

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 7/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410042904.7

[45] 授权公告日 2009年6月10日

[11] 授权公告号 CN 100499622C

[22] 申请日 2004.5.27

[21] 申请号 200410042904.7

[73] 专利权人 华为技术有限公司

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼

[72] 发明人 王吉滨 李云岗 汤剑斌

[56] 参考文献

US5732113A 1998.3.24

CN1325190A 2001.12.5

Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix. Magnus Sandell, Jan. Jaap van de Beek, Per Ola Borjesson. Proceedings of international symposium on synchronization. 1995

循环前缀在 OFDM 系统中的应用. 李郢伟, 曹增峰, 张海林. 电讯技术, 第 1 期. 2003

审查员 杨娇瑜

[74] 专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司

代理人 王琦 程殿军

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 2 页

[54] 发明名称

一种正交频分复用时分同步的方法

[57] 摘要

本发明提供了一种 OFDM 时分同步的方法, 其关键是, 利用与循环前缀长度相等的时间窗, 对接收到的信号进行滑动相关, 依靠 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步, 获取接收信号的同步峰值相位信息, 使得在基于 OFDM 调制技术的通信系统中, 不需要在发射端加前导信元即可实现时间同步, 从而减少了系统的额外开销, 提高了频谱效率。同时, 本发明结合虚拟子载波的特性来进行整数频偏粗估计, 避免了整数频偏估计时的同步模糊现象, 而且大大降低了移动相关的运算量, 从而降低了同步时延。对于不同的频率偏置, 本发明所述方法都具有相对稳定的相关次数和计算量, 而且整数频偏估计的性能最终依然由移动相关来保证, 所以对同步性能没有任何影响。



1、一种正交频分复用时频同步的方法，其特征在于，该方法包括以下步骤：

a、对接收到的信号进行时间同步，获取接收信号的同步峰值相位信息；

b、根据步骤 a 所述的同步峰值相位信息进行分数频偏估计，并根据该分数频偏估计信息对接收到的信号进行修正，使修正后的接收信号中只存在整数频偏，然后，将该接收信号转换到频域；

c、通过滑动平均或滑动求和确定该接收到的频域信号的实际虚拟子载波起始位置，并获取接收到的频域信号的理想虚拟子载波起始位置与所述实际虚拟子载波起始位置之差，再以该位置之差的值为中心，进行整数频偏估计。

2、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，步骤 a 所述对接收到的信号进行时间同步的方法为：利用与循环前缀长度相等的时间窗，对接收到的信号进行滑动相关，依靠正交频分复用 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步。

3、根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，在循环前缀长度大于等于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数时，所述步骤 a 采用一个与循环前缀长度相等的时间窗；在循环前缀长度小于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数时，所述步骤 a 采用一个以上与循环前缀长度相等的时间窗，且各个时间窗之间以 OFDM 符号长度为间隔。

4、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述对接收到的频域信号进行滑动平均或滑动求和时，从系统允许的最大频偏位置处开始进行平滑。

5、根据权利要求 1 到 4 中任一所述的方法，其特征在于，当相邻 OFDM 符号间导频信息相同、相邻 OFDM 符号间导频位置不变、且相邻 OFDM 符号上各个导频子载波上携带的信息相同时，所述进行整数频偏估计为：以所述位置之差的值为中心，根据 $\varepsilon_i = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* \right|$ 确定整数倍频

率偏置 ε_i ；其中， $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号， $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n+1 个子载波上的接收信号， P_i 表示第 i 个导频子载波的位置，g 为满足

$-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

6、根据权利要求 1 到 4 中任一所述的方法, 其特征在于, 当相邻 OFDM 符号间导频位置不变、且第 $n+1$ 个 OFDM 符号与第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的值之比为 $C_n(i)$ 时, 所述进行整数频偏估计为: 以所述位置之差的值为中心, 根据 $\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})^* C_n(i))^* \right|$ 确定整数倍频率偏置 ε_l ; 其中, $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号, $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号, P_i 表示第 i 个导频子载波的位置, g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

