



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02801929.6

[45] 授权公告日 2005 年 9 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1220335C

[22] 申请日 2002.3.27 [21] 申请号 02801929.6

[30] 优先权

[32] 2001.5.30 [33] JP [31] 163318/2001

[86] 国际申请 PCT/JP2002/003007 2002.3.27

[87] 国际公布 WO2002/099988 日 2002.12.12

[85] 进入国家阶段日期 2003.1.29

[71] 专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 坂石卓哉

审查员 杨艳丽

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

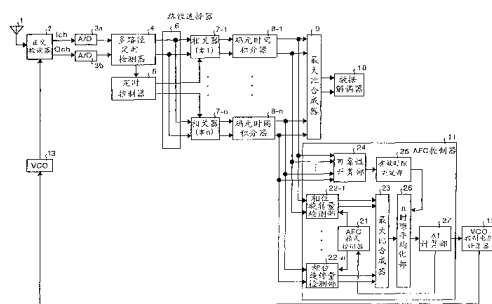
代理人 刘宗杰 叶恺东

权利要求书 4 页 说明书 14 页 附图 10 页

[54] 发明名称 自动频率控制装置和自动频率控制方法

[57] 摘要

AFC 模式控制器按照预先计算的频率偏差来切换工作模式，相位旋转量检测部和最大比合成器按照指定的工作模式检测每单位时间的相位旋转量，可靠度计算部和有效时隙判定部判定接收时隙内的数据的有效/无效，n 时隙平均化部将仅对应于有效接收时隙的每单位时间的相位旋转量在 n 时隙时间中进行平均， Δf 计算部根据平均后的相位旋转量计算频率偏差，VCO 控制电压计算器仅在算出的频率偏差的可靠度超过一定基准时进行 VCO 控制。



1. 一种自动频率控制装置，根据多个相关器的输出求出频率偏差，其特征在于，该自动频率控制装置包括：

5 工作模式控制单元，根据预先计算的频率偏差，指定工作模式，并切换用于计算相位旋转量的单位时间；

相位旋转量检测单元，按照所述工作模式，对在发送机和接收机之间发送已知数据的信道，使用作为所述多个相关器的输出而取得的码元相关值，检测每单位时间的相位旋转量；

10 可靠度计算单元，计算所述每单位时间的相位旋转量的可靠度；数据判定单元，使用所述多个码元相关值来判定接收时隙中的接收数据的有效或无效；

时隙平均化单元，将判定为有效的接收时隙所对应的每单位时间的相位旋转量在规定时隙时间内进行平均；

15 频率偏差计算单元，根据平均化后的相位旋转量计算频率偏差；以及

VCO 控制单元，进行算出的频率偏差的可靠度判定，在可靠度超过一定的基准时进行 VCO 控制。

2. 如权利要求 1 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

20 所述工作模式控制单元可选择以下模式作为所述工作模式：第 1 工作模式，根据每一码元时间的相位旋转量来进行频率偏差的检测；以及第 2 工作模式，根据每一时隙时间的相位旋转量进行频率偏差的检测。

3. 如权利要求 2 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

25 还包括接收正误判定单元，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控制的频率牵引失败，并对所述 VCO 控制单元指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，然后，对所述工作模式控制单元指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

4. 如权利要求 2 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

30 所述工作模式控制单元在以所述第 1 工作模式继续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 1 规定次数内连续在阈值以下时，转移到可更高精度地检测频率偏差的所述第 2 工作模式，

在以所述第 2 工作模式继续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 2 规定次数内连续超过阈值时，转移到可检测频率偏差范围更宽的所述第 1 工作模式。

5. 如权利要求 4 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

5 还包括接收正误判定单元，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控制的频率牵引失败，并对所述 VCO 控制单元指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，然后，对所述工作模式控制单元指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

10 6. 如权利要求 2 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

所述工作模式控制单元在以所述第 1 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 1 规定次数内连续在阈值以下时，转移到可更高精度地检测频率偏差的所述第 2 工作模式，

15 在以所述第 2 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 2 规定次数内连续超过阈值时，转移到可检测频率偏差范围更宽的所述第 1 工作模式，

在以所述第 2 工作模式连续工作期间中，在指定的频率偏差检测次数中以 1 次的比例定期地转移到第 3 工作模式，在检测出的频率偏差的绝对值为阈值以下时返回到所述第 2 工作模式，检测出的频率偏差的绝对值在第 3 规定次数内连续超过阈值时，转移到所述第 1 工作模式。

7. 如权利要求 6 所述的自动频率控制装置，其特征在于，

25 还包括接收正误判定单元，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控制的频率牵引失败，并对所述 VCO 控制单元指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，然后，对所述工作模式控制单元指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

8. 一种自动频率控制方法，其特征在于，包括：

30 工作模式控制步骤，按照预先计算的频率偏差，指定工作模式，并切换用于计算相位旋转量的单位时间；

相位旋转量检测步骤，按照所述工作模式，使用作为对应于在发送机和接收机之间发送已知数据的信道的所述多个相关器的输出取得

的码元相关值，检测每单位时间的相位旋转量；

可靠度计算步骤，计算所述每单位时间的相位旋转量的可靠度；

数据判定步骤，使用所述多个码元相关值来判定接收时隙中的接收数据的有效或无效；

5 时隙平均化步骤，将判定为有效的接收时隙所对应的每单位时间的相位旋转量在规定时隙时间内进行平均；

频率偏差计算步骤，根据平均化后的相位旋转量计算频率偏差；
以及

10 VCO 控制步骤，进行算出的频率偏差的可靠度判定，在可靠度超过一定的基准时进行 VCO 控制。

9. 如权利要求 8 所述的自动频率控制方法，其特征在于，

15 在所述工作模式控制步骤时，可选择以下模式作为所述工作模式：第 1 工作模式，根据每一码元时间的相位旋转量进行频率偏差的检测；以及第 2 工作模式，根据每一时隙时间的相位旋转量进行频率偏差的检测。

10. 如权利要求 9 所述的自动频率控制方法，其特征在于，

20 还包括接收正误判定步骤，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控制的频率牵引失败，并指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，然后，指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

11. 如权利要求 9 所述的自动频率控制方法，其特征在于，

25 在所述工作模式控制步骤中，在以所述第 1 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 1 规定次数内连续在阈值以下时，转移到可更高精度地检测频率偏差的所述第 2 工作模式，

在以所述第 2 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 2 规定次数内连续超过阈值时，转移到可检测频率偏差范围更宽的所述第 1 工作模式。

30 12. 如权利要求 11 所述的自动频率控制方法，其特征在于，

还包括接收正误判定步骤，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控

制的频率牵引失败，并指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，然后，指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

13. 如权利要求 9 所述的自动频率控制方法，其特征在于，
5 所述工作模式控制步骤在以所述第 1 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 1 规定次数内连续在阈值以下时，转移到可更高精度地检测频率偏差的所述第 2 工作模式，

在以所述第 2 工作模式连续工作期间中，检测出的频率偏差的绝对值在预先规定的第 2 规定次数内连续超过阈值时，转移到可检测频率偏差范围更宽的所述第 1 工作模式，
10

在以所述第 2 工作模式连续工作期间中，在指定的频率偏差检测次数中以 1 次的比例定期地转移到第 3 工作模式，在检测出的频率偏差的绝对值为阈值以下时返回到所述第 2 工作模式，检测出的频率偏差的绝对值在第 3 规定次数内连续超过阈值时，转移到所述第 1 工作模式。
15

14. 如权利要求 13 所述的自动频率控制方法，其特征在于，
还包括接收正误判定步骤，进行解调后的接收数据的正误判定，在所述正误判定结果不满足规定的基准时，判断为依赖于自动频率控制的频率牵引失败，并指示进行不依赖检测出的频率偏差的 VCO 控制，
20 然后，指示重新进行基于所述第 1 工作模式的依赖于自动频率控制的频率牵引。

