



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 115118564 B

(45) 授权公告日 2023. 12. 29

(21) 申请号 202210699989.4
 (22) 申请日 2022.06.20
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 115118564 A
 (43) 申请公布日 2022.09.27
 (73) 专利权人 湖南艾科诺维科技有限公司
 地址 410000 湖南省长沙市开福区伍家岭
 街道栖凤路486号凯乐微谷商务中心1
 栋7层710号房
 (72) 发明人 周资伟 黄震南 王萌
 (74) 专利代理机构 湖南兆弘专利事务所(普通
 合伙) 43008
 专利代理师 胡君
 (51) Int. Cl.
 H04L 27/00 (2006.01)
 H04L 27/26 (2006.01)
 (56) 对比文件
 CN 102223344 A, 2011.10.19
 CN 112291013 A, 2021.01.29
 CN 1549622 A, 2004.11.24
 US 2002057733 A1, 2002.05.16

US 6771715 B1, 2004.08.03
 CN 104601512 A, 2015.05.06
 CN 106559105 A, 2017.04.05
 CN 102647381 A, 2012.08.22
 CN 106411802 A, 2017.02.15
 US 2006176802 A1, 2006.08.10
 US 2009135978 A1, 2009.05.28
 US 6567480 B1, 2003.05.20
 US 7702040 B1, 2010.04.20
 唐比. 基于光频梳的相干光通信系统中联合
 载波恢复研究. 中国优秀硕士学位论文数据库
 .2020, 全文.
 Jun Woo Kim, Yong Su Lee. Carrier
 Frequency Offset Estimation for OFDM
 System with Large Oscillator Phase
 Noise. 2021 International Conference on
 Information and Communication Technology
 Convergence. 2021, 全文.
 3Gpp. "GP-052574 Feasibility study
 45912 V030". 3GPP specs\45_series. 2006, 全
 文.

审查员 李嵩

权利要求书2页 说明书7页 附图2页

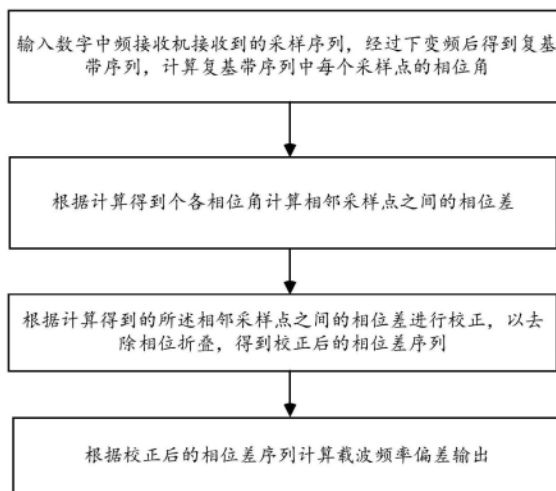
(54) 发明名称

一种载波频率偏差估计方法及装置

(57) 摘要

本发明公开一种载波频率偏差估计方法及装置, 该方法步骤包括: S01. 输入数字中频接收机接收到的采样序列, 经过下变频后得到复基带序列, 计算所述复基带序列中每个采样点的相位角; S02. 根据计算得到个各所述相位角计算相邻采样点之间的相位差; S03. 根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正, 以去除相位折叠, 得到校正后的相位差序列; S04. 根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出。本发明具有实现方法简单、复杂程度低、计算量小、能够兼容各种线性调制样式, 适用范围广等优点。

CN 115118564 B



1. 一种载波频率偏差估计方法,其特征在于,步骤包括:

S01. 输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算所述复基带序列中每个采样点的相位角;

S02. 根据计算得到个各所述相位角计算相邻采样点之间的相位差;

S03. 根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正,以去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

S04. 根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出,具体按照下式计算载波频率偏差:

$$\Delta f = \frac{\Delta' \varphi(n)}{2\pi T_s}$$

其中, $\Delta' \varphi(n)$ 为所述校正后的相位差序列进行低通滤波后信号, T_s 为采样间隔时间;