7、根据权利要求 1 到 4 中任一所述的方法, 其特征在于, 当相邻 OFDM 符号间导频信息相同、且相邻 OFDM 符号间第 i 个导频子载波的位置相差 $d(i)$ 个子载波时, 所述进行整数频偏估计为: 以所述位置之差的值为中心, 根据 $\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})^* \right|$ 确定整数倍频率偏置 ε_l ; 其中, $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号, $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号, P_i 表示第 i 个导频子载波的位置, g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

8、根据权利要求 1 到 4 中任一所述的方法, 其特征在于, 当第 $n+1$ 个 OFDM 符号与第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的值之比为 $C_n(i)$ 、且相邻 OFDM 符号间第 i 个导频子载波的位置相差 $d(i)$ 个子载波时, 所述进行整数频偏估计为: 以所述位置之差的值为中心, 根据

$$\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* C_n(i)^* \right|$$
 确定整数倍频率偏置 ε_l ；其中， $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号， $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号， P_i 表示第 i 个导频子载波的位置， g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数， d 表示导频子载波之间的间隔， N_{FFT} 表示 FFT 的点数， $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值， $*$ 表示取复共轭。

一种正交频分复用时频同步的方法

技术领域

本发明涉及移动通信技术中的数据传输技术领域，特别是指一种正交频分复用（OFDM）时频同步的方法。

背景技术




正交频分复用（OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing）是利用并行传输来提高通信数据传输速率的一种移动通信技术。该技术的基本思想是在频域内将给定信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，并且各子载波并行传输。这样，尽管总的信道是非平坦的，具有频率选择性，但是每个子信道是相对平坦的，在每个子信道上进行的是窄带传输，信号带宽小于信道的相应带宽，因此可以大大消除信号波形间的干扰。OFDM相对于一般多载波传输的不同之处是它允许子载波频谱部分重叠，只要满足子载波间相互正交，就可以从混叠的子载波上分离出数据信号。

由于 OFDM 允许子载波频谱混叠，其频谱效率大大提高，同时，该技术还具有抗多径干扰及码间串扰、信道估计及均衡实现容易、系统实现复杂度低等许多优点，因而是一种高效的调制方式。而且该技术很容易与各种多址技术相结合，因而被普遍认为是第四代移动通信系统中不可或缺的核心技术。目前该技术已在数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、非对称数字用户线（ADSL）、无线局域网（WLAN）、无线城域网（WMAN）、无线个域网（WPAN）、无线高速非授权城域网（WHUMAN）等许多数据通信系统中被广泛应用，电气和电子工程师协会（IEEE）标准化组织目前正在讨论的 802.20 移动宽带无线接入系统也将采用该调制技术。

OFDM 技术具有上述众多优点，但其对时频同步，尤其是频率同步的要

求非常高，否则就容易导致符号间串扰（ISI）和子载波间干扰（ICI）。以 IEEE 802.16a 无线城域网为例，要求残留频偏必须小于子载波间隔的 2%，因此，OFDM 系统中的载波频率同步，即补偿本地载波与发射载波间的频率偏置，是该系统中一项重要的关键技术。

在 OFDM 系统中为了避免符号间串扰（ISI），每个 OFDM 符号前都有循环前缀。OFDM 符号在频域中由子载波构成，子载波的数目决定了时频变换（FFT）的点数。子载波有三种类型，其分别是数据子载波、导频子载波和虚拟子载波。其中，数据子载波用于数据传输；导频子载波最初是用来消除残留相差的，随着技术的发展，导频子载波的作用进一步扩大，可用于进行频率同步及信道估计。虚拟子载波是指不发送任何数据的载波，是 OFDM 系统为了降低对邻近频段的干扰而引入的。

