

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102387115 A

(43) 申请公布日 2012. 03. 21

(21) 申请号 201110430679. 4

(22) 申请日 2011. 12. 20

(71) 申请人 北京邮电大学

地址 100876 北京市海淀区西土城路 10 号

(72) 发明人 彭岳星 李广威 张晓峰 赵慧

郑侃

(74) 专利代理机构 北京国昊天诚知识产权代理

有限公司 11315

代理人 许志勇

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04L 25/02(2006. 01)

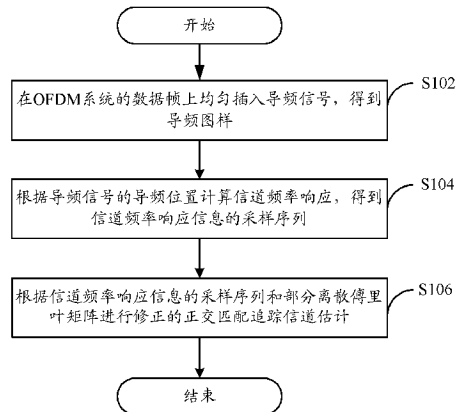
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 3 页

(54) 发明名称

一种 OFDM 导频方案设计及信道估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 OFDM 导频方案设计与信道估计方法,该方法包括:在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频符号,得到导频图样;根据导频图样计算导频位置处的信道频率响应,得到信道频率响应信息的采样序列;根据信道频率响应信息的采样序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计。通过本发明,在极大降低导频密度的同时,大幅降低信道估计算法的复杂度,并提高信道估计的精度,从而实现了高效、低复杂度、精确的信道估计。



1. 一种 OFDM 系统的信道估计方法,其特征在于,包括:

在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频符号信号,得到导频图样;

根据所述导频图样计算导频位置处的信道频率响应,得到信道频率响应信息的采样序列;

根据所述信道频率响应信息的采样序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频符号信号,包括:

OFDM 系统的子载波数量为 $N = 2^{n-m} \cdot M = K \cdot M$,且 $N = 2^n$, n 为正整数;

其中, M 表示插入导频的 OFDM 符号上的导频数量, $K = 2^{n-m}$ 表示导频间隔,且 $M = 2^m$, m 为正整数, $m < n$ 。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,

所述导频数量 $M \geq \lceil \lceil \tau_{\max} \cdot f_s \rceil \rceil = \lceil \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil \rceil$,其中, τ_{\max} 表示系统的最大相对时延, f_s 表示采样频率, T_s 表示采样间隔,符号 $\lceil \lceil a \rceil \rceil$ 表示对 a 进行圆整处理。

4. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,还包括:

设置导频在频域子载波上的位置集合为 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_M\}$,其中, $1 \leq S_1 < K$, $S_m = S_1 + (m-1)K$, $m = 1, \dots, M$ 。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述根据所述导频图样计算导频位置处的信道频率响应,得到信道频率响应信息的采样序列,包括:

发送端在数据帧的位置 S_k ($k = 1, 2, \dots, M$) 处插入导频符号 P_{S_k} ,则相应的接收端信号为: $y_{S_k} = H_{S_k} p_{S_k} + z_{S_k}$, $k \in \{1, 2, \dots, M\}$;

导频位置 S_k 处的信道频率响应采样值为:

$$\tilde{H}_{S_k} = \frac{y_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \frac{z_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \tilde{z}_{S_k}, \quad k \in \{1, 2, \dots, M\};$$

其中, z_{S_k} 表示加性复高斯白噪声, $H = [H_1, H_2, \dots, H_N]^T$ 表示信道频率响应, $h = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$ 表示信道冲激响应, $\mathbf{P} = \{p_{S_1}, p_{S_2}, \dots, p_{S_M}\}$ 表示导频符号集合。

6. 根据权利要求 5 所述的方法,其特征在于,

M 维列向量 $\tilde{\mathbf{H}}_S = [\tilde{H}_{S_1}, \tilde{H}_{S_2}, \dots, \tilde{H}_{S_M}]^T$ 表示相应导频位置处信道频率响应的采样序列; M 维列向量 $\tilde{\mathbf{Z}}_S = [\tilde{z}_{S_1}, \tilde{z}_{S_2}, \dots, \tilde{z}_{S_M}]^T$ 表示相应导频位置处的采样噪声序列; $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_{S_1}, \mathbf{e}_{S_2}, \dots, \mathbf{e}_{S_M}]^T$ 表示 $M \times N$ 维采样矩阵,其中, \mathbf{e}_{S_k} 表示第 S_k 个元素为 1 其余元素为 0 的 N 维单位列向量;

得到导频位置 S_k 处的信道频率响应采样序列为:

$$\tilde{\mathbf{H}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \Psi \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \Psi_1 \cdot \mathbf{h}_1 + \tilde{\mathbf{Z}}_S;$$

