



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104521162 A

(43) 申请公布日 2015. 04. 15

(21) 申请号 201380034445. 5

(22) 申请日 2013. 04. 26

(30) 优先权数据

1207546. 1 2012. 04. 27 GB

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 12. 26

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/GB2013/000185 2013. 04. 26

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/160646 EN 2013. 10. 31

(71) 申请人 帝国创新技术有限公司

地址 英国伦敦市

(72) 发明人 M·谷尔坎

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

代理人 赵蓉民 李英

(51) Int. Cl.

H04J 13/16(2011. 01)

H04J 13/00(2011. 01)

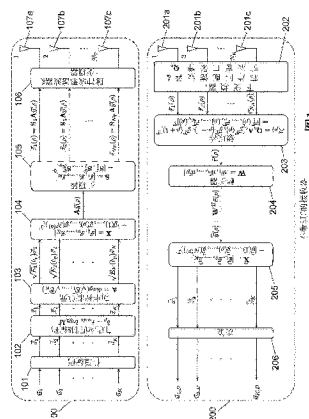
权利要求书7页 说明书26页 附图2页

(54) 发明名称

数据传输方法和装置

(57) 摘要

描述一种在无线数据传输系统中的数据传输方法,无线数据传输系统具有多个并行的单输入单输出或多输入多输出信道,数据通过这些信道传输,数据由多个数据符号表示,数据符号在传输之前由多个扩频序列扩频。所述方法包含:为多个特征序列K中的每个特征序列k确定系统值 λ_k ,其中系统值 λ_k 指示相关联的特征序列k的信噪比;根据与多个特征序列K相关联的系统值 λ_k 确定特征序列的数量K*,这些特征序列将用于将数据符号扩频,根据与多个特征序列K相关联的系统值 λ_k ,从多个特征序列K中选择用于将数据符号扩频的特征序列S,其中选择的特征序列的数量对应于确定的特征序列的数量K*,以及使用选择的特征序列S将数据符号扩频。



1. 一种在无线数据传输系统中的数据传输方法,该无线数据传输系统具有多个并行的单输入单输出或多输入多输出信道,数据通过这些信道传输,所述数据由多个数据符号表示,所述数据符号在传输之前由多个扩频序列扩频,所述方法包含:

为多个特征序列 K 中的每个特征序列 k 确定系统值 λ_k ,其中所述系统值 λ_k 指示相关联的特征序列 k 的信噪比;

根据与所述多个特征序列 K 相关联的所述系统值 λ_k ,确定要用于将所述数据符号扩频的特征序列的数目 K^* ;

根据与所述多个特征序列 K 相关联的所述系统值 λ_k ,从所述多个特征序列 K 中选择要被用于将所述数据符号扩频的特征序列 S,其中选择的特征序列的数目对应于确定的特征序列的数目 K^* ;以及

使用所选择的特征序列 S 扩频所述数据符号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中通过以下步骤确定所述序列的数目 K^* 和选择要被用于将所述符号扩频的所述特征序列 S:

对于 $K_{\text{best}} = K$ 到 $K_{\text{best}} = 1$, 计算平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{\text{best}}} \lambda_k}{K_{\text{best}}}$, 其中 K_{best} 是用于计算所述平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 的特征序列的初始数目,以及其中每个特征序列被分配用于计算所述平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 的相等的传输能量 E_k ;

根据所述平均系统值向量 $\vec{\lambda}_{\text{mean}}$, 确定要被用于将所述数据符号扩频的特征序列的数目 K^* , 以及选择要被用于扩频所述符号的所述特征序列 S, 其中所述平均系统值向量 $\vec{\lambda}_{\text{mean}}$ 包含 $K_{\text{best}} = 1$ 到 $K_{\text{best}} = K$ 的所述多个平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 。

3. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中:

当满足下面的式子时, 要被用于将所述数据符号扩频的特征序列的所述数目 K^* 被确定为与特征序列的所述初始数目 K_{best} 相等:

$$\lambda^*(b_{p_{K_{\text{best}}}}) \leq \left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}} < \lambda^*(b_{p_{K_{\text{best}}}+1}).$$

$K_{\text{best}} = 1$ 到 $K_{\text{best}} = K$, 其中 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 是所述平均系统值, $b_{p_{K_{\text{best}}}}$ 是能够分配给每数据符号的离散数据速率并且对于目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 的多个 P 离散速率, 针对从 $p = 1$ 到 $p = P$ 的整数值 p, 从 b_1 到 b_P 的多个数据速率中选择 $b_{p_{K_{\text{best}}}}$, 所述目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 通过使用下面的等式用所述数据速率 b_p 确定:

$$\lambda^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma(2^{b_p} - 1)}{1 - \Gamma(2^{b_p} - 1)}$$

其中 Γ 是调制方案的间隙值; 以及

所选择的特征序列 S 是具有最高系统值 λ_k 的所述多个特征序列 K 的 K^* 个特征序列。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中通过以下步骤确定序列的所述数目 K^* 和选择要被用于扩频所述符号的所述特征序列 S :

对于 $K_{opt} = K$ 到 $K_{opt} = 1$, 计算最小系统值 $\left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K_{opt}} = \min(\vec{\lambda})$, 其中 K_{opt} 是用于计算所述最小系统值 $\left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K_{opt}}$ 的特征序列的初始数目, 并且每个特征序列被分配相等的传输能量 E_k ;

根据包含从 $K_{opt} = K$ 到 $K_{opt} = 1$ 的多个最小系统值 $\left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K_{opt}}$ 的最小系统值向量 $\vec{\lambda}_{min}$, 确定特征序列的所述数目 K^* 和选择要被用于扩频所述数据符号的所述特征序列 S 。

5. 根据权利要求4所述的方法, 其中 :

当满足下面式子时, 要被用于将所述数据符号扩频的特征序列的所述数目 K^* 被确定为与特征序列的所述初始数目 K_{opt} 相等 :

$$\lambda^*(b_{p_{K_{opt}}}) \leq \left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K_{opt}} < \lambda^*(b_{p_{K_{opt}}+1}).$$

$K_{opt} = 1$ 到 $K_{opt} = K$, 其中 $\left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K_{opt}}$ 是所述最小系统值, $b_{p_{K_{opt}}}$ 是能够分配给每个符号的离散数据速率, 并且对于目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 的多个 P 离散速率, 针对从 $p = 1$ 到 $p = P$ 的整数 p , 从 b_1 到 b_p 的多个数据速率中选择 $b_{p_{K_{opt}}}$; 以及

所选择的特征序列 S 是具有最高系统值 λ_k 的所述多个特征序列 K 的 K^* 个特征序列。

6. 根据任一前述权利要求所述的方法, 其进一步包含 :

在选择所述特征序列 S 之前, 对所述多个特征序列 K 从所述多个特征序列 K 的具有最高系统值 λ_k 的特征序列 k 到所述多个特征序列 K 的具有最低系统值 λ_k 的特征序列 k 排序 ; 其中

高系统值 λ_k 指示高的信噪比, 并且

所选择的特征序列 S 是已排序特征序列的第一 K^* 个特征序列。

7. 根据任一前述权利要求所述的方法, 其进一步包含 :

根据所述系统值 λ_k , 向所述多个选择的特征序列 S 分配数据速率 b_{p_k} , 其中分配的数据速率 b_{p_k} 的总和对应于每个符号周期的总数据速率。

8. 根据权利要求7所述的方法, 其中在确定特征序列的所述数目 K^* 时分配所述数据速率 b_{p_k} 。

9. 根据引用权利要求2或3的权利要求7或8所述的方法, 其中通过找出满足下面式子的最大整数 m_{EE} 确定所述总数据速率 :

$$(K^* - m_{EE})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{EE}\lambda^*(b_{p_{K^*+1}}) \leq K^* \left\lfloor \vec{\lambda}_{min} \right\rfloor_{K^*}$$

其中, 对于对应于相等能量分配的情况, 第一组特征序列为用于以离散数据速率 $b_{p_{K^*}}$ 传输数据的 $(K^* - m_{EE})$, 以及包含剩下的 m_{EE} 个特征序列的第二组特征序列被用于以离散速率 $b_{p_{K^*+1}}$ 传输数据。

10. 根据引用权利要求 4 或 5 的权利要求 7 或 8 所述的方法,其中通过找出满足下面式子的最大整数 m_{ES} 确定所述总数据速率:

$$(K^* - m_{ES})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{ES}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \lfloor \lambda_{mean} \rfloor_{K^*}$$

其中第一组特征序列 $(K^* - m_{ES})$ 被用于以离散数据速率 $b_{p_{K^*}}$ 传输数据,以及包含剩下的 m_{ES} 个特征序列的第二组特征序列被用于以离散速率 $b_{p_{K^*}+1}$ 传输数据。

11. 根据权利要求 7-10 的任一权利要求所述的方法,其进一步包含:

根据分配的传输数据速率 b_{p_k} 和对应的系统值 λ_k ,向所述多个选择的特征序列 K 分配传输能量,以使针对所述总传输能量在每个符号周期的总数据速率最大化,其中所分配的传输能量的总和对应于总传输能量 E_T 。

12. 根据权利要求 11 所述的方法,其中所述传输能量 $E_{k,i}$ 基于不带有串行干扰消除即 SIC 方案的接收器,借助下面的等式以迭代方式确定,其中使用所述平均系统值确定特征序列的所述数目 K^* :

$$E_{k,i} = \frac{\lambda^*(b_{p_{K^*}})}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_{i-1}^{-1} \vec{q}_k}$$

其中 i 是迭代次数, $\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$ 是通过对协方差矩阵 $\mathbf{C}_{i-1}$ 求逆确定的逆协方差矩阵,其中以扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 和扩展幅度矩阵 $\mathbf{A}_{e,(i-1)} = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}_{(i-1)}$ 使用下面的等式表示所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_{i-1}$: $\mathbf{C}_{i-1} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_{e,(i-1)}^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$, 其中 $\otimes$ 是克罗内克积,并且以传输能量表示所述幅度矩阵 $\mathbf{A}_{(i-1)} = \text{diag}[\sqrt{E_{1,(i-1)}}, \sqrt{E_{2,(i-1)}}, \dots, \sqrt{E_{K^*,(i-1)}}]$, 其中 $2\sigma^2$ 是噪声方差, N_R 是接收器天线的数目, N 是处理增益, L 是多径时延扩展长度,其中所述扩展匹配滤波器接收器序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 根据下面的等式表示: $\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 表示前面的符号周期的匹配滤波器序列,以及 $\mathbf{Q}_2$ 表示后面的符号周期的匹配滤波器序列,并且 $\mathbf{Q}_1$ 和 $\mathbf{Q}_2$ 根据 $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}]$ 和 $\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}]$ 表示,其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是针对特征序列的所述数目 K^* 的前面的符号周期和后面的符号周期的 ISI 匹配滤波器序列,其中 $\mathbf{J}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \vec{0}_{(N+L-2)}^T & 0 \\ \mathbf{I}_{N+L-2} & \vec{0}_{N+L-2} \end{bmatrix}$ 是移位矩阵,其中匹配滤波器解扩特征序列矩阵 $\mathbf{Q} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}]$ 借助下面的等式确定: $\mathbf{Q} = \mathbf{H}\mathbf{S}$, 其中 $\vec{q}_k$ 是多个长度为 N 的传输特征序列 $\mathbf{S} = [\vec{s}_1, \dots, \vec{s}_k, \dots, \vec{s}_{K^*}]$ 的匹配滤波器接收器解扩特征序列,其中 $\mathbf{H}$ 是针对频率选择多径信道的 MIMO 系统卷积矩阵,其中所述卷积矩阵 $\mathbf{H}$ 根据下面的等式表

示： $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}$ ，其中 N_T 是发射器天线的总数，带有信道冲击响应向量

$\vec{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)}, \dots, h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]$ 的在每对接收器天线 n_r 和发射器天线 n_t 之间的信道卷积矩阵

$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$ 以下的等式表示：

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} \vec{h}^{(n_r, n_t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vec{h}^{(n_r, n_t)} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vec{h}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix}$$

13. 根据权利要求 11 所述的方法，其中所述传输能量 $E_{k,i}$ 基于带有串行干扰消除即 SIC 方案的接收器，通过解下面的等式以迭代方式确定，其中使用所述平均系统值确定特征序列的所述数目 K^* ：

$$E_{k,i} = \frac{\gamma^*(b_{p_k})}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2 \right)}}$$

对于给定的逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ ，其中所述逆矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 是所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}$ 的逆矩阵，其中当使用 $\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 时，所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}$ 通过解下面的等式以迭代方式确定：

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \vec{q}_k \vec{q}_k^H + E_k \vec{q}_{k,1} \vec{q}_{k,1}^H + E_k \vec{q}_{k,2} \vec{q}_{k,2}^H$$

$k = 1, \dots, K^*$ ，其中所述目标 SNR $\gamma^*(b_{p_k})$ 通过使用下面的等式确定：

$$\gamma_k^*(b_{p_k}) = \Gamma \left(2^{b_{p_k}} - 1 \right),$$

权重因子 ξ ， ξ_1 ， ξ_2 ， ξ_3 ， ξ_4 ， ξ_5 和 ξ_6 使用

$$\xi = \vec{q}_k^H \vec{d}, \quad \xi_1 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_1, \quad \xi_2 = \vec{q}_{k,2}^H \vec{d}_2,$$

$$\xi_3 = \vec{q}_k^H \vec{d}_1, \quad \xi_4 = \vec{q}_k^H \vec{d}_2, \quad \xi_5 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5)$$

从所述 SIC 接收器协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和 $\vec{q}_k$ ， $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 构造：

其中距离向量 $\vec{d}$ ， $\vec{d}_1$ ， $\vec{d}_2$ 使用下面的等式确定：

$$\vec{d} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_k, \quad \vec{d}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,1}, \quad \vec{d}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,2}$$

14. 根据权利要求 13 所述的方法, 其中对于 $\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 的逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$, 以及同样对于能量分配 E_k 和具有 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, E_k , σ^2 的 MIMO 系统参数集, 从 $k = 1$ 开始, $k = 1, \dots, K^*$, 使用所述逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和所述能量 E_k 通过下面的步骤构造所述逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$:

确定所述距离向量, $\vec{d}_1$, $\vec{d}_1$, 和 $\vec{d}_2$;

确定所述权重因子 ξ , ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 , ξ_5 和 ξ_6 , 以及

通过下面的等式中对于 $k = 1, \dots, K^*$, 使用分配的能量 E_k 确定加权的能量项 ζ_1 , 和 ζ_2 :

$$\zeta_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1}, \quad \zeta_2 = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi_2 - \zeta_1 |\xi_5|^2 \right)}$$

通过解下面的等式确定所述临时矩阵 Z_1, Z_2, Z_3 :

$$\mathbf{Z}_1 = \vec{d}_1 \vec{d}_1^H, \quad \mathbf{Z}_2 = \vec{d}_2 \vec{d}_2^H, \quad \mathbf{Z}_3 = \vec{d}_1 \vec{d}_2^H$$

