



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105940652 A

(43)申请公布日 2016.09.14

(21)申请号 201580006368.1

(22)申请日 2015.01.29

(30)优先权数据

10-2014-0011055 2014.01.29 KR

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2016.07.28

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/KR2015/000995 2015.01.29

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/115848 EN 2015.08.06

(71)申请人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

申请人 高丽大学产学协力团

(72)发明人 沈秉孝 朴善镐 金泰莹 薛志允

(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邵亚丽 蔡军红

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

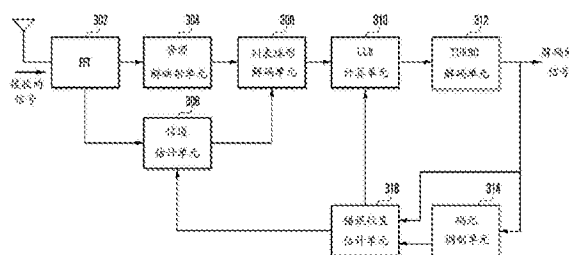
权利要求书2页 说明书17页 附图17页

(54)发明名称

用于在移动通信系统中估计通信信道的方法和装置

(57)摘要

提供一种由移动通信系统中的接收器接收信号的方法。该方法包括：从发送器接收参考信号；基于接收的参考信号确定第一信道信息；基于第一信道信息接收数据信号；以及基于接收的数据信号和第一信道信息确定第二信道信息。通过确定从turbo解码单元接收的信号的错误并将码元信息用作导频，甚至在其中不发送导频信号的副载波中，执行迭代的信道估计以减少信道估计错误，并且与传统技术相比，通过诸如检测和解码过程之类的迭代过程来提高LLR计算的准确度，从而提高turbo解码单元的接收性能并改善通信效率。



1. 一种在移动通信系统中由接收器接收信号的方法,所述方法包括:

从发送器接收参考信号;

基于所接收的参考信号确定第一信道信息;

基于所述第一信道信息接收数据信号;并且

基于所接收的数据信号和所述第一信道信息确定第二信道信息。

2. 如权利要求1所述的方法,其中,所述第一信道信息包括基于所接收的参考信号确定的第一似然比,而所述第二信道信息包括基于所接收的数据信号计算的第二似然比。

3. 如权利要求1所述的方法,其中,基于所述第一信道信息接收所述数据信号包括:基于所述第一信道信息解码所接收的数据信号,所述方法还包括:如果解码的信号具有错误,则确定具有所述错误的资源区域,

其中,确定具有所述错误的资源区域包括:基于所述第一信道信息和所述第二信道信息中的至少一个,确定解码的信号是否具有所述错误。

4. 如权利要求3所述的方法,还包括:省略所述具有错误的资源区域中的信道估计,并且

基于在时间和频率域上邻近于具有所述错误的所述资源区域的资源区域中估计的信道信息,估计具有所述错误的所述资源区域信道。

5. 如权利要求1所述的方法,进一步包括:基于所述第二信道信息解码所述数据信号。

6. 如权利要求1所述的方法,其中,确定所述第一信道信息包括:

向量化所接收的参考信号;

基于经向量化的参考信号确定在接收所述参考信号的信道之间的相关性;并且

基于所述相关性确定所述第一信道信息。

7. 如权利要求1所述的方法,还包括:

基于所述第二信道信息和所接收的数据信号确定第四信道信息;

基于所述第四信道信息解码所接收的数据;并且

如果解码的数据不满足预先设置的参考,则基于所述第四信道信息和所接收的数据信号确定第五信道信息。

8. 一种移动通信系统的装置,所述装置包括:

至少一个处理器,被配置成:从发送器接收参考信号,基于所接收的参考信号确定第一信道信息,基于所述第一信道信息接收数据信号,以及基于所接收的数据信号和所述第一信道信息确定第二信道信息。

9. 如权利要求8所述的装置,其中,所述第一信道信息包括基于所接收的参考信号确定的第一似然比,而所述第二信道信息包括基于所接收的数据信号计算的第二似然比。

10. 如权利要求8所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:基于所述第一信道信息解码接收的数据信号,并且如果解码的信号具有错误,则确定具有所述错误的资源区域,

其中,所述至少一个处理器被配置成:基于所述第一信道信息和所述第二信道信息中的至少一个,确定解码的信号是否具有所述错误。

11. 如权利要求10所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:省略具有所述错误的所述资源区域中的信道估计,并且所述至少一个处理器被配置成:基于在时间和频率

域上邻近于具有所述错误的所述资源区域的资源区域中估计的信道信息,估计具有所述错误的所述资源区域的信道。

12.如权利要求8所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:基于所述第二信道信息解码所述数据信号。

13.如权利要求8所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:向量化所接收的参考信号,基于向量化的参考信号确定在接收所述参考信号的信道之间的相关性,并且基于所述相关性确定所述第一信道信息。

14.如权利要求9所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:基于所述第一似然比和所述第二似然比将所接收的数据信号转换成软码元,并且基于所述软码元确定第三信道信息。

15.如权利要求8所述的装置,其中,所述至少一个处理器被配置成:基于所述第二信道信息和所接收的数据信号确定第四信道信息,基于所述第四信道信息解码所接收的数据,并且如果解码的数据不满足预先设置的参考,则基于所述第四信道信息和所接收的数据信号确定第五信道信息。

用于在移动通信系统中估计通信信道的方法和装置

技术领域

[0001] 本申请一般涉及一种用于在移动通信系统中估计通信信道的方法和装置,并且更特别地涉及一种用于扩展迭代检测和解码(IDD)方案来执行迭代信道估计、检测和解码的装置和方法。

背景技术

[0002] 在高速无线通信系统中,出现码元间干扰的问题。相应地,最近的系统优选不产生码元间干扰问题的码分多址(CDMA)或正交频分复用(OFDM)。

[0003] 通常,开发移动通信系统以提供语音服务,同时保证用户活动。然而,当前的移动通信系统已经逐渐将它们的服务区域扩大到包括数据服务以及语音服务,并且已经被开发以提供高速数据服务。虽然由于资源不足并且用户在提供当前服务的移动通信系统中需要更高速度的服务,但是需要更加改善的移动通信系统。

[0004] 为了满足这些需求,作为正在开发的下一代移动通信系统之一的第三代合作伙伴项目(3GPP)正在推进长期演进(LTE)的标准化。LTE是实现基于高速分组的通信的技术,具有最大100Mbps的传输速率,同时目标是在2010年商业化LTE。为此,正在讨论几种方法,包括通过简化网络架构减少位于通信信道上的节点的数量的方法以及使得无线协议最大化地接近无线信道的方法等等。

[0005] 多输入多输出(MIMO)无线通信系统支持多用户(MU)-MIMO模式以增加系统吞吐。特别地,先进的长期演进(LTE-A)考虑高达最大8层的传输模式。

[0006] 根据信道状态和用户的调度方案,对应于最大8层的数据流被恰当地分配给用户,并且支持从单用户(SU)-MIMO模式到MU-MIMO模式。

[0007] 需要CDMA或OFDM执行信道估计以补偿由于信道导致的信号的失真。信道估计方法可被分类成导频码元辅助的信道估计方法和判定引导的信道估计方法,其中导频码元辅助的信道估计方法发送被称为导频的指定信号并通过使用导频来估计信道,而判定引导的信道估计方法通过使用导频码元和通常数据两者来估计信道。

[0008] 此外,连同这个,使用更多输入/输出天线的诸如全维MIMO或大规模MIMO之类的技术基于LTE-A或下一代通信标准。在这种情况下,需要根据导频信号的发送/接收考虑信道估计和信号开销的准确度的通信方法和系统。更具体地,当通过更多天线发送或接收信号时,随着天线数量的增加而需要更多导频信号的传输以获得相同的信道估计。然而,与先前的MIMO相比,全维MIMO或大规模MIMO使用更大量的天线。相应地,当导频信号的数量增加时,用于导频信号的发送/接收的无线电资源有开销,并且导频信号的传输量可能下降。

[0009] 判定引导的信道估计方法不仅使用导频,而且使用用于信道估计的通常数据,并且使用确定的数据,仿佛数据是基于判定是准确的假设的导频。当不生成判定错误时,判定引导的信道估计方法可使用更大量的信息以获得相比导频码元辅助的信道估计更好的结果。

[0010] 相反,当生成大量的判定错误时,传统的判定引导的信道估计方法可直接使用数

据信道的硬判定值。相应地,如果操作信号噪声比低,则具有错误的数据信道的码元相反充当干扰。特别地,当位错误率高时,判定引导的信道估计方法可具有相比仅使用导频信道的信道估计方法更低性能。此外,传统的信道估计方法不考虑包括八个或更多个发送/接收天线的通信方法,或者建议使用在传统通信系统中使用的多个天线来仅仅估计通过MIMO通信的信道。

发明内容

[0011] 技术问题

[0012] 已经做出本发明以至少解决以上问题和/或缺点,并且至少提供下面所述的优点。相应地,主要目的是提供一种用于检测错误并重新估计信道的装置和方法,该装置和方法通过使用解码的信号重新估计通过插入过程估计的不准确的信道,并获得改善的对数似然比,以在用于信道估计的每次迭代过程期间通过turbo解码单元提高接收设备的解码性能。本公开实施例的另一方面的方面是不仅使用导频信号,而且使用用于信道估计的数据。

[0013] 技术方案

[0014] 根据本公开一方面,提供一种用于在移动通信系统中由接收器接收信号的方法。该方法包括:从发送器接收参考信号;基于接收的参考信号确定第一信道信息;基于第一信道信息接收数据信号;以及基于接收的数据信号和第一信道信息确定第二信道信息。

[0015] 按照本公开另一方面,提供一种移动通信系统的装置。该装置包括:至少一个处理器,被配置成:从发送器接收参考信号,基于接收的参考信号确定第一信道信息,基于第一信道信息接收数据信号,以及基于接收的数据信号和第一信道信息确定第二信道信息。

[0016] 在进行下面的详细描述之前,阐述贯穿本专利文献中使用的某些词语和短语的定义可能是有利的:术语“包括”和“包含”以及其派生词意为包括而没有限制;术语“或”是包括性的,意为和/或;短语“与……相关联”、“与其相关联”以及其派生词可意为包括、被包括在……内、与……互联、包含、被包含在……内、连接到……或与……连接、耦合到……或与……耦合、与……可通信、与……合作、交织、并列、接近……、被绑定到……或与……绑定、具有、具有……的属性等等;而术语“控制器”意为控制至少一个操作的任何设备、系统或其部件,这样的设备可以以硬件、固件或软件、或者它们中的至少两种的一些组合来实现。应当注意的是:与任何特定控制器相关联的功能可以是集中式的或分布式的,无论是本地的还是远程。贯穿本专利文献提供对某些词语和短语的定义,本领域普通技术人员应当理解:如果不是大多数情况下,也是在许多情况下,这样的定义适用于这样定义的词语和短语的现有的以及未来使用。

[0017] 有益技术效果

[0018] 根据本公开实施例,可以通过确定从turbo解码单元接收的信号的错误并将码元信息用作导频,甚至在其中不发送导频信号的副载波中,执行迭代的信道估计并减少信道估计错误,并且与传统技术相比,通过诸如检测和解码过程之类的迭代过程来提高LLR计算的准确度,从而提高turbo解码单元的接收性能并改善通信效率。从下面结合附图进行的公开了本发明的示范性实施例的详细描述中,本发明的优点和显著特征将对本领域技术人员变得显而易见。

附图说明

[0019] 为了更全面地理解本公开及其优点,现在对下面结合附图进行的描述做出参考,在附图中相同的附图标记表示相同的部件:

- [0020] 图1是根据本公开实施例的用于执行IDD方案的接收器的框图;
- [0021] 图2图示根据本公开实施例的在无线通信系统中的信道检测过程;
- [0022] 图3是根据本公开实施例的迭代信道重新估计和解码装置的框图;
- [0023] 图4图示根据本公开实施例的在SISO系统中的信道重新估计过程;
- [0024] 图5图示根据本公开实施例的在MIMO系统中的信道重新估计过程;
- [0025] 图6是图示根据本公开实施例的发送器的操作的流程图;
- [0026] 图7是图示根据本公开实施例的接收器的操作的流程图;
- [0027] 图8是图示根据本公开实施例的信道估计过程的流程图;
- [0028] 图9图示根据本公开实施例的在向量化的情况下的MMSE估计过程;
- [0029] 图10是根据本公开另一实施例的迭代信道重新估计和解码装置的框图;
- [0030] 图11图示根据本公开实施例的使用虚拟RS的信道重新估计过程;
- [0031] 图12图示根据本公开实施例的虚拟RS选择过程;
- [0032] 图13图示根据本公开实施例的在 2×2 MIMO中的性能比较结果;
- [0033] 图14图示根据本公开实施例的在 4×4 MIMO中的性能比较结果;
- [0034] 图15图示根据本公开实施例的当应用虚拟RS时的MSE性能比较结果;
- [0035] 图16图示根据本公开实施例的在 4×4 MIMO中的MSE性能比较结果;
- [0036] 图17图示根据本公开实施例的在 4×4 MIMO中的BER性能比较结果;
- [0037] 图18图示根据本公开实施例的在 8×8 MIMO中的MSE性能比较结果;
- [0038] 图19图示根据本公开实施例的在 8×8 MIMO中的BER性能比较结果;
- [0039] 图20图示根据本公开实施例的在 12×12 MIMO中的MSE性能比较结果;以及
- [0040] 图21图示根据本公开实施例的在 12×12 MIMO中的BER性能比较结果。

具体实施方式

[0041] 下面讨论的图1至图21以及用于在本专利文献中描述本公开的原理的各种实施例仅仅通过说明的方式,而不应当被以任何方式解释为限制本公开的范围。本领域技术人员将理解:可在任何适当布置的通信系统中实现本公开的原理。在下文中,将参考附图详细描述本公开的实施例。

[0042] 在描述本公开的示范性实施例时,将省略与在本公开所属领域中公知的并且不与本公开直接相关联的技术内容相关的描述。这样的不必要的描述的省略旨在防止模糊本公开的主要思想并且更清楚地传达主要思想。

[0043] 出于某些原因,在附图中,可夸大、省略或示意性地图示某些元件。此外,每个元件的尺寸不完全反映实际尺寸。在图中,相同或相应的元件被提供有相同的附图标记。

[0044] 通过对如下结合附图详细描述的实施方式进行参考,本公开的优点和特征和实现它们的方式将是清楚的。然而,本公开不限于下面阐述的实施例,而是可以以各种不同的形式来实现。仅提供下面实施例来完全公开本公开,并通知本领域技术人员本公开的范围,并且

