处的RB对并且在时隙边界上跳变。

[0083] PUCCH能够用于发送以下控制信息。

[0084] -调度请求(SR):这是用于请求UL-SCH资源的信息并且使用开关键控(OOK)方案来发送。

[0085] -HARQ ACK/NACK:这是对PDSCH上的下行链路数据分组的响应信号并且指示是否已成功地接收到下行链路数据分组。1比特ACK/NACK信号作为对单个下行链路码字(CW)的响应被发送并且2比特ACK/NACK信号作为对两个下行链路码字的响应被发送。

[0086] -信道质量指示符(CQI):这是关于下行链路信道的反馈信息。有关MIMO的反馈信息包括秩指示符(RI)、预编码矩阵指示符(PMI)、预编码类型指示符(PTI)等。每子帧使用20个比特。

[0087] UE能够通过子帧发送的控制信息(UCI)的量取决于可用于控制信息发送的SC-FDMA符号的数目。可用于控制信息发送的SC-FDMA符号对应于除子帧的被用于参考信号发

送的SC-FDMA符号以外的SC-FDMA符号。在其中配置探测参考信号(SRS)的子帧的情况下,子帧的最后SC-FDMA符号被从可用于控制信息发送的SC-FDMA符号中排除。参考信号用于检测PUCCH的相干性。PUCCH根据在其上发送的信息来支持七种格式。

[0088] 物理下行链路控制信道(PDCCH)发送

[0089] 作为下行链路控制信道,PDCCH被配置成承载用于具体UE的功率控制命令。PDCCH在时域中占用多达4个OFDM符号并且PCFICH用于指示分配给PDCCH的OFDM符号的数目。同时,在频域中,在全系统带宽之上发送PDCCH,并且QPSK被用于调制。用于PDCCH发送的资源被称为控制信道元素(CCE)。每个CCE包括36个RE,并且因此能够通过单个CCE来发送72个比特。用于PDCCH发送的控制信息的量取决于发送模式。根据DCI格式来调节根据每种发送模式的控制信息。同时,基于PDCCH解码结果,UE确定PDSCH/PUSCH是否被发送。这是因为PDCCH加扰是通过对应的UE的UE ID信息(例如,C-RNTI)来实现的。换句话说,当UE检测到用其UE ID加扰的DCI格式时,UE基于PDCCH控制信息执行PDSCH接收或PUSCH发送。因为一般而言,能够在子帧中发送许多PDCCH,所以UE应当通过对许多PDCCH进行解码来检查是否存在发送到对应的UE的控制信息。然而,如果UE需要对能够被发送的所有PDCCH进行解码,则复杂性显著地增加。因此,存在对解码的次数的限制。当通过PDCCH来发送控制信息时,能够通过单个CCE或多个CCE的聚合来发送控制信息。这被称为CCE聚合。在当前系统中,允许CCE聚合等级1、2、4和8,并且CCE聚合等级4意味着用于UE的控制信息是通过4个CCE的聚合来发送的。

[0090] 相位噪声分析和相位跟踪RS(PTRS)设计

[0091] 相位噪声

[0092] 图6图示由于相位噪声而导致的相位失真。

[0093] PN(相位噪声)被定义为由波形的相位中的短期随机波动产生的噪声。PN在时域中破坏接收信号以随机地使其相位旋转,这被示出在图6中。这里,能够看到PN随机地改变但是它示出相邻时间样本之间的相关性,这在频域中对接收信号导致CPE(共同相位误差)和ICI(载波间干扰)。即,CPE和ICI分别表示OFDM符号中的PN的相关性和随机性。

[0094] 图7图示由相位噪声破坏的接收符号的星座。

[0095] 图7示出CPE和ICI在没有噪声的情况下对接收星座点的影响。能够看到对于正方形‘A’,所有星座点都旋转了3度,这由CPE产生。此外,对于圆圈‘B’,星座点被随机地放置在圆圈中,这由ICI产生。

[0096] 我们引入CPE补偿的潜在增益。在下文中,我们将用于CPE估计的新跟踪参考信号定义为PTRS(相位跟踪参考信号)(或PT-RS),并且在评估结果部分中示出关于PTRS的评估结果。

[0097] 评估结果

[0098] 在此部分中,我们采用PN模型。另外,表1示出模拟设置,并且除非另外陈述否则所有模拟结果遵循表1。

[0099] [表1]

[0100] PN模型	[2]中的PN模型	CFO	0kHz
载波频率	30GHz	业务RB的数目(#)	4/64
子载波间距	60kHz	系统RB的数目(#)	100

信道	TDL-B(30ns,0km/h)	调制	64QAM
信道估计	理想	码率	5/6
CPE估计	真实		

[0101] 频域中的PTRS密度

[0102] 图8图示针对不同的PTRS频率密度和4TRB的BLER性能。图9图示针对不同的PTRS频率密度和64TRB的BLER性能。

[0103] 图8和图9示出根据OFDM符号中的PTRS频率密度(0/1/4/8/16)的BLER性能。这里,“PTRS=0”和“理想”分别表示非CPE补偿和理想CPE补偿。

[0104] 在这些图8和图9中,我们能够看到随着TRB大小越大,根据PTRS频率密度的BLER性能差距越高。具体地,图8示出非CPE补偿与用PTRS=8的CPE补偿相比较具有1dB BLER性能降级,然而图9显示前者情况与后者情况相比有5.8dB性能降级。

[0105] 同时,我们能够观察到随着PTRS的数目(#)增加BLER性能被提高,并且当PTRS的数目(#)等于或高于PTRS时能够在略微性能损失情况下实现理想CPE补偿的BLER性能。换句话说,不管TRB大小如何4个或8个PTRS都足以进行CPE估计。

[0106] 观察结果1:随着TRB大小越大,根据PTRS频率密度的BLER性能差距越高。

[0107] 观察结果2:不管TRB的数目如何4个或8个PTRS都足以进行CPE估计。

[0108] 时域中的PTRS密度

[0109] 图10图示针对不同的时间密度和4/64TRB的BLER性能。

[0110] 图10显示时域中的根据PTRS间隔(1/2)的BLER性能。这里,OFDM符号中的PTRS的数目等于4。

[0111] 与图8和图9中的评估结果类似,还能够看到随着TRB大小越大,根据PTRS时间密度的BLER性能差距越高。具体地,对于64个TRB中的PTRS间隔2,观察到显著性能降级。相比之下,对于4个TRB,与BLER=0.1时的间隔1相比较PTRS间隔2示出0.6dB性能降级。

[0112] 观察结果3:随着TRB大小越大,根据PTRS时间密度的BLER性能差距越高。

[0113] 针对不同的PTRS频率/时间密度的吞吐量

[0114] 图11图示针对不同的PTRS频率密度和4TRB的频谱效率。

[0115] 在图11中,我们观察到对于TRB=4,非CPE补偿具有比具有任何PTRS数目的CPE补偿更好的频谱效率。这是由于如下事实而导致的:对于TRB=4,在码字(codeword)中定义仅单个码块,并且它在子帧中展开,这减轻相位噪声影响。由于这个原因,图3示出即使对于非CPE补偿BLER性能也不会严重地降级。此外,因为在数据区域中未定义PTRS,其信息大小大于CPE补偿的情况。结果,我们能够看到对于TRB=4,由于PTRS而导致的吞吐量损失大于来自CPE补偿的性能增益。能够根据RB大小来接通(on)/断开(off)PT-RS。例如,可以在RB大小小于预定义阈值大小时不发送PT-RS,可以在RB大小等于或大于预定义阈值大小时发送PT-RS。对于这种情况,RB大小可以是调度RB或调度带宽(BW)的大小。

[0116] 图12图示针对CF0=0kHz/1.4kHz的BLER性能。

[0117] 然而,即使对于小TRB也需要PTRS,因为应当在相位噪声情况下考虑到由于局部振荡器和多普勒而导致的CF0(载波频率偏移)。实际上,图12示出非CPE补偿产生BLER=1,然而在CF0=1.4kHz情况下的CPE补偿与在CF0=0kHz情况下的CPE补偿相比较示出0.6dB性能降级。注意的是,评估假定指示UE处的CF0均匀地分布在[-0.1,0.1]ppm中,并且对于30GHz,

其最大CF0等于3kHz。因此，PTRS应当是对4TRB必要的，并且因此，应当考虑到来自CPE补偿的性能增益与PTRS开销之间的权衡。

[0118] 观察结果4:对于4个TRB,非CPE补偿具有比CPE补偿更好的频谱效率。

[0119] 提议1:应当考虑到来自CPE补偿的性能增益与PTRS开销之间的权衡。

[0120] 同时,使用PTRS的CPE估计与已经广泛地研究了许多年的CF0估计相同。具体地,(半)盲技术能够在没有导频的情况下提供CF0估计,这能够使由于导频而导致的吞吐量损失最小化。在这种情况下,盲CPE估计可能对小TRB大小有益。结果,需要对(半)盲CPE估计研究。

[0121] 提议2:需要针对小TRB大小研究(半)盲CPE估计。

[0122] 图13图示针对不同的PTRS频率密度和64TRB的频谱效率。

[0123] 相比之下,在图13中,我们能够看到对于TRB=64,CPE补偿实现比非CPE补偿更高的频谱效率。这是因为对于TRB=64,在码字中定义了若干码块,并且每个码块在一个或两个OFDM符号中展开。如果在具体OFDM符号中存在较高的相位噪声,则位于OFDM符号中的码块具有较高的失败概率。实际上,还能够从图4和图5中检查到的是对于TRB=64,非CPE补偿或PTRS间隔=2示出显著地降级的BLER性能。另一方面,观察结果2指示随着TRB大小增加RS开销变小。因此,对于大TRB大小,应当补偿CPE。

[0124] 观察结果5:对于64个TRB,除了PTRS=1之外的CPE补偿具有比非CPE补偿更好的频谱效率。

[0125] 图14图示针对不同的PTRS时间密度和4/64TRB的频谱效率。

[0126] 类似地,图14还示出对于TRB=4,PTRS时间间隔2实现比间隔1更高的频谱效率,然而对于TRB=64,间隔1具有比间隔2更好的频谱效率。

[0127] 观察结果6:对于TRB=4,PTRS时间间隔2实现比时间间隔1更高的频谱效率。相比之下,对于TRB=64,PTRS时间间隔1实现比时间间隔2更高的频谱效率。

[0128] 图11、图13、图14示出针对时域/频域中的不同数目(＃)的RB和PCRS密度的频谱效率。

[0129] 提议3:应当根据TRB大小灵活设计PTRS时间间隔。

[0130] 频率和时间优先映射规则

[0131] 图15图示频率/时间优先映射。

[0132] 图15示出针对频率优先映射和时间优先映射两者的BLER性能。在这里,我们采用AWGN信道、4PTRS和MCS#26。

[0133] 在图15中,能够看到即使对于CPE补偿,与频率优先映射相比较时间优先映射也示出更好的BLER性能。这种改进来自通过在时域中使码块展开来减轻ICI和残余CPE影响。连同观察结果4一起,此评估结果清楚地示出时域中的码块扩展是降低相位噪声影响的有效方式。

[0134] 观察结果7:即使对于CPE补偿时域中的码块扩展也降低相位噪声影响。

[0135] 提议4:将考虑时域中的码块扩展。

[0136] CB(码块)间交织

[0137] 在常规LTE技术的情况下,在码块基础上定义的速率匹配之后,按照码块和每个码块中的比特的顺序级联用于每个码块的比特。下表2示出3GPP TS 36.212中定义的码块级

联的定义。

[0138] [表2]

[0139] 5.1.5码块级联

[0140] 用于码块级联块的输入比特序列是序列 e_{rk} ,其中 $r=0,\dots,C-1$ 并且 $k=0,\dots,E_p-1$ 。
来自码块级联块的输出比特序列是序列 f_k ,其中 $k=0,\dots,G-1$ 。

[0141] 码块级联由顺序地级联用于不同码块的速率匹配输出构成。因此,

```

Set  $k = 0$  and  $r = 0$ 

while  $r < C$ 

    Set  $j = 0$ 

    while  $j < E_r$ 

        [0142]  $f_k = e_{rj}$ 

         $k = k + 1$ 

         $j = j + 1$ 

    end while

     $r = r + 1$ 

end while

```

[0143] 在表2中, C 、 E_r 和 G 分别指示码块数目、第 r 个码块在速率匹配之后的输出比特数目、以及能够通过一个传输块发送的总比特数目。在TS 36.212中,用于在根据上述码块级联方案来布置比特之后将比特映射到资源元素的方法被定义如下。在未为其它目的保留的天线端口 p 上到资源元素 (i, j) 的映射应当从子帧中的第一时隙开始按照首先是在所指派的物理资源块上的索引 k 然后是索引 k 的递增顺序。这里, k 和 l 分别指示子载波索引和OFDM符号索引。也就是说,因为按照码块的顺序执行调制并且对应的符号根据上述映射方案被顺序地映射到资源元素,所以不可能通过码块之间的比特来获得信道编码增益。在这种情况下,如果被一个码块占用的OFDM符号的数目随着业务RB的数目增加而减少,则因为在接收符号的具体OFDM符号中发生许多错误的情形下未实现适当的编码增益,所以整体性能(例如,BLER)可以被降级。为了克服这种性能降级,能够在码块的比特之间执行交织。

[0144] (实施例-1)作为实施例,能够考虑到用于在码块级联中执行CB间交织的方法。

[0145] 针对所有码块的CB间交织

[0146] 下表3示出针对所有码块的逐比特CB间交织的示例。

[0147] [表3]

```

Set  $k = 0$  and  $j = 0$ 
while  $j < E_{\max}$ 
  Set  $r = 0$ 
  while  $r < C$ 
    if  $j < E_r$ 
      [0148]    $f_k = e_{rj}$ 
               $k = k + 1$ 
    end if
     $r = r + 1$ 
  end while
   $j = j + 1$ 
end while

```

[0149] 表3中的变量具有与表2中的那些变量相同的含义。然而,重新定义的变量 E_{\max} 意指指示在速率匹配之后每个码块的比特数目的 E_r 的最大值。上述等式是逐比特地对所有码块的比特执行交织的示例。以下附图示出根据上述等式的交织的示例。

[0150] 图16是图示针对整个码本的CB间交织(逐比特)的示例的图,并且图17是图示针对整个码本的CB间交织(逐B比特)的示例的图。

[0151] 在图16和图17中, i 和 j 分别意指码块索引和比特索引,并且 $b(i, j)$ 意指第 i 个码块的第 j 个比特。下表4中的等式示出在与具体值相对应的B比特基础上交织比特的示例。

[0152] [表4]

```

Set  $k = 0$  and  $j = 0$ 
while  $j < \lceil E_{\max} / B \rceil$ 
  Set  $r = 0$ 
  while  $r < C$ 
    Set  $l = 0$ 
    while  $l < B$ 
      Set  $t = B \times j + l$ 
      if  $t < E_r$ 
        [0153]    $f_k = e_{rt}$ 
                   $k = k + 1$ 
      end if
       $l = l + 1$ 
    end while
     $r = r + 1$ 
  end while
   $j = j + 1$ 
end while

