

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101406017 B

(45) 授权公告日 2012. 05. 23

(21) 申请号 200780009825. 8

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2007. 03. 19

H04L 27/26(2006. 01)

(30) 优先权数据

10-2006-0139049 2006. 12. 29 KR

11/394, 269 2006. 03. 29 US

(56) 对比文件

WO 0070802 A1, 2000. 11. 23,

US 6956895 B2, 2005. 10. 18,

WO 03071758 A1, 2003. 08. 28,

WO 2003039025 A3, 2003. 05. 08,

WO 03001760 A1, 2003. 01. 03,

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 09. 19

(86) PCT申请的申请数据

PCT/KR2007/001332 2007. 03. 19

审查员 白坦

(87) PCT申请的公布数据

W02007/111431 EN 2007. 10. 04

(73) 专利权人 希尔网络株式会社

地址 韩国首尔

(72) 发明人 崔竣相 尹正男 金宰亨

(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 尚志峰

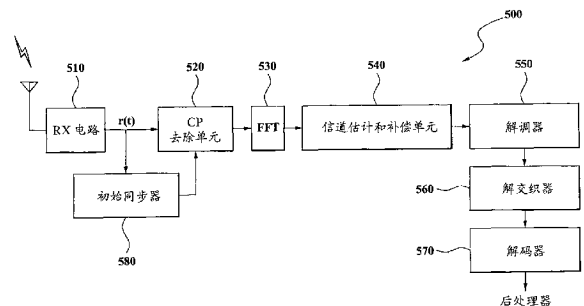
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 8 页

(54) 发明名称

用于在正交频分复用系统中估计并补偿载波频率偏移的方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及一种在无线通信系统的接收机中用于估计并补偿载波频率偏移的设备以及数据接收方法。该设备使接收到的信号与延迟了该接收到的信号的预定周期的信号在相关窗内相关,将相关值转换为相位值,根据前导段号补偿转换结果的相位,并估计初始载波频率偏移值,其中,相关窗基于循环前缀(CP)和从预定位置开始的前导重复长度而设置。



1. 一种用于在正交频分复用 (OFDM) 系统中估计并补偿载波频率偏移的方法,所述方法包括以下步骤:

使接收到的信号和从所述接收到的信号延迟了预定周期的信号在相关窗内相关,其中,所述相关窗基于循环前缀 (CP) 和从预定位置的前导重复长度而设置;以及

将相关结果转换为相位值,并在根据前导段号补偿转换结果的相位的基础上估计初始载波频率偏移值。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,所述预定位置是根据所述接收到的信号的初始帧边界确定的位置。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,所述相关结果在表示所述初始帧边界的位置处被最大化。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,所述预定周期是 341 个样本周期。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,所述相关窗是 811 个样本周期。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,对于段号 1 将所述转换结果的所述相位补偿 $2\pi/3$ 以及对于段号 2 将所述转换结果的所述相位补偿 $-2\pi/3$ 。

7. 根据权利要求 1 所述的方法,进一步包括:

使用估计出的初始载波频率偏移来补偿所述接收到的信号的频率偏移。

8. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,使所述接收到的信号和延迟信号的复共轭相关。

9. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,所述估计初始载波频率偏移值包括以下步骤:在所述补偿所述转换结果的相位的步骤之后,根据归一化值对补偿后的相位进行归一化。

10. 一种用于在 OFDM 系统中估计并补偿载波频率偏移的设备,所述设备包括:

第一装置,用于使接收到的信号和所述接收到的信号的预定周期的延迟信号在相关窗内相关;以及

第二装置,用于将相关值转换为相位值,并在根据前导段号补偿转换结果的相位的基础上估计初始载波频率偏移值;

其中,所述相关窗基于循环前缀 (CP) 和从预定位置的前导重复长度而设置。

11. 根据权利要求 10 所述的设备,其中,所述预定位置是根据所述接收到的信号的初始帧边界确定的位置。

12. 根据权利要求 10 所述的设备,其中,对于段号 1 将所述转换结果的所述相位补偿 $2\pi/3$ 以及对于段号 2 将所述转换结果的所述相位补偿 $-2\pi/3$ 。

用于在正交频分复用系统中估计并补偿载波频率偏移的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信系统,更具体地,涉及一种用于在根据正交频分多址 (OFDMA) 的无线通信系统的接收机中估计和补偿初始载波频率偏移的装置和方法。

背景技术

[0002] 为实现第四代 (4G) 移动通信而正在各领域开展大量研究。在根据 IEEE802.16d/e、WiBro、WiMAX 等的 4G 移动通信中,无线 LAN 网络、数字音频及视频广播网络等、以及卫星通信网络被结合为一个网络以系统地一起运行。因此,在 4G 移动通信网络中,对用户的服务可以是平稳且最优的。

[0003] 通过处理从基站系统接收到的前导信号以使系统同步,移动装置 (便携式用户站) 可以与基站 (无线接入站) 进行通信。在每帧的第一个符号位置处从基站系统发送下行链路 (DL) 前导信号。因此,移动装置基于该前导信号使系统同步,搜索小区,以及解调在从基站系统发送的前导信号之后的数据。

[0004] 图 1 是示出传统无线通信系统 100 的框图。在传统无线通信系统 100 中,在发射机的调制器 110 中根据预定方法对发送数据进行调制。经调制的数据被载入载波信号并经由发射机 (Tx) 电路 120 通过信道发送。通过信道发送的信号在接收机的接收机 (Rx) 电路 150 中被接收并受到加性白高斯噪声 (AWGN) 的影响。Rx 电路 150 将接收到的信号转换为基带信号,并且解调器 160 解调该基带信号以获得发送数据。

[0005] 在 OFDMA 系统中,例如,解调器 160 根据来自下行链路 (DL) 的第一个符号位置的前导信号使系统同步,搜索小区并解调在前导信号之后的数据。可以采用一种用于在频域内估计初始载波频率偏移的方法来使移动装置系统同步并接收从基站系统发送的数据。然而,由于在频域内的未知快速傅立叶变换 (FFT) 定时,可以在初始同步过程之后使用频域内的频率偏移估计方法,其可以通过使用导频符号来估计细微的频率偏移。

[0006] 因此,应该在时域内执行初始载波频率偏移估计。即,如果在时域内在重复样本中存在相同的频率偏移,则可以通过使用 OFDMA 前导的训练符号的重复图案特征来估计相应的偏移。

[0007] 图 2 是示出传统载波频率偏移估计器 200 的框图。在图 2 中,当接收到的信号 $r(t)$ 被采样并被存储在寄存器 210 中时,每隔 N 个的重复信号样本,例如, $r(n)$ 和 $r(n+N)$, $r(n+1)$ 和 $r(n+N+1)$, ..., $r(n+d)$ 和 $r(n+N+d)$ 等,在复共轭器 211、213、...、215 和乘法器 212、214、...、216 中被处理。相加 / 平均计算单元 220 将乘法器 212、214、...、216 的输出相加并进行平均,从而获得结果。计算器 230 对来自相加 / 平均计算单元 220 的结果进行反正切运算并产生相位偏移值。因此,乘法器 240 通过将相位偏移值乘以 $-1/(2\pi N)$ 而获得频率偏移值 D_f 。

