



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 105871766 B

(45) 授权公告日 2021.02.23

(21) 申请号 201510033772.X

H04L 27/34 (2006.01)

(22) 申请日 2015.01.23

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105871766 A

CN 103380416 A, 2013.10.30

CN 1421085 A, 2003.05.28

(43) 申请公布日 2016.08.17

WO 2014123926 A1, 2014.08.14

CN 102820938 A, 2012.12.12

(73) 专利权人 北京三星通信技术研究有限公司
地址 100028 北京市朝阳区太阳宫中路2
号楼15层1503

CN 1665232 A, 2005.09.07

US 2013215841 A1, 2013.08.22

专利权人 三星电子株式会社

审查员 刘丽娜

(72) 发明人 朱大琳 喻斌 孙鹏飞

(74) 专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司 11018

代理人 蒋欢 王琦

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

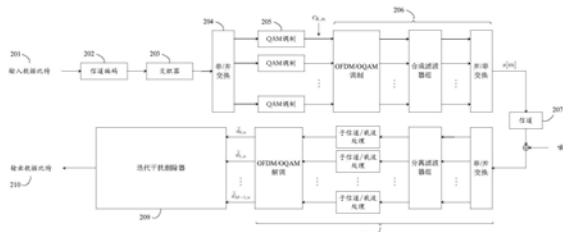
权利要求书9页 说明书33页 附图14页

(54) 发明名称

干扰删除方法、干扰删除辅助方法、以及干扰删除装置

(57) 摘要

本申请公开了一种干扰删除方法,包括:计算接收信号的均值和方差,得到所述接收信号的统计信息;根据所述接收信号的统计信息,计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;重复上述操作,直至达到约定的迭代次数后,对所述接收信号的译码对数似然比信息进行硬判决,输出经过硬判决后的数据比特信息。本申请还公开了具备干扰删除装置、干扰删除辅助方法、基站及终端。应用本申请能够降低FBMC/OQAM系统残余固有干扰对系统性能的影响,并提高FBMC/OQAM系统的频谱使用效率和使用灵活性。



1. 一种干扰删除方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:计算经过干扰后处理后的接收信号或经过干扰预处理后的接收信号的均值和方差,得到所述接收信号的统计信息;

步骤2:根据所述接收信号的统计信息,计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

步骤3:根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;

步骤4:重复步骤1至步骤3的操作,直至达到约定的迭代次数后,对所述接收信号的译码对数似然比信息进行硬判决,输出经过硬判决后的数据比特信息;

其中,

所述经过干扰后处理后的接收信号通过执行以下操作得到:

对接收信号进行匹配滤波、信道均衡、合并和取实部操作后,得到初始信号;

对所述初始信号进行基于最小欧式距离的符号级硬判决,得到硬判决信号;

对所述硬判决信号进行解调、并/串变换、解交织和信道译码操作,并对所得结果进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作,得到估计信号;

根据所述初始信号和所述估计信号,执行初步干扰删除操作,得到经过干扰后处理后的接收信号;

所述经过干扰预处理后的接收信号通过执行以下操作得到:

对接收信号进行匹配滤波后得到滤波信号;所述滤波信号经过信道均衡、合并和取虚部操作后,得到初始信号干扰估计;

根据所述滤波信号和初始信号干扰估计,执行初步干扰删除操作,得到初步干扰预处理后的接收信号;

对所述初步干扰预处理后的接收信号进行软解调/判决,得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

对所述后验对数概率似然比信息进行并/串变换、解交织和信道译码后,对所得结果重新进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后,得到经过干扰预处理后的接收信号。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:所述方法适用于,

删除基于单发单收SISO的多载波/偏移正交幅度调制FBMC/OQAM系统中的符号间干扰ISI和子载波间干扰ICI;或者,删除基于多发多收MIMO的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI;或者,删除基于分布式多天线的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI。

3. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述初步干扰删除操作表述为:

$$\tilde{d}'_{k_0, n_0} = \tilde{d}_{k_0, n_0} - \Re \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \in \Omega_{(k_0, n_0)}} \hat{d}'_{k, n} (\phi'_{k_0, n_0})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m] \right\}$$

其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; $\Re\{\}$ 为取实部操作; \tilde{d}'_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的干扰后处理信号; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点

(k_0, n_0) 的初始信号; $\hat{d}_{k,n}^i$ 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 周围时频格点 (k, n) 的估计信号; $h_{k,n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $g_{k,n}[m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数; $f_{k_0, n_0}[m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

4. 根据权利要求3所述的方法, 其特征在于, 所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

5. 根据权利要求1所述的方法, 其特征在于, 所述初步干扰删除操作表述为:

$$\bar{y}_{k_0, n_0} = y_{k_0, n_0} - \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{(k,n) \in \Omega_{k_0, n_0}} j h_{k,n}^{(n_t, n_r)} \tilde{u}_{k_0, n_0}$$

其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; \bar{y}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初步干扰预处理信号; y_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号; $h_{k,n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; \tilde{u}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号干扰估计; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

6. 根据权利要求5所述的方法, 其特征在于, 所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

7. 根据权利要求1所述的方法, 其特征在于:

所述步骤2中计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息表述为:

$$\Xi(b_{k_0, n_0}(u)) = \log \left[\frac{\sum_{\{q_u = +1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)}{\sum_{\{q_u = -1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)} \right]$$

其中,

$$P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q) = \sum_{(k,n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \left\{ \frac{1}{[2\pi \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})]^{1/2}} \times \exp \left[\frac{-\left(\tilde{d}_{k_0, n_0} - E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) - \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{n_t=1}^{N_t} |\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 a_q \right)^2}{2\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})} \right] \prod_{(k,n) \in \Omega_{k_0, n_0}} P(d_{k,n} = a_q) \right\}$$

并且, $P(d_{k,n} = a_q) = \prod_{u=1, 2, \dots, Q; q_u \in \{+1, -1\}} P(b_{k,n}(u) = q_u)$; (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时

频格点周围的时频格点; $\Xi(b_{k_0, n_0}(u))$ 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的信源信号 d_{k_0, n_0} 的第 u 个比特

$b_{k_0, n_0}(\mathbf{u})$ 的估计对数概率似然比信息; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号; a_q 表示发射的实数符号, 并且有 $a_q = 2^q - 2q + 1, q = 1, 2, \dots, 2^Q$; Q 为 QAM 的调制阶数; a_q 的正负二进制可以表示为 $l_2(a_q) = q_1 q_2 \dots q_Q$, 其中 $q_u \in \{+1, -1\}, \forall u \in 1, 2, \dots, Q$; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $d_{k, n}$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号; $b_{k, n}(\mathbf{u})$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号 $d_{k, n}$ 的第 u 个比特; $N_T (N_T \geq 1)$ 和 $N_R (N_R \geq 1)$ 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域;

$E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 和 $Var(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 分别表述为:

$$E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) - \varphi_{k_0, n_0} E(d_{k_0, n_0})$$

其中,

$$E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\ - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}}\right),$$

$$E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\ - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}}\right)$$

并且,

$$Var(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = Var\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + Var\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) \\ + 2 \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} - \varphi_{k_0, n_0}^2 Var(d_{k_0, n_0})$$

其中, $\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r}$ 为 $(y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}$ 和 $(y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}$ 的协方差, 计算为:

$$\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} = \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right) Var(d_{k_0, n_0}) \\ - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} Var(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)$$

另外,

$$Var\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}}\right)^2 Var(d_{k_0, n_0}) \\ - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} Var(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}}\right)^2,$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Im}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right)^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\ &- \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}}\right)\right)^2 \end{aligned}$$

其中, $h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 和 $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 分别为时频格点 (k_0, n_0) 和 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; $\Re\{\cdot\}$ 为取实部操作; $(\cdot)^{\text{Re}}$ 和 $(\cdot)^{\text{Im}}$ 分别表示的是一个复数符号的实部和虚部; $\delta_{(k, n), (k_0, n_0)}$ 为 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m]$ 的幅值; $g_{k, n}[m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数; $f_{k_0, n_0}[m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; $y_{k_0, n_0}^{n_r}$ 为接收天线 n_r 上所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号; $\varphi_{k_0, n_0} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^* h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 。

8. 根据权利要求1所述的方法, 其特征在于, 所述步骤3包括以下操作:

根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息, 对所述接收信号进行后验概率对数似然比APP译码, 得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息和后验对数概率似然比信息, 计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息。

9. 根据权利要求8所述的方法, 其特征在于, 所述APP译码包括Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv BCJR译码算法。

10. 根据权利要求1至8任一项所述的方法, 其特征在于:

在执行首次迭代操作前, 所述接收信号的统计信息通过所述经过干扰后处理后的接收信号和/或所述经过干扰预处理后的接收信号计算得到。

11. 一种干扰删除装置, 其特征在于, 包括: 第一模块、第二模块、第三模块和迭代模块, 其中:

第一模块, 用于计算经过干扰后处理后的接收信号或经过干扰预处理后的接收信号的均值和方差, 得到所述接收信号的统计信息;

第二模块, 用于根据所述接收信号的统计信息, 计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

第三模块, 用于根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息, 计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息, 并更新所述接收信号的统计信息的计算;

迭代模块, 用于控制所述第一模块、第二模块和第三模块进行重复操作, 直至达到约定的迭代次数后, 输出经过硬判决后的数据比特信息;

其中,

所述经过干扰后处理后的接收信号通过执行以下操作得到:

对接收信号进行匹配滤波、信道均衡、合并和取实部操作后, 得到初始信号;

对所述初始信号进行基于最小欧式距离的符号级硬判决, 得到硬判决信号;

对所述硬判决信号进行解调、并/串变换、解交织和信道译码操作, 并对所得结果进行

信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作,得到估计信号;

根据所述初始信号和所述估计信号,执行初步干扰删除操作,得到经过干扰后处理后的接收信号;

所述经过干扰预处理后的接收信号通过执行以下操作得到:

对接收信号进行匹配滤波后得到滤波信号;所述滤波信号经过信道均衡、合并和取虚部操作后,得到初始信号干扰估计;

根据所述滤波信号和初始信号干扰估计,执行初步干扰删除操作,得到初步干扰预处理后的接收信号;

对所述初步干扰预处理后的接收信号进行软解调/判决,得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

对所述后验对数概率似然比信息进行并/串变换、解交织和信道译码后,对所得结果重新进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后,得到经过干扰预处理后的接收信号。

12. 根据权利要求11所述的装置,其特征在于:该装置适用于,

删除基于单发单收SISO的FBMC/OQAM系统中的符号间干扰ISI和子载波间干扰ICI;或者,删除基于多发多收MIMO的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI;或者,删除基于分布式多天线的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI。

13. 根据权利要求11所述的装置,其特征在于,所述初步干扰删除操作表述为:

$$\tilde{d}'_{k_0, n_0} = \tilde{d}_{k_0, n_0} - \Re \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \in \Omega_{(k_0, n_0)}} \hat{d}'_{k, n} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m] \right\}$$

其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; $\Re\{\cdot\}$ 为取实部操作; \tilde{d}'_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的干扰后处理信号; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号; $\hat{d}'_{k, n}$ 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 周围时频格点 (k, n) 的估计信号; $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $g_{k, n} [m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数; $f_{k_0, n_0} [m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

14. 根据权利要求13所述的装置,其特征在于,所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

15. 根据权利要求11所述的装置,其特征在于,所述初步干扰删除操作表述为:

$$\bar{y}_{k_0, n_0} = y_{k_0, n_0} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \in \Omega_{(k_0, n_0)}} j h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \tilde{u}_{k_0, n_0}$$

其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; \bar{y}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初步干扰预处理信号; y_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号;

$h_{k,n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; \tilde{u}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号干扰估计; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

16. 根据权利要求15所述的装置, 其特征在于, 所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

17. 根据权利要求11所述的装置, 其特征在于:

所述计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息表述为:

$$\Xi(b_{k_0, n_0}(u)) = \log \left[\frac{\sum_{\{q_u = +1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)}{\sum_{\{q_u = -1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)} \right]$$

其中,

$$P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q) = \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \left\{ \frac{1}{[2\pi \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})]^{1/2}} \times \exp \left[\frac{-\left(\tilde{d}_{k_0, n_0} - E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} |\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 a_q \right)^2}{2\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})} \right] \prod_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} P(d_{k, n} = a_q) \right\}$$

并且, $P(d_{k, n} = a_q) = \prod_{u=1, 2, \dots, Q; q_u \in \{+1, -1\}} P(b_{k, n}(u) = q_u)$; (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时

频格点周围的时频格点; $\Xi(b_{k_0, n_0}(u))$ 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的信源信号 d_{k_0, n_0} 的第 u 个比特 $b_{k_0, n_0}(u)$ 的估计对数概率似然比信息; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号; a_q 表示发射的实数符号, 并且有 $a_q = 2^Q - 2q + 1$, $q = 1, 2, \dots, 2^Q$; Q 为 QAM 的调制阶数; a_q 的正负二进制可以表示为 $1_2(a_q) = q_1 q_2 \dots q_Q$, 其中 $q_u \in \{+1, -1\}$, $\forall u \in 1, 2, \dots, Q$; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $d_{k, n}$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号; $b_{k, n}(u)$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号 $d_{k, n}$ 的第 u 个比特; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域;

$E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 和 $\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 分别表述为:

$$E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) - \phi_{k_0, n_0} E(d_{k_0, n_0})$$

其中,

$$\begin{aligned}
E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Re}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right) \\
E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Im}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}}\right)
\end{aligned}$$

并且,

$$\begin{aligned}
\text{Var}\left(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}\right) &= \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Re}}\right) + \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Im}}\right) \\
&\quad + 2 \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} - \varphi_{k_0, n_0}^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0})
\end{aligned}$$

其中, $\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r}$ 为 $\left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Re}}$ 和 $\left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Im}}$ 的协方差, 计算为:

$$\begin{aligned}
\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} &= \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right) \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right)
\end{aligned}$$

另外,

$$\begin{aligned}
\text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Re}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}}\right)^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right)\right)^2,
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(y_{k_0, n_0}^{n_r}\right)^{\text{Im}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}}\right)^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(\left(\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Im}} \left(h_{k, n}^{(n_t, n_r)}\right)^{\text{Re}}\right)\right)^2
\end{aligned}$$

其中, $h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 和 $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 分别为时频格点 (k_0, n_0) 和 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; $\Re\{\cdot\}$ 为取实部操作; $(\cdot)^{\text{Re}}$ 和 $(\cdot)^{\text{Im}}$ 分别表示的是一个复数符号的实部和虚部; $\delta_{(k, n), (k_0, n_0)}$ 为 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m]$ 的幅值; $g_{k, n}[m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数; $f_{k_0, n_0}[m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; $y_{k_0, n_0}^{n_r}$ 为接收天

线 n_r 上所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号：
$$\varphi_{k_0, n_0} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}。$$

18. 根据权利要求11所述的装置,其特征在於,所述第三模块包括以下操作:

根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,对所述接收信号进行后验概率对数似然比APP译码,得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息和后验对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息。

19. 根据权利要求18所述的装置,其特征在於,所述APP译码包括Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv BCJR译码算法。

20. 根据权利要求11至19任一项所述的装置,其特征在於:

在执行首次迭代操作前,所述接收信号的统计信息通过所述经过干扰后处理后的接收信号和/或所述经过干扰预处理后的接收信号计算得到。

21. 一种干扰删除辅助方法,其特征在於,包括:

基站获取终端上报的信道状态信息;

基站根据终端上报的所述信道状态信息,选择需要进行上行迭代干扰删除操作的终端,并通过下行控制信道触发所选终端上报可配置传输模式信息及可配置合成滤波器组参数信息;

基站根据终端上报的所述可配置传输模式信息及可配置合成滤波器组参数信息,以及自身天线配置及资源分配情况,为所述终端配置传输模式参数及合成滤波器组参数,并通过下行控制信道将相应的配置信息下发给所述终端;

基站从所述终端接收上行FBMC/OQAM信号;

基站对接收的所述FBMC/OQAM信号采用如权利要求1所述方法进行干扰删除。

22. 根据权利要求21所述的方法,其特征在於:

所述信道状态信息包括:信道质量指示CQI、预编码矩阵指示PMI和秩指示RI中的一种或多种信息的组合;

所述传输模式信息包括:终端发射天线数、多输入多输出MIMO传输模式信息;

所述合成滤波器组的参数信息包括:合成滤波器组的类别及类型信息、合成滤波器组的配置参数信息。

23. 根据权利要求22所述的方法,其特征在於:

基站通过查表的方式,获得终端上报的所述可配置传输模式和可配置合成滤波器组参数;

基站下发的所述传输模式参数和合成滤波器组参数由终端通过查表的方式获得。

24. 一种干扰删除辅助方法,其特征在於,包括:

终端选择并配置传输模式及合成滤波器组参数;

终端根据所选传输模式及合成滤波器组参数,发送上行FBMC/OQAM调制信号;

终端上报信道状态信息、所选传输模式及合成滤波器组参数配置信息至基站,使得:

基站根据所述终端上报的信道状态信息,结合自身天线配置及资源分配情况,选择进行上行迭代干扰删除操作的终端;

基站根据所选终端上报的所述传输模式及合成滤波器组参数配置信息,选择匹配滤波

器参数和迭代算法,采用如权利要求1所述的方法对接收的FBMC/OQAM信号进行干扰删除。

25. 根据权利要求24所述的方法,其特征在于:

所述信道状态信息包括:信道质量指示CQI、预编码矩阵指示PMI和秩指示RI中的一种或多种信息的组合;

所述传输模式信息包括:终端发射天线数、多输入多输出MIMO传输模式信息;

所述合成滤波器组的参数信息包括:合成滤波器组的类别及类型信息、合成滤波器组的配置参数信息。

干扰删除方法、干扰删除辅助方法、以及干扰删除装置

技术领域

[0001] 本申请涉及无线通信技术领域,尤其涉及一种干扰删除方法、干扰删除辅助方法、干扰删除装置。

背景技术

[0002] 新一代移动通信技术具有网络架构简单、信号时延小、通信质量高、速度快等诸多优点。其中,多载波调制(Multi-carrier Modulation,MCM)技术被认为是现代和未来移动通信系统的基本框架技术之一。而作为多载波调制技术的典型代表,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)技术被广泛地应用于广播式的音频和视频领域以及民用通信系统中。例如欧洲的数字视频(Digital Video Broadcasting,DVB)和数字音频广播(Digital Audio Broadcasting,DAB)、甚高速数字用户环路(Very-high-bit-rate Digital Subscriber Loop,VDSL)、电力线通信(Power Line Communication,PLC)、IEEE802.11a/g无线局域网(Wireless Local Area,WLAN)、IEEE802.22无线城域网(Wireless Regional Area Network,WRAN)、IEEE802.16全球微波互联接入(World Interoperability for Microwave Access,WiMAX)和第三代移动通信合作伙伴项目(3rd Generation Partnership Project,3GPP)制定的Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA)协议对应的长期演进(Long Term Evolution,LTE)系统等。

[0003] 首先,OFDM技术的基本思想是将宽带信道划分为多个并行的窄带子信道,使得在频率选择性信道中传输的高速数据流变为在多个并行平坦子信道中传输的低速数据流,从而,大大增强了系统抵抗多径干扰的能力。其次,通过添加循环前缀(Cyclic Prefix,CP)使线性卷积变为圆周卷积,从而根据圆周卷积的性质,即当CP长度大于信道最大多径时延时,利用频域迫零(Zero Forcing,ZF)就可实现无符号间干扰(Inter-symbol Interference,ISI)的信道均衡,大大降低信道均衡的复杂度。另外,与最初的仅基于频分复用(Frequency Division Multiplexing,FDM)的多载波系统相比,在OFDM系统中,子载波之间在保证正交性的前提下可以相互重叠,更不需要保护频带,接收端也不需要数目众多的解调器。从这个角度讲,OFDM具有频谱利用率高、接收简单和硬件成本低等优点。特别地,由于OFDM系统中各子载波之间是相对独立的,使其在多址接入、功率分配等方面具有很强的灵活性。

[0004] 但是,常规的CP-OFDM技术也存在着一些不足之处,主要表现在:

[0005] (1) CP的采用降低了系统的功率效率。虽然添加CP可以有效地抵抗ISI,但也牺牲了一部分发射功率,降低了发射机的效率。而且当信道多径时延大于CP长度的时候,依然会引入严重的ISI。

[0006] (2) 对载波频率偏移(Carrier Frequency Offset,CFO)十分敏感。

[0007] (3) 具有较高的峰-均功率比(Peak-to-average Power Ratio,PAPR),对射频功率放大器的动态范围提出了很高的要求。

[0008] (4) 具有较高的带外辐射:为了克服这一问题,往往需要将两侧的一部分子载波空

闲,从而大大降低了系统的频谱利用率和数据传输效率。

[0009] 上述OFDM系统的缺点主要是由其自身的固有特性造成的。尽管通过采取一定的措施,可以降低这些缺点造成的影响,但同时也会增加系统设计的复杂度,且无法从根本上解决问题。在此背景下,从系统的基本设计结构出发,从引入具有优良时频聚焦(Time Frequency Localization, TFL)特性的滤波器、增加时频格点之间的距离和改变正交条件等多角度考虑,几种新的MCM技术正得到密切的关注并被广泛地研究。其中,具备这些性质的典型系统是滤波器组多载波/偏移正交幅度调制(Filter Bank Multi-carrier/Offset Quadrature Amplitude Modulation, FBMC/OQAM)系统,也可称作正交频分复用/偏移正交幅度调制(OFDM/OQAM)系统。

[0010] FBMC/OQAM系统是将经过QAM映射的复数符号的实部和虚部分开进行发送,其相邻实部和虚部之间偏移半个FBMC符号。由于FBMC/OQAM系统在复数域不满足正交条件,所以从严格意义上讲,它属于非正交系统的范畴。但是,FBMC/OQAM系统在实数域满足严格正交条件。因此,FBMC/OQAM系统可以认为是介于正交与非正交之间的准正交系统。由于在FBMC/OQAM系统中放宽了正交条件,利用正交性换取抗干扰特性的原则,引入了具有优良TFL特性的滤波器,从而使其具有很好的抗干扰性能。总之,FBMC/OQAM技术既保持了正交特性,使得接收系统的设计实现相对简单,同时又引入了具有优良TFL特性的滤波器,使系统具有较强的抗干扰性能,具有比较明显的优势,是第五代蜂窝移动通信系统(5th Generation Mobile Communications System,简称5G)的主要候选技术之一。

[0011] 特别地,FBMC/OQAM系统的优点主要表现在:

[0012] (1) 具有较高的频谱和功率利用率:与CP-OFDM相比,FBMC/OQAM是在相同的时间内发送了两个实数符号(相当于一个复数符号)。因此在不考虑CP的情况下,FBMC/OQAM系统与传统OFDM系统的频谱和功率效率相同。如果考虑CP带来的影响,与CP-OFDM相比,FBMC/OQAM系统则具有更高的频谱效率和有效发射功率。

