

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96111817.2

[45] 授权公告日 2002 年 3 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 1080951C

[22] 申请日 1996.8.8 [24] 颁证日 2002.3.13

[21] 申请号 96111817.2

[30] 优先权

[32] 1995.8.8 [33] JP [31] 202391/95

[32] 1996.6.10 [33] JP [31] 147580/96

[73] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府

[72] 发明人 浦部嘉夫 高井均

山崎秀聪 竜田明浩

[56] 参考文献

EP 0624000 1994.11.9 H03D15/14

US 5304941 1994.4.19 H03F1/32

审查员 段成云

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

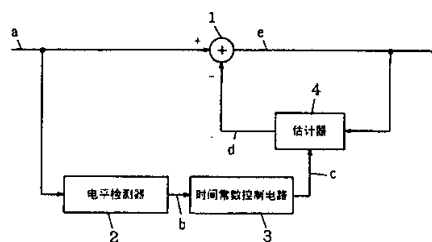
代理人 傅远

权利要求书 5 页 说明书 17 页 附图页数 18 页

[54] 发明名称 直流偏差补偿装置

[57] 摘要

电平检测器(2)检测输入信号 a 的幅度变化,输出表示 HIGH 或 LOW 的电平信号 b,以确定输入信号 a 的开头部分,时间常数控制信号装置(3)根据电平信号 b 产生时间常数控制信号 c,以控制估计器(4)的时间常数,使时间常数在电平信号 b 由 HIGH 为 LOW 时开始的一段规定时间间隔内为较小值,估计器(4)用按照时间常数控制信号 c 变化的时间常数估计包括在输入信号中的直流偏差,以输出估计值 d,补偿器(1)从输入信号 a 减去估计值 d 得到补偿输出。



权 利 要 求 书

1. 一种用于补偿包括在输入信号中的直流偏差的直流偏差补偿装置，其特征在于包括：

电平检测装置，检测所述输入信号的幅度变化，产生和输出确定输入信号开头部分的电平信号；

时间常数控制装置，根据所述电平信号产生并输出一时间常数控制信号；

补偿装置，从所述输入信号的值中减去所述直流偏差的估计值，输出补偿输出；以及

估计装置，输入所述补偿输出或所述输入信号，用按照所述时间常数控制信号变化的时间常数估计所述输入信号的直流偏差，并输出估计值，提供给所述补偿装置。

2. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置，其特征在于，所述估计装置输入所述补偿输出，根据补偿输出，用按照所述时间常数控制信号变化的时间常数估计所述输入信号的直流偏差，并输出估计值，反馈给所述补偿装置。

3. 如权利要求 2 的直流偏差补偿装置，其特征在于，所述电平信号是一具有第一值和第二值的二进制信号；以及

第一时刻是所述电平信号从第一值变化到第二值的时刻，

第二时刻是从所述电平信号为第二值的状态下从所述第一时刻经历一规定时间间隔的时刻；

所述时间常数控制装置，在所述电平信号在第二时刻后保持第二值的期间内输出使所述时间常数达到最大的时间常数控制信号。

4. 如权利要求 3 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述时间常数控制装置在第一时刻与第二时刻之间的时间间隔产生并输出使所述时间常数最小的时间常数控制信号。

5. 如权利要求 3 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述时间常数控制装置产生和输出使所述时间常数从最小值到最大值连续或阶梯地单调上升的时间常数控制信号。

6. 如权利要求 2 的直流偏差补偿装置，其特征在于，所述估计装置包括：

第一积分器，积分所述补偿信号，输出第一积分值；

比较器，根据所述时间常数控制信号决定上限参考值和下限参考值，将所述

第一积分值与已决定的上限参考值和下限参考值比较，输出比较输出；以及

第二积分器，积分所述比较输出，以输出估计值；其中，

所述比较器输出所述比较输出，

当所述第一积分值大于所述下限参考值并小于所述上限参考值时其值为 0。

当所述第一积分值不小于所述上限参考值时其值为+1，以及

当所述第一积分值不大于所述下限参考值时其值为-1，以及

所述第一积分器当所述比较输出为+1 或-1 时使所述第一积分值复位。

7. 如权利要求 6 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述第一积分器包括：

量化器，按照所述补偿输出的幅度对其进行量化，产生并输出量化信号；

第一寄存器，保持所述第一积分值；以及

第一加法器，将所述量化信号加到所述第一寄存器保持的第一积分值，并将相加结果作为第一积分值。

8. 如权利要求 6 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述第一积分器包括：

量化器，按照所述补偿输出的幅度对其进行量化，产生并输出量化信号；以及

第一向上/向下数序计数器，根据所述量化信号产生并输出所述第一积分值；

其中

所述第一向上/向下数序计数器按照所述量化信号改变计数方向。

9. 如权利要求 7 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述量化器按照所述补偿输出的幅度量化成(+1, -1)两个值或(+1、0、-1)三个值，输出量化值。

10. 如权利要求 6 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述第二积分器包括：

第二寄存器，保持所述估计值；以及

第二加法器，将所述比较输出加到所述第二寄存器保持的估计值，将相加结果作为估计值。

11. 如权利要求 6 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述第二积分器包括第二向上/向下数序计数器，根据所述比较输出产生和输出估计值，以及



所述估计装置包括:

校正常数发生器，按照所述时间常数控制信号产生校正常数；

加法器/减法器，按照所述补偿输出选择加法或减法；以及

寄存器，保持所述估计值；其中

所述加法器/减法器

当所述补偿输出为正时, 将所述寄存器保持的估计值加到校正常数, 输出相加结果作为估计值, 以及

当所述补偿输出为负时，从所述寄存器保持的估计值减去所述校正输出，输出相减结果作为估计值。

13. 如权利要求 2 的直流偏差补偿装置, 其特征在于,

所述估计装置包括：

校正常数发生器，按照所述时间常数控制信号产生正的校正常数和负的校正常数，以按照所述补偿输出输出校正常数之一；

寄存器，保持所述估计值；以及

加法器，将所述校正常数发生器输出的校正常数加到所述寄存器保持的估计值，输出相加结果作为估计值；其中

所述校正常数发生器

当所述补偿输出为正时输出正的校正常数；以及

当所述补偿输出为负时输出负的校正常数。

14. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置, 其特征在于, 所述估计装置输入所述输入信号, 用按照所述时间常数控制信号变化的时间常数估计所述输入信号的直流偏差, 并输出估计值, 前馈给所述补偿装置。

15. 如权利要求 14 的直流偏差补偿装置, 其特征在于,

所述估计装置是一按照所述时间常数控制信号改变抽头系数的低通滤波器。

16. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置, 其特征在于,

所述输入输入信号的电平检测装置包括:

高通滤波器，产生并输出消除了所述输入信号低频成分的高通信号；

整流器，产生并输出由对所述高通信号整流得到的整流信号；以及

平滑单元，产生并输出使所述整流输出随时间的变化减小的平滑输出；以及

所述电平检测装置根据所述平滑输出输出电平信号。

17. 如权利要求 16 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述电平信号是具有第一值和第二值的二进制信号；以及

所述电平检测装置将所述平滑输出与一规定的参考值比较，当平滑输出在一规定的判断时间内一直大于规定的参考值时，将所述电平信号作为第二值，否则将其作为第一值。

18. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

输入所述补偿输出的所述电平检测装置包括：

整流器，产生并输出由对所述补偿输出进行整流得到的整流输出；以及

平滑单元，产生并输出使所述整流输出随时间变化减小的平滑输出；以及

所述电平检测装置根据所述平滑输出输出电平信号。

19. 如权利要求 18 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述电平信号为一具有第一值或第二值的二进制信号；以及

所述电平检测装置接所述平滑输出与一规定的参考值比较，当平滑输出在规定的判断时间内一直大于规定的参考值时，将所述电平信号作为第二值，否则作为第一值。

20. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

输入所述输入信号的所述电平检测装置包括：

高通滤波器，产生和输出消除了所述输入信号低频成分的高通信号；

整流器，产生和输出由对所述高通信号整流得到的整流输出；

平滑单元，产生和输出使所述整流输出随时间变化减小的平滑输出；

阈值发生装置，对所述平滑输出按时间平均，通过将按时间平均 7 的平滑输出乘以一不小于 1 的规定系数，产生和输出一阈值；以及

判断装置，将所述平滑单元输入的平滑输出与所述阈值比较，产生和输出表示平滑输出是大于还是小于阈值的判断输出；以及

所述电平检测装置根据所述判断输出输出电平信号。

21. 如权利要求 20 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述电平信号是一具有第一值或第二值的二进制信号；以及

所述电平检测装置当所述判断输出在规定的判断时间内一直为较大值时将所述电平信号作为第二值，否则作为第一值。

22. 如权利要求 1 的直流偏差补偿装置，其特征在于，

所述电平信号为一具有第一值或第二值的二进制信号；

输入所述输入信号的所述电平检测装置包括：

高通滤波器，产生和输出消除了所述输入信号低频成分的高通信号；

整流器，产生和输出由对所述高通信号整流得到的整流输出；

平滑单元，产生和输出使所述整流输出随时间变化减小的平滑输出；以及

阈值发生装置，对所述平滑输出按时间平均，通过将按时间平均的平滑输出乘以一个不小于 1 的规定的系数，产生并输出一门限值；

延迟装置，通过将所述阈值延迟小于规定的判断时间，产生和输出一经延迟的阈值；以及

判断装置，将所述平滑输出与所述经延迟的阈值比较，产生和输出表示平滑输出是大于还是小于所述阈值的判断输出；以及

所述电平检测装置在所述判断输出在规定的判断时间内一直为较大值时将所述电平信号作为第二值，否则作为第一值。

说明书

直流偏差补偿装置

本发明涉及直流偏差补偿装置，尤其涉及一种自动消除由自动增益控制功能放大的接收到的信号、检测到的信号等内所包括的直流偏差成分的直流偏差补偿装置。

在接收到低电平信号时，由放大器或 A/D 转换器引起的直流偏差成份成为影响精确接收信号的重要因素。所以，消除接收到的信号中的直流偏差成份是重要的，这样，在接收机中就安装了用于消除接收到的信号的直流偏差成份的直流补偿装置，例如，日本专利公开 No. 62-53023 中揭示了一种传统的直流偏差补偿装置。下面参照附图叙述这种传统的直流偏差补偿装置。

图 21 是表示这种传统的直流偏差补偿装置结构的方框图。图 21 中，直流偏差补偿装置包括加法器 101、A/D 转换器(ADC)102 和一电荷泵 103，一有限频带且幅度分布平均值为零的模拟输入信号 a_{in} 输入到直流偏差补偿装置。模拟输入信号 a_{in} 在加法器 101 中被加到校正信号 p_{out} 上，并在 A/D 转换器 102 中转换成数字输出 d_{out} 电荷泵 103 输入数字输出 d_{out} 的最高有效位(MSB) sgn ，并对 sgn 累加以获得校正信号 p_{out} 。由于数字输出 d_{out} 是以二进制补码表示的，因此 MSB sgn 指出数字输出 d_{out} 的符号，即，当数字输出 d_{out} 为正时 MSB sgn 为 0，若数字输出 d_{out} 为负时 MSB 为 1，所以，若数字输出 d_{out} 平均来说偏移 to 负侧，则电荷泵 103 累加 1，以逐渐增加校正信号 p_{out} 作为响应，加法器 101 输出的信号的电平向正侧移动。这样，数字输出 d_{out} 也逐渐向正侧移动，以自动校正数字输出的偏移。于是直流偏差补偿装置输出无直流偏差成份的数字输出 d_{out} 。

但是，当有着上述结构的直流偏差补偿装置用于具有自动增益控制(AGC)放大器的接收机时，会出现下列问题。

用图 22(a)至 22(d)说明当图 21 的直流偏差补偿装置用于具有 AGC 放大器的接收机时的问题，图 22(a)示意性表示加到 AGC 放大器的信号的波形，图 22(b)表示 AGC 放大器增益的随时间变化，图 22(c)示意性地表示 AGC 放大器输出的信号波形，图 22(d)表示当 AGC 放大器输出的信号(见图 22(c))输入到传统的直流偏差补偿装置时包含在数字输出 d_{out} 中的直流偏差成分的电平随时间的变化。

图 22(a)中，输入到 AGC 放大器的输入信号是一宽带信号，如上所述，且一

频带有限且幅度分布平均值为零的信号，但是，由于输入信号包括一直流偏差成分(见点划线)，输出信号偏向正侧，在图 22(a)中，仅表示出输入信号的包络(见阴影区域)。

图 22(b)中，AGC 放大器的增益在接收到的信号急剧上升的开头部分从高增益变到低增益。在开头部分为高增益的原因是增益且这样控制的，以维持由 AGC 放大器接收到的信号幅度为恒定电压电平，AGC 放大器在其控制增益以获得适当值之前需要一段时间，所以，在 AGC 放大器输出的信号中，其幅度在开头部分变为非常大，然后趋向预定幅度，如图 22(c)所示，图 22(c)仅表示输出信号的包络(参见阴影区域)。

