



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510004178.4

[43] 公开日 2005年7月13日

[11] 公开号 CN 1638275A

[22] 申请日 2005.1.6
 [21] 申请号 200510004178.4
 [30] 优先权
 [32] 2004. 1. 6 [33] JP [31] 2004 - 001455
 [71] 申请人 松下电器产业株式会社
 地址 日本大阪府
 [72] 发明人 福泉胜 黑田修一

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
 代理人 李家麟

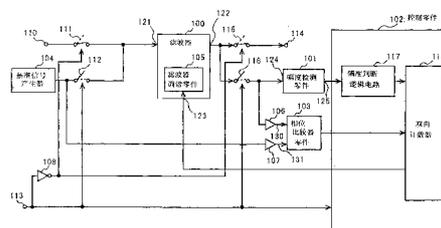
权利要求书 4 页 说明书 23 页 附图 15 页

[54] 发明名称 滤波器和通信仪器的自动调谐装置

[57] 摘要

目标是提供一种滤波器自动调谐装置及使用该调谐装置的一种通信仪器，所述滤波器自动调谐装置允许获得精确的调谐，并是小尺寸及低功耗。所述本发明的所述滤波器自动调谐装置包括，输入端；基准信号产生器；滤波器，含有：控制端，经过该输入端，输入用于控制它滤波器特性的控制信号，输出端，从该输出端输出从所述输入端输入的并经过所述滤波器的所述信号；幅度检测部件，所述滤波器的所述输出信号输入到该幅度检测部件，并且所述幅度检测部件检测它的幅度；相位比较器部件，检测通过所述滤波器之前的所述信号和通过所述滤波器后的所述信号之间的所述相位差；及控制部件，在该控制部件内，在所述滤波器调谐期间，通过让所述基准信号输入到所述滤波器及将多个控制信号连续地输入到所述滤波器的所述控制端，由此，依据由所述幅度检测部件检测的各自幅

度及由所述相位比较器部件检测的各自相位差，确定在所述正常运行期间使用的所述控制信号的一个数值。



1. 一种滤波器自动调谐装置，其特征在于，包括：

输入端，将输入信号输入到所述输入端；

基准信号产生器，用于输出基准信号；

第一开关部件，经此，输入所述输入信号和所述基准信号，并从哪里有选择地输出它们中的任何一个信号；

滤波器，含有一个控制端，经此，输入用于控制它的滤波器特性的一个控制信号，所述滤波器处理从具有所述滤波器特性的所述开关部件输出的信号，并然后输出所述处理信号；

输出端，从所述输出端输出所述滤波器的所述输出信号；

幅度检测部件，向哪里输入所述滤波器的所述输出信号并检测它的幅度；

相位比较器部件，用于检测在它通过所述滤波器之前的所述信号和它通过所述滤波器之后的所述信号之间的所述相位差；及

控制部件，该控制部件：

控制所述第一开关部件，这样在第一模式中将所述输入信号输入到所述滤波器，并从所述输出端输出；

控制所述第一开关部件，这样在第二模式中将所述基准信号输入到所述滤波器；

将多个控制信号连续地输入到所述滤波器的所述控制端；及

依据由所述幅度检测部件检测的各自幅度及由所述相位比较器部件检测的各自相位差，确定所述第一模式中使用的所述控制信号的所述数值。

2. 按照权利要求 1 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，在所述第二模式中，所述控制部件：

控制所述第一开关部件，以将所述基准信号输入到所述滤波器；

将多个控制信号连续地输入到所述滤波器的所述控制端；

依据由所述幅度检测部件检测的各自幅度试验性地确定所述控制信号的所述数值，作为“粗调谐步骤”；

将所述试验性确定数值附近区的多个控制信号连续地输入到所述控制端；及

依据由所述相位比较器部件检测的各自相位差，确定在所述第一模式中使用的所述控制信号的所述数值，作为“精调谐步骤”。

3. 按照权利要求 1 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：

所述滤波器是含有多个跨导放大器和多个电容器的一种 gm-C 滤波器；及
所述跨导放大器中至少一个的所述跨导 gm 是由所述控制信号控制的。

4. 按照权利要求 2 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：在所述第二模式中，所述控制部件：

重复所述粗调谐步骤多次，并使从多个重复结果中获得的所述模式，所述中间值或所述平均值成为所述试验性确定的控制信号的所述数值；和/或

重复所述精调谐步骤多次，并使从多次重复结果中获得的所述模式，所述中间值或所述平均值成为所述控制信号的所述数值。

5. 按照权利要求 2 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：

所述控制部件含有一个多比特位的双向计数器并将所述双向计数器的所述计数值输入到所述滤波器的所述控制端，作为所述控制信号；

由于所述计数值增加，所述滤波器的所述特性频率变化到某一确定方向；

所述控制部件借助于改变所述双向计数器的所述计数值的高有效位的预定位数，执行所述粗调谐步骤，并将多个计数值输入到所述控制端，由此执行所述精调谐步骤，所述多个计数值是从在所述粗调谐步骤中试验性确定的所述计数值的所述附近区的一个数值开始的。

6. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步包括：

第一个二值化器：在所述基准信号输入到所述滤波器之前的一种状态，所述第一个二值化器接收所述基准信号，将它转换为占空因素约为 50% 的一个二值化基准信号，并然后将它发送给所述相位比较器部件；及

第二个二值化器：接收所述滤波器的所述输出信号，将它转换为一个二值化输出信号并然后将它发送给所述相位比较器部件；

其中，在所述精调谐步骤中，

所述相位比较器部件检测所述二值化基准信号和所述二值化输出信号之间的所述相位差；

依据所述相位差，所述控制部件增加或降低所述双向计数器的所述计数值。

7. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：在所述粗调谐步骤中，所述控制部件判断是“允许”还是“不允许”所述幅度变化特性，它含有多个计数值作为参数；及当判断“不允许”时，所述控制部件再次执行所述粗调谐步骤，或输出出错信息，由此中止所述滤波器的所述调谐。

8. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，
起动所述粗调谐步骤；

取目前储存的计数值的所述附近区内的某一数值作为初始值；

或依据在储存所述目前储存的计数值时刻的某一指定参数以及依据目前的所述参数值，取来自所述目前储存的计数值的某一计数值的所述附近区内的某一数值作为初始值；及

在获得含有最大或最小点或范围的一个允许幅度变化特性时刻，中止粗调谐步骤。

9. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：

在所述精调谐后，所述部件将某一指定比特位数加到所述确定计数值，和/或从所述确定计数值中减去所述指定比特位数，并然后将所述获得的计数值输入到所述控制端；

所述相位比较器部件检测所述相位差（下文中，称为“确定步骤”）；

当允许通过所述确定步骤获得的所述相位差时，维持所述确定的计数值；及

当不允许所述相位差时，取消所述确定的计数值。

10. 按照权利要求 1 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：

所述滤波器含有 Q 值控制端，经此进一步改变所述 Q 值；

在所述第二模式中：

所述控制部件通过控制到所述 Q 值控制端的所述输入信号，升高所述 Q 值，将多个控制信号连续地输入到所述滤波器的所述控制端，并依据由所述幅度检测部件检测的各自幅度及由所述相位比较器部件检测的各自相位差，确定在所述第一模式中使用的所述控制信号的数值。

11. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，进一步地：在新执行所述滤波器的所述调谐的所述情况中，依据在所述滤波器的所述先前调谐中确定的所述控制信号的所述数值，在所述粗调谐步骤，或在所述粗调谐步骤及所述精调谐步骤中，所述控制部件确定输入到所述控制端的所述控制信号的多个数值。

12. 按照权利要求 5 所述滤波器自动调谐装置，其特征在于，当在由所述先前滤波器调谐确定的所述计数值（下文中称为“先前计数值”）和由新近执行的所述滤波器调谐确定的所述计数值（下文中称为“新获得计数值”）之间的差值大于某指定阈值时，所述控制部件取消所述新获得计数值，再次执行所述滤波器的所述调谐，或在所述第一模式中未作任何修改使用所述先前计数值。

13. 一种通信仪器，其特征在于，在它的接收机部件中含有依据权利要求 1 到 12 中任何一条的所述滤波器自动调谐装置，当它进行通信时，所述滤波器自动调谐装置执行所述第一模式；并当它不进行通信时，所述滤波器自动调谐装置在指定时刻执行所述第二模式。

14. 按照权利要求 13 所述通信仪器，其特征在于，所述通信仪器是移动电话或它的基站通信仪器。

滤波器和通信仪器的自动调谐装置

发明背景

本发明涉及滤波器自动调谐装置和含有上述自动调谐装置的通信仪器，该滤波器自动调谐装置用于对具有目标频率调谐功能的滤波器进行特性频率调谐。本发明特别地涉及一种低功耗进行高速自动调谐的滤波器自动调谐装置，及含有上述自动调谐装置的通信仪器。

对于最近的通信仪器（例如，移动电话）已经做出努力以降低功耗，减少重量和尺寸。对于各种电子元件，一般倾向于将各种电子元件形成为集成电路。对于滤波器也有类似的倾向。在过去，它们是集成电路外的分立元件。现在情况经常是：它们包含在集成电路内，作为 gm-C 滤波器。这儿，gm-C 滤波器是一种利用它内部的跨导 (gm) 和电容 (C) 的滤波器，因此它的频率响应能通过电压或电流进行改变和控制。

例如，对于移动电话，需要含有相对于中心频率约 5% 带宽的窄带 BPF（带通滤波器）。需要实现具有相对于目标希望值的约 0.2 到 0.3% 精度的中心频率的一种滤波器。

通常，在集成电路制造过程中，电阻的偏差约为正负百分之十几 (± 10 -odd%)，而电容的偏差也为正负百分之十几。含有电阻和电容的滤波器特性频率产生等于或大于 ± 20 % 的偏差。包含在通信仪器内的 gm-C 滤波器构成为外部可调的，并在工厂内经高精度地调节。

带通滤波器 (BPF) 的特性频率意指中心频率 f_0 。对于高通滤波器 (HPF) 和低通滤波器 (LPF)，它指截止频率 (-3dB 点的频率)。

在含有 gm-C 滤波器的移动电话内，如果 gm-C 的消耗电流较大，每次电池充电所允许的移动呼叫时间变短。如果使电池尺寸变大以保证较长的呼叫时间，就不能减轻移动电话的重量及减少它的尺寸。

在这样的条件下，gm-C 滤波器要求功耗尽可能地小。也因为 gm-C 滤波器的调谐时间影响到功耗，重要的是通过缩短调谐时间以降低功耗。

在日本专利出版号 Hei 9-83294 中披露第一现有技术的调谐 gm-C 滤波器的一种方法。用于调谐第一现有技术 gm-C 滤波器的方法是：将一个基准信号输入到 gm-C

滤波器，通过观察滤波器的输入信号和输出信号之间的相位差，进行该滤波器的调谐。

在第一现有技术的 gm-C 滤波器 (BPF) 中，输入含有与滤波器中心频率的调谐目标值相同频率的基准信号。在这种情况下，当滤波器的特性频率与目标频率相同时，滤波器输出信号和滤波器输入信号之间的相位差变为 0。

如果滤波器的特性频率高于目标频率，滤波器输出信号的相位滞后于输入信号的相位。如果滤波器的特性频率低于目标频率，滤波器输出信号的相位超前于输出信号的相位。为了利用这种原理，将基准信号输入到滤波器，检测滤波器输出信号和基准信号之间的相位差。

在上述的现有技术中，基于上述的结果，改变双向计数器的数值。双向计数器输出它的计数值，作为控制滤波器的控制信号。依据该计数值适当地调谐 gm-C 滤波器。

在第一现有技术的 gm-C 滤波器的调谐方法中，将基准信号输入到滤波器，对滤波器输出信号相位和基准信号相位进行比较。第一现有技术 gm-C 滤波器的调谐方法是，依据上面的结果，做出判断：滤波器特性频率是高于还是低于目标值，并然后依据上述结果实现滤波器的调谐。

然而，例如当制造过程引起的偏差较大时，会发生这样的情况：BPF 的中心频率（特性频率）偏离目标值较大。如果试图调谐这样的 BPF，因为滤波器的中心频率偏离基准信号频率较大，基准信号在该滤波器中衰减较大，并且滤波器输出信号的幅度会变得非常小。因此，很难进行滤波输出信号和基准信号之间的相位比较。

