



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102480452 B

(45) 授权公告日 2014. 12. 03

(21) 申请号 201010258799. 6

率同步方案》. 《电子器件》. 2008, 第 955-958 页 .

(22) 申请日 2010. 11. 26

审查员 张颖浩

(73) 专利权人 中国科学院微电子研究所

地址 100029 北京市朝阳区北土城西路 3 号

(72) 发明人 乔树山 黑勇

(74) 专利代理机构 北京华沛德权律师事务所

11302

代理人 王建国

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101854321 A, 2010. 10. 06, 全文 .

田野等 . 《一种改进的 OFDM 联合时间频率快速同步算法》. 《铁道学报》. 2007, 第 52-56 页 .

毛剑慧等 . 《一种可靠的 OFDM 系统时间和频

权利要求书2页 说明书6页 附图1页

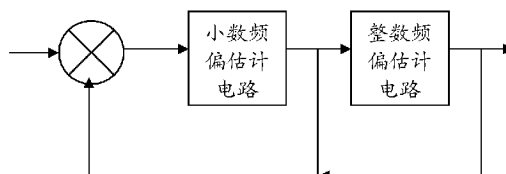
(54) 发明名称

一种 OFDM 系统的载波频率同步电路及方法

(57) 摘要

本发明公开的 OFDM 系统的载波频率同步电路及方法,其包括小数频偏估计、小数频偏补偿、整数频偏估计和整数频偏补偿等电路;相应的,该方法包括小数频偏估计、小数频偏补偿、整数频偏估计和整数频偏补偿的步骤;通过对频域相邻的两个欠采样同步序列的互相关值进行归一化处理,得到小数频偏的估计值,利用该将估计值进行小数频偏补偿校正;然后对经快速傅立叶变换(FFT)处理后的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,并对多个 OFDM 符号的自相关进行求和运算,得到整数频偏估计值,然后根据所述整数频偏估计值进行整数频偏补偿。采用该同步电路和方法,能降低运算量和减小噪声对频偏估计的影响,利于低功耗设备的设计和实现。

小数/整数频偏补偿电路



1. 一种正交频分复用 OFDM 系统的载波频率同步电路,其特征在于,包括小数频偏估计电路、小数频偏补偿电路、整数频偏估计电路和整数频偏补偿电路;其中,

所述小数频偏估计电路,用于对频域相邻的两个欠采样同步序列的互相关值进行归一化处理,并得到小数频偏估计值;所述的小数频偏估计值的计算过程为:

A、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的互相关值:

$$P_{xcorr}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算;

B、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的自相关值:

$$P_{auto}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k+N} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算;

C、计算归一化互相关值的峰值点相角,即小数频偏估计值:

$$\Delta f_f = \frac{f_s}{2\pi N} \arg(\max(\frac{P_{xcorr}(n)}{P_{auto}(n)}))$$

其中,  $f_s$  为采样频率,  $N$  为同步序列长度,  $\max(\cdot)$  为求最大值运算,  $\arg(\cdot)$  为求复数相角运算;

所述小数频偏补偿电路,用于根据所述小数频偏估计值输入数控振荡器进行小数频偏补偿,以校正所述 OFDM 系统的载波频率;

所述整数频偏估计电路,用于对经快速傅立叶变换 FFT 处理后的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,并对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算,得到整数频偏估计值;

所述整数频偏补偿电路,用于根据所述整数频偏估计值输入控振荡器进行整数频偏补偿,以校正所述 OFDM 系统的载波频率。

2. 一种 OFDM 系统的载波频率同步方法,其特征在于,在所述 OFDM 系统时间同步后,通过对相邻同步序列的自相关值进行归一化处理,求峰值点之相角,获得小数频偏估计值,并对 OFDM 系统的载波频率进行小数频偏补偿;再将经小数频偏补偿后的数据进一步经快速傅立叶变换 FFT 处理后,对每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,并对多个 OFDM 符号的自相关进行求和运算进行整数频偏估计,得到整数频偏估计值,最后按照该整数频偏估计值进行补偿,以校正 OFDM 系统的载波频率;所述的小数频偏估计值的计算过程为:

A、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的互相关值:

$$P_{xcorr}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算;

B、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的自相关值:

$$P_{\text{auto}}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k+N} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算;

C、计算归一化互相关值的峰值点相角,即小数频偏估计值:

$$\Delta f_f = \frac{f_s}{2\pi N} \arg(\max(\frac{P_{\text{xcorr}}(n)}{P_{\text{auto}}(n)}))$$

其中,  $f_s$  为采样频率,  $N$  为同步序列长度,  $\max(\cdot)$  为求最大值运算,  $\arg(\cdot)$  为求复数相角运算。

3. 根据权利要求 2 所述的 OFDM 系统的载波频率同步方法,其特征在于,所述的整数频偏估计值的计算过程包括:

D、对频域的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算:

$$z_{l,k+i} = \text{sign}(\text{real}(Z_{l,k+i})) + j * \text{sign}(\text{imag}(Z_{l,k+i}))$$

$$\text{其中, } \text{sign}(a) = \begin{cases} 1 & a \geq Th, \\ -1 & a \leq -Th \\ 0 & |a| < Th \end{cases} \text{ 为高能量载波符号位的运算,所示 } a \text{ 代表高能量载波符}$$

号位,所示  $Th$  为动态可调的阈值;  $Z_{l,k+i}$  频域数据子载波;

E、对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算,求其最小值即整数频偏值:

$$\Delta \hat{f}_l = \arg \min_i \left\{ \sum_{l=0}^{Ns-1} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} [z_{l,k+i} * \text{conj}(z_{l,k+i})] \right\}$$

其中,  $k_{\min}$  和  $k_{\max}$  分别为每个 OFDM 符号中第一个和最后一个虚拟子载波的序号。

4. 根据权利要求 3 所述的 OFDM 系统的载波频率同步方法,其特征在于,所述的频偏补偿过程为把步骤 C 或步骤 E 计算所得的小数频偏与整数频偏送入频偏补偿模块进行补偿:

$$r = r_n e^{-j2\pi n \frac{\Delta f_f + \Delta \hat{f}_l}{f_s}}$$

其中,  $r$  为接收到得数据经过频偏补偿的结果,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $f_s$  为采样频率。

## 一种 OFDM 系统的载波频率同步电路及方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信信号调制技术,尤其涉及一种正交频分复用 (OFDM) 系统的载波频率同步电路及方法。

### 背景技术

[0002] OFDM 技术因其抗多径干扰与抗频率选择性衰落的能力而被广泛应用于多种高速数据接入系统中,如无线局域网、高速数字用户环路、非对称数字用户环路、数字音频广播、数字视频广播和高清晰数字电视等场合。现在许多国际、国内标准已将 OFDM 技术作为物理层的传输手段。

[0003] 由于 OFDM 技术可以较好的解决高速通信系统中的多径干扰和宽带传输等问题,因此该技术已经成为第四代移动通信技术 (B3G/4G) 的候选方案。目前卫星广播、数字移动电视广播、数字地面广播等标准都是采用 OFDM 技术作为核心技术。但是却存在一个问题:由于 OFDM 技术依赖频率的正交特性,一旦其正交性遭到破坏,其系统的误码率将急剧增加,这也是 OFDM 技术在应用中的一个主要缺陷。其产生频偏的主要原因在于射频电路接收和发送段中心频率失配;另一个原因在于收发双方有高速相对速度的多普勒频移。

[0004] 在 OFDM 系统中,当产生载波频率偏差时,大于子载波间隔的频偏部分称为整数频偏  $\Delta f_I$ ,整数频偏只是将接收机中快速傅立叶变换 (FFT) 的输出进行移位,并不破坏各个子载波间的正交性,但将会导致解调结果完全错误;小于子载波间隔的频偏部分称为小数频偏  $\Delta f_f$ ,其会破坏子载波的正交性,引起子载波干扰,导致系统误码上升。通常情况下,需在时域首先进行小数频偏估计并补偿,以消除小数频偏引起的子载波间干扰后,再在频域进行整数频偏估计和补偿。