自动频率控制装置和自动频率控制方法

技术领域

5 本发明涉及汽车电话、移动电话等使用 W-CDMA 通信技术的自动频率控制装置，特别涉及根据接收信号进行自动频率控制的自动频率控制装置、以及自动频率控制方法。

背景技术

10 以下，说明现有的自动频率控制装置。图 10 是表示在（日本）特开 2000-78216 号公报中披露的数字无线接收装置（以往的自动频率控制装置）的结构图。在图 10 中，31-1~31-n 是天线（31），32-1~32-n 是正交检波器（32），33-1a~33-na、33-1b~33-nb 是 A/D 变换器（33），34-1~34-n 是多路径定时检测器（34），35 是定时控制器，36 是分支/路径选择器，37-1~37-n 是相关器（37），38-1~38-n 是码元时间积分器（38），39 是最大比合成器，40 是数据解调器，41 是控制器，15 42 是 AFC 控制器，43 是 VCO 控制电压计算器，44 是 VCO，51-1~51-n 是可变时间积分部（51），52-1~52-n 是相位旋转量检测部（52），53-1~53-n 是 Δf 计算部（53），54-1~54-n 是有效数据选择器（54），55-1~55-n 是 Δf 阈值判定部（55），56 是积分部，57 是 Δf 计算部。

20 这里，说明上述以往的数字无线接收装置的工作。天线 31 接收的接收信号由正交检波器 32 检波，变频为基带信号。正交检波器 32 的输出由分别对应于 Ich 和 Qch 的 A/D 变换器 33 变换为数字信号。

多路径定时检测器 34 检测接收信号中的各路径的定时，定时控制器 35 控制按照各接收路径定时分配的相关器 37 的解扩定时。分支/路径选择器 36 将接收信号分配给相关器 37，各相关器 37 根据各接收路径定时求出各个 Ich、Qch 和发送时使用的扩频码的相关。接收了得到的相关值的码元时间积分器 38 进行码元时间的积分处理，最大比合成器 39 对积分处理后的各接收路径进行最大比合成，而数据解调器 40 对合成后的信号进行解调。

30 此外，接收了由相关器 37 获得的导频码元部分的相关值的可变时间积分部 51 例如进行 1/2、1、2 或 4 码元时间的积分处理。接收了积分值的相位旋转量检测部 52 进行时间上相邻的积分值之间的复数乘

法，例如求出每 1/2、1、2 码元或 1 时隙时间的导频码元的相位旋转量。

接收了每 1/2、1、2 码元或 1 时隙时间的导频码元的相位旋转量的 Δf 计算部 53 将该相位旋转量换算成频率偏差 Δf ， Δf 阈值判定部 55 将 VCO 的绝对精度以上偏差的频率偏差 Δf 判定为可靠度低的无效数据。

有效数据选择器 (54) 根据相位旋转量检测部 52 获得的相位旋转量，舍去由 Δf 阈值判定部 55 判定为无效的数据，仅输出剩余的有效数据。积分部 56 对接收的有效数据积分几帧时间。接收了相位旋转量积分值的 Δf 计算部 57 将该相位旋转量积分值换算成频率偏差 Δf ，获得最终的频率偏差 Δf 。接收了频率偏差 Δf 的 VCO 控制电压计算器 43 将该 Δf 换算成 VCO 控制电压，通过对 VCO 的控制电压进行控制，实现 AFC 动作。

但是，在上述以往的自动频率控制装置中，假设在可变速率的接收信道中部分地埋入导频码元的信道格式，使用解调中的信道的一部分导频码元来检测频率偏差 Δf ，所以存在不能获得高精度的频率偏差 Δf 的问题。

另一方面，在 3GPP TS25.211 V3.5.0 规定的 W-CDMA 通信系统的下行 (基站→移动台) 线路中，CPICH (Common Pilot Channel; 公共导频信道) 为固定发送速率并且估计发送功率比较高。CPICH 是经常在发送机→接收机间发送已知数据的码元 (导频码元) 的信道，例如，通过使用 CPICH，可进行精度更高的频率偏差 Δf 的检测。因此，以下列举在 Δf 检测中使用 CPICH 时的例子进行说明，而与 CPICH 同样，如果是发送已知的数据码元的信道 (例如，SCH (Synchronisation Channel))，则使用任何信道都可进行同样的 Δf 检测。此外，例如，对于代码长度为 256、并且所有码片为同相位的 CPICH 的扩频上使用的 Channelization-Code 来说，PCCPCH (Primary Common Control Physical Channel) 的扩频上使用的 Channelization-Code 的代码长度为 256，并且在前半 128 码片和后半 128 码片中相位反转 180°。但是，在频率偏差 Δf 大的状况下，失去多路复用信道间的正交性，特别是在如 CPICH 和 PCCPCH 那样在扩频上使用性质比较接近的代码的信道间，不使用目标信道和其他信道的干扰分量的识别，所以在 Δf 检测

中仅使用 CPICH 时存在可能对 Δf 进行误检测的问题。

因此，本发明的目的在于提供一种自动频率控制装置和自动频率控制方法，即使在扩频上使用如 CPICH 和 PCCPCH 那样比较性质接近的代码的信道间，也可以实现高精度的 AFC 牵引。

5 发明的公开

作为本发明的自动频率控制装置，其特征在于，包括：工作模式控制单元，根据预先计算的频率偏差，切换用于计算相位旋转量的单位时间（工作模式）；相位旋转量检测单元，按照指定的工作模式，使用作为所述相关器输出取得的、在发送机和接收机之间发送已知数据
10 的信道的码元相关值，检测每单位时间的相位旋转量；数据判定单元，使用所述多个码元相关值来判定接收时隙中的接收数据的有效/无效；时隙平均化单元，将判定为有效的接收时隙所对应的每单位时间的相位旋转量在规定时隙时间内进行平均；频率偏差/可靠度计算单元，根据平均化后的相位旋转量计算频率偏差，并且根据所述有效数
15 求出频率偏差的可靠度；以及 VCO 控制单元，进行算出的频率偏差的可靠度判定，在可靠度超过一定的基准时进行 VCO 控制。

作为本发明的自动频率控制方法，其特征在于，包括：工作模式控制步骤，按照预先计算的频率偏差，切换用于计算相位旋转量的单位时间（工作模式）；相位旋转量检测步骤，按照指定的工作模式，使用作为所述相关器输出取得的、在发送机和接收机之间发送已知数据的信道的码元相关值，检测每单位时间的相位旋转量；数据判定步骤，使用所述多个码元相关值来判定接收时隙中的接收数据的有效/无效；时隙平均化步骤，将判定为有效的接收时隙所对应的每单位时间的相位旋转量在规定时隙时间内进行平均；频率偏差/可靠度计算步骤，根据平均化后的相位旋转量计算频率偏差，并且根据所述有效数来求出频率偏差的可靠度；以及 VCO 控制步骤，进行算出的频率偏差的可靠度判定，在可靠度超过一定的基准时进行 VCO 控制。

附图说明

- 图 1 是表示本发明的自动频率控制装置的实施例 1 和 2 的结构图；
图 2 是表示实施例 1 和 2 的 AFC 控制动作的流程图；
图 3 是表示实施例 1 的 AFC 动作模式的转换图；
5 图 4 是表示平均 1 码元时间的相位旋转量的计算方法的图；
图 5 是表示 W-CDMA 通信系统中的 STTD 模式运行时的 CPICH 调制图案的图；
图 6 是表示平均 1 时隙时间的相位旋转量的计算方法的图；
图 7 是表示实施例 2 的 AFC 动作模式的转换图；
10 图 8 是表示本发明的自动频率控制装置的实施例 3 的结构图；
图 9 是表示实施例 3 的 AFC 控制动作的流程图；
图 10 是表示现有的数字无线接收装置的结构图。
- 具体实施方式

以下，根据附图详细说明本发明的自动频率控制装置和自动频率控制方法的实施例。再有，本发明不限于这些实施例。

实施例 1

图 1 是表示本发明的自动频率控制装置的实施例 1 的结构图。在图 1 中，1 是天线，2 是正交检波器，3a、3b 是 A/D 变换器 (A/D)，4 是多路径定时检测器，5 是定时控制器，6 是路径选择器，7-1~7-n 是相关器，8-1~8-n 是码元时间积分器，9 是最大比合成器，10 是数据解调器，11 是 AFC 控制器，12 是 VCO 控制电压计算器，13 是 VCO。

此外，在上述 AFC 控制器 11 中，21 是 AFC 模式控制器，22-1~22-n 是相位旋转量检测部，23 是最大比合成器，24 是可靠度计算部，25 是有效时隙判定部，26 是 n 时隙平均化部，27 是 Δf 计算部。

这里，说明上述实施例 1 的自动频率控制装置的工作。天线 1 捕捉从发送台发送的无线信号。正交检波器 2 对接收信号使用来自 VCO13 的接收本地频率进行准同步检波，将频率变换为基带信号。A/D3 分别按 I_{ch}、Q_{ch} 将检波信号从模拟信号变换为数字信号。

