



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102137049 B

(45) 授权公告日 2015. 05. 20

(21) 申请号 201010102661. 7

CN 101547062 A, 2009. 09. 30, 说明书第 3 页  
第 16 行 - 第 4 页第 3 行, 图 1.

(22) 申请日 2010. 01. 25

审查员 刘爽

(73) 专利权人 中兴通讯股份有限公司

地址 518057 广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦法务部

(72) 发明人 殷玮玮 马毅华

(74) 专利代理机构 北京安信方达知识产权代理有限公司 11262

代理人 王艺 龙洪

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 25/03(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101552635 A, 2009. 10. 07, 全文.

US 2009/0232051 A1, 2009. 09. 17, 全文.

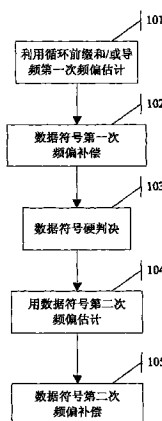
权利要求书3页 说明书6页 附图1页

(54) 发明名称

一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法和装置

(57) 摘要

本发明公开了一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法和装置, 所述方法包括: 接收数据, 利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值; 使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号; 利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值; 使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿。本发明充分利用 LTE 系统中的循环前缀, 导频和数据符号进行频偏估计, 分两次对数据进行频偏补偿, 可以提高单时隙内的频偏估计精度, 尤其适用于时隙间跳频的 LTE 系统。



1. 一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法, 包括:

接收数据, 利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值;

使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号;

利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值;

使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿; 其中:

若利用循环前缀进行第一次频偏估计, 则包括如下步骤:

计算循环前缀内的抽样值序列和数据符号最后 L 个抽样值序列的共轭相关之和:

$$e_n = \sum_{l=1}^L (d_{l,n})^* \cdot d'_{l,n}, \text{ 其中, } \vec{d}_n = d_{1,n}, d_{2,n}, \dots, d_{L,n} \text{ 是第 } n \text{ 个数据符号的循环前缀的抽样值序列,}$$

$$\vec{d}'_n = d'_{1,n}, d'_{2,n}, \dots, d'_{L,n} \text{ 是第 } n \text{ 个数据符号的最后 } L \text{ 个抽样值序列, } n \text{ 为整数, } n = 1, 2, \dots, N, N$$

为一个时隙内的数据符号数, L 为循环前缀的长度;

$$\text{计算两个序列 } \vec{d}_n \text{ 与 } \vec{d}'_n \text{ 的相位差 } \Delta\theta_n = \arctan\left(\frac{\text{Im}(e_n)}{\text{Re}(e_n)}\right);$$

$$\text{计算一个时隙内的频偏估计值: } \Delta f_{cp} = \frac{\sum_{n=1}^N \Delta\theta_n}{N \cdot 2\pi \cdot t_{sym}}, \text{ 其中 } t_{sym} \text{ 是一个数据符号的时域}$$

长度;

若利用导频进行第一次频偏估计, 则包括如下步骤:

计算导频的信道估计为  $h_{j,k}$ , 其中, j 为时隙序号  $j = 1, 2, \dots, K$ , k 为整数,  $k = 1, 2, \dots, K$ , K 为导频序列长度;

利用信道估计  $h_{j,k}$  重构经过信道后接收的导频信号:  $r'_{j,k} = h_{j,k} \times r_{j,k}$ , 其中  $r_{j,k}$  为发送的导频信号;

计算实际接收的导频信号  $P_{j,k}$  与  $r'_{j,k}$  共轭相乘:  $S_{j,k} = P_{j,k} \times r'_{j,k}^*$ ,  $j = 1, 2, \dots, K$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ ;