所述步骤S01中采用cordic算法计算复基带序列的瞬时相位角,计算表达式为:

$$\varphi(n) = \text{atan} \left\{ \frac{\text{Im}[x(n)]}{\text{Re}[x(n)]} \right\} = \Phi_a(n) + 2n\pi\Delta f T_s + \theta + \Phi_N(n);$$

其中, $\varphi(n)$ 为瞬时相位角序列, n 表示时刻, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位, $\text{Im}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的虚部, $\text{Re}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的实部, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, $\Phi_N(n)$ 为信道噪声引起的相位扰动。

2. 根据权利要求1所述的载波频率偏差估计方法,其特征在于,所述步骤S02中,具体按照下式计算相邻采样点的瞬时相位差:

$$\Delta\varphi(n) = \varphi(n) - \varphi(n-1) = 2\pi\Delta f T_s + [\Phi_a(n) - \Phi_a(n-1)] + [\Phi_N(n) - \Phi_N(n-1)]$$

其中, $\varphi(n)$ 为 n 时刻的瞬时相位角, $\varphi(n-1)$ 为 $n-1$ 时刻的相位角, $\Delta\varphi(n)$ 为瞬时相位差序列, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位, $\Phi_N(n)$ 为 n 时刻信道噪声引起的相位扰动。

3. 根据权利要求1所述的载波频率偏差估计方法,其特征在于,所述步骤S03中,具体按照下式对所述相邻采样点之间的相位差进行校正:

$$\overline{\Delta\varphi}(n) = \begin{cases} \Delta\varphi(n) + 2\pi & , & \Delta\varphi(n) \leq -\pi \\ \Delta\varphi(n) & , & -\pi < \Delta\varphi(n) < \pi \\ \Delta\varphi(n) - 2\pi & , & \Delta\varphi(n) \geq \pi \end{cases}$$

其中, $\varphi(n)$ 为瞬时相位角序列, $\Delta\varphi(n)$ 为瞬时相位差序列, $\overline{\Delta\varphi}(n)$ 为校正后的瞬时相位差序列, n 表示时刻。

4. 根据权利要求1~3中任意一项所述的载波频率偏差估计方法,其特征在于,所述步骤S03后、步骤S04前还包括对所述校正后的相位差序列进行窄带低通滤波,得到滤波后信号输出。

5. 一种载波频率偏差估计装置,其特征在于,包括:

相位角计算模块,用于输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算所述复基带序列中每个采样点的相位角;

相位差计算模块,用于根据计算得到个各所述相位角计算相邻采样点之间的相位差;

相位折叠去除模块,用于根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正,以

去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

频率偏差计算模块,用于根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出,具体按照下式计算载波频率偏差:

$$\Delta f = \frac{\Delta' \varphi(n)}{2\pi T_s}$$

其中, $\Delta' \varphi(n)$ 为所述校正后的相位差序列进行低通滤波后信号, T_s 为采样间隔时间;所述相位角计算模块中采用cordic算法计算复基带序列的瞬时相位角,计算表达式为:

$$\varphi(n) = \text{atan} \left\{ \frac{\text{Im}[x(n)]}{\text{Re}[x(n)]} \right\} = \Phi_a(n) + 2n\pi\Delta f T_s + \theta + \Phi_N(n);$$

其中, $\varphi(n)$ 为瞬时相位角序列, n 表示时刻, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位, $\text{Im}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的虚部, $\text{Re}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的实部, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, $\Phi_N(n)$ 为信道噪声引起的相位扰动。

6. 根据权利要求5所述的载波频率偏差估计装置,其特征在于,所述相位折叠去除模块与所述频率偏差计算模块之间还连接有低通滤波模块,以用于对所述校正后的相位差序列进行低通滤波,得到滤波后信号输出。

7. 一种计算机设备,包括处理器以及存储器,所述存储器用于存储计算机程序,其特征在于,所述处理器用于执行所述计算机程序以执行如权利要求1~4中任意一项所述方法。

8. 一种存储有计算机程序的计算机可读存储介质,其特征在于,所述计算机程序执行时实现如权利要求1~4中任意一项所述的方法。

一种载波频率偏差估计方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及非合作通信技术领域,尤其涉及一种载波频率偏差估计方法及装置。

