



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101909024 B

(45) 授权公告日 2014. 06. 11

(21) 申请号 200910146428. 6

Offset Estimation in OFDM systems. 《ISWPC 2009. 4th》. 2009, 第 351 至 354 页.

(22) 申请日 2009. 06. 03

审查员 付圆媛

(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科技南路 55 号

(72) 发明人 姚扬中 曹南山 李强 邱宁 张涛 游月意

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有 限责任公司 11240

代理人 余刚 吴孟秋

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006. 01)

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1838654 A, 2006. 09. 27, 全文.

CN 1909526 A, 2007. 02. 07, 全文.

CN 1937607 A, 2007. 03. 28, 全文.

US 7443826 B1, 2008. 10. 28, 全文.

Hyungu Hwang 等. Doppler Frequency

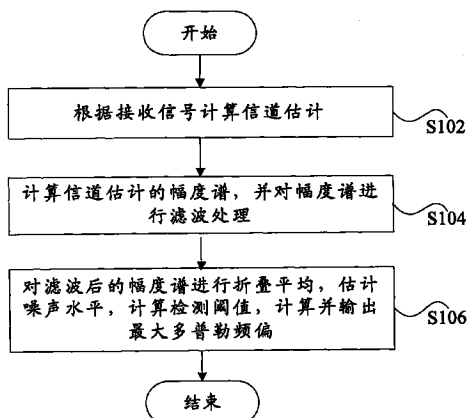
权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

最大多普勒频偏的估计方法和装置

(57) 摘要

本发明公开了一种最大多普勒频偏的估计方法和装置,该方法包括:根据接收信号计算信道估计;计算信道估计的幅度谱,并对幅度谱进行滤波处理;对滤波后的幅度谱进行折叠平均,估计噪声水平,计算检测阈值,计算并输出最大多普勒频偏。通过本发明解决了获取多频偏信息的算法估计值的稳定性差或估计精度低的问题,进而提高了稳定性,并能获得较高的估计精度。



1. 一种最大多普勒频偏的估计方法,其特征在于,包括:

根据接收信号计算信道估计;

计算所述信道估计的幅度谱,并对所述幅度谱进行滤波处理;

对滤波后的所述幅度谱进行折叠平均,根据折叠平均后的幅度谱的最大值和折叠平均后的幅度谱的部分频谱的平均值估计折叠平均后的幅度谱的噪声水平,根据折叠平均后的幅度谱的最大值和折叠平均后的幅度谱的部分频谱的平均值计算折叠平均后的幅度谱的检测阈值,根据折叠平均后的幅度谱和检测阈值计算折叠平均后的幅度谱的最大多普勒频偏;

根据所述噪声水平和所述最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,通过以下公式对所述幅度谱进行滤波处理:

$\hat{Y}_{sm}(k) = \sum_{-L \leq n \leq L} \hat{Y}(\text{mod}(k-n, M))h(k)$ , 其中,  $h(k)$  为滤波器系数,  $\text{mod}(\cdot, M)$  为对  $M$  进行模运算,  $M$  为 FFT 变换的点数,  $0 \leq k < M$ 。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,通过以下公式对滤波后的所述幅度谱进行折叠平均:

$\hat{Y}_{half}(k) = (\hat{Y}_{sm}(k) + \hat{Y}_{sm}(\text{mod}(M-k, M))) / 2$ , 其中,  $\hat{Y}_{sm}(k)$  为滤波后的所述幅度谱,  $\text{mod}(\cdot, M)$  为对  $M$  进行模运算,  $0 \leq k < \frac{M}{2}$ 。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,估计所述噪声水平包括:

计算折叠平均后的所述幅度谱的最大值:  $\hat{Y}_{max} = \max_{0 \leq k < \frac{M}{2}} \{\hat{Y}_{half}(k)\}$ , 其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为折叠平均后的所述幅度谱;

计算折叠平均后的所述幅度谱的部分频谱的平均值:  $\hat{N} = \frac{\text{mean}\{\hat{Y}_{half}(k)\}}{4}$ ; 其中,  $M$  为 FFT 变换的点数;

计算所述噪声水平为  $\hat{N}_0$ :  $\hat{N}_0 = \hat{N} / \hat{Y}_{max}$ 。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,计算所述检测阈值包括:

所述检测阈值  $thr$  为  $thr = \hat{Y}_{max} \cdot \alpha + \hat{N} \cdot (1 - \alpha)$ , 其中,  $\alpha$  为预设小于 1 的常数,  $\hat{Y}_{max}$  为所述幅度谱的最大值,  $\hat{N}$  为折叠平均后的所述幅度谱中部分频谱的平均值。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,计算所述最大多普勒频偏包括:

根据以下公式搜索出谱值大于阈值的最大索引  $k_{edge} = \max\{k; |\hat{Y}_{half}(k)| > thr, 0 \leq k < \frac{M}{4}\}$ , 其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为折叠平均后的所述幅度谱,  $thr$  为所述检测阈值,  $M$  为 FFT 变换的点数;

根据所述最大索引  $k_{edge}$  计算所述最大多普勒频偏  $f_d$ :  $f_d = \frac{k_{edge}}{M} \cdot \frac{1}{T}$ , 其中,  $T$  为信道估计的采样时间间隔。

7. 根据权利要求 6 所述的方法,其特征在于,在根据所述最大索引  $k_{edge}$  计算所述最大

多普勒频偏  $f_d$  之前,所述方法还包括:

根据以下公式对所述最大索引进行线性内插,得到修正后的所述最大索引  $k_{edge}$ ,以便根据所述修正后的最大索引  $k_{edge}$  计算所述最大多普勒频偏  $f_d$ :

$$k_{edge} = k_{edge} + \left( thr - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right) / \left( \hat{Y}_{half}(k_{edge} + 1) - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right)。$$

8. 根据权利要求 7 所述的方法,其特征在于,根据所述噪声水平和所述最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数包括:

判断所述噪声水平  $\hat{N}_0$  是否小于预设阈值 TH,如果是,则设置所述滤波器系数为单位冲激函数;否则,设置所述滤波器系数的 sigma 值为  $\sigma = \beta \cdot (f_d MT)$  的高斯滤波器,并归一化所述高斯滤波器;其中,M 为 FFT 变换的点数,T 为一个 OFDMA 符号持续时间, $\beta$  为小于 1 的正数。

9. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,在根据所述噪声水平和所述最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数之后,所述方法还包括:

根据更新后的所述滤波器系数对所述幅度谱进行滤波处理。

10. 一种最大多普勒频偏的估计装置,其特征在于,包括:

第一计算模块,用于根据接收信号计算信道估计;

第二计算模块,用于计算所述第一计算模块得到的所述信道估计的幅度谱;

滤波模块,用于对所述第二计算模块得到的所述幅度谱进行滤波处理;

处理模块,用于对所述滤波模块滤波后的所述幅度谱进行折叠平均,根据折叠平均后的幅度谱的最大值和折叠平均后的幅度谱的部分频谱的平均值估计折叠平均后的幅度谱的噪声水平,根据折叠平均后的幅度谱的最大值和折叠平均后的幅度谱的部分频谱的平均值计算折叠平均后的幅度谱的检测阈值,根据折叠平均后的幅度谱和检测阈值计算折叠平均后的幅度谱的最大多普勒频偏;

第三计算模块,用于根据所述处理模块得到的所述噪声水平和所述最大多普勒频偏计算滤波器系数;

更新模块,用于使用所述第三计算模块得到的所述滤波器系数进行更新。

## 最大多普勒频偏的估计方法和装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信领域,具体而言,涉及一种最大多普勒频偏的估计方法和装置。

### 背景技术

[0002] 目前,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 简称为 OFDM)已经广泛应用到各种无线通信系统中,例如,数字视频广播(Digital Video Broadcasting, 简称为 DVB)、无线局域网(Wireless Local Area Network, 简称为 WLAN)、中国移动多媒体视频广播(China Mobile Multimedia Broadcasting, 简称为 CMMB)等。这些系统要求能有效工作在各种信道环境中,例如,适应移动台各种速度范围、各种的载波频率、各种时间迟延、和信噪比(Signal Noise Ratio, 简称为 SNR)。因此,预先判断信道质量和变化快慢是非常重要的,随着信道环境的连续变化,需要能自适用地选择系统参数。

[0003] 在无线移动通信中,由于发射机或接收机的高速移动,会引起多普勒频率扩展,这会影响信号的正确接收而且在众多的自适应链路传输系统中,系统也需要获得信道中的参数信息。例如,OFDM 系统的二维维纳滤波信道估计方法需要知道信道的多普勒频偏大小。通过一带宽与多普勒最大多普勒频偏相同的低通滤波器对导频滤波,可以改善该估算结果,且所需的发射功率比较低。

[0004] 在相关技术中,对获取多频偏信息提出了的各种算法包括:自相关法、电平交叉率法、分集交换率法等,其中,自相关法受信道噪声影响,需要预先准确估计出信道的信噪比,而且自相关法低信噪比下性能很差。事实上,噪声的自相关函数是  $\delta$  函数,而自相关法估计信号能量时,需要知道噪声大小,才能去掉噪声带来的估计偏差,即使在准确知道噪声信噪比的情况下,在低信噪比时,估计值的稳定性差;而电平交叉率法、分集交换率法只能粗略地估计出多普勒频偏值,估计精度低。

[0005] 针对相关技术中获取多频偏信息的算法估计值的稳定性差或估计精度低的问题,目前尚未提出有效的解决方案。

### 发明内容

[0006] 针对相关技术中获取多频偏信息的算法估计值的稳定性差或估计精度低的问题而提出本发明,为此,本发明的主要目的在于提供一种改进的最大多普勒频偏的估计方案,以解决上述问题至少之一。

[0007] 为了实现上述目的,根据本发明的一个方面,提供了一种最大多普勒频偏的估计方法。

[0008] 根据本发明的最大多普勒频偏的估计方法包括:根据接收信号计算信道估计;计算信道估计的幅度谱,并对幅度谱进行滤波处理;对滤波后的幅度谱进行折叠平均,估计噪声水平,计算检测阈值,计算并输出最大多普勒频偏。

[0009] 优选地,通过以下公式对幅度谱进行滤波处理:

$$\hat{Y}_{sm}(k) = \sum_{-L \leq n \leq L} \hat{Y}(\text{mod}(k-n, M))h(k), \text{ 其中, } h(k) \text{ 为滤波器系数, } \text{mod}(\cdot, M) \text{ 为对 } M \text{ 进行模}$$

运算,  $M$  为 FFT 变换的点数,  $0 \leq k < M$ 。

[0010] 优选地, 通过以下公式对滤波后的幅度谱进行折叠平均:

$\hat{Y}_{half}(k) = \left( \hat{Y}_{sm}(k) + \hat{Y}_{sm}(\text{mod}(M-k, M)) \right) / 2$ , 其中,  $\hat{Y}_{sm}(k)$  为滤波后的幅度谱,  $\text{mod}(\cdot, M)$  为对  $M$  进行模运算,  $0 \leq k < \frac{M}{2}$ 。

