



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102377726 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 13

(21) 申请号 201110406937. 5

同步优化. 《北京交通大学学报》. 2011, 第 35 卷 (第 3 期),

(22) 申请日 2011. 12. 08

审查员 杨岩岩

(73) 专利权人 北京交通大学

地址 100044 北京市海淀区上园村 3 号

(72) 发明人 赵军辉 吕宸 李非 刘畅

(74) 专利代理机构 北京正理专利代理有限公司

11257

代理人 张雪梅

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

Suckchel Yang 等. A Robust Joint Estimator for OFDM Timing and Frequency Offsets Based on PN Codes. 《Consumer Communications and Networking Conference》. 2005,

赵军辉等. 多径衰落信道下 OFDM 系统定时

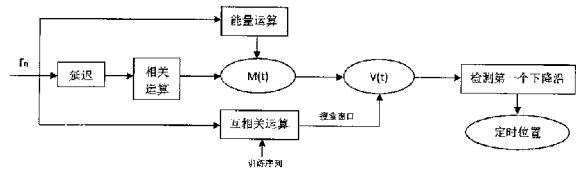
权利要求书1页 说明书3页 附图3页

(54) 发明名称

OFDM 系统的定时同步方法

(57) 摘要

本发明涉及 OFDM 系统的定时同步方法, 该方法包括如下步骤: 1) 在 OFDM 系统发送端产生随机序列 A, 按其反向输出记录序列 B, 组成对称结构训练序列  $S = [A \ B]$ ; 2) 建立需要的 OFDM 基带信号, 训练序列采用步骤 1 产生的序列, 添加在待发送的数据前, 并送入信道; 3) OFDM 系统接收端接收的信号在时域进行定时同步。该定时同步方法可以提高定时同步的准确性和稳定性, 同时不带来明显的运算量提升, 且适用于复杂的多径衰落信道。



1. OFDM 系统的定时同步方法,其特征在于,该方法包括如下步骤:

1) 在 OFDM 系统发送端产生随机序列 A,按其反向输出记录序列 B,组成对称结构训练序列  $S = [A B]$ ;所述步骤 1) 中,训练序列具体长度可根据需要使用的 OFDM 符号长度决定;

2) 建立需要的 OFDM 基带信号,训练序列采用步骤 1 产生的序列,添加在待发送的数据前,并送入信道;所述步骤 2) 中 OFDM 基带信号采用多径信道模型;

3) OFDM 系统接收端接收的信号在时域进行定时同步;所述步骤 3) 中定时同步可具体为如下几个步骤:

步骤 101:进行定时同步时,从接收 OFDM 信号中某一符号的训练序列位置开始,向前向后各取长度为 L 的数据段进行相关运算,L 为步骤 1 中训练序列长度的一半;同时利用接收信号的能量将相关运算的结果归一化,这样对每一个采样点可以得到一个计算度量  $M(t)$ , t 为采样点数;

步骤 102:定义  $M(t)$  的相关和值  $V(t)$ ,  $V(t) = \sum_{m=0}^{W-1} |M(t+m)|$ , 式中,需要确定搜索窗口

W, W 应约为信道的最大时延;

步骤 103,检测  $V(t)$  的第一个下降沿,也就是定时的位置应当为第一个满足不等式  $V(t+1) - V(t) \geq T_h$  的时刻,式中  $T_h$  为定义的检测阈值,应大于信道噪声均值,且小于多径信号最强径峰值,自适应确定阈值  $T_h$ ,利用接收端已知的训练序列 T 和接收信号 r 进行互相关运算,

$t_s = \sum_{k=0}^{L-1} r_{t+k} T_k^*$ , 计算得到互相关系数  $t_s$ ,取阈值  $T_h$  为  $t_s$  峰值的 0.2 倍,记录最后一个

大于阈值  $T_h$  的  $t_s$  的位置,近似作为信道的最大时延 W。

## OFDM 系统的定时同步方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术领域,具体涉及基于 OFDM 系统的定时同步方法。

### 背景技术

[0002] 现代通信系统广泛采用正交频分复用技术 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术作为物理层标准之一。OFDM 的基本原理是将串行高速数据流变成低速子数据流,使用相互正交的一组子载波传输数据。子信道的频谱是正交且相互重叠的,因此 OFDM 频谱利用率较高。