将序列 S 和 P 经过离散傅里叶反变换 (IDFT) 变换到时域, 得到  $A = \text{IDFT}(S)$ ,  $B = \text{IDFT}(P)$ , 序列 A 和 B 长度为 K;

$$\text{将时域的两个序列相除得到 } g_k = \frac{A_k}{B_k}, k = 1, 2, \dots, K;$$

$$\text{将序列 } g_k \text{ 的上半段和下半段分别求和: } C_1 = \sum_{k=1}^{K/2} g_k, C_2 = \sum_{k=K/2+1}^K g_k;$$

$$\text{分别计算 } C_1 \text{ 和 } C_2 \text{ 的相角: } \theta_{c_1} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_1)}{\text{Re}(C_1)}\right), \theta_{c_2} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_2)}{\text{Re}(C_2)}\right);$$

$$\text{计算频偏估计值: } \Delta f_{RS} = \frac{2 \cdot (\theta_{c_2} - \theta_{c_1})}{2\pi \cdot T_s}, \text{ 其中 } T_s \text{ 为一个正交频分复用符号周期};$$

若利用循环前缀和导频进行第一次频偏估计,则频偏估计值为  $(1-\alpha)\Delta f_{cp} + \alpha\Delta f_{RS}$ , 其中  $\alpha \in [0, 1]$  是加权因子,  $\Delta f_{cp}$  为利用循环前缀计算得到的频偏估计值,  $\Delta f_{RS}$  为利用导频计算得到的频偏估计值

其中, 计算频偏估计值:  $\Delta f_{RS} = \frac{2 \cdot (\theta_{c_2} - \theta_{c_1})}{2\pi \cdot T_s}$ , 其中  $T_s$  为一个正交频分复用符号周期。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于,

所述使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号的步骤中,

第一次补偿的数据符号为:  $d' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_1 \times t_1 \times j}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $\Delta f_1$  为第一次频偏估计值,  $d$  为补偿前接收到的数据符号,  $j$  为时隙序号,  $j = 1, 2$ 。

3. 如权利要求 2 所述的方法, 其特征在于,

所述利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值的步骤包括:

对第一次补偿的数据符号  $d'$  进行硬判决, 选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果;

使用  $d''$  和  $d'$  进行第二次的频偏估计, 得到第二次频偏估计值。

4. 如权利要求 3 所述的方法, 其特征在于,

所述使用  $d''$  和  $d'$  进行第二次的频偏估计, 得到第二次频偏估计值的步骤包括:

计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积:  $s_n = d'_{\ n} \times (d''_{\ n})^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个时隙内的数据符号数;

计算  $s_n$  的相角:  $\Delta \theta_{data, n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ;

将相角  $\Delta \theta_{data, n}$  转化为频率值  $\Delta f_{data, n}$ :  $\Delta f_{data, n} = \frac{\Delta \theta_{data, n}}{2\pi \times t_1}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $d$  为补偿前接收到的数据符号;

由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data, n}$  得到第二次频偏估计值  $\Delta f_2$ ,

由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data, n}$  得到第二次频偏估计值  $\Delta f_2$ ,

$$\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data, n}}{N}。$$

5. 如权利要求 4 所述的方法, 其特征在于,

所述使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿的步骤中,

得到的第二次补偿的数据符号为:  $d''' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_2 \times t_1 \times j}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $\Delta f_2$  为第二次频偏估计值,  $d$  为补偿前接收到的数据符号;

其中  $\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data, n}}{N}$ ,  $N$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个时隙内的数据符号数;

其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔, 为补偿前接收到的数据符号。

6. 一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计装置,其特征在于,包括相连的第一频偏估计模块和第二频偏估计模块,

所述第一频偏估计模块用于利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计,得到第一次频偏估计值,使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿,得到第一次补偿的数据符号;

所述第二频偏估计模块用于利用所述第一次频偏估计模块得到第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计,得到第二次频偏估计值,使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿其中:

所述第二频偏估计模块进一步用于对第一次补偿的数据符号  $d'$  进行硬判决,选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果;计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积:  $s_n = d'_{n} \times (d''_{n})^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 计算  $s_n$  的相角:  $\Delta\theta_{data,n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ; 将相角  $\Delta\theta_{data,n}$

转化为频率值  $\Delta f_{data,n}$ :  $\Delta f_{data,n} = \frac{\Delta\theta_{data,n}}{2\pi \times t_1}$ , 由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data,n}$  得到第二次

频偏估计值  $\Delta f_2$ ,  $\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data,n}}{N}$ ; 其中  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个时隙内的