多路径定时检测器 4 根据已数字化的接收信号来检测多路径定时。定时控制器 5 根据多路径定时检测器 4 的检测结果，对相关器 7 送出定时信号。路径选择器 6 对分配给各接收路径和每个接收信道的相关器 7-1~7-n 分配接收信号。

相关器 7-1~7-n 分别求出发送时使用的扩频码和上述分配的接收信号的相关。码元时间积分器 8-1~8-n 根据各自接收信道的发送速率，对码元时间的相关输出进行积分。最大比合成器 9 进行所有码元时间积分值的最大比合成。数据解调器 10 使用合成结果对接收信号进行解调。

另一方面，AFC 控制器 11 从共有用于数据解调和用于自动频率控制的码元时间积分器 8-1~8-n 输出的所有码元时间积分值中求出频率偏差 Δf 。VCO 控制电压计算器 12 根据上述频率偏差 Δf 来计算 VCO13 的控制电压。VCO13 按照上述控制电压，来改变对正交检波器 2 供给的接收本地频率。

下面，说明上述 AFC 控制器 11 的内部动作。AFC 模式控制器 21 按照由后述的 Δf 计算部 27 算出的频率偏差 Δf ，选择码元差分模式和时隙差分模式的其中一个模式，对相位旋转量检测部 22 进行动作模式

的指定。相位旋转量检测部 22-1~22-n 按照指定的动作模式，根据各码元时间积分值，检测每单位时间的码元的相位旋转量。最大比合成器 23 将检测出的所有每单位时间的码元的相位旋转量进行合成。

可靠度计算部 24 根据上述码元积分时间值来计算接收时隙的时隙积分平方值。有效时隙判定部 25 根据上述时隙积分平方值来进行该时隙中的接收数据的有效/无效判定。 n 时隙平均化部 26 在每一个接收时隙中根据有效时隙判定部 25 的判定结果来选择上述相位旋转量的合成结果，仅对 n 时隙时间中的有效数据进行平均。此外，对从每一个接收时隙获得的相位旋转量中用于平均化的有效数据的个数进行计数，将该计数结果作为可靠度。

Δf 计算部 27 根据上述 n 时隙平均化结果和接收信道的发送速率来计算频率偏差 Δf ，向 VCO 控制电压计算器 12 输出该频率偏差 Δf 。再有，VCO 控制电压计算器 12 根据该频率偏差 Δf 来计算 VC013 的控制电压，但这里进行可靠度的阈值判定，在可靠度不在规定以上时不进行 VC013 的控制。

图 2 是表示本实施例的 AFC 控制动作的流程图。首先，AFC 模式控制器 21 按照当前的频率偏差 Δf ，从基于每 1 码元时间的相位旋转量进行 Δf 检测的码元差分模式和基于每 1 时隙的相位旋转量进行 Δf 检测的时隙差分模式中确定某一个 AFC 动作模式（步骤 S1）。

图 3 是表示基于阈值判定的 AFC 动作模式的转换图。具体地说，在频率偏差 Δf 的绝对值可能比预先规定的规定阈值大的某个 AFC 动作开始时，选择 Δf 可检测范围比较宽的码元差分模式。之后，继续执行码元差分模式，比如在上次的 Δf 检测值的绝对值连续 i 次为阈值以下时，转移到可更高精度地检测频率偏差 Δf 的时隙差分模式。这里，继续地执行时隙差分模式，比如在上次的 Δf 检测值的绝对值连续 j 次超过阈值时，再次转移到码元差分模式。再有，将上述模式判定的阈值设定为即使是码元差分模式也可以检测正常的频率偏差 Δf 的 Δf 可检测范围内的值。

在通过上述步骤 S1 的处理而选择了码元差分模式时，AFC 控制器 11 进行 n 时隙周期的循环处理（步骤 S3a~步骤 S8a 的处理）、以及 1 个时隙周期的循环处理（步骤 S4a~步骤 S6a 的处理）。

各相位旋转量检测部计算每 1 码元时间的相位旋转量（步骤

S4a)。图4是表示每1码元时间的相位旋转量的计算方法的图。这里，求对时间上相邻的码元的一个相关值的复数共轭，将该复数共轭与另一个相关值相乘。然后，比如在时隙中的码元由第1~第10码元构成时，将第2码元和第3码元、第4码元和第5码元、第6码元和第7
5 码元、第8码元和第9码元的各复数乘法结果相加。该处理以相关器为单位来进行。这里，在基于频率偏差 Δf 的每1码元时间的相位旋转量不超过 $\pm 180^\circ$ 的范围时，可以获得正常的相位旋转量。

再有，图5是表示W-CDMA通信系统中的STTD(Space time block coding based transmit antenna diversity)模式运行时的CPICH
10 (Common Pilot Channel)的调制图案的图。在本实施例中，在STTD模式运行时，即使在由一个发送天线发送的CPICH的调制图案在每两个码元中相位反转 180° 时，也与非STTD模式运行时同样，可以获得每1码元时间的相位旋转量。

接着，最大比合成器23对上述步骤S4a的处理中每个相关器获得的每1码元时间的相位旋转量进行最大比合成(步骤S5a)。将其作为
15 该时隙的每1码元时间的相位旋转量。

接着，可靠度计算部24计算在接收时隙中检测的相位旋转量的有效性。这里，运算该时隙的各接收码元的相关值的平方，然后将该运算结果全部相加，获得时隙积分平方值(步骤S6a)。

接着，n时隙平均化部26将每个时隙获得的每1码元时间的相位
20 旋转量进行n时隙时间的平均化，以便通过衰落变动等从瞬时偏差相位旋转量中获得更稳定的相位旋转量(步骤S8a)。此外，有效时隙判定部25进行上述步骤S6a中算出的接收信号的时隙积分平方值的阈值判定，在上述n时隙平均化时，仅用超过阈值的时隙相位旋转量进行
25 平均化。即，通过使相关值低的时隙的接收数据无效，获得精度更高的相位旋转量。这里，将用于平均化的相位旋转量的个数作为n时隙平均化结果的可靠度来进行计数。

接着，在上述循环处理结束后， Δf 计算部27根据得到的每1码元
30 时间的相位旋转量和接收信道的发送速率，计算频率偏差 Δf (步骤S10a)。通过以上的一连串动作，完成码元差分模式的 Δf 检测处理。

另一方面，在通过步骤S1的处理选择了时隙差分模式时，AFC控制
器11进行n时隙周期的循环处理(步骤S3b~步骤S8b)、以及1时

隙周期的循环处理（步骤 S4b~步骤 S6b）。再有，1 时隙相当于 CPICH 的-10 码元。

各相位旋转量检测部计算每 1 时隙时间的相位旋转量（步骤 S4b）。图 6 是表示每 1 时隙时间的相位旋转量的计算方法的图。这里，
5 求对时间上相邻时隙的一个相关值的复数共轭，将该复数共轭与另一时隙的相关值进行复数乘法。例如，在各时隙中的码元由第 1~第 10 码元构成时，进行将当前时隙的第 2 码元、第 3 码元、第 6 码元和第 7 码元的相关值的加法结果与上一个时隙的第 4 码元、第 5 码元、第 8 码元和第 9 码元的相关值的加法结果的复数共轭的复数乘法。同样，
10 进行将当前时隙的第 4 码元、第 5 码元、第 8 码元和第 9 码元的相关值的加法结果与上一个时隙的第 2 码元、第 3 码元、第 6 码元和第 7 码元的相关值的加法结果的复数共轭的复数乘法。然后，将各复数乘法结果进行相加。该处理以相关器为单位来进行。这里，在基于频率偏差 Δf 的每 1 时隙时间的相位旋转量不超过 $\pm 180^\circ$ 范围时，可以获得正
15 常的相位旋转量。

再有，在 STTD 模式运行时，即使在由一个发送天线发送的 CPICH 的调制图案在每两个码元中相位反转 180° 时，也与非 STTD 模式运行时同样，可以获得每 1 码元时间的相位旋转量（参照图 6）。

接着，最大比合成器 23 对上述步骤 S4b 的处理中每个相关器获得的每 1 码元时间的相位旋转量进行最大比合成（步骤 S5b）。将其作为
20 该时隙的每 1 码元时间的相位旋转量。

接着，可靠度计算部 24 计算在接收时隙中检测的相位旋转量的有效性。这里，运算该时隙的各接收码元的相关值的平方，然后将该运算结果全部相加，获得时隙积分平方值（步骤 S6b）。

