



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104079520 A

(43) 申请公布日 2014. 10. 01

(21) 申请号 201410257779. 5

(22) 申请日 2014. 06. 11

(71) 申请人 宁波大学

地址 315211 浙江省宁波市江北区风华路
818 号

(72) 发明人 李有明 朱星 李程程 季彪
雷鹏

(74) 专利代理机构 宁波奥圣专利代理事务所
(普通合伙) 33226

代理人 周珏

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

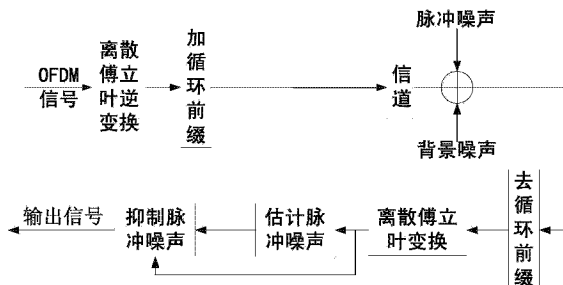
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法,其先将求取未知的脉冲噪声向量的估计值问题转化为求解一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的问题,再通过迭代方式求解一个优化子问题来得到一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的最优解,最后用去除循环前缀和离散傅立叶变换后的接收信号向量减去脉冲噪声向量的最终的估计值后经离散傅立叶变换得到抑制脉冲噪声干扰后的接收信号向量;优点是将原问题转化为求解一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的问题,可避免直接估计脉冲噪声的最优稀疏解时出现的 NP-hard 问题;通过迭代方式求解一个优化子问题来得到一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的最优解,减少了用于脉冲噪声估计的时间,降低了脉冲噪声对 OFDM 符号错误概率的影响。



1. 一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法,其特征在于包括以下步骤:

①在发送端,将待发送的 OFDM 信号向量记为 X ,假设 X 中存在 M 个已知导频,则将 X 中的 M 个已知导频构成的向量记为 X_T ;然后对 X 先后进行离散傅立叶逆变换和添加循环前缀,得到发送信号向量;其中, X 的维数为 $N \times 1$ 维, $N > 2$, $1 < M < N$, X_T 的维数为 $M \times 1$ 维, T 表示由 X 中的 M 个已知导频的索引构成的索引集, T 的长度为 M ;

②假定用于传输信号的信道的状态信息已知,则发送端通过信道传输发送信号向量给接收端,将发送信号向量在传输过程中在信道内产生的脉冲噪声向量和背景噪声向量对应记为 e 和 n ,其中,未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 的维数均为 $N \times 1$ 维;

③在接收端,对接收到的接收信号向量先后进行去除循环前缀和离散傅立叶变换,得到待处理的接收信号向量,记为 Y , Y 由 X 叠加脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后形成;然后从 Y 中提取出在 X_T 中叠加了脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后所形成的信号向量,记为 Y_T ;再根据信道的状态信息,去除 Y_T 中与 X_T 相对应的已知的信号向量,得到仅包含未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 两个成分的已知向量 Z ;其中, Y 的维数为 $N \times 1$ 维, Y_T 的维数为 $M \times 1$ 维, Z 的维数为 $M \times 1$ 维;

④将求取未知的脉冲噪声向量 e 的估计值问题转化为求解一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小的问题,然后将 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 中的 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$ 以函数形式表示为 $f(e)$, $f(e) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$,其中,符号“ $\| \quad \|_2$ ”为求取 l_2 范数符号,符号“ $\| \quad \|_2^2$ ”为求取 l_2 范数的平方,符号“ $\| \quad \|_1$ ”为求取 l_1 范数符号, F_T 表示已知的 $M \times N$ 维的离散傅立叶变换矩阵, τ 表示正则化参数, $f()$ 为函数表达方式;

⑤通过迭代方式求解一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小,具体过程为:

