

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
H04B 1/707 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02826157.7

[45] 授权公告日 2009年4月29日

[11] 授权公告号 CN 100483960C

[22] 申请日 2002.9.23 [21] 申请号 02826157.7

[30] 优先权

[32] 2001.10.25 [33] US [31] 09/983,776

[86] 国际申请 PCT/IL2002/000783 2002.9.23

[87] 国际公布 WO2003/036812 英 2003.5.1

[85] 进入国家阶段日期 2004.6.25

[73] 专利权人 英特尔公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 戴维·本-埃利 罗尼·阿什克纳济

[56] 参考文献

WO0070792A1 2000.11.23

WO0065749A1 2000.11.2

审查员 吕鹤

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 王英

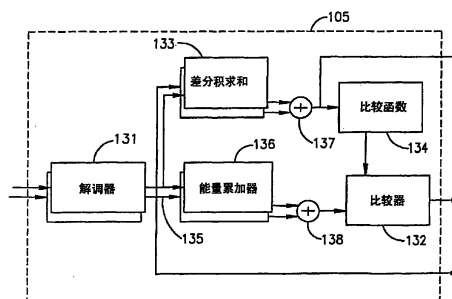
权利要求书6页 说明书11页 附图5页

[54] 发明名称

导频信号同步校验的方法和装置

[57] 摘要

一种方法包括通过比较针对连续解调的接收符号对计算的第一和第二解调的接收符号的点积之和(133)来校验导频信号模式的同步,其中在解调接收信号的第一时间指数和随后的第二时间指数上的所述发送导频信号的点积包括完全等值的导频信号模式。



1、一种方法，包括：

校验在频率获取过程中导频信号模式的第一和第二解调的接收符号的同步，通过：

在每次频率获取中获得所述第一和第二解调的接收符号；

计算所述第一和第二解调的接收符号的差分积之和的实部；

经过一次或者多次频率获取之后获取所述差分积之和的实部的滑动和；

将所述滑动和与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较，其中所述自适应阈值是根据所述第一和第二解调的接收符号的能量和来调整的；以及

重复频率获取，直到所述自适应阈值被超出。

2、如权利要求 1 所述的方法，进一步包括：

通过发射天线来发送所述导频信号模式；和  
通过接收天线接收所述导频信号模式。

3、如权利要求 2 所述的方法，进一步包括：

通过两个发射天线发送两个导频信号模式；和  
通过接收天线接收该两个导频信号模式。

4、如权利要求 1 所述的方法，进一步包括：

计算连续解调的接收符号对的差分积之和，其中在解调的接收符号的第一时间指数和随后第二时间指数内的所发射的导频信号的所述差分积包括完全等值的导频信号模式。

5、如权利要求 1 所述的方法，其中获取所述频率包括：

根据校验后的解调的接收符号的差分积之和来估值频偏；和

根据估值的频偏来调节所述频率。

6、如权利要求5所述的方法，其中获取所述频率进一步包括：  
重复频率获取，直到对于一次或者多次重复，所述频偏小于一个收敛阈值。

7、如权利要求6所述的方法，其中获取所述频率进一步包括：  
当对于一次或者多次重复，估值的频率误差大于一个频率发散阈值时，中止获取所述频率。

8、一种方法，包括：

校验在频率获取过程中导频信号模式的第一和第二解调的接收符号的同步，通过：

在每次频率获取中获得所述第一和第二解调的接收符号；  
计算所述第一和第二解调的接收符号的差分积之和的绝对值；

经过一次或者多次频率获取之后获取所述差分积之和的绝对值的滑动和；

将所述滑动和与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较，其中所述自适应阈值是根据所述第一和第二解调的接收符号的能量和来调整的；以及

重复频率获取，直到所述自适应阈值被超出。

9、一个无线通信系统，包括：

具有两个天线的基站，其中基站用来发射两个导频信号模式；和  
移动台，用来校验在频率获取过程中导频信号模式的第一和第二解调的接收符号的同步，该移动台包括：

解调器，用于在每次频率获取中获得所述第一和第二解调的接收符号；

差分积求和计算器，用于计算所述第一和第二解调的接收

符号的差分积之和的实部；

用于经过一次或者多次频率获取之后获取所述差分积之和的实部的滑动和的单元；

比较器，用于将所述滑动和与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较；

用于重复频率获取直到所述自适应阈值被超出的单元；以及

能量累加器，用于根据所述第一和第二解调的接收符号的能量和来调整所述自适应阈值。

10、如权利要求 9 所述的无线通信系统，其中所述移动台进一步包括：

频率获取模块，用于根据估值的频偏来提供一个频率校正信号，该估值的频偏是根据校验后的解调接收符号的差分积之和来估值的。

11、一个无线通信设备，包括：

校验器，用于校验导频信号模式的同步，该校验器包括：

解调器，用于获得经过两次或者多次频率获取后的解调的接收符号；

差分积求和计算器，用于计算所述解调的接收符号的差分积之和的实部；

比较器，用于将所述差分积之和的实部与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较；和

用于重复频率获取直到所述自适应阈值被超出的单元，闪存，用于与校验器可操作地连接；以及

能量累加器，用于根据所述解调的接收符号的能量和来调节所述自适应阈值。

12、如权利要求 11 所述的无线通信设备，其中所述导频信号模式包括两个导频信号模式。

13、如权利要求 11 所述的无线通信设备，进一步包括：

一个频率获取模块，用于根据估值的频偏提供一个频率校正信号，该估值的频偏是根据校验后的解调接收符号的差分积之和来估值的。

14、一个装置，包括：

一个频偏估值器，用来根据瞬态模式下的第一差分度量来估值所述频偏，并且根据稳态模式下的第二差分度量来估值所述频偏，其中所述第一和第二差分度量是至少根据至少两个解调信号的差分积之和而得到的；

