



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105119859 A

(43) 申请公布日 2015. 12. 02

(21) 申请号 201510435451. 2

(22) 申请日 2015. 07. 22

(71) 申请人 清华大学

地址 100084 北京市海淀区 100084-82 信箱

(72) 发明人 杨昉 高俊男 宋健 丁文伯

(74) 专利代理机构 北京清亦华知识产权代理事

务所(普通合伙) 11201

代理人 张大威

(51) Int. Cl.

H04L 25/03(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

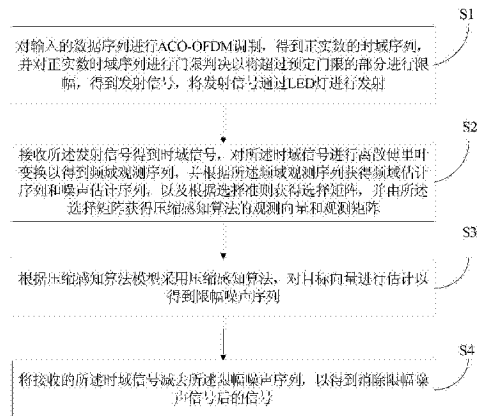
权利要求书2页 说明书9页 附图2页

(54) 发明名称

ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法及装置

(57) 摘要

本发明提供一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法及装置,该方法包括以:对输入的数据序列进行调制,得到正实数的时域序列,并对正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号;接收发射信号得到时域信号,对时域信号进行变换以得到频域观测序列,获得频域估计序列和噪声估计序列,由选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵;根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,得到限幅噪声序列;将时域信号减去限幅噪声序列得到消除限幅噪声信号后的信号。该方法能够在限幅噪声恶劣的复杂多径信道中,以较高的频谱效率,精确快速估计并消除限幅噪声,提升系统传输鲁棒性。



1. 一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法,其特征在于,包括以下步骤:

S1:对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对所述正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号,将发射信号通过 LED 灯进行发射;

S2:接收所述发射信号得到时域信号,对所述时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由所述选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵;

S3:根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列;

S4:将接收的所述时域信号减去所述限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述 S1 进一步包括:

S11:对输入的所述数据序列进行星座映射得到星座映射符号,并根据所述星座映射符号和所述星座映射符号的共轭构成 Hermitian 对称结构;

S12:通过奇数子载波传输数据并通过偶数子载波传输零;

S13:对所述奇数子载波和所述偶数子载波的传输结果进行串并转换以得到长度为 N 的 OFDM 数据块,并对所述 OFDM 数据块进行快速傅里叶逆变换;

S14:对所述快速傅里叶逆变换后的双极性数据进行非对称限幅,以将双极性信号的负数部分置零,并保留所述双极性信号的正数部分。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,在所述 S2 中,还包括:对接收的所述时域信号进行限幅噪声位置的粗估计,得到所述限幅噪声位置的先验信息。

4. 根据权利要求 1 所述方法,其特征在于,在所述 S2 中,所述频域估计序列通过如下方式获得:

当所述频域观测序列中的元素为奇数子载波上的数据时,通过判决得到对应的频域估计序列的元素;

所述频域观测序列中的元素为偶数子载波上的数据时,直接将对应的频域估计序列的元素置为 0,

其中,判决方式为将所述频域观测序列上的元素乘以二后,根据最小错误概率准则进行判决,得到的频域估计序列中的元素属于星座映射点。

5. 根据权利要求 1 所述方法,其特征在于,在所述 S2 中,所述噪声估计序列通过如下方式获得:

将所述频域估计序列除以二,并由所述频域观测序列与新的频域估计序列的差值得到噪声估计序列。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,在所述 S2 中,所述选择矩阵通过如下方式获得:

从 N 阶单位矩阵中选取奇数行向量得到所述选择矩阵;或者,

记录所述噪声估计序列中小于预设阈值且属于奇数子载波的共计 P 个位置,从所述 N 阶单位矩阵中选取对应的 P 行向量得到所述选择矩阵。

7. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,在所述 S2 中,所述的观测向量为选择矩阵

与噪声估计序列的乘积,所述观测矩阵为选择矩阵与离散傅里叶变换矩阵的乘积。

8. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,在所述 S3 中,所述压缩感知算法,包括:

S31:假设目标向量 \hat{c} 长度为 N,观测向量 y 长度为 M,观测矩阵 Φ 为 $M \times N$,则观测矩阵 Φ 表述为 $[A, -A]$, A 的大小为 $M \times (N/2)$,目标向量 \hat{c} 表述为 $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$,其中, x_1, x_2 为 $(N/2) \times 1$ 的列向量,则

$$\hat{C} = [A, -A] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = A(x_1 - x_2),$$