[0008] 例如,在根据 IEEE802.16d/e 标准规范的 OFDMA 系统中,如图 3 所示,在 CP (循环前缀) 间隔之后,根据下行链路 (DL) 的第一个符号位置的前导符号,发送 / 接收的信号在时

域内具有 3 个重复周期的特征。在图 4 中, IEEE802. 16d/e 规范中的前导符号的 1024 个子载波具有除包括 86 个子载波的保护间隔 (GI) 外的 852 个子载波被分为 3 个段 (segment) 并被发送 / 接收的结构。此处, 1024 个子载波具有每隔 341. 3 个子载波的重复周期特征。因此, 由于 1024 个子载波以一个非零子载波与两个零子载波的方式发送, 所以当对 1024 个子载波进行采样时, 经采样的子载波根据段号彼此周期性地经历相位偏移。

[0009] 因此, 如图 2 所示, 在根据传统技术的频率偏移估计器 200 (其根据平均机制和相位补偿方法来计算频率偏移) 中, 由于不考虑在平均机制中使用的样本数量, 所以估计出的频率偏移是不精确的。同样, 频率偏移估计器 200 需要很多硬件和软件资源, 诸如复共轭数运算器 211, 213, ..., 215, 乘法器 212, 214, ..., 216, 相加 / 平均计算单元 220 等, 从而降低了链接性能。因此, 需要一种使用较少资源估计关于每个段号的精确频率偏移并使移动装置系统同步的设备。

发明内容

[0010] 技术问题

[0011] 为了解决在传统技术中出现的前述问题而作出了本发明, 本发明的目的在于提供一种用于 OFDMA 无线通信系统的接收机的初始同步器, 该初始同步器具有用于估计并补偿初始载波频率偏移的设备, 其可以与基于用于精确地估计频率偏移的简化实现方法的初始帧边界检测处理和有效可扩展共享结构兼容。

[0012] 本发明的另一目的在于提供了一种用于估计和补偿初始载波频率偏移的方法, 其通过使用平均方案有效处理下行链路的前导来估计和补偿提供小区搜索的基础, 该下行链路的前导表示根据 OFDM 子载波的段号的彼此相位偏移的特征以及 OFDM 子载波的非整数重复样本图案的特征。

[0013] 技术方案

[0014] 为实现以上目的, 根据本发明的一个方面, 提供了一种用于在正交频分复用 (OFDM) 系统中估计并补偿载波频率偏移的设备, 包括: 第一装置, 使接收到的信号和该接收到的信号的预定周期的延迟信号在相关窗内相关; 以及第二装置, 将相关值转换为相位值, 根据前导段号补偿转换结果的相位, 并估计初始载波频率偏移值, 其中, 相关窗基于循环前缀 (CP) 和从根据接收到信号的初始帧边界确定的位置的前导重复长度而设置。

[0015] 根据本发明的另一方面, 还提供了一种用于无线通信系统的接收机的初始同步器, 包括: 帧边界检测器, 累加接收到的信号的当前样本值与反映了前导重复的接收到的信号的前一样本的复共轭值的乘积值, 并基于累加值计算相关值的最大值的位置作为初始帧边界标记 (index, 也称索引); 以及载波频率偏移估计器, 基于在初始帧边界标记处的最大相关值的反正切值来估计关于 3 个段号的相位偏移值, 对估计出的相位偏移值进行归一化, 并产生关于每个段号的初始载波频率偏移值。

[0016] 根据本发明的另一方面, 还提供了一种无线通信系统的接收机, 包括: 接收机电路, 接收基于 OFDM 的射频 (RF) 信号并将接收到的信号转换为基带信号; 以及同步器, 基于基带信号的样本值计算表示前导的最后位置的初始帧边界标记, 基于在初始帧边界标记处的相位偏移值来估计关于 3 个段号的相位偏移值, 从估计出的相位偏移值来计算关于每个段号的始载波频率偏移值, 并产生同步信号, 其中, 根据该同步信号来使基带信号同步并且

对同步的基带信号进行解调以获得对应于发送信号的信号。

[0017] 根据本发明的另一方面,还提供了一种用于在正交频分复用 (OFDM) 系统中估计并补偿载波频率偏移的方法,该方法包括以下步骤:使接收到的信号和从该接收到的信号延迟了预定周期的信号在相关窗内相关,相关窗基于循环前缀 (CP) 和从根据接收到的信号的初始帧边界确定的位置的前导重复长度而设置;以及将相关结果转换为相位值,根据前导段号补偿转换结果的相位,并估计初始载波频率偏移值。

[0018] 根据本发明的另一方面,还提供了一种用于无线通信系统的数据接收方法,该方法包括以下步骤:接收基于 OFDM 的射频 (RF) 信号并将接收到的信号转换为基带信号;基于该基带信号产生表示前导的最后位置的初始帧边界标记;基于在初始帧边界标记处的相位偏移来估计关于 3 个段号的相位偏移值;从估计出的相位偏移值来计算关于每个段号的初始载波频率偏移值,并产生同步信号;根据该同步信号使基带信号同步并对同步的基带信号进行解调以获得对应于发送信号的信号。

[0019] 有益效果

[0020] 从以上描述可以明显看出,在无线通信系统的接收机中用于估计并补偿载波频率偏移的设备及数据接收方法中,由于在时域内独立于段号对下行链路间隔内的前导进行有效地处理并精确地估计初始载波频率偏移,可以在诸如 IEEE802.16d/e、WiBro、WiMAX 等的系统中通过简单的小区搜索来提高数据接收性能和服务质量。同样,由于根据本发明的初始同步器基于可扩展共享结构,所以能够使用少量的硬件和软件资源而容易地实现该初始同步器。

附图说明

[0021] 图 1 是示出传统无线通信系统的框图;

[0022] 图 2 是示出传统载波频率偏移估计器的框图;

[0023] 图 3 是示出在时域内的前导符号的视图;

[0024] 图 4 是示出前导载波组的视图;

[0025] 图 5 是示出根据本发明实施例的接收机的框图;

[0026] 图 6 是示出图 5 所示的初始同步单元的详细框图;

[0027] 图 7 是示出图 6 所示的帧边界检测器和载波频率偏移估计器的详细框图;

[0028] 图 8 是示出图 6 所示的帧边界检测器和载波频率偏移估计器的操作的流程图;以及

[0029] 图 9 是示出载波频率偏移误差与 SNR 的关系以说明根据本发明实施例的接收机的性能的曲线图。

具体实施方式

[0030] 现在将详细参考本发明的实施例,其实例在附图中示出,其中,在全文中相同的参考标号是指相同的元件。以下将通过参考附图来描述这些实施例以阐述本发明。

[0031] 如上所述,在根据 IEEE802.16d/e 标准规范的 OFDMA 系统中,如图 3 所示,在 CP (循环前缀) 持续时间之后,根据下行链路 (DL) 的第一个符号位置的前导符号,发送/接收的信号在时域内具有 3 个重复周期的特征。可以将 OFDM 前导的训练符号的重复图案特征用