当 BPF 的 Q 值较高时，即使因为特性频率稍微偏离基准信号的频率，基准信号在该滤波器中的衰减也较大。因此，滤波器输出信号的幅度变得非常小。

当将这种方法应用到第 4 阶 BPF 时，当特性频率向低频端的偏离大于某一数量时，将使滤波器输出信号的相位比目标相位值超前差不多 180 度或更多（0 度-180 度之间的延迟相位）。当滤波器特性频率向高频端偏离大于某一数量时，滤波器输出信号的相位比目标相位值滞后差不多 180 度或更多（0 度-180 度之间的超前相位）。

因此，当比较滤波器输出信号相位和基准信号相位时，依据滤波器输出信号相位超前目标相位值（超前 0-180 度）的事实，它不能判断：特性频率偏向比目标频率更低频端。

日本专利出版号 Hei 9-130206 披露一种第二现有技术滤波器自动调谐装置，

该自动调谐装置含有经相位比较调谐该滤波器时的滤波器可变 Q 值。在第二现有技术滤波器自动调谐装置中，检测滤波器输出信号电平，并依据这个检测结果，控制输入到滤波器的信号增益。即使当滤波器的 Q 值很高时，这种滤波器的自动调谐装置试图通过稳定地进行相位比较，调谐滤波器。

在第二现有技术滤波器自动调谐装置中，检测带通滤波器的输出电平并适当地改变带通滤波器的输出电平。该方法稳定地进行滤波器调谐。

在第二现有技术中，最近提供一种反馈电路，以便适当地设置带通滤波器输出电平。因此，与其他现有技术滤波器调谐装置相比，因为该反馈电路需要适当设置带通滤波器输入电平的时间，第二现有技术的特性频率调谐装置进行滤波器调谐需要较长的时间。

除了实际使用的有源滤波器外，这技术进一步给调谐监视器应用提供一种带通滤波器，并将这个带通滤波器的特性频率调谐到目标值。

在实际使用的有源滤波器和调谐监视应用的带通滤波器之间存在相对误差。因此，即使由带通滤波器做出适当地调谐，将存在一种担心：实际使用的有源滤波器不能准确地进行调谐。

本发明的目的是提供一种尺寸小、省电、允许准确调谐的滤波器自动调谐装置，及含有上述自动调谐装置的通信仪器。

本发明的目的是提供一种滤波器自动调谐装置，即使对高价滤波器或高 Q 滤波器，也能适当地进行滤波器特性频率的调谐，并提供含有上述自动调谐装置的一种通信仪器。

本发明的目的是提供一种低功耗且能进行高速滤波器调谐的滤波器自动调谐装置，以及含有上述自动调谐装置的一种通信仪器。

本发明的目的是提供一种具有滤波器调谐低出错率的滤波器自动调谐装置，以及含有上述自动调谐装置的一种通信仪器。

发明摘要

为了解决上述问题，本发明具有下列结构。

依据本发明一方面的滤波器自动调谐装置包括：输入端，输入信号输入到该输入端；基准信号产生器，用于输出基准信号；第一开关部件：经此，输入上述输入信号和上述基准信号，并从那里有选择地输出它们中的任意一个信号；滤波器，含有控制端，经此，输入用于控制滤波器特性的一个控制信号，从上述开关部件输出

具有上述滤波器特性的信号，并输出处理过的信号；输出端，从该输出端输出上述滤波器的输出信号；幅度检测部件，上述滤波器的上述输出信号输入到该部件，并检测其信号幅度；相位比较器部件，检测通过上述滤波器之前的信号和通过上述滤波器之后的信号之间的相位差；及控制部件，用于确定上述控制信号的数值。

上述控制部件控制上述第一开关部件，这样在第一模式中，上述输入信号输入到上述滤波器，并从上述输出端输出。

第二模式中的上述控制部件：（1）控制上述第一开关部件，以使上述基准信号输入到上述滤波器；及（2）连续地将多个控制信号输入到上述滤波器的上述控制端，由此依据由上述幅度检测部件检测的各自幅度及由上述相位比较器部件检测的各自相位，确定在上述第一模式使用的上述控制信号的数值。

在这发明中，用幅度检测部件进行滤波器的粗调谐，以使滤波器输出信号的幅度电平变为某一给定值（典型地为最大值）。接着，在滤波器的特性频率 f_0 与目标频率约相同的条件下，试图通过相位比较进行精调谐。

即使对于更高阶滤波器或含有高 Q 值的滤波器，能够适当地调谐滤波器的特性频率 f_0 。用于进行这种调谐的滤波器是实际使用的滤波器。

在本发明中，因为没有使用仅用于调谐目的的分立滤波器，有可能进行准确调谐。

本发明能实现小尺寸、重量轻及低功耗的滤波器自动调谐装置。

典型地，基准信号频率为目标频率。如果滤波器为 BPF，使滤波器输出信号幅度变为最大值或最小值的控制信号典型地是一个适当的控制信号。相位差的目标值取决于例如滤波器的阶数。

在依据本发明另一方面的上述滤波器自动调谐装置中，在上述第二模式，上述控制部件：（1）控制上述第一开关部件，以使上述基准信号输入到上述滤波器；（2）连续地将多个控制信号输入到上述滤波器的上述控制端；（3）依据由上述幅度检测部件检测的各自幅度，试验性地确定控制信号的数值（下文中，称为“粗调谐步骤”）；（4）连续地将所述试验性确定数值附近区内的多个控制信号输入到上述控制端；及（5）依据由上述相位比较器部件检测的各自相位差，确定上述第一模式中使用的控制信号的数值（下文中，称为“精调谐步骤”）。

在这发明中，首先，依据幅度进行滤波器的粗调谐。在粗调谐后，依据相位差进行滤波器的精调谐。

本发明能实现滤波器的高速调谐。本发明能达到降低自动滤波器调谐电路的

功耗。

在依据本发明另一方面的上述滤波器自动调谐装置中，上述滤波器是一种含有多个跨导放大器和多个电容器的 gm-C 滤波器。在上述跨导放大器的至少一个放大器中，它的电导 gm 是由上述控制信号控制的。

依据本发明，容易将滤波器自动调谐装置形成在集成电路内。依据本发明，通过控制电导 gm，变得有可能使滤波器的特性频率与目标频率相同。

在还依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中，在上述第二模式，上述控制部件：（1）将上述粗调谐步骤重复多次；（2）使从多次重复结果获得的一种模式（最频繁出现值），中值（中间值），或平均值变为试验性确定的控制信号的上述数值；和/或（3）将上述精调谐步骤重复多次，并使从多次重复结果获得的模式，中值，或平均值变为控制信号的上述数值。

依据本发明，能够防止偶然出现大骚动的影响。本发明能够防止不正确的调谐。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中，上述控制部件含有多比特位的双向计数器。上述控制元件：（1）将双向计数器的计数值输入到上述滤波器的上述控制端，作为控制信号。由于上述计数值的增加，上述滤波器的特性频率变为某一个确定方向；（2）通过改变上述双向计数器计数值的高有效位的预定位数，执行上述粗调谐步骤；及（3）将从在上述粗调谐步骤中试验性确定的计数值附近区内一个值开始的多个计数值输入到上述控制端，作为控制信号，由此执行上述精调谐步骤。

依据本发明，通过使用双向计数器，例如与用微处理器的配置相比，能由小型和低功耗的电路能对滤波器进行高速调谐。

依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置含有第一个二值化器 (binarizer)，用于在上述基准信号输入进上述滤波器之间的状态接收该信号，并将它转变为占空因数约为 50% 的二值化基准信号，并然后将它发送给上述相位比较器；及进一步含有第二个二值化器，用于接收上述滤波器的输出信号，并将它转变为二值化输出信号，并然后将它发送给上述相位比较器部件。

在上述精调谐步骤中，首先，上述相位比较器部件检测上述二值化基准信号和上述二值化输出信号之间的相位差。接着，依据上述相位差，上述控制部件增加或降低上述双向计数的计数值。

依据本发明，用简单结构，有可能改变输入到滤波器的控制信号，所述滤波

器相应于该相位差 (P) 16 it is possible to change ... responding to the phase difference) 。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中, 上述控制部件: 在上述粗调谐步骤中, (1) 判断是否允许幅变特性含有多个计数值, 作为它的参数 (P) 16 (1) judges whether Having As its parameter); 及 (2) 当判断不允许时, 上述控制部件再次执行上述粗调谐步骤, 或输出出错信息, 由此中止滤波器的调谐。

例如在粗调谐步骤中, 如果获得含有两个最大值的幅变特性, 不正确测量的可能性较高。当通过取消它的测量值, 获得这样的一个非允许幅变特性时, 能够防止滤波器的不正确调谐。

依据本发明又一个方面的上述滤波器自动调谐装置: (1) 启动上述粗调谐步骤, 在目前储存的计数值附近区取某一数值, 作为初始值; 或滤波器自动调谐装置: 启动上述粗调谐步骤, 依据存储目前储存计数值时的某一给定参数值以及目前的参数值, 在来自目前储存的计数值的一个计数值附近区取某一数值, 作为初始值; 及滤波器自动调谐装置: (2) 在获得含有最大或最小点或范围的允许幅变特性时中止上述粗调谐步骤。

通过这种方法, 有可能进一步高速调谐。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中: (1) 在上述精调谐后, 上述控制部件将某一给定比特数加到确定的计数值和/或从确定的计数值中减去某一给定比特数, 并然后将获得的计数值输入到上述控制端; (2) 上述相位比较器部件检测相位差 (下文中, 称作为“确定步骤”); 及 (3) 当允许由上述确定步骤获得的相位差时, 上述控制部件维持上述确定计数值。当不允许相位差时, 上述控制部件取消上述确定计数值。

依据本发明, 能够防止滤波器的不正确调谐。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中, 上述滤波器含有 Q 值控制端, 经此, 进一步改变 Q 值。上述控制部件: (1) 在上述第二模式中, 通过控制给上述 Q 值控制端的输入信号, 增加该 Q 值; (2) 将多个控制信号连续地输入到上述滤波器的上述控制端; 及 (3) 依据由上述幅度检测部件检测的各自幅度及由上述相位比较器部件检测的各自相位差, 确定在上述第一模式使用的控制信号的数值。

依据本发明, 能以进一步更高的精度调谐该滤波器。例如, 有可能在保持滤

波器的低 Q 值时进行幅度检测，并然后在保持滤波器的高 Q 值时进行相位检测。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中，在新近执行上述滤波器调谐的情况下，依据在前述滤波器调谐中确定的控制信号的数值，上述控制部件确定多个控制信号的新数值。在上述粗调谐步骤中，或在上述粗调谐步骤和上述精调谐步骤中，将这些新数值的控制信号输入到上述控制端。

在先前滤波器调谐中确定的控制信号的数值（在目前第一模式中的控制信号的数值）和在目前滤波器调谐中确定的控制信号的数值之间，互相相同或相接近的可能性较高。通过改变在先前滤波器调谐中确定的控制信号的数值附近区的控制信号，能有效地进行粗调谐。

在依据本发明又一方面的上述滤波器自动调谐装置中：（1）当在由上述先前滤波器调谐中确定的计数值（下文中称为“先前计数值”）和由新近执行的上述滤波器调谐中确定的计数值（下文中，称为“新获取计数值”）之间的差值大于某一给定阈值时，上述控制部件取消新获取计数值；及（2）再次执行滤波器调谐，并使用在上述第一模式中不作修改的先前计数值。

依据本发明，能防止滤波器的不正确调谐。

依据本发明一方面的通信仪器在它接收机部件中含有依据上面描述的任何一种的滤波器自动调谐装置，当它进行通信时，上述滤波器自动调谐装置执行上述第一模式。当它不进行通信时，在给定时间，上述滤波器自动调谐装置执行上述第二模式。