S32:将观测矩阵变为 A,目标向量变为 \tilde{x} ,且满足 $\tilde{x} = x_1 - x_2$;

S33:利用压缩感知算法,求得变换后的目标向量 \tilde{x} ;

S34:根据 \tilde{x} 的正负求得 x_1, x_2 ,则:

$$\begin{cases} x_1(n) = 0, & x_2(n) = \tilde{x}(n) & \tilde{x}(n) > 0 \\ x_1(n) = \tilde{x}(n), & x_2(n) = 0 & \tilde{x}(n) \leq 0 \end{cases},$$

从而得到所述限幅噪声序列 $\hat{c} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ 。

9. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,在所述 S13 中,所述的压缩感知算法为压缩采样匹配追踪法、正交匹配追踪法及其衍生算法、稀疏自适应匹配追踪法或子空间追踪法中的一种,其中,所述限幅噪声位置的先验信息用于确定压缩感知算法的初始状态。

10. 一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置,其特征在于,包括:

信号发射模块,用于对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对所述正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号;将发射信号通过 LED 灯进行发射;

压缩感知模型生成模块,用于接收所述发射信号得到时域信号,对所述时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由所述选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵;

压缩感知估计模块,用于根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列;

限幅噪声消除模块,用于将接收的所述时域信号减去所述限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及数字信号传输技术领域,特别涉及一种基于压缩感知的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法及装置。

背景技术

[0002] 正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技术,以其频谱效率高、抗多径干扰能力强、系统实现的复杂度低,同时可以根据信道特性进行比特功率分配、最大化传输速率等优点,在可见光通信中得到了广泛应用。

[0003] 然而,因为光强不能出现负值,所以对于 OFDM 这种双极性信号,无法直接应用于传统的强度调制的光通信系统。一种方法是,在电光信号转换的时候为 OFDM 加上直流偏置,使得双极性信号变为单极性信号,从而可以在光上传输,这种方法叫做直流偏置光正交频分复用系统 (DC biased Optical OFDM),简称 DCO-OFDM。采用 DCO-OFDM 系统,会增大输出光信号的平均功率,降低系统的功率效率。另一种方法是,非对称限幅光正交频分复用系统 (Asymmetrically Clipped Optical OFDM),简称 ACO-OFDM。ACO-OFDM 通过设计一种数据结构,使得传输时域信号具有一定关联性,然后直接在时域将原 OFDM 信号中小于 0 的部分截去,只保留正值,最后在接收端恢复,以此提高系统的信号动态范围。

[0004] 然而,ACO-OFDM 时域信号的峰均比较大,对发端功率放大器的要求很高,可以采用限幅的方法,直接在 OFDM 信号幅度峰值或附近采用非线性操作来降低信号的峰值,但由此不可避免地产生信号畸变,引入了限幅噪声,从而造成系统性能下降。因此,需要进行限幅噪声的估计与恢复。

发明内容

[0005] 本发明的目的旨在至少解决上述的技术缺陷之一。

[0006] 为此,本发明的一个目的在于提出一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法。该方法能够在限幅噪声恶劣的复杂多径信道中,以较高的频谱效率,精确快速估计并消除限幅噪声,提升系统传输鲁棒性。

[0007] 本发明的另一个目的在于提出一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置。

[0008] 为了实现上述目的,本发明的第一方面的实施例公开了一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法,包括以下步骤:S1:对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对所述正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号,将发射信号通过 LED 灯进行发射;S2:接收所述发射信号得到时域信号,对所述时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由所述选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵;S3:根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列;S4:将接收的所述时域信号减去所述限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

[0009] 另外,根据本发明上述实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法还可以具有如下附加的技术特征:

[0010] 在一些示例中,所述 S1 进一步包括:S11:对输入的所述数据序列进行星座映射得到星座映射符号,并根据所述星座映射符号和所述星座映射符号的共轭构成 Hermitian 对称结构;S12:通过奇数子载波传输数据并通过偶数子载波传输零;S13:对所述奇数子载波和所述偶数子载波的传输结果进行串并转换以得到长度为 N 的 OFDM 数据块,并对所述 OFDM 数据块进行快速傅里叶逆变换;S14:对所述快速傅里叶逆变换后的双极性数据进行非对称限幅,以将双极性信号的负数部分置零,并保留所述双极性信号的正数部分。

