

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01801879.3

[43] 公开日 2002 年 12 月 18 日

[11] 公开号 CN 1386323A

[22] 申请日 2001.4.17 [21] 申请号 01801879.3

[30] 优先权

[32] 2000.5.4 [33] US [31] 09/564,427

[86] 国际申请 PCT/EP01/04370 2001.4.17

[87] 国际公布 WO01/84708 英 2001.11.8

[85] 进入国家阶段日期 2002.3.1

[71] 申请人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 V·L·戈斯泰恩

G·图尔科尼奇

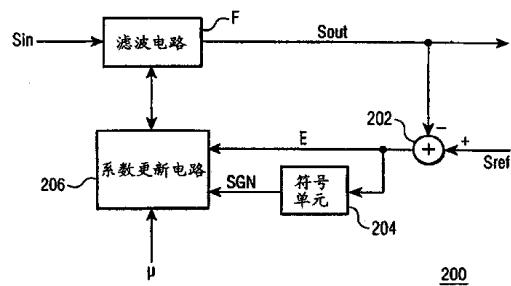
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 栾本生 张志醒

权利要求书 3 页 说明书 7 页 附图 4 页

[54] 发明名称 自适应滤波方法及相关设备

[57] 摘要

使用自适应滤波器对输入信号进行滤波，以产生输出信号。从输出信号中导出误差信号。自适应滤波器具有其值可被改变的系数。使用导出的更新量来修改系数值。更新量由输入信号的值、误差信号的极性值和步进增益的乘积得出。步进增益的形式为 2^K , K 是整数且由误差信号的数值幅度和步进增益参数决定。更新量取决于误差信号的幅度和极性，因此可精确地更新系数。步进增益的特定形式可快速得到乘积结果。



1. 一种处理输入信号的方法，该方法包括：
使用具有可调整滤波器系数的滤波器对输入信号滤波以产生输出信号；
5
 - 从输出信号导出误差信号；
 - 对至少一个特定的滤波器系数，从输入信号的第一个值、取决于误差信号第三个值极性的二进制信号的第二个值和形式为 2^k 的步进增益的第四个值的乘积得到更新量，其中 K 是整数且取决于第三个值的幅度和步进增益参数；
- 10
 - 使用更新量调整滤波器的特定系数。
2. 一种用于处理输入信号的数据处理设备，包括：
15
 - 具有可调整滤波器系数的滤波电路，用于对输入信号滤波并产生输出信号；
 - 误差计算器，用于从输出信号导出误差信号；
 - 步进增益计算器，用于得到形式为 2^k 的步进增益的第一个值，其中 K 是整数且取决于误差位号的第二个值的幅度和步进增益参数；
 - 符号单元，用于提供取决于误差信号第二个值极性的二进制信号；
 - 更新电路，用于对至少一个特定的滤波器系数，从输入信号的第三个值、二进制信号的第一个值和第四个值的乘积得到更新量，并用更新量调整特定系数。
- 20 3. 如权利要求 2 的设备，还包括一个数字部件，所述部件包括至少一个桶形移位器，用来执行由步进增益特定值的相乘。
- 25 4. 如权利要求 2 的设备，其中 K 为 K_1+K_2 的形式， K_1 和 K_2 是整数且设备包括一个用于存储对于误差信号的不同幅值的 K_2 值的存储器电路。
- 30 5. 如权利要求 2 的设备，其中 K 为 K_1+K_2 的形式， K_1 和 K_2 是整数且设备包括一个用于存储对于步进增益参数的不同值的 K_1 值的存储器电路。
- 30 6. 如权利要求 2 的设备，其中在离散时刻 n，更新量由误差信号在时刻 $n-m$ 的值和输入信号在时刻 $n-m$ 的值得到，此处 m 代表处理延时。

7. 如权利要求 2 的设备，其中滤波器包括具有可调整系数的数字滤波器。

8. 如权利要求 2 的设备，其中输入信号已经过数字化。

9. 一种存储介质，包括用于存储在处理器控制下可执行的一组指令的软件模块，并可执行处理数字输入信号的处理方法中的至少一个步骤，该方法包括：

● 使用具有可调整滤波器系数的滤波器对输入信号滤波以产生输出信号；

● 从输出信号导出误差信号；

10 ● 对至少一个特定的滤波器系数，从基于输入信号的第一个值、基于取决于误差信号第三个值极性的二进制信号的第二个值和基于形式为 2^k 的步进增益的第四个值的乘积得到更新量，其中 K 是整数且取决于第三个值的幅度和步进增益参数；