一个频率校验计算器，用来计算解调的接收符号的实部的滑动和；以及

一个控制器，用来根据所述估值的频偏提供频率校正信号。

15、如权利要求 14 所述的装置，进一步包括：

第一比较器，用来将所述估值的频偏与一个收敛阈值相比较，其中所述控制器用来重复频率获取，直到所述频偏小于所述收敛阈值。

16、如权利要求 15 所述的装置，进一步包括：

第二比较器，用来将所述解调的接收符号的实部的滑动和与频率校验阈值相比较，其中所述控制器用来重复频率获取，直到该滑动和超过所述频率校验阈值。

17、一种装置，包括：

用于校验在频率获取过程中导频信号模式的第一和第二解调的接收符号的同步的模块，包括：

用于在每次频率获取中获得所述第一和第二解调的接收符号的模块；

用于计算所述第一和第二解调的接收符号的差分积之和的

实部的模块；

用于经过一次或者多次频率获取之后获取所述差分积之和的实部的滑动和的模块；

用于将所述滑动和与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较的模块，其中所述自适应阈值是根据所述第一和第二解调的接收符号的能量和来调整的；以及

用于重复频率获取直到所述自适应阈值被超出的模块。

18、如权利要求 17 所述的装置，进一步包括：

用于通过发射天线来发送所述导频信号模式的模块；和

用于通过接收天线接收所述导频信号模式的模块。

19、如权利要求 18 所述的装置，进一步包括：

用于通过两个发射天线发送两个导频信号模式的模块；和

用于通过接收天线接收该两个导频信号模式的模块。

20、如权利要求 17 所述的装置，进一步包括：

用于计算连续解调的接收符号对的差分积之和的模块，其中在解调的接收符号的第一时间指数和随后第二时间指数内的所发射的导频信号的所述差分积包括完全等值的导频信号模式。

21、如权利要求 17 所述的装置，其中用于获取所述频率的模块包括：

用于根据校验后的解调的接收符号的差分积之和来估值频偏的模块；和

用于根据估值的频偏来调节所述频率的模块。

22、如权利要求 21 所述的装置，其中用于获取所述频率的模块进一步包括：

用于重复频率获取，直到对于一次或者多次重复，所述频偏小于

一个收敛阈值的模块。

23、如权利要求 22 所述的装置，其中用于获取所述频率的模块进一步包括：

用于当对于一次或者多次重复，估值的频率误差大于一个频率发散阈值时，中止获取所述频率的模块。

24、一种装置，包括：

用于校验在频率获取过程中导频信号模式的第一和第二解调的接收符号的同步的模块，包括：

用于在每次频率获取中获得所述第一和第二解调的接收符号的模块；

用于计算所述第一和第二解调的接收符号的差分积之和的绝对值的模块；

用于经过一次或者多次频率获取之后获取所述差分积之和的绝对值的滑动和的模块；

用于将所述滑动和与包括频率校验阈值的自适应阈值进行比较的模块，其中所述自适应阈值是根据所述第一和第二解调的接收符号的能量和来调整的；以及

用于重复频率获取直到所述自适应阈值被超出的模块。

## 导频信号同步校验的方法和装置

### 背景技术

在例如第三代(3G)移动通信系统的无线通信系统中,基站(BS)之间可能会存在一个可变的相对时延(relative delay)。因此,无线通信系统就有可能无法同步,并且相对时延有可能随时变化,因而一个BS就要使用不同于另一个BS的导频序列。

同步方法可以用来同步移动台(MS)和基站(BS)。同步是通过执行导频信号搜索和频率获取来进行的。在接收机进行导频信号搜索,但是接收机所接收到的信号包括期望的导频信号、不期望的导频信号和噪声。而且,期望的导频信号和不期望的导频信号本身也包含噪声。所以,就有可能发生误测和伪告警。误测有可能将不期望的导频信号或者噪声识别为期望的导频信号;而伪告警有可能丢弃期望的导频信号。而且,误测和伪告警都有可能导致频率获取过程中发生错误。

因此,就需要有更好的方法来校验导频信号的同步和获取频率。

### 附图说明

本发明涉及的主题在说明书的结束部分被具体指出和明确要求。但是,在阅读附图时,参考下面的发明详述可以最好地理解本发明的组成和操作方法,以及其目的、特征和优点。

图1是根据本发明的一个实施例的无线通信系统实例的方框图;

图2示出了根据本发明的一个实施例的导频信号模式(pattern)的结构方框图;

图3是根据本发明的移动台的一个实施例的方框图;

图4是根据本发明的一个实施例的校验器的方框图;

图5是根据本发明的移动台的另一个实施例的方框图;

图 6 是图 5 中的频偏估值器的方框图；以及  
图 7 根据本发明采用的频率均衡方法的流程图。

显而易见，为了说明的简单和清楚，图中所示各个元件没有必要按照比例绘出。例如，为了清楚，相对于其他元件，一些元件的尺寸被扩大。此外，其中出于合理地考虑，图中重复的参考数字用来标识相应的或者类似的元件。

## 发明详述

为了全面理解本发明，在下面的发明详述中列举了大量具体细节。但是，本领域普通技术人员应该理解的是，没有这些具体细节，本发明也可以付诸实践。在其它例子中，只要不对本发明的理解产生障碍，就不再具体描述熟知的方法、过程、组件和电路。

下述发明详述的一部分呈现了在计算机存储器中的数据比特或二进制信号上的操作的算法和符号表示。这些算法说明和表示可以被信号处理领域的技术人员采用，以向本领域的其他技术人员传达他们工作的本质。

除非有其他具体的声明，如同下述讨论中明确的，显而易见，整个说明书的讨论中涉及一台计算机，或者一个计算系统，又或者一台类似电子计算设备的动作和/或处理时，都使用了诸如“处理”、“运算”、“计算”、“确定”等术语。该计算机、计算系统或者电子计算设备处理表示为物理量的，例如表示为在计算系统的寄存器和/或存储器内的电子量的数据，和/或者将这些数据转换为其它同样表示为在计算系统存储器、寄存器或者其它此种信息存储、发送或显示装置内的物理量的数据。

应该理解的是本发明可以用于不同的应用中。这里所公开的电路和技术可以在多种装置中使用，例如无线系统的移动台，但是本发明并不限于该方面。仅仅作为一个例子，包括在本发明范围中的移动台包括蜂窝无线电话收发机、双向无线收发机、数字系统收发机等。