[0011] 在一些示例中,在所述 S2 中,还包括:对接收的所述时域信号进行限幅噪声位置的粗估计,得到所述限幅噪声位置的先验信息。

[0012] 在一些示例中,在所述 S2 中,所述频域估计序列通过如下方式获得:当所述频域观测序列中的元素为奇数子载波上的数据时,通过判决得到对应的频域估计序列的元素;所述频域观测序列中的元素为偶数子载波上的数据时,直接将对应的频域估计序列的元素置为 0,其中,判决方式为将所述频域观测序列上的元素乘以二后,根据最小错误概率准则进行判决,得到的频域估计序列中的元素属于星座映射点。

[0013] 在一些示例中,在所述 S2 中,所述噪声估计序列通过如下方式获得:将所述频域估计序列除以二,并由所述频域观测序列与新的频域估计序列的差值得到噪声估计序列。

[0014] 在一些示例中,在所述 S2 中,所述选择矩阵通过如下方式获得:从 N 阶单位矩阵中选取奇数行向量得到所述选择矩阵;或者,记录所述噪声估计序列中小于预设阈值且属于奇数子载波的共计 P 个位置,从所述 N 阶单位矩阵中选取对应的 P 行向量得到所述选择矩阵。

[0015] 在一些示例中,在所述 S2 中,所述的观测向量为选择矩阵与噪声估计序列的乘积,所述观测矩阵为选择矩阵与离散傅里叶变换矩阵的乘积。

[0016] 在一些示例中,在所述 S3 中,所述压缩感知算法,包括:

[0017] S31:假设目标向量 \hat{c} 长度为 N,观测向量 y 长度为 M,观测矩阵 Φ 为 $M \times N$,则观

测矩阵 Φ 表述为 $[A, -A]$, A 的大小为 $M \times (N/2)$,目标向量 \hat{c} 表述为 $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$,其中, x_1, x_2 为 $(N/2) \times 1$ 的列向量,则

$$[0018] \quad \hat{c} = [A, -A] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = A(x_1 - x_2),$$

[0019] S32:将观测矩阵变为 A,目标向量变为 \tilde{x} ,且满足 $\tilde{x} = x_1 - x_2$;

[0020] S33:利用压缩感知算法,求得变换后的目标向量 \tilde{x} ;

[0021] S34:根据 \tilde{x} 的正负求得 x_1, x_2 ,则:

$$[0022] \quad \begin{cases} x_1(n) = 0, & x_2(n) = \tilde{x}(n) & \tilde{x}(n) > 0 \\ x_1(n) = \tilde{x}(n), & x_2(n) = 0 & \tilde{x}(n) \leq 0 \end{cases},$$

[0023] 从而得到所述限幅噪声序列 $\tilde{c} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ 。

[0024] 在一些示例中,在所述 S13 中,所述的压缩感知算法为压缩采样匹配追踪法、正交匹配追踪法及其衍生算法、稀疏自适应匹配追踪法或子空间追踪法中的一种,其中,所述限幅噪声位置的先验信息用于确定压缩感知算法的初始状态。

[0025] 本发明第二方面的实施例公开了一种 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置,包括:信号发射模块,用于对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对所述正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号;将发射信号通过 LED 灯进行发射;压缩感知模型生成模块,用于接收所述发射信号得到时域信号,对所述时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由所述选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵;压缩感知估计模块,用于根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列;限幅噪声消除模块,用于将接收的所述时域信号减去所述限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

[0026] 根据本发明的实施例,解决了相关技术中的 ACO-OFDM 的限幅噪声带来的信号畸变而导致通信系统性能的下降的问题,具有以下优点:适合于对速率要求不高而对信号功率效率要求高的场合,能够在限幅噪声恶劣的复杂多径信道中,以较高的频谱效率,精确快速估计并消除限幅噪声,提升系统传输鲁棒性。

[0027] 本发明附加的方面和优点将在下面的描述中部分给出,部分将从下面的描述中变得明显,或通过本发明的实践了解到。

附图说明

[0028] 本发明上述的和/或附加的方面和优点从下面结合附图对实施例的描述中将变得明显和容易理解,其中,

[0029] 图 1 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法的流程图;

[0030] 图 2 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法的发射端信号流程图;

[0031] 图 3 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法的接收端信号流程图;以及

[0032] 图 4 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置的结构框图。

具体实施方式

[0033] 下面详细描述本发明的实施例,实施例的示例在附图中示出,其中自始至终相同或类似的标号表示相同或类似的元件或具有相同或类似功能的元件。下面通过参考附图描述的实施例是示例性的,仅用于解释本发明,而不能理解为对本发明的限制。