其中, F 表示 N 阶离散傅里叶矩阵, Ψ 表示 $M \times N$ 维的部分傅里叶矩阵, Ψ_1 表示由 Ψ 的前 M 列构成的 $M \times M$ 维的矩阵, \mathbf{h}_1 表示由 h 的前 M 个元素构成的 M 维列矢量。

7. 根据权利要求 6 所述的方法,其特征在于,所述根据所述信道频率响应信息的采样

序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计,包括:

- 计算时延抽头位置;
- 估计多个时延抽头的衰落值;
- 估计信道频率响应。

8. 根据权利要求 7 所述的方法,其特征在于,所述计算时延抽头位置具体包括:

计算 $\mathbf{h}_M = K \cdot \Psi_1^H \tilde{\mathbf{H}}_S$, 确定 \mathbf{h}_M 中绝对值最大的 L 个元素, 该 L 个元素对应的位置作为时延抽头位置估计值 $\hat{D} = \{\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_L\}$ 。

9. 根据权利要求 8 所述的方法,其特征在于,所述估计多个时延抽头的衰落值具体包括:

根据公式 $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = \mathbf{E}_{\hat{D}}^H \mathbf{h}_M = [\hat{h}_{\hat{D},1} \quad \hat{h}_{\hat{D},2} \quad \dots \quad \hat{h}_{\hat{D},L}]^T$ 计算 $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}}$;

其中, $\mathbf{E}_{\hat{D}} = [\mathbf{e}_{\hat{d}_1}, \mathbf{e}_{\hat{d}_2}, \dots, \mathbf{e}_{\hat{d}_L}]$ 表示由 L 个 M 维单位向量构成的 $M \times L$ 维矩阵,

$\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = [\hat{h}_{\hat{D},1} \quad \hat{h}_{\hat{D},2} \quad \dots \quad \hat{h}_{\hat{D},L}]^T$ 表示 L 个信道时延抽头衰落估计值构成的 L 维列矢量。

10. 根据权利要求 9 所述的方法,其特征在于,所述估计信道频率响应具体包括:

计算 $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1 \quad \hat{h}_2 \quad \dots \quad \hat{h}_N]$, 其中, $\hat{h}_n = \begin{cases} \hat{h}_{\hat{D},l}, & n = \hat{d}_l; \\ 0, & n \notin \hat{D} \end{cases}$;

根据 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{h}}$ 估计信道频率响应 $\hat{\mathbf{H}}$ 。

一种 OFDM 导频方案设计及信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信领域,尤其涉及一种 OFDM 导频方案设计及信道估计方法。

背景技术

[0002] 无线通信系统的性能受限于无线信道的质量。发射机和接收机之间的无线传播路径非常复杂,从简单的视距传播到遭受各种复杂的地貌,如建筑物、山脉和森林等影响的传播。此外,无线信道不像有线信道那样固定并可预见,而是具有很大的随机性,导致接收信号的幅度、相位和频率的随机失真,难以定量分析。这些问题对接收机的设计提出了挑战,信道估计器是其中的关键组成部分。

[0003] 信道估计是指估计出信道的状态信息,使其尽可能接近真实的信道。信道状态信息是相干检测、信道均衡等技术的基础,同时也是发端根据信道状态自适应调整发射方案及参数的自适应技术的前提。信道估计技术大致可分为盲估计和非盲估计两类方法。盲估计方法无须在发端传送已知的导频序列而仅根据信号的某些特性进行信道估计,因为无需发送导频序列,因而提高了传输效率,但通常收敛速度慢、计算复杂度大、估计精度不稳定,在实际应用中极少使用。非盲估计方法通过发射导频序列,接收端基于已知的导频序列计算出导频位置处的信道信息,进而估计其他位置处的信道信息。非盲估计方法具有精度较高、计算相对简单等特点,在实际系统中广泛应用。本发明针对非盲信道估计技术。

[0004] 在正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 简称 OFDM) 系统中,导频辅助的信道估计方法主要需考虑两个方面:一是导频图样,包括时频域上的导频密度、导频位置、导频序列;二是信道估计方法,通常包括线性估计方法、DFT (离散傅里叶变换) 等非线性估计方法,各种方法在估计精度、计算复杂度等各具特点。在实际设计中,导频图样设计与信道估计算法设计相辅相成,需联合考虑以达到最优效果。传统的 LS/LMMSE/DFT 等信道估计算法具有导频开销较大、对导频图样敏感等缺点。基于压缩感知 (Compressive Sensing, 简称 CS) 理论的信道估计方法相比传统方法具有大幅降低导频开销、对导频图样不敏感、精确估计信道参数等特点。

[0005] 压缩感知技术是针对稀疏信号 (或称可压缩信号) 提出的抽样和压缩同时进行的技术。CS 理论表明,只要信号是可压缩的或在某个变换域是稀疏的,那么就可以用一个与变换基不相关的测量矩阵将变换所得高维信号投影到一个低维空间上,然后通过求解一个优化问题就可以从这些少量的投影中以高概率重构出原信号。