接着，n 时隙平均化部 26 将每个时隙获得的每 1 码元时间的相位旋转量进行 n 时隙时间的平均化，以便通过衰落变动等从瞬时偏差相位旋转量中获得更稳定的相位旋转量（步骤 S8b）。此外，有效时隙判定部 25 进行上述步骤 S6b 中算出的接收信号的时隙积分平方值的阈值判定，在上述 n 时隙平均化时，仅用超过阈值的时隙相位旋转量进行
25 平均化。即，通过使相关值低的时隙的接收数据无效，获得精度更高的相位旋转量。这里，将用于平均化的相位旋转量的个数作为 n 时隙平均化结果的可靠度来进行计数。
30

接着,在上述循环处理结束后, Δf 计算部 27 根据得到的每 1 码元时间的相位旋转量和接收信道的发送速率,计算频率偏差 Δf (步骤 S10b)。通过以上的一连串动作,完成时隙差分模式的 Δf 检测处理。

接着,VCO 控制电压计算器 12 根据通过上述步骤 S10a 或步骤 S10b 5 的处理求出的频率偏差 Δf ,计算 $\Delta f=0$ 的 VCO 控制电压(步骤 S11)。然后,使用该 VCO 控制电压进行 VCO 控制(步骤 S12)。其中,VCO 控制电压计算器 12 进行由步骤 S6a 或步骤 S6b 算出的可靠度的阈值判定,在可靠度不在一定以上时,看作 Δf 检测值的可靠度低,不进行 VCO 控制。在本实施例中,如上所述,根据每 n 时隙中得到的频率偏差 Δf 10 来实施 AFC。

最后,AFC 控制器 11 在结束接收时结束上述 AFC 动作,在继续进行接收时,再次重复进行步骤 S1~步骤 S12 的 AFC 动作(步骤 S13)。

于是,在本实施例中,根据可靠度判定,仅选择接收码元相关高的时隙的接收信号来进行 Δf 检测,所以对衰落变动等的抵抗性强,可以 15 获得更稳定的 Δf 检测值。

此外,在本实施例中,按照预先计算的频率偏差 Δf 和工作模式,将 Δf 可检测范围宽的码元差分模式和 Δf 检测精度更高的时隙差分模式进行切换来进行以后的 Δf 检测,所以在搭载了绝对精度低的 VCO 的接收装置中,也可以最终实现高精度的 AFC 牵引。而且,在选择码元 20 差分模式和时隙差分模式时,在 Δf 检测值连续 i 次或 j 次超过阈值时,通过进行切换工作模式的前方保护处理,可以抑制发生 Δf 误检测造成的模式的误转换。

实施例 2

在上述实施例 1 中,根据 Δf 检测值的阈值判定来进行 AFC 工作模 25 式的切换,但有可能因衰落变动等影响产生的 Δf 检测误差而错误切换 AFC 工作模式。因此,在实施例 2 中,作为发生了 AFC 工作模式的误转换时的处理,追加用于返回到正常模式的判定处理。再有,本实施例的结构与上述实施例 1 相同,所以附以相同的标号并省略其说明。

这里,说明实施例 2 的自动频率控制装置的工作。图 7 是表示基 30 于阈值判定的 AFC 工作模式的转换图。在实施例 2 中,与上述实施例 1 同样,在频率偏差 Δf 的绝对值有可能比预先规定的规定阈值大的某个 AFC 工作开始时,选择码元差分模式。之后,继续执行码元差分模式,

例如，在上一次的 Δf 检测值的绝对值连续*i*次在阈值以下时，转移到时隙差分模式。这里，继续执行时隙差分模式，例如，在上一次的 Δf 检测值的绝对值连续*j*次超过阈值时，再次转移到码元差分模式。

而且，在实施例2中，在执行码元差分模式时，按*k*次 Δf 检测中一次的比例定期地转移到码元差分Verify模式，与上述码元差分模式同样，使用 Δf 检测值，来确认 Δf 检测值的匹配性。具体地说，在码元差分Verify模式时，如果 Δf 检测值在阈值以下，则判断为当前的状态不是误转换，以正常的工作模式来进行AFC，再次返回到时隙差分模式。另一方面，在码元差分Verify模式时，在 Δf 检测值的绝对值连续10 *m*次超过阈值时，对于工作模式的误转换造成的错误的频率，判断为进行AFC牵引，转移到具有可进行更宽范围的 Δf 检测范围的码元差分模式。

于是，在本实施例中，即使在因错误的阈值判定而错误转移到时隙差分模式时，通过Verify判定，可以再次转移到码元差分模式。由此，在错误的频率上不能原封不动地返回已进行的AFC牵引，最终可以对正常的频率进行AFC牵引。15

实施例3

在上述实施例1或2中，仅使用CPICH来进行 Δf 检测，但因CPICH以外的复用信道的干扰原因，有可能错误检测频率偏差 Δf 。因此，在实施例3中，在实施例1或实施例2的AFC牵引实施后，进行基于接收数据正误判定的AFC牵引成功/失败判定，在AFC牵引失败时，不基于 Δf 检测值来进行VCO控制，再次实施AFC牵引。20

图8是表示本发明的自动频率控制装置的实施例3的结构图。再有，在与上述实施例1相同的结构上，附以相同的标号并省略其说明。在图8中，12a是VCO控制电压计算器，14是接收正误判定部，21a是AFC模式控制器。25

例如，如上述实施例1那样，如果在AFC牵引结束后开始进行数据解调器10的数据解调，则接收正误判定部14进行数据解调器10输出的接收数据的CRC校验，判定是否进行了正常的接收。即，这里，如果CRC校验的结果为“正确(OK)”，则判断为正常的AFC牵引结束，之后继续进行通常的AFC控制和数据解调。另一方面，如果CRC校验的结果为“错误(NG)”，则判断为AFC牵引失败，接收正误判30

定部 14 对 AFC 模式控制器 21a 输出指示,使得再次重新进行基于码元差分模式的 AFC 牵引。

此外,接收正误判定部 14 在进行上述 AFC 再牵引指示前,无论 Δf 检测值如何,都进行 VCO 控制电压计算器 12a 输出的 VCO 控制电压的
5 加减,切换 AFC 牵引开始时的接收本地频率。

图 9 是表示本实施例的 AFC 控制动作的流程图。这里,仅说明与上述实施例 1 不同的动作。在通过上述步骤 S12 的处理来实施 VCO 控制后,接收正误判定部 14 进行 CRC 校验(步骤 S14),在 CRC 校验被判定为“错误”时,无论 Δf 检测值如何,都对 VCO 控制电压进行控制
10 (步骤 S15),然后再次重新进行基于码元差分模式的 AFC 牵引。

于是,在本实施例中,即使在因 CPICH 以外的复用信道干扰等影响而可能在错误的频率下进行 AFC 牵引时,也可实施 AFC 再牵引,所以可以防止 AFC 持续锁定在错误的频率上。

此外,在实施 AFC 再牵引前,无论 Δf 检测值如何,都进行 VCO 控制电压的加减,预先切换 AFC 牵引开始时的接收本地频率,所以可以避免在同一频率下再次错误进行 AFC 牵引的状态。而且,根据同样的理由,即使是接收本地频率偏离到码元差分模式的 Δf 可检测范围以下的状态,最终也可以完成 AFC 牵引。

如以上说明,根据本发明,通过可靠度判定,使用接收码元相关高的时隙的接收信号来检测频率偏差,所以具有以下效果:对于衰落变动等的抵抗性强,可以获得更稳定的 Δf 检测值。
20

根据本发明,按照预先检测的频率偏差和工作模式,将频率偏差可检测范围宽的第 1 工作模式(码元差分模式)和频率偏差检测精度更高的第 2 工作模式(时隙差分模式)进行切换,并进行其后的频率偏差的检测处理,所以具有以下效果:在搭载了绝对精度低的 VCO 的接收装置中,也可以最终实现高精度的 AFC 牵引。
25

根据本发明,在选择第 1 工作模式和第 2 工作模式时,在频率偏差的检测值连续规定次数超过阈值时,进行切换工作模式的前方保护处理,所以具有以下效果:可以抑制发生频率偏差的误检测造成的模式误转换。
30