[0005] 在广播电视系统中,由于频谱资源非常珍贵,系统带宽一般都比较窄。此外,由于长距离传输的信道环境非常恶劣,系统必须对抗较大的时延扩展,故系统子载波数目一般比较多,因而每个子载波间隔都比较小。这样,系统接收方的载波频率偏差一般都大于子载波间隔,需要对系统分为整数载波频偏与小数载波频偏分别进行估计。其中:

[0006] 对于小数频偏,主要是利用相关特性来进行估计,如基于前导序列的延时相关方法等,该方法的主要问题是运算量大、功耗高,而便携式终端设备对功耗又非常敏感,因此对低功耗设备的设计要求高、难度大。

[0007] 对于整数频偏,可以利用在频域中插入的离散导频或连续导频进行整数频偏  $\Delta f_I$  估计,整数频偏估计实际上是基于最大似然理论的。由于小数频偏已校正,子载波之间的干扰已基本消除。原来第  $k'$  th 个子载波由于整数频偏,经 FFT 解调处理后已经偏移到  $k' \text{ th} + \Delta f_I$ 。设系统中连续导频  $c_{k'}$ ,其子载波位置  $k' \in C$ ,则接收到的经解调后的连续导频移动到  $k \in C + \Delta f_I$ 。对两个连续的 OFDM 符号  $l-1, l$ ,进行共轭相关,求其最大峰值点偏移理想点的位置即整数频偏。但上述方法的缺点在于,该估计过程受噪声与多径衰落现象等干扰的影响较大。尤其是连续导频一般以突发能量发送,这样相关峰值点更加明显,如文献 Speth, M. ;Fechtel, S. ;Fock, G. ;Meyr, H., Optimum receiver design for OFDM-based

broadband transmission. II. A case study, IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, Apr. 2001, PP571 ~ 578 中公式 12 (即  $n_l = \arg \max_{m \in I} |\sum_{k \in C+m} x_k|$ , 其中  $x_k$  为相邻两个 OFDM 符号连续导频的共轭相关值,  $C$  为连续导频的子载波位置,  $m$  为连续导频左右滑动的范围) 所描述的内容。

[0008] 此外, 还可以采用基于插入的保护段进行整数载波频偏估计。在 OFDM 系统中, 数据子载波与导频载波之和一般都小于 FFT 长度  $N$ , 剩下的部分通过填充虚拟子载波来实现。这样在频谱两端就相当于有一个保护段, 用以减小与相邻频段的干扰。这里, 在每个 OFDM 符号内有固定子载波不加载任何信息, 其发送功率为 0, 这一段虚拟子载波称为保护段。基于最大似然理论, 当数据与导频子载波不在预先设计的滑动窗口内, 滑动窗口内的能量达到最小值, 此时滑动窗口与理想位置之间的距离就是整数频偏的大小。该算法受滑动窗口宽度和深衰落影响比较大, 需要在滑动窗口宽度所导致的复杂度和性能之间做折衷。

[0009] 除上述方法外, 还可以采用专利号为 03100300.1、名称为“在数字视频广播中利用时间域扩频信标进行同步的方法”的中国专利中基于前导序列的整数载波频偏估计法, 即利用时间同步后接收到的前导序列, 经小数频偏校正后, 逐次乘以  $[-k_{\max}, k_{\max}-1]$  范围内的整数载波频偏, 然后分别用理想前导序列进行互相关运算, 使该相关值获得最大值的  $i$  就是整数频偏。

[0010] 综上所述, 现有 OFDM 系统载波频率同步方法中的小数、整数频偏估计方法, 存在估计过程受噪声与多径衰落现象等干扰的影响较大, 或计算量大, 不适合应用在要求低复杂度计算的设备中的缺陷。