[0034] 在本发明的描述中,需要理解的是,术语“中心”、“纵向”、“横向”、“上”、“下”、“前”、“后”、“左”、“右”、“竖直”、“水平”、“顶”、“底”、“内”、“外”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系,仅是为了便于描述本发明和简化描述,而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作,因此不能理解为对本发

明的限制。此外,术语“第一”、“第二”仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性。

[0035] 在本发明的描述中,需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,术语“安装”、“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或一体地连接;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0036] 以下结合附图描述根据本发明实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法及装置。

[0037] 图 1 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法的流程图。

[0038] 【实施例 1】

[0039] 如图 1 所示,结合图 2 和图 3,根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法是一种可应用在 ACO-OFDM 系统中的基于压缩感知限幅噪声估计与恢复方法,包括如下步骤:

[0040] S1:对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号,将发射信号通过 LED 灯进行发射。

[0041] 具体地,包括:

[0042] S11:对输入的数据序列进行星座映射得到星座映射符号,并根据星座映射符号和星座映射符号的共轭构成 Hermitian 对称结构。

[0043] S12:通过奇数子载波传输数据并通过偶数子载波传输零。

[0044] S13:对奇数子载波和偶数子载波的传输结果进行串并转换以得到长度为 N 的 OFDM 数据块,并对 OFDM 数据块进行快速傅里叶逆变换。

[0045] S14:对快速傅里叶逆变换后的双极性数据进行非对称限幅,以将双极性信号的负数部分置零,并保留双极性信号的正数部分。

[0046] 也就是说,对输入的数据序列进行星座映射,得到星座映射符号。取其共轭对称,构成 Hermitian 对称结构。只在奇数子载波传输数据,偶数子载波传输零。进行串并转换后,得到长度为 N 的 OFDM 数据块 X,即:

[0047]
$$X = (0, X_1, 0, X_2, \dots, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, \dots, 0, X_1^*)$$

[0048] 其中, $X[k]$ 为数据块 X 的第 k 个子载波上的频域符号。

[0049] 对 X 进行 IFF 变换,得到 $x_L(n)$ 。对 IFFT 后的双极性数据进行非对称限幅,将双极性信号的负数部分置零,保留信号的正数部分,得到正实数时域序列 $x(n)$,即:

[0050]
$$x(n) = \begin{cases} x_L(n) & x_L(n) > 0 \\ 0 & x_L(n) \leq 0 \end{cases},$$

[0051] 对 $x(n)$ 进行限幅,设限幅门限为 A,得到发射信号 $\bar{x}(n)$,即:

[0052]
$$\bar{x}(n) = \begin{cases} A & x(n) > A \\ x(n) & x(n) \leq A \end{cases},$$

[0053] 将发射信号送入 LED 灯发射。

[0054] S2:接收发射信号得到时域信号,对时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵。

[0055] 具体而言,接收发射信号,得到接收时域信号为 $\bar{x}(n) + z(n)$,即 $x(n) + c(n) + z(n)$,其中 $z(n)$ 为信道噪声, $c(n)$ 为限幅噪声,满足:

$$[0056] \quad \bar{x}(n) = x(n) + c(n),$$

[0057] 对其进行离散傅里叶变换得到频域观测序列 $X[k]^* + C[k] + Z[k]$ 。

[0058] 根据最大似然估计准则对频域观测序列进行判决得到频域估计序列 $\hat{X}[k]$,其中的元素属于星座映射点,即:

$$[0059] \quad \hat{X}[k] = \underset{s \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} \left| 2(X[k]^* + C[k] + Z[k]) - s \right|,$$

[0060] 式中, \mathcal{X} 为星座映射点集合。

[0061] 噪声估计序列为频域观测序列与频域估计序列的差值,即:

$$[0062] \quad \hat{C}[k] = X[k]^* + C[k] + Z[k] - \frac{\hat{X}[k]}{2},$$

[0063] 记录噪声估计序列中小于预设阈值同时属于奇数子载波的共计 P 个位置,从 N 阶单位矩阵中选取对应的 P 行向量得到选择矩阵 S。

[0064] 观测向量为选择矩阵与噪声估计序列的乘积,即:

$$[0065] \quad y = S\hat{C},$$

[0066] 观测矩阵为选择矩阵与离散傅里叶变换矩阵的乘积,即:

$$[0067] \quad \Phi = S \cdot F,$$

[0068] 其中,矩阵 F 为离散傅里叶变换矩阵,其第 k 行、第 n 列的元素为:

$$[0069] \quad F_{k,n} = e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (k=0,1,2,\dots,N-1, \quad n=0,1,2,\dots,N-1)$$