[0013] (2) 具有同时抵抗ISI和子载波间干扰(Inter-carrier Interference, ICI)的能力:在FBMC/OQAM系统中,由于将正交条件由复数域严格正交放宽为实数域严格正交,为滤波器的引入提供了条件;而性能优越的滤波器可以在时域和频域同时具有很好的聚焦特性,因此,FBMC/OQAM系统可以在无CP的情况下具有同时抵抗ISI和ICI的能力。

[0014] (3) 系统实现相对简单:由于FBMC/OQAM系统依然属于正交系统的范畴,因而与非正交频分复用系统相比,其接收机的设计要相对简单。同时,FBMC/OQAM系统的实现也可基于IFFT和FFT运算,从而大大降低了系统设计实现的复杂度。

[0015] 当然,应用FBMC/OQAM技术也存在着一些挑战,主要包含以下几点:

[0016] (1) 信道估计相对困难:FBMC/OQAM系统仅在实数域严格正交,基函数之间存在固有干扰,只是这些干扰均为虚数值,在信道均衡过程中可以通过取实部操作加以消除。但是在复数信道条件下,信道的估计值为信道的真实值与固有干扰的叠加,当导频点周围的数据事先未知的情况下,固有干扰很难消除,严重影响了信道估计的精度。

[0017] (2) 具有较高的PAPR:造成PAPR高的原因主要是多个信号的叠加,即PAPR高是多载波系统的本质特性。因此作为一种MCM技术,FBMC/OQAM信号也必然具有较高的PAPR。

[0018] (3) 接收端均衡和解调等处理过程相对复杂:由于在接收信号中包含了比较复杂的干扰分量,仅仅通过取实部运算不能将其彻底消除,所以一般还需要使用干扰估计与抵

消等途径进一步消除残余干扰,从而增加了系统设计的复杂度。另外,由于要将复数据的实部与虚部分开进行发送,并在接收端进行相应的处理和合并,因此系统实现的复杂度也会相应增加。此外,由于固有干扰的存在,使得FBMC/OQAM与多入多出(Multi-input Multi-output, MIMO)等系统的结合变得相对复杂。

[0019] 综上所述,针对FBMC/OQAM系统中残余固有干扰的删除和/或抵消,目前还没有有效的、低复杂度的解决方案。由此可见,如能设计一种有效可行的干扰删除接收机,同时大幅降低系统设计的复杂度,将大大提高FBMC/OQAM系统的频谱使用效率和使用灵活性,提升FBMC/OQAM技术应用于未来第五代移动通信系统中的竞争力。

发明内容

[0020] 本发明所要解决的技术问题是在多径衰落信道和噪声影响下的FBMC/OQAM系统中,尚未有有效的、低复杂度的消除和/或避免系统中残余ISI和ICI的解决方案。为此,本发明提供了一种干扰删除方法及干扰删除装置,以降低系统残余固有干扰对系统性能造成的影响,从而提高FBMC/OQAM系统的频谱使用效率和使用灵活性。另外,本发明还提供了一种基站与终端间和基站与基站间的干扰删除辅助方法,用以辅助本发明干扰删除方法及接收机的实现。

[0021] 本发明公开了一种干扰删除方法,包括以下步骤:

[0022] 步骤1:计算接收信号的均值和方差,得到所述接收信号的统计信息;

[0023] 步骤2:根据所述接收信号的统计信息,计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

[0024] 步骤3:根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;

[0025] 步骤4:重复步骤1至步骤3的操作,直至达到约定的迭代次数后,对所述接收信号的译码对数似然比信息进行硬判决,输出经过硬判决后的数据比特信息。

[0026] 较佳地,所述方法适用于删除基于单发单收SISO的FBMC/OQAM系统中的符号间干扰ISI和子载波间干扰ICI、也适用于删除基于多发多收MIMO的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI、还适用于删除基于分布式多天线的FBMC/OQAM系统中的ISI和ICI。

[0027] 较佳地,所述步骤1中计算接收信号的均值和方差包括两种模式:

[0028] 模式1:计算经过干扰后处理后的接收信号的均值和方差;

[0029] 模式2:计算经过干扰预处理后的接收信号的均值和方差。

[0030] 较佳地,该方法还包括:执行以下操作得到所述经过干扰后处理后的接收信号:

[0031] 对接收信号进行匹配滤波、信道均衡、合并和取实部操作后,得到初始信号;

[0032] 对所述初始信号进行基于最小欧式距离的符号级硬判决,得到硬判决信号;

[0033] 对所述硬判决信号进行解调、并/串变换、解交织和信道译码操作,并对所得结果进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作,得到估计信号;

[0034] 根据所述初始信号和所述估计信号,执行初步干扰删除操作,得到经过干扰后处理后的接收信号。

[0035] 较佳地,所述初步干扰删除操作表述为:

$$[0036] \quad \tilde{d}'_{k_0, n_0} = \tilde{d}_{k_0, n_0} - \Re \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \hat{d}'_{k, n} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m] \right\}$$

[0037] 其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; $\Re\{\cdot\}$ 为取实部操作; \tilde{d}'_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的干扰后处理信号; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号; $\hat{d}'_{k, n}$ 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 周围时频格点 (k, n) 的估计信号; $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $g_{k, n} [m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数; $f_{k_0, n_0} [m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

[0038] 较佳地, 所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

[0039] 较佳地, 该方法还包括: 执行以下操作得到所述经过干扰预处理后的接收信号:

[0040] 对接收信号进行匹配滤波后得到滤波信号; 所述滤波信号经过信道均衡、合并和取虚部操作后, 得到初始信号干扰估计;

[0041] 根据所述滤波信号和初始信号干扰估计, 执行初步干扰删除操作, 得到初步干扰预处理后的接收信号;

[0042] 对所述初步干扰预处理后的接收信号进行软解调/判决, 得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

[0043] 对所述后验对数概率似然比信息进行并/串变换、解交织和信道译码后, 对所得结果重新进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后, 得到经过干扰预处理后的接收信号。

[0044] 较佳地, 所述初步干扰删除操作表述为:

$$[0045] \quad \bar{y}_{k_0, n_0} = y_{k_0, n_0} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} j h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \tilde{u}_{k_0, n_0}$$

[0046] 其中, (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为目标时频格点周围的时频格点; \bar{y}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初步干扰预处理信号; y_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号; $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应; \tilde{u}_{k_0, n_0} 为所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号干扰估计; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域。

[0047] 较佳地, 所述初步干扰删除操作通过迭代的方式完成。

[0048] 较佳地, 所述步骤2中计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息表述为:

$$[0049] \quad \Xi(b_{k_0, n_0}(u)) = \log \left[\frac{\sum_{\{q_v = +1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)}{\sum_{\{q_v = -1 | q \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q)} \right]$$

[0050] 其中,

$$P(\tilde{d}_{k_0, n_0} | d_{k_0, n_0} = a_q) = \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \left\{ \frac{1}{[2\pi \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})]^{N_g}} \right.$$

$$[0051] \quad \left. \times \exp \left[\frac{- \left(\tilde{d}_{k_0, n_0} - E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) - \sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} |\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 a_q \right)^2}{2\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})} \right] \prod_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} P(d_{k, n} = a_q) \right\}$$

[0052] 并且, $P(d_{k, n} = a_q) = \prod_{u=1, 2, \dots, Q; q_u \in \{+1, -1\}} P(b_{k, n}(u) = q_u)$; (k_0, n_0) 为目标时频格点; (k, n) 为

目标时频格点周围的时频格点; $\Xi(b_{k_0, n_0}(u))$ 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的信源信号 d_{k_0, n_0} 的第 u 个比特 $b_{k_0, n_0}(u)$ 的估计对数概率似然比信息; \tilde{d}_{k_0, n_0} 为所述时频格点 (k_0, n_0) 的初始信号; a_q 表示发射的实数符号, 并且有 $a_q = 2^Q - 2q + 1$, $q = 1, 2, \dots, 2^Q$; Q 为 QAM 的调制阶数; a_q 的正负二进制可以表示为 $1_2(a_q) = q_1 q_2 \dots q_Q$, 其中 $q_u \in \{+1, -1\}$, $\forall u \in 1, 2, \dots, Q$; $\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道均衡系数; $d_{k, n}$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号; $b_{k, n}(u)$ 为所述时频格点 (k, n) 的信源信号 $d_{k, n}$ 的第 u 个比特; N_T ($N_T \geq 1$) 和 N_R ($N_R \geq 1$) 分别为发射天线数和接收天线数; Ω_{k_0, n_0} 为目标时频格点 (k_0, n_0) 的邻域;

[0053] $E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 和 $\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\})$ 分别表述为:

$$[0054] \quad E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = E\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + E\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) - \phi_{k_0, n_0} E(d_{k_0, n_0})$$

[0055] 其中,

$$[0056] \quad E\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0})$$

$$- \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}}\right),$$

$$[0057] \quad E\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}}\right)^2\right) E(d_{k_0, n_0})$$

$$- \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} \left((\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}}\right)$$

[0058] 并且,

$$[0059] \quad \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right)$$

$$+ 2 \sum_{n_r=1}^{N_g} \sum_{n_t=1}^{N_r} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (\phi_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} - \phi_{k_0, n_0}^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0})$$

[0060] 其中, $\Psi_{(k,n),(k_0,n_0)}^{n_r}$ 为 $(y_{k_0,n_0}^{n_r})^{\text{Re}}$ 和 $(y_{k_0,n_0}^{n_r})^{\text{Im}}$ 的协方差, 计算为:

$$\begin{aligned} \Psi_{(k,n),(k_0,n_0)}^{n_r} &= \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} \right) \text{Var}(d_{k_0,n_0}) \\ [0061] \quad &- \sum_{(k,n) \in \Omega_{k_0,n_0}} \text{Var}(d_{k,n}) \delta_{(k,n),(k_0,n_0)}^2 \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k,n}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} (h_{k,n}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} \right) \end{aligned}$$

[0062] 另外,

$$\begin{aligned} \text{Var} \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0,n_0}^{n_r})^{\text{Re}} \right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} \right)^2 \text{Var}(d_{k_0,n_0}) \\ [0063] \quad &- \sum_{(k,n) \in \Omega_{k_0,n_0}} \text{Var}(d_{k,n}) \delta_{(k,n),(k_0,n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} (h_{k,n}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} \right)^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Var} \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0,n_0}^{n_r})^{\text{Im}} \right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} (h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} \right)^2 \text{Var}(d_{k_0,n_0}) \\ [0064] \quad &- \sum_{(k,n) \in \Omega_{k_0,n_0}} \text{Var}(d_{k,n}) \delta_{(k,n),(k_0,n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^{\text{Im}} (h_{k,n}^{(n_t,n_r)})^{\text{Re}} \right)^2 \end{aligned}$$

[0065] 其中, $h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)}$ 和 $h_{k,n}^{(n_t,n_r)}$ 分别为时频格点 (k_0, n_0) 和 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t

间的信道频域响应; $\Re\{\cdot\}$ 为取实部操作; $(\cdot)^{\text{Re}}$ 和 $(\cdot)^{\text{Im}}$ 分别表示的是一个复数符号的实部和

和虚部; $\delta_{(k,n),(k_0,n_0)}$ 为 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0,n_0}[m]$ 的幅值; $g_{k,n}[m]$ 为时频格点 (k, n) 的合成滤波器函数;

$f_{k_0,n_0}[m]$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的分析滤波器函数; m 为滤波器采样时刻索引; $y_{k_0,n_0}^{n_r}$ 为接收

天线 n_r 上所述目标时频格点 (k_0, n_0) 的滤波信号; $\varphi_{k_0,n_0} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (\phi_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)})^* h_{k_0,n_0}^{(n_t,n_r)}$ 。

[0066] 较佳地, 所述步骤3包括以下操作:

[0067] 根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息, 对所述接收信号进行后验概率对数似然比APP译码, 得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

[0068] 根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息和后验对数概率似然比信息, 计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息。

[0069] 较佳地, 所述APP译码包括Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv BCJR译码算法。

[0070] 较佳地, 在执行首次迭代操作前, 所述接收信号的统计信息通过所述经过干扰后处理后的接收信号和/或所述经过干扰预处理后的接收信号计算得到。

[0071] 本申请还公开了一种干扰删除装置, 包括: 第一模块、第二模块、第三模块和迭代模块, 其中:

[0072] 第一模块, 用于计算接收信号的均值和方差, 得到所述接收信号的统计信息;

[0073] 第二模块, 用于根据所述接收信号的统计信息, 计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

- [0074] 第三模块,用于根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;
- [0075] 迭代模块,用于控制所述第一模块、第二模块和第三模块进行重复操作,直至达到约定的迭代次数后,输出经过硬判决后的数据比特信息。
- [0076] 本申请还公开了一种干扰删除辅助方法,包括:
- [0077] 基站获取终端上报的信道状态信息;
- [0078] 基站根据终端上报的所述信道状态信息,选择需要进行上行迭代干扰删除操作的终端,并通过下行控制信道触发所选终端上报可配置传输模式信息及可配置合成滤波器组参数信息;
- [0079] 基站根据终端上报的所述可配置传输模式信息及可配置合成滤波器组参数信息,以及自身天线配置及资源分配情况,为所述终端配置传输模式参数及合成滤波器组参数,并通过下行控制信道将相应的配置信息下发给所述终端;
- [0080] 基站从所述终端接收上行FBMC/OQAM信号;
- [0081] 基站对接收的所述FBMC/OQAM信号采用如权利要求1所述方法进行干扰删除。
- [0082] 较佳地,所述信道状态信息包括:信道质量指示CQI、预编码矩阵指示PMI和秩指示RI中的一种或多种信息的组合;
- [0083] 所述传输模式信息包括:终端发射天线数、多输入多输出MIMO传输模式信息;
- [0084] 所述合成滤波器组的参数信息包括:合成滤波器组的类别及类型信息、合成滤波器组的配置参数信息。
- [0085] 较佳地,基站通过查表的方式,获得终端上报的所述可配置传输模式和可配置合成滤波器组参数;
- [0086] 终端通过查表的方式,获得基站下发的所述传输模式参数和合成滤波器组参数。
- [0087] 本申请还公开了一种干扰删除辅助方法,包括:
- [0088] 终端选择并配置传输模式及合成滤波器组参数;
- [0089] 终端根据所选传输模式及合成滤波器组参数,发送上行FBMC/OQAM调制信号;
- [0090] 终端上报信道状态信息、所选传输模式及合成滤波器组参数配置信息至基站;
- [0091] 基站根据所述终端上报的信道状态信息,结合自身天线配置及资源分配情况,选择进行上行迭代干扰删除操作的终端;
- [0092] 基站根据所选终端上报的所述传输模式及合成滤波器组参数配置信息,选择匹配滤波器参数和迭代算法,采用如权利要求1所述的方法对接收的FBMC/OQAM信号进行干扰删除。
- [0093] 较佳地,所述信道状态信息包括:信道质量指示CQI、预编码矩阵指示PMI和秩指示RI中的一种或多种信息的组合;
- [0094] 所述传输模式信息包括:终端发射天线数、多输入多输出MIMO传输模式信息;
- [0095] 所述合成滤波器组的参数信息包括:合成滤波器组的类别及类型信息、合成滤波器组的配置参数信息。
- [0096] 本申请还公开了一种基站,包括:接收模块、配置模块和通信模块,其中:
- [0097] 所述接收模块,用于对接收信号进行初始化、信号估计和干扰删除操作;也用于接收终端发送的测量与配置信息;

- [0098] 所述配置模块,用于配置基带单元的功能模式;也用于根据终端上报的测量与配置信息,配置用户终端的发射参数,配置基站侧所选滤波器的参数及迭代干扰删除操作参数;
- [0099] 所述通信模块,用于与终端间进行通信;也用于在标准接口上与其它基站进行通信。
- [0100] 本申请还公开了一种终端,包括:接收模块、配置模块、上报模块和通信模块,其中:
- [0101] 所述接收模块,用于接收基站下发的配置信息,包括但不限于:传输模式及合成滤波器参数配置信息;
- [0102] 所述配置模块,用于配置终端的发射参数,包括但不限于:传输模式及合成滤波器参数;
- [0103] 所述上报模块,用于上报信道状态信息、可配置传输模式及合成滤波器参数信息、所用传输模式及合成滤波器参数信息;
- [0104] 所述通信模块,用于与基站间进行通信。

附图说明

- [0105] 图1为基于滤波器组的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图;
- [0106] 图2为本申请实施例一中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图;
- [0107] 图3为本申请实施例一中迭代干扰删除接收机的设计原理示意图;
- [0108] 图4为本申请实施例一中迭代干扰删除接收机的工作流程示意图;
- [0109] 图5为本申请实施例二中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图;
- [0110] 图6为本申请实施例二中基本初始信号估计器的设计原理示意图;
- [0111] 图7为本申请实施例二中基于本申请发明的基本初始信号估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程示意图;
- [0112] 图8为本申请实施例三中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图;
- [0113] 图9为本申请实施例三中改进初始信号估计器的设计原理示意图;
- [0114] 图10为本申请实施例三中基于本申请发明的改进初始信号估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程示意图;
- [0115] 图11为本申请实施例四中的MIMO系统结构示意图;
- [0116] 图12为本申请实施例四中基于滤波器组的MIMO-FBMC/OQAM系统发送端原理示意图;
- [0117] 图13为本申请实施例四中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的MIMO-FBMC/OQAM系统接收端原理示意图;
- [0118] 图14为基于PHYDYAS原型滤波器的FBMC/OQAM系统的多路复用器脉冲响应示意图;
- [0119] 图15为本申请实施例四中迭代干扰删除器的设计原理示意图;
- [0120] 图16为本申请实施例四中增强初始信号估计器的设计原理示意图;

[0121] 图17为本申请实施例四中基于本申请发明的增强信号初始估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程示意图；

[0122] 图18为本申请实施例五中分布式多天线系统上行传输原理示意图；

[0123] 图19为本申请实施例五中分布式多天线系统的上行迭代干扰删除的实现机制与流程示意图；

[0124] 图20为本申请实施例六中基站与用户终端间进行上下行通信的原理示意图；

[0125] 图21为本申请实施例六中基站与用户终端间通信以辅助基站侧迭代干扰删除接收机实现的流程示意图；

[0126] 图22为本申请实施例六中通过终端发起并辅助的基站侧迭代干扰删除接收机实现的流程示意图；

[0127] 图23为本申请一较佳接收机的组成结构示意图；

[0128] 图24为本申请一较佳基站的组成结构示意图；

[0129] 图25为本申请一较佳终端的组成结构示意图。

具体实施方式

[0130] 为使本申请的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下参照附图并举实施例，对本申请作进一步详细说明。

[0131] 图1为基于滤波器组的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图。如图1所示，在发送端，101为OQAM调制模块；102为快速傅里叶逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 模块；103为多相滤波器 (Polyphase Filter) 模块；104为并/串转换模块。特别地，在本申请中，模块102、103和104统称为合成滤波器组 (Synthesis Filter Bank, SFB)。结合图1，SFB输出的满足因果条件的FBMC/OQAM离散时间基带信号可以表示为：

$$[0132] \quad s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} \theta_{k,n} p \left[m - \frac{nM}{2} \right] e^{j(2\pi/M)k(m-n(M/2)-((L_p-1)/2))} \quad (1)$$

[0133] 其中，

$$[0134] \quad \theta_{k,n} = e^{j(\pi/2)(k+n)} = j^{k+n} = \begin{cases} 1, & m+k \text{ 为偶数} \\ j, & m+k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

[0135] $p[m]$ 代表的是长度为 L_p 的原型滤波器组， m 为 SFB 的采样时刻索引。 M 表示的是滤波器组中子载波的个数，通常地， M 为偶数。特别地， $p[m]$ 的长度 L_p 由滤波器组中子载波的个数和整数重叠因子 K 决定，也就是 $L_p = KM$ 。其中，重叠因子 K 表示的是在时域上重叠发送的 FBMC/OQAM 符号的个数。 $d_{k,n}$ 表示第 n ($n \in Z$) 个符号时隙内第 k 个子载波上发送的基带调制实部符号信息，传输速率为 $2/T$ 。其中， T 代表的是一个符号的长度，并且 $T = 1/\Delta f$ ， Δf 为子载波间隔。另外， $d_{k,n}$ 和 $d_{k,n+1}$ 分别代表的是一个复数符号的 I (In-phase) 路和 Q (Quadrature) 路信号，传输速率为 $1/T$ 。其中，101 中“C2R_k”模块表示的是在发送端对输入的复数符号 $c_{k,n}$ 的 I 路和 Q 路信号分别进行取实部和取虚部操作，上采样率为 2。 $c_{k,n}$ 为 QAM 调制符号，其实部和虚部在时域上重叠并且错开半个符号周期 ($T/2$) 发送，这也是偏移正交幅度调制 (offset QAM) 得名的由来。更具体地，101 中“C2R_k”模块的操作可以由以下式子描述：

$$[0136] \quad d_{k,2n} = \begin{cases} \Re\{c_{k,n}\}, & k \text{ 为偶数} \\ \Im\{c_{k,n}\}, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3)$$

$$[0137] \quad d_{k,2n+1} = \begin{cases} \Im\{c_{k,n}\}, & k \text{ 为偶数} \\ \Re\{c_{k,n}\}, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (4)$$

[0138] 其中, $\Re\{\cdot\}$ 和 $\Im\{\cdot\}$ 分别为取实部和取虚部运算。由式 (1), SFB 的基函数可以表示为原型滤波器组 $p[m]$ 的函数:

$$[0139] \quad \tilde{g}_k[m] = p[m] e^{j(2\pi/M)k(m - ((L_p - 1)/2))} \quad (5)$$

[0140] 特别地, 将相位项 $\theta_{k,n}$ 考虑进来, 式 (1) 可以进一步简化为:

$$[0141] \quad s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} g_{k,n}[m] \quad (6)$$

[0142] 其中,

$$[0143] \quad g_{k,n}[m] = \theta_{k,n} \tilde{g}_k\left[m - \frac{nM}{2}\right] = \theta_{k,n} p\left[m - \frac{nM}{2}\right] e^{j(2\pi/M)k(m - n(M/2) - ((L_p - 1)/2))} \quad (7)$$

[0144] 为 $p[m]$ 在时频域上的偏移。

[0145] 特别地, FBMC/OQAM 系统也可以采用基于 IFFT/FFT 的方法来实现。具体地, 式 (1) 可以重新表示为:

$$[0146] \quad s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} \theta_{k,n} \beta_{k,n} p\left[m - \frac{nM}{2}\right] e^{j(2\pi/M)km} \quad (8)$$