于初始载波频率偏移的估计。即,如果在时域内在重复样本中存在相同的频率偏移,则可以估计相应的偏移。

[0032] 在图 4 中,1024 个子载波具有每 341.3 个子载波的重复周期特征。此处,由于以一个非零载波与两个零载波的方式发送该 1024 个子载波,所以当 1024 个子载波被顺序采样时,采样得到的重复样本按照段号彼此经历相位偏移。在如关于每个段号的相位偏移的样本特征中,可以通过估计并精确地补偿初始载波频率偏移以及在小区搜索过程中精确地估计小区 ID 和小区号来使移动装置系统同步。

[0033] 例如,关于接收到的信号 $r(t)$ 的定时标记 n 的样本信号 $r(n)$ 和定时标记 $(n+N)$ 的样本信号 $r(n+N)$ 如公式 1 所示。在公式 1 中, D_f 是频率偏移以及 $x()$ 是信号幅度。

[0034] 公式 1

$$[0035] \quad r(n) = x(n)e^{j2\pi D_f n}$$

$$[0036] \quad r(n+N) = x(n+N)e^{j2\pi D_f (n-N)}$$

[0037] 此处,如公式 2,通过使用第 N 个重复样本 $r(n+N)$ 的复共轭来获得相位偏移值 $2\pi D_f N$ 。即,基于从公式 2 中的实值 $\text{Re}\{\}$ 和虚值 $\text{Im}\{\}$ 之间的关系导出的 $-\tan(2\pi D_f N)$,如公式 3 可以导出频率偏移值 D_f 。

[0038] 公式 2

$$[0039] \quad a = \text{Re}\{r(n)r^*(n+N)\} = [-\cos(2\pi D_f N)] |x(n)|^2$$

$$[0040] \quad b = \text{Im}\{r(n)r^*(n+N)\} = [-\sin(2\pi D_f N)] |x(n)|^2$$

[0041] 公式 3

$$[0042] \quad D_f = (-1/2\pi N) \tan^{-1}[-\tan(2\pi D_f N)]$$

[0043] 此处,前导子载波在时域内按照段号相对彼此具有相位偏移,并且具有如图 3 所示的非整数重复样本图案的特征。在本发明中,在基站的移动装置中的用于下行链路前导的非整数重复样本图案的平均技术中,通过使用为整数 811 的相关窗长度来估计初始帧边界标记 1。即,假定接收到的信号 $r(t)$ 的样本每隔 341 个样本重复,如下面的公式 4,使用延迟的样本 $r(1+n)$ 与当前样本 $r(1+n+341)$ 的复共轭。在这种情况下,根据 $r(1+n)$ 和 $r(1+n+341)$ 的 811 个乘积的累加的辐角的相关值来估计初始帧边界标记 1 和相位偏移。因此,当估计出的相位偏移被 α 归一化时,可以获得载波频率偏移 θ_0 。载波频率偏移 θ_0 对应于段号为 0 的情况。此处,为整数 811 的相关窗长度是 CP 间隔的 128 个样本、OFDM 前导的前 341 个样本和接着的 342 个样本相加的长度,从而避免样本图案的非整数重复特征以及适当地使用平均机制。

[0044] 可以如下面所示的公式 5 来补偿载波频率偏移 θ_0 ,以获得对应于段号 1 和 2 的其他各初始载波频率偏移 θ_1 、 θ_2 。

[0045] 公式 4

$$[0046] \quad \theta_0 = \alpha \left[\arg \sum_{n=0}^{810} r^*(l+n)r(l+n+341) \right]$$

[0047] 公式 5

$$[0048] \quad \theta_1 = \alpha[-2\pi/3 + \arg \sum_{n=0}^{810} r^*(l+n)r(l+n+341)]$$

$$[0049] \quad \theta_2 = \alpha[+2\pi/3 + \arg \sum_{n=0}^{810} r^*(l+n)r(l+n+341)]$$

[0050] 图 5 中示出了根据本发明实施例的接收机 500, 其可以基于载波频率偏移估计来使系统同步。参考图 5, 接收机 500 包括 Rx 电路 510、循环前缀 (CP) 去除单元 520、快速傅立叶变换 (FFT) 单元 530、信道估计和补偿单元 540、解调器 550、解交织器 560、解码器 570、以及初始同步单元 580。

[0051] 从信道经由天线接收可能被加性白高斯噪声 (AWGN) 影响的基于 OFDM 的射频 (RF) 信号, 并且接收到的 RF 信号在 Rx 电路 510 中被下变频并被变换为基带信号 $r(t)$ 。初始同步单元 580 处理从 Rx 电路 510 输出的基带信号 $r(t)$ 与前导信号以产生同步信号 SYNC 以使系统同步。同步信号 SYNC 在表示从基站到移动装置的下行链路的开始的定时位置处被激活, 并且 CP 去除单元 520 可以基于同步信号 SYNC 去除附加在前导信号之前的循环前缀 (CP)。

[0052] 因此, 接收到的基带信号 $r(t)$ 可以与同步信号 SYNC 同步, 在这种情况下, 可以通过后处理器 (即, FFT 单元 530、信道估计和补偿单元 540、解调器 550、解交织器 560、解码器 570、以及初始同步单元 580) 从接收到的基带信号 $r(t)$ 中获得从发射机发送的原始信号。除此过程之外, 包括在初始同步单元 580 中的小区搜索器可以确定小区标识符 (ID) 和基本的段号。

[0053] 由于在本领域中已知, 所以对于后处理器、对接收到的符号执行 FFT 运算的 FFT 单元 530、补偿相位偏移以及估计良好信道的信道估计和补偿单元 540、以及根据解调方案 (例如, QAM、QPSK 等) 对接收到的符号进行解调的解调器 550, 省略了详细阐述。

[0054] 可以在根据 IEEE802.16d/e 标准规范的基于 OFDMA 的无线通信系统中采用接收机 500。同样, 除此系统之外, 接收机 500 还可以用于根据 WiBro 或 WiMAX 标准规范的其他系统、第 4 代移动通信等。

[0055] 具体地, 根据本发明的实施例, 可以在时分双工 (TDD) 方案 (其在从基站到移动装置的下行链路和从移动装置到基站的上行链路之间发送/接收非同步数据) 的移动互联网系统中采用初始同步单元 580, 从而提高传输速度以确保可靠的高速度并能够通过初始同步发送和接收大量数据, 从而提高了服务质量。

[0056] 由于对硬件和软件资源的高要求, 根据传统技术的类似于图 2 的频率偏移估计器 200 具有退化的链接性能。然而, 初始同步单元 580 基于可以由低速系统到高速系统共享的可扩展共享结构, 简化了实现, 与初始帧边界检测过程等兼容地估计初始载波频率偏移, 并使系统同步。

[0057] 即, 初始同步单元 580 基于转换为基带信号的接收到的信号 $r(t)$ 的样本值来计算表示前导的最后位置的初始帧边界标记, 并基于初始帧边界标记处的相位偏移值 PHO 估计关于 3 个段号的相位偏移值。此外, 初始同步单元 580 从估计出的相位偏移值计算关于每个段号的初始载波频率偏移值 ($\theta_0, \theta_1, \theta_2$), 并产生同步信号 SYNC。

