



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110493156 B

(45) 授权公告日 2021.06.01

(21) 申请号 201910779864.0

(22) 申请日 2019.08.22

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110493156 A

(43) 申请公布日 2019.11.22

(73) 专利权人 西安电子科技大学  
地址 710071 陕西省西安市太白南路2号

(72) 发明人 李晓辉 谢羿 刘佳文

(74) 专利代理机构 陕西电子工业专利中心  
61205

代理人 田文英 王品华

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 102137049 A, 2011.07.27

CN 102130880 A, 2011.07.20

US 2019215218 A1, 2019.07.11

Jun-Han Oh et al. Blind Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems with Constant Modulus Constellations.《IEEE Communications Letters》.2011,第15卷(第9期),

赵海龙等.基于星座点特征的OFDM残留频偏跟踪算法.《信号处理》.2012,(第2期),

审查员 牛莎

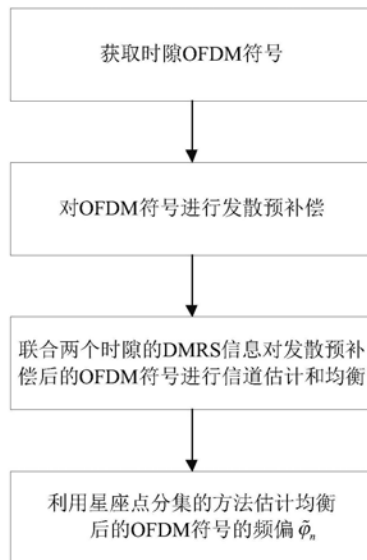
权利要求书3页 说明书7页 附图2页

(54) 发明名称

5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其步骤包括:1、获取时隙OFDM符号;2、对OFDM符号进行发散预补偿;3、联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡;4、利用星座点分集的方法估计均衡后的OFDM符号的频偏 $\tilde{\varphi}_n$ 。本发明克服了现有技术在DMRS只存在于一个符号,利用DMRS估计出的信道值并不能代表一个时隙14个OFDM符号的信道情况,进而导致频偏估计不准的问题,提高了频偏估计的精度;同时也克服了现有技术中需要发送额外的已知训练序列,减少了频偏估计方法在5G移动通信系统中带宽和功率资源的占用。



1. 一种5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征在于,在正交频分复用OFDM系统的接收端对OFDM符号进行发散预补偿,联合两个时隙的解调参考信号DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡,利用星座点分集的方法估计均衡后的OFDM符号的频偏;该方法的具体步骤包括如下:

步骤1,获取时隙OFDM符号:

用户接收端将实时接收到的来自于基站的下行信号,经过主同步序列和辅同步序列同步之后,得到每一帧无线帧的帧头位置;通过无线帧的帧头位置,得到用户数据信息的时隙头位置;通过时隙头提取连续两个完整时隙共28个OFDM符号;

步骤2,对OFDM符号进行发散预补偿:

利用发散预补偿公式,对两个完整时隙的28个OFDM符号中每个子载波进行发散预补偿;

步骤3,联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡:

将发散预补偿后的OFDM符号依次进行去CP和快速傅里叶变换FFT转换,得到频域OFDM符号;

利用最小二乘LS公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号进行LS信道估计,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $H_a'$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $H_b'$ ;

利用线性插值公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的子载波进行插值,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_a$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_b$ ;

将第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_a$ ,作为第一个时隙中前半时隙OFDM符号的信道估计值,将第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_b$ ,作为第二个时隙中前半时隙OFDM符号的信道估计值;

利用频域联合辅助信道估计公式,计算第 $(a+b)/2$ 个OFDM符号的信道估计值 $H_c$ ,作为第一个时隙中后半时隙的信道估计值;

利用迫零ZF均衡公式,对第一个时隙中14个OFDM符号进行均衡,得到均衡后的OFDM符号 $Y_n'$ ;

步骤4,利用星座点分集的方法估计均衡后的OFDM符号的频偏 $\tilde{\varphi}_n$ :

第一步,利用下述星座点分集公式,分别计算均衡后的第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号 $Y_a'$ ,第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的后一个OFDM符号 $Y_{a+1}'$ ,频域联合辅助信道估计出的OFDM符号 $Y_c'$ 以及频域联合辅助信道估计出的OFDM符号的后一个OFDM符号 $Y_{c+1}'$ 所对应的初始频偏值;

$$\hat{\varphi}_n = \frac{N_{FFT} \times (\arg(E[R_n^1]) + \arg(E[R_n^2]) + \arg(E[R_n^3]) + \arg(E[R_n^4]))}{4 \times (N_{FFT} - 1)}$$

其中, $\hat{\varphi}_n$ 表示均衡后第n个OFDM符号的初始频偏值, $n=a, a+1, c, c+1$ ,a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $c=(a+b)/2$ ,b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数, $\arg[\cdot]$ 表示取相位角操作, $E[\cdot]$ 表

