



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101268647 B

(45) 授权公告日 2013. 06. 19

(21) 申请号 200680034311. 3

(22) 申请日 2006. 07. 20

(30) 优先权数据

60/700, 773 2005. 07. 20 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 03. 18

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2006/028256 2006. 07. 20

(87) PCT申请的公布数据

W02007/012053 EN 2007. 01. 25

(73) 专利权人 意法半导体股份有限公司

地址 意大利布里安扎

专利权人 加州大学评议会

(72) 发明人 M·西蒂 M·P·费茨

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 卢江 王小衡

(51) Int. Cl.

H04L 1/06 (2006. 01)

H04L 1/00 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

(56) 对比文件

EP 1521414 A1, 2005. 04. 06,

EP 1460813 A1, 2004. 09. 22,

审查员 王晓玲

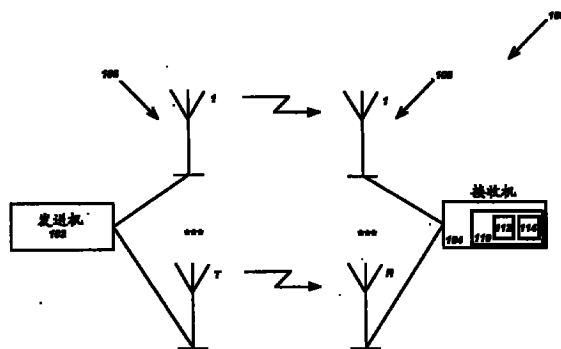
权利要求书2页 说明书24页 附图11页

(54) 发明名称

用于处理来自多个源的通信的装置和方法

(57) 摘要

提供了一种检测由多个源(102、102a-102t)发射的数字调制符号的序列的方法(200a-200b)、装置(104)和计算机程序。确定单独对待接收矢量、信道增益和由多个源发射的发射矢量的同相和正交分量的实域表示。处理该实域表示以获得三角矩阵。在接收机处执行以下至少之一:(i) 基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射;以及(ii) 基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值,减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。



1. 一种检测由多个源发射并且在接收机接收的数字调制符号的序列的方法,包括:  
确定单独对待接收矢量、信道增益和由多个源发射的发射矢量的同相和正交分量的实域表示;

基于不同层的后处理信噪比对对应于发射符号的至少一些层进行排序;

处理该实域表示以获得三角矩阵;

在接收机处执行以下至少之一:(i) 基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射;以及(ii) 基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值,减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。

2. 权利要求 1 的方法,其中:

信道状态信息和接收的观测值在接收机处已知;

信道状态信息包括复数矩阵,其中该复数矩阵包括代表发射天线和接收天线之间的复数增益信道路径的元;并且

接收的观测值包括复数矢量。

3. 权利要求 1 的方法,还包括:

接收所述符号所属于的希望的正交幅度调制(QAM)或相移键控(PSK)集群的一个或多个性质作为到一组规则的输入。

4. 权利要求 1 的方法,其中处理所述实域表示包括处理该实域表示的方程以便将信道矩阵因式分解为正交矩阵和三角矩阵。

5. 权利要求 4 的方法,其中:

接收天线的数量等于发射天线的数量减一;并且

处理实域表示的方程包括将信道矩阵因式分解为正交矩阵和三角矩阵,该三角矩阵的最后两行被消除。

6. 权利要求 1 的方法,其中处理实域表示包括:

使用信道矩阵形成 Gram 矩阵;以及

执行 Gram 矩阵的 Cholesky 分解。

7. 权利要求 1 的方法,其中减小的复杂度搜索包括使用候选序列的值求解最小化问题,该候选序列的值是通过以下得到的:

识别一个或多个参考发射复数符号的同相和正交分量的所有可能值,这些可能值代表候选值;并且

通过从该一个或多个参考发射复数符号的每个候选值开始进行空间决策反馈均衡,获得一个或多个剩余符号的同相和正交分量的值。

8. 权利要求 7 的方法,其中:

减小复杂度的搜索至少相当准确地近似最优比特或符号后验概率计算所要求的一个或多个最大似然序列;以及

减小复杂度的搜索包括重复等于发射天线数量的次数的获得步骤,每次与对应于发射符号的不同的层布置相关,每个层仅在其中一个布置中是参考层。

9. 一种检测由多个源发射并且在接收机接收的数字调制符号的序列的系统,该系统包括:

用于确定单独对待接收矢量、信道增益和由多个源发射的发射矢量的同相和正交分量

的实域表示的装置；

用于基于不同层的后处理信噪比对对应于发射符号的至少一些层进行排序的装置；

用于处理该实域表示以获得三角矩阵的装置；

用于在接收机处执行以下至少之一的装置：(i) 基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射；以及 (ii) 基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值，减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。

10. 权利要求 9 的系统，其中：

信道状态信息和接收的观测值在接收机处已知；

信道状态信息包括复数矩阵，其中该复数矩阵包括代表发射天线和接收天线之间的复数增益信道路径的元；并且

接收的观测值包括复数矢量。

11. 权利要求 9 的系统，还包括用于接收所述符号所属于的希望的正交幅度调制 (QAM) 或相移键控 (PSK) 集群的一个或多个性质作为到一组规则的输入的装置。

12. 权利要求 9 的系统，还包括用于通过处理所述实域表示的方程以便将信道矩阵因式分解为正交矩阵和三角矩阵来处理所述实域表示的装置。

13. 权利要求 9 的系统，其中：

接收天线的数量等于发射天线的数量减一；并且

所述系统还包括用于通过将信道矩阵因式分解为正交矩阵和三角矩阵来处理实域表示的方程的装置，其中该三角矩阵的最后两行被消除。

14. 权利要求 9 的系统，还包括用于通过以下来处理实域表示的装置：

使用信道矩阵形成 Gram 矩阵；以及

执行 Gram 矩阵的 Cholesky 分解。

15. 权利要求 9 的系统，还包括用于通过使用候选序列的值求解最小化问题来执行减小复杂度的搜索的装置，该装置包括用于通过以下得到候选序列的值的装置：

识别一个或多个参考发射复数符号的同相和正交分量的所有可能值，这些可能值代表候选值；并且

通过从该一个或多个参考发射复数符号的每个候选值开始进行空间决策反馈均衡，获得一个或多个剩余符号的同相和正交分量的值。

16. 权利要求 15 的系统，其中：

减小复杂度的搜索至少相当准确地近似最优比特或符号后验概率计算所要求的一个或多个最大似然序列；以及

所述系统还包括用于通过重复等于发射天线数量的次数的获得步骤来执行减小复杂度的搜索的装置，其中每次与对应于发射符号的不同的层布置相关，每个层仅在其中一个布置中是参考层。

## 用于处理来自多个源的通信的装置和方法

### 技术领域

[0001] 本公开一般针对通信和计算系统,并且更具体地,针对用于检测来自多个源的通信的装置和方法。

### 背景技术

[0002] 由于对来自多媒体服务的高数据速率通信的需求,通过多个天线的无线传输(通过被称为 MIMO(多输入多输出))目前受到极大的欢迎。许多应用正使用或考虑使用 MIMO 来提高数据速率或通信链路的鲁棒性。这些应用包括下一代的无线 LAN 网络(诸如 IEEE802.11n 网络)、用于固定无线接入的移动“WiMax”系统以及第四代(4G)移动终端。

[0003] MIMO 检测通常涉及估计同时从多个源发射的数字调制的符号序列,所述多个源例如是多个发送机或具有多天线的单个发送机。MIMO 检测器通常接收已经受到共天线(co-antenna)干扰、被衰减信道失真并且被噪声破坏的数字调制的符号序列版本作为输入。

[0004] 一般,窄带 MIMO 系统可以由下列线性复数基带方程表示:

$$[0005] \quad \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1)$$

[0006] 这里,  $T$  表示发射天线的数量,  $\mathbf{Y}$  表示接收的矢量(大小为  $R \times 1$ ),其中  $R$  表示接收天线的数量。  $\mathbf{X}$  表示发射的矢量(大小为  $T \times 1$ )。  $\mathbf{H}$  表示  $R \times T$  信道矩阵,其中矩阵中的元表示从发送机到接收机样本的复数路径增益,该样本是每维方差为  $\sigma^2 = 0.5$  的零均值高斯随机变量。  $\mathbf{N}$  表示噪声矢量(大小为  $R \times 1$ ),其包含代表每维度方差为  $N_0/2$  的独立圆形对称零均值复数高斯随机变量的样本。  $E_s$  表示每符号的发射总能量(假设平均联合能量(constellation energy)为一)。在宽带正交频分复用(OFDM)系统中必须认为每子载波方程(1)是有效的。

[0007] 为了在通信系统中实现高性能,最大似然(ML)检测通常是令人满意的,因为这是存在加性白高斯噪声(AWGN)下的最优检测技术。ML 检测通常涉及寻找最小化误差矢量的平方范数的最小值的发射矢量  $\mathbf{X}$ ,其可由下式表示:

$$[0008] \quad \hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X}} \left\| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{T}} \mathbf{H} \mathbf{X} \right\|^2 \quad (2)$$

[0009] 这里,记号对应于通常所用的线性 MIMO 信道,其中在接收机处假设独立以及同分布(IID)瑞利衰减和理想信道状态信息(CSI)。ML 检测通常涉及在经过数字调制的符号的所有可能  $S^T$  个序列上的穷尽搜索,其中  $S$  是正交幅度调制(QAM)或者相移键控(PSK)集群尺寸(constellation size)并且  $T$  是发射天线的数量。这意味着随着频谱效率的增长 ML 检测通常变得愈加不可行。

[0010] 诸如迫零(Zero-Forcing, ZF)或最小均方误差(MMSE)算法的次优线性检测算法,由于它们减小的复杂度而在无线通信中被广泛采用。这些算法属于线性组合归零(linear combinatorial nulling)检测器的范畴。这意味着每个调制符号的估计是通过将其他符

号考虑为干扰并且对所有接收天线接收的信号进行线性加权得到的。

[0011] 为了提高它们的性能,已经提出了基于线性检测器和空间有序决策反馈均衡 (O-DFE) 的组合的非线性检测器。在这些技术中,建立了干扰消除和层排序 (layer ordering) 的原理。术语“层”和“天线”以及它们的派生词在本文献中可以互用。在这些检测器中,ZF 或 MMSE 线性检测的阶段 (也称为干扰“归零”)被应用于确定 T 符号估计。基于“后检测”信噪比 (SNR),检测第一层。之后,轮流将每个子流当作希望的信号而将其他子流当作“干扰”。来自已经检测的信号干扰从接收信号中消除,并且对修改的接收矢量执行归零,其中在修改的接收矢量中实际存在较少的干扰。这个过程通常称为“干扰消除 (IC) 和归零”或“空间 DFE”。

[0012] 对于干扰消除,检测发射信号的顺序对于检测器的性能可能至关重要。已经建立了最优准则,其对应于最大化所有可能排序上的最小 SNR (最大最小准则,maxi-min 准则)。幸运地,对于 T 个发射天线,可以证明只需要考虑  $T*(T+1)/2$  个层的配置以确定最优排序,而不是所有可能的  $T!$  个配置。

[0013] 性能更好的一类检测器可以由列表检测器 (LD) 代表,其基于 ML 和 DFE 原理的组合。一般的想法是将要检测的发射流划分为两组。首先,选择一个或多个参考发射流,并且确定候选集群符号的相应列表。其次,对于列表中的每个序列,从接收的信号中消除干扰,并且通过对减小了尺寸的子信道运行的子检测器确定剩余符号估计。与 O-FDE 相比,区别在于所采用的对层排序的准则以及在于对第一层 (即在干扰消除之前) 的符号估计被候选列表代替这样的事实。性能最好的变体对应于搜索所有可能的 S 种情况以寻找参考流或层,并且为剩余  $T-1$  个子检测器的适当选择的组采用空间 DFE。在这种情况下,列表检测器能够实现全接收分集和小数数量级分贝的离 ML 的 SNR 距离,只要适当选择层序。一个显著性质是这通常可以通过并行实施来完成,因为子检测器可以独立工作。列表检测器的最优排序准则源于最大化如对 O-FDE 提出的最差情况后检测 SNR (max-min, 最大最小) 的原理。这导致为大小  $R*(T-1)$  的 T 个子信道矩阵计算 O-DFE 排序,从而需要的复杂度为  $O(T^4)$ 。

[0014] 除了性能 (基准分别是在两种极端情况下的最佳 ML 检测,和线性 MMSE 和 ZF),很多特征对于 MIMO 检测算法在下一代无线通信算法中有效并且可实施都是至关重要的。

[0015] 这些特征包括:

[0016] - 检测算法的整体复杂度

[0017] - 产生比特软输出值的可能性

[0018] (或者如果在对数域是对数似然比或“LLR”),因为在采用误差校正码 (ECC) 编码和解码算法的无线系统中这可能产生明显的性能提升;以及

[0019] - 算法的可并行化体系结构,这对于专用集成电路 (ASIC) 实施或其他实施以及对于产生实时高数据速率传输所要求的低延时来说非常重要。

[0020] 上述的各种类型的检测器通常表现出许多缺点。例如,ZF 和 MMSE 方案通常是非常次优的,因为它们产生低空间分集次序。对于具有 T 个发射天线和 R 个接收天线的 MIMO 系统来说,这等于  $R-T+1$ ,与 ML 检测器的 R 相对比。而且,在比特交织编码调制 (BICM) 中采用 MIMO-OFDM 和 ECC 的实际应用时,如果  $R = T$ ,对于 MMSE 可以观察到明显的间隙 (gap)。

[0021] 不仅如此,由于归零造成的噪声增强和干扰消除造成的误差传播,非线性 ZF 或基于 MMSE 的 O-DFE 方案相比线性 ZF 或 MMSE 方案可能只有有限的性能改进。而且,如同线性

检测器,非线性检测器可能遭受情况较差的信道条件。进一步,原始非线性算法的复杂度非常高,即 $O(T^4)$ ,因为其涉及多个减小子信道矩阵尺寸的Moore-Penrose伪逆矩阵的计算。存在更有效的实施方式,虽然它们仍具有 $O(T^3)$ 的复杂度。此外,还没有对O-DFE检测器提出和开发计算比特软矩阵(bit softmatrix)的策略。

[0022] 列表检测器还经常受到几个缺陷的影响。例如,用在列表检测器中的“并行检测”(PD)算法受到高计算复杂度的影响,因为作用于 $R*(T-1)$ 个子信道矩阵的 $T$ 个O-DFE检测器必须被计算。这涉及计算有关的Moore-Penrose子信道伪逆。虽然这可以通过 $T$ 个复“排序的”QR分解来有效实施,但是整体复杂度仍在 $O(T^4)$ 的数量级。此外,已知的基于列表的检测算法没有引入生成软比特矩阵来用在现代编码和解码算法中的方法。

[0023] 另一类ML近似检测器由网格(Lattice)解码算法为代表,如果接收的信号可以被表示为网格,则该算法可适用。术语“解码器”和“检测器”以及它们的派生词在本文献中可以互用。球解码器(SD)是该类中最广为人知的算法,并且可用于获得具有明显降低的复杂度的硬输出ML性能。SD算法的运行可以分为三个步骤:网格形成、网格预处理和网格搜索。

[0024] 在网格形成中,方程(1)中的复数基带模型被转换到实域,诸如:

$$[0025] \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \text{real}(\mathbf{X}) \\ \text{imag}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \text{real}(\mathbf{Y}) \\ \text{imag}(\mathbf{Y}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0026] 实矢量的各自尺寸为 $m*1$ 和 $n*1$ (其中 $m = 2T, n = 2R$ )。等效实信道矩阵 $B$ 可以如下表示:

$$[0027] \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \text{real}(\mathbf{H}) & -\text{imag}(\mathbf{H}) \\ \text{imag}(\mathbf{H}) & \text{real}(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0028] 这可以被认为是 $n*m$ 的“网格产生器”矩阵。为简单起见,忽略可能的标量归一化因子,SD算法通常试图找到以下最小化问题的解:

$$[0029] \quad \hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y} - \mathbf{Bx}\|^2 \quad (5)$$

[0030] 为复数字调制符号 $X$ 的同相(I)和正交相位(Q)分量独立地扩展可能值的集合,并且将搜索限制到给定半径的“球”。为此,复符号可能属于平方集群,诸如QAM。存在这个算法的变体以处理PSK集群,但是没有单一的算法推导来处理QAM和PSK集群两者。

[0031] 在网格预处理中,分解实域信道矩阵 $B$ ,以便分离出三角矩阵因子 $R$ 。这样做的两个已知算法或者基于(1)如在SD的原始版本中的Gram矩阵 $B^T B$ 的Cholesky分解,或者基于(2)直接对 $B$ 应用QR分解。这两个是导出一组递归方程以寻找方程(5)中的最小化问题的解的不同方法。

[0032] 在网格搜索中,SD算法包括本领域技术人员已知的一组递归步骤。如果(i) $R$ 是大小为 $m*m$ 并具有正对角元素的上三角矩阵(upper square triangular matrix)并且(ii) $y'$ 是通过对接收的矢量 $y$ 应用线性滤波操作获得的 $m*1$ 的矢量(即 $y' = Ay, A$ 与QR或Cholesky分解相关),然后SD解决方程:

$$[0033] \quad \hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y}' - \mathbf{Rx}\|^2 \quad (6)$$

[0034] 将序列 $x$ 的搜索限制到半径 $C$ 的球,诸如:

$$[0035] \quad \|\mathbf{y}' - \mathbf{Rx}\|^2 \leq C^2. \quad (7)$$

[0036] 根据方程 (7), 可以获得一组  $m$  个不等式, 其中用于搜索给定坐标的边界依赖于分配给先前边界的值。以这种方式进行, 一旦该算法具有整个矢量  $x$  的候选解, 将半径更新为从起始点到新的有效网格点的距离。如果解码器对于某个  $x_k$  没有在下边界和上边界之内的集群中找到任何点 (假设按照从  $x_m$  到  $x_1$  的顺序搜索坐标), 则对  $x_{k+1}$ 、 $x_{k+2}$ 、...  $x_m$  已经做出至少一个不良候选选择。解码器然后通过在其范围内找到另一个候选来修改对  $x_{k+1}$  的选择, 并且继续为  $x_k$  寻找解。如果对于  $x_{k+1}$  没有更多的候选可用, 则检查  $x_{k+2}$  的剩余的可能值, 等等。当在球中没有剩下可能的点要被评估时, 搜索结束。平均来讲, SD 算法通过搜索数目比强力 ML 检测器要求的穷尽  $S^T$  个序列低得多的网格点而收敛在 ML 解。

[0037] 然而, 球解码器常常呈现出许多劣势。例如, 球解码器是本质上串行的检测器。换句话说, 其连续地扩展 QAM 符号的 I 和 Q 脉冲幅度调制 (PAM) 分量的可能值, 因此不适用于并行实施。而且, 要搜索的网格点的数量是变量, 并且对许多参数敏感, 诸如起始半径的选择、SNR 和 (衰减) 信道条件。当应用到实际实施时, 这意味着不可确定的延时 (或等效地, 不可确定的吞吐量)。特别地, 这表示它可能不适用于在数据通信中要求实时响应的应用, 诸如高吞吐量的 802.11n 无线 LAN。

[0038] 此外, 在收敛到球解码器中 ML 近似发射序列之前减小搜索尺寸的需要并不总是与寻找许多 (选择的) 序列以便产生比特软输出信息的需要相兼容。例如, 如果  $M_c$  是每调制符号的比特数目, 比特 LLR 的“最大 - 对数”近似可能要求为每个比特  $b_k$  找到  $X$  的两个序列的最小值 ( $k = 0, \dots, T \cdot M_c$ ), 诸如  $b_k = 1$  时的一个序列和  $b_k = 0$  时的一个序列。根据定义, 两个序列之一是 (最优) 硬决策 ML 解。然而, 使用 SD 不能保证另一个序列 (其中与 ML 序列中的相应比特值相比, 所考虑的比特值是相反的) 是 SD 在网格搜索期间找到的其中一个有效网格点。一个解决方案是建立构成最优序列子集的点的“候选列表”。然而, 这个解决方案是近似的, 并不确定, 这意味着不能保证能找到希望的序列, 除非候选列表足够大。这涉及不可忽略的性能退化和复杂度之间的平衡。对于软输出 SD 的有限模拟结果已经涉及非常复杂的复迭代组合检测以及解码技术, 和要存储在候选列表中的大量网格点 (对于  $T \leq 4$ ,  $\geq 512$ ) 或者具有对于  $4 \times 416$ QAM 和 Turbo 编码调制的成千个网格点的候选列表。