OFDM 系统中的导频子载波一般采用均匀梳状插入方案，等间隔地分布在子载波上，各导频子载波上的值由已知的伪随机数发生器产生。OFDM 系统中每个符号的频域信号结构如图 1 所示。图 1 中，“”代表虚拟子载波；“”代表数据子载波；“”代表导频子载波。各个导频子载波之间的间隔为固定值 d 。

美国专利 5,732,113 公开了一种 OFDM 时间和频率同步的方法。该方法在发射端插入一个结构特殊的前导信元，利用该前导信元来实现时频同步。该前导信元由两个 OFDM 符号(symbol)SYN_A 和 SYN_B 构成，其中 SYN_A 的前后两部分完全相同，接收端在时域利用该信元完成 OFDM 系统的时间同步和分数频偏估计。然后将估计出的分数频偏补偿掉，并将 SYN_A 和 SYN_B 变换到频域，利用频域上 SYN_A 和 SYN_B 的相关性来完成整数频偏的估计。该方法能够快速实现时频同步，并具有合理的计算复杂度。

在该专利公布的 OFDM 时频同步方法之后，许多学者对其进行了优化和改进。比如将前导信元由两部分缩减为一部分、改变前导信元的结构等。由此，现有 OFDM 时频同步的总体流程框图如图 2 所示。

步骤 201, 时间同步。OFDM 系统对接收到的信号采用前导信元即前导序列 (preamble) 来进行时频同步, 即通过对前后两段相同的数据进行相关来获得时间同步, 从而获取接收信号的同步峰值相位信息。

步骤 202, 分数频偏 (FFO) 估计。利用时间同步所获取的同步峰值相位信息进行分数频偏估计。

步骤 203, 去分数频偏。根据估计出的分数频偏估计信息对接收到的信号进行修正, 使修正后的接收信号中只存在整数频偏。

步骤 204, 时频变换 (FFT)。将该接收信号转换到频域以进行整数频偏估计。

步骤 205, 整数频偏 (IFO) 估计。根据整数倍频率偏置公式, 利用导频移动相关进行整数频偏估计, 实现时频同步。

针对图 1 所示 OFDM 符号在频域中的结构图, 其整数倍频率偏置公式如式 (1) 所示:

$$\varepsilon_i = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* \right| \quad (1)$$

其中, ε_i 表示整数倍频率偏置, $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号, $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号, P_i 表示第 i 个导频子载波的位置, g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

上述方法的缺陷在于: 无论是美国专利所述方法, 还是改进后的方法, 均需要在所发射信息的前端增加一个前导信元, 由前导信元即前导序列 (preamble) 来进行时频同步和信道估计, 这样势必给系统带来额外的开销, 导致系统的频谱效率下降。在待传输数据较短时, 该缺点尤为明显。而且, 当 OFDM 系统用于移动环境中时, 需要实时地进行信道估计, 仅仅用前导序列来进行信道估计不能满足系统要求。

另外, 利用导频移动相关来进行整数频偏估计的运算量很大, 而且使同

步时延增大。以 IEEE 802.16a 正交频分多址 (OFDMA) 模式为例, 相邻导频之间的间隔为 11 个子载波, 这样在最坏情况下, 需要进行 11 次的移动相关才能得到所需的峰值。同时, 由式 (1) 还可以看出, 该方法在整数频率偏置大于导频间隔时, 会出现同步模糊, 即无法获得正确的频率同步, 从而导致系统无法正常运行。

发明内容

有鉴于此, 本发明提供一种 OFDM 时频同步的方法, 其一个目的是在基于 OFDM 调制技术的通信系统中, 不需要在发射端加前导信元即可实现时频同步, 从而减少系统的额外开销, 提高频谱效率; 本发明的另一个目的是避免频率同步模糊, 降低频率同步时的计算量。

为达到上述目的, 本发明的技术方案是这样实现的:

一种正交频分复用时频同步的方法, 该方法包括以下步骤:

- a、对接收到的信号进行时间同步, 获取接收信号的同步峰值相位信息;
- b、根据步骤 a 所述的同步峰值相位信息进行分数频偏估计, 并根据该分数频偏估计信息对接收到的信号进行修正, 使修正后的接收信号中只存在整数频偏, 然后, 将该接收信号转换到频域;
- c、通过滑动平均或滑动求和确定该接收到的频域信号的实际虚拟子载波起始位置, 并获取接收到的频域信号的理想虚拟子载波起始位置与所述实际虚拟子载波起始位置之差, 然后, 再以该位置之差的值为中心, 进行整数频偏估计。

较佳地, 步骤 a 所述对接收到的信号进行时间同步的方法为: 利用与循环前缀长度相等的时间窗, 对接收到的信号进行滑动相关, 依靠正交频分复用 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步。

较佳地, 在循环前缀长度大于等于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数时, 所述步骤 a 采用一个与循环前缀长度相等的时间窗; 在循环前缀长度小于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数时, 所述步骤 a 采用一个以上与循环前缀长度相等的时间窗, 且各个时间窗之间以 OFDM 符号长度为间

隔。

较佳地，步骤 c 所述获取接收到的频域信号的实际虚拟子载波起始位置的方法为：通过滑动平均或滑动求和获取该频域信号的实际虚拟子载波起始位置。

较佳地，所述对接收到的频域信号进行滑动平均或滑动求和时，从系统允许的最大频偏位置处开始进行平滑。

较佳地，当相邻 OFDM 符号间导频信息相同、相邻 OFDM 符号间导频位置不变、且相邻 OFDM 符号上各个导频子载波上携带的信息相同时，所述进行整数频偏估计为：以所述位置之差的值为中心，根据

$$\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* \right|$$
 确定整数倍频率偏置 ε_l ；其中， $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号， $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n+1 个子载波上的接收信号， P_i 表示第 i 个导频子载波的位置，g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数，d 表示导频子载波之间的间隔， N_{FFT} 表示 FFT 的点数， $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值，* 表示取复共轭。

较佳地，当相邻 OFDM 符号间导频位置不变、且第 n+1 个 OFDM 符号与第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的值之比为 $C_n(i)$ 时，所述进行整数频偏估计为：以所述位置之差的值为中心，根据

$$\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* C_n(i)^* \right|$$
 确定整数倍频率偏置 ε_l ；其中， $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号， $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n+1 个子载波上的接收信号， P_i 表示第 i 个导频子载波的位置，g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数，d 表示导频子载波之间的间隔， N_{FFT} 表示 FFT 的点数， $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值，* 表示取复共轭。

较佳地，当相邻 OFDM 符号间导频信息相同、且相邻 OFDM 符号间第 i 个导频子载波的位置相差 $d(i)$ 个子载波时，所述进行整数频偏估计为：以所述

位置之差的值为中心,根据 $\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* \right|$ 确定整数倍频率偏置 ε_l ; 其中, $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号, $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号, P_i 表示第 i 个导频子载波的位置, g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

较佳地, 当第 $n+1$ 个 OFDM 符号与第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的值之比为 $C_n(i)$ 、且相邻 OFDM 符号间第 i 个导频子载波的位置相差 $d(i)$ 个子载波时, 所述进行整数频偏估计为: 以所述位置之差的值为中心, 根据 $\varepsilon_l = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}}))^* C_n(i) \right|$ 确定整数倍频率偏置 ε_l ; 其中, $Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 n 个子载波上的接收信号, $Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}})$ 表示第 $n+1$ 个子载波上的接收信号, P_i 表示第 i 个导频子载波的位置, g 为满足 $-\frac{d}{2} < g \leq \frac{d}{2}$ 的整数, d 表示导频子载波之间的间隔, N_{FFT} 表示 FFT 的点数, $[P_i + g]_{N_{FFT}}$ 表示 $P_i + g$ 模 N_{FFT} 后的取值, $*$ 表示取复共轭。