背景技术

[0002] 在合作通信中,载波频率偏差主要是由多普勒频移、收发振荡器频率不相等引起。在非合作通信中,接收机由于难以获知发射机载波频率的准确值,因而下变频后的载波频率偏差往往非常大,甚至可以与信号带宽比拟。载波频率偏差会使信号星座点旋转,因而为正确解调需要载波同步使接收端载波与发送端同频,即需要估计出相应的频率偏差并进行补偿,否则会引起解调器性能下降、解调损耗变大等问题,甚至会导致无法解调出正确的信息数据。

[0003] 如果没有调制信息的影响,下变频后的接收信号是一个频率等于载波频偏的单频信号。如果能把调制信息从接收信号中去除掉,则可以采用噪声中单频信号的频率估计方法来估计载波频偏。事实上,现有技术中训练序列的数据辅助方法中,训练序列的主要作用即是用来去除调制信息对接收信号的影响。对于非合作通信而言,由于不具备先验信息,导频信息或同步头常常是未知的,数据辅助法并不适用。因而在非合作信号的解调过程中,为了获取信号的载波频率偏差只能采用非数据辅助方法,通常是采取非线性变换的方法来去除调制信息,如平方律法、循环累积量法等。

[0004] 现有技术中上述平方律法是根据信号的调制阶数 M 相应地对信号进行 M 次方,频谱会在 M 倍载频处出现离散的谱线,通过寻找这些谱线对应的频点即可完成载频估计,但是计算量大,且有平方或高次方后噪声功率放大的问题,因此对于高阶调制信号不适用。循环累积量法是利用循环矩和循环累积量提取载频信息,估计精度较高,但对高阶调制信号存在计算量大且算法复杂度高的问题。针对于载波频率偏差估计,现有技术中通常是采用符号间的差分运算实现,但是该类方式仅使用每个数据符号的最佳采样点来估计,必须要求接收机在估计前先完成符号同步,且计算量大、复杂程度高。

发明内容

[0005] 本发明要解决的技术问题就在于:针对现有技术存在的技术问题,本发明提供一种实现方法简单、复杂程度低、计算量小、能够兼容各种线性调制样式,适用范围广的载波频率偏差估计方法及装置。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明提出的技术方案为:

[0007] 一种载波频率偏差估计方法,步骤包括:

[0008] S01.输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算所述复基带序列中每个采样点的相位角;

[0009] S02.根据计算得到各个所述相位角计算相邻采样点之间的相位差;

[0010] S03.根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正,以去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

[0011] S04.根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出。

[0012] 进一步的,所述步骤S01中采用cordic算法计算复基带序列的瞬时相位角,计算表达式为:

$$[0013] \quad \varphi(n) = \text{atan} \left\{ \frac{\text{Im}[x(n)]}{\text{Re}[x(n)]} \right\} = \Phi_a(n) + 2n\pi\Delta f T_s + \theta + \Phi_N(n);$$

[0014] 其中, $\varphi(n)$ 为瞬时相位角序列, n 表示时刻, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位, $\text{Im}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的虚部, $\text{Re}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的实部, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, $\Phi_N(n)$ 为信道噪声引起的相位扰动。

[0015] 进一步的,所述步骤S02中,具体按照下式计算相邻采样点的瞬时相位差:

$$[0016] \quad \Delta\varphi(n) = \varphi(n) - \varphi(n-1)$$

[0017] 其中, $\varphi(n)$ 为 n 时刻的瞬时相位角, $\varphi(n-1)$ 为 $n-1$ 时刻的相位角, $\Delta\varphi(n)$ 为瞬时相位差序列, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位, $\Phi_N(n)$ 为 n 时刻信道噪声引起的相位扰动。

[0018] 进一步的,所述步骤S03中,具体按照下式对所述相邻采样点之间的相位差进行校正:

$$[0019] \quad \overline{\Delta\varphi}(n) = \begin{cases} \Delta\varphi(n) + 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \leq -\pi \\ \Delta\varphi(n) & , \quad -\pi < \Delta\varphi(n) < \pi \\ \Delta\varphi(n) - 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \geq \pi \end{cases}$$

[0020] 其中, $\varphi(n)$ 为相位角序列, $\Delta\varphi(n)$ 为瞬时相位差序列, $\overline{\Delta\varphi}(n)$ 为校正后的瞬时相位差序列, n 表示时刻。