[0039] 其他 ML 近似算法包括减小集合的搜索方法, 其不能产生低于  $10^{-4}$  误码率 (BER) 的良好性能。还有一种是近似方法, 其涉及高复杂度, 并且除正交相移键控 (QPSK) 集群以外, 还没有示出结果。

## 发明内容

[0040] 本公开提供了一种用于检测来自多个源的通信的装置和方法。

[0041] 在第一实施例中, 一种方法检测由多个源发射并且在接收机接收的数字调制符号的序列。该方法包括确定单独处理 (treat) 由多个源发射的发射矢量、信道增益和接收矢量的同相和正交分量的实域表示。该方法还包括处理该实域表示以获得三角矩阵。此外, 该方法包括在接收机处执行以下至少其中之一: (i) 基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射; 以及 (ii) 基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值。减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。

[0042] 在特定实施例中, 信道状态信息和接收的观察在接收机处已知。信道状态信息包

括复数矩阵,其中复数矩阵具有代表发射和接收天线之间的复数增益信道路径的元。接收的观察包括复数矢量。

[0043] 在其他特定实施例中,该方法还包括接收符号所属于的希望的正交幅度调制(QAM)或相移键控(PSK)集群的一个或多个性质作为到一组规则的输入。

[0044] 在其他特定实施例中,处理实域表示包括处理实域表示的方程以生成信道矩阵到正交矩阵和三角矩阵的因子分解。在其他特定实施例中,处理实域表示包括使用信道矩阵形成 Gram 矩阵并且执行 Gram 矩阵的 Cholesky 分解。

[0045] 在第二实施例中,一种装置检测由多个源发射的数字调制符号的序列。该装置包括检测器,其可运行以确定单独处理(treat)由多个源发射的发射矢量、信道增益和接收矢量的同相和正交分量的实域表示。该检测器还可运行以处理实域表示以获得三角矩阵。此外,该检测器可运行以执行以下至少其中之一:(i)基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射;以及(ii)基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值。减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。

[0046] 在第三实施例中,一种计算机程序包括在计算机可读介质中,并且能够被处理器执行。该计算机程序包括计算机可读程序代码,用于确定单独处理(treat)由多个源发射的发射矢量、信道增益和接收矢量的同相和正交分量的实域表示。该计算机程序还包括计算机可读程序代码,用于处理实域表示以获得三角矩阵。此外,该计算机程序包括计算机可读程序代码,用于执行以下至少其中之一:(i)基于若干发射序列的减小复杂度的搜索对发射序列的硬决策检测和相应比特的解映射;以及(ii)基于该若干发射序列的减小复杂度的搜索产生比特软输出值。减小复杂度的搜索是基于三角矩阵。

[0047] 根据以下附图、说明和权利要求书本领域技术人员可以很容易清楚其他技术特征。

#### 附图说明

[0048] 为了更全面理解本公开和其特征,现在将结合附图参考以下的说明,其中:

[0049] 图 1A 和 1B 示出了根据本公开的用于检测来自多个源的通信的示范系统;

[0050] 图 2A 和 2B 示出了根据本公开的用于检测来自多个源的通信的示范方法;以及

[0051] 图 3-17 示出了根据本公开的检测算法在不同系统中的示范性能。

#### 具体实施方式

[0052] 图 1A-17 以及本公开中所述的各种实施例只是为了举例说明,不应当被以任何方式解释为限制本发明的范围。本领域技术人员将意识到本公开中描述的各种实施例可以容易地修改并且这些修改落入本公开的范围。

[0053] 本公开总的提供了一种用于检测由多个源发射的数字调制符号的序列的技术。例如,检测器能够检测由多个天线发射的数字调制符号的序列。在一些实施例中,检测器可能属于由多个天线或其他源发送的离散量的检测器(或解码器)的范畴。在这些实施例中,检测器找到离被噪声损坏的接收网格矢量(或点)最近的矢量(在两个源的情况下)或者其相当准确的近似(对于多于两个源的情况)。在特定实施例中,检测器还可以获得(在两个源的情况下)或相当准确地近似(对于多于两个源的情况)最优比特或符号后验概率计

算所要求的最似然序列。

[0054] 可选地,可以使用适当设计的排序技术对考虑检测的所有层或部分层进行排序。例如,如果存在多于两个源,考虑检测的所有层序列或部分层序列的顺序可能明显地影响性能。在本公开中提供了一种排序算法,其可以帮助实现最优或近优的性能。根据实施方式,下面所述的检测器对于两个源实现了最优性能。对于多于两个的源和硬输出,检测器可以实现近优性能,如果考虑检测的层以根据下面讨论的排序算法确定的合适次序来排列的话。对于多于两个的源和软输出,本公开可以实现近优性能,如果考虑检测的层以根据下面讨论的排序算法确定的合适次序来排列,则可以进一步提高性能。

[0055] 根据实施方式,下述检测器的特征在于低得多的复杂度(与常规的 ML 检测器和具有近 ML 性能的检测器相比)。而且,下述检测器可以实施产生可靠软输出矩阵的技术。此外,下述检测器可以适于高度并行的硬件体系结构,这是超大规模集成(VLSI)实施和要求实时或低延时响应的应用的基本要求。

[0056] 虽然以下是作为用在通信系统中以检测多个通信而描述的,但是本公开中所描述的技术可以用在其他或另外的环境中。例如,下面描述的技术可以应用到其他物理系统,如果该物理系统由数学模型描述(诸如方程(1))并且要求解最小化问题(诸如方程(2))。这可以包括实施最近点搜索、最近矢量搜索或整数最小平方的系统。作为特定示例,这些技术可以用于求解密码问题。

[0057] 图 1A 和 1B 示出了根据本公开的用于检测多个通信源的示范系统 100a-100b。特别地,图 1A 和 1B 示出了示范 MIMO 系统。这些实施例仅是为了举例说明。在不脱离本公开的范围的前提下可以使用系统 100a-100b 的其他实施例。

[0058] 如图 1A 中所示,系统 100a 包括发送机 102 和接收机 104。发送机 102 包括或耦合到多个发射天线 106(标记为 1-T),并且接收机 104 包括或耦合到多个接收天线 108(标记为 1-R)。如图 1B 所示,系统 100b 包括多个发送机 102a-102t 和接收机 104。在这个示例中,每个发送机 102a-102t 包括或耦合到一个发射天线 106。图 1A 和 1B 中的每个发送机 102、102a-102t 代表能够产生或提供数据用于通信的任何合适的设备或部件。接收机 104 代表能够接收所传送的数据的任何合适的设备或部件。

[0059] 在这些示例中,接收机 104 包括检测器 110,其检测来自多个源的多个通信。该多个源可以包括具有多个天线 106 的一个发送机 102、各具有一个或几个天线 106 的多个发送机 102a-102t,或其组合。检测器 110 可以如下面详细描述的运行。检测器 110 包括用于检测来自多个源的多个通信的任何硬件、软件、固件或其组合。检测器 110 可以任何合适的方式实施,诸如通过使用专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、数字信号处理器(DSP)或微处理器。作为特定的示例,检测器 110 可以包括一个或多个处理器 112 和能够存储处理器 112 所用的数据和指令的一个或多个存储器 114。

[0060] 系统 100a-100b 的任一个都可以表示为方程(1),其对于单载波平衰减 MIMO 系统和宽带 OFDM 系统(每子载波)都是有效的。方程(1)的解释是通过接收机 104 在每个天线 108 接收的信号代表被乘性衰减和 AWGN 所损坏的 T 个发射信号的叠加。如下所述,提供了简化的但是近优的技术,以找到最大化概率  $P(Y|X)$  的发射序列 X(换句话说,解方程(2)中的最小化问题)。

[0061] 虽然图 1A 和 1B 示出了用于检测多个通信源的系统 100a-100b 的示例,但是可以

对图 1A 和 1B 做出各种变化。例如,系统可以包括任意数量的发送机和任意数量的接收机。而且,每个发送机和接收机可以包括或耦合到任意数量的天线。

[0062] 图 2A 和 2B 示出了根据本公开的用于检测多个通信源的示范方法 200a-200b。图 2A 和 2B 中示出的方法的实施例仅是为了举例说明。在不脱离本公开范围的前提下可以使用方法 200a-200b 的其他实施例。

[0063] 可以通过检测器 110 来执行方法 200a-200b 以检测来自多个源的通信,检测器 110 可以代表分层的正交网格检测器。更具体地,检测器 110 可以使用方法 200a 通过寻找离接收的网格矢量或点最近的矢量,或者其相当准确的近似来检测从多个源发射的数字调制符号的序列。图 2B 中示出的方法 200b 可以由检测器 110 执行,以最优地选择或相当准确地近似最优比特或符号后验概率计算所要求的最似然序列。在两种情况下,检测器 110 可以将接收的序列  $Y$  和 (假设已知的) 信道状态信息矩阵  $H$  作为输入。

[0064] 如图 2A 所示,方法 200a 中的阶段 202 涉及计算系统的适当实域网格表示。其中,实域网格表示分开对待接收矢量、信道增益和发射矢量的  $I$  和  $Q$  成分。

[0065] 阶段 204 涉及预处理实域网格表示的网格方程。执行预处理,以便获得具有特定性质的三角矩阵。例如,预处理可以涉及将 (实域) 信道矩阵因式分解为乘积项,诸如正交矩阵和三角矩阵。作为另一个示例,预处理可以涉及计算实信道矩阵的 Gram 矩阵以及这种 Gram 矩阵的 Cholesky 分解。该阶段 204 可以接收列根据所选择的层配置排序的信道矩阵作为输入。

[0066] 阶段 206a 涉及执行网格搜索和硬决策检测和解映射。这些功能可以基于适当设计的对许多网格点的减小复杂度的搜索,同时利用三角矩阵的性质。该搜索还可以基于适当确定的发射序列的子集。

[0067] 可选地,阶段 203a 可以发生在阶段 202 和 204 之间。可选阶段 203 涉及对阶段 204 考虑检测的所有或部分层的序列进行排序。例如,阶段 203a 可以涉及基于后处理的 SNR 对考虑连续检测的发射符号进行排序。更具体地,这可以涉及选择要通过的层排列 (layer permutation) 作为到阶段 204 的输入并且从阶段 204 接收后检测 SNR。后检测 SNR 可以用于基于合适的准则执行层选择。

[0068] 类似地,在图 2B 中,阶段 202 涉及计算适当的实域网格表示,诸如分开对待接收矢量、信道增益和发射矢量的  $I$  和  $Q$  成分。阶段 204 涉及预处理实域网格表示的网格方程以便获得具有特定性质的三角矩阵。在特定实施例中,阶段 204 可以涉及将实信道矩阵因式分解为正交和三角乘积矩阵,或计算实信道矩阵的 Gram 矩阵并且执行这种 Gram 矩阵的 Cholesky 分解。

[0069] 阶段 206a 涉及执行网格搜索并且产生比特软输出值。阶段 206b 可以基于适当设计的对该许多网格点的减小复杂度的搜索,同时利用正交矩阵和三角矩阵的性质。同样,比特软输出值的产生可以基于适当确定的对发射序列的子集的搜索。该阶段 206a 可以最优地识别或相当准确地近似最优比特或符号后验概率计算所要求的最似然序列。可选地,阶段 203b 可以发生在阶段 202 和 204 之间。可选阶段 203 可以涉及基于后处理的 SNR 对考虑连续检测的发射符号进行排序。它还可以涉及选择要通过的层排列作为到阶段 204 的输入,并且从阶段 204 接收后检测 SNR。

[0070] 下面阐述了方法 200a-200b 和检测器 110 的一个特定实施方式的其他细节。这些

细节仅是为了举例说明。可以使用检测器 110 和方法 200a-200b 的其他实施例。

[0071] 在图 2A 中,这些阶段实施用于寻找使概率  $P(Y|X)$  最大化的发射序列  $X$  的算法。第一阶段 202 涉及确定合适的“网格”(实域)表示,其不同于方程 (3) 和 (4) 给出的表示。例如,可以按不同的次序取复数量的 I 和 Q 成分,忽略标量归一化因子,如下所示:

$$\begin{aligned}
 [0072] \quad x &= [X_{1,I} \ X_{1,Q} \dots \ X_{T,I} \ X_{T,Q}]^T = [x_1 \ x_2 \dots \ x_{2T}]^T \\
 [0073] \quad y &= [Y_{1,I} \ Y_{1,Q} \dots \ Y_{R,I} \ Y_{R,Q}]^T = [y_1 \ y_2 \dots \ y_{2R}]^T \\
 [0074] \quad N_r &= [N_{1,I} \ N_{1,Q} \dots \ N_{R,I} \ N_{R,Q}]^T \\
 [0075] \quad y &= H_r x + N_r = [h_1 \dots h_{2T}] x + N_r \quad (8)
 \end{aligned}$$

[0076] 信道列可以具有以下形式:

$$\begin{aligned}
 [0077] \quad h_{2k-1} &= [\operatorname{Re}\{H_{1,k}\} \operatorname{Im}\{H_{1,k}\} \dots \operatorname{Re}\{H_{R,k}\} \operatorname{Im}\{H_{R,k}\}]^T \\
 [0078] \quad h_{2k} &= [-\operatorname{Im}\{H_{1,k}\} \operatorname{Re}\{H_{1,k}\} \dots -\operatorname{Im}\{H_{R,k}\} \operatorname{Re}\{H_{R,k}\}]^T \quad (9)
 \end{aligned}$$

[0079] 其中  $H_{j,k}$  表示(复数)信道矩阵  $H$  的元。结果,  $h_{2k-1}$ ,  $h_{2k}$  已经正交 ( $h_{2k-1}^T \cdot h_{2k} = 0$ )。其他有用的关系由下给出:

$$\begin{aligned}
 [0080] \quad \|h_{2k-1}\|^2 &= \|h_{2k}\|^2 \\
 [0081] \quad h_{2k-1}^T h_{2j-1} &= h_{2k}^T h_{2j}, h_{2k-1}^T h_{2j} = -h_{2k}^T h_{2j-1} \quad (10)
 \end{aligned}$$

[0082] 其中  $k, j = \{1, \dots, T\}$  并且  $k \neq j$ 。在一般情况下,如果考虑一般编码器矩阵  $G \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ,使得:

$$[0083] \quad x = Gu \quad (11)$$

[0084] 其中  $u \in U \subset \mathbb{R}^m$  是信息符号序列并且  $x$  是发射码字,则该模型是有效的。在这种情况下,系统方程可以给出为:

$$[0085] \quad y = H_r Gu + N_r \quad (12)$$

[0086] 这意味着网格产生器矩阵将变为  $H_r G$ 。虽然以下描述中为了简明参考未编码的 MIMO 系统,这个技术的应用更广泛,并且对于任何一般的(网格)编码系统都有效。

[0087] 在这些实施例中,阶段 204 涉及(实域)信道矩阵  $H_r$  的预处理正交化过程。应理解在不脱离本公开范围的前提下可以对  $H_r$  应用不同的矩阵处理,诸如标准 QR(其可以用本领域技术人员公知的几种方法来完成)或 Cholesky 分解算法。

[0088] 当  $T = 2$ (有两个发射天线 106)并且  $R \geq 2$ (有两个或更多个接收天线 108),以下预处理可以发生在阶段 204。在本说明中,使用以下符号:  $\sigma_{2k-1}^2 \equiv \|h_{2k-1}\|^2$ ,  $s_{j,k} \equiv h_j^T h_k$ ,  $v_k = h_k^T y$ 。执行  $H_r$  的 QR 分解的一种有效方式是通过 Gram-Schmidt 正交化(GSO)过程。在这个过程中,有正交矩阵  $Q$ :

$$[0089] \quad Q = [h_1 \ h_2 \ q_3 \ q_4] \quad (13)$$

[0090] 其中:

$$\begin{aligned}
 [0091] \quad q_3 &= \sigma_1^2 h_3 - s_{1,3} h_1 - s_{2,3} h_2 \\
 [0092] \quad q_4 &= \sigma_1^2 h_4 + s_{2,3} h_1 - s_{1,3} h_2 \quad (14)
 \end{aligned}$$

[0093]  $Q$  是  $2R \times 2T$  正交矩阵,使得:

$$[0094] \quad Q^T Q = \operatorname{diag}\{\sigma_1^2, \sigma_1^2, \|q_3\|^2, \|q_4\|^2\}. \quad (15)$$

[0095] 还存在  $2T \times 2T$  三角矩阵  $R$ ,使得  $H_r = QR$ :

$$[0096] \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & s_{1,3}/\sigma_1^2 & s_{1,4}/\sigma_1^2 \\ 0 & 1 & -s_{1,4}/\sigma_1^2 & s_{1,3}/\sigma_1^2 \\ 0 & 0 & 1/\sigma_1^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sigma_1^2 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

[0097] 将方程 (8) 乘以  $\mathbf{Q}^T$ , 得到:

$$[0098] \quad \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^T \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^T \mathbf{N}_r = \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{N}}_r. \quad (17)$$

[0099] 对于剩余的处理, 使用下列项, 而不是  $\mathbf{R}$ :

$$[0100] \quad \tilde{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & s_{1,3} & s_{1,4} \\ 0 & \sigma_1^2 & -s_{1,4} & s_{1,3} \\ 0 & 0 & r_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

[0101] 其中:

$$[0102] \quad r_3 = \sigma_1^2 \sigma_3^2 - (s_{1,3})^2 - (s_{2,3})^2. \quad (19)$$

[0103] 而且, 根据方程 (17) 可以得到以下式子:

$$[0104] \quad \tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \sigma_1^2 V_3 - s_{1,3} \tilde{y}_1 + s_{1,4} \tilde{y}_2 \\ \sigma_1^2 V_4 - s_{1,4} \tilde{y}_1 - s_{1,3} \tilde{y}_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

[0105] 其中  $\mathbf{Q}$  不需要被显式计算。而且, 注意到下面:

$$[0106] \quad \|\mathbf{q}_3\|^2 = \sigma_1^2 [\sigma_1^2 \sigma_3^2 - (s_{1,3})^2 - (s_{2,3})^2] = \sigma_1^2 r_3, \quad (21)$$

[0107] 并且作为方程 (10) 的结果,  $\|\mathbf{q}_3\|^2 = \|\mathbf{q}_4\|^2$ 。根据上述表达式, 方程 (2) 的最小化问题变为:

$$[0108] \quad \hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{x}\|^2. \quad (22)$$

[0109] 噪声矢量  $\tilde{\mathbf{N}}_r$  具有独立分量, 但是具有不相等的方差, 并且协方差矩阵由下式给出:

$$[0110] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{N}}_r} = E[\tilde{\mathbf{N}}_r \tilde{\mathbf{N}}_r^T] = \frac{N_0}{2} \text{diag}[\sigma_1^2, \sigma_1^2, \sigma_1^2 r_3, \sigma_1^2 r_3]. \quad (23)$$

[0111] 因此, 在这个三角化模型中所需要的参数是八个变量的函数。四个仅是信道的函数 ( $\sigma_1^2 = \|\mathbf{h}_1\|^2, \sigma_2^2 = \|\mathbf{h}_3\|^2, s_{1,3} = \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_3, s_{1,4} = \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_4$ ), 并且四个是信道和观测值的函数 ( $V_1 = \mathbf{h}_1^T \mathbf{y}, V_2 = \mathbf{h}_2^T \mathbf{y}, V_3 = \mathbf{h}_3^T \mathbf{y}, V_4 = \mathbf{h}_4^T \mathbf{y}$ )。

