

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公布说明书

H04L 27/38 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

[21] 申请号 200810034598.0

[43] 公开日 2009年9月16日

[11] 公开号 CN 101534287A

[22] 申请日 2008.3.13

[21] 申请号 200810034598.0

[71] 申请人 泰鼎多媒体技术(上海)有限公司

地址 200233 上海市徐汇区田林路487号26号楼2F

[72] 发明人 郑华榕 刘珂 沈泊

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 罗朋

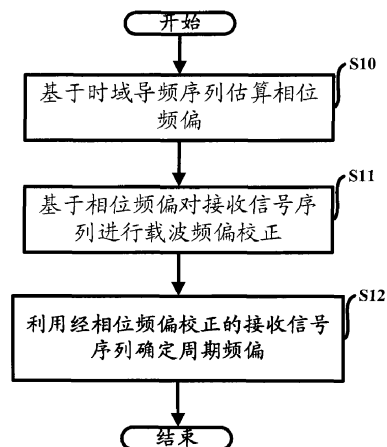
权利要求书4页 说明书31页 附图15页

[54] 发明名称

移动通信系统中进行载波频率偏移校正的方法和装置

[57] 摘要

本发明提供一种在无线通信系统的接收机中用于对包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正的方法及装置,其中,包括:利用接收信号序列中的时域导频来估算所述载波频偏中的相位频偏;利用所述相位频偏对所述接收信号序列进行频偏校正,以生成经相位频偏校正的接收信号序列;利用所述经相位频偏校正的接收信号序列来确定所述载波频偏的周期频偏。利用本发明的技术方案进行的载波频偏校正,适用于较宽载波频偏的估计范围并且具有较高精度。



1. 一种在无线通信系统的接收机中用于对包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正的方法，其中，包括以下步骤：

i. 利用接收信号序列中的时域导频来估算所述载波频偏中的相位频偏；

ii. 利用所述相位频偏对所述接收信号序列进行频偏校正，以生成经相位频偏校正的接收信号序列；

iii. 利用所述经相位频偏校正的接收信号序列来确定所述载波频偏的周期频偏。

2. 根据权利要求1所述的方法，其特征在于，所述接收信号序列包含一个或多个信号帧，每个所述信号帧包含时域导频序列，所述接收信号序列的时域导频序列中包含至少两个相同的样本子序列，所述步骤 i 包括以下子步骤：

a. 按公式 1) 将所述接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本序列进行共轭相乘，以获得所述接收信号序列的共轭相乘序列 $corr(n)$ ，

$$corr(n) = r(n) \cdot r^*(n - D) \quad 1)$$

其中， $r(n)$ 为所述接收信号序列， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为所述至少两个相同的样本子序列中的两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目；

b. 由所述共轭相乘序列获取所述两个相同的样本子序列的加权相关序列；

c. 根据所述加权相关序列的第一特定值确定所述相位频偏。

3. 根据权利要求2所述的方法，其特征在于，所述间隔值为在所述接收信号序列中所述两个相同的样本子序列的最小间隔值。

4. 根据权利要求3所述的方法，其中，步骤 b 还包括：

- 利用加权平均窗口函数对所述共轭相乘序列进行加权窗函数运算，以获取所述加权相关序列，所述加权平均窗口函数的宽度基本等于所述样本子序列的宽度。

5. 根据权利要求4所述的方法,其特征在于,所述步骤c包括:

- 计算所述加权相关序列的峰值的幅角所对应的频率,并将其确定为该相位频偏。

6. 根据权利要求1至5中任一项所述的方法,其特征在于,所述步骤iii包括以下步骤:

d. 由所述时域导频序列提取与预存的训练序列对应的接收样本序列;

e. 将所述接收样本序列分别和多个具有不同混频频率的混频信号进行混频运算,得到多个经混频的接收样本序列;

f. 将所述多个经混频的接收样本序列与所述预存的训练序列分别进行相关运算,得到多个混频相关序列;

g. 由所述多个混频相关序列确定具有较大值混频相关序列,并将其具有的混频频率确定为所述周期频偏。

7. 根据权利要求1至5中任一项所述的方法,其特征在于,所述步骤iii包括以下子步骤:

d. 由所述时域导频序列提取与预存的训练序列对应的接收样本序列;

e. 将所述预存的训练序列分别和多个具有不同混频频率的混频信号进行混频,得到多个经混频的训练序列;

f. 将所述多个经混频的训练序列与接收样本序列分别进行相关运算,得到多个混频相关序列;

g. 由所述多个混频相关序列确定具有较大值混频相关序列,并将其具有的混频频率确定为所述周期频偏。

8. 根据权利要求6或7所述的方法,其特征在于,所述不同混频频率都为 $\frac{1}{DT_s}$ 的整数倍,其中D为所述间隔值, T_s 为数据采样周期。

9. 一种在无线通信系统的接收机中用于对包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正的频偏校正装置,包括:

相位频偏估算装置,用于利用接收信号序列中的时域导频来估算所述

载波频偏中的相位频偏;

相位频偏校正装置,用于利用所述相位频偏对所述接收信号序列进行频偏校正,以生成经相位频偏校正的接收信号序列;

周期频偏确定装置,用于利用所述经相位频偏校正的接收信号序列来确定所述载波频偏的周期频偏。

10. 根据权利要求9所述的频偏校正装置,其特征在于,所述接收信号序列包含一个或多个信号帧,每个所述信号帧包含时域导频序列,所述接收信号序列的时域导频序列中包含至少两个相同的样本子序列,其中,所述相位频偏估算装置还包括:

共轭相乘装置,用于按公式1)将所述接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本序列进行共轭相乘,以获得所述接收信号序列的共轭相乘序列 $corr(n)$,

$$corr(n) = r(n) \cdot r^*(n - D) \quad 1)$$

其中, $r(n)$ 为所述接收信号序列, n 为整数,其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量, D 为间隔值,其为所述至少两个相同的样本子序列中的两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目;

加权相关装置,用于由所述共轭相乘序列获取所述两个相同的样本子序列的加权相关序列;

相位频偏确定装置,用于根据所述加权相关序列的第一特定值确定所述相位频偏。

11. 根据权利要求10所述的频偏校正装置,其特征在于,所述间隔值为在所述接收信号序列中所述两个相同的样本子序列的最小间隔值。

12. 根据权利要求11所述的频偏校正装置,其中,所述加权相关装置还包括:

窗函数运算装置,用于利用加权平均窗口函数对所述共轭相乘序列进行加权窗函数运算,以获取所述加权相关序列,所述加权平均窗口函数的宽度基本等于所述样本子序列的宽度。

13. 根据权利要求12所述的频偏校正装置,其中,所述相位频偏确定装置包括:

峰值频率确定装置,用于计算所述加权相关序列的峰值的幅角所对应的频率,并将其确定为该相位频偏。

14. 根据权利要求9至13中任一项所述的频偏校正装置,其特征在于,所述周期频偏确定装置包括:

接收样本提取装置,用于由所述时域导频序列提取与预存的训练序列对应的接收样本序列;

混频装置,用于将所述接收样本序列分别和多个具有不同混频频率的混频信号进行混频运算,得到多个经混频的接收样本序列;

混频相关装置,用于将所述多个经混频的接收样本序列与所述预存的训练序列分别进行相关运算,得到多个混频相关序列;

较大值频率确定装置,用于由所述多个混频相关序列确定具有较大值混频相关序列,并将其具有的混频频率确定为所述周期频偏。

15. 根据权利要求9至13中任一项所述的频偏校正装置,其特征在于,所述周期频偏确定装置包括:

接收样本提取装置,用于由所述时域导频序列提取与预存的训练序列对应的接收样本序列;

混频装置,用于将所述预存的训练序列分别和多个具有不同混频频率的混频信号进行混频,得到多个经混频的训练序列;

混频相关装置,用于将所述多个经混频的训练序列与接收样本序列分别进行相关运算,得到多个混频相关序列;

较大值频率确定装置,用于由所述多个混频相关序列确定具有较大值混频相关序列,并将其具有的混频频率确定为所述周期频偏。

16. 根据权利要求14或15所述的频偏校正装置,其特征在于,所述不同混频频率都为 $\frac{1}{DT_s}$ 的整数倍,其中D为所述间隔值, T_s 为数据采样周期。

移动通信系统中进行载波频率偏移校正的方法和装置

技术领域

本发明涉及一种移动通信系统，尤其涉及一种在接收端进行载波频率偏移校正的方法和装置。

背景技术

第四代移动通信系统计划以正交频分复用（OFDM）为核心技术提供增值服务，它在宽带领域的应用具有很大的潜力。现有的 OFDM 系统的子信道频谱相互覆盖，因此对子信道的正交性提出了严格的要求。频率偏差可能会使得 OFDM 系统子载波之间的正交性遭到破坏，从而导致子信道间的信号相互干扰。数字定时和其他同步算法适用于小频差的情况，仅仅 1% 的频偏就会造成信噪比下降 30dB。然而无线信道存在时变性，例如多普勒频移，或者接收机振荡器的频率不稳定，都可能会给系统带来一个定量的频率偏移。所以频率偏移在 OFDM 系统设计中是一个影响性能的重要问题。因此，为了避免子载波间的相互干扰(ICI)，OFDM 系统必须将载波频偏的方差保持在 10^{-6} 以下。

现有技术中一种典型的载波频率偏移校正的方法为了保证较大的捕获范围和优化跟踪性能，以子载波间隔为单位，将载波频偏分为整数部分和小数部分。先在时域内进行小数部分粗估计，获取小数部分的估计值，将频偏调整至子载波间隔的整数倍。然后在频域内进行整数部分的估计，获取残余的整数部分的估计值，再利用整数部分和小数部分的估计值进行频偏校正。这种算法可以提供较好的估计结果，但是同步时间较长。

另一种现有的在时域进行载波频率偏移校正的方法，在时域的信号帧中加入由 PN 序列循环扩展的导频。通过导频信号与其自身的重复样本进行多次不同深度的延迟相关，推导出载波频偏估计值，再通

过其进行载波频偏校正。这种算法计算复杂度小，频率捕获时间短，但是缺点在于该技术方案可以适用于频率偏移绝对值较小的情况并且精度较低。

因此，需要一种新的进行载波频率偏移校正的方法，亦同时满足频率捕获时间短，适用频率范围广且估算精度较高的要求，以提高系统的性能。

发明内容

本发明的目的是解决现有技术中的上述问题，提供一种计算复杂度小，捕获时间快，可适用于有较大绝对值的频率偏移的系统，并且具有较高精度的载波频偏校正方法和装置，以提高整个系统性能。

根据本发明的第一个方面，提供了一种在无线通信系统的接收机中用于对包含时域导频的数字信号进行载波频偏校正的方法，其中，包括以下步骤：利用接收信号序列中的时域导频来估算所述载波频偏中的相位频偏；利用所述相位频偏对所述接收信号序列进行频偏校正，以生成经相位频偏校正的接收信号序列；利用对所述经相位频偏校正的接收信号序列来确定所述载波频偏的周期频偏。

根据本发明的第二个方面，还提供了一种在移动通信系统的接收机中用于对含有时域导频的数字信号的载波频偏进行载波频偏校正的频偏估计装置，该频偏估计装置包括：相位频偏估算装置，用于利用接收信号序列中的时域导频来估算所述载波频偏中的相位频偏；相位频偏校正装置，用于利用所述相位频偏对所述接收信号序列进行频偏校正，以生成经相位频偏校正的接收信号序列；周期频偏确定装置，用于利用所述经相位频偏校正的接收信号序列来确定所述载波频偏的周期频偏。

采用本发明提供的方法及相应装置，可以解决上文提到的现有技术的问题，在不增加系统复杂度的情况下提供了一种适用于较宽载波频偏的校正范围并且具有较高精度的频率校正的方法。

附图说明

通过阅读参照以下附图所作的对非限制性实施例所作的详细描述，本发明的其它特征、目的和优点将会变得更明显：

图 1 为无线通信系统的示意图；

图 2 为根据本发明的一个具体实施方式的 TDS-OFDM 系统的接收机的总体结构图；

图 3 为根据本发明的一个具体实施方式的信号帧结构示意图；

图 4(a)为根据本发明的一个具体实施方式的根据相同样本子序列确定间隔值的示意图；

图 4(b)为根据本发明的一个具体实施方式的利用同一信号帧的导频序列中的相同样本子序列确定间隔值的示意图；

图 4(c)为根据本发明的一个具体实施方式利用不同信号帧的导频序列中的相同样本子序列确定间隔值的示意图；

图 5 为根据本发明的一个具体实施方式的对含有时域导频的数字信号的载波频偏进行估计的方法流程图；

图 6 为根据本发明的一个具体实施方式的获取相位频偏的方法流程图；

图 7(a)为根据本发明的一个具体实施方式的共轭相乘序列幅度特性的仿真图；

图 7(b)为根据本发明的一个具体实施方式的共轭相乘序列相位特性的仿真图。

图 8(a)为根据本发明的一个具体实施方式的加权相关序列幅度特性的仿真图；

图 8(b)为根据本发明的一个具体实施方式的加权相关序列相位特性的仿真图；

图 9(a)为根据本发明的一个具体实施方式的以方窗为加权平均窗口函数的示意图；

图 9(b)为根据本发明的一个具体实施方式的以指数窗为加权平均窗口函数的示意图；

图 10 为根据本发明的一个具体实施方式的去除相位频偏的装置示意图；

图 11 (a) 为混频频率与周期频率相同时混频相关序列幅值的仿真图；

图 11 (b) 为混频频率与周期频率不同时混频相关序列幅值的仿真图；

图 12 为根据本发明一个具体实施方式获取周期频偏的方法流程图；

图 13 为根据本发明一个具体实施方式的对含有时域导频的数字信号的载波频偏进行校正的频偏校正装置的框图；

图 14 为根据本发明一个具体实施方式的相位频偏估算装置的装置框图；

图 15(a)为根据本发明一个具体实施方式的周期频偏确定装置的装置框图；

图 15(b)为根据本发明一个具体实施方式的周期频偏确定装置的装置框图；

其中，相同或相似的附图标记表示相同或相似的步骤/装置。

具体实施方式

下面结合附图对本发明作进一步详细描述。本发明适用于在 TDS-OFDM、8VSB 等多种系统中，对包含时域导频的信号序列进行载波频偏的估计和校正。为帮助理解，首先以 TDS-OFDM 系统为例，就本发明相关的应用场景做简单举例介绍。