本公开仅仅由所附权利要求的范围限定。在整个说明书中,相同或相似的附图标记指定相同或相似的元件。

[0045] 这里,将理解的是:流程图说明的每个块以及流程图说明中块的组合可以由计算机程序指令实现。这些计算机程序指令可以被提供给通用计算机、专用计算机或其它可编程数据处理装置的处理器来产生机器,使得经由计算机或其它可编程数据处理装置的处理器执行的指令创建用于实现在流程图块或多个块中指定的功能的装置。这些计算机程序指令还可以被存储在计算机可用或计算机可读存储器中,计算机可用或计算机可读存储器可以引导计算机或其它可编程数据处理装置以特定的方式起作用,使得存储在计算机可用或计算机可读存储器中的指令产生制品,该制品包括实现在流程图块或多个块中指定的功能的装置。计算机程序指令还可以被加载到计算机或其它可编程数据处理装置上,以使得在计算机或其它可编程设备上执行一系列操作步骤以产生计算机实现的过程,使得在计算机或其它可编程装置上执行的指令提供用于实现在流程图块或多个块中指定的功能的步骤。

[0046] 并且流程图说明的每个块可以表示模块、片段或代码的一部分,模块、片段或代码的一部分包括用于实现一个或多个指定的逻辑功能的一个或多个可执行指令。还应当注意的是:在一些可替代的实现方式中,在块中指出的功能可能乱序发生。例如,连续示出的两个块实际上可能被基本上同时执行,或者块有时可以相反的次序来执行,这取决于涉及的功能。

[0047] 如在此所使用的,“单元”或“模块”指的是执行预定功能的软件元件或硬件元件,诸如现场可编程门阵列(FPGA)或专用集成电路(ASIC)。然而,“单元”或“模块”并不总是限于软件或硬件的含义。“单元”或“模块”可以被构造成或者存储在可寻址的存储介质中,或者执行一个或多个处理器。因此,“单元”或“模块”例如包括软件元件、面向对象的软件元件、类元素或任务元素、过程、功能、属性、程序、子例程、程序代码片段、驱动程序、固件、微码、电路、数据、数据库、数据结构、表格、数组和参数。由“单元”或“模块”提供的元件和功能或者可以被组合成更少数量的元素、“单元”或“模块”,或者被划分成更大数量的元素、“单元”或“模块”。此外,可以实现元素和“单元”或“模块”以在设备或安全多媒体卡内再现一个或多个CPU。

[0048] 根据本公开的实施例,在每次迭代过程中,迭代检测和解码方案所应用到的多输入多输出(MIMO)通信系统将解码的信号转换成码元,确定码元是否具有错误,通过使用不具有错误的信号重新估计信道,并且基于重新估计的信道检测和解码码元,以便执行更高效的通信。

[0049] 在是第4代移动通信的长期演进(LTE)中,发送侧发送导频信号,其中该导频信号是用于估计信道的参考信号(RS)之一。由于发送和接收侧知道导频信号的配置,所以可以使用LS或MMSE估计方案来估计导频位置的信道信息。对于所有副载波需要信道估计,但是当所有副载波用作导频信息时,没有副载波用于发送数据。相应地,发送侧以适当的间隔发送导频,而接收侧为对应于数据传输位置的副载波执行信道估计,其中在数据传输位置中不通过插入过程发送导频信号。此外,由于通过其发送导频的副载波仅仅可以估计一个传输天线信道,所以导频的数量一般正比于在发送侧上的天线的数量。

[0050] 当再次使用turbo解码的信号计算对数似然比(LLR)以便增加无线通信接收设备的性能时,应用使用先验概率(APP)的IDD方案。在IDD方案中,turbo解码器的用于重构接收

的信号的能力可随着迭代数量增加而增加。

[0051] 由于仅仅为信道估计而发送发送侧的导频信号,所以对应于发送侧的导频信号位置的信道可以被准确地估计,但是通过插入过程估计的信道相对不准确。由于不准确的信道估计,所以通过迭代检测和解码(IDD)方案获得的增益不大。虽然存在各种信道估计方案,但是IDD方案可以被主要应用于单输入单输出(SISO)通信系统。不可以通过简单扩展将IDD方案应用于MIMO通信系统,有许多待考虑的事情。

[0052] IDD方案的性能取决于使用接收的信号和信道信息计算的LLR的准确度。当使用不准确的信道估计信息时,LLR的准确度变低。相应地,如果不准确的信道信息是固定的,则即使迭代的数量增加,也难以期望turbo解码器的性能会提高。特别地,当在LTE之后的下一代通信系统中实现IDD方案时,随着发送天线数量的增加,将需要导频信号数量增加。然而,此时数据传输速率的降低必然随之而来。相应地,为了在发送天线的数量增加时维持数据传输速率,导频信号之间的间隔应该更宽。因此,当发送天线的数量增加时,必然跟随由于插入的信道估计性能降低,并且相应地减少LLR的准确度,从而通过IDD方案的性能不可以增加。

[0053] 根据本公开实施例的迭代信道重新估计和解码装置包括:接收从外部设备发送的信号的信号接收器,从接收的信号估计错误位置的错误位置估计器,以及通过使用估计的错误位置和turbo解码器的解码信号重新估计MIMO信道的信道估计器。

[0054] 此外,根据本公开实施例的迭代信道重新估计和解码装置的方法包括:通过使用接收的信号和turbo解码器的解码信号估计错误位置的过程,以及通过使用关于估计的错误位置的信息重新估计数据区域中MIMO信道的过程。

[0055] 在实施例中,接收器何时不能解码从发送器发送的信息可以对应于错误。错误有各种原因,并且原因可能不同,这取决于信道状态和信道估计值。

[0056] 图1是根据本公开实施例的用于执行IDD方案的接收器的框图。

[0057] 参考图1,根据实施例的接收器包括快速傅立叶变换(FFT)单元102、资源解映射单元104、信道估计单元106、列表球形解码单元(list sphere decoding unit)108、LLR计算单元110和turbo解码单元112。

[0058] FFT单元112对接收的信号执行FFT以去除OFDM的周期性循环前缀。

[0059] 所接收的原始信号经历由信道估计单元106进行的信道估计过程以及由资源解映射单元104进行的资源解映射过程。

[0060] 此外,基于资源解映射和信道估计,列表球形解码单元108执行解码过程。根据实施例的列表球形解码单元108的配置可以是可选的。通过形成列表并执行球形解码(sphere decoding),根据实施例的列表球形解码单元108提高LLR的可靠性。此外,在实施例中,列表球形解码单元108使用turbo解码单元112的对数似然比(LLR)值作为先验信息。

[0061] LLR计算单元110接收由列表球形解码单元108进行的操作的结果。在实施例中,LLR计算单元110基于接收的信号计算LLR。此外,在一些实施例中,基于由turbo解码单元112解码的结果以及从列表球形解码单元108接收的信号来计算LLR。

[0062] 另外,turbo解码单元1120基于从LLR计算单元接收的信号而执行解码过程,并且输出解码的结果。

[0063] 在实施例中,如下表达MIMO通信系统中的接收的信号。

[0064] $y = HS + n$

[0065] 在以上等式中, y 表示接收的向量, H 表示MIMO信道矩阵, s 表示码元向量, 而 n 表示接收器中的高斯噪声向量。 $s = f(x) = f([x_1, x_2, \dots, x_{M_c}])$, $f(\cdot)$ 表示根据每个通信系统配置的调制函数, 并且 x_i 表示turbo编码的位。根据实施例的接收器通过信道估计确定对应于信道接收的向量的分量, 并基于接收的信号提取码元向量。

[0066] 图2图示根据本公开实施例的无线通信系统中的信道检测过程。更具体地, 图2示出LTE系统中的固有网格结构和信道估计过程。

[0067] 参考图2, 在实施例中, 在一个或多个资源区域中通过无线信道接收导频信号(P)。

[0068] 在MIMO系统中, 预定的P位置的数量根据发送天线的数量增加, 并且一个预定天线发送在每个导频信号位置中的导频信号以避免发送天线之间的干扰。可以如下表达从导频信号位置中预定的第*i*发送天线接收的导频信号。

$$[0069] \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M-1} \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M-1} & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M-1} & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{M-1,1} & h_{M-1,2} & \cdots & h_{M-1,M-1} & h_{M-1,M} \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \cdots & h_{M,M-1} & h_{M,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ p_i \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{M-1} \\ n_M \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0070] 在以上等式中, h_{ij} 表示 $M \times M$ 的复合MIMO信道 H 的 i, j 位置中的分量。项 p_i 表示从第*i*发送天线发送的导频信号, 并且表示由第*j*接收天线接收的噪声分量。基于以上等式, 可以如下估计在第*i*发送天线和第*j*接收天线之间的信道。

$$[0071] \hat{h}_{i,j} = \frac{p_i^* y_j}{p_i^* p_j} \quad (2)$$

[0072] 通过这样的过程获得的信道信息可以用于在导频信号所位于的OFDM系统的频率轴和时间轴上的插入过程, 并且可以通过插入过程来估计其中发送导频之间的数据的区域的信道。相应地, 随着导频数量增加, 估计的数据区域信道的准确度变高, 但是数据区域的数量减少。因此, 数据传输速率降低。此外, 随着发送天线的数量增加, 导频区域的数量增加。然而, 为了维持数据传输速率, 导频之间的间隔应当增加。相应地, 通过插入过程估计的数据区域的信道之间的间隔逐渐增加。然后, 随着发送天线的数量增加, 估计的信道的准确度逐渐降低。

[0073] 估计的信道信息和接收的信号被发送给列表球形解码单元108, 并且被包括在其中计算LLR的码元列表中。该过程的原因是获得与当考虑由LLR计算单元110计算的所有码元情况同时避免在LLR计算单元110计算所有码元情况时生成的高复杂性时生成的结果类似的结果。检测的码元列表被发送给LLR计算单元110, 并且如下计算LLR。

$$[0074] L_D(x_k|y) = \ln \frac{P(x_{k+}|y)}{P(x_{k-}|y)} \quad (3)$$

[0075] x_{k+} 和 x_{k-} 表示其中 s 的位序列 x 的第 k 位分别是 +1 和 -1 的情况。当假设 x_k 是独立同分布(i.i.d.)时, 如下表达LLR计算等式。

$$[0076] \quad L_D(x_k|y) = \ln \frac{P(x_{k+})}{P(x_{k-})} + \ln \frac{\sum_{x_{k+}} P(y|x_{k+})P(x_{k-})}{\sum_{x_{k-}} P(y|x_{k-})P(x_{k-})}$$

[0077] 在以上等式中,建立 $x_{\bar{k}} = [x_1, x_2, \dots, x_{K-1}, x_{K+1}, \dots, x_{M_C}]$,并且 $P(x_k)$ 表示每个位的概率质量函数(Probability Mass Function, PMF)。此外,在以上等式中,第一项是LLR的优先分量(preferential component),而第二项是外部分量(external component)。一般地,优先分量被称为 L_A ,而外部分量被称为 L_E 。在其中未给出优先分量的开始,假设 $P(x_{k+}) = P(x_{k-}) = 1/2$,使得 $L_A = 0$ 。然而,当迭代的数量增加并且先验概率由turbo解码单元给出时, $L_A \neq 0$ 。

[0078] 同时,在以上等式中,假设高斯噪声,可以如下表达 $P(y|x_{k+})$ 。

$$[0079] \quad P(y|x_{k+}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k+}}\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4)$$

[0080] 在以上等式中, s_{x_k} 表示从具有 x_k 的第 k 位的序列调制的码元。相应地,可以如下计算外部分量 L_E 。

$$[0081] \quad L_E = \ln \frac{\sum_{x_{k+}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k+}}\|^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{2} X_k^T L_{A,k}\right)}{\sum_{x_{k-}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k-}}\|^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{2} X_k^T L_{A,k}\right)} \quad (5)$$

[0082] 在以上等式中, $L_{A,k}$ 表示用于第 k LLR的优先LLR期望的序列。LLR被发送给turbo解码单元112,并且turbo解码单元122的输出可以用于计算作为下一迭代过程中的优先分量 L_A 的LLR。

[0083] 结果,在IDD中,通过接收的信号 y 、信道信息 H 以及从turbo解码单元112的输出获得的 L_A 来计算外部分量 L_E 。当未正确执行信道信息 H 的估计时,它导致生成不准确的外部分量 L_E ,以及还有在下一个迭代过程中从turbo解码单元112获得的不准确的 L_A 。相应地,即使当迭代的数量增加时,性能增加也可能是慢的。因此,信道信息 H 的准确度是影响IDD的整体性能的重要因素。

[0084] 图3是根据本公开的实施例的迭代信道重新估计和解码装置的框图。

[0085] 参考图3,图3的装置包括类似于图1的装置的组件的组件,但是进一步包括码元调制单元314和错误位置估计单元316。此外,根据实施例的装置进一步执行:通过使用从先前迭代过程中获得的turbo解码的信号检测错误位置的过程,通过使用不具有检测到的错误的码元在数据区域上执行迭代信道估计的过程,以及通过使用所述信道再次计算LSD和LLR的过程。

[0086] 在实施例中,通过码元调制单元314、通过重新调制turbo解码的信号 L_A 获得用于信道重新估计的码元。

$$[0087] \quad \hat{s} = f(L_A) = f(\{L_{A,1}, L_{A,2}, \dots, L_{A,M_C}\}) \quad (6)$$

[0088] 基于以上等式, $f(\cdot)$ 使用与在发送侧上的调制函数相同的调制函数。由于通过以上过程估计的码元可包括来自turbo解码单元的错误,需要通过错误位置估计单元316确定具有错误的部分并且仅仅选择正确的码元。

[0089] 根据实施例估计错误位置的方法使用稀疏恢复算法以及使用阈值的方法中的至少一个,其中稀疏恢复算法基于错误位置类似于稀疏信号的特性的事实,而使用阈值的方法基于错误的平均功率大于发送的码元的功率的事实。

[0090] 在实施例中,稀疏恢复算法的复杂性随着天线数量的增加而增加,并且取决于阈值使用阈值的方法具有不同的性能。

[0091] 错误位置估计单元316执行下面的过程。通过使用通过迭代过程获得的信道信息 $\hat{H}$,从接收的信号计算确定等式。

$$[0092] \quad z = \hat{H}^* (y - \hat{H}\hat{s}) = \hat{H}^* (Hs - \hat{H}\hat{s} + n) \quad (7)$$

