



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101313546 B

(45) 授权公告日 2013. 01. 16

(21) 申请号 200680013371. 7  
 (22) 申请日 2006. 03. 13  
 (30) 优先权数据  
 60/660, 914 2005. 03. 11 US  
 (85) PCT申请进入国家阶段日  
 2007. 10. 22  
 (86) PCT申请的申请数据  
 PCT/US2006/009475 2006. 03. 13  
 (87) PCT申请的公布数据  
 W02006/099532 EN 2006. 09. 21  
 (73) 专利权人 高通股份有限公司  
 地址 美国加利福尼亚州  
 (72) 发明人 V·莫西 A·古普塔 昌圣泰  
 林福韵  
 (74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公  
 司 31100  
 代理人 钱慰民  
 (51) Int. Cl.  
 H04L 27/26(2006. 01)  
 H04L 27/38(2006. 01)  
 G06F 1/03(2006. 01)

(56) 对比文件  
 US 2002196731 A1, 2002. 12. 26, 全文.  
 WO 2004062151 A1, 2004. 07. 22, 全文.  
 EP 0999676 A2, 2000. 05. 10, 全文.  
 WO 2005022797 A2, 2005. 03. 10, 权利要求  
 1, 说明书第 [0052], [0071] 段.  
 EP 0940909 A1, 1999. 09. 08, 说明书第  
 [0015], [0020]-[0025] 段, 说明书第 3 至 5 页表  
 1-4.  
 CN 1435037 A, 2003. 08. 06, 全文.  
 US 2004005018 A1, 2004. 01. 08, 说明书第  
 [0023], [0043], [0149] 段.  
 US 2004170238 A1, 2004. 09. 02, 说明书摘  
 要, 说明书第 [0001], [0010], [0059]-[0061],  
 [0063], [0065], [0066] 段及附图 2, 3.  
 EP 0847169 A2, 1998. 06. 10, 全文.  
 US 4438511 A, 1984. 03. 20, 全文.  
 US 5940450 A, 1999. 08. 17, 说明书第 6 栏第  
 10 至 13 行, 第 53 至 67 行.  
 US 2004013209 A1, 2004. 01. 22, 全文.  
 WO 2004093363 A2, 2004. 10. 28, 权利要求  
 5, 14, 16, 说明书第 [0057] 段及附图 3.

审查员 贾煜

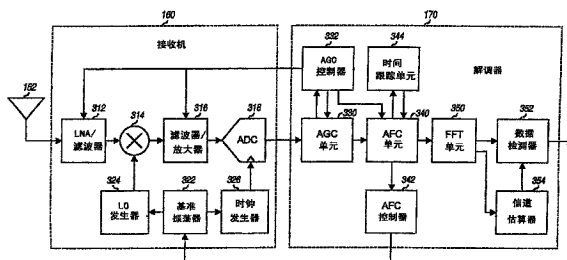
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 10 页

(54) 发明名称  
 一种用于无线通信的自动频率控制的方法和装置

(57) 摘要

描述了用于在 OFDM 系统中执行频率控制的技术。一方面, 基于接收到的导频执行频率获取, 并基于接收到的 OFDM 码元执行频率跟踪。为进行频率获取, 可基于接收到的导频导出初始频率误差估算, 用该初始频率误差估算来初始化自动频率控制 (AFC) 环路。为进行频率跟踪, 可对每个接收到的 OFDM 码元导出一个频率误差估算, 并可用该频率误差估算来更新 AFC 环路。输入抽样中的频率误差由 AFC 环路用该初始频率误差估算和每个接收到的 OFDM 码元的频率误差估算来纠正。另一方面, 基于例如接收到的 OFDM 码元定时, 选择

可变数目的接收到的 OFDM 码元的抽样, 来用于频率误差估算。



1. 一种用于无线通信的自动频率控制的方法,包括:

通过以下步骤基于时分复用(TDM)收到导频执行频率获取:向延迟线提供多个输入抽样,所述延迟线将每个输入抽样延迟对应于导频序列的长度的多个抽样周期;

从所述延迟线产生每个经延迟抽样的复共轭;

将每个输入抽样与相应复共轭相乘;

对相乘的输出进行峰值检测以检测所述 TDM 接收的导频并为第一导频序列的起始提供抽样索引;以及

累加在对应于所述导频序列的长度所述多个抽样周期上的所述相乘的输出以基于由所述峰值检测提供的所述抽样索引为每个导频序列提供相关结果;以及

基于收到正交频分复用(OFDM)码元执行频率跟踪。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述执行频率获取包括:

基于收到导频导出初始频率误差估算;

用所述初始导频误差估算来初始化自动频率控制(AFC)环路;以及

基于所述 AFC 环路来纠正输入抽样中的频率误差。

3. 如权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述导出此初始频率误差估算包括:

对收到导频的多个导频序列执行延迟相关来导出所述初始频率误差估算。

4. 如权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述执行频率跟踪包括:

为每个收到 OFDM 码元导出频率误差估算;以及

用所述频率误差估算来更新所述 AFC 环路。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其特征在于,所述为每个收到 OFDM 码元导出频率误差估算包括:

在循环前缀的抽样与收到 OFDM 码元的数据部分的抽样之间执行延迟相关来导出所述频率误差估算。

6. 一种用于无线通信的自动频率控制的装置,包括:

用于基于时分复用收到导频来执行频率获取的装置,包括:

用于向延迟线提供多个输入抽样的装置,所述延迟线将每个输入抽样延迟对应于导频序列的长度的多个抽样周期;

用于从所述延迟线产生每个经延迟抽样的复共轭的装置;

用于将每个输入抽样与相应复共轭相乘的装置;

用于对相乘的输出进行峰值检测以检测所述 TDM 接收的导频并为第一导频序列的起始提供抽样索引的装置;以及

用于累加在对应于所述导频序列的长度所述多个抽样周期上的所述相乘的输出以基于由所述峰值检测提供的所述抽样索引为每个导频序列提供相关结果的装置;以及

用于基于收到 OFDM 码元来执行频率跟踪的装置。

7. 如权利要求 6 所述的装置,其特征在于,所述用于执行频率获取的装置包括:

用于基于收到导频来导出初始频率误差估算的装置;

用于用所述初始导频误差来估算来初始化自动频率控制(AFC)环路的装置;以及

用于基于所述 AFC 环路来纠正输入抽样中的频率误差的装置。

8. 如权利要求 7 所述的装置,其特征在于,所述用于执行频率跟踪的装置包括:

用于为每个收到 OFDM 码元导出频率误差估算的装置；

用于用所述频率误差估算来更新所述 AFC 环路的装置。

9. 如权利要求 7 所述的装置,其特征在于,所述用于导出所述初始频率误差估算的装置包括用于对收到导频的多个导频序列执行延迟相关来导出所述初始频率误差估算的装置。

10. 如权利要求 8 所述的装置,其特征在于,所述用于为每个收到 OFDM 码元导出所述初始频率误差估算的装置包括用于执行循环前缀的抽样与所述收到 OFDM 码元的数据部分的抽样之间的延迟相关来导出所述初始频率误差估算的装置。

## 一种用于无线通信的自动频率控制的方法和装置

[0001] 本申请要求 2005 年 3 月 11 日提交的题为“Automatic Frequency Controller(自动频率控制器)”的美国临时专利申请第 60/660,914 号的优先权,该申请亦被转让给本发明的受让人,其内容被援引包含于此。

[0002] 背景

[0003] I. 领域

[0004] 本公开一般涉及通信,尤其是涉及用于无线通信的自动频率控制(AFC)。

[0005] II. 背景

[0006] 在无线通信中,发射机将数据调制到射频(RF)载波信号上来生成更加适合传输的 RF 已调制信号。然后发射机通过无线信道将 RF 已调制信号发送给接收机。发送的信号可能通过一条或者多条信号路径到达接收机,这些路径可能包括视线路径和 / 或者反射路径。无线信道的特征可能由于诸如衰落和多径等不同现象而随时间推移变化。因此,发送的信号可能经历不同的信道状况并随时间推移可能在不同的振幅和 / 或相位下被接收。

[0007] 接收机接收发送的信号,用本地振荡器(LO)信号来下变频接收到的信号,并处理经下变频的信号来恢复由发射机发送的数据。接收机典型地执行频率控制(例如频率获取和跟踪)来估算 LO 信号中的频率误差并纠正此频率误差。此频率误差可能是由于各种因素导致的,诸如接收机电路元件的容差、温度变化和由于接收机和 / 或发射机移动导致的多普勒效应。如果对频率准确性要求苛刻的话,频率控制可能是有挑战性的。

[0008] 因此本领域中需要为无线通信迅捷并可靠地执行频率控制的技术。

[0009] 概要

[0010] 在此描述可用于在具有多个副载波的无线通信系统中执行频率控制的技术。多个副载波可以用正交频分复用(OFDM)、单载波频分多址(SC-FDMA)或者其他某种调制技术来获得。

[0011] 一方面,描述了用于在随 OFDM 码元一起发送导频的系统中执行频率控制的技术。频率获取是基于接收到的来导频执行的,此导频可与 OFDM 码元一起时分复用。基于接收到 OFDM 码元执行频率跟踪。为进行频率获取,可基于接收到的导频来导出初始频率误差估算,并用该初始频率误差估算来初始化自动频率控制(AFC)环路。为进行频率跟踪,可对每个接收到的 OFDM 码元导出一个频率误差估算,并可用此频率误差估算来更新 AFC 环路。输入抽样中的频率误差由 AFC 环路用此初始频率误差估算和每个接收到的 OFDM 码元的频率误差估算来纠正。

[0012] 另一方面,描述了用于为接收到的 OFDM 码元导出频率误差估算的技术。选择接收的 OFDM 码元的可变数目的抽样(例如基于接收的 OFDM 码元的定时)用于频率误差估算。在一个实施例中,基于接收的 OFDM 码元的定时来确定 FFT 窗口的开始。然后从在 FFT 窗口内并对应于接收的 OFDM 码元的循环前缀的抽样当中选择要用于频率误差估算。然后基于所选择的抽样导出频率误差估算。

[0013] 下面将进一步描述本发明的各个方面和实施例。

[0014] 附图简要说明

[0015] 结合附图参考下面的详细说明,本发明的特征和本质将变得更加显而易见,在附图中,相同的标号贯穿地作相应的标识。

[0016] 图 1 是显示基站和终端的框图;

[0017] 图 2 示出示例性超帧结构;

[0018] 图 3 示出接收机和解调器的框图;

[0019] 图 4 示出 AFC 单元的框图;

[0020] 图 5 示出初始频率误差估算器的框图;

[0021] 图 6 示出反正切单元的框图;

[0022] 图 7 示出通过多条信号路径接收到的 OFDM 码元拷贝;

[0023] 图 8 示出频率误差估算器的框图;

[0024] 图 9 示出相位累加器和相位旋转器的框图;

[0025] 图 10 示出执行频率控制的过程;

[0026] 图 11 示出执行频率控制的装置;

[0027] 图 12 和图 13 分别示出导出频率误差估算的过程和装置;

[0028] 图 14 和图 15 分别示出确定初始频率误差估算的过程和装置;

[0029] 图 16 和图 17 分别示出以对电路块中的改变进行相位补偿来执行频率控制的过程和设备。

[0030] 具体说明

[0031] 在此使用的措词“示例性的”来表示“作为一个示例、实例、或例证”。在此描述为“示例性的”任何实施例或设计不一定要被解释为优于或胜过其他实施例或设计。

[0032] 在此描述的频率控制技术可用于各种通信系统,诸如蜂窝系统、广播系统、无线局域网 (WLAN) 系统、卫星定位系统等等。蜂窝系统可能是码分多址 (CDMA) 系统、时分多址 (TDMA) 系统、频分多址 (FDMA) 系统、正交频分多址 (OFDMA) 系统、单载波 FDMA (SC-FDMA) 系统等等。广播系统可能是 MediaFLO 系统、手持数字视频广播 (DVB-H) 系统、地面电视广播综合业务数字广播 (ISDB-T) 系统等等。WLAN 系统可能是 IEEE 802.11 系统、Wi-Fi 系统等等。这些各种各样的系统在业内众所周知。