示取数学期望操作,  $R_n^1$ 表示均衡后第n个OFDM符号中分布在第一象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^2$ 表示均衡后第n个OFDM符号中分布在第二象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^3$ 表示均衡后第n个OFDM符号中分布在第三象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^4$ 表示均衡后第n个OFDM符号中分布在第四象限中离原点最远的星座点组成的子集;

第二步,按照下式,计算均衡后每个OFDM符号的频偏值;

$$\tilde{\varphi}_n = \begin{cases} \hat{\varphi}_a + (n-a) \times (\hat{\varphi}_{a+1} - \hat{\varphi}_a), & n = 1, 2, \dots, 7 \\ \hat{\varphi}_c + (n-c) \times (\hat{\varphi}_{c+1} - \hat{\varphi}_c), & n = 8, 9, \dots, 14 \end{cases}$$

其中,  $\tilde{\varphi}_n$ 表示均衡后的第n个OFDM符号的频偏值,  $1 \leq n \leq 14$ 。

2. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征在于,步骤1中所述的连续两个完整时隙共28个OFDM符号是指,在5G移动通信系统中一个完整时隙拥有14个OFDM符号信息,故两个完整时隙总共拥有28个OFDM符号信息。

3. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征在于,步骤2中所述的发散预补偿公式如下:

$$\mathbf{y}_n'(k) = \mathbf{y}_n(k) e^{-j(k-1)\varphi_n/N_{FFT}}$$

其中,  $\mathbf{y}_n'(k)$ 表示发散预补偿后的第n个OFDM符号中第k个子载波的信息,  $1 \leq n \leq 28, 1 \leq k \leq N_{FFT}, N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数,  $\mathbf{y}_n(k)$ 表示未补偿的第n个OFDM符号中第k个子载波的信息,  $e$ 表示以自然常数e为底的指数操作,  $j$ 表示虚数单位符号,  $\varphi_n$ 表示第n个OFDM符号CP信息与尾部同样长度的数据信息进行共轭相乘得到的粗频偏估计值。

4. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征在于,步骤3中所述的最小二乘LS公式如下:

$$\mathbf{H}_i'(k) = \frac{\mathbf{Y}_i(k)}{\mathbf{X}_i(k)}$$

其中,  $\mathbf{H}_i'(k)$ 表示第i个OFDM符号的LS信道估计值,  $i = a, b$ ,  $a$ 表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $b$ 表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $k = 1, 3, 5, \dots, N_{FFT} - 1, N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数,  $\mathbf{Y}_i(k)$ 表示第i个OFDM符号上DMRS信息,  $\mathbf{X}_i(k)$ 表示每个时隙中第i个DMRS对应的本地频域DMRS信息。

5. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征在于,步骤3中所述的线性插值公式如下:

$$\mathbf{H}_i(k) = \begin{cases} \mathbf{H}_i'(k), & k \text{为奇数} \\ (\mathbf{H}_i'(k-1) + \mathbf{H}_i'(k+1))/2, & k \text{为偶数} \end{cases}$$

其中,  $\mathbf{H}_i(k)$ 表示经过线性插值后第i个OFDM符号的信道估计值,  $i = a, b$ ,  $a$ 表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $b$ 表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $1 \leq k \leq N_{FFT}, N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数,  $\mathbf{H}_i'(k)$ 表示第i个OFDM符号的LS信道估计值。

6. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征  
在于,步骤3中所述的频域联合辅助信道估计公式如下:

$$\mathbf{H}_c(k) = 0.5 \times (|\mathbf{H}_a(k)| + |\mathbf{H}_b(k)|) \times e^{j0.5 * (\arg(\mathbf{H}_a(k)) + \arg(\mathbf{H}_b(k)))}$$

其中, $\mathbf{H}_c(k)$ 表示第c个OFDM符号的信道估计值, $c = (a+b) / 2$ ,a表示第一个时隙中第一个  
存在DMRS信息的OFDM符号序号,b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  
 $1 \leq k \leq N_{\text{FFT}}$ , $N_{\text{FFT}}$ 表示快速傅里叶变换点数, $|\cdot|$ 表示取绝对值操作, $\mathbf{H}_a(k)$ 表示经过线性插  
值后第a个OFDM符号的信道估计值, $\mathbf{H}_b(k)$ 表示经过线性插值后第b个OFDM符号的信道估计  
值,e表示以自然常数e为底的指数操作,j表示虚数单位符号, $\arg[\cdot]$ 表示取相位角操作。

7. 根据权利要求1所述的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,其特征  
在于,步骤3中所述的迫零ZF均衡公式如下:

$$\mathbf{Y}'_n = \begin{cases} (\mathbf{H}_a^H \mathbf{H}_a)^{-1} \mathbf{H}_a^H \mathbf{Y}_n, & n = 1, 2, \dots, 7 \\ (\mathbf{H}_c^H \mathbf{H}_c)^{-1} \mathbf{H}_c^H \mathbf{Y}_n, & n = 8, 9, \dots, 14 \end{cases}$$