例如，如移动电话的通信仪器含有高稳定的振荡器和相应于该振荡器振荡频率的特性频率的滤波器（适合于发射机和/或接收机使用）。

本发明的通信仪器使用振荡器和第一模式的滤波器进行通信。

在本发明中，在设置在通信的剩余期间的第二模式中，使用高稳定振荡器的输出信号作为基准信号，自动地调谐该滤波器。结果，能够实现高稳定的通信仪器。

依据本发明另一方面的上述通信仪器为移动电话或在它基站内的通信仪器。

本发明能够实现具有小尺寸和低功耗的高稳定性的移动电话或在它基站内的通信仪器。

依据本发明，有可能获得一种有益效果，能够实现一种小尺寸和低功耗的滤波器自动调谐装置和一种含有该装置的通信仪器，所述滤波器自动调谐装置能够执行自动滤波器调谐。

依据本发明，例如，即使对于更高阶滤波器或对于含有高 Q 值的滤波器，有

可能获得一种有益效果:能够实现一种滤波器自动调谐装置和一种含有该装置的通信仪器,所述滤波器自动调谐装置能适当地调谐滤波器的特性频率。

依据本发明,有可能获得一种有益效果,能够实现一种低功耗的滤波器自动调谐装置和一种含有该装置的通信仪器,所述滤波器自动调谐装置能高速调谐滤波器。

依据本发明,有可能获得一种有益效果,能够实现一种滤波器自动调谐装置和一种含有该装置的通信仪器,所述滤波器自动调谐装置执行不正确调谐的可能性较低。

虽然本发明的新颖特点正是在附加权利要求中所述的,在它配置和概念两方面,从下面的详细描述与附图共同理解中将更能明白并评价本发明以及其他目的和特点。

附图简述

图 1 是一张框图,示出本发明实施例的滤波器自动调谐装置的配置;

图 2 是一张示意图(drawing),原理性示出本发明实施例的滤波器配置;

图 3 是一张框图,示出本发明实施例的幅度检测部件配置;

图 4 是一张本发明实施例粗调谐步骤的流程图;

图 5 是一张示意图,示出在粗调谐步骤中改变计数值时,滤波器频率特性的一个例子;

图 6 是一张示意图,示出在粗调谐步骤中的计数值和幅度判断结果;

图 7 是一张流程图,示出判断本发明实施例粗调谐步骤的结果是正确还是错误的一种方法;

图 8 是一张时序图,示出二值化滤波器输出信号和二值化基准信号;

图 9 是一张示意图,示出图 5 滤波器精调谐步骤中计数值和相位比较结果;

图 10 是一张示意图,示出其他滤波器频率特性的一个例子;

图 11 是一张示意图,示出图 10 滤波器的精调谐步骤中计数值和相位比较结果;

图 12 是一张流程图,示出精调谐步骤中高 3 位计数值的一种确定方法;

图 13 是一张流程图,示出精调谐步骤中从最高有效位起第 4 位及第 4 位后的计数值的一种确定方法;

图 14 是一张本发明实施例确定步骤的流程图;

图 15 是本发明实施例滤波器的特性曲线。

一部分或所有的附图是为描述目的按概念性表示绘画的，并因此，已经考虑到：不需要描述忠实于它们实际相对尺寸或它们相对位置显示的这些元件。

发明详述

在下面中，将参考附图解释本发明的例子。

《实施例》

参考图 1 到图 15，解释一个实施例的一种滤波器自动调谐装置及含有该装置的一种通信仪器。图 1 是一张框图，示出本发明实施例的滤波器自动调谐装置的一种配置。

本发明实施例的滤波器自动调谐装置包括：gm-C 滤波器 100，是一种可调窄带 BPF；幅度检测部件 101，用于检测通过 gm-C 滤波器 100 的基准信号的幅度；控制部件 102，用于将控制信号输入到 gm-C 滤波器 100；相位比较器部件 103，用于比较二值化滤波器输出信号 130 和二值化基准信号 131 之间的相位差；基准信号产生器 104，产生基准信号；及放大器 106，用于将滤波器 100 的输出信号转变为二值化信号 130；放大器 107，用于将基准信号转变为二值化信号 131；输入端 110，经该输入端输入由移动电话基站发送的输入信号；开关 111，112，115，116，在第一模式和第二模式之间进行接通和断开；模式切换信号输入端 113，切换第一模式和第二模式；及输出端 114，经该输出端输出从输入端 110 输入的并经 gm-C 滤波器 100 的信号。

除了基准信号产生器 104 的 SAW 滤波器外，将滤波器自动调谐装置集成在集成电路内。滤波器自动调谐装置包含在移动电话的接收机部件内。

滤波器 100 包括：滤波器调谐部件 105，用于调整滤波器 100；输入端 121，经该输入端，输入经输入端 110 输入的信号，或从基准信号产生器输出的基准信号；输出端 122，经该输出端，输出从输入端 121 输入并通过滤波器 100 的信号；及控制信号输入端 123，经该输入端输入用于控制滤波器 100 的特性频率的控制信号。

本发明的滤波器 100 含有图 15 (a) 所示的幅度特性和图 15 (b) 所示的相位特性。

在 gm-C 滤波器 100 的滤波器调谐部件 105 中，经控制信号输入端 123 输入从控制部件 102 输出的 6 位控制信号。滤波器调谐部件 105 调谐滤波器 100，以使特性频率(这个实施例中 BPF 的中心频率)因 6 位控制信号的数值从 0 增加到 111111B

(二值化数字)而逐渐变高。

滤波器自动调谐装置含有第一模式及第二模式,在第一模式中,滤波器 100 用于平常使用中,第二模式执行滤波器特性频率的自调谐。经过模式切换信号输入端 113 输入一个从移动电话的 CPU(未示出)输出的模式切换信号。

当移动电话和基站进行通信时,将滤波器自动调谐装置设置成第一模式。当不进行通信时,将滤波器自动调谐装置设置成第二模式。

描述第一模式。输入端 110 接收一个输入信号,在这个实施例,输入信号是从基站发射的并由移动电话接收的一个信号。开关 111 和开关 115 导通。开关 112 和 116 断开。

从输入端 110 输入的输入信号通过 gm-C 滤波器 100,该滤波器为窄带带通滤波器(BPF),并从输出端 114 输出。在第一模式中,从基准信号产生器 104 输出的基准信号用作为信号从移动电话发射到基站的载体。

在第一模式,控制部件 102 将在第二模式中确定的控制信号输入到 gm-C 滤波器 100。在第一模式中,切断提供给仅用于按第二模式的滤波器调谐的电路的所有电源。替代地,在第二模式中阻断系统时钟的供给。通过这种方法,本发明试图实现省电。

描述第二模式,在第二模式中,开关 111 和开关 115 切断,开关 112 和 116 导通。在第二模式中,控制信号调谐滤波器的特性频率。基准信号产生器 104 输出的基准信号通过 gm-C 滤波器 100 并输入到幅度检测部件 101 和放大器 106。

如果输入信号的幅度大于某一预定阈值,幅度检测部件 101 输出高电平的幅度判断结果,如果不是,就输出低电平的幅度判断结果。将从幅度检测部件 101 输出的高或低电平的幅度判断结果(二值化数字)输入到控制部件 102。

控制部件 102 将多个控制信号连续地输入到滤波器 100 的控制信号输入端 123,并检测幅度判断结果变高电平时的控制信号的数值。

高增益放大器 106 接收滤波器 100 的输出信号并将它转变为 50%占空因数的二值化信号 130。放大器 107 接收基准信号并将它转变为 50%占空因数的二值化信号 131。

相位比较器部件 103 接收滤波器 100 的二值化输出信号(滤波器输出信号) 130 和二值化基准信号 131,并检测那两个信号之间的相位差。在这个实施例中,当适当地调谐滤波器 100 时,这两个信号之间的相位差为 0。

相位比较器部件 103 是逻辑电路。这个实施例的相位比较器部件 103 是 D 型

触发器。相位比较器部件 103 将二值化滤波器输出信号 130 输入到数据输入端，并将二值化基准信号 131 输入到时钟输入端。

如果滤波器输出信号 130 的相位超前基准信号 131 的相位，相位比较器部件 103 输出高电平，反之，如果滤波器输出信号 130 的相位滞后基准信号 131 的相位，相位比较器部件 103 输出低电平。

然而，依据例如 LPF, BPF, HPF 滤波器的特性，经最佳调谐的滤波器的输入信号和输出信号之间的相位差是不同的。相位比较器部件 103 含有与响应于滤波器特性不同的结构。

控制部件 102 将多个控制信号连续地输入到滤波器 100 的控制信号输入端 123。控制部件 102 检测幅度判断结果为高电平并且从相位比较器部件 103 输出的二值化信号从高变为低时的一点。

控制部件 102 确定这点上的控制信号的数值并记录该值，作为输入到滤波器 100 的控制信号的数值。

在这个实施例中，这点是这样的一点：在该点，滤波器输出信号相位超前于输入信号相位的状态变为滞后状态。这点是图 15 (b) 所示的一点，在该点，滤波器 100 的特性频率从低状态变为比目标特性更高的一种状态。

依据上述步骤，中止第二模式，接着，在第二次出现第一模式时，控制部件 102 将记录的控制信号的数值输入到滤波器 100 的控制信号输入端 123。

特别地描述滤波器 100 的配置。

图 2 是一张示意图，原理性示出本实施例滤波器 100 的配置（为了便于解释，进行极端地简化）。

滤波器 100 包括：输入端 121，输入经输入端 110 输入的信号或从基准信号产生器 104 输出的基准信号；跨导放大器 201, 202, 203, 204；电容器 205, 206；滤波器调谐部件 105，用于调谐滤波器 100；及输出端 122，输出从输入端 121 输入并经过滤波器 100 的信号。

跨导放大器 201 的跨导 g_m 和电容器 205 的电容 C 构成 LPF（低通滤波器）。跨导放大器 202 的跨导 g_m 和电容器 206 的电容 C 构成 HPF（高通滤波器）。滤波器 100 总体上构成 BPF（带通滤波器）。实际上，滤波器 100 是比图 2 所阶数更高的滤波器，并含有较陡的滤波器特性。

由于输入到控制信号输入端 123 的 6 位控制信号的数值逐渐地从 0 增加到 111111B（按二进制数字），滤波器调谐部件 105 增大输入到跨导放大器 201 到 204

的每个控制端的电流 207。

由于输入到控制端的电流增大，流过跨导放大器 201 到 204 的电流也增大，或它的内部电压降下降且跨导 g_m 增大。

因此，滤波器 100 的特性频率（在该实施例中 BP 的中心频率）逐渐变高。由于控制信号数值的增加，滤波器 100 的特性频率按某一恒定方向改变。

特别地描述幅度检测部件 101 的配置。图 3 是一张框图，示出本发明实施例的幅度检测部件 101 的配置。

幅度检测部件 101 包括：输入端 124，经此，输入通过 g_m -C 滤波器 100 的信号；绝对值检测部件 301，用于检测经输入端 124 输入的信号的绝对值；平滑部件 302，用于平滑按绝对值检测的信号；差分放大器 303，用于输出在输入 dc 电压和基准 dc 电压之间的差分电压；放大器 304，用于放大输入的差分电压；二值化器（逻辑转换电路）305，用于二值化差分电压；基准 dc 电压产生部件 306，用于输出基准 dc 电压；及输出端 125，输出二值化信号。

绝对值检测部件 301 按绝对值检测输入到输入端 124 的信号（滤波器 100 的输出信号）。平滑部件 302 用电容平滑按绝对值检测的信号。绝对值检测部件 301 和平滑部件 302 将输入信号转变为相应于它幅度的 dc 电压（称为输入 dc 电压）。

基准 dc 电压产生器部件 306 产生并输出 dc 电压，作用为基准电压（称为基准 dc 电压）。

差分放大器 303 输入所述输入 dc 电压和基准 dc 电压，并输出所述输入 dc 电压和基准 dc 电压之间的一个差分电压。

高增益放大器 304 放大从差分放大器 303 输出的差分电压。

二值化器（逻辑转换电路）305 二值化从放大器 304 输出的经放大的差分电压。输出端 125 输出二值化信号。

如果平滑部件 302 含有大电容，平滑部件 302 的输出信号变成带有小纹波的 dc 电压。然而，存在一个缺点：从平滑部件 302 输出的信号的过渡响应需一段较长周期，直到过渡响应平静下来为止。

为了通过缩短每个控制信号的输入时间周期，加速滤波器的调谐过程，必需在切换控制信号后的一个较早时刻判断从平滑部件 302 输出的信号幅度。

必需缩短从平滑部件 302 输出的信号稳定时间。为了达到该目的，必需使平滑部件 302 的电容变小。

然而，当电容较小时，平滑部件 302 的输出信号（输入 dc 电压）纹波变大。

如果差分放大器 303 输入带有较大纹波的输入 dc 电压并且如果输入 dc 电压接近于基准 dc 电压，这样，会发生这样的现象：不能将幅度判断结果设置到高电平或低电平，例如高，低或高。