图 1 为无线通信系统的示意图。数字通信系统的发送端包含有信源、信源编码、信道编码和数字调制器，用于对信源产生的信号进行编码、调制，生成适合于无线信道传输的发送信号序列 $s(n)$ ，并向发送端发送。由于无线信道中存在噪声、多径衰落等干扰因素的影响，发送信号序列 $s(n)$ 在无线信道传输中，其频率和相位产生偏移和失真，使得接收信号序列 $r(n)$ 不等同于发送信号序列 $s(n)$ 。在数字通信系统

的接收端有相应的四个模块,用于接收该接收信号序列 $r(n)$,并对 $r(n)$ 进行解调和解码,还原原始信号。

图 2 为根据 TDS-OFDM 系统的接收机的总体结构图。首先,模拟前端 a 即高频头将接收的 RF (射频) 信号放大,完成频道选择,并将选择的信号从 RF 频段变换为中频信号。模数转换装置 b 以固定的时钟频率直接采样所述中频信号以生成数字信号。该数字信号经过解复用装置 c 后被解复用成经解复用的采样数据(在具体实施方式中,将该经解复用的采样数据称为接收信号序列 $r(n)$)。由于接收机振荡器的频率不稳定和多普勒效应,系统载波中会存在一个定量的频率偏移,所以需要进行载波频偏估计。

频偏估计装置 d 对系统载波频率偏移给出估计值 Δf ,并生成频率为 $-\Delta f$ 的混频信号。频率为 $-\Delta f$ 的混频信号和经解复用的采样数据被输入乘法器以对载波频率偏移进行校正。

时间偏移估计装置 e、符号定时恢复装置 f 和升余弦滚降滤波器 g 三个部分形成了定时恢复环路,用于获得采样频偏信息,得到发送信号的正确采样值。导频信号分离装置 h 用于正确分离时域导频信号和数据信号。DFT (离散傅立叶变换) 装置 i 在假定正确的定时同步情况下,通过将校正后的时域复采样点进行 DFT 完成解调。

相位噪声估计装置 j 从 DFT 后的解调信号中获取频域基带信号并将其转化成时域相位噪声估计,并使用得到的时域相位噪声估计对 DFT 以前的数据进行相位补偿。

信道估计装置 k 和信道均衡装置 l,用来估计信道并完成均衡,消除传输信道的非理想效应。以上操作完成后,信道均衡装置 l 输出的信号经过软判决解映射装置 m 即可输出。

由于无线信道存在较大干扰,载波频率偏差通常在几十 KHz 至几百 KHz 范围,因此不能像有线信道一样仅仅通过一个简单的锁相环进行载波频率偏移的锁定。无线信道系统一般先通过频偏估计装置 d 基于一定的载波频偏估计算法获取一个频偏估计值,将载波频偏纠正到一定的小范围内,再进行频率跟踪。其中,乘法器实现的功能就

是基于频偏估计装置 d 生成的估计值 Δf 对系统频率偏移进行校正, 这个校正操作可以理解为将解复用的采样数据在时域乘上 $e^{-j2\pi\Delta f n T_s}$, 即一个带有递增相位的复指数, 其中相位增加量为 $2\pi\Delta f n T_s$, 变量 n 为采样点序号, Δf 为系统的载波频偏估计值, T_s 为数据采样周期。

图 2 所示接收机总体结构图中除频偏估计装置 d 以外的其它模块不是本发明技术方案的重点所在, 此处不再一一展开说明。本领域技术人员能够理解图 2 是对本发明所提供的进行载波频率偏移估计的方法和装置的使用场景进行举例说明, 但本发明所提供的技术方案的适用范围并不仅限于多载波系统, 对于以 8-VSB 为例的单载波系统同样适用。总之, 图 2 所示情形应该不视为对本发明的保护范围的限定。

下面就本发明的第一个方面进行详细描述。

图 3 为根据本发明的一个具体实施方式的包含时域导频的信号帧结构示意图。在本实施例中, 接收信号序列 $r(n)$ 包括多个信号帧, 如图 3 所示, 其中每个信号帧包括时域导频部分 ($GARD(i)$) 和数据块部分 ($DATA(i)$)。每个信号帧的时域导频部分 ($GARD(i)$) 是一段长度为 N_g 的时域序列, 该序列由一个或多个长度为 L 的序列 $SYNC_M(i)$ 构成, 其中 i 为信号帧帧号, M 为周期号, 且该序列是与发送端约定好的已知序列。每个信号帧的数据块部分 ($DATA(i)$) 由一个或多个采用单载波或多载波调制的小数据块通过复用构成, 长度为 N 。每个信号帧的总长度为 $N_{total} = N + N_g$ 。

假设发送端发出的发送信号序列以 $s(n)$ 表示, 以一倍采样率 T_s 采样到的接收信号序列以 $r(n)$ 表示。则在加性高斯白噪声 (AGWN) 信道下, 接收信号序列 (即上文中经解复用得到的信号) 可以表示为 $r(n) = s(n) \cdot e^{j2\pi f \cdot n T_s} + \omega_1(n)$ 。其中 f 为当前采样点的频率, n 为接收信号序列中采样点的时间变量, n 的取值为整数, T_s 为数据采样周期, $\omega_1(n)$ 为噪声信号。

利用时域导频部分数据的循环特性, 样本子序列在与延迟后的其自身的重复样本进行相关运算时可以得到较大信号功率的相关结果。根据该相关特性, 可以容易的从接收信号序列的相关序列中提取出重

复样子序列的相关序列，且在该样子序列的相关序列中找到一个峰值点，通过该峰值点对应的相位即可获取载波频率偏移的估计值。见 Edfors. O, M. Sandell, J.J. van de Beek, et al, "On channel estimation in OFDM systems", Proc. Of 45th IEEE VTC, pp.815-819, Jul. 1995。

由于时域导频部分数据的循环特性，在接收信号序列的时域导频序列中可以找到满足预定条件（例如，满足采样点数目要求）的两个相同的样子序列 I 和 I'。假设，这两个相同的样子序列之间的间隔值为 D（具体 D 值的选取方法会在下文中进行详细说明）。将接收信号序列与其自身延迟 D 个采样周期的延迟样本序列进行共轭相乘，得到的共轭相乘序列 $corr(n)$ 可以由式(1)表示：

$$\begin{aligned} corr(n) &= r(n) \cdot r^*(n-D) = s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) \\ &= \begin{cases} |s(n)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) & s(n) \in I \\ s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) & s(n) \notin I \end{cases} \quad (1) \end{aligned}$$

其中， $s(n)$ 为发送端发送的发送信号序列， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量，D 为间隔值，其为两个相同样样子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为接收信号的数据采样周期， $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声，I 为在时域导频序列中所选取的相同的样样子序列。

从式(1)可以看出，当采样点位于相同样样子序列中时共轭相乘序列 $corr(n)$ 中的每个采样点具有相同的相位 $2\pi\Delta fDT_s$ 。

样样子序列的间隔值 D 是基于时域导频序列中的数据得到的。由于每个信号帧的时域导频序列数据部分是相同的，即以图 3 中所示信号帧为例，对于不同的信号帧 i ， $GARD(i)$ 的数据相同。因此一定可以在时域导频序列中选取到至少两个相同的样样子序列，从而获知该至少两个相同的样样子序列中的两个相同的样样子序列之间间隔的采样周期 T_s 的数目作为间隔值 D。

如图 4(a)所示。样样子序列 I 和 I' 是两个位于接收信号序列的时域导频序列中的两个相同序列。假设，选取 I 和 I' 为所述两个相同的

样本子序列。则，图 4(a)中 D 所示即为该两个相同的样本子序列的间隔值。该两个相同的样本子序列 I 和 I' 可以位于同一个信号帧的导频序列中，也可以位于不同信号帧的导频序列中。每个样本子序列的采样点数目可以与序列 $SYNC_M(i)$ 中采样点的数目相同，也可以不同。

优选的，间隔值 D 的选取可以如图 4(b)或图 4(c)所示。图 4(b)所示为两个相同的样本子序列位于同一信号帧中的情形。如图 4(b)所示，假设在同一个信号帧的导频序列 $GARD(i)$ 中，存在数据相同的两个子序列 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ ，则可以选取 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ 作为两个相同的样本子序列，并通过它们之间的相隔的采样周期个数得到间隔值 D。本领域技术人员可以理解，两个样本子序列 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ 可以相邻或者不相邻，只要满足完全相同且没有重叠部分的子序列都可以被选取为样本子序列。图 4(c)所示为两个相同的样本子序列位于不同的信号帧中的情形。如图所示， $GARD(i)$ 和 $GARD(i+1)$ 为相邻的不同信号帧的导频序列，其中， $GARD(i)$ 中的子序列 $SYNC_M(i)$ 和 $GARD(i+1)$ 中的子序列 $SYNC_M(i+1)$ 数据相同，则可以选取子序列 $SYNC_M(i)$ 和 $SYNC_M(i+1)$ 作为两个相同的样本子序列，并通过它们之间的采样点个数确定间隔值 D。本领域技术人员可以理解，包含所述两个相同的样本子序列的两个不同信号帧可以是相邻信号帧，也可以是不相邻的信号帧。所述相同的样本子序列也可以选取时域导频序列中周期性重复的信号序列 $SYNC_M(i)$ 的全部或部分。

通过窗函数从该共轭相乘序列 $corr(n)$ 中可以提取出样本子序列的加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ ，其中， a_n 为窗口函数对共轭相乘序列中对应点所加的权重序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数， $m \in [0, L]$ ，且 m 为整数。因此，当采样点位于相同样本子序列中时，加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ 中的采样点与共轭相乘序列 $corr(n)$ 中的对应点采样点有相同的相位。如果能够得到加权相关序列的峰值点对应的相位 $2\pi\Delta fDT_s$ ，在已知两个相同的样本子序列的间隔值 D 和数据采样周期 T_s 的情况下，即可以推出系统的载波频偏。因此，加权相关序列 $y(n)$ 中的峰值点所对应的 Δf 就是待求的系统载波频偏。

从上式(1)得出, 系统中由载波频偏引起的多余相位变化为 $e^{-j2\pi\Delta f DT_s}$, 由于相位上增加 $2k\pi$ 的信号与原始信号相同, 通过推导可以得出:

$$e^{-j2\pi\Delta f DT_s} = e^{-j2\pi(\Delta f' DT_s + k)} = e^{-j2\pi(\Delta f' + \frac{k}{DT_s})DT_s} \quad (k = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots \text{为整数}) \quad (2)$$

由上式(2)得到 $\Delta f = \Delta f' + \frac{K}{DT_s}$, 因此, 可以将系统的载波频率偏移分解为 $\Delta f'$ 和 $\frac{K}{DT_s}$ 两个部分。可以看出, $\frac{K}{DT_s}$ 为对信号相位变化产生周期性影响的频率偏移部分, 以下将其表述为周期频偏, 其中, 该频率偏移部分的数值为 $\frac{1}{DT_s}$ 的 K 倍, 其中, K 为整数。 $\Delta f'$ 为对信号相位变化产生非周期性影响的频率偏移部分, 以下将其表述为相位频偏。

根据以上分析, 本发明提出以下进行载波频偏校正的技术方案: 先利用接收信号序列中的时域导频来估算载波频偏中的相位频偏 $\Delta f'$; 利用该相位频偏 $\Delta f'$ 对接收信号序列进行相位频偏校正; 利用校正后的接收信号序列确定系统载波频偏和相位频偏之间的偏差值, 即周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 。

下面结合图 5 对本发明的第一方面作进一步详细描述。

图 5 为根据本发明一个实施方式的用于在图 2 所示的接收机中对含有时域导频的数字信号的载波频偏进行估计的方法流程图。该方法起始于步骤 S10:

在步骤 S10 中, 利用接收信号序列中的时域导频序列来估算载波频偏中的相位频偏 $\Delta f'$ 。需要注意, 该估算是在时域范围内进行。

根据本发明的一个实施方式, 步骤 S10 中相位频偏 $\Delta f'$ 的估算可以通过将接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本进行共轭相乘并通过加权平均得到相位频偏 $\Delta f'$ 的方法实现。以下结合图 6 对该步骤作具体说明。图 6 为根据本发明的一个具体实施方式的获取相位频偏的方法流程图。

在步骤 S100 中, 对接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本进行共轭相乘, 以得到所述接收信号序列的共轭相乘序列。

根据相关函数的特性, 只有样本子序列与它的重复样本进行延迟

相关运算才可以得到四倍于信号功率的相关结果，在此集合之外的信号可以理解为均值为零的加性高斯白噪声不具有相关性，相关结果功率仅为信号功率的两倍，即

$$\text{Var}(s(n) \cdot s(n-D)^*) = \begin{cases} 4\sigma_s^2 & n \in I \\ 2\sigma_s^2 & n \notin I \end{cases} \quad (3)$$

其中， I 为样本子序列， $s(n)$ 为发送端发出的发送信号序列， D 为两个相同的样本子序列之间间隔的采样周期数目， σ_s^2 为信号功率， $\text{Var}()$ 为求方差运算。对于间隔值 D 的确定方法上文中已经提到，此处不再赘述。

如上文中提及，接收信号序列与其自身延迟间隔值 D 的延迟样本进行共轭相乘，得到的共轭相乘序列 $\text{corr}(n)$ 可以由式(1)表示。由于周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 对共轭相乘序列的相位不产生影响，因此共轭相乘序列 $\text{corr}(n)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \text{corr}(n) &= r(n) \cdot r^*(n-D) = s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) \\ &= \begin{cases} |s(n)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) & s(n) \in I \\ s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) & s(n) \notin I \end{cases} \quad (4) \end{aligned}$$

其中， I 为样本子序列， $s(n)$ 为发送端发出的发送信号序列， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个同样样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声。