[0070] S3:根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列。

[0071] 具体地说,目标向量 \hat{C} 长度为 N,假设观测向量 y 长度为 M,观测矩阵 Φ 为 $M \times N$ 。

那么观测矩阵 Φ 可以表述为 $[A, -A]$, A 为 $M \times N/2$;目标向量 \hat{C} 可以表述为 $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$, x_1, x_2 为

$N/2 \times 1$ 的列向量,即:

$$[0072] \quad \hat{C} = [A, -A] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = A(x_1 - x_2),$$

[0073] 将观测矩阵变为 A,目标向量变为 \tilde{x} ,满足 $\tilde{x} = x_1 - x_2$ 。

[0074] 利用 CoSaMP 压缩感知算法,求得变换后的目标向量 \tilde{x} 。

[0075] 根据 \tilde{x} 的正负求得 x_1, x_2 ,即:

$$[0076] \quad \begin{cases} x_1(n) = 0, x_2(n) = \tilde{x}(n) & \tilde{x}(n) > 0 \\ x_1(n) = \tilde{x}(n), x_2(n) = 0 & \tilde{x}(n) \leq 0 \end{cases},$$

[0077] 得到限幅噪声序列 $\hat{c} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ 。

[0078] S4:将接收的时域信号减去限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

[0079] 具体地说,对接收时域信号 $\bar{x}(n) + z(n)$ 进行处理,得到限幅噪声抵消后的时域信号 $\hat{x}(n)$,即:

$$[0080] \quad \hat{x}(n) = \bar{x}(n) + z(n) - \hat{c}(n),$$

[0081] 对时域信号 $\hat{x}(n)$ 进行离散傅里叶变换,得到频域信号 $\hat{X}[k]^*$,再次利用最大似然估计方法,得到判决后的信号 $\hat{X}[k]$,即:

$$[0082] \quad \hat{X}[k] = \underset{s \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} |2\hat{X}[k]^* - s|,$$

[0083] 将 $\hat{X}[k]$ 中偶数项置零,只保留奇数项信号,得到恢复信号。

[0084] 【实施例 2】

[0085] 如图 1 所示,结合图 2 和图 3,根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法,是一种可应用在 ACO-OFDM 系统中的基于先验信息辅助的压缩感知限幅噪声估计与恢复方法,包括:

[0086] S1:对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数时域序列;对得到的正实数时域序列进行门限判决,超过门限的部分进行限幅,得到发射信号;将发射信号送入 LED 灯发射,具体为:

[0087] 对输入的数据序列进行星座映射,得到星座映射符号。取其共轭对称,构成 Hermitian 对称结构。只在奇数子载波传输数据,偶数子载波传输零。进行串并转换后,得到长度为 N 的 OFDM 数据块 X,即:

$$[0088] \quad X = (0, X_1, 0, X_2, \dots, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, \dots, 0, X_1^*),$$

[0089] 其中, X[k] 为数据块 X 的第 k 个子载波上的频域符号。

[0090] 对 X 进行 IFF 变换,得到 $x_L(n)$ 。对 IFFT 后的双极性数据进行非对称限幅,将双极性信号的负数部分置零,保留信号的正数部分,得到正实数时域序列 x(n),即:

$$[0091] \quad x(n) = \begin{cases} x_L(n) & x_L(n) > 0 \\ 0 & x_L(n) \leq 0 \end{cases},$$

[0092] 对 x(n) 进行限幅,设限幅门限为 A,得到发射信号 $\bar{x}(n)$,即:

$$[0093] \quad \bar{x}(n) = \begin{cases} A & x(n) > A \\ x(n) & x(n) \leq A \end{cases}。$$

[0094] 将发射信号送入 LED 灯发射。

[0095] S2:接收发射信号,得到接收时域信号,对其进行离散傅里叶变换得到频域观测序列,并由此获得频域估计序列与噪声估计序列;根据选择准则获得选择矩阵,并由选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵,具体为:

[0096] 接收发射信号,得到接收时域信号为 $\bar{x}(n)+z(n)$,即 $x(n)+c(n)+z(n)$,其中 $z(n)$ 为信道噪声, $c(n)$ 为限幅噪声,满足:

$$[0097] \quad \bar{x}(n) = x(n) + c(n)。$$

[0098] 对接收时域信号 $\bar{x}(n)+z(n)$ 采样点取模值,将模值超过判决门限 ε 的信号位置作为限幅噪声位置的先验信息,得到限幅噪声时域位置的粗估计位置集合 Γ ,则有:

$$[0099] \quad \Gamma = \{n \mid |\bar{x}(n) + z(n)| > \varepsilon\},$$

[0100] 判决门限选取为当前接收时域信号绝对值的平均值的常数倍 α ,即:

$$[0101] \quad \varepsilon = \alpha \times \frac{1}{N} \times \sum_{k=0}^{N-1} |\bar{x}(n) + z(n)|,$$