[0033] 在此描述的频率控制技术可用于具有单个副载波的系统以及具有多个副载波的系统。多个载波可用 OFDM、SC-FDMA 或其他某种调制技术来获得。OFDM 和 SC-FDMA 将频段 (例如,系统带宽) 分成多个 (K 个) 正交副载波,其也称为频调、频段等。每个副载波可用数据调制。一般而言,调制码元在频域中用 OFDM、而在时域中用 SC-FDMA 在副载波上发送。OFDM 在各种各样的系统中使用,诸如 MediaFLO、DVB-H 和 ISDB-T 广播系统、IEEE 802.11a/g WLAN 系统、和某些蜂窝系统。为清楚起见,下面就使用 OFDM 的广播系统,例如 MediaFLO 系统来描述这些技术。

[0034] 图 1 示出了广播系统 100 中基站 110 和终端 150 的框图。为简单起见,基站 110 和终端 150 各自配备了单个天线。基站通常是固定站,并且也可以称为基收发机系统 (BTS)、接入点、B 节点等等。终端可以是固定的或者是移动的,并且也可以称为移动站、用户设备、移动设备等等。终端 150 可以是蜂窝电话、个人数字助理 (PDA)、无线调制解调器、无线通信设备、手持设备、用户单元等等。

[0035] 在基站 110 处,发送 (TX) 数据处理器 120 处理 (例如编码、交织、码元映射) 话务

数据,并生成数据码元。导频处理器 122 生成导频码元。如在此使用的,数据码元是对应于数据的调制码元,导频码元是对应于导频的调制码元,且调制码元是对应于例如 PSK 或 QAM 等信号星座中一点的复数值。调制器 130 复用这些数据码元和导频码元,对复用的数据和导频码元执行 OFDM 调制,并生成 OFDM 码元。发射机 (TMTR) 132 处理 (例如,变换到模拟、放大、滤波和上变频) OFDM 码元,并生成 RF 已调制信号,此信号通过天线 134 发送。

[0036] 在终端 150 处,天线 152 接收来自基站 110 的 RF 已调制信号,并将接收的 RF 信号提供给接收机 (RCVR) 160。接收机 160 调理 (例如滤波、放大、下变频和数字化) 接收的 RF 信号,并提供接收的抽样。解调器 170 对接收的抽样执行 OFDM 解调并提供数据码元估算,这些估算是对于基站 110 所发送的数据码元的估算。接收 (RX) 数据处理器 172 处理 (例如码元解映射、解交织和解码) 这些数据码元估算并提供经解码的数据。一般而言,终端 150 处的处理与基站 110 处的处理互补。

[0037] 控制器 / 处理器 140 和 180 分别指导在基站 110 和终端 150 的各个处理单元的操作。存储器 142 和 182 分别为基站 110 和终端 150 存储程序代码和数据。

[0038] 图 2 示出可用于广播系统 100 的示例性超帧结构 200。在图 2 所示的实施例中,传送时间线被分割成超频,每个超频具有特定的持续时间,例如大约一秒。每个超频包括一个用于时分复用 (TDM) 导频的字段 212,一个用于额外开销 / 控制信息的字段 214 和一个用于话务数据的具有 N 个帧的字段 216,在此  $N \geq 1$ 。超频也可能包括不同和 / 或图 2 中没有显示的外加字段。

[0039] 在图 2 所示的实施例中,TDM 导频由 S 个相同的导频序列组成,每个导频序列包含 L 个时域抽样,在此  $S > 1$  并且  $L > 1$ 。TDM 导频可通过 (1) 对 L 个导频码元执行 L 点快速傅里叶逆变换 (IFFT) 来获得一个具有 L 个时域抽样的导频序列并且 (2) 重复此导频序列 S 次来生成。TDM 导频可用于信号检测、帧同步、初始频率误差估算、粗略时间同步和 / 或其他目的。

[0040] 额外开销信息可以传达发送该额外开销信息的基站的身份、各数据信道和 / 或其他信息在哪里和如何在超帧的各帧中发送。数据信道在 N 个帧中并在由额外开销信息指示的频率和时间位置上被发送。每个数据信道可以携带任何类型的数据,诸如视频、音频、图文电视、数据、视频 / 音频剪辑等等。终端 150 可能有兴趣接收来自基站 110 的一个或多个特定数据信道。终端 150 可基于例如额外开销信息和 / 或在此数据信道上发送的数据来确定每个所需数据信道在何处发送。终端 150 可在很多时间休眠以保存电池功率,并可周期性地苏醒以接收所需的数据信道。

[0041] 每个帧携带多个 (M 个) OFDM 码元。OFDM 码元可通过 (1) 对 K 个调制码元执行 K 点 IFFT 来为该 OFDM 码元的数据部分获得 K 个时域抽样以及 (2) 拷贝该数据部分的最后 C 个抽样来为该 OFDM 码元形成循环前缀来生成。数据部分也被称作有用部分、经变换码元等等。还可对循环前缀和数据部分执行加窗 / 滤波。OFDM 码元可包含 K+C 个没有加窗的抽样或者可能 K+C 个以上加窗的抽样。

[0042] 在一个实施例中, $K = 4096$ , $C = 512$ ,并且每个 OFDM 码元包含开窗前的 4608 个时间范围抽样。在一个实施例中, $L = 128$ , $S = 36$ ,并且 TDM 导频包含 36 个长度为 128 的相同导频序列。K、C、L 和 S 也可使用其他值。

[0043] 图 2 示出了特定超帧结构。在此描述的频率控制技术可用于其他帧和超帧结构。

[0044] 图 3 示出了终端 150 处的接收机 160 和解调器 170 的一个实施例的框图。在接收机 160 内,低噪声放大器 (LNA) 312 放大接收的 RF 信号并提供经放大的 RF 信号。滤波器 312 对经放大的 RF 信号进行滤波,使感兴趣的带宽中的信号分量通过,并去除频带外噪声和不需要的信号。下变频器 314 用来自 LO 发生器 324 的 LO 信号对经过滤的 RF 信号进行下变频,并提供经下变频的信号。选择 LO 信号的频率以使得感兴趣的 RF 信道中的信号分量被下变频到基带或者基带附近。低通滤波器 316 对经下变频的信号进行滤波,以使感兴趣的 RF 信道中的信号分量通过,并去除噪声和不需要的信号。放大器 316 放大经过滤的基带信号并提供输出的基带信号。模数转换器 (ADC) 318 将输出的基带信号数字化并将接收的抽样  $r(k)$  提供给解调器 170。接收的抽样通常是具有同相 (I) 和正交 (Q) 分量的复数值抽样。

[0045] 基准振荡器 (Ref Osc) 322 发生具有精确频率  $f_{ref}$  的基准信号。基准振荡器 322 可以是压控晶体振荡器 (VCXO)、温度补偿晶体振荡器 (TCXO)、压控 TCXO (VC-TCXO)、压控振荡器 (VCO) 或其他某种类型的振荡器。LO 发生器 324 接收基准信号并在所需 RF 频率上发生 LO 信号。时钟发生器 326 也接收该基准信号并为 ADC 318 发生抽样时钟。如本领域中所知的,LO 发生器 324 和时钟发生器 326 各自可用 VCO、锁相环 (PLL)、分频器等来实现。

[0046] 图 3 示出接收机 160 的具体设计。一般而言,接收机可实现超外差架构或者直接基带架构。在超外差架构中,接收的 RF 信号在多级中被下变频,例如在一级中从 RF 变到中频 (IF),然后在另一级中从 IF 变到基带。在图 3 所示的直接基带架构中,接收的 RF 信号在一级中从 RF 直接下变频到基带。超外差和直接基带架构可使用不同的电路块和不同的 LO 频率。接收机也可用一级或多级放大器、滤波器、混频器等等的来执行信号调理。接收机可能包括不同和 / 或图 3 中没有示出的外加电路块。

[0047] 在解调器 170 内,自动增益控制 (AGC) 单元 330 将接收到的抽样  $r(k)$  乘以可变增益  $G_{agc}$ ,并提供具有所需幅值的输入抽样  $x(k)$ 。AFC 单元 340 估算输入抽样中的频率误差,从输入抽样中去除估算的频率误差,并提供去除了估算的频率误差的输出抽样  $y(k)$ 。快速傅里叶变换 (FFT) 单元 350 为每个接收的 OFDM 码元的  $K$  个输出抽样执行  $K$  点 FFT,并为  $K$  个副载波获得  $K$  个频域接收码元。FFT 单元 350 将对应于话务数据的接收码元提供给数据检测器 352,并将对应于导频的接收码元提供给信道估算器 354。信道估算器 354 基于对应于导频的接收码元导出为基站 110 与终端 150 之间无线信道的信道估算。数据检测器 352 用信道估计来对话务数据的接收码元执行数据检测 (例如,均衡或匹配滤波),并提供数据码元估算。

[0048] AGC 控制器 332 确定接收抽样  $r(k)$  的幅值,并提供可由 AGC 单元 330 用来获得输入抽样  $x(k)$  所需的幅值的可变增益  $G_{agc}$ 。AGC 控制器 332 还将一个或多个增益控制信号提供给接收机 160 内的一个或多个电路块 (例如,LNA 312、下变频器 314 和 / 或放大器 316)。增益控制信号保持接收的抽样  $r(k)$  的幅值在合适的范围内。AFC 控制器 342 接收 AFC 单元 340 的输出,并为基准振荡器 322 生成频率控制信号。时间跟踪单元 344 检测超频的起始 (例如,基于 TDM 导频),并确定每个接收到的 OFDM 码元的起始。

[0049] 图 4 示出图 3 中的解调器 170 内的 AFC 单元 340 的实施例的框图。在 AFC 单元 340 内,输入抽样  $x(k)$  被提供给抽样缓冲器 408、相位旋转器 410 和初始频率误差估算器 420。抽样缓冲器 408 存储输入抽样和 / 或输出抽样用于后续处理。无论何时受到指示,估算器

420 就导出初始频率误差估算  $\Delta\hat{f}_{mul}$  (例如, 基于 TDM 导频), 并将初始频率误差估算提供给复用器 (Mux) 446 的一个输入。相位旋转器 410 将每个输入抽样  $x(k)$  旋转来自相位累加器 412 的相位值  $\theta_k$ , 并提供相位经旋转的输出抽样  $y(k)$ 。一旦达到频率锁定, 输出抽样的频率误差的大部分就已被去除。频率误差估算器 430 基于例如接收到的 OFDM 码元来导出频率误差估算  $\Delta\hat{f}_m$ 。频率误差估算指示输出抽样中残留的频率误差。频率锁定检测器 432 确定是否达到了频率锁定。

[0050] 环路滤波器 440 对频率误差估算  $\Delta\hat{f}_m$  进行滤波, 并提供平均频率误差  $\Delta\hat{f}_{err}$ , 其指示输入抽样中的频率误差。在环路滤波器 440 内, 乘法器 442 将频率误差估算  $\Delta\hat{f}_m$  与环路增益  $\alpha$  相乘。加法器 444 将乘法器 442 的输出与频率寄存器 448 的输出相加。复用器 446 在另一个输入处接收的加法器 444 的输出, 并提供加法器 444 的输出或者初始频率误差估算  $\Delta\hat{f}_{mul}$ 。频率寄存器 448 存储复用器 446 的输出并提供平均频率误差值  $\Delta\hat{f}_{err}$ 。相位累加器 412 累加每个抽样期间的平均频率误差, 并提供每个输入抽样的相位值。