[0021] 进一步的,所述步骤S03后、步骤S04前还包括对所述校正后的相位差序列进行低通滤波,得到滤波后信号输出。

[0022] 进一步的,所述步骤S04中,具体按照下式计算载波频率偏差:

$$[0023] \quad \Delta f = \frac{\Delta'\varphi(n)}{2\pi T_s}$$

[0024] 其中, $\Delta'\varphi(n)$ 为所述校正后的相位差序列进行低通滤波后信号, T_s 为采样间隔时间。

[0025] 一种载波频率偏差估计装置,包括:

[0026] 相位角计算模块,用于输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算所述复基带序列中每个采样点的相位角;

[0027] 相位差计算模块,用于根据计算得到个各所述相位角计算相邻采样点之间的相位差;

[0028] 相位折叠去除模块,用于根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正,以去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

[0029] 频率偏差计算模块,用于根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出。

[0030] 进一步的,所述相位折叠去除模块与所述频率偏差计算模块之间还连接有低通滤波模块,以用于对所述校正后的相位差序列进行低通滤波,得到滤波后信号输出。

[0031] 一种计算机设备,包括处理器以及存储器,所述存储器用于存储计算机程序,所述

处理器用于执行所述计算机程序以执行如上述方法。

[0032] 一种存储有计算机程序的计算机可读存储介质,所述计算机程序执行时实现如上述方法。

[0033] 与现有技术相比,本发明的优点在于:

[0034] 1、本发明载波频率偏差估计方法及装置,无需去除信号中的调制信息,直接对基带信号进行载波频偏估计,复杂程度低且计算量小,且估计过程与调制阶数无关,可以兼容如FSK/MSK/MPSK/DMPK/MAPSK/MQAM等各类线性调制样式,同时利用所有的采样数据序列进行估计,无需关注采样位置偏差,使得可以在符号同步前实现载波频率偏差的估计,且适应的载波频偏范围非常大。

[0035] 2、本发明载波频率偏差估计方法及装置,可以适用于非合作通信、高阶调制信号中,对于非合作通信,不需要预先进行调制方式识别,对于高阶调制信号,不需要进行高阶非线性计算,不会存在噪声功率放大的问题,也不会增加复杂度,可以大大降低实现复杂程度以及计算量。

[0036] 3、本发明载波频率偏差估计方法及装置,通过结合相邻采样点的差分运算实现载波频率偏差估计,由差分运算可以把调制信息去除,不需要如传统估计方法利用训练序列等先验信息或通过非线性变换来去除调制信息,进一步结合窄带低通滤波器,可以滤除相邻符号跳变处的相位差畸变值,不需要训练序列等先验信息或通过非线性变换来去除调制信息,即可快速、高效的实现精准载波频率偏差估计,不仅复杂度低,且易于工程实现。

附图说明

[0037] 图1是本实施例载波频率偏差估计方法的实现流程示意图。

[0038] 图2是本实施例载波频率偏差估计装置的结构示意图。

[0039] 图3是本发明在具体应用实施例中实现载波频率偏差估计的流程示意图。

具体实施方式

[0040] 以下结合说明书附图和具体优选的实施例对本发明作进一步描述,但并不因此而限制本发明的保护范围。

[0041] 如图1、2所示,本实施例载波频率偏差估计方法的步骤包括:

[0042] S01.输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算复基带序列中每个采样点的相位角;

[0043] S02.根据计算得到个各相位角计算相邻采样点之间的相位差;

[0044] S03.根据计算得到的相邻采样点之间的相位差进行校正,以去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

[0045] S04.根据校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出。

[0046] 考虑到数字中频接收机中采样频率远远大于符号速率,本实施例在所使用的采样频率远远大于符号速率的基础上,通过结合相邻采样点的差分运算实现载波频率偏差估计,由于做差分的相邻采样点大部分情况是在同一个数据符号内,可以认为相邻采样点的调制信息相同,则通过该差分运算可以把调制信息去除,不需要如传统方法利用训练序列等先验信息或通过非线性变换来去除调制信。且由于是利用所有的采样数据序列进行估