[0058] 图 6 是示出图 5 所示的同步单元 580 的详细框图。参考图 6, 同步单元 580 包括帧

边界检测器 581、载波频率偏移估计器 582、以及小区搜索器 583。

[0059] 帧边界检测器 581 将接收到的信号 $r(t)$ 的当前样本值（例如， $r(342)$ ）和在前导重复期间被延迟了（例如）多达 341 个样本的接收到的信号的前一样本（例如， $r(1)$ ）的复共轭值的乘积值累加，并基于累加的乘积值计算相关值的最大值的位置作为初始帧边界标记 1。载波频率偏移估计器 582 使用基于 811 个最近乘积值的累加值的绝对值或该绝对值的平方的相关值。

[0060] 即，当接收到的信号 $r(t)$ 的前导结束时，基于 811 个最近乘积值的累加值的绝对值或该绝对值的平方的相关值被最大化，并且获得表示该时间的初始帧边界标记 1。以下在图 7 的说明中详细描述了帧边界检测器 581。

[0061] 同时，载波频率偏移估计器 582 基于由帧边界检测器 581 获得的初始帧边界标记处的相应最大相关值的反正切值 PHO 来对 3 个基于 OFDM 的段号估计相位偏移值，将估计出的相位偏移值归一化为其他值，并产生关于每个段号的初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）。即，载波频率偏移估计器 582 可以产生使最大相关值（例如， $C(1)$ ）的反正切值 PHO 被归一化为第一段（例如，段 0）的初始载波频率偏移值的值。载波频率偏移估计器 582 可以产生使比最大相关值 $C(1)$ 的反正切值 PHO 高 $2\pi/3$ 的相位被归一化为第二段（例如，段 1）的初始载波频率偏移值的值。载波频率偏移估计器 582 可以产生使比最大相关值 $C(1)$ 的反正切值 PHO 低 $2\pi/3$ 的相位被归一化为第三段（例如，段 2）的初始载波频率偏移值的值。此处，可以在小区搜索器 583 中识别对应于初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）的基本且精确的段号。

[0062] 小区搜索器 583 基于根据载波频率偏移估计器 582 的归一化获得的初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）产生同步信号 SYNC。即，初始帧边界标记 1 表示获得初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）的定时标记，以及表示接收到的信号 $r(t)$ 的前导结束的时间。

[0063] 此外，可以根据初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）和初始帧边界标记 1 使接收到的信号 $r(t)$ 同步，小区搜索器 583 可以从接收到的信号 $r(t)$ 中搜索小区标识符和精确的段号。从载波频率偏移估计器 582 获得的各个初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）是对应于段号的值。在这种情况下，小区搜索器 583 参考初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）根据预定算法对接收到的信号 $r(t)$ 的前导进行处理，将处理结果与预定前导值进行比较，并确定基本且精确的段号 $\text{SEGN}00,1,2$ 。此外，小区搜索器 583 参考初始载波频率偏移值（ θ_0 ， θ_1 ， θ_2 ）分析接收到的信号 $r(t)$ 并识别小区 ID，例如，基站、扇区（sector）等。如果以这种方式通过小区搜索器 583 的操作将相应的基站与移动装置连接，则后处理器 520 至 570 解调在前导之后的数据并输出经解调的数据。可以在其他处理器中对解码器 570 的输出进行处理。经其他处理器处理的数据可以被输出至播放音频或视频的用户，或以压缩形式（例如 MPEG）存储在存储器中。

[0064] 图 7 是示出图 6 所示的帧边界检测器 581 和载波频率偏移估计器 582 的详细框图。参考图 7，帧边界检测器 581 包括滤波器 710、累加器 720、相关输出单元 730、以及最大值计算单元 740。此外，载波频率偏移估计器 582 包括反正切计算器 760、相位偏移估计器 770、乘法器 780、以及解复用器 790。参考图 8 所示的流程图来阐述帧边界检测器 581 和载波频率偏移估计器 582 的详细操作。

[0065] 首先，在图 8 的步骤 S810 中，滤波器 710 接收基带信号 $r(t)$ 或接收到的信号 $r(t)$

的样本值。接下来,在图 8 的步骤 S820 中,滤波器 710 计算接收到的信号 $r(t)$ 的当前样本(例如, $r(342)$)值以及接收到的信号 $r(t)$ 的前一样本(例如, $r(1)$)的复共轭值的乘积值,其中,反映了(例如,341 个样本的持续时间)前导重复。

[0066] 对于此操作,滤波器 710 包括移位寄存器 711、共轭器 712、以及乘法器 713。移位寄存器 711 存储并延迟接收到的信号 $r(t)$ 的样本值。移位寄存器 711 可以通过使用能够记录相应大小的数据的缓冲器来存储 342 个样本。共轭器 712 计算复共轭值,例如,被延迟并从移位寄存器 711 输出的样本 $r(1)$ 、 $r(2)$ 、 $r(3)$... 的复共轭值 $r^*(1)$ 、 $r^*(2)$ 、 $r^*(3)$...。乘法器 713 将接收到的信号 $r(t)$ 的当前样本值(例如, $r(342)$)乘以从共轭器 712 输出的复共轭值(例如, $r^*(1)$)。

[0067] 接下来,在图 8 的步骤 S830 中,累加器 720 顺序累加从乘法器 713 输出的乘积值。累加器 720 包括累加值计算单元 721、第一寄存器 722 和第二寄存器 723。

[0068] 在图 8 的步骤 S830 中,累加值计算单元 721 将从滤波器 710 输出的当前乘积值与在前一周期间所累加的值相加,并从相加结果中减去从滤波器 710 输出的在 811 个样本之前的乘积值。在这种情况下,第一寄存器 722 将累加值计算单元 721 的输出延迟一个样本并将在前一采样时间累加的值反馈至累加值计算单元 721,以提供在前一周期间所累加的值。第二寄存器将从滤波器 710 输出的乘积值延迟 811 个样本并将 811 个样本之前的乘积值提供给累加值计算单元 721,以允许累加值计算单元 721 减去从滤波器 710 输出的在 811 个样本之前的乘积值。此处,第一寄存器 722 和第二寄存器 723 可以是根据预定时钟信号进行操作的移位寄存器。

[0069] 接下来,在图 8 的步骤 S840 中,相关输出单元 730 计算多达 811 个样本的最近累加值的绝对值、或该绝对值的平方,并将计算出的值作为相关值输出至最大值计算单元 740 中。在图 8 的步骤 S850 中,最大值计算单元 740 可以产生相关值被最大化的定时位置作为初始帧边界标记 1。相关值被最大化的位置对应于接收到的信号 $r(t)$ 的前导结束的时间。

[0070] 同时,在图 8 的步骤 S860 中,包括在载波频率偏移估计器 582 中的反正切计算器 760 计算在初始帧边界标记 1 处的最大相关值的反正切值 $PH0$ 。缓冲器 750 可以用于输出在初始帧边界标记 1 处的最大相关值 $C(1)$,如图 7 所示。或者,当在初始帧边界标记 1 处的最大相关值 $C(1)$ 被输出至最大值计算单元 740 时,最大相关值 $C(1)$ 可以从相关输出单元 730 被直接输入至反正切计算器 760。