[0112] 该算法的阶段 206a 涉及对接收的和预处理的信号的解调。更具体地, 阶段 206a 涉及产生硬输出值 (与涉及产生软输出值的阶段 206b 相反)。在完成预处理之后, 由于方程 (18) 中矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}$  的性质, 简化的 ML 解调是可能的。与方程 (17) 相关的并且要最小化以求解方程 (22) 中的问题的 Euclidean 矩阵为:

$$[0113] \quad T(\mathbf{x}) = \frac{(\tilde{y}_1 - \sigma_1^2 x_1 - s_{1,3} x_3 - s_{1,4} x_4)^2}{\sigma_1^2} + \frac{(\tilde{y}_2 - \sigma_1^2 x_2 + s_{1,4} x_3 - s_{1,3} x_4)^2}{\sigma_1^2}$$

$$[0114] \quad + \frac{(\tilde{y}_3 - r_3 x_3)^2}{\sigma_1^2 r_3} + \frac{(\tilde{y}_4 - r_3 x_4)^2}{\sigma_1^2 r_3}$$

[0115] 通过注意到方程 (24) 中的最小化问题实际上只是  $x_3$  和  $x_4$  的函数, 可以简化搜索:

$$[0116] \quad T(\mathbf{x}) = \frac{(\tilde{y}_1 - \sigma_1^2 x_1 - C_1(x_3, x_4))^2}{\sigma_1^2} + \frac{(\tilde{y}_2 - \sigma_1^2 x_2 - C_2(x_3, x_4))^2}{\sigma_1^2}$$

$$[0117] \quad + C_3(x_3, x_4), \quad C_1(x_3, x_4) \geq 0$$

[0118] 这个性质是方程 (8) 中重新排序的网格形成直接导致的。这意味着对于  $x_3$ 、 $x_4$  对的每个候选值, 从  $(x_3, x_4)$  的简单量化 (或切片 (slicing)) 运算到 I 和 Q 的最接近 PAM 值可以获得  $T(\mathbf{x})$  的最小值:

$$[0119] \quad \hat{x}_1(x_3, x_4) = \text{round} \left( \frac{\tilde{y}_1 - C_1(x_3, x_4)}{\sigma_1^2} \right), \quad \hat{x}_2(x_3, x_4) = \text{round} \left( \frac{\tilde{y}_2 - C_2(x_3, x_4)}{\sigma_1^2} \right). \quad (26)$$

[0120] 然后将得到的 ML 序列估计确定为  $\{\hat{x}_1(\hat{x}_3, \hat{x}_4), \hat{x}_2(\hat{x}_3, \hat{x}_4), \hat{x}_3, \hat{x}_4\}$ , 其中:

$$[0121] \quad \{\hat{x}_3, \hat{x}_4\} = \arg \min_{x_3, x_4 \in \Omega_x^2} T(\hat{x}_1(x_3, x_4), \hat{x}_2(x_3, x_4), x_3, x_4). \quad (27)$$

[0122] 这里,  $\Omega_x$  表示每个实数维的 M-PAM 集群元素。

[0123] 总之, 在具有两个发射天线和  $M^2$ -QAM 集群的 MIMO 系统的情况中, 上述技术可以实现具有低预处理复杂度的最优 ML 解: 即对于信道相关项的  $O(8R+3)$  的实乘子和对于接收机观测值相关项的  $O(8R+6)$  实乘子。它还提供了数量级  $O(M^2)$  的减小复杂度的搜索 (而不是穷尽 ML 算法所需要的  $O(M^4)$ )。此外, 它适于并行硬件体系结构。

[0124] 应注意如果  $R = 1$  时 (只有一个接收天线 108), 上面概括的解调性质依然有效。在这种情况下, 明显的差别是方程 (18) 中的矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}$  的底下两行被消除, 但是对于剩余的上面的行仍有相同的一般形式。

[0125] 如图 2B 所示, 可以使用相似的技术产生比特软输出。如下所述: 令  $M_c$  表示每 QAM 符号的比特数目, 并且  $X_j$  ( $j = 1, \dots, T$ ) 表示发射序列  $X$  中的 QAM 符号。以接收的信道符号矢量  $Y$  为条件的 (对数) APP 比特率  $b_k$  ( $k = 1, \dots, T \cdot M_c$ ) 是:

$$[0126] \quad L(b_k | Y) = \ln \frac{P(b_k = 1 | Y)}{P(b_k = 0 | Y)} = \ln \frac{\sum_{\mathbf{X} \in S^+} p(Y | \mathbf{X}) p_a(\mathbf{X})}{\sum_{\mathbf{X} \in S^-} p(Y | \mathbf{X}) p_a(\mathbf{X})}. \quad (28)$$

[0127] 其中  $S^+$  是  $b_k = 1$  的  $2^{T \cdot M_c - 1}$  个比特序列的集合, 并且  $S^-$  是  $b_k = 0$  的比特序列的集合。而且,  $p_a(\mathbf{X})$  表示  $X$  的先验概率。根据方程 (1),  $p(Y | \mathbf{X}) \propto \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma_N^2} \|Y - H\mathbf{X}\|^2 \right]$ , 虽然当代

入方程 (28) 时可以忽略比例因子, 并且其中  $\sigma_N^2 = N_0/2$ 。方程 (28) 中涉及的指数的和可以根据所谓的“最大 - 对数”近似来近似:

$$[0128] \quad \ln \sum_{\mathbf{X} \in S^+} \exp[-D(\mathbf{X})] \cong \ln \max_{\mathbf{X} \in S^+} \exp[-D(\mathbf{X})] = -\min_{\mathbf{X} \in S^+} D(\mathbf{X}) \quad (29)$$

[0129] 其中  $D(\mathbf{X}) = \|Y - H \cdot \mathbf{X}\|^2$  是 ED 项。忽略先验概率, 如同对于当发射符号是等概率的一般情况, 使用方程 (29) 可以将方程 (28) 重写为:

$$[0130] \quad L(b_k | Y) \cong \min_{\mathbf{X} \in S^-} D(\mathbf{X}) - \min_{\mathbf{X} \in S^+} D(\mathbf{X}) \quad (30)$$

[0131] 在以下描述中, 除非另有声明, 当处理比特 APP 产生的问题时, 将参考方程 (30)。

[0132] 本公开在实域处理这个问题。回忆  $(x_{2j-1}, x_{2j})$  表示复数符号  $X_j$  的 I 和 Q 分量。考虑对应于符号序列  $X = (x_1, x_2)$  中复数符号  $X_2 = (x_3, x_4)$  的比特。在执行阶段 204 中的预处理之后, 根据方程 (17) 中的等效系统表达式和方程 (24) 中的矩阵, 似然函数可以由下式

给出：

$$[0133] \quad p(\tilde{\mathbf{y}} | \mathbf{x}) = \exp[-T(\mathbf{x})] \quad (31)$$

[0134] 方程 (30) 的计算要求为每个比特找到两个序列, 对于所有的  $k = 1, \dots, 2M_c$  当  $b_k = 1$  时最可能的和当  $b_k = 0$  时最可能的。根据定义, 这两个序列的其中之一是方程 (22) 的最优硬决策 ML 解。

[0135] 使用与导致方程 (26) 和 (27) 中的简化的 ML 解调类似的变量, 可以考虑  $(x_3, x_4)$  的所有可能  $M^2$  个值并且在  $(x_1, x_2)$  上最小化方程 (24) 和 (25), 来计算底层  $(x_3, x_4)$  的最大 - 对数比特软解映射。换句话说, 对于 QAM 符号  $X_2$ , 可以重写为：

$$[0136] \quad L(b_{2k} | \tilde{\mathbf{y}}) \cong \min_{x_3, x_4 \in S(k)_2^+} T(\hat{x}_1(x_3, x_4), \hat{x}_2(x_3, x_4), x_3, x_4)$$

$$[0137] \quad - \min_{x_3, x_4 \in S(k)_2^-} T(\hat{x}_1(x_3, x_4), \hat{x}_2(x_3, x_4), x_3, x_4)$$

[0138] 其中  $b_{2k}$  表示属于 (复数) 符号  $X_2$  的比特 ( $k = 1, \dots, M_c$ ), 并且  $S(k)_2^+$  和  $S(k)_2^-$  分别表示具有  $b_{2k} = 1$  和  $b_{2k} = 0$  的  $2^{(M_c-1)}$  个比特序列的集合。对于每个考虑的对  $(x_3, x_4)$ , 可以使用方程 (26) 中  $x_1, x_2$  的相应值的表达式来执行方程 (32) 中所要求的矩阵的最小化。

[0139] 为了计算符号  $X_1$  (其 I 和 Q 分量为  $x_1, x_2$ ) 的最优最大 - 对数 LLR 并且仍保持比 ML 低得多的复杂度, 该算法再次执行所有前面的步骤, 但是从重新排序的 I 和 Q 序列开始。换句话说,  $\mathbf{x}' = [x_3, x_4, x_1, x_2]^T$  而不是考虑  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ , 这意味着底层与上层交换。这在概念上意味着另一个正交化过程, 表示方程 (13)-(18) 的处理开始于矩阵：

$$[0140] \quad \mathbf{Q} = [h_3 \ h_4 \ q_1 \ q_2]. \quad (33)$$

[0141] 然而, 最终结果显示额外复杂度的量是非常有限的。许多系数证明对已经计算的矩阵和矢量所共有的。更具体地：

$$[0142] \quad \tilde{\mathbf{y}}' = \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \\ \sigma_3^2 V_1 - s_{1,3} V_3 + s_{1,4} V_4 \\ \sigma_3^2 V_2 + s_{1,4} V_3 - s_{1,3} V_4 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}' = \begin{bmatrix} \sigma_3^2 & 0 & s_{1,3} & -s_{1,4} \\ 0 & \sigma_3^2 & s_{1,4} & s_{1,3} \\ 0 & 0 & r_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix}. \quad (34)$$

[0143] 然后从方程 (34) 中导出的 ED 量可以由下式给出：

$$[0144] \quad T(\mathbf{x}') = \|\mathbf{y}' - \tilde{\mathbf{R}}'\mathbf{x}'\|^2 = \frac{(\tilde{y}'_1 - \sigma_3^2 x_3 - s_{1,3} x_1 + s_{1,4} x_2)^2}{\sigma_3^2}$$

$$[0145] \quad + \frac{(\tilde{y}'_2 - \sigma_3^2 x_4 - s_{1,4} x_1 - s_{1,3} x_2)^2}{\sigma_3^2} + \frac{(\tilde{y}'_3 - r_3 x_1)^2}{\sigma_3^2 r_3} + \frac{(\tilde{y}'_4 - r_3 x_2)^2}{\sigma_3^2 r_3}$$

[0146] 通过根据下式搜索  $x_1, x_2$  的所有  $M^2$  个情况, 可以获得关于符号  $X_1$  的最大 - 对数 LLR：

$$[0147] \quad L(b_{1k} | \tilde{\mathbf{y}}) \cong \min_{x_1, x_2 \in S(k)_1^+} T'(\hat{x}_3(x_1, x_2), \hat{x}_4(x_1, x_2), x_1, x_2)$$

$$[0148] \quad - \min_{x_1, x_2 \in S(k)_1^-} T'(\hat{x}_3(x_1, x_2), \hat{x}_4(x_1, x_2), x_1, x_2)$$

[0149] 其中  $b_{1k}$  表示属于符号  $X_1$  的比特 ( $k = 0, \dots, M_c-1$ ), 并且  $S(k)_1^+$  和  $S(k)_1^-$  分别表示具有  $b_{1k} = 1$  和  $b_{1k} = 0$  的  $2^{(M_c-1)}$  个比特序列的集合。

[0150] 以这种方式, 使用两个层排序 (具有少量的额外复杂度) 和在  $2M^2$  个序列而不是对于最优 ML 的  $M^4$  个序列上的并行搜索, 可以精确地计算比特最大 - 对数 APP (对发射天线

106 的数量的指数依赖性变为线性但是没有性能退化)。应理解上述的最大 - 对数 LLR 推导只是一个产生 LLR 的计算上高效的方法。在不脱离本公开范围的前提下可以实施其他方法。这些其他方法可以包括使用如上所解释的为最大 - 对数 LLR 计算所导出的相同  $2M^2$  个序列来计算方程 (28) 中的指数和 (这可以在加性或对数域完成)。

[0151] 上述的在阶段 204 中的 Gram-Schmidt 正交化过程也可以不同的方式实施。可以归一化矩阵  $Q$  的列,使得在阶段 204 计算正规化的 (而不是正交的) 矩阵  $Q$ 。通常,归一化要求计算除法作为信道处理阶段的一部分,同时避免在方程 (24) 和 (35) 的 ED 计算中噪声方差均衡化 (即分母) 的性能。一般而言,这意味着为硬和软输出解调省去非常高的复杂度。而且,在产生软输出的情况中,如上所述,如果不执行  $Q$  的显式计算,而是直接计算  $\tilde{y}, \tilde{y}'$ , 则可以节省复杂度。这里,  $\beta_{2k-1}^2 = \|\mathbf{q}'_{2k-1}\|^2$ ,  $s_{2j-1,k}' \equiv s_{2j-1,k} / \sigma_{2j-1}$ ,  $s_{2j,k}' \equiv s_{2j,k} / \sigma_{2j-1}$ , 其中  $\mathbf{q}'_{2k-1}$  表示未归一化的  $Q$  列。如果  $T = 2$  (有两个发射天线 106) 并且  $R \geq 2$  (有两个或更多个接收天线 108), 这个实施例相当于计算  $2R \times 4$  的矩阵:

$$[0152] \quad Q = [h_1 \ h_2 \ q_3 \ q_4] \quad (37)$$

[0153] 其中:

$$[0154] \quad \mathbf{q}'_3 = \mathbf{h}_3 - (s_{1,3}\mathbf{h}_1)/\sigma_1^2 - (s_{2,3}\mathbf{h}_2)/\sigma_1^2 \quad \mathbf{q}_3 = \mathbf{q}'_3 / \|\mathbf{q}'_3\|$$

$$[0155] \quad \mathbf{q}'_4 = \mathbf{h}_4 + (s_{2,3}\mathbf{h}_1)/\sigma_1^2 - (s_{1,3}\mathbf{h}_2)/\sigma_1^2 \quad \mathbf{q}_4 = \mathbf{q}'_4 / \|\mathbf{q}'_4\|$$

[0156] 以及:

$$[0157] \quad \beta_3^2 = \|\mathbf{q}'_3\|^2 = \|\mathbf{q}'_4\|^2 = \sigma_3^2 - s_{1,3}'^2 - s_{2,3}'^2. \quad (39)$$

[0158] 也存在  $4 \times 4$  的三角矩阵  $R$ , 使得  $H_x = QR$ :

$$[0159] \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & s'_{1,3} & s'_{1,4} \\ 0 & \sigma_1 & -s'_{1,4} & s'_{1,3} \\ 0 & 0 & \beta_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_3 \end{bmatrix}. \quad (40)$$

[0160] 根据方程 (17) 获得的噪声矢量  $\tilde{N}_r$  具有独立分量和相等的方差。方程 (20) 然后可以被替代为:

$$[0161] \quad \tilde{y} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 / \sigma_1 \\ V_2 / \sigma_1 \\ [V_3 - s'_{1,3}\tilde{y}_1 - s'_{2,3}\tilde{y}_2] / \beta_3 \\ [V_4 + s'_{2,3}\tilde{y}_1 - s'_{1,3}\tilde{y}_2] / \beta_3 \end{bmatrix}. \quad (41)$$

[0162] 方程 (40) 和 (41) 的计算足以执行最优硬输出解调,具体地:

$$[0163] \quad \hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{x_1, x_2 \in \Omega_x} \|\tilde{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2. \quad (42)$$

[0164] ED  $T(\mathbf{x}) = \|\tilde{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2$  相当于方程 (24) 中的替换表达式,其中不存在不同的分母,从而带来了显著的复杂度节省。

[0165] 对于图 2B 中在阶段 206b 期间产生的比特软输出,可以为具有移位的天线次序  $\mathbf{x}' = [x_3, x_4, x_1, x_2]^T$  的 MIMO 模型计算 Gram-Schmidt 正交化:

$$[0166] \quad Q_s = [h_3 \ h_4 \ q_1 \ q_2]$$

$$[0167] \quad \mathbf{q}'_1 = \mathbf{h}_1 - (s_{1,3}\mathbf{h}_3)/\sigma_3^2 - (s_{2,3}\mathbf{h}_4)/\sigma_3^2 \quad \mathbf{q}_1 = \mathbf{q}'_1 / \|\mathbf{q}'_1\|$$

$$[0168] \quad \mathbf{q}'_2 = \mathbf{h}_2 + (s_{2,3}\mathbf{h}_3)/\sigma_3^2 - (s_{1,3}\mathbf{h}_4)/\sigma_3^2 \quad \mathbf{q}_2 = \mathbf{q}'_2 / \|\mathbf{q}'_2\|$$

$$[0169] \quad \beta_1'^2 = \|\mathbf{q}'_1\|^2 = \|\mathbf{q}'_2\|^2 = \sigma_1^2 - s_{1,3}^2/\sigma_3^2 - s_{2,3}^2/\sigma_3^2, \quad (43)$$

[0170] 导致：

$$[0171] \quad \tilde{\mathbf{y}}' = \begin{bmatrix} V_3/\sigma_3 \\ V_4/\sigma_3 \\ [V_1 - (s_{1,3}V_3)/\sigma_3^2 + (s_{2,3}V_4)/\sigma_3^2]/\beta_1' \\ [V_4 - (s_{2,3}V_3)/\sigma_3^2 - (s_{1,3}V_4)/\sigma_3^2]/\beta_1' \end{bmatrix} \mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \sigma_3 & 0 & s_{1,3}/\sigma_3 & -s_{1,4}/\sigma_3 \\ 0 & \sigma_3 & s_{1,4}/\sigma_3 & s_{1,3}/\sigma_3 \\ 0 & 0 & \beta_1' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_1' \end{bmatrix}. \quad (44)$$

[0172] 得到的 ED 项是  $T'(\mathbf{x}') = \|\tilde{\mathbf{y}}' - \mathbf{R}'\mathbf{x}'\|^2$ 。比特 LLR 可以被确定为：

$$[0173] \quad L(b_{2k} | \tilde{\mathbf{y}}) = \min_{x_3, x_4 \in \mathcal{S}(k)_1} T(\mathbf{x}) - \min_{x_3, x_4 \in \mathcal{S}(k)_2} T(\mathbf{x}) \quad (45)$$

[0174] 以及

$$[0175] \quad L(b_{1k} | \tilde{\mathbf{y}}') = \min_{x_1, x_2 \in \mathcal{S}(k)_1} T'(\mathbf{x}') - \min_{x_1, x_2 \in \mathcal{S}(k)_2} T'(\mathbf{x}') \quad (46)$$

[0176] 已经关于两个发射天线 106 描述了上述算法。如以下描述中所示，该算法可以推广到任何数量的发射天线 106。虽然下面描述了两个可能的实施例，但是在不脱离本公开范围的前提下，可以对  $H_T$  应用不同的矩阵处理，诸如标准 QR（其可以本领域技术人员熟知的几种方式来实现）或者 Cholesky 分解算法。

[0177] 在  $T$  个发射天线的情况下（其中  $T \geq 2$ ），阶段 204 期间的预处理如下发生：对于具有任意数量  $T$  的天线 106 ( $T \geq 2$ ) 和  $R \geq T$  个接收天线 108 的 MIMO 系统的矩阵  $\mathbf{Q}$  和  $\tilde{\mathbf{R}}$  的元素，使用通用封闭表达式。实正交矩阵  $\mathbf{Q}$  可以被定义为：

$$[0178] \quad \mathbf{Q} = [h_1 \ h_2 \ q_3 \ q_4 \ \dots \ q_{2k+1} \ q_{2k+2} \ \dots \ q_{2T-1} \ q_{2T}]. \quad (47)$$