[0093] 在以上等式中, $\hat{H}^* = (H^H H)^{-1} H^H$ 。当估计的码元 $\hat{s}$ 和实际发送的码元 s 之间的错误差, $\hat{s} = s + e$ 。相应地,如下表达确定等式 z 。

$$[0094] \quad \begin{aligned} z &= \hat{H}^* Hs - \hat{H}^* \hat{H}(s + e) + \hat{H}^* n \quad (8) \\ &= -e + (\hat{H}^* H - I)s + \hat{H}^* n \end{aligned}$$

[0095] 在以上等式中, I 对应于单位矩阵。当估计的码元与实际发送的码元相同时, $e = 0$ 。当估计的码元与实际发送的码元不相同, e 对应于码元之间的差,使得 e 大于实际发送的码元的功率。由于 $(\hat{H}^* H - I)$ 基于信道估计错误,所以 $(\hat{H}^* H - I)$ 小于信道 H 的功率。相应地,可如下通过发现大于阈值 δ_{th} 的错误功率来估计错误位置。

$$[0096] \quad I_e = \begin{cases} 1 & \|z\|^2 > \delta_{th} \\ 0 & \text{否则} \end{cases} \quad (9)$$

[0097] 在以上等式中, I_e 表示指示错误位置的索引。1 指示当前位置的估计的码元不同于发送的码元,而 0 指示当前位置中不存在任何错误。

[0098] 在实施例中,在这样的过程中生成下面的两个不正确的错误确定。

[0099] 首先,即使实际上不生成错误,由于以上等式中相对大的信道估计错误,也做出在其中确定错误的生成的假警报。

[0100] 其次,做出误检测,在其中确定:由于错误功率小于阈值 δ_{th} ,所以不存在任何错误。

[0101] 由于两个错误的错误确定之间的前者没有使用正确的码元向量,并且位置的信道由使用另一个正确的码元向量的信道估计插入,不产生性能恶化。由于后者通过使用不正确的码元向量执行信道估计,所以信道估计错误变大,并且另一区域在插入过程中受影响,所以使得迭代过程中的性能恶化。相应地,当设置阈值 δ_{th} 时,最好比假警报相对地减少误检测。在实施例中,阈值 δ_{th} 可以是存储在接收器中的值或从基站接收的值。

[0102] 估计的错误位置信息被发送给 LLR 计算单元 310 和信道估计单元 306 中的每一个。

[0103] 通过使用估计的错误位置,LLR 计算单元 310 确定从 turbo 解码单元 312 发送的先验信息的准确度。其中确定不存在错误的位置的先验信息可以在计算中由 LLE 计算单元 310 用作优先分量 L_A 。然而,其中确定存在错误的位置的先验信息可能不被使用,并且在其中不给出先验信息的像 IDD 方案的第一次迭代过程的状态 ($L_A = 0$) 中计算 LLR。

[0104] 信道估计单元 306 通过使用接收的错误位置和码元信息来执行信道重新估计过程。此外,信道重新估计的结果可以被发送给列表球形解码单元 308。

[0105] 在根据实施例的接收器中,信号的接收由信号接收器执行。

[0106] 此外,可以包括控制接收器和包括在接收器中的元件的控制器。

[0107] 图4图示根据本公开实施例的在SISO系统中的信道重新估计过程。更具体地,将描述在SISO通信系统中的信道重新估计过程。

[0108] 参考图4,实施例图示下述资源区域,在该资源区域中接收参考信号(R0)402并且从错误位置估计单元发送位于错误位置的资源区域(e)404。

[0109] 在这种情况下,由于导频区域的结构和数据区域的结构彼此相同之处在于从一个天线发送信号,重新估计可以使用数据码元来执行。

$$[0110] \quad h_{i,j} = \frac{\hat{s}_i^* y_j}{\hat{s}_i^* \hat{s}_i} \quad (10)$$

[0111] 相比使用导频的情况,重新估计的信道减少待插入的间隔并增加用于插入的样本数量,使得可以使用各种类型的插入过程以及简单的线性插入方法。相应地,校正由于通过先前迭代过程获得的插入过程的不准确的信道。结果,可以在当前迭代过程中计算更准确的LLR。

[0112] 当根据实施例的方法被应用到MIMO通信系统时,生成与其中将该方法应用到SISO通信系统的情况的差。在导频区域中,从在MIMO环境和SISO环境二者中的一个天线发送信号,并且从而可以执行信道估计而不受其它天线干扰。然而,虽然SISO环境包括下述数据区域,该数据区域具有与在其中从一个天线发送数据的导频区域的结构相同的结构,但是从发送侧上的所有天线发送信号,并且在MIMO环境中由接收侧上的每个天线组合和接收来自所有发送天线的的数据片段。结果,在MIMO环境中,生成天线之间的干扰。相应地,可能难以将在SISO环境中使用的方法简单地应用到MIMO环境。

[0113] 在这种情况下,即使准确地识别传送的码元 $\hat{s}$,但是由于待估计的大量的信道H,信道估计也不可以通过单独一个数据码元向量执行。最容易执行的方法包括:通过使用在先前迭代过程期间获得的信道估计信息去除每个发送天线的信号而估计每个天线的信道的方法,以及通过使用具有相对小的变化的邻近区域同时忽略信道中的变化而在同一时间同时估计多个区域的方法。

[0114] 去除干扰来估计信道的方法具有优点,在于:可以通过一个数据码元向量单独地简单估计所有信道。然而,当发送天线的数量大时,如果使用在先前迭代过程期间获得的不准确的信道信息不完全去除其它发送天线的信号,则可生成错误传播。

[0115] 在其中信道改变速率相对慢的情况下,使用邻近区域来估计信道的方法是有效的。然而,如果信道快速地改变,估计的信道可能相对不准确。

[0116] 图5图示根据本公开实施例的在MIMO系统中的信道重新估计过程。更具体地,图5示出在MIMO通信系统中从每个发送天线到第一接收天线的信道重新估计过程。

[0117] 参考图5,左网格部分指示对应于发送侧上的子帧的时间和频率之间的结构。项R0502表示分配给第一发送天线的导频信号,R1 504、R2 506和R3 508分别表示分配给第二、第三和第四发送天线的导频信号。此外,e 501指示从错误位置估计单元发送的错误位置。

[0118] 在实施例中,不在导频所位于的位置中发送除了发送导频信号的天线之外的剩余其它天线的信号。例如,只有第一天线的导频码元位于将R0502分配到的码元位置,并且其它天线的导频码元或数据码元不位于所述码元位置处。所有发送天线的的数据码元位于不将

导频分配到的剩余位置处。接收侧仅仅接收在对应于导频的位置处的导频信号,并且接收从所有发送天线发送的在数据位置中的组合的多条数据。

[0119] 建议的方法可以估计数据码元并检测错误,并且然后通过使用除了被确定为错误的e 501的部分来重新估计信道。由于仅仅在导频位置中发送导频码元而且发送天线的数据码元共存于数据位置中(在 4×4 结构中传送四个数据码元),所以难以估计每个信道。相应地,使用邻近信道、基于其中稍微改变邻近信道的OFDM系统的特性来估计数据位置的信道。

[0120] 在实施例中,资源区域520的接收信号包括在 4×4 结构中的四个邻近网格接收信号 y^1 522、 y^2 524、 y^3 526和 y^4 528。

$$[0121] \quad y_2^1 = h_{21}^1 s_1^1 + h_{22}^1 s_2^1 + h_{23}^1 s_3^1 + h_{24}^1 s_4^1 + n_2^1 \quad (11)$$

$$[0122] \quad y_3^1 = h_{31}^1 s_1^1 + h_{32}^1 s_2^1 + h_{33}^1 s_3^1 + h_{34}^1 s_4^1 + n_3^1 \quad (12)$$

$$[0123] \quad y_4^1 = h_{41}^1 s_1^1 + h_{42}^1 s_2^1 + h_{43}^1 s_3^1 + h_{44}^1 s_4^1 + n_4^1 \quad (13)$$

$$[0124] \quad y_1^2 = h_{11}^2 s_1^2 + h_{12}^2 s_2^2 + h_{13}^2 s_3^2 + h_{14}^2 s_4^2 + n_1^2 \quad (14)$$

$$[0125] \quad y_2^2 = h_{21}^2 s_1^2 + h_{22}^2 s_2^2 + h_{23}^2 s_3^2 + h_{24}^2 s_4^2 + n_2^2 \quad (15)$$

$$[0126] \quad y_3^2 = h_{31}^2 s_1^2 + h_{32}^2 s_2^2 + h_{33}^2 s_3^2 + h_{34}^2 s_4^2 + n_3^2 \quad (16)$$

$$[0127] \quad y_4^2 = h_{41}^2 s_1^2 + h_{42}^2 s_2^2 + h_{43}^2 s_3^2 + h_{44}^2 s_4^2 + n_4^2 \quad (17)$$

$$[0128] \quad y_1^3 = h_{11}^3 p_1^3 + n_1^3 \quad (18)$$

$$[0129] \quad y_2^3 = h_{21}^3 p_1^3 + n_2^3 \quad (19)$$

$$[0130] \quad y_3^3 = h_{31}^3 p_1^3 + n_3^3 \quad (20)$$

$$[0131] \quad y_4^3 = h_{41}^3 p_1^3 + n_4^3 \quad (21)$$

$$[0132] \quad y_2^4 = h_{21}^4 s_1^4 + h_{22}^4 s_2^4 + h_{23}^4 s_3^4 + h_{24}^4 s_4^4 + n_2^4 \quad (22)$$

$$[0133] \quad y_3^4 = h_{31}^4 s_1^4 + h_{32}^4 s_2^4 + h_{33}^4 s_3^4 + h_{34}^4 s_4^4 + n_3^4 \quad (23)$$

$$[0134] \quad y_4^4 = h_{41}^4 s_1^4 + h_{42}^4 s_2^4 + h_{43}^4 s_3^4 + h_{44}^4 s_4^4 + n_4^4 \quad (24)$$

[0135] 在实施例中,假设第三区域526的天线仅仅接收导频信号。当假设接收天线的信道 h_{11}^i 、 h_{12}^i 、 h_{13}^i 和 h_{14}^i ($i=1, 2, 3, 4$)是一致的,而不管邻近网格中的 i 时,它可由向量和矩阵表达。

$$[0136] \quad \begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_1^2 \\ y_1^3 \\ y_1^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_2^1 & s_3^1 & s_4^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & s_3^2 & s_4^2 \\ p_1^3 & 0 & 0 & 0 \\ s_1^4 & s_2^4 & s_3^4 & s_4^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{12} \\ h_{13} \\ h_{14} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_1^2 \\ n_1^3 \\ n_1^4 \end{bmatrix} \quad (25)$$

[0137] 通过以上关系,可以如下估计数据位置的信道 h_{11}^i 、 h_{12}^i 、 h_{13}^i 和 h_{14}^i 。

$$[0138] \quad \begin{bmatrix} \hat{h}_{11} \\ \hat{h}_{12} \\ \hat{h}_{13} \\ \hat{h}_{14} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_2^1 & s_3^1 & s_4^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & s_3^2 & s_4^2 \\ p_1^3 & 0 & 0 & 0 \\ s_1^4 & s_2^4 & s_3^4 & s_4^4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_1^2 \\ y_1^3 \\ y_1^4 \end{bmatrix} \quad (26)$$

[0139] 在其它接收天线中,可以以相同方式重新估计数据区域信道。然而,包括估计的码元的矩阵应当具有逆矩阵。当由于包括估计的码元的矩阵的秩亏(rank deficiency)而不能获得逆矩阵时,选择其它邻近区域并且重新估计信道。通过这样的过程,在像在SISO系统中的下一个迭代过程期间的信道估计中,可以减小数据插入间隔并且可以增加LLR计算的准确度。

[0140] 图6是图示根据本公开实施例的发送器的操作的流程图。

[0141] 参考图6,根据实施例的发送器在步骤605生成将发送给接收器的源位(source bit)。

[0142] 在步骤610,发送器编码生成的源位。在实施例中,发送器通过turbo编码单元编码源位。

[0143] 在步骤615,发送器调制编码的数据。调制方案可以根据实施例而不同,并且可基于由接收器报告的信道状态而应用不同的调制方法。

[0144] 在步骤620,发送器预编码调制的数据。还可以基于信道状态执行预编码。可以预先在发送器和接收器之间共享预编码方法,并且可以根据条件不同地执行预编码方法。

[0145] 在步骤625,发送器执行映射数据资源的操作以及生成导频信号并且将生成的导频信号映射到相应的无线电资源的操作中的至少一个。

[0146] 在步骤630,发送器基于映射的资源区域、通过快速傅里叶逆变换(IFFT)生成OFDM码元。

[0147] 在步骤635,发送器将包括生成的码元的数据发送给接收器。

[0148] 图7是图示根据本公开实施例的接收器的操作的流程图。

[0149] 参考图7,根据实施例的接收器在步骤705从发送器接收包括OFDM码元的信号。

[0150] 在步骤710,通过对接收的信号执行FFT,接收器生成网格资源结构。

[0151] 在步骤715,接收器检测导频信号的位置,并且基于检测到的位置估计信道。根据实施例,根据在发送器和接收器之间预先布置的方法确定导频信号的位置。根据另一实施例,导频信号的位置由接收器基于包括在接收的信号中的信息来确定。

[0152] 在步骤720,接收器从接收的信号检测数据位置,并且计算LLR。在一些实施例中,基于接收的信号和估计的信道信息执行LLR计算。

[0153] 在步骤725,接收器基于计算的LLR解码接收的信号。根据实施例,接收器通过使用turbo解码单元来解码接收的信号。

[0154] 在步骤730,基于解码的信号和从解码的信号码元调制的信号中的至少一个,接收器检测错误位置。根据实施例估计错误位置的方法使用稀疏恢复算法以及使用阈值的方法中的至少一个,其中稀疏恢复算法基于错误位置类似于稀疏信号的特性的事实,而使用阈值的方法基于错误的平均功率大于发送的码元的功率的事实。此外,在实施例中,用于确定错误的阈值由接收器预先设置,或者由接收器基于从发送器接收的信号来确定。基于检测

的错误位置,接收器执行信道估计和LLR计算中的至少一个,并且相应地接收具有更高可靠性的信号。

[0155] 接收器在步骤735确定迭代数量或接收性能是否满足预定条件。当满足条件时,过程结束。否则,通过迭代重复执行步骤715至730直到满足条件。

[0156] 图8是图示根据本公开实施例的信道估计过程的流程图。

[0157] 参考图8,接收器在步骤805选择用于信道估计的无线电资源组。可基于天线位置以及其中发送参考信号的位置中的至少一个来选择无线电资源。

[0158] 在步骤810,接收器确定在选择的无线电资源组中是否存在确定的错误。在实施例中,包括在接收器中的错误位置估计单元确定发送给无线电资源区域的信号是否没有任何错误。当信号具有确定的错误时,接收器选择新的无线电资源组而不进行在相应资源区域中的信道估计。此外,根据实施例,当信号具有确定的错误时,在相应资源区域中估计的信道值可能具有低重要性。