计,而不是如传统估计方式仅用每个数据符号的最佳采样点来估计,不需关注采样位置偏差,信号即使没有完成符号同步也不影响载波频率偏差的估计,因而可以在符号同步前实现载波频率偏差的估计,完成载波同步,从而使得接收机符号同步算法的选择更宽,大大降低了实现复杂度。

[0047] 对于数字中频接收机,接收信号的采样序列 $r(n)$,经过数字下变频后,得到复基带信号序列 $x(n)$,可表示为:

$$[0048] \quad x(n) = A \left\{ \sum_{m=n-M/2}^{n+M/2} a(mT_s)g[(n-m)T_s] \right\} \exp[j(2n\pi\Delta fT_s + \theta)] + N(nT_s) \quad (1)$$

[0049] 其中, A 为信号幅度, $a(mT_s)$ 为发送的数据符号, $g[(n-m)T_s]$ 为成形滤波脉冲响应, M 为成形滤波器阶数, T_s 为采样间隔时间, Δf 为载波频率偏差, θ 为载波初相, $N(nT_s)$ 为噪声采样信号。

[0050] 本实施例步骤S01中具体采用cordic算法按照下式计算复基带信号序列 $x(n)$ 中每一个采样点的相位,得到瞬时相位序列 $\varphi(n)$:

$$[0051] \quad \varphi(n) = \operatorname{atan} \left\{ \frac{\operatorname{Im}[x(n)]}{\operatorname{Re}[x(n)]} \right\} = \Phi_a(n) + 2n\pi\Delta fT_s + \theta + \Phi_N(n) \quad (2)$$

[0052] 其中, $\operatorname{Im}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的虚部, $\operatorname{Re}[x(n)]$ 为复基带序列 $x(n)$ 的实部, $\Phi_a(n)$ 为数据符号的 n 时刻的相位,仅与发送的数据符号和成形滤波器相关, $\Phi_N(n)$ 为信道噪声引起的相位扰动。

[0053] 复基带信号序列 $x(n)$ 的幅度和相位角满足关系式:

$$[0054] \quad x(n) = a(n)\exp(j\varphi(n)) \quad (3)$$

[0055] 其中, $a(n)$ 为复基带信号序列 $x(n)$ 的幅度值, $\varphi(n)$ 为复基带信号序列 $x(n)$ 的相位角。

[0056] 按照上述计算出瞬时相位序列 $\varphi(n)$ 后,本实施例步骤S02进一步计算瞬时相位序列 $\varphi(n)$ 中每两个相邻采样点之间的相位差。频率是瞬时相位序列的一阶差分,即:

$$[0057] \quad \Delta\varphi(n) = \varphi(n) - \varphi(n-1) \quad (4)$$

[0058] 其中, $\varphi(n)$ 为 n 时刻的瞬时相位角, $\varphi(n-1)$ 为 $n-1$ 时刻的相位角, $\Delta\varphi(n)$ 为第 n 个瞬时相位差。

[0059] 则计算复基带信号序列 $x(n)$ 两个相邻采样点之间的相位差 $\Delta\varphi(n)$ 的具体表达式为:

$$[0060] \quad \varphi(n) - \varphi(n-1) = 2\pi\Delta fT_s + [\Phi_a(n) - \Phi_a(n-1)] + [\Phi_N(n) - \Phi_N(n-1)] \quad (5)$$

[0061] 由于 $x(n)$ 的相位是按模 2π 计算的,因而存在相位折叠,需对邻采样点的瞬时相位差进行校正。本实施例步骤S03中具体按照下式对相邻采样点之间的相位差进行校正:

$$[0062] \quad \overline{\Delta\varphi}(n) = \begin{cases} \Delta\varphi(n) + 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \leq -\pi \\ \Delta\varphi(n) & , \quad -\pi < \Delta\varphi(n) < \pi \\ \Delta\varphi(n) - 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \geq \pi \end{cases} \quad (6)$$