通过解下面的等式确定约简的逆协方差矩阵 $\mathbf{D}_k^{-1}$:

$$\mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - \left(\zeta_1^2 \zeta_2 |\xi_5|^2 + \zeta_1 \right) \mathbf{Z}_1 - \zeta_2 \mathbf{Z}_2 + \zeta_1 \zeta_2 \left(\xi_5 \mathbf{Z}_3 + \xi_5^* \mathbf{Z}_3^H \right); \text{ 以及}$$

通过使用下面的等式构造所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 的逆矩阵:

$$\mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4;$$

其中所述加权的能量项 ζ 通过解下面的等式确定:

$$\zeta = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi - \frac{E_k |\xi_3|^2}{1 + E_k \xi_1} - \frac{E_k (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} |\xi_5|^2 \right)} \right)},$$

其中所述临时矩阵 Z_4 通过使用下面的等式确定:

$$\mathbf{Z}_4 = \vec{d}_3 \vec{d}_3^H; \text{ 以及}$$

其中所述距离向量 $\vec{d}_3$ 使用下面的等式确定:

$$\vec{d}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k.$$

15. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 使用基于迭代注水的连续比特加载方法, 确定特征序列的所述数目 K^* 和选择要被用于扩频所述数据的所述特征序列 S , 所述基于迭代注水的连续比特加载方法包含通过确定使所述总数据速率 $b_{t,K}$ 最大化的特征序列的总数目确定特征序列的所述数目 K^* 。

16. 根据权利要求 15 的所述方法, 其中对于多个匹配滤波器特征序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$,

所述迭代注水优化方法进一步包含：

设置特征序列的初始数目 K_{opt} ；

确定与特征序列的所述初始数目 K_{opt} 相关联的所述系统值 λ_k ；

使用下面的等式确定针对能量分配 E_k 的信道 SNR 向量 $\vec{g}$ ：

$$[\vec{g}]_k = \frac{\lambda_k}{E_k(1-\lambda_k)};$$

使用下面的等式确定注水常量 K_{WF} ，其中 E_T 是总传输能量：

$$K_{\text{WF}} = \frac{1}{K_{\text{opt}}} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K_{\text{opt}}} \frac{1}{[\vec{g}]_k} \right);$$

通过使用下面的等式确定要被分配给所述多个特征序列 K 的每个特征序列 k 的能量 E_k ：

$$E_k = K_{\text{WF}} - \frac{\Gamma}{[\vec{g}]_k}$$

根据与特征序列的所述初始数目 K_{opt} 相关联的所述系统值 $[\vec{\lambda}]_k = \lambda_k$ ，根据升序重新排序所述匹配滤波器特征序列 $\vec{q}_k$ ， $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ ，以提供匹配滤波器特征序列的排序列表；

删除所述匹配滤波器特征序列的排序列表的第一匹配滤波器序列 $\vec{q}_1$ ， $\vec{q}_{1,1}$ 和 $\vec{q}_{1,2}$ ；以及

如果分配的能量 E_1 为负，则设置 $K_{\text{opt}} = K_{\text{opt}} - 1$ ；

重复上述步骤；

通过使用 $b_{T,K} = \sum_{k=1}^{K_{\text{opt}}} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1-\lambda_k)} \right)$ 确定要被传输的比特的总数 $b_{T,K}$ ；

通过使用 $K^* = K_{\text{opt}}$ 确定所考虑的所述多个特征序列 K 的所述特征序列的数目 K^* 。

17. 根据权利要求 16 所述的方法，其中所述迭代注水方法通过下面的步骤确定特征序列的所述数目 K^* ：

最初设定特征序列的总数目 $K^* = K$ ；

对于 $K^* = K - 1$ 为值，确定要用于传输的总数据速率和特征序列的所述数目 K^* ，直到特征序列的所述数目 K^* 达到值 $K^* = 1$ 为止；以及

为所述多个特征序列 K 选择使所述总数据速率最大化的特征序列的所述数目 K^* 。

18. 根据任一前述权利要求所述的方法，其中所述系统值通过下面的等式确定：

$$\lambda_k = \gamma_k \varepsilon_k$$

其中 γ_k 是在 MMSE 接收器的解扩单元的输出端的信噪比，以及 ε_k 是在所述解扩单元的输出端的均方误差，所述均方误差通过 $\lambda_k = 1 - \varepsilon_k$ 和所述系统值相关。

19. 根据权利要求 1-11 和 14-17 中的任一所述方法，其中所述系统值 λ_k 根据下面的等式基于不带串行干扰消除即 SIC 方案的接收器确定：

$$\lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k$$

其中以所述扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 和所述扩展幅度矩阵 $\mathbf{A}_e = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}$ 使用下面的等式 $\mathbf{C} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_e^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 表示 $\mathbf{C}$, 其中 $\otimes$ 是克罗内克积和所述幅度矩阵是 $\mathbf{A} = \text{diag}[\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_{K^*}}]$, 其中形成所述匹配滤波器解扩特征序列矩阵 $\mathbf{Q} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}]$ 以通过使用下面的公式 $\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$ 构造所述扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 表示前面的符号周期的匹配滤波器序列, 以及 $\mathbf{Q}_2$ 表示后面的符号周期的匹配滤波器序列, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 和 $\mathbf{Q}_2$ 根据下面的等式 $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}]$ 和 $\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}]$ 表示, 其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是针对所述前面的符号周期和所述后面的符号周期的 ISI 匹配滤波器序列。

20. 根据权利要求 1-10 和 12-17 中的任一所述的方法, 其中根据下面的等式基于具有串行干扰消除即 SIC 方案的接收器确定所述系统值 λ_k :

$$\lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \vec{q}_k$$

其中 $\mathbf{C}_{k-1}$ 是当使用 $\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 时, 通过解下面的等式以迭代方式确定的协方差矩阵:

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \vec{q}_k \vec{q}_k^H + E_k \vec{q}_{k,1} \vec{q}_{k,1}^H + E_k \vec{q}_{k,2} \vec{q}_{k,2}^H$$

$k = 1, \dots, K^*$, 其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是针对所述前面和后面符号周期的所述 ISI 匹配滤波器序列, 以及 $\vec{q}_k$ 是所述匹配滤波器解扩特征序列。

21. 一种装置, 其执行权利要求 1-20 中任一所述的方法。

22. 根据权利要求 21 所述的装置, 其中所述装置是无线发射基站。

23. 一种计算机可读介质, 其在计算机上可实施并可操作、使用, 以执行权利要求 1-20 中任一所述的方法。

数据传输方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及移动无线系统数据传输。更具体但非独占地,本发明涉及用于确定要被用于扩频在移动无线系统中传输的数据符号的扩频序列的方法。

背景技术

[0002] 移动无线系统技术随着提高数据速率的总体目标正在不断前进。第三代移动无线系统使用码分多址传输方案,并已经在世界范围内被广泛采用。第三代合作伙伴计划(3GPP)已将在通用移动通信系统(UMTS)的版本5规范中的高速下行分组接入(HSDPA)系统开发为多码宽带码分多址(CDMA)系统。第三代无线蜂窝系统的成功很大程度上是基于HSDPA系统使用的用于提高下行链路吞吐量的高效资源分配方案。

[0003] 伴随着近来使能技术诸如自适应调制和编码以及还有混合自动重复请求的可用性,已经可能将互联网为中心的应用引入到启用互联网功能的智能手机。HSDPA系统的趋势是为带有高数据速率应用的智能手机提高下行链路吞吐量。HSDPA下行链路吞吐量已经被广泛评估。近年来,已经发现当使用多输入多输出(MIMO)HSDPA系统时,实际中可实现的数据吞吐量远远低于理论上限。

[0004] HSDPA多码CDMA系统的下行吞吐量优化被认为是两部分问题。第一个问题是下行链路使用者的特征序列和功率分配。第二个问题是给定资源分配的链路吞吐量优化。

[0005] 第一个问题涉及使用者对传输的安排。已经为下行链路传输广泛考察这一点。另外,在下行链路频率选择信道的总速率最大化的背景下,已经结合功率分配研究了特征序列设计和分配。还考虑了如何利用设计方法以迭代方式计算发射器特征序列,以及均方误差(MSE)最小化接收器解扩滤波器系数。此外,已经显示出存在特征序列的最优集,其针对给定的在MIMO系统的发射器和接收器天线之间的信道冲击响应集,最大化总链路吞吐量。此外,考虑了对于给定的信道冲击响应集,识别最优正交特征序列集的系统。

[0006] 使用最优扩频序列需要信道状态信息(CSI)在发射器和接收器都是可用的。在发射器处的CSI需要下行链路和上行链路信道上的大量信令开销。因此,通过使每个MIMO下行链路发射器天线能够使用相同的正交扩频序列集合以最小化信令开销的多种方法都已予以考虑。3GPP考虑一种方式并将一种方法标准化为使用给定的固定集合大小的正交可变扩频因子(OVSF)扩频序列。MIMO系统需要特征序列集合大小高于可用于每个天线的OVSF特征序列的给定单个集合。3GPP将通过将给定的集合与预编码权重相乘然后将扩频序列的加权集合连接来增大OVSF集合大小的方法标准化。接着每个传输符号在传输之前用在每个MIMO天线的不同扩频序列扩频。因此,通过连接在每个天线用于每个传输符号的扩频序列产生独特的预编码扩频序列。连接的扩频序列正交于扩频序列的剩余集合,其在发射器可用于其他传输符号。然而,在经过频率选择型多径信道传输之后,扩频序列的正交性在接收端丢失。已经提出在线性MMSE均衡器之后的解扩器可以用于恢复在每个接收器的扩频序列的正交性,并在经过多径信道传输后恢复传输的符号。

[0007] 近来的发展考虑了自干扰(SI)问题,当在多径信道上运行时其存在于线性MMSE

均衡器内。在这种问题里,目的在于减小目前实际可达到的速率和 HSDPA 吞吐量的理论上限之间的大差距。带有独立符号级 MMSE 均衡器,之后是符号级串行干扰消除 (SIC) 方案的接收器处理小区内自干扰。已经提出可以采用根据 HSDPA 标准定制的混合线性均衡器 / 干扰消除接收器。另外,已经提出可以使用 SIC 接收器与芯片或符号级 MMSE 均衡器之一协作用于 HSDPA 下行链路吞吐量优化。

[0008] 考虑使用后跟解扩器和符号级 SIC 的芯片级 MMSE 线性均衡器来抑制芯片间干扰 (ICI) 以及还有所有的流间干扰。已经表明信道匹配滤波器 (CMF) 作为线性芯片级 MMSE 均衡器通过收集在多径信道中央抽头的能量来使信噪比最大化。芯片级均衡器用于产生传输的芯片序列的估计,其随后通过发射器扩频序列中的一个解扩,用于检测传输符号流中的一个。恢复的符号随后用于以迭代方式消除在芯片级的干扰。每个迭代需要计算芯片级线性均衡器系数。总的迭代次数与传输的数据流的数量相等。

[0009] 使用带有线性 MMSE 均衡器和单级 SIC 检测器的接收器来解决第二个下行链路吞吐量最大化问题需要发射器和接收器的联合优化。对于多码 MIMO 系统中的两级串行干扰消除方案,能够得出不同数据流上的各种传输功率分配方案。带有发射器功率优化的两级 SIC 检测方案能够改善多码下行链路传输的吞吐性能。然而, SIC、均衡器系数和功率分配计算的每次迭代都需要对接收的信号协方差矩阵求逆。协方差矩阵的维数通常都很大,因此,在接收器的迭代功率分配、线性 MMSE 均衡器和 SIC 实施变得计算昂贵。已经考察大矩阵的求逆的简化,以使后面跟随符号级 SIC 的线性 MMSE 均衡器的实施现实可行。

[0010] 已经做出了各种尝试来试图优化收发器设计。通常,针对多码下行链路吞吐优化,分配功率时会使用不同的优化准则。一些技术关注收发器设计优化准则,而其他的则关注联合速率和功率分配的准则。近来,作为联合速率和功率适应方法的补充,引入了博弈论方法,该博弈论方法在 L. Zhao 和 J. Mark 的文章“Joint rate and power adaptation for radio resource management in uplink wideband code division multiple access systems”(IET Communications, vol. 2, no. 4, 562 - 572 页, 2008 年 4 月) 中以下面的三个标题进行了归纳总结:

[0011] 1. 第一准则包括优化发射功率以使信道增益的给定实现的速率最大化的系统。典型的例子为 L. Y. Hoon 和 K. S. Wu 的文章“Generalized joint power and rate adaptation in ds-cdma communications over fading channels”IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 57, no. 1, 603 - 608 页, 2008 年 1 月, 其优化符号的数目和每个符号的比特数目。目的在于通过以迭代方式调整发射功率和扩频序列,从而最大化总速率,同时每个接收器处满足目标信干噪比 (SINR)。发射功率能够以迭代方式调整以满足在每个接收器的目标信噪比。此外,能够在每个接收器的输出端最小化目标信噪比 (SNR) 的总传输能量。这种类型的优化被称为边缘自适应加载方法。能够优化发射功率和扩频序列,以最大化多码并行信道上的总速率,同时保持总发射功率低于给定的总功率限制。这种类型的迭代能量分配被称为速率自适应加载方法。

[0012] 2. 第二种方法目的在于,通过联合优化发射功率、速率和特征序列以及接收器处的线性 MMSE 均衡器来最大化总速率时,将接收功率维持在目标水平。这种方法的一个例子为 S. Ulukus 和 A. Yener 的文章:“Iterative transmitter and receiver optimization for cdma networks”(IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 6, 18

79 - 1884 页, 2004 年 11 月), 其联合优化一组发射扩频序列和带有线性 MMSE 均衡器的接收器。目的在于, 当发射器知道每个接收的信号功率水平时, 最大化在每个接收器的吞吐量或最小化在每个接收器的均方误差。

[0013] 3. 第三个方法, 它的一个例子在 L. Zhao 和 J. Mark 的文章“Joint rate and power adaptation for radio resource management in uplink wideband code division multiple access systems”(IET Communications, vol. 2, no. 4, 562 - 572 页, 2008 年 4 月) 中进行了描述, 使用平均系统性能作为评估准则, 该评估准则需要分配接收的功率和干扰信号功率。

[0014] 在第一种和第二种适应方案中, 以及特别是, 在边缘和速率自适应加载区域, 由于使用者是在移动的, 假设速率和功率自适应比链路增益的变化快得多。在 T. Bogale, L. Vandendorpe 和 B. Chalise 的文章“Robust transceiver optimization for downlink coordinated base station systems: Distributed algorithm”(IEEE Transactions on Signal Processing, , vol. PP, no. 99, p. 1, 2011 年) 中, 考察了一种强健的边缘自适应加载方案, 以最小化总发射功率, 所述总发射功率受到针对 MIMO 下行链路传输的每用户 (或每流) MSE 约束。提供速率自适应加载方案, 用于最大化给定的固定长度扩频序列的总速率。N. Vucic, H. Boche 和 S. Shi 的文章“Robust transceiver optimization in downlink multiuser mimo systems”(IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57, no. 9, 3576 - 3587 页, 2009 年 9 月) 中提供一种速率自适应优化方法, 用于在考虑受约束的总发射功率时, 最小化下行链路 MIMO 系统的加权 MSE。T. Bogale, B. Chalise 和 L. Vandendorpe 的文章“Robust transceiver optimization for downlink multiuser mimo systems”(IEEE Transactions on Signal Processing, , vol. 59, no. 1, 446 - 453 页, 2011 年 1 月) 中提供了一种速率自适应加载方案, 用于用每基站天线功率约束使加权 MSE 最小化。