[0159] 在步骤815,确定是否可以计算用于估计码元集的信道的逆矩阵。

[0160] 当不可以计算逆矩阵时,接收器移动到步骤805,并且选择新的资源区域,而不进行在相应区域中的信道估计。

[0161] 当可以计算逆矩阵时,接收器在步骤820重新估计码元。基于根据逆矩阵估计的信道信息,对从接收的信号提取的码元执行码元重新估计。

[0162] 在步骤825,接收器确定是否在其中在接收的信号之间执行了码元重新估计的所有数据区域中完成了码元重新估计。当未完成码元重新估计时,接收器重复该过程直到完成码元重新估计。

[0163] 在步骤830,通过在其中由于错误而还未执行重新估计的区域上执行插入操作,接收器估计在所有接收的信号区域中的信道。

[0164] 图9图示根据本公开实施例的在向量化中的MMSE估计过程。图10是根据本公开另一实施例的迭代信道重新估计和解码装置的框图,图11图示根据本公开实施例的使用虚拟参考信号(RS)的信道重新估计过程,而图12图示根据本公开实施例的虚拟RS选择过程。

[0165] 参考图9至12,布置和向量化在一个资源块的导频位置处接收的多条信息。

$$\begin{aligned}
 y_r^{(0)} &= h_{rt}^{(0)} r_t^{(0)} + n_r^{(0)} \\
 y_r^{(1)} &= h_{rt}^{(1)} r_t^{(1)} + n_r^{(1)} \\
 y_r^{(2)} &= h_{rt}^{(2)} r_t^{(2)} + n_r^{(2)} \\
 y_r^{(3)} &= h_{rt}^{(3)} r_t^{(3)} + n_r^{(3)}
 \end{aligned} \quad (27)$$

[0167] 在以上等式中, $y_r^{(i)}$ 表示从第t发送天线发送给第r接收天线的第i导频位置的接收的信号。项 $r_t^{(i)}$ 和 $n_r^{(i)}$ 分别对应于信道信息、导频信号和高斯噪声。如下以向量矩阵的形式表达这样接收的信号。

$$[0168] \quad \begin{bmatrix} y_r^{(0)} \\ y_r^{(1)} \\ y_r^{(2)} \\ y_r^{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_t^{(0)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_t^{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_t^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_t^{(3)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{rt}^{(0)} \\ h_{rt}^{(1)} \\ h_{rt}^{(2)} \\ h_{rt}^{(3)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_r^{(0)} \\ n_r^{(1)} \\ n_r^{(2)} \\ n_r^{(3)} \end{bmatrix} \quad (28)$$

[0169] 基于信道信息之间的相关性,可以如下表达MMSE信道估计。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{r,t} &= \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{y}_r) \text{Cov}(\mathbf{y}_r, \mathbf{y}_r)^{-1} \mathbf{y}_r, \quad (29) \\ &= \mathbb{E}[\mathbf{h}_{r,t} \mathbf{h}_{r,t}^H] \left(\mathbb{E}[\mathbf{h}_{r,t} \mathbf{h}_{r,t}^H] + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{R}_t^H \mathbf{y}_r \end{aligned}$$

[0171] 在以上等式中,相关性函数被定义为 $\text{Cov}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbb{E}[\mathbf{x} \mathbf{y}^H]$,并且信道相关性 $\mathbb{E}[\mathbf{h}_{r,t} \mathbf{h}_{r,t}^H]$ 可以通过下面的过程来计算。当 $h(f, t)$ 对应于频率时间网格中的信道信息时,如下可以以频率和时间的形式表达待估计的信道信息。

$$\begin{bmatrix} h_{r,t}^{(0)} \\ h_{r,t}^{(1)} \\ h_{r,t}^{(2)} \\ h_{r,t}^{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(f, t) \\ h(f + \Delta f_1, t + \Delta t_1) \\ h(f + \Delta f_2, t + \Delta t_2) \\ h(f + \Delta f_3, t + \Delta t_3) \end{bmatrix} \quad (30)$$

[0173] 基于2D零均值宽感测平稳过程(2D-zero mean wide-sense stationary process)的假设,可以由时间和频率的变化来表达信道相关性。

$$\mathbb{E}[h(f + \Delta f, t + \Delta t) h(f, t)^H] = [R_h(\Delta f, \Delta t)] \quad (31)$$

[0175] 此外,如下可以通过使用Clarke的各向同性散射模型表达信道相关性。

$$R_h(\Delta f, \Delta t) = R_h(\Delta f) R_h(\Delta t) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} [0177] \quad \text{在上式中,} \quad R_h(\Delta f) &= \sum_{i=1}^L P_i \exp(j 2\pi \Delta f \tau_i), \quad P_i \text{表示第} i \text{条路径的平均功率,} \tau_i \text{表示延迟} \\ R_h(\Delta t) &= J_0(2\pi f_d \Delta t) \end{aligned}$$

时间, f_d 表示多普勒频率,而 $J_0(\cdot)$ 表示0阶Bessel。

[0178] 当使用信道相关性时,可通过图10的框图中图示的过程执行信道估计。

[0179] 参考图10,根据实施例的接收器包括FFT单元1002、资源解映射单元1004、信道估计单元1006、LLR计算单元1008、解加扰单元1010、信道解码单元1012、加扰单元1014、软码元调制单元1016和虚拟RS选择单元1018中的至少一个。

[0180] 在实施例中,FFT单元1002首先对接收的信号执行FFT,并将信号转换成频带的信号。在实施例中,基于预先设置的或从发送器接收的信息,FFT单元1002将接收的信号划分成导频信号和数据信号。

[0181] 资源解映射单元1004解映射资源。

[0182] 信道估计单元1006向量化划分的导频信号,并通过MMSE估计获得信道信息。

[0183] 基于估计的信道信息和接收的信号中的至少一个,LLR计算单元1008计算LLR。

[0184] 解加扰单元1010和信道解码单元1012通过使用计算的LLR执行信道解码。

[0185] 通过加扰单元1014和软码元调制单元1016将解码的信号调制成软码元。

$$E[s_t^{(i)}] = \sum_{s \in \Theta} s \prod_{k=1}^Q \frac{1}{2} \left(1 + c_{tk}^i \tanh \left(\frac{L(c_{tk}^i)}{2} \right) \right) \quad (33)$$

[0187] 在以上等式中, Θ 表示在所有可能的情况下的码元的集,而 s 表示在一种可能的情况下的码元。此外, c_{tk}^i 表示对应于一个码元的位向量的一位。相应地,可以通过位的概率的乘积计算每个码元的概率、乘以概率和每个码元的实际值以及相加生成的值来获得软码元。通过使用软码元,可以识别用于数据码元错误的二次统计特性。当码元相对不准确时

(当概率值小时), 概率值接近0, 所以信道估计影响较小。然而, 当码元准确时, 概率值大, 所以信道估计更受影响。可以在信道估计中反映这样的事实。

[0188] 此时, 计算的LLR被用作外在因子以与从解码单元发送的先验信息组合, 并且然后使用后验LLR。虚拟RS选择单元1018选择从获得的码元中选择可以减少信道信息错误的码元并通过使用选择的码元来执行信道重新估计。在这样的过程期间, 基于先验信息等于0的假设, 可在第一解码之前执行信道估计一次以上。结果, 可以在第一次迭代过程期间获得性能增益。

[0189] 在实施例中, 基于由LLR计算单元1008计算的LLR以及从解码的信号输出的LLR, 软码元调制单元1016将码元转换成软码元。

[0190] 此外, 虚拟RS选择单元1018从计算的软码元计算均方错误, 并确定用于信道估计的数据码元。更具体地, 信道重新估计将获得的软码元用作虚拟RS, 如图11中所图示。图11示出其中使用四个虚拟RS的情况。四个导频信号和四个数据信号如下。

$$[0191] \quad y_r^{(0)} = h_{r,i}^{(0)} r_i^{(0)} + n_r^{(0)} \quad (34)$$

$$[0192] \quad y_r^{(1)} = h_{r,i}^{(1)} r_i^{(1)} + n_r^{(1)}$$

$$[0193] \quad y_r^{(2)} = h_{r,i}^{(2)} r_i^{(2)} + n_r^{(2)}$$

$$[0194] \quad y_r^{(3)} = h_{r,i}^{(3)} r_i^{(3)} + n_r^{(3)}$$

$$[0195] \quad z_r^{(0)} = \sum_{i=0}^{T-1} g_{r,i}^{(0)} s_i^{(0)} + n_r^{(0)} \quad (35)$$

$$[0196] \quad z_r^{(1)} = \sum_{i=0}^{T-1} g_{r,i}^{(1)} s_i^{(1)} + n_r^{(1)}$$

$$[0197] \quad z_r^{(2)} = \sum_{i=0}^{T-1} g_{r,i}^{(2)} s_i^{(2)} + n_r^{(2)}$$

$$[0198] \quad z_r^{(3)} = \sum_{i=0}^{T-1} g_{r,i}^{(3)} s_i^{(3)} + n_r^{(3)}$$

[0199] 在以上等式中, $z_r^{(j)}$ 表示从每个发送天线发送给第r接收天线的第j导频位置的接收的信号。项 $g_{r,i}^{(j)}$ 和 $s_i^{(j)}$ 分别对应于从第i发送天线发送的信道信息和数据码元。向量化导频接收的信号 $g_r^{(j)}$ 和虚拟RS $z_r^{(j)}$, 并且如下执行MMSE信道估计。

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,t} = \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \begin{bmatrix} \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix}) \text{Cov}(\begin{bmatrix} \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix})^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix} \quad (36)$$

[0200]

$$= \begin{bmatrix} C_{h,h} & C_{h,g} E[S_t]^H \\ C_{h,g} E[S_t]^H & E[S_t] C_{g,g} \sum_{i=0}^{T-1} E[S_i C_{g,g} S_i^H] + \sigma_n^2 I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_t^H \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix}$$

[0201] 在以上等式中, $C_{h,h}$ 表示导频位置之间的相关性, $C_{h,g}$ 和 $C_{g,h}$ 表示导频和虚拟RS之间的相关性, 而 $C_{g,g}$ 表示虚拟RS之间的相关性。此外, R_t^H 表示导频信号的对角矩阵, 而 $E[S_t]$ 表示使用后验信息的软码元的对角矩阵。在以上等式中, 虽然仅仅估计导频位置的信道, 但是可以通过简单的等式计算估计数据位置的信道。然而, 为了降低实际实现方式中插入的复杂性, 这样的计算的示例已经被描述成仅仅增加导频位置的信道的准确度。

[0202] 如下可以通过均方错误(MSE)计算信道的获得的准确度。

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E[\|\mathbf{h}_{r,t} - \hat{\mathbf{h}}_{r,t}\|^2] \\ &= tr \left(C_{h,h} - \begin{bmatrix} C_{h,h} & C_{h,g} E[S_t]^H \\ C_{h,g} E[S_t]^H & E[S_t] C_{g,g} \sum_{i=0}^{T-1} E[S_i C_{g,g} S_i^H] + \sigma_n^2 I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_{h,h} \\ E[R_t] C_{g,h} \end{bmatrix} \right) \\ &= \sigma_n^2 tr \left(C_{h,h} (C_{h,h} + \sigma_n^2 I)^{-1} \right) - \frac{\sigma_n^4 E[S_t]^2 C_{g,h} (C_{h,h} + \sigma_n^2 I)^{-2} C_{h,g}}{\sum_{i=0}^{T-1} E[R_t^2] + \sigma_n^2 - E[S_t]^2 C_{g,h} (C_{h,h} + \sigma_n^2 I)^{-2} C_{h,g}} \end{aligned} \quad (37)$$

[0204] 以上等式的第一项对应于根据给定环境的固定值, 并且注意的是: 信道错误随着第二项变大而减小。相应地, 随着 $|E[S_t]|^2 |C_{g,h}|^2$ 的可变值更大, 信道错误变得更小。因此, 选择使得第二项具有最大值的数据码元。如图12中所图示, 计算一个块的数据码元的值, 以递减次序顺序排列计算的值, 并且然后选择根据需要尽可能多的虚拟RS。可以自由选择根据需要尽可能多的虚拟RS, 诸如预定数量或根据所需的性能或复杂性的数量的虚拟RS。在图15中图示在MIMO环境中根据每个虚拟RS的性能。注意的是: MSE性能得到改善, 但是性能的改善宽度随着虚拟RS的数量增加而逐渐变窄。此外, 注意的是: 随着迭代数量的增加, 性能逐渐接近理论性能。如上所述, 根据实施例, 可以通过插入过程、通过基于数据码元的向量化信道估计进一步改善接收性能。更具体地, 通过基于数据码元的向量化信道估计, 基于导频信号的信道估计性能可以得到增强, 并且通过数据信道的信道估计性能可以得到改善。

[0205] 此外, 随着MIMO尺寸变大, 由数据码元位置中的来自其它天线的码元的干扰的大小逐渐变大。相应地, 应当考虑干扰。可以使用在先前过程中的数据码元以及通过迭代过程的估计的信道信息去除干扰。相应地, 通过先前计算的MMSE信道估计, 可以如下获得改善的信道信息。

$$[0206] \quad \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_{r,t}^{(0)} \\ \hat{\mathbf{g}}_{r,t}^{(0)} \end{bmatrix} = \text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{r,t}^{(0)} \\ \mathbf{g}_{r,t}^{(0)} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} \right) \text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} \quad (38)$$

[0207] 在以上等式中, $\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_r \\ \mathbf{z}_r \end{bmatrix} - \sum_{i=0}^{L-1} \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & \tilde{X}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_{r,t}^{(i-1)} \\ \hat{\mathbf{g}}_{r,t}^{(i-1)} \end{bmatrix}$, 且如下计算每个相关性。

$$[0208] \quad \text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{r,t}^{(0)} \\ \mathbf{g}_{r,t}^{(0)} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} C_{h,h} R_r^H & C_{h,g} E[S_i]^H \\ C_{g,h} R_r^H & C_{g,g} E[S_i]^H \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$[0209] \quad \text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_r \\ \tilde{\mathbf{z}}_r \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} R_r C_{h,h} R_r^H + \sigma_n^2 I & R_r^H C_{h,g} E[S_i]^H \\ E[S_i] C_{g,h} R_r^H & A \end{bmatrix}$$

