



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102480441 B

(45) 授权公告日 2014. 07. 09

(21) 申请号 201010565349. 1

审查员 张超

(22) 申请日 2010. 11. 30

(73) 专利权人 澜起科技(上海)有限公司

地址 200233 上海市徐汇区桂平路 680 号 32 号 4 楼 406A 室

(72) 发明人 聂远飞 胡刚 吴美武

(74) 专利代理机构 上海光华专利事务所 31219

代理人 李仪萍

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 2006233269 A1, 2006. 10. 19, 全文.

CN 101682588 A, 2010. 03. 24, 全文.

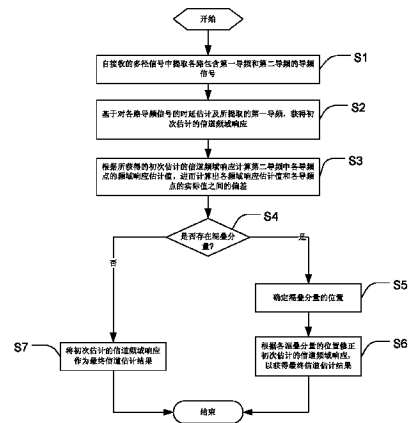
权利要求书3页 说明书8页 附图4页

(54) 发明名称

信道估计方法及系统

(57) 摘要

本发明提供一种信道估计方法及系统,其首先自接收的多径信号中提取各路包含的导频信号,其中,各导频信号中包含第一导频和第二导频,随后再基于提取的第一导频,获得初次估计的信道频域响应,接着再根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与基于提取的第二导频所获得的各导频点的实际值之间的偏差,当检测到初次估计的信道频域响应中存在混叠分量,则根据该偏差来确定各混叠分量的中心位置,进而确定各混叠分量的位置估计值,最后再根据各混叠分量的位置估计值修正初次估计的信道频域响应,由此获得准确的信道估计响应。



1. 一种信道估计方法,应用于具有第一导频和第二导频的通信系统,其特征在于包括步骤:

自接收的多径信号中提取各路导频信号,其中,各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频;

基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,获得初次估计的信道频域响应;

根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,并基于提取的第二导频获得第二导频中各导频点的实际值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与实际值之间的偏差;

检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量;

如果存在混叠分量,则根据第二导频中各导频点的偏差来确定各混叠分量的位置;

以及

根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应,以获得最终的信道频域估计。

2. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,进行 N 点的离散傅里叶变换,以获得初次估计的信道频域响应,其中, N 预先设定。

3. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量的步骤包括:1) 对各导频点的偏差的特征值进行统计;2) 计算各导频点的频域响应估计值的能量及噪声方差;及 3) 将所述统计的结果与计算出的能量及噪声方差进行比较,以检测是否存在混叠分量。

4. 如权利要求 3 所述的信道估计方法,其特征在于:对各导频点的偏差的范数进行统计。

5. 如权利要求 3 或 4 所述的信道估计方法,其特征在于:对第二导频中的全部导频点的偏差的特征值进行统计。

6. 如权利要求 3 或 4 所述的信道估计方法,其特征在于:对第二导频中的部分导频点的偏差的特征值进行统计。

7. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量的步骤包括:1) 基于各导频点的序号将各导频点的偏差分为奇偶两组;及 2) 统计所述奇偶两组的特征值,并进行比较,以检测是否存在混叠分量。

8. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:基于接收的多径信号中各路信号的循环前缀的时间相关性来检测是否存在混叠分量。

9. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:确定各混叠分量的位置的步骤包括:1) 根据各导频点的偏差估计各混叠分量所形成的簇的簇中心位置;2) 基于所述簇中心位置,采用类共轭梯度算法估计出各混叠分量的位置。

10. 如权利要求 9 所述的信道估计方法,其特征在于:当各导频点的偏差表示

为: $\Delta_i = \sum_{i:\tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I_{\text{总}}$, 则估计的簇中心位置为:

$$\hat{\tau}_0 = \frac{1}{|S_p^{odd}| - 1} \sum_{l_i, l_{i+1} \in S_p^{odd}} \arg(\Delta_{l_i} \Delta_{l_{i+1}}^*) \cdot N / (l_{i+1} - l_i) / 2 / \pi$$

其中 $\arg(\cdot)$ 为取相位运算, $|\cdot|$ 表示集合

中元素个数,第二导频的导频集合为 S_p , l_t 为 S_p 中的元素, S_p^{odd} 为 S_p 中下标为奇数的元素构成的子集, $\hat{\tau}_i' = \hat{\tau}_i + \hat{\tau}_0$, $\hat{\tau}_i = \text{mod}(\tau_i, N_p)$, τ_i 为估计的第 i 条传输路径的时延, a_i 为获得的第 i 条传输路径第二导频各导频点的实际冲激响应值, Δ 为相邻导频点的间隔, $I_{\text{总}}$ 包括漏提取的误差及噪声, $N_p = N / \Delta$, N 为采用的 FFT 点数。

11. 如权利要求 1 所述的信道估计方法,其特征在于:所述第二导频包括连续导频和系统传输信息。

12. 一种信道估计系统,应用于具有第一导频和第二导频的通信设备中,其特征在于包括:

提取模块,用于自接收的多径信号中提取各路导频信号,其中,各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频;

信道频域响应估计模块,用于基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,获得初次估计的信道频域响应;

偏差估计模块,用于根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,并基于提取的第二导频获得第二导频中各导频点的实际值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与实际值之间的偏差;

检测模块,用于检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量;

定位模块,用于当检测模块确定存在混叠分量后,根据第二导频中各导频点的偏差来确定各混叠分量的位置;以及

修正模块,用于根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应,以获得最终的信道频域估计。

13. 如权利要求 12 所述的信道估计系统,其特征在于:所述信道频域响应估计模块是一能进行 N 点的离散傅里叶变换的模块,其用于基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,进行 N 点的离散傅里叶变换,以获得初次估计的信道频域响应,其中, N 预先设定。

14. 如权利要求 12 所述的信道估计系统,其特征在于:所述检测模块包括:统计单元,用于对各导频点的偏差的特征值进行统计;第一计算单元,用于计算各导频点的频域响应估计值的能量及噪声方差;及第一比较单元,用于将所述统计的结果与所述计算单元的计算结果进行比较,以检测是否存在混叠分量。