[0102] 对接收时域信号 $\bar{x}(n)+z(n)$ 进行离散傅里叶变换得到频域观测序列 $X[k]^*+C[k]+Z[k]$ 。

[0103] 根据最大似然估计准则对频域观测序列进行判决得到频域估计序列 $\hat{X}[k]$,其中的元素属于星座映射点,即:

$$[0104] \quad \hat{X}[k] = \underset{s \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} \left| 2(X[k]^* + C[k] + Z[k]) - s \right|,$$

[0105] 式中, \mathcal{X} 为星座映射点集合。

[0106] 噪声估计序列为频域观测序列与频域估计序列的差值,即:

$$[0107] \quad \hat{C}[k] = X[k]^* + C[k] + Z[k] - \frac{\hat{X}[k]}{2},$$

[0108] 因为ACO-OFDM发射的频域序列中偶数子载波部分为零,为此设立一个选择矩阵 S , S 为从单位阵 I 中选取奇数列构成的矩阵。

[0109] 观测向量为选择矩阵与噪声估计序列的乘积,即:

$$[0110] \quad y = S\hat{C},$$

[0111] 观测矩阵为选择矩阵与离散傅里叶变换矩阵的乘积,即:

$$[0112] \quad \Phi = S \cdot F,$$

[0113] 其中,矩阵 F 为离散傅里叶变换矩阵,其第 k 行、第 n 列的元素为:

$$[0114] \quad F_{k,n} = e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (k=0,1,2,\dots,N-1, n=0,1,2,\dots,N-1)。$$

[0115] S3:根据所述压缩感知算法模型,采用压缩感知算法,对目标向量进行估计,即得到限幅噪声序列,具体为:

[0116] 目标向量 \hat{c} 长度为 N , 假设观测向量 y 长度为 M , 观测矩阵 Φ 为 $M \times N$ 。那么观测矩阵 Φ 可以表述为 $[A, -A]$, A 为 $M \times N/2$; 目标向量 \hat{c} 可以表述为 $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$, x_1, x_2 为 $N/2 \times 1$ 的列向量, 即:

$$[0117] \quad \hat{c} = [A, -A] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = A(x_1 - x_2),$$

[0118] 将观测矩阵变为 A , 目标向量变为 \tilde{x} , 满足 $\tilde{x} = x_1 - x_2$ 。

[0119] 对粗估计位置集合 Γ 进行相应的移位, 即:

$$[0120] \quad \begin{cases} n = n - \frac{N}{2}, & (n > \frac{N}{2}) \\ n = n, & (n \leq \frac{N}{2}) \end{cases} \quad n \in \Gamma,$$

[0121] 利用基于所述先验信息辅助的压缩感知算法, 如 PA-CoSaMP 算法, 求得变换后的目标向量 \tilde{x} , 其中先验信息限幅噪声时域位置的粗估计位置集合 Γ , 用于确定 CoSaMP 算法的初始状态。

[0122] 根据 \tilde{x} 的正负求得 x_1, x_2 , 即:

$$[0123] \quad \begin{cases} x_1(n) = 0, x_2(n) = \tilde{x}(n) & \tilde{x}(n) > 0 \\ x_1(n) = \tilde{x}(n), x_2(n) = 0 & \tilde{x}(n) \leq 0 \end{cases},$$

[0124] 得到限幅噪声序列 $\hat{c} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ 。

[0125] S4:用接收时域信号减去限幅噪声序列,得到消除限幅噪声信号后的信号,具体为:

[0126] 对接收时域信号 $\bar{x}(n) + z(n)$ 进行处理,得到限幅噪声抵消后的时域信号 $\hat{x}(n)$, 即:

$$[0127] \quad \hat{x}(n) = \bar{x}(n) + z(n) - \hat{c}(n),$$

[0128] 对时域信号 $\hat{x}(n)$ 进行离散傅里叶变换,得到频域信号 $\hat{X}[k]^*$, 再次利用最大似然估计方法,得到判决后的信号 $\hat{X}[k]$, 即:

$$[0129] \quad \hat{X}[k] = \underset{s \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} |2\hat{X}[k]^* - s|,$$