[0015] 在当前的 HSDPA 系统规范中, 使用相等能量分配方案用单速率或两个离散速率加载每个信道。MMSE 接收器的参数通常使用最大 - 最小加权 SINR 准则或总 MSE 最小化准则优化。近来, 已开发称为两组资源分配方案的迭代的功率适应方法, 如在 Z. He, M. Gurcan 和 H. Ghani 的文章“Time-efficient resource allocation algorithm over hsdpa in femtocell networks”(Personal, Indoor and Mobile Radio Communications workshops (PIMRC Workshops), 2010 IEEE 21st International Symposium on, 2010 年 9 月, 197 - 202 页) 和 Z. He 和 M. Gurcan 的文章“Optimized resource allocation of hsdpa using two group allocation in frequency selective channel”(IEEE International Conference on Wireless Communications Signal Processing, 2009. WCSP 2009, 2009 年 11 月, 1 - 5 页) 所描述的。在该方法中, 加载两个不同的离散比特率到多码下行链路信道上, 这些信道受到受约束的总发射功率的约束。

[0016] 尽管在本领域的各种发展, 但是当使用多输入多输出 (MIMO) HSDPA 系统时, 实际中取得的数据吞吐量仍然远远低于理论上限。

发明内容

[0017] 本发明的实施例尝试缓解上述问题中的至少一些。

[0018] 根据本发明的一个方面,提供一种在无线数据传输系统中的数据传输方法,无线数据传输系统具有多个并行的单输入单输出或多输入多输出信道,数据通过这些信道传输,数据由多个数据符号表示,数据符号在传输之前由多个扩频序列扩频。所述方法包含:为多个特征序列 K 中的每个特征序列 k 确定系统值 λ_k ,其中系统值 λ_k 指示相关联的特征序列 k 的信噪比;根据与多个特征序列 K 相关联的系统值 λ_k ,确定用于扩频数据符号的特征序列的数目 K*,根据与多个特征序列 K 相关联的系统值 λ_k ,从多个特征序列 K 中选择用于扩频数据符号的特征序列 S,其中选择的特征序列的数目对应于确定的特征序列的数目 K*,以及使用选择的特征序列 S 扩频数据符号。

[0019] 通过以下步骤可以确定序列的数目 K* 和可以选择用于扩频所述符号的所述特征

序列 S:计算 $K_{\text{best}} = K$ 到 $K_{\text{best}} = 1$ 的平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}} = \frac{\sum_k^{K_{\text{best}}} \lambda_k}{K_{\text{best}}}$,其中 K_{best} 是用于计算平

均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 的特征序列的初始数目,以及其中每个特征序列被分配用于计算所述平

均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 的相等传输能量 E_k ;根据平均系统值向量 $\vec{\lambda}_{\text{mean}}$ 确定用于扩频所述数据

符号的特征序列的数目 K* 以及选择用于扩频所述符号的所述特征序列 S,其中所述平均系

统值向量 $\vec{\lambda}_{\text{mean}}$ 包含从 $K_{\text{best}} = 1$ 到 $K_{\text{best}} = K$ 的多个平均系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 。

[0020] 当满足下面的式子时,用于扩频所述数据符号的特征序列的数目 K* 也可以被确定为与特征序列的初始数目 K_{best} 相等:

$$[0021] \quad \lambda^*(b_{p_{K_{\text{best}}}}) \leq \left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}} < \lambda^*(b_{p_{K_{\text{best}}}+1}).$$

[0022] $K_{\text{best}} = 1$ 到 $K_{\text{best}} = K$,其中 $\left[\vec{\lambda}_{\text{mean}}\right]_{K_{\text{best}}}$ 是平均系统值, $b_{p_{K_{\text{best}}}}$ 是能够分配给每个数据符号的离散数据速率,并针对目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 的多个 P 离散速率的从 $p = 1$ 到 $p = P$ 的整数 p 从 b_1 到 b_P 的多个数据速率中选择,所述目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 通过使用下面的等式根据所述数据速率 b_p 确定:

$$[0023] \quad \lambda^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma(2^{b_p} - 1)}{1 - \Gamma(2^{b_p} - 1)}$$

[0024] 其中 Γ 是调制方案的间隙值;以及选择的特征序列 S 是具有最高系统值 λ_k 的多个特征序列 K 的 K* 个特征序列。

[0025] 此外,通过以下步骤也可以确定序列的数目 K* 和可以选择用于扩频所述符号的

所述特征序列 S:计算 $K_{\text{opt}} = K$ 到 $K_{\text{opt}} = 1$ 的最小系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{min}}\right]_{K_{\text{opt}}} = \min(\vec{\lambda})$,其中 K_{opt} 是用于

计算最小系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{min}}\right]_{K_{\text{opt}}}$ 的特征序列的初始数目,并且每个特征序列被分配相等的传输能

量 E_k ;根据包含多个从 $K_{\text{opt}} = K$ 到 $K_{\text{opt}} = 1$ 的最小系统值 $\left[\vec{\lambda}_{\text{min}}\right]_{K_{\text{opt}}}$ 的最小系统值向量 $\vec{\lambda}_{\text{min}}$,

确定特征序列的数目 K^* 和选择用于扩频所述数据符号的所述特征序列 S 。

[0026] 当满足下面式子时,用于扩频所述数据符号的特征序列的数目 K^* 也可以被确定为与特征序列的初始数目 K_{opt} 相等:

$$[0027] \quad \lambda^*(b_{p_{K_{opt}}}) \leq \left\lfloor \tilde{\lambda}_{\min} \right\rfloor_{K_{opt}} < \lambda^*(b_{p_{K_{opt}}+1}).$$

[0028] $K_{opt} = 1$ 到 $K_{opt} = K$, 其中 $\left\lfloor \tilde{\lambda}_{\min} \right\rfloor_{K_{opt}}$ 是最小系统值, $b_{p_{K_{opt}}}$ 是能够分配给每个符号的离散数据速率, 并针对目标系统值 $\lambda^*(b_p)$ 的多个 P 离散速率的从 $p = 1$ 到 $p = P$ 的整数值 p , 从 b_1 到 b_P 的多个数据速率中选择, 以及所选择的特征序列 S 是具有最高系统值 λ_k 的多个特征序列 K 的 K^* 个特征序列。

[0029] 所述方法可以进一步包含: 在选择所述特征序列 S 之前, 从多个特征序列 K 的具有最高系统值 λ_k 的特征序列 k 到多个特征序列 K 的具有最低系统值 λ_k 的特征序列 k 对多个特征序列 K 排序; 其中高系统值 λ_k 指示高的信噪比, 并且所选择的特征序列 S 是已排序的特征序列的第一 K^* 个特征序列。

[0030] 此外, 所述方法可以进一步包含: 根据所述系统值 λ_k , 向多个选择的特征序列 S 分配数据速率 b_{p_k} , 其中分配的数据速率 b_{p_k} 的总和对应于每个符号周期的总数据速率。在确定特征序列的数目 K^* 时可以分配所述数据速率 b_{p_k} 。

[0031] 可以通过找出满足下面式子的最大整数值 m_{EE} 确定总数据速率:

$$[0032] \quad (K^* - m_{EE})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{EE}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \left\lfloor \tilde{\lambda}_{\min} \right\rfloor_{K^*}$$

[0033] 其中, 对于对应于相等能量分配的情况, 第一组特征序列为 $(K^* - m_{EE})$, 其用于以离散数据速率 $b_{p_{K^*}}$ 传输数据, 以及包含剩下的 m_{EE} 个特征序列的第二组特征序列用于以离散速率 $b_{p_{K^*}+1}$ 传输数据。

[0034] 此外, 可以通过找出满足下面式子的最大整数值 m_{ES} 确定总数据速率:

[0035]

$$(K^* - m_{ES})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{ES}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \left\lfloor \tilde{\lambda}_{mean} \right\rfloor_{K^*}$$

[0036] 其中第一组特征序列 $(K^* - m_{ES})$ 用于以离散数据速率 $b_{p_{K^*}}$ 传输数据, 以及包含剩下的 m_{ES} 个特征序列的第二组特征序列用于以离散速率 $b_{p_{K^*}+1}$ 传输数据。

[0037] 所述方法可以进一步包含: 根据分配的传输数据速率 b_{p_k} 和对应的系统值 λ_k , 向多个选择的特征序列 K 分配传输能量, 以使针对总传输能量在每个符号周期的总数据速率最大化, 其中所分配的传输能量的总和对应于总传输能量 E_T 。

[0038] 基于不带有串行干扰消除 (SIC) 方案的接收器, 可以借助下面的等式以迭代方式确定传输能量 $E_{k,1}$, 其中使用平均系统值确定特征序列的数目 K^* :

$$[0039] \quad E_{k,i} = \frac{\lambda^*(b_{p_{K^*}})}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_{i-1}^{-1} \vec{q}_k}$$

[0040] 其中 i 是迭代次数, $\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$ 是逆协方差矩阵, 其通过对协方差矩阵 $\mathbf{C}_{i-1}$ 求逆确定, 其中所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_{i-1}$ 以扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 和扩展幅度矩阵 $\mathbf{A}_{e,(i-1)} = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}_{(i-1)}$ 使用下面的等式表示: $\mathbf{C}_{i-1} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_{e,(i-1)}^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$, 其中 $\otimes$ 是克罗内克 (kronecker) 积, 并且用传输能量表示所述幅度矩阵 $\mathbf{A}_{(i-1)} = \text{diag}[\sqrt{E_{1,(i-1)}}, \sqrt{E_{2,(i-1)}}, \dots, \sqrt{E_{K^*,(i-1)}}]$, 其中 $2\sigma^2$ 是噪声方差, N_R 是接收器天线的数目, N 是处理增益, L 是多径时延扩展长度, 其中所述扩展匹配滤波器接收器序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 根据下面的等式表示: $\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 表示前面的符号周期的匹配滤波器序列, 以及 $\mathbf{Q}_2$ 表示后面的符号周期的匹配滤波器序列, 以及 $\mathbf{Q}_1$ 和 $\mathbf{Q}_2$ 根据 $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}]$ 和 $\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}]$ 表示, 其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是特征序列的所述数目 K^* 的前面的符号周期和后面的符号周期

的 ISI 匹配滤波器序列, 其中 $\mathbf{J}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \vec{0}_{(N+L-2)}^T & 0 \\ \mathbf{I}_{N+L-2} & \vec{0}_{N+L-2} \end{bmatrix}$ 是移位矩阵, 其中匹配滤波器解扩特征序列矩阵 $\mathbf{Q} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}]$ 借助下面的等式确定: $\mathbf{Q} = \mathbf{H}\mathbf{S}$, 其中 $\vec{q}_k$ 是多个长度为 N 的传输特征序列 $\mathbf{S} = [\vec{s}_1, \dots, \vec{s}_k, \dots, \vec{s}_{K^*}]$ 的匹配滤波器接收器解扩特征序列, 其中 $\mathbf{H}$ 是频率选择多径信道的 MIMO 系统卷积矩阵, 其中所述卷积矩阵 $\mathbf{H}$ 根据下面的等式表示:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}, \text{ 其中 } N_T \text{ 是发射器天线的总数, 在每对接收器天线 } n_r \text{ 和发射器}$$

天线 n_t 之间带有信道冲击响应向量 $\vec{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)}, \dots, h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]$ 的信道卷积矩阵 $\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$ 下面的等式表示:

[0041]

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} \vec{h}^{(n_r, n_t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vec{h}^{(n_r, n_t)} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vec{h}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix}$$

[0042] 传输能量 $E_{k,i}$ 也可以基于带有串行干扰消除 (SIC) 方案的接收器, 通过解下面的等式以迭代方式确定, 其中使用平均系统值确定特征序列的数目 K^* :

$$[0043] \quad E_{k,i} = \frac{\gamma^*(b_{p_k})}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2 \right)}}$$

[0044] 对于给定的逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ ，其中所述逆矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 是协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}$ 的逆矩阵，其中所述协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}$ 通过解下面的等式以迭代方式确定：

$$[0045] \quad \mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{\mathbf{q}}_k \bar{\mathbf{q}}_k^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,2} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

[0046] $k = 1, \dots, K^*$ ，当使用 $\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 时，其中目标 SNR $\gamma^*(b_{p_k})$ 通过使用下面的等式确定：

$$[0047] \quad \gamma_k^*(b_{p_k}) = \Gamma\left(2^{b_{p_k}} - 1\right),$$

[0048] 权重因子 ξ ， ξ_1 ， ξ_2 ， ξ_3 ， ξ_4 ， ξ_5 和 ξ_6 使用

$$[0049] \quad \begin{aligned} \xi &= \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}, \quad \xi_1 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \bar{\mathbf{d}}_1, \quad \xi_2 = \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H \bar{\mathbf{d}}_2, \\ \xi_3 &= \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}_1, \quad \xi_4 = \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}_2, \quad \xi_5 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \bar{\mathbf{d}}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5) \end{aligned}$$

[0050] 从 SIC 接收器协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和 $\bar{\mathbf{q}}_k$ ， $\bar{\mathbf{q}}_{k,1}$ 和 $\bar{\mathbf{q}}_{k,2}$ 构造；其中距离向量 $\bar{\mathbf{d}}$ ， $\bar{\mathbf{d}}_1$ ， $\bar{\mathbf{d}}_2$ 使用下面的等式确定：

$$[0051] \quad \bar{\mathbf{d}} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k, \quad \bar{\mathbf{d}}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}, \quad \bar{\mathbf{d}}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}$$

[0052] 对于具有 $\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 的逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ ，以及同样对于能量分配 E_k 和一组 MIMO 系统参数 $\bar{\mathbf{q}}_k$ ， $\bar{\mathbf{q}}_{k,1}$ 和 $\bar{\mathbf{q}}_{k,2}$ ， E_k ， σ^2 ，对于 $k = 1, \dots, K^*$ ，从 $k = 1$ 开始，使用逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和能量 E_k 通过下面的步骤可以构造所述逆协方差矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ ：确定距离向量 $\bar{\mathbf{d}}$ ， $\bar{\mathbf{d}}_1$ ，和 $\bar{\mathbf{d}}_2$ ；确定权重因子 ξ ， ξ_1 ， ξ_2 ， ξ_3 ， ξ_4 ， ξ_5 ，和 ξ_6 ，以及通过下面的等式中对于 $k = 1, \dots, K^*$ ，使用分配的能量 E_k 确定加权的能量项 ξ_1 ，和 ξ_2 ：

$$[0053] \quad \xi_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1}, \quad \xi_2 = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi_2 - \xi_1 |\xi_5|^2 \right)}$$