⑤-1、设定正则化参数 τ 的值为 $\tau = 0.1 \| (F_T)^H Z \|_\infty$,令 e 的估计值的初始值为 e_0 , $e_0 = ((F_T)^H F_T)^{-1} (F_T)^H Z$,并令 k 表示迭代次数, k 的初始值为 1,其中,符号“ $\| \quad \|_\infty$ ”为求取无穷范数符号, $(F_T)^H$ 为 F_T 的共轭转置矩阵, $((F_T)^H F_T)^{-1}$ 为 $(F_T)^H F_T$ 的逆矩阵;

⑤-2、定义一个第 k 次迭代的评价因子 α_k , $\alpha_k = \begin{cases} 1 & k=1 \\ \frac{(S_k)^H r_k}{(S_k)^H S_k} & k \neq 1 \end{cases}$,再令

$u_k = e_k - \frac{1}{\alpha_k} \nabla f(e_k)$,其中, $(S_k)^H$ 为 S_k 的共轭转置矩阵, $S_k = e_k - e_{k-1}$, e_k 表示第 k 次迭代后得到的 e 的估计值, e_{k-1} 表示第 $k-1$ 次迭代后得到的 e 的估计值, $r_k = \nabla f(e_k) - \nabla f(e_{k-1})$, $\nabla f(e_k)$ 表示求取第 k 次迭代后 $f(e_k)$ 的一阶导数值, $\nabla f(e_{k-1})$ 表示求取第 $k-1$ 次迭代后 $f(e_{k-1})$ 的一阶导数值, $f(e_k) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e_k\|_2^2$,

$$f(\mathbf{e}_{k-1}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{Z} - \mathbf{F}_T \mathbf{e}_{k-1}\|_2^2;$$

⑤-3、根据 α_k 和 u_k , 计算第 k 次迭代后得到的 e 的估计值, 记为 e_k ,

$$\mathbf{e}_k = \sum_{i=1}^N \frac{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right)}{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right) + \frac{\tau}{\alpha_k}} \mathbf{u}_k^i, \text{ 其中, } \max() \text{ 为取最大值函数, 符号“} | \text{”为取绝对值符}$$

号, \mathbf{u}_k^i 表示 u_k 中的第 i 个元素, $1 \leq i \leq N$;

⑤-4、判断 $\frac{\|\mathbf{e}_k - \mathbf{e}_{k-1}\|_2}{\|\mathbf{e}_k\|_2} < \varepsilon$ 是否成立, 如果成立, 则执行步骤⑤-5; 否则, 令 $k = k+1$, 然后

返回步骤⑤-2 继续执行, 其中, 符号“ $\|\ \ \|_2$ ”为求取 l_2 范数符号, ε 为设定的极小的正常数, $k = k+1$ 中的“=”为赋值符号;

⑤-5、结束迭代过程, 得到 e 的最终估计值, 记为 $\hat{\mathbf{e}}$, $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$, 其中, $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$ 中的“=”为赋值符号;

⑥用 Y 减去 e 的最终估计值 $\hat{\mathbf{e}}$ 后经离散傅立叶变换得到的频域表达式, 即得到抑制脉冲噪声干扰后的接收信号向量。

2. 根据权利要求 1 所述的一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法, 其特征在于所述的步骤⑤-4 中取 $\varepsilon = 10^{-5}$ 。

一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种通信领域的脉冲干扰抑制技术,尤其是涉及一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法。

背景技术

[0002] 由于正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术具有较好的抗多径干扰能力,因此其已被 IEEE802.11、IEEE802.16 以及 IEEE802.20 等标准采纳,并被广泛的应用于各种数字宽带通信系统。然而,在许多实际通信系统中,当一个 OFDM 信号经过信道传输后,在接收信号中不仅包含了高斯背景噪声而且还有许多人工产生的脉冲噪声,这些脉冲噪声与高斯背景噪声的统计特性完全不同,导致传统的基于背景噪声设计的 OFDM 系统在脉冲噪声干扰环境下的性能严重衰减。因此,设计有效的脉冲噪声干扰抑制方法对提升 OFDM 系统的性能而言是十分必要的。