数据符号数;其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $d$  为补偿前接收到的数据符号。

## 一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法和装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及 LTE (Long Term Evolution, 长期演进) 系统中的频偏估计, 尤其涉及一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法和装置。

### 背景技术

[0002] 随着高速铁路和高速公路等的飞速发展, 列车时速提升至 200 ~ 250km, 磁悬浮列车最高时速可以达到 430km。交通的高速化给移动通信高速场景的覆盖提出了挑战。因此, 快速发展的高速铁路已成为移动话音和数据业务的新热点。3GPP 协议明确要求 LTE 可以支持最多 500km/h 的移动速率。

[0003] 高速铁路中, 由移动产生的多普勒频移会对接收数据产生相位偏转, 频偏越大, 相位偏转越严重, 对系统的相干解调性能的影响就越明显, 即车速越高多普勒频移对解调性能的影响越严重。

[0004] 为了减少频率偏移对性能的影响, 终端通常采用 AFC (Automatic Frequency Control, 自动频率控制) 技术进行载波频率跟踪, 而基站侧采用固定频点的载波频率进行信号接收。这种方法虽然减少了高速铁路沿线的终端对频偏的敏感, 但使得基站侧多普勒频偏最高可达实际频偏的两倍, 对基站抗频偏的性能提出了更高的要求。

[0005] 为了保证数据的解调性能, 需要对检测数据进行频率校正后再执行判决, 即接收端需要进行 FOE (Frequency Offset Estimation, 频偏估计) 和 FOC (Frequency Offset Calibration, 频偏校准) 操作。

[0006] 经典的频偏估计方法是利用导频序列或循环前缀。但是利用单个时隙内的导频符号或循环前缀进行频偏估计会由于序列较短或符号间干扰造成估计误差较大。利用两个时隙的导频进行频偏估计的方法虽然能够提高频偏估计的精度, 但不能用于子帧内两个时隙跳频的情况。因此, 目前对于子帧内时隙间跳频的 LTE 系统仍没有一个精确的频偏估计方法。

### 发明内容

[0007] 本发明要解决的技术问题就是提出一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法和装置, 在 LTE 系统中利用单时隙的信息获得精确的频偏估计。

[0008] 为了解决上述技术问题, 本发明提供一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计方法, 包括:

[0009] 接收数据, 利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值;

[0010] 使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号;

[0011] 利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值;

[0012] 使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿。

[0013] 进一步地,上述方法还可具有以下特点:

[0014] 若利用循环前缀进行第一次频偏估计,则包括如下步骤:

[0015] 计算循环前缀内的抽样值序列和数据符号最后 L 个抽样值序列的共轭相关之和:

$$e_n = \sum_{l=1}^L (d_{l,n})^* \cdot d'_{l,n}$$
 其中,  $\vec{d}_n = d_{1,n}, d_{2,n}, \dots, d_{L,n}$  是第 n 个数据符号的循环前缀的抽样值序列,  $\vec{d}'_n = d'_{1,n}, d'_{2,n}, \dots, d'_{L,n}$  是第 n 个数据符号的最后 L 个抽样值序列, n 为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ , N 为一个时隙内的数据符号数, L 为循环前缀的长度;

[0016] 计算两个序列  $\vec{d}_n$  与  $\vec{d}'_n$  的相位差  $\Delta\theta_n = \arctan\left(\frac{\text{Im}(e_n)}{\text{Re}(e_n)}\right)$ ; 计算一个时隙内的频偏估计

值: 
$$\Delta f_{cp} = \frac{\sum_{n=1}^N \Delta\theta_n}{N \cdot 2 \cdot \pi \cdot t_{\text{sym}}}$$
 其中  $t_{\text{sym}}$  是一个数据符号的时域长度。

[0017] 进一步地,上述方法还可具有以下特点:

[0018] 若利用导频进行第一次频偏估计,则包括如下步骤:

[0019] 计算导频的信道估计为  $h_{j,k}$ , 其中, j 为时隙序号  $j = 1, 2, k$  为整数,  $k = 1, 2, \dots, K$ , K 为导频序列长度;

[0020] 利用信道估计  $h_{j,k}$  重构经过信道后接收的导频信号:  $r_{j,k}' = h_{j,k} \times r_{j,k}$ , 其中  $r_{j,k}$  为发送的导频信号;