[0210] 在上述等式中, 如下表达A。

$$[0211] \quad A = E[S_i S_i^H] \otimes C_{g,g} + \sum_{i=0}^{L-1} E[S_i S_i^H] \otimes C_{f,i}^{(i-1)} + (E[\mathbf{x}_i S_i^H] - E[S_i S_i^H]) \otimes \hat{\mathbf{g}}_{r,t}^{(i-1)} (\hat{\mathbf{g}}_{r,t}^{(i-1)})^H + \sigma_n^2 I \quad (40)$$

[0212] 在以上等式中, $\otimes$ 表示其中各个矩阵的分量相乘的Hadamard乘积。

[0213] 在实施例中, 当执行向量化的信道估计时, 可以直接估计通过其发送下行链路数据的无线电资源的信道。此外, 通过使用用于估计通过其发送导频信号的信道的下行链路数据传输资源的信道估计的结果, 可以进一步改善信道估计的性能。

[0214] 在标量类型信道估计中, 其中发送下行链路数据的无线电资源的信道估计的结果不能用于估计其中发送导频信号的资源区域。

[0215] 此外, 当估计向量化的信道时, 可以选择性地估计数据信道。相应地, 通过在插入过程中选择性地估计几个数据信道, 可实现由开发者期望的性能改善。更具体地, 由于选择的数据信道的类型, 所以选择的数据信道的数量和插入过程是彼此独立的, 插入过程的复杂性不根据为信道估计选择的数据信道增加。

[0216] 此外, 当估计向量化的信道时, 可以在执行LLR计算多次之前获得用于更精确地估计信道的增益。更具体地, 基于先验信息等于0的假设, 可以在第一次解码之前执行信道估计不止一次。结果, 可以在第一次迭代过程期间获得性能增益。

[0217] 此外, 在向量类型的信道估计中, 当接收的数据本身具有错误时, 基于软码元类型的错误执行信道估计, 以便不需要单独的错误确定, 并且从而如果存在错误, 信道估计不太受到错误影响。

[0218] 图13图示根据本公开实施例的在2×2MIMO中的性能比较结果, 而图14图示根据本公开实施例的在4×4MIMO中的性能比较结果。

[0219] 参考图13和14, 在2×2MIMO和4×4MIMO的情况下, 示出了关于由接收器根据传统IDD迭代一次和迭代四次的BER以及关于由接收器根据本公开的实施例迭代四次的BER。更具体地, 虽然LLR计算的精确度由于信道估计错误而为低, 并且从而没有性能改善, 即使在传统IDD方案中执行迭代过程, 但是根据本公开的迭代信道重新估计和解码方案具有改善的性能。

[0220] 图15图示根据本公开实施例的当应用虚拟RS时的MSE性能比较结果。

[0221] 参考图15,注意的是:在 8×8 MIMO环境中,MSE性能得到改善,但是改善宽度随着虚拟RS数量的增加而逐渐变窄。此外,注意的是:随着迭代数量的增加,性能逐渐接近理论性能。在实施例中,i指示迭代的数量。

[0222] 图16图示根据本公开实施例的在 4×4 MIMO中的MSE性能比较结果,图17图示根据本公开实施例的在 4×4 MIMO中的BER性能比较结果,图18图示根据本公开实施例的在 8×8 MIMO中的MSE性能比较结果,图19图示根据本公开实施例的在 8×8 MIMO中的BER性能比较结果,而图20图示根据本公开实施例的在 12×12 MIMO中的MSE性能比较结果。

[0223] 参考图16至20,MSE和BER被示为根据MIMO尺寸的模拟的结果。不像标量的情况,甚至传统方案在向量的情况下具有改善的性能。然而,注意的是:通过建议的方案实现的性能比传统的方案好。