[0179] 这里：

$$[0180] \quad q_1 = h_1$$

$$[0181] \quad q_2 = h_2$$

$$[0182] \quad \mathbf{q}_3 = \sigma_1^2 \mathbf{h}_3 - s_{1,3} \mathbf{h}_1 - s_{2,3} \mathbf{h}_2$$

$$[0183] \quad \mathbf{q}_4 = \sigma_1^2 \mathbf{h}_4 - s_{1,4} \mathbf{h}_1 - s_{2,4} \mathbf{h}_2$$

$$[0184] \quad \mathbf{q}_5 = r_3 \sigma_1^2 \mathbf{h}_5 - r_3 s_{1,5} \mathbf{h}_1 - r_3 s_{2,5} \mathbf{h}_2 - t_{3,5} \mathbf{q}_3 - t_{4,5} \mathbf{q}_4 \quad (48)$$

$$[0185] \quad \vdots$$

$$[0186] \quad \mathbf{q}_p = P_1^k (\sigma_1^2 \mathbf{h}_p - s_{1,p} \mathbf{h}_1 - s_{2,p} \mathbf{h}_2) - \sum_{j=2}^{k-1} [P_{j+1}^k (t_{2j-1,p} \mathbf{q}_{2j-1} + t_{2j,p} \mathbf{q}_{2j})]$$

$$[0187] \quad - t_{2k-1,p} \mathbf{q}_{2k-1} - t_{2k,p} \mathbf{q}_{2k}$$

[0188] 其中  $p$  表示  $q$  个列的同属 (generic) 第  $k$  对 ( $p = \{2k+1, 2k+2\}$ ，其中  $k = \{2, \dots, T-1\}$ )。这还使用了定义  $t_{j,k} \equiv \mathbf{q}_j^T \mathbf{h}_k$ ， $P_m^n \equiv \prod_{j=m}^n r_{2j-1}$ ，其中  $m$  和  $n$  是整数， $1 \leq m \leq n$ 。项  $r_{2k-1}$  ( $k = \{1, \dots, T\}$ ) 由下给出：

$$[0189] \quad r_1 = 1$$

$$[0190] \quad r_3 = \sigma_3^2 \sigma_1^2 - s_{1,3}^2 - s_{2,3}^2$$

$$[0191] \quad \vdots \quad (48)$$

$$[0192] \quad r_{2k-1} = P_2^{k-1} (\sigma_1^2 \sigma_{2k-1}^2 - s_{1,2k-1}^2 - s_{2,2k-1}^2) - \sum_{l=2}^{k-2} [P_{l+1}^{k-1} (t_{2l-1,2k-1}^2 + t_{2l,2k-1}^2)]$$

[0193]  $-t_{2k-3,2k-1}^2 - t_{2k-2,2k-1}^2$

[0194] 方程 (1) 可以被推广为 :

[0195]  $\|\mathbf{q}_{2k-1}\|^2 = \|\mathbf{q}_{2k}\|^2 = P_1^k \sigma_1^2$

[0196]  $\mathbf{q}_{2k-1}^T \mathbf{h}_{2j-1} = \mathbf{q}_{2k}^T \mathbf{h}_{2j}, \quad \mathbf{q}_{2k-1}^T \mathbf{h}_{2j} = -\mathbf{q}_{2k}^T \mathbf{h}_{2j-1}, \quad j > k.$

[0197] 同样,通过构造,  $q$  个矢量和  $\{q, h\}$  对是两两正交的,意味着  $\mathbf{q}_{2k-1}^T \mathbf{q}_{2k} = 0, \mathbf{q}_{2k-1}^T \mathbf{h}_{2k} = 0$ 。方程 (15)-(18) 从  $T = 2$  到任意数量的发射天线 106 的推广是显而易见的。例如,正交矩阵  $Q$  可以满足下式 :

[0198]

$$\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} = \text{diag}[\sigma_1^2, \sigma_1^2, \|\mathbf{q}_3\|^2, \|\mathbf{q}_3\|^2, \dots, \|\mathbf{q}_{2T-1}\|^2, \|\mathbf{q}_{2T-1}\|^2]. \quad (51)$$

[0199] 通过定义下面的  $2T \times 2T$  上三角矩阵 :

[0200] 
$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & s_{1,3} & s_{1,4} & r_3 s_{1,5} & \dots & \dots & \dots & P_1^{T-1} s_{1,2T-1} & P_1^{T-1} s_{1,2T} \\ 0 & 1 & -s_{1,4} & s_{1,5} & r_3 s_{2,5} & \dots & \dots & \dots & -P_1^{T-1} s_{1,2T} & P_1^{T-1} s_{1,2T-1} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & t_{3,5} & \dots & \dots & \dots & P_2^{T-1} t_{3,2T-1} & P_2^{T-1} t_{3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -t_{3,6} & \dots & \dots & \dots & -P_2^{T-1} t_{3,2T} & P_2^{T-1} t_{3,2T-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & t_{2T-3,2T-1} & t_{2T-3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -t_{2T-3,2T} & t_{2T-3,2T-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (52)$$

[0201] 实信道矩阵  $H_r$  可以被分解为乘积 :

[0202] 
$$H_r = \mathbf{Q} \mathbf{R} \mathbf{A}_q \quad (53)$$

[0203] 其中  $2T \times 2T$  对角矩阵 :

[0204]

$$\mathbf{A}_q = \text{diag}[1, 1, \sigma_1^{-2}, \sigma_1^{-2}, \dots, (P_1^{T-1} \sigma_1^2)^{-1}] \quad (54)$$

[0205] 包括归一化因子,因为  $Q$  不是正规化的。由于仍可以应用方程 (17),因此足以计算三角矩阵 :

[0206] 
$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{R} \mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & s_{1,3} & s_{1,4} & s_{1,5} & \dots & \dots & \dots & s_{1,2T-1} & s_{1,2T} \\ 0 & \sigma_1^2 & -s_{1,4} & s_{1,5} & -s_{1,6} & \dots & \dots & \dots & -s_{1,2T} & s_{1,2T-1} \\ 0 & 0 & r_3 & 0 & t_{3,5} & \dots & \dots & \dots & t_{3,2T-1} & t_{3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & r_3 & -t_{3,6} & \dots & \dots & \dots & -t_{3,2T} & t_{3,2T-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & r_{2T-3} & 0 & t_{2T-3,2T-1} & t_{2T-3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & r_{2T-3} & -t_{2T-3,2T} & t_{2T-3,2T-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & r_{2T-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & r_{2T-1} \end{bmatrix}. \quad (55)$$

[0207] 根据方程 (17) 获得的噪声矢量  $\tilde{\mathbf{N}}$ ,具有独立的分量但是相等的方差,由下给出 :

[0208] 
$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{N}}} = E[\tilde{\mathbf{N}} \tilde{\mathbf{N}}^T] = \frac{N_0}{2} \text{diag}[\sigma_1^2, \sigma_1^2, \dots, P_1^T \sigma_1^2, P_1^T \sigma_1^2]. \quad (56)$$

[0209] 在  $T$  个发射天线 106 的情况下,阶段 206a 期间的解调可以如下发生 :一旦完成了上述公式所描述的预处理之后,从等式 (17) 的观察模型来看,简化的解调是可能的。使用方程 (55) 中  $\tilde{\mathbf{R}}$  的结构,决策矩阵  $T(\mathbf{x}) = \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{x}\|^2$  可以写为 :

$$[0210] \quad T(\mathbf{x}) = \frac{\left(\tilde{y}_1 - \sigma_1^2 x_1 - \sum_{k=3}^{2T} s_{1,k} x_k\right)^2}{\sigma_1^2} + \frac{\left(\tilde{y}_2 - \sigma_1^2 x_2 - \sum_{k=3}^{2T} s_{2,k} x_k\right)^2}{\sigma_1^2}$$

$$[0211] \quad + \frac{\left(\tilde{y}_3 - r_3 x_3 - \sum_{k=5}^{2T} t_{3,k} x_k\right)^2}{\sigma_1^2 r_3} + \dots + \frac{\left(\tilde{y}_{2T-1} - r_{2T-1} x_{2T-1}\right)^2 + \left(\tilde{y}_{2T} - r_{2T-1} x_{2T}\right)^2}{\sigma_1^2 P_2^{T-1}}$$

[0212] 一种解调技术包括考虑最低级别的层的 I 和 Q 对的所有  $M^2$  个值。对于  $X_{2T-1}$  和  $X_{2T}$  的每个假设值（这里标记为  $\tilde{x}_{2T-1}$  和  $\tilde{x}_{2T}$ ），通过干扰归零和消除或 ZF-DFE 来解码更高级别的层。剩余  $T-1$  个复数符号的 I 和 Q 对的估计可以通过对  $\Omega_x$  的最近  $M$ -PAM 元素的切片 (slicing) 操作来实施，类似于方程 (26)。为了更好地举例说明步骤，可以表示为下式：

$$[0213] \quad T(\mathbf{x}) = \frac{\left(\tilde{y}_1 - \sigma_1^2 x_1 - C_1(x_3, \dots, x_{2T})\right)^2}{\sigma_1^2} + \frac{\left(\tilde{y}_2 - \sigma_1^2 x_2 - C_2(x_3, \dots, x_{2T})\right)^2}{\sigma_1^2}$$

$$[0214] \quad + \frac{\left(\tilde{y}_3 - r_3 x_3 - C_3(x_3, \dots, x_{2T})\right)^2}{\sigma_1^2 r_3} + \dots + C_{2T-1}(x_{2T-1}, x_{2T})$$

[0215] 其中：

$$[0216] \quad C_{2T-1}(x_{2T-1}, x_{2T}) = \frac{\left(\tilde{y}_{2T-1} - r_{2T-1} x_{2T-1}\right)^2 + \left(\tilde{y}_{2T} - r_{2T-1} x_{2T}\right)^2}{\sigma_1^2 P_2^{T-1}}. \quad (59)$$

[0217]  $X_1, \dots, X_{2T-2}$  的条件解码值可以递归地确定为：

$$[0218] \quad \hat{x}_{2T-2} = \text{round}\left(\frac{\tilde{y}_{2T-2} - C_{2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T})}{r_{2T-3}}\right)$$

$$[0219] \quad \vdots \quad (60)$$

$$[0220] \quad \hat{x}_1 = \text{round}\left(\frac{\tilde{y}_1 - C_1(\hat{x}_3, \dots, \hat{x}_{2T-2}, \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T})}{\sigma_1^2}\right)$$

[0221] 将这些  $2T-2$  个条件决策标记为  $\hat{x}_{1,2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T})$ ，得到的估计序列然后可以被确定为：

$$[0222] \quad \hat{\mathbf{x}} = \{\hat{x}_{1,2T-2}(\hat{x}_{2T-1}, \hat{x}_{2T}), \hat{x}_{2T-1}, \hat{x}_{2T}\} \quad (61)$$

[0223] 其中：

[0224]

$$\{\hat{x}_{2T-1}, \hat{x}_{2T}\} = \arg \min_{\hat{x}_{2T-1}, \hat{x}_{2T} \in \Omega_x^*} T[\hat{x}_{1,2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}), \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}]. \quad (62)$$

[0225] 上述的解调原理解释如下。方程 (55) 中的两行  $\mathbf{R}$  的每一组对应于发射天线 106。与  $\mathbf{R}$  的行的层对应在本文献中是从上到下列举的。可以独立地执行第  $T$  个发射天线 106 的 I 和 Q 对的搜索。作为  $\mathbf{R}$  的又一结果，参看方程 (60)，对应于 I 和 Q 对  $(x_{2k-1}, x_{2k})$  的偏欧式距离 (PED) 项彼此独立。因此，一个近似涉及只基于较低层的 I 和 Q 对的值在每级  $k$  处采取硬决策（通过提到的切片或通过舍入到最近的 PAM 级）。这是方程 (8) 中的网格形成的直接结果，对于方程 (3) 中的网格形成并不成立。总之，在硬输出解调的情况下（阶段 206a），该算法使用  $M^2$  个发射序列而不是  $M^{2T}$  个（如在最优 ML 检测中）。因此，复杂度的节省相当大。

[0226] 应注意如果  $R = T-1$ （接收天线 108 的数量等于发射天线 106 的数量减一），上述的解调性质仍然有效。在这种情况下，显著差别是方程 (55) 中的矩阵  $\mathbf{R}$  的底下两行将被消

除,但剩余的上面的行将保持相同的一般形式。

[0227] 应理解在不脱离本公开范围的前提下可以采用阶段 206a 中解调的其他实施例。例如,通过在对应于其他较低实分量 ( $x_3, \dots, x_{2T}$ ) 的 PED 的所有可能  $M^{2T-2}$  个值只对上层 ( $x_1, x_2$ ) 进行切片来实现最优 ML 解调。同样,作为另一个示例,可以实施任何其他中间情况,导致介于最差性能、最小复杂度(搜索参考底层的  $M^2$  个符号)和最大复杂度、最优性能情况(搜索参考  $T-1$  个较低级层的  $M^{2T-2}$  个符号)之间的中间复杂度和性能。这些包括但不限于  $T-2$  个情况的任何一个,其中三角化模型中的  $j$  个底层(其中  $2 \leq j \leq T-1$ ) 是  $T(\mathbf{x}) = \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{x}\|^2$  的最小化中的穷尽搜索对象。这可以相当于计算  $j$  个较低层的所有  $M^{2j}$  个可能的 PED,并且基于在网格搜索期间分配给参考层的值为剩余的  $T-j$  个层采取硬决策(或者切片或者舍入)。

[0228] 在阶段 206a 期间,层的具体排序可能对检测器的性能有重要的干系。下面描述一个示范排序技术。然而,从在阶段 206a 发生的解调的观点来看,自然层排序序列  $\{1, 2, \dots, T\}$  的任何排列都包含在本公开中。

[0229] 在  $T$  个发射天线的情况下(其中  $T \geq 2$ ),在解调阶段 206b 中,可以通过使用方程 (60)-(62) 的简化的解调方法近似比特 LLR 最大-对数计算来完成比特软输出信息的产生。这意味着,关于属于序列  $X = (X_1, \dots, X_T)$  中的符号  $X_T$  的比特,方程 (30) 可以近似为:

$$[0230] \quad L(b_{T,k} | \tilde{\mathbf{y}}) = \min_{\{\tilde{x}_{1,2T-2}, \dots, \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}\}} T[\tilde{x}_{1,2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}), \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}]$$

$$[0231] \quad - \min_{\{\tilde{x}_{1,2T-2}, \dots, \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}\}} T[\tilde{x}_{1,2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}), \tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T}]$$

[0232] 其中  $\tilde{x}_{1,2T-2}(\tilde{x}_{2T-1}, \tilde{x}_{2T})$  表示方程 (60) 中的  $2T-2$  个条件决策,  $b_{T,k}$  是属于符号  $X_T$  的比特 ( $k = 1, \dots, M_c$ ), 并且  $S(k)_T^+$  和  $S(k)_T^-$  分别表示具有  $b_{T,k} = 1$  和  $b_{T,k} = 0$  的  $2^{(M_c-1)}$  个比特序列的集合。

[0233] 为了计算对应于  $X$  中的其他  $T-1$  个符号的比特的近似最大-对数 LLR, 该算法为其他  $T-1$  个不同的层布置 (disposition) (总共  $T$  个排列) 计算以前描述的步骤, 其中每个层只有一次地依次变成参考层。这意味着  $\tilde{\mathbf{R}}$  矩阵的最后两行依次对应于矢量符号  $X$  中的每个符号。因此, 在执行 Gram-Schmidt 正交化之前对实信道矩阵  $H_T$  的列进行序列变化。

[0234] 回忆通过应用 Gram-Schmidt 正交化, QR 从上到下逐行计算矩阵  $R$  并且从左到右逐列计算矩阵  $Q$ , 可以优化索引排列 (index permutation)。这表明为了最小化复杂度, 对于最小可能数量的索引, 尤其对于第一层而言, 所考虑的排列可能不同。例如, 如果第一层改变, 则需要计算另一个完整的 QR。由于原始排列中的第一层需要被移动到最后一位置处一次, 以计算相关的 APP, 这意味着整体的处理复杂度可以等于两个完整的 Gram-Schmidt 正交化加上与中间层移位相关的额外项。

[0235] 在所有这些情况中, 涉及(实)信道列的  $2R$  元素矢量之间的标量积的处理核心可以只计算一次。虽然当如这个实施例所建议的选择 GSO 时这个性质是正确的, 但是如果选择其他方法, 诸如修正的 GSO (MGSO) 技术就不一定是正确的。然而, 这个可能性对于节省复杂度是重要的, 并且诸如 Cholesky 分解或 MGSO 的不同三角化方法可能不会损害这个技术的性能。给定上述准则, 可以如下产生 APP 计算的有效集。从两个初始排列开始(情况 a 和 b), 并且将最后元素与  $T/2$  后一半元素的每一个交换, 例如通过:

[0236] 1) 如果  $T$  是偶数:

[0237] a)  $\pi_1 = 1, 2, \dots, T; \pi_2 = 1, 2, \dots, T-2, T, T-1; \dots;$

[0238]  $\pi_{T/2} = 1, 2, \dots, T/2, T/2+2, T/2+3, \dots, T/2+1$

[0239] b)  $\pi_{T/2+1} = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 1, 2, \dots, T/2$ ;

[0240]  $\pi_{T/2+2} = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 1, 2, \dots, T/2-2, T/2, T/2-1; \dots$ ;

[0241]  $\pi_T = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 2, 3, \dots, T/2, 1$

[0242] 2) 如果 T 是奇数:

[0243] a)  $\pi_1 = 1, 2, \dots, T$ ;  $\pi_2 = 1, 2, \dots, T-2, T, T-1; \dots$ ;

[0244]

$$\pi_{\lfloor T/2 \rfloor} = 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \lfloor T/2 \rfloor + 3, \dots, \lfloor T/2 \rfloor + 1$$

[0245] b)  $\pi_{\lfloor T/2 \rfloor + 1} = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor$ ;

[0246]

$$\pi_{\lfloor T/2 \rfloor + 2} = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor - 2, \lfloor T/2 \rfloor, \lfloor T/2 \rfloor - 1;$$

[0247]

$$\dots; \pi_T = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor, 1.$$

[0248] 然而, 可以使用 T 个排列的任何其他集合, 只要依次将每层放置为 T 个层集合  $\pi_j$  中的最后一项 (entry)。

[0249] 作为另一个示例, 层排列的显而易见的集合由下面给出:

[0250]  $\pi_T = 1, \dots, T$

[0251]  $\pi_{T-1} = 1, \dots, T-2, T, T-1$

[0252]  $\pi_{T-2} = 1, \dots, T-1, T, T-2$

[0253]

⋮

[0254]  $\pi_1 = 2, 3, \dots, T, 1$

[0255] 这里, 令  $\Pi_j$  表示根据索引集  $\pi_j$ ,  $j \in \{1, \dots, T\}$  布置  $H_T$  的列的  $2T \times 2T$  排列矩阵。

可以如下推广方程 (53)–(55)。次序改变的实信道矩阵的 QR 分解可以写为:

$$[0256] \quad \mathbf{H}_T \Pi_j = \mathbf{Q}^{(j)} \mathbf{R}^{(j)} \mathbf{\Lambda}_q^{(j)} \quad (64)$$

[0257] 其中  $\tilde{\mathbf{R}}^{(j)} = \mathbf{Q}^{(j)T} \mathbf{Q}^{(j)} \mathbf{R}^{(j)} \mathbf{\Lambda}_q^{(j)}$ 。而且, 预处理的系统方程 (17) 变为:

$$[0258] \quad \tilde{\mathbf{y}}^{(j)} = \mathbf{Q}^{(j)T} \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{R}}^{(j)} \mathbf{x}^{(j)} + \mathbf{Q}^{(j)T} \mathbf{N}_r = \tilde{\mathbf{R}}^{(j)} \mathbf{x}^{(j)} + \tilde{\mathbf{N}}_r^{(j)} \quad (65)$$

[0259] 其中  $x_{\pi_j}$  是次序改变的 I 和 Q 序列。根据方程 (65), ED 量可以写为:

$$[0260] \quad T^{(j)}(\mathbf{x}^{(j)}) = \|\tilde{\mathbf{y}}^{(j)} - \tilde{\mathbf{R}}^{(j)} \mathbf{x}_{\pi_j}\|^2 \quad (66)$$