当这样的信号输入到控制部件 102 的幅度判断逻辑电路 117 时，将具有中间电位的一个信号输入到放大判断逻辑电路 117 内 CMOS 结构的 FET 栅极的可能性就变大。

当具有中间电位的一个信号输入到 CMOSFET 栅极时，因为穿透电流从电源穿过 CMOS FET 流到地，会产生使幅度判断逻辑电路 117 的离散电流增大的问题。

为了解决这个问题，幅度检测部件 101 含有磁滞特性。将二值化器 305 的输出信号输入到基准 dc 电压产生器部件 306。

当输入 dc 电压即使在短暂时间内超过基准 dc 电压时，二值化器 305 输出高电平。当从二值化器 305 输出的高电平信号输入到基准 dc 电压产生部件 306 时，稍微降低它输出的基准 dc 电压。

当输入 dc 电压即使在短暂时间内变为低于基准 dc 电压时，二值化器 305 输出低电平。当从二值化器 305 输出的低电平信号输入到基准 dc 电压产生部件 306 时，稍微升高它输出的基准 dc 电压。

通过将幅度检测部件 101 配置成具有磁滞特性，能使平滑部件 302 的电容变小。控制部件 102 能在第二模式中以高速地对滤波器 100 进行调谐。

特别描述控制部件 102 的配置。在图 1 中，控制部件 102 含有幅度判断逻辑电路 117，用于判断输入信号的幅度；及双向计数器 118，用于改变计数值。双向计数器 118 是一个 6 位计数器。

控制部件 102 将双向计数器 118 的计数值输入到滤波器 100 的控制信号输入端 123，作为控制信号。

控制部件 120 按后面在第二模式中描述的方式改变双向计数器 118 的计数值。控制部件 102 连续地将多个计数值输入到滤波器 100，作为控制信号。

在第一模式中，控制部件 102 将依据幅度判断逻辑电路 117 和相位比较器部件 103 的输出确定的计数值输入到滤波器 100，作为控制信号。

解释第二模式中滤波器调谐的方法。在图 1 中，开关 111 和 115 断开。开关 112 和 116 导通。

控制部件 102 依据滤波器输出信号的幅度首先执行滤波器 100 的粗调谐步骤（图 4）。其后，控制部件 102 执行精调谐步骤（图 12 和图 13）。最后，控制部

件 102 执行确定步骤（图 14）。

图 4 是一张依据滤波器输出信号幅度执行滤波器 100 的粗调谐步骤的流程图。描述图 4 所示滤波器 100 的粗调谐步骤的流程图。在粗调谐步骤中，控制部件 102 依据滤波器输出信号的幅度试验性地指定计数值。

首先，将双向计数器 118 计数值的所有比特位（6 位）设置为 0。控制部件 102 将 000000B 的计数值输入到滤波器 100 的控制信号输入端，作为控制信号（步骤 401）。

将从基准信号产生器 104 输出的基准信号输入到滤波器 100。滤波器输出信号输入到幅度检测部件 101。幅度检测部件 101 判断滤波器输出信号的幅度是否超过某一预定阈值（步骤 402）。

如果滤波器输出信号的幅度超过某预定阈值，幅度检测部件 101 输出高电平的幅度判断结果。幅度判断逻辑电路 117 储存一个高电平信号（步骤 403）。

如果滤波器输出信号的幅度小于某预定阈值，幅度检测部件 101 变输出低电平信号。幅度判断逻辑电路 117 储存该低电平信号（步骤 404）。

判断双向计数器 118 计数值的高 2 位是否为 11（步骤 405）。

如果高 2 位不是 11，将 1 添加到计数值的高 2 位（步骤 406）。

控制部件 102 将一个新计数值输入到滤波器 100 的控制信号输入端，作为控制信号。滤波器调谐部件 105 依据该计数值改变滤波器 100 的跨导 g_m （步骤 407）。

在经过滤波器输出信号稳定所需的时间周期后，返回到步骤 402，并且幅度检测部件 101 再次执行幅度判断。

在步骤 405，如果计数值的高 2 位为 11，进行到步骤 408。幅度判断逻辑电路 117 从计数值高 2 位从 00 变为 11 时的四个判断结果中判断：是否允许幅度变化特性，它含有四个计数值作为它参数值（步骤 408）。

当判断不允许时，返回到步骤 401，再次执行步骤 401 及粗调谐步骤后的步骤。

替代上述过程，当判断不允许时，也有可能：幅度判断逻辑电路 117 输出一条出错信息并中止滤波器的调谐。在这种情况下，保持在先前滤波器调谐中确定的计数值（控制信号的数值），控制部件 102 输出第一模式中的这个计数值。将在后面详细解释步骤 408。

如果允许幅度变化特性，控制部件 102 比较四个幅度判断结果，并将判断结果为高电平时的计数值试验性地确定为最佳值（步骤 409）。中止粗调谐步骤。

图 5 是一张示意图，示出在双向计数器 118 计数值的高 2 位从 00 连续变化到

11 的情况中，滤波器 100 频率特性的变化（将低 4 位设置为 0000）。

在图 5 中，横坐标显示频率，而纵坐标显示输出信号的幅度。501, 502, 503 和 504 示出当输入高 2 位分别为 00, 01, 10, 11 的控制信号时，滤波器 100 的特性（将低 4 位设置为 0000）。

A, B, C 和 D 显示当将高 2 位分别为 00, 01, 10 和 11 的控制信号分别输入到滤波器 100，同时将一个频率 f_0 的基准信号输入到滤波器 100 情况中的滤波器输出信号的幅度。

阈值 505 示出从基准 dc 电压产生部件 306 输出的电压（为了便于解释，示为不具有磁滞特性）。

如果滤波输出信号的幅度 A, B, C 和 D 大于预定阈值 505（判断电平），幅度检测部件 101 输出高电平的幅度判断结果，并且如果不是，它输出低电平的幅度判断结果。

在图 5 中，当计数值为 000000B 时，滤波器输出信号幅度电平为 A。因为幅度 A 低于阈值 505（判断电平），幅度检测部件 101 输出低电平的判断结果。当计数值为 000000B 时，幅度判断逻辑电路 117 储存该低电平的幅度判断结果。

当这个计数值的判断结束时，幅度判断逻辑电路 117 将双向计数器 11 改变为 010000B。从图 5 中，当计数值为 010000B 时，滤波器输出信号的幅度电平为 B。

因为幅度 B 大于阈值 505（判断电平），幅度检测部件 101 输出高电平的幅度判断结果。当计数值为 010000B 时，幅度判断逻辑电路 117 储存该高电平的幅度判断结果。

将双向计数器 118 的计数值改变为 100000B 的下一个值。计数值为 100000B 时刻的滤波器输出信号的幅度电平为 C。

因为幅度 C 低于阈值 505（判断电平），在这个计数值的时刻，幅度判断逻辑电路 117 储存该低电平的幅度判断结果。

最后，将计数值设置为 11000B，执行幅度判断。计数值为 11000B 时刻的滤波器输出信号的幅度电平为 D。

因为幅度 D 低于阈值 505（判断电平），在这个计数值时刻，幅度判断逻辑电路 117 储存该低电平的幅度判断结果。

图 6 是一张示意图，示出在粗调谐步骤完成时幅度判断逻辑电路 117 储存的控制信号的数值（双向计数器 118 的计数值）及在各个控制信号数值的幅度判断结果（幅度检测部件 101 的输出信号）。

仅当计数值为 010000B 时，幅度判断结果变为高电平信号。在图 5 和图 6 所示实施例中，计数值 010000B 试验性地指定为最佳值（见图 6）。

图 7 是一张流程图，示出粗调谐步骤判断结果正确或错误的方式（步骤 408 详情）。在步骤 408 中，幅度判断逻辑电路 117 从通过将计数值高 2 位（控制信号）从 00 改变为 11 的四个幅度判断结果中，判断是否允许幅度特性改变，它含有四个计数值作为它的参数。

在图 7 中，首先，幅度判断逻辑电路 117 判断含在四个幅度判断结果内的低电平个数是等于 P 或多于 P（在这个实施例中， $P=4$ （所有个数）还是不是（步骤 701））。如果低电平个数为 P 或多于 P，它判断为出错。返回图 4 的步骤 401，并重复粗调谐步骤（步骤 705）。

如果低电平个数小于 P，那么它判断含有在四个幅度判断结果内的高电平个数是等于 R 或多于 R（在这个实施例中， $R=2$ ）还是不是（步骤 702）。

如果高电平个数等于 R 或多于 R，它判断为出错。返回图 4 的步骤 401，并重复粗调谐步骤（步骤 705）。

如果高电平个数小于 R，它判断是否存在高，低，高的行组合（步骤 703）。

如果存在高，低，高的行组合（即，如果存在两个最大值），它判断为出错。返回图 4 步骤 401，并重复粗调谐步骤（步骤 705）。

如果不存在高，低，高的行组合，进行到图 12 的步骤 1201，并执行精调谐步骤。

例如，如果在计数值和滤波器输入信号之间存在一种关系，如图 5 所示，在图 4 的粗调谐步骤中，决不会发生幅度判断（幅度检测部件 101 的输出信号）出现高，低，高的序列。

当适当地设置阈值 505（判断电平）时，在四个幅度判断结果中，决不会发生：P 个或多于 P 个变为低电平，或 R 个或多于 R 个变为高电平。在 P 个或多于 P 个变为低电平，或 R 个或多于 R 个变为高电平的情况下，考虑到在某些原因中，阈值 505（判断电平）的设置偏离某一个适当数值。或，考虑到存在这样的情况：滤波器调谐部件 105 不能很好地工作。

幅度判断逻辑电路 117 检查通过将它们按计数值次序排列获得的幅度判断结果的高电平和低电平行。如果不允许高电平和低电平行（如果不正常），再次执行粗调谐步骤和/或表示出错，结束滤波器调谐。

通过上面，当幅度检测部件 101，滤波器调谐部件 105 等因某些原因不能正常

工作，能够正确地执行粗调谐步骤（基于滤波器输出信号幅度的调谐）。或，有可能在防止在第一模式中引入错误计数值和滤波器故障。

在该实施例中，在高 2 位所有数值（四个值）上获得幅度检测部件 101 的幅度判断结果后，幅度判断逻辑电路 117 判断四个幅度判断结果是正确还是错误，并试验性确定一个最适合的计数值。

替代上述过程，也有可能：在图 4 粗调谐步骤期间，幅度判断逻辑电路 117 始终判断幅度判断结果行的成功或失败。通过进行这种判断，能以更高速度执行粗调谐。

例如，当获得高 2 位所有值（四个值）上的幅度检测部件 101 的幅度判断结果时，确定阈值 505（判断电平），仅使一个幅度判断结果为高电平。

在图 4 的粗调谐步骤中，如果在计数值为 000000B 时刻，幅度检测部件 101 的幅度判断结果为高电平，并且如果在计数值 010000B 时刻，幅度判断结果也为高电平，幅度判断逻辑电路 117 判断，在这阶段是一个出错。控制部件 102 再次执行粗调谐步骤，或中止滤波器调谐。

如上面描述的，在粗调谐步骤，始终判断幅度判断结果行的成功或失败在这样一种情况是特别有效的：在粗调谐步骤中从控制部件 102 连续输出的计数值的个数可以更多。例如，当需要高 S 比特位（ $S \geq 3$ ）的所有数值（4 个数值）上的幅度检测部件 101 的幅度判断结果时，它很有效。能够加速处理过程。

在图 4 到图 6 引用的例子中，它从粗调谐步骤（图 4 的步骤 401）中计数值所有比特位为 0 的状态开始。不管在处理期间计数器为 010000B 时，这个例子中幅度判断结果出现高电平，双向计数器的计数值连续地增大并继续该幅度方向。

替代上述过程，也有可能用在粗调谐步骤中一旦出现高电平的幅度判断结果时的幅度判断结果，结束粗调谐步骤。在那后，有可能依据相位比较进行到精调谐步骤。

或，考虑到：存在制造过程中引起可能的离散，也有可能通过取某一计数值作为它的初始值起动粗调谐步骤，在该计数值，幅度判断结果可能变为高电平。也有可能依据在幅度判断结果变为高电平时的幅度检测，结束粗调谐步骤。