[0063] 其中, $\overline{\Delta\varphi}(n)$ 为校正后的瞬时相位差序列。

[0064] 本实施例步骤S03后、步骤S04前还包括对校正后的相位差序列进行低通滤波,得

到滤波后信号输出。

[0065] 数字中频接收机中采样频率 f_s 会远远大于数据符号速率 R_s ,即采样间隔时间 T_s 远远小于发送数据符号的宽度,则除发送数据符号跳变点附近之外,发送信号相邻两个采样点的相位可以认为相等,即:

$$[0066] \quad \Phi_a(n) \approx \Phi_a(n-1) \quad (7)$$

[0067] 且由于发送数据符号具有随机性, $[\Phi_a(n) - \Phi_a(n-1)]$ 的均值为零, $\Phi_N(n)$ 为信道噪声引起的相位扰动,因而 $[\Phi_N(n) - \Phi_N(n-1)]$ 的均值也应为零。则式(5)计算的 $\Delta\varphi(n)$ 经过窄带(通带带宽远小于符号速率 R_s)的低通滤波后,可以发送数据符号跳变点附近的相位畸变值和信道噪声引起的相位扰动,即滤除式(5)等式右边后两项($[\Phi_a(n) - \Phi_a(n-1)]$ 以及 $\Phi_N(n) - \Phi_N(n-1)$)。则对校正后的瞬时相位差序列 $\Delta\varphi(n)$ 经过窄带低通滤波后有:

$$[0068] \quad \Delta'\varphi(n) = 2\pi\Delta f T_s \quad (7)$$

[0069] 对校正后的瞬时相位差序列 $\Delta\varphi(n)$ 进行窄带低通滤波后,可以滤除数据符号、噪声引起的相位扰动,得到滤波后信号 $\Delta'\varphi(n)$,低通滤波器的通带远远小于信号的符号速率 R_s ,阻带起始频率也小于 R_s 。

[0070] 本实施例步骤S04中,根据频率和相位的关系,具体按照下式计算载波频率偏差:

$$[0071] \quad \Delta f = \frac{\Delta'\varphi(n)}{2\pi T_s} \quad (8)$$

[0072] 其中, $\Delta'\varphi(n)$ 为校正后的相位差序列进行低通滤波后信号, T_s 为采样周期。

[0073] 本实施例通过采用相邻采样点的差分运算方法,无需去除信号中的调制信息,直接对基带信号进行载波频偏估计,进一步结合窄带低通滤波器滤除相邻符号跳变处的相位畸变值,可快速、高效的实现精准的载波频率偏差估计,复杂程度低、计算量小、易于工程实现,估计过程与调制阶数无关,可以兼容如FSK/MSK/MPSK/DMPK/MAPSK/MQAM等各类线性调制样式,同时不要求先完成符号同步,可以在符号同步前即完成载波频偏估计。

[0074] 适应的载波频偏范围是载波频率偏差估计的重要指标,本发明由于采样频率 f_s 远远大于符号速率 R_s ,且是相邻采样点间差分运算,适应的载波频偏范围为 $(-f_s/4, f_s/4)$,大于信号的符号速率 R_s ,在非合作通信场景中,可使用本发明方法直接对信号进行载波频偏估计,不需要载频粗估计等预处理等。

[0075] 在具体应用实施例中,如图3所示,实现载波频率偏差估计的详细流程为:

[0076] 步骤1:采用cordic算法计算复基带序列 $x(n)$ 的幅度和相位角。

$$[0077] \quad x(n) = A \left\{ \sum_{m=n-M/2}^{n+M/2} a(mT_s)g[(n-m)T_s] \right\} \exp[j(2n\pi\Delta f T_s + \theta)] + N(nT_s)$$

$$[0078] \quad \varphi(n) = \text{atan} \left\{ \frac{\text{Im}[x(n)]}{\text{Re}[x(n)]} \right\} = \Phi_a(n) + 2n\pi\Delta f T_s + \theta + \Phi_N(n)$$

$$[0079] \quad x(n) = a(n)\exp(j\varphi(n))$$

[0080] 式中, $a(n)$ 为 $x(n)$ 的幅度值, $\varphi(n)$ 为 $x(n)$ 的相位角。

[0081] 步骤2:计算相邻采样点的瞬时相位差:

[0082] $\Delta\varphi(n) = \varphi(n) - \varphi(n-1) = 2\pi\Delta fT_s + [\Phi_a(n) - \Phi_a(n-1)] + [\Phi_N(n) - \Phi_N(n-1)]$