```

[0154] 针对码块组的CB间交织

[0155] 因为在针对所有码块的CB间交织的情况下,对所有码块执行交织,因此可能存在诸如解码速率减小的问题。因此,如果所有码块被划分成若干组并且在每个组中执行CB间

交织,则可以减轻解码速率的减小。下表5中的等式示出用于包括Q个码块的码块组的逐比特CB间交织的示例。

[0156] [表5]

```

Set  $k = 0$  and  $n = 0$ 
while  $n < \lceil C/Q \rceil$ 
  Set  $j = 0$ 
  while  $j < E_{\max}$ 
    Set  $r = 0$ 
    while  $r < Q$ 
      Set  $l = Q \times n + r$ 
      if  $j < E_r$ 
[0157]        $f_k = e_{lj}$ 
               $k = k + 1$ 
      end if
       $r = r + 1$ 
    end while
     $j = j + 1$ 
  end while
   $n = n + 1$ 
end while

```

[0158] 表5中的等式对应于逐比特地交织所有码块的比特的示例。

[0159] 图18示出根据表5中的等式的交织的示例。

[0160] 图18是图示针对码块组的CB间交织(逐比特)的示例的图,并且图19是图示针对码块组的CB间交织(逐B比特)的示例的图。下表6中的等式示出在与具体值相对应的B比特基础上交织比特的示例。

[0161] [表6]


```

Set  $k = 0$  and  $n = 0$ 
while  $n < \lceil C/Q \rceil$ 
  Set  $j = 0$ 
  while  $j < \lceil E_{\max}/B \rceil$ 
    Set  $r = 0$ 
    while  $r < Q$ 
      Set  $l = Q \times n + r$ 
      if  $l < C$ 
        Set  $m = 0$ 
        while  $m < B$ 
          Set  $t = B \times j + m$ 
          if  $t < E_r$ 
             $f_k = e_t$ 
             $k = k + 1$ 
          end if
           $m = m + 1$ 
        end while
      end if
       $r = r + 1$ 
    end while
     $j = j + 1$ 
  end while
   $n = n + 1$ 
end while

```

[0163] 当像上述示例中所示的那样在码块组基础上执行CB间交织时,接收端能够在接收到码块组中的所有码块之后执行解码。在这种情况下,能够在码块组基础上定义用于码块组中的每个码块的CRC。也就是说,能够通过像在现有技术中一样在码块组基础上而不是码块基础上定义CRC来减轻由附加CRC比特所引起的损失。

[0164] (实施例-2)作为另一实施例,能够在上述过程期间在紧接在码块级联块之后的处理中执行码块之间的交织。在这种情况下,可以以与前述实施例中描述的方式相同或类似的方式执行交织。

[0165] (实施例-3)作为另一个实施例,能够在上述过程期间在紧接在调制块之后的处理中执行码块之间的符号级交织。在这种情况下,在调制符号基础上执行交织。在调制符号之间交织的情况下,可以对所有调制符号或每个码块组中的调制符号执行交织。

[0166] 针对所有码块的符号级CB间交织

[0167] 图20是图示针对所有码块的符号级CB间交织(逐符号)的示例的图,并且图21是图示针对所有码块的符号级CB间交织(N_{sg} 符号乘 N_{sg} 符号)的示例的图。

[0168] 在图20和图21中, N_{sym} 和 N_{cb} 分别意指调制符号的数目和码块的数目。此外, i 、 j 和 s (i, j)分别意指调制符号索引、码块索引和第 i 个码块的第 j 个调制符号。图21示出在 N_{sg} 符号基础上针对所有码块执行的符号级CB间交织的示例。

[0169] 针对码块组的符号级CB间交织

[0170] 图22是图示针对码块组的符号级CB间交织(逐B符号)的示例的图,并且图23是图

示针对码块组的符号级CB间交织(N_{sg} 符号乘 N_{sg} 符号)的示例的图。

[0171] 在图22和图23中, N_{cbg} 意指定义码块组的码块的数目。图23示出在 N_{sg} 符号基础上针对码块组执行的符号级CB间交织的示例。

[0172] 在图22和图23中所示的示例中,接收端可以在接收到在码块组中包括的所有码块之后执行解码。在这种情况下,可以在码块组基础上定义用于码块组中的每个码块的CRC。也就是说,能够通过码块组基础而不是像相关技术中一样的码块基础上定义CRC来减轻由附加CRC比特所引起的损失。

[0173] 在与CB间交织有关的所有提出的实施例中,在CB间交织之后的比特或调制符号通过OFDM信号生成过程,然后通过单独的端口被从BS发送到UE。

[0174] 提议5

[0175] 在性能由于相位噪声而显著地降级的环境中,BS能够通过下行链路控制信息(DCI)或无线电资源控制(RRC)信令向UE发送是否使用相位噪声补偿参考信号(PCRS)。在这种情况下,可以基于以下事项中的至少一个来确定是否使用或者发送PCRS:调制和编码方案(MCS)等级、(指派或调度的)业务资源块(RB)的数目、传输码块(CB)的数目以及是否使用CB间交织。例如,当满足以下条件中的至少一个时BS可以执行PCRS发送:当MCS等级等于或大于具体MCS等级时,当业务RB的数目等于或大于具体数目时,当传输CB的数目等于或大于具体数目时,以及当不使用CB间交织时。为此,BS可以通过DCI或RRC信令来通知UE是否使用PCRS。此外,当UE基于通过DCI或RRC信令接收到的信息来接收PCRS时,UE可以使用PCRS来估计并补偿由相位噪声所引起的损害。可替代地,UE可以估计相位误差(例如,CPE)。

[0176] 相位噪声可以引起高频带中的显著系统性能降级。也就是说,当性能由于相位噪声而显著地降级时,需要用于估计并补偿由相位噪声所引起的相位旋转的参考信号(RS)。然而,即便当使用PCRS时,也可以增加RS开销。为了克服这个缺点,例如,当相位噪声显著地影响性能时,应当以选择性方式使用PCRS。特别地,即便当系统使用相同的载波频率时,也可以根据发送参数来改变相位噪声的影响。例如,当MCS等级高时,当业务RB的数目高时,当CB的数目高时,或/和当不使用CB间交织时,由相位噪声所引起的性能降级增加。PCRS的使用可以限于具体情况。在这种情况下,BS根据系统情形而确定是否使用PCRS并且向UE用信号发送是否使用PCRS的结果,从而提高系统的效率。

[0177] 图24是图示PCRS布置(在2-RB基础上定义)的示例的图。

[0178] 图24示出在2-RB基础上定义的PCRS的示例。当满足以下条件:MCS等级等于或大于具体MCS等级或/和业务RB的数目等于或大于具体数目或/和传输CB的数目等于或大于具体数目,或/和不使用CB间交织时,BS可以向UE用信号发送是否使用PCRS发送以便通知UE是否使用PCRS并且然后发送PCRS。当BS指示使用PCRS时,UE使用接收到的PCRS来估计并补偿由相位噪声所引起的损害。

[0179] 在图24的示例中,假定了当BS打算发送PCRS时,BS向UE用信号发送PCRS是否被发送(或者使用)。然而,能够在没有附加信令的情况下触发PCRS发送。例如,当满足在BS与UE之间预先确定的“MCS等级等于或大于具有MCS等级或/和业务RB的数目等于或大于具体数目或/和传输CB的数目等于或大于具体数目,或/和不使用CB间交织”的条件时,系统可以被定义使得BS在没有附加信令的情况下执行PCRS发送并且UE使用所接收到的PCRS来估计并补偿由相位噪声所引起的损害。

[0180] 提议6

[0181] BS可以通过DCI/RRC信令来通知UE是否使用CB间交织以便根据发送环境选择性地使用CB间交织方案。在这种情况下,可以参考在DCI/RRC中包括的MCS等级、业务RB的数目、和传输CB的数目中的至少一个来确定是否使用CB间交织方案。例如,如果满足MCS等级等于或大于具体MCS等级或/和业务RB的数目等于或大于特定数目,或/和传输CB的数目等于或大于具体数目,则BS使用CB间交织方案,并且然后向UE用信号发送CB间交织方案的使用。当指示是否使用CB间交织的信令指示使用CB间交织方案时,UE通过基于CB间交织方案执行解交织来接收数据。

[0182] 相位噪声可以引起高频带中的显著系统性能降级。在这种情况下,可以将由相位噪声所引起的损害分类为两种类型:公共相位误差以及载波间干扰,该公共相位误差通常在OFDM符号基础上在整个频率带宽中发生。可以在每个OFDM符号中改变相位噪声的影响。也就是说,当相位噪声显著地影响具体OFDM符号时,对应的符号的性能可能显著地降级。此外,当使用频率优先映射方案时,这可以由于时域中的信道编码增益的减小而引起严重的性能降级。特别地,如在LTE技术中一样,当参考具体最大大小对所有传输块应用分段并且使用频率优先映射方案时,分段码块的数目随着业务RB的数目增加而减少,并且在时域中的用于一个码块内获得编码增益的调制符号的数目也减少。因此,它可以引起由于相位噪声而导致的性能降级增加的问题。作为用于解决此问题的方法,当MCS等级等于或大于具体MCS等级或/和业务RB的数目等于或大于特定数目,或/和传输CB的数目等于或等于具体数目时,即,在相位噪声的影响可能增加的环境中,可以考虑到BS向UE用信号发送使用CB间交织方案的方案。然而,如果执行CB间交织的CB的数目大并且对所有CB执行CB间交织,则可以限制(减小)接收端的解码速率。为了补偿此问题,接收端(例如,UE)可以通过对其中将基于具体大小执行CB间交织的CB进行分组来执行CB间交织。

[0183] 提议6的实施例-1

[0184] 提议6的CB间交织可以包括在LTE/LTE-A系统中定义的CB间交织的所有示例。在这种情况下,BS可以通过DCI或RRC信令来通知UE是否使用(或者执行)CB间交织方案,并且在每种情况下定义的值被用于单独的变量,B或/和Q或/和 N_{cbg} 或/和 N_{sg} 。这里,B和Q是表6中的变量, N_{cbg} 意旨用于定义码块组的码块数,并且 N_{sg} 意旨当针对码块组执行符号级CB间交织时的符号单元数。

[0185] 可替代地,能够自适应地选择与CB间交织有关的实施例-1和实施例-2的变量B或/和Q的值并且使用自适应地选择的值。也就是说,BS可以通过DCI或RRC信令来向UE发送关于是否使用CB间交织方案的信息或/和关于B的信息和/或关于Q的信息。此外,能够自适应地选择与CB间交织有关的实施例-3的变量 N_{cbg} 或/和 N_{sg} 的值并且使用自适应地选择的值。也就是说,BS可以通过DCI或RRC信令来向UE发送关于是否使用CB间交织方案的信息或/和关于 N_{cbg} 的信息或/和关于 N_{sg} 的信息。

[0186] 提议6的实施例-2

[0187] 根据提议6的实施例-1,当执行CB间交织时,BS可以向UE用信号发送关于是否执行(或者使用)CB间交织的信息或/和关于B的信息或/和关于Q的信息或/和关于 N_{cbg} 的信息和/或关于 N_{sg} 的信息。然而,可以在没有附加信令的情况下触发CB间交织。也就是说,当满足在BS与UE之间预先确定的具体MCS等级或/和具体业务RB数目、或/和特定传输CB数目时,在没

有附加信令的情况下执行CB间交织,并且在这种情况下,UE使用在每种情况下定义的B或/和Q或/和 N_{cbg} 或/和 N_{sg} 。可替代地,CB间交织如上所述被触发,但是能够由BS通过DCI或RRC信令向所述UE用信号发送参数、B或/和Q或/和 N_{cbg} 或/和 N_{sg} 的值。

[0188] 在上述提议4、5和6中,假定了下行链路发送。然而,提议4、5和6中提出的所有技术和实施例能够被应用于其中使用OFDM发送的上行链路发送。

[0189] 提议7

[0190] 可以不管业务RB (TRB) 的数目如何都将频域中的PTRS的数目固定为具体值。图8和图9示出当频域中的PTRS的数目是4或8时,BLER曲线接近理想情况下的曲线。也就是说,能够看到不管TRB的数目如何都确定频域中的PTRS的数目。因此,如果频域中的PTRS的数目被假定为N,则能够如下定义N。根据本说明书,能够通过规则来定义N。也就是说,可以不管TRB的数目如何都将N确定为4或8。可替代地,BS可以通过RRC信令或DCI来向UE通知PTR的数目N。

[0191] 图25是图示当PTRS的数目是4时两种类型的PTRS:分布式类型的PTRS和集中式类型的PTRS的图。

[0192] 在图25中,分布式类型意旨在将PTRS之间的频率间距设计为在给定TBS内是均匀的。另一方面,集中式类型意旨在将PTRS定位在给定TBS的中心或具体位置处。BS可以通过DCI或RRC信令来通知UE是使用分布式类型还是集中式类型。可替代地,可以通过规则来预定义这些类型中的一种。

[0193] 同时,可以考虑到TRB大小来改变频域中的PTRS的数目。当TRB具有大小时,RS开销减少,能够通过频域中分配更多的RS来提高CFO和CPE估计性能。因此,能够将频域中的PTRS的数目定义如下。

[0194] 如果TRB大小 $\leq N$ (例如8)

[0195] 频域中PTRS的数目($\#$) = M1 (例如4)

[0196] 否则

[0197] 频域中PTRS的数目($\#$) = M2 (例如8)

[0198] 在这种情况下,BS可以通过RRC信令或DCI来向UE发送N、M1和M2的值。可替代地,可以预先通过规则来定义或者确定N、M1和M2的值。

[0199] 提议8

[0200] 能够不管业务RB (TRB) 的数目如何都将时域中的PTRS间隔 (PTRS时间间隔) 固定为具体值。图14图示根据TRB大小和PTRS时间间隔的频谱效率。在图14中,当TRB大小是4时,间隔为2的情况示出比间隔为1的情况更好的性能。同时,当TRB大小是64时,间隔为1的情况示出比间隔为2的情况更好的性能。换句话说,当TRB大小小时,由于RS开销而导致的吞吐量损失可以高于从CPE补偿获得的增益。因此,根据于TRB大小,能够将PTRS时间间隔定义如下。

[0201] 1. 在TRB大小 $\leq N$ (例如,8)的情况下,PTRS时间间隔被定义为M1 (例如,2)。

[0202] 2. 在TRB大小 $> N$ 的情况下,PTRS时间间隔被定义为M2 (例如,1)。

[0203] 在这种情况下,能够根据预定规则来定义N、M1和M2。可替代地,BS可以通过RRC信令或/和DCI来向UE发送N、M1和M2的值。同时,能够通过TRB大小、码率 (CR) 、或/和调制阶数 (MO) 来确定PTRS时间间隔。在图14中,MO和CR分别被设置为64-QAM和5/6。如果MO或CR增加,则可以将时间间隔减小至1而不是2。也就是说,能够修改上述实施例如下。