[0071] 相位偏移估计器 770 从计算出的反正切值 $PH0$ 估计关于 3 个段号的相位偏移值。对于此操作,相位偏移估计器 770 包括减法器 771、加法器 772、以及复用器 773。减法器 771 从反正切值 $PH0$ 中减去 $2\pi/3$ 。加法器 772 将 $2\pi/3$ 和反正切值 $PH0$ 相加。在这种情况下,在图 8 的步骤 S870 中,复用器 773 选择反正切值 $PH0$ 、减法器 771 的输出、以及加法器 772 的输出中的一个,并输出对应于段号的相位偏移值。此处,复用器 773 根据从小区搜索器 583 输入的控制信号 $SEGN00$ 、1、2 来选择相应的相位偏移。

[0072] 同时,在图 8 的步骤 S880 中,包括在载波频率偏移估计器 582 中的乘法器 780 将来自相位偏移估计器 770 的估计出的相位偏移值中的每一个都乘以预定值以进行归一化,类似于公式 6。在公式 6 中, F_s 是采样频率。

[0073] 公式 6

[0074] 归一化值 = $F_s / (2\pi * 341)$

[0075] 在图8的步骤S890中,解复用器790根据来自小区搜索器583的控制信号SEGN00、1、2将来自解复用器780的各个输出输出至小区搜索器583。

[0076] 如上所述,载波频率偏移估计器582基于最大相关值 $C(1)$ 的反正切值 PH0 估计3个相位偏移值,对估计出的3个相位偏移值进行归一化,并产生关于每个段号的初始载波频率偏移值 $(\theta_0, \theta_1, \theta_2)$ 。

[0077] 帧边界检测器581对应于用于使接收到的信号 $r(t)$ 和被延迟了接收到的信号 $r(t)$ 的预定周期的信号在相关窗内相关的装置。基于循环前缀(CP)和从根据接收到的信号 $r(t)$ 的初始帧边界1确定的位置开始的前导重复长度来设置相关窗。例如,基于OFDM的前导序列重复长度不是整数。因此,在本发明中,相关窗被设置为811个样本的长度,其中,将CP间隔的128个样本、OFDM前导的前341个样本和接着的342个样本相加以对其进行平均。

[0078] 同样,载波频率偏移估计器582对应于用于将来自帧边界检测器581的相关值转换为相位值、根据前导段号补偿转换结果的相位、并估计初始载波频率偏移值 $(\theta_0, \theta_1, \theta_2)$ 的装置。此处,对于段号1SEGN01将转换结果的相位补偿 $2\pi/3$,以及对于段号2SEGN02将转换结果的相位补偿 $-2\pi/3$ 。

[0079] 图9是示出载波频率偏移误差与信噪比(SNR)的关系以说明根据本发明实施例的接收机的性能的曲线图。参考图9,示出了根据上述处理的仿真结果。此处,假设从3-抽头多径衰落(3-tap multi-fading)信道接收到信号并且信号的初始频率偏移是1KHZ。在仿真结果中,示出了在各个段号SEGN00、1、2中载波频率偏移误差从SNR-10dB减小到SNR+20dB。具体地,SNR大于3dB的载波频率偏移误差非常小,因此期望改进数据/信号接收性能和服务质量。

[0080] 如上所述,在根据本发明实施例的OFDMA无线通信系统的接收机500的初始同步器580中,帧边界检测器581基于通过使用接收到的信号 $r(t)$ 的延迟样本的复共轭而获得的811个累加值来检测相关值的最大值的位置作为初始帧边界标记1。载波频率偏移估计器582估计在初始帧边界标记1处的最大相关值 $C(1)$ 的反正切值 PH0 作为关于第一段号SEGN00的相位偏移值,估计具有与反正切值 PH0 不同的 $\pm 2\pi/3$ 相位的关于第二和第三段号SEGN01、2的相位偏移值,对估计出的3个相位偏移值进行归一化,并输出关于每个段号的初始载波频率偏移值。

[0081] 本文所披露的用于在无线通信系统的接收机中估计并补偿初始载波频率偏移的设备及数据接收方法中使用的功能可以通过将通过计算机可读的代码存储在计算机可读记录介质中来实现。计算机可读记录介质包括将通过计算机系统可读的数据存储在其中的各种记录装置。计算机可读记录介质的实例包括ROM、RAM、CD-ROM、磁带、软盘、光学数据存储单元等。此外,计算机可读记录介质可以包括以载波的形式(例如,通过互联网传输)实现的装置。另外,计算机可读记录介质将在连接至无线/有线通信网络的计算机系统中分布的并可由计算机以分布方式读取的代码存储在其中,并可由代码执行。

[0082] 虽然已经参考本发明的示例性实施例具体地示出并描述了本发明,但本领域的普通技术人员应当理解,在不背离由所附权利要求限定的本发明的精神和范围的情况下,可以在形式和细节上作出各种改变。