如上所述，当输入到 AGC 放大器的信号包含一定的直流偏差成分时，出现在 AGC 放大器输出的信号中的直流偏差成分随增益的变化而显著改变。即，如图 22(c)所示，直流偏差成分的电平在开头部分显著改变(见虚线)，而且，当接收到不同强度的信号时，出现在 AGC 放大器输出信号中的直流偏差成分的大小随信号而改变。

当在这种情形下使用传统的直流偏差补偿装置时，由于有足够大的时间常数不使信号失真，如图 22(d)所示，在信号开头部分显著变化的直流偏差成分不能被立即补偿，仍然在数字输出 dout 中长时间保持。另一方面，若时间常数设定得较小，从而立即补偿信号开头部分的直流偏差成分，则直流偏差成分出跟随信号本身的变化使信号失真。此外，在信号开头部分，幅度非常大，可能会饱和或失真，所以，小的时间常数妨碍了直流偏差补偿装置的工作，并引起误操作。

而且，在美国专利 5, 241, 702 和 5, 212, 826 中揭示了图 21 以外的直流偏差补偿装置的用于消除输入信号的直流补偿成分的直流偏差补偿装置，同样，当这些直流偏差补偿装置用于具有 AGC 放大器的接收机时，在输入信号开头部分急剧变化的直流偏差成分不能立即补偿，当时间常数设定得较小从而立即补偿输入信号开头部分的直流偏差成分时，如上面情形那样，直流偏差补偿装置的工作被扰乱，引起误操作。

本发明的目的是提出一种直流偏差补偿装置，当具有 AGC 放大器的接收机接收突然上升信号时，能快速补偿信号开头部分的直流偏差，以及稳定地提供直流偏差补偿而无信号后继部分的失真。

为达到上述目的，本发明得出一种用于补偿包含在输入信号中的直流偏差的装置，其包括：



电平检测部分，检测输入信号幅度的变化，产生和输出确定输入信号开头部分的电平信号；

时间常数控制部分，根据电平信号产生一时间常数控制信号输出；

补偿部分，从输入信号值中减去直流偏差的估计值，以输出一补偿输出；以及

估计部分，输入该补偿输出或输入信号，用按时间常数控制信号变化的时间常数估计输入信号直流偏差，并输出该估计值，提供给补偿部分。

上述直流偏差补偿装置中，所述估计部分输入补偿输出，根据该补偿输出，用按照所述时间常数控制信号变化的时间常数估计所述输入信号的直流偏差，并输出估计值，反馈给补偿部分。

如上所述，电平检测部分检测输入信号幅度变化。时间常数控制部分产生时间常数控制信号以在对应于输入信号开头部分的时间间隔内改变时间常数。作为响应，估计部分用按时间常数控制信号变化的时间常数数据输入的补偿输出估计直流偏差，所以，估计部分能(时间常数)在对应于输入信号开头部分的时间间隔内改变估计直流偏差的速度，这样形成的直流偏差补偿装置能快速补偿输入信号开头部分的直流偏差，并稳定补偿其它部分的直流偏差。

电平信号为二进制信号，有第一值和第二值，当电平信号从第一值变化到第二值的时刻为第一时刻，而在电平信号为第二值的状态中离第一时刻一段规定的时间的时刻为第二时刻。在此情形下，时间常数控制部分输出时间常数控制信号，以使在第二时刻后电平信号保持为第二值的期间内时间常数为最大。

所以，当用于使时间常数最大的时间常数控制信号输入时，估计部分估计直流偏差，同时使时间常数最大，这样，直流偏差补偿装置能够在第二时刻以后输入信号的直流偏差集中在零附近时进行稳定的直流偏差补偿。

时间常数控制部分适于产生和输出使第一时刻和第二时刻之间的时间间隔内的时间常数为最小的时间常数控制信号，或是用于使时间常数从最小值到最大值连续或逐步单调上升的时间常数控制信号。

所以，当输入使时间常数为最小的时间常数控制信号时，估计部分估计直流偏差，同时使时间常数为最小。这样，直流偏差补偿装置能在第一时刻和第二时刻之间的时间间隔内进行快速直流偏差补偿。在按照时间常数控制信号的变化改变时间常数以使时间常数从最小值到最大值连续或逐步单调上升时，估计部分也估计直流偏差，这样，直流偏差补偿装置能在第一时刻和第二时刻之间进行快速

和精确的直流偏差补偿。

估计部分例如可如下设置，估计部分包括第一积分器，对补偿信号积分以输出第一积分值；比较器，根据时间常数控制信号决定上限参考值和下限参考值，并将第一积分值与已决定的上限参考值和下限参考值比较，输出一比较输出；以及第二积分器，对比较输出进行积分以输出估计值，比较器输出的比较输出，当第一积分值大于下限参考值并小于上限参考值时为 0，当第一积分值不小于上限参考值时为+1，当第一积分值不大于下限参考值时为-1。当比较输出为+1 或-1 时第一积分器使第一积分值复位，所以，估计部分按照时间常数控制信号产生不同的比较输出，并产生把这些比较输出对其累加的估计值，这样，比较器输出由+1 或-1 表示的比较输出的频率在时间常数控制信号具有较小值是较高的，估计部分能按照输出由+1 或-1 表示的比较输出的频率来加快估计直流偏差的速度(时间常数)。

第一积分器可设置如下，例如，在第一种结构中，第一积分器具有量化器，按照比较输出的幅度对其进行量化，产生一量化信号；第一寄存器，保持第一积分值；以及第一加法器，将量化信号加到第一寄存器保持的第一积分值，并将相加结果作为第一积分值。

在第二种结构中，第一积分器具有量化器，按照补偿输出的幅度对其进行量化，并产生和输出一量化信号；以及第一向上/向下数序计数器，根据量化信号产生和输出第一积分值，第一向上/向下数序计数器按照量化信号改变计数方向。

第一积分器累加第一或第二种结构中的补偿输出，而且，在第二种结构中，由于第一积分器具有第一向上/向下数序计数器，与第一种结构相比，可减少元件数目和简化及缩小直流偏差补偿装置的结构。

量化器的特点是使补偿输出按其幅度量化成(+1, -1)两个值，或是(+1, 0, -1)三个值，以输出量化信号。

所以，估计部分与补偿输出幅度无关地估计直流偏差。这样，当对在输入信号开头部分有着大幅度的信号进行直流偏差补偿时，就不易出现误操作。

而且，第二积分器可设置成如下结构，例如，在第一种结构中，第二积分器有第二寄存器，保持估计值；以及第二加法器，将比较输出加到第二寄存器保持的估计值，并以相加结果作为估计值。

在第二种结构中，第二积分器有第二向上/向下数序计数器，根据比较输出产生和输出估计值。第二向上/向下数序计数器按照输入的比较输出改变计数方

A 4x4 grid of black dots forming the letters 'UOAA'. The first row has dots at (1,1), (1,2), (1,3), and (1,4). The second row has dots at (2,1), (2,2), (2,3), and (2,4). The third row has dots at (3,1), (3,2), (3,3), and (3,4). The fourth row has dots at (4,1), (4,2), (4,3), and (4,4).

估计部分可设置成如下：在另一第一种结构中，估计部分包括校正常数发生器，按照时间常数控制信号产生一校正常数；加法器/减法器，按照补偿输出选择加法或减法，以及寄存器，保持估计值。当补偿输出为正时加法器/减法器将寄存器保持的估计值加到校正常数，输出相加结果作为估计值。当补偿输出为负时，加法器 / 减法器从寄存器保持的估计值减去校正常数，输出相减结果作为估计值。

在另一第二种结构中，估计部分包括校正常数发生器，按照补偿输出产生一正的校正常数和一负的校正常数；寄存器，保持估计值；加法器将校正常数发生器输出的校正常数加到寄存器保持的估计值，输出相加结果作为估计值。校正常数发生器在补偿输出为正时输出正的校正常数。校正常数发生器在补偿输出为负时输出负的校正常数。

上述直流偏差补偿装置中，所述估计部分输入输入信号，用按照时间常数控制信号变化的时间常数估计输入信号的直流偏差，并输出估计值，前馈到补偿部分。

估计部分是按照时间常数控制信号改变抽头系数的低通滤波器。

所以,估计部分能够按照时间常数控制信号改变估计直流偏差成分的速度(时间常数),这样构成的直流偏差补偿装置能快速补偿输入信号开头部分的直流偏差,并稳定补偿其它部分的直流偏差。

而且,上述电平检测部分可例如构成如下:在第一种结构中,输入输入信号的电平检测部分包括高通滤波器,产生并输出从中消除了输入信号的低频成分的一高通信号;整流器,对高通信号进行整流,产生和输出一整流输出;以及一平滑单元,产生和输出使整流输出随时间的变化被减小的平滑输出。该电平检测部分根据平滑输出来输出电平信号。

在第二种结构中,输入补偿输出的电平检测部分包括整流器,对补偿输出进行整流,产生和输出一整流输出;以及一平滑单元产生和输出,使整流输出随时间变化减小的平滑输出。该电平检测部分根据平滑输出来输出电平信号。

在第一或第二种结构中,当按照平滑输出来输出电平信号时,电平检测部分检测从 AGC 放大器输入到直流偏差补偿装置的输入信号的开头部分,而且在第二种结构中,电平检测部分由补偿输出产生和输出电平信号,从这一补偿输出中几乎消除了直流偏差。所以,在第二种结构中,电平检测部分不需要高通滤波器。可减少电平检测部分的元件数目,并可简化和缩小直流偏差补偿装置的电路结构。

由具有第一或第二种结构的电平检测部分产生的电平信号是具有第一值或第二值的二进制信号。电平检测部分比较平滑输出与一规定的参考值,当平滑输出在一规定的判断时间内一直大于该规定的参考值时,将电平信号作为第二值,否则作为第一值。

所以,若平滑输出由于噪声或信号变化而在片刻超过了参考值,不会产生错误的电平信号,因而电平检测部分的误操作率很小。

在第三种结构中,输入输入信号的电平检测信号包括高通滤波器,产生和输出一消除了输入信号的低频成分的高通信号;整流器,对该高通信号进行整流,产生和输出一整流信号;平滑单元,产生和输出使整流输出随时间变化减小的平滑输出;阈值产生部分,按时间平均平滑输出,并将按时间平均的平滑输出乘以一不小于 1 的规定系数,产生和输出一阈值;以及判断部分,将由平滑单元输入的平滑输出与阈值比较,产生和输出表示平滑输出是大于还是小于该阈值的判断输出。该电平检测部分根据判断输出来输出电平信号。

在第三种结构中,阈值产生部分产生和输出由用不小于 1 的规定系数乘以按时间平均了的平滑输出得到的阈值,电平判断部分根据平滑输出是大于还是

小于阈值的判断结果输出电平信号。所以,在信号开头部分的平滑输出电平不会变得非常大,可精确检测信号的开头部分。

在有着第三种结构的电平检测部分中,电平信号是一有着第一值或第二值的二进制信号。当判断输出在一规定的判断时间内一直为一较大值时电平检测部分将电平信号作为第二值,否则作为第一值。

在第三种结构中,电平检测部分仅当判断输出在规定的判断时间内一直为较大值时才将电平信号作为第二信号,所以,若平滑输出由于噪声或信号变化而片刻大于参考值,不会产生错误的电平信号,该电平检测部分的误操作率很小。

而且,在第四种结构中,从电平检测部分输出的电平信号是一具有第一值或第二值的二进制信号,输入输入信号的电平检测部分包括高通滤波器,产生和输出一消除了输入信号中低频成分的高通信号;整流器,对高通信号进行整流,产生和输出整流输出;平滑单元,产生和输出使整流输出随时间的变化减小的平滑输出;阈值产生部分,按时间平均平滑输出,由一不小于1的规定的系数乘以按时间平均了平滑输出来产生和输出阈值;延迟部分,将估计延迟不小于一规定的判断时间来产生和输出一经延迟的阈值;以及判断部分,将平滑输出与经延迟的阈值比较,产生和输出表示平滑输出是大于还是小于阈值的判断输出。然后,当判断输出在规定的判断时间内一直为较大值时,电平检测部分将电平信号作为第二值,否则作为第一值。

在第四种结构中,阈值产生部分产生和输出由小于1的规定的系数来以按时间平均了的平滑输出得到的阈值,延迟部分产生和输出将阈值延迟不小于规定的判断时间得到的经延迟的阈值,电平检测部分仅当平滑输出在规定的判断时间内一直大于经延迟的阈值时才将电平信号作为第二值。所以,在信号的开头部分,若阈值随信号电平的变化而变化,由于经延迟的阈值保持改变之前的值,不受判断时间间隔内电平变化的影响,可防止检测信号开头部分时的误操作。

本发明的这些和其它目的、特点、方面和优点将由于参照附图对本发明的详细叙述而变得更加明显。

图1表示按照本发明第一实施例的一种直流偏差补偿装置结构的方框图;

图2是示出图1中电平检测器2详细结构的方框图;

图3是示出图1中时间常数控制电路3详细结构的方框图;

图4是示出图1中估计器4详细结构的方框图;