[0130] 将 $\hat{X}[k]$ 中偶数项置零,只保留奇数项信号,得到恢复信号。

[0131] 根据本发明实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法,解决了相关技术中的

ACO-OFDM 的限幅噪声带来的信号畸变而导致通信系统性能的下降的问题,该方法具有以下优点:适合于对速率要求不高而对信号功率效率要求高的场合,能够在限幅噪声恶劣的复杂多径信道中,以较高的频谱效率,精确快速估计并消除限幅噪声,提升系统传输鲁棒性。

[0132] 图 4 是根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置的结构框图。如图 4 所示,根据本发明一个实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置 400,包括:信号发射模块 410、压缩感知模型生成模块 420、压缩感知估计模块 430 和限幅噪声消除模块 440。

[0133] 其中,信号发射模块 410 用于对输入的数据序列进行 ACO-OFDM 调制,得到正实数的时域序列,并对所述正实数时域序列进行门限判决以将超过预定门限的部分进行限幅,得到发射信号;将发射信号通过 LED 灯进行发射。压缩感知模型生成模块 420 用于接收所述发射信号得到时域信号,对所述时域信号进行离散傅里叶变换以得到频域观测序列,并根据所述频域观测序列获得频域估计序列和噪声估计序列,以及根据选择准则获得选择矩阵,并由所述选择矩阵获得压缩感知算法的观测向量和观测矩阵。压缩感知估计模块 430 用于根据压缩感知算法模型采用压缩感知算法,对目标向量进行估计以得到限幅噪声序列。限幅噪声消除模块 440 用于将接收的所述时域信号减去所述限幅噪声序列,以得到消除限幅噪声信号后的信号。

[0134] 根据本发明实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置,解决了相关技术中的 ACO-OFDM 的限幅噪声带来的信号畸变而导致通信系统性能的下降的问题,该装置具有以下优点:适合于对速率要求不高而对信号功率效率要求高的场合,能够在限幅噪声恶劣的复杂多径信道中,以较高的频谱效率,精确快速估计并消除限幅噪声,提升系统传输鲁棒性。

[0135] 需要说明的是,本发明实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除装置的具体实现方式与本发明实施例的 ACO-OFDM 系统的限幅噪声消除方法的具体实现方式类似,具体请参见本发明实施例中方法部分的描述,为了减少冗余,此处不做赘述。

[0136] 需要说明的是,本发明实施例的装置的具体实现方式与方法的具体实现凡是类似,具体请参见方法部分的描述,为了减少冗余,不做赘述。

[0137] 尽管上面已经示出和描述了本发明的实施例,可以理解的是,上述实施例是示例性的,不能理解为对本发明的限制,本领域的普通技术人员在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下在本发明的范围内可以对上述实施例进行变化、修改、替换和变型。