[0006] 但是,目前现有技术中基于压缩感知原理的信道估计的技术方案存在着由于采用随机导频方案带来的采样矩阵存储量大、压缩重构算法计算复杂的缺陷。

发明内容

[0007] 本发明的主要目的在于提供一种 OFDM 导频方案设计与信道估计方法,以解决现有的基于压缩感知原理的信道估计方法由于采用随机导频带来的采样矩阵存储量大、压缩重构计算复杂等问题,其中:

[0008] 根据本发明实施例的 OFDM 系统的信道估计方法包括：

[0009] 在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频符号，得到导频图样；根据导频图样计算导频位置处的信道频率响应，得到信道频率响应信息的采样序列；根据信道频率响应信息的采样序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计。

[0010] 其中，在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频符号，包括：OFDM 系统的子载波数量为 $N = 2^{n_m} \cdot M = K \cdot M$ ，且 $N = 2^n$ ， n 为正整数；其中， M 表示插入导频的 OFDM 符号上的导频数量， $K = 2^{n-m}$ 表示导频间隔，且 $M = 2^m$ ， m 为正整数， $m < n$ 。

[0011] 其中，导频数量 $M \geq \lceil \lceil \tau_{\max} \cdot f_s \rceil \rceil = \lceil \lceil \tau_{\max}/T_s \rceil \rceil$ ，其中， τ_{\max} 表示系统的最大相对时延， f_s 表示采样频率， T_s 表示采样间隔，符号 $\lceil \lceil a \rceil \rceil$ 表示对 a 进行圆整处理。

[0012] 其中，该方法还包括：设置导频在频域子载波上的位置集合为 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_M\}$ ，其中， $1 \leq S_1 < K$ ， $S_m = S_1 + (m-1)K$ ， $m = 1, \dots, M$ 。

[0013] 其中，根据导频图样计算导频位置处的信道频率响应，得到信道频率响应信息的采样序列，包括：在发送端位置 S_k ($k = 1, 2, \dots, M$) 处插入导频符号 p_{S_k} ，则相应的接收端信号为： $y_{S_k} = H_{S_k} p_{S_k} + z_{S_k}$ ， $k \in \{1, 2, \dots, M\}$ ；导频位置 S_k 处的信道频率响应的采样值为：

$$\tilde{H}_{S_k} = \frac{y_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \frac{z_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \tilde{z}_{S_k}, k \in \{1, 2, \dots, M\}$$

其中， z_{S_k} 表示加性复高斯白噪声， $H = [H_1, H_2, \dots, H_N]^T$ 表示信道频率响应， $h = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$ 表示信道冲激响应， $\mathbf{P} = \{p_{S_1}, p_{S_2}, \dots, p_{S_M}\}$ 表示导频符号集合。

[0014] 其中， M 维列向量 $\tilde{\mathbf{H}}_S = [\tilde{H}_{S_1}, \tilde{H}_{S_2}, \dots, \tilde{H}_{S_M}]^T$ 表示相应导频位置处信道频率响应的采样序列； M 维列向量 $\tilde{\mathbf{Z}}_S = [\tilde{z}_{S_1}, \tilde{z}_{S_2}, \dots, \tilde{z}_{S_M}]^T$ 表示相应导频位置处的采样噪声集合； $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_{S_1}, \mathbf{e}_{S_2}, \dots, \mathbf{e}_{S_M}]^T$ 表示 $M \times N$ 维采样矩阵，其中， \mathbf{e}_{S_k} 表示第 S_k 个元素为 1 其余元素为 0 的 N 维单位列向量；得到导频位置 S_k 处的信道频率响应的采样系列为： $\tilde{\mathbf{H}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \Psi \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \Psi_1 \cdot \mathbf{h}_1 + \tilde{\mathbf{Z}}_S$ ；其中， \mathbf{F} 表示 N 阶离散傅里叶矩阵， Ψ 表示 $M \times N$ 维的部分傅里叶矩阵， Ψ_1 表示由 Ψ 的前 M 列构成的 $M \times M$ 维的矩阵， \mathbf{h}_1 表示由 \mathbf{h} 的前 M 个元素构成的 M 维列矢量。

[0015] 其中，根据信道频率响应信息的采样序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计，包括：计算时延抽头位置；估计多个时延抽头的衰落值；估计信道频率响应。

[0016] 其中，计算时延抽头位置具体包括：计算 $\mathbf{h}_M = K \cdot \Psi_1^H \tilde{\mathbf{H}}_S$ ，确定 \mathbf{h}_M 中绝对值最大的 L 个元素，该 L 个元素对应的位置作为时延抽头位置估计值 $\hat{D} = \{\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_L\}$ 。