[0011] 优选地, 估计噪声水平包括: 计算折叠平均后的幅度谱的最大值:

$\hat{Y}_{max} = \max_{0 \leq k < \frac{M}{2}} \{ \hat{Y}_{half}(k) \}$ , 其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为折叠平均后的幅度谱; 计算折叠平均后的幅度谱的部分频谱的平均值:  $\hat{N} = \text{mean} \{ \hat{Y}_{half}(k) \}$ ; 计算噪声水平为  $\hat{N}_0$ :  $\hat{N}_0 = \hat{N} / \hat{Y}_{max}$ 。

[0012] 优选地, 计算检测阈值包括: 检测阈值  $thr$  为  $thr = \hat{Y}_{max} \cdot \alpha + \hat{N} \cdot (1 - \alpha)$ , 其中,  $\alpha$  为预设小于 1 的常数,  $\hat{Y}_{max}$  为幅度谱的最大值,  $\hat{N}$  为折叠平均后的幅度谱中部分频谱的平均值。

[0013] 优选地, 计算最大多普勒频偏包括: 根据以下公式搜索出谱值大于阈值的最大索引

$k_{edge} = \max \{ k; \left| \hat{Y}_{half}(k) \right| > thr, 0 \leq k < \frac{M}{4} \}$ , 其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为折叠平均后的幅度谱,  $thr$  为检测阈值,  $M$  为 FFT 变换的点数; 根据最大索引  $k_{edge}$  计算最大多普勒频偏  $f_d$ :  $f_d = \frac{k_{edge}}{M} \cdot \frac{1}{T}$ , 其中,  $T$

为信道估计的采样时间间隔。

[0014] 优选地, 在根据最大索引  $k_{edge}$  计算最大多普勒频偏  $f_d$  之前, 上述方法还包括: 根据以下公式对最大索引进行线性内插, 得到修正后的最大索引  $k_{edge}$ , 以便根据修正后的最大索引  $k_{edge}$  计算最大多普勒频偏  $f_d$ :  $k_{edge} = k_{edge} + \left( thr - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right) / \left( \hat{Y}_{half}(k_{edge} + 1) - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right)$ 。

[0015] 优选地, 在根据最大索引  $k_{edge}$  计算最大多普勒频偏  $f_d$  之后, 上述方法还包括: 根据噪声水平和最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数。

[0016] 优选地, 根据噪声水平和最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数包括: 判断噪声水平  $\hat{N}_0$  是否小于预设阈值  $TH$ , 如果是, 则设置滤波器系数为单位冲激函数; 否则, 设置滤波器系数的  $\sigma$  值为  $\sigma = \beta \cdot (f_d MT)$  的高斯滤波器, 并归一化高斯滤波器。

[0017] 优选地, 在根据噪声水平和最大多普勒频偏计算并更新滤波器系数之后, 上述方法还包括: 根据更新后的滤波器系数对幅度谱进行滤波处理。

[0018] 为了实现上述目的, 根据本发明的另一方面, 提供了一种最大多普勒频偏的估计装置。

[0019] 根据本发明的最大多普勒频偏的估计装置包括: 第一计算模块, 用于根据接收信号计算信道估计; 第二计算模块, 用于计算第一计算模块得到的信道估计的幅度谱; 滤波模块, 用于对第二计算模块得到的幅度谱进行滤波处理; 处理模块, 用于对滤波模块滤波后的幅度谱进行折叠平均, 估计噪声水平, 计算检测阈值, 计算并输出最大多普勒频偏。

[0020] 优选地, 上述装置还包括: 第三计算模块, 用于根据处理模块得到的噪声水平和最大多普勒频偏计算滤波器系数; 更新模块, 用于使用第三计算模块得到的滤波器系数进行更新。

[0021] 通过本发明, 计算信道估计的幅度谱, 对滤波后的幅度谱进行折叠平均, 估计噪声水平, 计算检测阈值, 计算并输出最大多普勒频偏, 解决了相关技术中获取多频偏信息的算法估计值的稳定性差或估计精度低的问题, 进而提高了稳定性, 并能获得较高的估计精度。

## 附图说明

[0022] 此处所说明的附图用来提供对本发明的进一步理解,构成本申请的一部分,本发明的示意性实施例及其说明用于解释本发明,并不构成对本发明的不当限定。在附图中:

[0023] 图 1 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计方法的流程图;

[0024] 图 2 是根据本发明实施例的应用环境之一的 CMMB 系统物理层的帧结构的示意图;

[0025] 图 3 是图 2 中 OFDM 符号组成结构的示意图;

[0026] 图 4 是根据本发明实施例的 OFDM 符号的有效子载波分配为数据子载波、离散导频和连续导频、分配方式的示意图;

[0027] 图 5 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏估计结构的示意图;

[0028] 图 6 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计装置的结构框图;

[0029] 图 7 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计装置的优选结构框图。

## 具体实施方式

### [0030] 功能概述

[0031] 考虑到相关技术中获取多频偏信息的算法估计值的稳定性差或估计精度低的问题,本发明实施例提供了一种 CMMB 系统的多普勒频偏获取方法,使用频域接收信号的离散导频来获取多普勒频偏,基于谱方法,检测谱宽度而估计出多普勒频偏;根据多普勒值的可能大小选择适当滤波器对谱进行了滤波,然后,把谱进行对折平均,通过检测滤波,对折平均后的谱,使算法在低信噪比恶劣环境能获得高稳定性。多普勒频偏的估计不需要获得信道信噪比,噪声对多普勒频偏估计干扰小,且能获得较高的估计精度。克服了以往采用正交频分复用系统中其多普勒频偏估计的不足。

