



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102075475 B

(45) 授权公告日 2013.04.24

(21) 申请号 200910201841.8

CN 101534270 A, 2009.09.16, 全文.

(22) 申请日 2009.11.19

审查员 王戩

(73) 专利权人 卓胜微电子(上海)有限公司

地址 201203 上海市浦东新区碧波路690号
张江微电子港4号楼7楼

(72) 发明人 程鑫豪 金方其 陈肯

(74) 专利代理机构 上海浦一知识产权代理有限公司 31211

代理人 戴广志

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

CN 101534184 A, 2009.09.16, 全文.

WO 2007/148267 A1, 2007.12.27, 全文.

CN 101534426 A, 2009.09.16, 全文.

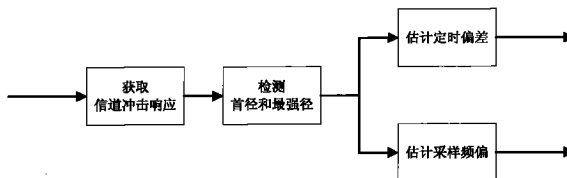
权利要求书1页 说明书4页 附图1页

(54) 发明名称

定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法

(57) 摘要

本发明公开了一种适用于数字移动多媒体广播系统的定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法。根据估计得到的信息冲击响应信息,首先估计 OFDM 符号的定时偏差并确定下一时隙的定时调整信息,然后根据信道冲激响应中的最强径的位置信息和上一时隙的定时调整信息来估计采样频偏,从而实现定时偏差和采样频偏的联合调整。本发明能对因为传播信道多径分布特性分布引起的信号定时错误予以跟踪的同时,对收发两端本振不一致产生的采样频率偏差予以跟踪和纠偏;即使在接收机时分工作模式下也能稳定工作,且可以根据接收机时分工作时间的长短灵活地改变采样频偏的估计大小,使接收机稳定工作。



1. 一种定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法,其特征在于,包括如下步骤:

步骤一、在当前时隙信号中,根据包含的同步信号得到长度为 N 的信道冲击响应序列,并求信道冲击响应序列的平均功率 P_e ;

步骤二、求信道冲击响应中最强径的功率 P_{\max} 以及最强径的位置 $I_{\max}(n)$, n 用于标识当前时隙时刻;

步骤三、根据平均功率 P_e 和最强径的功率 P_{\max} 得到当前时隙的多径检测阈值 ξ_1 , $\xi_1 = \max(k_1 P_e, P_{\max}/k_2)$; 其中, k_1 和 k_2 根据传播信道的时延特性进行配置,且需满足 k_1 和 k_2 都是大于 1 的正数;

步骤四、根据多径检测阈值 ξ_1 在信道冲击响应序列中进行有效径识别,即选出所有功率大于多径检测阈值 ξ_1 的有效径;根据所述有效径找出当前时隙多径分布中的首径位置 $I_f(n)$,从而确定当前时隙的最强径时延 $\tau_{\max}(n) = I_{\max}(n) - I_f(n)$;

步骤五、根据前一有效时隙信号估计的首径位置 $I_f(n-1)$ 和当前时隙估计得到的首径位置 $I_f(n)$,得到当前时隙定时偏差的估计值 $D_e = I_f(n) - I_f(n-1)$,将该估计值反馈给定时偏差调整环路在下一有效时隙信号到来之前对定时偏差予以纠偏;同时预估下一有效时隙信号的最强径的位置为 $I'_{\max}(n+1) = I_{\max}(n) + D_e$;

步骤六、根据前一有效时隙信号预估的最强径的位置 $I'_{\max}(n-1)$ 和当前时隙估计得到最强径位置 $I_{\max}(n)$,估计得到两者的样点偏差 $K = I'_{\max}(n-1) - I_{\max}(n)$;