本发明利用与循环前缀长度相等的时间窗, 对接收到的信号进行滑动相关, 依靠 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步, 获取接收信号的同步峰值相位信息, 使得在基于 OFDM 调制技术的通信系统中, 不需要在发射端加前导信元即可实现时间同步, 从而减少了系统的额外开销, 提高了频谱效率。同时, 本发明结合虚拟子载波的特性来进行整数频偏粗估计, 避免了整数频偏估计时的同步模糊现象, 而且大大降低了移动相关的运算量, 从而降低了同步时延。对于不同的频率偏置, 本发明所述方法都具有相对稳定的相关次数和计算量, 而且整数频偏估计的性能最终依然由移动相关来保证, 所以对同步性能没有任何影响。

附图说明

图 1 所示为每个 OFDM 符号的频域信号结构示意图；

图 2 所示为现有的 OFDM 系统实现时频同步的总体框图；

图 3 所示为本发明的 OFDM 系统实现时频同步的总体框图；

图 4 所示为一频域信号示例；

图 5 所示为图 4 中的频域信号进行滑动平均之后的图。

具体实施方式

为使本发明的技术方案更加清楚，下面结合附图对本发明再做进一步说明。

本发明的思路如图 3 所示，图 3 为本发明的 OFDM 系统实现时频同步的总体框图。

步骤 301，时间同步。利用与循环前缀长度相等的时间窗，对接收信号进行滑动相关，依靠 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步。

步骤 302，分数频偏（FFO）估计。利用时间同步时得到的同步峰值的相位信息进行分数频偏估计。

步骤 303，去分数频偏。利用估计出的分数频偏信息对接收信号进行修正，使修正后的接收信号中只存在整数频偏。

步骤 304，时频变换（FFT）。将接收信号转换到频域以进行整数频偏估计。

步骤 305，整数频偏（IFO）粗估计。利用虚拟子载波传输数据为零的特性，对整数频偏进行初步的估计，得到大概的同步位置。

步骤 306，整数频偏精估计。利用前后两个相邻 OFDM 符号上的导频子载波信息的确定性进行整数频偏精估计，实现时频同步。

本发明所提出的 OFDM 时频同步方案中，步骤 302 至步骤 304 与传统的 OFDM 时频同步方法一致，下面重点对步骤 301、步骤 305 和步骤 306

的实现方法进行详细的介绍。

在步骤 301 中，利用与循环前缀长度相等的时间窗，对接收信号进行滑动相关，依靠 OFDM 符号内的循环前缀进行时间同步。例如，在 IEEE 802.16a OFDMA 模式等循环前缀较长的 OFDM 系统中，循环前缀的长度大于等于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数，如 64 点时，采用一个与循环前缀长度相等的时间窗即可获得很好的时间同步性能。当 OFDM 系统中的循环前缀较短，如循环前缀的长度小于系统应用时的时延扩展及信噪比所确定的点数，如 64 点时，采用一个以上与循环前缀等长的时间窗对接收数据进行滑动相关，这些时间窗之间以 OFDM 符号长度为间隔，同样可获得很好的时间同步性能。

图 4 所示为一频域信号示例。在图示实施例中，FFT 点数为 2048 点，信噪比为 8dB，整数频偏为 30 个子载波间隔时的频域信号。其横坐标为子载波的位置，纵坐标为幅度。由于虚拟子载波在 OFDM 系统中是不传递任何信息的幅度为 0 的子载波，其作用是降低 OFDM 系统对相邻频带的干扰。除了直流分量外，其余的都分布在频带的两边，在无噪环境下，对接收数据进行 FFT 后表现为中间的一段子载波上幅度为零。因此经过多径信道并加上高斯噪声以后，虚拟子载波上的信号强度相对数据子载波而言仍然很低。