[0032] 需要说明的是,在不冲突的情况下,本申请中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。下面将参考附图并结合实施例来详细说明本发明。

### [0033] 方法实施例

[0034] 根据本发明的实施例,提供了一种最大多普勒频偏的估计方法。图 1 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计方法的流程图,如图 1 所示,该方法包括如下的步骤 102 至步骤 106:

[0035] 步骤 102,根据接收信号计算信道估计。

[0036] 步骤 104,计算信道估计的幅度谱,并对幅度谱进行滤波处理。

[0037] 步骤 106,对滤波后的幅度谱进行折叠平均,估计噪声水平,计算检测阈值,计算并输出最大多普勒频偏。

[0038] 需要说明的是,检测阈值选取为  $thr = \hat{Y}_{\max} \cdot \alpha + \hat{N} \cdot (1 - \alpha)$ ,其中,  $\alpha$  为预设小于 1 的常数,  $\hat{Y}_{\max}$  为谱的最大值,  $\hat{N}$  为部分谱值的平均,一般选取折叠幅度谱的后一部分频谱的平均值。

[0039] 在计算最大多普勒频偏时,首先,搜索出谱值大于阈值的最大索引  $k_{edge} = \max\{k; |\hat{Y}_{half}(k)| > thr, 0 \leq k < \frac{M}{4}\}$ ,其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为对折平均后的谱, thr 为检测阈

值,  $M$  为 FFT 点数; 优选地, 为了提高分辨率, 可以按照如下公式对上述的最大索引 (边缘点) 进行线性内插, 以便根据修正后的最大索引  $k_{edge}$  计算最大多普勒频偏  $f_d$ :

$$k_{edge} = k_{edge} + \left( \text{thr} - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right) / \left( \hat{Y}_{half}(k_{edge} + 1) - \hat{Y}_{half}(k_{edge}) \right),$$

然后, 输出多普勒频偏估计值  $f_d = \frac{k_{edge}}{M} \cdot \frac{1}{T}$ , 其中,  $T$  为信道估计的采样时间间隔。

[0040] 此后, 根据估计的噪声水平和最大多普勒频偏, 计算滤波器系数, 更新滤波器系数, 以便根据更新后的滤波器系数对幅度谱进行滤波处理。返回到步骤 102, 重复以上步骤。

[0041] 具体地, 判断  $\hat{N}$  与  $\hat{Y}_{max}$  比值是否小于预设阈值  $TH$ , 若是, 设置滤波器系数为单位冲激函数; 否则, 滤波器系数设置为  $\sigma$  值为  $\sigma = \beta \cdot (f_d MT)$  的高斯滤波器, 并归一化高斯滤波器。高斯滤波器系数为  $h_g(k) = \exp(-k^2 / (2\sigma^2))$ ,  $0 \leq |k| < 3\sigma$ ; 系数归一化后为  $h(k) = h_g(k) / \sum_k h_g(k)$ 。

[0042] 通过该实施例, 提供了一种用于移动通信系统中估计多普勒频偏的方法, 该方法能够获得较高的估计精度, 其估计精度不受信道估计结果的影响。

[0043] 下面将结合实例对本发明实施例的实现过程进行详细描述。

[0044] OFDM 系统有很多种类, 对于不同种类的 OFDM 系统, 本发明的具体实施例的实现过程有所不同。以下以本发明应用于 CMMB 这种 OFDM 系统的情况来进行说明。

[0045] 图 2 是根据本发明实施例的应用环境之一的 CMMB 系统物理层的帧结构的示意图, 如图 2 所示, 在 CMMB 系统中物理层的帧结构中, 将 1 秒等分为 40 个时隙 (时隙 0 至时隙 39), 每个时隙 25ms, 每个时隙由 1 个信标和 53 个 OFDM 符号 (OFDM 符号 0 至 OFDM 符号 52) 组成。

[0046] 图 3 是图 2 中 OFDM 符号组成结构的示意图, 如图 3 所示, OFDM 符号由循环前缀 (Cycle Prefix, 简称为 CP) 和 OFDM 数据体构成。OFDM 数据体长度 ( $T_D$ ) 为  $409.6 \mu s$ , 循环长度 ( $T_{CP}$ ) 为  $51.2 \mu s$ , OFDM 符号长度 ( $T_S$ ) 为  $460.8 \mu s$ 。

[0047] 图 4 是根据本发明实施例的 OFDM 符号的有效子载波分配为数据子载波、离散导频和连续导频、分配方式的示意图, 如图 4 所示, 示出了 OFDM 符号的有效子载波分配为数据子载波、离散导频和连续导频、分配方式。

[0048] 图 5 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏估计结构的示意图, 如图 5 所示, 基于上述帧结构, 本发明实施例中多普勒 (Doppler) 频偏获取方法包括以下步骤:

[0049] 步骤 1: 由接收信号计算信道估计。

[0050] 具体地, 提取导频子载波接收信号, 即, 提取时隙中接收频域信号的连续导频信号, 由于 CMMB 系统发送的连续导频信号为固定值 1, 实际上接收到的连续导频信号即为导频点的信道响应, 每个导频子载波对应一组信道估计采样值。