[0147] 其中,

$$[0148] \quad \beta_{k,n} = (-1)^{kn} e^{-j(2\pi k/M)((L_p - 1)/2)} \quad (9)$$

[0149] 式 (8) 可以重新表示为:

$$[0150] \quad \begin{aligned} s[m] &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} \theta_{k,n} \beta_{k,n} p\left[m - \frac{nM}{2}\right] e^{j(2\pi/M)km} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} v_{k,n} e^{j(2\pi/M)km} p\left[m - \frac{nM}{2}\right] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n p\left[m - \frac{nM}{2}\right] \end{aligned} \quad (10)$$

[0151] 显而易见地, F_n 为对 $v_{k,n}$ ($v_{k,n} = d_{k,n} \theta_{k,n} \beta_{k,n}$) 进行 IFFT 变换后的结果。从式 (8) ~ (10) 可以看出, FBMC/OQAM 系统的复数信号经过实虚分开后, 分解为实部信号和虚部信号, 然后可以分别通过 M 点 IFFT 变换对实部信号和虚部信号进行处理。通过 IFFT 变换来快速实现 FBMC/OQAM 系统的每条支路在经过滤波器组处理后叠加发送。

[0152] 如图1所示,在接收端,106为串/并转换模块;107为对应于103的多相滤波器模块;108为FFT模块;109为子信道/载波处理模块;110为对应于101的OQAM解调模块。其中,110中“R2C_k”模块的操作为对应于101中“C2R_k”模块操作的逆操作。特别地,在本申请中,模块106、107和108统称为分析滤波器组(Analysis Filter Bank,AFB),对应于发送端的SFB,其基函数可以表示为:

$$[0153] \quad \tilde{f}_k[m] = \tilde{g}_k^*[L_p - 1 - m] \quad (11)$$

[0154] 其中, $m=0,1,\dots,L_p-1$,并且 $(\cdot)^*$ 表示复共轭运算。另外, $f_{k,n}[m]$ 表示对应于 $g_{k,n}[m]$ 的匹配滤波器函数,写为:

$$[0155] \quad f_{k,n}[m] = g_{k,n}^*[m] \quad (12)$$

[0156] 在不考虑信道衰落和噪声影响的情况下,根据式(6),接收端第 n_0 个符号时隙内的第 k_0 个子载波的匹配滤波器输出为:

$$[0157] \quad \hat{y}_{k_0,n_0} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} g_{k,n}[m] f_{k_0,n_0}[m] \quad (13)$$

[0158] 由式(13),原型滤波器组 $p[m]$ 的设计需要满足在不考虑信道衰落和噪声影响的情况下,发送信号能够在接收端被完美重构(Perfect Reconstruction,PR)。特别地,在FBMC/OQAM系统中,只要保持实部正交就可以保证整个系统正交,满足PR条件。因此,原型滤波器组 $p[m]$ 的设计需要满足:

$$[0159] \quad \Re\{g_{k,n}, f_{k',n'}\} = \Re\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k',n'}[m]\right\} = \delta_{k,k'} \delta_{n,n'} \quad (14)$$

[0160] $\langle x, y \rangle$ 为对 x 和 y 求内积运算。其中,如果 $k=k'$, $\delta_{k,k'}=1$,并且如果 $k \neq k'$, $\delta_{k,k'}=0$ 。也就是说,如果 $(k,n) \neq (k',n')$, $\langle g_{k,n}, f_{k',n'} \rangle$ 是一个纯虚数。在不考虑信道衰落和噪声影响的情况下,由式(14),式(13)可以重新表示为:

$$[0161] \quad \hat{y}_{k_0,n_0} = d_{k_0,n_0} + \underbrace{\sum_{(k,n) \neq (k_0,n_0)} d_{k,n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0,n_0}[m]}_{I_{k_0,n_0}: \text{固有干扰}} \quad (15)$$

[0162] 由式(14)可得,固有干扰 I_{k_0,n_0} 为纯虚数。因此,式(15)可以进一步简化为:

$$[0163] \quad \hat{y}_{k_0,n_0} = d_{k_0,n_0} + ju_{k_0,n_0} \quad (16)$$

[0164] 其中, u_{k_0,n_0} 为实数。显而易见地,对接收信号 \hat{y}_{k_0,n_0} 进行简单的取实部运算,就可以准确地恢复出第 n_0 个符号时隙内第 k_0 个子载波上发送的信号 d_{k_0,n_0} ,即:

$$[0165] \quad \tilde{d}_{k_0,n_0} = \Re\{\hat{y}_{k_0,n_0}\} = d_{k_0,n_0} \quad (17)$$

[0166] 下面通过几个较佳实施例对本申请技术方案进行进一步详细说明。

[0167] 具体实施例一

[0168] 如果考虑信道衰落和噪声的影响,接收端第 n_0 个符号时隙内第 k_0 个子载波上的接收信号经过匹配滤波器后,输出信号 y_{k_0,n_0} ,表示为:

$$[0169] \quad y_{k_0, n_0} = h_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0} + \sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} h_{k, n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m] + v_{k_0, n_0} \quad (18)$$

[0170] 其中, $h_{k, n}$ 表示的是在时频格点 (k, n) 的多径衰落信道系数的频域响应, v_{k_0, n_0} 代表的是在时频格点 (k_0, n_0) 的噪声项。假设在接收端, 通过采用有效的基于FBMC/OQAM系统的信道估计方法, 可以得到准确的信道冲击响应系数, 则 y_{k_0, n_0} 在接收端经过采用基于最小均方误差 (Minimum Mean Squared Error, MMSE) 准则的子信道/载波均衡后, 得到的信号可以表示为:

$$[0171] \quad \begin{aligned} \tilde{y}_{k_0, n_0} &= \phi_{k_0, n_0}^* y_{k_0, n_0} \\ &= \phi_{k_0, n_0}^* h_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0} + \underbrace{\sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} \phi_{k_0, n_0}^* h_{k, n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m]}_{\tilde{I}_{k_0, n_0}} + \tau_{k_0, n_0} \end{aligned} \quad (19)$$

[0172] 其中 $\tau_{k_0, n_0} = \phi_{k_0, n_0}^* v_{k_0, n_0}$ 。 ϕ_{k_0, n_0} 为接收端在时频格点 (k_0, n_0) 采用的基于MMSE准则的均衡器系数, 表示为:

$$[0173] \quad \phi_{k_0, n_0} = h_{k_0, n_0} / \left(|h_{k_0, n_0}|^2 + \sigma_0^2 \right) \quad (20)$$

[0174] 其中, σ_0^2 为噪声项 v_{k_0, n_0} 的方差。 \tilde{I}_{k_0, n_0} 为一个复数项, 表示连续的实部和虚部符号之间的干扰。由于存在这些干扰, 就很难在接收端通过简单的取实部运算恢复出准确的信源数据符号。因此, 设计简单有效的干扰删除机制来消除多径信道影响产生的ISI/ICI, 对实现FBMC/OQAM系统显得尤其重要。另外, 本申请不限制子信道/载波处理的具体方法, 可以为基于MMSE准则, 也可以为基于ZF和/或最大比合并 (Maximum Ratio Combining, MRC) 等准则的子信道/载波均衡方法。

[0175] 由式 (19) 可以看出, 当子载波数较多, 也就是总干扰 \tilde{I}_{k_0, n_0} 包含的干扰分量的数目较多时, 即使各个干扰分量因为其模糊函数的不同而具有不同的分布, 根据李雅普诺夫定理, 总干扰 \tilde{I}_{k_0, n_0} 仍然满足中心极限定理, 即其分布服从高斯分布。根据这一性质, 本申请提出了一种低复杂度的接收机设计方法, 通过迭代的方式删除FBMC/OQAM系统在信道均衡后残留的ISI和ICI。

[0176] 结合以上描述, 式 (19) 可以重新表示为:

$$[0177] \quad \tilde{y}_{k_0, n_0} = \rho_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0} + \xi_{k_0, n_0} \quad (21)$$

[0178] 其中, $\rho_{k_0, n_0} = |h_{k_0, n_0}|^2 / \left(|h_{k_0, n_0}|^2 + \sigma_0^2 \right)$, 并且 $\xi_{k_0, n_0} = \tilde{I}_{k_0, n_0} + \tau_{k_0, n_0}$, 为一个均值为 $E(\xi_{k_0, n_0})$ 方差为 $Var(\xi_{k_0, n_0})$ 的高斯随机变量。

[0179] 图2为本申请实施例一中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图。如图2所示, 输入数据比特流 $(+1, -1)$ 201 在经过信道编码202、交织器203和串/并变换204后, 经过QAM调制后得到QAM调制符号 $\{c_{k, n}\}$, $k \in [0, M-1]$, $n \in (-$

$\infty, +\infty$ 。 $\{c_{k,n}\}$ 在经过模块206后,得到发送信号 $\{s[m]\}$, $m \in (-\infty, +\infty)$ 。其中,模块206的操作等效于图1中模块101、102、103和104的操作。发送信号 $\{s[m]\}$ 在经过无线衰落信道207后,再经过模块208,输出实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$, $k \in [0, M-1]$, $n \in (-\infty, +\infty)$ 。其中,模块208的操作等效于图1中模块106、107、108、109和110的操作。但是需要注意的是,在本申请实施例一中,模块208中不存在模块110中的“R2C_k”模块的操作。实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 在经过本申请发明的迭代干扰删除器209后,输出数据比特流(+1,-1) 210。

[0180] 图3为本申请实施例一中迭代干扰删除接收机的设计原理示意图。如图3所示,实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 首先经过基本信号估计器301,得到估计对数概率似然比信息。其中, $\{b_{k,n}\}$ 表示的是实数符号 $d_{k,n}$ 所包含的二进制数据比特信息。所述估计对数概率似然比信息在经过串/并变换302和解交织器303后,输入到软译码器304中。软译码器304在对输入信息进行硬判决之前,计算输入信息的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k,n})\}$,所述译码对数概率似然比信息在经过交织器305、串/并变换306后,重新经过QAM调制307和取实部/虚部操作308,输入到基本信号估计器301中更新相应参数的计算。

[0181] 下面首先介绍基本信号估计器301的具体操作。

[0182] 由式(18)~(20)可得:

$$[0183] \quad \tilde{d}_{k_0, n_0} = \Re\{\tilde{y}_{k_0, n_0}\} = \Re\{\phi_{k_0, n_0}^* y_{k_0, n_0}\} = \phi_{k_0, n_0}^{\text{Re}} y_{k_0, n_0}^{\text{Re}} + \phi_{k_0, n_0}^{\text{Im}} y_{k_0, n_0}^{\text{Im}} \quad (22)$$

[0184] 其中, $(\cdot)^{\text{Re}}$ 和 $(\cdot)^{\text{Im}}$ 分别表示的是一个复数符号的实部和虚部。由式(21)可以计算出 $\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}$ 的均值为:

$$[0185] \quad E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) = \phi_{k_0, n_0}^{\text{Re}} E(y_{k_0, n_0}^{\text{Re}}) + \phi_{k_0, n_0}^{\text{Im}} E(y_{k_0, n_0}^{\text{Im}}) - \rho_{k_0, n_0} E(d_{k_0, n_0}) \quad (23)$$

[0186] 其中,

$$[0187] \quad E(y_{k_0, n_0}^{\text{Re}}) = h_{k_0, n_0}^{\text{Re}} E(d_{k_0, n_0}) - \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} h_{k,n}^{\text{Im}} E(d_{k,n}) \delta_{(k,n), (k_0, n_0)} \quad (24)$$

$$[0188] \quad E(y_{k_0, n_0}^{\text{Im}}) = h_{k_0, n_0}^{\text{Im}} E(d_{k_0, n_0}) + \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} h_{k,n}^{\text{Re}} E(d_{k,n}) \delta_{(k,n), (k_0, n_0)} \quad (25)$$

[0189] $\delta_{(k,n), (k_0, n_0)}$ 为 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0, n_0}[m]$ 项的幅值。并且,由式(23)可以计算出 $\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}$ 的方差为:

$$[0190] \quad \begin{aligned} \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}\}) &= (\phi_{k_0, n_0}^{\text{Re}})^2 \text{Var}(y_{k_0, n_0}^{\text{Re}}) + (\phi_{k_0, n_0}^{\text{Im}})^2 \text{Var}(y_{k_0, n_0}^{\text{Im}}) \\ &\quad + 2\phi_{k_0, n_0}^{\text{Re}} \phi_{k_0, n_0}^{\text{Im}} \Psi_{(k,n), (k_0, n_0)} - \rho_{k_0, n_0}^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \end{aligned} \quad (26)$$

[0191] 其中, $\Psi_{(k,n), (k_0, n_0)}$ 为 y_{k_0, n_0}^{Re} 和 y_{k_0, n_0}^{Im} 的协方差,计算为:

$$[0192] \quad \Psi_{(k,n), (k_0, n_0)} = h_{k_0, n_0}^{\text{Re}} h_{k_0, n_0}^{\text{Im}} \text{Var}(d_{k_0, n_0}) - \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} h_{k,n}^{\text{Re}} h_{k,n}^{\text{Im}} \text{Var}(d_{k,n}) \delta_{(k,n), (k_0, n_0)}^2 \quad (27)$$

[0193] 另外,式(26)中的 $Var(y_{k_0,n_0}^{Re})$ 和 $Var(y_{k_0,n_0}^{Im})$ 可以分别计算为:

$$[0194] \quad Var(y_{k_0,n_0}^{Re}) = (h_{k_0,n_0}^{Re})^2 Var(d_{k_0,n_0}) - \sum_{(k,n) \neq (k_0,n_0)} (h_{k,n}^{Im})^2 Var(d_{k,n}) \delta_{(k,n),(k_0,n_0)}^2 \quad (28)$$

$$[0195] \quad Var(y_{k_0,n_0}^{Im}) = (h_{k_0,n_0}^{Im})^2 Var(d_{k_0,n_0}) - \sum_{(k,n) \neq (k_0,n_0)} (h_{k,n}^{Re})^2 Var(d_{k,n}) \delta_{(k,n),(k_0,n_0)}^2 \quad (29)$$

[0196] 因此, \tilde{d}_{k_0,n_0} 的概率密度函数可以表示为:

$$[0197] \quad P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | d_{k_0,n_0} = a_q) = \sum_{(k,n) \neq (k_0,n_0)} \left\{ \frac{1}{[2\pi Var(\Re\{\xi_{k_0,n_0}\})]^{1/2}} \times \exp\left[\frac{-\left(\tilde{d}_{k_0,n_0} - E(\Re\{\xi_{k_0,n_0}\}) - |\phi_{k_0,n_0}|^2 a_q\right)^2}{2Var(\Re\{\xi_{k_0,n_0}\})} \right] \prod_{(k,n) \neq (k_0,n_0)} P(d_{k,n} = a_q) \right\} \quad (30)$$

[0198] 其中, a_q 表示发射的实数符号,并且有 $a_q = 2^q - 2q + 1, q = 1, 2, \dots, 2^Q$ 。 Q 为QAM的调制阶数,即采用 2^{2Q} -QAM调制。并且,设 a_q 的正负二进制可以表示为 $1_2(a_q) = q_1 q_2 \dots q_Q$,其中 $q_u \in \{+1, -1\}, \forall u \in 1, 2, \dots, Q$ 。那么,

$$[0199] \quad P(d_{k,n} = a_q) = \prod_{u=1,2,\dots,Q; q_u \in \{+1, -1\}} P(b_{k,n}(u) = q_u) \quad (31)$$

[0200] 另外,

$$[0201] \quad P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = +1) = \sum_{\{q_u = +1 | u \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | d_{k_0,n_0} = a_q) \quad (32)$$

$$[0202] \quad P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = -1) = \sum_{\{q_u = -1 | u \in 1, 2, \dots, 2^Q\}} P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | d_{k_0,n_0} = a_q) \quad (33)$$

[0203] 从而,基本信号估计器301输出的关于实数符号 d_{k_0,n_0} 的第 u 个比特的估计对数概率似然比信息可以计算为:

$$[0204] \quad \Xi(b_{k_0,n_0}(u)) = \log \left[\frac{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = +1)}{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = -1)} \right] \quad (34)$$

[0205] 估计对数概率似然比信息 $\{\Xi(b_{k,n})\}$ 在经过串/并变换302和解交织器303后,输入到软译码器304中。软译码器304在对输入信息进行硬判决之前,计算输入信息的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k,n})\}$ 。下面介绍计算译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k,n})\}$ 的具体方法。

[0206] 首先,软译码器304基于APP (A Posterior Probability,后验概率对数似然比)译码算法对输入的 $\{\Xi(b_{k,n})\}$ 进行译码,得到实数符号 d_{k_0,n_0} 的第u个比特的后验对数概率似然比信息 $L_{APP}(\Xi(b_{k_0,n_0}(u)))$ 。其中,所述基于APP的译码算法可以为BCJR (Bah1-Cocke-Jelinek-Raviv) 算法。另外,根据贝叶斯理论, $L_{APP}(\Xi(b_{k_0,n_0}(u)))$ 也可以表示为:

$$\begin{aligned}
 L_{APP}(\Xi(b_{k_0,n_0}(u))) &= \log \left[\frac{P(b_{k_0,n_0}(u) = +1 | \tilde{d}_{k_0,n_0})}{P(b_{k_0,n_0}(u) = -1 | \tilde{d}_{k_0,n_0})} \right] \\
 [0207] \quad &= \log \left[\frac{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = +1)}{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = -1)} \right] + \log \left[\frac{P(b_{k_0,n_0}(u) = +1)}{P(b_{k_0,n_0}(u) = -1)} \right] \\
 &\quad (35)
 \end{aligned}$$

[0208] 那么,软译码器304输出的译码对数概率似然比信息可以计算为:

$$\begin{aligned}
 \Gamma(b_{k_0,n_0}(u)) &= \log \left[\frac{P(b_{k_0,n_0}(u) = +1)}{P(b_{k_0,n_0}(u) = -1)} \right] \\
 [0209] \quad &= L_{APP}(\Xi(b_{k_0,n_0}(u))) - \log \left[\frac{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = +1)}{P(\tilde{d}_{k_0,n_0} | b_{k_0,n_0}(u) = -1)} \right] \quad (36) \\
 &= L_{APP}(\Xi(b_{k_0,n_0}(u))) - \Xi(b_{k_0,n_0}(u))
 \end{aligned}$$

[0210] 之后,软译码器304对 $\Gamma(b_{k_0,n_0}(u))$ 进行判决。所得判决结果在经过交织器305、串/并变换306后,重新经过QAM调制307和取实部/虚部操作308,输入到基本信号估计器301中更新 $E(d_{k,n})$ 及 $\text{Var}(d_{k,n})$ 的计算。

[0211] 下面结合图4,对本申请实施例一中迭代干扰删除接收机的工作流程进行进一步说明:

[0212] 步骤401:估计多径衰落信道系数的频域响应 $\{h_{kn}\}$,并利用所述信道估计值,对匹配滤波后(式(18))的接收信号进行子信道/载波均衡(式(19)),得到 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 。所述子信道/载波均衡方法可遵照MMSE准则,也可遵照ZF和/或MRC准则。之后,对 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 进行取实部操作,得到 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$,输入到迭代干扰删除器中。

[0213] 步骤402:在迭代干扰删除器的基本信号估计器中,根据发送信号的均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$,计算相应干扰项的均值 $\{E(\Re\{\xi_{k,n}\})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(\Re\{\xi_{k,n}\})\}$ 。其中 $\{E(d_{k,n})\}$ 和 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的初始值设为零。并根据 $\{E(\Re\{\xi_{k,n}\})\}$ 和 $\{\text{Var}(\Re\{\xi_{k,n}\})\}$,结合 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 的条件概率密度函数,计算并输出相应实数符号相应比特位的估计对数概率似然比信息 $\Xi(b_{k,n}(u))$ (式(34))。

[0214] 步骤403:对步骤402中计算所得的估计对数概率似然比信息 $\{\Xi(b_{k,n})\}$ 进行并/串变换和解交织,将所得结果输入到迭代干扰删除器的软译码器中。

[0215] 步骤404:软译码器对输入的并/串变换和解交织后的估计对数概率似然比信息进

行APP译码,得到相应实数符号相应比特位的后验对数概率似然比信息 $L_{APP}(\Xi(b_{k,n}(u)))$ 。其中,所述基于APP的译码算法可以为BCJR算法。

[0216] 步骤405:软译码器根据步骤404中计算所得的后验对数概率似然比信息和估计对数概率似然比信息,结合贝叶斯理论,计算相应实数符号相应比特位的译码对数概率似然比信息 $\Gamma(b_{k,n}(u))$ (式(36))。

[0217] 步骤406:对步骤405中计算所得的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k,n})\}$ 进行判决、交织和串/并变换。

[0218] 步骤407:对判决、交织和串/并变换后的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k,n})\}$ 进行QAM调制和取实部/虚部操作,并将得到的结果反馈至基本信号估计器,在下一次迭代操作中,更新步骤402中发送信号的均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的计算。

[0219] 步骤408:重复步骤402~步骤407,直到达到预先约定的迭代次数。在达到预先约定的迭代次数后,对软译码器的输出进行硬判决,得到输出数据比特信息。

[0220] 具体实施例二

[0221] 在本申请的实施例一中,在对接收信号执行迭代干扰删除的过程中,发送信号的均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的初始值均设置为零。本申请实施例二提出了一种计算发送信号均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 初始值的方法,可以加快实施例一中所提迭代干扰删除算法的完成,保证算法性能的快速收敛。

[0222] 图5为本申请实施例二中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图。通过比较图5和图2可以看出,与本申请实施例一中发明的方法不同,在本申请实施例二中,实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 在输入到迭代干扰删除器中的同时,也输入到基本初始信号估计器501中。基本初始信号估计器501输出的实数符号 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 作为迭代干扰删除器输入的一部分,完成对 $\{E(d_{k,n})\}$ 和 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的初始化。

[0223] 图6为本申请实施例二中基本初始信号估计器的设计原理示意图。如图6所示,实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 首先经过符号级硬判决器601、解调器602和并/串变换器603后,输入到解交织器604中。解交织后的数据比特经过信道译码器605后,重新经过信道编码器606进行编码和交织器607进行交织。所得结果经过串/并变换器608、QAM调制器609和取实部/虚部操作610后,输入到干扰删除器611中。最后,干扰删除器611的输出 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 输入到本申请实施例一中所发明的迭代干扰删除器中,完成对相关参数的初始化。

[0224] 首先,符号级硬判决器601的输出可以计算为:

$$[0225] \quad \hat{d}_{k,n} = Z(\tilde{d}_{k,n}) = Z(\Re\{\tilde{y}_{k,n}\}) = Z(\Re\{\phi_{k,n}^* y_{k,n}\}) \quad (37)$$