从式(4)中同样可以推导出，当采样点位于样本子序列中时，共轭相乘序列 $\text{corr}(n)$ 具有不变的相位。这一推导通过图 7 可以得到进一步的验证。图 7 是在 64QAM 调制、每个信号帧的导频信号序列中包含 512 个采样点、白噪声信号的条件下进行仿真的。图 7(a)为共轭相乘序列幅度特性的仿真图，图 7(b)为共轭相乘序列相位特性的仿真图。在图 7(a)中，第 512 个采样点之后的采样点都可以视为加性高斯白噪声。在图 7(b)中，第 0-512 个采样点具有相同的相位。

在步骤 S101 和 S102 中，通过窗口函数获取样本子序列的加权相

关序列，并根据加权相关序列的特定值确定相位频偏。

在步骤 S100 中已经证明当采样点位于样本子序列中时，共轭相乘序列 $corr(n)$ 具有不变的相位，因此经过任意实系数加权求和后的加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ 在 $s(n) \in I$ 时也具有相同的相位。该特性使得共轭相乘序列 $corr(n)$ 的频率信息能够通过一个加权平均窗口函数提取。

在步骤 S101 中，获取所述样本子序列的加权相关序列。该加权相关序列 $y(n)$ 可以利用加权平均窗口函数对共轭相乘序列 $corr(n)$ 进行加权窗口函数运算获得。假设样本子序列宽度为 L ，则所选用的加权平均窗口函数需要满足在 $0 \leq n \leq L$ 的确定宽度范围内的窗口功率远大于该确定宽度范围外的窗口功率。图 8(a) 为在 64QAM 调制、每个信号帧的导频信号序列中包含 512 个采样点、白噪声信号的条件下得到的加权相关序列 $y(n)$ 的幅值特性的仿真图。图 8(b) 为在同样条件下得到的加权相关序列 $y(n)$ 的相位特性的仿真图。如图 8(a) 所示，该加权相关序列 $y(n)$ 存在一个峰值点，而该峰值点对应的频率偏移相位位于图 8(b) 中归一化相位图线的平滑区间中。

在步骤 S102 中，根据加权相关序列的第一特征值确定相位频偏。

优选的，可以将该加权相关序列在一个信号帧中的峰值点 $\Lambda(\theta)$ 作为第一特征值，并获取该峰值点对应的偏移相位作为相位频偏 $\Delta f'$ ，具体数值如式(4)和式(5)所示。

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} \left(\text{abs} \left\{ \sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D) \right\} \right) \quad (4)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi D T_s} \tan^{-1} \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D) \right\}} \quad (5)$$

$r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， $\text{win}(n)$ 为窗口函数， θ 为当前采样点的时间。

该峰值点周围的邻近点也可以作为第一特征值，并以该第一特征值对应的频率偏移作为相位频偏。需要注意的是，选用非峰值点作为第一

特征值可能降低相位频偏估算的精度。

由式(5)中可以看出相位频偏的范围为 $\Delta f' \in (-\frac{1}{2DT_s}, \frac{1}{2DT_s})$ ，即在本发明的技术方案中相位频偏 $\Delta f'$ 的捕获范围与间隔值 D 成反比。因此，为了增加系统载波频偏的估计范围，提高周期频偏估计的精度，可以选择接收信号序列中样本子序列重复出现的最小间隔值作为间隔值 D 。

具体的，加权平均窗口函数存在多种选择。可以选用经典的最大似然估计方法，采用如图 9(a)所示的宽度等于样本子序列宽度的方窗，示为：

$$\text{win}(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq L \\ 0 & n \geq L \end{cases} \quad (6)$$

其中， L 为样本子序列的宽度， n 为整数，其表示加权相关序列中采样点的时间变量。

在通过上述方窗函数处理获得的加权相关序列 $y(n)$ 中可以找到一个峰值点 $\Lambda(\theta)$ ， $\Lambda(\theta)$ 的具体值如式(7)所示，该峰值点对应的相位即为相位频偏 $\Delta f'$ ，其具体值如式(8)所示：

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} (|\text{Re}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n-D)\}| + |\text{Im}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n-D)\}|) \quad (7)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi DT_s} \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n-D)\}}{\text{Re}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n-D)\}} \quad (8)$$

其中， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， θ 为当前采样点的时间， L 为样本子序列的宽度。

以方窗函数作为加权平均窗口函数的硬件实现结构较为复杂，在进行宽度为 L 的求和时，需要 L 个寄存器和一个加法树来实现，占用器件面积和系统功耗都比较大。相比之下，指数窗函数无需利用 L 个寄存器进行延迟处理，占用较少的硬件资源。

如图 9(b)所示，可以选用指数窗口函数作为加权平均窗口函数，示为

$$\text{win}(n) = \lambda^p \quad (9)$$

其中， λ 为根据样本子序列宽度 L 选择的衰减因子， $0 < \lambda < 1$ ，且 p 为正整数。

这种以指数窗口函数作为加权平均窗口函数得到的加权相关序列的峰值点幅值 $\Lambda(\theta)$ 和相位频偏 $\Delta f'$ 的值分别如式(9)和式(10)所示：

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} (|\operatorname{Re}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}| + |\operatorname{Im}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}|) \quad (9)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi D T_s} \tan^{-1} \frac{\operatorname{Im}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}}{\operatorname{Re}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}} \quad (10)$$

其中， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， θ 为当前采样点的时间， λ 为指数窗口函数的衰减因子。

指数窗口函数仅需要一次乘加来产生输出，衰减因子 λ 的复乘运算可以简单地用右移来实现，降低了运算的复杂度。采用指数函数或其它权重不为 1 的函数作为加权平均窗口函数时，可能会使加权相关序列的峰值点产生一定的漂移，只要该漂移值没有超过一个会导致信道间干扰的上限，就不会对系统性能产生影响。如图 8(a)和 8(b)所示，在使用图 9(b)所示的窗口函数时，相位频偏 $\Delta f'$ 在峰值点附近会出现一个平滑的区间，这一特性使得相位频偏对峰值点的位置不敏感，从而保证了估计器的鲁棒性。

本领域技术人员能够理解，在满足在 $0 \leq n \leq L$ (L 为样本子序列的宽度) 的确定宽度范围内的窗口功率远大于该确定宽度范围外的窗口功率的条件下，加权平均窗口函数可以选择方窗或者指数窗以外的其它窗口函数，例如，正态窗函数。上文给出的加权平均窗口函数的示例不应视为对本发明的保护范围的限制。

在步骤 S11 中，基于步骤 S10 中得到的相位频偏 $\Delta f'$ 对接收信号序列进行载波校正，以生成经相位频偏校正的接收信号序列。该载波

校正过程是从接收信号序列中除去相位频偏 $\Delta f'$ ，使得生成的经相位频偏校正的接收信号序列的频率偏移中只包含周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 。

该相位频偏校正过程可以通过频率合成的方法实现。如图 10 所示，先将相位频偏 $\Delta f'$ 的值输入直接频率发生器，直接频率发生器基于该相位频偏 $\Delta f'$ 生成频率为 $-\Delta f'$ 的混频信号 w_1 输入频率合成器（即图 10 中的乘法器）。频率合成器将接收信号序列 $r(n)$ 和频率为 $-\Delta f'$ 的混频信号 w_1 进行合成，输出经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 。

在步骤 S12 中，在时域中对经相位频偏校正的接收信号序列通过相关处理进行频率偏差估计，以获取载波频偏中的周期频偏。

基于上文的分析可以理解，系统的载波频率偏移 Δf 可以分解为相位频偏 $\Delta f'$ 和周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 两个部分。其中，相位频偏 $\Delta f'$ 部分已经在步骤 S11 中通过相位频偏校正从接收信号序列 $r(n)$ 中去除。此后接收到的经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 中只含有 $\frac{K}{DT_s}$ 部分的载波频率偏移。该 $\frac{K}{DT_s}$ 部分就是需要确定的周期频偏。

从经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 的时域导频序列中选取接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。该接收样本序列 $SAML^R(n)$ 对应的信号序列在接收端中预存，将其称为预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 。将该接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与频率为 Δf_k 的混频信号 $e^{-j2\pi\Delta f_k n}$ 进行混频，将混频后得到的经混频接收样本序列 $SAML^M(n)$ 与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 进行相关，得到混频相关序列 $R_k(n)$ 。由于相同信号的相关度最高，当混频后得到的接收样本序列 $SAML^M(n)$ 和预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的频率相同时，混频相关序列 $R_k(n)$ 中的幅值中存在一个峰值。图 11(a) 和图 11(b) 分别为混频信号频率 $\Delta f_k = -\frac{K}{DT_s}$ 和混频信号频率 $\Delta f_k \neq -\frac{K}{DT_s}$ 的混频相关序列幅值的示意图。从中可以清楚地看到当混频信号的频率 $\Delta f_k = -\frac{K}{DT_s}$ ，混频相关序列幅值峰值较大。因此，系统载波频偏和相位频偏 $\Delta f'$ 之间的偏差值为 $-\Delta f_k$ 。本领域技术人员可以理解，将接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与频率为 Δf_k 的混频信号进行混频的目的是从接收样本序列 $SAML^R(n)$ 消除载波频率

偏差值,再通过混频相关序列 $R_k(n)$ 中寻找峰值的方法验证 Δf_k 是否对应正确的周期频偏。因此,如果采用将发送样本序列 $SAML^S(n)$ 和混频信号进行混频,再将混频得到后的信号序列 $SAML^{M'}(n)$ 与接收样本序列 $SAML^R(n)$ 进行相关得到混频相关序列 $R'_k(n)$,最后通过检测混频相关序列 $R'_k(n)$ 峰值是否最大来确定混频信号 $e^{-j2\pi\Delta f_k n}$ 的频率 Δf_k 是否对应正确的周期频偏的技术方案一样可以获取周期频偏 $\frac{K}{DTs}$,其具体过程不再赘述。

下面结合图 12 对步骤 S12 的一种实施方式做进一步详细描述。图 12 为根据本发明一个具体实施方式获取周期频偏的方法流程图。

在步骤 S120 中,从经相位频偏校正过的接收信号序列的时域导频序列中提取与预存的训练序列对应的接收样本序列。

从发送端生成的时域导频序列中,选取一段作为预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 在接收端预存,该预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 可以是一个信号帧时域导频序列的部分或全部,具体选取方法由预先约定的序列选取规则决定。序列选取规则中所包含的条件应该足够充分,且能够保证基于序列选取规则中的条件一定可以在经相位频偏校正过的接收信号序列的时域导频序列中找到对应的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。举例来说,序列选取规则中可以包括预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 在信号帧中的起始点 n_0 、预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的长度等信息。较长的预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 对应较准确的周期频偏估计结果。

从经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 的时域导频序列中提取与该预存训练序列 $SAML^S(n)$ 对应的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 对应相同的序列选取规则,即相同的起始点,相同的序列长度等。假设,在序列选取规则中约定,预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的起始点为从信号帧起始点开始的第 n_0 个采样点,预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的长度为 L_R ,且已知信号帧长度为 N_{total} ,时域序列的长度为 N_g 。则可以通过步骤 S10 中所述的方法对接收信号序列 $r(n)$ 和经过间隔值 D 延迟的自身重复样本进行共轭相乘,得到共轭相乘序列;通过加权平均窗口得到样本子序列的加权相关序列,确

定加权相关序列的绝对值峰值点作为接收样本序列起始点的基准。举例来说，可以选取相邻两个信号帧的完整的时域导频序列作为两个样本子序列，则该样本子序列的宽度为 N_g ，间隔值 D 等于信号帧长度 N_{total} 。加权相关序列的峰值点出现在相对信号帧起始点的第 N_g 个采样点。下一信号帧的起始点出现在该峰之点后的第 $N_{total} - N_g$ 个采样点，因此，接收样本序列 $SAML^R(n)$ 的起始点即为峰值点后的第 $N_{total} - N_g + n_0$ 个采样点。结合接收样本序列 $SAML^R(n)$ 的长度信息，可以容易的获取接收样本子序列 $SAML^R(n)$ 。

发送样本序列 $SAML^S(n)$ 和预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 之间具有如下关系：发送端发送与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 相同的信号序列至接收端，接收端接收到含有频率偏移 $\Delta f = \Delta f' + \frac{K}{DT_s}$ 的信号序列并从该信号序列的频率中去除相位偏移 $\Delta f'$ ，得到只含有 $\frac{K}{DT_s}$ 部分频率偏移的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。

在步骤 S121 中，将接收样本序列 $SAML^R(n)$ 和多个具有不同混频频率的混频信号分别进行混频，得到多个经混频的接收样本序列。

假设，多个混频信号 $\{e^{-j2\pi\Delta f_k n}\}$ 的幅度相同，频率为 $\frac{k}{DT_s}$ ，其中， n 为采样点的时间变量， k 的取值为整数。将集合 $\{e^{-j2\pi\Delta f_k n}\}$ 中的混频信号逐一和接收样本序列 $SAML^R(n)$ 进行混频，得到多个经混频的接收样本序列组 $\{SAML^M_k(n)\}$ ：

$$SAML^M_k(n) = SAML^R(n) \cdot e^{-j2\pi\frac{k}{DT_s}n}$$

其中， D 为间隔值， T_s 为数据采样周期。

在步骤 S122 中，将预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 和多个经混频的接收样本序列 $\{SAML^M_k(n)\}$ 分别进行相关，得到多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 。

$$\text{即， } R_k(n) = \text{corr}(SAML^S(n), SAML^M_k(n))$$

其中， $\text{corr}()$ 表示相关运算， k 为整数， n 为当前采样点的时间变量。

在步骤 S123 中，由多个混频相关序列确定具有较大值的混频相关序列，并将该较大值对应的的混频频率确定为所述周期频偏。该较

大值为混频相关序列幅值相关参数的较大值，具体的，可以是幅值的绝对值、幅值实部、幅值虚部或幅值实部与虚部之和之一的较大值。

优选的，可以选择各个序列幅值绝对值的最大值，作为该序列的较大值，再将各序列的较大值中较大者对应的混频频率确定为周期频偏。具体地，从多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 中的各个序列分别选取最大值 $peak(k)$ ，组成最大值组 $\{peak(k)\}$ 。确定最大值组 $peak(k)$ 的较大值，以及其对应的混频频率作为周期频偏。