[0051] 步骤 2: 计算信道估计的幅度谱, 即, 计算导频信号的幅度谱。

[0052] 对提取的导频信号关于时间方向做  $M$  点快速傅氏变换算法 (Fast Fourier Transform Algorithm, 简称为 FFT) 变换。每个连续导频子载波对应一组 FFT 变换数据, 对变换数据取绝对值处理, 得到幅度谱。将不同连续导频的幅度谱进行加和平均, 得到一个时隙幅度谱, 记为  $\{\hat{Y}(k)\}_{0 \leq k < M}$ 。

[0053] 步骤 3: 对时隙幅度谱进行滤波处理, 可以有效地抑制幅度谱噪声毛刺, 使谱变得

光滑,易于检测。

[0054] 假设滤波器的系数记为  $\{h(k)\}_{-L \leq k \leq L}$ , 对  $\{\hat{Y}(k)\}_{0 \leq k < M}$  进行滤波时, 边界值按周期延拓处理, 根据以下公式进行滤波:

$$[0055] \quad \hat{Y}_{sm}(k) = \sum_{-L \leq n \leq L} \hat{Y}(\text{mod}(k-n, M)) h(k) \quad 0 \leq k < M$$

[0056] 其中,  $h(k)$  为滤波器系数,  $\text{mod}(\cdot, M)$  为对  $M$  进行模运算,  $M$  为 FFT 变换的点数。

[0057] 步骤 4: 对滤波后的幅度谱, 进行折叠平均, 估计噪声水平, 计算出检测阈值, 检测计算最大多普勒频偏, 输出多普勒频偏估计值。通过把谱对折平均, 可以减小谱边缘检测误判的概率, 同时由幅度谱获取噪声的水平, 根据噪声自适应地选择检测阈值。

[0058] 幅度谱折叠平均公式如下:

$$[0059] \quad \hat{Y}_{half}(k) = \left( \hat{Y}_{sm}(k) + \hat{Y}_{sm}(\text{mod}(M-k, M)) \right) / 2$$

[0060] 其中,  $\hat{Y}_{sm}(k)$  为滤波后的幅度谱,  $\text{mod}(\cdot, M)$  为对  $M$  进行模运算,  $0 \leq k < \frac{M}{2}$ 。

[0061] 计算折叠平均幅度谱的最大值:

$$[0062] \quad \hat{Y}_{max} = \max_{0 \leq k < \frac{M}{2}} \{ \hat{Y}_{half}(k) \}$$

[0063] 其中,  $\hat{Y}_{half}(k)$  为折叠平均后的幅度谱。

[0064] 计算折叠平均幅度谱部分频点值的平均值:

$$[0065] \quad \hat{N} = \text{mean}_{\frac{M}{4} < k < \frac{3M}{4}} \{ \hat{Y}_{half}(k) \}$$

[0066] 计算  $\hat{N}$  与  $\hat{Y}_{max}$  的比值, 记为  $\hat{N}_0$ :

$$[0067] \quad \hat{N}_0 = \hat{N} / \hat{Y}_{max}$$

[0068] 并以此比值  $\hat{N}_0$  来度量噪声水平, 并且保留供下一步骤使用。

[0069] 计算检测阈值:

$$[0070] \quad thr = \hat{Y}_{max} \cdot \alpha + \hat{N} \cdot (1 - \alpha)$$

[0071] 其中, 因子  $\alpha$  为预设不大于 1 的正数, 例如, 选取  $\alpha = 0.5$ 。

[0072] 检测边缘点位置:

$$[0073] \quad k_{edge} = \max \{ k; | \hat{Y}_{half}(k) | > thr, 0 \leq k < \frac{M}{4} \}$$

[0074] 求得的  $k_{edge}$  为整数值。对函数  $\hat{Y}_{half}(k)$  进行线性插值, 提高边缘点分辨率。修正  $k_{edge}$  的值:

$$[0075] \quad k_{edge} = k_{edge} + \frac{thr - \hat{Y}_{half}(k_{edge})}{\hat{Y}_{half}(k_{edge} + 1) - \hat{Y}_{half}(k_{edge})}$$

[0076] 用以下公式计算出最大多普勒频偏:

$$[0077] \quad f_d = \frac{k_{edge}}{M} \cdot \frac{1}{T}$$

[0078] 其中,  $T$  为一个 OFDM 符号持续时间; 然后, 输出最大多普勒频偏  $f_d$ 。

[0079] 步骤 5: 根据步骤 4 中估计的噪声水平和最大多普勒频偏, 计算滤波器系数, 更新滤波器系数。回到步骤 1, 重复以上步骤。

[0080] 判断噪声水平  $\hat{N}_0$  是否大于预定阈值  $TH$ , 如果  $\hat{N}_0$  大于预定阈值  $TH$ , 则不需要进行滤



波,即,把系数设置为  $h(0) = 1, h(k) = 0$ , 其中,  $k \neq 0$ ;

[0081] 否则,将滤波器系数设置为高斯滤波器系数。

[0082] 高斯滤波器参数  $\sigma$  大小按如下公式确定:

$$[0083] \quad \sigma = \beta \cdot (f_d MT)$$

[0084] 其中,常数  $\beta$  值为小于 1 的正数,可以预先设定。

[0085] 高斯滤波器系数为:

$$[0086] \quad h_g(k) = \exp\left(-\frac{k^2}{2\sigma^2}\right) \quad 0 \leq |k| < 3\sigma$$

[0087] 并将高斯滤波器系数归一化:

$$[0088] \quad h(k) = \frac{h_g(k)}{\sum_k h_g(k)}$$

[0089] 返回步骤 1,重复步骤 1 到 5。

[0090] 需要说明的是,步骤 5 中选用了高斯滤波器,也可以选择使用其他类型的窗函数,同理,根据上次多普勒估计值选择窗函数的宽度。

[0091] 装置实施例

[0092] 根据本发明的实施例,提供了一种最大多普勒频偏的估计装置。图 6 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计装置的结构框图,如图 6 所示,该装置包括:第一计算模块 2,第二计算模块 4,滤波模块 6,处理模块 8,下面对上述结构进行描述。