[0003] 因为将串行数据转变为了低速并行数据,OFDM 系统可以有效地对抗无线信道的多径效用,但与单载波通信相比,它需要更为精确的系统同步。时间同步错误不仅会使信号的幅度和相位产生畸变,还会导致各个 OFDM 符号之间产生干扰,引入 ISI (Inter-Symbol Interference, 符号间干扰),破坏符号的完整性,从而降低系统性能的显著下降。传统的 OFDM 定时同步通常在数据帧前添加特殊结构的训练序列,在接收端通过输入信号的自相关运算取峰值得到定时同步的起点。这种方法在非多径以及第一径为最强径的多径环境中可以取得良好的效果,但在第一径不是最强径的恶劣无线信道环境中,往往会造成定时的延迟。有人提出对相关运算的结果进行求和计算,搜索相关和值的最大值来作为定时度量,这种方法需要准确确定搜索窗口的大小,否则也会造成定时不准。

### 发明内容

[0004] 本发明的目的在于,针对复杂多径信道下 OFDM 系统现有定时同步技术易造成定时后移的问题,提出一种 OFDM 系统的定时同步方法,用以提高多径信道下 OFDM 系统定时同步的准确性和稳定性。

[0005] 本发明的技术方案为:

[0006] OFDM 系统的定时同步方法,该方法包括如下步骤:

[0007] 1) 在 OFDM 系统发送端产生随机序列 A,按其反向输出记录序列 B,组成对称结构训练序列  $S = [A B]$ ;

[0008] 2) 建立需要的 OFDM 基带信号,训练序列采用步骤 1 产生的序列,添加在待发送的数据前,并送入信道;

[0009] 3) OFDM 系统接收端接收的信号在时域进行定时同步。

[0010] 进一步,所述步骤 1) 中,训练序列具体长度可根据需要使用的 OFDM 符号长度决定。

[0011] 进一步,所述步骤 2) 中 OFDM 基带信号采用多径信道模型。

[0012] 进一步,所述步骤 3) 中定时同步可具体为如下几个步骤:

[0013] 步骤 101:进行定时同步时,从接收 OFDM 信号中某一符号的训练序列位置开始,向前向后各取长度为 L 的数据段进行相关运算, L 为步骤 1 中训练序列长度的一半;同时利用接收信号的能量将相关运算的结果归一化,这样对每一个采样点可以得到一个计算度量

$M(t)$ ,  $t$  为采样点数；

[0014] 步骤 102: 定义  $M(t)$  的相关和值  $V(t)$ ,  $V(t) = \sum_{m=0}^{W-1} |M(t+m)|$ 。式中, 需要确定搜索窗口  $W$ ,  $W$  应约为信道的最大时延；

[0015] 步骤 103, 检测  $V(t)$  的第一个下降沿, 也就是定时的位置应当为第一个满足不等式  $V(t+1) - V(t) \geq T_h$  的时刻, 式中  $T_h$  为定义的检测阈值, 应大于信道噪声均值, 且小于多径信号最强径峰值。

[0016] 本发明的优点在于, 在 OFDM 接收系统定时同步中检测定时度量的第一个下降沿而不是直接取峰值, 可以提高定时同步的准确性和稳定性, 同时不带来明显的运算量提升, 且适用于复杂的多径衰落信道。

[0017] 本发明的优点在于, 在 OFDM 接收系统定时同步中检测定时度量的第一个下降沿而不是直接取峰值, 可以提高定时同步的准确性和稳定性, 同时不带来明显的运算量提升, 且适用于复杂的多径衰落信道。

### 附图说明

[0017] 图 1 是通用的 OFDM 系统链路级模型。

[0018] 图 2 是本发明采用的数据帧结构, 由训练序列和数据流构成。

[0019] 图 3 是本发明定时同步的具体步骤示意图。

[0020] 图 4 是利用互相关运算确定搜索窗口大小的效果图。

[0021] 图 5 是对  $M(t)$  进行求和运算的示意图。

[0022] 图 6 是本发明方法与传统方法在复杂多径环境下的效果对比。

### 具体实施方式

[0023] 下文结合附图, 对实施范例作详细说明。值得注意的是, 下述说明仅仅是示例性的, 并非构成对本发明的限制。

[0024] 图 1 是通用 OFDM 系统结构框图, 包含了一个完整 OFDM 系统应具备的基本模块。

[0025] 步骤 1: 发射端设定 OFDM 系统子载波数 1024, 循环前缀 128 位, 映射方式选择 QPSK。训练序列由一个 128 位的随机序列和其逆向序列构成对称结构, 记为  $T$ 。每一帧数据添加训练序列后, 构成如图 2 所示的帧结构, 送入信道进行发射。