[0017] 其中，估计多个时延抽头的衰落值具体包括：根据公式 $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = \mathbf{E}_{\hat{D}}^H \mathbf{h}_M = \begin{bmatrix} \hat{h}_{\hat{D},1} & \hat{h}_{\hat{D},2} & \dots & \hat{h}_{\hat{D},L} \end{bmatrix}^T$ 计算 $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}}$ ；其中， $\mathbf{E}_{\hat{D}} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\hat{d}_1} & \mathbf{e}_{\hat{d}_2} & \dots & \mathbf{e}_{\hat{d}_L} \end{bmatrix}$ 表示由 L 个 M 维单位向量构成的 $M \times L$ 维矩阵， $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{\hat{D},1} & \hat{h}_{\hat{D},2} & \dots & \hat{h}_{\hat{D},L} \end{bmatrix}^T$ 表示 L 个信道时延抽头衰落估计值构成的 L 维列矢量。

[0018] 其中,估计信道频率响应具体包括:计算 $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1 \ \hat{h}_2 \ \dots \ \hat{h}_N]$,其中

$$\hat{h}_n = \begin{cases} \hat{h}_{\hat{D},l}, & n = \hat{d}_l \\ 0, & n \notin \hat{D} \end{cases}; \text{根据} \quad \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{h}} \quad \hat{\mathbf{H}}.$$

[0019] 根据本发明的技术方案,通过设计特别的均匀导频结构,并根据改进的压缩信道估计算法,在极大降低导频密度的同时,大幅降低信道估计算法的复杂度,并提高信道估计的精度,实现高效、低复杂度、精确的信道估计。

附图说明

[0020] 此处所说明的附图用来提供对本发明的进一步理解,构成本申请的一部分,本发明的示意性实施例及其说明用于解释本发明,并不构成对本发明的不当限定。在附图中:

[0021] 图 1 是本发明实施例的 OFDM 系统的信道估计方法的流程图;

[0022] 图 2 是本发明实施例的导频图样示意图;

[0023] 图 3 是本发明实施例的仿真结果的示意图;

[0024] 图 4 是本发明实施例的导频在时频域均布的示意图。

具体实施方式

[0025] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,以下结合附图及具体实施例,对本发明作进一步地详细说明。

[0026] 根据本发明的实施例,提供了一种 OFDM 系统的信道估计方法。

[0027] 图 1 是本发明实施例的 OFDM 系统的信道估计方法的流程图,如图 1 所示,该方法包括:

[0028] 步骤 S102,在 OFDM 系统的数据帧上均匀插入导频信号,得到导频图样;

[0029] 步骤 S104,根据导频图样计算导频位置处的信道频率响应,得到信道频率响应信息的采样序列;

[0030] 步骤 S106,根据信道频率响应信息的采样序列和部分离散傅里叶矩阵进行修正的正交匹配追踪信道估计。

[0031] 下面详细描述上述各处理的细节。

[0032] (一) 步骤 S102

[0033] 参考图 2,导频图样在 OFDM 系统的时频格上均匀分布,其中,黑色格点表示导频位置。

[0034] 假设 OFDM 系统的子载波数为 $N = 2^n$ (n 为正整数),插入导频的 OFDM 符号上的导频数为 M ,且满足 $M = 2^m$ (m 为正整数,且 $m < n$),则

$$[0035] \quad N = K \cdot M \quad \text{公式 (1)}$$

[0036] 在公式 (1) 中, $K = 2^{n-m}$,表示导频间隔。同时,选择合适的导频数量使其满足:

$$[0037] \quad M \geq \lceil \lceil \tau_{\max} \cdot f_s \rceil \rceil = \lceil \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil \rceil = D_L \quad \text{公式 (2)}$$

[0038] 在公式 (2) 中, τ_{\max} 表示系统的最大相对时延, T_s 表示采样间隔,符号 $\lceil \lceil a \rceil \rceil$ 表示对 a 进行圆整运算。通过选择合适的 M ,使得信道时延扩展限制在 $[0, M \cdot T_s]$ 。在实际的

OFDM 系统中,循环前缀 (CP) 的长度通常设计为大于信道的最大相对时延,以避免产生符号间干扰 (ISI)。在信道最大时延扩展 τ_{\max} 未知时,可选择 M 使其不小于 CP,可保证公式 (2) 的成立。令导频在频域子载波上的位置集合为 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_M\}$, 其中, $1 \leq S_1 < K$, $S_m = S_1 + (m-1)K$, $m = 1, \dots, M$ 。

[0039] (二) 步骤 S104

[0040] OFDM 系统中,信道频率响应为 $H = [H_1, H_2, \dots, H_N]^T$, 信道冲激响应为 $h = [H_1, h_2, \dots, H_N]^T$, 导频符号集合为 $\mathbf{P} = \{p_{S_1}, p_{S_2}, \dots, p_{S_M}\}$ 。发送端在数据帧的位置 S_k ($k = 1, 2, \dots, M$) 处插入导频符号 p_{S_k} , 则相应的接收端信号为:

$$[0041] \quad y_{S_k} = H_{S_k} p_{S_k} + z_{S_k}, k \in \{1, 2, \dots, M\} \text{ 公式 (3)}$$

[0042] 在公式 (3) 中, z_{S_k} 为独立同分布的加性复高斯白噪声。

[0043] 位置 S_k 处的信道频率响应采样值为:

$$[0044] \quad \tilde{H}_{S_k} = \frac{y_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \frac{z_{S_k}}{p_{S_k}} = H_{S_k} + \tilde{z}_{S_k}, k \in \{1, 2, \dots, M\} \text{ 公式 (4)}$$