15. 如权利要求 14 所述的信道估计系统,其特征在于:所述统计单元对各导频点的偏差的范数进行统计。

16. 如权利要求 14 或 15 所述的信道估计系统,其特征在于:所述统计单元对第二导频中的部分导频点的偏差的特征值进行统计。

17. 如权利要求 14 或 15 所述的信道估计系统,其特征在于:所述统计单元对第二导频中的全部导频点的偏差的特征值进行统计。

18. 如权利要求 12 所述的信道估计系统,其特征在于:所述检测模块包括:分组单元,用于基于各导频点的序号将各导频点的偏差分为奇偶两组;第二计算单元,用于统计所述

奇偶两组的特征值；及第二比较单元，用于将所计算出的奇偶两组的特征值进行比较，来检测是否存在混叠分量。

19. 如权利要求 12 所述的信道估计系统，其特征在于：所述检测模块包括：相关性检测单元，用于基于接收的多径信号中各路信号的循环前缀的时间相关性来检测是否存在混叠分量。

20. 如权利要求 12 所述的信道估计系统，其特征在于：所述定位模块包括：簇中心估计单元，用于根据各导频点的偏差估计各混叠分量所形成的簇的簇中心位置；及子定位单元，用于基于所述簇中心位置，采用类共轭梯度算法估计出各混叠分量的位置。

21. 如权利要求 20 所述的信道估计系统，其特征在于：当各导频点的偏差表示为： $\Delta_{l_i} = \sum_{i:\tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I_{\text{总}}$ ，则估计的簇中心位置为：

$$\tilde{\tau}_0 = \frac{1}{|S_p^{\text{odd}}| - 1} \sum_{l_i, l_{i+1} \in S_p^{\text{odd}}} \arg(\Delta_{l_i}^* \Delta_{l_{i+1}}) \cdot N / (l_{i+1} - l_i) / 2 / \pi$$

，

中元素个数，第二导频的导频集合为 S_p ， l_t 为 S_p 中的元素， S_p^{odd} 为 S_p 中下标为奇数的元素构成的子集， $\hat{\tau}_i' = \hat{\tau}_i + \hat{\tau}_0$ ， $\hat{\tau}_i = \text{mod}(\tau_i, N_p)$ ， τ_i 为估计的第 i 条传输路径的时延， a_i 为获得的第 i 条传输路径第二导频各导频点的实际冲激响应值， Δ 为相邻导频点的间隔， $I_{\text{总}}$ 包括漏提取的误差及噪声， $N_p = N / \Delta$ ， N 为采用的 FFT 点数。

22. 如权利要求 12 所述的信道估计系统，其特征在于：所述第二导频包括连续导频和系统传输信息。

信道估计方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种信道估计方法及系统,特别涉及一种包含来自超长路径信号的信道估计方法及系统。

背景技术

[0002] 现有通信系统中,发送端所发送的信号可能会经由不同的传输路径(即信道)到达接收端,因此,接收端需要对超长路径进行检测,以获得准确的信道估计,现有的超长径检测有两种方法:

[0003] 1. 利用循环前缀与 OFDM 符号的相关性,更长时间地观测相关和来判断是否有超长径,优点是可靠性好,缺点是只能确定超长径大致的分布位置,信道估计的噪声抵消性能较差;

[0004] 2. 利用频域的所有数据和导频,采用二阶矩做盲估计,缺点是复杂度较高,具体可参见论文:Husen,S.A,Beggen S.,Filippi A.et al,blind estimation of maximum delay spread in OFDM systems,vtc-2006 fall。

[0005] 在美国专利申请 US20080198942 中,描述了信道长度大于导频数目乘以符号率条件下,选择窗位置来消除多径的混叠干扰,其原理如下:

[0006] 基于离散信道模型为: $h = \sum_i a_i \delta(i - \tau_i)$, 其中 a_i 和 τ_i 分别为第 i 条传输路径对应的响应和迟延,对应的频域响应为: $H_k = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi k \tau_i / N)$, 其中, N 为系统对应的 FFT 点数。如果散布导频频点标号集合为 $S_{sp} = \{p | p = p_0 + l \Delta\}$, p_0 为第一个散布导频的位置标号, Δ 为相邻导频的间隔, l 为导频编号,则导频处响应即为:

$$[0007] \quad H_p = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi p \tau_i / N) = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi(p_0 + l\Delta)\tau_i / N)$$

[0008] 不失一般性,假定 $p_0 = 0$, 则有

$$[0009] \quad H_p(l) = H_p = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi l \Delta \tau_i / N) = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi l \tau_i / (N_p))$$

[0010] 其中, $N_p = N / \Delta$. 从上式可以看出,如果存在超长径满足 $\tau_i = N_p + \tau'_i$, $\tau'_i > 0$, 那么利用散布导频所作的信道估计就会出现模糊,因为上式中的 τ_i 和 τ'_i 对应相同的结果。也就是说,在这种利用散布导频的信道估计方式中,其估计的范围不超过 N_p , 如图 1 所示,一旦接收端所接收的多径信号中有经过超长路径到达者,则在利用散布导频进行信道估计时,信道的频域响应中就会存在混叠分量,导致信道估计模糊,此时仅仅根据散布导频来进行信道估计的方法就会失效。

[0011] 因此,极有必要对现有基于散布导频来对信道进行估计的方法进行改进。

发明内容

[0012] 本发明的目的在于提供一种信道估计方法及系统。

[0013] 为了达到上述目的及其他目的,本发明提供的信道估计方法,包括步骤:1) 自接

收的多径信号中提取各路导频信号,其中,各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频;2) 基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,获得初次估计的信道频域响应;3) 根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,并基于提取的第二导频获得第二导频中各导频点的实际值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与实际值之间的偏差;4) 检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量;5) 如果存在混叠分量,则根据第二导频中各导频点的偏差来确定各混叠分量的位置;以及6) 根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应,以获得最终的信道频域估计。