各个混频相关序列的最大值为 $peak(k) = \max\{abs(R_k(n))\}$

找到 $peak(K) = peak^{\max}(k)$ ，该 K 值所对应的频率分量 $\frac{K}{DT_s}$ ，即为待求的周期频偏。

本领域技术人员可以理解，确定周期频偏的核心在于通过数据相关性找到发送样本序列和接收样本序列的频率间的偏差值。因此，可以对发送样本序列进行混频，再与接收样本序列进行相关，得到多个混频相关序列。通过确定多个混频相关序列的较大值，以及其对应的混频频率，可以得到周期频偏。

本领域技术人员可以理解，基于以上获得的相位频偏和周期频偏可以容易的通过混频等现有技术手段对系统的载波频率偏移进行校正。具体的，可以将相位频偏和周期频偏相加得到系统载波频偏的估计值，从系统载波中去除该系统载波频偏的估计值。也可以，从系统载波频偏中先后逐一去除周期性频偏和相位频偏。本领域技术人员，以上两种实施方法都可以达到从系统载波中去除载波频偏的目的，而本发明的核心在于对相位频偏和周期频偏的求取，而不在于对已知频偏进行校正的过程。至此，完成对系统载波频偏的校正。

以上，本实施例结合 TDS-OFDM 系统就本发明的第一方面进行了详述。应当理解，本发明的具体实施方式并不仅限于 TDS-OFDM 系统，对于单载波传输系统同样适用。

以 ATSC 8VSB 系统为例，该系统中的每个信号帧包括相同的 PN 训练序列作为时域导频序列，且所述 PN 训练序列处于每个信号帧的相同位置。可以在信号帧的时域导频序列中提取出相同的样本子序列

确定间隔值 D ，并基于该间隔值 D 对接收信号序列进行相关最终实现载波频偏校正。因此，本发明的技术方案对 ATSC 8VSB 同样适用。本领域技术人员可以理解，本发明的核心思想在于只要数字信号中包含时域导频，即可在时域导频序列中确定相同的样本子序列，继而进行载波频偏估计。本发明适用于对所有包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正，而与无线通信系统所采用的具体的调制解调方式无关，本文中所给出的具体实施例不构成对本发明保护范围的限定。

以下就本发明的第二个方面进行详细描述。

图 3 为根据本发明的一个具体实施方式的包含时域导频的信号帧结构示意图。在本实施例中，接收信号序列 $r(n)$ 包括多个信号帧，如图 3 所示，其中每个信号帧都包括时域导频部分 ($GARD(i)$) 和数据块部分 ($DATA(i)$)。每个信号帧的时域导频部分 ($GARD(i)$) 是一段长度为 N_g 的时域序列，该序列由一个或多个长度为 L 的序列 $SYNC_M(i)$ 构成，其中 i 为信号帧帧号， M 为周期号，且该序列是与发送端约定好的已知序列。每个信号帧的数据块部分 ($DATA(i)$) 由一个或多个采用单载波或多载波调制的小数据块通过复用构成，长度为 N 。每个信号帧的总长度为 $N_{total} = N + N_g$ 。

假设发送端发出的发送信号序列以 $s(n)$ 表示，以一倍采样率 T_s 采样到的接收信号序列以 $r(n)$ 表示。则在加性高斯白噪声信道 (AGWN) 下，接收信号序列 (即上文中经解复用得到的信号) 可以表示为 $r(n) = s(n) \cdot e^{j2\pi f \cdot n T_s} + \omega_1(n)$ 。其中 f 为当前采样点的频率， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 的取值为整数， T_s 为数据采样周期， $\omega_1(n)$ 为噪声信号。

利用时域导频部分数据的循环特性，样本子序列在与延迟后的其自身的重复样本进行相关运算时可以得到较大信号功率的相关结果。根据该相关特性，可以容易的从接收信号序列的相关序列中提取出重复样本子序列的相关序列，且在该样本子序列的相关序列中能找到一个峰值点，通过该峰值点对应的相位即可获取载波频率偏移的估计值。见 Edfors, O, M. Sandell, J.J. van de Beek, et al, "On channel

estimation in OFDM systems”, Proc. Of 45th IEEE VTC, pp.815-819, Jul. 1995。

由于时域导频部分数据的循环特性，在接收信号序列的时域导频序列中可以找到满足预定条件（例如，满足采样点数目要求）的两个相同的样本子序列 I 和 I'。假设，该两个相同的样本子序列之间的间隔值为 D（具体 D 值的选取方法会在下文中进行详细说明）。将接收信号序列与其自身延迟 D 个采样周期的延迟样本序列进行共轭相乘，得到的共轭相乘序列 $corr(n)$ 可以由式(1)表示：

$$\begin{aligned} corr(n) &= r(n) \cdot r^*(n-D) = s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) \\ &= \begin{cases} |s(n)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) & s(n) \in I \\ s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta fDT_s} + \omega(n) & s(n) \notin I \end{cases} \quad (1) \end{aligned}$$

其中， $s(n)$ 为发送端发送的发送信号序列， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为接收信号的数据采样周期， $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声， I 为在时域导频序列中所选取的相同的样本子序列。

由式(1)可以看出，当采样点位于相同样本子序列中时共轭相乘序列 $corr(n)$ 中的每个采样点具有相同的相位 $2\pi\Delta fDT_s$ 。

样本子序列的间隔值 D 是基于时域导频序列中的数据得到的。由于每个信号帧的时域导频序列数据部分是相同的，即以图 3 中所示信号帧为例，对于不同的信号帧 i ， $GARD(i)$ 的数据相同。因此一定可以在时域导频序列中选取到至少两个相同的样本子序列，从而获知该至少两个相同的样本子序列中的两个相同的样本子序列之间间隔的采样周期 T_s 的数目作为间隔值 D 。

如图 4(a)所示。样本子序列 I 和 I' 是两个位于接收信号序列的时域导频序列中的两个相同序列。假设，选取 I 和 I' 为所述两个相同的样本子序列。则，图 4(a)中 D 所示即为该两个相同的样本子序列的间隔值。该两个相同的样本子序列 I 和 I' 可以位于同一个信号帧的导频序列中，也可以位于不同信号帧的导频序列中。每个样本子序列的采

样点数目可以与序列 $SYNC_M(i)$ 中采样点的数目相同，也可以不同。

优选的，间隔值 D 的选取可以如图 4(b)或图 4(c)所示。图 4(b)所示为两个相同的样本子序列位于同一信号帧中的情形。如图 4(b)所示，假设在同一个信号帧的导频序列 $GARD(i)$ 中，存在数据相同的两个子序列 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ ，则可以选取 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ 作为两个相同的样本子序列，并通过它们之间的相隔的采样周期个数得到间隔值 D 。本领域技术人员可以理解，两个样本子序列 $SYNC_N(i)$ 和 $SYNC_M(i)$ 可以相邻或者不相邻，只要满足完全相同且没有重叠部分的子序列都可以被选取为样本子序列。图 4(c)所示为两个相同的样本子序列位于不同的信号帧中的情形。如图所示， $GARD(i)$ 和 $GARD(i+1)$ 为相邻的不同信号帧的导频序列，其中， $GARD(i)$ 中的子序列 $SYNC_M(i)$ 和 $GARD(i+1)$ 中的子序列 $SYNC_M(i+1)$ 数据相同，则可以选取子序列 $SYNC_M(i)$ 和 $SYNC_M(i+1)$ 作为两个相同的样本子序列，并通过它们之间的采样点个数确定间隔值 D 。本领域技术人员可以理解，包含所述两个相同的样本子序列的两个不同信号帧可以是相邻信号帧，也可以是不相邻的信号帧。所述相同的样本子序列也可以选取时域导频序列中周期性重复的信号序列 $SYNC_M(i)$ 的全部或部分。

通过窗函数从该共轭相乘序列 $corr(n)$ 中可以提取出样本子序列的加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ ，其中， a_n 为窗口函数对共轭相乘序列中对应点所加的权重序列。因此，当采样点位于相同样本子序列中时，加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ 中的采样点与共轭相乘序列 $corr(n)$ 中的对应点采样点有相同的相位。如果能够得到加权相关序列的峰值点对应的相位 $2\pi\Delta fDT_s$ ，在已知两个相同的样本子序列的间隔值 D 和数据采样周期 T_s 的情况下，即可以推出系统的载波频偏。因此，加权相关序列 $y(n)$ 中的峰值点所对应的 Δf 就是待求的系统载波频偏。

从上式(1)得出，系统中由载波频偏引起的多余相位变化为 $e^{-j2\pi\Delta fDT_s}$ ，由于相位上增加 $2k\pi$ 的信号与原始信号相同，通过推导可以得出：

$$e^{-j2\pi\Delta fDT_s} = e^{-j2\pi(\Delta f'DT_s+k)} = e^{-j2\pi(\Delta f'+\frac{k}{DT_s})DT_s} \quad (k = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots \text{ 为整数}) \quad (2)$$

由上式(2)得到 $\Delta f = \Delta f' + \frac{K}{DT_s}$ ，因此，可以将系统的载波频率偏移分解为 $\Delta f'$ 和 $\frac{K}{DT_s}$ 两个部分。可以看出， $\frac{K}{DT_s}$ 为对信号相位变化产生周期性影响的频率偏移部分，以下将其表述为周期频偏，其中，该频率偏移部分的数值为 $\frac{1}{DT_s}$ 的 K 倍，其中，K 为整数。 $\Delta f'$ 为对信号相位变化产生非周期性影响的频率偏移部分，以下将其表述为相位频偏。

根据以上分析，本发明提出以下进行载波频偏校正的技术方案：先利用接收信号序列中的时域导频来估算载波频偏中的相位频偏 $\Delta f'$ ；利用该相位频偏 $\Delta f'$ 对接收信号序列进行相位频偏校正；利用校正后的接收信号序列确定系统载波频偏和相位频偏之间的偏差值，即周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 。

下面结合图 13 对本发明的第二方面的一个具体实施方式作进一步详细描述。

图 13 示出了在无线通信系统的接收机中用于对包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正的频偏校正装置 1 的装置框图，该频偏校正装置 1 包括相位频偏估算装置 10、相位频偏校正装置 11、周期频偏确定装置 12 和校正装置 13。

首先，相位频偏估算装置 10 利用接收信号序列中的时域导频序列来估算载波频偏中的相位频偏 $\Delta f'$ 。需要注意，该估算是在时域范围内进行。

根据本发明的一个实施方式，相位频偏估算装置 10 对相位频偏 $\Delta f'$ 的估算可以通过将接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本进行共轭相乘并通过加权平均得到相位频偏 $\Delta f'$ 的方法实现。以下结合图 14 对相位频偏估算装置 10 作具体说明。图 14 为根据本发明一个具体实施方式的相位频偏估算装置的装置框图。该相位频偏估算装置 10 包括共轭相乘装置 100、加权相关装置 101 和相位频偏确定装置 102。

首先，共轭相乘装置 100 用于对接收信号序列与其自身延迟一间隔值的延迟样本进行共轭相乘，以得到所述接收信号序列的共轭相乘

序列 $corr(n)$ 。

根据相关函数的特性，只有样本子序列与它的重复样本进行延迟相关运算才可以得到四倍于信号功率的相关结果，在此集合之外的信号可以理解为均值为零的加性高斯白噪声不具有相关性，相关结果功率仅为信号功率的两倍，即

$$Var(s(n) \cdot s(n-D)^*) = \begin{cases} 4\sigma_s^2 & n \in I \\ 2\sigma_s^2 & n \notin I \end{cases} \quad (3)$$

其中， I 为样本子序列， $s(n)$ 为发送端发出的发送信号序列， D 为两个相同的样本子序列之间间隔的采样周期数目， σ_s^2 为信号功率， $Var()$ 为求方差运算。对于间隔值 D 的确定方法上文中已经提到，此处不再赘述。

如上文中提及，接收信号序列与其自身延迟间隔值 D 的延迟样本进行共轭相乘，得到的共轭相乘序列 $corr(n)$ 可以由式(1)表示。由于周期频偏 $\frac{k}{DT_s}$ 对共轭相乘序列的相位不产生影响，因此共轭相乘序列 $corr(n)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} corr(n) &= r(n) \cdot r^*(n-D) = s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) \\ &= \begin{cases} |s(n)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) & s(n) \in I \\ s(n) \cdot s^*(n-D)e^{-j2\pi\Delta f' DT_s} + \omega(n) & s(n) \notin I \end{cases} \quad (4) \end{aligned}$$

其中， I 为样本子序列， $s(n)$ 为发送端发出的发送信号序列， $r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个同样样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声。

从式(4)中同样可以推导出，当采样点位于样本子序列中时，共轭相乘序列 $corr(n)$ 具有不变的相位。这一推导通过图 7 可以得到进一步的验证。图 7 是在 64QAM 调制、每个信号帧的导频信号序列中包含 512 个采样点、白噪声信号的条件下进行仿真的。图 7(a)为共轭相乘序列幅度特性的仿真图，图 7(b)为共轭相乘序列相位特性的仿真图。在图 7(a)中，第 512 个采样点之后的采样点都可以视为加性高斯白噪声。在图

7(b)中，第 0-512 个采样点具有相同的相位。

共轭相乘装置 100 生成接收信号序列的共轭相乘序列 $corr(n)$ ，并将其传送给加权相关装置 101。

上文中已经证明当采样点位于样本子序列中时，共轭相乘序列 $corr(n)$ 具有不变的相位，因此经过任意实系数加权求和后的加权相关序列 $y(n) = \sum_m a_{n+m} corr(n+m)$ 在 $s(n) \in I$ 时也具有相同的相位。该特性使得共轭相乘序列 $corr(n)$ 的频率信息能够通过一个加权平均窗口函数提取。