在本发明范围中包括的蜂窝无线电话收发机包括以下类型：码分

多址接入 (CDMA)、CDMA-2000、宽带 CDMA (WCDMA)、用于发射和接收扩频信号的蜂窝无线电话收发机等,但是并不限于此。

转到图 1,示出了根据本发明的一个实施例的无线通信系统 10。无线通信系统 10 可以包括一个或者多个基站 15、20。例如,基站 15、20 中的一个可以包括一个或者多个天线。基站 20 可以包括两个发射机和两个天线 24 和 26,而基站 15 可以包括一个发射机和一个天线 16。基站 15 可以用来发送一个导频信号模式,而基站 20 用来从至少两个发射机天线发送两个或者多个导频信号模式,但是本发明的范围并不限于本实施例。而且,基站 20 和 15 都包括在一个蜂窝通信系统中。但是,应该理解的是,可以使用传输语音和数据的其它通信方法和其它系统。

另外,无线通信系统 10 还可以包括移动台 100、110、120 和 130。如图 1 所示,移动台 100 和 120 可以包括两个天线,而移动台 110 和 130 只包括一个天线。在基站的天线和移动台的天线之间存在有一个无线信道。例如,基站 20 的天线 24 和移动台 100 的天线 102 之间存在信道  $h_1$  30; 基站 20 的天线 26 和移动台 100 的天线 104 之间存在信道  $h_2$  40。一个无线信道可以包括几个通路,每一通路都由其增益和时延来表征。

现在转到图 2,给出一个 WCDMA 蜂窝系统中使用的导频信号模式的实例。一个导频信号可以包括一个或者多个导频信号模式。例如,基站 20 可以从天线 24 发射使用导频信号模式 50 的导频信号,也可以从天线 26 发射使用导频信号模式 60 的导频信号。而且,基站 15 可以从天线 16 发射导频信号模式 50。导频信号模式 50、60 可以包括帧 51, 52。帧可以包括 15 个时隙,其中,“时隙 #0” 53 是帧 52 的第一个时隙,并且“时隙 #14” 54 是帧 51 的最后一个时隙。一个时隙包括 10 个调制符号“ $\pm A$ ”,其中 A 代表  $A=1+j$ ; 并且一个调制符号包括 256 个码片。另外,每个基站使用不同的码片序列来与其它基站相区别。该码片序列术语上称为“扰码”。尽管图 2 所示的实例涉及 WCDMA 蜂窝系统,但是也可以利用任何其它的导频信号模式来实现本发明。

参见图 3，示出了在移动台 100、110、120 或 130 中的至少一个中使用的一个本发明的一个实施例的方框图。但是为了简单起见，图中只给出了移动台 100 的方框图。例如，移动台 100 可以包括用于接收例如导频信号模式 50、60 的接收天线 101 和 102、同步器 104、校验器 105 和频率获取模块 106。

在工作中，通过天线 101、102 来接收导频信号模式 50、60。同步器 104 尽力实现基站 20 发射的导频信号中的符号同步。在尽力实现导频信号中的符号同步时，同步器 104 可以给出预测同步假设。同步器 104 可以在一定时间间隔中将几个候选同步假设中的一个作为可能的同步假设提供。因此，在同步器 104 的输出端可能出现多个伪告警假设。校验器 105 可以校验同步器 104 提供的同步假设。校验器 105 可以检测一个时间周期内接收的信号并将接收信号的质量与确定标准进行比较。校验器 105 还可以检验同步假设的正确性，并且可以提供校验后的符号。频率获取模块 106 可以尽力通过使用正确的同步假设和校验后的符号来使移动站的频率与基站的频率同步，但是本发明的范围并不限于本方面。校验器 105 可以在重复校验后的符号的频率获取的同时校验导频信号中的两个或者多个符号的同步。频率获取模块 106 可以测量所接收的导频信号的频偏，并调整其频率源，直到对于一次或者多次重复，频偏估计值小于收敛阈值。

现在将给出校验器 105 和频率获取模块 106 工作的详细描述。应该理解的是为了缩短获取时间，对于小于预定阈值的频偏，可以旁路频率获取模块 106。例如，旁路频率获取可以在从另一个系统切换来的移动台 100 上完成。

现在转到图 4，示出了根据本发明的校验器 105 的一个实施例，但是本发明的范围并不限于本实施例。校验器 105 可以包括一个解调器 131，一个比较器 132，差分积(differential product)求和计算器 133，一个比较函数 134，一个能量累加器 136 和加法器 137，138。

本发明的一个实施例可以包括两个或多个接收天线，例如移动台 100，和解调器 131 的附加模块，但是本发明的范围并不限于本方面。给接收天线提供差分积求和计算器 133 和能量累加器 136。加法器

137, 138 分别用来将差分积求和计算器 133 和能量累加器 136 中的信号合并。但是为了简单起见, 下面的描述只涉及具有一个接收天线的实施例。根据导频信号模式的数量, 解调器 131、差分积求和计算器 133 和能量累加器 136 可以包括一个或多个模块。

通过解调器 131 来解调接收的导频信号模式 50、60, 但是本发明的范围并不限于本方面。例如, 解调器 131 要用来接收 WCDMA 蜂窝系统的导频信号, 并且输出解调后的接收符号 135。另外, 解调器 131 可以包括一个或者多个与基站的扩展码相匹配的解扩器。通过公式 1a 和 1b 给出解调的接收符号 135。公式 1a 是具有 N 个天线的基站的一般实例, 而公式 1b 是具有两个天线的基站的实例。为了简单起见, 下面给出在基站 (基站 20) 具有两个天线和移动台 (移动台 110) 具有一个天线的情况下的实例。但是, 本发明不限于本实例, 本发明可应用于具有任何数量天线的基站和移动台。

$$Rx(i) = \left( \sum_{k=1}^N P_k(i) \cdot h_k(i) \right) \cdot \text{sinc}(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(i-\frac{1}{2})+\theta)} + n(i) \quad \text{公式 1a}$$

$$Rx(i) = [p_1(i) \cdot h_1(i) + p_2(i) \cdot h_2(i)] \cdot \text{sinc}(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(i-\frac{1}{2})+\theta)} + n(i) = \text{公式 1b}$$

$$[h_1(i) + \text{sign}(p_2(i)) \cdot h_2(i)] \cdot A \cdot \text{sinc}(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(i-\frac{1}{2})+\theta)} + n(i)$$