[0051] 相位旋转器 410、频率误差估算器 430、环路滤波器 440 和相位累加器 412 形成用于估算和纠正输入抽样中的频率误差的 AFC 环路。在一个实施例中, AFC 环路如下运行。当终端第一次苏醒或者第一次调谐到广播系统时, 估算器 420 导出一个初始频率误差值  $\Delta\hat{f}_{mul}$ , 这个误差值捕捉了基站与终端间的频率误差的大部分。频率寄存器 448 存储此初始频率误差估算。相位累加器 412 计算由于来自寄存器 448 的频率误差而导致的每个抽样期间的相移。相位旋转器 410 将每个输入抽样旋转来自相位累加器 412 的相移。此后, 针对每个接收的 OFDM 码元, 估算器 430 基于这些输出抽样为该 OFDM 码元导出频率误差估算  $\Delta\hat{f}_m$ 。该频率误差估算  $\Delta\hat{f}_m$  用环路增益  $\alpha$  定标, 并经过加法器 444 和复用器 446 由频率寄存器 448 累加。因此, 频率寄存器 448 和 AFC 环路被用初始频率误差估算来初始化, 此后, 由来自每个接收的 OFDM 码元的频率误差估算来更新。

[0052] 在上述实施例中, 对每个输入抽样执行相位旋转, 并在每个 OFDM 码元周期里更新 AFC 环路。AFC 环路还可在其他速率下被更新。一般而言, AFC 环路可在有频率误差估算可用的任何时间被更新。例如, AFC 环路可在接收到 OFDM 码元之后、接收到数据突发之后、在帧的结尾处等等被更新。如下面所描述的, AFC 环路还可在例如获取模式和跟踪模式等不同模式下运行。

[0053] 此广播系统的输入抽样可表达为:

$$[0054] \quad x(k) = s(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f \cdot k \cdot T_s + \phi} + n(k) \quad \text{式 (1)}$$

[0055] 在此  $s(k)$  是抽样周期  $k$  中发送的抽样,  $x(k)$  是抽样周期  $k$  的输入抽样,  $n(k)$  是输入抽样  $x(k)$  的噪音,  $\Delta f$  是频率误差,  $\phi$  是任意相位,  $T_s$  是一个抽样周期。

[0056] 如图 2 所示, TDM 导频包含  $S$  个相同的导频序列。因此, 在 TDM 导频期间, 发送的抽样是周期性的, 并且  $s(k) = s(k+L)$ 。在这种情形中, 输入抽样上的相关可以表达为:

$$[0057] \quad x^*(k) \cdot x(k+L) = |s(k)|^2 \cdot e^{j2\pi\Delta f \cdot L \cdot T_s + \phi} + \tilde{n}(k) \quad \text{式 (2)}$$

[0058] 在此  $\tilde{n}(k)$  是经后处理的噪音。式 (2) 指示可通过将输入抽样  $x(k)$  与延迟的输入抽样  $x(k+L)$  相关来隔离频率误差  $\Delta f$ 。

[0059] 可为每个导频序列执行延迟相关, 如下:



[0060]  $C_{\ell} = \sum_{i=1}^L x_{\ell}^*(i) \cdot x_{\ell}(i+L)$  式 (3)

[0061] 在此  $x_1(i) = x(i+1 \cdot L + K_s)$  是第 1 个导频序列的第  $i$  个输入抽样,

[0062]  $k_s$  是第一个导频序列的起始的抽样索引, 以及

[0063]  $C_1$  是第 1 个导频序列的相关结果。

[0064] 可累加多个导频序列的相关结果, 如下:

[0065]  $C_{\text{init}} = \sum_{\ell=1}^{S'} C_{\ell}$  式 (4)

[0066] 在此  $S'$  是所执行的延迟相关的数目,  $S' < S$ , 并且

[0067]  $C_{\text{init}} = W_I + jW_Q$  是所有导频序列的累加的相关结果。

[0068] 式 (4) 对  $S'$  个相关结果执行连贯累加, 并提供  $C_{\text{init}}$ , 其是一个具有同相分量  $W_I$  和正交分量  $W_Q$  的复数值。

[0069] 可基于累加的相关结果导出初始频率误差估算, 如下:

[0070]  $\Delta \hat{f}_{\text{init}} = \frac{1}{G_L} \arctan \left[ \frac{W_Q}{W_I} \right]$  式 (5)

[0071] 在此  $G_L$  是检测器增益,  $G_L = 2\pi \cdot L \cdot T_s$ 。

[0072] 第一导频序列的起始可通过对输入抽样执行滑动相关并在滑动相关中检测峰值来确定。输入抽样可以被缓冲在抽样缓冲器 408 中, 并且式 (3) 中的延迟相关可以在检测到 TDM 导频后对所有的导频序列执行。替换地, 可使用导频序列中的一些来检测 TDM 导频, 并且可使用其余的导频序列来导出初始频率误差估算。

[0073] 图 5 示出了图 4 中初始频率误差估算器 420 的一个实施例的框图。在这个实施例中, 延迟相关器 510 接收输入抽样  $x(k)$  并执行式 (3) 中所示的延迟相关。在延迟相关器 510 内, 输入抽样被提供给  $L$ - 抽样延迟线 512 和乘法器 516。延迟线 512 将每个输入抽样延迟  $L$  个抽样周期, 即导频序列的长度。单元 514 提供来自延迟线 512 的每个延迟抽样的复共轭。乘法器 516 将每个输入抽样与来自单元 514 的相应输出相乘, 并提供每个抽样周期中的乘积  $x_1^*(i) \cdot x_1(i+L)$ 。可以是图 3 中时间跟踪单元的一部分的峰值检测器 520 对 TDM 导频进行检测, 并为第一个导频序列的起始提供抽样索引  $k_s$ 。累加器 518 累加一个导频序列的  $L$  个抽样周期上乘法器 516 的输出, 并为每个导频序列提供相关结果  $C_{\ell}$ 。

[0074] 由加法器 532 和寄存器 534 形成的累加器 530 累加来自延迟相关器 510 的针对所有导频序列的相关结果, 并提供累加的结果  $C_{\text{init}}$ 。反正切单元 540 计算  $C_{\text{init}}$  的反正切值。定标单元 542 对反正切单元 540 的输出进行定标, 并提供初始频率误差估算  $\Delta \hat{f}_{\text{init}}$ 。

[0075] 在一个实施例中, 使用两个查找表来计算式 (5) 中的反正切值, 一个查找表用于高效地计算式 (5) 中  $W_Q/W_I$  的比值, 另一个查找表用于计算反正切值。

[0076] 图 6 示出了图 5 中反正切单元 540 的一个实施例的框图。在反正切单元 540 内, 单元 612a 接收累加的相关结果  $C_{\text{init}}$ , 并提供实部,  $W_I = \text{Re}\{C_{\text{init}}\}$ 。单元 612b 也接收  $C_{\text{init}}$ , 并提供虚部,  $W_Q = \text{Im}\{C_{\text{init}}\}$ 。信号检测器 614 检测比值  $W_Q/W_I$  的符号, 并生成符号位, 如下:

[0077]

$$\text{符号} = \begin{cases} 1 & \text{如果}\{(W_I < 0)\text{且}(W_Q > 1)\}\text{或}\{(W_I > 0)\text{且}(W_Q < 0)\} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad \text{式(6)}$$

[0078] 符号位基于  $C_{init}$  所落的象限来指示是否将输出反相。

[0079] 单元 616a 接收实部  $W_I$  并提供  $W_I$  的幅值, 即  $V_I = \text{Abs}\{W_I\}$ , 其中  $\text{Abs}\{\}$  表示  $\{\}$  内的量的绝对值。单元 616b 接收虚部  $W_Q$  并提供  $W_Q$  的幅值, 即  $V_Q = \text{Abs}\{W_Q\}$ 。映射器 618 将  $V_I$  和  $V_Q$  映射到分子 N 和分母 D, 如下:

[0080] 如果  $(V_I \geq V_Q)$ , 则设  $N = V_Q, D = V_I$ , 且翻转 = 0;

[0081] 否则设  $N = V_I, D = V_Q$ , 且翻转 = 1 式 (7)

[0082] 式 (7) 中的映射将  $V_I$  和  $V_Q$  中的较大者到分母, 即得到小于或等于 1.0 的比值  $N/D$ , 或即  $(N/D) \leq 1.0$ 。然后  $N/D$  的正切被限制在 0 到  $45^\circ$  的范围内, 其允许使用较小的反正切查找表。

[0083] 归一化单元 620 将分母 D 右移以使得最高有效位 (MSB) 是 '1', 并提供经归一化的分母  $D'$ 。单元 620 还将分子 N 位移与分母相同的位数, 并提供经归一化的分子  $N'$ 。倒数查找表 (LUT) 622 接收  $D'$  并提供  $1/D'$ 。乘法器 624 将  $N'$  与  $1/D'$  相乘, 并提供  $N'/D'$  的比值。

[0084] 反正切查找表 626 接收  $N'/D'$  的比值并提供  $N'/D'$  的反正切, 或即  $\theta = \arctan(N'/D')$ , 在此由于上面所述的条件, 因此有  $0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$ 。如果翻转比特指示  $V_I$  和  $V_Q$  尚未被映射器 618 翻转, 则复用器 (MUX) 630 提供  $\theta$ ; 如果  $V_I$  和  $V_Q$  已经被翻转, 则复用器 (MUX) 630 提供由单元 628 生成的  $90^\circ - \theta$ 。反相器 632 将复用器 630 的输出反相。如果符号位指示没有反相, 则复用器 634 提供复用器 630 的输出作为检测到的相位  $\theta_{init}$ , 否则提供反相器 632 的输出。

[0085] 图 6 示出对初始频率误差估算高效计算反正切的一个实施例。反正切值还可能用其他方式来计算。

[0086] 终端可能通过一条或多条信号路径接收来自基站的 RF 已调制信号。对于基站发送的每个 OFDM 码元来说, 终端通过每条信号路径来获得 OFDM 码元的拷贝。每个 OFDM 码元拷贝针对相关联的信号路径被用复增益来定标, 并进一步被延迟对应于此信号路径的传播延迟。

[0087] 图 7 示出通过具有多条信号路径的无线信道接收 OFDM 码元。每条信号路径可能具有任何复增益和任何延迟, 这两者都是由信道环境所确定的。为简单起见, 假设各信道路径的增益都相等。第一个 OFDM 码元拷贝通过第一到达路径 (FAP) 被接收, 最后一个 OFDM 码元拷贝通过最后到达路径 (LAP) 被接收。最后一个 OFDM 码元拷贝的起始从第一个 OFDM 码元拷贝的起始起被延迟  $\Delta_n$  个抽样, 在此  $\Delta_n$  是无线信道的延迟扩展。接收到的 OFDM 码元是所有 OFDM 码元拷贝的重叠。

[0088] 图 7 还示出了为接收到的 OFDM 码元正确安放 FFT 窗口的位置。FFT 窗口具有 K 个抽样的宽度, 并确定哪些抽样被用于后续处理。FFT 窗口的起始由 FFT 起始指针指示。在图 7 所示的例子中, FFT 窗口的起始比第一 OFDM 码元拷贝的数据部分起始早  $\Delta_s$  个抽样, 并比最后一个 OFDM 码元拷贝的数据部分的起始早  $\Delta_n + \Delta_s$  个抽样。

[0089] 图 7 还示出了无 ISI/ICI 区域, 其是所有 OFDM 码元拷贝的循环前缀的重叠区域。无 ISI/ICI 区域的宽度取决于延迟扩展  $\Delta_n$  和循环前缀长度 C。如果 FFT 起始指针被放置于无 ISI/ICI 区域内, 如图 7 所示, 那么适当的 K 个抽样被用于处理, 且不会遇到码元间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI), 这种情况是合乎需要的。