步骤七、根据前后两次有效时隙信号之间间隔时长 T_u 和估计的样点偏差 K ,得到采样频偏的估计值 $\gamma = K/T_u$,反馈该估计值至数字采样模块对采样频率予以纠偏。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于:当步骤六估计得到的样点偏差 K 大于某一给定的阈值 K_1 时,则认为当前时隙信号同前一时隙信号相比最强径发生了很大变化,此时强制设定 $K = 0$,以保证采样频偏环路即使在快时变信道下也保持稳定工作。

定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线信号传输领域,特别是涉及一种适用于数字移动多媒体广播系统的定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法。

背景技术

[0002] 对OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,正交频分复用)系统来说,定时同步和采样频率同步都是其核心技术之一。因为OFDM系统引入了循环前缀作为保护间隔,所以OFDM系统对定时同步的要求较为宽松。只要保证FFT(快速傅里叶变换)运算窗口的起始位置仅在循环前缀的范围内变化,就不会引入符号间干扰(ISI)。但在无线传播环境中,因为周围散射体的存在,无线信号通常会经过多个传播路径到达接收机。对于接收机接收到的多个信号副本来说,它们之间通常会存在明显的时延。所以无线信道通常都是一个多径信道,且根据接收机接收位置的变换和周围传播环境的变换,对应的多径信道也会发生明显的变换。信道的多径时延特性增加了OFDM系统时延扩展敏感程度,只有保证传播信号的第一个信号副本和最后一个信号副本都落在循环前缀内,OFDM系统才能规避符号间干扰的影响。为了尽量减少这种负面因素的影响,因此在实际的无线OFDM系统中,需要尽量减少定时同步的误差。通常的做法是在接收机中引入定时偏差跟踪环路来跟踪多径信道中对应于第一个信号副本的首径的变换趋势。

[0003] 而采样频偏存在于所有的数字通信系统中,产生采样频偏的主要原因在于发射机和接收机两者之间的本振存在一定的频率偏差和相位偏差。对OFDM接收机来说,如果仅仅存在采样相位偏差,只会造成各个子载波信号的相位旋转,OFDM接收机利用信道估计可以补偿这种相位旋转的影响,因此不会对信噪比造成太大的影响。而如果同时还存在采样频率偏差,对数字系统来说,在时域上就会表现为在相同的时长内,带来采样点的增加或者减少,且这种采样点的增加或者减少会随着时间的变化而逐步累积。这种变化一方面会带来系统FFT窗口起始时刻发生漂移,引入符号间干扰;另一方面会破坏子载波间的正交性,引起载波间干扰(ICI, Inter Carrier Interference)。

[0004] 目前较普遍的估计采样频偏的方法是利用频域训练序列求出信道的频域信道响应,然后利用前后两次频域信道响应的共轭乘法,在去除传播信道的不利响应后,根据残留的相位偏差信息来求采样频率偏差。这种方法适用于采用时频二维导频结构的OFDM系统,但需增加一定的存储资源来存储上一时刻的信道频域响应信息。

发明内容

[0005] 本发明要解决的技术问题是提供一种适用于数字移动多媒体广播系统的定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法,能对因为传播信道多径分布特性分布引起的信号定时错误予以跟踪的同时,对收发两端本振不一致产生的采样频率偏差予以跟踪和纠偏,即使在接收机时分工作模式下也能稳定工作,且可以根据接收机时分工作时间的长短灵活地改变采样频偏的估计大小,使接收机稳定工作。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明的定时偏差和采样频偏的联合跟踪方法包括如下步骤:

[0007] 步骤一、在当前时隙信号中,根据包含的同步信号得到长度为 $N(N = 2048)$ 的信道冲击响应序列,并求信道冲击响应序列的平均功率 P_e ;

[0008] 步骤二、对信道冲击响应序列逐点求功率值,并查找最大的功率值和对应的样点位置,该功率值和样点位置分别为信道冲击响应中最强径的功率 P_{\max} 以及最强径的位置 $I_{\max}(n)$, n 用于标识当前时隙时刻;