## 发明内容

[0011] 本发明的主要目的在于提供一种 OFDM 系统的载波频率同步电路及方法, 利用该同步电路, 能够在保证系统性能的前提下, 降低算法复杂度和硬件开销, 以利于低功耗便携式终端设备的设计。

[0012] 为达到上述目的, 本发明的技术方案是这样实现的:

[0013] 一种正交频分复用 OFDM 系统的载波频率同步电路, 包括小数频偏估计电路、小数频偏补偿电路、整数频偏估计电路和整数频偏补偿电路; 其中,

[0014] 所述小数频偏估计电路, 用于对频域相邻的两个欠采样同步序列的互相关值进行归一化处理, 并得到小数频偏估计值;

[0015] 所述小数频偏补偿电路, 用于根据所述小数频偏估计值输入数控振荡器进行小数频偏补偿, 以校正所述 OFDM 系统的载波频率;

[0016] 所述整数频偏估计电路, 用于对经快速傅立叶变换 FFT 处理后的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算, 并对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算, 得到整数频偏估计值;

[0017] 所述整数频偏补偿电路, 用于根据所述整数频偏估计值数控振荡器进行整数频偏补偿, 以校正所述 OFDM 系统的载波频率。

[0018] 一种 OFDM 系统的载波频率同步方法, 在所述 OFDM 系统时间同步后, 通过对相邻同步序列的自相关值进行归一化处理, 求峰值点之相角, 获得小数频偏估计值, 并对 OFDM 系统的载波频率进行小数频偏补偿; 再将经小数频偏补偿后的数据进一步经快速傅立叶变换

FFT 处理后,对每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,并对多个 OFDM 符号的自相关进行求和运算进行整数频偏估计,得到整数频偏估计值,最后按照该整数频偏估计值进行补偿,以校正 OFDM 系统的载波频率。

[0019] 其中,所述的小数频偏估计包括:

[0020] A、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的互相关值:

$$[0021] \quad P_{xcorr}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

[0022] 其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算。

[0023] B、计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的自相关值:

$$[0024] \quad P_{auto}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k+N} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N})$$

[0025] 其中,  $\alpha$  为欠采样值,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $N$  为同步序列长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算。

[0026] C、计算归一化互相关值的峰值点相角,即小数频偏估计值:

$$[0027] \quad \Delta f_f = \frac{f_s}{2\pi N} \arg(\max(\frac{P_{xcorr}(n)}{P_{auto}(n)}))$$

[0028] 其中,  $f_s$  为采样频率,  $N$  为同步序列长度,  $\max(\cdot)$  为求最大值运算,  $\arg(\cdot)$  为求复数相角运算。

[0029] 所述的整数频偏估计过程包括:

[0030] D、对频域的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算:

$$[0031] \quad z_{1,k+i} = \text{sign}(\text{real}(Z_{1,k+i})) + j * \text{sign}(\text{imag}(Z_{1,k+i}))$$

$$[0032] \quad \text{其中, } \text{sign}(a) = \begin{cases} 1 & a \geq Th, \\ -1 & a \leq -Th \text{ 为高能量载波符号位的运算, 所示 } a \text{ 代表高能量载} \\ 0 & |a| < Th \end{cases}$$

波符号位, 所示  $Th$  为动态可调的阈值;  $Z_{1,k+i}$  频域数据子载波;

[0033] E、对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算, 求其最小值即整数频偏值:

[0034]

$$\Delta f_l = \arg \min_i \left\{ \sum_{l=0}^{Ns-1} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} [z_{l,k+i} * \text{conj}(z_{l,k+i})] \right\}$$