[0204] 如果TRB大小 $\leq N$ (例如8)

[0205] 如果 $CR \leq M$ (例如5/6)

[0206] PTRS时间间隔=2

[0207] 否则

[0208] PTRS时间间隔=1

[0209] 否则

[0210] PTRS时间间隔=1。

[0211] 同时,PTRS能够被用于载波频率偏移(CFO)估计。在这种情况下,BS可以确定随机PTRS时间间隔,然后向UE发送关于所确定的PTRS时间间隔的信息。可替代地,当仅执行CFO估计时,已经在发送器与接收器之间确定了PTRS时间间隔。必要时,BS可以通过DCI来向UE用信号发送对应的PTRS时间间隔的接通/断开。

[0212] 图26是图示PTRS模式的示例的图。

[0213] 参考图26,能够根据不同的MCS和PRB确定PTRS模式如下。

[0214] 1).高MCS(例如,#26)+大PRB(例如,32PRB):图26中所示的模式1

[0215] 2).高MCS(例如,#26)+中间PRB(例如,8PRB):图26中所示的模式2

[0216] 3).低MCS(例如,#16)或小PRB(例如,4PRB):图26中所示的模式3

[0217] 同时,BS能够通过RRC信令或DCI来向UE发送PTRS模式与MCS/PRB之间的映射信息。可替代地,能够根据规则来预定义PTRS模式与MCS/PRB之间的映射。

[0218] 此外,能够通过根据MCS等级和/或PRB大小自适应地调整PTRS模式来使RS开销最小化。例如,当PRB大小小时,能够通过仅应用图26的模式3来使RS开销最小化。另一方面,当PRB大小大时,应用图26的模式1。然而,由于大PRB大小RS开销相对地减少。

[0219] 提议9

[0220] 能够根据TRB大小来确定PTRS映射方案。

[0221] 图15示出当对数据执行时间优先映射时,与频率优先映射相比较它对相位噪声更鲁棒(robust)。同时,在图8、图9和图10中,当TRB大小是小的时仅定义单个码块。因此,即使执行频率优先映射,结果也与时间-频率映射的结果相同。然而,能够看到当TRB大小大时,时域中的时间优先映射或码扩展保证更高的性能增益。

[0222] 因此,能够确定PTRS映射方案如下。

[0223] 1.在TRB大小 $\leq N$ (例如,8)的情况下,对数据执行频率优先映射。

[0224] 2.在TRB大小 $> N$ 的情况下,对数据执行时域中的时间优先映射或码扩展或者新的码扩展。

[0225] 在这种情况下,新的码扩展方案包括与CB间交织有关的所有提出的方法。同时,能够根据规则来预定义N。可替代地,BS可以通过DCI或RRC信令来向UE通知N。此外,在解码等待时间非常重要的URLLC服务的情况下,能够不管N如何都始终执行频率优先映射。此外,当码率或调制阶数减小时,由于频率优先映射而导致的性能降级也减小。因此,在这种情况下,可以基于TRB大小和/或码率和/或调制阶数来确定N。

[0226] 提议10

[0227] PTRS是否被发送是通过BS和/或UE的TRB大小和能力来确定的。

[0228] 图11示出不发送PTRS的情况与发送PTRS的情况相比具有更好的性能。同时,图12

示出当发生1.4kHz的CFO时,如果不发送PTRS则通信失败。如果CFO幅度由于UE和BS的极好振荡器而极小并且TRB大小也小,则最好不发送PTRS。为此,UE可以向BS发送与其CFO有关的信息(例如,振荡器、移动或速度)。此后,BS可以基于与UE的CFO有关的信息来确定PTRS是否被发送,然后通知UE PTRS是否被发送。

[0229] 共享PTRS(与另一UE共享的PTRS)

[0230] 能够将PTRS划分成共享PTRS(即,与另一UE共享的PTRS)和UE专用PTRS(即,以专用方式分配给具体UE的PTRS)。

[0231] 提议11:能够通过RB索引或/和符号索引来定义PTRS资源。

[0232] BS能够通过RRC信令或DCI来向UE发送至少一个定义的PTRS资源的信息。此外,BS能够通过DCI向UE用信号发送所选择的PTRS资源。

[0233] 图27是图示PTRS资源集的示例的图。

[0234] 图27示出三个PTRS资源集。具体地,在PTRS资源1的情况下,在区域A和B两者中定义PTRS,在PTRS资源2的情况下,仅在区域A中定义PTRS,而在PTRS资源3的情况下,仅在区域B中定义PTRS。BS能够通过RRC信令向UE发送关于所有三个PTRS资源集的信息。此外,BS能够通过DCI向UE发送关于当前管理的PTRS资源(或所选择的PTRS资源)的信息。如果区域A中的RB被分配给UE并且为UE配置了PTRS资源3,则UE使用在其区域中包括的PTRS资源来执行CPE估计。如果为UE配置了PTRS资源2,则UE使用区域B中的PTRS资源来执行CPE估计。另外,如果为UE配置了PTRS资源1,则UE使用区域A和B两者中的所有PTRS资源来更准确地执行CPE估计。

[0235] 同时,BS将子帧定义为PTRS资源2并且假定尽管UE不需要执行CPE补偿然而区域B中的RB被分配给UE的情形。在这种情况下,BS通过DCI向对应的UE发送关于PTRS资源的信息,并且UE通过DCI掌握PTRS资源的位置并且不将PTRS资源处理为用于数据的RE。如果区域A中的RB被分配给UE,则BS不需要通过DCI来通知当前定义的PTRS资源。

[0236] 提议11-1

[0237] 图28是图示预编码PTRS资源1的图。

[0238] 在提议11中,根据对应RB中的DMRS预编码来执行PTRS预编码。在图28中,假定了区域A被分配给UE 1并且区域B被分配给UE 2。在这种情况下,在区域A和B中定义的PTRS预编码与在相应的区域中定义的DMRS预编码相同。如果为UE 1配置了PTRS资源1,则UE 1能够认识到PTRS存在于区域B中并且因此使用PTRS来执行更准确的CPE估计。同时,如果为UE 2配置了PTRS资源2,则UE 2不能够认识到PTRS存在于区域A中。因此,UE 2使用仅在区域B中定义的PTRS来执行CPE估计。

[0239] 提议11-2

[0240] 图29是图示基于预编码循环的PTRS类型A的图,并且图30是图示基于预编码循环的PTRS类型B的图。

[0241] 在提议11中,能够将PTRS预编码定义为被以逐RB组方式循环的形式执行。此外,在提议11-1中,因为在相应的区域中根据DMRS预编码来执行区域A和B中的预编码,所以区域A中的预编码可以与区域B中的预编码相同或不同。然而,根据提议11-2,区域A和B中的预编码与相应的区域中的DMRS预编码无关,可以将区域A中的预编码定义为与区域B中的预编码不同。在这种情况下,因为定义了不同的PTRS预编码,所以UE能够在执行CPE估计时获得空

间分集。

[0242] 同时,用于DMRS的一些RE能够像图30中所示的那样用PTRS替换。在这种情况下,尽管能够提高第二符号与第三符号之间的CPE估计性能,然而可以部分地减小通过DMRS的信道估计性能。

[0243] 提议11-3

[0244] 图31是图示非预编码PTRS的示例的图。

[0245] 在提议11中,能够以非预编码的形式定义PTRS。图31示出所有PTRS都被以非预编码的形式定义。在这种情况下,用相同的波束增益接收图31的区域A和B中的PTRS。同时,像图30一样,用于DMRS的一些RE能够用非预编码PTRS替换。

[0246] 此外,BS能够通过RRC信令来为UE配置这种预编码方案。可替代地,可以将预编码方案包括在提议11中的PTRS资源配置中。

[0247] 图32是图示PTRS模式的图。

[0248] 在图32中,应当接收第七OFDM符号以计算第四OFDM符号的信道值。然而,这可以对等待时间是重要的应用造成严重的问题。同时,在图32中图示的模式1中没有等待时间问题。因此,在等待时间重要的服务的情况下,即使TRB大小是小的也需要选择模式1。

[0249] 小区特定PTRS

[0250] 在不同的小区中,可以将共享PTRS的位置定义为在频域/时域中是不同的。在这种情况下,共享PTRS位置可以由BS通过RRC信令来为UE配置或者基于小区ID来定义。在不同的小区中,可以将时域中的共享PTRS位置放置与DMRS紧邻。此外,当使用与DMRS的预编码相同的预编码时,在时域中具有相同索引的符号上定义共享PTRS。在不同的小区中,可以将时域中的共享PTRS位置放置与DMRS紧邻。此外,当使用与DMRS的预编码不同的预编码或者不存在预编码(即,非预编码)时,能够将共享PTRS定义为与时域中的两个符号索引相对应的符号。

[0251] UE可以通过RRC信令等来向BS发送与其相位噪声等级有关的参数,并且BS可以基于从UE发送的参数来确定PTRS模式或者是否发送PTRS。这里,可以根据TRB大小、码率、调制阶数和服务类型来确定PTRS模式。

[0252] 在上文中,为了描述的方便已经通过被划分成各种实施例描述了本发明。然而,实施例可彼此组合以实现本发明。

[0253] 上述实施例可以以规定形式对应于本发明的元素和特征的组合。另外,除非显式地提及了相应的元素或特征,否则可以能够认为它们可以是选择性的。这些元素或特征中的每一个均可以被以未能与其它元素或特征组合的形式实现。此外,可以能够通过将元素和/或特征部分地组合在一起来实现本发明的实施例。可以修改针对本发明的每个实施例所说明的一系列操作。一个实施例的一些配置或特征可以被包括在另一实施例中或者可取代另一实施例的对应配置或特征。另外,显然可理解的是,可以通过将未能在所附权利要求中具有显式引用的关系的权利要求组合在一起来配置新的实施例,或者新的实施例可以在提交申请之后通过修正案作为新的权利要求被包括。

[0254] 对于本领域的技术人员而言将显而易见的是,在不脱离本发明的精神和必要特性的情况下,可以其它具体形式具体实现本发明。因此,上述实施例将在所有方面被认为是说明性的而不是限制性的。本发明的范围应当通过对所附权利要求的合理解释来确定,并且

落入本发明的等同范围内的所有改变都被包括在本发明的范围内。

[0255] 工业适用性

[0256] 能够将用于接收与相位噪声估计有关的参考信号的控制信息的方法及其用户设备能够工业上应用于诸如3GPP LTE/LTE-A系统、5G系统等的各种无线通信系统。