[0003] 关于 OFDM 系统中的脉冲噪声抑制问题目前已被广泛的研究。Himal A. Suraweera 等人通过在传统的 OFDM 接收机前增加一种预先设定判决阈值的非线性滤波器来滤除幅度较大的脉冲噪声,实现了对脉冲噪声干扰的抑制。Pablo Torio 等人则提出了一种基于信元交织的 OFDM 系统脉冲噪声抑制方法。此外, Takuya Kitamura 等人研究了基于副本信号的脉冲噪声干扰抑制方法,通过迭代进行符号判决和副本信号删减实现了对脉冲噪声的消除。然而,以上研究均假定脉冲噪声是服从某一特定的噪声统计分布模型的,这导致在处理带有脉冲噪声干扰的信号时,需要先经过一个数据辅助的训练过程来得到具体的脉冲噪声统计分布参数,不仅增加了系统复杂度,而且当假定的噪声统计分布模型不能反映实际的脉冲噪声统计特性时,该类方法的性能会严重衰减。针对此问题, Lin 和 Evans 等人利用脉冲噪声在时域上的稀疏特性,提出了一种基于压缩感知技术的脉冲噪声消除方法,该方法不需要预先设定脉冲噪声的统计模型,并且可以通过稀疏贝叶斯学习 (Sparse Bayesian learning, SBL) 重构算法从较低维的已知信号向量中估计出高维的脉冲噪声向量,但由于 SBL 算法在通过最大似然方法求解超参数时,直接利用条件期望最大化在每次迭代过程中同时更新所有待估计的超参数,这使得整个 SBL 算法的收敛较慢,并会导致条件期望最大化步骤难以实现,进而使得整个方法的时间复杂度较高、实用性不强。

发明内容

[0004] 本发明所要解决的技术问题是提供一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法,其能够有效地减少用于脉冲噪声估计的时间,并且能够有效地降低脉冲噪声对 OFDM 符号错误概率的影响。

[0005] 本发明解决上述技术问题所采用的技术方案为:一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法,其特征在于包括以下步骤:

[0006] ①在发送端,将待发送的 OFDM 信号向量记为 X ,假设 X 中存在 M 个已知导频,则将 X 中的 M 个已知导频构成的向量记为 X_T ;然后对 X 先后进行离散傅立叶逆变换和添加循环

前缀,得到发送信号向量;其中, X 的维数为 $N \times 1$ 维, $N > 2$, $1 < M < N$, X_T 的维数为 $M \times 1$ 维, T 表示由 X 中的 M 个已知导频的索引构成的索引集, T 的长度为 M;

[0007] ②假定用于传输信号的信道的状态信息已知,则发送端通过信道传输发送信号向量给接收端,将发送信号向量在传输过程中在信道内产生的脉冲噪声向量和背景噪声向量对应记为 e 和 n,其中,未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 的维数均为 $N \times 1$ 维;

[0008] ③在接收端,对接收到的接收信号向量先后进行去除循环前缀和离散傅立叶变换,得到待处理的接收信号向量,记为 Y, Y 由 X 叠加脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后形成;然后从 Y 中提取出在 X_T 中叠加了脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后所形成的信号向量,记为 Y_T ;再根据信道的状态信息,去除 Y_T 中与 X_T 相对应的已知的信号向量,得到仅包含未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 两个成分的已知向量 Z;其中, Y 的维数为 $N \times 1$ 维, Y_T 的维数为 $M \times 1$ 维, Z 的维数为 $M \times 1$ 维;

[0009] ④将求取未知的脉冲噪声向量 e 的估计值问题转化为求解一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小的问题,然后将 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 中的 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$ 以函数形式表示为 $f(e)$, $f(e) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$,其中,符号“ $\| \quad \|_2$ ”为求取 l_2 范数符号,符号“ $\| \quad \|_2^2$ ”为求取 l_2 范数的平方,符号“ $\| \quad \|_1$ ”为求取 l_1 范数符号, F_T 表示已知的 $M \times N$ 维的离散傅立叶变换矩阵, τ 表示正则化参数, $f()$ 为函数表达方式;

[0010] ⑤通过迭代方式求解一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小,具体过程为:

[0011] ⑤-1、设定正则化参数 τ 的值为 $\tau = 0.1 \| (F_T)^H Z \|_\infty$,令 e 的估计值的初始值为 e_0 , $e_0 = ((F_T)^H F_T)^{-1} (F_T)^H Z$,并令 k 表示迭代次数, k 的初始值为 1,其中,符号“ $\| \quad \|_\infty$ ”为求取无穷范数符号, $(F_T)^H$ 为 F_T 的共轭转置矩阵, $((F_T)^H F_T)^{-1}$ 为 $(F_T)^H F_T$ 的逆矩阵;

[0012] ⑤-2、定义一个第 k 次迭代的评价因子 α_k , $\alpha_k = \begin{cases} 1 & k=1 \\ \frac{(S_k)^H r_k}{(S_k)^H S_k} & k \neq 1 \end{cases}$,再令

$u_k = e_k - \frac{1}{\alpha_k} \nabla f(e_k)$,其中, $(S_k)^H$ 为 S_k 的共轭转置矩阵, $S_k = e_k - e_{k-1}$, e_k 表示第 k 次迭代后得到的 e 的估计值, e_{k-1} 表示第 k-1 次迭代后得到的 e 的估计值, $r_k = \nabla f(e_k) - \nabla f(e_{k-1})$, $\nabla f(e_k)$

表示求取第 k 次迭代后 $f(e_k)$ 的一阶导数值, $\nabla f(e_{k-1})$ 表示求取第 k-1 次迭代后 $f(e_{k-1})$ 的一阶导数值, $f(e_k) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e_k\|_2^2$,

$$f(e_k) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e_k\|_2^2,$$

$$f(e_{k-1}) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e_{k-1}\|_2^2;$$

[0014] ⑤-3、根据 α_k 和 u_k ,计算第 k 次迭代后得到的 e 的估计值,记为 e_k ,

$$\mathbf{e}_k = \sum_{i=1}^N \frac{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right)}{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right) + \frac{\tau}{\alpha_k}} \mathbf{u}_k^i, \text{ 其中, } \max() \text{ 为取最大值函数, 符号“} | \text{”为取绝对值符}$$

号, \mathbf{u}_k^i 表示 \mathbf{u}_k 中的第 i 个元素, $1 \leq i \leq N$;

[0015] ⑤-4、判断 $\frac{\|\mathbf{e}_k - \mathbf{e}_{k-1}\|_2}{\|\mathbf{e}_k\|_2} < \varepsilon$ 是否成立, 如果成立, 则执行步骤⑤-5; 否则, 令 $k =$

$k+1$, 然后返回步骤⑤-2 继续执行, 其中, 符号“ $\|\cdot\|_2$ ”为求取 l_2 范数符号, ε 为设定的极小的正常数, $k = k+1$ 中的“ $=$ ”为赋值符号;

[0016] ⑤-5、结束迭代过程, 得到 \mathbf{e} 的最终估计值, 记为 $\hat{\mathbf{e}}$, $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$, 其中, $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$ 中的“ $=$ ”为赋值符号;

[0017] ⑥用 Y 减去 \mathbf{e} 的最终估计值 $\hat{\mathbf{e}}$ 后经离散傅立叶变换得到的频域表达式, 即得到抑制脉冲噪声干扰后的接收信号向量。

[0018] 所述的步骤⑤-4 中取 $\varepsilon = 10^{-5}$ 。

[0019] 与现有技术相比, 本发明的优点在于:

[0020] 1) 本发明方法将求取未知的脉冲噪声向量的估计值问题转化为求解一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的问题, 这样可以有效地避免直接估计脉冲噪声的最优稀疏解时出现的 NP-hard 问题。

[0021] 2) 本发明方法通过迭代方式求解一个优化子问题来得到一个使得 l_2-l_1 范数型目标函数的值最小的最优解, 不仅显著地减少了用于脉冲噪声估计的时间, 而且有效地降低了脉冲噪声对 OFDM 符号错误概率的影响, 这样便提高了实用性。

附图说明

[0022] 图 1 为采用本发明方法实现脉冲干扰抑制的系统框图;

[0023] 图 2 为信噪比一定时, 采用本发明方法与现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法在进行 OFDM 系统脉冲噪声抑制时所消耗的 CPU 的平均运行时间的对比示意图;