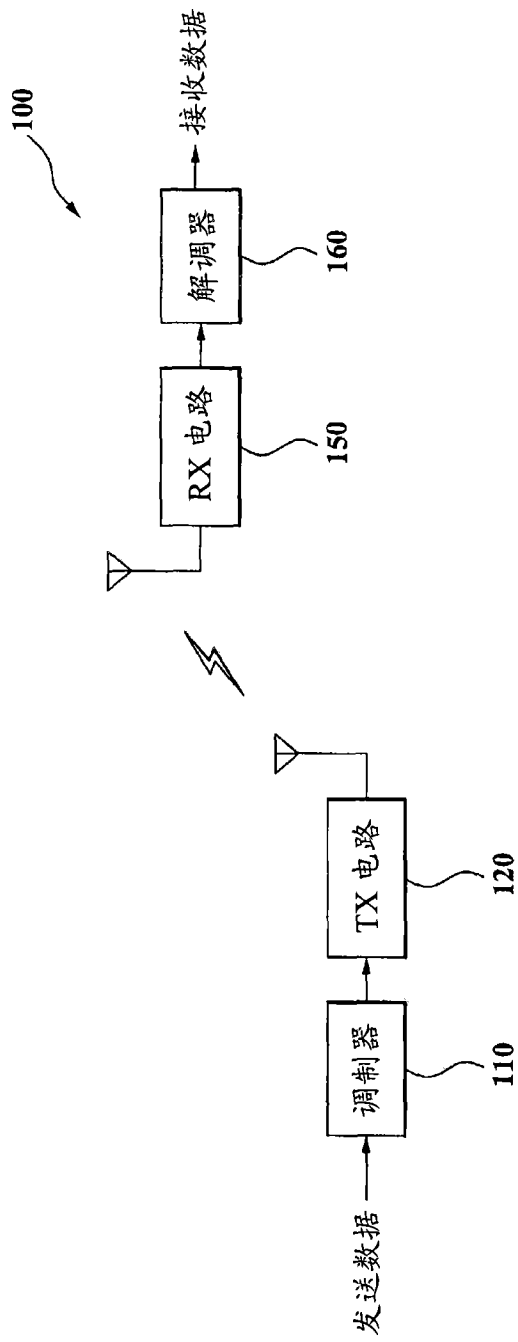


图 1

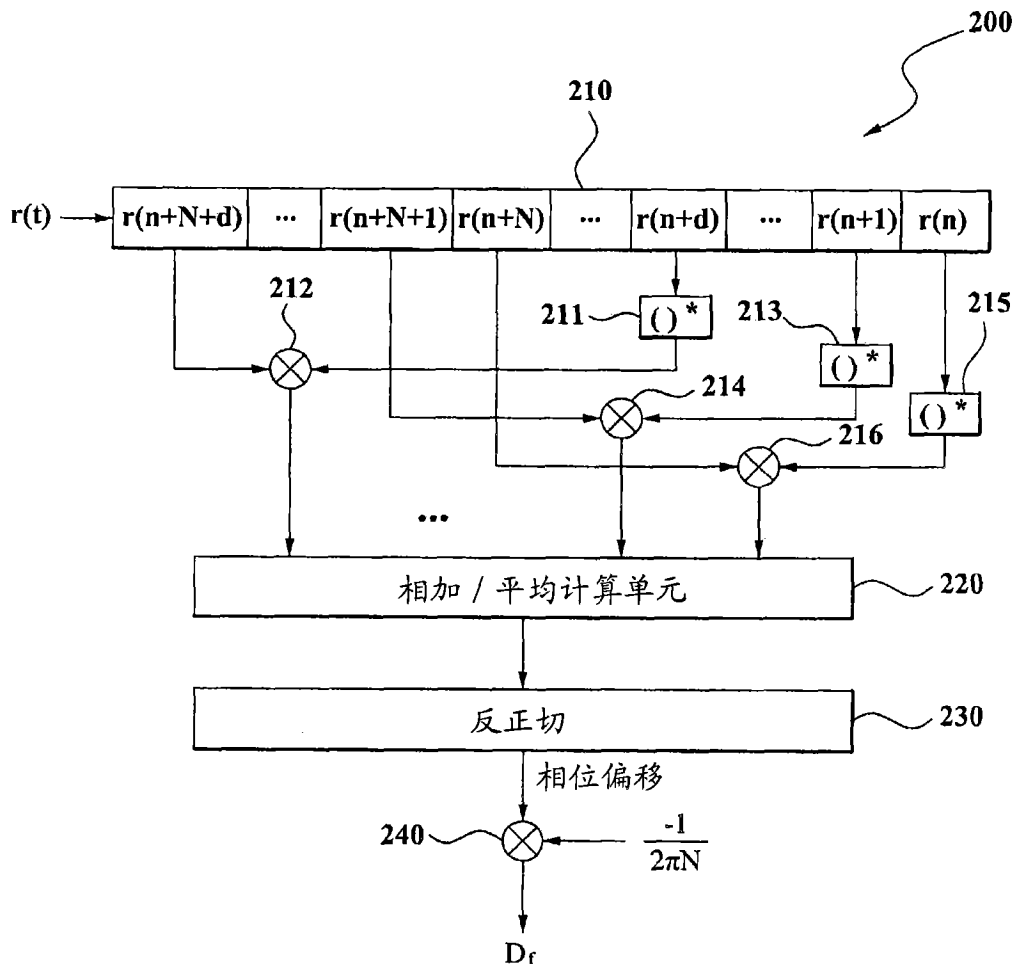


图 2

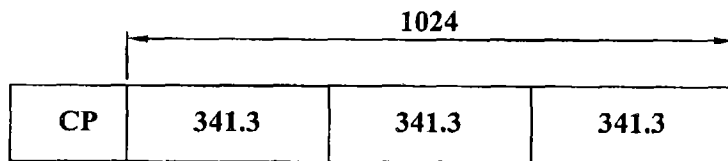


图 3

