



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103428147 B

(45)授权公告日 2016.12.14

(21)申请号 201210164665.7

审查员 行朝霞

(22)申请日 2012.05.24

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103428147 A

(43)申请公布日 2013.12.04

(73)专利权人 普天信息技术研究院有限公司

地址 100080 北京市海淀区海淀北二街6号

(72)发明人 李元柳 张际 金奕丹 王绪振

冯绍鹏

(74)专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司

公司 11018

代理人 王一斌 王琦

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

H04L 25/03(2006.01)

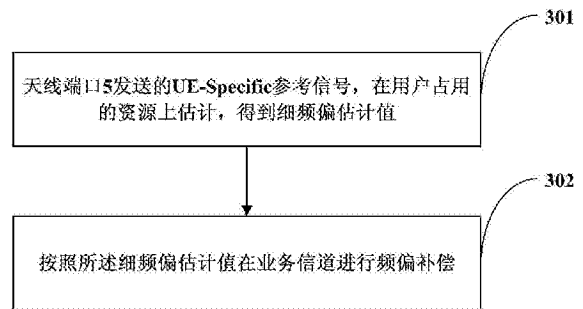
权利要求书2页 说明书8页 附图4页

(54)发明名称

一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法

(57)摘要

一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,该方法包括:天线端口5发送的UE-Specific参考信号,在用户UE占用的资源上估计,得到细频偏估计值;按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。应用本发明实施例以后,在高速度传输的情况下减少频谱补偿的误差,并降低处理的复杂度。



1. 一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,该方法包括:

天线端口5发送的UE-Specific参考信号,在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的正交频分复用OFDM符号对应的信道估计值A,计算获得第一相位估计值;

在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B,计算获得第二相位估计值;信道估计值A与信道估计值B不同;

根据第一相位估计值和第二相位估计值在UE占用的资源上估计得到细频偏估计值;

按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。

2. 根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,普通循环前缀CP下,

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻的信道估计值A1和A2;

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻的信道估计值B1和B2;

所述计算获得第一相位估计值包括:从A1、A2、B1和B2中任选两个值,计算获得第一相位估计值;

所述计算获得第二相位估计值包括:从A1、A2、B1和B2中选择两个值,且所述选择的两个值与计算获得第一相位估计值的两个值不完全相同,由所述选择的两个值计算获得第二相位估计值。

3. 根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,扩展CP下,

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取一个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A3;

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻信道估计值B3和B4;

所述计算获得第一相位估计值包括:从A3、B3和B4中任选两个值,计算获得第一相位估计值;

所述计算获得第二相位估计值包括:从A3、B3和B4中任选两个值,且所选择的两个值与计算获得第一相位估计值的两个值不完全相同,由所述选择的两个值计算获得第二相位估计值。

4. 根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,普通循环前缀CP下,

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的相邻的信道估计值A1和A2;

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的相邻的信道估计值B1和B2;

所述计算获得第一相位估计值包括:由A1和A2计算获得第一相位估计值;

所述计算获得第二相位估计值包括:由B1和B2计算获得第二相位估计值。

5. 根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,扩展CP下,

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取一个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A3;

所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:提取相邻两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B3和B4;

所述计算获得第一相位估计值包括:由A3和B3,或A3和B4计算获得第一相位估计值;

所述计算获得第二相位估计值包括:由B3和B4计算获得第二相位估计值。

6.根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,所述包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值包括:包括UE-Specific参考信号的整个OFDM符号对应的信道估计值。

7.根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,所述包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值包括:OFDM符号中UE-Specific参考信号的导频位置上对应的信道估计值。

8.根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,UE处于非高铁环境,所述按照细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿包括:

利用锁相环方法对所述细频偏估计值进行平滑得到平滑后的频偏估计值;

由平滑后的频偏估计值在业务信道中补偿当前无线帧下接收信号。

9.根据权利要求1所述TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,其特征在于,UE处于高铁环境,所述按照细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿包括:按照最新细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。

一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术领域,更具体地,涉及一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法。

背景技术

[0002] 时分双工长期演进(TDD-LTE)系统下行链路中采用正交频分复用(OFDM)技术为主要实现方案,OFDM系统增加了符号周期,使得该系统对频率偏移更为敏感,对同步的要求更为严格,否则会破坏子载波间的正交性,增加子信道之间的串扰,从而严重影响系统性能。实际中,造成频率偏移的原因主要有:终端晶振不稳定造成发射机和接收机之间载频不一致,高速移动的终端带来较大的多普勒频移等。因而,为降低频率偏移造成的影响,有必要对接收信号进行频率偏移估计与补偿,保证接收端与发射端的频率一致,提高OFDM系统的定时估计性能,保证传输质量。

[0003] TDD-LTE系统主要目的是为移动用户提供高速率传输,这就对业务数据高阶调制的传输可靠性提出了更高的要求。而高阶信号的解调对频率偏差较敏感,通常频率偏差大于50Hz,就会影响到64QAM的解调性能。因而,有必要提高业务信道高阶调制下的细频偏估计精度,进一步改善业务信道的传输质量。