[0009] 步骤三、根据平均功率 P_e 和最强径的功率 P_{\max} 得到当前时隙的多径检测阈值 ξ_1 , $\xi_1 = \max(k_1 P_e, P_{\max}/k_2)$;可取平均功率 P_e 的 k_1 倍大小和最强径功率 P_{\max} 的 k_2 分之一大小中的较大值为多径检测阈值;其中, k_1 和 k_2 根据传播信道的时延特性进行配置,且需满足 k_1 和 k_2 都是大于1的正数;

[0010] 步骤四、根据多径检测阈值 ξ_1 在信道冲击响应序列中进行有效径识别,即选出所有功率大于多径检测阈值 ξ_1 的有效径;根据所述有效径找出当前时隙多径分布中的首径位置 $I_f(n)$,从而确定当前时隙的最强径时延 $\tau_{\max}(n)$, $\tau_{\max}(n) = I_{\max}(n) - I_f(n)$, $I_{\max}(n)$ 为步骤二中的最强径的位置;

[0011] 步骤五、根据前一有效时隙信号估计的首径位置 $I_f(n-1)$ 和当前时隙估计得到的首径位置 $I_f(n)$,得到当前时隙定时偏差的估计值 $D_e = I_f(n) - I_f(n-1)$,将该估计值反馈给定时偏差调整环路在下一有效时隙信号到来之前对定时偏差予以纠偏;同时预估下一有效时隙信号的最强径的位置为 $I'_{\max}(n+1) = I_{\max}(n) + D_e$;

[0012] 步骤六、根据前一有效时隙信号预估的最强径的位置 $I'_{\max}(n-1)$ 和当前时隙估计得到最强径位置 $I_{\max}(n)$,估计得到两者的样点偏差 $K = I'_{\max}(n-1) - I_{\max}(n)$;

[0013] 步骤七、根据前后两次有效时隙信号之间间隔时长 T_u 和估计的样点偏差 K ,得到采样频偏的估计值 $\gamma = K/T_u$,反馈该估计值至数字采样模块对采样频率予以纠偏。

[0014] 本发明针对中国数字移动多媒体广播系统(China Mobile Multimedia Broadcasting, CMMB)时分复用的物理帧结构,结合定时同步技术和采样频率同步技术,实现对定时偏差和采样频偏的联合估计。本发明能对因为传播信道多径分布特性分布引起的信号定时错误予以跟踪的同时,对收发两端本振不一致产生的采样频率偏差予以跟踪和纠偏。该方法特别适用于CMMB这种具有时分工作模式的广播系统。本发明的方法和一般的OFDM系统不同,CMMB系统中多个业务是以时隙的方式时分复用相同的频率资源,接收机可以仅在当前业务所在的时隙时刻上接收发送信号,而在其他时刻关闭接收链路,从而达到接收机节电的目的,因此接收机接收到的接收信号并不是连续的;本发明可针对这种不连续的接收信号,根据有效信号之间间隔时长的大小灵活地改变采样频偏的估计大小,使接收机稳定工作。

附图说明

[0015] 下面结合附图与具体实施方式对本发明作进一步详细的说明:

[0016] 图1为CMMB物理层帧结构示意图;

[0017] 图2为本发明的方法一实施例流程示意图。

具体实施方式

[0018] 参见图 1 所示,根据 CMMB 的协议定义,它的物理层信号以物理帧为单位,帧长为 1 秒。每个物理帧信号又分成 40 个时隙,每个时隙时长为 25 毫秒。固定在每个时隙信号的开头发送两个已知的同步信号,同步信号之后用来承载业务数据。每个业务可以占用多个时隙来发送业务数据,以时分的方式占用相同的频谱资源来发送广播业务。这种时分复用的物理帧定义有利于接收机采用时隙切换技术 (Timing Slice) 灵活地在多个时隙信号中选取要接收的时隙信号,在其他时隙信号上保持静默,以降低接收机的功耗。但同时却增加了对定时偏差跟踪模块和采样频偏跟踪模块的要求,使得接收机必须在灵活多变的接收信号组合中也能稳定的估计出定时偏差和采样频偏,并及时予以纠偏。参见图 2 所示,在本发明的一实施例中以 CMMB 为例阐述本发明的实施过程,具体包括如下步骤:

[0019] 步骤一、在当前时长为 25 毫秒的时隙信号中,选取时隙开头长度为 2048 的同步信号进行时频 FFT 变换后得到频域训练序列,接收机利用本地已知的训练序列进行两两共轭相乘后再进行频时 IFFT (快速傅里叶反变换) 变换得到长度为 2048 的信道冲击响应序列,并求得信道冲击响应序列的平均功率 P_e 。

[0020] 步骤二、求长度为 2048 的信道冲击响应中最强径的功率 P_{\max} 以及最强径的位置 $I_{\max}(n)$ 。例如,对信道冲击响应序列逐点求功率值,并查找其中最大的功率值作为最强径的功率 P_{\max} ,及其对应的样点位置即最强径的位置 $I_{\max}(n)$, n 用于标识当前时隙时刻。

[0021] 步骤三、根据平均功率 P_e 和最强径的功率 P_{\max} 得到当前时隙的多径检测阈值 ξ_1 ,

[0022] $\xi_1 = \max(k_1 P_e, P_{\max}/k_2)$ 。

[0023] 步骤四、根据多径检测阈值 ξ_1 在信道冲击响应序列中进行有效径识别,即选出所有功率大于多径检测阈值 ξ_1 的有效径。根据有效径找出当前时隙多径分布中的首径位置 $I_f(n)$,从而确定当前时隙的最强径时延 $\tau_{\max}(n) = I_{\max}(n) - I_f(n)$ 。

[0024] 步骤五、根据前一有效时隙信号估计的首径位置 $I_f(n-1)$ 和当前时隙估计得到的首径位置 $I_f(n)$,得到当前时隙定时偏差的估计值 $D_e = I_f(n) - I_f(n-1)$,将该估计值反馈给定时偏差调整环路在下一有效时隙信号到来之前对定时偏差予以纠偏;同时,预估下一有效时隙信号的最强径的位置为 $I'_{\max}(n+1) = I_{\max}(n) + D_e$ 。

[0025] 步骤六、根据前一有效时隙信号预估的最强径的位置 $I'_{\max}(n-1)$ 和当前时隙估计得到最强径位置 $I_{\max}(n)$,得到两者的样点偏差 $K = I'_{\max}(n-1) - I_{\max}(n)$ 。

[0026] 步骤七、根据前后两次有效时隙信号之间间隔时长 T_u 和估计的样点偏差 K ,得到采样频偏的估计值 $\gamma = K/T_u$,反馈该估计值至数字采样模块对采样频率予以纠偏。

[0027] 这里前后两次有效时隙信号之间间隔时长 T_u 的取值范围从 25 毫秒到 1 秒,最小变换单位为 25 毫秒。如果前后两个时隙都是有效接收信号,那么前后两个有效时隙信号之间间隔时长为 25 毫秒,则 K 个样点偏差对应大小 $40 * K$ 的采样频率偏差,单位是赫兹。如果时长 1 秒的物理帧中仅包含一个时隙的有效信号,那么前后两个有效时隙之间的间隔时长为 1 秒,则 K 个样点偏差对应大小为 K 的采样频率偏差,单位是赫兹。由此可见,即使在时隙工作模式下,接收机也可以根据有效时隙信号之间间隔时长的变化,灵活地改变采样频偏的估计大小,达到稳定工作的目的。

[0028] 在所述的步骤六中,如果估计得到的样点偏差 K 大于某一给定的阈值 K_1 时,可认为当前时隙信号同前一时隙信号相比,最强径发生了很大变化,此时可强制设定 $K = 0$,以

保证采样频偏环路即使在快时变信道下也保持稳定工作。

[0029] 以上通过具体实施方式对本发明进行了详细的说明,但这些并非构成对本发明的限制。在不脱离本发明原理的情况下,本领域的技术人员还可做出许多变形和改进,例如,虽然上面的描述是以 CMMB 为例来具体阐述本发明的实施方式的,但本发明的思想并不仅限于 CMMB,可应用于其他具有训练序列的 OFDM 系统,这些也应视为本发明的保护范围。