[0054] 通过解下面的等式确定临时矩阵 $\mathbf{Z}_1$ ， $\mathbf{Z}_2$ ， $\mathbf{Z}_3$ ：

$$[0055] \quad \mathbf{Z}_1 = \bar{\mathbf{d}}_1 \bar{\mathbf{d}}_1^H, \quad \mathbf{Z}_2 = \bar{\mathbf{d}}_2 \bar{\mathbf{d}}_2^H, \quad \mathbf{Z}_3 = \bar{\mathbf{d}}_1 \bar{\mathbf{d}}_2^H$$

[0056] 通过解下面的等式确定约简的逆协方差矩阵 $\mathbf{D}_k^{-1}$ ：

$$[0057] \quad \mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - \left(\xi_1^2 \xi_2 |\xi_5|^2 + \xi_1 \right) \mathbf{Z}_1 - \xi_2 \mathbf{Z}_2 + \xi_1 \xi_2 \left(\xi_5 \mathbf{Z}_3 + \xi_5^* \mathbf{Z}_3^H \right)；和$$

[0058] 通过使用下面的等式构造所述协方差矩阵的逆矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$:

$$[0059] \quad \mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4$$

[0060] 其中加权的能量项 ζ 通过解下面的等式确定 :

$$[0061] \quad \zeta = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi - \frac{E_k |\xi_3|^2}{1 + E_k \xi_1} - \frac{E_k (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} |\xi_5|^2 \right)} \right)},$$

[0062] 其中所述临时矩阵 $\mathbf{Z}_4$ 通过使用下面的等式确定 :

$$[0063] \quad \mathbf{Z}_4 = \vec{d}_3 \vec{d}_3^H; \text{ 以及}$$

[0064] 其中所述距离向量 $\vec{d}_3$ 使用下面的等式确定 :

$$[0065] \quad \vec{d}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k,$$

[0066] 使用基于连续比特加载的迭代注水方法,可以确定特征序列的数目 K^* 和可以选择用于扩频所述数据的特征序列 S , 迭代注水方法包含通过确定使总数据速率 $b_{T,K}$ 最大化的特征序列的总数目确定特征序列的数目 K^* 。

[0067] 对于多个匹配滤波器特征序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, 迭代注水优化方法可以进一步包含: 设置特征序列的初始数目 K_{opt} ; 确定与初始数目 K_{opt} 的特征序列相关联的系统值 λ_k ; 使用下面的等式为能量分配 E_k 确定信道 SNR 向量 $\vec{g}$;

$$[0068] \quad [\vec{g}]_k = \frac{\lambda_k}{E_k (1 - \lambda_k)};$$

[0069] 使用下面的等式确定注水常量 K_{WF} :

$$[0070] \quad K_{WF} = \frac{1}{K_{opt}} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K_{opt}} \frac{1}{[\vec{g}]_k} \right);$$

[0071] 其中 E_T 是总传输能量, 通过使用下面的等式确定用于分配给所述多个特征序列 K 的每个特征序列 k 的能量 E_k :

$$[0072] \quad E_k = K_{WF} - \frac{\Gamma}{[\vec{g}]_k}$$

[0073] 根据与所述初始数目 K_{opt} 的特征序列相关联的系统值 $[\vec{\lambda}]_k = \lambda_k$ 以升序重新排序所述匹配滤波器特征序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, 以提供匹配滤波器特征序列的排序列表; 删除匹配滤波器特征序列的排序列表的第一匹配滤波器序列 $\vec{q}_1$, $\vec{q}_{1,1}$ 和 $\vec{q}_{1,2}$; 以及如果分配的能量

E_1 为负, 设置 $K_{\text{opt}} = K_{\text{opt}} - 1$; 重复上述步骤; 通过使用 $b_{T,K} = \sum_{k=1}^{K_{\text{opt}}} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1-\lambda_k)} \right)$ 确定用于传输的比特的总数目 $b_{T,K}$; 通过使用 $K^* = K_{\text{opt}}$ 确定所考虑的多个特征序列 K 的特征序列的数目 K^* 。

[0074] 迭代注水方法可以通过下面的步骤确定特征序列的数目 K^* : 最初, 设定特征序列的总数目 $K^* = K$; 确定要传输的总数据速率和针对值为 $K^* = K - 1$ 的特征序列的数目 K^* , 直到特征序列的数目 K^* 达到值 $K^* = 1$ 为止; 以及选择使总数据速率最大化的所述多个特征序列 K 的特征序列的数目 K^* 。

[0075] 所述系统值可以通过下面的等式确定:

$$[0076] \quad \lambda_k = \gamma_k \varepsilon_k$$

[0077] 其中 γ_k 是在 MMSE 接收器的解扩单元的输出端的信噪比, 以及 ε_k 是在所述解扩单元的输出端的均方误差, 所述均方误差通过 $\lambda_k = 1 - \varepsilon_k$ 和系统值相关。

[0078] 此外, 系统值 λ_k 可以根据下面的等式基于不带有串行干扰消除 (SIC) 方案的接收器确定:

$$[0079] \quad \lambda_k = E_k \bar{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \bar{q}_k$$

[0080] 其中以扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$ 和扩展幅度矩阵 $\mathbf{A}_e = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}$ 使用下面的等式 $\mathbf{C} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_e^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 表示 $\mathbf{C}$, 其中 $\otimes$ 是克罗内克积并且所述幅度矩阵 $\mathbf{A} = \text{diag}[\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_{K^*}}]$, 其中形成所述匹配滤波器解扩特征序列矩阵 $\mathbf{Q} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}]$ 以便通过使用下面的公式 $\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$ 构造扩展匹配滤波器特征序列矩阵 $\mathbf{Q}_e$, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 表示前面的符号周期的匹配滤波器序列, 以及 $\mathbf{Q}_2$ 表示后面的符号周期的匹配滤波器序列, 其中 $\mathbf{Q}_1$ 和 $\mathbf{Q}_2$ 根据下面的等式 $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}]$ 和 $\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}]$ 表示, 其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是前面的符号周期和后面的符号周期的 ISI 匹配滤波器序列。

[0081] 系统值 λ_k 也可以根据下面的等式基于具有串行干扰消除 (SIC) 方案的接收器确定:

$$[0082] \quad \lambda_k = E_k \bar{q}_k^H \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{q}_k$$

[0083] 其中 $\mathbf{C}_{k-1}$ 是通过解下面的等式以迭代方式确定的协方差矩阵:

$$[0084] \quad \mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{q}_k \bar{q}_k^H + E_k \bar{q}_{k,1} \bar{q}_{k,1}^H + E_k \bar{q}_{k,2} \bar{q}_{k,2}^H$$

[0085] $k = 1, \dots, K^*$, 当使用 $\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 时, 其中 $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 是前面和后面的符号周期的 ISI 匹配滤波器序列, 以及 $\vec{q}_k$ 是匹配滤波器解扩特征序列。

[0086] 根据本发明的另一个方面, 提供一种被设置为执行上述方法中的任何一种的装置。所述装置可以是射频传输基站。

[0087] 根据本发明的另一个方面,提供一种计算机可读介质,其在计算机上可实施并可操作使用,以执行上述方法中的任何一种。

[0088] 本发明的实施例提供一种HSDPA MIMO系统的系统模型,其被扩展到模型串行干扰消除方案。该方案可以与迭代协方差求逆方法结合。这简化了协方差矩阵的求逆。这种方法能够以迭代方式用于计算传输能量,以及为给定的HSDPA MIMO系统中的每个并行信道分配传输数据速率。

[0089] 本发明的实施例提供一种在分配传输能量之前获得传输比特率的新颖方法。分配的速率能够与迭代协方差矩阵求逆结合用于计算传输能量,同时优化给定的总传输能量的总容量。能够通过动态改变扩频序列的数目提高总容量。这个方案需要识别最优传输次数以及还有扩频序列,所述扩频序列要被用于MIMO发射器和接收器天线之间的给定传输信道卷积矩阵。

[0090] 本发明的实施例提供使用先前开发的两组相等SNR算法和相等能量分配方案,找出扩频序列的最优数目的两种不同算法。

[0091] 使用提出的扩频序列的最优数目和扩频序列选择方案时,本发明的实施例取得接近于系统值上限的性能。

[0092] 本发明的实施例提供接收器,其有后跟单一级SIC检测器的符号级线性MMSE均衡器。本发明的实施例优化单用户多码下行链路传输系统的传输功率和接收器。所述接收器能够以迭代方式有利地抑制ICI和ISI干扰,而无需针对频率选择信道上多码下行链路传输的每次迭代都对大的协方差矩阵求逆。

[0093] 本发明的实施例也提供迭代传输功率/能量适应方案,以在使用离散传输速率和受约束的总传输功率时,使单一用户的下行链路的总容量最大化。

[0094] 本发明的实施例使用被称为系统值优化准则的能量适应准则,用于使总速率最大化。系统值方法是总均方误差(MMSE)最小化准则的修改版本。

[0095] 在本发明的实施例中,功率/能量适应方法以迭代方式实施,无需关注接收的功率和干扰功率的分配或关注将每个目的地的接收信号功率维持在目标水平上。所述方法能够使用线性MMSE和SIC接收器,通过优化分配给每个信道的功率以维持信噪比在期望的目标水平来使总传输速率最大。

[0096] 根据本发明的实施例,考虑使用MIMO发射器和接收器以及多个扩频序列的系统。数据符号可以在通过频率选择多径信道传输之前,使用多个扩频序列扩频。在接收器处每个扩频序列 $\tilde{s}_k$ 可以有相关联的系统值 λ_k ,其指示在接收器的信噪比 γ_k 。每个扩频序列的系统值 λ_k 可以取决于传输多径信道。因此,本文公开的传输系统优化可以保留具有最高系统值的扩频序列和识别要用于给定的总接收信噪比的扩频序列的数目,给定的总接收信噪比对应于给定的总传输能量 E_T 。

附图说明

[0097] 将参考附图描述本发明的示例性实施例,在附图中:

[0098] 图1提供HSDPA MIMO发射器和接收器装置的示意图;以及

[0099] 图2提供串行干扰消除接收器的示意图。

[0100] 在整个说明书和附图中,相同的附图标记指代相同的部件。

具体实施方式

[0101] 现在将参考图 1 描述本发明的第一个实施例。

[0102] 在图 1 中,发射器 100 接收输入向量 $\vec{u}_k$, $k = 1, \dots, K^*$,接着这个输入数据被编码和映射到编码单元 101 中。由编码单元 101 产生的 $k = 1, \dots, K^*$ 的编码数据 $\vec{d}_k$ 接着由自适应调制和编码单元 102 处理,用于将编码数据转换为 $k = 1, \dots, K^*$ 的每个信道的符号向量 $\vec{x}_k = [x_k(1), \dots, x_k(\rho), \dots, x_k(N^{(x)})]^T$ 。接着使用功率控制单元 103 调整传输符号能量。使用向量生成单元 104,能量加权数据符号被转换为符号周期 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$ 上的包含加权符号的传输向量 $\vec{A}\vec{y}(\rho) = \vec{A} \begin{bmatrix} y_1(\rho), \dots, y_k(\rho), \dots, y_{K^*}(\rho) \end{bmatrix}^T$ 。数据符号接着在扩频单元 105 中由多个扩频序列扩频。接下来使用脉冲成形滤波器 106 滤波扩频符号,以产生传输信号,用于从 MIMO 发射器 107a, 107b, …, 107N_t 传输。

[0103] 传输的信号接着由 MIMO 接收器 201a, 201b, …, 201N 在接收器 200 接收。接收的信号接着由芯片匹配滤波器单元 202 在芯片周期间隔下变频、滤波和采样。采样的数据向量接着由向量级联单元 203 连接,接着由解扩单元 204 使用解扩序列解扩,用于估计每个符号周期的传输的数据符号。估计的数据符号然后经重组,以使用接收器向量映射单元 205 和决策单元 206 产生每个扩频序列的估计数据。

[0104] 除了实际的 MIMO 发射器 107a、107b、… 107N 和接收器 201a, 201b, …, 201N 之外,发射器和接收器的上述每个单元都以软件实施。

[0105] 本发明的此实施例的系统被设计为确定哪些扩频序列能够用于上述数据传输装置中以提高本系统可达到的总数据速率。本发明的实施例基于这样的原则:使用系统值从而确定扩频单元 105 应当使用哪些扩频序列扩频,目的在于提高可达到的数据速率。

[0106] 系统值是指数据要在其上传输的信道的特性的变量。系统值是在解扩单元输出端的归一化的有用信号能量。归一化的整体总能量与系统值之间的差异给出在解扩单元输出端的均方误差。归一化能量、系统值对均方误差的比率给出在解扩单元输出端的信噪比。因此,系统值指示信道上的信噪比。

[0107] 系统值允许确定在给定传输信道的特性的情况下,哪些扩频序列较强和哪些扩频序列较弱。因此,能够从传输过程排除较弱的扩频序列,因而只有较强的扩频序列用于将数据符号扩频,并因此达到提高的数据速率。

[0108] 在下面阐述根据本发明的第一实施例确定系统值。

[0109] 在本发明的这个实施例中,考虑如图 1 中示出的带有总共 N_t 个发射器和 N_r 个接收器天线还有 K 个扩频序列的多码 CDMA 下行链路系统,对于给定的总能量 E_t 和 $p = 1, 2, \dots, P$,扩频序列中的每个都可以用来作一组比特率 $\{b_{p_k}\}_{p_k=1}^P$ 的 b_{p_k} 比特每符号的比特率实现。

[0110] 通过排除对应于指定扩频序列集合的弱信道,并行传输信道的数目被减少为 K* 个扩频序列,从而每个信道传输一个符号。针对每个信道的目标符号的数据放置在 $k =$

$1, \dots, K^*$ 的 $(N_0 \times 1)$ 维向量 $\vec{u}_k$ 中。这些数据分组的每个接着经信道编码, 产生 $(B \times 1)$ 维向量 $\vec{d}_k$, 然后使用具有 M 星座的正交振幅调制方案 (QAM) 映射到符号, 从而以速率 $b = \log_2 M$ 比特每符号传输数据。信道编码器速率是 $r_{code} = \frac{N_U}{B}$, 并且由 $b_p = r_{code} \log_2 M$, $p = 1, \dots, P$ 给出可实现的离散速率, 其中 P 是可用的离散数据速率的数量。

[0111] 数据在传输时间间隔 (TTI) 以分组传输, 并且每个分组传输的符号数用 $N^{(x)}$ 表示, 其中 $N^{(x)} = \frac{TTI}{NT_c}$ 且 N 是扩频序列长度, T_c 是芯片周期, 而 NT_c 是符号周期。对应于周期 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$ 上的每个向量 $\vec{d}_k$ 的传输符号被用于产生每个信道 $k = 1, \dots, K^*$ 的 $(N^{(x)} \times 1)$ 维符号向量 $\vec{x}_k = [x_k(1), \dots, x_k(\rho), \dots, x_k(N^{(x)})]^T$ 。传输的整个块能够用定义为:

[0112]

$$\mathbf{X} = [\vec{x}_1, \dots, \vec{x}_{K^*}] \quad (1)$$

$$= [\vec{y}(1), \dots, \vec{y}(\rho), \dots, \vec{y}(N^{(x)})]^T. \quad (2)$$

[0114] 的 $(N^{(x)} \times K^*)$ 维传输符号矩阵表示。

[0115] 传输向量 $\vec{y}(\rho) = [y_1(\rho), \dots, y_k(\rho), \dots, y_{K^*}(\rho)]^T$ 包含符号周期 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$ 上带有单位平均能量 $E[y_k(\rho)y_k^*(\rho)] = 1$, $k = 1, \dots, K^*$ 的符号。

[0116] 在扩频之前对符号进行功率分配。所有 K^* 个信道的能量存储在承受总能量 E_T 的幅度矩阵 $\mathbf{A} = \text{diag}(\sqrt{E_1}, \dots, \sqrt{E_k}, \dots, \sqrt{E_{K^*}})$ 内, 使得 $\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$ 。

[0117] 分配能量之后, 幅度加权符号借助 $N \times K^*$ 维扩频序列 $\mathbf{S}_{n_t} = [\vec{s}_{n_t,1}, \dots, \vec{s}_{n_t,k}, \dots, \vec{s}_{n_t,K^*}]$ 扩频, $n_t = 1, \dots, N_T$ 。对于具有总共 N_T 个发射器天线的 MIMO 系统, $N_T \times K^*$ 的特征序列矩阵被形成:

$$\mathbf{S} = [\vec{s}_1, \dots, \vec{s}_{K^*}] = [\mathbf{S}_1^T, \dots, \mathbf{S}_{n_t}^T, \dots, \mathbf{S}_{N_T}^T]^T \quad (3)$$

[0119] 其中 $|\vec{s}_k|^2 = 1$ 。在每个符号周期 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$, 对于 $n_t = 1, \dots, N_T$, 在第 n_t 个天线的输入端生成长度为 N 的传输向量:

[0120]

$$\vec{z}_{n_t}(\rho) = [z_{n_t,1}(\rho), \dots, z_{n_t,N}(\rho)]^T = \mathbf{S}_{n_t} \mathbf{A} \vec{y}(\rho) \quad (4)$$

[0121] 在使用上变频调制器调制之前, 在芯片周期 T_c 的整数倍时间, 向量 $\vec{z}_{n_t}(\rho)$ 的每个元素被提供给脉冲成形滤波器, 以使用第 n_t 个发射器天线在期望的传输载波频率传输扩频信号。

[0122] 在每个 TTI, 导频信号估计在每个接收器的信道条件并将估计反馈回发射器。假设信道条件在该 TTI 期间不发生改变。从第 n_t 个发射器天线到第 n_r 个接收器天线的所有扩频序列信道中的块 $N^{(x)}$ 中的所有符号在具有 L 条可解析路径的多径环境中经历相同的信道条件。这能够用信道冲击响应函数 $\vec{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)} \dots h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]^T$ 和它的对应 $((N+L-1) \times N)$ 维信道卷积矩阵 $\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$ 表示如下:

[0123]

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n_r, n_t)} & 0 & 0 \\ \vdots & h_0^{(n_r, n_t)} & \vdots \\ h_{L-1}^{(n_r, n_t)} & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & h_{L-1}^{(n_r, n_t)} & h_0^{(n_r, n_t)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & h_{L-1}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

[0124] 总体 $(N_R(N+L-1) \times N_T N)$ 维 MIMO 信道卷积矩阵能够形成:

[0125]

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

[0126] 在接收器处, 由于信道冲击响应与发射器特征序列 $\mathbf{S}$ 进行卷积, 所得到的多径引起将特征序列解扩为长于发射器天线处的扩频特征序列。得到 $N_R(N+L-1) \times K^*$ 维接收器匹配滤波器特征序列矩阵为:

$$[0127] \quad \mathbf{Q} = \mathbf{H}\mathbf{S} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}] \quad (7)$$

[0128] 其中 $N_R(N+L-1)$ 向量 $\vec{q}_k = \mathbf{H}\vec{s}_k$ 是接收器匹配滤波器解扩序列。这引起符号间干扰和码间干扰。在接收器处, 能够通过形成 $N_R(N+L-1) \times 3K^*$ 维扩展匹配滤波器矩阵来处理 ISI:

[0129]

$$\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \quad [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{Q}, \quad [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{Q}] \quad (8)$$

[0130] 其中特征序列矩阵 $[\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{Q} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{H}\mathbf{S}$ 和 $[\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{Q} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{H}\mathbf{S}$ 表示为:

$$[0131] \quad \mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{H}\mathbf{S} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}] \text{ 和} \quad (9)$$

[0132]

$$\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{H}\mathbf{S} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}] \quad (10)$$

[0133] $\vec{q}_{k,1} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \vec{q}_k$ 和 $\vec{q}_{k,2} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \vec{q}_k$ 都是对应于前面和后面的符号周期的接收器特征序列, 并且都用于处理 ISI。 $(N+L-1) \times (N+L-1)$ 维矩阵被定义为

$$\mathbf{J}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{0}}_{(N+L-2)}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_{(N+L-2)} & \vec{\mathbf{0}}_{(N+L-2)} \end{bmatrix}. \circ$$

为简单起见, 将从 $\mathbf{J}$ 矩阵符号去掉下标。当矩阵 $\mathbf{J}^N$ 在列向量

上运算时, 它将该列下移 N 个片, 填充 N 个零到该列的顶部。假设在发射器和接收器的时钟完全同步, 接收的信号首先被下变频到基带。在每个接收器芯片匹配滤波器输出端的信号在芯片周期间隔 T_c 被采样。在 n_r^{th} 接收器的芯片匹配滤波器具有总共 $(N+L-1)$ 个样本

$$\vec{r}_{n_r}(\rho) = \begin{bmatrix} r_{n_r,1}(\rho) & \cdots & r_{n_r,(N+L-1)}(\rho) \end{bmatrix}^T, \text{ 用于针对符号周期 } \rho \text{ 进行处理。给出 } n_r^{\text{th}} \text{ 接收的}$$

信号矩阵为 $\mathbf{R}_{n_r} = [\vec{r}_{n_r}(1), \cdots, \vec{r}_{n_r}(\rho), \cdots, \vec{r}_{n_r}(N^{(x)})]$ 。包含在符号周期的所有天线元素的接收

的匹配滤波器由大小为 $N_R(N+L-1)$ 的向量 $\vec{r}(\rho) = [\vec{r}_1^T(\rho), \cdots, \vec{r}_{n_r}^T(\rho), \cdots, \vec{r}_{N_R}^T(\rho)]^T$ 给出, $\rho =$

$1, \dots, N^{(x)}-1$ 。在符号周期 ρ 上接收的信号向量用发射器向量 $\vec{y}(\rho)$ 给出:

$$[0134] \quad \vec{r}(\rho) = \mathbf{Q}_e \left(\mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A} \right) \begin{bmatrix} \vec{y}(\rho) \\ \vec{y}(\rho-1) \\ \vec{y}(\rho+1) \end{bmatrix} + \vec{n}(\rho) \quad (11)$$

[0135] 其中 $\otimes$ 是克罗内克积, 并且 $N_R(N+L-1)$ 维噪声向量 $\vec{n}(\rho)$ 具有带有一维噪声变量 $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ 的噪声协方差矩阵 $E[\vec{n}(\rho)\vec{n}^H(\rho)] = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 。MIMO 接收器的 $N_R(N+L-1) \times N^{(x)}$

维接收的信号矩阵被给出为 $\mathbf{R} = [\vec{r}(1), \cdots, \vec{r}(\rho), \cdots, \vec{r}(N^{(x)})] = [\mathbf{R}_1^T, \cdots, \mathbf{R}_{n_r}^T, \cdots, \mathbf{R}_{N_R}^T]^T$ 。

[0136] 符号周期 ρ 上的接收的信号向量 $\vec{r}(\rho)$ 用于使用 $\hat{\vec{y}}(\rho) = \mathbf{W}^H \vec{r}(\rho)$ 产生大小为 K^*

的列向量 $\hat{\vec{y}}(\rho) = \begin{bmatrix} \hat{\vec{y}}_1(\rho), \cdots, \hat{\vec{y}}_k(\rho), \cdots, \hat{\vec{y}}_{K^*}(\rho) \end{bmatrix}^T$ 作为传输的符号向量 $\vec{y}(\rho)$ 的估计。

[0137] $N_R(N+L-1) \times K^*$ 维矩阵 $\mathbf{W} = [\vec{w}_1, \cdots, \vec{w}_k, \cdots, \vec{w}_{K^*}]$ 具有 MMSE 线性均衡器解扩滤波器系数 $\vec{w}_k$, $k = 1, \cdots, K^*$ 。为了确保 $\vec{w}_k^H \vec{q}_k = 1$ 以及在 $j \neq k$ 时互相关 $\vec{w}_k^H \vec{q}_j$ 是最小的, 由:

$$[0138] \quad \vec{w}_k = \frac{\mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k} \text{ 带有} \quad (12)$$

$$[0139] \quad \mathbf{C} = \mathbf{Q}_e \left(\mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}^2 \right) \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)} \quad (13)$$

[0140] 给出归一化 MMSE 解扩滤波器系数向量。其中 $\mathbf{C} = E[\vec{r}(\rho)\vec{r}^H(\rho)]$ 是接收的信号向量

$\bar{r}(\rho)$ 的 $N_R(N+L-1) \times N_R(N+L-1)$ 维协方差矩阵。当使用 $\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 和 $\mathbf{C} = \mathbf{C}_{K^*}$ 时, (13) 中给出的协方差矩阵 $\mathbf{C}$, 能够使用:

$$[0141] \quad \mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{\mathbf{q}}_k \bar{\mathbf{q}}_k^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,2} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H \quad (14)$$

[0142] $k = 1, \dots, K^*$, 以迭代方式计算。

[0143] 在每个接收器的输出端, 给出传输的信号 $y_k(\rho)$ 和估计的信号 $\hat{y}_k(\rho)$ 之间的均

方误差 $\varepsilon_k = E \left[\left| \hat{y}_k(\rho) - y_k(\rho) \right|^2 \right]$ 为 $\varepsilon_k = 1 - E_k \bar{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{C}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k = \frac{1}{1 + \gamma_k} = 1 - \lambda_k$, $k = 1, \dots, K$ 。其中

$\gamma_k = \frac{1 - \varepsilon_k}{\varepsilon_k}$ 是在每个接收器的输出端的信噪比 (SNR), λ_k 是系统值, 给出为:

$$[0144] \quad \lambda_k = 1 - \varepsilon_k = \frac{\gamma_k}{1 + \gamma_k} = E_k \bar{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{C}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k. \quad (15)$$

[0145] 既然已经定义了系统值, 将更详细地讨论根据系统值确定弱信道以改善总系统性能的方法。

[0146] MIMO 下行链路总容量优化的主要目的是使用总的 MMSE 最小化准则, 基于带有拉格朗日乘数 λ 的拉格朗日双目标函数:

$$[0147] \quad L(\varepsilon_k, E_k, \lambda) = \sum_{k=1}^{K^*} \varepsilon_k + \lambda \left(\sum_{k=1}^{K^*} E_k - E_T \right) \quad (16)$$

[0148] 使总的 MMSE $\varepsilon_T = \sum_{k=1}^{K^*} \varepsilon_k$ 最小化。目标函数将总速率 $b_T = \sum_{k=1}^{K^*} b_{p_k}$ 最大化, 其中 b_{p_k} 是分配给每个扩频序列符号的比特数, $k = 1, \dots, K^*$ 。一旦分配了能量, 对应的速率也能够确定下来。如果 ε_k 和 E_k 项被表示为速率 b_{p_k} 的函数, 那么 (16) 中给出的优化为受能量约束 $\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$ 的 E_k 和 λ 提供解。均方误差能量 ε_k 以系统值 λ_k 给出为 $\varepsilon_k = 1 - \lambda_k$ 。

(16) 中的能量 E_k 通过如 (15) 中识别的 $E_k = \frac{\lambda_k}{\bar{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{C}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k}$ 和系统值 λ_k 相关。要通过每个信道

传输的比特率 b_{p_k} 根据 $b_{p_k} = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k}{\Gamma} \right)$ 和信噪比 $\gamma_k = \frac{\lambda_k}{1 - \lambda_k}$ 相关, 其中 Γ 是间隙值。目标

SNR $\gamma^*(b_{p_k})$ 由:

$$[0149] \quad \gamma_k^*(b_{p_k}) = \Gamma \left(2^{b_{p_k}} - 1 \right), \quad (17)$$

[0150] 给出, 并且传输 b_{p_k} 比特每符号所需的目标系统值 λ_k^* 由:

$$[0151] \quad \lambda_k^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma(2^{b_{p_k}} - 1)}{1 + \Gamma(2^{b_{p_k}} - 1)}. \quad (18)$$

[0152] 给出。

[0153] 由于优化参数都以系统值表示,因此在本发明的此实施例中,能够使用(15)中给出的 $\lambda_k = E_k \bar{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \bar{q}_k$ 计算系统值。然而,应当理解的是,在使用 SIC 方案的其他实施例中,将使用不同的系统值确定方法。根据本发明的此实施例,因此平均系统值将是:

$$[0154] \quad \lambda_{mean} = \frac{\lambda_T}{K^*} = \frac{\sum_{k=1}^{K^*} \lambda_k}{K^*} \quad (19)$$

[0155] 其中总系统值 λ_T 当 $E_k = \frac{E_T}{K^*}$, $k = 1, \dots, K^*$ 时,具有它的最大值。对于带有或不带有提出的 SIC 方案的 MMSE 接收器,总的系统容量为:

$$[0156] \quad C_T = \sum_{k=1}^{K^*} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1 - \lambda_k)} \right) = K^* \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_{mean}}{\Gamma(1 - \lambda_{mean})} \right) \quad (20)$$

[0157] 其中 Γ 是间隙值。在(20)中,总的信道数目与对应于平均系统值 λ_{mean} 的容量的乘积提供了与总容量非常接近的近似值。

[0158] 在本发明的第一个实施例中,产生一种迭代的比特加载方法,以分配离散速率而无需先前的能量分配。当使用不具有提出的 SIC 方案的 MIMO 系统时,通过迭代给定的总次数 I_{max} ,这个迭代方法利用给定的总能量 E_T 运行。然而,当与 SIC 方案一起使用时,应用相似的方法。考虑系统参数为 $N_R, N_T, \sigma^2, K^*, L, H$ 。特征序列 $\mathbf{S} = [\bar{s}_1 \dots \bar{s}_K]$ 在用于构造矩阵 $\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1$, 和 $\mathbf{Q}_2$ 时将是可用的。开始时,每个迭代方法都使用 $\bar{q}_k = [\mathbf{Q}]_k$, $\bar{q}_{k,1} = [\mathbf{Q}_1]_k$, 和 $\bar{q}_{k,2} = [\mathbf{Q}_2]_k$ 产生序列 $\bar{q}_k$, $\bar{q}_{k,1}$ 和 $\bar{q}_{k,2}$, 用于生成初始系统值 $\lambda_k, k = 1, \dots, K$ 。