图5是示出图4中第一积分器41的第一种结构例子的方框图;

图6是示出图4中比较器42详细结构的方框图;

图 7 是示出图 4 中第二积分器 43 第一种结构例子的方框图；

图 8(a)至 8(f)是示意性地表示图 1 中直流偏差补偿装置各主要部分波形的图；

图 9 是示出图 4 中第一积分器 41 第二种结构例子的方框图；

图 10 是示出图 4 所示第一积分器 41 第三种结构例子的方框图；

图 11 是示出图 4 所示第二积分器 43 第二种结构例子的方框图；

图 12 是示出图 1 中估计器 4 第二种结构例子的方框图；

图 13 是示出图 1 中估计器第三种结构的例子的方框图；

图 14 是示出按照本发明第二实施例的直流偏差补偿装置的结构方框图；

图 15 是示出图 14 所示电平检测器 20 结构的方框图；

图 16 是示出按照本发明第三实施例的直流偏差补偿装置的结构方框图；

图 17 是示出图 16 所示低通滤波器结构的方框图；

图 18 是示出按照本发明第四实施例的直流偏差补偿装置的电平检测器详细结构的方框图；

图 19 是示出图 18 中阈值产生电路 27 结构的方框图；

图 20(a)至 20(d)是示意表示图 18 中电平检测器 2 各主要部分波形的方框图；

图 21 是示出传统的直流偏差补偿装置的结构方框图；

图 22(a)至 22(d)是用于说明当图 21 所示直流偏差补偿装置用于具有 AGC 放大器的接收机时的问题的图。

第一实施例

图 1 是示出按照本发明第一实施例的直流偏差补偿装置的方框图。图 1 中，直流偏差补偿装置包括补偿器 1、电平检测器 2、时间常数控制单元 3 和估计器 4。补偿器 1 从 AGC 放大器(未画出)输入的输入信号 a(参见图 20(a))中减去估计器 4 输入的估计值 d，补偿器 1 输出相减结果作为补偿输出 e，估计器 4 输入补偿输出 e，产生估计值 d。具体说来，估计器 4 在补偿输出 e 的直流偏差成分为正时增大估计值而当补偿输出 e 的直流偏差成分为负时减少估计值 d，补偿器 1 和估计器 4 构成一反馈控制回路，使补偿输出 e 的直流偏差成分集中在 0 上，即，估计值 d 集中在输入信号 a 的直流偏差成分的值上，输入信号 a 也提供到电平检测器 2，电平检测器 2 按照输入信号 a 的幅度产生具有表示 HIGH 的第一值或表示 LOW 的第二值，并把电平信号 b 输出到时间常数控制电路 3，HIGH 和 LOW 分别由例如一逻辑电路的 HIGH 和 LOW 表示，时间常数控制电路 3

根据电平信号 b 产生时间常数控制信号 c,并向估计器 4 提供时间常数控制信号 c。估计器 4 根据时间常数控制信号 c 改变估计操作的时间常数。

下面参见图 2 至 8(a)—8(f)详细叙述第一实施例的直流偏差补偿装置的结构和工作,图 2 至 7 是更详细地示出图 1 所示直流偏差补偿装置的每一部分结构的图,图 8(a)—8(f)是示意表示图 1 中直流偏差补偿装置各主要部分波形的图,图 8(a)表示输入到直流偏差补偿装置的信号(输入信号 a)的波形,在图 8(a)中,由于输入信号 a 与图 20(c)中的相同,故略去其描述,后面在需要时讨论图 8(b)—8(f)。

图 2 是示出图 1 中电平检测器 2 更详细结构的方框图,在图 2 中,电平检测器 2 包括高通滤波器 21、整流器 22、平滑单元 23、比较器 24(对应于权利要求书中的判断装置)、移位寄存器 25 和“与”电路 26,高通滤波器 21 消除输入信号 a 中直流附近的低频成分,产生一高通信号 a1。高通滤波器 21 用于防止由输入信号 a 的直流偏差成分引起电平检测器 2 的误操作,整流器 22 计算高通信号 a1 的绝对值,产生整流输出 a2。平滑单元 23 是一低通滤波器或积分器,使整流输出 a2 的波形平滑以产生平滑输出 a3,平滑输出 a3 按某种取样时间作为一串取样值输出,比较器 24 比较和判断平滑输出 a3 是大于还是小于在按取样时间的预定参考值。作为判断结果,比较器 24 输出比较输出 b0(判断输出 b0),当平滑输出 a3 大于参考值时其值为 1,平滑输出 a3 小于参考值时其值为 0。移位寄存器 25 对其内容移位,其内容为按取样时间输入的比较输出 b0,并存储比较输出 b0 的当前三位,以将其并行输出,“与”电路 26 由比较输出 b0 的三位计算其逻辑积。“与”电路 26 产生电平信号 b(参见图 8(b)),在得到的逻辑乘积为 1 时表示为 HIGH,在得到的逻辑乘积为 0 时为 LOW,并输出电平信号 b 至时间常数控制电路 3。即,电平信号在比较输出 b0 对三个连续样本为 1 时为 HIGH,否则为 LOW。当处于增益恒定减小的 AGC 放大器输出的信号被取作电平检测器 2 的输入信号时,规定的参考值设定为比平滑单元 23 输出的平滑输出 a3 的电压电平高的值(最好是 1.5 至 3 倍)。

上面叙述的移位寄存器 25 和“与”电路 26 用于防止由于噪声等的影响使电平检测器 2 产生误操作,即,电平检测器 2 在比较输出 b0 由于噪声等的影响暂时变为 1 时保持其电平信号 b 为 LOW,而当信号电平真正发生变化时,比较输出 b0 在一段时间间隔内保持为 1 的形态。这样,电平检测器 2 不会误操作。尽管移位寄存器 25 和“与”电路 26 的位数为三,但位数并不限于三,而应按照系统设计的需要确定,而且,移位寄存器 25 和“与”电路 26 可被省去,而把平滑输出

a₃ 作为电平信号 b (此时位数为 0), 而且, 位数越大, 电平信号 b 因噪声等错误地变为 HIGH 的可能性越小, 但检测信号真正电平变化失败的可能性越大。

下面叙述电平信号 b。图 8(b) 表示电平检测器 2 产生的电平信号 b 的波形。输入信号 a 输入到电平检测器 2 (参见图 8(a)), 输入信号 a 的幅度在开头部分 (即, 直至 AGC 放大器的增益减小前的时间间隔变大。所以, 图 8(b) 中的电平信号 b 在输入信号 a 开头部分的很短的一段时间间隔内变为 HIGH, 在其它时间间隔内为 LOW。

图 3 示出图 1 的时间常数控制电路 3 的详细结构的方框图, 在图 3 中, 时间常数控制电路 3 包括计数器 31。计数器 31 是在一定时间期间内从 0 计数到 2 的 $(n-1)$ 次幂的计数器, 其构成是当计算值达到 2 的 $(n-1)$ 次幂时停止。更详细地说, 计数器 31 经复位端输入电平信号 b, 计数器 31 在电平信号 b 为 LOW 时进行计数操作, 而当电平信号 b 为 HIGH 时, 计数器 31 使计数操作复位, 由此使计数值 Q 变为 0, 在此情形下, 计数器 31 从 Q 端输出计数值 Q 的有效 m 位 ($m \leq n-1$) 作为时间常数控制信号, 与此同时, 计数值 Q 的最高有效位 (MSB) 输入到 ENABLE 端 (在图 3 中在 ENABLE 上面加一条杠来说明), 当 2 的 $(n-1)$ 次幂的 MSB 输入到 ENABLE 端时, 计数器 31 停止计数操作。作为一种典型电路, 若 $m=1$, 则电路的大小为最小, 在此情形下, 时间常数控制信号 c 是一二进制信号, 时间常数控制信号 c 是控制用于补偿直流偏差成分的时间的信号, 即, 作为时间常数控制信号 c 输出的有效 m 位的数值越小, 则补偿直流偏差成分的时间也越短, 有效 m 位的数值越大, 则补偿直流偏差成分的时间就越长, 当 $m \geq 2$, 能精细地控制用于补偿直流偏差的时间。

图 8(c) 是表示时间常数控制信号 c ($m=1$) 的图, 在图 8(c) 中, 时间常数控制信号 c 是一个为 0 或 1 的二进制信号, 当电平信号 b 为 HIGH 时, 如上所述, 计数器 31 输出。作为时间常数控制信号 c, 当电平信号 b 为 LOW 时, 计数器 31 从 0 开始计数, 所以, 有效 m 位的数值在经过某段时间间隔后从 0 变为 1, 而时间常数控制信号 c 变为 1。所以, 在某段时间间隔之前, 计数器 31 连续输出。作为时间常数控制信号 c。图 8(d) 和 8(e) 分别表示当 $m=2$ 和 $m \geq 1$ 时的时间常数控制信号 c, 由于在每一种情形下产生时间常数控制信号 c 的每一方法基本上与图 8(a) 中相同, 故略去对其叙述。如图 8(d) 或图 8(e) 所示, 当时间常数控制信号 c 从最小到最大连续成阶梯地单调上升时, 可如上所述精细地控制用于补偿直流偏差的时间。

图 4 是示出图 1 中估计器 4 详细结构的方框图。图 4 中, 估计器 4 包括第一

积分器 41、比较器 42 和第二积分器 43。补偿信号 e 在第一积分器 41 中首先积分,成为第一积分输出 e_1 ,比较器 42 将第一积分输出 e_1 与时间常数控制信号 c 确定的参考值(后面叙述)进行比较,得到比较输出 e_2 ,第二积分器 43 积分比较输出 e_2 以得到估计值 d ,当比较输出 e_2 不为 0 时,第一积分器 41 复位。

图 5 是示出图 4 中第一积分器 41 第一种结构的例 2 的方框图,图 5 中,第一积分器 41 包括加法器 411 和寄存器 412,寄存器 412 通常存储来自加法器 411 的输出,并在收到复位信号时将其保持值 e_0 复位为 0,复位信号是一比较输出 e_2 (后面叙述),它由比较器 42 输出,其值不为 0 加法器 411 将比较输出 e 加到寄存器 412 的保持值 e_0 ,以得到第一积分输出 e_1 ,所以,第一积分器 41 在未被比较输出改变位的时间间隔内累加输入的信号。

图 6 是示出图 4 中所示比较器 42 更详细结构的方框图,在图 6 中,比较器 42 包括第一选择器 421、第二选择器 422、第一比较器 423、第二比较器 424 和合成单元 425。第一选择器 421 根据时间常数控制信号 c 选择规定地常数 U_1 至 U_j 之一,并将选得的常数作为上限参考值 U ,第二选择器 422 根据时间常数控制信号 c 选择规定的常数 L_1 至 L_j 之一,并将选得的常数作为下限参考值 L ,假定 j 是 2 的 m 次幂,上限参考值 U 是一正数,且当时间常数控制信号 c 较大时设定为一较大值,下限参考值 L 是一负数,且当时间常数控制信号 c 较小时设定为较小值。第一比较器 423 在第一积分输出 e_1 不小于上限值 U 时输出一代表 1 的第一比较输出 c_1 ,否则输出代表 0 的第一比较输出 c_1 。第二比较器 424 在第一积分器输出 e_1 不大于下限参考值 L 时输出代表 -1 的第二比较输出 c_2 ,否则输出代表 0 的第二比较输出 c_2 ,合成单元 425 在第一比较器 423 输出代表 1 的第一比较输出 c_1 时输出 +1 作为比较输出 e_2 。合成单元 425 在第二比较器 424 输出代表 -1 的第二比较输出 c_2 时输出 -1 作为比较输出 e_2 ,而且,合成单元 425 在第一和第二比较器 423 和 424 输出代表 0 的第一和第二比较输出 c_1 和 c_2 时输出 0 作为比较输出 e_2 。

图 7 是示出图 4 中第二积分器 43 第一种结构的例子的方框图,图 7 中,第二积分器 43 包括加法器 431 和寄存器 432,第二积分器 43 的结构与图 5 所示第一积分器的几乎相同,累加比较输出 e_2 以得到估计值 d 。

由上述结构,在估计器 4 中,时间常数控制信号 c 越大,则上限参考值 U 越小,反之,则下限参考值 L 越大。而且,第一积分输出 e_1 具有从 0 累加补偿输出 e 得到的值,所以,当时间常数控制信号 c 较小时,第一积分输出 e_1 迅速达到上限参考值 U 或下限参考值 L ,合成单元 425 这样就有高频率的输出 +1 或 -

1, 作为补偿输出 e_2 , 第二积分器 43 累加补偿输出 e_2 以得到估计值 d , 所以, 当作为比较输出 e_2 的输出 $+1$ 或 -1 的频率较高时, 第二积分器 43 按照这些频率输出估计值 d , 当时间常数控制信号 c 的值较小时, 补偿器 1 由此迅速地补偿直流偏差成分, 以输出补偿输出 e 。

