[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 1/00 (2006.01)
H04L 1/06 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200610067644.8

[43] 公开日 2006 年 11 月 1 日

[11] 公开号 CN 1855797A

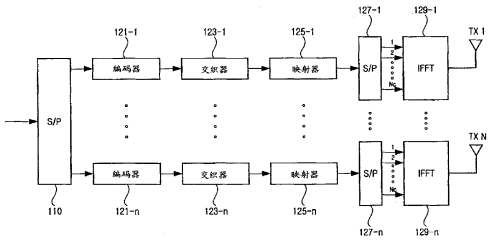
[22] 申请日 2006.3.22
[21] 申请号 200610067644.8
[30] 优先权
[32] 2005. 3.22 [33] KR [31] 23795/05
[71] 申请人 三星电子株式会社
地址 韩国京畿道
共同申请人 高丽大学校产学协力团
[72] 发明人 李东俊 李寅圭 安玟荣 金宗汉 李欣哲
[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
代理人 邸万奎 黄小临
权利要求书 3 页 说明书 13 页 附图 6 页

[54] 发明名称

在多进多出通信系统中检测并解码信号的方法

[57] 摘要

一种用于在基于多入多出(MIMO)－正交频分复用(OFDM)的通信系统中检测和解码信号的方法。通过多个接收天线来接收信号。考虑在码元判定时间出现的判定误差，并从所发送的码元中检测码元。从所检测的码元恢复所发送的原始数据。使用考虑了判定误差的新均衡矩阵 G 可以明显地提高编码位系统的性能。



1、一种用于在基于多入多出(MIMO)-正交频分复用(OFDM)的通信系统中检测和解码信号的方法，包括步骤:

通过多个接收天线接收信号;

考虑在码元判定时间出现的判定误差，并从所接收的信号中检测码元;以及

从所检测的码元恢复所发送的原始数据。

2、根据权利要求 1 的方法，其中使用基于最小均方误差(MMSE)的均衡矩阵来检测所述码元。

3、根据权利要求 2 的方法，其中所述均衡矩阵表达为:

$G = H_i^*(H_i H_i^* + \frac{1}{\sigma_s^2}\hat{H}_{i-1} Q_{\hat{e}_{i-1}} \hat{H}_{i-1}^* + \alpha I_M)^{-1}$，

其中，H_i是用于第 i 个信号的信道矩阵，*是复共扼，e 是估计误差，Q_e是 e 的判定误差协方差矩阵，$\alpha = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$，以及 I 是单位矩阵。

4、根据权利要求 3 的方法，其中均衡矩阵设计为使误差$e = x_i - Gy_i$的均方值最小化。

5、根据权利要求 3 的方法，其中所述判定误差协方差矩阵Q_e通过以下方程来计算:

$$Q_e = \begin{bmatrix} E[\|e_1\|^2|\hat{x}_1] & \cdots & E[e_1 e_{i-1}^*|\hat{x}_1, \hat{x}_{i-1}] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[e_{i-1} e_1^*|\hat{x}_{i-1}, \hat{x}_1] & \cdots & E[\|e_{i-1}\|^2|\hat{x}_{i-1}] \end{bmatrix}$$

其中对应于条件期望值的$E[e_m e_n^*|\hat{x}_m, \hat{x}_n]$指示由于与$\hat{x}_m \neq x_m$和$\hat{x}_n \neq x_n$相关联的不准确判定而导致出现的误差$e_m$和$e_n$。

6、根据权利要求 5 的方法，其中判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素$E[\|e_m\|^2|\hat{x}_m]$指示已检测的码元的均方误差值。

7、根据权利要求 5 的方法，其中判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素$E[\|e_m\|^2|\hat{x}_m]$是考虑由于与$\hat{x}_m$相关联的不准确判定而导致的判定误差e_m的方差的值。

8、根据权利要求 5 的方法，其中在判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素中具有最小值的分量的位置确定了信号检测次序。

9、根据权利要求 5 的方法，其中检测码元的步骤包括:

计算被映射到位置 t 的发送码元 x_i 的对数似然比(LLR)值，其中在该位置 t 处，使均方误差(MSE)在判定误差协方差矩阵 Q_e 中最小；以及

设置被映射到所述 LLR 值的码元。

10、根据权利要求 9 的方法，其中所述 LLR 值通过以下方程计算:

$$LLR(b_t^i)=\log\frac{\sum_{s\in S_0^i}\exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_t-s\|^2}{\sigma_v^2}\right)}{\sum_{s\in S_1^i}\exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_t-s\|^2}{\sigma_v^2}\right)}$$

其中 b_t^i 是已发送的码元 x_t 的第 i 位，S 是已接收码元的集合，s 是集合 S 中的元素，S_0^i 是集合 S 中第 i 位的值为 0 的子集，$\sigma_v^2=\sigma_w^2/\|\beta\|^2$ 是剩余的干扰和噪声 v 的方差、以及 $\beta=g_t h_t$。

11、根据权利要求 10 的方法，其中所述剩余的干扰和噪声通过以下公式计算:

$$\sigma_w^2=\sum_{\substack{j=1\\ j\neq t}}^{N}\|g_t h_j\|^2 E[\|x_j\|^2]+\sum_{j=1}^{t-1}\|g_t h_j\|^2 E[\|e_j\|^2|\hat{x}_j]+E[g_t n n^{\dagger} g_t^{\dagger}]$$

$$=\sum_{\substack{j=1\\ j\neq t}}^{N}\|g_t h_j\|^2\sigma_S^2+\sum_{j=1}^{t-1}\|g_t h_j\|^2 E[\|e_j\|^2|\hat{x}_j]+\sigma_n^2\|g_t\|^2$$

其中 g_i 是均衡矩阵 G 的列。

12、根据权利要求 1 的方法，其中检测码元的步骤包括:

设置用于通过相同的子信道来接收信号的层的检测次序。

13、根据权利要求 12 的方法，其中将用于层的检测次序设置为从具有最高信道容量的层开始的下降次序。

14、根据权利要求 13 的方法，其中所述信道容量通过以下方程计算:

$C_n=\sum_{k=1}^{N_c}C_{nk}$ ，其中 $n=1,...,N$

其中将 C_{nk} 定义为用于第 k 子信道中的第 n 层的信道容量，用 $C_{nk}=\log_2(1+SINR_{nk})$ 计算 C_{nk}。

15、根据权利要求 12 的方法，其中将检测次序设置为从其中用于第 n 层的矩阵 M_n 为最小的层开始的上升次序。

16、根据权利要求 15 的方法，其中矩阵 M_n 通过以下方程计算:

$M_n=\prod_{k=1}^{N_c}\left[\left((\rho/N)\overline{H}_k^{*}H_k+I_N\right)^{-1}\right]_{nn}$ 其中 $n=1,...,N$

其中 H 是信道矩阵，ρ 是每个接收天线中的平均的接收功率噪声比，而 I 是单位矩阵。

17、根据权利要求 12 的方法，其中仅仅为一个子信道设置所述检测次序，并且将所设置的检测次序等同地应用到所有子信道。

在多进多出通信系统中检测并解码信号的方法

技术领域

本发明通常涉及无线通信系统，尤其涉及用于在多进多出(MIMO)通信系统中检测并解码信号的方法。

背景技术

多进多出(MIMO)通信系统使用多个发送天线和多个接收天线来发送和接收数据。将由 Nt 个发送天线和 Nr 个接收天线形成的 MIMO 信道划分为多个独立的空间子信道。因为 MIMO 系统采用多个发送/接收天线，所以它就信道容量而言胜过单进单出(SISO)天线系统。传统地，MIMO 系统经受导致码间干扰(ISI)的频率选择性衰落。ISI 导致已接收的信号内的每一个码元使其它连续码元失真。这个失真降低了已接收的码元的检测准确性，并且其是影响被设计为在高信噪比(SNR)的环境中进行操作的系统的重要噪声因素。为了除去 ISI，在接收端级必须对已接收的信号执行均衡处理。这个均衡需要高处理复杂度。