[0026] 步骤 2: 信号经过多径衰落信道, 会受到多径效应和高斯噪声的干扰影响。其中多径信道路径数为 4, 且第一径与最强径能量相比较小, 接收端接收到的信号为 4 条路径分别受到相应延迟和功率衰减后, 进行叠加的结果, 记为  $r(t)$ 。

[0027] 步骤 3: OFDM 系统接收端接收到信号  $r(t)$ , 在解调前应对其进行时频同步, 本发明提出的定时同步具体方法过程如图 3 所示。接收信号后利用式  $M(t) = \frac{|P(t)|^2}{(R(t))^2}$  进行自相关运

算, 得到相关度量  $M(t)$ , 其中  $P(t) = \sum_{m=0}^{L-1} r^*(t-m)r(t+m)$ ,  $R(t) = \sum_{m=0}^{L-1} |r(t+m)|^2$ ,  $L$  为训练序列的

长度。同时利用已知的训练序列  $T$  和接收信号  $r(t)$  进行互相关运算,  $t_s = \sum_{k=0}^{L-1} r_{t+k} T_k^*$ , 计算得

到的互相关系数  $t_s$  会在多径延迟分布的采样点出现峰值, 可以粗略的体现出多径的能量分布。记录最后一个大于阈值  $T_h$  的  $t_s$  值得位置可以近似等于信道的最大时延, 阈值的选取可以根据实际情况确定, 一般定为  $t_s$  峰值的 0.2 倍。图 4 显示了使用这种方法得到的信道最

大时延的效果。

[0028] 设定  $M(t)$  进行求和运算的计算窗口  $W$  为上步中得到的信道最大时延, 确定搜索窗口  $W$  后, 在  $W$  内对  $M(t)$  进行求和运算, 如图 5 所示, 得到  $V(t) = \sum_{m=0}^{W-1} |M(t+m)|$ , 在搜索窗

[0029] 口  $W$  内检测  $V(t)$  的第一个下降沿可得到最后的定时同步结果。定时同步结果  $t_{\text{time}}$  应该是

[0030] 第一个满足不等式  $V(t_{\text{time}}+1) - V(t_{\text{time}}) \geq T_h$  的位置。

[0031] 实验证明, 使用本发明提出的定时同步方法与传统方法相比, 可以明显提高定时准确性和稳定性。在相同的多径衰落环境下, 通过前述具体实施步骤, 传统方法和本发明方法定时效果随信噪比变化如图 6 所示。比较可以发现, 在这种第一径不明显的复杂多径环境下, 传统方法在较小信噪比下定时结果不可信, 且随着信噪比的增加, 定时同步的结果逐渐向最强径靠近, 无法准确定位到第一径位置。本发明方法在达到信噪比要求后, 可以准确定位到第一径, 而不会造成定时同步的错误。

[0032] 算法复杂度方面, 与传统方法相比, 本发明是在传统方法的基础上增加了一次加法运算和固定有限次减法运算, 并不带来明显的计算量的提升, 但可以获得良好的定时效果。