[0004] 目前,针对OFDM系统进行细频偏估计的方案主要有基于导频符号和基于非导频符号两种。TDD-LTE系统中基于导频的频偏估计方法主要根据同步信号进行相关运算,进而获得估计值;基于非导频符号的频偏估计方法利用OFDM符号的循环前缀与尾部数据求相关,进而获得频偏估计值。

[0005] 基于导频符号的频偏估计方法主要依赖于同步信号,但同步信号每半个子帧才发送一组,周期较长,不利于UE侧跟踪频偏变化,尤其对于高速移动系统,同步信号发送周期长的特点会进一步增大频偏估计的误差,从而影响系统性能。利用循环前缀进行频偏估计是基于非导频符号的方法,但该方法对定时偏差要求较高,同时低信噪比下性能不佳,且需要作多个OFDM符号的相关计算,复杂度稍高。

[0006] 综上,在高速度传输的情况下的频谱补偿存在误差较大且复杂度较高的技术问题。

发明内容

[0007] 本发明实施例提出一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,在高速度传输的情况下减少频谱补偿的误差,并降低处理的复杂度。

[0008] 本发明实施例的技术方案如下:

[0009] 一种TDD-LTE系统中频偏补偿的方法,该方法包括:

[0010] 天线端口5发送的UE-Specific参考信号,在用户UE占用的资源上估计,得到细频偏估计值;

[0011] 按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。

[0012] 所述在UE占用的资源上估计包括:

- [0013] 在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的正交频分复用OFDM符号对应的信道估计值A,计算获得第一相位估计值;
- [0014] 在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B,计算获得第二相位估计值;
- [0015] 信道估计值A与信道估计值B不同。
- [0016] 第一相位估计值和第二相位估计值在UE占用的资源上估计得到所述细频偏估计值。
- [0017] 普通循环前缀CP下,
- [0018] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻的信道估计值A1和A2;
- [0019] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻的信道估计值B1和B2;
- [0020] 所述计算获得第一相位估计值包括:从A1、A2、B1和B2中任选两个值,计算获得第一相位估计值;
- [0021] 所述计算获得第二相位估计值包括:从A1、A2、B1和B2中选择两个值,且所述选择的两个值与计算获得第一相位估计值的两个值不完全相同,由所述选择的两个值计算获得第二相位估计值。
- [0022] 扩展CP下,
- [0023] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取一个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A3;
- [0024] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻信道估计值B3和B4;
- [0025] 所述计算获得第一相位估计值包括:从A3、B3和B4中任选两个值,计算获得第一相位估计值;
- [0026] 所述计算获得第二相位估计值包括:从A3、B3和B4中任选两个值,且所选择的两个值与计算获得第一相位估计值的两个值不完全相同,由所述选择的两个值计算获得第二相位估计值。
- [0027] 所述普通循环前缀CP下,
- [0028] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的相邻的信道估计值A1和A2;
- [0029] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的相邻的信道估计值B1和B2;
- [0030] 所述计算获得第一相位估计值包括:由A1和A2计算获得第一相位估计值;
- [0031] 所述计算获得第二相位估计值包括:由B1和B2计算获得第二相位估计值。
- [0032] 扩展CP下,
- [0033] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A包括:任意提取一个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A3;
- [0034] 所述提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B包括:提取相邻两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B3和B4;

- [0035] 所述计算获得第一相位估计值包括：由A3和B3，或A3和B4计算获得第一相位估计值；
- [0036] 所述计算获得第二相位估计值包括：由B3和B4计算获得第二相位估计值。
- [0037] 所述包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值包括：包括UE-Specific参考信号的整个OFDM符号对应的信道估计值。
- [0038] 所述包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值包括：OFDM符号中UE-Specific参考信号的导频位置上对应的信道估计值。
- [0039] UE处于非高铁环境，所述按照细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿包括：
- [0040] 利用锁相环方法对所述细频偏估计值进行平滑得到平滑后的频偏估计值；
- [0041] 由平滑后的频偏估计值在业务信道中补偿当前无线帧下接收信号。
- [0042] UE处于高铁环境，所述按照细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿包括：按照最新细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。
- [0043] 从上述技术方案中可以看出，在本发明实施例中，天线端口5发送的UE-Specific参考信号，在UE占用的资源上估计，得到细频偏估计值；按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。由于UE-Specific参考信号在UE占用的资源进行频偏估计及补偿，在高速度传输的情况下可更好的减小频偏估计误差。而且还不需要在整个频带上计算导频符号的信道估计值以及相关值，因此降低了处理复杂度。