另一方面，作为空分复用方案之一的垂直-贝尔实验室分层时空(V-BLAST)体系结构提供了性能和复杂度之间极好的折衷。该 V-BLAST 方案使用线性和非线性检测技术二者。换言之，V-BLAST 方案在检测之前抑制来自已接收信号的干扰，并使用所检测的信号除去干扰。

当使用正交频分复用(OFDM)方案时，有可能以低复杂度进行用于所接收信号的均衡处理。OFDM 系统将系统频带划分为多个子信道，调制这些子信道的数据，并发送已调制的数据。子信道根据在发送和接收天线之间的传输路径而经受不同的频率选择性衰落。通过用循环前缀为每个 OFDM 码元加上前缀可以有效地除去由这个衰落现象所导致的 ISI。因此，当将 OFDM 方案应用到 MIMO 系统时，不用为所有实际的目而考虑 ISI。

为此，期望选择基于 V-BLAST 方案的检测算法的 MIMO-OFDM 系统作为下一代移动通信系统。然而，传统的 V-BLAST 方案具有严重的缺点。存在在判定反馈处理中固有的、由于误差传播而导致的性能降低。研究并提出

了各种方法来克服这个性能下降。然而，这些方法产生了新的问题，例如增加了接收级的处理复杂度。这个复杂度根据调制级别和天线数目而增加。当前提出的方法是基于检测和解码之间的迭代处理而没有显著增加整体处理复杂度。

发明内容

因此，已经设计了本发明来解决在当前技术中出现的上面和其它问题。本发明的目的是提供用于检测和解码信号的方法，其可以通过在用于已接收信号的均衡处理中考虑判定误差的同时检测信号来提高所接收的信号的可靠性。

本发明的又一个目的是提供用于检测和解码信号的方法，其可以通过优化用于逐个信道层的信号检测次序来提高系统性能。

本发明的又一个目的是提供用于检测和解码信号的方法，其可以通过为一个信道设置信号检测次序并将该设置的信号检测次序应用到所有信道来减小复杂度。

根据本发明的一方面，提供了一种用于在基于 MIMO-OFDM 的通信系统中检测和解码信号的方法，包括以下步骤：通过多个接收天线来接收信号；考虑在码元判定时间出现的判决误差并从已接收的信号中检测码元；以及从所检测的码元恢复所发送的原始数据。

优选地，使用基于最小均方误差(MMSE)的均衡矩阵来检测码元。均衡矩阵表示为方程(1)：$G = H_i^*(H_i H_i^* + \frac{1}{\sigma_s^2}\hat{H}_{i-1} Q_{\hat{e}_{i-1}} \hat{H}_{i-1}^* + \alpha I_M)^{-1}$ (1)

其中，H_i是用于第 i 个信号的信道矩阵，*是复共扼，e 是估计误差，Q_e是 e 的判定误差协方差矩阵、$\alpha = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$，以及 I 是单位矩阵。

这样设计均衡矩阵，以使得误差$e = x_i - Gy_i$的均方值最小。

通过方程(2)计算判决误差协方差矩阵Q_e：

$$Q_e = \begin{bmatrix} E[\|e_1\|^2|\hat{x}_1] & \cdots & E[e_1 e_{i-1}^*|\hat{x}_1, \hat{x}_{i-1}] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[e_{i-1} e_1^*|\hat{x}_{i-1}, \hat{x}_1] & \cdots & E[\|e_{i-1}\|^2|\hat{x}_{i-1}] \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中对应于条件期望值的$E[e_m e_n^*|\hat{x}_m, \hat{x}_n]$指示由于与$\hat{x}_m \neq x_m$和$\hat{x}_n \neq x_n$相关联的不准确判定而导致出现的误差$e_m$和$e_n$。

判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素$E[\|e_m\|^2|\hat{x}_m]$指示所检测的码元的均

方误差值。

判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素$E[\|e_m\|^2|\hat{x}_m]$是考虑由于与$\hat{x}_m$相关联的不准确判定而导致的判定误差e_m的方差的值。

在判定误差协方差矩阵Q_e的对角线元素中具有最小值的分量的位置确定了信号检测次序。

检测码元的步骤包括以下步骤：使用先前解码处理中的已解码的原始数据来估计先前传送的码元；并且从所接收的信号中除去估计的码元的分量。

检测码元的步骤包括设置用于通过相同的子信道来接收信号的层的检测次序的步骤。

层的检测次序被设置为从具有最高信道容量的层开始的下降次序。

通过方程(3)来计算信道容量：

$$C_n=\sum_{k=1}^{N_c}C_{nk} \quad \text{其中 } n=1,...,N \tag{3}$$

其中C_{nk}定义为用于第 k 子信道中的第 n 层的信道容量，通过方程(4)来计算C_{nk}：$C_{nk}=\log_2(1+SINR_{nk})$ (4)

以从其中用于第 n 层的矩阵M_n为最小的层开始的上升次序设置检测次序。

通过方程(5)计算矩阵M_n：

$$M_n=\prod_{k=1}^{N_c}\left[\left((\rho/N)\overline{H}_k^*H_k+I_N\right)^{-1}\right]_{nn} \quad \text{其中 } n=1,...,N \tag{5}$$

其中 H 是信道矩阵，ρ是每个接收天线中的平均已接收功率噪声比，而 I 是单位矩阵。

仅仅为一个特定子信道确定各层之间的检测次序，并且将相同的次序应用到所有子信道。

附图说明

通过接下来结合附图的详细描述，将更清楚地理解本发明的上面和其它目的和优点，其中：

图 1 说明了应用了本发明的信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的发射机的结构；

图 2 说明了根据本发明的第一实施例、应用了本发明的信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的接收机的结构；

图 3 是说明在本发明的信号检测和解码方法中使用的条件概率的 16-正交幅度调制(16QAM)星座图(constellation);

图 4 说明了根据本发明的第二实施例、应用了本发明的信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的接收机的结构;

图 5 说明了就帧误差而言、当应用了 16QAM 时，在本发明的信号检测和解码方法与传统的 V-BLAST 方法之间的性能比较结果；以及

图 6 说明了就帧误差而言，当应用了 64QAM 时，在本发明的信号检测和解码方法与传统的 V-BLAST 方法之间的性能比较结果。

具体实施方式

下面将结合附图在此详细描述本发明。

图 1 说明了应用了本发明的信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的发射机的结构。

在图 1 中，OFDM 发射机具有：第一串并(S/P)转换器 110，用于将输入位流转换为多个并行信号流；以及与从第一 S/P 转换器 110 输出的信号流相关联的信号处理器单元。信号处理单元包括：编码器 121-1 ~ 121-n，用于对信号流进行编码；交织器 123-1 ~ 123-n，用于交织从编码器 121 输出的信号；位/码元映射器 125-1 ~ 125-n，用于对从交织器 123 输出的信号执行位/码元映射处理；第二 S/P 转换器 127-1 ~ 127-n，用于将从位/码元映射器 125 输出的码元流转换成为多个并行码元流；以及逆快速傅立叶变换(IFFT)处理器 129-1 ~ 129-n，用于对从第二 S/P 转换器 127 输出的并行码元流执行 IFFT 处理，以便通过 N_T 个发送天线 TX 1 ~ TX N 来发送信号。

图 2 说明了根据本发明的第一实施例、应用了本发明的信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的接收机的结构。

在图 2 中，OFDM 接收机具有：快速傅立叶变换(FFT)处理器 210-1 ~ 210-m，用于对通过 M_R 个接收天线 RX 1 ~ RX M 接收的信号执行 FFT 处理；信号检测单元 220，用于处理从 FFT 处理器 210-1 ~ 210-m 输出的并行信号，并输出与 FFT 处理器 210-1 ~ 210-m 相关联的并行信号流；以及信号处理单元，用于根据与 FFT 处理器 210-1 ~ 210-m 相关联的信号、处理从信号检测单元 220 输出的并行信号流。这些信号处理单元包括：并串(P/S)转换器 231-1 ~ 231-m，用于将与 FFT 处理器 210-1 ~ 210-m 相关联的并行信号转换