[0033] 以上所述, 仅为本发明较佳的具体实施方式, 但本发明的保护范围并不局限于此。可以理解, 本发明的保护范围以权利要求的保护范围为准。

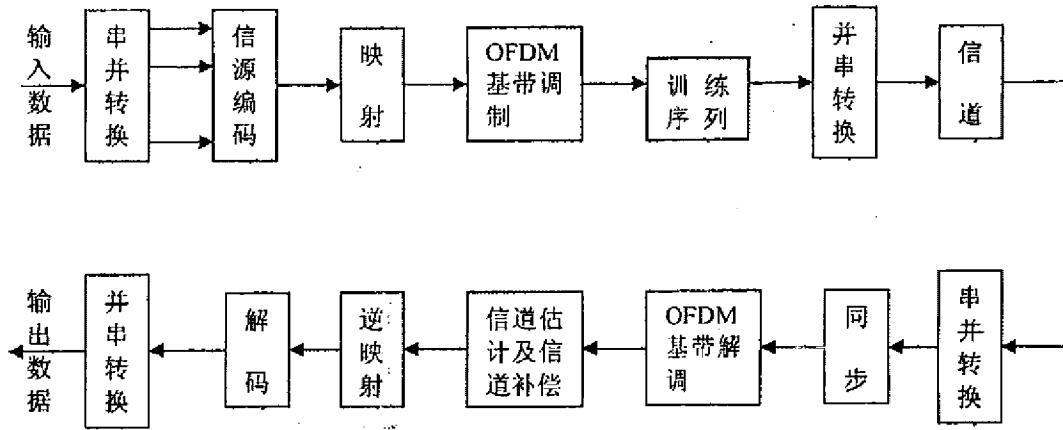


图 1

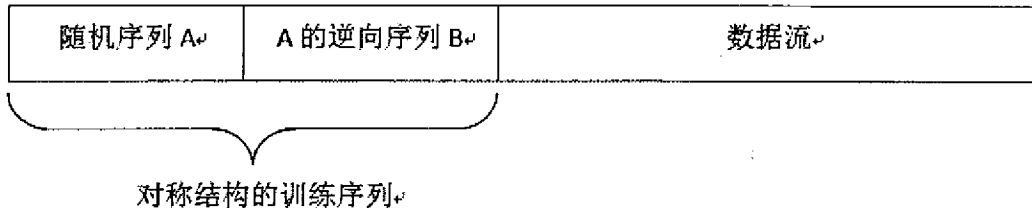


图 2