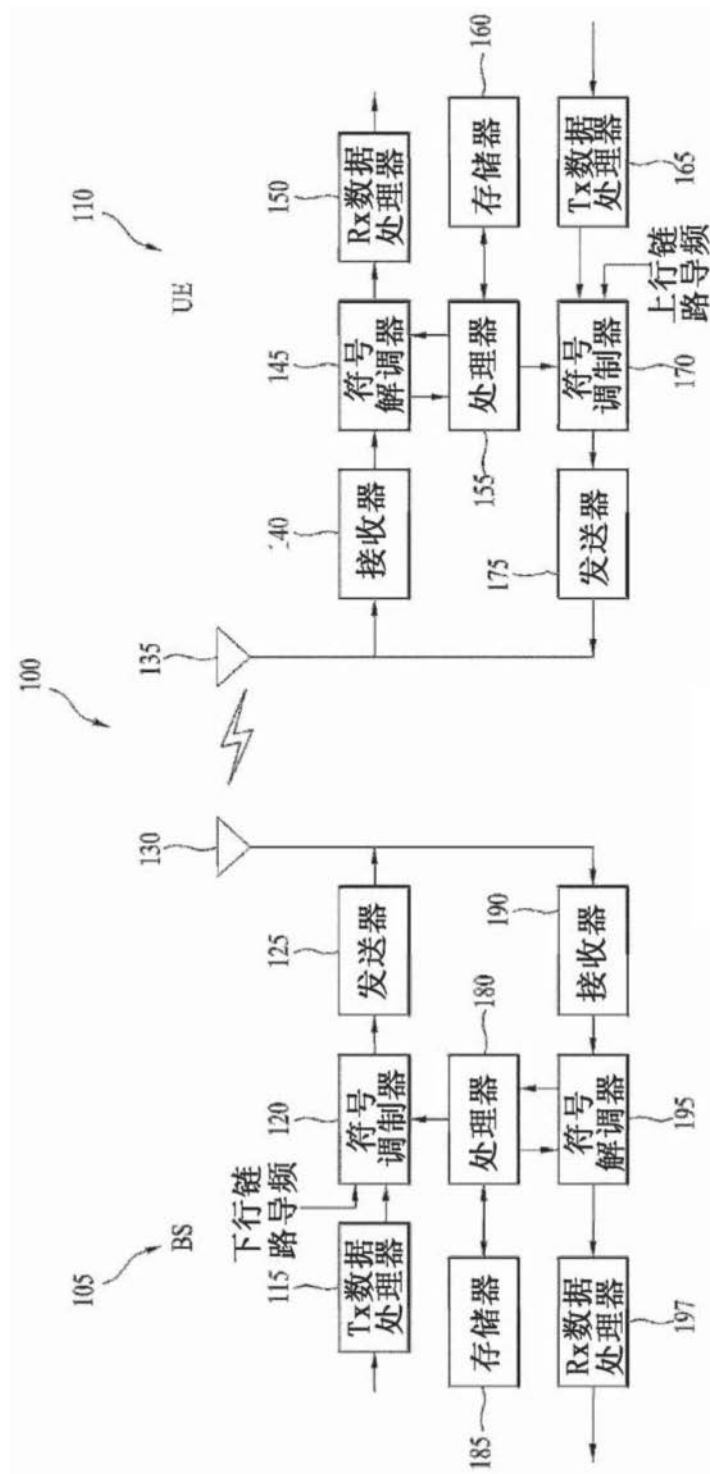


图1



图2

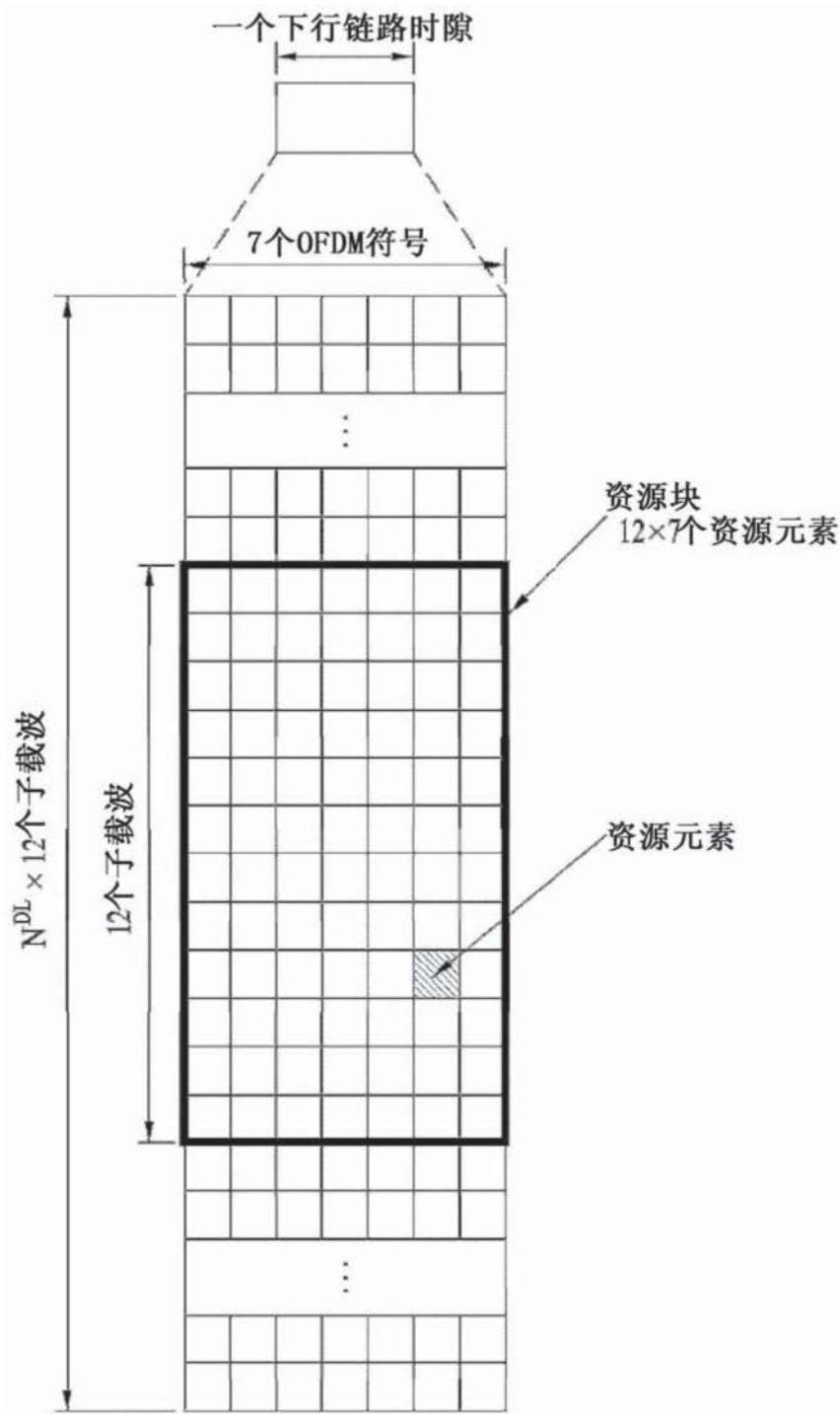


图3

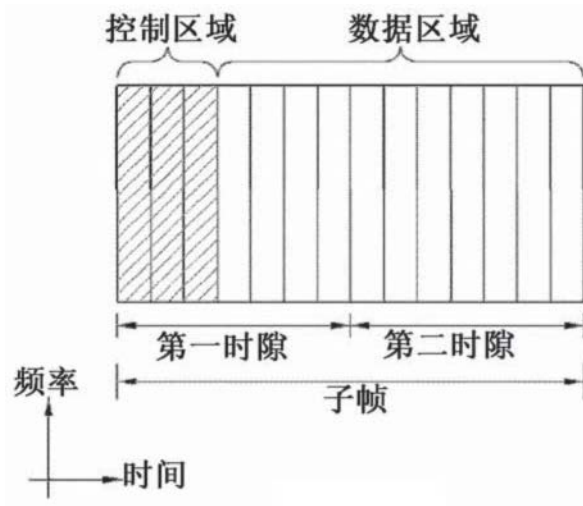


图4

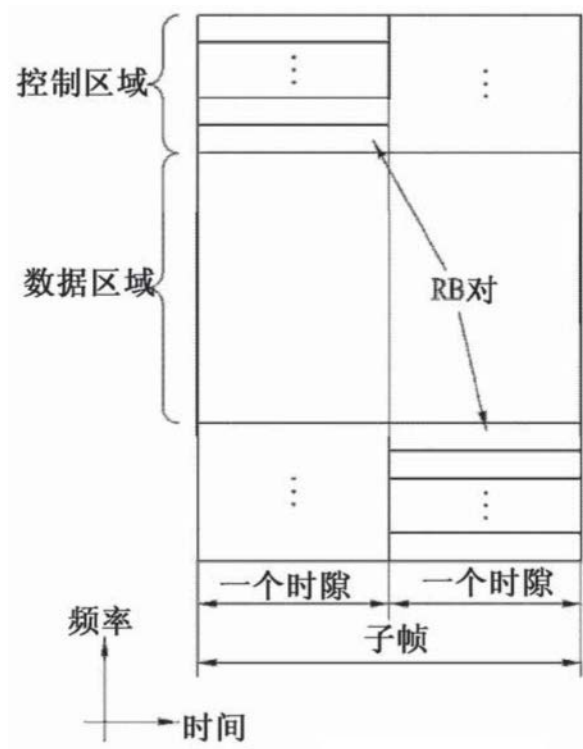


图5

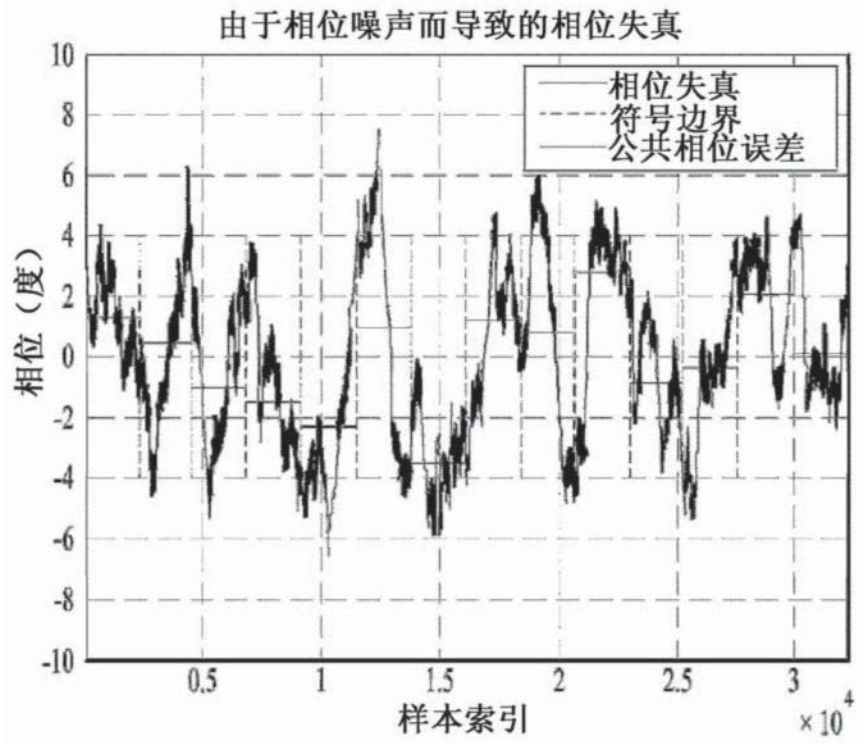


图6

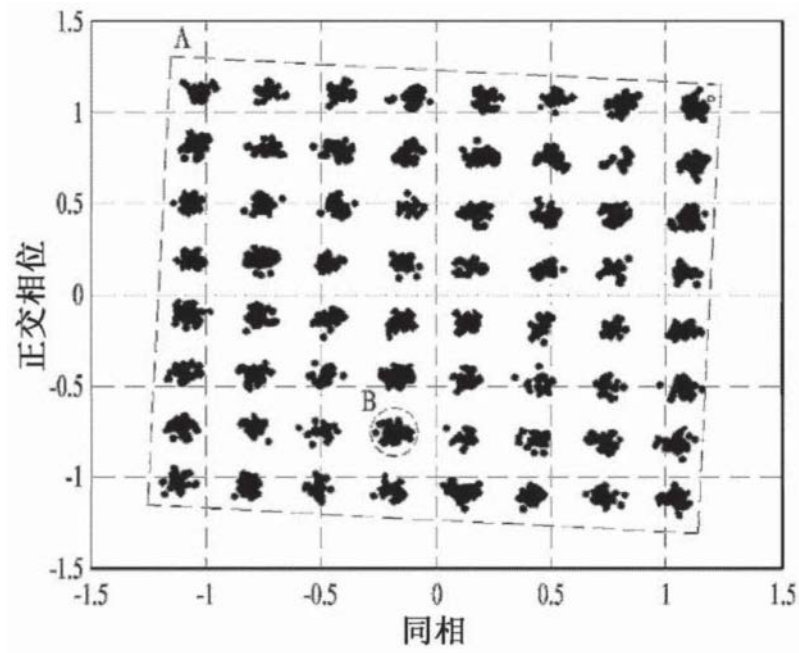


图7