[0014] 此外,本发明的信道估计系统,包括:提取模块,用于自接收的多径信号中提取各路导频信号,其中,各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频;信道频域响应估计模块,用于基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频,获得初次估计的信道频域响应;偏差估计模块,用于根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,并基于提取的第二导频获得第二导频中各导频点的实际值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与实际值之间的偏差;检测模块,用于检测初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量;定位模块,用于当检测模块确定存在混叠分量后,根据第二导频中各导频点的偏差来确定各混叠分量的位置;以及修正模块,用于根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应,以获得最终的信道频域估计。

[0015] 综上所述,本发明的信道估计方法及系统的优点在于:可对超长传输路径进行检测,由此避免由超长传输路径传输至的信号引起的混叠干扰,进而获得更为优越的性能。

附图说明

[0016] 图 1 为现有基于散布导频的信道估计对应的时域响应的示意图。

[0017] 图 2 为本发明的信道估计方法实施例一的流程图。

[0018] 图 3 为本发明的信道估计方法的估计原理示意图。

[0019] 图 4 为本发明的信道估计方法所采用的时域相关方式估计的簇中心位置示意图。

[0020] 图 5 为本发明的信道估计方法实施例二的流程图。

[0021] 图 6 为本发明的信道估计系统的结构示意图。

具体实施方式

[0022] 以下将结合附图对本发明的信道估计方法进行详细说明。本发明的方法主要应用于具有第一导频和第二导频的通信系统,例如,采用 OFDM 传输技术的系统,具体的,如支持数字地面电视广播系统标准(即 DVB-T)或中国移动多媒体广播(即 CMMB)的系统等。其中,所述第一导频通常为散布导频,而第二导频可以是连续导频或系统传输信息(即 TPS 等),也可以是连续导频和系统传输信息的组合等等。

[0023] 实施例一:

[0024] 请参阅图 2,首先,在步骤 S1 中,接收端接收到多径信号后,自所述多径信号中提取各路导频信号,其中,各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频。通常,接收端可采用抽头从所述多径信号中提取导频信号;所述接收端包括但不限于:移动台、基站等。

[0025] 接着,在步骤 S2 中,接收端基于所估计的各路导频信号的时延及所提取的第一导

频,获得初次估计的信道频域响应,例如,接收机所估计的由第一条传输路径传输至的第一路信号时延为 τ_1 ……,估计的第 i 条传输路径传输至的信号时延为 τ_i 等,接收机基于所估计的时延,可以对第一导频进行频域变换,例如离散傅里叶变换(即 FFT)等,由此获得初次估计的信道频域响应,例如为: $\hat{H}_k = \sum_i \hat{a}_i \cdot \exp(-j2\pi k \hat{\tau}_i / N) + I + n'$,其中, $\hat{\tau}_i = \text{mod}(\tau_i, N_p)$, N 为采用的 FFT 点数, τ_i 为估计的第 i 条传输路径的时延, $\hat{a}_i = a_i + n_i$ 为估计的抽头响应, n_i 为噪声, I 为所有漏检的抽头响应和, n' 为加性噪声。由于根据第一导频所能估计的范围为 N_p ($N_p = N / \Delta$),因此对于接收端基于包含来自超长路径的导频的频域估计,会发生混叠,如图 3 所示。而根据第一导频来估计信道频域响应的技术,如内插法,变换域法等,已为本领域技术人员所知悉,故在此不再详述。

[0026] 接着,在步骤 S3 中,接收机根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值,并基于提取的第二导频获得第二导频中各导频点的实际值,进而计算出各导频点的频域响应估计值与实际值之间的偏差。而接收机基于提取的第二导频获得各导频点的实际值,也就是根据抽头所获取的冲激响应,将其变换为频域,例如,进行 FFT 变换,即可获得对第二导频的各导频点的实际值。例如对于第二导频集: $S_p = \{l_i | l_i \in S_{cp} \cup S_{tps}, l_i \notin S_{sp}\}$,其中, (S_{sp} 、 S_{cp} 和 S_{tps} 分别一 OFDM 符号块的第一导频、连续导频与系统传输信息所在的频率集合,基于上述初次估的信道频域响应,各导频点的频域响应为: $\hat{H}_i = \sum_i \hat{a}_i \cdot \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I + n''$ 而获得的各导频点的实际值为: $H_i = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi l_i \tau_i / N)$,故计算出各导频点的偏差表示为:

$$\Delta_i = H_i - \hat{H}_i = \sum_{i:\tau_i > N_p} (\hat{a}_i - a_i \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I' + n'''$$

$$= \sum_{i:\tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I' + I'' + n'''$$

,其中, $N_p = N / \Delta$, Δ 为

相邻导频点的间隔, N 为采用的 FFT 点数, a_i 为获得的第 i 条传输路径的第二导频的导频点的冲激响应实际值, $\hat{a}_i = a_i + n_i$ 为估计的抽头响应, n_i 为噪声, I 为所有漏检的抽头响应和, n' , n'' 和 n''' 均为加性噪声, I' 和 I'' 分别对应延迟小于 N_p 和大于 N_p 的漏检抽头误差,也可以看作为加性噪声,这些噪声能量小于有效的信号能量,处理中只是影响精度。需要说明的是,上述所示的第二导频集包括连续导频和系统传输信息,事实上,本领域技术人员应该理解,第二导频集并非以此为限,例如,其可以仅仅包括连续导频,或者仅仅包括系统传输信息等。

[0027] 接着,在步骤 S4 中,接收端检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量,其检测的方法包括但不限于:

[0028] 第一种检测方式:对各导频点的偏差的特征值进行统计,并将所述统计结果与估计的第二导频的频域响应的能量及噪声方差进行比较,以检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量。其中,统计可基于部分导频点的偏差的特征值进行,也可基于全部导频点的偏差的特征值进行。此外,所述特征值包括但不限于:范数等。例如,各导频点的偏差表示为: $\Delta_i = \sum_{i:\tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I' + I'' + n'''$ 对其部分特征值