为串行码元流；解映射器 233-1～233-m，用于对从 P/S 转换器 231 输出的码元流进行解映射，并输出信号流；解交织器 235-1～235-m，用于解交织从解映射器 233 输出的信号流；以及解码器 237-1～237-m，用于对从解交织器 235 输出的信号进行解码并输出原始数据。

在本发明中，假设为接收机预定了信道状态信息(CSI)。本发明考虑基于零平均复值和离散时间频率选择性衰落 MIMO-OFDM 信道模型的基带信号模型。

当将 N 维的复发送信号矢量和 N 维的复接收信号矢量定义为 $\mathbf{x}_k$ 和 $\mathbf{y}_k$ 时，由方程（6）表示通过第 k 个子载波接收的信号：

$$\mathbf{y}_k = \overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k \tag{6}$$

其中 $\overline{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} h_{11,k} & \cdots & h_{1N,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1,k} & \cdots & h_{MN,k} \end{bmatrix}$，以及

$$\mathbf{n}_k = \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M,k} \end{bmatrix}$$

假设用于获得最大容量的 $\mathbf{x}_k$ 的总功率是 P，并且发射机不知道信道状态，则必须根据方差 σ_S^2 将发射信号功率平均分布在 N 个发送天线之间。用方程(7)定义 $\mathbf{x}_k$ 的协方差矩阵：

$$\mathbf{E}[\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^{\dagger}] = \sigma_S^2 \mathbf{I}_N = \frac{P}{N} \mathbf{I}_N \tag{7}$$

其中，$\mathbf{E}[\cdot]$ 和 $(\cdot)^{\dagger}$ 分别表示期望值和复共轭转置矩阵，$\mathbf{I}_N$ 是大小为 N 的单位矩阵，附加项(additional term) $\mathbf{n}_k$ 具有方差 σ_n^2，并且是独立同分布的复高斯噪声。

$\overline{\mathbf{H}}_k$ 的信道系数 $h_{ji,k}$ 表示从第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的路径增益。将路径增益模型化为在逐维基础上具有方差 0.5 的独立复高斯随机参数的样本。如果根据多于半波长来划分通信链路上的每一级的天线，则保持了独立路径。

在本发明中新引入考虑误差传播的分层时空 OFDM 系统的信号模型。

用表示从第 n 个天线发送的码元的 x_n 和表示具有表示矢量的转置的 $(\cdot)^T$ 的矢量信号的 $\mathbf{x} = [x_1 x_2 ... x_N]^T$ 来定义发送码元。为了方便，通过由 Foschini 提出的 V-BLAST 方案中的最优检测次序来指定判定次序 $\{\hat{x}_1 \hat{x}_2 \cdots \hat{x}_{i-1}\}$。

$\hat{x}_n$ 表示为层 n 检测的码元，而 $\mathbf{h}_n$ 表示 $\overline{\mathbf{H}}$ 的第 n 行。

$\mathbf{x}_i=[x_i\ x_{i+1}\ldots x_N]^T$，$\mathbf{H}_i=[h_i\ h_{i+1}\ldots h_N]$，$\hat{\mathbf{x}}_{i-1}=[\hat{x}_1\ \hat{x}_2\ldots\hat{x}_{i-1}]^T$，以及$\hat{\mathbf{H}}_{i-1}=[h_1\ h_2\ldots h_{i-1}]$。

在传统的 V-BLAST 算法中，预先检测码元矢量$\hat{\mathbf{x}}_{i-1}$，直到从在第 i 步骤中接收的矢量信号中除去了第(i-1)步骤为止。结果，可以用方程(8)表示已校正的接收矢量$\mathbf{y}_i$:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_i&=\mathbf{y}-\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\hat{\mathbf{x}}_{i-1}\\&=\mathbf{H}_i\mathbf{x}_i+\mathbf{n}\end{aligned}\tag{8}$$

在方程(8)中，假设校正了先前的判定(即，$\hat{x}_n=x_n$，其中 $n=1,2,\ldots,i-1$)。这个信号检测处理将未检测的信号$\{x_i,x_{i+2},\ldots,x_N\}$当作干扰，并使用如最小均方误差(MMSE)方案中的线性趋零处理来执行该信号检测处理。方程(8)要求预先检测的矢量码元$\hat{\mathbf{x}}_{i-1}$的准确性。在存在判定误差的情况中，将方程(8)重新写为方程(9):

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_i&=\sum_{j=i}^{N}\mathbf{h}_j x_j+\sum_{j=1}^{i-1}\mathbf{h}_j(x_j-\hat{x}_j)+\mathbf{n}\\&=\mathbf{H}_i\mathbf{x}_i+\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\hat{\mathbf{e}}_{i-1}+\mathbf{n}\end{aligned}\tag{9}$$

其中$\hat{\mathbf{e}}_{i-1}=[e_1e_2\cdots e_{i-1}]^T$，且$e_n=x_n-\hat{x}_n$。

接下来，将描述基于方程(9)的新信号模型的 MMSE 算法。

本发明使用基于考虑了判定误差的 MMSE 准则的趋零矩阵。在 MMSE 准则中，这样设计均衡矩阵 G 以便最小化误差$\mathbf{e}=\mathbf{x}_i-\mathbf{G}\mathbf{y}_i$的均方值，并且可以使用如方程（10）所表示的在均方估计中众所周知的正交原理获得:

$$E[\mathbf{e}\mathbf{y}_i^\dagger]=E[(\mathbf{x}_i-\mathbf{G}\mathbf{y}_i)\mathbf{y}_i^\dagger]=0\tag{10}$$

均衡矩阵 G 满足方程(11):

$$E[(\mathbf{x}_i-\mathbf{G}\mathbf{y}_i)\mathbf{y}_i^\dagger]=\mathbf{Q}_{\mathbf{x}_i\mathbf{y}_i}-\mathbf{G}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}_i}=0\tag{11}$$

其中将协方差矩阵定义为$\mathbf{Q}_{\mathbf{AB}}=E[\mathbf{A}\mathbf{B}^\dagger]$和$\mathbf{Q}_{\mathbf{A}}=E[\mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger]$。

可以根据方程(9)和方程(11)将$\alpha=\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$和$\mathbf{G}$表达为方程(12):

$$\begin{aligned}\mathbf{G}&=\mathbf{Q}_{\mathbf{x}_i\mathbf{y}_i}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}_i}^{-1}\\&=\mathbf{H}_i^\dagger(\mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^\dagger+\frac{1}{\sigma_S^2}\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\mathbf{Q}_{\hat{e}_{i-1}}\hat{\mathbf{H}}_{i-1}^\dagger+\alpha\mathbf{I}_M)^{-1},\end{aligned}\tag{12}$$

其中$\mathbf{Q}_{x_i}=\sigma_S^2\mathbf{I}_{N-i+1}$，而$\mathbf{Q}_n=\sigma_S^2\mathbf{I}_M$。

因此，可以将(i－1)维的判定误差方差矩阵$\mathbf{Q}_{\hat{e}_{i-1}}$定义为方程(13):

$$\mathbf{Q}_{\hat{e}_{i-1}}=\begin{bmatrix}E[\|e_1\|^2|\hat{x}_1] & \cdots & E[e_1e_{i-1}^*|\hat{x}_1,\hat{x}_{i-1}]\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ E[e_{i-1}e_1^*|\hat{x}_{i-1},\hat{x}_1] & \cdots & E[\|e_{i-1}\|^2|\hat{x}_{i-1}]\end{bmatrix}\tag{13}。$$