其中  $P_k$  为天线 k 发射的导频信号模式, T 为导频符号的周期, sinc 给出了由于符号内的信号旋转而造成的损失, 指数项表示从一个符号到另一个符号的整个信号的旋转, n 是由于热噪声、其它小区、多径或者任何其它效应造成的等效噪声项, i 为所接收的解调符号的时间指数 (index),  $f_0$  是基站 20 和移动台 100 之间的相对频偏,  $\theta$  可以是一个未知的常数相位。

将解调的接收符号 135 输入到差分积求和计算器 133。差分积求和计算器 133 可以对于任何两个满足  $\text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))$  的符号来计算下面的差分积:

$$\begin{aligned}
Rx(i+1) \cdot Rx^*(i) &= \{[h_1(i+1) + \text{sign}(p_2(i+1)) \cdot h_2(i+1)] \cdot A \cdot \sin c(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(i+\frac{1}{2})+\theta)} \\
&+ n(i+1)\} \cdot \{[h_1^*(i) + \text{sign}(p_2(i)) \cdot h_2^*(i)] \cdot A^* \cdot \sin c(f_0 T) \cdot e^{j(2\pi f_0 T(i-\frac{1}{2})+\theta)} + n^*(i)\} = \\
&|h_1(i) + \text{sign}(p_2(i)) \cdot h_2(i)|^2 \cdot |A|^2 \cdot \sin^2 c(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T)} + \tilde{n}(i)
\end{aligned}$$

公式 2

其中，由于相对于符号速率，信道的变化速率较慢，可以假定  $h(i)=h(i+1)$ 。

而且，如公式 3 所示，差分积求和计算器 133 累加上述差分积来求出至少两个解调符号的差分积之和。

$$\begin{aligned}
M_1 &= \sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} Rx(i+1) \cdot Rx^*(i) = |A|^2 \cdot \sin^2 c(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T)} \cdot \\
&\sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} |h_1(i) + \text{sign}(p_2(i)) \cdot h_2(i)|^2 + \sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} \tilde{n}(i)
\end{aligned}$$

公式 3

但是本发明的范围并不限于本实施例。在一个例子中，当使用 N 个传输天线时，对应所有传输天线，公式 3 中的指数 i 要满足  $P_k(i)=P_k(i+1)$ 。在另一例子中，求出在至少两个连续的时间指数(i,i+1)上接收到的符号对的差分积之和，其中至少一个导频信号模式的差分积之和包含完全等值的第一和第二发射的导频模式符号。

将差分积之和输入比较函数 134，比较函数 134 会在复数形式的差分积之和产生一个实数可比值 (comparable value)。但是本发明的范围并不限于本实施例，例如，比较函数 134 可以使用差分积之和的实部或差分积之和的绝对值。

比较器 132 将导频信号模式 50、60 的至少两个解调符号的差分

积之和的可比值，例如其绝对值  $\left| \sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} Rx(i+1) \cdot Rx^*(i) \right|$  与自适应阈值

进行比较。依赖于解调的接收符号的能量和的自适应阈值的例子可以

由  $\sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} |Rx(i)|^2 \cdot \text{Const}_1$  给出。但是，在本发明的另一实施例中，如果

需要的话，可以采用不同的能量估计值。

比较器 132 可以按照以下的公式 4 工作

$$|M_1| = \left| \sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} Rx(i+1) \cdot Rx^*(i) \right| > \sum_{\substack{i=1 \text{ 且满足} \\ \text{sign}(p_2(i))=\text{sign}(p_2(i+1))}}^{N-1} |Rx(i)|^2 \cdot Const_1 \quad \text{公式 4}$$

如果公式 4 的等号左边大于等号右边，则校验器 105 就会校验正在检测的假设为正确；反之，校验器 105 将校验正在检测的假设为错误。

此外，可以通过校验器 105 拒绝错误假设的能力和不拒绝正确假设的能力对其进行评估。拒绝错误假设的能力称为“伪告警概率”，其理想值为 0。不拒绝正确假设的能力称为“误检测概率”，其理想值为 0。

这里所描述的实施例中，应该理解的是，对于同步器 104 出来的错误候选信号，公式 4 等号两边都会由于噪声而出现随机变化。但是本发明的范围和应用不限于这些例子，对于伪告警概率小于 0.01 的情况，Const<sub>1</sub> 值要设置为大于 0.3。另外，零伪告警概率会引起较高的伪检测概率。因此，就要选择合适自适应阈值来均衡该两种概率。

现在参见图 5，示出了本发明的另一实施例。

实施例 500 可以是 WCDMA 蜂窝通信系统的移动台，但是本发明的范围不限于该方面。实施例 500 可以包括天线 501，天线 502，同步器 104，校验器 105，闪存 520，频率获取模块 530 和自动频率控制器 (AFC) 540。

频率获取模块 530 适于根据估值的频偏提供一个频率校正信号，该频偏是根据校验后的解调的接收符号的差分积之和来估值的，但是本发明的范围不限于本方面。频率获取模块 530 包括一个频偏估值器 531，一个频率校验计算器 532，比较器 533、比较器 534 和一个控制器 535。

在工作中，例如，天线 501 和 502 可以接收图 2 中所示的导频信号模式 50 和 60。如公式 4 所示，同步器 104 和校验器 105 通过将导

频信号模式 50、60 中至少一个的至少一个解调的接收符号的差分积之和的可比值与自适应阈值进行比较。相同或者类似的同步器和校验器工作的实例可以结合上面的图 3 和图 4 详细描述。校验器 105 在频率获取模块 530 重复频率获取的同时校验导频信号模式 50、60 中的符号同步。

闪存 520 用来存储控制器 535 和校验器 105 的执行程序以及用来计算的值和系数，但是本发明的范围不限于该方面。

频率获取模块 530 可以接收解调的接收符号之和与来自校验器 105 的解调的接收信号，但是本发明的范围不限于该方面。频偏估值器 531 可以根据来自校验器 105 的解调的接收符号的差分积之和来估值频偏，并根据频偏估值器 531 估值的频偏向控制器 535 发送一个校正信号 537。控制器 535 可以控制 538 自动频率控制器 (AFC) 540 来降低或者升高频率。另外控制器 535 可以根据一组规则来控制频率获取。