附图说明

- [0044] 图1为普通CP下UE-Specific资源映射示意图；
- [0045] 图2为扩展CP下UE-Specific资源映射示意图；
- [0046] 图3为本发明实施例TDD-LTE系统中频偏补偿的方法流程示意图；
- [0047] 图4为本发明实施例普通CP下信道估计示意图；
- [0048] 图5为本发明实施例扩展CP下信道估计示意图；
- [0049] 图6为本发明实施例普通CP下，UE-Specific参考信号导频估计值示意图；
- [0050] 图7为本发明实施例扩展CP下，UE-Specific参考信号导频估计值示意图；
- [0051] 图8为本发明实施例第一仿真结果示意图；
- [0052] 图9为本发明实施例第二仿真结果示意图；
- [0053] 图10为本发明实施例第三仿真结果示意图。

具体实施方式

- [0054] 为使本发明的目的、技术方案和优点表达得更加清楚明白，下面结合附图及具体实施例对本发明再作进一步详细的说明。
- [0055] 在本发明实施例中，利用天线端口5发送的UE-Specific参考信号，在用户UE占用的资源上估计，得到细频偏估计值；按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。
- [0056] 由于UE-Specific参考信号与业务信号映射在物理下行共享信道(PDSCH)上一起发送，发送周期与业务信道一致，可较好的跟踪UE频偏变化。UE-Specific参考信号在UE占用的资源进行频偏估计及补偿，可更好的减小频偏估计误差，提升业务信道传输性能。同时，UE-Specific参考信号只在本UE占用的资源上发送，不需要在整个频带上计算导频符号

的信道估计值以及相关值,因此降低了处理复杂度。

[0057] 3GPP 36.211协议中,规定天线端口5发送UE-Specific参考信号即附图1和2中的 R_5 ,用于波束赋形业务信道的信道估计,而UE-Specific参考信号作为UE专用的导频信号也可以利用该信号对UE占用的资源进行频偏估计及补偿,可更好的减小频偏估计误差,提升业务信道传输性能,避免同步信号周期较长而无法准确跟踪的问题。

[0058] 参见附图1是普通循环前缀(CP)下UE-Specific资源映射示意图。横轴的一个方格代表一个OFDM,7个OFDM符号组成一个时隙,两个时隙组成一个资源块。在时隙0中, R_5 在1=3和6的OFDM符号中;在时隙1中, R_5 在1=3和6的OFDM符号中。附图2中是扩展CP下UE-Specific资源映射示意图。在时隙0中, R_5 在1=4的OFDM符号中;在时隙1中, R_5 在1=3和6的OFDM符号中。

[0059] 下面结合附图3详细说明本发明的技术方案。

[0060] 步骤301、天线端口5发送的UE-Specific参考信号,在用户UE占用的资源上估计,得到细频偏估计值。

[0061] 步骤3011、在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A,计算获得第一相位估计值;在UE占用的资源上,提取包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值B,计算获得第二相位估计值;信道估计值A与信道估计值B不同。

[0062] 1)对于普通CP

[0063] UE端首先利用UE-specific对信道进行估计。一般情况对于普通CP,可以任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻信道估计值A1和A2;可以任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻信道估计值B1和B2;从A1、A2、B1和B2中任选两个值,计算获得第一相位估计值;从A1、A2、B1和B2中选择两个值,且选择的两个值与计算获得第一相位估计值的两个值不同,由选择的两个值由B1和B2计算获得第二相位估计值。例如:从A1、A2、B1和B2中任选两个值,共计6种组合,即:A1和A2、A1和B1、A1和B2、A2和B1、A2和B2、以及B1和B2。那么,任选上述的一个组合计算得到第一估计值。除了计算得到第一相位估计值的组合外,选择剩余5个组合中的一个,计算获得第二相位估计值。

[0064] 为了保证精确性还可以采用两个OFDM符号对应且相邻的信道估计值。参见附图4,例如,提取时隙0中的1=3,6两个OFDM符号对应的信道估计值 H_1, H_2 ,提取时隙1中1=2,5对应的信道估计值 H_3, H_4 。其中, H_1 与 H_2 相邻, H_3 与 H_4 相邻。这样,由 H_1 与 H_2 计算获得第一相位估计值, H_3 与 H_4 计算获得第二相位估计值,进一步估计得到的细频偏估计值较任意选择的信道估计值精确性较高。

[0065] 2)对于扩展CP

[0066] 而对于扩展CP,可以任意提取一个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的信道估计值A3;可以任意提取两个包括UE-Specific参考信号的OFDM符号对应的非相邻信道估计值B3和B4。由A3和B3,A3和B4,或B3和B4中的某一组计算获得第一相位估计值,由A3和B3,A3和B4,或B3和B4中的另外一组计算获得第二相位估计值,该组的选择与计算获得第一相位估计值所用的组不同。

[0067] 为了保证精确性还可以采用两个OFDM符号对应且相邻的信道估计值。参见附图5,

例如,提取时隙0中的 $l=4$ 对应的信道估计值 H_1 ,时隙1中的 $l=1,4$ 对应的信道估计值 H_2, H_3 。其中, H_2 与 H_3 相邻。这样,由 H_1 与 H_2 ,或 H_1 与 H_3 计算获得第一相位估计值, H_2 与 H_3 计算获得第二相位估计值,进一步估计得到的细频偏估计值较任意选择的信道估计值精确性较高。