其中，*表示复共轭，而条件期望值$E[e_me_n^*|\hat{x}_m,\hat{x}_n]$用于指示分别由于与$\hat{x}_m\neq x_m$

和$\hat{x}_n \neq x_n$相关联的不准确判定而导致的误差e_m和e_n。

例如，对角线元素$E[e_m e_n^* | \hat{x}_m, \hat{x}_n]$指示由于与$\hat{x}_m$相关联的不准确判定而导致的判定误差$e_m$的方差。因为其中$m \neq n$的非对角线元素$E[e_m e_n^* | \hat{x}_m, \hat{x}_n]$不具有误差之间的相关性，所以$E[e_m e_n^* | \hat{x}_m, \hat{x}_n]$与$E[e_m | \hat{x}_m]\ E[e_n^* | \hat{x}_n]$相同。

当假设先前检测到的信号是完美的，并且没有发生误差传播时，本发明中提出的均衡矩阵G就等于传统的MMSE矩阵。换言之，$\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}_{i-1}} = 0$。

接下来，将描述依据本发明，基于新均衡矩阵G来确定最优检测次序的方法。

在设置均衡矩阵G之后，可以计算估计误差$\mathbf{e} = \mathbf{x}_i - \mathbf{G}\mathbf{y}_i$的协方差矩阵$\mathbf{Q}_e$。使用方程(12)，用方程(14)表示协方差矩阵$\mathbf{Q}_e$：

$$\begin{aligned}\mathbf{Q}_{\mathbf{e}} &= \mathbf{Q}_{\mathbf{x}_i} - \mathbf{Q}_{\mathbf{x}_i\mathbf{y}_i}\mathbf{G}^{\dagger} - \mathbf{G}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}_i\mathbf{x}_i} + \mathbf{G}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}_i}\mathbf{G}^{\dagger} \\ &= \sigma_S^2(\mathbf{I}_{N-i+1} - \mathbf{G}\mathbf{H}_i)\end{aligned} \tag{14}$$

对角线元素指示已检测的码元的均方误差(MSE)值。因此，连续的检测次序取决于$\mathbf{Q}_e$中的最小对角线元素的位置。这是等于方程(14)中的最大对角线元素$\mathbf{G}\mathbf{H}_i$的位置。

接下来，将描述应用于本发明的信号检测和解码方法的解映射器的操作。

软输出解映射器和软输入信道解码器的使用显著地改善了系统性能是众所周知的。首先，在已检测的矢量信号$\hat{\mathbf{x}}_{i-1}$中进行几个假设之后来计算考虑检测误差的最优软位量度。

下标t指示在矩阵$\mathbf{Q}_e$的主对角线上使MSE最小的位置。换言之，选择$\hat{x}_t$作为在第i步骤处的判定，其中$i \le t \le N$。将g_t定义为与用于$\hat{x}_t$的均衡器相关联的均衡矩阵 G 的行。将这个均衡器矢量应用到方程(4)中时产生了方程(15)：

$$\begin{aligned}\tilde{z}_t &= g_t\mathbf{H}_i\mathbf{x}_i + g_t\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\hat{\mathbf{e}}_{i-1} + g_t\mathbf{n} \\ &= g_t\mathbf{h}_t x_t + \sum_{\substack{j=i \\ j\neq t}}^{N} g_j\mathbf{h}_j x_j + g_t\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\hat{\mathbf{e}}_{i-1} + g_t\mathbf{n}, \\ &= \beta x_t + w\end{aligned} \tag{15}$$

其中，$\beta = g_t\mathbf{h}_t$，而且$w = \sum_{\substack{j=i \\ j\neq t}}^{N} g_j\mathbf{h}_j x_j + g_t\hat{\mathbf{H}}_{i-1}\hat{\mathbf{e}}_{i-1} + g_t\mathbf{n}$。

为了分析方便，假设w的各项遵循复高斯分布。在输出干扰和噪声是高斯噪声的假设下，可以容易地估算MMSE检测器的误差概率。

因为 w 中的每项都是独立于其它项的，所以可以由方程（16）计算 w 的方差：

$$\begin{aligned}\sigma_w^2 &= \sum_{\substack{j=i \\ j\neq i}}^{N} \|g_i h_j\|^2 E[\|x_j\|^2] + \sum_{j=1}^{i-1} \|g_i h_j\|^2 E[\|e_j\|^2 | \hat{x}_j] + E[g_i n n^{\dagger} g_i^{\dagger}] \\ &= \sum_{\substack{j=i \\ j\neq i}}^{N} \|g_i h_j\|^2 \sigma_s^2 + \sum_{j=1}^{i-1} \|g_i h_j\|^2 E[\|e_j\|^2 | \hat{x}_j] + \sigma_n^2 \|g_i\|^2\end{aligned} \tag{16}$$

在方程(16)中，第二项对应于直到第(i－1)步骤为止的判定误差，其显著地影响系统性能。在合适地缩放偏置项之后，可以将到未偏置的解映射器的输入编写为方程(17)：

$$\tilde{x}_i = \tilde{z}_i / \beta = x_i + v \tag{17}$$

其中 v 是具有方差 $\sigma_v^2 = \sigma_w^2 / \|\beta\|^2$ 的复噪声。

接下来，将简单描述用于软位信息的对数似然比(LLR)的计算。

假设 S 和 s 分别是星座图码元集合和集合 S 中的元素。则方程(17)中的 $\tilde{x}_i$ 的条件概率密度函数(pdf)由方程(18)给出：

$$p(\tilde{x}_i | x_i = s) = \frac{1}{\pi\sigma_v^2} \exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_i - s\|^2}{\sigma_v^2} \right) \tag{18}$$

当将 x_i 的第 i 位定义为 b_i^i，并且将两个互斥的子集定义为 $S_0^i = \{s : b_i^i = 0\}$ 和 $S_1^i = \{s : b_i^i = 1\}$，其中 $i = 1,2...\log_2 \mathrm{M}_c$，而将 M_c 定义为星座图幅值 $|S|$ 时，可以将 b_i^i 的后 LLR 定义为方程(19)：

$$\begin{aligned}LLR(b_i^i) &\triangleq \log \frac{P[b_i^i = 0 | \tilde{x}_i]}{P[b_i^i = 1 | \tilde{x}_i]} \\ &= \log \frac{\sum_{s \in S_0^i} P[x_i = s | \tilde{x}_i]}{\sum_{s \in S_1^i} P[x_i = s | \tilde{x}_i]}\end{aligned} \tag{19}$$

可以通过稍微的操作而将方程(19)重新写成如方程(20)所示：

$$LLR(b_i^i) = \log \frac{\sum_{s \in S_0^i} \exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_i - s\|^2}{\sigma_v^2} \right)}{\sum_{s \in S_1^i} \exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_i - s\|^2}{\sigma_v^2} \right)} \tag{20}$$

为了计算 σ_v^2，必须在方程(16)中对于 $j = 1、2、\cdots、i-1$ 计算 $E[\|e_j\|^2 | \hat{x}_j]$，而且这些值与第 j 步骤中的判定误差概率相关联。

接下来，将描述用于计算误差概率的方法。

与最大似然(ML)解映射器相关联的误差概率相对于信号星座图的任何旋转不会发生改变。这意指误差概率仅仅取决于信号星座图内的信号点之间

的相对距离。将P_e定义为两个相邻的 QAM 信号点之间的误差概率。同样，M_c-QAM 星座图的最小距离由方程(21)给出：

$$d_{\min}=\sqrt{\frac{6\sigma_s^2}{M_C-1}} \tag{21}$$

通过方程(22)来计算相隔最小距离$d_{\min}$的两个信号之间的误差概率P_e：

$$P_e=Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right), \tag{22}$$

其中，$Q(x)=\int_x^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp(-\frac{u^2}{2})du$而且$\sigma^2$对应于同相或者 4－正交相位方向中的噪声方差。当将$d_{\min}$代入方程(22)中时，其导出方程(23)：

$$\begin{aligned}P_e&=Q\left(\sqrt{\frac{6\sigma_s^2}{(M_C-1)4\sigma^2}}\right)\\&=Q\left(\sqrt{\frac{3\sigma_s^2}{(M_C-1)\sigma_v^2}}\right)\end{aligned} \tag{23}$$