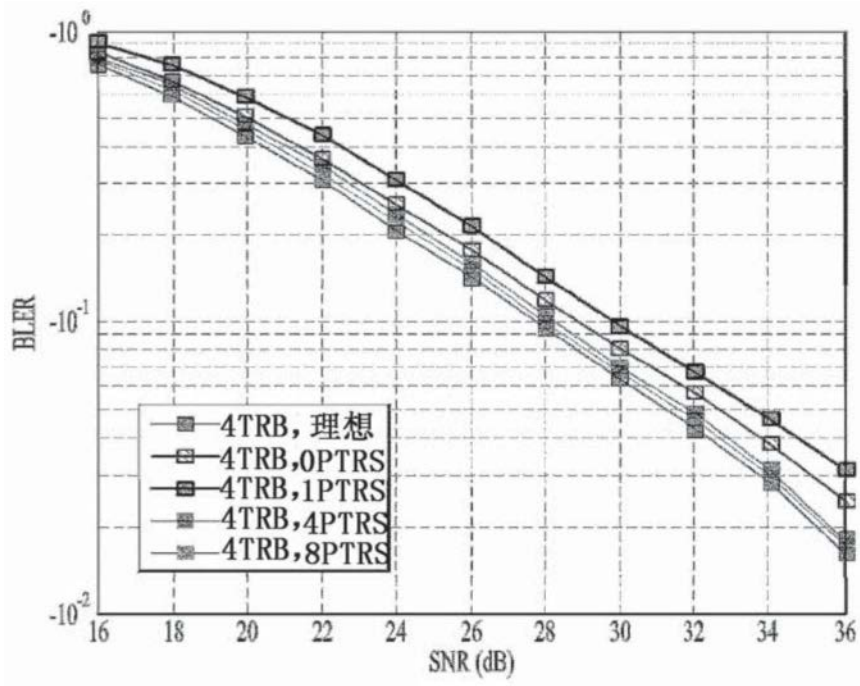


图8

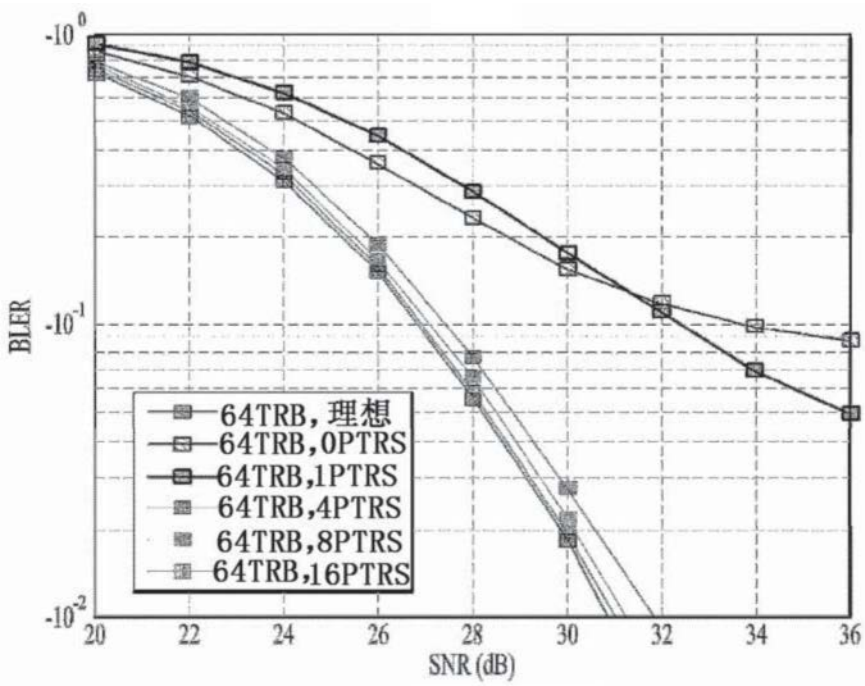


图9

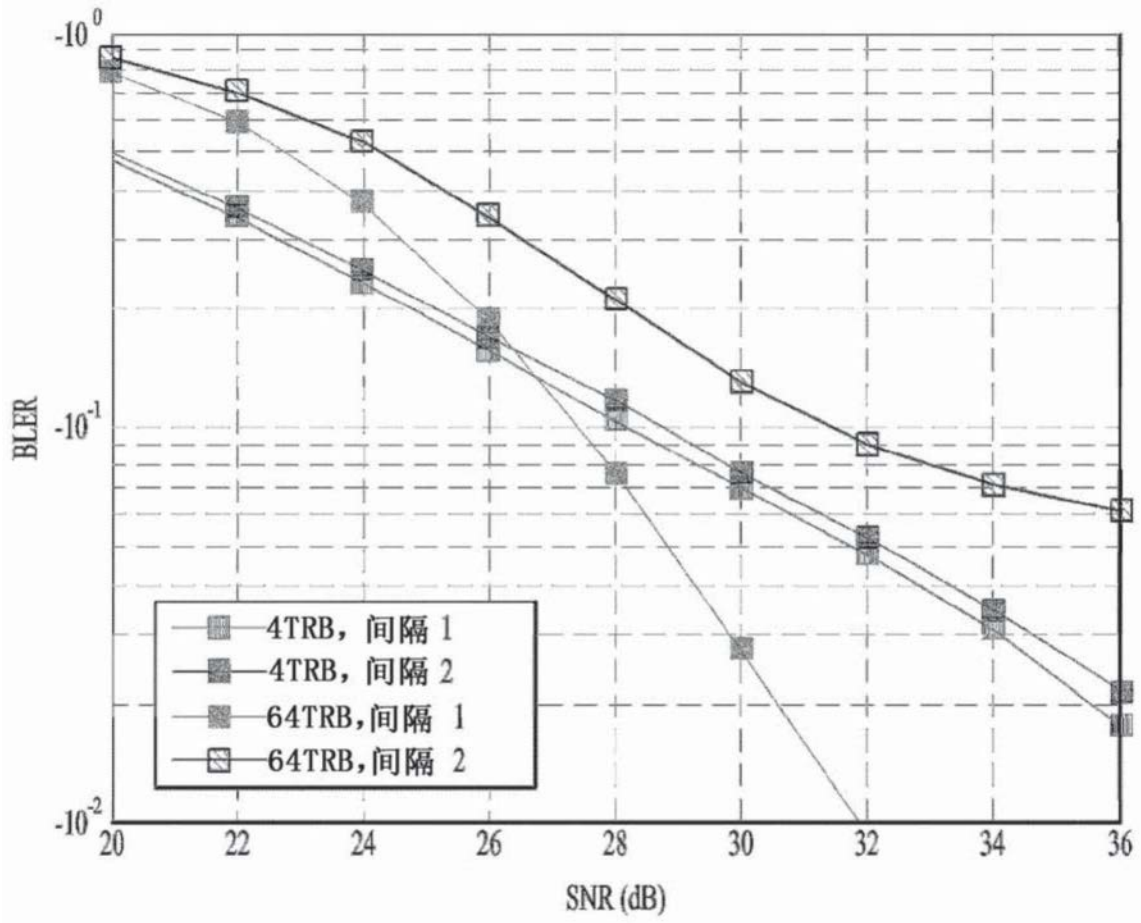


图10

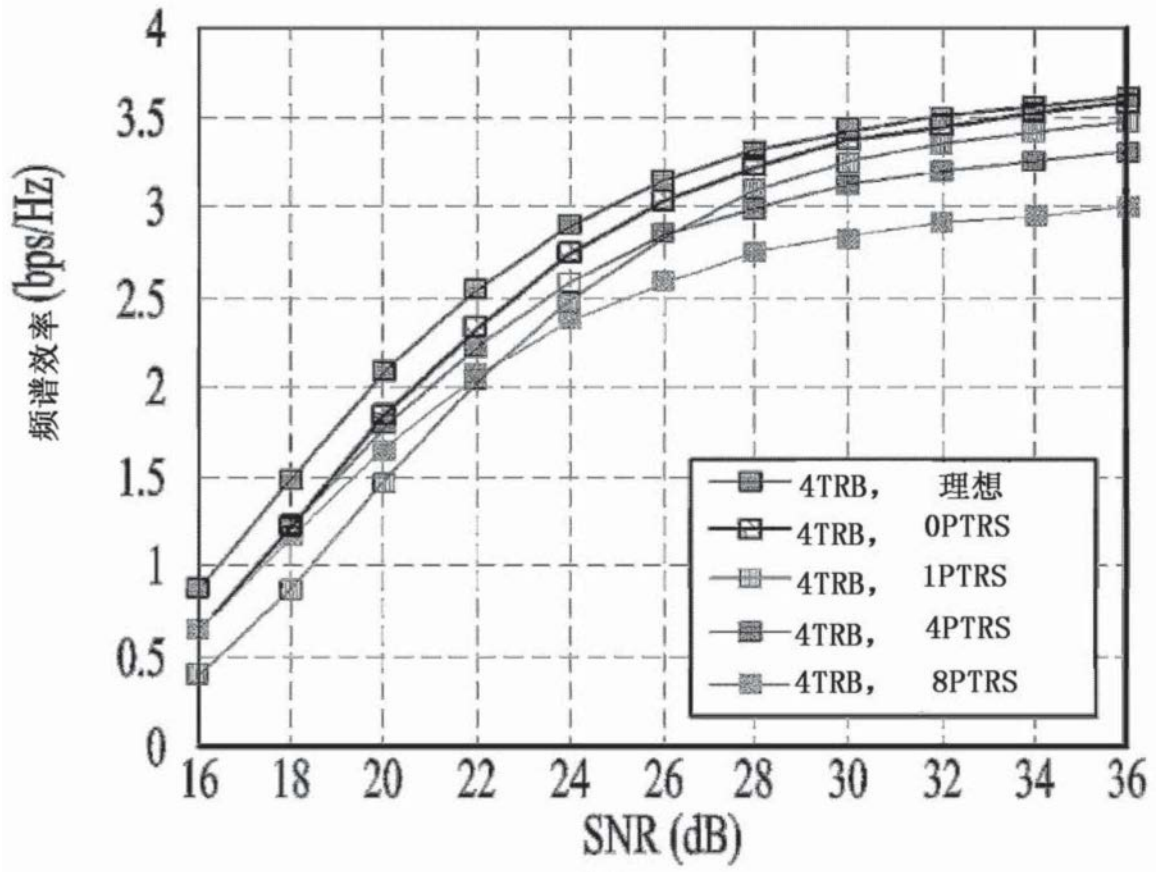


图11

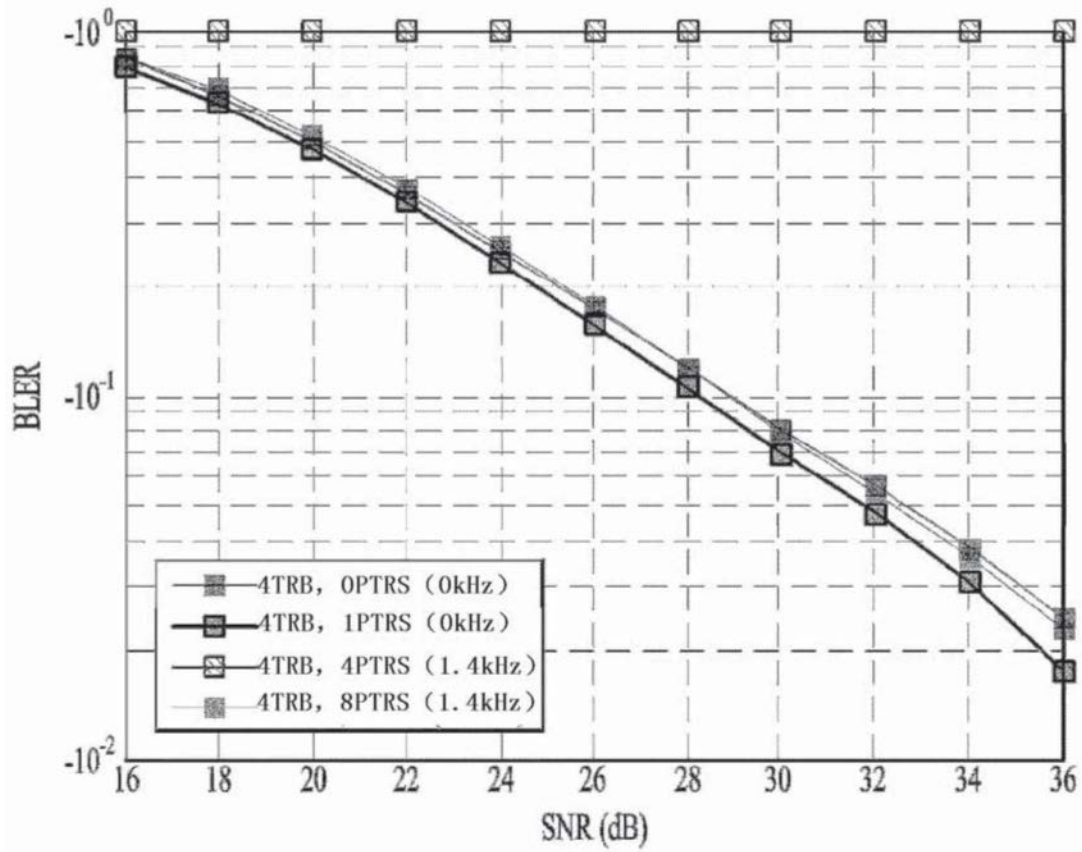


图12

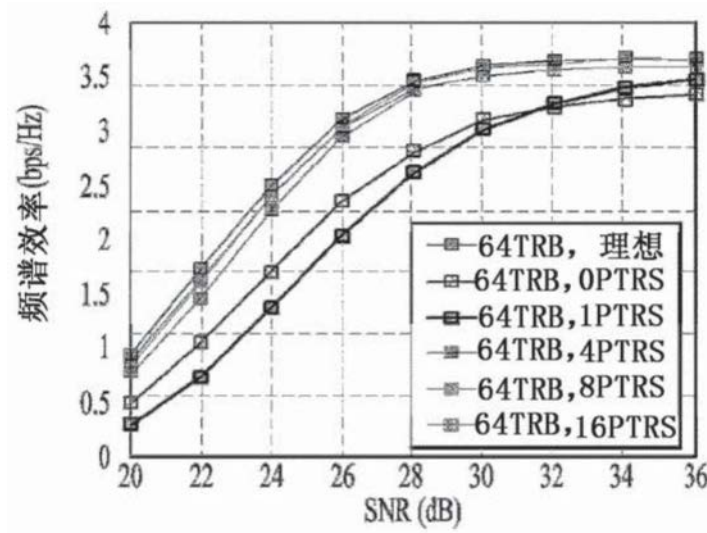


图13