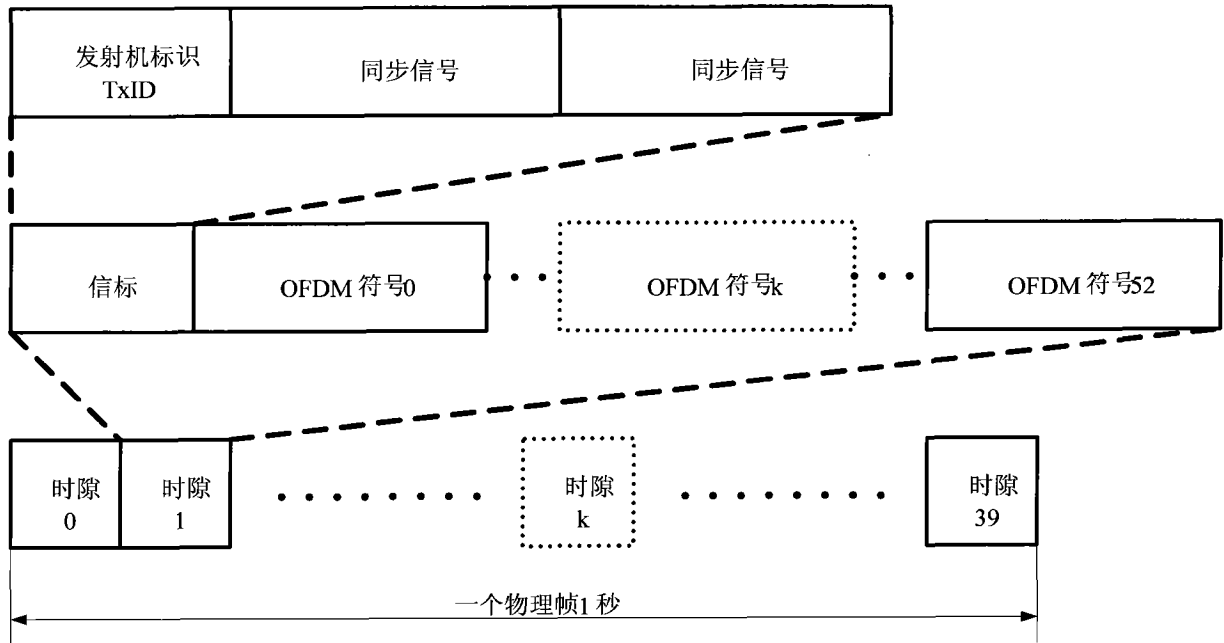


图 1

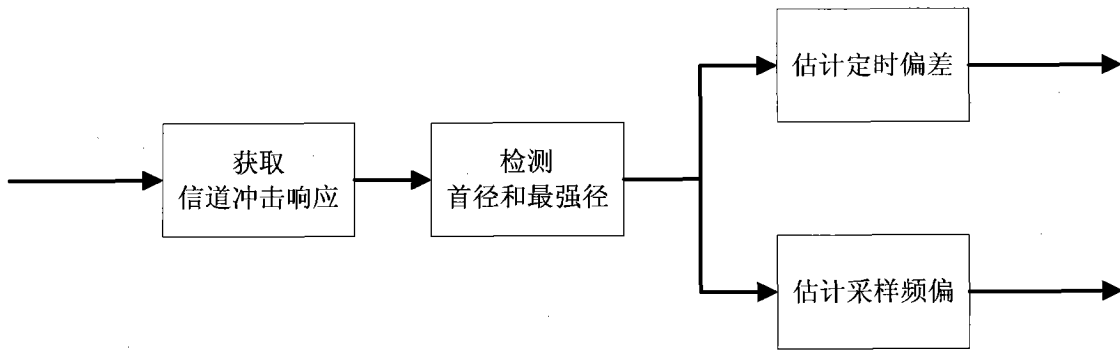


图 2