用任何方法，通过幅度检测，在比这个实施例中更短时间内能结束粗调谐步骤。

另一方面，在该实施例中（图 4），虽然幅度判断结果在处理期间变为高电平，具有从 000000 到 110000 的高 2 比特位所有值的计数值都输入到滤波器 100，作为

控制信号。在实施例 4 中，检测每个控制信号上的滤波器输出信号的幅度。依据这种方法，调谐时间变得比上面描述的其他方法中更长，但能使不正确调谐的可能性变得更低。

为了即使幅度检测部件 101 在某些情况中输出一个错误的幅度判断结果，能避免控制部件 102 可能错误地确定大多数合适的计数值，用一个计数值重复几次幅度判断，并如果重复 N 次获得相同结果，可以维持这样获得的结果。

还有可能，重复粗调谐步骤 N 次，确定由每个调谐步骤获得的大多数合适计数值的模式，中间值或平均值中的任何一个，作为试验性计数值。

解释滤波器 100 的精调谐步骤。如上面已经描述的，当在该实施例中适当地调整滤波器 100 时，两个信号 130 和 131 间的相位差为 0。

当滤波器低于目标特性频率（基准信号频率）时，滤波器输出信号的相位超前于基准信号。当滤波器大于目标特性频率（基准信号频率）时，滤波器输出信号的相位滞后于基准信号。

利用这个原理，在精调谐步骤中，控制部件 102 依据滤波器输出信号和基准信号之间的相位差，确定一个计数值，并执行特性频率的精调谐。

图 8 是一张时序图，示出放大器 106 的输出信号（二值化滤波器输出信号）130 和放大器 107 的输出信号（二值化滤波器输出信号）131。

在图 8 中，区域 A 示出控制部件 102 将一个新控制信号输入到滤波器 100 后的特定区域。在该特定区域 A 内，由于例如滤波器 100 绝对群延迟的影响，二值化滤波器输出信号 130 的相位不稳定。

在该实施例中，在控制部件 102 将一个新控制信号输入到滤波器 100 后，滤波器输入信号变为稳定前所需的时间周期约为 40 μ s。在滤波器输出信号变为稳定后，相位比较器部件 103 判断区域 B 内两个信号之间的相位差。

相位比较器部件 103 是 D 触发器，在输入到时钟输入端的二值化基准信号的上升沿 801，如图 8 所示，相位比较器部件 103 锁住滤波器输出信号 130 的二值化值。

如果锁存值为高，知道滤波器输出信号的相位超前于输入信号的相位，并且知道滤波器 100 的特性频率低于目标特性频率（参考图 15 (b)）。

因为在图 8 的区域 B 内锁存的值为低，知道滤波器输出信号的相位滞后于输入信号的相位，并知道滤波器 100 的特性频率 f_0 大于目标特性频率。

如图 6 已经显示的，将计数值 010000B 试验性地确定为粗调谐步骤中的最佳

值。然而，即使在图 4 粗调谐步骤中将计数值高 2 位试验性地确定为 01，大多数适当值的高 2 位不必为 01。用图 5, 9 到 11 解释这情况。

在将低 4 位设置为 0000 并将计数器的高 2 位从 00 连续地增大到 11 的情况中，将计数值作为它控制信号的滤波器 100 的频率特性变成如图 5 或图 10 所示。对于图 5 和图 10 中所示的频率特性中的任何一种，在粗调谐步骤中试验性指定计数值 010000B。在图 5 中，最适当的计数值大于 010000B，而在图 10 中低于 010000B。

图 9 和图 11 中分别示出：当在图 5 和图 10 频率特性中改变 010000B 附近区的计数值（控制信号）时，从相位比较器部件 103 输出的相位比较结果。在图 5 和图 9 中，大多数适当的计数值为 010100B。在图 10 和图 11 中，大多数适当计数值为 001100B。在下面精调谐步骤中，考虑到上述情况执行该处理。

图 12 和图 13 是依据滤波器输出信号的相位执行滤波器 100 的精调谐步骤的流程图。按图 12 到图 13 的次序执行该处理。首先，描述图 12 所示的滤波器 100 的精调谐步骤的流程图。在图 12 的流程图中，确定高 3 位的计数值。

首先，将计数值设置为 010000B 值，该值是由粗调谐步骤依据滤波器输出信号的幅度试验性确定的。在经过某一指定等待时间后，相位比较器部件 103 判断滤波器的特性频率是否大于目标频率（判断相位差）（步骤 1201）。该指定等待时间是比滤波器的绝对群延迟时间足够地长，（例如，等于 40 is (?) 或比它更长的时间）。

如果滤波器的特性频率大于目标频率，从计数值最高比特位起的第 3 位减去 1（计数值 = 计数值 - 001000B）（步骤 1202）。

控制部件 102 将一个新计数值输入到滤波器 100，作为控制信号。滤波器调谐部件 105 改变滤波器 100 的跨导 gm（步骤 1203）。

在经过指定等待时间后，相位比较器部件 103 判断滤波器特性频率是否等于或小于目标频率（步骤 1204）。

如果滤波器的特性频率等于或小于目标频率，将那时刻的计数值高 3 位确定为第一模式中使用的计数值（步骤 1209）。

中止图 12 的处理。如果在步骤 1204 中滤波器的特性频率大于目标频率，处理返回到步骤 1202。

在步骤 1201 中，如果滤波器的特性频率等于或小于目标频率，将 1 添加到计数值的第 3 位（计数值 = 计数值 + 001000B）（步骤 1205）。

控制部件 102 将一个新计数值输入到滤波器 100，作为控制信号。滤波器调谐

部件 105 改变滤波器 100 的跨导 g_m (步骤 1206)。

在经过某一指定等待时间后, 相位比较器部件 103 判断滤波器特性频率是否大于目标频率 (步骤 1207)。

如果滤波器特性频率大于目标频率, 从计数值的最高比特位起第 3 位减去 1 (计数值 = 计数值 - 001000B) (步骤 1208)。

将计算的计数值的高 3 位确定为在第一模式中使用的的一个计数值 (步骤 1209)。

中止图 12 的处理。如果在步骤 1207 中, 滤波器特性频率等于或小于目标频率, 处理返回到步骤 1205。

将从基准信号产生器 104 输出的基准信号输入到滤波器 100。幅度检测部件 101 依据滤波器输出信号输出幅度判断结果。将幅度判断结果输入到幅度判断逻辑电路 117 并储存在该逻辑电路内。

幅度判断逻辑电路 117 改变双向计数器 118 的计数值。在改变了滤波器 100 的 g_m 值且经过某一预定等待时间后, 重复上述的处理, 并且幅度判断逻辑电路 117 储存一个幅度判断结果。

通过将图 12 的精调谐步骤的处理环路重复几次, 即使在粗调谐步骤中试验性确定偏离正确计数值较大的一个计数值, 能够找出该正确的计数值。在图 12 的流程图中, 能够找出一个正确的高 3 位值。

在图 12 中, 处理环路的重复次数超过某一指定阈值时, 有可能输出在粗调谐步骤中确定的计数值是错误的信息。或也有可能重复图 4 的粗调谐步骤。

如上面所述, 通过在精调谐步骤中再次确定: 在粗调谐步骤中确定的计数值是正确的, 能够提高确定的高比特位的可靠性。

处理继续到下一低比特位的调整。通过由图 4 和图 12 的算法仅对高 3 位进行调整, 特性频率相对于滤波器的目标频率的精度不是足够的。

图 13 是一张流程图, 示出确定自计数值第 4 位起低比特位的方法。在图 13 中, 确定自最高比特位起的第 4 位到第 6 位。

在图 13 的处理开始处, 双向计数器 118 值的高 3 位是由图 12 处理确定的数值, 而从最高比特位起的第 4 位到第 6 位为 000B。

首先, 将初始值 i 设置为 4 (步骤 1301)。

将计数值的最高比特位起的第 i 位设置为 1 (步骤 1302)。

控制部件 102 将一个新计数值输入到滤波器 100, 作为控制信号。滤波器调谐

部件 105 改变滤波器 100 的跨导 g_m (步骤 1303)。

在经过相位稳定必需的指定等待时间后, 相位比较器部件 103 判断相位差。相位比较器部件 103 判断滤波器的特性频率是否大于目标频率 (步骤 1304)。

通过将第 i 位设置为 1, 如果滤波器的特性频率大于目标频率, 第 i 位返回到 0 (步骤 1305)。

如果在步骤 1304 中滤波器的特性频率等于或小于目标频率, 将第 i 位确定为 1。

接着, 判断 i 是否小于双向计数器 118 的数字位数 (本实施例中为 6) (步骤 1306)。

如果 i 是比双向计数器 118 的数字位数 (这个实施例中为 6) 小的数值, 使 i 值加 1, 并且处理返回到步骤 1302。下文中, 在计数值最高比特位起的第 5 位和第 6 位上重复类似处理。

如果 i 与计数器的数字位数相同 (如果是最低有效位), 将当前的计数值确定为第一模式中使用的计数值 (步骤 1308)。

中止处理。如所描述的, 按从高比特位到最低有效位的次序连续地确定, 并在确定最低有效位数值时刻, 中止调谐。

在结束精调谐步骤后, 最后执行确定步骤。图 14 是一张示意图, 示出通过相位比较的确定步骤的流程图。

在图 14 中, 首先, 将最后在图 13 精调谐步骤中确定的计数值设成为控制信号, 相位比较器部件 103 判断相位差 (步骤 1401)。

判断滤波器的特性频率是否等于或小于目标频率 (步骤 1402)。

如果滤波器的特性频率大于目标频率, 返回到图 12 的步骤 1201, 并再次进行精调谐步骤 (步骤 1406)。

当在步骤 1402 中确定滤波器的特性频率等于或小于目标频率时, 1 添加到最后确定的计数值的最低有效位 (步骤 1403)。

控制部件 102 将一个新计数值输入到滤波器 100, 作为控制信号。滤波器调谐部件 105 改变滤波器 100 的跨导 g_m (步骤 1404)。

判断滤波器的特性频率是否大于目标频率 (步骤 1405)。

如果确定滤波器的特性频率大于目标频率值, 中止处理, 假定确定的计数值是正确的。如果在步骤 1405 中滤波器的特性频率等于或小于目标频率, 返回到步骤 1403, 并重复上述处理。

在图 14 的确定步骤中，通过将等待时间取的稍微长些，确定的精度比精调谐步骤中相位比较的精度更高。该等待时间是更新控制信号后滤波器输出信号的相位稳定所必需的。

为了即使在某些情况下相位比较器部件 103 输出一个错误的相位判断结果，能由控制部件 102 避免最适合计数值的一次可能失败的确定，用一个计数值重复几次进行相位判断，如果获得 N 次的相同结果，维持这样获得的结果。

也有可能，重复精调谐步骤 N 次，以确定通过每个精调谐步骤获得的最适合计数值的模式，中间值或平均值，作为最终的最合适计数值。

引起 gm-C 滤波器特性频率偏离因素中最大的一个因素是由含有它的集成电路制造过程引起的偏离。次大的一个因素是由温度变化和电源变化引起特性频率的波动。

在制造含有本发明滤波器自动调谐装置的集成电路后首次进行滤波调谐中，有可能：以足够的时间按这个实施例所示方法执行滤波器调谐，由调谐结果获得的计数值写进非易失性存储器内。用这种方法，有可补偿集成电路制造中引起的离散。在引入下次调谐的时刻，从非易失性存储器读出在滤波器调谐时写入的计数值。

例如，有可能将在粗调谐步骤中从控制部件 120 输入到控制端的多个控制信号的数值确定为目前计数值附近区内的一个数值。在粗调谐步骤的较早阶段，有较高的可能性能获得高电平的幅度判断结果。直到最后阶段不执行粗调谐步骤，有可能将在那时获得的计数值确定为试验性数值，并继续到下一个精调谐步骤。能缩短滤波器调谐时间。

也可能跳过粗调谐步骤，并取从非易失存储器读出的计数值作为试验性计数值，及通过相位比较从精调谐步骤中执行滤波器调谐。用这种方式，有可能缩短在第二次(the second time)及其后的滤波器调谐时间。

在第二次(the second time)及其后的滤波器调谐中，通过断开幅度检测部件和幅度判断逻辑电路的电源，能试图进一步降低功耗。用这种方式，能更有效地执行滤波器自动调谐。