[0045] M 维列向量 $\tilde{\mathbf{H}}_S = [\tilde{H}_{S_1}, \tilde{H}_{S_2}, \dots, \tilde{H}_{S_M}]^T$ 表示相应导频位置处信道频率响应的采样序列; M 维列向量 $\tilde{\mathbf{Z}}_S = [\tilde{z}_{S_1}, \tilde{z}_{S_2}, \dots, \tilde{z}_{S_M}]^T$ 为相应导频位置处的采样噪声集合; $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_{S_1}, \mathbf{e}_{S_2}, \dots, \mathbf{e}_{S_M}]^T$ 表示 $M \times N$ 维采样矩阵, 其中, \mathbf{e}_{S_k} 表示第 S_k 个元素为 1 其余元素为 0 的 N 维单位列向量。则公式 (4) 可表示为:

$$[0046] \quad \tilde{\mathbf{H}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} + \tilde{\mathbf{Z}}_S \text{ 公式 (5)}$$

[0047] OFDM 系统中,信道频率响应与信道冲激响应互为离散傅里叶变换,即

$$[0048] \quad H = F \cdot h \quad \text{公式 (6)}$$

[0049] 在公式 (6) 中, F 表示 N 阶离散傅里叶矩阵, 其元素为:

$$[0050] \quad F_{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi(m-1)(n-1)/N}。$$

[0051] 结合公式 (5) 与公式 (6), 则采样序列为:

$$[0052] \quad \tilde{\mathbf{H}}_S = \mathbf{E} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S = \Psi \cdot \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{Z}}_S \text{ 公式 (7)}$$

[0053] 在公式 (7) 中, Ψ 是一个 $M \times N$ 维的部分傅里叶矩阵, 即

$$[0054] \quad \Psi = \begin{pmatrix} W_N^0 & W_N^{1 \times (S_1-1)} & W_N^{2 \times (S_1-1)} & \dots & W_N^{(N-1) \times (S_1-1)} \\ W_N^0 & W_N^{1 \times (S_2-1)} & W_N^{2 \times (S_2-1)} & \dots & W_N^{(N-1) \times (S_2-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_N^0 & W_N^{1 \times (S_M-1)} & W_N^{2 \times (S_M-1)} & \dots & W_N^{(N-1) \times (S_M-1)} \end{pmatrix}_{M \times N} \quad \text{公式 (8)}$$

$$[0055] \quad \text{在公式 (8) 中, } W_N^M = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{N}M}。$$

[0056] 将矩阵 Ψ 按列等分为 K 个 $M \times M$ 的子阵, 即 $\Psi = [\Psi_1 \quad \Psi_2 \quad \dots \quad \Psi_K]$, 其中,

$$\Psi_k = [\varphi_{(k-1)M+1} \quad \varphi_{(k-1)M+2} \quad \dots \quad \varphi_{kM}], \varphi_i \text{ 为 } \Psi \text{ 的第 } i \text{ 个列向量。由于 } M \geq D_L, \text{ 则公式 (7)}$$

可改写为:

[0057] $\tilde{\mathbf{H}}_S = \Psi_1 \cdot \mathbf{h}_1 + \tilde{\mathbf{Z}}_S$ 公式 (9)

[0058] 其中, $\mathbf{h}_1 = [h_1, h_2, \dots, h_M]^T$ 是 \mathbf{h} 的前 M 个元素构成的向量。

[0059] (三) 步骤 S106

[0060] $D = \{d_1, d_2, \dots, d_L\}$ 表示多径位置集合, L 表示多径数, $d_l = \left\lfloor \frac{\tau_l}{T_s} \right\rfloor$, τ_l 为第 l 径

的时延, T_s 为时域采样间隔。信道冲激响应 \mathbf{h} 只在多径位置处非零, 其余元素为零, 即稀疏度为 L 。本发明采用修正的正交匹配追踪 (MOMP) 算法, 根据信道频率响应采样序列 $\tilde{\mathbf{H}}_S$ 以及部分离散傅里叶矩阵 Ψ_1 来进行信道估计。具体算法包括:

[0061] (1) 确定时延抽头位置 $\hat{D} = \{\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_L\}$ 。

[0062] 首先计算: $\mathbf{h}_M = K \cdot \Psi_1^H \tilde{\mathbf{H}}_S$ 公式 (10)

[0063] 然后从 \mathbf{h}_M 中寻找绝对值最大的 L 个元素, 此 L 个元素所对应的位置记为 $\hat{D} = \{\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_L\}$, 即为估计的信道多径位置。当多径数 L 未知时, 可通过设置 $|\langle \tilde{\mathbf{H}}_S, \varphi_i \rangle|$ 小于某个门限作为多径数的选择依据。