接着，加权相关装置 101 基于共轭相乘装置 100 生成的接收信号序列的共轭相乘序列 $corr(n)$ ，获取所述样本子序列的加权相关序列。

优选的，加权相关装置 101 可以包括窗函数运算装置 1010。窗函数运算装置 1010，用于利用加权平均窗口函数对所述共轭相乘序列 $corr(n)$ 进行加权窗函数运算，以获取加权相关序列 $y(n)$ ，该加权平均窗口函数的宽度基本等于样本子序列的宽度。假设样本子序列宽度为 L ，则所选用的加权平均窗口函数需要满足在 $0 \leq n \leq L$ 的确定宽度范围内的窗口功率远大于该确定宽度范围外的窗口功率。图 8(a)为在 64QAM 调制、每个信号帧的导频信号序列中包含 512 个采样点、白噪声信号的条件下得到的加权相关序列 $y(n)$ 的幅值特性的仿真图。图 8(b)为在同样条件下得到的加权相关序列 $y(n)$ 的相位特性的仿真图。如图 8(a)所示，该加权相关序列 $y(n)$ 存在一个峰值点，而该峰值点对应的频率偏移相位位于图 8(b)中归一化相位图线的平滑区间中。加权相关装置 101 将获取所述样本子序列的加权相关序列传送给相位频偏确定装置 102。

相位频偏确定装置 102 根据加权相关装置 101 获取的所述加权相关序列的第一特征值确定相位频偏。

优选的，相位频偏确定装置 102 包括峰值频率确定装置 1020。峰值频率确定装置 1020 可以用于用于计算所述加权相关序列的峰值的幅角所对应的频率，并将其确定为该相位频偏。峰值频率确定装置 1020 用于选择该加权相关序列在一个信号帧中的峰值点 $\Lambda(\theta)$ 作为第一特征值，并获取该峰值点对应的偏移相位作为相位频偏 $\Delta f'$ ，具体数值如式(4)和式(5)所示。

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} (\text{abs}\{\sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D)\}) \quad (4)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi DT_s} \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{\sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D)\}}{\text{Re}\{\sum_{n=0}^{\theta} \text{win}(\theta - n) \cdot r(n) \cdot r^*(n - D)\}} \quad (5)$$

$r(n)$ 为接收信号序列， n 为接收信号序列中采样点的时间变量， n 为整数，其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量， D 为间隔值，其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目， T_s 为数据采样周期， $\text{win}(n)$ 为窗口函数， θ 为当前采样点的时间。

该峰值点周围的邻近点也可以作为第一特征值，并以该第一特征值对应的频率偏移作为相位频偏。需要注意的是，选用非峰值点作为第一特征值可能降低相位频偏估算的精度。

由式(5)中可以看出相位频偏的范围为 $\Delta f' \in (-\frac{1}{2DT_s}, \frac{1}{2DT_s})$ ，即在本发明的技术方案中相位频偏 $\Delta f'$ 的捕获范围与间隔值 D 成反比。因此，为了增加系统载波频偏的估计范围，提高周期频偏估计的精度，可以选择接收信号序列中样本子序列重复出现的最小间隔值作为间隔值 D 。

具体的，窗函数运算装置 1010 中加权平均窗口函数存在多种选择。可以选用经典的极大似然估计方法，采用如图 9(a)所示的宽度等于样本子序列宽度的方窗，示为：

$$\text{win}(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq L \\ 0 & n \geq L \end{cases} \quad (6)$$

其中， L 为样本子序列的宽度， n 为整数，其表示加权相关序列中采样点的时间变量。

峰值频率确定装置 1020 可以在上述方窗函数处理获得的加权相关序列 $y(n)$ 中找到一个峰值点 $\Lambda(\theta)$ ， $\Lambda(\theta)$ 的具体值如式(7)所示，该峰值点对应的相位即为相位频偏 $\Delta f'$ ，其具体值如式(8)所示：

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} (|\text{Re}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n - D)\}| + |\text{Im}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n - D)\}|) \quad (7)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi DT_s} \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n - D)\}}{\text{Re}\{\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) \cdot r^*(n - D)\}} \quad (8)$$

其中, $r(n)$ 为接收信号序列, n 为接收信号序列中采样点的时间变量, n 为整数, 其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量, D 为间隔值, 其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目, T_s 为数据采样周期, θ 为当前采样点的时间, L 为样本子序列的宽度。

以方窗函数作为加权平均窗口函数的硬件实现结构较为复杂, 在进行宽度为 L 的求和时, 需要 L 个寄存器和一个加法树来实现, 占用器件面积和系统功耗都比较大。相比之下, 指数窗函数无需利用 L 个寄存器进行延迟处理, 占用较少的硬件资源。

如图 9(b)所示, 可以选用指数窗口函数作为加权平均窗口函数, 示为

$$\text{win}(n) = \lambda^p \quad (9)$$

其中, λ 为根据样本子序列宽度 L 选择的衰减因子, $0 < \lambda < 1$, 且 p 为正整数。

这种以指数窗口函数作为加权平均窗口函数得到的加权相关序列的峰值点幅值 $\Lambda(\theta)$ 和相位频偏 $\Delta f'$ 的值分别如式(9)和式(10)所示:

$$\Lambda(\theta) = \arg \max_{\theta} (|\operatorname{Re}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}| + |\operatorname{Im}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}|) \quad (9)$$

$$\Delta f' = -\frac{1}{2\pi D T_s} \tan^{-1} \frac{\operatorname{Im}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}}{\operatorname{Re}\{\sum_{n=0}^{\theta} \lambda^{\theta-n} r(n) \cdot r^*(n-D)\}} \quad (10)$$

其中, $r(n)$ 为接收信号序列, n 为接收信号序列中采样点的时间变量, n 为整数, 其表示所述接收信号序列中采样点的时间变量, D 为间隔值, 其为两个相同样本子序列之间间隔的采样周期的数目, T_s 为数据采样周期, θ 为当前采样点的时间, λ 为指数窗口函数的衰减因子。

指数窗口函数仅需要一次乘加来产生输出, 衰减因子 λ 的复乘运算可以简单地用右移来实现, 降低了运算的复杂度。采用指数函数或其它权重不为 1 的函数作为加权平均窗口函数时, 可能会使加权相关序列的峰值点产生一定的漂移, 只要该漂移值没有超过一个会导致信道间干扰的上限, 就不会对系统性能产生影响, 如图 8(a)和 8(b)所示,

在使用图 9(b)所示的窗口函数时,相位频偏 $\Delta f'$ 在峰值点附近会出现一个平滑的区间,这一特性使得相位频偏对峰值点的位置不敏感,从而保证了估计器的鲁棒性。

本领域技术人员能够理解,在满足在 $0 \leq n \leq L$ (L 为样本子序列的宽度)的确定宽度范围内的窗口功率远大于该确定宽度范围外的窗口功率的条件下,加权平均窗口函数可以选择方窗或者指数窗以外的其它窗口函数,例如,正态窗函数。上文给出的加权平均窗口函数的示例不应视为对本发明的保护范围的限制。

至此,相位频偏估计装置 10 得到相位频偏 $\Delta f'$ 并将其传送给相位频偏校正装置 11。

相位频偏校正装置 11 利用从相位频偏估计装置 10 得到的相位频偏 $\Delta f'$ 对接收信号序列进行频偏校正,以生成经相位频偏校正的接收信号序列。该载波校正过程是从接收信号序列中除去相位频偏 $\Delta f'$,使得生成的经相位频偏校正的接收信号序列的频率偏移中只包含周期频偏 $\frac{k}{DT_s}$ 。

该相位频偏校正过程可以通过频率合成的方法实现。如图 10 所示,先将相位频偏 $\Delta f'$ 的值输入直接频率发生器,直接频率发生器基于该相位频偏 $\Delta f'$ 生成频率为 $-\Delta f'$ 的混频信号 w_1 输入频率合成器(即图 10 中的乘法器)。频率合成器将接收信号序列 $r(n)$ 和频率为 $-\Delta f'$ 的混频信号 w_1 进行合成,输出经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 。

相位频偏校正装置 11 生成经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$,并将其传送给周期频偏确定装置 12。

周期频偏确定装置 12 利用从相位频偏校正装置 11 接收的经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 来确定载波频偏的周期频偏。

基于上文的分析可以理解,系统的载波频率偏移 Δf 可以分解为相位频偏 $\Delta f'$ 和周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ 两个部分。其中,相位频偏 $\Delta f'$ 部分已经在步骤 S11 中通过相位频偏校正从接收信号序列 $r(n)$ 中去除。此后接收到的经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 中只含有 $\frac{K}{DT_s}$ 部分的载波频率

偏移。该 $\frac{K}{DT_s}$ 部分就是需要确定的周期频偏。

从经相位频偏校正的接收信号序列 $r^R(n)$ 的时域导频序列中选取接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。该接收样本序列 $SAML^R(n)$ 对应的信号序列在接收端中预存，将其称为预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 。将该接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与频率为 Δf_k 的混频信号 $e^{-j2\pi\Delta f_k n}$ 进行混频，将混频后得到的经混频接收样本序列 $SAML^M(n)$ 与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 进行相关，得到混频相关序列 $R_k(n)$ 。由于相同信号的相关度最高，当混频后得到的接收样本序列 $SAML^M(n)$ 和预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的频率相同时，混频相关序列 $R_k(n)$ 中存在一个较大相关峰值。图 11(a)和图 11(b)分别为混频信号频率 $\Delta f_k = -\frac{K}{DT_s}$ 和混频信号频率 $\Delta f_k \neq -\frac{K}{DT_s}$ 的混频相关序列幅值图。从中可以清楚地看到当混频信号的频率 $\Delta f_k = -\frac{K}{DT_s}$ ，混频相关序列幅值信号出现较大峰值。因此，系统载波频偏和相位频偏 $\Delta f'$ 之间的偏差值为 $-\Delta f_k$ 。本领域技术人员可以理解，将接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与频率为 Δf_k 的混频信号进行混频的目的是从接收样本序列 $SAML^R(n)$ 消除载波频率偏差值，再通过混频相关序列 $R_k(n)$ 中寻找峰值的方法验证 Δf_k 是否对应正确的周期频偏。因此，如果采用将发送样本序列 $SAML^S(n)$ 和混频信号进行混频，再将混频得到后的信号序列 $SAML^{M'}(n)$ 与接收样本序列 $SAML^R(n)$ 进行相关得到混频相关序列 $R'_k(n)$ ，最后通过检测混频相关序列 $R'_k(n)$ 是否存在峰值确定混频信号 $e^{-j2\pi\Delta f_k n}$ 的频率 Δf_k 是否对应正确的周期频偏的技术方案一样可以获取周期频偏 $\frac{K}{DT_s}$ ，其具体过程不再赘述。

以下结合图 15(a)对周期频偏确定装置 12 用于确定载波频偏的周期频偏的过程进行详细说明。图 15(a)示出了用于确定载波频偏的周期频偏的周期频偏确定装置 12 的装置框图。该周期频偏确定装置 12 包括：接收样本提取装置 120、混频装置 121、混频相关装置 122 和较大值频率确定装置 123。

首先，接收样本提取装置 120 由时域导频序列中提取与预存的训练序列对应的接收样本序列。

从发送端生成的时域导频序列中,选取一段作为预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 在接收端预存,该预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 可以是一个信号帧时域导频序列的部分或全部,具体选取方法由先约定的序列选取规则决定。序列选取规则中所包含的条件应该足够充分,且能够保证基于序列选取规则中的条件一定可以在经相位频偏校正过的接收信号序列的时域导频序列中找到对应的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。举例来说,序列选取规则中可以包括预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 在信号帧中的起始点 n_0 、预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的长度等信息。较长的预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 对应较准确的周期频偏估计结果。

接收样本提取装置 120 从经校正过的接收信号序列 $r^R(n)$ 的时域导频序列中提取与该预存训练序列 $SAML^S(n)$ 对应的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。接收样本序列 $SAML^R(n)$ 与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 对应相同的序列选取规则,即相同的起始点,相同的序列长度等。假设,在序列选取规则中约定,预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的起始点为从信号帧起始点开始的第 n_0 个采样点,预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 的长度为 L_R ,且已知信号帧长度为 N_{total} ,时域序列的长度为 N_g 。则可以通过步骤 S10 中所述的方法对接收信号序列 $r(n)$ 和经过间隔值 D 延迟的自身重复样本进行共轭相乘,得到共轭相乘序列;通过加权平均窗口得到样本子序列的加权相关序列,确定加权相关序列的最大绝对值点作为接收样本序列起始点的基准。举例来说,可以选取相邻两个信号帧的完整的时域导频序列作为两个样本子序列,则该样本子序列的宽度为 N_g ,间隔值 D 等于信号帧长度 N_{total} 。加权相关序列的峰值点出现在相对信号帧起始点的第 N_g 个采样点。下一信号帧的起始点出现在该峰之点后的第 $N_{total} - N_g$ 个采样点,因此,接收样本序列 $SAML^R(n)$ 的起始点即为峰值点后的第 $N_{total} - N_g + n_0$ 个采样点。结合接收样本序列 $SAML^R(n)$ 的长度信息,可以容易的获取接收样本子序列 $SAML^R(n)$ 。

发送样本序列 $SAML^S(n)$ 和预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 之间具有如下关系:发送端发送与预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 相同的信号序列至接收端,接收端接收到含有频率偏移 $\Delta f = \Delta f' + \frac{K}{DT_s}$ 的信号序列并从该信号序

列的频率中去除相位偏移 $\Delta f'$ ，得到只含有 $\frac{K}{DT_s}$ 部分频率偏移的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 。

接收样本提取装置 120 基于以上方法提取到与预存的训练序列对应的接收样本序列 $SAML^M(n)$ ，将其传送给混频装置 121。

混频装置 121 将从接收样本提取装置 120 接收的接收样本序列 $SAML^R(n)$ 和多个具有不同混频频率的混频信号分别进行混频，得到多个经混频的接收样本序列。