[0226] 其中, $Z(\cdot)$ 表示的是对一个符号到相应星座符号的映射进行最小欧氏距离的硬判决。

[0227] $\{\hat{d}_{k,n}\}$ 在经过模块602~模块609后,得到经过信道编译码后的符号估计,表示为:

$$[0228] \quad \hat{d}'_{k,n} = K(\hat{d}_{k,n}) \quad (38)$$

[0229] 其中, $K(\cdot)$ 表示的是模块602~模块609的操作。 $\{\hat{d}'_{k,n}\}$ 作为干扰删除器611的输入, 输出经过初步干扰删除后的实数符号 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 。具体地, 经过干扰删除器611的操作后, 时频格点 (k_0, n_0) 上的接收符号可以表示为:

$$[0230] \quad \tilde{d}'_{k_0, n_0} = \Re \left\{ \tilde{y}_{k_0, n_0} - \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} \hat{d}'_{k,n} \phi_{k_0, n_0}^* h_{k,n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0, n_0}[m] \right\} \quad (39)$$

[0231] 之后, \tilde{d}'_{k_0, n_0} 输入到迭代干扰删除器中, 更新实数符号 d_{k_0, n_0} 的初始均值 $E(d_{k_0, n_0})$ 和方差 $Var(d_{k_0, n_0})$, 表示为:

$$[0232] \quad E(d_{k_0, n_0}) = \tilde{d}'_{k_0, n_0} \quad (40)$$

$$[0233] \quad Var(d_{k_0, n_0}) = 1 - (E(d_{k_0, n_0}))^2 \quad (41)$$

[0234] 特别地, 所述初始干扰删除也可以通过迭代的方式完成。

[0235] 下面结合图7, 对本申请实施例二中基于本申请发明的基本初始信号估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程进行进一步说明:

[0236] 步骤701: 估计多径衰落信道系数的频域响应 $\{h_{k,n}\}$, 并利用所述信道估计值, 对匹配滤波后(式(18))的接收信号进行子信道/载波均衡(式(19)), 得到 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 。所述子信道/载波均衡方法可遵照MMSE准则, 也可遵照ZF和/或MRC准则。之后, 对 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 进行取实部操作, 得到 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$, 并输入 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 至迭代干扰删除器和基本初始信号估计器中。

[0237] 步骤702: 在基本初始信号估计器中, 对步骤701中所得到的实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 进行基于最小欧式距离的符号级硬判决, 得到 $\{\hat{d}_{k,n}\} = \{z(\tilde{d}_{k,n})\}$ 。

[0238] 步骤703: 在基本初始信号估计器中, 对步骤702中所得到的 $\{\hat{d}_{k,n}\}$ 进行解调、并/串变换和解交织, 所得比特经过信道译码后, 重新进行信道编码和交织。所得结果经过串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后, 输出 $\{\hat{d}'_{k,n}\} = \{K(\hat{d}_{k,n})\}$ 。

[0239] 步骤704: $\{\hat{d}'_{k,n}\}$ 输入到基本初始信号估计器中的干扰删除器中, 得到初步干扰删除后的实数符号 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 。

[0240] 步骤705: 将步骤704中得到的初步干扰删除后的实数符号 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 输入到迭代干扰删除器中, 计算实数符号 $\{d_{k,n}\}$ 的初始均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{Var(d_{k,n})\}$ 。也就是, $\{E(d_{k,n})\} = \{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 和 $\{Var(d_{k,n})\} = 1 - (\{E(d_{k,n})\})^2$ 。根据输入的 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 和初始化后的 $\{E(d_{k,n})\}$ 和 $\{Var(d_{k,n})\}$, 迭代干扰删除器完成如实施例一中所描述的后续干扰删除工作(如步骤402~步骤408)。

[0241] 具体实施例三

[0242] 在本申请的实施例一中, 在对接收信号执行迭代干扰删除的过程中, 发送信号的

均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的初始值均设置为零。本申请实施例二提出了一种计算发送信号均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 初始值的方法,可以加快实施例一中所提迭代干扰删除算法的完成,保证算法性能的快速收敛。但是,本申请实施例二中提出的计算初始均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的方法,并没有对干扰进行预处理。在此基础上,本申请实施例三提出了一种改进算法,在计算发送信号的初始均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 时,对干扰进行预处理,在保证算法性能快速收敛的同时,避免误差传播对系统性能带来的影响。

[0243] 图8为本申请实施例三中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的FBMC/OQAM系统发送与接收端原理示意图。通过比较图8和图2、图5可以看出,与本申请实施例一、二中所提方法不同,在本申请实施例三中,FBMC/OQAM解调模块801不包含取实部 $\Re\{\}$ 操作,输出信号为 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 。对 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 进行取实部操作,得到 $\{\tilde{d}_{k,n}\} = \{\Re\{\tilde{y}_{k,n}\}\}$,输入到迭代干扰删除器中。同时, $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 输入到改进初始信号估计器802中。并且,子信道/载波均衡前的信号 $\{y_{k,n}\}$ 也输入到改进初始信号估计器802中。改进初始信号估计器802输出的实数符号 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 作为迭代干扰删除器输入的一部分,完成对 $\{E(d_{k,n})\}$ 和 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 的初始化。

[0244] 图9为本申请实施例三中改进初始信号估计器的设计原理示意图。如图9所示,对子信道/载波均衡后的信号 $\{\tilde{y}_{k,n}\}$ 分别进行取虚部901操作,得到 $\{\tilde{u}_{k,n}\}$,作为干扰删除器902的输入。另外,子信道/载波均衡前的信号 $\{y_{k,n}\}$ 也作为干扰删除器902的输入。干扰删除器902的输出 $\{\bar{y}_{k,n}\}$ 在经过软解调/判决903后,得到 $\{\Omega(b_{k,n})\}$ 。 $\{\Omega(b_{k,n})\}$ 在经过并/串变换器904、解交织器905和信道译码器906后,输出数据比特。对所述输出数据比特重新进行信道编码器907、交织器908、串/并变换器909、QAM调制器910和取实部/虚部911操作后,得到实数符号 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 。 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 输入到迭代干扰删除器中,完成对相关参数的初始化。

[0245] 首先,干扰删除器902在时频格点 (k_0, n_0) 的输出信号可以表示为:

$$[0246] \quad \bar{y}_{k_0, n_0} = y_{k_0, n_0} - \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} jh_{k,n} \tilde{u}_{k_0, n_0} \quad (42)$$

[0247] 其中, $\tilde{u}_{k_0, n_0} = \Im\{\tilde{y}_{k_0, n_0}\}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的干扰估计值。 \bar{y}_{k_0, n_0} 可以认为是对 y_{k_0, n_0} 进行初步干扰预处理后的信号,输入到软解调/判决器903中。特别地,所述初步干扰预处理也可以通过迭代的方式完成。假设干扰被完全抵消,则基于APP译码算法对输入的 \bar{y}_{k_0, n_0} 进行译码,得到实数符号 d_{k_0, n_0} 的第 u 个比特的后验对数概率似然比信息 $L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0})$ 为:

$$[0248] \quad L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}) = \log \left(\frac{P(b_{k_0, n_0}(u) = +1 | \bar{y}_{k_0, n_0})}{P(b_{k_0, n_0}(u) = -1 | \bar{y}_{k_0, n_0})} \right) \quad (43)$$

[0249] 根据贝叶斯理论,式(43)可以重新表示为:

$$[0250] \quad L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}) = \log \left(\frac{\sum_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^+} P(\bar{y}_{k_0, n_0} | b_{k_0, n_0})}{\sum_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^-} P(\bar{y}_{k_0, n_0} | b_{k_0, n_0})} \right) \quad (44)$$

[0251] 其中, D_{k_0, n_0}^+ 和 D_{k_0, n_0}^- 分别表示的是包含 b_{k_0, n_0} 中所有+1和-1比特的集合。并且, $P(\bar{y}_{k_0, n_0} | b_{k_0, n_0})$ 可以表示为:

$$[0252] \quad P(\bar{y}_{k_0, n_0} | b_{k_0, n_0}) = \frac{\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_0^2} (y_{k_0, n_0} - h_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0})^2\right)}{2\pi\sigma_0^2} \quad (45)$$

[0253] 将式(45)带入到式(44)中,采用Max-Log近似算法,可得:

$$[0254] \quad \begin{aligned} \Omega(b_{k_0, n_0}(u)) &= L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}) \\ &= \frac{1}{2\sigma_0^2} \min_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^-} (y_{k_0, n_0} - h_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0})^2 \\ &\quad - \frac{1}{2\sigma_0^2} \min_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^+} (y_{k_0, n_0} - h_{k_0, n_0} d_{k_0, n_0})^2 \end{aligned} \quad (46)$$

[0255] 对所得软信息比特 $\Omega(b_{k_0, n_0}(u))$ 进行并/串变换和解交织,所得结果经过信道译码后,重新进行信道编码和交织。所得结果经过串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后,得到:

$$[0256] \quad \bar{d}_{k_0, n_0} = \Pi(\Omega(b_{k_0, n_0})) \quad (47)$$

[0257] 其中, $\Pi(\cdot)$ 表示的是模块904~模块911的操作。之后, \bar{d}_{k_0, n_0} 输入到迭代干扰删除器中,更新实数符号 d_{k_0, n_0} 的初始均值 $E(d_{k_0, n_0})$ 和方差 $Var(d_{k_0, n_0})$, 表示为:

$$[0258] \quad E(d_{k_0, n_0}) = \bar{d}_{k_0, n_0} \quad (48)$$

$$[0259] \quad Var(d_{k_0, n_0}) = 1 - (E(d_{k_0, n_0}))^2 \quad (49)$$

[0260] 下面结合图10,对本申请实施例三中基于本申请发明的改进初始信号估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程进行进一步说明:

[0261] 步骤1001:估计多径衰落信道系数的频域响应 $\{h_{k, n}\}$, 并利用所述信道估计值,对匹配滤波后(式(18))的接收信号 $\{y_{k, n}\}$ 进行子信道/载波均衡(式(19)),得到 $\{\tilde{y}_{k, n}\}$ 。所述子信道/载波均衡方法可遵照MMSE准则,也可遵照ZF和/或MRC准则。之后,对 $\{\tilde{y}_{k, n}\}$ 进行取虚部操作,得到 $\{\tilde{u}_{k, n}\}$, 输入至改进初始信号估计器中。对 $\{\tilde{y}_{k, n}\}$ 进行取实部操作,得到 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$, 并输入至迭代干扰删除器中。

[0262] 步骤1002:输入 $\{y_{k,n}\}$ 及步骤1001中得到的实数符号 $\{\tilde{u}_{k,n}\}$ 至改进初始信号估计器中的干扰删除器中,对接收信号进行干扰预处理(式(42)),得到 $\{\bar{y}_{k,n}\}$ 。

[0263] 步骤1003:在改进初始信号估计器中,对步骤1002中所得到的干扰预处理后的信号 $\{\bar{y}_{k,n}\}$ 进行软解调/判决。采用Max-Log近似准则,并结合贝叶斯理论,计算相应实数符号相应比特位的后验对数概率似然比信息 $\Omega(b_{k,n}(u))$ (式(46))。

[0264] 步骤1004:在改进初始信号估计器中,对步骤1003中所得到的 $\{\Omega(b_{k,n})\}$ 进行串/并变换和解交织,所得比特经过信道译码后,重新进行信道编码和交织。所得结果经过串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后,得到 $\{\bar{d}_{k,n}\} = \Pi(\{\Omega(b_{k,n})\})$ 。

[0265] 步骤1005:输入步骤1004中得到的实数符号 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 至迭代干扰删除器中,计算实数符号 $\{d_{k,n}\}$ 的初始均值 $\{E(d_{k,n})\}$ 和方差 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$ 。也就是, $\{E(d_{k,n})\} = \{\bar{d}_{k,n}\}$ 和 $\{\text{Var}(d_{k,n})\} = 1 - (\{E(d_{k,n})\})^2$ 。根据输入的 $\{\tilde{d}_{k,n}\}$ 和初始化后的 $\{E(d_{k,n})\}$ 和 $\{\text{Var}(d_{k,n})\}$,迭代干扰删除器完成如实施例一中所描述的后续干扰删除工作(如步骤402~步骤408)。

[0266] 本申请实施例一、二和三中提出的迭代干扰删除方法的复杂度与目标时频格点 (k_0, n_0) 周围的干扰时频格点 (k, n) ($(k, n) \neq (k_0, n_0)$) 的数目有关。也就是,为了保证式(19)中的干扰项 \tilde{I}_{k_0, n_0} 服从复高斯分布,满足本申请发明的迭代干扰删除方法的设计条件,往往在对目标时频格点进行迭代干扰删除时,需要将数目较多的目标时频格点周围的干扰时频格点考虑在内,增加了系统设计的复杂度。为了降低本申请迭代干扰删除算法的复杂度,可以在一定程度上限制在对目标时频格点进行干扰删除时所需要考虑的周围干扰时频格点的数目。

[0267] 具体实施例四

[0268] 本申请的实施例一、二和三中的系统模型为传统的单入单出(SISO, Single-input Single-output)系统。本申请实施例四以MIMO系统为模型,设计迭代干扰删除接收机算法,用以消除MIMO-FBMC/OQAM系统在信道均衡后残余的ICI/ISI。

[0269] 图11为本申请实施例四中的MIMO系统结构示意图。其中,发射机1101包含基带单元1103和射频单元1102,对应 N_T 根发射天线1104。接收机1105除包含基带单元和射频单元外,还配置了 N_R 根接收天线1106。其中, N_R 的数量级为 $10s \sim 100s$ 。

[0270] 图12为本申请实施例四中基于滤波器组的MIMO-FBMC/OQAM系统发送端原理示意图。如图12所示,输入数据比特1201在经过信道编码器1202、交织器1203、串/并变换器1204和QAM调制器1205后,生成复数符号 $\{c_{k,n}\}$ 。 $\{c_{k,n}\}$ 在经过模块1206中的取实部/虚部“C2R_k”操作后,得到实数符号 $\{d_{k,n}\}$ 。 $\{d_{k,n}\}$ 在经过相位变换 ($\{\theta_{k,n}\}$) 后,经过预处理模块1207映射到不同的发射天线1209上。其中,每根发射天线都配置有独立的IFFT和SFB(模块1208)。特别地,由式(6),发射天线 n_t 上的发射信号可以表示为:

$$[0271] \quad s_{n_t}[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{k,n} p_{k,n_t} g_{k,n}[m] \quad (50)$$

[0272] 其中, p_{k,n_t} 表示的是天线 n_t 上对应于子载波 k 的天线发射因子。因此, MIMO-FBMC/

OQAM系统离散时间基带信号 $\underline{s}[m] \in C^{N_T}$ 可以表示为:

$$[0273] \quad \underline{s}[m] = [s_1[m], s_2[m], \dots, s_{n_t}[m], \dots, s_{N_T}[m]]^T \quad (51)$$

[0274] 图13为本申请实施例四中基于本申请发明的迭代干扰删除接收机的MIMO-FBMC/OQAM系统接收端原理示意图。如图13所示,每根接收天线1301都配置有独立的FFT和AFB(模块1302)。具体地,由式(18),接收天线 n_r 上,时频格点 (k_0, n_0) 的接收信号在经过模块1302后,可以表示为:

$$[0275] \quad y_{k_0, n_0}^{n_r} = \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} d_{k_0, n_0} p_{k_0, n_t} + \sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} p_{k, n_t} h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m] \right) + v_{k_0, n_0}^{n_r} \quad (52)$$

[0276] 其中, $h_{k, n}^{(n_t, n_r)}$ 为时频格点 (k, n) 上接收天线 n_r 和发射天线 n_t 间的信道频域响应。 $v_{k_0, n_0}^{n_r}$ 为接收天线 n_r 上时频格点 (k_0, n_0) 的噪声项。假设在接收端,通过采用有效的基于MIMO-FBMC/OQAM系统的信道估计方法,可以得到准确的信道冲击响应系数,则 $y_{k_0, n_0}^{n_r}$ 在接收端经过采用基于MRC准则的子信道/载波均衡109后,得到的信号可以表示为:

$$[0277] \quad \hat{y}_{k_0, n_0}^{n_r} = \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(|h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 d_{k_0, n_0} p_{k_0, n_t} + \sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} p_{k, n_t} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m] \right) + \tau_{k_0, n_0}^{n_r} \quad (53)$$

[0278] 其中, $\tau_{k_0, n_0}^{n_r} = (h_{k_0, n_0}^{(n_r, n_r)})^* v_{k_0, n_0}^{n_r}$ 。 $\hat{y}_{k_0, n_0}^{n_r}$ 在经过后处理模块1304后,得到时频格点 (k_0, n_0) 的接收信号为:

$$[0279] \quad \begin{aligned} \tilde{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} &= \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(|h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 d_{k_0, n_0} p_{k_0, n_t} q_{k_0, n_r}^* \right. \\ &\quad \left. + \sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} p_{k, n_t} q_{k_0, n_r}^* (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m] \right) + \chi_{k_0, n_0} \\ &= \varphi_{k_0, n_0}^{MIMO} d_{k_0, n_0} + \underbrace{\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k, n) \neq (k_0, n_0)} d_{k, n} p_{k, n_t} q_{k_0, n_r}^* (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m]}_{\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}} + \chi_{k_0, n_0} \\ &= \varphi_{k_0, n_0}^{MIMO} d_{k_0, n_0} + \xi_{k_0, n_0}^{MIMO} \end{aligned} \quad (54)$$

[0280] 其中

$$\chi_{k_0, n_0} = \sum_{n_r=1}^{N_R} (q_{k_0, n_r}^* \tau_{k_0, n_0}^{n_r}), \quad \varphi_{k_0, n_0}^{MIMO} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(|h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 p_{k_0, n_t} q_{k_0, n_r}^* \right), \quad \xi_{k_0, n_0}^{MIMO} = \tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO} + \chi_{k_0, n_0}$$

对 $\tilde{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 进行取实部操作,得到 $\tilde{d}_{k_0, n_0} = \Re\{\tilde{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}\}$ 。特别地,干扰项 $\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 的大小与收发天线数(N_T, N_R)、目标时频格点 (k_0, n_0) 周围的时频格点 $(k, n) \neq (k_0, n_0)$ 的值及对应的

$\Lambda_{(k, n), (k_0, n_0)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n}[m] f_{k_0, n_0}[m]$ 有关。定义时频格点 (k_0, n_0) 的格点邻域为

$\Omega_{k_0, n_0} = \{(p, q), |p| \leq k_0 + \Delta k, |q| \leq n_0 + \Delta n\}$, 并令 $\Omega_{k_0, n_0}^* = \Omega_{k_0, n_0} - (k_0, n_0)$ 。实际上, 对于 TFL特性很好的滤波器而言 (比如PHYDYAS原型滤波器), 随着p和q的增大, $\Lambda_{(k, n), (k_0, n_0)}$ 迅速下降 (如图14所示), 并且在目标时频格点的邻域外, $\Lambda_{(k, n), (k_0, n_0)}$ 趋近于零。因此, 式 (54) 中的干扰项 $\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 可以近似表示为:

$$[0281] \quad \tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO} \approx \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}^*} d_{k, n} p_{k, n_t} q_{k_0, n_r}^* \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} \right)^* h_{k, n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k, n} [m] f_{k_0, n_0} [m] \quad (55)$$

[0282] 由式 (55) 可以看出, 当接收天线数 N_R 较大, 或发射天线数 N_T 较大, 和/或接收天线数 N_R 与发射天线数 N_T 之和较大时, 即使对目标时频格点产生较强干扰的邻域时频格点的数目较少, 总干扰 $\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 仍然包含较多数目的干扰分量。根据李雅普诺夫定理, 总干扰 $\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 仍然满足中心极限定理, 即其分布服从高斯分布。特别地, 根据这一性质, 本申请实施例四提出了一种低复杂度的接收机设计方法, 通过迭代的方式删除MIMO-FBMC/OQAM系统在信道均衡后残留的ISI和ICI。

[0283] 本申请实施例四中发明的干扰删除方法主要包含迭代干扰删除器1305和增强初始信号估计器1307两部分。如图13所示, 通过对开关1308的开闭操作, 完成对系统干扰删除方法的控制。具体地, 如果开关1308处于打开状态, 则增强初始信号估计器1307不工作。实数符号 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$ 输入到迭代干扰删除器1305中, 执行干扰删除工作, 得到输出数据比特1306。

[0284] 图15为本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器的设计原理示意图。如图15所示, 实数符号 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$ 首先经过基本信号估计器1501, 得到估计对数概率似然比信息。其中, $\{b_{k, n}\}$ 表示的是实数符号 $d_{k, n}$ 所包含的二进制数据比特信息。所述估计对数概率似然比信息在经过并/串变换器1502和解交织器1503后, 输入到软译码器1504中。软译码器1504在对输入信息进行硬判决之前, 计算输入信息的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k, n})\}$, 所述译码对数概率似然比信息在经过交织器1505、串/并变换器1506后, 重新经过QAM调制器1507和取实部/虚部操作1508, 输入到基本信号估计器1501中更新相应参数的计算。与本申请实施例一中图3所示的迭代干扰删除器的设计有所不同, 本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器中的基本信号估计器预留了额外的输入端口1509。这些输入端口在开关1308处于闭合状态时, 输入相应的符号信息对基本信号估计器中的相关参数进行初始化。另外, 本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器中的基本信号估计器的操作也与本申请实施例一中发明的迭代干扰删除器中的基本信号估计器的操作不尽相同。

[0285] 下面首先介绍基本信号估计器1501的具体操作。为了方便计算, 假设天线发射因子 $\{p_{k, n_t}\}$ 和接收因子 $\{q_{k, n_r}\}$ 均为1。

[0286] 由式 (52) ~ (55) 可得:

$$\begin{aligned}
\tilde{d}_{k_0, n_0} &= \Re\{\tilde{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}\} = \Re\left\{\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^* y_{k_0, n_0}^{n_r} \right)\right\} \\
&= \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}} + (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}} \right)
\end{aligned} \quad (56)$$

[0288] 由式(56)可以计算出 $\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{MIMO}\}$ 的均值为:

$$\begin{aligned}
E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{MIMO}\}) &= E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}} + (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}} \right)\right) - \varphi_{k_0, n_0}^{MIMO} E(d_{k_0, n_0}) \\
&= E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) - \varphi_{k_0, n_0}^{MIMO} E(d_{k_0, n_0})
\end{aligned} \quad (57)$$

[0290] 其中,

$$\begin{aligned}
E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} \right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)
\end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned}
E\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) &= \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)^2\right) E(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} E(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)} \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} \right)
\end{aligned} \quad (59)$$

[0293] 并且,由式(57)可以计算出 $\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{MIMO}\}$ 的方差为:

$$\begin{aligned}
\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{MIMO}\}) &= \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right) + \text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right) \\
&\quad + 2 \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} - (\varphi_{k_0, n_0}^{MIMO})^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0})
\end{aligned}$$

[0295] 其中, $\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r}$ 为 $(y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}$ 和 $(y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}$ 的协方差, 计算为:

$$\begin{aligned}
\Psi_{(k, n), (k_0, n_0)}^{n_r} &= \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right) \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
&\quad - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)
\end{aligned} \quad (61)$$