的统计结果为：
$$P = \sum_{l_t: \|\Delta_{l_t}\|^q > th \& l_t \in S_p} \|\Delta_{l_t}\|^q$$
 其中， $\|\cdot\|^q$ 为 q 阶范数， th 是一个根据噪声功率与估计精度预置的门限，将该结果与估计的所述第二导频的频域响应的能量及噪声方差，即 $h_{exist} = f(\hat{H}_{l_t}, \sigma)$ 比较，可以判断出是否存在混叠分量，其中， $h_{exist} = f(\hat{H}_{l_t}, \sigma)$ 可以采用不同的组合，例如 $f(\hat{H}_{l_t}, \sigma) = \lambda_1 g(\hat{H}_{l_t}) + \lambda_2 \sigma^2$ ；或 $f(\hat{H}_{l_t}, \sigma) = \max(\lambda_1 g(\hat{H}_{l_t}), \lambda_2 \sigma^2)$ 等等， λ_1 和 λ_2 为常数， $g(\cdot)$ 为提取信道响应特征的函数，如信道能量和、或单径的最大能量值等。

[0029] 第二种检测方式：基于各导频点的序号，即 l_t ，将各导频点的偏差分为奇偶两组，将所述奇偶两组的特征值统计后（例如范数）进行比较以检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量。因为，在某些导频分布下，各偏差中，如果 l_t 为偶数，其值不会包含混叠信息，这样，将偏差中下标按奇偶分为两个子集，将两子集中的各分量的特征值统计后进行比较也可以判断是否存在混叠。

[0030] 接着，在步骤 S5 中，当检测结果表明存在混叠分量，则根据各偏差来确定各混叠分量的位置。具体的，可先将各混叠分量视为一簇，由此可先根据各导频点的偏差来确定簇中心位置，对于导频点的偏差为：

$$[0031] \quad \Delta_{l_t} = \sum_{i: \tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_t / \Delta)) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_i / N) + I' + I'' + n''' \quad \text{可将其改写为：}$$

$$[0032] \quad \Delta_{l_t} = \left(\sum_{i: \tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_t / \Delta)) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}'_i / N) \right) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_0 / N) + I_{\text{总}}$$

其中， $\hat{\tau}'_i = \hat{\tau}_i + \hat{\tau}_0$ ， $I_{\text{总}}$ 包括漏检抽头误差及加性噪声等，由此，簇中心位置估计为：

$$\hat{\tau}_0 = \frac{1}{|S_p^{\text{odd}}| - 1} \sum_{l_t: l_t \in S_p^{\text{odd}}} \arg(\Delta_{l_t}^* \Delta_{l_{t+1}}) \cdot N / (l_{t+1} - l_t) / 2 / \pi \quad \text{其中 } \arg(\cdot) \text{ 为取相位运算，} |\cdot| \text{ 表示集合}$$

中元素个数， S_p^{odd} 为 S_p 中对应下标为奇数的元素构成的子集；接着，在去除中心迟延，可得到混叠迟延被限制在 $[-\text{floor}(S_p^{\text{odd}}/2), \text{floor}(S_p^{\text{odd}}/2)]$ ，其中 $\text{floor}(\cdot)$ 为向下取整；随后，可以再采用类共轭梯度算法估计出各混叠分量。在本实施例中，如图 3 所示，经过上述处理，可获得一混叠分量的位置。

[0033] 此外，上述确定簇中心位置是在频域进行，事实上，本领域技术人员应该理解，也可在时域进行处理，来获得簇中心位置，如对含循环前缀的帧结构，可以通过循环相关，统计一定长度的相关和，通过判断对应的幅度高低来确定接收的多径信号中是否有来自超长路径的信号，并确定来自超长路径的信号的中心位置，如图 4 所示，当在一个 OFDM 符号范围内，检测到超过 N_p 范围的有效分量存在，得到的中心位置即可视为簇中心。

[0034] 接着，在步骤 S6 中，接收机根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应，例如，经过上述处理后，得到的混叠分量为 $\{(\hat{t}_0, \hat{d}_0), (\hat{t}_1, \hat{d}_1), \Lambda, (\hat{t}_{al}, \hat{d}_{al})\}$ ，相应的，修正后的信道频域估计为：
$$\tilde{H}_k = \sum_i \tilde{a}_i \cdot \exp(-j2\pi k \tilde{\tau}_i / N)$$
 其中，

$$[0035] \quad \text{如果 } :(\tilde{\tau}_i \leq N_p) \text{I} ((\tilde{\tau}_i + N_p) = \hat{t}_j \in \{\hat{t}_0, \hat{t}_1, \Lambda, \hat{t}_{al}\}) \text{, 则：}$$

[0036]

$$\tilde{a}_i = \hat{a}_i - d_j$$

[0037] 如果： $(\tilde{\tau}_i \leq N_p) \text{I} ((\tilde{\tau}_i + N_p) \notin \{t_0, t_1, \Lambda, t_{at}\})$ ，则：

[0038] $\tilde{a}_i = \hat{a}_i$

[0039] 如果： $(\tilde{\tau}_i > N_p) \text{I} (\tilde{\tau}_i = t_j \in \{t_0, t_1, \Lambda, t_{at}\})$ ，则：

[0040]

$$\tilde{a}_i = d_j$$

[0041] 由图 3 可见，经过上述修正后，获得的信道频域响应消除了混叠。

[0042] 最后，在步骤 S7 中，如果初次估计的信道频域响应中不存在混叠分量，则直接将初次估计的信道频域响应作为最终的信道估计结果。

[0043] 实施例二：

[0044] 请参见图 5，本实施例和实施例一不同在于各步骤的顺序不同，即执行步骤 S1 和 S2 后，接着，在步骤 S3' 中，接收机检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量，在此实施例中，接收机可采用前述的第三种检查方式进行检测；接着，在步骤 S4' 中，当检测结果表明存在混叠分量，根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值，进而计算出各导频点的频域响应估计值与基于提取的第二导频所获得的各导频点的实际值之间的偏差，随后，步骤 S5 至 S7 与实施例一相同，在此不再重述。

[0045] 再请参见图 6，其为本发明的信道估计系统结构示意图。所述信道估计系统包括：提取模块 11、信道频域响应估计模块 12、偏差估计模块 13、检测模块 14、定位模块 15、及修正模块 16，其可装设在接收机中，所述接收机可采用 OFDM 传输技术收发信号，其包括但不限于：移动台、基站等。