[0093] 第一计算模块 2,用于根据接收信号计算信道估计;第二计算模块 4,连接至第一计算模块 2,用于计算第一计算模块 2 得到的信道估计的幅度谱;滤波模块 6,连接至第二计算模块 4,用于对第二计算模块 4 得到的幅度谱进行滤波处理;处理模块 8,连接至滤波模块 6,用于对滤波模块 6 滤波后的幅度谱进行折叠平均,估计噪声水平,计算检测阈值,计算并输出最大多普勒频偏。

[0094] 图 7 是根据本发明实施例的最大多普勒频偏的估计装置的优选结构框图,如图 7 所示,优选地,上述装置还包括:

[0095] 第三计算模块 72,连接至处理模块 8,用于根据处理模块 8 得到的噪声水平和最大多普勒频偏计算滤波器系数;更新模块 74,连接至第三计算模块 72,用于使用第三计算模块 72 得到的滤波器系数进行更新,以便滤波模块 6 根据更新后的滤波器系数进行滤波处理。

[0096] 综上所述,通过本发明的上述实施例,提供了基于检测多普勒 U 型谱宽度的方法,根据谱的宽度和噪声水平自适应地选择参数的滤波器进行滤波,谱折叠平均处理,以及根据噪声水平自适应地选择检测阈值,使噪声干扰小,可以在低信噪比信道下工作,多普勒频偏估计精度高。

[0097] 显然,本领域的技术人员应该明白,上述的本发明的各模块或各步骤可以用通用的计算装置来实现,它们可以集中在单个的计算装置上,或者分布在多个计算装置所组成的网络上,可选地,它们可以用计算装置可执行的程序代码来实现,从而,可以将它们存储在存储装置中由计算装置来执行,或者将它们分别制作成各个集成电路模块,或者将它们中的多个模块或步骤制作成单个集成电路模块来实现。这样,本发明不限制于任何特定的

硬件和软件结合。

[0098] 以上所述仅为本发明的优选实施例而已,并不用于限制本发明,对于本领域的技术人员来说,本发明可以有各种更改和变化。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。