[0297] 另外,式(60)中的 $\text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}}\right)$ 和 $\text{Var}\left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}}\right)$

可以分别计算为:

$$\begin{aligned}
& \text{Var} \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Re}} \right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} \right)^2 \right)^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
[0298] \quad & - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)^2 \right), \quad (62)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \text{Var} \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} (h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (y_{k_0, n_0}^{n_r})^{\text{Im}} \right) = \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} \right)^2 \right)^2 \text{Var}(d_{k_0, n_0}) \\
[0299] \quad & - \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \text{Var}(d_{k, n}) \delta_{(k, n), (k_0, n_0)}^2 \left(\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left((h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)})^{\text{Im}} (h_{k, n}^{(n_t, n_r)})^{\text{Re}} \right)^2 \right) \quad (63)
\end{aligned}$$

[0300] 因此, \tilde{d}_{k_0, n_0} 的概率密度函数可以表示为:

$$\begin{aligned}
& P(\tilde{d}_{k_0, n_0} \mid d_{k_0, n_0} = a_q) = \sum_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} \left\{ \frac{1}{[2\pi \text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{\text{MIMO}}\})]^{1/2}} \right. \\
[0301] \quad & \left. \times \exp \left[\frac{- \left(\tilde{d}_{k_0, n_0} - E(\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{\text{MIMO}}\}) - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} |h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)}|^2 a_q \right)^2}{2\text{Var}(\Re\{\xi_{k_0, n_0}^{\text{MIMO}}\})} \right] \prod_{(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}} P(d_{k, n} = a_q) \right\} \quad (64)
\end{aligned}$$

[0302] 从而,根据式(31)~(34),可以计算出基本信号估计器1501输出的关于实数符号 d_{k_0, n_0} 的第u个比特的估计对数概率似然比信息 $\Xi(b_{k_0, n_0}(u))$ 。估计对数概率似然比信息 $\{\Xi(b_{k, n})\}$ 在经过串/并变换器1502和解交织器1503后,输入到软译码器1504中。本申请实施例四中的软译码器1504与本申请实施例一中的软译码器304的功能完全相同。即软译码器1504在对输入信息进行硬判决之前,计算输入信息的译码对数概率似然比信息 $\{\Gamma(b_{k, n})\}$ (式(35)~(36))。之后,软译码器1504对 $\{\Gamma(b_{k, n})\}$ 进行判决。所得判决结果在经过交织器1505、串/并变换器1506后,重新经过QAM调制器1507和取实部/虚部操作1508,输入到基本信号估计器1501中更新 $E(d_{k, n})$ 及 $\text{Var}(d_{k, n})$ 的计算。

[0303] 如果开关1308处于闭合状态,则开启增强初始信号估计器1309。除了实数符号 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$ 输入到迭代干扰删除器1305外,增强初始信号估计器1307的输出也输入到迭代干扰删除器1305中,对迭代干扰删除器中的相关参数计算进行初始化。

[0304] 图16为本申请实施例四中增强初始信号估计器的设计原理示意图。如图16所示,如果开关1602、1603和1609处于打开状态,则闭合开关1601和1608可以开启增强初始信号估计器中的基本初始信号估计器1606。首先,对输入的 $\{\tilde{y}_{k, n}^{\text{MIMO}}\}$ 进行取实部操作,得到 $\{\tilde{d}_{k, n}\} = \{\Re\{\tilde{y}_{k, n}^{\text{MIMO}}\}\}$ 。 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$ 在经过基本初始信号估计器1606后,输出 $\{\tilde{d}'_{k, n}\}$ 。特别地,本申请实施例四中的基本初始信号估计器1606与本申请实施例二中的基本初始信号估计器501的功能结构基本相同。为避免赘述,参照图6进行说明。实数符号 $\{\tilde{d}_{k, n}\}$ 首先经过符号级硬判决

器601、解调器602和并/串变换器603后,输入到解交织器604中。解交织后的数据比特经过信道译码605后,重新经过信道编码器606进行编码和交织器607进行交织。所得结果经过串/并变换器608、QAM调制器609和取实部/虚部操作610后,输入到干扰删除器611中。最后,干扰删除器611的输出 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 输入到本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器1305中,完成对相关参数的初始化。

[0305] 首先,符号级硬判决器601的输出可以计算为:

$$[0306] \quad \hat{d}_{k,n} = Z(\tilde{d}_{k,n}) = Z(\Re\{\tilde{y}_{k,n}^{MIMO}\}) = Z\left(\Re\left\{\sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(h_{k,n}^{(n_t,n_r)}\right)^* y_{k,n}^{n_r}\right\}\right) \quad (65)$$

[0307] 其中, $Z(\cdot)$ 表示的是对一个符号到相应星座符号的映射进行最小欧氏距离的硬判决。

[0308] $\{\hat{d}_{k,n}\}$ 在经过模块602~模块609后,得到经过信道编译码后的符号估计,表示为 $\hat{d}'_{k,n} = \mathbf{K}(\hat{d}_{k,n})$ 。其中, $\mathbf{K}(\cdot)$ 表示的是模块602~模块609的操作。 $\{\hat{d}'_{k,n}\}$ 作为干扰删除器611的输入,输出经过初步干扰删除后的实数符号 $\{\tilde{d}'_{k,n}\}$ 。具体地,经过干扰删除器611的操作后,时频格点 (k_0, n_0) 上的接收符号可以表示为:

$$[0309] \quad \tilde{d}'_{k_0, n_0} = \Re\left\{\tilde{y}_{k,n}^{MIMO} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k,n) \in \Omega(k_0, n_0)} \hat{d}'_{k,n} \left(h_{k,n}^{(n_t,n_r)}\right)^* h_{k,n}^{(n_t,n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0, n_0}[m]\right\} \quad (66)$$

[0310] 之后, \tilde{d}'_{k_0, n_0} 输入到本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器1305中,更新实数符号 d_{k_0, n_0} 的初始均值 $E(d_{k_0, n_0}) = \tilde{d}'_{k_0, n_0}$ 和方差 $Var(d_{k_0, n_0}) = 1 - (E(d_{k_0, n_0}))^2$ 。特别地,所述初步干扰删除操作也可以通过迭代的方式完成。

[0311] 如果开关1602、1603和1609处于闭合状态,则打开开关1601和1608,开启增强初始信号估计器中的改进初始信号估计器1607。首先,对输入的 $\{\tilde{y}_{k,n}^{MIMO}\}$ 进行取虚部操作,得到 $\{\tilde{u}_{k,n}\} = \{\Im\{\tilde{y}_{k,n}^{MIMO}\}\}$ 。另外,子信道/载波均衡前的信号 $\{y_{k,n}^{MIMO}\}$ 也输入到改进初始信号估计器中。具体地,时频格点 (k_0, n_0) 上的接收符号 y_{k_0, n_0}^{MIMO} 可以表示为:

$$[0312] \quad y_{k_0, n_0}^{MIMO} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \left(h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} d_{k_0, n_0} p_{k_0, n_t} q_{k_0, n_r}^* \right. \\ \left. + \sum_{(k,n) \neq (k_0, n_0)} d_{k,n} p_{k,n_t} q_{k_0, n_r}^* h_{k,n}^{(n_t, n_r)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] f_{k_0, n_0}[m] \right) + \kappa_{k_0, n_0} \quad (67)$$

[0313] 其中, $\kappa_{k_0, n_0} = \sum_{n_r=1}^{N_R} \left(q_{k_0, n_r}^* v_{k_0, n_0}^{n_r} \right)$ 。 $\{\tilde{u}_{k,n}\}$ 和 $\{y_{k,n}^{MIMO}\}$ 在经过改进初始信号估计器1607

后,输出 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 。特别地,本申请实施例四中的改进初始信号估计器1607与本申请实施例三中的改进初始信号估计器802的功能结构基本相同。为避免赘述,参照图9进行说明。干扰删

除器902的输出 $\{\bar{y}_{k,n}^{MIMO}\}$ 在经过软解调/判决器903后,得到 $\{\Omega(b_{k,n})\}$ 。 $\{\Omega(b_{k,n})\}$ 在经过并/串变换器904、解交织器905和信道译码器906后,输出数据比特。对所述输出数据比特重新进行信道编码器907、交织器908、串/并变换器909、QAM调制器910和取实部/虚部911操作后,得到实数符号 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 。 $\{\bar{d}_{k,n}\}$ 输入到本申请实施例四中发明的迭代干扰删除器1305中,完成对相关参数的初始化。

[0314] 首先,干扰删除器902在时频格点 (k_0, n_0) 的输出信号可以表示为:

$$[0315] \quad \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} = y_{k_0, n_0}^{MIMO} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} \sum_{(k,n) \in \Omega(k_0, n_0)} jh_{k,n}^{(n_t, n_r)} \tilde{u}_{k_0, n_0} \quad (68)$$

[0316] 其中, $\tilde{u}_{k_0, n_0} = \Im\{\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}\}$ 为时频格点 (k_0, n_0) 的干扰估计值。 $\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 可以认为是对 y_{k_0, n_0}^{MIMO} 进行初步干扰预处理后的信号,输入到软解调/判决器903中。特别地,所述初步干扰预处理也可以通过迭代的方式完成。假设干扰被完全抵消,则基于APP译码算法对输入的 $\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 进行译码,得到实数符号 d_{k_0, n_0} 的第 u 个比特的后验对数概率似然比信息 $L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO})$ 为:

$$[0317] \quad L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}) = \log \left(\frac{P(b_{k_0, n_0}(u) = +1 | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO})}{P(b_{k_0, n_0}(u) = -1 | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO})} \right) \quad (69)$$

[0318] 根据贝叶斯理论,式(69)可以重新表示为:

$$[0319] \quad L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}) = \log \left(\frac{\sum_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^+} P(\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} | b_{k_0, n_0})}{\sum_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^-} P(\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} | b_{k_0, n_0})} \right) \quad (70)$$

[0320] 其中, D_{k_0, n_0}^+ 和 D_{k_0, n_0}^- 分别表示的是包含 b_{k_0, n_0} 中所有+1和-1比特的集合。并且, $P(\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} | b_{k_0, n_0})$ 可以表示为:

$$[0321] \quad P(\bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO} | b_{k_0, n_0}) = \frac{\exp \left(-\frac{1}{2\sigma_0^2} \left(y_{k_0, n_0}^{MIMO} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} d_{k_0, n_0} \right)^2 \right)}{2\pi\sigma_0^2} \quad (71)$$

[0322] 将式(71)代入到式(70)中,采用Max-Log近似算法,可得:

$$\begin{aligned}
\Omega(b_{k_0, n_0}(u)) &= L_{APP}(b_{k_0, n_0}(u) | \bar{y}_{k_0, n_0}^{MIMO}) \\
[0323] \quad &= \frac{1}{2\sigma_0^2} \min_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^-} \left(y_{k_0, n_0}^{MIMO} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} d_{k_0, n_0} \right)^2 \quad (72) \\
&\quad - \frac{1}{2\sigma_0^2} \min_{b_{k_0, n_0} \in D_{k_0, n_0}^+} \left(y_{k_0, n_0}^{MIMO} - \sum_{n_r=1}^{N_R} \sum_{n_t=1}^{N_T} h_{k_0, n_0}^{(n_t, n_r)} d_{k_0, n_0} \right)^2
\end{aligned}$$

[0324] 对所得软信息比特 $\Omega(b_{k_0, n_0}(u))$ 进行并/串变换和解交织, 所得结果经过信道译码后, 重新进行信道编码和交织。所得结果经过串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后, 得到 $\bar{d}_{k_0, n_0} = \Pi(\Omega(b_{k_0, n_0}))$ 。其中, $\Pi(\cdot)$ 表示的是模块904~模块911的操作。之后, \bar{d}_{k_0, n_0} 输入到迭代干扰删除器中, 更新实数符号 d_{k_0, n_0} 的初始均值 $E(d_{k_0, n_0}) = \bar{d}_{k_0, n_0}$ 和方差 $Var(d_{k_0, n_0}) = 1 - (E(d_{k_0, n_0}))^2$ 。

[0325] 下面结合图17, 对本申请实施例四中基于本申请发明的增强信号初始估计器的迭代干扰删除接收机的工作流程进行进一步说明:

[0326] 步骤1701: 接收机初始化操作, 对接收信号进行匹配滤波, 子信道/载波均衡, 合并, 取实部操作等。

[0327] 步骤1702: 判断连接迭代干扰删除接收机和增强初始信号估计器的开关1308是否处于闭合状态。

[0328] 步骤1703: 如果开关1308处于开启状态, 则将步骤1701中初始化后的信号输入到迭代干扰删除器中, 完成对MIMO-FBMC/OQAM系统中残余ISI/ICI的删除工作。

[0329] 步骤1704: 如果开关1308处于闭合状态, 则将步骤1701中初始化后的信号输入到增强初始信号估计器中。

[0330] 步骤1705: 判断增强初始信号估计器中的开关1602、1603和1609是否处于闭合状态。

[0331] 步骤1706: 在增强初始信号估计器中, 如果开关1602、1603和1609处于开启状态, 则闭合开关1601和1608, 开启基本初始信号估计器。基本初始信号估计器完成对输入数据源信号的初始估计, 输入至迭代干扰删除器中, 完成对迭代干扰删除器中相关参数的初始化操作。

[0332] 步骤1707: 在增强初始信号估计器中, 如果开关1602、1603和1609处于闭合状态, 则打开开关1601和1608, 开启改进初始信号估计器。改进初始信号估计器完成对输入数据源信号的初始估计, 输入至迭代干扰删除器中, 完成对迭代干扰删除器中相关参数的初始化操作。

[0333] 步骤1708: 接收机对迭代干扰删除器的输出进行硬判决, 输出判决后的数据源信号。

[0334] 本申请实施例四中设计的迭代干扰删除算法的复杂度与目标时频格点 (k_0, n_0) 周围的强干扰时频格点 (k, n) ($(k, n) \neq (k_0, n_0)$) 的数目有关。通过比较本申请实施例四与实施

例一、二和三可以发现,在本申请实施例一、二和三中,为了保证式(19)中的干扰项 \tilde{I}_{k_0, n_0} 服从复高斯分布,满足本申请发明的迭代干扰删除方法的设计条件,往往在对目标时频格点进行迭代干扰删除时,需要将数目较多的目标时频格点周围的干扰时频格点考虑在内,增加了系统设计的复杂度。在本申请实施例四中,为了保证式(54)中的干扰项 $\tilde{I}_{k_0, n_0}^{MIMO}$ 服从复高斯分布,满足本申请发明的迭代干扰删除方法的设计条件,只需要满足系统收发天线的数目较大即可。因此,本申请实施例四发明的迭代干扰删除算法在对目标时频格点进行迭代干扰删除时,只需要考虑目标时频格点周围的强干扰时频格点,即 $(k, n) \in \Omega_{k_0, n_0}$ 。以如图14所示的PHYDYAS原型滤波器设计为例, $8 \leq |\Omega_{k_0, n_0}| \leq 18$ 。通过比较本申请实施例四与实施例一、二和三可以看出,本申请实施例四中发明的迭代干扰删除算法具有更低的复杂度。

[0335] 具体实施例五

[0336] 本申请实施例一、二、三和四中的系统模型分别为传统的SISO和MIMO系统模型。本申请实施例五则主要考虑的是在分布式多天线系统的上行传输过程中,设计网络侧迭代干扰删除算法的实现机制与流程。

[0337] 图18为本申请实施例五中分布式多天线系统上行传输原理示意图。如图18所示,在上行传输过程中,多个基站1801接收单个用户终端1802发送的上行FBMC/OQAM信号。其中,基站和终端分别配置有 N_R ($N_R \geq 1$)根接收天线和 N_T ($N_T \geq 1$)根发射天线。各基站间通过标准接口1803保持通信连接。另外,各基站也可通过光纤回传网络1804,连接至网络中心处理器1805上。通过以上描述可以看出,如果接收上行信号的基站数目 N_{BS} 大于1,则图18所示的分布式多天线系统可以认为是一个虚拟MIMO系统,配置有 N_T 根发射天线和 $N_{BS}N_R$ 根接收天线。因此,消除如图18所示的分布式多天线系统中上行接收FBMC/OQAM信号的ISI/ICI,可以采用本申请实施例一、二、三和四中的任一迭代干扰删除方法。较具体地,当接收天线数 $N_{BS}N_R$ 较大,或发射天线数 N_T 较大,和/或接收天线数 $N_{BS}N_R$ 与发射天线数 N_T 之和较大时,可以采用如本申请实施例四中发明的迭代干扰删除机的设计方法。反之,可以采用如本申请实施例一、二和三中发明的任一迭代干扰删除机的设计方法。总之,在如图18所示的虚拟MIMO系统中,要实现对上行接收FBMC/OQAM信号ISI/ICI的迭代干扰删除,需要基站间交互必要的系统信息,满足实现如本申请实施例一、二、三和四中发明的迭代干扰删除算法的必要条件。另外,根据所述交互信息,可以对各基站的基带处理功能进行灵活配置。

[0338] 图19为本申请实施例五中分布式多天线系统的上行迭代干扰删除的实现机制与流程示意图。如图19所示,本申请实施例五中分布式多天线系统的上行迭代干扰删除包括四种机制。下面以两个基站(基站 α 和基站 β)为例进行说明:

[0339] 机制一:基站 α 和基站 β 通过标准接口,由基站控制器 α 和基站控制器 β 交互经过匹配滤波后的接收信号 $\{y_{k,n}^\alpha\}$, $\{y_{k,n}^\beta\}$ 和信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$, $\{h_{k,n}^\beta\}$ 。其中, $\{y_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{y_{k,n}^\beta\}$ 的具体表达式可以参照本申请实施例四中 $\{y_{k,n}^{MIMO}\}$ 的表达式。基站控制器 α 和基站控制器 β 分别对 $\{y_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{y_{k,n}^\beta\}$ 进行合并后,根据系统配置(如收发天线数和子载波数等)是否满足如本申请实施例一、二、三和四中实现迭代干扰删除算法的必要条件,选择本申请实施例一、

二、三和四中设计的任一迭代干扰删除接收机,结合交互的信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{h_{k,n}^\beta\}$,完成对接收的FBMC/OQAM信号残余ISI/ICI的删除工作,输出数据比特。

[0340] 机制二:基站 α 和基站 β 通过标准接口,由基站控制器 α 和基站控制器 β 交互对经过匹配滤波后的接收信号 $\{y_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{y_{k,n}^\beta\}$ 进行过后处理的信号 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 。另外,所述交互信息还包括信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{h_{k,n}^\beta\}$ 。其中, $f(\cdot)$ 操作可以为本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除算法中的任一模块操作,例如本申请实施例一中的基本信号估计器301操作、软译码器304操作等。另外,基站控制器 α 和基站控制器 β 根据 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 的具体内容,也可采用迭代多次的方式,交互 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 。

基站控制器 α 和基站控制器 β 分别对 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 进行合并后,根据系统配置(如收发天线数和子载波数等)是否满足如本申请实施例一、二、三和四中实现迭代干扰删除算法的必要条件,选择本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除接收机,结合交互的信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{h_{k,n}^\beta\}$,完成对接收的FBMC/OQAM信号残余ISI/ICI的删除工作,输出数据比特。

[0341] 机制三:基站控制器 α 和基站控制器 β 将对经过匹配滤波后的接收信号 $\{y_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{y_{k,n}^\beta\}$ 进行过后处理的信号 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 发送至基站中心控制器中,执行干扰删除并输出数据比特信息。特别地,所述基站中心控制器的网络位置可以与图18中所示的网络中心处理器1805相同。另外,所述发送信息还分别包括信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{h_{k,n}^\beta\}$ 。其中, $f(\cdot)$ 操作可以为本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除算法中的任一模块操作,例如本申请实施例一中的基本信号估计器301操作、软译码器304操作等。另外,基站控制器 α 和基站控制器 β 根据 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 的具体内容,也可采用迭代多次的方式,发送 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 至基站中心控制器。基站中心控制器对 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 进行合并后,根据系统配置(如收发天线数和子载波数等)是否满足如本申请实施例一、二、三和四中实现迭代干扰删除算法的必要条件,选择本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除接收机,结合接收的信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$ 和 $\{h_{k,n}^\beta\}$,完成对接收的FBMC/OQAM信号残余ISI/ICI的删除工作,输出数据比特。

[0342] 机制四:基站 β 通过标准接口,由基站控制器 β 发送对经过匹配滤波后的接收信号 $\{y_{k,n}^\beta\}$ 进行过后处理的信号 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 至基站 α 中的基站控制器 α 。另外,所述发送信息还包括信道状态信息 $\{h_{k,n}^\beta\}$ 。也就是,基站 α 为主控基站,基站 β 为被控基站。其中, $f(\cdot)$ 操作可以为本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除算法中的任一模块操作,例如本申请实施例一中的基本信号估计器301操作、软译码器304操作等。另外,基站控制器 β 根据 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 的具体内容,也可采用迭代多次的方式,发送 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 。基站控制器 α 对 $\{f(y_{k,n}^\alpha)\}$ 和 $\{f(y_{k,n}^\beta)\}$ 进行合并后,根据系统配置(如收发天线数和子载波数等)是否满足如本申请实

施例一、二、三和四中实现迭代干扰删除算法的必要条件,选择本申请实施例一、二、三和四中设计的任一迭代干扰删除接收机,结合接收的信道状态信息 $\{h_{k,m}^\beta\}$ 和自有的信道状态信息 $\{h_{k,n}^\alpha\}$,完成对接收的FBMC/OQAM信号残余ISI/ICI的删除工作,输出数据比特。

[0343] 基于上述实施例,本申请提出一种干扰删除方法,包括以下步骤:

[0344] 步骤1:计算接收信号的均值和方差,得到所述接收信号的统计信息;

[0345] 步骤2:根据所述接收信号的统计信息,计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

[0346] 步骤3:根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;

[0347] 步骤4:重复步骤1至步骤3的操作,直至达到约定的迭代次数后,输出经过硬判决后的数据比特信息。

[0348] 本申请计算接收信号的均值和方差包括两种模式:

[0349] 模式1:计算经过干扰后处理后的接收信号的均值和方差;

[0350] 模式2:计算经过干扰预处理后的接收信号的均值和方差。

[0351] 对于模式1,可以执行以下操作得到所述经过干扰后处理后的接收信号:

[0352] 对接收信号进行匹配滤波、信道均衡、合并和取实部操作后,得到初始信号;

[0353] 对所述初始信号进行基于最小欧式距离的符号级硬判决,得到硬判决信号;

[0354] 对所述硬判决信号进行解调、并/串变换、解交织和信道译码操作,并对所得结果进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作,得到估计信号;

[0355] 根据所述初始信号和所述估计信号,执行初步干扰删除操作,得到经过干扰后处理后的接收信号。

[0356] 对于模式2,可以执行以下操作得到所述经过干扰预处理后的接收信号:

[0357] 对接收信号进行匹配滤波后得到滤波信号;所述滤波信号经过信道均衡、合并和取虚部操作后,得到初始信号干扰估计;

[0358] 根据所述滤波信号和初始信号干扰估计,执行初步干扰删除操作,得到初步干扰预处理后的接收信号;

[0359] 对所述初步干扰预处理后的接收信号进行软解调/判决,得到所述接收信号的后验对数概率似然比信息;

[0360] 对所述后验对数概率似然比信息进行并/串变换、解交织和信道译码后,对所得结果重新进行信道编码、交织、串/并变换、QAM调制和取实部/虚部操作后,得到经过干扰预处理后的接收信号。

[0361] 对应于上述干扰删除方法,本申请还提出一种干扰删除装置,包括:第一模块、第二模块、第三模块和迭代模块,其中:

[0362] 第一模块,用于计算接收信号的均值和方差,得到所述接收信号的统计信息;

[0363] 第二模块,用于根据所述接收信号的统计信息,计算所述接收信号的估计对数概率似然比信息;

[0364] 第三模块,用于根据所述接收信号的估计对数概率似然比信息,计算所述接收信号的译码对数概率似然比信息,并更新所述接收信号的统计信息的计算;

[0365] 迭代模块,用于控制所述第一模块、第二模块和第三模块进行重复操作,直至达到约定的迭代次数后,输出经过硬判决后的数据比特信息。

[0366] 本申请具体实施例一至五详细介绍了本申请发明的迭代干扰删除接收机的设计方法和工作流程及其在分布式多天线系统中的应用。本申请具体实施例六将主要介绍基站与用户终端间的必要信令交互及流程,用以辅助基站侧迭代干扰删除接收机的实现。

[0367] 具体实施例六

[0368] 如图20所示,基站与用户终端#A分别通过上下行信道进行通信。基站根据用户终端反馈的信道状态信息、可配置传输模式参数信息和可配置合成滤波器组的参数信息等,结合自身的天线配置、基带处理能力和网络侧QoS (Quality of Service) 需求等,配置用户终端的发射参数。

[0369] 由于传输模式包含多种参数及组合,其中,传输模式中一些参数的设定和取值会对系统的干扰删除操作带来影响,而干扰删除操作由基站侧完成,用户终端需要将会影响基站干扰删除操作的所有可能的传输模式配置信息汇报给基站,也就是用户终端需要向基站汇报“可配置传输模式信息”。而后由基站将配置完成的传输模式信息通知用户终端,用户终端再按照基站下发的“传输模式信息”来配置所采用的传输模式。

[0370] 其中,所述信道状态信息可以包括:窄带CQI (Channel Quality Indicator)、PMI (Precoding Matrix Indicator) 和RI (Rank Indicator) 中的一种或多种组合。所述可配置传输模式参数信息包括用户终端的发射天线数、可用MIMO传输模式、终端类别等信息。所述可配置合成滤波器组参数信息包括:用户终端可用合成滤波器组的类别及类型、可用合成滤波器组的配置参数等。另外,所述用户终端的发射参数包括但不限于:传输模式及合成滤波器组参数的配置。

[0371] 图21为本申请实施例六中基站与用户终端间通信以辅助基站侧迭代干扰删除接收机实现的流程示意图。如图21所示,所述通信过程包括以下步骤:

[0372] 步骤2101:用户终端测量信道状态信息,并将所述信道状态信息上报至基站;另外,用户终端上报其可配置传输模式信息、可配置合成滤波器组参数信息等至基站;其中,所述可配置传输模式信息与可配置合成滤波器组参数信息为所述用户终端的可配置信息。

[0373] 步骤2102:基站根据用户终端反馈的信道状态信息,选择需要进行上行迭代干扰删除操作的用户终端;并且,基站根据所选用用户终端上报的可配置传输模式和可配置合成滤波器组参数等信息,结合自身天线配置、资源分配等情况,为所述用户终端配置较佳的传输模式及合成滤波器组参数。

[0374] 步骤2103:基站通过下行控制信道,将所述配置信息发送给所选用用户终端。

[0375] 步骤2104:用户终端根据基站侧配置的传输模式及合成滤波器组参数,通过上行信道发送FBMC/OQAM信号。

[0376] 步骤2105:基站对接收的所述FBMC/OQAM执行迭代干扰删除操作。

[0377] 另外,用户终端也可以采用时分的方式,上报信道状态信息、可配置传输模式信息及可配置合成滤波器组参数信息等至基站。比如,用户终端首先反馈信道状态信息,基站在获取所述信道状态信息后,选择需要进行上行迭代干扰删除操作的用户终端。基站通过下行控制信道触发所选用用户终端上报其可配置传输模式及可配置合成滤波器组参数等信息。通过这种方式,可以有效地降低上行信道的冗余。特别地,基站和用户终端可以通过查表的

方式,分别获得用户终端上报的可配置传输模式和可配置合成滤波器组参数及基站下发的传输模式和合成滤波器组参数配置信息。

[0378] 步骤2101~步骤2105描述的是基站与用户终端间通信以辅助基站侧迭代干扰删除接收机实现的流程。另外,基站侧的迭代干扰删除操作也可以通过发送端(用户终端)发起并辅助的方式来完成。如图20所示,用户终端#B与基站通过上行信道进行通信。其中,如图22所示,所述通信过程包括以下步骤:

[0379] 步骤2201:用户终端自主选择并配置传输模式及合成滤波器组参数等。用户终端根据所选传输模式及合成滤波器组参数,发送上行FBMC/OQAM调制信号。并且,用户终端反馈信道状态信息至基站,并且上报所选传输模式及合成滤波器组参数配置信息至基站。

[0380] 步骤2202:基站根据用户终端反馈的信道状态信息,结合自身天线配置、资源分配等情况,选择进行上行迭代干扰删除操作的用户终端;并且,基站根据所选用户终端上报的传输模式和合成滤波器组参数等配置信息,选择较佳的匹配滤波器参数和迭代算法,执行干扰删除操作。

[0381] 图23为本申请一较佳接收机的组成结构示意图,该接收机包括:初始化模块、信号估计模块、配置模块和干扰删除模块,其中:

[0382] 所述初始化模块,用于对接收信号进行匹配滤波、子信道/载波均衡和实部虚部变换等操作。

[0383] 所述信号估计模块,用于对迭代干扰删除过程中的信号进行估计。

[0384] 所述干扰删除模块,用于对接收信号进行干扰删除工作。

[0385] 所述配置模块,用于配置信号估计模块和干扰删除模块间的互操作。

[0386] 图24为本申请一较佳基站的组成结构示意图,该基站包括:接收模块、配置模块和通信模块,其中:

[0387] 所述接收模块,用于对接收信号进行初始化、信号估计和干扰删除操作;也用于接收用户终端发送的测量与配置信息。

[0388] 所述配置模块,用于配置基带单元的功能模式;也用于根据用户终端上报的测量与配置信息,配置用户终端的发射参数,配置基站侧所选滤波器的参数及迭代干扰删除操作参数等。

[0389] 所述通信模块,用于与用户终端间进行通信;也用于在标准接口上与其它基站进行通信。

[0390] 图25为本申请一较佳终端的组成结构示意图,该终端包括:接收模块、配置模块、上报模块和通信模块,其中:

[0391] 所述接收模块,用于接收基站下发的配置信息,包括但不限于:传输模式及合成滤波器参数配置信息。

[0392] 所述配置模块,用于配置终端的发射参数,包括但不限于:传输模式及合成滤波器参数。

[0393] 所述上报模块,用于终端上报信道状态信息、可配置传输模式及合成滤波器参数信息、所用传输模式及合成滤波器参数信息等。

[0394] 所述通信模块,用于与基站间进行通信。

[0395] 以上所述仅为本申请的较佳实施例而已,并不用以限制本申请,凡在本申请的精

神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本申请保护的范围之内。

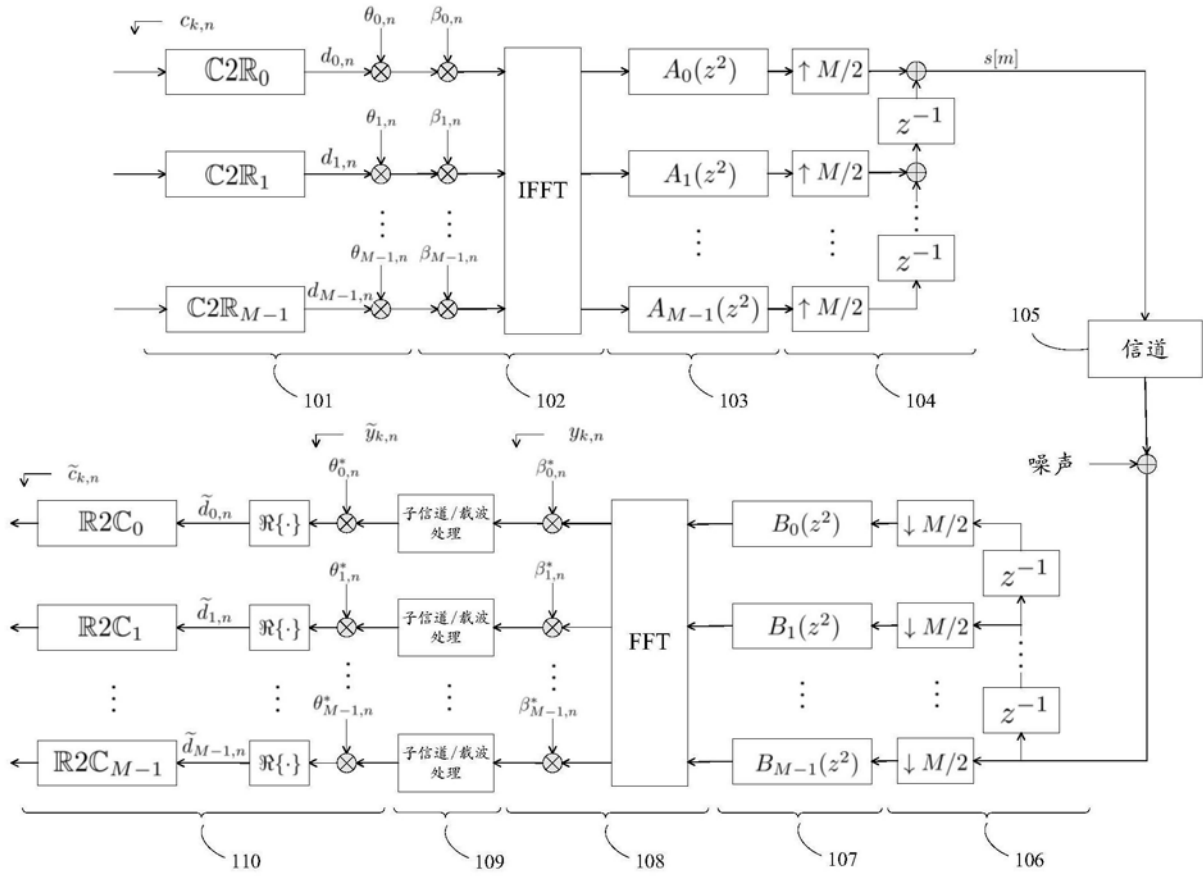


图1

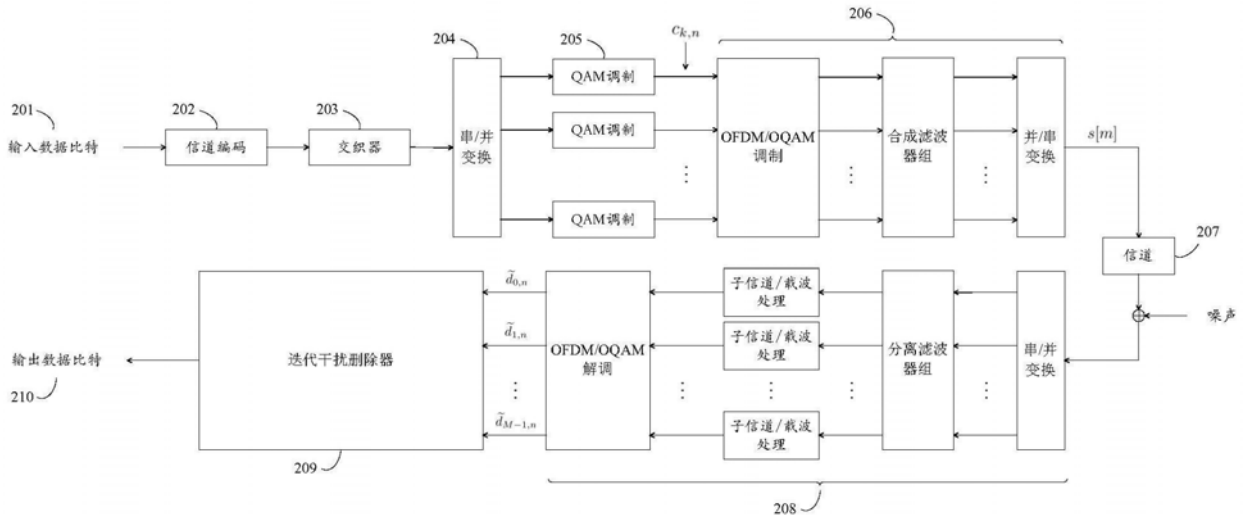


图2

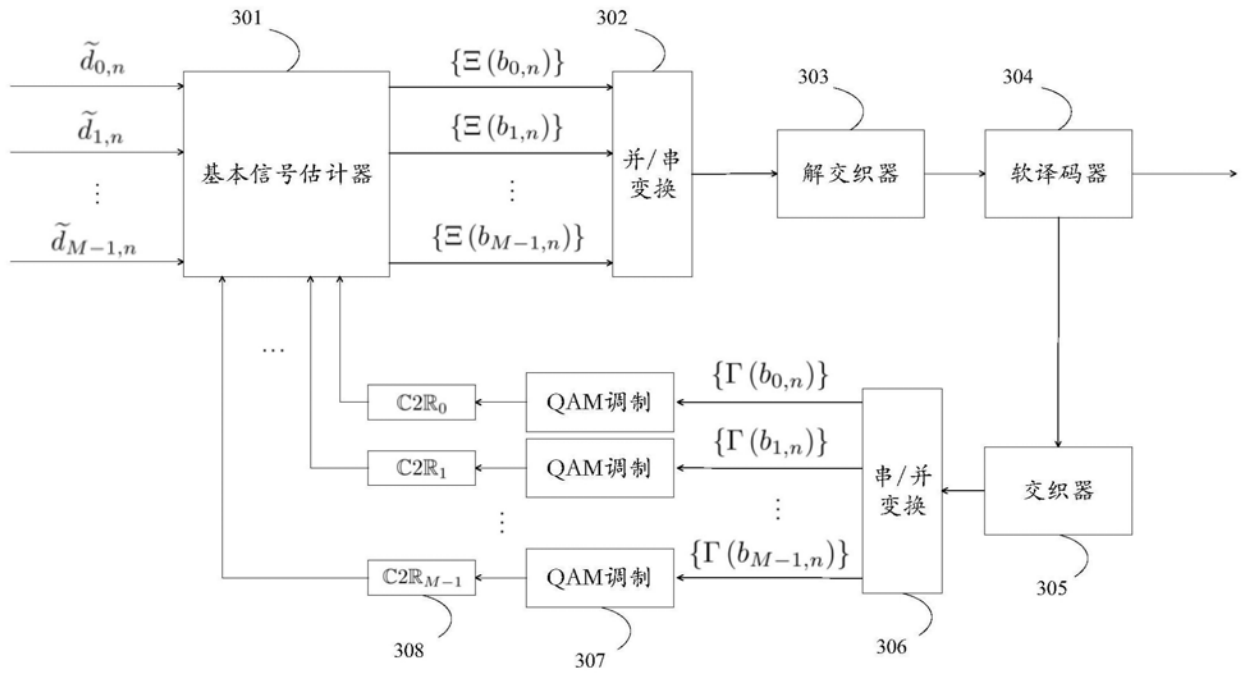


图3

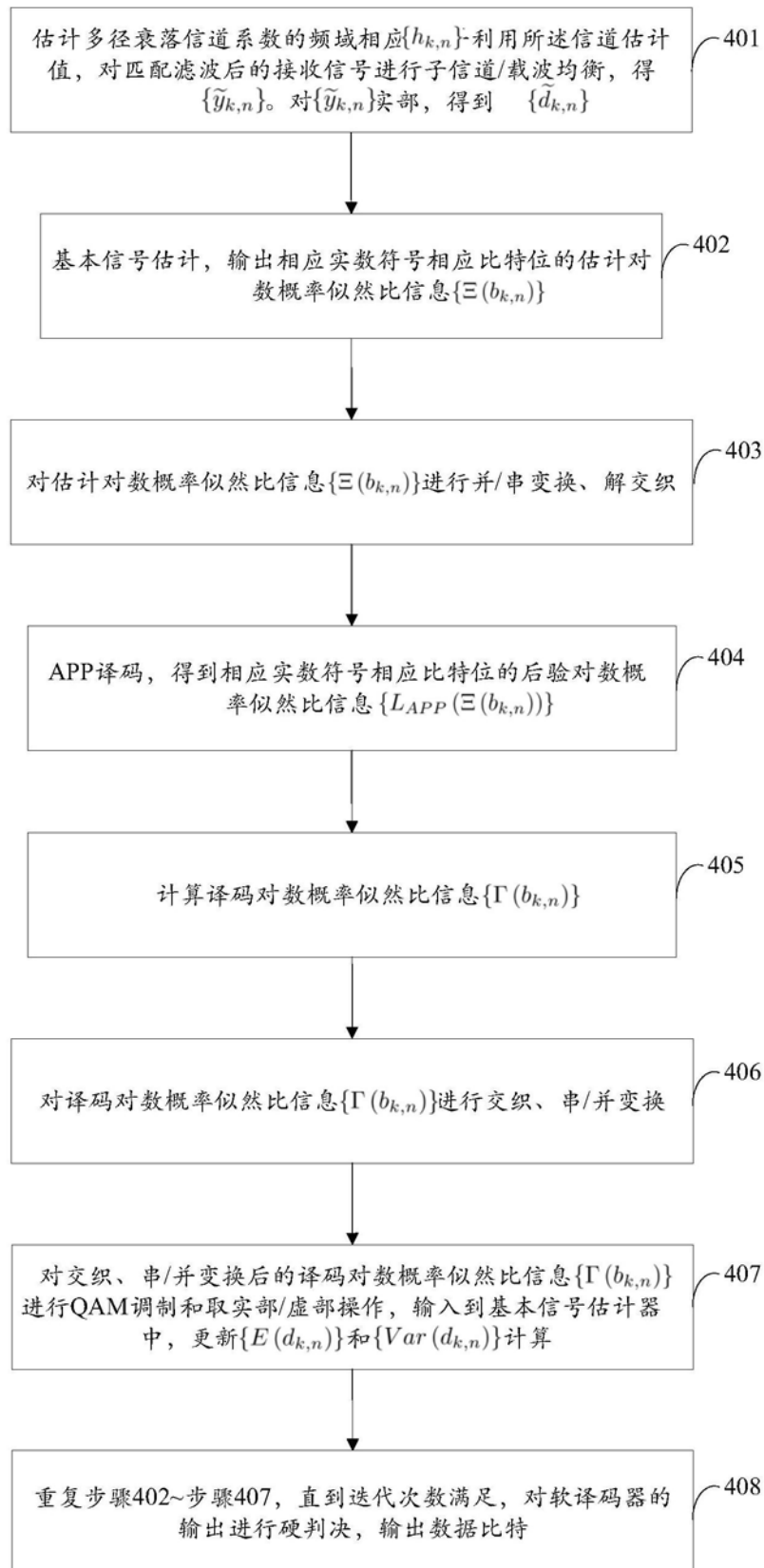


图4

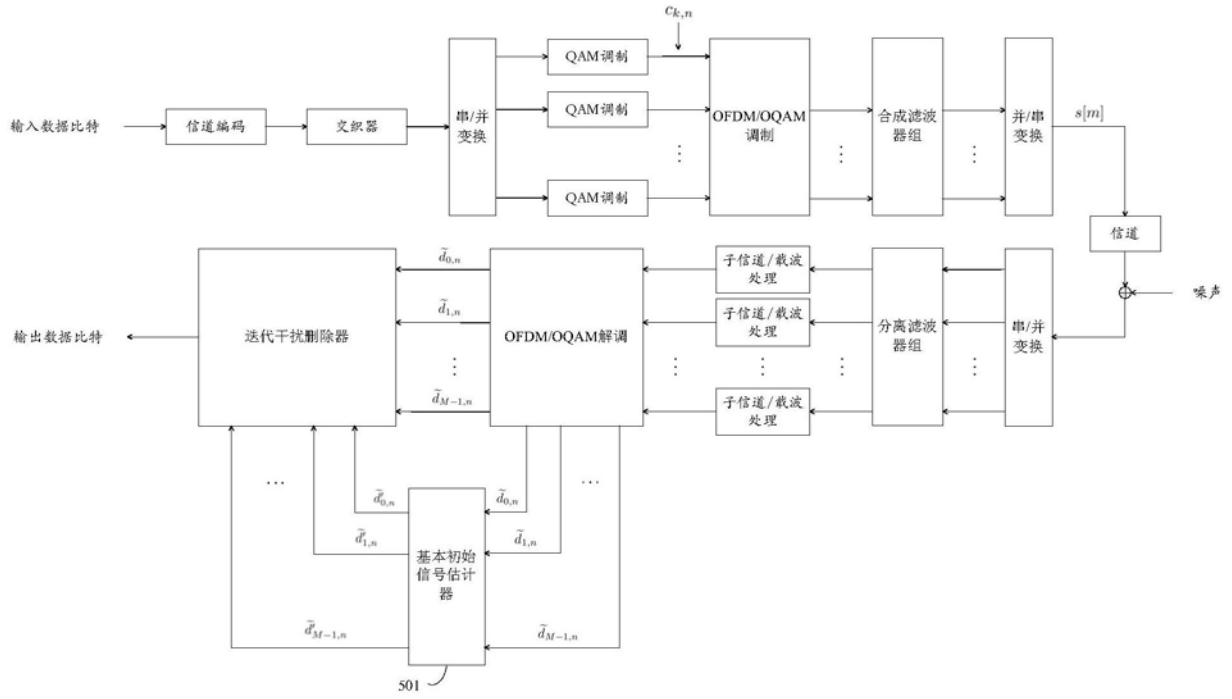


图5

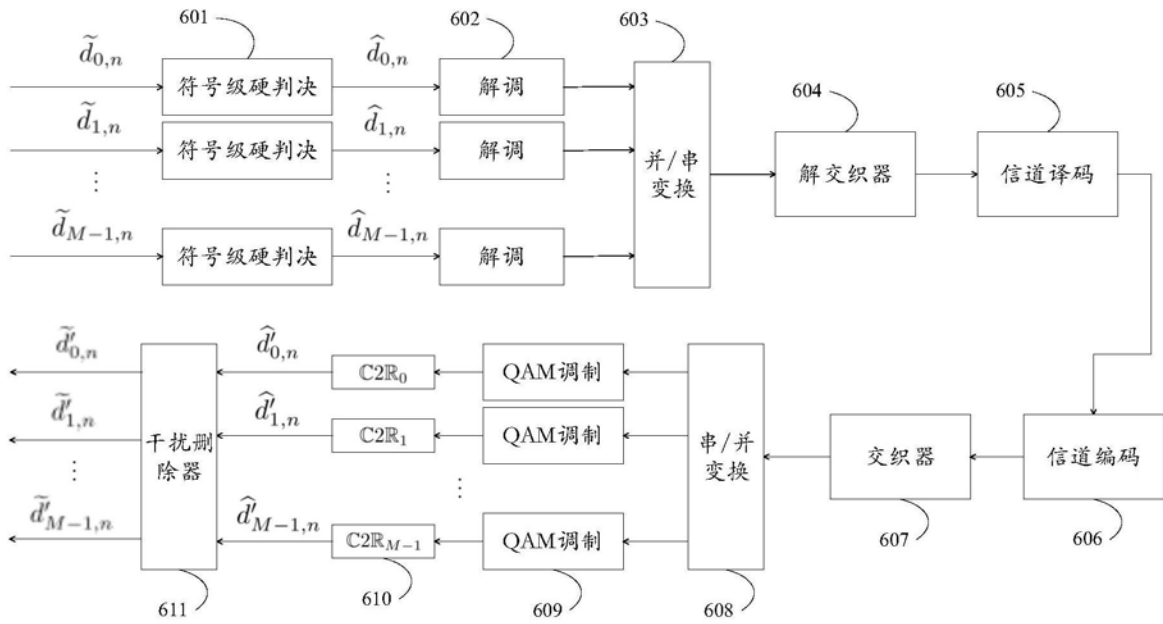


图6

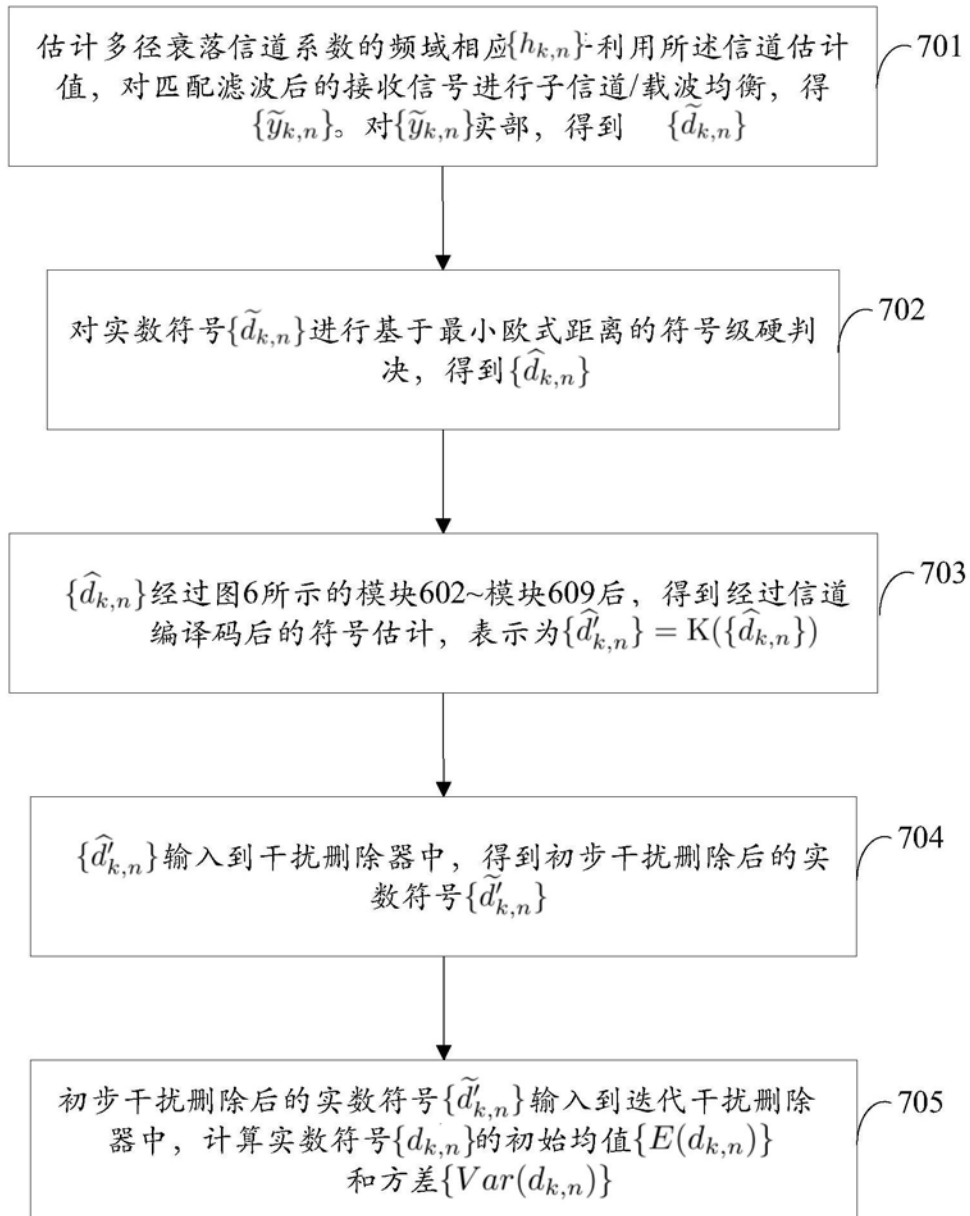


图7

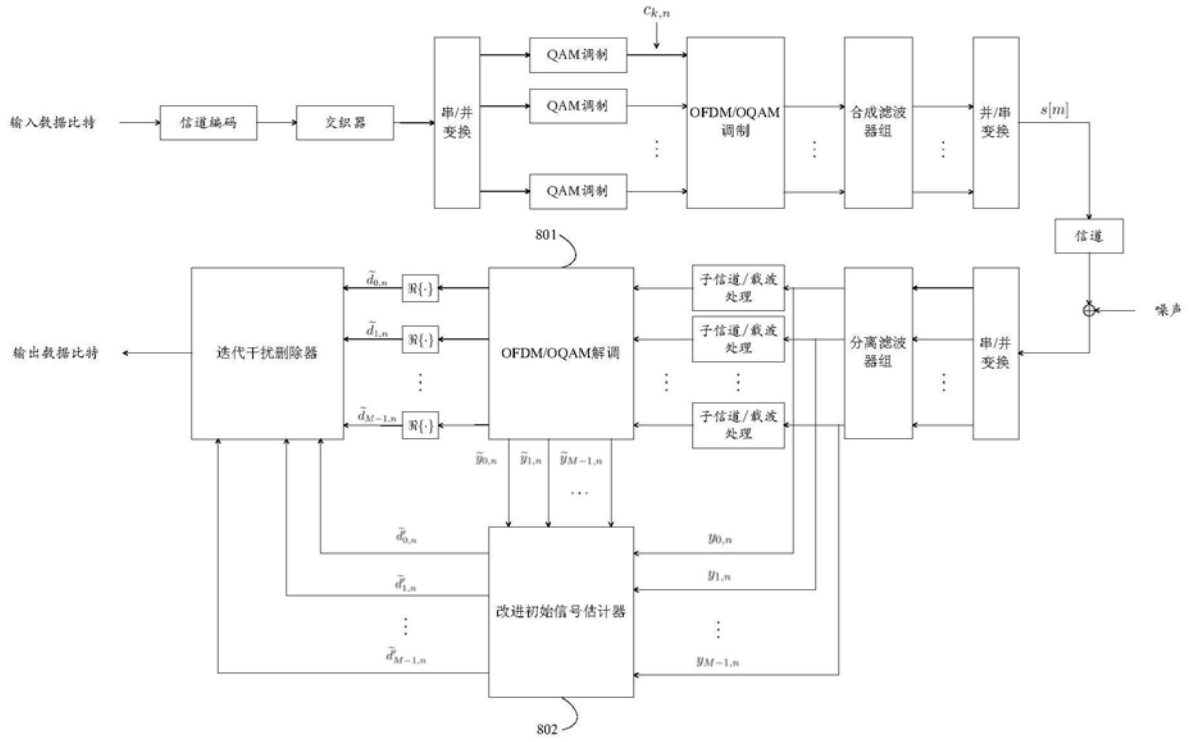


图8

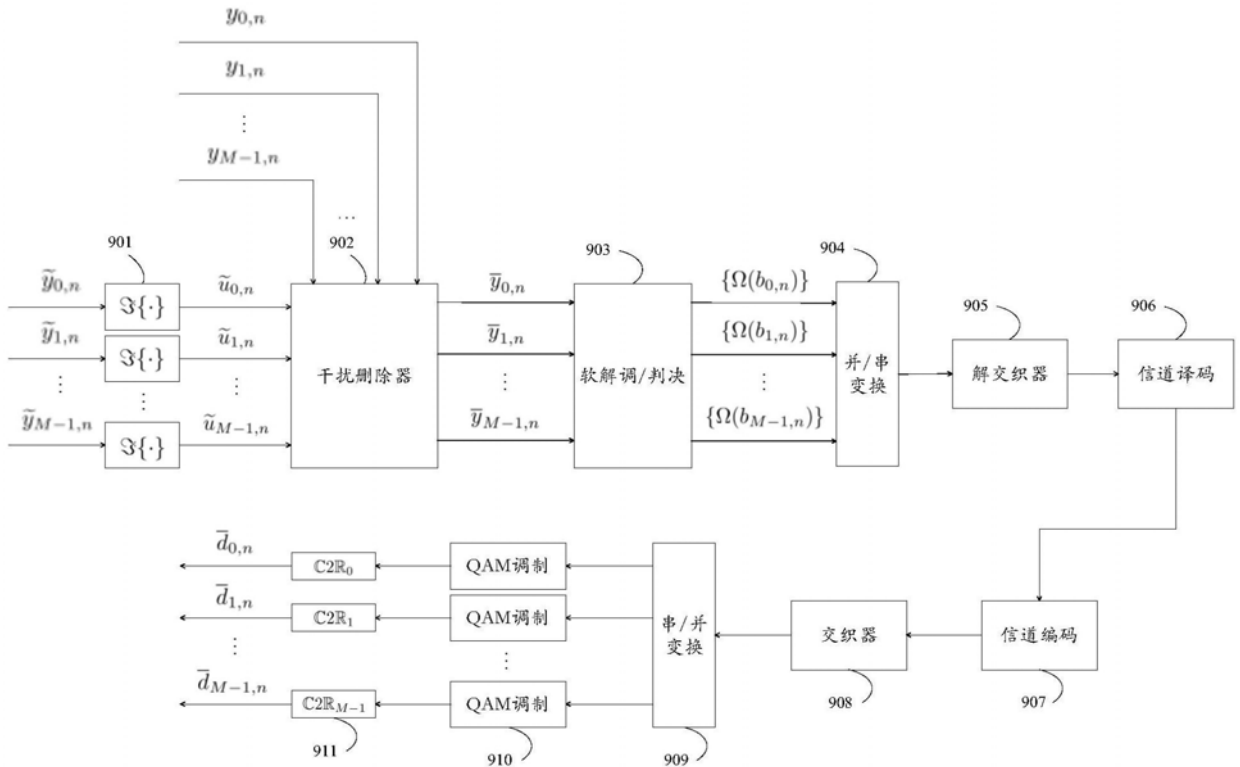


图9

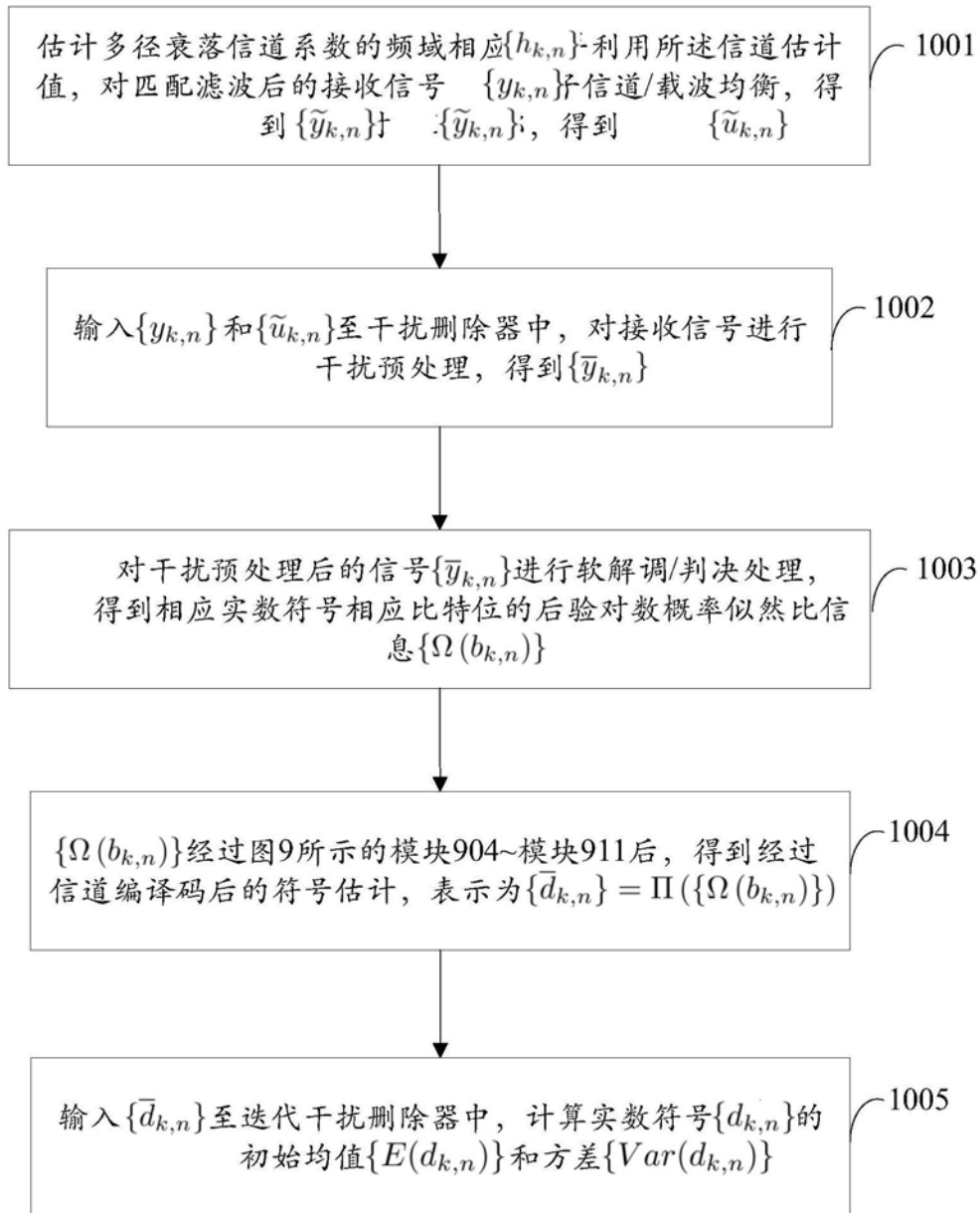


图10

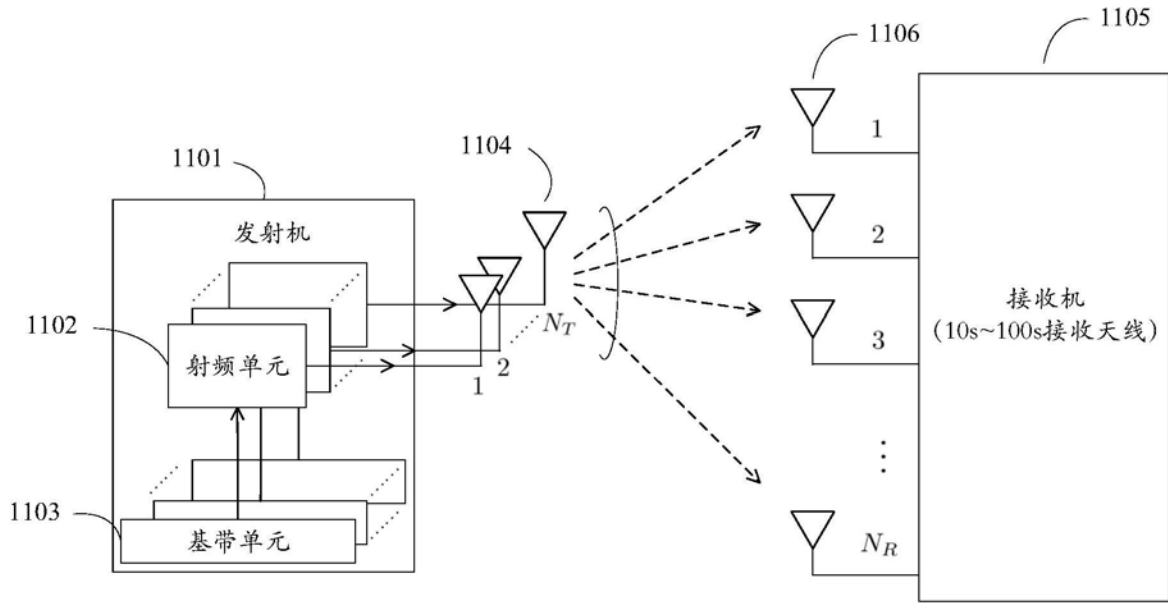


图11

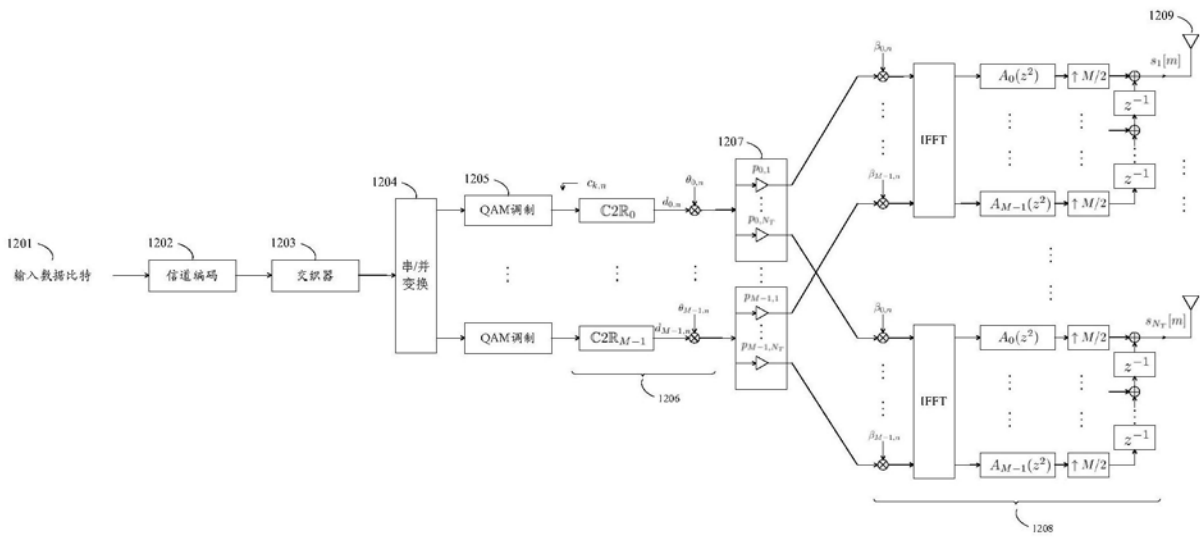


图12

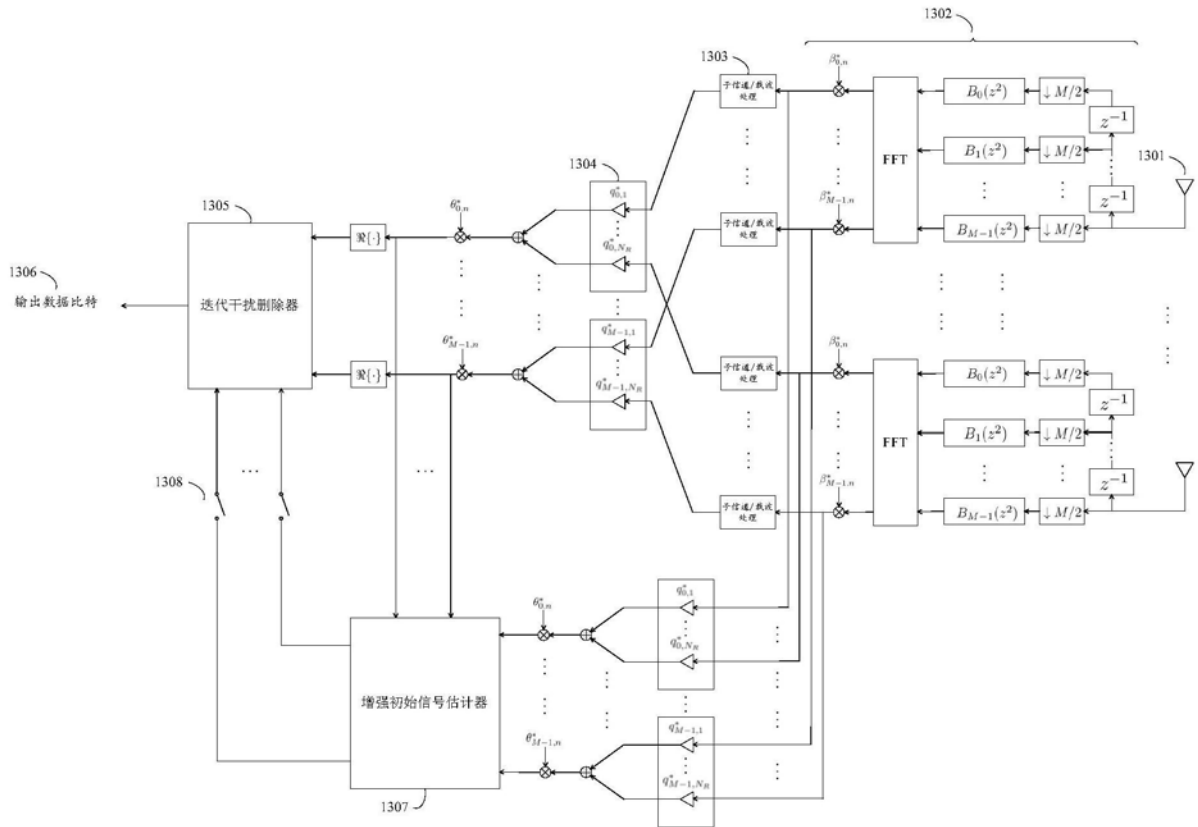


图13

	$n = -4$	$n = -3$	$n = -2$	$n = -1$	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
$k = -2$	0	$0.006j$	$-0.0001j$	0	0	0	$-0.0001j$	$0.0006j$	0
$k = -1$	$0.0054j$	$0.0429j$	$-0.1250j$	$-0.2058j$	$0.2393j$	$0.2058j$	$-0.1250j$	$-0.0429j$	$0.0054j$
$k = 0$	0	$-0.0668j$	$0.0002j$	$0.5644j$	1	$0.5644j$	$0.0002j$	$-0.0668j$	0
$k = 1$	$0.0054j$	$-0.0429j$	$-0.1250j$	$0.2058j$	$0.2393j$	$-0.2058j$	$-0.1250j$	$0.0429j$	$0.0054j$
$k = 2$	0	$0.0006j$	$-0.0001j$	0	0	0	$-0.0001j$	$0.0006j$	0