其中使用了对于 QAM 码元、σ^2是噪声方差σ_v^2的一半的事实。如方程（24）所示，已经发现 Q 函数的准确近似值在范围$0<x<\infty$之内：

$$Q(x)\simeq\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\frac{\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)}{[(1-a)x+a\sqrt{x^2+b}]} \tag{24}$$。

其中，$a=0.344$且$b=5.334$。

使用这个误差函数来估计条件期望值$E[e_i|\hat{x}_i]$和$E[\|e_i\|^2|\hat{x}_i]$。

图 3 是用于说明在本发明的信号检测和解码方法中的条件概率计算的 16－正交幅度调制(16QAM)星座图。

在图 3 中，将 16 个信号点分为三类：角落点（S_{C0}、S_{C1}、S_{C2}和S_{C3}）；边缘点（S_{E0}、S_{E1}、S_{E2}、S_{E3}、S_{E4}、S_{E5}、S_{E6}、和S_{E7}）；和内部点（S_{I0}、S_{I1}、S_{I2}、和S_{I3}）。

接下来，将结合条件概率质量函数(mass function)$P(s|\hat{x}_i)$来描述使用方程(23)计算$E[e_i|\hat{x}_i]$和$E[\|e_i\|^2|\hat{x}_i]$值的处理。条件概率质量函数$P(s|\hat{x}_i)$取决于硬判定值$\hat{x}_i$。仅仅需要考虑以下三种情况以便涵盖$\hat{x}_i$的所有可能输出：

当$\hat{x}_i$属于角落点集合时，到每个邻近信号点中的错误检测的条件概率$P(s|\hat{x}_i)$如表 1 所示。

表 1

S	S_{C0}	S_{E0}，S_{E2}	S_{I0}
$P(s\|\hat{x}_i)$	$(1-Q)^2$	$Q-Q^2$	Q^2

当 $\hat{x}_t$ 属于边缘点集合时，到每个邻近信号点中的错误检测的条件概率 $P(s|\hat{x}_t)$ 如表 2 所示。

表 2

S	S_{E0}	S_{C0}， S_{E1}	S_{E2}, S_{I1}	S_{I0}
$P(s|\hat{x}_t)$	$(1-Q)(1-2Q)$	$Q-Q^2$	Q^2	$Q-2Q^2$

当 $\hat{x}_t$ 属于内部点集合时，到每个邻近信号点的错误检测的条件概率 $P(s|\hat{x}_t)$ 如表 3 所示。

表 3

S	S_{I0}	S_{C0}， S_{E1}， S_{E4}， S_{I3}	S_{E0}, S_{E2}, S_{I1}, S_{I2}
$P(s|\hat{x}_t)$	$(1-2Q)^2$	Q^2	$Q-2Q^2$

这里，$Q=Q\left(\sqrt{\frac{3\sigma_s^2}{(M_c-1)\sigma_v^2}}\right)$。要注意到 Q^2 项是可忽略的。在这个情况中，仅包括了最接近的邻近点。

假设已发送的信号具有相等的可能性，则当检测到的信号是 $\hat{x}_t$ 时发送 s 的条件概率 $P(s|\hat{x}_t)$ 落入上面所述的三个类别之一。

当仅考虑两个相邻的星座图信号点之间的误差时，分别通过方程(25)和(26)来计算条件期望值 $E[e_t|\hat{x}_t]$ 和 $E[\|e_t\|^2|\hat{x}_t]$：

$$E[e_t|\hat{x}_t]=\sum_{s\in N_{\hat{x}_t}}(s-\hat{x}_t)P(s|\hat{x}_t) \qquad (25)$$

以及 $$E[\|e_t\|^2|\hat{x}_t]=\sum_{s\in N_{\hat{x}_t}}(s-\hat{x}_t)P(s|\hat{x}_t) \qquad (26)$$

其中集合 $N_{\hat{x}_t}$ 包含围绕硬判定信号点 $\hat{x}_t$ 的邻近星座图信号点。当计算 $E[e_t|\hat{x}_t]$ 和 $E[\|e_t\|^2|\hat{x}_t]$ 值时，可以获得方程(16)的噪声方差 σ_w^2，并且可以从方程(13)获得用于第(i + 1)步骤的协方差矩阵 $\mathbf{Q}_{\hat{e}_t}$。

在上述的信号检测和解码方法中，复杂度由于用于计算均衡矩阵 G 的处理而增加。在本发明中，复杂度 $O(NM^3)$ 低于传统方法中的 $O(N^3)+O((N-1)^3)+\cdots+O(2^3)$。

图 4 说明了根据本发明的第二实施例、应用了信号检测和解码方法的编码分层的时空 OFDM 系统中的接收机的结构。

在图 4 中，在根据本发明的第二实施例的接收机中的 FFT 处理器（未示出）、信道检测单元 431、P/S 转换器 433、解映射器 435、解交织器 437、以及解码器 439 具有与第一实施例的接收机中的那些器件相同的结构。第二实施例的接收机还包括代表性层次序判定单元 440，用于判定用于 FFT 处理器

的输出信号中的相同子信道的层次序、并以所判定的次序将信号输出到信号检测单元 431。第二实施例的接收机还包括：第二编码器 441，用于通过与相关联的发射机相同的编码方案来对解码器 439 的输出信号进行编码；第二交织器 443，用于交织第二编码器 441 的输出信号；位/码元映射器 445，用于对来自第二交织器 443 的已交织信号执行位/码元映射处理；以及层消除器 447，用于当使用由位/码元映射器 445 产生的码元信息在信号检测单元 431 中检测到下一个重复信号时，除去相关联的码元的分量。

当应用干扰消除方法时。整个系统的性能受每个层被检测到的次序的影响。在平坦衰落信道中，使用从先前步骤的解码器输出信号估计的判定反馈信息来除去干扰是非常有效的。换言之，当检测到一个层时，将用于所检测层的所有判定值传输到解码器，并且对解码器的输出再次进行编码，并将其用于下一个层中的干扰消除。

因此，在每个检测步骤中必须将在一个层中检测到的所有判定值传输到解码器。

根据本发明的第二实施例，接收机在执行干扰消除之前将根据在全部检测处理期间的一个计算来判定全部层的检测次序，并且将相同的检测次序应用到所有子信道。

根据本发明的第二实施例，用于判定检测次序的判定单元使用信道容量值。

C_{nk} 表示在第 n 层中与第 k 个子信道相关联的香农信道容量（Shannon capacity）并且其通过方程(27)计算:

$$C_{nk} = \log_2(1 + SINR_{nk}) \tag{27}$$

其中，对于未偏置的 MMSE 过滤，$SINR_{nk}$ 可以表示为方程(28):

$$SINR_{nk} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma^2_{MMSE-LE,nk}} - 1 \tag{28}$$

其中 $\sigma^2_{MMSE-LE,nk}$ 是用于第 k 个子信道中的第 n 层的 MMSE。当用方程(14)替换方程(12)时，$\sigma^2_{MMSE-LE,nk}$ 由方程(29)表示:

$$\begin{aligned}\sigma^2_{MMSE-LE,nk} &= [\sigma_s^2 I_N - \sigma_s^2 \overline{H}_m]_{mm} \\ &= \left[\sigma_s^2 I_N - \sigma_s^2 \overline{H}_k^* (\overline{H}_k \overline{H}_k^* + \alpha I_M)^{-1} \overline{H}_m\right]\end{aligned} \tag{29}$$

这里，$[A]_{ij}$ 是矩阵 A 的 (i,j) 元素。在这个情况中，将与判定误差相关联的项设置为 0(即，$Q_{\hat{e}_{i-1}=0}$)。

使用用于矩阵转换的 ABC 引理，即$(A + BC)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(CA^{-1}B +$

$I)^{-1}CA^{-1}$，可以将(29)重新写成方程(30):

$$\sigma^2_{MMSE-LE,nk}=\left[\sigma_n^2(\overline{H}_m^{*}\overline{H}_m+\alpha I_N)^{-1}\right]_{nn} \quad (30)$$