[0159] 多径信道引起系统值 λ_k 具有随机变化的幅度。这可以导致包括一些扩频序列作为坏的信道,这通过排除不然用于传输更高数据速率的好信道,可能降低总速率。基于系统值的使用,特征序列选择方案可以被并入用于识别弱的特征序列以排除它们。

[0160] 迭代方法将从 $\mathbf{S}$ 中选择序列的子集,以识别特征序列的最优数目 K^* ,以及它们将出现在其中的顺序。该方法将总的序列数目从 $K = K$ 到 $K = 1$ 变化。该方法最初取总共 $K = K$ 个扩频序列,并通过将所有可用的能量平等地分配给每个扩频序列,计算所有的相关系统值。系统值和对应的扩频序列经排序获得升序的系统值。为对应数量的扩频序列记录平均系统值还有特征序列集。对应于最小系统值的扩频序列被移除,并且使用 $K = K-1$ 减少扩频序列的数目,通过从 $K = K$ 到 $K = 1$ 改变扩频序列的数目,对于减少数目的扩频序列,重复对应的系统值、平均系统值计算和特征序列排序和去除过程。对于从 $K = 1$ 到 $K = K$ 的变化数目的扩频序列,如果所有的扩频序列使用相同的传输速率,则平均系统值被用于计算将在每个扩频序列上传输的数据速率 b_p 。使数据速率 b_p 和对应的扩频序列数目的乘积

最大化的扩频序列的数目被选择为扩频序列的最优数目 K^* 。对应于特征序列最优数目的记录的特征序列集被选择为特征序列的排序集。通过考虑对应于特征序列的最优数目的平均系统值,将使用对应于扩频序列最优数目的数据速率 b_p 和在离散数据速率集 $\{b_p: p = 1, \dots, P\}$ 中可获得的下一个数据速率 b_{p+1} ,以及对应的目标系统值确定信道的数目 K^*-m 和信道的数目 m ,所述数目 K^*-m 的信道将用于以速率 b_p 比特每符号传输数据,所述数目 m 的信道将用于以速率 b_{p+1} 传输数据。在确定了数据速率 b_p 和 b_{p+1} 以及扩频序列的数目 K^*-m 和 m 之后,对于给定的总能量约束 $\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$,以要求的速率 b_p 和 b_{p+1} 传输数据需要的能量以迭代方式被计算出来。

[0161] 接下来给出确定序列的最优数目和它们出现的次序还有数据速率和能量分配的细节。

[0162] 该方法将通过从 $K^* = K$ 开始动态调整能量 E_k 还有 K^* , $k = 1, \dots, K^*$,以返回分配的能量和排序的特征序列的数目作为大小为 K^* 的向量 $\vec{k}_{order}$ 的元素。向量 $\vec{k}_{order}$ 将使用

$\left[\vec{k}_{order}\right]_k = k$, $k = 1, \dots, K^*$ 被初始化。开始时,使用 (13) 中给出的 $E_k = \frac{E_T}{K^*}$ 和 C^{-1} ,产生 (15)

中给出的系统值 λ_k 的集合, $k = 1, \dots, K^*$,作为大小为 K^* 的向量 $\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$ 的元素。

向量 $\vec{\lambda}$ 接下来将用于使用 $\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$ 重组匹配滤波器序列,使用

$\left[\vec{k}_{order}\right]_k = \left[\vec{k}_{order}\right]_{a_k}$, $k = 1, \dots, K^*$ 重组向量 $\vec{k}_{order}$,其中 a_k 是 $\vec{\lambda}$ 的第 k 个最小元素的索引号。

[0163] 在每次迭代的开始,通过使用变量 N, L, N_R, σ^2 和更新的能量 E_k 的集合和向量 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$, $\vec{q}_{k,2}$ 和 $\vec{k}_{order}$,以及还使用 (13) 中给出的 C^{-1} 构造 (15) 中给出的系统值 λ_k 的集合, $k = 1, \dots, K^*$ 。在每次迭代循环中, $\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$ 中给出的系统值将根据升序重排序。

根据需要,最优数目 K^* 和对应的能量将被更新。 $\vec{\lambda}$ 的第 k 个最小元素的索引号将用于重排序序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$,分配的能量 E_k 和向量 $\vec{k}_{order}$ 的元素。随着迭代进行,在需要时,迭代算法将减少序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$, $\vec{q}_{k,2}$ 的数目,以及能量还有向量 $\vec{k}_{order}$ 的大小。一旦达到给定的迭代次数,迭代循环将终止,否则迭代将通过从开头处开始重复。

[0164] 一旦完成迭代,对于 $k = 1, \dots, K^*$,数据速率 b_{p_k} 、能量还有重新排序的特征序列的集合 $\vec{s}_k$ 被返回。构造系统值 λ_k 时涉及的结果能量 E_k 和矩阵 C^{-1} 将可用于使用 (12) 计算 MMSE 滤波器系数 $\vec{w}_k$, $k = 1, \dots, K^*$ 。总的系统值 λ_T 和平均系统值 λ_{mean} ,还有每个迭代方法的总容量能够分别使用 (19) 和 (20) 计算。

[0165] 现在将更详细讨论这个使总容量最大的方法,该方法通过首先分配离散速率并且寻找序列的最优数目,而无需在分配速率之前分配能量使总容量最大。

[0166] 借助以可用离散速率表示的在 (18) 中识别的目标系统值,将首先考虑边缘自适应 (MA) 加载算法用于相等 SNR 加载,以在每个信道上传输相同的数据速率,以便总的传输

速率为 $R_T = Kb_{p_k}$ 。相等 SNR 加载方案在相同的能量约束 $\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$ 下操作。相等能量加载是当前 HSDPA 标准的适应策略,并且它在接收器处产生变化的 SNR,这使其比相等 SNR 加载方案易于实施。相等 SNR 加载需要传输功率的调整,以在每个接收器处实现固定 SNR,从而传送更高的总比特率。

[0167] 用于相等 SNR 情况的序列数目 K_{SNR}^* 将被优化,以便最大化总速率 $R_{T,SNR}$ 。该算法将最初设置临时最优数目 $K_{opt} = K$,并将使用向量 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, $k = 1, \dots, K_{opt}$, 和 $\vec{k}_{order}$ 以及还有参数 $E_T, N_T, N_R, \sigma^2, K, L$ 。带有初始值 $\vec{b}_{mean} = \vec{0}_K$ 的大小为 K 的向量和带有初始值 $K_{sequences} = 0_{K \times K}$ 的 $N_T K \times K$ 维矩阵 $K_{sequences}$ 将作为下面迭代过程的一部分被生成。

[0168] 1. $[K_{sequences}]_{k, K_{opt}} = [\vec{k}_{order}]_k$, $k = 1, \dots, K_{opt}$ 。通过设定 $E_k = \frac{E_T}{K_{opt}}$, 使用 (15) 为不带有 SIC 的考虑的系统产生系统值 λ_k , $k = 1, \dots, K_{opt}$ 。两个大小为 K 的向量的第 K_{opt} 个元素通过设置 $[\vec{\lambda}_{mean}]_{K_{opt}} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{opt}} \lambda_k}{K_{opt}}$ 和 $[\vec{\lambda}_{min}]_{K_{opt}}$ 等于系统值的最小值产生。大小为 K_{opt} 的系统值向量 $\vec{\lambda}$ 使用 $\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K_{opt}}]^T$ 构造。

[0169] 2. 接下来 a_k 项作为系统值向量 $\vec{\lambda}$ 的第 k 个最小元素的索引号使用。索引号 a_k 被用于将向量 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 重排序,并用于使用 $\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$ 和 $[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{a_k}$, $k = 1, \dots, K_{opt}$ 重排序向量 $\vec{k}_{order}$ 的元素。序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 的总数目 K_{opt} 和向量 $\vec{k}_{order}$ 的大小 K_{opt} 使用 $\vec{q}_k = \vec{q}_{k+1}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{(k+1),1}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{(k+1),2}$ 还有 $[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{k+1}$, $k = 1, \dots, K_{opt}$, 从 $K_{opt}+1$ 减少为 K_{opt} 。

[0170] 3. 如果 $K_{opt} \geq 1$, 通过设置 $K_{opt} = K_{opt} - 1$, 从步骤 1 开始重复步骤, 否则运行下面的步骤。

[0171] 4. 向量 $\vec{b}_{mean}$ 的第 k 个元素被设置为 $[\vec{b}_{mean}]_k = b_{p_k}$, $k = 1, \dots, K$, 其中选择离散比特值 b_{p_k} 以满足不等式:

$$[0172] \quad \lambda^*(b_{p_k}) \leq [\vec{\lambda}_{mean}]_k < \lambda^*(b_{p_{k+1}}) \quad (21)$$

[0173] 通过 $K_{SNR}^* = \arg(\max_{1 \leq k \leq K} (k [\vec{b}_{mean}]_k))$ 给出相等 SNR 加载系统的传输序列的最优数目 K_{SNR}^* , 其中 K_{SNR}^* 是使 $k [\vec{b}_{mean}]_k$ 最大的整数, $k = 1, \dots, K$ 。总速率为 $R_{T,SNR} = K_{SNR}^* b_{p_k}$, 其中

$b_{p_k} = [\vec{b}_{mean}]_{K_{SNR}^*}$ 。通过用下一个可用速率 $b_{p_{k+1}}$ 加载特定数目的信道 m 和使用:

$$[0174] \quad R_{T,SNR} = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_{k+1}} \quad (22)$$

[0175] 每符号传输总比特数,总速率可以进一步被提高。对于整数 m ,其满足下面的不等式:

$$[0176] \quad (K_{SNR}^* - m)\lambda^*(b_{p_k}) + m\lambda^*(b_{p_{k+1}}) \leq K_{SNR}^* [\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{SNR}^*}. \quad (23)$$

[0177] 因此,可以在能量分配之前,确定 $R_T = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_{k+1}}$ 。

[0178] 5. 使用原始的序列矩阵 $\mathbf{S} = [\vec{s}_1 \quad \dots \quad \vec{s}_K]$ 和设置 $\vec{s}_k^{(SNR)} = \vec{s}_{a_k}$ 构造用于相等 SNR 加载

方案的特征序列 $\mathbf{S}^{(SNR)} = [\vec{s}_1^{(SNR)}, \dots, \vec{s}_{K_{SNR}^*}^{(SNR)}]$, 其中 $a_k = [\mathbf{K}_{sequences}]_{k, K_{SNR}^*}$, $k = 1, \dots, K_{SNR}^*$ 。

[0179] 由于提出的使总速率 $R_{T,SNR} = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_{k+1}}$ 最大化的方法依赖于在解扩单元的输出端维持两个指定的 SNR,在下面展示迭代能量调整方法。

[0180] 对于每个信道的最优编码数目 K^* 和分配的比特率 b_{p_k} 或 $b_{p_{k+1}}$,能够以迭代方式不带 SIC 方案的 MIMO 系统计算传输能量 E_k , $k = 1, \dots, K^*$ 。假设匹配滤波器序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, $k = 1, \dots, K^*$,对于排序的序列是可用的。对于不带 SIC 方案的系统,通过使用 (15) 和 (18) 中给出的针对选定速率 b_{p_k} 和 $b_{p_{k+1}}$ 的目标系统值 λ_k^* ,传输能量能够以迭代方式计算如下:

$$[0181] \quad E_{k,i} = \frac{\lambda_k^*}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_{i-1}^{-1} \vec{q}_k} \text{ for } k = 1, \dots, K^* \quad (24)$$

[0182] i 项是迭代次数,并且使用 (13) 和 $E_{k,(i-1)}$, $k = 1, \dots, K$,通过为所有的信道初始分配 $E_{k,0} = \frac{E_T}{K^*}$ 计算 (24) 中的 $\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$ 项。这个迭代继续,直到能量收敛到固定值或达到最多迭代次数 $I_{\max}$ 。

[0183] 现在将对本发明的第二个实施例进行描述,在该实施例中使用基于 SIC 的接收器。本发明的第一和第二实施例的特征非常相似,因此将不再详细描述本发明的第二实施例中与本发明的第一实施例相同的那些特征。

[0184] 图 2 示出本发明的第二实施例的系统,在该系统中使用基于 SIC 的接收器。如图 1 中一样,接收器 300 包含多个 MIMO 接收器 301a, 301b, ... 301 N_R 。接收器芯片匹配滤波器 302 将接收的无线频率信号下变频并滤波下变频的信号,以在每个接收器天线的输出

端产生要针对符号周期 ρ 进行处理的采样信号向量 $\vec{r}_{n_r}(\rho) = [r_{n_r,1}(\rho) \quad \dots \quad r_{n_r,(N+L-1)}(\rho)]^T$ 。

接收的向量级联单元 303 连接信号向量 $\vec{r}_{n_r}(\rho) = [r_{n_r,1}(\rho) \quad \dots \quad r_{n_r,(N+L-1)}(\rho)]^T$, 以产生

对应于在符号周期 $\vec{r}(\rho) = [\vec{r}_1^T(\rho), \dots, \vec{r}_{n_r}^T(\rho), \dots, \vec{r}_{N_R}^T(\rho)]^T$, $\rho = 1, \dots, N^{(x)}-1$ 的所有天线元素的接收的匹配滤波信号采样。接收的信号矩阵发生器 304 产生接收的信号矩阵 $\mathbf{R}_{K^*} = [\vec{r}(1), \dots, \vec{r}(N^{(x)})]$ 。由单元 305、306 和 308 构成的串行干扰消除 (SIC) 接收器是迭代接收器, 其使用 $\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$ 从矩阵 $\mathbf{R}_{K^*}$ 开始以迭代方式产生减小的数据矩阵 $\mathbf{R}_{k-1}$, $k = 1, \dots, K^*$; 由单元 305、306 和 308 构成的组合 SIC 接收器使用解扩单元 306, 用于产生解扩信号向量 $\hat{\vec{x}}_k^T = \vec{w}_k^H \mathbf{R}_k$, $k = K^*, (K^*-1), \dots, 1$ 。决策单元 308 使用解扩信号产生对应的传输比特流 $\hat{\vec{u}}_k$ 的估计以及还有传输的符号向量 $\vec{x}_{k,D}$ 。在决策单元 308 的输出端的检测的数据流 $\vec{x}_{k,D}$ 由贡献估计器单元 305 使用, 产生贡献矩阵 Φ_k , 用于在使用 $\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$ 时在减少的数据矩阵 $\mathbf{R}_{k-1}$ 中使用。检测的数据流接下来由数据排序单元 309 进行排序, 以产生检测的数据序列。符号矩阵生成单元 307 使用估计的符号向量 $\hat{\vec{x}}_k$ 产生接收的符号矩阵 $\hat{\mathbf{X}}$ 。