[0068] 步骤3012、第一相位估计值和第二相位估计值在UE占用的资源上估计得到所述细频偏估计值。

[0069] 1)对于普通CP,对两个OFDM符号的信道估计值求互相关,得到每个时隙上的对应的第一相位估计值 $\hat{\theta}_1$ 和第二相位估计值 $\hat{\theta}_2$ 。

$$[0070] \quad \text{本时隙中: } \hat{\theta}_1 = 2\pi \frac{(n-m)M}{N} \angle H_1 H_2^* \quad (1)$$

$$[0071] \quad \text{下一时隙中: } \hat{\theta}_2 = 2\pi \frac{(n-m)M}{N} \angle H_3 H_4^* \quad (2)$$

[0072] 其中, H_1 代表本时隙中第 n 个OFDM符号对应的信道估计值, H_2 代表本时隙中第 m 个OFDM符号对应的信道估计值。 n 代表第 n 个OFDM符号, m 代表第 m 个OFDM符号, M 表示整个OFDM符号采样点数, N 代表快速傅里叶(FFT)大小。

[0073] 求该资源上的相位估计值为 $\hat{\theta}_1$ 与 $\hat{\theta}_2$ 的均值,进而求得细频偏估计值 $\hat{\Theta}$ 为:

[0074]

$$\hat{\Theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2\pi\rho} \quad (3)$$

$$[0075] \quad \text{其中, } \rho = \frac{(n-m)M}{N}。$$

[0076] 2)对于扩展CP,OFDM符号上的信道估计值进行两两互相关操作,得到

[0077]

$$\hat{\theta}_1 = 2\pi \frac{(n-m)M}{N} \angle H_1 H_2^* \quad (4)$$

[0078]

$$\hat{\theta}_2 = 2\pi \frac{(n-m)M}{N} \angle H_2 H_3^* \quad (5)$$

[0079] 对该资源上的相位估计值 $\hat{\theta}_1$ 与 $\hat{\theta}_2$ 求均值,再计算细频偏估计值为:

[0080]

$$\hat{\Theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2\pi\rho} \quad (6)$$

$$[0081] \quad \text{其中, } \rho = \frac{(n-m)M}{N}。$$

[0082] 在上述技术方案中信道估计值包括UE-Specific参考信号的整个OFDM符号。此外,信道估计值还可以仅包括OFDM符号中UE-Specific参考信号的导频位置对应的信道估计。

[0083] 参见附图6是普通CP下,UE-Specific参考信号导频估计值示意图。与附图4不同之处在于,选取导频位置上的参考信号进行信道估计,而非整个OFDM符号上的信道估计值。例如: H_1 对应的信道估计仅包括 R_5 的对应的信道估计,具体参见附图6和7。其余的计算过程参见公式(1)至(6)。

[0084] 由于附图6和7中技术方案不需要对整个OFDM信号进行信道估计插值,因而复杂度较实施方案1低。但由于频域上排列稀疏,不足以能反映整个符号的相位变化,因而其精度不如附图4和5中技术方案高,该方案更适用于低速运动系统。

[0085] 步骤302、按照所述细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿。

[0086] 在进行频偏补偿时,若终端处于普通模式下可利用锁相环方法,对前几个频偏估计值进行平滑,平滑后的值对当前无线帧下接收信号在业务信道中补偿当前无线帧下接收信号。

[0087] 若终端处于高铁环境,此时多普勒频偏变化较快,前几帧频偏值与当前频偏估计值相关性较低,采用锁相环的方法会存在收敛速度慢,不足以快速跟踪频偏变化的问题。此时考虑只利用前一个下行子帧的频偏估计结果即最新细频偏估计值在业务信道进行频偏补偿,而不再利用以前多个子帧频偏估计平滑后的结果进行补偿。

[0088] 下面结合利用本发明技术方案的仿真实验,说明本发明技术方案带来的技术效果。

[0089] 利用锁相环每个下行子帧更新频偏估计结果,即根据本发明的技术方案求得本次残留频偏估计 $\hat{\delta}$ 后,将其送入环路滤波器(Loop Filter)滤波后送入累加器,并根据上一次载波频偏估计值 $\hat{\delta}_{i-1}$,得到更新后的载波偏差估计值 $\hat{\delta}_i$ 。其中,残留频偏估计值即上文中的细频偏估计值。对于锁相环方法,本次的频偏估计不直接使用,而是与上一次的频偏估计值一起平滑后,产生新的估计值。新的估计值是补偿时用到的估计值。

[0090]
$$\hat{\delta}_i = \hat{\delta}_{i-1} + r \cdot \hat{\delta}$$

[0091] 其中,r代表数字锁相环环路的直流增益,r越大收敛速度越快,但是稳定后误差也越大。

[0092] 根据3GPP TS 36.211协议,TDD系统有7种上下行子帧配置,

[0093]