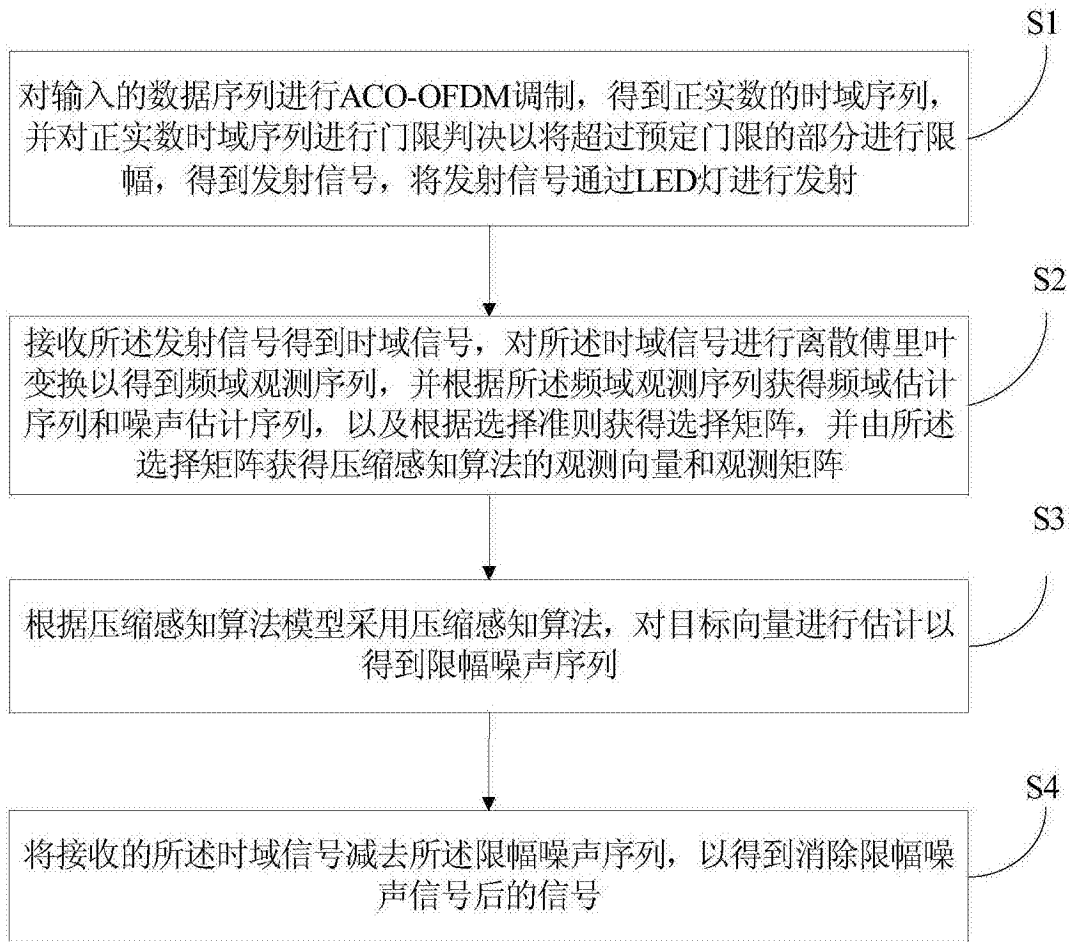


图 1

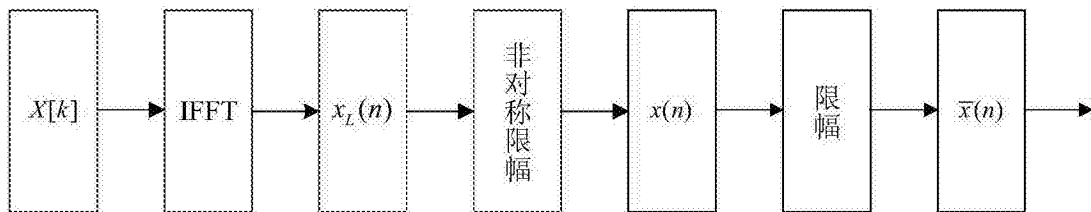


图 2

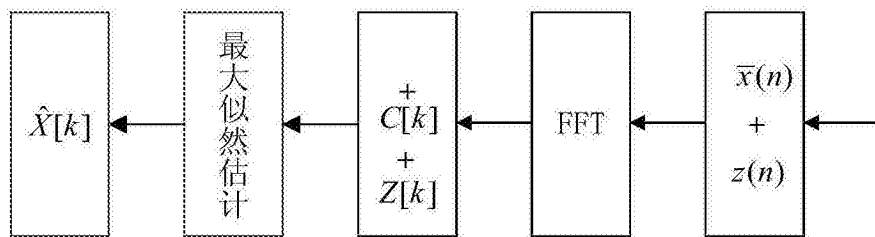


图 3

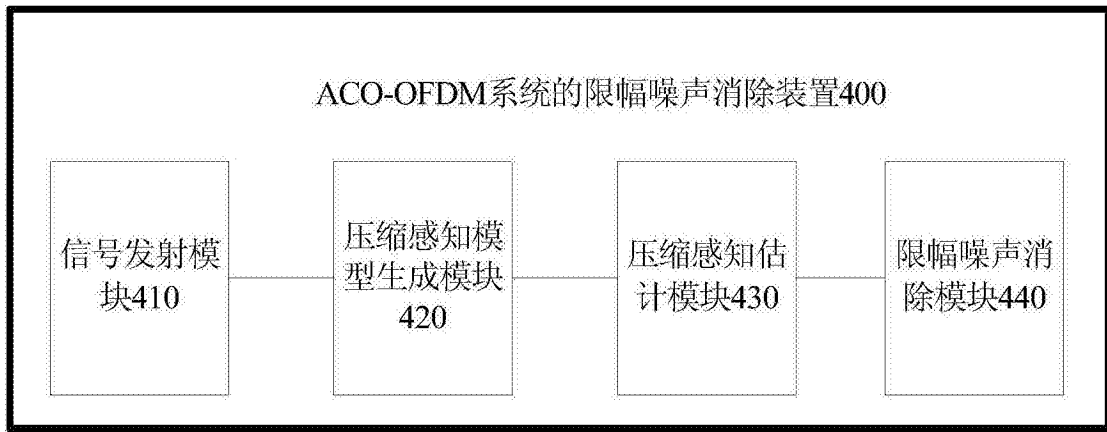


图 4