[0024] 图 3 为本发明方法与现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法随信噪比变化时 OFDM 系统的符号错误概率的比较示意图。

具体实施方式

[0025] 以下结合附图实施例对本发明作进一步详细描述。

[0026] 本发明提出的一种 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法, 图 1 给出了采用本发明方法实现脉冲干扰抑制的系统框图, 本发明方法具体包括以下步骤:

[0027] ①在发送端, 将待发送的 OFDM 信号向量记为 X , 假设 X 中存在 M 个已知导频, 则将 X 中的 M 个已知导频构成的向量记为 X_T ; 然后对 X 先后进行离散傅立叶逆变换和添加循环前缀, 得到发送信号向量; 其中, X 的维数为 $N \times 1$ 维, $N > 2$, $1 < M < N$, X_T 的维数为 $M \times 1$ 维, T 表示由 X 中的 M 个已知导频的索引构成的索引集, T 的长度为 M 。

[0028] 在具体实施时, N 一般可取值为 16、64、128、512 或 1024 等, 而 M 一般取 N 的一半, 即 $M = \frac{N}{2}$ 。

[0029] ②假定用于传输信号的信道的状态信息已知, 则发送端通过信道传输发送信号向量给接收端, 将发送信号向量在传输过程中在信道内产生的脉冲噪声向量和背景噪声向量对应记为 e 和 n , 其中, 未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 的维数均为 $N \times 1$ 维。

[0030] ③在接收端, 对接收到的接收信号向量先后进行去除循环前缀和离散傅立叶变换, 得到待处理的接收信号向量, 记为 Y , Y 由 X 叠加脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后形成; 然后从 Y 中提取出在 X_T 中叠加了脉冲噪声向量 e 和背景噪声向量 n 后所形成的信号向量, 记为 Y_T ; 再根据信道的状态信息, 去除 Y_T 中与 X_T 相对应的已知的信号向量, 得到仅包含未知的脉冲噪声向量 e 和未知的背景噪声向量 n 两个成分的已知向量 Z , 在此可将向量 Z 称为未知的脉冲噪声向量在已知导频上的投影; 其中, Y 的维数为 $N \times 1$ 维, Y_T 的维数为 $M \times 1$ 维, Z 的维数为 $M \times 1$ 维。

[0031] ④将求取未知的脉冲噪声向量 e 的估计值问题转化为求解一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小的问题, 然后将 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 中的 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$ 以函数形式表示为 $f(e)$, $f(e) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2$, 其中, 符号 “ $\| \quad \|_2$ ” 为求取 l_2 范数符号, 符号 “ $\| \quad \|_2^2$ ” 为求取 l_2 范数的平方, 符号 “ $\| \quad \|_1$ ” 为求取 l_1 范数符号, F_T 表示已知的 $M \times N$ 维的离散傅立叶变换矩阵, τ 表示正则化参数, 且 τ 的值为设定的正常数, $f()$ 为函数表达方式。

[0032] ⑤通过迭代方式求解一个优化子问题来得到一个 e 的估计值使得 l_2 - l_1 范数型目标函数 $\frac{1}{2} \|Z - F_T e\|_2^2 + \tau \|e\|_1$ 的值最小, 具体过程为:

[0033] ⑤-1、设定正则化参数 τ 的值为 $\tau = 0.1 \| (F_T)^H Z \|_\infty$, 令 e 的估计值的初始值为 e_0 , $e_0 = ((F_T)^H F_T)^{-1} (F_T)^H Z$, 并令 k 表示迭代次数, k 的初始值为 1, 其中, 符号 “ $\| \quad \|_\infty$ ” 为求取无穷范数符号, $(F_T)^H$ 为 F_T 的共轭转置矩阵, $((F_T)^H F_T)^{-1}$ 为 $(F_T)^H F_T$ 的逆矩阵。

[0034] ⑤-2、定义一个第 k 次迭代的评价因子 α_k , $\alpha_k = \begin{cases} 1 & k=1 \\ \frac{(S_k)^H r_k}{(S_k)^H S_k} & k \neq 1 \end{cases}$, 再令