图 8(f) 表示包括在补偿输出 e 中的直流偏差成分的波形, 在图 8(f) 中, 包括在补偿输出 e 中的直流偏差成分在时间常数控制信号 c 较小期间迅速地趋于 0。另一方面, 在时间常数控制信号 c 较大期间, 直流偏差补偿装置在 0 附近缓慢地减少直流偏差成分, 并稳定地保持, 这样, 直流偏差补偿装置能在输入信号, 开头部分进行快速的直流偏差补偿, 并在其余期间进行稳定的直流偏差补偿。

图 4 中所示第一积分器 41 的结构不限于图 5 所示, 而可以是下列结构, 图 9 是示出图 4 中第一积分器 41 第二种结构的例子的方框图。图 9 中, 第一积分器 41 与图 5 中所示结构的不同之处在于, 量化器 413 包括在加法器 411 的输入侧中。由于其它结构与图 5 中标号相同的部分的结构相同, 故略去对其叙述, 量化器 413 输入补偿输出 e , 而在补偿输出 e 为正、负和 0 时分别输出 $+1$ 、 -1 和 0 作为量化信号 q_1 。由于该结构使量化器 413 后面的每一部分组的操作与补偿输出 e 的幅度无关, 尽管与图 5 所示第一积分器 41 的结构相比对于大的直流偏差有估计操作速度方面的缺点, 但却有着不易出现因信号开头部分大幅度的输入信号或大幅度的噪声引起的误操作的优点。

图 10 是示出图 4 中第一积分器 41 的第三种结构的方框图, 在图 10 中, 第一积分器 41 与图 9 中结构的不同之处在于包括一向上/向下数序计数器 414, 而不是加法器 411 和寄存器 412, 由于其它结构与图 9 中标号相同部分的相同, 故略去对其叙述, 即, 尽管在图 9 中是由加法器 411 和寄存器 412 形成的, 但在图 10 中, 累加器是由向上/向下数序计数器 414 形成的。量化器 413 如上所述输出量化信号 q_1 , 并控制向上/向下数序计数器 414 的计数方向, 更详细地说, 向上/向下数序计数器 414 在量化信号 q_1 为 $+1$ 时间上计数, 当量化信号 q_1 为 -1 时向下计数, 而当量化信号 q_1 为 0 时, 停止计数, 当比较输出 e_2 输出不为 0 时, 向上/向下数序计数器保持的值被复位为 0, 这样, 图 10 中第一积分器 41 的工作与图 9 中第一积分器 41 的相同。

在图 9 和 10 所示第一积分器 41 中, 尽管量化器 413 在补偿输出为 0 时输出量化信号 q_1 为 0, 但由于在实际的信号接收中补偿输出 e 为 0 的可能性很小, 因此量化器 413 可对具有 0 到 $+1$ 或 -1 的值的补偿输出 e 进行量化。

而且, 在按照第一实施例的直流偏差补偿装置中, 图 4 所示的第二积分器

43 不限于图 7 所示的结构,而是可以具有例如图 11 所示的结构,图 11 是表示图 4 中第二积分器 43 的第二种结构的例子方框图。在图 11 中,第二积分器 43 包括一向上/向下数序计数器 433。即,尽管在图 7 中积分由加法器 431 和寄存器 432 形成,在图 11 中则由向上/向下数序计数器 433 形成向上/向下数序计数器 433 在比较输出 e_2 为 +1 时间上计数,在比较输出 e_2 为 -1 时间下计数,在比较输出 e_2 为 0。停止计数。这样,图 11 所示的第二积分器 43 的工作与图 7 所示第二积分器 43 相同。

而且,在按照第一实施例的直流偏差补偿装置中,图 1 所示的估计器不限于图 4 所示的结构,而是可以具有例如下列结构。图 12 是表示图 1 中估计器 4 的第二种结构的例子方框图。在图 12 中,估计器 4 包括量化器 401、寄存器 402、加法器/减法器 403 和校正常数发生器 404。量化器 401 将输出到估计器 4 的补偿输出 e 量化为三种值 +1、0 或 -1,输出到加法器/减法器 403 作为量化信号 q_2 。加法器/减法器 403 按照量化信号 q_2 改变运算,具体说,加法器/减法器 403 当量化信号 q_2 为 +1 时将寄存器输出 dd 加到校正常数 D 以得到估计值 d ,当量化信号 q_2 为 -1 时从寄存器输出 dd 中减去校正常数 D 以得到估计值 d ;当量化信号 q_2 为 0 时将寄存器输出 dd 不变地作为估计值 d 。寄存器 402 保持紧接取样时刻前从加法器/减法器 403 输出的估计值 d ,输出该估计值 d 作为寄存器输出 dd ,即,加法器/减法器 403 和寄存器 402 进行累加/减。校正常数发生器 404 是一选择器,按照时间常数控制信号 c 从多个预定的正常数中选择一个常数。校正常数发生器 404 在时间常数控制信号 c 较大时选择较小的校正常数 D ,并输出选定的校正常数 D 到加法器/减法器 403。

图 13 是表示图 1 中估计器 4 第二种结构的例子方框图,在图 13 中,估计器 4 与图 12 中结构的不同之处在于包括加法器 405,而不是加法器/减法器 403,以及包括校正常数发生器 406,而不是校正常数发生器 404,由于其它结构与图 12 中标号相同的部分相同,故略去对其叙述,校正常数发生器 406 有第一选择器 407、第二选择器 408 和第三选择器 409,第一选择器 407 按照进间常数控制信号 c 从多个预定正常数 DP_1 至 DP_j (j 是 2 的第 m 次幂)中选择一个,将选定的常数输出到第三选择器 409 作为第一校正常数 DP 。第一选择器 407 在时间常数控制信号 c 较大时选择较大的常数。第二选择器 408 按照时间常数控制信号 c 从多个预定的负常数 DN_1 至 DN_j (j 是 2 的第 m 次幂)中选择一个,将选定的常数输出到第三选择器 409 作为第二校正常数 DN 。第二选择器 408 在时间常数控制信号 c 较大时选择较小的常数。第三选择器 409 按照量化信号 q_2 从

第一校正常数 DP、第二校正常数 DN 和 0 中选择一个,将选定的常数输出到加法器 405 作为校正常数 D2。具体地说,第三选择器 409 在量化信号 q2 为 +1 时输出第一校正常数 DD 作为校正常数 D2,在量化信号 q2 为 -1 时输出第二校正常数 DN 作为校正常数 D2,而在量化信号 q2 为 0 时输出 0 作为校正常数 D2。在此结构中,与图 12 中结构相比,选择器的数量增加了,这是不利的。但是,由于是加上正的校正常数 DP 或负的校正常数 DN 而不是加上或减去同一校正常数 D(见图 12),故其有利之处在于可使用加法器,而不是加法器/减法器,以及,可单独设置正的校正常数 DP 和负的校正常数 DN。

(第二实施例)

图 14 示出按照本发明第二实施例的直流偏差补偿装置结构的方框图,图 14 中直流偏差补偿装置上图 1 中直流偏差补偿装置的不同之处在于,采用了电平检测器 20,而不是电平检测器 2。由于其它结构与图 1 中同样标号表示的结构相同,故略去对其叙述。电平检测器 20 与图 1 中电平检测器 2 的不同之处在于,电平检测器 20 输入补偿输出 e,以按照补偿输出 e 的幅度变化产生电平信号 b。尽管电平检测器 20 可有图 2 所示结构,它也可以有如下所述结构。

图 15 是表示图 14 中电平检测器 20 结构的方框图,与图 2 中电平检测器 2 相比,电平检测器 20 的结构省去了高通滤波器 21。由于其它结构与图 2 中标号相同部分表示的结构相同,故略去对其叙述,由于电平检测器 20 用补偿输出 e 作为其输入,几乎消除了直流成分,这就有可能略去高通滤波器 21。

(第三实施例)

图 16 示出按照本发明第三实施例的直流偏差补偿装置结构的方框图,与图 1 所示结构相比,图 16 中直流偏差补偿装置的不同之处在于有一估计器 40,而不是图 1 的估计器 4,以及估计器 40 输入输入信号 a 而估计器 4 输入图 1 中的补偿输出 e,由于其它结构与图 1 中相同标号表示的结构相同,故略去对其叙述。尽管图 1 中直流偏差补偿装置与估计器 4 和补偿器 1 形成一反馈控制回路,图 16 中所示直流偏差补偿装置与估计器 40 和补偿器 1 形成一前馈控制回路。在此情形下,估计器 40 由独立于补偿器 1 的补偿输出 e 的输入信号 a 产生一估计值 d2,估计器 40 由直流成分增益为 1 的一低通滤波器 400 形成,低通滤波器 400 可由下列结构实现。

图 17 是表示图 16 中低通滤波器 400 结构的方框图,在图 17 中,低通滤波器 400 有一移位寄存器 41、选择器 42 至 46、乘法器 47 和加法器 48、移位寄存器 41、乘法器 47 和加法器 48 形成一横向型低通滤波器,该滤波器的特点由作为选

择器 42 至 46 输出的抽头系数决定,选择器 42 至 46 按照时间常数控制信号 c 选择抽头系数的 j pcs(j 是 2 的第 m 次幂)之一,这些抽头系数被这样确定,时间常数控制信号 c 越大,则横向型滤波器的时间常数就越大(即截止频率越低)在此结构中,当时间常数控制信号 c 较大时,截止频率就增大,以估计输入信号 a 的直流附近的成分,而在时间常数控制信号 c 小时,截止频率就降低,以稳定地估计输入信号直流附近的成分,而估计得的结果作为估计值 d_2 输出。

(第四实施例)

按照本发明第四实施例的直流偏差补偿装置与图 1 中结构的不同之处在于,电平检测器 2 具有图 18 所示的结构,而不是图 2 所示的结构,所以,略去对第四实施例的直流偏差补偿装置的说明,而且,由于除了有与图 1 上述不同之外,其它结构与图 1 中同样标号表示的结构相同,故略去对其叙述。

图 2 所示的比较器 14 将平滑输出 a_3 与具有固定值的参考值比较。所以,图 2 所示的电平检测器 2 在脉冲状输入信号的开头部分的平滑输出 a_3 与 AGC 放大器增益减小的状态相比具有足够大的值之前不能正常产生电平信号 b ,具体说来,在无信号时,当 AGC 放大器的增益为最大,即仅由噪声引起的平滑输出 a_3 与 AGC 放大器增益减小后的平滑输出 a_3 相比很小时,以及当脉冲状输入信号 a 的电平很小,从而在其开头部分,平滑输出 a_3 未达到固定的参考值,图 2 所示的电平检测器 2 不能正常地产生电平信号 b ,即使 S/N 比率足够时也是如此,导致直流偏差成分的补偿不能迅速进行,降低了接收性能,所以图 18 所示电平检测器 2 包括一阈值发生电路 27 和延迟单元 28。

图 18 是表示按照该实施例的直流偏差补偿装置的电平检测器 2 的结构的方框图,图 18 中,电平检测器 2 与图 2 中结构的不同之处在于阈值发生电路 27 和延迟单元 28 被包括在内,以及由比较器 24 输入一个延迟的阈值 a_5 (参见图 20(d))作为参考值,由于其它结构与图 2 中有着同样标号的结构相同,故略去对其叙述。

阈值发生电路 27 进一步减少输入的平滑输出 a_3 的随时间变化,以产生一阈值 a_4 ,通常由一低通滤波器或积分器实现。图 19 是一表示图 18 中阈值发生电路 27 结构的一种例子的方框图。在图 19 中,阈值发生电路 27 有一增益调节常数乘法器 271、加法器 272、寄存器 273 和遗忘(oblivion)常数乘法器 274,增益调节常数乘法器 271 用预定的增益调节常数 G 与输入的平滑输出 a_3 相乘,以输出增益调节乘法器输出 a_3' 。寄存器 273 保持紧接取样时刻从加法器 272 输出的阈值 a_4 ,以输出一寄存器输出 a_4' ,遗忘常数乘法器 274 以从寄存器 273 输出

的寄存器输出 $a4'$ 与 W ($0 < W < 1$) 相乘, 遗忘常数是一预定常数。加法器 272 将增益调节乘法器 274 输出增益调节乘法器输出 $a3'$ 加到乘以遗忘常数 W 的寄存器输出 $a4'$, 以得到新的阈值 $a4$, 对于上述阈值发生电路 27 直流成分的增益 ($= G/(1-W)$) 被设定为不小于 1 (最好是约 1.5 至 3 倍)。即, 阈值 $a4$ 由平滑输出 $a3$ 最近成分的时间平均值乘以对直流成分的增益来得到, 阈值发生电路 27 的有效平均时间, 即时间常数, 最好为输入信号 a 码元时间 (symbol time) 的几倍到几十倍 (参见图 20(a))。

当如上所述产生的阈值 $a4$ 不变地送到比较器 24 作为参考值时, 参考值在输入信号 a 开头部分的电平变化时本身发生变化, 这样, 参考值在移位寄存器 25 存储判断输出 60 的时间 (以下称为判断时间) 内增大。所以, 比较器 24 不能检测电平变化, 参考值要根据仅由从输入信号 a 的输入时刻至少到判断时间之前的噪声引起的平滑输出 $a3$ 的时间平均来产生。所以, 延迟单元 28 设置在阈值发生电路 27 之后, 延迟单元 28 将输入的阈值 $a4$ 延迟至少一段判断时间, 并输出经延迟的阈值 $a5$ 至比较器 24。