[0224] 虽然已经用示范性实施例描述了本公开,但是可向本领域技术人员建议各种改变和修改。本公开意图是包括如落在所附权利要求范围内的这样的变化和修改。

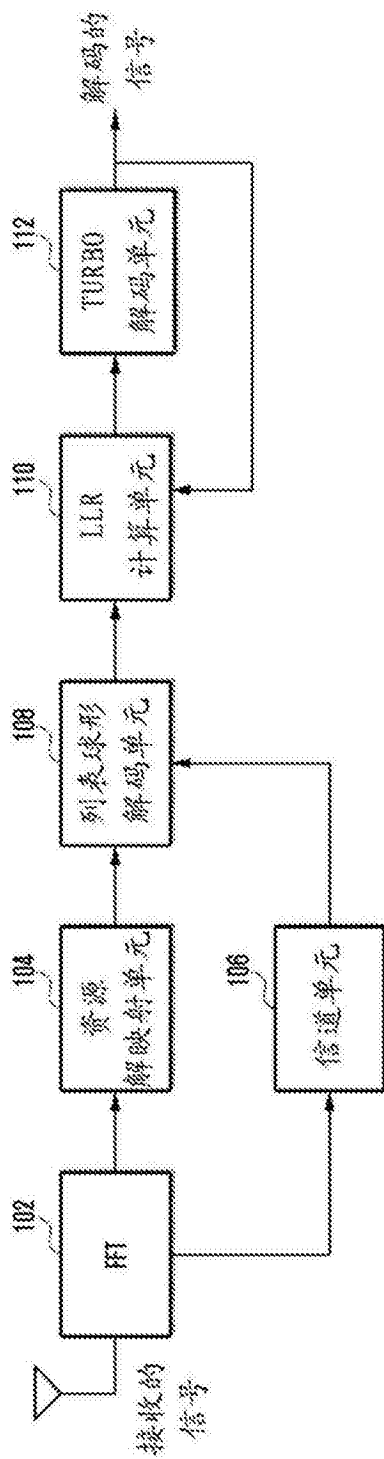


图1

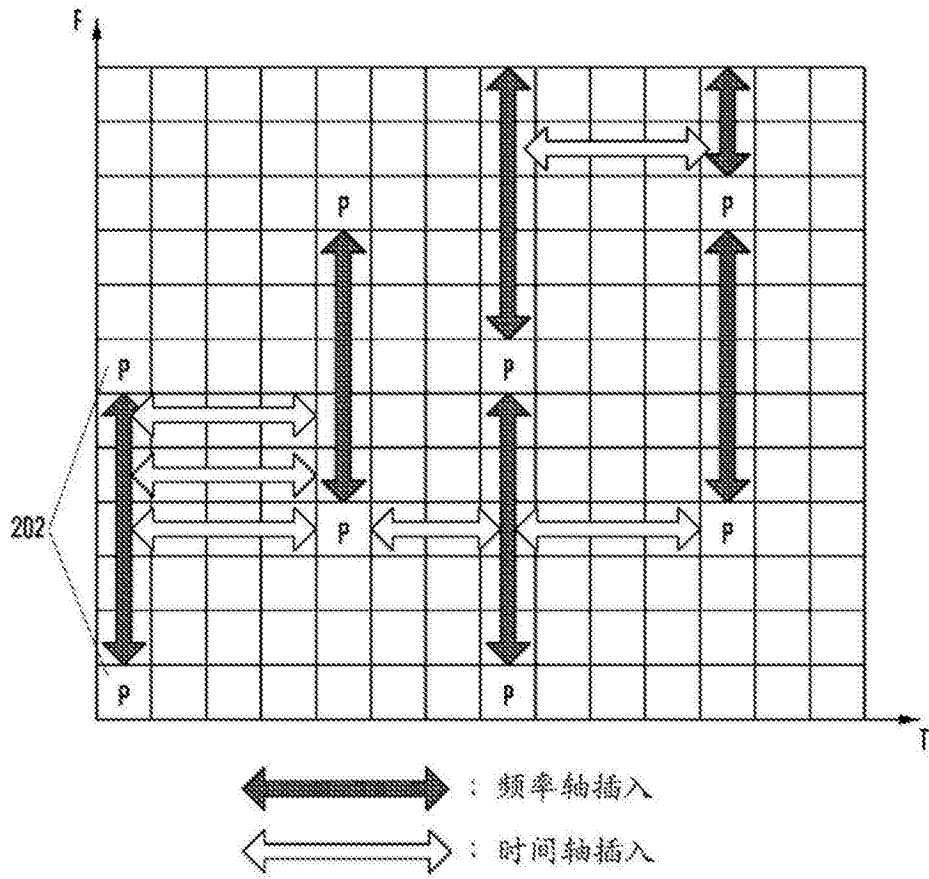


图2

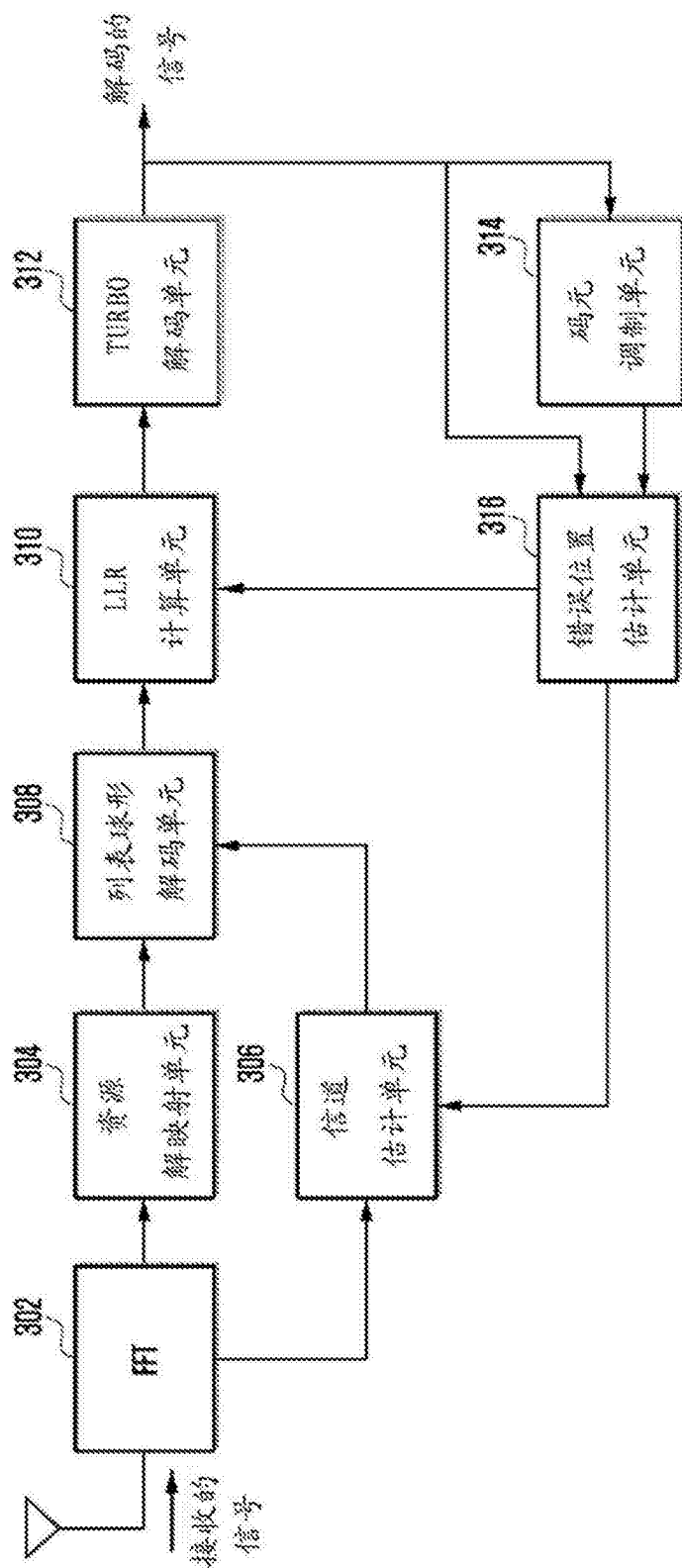


图3

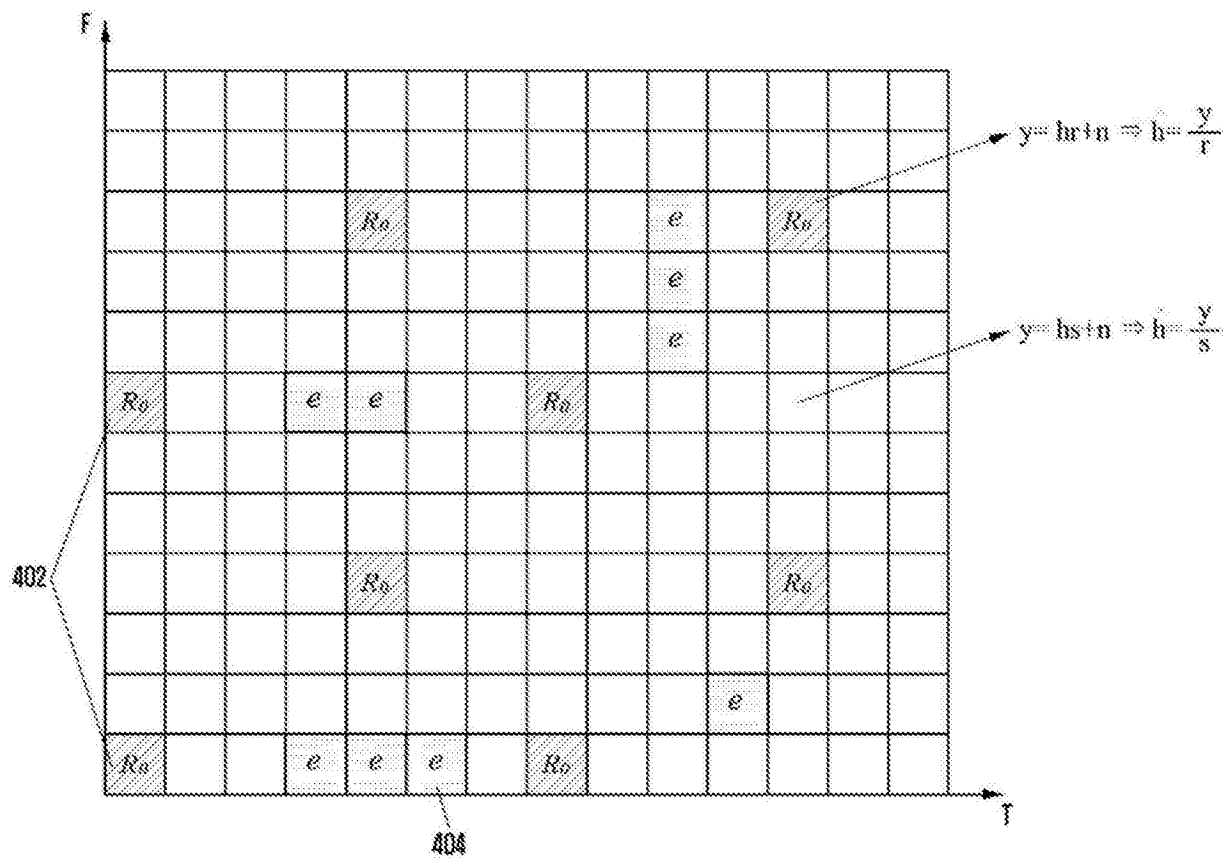


图4

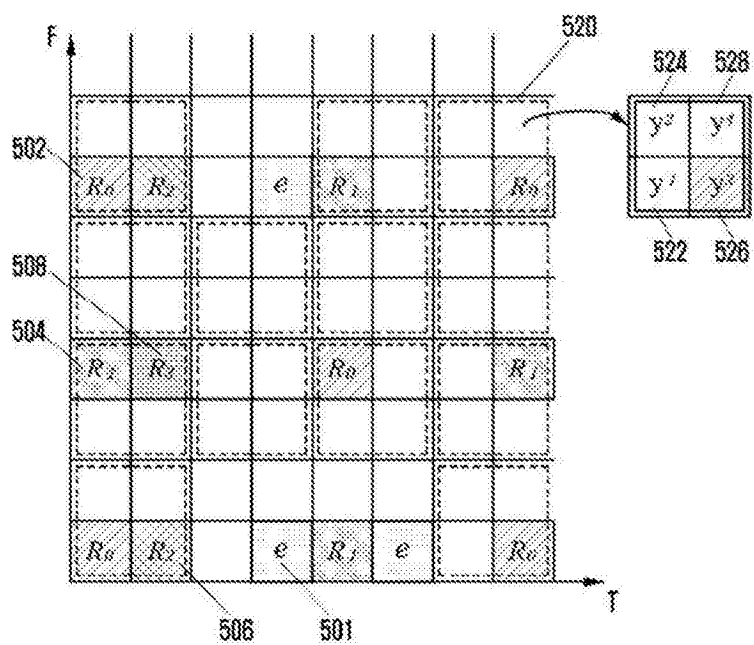


图5

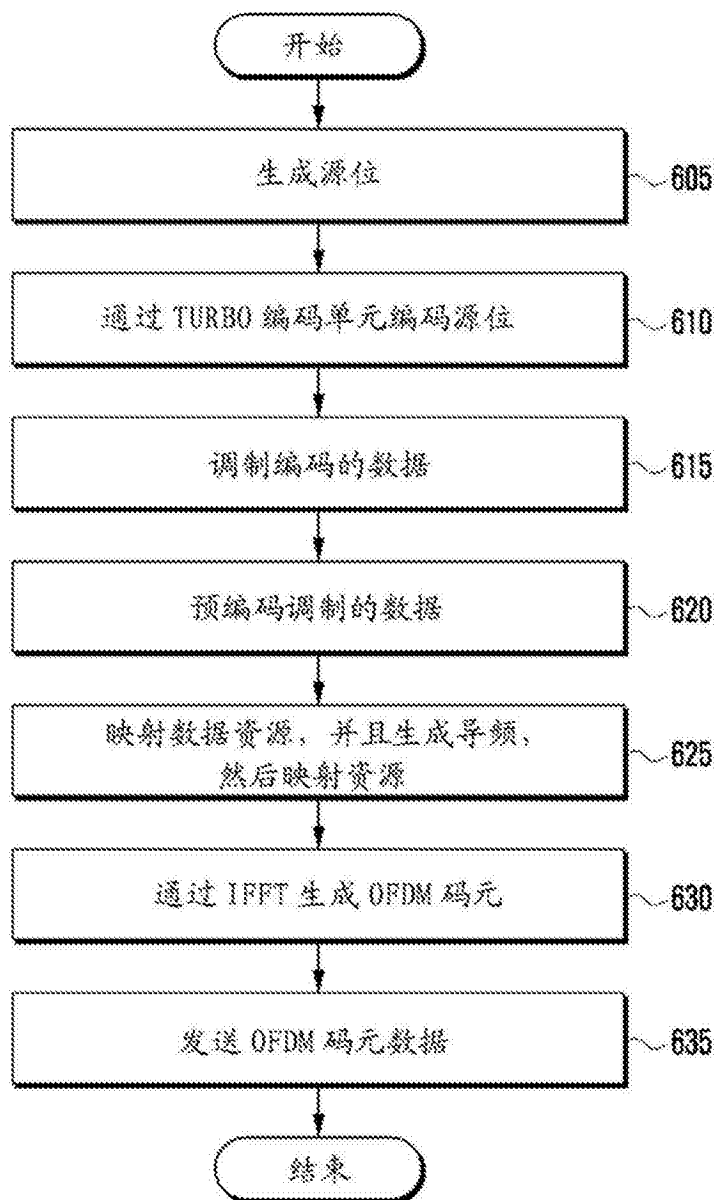


图6