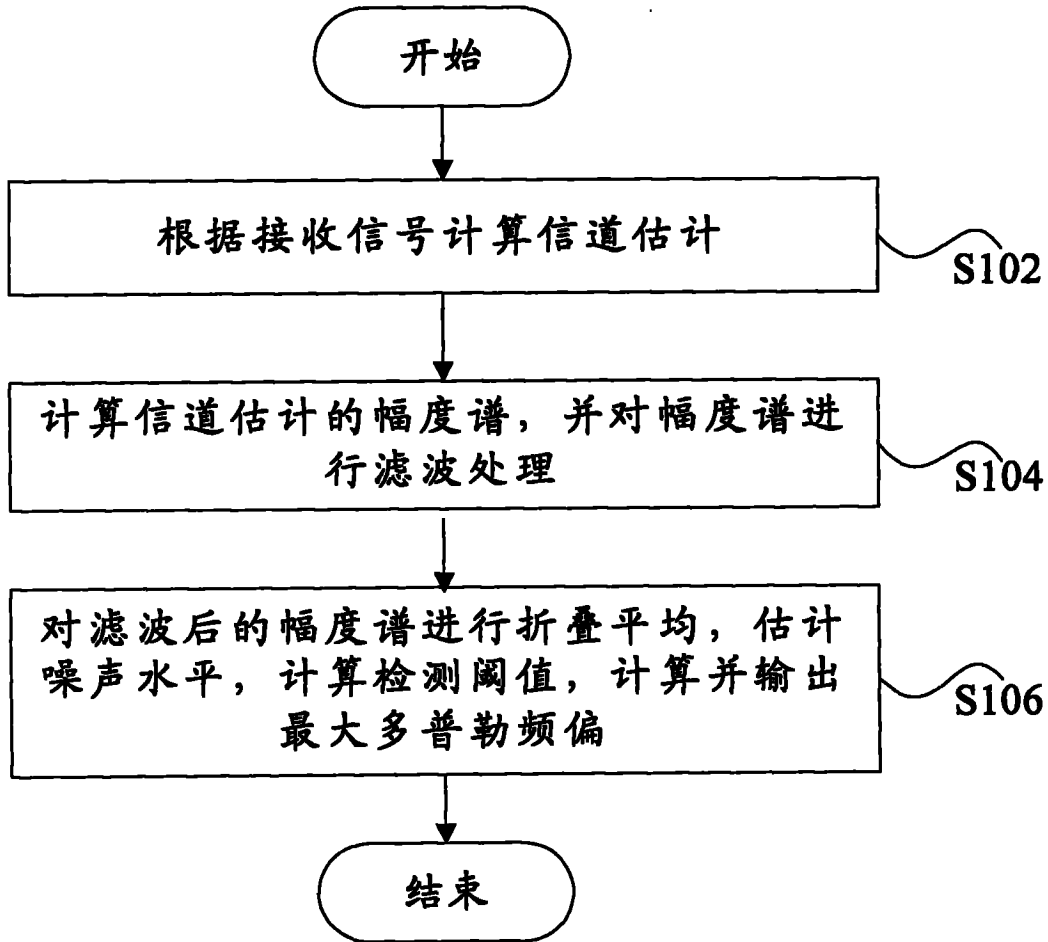


图 1

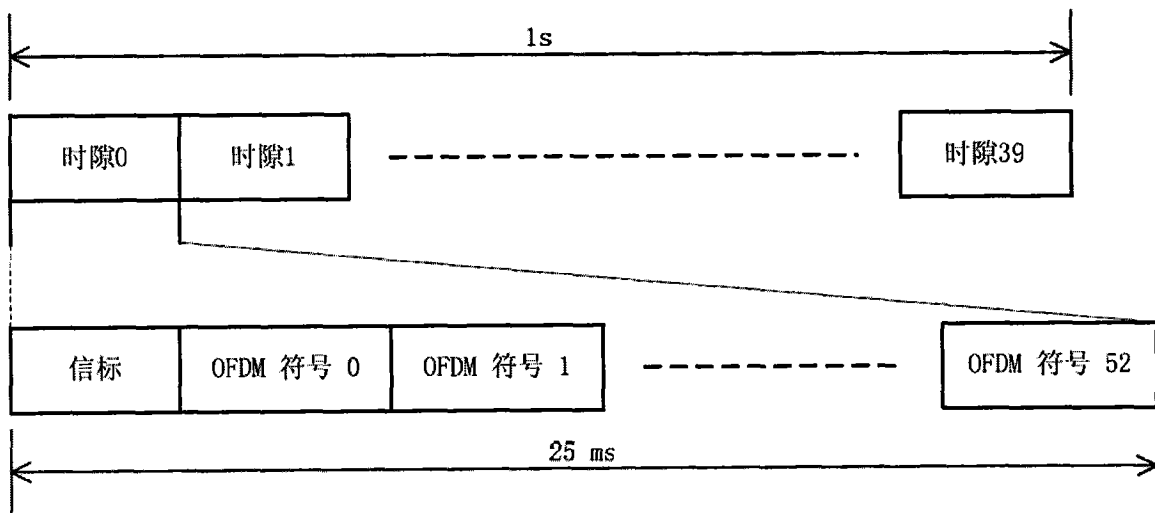


图 2

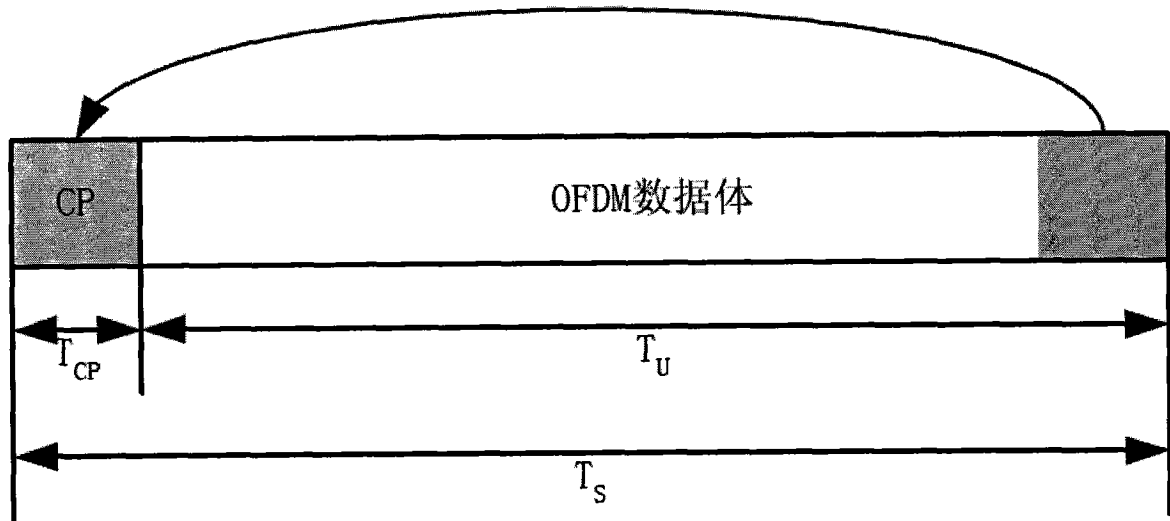


图 3

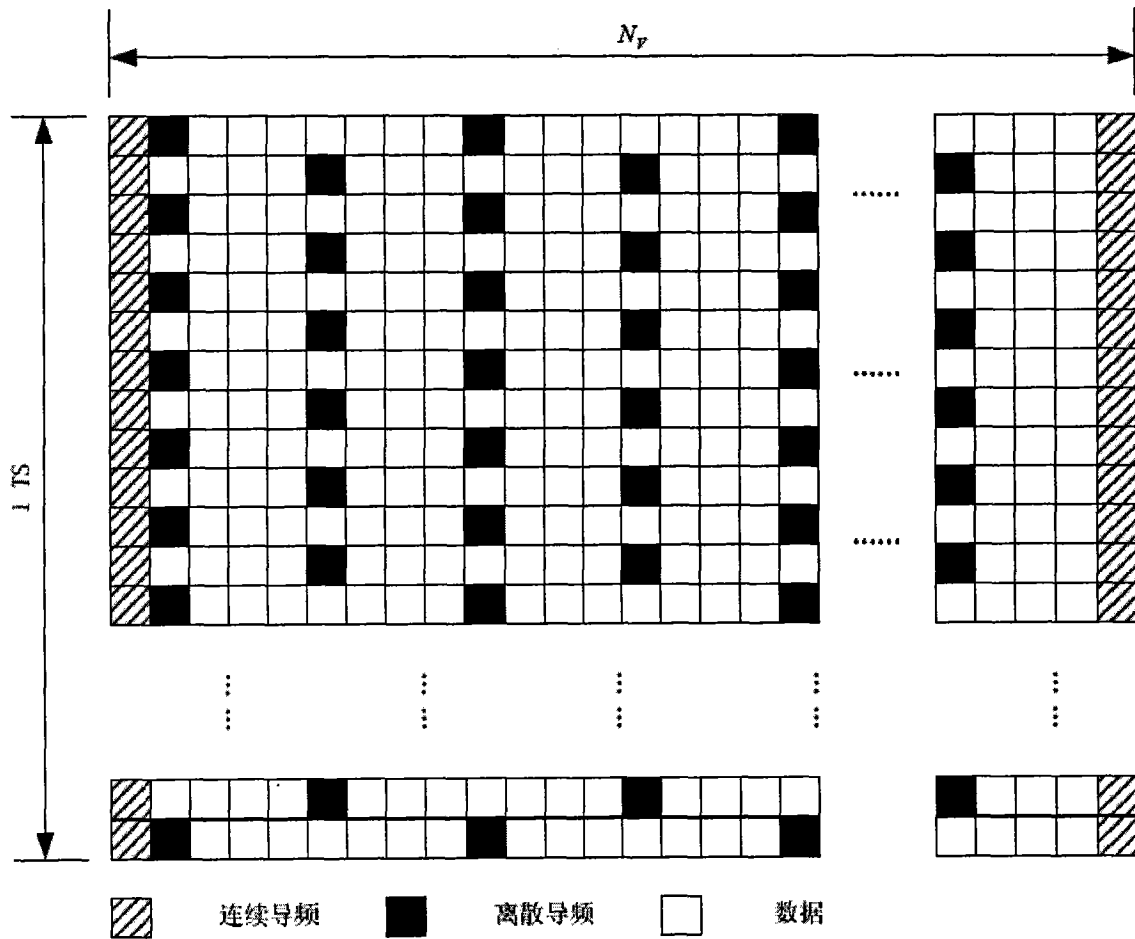