[0083] 步骤3:去除相位折叠,对邻采样点的瞬时相位差进行校正:

$$[0084] \quad \overline{\Delta\varphi}(n) = \begin{cases} \Delta\varphi(n) + 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \leq -\pi \\ \Delta\varphi(n) & , \quad -\pi < \Delta\varphi(n) < \pi \\ \Delta\varphi(n) - 2\pi & , \quad \Delta\varphi(n) \geq \pi \end{cases}$$

[0085] 步骤4:对校正后的瞬时相位差序列 $\overline{\Delta\varphi}(n)$ 进行窄带低通滤波,滤除数据符号、噪声引起的相位扰动,得到滤波后信号 $\Delta'\varphi(n)$,低通滤波器的通带远远小于信号的符号速率 R_s ,阻带起始频率也小于 R_s 。

[0086] 步骤5:根据频率和相位的关系,根据滤波后的 $\Delta'\varphi(n)$ 计算频率值得到载波频率偏差:

$$[0087] \quad \Delta f = \frac{\Delta'\varphi(n)}{2\pi T_s}。$$

[0088] 如图2所示,本实施例载波频率偏差估计装置包括:

[0089] 相位角计算模块,用于输入数字中频接收机接收到的采样序列,经过下变频后得到复基带序列,计算所述复基带序列中每个采样点的相位角;

[0090] 相位差计算模块,用于根据计算得到个各相位角计算相邻采样点之间的相位差;

[0091] 相位折叠去除模块,用于根据计算得到的所述相邻采样点之间的相位差进行校正,以去除相位折叠,得到校正后的相位差序列;

[0092] 频率偏差计算模块,用于根据所述校正后的相位差序列计算载波频率偏差输出。

[0093] 本实施例中,相位折叠去除模块与频率偏差计算模块之间还连接有低通滤波模块,以用于对校正后的相位差序列进行低通滤波,得到滤波后信号输出。

[0094] 如图2所示,相位角计算模块包括由两个乘法器构成的下变频电路以及相位角计算电路,下变频电路输入采样序列 $r(n)$,经过下变频输出两路相交信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$,由相位角计算电路按照采用cordic算法计算复基带序列 $x(n)$ 的相位角;相位差计算模块采样差分电路,按照式(4)计算得到瞬时相位差序列 $\Delta\varphi(n)$ 输出,经过校正以及低通滤波模块后输出滤波后信号 $\Delta'\varphi(n)$,再经过频率偏差计算模块,按照式(8)计算出最终的频率偏差 Δf 输出。

[0095] 本实施例载波频率偏差估计装置与上述载波频率偏差估计方法为一一对应,在此不再一一赘述。

[0096] 本实施例还提供计算机设备,包括处理器以及存储器,存储器用于存储计算机程序,处理器用于执行计算机程序以执行如上述方法。

[0097] 本实施例存储有计算机程序的计算机可读存储介质,计算机程序执行时实现如上述方法。

[0098] 本发明可以快速、高效的实现对基带信号的载波频偏估计,调制样式非常广泛,可以兼容FSK/MSK/MPSK/DMPSK/MAPSK/MQAM等各类线性调制样式,无需改变实现结构、参数配置、实现与调制阶数无关,若应用于非合作通信,不需要预先进行调制方式识别,应用于高阶调制信号时,不需要进行高阶非线性计算,不存在噪声功率放大的问题,也不会增加复杂度,可以大大降低实现复杂程度以及计算量。

[0099] 上述只是本发明的较佳实施例,并非对本发明作任何形式上的限制。虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然而并非用以限定本发明。因此,凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明技术实质对以上实施例所做的任何简单修改、等同变化及修饰,均应落在本发明技术方案保护的范围内。