[0090] 图 3 中的时间跟踪单元 344 尝试将 FFT 起始指针保持在每个接收的 OFDM 码元的无 ISI/ICI 区域内。单元 344 可获得无线信道的信道冲激响应估算,检测 FAP 和 LAP,并调节 FFT 起始指针落在无 ISI/ICI 区域内。

[0091] 如图 7 所示,每个 OFDM 码元拷贝具有与数据部分的最后 C 个抽样相同的循环前缀,其在图 7 中被标示为“循环拷贝”。可定义从 FFT 起始指针到第一个 OFDM 码元拷贝的循环前缀的结束的相关窗口。相关窗口内的抽样对所有 OFDM 码元拷贝是周期性的,所以对于相关窗口内的每个抽样  $y(k)$  来说,  $y(k) = y(k+K)$ 。

[0092] 可基于循环前缀为每个接收的 OFDM 码元计算频率误差估算,如下:

$$[0093] \quad \Delta \hat{f}_m = \text{Im} \left[ \sum_{i=1}^{C'} y_m^*(i) \cdot y_m(i+K) \right]$$

[0094] 在此  $y_m(i)$  是第 m 个 OFDM 码元的第 i 个输出抽样,

[0095]  $\Delta \hat{f}_m$  是第 m 个 OFDM 码元的频率误差估算,以及

[0096]  $C'$  是在其上执行延迟相关的抽样数目。

[0097] 式 (8) 中的第一输出抽样  $y_m(1)$  可以是 FFT 窗口内的第一个抽样。Im[] 函数提供方括号内复数值的虚部。式 (8) 中的 Im[] 函数是式 (5) 中反正切函数的近似。当方括号内的量很小的时候,这个近似是相当精确的,一旦达到频率锁定就通常是这种情况。

[0098] 式 (8) 中的延迟相关在  $C'$  个抽样上执行,在此  $C' \leq C$ 。一般而言,延迟相关可在循环前缀的 C 个抽样的所有或一子集上执行。在一个实施例中,延迟相关在相关窗口内的所有抽样上执行。在图 7 所示的实施例中,相关窗口包含  $\Delta_s$  个抽样,并由 FFT 起始指针来确定。在另外一个实施例中,延迟相关在无 ISI/ICI 区域内的所有抽样上执行。

[0099] 在又一个实施例中,用于频率误差估算的抽样被选择如下:

[0100] 如果  $1 \leq \text{FFT\_起始} \leq C/2$ ,则使用抽样  $C/2+1$  到 C;

[0101] 如果  $C/2 < \text{FFT\_起始} \leq 3C/4$ ,则使用抽样  $3C/4+1$  到 C;以及 式 (9)

[0102] 如果  $3C/4 < \text{FFT\_起始} \leq C$ ,则不使用抽样。

[0103] 在式 (9) 中所示的实施例中,(1) 在 FFT 起始指针落在循环前缀的前一半中的情况下,基于循环前缀的后一半或者 (2) 在 FFT 起始指针落在循环前缀的第三个四分之一中的情况下,基于循环前缀的最后一个四分之一来导出频率误差估算。如果 FFT 起始指针落在循环前缀的最后一个四分之一中,则不导出频率误差估算。

[0104] 还可基于接收到的 OFDM 码元的定时以其他的方式来选择用于频率误差估算的抽样。

[0105] 图 8 示出了图 4 中频率误差估算器 430 的一个实施例的框图。在这个实施例中,延迟相关器 810 接收输出抽样  $y(k)$ ,并执行在式 (8) 中方括号内所示的延迟相关。延迟相关器 810 包括延迟线 812、复共轭单元 814、乘法器 816 和累加器 818,其分别以与图 5 中延迟相关器 510 内的单元 512、514、516 和 518 相同的方式运行。然而,延迟线 812 将每个输出抽样延迟 K 个抽样周期,这些抽样周期其构成了数据部分的长度。累加器 818 累加循环前缀的  $C'$  个抽样周期上乘法器 816 的输出,并提供每个接收的 OFDM 码元的相关结果  $C_m$ 。 $C'$  可能依赖于接收到的 OFDM 码元的定时,且对于不同的 OFDM 码元  $C'$  可能是不同的。单元 820 提供相关结果  $C_m$  的虚部作为频率误差估算值  $\Delta \hat{f}_m$ 。

[0106] 图 5 和图 8 分别示出了频率误差估算器 420 和 430 的示例性实施例。图 5 中的实

施例依赖于 TDM 导频的周期性特性来导出初始频率误差估算。图 8 中的实施例依赖于每个 OFDM 码元中循环前缀的周期性特性来导出频率误差估算。一般而言,可能基于发送的信号的结构、发送的信号使用的无线电技术和 / 或其他因素以各种方式来执行频率误差估算。

[0107] 图 9 示出了图 4 中相位旋转器 410 和相位累加器 412 的一个实施例的框图。在相位累加器 412 内,加法器 912 接收来自图 4 中频率寄存器 448 的当前频率误差估算  $\Delta \hat{f}_{err}$ 、来自图 3 中 AGC 控制器 332 的相位调整  $\theta_{agc}$  和相位寄存器 914 的输出。加法器 912 将所有的三个输入相加,并将此结果提供给相位寄存器 914。在每个抽样周期里,由加法器 912 的输出来更新相位寄存器 914。在每个抽样周期里由相位寄存器 914 提供的相位值可被给为  $\theta_k = -2\pi \cdot k \cdot \Delta \hat{f}_{err}$ ,其假设  $\theta_{agc} = 0$ 。

[0108] 返回参考图 3,接收机 160 内的电路块可在多个增益状态之一中运行。为了在 ADC 318 的输入处实现所需信号电平,可将每个增益状态与针对各电路块的特定的一组增益设置相关联。可将不同的增益设置与不同的相位相关联。AGC 控制器 332 可为不同的增益状态存储一张相位表。无论何时作出了增益状态的切换,AGC 控制器 332 就可确定新增益状态的相位与先前增益状态的相位之差。然后 AGC 控制器 332 可将相位差的负值作为相位调整  $\theta_{agc}$  提供给 AFC 单元 340。再次参考图 9, 相位调整  $\theta_{agc}$  被增加一次至相位寄存器 914。因此,除了在增益阶段发生变化的时候,其他时候  $\theta_{agc}$  都是 0。这个相位调整导致当在与不同相位相关联的增益状态之间交换时,输出抽样  $y(k)$  具有近似连续的相位。

[0109] 在相位旋转器 410 内,余弦 / 正弦查找表 922 接收来自相位累加器 412 的相位值  $\theta_k$ ,并提供  $\theta_k$  的余弦和正弦。复数乘法器 924 将每个输入抽样  $x(k)$  与正弦和余弦相乘,并提供相位经旋转的输出抽样  $y(k)$ ,其可被给为:

$$[0110] \quad y_I(k) + jy_Q(k) = [x_I(k) + jx_Q(k)] \cdot [\cos \theta_k + jsin \theta_k] \quad \text{式 (10)}$$

[0111] 在此  $x(k) = x_I(k) + jx_Q(k)$  是对抽样周期  $K$  的复数值输入抽样,并且

[0112]  $y(k) = y_I(k) + jy_Q(k)$  是对抽样周期  $k$  的复数值输出抽样。

[0113] 复数乘法器 924 可用四次实数乘法和二次实数加法来实现。

[0114] 返回去参考图 4,频率锁定检测器 432 能以各种方式来检测频率锁定。在一个实施例中,检测器 432 最初将计数器复位到零。其后,检测器 432 对照阈值  $\Delta f_{th}$  比较来自估算器 430 的每个频率误差估算值  $\Delta \hat{f}_m$ ,如果频率误差估算值低于该阈值,则使计数器递增,反之则使计数器递减。如果计数器到达最大值,则检测器 432 可宣布频率锁定,而如果计数器达到零,则可宣布丢失锁定。可以选择计数器的位数和阈值  $\Delta f_{th}$  来实现良好的锁定检测性能。频率锁定也可用其他的方式来检测。

[0115] 在一个实施例中,AFC 环路可在获取模式或跟踪模式下运行。在两种模式下,AFC 环路可使用不同的参数值。获取模式可使用较大的环路增益  $\alpha$ ,跟踪模式可使用较小的环路增益。对于获取模式,频率误差估算值  $\Delta \hat{f}_m$  可被限定于较大的范围内,而对于跟踪模式可被限定于较小的范围内。获取和跟踪模式还可能以其他方式实现。终端可支持不同和 / 或外加的模式。例如,终端还可能支持在例如接收到的信号品质不良或者检测到其他某些条件的情况下将 AFC 环路保持固定的保持模式。

[0116] 当加电时、从长期休眠中苏醒之后、在丢失频锁定时和 / 或其他情况下,终端可在获取模式下启动。在检测到频率锁定之际,或如果应用于频率寄存器 448 的调整对于某几

次更新低于一特定值,或如果满足其他某些条件时,终端可从获取模式跃迁到跟踪模式。

[0117] 终端可周期性地接收来自广播系统的数据。例如,每个帧可携带许多 OFDM 码元(例如,近似 300 个 OFDM 码元),并且终端可能在每个帧中仅接收若干个 OFDM 码元(如有)。在这种情形中,终端可在该帧的大部分时间休眠,在感兴趣的第一个 OFDM 码元之前的几个 OFDM 码元苏醒,并处理感兴趣的每个 OFDM 码元。终端可在苏醒时在每个 OFDM 码元周期里更新 AFC 环路,而在休眠时保持 AFC 环路。

[0118] 在图 4 所示实施例中,AFC 环路是在  $s$  区域中具有传递函数  $H_{afc}(s)$  的一阶环路,该传递函数可以表达为:

$$[0119] \quad H_{afc}(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} \text{式 (11)}$$

[0120] AFC 环路的带宽可表达为:

$$[0121] \quad BW_{afc}(s) = \frac{\alpha}{4} \text{式 (12)}$$

[0122] 可以选择 AFC 环路带宽来实现所需的频率获取和跟踪性能。通过为环路增益  $\alpha$  选择适当的值可以获得所需的 AFC 环路带宽。

[0123] 为了清楚起见,针对特定的广播系统描述了 AFC 环路。其他设计也可能用于 AFC 环路。一般而言,可依照系统发送的信号结构和系统使用的射频技术来设计 AFC 环路。

[0124] 返回参考图 3,终端能以各种方式来执行频率控制。在一个实施例中,AFC 单元 340 纠正短期频率变化(例如,由于多普勒效应)和长期频率变化(例如,由于元件容差和温度变化)。在另一个实施例中,AFC 单元 340 内的 AFC 环路纠正短期频率变化,并且 AFC 控制器 342 内的外部环路纠正长期频率变化。外部环路可接收来自 AFC 单元 340 的频率误差  $\Delta\hat{f}_{err}$ ,在较长期间(例如,一帧或一数据突发)上对此频率误差求平均,并基于此平均频率误差为基准振荡器 322 生成频率控制信号。在又一个实施例中,AFC 控制器 342 可从其它 AFC 环路接收针对该终端也接收的其他系统的频率误差估算。然后 AFC 控制器 342 可生成频率控制信号以使得对于被接收的所有系统可实现良好的性能。频率控制信号可以是模拟信号或数字信号。AFC 控制器 342 可执行诸如模数转换、水平移动、定标等等信号调理。AFC 控制器 342 还可生成脉宽已调制(PWM)控制信号。

[0125] 图 10 示出了在将导频随 OFDM 码元一起发送的系统中执行频率控制的过程 1000 的一个实施例。基于接收到的导频,例如与 OFDM 符号复用的 TDM 导频执行频率获取(框 1012)。基于接收到的 OFDM 码元执行频率跟踪(框 1014)。为进行频率获取,可基于接收到的导频来导出初始频率误差估算,并且可使用初始频率误差估算来初始化 AFC 环路。为进行频率跟踪,可为每个接收的 OFDM 码元导出一个频率误差估算,并用此频率误差估算来更新 AFC 环路。