[0021] 计算实际接收的导频信号  $P_{j,k}$  与  $r_{j,k}'$  共轭相乘:  $S_{j,k} = P_{j,k} \times r_{j,k}'^* \quad j = 1, 2, k = 1, 2, \dots, K$ ;

[0022] 将序列 S 和 P 经过离散傅里叶反变换 (IDFT) 变换到时域, 得到  $A = \text{IDFT}(S)$ ,  $B = \text{IDFT}(P)$ , 序列 A 和 B 长度为 K;

[0023] 将时域的两个序列相除得到  $g_k = \frac{A_k}{B_k}$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ ;

[0024] 将序列  $g_k$  的上半段和下半段分别求和:  $C_1 = \sum_{k=1}^{K/2} g_k$ ,  $C_2 = \sum_{k=K/2+1}^K g_k$ ;

[0025] 分别计算  $C_1$  和  $C_2$  的相角:  $\theta_{c_1} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_1)}{\text{Re}(C_1)}\right)$ ,  $\theta_{c_2} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_2)}{\text{Re}(C_2)}\right)$ ;

[0026] 计算频偏估计值:  $\Delta f_{RS} = \frac{2 \cdot (\theta_{c_2} - \theta_{c_1})}{2\pi \cdot T_s}$ , 其中  $T_s$  为一个正交频分复用符号周期。

[0027] 进一步地,上述方法还可具有以下特点:

[0028] 若利用循环前缀和导频进行第一次频偏估计,则频偏估计值为  $(1-\alpha) \Delta f_{cp} + \alpha \Delta f_{RS}$ , 其中  $\alpha \in [0, 1]$  是加权因子,  $\Delta f_{cp}$  为利用循环前缀计算得到的频偏估计值,  $\Delta f_{RS}$  为利用导频计算得到的频偏估计值。

[0029] 进一步地,上述方法还可具有以下特点:

[0030] 所述使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿,得到第一次补偿的数据符号的步骤中,

[0031] 第一次补偿的数据符号为:  $d' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_1 \times t_1 \times j}$ , 其中  $t_1$  是 d 和导频位置的时间间

隔,  $\Delta f_1$  为第一次频偏估计值,  $d$  为补偿前接收到的数据符号。

[0032] 进一步地, 上述方法还可具有以下特点:

[0033] 所述利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值的步骤包括:

[0034] 对第一次补偿的数据符号  $d'$  进行硬判决, 选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果;

[0035] 使用  $d''$  和  $d'$  进行第二次的频偏估计, 得到第二次频偏估计值。

[0036] 进一步地, 上述方法还可具有以下特点:

[0037] 所述使用  $d''$  和  $d'$  进行第二次的频偏估计, 得到第二次频偏估计值的步骤包括:

[0038] 计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积:  $s_n = d'_n \times (d''_n)^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个时隙内的数据符号数;

[0039] 计算  $s_n$  的相角:  $\Delta\theta_{data,n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ;

[0040] 将相角  $\Delta\theta_{data,n}$  转化为频率值  $\Delta f_{data,n}$ :  $\Delta f_{data,n} = \frac{\Delta\theta_{data,n}}{2\pi \times t_1}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $d$  为补偿前接收到的数据符号;

[0041] 由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data,n}$  得到第二次频偏估计值  $\Delta f_2$ ,

$$\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data,n}}{N}。$$

[0042] 进一步地, 上述方法还可具有以下特点:

[0043] 所述使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿的步骤中,

[0044] 得到的第二次补偿的数据符号为:  $d''' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_2 \times t_1 \times j}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $\Delta f_2$  为第二次频偏估计值,  $d$  为补偿前接收到的数据符号。

[0045] 为了解决上述技术问题, 本发明提供一种 LTE 系统中的单时隙频偏估计装置, 包括相连的第一频偏估计模块和第二频偏估计模块,

[0046] 所述第一频偏估计模块用于利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值, 使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号;

[0047] 所述第二频偏估计模块用于利用所述第一频偏估计模块得到第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值, 使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿。

[0048] 进一步地, 上述装置还可具有以下特点:

[0049] 所述第二频偏估计模块进一步用于对第一次补偿的数据符号  $d'$  进行硬判决, 选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果; 计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积:

$s_n = d'_n \times (d''_n)^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 计算  $s_n$  的相角:  $\Delta\theta_{data,n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ; 将相角  $\Delta\theta_{data,n}$

转化为频率值  $\Delta f_{data,n}$ :  $\Delta f_{data,n} = \frac{\Delta\theta_{data,n}}{2\pi \times t_1}$ , 由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data,n}$  得到第二次

频偏估计值  $\Delta f_2$ ,  $\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data,n}}{N}$ ; 其中  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个时隙内的

数据符号数; 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $d$  为补偿前接收到的数据符号。

[0050] 本发明充分利用 LTE 系统中的循环前缀, 导频和数据符号进行频偏估计, 分两次对数据进行频偏补偿, 可以提高单时隙内的频偏估计精度, 尤其适用于时隙间跳频的 LTE 系统。

### 附图说明

[0051] 图 1 是本发明实施例的方法流程图;

[0052] 图 2 是本发明实施例的装置示意图。

### 具体实施方式

[0053] 本发明的基本思想是先利用循环前缀和 / 或单个导频第一次估计频偏, 并对数据做第一次相位补偿, 再利用补偿后的数据进行第二次估计频偏, 得到精确的频偏值, 并用精确的频偏值重新对数据补偿, 从而提高单时隙频偏估计的精度和系统解调性能。

[0054] 具体地, 包括:

[0055] 接收数据, 利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值  $\Delta f_1$ ;

[0056] 使用  $\Delta f_1$  对接收到的数据符号  $d$  进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号  $d'$ ;

[0057] 利用所述第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值  $\Delta f_2$ ;

[0058] 使用  $\Delta f_2$  对所述接收到的数据符号  $d$  进行补偿。

[0059] 下面结合附图及具体实施例对本发明进行详细说明。

[0060] 如图 1 所示, 为本发明实施例的单时隙频偏估计方法流程图, 本实施例可应用于基站的接收端, 终端的接收端也可采用类似的方法:

[0061] 步骤 101, 接收数据, 针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值  $\Delta f_1$ ;

[0062] 其中, 可利用循环前缀 (CP) 进行频偏估计, 也可以利用单个频域导频序列变换到时域后进行频偏估计, 两种方法也可以结合使用:

[0063] 方法一: 取出 SC-FDMA (单载波频分多址) 符号内的循环前缀, 并进行频偏估计

[0064] 假设一个时隙内共有  $N$  个数据符号, 第  $n$  个数据符号的循环前缀的抽样值序列为  $\vec{d}_n = d_{1,n}, d_{2,n}, \dots, d_{L,n}$ , 其中  $L$  是循环前缀的长度,  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 第  $n$  个数据符号的最后  $L$  个抽样值是  $\vec{d}'_n = d'_{1,n}, d'_{2,n}, \dots, d'_{L,n}$ , 那么频偏估计如下:

[0065] 1、计算循环前缀内的抽样值序列和数据符号最后  $L$  个抽样值序列的共轭相关之和:

$$e_n = \sum_{l=1}^L (d_{l,n})^* \cdot d'_{l,n};$$

[0066] 2、计算两个序列  $\vec{d}_n$  与  $\vec{d}'_n$  的相位差  $\Delta \theta_n = \arctan\left(\frac{\text{Im}(e_n)}{\text{Re}(e_n)}\right)$ ;



[0067] 3、计算一个时隙内的频偏估计值：
$$\Delta f_{cp} = \frac{\sum_{n=1}^N \Delta \theta_n}{N \cdot 2 \cdot \pi \cdot t_{sym}}$$
 其中  $t_{sym}$  是一个数据符号

(即 SC-FDMA 符号) 的时域长度。

[0068] 方法二:利用导频进行第一次频偏估计;

[0069] 假设接收第  $j$  个时隙的 DMRS (demodulation reference symbol, 解调参考符号, 即导频) 序列为  $P_{j,k}$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , 发送的导频信号为  $r_{j,k}$ ;