其中, $\mathbf{Y}'_n$ 表示经过均衡以后第n个OFDM符号信息, $\mathbf{H}_a^H$ 表示第a个OFDM符号的信道估计值  
的共轭转置,a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $\mathbf{H}_a$ 表示第a个OFDM  
符号的信道估计值, $\mathbf{Y}_n$ 表示第n个OFDM符号信息, $1 \leq n \leq 14$ , $\mathbf{H}_c^H$ 表示第c个OFDM符号的信道估  
计值的共轭转置, $\mathbf{H}_c$ 表示第c个OFDM符号的信道估计值, $c = (a+b) / 2$ ,b表示第二个时隙中第  
一个存在DMRS信息的OFDM符号序号。

## 5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于通信技术领域,更进一步涉及移动通信领域中的5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法。本发明可用于在5G移动通信中估计时隙OFDM符号的频偏。

### 背景技术

[0002] 随着移动互联网的高速发展和新的终端形态不断演进,数据业务的需求呈现指数级增长,第五代移动通信系统也就此拉开序幕。结构灵活、高速率、低时延的5G移动通信系统将会给用户带来全新的体验。5G中的关键技术正交频分复用OFDM具有高数据吞吐量传输,高频谱效率,易于实现,抗频率选择性衰落等特点。但OFDM容易受到载波频偏CF0的干扰,很小的频偏都会造成子载波间的非严格正交而导致载波间干扰ICI。在5G高频段的应用场景中,频偏对移动通信系统的影响将会更加剧烈。因此准确的CF0估计和补偿对于5G NR中OFDM无差错传输是不可或缺的。

[0003] OFDM频偏估计算法可分为基于数据辅助的CF0估计算法和基于非数据辅助的CF0估计算法。其中,非数据辅助性算法主要利用的是系统中已有的信号部分,以基于循环前缀CP的算法为代表。这类算法简单计算量小,但频偏估计精度受制于CP长度和信道情况。基于数据辅助的算法需要传输额外的已知数据,通过信道对已知数据的影响来估计频偏值,在这类算法中以基于训练序列和基于解调参考信号DMRS进行频偏估计的算法为代表。

[0004] 上海交通大学在其申请的专利文献“OFDM同步训练序列的生成方法和基于该训练序列的同步方法”(申请号:CN200610030331.5,公开号:CN101014029)中提出了一种基于训练序列的OFDM接收机频偏估计方法。该方法在发送端构造训练序列并发送,在接收端利用接收序列和发送序列之间的强相关性,通过双符号联合判决算法获得较优的粗定时同步估计,再采用余数定理算法对频偏进行估计。该方法虽然能够在5G移动通信系统中运用,但是,该方法存在的不足之处是,由于该方法需要发送额外的已知训练序列,将会造成带宽和功率资源的浪费,且在5G移动通信系统中不宜发送额外的训练序列。

[0005] 5G NR中由于DMRS的数量和位置灵活多变不固定,因而从一个时隙OFDM符号上存在的DMRS数量来看,就存在1个,2个,3个或者4个这四种可能的DMRS符号数量。通常OFDM频偏估计算法中利用多个符号上的DMRS进行频偏估计,但在DMRS只存在于一个符号的情况下,将会缺少频偏估计的必要条件,进而无法准确估计出频偏值。

[0006] Lmai S,Bourre A,Laot C在其发表的论文“An Efficient Blind Estimation of Carrier Frequency Offset in OFDM Systems”(IEEE Transactions on Vehicular Technology,2014,63(4):1945-1950)中提出了一种基于恒模星座调制OFDM系统的频偏估计方法。该方法在假定两个相邻OFDM符号信道环境不变的前提下,利用其相同子载波上接收数据的绝对值乘积来构建代价函数,并通过使代价函数最大化来估计CF0。该方法虽然能够在5G移动通信系统中运用,但是,该方法仍然存在的不足之处是,对于DMRS只存在于一个符号,利用DMRS估计出的信道值并不能代表一个时隙14个OFDM符号的信道情况。因此利用此算法对于一个时隙的OFDM符号进行频偏估计和补偿时,容易造成频偏估计不准,补偿失

效的情况,导致系统误码率急剧增加。

## 发明内容

[0007] 本发明的目的在于针对上述现有技术的不足,提供一种5G移动通信系统中基于星座点分集的频偏估计方法,用于解决在现有技术中发送额外的已知训练序列,将会造成带宽和功率资源的浪费,且在5G移动通信系统中不宜发送额外的训练序列问题以及对于DMRS只存在于一个符号,利用DMRS估计出的信道值并不能代表一个时隙14个OFDM符号的信道情况,进一步导致的频偏估计不准,误码率提升的问题。