所以, 图 18 所示的电平检测器 2 的主要部分中的波形表示在图 20(a) 至 20(d)。图 20(a) 表示要输入到按照第四实施例的直流偏差补偿装置的输入信号 a 图 20(a) 中, 输入信号 a 有一如上所述足够大的 S/N 比, 但它是一脉冲状信号, 在其开头部分平滑输出 $a3$ 具有很小的电平。图 20(b) 表示根据图 20(a) 所示输入信号 a 产生的平滑输出 $a3$ 。在图 20(b) 中, 由于平滑输出 $a3$ 如第一实施例中所述那样产生, 故略在对其叙述。图 20(c) 表示根据图 20(b) 所示平滑输出 $a3$ 产生的阈值 $a4$ 。在图 20(c) 中, 如上所述, 由进一步减小平滑输出 $a3$ 随时间变化和乘以上述增益 ($= G/(1-W)$) 来得到阈值 $a4$, 图 20(d) 表示输入到图 18 中比较器 24 的平滑输出 $a3$, 以及经延迟的阈值 $a5$, 在图 20(d) 中, 将阈值 $a4$ 延迟至少一段判断时间来得到经延迟的阈值 $a5$ 。所以, 由于比较器 24 将按照输入信号 a 的输出产生的平滑输出 $a3$ 与仅根据脉冲状输入信号 a 开头部分噪声产生的经延迟的阈值 $a5$ 比较, 可精确地检测输入信号 a 开头部分的电平变化, 以产生电平信号 b 。

如上所述, 与图 2 中电平检测器 2 相比, 图 18 中电平检测器 2 可由精确地检测脉冲状输入信号 a 开头部分的电平变化而产生电平信号。但是, 在图 18 的电平检测器 2 中, 由于参考值本身随噪声变化和输入信号 a 后变化, 与图 2 中所示电平检测器 2 相比, 增大了对脉冲状信号开头部分检测的准确性, 尽管担心在其它部分产生错误的电平信号。

图 18 中,当略去移位寄存器 25 和“与”电路 26(即,判断时间为零)时,则可省去延迟单元 28,而将阈值 a4 直接作为比较器 24 的参考值。而且,电平检测器 2 的结构不仅可用于图 1 中电平检测器 2,也可用于图 16 中电平检测器。

在上述第一至第四实施例的每一个中,输入信号 a 可以是一模拟信号,也可以是由 A/D 转换模拟信号得到的数字信号。而且,尽管假定已叙述的输入信号 a 是 AGC 放大器的输出,它也可以是检测 AGC 放大器输出的检测信号,例如,由日本专利公开 NO. 8-032383 中图 10 所示的正交解调产生的基带信号 I、Q 可用作输入信号 a。当由这种检测器得到的基带信号为对象时,若本机振荡器的振荡信号泄漏并混合到 AGC 放大器的输入中引起干扰。或者,若由于同时接收到与所需的信号同频率的干扰信号而引起干扰时,则干扰会出现在基带信号中作为直流偏差成分,所以,在这些情形下,直流偏差补偿装置也有着减小不希望有的信号的干扰的作用。