步骤 305 所述整数频偏粗估计的实现方法正是利用虚拟子载波的上述特性，对频域信号的模值（实部或虚部的绝对值亦可）进行滑动平均，这样，在虚拟载波的起始位置处将会出现一个最小值。该最小值即为实际的虚拟子载波起始位置，进而获取理想的虚拟子载波起始位置与实际的虚拟子载波起始位置即平滑得到的最小值的位置之差。该位置之差即为整数频偏粗估计值。为进一步减少计算复杂度，可以从系统允许的最大频偏位置处开始进行平滑。

图 5 给出了图 4 中的频域信号进行滑动平均之后的图。从图中可以看出经平滑处理后，在虚拟子载波起始位置处，出现了一个非常尖锐的极小值。

由于该极小值的位置为实际的虚拟子载波起始位置，从而可很容易地获取整数频偏粗估计值。

步骤 306 所述整数频偏精估计的实现方法为：以整数频偏粗估计时得到的整数频偏粗估计值为中心，应用式 (1)，通过改变 g 的取值计算出最大值，进行整数频偏精估计，从而实现时频同步。

在进行整数频偏粗估计时，可以较为准确的获得频偏位置，由于粗估计误差远小于导频子载波间隔，因此在接下来进行整数频偏精估计时，不会出现同步模糊。另外，由于粗估计时初步确定了频率偏置，因此在进行整数频偏精估计时，可以大幅度地降低移动相关的次数。该方法在整数频偏粗估计时采用平滑操作，每次平滑仅需要加法和减法运算，复杂度非常低。对于不同的频率偏置，该方法都具有相对稳定的相关次数和计算量，而且整数频偏估计的性能最终依然由移动相关来保证，所以对同步性能没有任何影响。

当然，上述整数频偏粗估计并不限于使用滑动平均的方法，还可以利用滑动求和或其它可能的方法来实现。

以上所述的整数频偏精估计是基于式 (1) 进行的，而式 (1) 是在相邻 OFDM 符号间导频信息相同，相邻 OFDM 符号间导频位置不变，且相邻 OFDM 符号上各个导频子载波上携带的信息相同的前提下得出的。

如果相邻 OFDM 符号间导频信息不同时，同样可以利用相邻 OFDM 符号上导频信息的确定性，采用本发明所述方法进行频率同步，只需将式 (1) 稍作改动即可。假设第 $n+1$ 个 OFDM 符号与第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的值之比为 $C_n(i)$ ，则相邻 OFDM 符号之间第 i 个导频子载波上的值存在如下关系：

$$X_{n+1}(P_i) = X_n(P_i)C_n(i) \quad (2)$$

其中， $X_n(P_i)$ 表示第 n 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的发射信号， $X_{n+1}(P_i)$ 表示第 $n+1$ 个 OFDM 符号上第 i 个导频子载波上的发射信号，则式 (1) 将由下式所代替

$$\varepsilon_I = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})^* C_n(i)^* \right| \quad (3)$$

这样，在相邻 OFDM 符号间导频信息不同的情况下应用本发明所述的方法时，只需在进行整数频偏精估计时应用式 (3) 所示公式进行计算即可。

如果相邻 OFDM 符号间导频位置可变，则假设相邻 OFDM 符号间第 i 个导频子载波的位置相差 $d(i)$ 个子载波，

在相邻 OFDM 符号上各个导频子载波上携带的信息相同时，只需将式 (1) 改为如下形式

$$\varepsilon_I = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})^* \right| \quad (4)$$

在相邻 OFDM 符号上各个导频子载波上携带的信息不同时，假设其满足式 (2) 所描述的关系，则将式 (1) 改为如下形式

$$\varepsilon_I = \max_g \left| \sum_i (Y_{n+1}([P_i + d(i) + g]_{N_{FFT}}) Y_n([P_i + g]_{N_{FFT}})^* C_n(i)^* \right| \quad (5)$$