根据本发明,即使在错误转移到第 2 工作模式时,也可以通过第 3 工作模式再次转移到第 1 工作模式。由此,具有以下效果:在错误的

频率上不能原封不动地返回已进行的 AFC 牵引，最终可以对正常的频率进行 AFC 牵引。

5 根据本发明，即使在因 CPICH 以外的多路复用信道的干扰等影响而以错误的频率进行 AFC 牵引时，也可以实施 AFC 再牵引。因此，具有以下效果：特别是在接收了在扩频上使用了如 PCCPCH 那样与 CPICH 比较性质接近的代码的信道干扰时，也可以防止将 AFC 持续锁定在错误的频率上。此外，在实施 AFC 再牵引前，无论频率偏差的检测值如何都进行 VCO 控制，预先切换 AFC 牵引开始时的接收本地频率，所以具有以下效果：可以避免在同一频率上再次进行错误的 AFC 牵引的状态。
10 根据同样的理由，具有以下效果：即使是接收本地频率偏离至第 1 工作模式的频率偏差的可检测范围以外的状态，最终也可以完成 AFC 牵引。

根据本发明，通过可靠度判定，仅使用接收码元的相关高的时隙的接收信号检测频率偏差，所以具有以下效果：对衰落变动等的抵抗性强，可以获得更稳定的 Δf 检测值。
15

根据本发明，按照预先计算的频率偏差和工作模式，切换频率偏差可检测范围宽的第 1 工作模式（码元差分模式）和频率偏差的检测精度更高的第 2 工作模式（时隙差分模式），进行其后的频率偏差的检测处理，所以具有以下效果：即使在搭载了绝对精度低的 VCO 的接收装置，最终也可以实现高精度的 AFC 牵引。
20

根据本发明，在选择第 1 工作模式和第 2 工作模式时，在频率偏差的检测值连续规定次数超过阈值时，进行切换工作模式的前方保护处理，所以具有以下效果：可以抑制发生频率偏差的误检测造成的模式的误转换。
25

根据本发明，即使在错误转移到第 2 工作模式时，也可以通过第 3 工作模式再次转移到第 1 工作模式。由此，具有以下效果：在错误的频率上不能原封不动地返回已进行的 AFC 牵引，最终可以对正常的频率进行 AFC 牵引。

根据本发明，即使在因 CPICH 以外的多路复用信道的干扰等影响而在错误的频率上进行 AFC 牵引时，也可以实施 AFC 再牵引。因此，具有以下效果：特别是在接收了在扩频上使用了如 PCCPCH 那样与 CPICH 比较性质接近的代码的信道干扰时，也可以防止将 AFC 持续锁
30

定在错误的频率上。此外，在实施 AFC 再牵引前，无论频率偏差的检测值如何都进行 VCO 控制，预先切换 AFC 牵引开始时的接收本地频率，所以具有以下效果：可以避免在同一频率上再次进行错误的 AFC 牵引的状态。根据同样的理由，具有以下效果：即使是接收本地频率偏离至第 1 工作模式的频率偏差的可检测范围以外的状态，最终也可以完成 AFC 牵引。