当将方程(28)和方程(30)插入到方程(27)中时，由方程(31)计算容量C_{nk}:

$$C_{nk}=-\log_2\left(\left[\left((\rho/N)\overline{H}_k^{*}H_k+I_N\right)^{-1}\right]_{nn}\right) \quad (31)$$

在所有子信道上的第 n 层的总容量C_n由方程(32)给出:

$$C_n=\sum_{k=1}^{N_c}C_{nk} \quad \text{其中，} \quad n=1,...,N \quad (32)$$

可以选择基于C_n的检测次序。

用于选择其中使C_n最大化的层的操作等同于用于检索其中使方程（33）中的度量值M_n最小化的层的操作。

$$M_n=\prod_{k=1}^{N_c}\left[\left((\rho/N)\overline{H}_k^{*}H_k+I_N\right)^{-1}\right]_{nn} \quad \text{其中，} \quad n=1,...,N \quad (33)$$

在计算了用于所有层的度量M_n之后，以M_n的上升次序确定层当中的检测次序。根据本发明的检测方法中的检测次序在每一个步骤中都可以不同。因为用于在每个步骤中更新次序的处理对于整体性能改善不是有用的，所以，当在第一步骤中设置代表性检测次序时，不执行更新以便降低复杂度。如图 4 所示，在信号检测单元 431 之前的代表性检测次序判定单元 440 中执行代表性检测次序判定。用值M_n设置层次序。因此，该信号检测和解码方法提供了用于在频率选择性 MIMO-正交频分多址(OFDMA)环境中判定最优层次序的标准度量。

图 5 和图 6 是说明了就帧误差而言，当应用了 16QAM 和 64QAM 时，在本发明的信号检测和解码方法与传统的 V-BLAST 方法之间的性能比较结果的图示。

发送天线的数目和接收天线的数目是 4；使用了编码率 1/2 的卷积码(CC)；使用了基于 64 长度 FFT 的在电气和电子工程师协会(IEEE)802.11a 标准中定义的 OFDM 方案；以及 OFDM 码元间隔是包括 0.8μs的保护间隔的 4μs。在这个仿真中，使用了具有指数衰减曲线的 5 抽头多路径信道。假设帧长度是一个 OFDM 码元间隔。

当如图 5 所示应用 16QAM 时，在 1％的帧误差率(FER: Frame Error Rate)处，本发明的信号检测和解码方法与传统的 V-BLAST 和解映射方法相比具有 5dB 和 7dB 的增益。当结合了本发明的信号检测和解码方法时，可以获得 8dB 的增益。如图 6 所示，对于 64QAM，可以扩大这个性能增益。

这个改善通过在根据本发明的信号检测和解码方法的均衡处理中的软位度量生成和判定误差考虑而获得。

如上所述，本发明的信号检测和解码方法使用考虑了判定误差的新均衡矩阵 G，可以明显改善已编码位系统中的系统性能。

期望本发明的信号检测和解码方法通过引入最优软位解映射器、利用连续干扰消除算法可以获得与频率、空间、时间分集相关联的各种分集增益。

因为本发明的信号检测和解码方法可以通过校正均衡矩阵来提高系统性能，所以期望可以以接收机复杂度的最小增加来提高最大的系统性能。

尽管已经结合本发明的优选实施例描述了本发明，但是本领域的技术人员应该理解，可以在其中进行形式和细节上的各种改变而不背离由接下来的权利要求所限定的本发明的范围。

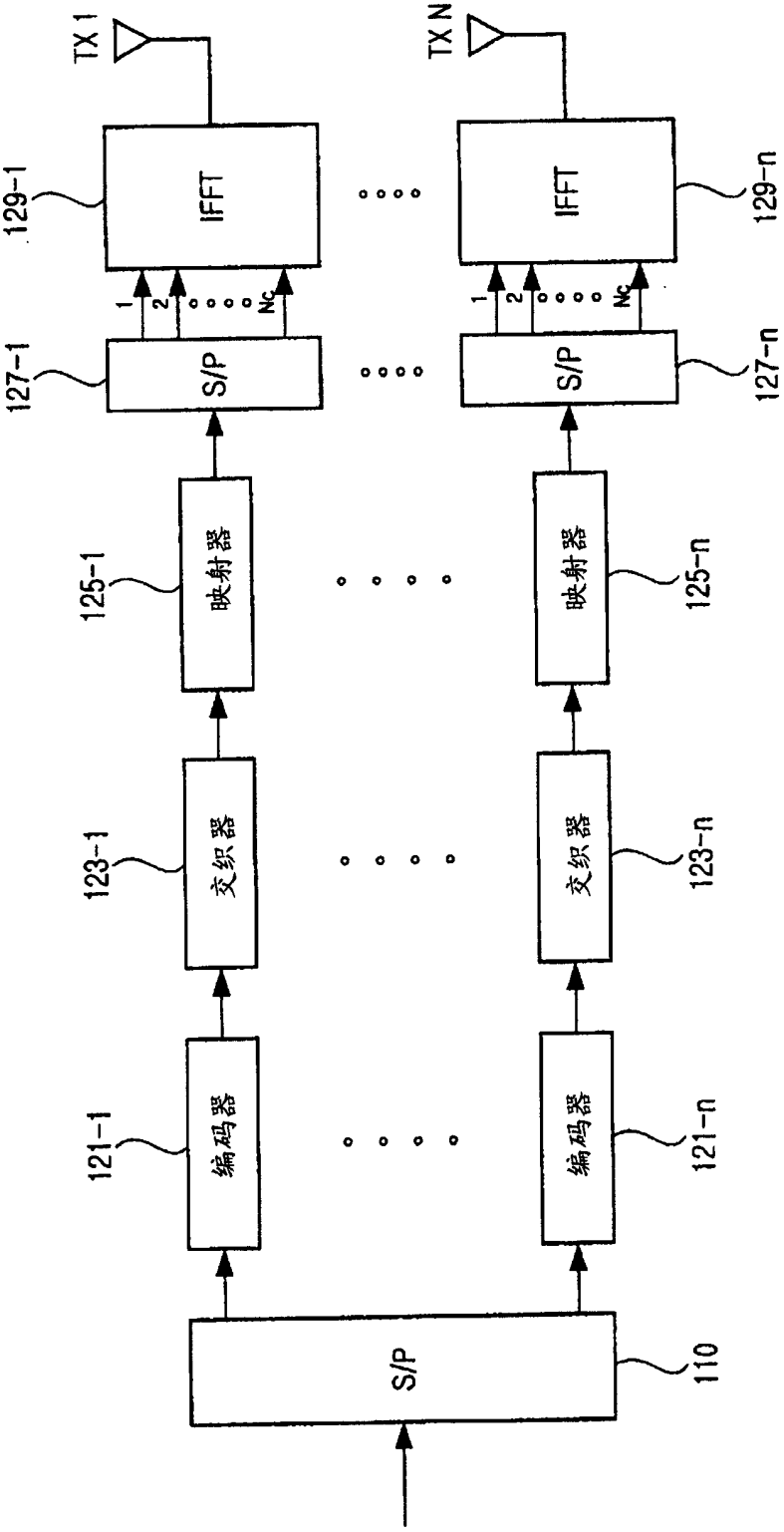

TX 1
TX N
IFFT
IFFT
129-1
129-n
1
2
Nc
S/P
S/P
127-1
127-n
映射器
映射器
125-1
125-n
交织器
交织器
123-1
123-n
编码器
编码器
121-1
121-n
S/P
110