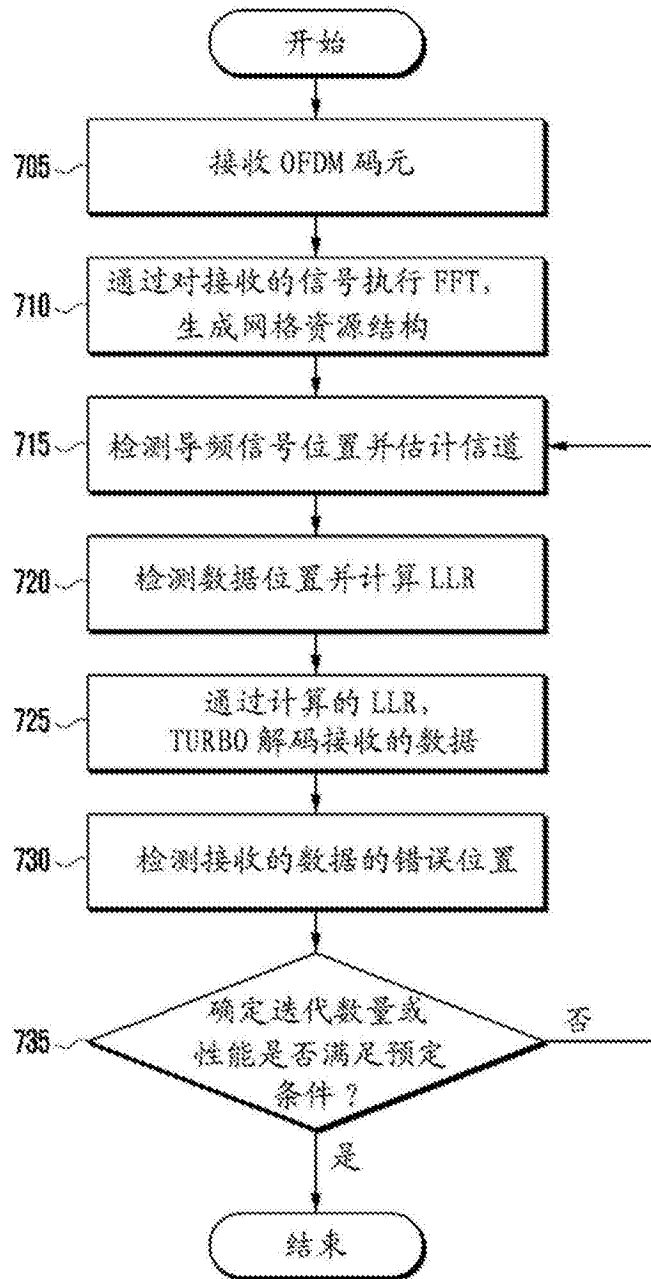


图7

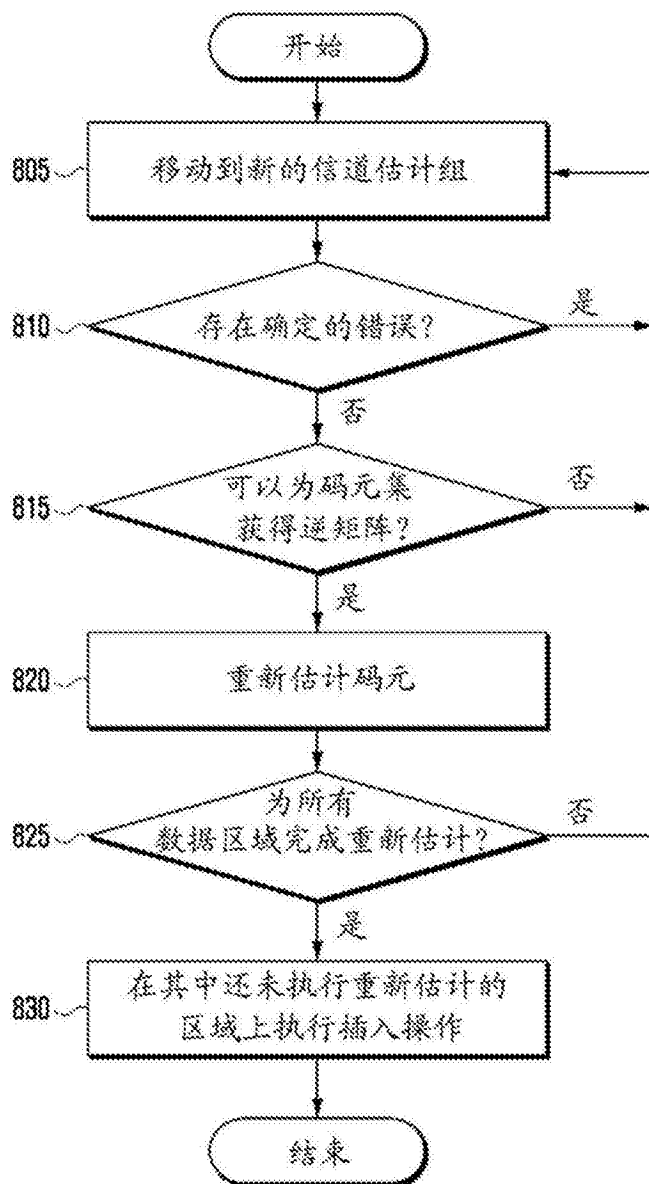


图8

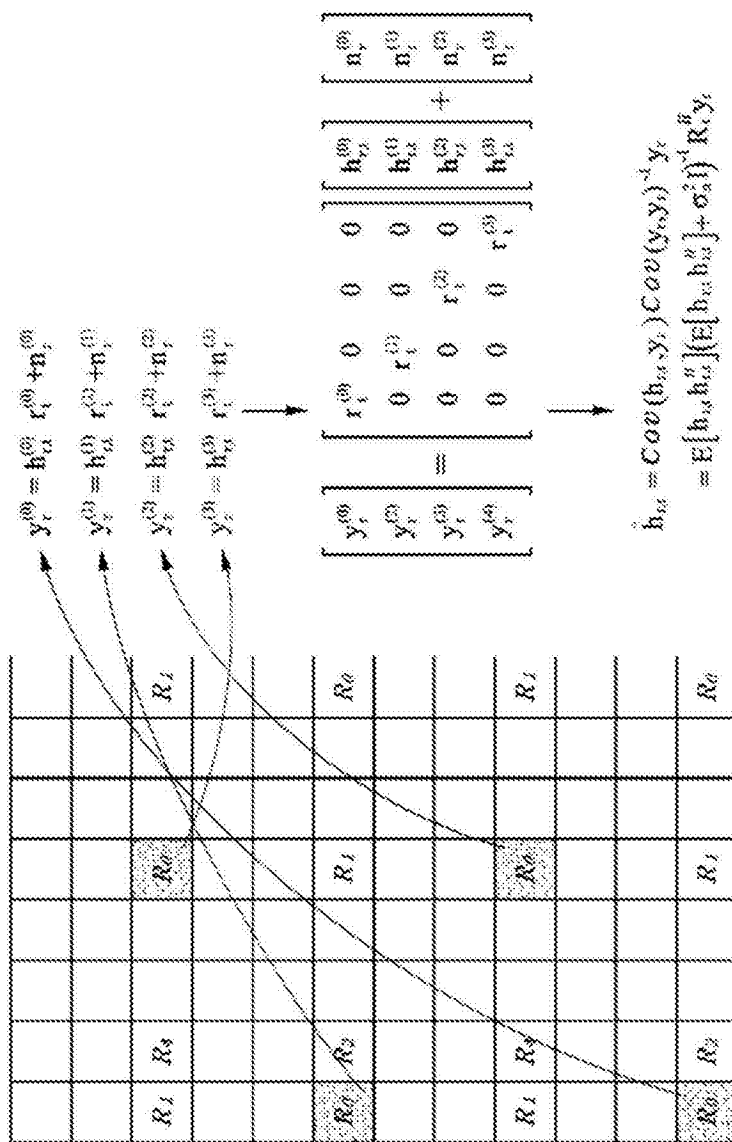


图9

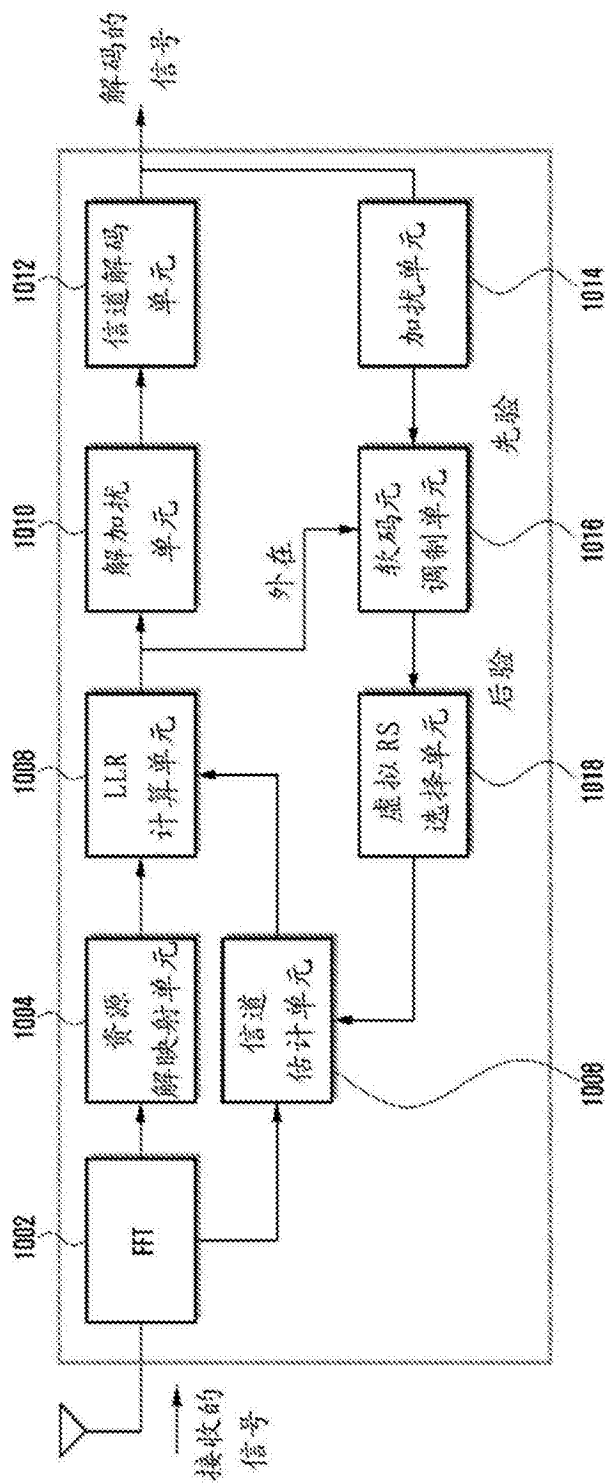


图10

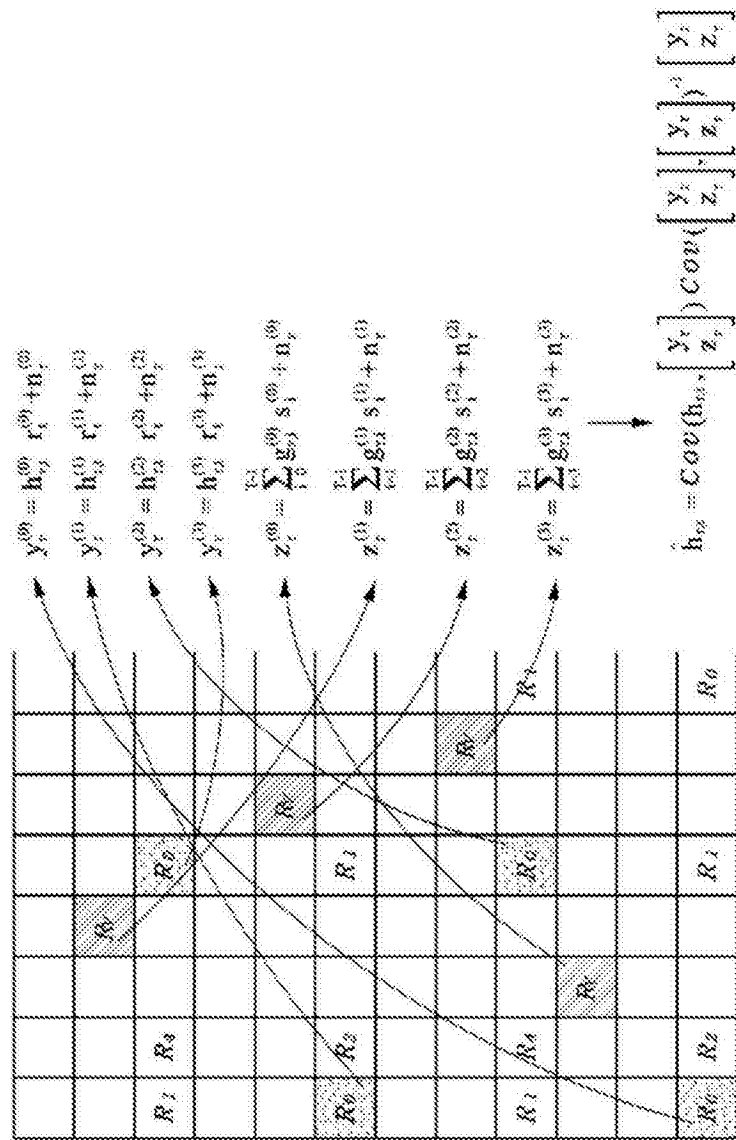


图11

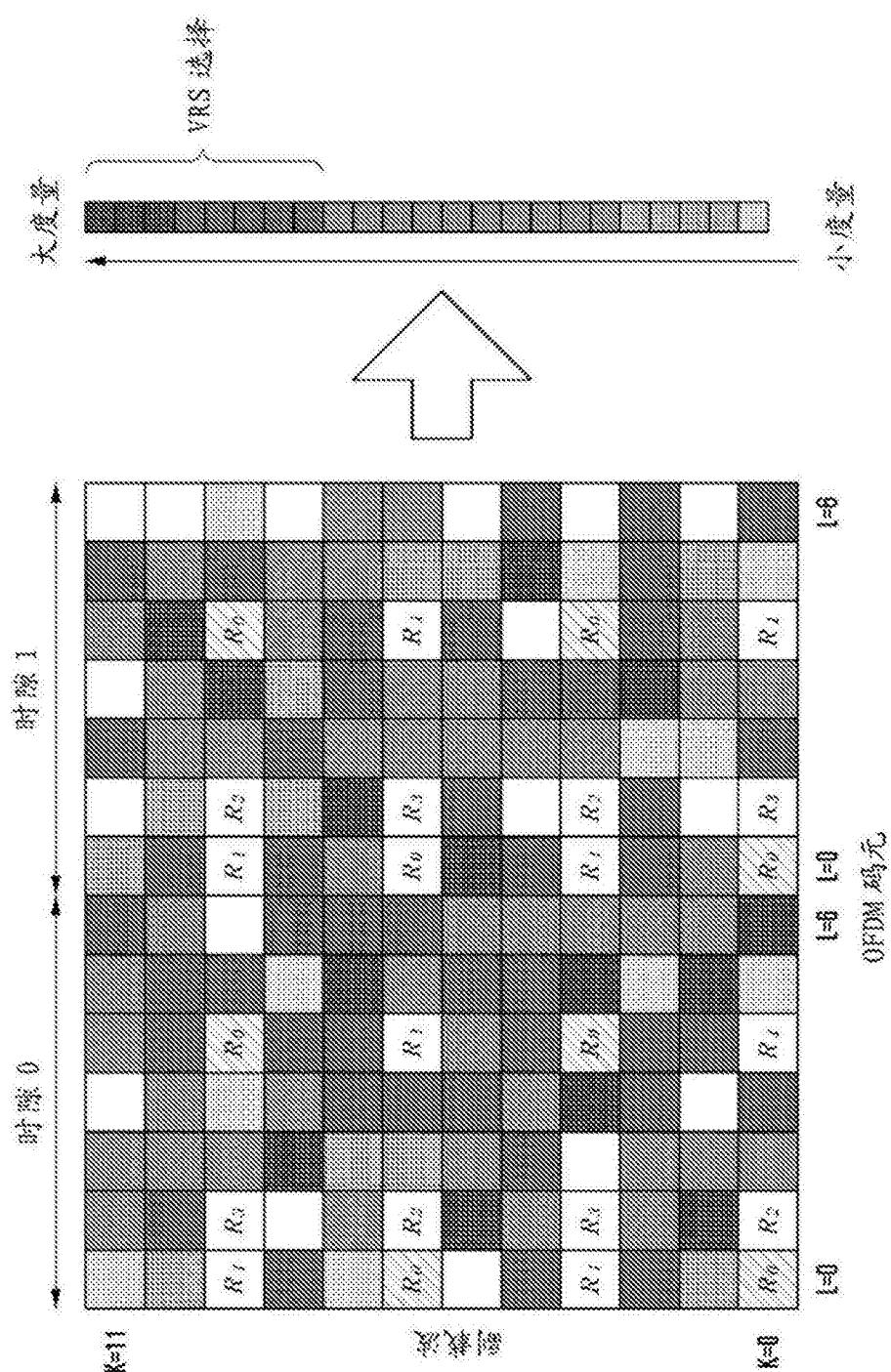


图12

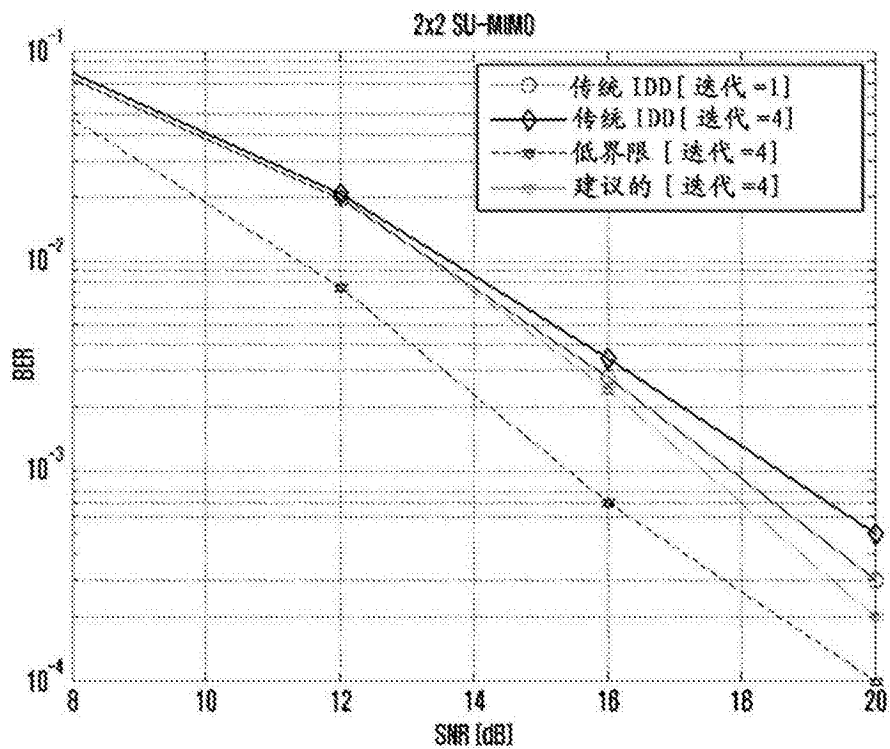


图13

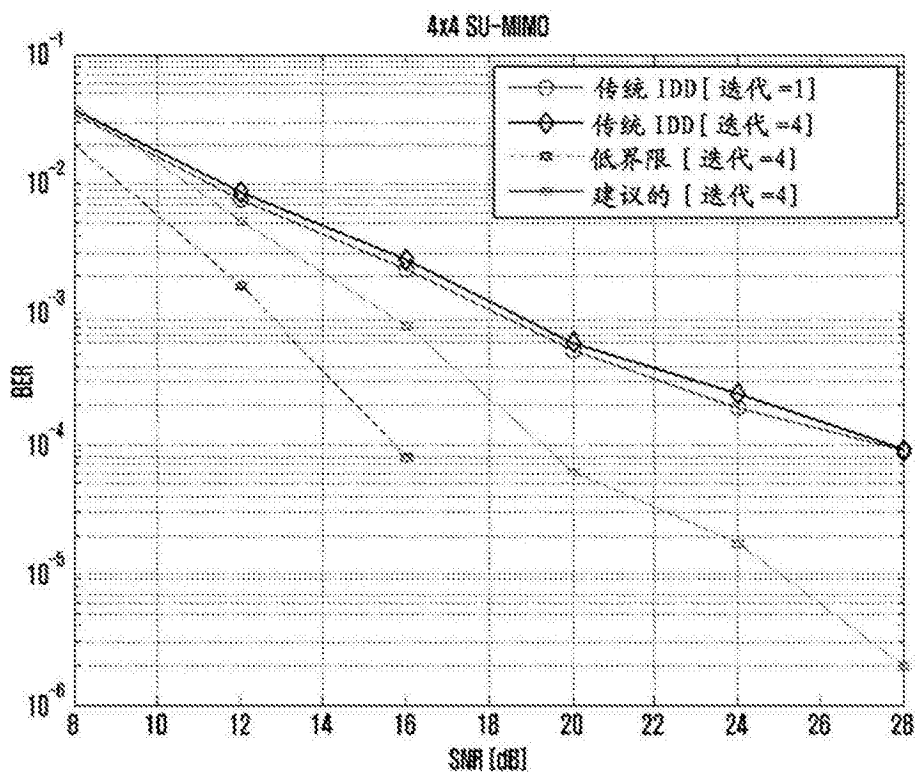