图14

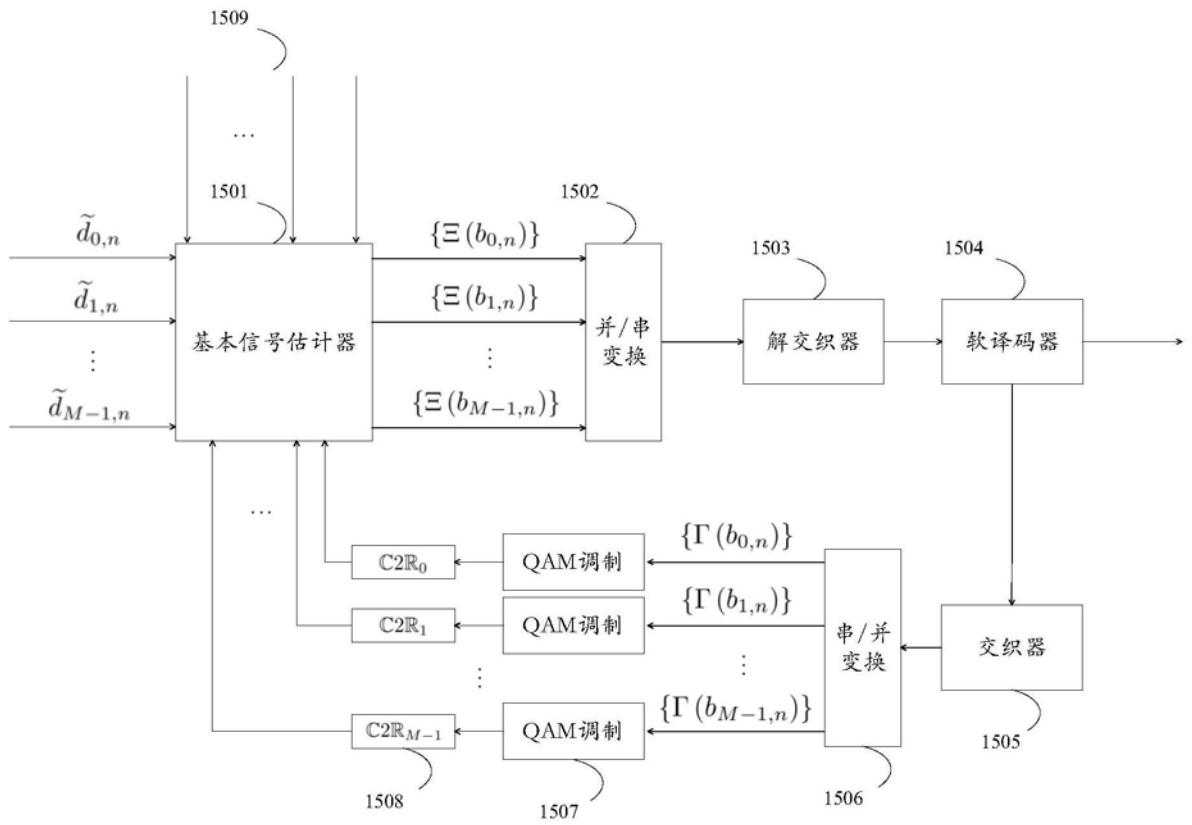


图15

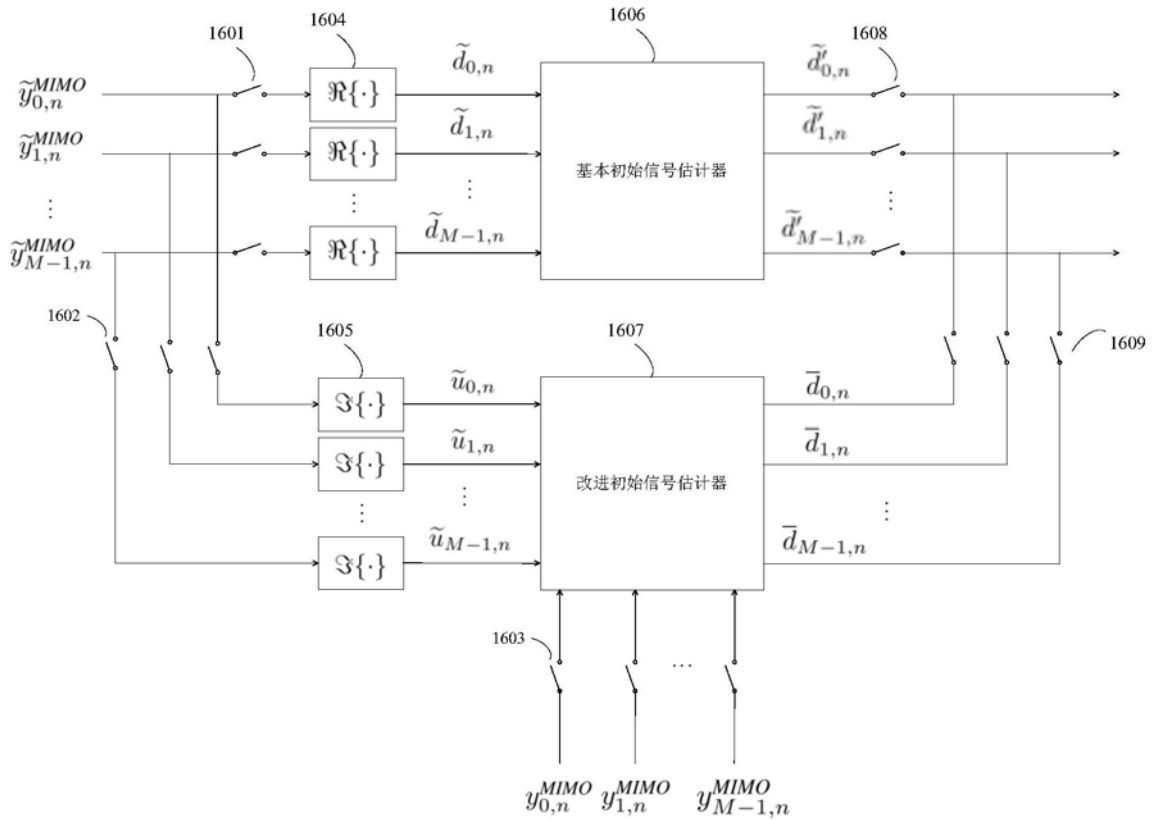


图16

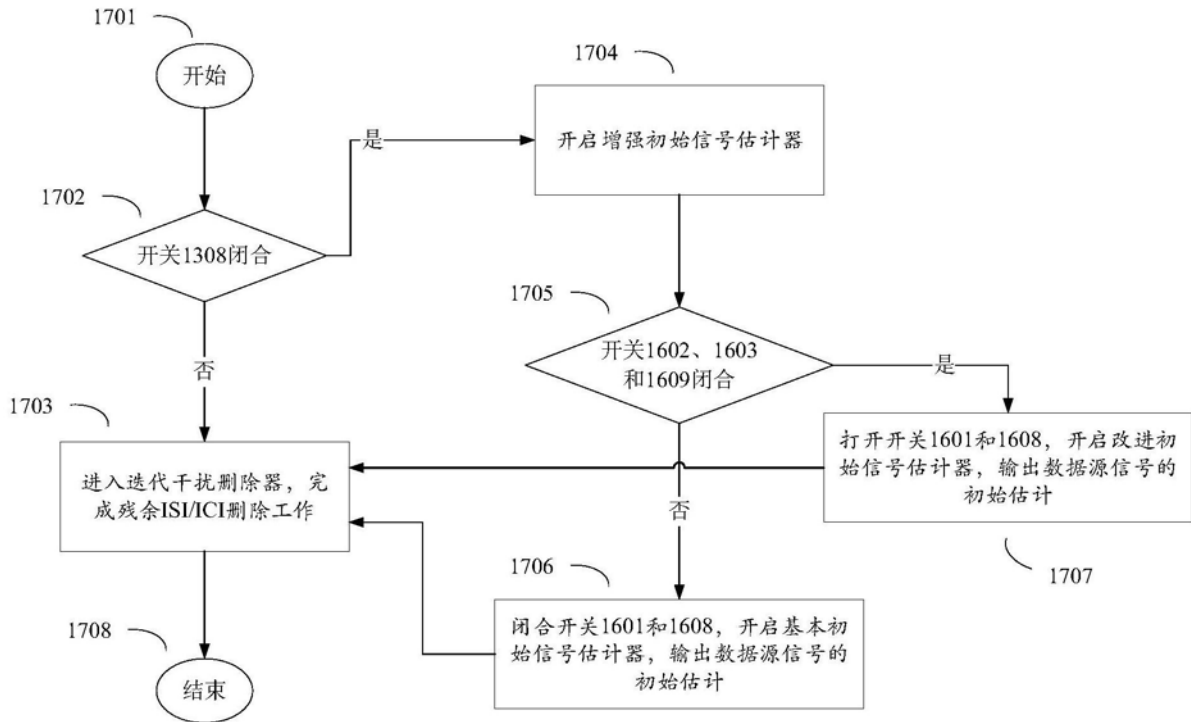


图17

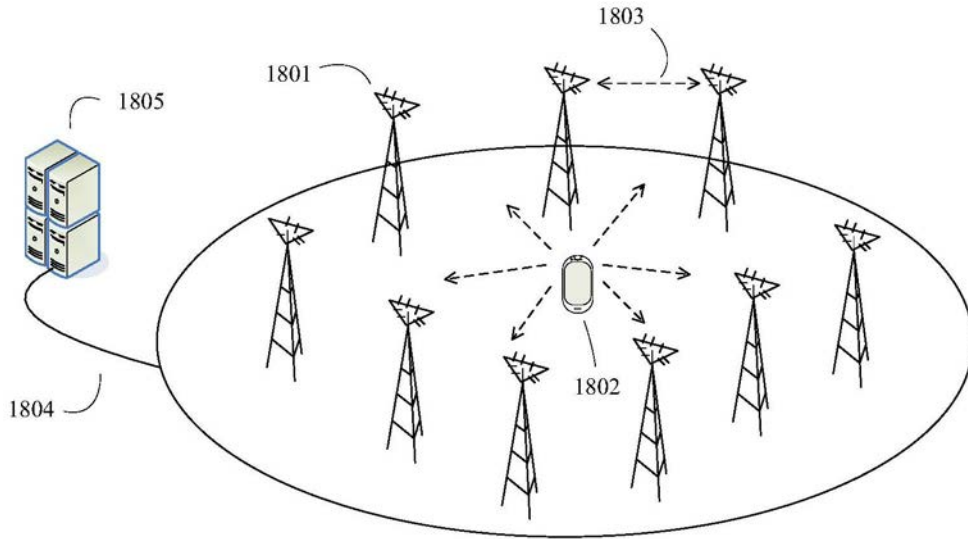


图18

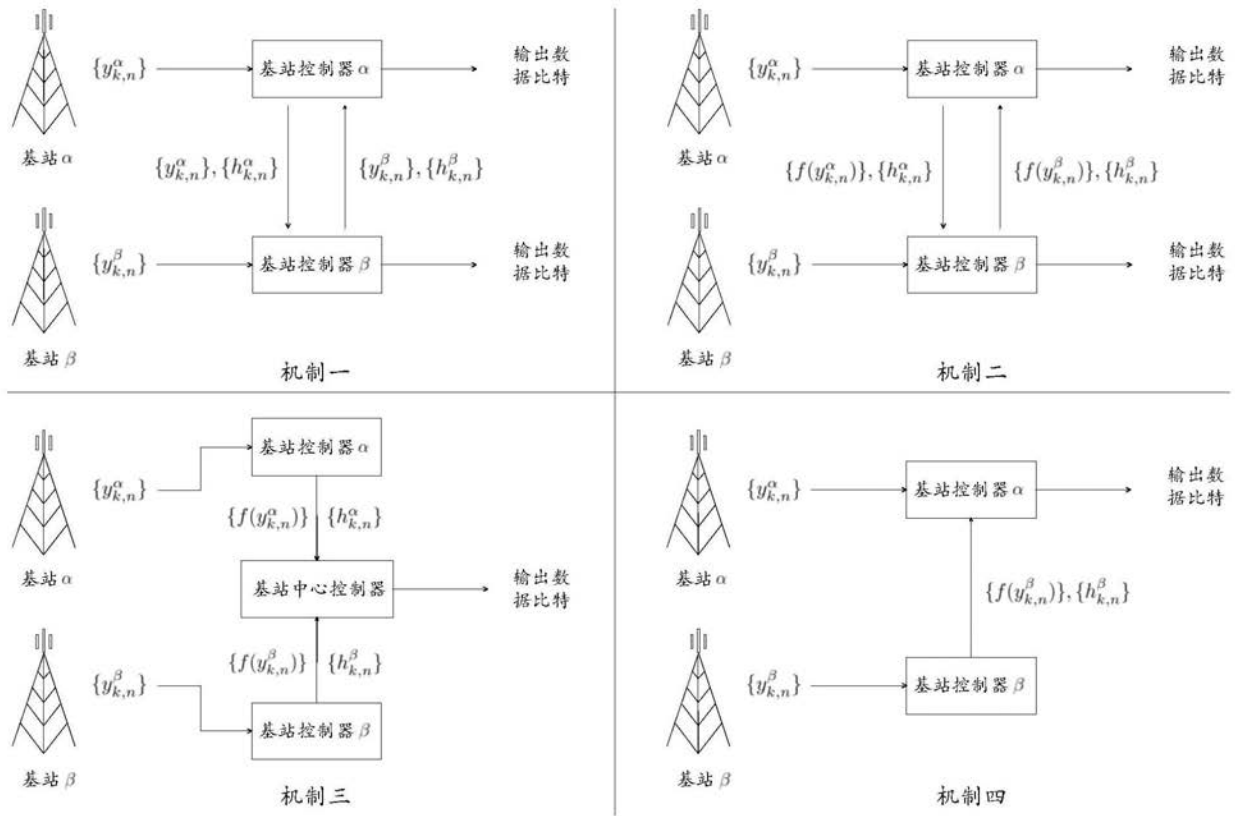


图19

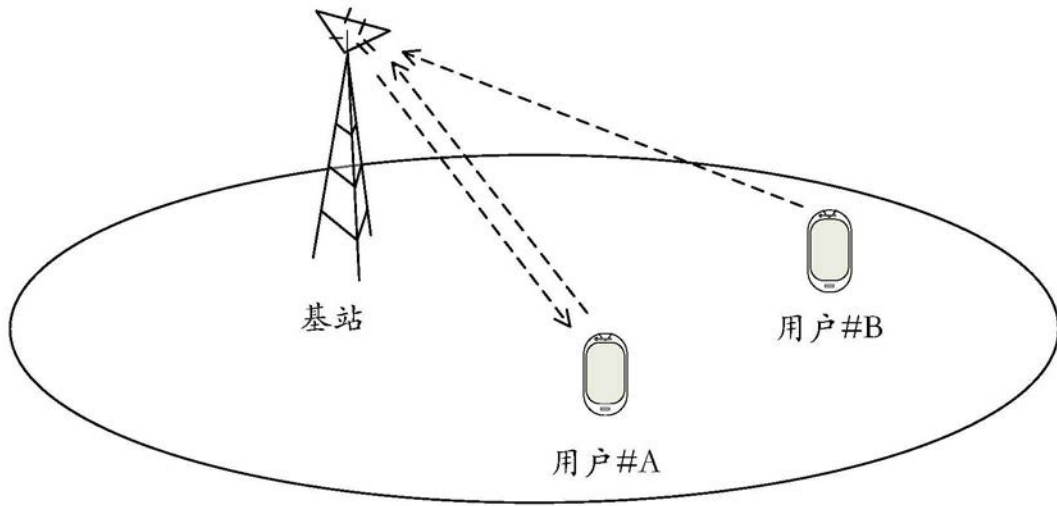


图20

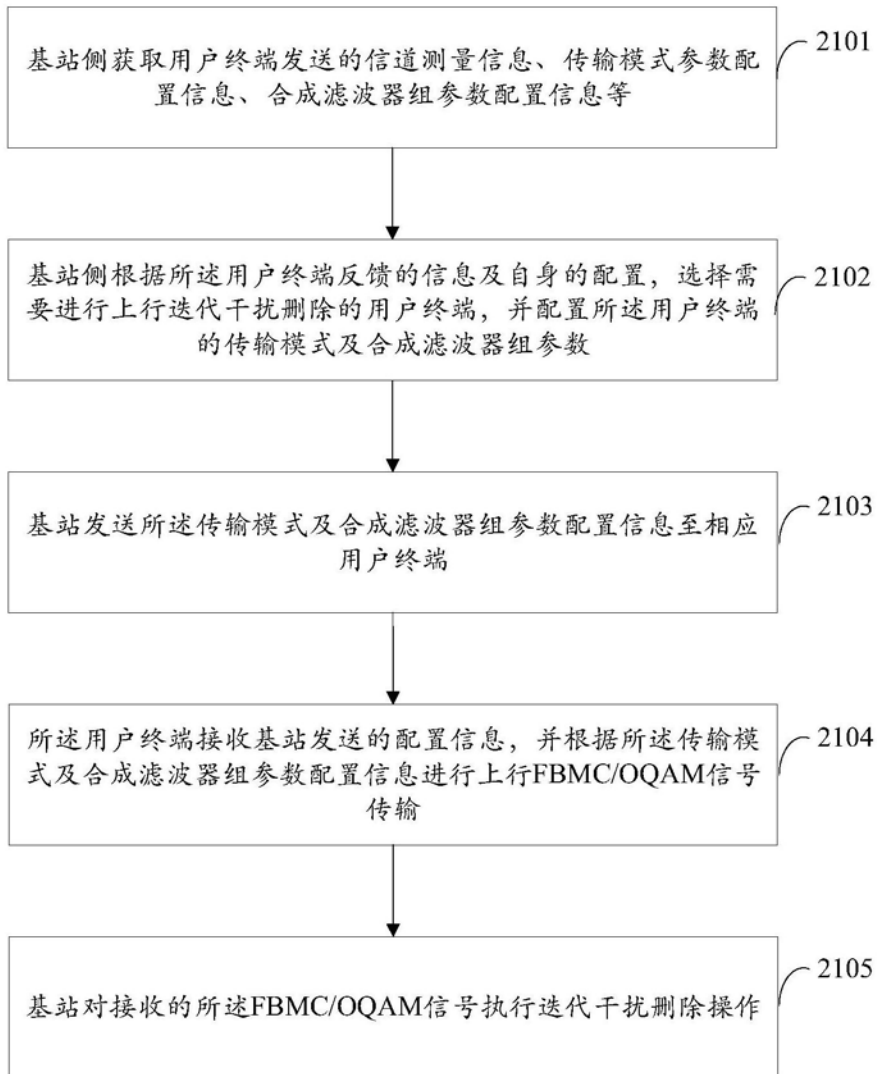


图21

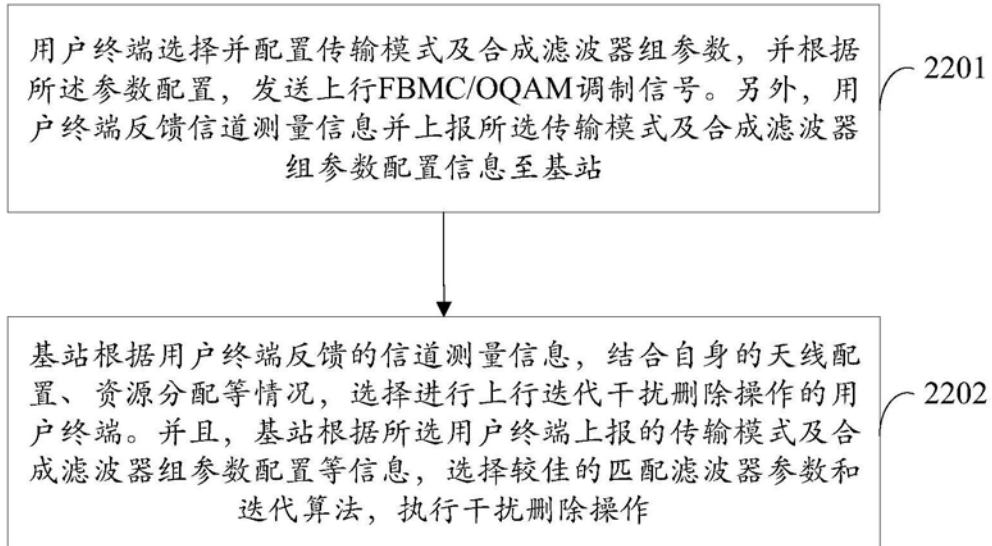


图22



图23

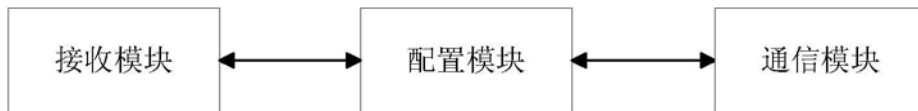


图24

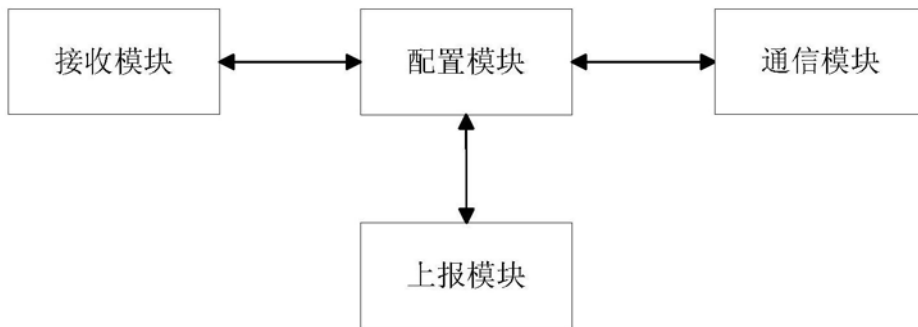


图25