[0035] 其中,  $k_{\min}$  和  $k_{\max}$  分别为每个 OFDM 符号中第一个和最后一个虚拟子载波的序号。

[0036] 所述的频偏补偿过程为把步骤 C 或步骤 E 计算所得的小数频偏与整数频偏送入频偏补偿模块进行补偿:

$$[0037] \quad r = r_n e^{-j 2\pi n \frac{\Delta f_f + \Delta f_l}{f_s}}$$

[0038] 其中,  $r$  为接收到得数据经过频偏补偿的结果,  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值,  $f_s$  为采样频率。

[0039] 本发明所提供的 OFDM 系统的载波频率同步电路及方法, 具有以下优点:

[0040] 通过对频域相邻的两个同步序列进行欠采样,然后对其互相关值进行归一化处理,得到小数频偏的估计值,很大程度上降低了小数频偏估计的计算量。通过对经快速傅立叶变换 (FFT) 处理后的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,得到其最小值与理想值之偏移量,进而得到整数频偏估计值,以降低硬件开销。通过对多个 OFDM 符号的自相关进行求和运算,降低信道估计误差对整数频偏估计的影响。另外,根据系统工作环境的不同对高能量载波的阈值进行选取,能够自适应调整以降低系统噪声对系统性能的影响。

### 附图说明

[0041] 图 1 为本发明的载波频率同步电路结构示意图;

[0042] 图 2 为本发明 OFDM 系统的载波频率同步方法流程图。

### 具体实施方式

[0043] 下面结合附图及本发明的实施例对本发明的方法作进一步详细的说明。

[0044] 图 1 为本发明的载波频率同步电路结构示意图,如图 1 所示,包括小数频偏估计电路、小数频偏补偿电路、整数频偏估计电路和整数频偏补偿电路,其中,所述小数频偏补偿电路、整数频偏补偿电路,又称频率补偿模块。

[0045] 本发明利用该载波频率同步电路,首先须对频域相邻的两个欠采样同步序列的互相关值进行归一化处理,求峰值点之相角,即进行小数频偏估计,得到小数频偏的估计值;再将所述小数频偏估计值输入数控振荡器 (NCO) 进行小数频偏补偿,以校正 OFDM 系统的载波频率,使其保持同步。然后对经快速傅立叶变换 (FFT) 处理后的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算,即进行整数频偏估计,再对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算,得到整数频偏估计值;最后,再将所述整数频偏估计值送入频偏补偿模块对 OFDM 系统的载波频率进行校正。

[0046] 作为一优选实施例,假设在信号带宽为 10M 的无线广播系统中,子载波数位 4096, OFDM 系统所在频谱段内最高频率为 2.6GHz,子载波间隔为  $10\text{MHz}/4096 = 2.44\text{KHz}$ 。对于发送方和接收方要求最大容忍的频偏也是 20ppm,所以频率同步器的频偏估计范围应该是 40ppm。所以其频偏为  $2.6\text{GHz} \times 40\text{ppm} = 104\text{KHz}$ ,该频偏相当于  $104\text{KHz}/2.44\text{KHz} = 42.6$  个子载波间隔。

[0047] 从这里可以看出,由于系统中子载波间隔非常小,由频偏造成的偏移非常大,最大可偏移接近 43 个子载波。所以需要将频偏分成小数和整数倍子载波间隔来分别进行估计。

[0048] 图 2 为本发明 OFDM 系统的载波频率同步方法流程图,如图 2 所示,该载波频率同步方法包括如下步骤:

[0049] 步骤 201、计算小数频偏估计值。具体如下:

[0050] 首先,利用公式 (1) 计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的互相关值  $P_{\text{xcorr}}(n)$  :

$$[0051] \quad P_{\text{xcorr}}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N}) \quad (1)$$

[0052] 其中,  $\alpha$  为欠采样值;  $r_n$  为接收到的第  $n$  个采样值;  $k$  为接收信号欠采样后的索引,其取值范围为  $0, 1, \dots, N-1$ ,  $N$  为同步序列的长度,  $\text{conj}(\cdot)$  为共轭运算。