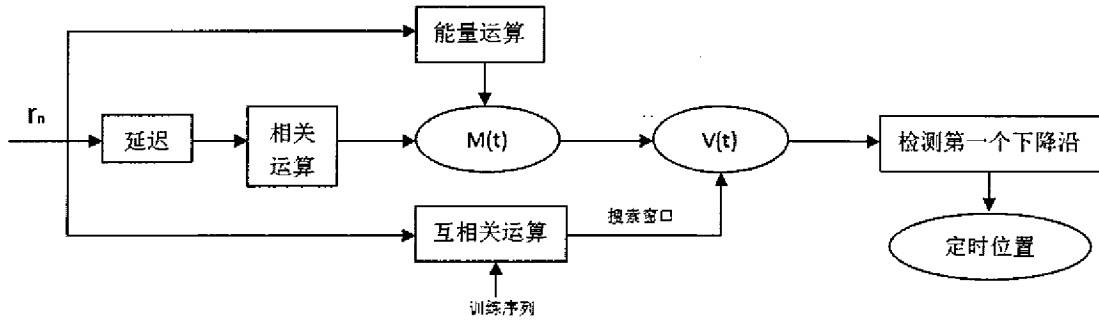


图 3

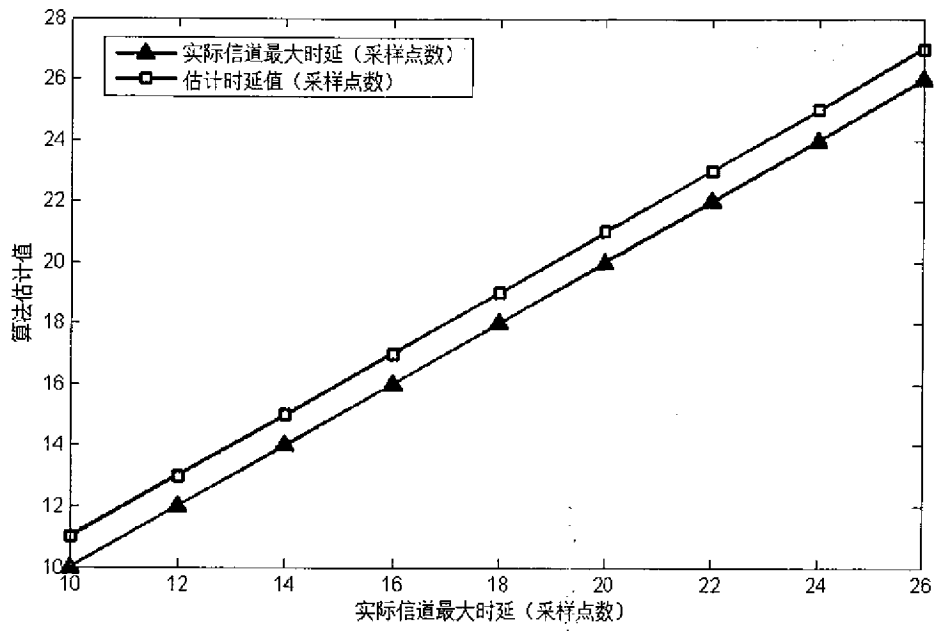


图 4

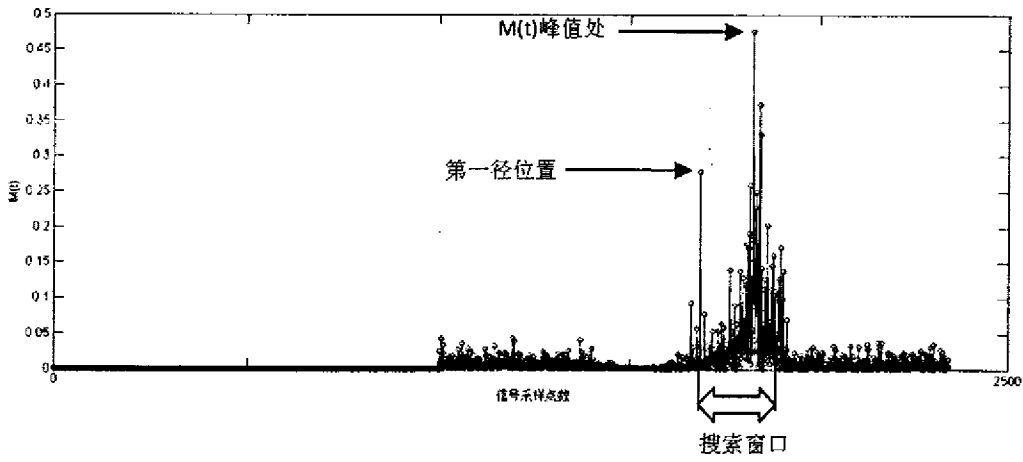


图 5

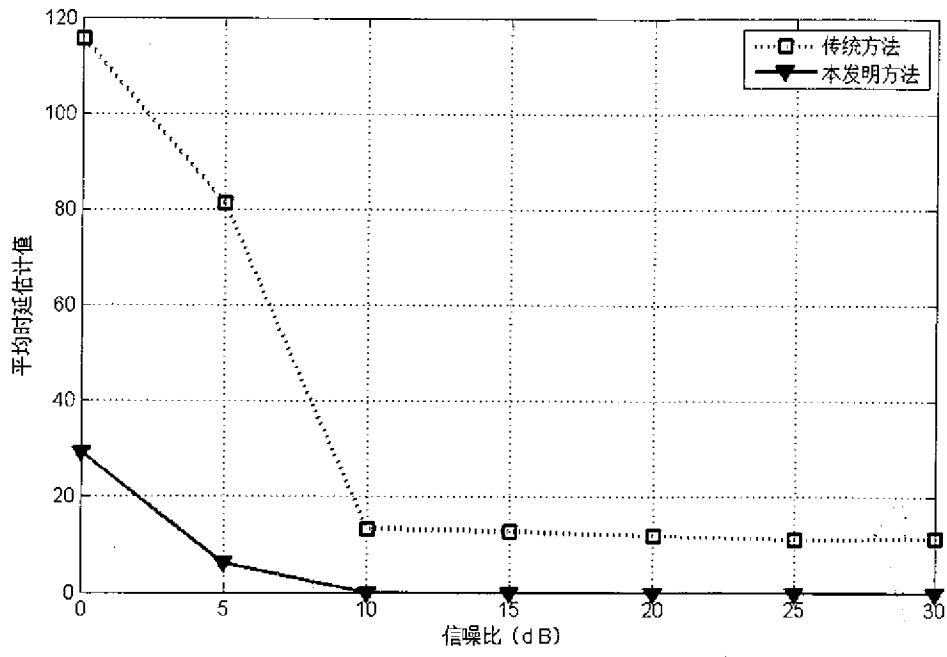


图 6