上下行配置	上下行转换周期	子帧号									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

[0094] 表中,D为下行子帧,代表本次子帧传输的是下行信号;U为上行子帧,代表本次传输的是上行信号;S为特殊子帧,本子帧内传输上行信号下行信号以及保护间隔等。

[0095] UE-Specific与下行子帧一起发送,含有下行子帧越多的配置情况,利用UE-Specific进行频偏估计的效果越显著。

[0096] 利用UE-Specific参考信号与利用同步信号(Syn)的频偏估计结果分别如下:

[0097] 第一仿真

[0098] 信噪比为10dB,上下行配置0,即[D S U U U D S U U U],直流分量为r=0.2。

[0099] 仿真环境为高铁场景,UE移动速度为380kmh,产生914.8Hz的多普勒频偏,预置频偏1000Hz,UE端总共需要补偿的频偏为(914.8+1000)=1914.8Hz。参见附图8。

[0100] 由上仿真结果,两种方法性能统计如下:

[0101]

	收敛时间	稳定后频偏估计值与实际频偏值平均偏差	稳定后频偏估计值与实际频偏值最大偏差
“UE-Specific”	25 个下行子帧, 大约 125ms	9.35Hz	28.27Hz
“Syn”	45 个下行子帧,	18.9Hz	65.65Hz

[0102]

	大约 225ms		
--	----------	--	--

[0103] 第二仿真

[0104] 信噪比为10dB,上下行配置2,[D S U D D D S U D D],直流分量为 $r=0.5$ 。

[0105] 仿真环境为高铁场景,UE移动速度为380kmh,产生914.8Hz的多普勒频偏,预置频偏1000Hz,UE端总共需要补偿的频偏为 $(914.8+1000)=1914.8$ Hz。参见附图9。

[0106] 以上仿真结果,两种方法性能统计如下:

[0107]

	收敛时间	稳定后频偏估计值与实际频偏值平均偏差	稳定后频偏估计值与实际频偏值最大偏差
“UE-Specific”	25 个下行子帧, 大约 42ms	19.89Hz	76.45Hz
“Syn”	45 个下行子帧, 大约 225ms	58.44Hz	129.8Hz

[0108] 第三仿真

[0109] 信噪比为0dB,上下行配置2,[D S U D D D S U D D],直流分量为 $r=0.5$,

[0110] 仿真城区环境,UE移动速度为30kmh,产生72.46Hz的多普勒频偏,预置频偏1000Hz,UE端总共需要补偿的频偏为 $(72.46+1000)=1072.46$ Hz。参见附图10。

[0111]

	稳定后频偏估计值与实际频偏值最大偏差
“UE-Specific”	26.6Hz
“Syn”	256.97Hz

[0112] 由以上仿真可得出,基于UE-Specific的频偏补偿方法无论在收敛时间,还是收敛后稳定性方面都优于基于Syn的频偏补偿方法。并且,在低信噪比下基于同步信号的频偏估计误差较大,但基于UE-Specific的频偏估计性能误差较小。同时,上下行配比中,下行子帧占的比例越大,基于UE-Specific的频偏估计方法优势越显著。

[0113] 由于业务信道经常会采用高阶调制传输数据量大的信号,而高阶调制又对频偏较

敏感,基于UE-Specific的频偏补偿方法可较大的改善业务信道的频偏估计精度,进而提高业务信道的传输质量。

[0114] 以上所述,仅为本发明的较佳实施例而已,并非用于限定本发明的保护范围。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。