频率获取模块 530 采用 15000Hz 的采样频率，并且由此可支持高达  $\pm 7500\text{Hz}$  的频偏，但是本发明的范围不限于本实例。频率获取模块 530 可以有两种工作模式：瞬态模式和稳态模式。例如，在瞬态模式中，存在的假设是频偏较大（几千赫兹）；而在稳态模式中，存在的假设是频偏比较小（小于 1kHz）。在瞬态模式中，频偏估值器 531 执行公式 3 的不同度量 (metric)，并计算如下面公式 5 所示的估值频偏，但是本发明的范围不限于本方面：

$$\tilde{f}_1 = \frac{-1}{2\pi T} \text{tg}^{-1} \frac{\text{Im}\{M_1\}}{\text{Re}\{M_1\}} \quad \text{公式 5}$$

该值可以作为校正信号 537 发送到 AFC 540。

参见图 6，示出了根据本发明的一个实施例的工作于稳态模式的频偏估值器 531 的方框图。频偏估值器 531 包括一个分离器 610，一个低通滤波器 (LPF) 620，一个 LPF 630，一个  $M_2$  度量计算器 640 和一个频偏计算器 650。

分离器 610 将接收信号分为与来自第一和第二发射天线的两个

导频信号模式相关的两个接收序列，但是本发明的范围不限于本方面。该分离过程根据下列公式（公式 6 和公式 7）进行：

$$RxAnt1(i) = \{Rx(2i) + Rx(2i + 1)\} / 2 = \\ A \cdot \sin c(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(2i) + \theta)} \cdot [h_1(2i) \cdot \cos(\pi f_0 T) + \text{sign}(p_2(2i)) \cdot h_2(2i) \cdot j \cdot \sin(\pi f_0 T)] \\ + \frac{n(2i) + n(2i + 1)}{2}$$

公式 6

$$RxAnt2(i) = \{\text{sign}(p_2(2i)) \cdot Rx(2i) + \text{sign}(p_2(2i + 1)) \cdot Rx(2i + 1)\} / 2 = \\ A \cdot \sin c(f_0 T) \cdot e^{-j(2\pi f_0 T(2i) + \theta)} \cdot [h_2(2i) \cdot \cos(\pi f_0 T) + \text{sign}(p_2(2i)) \cdot h_1(2i) \cdot j \cdot \sin(\pi f_0 T)] \\ + \frac{\text{sign}(p_2(2i)) \cdot n(2i) + \text{sign}(p_2(2i + 1)) \cdot n(2i + 1)}{2}$$

公式 7

其中，i 是一帧内的符号指数，而  $f_0$  是残留频偏。

公式 6 和公式 7 中的指数 i 的选择要满足公式 8，

$$\text{sign}(p_2(2i)) = -\text{sign}(p_2(2i + 1)) \quad \text{公式 8}$$

如果  $|\sin(\pi f_0 T)| \ll 1$ ，就可以实现分离，但是本发明的范围不限于该方面。

分离后的两个信号 612、614 通过 LPF 620 和 630 以减小噪声功率。例如，低通滤波器可以是无限脉冲响应（IIR）滤波器或者有限脉冲响应（FIR）滤波器。经过滤波器 620 和 630 后的输出信号 LpfOutput1 622 和 LpfOutput1 624 分别输入  $M_2$  度量计算器 640。

$M_2$  度量计算器 640 根据下面的公式 9 进行计算。

$$M_2 = \sum_{i=1}^N \text{LpfOutput1}(i+1) \cdot \text{LpfOutput1}^*(i) + \sum_{i=1}^N \text{LpfOut2}(i+1) \cdot \text{LpfOutput2}^*(i)$$

公式 9

根据公式 9，频偏计算器 650 如下面公式 10 所示计算其输出：

$$\tilde{f}_2 = \frac{-1}{4\pi T} \text{tg}^{-1} \frac{\text{Im}\{M_2\}}{\text{Re}\{M_2\}} \quad \text{公式 10}$$

转到图 5，控制器 535 可以接收频偏估值器 531 的输出。此外，控制器 535 将频偏估计器 531 的输出信号乘以一个因子  $\alpha$ ，并且把相

乘的结果发送到 AFC 540。因子  $\alpha$  根据最终频偏变化来调整收敛速度。上述参数值的所选值为：N=50 个符号， $\alpha=0.5$ ，但是本发明不限于本实例。

此外，比较器 534 从频偏估值器 531 接收来自度量  $M_1$  的解调的接收符号差分积之和的实部，并经过一次或多次重复频率获取后，将该差分积之和的实部和一个校验阈值进行比较。一直重复此种过程，直到超出该校验阈值。

转到图 7，示出了根据本发明的一个实施例的频率获取的方法。控制器 535 使用该方法，但是本发明不限于该方面。控制器 535 可以根据下述方法来控制频率获取过程。该方法首先将频率获取的重复次数初始化为零，方框 700。下一步计算频率校正值（分别利用瞬态模式和稳态模式的  $\tilde{f}_1$  或者  $\tilde{f}_2$ ），方框 710。控制器 535 经由控制线 538 将频率校正值送给 AFC 540，方框 720。频率校验计算器 532 计算频率校验度量，方框 730。在下面的公式 12 中给出此种度量的一个实例。频率校验度量可以是解调的接收符号实部的滑动（sliding）和。例如，比较器 534 通过将度量  $M_3$  的滑动和与频率校验阈值比较来进行频率校验，方框 740。这个过程由下面的公式 11 描述：

$$M_3(k) = \frac{\text{Real}\{M_1(k)\}}{\sum_{\substack{i=kN+1 \text{ 满足} \\ \text{sign}(p(i))=\text{sign}(p(i+1))}}^{kN+N-1} |Rx(i)|^2} = \frac{\sum_{i=kN+1 \text{ 满足} \\ \text{sign}(p(i))=\text{sign}(p(i+1))}^{kN+N-1} \text{Real}\{Rx(i+1) \cdot Rx^*(i)\}}{\sum_{\substack{i=kN+1 \text{ 满足} \\ \text{sign}(p(i))=\text{sign}(p(i+1))}}^{kN+N-1} |Rx(i)|^2} \quad k=0, \quad \text{公式 11}$$

1, 2, ...