[0070] 1、计算导频的信道估计为  $h_{j,k}$ , 其中,  $j$  为时隙序号  $j = 1, 2$ ,  $k$  为整数,  $k = 1, 2, \dots, K$ ,  $K$  为导频序列长度;

[0071] 2、利用信道估计  $h_{j,k}$  重构经过信道后接收的 DMRS 信号  $r_{j,k}' = h_{j,k} \times r_{j,k}$ ;

[0072] 3、计算实际接收导频信号  $P_{j,k}$  与重构的接收导频信号  $r_{j,k}'$  共轭相乘  $S_{j,k} = P_{j,k} \times r_{j,k}'^*$   $j = 1, 2, k = 1, 2, \dots, K$ ;

[0073] 4、将序列  $S$  和  $P$  经过 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform, 离散傅里叶反变换) 变换到时域, 得到  $A = \text{IDFT}(S)$ ,  $B = \text{IDFT}(P)$ , 序列  $A$  和  $B$  长度为  $K$ ;

[0074] 5、时域的两个序列相除得到  $g_k = \frac{A_k}{B_k}$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ ;

[0075] 6、序列  $g_k$  的上半段和下半段分别求和： $C_1 = \sum_{k=1}^{K/2} g_k$ ,  $C_2 = \sum_{k=K/2+1}^K g_k$ ;

[0076] 7、分别计算  $C_1$  和  $C_2$  的相角： $\theta_{c_1} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_1)}{\text{Re}(C_1)}\right)$ ,  $\theta_{c_2} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(C_2)}{\text{Re}(C_2)}\right)$ ;

[0077] 8、计算频偏  $\Delta f_{RS} = \frac{2 \cdot (\theta_{c_2} - \theta_{c_1})}{2\pi \cdot T_s}$ , 这里的  $T_s$  为一个 OFDM (Orthogonal Frequency

Division Multiplexing, 正交频分复用) 符号周期, 即  $T_s = 2048 / (30.72 \times 10^6)$  秒。

[0078] 最终的  $\Delta f_1$  可以是  $\Delta f_{cp}$  或  $\Delta f_{RS}$ , 或  $(1-\alpha) \Delta f_{cp} + \alpha \Delta f_{RS}$ , 其中  $\alpha \in [0, 1]$  是加权因子。

[0079] 步骤 102, 用  $\Delta f_1$  对接收到的数据符号进行第一次频偏补偿;

[0080] 若补偿前接收到的数据符号为  $d$ , 则补偿后的数据符号为： $d' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_1 \times t_1 \times j}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔。

[0081] 步骤 103, 对补偿后的数据符号  $d'$  硬判决, 选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果;

[0082] 步骤 104, 用  $d''$  和  $d'$  进行第二次的频偏估计, 即按如下操作:

[0083] 1、计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积： $s_n = d'_n \times (d''_n)^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ;

[0084] 2、计算  $s_n$  的相角： $\Delta \theta_{data,n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ;

[0085] 3、将相角  $\Delta \theta_{data,n}$  转化为频率值  $\Delta f_{data,n}$ ： $\Delta f_{data,n} = \frac{\Delta \theta_{data,n}}{2\pi \times t_1}$ , 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位

置的时间间隔;

[0086] 4、由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和本次估计出的  $\Delta f_{data,n}$  得到第二次频偏估计值即最

终的频偏估计  $\Delta f_2$ , 
$$\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data,n}}{N}.$$

[0087] 步骤 105, 用  $\Delta f_2$  对接收到的数据符号进行补偿, 即第二次补偿的数据符号为:  

$$d'' = d \times e^{-2\pi \times \Delta f_2 \times t_1 \times j}.$$

[0088] 与现有的频偏估计方法相比, 本方法综合利用了循环前缀、导频序列和数据信息进行频偏估计。提高了单时隙频偏估计的精度, 解决了 LTE 系统中子帧内时隙间跳频时的频偏估计问题。

[0089] 如图 2 所示, 本发明实施例的 LTE 系统中的单时隙频偏估计装置, 可应用于基站或终端的接收端, 包括相连的第一频偏估计模块和第二频偏估计模块,