产业上的可利用性

如以上所述，本发明的自动频率控制装置和自动频率控制方法适用于采用 W-CDMA 通信技术的汽车电话、携带电话等。

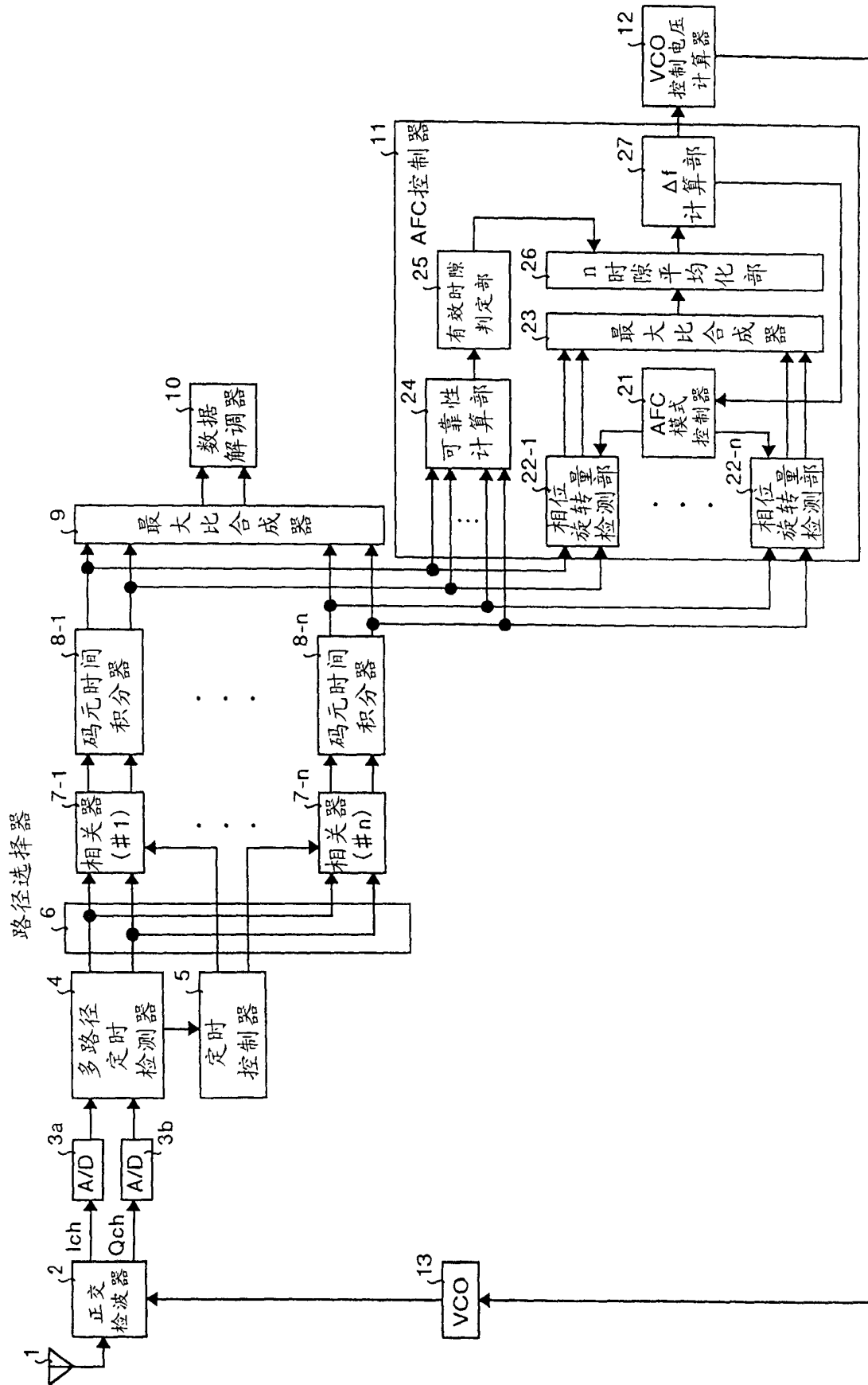


图 1

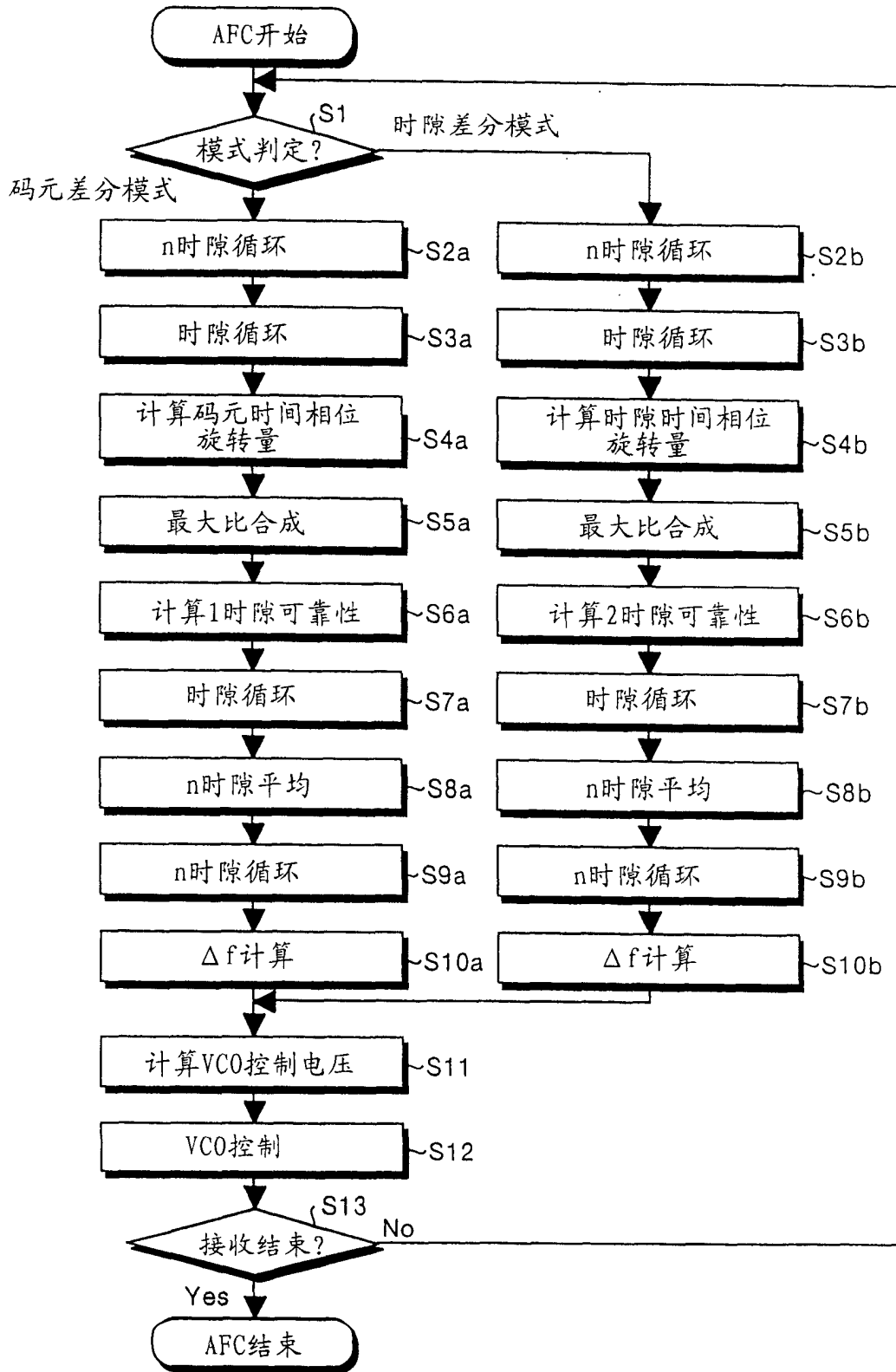


图 2