注意，差分度量  $M_1$  的实部可以用作与公式 4 中所采用的绝对值相对应的值。

频率校验度量可以描述为公式 12：

$$\text{FrequencyVerifier}(t) = \sum_{k=t-N_{RA}}^t M_3(k) > \text{FrequencyVerifierThreshold} \quad \text{公式 12}$$

所选参数值为  $N_{RA}=3$ （上面最后四个值求和）和  $\text{FrequencyVerifierThreshold} = 1.0$ ，但是本发明不限于该方面。如果符

合公式 12 的标准，就在控制器 535 宣布成功（方框 760）之前测试第二标准（方框 750）。第二标准是所述频偏要小于收敛阈值。比较器 533 将估值的频率阈值的绝对值和收敛阈值进行比较。而且，控制器 535 要重复频率获取，直到所述频偏小于所述收敛阈值。但是，如果不满足上述标准，就要检测第三标准，方框 770。控制器 535 要检测估值的频率误差是否变得大于频率发散阈值，并且如果满足该标准就提供一个失败信号（方框 795）。如果不满足上述标准，如方框 780 所示，控制器 535 就会通过逐一增加计数来计算重复频率获取的次数。控制器 535 在声明失败之前可以允许频率获取尝试的重复次数为  $N_{MAX}$ ，方框 790。如果控制器 535 在一个预先确定的重复次数中成功完成频率获取，就会提供一个成功信号（方框 760）；反之，如果没有在一个预先确定的重复次数中成功完成频率获取，就会提供一个失败信号（方框 795）。

为了简单起见，上面给出的描述是基于基站（例如基站 20）具有两个天线和移动台（例如移动台 110）具有一个天线的情况。但是，本发明适用于基站和移动台具有任何数量天线。

在此已经说明和描述了本发明的一些特征，对于本领域的技术人员来说，可以进行许多修改、替换、改变和其对等物。因此，应该理解的是所附的权利要求书覆盖了在本发明的实际精神中的所有此种修改和改变。