[0185] 当使用基于 SIC 的接收器时, 系统值 λ_k 的定义和确定也会改变。因此在下面阐述根据使用基于 SIC 接收器的系统的系统值 λ_k 的确定。

[0186] 使用串行干扰消除 (SIC) 方案具有很多优点, 包括对于给定的总传输能量 E_T , 提高的接收信噪比, 其需要每个信道更少的能量 E_k , $k = 1, \dots, K^*$ 来实现给定的比特率。

[0187] SIC 方案, 其如图 2 中示出的那样操作, 使用 (14) 中给出的迭代协方差矩阵关系构造唯一的协方差矩阵 $\mathbf{C}_k$, $k = 1, \dots, K^*$, 并计算 $\mathbf{C}_k^{-1}$, 用于在检测过程中使用。

[0188] SIC 接收器的操作依赖于 MMSE 线性均衡器系数 $\vec{w}_k$ 的设计, 这些系数通过再用公式 (12) 如下产生, 对于 $k = 1, \dots, K^*$:

$$[0189] \quad \vec{w}_k = \frac{\mathbf{C}_k^{-1} \vec{q}_k}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \vec{q}_k}. \quad (25)$$

[0190] 在 SIC 接收器的实施中, 在 (11) 中给出的接收的信号向量 $\vec{r}(\rho)$ 被收集, $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$, 用于形成接收的信号矩阵 $\mathbf{R} = [\vec{r}(1), \dots, \vec{r}(N^{(x)})]$; 并且接收器通过设定 $\mathbf{R}_{K^*} = \mathbf{R}$ 操作, 以使用 $\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$, $k = K^*, (K^*-1), \dots, 1$ 以迭代方式产生 $N_R(N+L-1) \times N^{(x)}$ 维减小的数据矩阵 $\mathbf{R}_{k-1}$ 。 $N_R(N+L-1) \times N^{(x)}$ 维矩阵 Φ_k 由 $\Phi_k = \vec{q}_k \vec{x}_{k,D}^T + \vec{q}_{k,1} \vec{x}_{k,D1}^T + \vec{q}_{k,2} \vec{x}_{k,D2}^T$ 给出。大小为 $N^{(x)}$ 的列向量 $\vec{x}_{k,D}$ 是检测的数据流, 以及 $\vec{x}_{k,D1} = \mathbf{J}_{N^{(x)}} \vec{x}_{k,D}$ 和 $\vec{x}_{k,D2} = \mathbf{J}_{N^{(x)}}^T \vec{x}_{k,D}$ 是包含分别在前面和后面的符号周期接收的 ISI 符号的行向量。使用 $\sqrt{E_k} \Phi_k$ 估计检测的数据流 $\vec{x}_{k,D}$ 对信道 k 的减少的信号矩阵 $\mathbf{R}_k$ 的贡献。估计的符号向量 $\vec{x}_{k,D}$ 通过使用每个 MMSE 解扩向量 $\vec{w}_k$ 生成, 用 (25) 计算解扩向量 $\vec{w}_k$, 以产生解扩信号向量 $\hat{\vec{x}}_k^T = \vec{w}_k^H \mathbf{R}_k$ 以及还有对应的传输

比特流 $\hat{\vec{u}}_k$ 的估计。解码的比特向量 $\hat{\vec{u}}_k$ 在接收器处被重编码并且被重调制, 以在决策设备的输出端重新产生传输的符号向量 $\vec{x}_{k,D}$ 。对于每个信道 k , 接下来接收器重扩频估计的数据符号 $\vec{x}_{k,D}$ 以及重扩频的数据流接下来通过考虑的信道以产生 Φ_k 。一旦生成 R_{k-1} , 之后使用 $\hat{\vec{x}}_{k-1}^T = \vec{w}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1}$ 以迭代方式产生每个信道的接收的符号向量, 直到对于 $k = K^*, \dots, 1$, 估计出所有的传输的数据流。对于 $k = 1, \dots, K^*$, 基于 SIC 的 MMSE 接收器接下来将具有如下的修改过的系统值:

$$[0191] \quad \lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \vec{q}_k \quad (26)$$

[0192] 并且如果系统值以升序方式排序, 则能够为基于 SIC 的接收器实现最佳性能。

[0193] 使用带有 SIC 接收器的迭代协方差矩阵求逆方法进一步降低了接收器检测复杂性。迭代矩阵求逆方法也用于产生 SIC 系统值 λ_k , $k = 1, \dots, K^*$, 用于在使离散传输速率 $b_T = \sum_{k=1}^{K^*} b_{p_k}$ 的和最大化时使用, 其中 b_{p_k} 是分配给每个扩频序列符号的离散比特数, $k = 1, \dots, K^*$ 。SIC 系统值 λ_k 也将被用于受到能量约束 $\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$ 的能量的最优化分配。

[0194] 串行干扰消除接收器的主要复杂性问题是在计算 (25) 中给出的解扩器 $\vec{w}_k$ 和 (26) 中给出的系统值 λ_k 时涉及的逆矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 的数目, $k = 1, \dots, K^*$ 。这促使迭代协方差矩阵求逆的公式化。目的是消除解扩器和系统值计算需要的协方差矩阵求逆, 以便逆矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 是 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 的函数。通过将 (14) 重组为 $\mathbf{C}_k = \mathbf{D}_k + E_k \vec{q}_k \vec{q}_k^H$, 其中 $\mathbf{D}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \vec{q}_{k,1} \vec{q}_{k,1}^H + E_k \vec{q}_{k,2} \vec{q}_{k,2}^H$, 并使用矩阵求逆引理 $(A+UBV)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}U(B^{-1}+VA^{-1}U)VA^{-1}$, 逆矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 和 $\mathbf{D}_k^{-1}$ 能够被计算为:

$$[0195] \quad \mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - (\zeta_1^2 \zeta_2 |\xi_5|^2 + \zeta_1) \mathbf{Z}_1 \\ - \zeta_2 \mathbf{Z}_2 + \zeta_1 \zeta_2 (\xi_5 \mathbf{Z}_3 + \xi_5^* \mathbf{Z}_3^H) \quad \text{和} \quad (27)$$

$$[0196] \quad \mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4 \quad (28)$$

[0197] 其中, 我们定义距离向量 $\vec{d}$, $\vec{d}_1$, $\vec{d}_2$, 和 $\vec{d}_3$ 为:

$$[0198] \quad \vec{d} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_k, \quad \vec{d}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,1}, \quad \vec{d}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,2}, \quad \vec{d}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k. \quad (29)$$

[0199] 加权函数 ξ , ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 , ξ_5 , 和 ξ_6 使用下面式子产生:

$$[0200] \quad \xi = \vec{q}_k^H \vec{d}, \quad \xi_1 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_1, \quad \xi_2 = \vec{q}_{k,2}^H \vec{d}_2, \\ \xi_3 = \vec{q}_k^H \vec{d}_1, \quad \xi_4 = \vec{q}_k^H \vec{d}_2, \quad \xi_5 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5) \quad (30)$$

[0201] 加权的能量项 ζ , ζ_1 和 ζ_2 被给出为:

$$\begin{aligned}
 [0202] \quad \zeta = & \frac{E_k}{1 + E_k \left(\zeta - \frac{E_k |\zeta_3|^2}{1 + E_k \zeta_1} - \frac{E_k (|\zeta_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \zeta_1} \zeta_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \zeta_1} \right)^2 |\zeta_5|^2 |\zeta_3|^2)}{1 + E_k \left(\zeta_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \zeta_1} |\zeta_5|^2 \right)} \right)}, \\
 & \zeta_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \zeta_1}, \quad \zeta_2 = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\zeta_2 - \zeta_1 |\zeta_5|^2 \right)}. \quad (31)
 \end{aligned}$$

[0203] 我们进一步定义临时矩阵 Z_1, Z_2, Z_3 和 Z_4 如下：

$$[0204] \quad \mathbf{Z}_1 = \vec{d}_1 \vec{d}_1^H, \quad \mathbf{Z}_2 = \vec{d}_2 \vec{d}_2^H, \quad \mathbf{Z}_3 = \vec{d}_1 \vec{d}_2^H, \quad \mathbf{Z}_4 = \vec{d}_3 \vec{d}_3^H. \quad (32)$$

[0205] 对于给定的能量分配 $E_k, k = 1, \dots, K^*$, 和带有 $\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}, E_k, \sigma^2$ 的给定的 MIMO 系统参数集以及还有 $\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$, 矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 和系统值 λ_k 从 $k = 1$ 开始, 构造如下：

[0206] 1. 使用 (29) 产生距离向量, $\vec{d}, \vec{d}_1$ 和 $\vec{d}_2$ 。计算在 (30) 中给出的加权因子 $\xi, \xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4, \xi_5$, 和 ξ_6 , 以使用 (31) 和分配的能量 $E_k, k = 1, \dots, K^*$, 产生加权能量项 ζ, ζ_1 和 ζ_2 。计算在 (32) 中给出的临时矩阵 Z_1, Z_2 和 Z_3 , 以采用 (27) 构造 $\mathbf{D}_k^{-1}$ 。

[0207] 2. (29) 和 (32) 给出的距离向量 $\vec{d}_3$ 和对应的矩阵 Z_4 被用于构造 (28) 中给出的 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 。

[0208] 3. 使用 $\lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_k$ 获得系统值。

[0209] 4. 如果 $k = K^*$, 停止算法, 否则通过设置 $k = k+1$, 步骤从步骤 1 开始重复。

[0210] 使用 (28) 重组 (26) 中给出的系统值 λ_k , 以使用 (29), (30), (31) 和 (32) 中给出的关系将在第 k 个 SIC 接收器的输出端的信噪比 γ_k 简化为下面的形式：

$$[0211] \quad \gamma_k = \frac{\lambda_k}{1 - \lambda_k} = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k \quad (33)$$

[0212] 提出的基于 SIC 的迭代方法从第一个信道 $k = 1$ 开始使用 (27) 和 (28) 和 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 计算 $\mathbf{C}_k^{-1}$, $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 在以 $\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 开始的前面的迭代中被构造。这个迭代协方差矩阵求逆方法将被用于产生信噪比 γ_k 和系统值 $\lambda_k, k = 1, \dots, K^*$, 系统值将以升序排序, 以最大化基于 SIC 的 HSDPA 下行链路总容量性能。

[0213] 第 k 个信道的能量 $E_{k,i}$ 使用 (24) 以及 $\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$ 被更新, $\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$ 需要使用所有 K 个信道的能量在第 $(i-1)$ 次迭代被更新。这促使仅仅依赖于 $E_{k,i-1}$ 的迭代能量分配 $E_{k,i}$ 的公式化, 使得协方差矩阵求逆 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 仅需要每个信道使用 E_k 更新一次。

[0214] 根据本发明的替代实施例, 下面阐述一种无需在每次能量迭代中对任何矩阵求逆以迭代方式计算能量 E_k 的方法。

[0215] 通过重组 (33) 如下：

$$[0216] \quad E_{k,i} = \frac{\gamma_k^*}{\vec{q}_k^H \mathbf{D}_{k,(i-1)}^{-1} \vec{q}_k} \quad (36)$$

[0217] 来产生用 $E_{k,i-1}$ 和从 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 构造的参数表示的 $E_{k,i}$ 。为了这个目的, 使用 (27) 简化 (34) 中给出的项 $\vec{q}_k^H \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k$, 以重新表示公式 (34) 如下:

$$[0218] \quad E_{k,i} = \frac{\gamma_k^*}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k (\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2)}} \quad (35)$$

[0219] 其中权重因子 ξ , ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 , ξ_5 和 ξ_6 使用 (30) 和 (29) 中给出的距离向量 $\vec{d}$, $\vec{d}_1$ 和 $\vec{d}_2$ 和通过设置 $\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$ 和开始的信道数为 $k = 1$, 由 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 和 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$ 构造。这种迭代能量计算需要使用来自 (17) 的目标 SNR 值 $\gamma^*(b_{p_k})$ 和 $\gamma^*(b_{p_{k+1}})$, 用于期望的传输速率 b_{p_k} 和 $b_{p_{k+1}}$ 。能量 E_k 的初始值设置为 $E_k = \frac{E_T}{K}$, 之后使用 (35) 针对对应于信道 k 的选定传输速率 b_{p_k} 的目标 SNR γ_k^* 以迭代方式更新能量 E_k 。迭代继续, 直到能量收敛于固定值或达到给定的迭代次数 $I_{\max}$ 。一旦产生能量 E_k , 用 $E_{k,i}$ 和 $\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$ 构造 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 需要使用 (32) 计算出的临时矩阵 Z_1, Z_2 和 Z_3 , 以使用 (27) 构造 $\mathbf{D}_k^{-1}$, 并且之后使用 (29) 产生 $\vec{d}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \vec{q}_k$, 以及使用 (32) 产生 Z_4 。接下来使用 $\xi = \frac{E_k}{1 + \gamma_k^*}$ 计算加权的能量项 ξ 。使用得到的 $\mathbf{D}_k^{-1}$, Z_4 和

ξ , 使用 (28) 构造逆矩阵 $\mathbf{C}_k^{-1}$ 。针对每个信道重复这个过程, 直到对于 $k = 1, \dots, K^*$, 为所有信道产生所有能量和逆协方差矩阵。一旦能量被分配, 发射器给接收器提供分配的能量。

[0220] 根据本发明的第三个实施例, 可以通过基于最小系统值的离散比特加载算法的手段实现扩频序列的选择。基于最小系统值的方法代替了本发明的第一和第二实施例中讨论的基于平均系统值的方法。因此, 本发明的第三实施例可以应用于本发明的第一实施例的基于非 SIC 的接收器, 或应用于本发明的第二实施例的基于 SIC 的接收器。只对区别于本发明的第一实施例或第二实施例的第三实施例的那些特征进行详细讨论。

[0221] 优化针对相等能量情况的序列数目 K_{EE}^* , 以最大化总速率 $R_{T,EE}$ 。该算法最初将设置临时最优数目 $K_{\text{opt}} = K$, 并将使用向量 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2}$, $k = 1, \dots, K_{\text{opt}}$ 和 $\vec{k}_{\text{order}}$ 以及还有参数 $E_T, N_T, N_R, \sigma^2, K, L$ 。在运行了概述为本发明的第一实施例的一部分的前三个步骤后, 带有初始值 $\vec{b}_{\min} = \vec{0}_K$ 的大小为 K 的向量, 带有初始值 $K_{\text{sequences}} = 0_{K \times K}$ 的 $N_T K \times K$ 维矩阵 $K_{\text{sequences}}$ 将作为下面的迭代过程的一部分生成。

[0222] 1. 通过选择满足下面不等式的离散比特值 b_{p_k} , 将最小比特率向量 $\vec{b}_{\min}$ 的第 k 个元素设置为 $[\vec{b}_{\min}]_k = b_{p_k}$, $k = 1, \dots, K$:

$$[0223] \quad \lambda^*(b_{p_k}) \leq [\vec{\lambda}_{\min}]_k < \lambda^*(b_{p_{k+1}}) \quad (36)$$