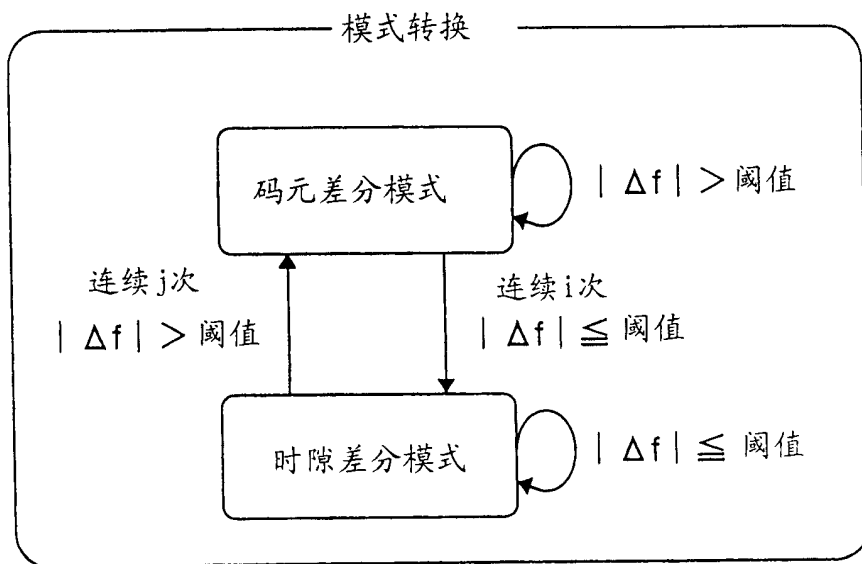
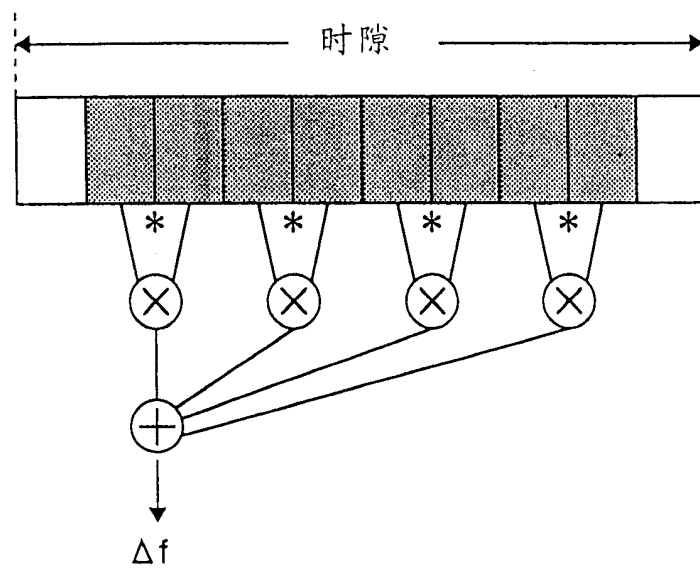


图 3



(a) 采用码元差分

图 4

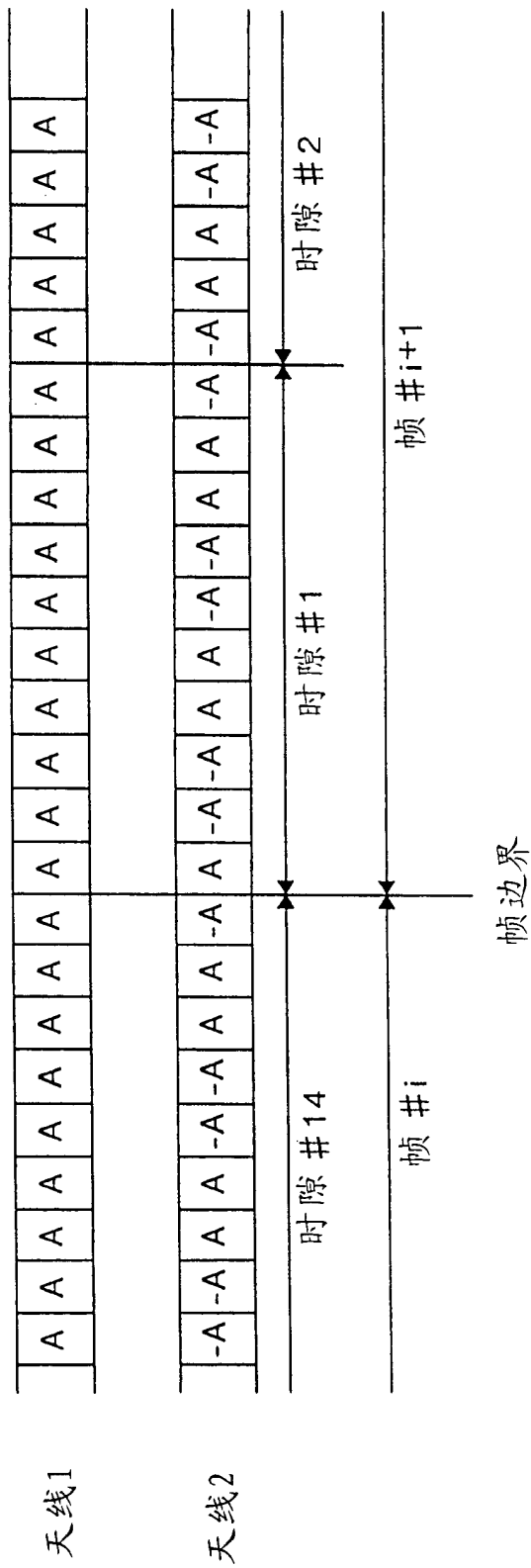
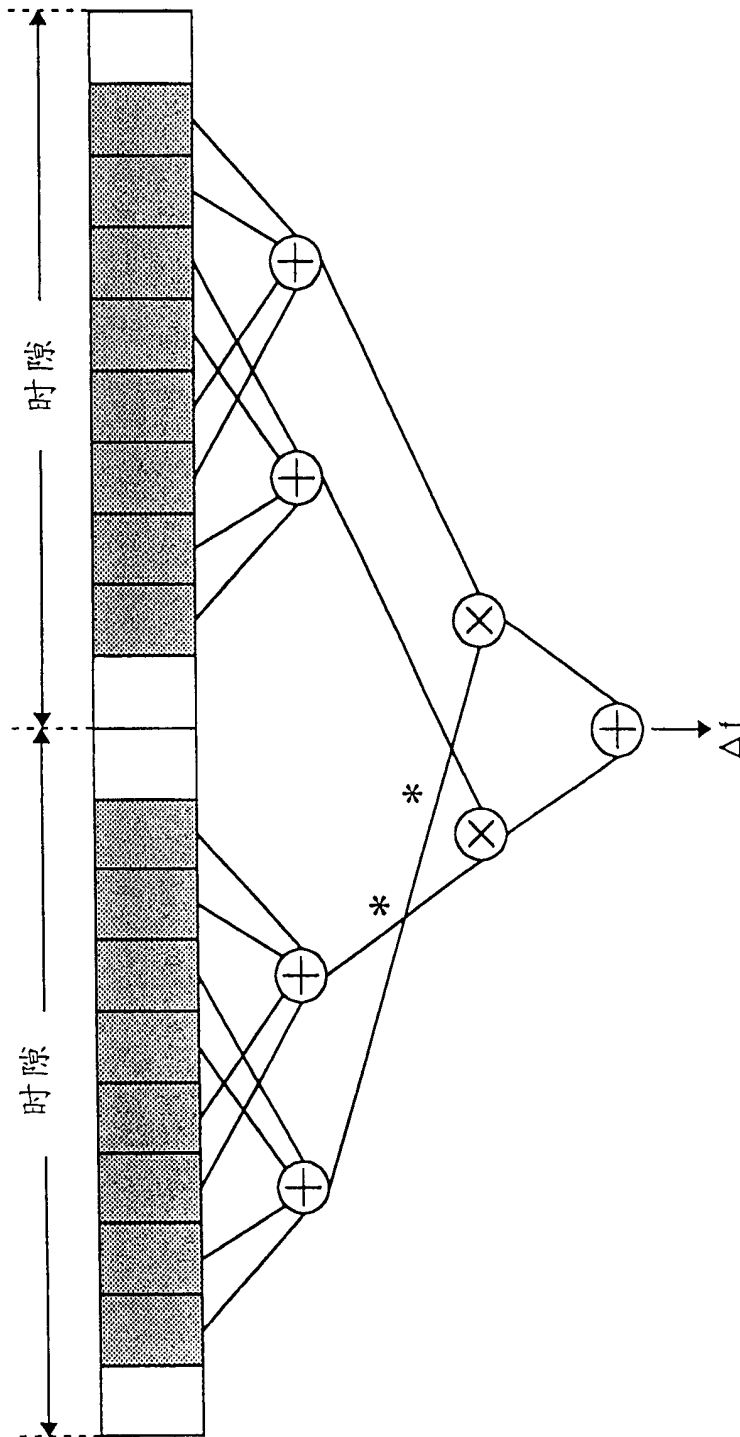