控制部件 102 对通过上次(last time)调谐滤波器确定的并储存在非易失存储器内的计数值(前一次的计数值)与通过新近执行滤波器调谐确定的计数值(新近获得的计数值)进行比较。

如果前一次计数值和新近获得的计数值之间的差值大于给定阈值，有可能取消新近获得的计数值，并使用持续到前一次的计数值，正像在第一模式的情况。

通过设置阈值，评估由于温度变化及电源改变的影响引起计数值最大偏离多少，能检测调谐误差（P）68 第二段）。当检测到调谐误差时，有可能重复该调谐。

也有可能给滤波器 100 提供 Q 值控制端，用于改变 Q 值。控制部件 102 控制 Q 值控制端的输入信号，以使第二模式中的 Q 值变高。将多个控制信号连续地输入到高 Q 值滤波器 100 的上述控制端，执行粗调谐步骤和精调谐步骤。由此，有可能使调谐精度更高。

也有可能是在滤波器 100 的 Q 值为低的一般状态下执行粗调谐步骤，并因此执行精调谐步骤，以使 Q 值更高（with raising the Q-value high）。当 Q 值较低时，更容易通过幅度检测进行粗调谐。当 Q 值较高时，能以更高的精度通过相位检测进行精调谐。

于是，在上述解释中，虽然将调谐过程下的滤波器假定为 gm-C 滤波器，也有可能使用哪些中心频率能通过改变电压或电流可变控制的任何类型的电子滤波器。

在上述实施例中，滤波器为窄带的 BPF。然而，不限制于上述 BPF 滤波器，也有可能使用 HPF 或 LPF。

在上述实施例中，滤波器自动调谐装置安装进移动电话的接收机部件内。然而，不限制于上述情况，也有可能将本发明的滤波器自动调谐装置安装进例如移动电话基站通信仪器的接收机部件内。

将本发明的滤波器自动调谐装置安装进含有高精度基准信号产生器和滤波器的任何通信仪器内也是很好的。

在这些通信仪器中，当进行通信时，按第一模式运行滤波器自动调谐装置。当不通信时，按特定时序以第二模式运行滤波器自动调谐装置。用这种方式，能够实现高可靠和低功耗性能。

如上面已经描述的，依据本发明，当执行自动滤波器调谐时，在通过幅度检测粗略调谐该滤波器时，通过相位比较高精度地调谐滤波器。反之，即使对于因制造过程具有较大偏离的这种滤波器或对于含有高 Q 值的滤波器，有可能在短时间内执行自动滤波器调谐。