[0046] 所述提取模块 11 自所述多径信号中提取各路导频信号，其中，各路导频信号中每一路都包括第一导频和第二导频。通常，所述提取模块可采用抽头从所述多径信号中提取导频信号；所述第一导频通常为散布导频，而第二导频可以是连续导频或系统传输信息（即 TPS 等），也可以是连续导频和系统传输信息的组合等等。

[0047] 所述信道频域响应估计模块 12 用于基于对各路导频信号的时延的估计及提取的第一导频，获得初次估计的信道频域响应，例如所述信道频域响应估计模块 12 所估计的由第一条传输路径传输至的第一路信号时延为 $\tau_1 \dots$ ，估计的第 i 条传输路径传输至的信号时延为 τ_i 等，从而获得初次估计的信道频域响应为：

$$\hat{H}_k = \sum_i \hat{a}_i \cdot \exp(-j2\pi k \hat{\tau}_i / N) + I + n'$$

其中， $\hat{\tau}_i = \text{mod}(\tau_i, N_p)$ ， N 为采用的 FFT 点数， τ_i 为估计的第 i 条传输路径的时延， $\hat{a}_i = a_i + n_i$ 为估计的抽头响应， n_i 为噪声， I 为所有漏检的抽头响应和， n' 为加性噪声。由于根据第一导频所能估计的范围为 N_p ，因此所述信道频域响应估计模块 12 基于包含来自超长路径的导频的频域估计，会发生混叠，如图 3 所示。而根据第一导频来估计信道频域响应的技术，如内插法，变换域法等，已为本领域技术人员所知悉，故在此不再详述。

[0048] 所述偏差估计模块 13 用于根据所获得的初次估计的信道频域响应计算第二导频中各导频点的频域响应估计值，进而计算出各导频点的频域响应估计值与基于提取的第二导频所获得的各导频点的实际值之间的偏差。例如，所述偏差估计模块 13 基于提取的第二导频获得各导频点的实际值，也就是根据抽头所获取的冲激响应，将其变换

为频域,例如,进行 FFT 变换,即可获得对第二导频的各导频点的实际值,进而可以获得所述第二导频的频域响应估计值和实际的频域响应值之间的偏差。例如对于第二导频集合: $S_p = \{l_t | l_t \in S_{cp} \cap S_{tps}, l_t \notin S_{sp}\}$ 中的导频点,所述偏差估计模块 13 估计的各导频点的

$$\hat{H}_{l_t} = \sum_i \hat{a}_i \cdot \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_i / N) + I' + n''$$

而各导频点的真实的频域响应为:

$$H_{l_t} = \sum_i a_i \cdot \exp(-j2\pi k \tau_i / N)$$

故所述偏差估计模块 13 计算出各导频点的偏差表示为:

$$\Delta_{l_t} = H_{l_t} - \hat{H}_{l_t} = \sum_{i: \tau_i > N_p} (\hat{a}_i - a_i \exp(-j2\pi l_t / \Delta)) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_i / N) + I' + n''$$

$$= \sum_{i: \tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_t / \Delta)) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_i / N) + I' + n''$$

其中, $N_p = N / \Delta$, Δ 为

相邻导频的间隔, N 为采用的 FFT 点数, a_i 为获得的第 i 条传输路径的导频冲激响应实际值, n' , n'' 和 n''' 均为加性噪声, I' 和 I'' 分别对应延迟小于 N_p 和大于 N_p 的漏检抽头误差,也可以看作为加性噪声,这些噪声能量小于有效的信号能量,处理中只是影响精度。

[0049] 所述检测模块 14 检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量。

[0050] 作为一种优选方式,所述检测模块 14 可包括统计单元(图未示)、第一计算单元(图未示)及第一比较单元(图未示)。其中,所述统计单元用于对各导频点的偏差的特征值进行统计;第一计算单元用于计算估计的第二导频的频域响应的能量及噪声方差;第一比较单元用于将所述统计单元的统计结果与第一计算单元的计算结果进行比较,以检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量。其中,统计单元可基于部分导频点的偏差的特征值进行统计,也可基于全部导频点的偏差的特征值进行统计。此外,所述特征值包括但不限于:范数等。例如,各导频点的偏差表示为:

$$\Delta_{l_t} = \sum_{i: \tau_i > N_p} a_i (1 - \exp(-j2\pi l_t / \Delta)) \exp(-j2\pi l_t \hat{\tau}_i / N) + I' + I'' + n'''$$

统计单元对其部分特征值的

统计结果为: $P = \sum_{l_t: \|\Delta_{l_t}\|^q > th \& l_t \in S_p} \|\Delta_{l_t}\|^q$ 其中, $\|\cdot\|^q$ 为 q 阶范数, th 是一个根据噪声功率与

估计精度预置的门限,第一计算单元计算估计的所述第二导频的频域响应的能量及噪声

方差,例如为: $h_{exist} = f(\hat{H}_{l_t}, \sigma)$, 随后,第一比较单元将统计结果 $P = \sum_{l_t: \|\Delta_{l_t}\|^q > th \& l_t \in S_p} \|\Delta_{l_t}\|^q$ 与

$h_{exist} = f(\hat{H}_{l_t}, \sigma)$ 比较,可以判断出是否存在混叠分量,其中, $h_{exist} = f(\hat{H}_{l_t}, \sigma)$ 可以采用不同的组合,例如 $f(\hat{H}_{l_t}, \sigma) = \lambda_1 g(\hat{H}_{l_t}) + \lambda_2 \sigma^2$, 或 $f(\hat{H}_{l_t}, \sigma) = \max(\lambda_1 g(\hat{H}_{l_t}), \lambda_2 \sigma^2)$ 等等, λ_1 和 λ_2 为常数, $g(\cdot)$ 为提取信道响应特征的函数,如信道能量和、或单径的最大能量值等。

[0051] 作为另一种优选方式:所述检测模块可包括:分组单元(图未示)、第二计算单元(图未示)及第二比较单元(图未示)。所述分组单元用于基于各导频点的序号,即 l_t , 将各导频点的偏差分为奇偶两组;第二计算单元统计所述奇偶两组的特征值(例如范数);第二比较单元将统计的奇偶两组的特征值进行比较,以检测所述初次估计的信道频域响应中是否存在混叠分量。因为,在某些导频分布下,各偏差中,如果 l_t 为偶数,其值不会包含混叠信息,这样,将偏差中下标按奇偶分为两个子集,将两子集中的各分量的特征值统计后进行比对也可以判断是否存在混叠。