[0008] 实现本发明目的的思路是:在OFDM系统的接收端通过发散预补偿,聚集星座点,对发散预补偿后的OFDM符号进行联合两时隙DMRS信息的信道估计与均衡,提高信道估计精度,再利用星座点分集的方法进行精准频偏估计,改善OFDM符号星座图发散和旋转状态。

[0009] 实现本发明目的的步骤如下:

[0010] 步骤1,获取时隙OFDM符号:

[0011] 用户接收端将实时接收到的来自于基站的下行信号,经过主同步序列和辅同步序列同步之后,得到每一帧无线帧的帧头位置;通过无线帧的帧头位置,得到用户数据信息的时隙头位置;通过时隙头提取连续两个完整时隙的28个OFDM符号;

[0012] 步骤2,对OFDM符号进行发散预补偿:

[0013] 利用发散预补偿公式,对两个完整时隙的28个OFDM符号中的每个子载波进行发散预补偿;

[0014] 步骤3,联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡:

[0015] 将发散预补偿后的OFDM符号依次进行去CP和快速傅里叶变换FFT转换,得到频域OFDM符号;

[0016] 利用最小二乘LS公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号进行LS信道估计,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $H_a'$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $H_b'$ ;

[0017] 利用线性插值公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的子载波进行插值,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_a$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_b$ ;

[0018] 将第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_a$ ,作为第一个时隙中前半个时隙OFDM符号的信道估计值,第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_b$ ,作为第二个时隙中前半个时隙OFDM符号的信道估计值;

[0019] 利用频域联合辅助信道估计公式,计算第 $(a+b)/2$ 个OFDM符号的信道估计值 $H_c$ ,并作为第一个时隙中后半个时隙的信道估计值;

[0020] 利用迫零ZF均衡公式,对第一个时隙中14个OFDM符号进行均衡,得到均衡后的OFDM符号 $Y_n'$ ;

[0021] 步骤4,利用星座点分集的方法估计均衡后的OFDM符号的频偏 $\tilde{\varphi}_n$ ;

[0022] 第一步,利用下述星座点分集公式,分别计算均衡后的第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号 $Y_a'$ ,第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的后一个OFDM符

号 $Y_{a+1}'$ ,频域联合辅助信道估计出的OFDM符号 $Y_c'$ 以及频域联合辅助信道估计出的OFDM符号的后一个OFDM符号 $Y_{c+1}'$ 所对应的初始频偏值;

$$[0023] \quad \hat{\varphi}_n = \frac{N_{FFT} \times (\arg(E[R_n^1]) + \arg(E[R_n^2]) + \arg(E[R_n^3]) + \arg(E[R_n^4]))}{4 \times (N_{FFT} - 1)}$$

[0024] 其中, $\hat{\varphi}_n$ 表示均衡后第n个OFDM符号的初始频偏值, $n=a, a+1, c, c+1$ ,a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $c=(a+b)/2$ ,b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数, $\arg[\cdot]$ 表示取相位角操作, $E[\cdot]$ 表示取数学期望操作, $R_n^1$ 表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第一象限中离原点最远的星座点组成的子集, $R_n^2$ 表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第二象限中离原点最远的星座点组成的子集, $R_n^3$ 表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第三象限中离原点最远的星座点组成的子集, $R_n^4$ 表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第四象限中离原点最远的星座点组成的子集;

[0025] 第二步,按照下式,得到均衡后的每个OFDM符号的频偏值;

$$[0026] \quad \tilde{\varphi}_n = \begin{cases} \hat{\varphi}_a + (n-a) \times (\hat{\varphi}_{a+1} - \hat{\varphi}_a), & n=1,2,\dots,7 \\ \hat{\varphi}_c + (n-c) \times (\hat{\varphi}_{c+1} - \hat{\varphi}_c), & n=8,9,\dots,14 \end{cases}$$

[0027] 其中, $\tilde{\varphi}_n$ 表示均衡后的第n个OFDM符号的频偏值, $1 \leq n \leq 14$ 。

[0028] 本发明与现有技术相比具有以下优点:

[0029] 第一,由于本发明在接收端联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计,克服了现有技术中DMRS只存在于一个符号,利用DMRS估计出的信道值并不能代表一个时隙14个OFDM符号的信道情况,进而导致频偏估计不准的问题,使得本发明在提升信道估计准确度的基础上,提高了频偏估计的性能。

[0030] 第二,由于本发明直接在接收端对OFDM符号进行发散预补偿,再利用星座点分集方法对均衡后的OFDM符号进行频偏估计,克服了现有技术中在系统之外还需要发送额外的已知训练序列,造成带宽和功率资源的浪费,且在5G移动通信系统中不宜发送额外的训练序列的缺点,使得本发明减少了频偏估计方法在5G移动通信系统中的带宽和功率资源占用。