假设，多个混频信号 $\{e^{-j2\pi\Delta f_k n}\}$ 的幅度相同，频率为 $\frac{k}{DT_s}$ ，其中， n 为采样点的时间变量， k 的取值为整数。将集合 $\{e^{-j2\pi\frac{k}{DT_s}n}\}$ 中的混频信号逐一和接收样本序列 $SAML^R(n)$ 进行混频，得到多个经混频的接收样本序列组 $\{SAML^M_k(n)\}$ ：

$$SAML^M_k(n) = SAML^R(n) \cdot e^{-j2\pi\frac{k}{DT_s}n}$$

其中， D 为间隔值， T_s 为数据采样周期。

混频装置 121 将生成的多个经混频的接收样本序列 $\{SAML^M_k(n)\}$ 传送给混频相关装置 122。

混频相关装置 122 将预存的训练序列 $SAML^S(n)$ 和从混频装置 121 接收的多个经混频的接收样本序列 $\{SAML^M_k(n)\}$ 分别进行相关，得到多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 。

$$\text{即， } R_k(n) = \text{corr}(SAML^S(n), SAML^M_k(n))$$

其中， $\text{corr}()$ 表示相关运算， k 为整数， n 为当前采样点的时间变量。

混频相关装置 122 将生成的多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 传送给较大值频率确定装置 123。

较大值频率确定装置 123 根据混频相关装置 122 接收的多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 确定具有较大值的混频相关序列，并将该较大值对应的混频频率确定为所述周期频偏。该较大值为混频相关序列幅值相关参数的较大值，具体的，可以是幅值的绝对值、幅值实部、幅值虚部或幅值实部与虚部之和之一的较大值。

优选的，可以选择各个序列幅值绝对值的最大值，作为该序列的较大值，再将各序列的较大值中较大者对应的混频频率确定为周期频偏。具体地，从多个混频相关序列 $\{R_k(n)\}$ 中的各个序列分别选取最大值 $peak(k)$ ，组成最大值组 $\{peak(k)\}$ 。确定最大值组 $peak(k)$ 的较大值，以及其对应的混频频率作为周期频偏。

各个相关序列的最大值为 $peak(k) = \max\{abs(R_k(n))\}$

找到 $peak(K) = peak^{\max}(k)$ ，该 K 值所对应的频率分量 $\frac{K}{DT_s}$ ，即为待求的周期频偏。

本领域技术人员可以理解，确定周期频偏的核心在于通过数据相关性找到发送样本序列和接收样本序列的频率间的偏差值。因此，图 15(b)所示的周期频偏确定装置 12' 同样可以用于确定载波频偏的周期频偏。该周期频偏确定装置 12' 包括：接收样本提取装置 120、混频装置 121'、混频相关装置 122' 和较大值频率确定装置 123'。

首先，接收样本提取装置 120 由时域导频序列提取与预存的训练序列对应的接收样本序列，传送给混频相关装置 122'；接着，混频装置 121'，用于将所述预存的训练序列分别和多个具有不同混频频率的混频信号进行混频，得到多个经混频的训练序列传送给混频相关装置 122'；然后，混频相关装置 122'，用于将来自混频装置 121' 的多个经混频的训练序列与来自接收样本提取装置 120 的接收样本序列分别进行相关运算，得到多个混频相关序列，传送给较大值频率确定装置 123'；最后，较大值频率确定装置 123'，用于由所述多个混频相关序列确定具有较大值混频相关序列，并将其具有的混频频率确定为所述周期频偏。

周期频偏确定装置 12 完成对周期频偏的确定，将其传送给校正装置 13。

校正装置 13 根据来自相位频偏估算装置的相位频偏和来自周期频偏确定装置的周期频偏，对系统载波进行校正去除系统载波频偏。去除系统载波频偏可以采用混频等本领域技术人员熟悉的现有技术。需要注意，校正装置 13 可以合并相位频偏和周期性频偏，得到系统载波频偏的估计值，从系统载波中去除该系统载波频偏的估计值。也可以，从系

统载波频偏中先后逐一去除周期性频偏和相位频偏。本领域技术人员，以上两种实施方法都可以达到从系统载波中去除载波频偏的目的，而本发明的核心在于对相位频偏和周期频偏的求取，而不在于对已知频偏进行校正的过程。至此，频偏估计装置 1 完成对系统载波频偏的校正。

以上，本实施例结合 TDS-OFDM 系统对本发明的第二方面进行了详述。应当理解，本发明的具体实施方式并不仅限于 TDS-OFDM 系统，对于单载波传输系统同样适用。

以 ATSC 8VSB 系统为例，该系统中的每个信号帧包括相同的 PN 训练序列作为时域导频序列，且所述 PN 训练序列处于每个信号帧的相同位置。可以在信号帧的时域导频序列中提取出相同的样本子序列确定间隔值 D ，并基于该间隔值 D 对接收信号序列进行相关最终实现载波频偏校正。因此，本发明的技术方案对 ATSC 8VSB 同样适用。本领域技术人员可以理解，本发明的核心思想在于只要数字信号中包含时域导频，即可在时域导频序列中确定相同的样本子序列，继而进行载波频偏估计。本发明适用于对所有包含时域导频序列的数字信号进行载波频偏校正，而与无线通信系统所采用的具体的调制解调方式无关，本文中所给出的具体实施例不构成对本发明保护范围的限定。

以上对本发明的具体实施例进行了描述。需要理解的是，本发明并不局限于上述特定实施方式，本领域技术人员可以在所附权利要求的范围内做出各种变形或修改。

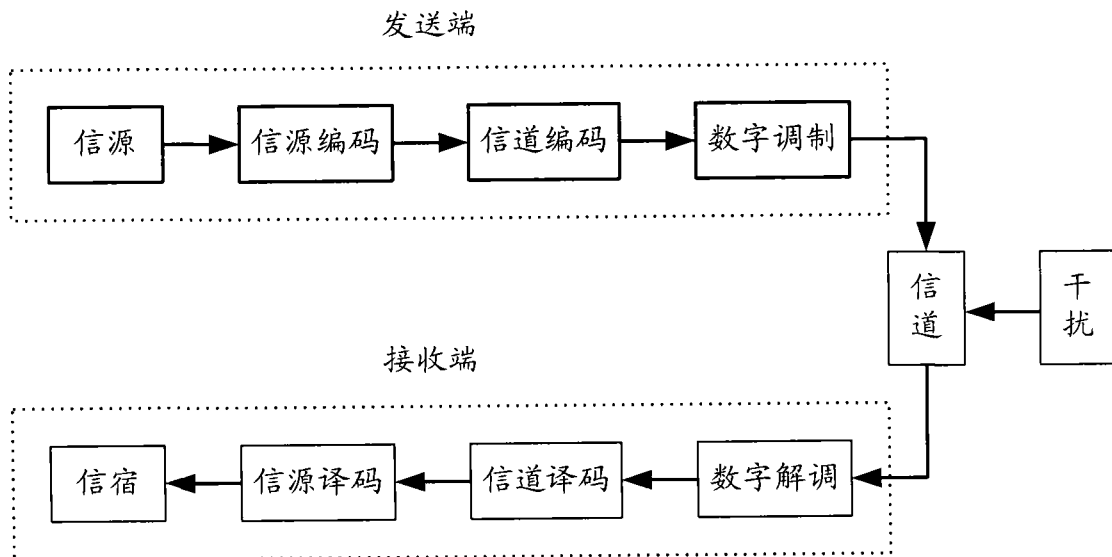


图 1

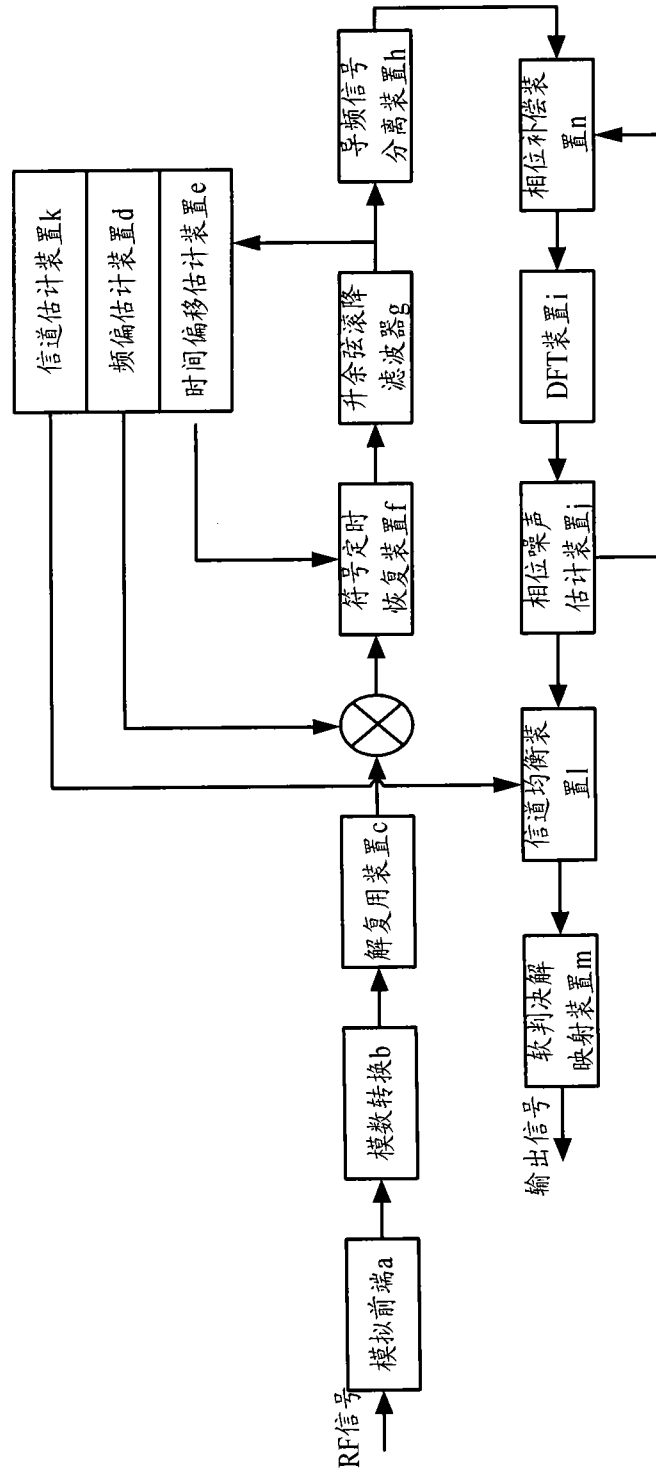


图 2

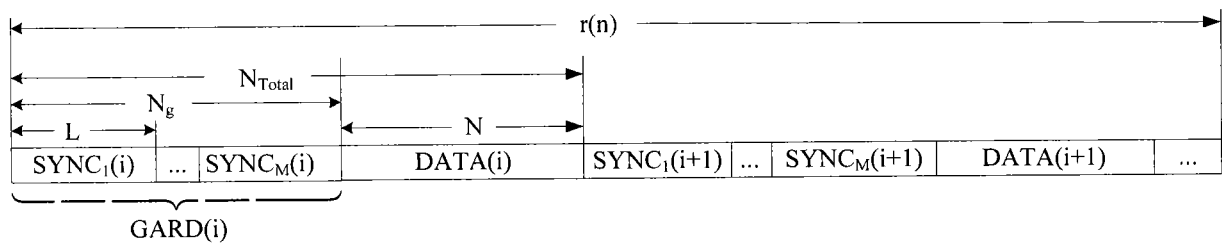


图 3

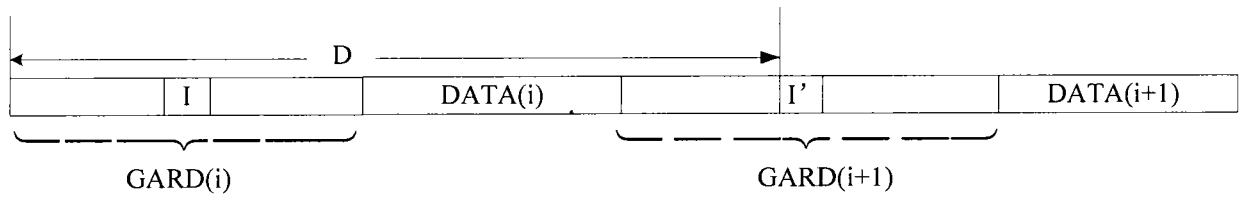


图 4 (a)

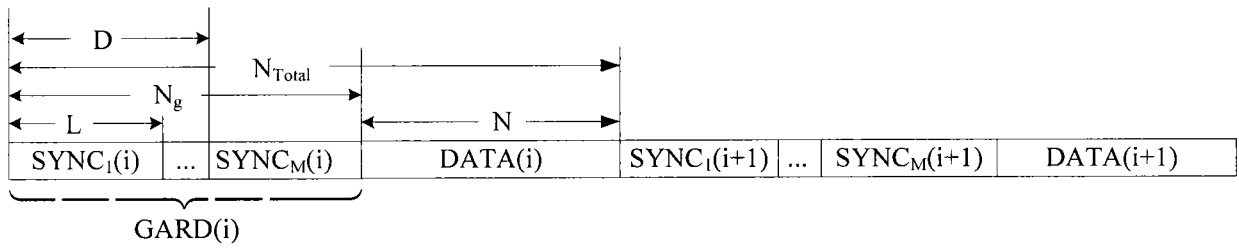


图 4 (b)

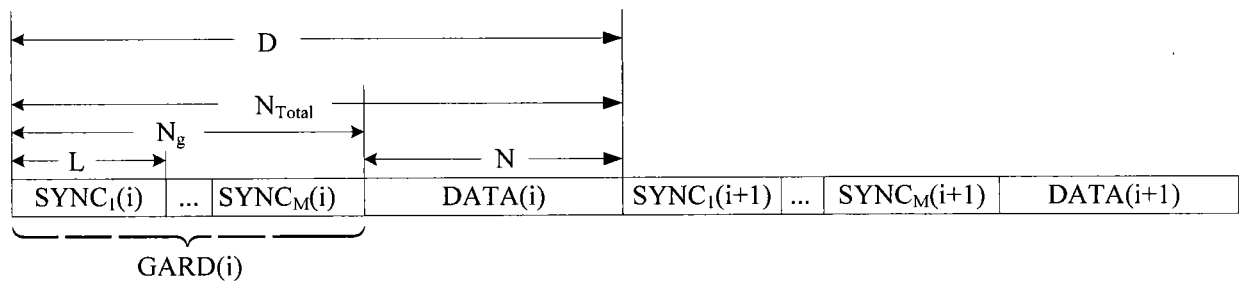


图 4 (c)