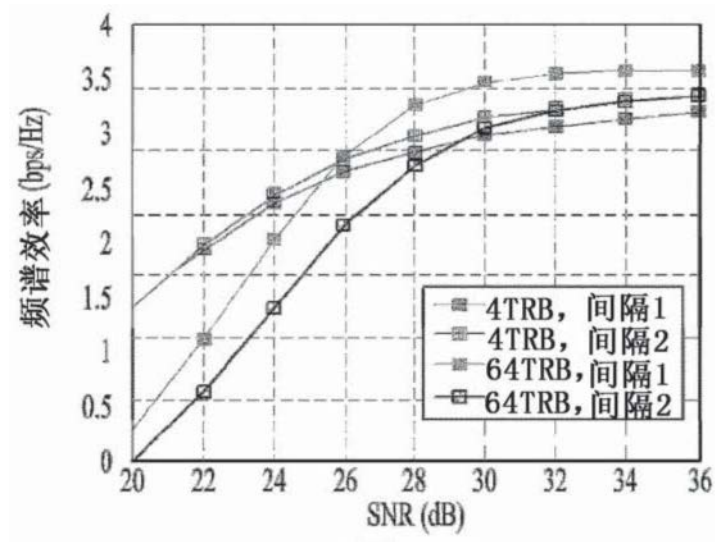


图14

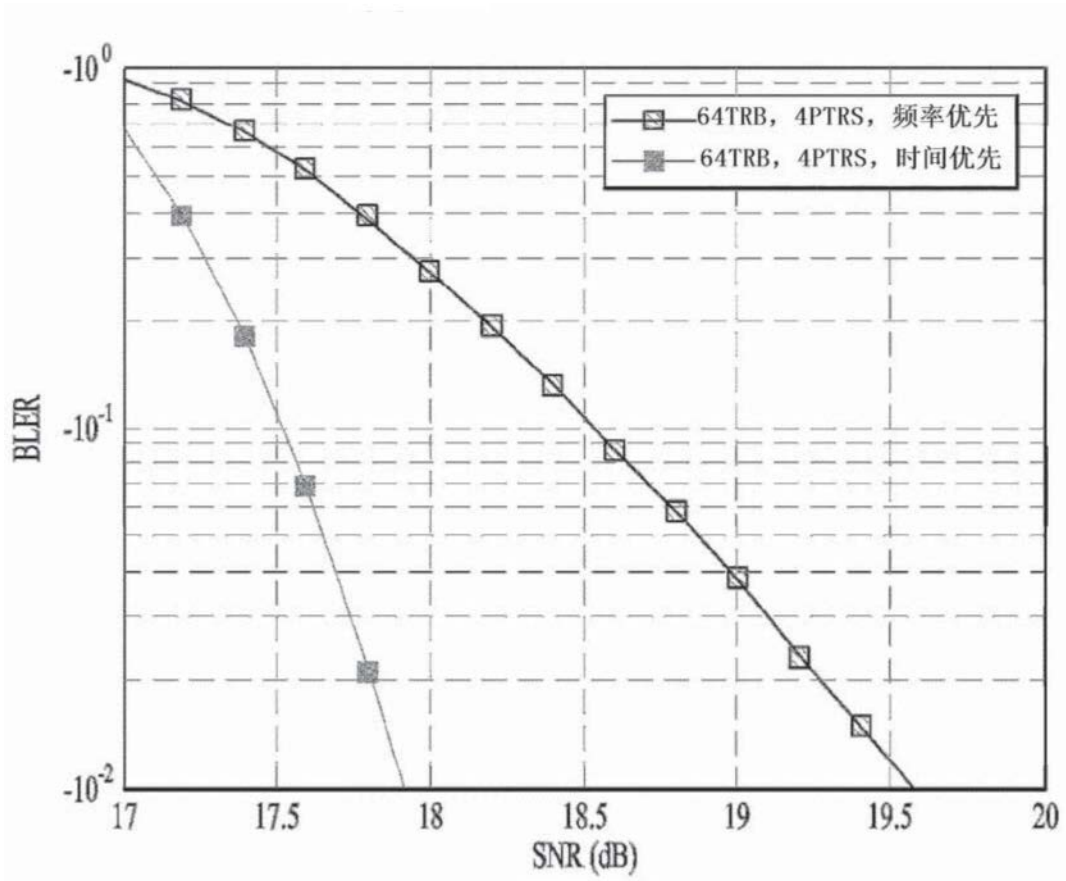


图15

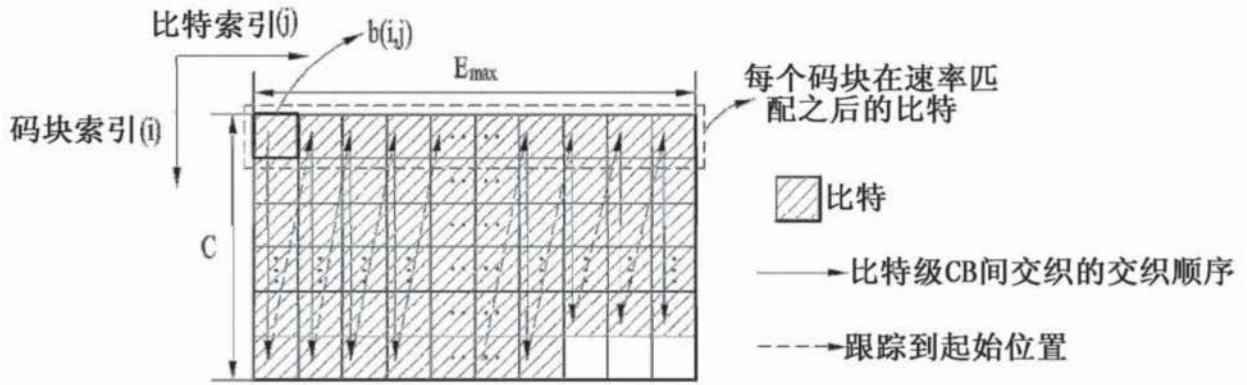


图16

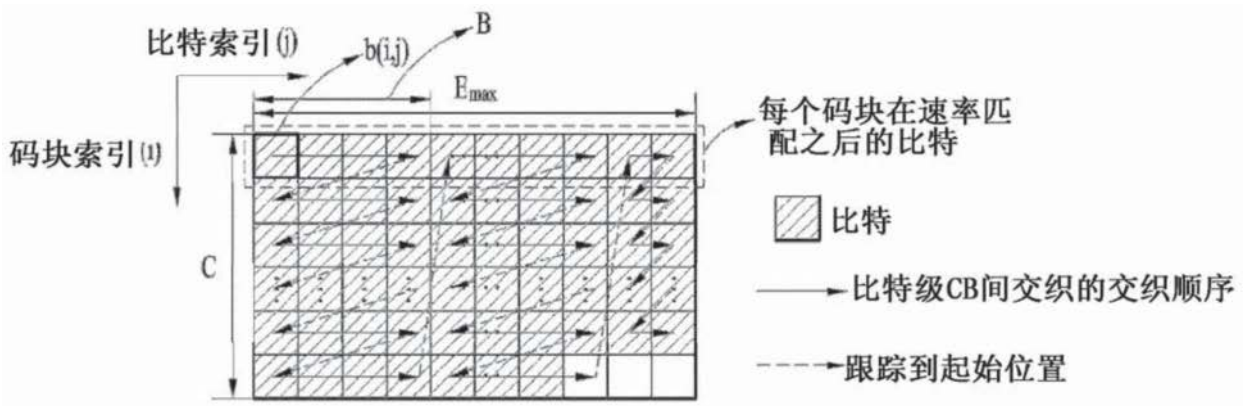


图17

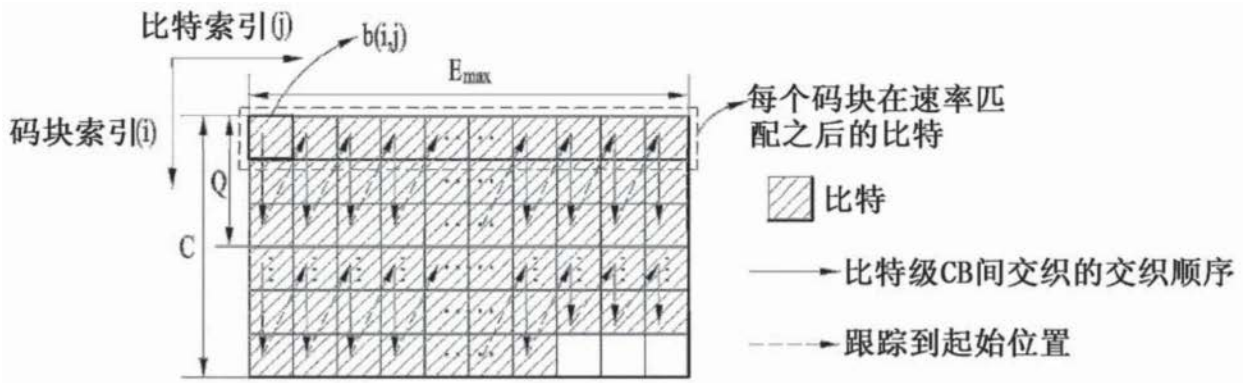


图18

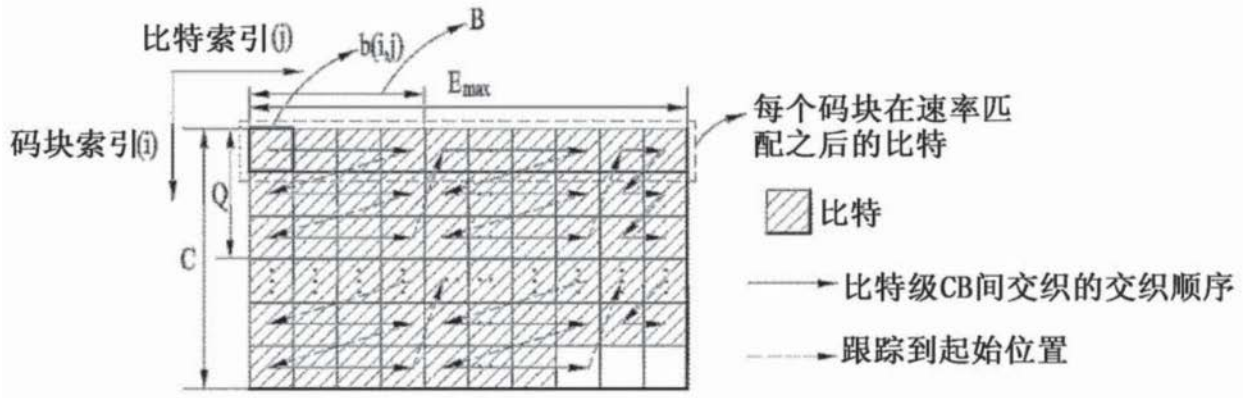


图19

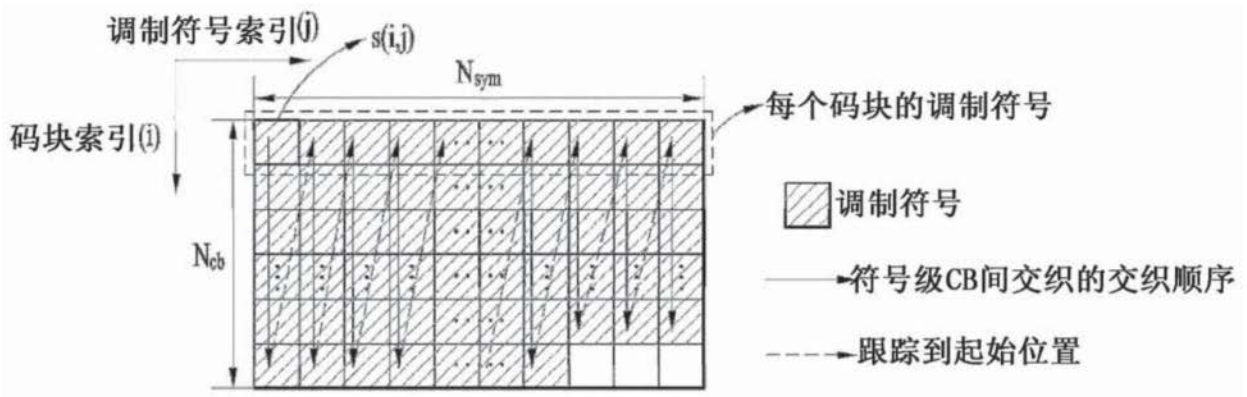