[0052] 作为另一种优选方式:所述检测模块可包括:相关性检测单元(图未示)。所述相关性检测单元用于基于接收的多径信号中各路信号的循环前缀的时间相关性来检测是否存在混叠分量。

[0053] 所述定位模块 15 用于当检测模块确定存在混叠分量后,根据各偏差来确定各混叠分量的位置。作为一种优选方式,所述定位模块 15 可包括:簇中心估计单元(图未示)、及子定位单元(图未示)。其中,簇中心估计单元将各混叠分量视为一簇,来根据各导频点的偏差来确定簇中心位置,对于各导频点的偏差为:

[0054]
$$\Delta_{l_i} = \sum_{i:\tau_i > N_p} \alpha_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i / N) + I' + I'' + n'''$$
 可将其改写为:

$$\Delta_{l_i} = \left(\sum_{i:\tau_i > N_p} \alpha_i (1 - \exp(-j2\pi l_i / \Delta)) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_i' / N) \right) \exp(-j2\pi l_i \hat{\tau}_0 / N) + I_{\text{总}}$$
 其中, $\hat{\tau}_i' = \hat{\tau}_i + \hat{\tau}_0$,

$I_{\text{总}}$ 包括漏检抽头误差及加性噪声等,由此,簇中心估计单元估计的簇中心位置为:

$$\tilde{\tau}_0 = \frac{1}{|S_p^{\text{odd}}| - 1} \sum_{l_i, l_{i+1} \in S_p^{\text{odd}}} \arg(\Delta_{l_i}^* \Delta_{l_{i+1}}) \cdot N / (l_{i+1} - l_i) / 2 / \pi$$
 其中 $\arg(\cdot)$ 为取相位运算, $|\cdot|$ 表示集合

中元素个数, S_p^{odd} 为 S_p 中对应下标为奇数的元素构成的子集。而子定位单元在去除中心延迟,可得到混叠延迟被限制在 $[-\text{floor}(S_p^{\text{odd}}/2), \text{floor}(S_p^{\text{odd}}/2)]$, 由此子定位单元再采用类共轭梯度算法估计出各混叠分量。在本实施例中,如图 3 所示,经过上述处理,可获得一混叠分量的位置。

[0055] 此外,上述簇中心估计单元对簇中心位置的估计是在频域进行,事实上,本领域技术人员应该理解,其也可在时域进行处理,来获得簇中心位置,如对含循环前缀的帧结构,可以通过循环相关,统计一定长度的相关和,通过判断对应的幅度高低来确定接收的多径信号中是否有来自超长路径的信号,并确定来自超长路径的信号的中心位置,如图 4 所示,当在一个 OFDM 符号范围内,检测到超过 N_p 范围的有效分量存在,得到的中心位置即可视为簇中心。

[0056] 所述修正模块 16 根据所确定的混叠分量的位置修正初次估计的信道频域响应,例如,子定位单元得到的混叠分量为 $\{(\hat{t}_0, \hat{d}_0), (\hat{t}_1, \hat{d}_1), \Lambda, (\hat{t}_{al}, \hat{d}_{al})\}$, 相应的,所述修正模块 16

修正后的信道频域估计为:
$$\tilde{H}_k = \sum_i \tilde{\alpha}_i \cdot \exp(-j2\pi k \tilde{\tau}_i / N)$$
 其中,

[0057] 如果: $(\tilde{\tau}_i \leq N_p) \text{I} ((\tilde{\tau}_i + N_p) = \hat{t}_j \in \{\hat{t}_0, \hat{t}_1, \Lambda, \hat{t}_{al}\})$, 则:

[0058]

$$\tilde{\alpha}_i = \hat{\alpha}_i - \hat{d}_j$$

[0059] 如果: $(\tilde{\tau}_i \leq N_p) \text{I} ((\tilde{\tau}_i + N_p) \notin \{\hat{t}_0, \hat{t}_1, \Lambda, \hat{t}_{al}\})$, 则:

[0060] $\tilde{\alpha}_i = \hat{\alpha}_i$

[0061] 如果: $(\tilde{\tau}_i > N_p) \text{I} (\tilde{\tau}_i = \hat{t}_j \in \{\hat{t}_0, \hat{t}_1, \Lambda, \hat{t}_{al}\})$, 则:

[0062]

$$\tilde{\alpha}_i = \hat{d}_j$$

[0063] 由图 3 可见,经过所述修正模块 16 的修正后,获得的信道频域响应消除了混叠。

[0064] 而如果检测模块 14 检测的结果表明初次估计的信道频域响应中不存在混叠分量,则所述修正模块 16 直接将初次估计的信道频域响应作为最终的信道估计结果。

[0065] 综上所述,本发明的信道估计方法及系统利用传输参数信令 (TPS) 或连续导频来检测超长径,并用该信息来修正变换域信道估计结果,由此可获得更为精确的性能。

[0066] 上述实施例仅列示性说明本发明的原理及功效,而非用于限制本发明。任何熟悉此项技术的人员均可在不违背本发明的精神及范围下,对上述实施例进行修改。因此,本发明的权利保护范围,应如权利要求书所列。