因为不需要用作滤波器调谐应用的任何基准滤波器，变得极大地有利于实现低功耗。

本发明对于滤波器自动调谐装置和含有该调谐装置的通信仪器是很有用的。

虽然以某种详细程度描述了本发明，本披露的概念能够改变它的配置细节，并能实现组合及每个元件次序的变化，并没有背离本发明权利要求的范畴和思想。

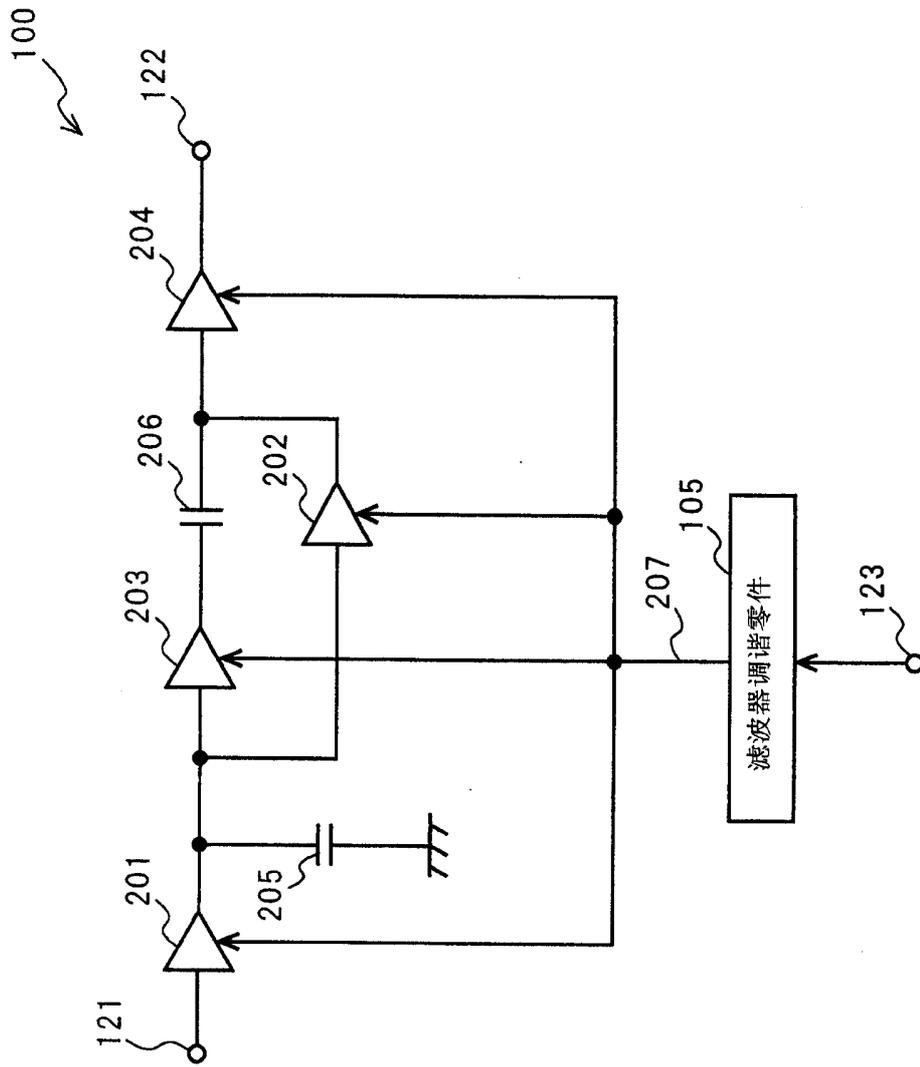


图 2

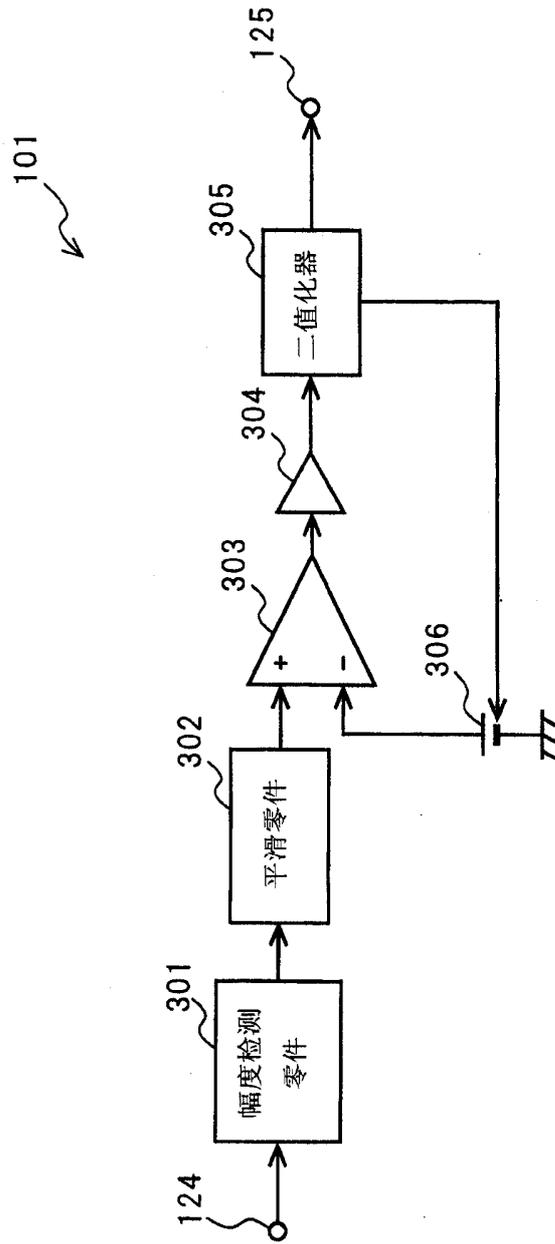


图 3

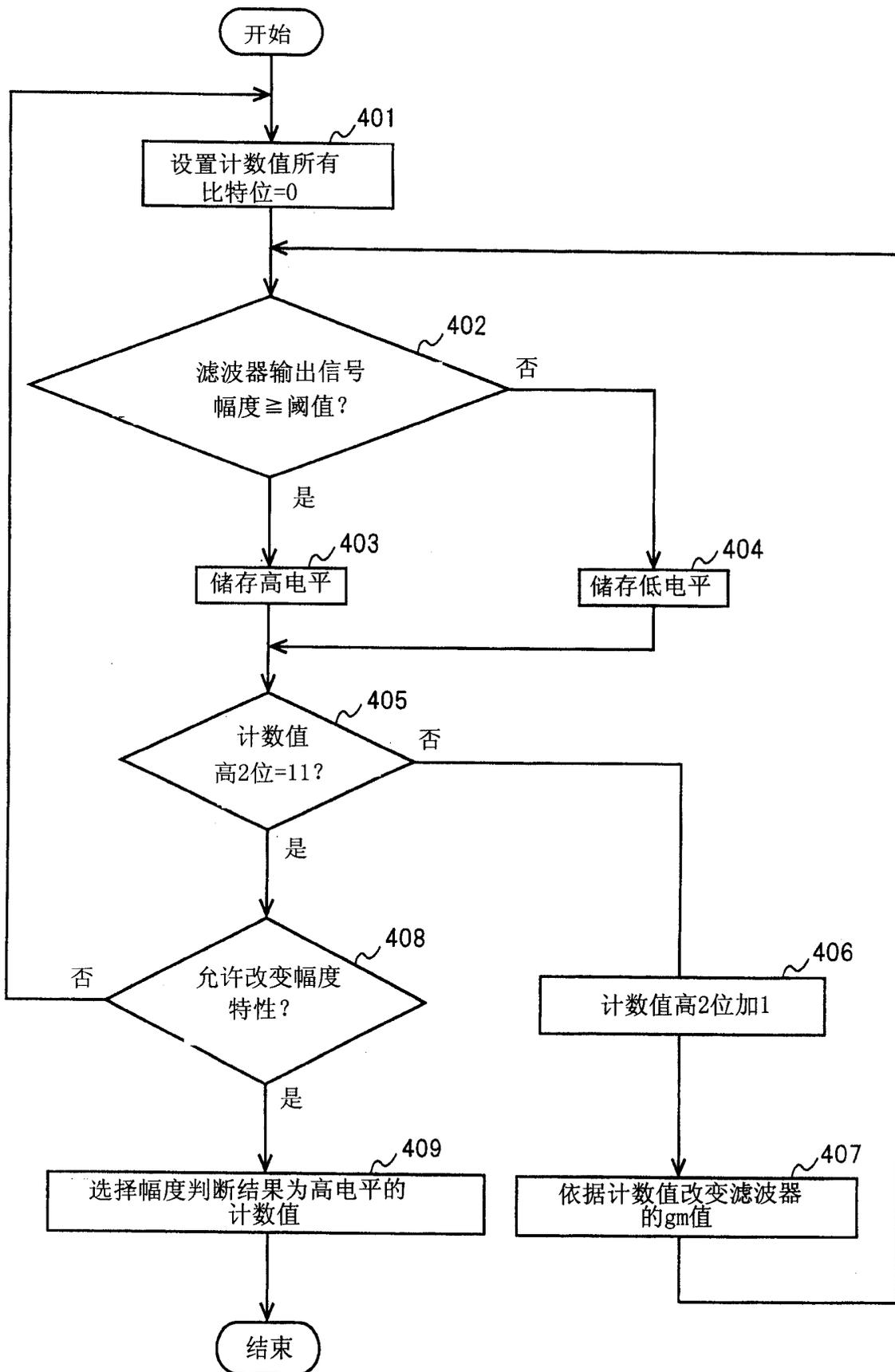


图 4

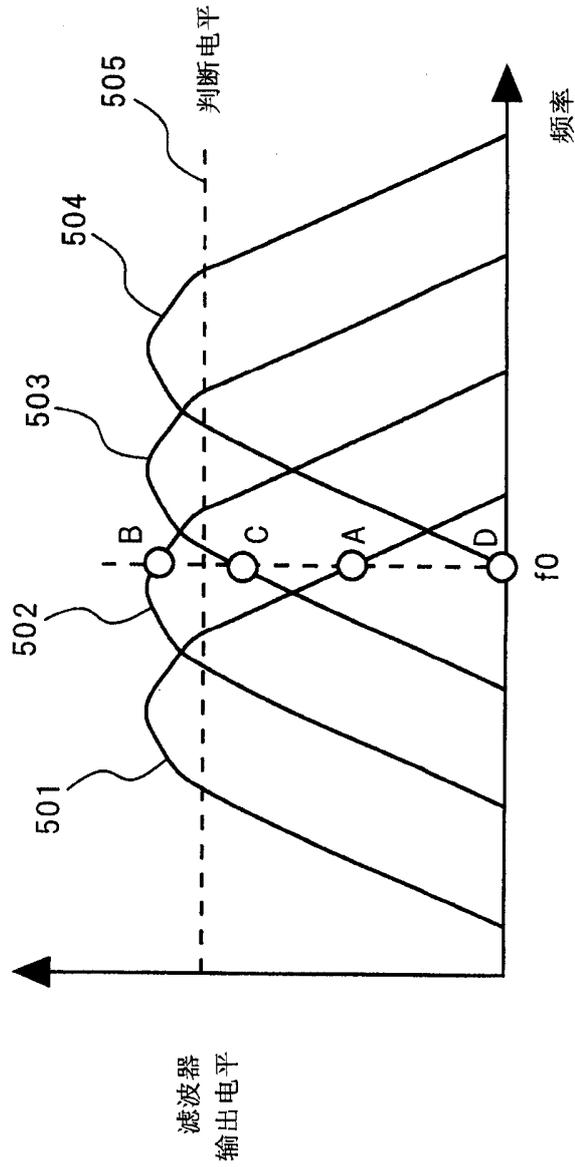


图 5

计数值		幅度判断
00	0000	L
01	0000	H
10	0000	L
11	0000	L

图 6

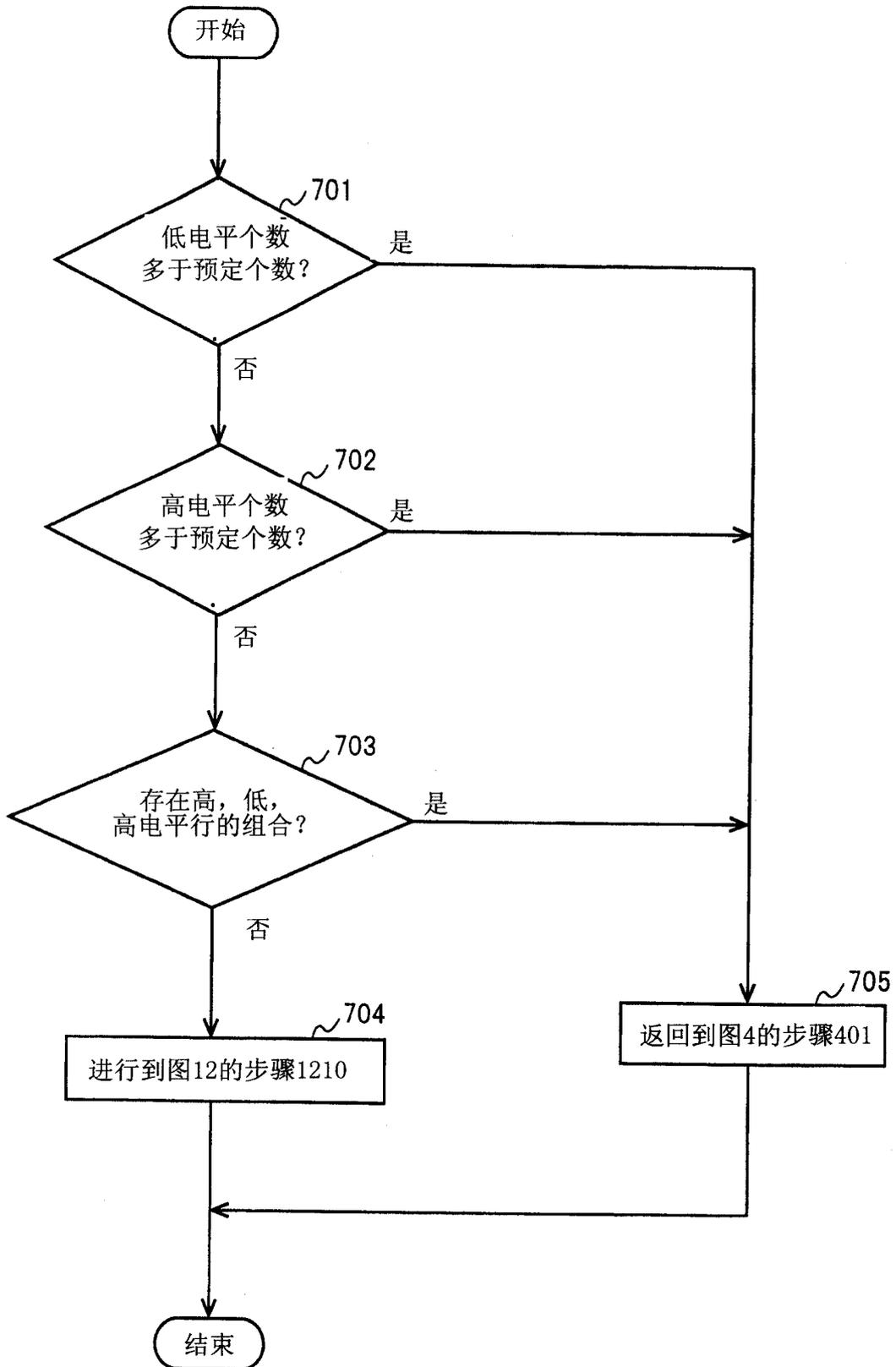


图 7

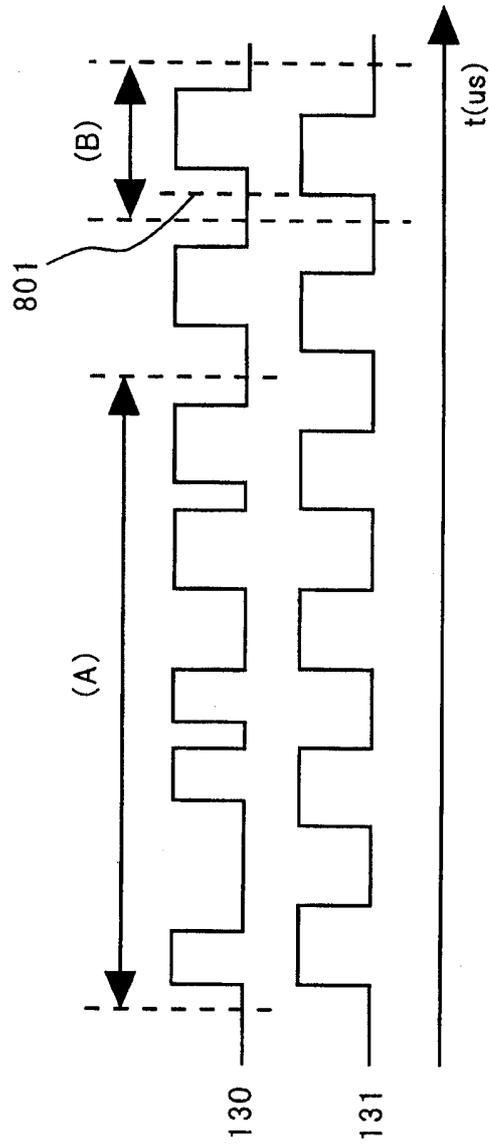


图 8

计数值		相位比较结果
01	0000	滤波器 < 目标频率 f_0
01	1000	目标频率 f_0 < 滤波器
01	0100	滤波器 < 目标频率 f_0
01	0110	目标频率 f_0 < 滤波器
01	0101	目标频率 f_0 < 滤波器
01	0100	最后结果

图 9

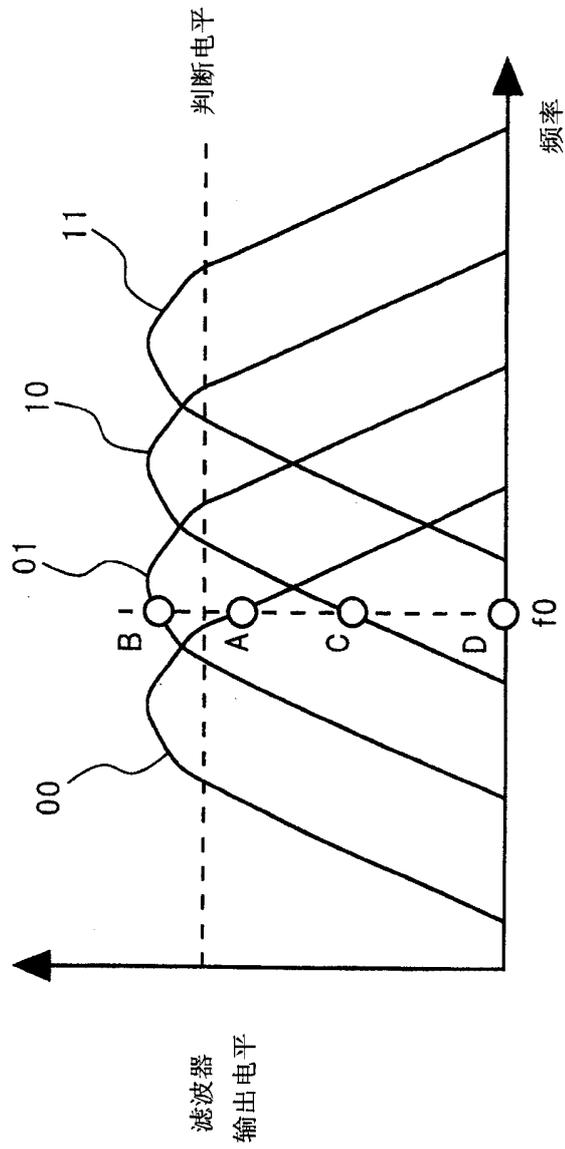


图 10

计数值		相位比较结果
01	0000	目标频率 f_0 < 滤波器
00	1000	滤波器 < 目标频率 f_0
00	1100	滤波器 < 目标频率 f_0
00	1110	目标频率 f_0 < 滤波器
00	1101	目标频率 f_0 < 滤波器
00	1100	最后结果