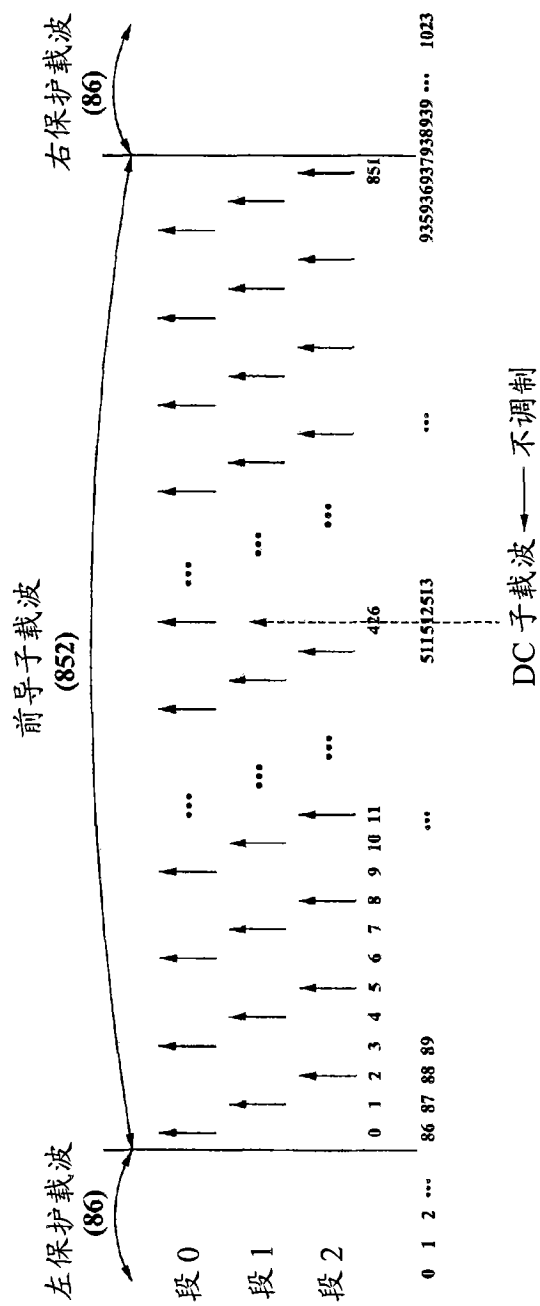


图 4

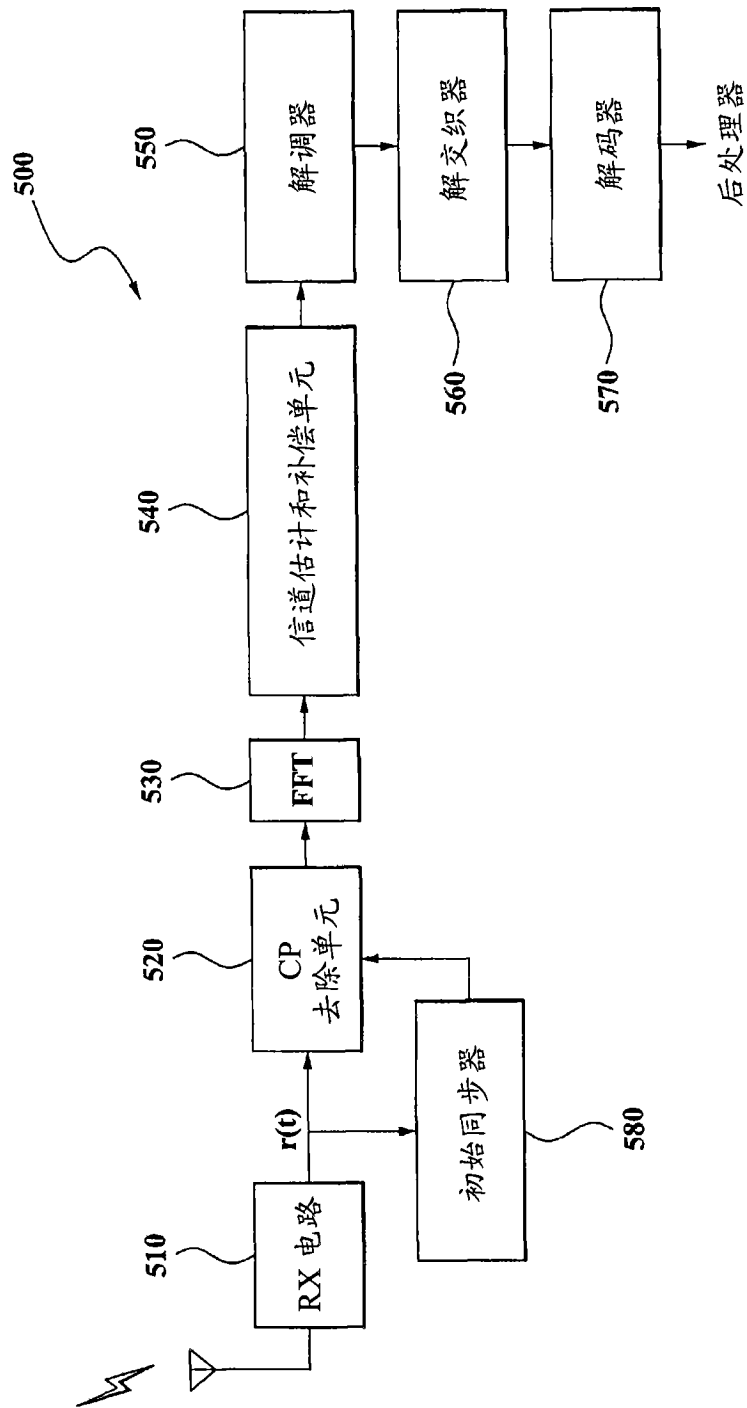


图 5

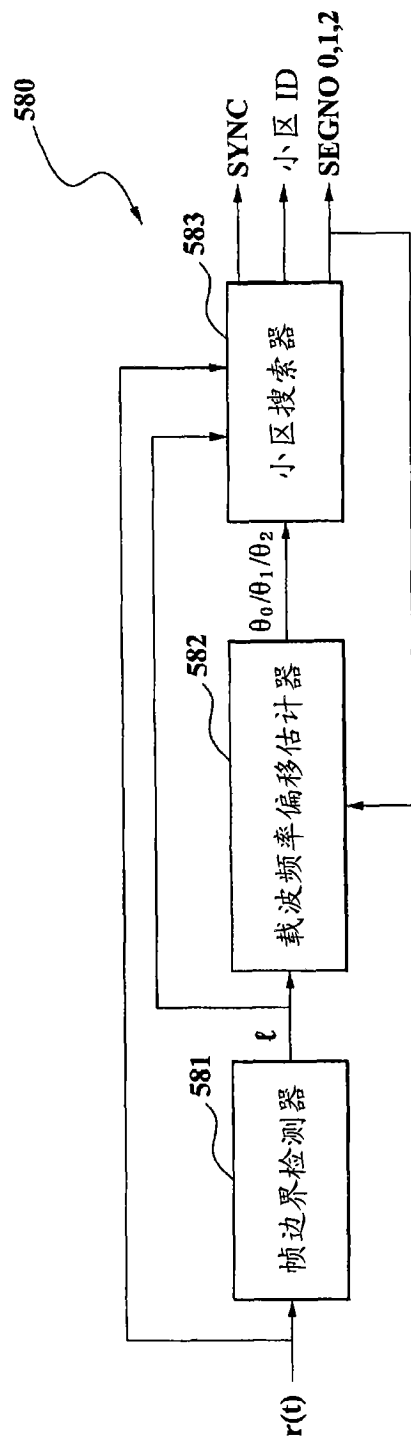


图 6