图20

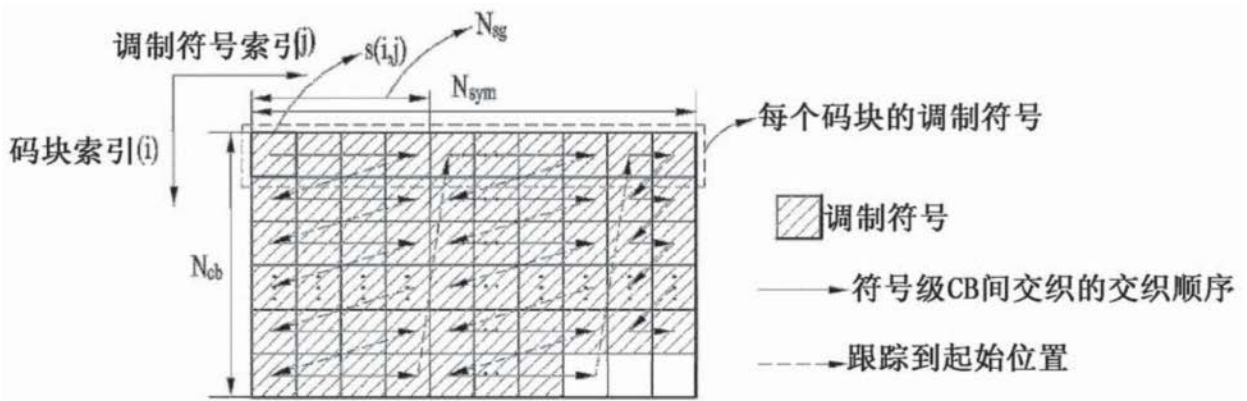


图21

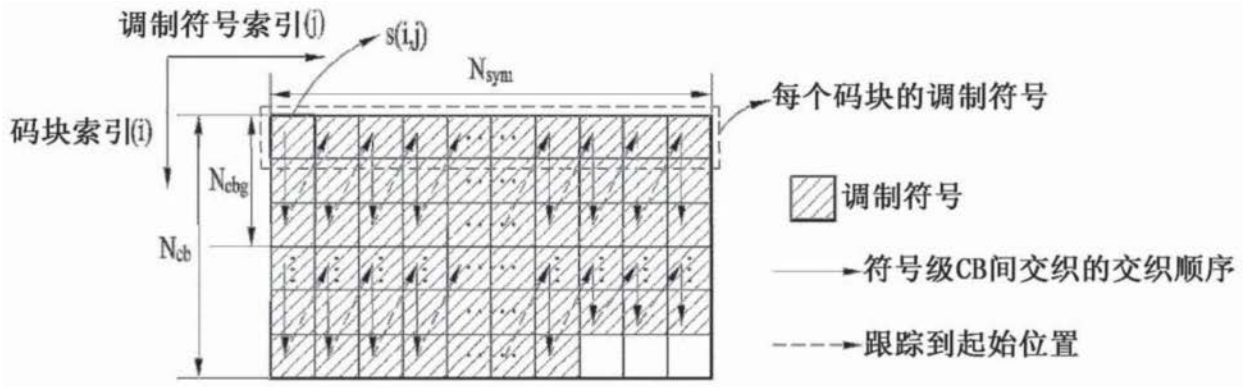


图22

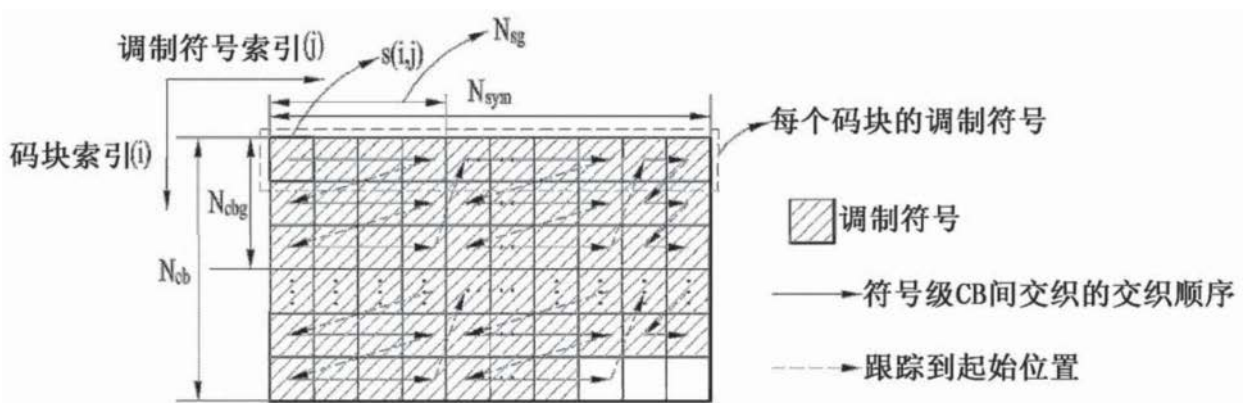


图23

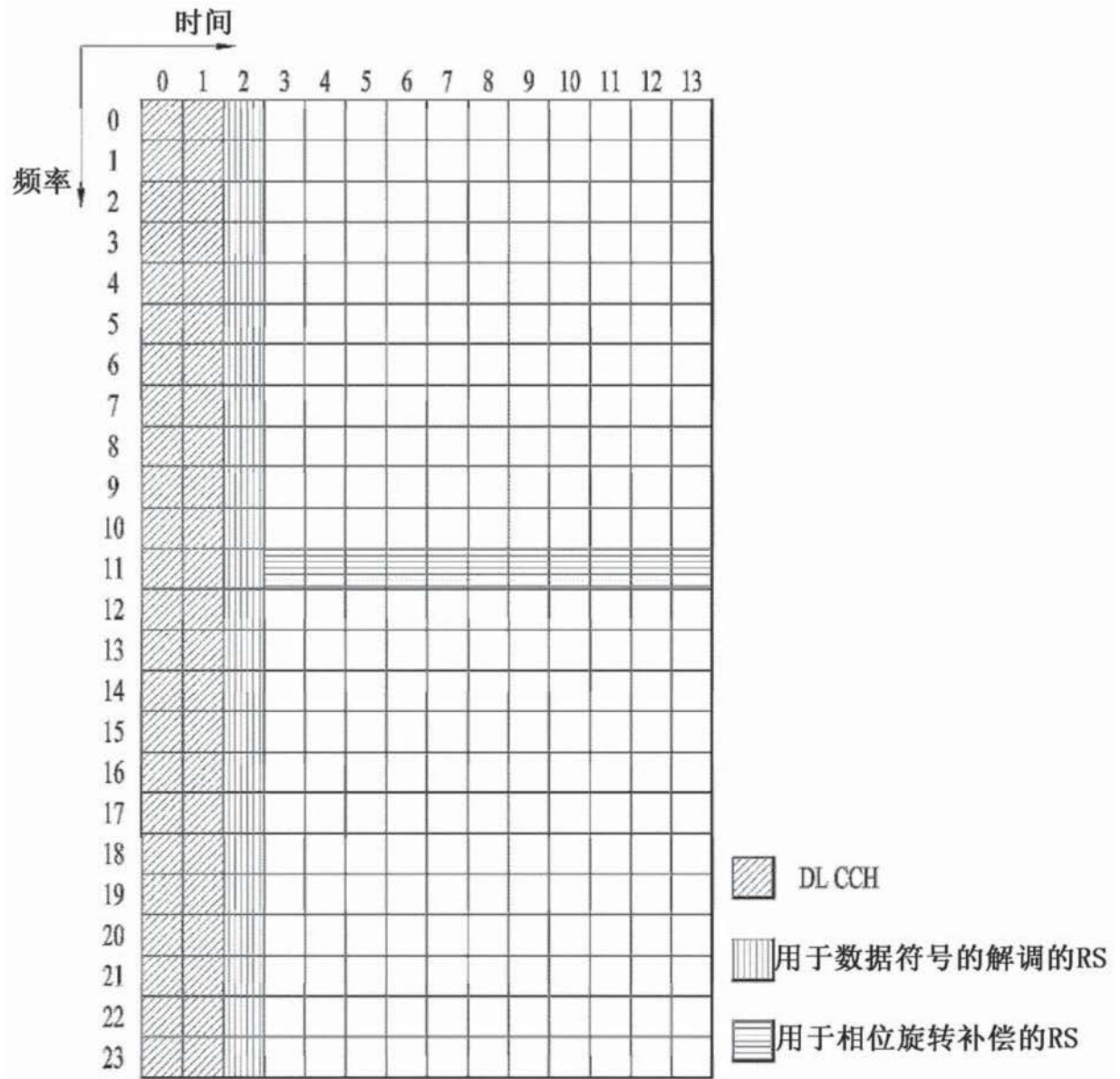


图24

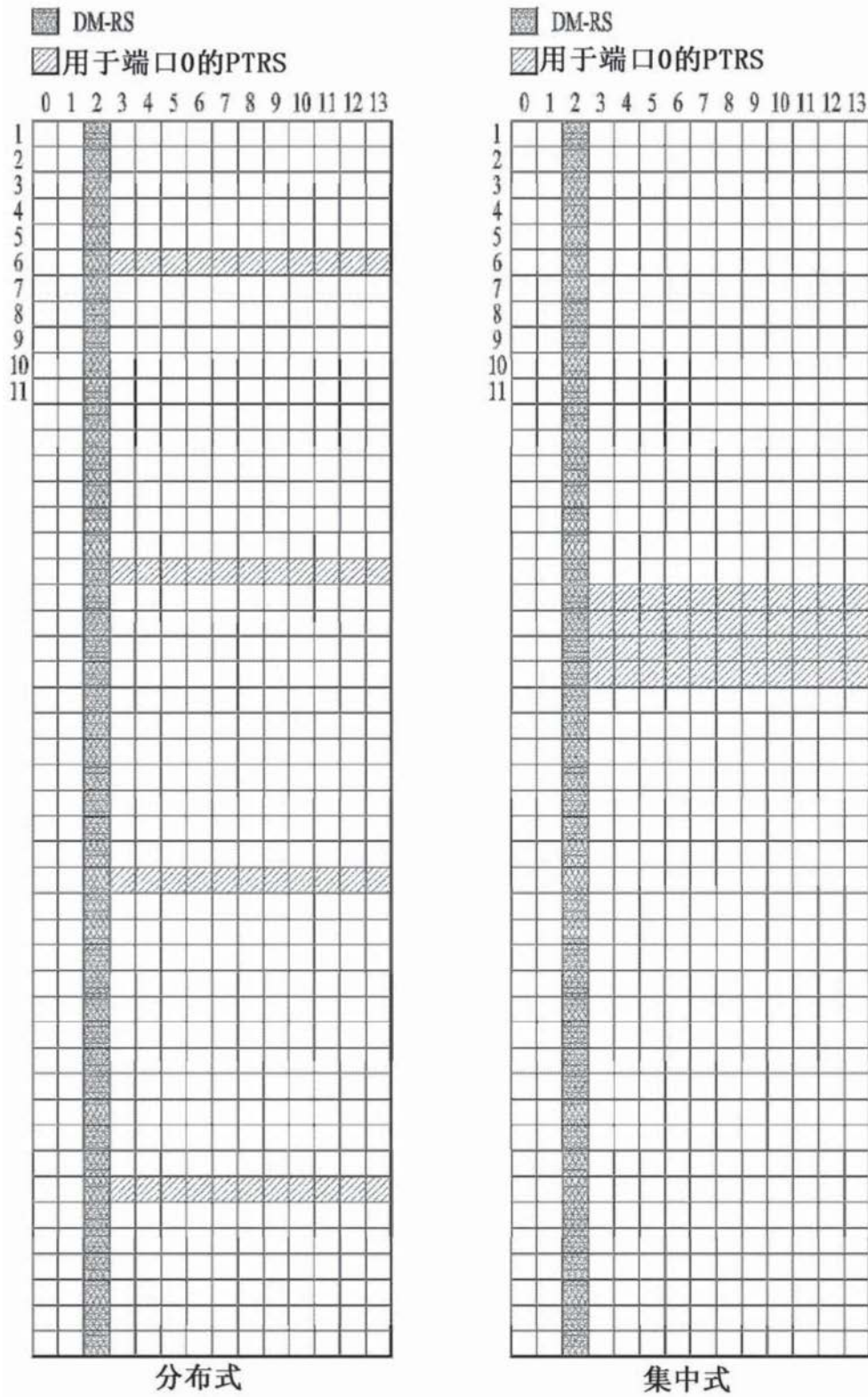


图25

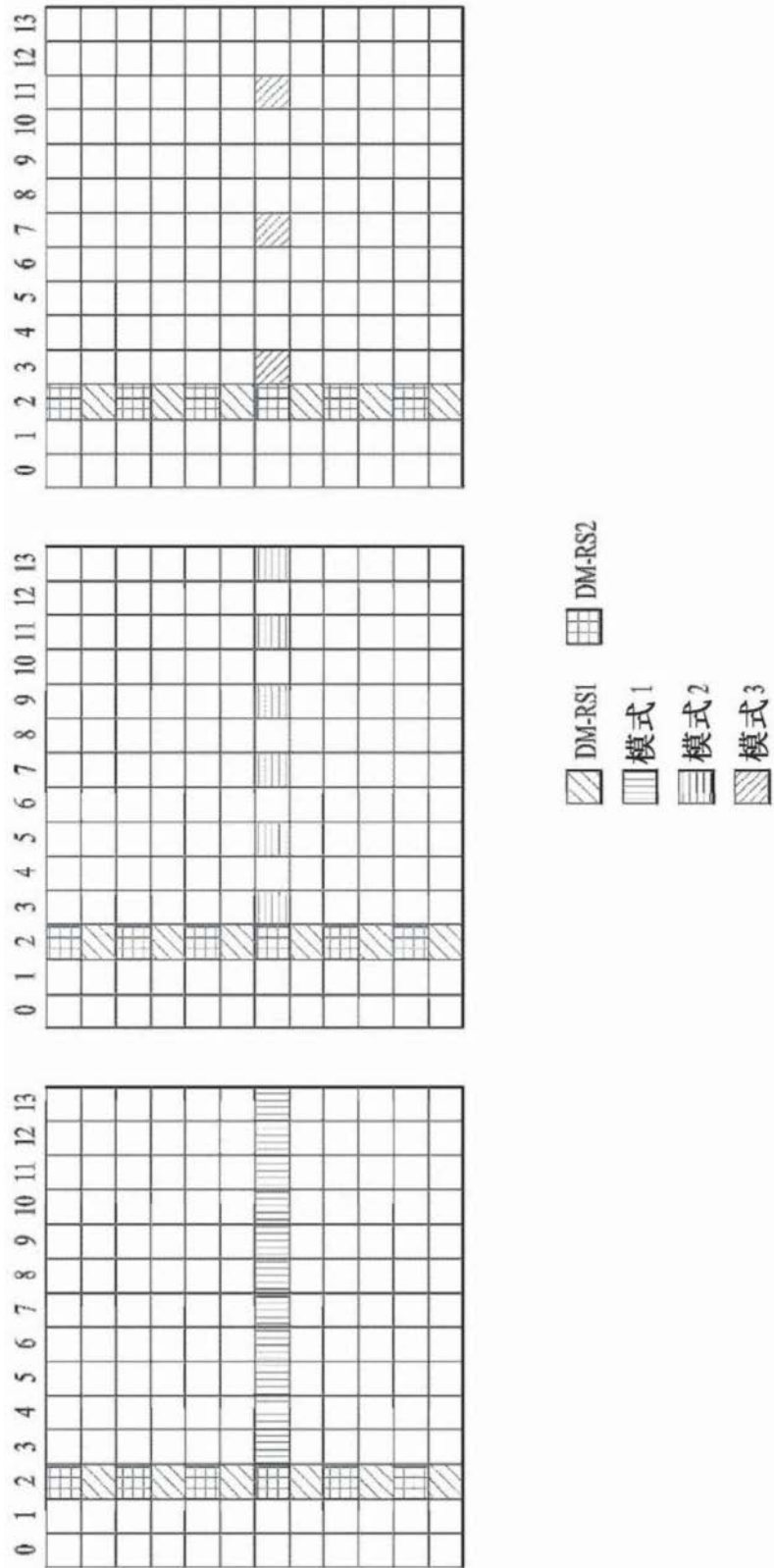