$u_k = e_k - \frac{1}{\alpha_k} \nabla f(e_k)$, 其中, $(S_k)^H$ 为 S_k 的共轭转置矩阵, $S_k = e_k - e_{k-1}$, e_k 表示第 k 次迭代后得到的 e 的估计值, e_{k-1} 表示第 $k-1$ 次迭代后得到的 e 的估计值, $r_k = \nabla f(e_k) - \nabla f(e_{k-1})$, $\nabla f(e_k)$ 表示求取第 k 次迭代后 $f(e_k)$ 的一阶导数值, $\nabla f(e_{k-1})$ 表示求取第 $k-1$ 次迭代后 $f(e_{k-1})$ 的一阶导数值, $f(e_k) = \frac{1}{2} \|Z - F_T e_k\|_2^2$,

[0035] $f(\mathbf{e}_{k-1}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{Z} - \mathbf{F}_T \mathbf{e}_{k-1}\|_2^2$ 。

[0036] ⑤ -3、根据 α_k 和 \mathbf{u}_k ，计算第 k 次迭代后得到的 \mathbf{e} 的估计值，记为 \mathbf{e}_k ，

$$\mathbf{e}_k = \sum_{i=1}^N \frac{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right)}{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right) + \frac{\tau}{\alpha_k}} \mathbf{u}_k^i, \text{ 其中, 在此将 } \frac{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right)}{\max\left(|\mathbf{u}_k^i| - \frac{\tau}{\alpha_k}, 0\right) + \frac{\tau}{\alpha_k}} \mathbf{u}_k^i \text{ 称为优化子}$$

问题， $\max()$ 为取最大值函数，符号“ $| \ |$ ”为取绝对值符号， \mathbf{u}_k^i 表示 \mathbf{u}_k 中的第 i 个元素， $1 \leq i \leq N$ 。

[0037] ⑤ -4、判断 $\frac{\|\mathbf{e}_k - \mathbf{e}_{k-1}\|_2}{\|\mathbf{e}_k\|_2} < \varepsilon$ 是否成立，如果成立，则执行步骤⑤ -5；否则，令 $k =$

$k+1$ ，然后返回步骤⑤ -2 继续执行，其中，符号“ $\| \ \|_2$ ”为求取 l_2 范数符号， ε 为设定的极小的正常数，在本实施例中取 $\varepsilon = 10^{-5}$ ， $k = k+1$ 中的“ $=$ ”为赋值符号。

[0038] ⑤ -5、结束迭代过程，得到 \mathbf{e} 的最终估计值，记为 $\hat{\mathbf{e}}$ ， $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$ ，其中， $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}_k$ 中的“ $=$ ”为赋值符号。

[0039] ⑥用 Y 减去 \mathbf{e} 的最终估计值 $\hat{\mathbf{e}}$ 后经离散傅立叶变换得到的频域表达式，即得到抑制脉冲噪声干扰后的接收信号向量。

[0040] 通过以下仿真以进一步说明本发明的 OFDM 系统的脉冲干扰抑制方法的可行性和有效性。

[0041] 选取仿真系统为采用 QPSK 调制的基带 OFDM 系统，并令 $M = \frac{1}{2}N$ 。仿真环境是

MATLAB2011b，采用的计算机为拥有 Intel 奔腾双核处理器、内存为 2.96GB、主频是 2.16GHz 的计算机，其操作系统为 Windows XP SP3，用 dB 表示信噪比的单位（分贝）。仿真中所采用的脉冲噪声按照米德尔顿 Class A 模型（重叠指数取 0.2，功率比因子取 0.01）来产生。

[0042] 图 2 给出了当 N 分别取 16、64、128、256、512 及 1024 时，且信噪比为 -5dB 时，采用本发明方法与现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法在进行 OFDM 系统脉冲噪声抑制时所消耗的 CPU 的平均运行时间的比较情况。从图 2 中可以看出，采用本发明方法所消耗的 CPU 的平均运行时间要明显小于采用现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法所消耗的 CPU 的平均运行时间，即本发明方法明显减小了抑制脉冲噪声干扰的时间，实用性更高。