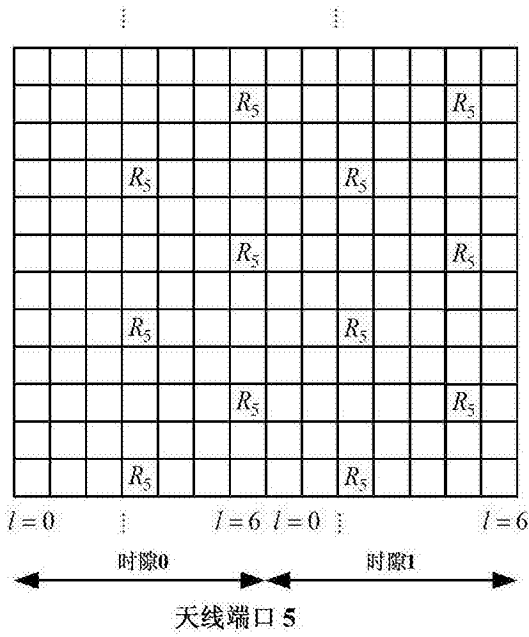


图1

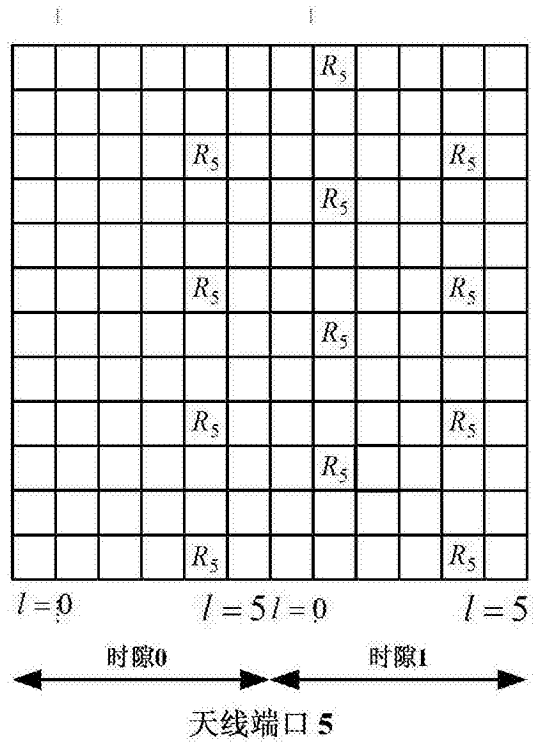


图2

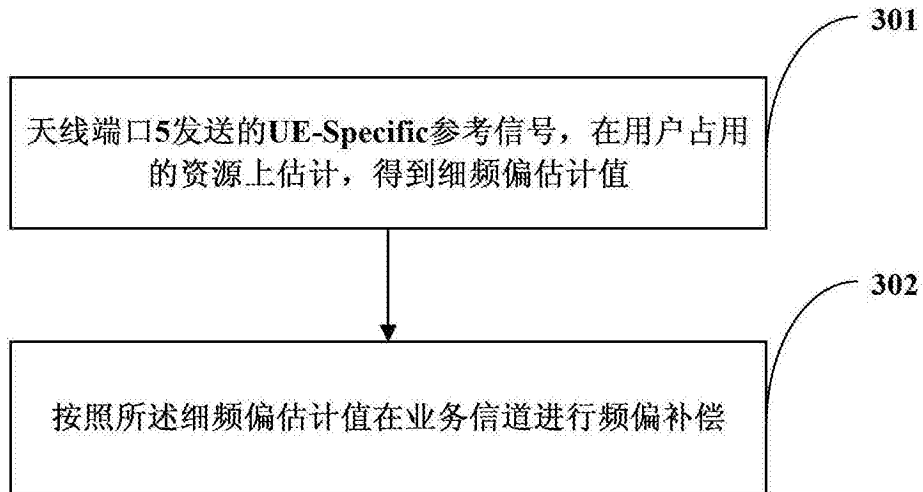


图3