[0064] 可以认为 \mathbf{h}_M 是一个中间变量, \mathbf{h}_M 是包含了 L 个信道抽头的 M 维信道估计矢量。

[0065] (2) 估计各时延抽头的衰落值:

[0066] $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = \mathbf{E}_{\hat{D}}^H \mathbf{h}_M = [\hat{h}_{\hat{D},1} \quad \hat{h}_{\hat{D},2} \quad \dots \quad \hat{h}_{\hat{D},L}]^T$ 公式 (11)

[0067] 其中, $\mathbf{E}_{\hat{D}} = [\mathbf{e}_{\hat{d}_1}, \mathbf{e}_{\hat{d}_2}, \dots, \mathbf{e}_{\hat{d}_L}]$ 表示由 L 个 M 维单位向量构成的 $M \times L$ 维矩阵。

$\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}} = [\hat{h}_{\hat{D},1} \quad \hat{h}_{\hat{D},2} \quad \dots \quad \hat{h}_{\hat{D},L}]^T$ 即为 L 个信道时延抽头衰落估计值构成的 L 维列矢量。

[0068] (3) 估计信道频率响应: 首先将 $\hat{\mathbf{h}}_{\hat{D}}$ 拓展为 N 维信道冲激响应矢量

$\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1 \quad \hat{h}_2 \quad \dots \quad \hat{h}_N]$, 其中 $\hat{h}_n = \begin{cases} \hat{h}_{\hat{d}_l}, & n = \hat{d}_l \\ 0, & n \notin \hat{D} \end{cases}$ 。然后, 通过傅里叶变换得到信道频率响

应 $\hat{\mathbf{H}}$:

[0069] $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{h}}$ 公式 (12)

[0070] 下面从信道估计精度、导频密度二个方面, 分析本发明与传统的 LS (Least Square, 最小二乘法) 信道估计方法的性能。

[0071] (1) 信道估计 MSE

[0072] 信道估计均方误差 MSE 定义为:

[0073] $MSE = \frac{\|H - \hat{H}\|_2^2}{\|H\|_2^2}$ 公式 (13)

[0074] 理论分析可以得出, LS 估计的均方误差为:

[0075] $MSE_{LS} = K_1 \cdot \sigma_n^2$ 公式 (14)

[0076] 在公式 (14) 中, K_1 是接近于 1 的常数, 由内插方法 (线性插值、二次样条插值等) 与导频密度确定; σ_n^2 为加性高斯噪声的能量, 当信道能量归一时有 $\gamma = \sigma_n^{-2}$, γ 表示信道的信噪比。

[0077] 当多径位置能正确估计时, MOMP 方法的均方误差为:

[0078] $MSE_{CS} = \frac{L \cdot \sigma_n^2}{M}$ 公式 (15)

[0079] 在公式 (15) 中, L 表示稀疏度, 即信道多径数。由于噪声的存在, MOMP 方法并不能保证能正确估计信道所有的多径位置, 因此实际的 MOMP 方法的信道估计均方误差会稍大于公式 (15) 所示的理论值。

[0080] 为验证两种信道估计方法 MSE 性能, 对 OFDM 信道进行数值仿真。信道模型采用 3GPP 25.996 中定义的 Pedestrian B 信道, 收发天线数均为 1, OFDM 子载波数 $N = 1024$, 循环前缀的长度为 73。

[0081] 本发明方法中的导频间隔 $K = 16$, 即在子载波上共均匀插入了 $M = 64$ 个导频; LS 信道估计方法中的导频间隔是 6, 即在频域上共均匀插入 170 个导频。不同信噪比 (SNR) 条件下两种信道估计方法的性能曲线如图 3 所示。

[0082] 从仿真结果可见, 本发明方法在导频密度降低到 LS 算法的 37.5% 的条件下, 依然有更好的信道估计精度。例如在信噪比为 25dB 时, 本发明方法的 MSE 比 LS 方法降低了 8.3dB。同时也可见仿真结果与理论分析的结果比较吻合。

[0083] (2) 导频密度

[0084] 从上述仿真实验可见, 本发明所提方法在大幅降低导频密度条件下依然能获得更为精确的信道估计。为进一步降低导频密度, 可将导频在信道相干时间内的多个 OFDM 符号上均匀分布, 即在信道相干时间内的频域导频总数保持不变, 其示意图参考图 4。如图 4 所示, 相干时间内, 导频在多个 OFDM 符号上分布, 频域依然保持均匀性。

[0085] 实际的移动通信系统中, 信道相干时间通常持续多个 OFDM 符号。以 3GPP LTE 系统为例, 信号带宽为 10MHz, CP 长为 128, 取导频数 M 为 CP 个数, 即 $M = 128, K = 8$ 。载波频率为 2GHz, 移动台的移动速度为 120km/h, 信道的相干时间为 $T_c = c/(v \cdot f_c) = 45\text{ms}$, 远大于一帧的持续时间 10ms。即使在移动速率高达 500km/h 时, 相干时间 $T_c = 10.8\text{ms}$ 亦远大于一帧的持续时间 10ms。因而在 10ms 帧内信道冲激响应基本保持不变, 此时在 10ms 帧内只需均匀放置 $M = 128$ 个导频即可, 此时的导频密度为 $128/(14 \times 1024) = 0.0089$, 远小于 LTE 标准中的导频密度。