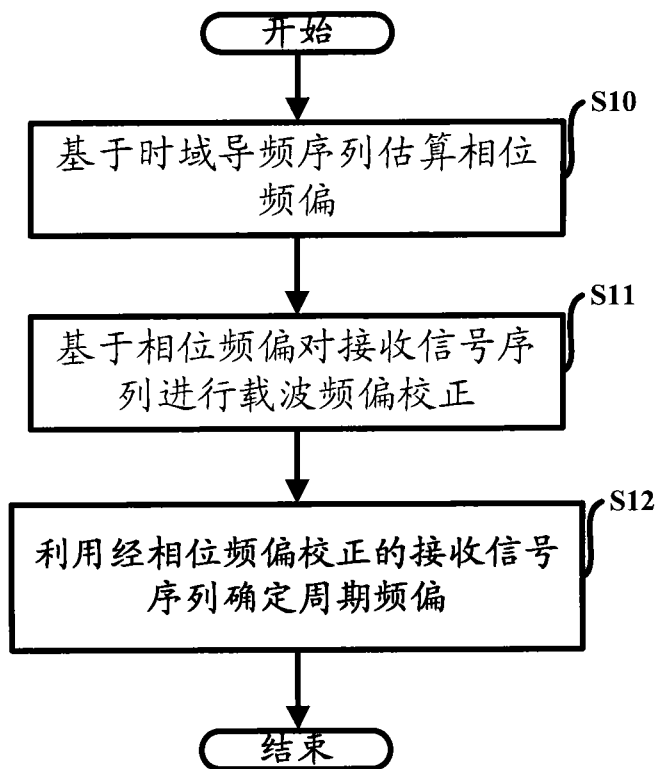


图 5

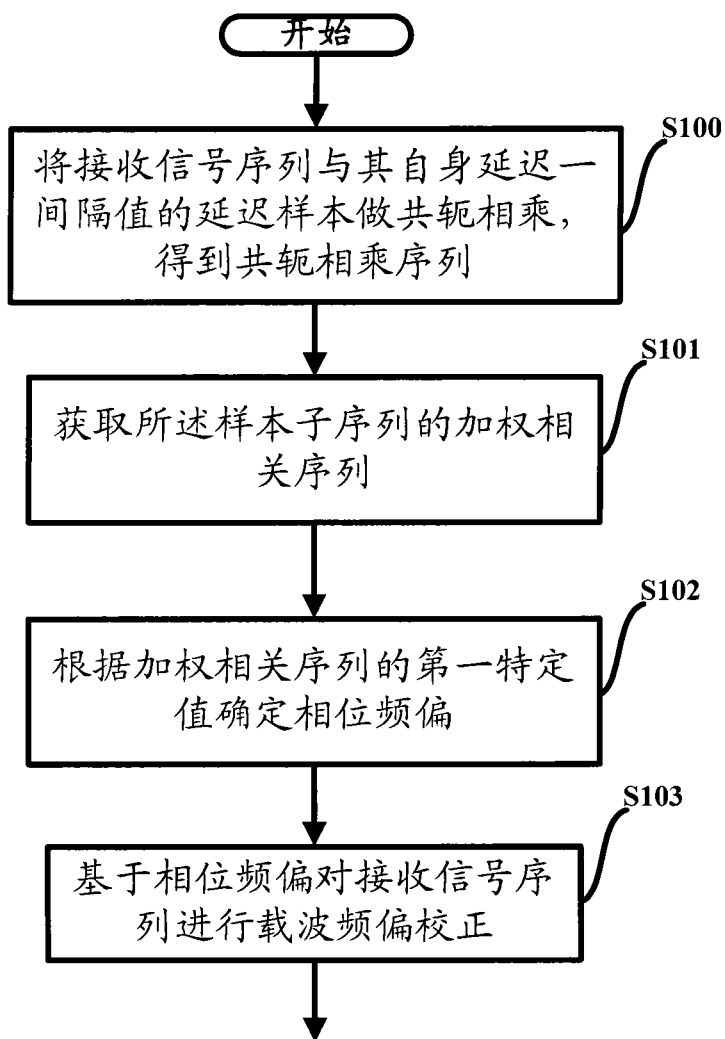


图 6

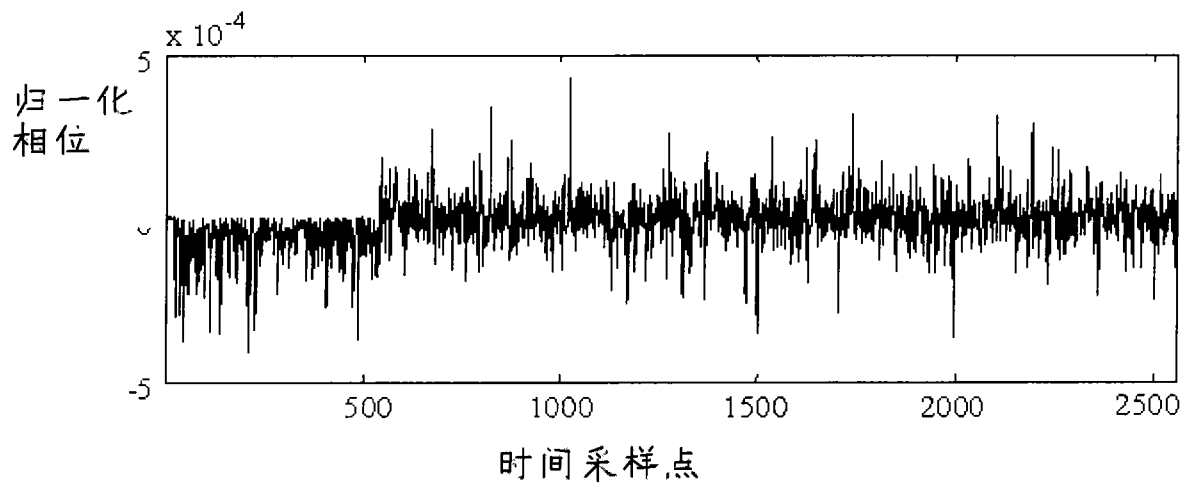


图 7 (a)

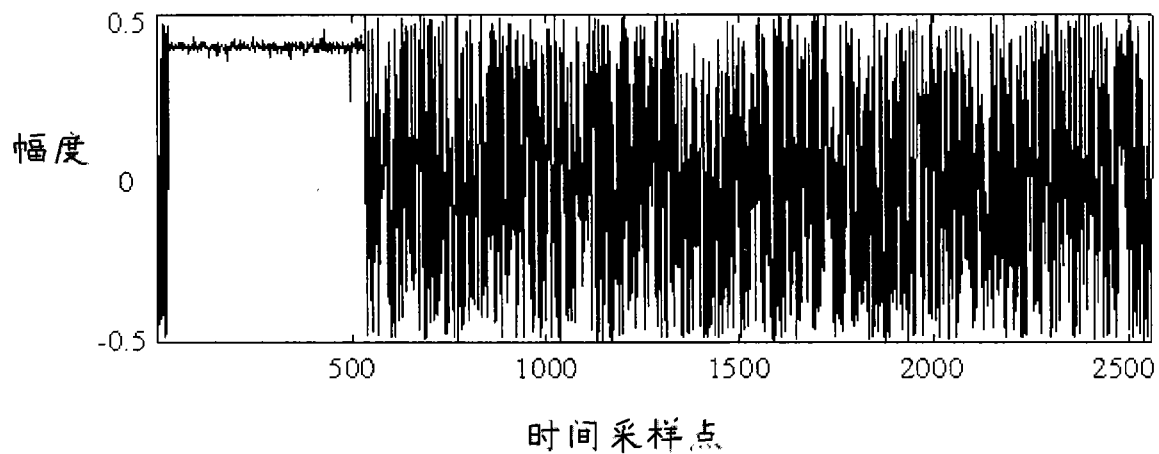


图 7 (b)

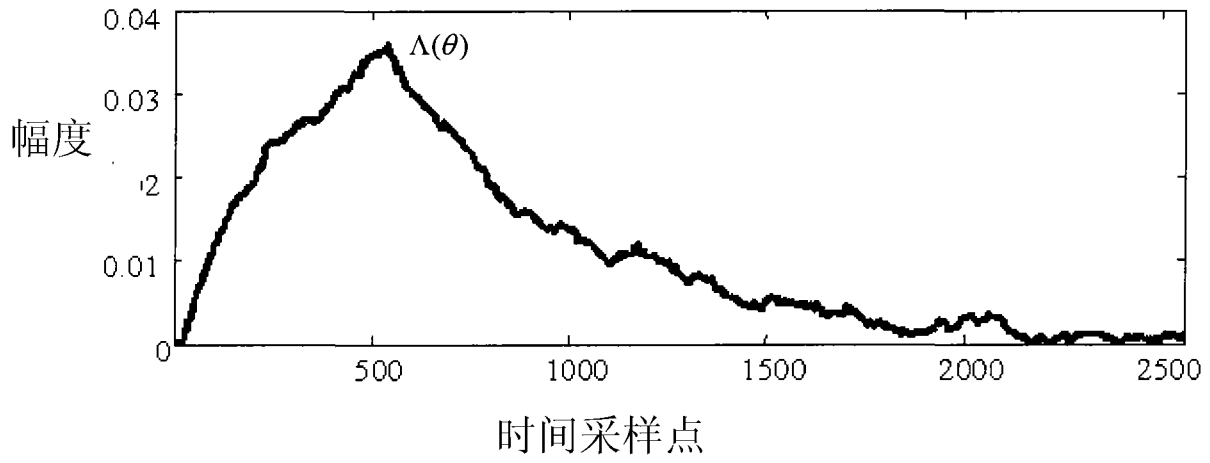


图 8 (a)

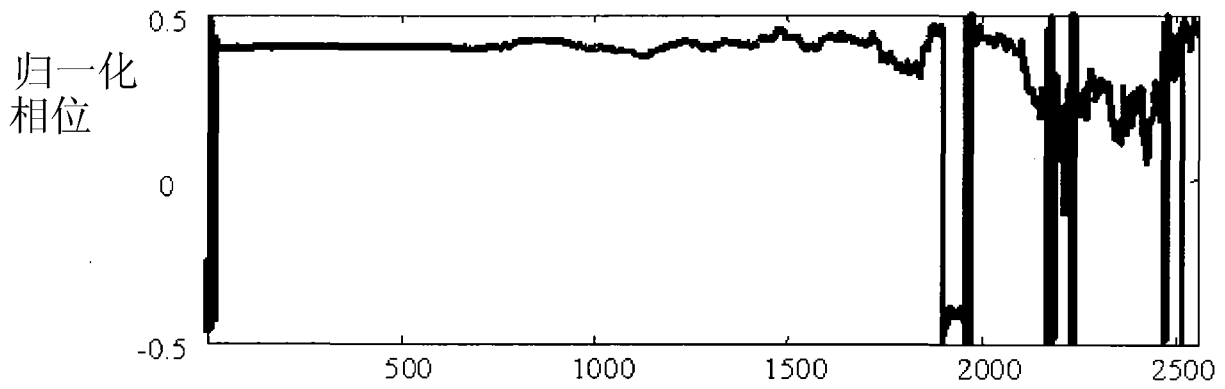


图 8 (b)

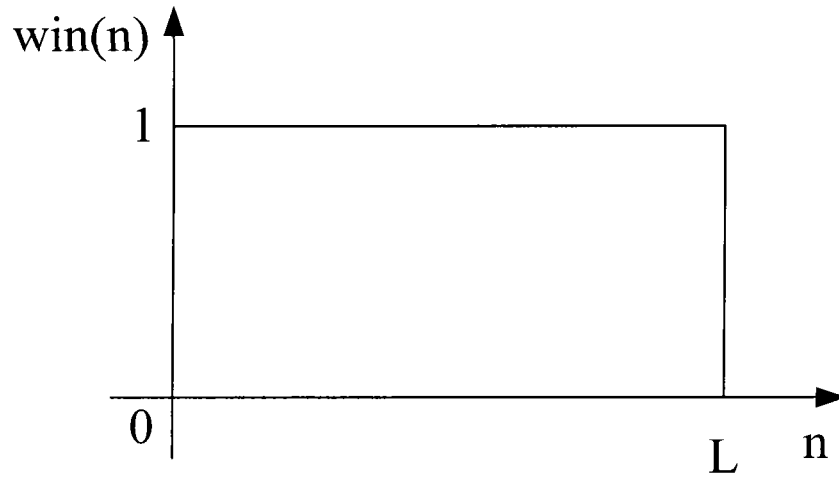


图 9(a)

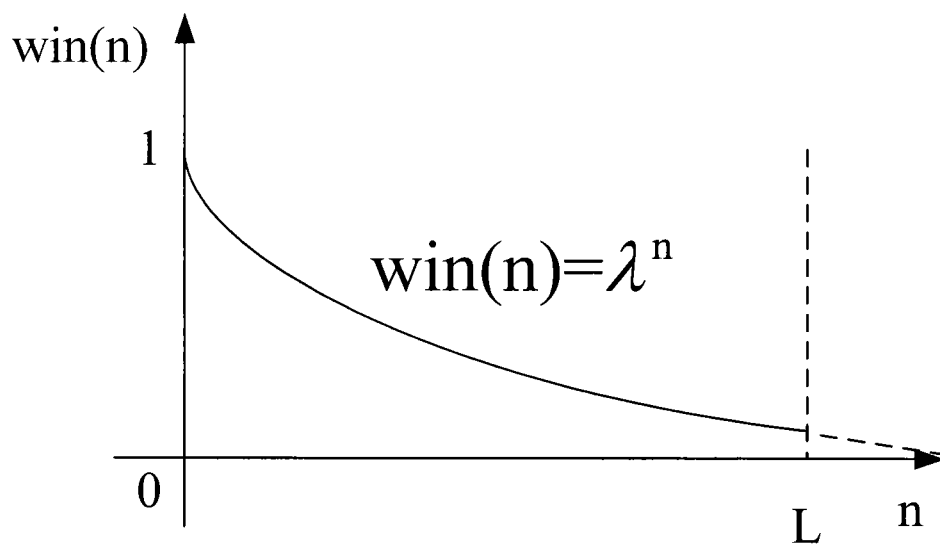


图 9(b)