## 附图说明

[0031] 图1为本发明的流程图;

[0032] 图2是本发明中联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计时的时频资源图;

[0033] 图3为本发明仿真实验结果图。

## 具体实施方式

[0034] 下面结合附图对本发明做进一步的描述。

[0035] 参照附图1,对本发明的方法做进一步描述。

[0036] 步骤1,获取时隙OFDM符号。

[0037] 用户接收端将实时接收到的来自于基站的下行信号,经过主同步序列和辅同步序列同步之后,得到每一帧无线帧的帧头位置;通过无线帧的帧头位置,得到用户数据信息的时隙头位置;通过时隙头提取连续两个完整时隙的28个OFDM符号。

[0038] 在5G移动通信系统中一个完整时隙拥有14个OFDM符号信息,故两个完整时隙总共拥有28个OFDM符号。

[0039] 步骤2,对OFDM符号进行发散预补偿。

[0040] 利用发散预补偿公式,对两个完整时隙的28个OFDM符号中的每个子载波进行发散预补偿。

[0041] 所述的发散预补偿公式如下:

$$[0042] \quad \mathbf{y}'_n(k) = \mathbf{y}_n(k) e^{-j(k-1)\varphi_n/N_{FFT}}$$

[0043] 其中, $\mathbf{y}'_n(k)$ 表示发散预补偿后的第n个OFDM符号中第k个子载波的信息, $1 \leq n \leq 28, 1 \leq k \leq N_{FFT}$ , $N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数, $\mathbf{y}_n(k)$ 表示未补偿的第n个OFDM符号中第k个子载波的信息, $e$ 表示以自然常数e为底的指数操作, $j$ 表示虚数单位符号, $\varphi_n$ 表示第n个OFDM符号CP信息与尾部同样长度的数据信息进行共轭相乘得到的粗频偏估计值。

[0044] 步骤3,联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡。

[0045] 将发散预补偿后的OFDM符号依次进行去CP和快速傅里叶变换FFT转换,得到频域OFDM符号。

[0046] 利用最小二乘LS公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号进行LS信道估计,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $\mathbf{H}'_a$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号LS信道估计值 $\mathbf{H}'_b$ 。

[0047] 所述的最小二乘LS公式如下:

$$[0048] \quad \mathbf{H}'_i(k) = \frac{\mathbf{Y}_i(k)}{\mathbf{X}_i(k)}$$

[0049] 其中, $\mathbf{H}'_i(k)$ 表示第i个OFDM符号的LS信道估计值, $i = a, b$ ,a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $k = 1, 3, 5, \dots, N_{FFT} - 1$ , $N_{FFT}$ 表示快速傅里叶变换点数。 $\mathbf{Y}_i(k)$ 表示第i个OFDM符号上DMRS信息, $\mathbf{X}_i(k)$ 表示每个时隙中第i个DMRS对应的本地频域DMRS信息。

[0050] 利用线性插值公式,对每个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的子载波进行插值,得到第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $\mathbf{H}_a$ 和第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $\mathbf{H}_b$ 。

[0051] 所述的线性插值公式如下:

$$[0052] \quad \mathbf{H}_i(k) = \begin{cases} \mathbf{H}'_i(k), & k \text{ 为奇数} \\ (\mathbf{H}'_i(k-1) + \mathbf{H}'_i(k+1)) / 2, & k \text{ 为偶数} \end{cases}$$

[0053] 其中, $\mathbf{H}_i(k)$ 表示经过线性插值后第i个OFDM符号的信道估计值, $i = a, b$ ,a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信



息的OFDM符号序号,  $1 \leq k \leq N_{\text{FFT}}$ ,  $N_{\text{FFT}}$ 表示快速傅里叶变换点数,  $H_i'(k)$ 表示第*i*个OFDM符号的LS信道估计值。

[0054] 将第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_a$ ,作为第一个时隙中前半个时隙OFDM符号的信道估计值,第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号信道估计值 $H_b$ ,作为第二个时隙中前半个时隙OFDM符号的信道估计值。

[0055] 利用频域联合辅助信道估计公式,计算第 $(a+b)/2$ 个OFDM符号的信道估计值 $H_c$ ,并作为第一个时隙中后半个时隙的信道估计值。

[0056] 所述的频域联合辅助信道估计公式如下:

$$[0057] \quad \mathbf{H}_c(k) = 0.5 \times (|\mathbf{H}_a(k)| + |\mathbf{H}_b(k)|) \times e^{j0.5(\arg(\mathbf{H}_a(k)) + \arg(\mathbf{H}_b(k)))}$$