[0224] 2. 对于相等能量加载方案, 最优数目 K_{EE}^* 通过 $K_{EE}^* = \arg(\max_{1 \leq k \leq K} (k[\vec{b}_{\min}]_k))$ 给出, 总速率为 $R_{T,EE} = K_{EE}^* b_1^{(\min)}$, 其中 $b_1^{(\min)} = [\vec{b}_{\min}]_{K_{EE}^*}$ 。比特的总数目能够通过识别总共 m 个信道进一步增加, 所述信道利用速率

$b_2^{(\min)} = [\vec{b}_{\min}]_m$ 使 $m = \arg\left(\max_{1 \leq k \leq (K-K_{EE}^*-1)} (k[\vec{b}_{\min}]_k)\right)$ 最大化, 以传输总数目的比特:

$$[0225] \quad R_{T,EE} = (K_{EE}^* - m)b_1^{(\min)} + mb_2^{(\min)}. \quad (37)$$

[0226] 3. 使用原始的序列矩阵 $\mathbf{S} = [\vec{s}_1 \quad \dots \quad \vec{s}_K]$ 和设置 $\vec{s}_k^{(EE)} = \vec{s}_{c_k}$ 构造用于相等能量加载方案的特征序列 $\mathbf{S}^{(EE)} = [\vec{s}_1^{(EE)}, \dots, \vec{s}_{K_{EE}^*}^{(EE)}]$, 其中 $c_k = [\mathbf{K}_{sequences}]_{k, K_{EE}^*}$, $k = 1, \dots, K_{EE}^*$ 。

[0227] 对于相等能量加载方案, 针对每个信道 $k = 1, \dots, K_{EE}^*$, 将能量设置为 $E_k = \frac{E_T}{K_{EE}^*}$ 。

[0228] 根据本发明的第四个实施例, 使用基于迭代注水的连续比特加载方法代替本发明的第一实施例的平均系统值比特加载方法。再次, 能够借助本发明的第一实施例的基于非 SIC 的接收器或本发明的第二实施例的基于 SIC 的接收器利用本发明的第四实施例。此外, 只对本发明的第四实施例中的区别于之前描述的本发明的实施例的那些特征进行详细讨论。

[0229] 该方法将最初设置信道的最优数目 K^* 为 $K^* = K$ 。开始时, 使用 (13) 中给出的

$E_k = \frac{E_T}{K^*}$ 和 C^{-1} 将产生 (15) 中给出的系统值 λ_k 的集合, $k = 1, \dots, K^*$, 作为大小为 K^* 的向

量 $\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$ 的元素。向量 $\vec{\lambda}$ 将接着被用于使用 $\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_{k,1}}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_{k,2}}$ 以

及向量 $\vec{k}_{order}$ 重组匹配滤波器序列, 对于 $k = 1, \dots, K^*$, $\vec{k}_{order}$ 使用 $[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{a_k}$, 其中

a_k 是 $\vec{\lambda}$ 的第 k 个最小元素的索引号。然后迭代将开始。在每次迭代中, 将使用 (26) 或 (15) 计算系统值, 并且将对系统值和对应的特征序列排序, 使得系统值将以升序呈现。系统值接着被用于计算信道 SNR 值和注水常量。信道 SNR 和注水常量将用于给每个信道分配能量。如果第一扩频序列的能量为负, 则第一扩频序列将被移除, 并且重复上述步骤直到第一能量分配为正。对于正的第一能量分配, 以指定的迭代次数重复系统值计算、特征序列和系统值重排序、信道 SNR 和注水计算以及还有能量分配计算。利用最后的能量分配, 对应的系统值将被用于计算每个扩频序列的信噪比。SNR 值将用于确定分配给每个扩频序列的速率。

[0230] 根据下面的方式迭代注水算法：

[0231] 1. 设置循环计数器 I 为 $I = 1$ 。如果 $K^* < K$, 对于 $k = 1, \dots, K^*$, 使用 $E_k = E_{k+1}$ 和 $\vec{q}_k = \vec{q}_{k+1}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{(k+1),1}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{(k+1),2}$ 以及还有 $\left[\vec{k}_{order} \right]_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_{k+1}$, 能量 E_k 的数目和序列 $\vec{q}_k$, $\vec{q}_{k,1}$, $\vec{q}_{k,2}$ 以及因此向量 $\vec{k}_{order}$ 的大小 K^* 从 K^*+1 减少为 K^* 。

[0232] 2. 对于正在考虑的系统, 使用 (26) 或 (15) 产生系统值 λ_k 的集合, 以使用 $\left[\vec{g} \right]_k = \frac{\lambda_k}{E_k(1-\lambda_k)}$, $k = 1, \dots, K^*$, 构造大小为 K^* 的信道 SNR 向量 $\vec{g}$ 。注水常量被计算为

$$K_{WF} = \frac{1}{K^*} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K^*} \frac{1}{\left[\vec{g} \right]_k} \right)。$$

使用 $E_k = K_{WF} - \frac{1}{\left[\vec{g} \right]_k}$, $k = 1, \dots, K^*$, 分配能量。

[0233] 3. 接下来, a_k 项用作 $\vec{g}$ 的第 k 个最小元素的索引号。采用索引号 a_k , 使用 $\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}$, $\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$ 和 $\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$ 和 $E_k = E_{a_k}$ 以及还有 $\left[\vec{k}_{order} \right]_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_{a_k}$, $k = 1, \dots, K^*$, 重新排序向量、能量以及还有向量 $\vec{k}_{order}$ 的元素。

[0234] 4. 如果 $E_1 < 0$, 将使用的信道数目被设置为 $K^* = K^* - 1$, 并且从步骤 1 开始重复步骤。否则计数器使用 $I = I + 1$ 增加, 以及接着如果 $I < I_{max}$, 则从步骤 2 开始重复步骤。

[0235] 迭代注水算法使用 $\vec{s}_k^{(WF)} = \vec{s}_{a_k}$ 返回非离散速率以及还有重排序的特征序列, 其中 $a_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_k$, $k = 1, \dots, K^*$ 。迭代注水总容量上限能够使用在最后的迭代 $I = I_{max}$ 期间识别的系统值获得。

[0236] 在运行注水算法确定序列的最优数目以及还有序列的顺序后, 这个算法接着通过在步骤 1 中从 K 到 1 减少可用码的总数目重新运行。之后将引起最高总速率的码的总数目选择为码的最优数目。

[0237] 尽管上面提到的本发明的实施例都涉及到基于 MIMO 的系统, 但是应当理解的是, 根据本发明的替代实施例, 也可以使用基于 SISO 的系统。在基于 SISO 的系统内, 应当理解的是, $N_T = 1$ 和 $N_R = 1$ 。

[0238] 应当理解的是, 术语扩频序列和信道可互换。

[0239] 上面描述的各种方法可以在硬件中或通过计算机程序实施。当通过计算机程序实施时, 可以提供具有用于存储计算机程序的存储器, 以及用于实施计算机程序的处理器。计算机程序可以包括计算机代码, 其被布置为命令计算机执行上面描述的各种方法中的一个或更多个功能。可以给装置, 例如计算机, 提供在计算机可读介质上的执行这类方法的计算机程序和 / 或代码。计算机可读介质可以是, 例如, 电、磁、光、电磁、红外或半导体系统或者进行数据传输的传播介质, 例如用于通过互联网下载代码。物理计算机可读介质的非限制性的实例包括半导体或固态存储器、磁带、可移除的计算机磁盘、随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM)、刚性磁盘以及光磁盘, 如 CD-ROM、CD-R/W 或 DVD。

[0240] 装置, 例如计算机, 可以根据这类计算机代码被配置为根据上面讨论的各种方法,

执行一个或更多个过程。

[0241] 应当理解的是,在适当的情况下,上述实施例中的任何一个可以与另一个组合。此外,应当理解的是,本发明的上述实施例仅仅是作为示例提供,因此,本发明的范围仅仅受到附加的权利要求的范围限制。

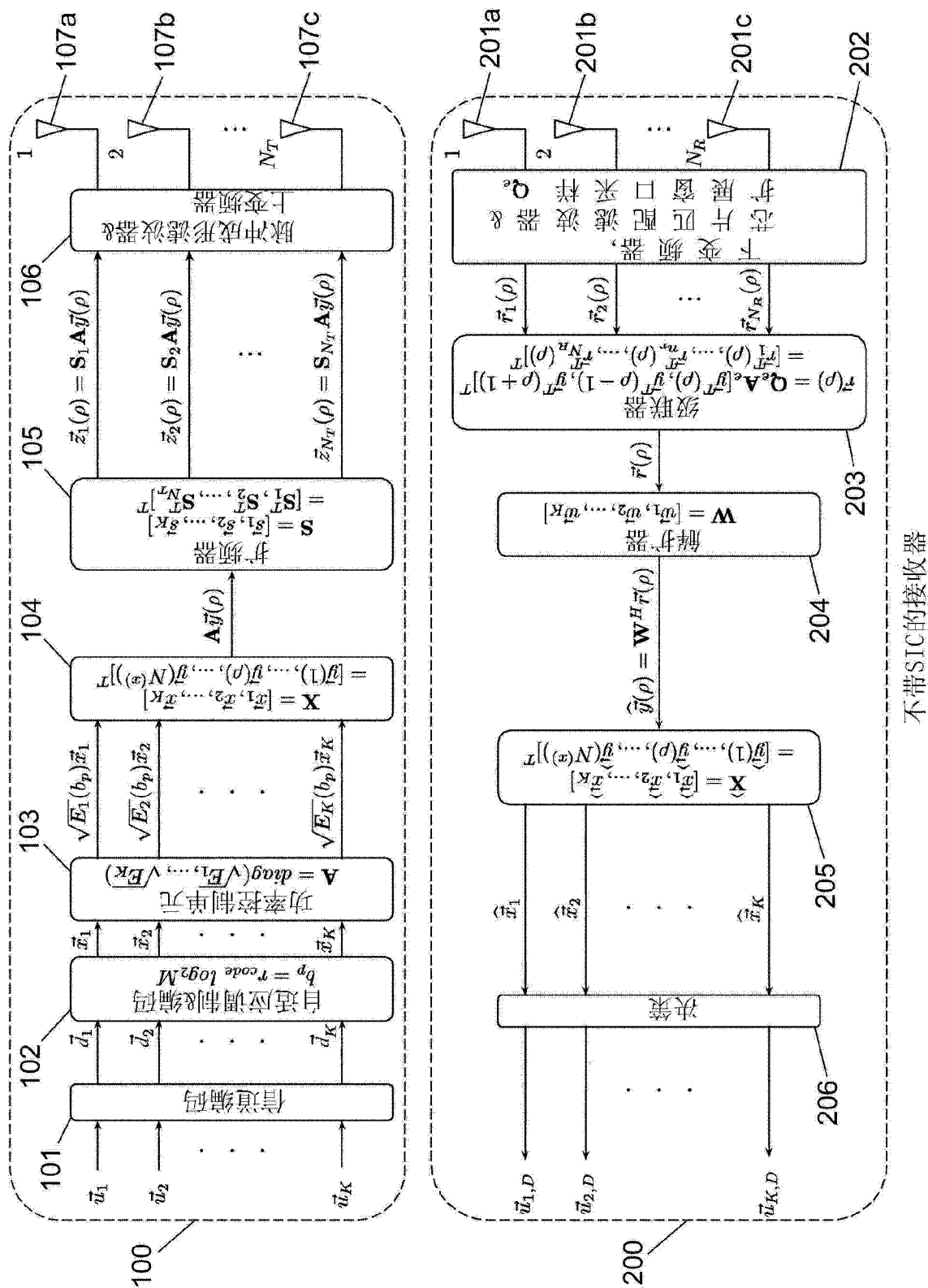


图 1

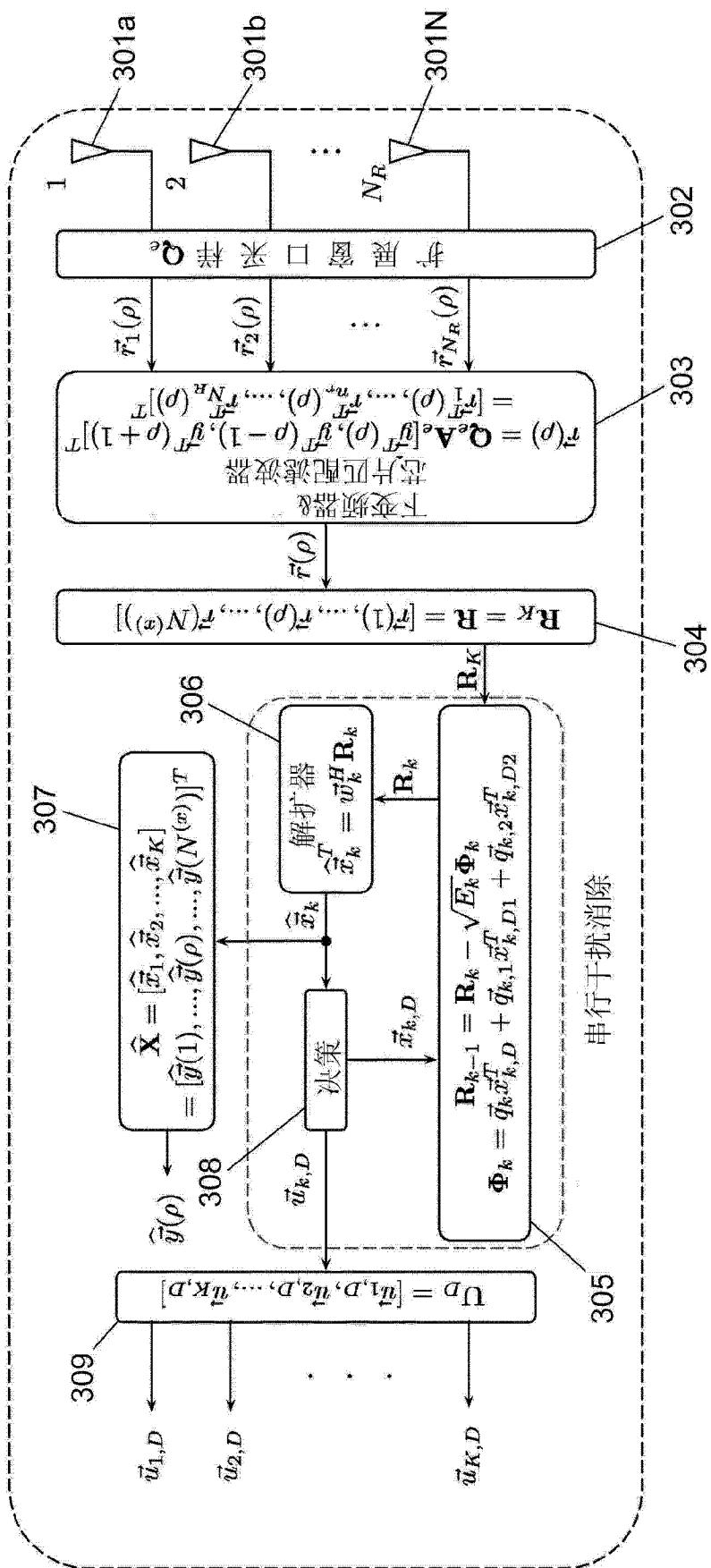


图 2