[0261] 并且方程 (63) 中近似的最大 - 对数比特 LLR 变为:

$$[0262] \quad L(b_{j,k} | \tilde{\mathbf{y}}^{(j)}) = \min_{\{\tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}\} \in S(k)_T^+} T^{(j)}[\hat{\mathbf{x}}_{\pi_j}(\tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}), \tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}]$$

$$[0263] \quad - \min_{\{\tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}\} \in S(k)_T^-} T^{(j)}[\hat{\mathbf{x}}_{\pi_j}(\tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}), \tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j}]$$

[0264] 其中  $\hat{\mathbf{x}}_{\pi_j}(\tilde{x}_{2j-1}, \tilde{x}_{2j})$  表示 DFE 过程中的  $\pi_j$  指定的层序序列的  $2T-2$  个条件决策 (类似于方程 (60)–(62)), 其开始于底层 ( $x_{2j-1}, x_{2j}$ )。同样,  $b_{j,k}$  表示对应于  $X_j$  的比特, ( $k = 1, \dots, M_c$ ), 并且  $S(k)_T^+$  和  $S(k)_T^-$  分别表示具有  $b_{T,k} = 1$  和  $b_{T,k} = 0$  的  $2^{(M_c-1)}$  个比特序列的集合。

[0265] 这个技术允许依赖于  $TM^2$  个符号序列的网格搜索产生近似的最大-对数 LLR, 与穷尽搜索最大后验概率 (MAP) 解调器要求的  $M^{2T}$  个符号序列的搜索相反。而且, 可以并行的方式计算比特软输出信息。

[0266] 应理解上述的最大-对数 LLR 推导只是产生比特软输出信息的一个计算上高效的方法。在不脱离本公开范围的前提下可以实施其他方法。这些包括但不限于使用如上所解释的对最大-对数 LLR 计算 (这可以在加性或对数域完成) 导出的相同  $TM^2$  个序列来计算方程 (28) 中的指数和。而且, LLR 计算的替换技术包括方程 (67) 的修改, 其在一些情况下能够提供显著的性能改进。层  $j$  的 LLR 计算可以通过下式进行:

$$[0267] \quad L(b_{j,k} | \bar{\mathbf{y}}^{(j)}) \cong \min_{\{\bar{x}_{2j-1}, \bar{x}_{2j}\} \in \mathcal{S}(k)^-} T^{(j)}, L - \min_{\{\bar{x}_{2j-1}, \bar{x}_{2j}\} \in \mathcal{S}(k)^+} T^{(j)}, L \quad (68)$$

[0268] 其中  $L$  是恒定阈值, 其最优值依赖于系统参数 (信道条件、集群大小、码率等)。换句话说, 如果得到的项也小于阈值  $L$ , 则如用方程 (67) 示例的执行两个 ED 项的最小化。直观地, 这限制了 LLR 对于次优检测系统的不可靠性。为 LLR 计算设置阈值可以实现近 ML 性能, 虽然这个有效性仅对  $T > 2$  的 MIMO 系统成立。

[0269] 可以归一化矩阵  $Q$  的列, 而不是上述阶段 204 期间的 Gram-Schmidt 正交化过程, 以便计算正规化 (而不是正交) 矩阵  $Q$ 。通常, 归一化要求计算除法作为信道处理阶段的一部分, 同时避免在方程 (57) 和 (66) 的 ED 计算中噪声方差均衡化 (即分母) 的性能。一般而言, 这意味着为硬和软输出解调节省非常高的复杂度。而且, 在产生软输出的情况中, 如果不执行  $Q$  的显式计算, 而是直接计算  $\mathbf{R}$  ( $t_{j,k} \equiv \mathbf{q}_j^T \mathbf{h}_k$ ) 的元和处理的接收序列  $\bar{\mathbf{y}}_k$  ( $k$  是正计算比特 LLR 的复数符号的下标), 则可以节省复杂度。例如, 存在实正规化矩阵  $Q$ :

$$[0270] \quad Q = [h_1 \ h_2 \ q_3 \ q_4 \ \dots \ q_{2k+1} \ q_{2k+2} \ \dots \ q_{2T-1} \ q_{2T}] \quad (69)$$

[0271] 其中:

$$[0272] \quad q_1' = h_1$$

$$[0273] \quad q_2' = h_2$$

$$[0274] \quad \mathbf{q}_3' = \mathbf{h}_3 - (s_{1,3} \mathbf{h}_1) / \sigma_1^2 - (s_{2,3} \mathbf{h}_2) / \sigma_1^2$$

$$[0275] \quad \mathbf{q}_4' = \mathbf{h}_4 + (s_{2,3} \mathbf{h}_1) / \sigma_1^2 - (s_{1,3} \mathbf{h}_2) / \sigma_1^2$$

$$[0276] \quad \mathbf{q}_5' = \mathbf{h}_5 - (s_{1,3} \mathbf{h}_1) / \sigma_1^2 - (s_{2,5} \mathbf{h}_2) / \sigma_1^2 - (t_{3,5} \mathbf{q}_3') / \beta_3^2 - (t_{4,5} \mathbf{q}_4') / \beta_3^2 \quad (70)$$

[0277]

⋮

$$[0278] \quad \mathbf{q}_p' = \mathbf{h}_p - (s_{1,p} \mathbf{h}_1) / \sigma_1^2 - (s_{2,p} \mathbf{h}_2) / \sigma_1^2 - \sum_{l=2}^{k-1} (t_{2l-1,p} \mathbf{q}_{2l-1}' + t_{2l,p} \mathbf{q}_{2l}') / \beta_{2l-1}^2$$

$$[0279] \quad q_{2k-1} = q_{2k-1}' / \beta_{2k-1}$$

[0280] 这里,  $p$  表示  $Q$  列的同属第  $k$  对 (诸如  $p = \{2k-1, 2k\}$ , 其中  $k = \{2, \dots, T\}$ ), 以及:

$$[0281] \quad \beta_{2k-1}^2 = \|\mathbf{q}_{2k-1}'\|^2 = \|\mathbf{q}_{2k}'\|^2 = \sigma_{2k-1}^2 - (s_{1,2k-1}^2 - s_{2,2k-1}^2) / \sigma_1^2 - \sum_{l=2}^{k-1} (t_{2l-1,2k-1}^2 - t_{2l,2k-1}^2) / \beta_{2l-1}^2 \quad (71)$$

[0282] 这里不需要显式计算  $Q$ 。相反, 一旦存储了  $s_{j,k}$  的值就可以直接计算  $2R$  元素量积  $t_{j,k} \equiv \mathbf{q}_j^T \mathbf{h}_k$ 。这可能有助于节省复杂度, 因为 LLR 的产生要求对于发射序列的不同排序进行

T 个重复 GSO 处理。以这种方式,运算的核心(2R 元素标量积)可以对所有运算重复使用。如果如这个实施例所建议的选择 GSO 则这个性质是正确的,但是如果选择诸如 MGS0 的其他方法,则这个性质可能不正确。这个可能性对于节省复杂度是重要的,并且诸如 Cholesky 分解或 MGS0 的不同三角化方法不一定损害这个技术的性能。更具体地,项  $t_{j,k}$  可以由下式给出:

[0283]  $t_{3,j} = s_{3,j} - s_{1,3}' s_{1,j}' - s_{2,3}' s_{2,j}' ; t_{3,j}' = t_{3,j} / \beta_3$   
 [0284]  $t_{4,2j-1} = -t_{3,2j}, t_{4,2j} = t_{3,2j} - 1 ; t_{4,j}' = t_{4,j} / \beta_3$   
 [0285]  $t_{5,j} = s_{5,j} - s_{1,5}' s_{1,j}' - s_{2,5}' s_{2,j}' - t_{3,5}' t_{3,j}' - t_{4,5}' t_{4,j}'$   
 [0286]  $\vdots$  (72)

[0287]  $t_{2k-1,j} = s_{2k-1,j} - s_{1,2k-1}' s_{1,j}' - s_{2,2k-1}' s_{2,j}' - \sum_{l=2}^{k-1} (t_{2l-1,2k-1}' t_{2l-1,j}' + t_{2l,2k-1}' t_{2l,j}')$

[0288]  $t_{2k,2j-1} = -t_{2k-1,2j}, t_{2k,2j} = t_{2k-1,2j-1}, t_{2k-1,j}' = t_{2k-1,j} / \beta_{2k-1}, t_{2k,j}' = t_{2k,j} / \beta_{2k-1}$

[0289] 使得  $H_T = QR$  成立的  $2T \times 2T$  三角矩阵可以由下式给出:

[0290] 
$$R = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & s'_{1,3} & s'_{1,4} & s'_{1,5} & \dots & \dots & \dots & s'_{1,2T-1} & s'_{1,2T} \\ 0 & \sigma_1 & -s'_{1,4} & s'_{1,3} & -s'_{1,6} & \dots & \dots & \dots & -s'_{1,2T} & s'_{1,2T-1} \\ 0 & 0 & \beta_3 & 0 & t'_{3,5} & \dots & \dots & \dots & t'_{3,2T-1} & t'_{3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & \beta_3 & -t'_{3,6} & \dots & \dots & \dots & -t'_{3,2T} & t'_{3,2T-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \beta_{2T-3} & 0 & t'_{2T-3,2T-1} & t'_{2T-3,2T} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \beta_{2T-3} & -t'_{2T-3,2T} & t'_{2T-3,2T-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \beta_{2T-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \beta_{2T-1} \end{bmatrix} \quad (73)$$

[0291] 从方程 (17) 中获得的噪声矢量  $\tilde{N}_r$  具有独立的分量和相等的方差。为了在必须执行 T 个 GSO 处理时节省复杂度:

[0292]  $\tilde{y} = Q^T y = R x + Q^T N_r = R x + \tilde{N}_r$  (74)

[0293] 可以使用方程 (70) 和已经计算的标量积  $V_k$  和  $s_{jk}, t_{jk}$  来进行分解。 $\tilde{y}$  可以重写为:

[0294] 
$$\tilde{y} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{y}_{2k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 / \sigma_1 \\ V_2 / \sigma_1 \\ (V_3 - s'_{1,3} \tilde{y}_1 - s'_{2,3} \tilde{y}_2) / \beta_3 \\ (V_4 + s'_{2,3} \tilde{y}_1 - s'_{1,3} \tilde{y}_2) / \beta_3 \\ (V_5 - s'_{1,5} \tilde{y}_1 - s'_{2,5} \tilde{y}_2 - t'_{3,5} \tilde{y}_3 - t'_{4,5} \tilde{y}_4) / \beta_5 \\ \vdots \\ \left[ V_{2k-1} - s'_{1,2k-1} \tilde{y}_1 - s'_{2,2k-1} \tilde{y}_2 - \sum_{l=2}^{k-1} (t'_{2l-1,2k-1} \tilde{y}_{2l-1} + t'_{2l,2k-1} \tilde{y}_{2l}) \right] / \beta_{2k-1} \\ \left[ V_{2k} + s'_{2,2k-1} \tilde{y}_1 - s'_{1,2k-1} \tilde{y}_2 - \sum_{l=2}^{k-1} (-t'_{2l,2k-1} \tilde{y}_{2l-1} + t'_{2l-1,2k-1} \tilde{y}_{2l}) \right] / \beta_{2k-1} \end{bmatrix} \quad (75)$$

[0295] 此时,可以计算 ED 矩阵  $T(x) = \|\tilde{y} - Rx\|^2$  并且用于应用如上所述的简化的硬和软输出解调和解映射原理。

[0296] 如上所述,假设在接收机 104 处已知信道状态信息。接收机 104 可以包括一组规则,其具有(复)接收的矢量观测值、发射和接收天线 106-108 之间的(复)增益信道路径以及符号所属于的希望的 QAM(或 PSK) 集群的性质作为输入。在这些实施例中,假设在接

收机 104 处已知信道状态信息 ( 方程 (1) 中的矩阵 H)。图 2A 和 2B 中的方法可以包括使用一组规则,该组规则允许检测器 110 具有方程 (1) 中的 ( 复) 接收矢量 Y、发射和接收天线 106-108 之间的 ( 复) 信道路径 (H 的元)、以及符号所属于的希望的 QAM ( 或 PSK) 集群的性质作为输入。

[0297] 而且,如上所述,考虑连续检测的层 ( 发射天线 106) 的排序对硬输出检测情况中的性能可能具有非常重要的影响。方法 200a-200b 可以实施层排序算法 ( 经由阶段 203a-203b), 由此方法 200a-200b 可以包括下面的步骤序列 ( 根据实施的排序技术要重复给定的次数)。方法 200a-200b 改变信道矩阵的列对的次序并且预处理次序改变的信道矩阵, 以便将其因式分解为乘积项, 其中一个乘积项是基于处理的信道系数的三角矩阵。方法 200a-200b 也为所考虑的层定义并且适当地计算后处理 SNR。方法 200a-200b 然后基于 SNR 的值通过应用给定准则确定层的次序。

[0298] 在特定实施例中, 基于 SNR 的层排序被用于选择层的排序。不同层的后检测 SNR 可以基于三角矩阵  $\mathbf{R}$  ( 或 R, 依赖于考虑的实施例) 的对角元素的值而确定, 并且噪声方差 ( 或者由矢量方程 (56) 或者标量  $N_0/2$  给出, 依赖于所用的实施例) 从下到上进行, 并且假设从较低层完美地消除干扰。使用之前定义的标记, 同属第 k 层的 SNR 可以由下式给出 :

$$[0299] \quad SNR_k = \frac{E_s}{N_0} \frac{r_{2k-1}^2}{\|q_{2k-1}\|^2} = \frac{E_s}{N_0} \frac{r_{2k-1}}{\left( \prod_{j=1}^{k-1} r_{2j-1} \right) \|b_1\|^2}$$

$$[0300] \quad = \frac{E_s}{N_0} \left[ \sigma_{2k-1}^2 - (s_{1,2k-1}^2 - s_{2,2k-1}^2) / \sigma_1^2 - \sum_{i=2}^{k-1} (t_{2i-1,2k-1}^2 - t_{2i,2k-1}^2) / \beta_{2i-1}^2 \right]$$

[0301] 给定层的 SNR 可以依赖于为发射符号的检测所考虑的排序。一种简单但非常强大的排序技术可以为硬输出解调制的情况导出。上面概括的硬输出解调制概念仍然成立。此外, 排序算法的基本观点是选择由最差 SNR 表征的一层作为“参考”(底)层, 对该层搜索复数集群中的所有候选符号。依据它们的 SNR 以从层 T-1 直到第一层递减的顺序 (O-DFE) 对剩余层进行排序。这相当于为 O-DFE 建立的并且推广用于 ML-DFE 的最优“最大-最小”排序准则的简化近似版本。然而, 它可以产生非常接近于最优的性能。

[0302] 对于参照阶段 204 所描述的 GSO 处理, 对方程 (76) 中的  $SNR_k$  基本性质仍然成立, 这对于保持该算法的有限整体复杂度也是至关重要的:  $SNR_k$  对于从 1 到 j 的层布置 ( $j < k$ ) 的不变性。结果, 从底 ( $j = T$ ) 到顶 ( $j = 1$ ) 进行, 对于考虑许多不同的层排列而计算的  $SNR_j$ , 有 j 个可能不同的值, 其中该集合中的 j 个层的每一个都必须被一次且仅一次地放置在第 j 个位置。要考虑的排序的全部数量因此等于  $T*(T+1)/2$  而不是 T!。

[0303] 对于每个考虑的层排列, 在 GSO 处理之前相应地对信道矩阵  $H_r$  的列进行次序改变。回忆 Q 从上到下逐行计算矩阵 R 并且从左到右逐列计算矩阵 Q, 接着应当优化层索引排序的集合, 使得对于最小可能数量的索引来说它们不相同。以这种方式, 仅部分地 ( 为了更新方程 (76) 中的项所要求的最小数量的运算) 执行 GSO。

[0304] 根据上面的考虑, 可以导出以下的层排序算法。首先, 根据自然数序列  $\pi_{T,1} = 1, 2, \dots, T$  列举对应于原始信道矩阵  $H_r$  的层。接着, 计算信道矩阵  $H_r$  的 GSO。之后, 由于  $SNR_T$  只是最后位置的层的函数 ( 不管其他层的布置如何), 因此从底层 ( $k = T$ ) 开始, 确定  $SNR_T$  的 T 个可能不同的值。这要求选择 T 个层布置  $\pi_{T,j}$ , 其中  $j = 1, \dots, T$ 。这种排列的一个

有效集合如下：从两个初始布置（情况 a 和 b）开始，并且将最后的元素与  $T/2$  个后半元素的每一个交换，诸如通过：

[0305] 1. 如果  $T$  是偶数：

[0306] a)  $\pi_{T,1} = 1, 2, \dots, T$  ;  $\pi_{T,2} = 1, 2, \dots, T-2, T, T-1 ; \dots$  ;

[0307]  $\pi_{T,T/2} = 1, 2, \dots, T/2, T/2+2, T/2+3, \dots, T/2+1$

[0308] b)  $\pi_{T,T/2+1} = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 1, 2, \dots, T/2$  ;

[0309]  $\pi_{T,T/2+2} = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 1, 2, \dots, T/2-2, T/2, T/2-1 ; \dots$

[0310]  $\pi_{T,T} = T/2+1, T/2+2, \dots, T, 2, 3, \dots, T/2, 1$ 。

[0311] 2. 如果  $T$  是奇数：

[0312] a)  $\pi_{T,1} = 1, 2, \dots, T$  ;  $\pi_{T,2} = 1, 2, \dots, T-2, T, T-1 ; \dots$  ;

[0313]

$$\pi_{T,\lfloor T/2 \rfloor} = 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \lfloor T/2 \rfloor + 3, \dots, \lfloor T/2 \rfloor + 1$$

[0314] b)  $\pi_{T,\lfloor T/2 \rfloor + 1} = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor$  ;

[0315]

$$\pi_{T,\lfloor T/2 \rfloor + 2} = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 1, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor - 2, \lfloor T/2 \rfloor, \lfloor T/2 \rfloor - 1 ;$$

[0316]

$$\dots, \pi_{T,T} = \lfloor T/2 \rfloor + 1, \lfloor T/2 \rfloor + 2, \dots, T, 2, \dots, \lfloor T/2 \rfloor, 1.$$

[0317] 在进行 GSO 之前可以相应地改变  $H_r$  的列的次序，并且只更新对应于从一个排列变化到另一个排列的层索引的  $\mathcal{R}$  的元，以便计算方程 (76)。比较  $T$  个 SNR 值，并且选择由最小 SNR 表征的层作为第  $T$  层。该层变为“参考”层，并且为其搜索所有可能的  $M^2$  个网格点（对于  $M^2$ -QAM 集群）。对第  $k$  层重复类似的运算序列 ( $k = T-1, \dots, 2$ )。在每个阶段，可以确定  $k$  个不同的 SNR <sub>$k$</sub>  值，具体地选择  $k$  个排列  $\pi_{k,j}$  ( $j = 1, \dots, k$ )，以便计算 SNR <sub>$k,j$</sub> 。类似于上面对  $K = T$  所描述的，可以最小化处理复杂度。然后准则是基于  $\max_j \text{SNR}_{k,j}$  选择第  $k$  层。基本原理是尽可能地减少 0-DFE 所带来的误差传播的影响。可以重复相同的排序操作直到  $k = 2$ ，这也可以对于  $k = 1$  确定所选层。一旦最终的层序列被确定，如果需要的话计算可能的最终 GSO 过程，并且可以如上所概括的计算 ED 矩阵和整体硬输出序列估计。

[0318] 如果产生硬输出决策，这个方法非常强大。整体处理复杂度为  $O(T^3)$  的数量级直到  $T = 4$ 。也可以应用“部分”排序方案。所用的选择底层的准则不改变，而部分排序方案包括对层的子集（从 1 直到最大数目  $T-1$ ）应用 0-DFE 准则。