[0058] 其中, $H_c(k)$ 表示第*c*个OFDM符号的信道估计值, $c = (a+b)/2$ ,*a*表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,*b*表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $1 \leq k \leq N_{\text{FFT}}$ , $N_{\text{FFT}}$ 表示快速傅里叶变换点数, $|\cdot|$ 表示取绝对值操作, $H_a(k)$ 表示经过线性插值后第*a*个OFDM符号的信道估计值, $H_b(k)$ 表示经过线性插值后第*b*个OFDM符号的信道估计值,*e*表示以自然常数*e*为底的指数操作,*j*表示虚数单位符号, $\arg[\cdot]$ 表示取相位角操作。

[0059] 利用迫零ZF均衡公式,对第一个时隙中14个OFDM符号进行均衡,得到均衡后的OFDM符号 $Y_n'$ 。

[0060] 所述的ZF均衡公式如下:

$$[0061] \quad \mathbf{Y}_n' = \begin{cases} (\mathbf{H}_a^H \mathbf{H}_a)^{-1} \mathbf{H}_a^H \mathbf{Y}_n, & n = 1, 2, \dots, 7 \\ (\mathbf{H}_c^H \mathbf{H}_c)^{-1} \mathbf{H}_c^H \mathbf{Y}_n, & n = 8, 9, \dots, 14 \end{cases}$$

[0062] 其中, $Y_n'$ 表示经过均衡以后第*n*个OFDM符号信息, $H_a^H$ 表示第*a*个OFDM符号的信道估计值的共轭转置,*a*表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号, $H_a$ 表示第*a*个OFDM符号的信道估计值, $Y_n$ 表示第*n*个OFDM符号信息, $1 \leq n \leq 14$ , $H_c^H$ 表示第*c*个OFDM符号的信道估计值的共轭转置, $H_c$ 表示第*c*个OFDM符号的信道估计值, $c = (a+b)/2$ ,*b*表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号。

[0063] 参照附图2,对本发明的联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡方法做进一步描述。

[0064] 图2中的横坐标代表OFDM符号,纵坐标代表子载波。灰色的格子代表解调参考信号DMRS信息,白色的格子代表OFDM符号中非DMRS信息。图2中箭头标示部分的内容表示频域联合辅助信道估计过程。

[0065] 步骤4,利用星座点分集的方法估计均衡后的OFDM符号的频偏 $\tilde{\varphi}_n$ 。

[0066] 第一步,利用下述星座点分集公式,分别计算均衡后的第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号 $Y_a'$ ,第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号的后一个OFDM符号 $Y_{a+1}'$ ,频域联合辅助信道估计出的OFDM符号 $Y_c'$ 以及频域联合辅助信道估计出的OFDM符号的后一个OFDM符号 $Y_{c+1}'$ 所对应的初始频偏值。

$$[0067] \quad \hat{\varphi}_n = \frac{N_{\text{FFT}} \times (\arg(E[R_n^1]) + \arg(E[R_n^2]) + \arg(E[R_n^3]) + \arg(E[R_n^4]))}{4 \times (N_{\text{FFT}} - 1)}$$

[0068] 其中,  $\hat{\varphi}_n$  表示均衡后第n个OFDM符号的初始频偏值,  $n=a, a+1, c, c+1$ , a表示第一个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $c=(a+b)/2$ , b表示第二个时隙中第一个存在DMRS信息的OFDM符号序号,  $N_{\text{FFT}}$  表示快速傅里叶变换点数,  $\arg[\cdot]$  表示取相位角操作,  $E[\cdot]$  表示取数学期望操作,  $R_n^1$  表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第一象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^2$  表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第二象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^3$  表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第三象限中离原点最远的星座点组成的子集,  $R_n^4$  表示均衡后第n个OFDM符号里分布在第四象限中离原点最远的星座点组成的子集。

[0069] 第二步,按照下式,得到均衡后的每个OFDM符号的频偏值。

$$[0070] \quad \tilde{\varphi}_n = \begin{cases} \hat{\varphi}_a + (n-a) \times (\hat{\varphi}_{a+1} - \hat{\varphi}_a), & n=1, 2, \dots, 7 \\ \hat{\varphi}_c + (n-c) \times (\hat{\varphi}_{c+1} - \hat{\varphi}_c), & n=8, 9, \dots, 14 \end{cases}$$

[0071] 其中,  $\tilde{\varphi}_n$  表示均衡后的第n个OFDM符号的频偏值,  $1 \leq n \leq 14$ 。

[0072] 下面结合仿真实验对本发明的效果作进一步的说明。

[0073] 1. 仿真实验条件:

[0074] 本发明的仿真实验的硬件平台为:处理器为Intel i5-6500 CPU,主频为3.2GHz,内存8GB。

[0075] 本发明的仿真实验的软件平台为:Windows 7操作系统,Matlab2014.a和Keysight Signal Studio Pro for 5G NR。

[0076] 2. 仿真内容及其结果分析:

[0077] 本发明的仿真实验是分别利用本发明和一个现有技术分别对一个时隙的OFDM符号频偏进行估计,得到如图3所示的仿真结果。

[0078] 所述现有技术是指Lmai S, Bourre A, Laot C在其发表的论文“An Efficient Blind Estimation of Carrier Frequency Offset in OFDM Systems”(IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4):1945-1950)中提出了一种基于恒模星座调制OFDM系统的频偏估计方法。

[0079] 本发明仿真实验的接收信号来自于Keysight Signal Studio Pro for 5G NR产生的工作频点在2.5GHz,子载波间隔为15kHz,FFT大小为4096,数据信息调制方式为16-QAM,解调参考信号DMRS调制方式为QPSK,解调参考信号DMRS在一个时隙中配置于一个OFDM符号上,信道模型为莱斯多径信道的模拟基站信号。

[0080] 仿真实验中,利用现有技术对接收的OFDM符号上相同子载波的数据绝对值乘积来构建代价函数,并通过使代价函数最大化来估计频偏,并利用得到的频偏对一个时隙的OFDM符号进行补偿,得到补偿后的一个时隙OFDM符号星座图。利用本发明中引入联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡技术,并通过星座点分集方法估计均衡后的OFDM符号频偏,对一个时隙的OFDM符号进行补偿,仿真得到补偿后的一个时隙OFDM符号星座图,如图3(a)所示。

[0081] 仿真实验中,利用本发明的方法引入联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的

OFDM符号进行信道估计和均衡,并通过星座点分集方法估计均衡后的OFDM符号频偏,对一个时隙的OFDM符号进行补偿,仿真得到补偿后的一个时隙OFDM符号星座图,如图3(b)所示。

[0082] 参照附图3对本发明的仿真实验结果作进一步描述。

[0083] 图3中横坐标表示OFDM符号实部大小,纵坐标表示OFDM符号虚部大小。图3(a)中的星座点代表现有技术对接收的OFDM符号上相同子载波的数据绝对值乘积来构建代价函数,并通过使代价函数最大化来估计频偏,并利用得到的频偏对一个时隙的OFDM符号进行补偿,得到补偿后的一个时隙OFDM符号星座图。图3(b)中的星座点代表本发明中引入联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡技术,并通过星座点分集方法估计均衡后的OFDM符号频偏,对一个时隙的OFDM符号进行补偿,得到补偿后的一个时隙OFDM符号星座图。

[0084] 由图3(a)和图3(b)可见,本发明中引入联合两个时隙的DMRS信息对发散预补偿后的OFDM符号进行信道估计和均衡,并通过星座点分集方法估计均衡后的OFDM符号频偏,可以获得更好的星座图质量,更加准确的频偏估计精度。