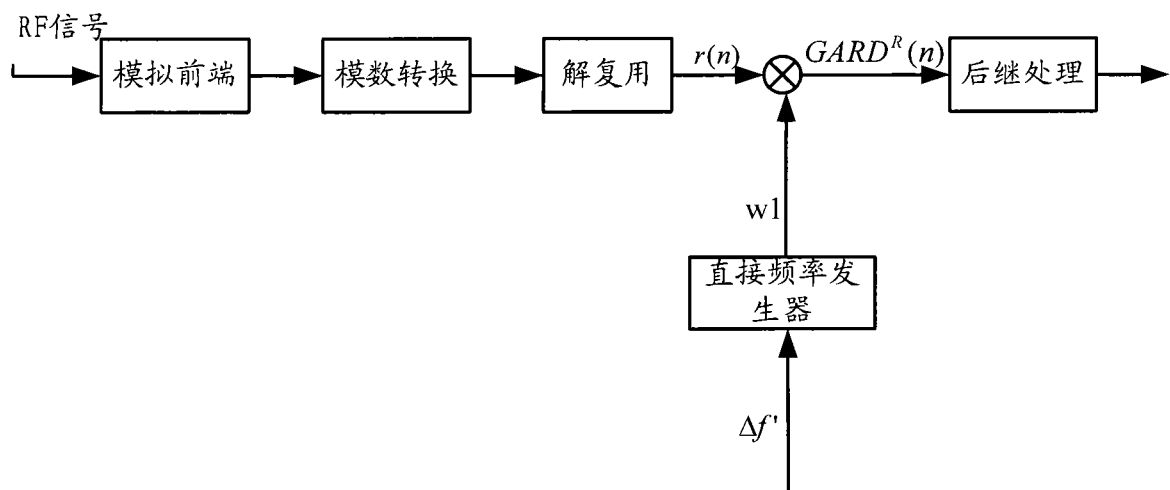


图 10

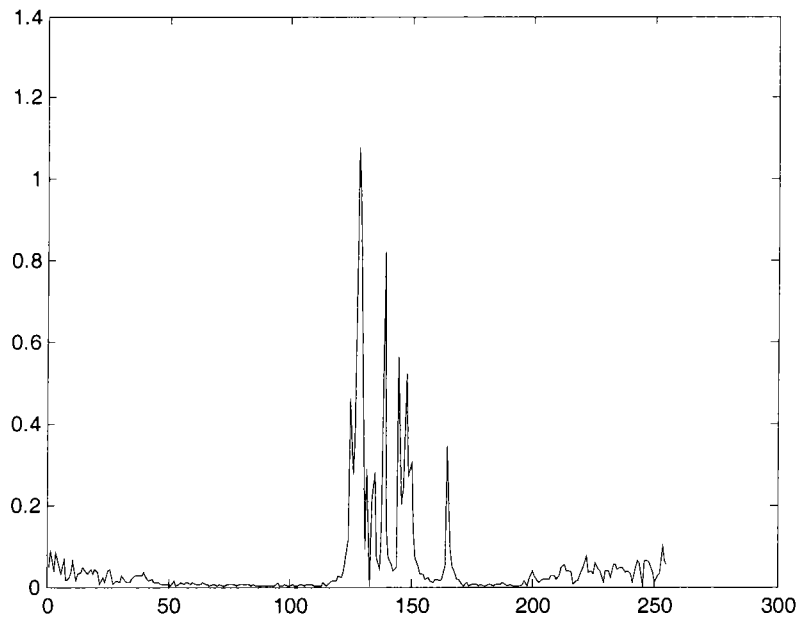


图 11(a)

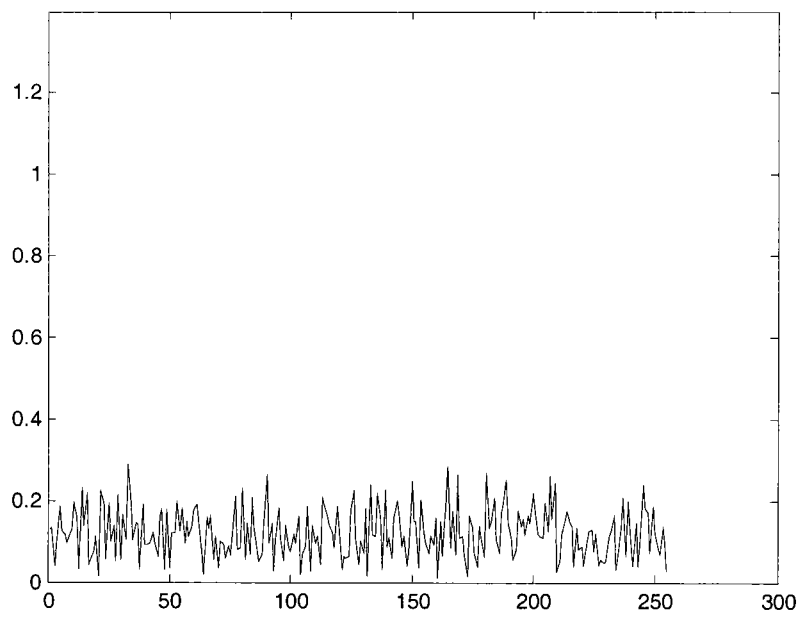


图 11(b)

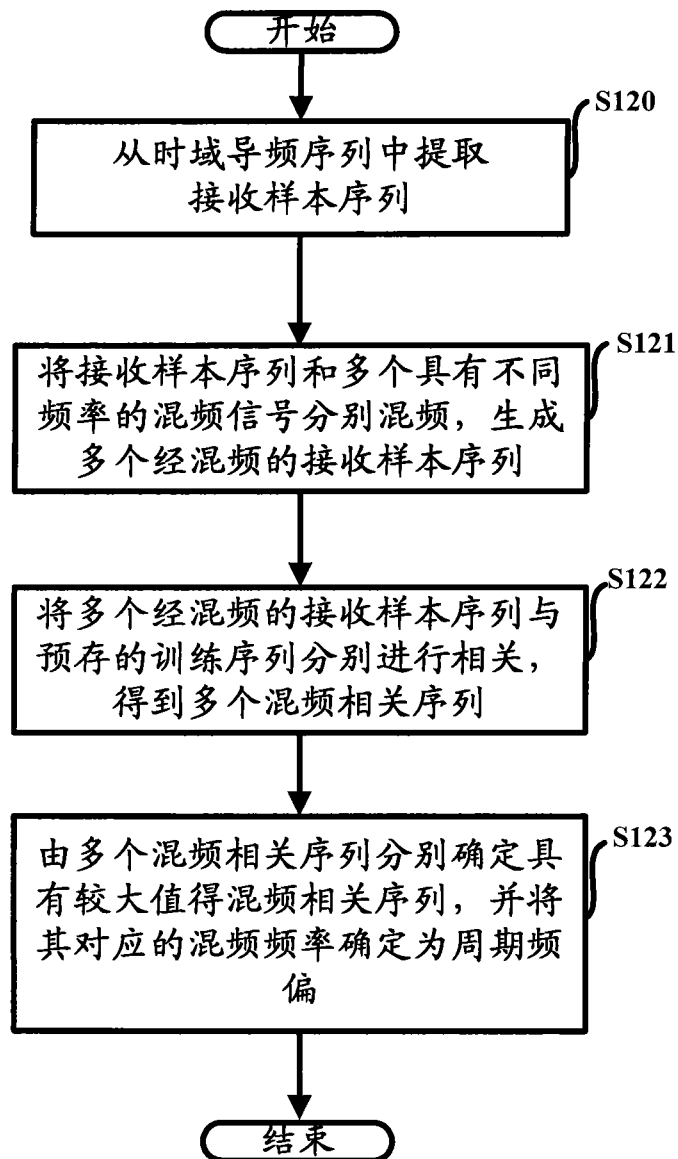


图 12

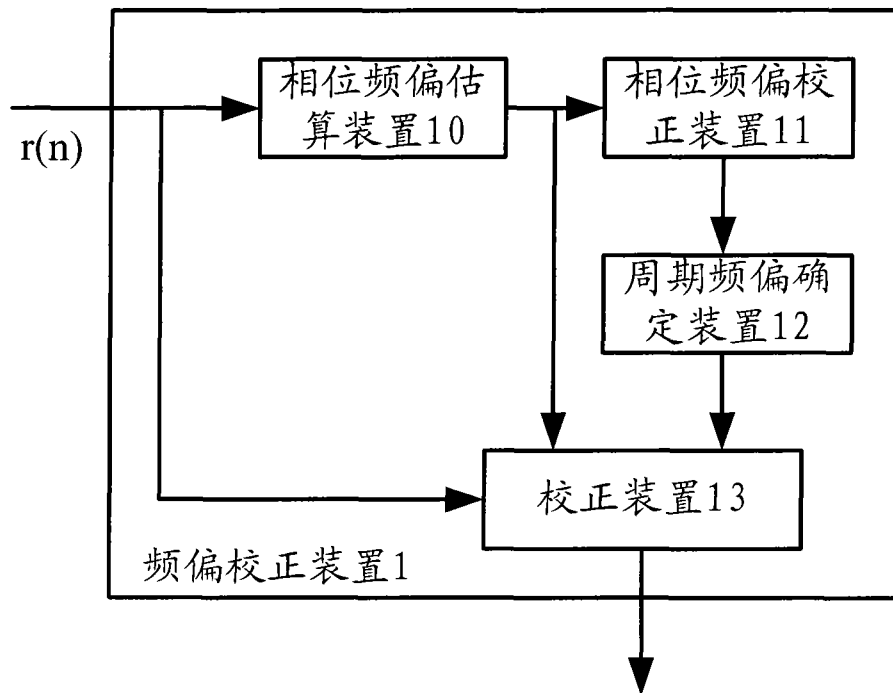


图 13

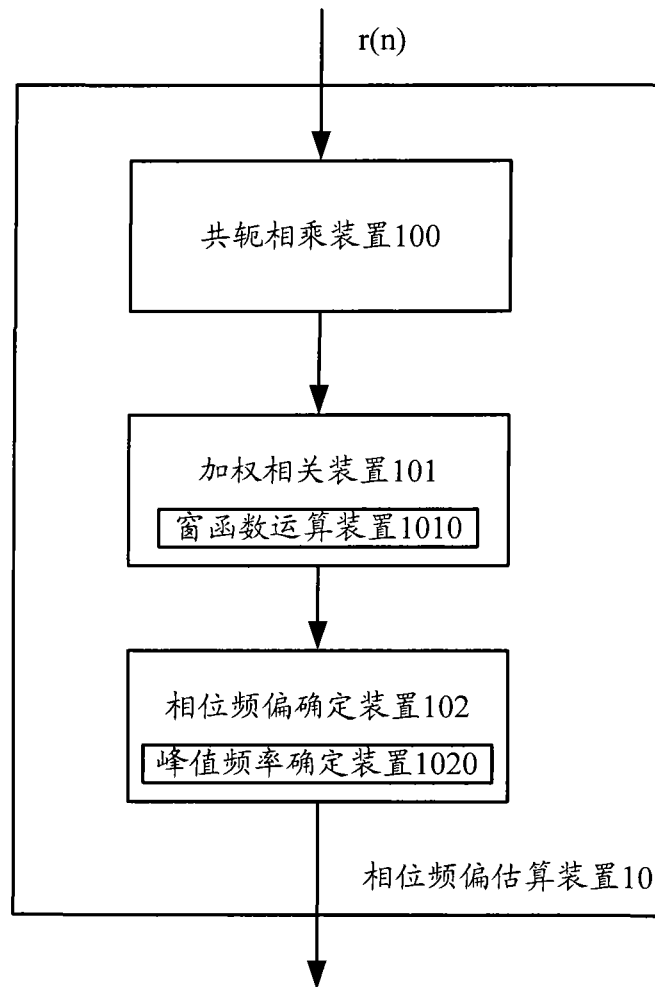


图 14

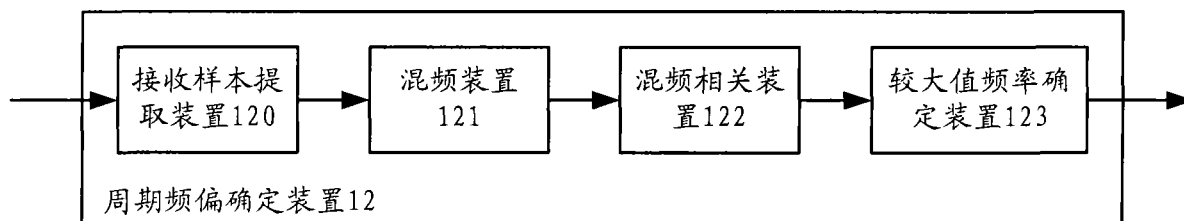


图 15(a)

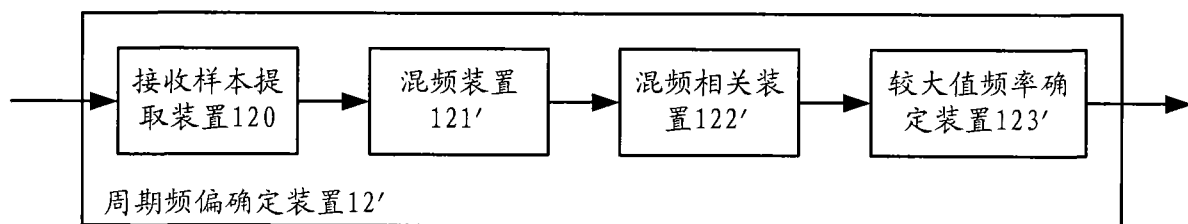


图 15(b)