[0319] 对于软输出产生，只能部分地应用这个建议的排序技术，因为要执行  $T$  个并行的 LLR 计算过程，其中每个层是参考。这意味着应当修改层排序方案。更具体地，从层  $T-1$  开始可以应用层排序方案。这适用于  $T-1$  个层的  $T$  个集合的每一个。实际上，需要计算  $T$  个并行的 GSO 过程，其中  $T$  个不同的层依次是参考。在每种情况下，可以按照递减 SNR 的顺序放置剩余的  $T-1$  个层，如同 0-DFE 一样。换句话说，对于每个考虑的排列  $\pi_j$  ( $j = 1, \dots, T$ )，可以执行从  $\pi_j(T-1)$  到  $\pi_j(1)$  的层的递减顺序 SNR 布置。也可以应用“部分”排序方案。最简单的排序方案可以包括对于 LLR 计算所要求的  $T$  个考虑的层集合的每一个，选择由最小 SNR 表征的一层作为上层。这可以通过比较  $T$  个集合的每一个中的  $T-1$  个层的  $\|h_k\|^2$  的值并且选择最小值来完成。

[0320] 这些检测技术相比传统的MIMO检测技术表现出几个优点。例如,与线性ZF和MMSE检测器相比,本公开中的技术呈现出可比的预处理复杂度(对于高达 $T = 4$ ,为 $O(T^3)$ 的数量级),但是用导致显著性能提升的网格搜索代替了接收机矢量的线性加权。而且,这里的算法可以使用 $S$ 个网格点用于硬解映射而不是全复杂度ML检测器所要求的 $S^2$ 个点。对于最大-对数比特LLR产生和 $T = 2$ 个发射天线106,这个数量可以增加至 $2S$ 。对于 $T > 2$ 个发射天线106而言,该算法能够实现硬输出近优性能,同时搜索 $S$ 个网格点(而不是象对ML的 $S^T$ 个)。在比特软输出产生的情况中,这个数量可以增加至 $T \cdot S$ ,并且算法性能接近ML。

[0321] 而且,与非线性0-DFE检测器相比,甚至与通过最高效算法实施的那些相比,本公开的算法可以由可比复杂度(对于高达 $T = 4$ ,为 $O(T^3)$ 的数量级)的信道预处理所表征,并且用导致以适当额外复杂度为代价的显著性能提升的网格搜索代替了初始符号估计。特别地,如之前所描述的,由于上面讨论的排序技术,该算法能够对于搜索恒定数量 $S$ 个网格点(而不是ML的 $S^T$ 个)的非常高数量的 $T > 2$ 个发射天线106,实现近优硬输出性能。相反,0-DFE的性能与ML相差甚远。而且,还没有对0-DFE算法提出计算比特LLR的策略,并且本公开在MIMO-OFDM-BICM系统中可以实现近ML性能。

[0322] 与组合的ML、DFE或列表检测器相比,本公开还有几个其他的优势。该算法的硬输出版本可以被看作是列表检测器的子类,其中对于参考层计算所有可能集群符号的Euclidean距离项,并且通过直接ZF-DFE(或空间DFE或IC和归零)确定剩余的符号估计。该算法可以在实域操作,而以前的LD算法在复数域操作。这是通过由于“网格形成”替换方案来保持计算效率而完成的,“网格形成”替换方案独立地对待复数调制符号的I和Q对。实域表示构成明显的增强,因为通过独立地处理复数符号的I和Q对,其允许保持复数值球解码器的相同程度的平行度,这在之前被认为是为了不使等效“树”的深度加倍并且简化VLSI实施而必要的硬件选择。而且,对于软输出和硬输出版本两者,其允许节省解调和解映射阶段中(阶段206a-206b)的复杂度。此外,其中一个结果是对硬输出和软输出中针对 $T = 2$ 的算法最优性(最大-对数近似)的直接证明。另外,在硬输出的情况中,层排序对于实现近ML非常重要。“最大-最小”(最差情况后检测SNR的最大化)最优层排序方法可以被应用到实域中的算法。然而,上述排序算法代表了“最大-最小”的简化次优版本,但其执行非常接近于最优算法和ML。而且,上述的算法能够保持 $O(T^3)$ 的复杂度直到 $T = 4$ 。另外,上述的算法提供了一种计算比特软输出信息的可靠技术,其表示与现有技术LD相比的主要区别特征。

[0323] 此外,与现有的基于网格搜索的算法相比,这里的检测器可以解决SD算法的许多或所有主要问题。其是并行检测算法,因此适于VLSI实施。其还搜索确定数目的网格点,并且得到的延迟不一定可变。其对两个发射天线106产生最优性能(如果是软输出的话是在最大-对数的意义上)并且对于多于两个的发射天线106产生近优性能。此外,其允许使用对确定数目个网格点的并行搜索来产生比特LLR,其对两个发射天线106生成最优最大-对数APP,并且对于高于2的更高数量的发射天线生成最优最大-对数良好近似。

[0324] 虽然图2A和2B示出了用于检测多个通信源的方法200a-200b的示例,可以对图2A和2B做出各种修改。例如,可以使用任何其他或附加的排序技术在阶段203a-203b中对层进行排序。

[0325] 图 3-17 示出了根据本公开的检测算法在不同系统中的示范性能。特别地,图 3-17 示出了实施上述检测算法的检测器 110 的示范性能。图 3-17 中示出的性能仅是为了举例说明。检测器 110 可以以任何其他合适的方式运行,这依赖于例如实施方式。

[0326] 图 3 示出了上述检测算法(对于层状正交网格检测器称为“LORD”)在支持 64QAM 的未编码 2\*2MIMO 系统中的性能。图 4 示出了上述检测算法在使用卷积编码的 64QAM、编码率 5/6 以及 IEEE TGN 任务组指定的信道模型 D 的 2\*2MIMO-OFDM BICM 系统中的性能。“2\*2”表示使用两个发射天线 106 和两个接收天线 108。

[0327] 图 5 示出了使用不同排序技术的检测算法在支持 64QAM 的未编码 3\*3MIMO 系统中的性能。类似地,图 6-9 分别示出了使用不同排序技术的检测算法在支持 16QAM 的未编码 4\*4MIMO 系统、支持 64QAM 未编码 4\*4MIMO 系统、支持 64QAM 的未编码 6\*6MIMO 系统和支持 64QAM 的未编码 8\*8MIMO 系统中的性能。

[0328] 图 10-15 示出了检测算法在以下系统中的性能:支持卷积编码的 16QAM、编码率 3/4、信道模型 D 的 3\*3MIMO-OFDM 系统(图 10);支持卷积编码的 16QAM、编码率 3/4、信道模型 D 的 4\*4MIMO-OFDM 系统(图 11);支持卷积编码的 64QAM、编码率 5/6、信道模型 B 和 D(IEEE TGN 任务组指定的两个不同频率选择信道模型)的 3\*3MIMO-OFDM 系统(图 12);支持卷积编码和低密度奇偶校验码(LDPC) 64QAM、编码率 5/6、信道模型 B 和 D 的 4\*4MIMO-OFDM 系统(图 13);支持卷积编码的 16QAM、编码率 1/2、信道模型 B 和 D 的 2\*3MIMO-OFDM 系统(图 14);以及支持卷积编码的 64QAM、编码率 5/6、信道模型 B 和 D 的 2\*3MIMO-OFDM 系统(图 15)。图 16 和 17 示出了使用软输出排序的检测算法对于支持卷积编码的 16QAM、编码率 3/4、信道模型 D 的 4\*4MIMO-OFDM 系统(图 16),以及支持卷积编码的 64QAM、编码率 5/6、信道模型 D 的 4\*4MIMO-OFDM 系统(图 17)的性能。

[0329] 如在这些图中所示,上述的检测算法的性能(具有或不具有排序)一般比传统的技术更接近最优。例如,如图 3 和 4 中所示,与 MMSE 方案相对比,该算法能够在两个发射天线 106 的情况下实现最优(ML)性能。

[0330] 如图 5-9 中所示,对于  $T > 2$  个发射天线 106,用层排序增强的该算法能够实现硬输出近优性能。使用上述的最优“最大-最小”排序的简化近似版本,该算法能够实现非常接近最优和非常接近支持最优“最大-最小”技术的算法的硬输出性能。而且,如图 5-7 所示,0-DFE 的性能通常与 ML 相差甚远。

[0331] 如图 10-13 所示,在比特软输出产生的情况中,该算法的性能仍接近 ML,并且相比 MMSE 的提升非常高(尽管发射天线 106 的数量增加)。此外,如从方程(68)所注意到的,可以使用 LLR 阈值限制 LLR 对于次优检测系统的不可靠性。图 10 和 11 示出了使用 LLR 阈值的检测算法的性能,其可以实现近 ML 性能(对于  $T > 2$  的 MIMO 系统)。

[0332] 为了比较,图 13 也示出了采用高级 ECC 获得的性能,诸如具有大约 2000 个比特的码字长度的低密度奇偶校验码(LDPC)或迭代检测技术。图 13 涉及  $T = 4$  个发射天线 106。报告了具有卷积编码的 ECC 和软输出 Viterbi 算法(SOVA)的迭代 MMSE 软干扰消除(SIC)的性能。这里,可以看出对于 1000 个字节的分组长度,在  $10^{-2}$  的分组错误率(PER)下与 MMSE-SIC 相比,该检测器算法的一个阶段就示出了多于 3dB 的增益。使用 LDPC 而不是卷积编码在相同目标 PER(使用 LORD 或 MMSE)下提供了限制在 2dB 之内的 SNR。一般而言,上述算法能够比线性检测器实现更高分集的次序,对于  $T > 2$  接近 R,对于两个发射天

线 106 则等于 2, 其中对于增加数目的发射天线 106 和比特软输出产生而言复杂度线性 (而不是指数) 增加。这也解释了如果使用更少频率选择的信道 (诸如信道模型 B 而不是信道模型 D) 为什么相比 MMSE 的提升更高。实际上, 如果  $R = T$ , MMSE 不一定产生接收分集, 并且 MMSE 在 BICM 系统中可能要求相当频率选择的信道以及低码率 ECC, 以补偿空间分集损失。在那种情况下, 高级 ECC 似乎不是恢复由线性检测器造成的性能损失的正确解决方案, 除非在 ECC 解码器之前设置近优检测阶段。对于像 2\*3MIMO 配置的不对称系统来说, 上述算法相比 MMSE 的提升可能低于 2\*2, 但是仍然显著, 尤其是对于信道模型 B 和更高的编码率来说, 如图 14 和 15 中所示。

[0333] 此外, 对于软输出产生, 上述的排序技术可以被部分地应用。这个排序技术在 MIMO-OFDM BICM 系统中的性能优势在图 16 和 17 中示出。

[0334] 虽然图 3-17 示出了检测算法在不同系统中的性能的示例, 但是可以对图 3-17 做出各种改变。例如, 实施检测算法的检测器 110 可以用在与图 3-17 无关的其他系统中。而且, 检测器 110 可以与图 3-17 所示不同地操作。

[0335] 在一些实施例中, 上述的各种功能可以由从计算机可读程序代码形成并且包含在计算机可读介质中的计算机程序实施或支持。短语“计算机可读程序代码”包含各种类型的计算机代码, 包括源代码、目标代码和可执行代码。短语“计算机可读介质”包括任何类型的能够被计算机访问的介质, 诸如只读存储器 (ROM)、随机存储器 (RAM)、硬盘驱动器、光盘 (CD)、数字视频盘 (DVD) 或任何其它类型的存储器。然而, 上述的各种编码功能可以使用任何其他合适的逻辑 (硬件、软件、固件或其组合) 实施。

[0336] 声明本专利文献中的某些词语和短语的定义可能是有利的。术语“对 (couple)”及其派生词指的是两个或更多个元件之间的任何直接或间接通信, 不管这些元件是否彼此物理接触。术语“包括”和“包含”及其派生词意味着没有限制的包含。术语“或”是包含的, 意味着和 / 或。短语“与... 相关”和“与其相关”及其派生词是指包含、包含在、与... 互连、包括、包括在、连接到或与... 连接、耦合或与... 耦合、与... 通信、与... 协作、交织、并置、邻近、限于... 或用... 限制、具有、具有... 的性质等。术语“控制器”指的是控制至少一个操作的任何设备、系统或其部件。控制器可以用硬件、固件、或软件或至少上述两个的组合实施。应注意与任何特定控制器相关的功能性可以是集中的或分布的, 本地的或远程的。

[0337] 虽然本公开已经描述了某些实施例和一般相关的方法, 但是这些实施例和方法的变换和排列对于本领域技术人员来说是显而易见的。因此, 上面的示范实施例的描述不限定或限制本公开。在不脱离本公开的精神和范围的前提下, 其他变化、代替和变换也是可能的, 本公开由以下的权利要求书限定。