[0053] 然后,利用公式 (2) 计算欠采样率为  $\alpha$  的相邻两个同步序列的自相关值  $P_{\text{auto}}(n)$  :

$$[0054] \quad P_{\text{auto}}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n+\alpha k+N} \text{conj}(r_{n+\alpha k+N}) \quad (2)$$

[0055] 最后,利用公式 (3) 计算归一化互相关值的峰值点相角即小数频偏估计值  $\Delta f_f$  :

$$[0056] \quad \Delta f_f = \frac{f_s}{2\pi N} \arg(\max(\frac{P_{\text{xcorr}}(n)}{P_{\text{auto}}(n)})) \quad (3)$$

[0057] 其中  $f_s$  为采样频率。

[0058] 步骤 202、进行小数频偏补偿。利用公式 (4) 进行计算 :

$$[0059] \quad r = r_n e^{-j2\pi n \frac{\Delta f_f}{f_s}} \quad (4)$$

[0060] 其中,  $r$  代表小数频偏补偿后的结果;  $r_n$  代表接收到的第  $n$  个采样值;  $\frac{\Delta f_f}{f_s}$  代表小数频偏估计值与采样频率的比值。

[0061] 在 OFDM 系统中,当延时相关幅值达到最大时,其峰值角频率就是小数频偏。输入采样点经过欠采样率为  $\alpha$  的欠采样,因此进行和累加的存储器 (RAM) 容量可以降低到原来的  $1/\alpha$ ,且工作频率也可以降低到  $1/\alpha$ 。

[0062] 在本实例中的小数频偏同步方法中,欠采样率  $\alpha$  为 4,也即抽取点数占所有点数的比例为  $1/4$ ,此时小数频偏估计误差的标准方差为 0.022。在该方法中,输入采样点每隔 4 个点抽取一次,用于和累加的 RAM 可以降低到原来的  $1/4$ ,工作频率也降低到  $1/4$ ,因此,降低了对硬件的要求,即硬件实现复杂度与实现功耗都能够得到明显降低。

[0063] 步骤 203、进行整数频偏估计,对频域的每个 OFDM 符号高能量载波符号位进行自相关运算。

[0064] 在 OFDM 系统中,由于子载波间隔比较小,所以整数频偏比较大,其频偏可达到 42 个子载波间隔。在本实施例中,映射后的数据由式 (5) 搬移到快速傅立叶逆变换 (IFFT) 的输入端上。

$$[0065] \quad Z(i) = \begin{cases} Y(i-1) & i \in [1, 1538] \\ Y(i-1020) & i \in [2558, 4095] \\ 0 & i \in [1539, 2557], 0 \end{cases} \quad (5)$$

[0066] 其中,  $Z(i)$  与  $Y(i)$  分别代表 IFFT 的输入与映射的输出。

[0067] 可以看出,子载波 1539-2557 共 1019 个子载波是通过填充 0 来实现的,把这些子载波称为虚拟子载波。

[0068] 定义符号函数  $\text{sign}()$  为 :

$$[0069] \quad \text{sign}(a) = \begin{cases} 1 & a \geq Th, \\ -1 & a \leq -Th, \\ 0 & |a| < Th \end{cases}$$

[0070] 其中,  $a$  为代表高能量载波符号位,  $Th$  为动态可调阈值,根据系统软判决所需要的信道状态信息进行调整;

[0071] 定义  $z_{1, k+i}$  为 :

$$[0072] \quad z_{1, k+i} = \text{sign}(\text{real}(Z_{1, k+i})) + j * \text{sign}(\text{imag}(Z_{1, k+i}))$$

[0073] 其中,  $Z_{l, k+i}$  为第  $l$  个 OFDM 符号的  $k+i$  个子载波。

[0074] 然后对多个 OFDM 符号的自相关值进行求和运算, 求其最小值即为整数频偏值, 本发明中可利用公式 (6) 求得整数频偏值:

[0075]

$$\Delta f_l = \arg \min_i \left\{ \sum_{l=0}^{N_s-1} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} [z_{l, k+i} * \text{conj}(z_{l, k+i})] \right\} \quad (6)$$

[0076] 在本实施例的 OFDM 系统中, 每个时隙由 53 个 OFDM 符号组成, 即  $N_s = 53$ 。其中,  $k_{\min}$  和  $k_{\max}$  是每个 OFDM 符号中第一个和最后一个虚拟子载波的序号。

[0077] 步骤 204、根据步骤 203 所得的整数频偏估计值, 对 OFDM 系统的同步载波频率进行整数频偏补偿。本发明中可利用公式 (7) 进行计算, 得到整数频偏补偿结果:

$$[0078] \quad r = r_n e^{-j2\pi n \frac{\Delta f_l}{f_s}} \quad (7)$$

[0079] 其中,  $r$  代表整数频偏补偿后的结果;  $r_n$  代表接收到的第  $n$  个采样值;  $\frac{\Delta f_l}{f_s}$  整数频偏估计值与采样频率的比值。

[0080] 在本实例中的整数频偏同步方法中, 与中国专利号为 03100300.1 一文中涉及的整数载波频偏估计算法相比, 前者同步方法中需要复数相关运算, 而应用本发明方法只需 1 比特 (bit) 的相关运算即可, 运算复杂度大大降低, 即本发明的基于 OFDM 系统的载波频偏估计方法大幅降低了运算量与硬件实现复杂度。

[0081] 另外, 应用本发明提供的方法, 还可降低信道估计误差对整体频偏估计的影响。还有, 对于高能量载波选取的阈值根据系统工作环境的不同可以自适应调整来降低系统噪声对性能的影响。该方法能够广泛应用于各种无线广播系统、通信领域的。

[0082] 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。

小数/整数频偏补偿电路

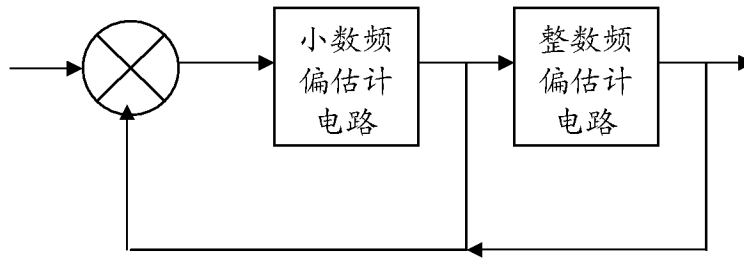


图 1

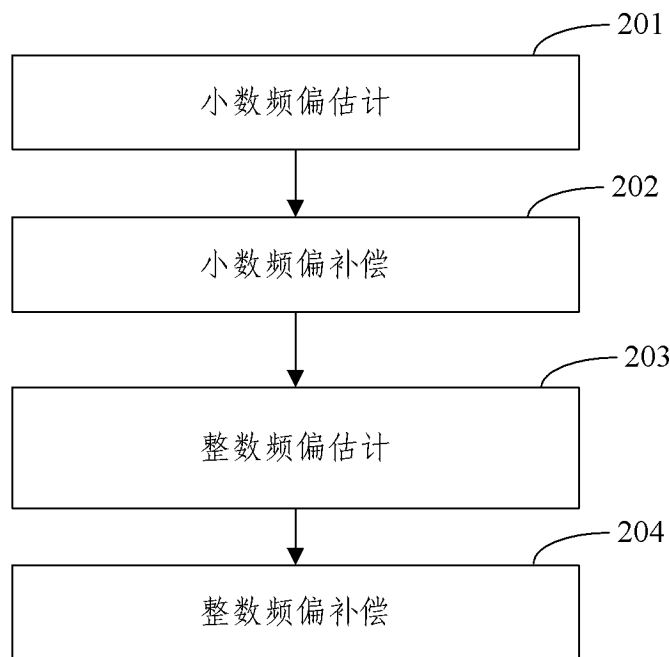


图 2