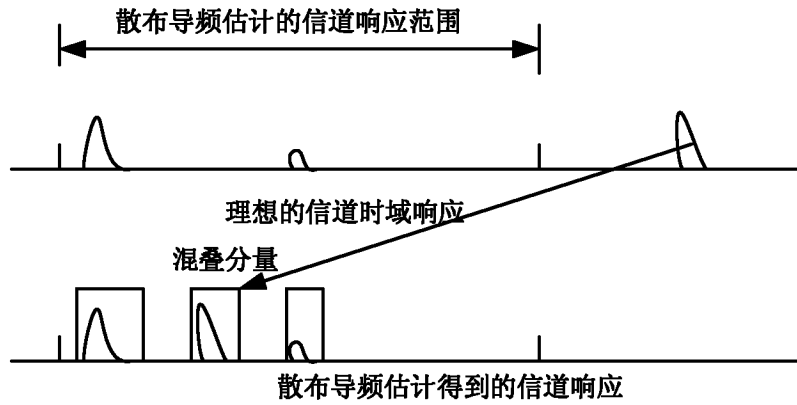


图 1

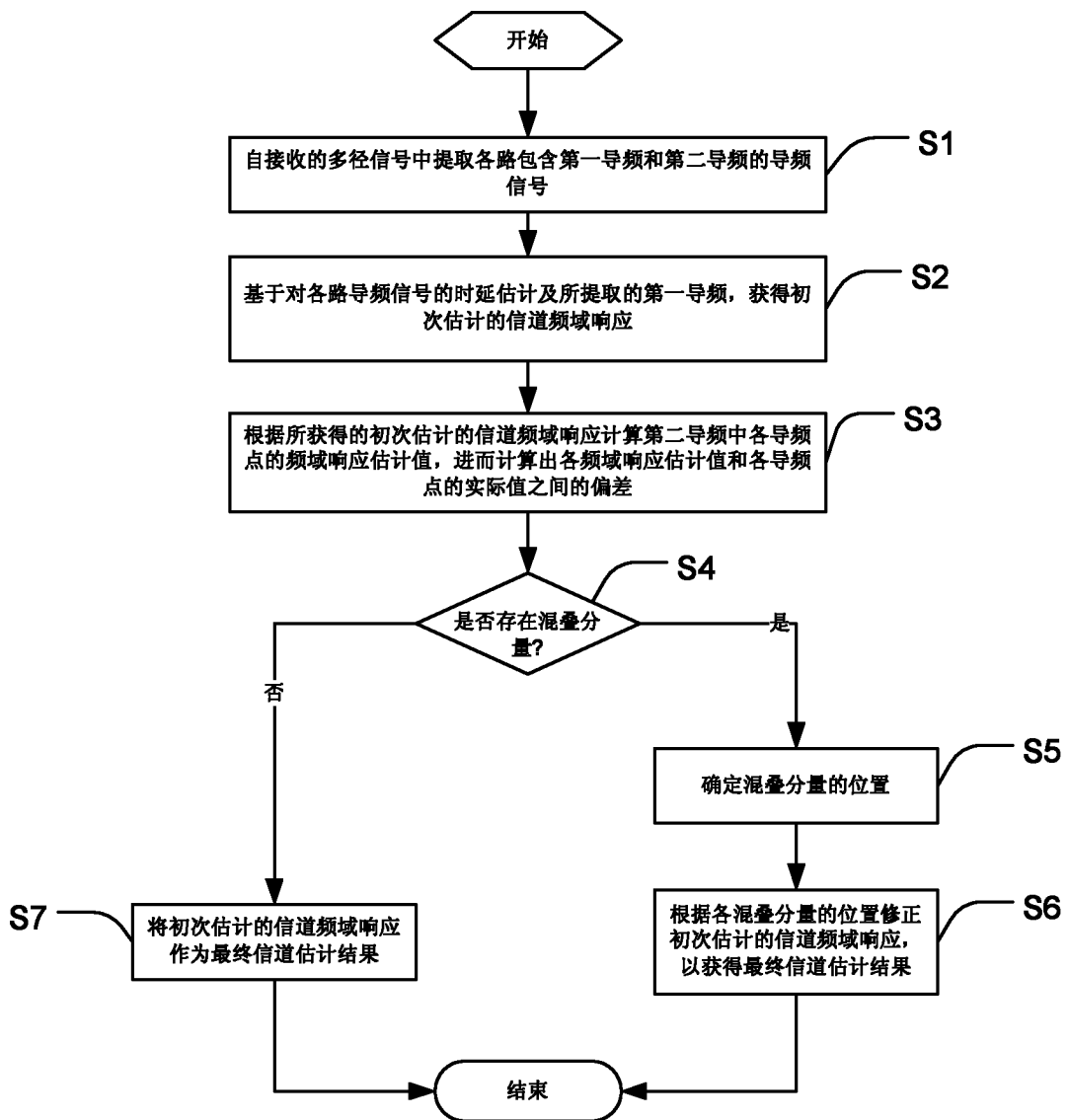


图 2

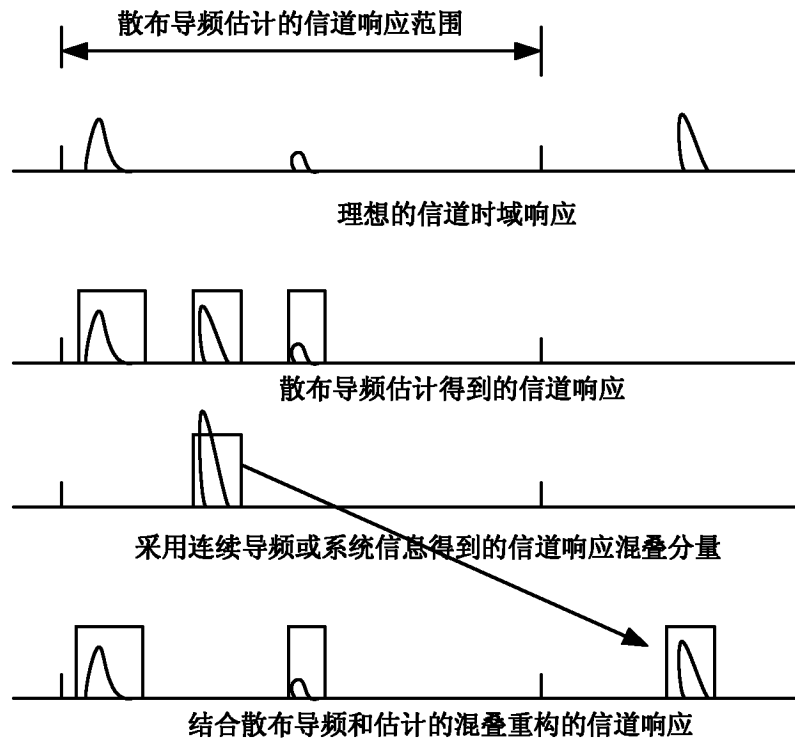


图 3