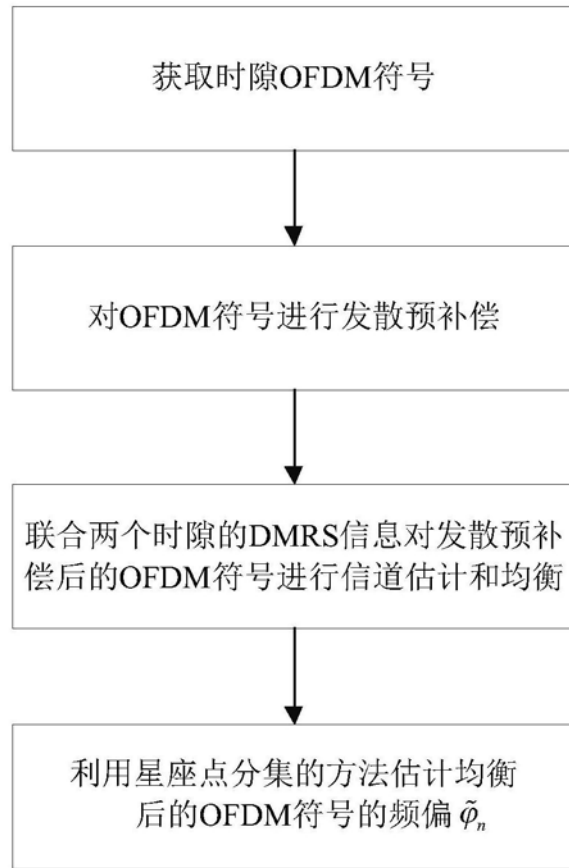


图1

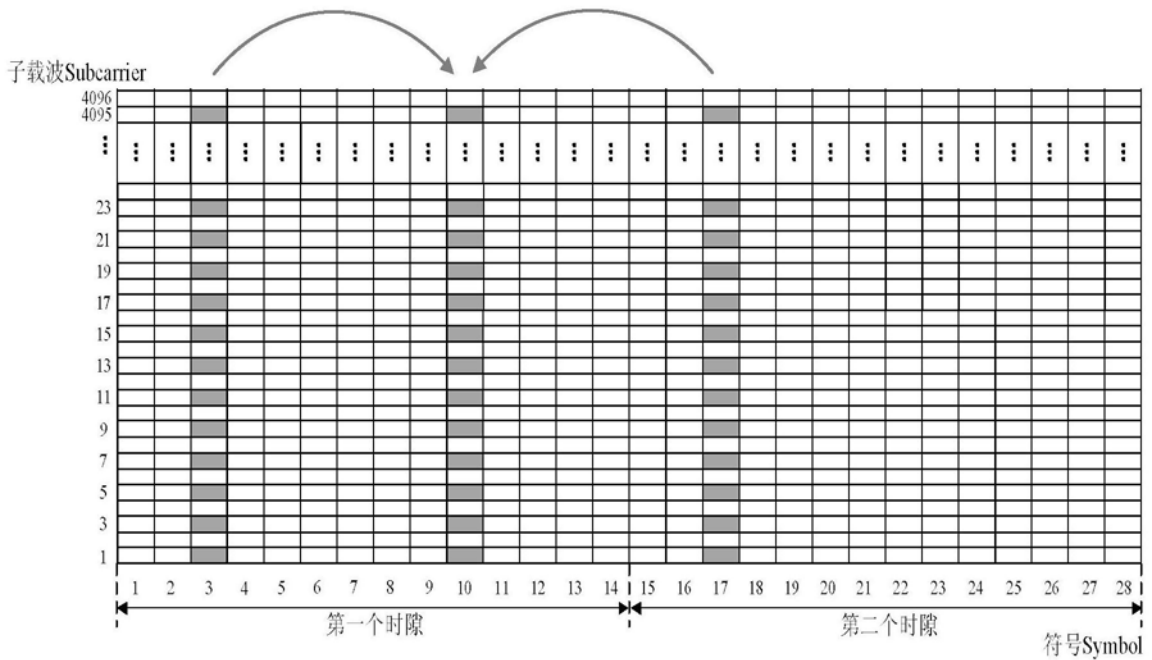
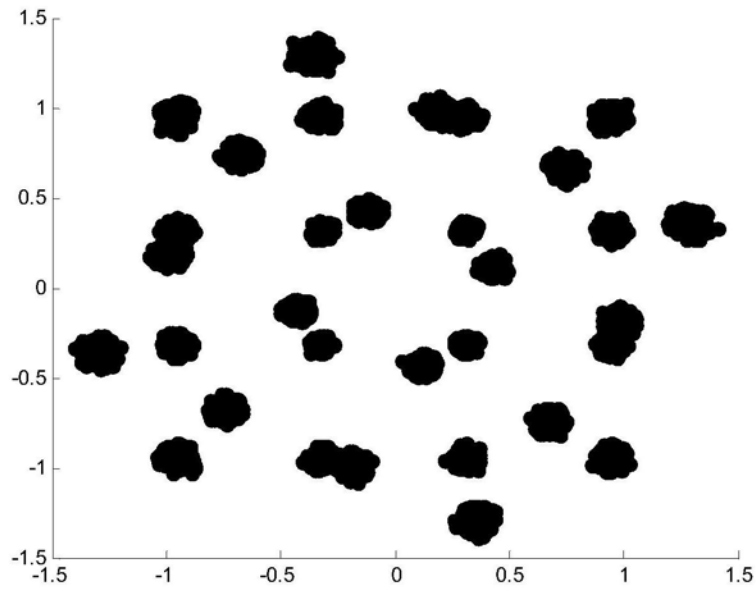
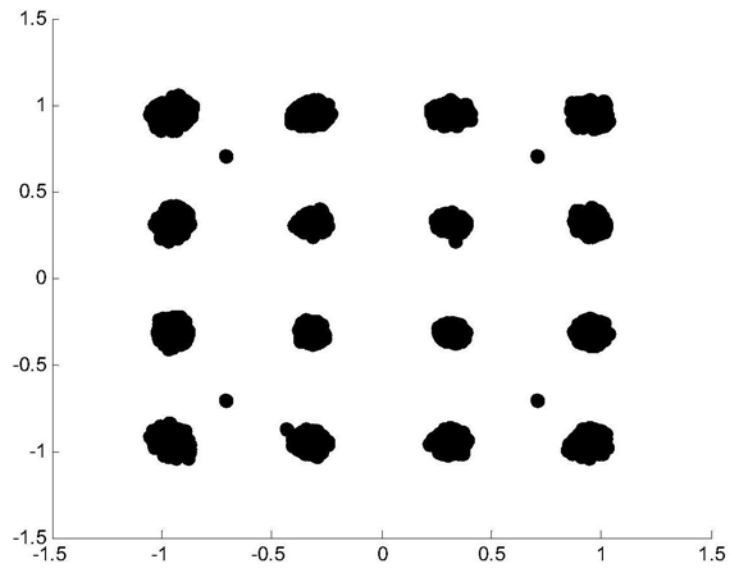


图2



(a)



(b)

图3