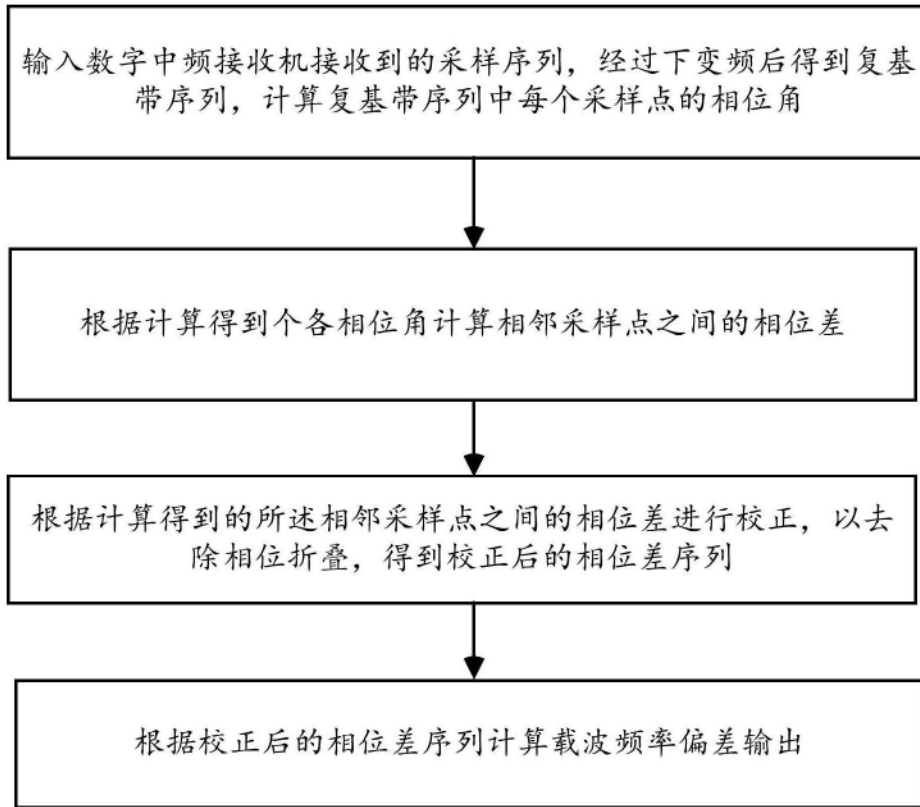


图1

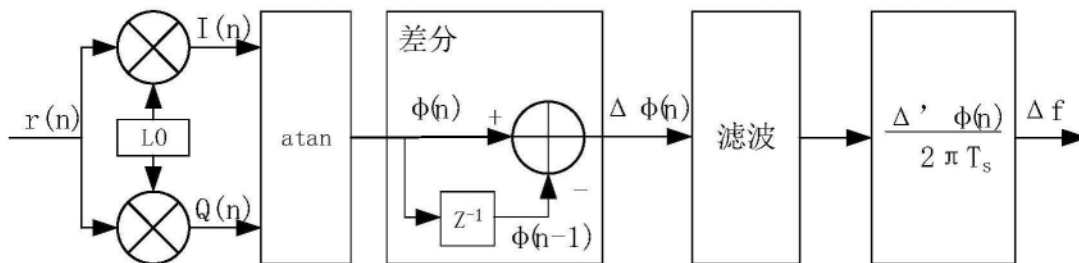


图2

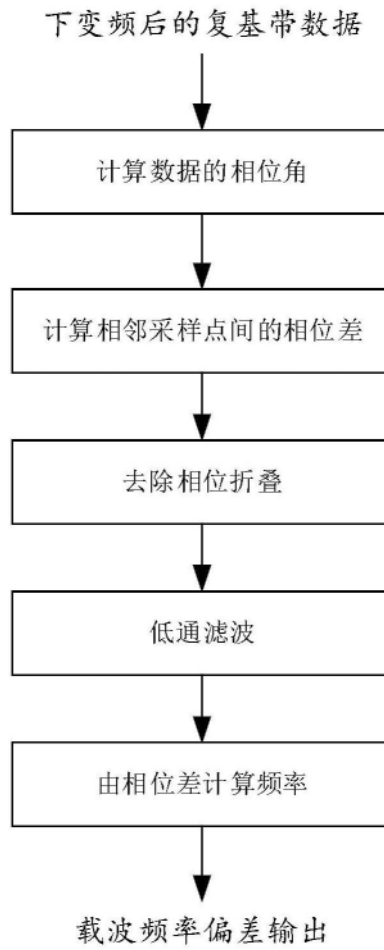


图3