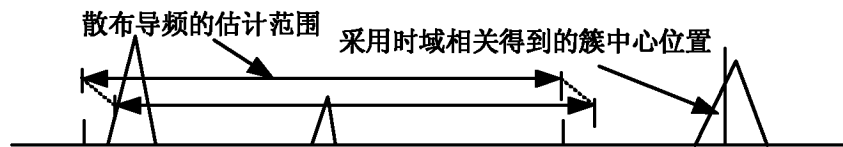


图 4

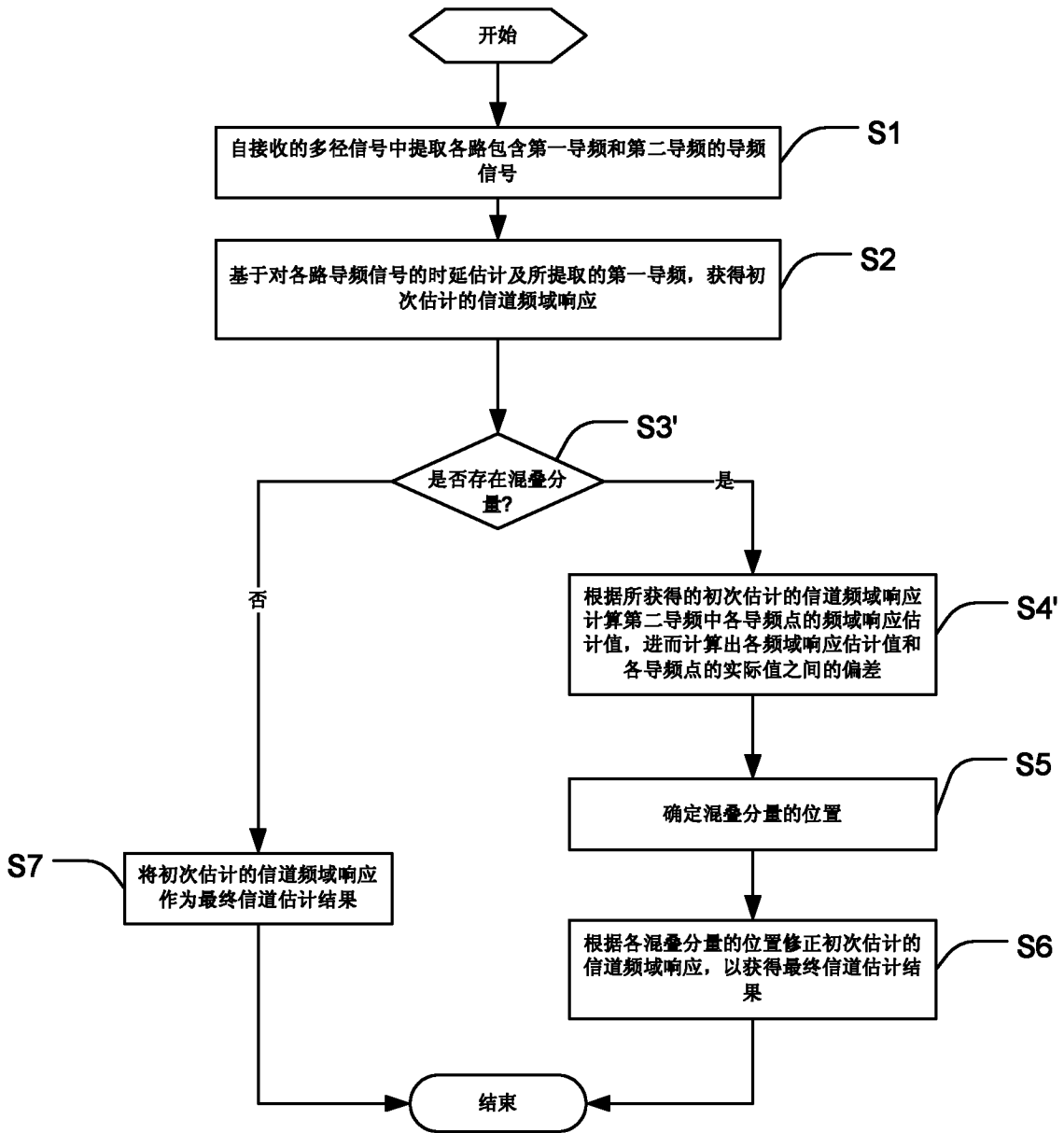


图 5

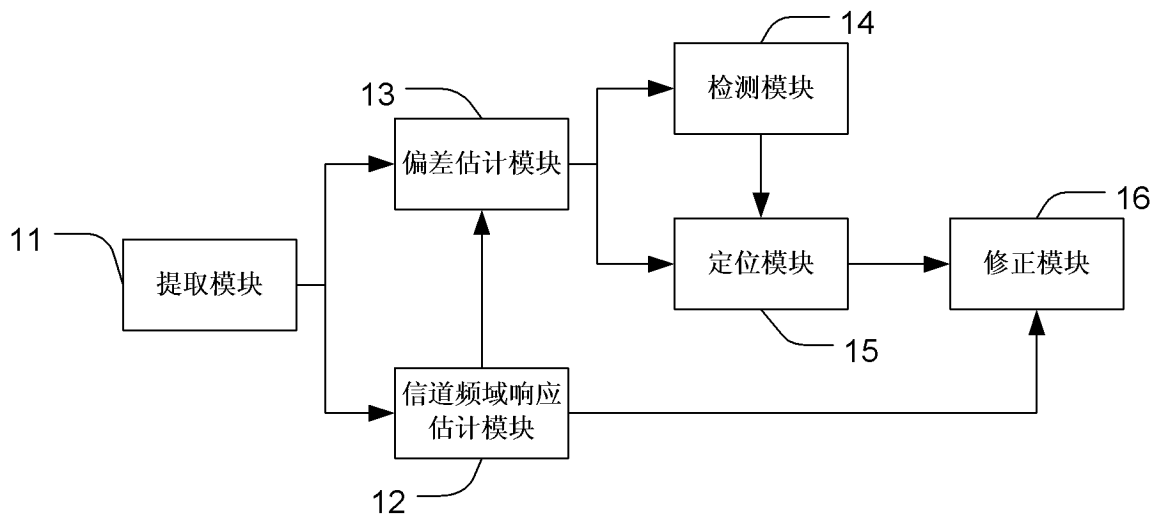


图 6