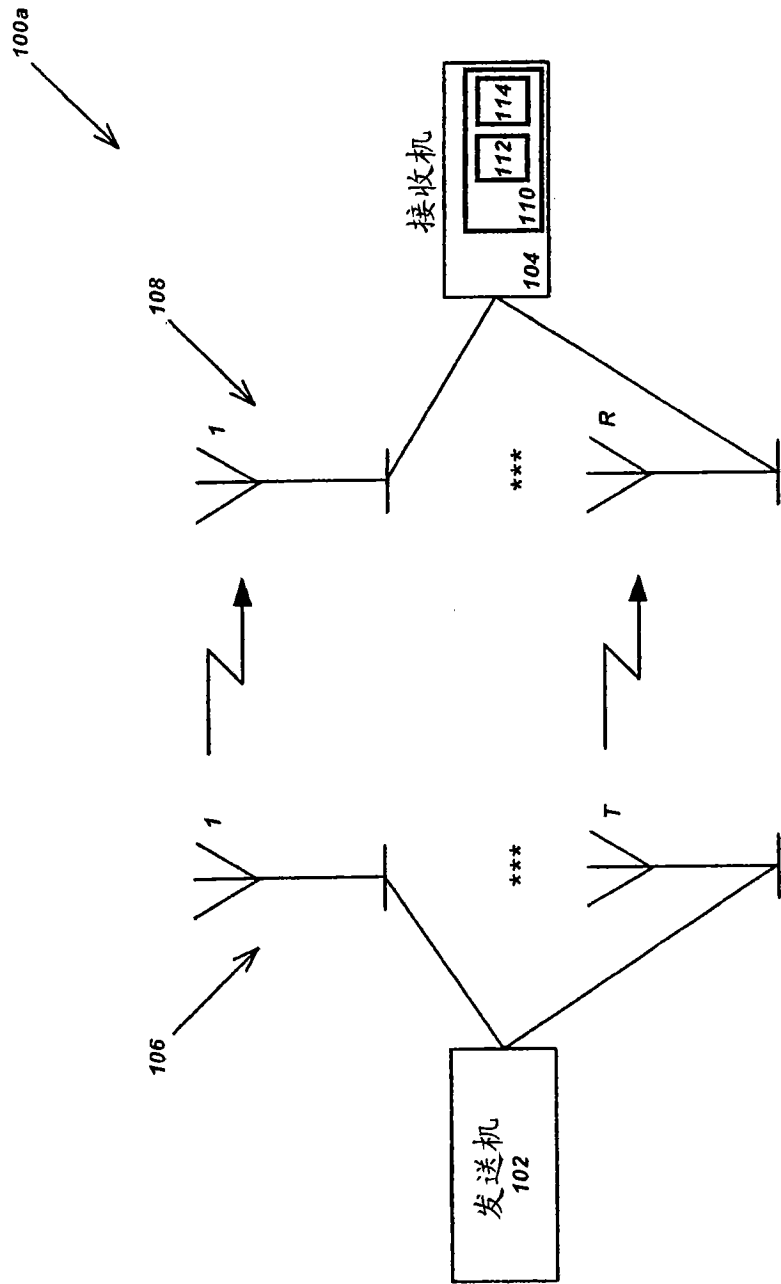


图 1A

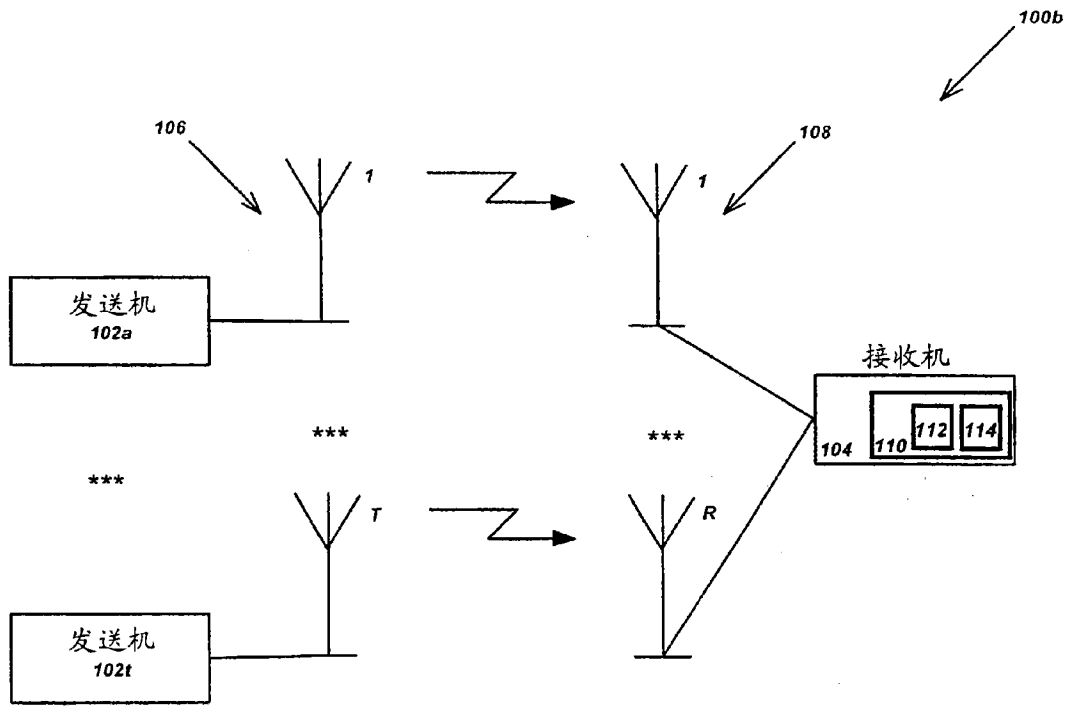


图 1B

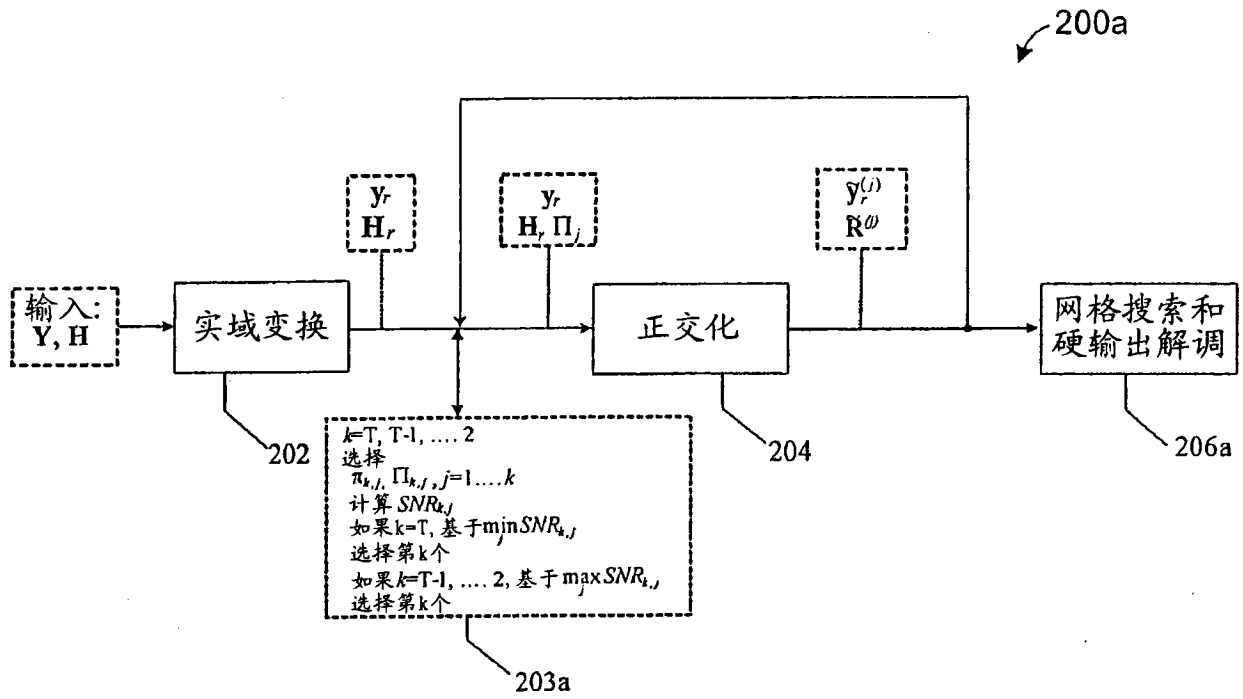


图 2A

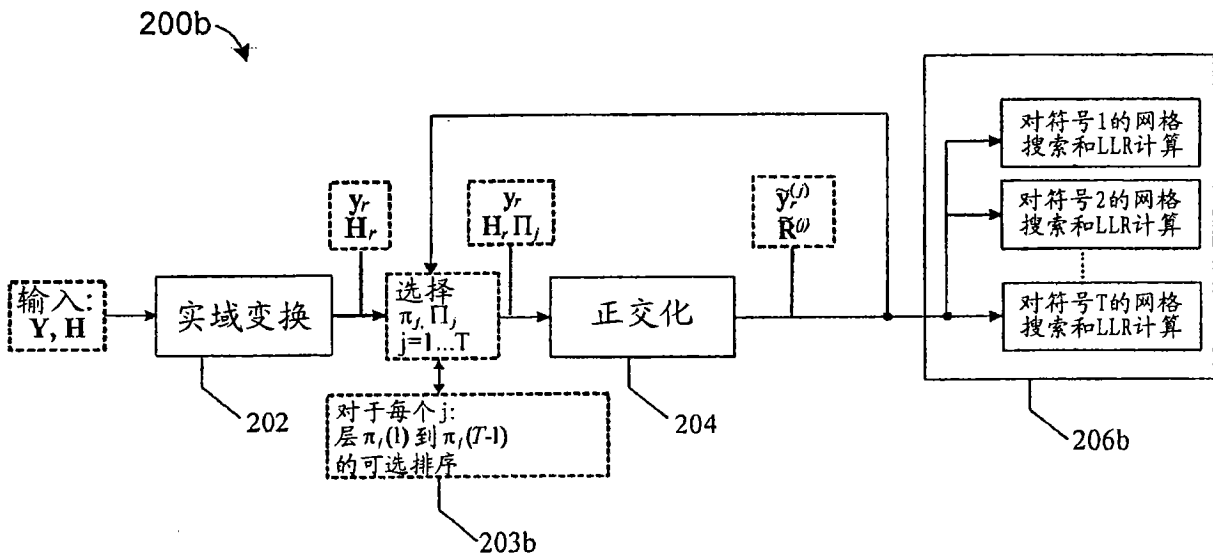


图 2B

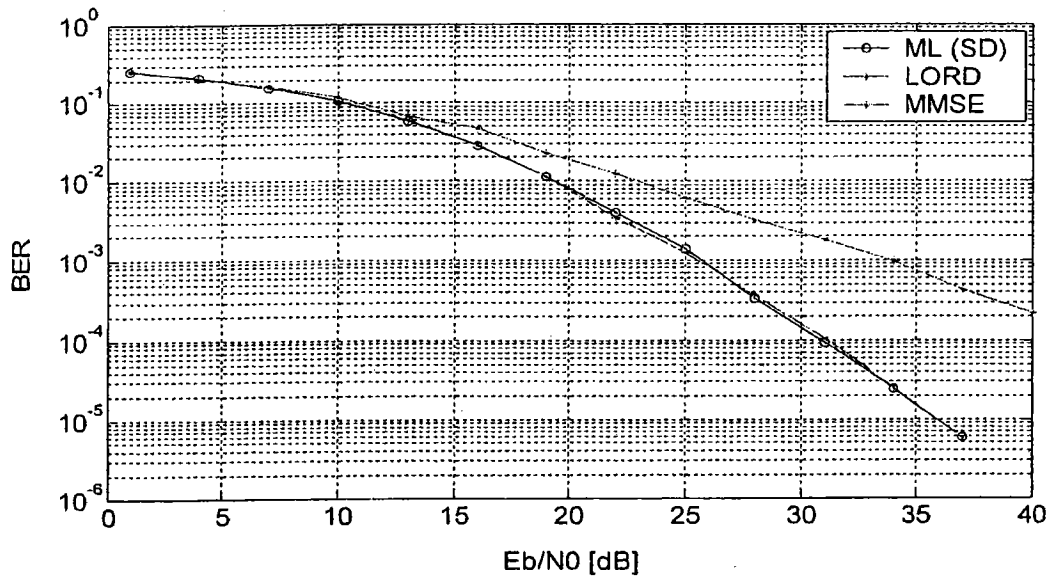


图 3

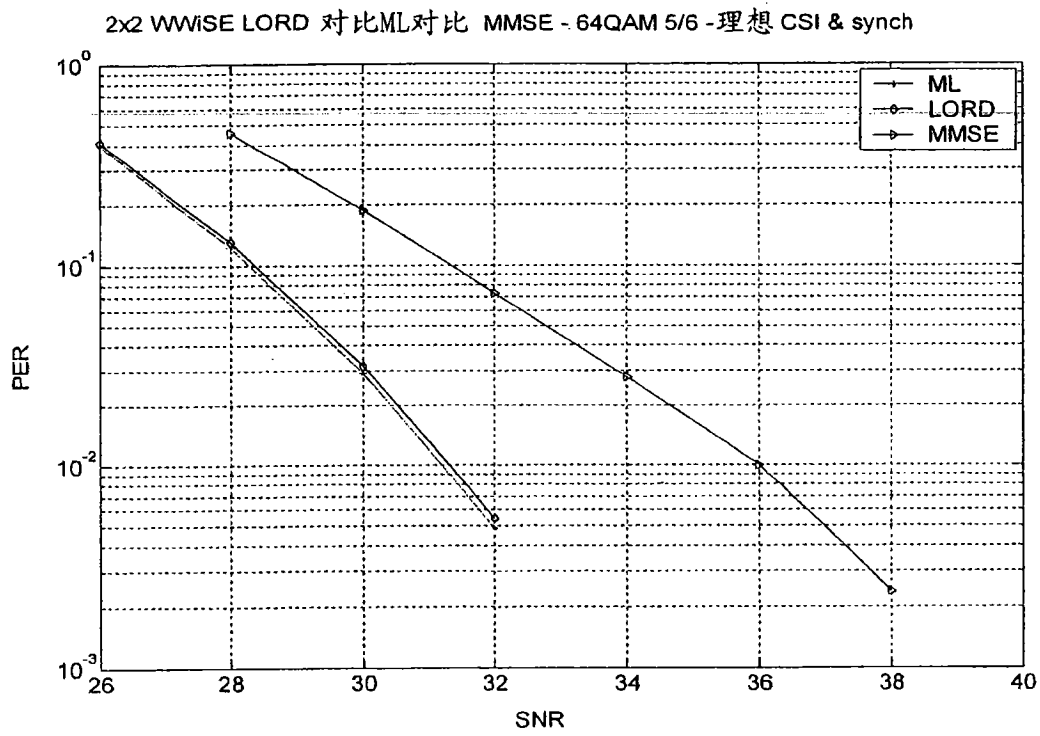


图 4

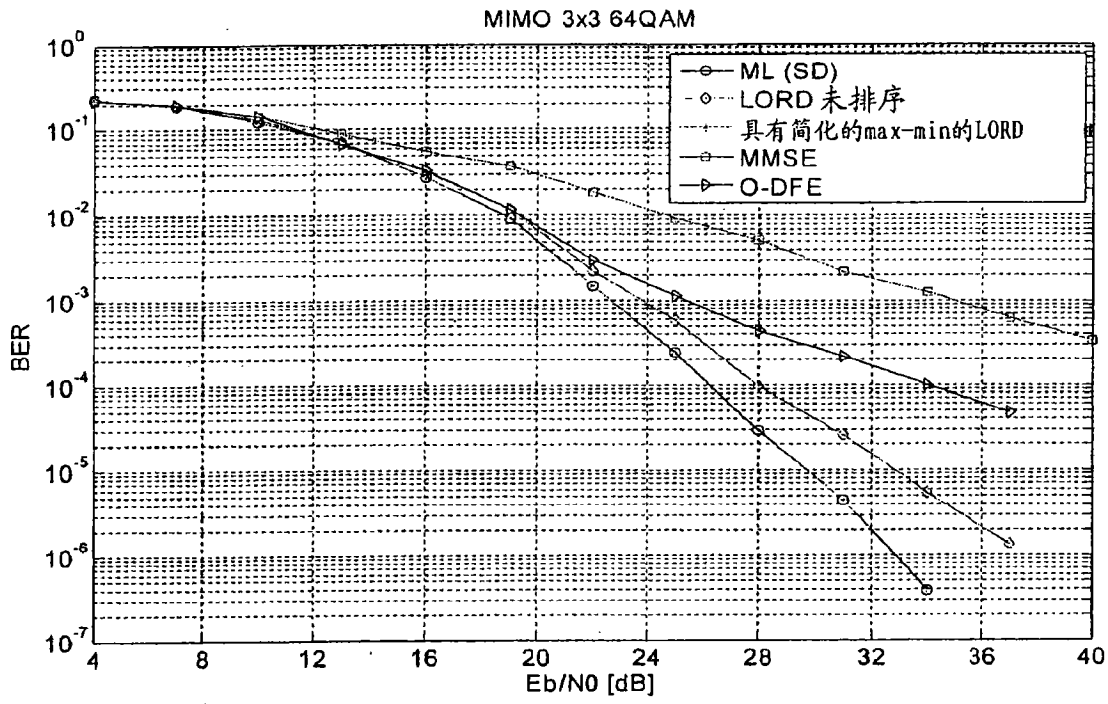


图 5

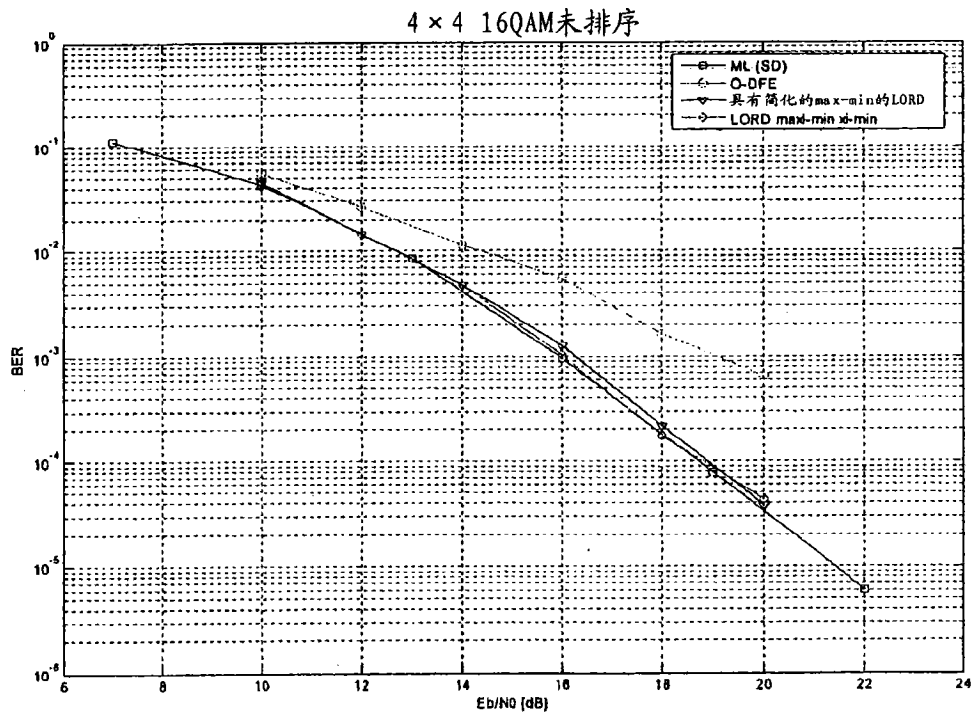


图 6

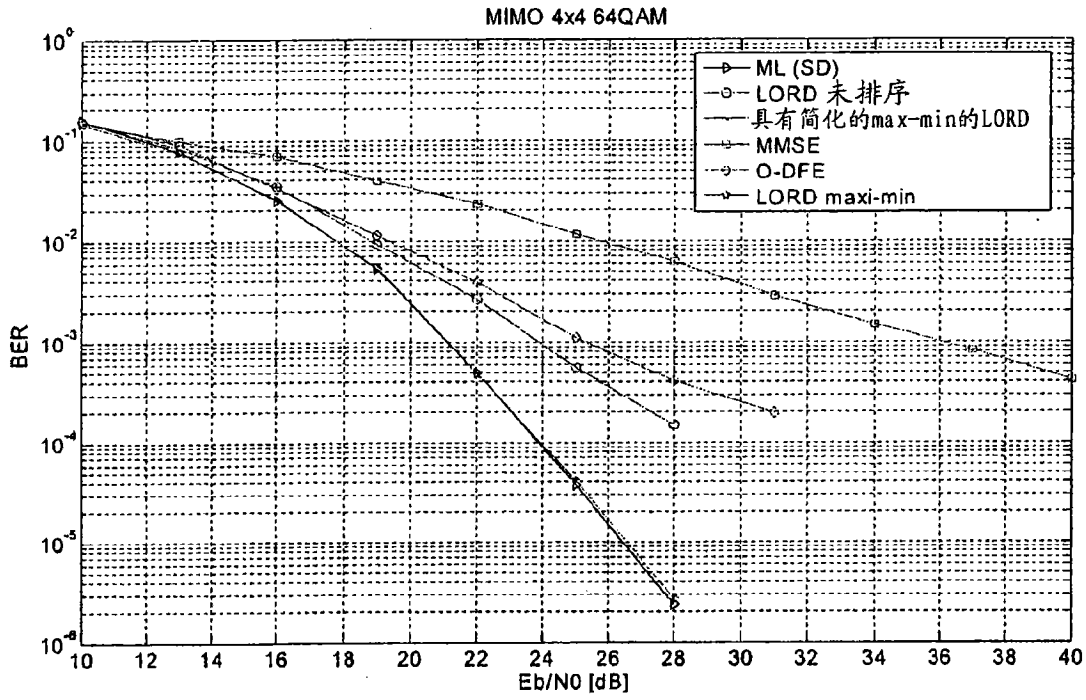


图 7

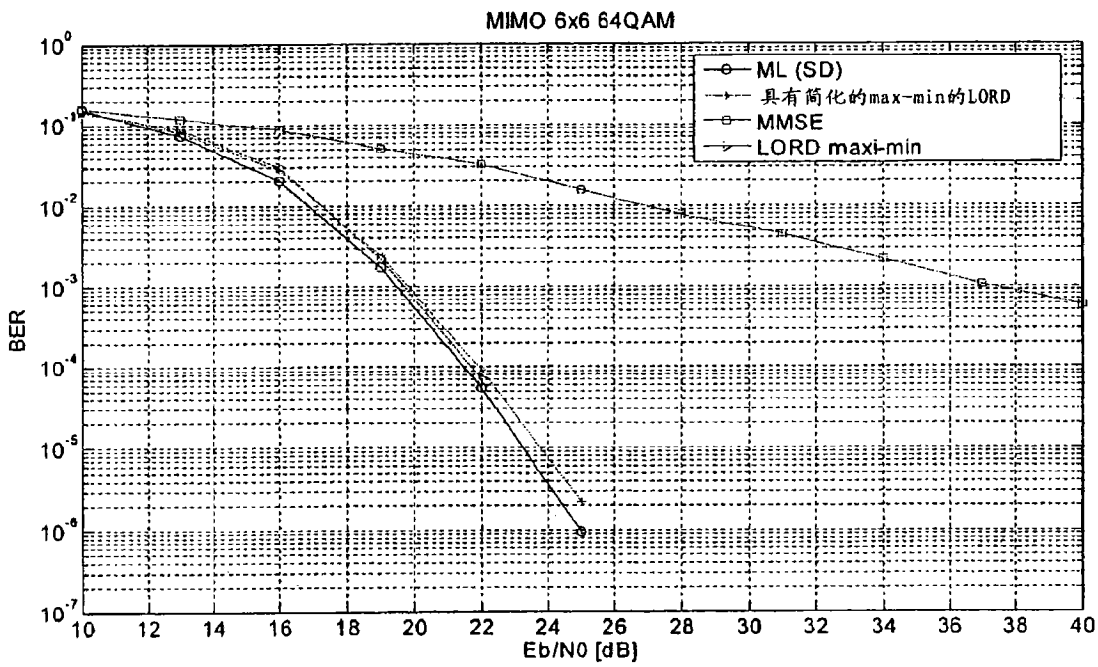