[0090] 所述第一频偏估计模块用于利用循环前缀和 / 或导频针对单个时隙进行第一次频偏估计, 得到第一次频偏估计值, 使用所述第一次频偏估计值对接收到的数据符号进行补偿, 得到第一次补偿的数据符号;

[0091] 所述第二频偏估计模块用于利用所述第一频偏估计模块得到第一次补偿的数据符号进行第二次频偏估计, 得到第二次频偏估计值, 使用第二次频偏估计值对所述接收到的数据符号进行补偿。

[0092] 优选地, 所述第二频偏估计模块进一步用于对第一次补偿的数据符号  $d'$  进行硬判决, 选择星座图上与  $d'$  欧式距离最小的星座点  $d''$  作为判决结果; 计算  $d'$  和  $d''$  的共轭乘积:  $s_n = d'_n \times (d''_n)^*$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 计算  $s_n$  的相角:  $\Delta \theta_{data,n} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(s_n)}{\text{Re}(s_n)}\right)$ ; 将相角

$\Delta \theta_{data,n}$  转化为频率值  $\Delta f_{data,n}$ :  $\Delta f_{data,n} = \frac{\Delta \theta_{data,n}}{2\pi \times t_1}$ , 由第一次频偏估计值  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_{data,n}$  得

到第二次频偏估计值  $\Delta f_2$ , 
$$\Delta f_2 = \Delta f_1 + \frac{\sum_{n=1}^N \Delta f_{data,n}}{N};$$
 其中  $n$  为整数,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为一个

时隙内的数据符号数; 其中  $t_1$  是  $d$  和导频位置的时间间隔,  $d$  为补偿前接收到的数据符号。

[0093] 当然, 本发明还可有其它多种实施例, 在不背离本发明精神及其实质的情况下, 熟悉本领域的技术人员当可根据本发明作出各种相应的改变和变形, 但这些相应的改变和变形都应属于本发明所附的权利要求的保护范围。

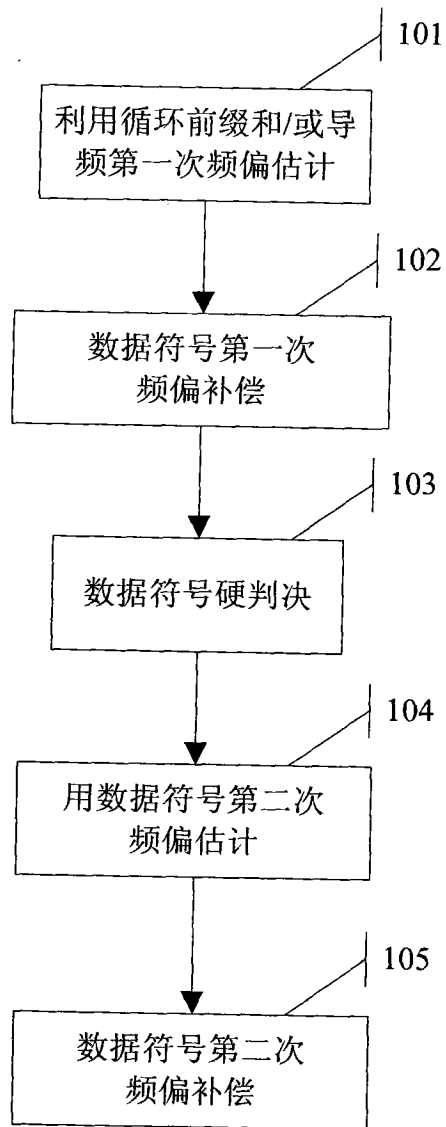


图 1

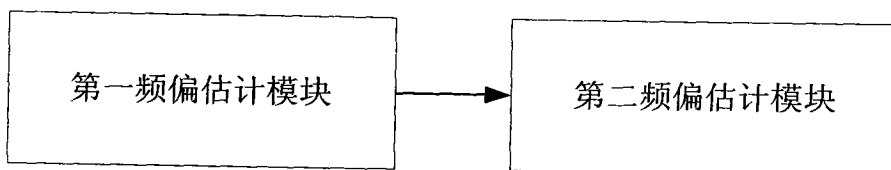


图 2