[0126] 导频可包括多个导频序列。然后可通过对这些导频序列执行延迟相关来导出初始频率误差估算。可通过执行循环前缀的抽样与接收到的 OFDM 码元的数据部分的抽样之间的延迟相关来导出针对每个接收的 OFDM 码元的频率误差估算。输入抽样中的频率误差被 AFC 环路用该初始频率误差估算和对每个接收的 OFDM 码元的频率误差估算来纠正。

[0127] 图 11 示出了用于执行频率控制的设备 1100 的一个实施例。设备 1100 包括基于接收的导频执行频率获取的装置(框 1112),和基于接收的 OFDM 码元执行频率跟踪的装置(框 1114)。

[0128] 图 12 示出了用于导出频率误差估算的过程 1200 的一个实施例。选择接收的 OFDM 码元的可变数目的抽样用于频率误差估算 (框 1212)。基于所选择的抽样导出频率误差估算 (框 1214)。对于框 1212, 可确定接收的 OFDM 码元的定时, 并可基于接收的 OFDM 码元的定时来选择抽样。在一个实施例中, 基于接收的 OFDM 码元的定时来确定 FFT 窗口的起始。然后从在该 FFT 窗口内并对应于接收的 OFDM 码元的循环前缀内的抽样当中选择用于频率误差估算的抽样。在一个实施例中, 如果 FFT 窗口的起始是在循环前缀的第一范围内, 那么选择循环前缀的第二个范围中的抽样。如式 (9) 中所示, 第一范围可覆盖循环前缀的前一半, 而第二个范围可覆盖循环前缀的后一半。同样如式 (9) 所示, 第一个范围可覆盖循环前缀的第三个四分之一, 而第二个范围可覆盖循环前缀的第四个四分之一。如果 FFT 窗口的起始落在循环前缀的特定范围 (例如第四个四分之一) 内, 则可不为频率误差估算选择任何抽样。

[0129] 图 13 示出了用于导出频率误差估算的设备 1300 的一个实施例。设备 1300 包括选择用于频率误差估算的接收的 OFDM 码元的可变数目的抽样的装置 (框 1312), 和基于所选择的抽样导出频率误差估算的装置 (框 1314)。

[0130] 图 14 示出用于确定初始频率误差估算的过程 1400 的一个实施例。对输入抽样执行相关来获得相关结果, 其是一个具有同相分量和正交分量的复数值 (框 1412)。同相和正交分量被映射到分子和分母, 以使得例如分子小于或等于分母 (框 1414)。使用可存储倒数值的的第一查找表来确定分子与分母的比值 (框 1416)。使用可能存储 45 度范围的反正切值表的第二查找表来确定比值的反正切 (框 1418)。然后如果需要的话, 通过例如翻转相位和 / 或将该比值的反正切的符号反相, 来基于比值的反正切值来确定复数值的反正切, (框 1420)。然后基于复数值的反正切来导出频率误差估算 (框 1422)。

[0131] 图 15 显示了用于确定初始频率误差估算的设备 1500 的一个实施例。设备 1500 包括用于对输入抽样执行相关来获得相关结果的装置, 相关结果是一个具有同相分量和正交分量的复数值 (框 1512); 用于将同相和正交分量映射到分子和分母的装置 (框 1514); 用于使用第一查找表来确定分子与分母的比值的装置 (框 1516); 用于使用第二查找表来确定比值的反正切值的装置 (框 1518); 用于基于比值的反正切值来确定复数值反正切的装置 (框 1520); 以及用于基于复数值的反正切值来导出频率误差估算的装置 (框 1522)。

[0132] 图 16 示出了用于以一种考虑由于电路块中的变化导致的相移的方式来执行频率控制的过程 1600 的一个实施例。获得输入抽样的频率误差估算 (框 1612)。此频率误差估算可基于接收到的导频、接收到的 OFDM 码元、或接收到的信号的其他某个部分来导出。还可以获得由于在用于生成输入抽样的至少一个电路块中的变化导致的相位调整 (框 1614)。此相位调整可能是由于对电路块的增益设置中的变化。频率误差估算可在每个抽样周期里被累加。当在电路块中发生变化时, 相位调整可被累加一次。基于频率误差估算和相位调整为每个输入抽样确定一个相位值 (框 1616)。将每个输入抽样旋转对应于那个输入抽样的相位值 (框 1618)。

[0133] 图 17 示出用于执行具有相位补偿的频率控制的设备 1700 的实施例。设备 1700 包括为输入抽样获得频率误差估算的装置 (框 1712); 获得由于在用于生成输入抽样的至少一个电路块中的变化导致的相位调整的装置 (框 1714); 基于频率误差估算和相位调整为每个输入抽样确定一个相位值的装置 (框 1716)、以及将每个输入抽样旋转对应于该输

入抽样的相位值的装置（框 1718）。

[0134] 在此描述的频率控制技术可以由各种手段来实现。例如，这些技术可以在硬件、固件、软件或其组合中实现。对于硬件实现，用于频率控制的处理单元可在一个或多个 ASIC、DSP、数字信号处理器件 (DSPD)、可编程逻辑器件 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、电子器件、其他设计成执行在此描述的功能的电子单元、或其组合内实现。

[0135] 对于固件和 / 或软件实现，这些技术可用执行在此描述的功能的模块（例如程序、函数等等）来实现。固件和 / 或软件代码可以存储在存储器（例如图 1 中的存储器 182）中，并由处理器（例如处理器 180）来执行。存储器可在处理器内或在处理器外部实现。

[0136] 提供所揭示的实施例的以上描述是为了使得本领域任何技术人员皆能制作或使用本发明。对这些实施例的各种修改对于本领域技术人员而言将是显而易见的，且在此定义的一般性原理可被应用于其它实施例而不会脱离本发明的精神和范围。因此，本发明并不打算被限定于在此所示出的实施例，而是将符合与在此揭示的原理和新颖特征一致的最广义的范围。