图 5



(b) 采用时隙差分

图 6

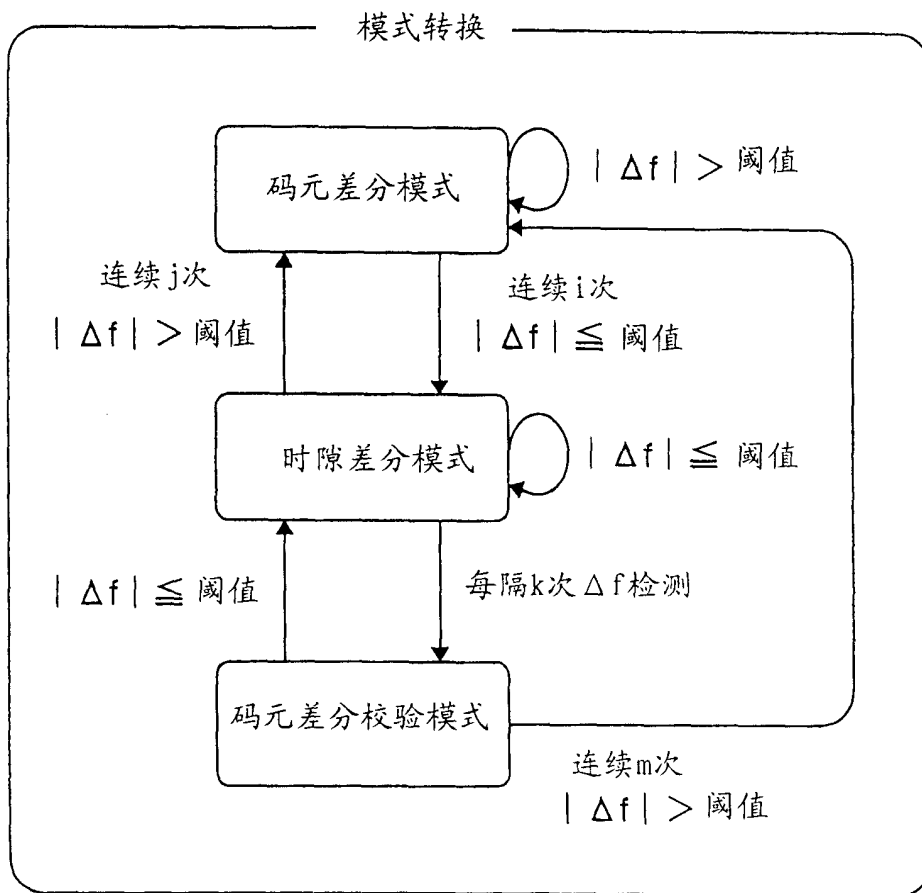


图 7

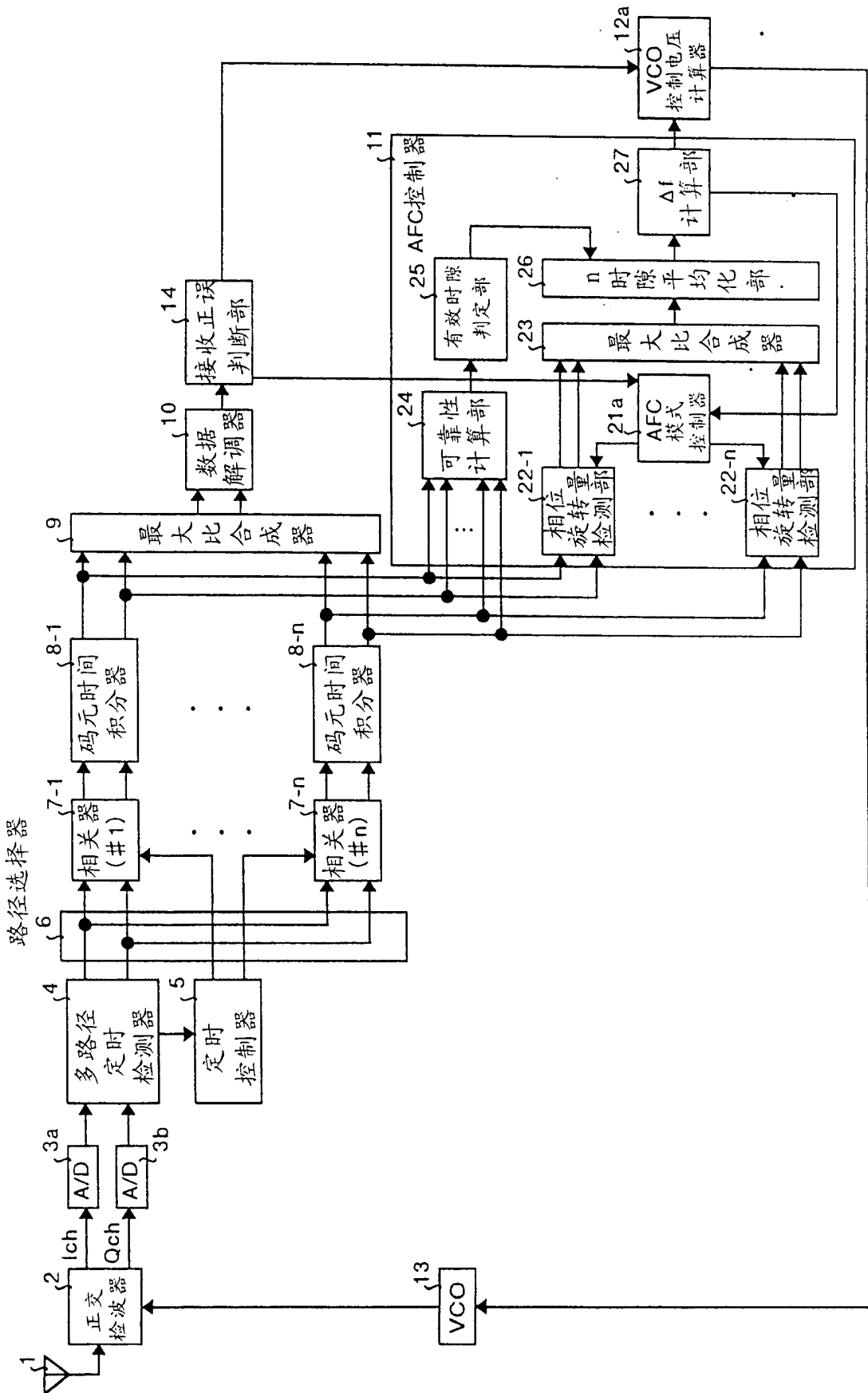


图 8

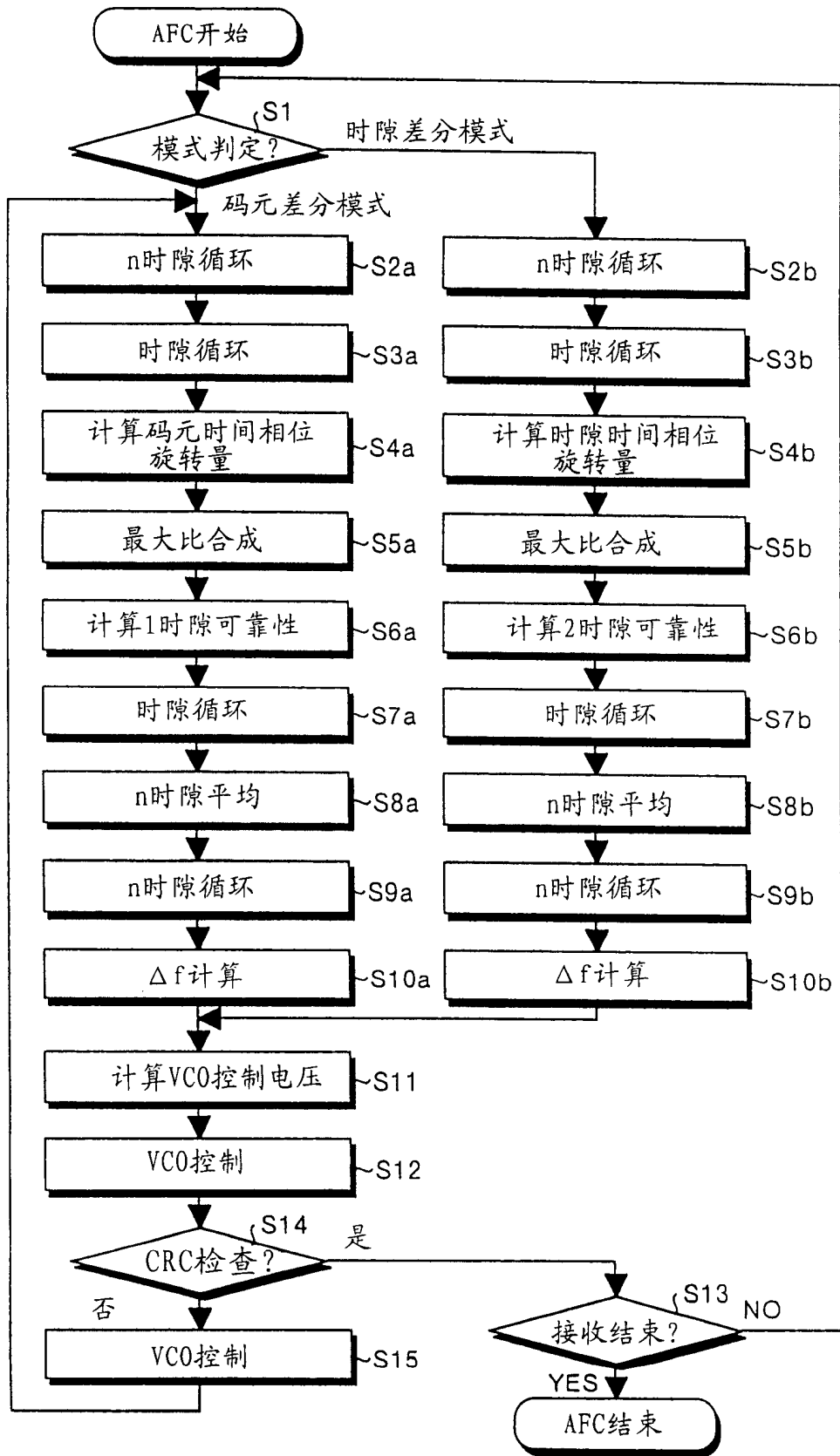


图 9

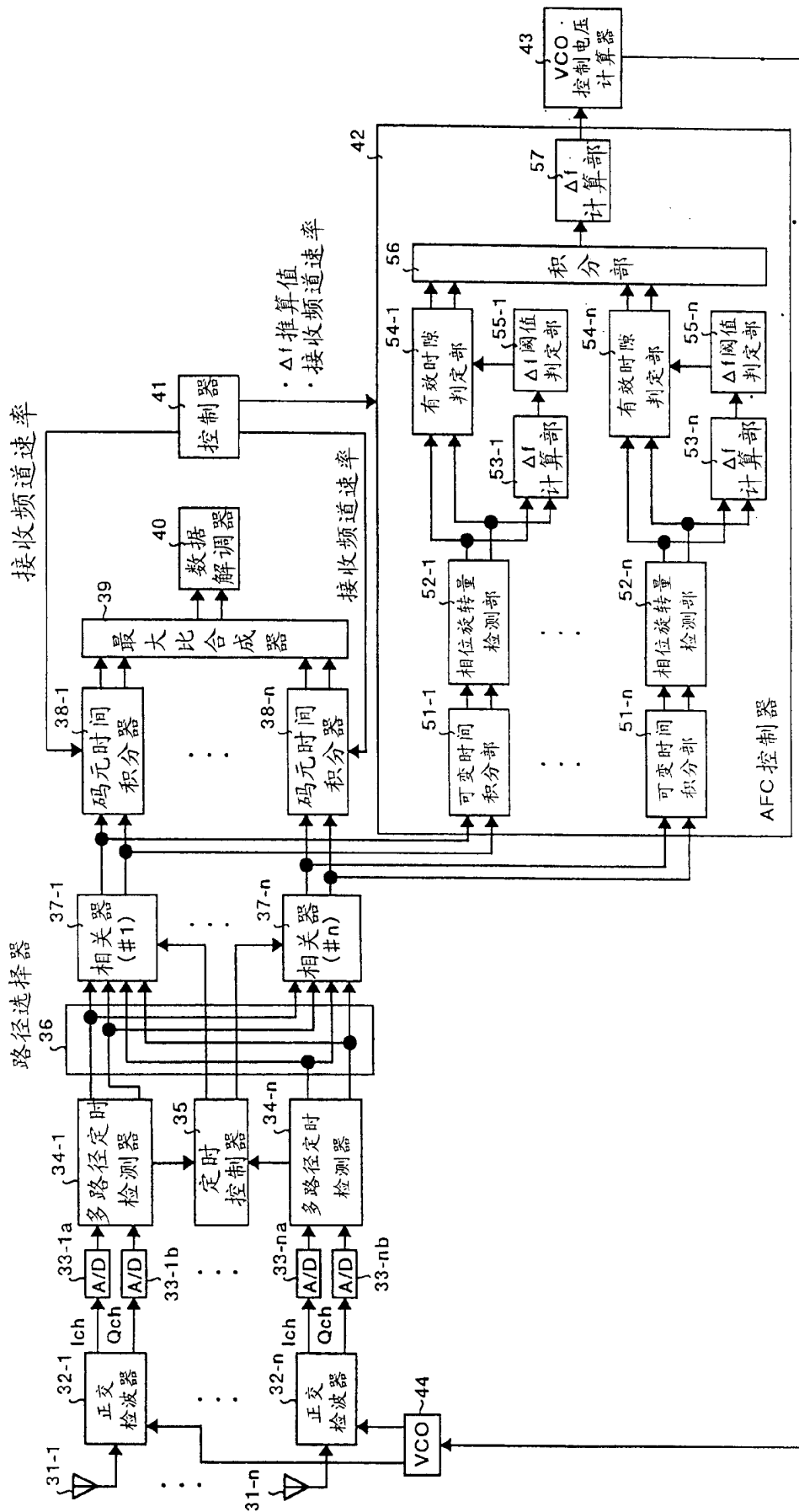


图 10