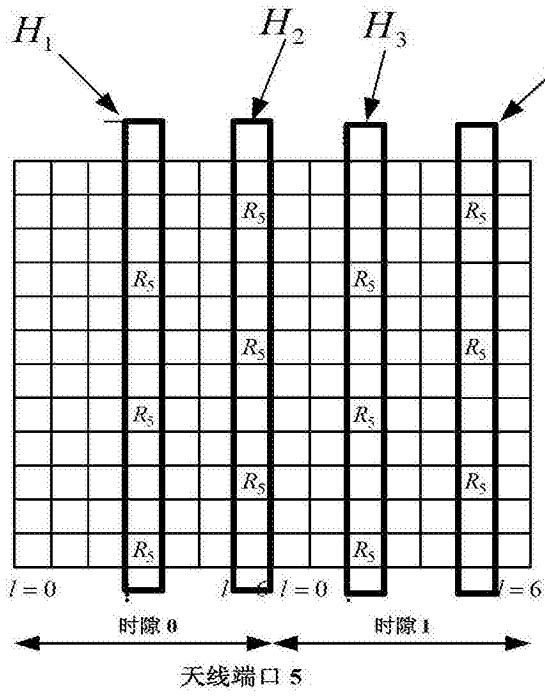


图4

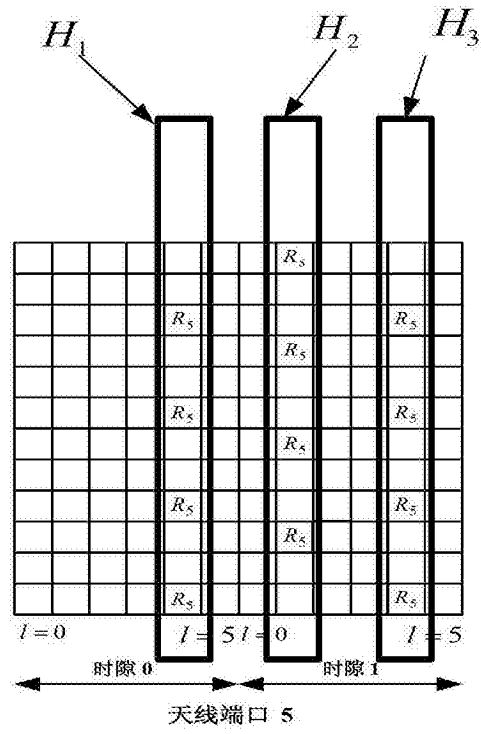


图5

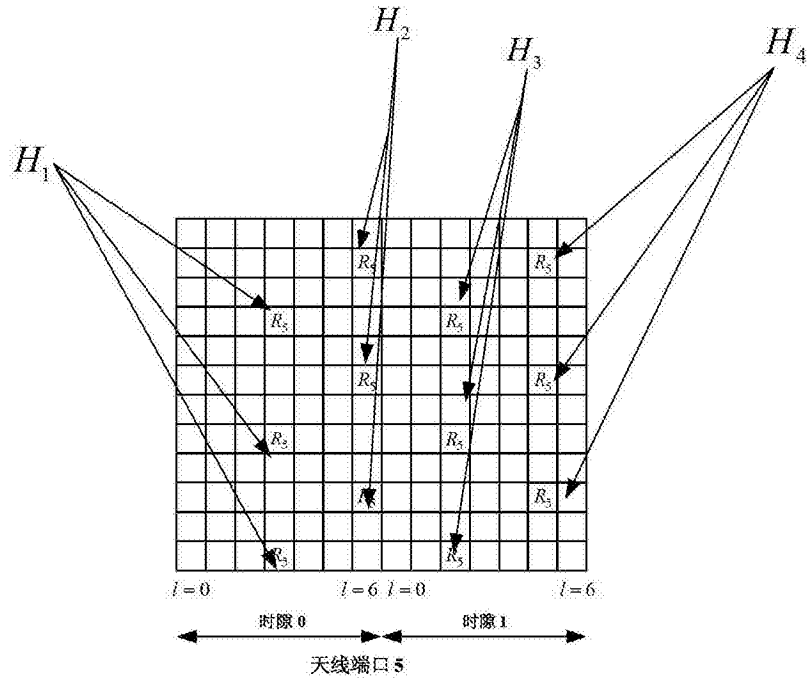


图6

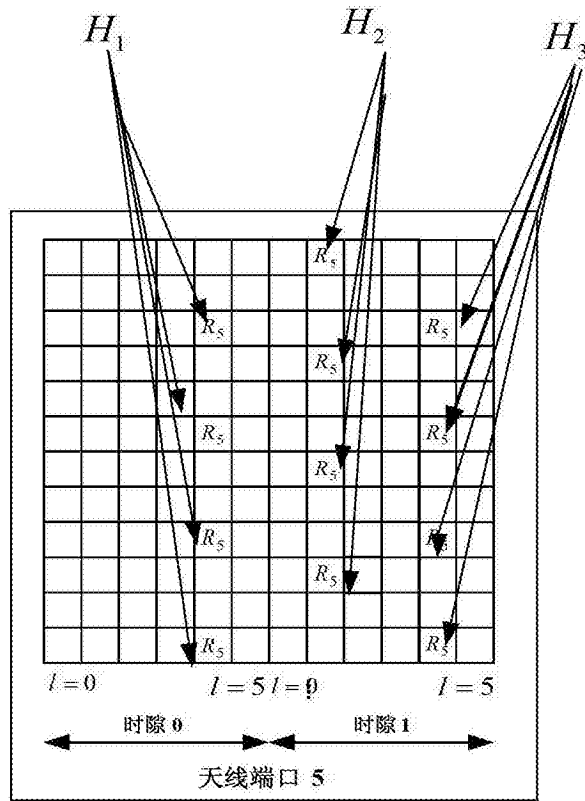