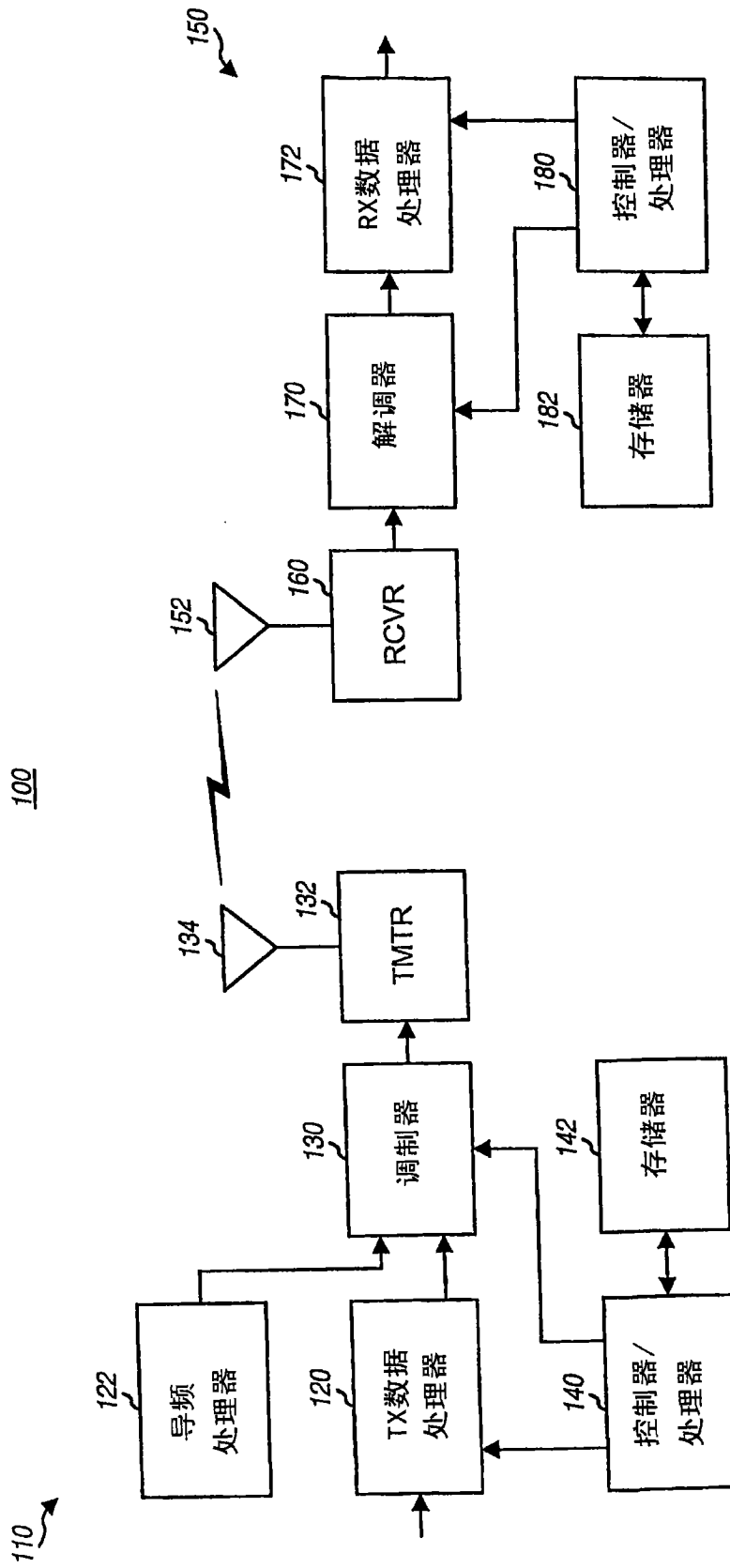


图 1



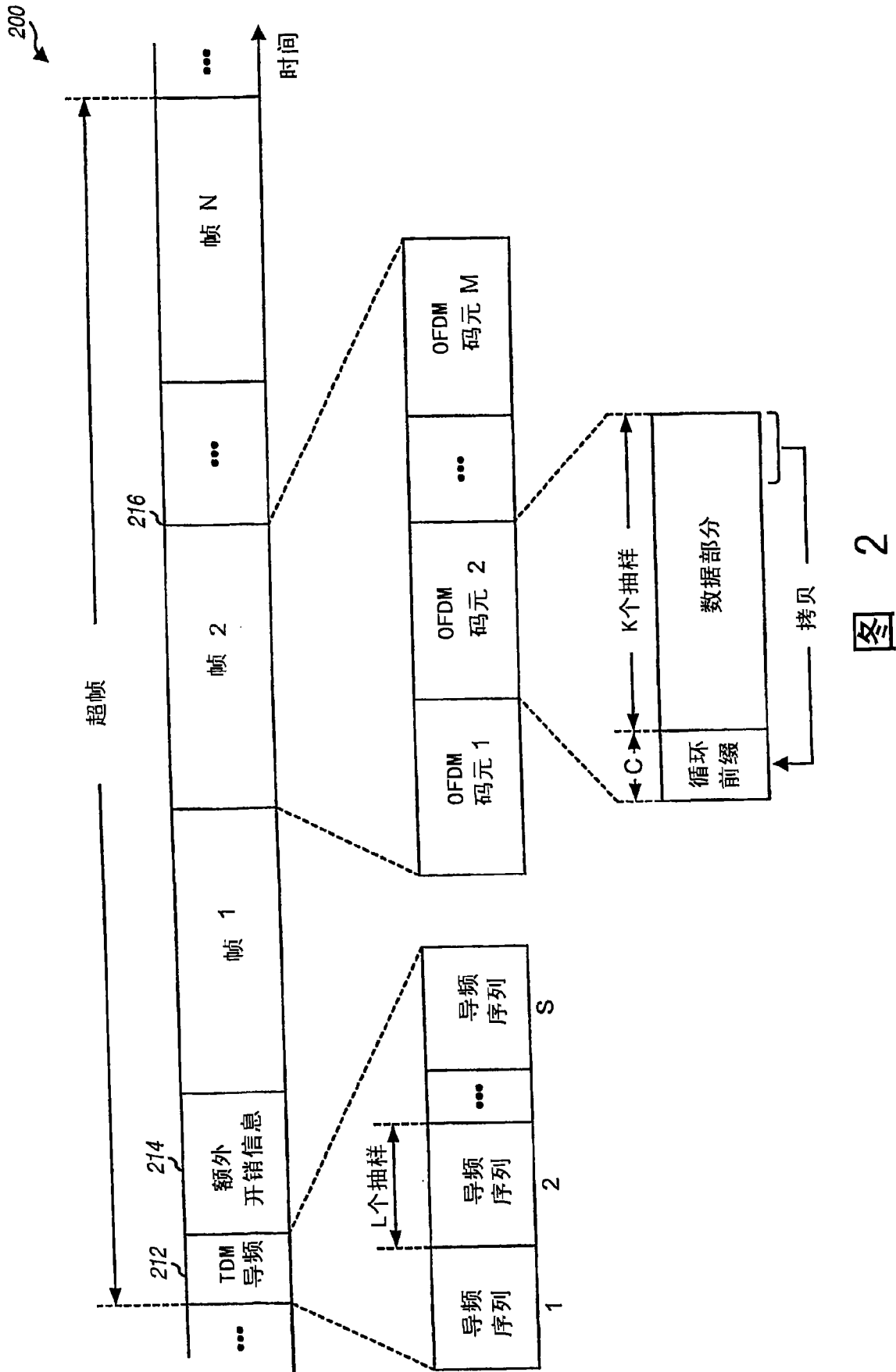


图 2

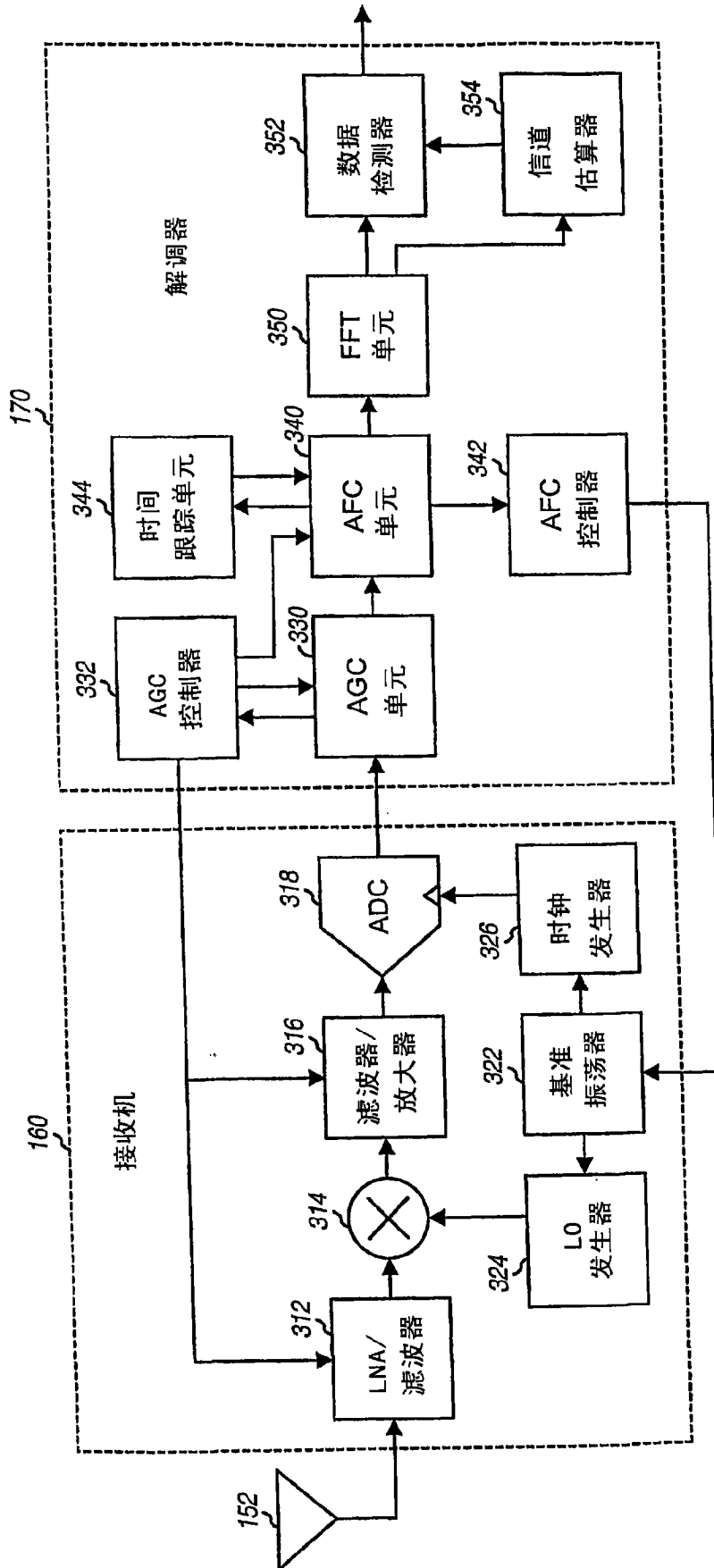


图 3

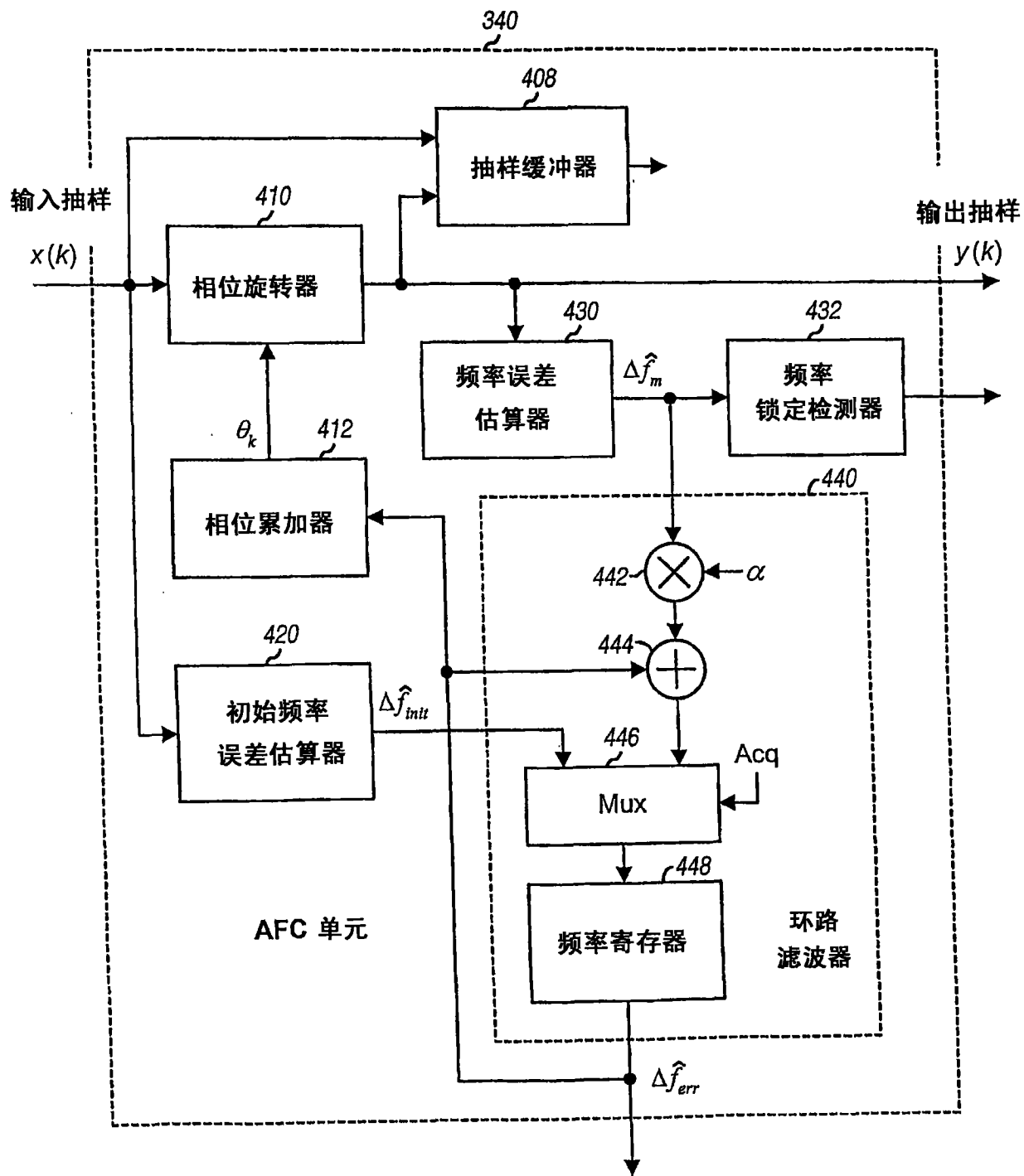


图 4

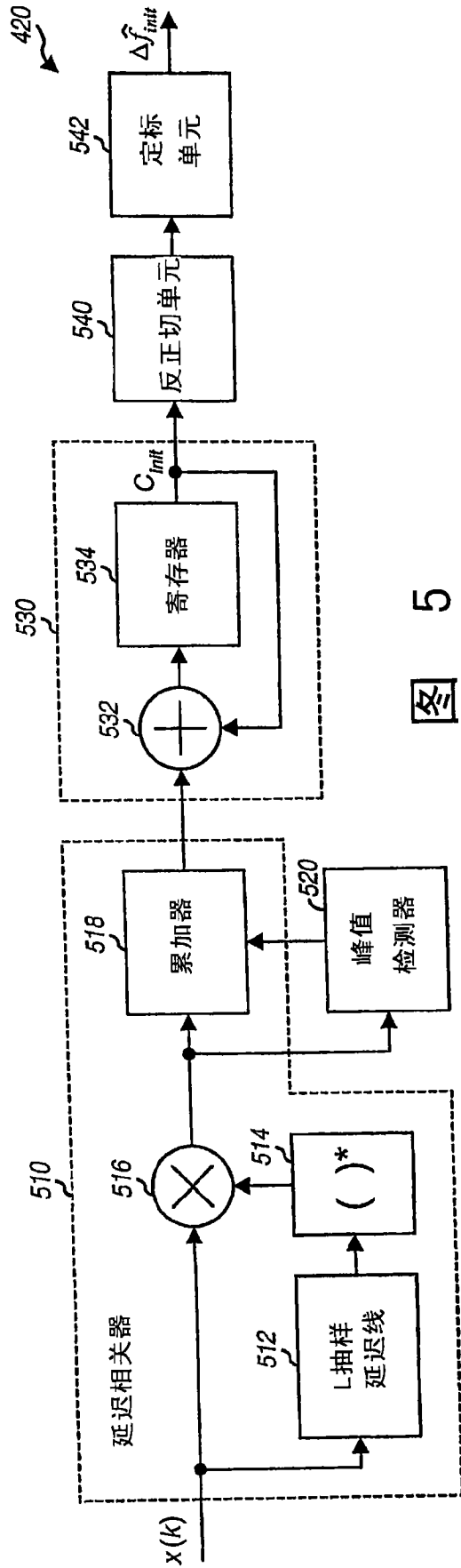


图 5

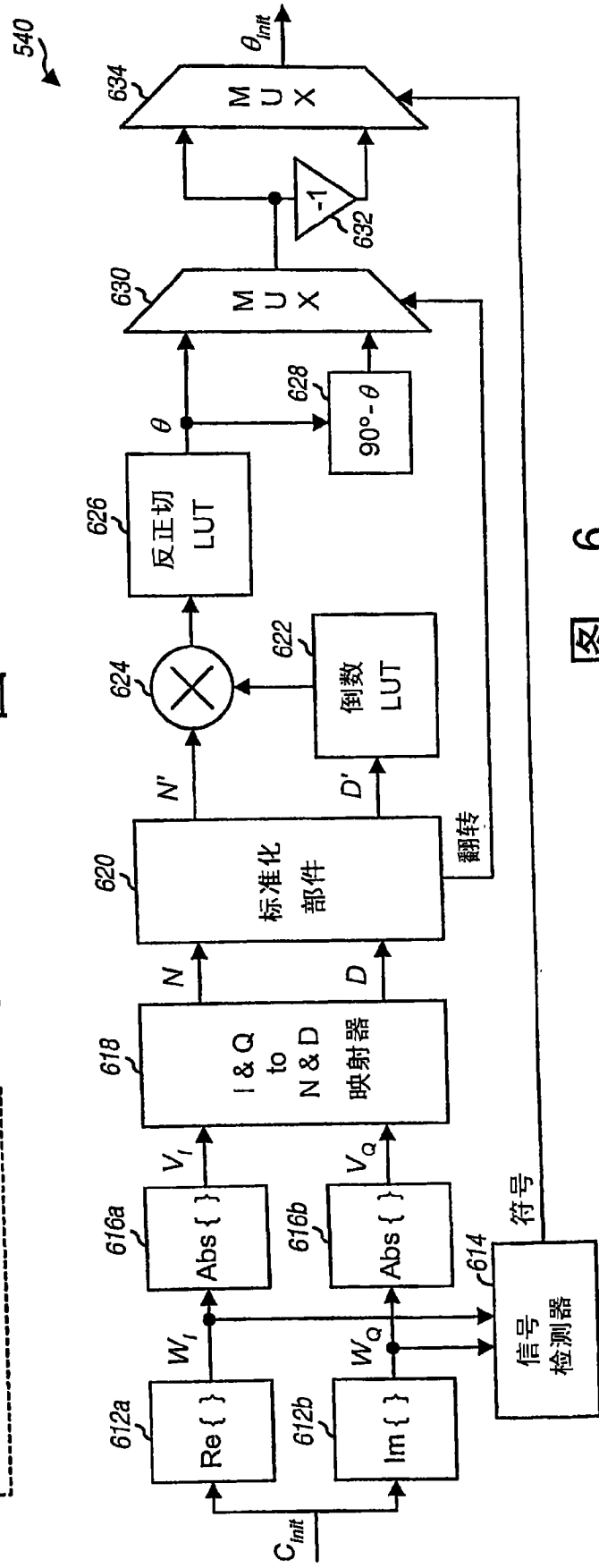