尽管对本发明已作了详细叙述,但上述叙述在各方面都只是说明性的而非限制性的,应明白可作出大量修改和变化而不离开本发明范围。

说明书附图

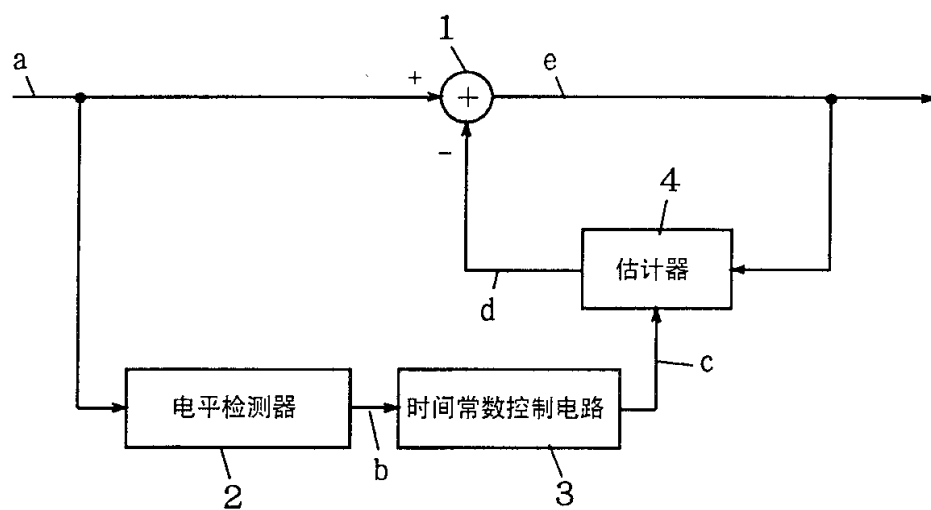


图 1

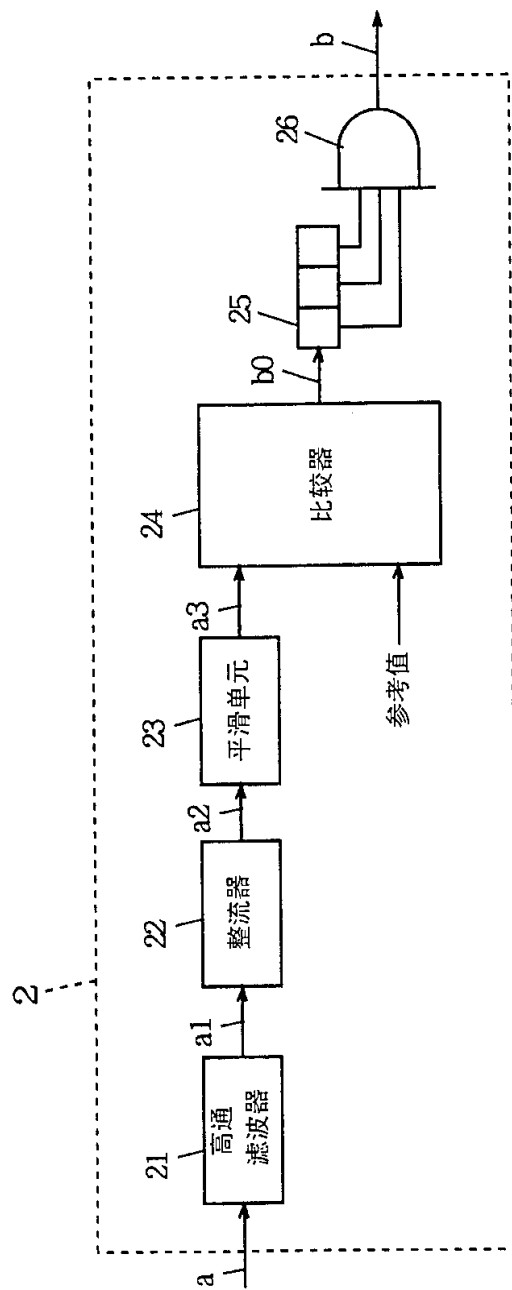


图 2

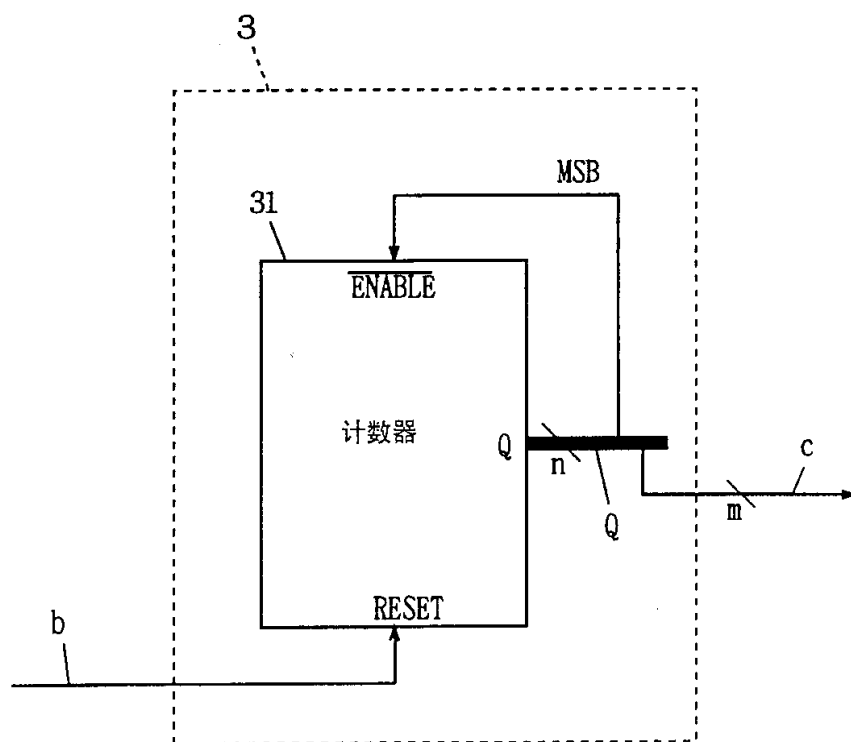


图 3

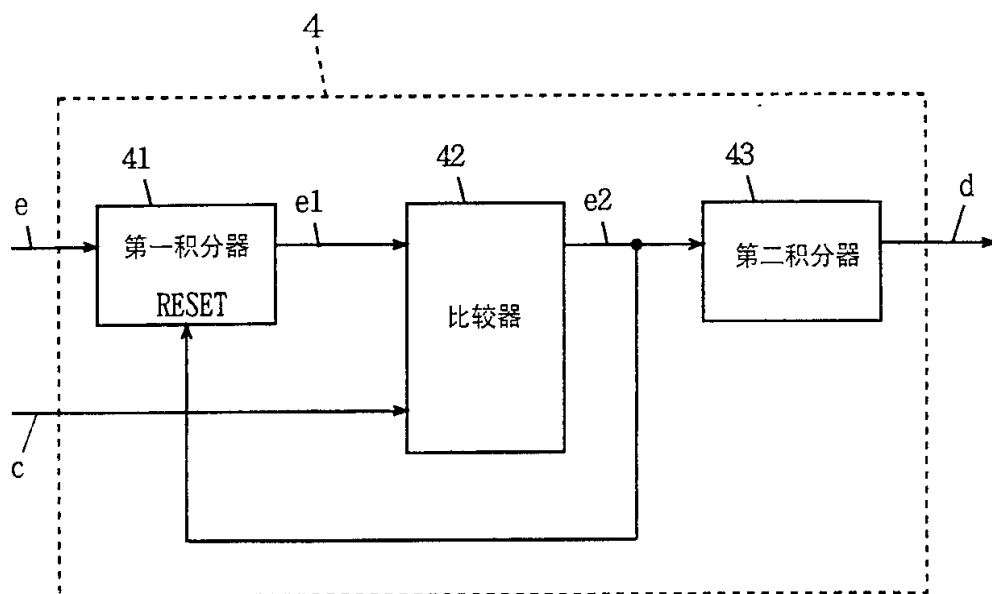


图 4

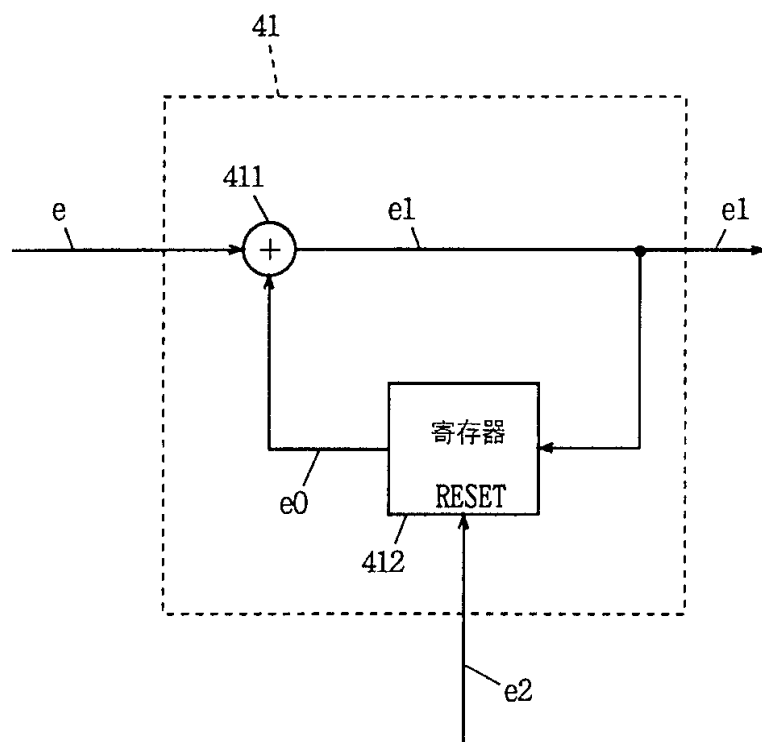


图 5

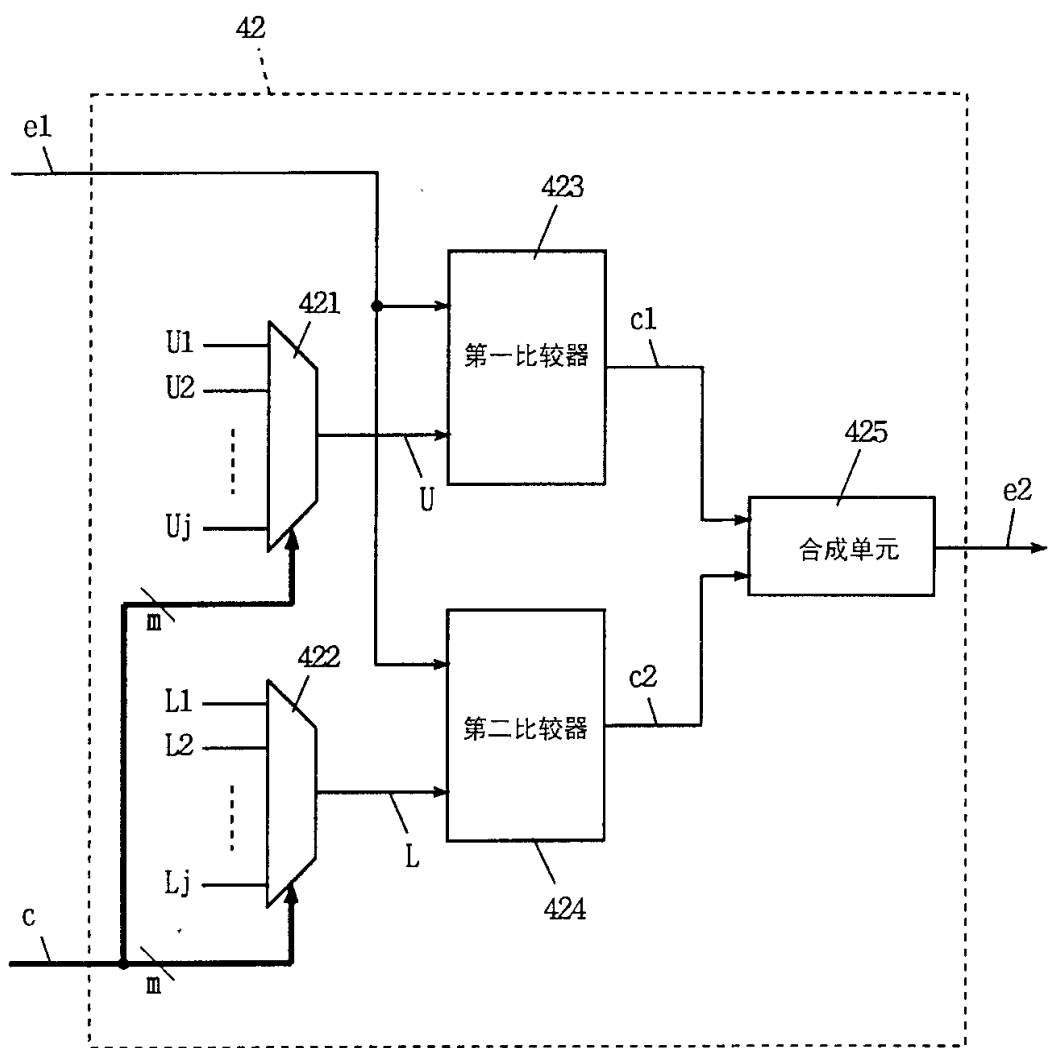


图 6

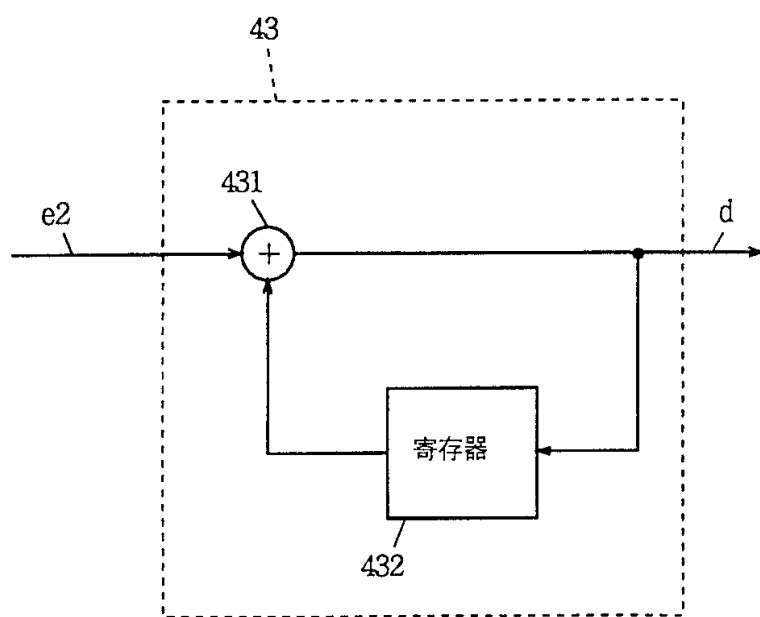


图 7

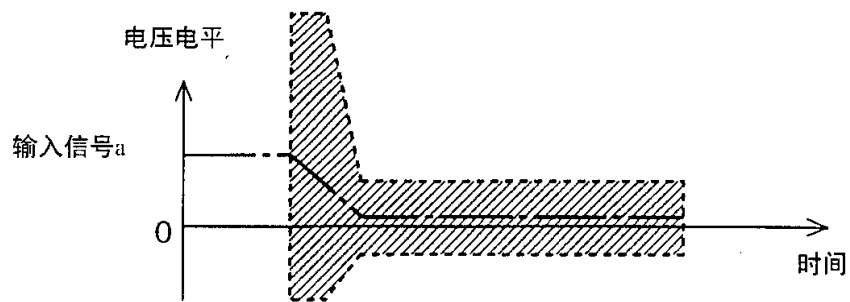


图 8(a)

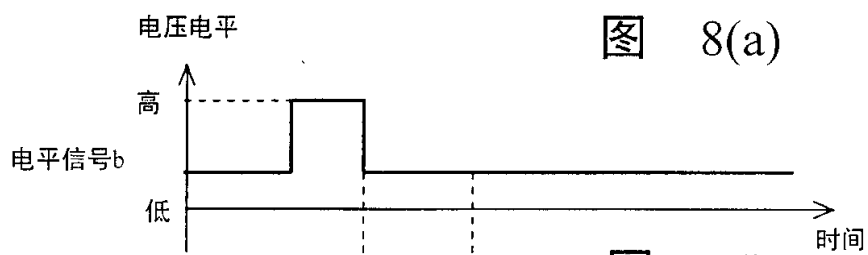


图 8(b)

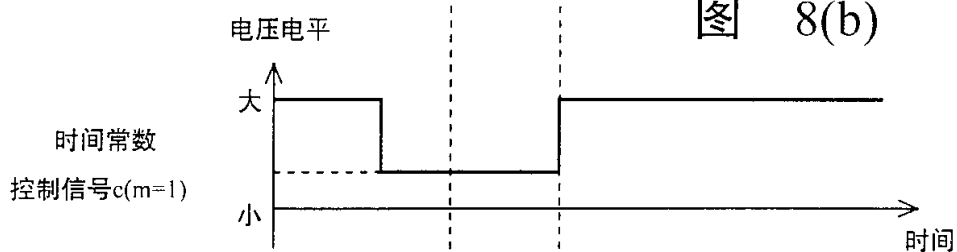


图 8(c)

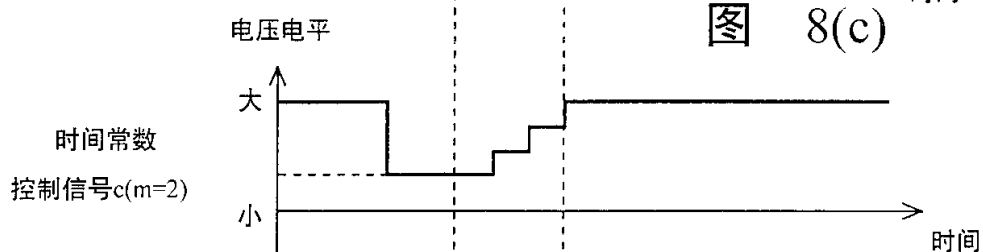


图 8(d)

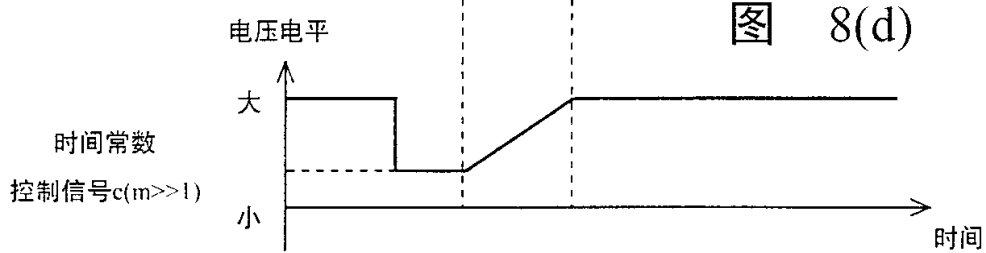


图 8(e)

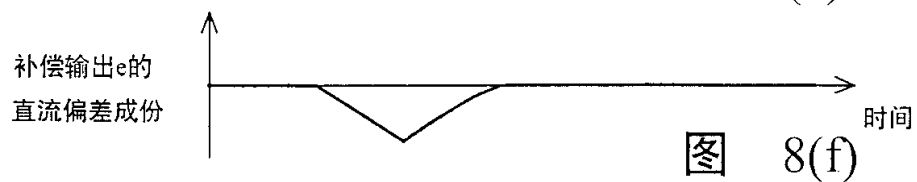


图 8(f)