[0086] 通过以上的分析可以看出本发明可以在导频密度极低的情况下, 依然能实现高精度的信道估计。

[0087] 根据本发明的技术方案, 通过设计特定的均匀导频结构, 并根据改进的压缩信道估计算法, 在极大降低导频密度的同时, 大幅降低信道估计算法的复杂度, 实现了具有鲁棒性与高精度的信道估计。

[0088] 以上所述仅为本发明的实施例而已, 并不用于限制本发明, 对于本领域的技术人员来说, 本发明可以有各种更改和变化。凡在本发明的精神和原则之内, 所作的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的权利要求范围之内。

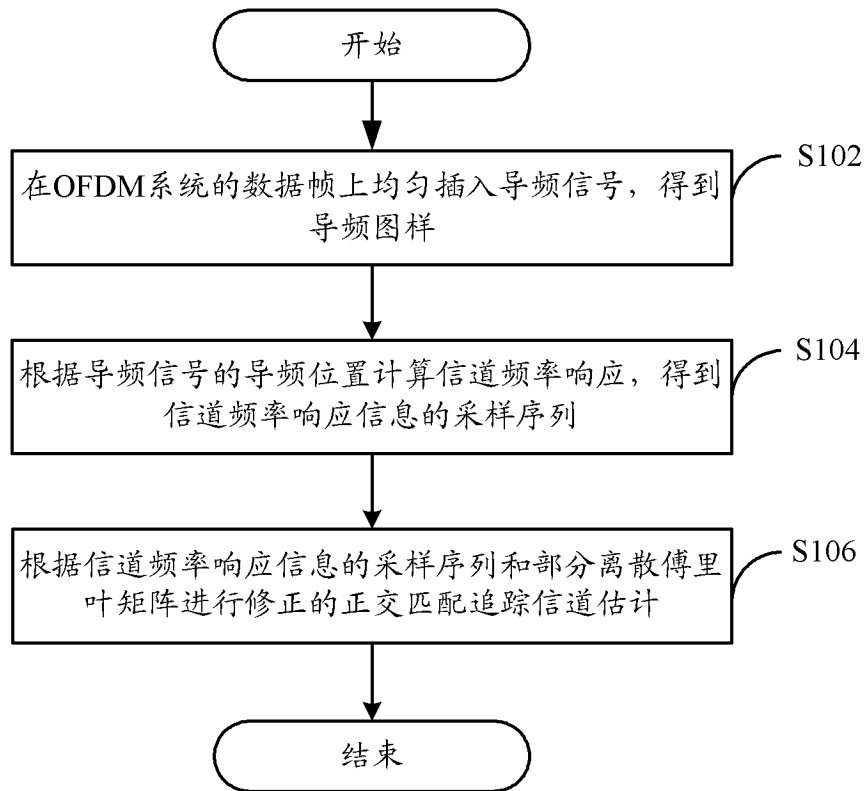


图 1

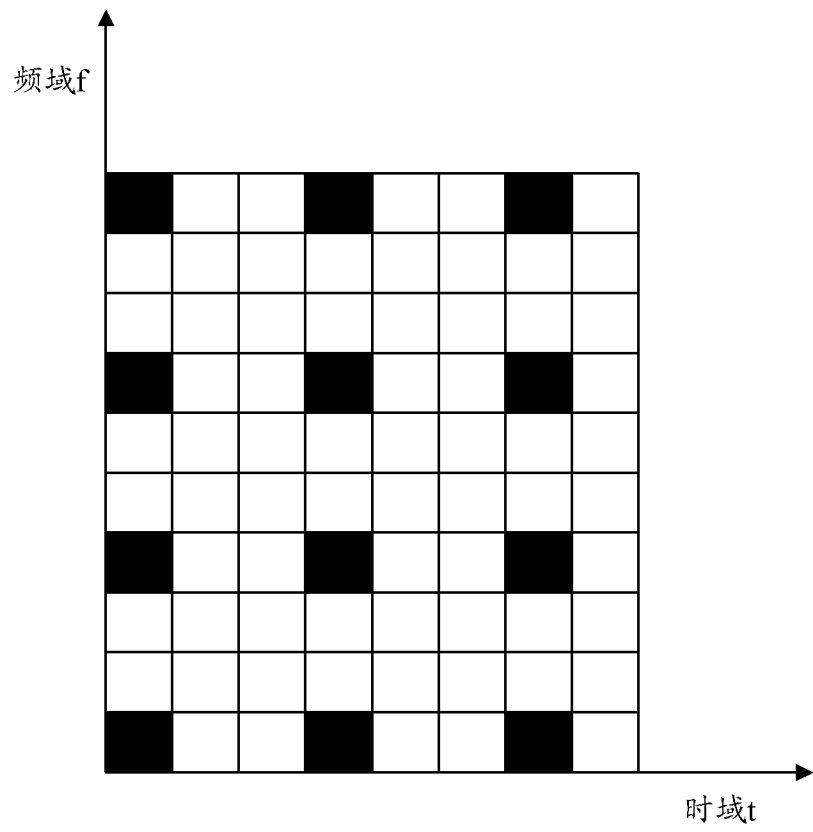


图 2

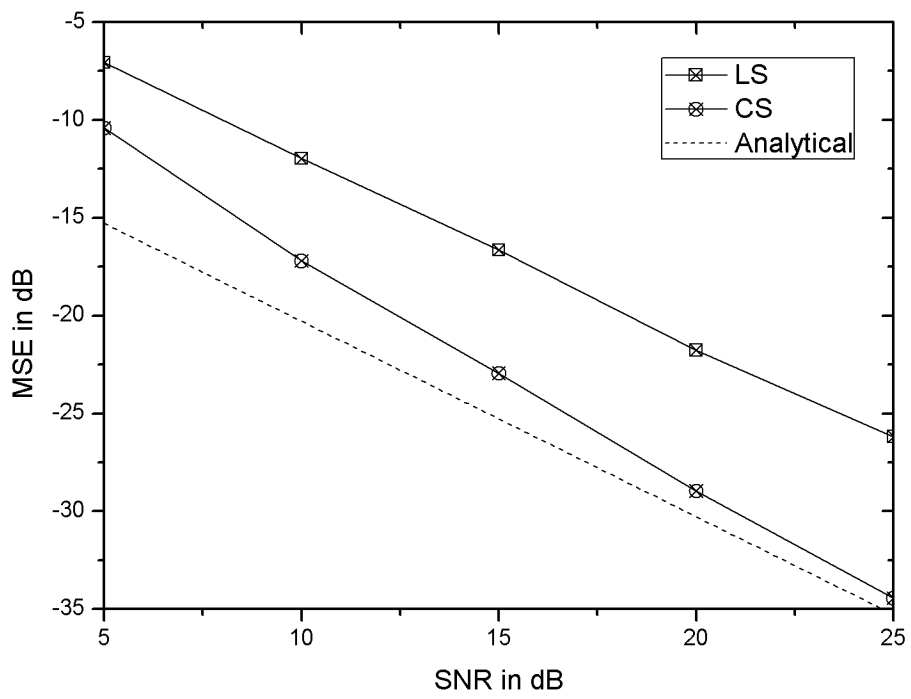


图 3

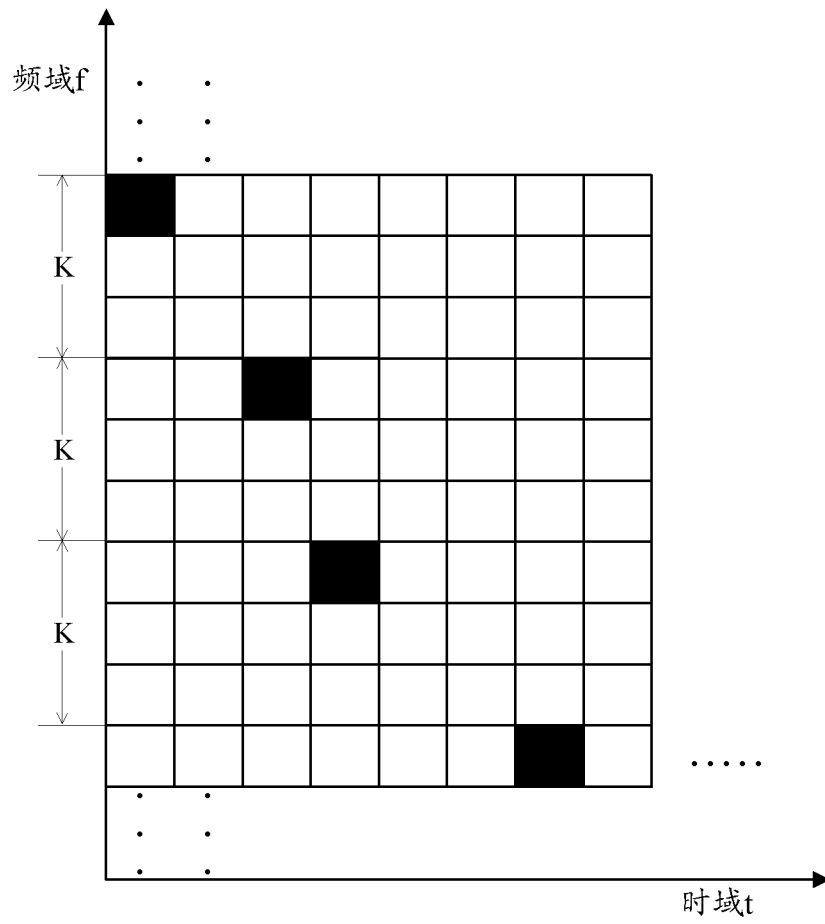


图 4