图 6

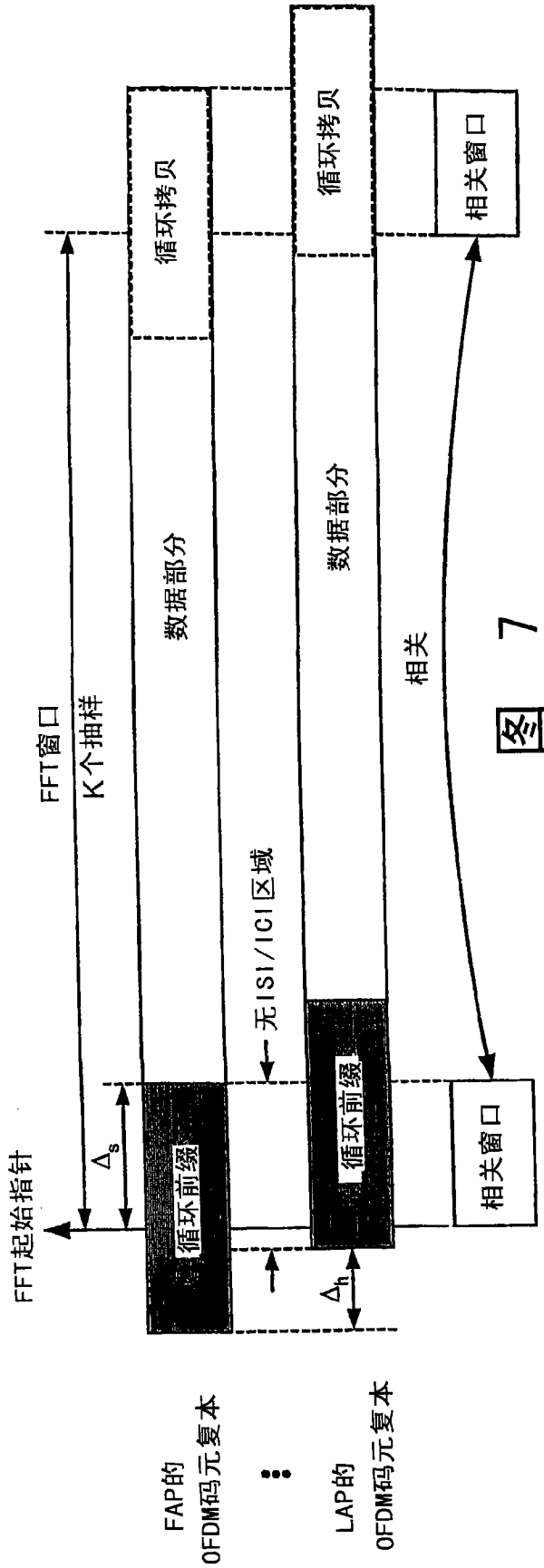


图 7

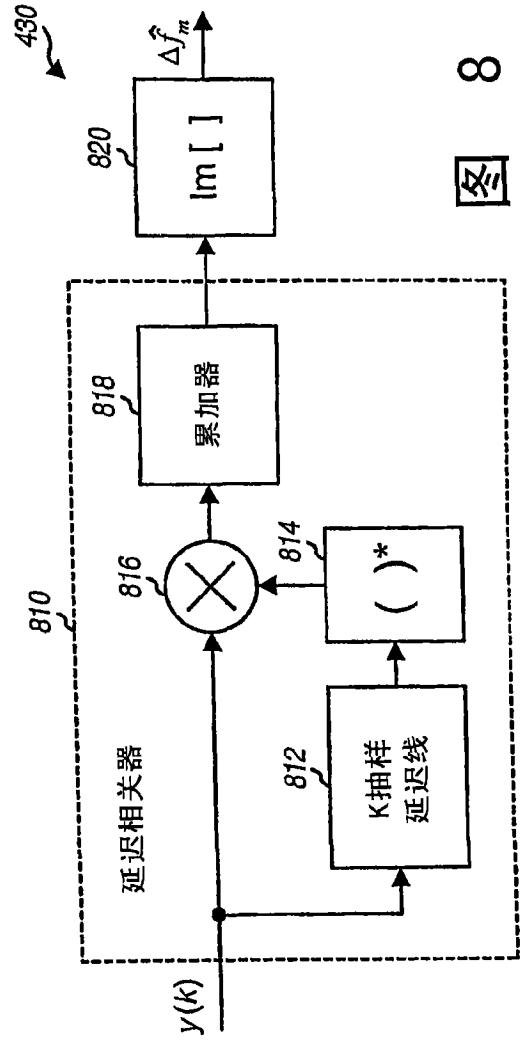


图 8

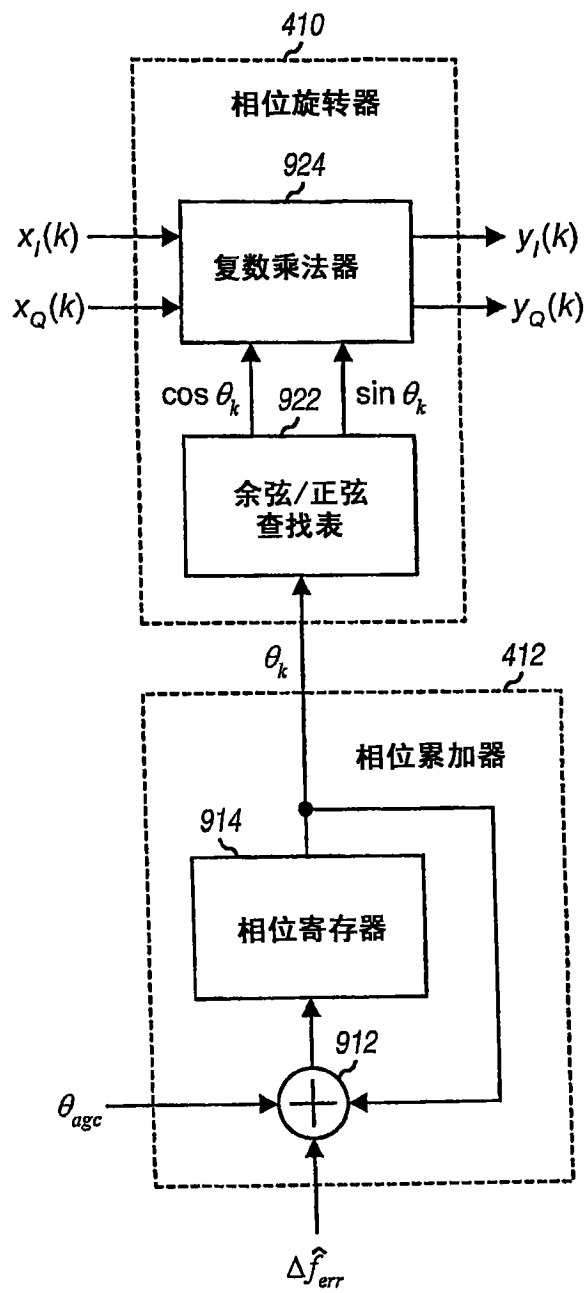


图 9

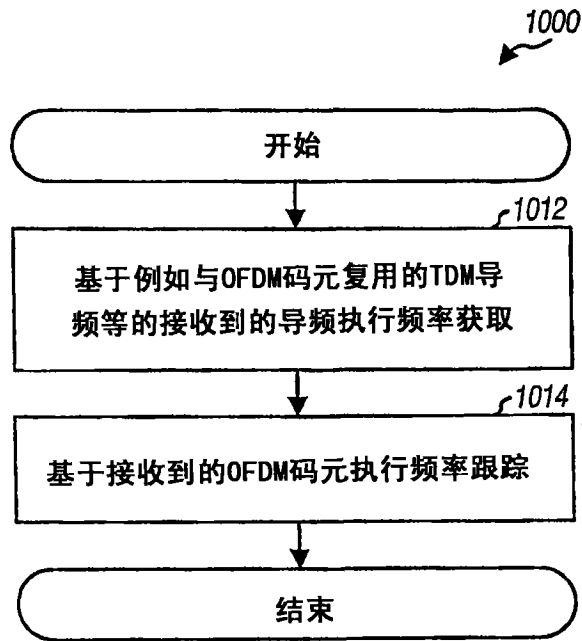


图 10

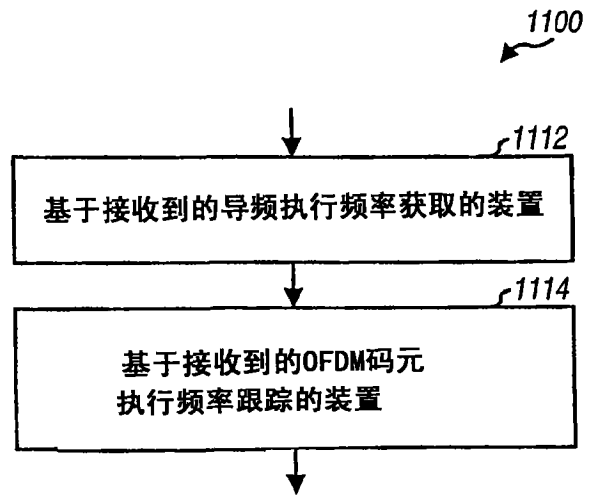


图 11