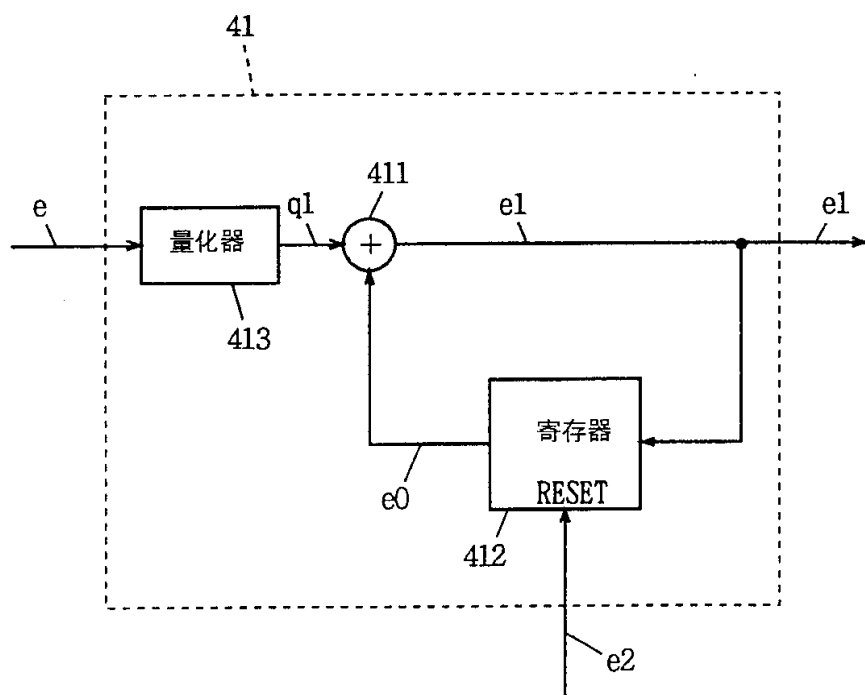


图 9

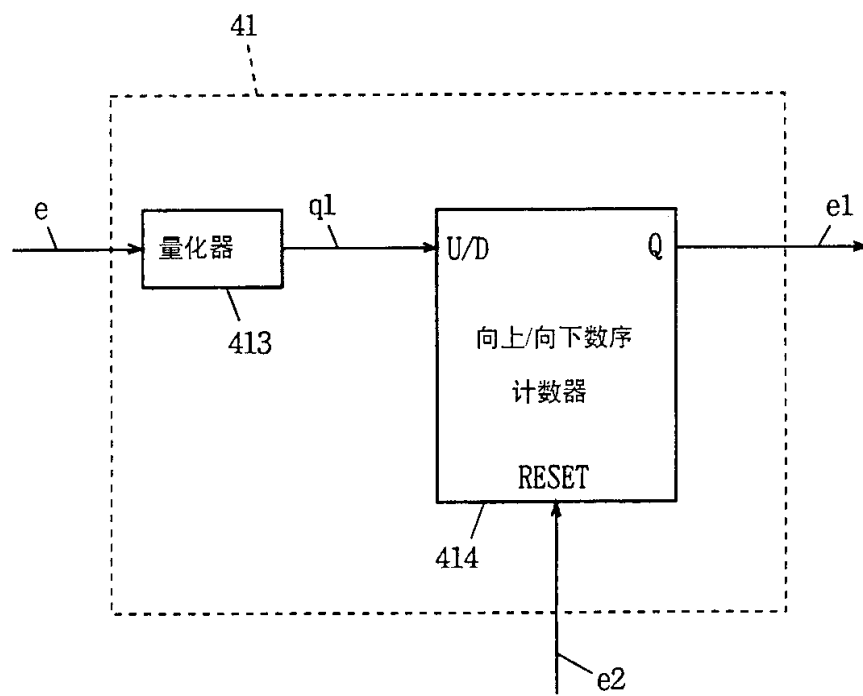


图 10

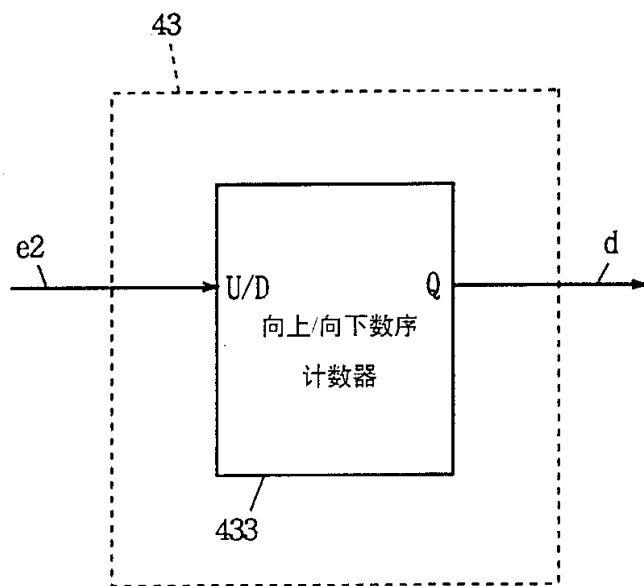


图 11

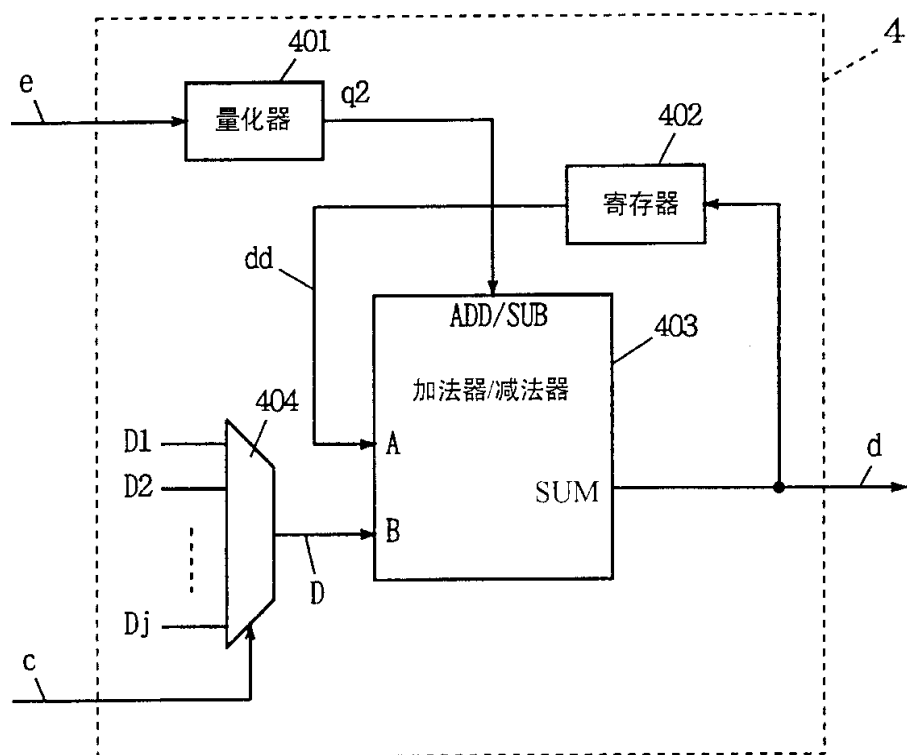


图 12

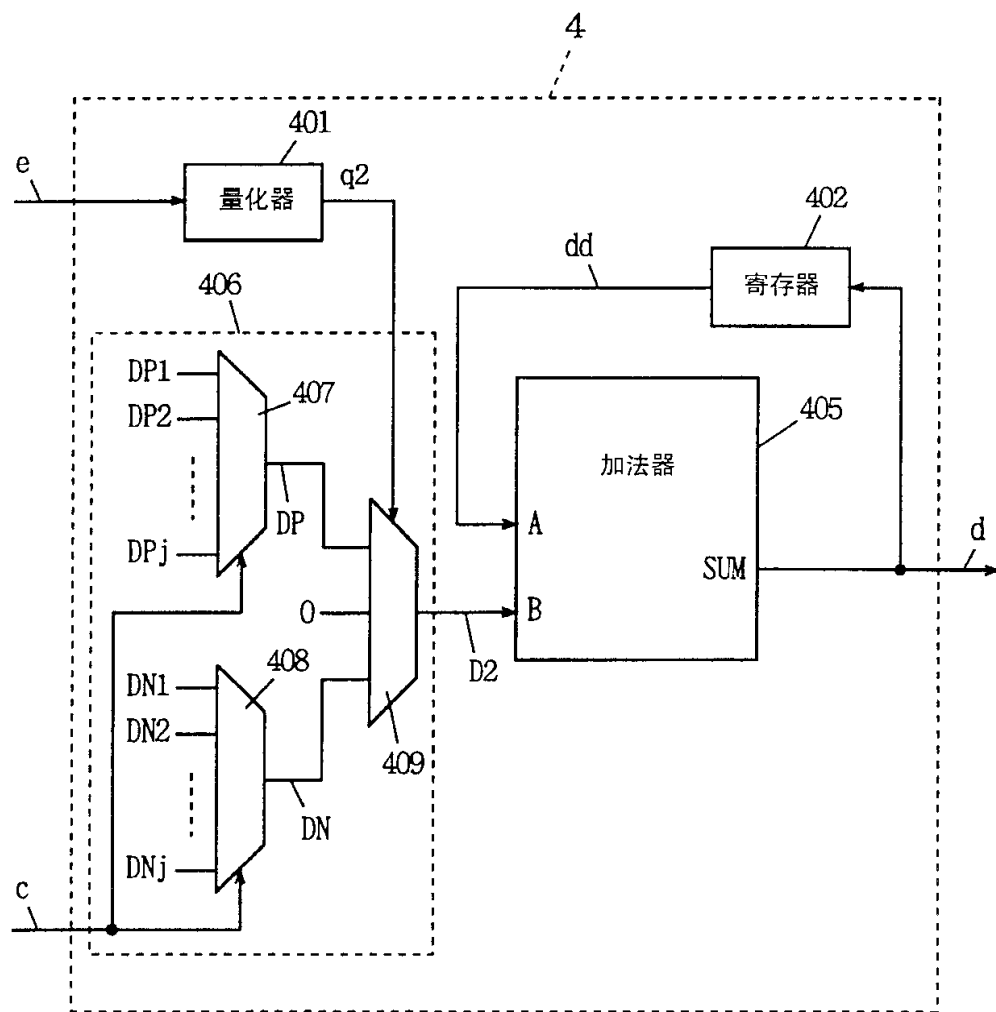


图 13

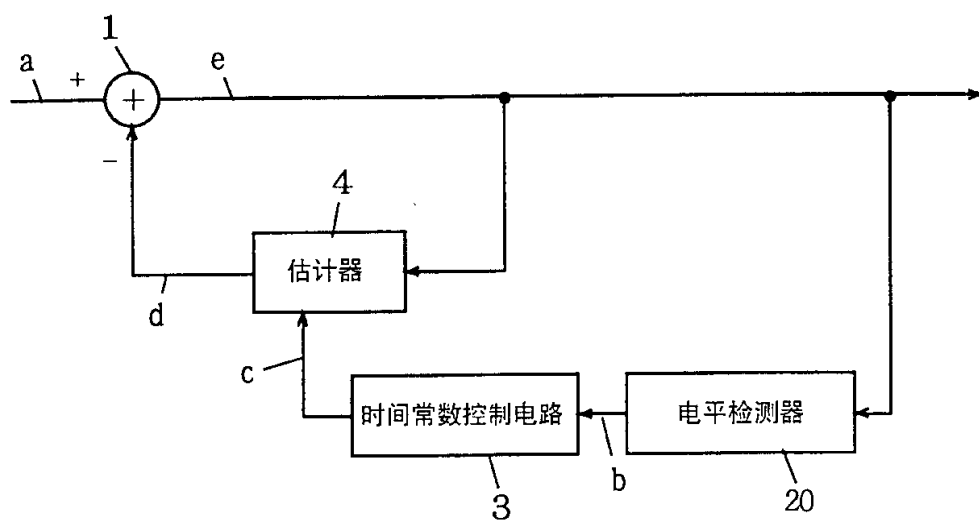


图 14

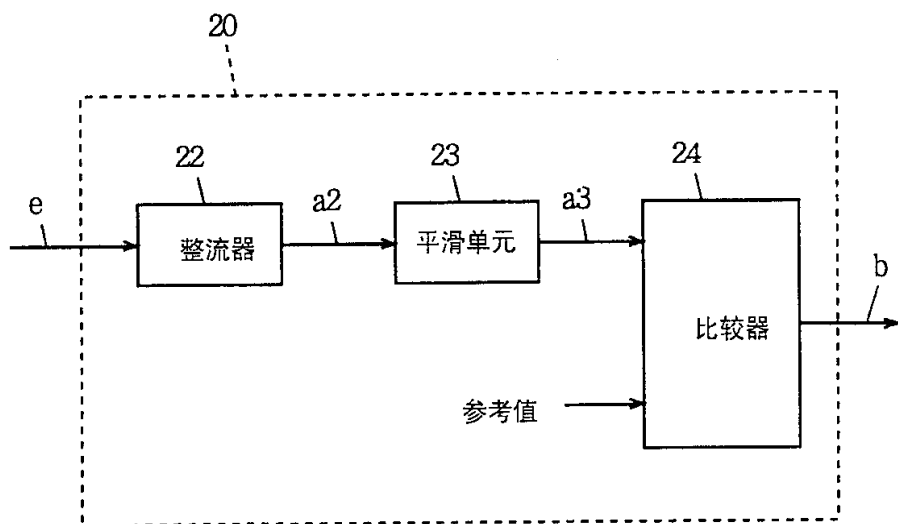


图 15

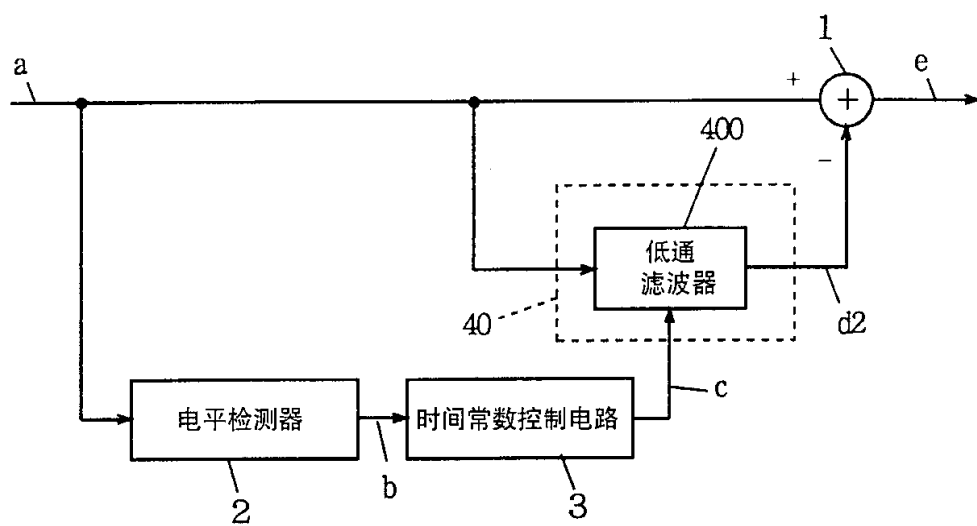