图 8

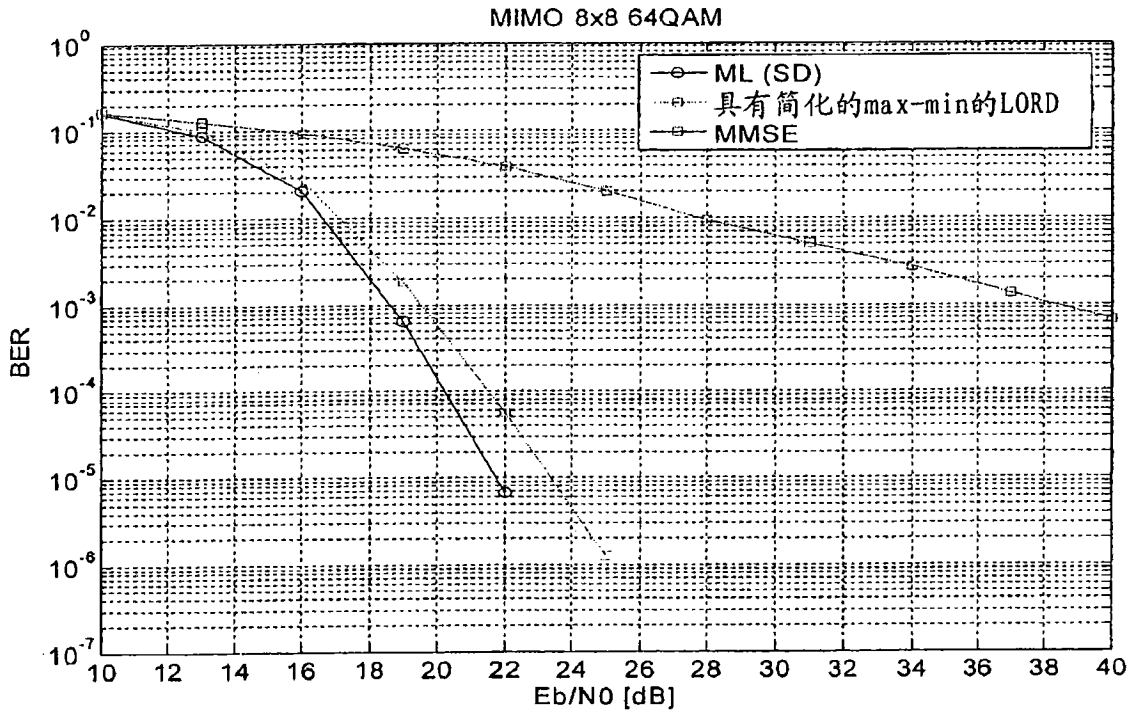


图 9

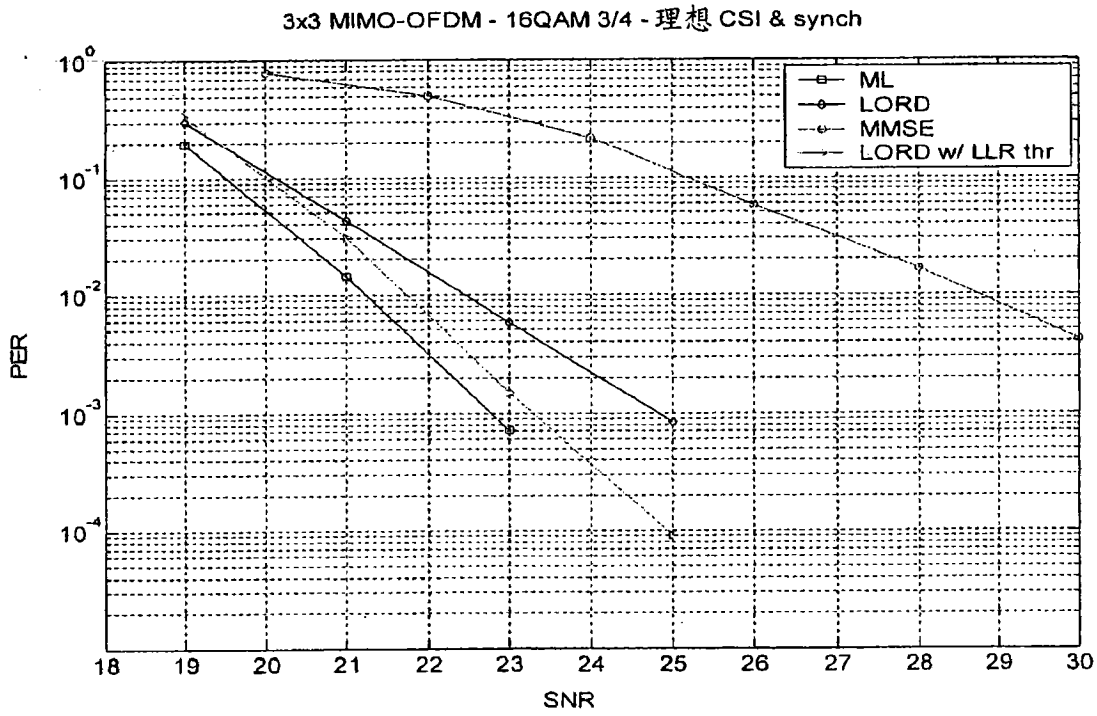


图 10

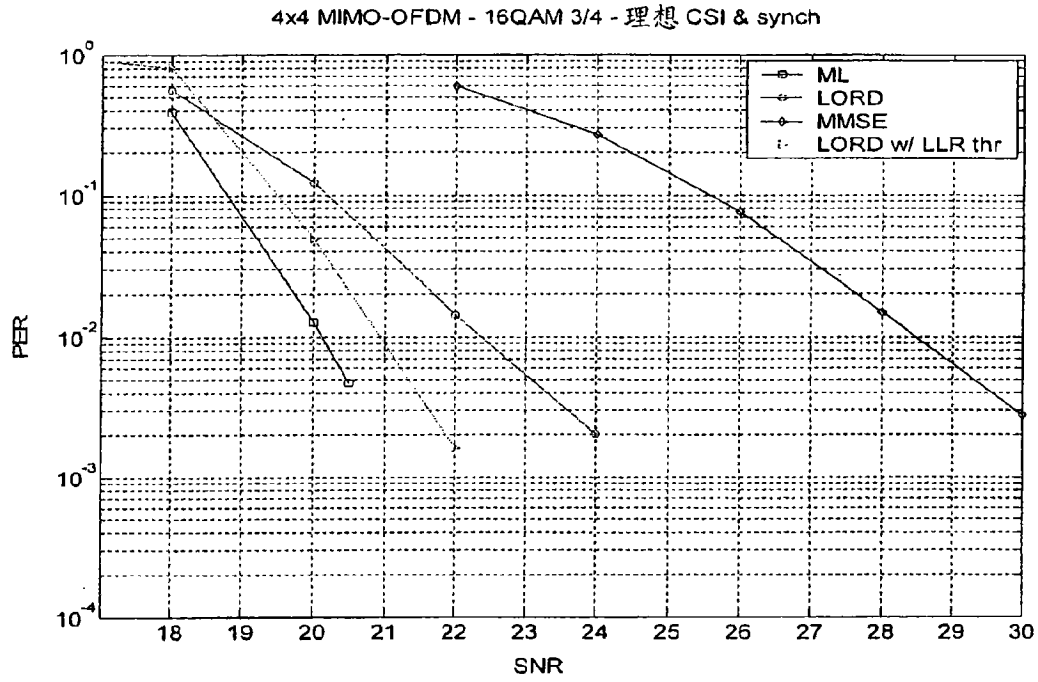


图 11

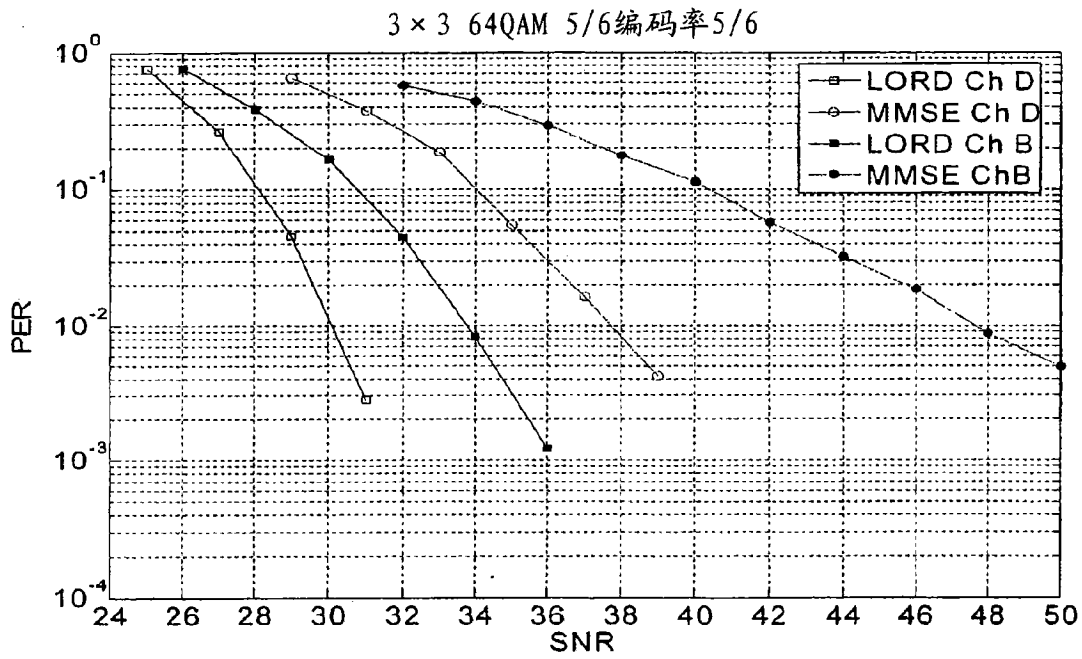


图 12

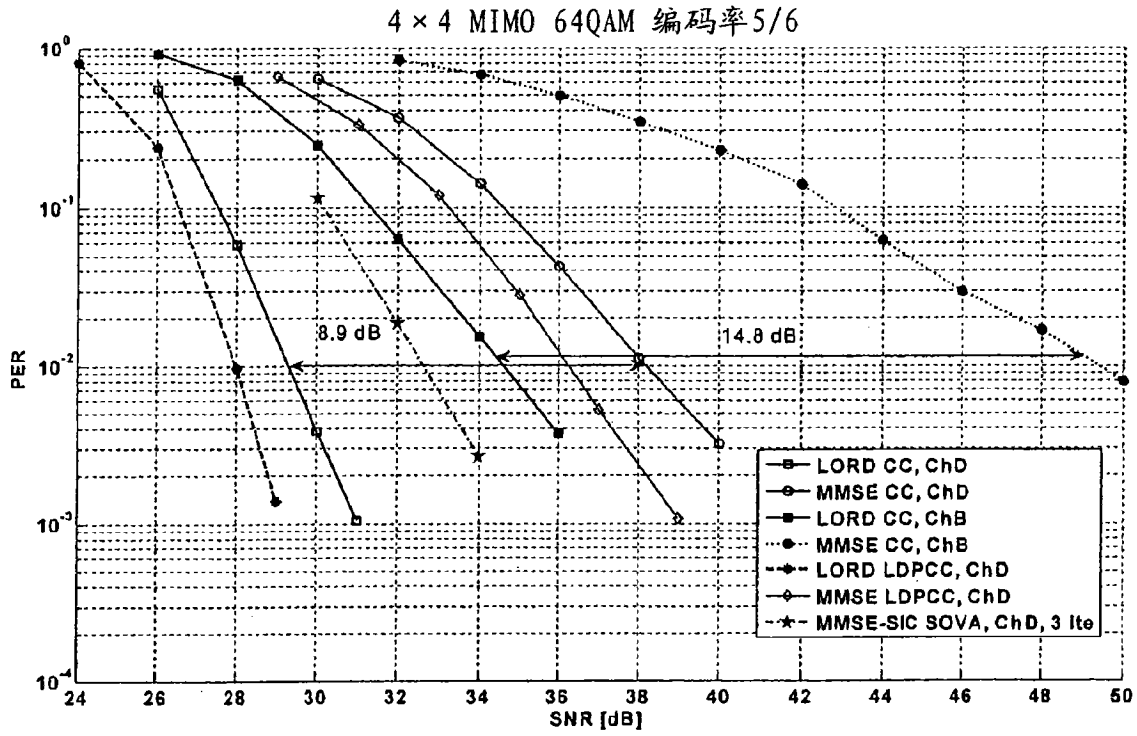


图 13

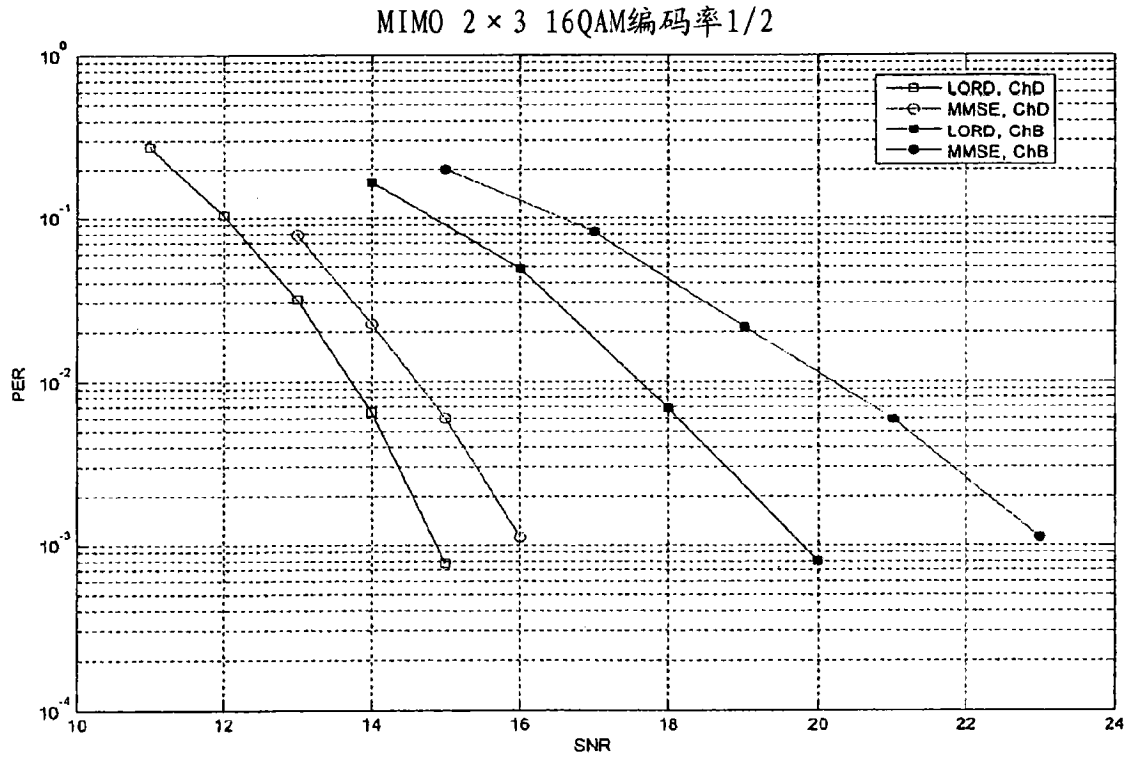


图 14

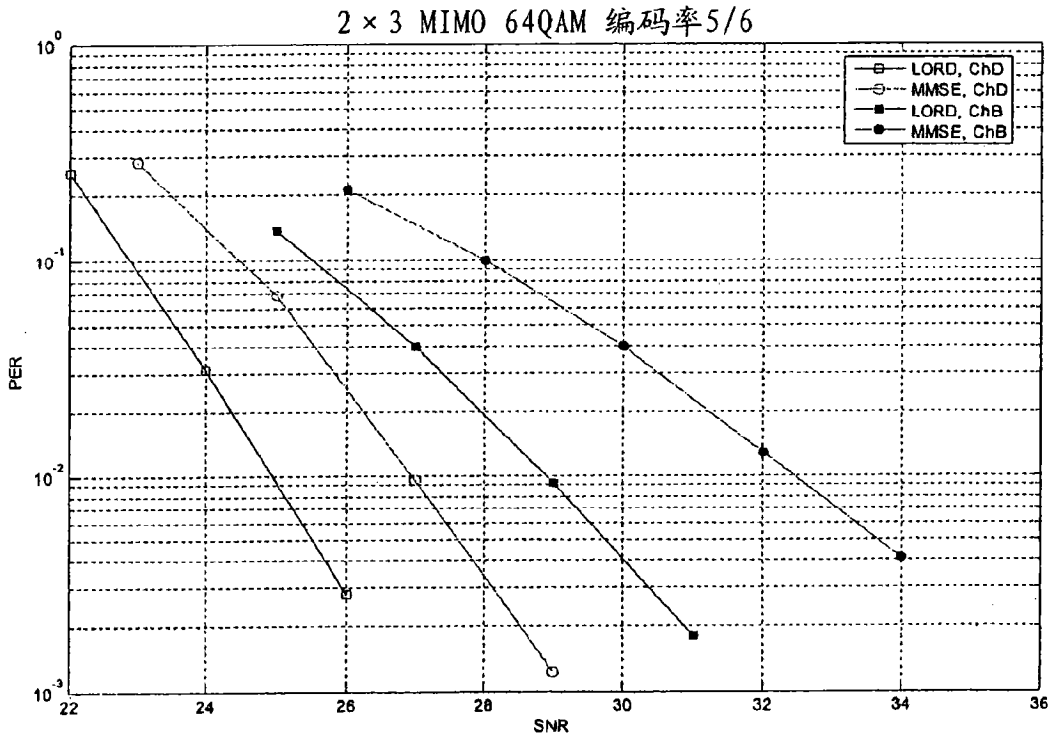


图 15

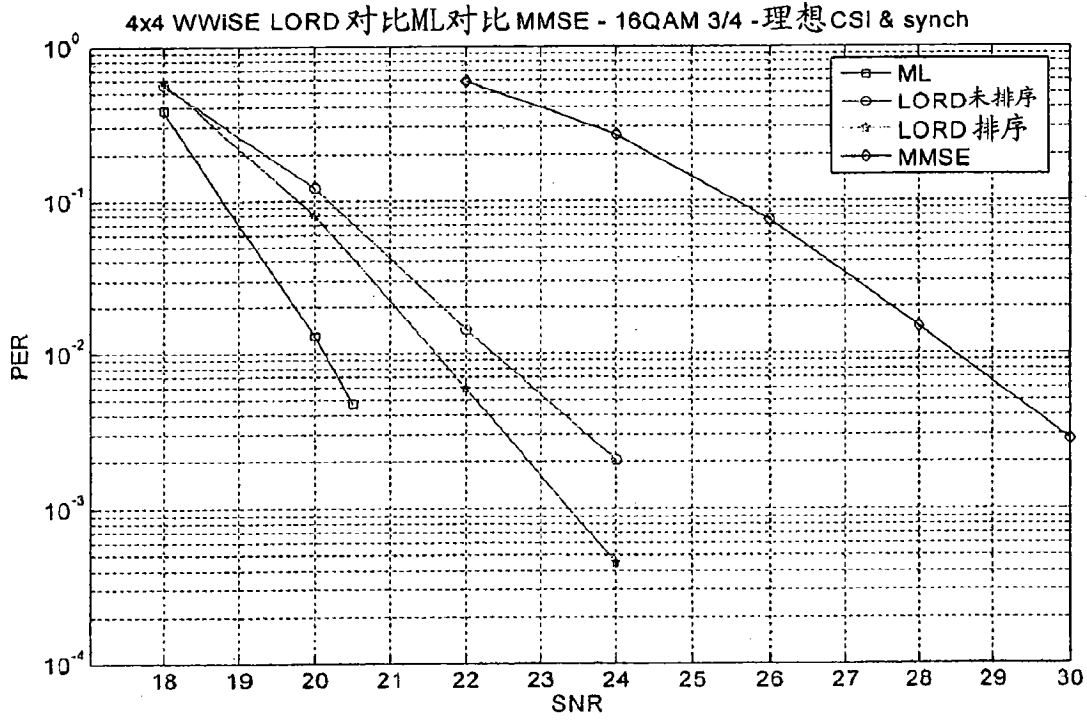


图 16

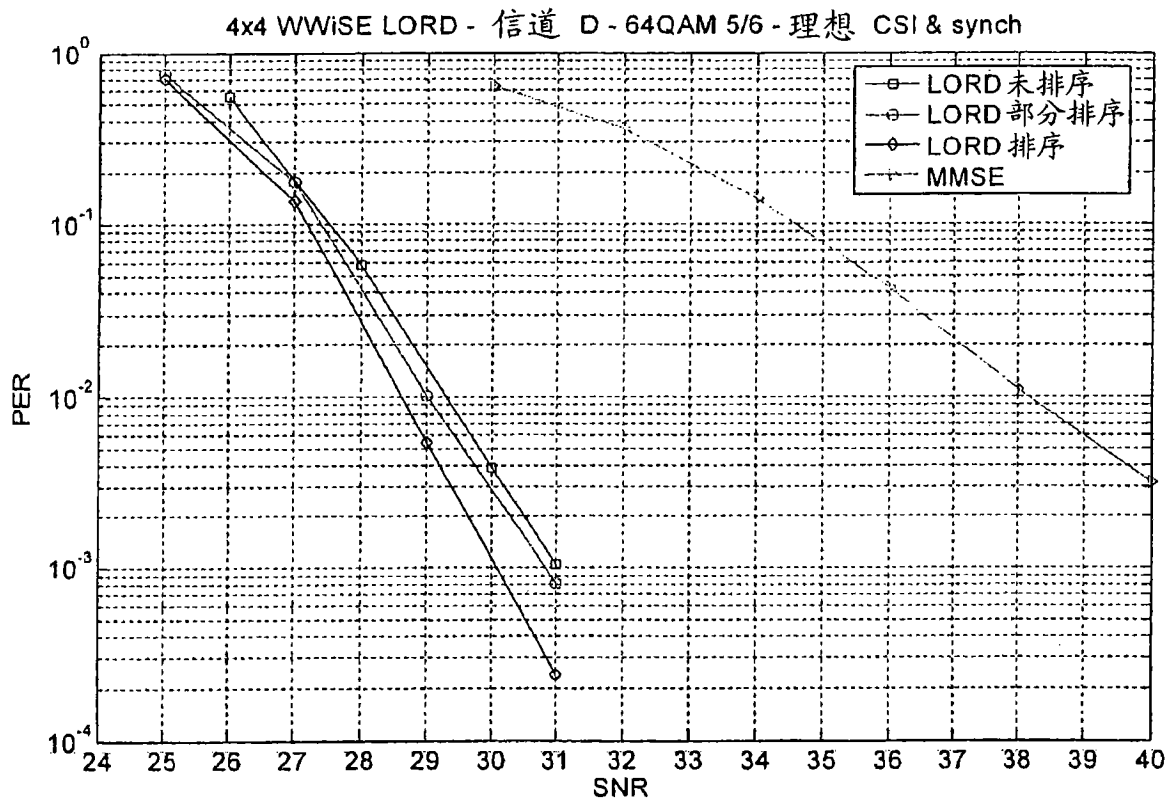


图 17