图 1

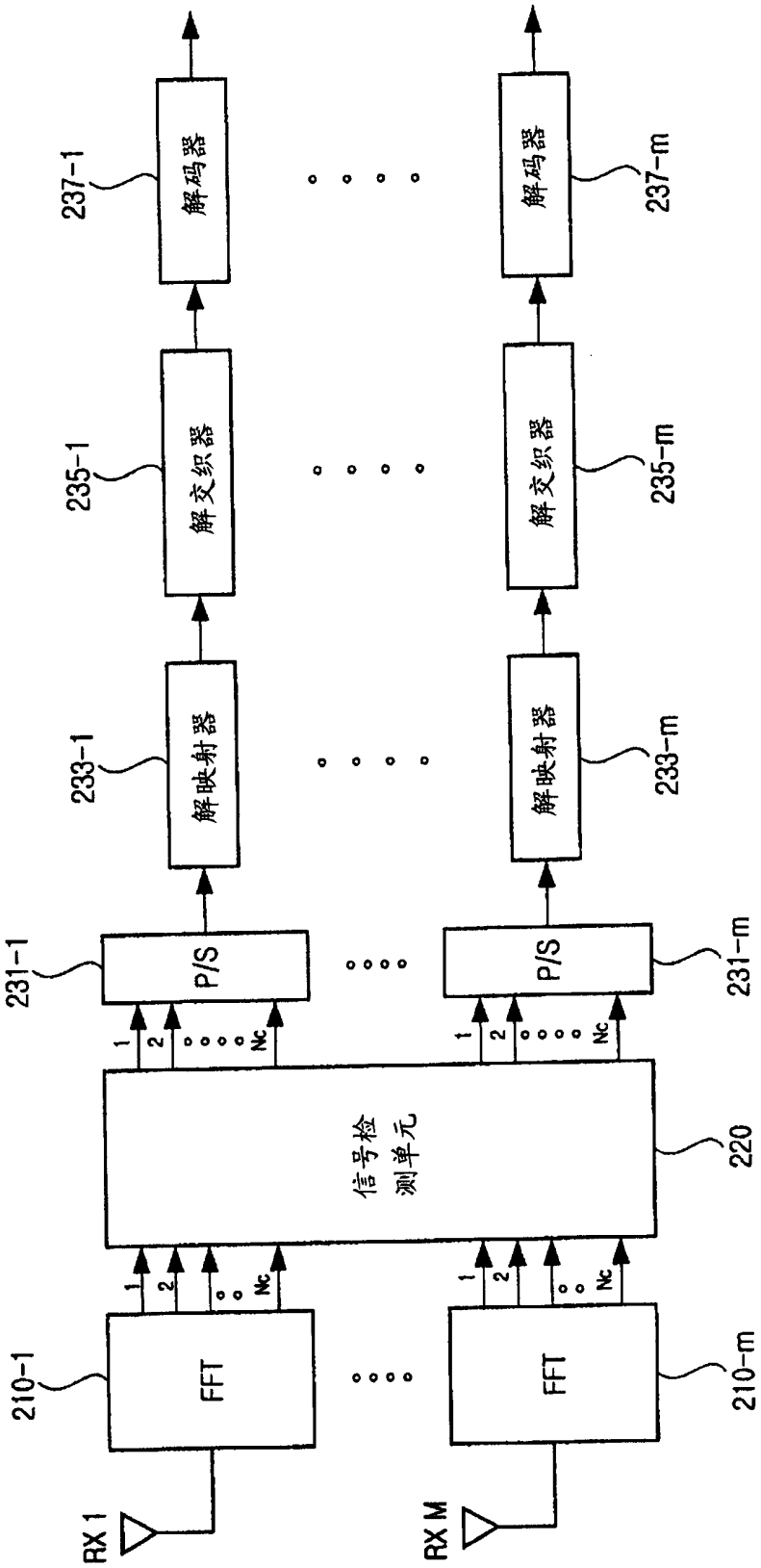

RX 1
RX M
210-1
210-m
FFT
FFT
1
2
Nc
信号检测单元
220
231-1
231-m
P/S
P/S
233-1
233-m
解映射器
解映射器
235-1
235-m
解交织器
解交织器
237-1
237-m
解码器
解码器

图 2

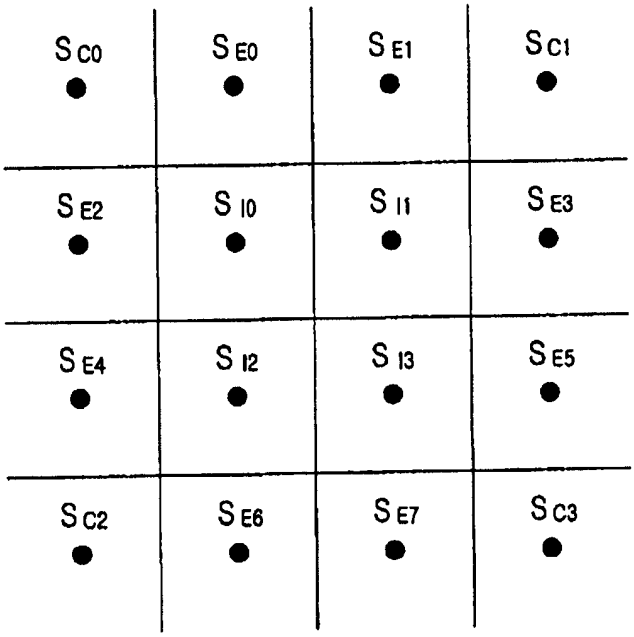


图 3

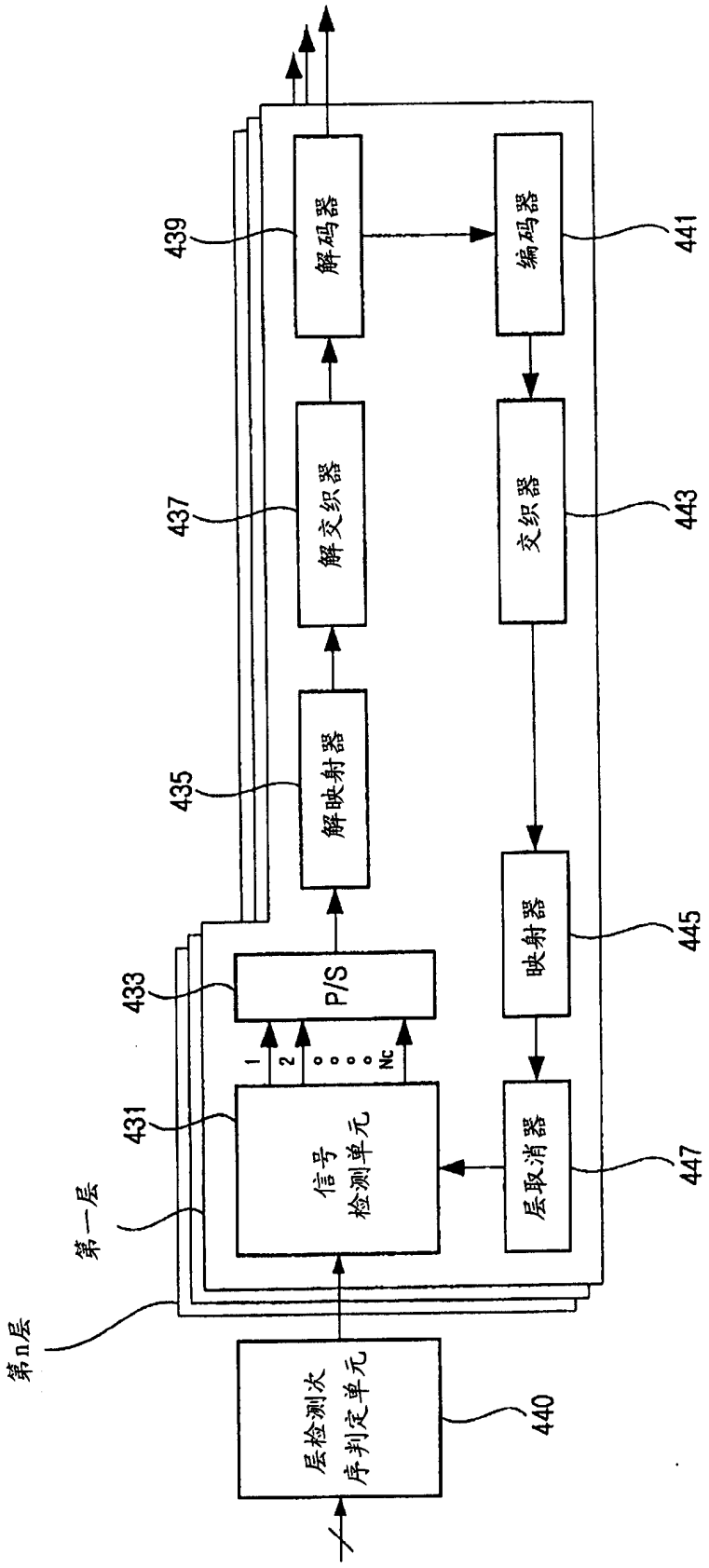

第n层
第一层
层检测次序判定单元
440
信号检测单元
431
P/S
433
1
2
Nc
解映射器
435
解交织器
437
解码器
439
层取消器
447
映射器
445
交织器
443
编码器
441