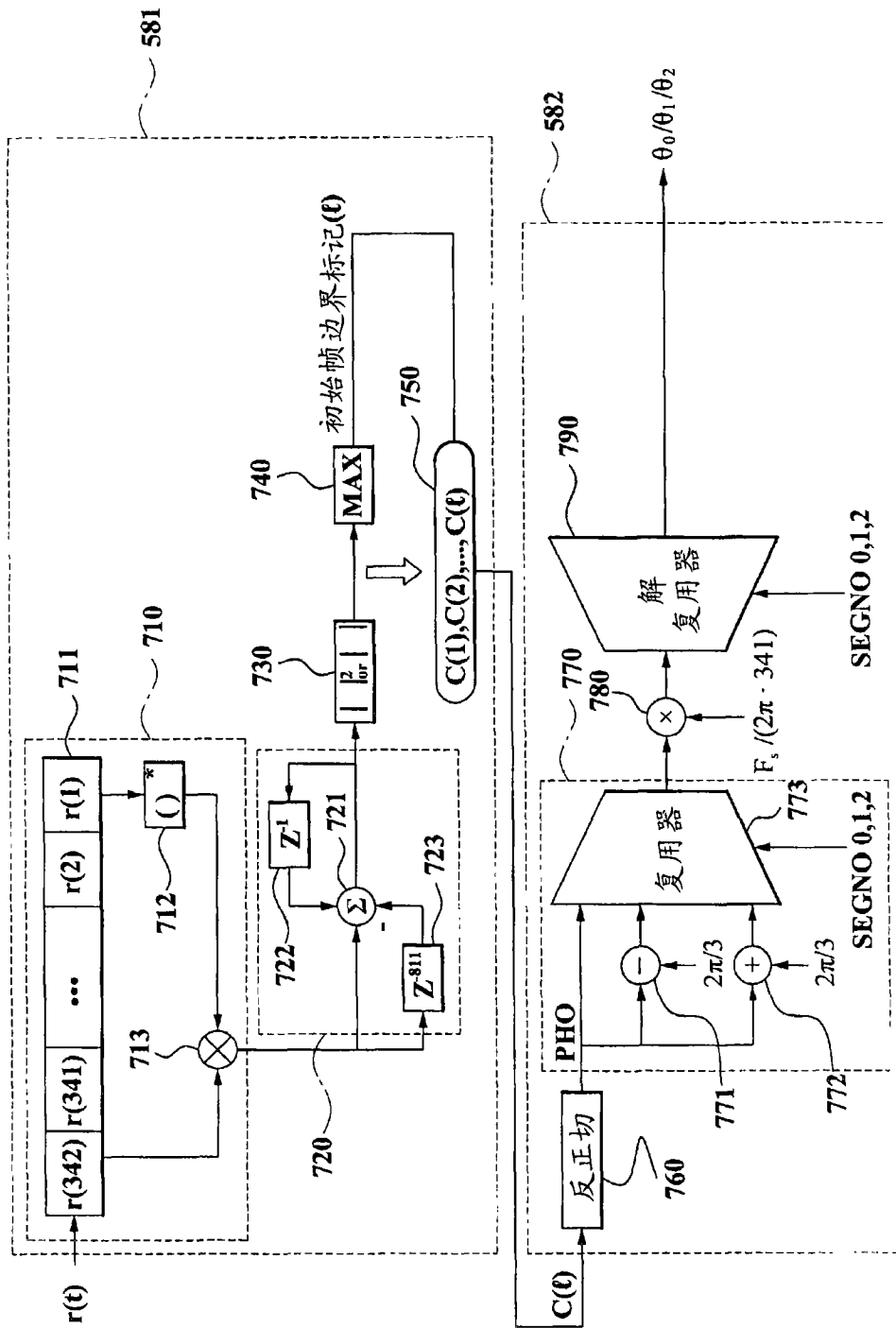


图 7

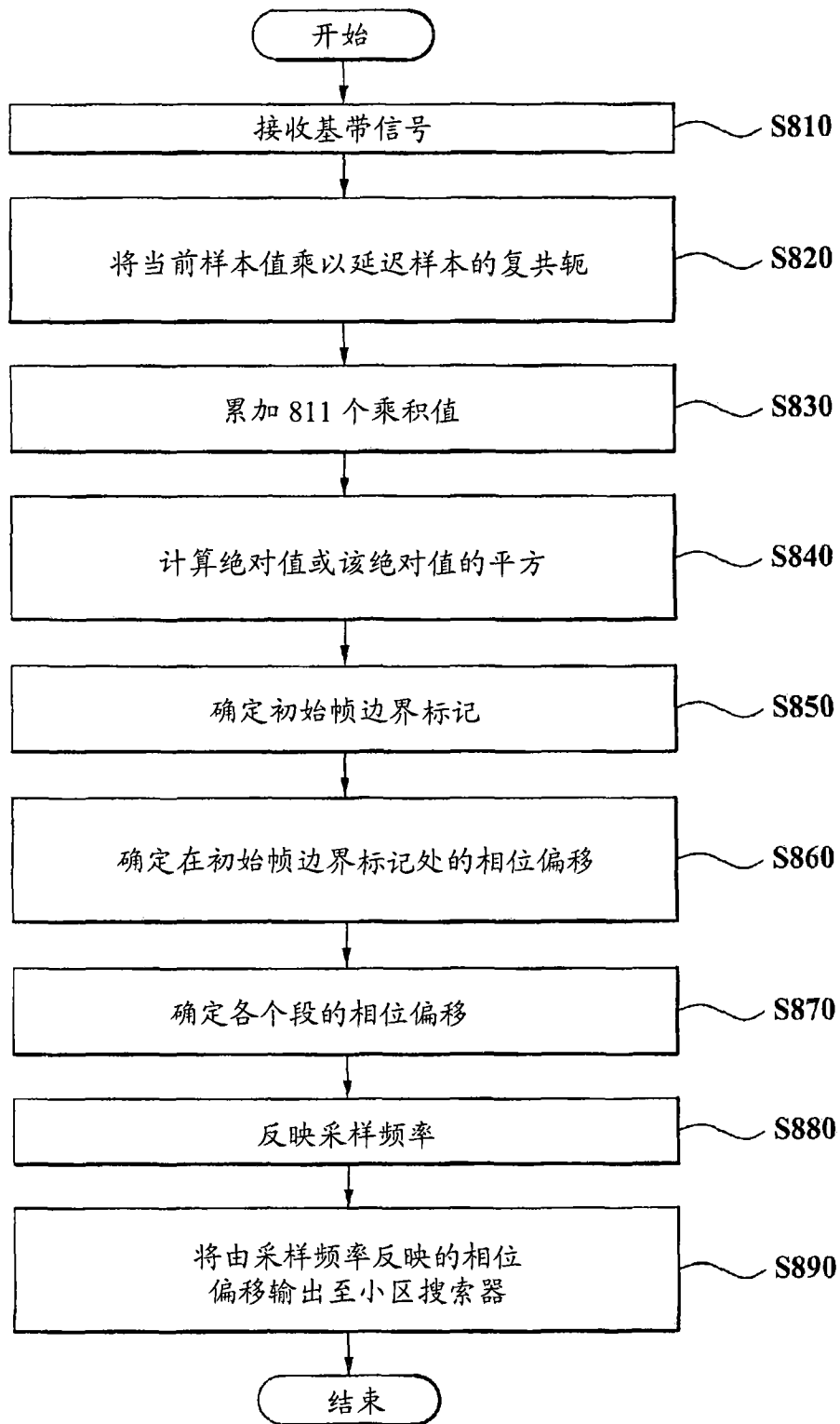


图 8

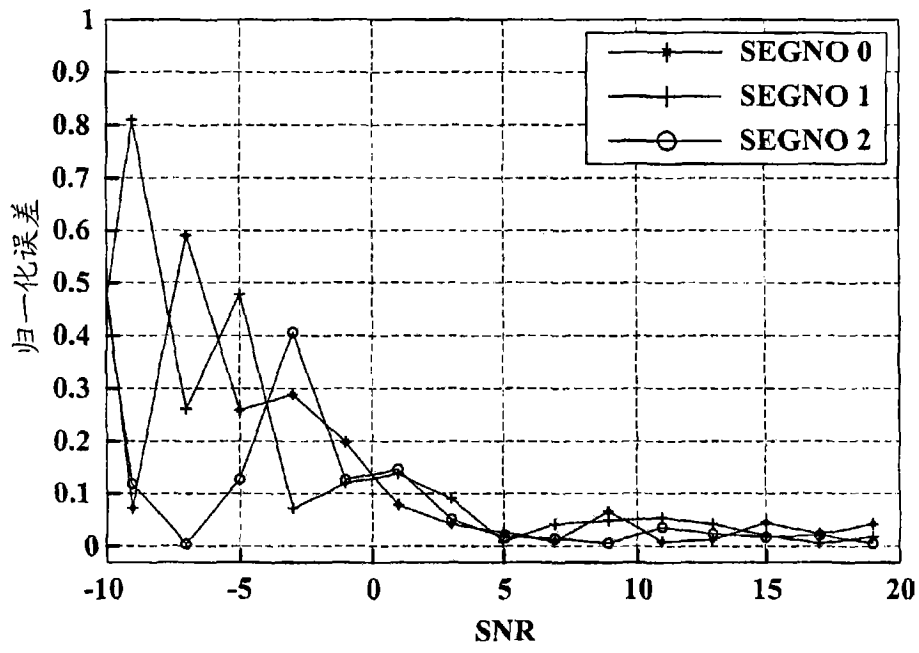


图 9