图7

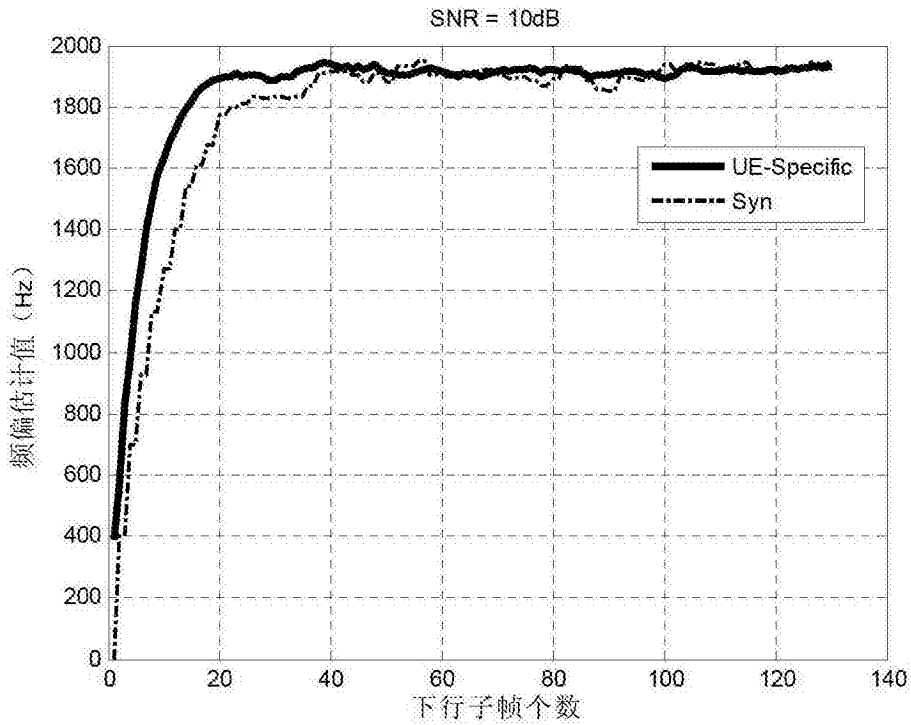


图8

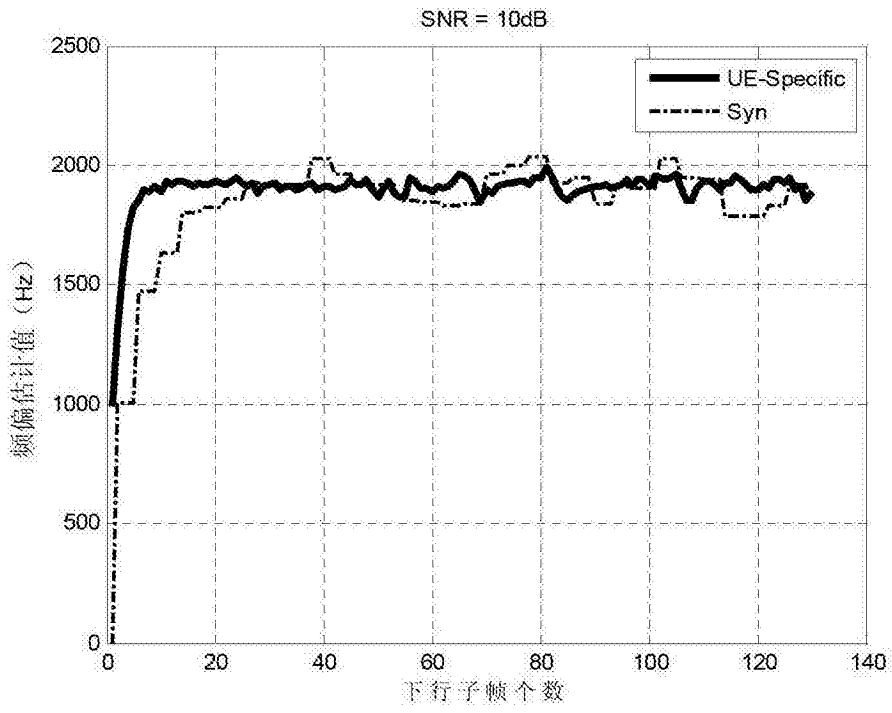


图9

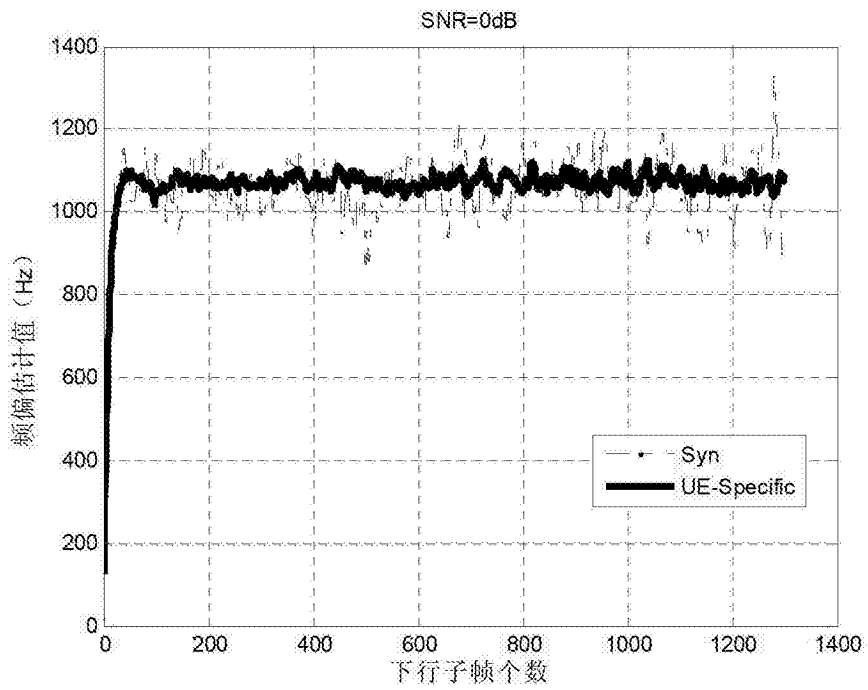


图10