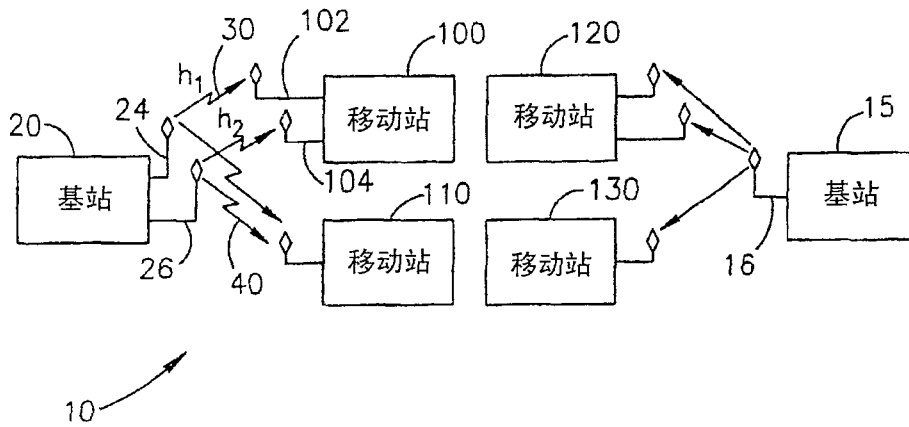


图1

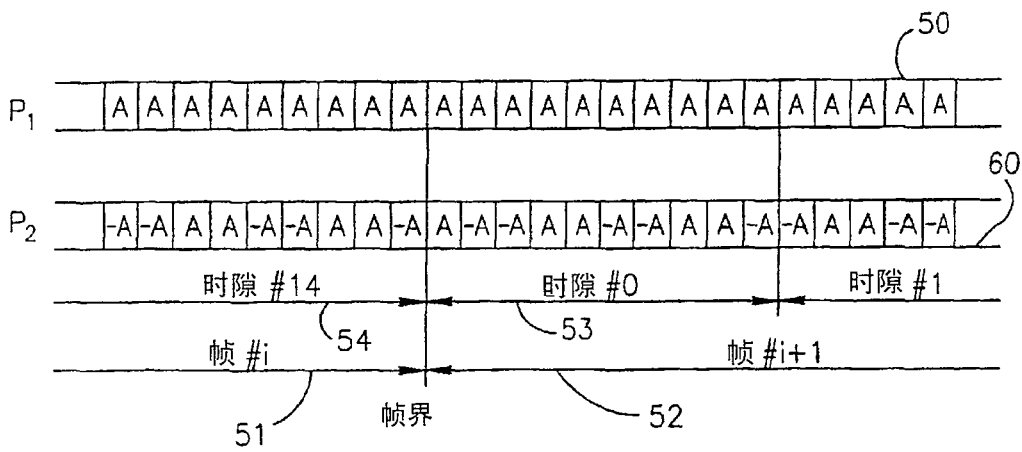


图2

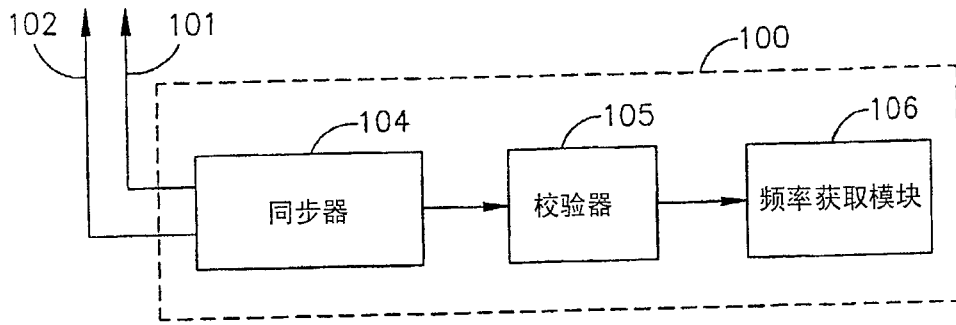


图3

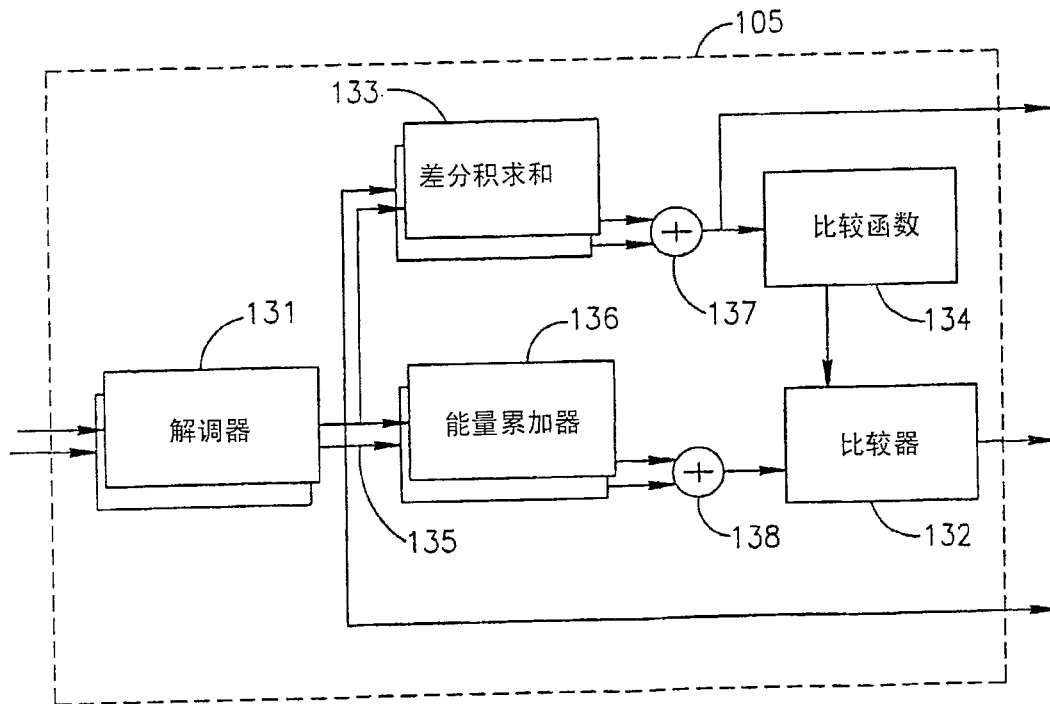