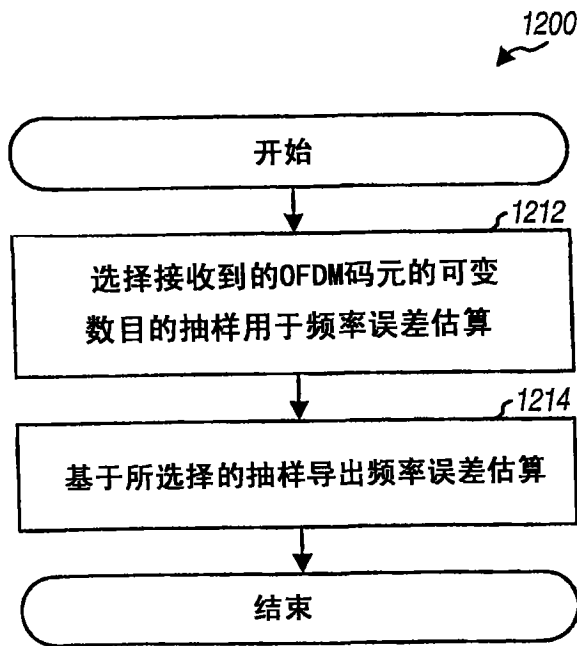


图 12

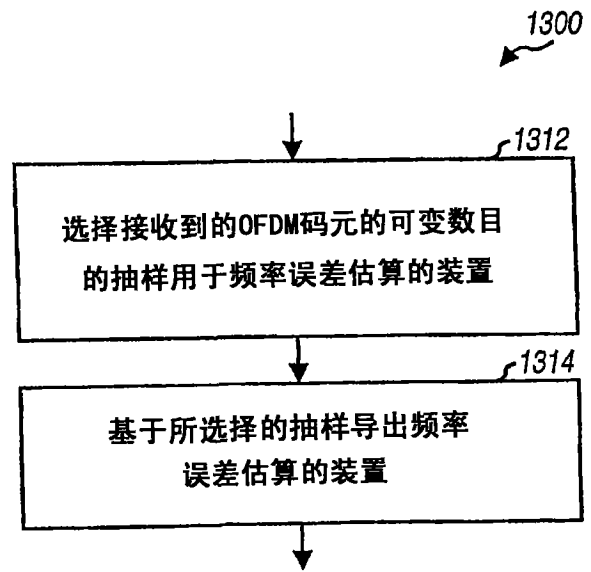


图 13

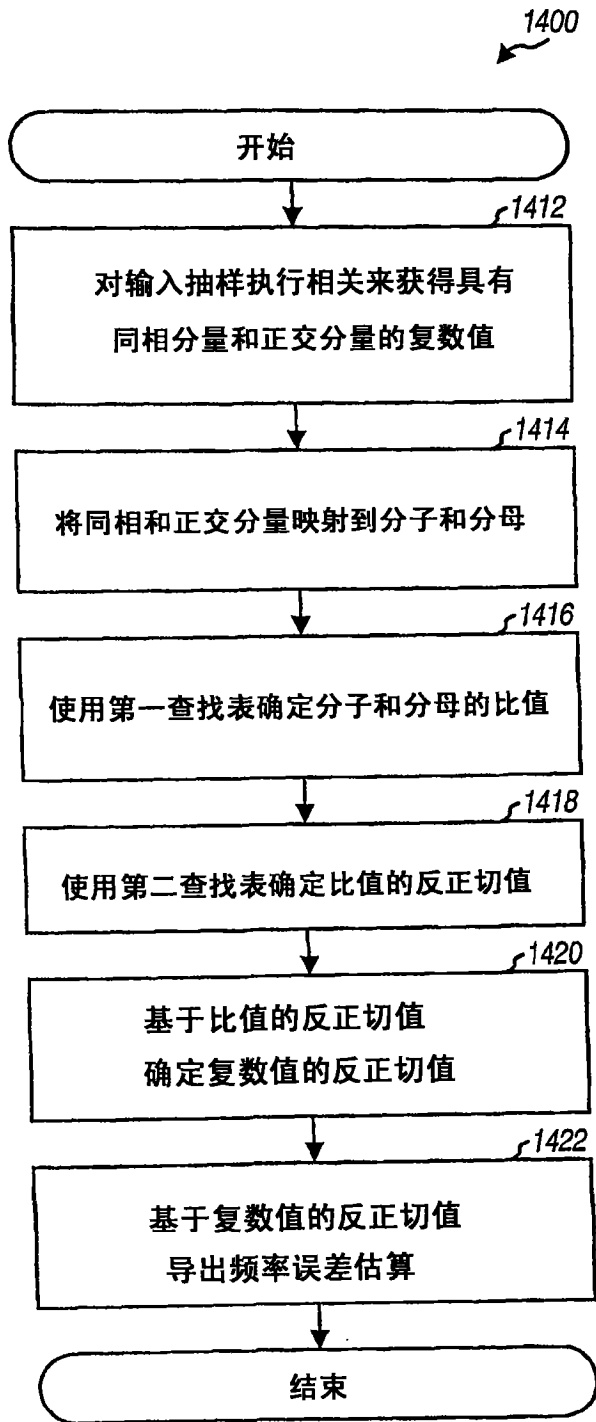


图 14

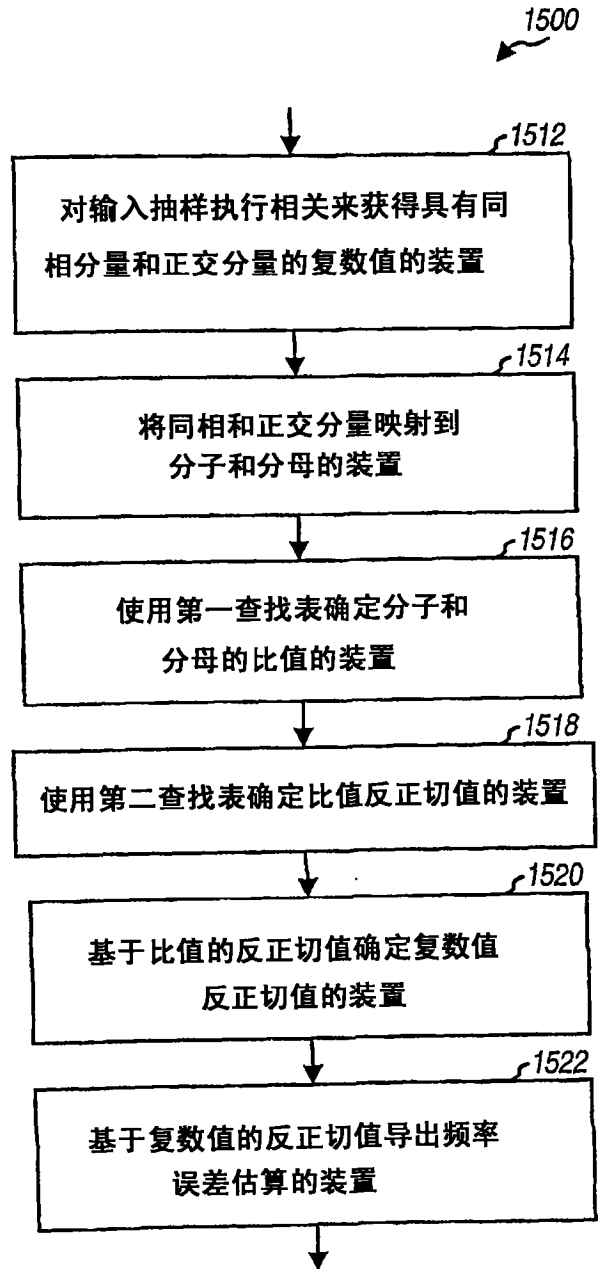


图 15



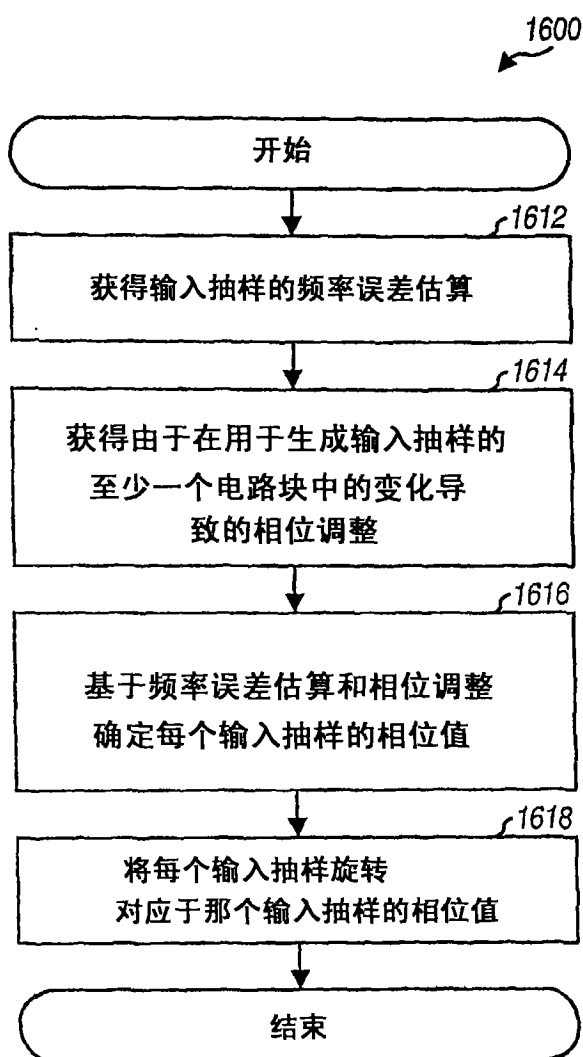


图 16

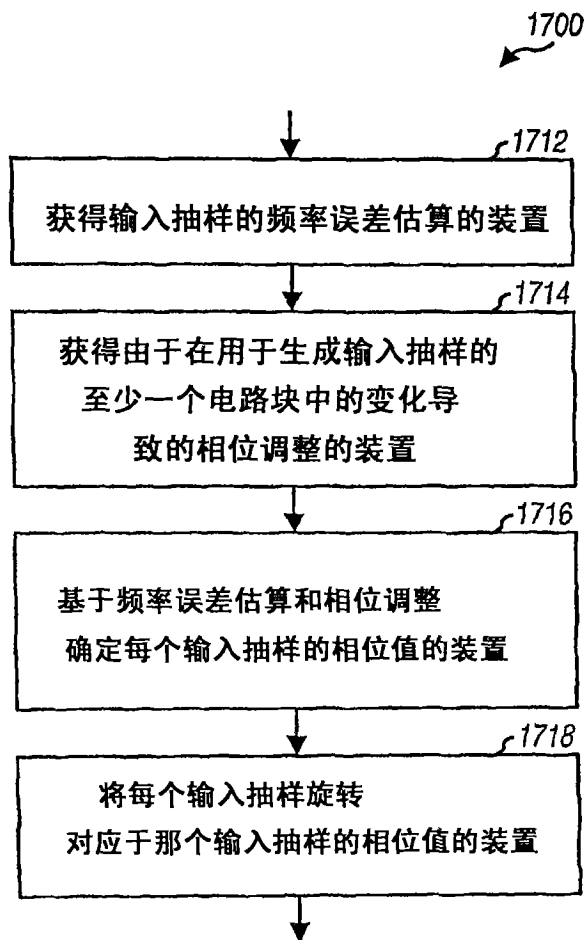


图 17