图 4

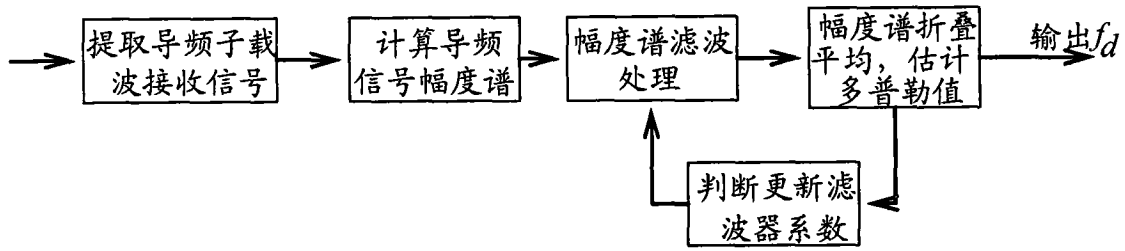


图 5

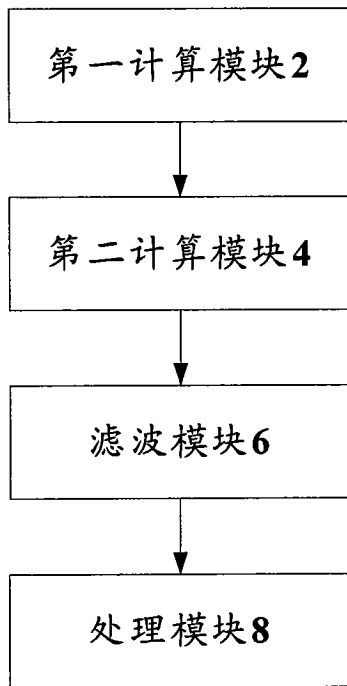


图 6

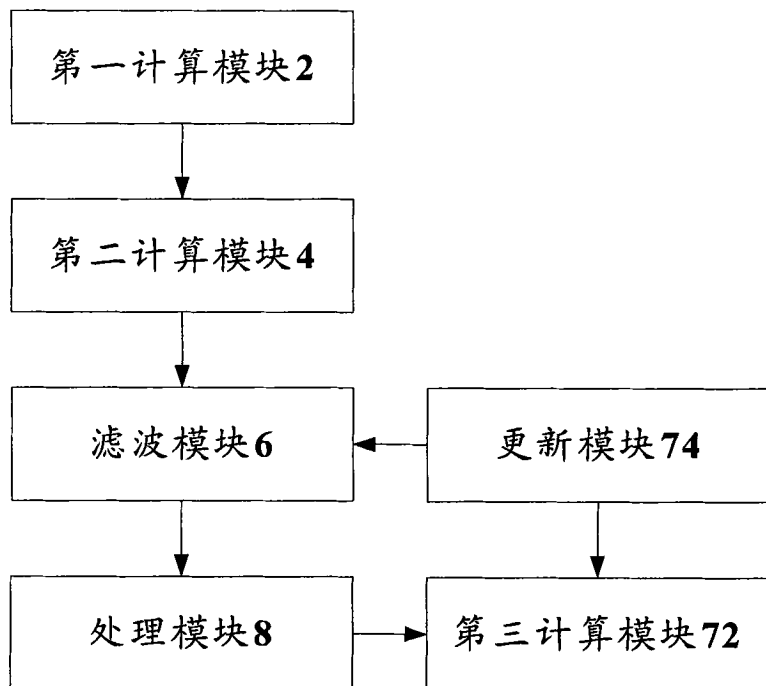


图 7