在相邻 OFDM 符号间导频位置可变的情况下，应用本发明所述的方法时，只需在进行整数频偏精估计时应用式 (4) 或式 (5) 所示公式进行计算即可。

以上所述仅为本发明的较佳实施例而已，并不用以限制本发明，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保护范围之内。

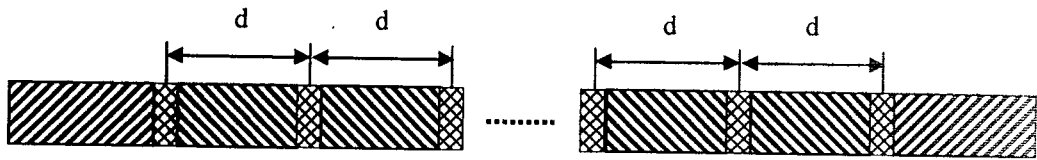


图 1

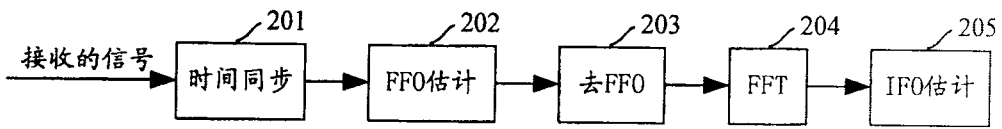


图 2

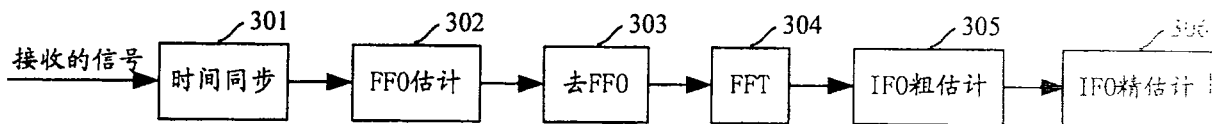


图 3

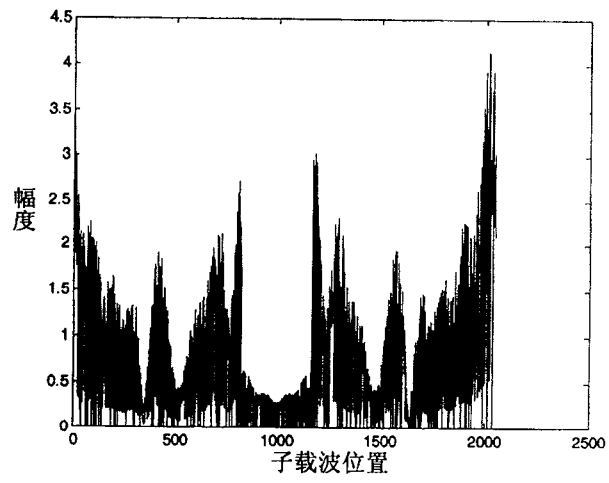


图 4

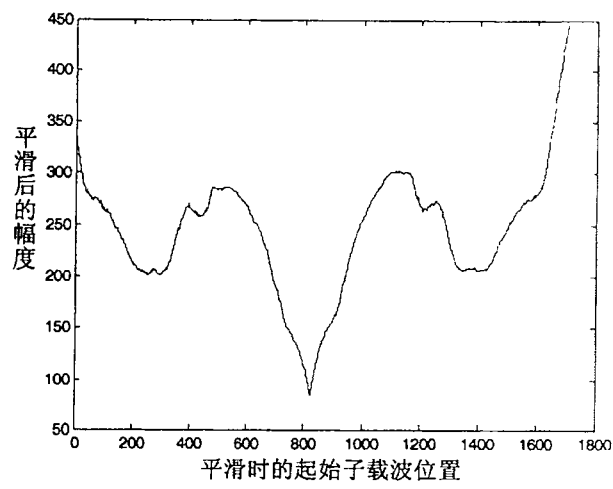


图 5