图26

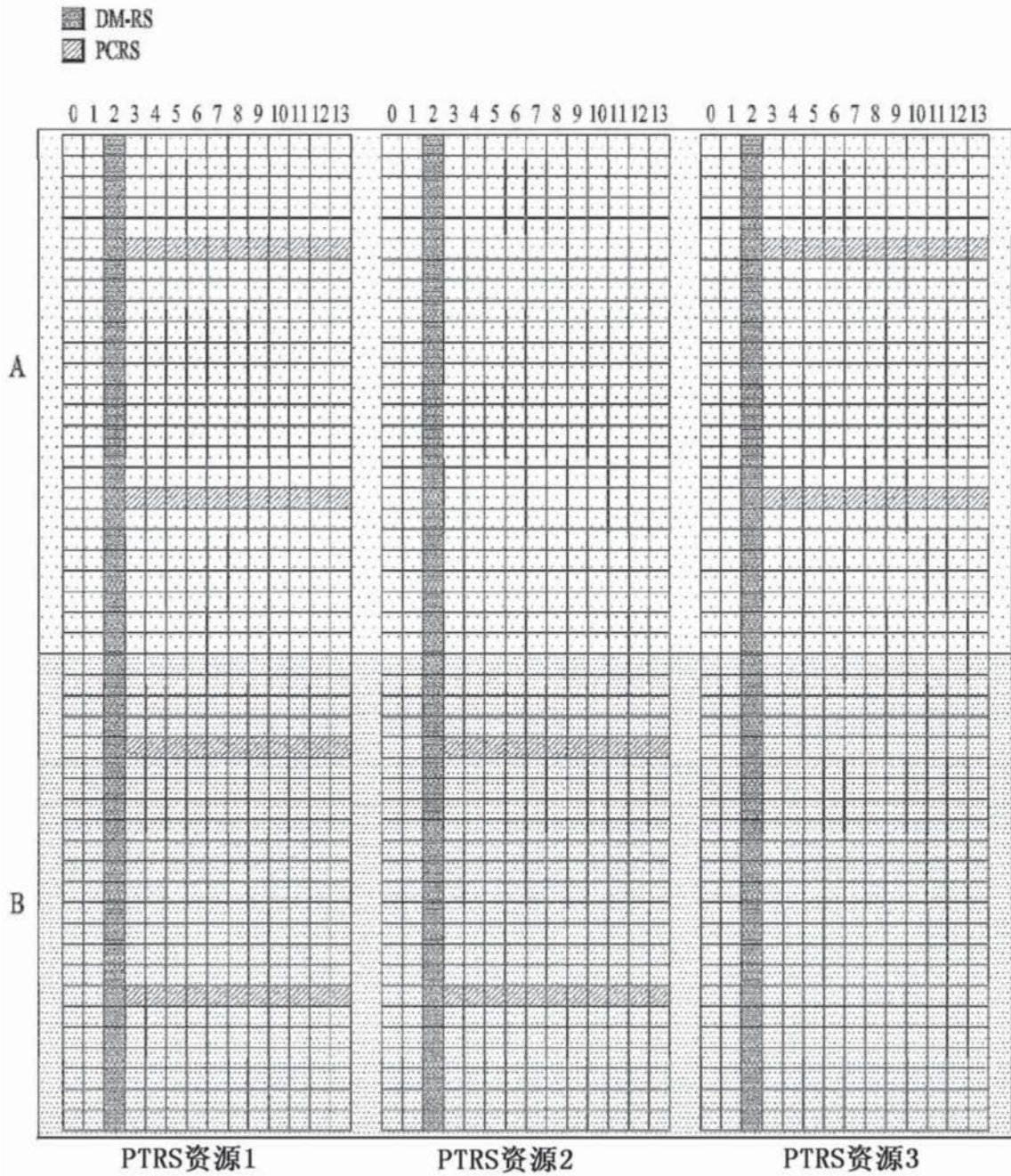


图27

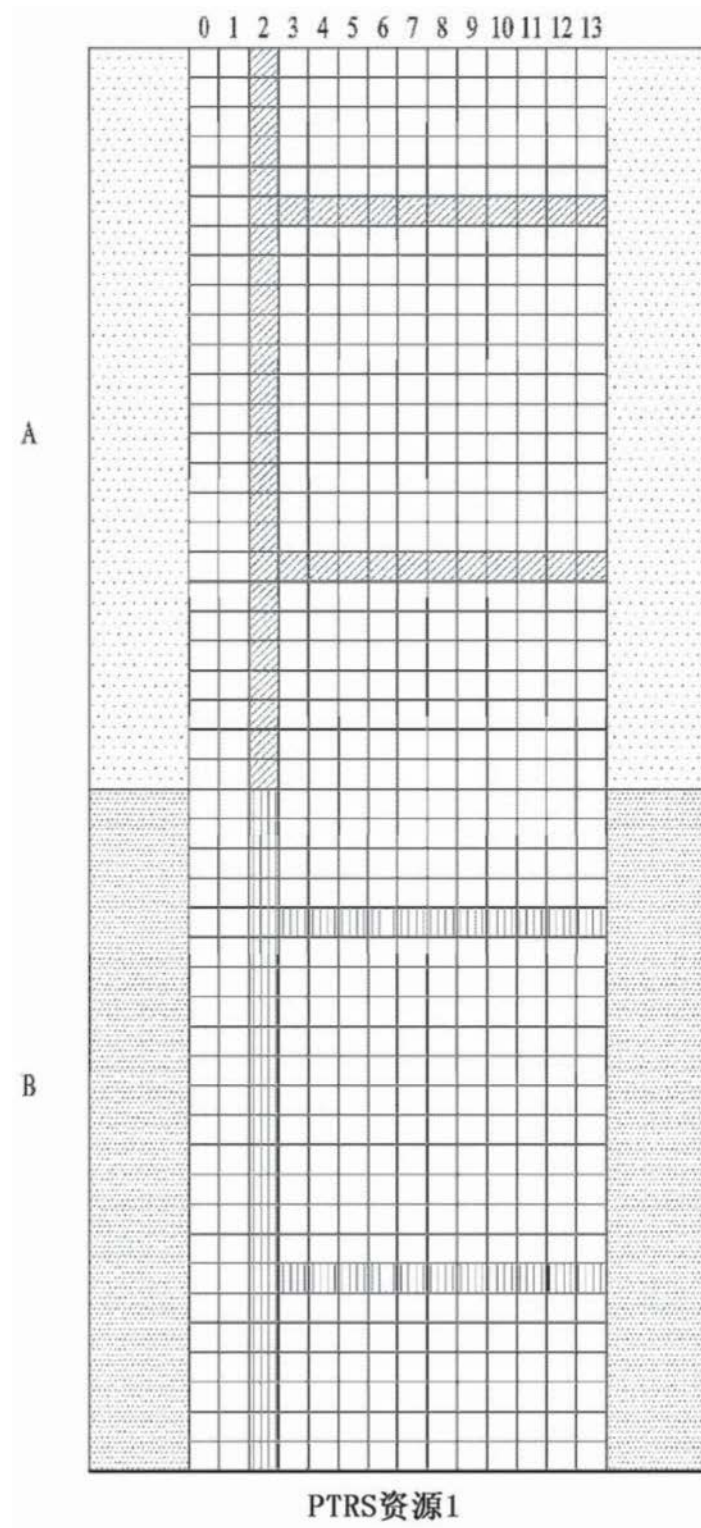


图28

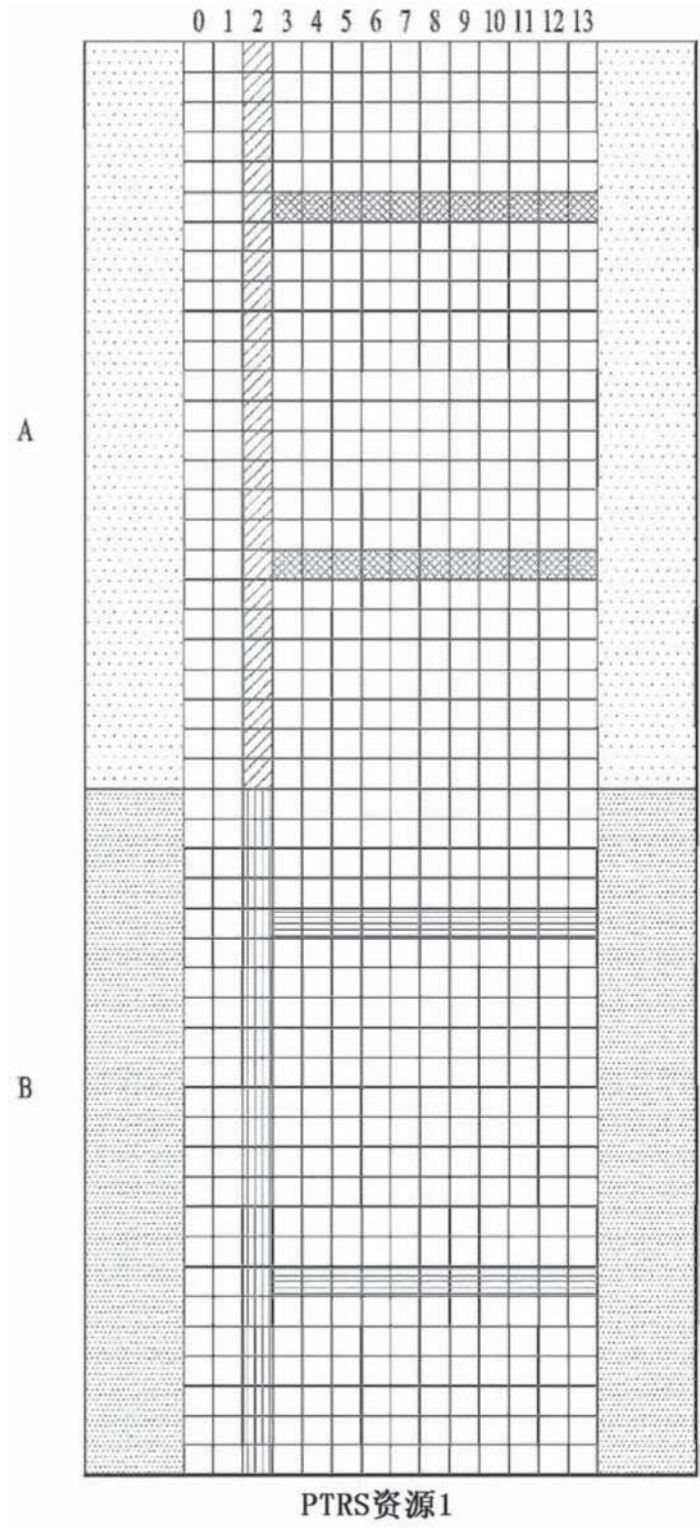


图29

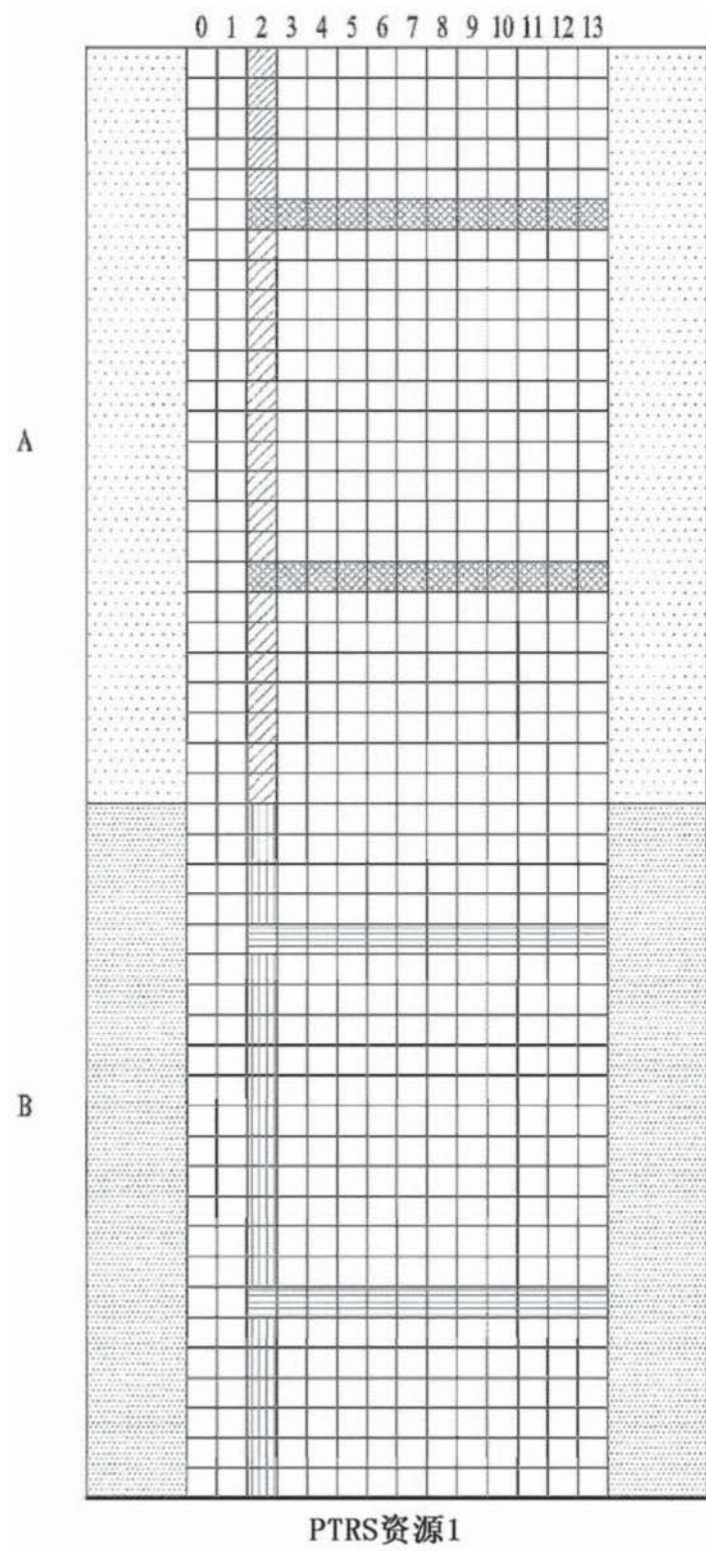


图30

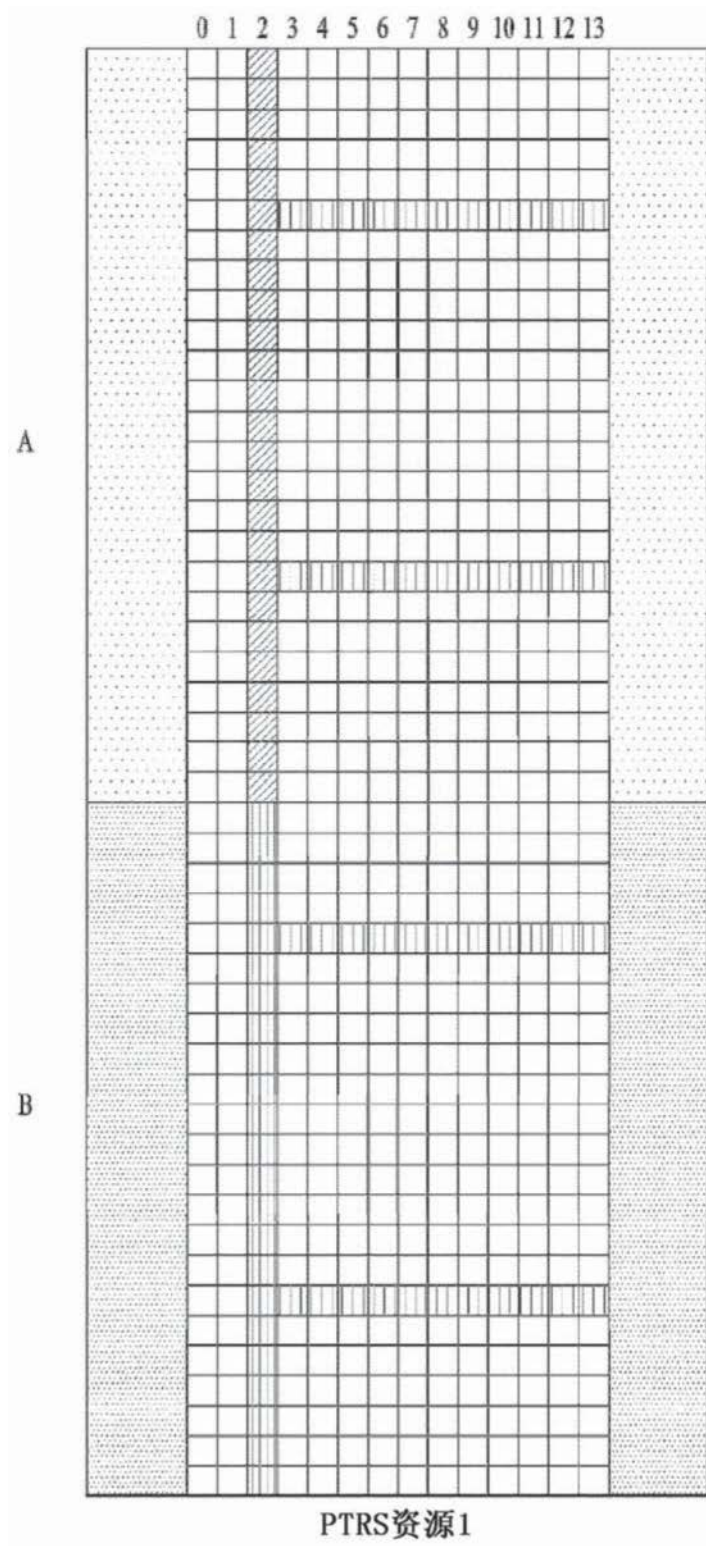


图31

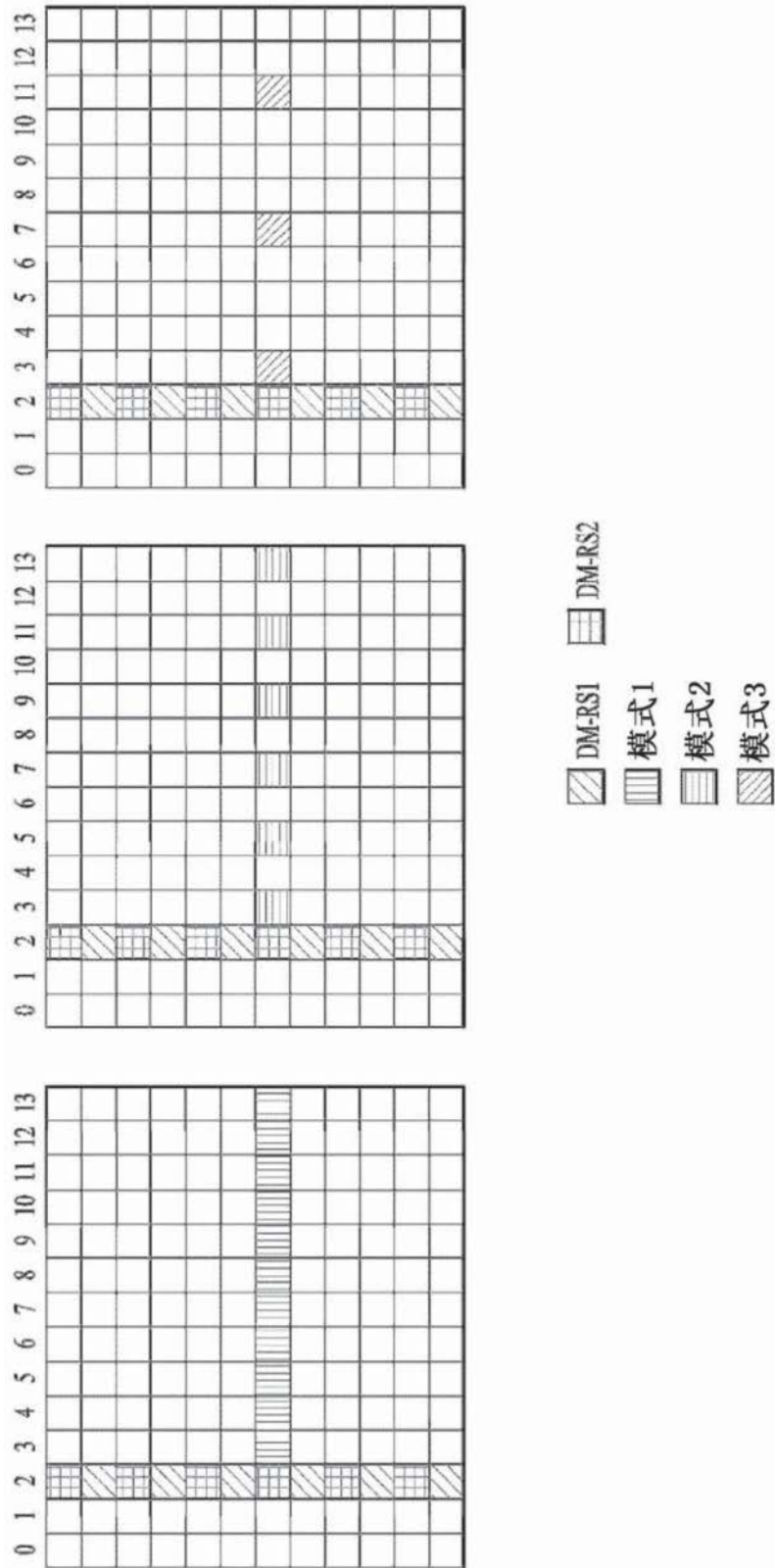


图32