图 4

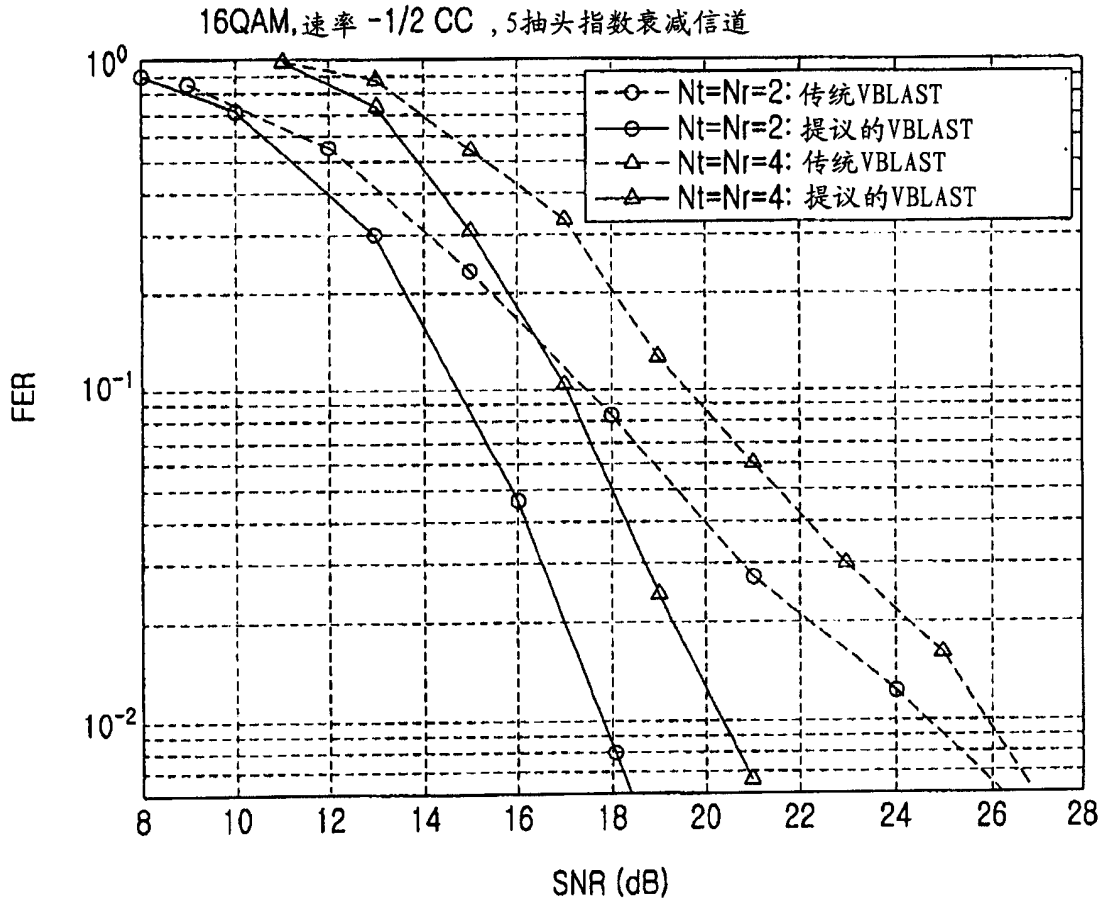

16QAM,速率 -1/2 CC ,5抽头指数衰减信道
Nt=Nr=2: 传统VBLAST
Nt=Nr=2: 提议的VBLAST
Nt=Nr=4: 传统VBLAST
Nt=Nr=4: 提议的VBLAST
FER
SNR (dB)
10^0
10^-1
10^-2
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28

图 5

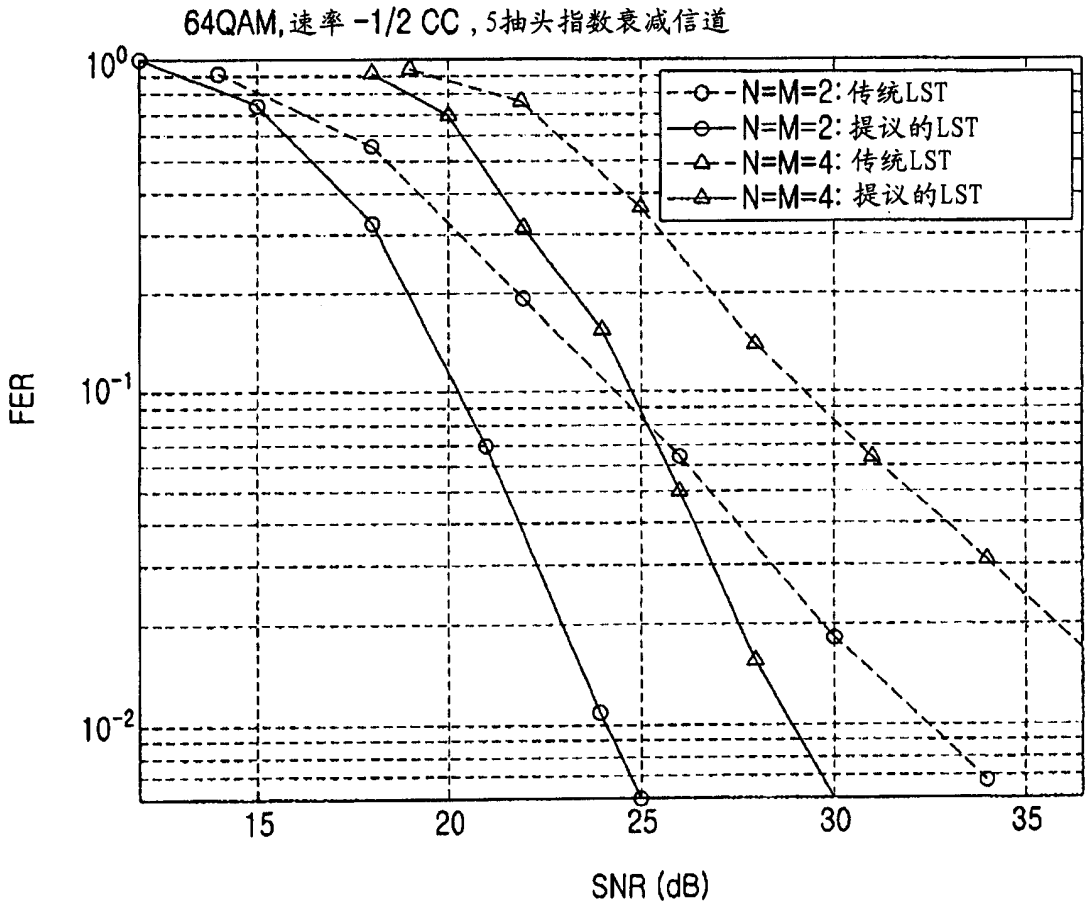

64QAM,速率 -1/2 CC ,5抽头指数衰减信道
FER
SNR (dB)
N=M=2:传统LST
N=M=2:提议的LST
N=M=4:传统LST
N=M=4:提议的LST

图 6