图4

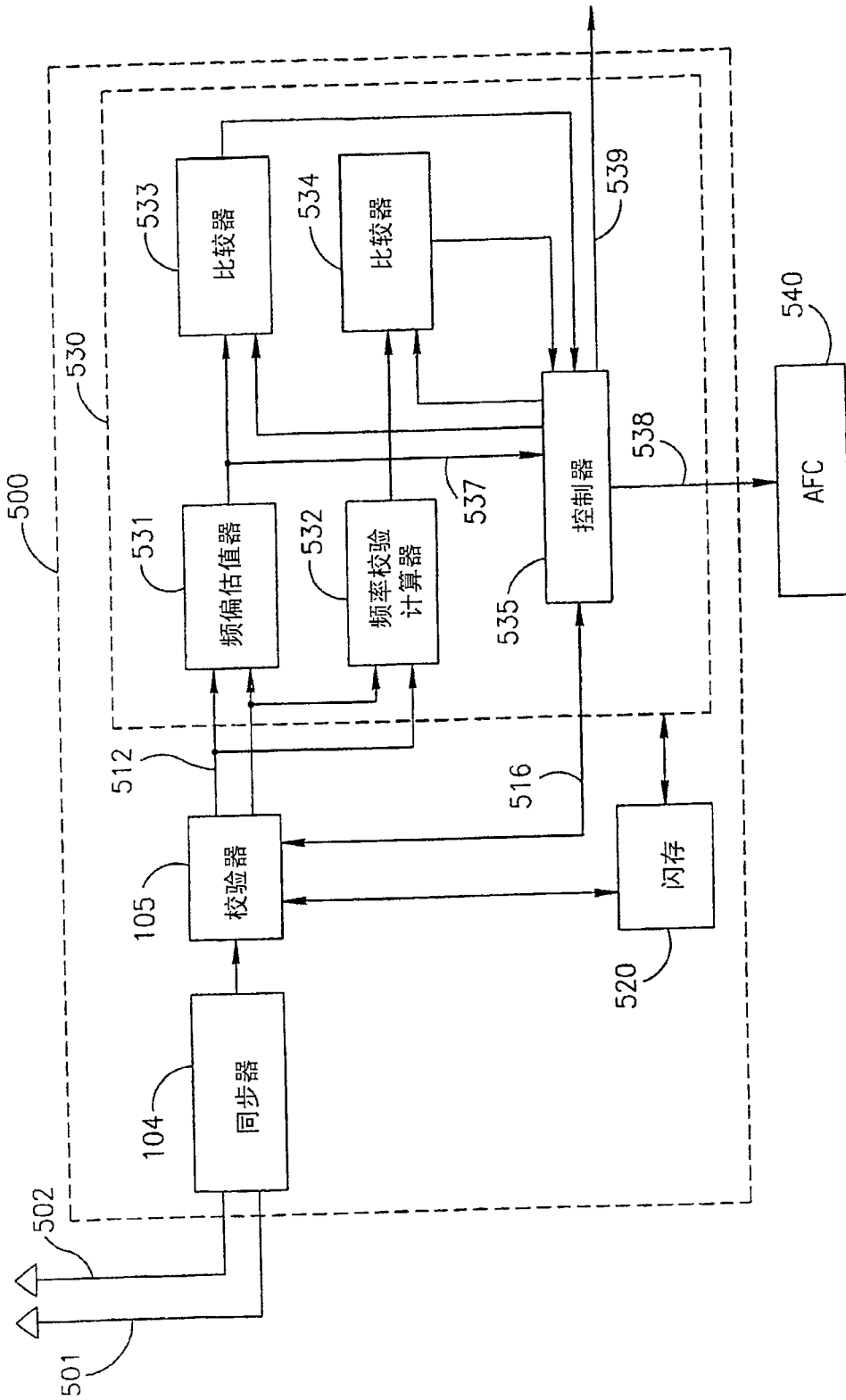


图5

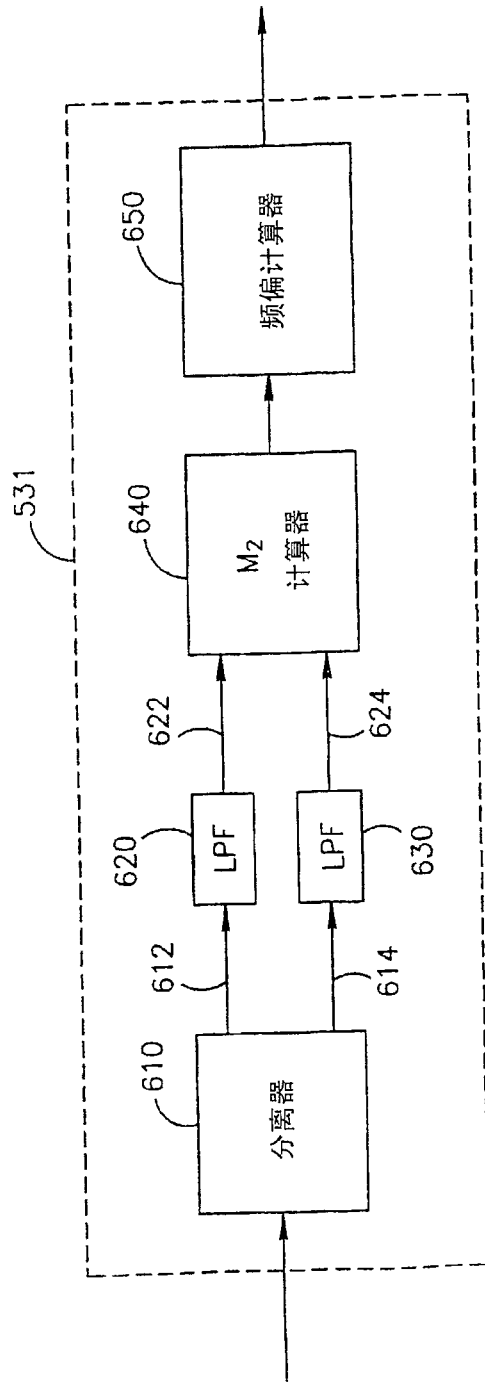


图6

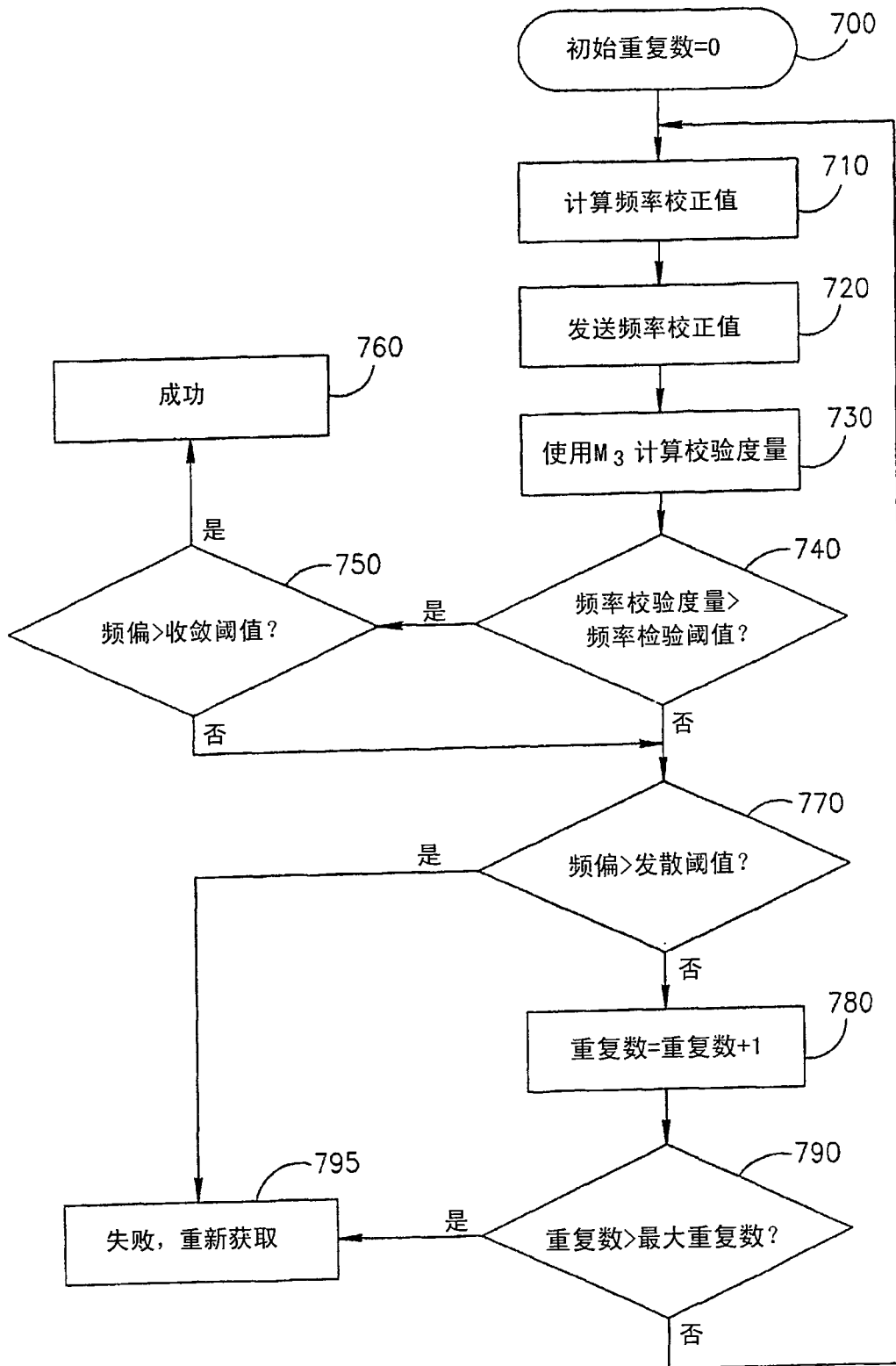


图7