图14

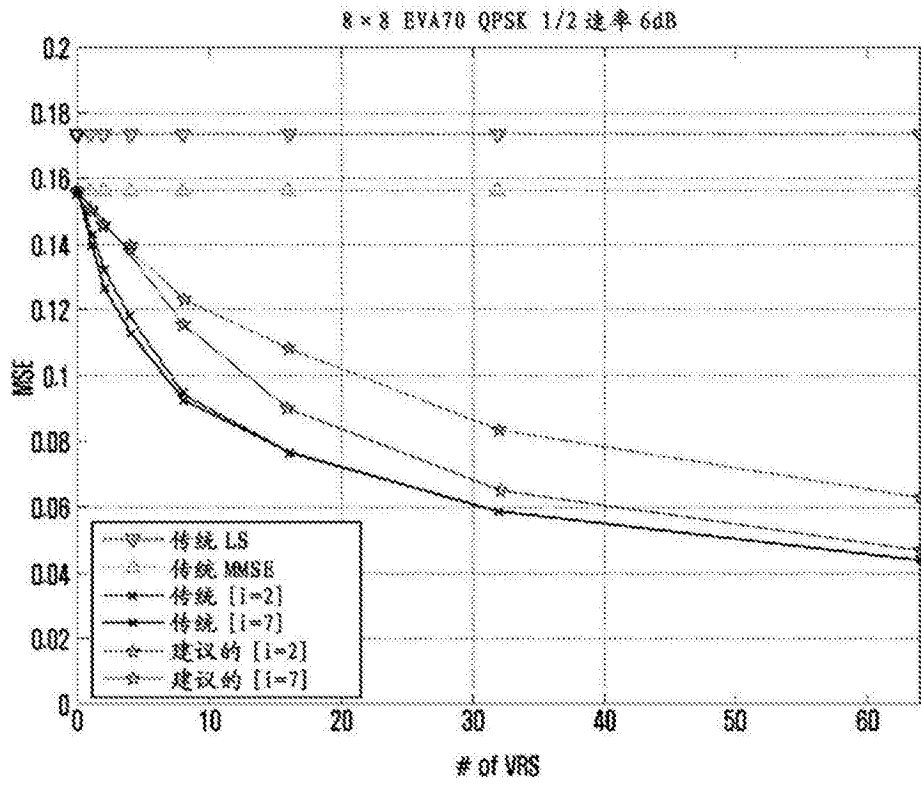


图15

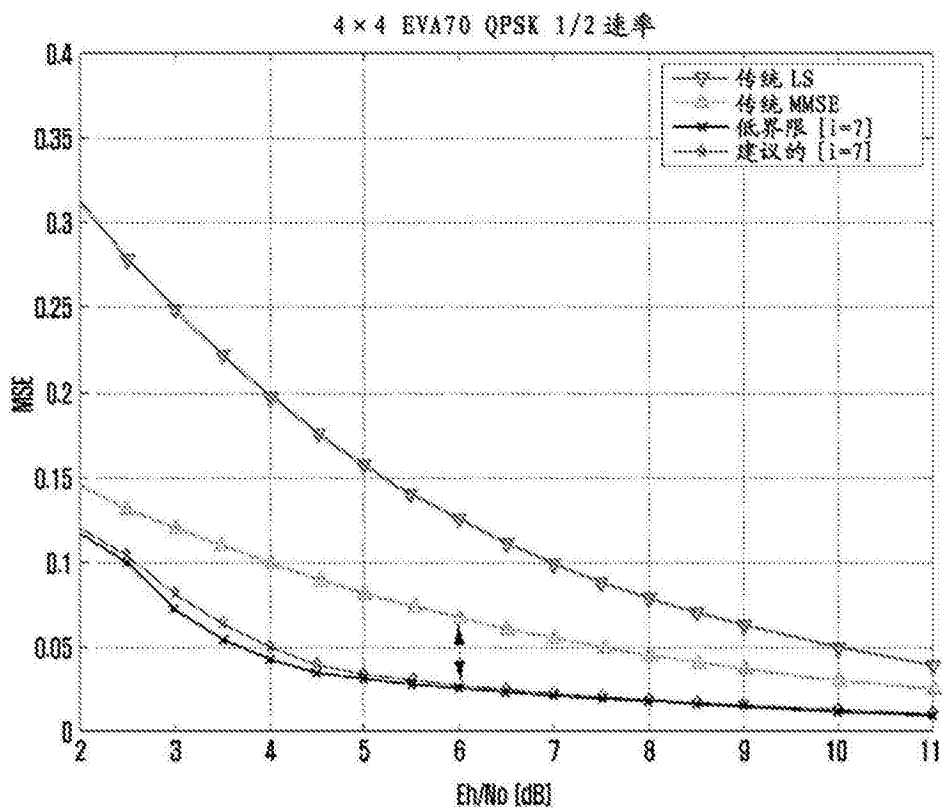


图16

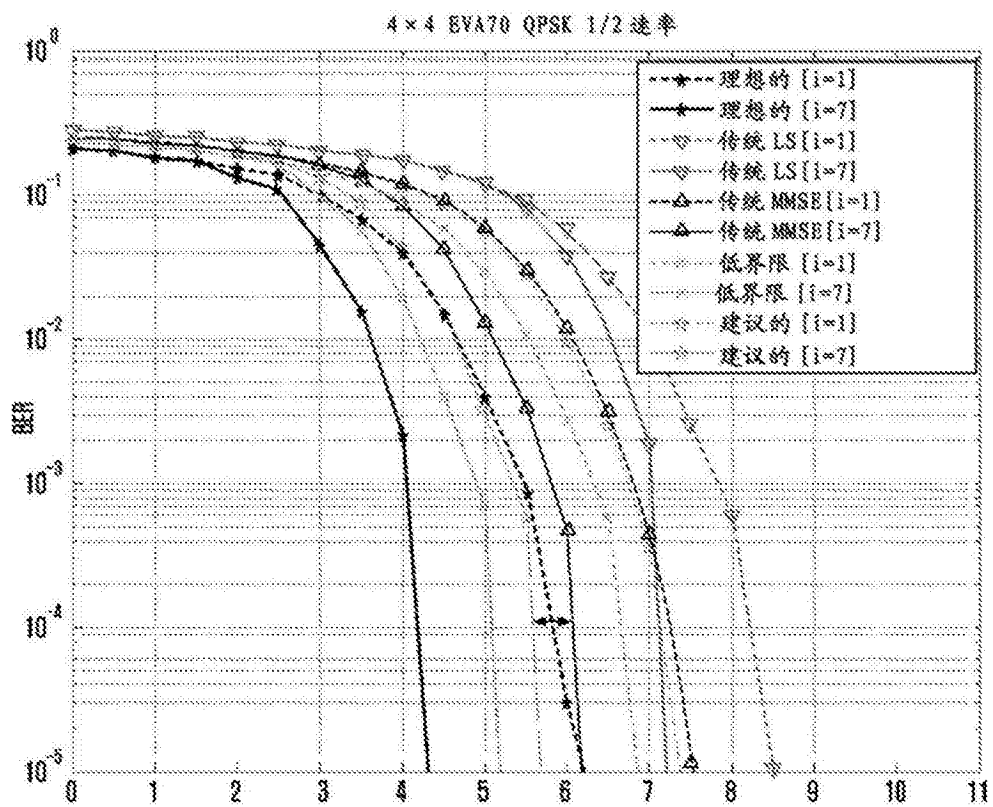


图17

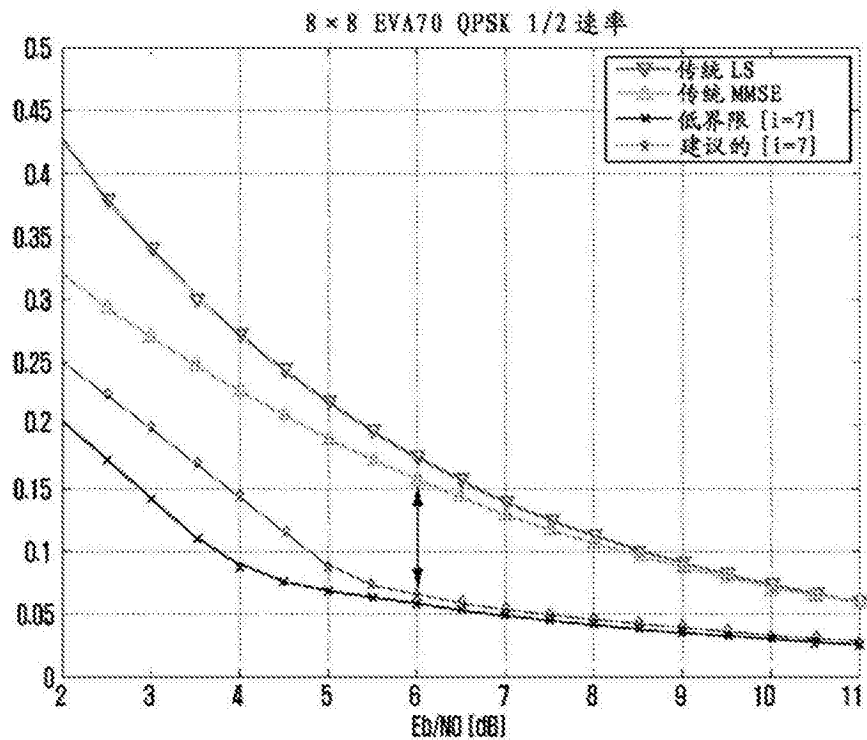


图18

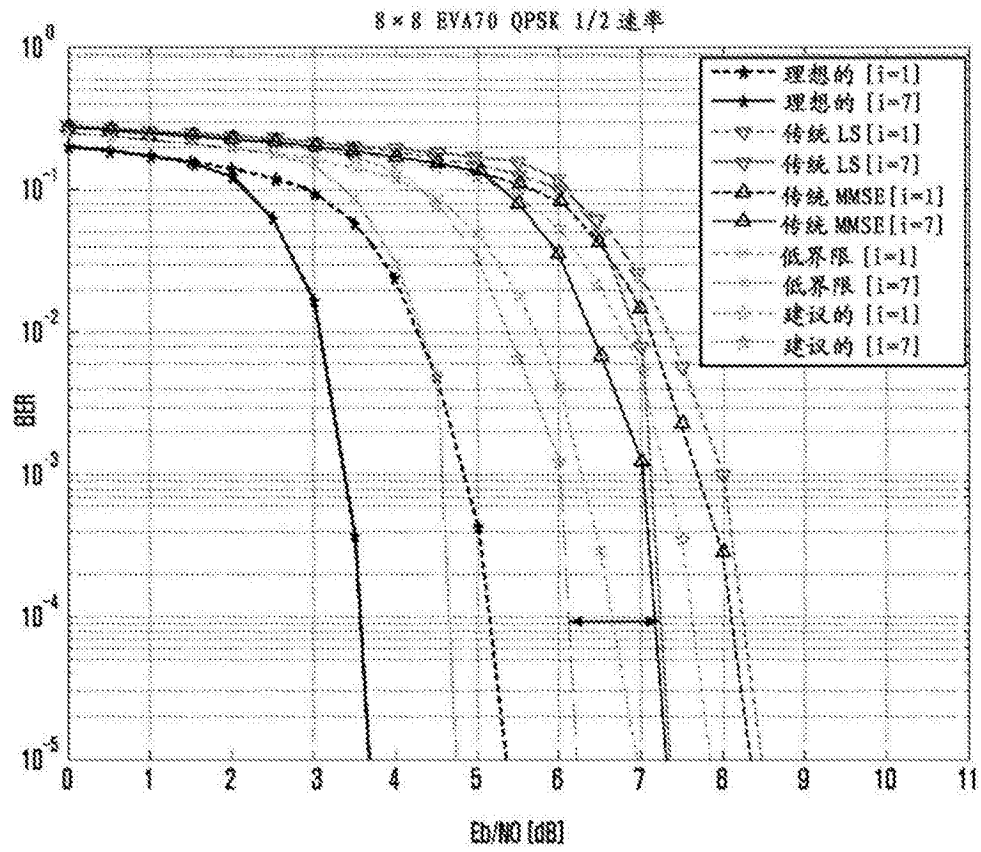


图19

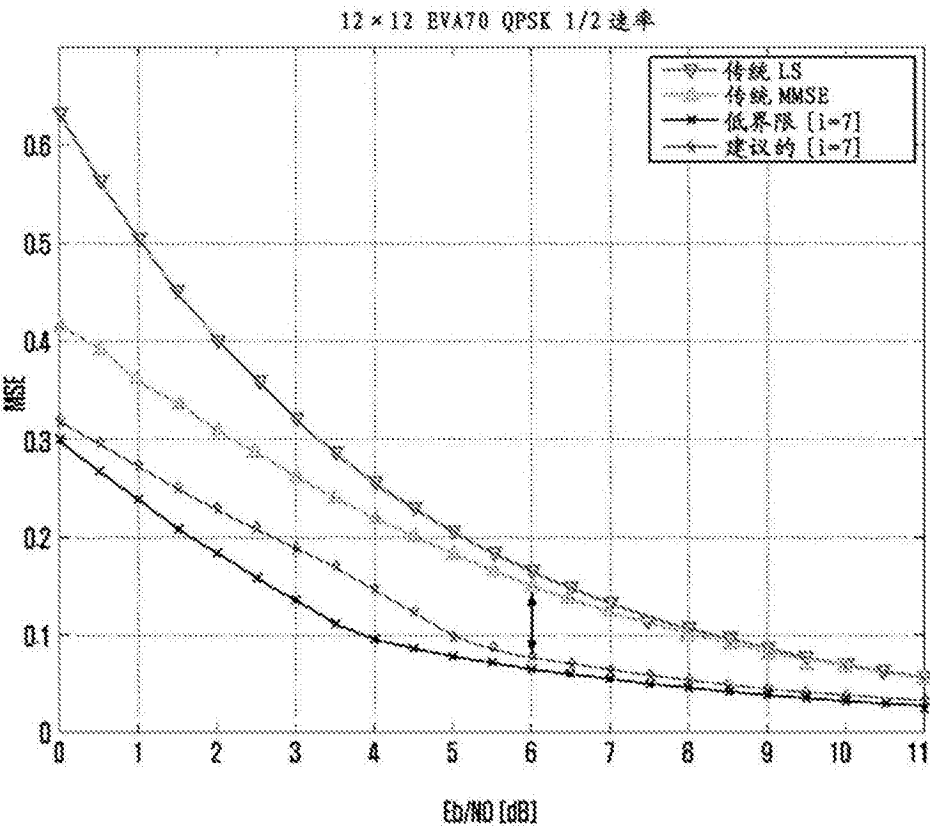


图20

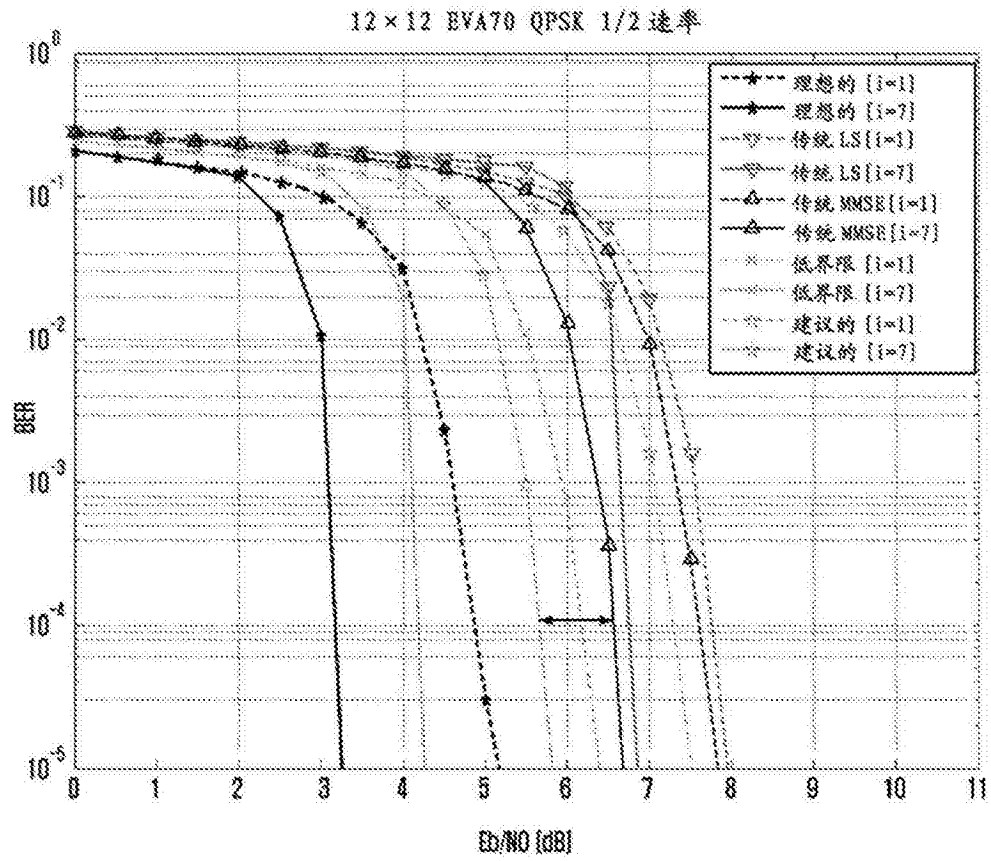


图21