图 11

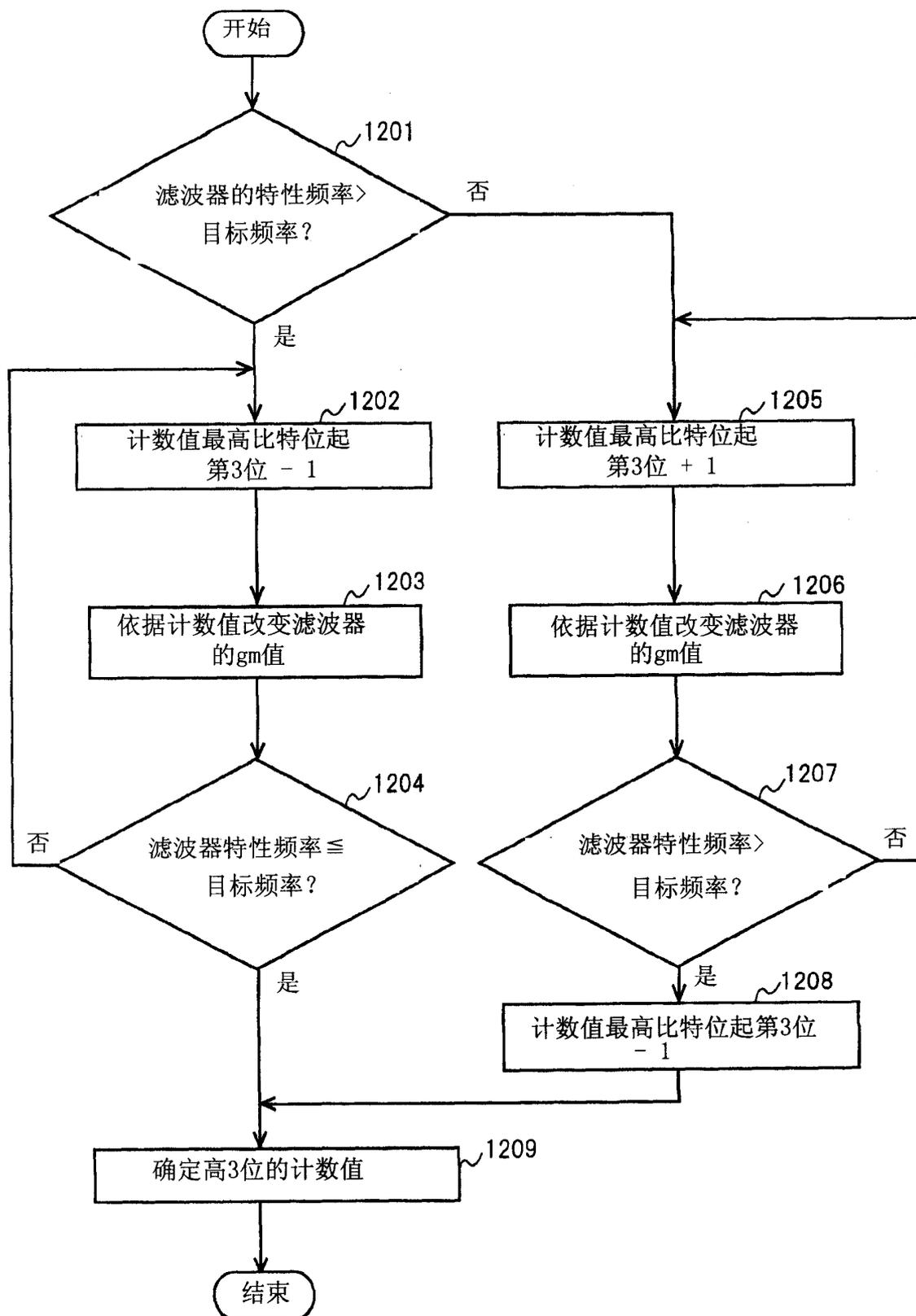


图 12

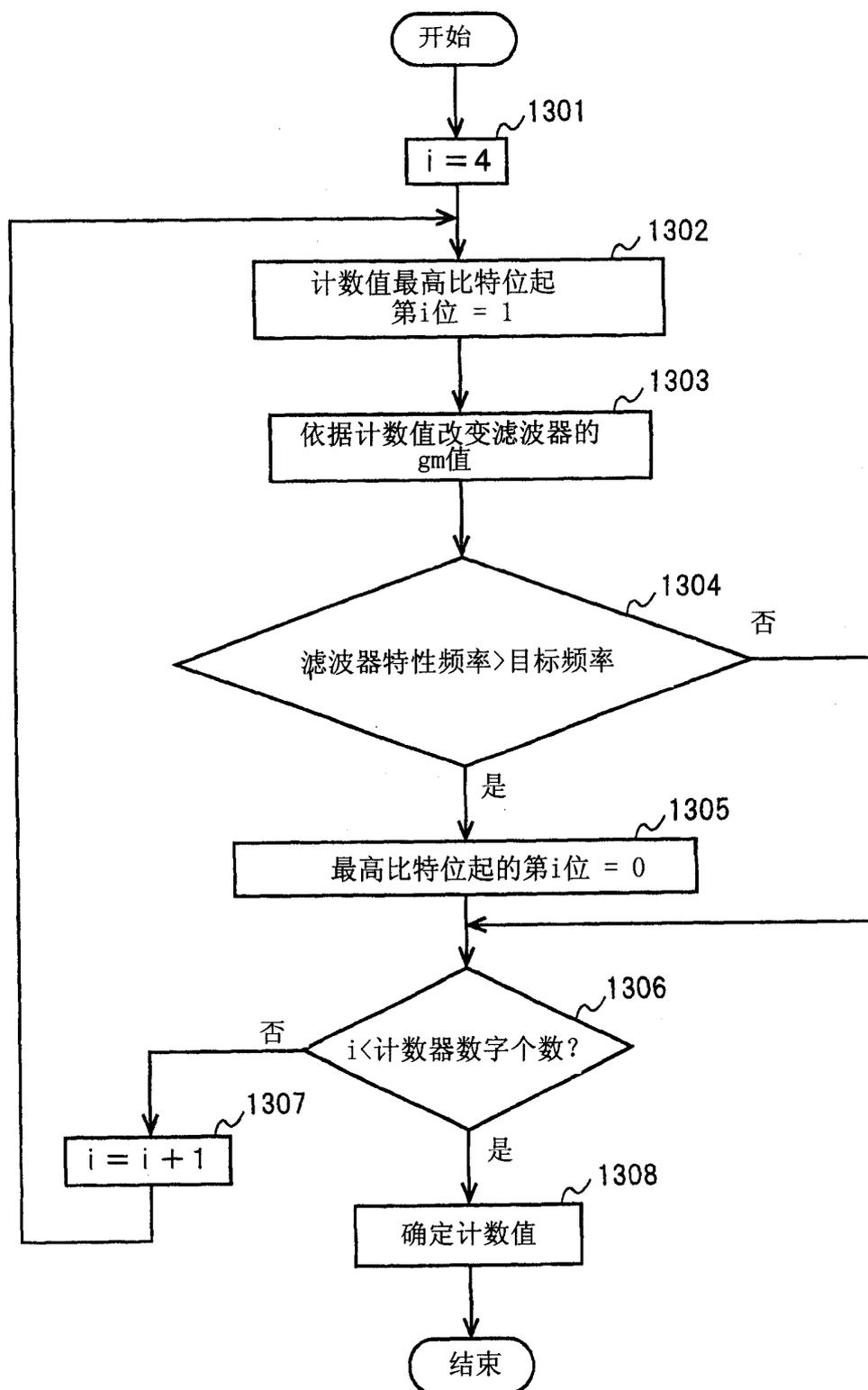


图 13

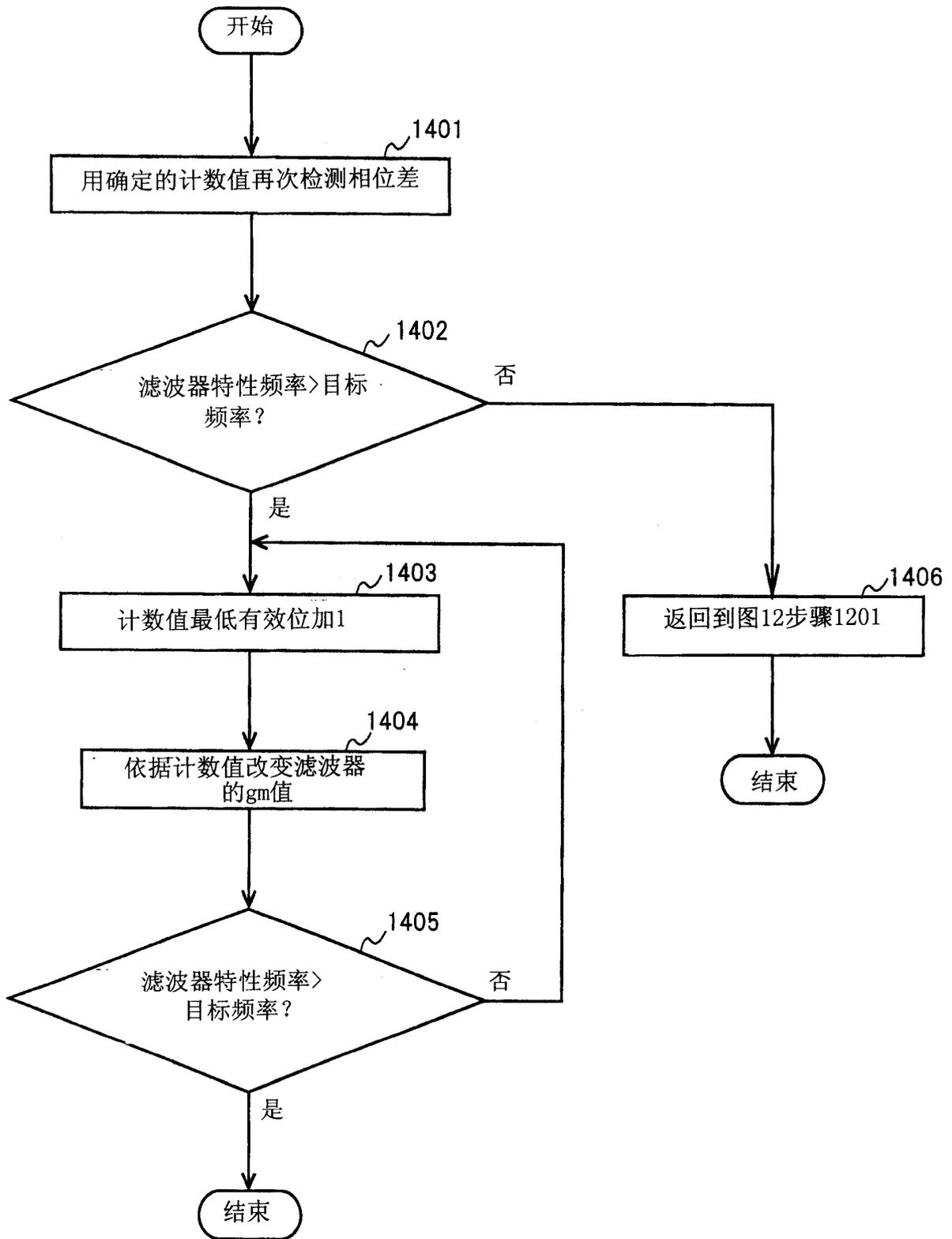


图 14

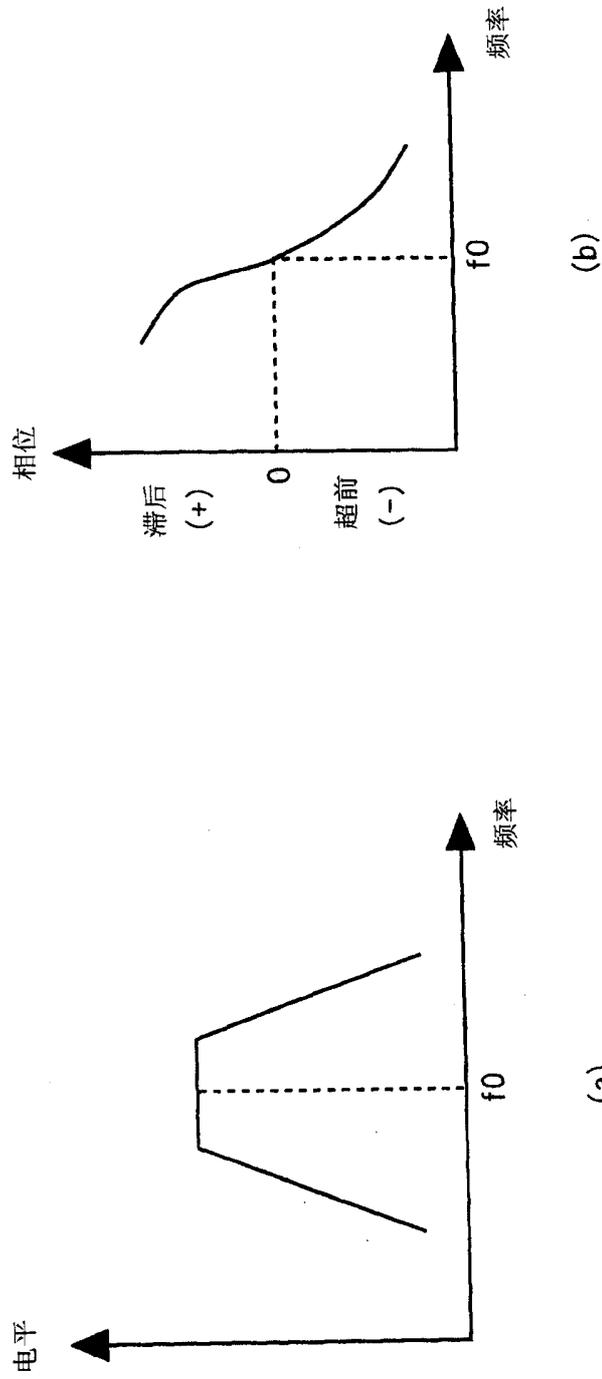


图 15