[0043] 图 3 给出了当 $N = 256$ 时，在不同信噪比情况下，采用本发明方法和现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法后，OFDM 系统的符号错误概率变化情况。设定发送的 OFDM 符号总数为 5000，信噪比变化范围为 -10 ~ 30dB。从图 3 中可以看出，与现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法相比，当信噪比小于 10dB 时本发明方法的性能略低于现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法，而当信噪比大于 10dB 时本发明方法的性能则明显优于现有的基于 SBL 的脉冲噪声抑制方法，并且采用本发明方法的 OFDM 系统相对于未进行脉冲噪声抑制的 OFDM 系统有超过 5dB 的性能增益。

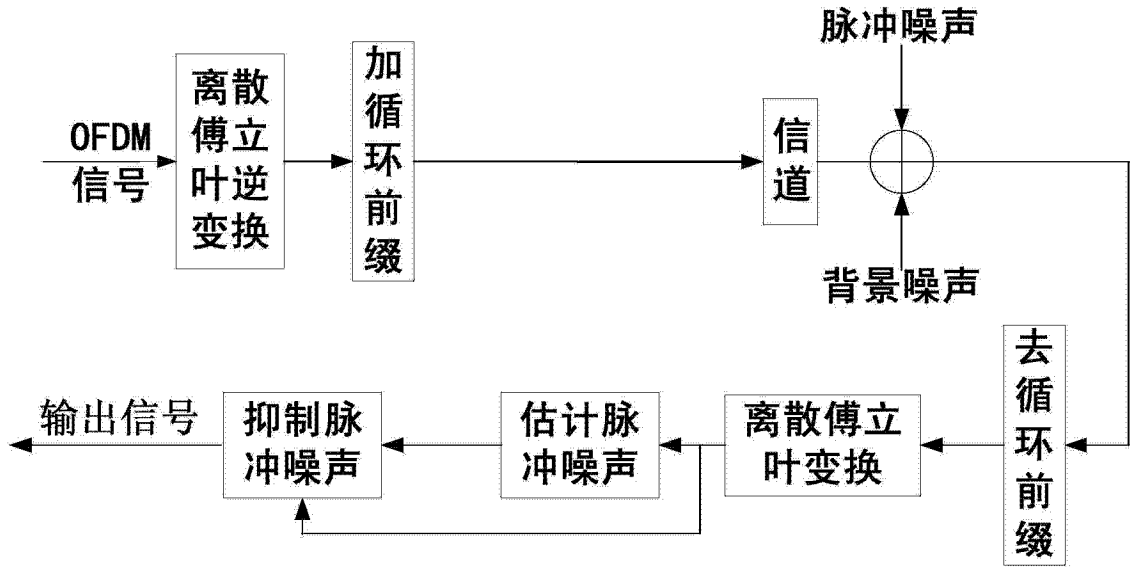


图 1

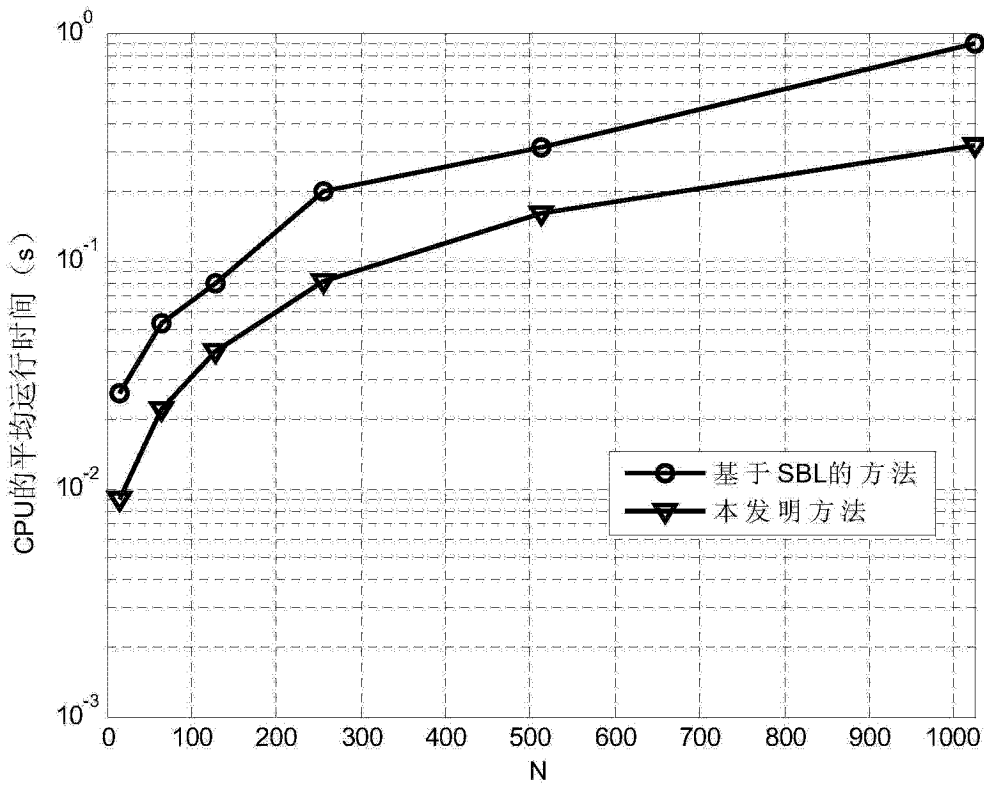


图 2

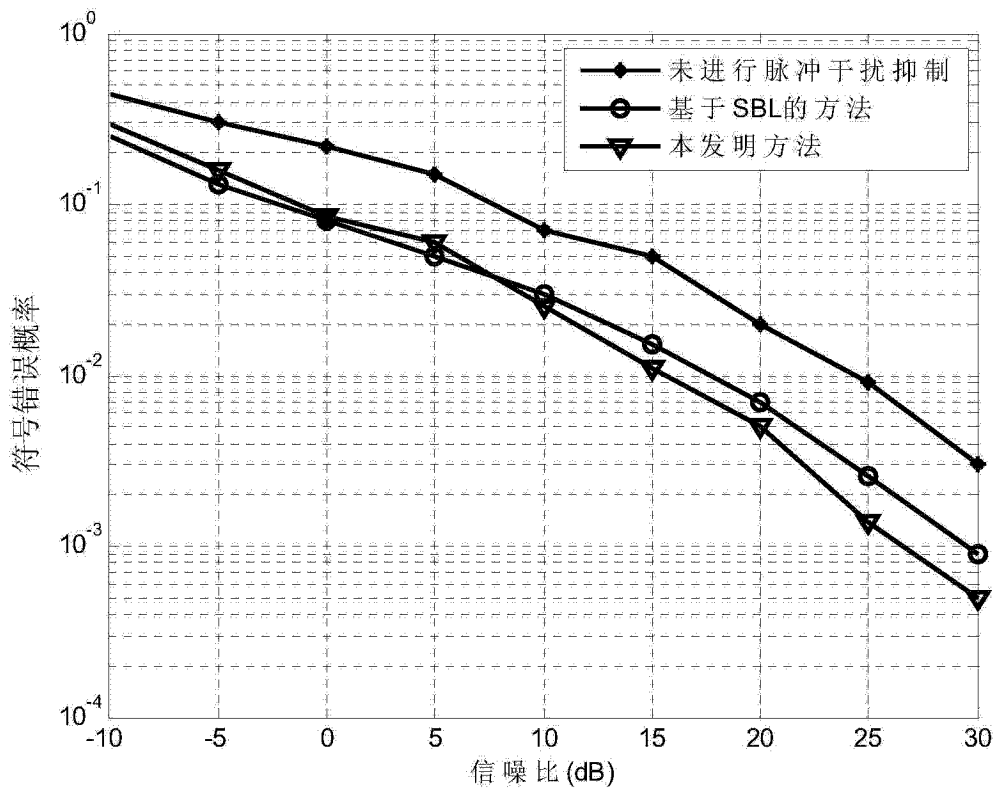


图 3