图 16

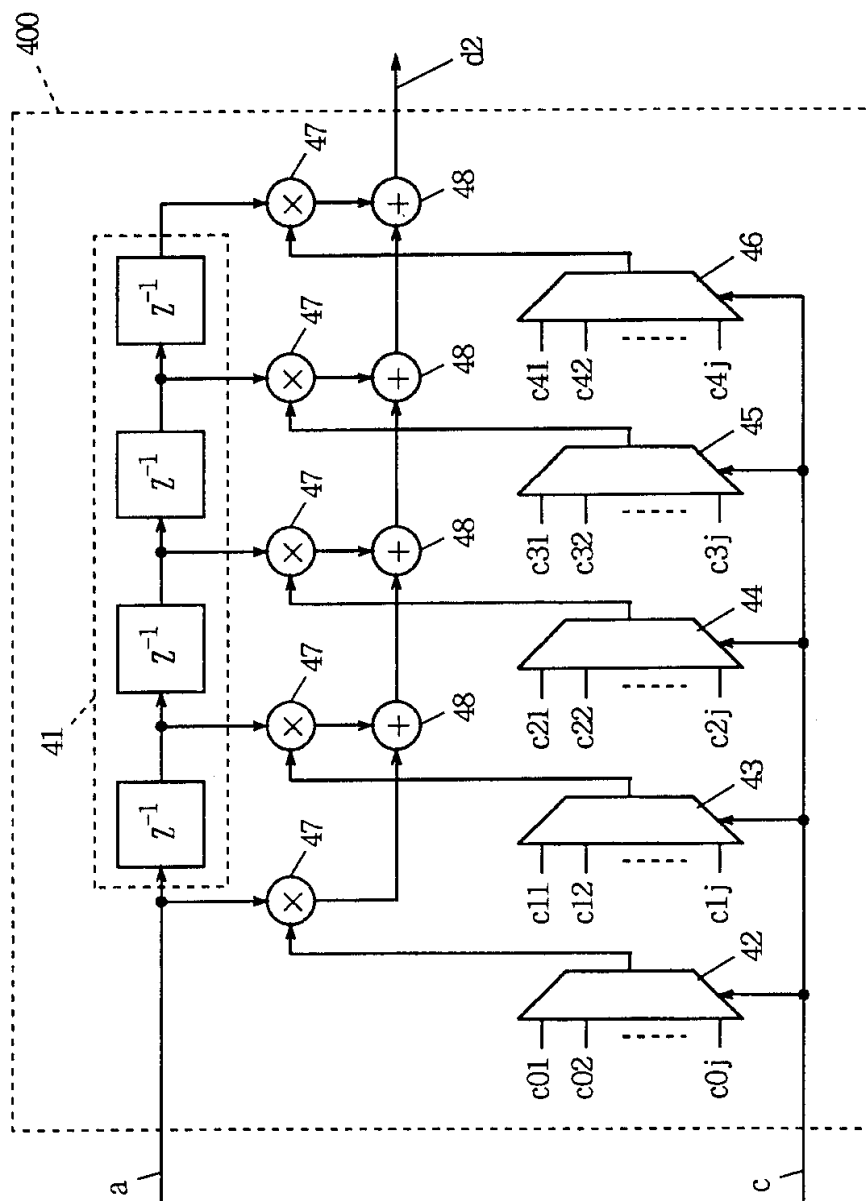


图 17

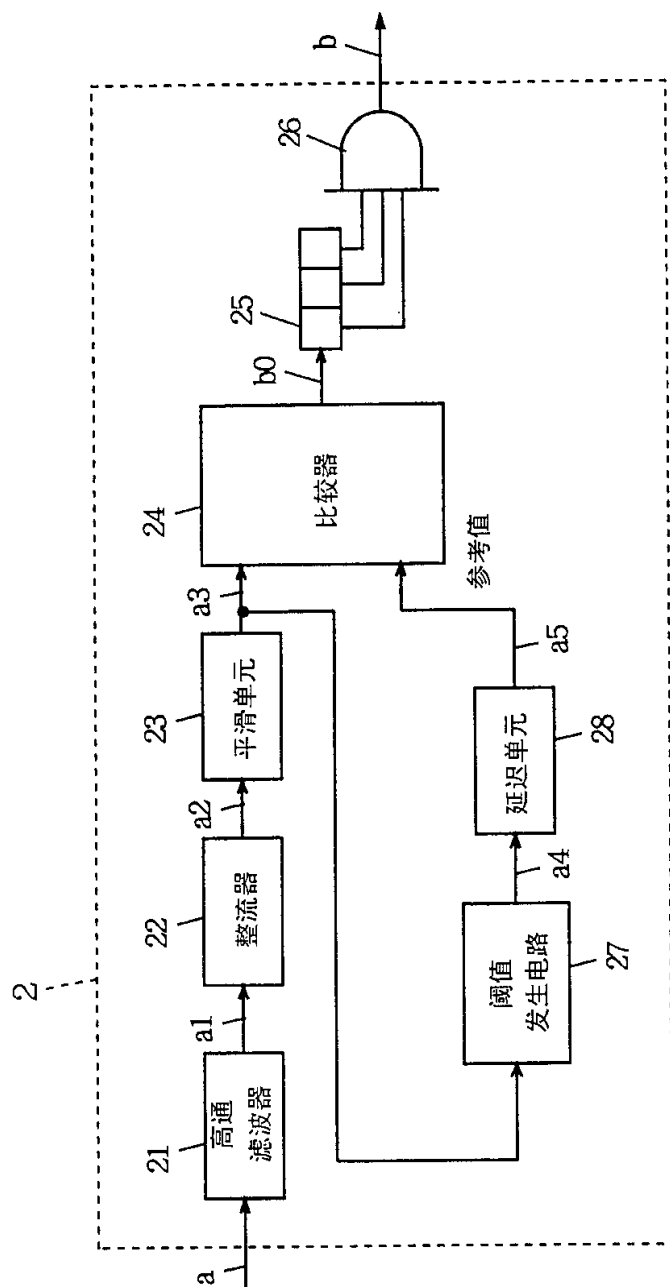


图 18

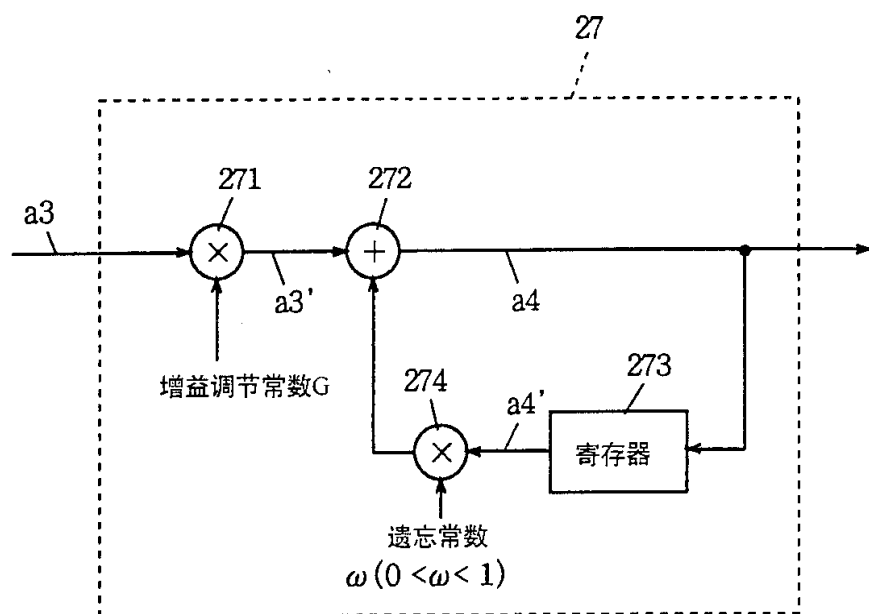
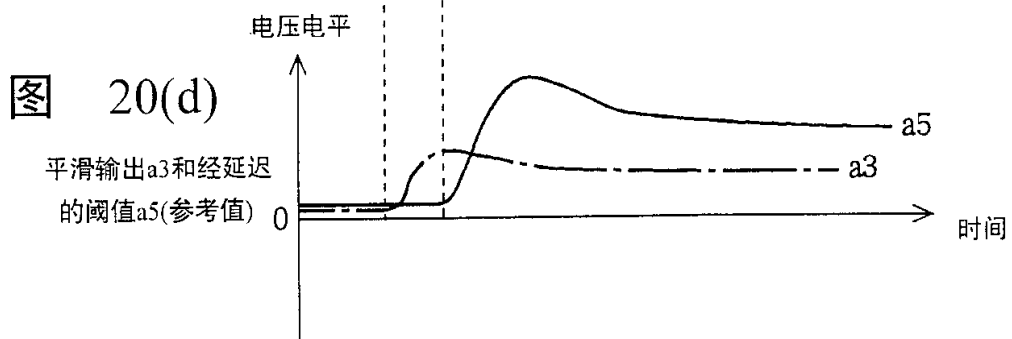
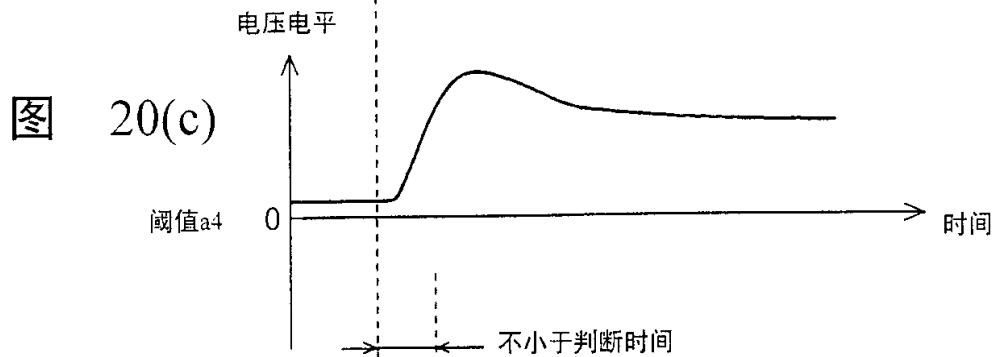
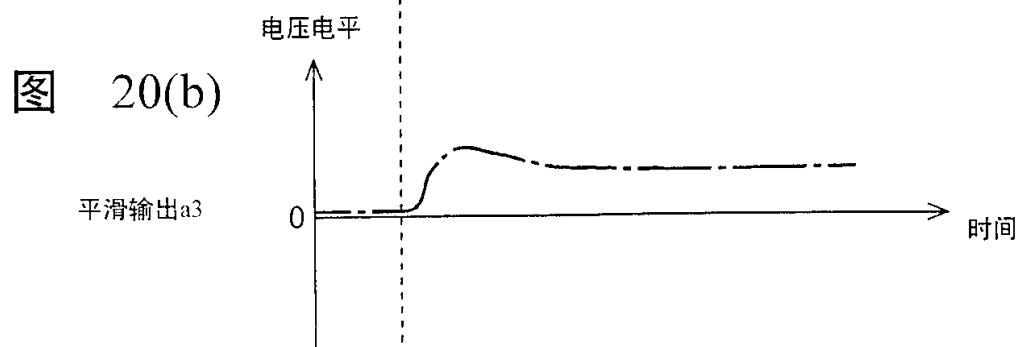
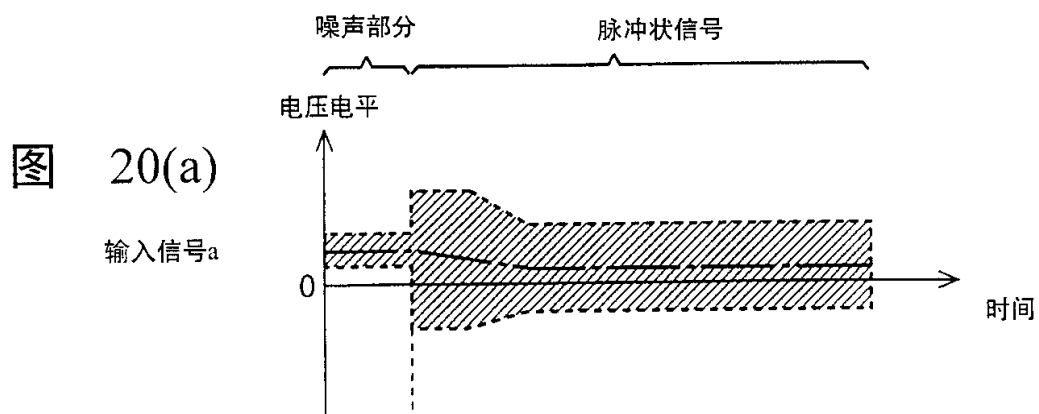


图 19



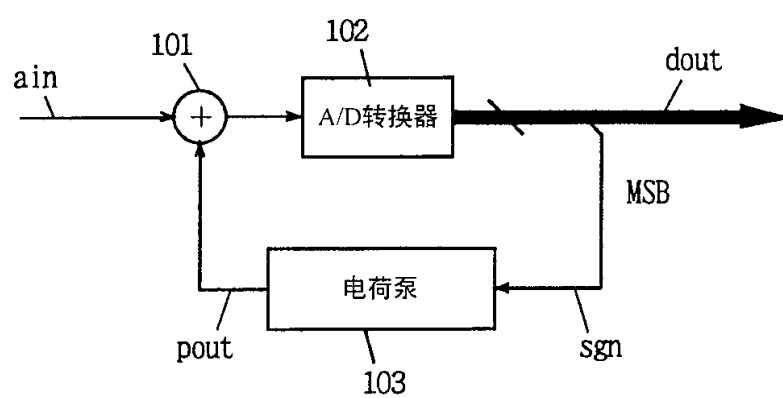


图 21