● 使用更新量调整特定的滤波器系数。

15 10. 处理器控制下可执行的并可完成处理数字输入信号方法中的至少一个步骤的一组指令，该方法包括：

● 使用具有可调整滤波器系数的滤波器对输入信号滤波以产生输出信号；

● 从输出信号导出误差信号；

20 ● 对至少一个特定的滤波器系数，从基于输入信号的第一个值、基于取决于误差信号第三个值极性的二进制信号的第二个值和基于以 2^k 形式的步进增益的第四个值的乘积得到更新量，其中 K 是整数且取决于第三个值的幅度和步进增益参数；以及

● 使用更新量调整特定的滤波器系数。

25 11. 一种电子文档，可下载处理器控制下可执行的一组指令，该组指令可完成处理数字输入信号方法中的至少一个步骤，该方法包括：

● 使用具有可调整滤波器系数的滤波器对输入信号滤波以产生输出信号；

● 从输出信号导出误差信号；

30 ● 对至少一个特定的滤波器系数，从基于输入信号的第一个值、基于取决于误差信号第三个值极性的二进制信号的第二个值和基于

形式为 2^k 的步进增益的第四个值的乘积得到更新量，其中 k 是整数且取决于第三个值的幅度和步进增益参数；以及

- 使用更新量调整特定的滤波器系数。

自适应滤波方法及相关设备

本发明涉及处理输入信号的方法。还涉及用于实现该方法的相应
5 数据处理设备。

本发明尤其涉及视频或音频数据经通信信道传输时遭受失真而
进行的处理。

在下文中，符号“ A ”表示信号 A ，“ $A(n)$ ”表示信号 A 在离散
时间 n 的数字化值。

10 输入信号 S_{in} 可能代表任何类型的数字视频、音频或通信数据。
信号 S_{in} 代表诸如视频或音频数据。输入信号 S_{in} 可能是由基站产生的
的压缩视频数据所调制的中频。该信号从基站通过地面广播、电缆或
卫星信道传输到接收机。在传输期间，信号 S_{in} 可能受到不同形式失
真的影响。所传输的输入信号 S_{in} 可能包括训练序列。接收到的训练
15 序列可能被破坏。为补偿某些类型的失真，使用自适应滤波器 F 对可
能被破坏的输入信号 S_{in} 进行滤波。滤波器 F 是自适应的，因此经过
滤波的已接收训练序列与接收机预知的原始训练序列接近。滤波器 F
有 m 个可调整系数的集合 C ，其值为离散时间 n 处的 $C_0(n), C_1(n), \dots,$
 $C_{m-1}(n)$ 。滤波器 F 产生输出信号 S_{out} ，且值 $S_{out}(n)$ 由时刻 n
20 的滤波器系数值和滤波器 F 中缓存的输入信号 S_{in} 值得到，示于图 1A
中的公式。

为使滤波器 F 达到自适应，如图 1B 所示，从基准信号 S_{ref} 和信
号 S_{out} 之差得到误差信号 E 。基准信号是接收机预知的训练序列。这
种自适应滤波或均衡的方法依靠训练序列来调整系数，通常称为“训
25 练均衡”。

系数的调节也可通过所谓的盲均衡来完成。盲均衡并不需要传输
训练序列。误差信号 E 的导出和系数的调节依赖于自适应滤波器输出
信号 S_{out} 的统计特性。

可能的调节方法包括更新集合 C 以使误差信号 E 最小。通常通过
30 从时刻 n 到时刻 $n+1$ 时更新每个系数的方法来更新集合 C 。图 1C 中给
出对时刻 n 处的系数 C_j 进行更新的方程形式，其中 g 是时刻 n 的数
学标量函数， f_1 是时刻 n 处误差信号值的数学标量函数， f_2 是时刻 n

处滤波器 F 中缓存的输入信号 $\text{Sin}(n-j)$ 值的数学标量函数，公式中还有系数 C_j 。

调节公式众所周知的一种形式如图 1D 所示，涉及最小均方 (LMS) 算法，目的是调整滤波器 F 的系数，令滤波器 F 的输出信号与基准信号之间差异最小。使用控制算法收敛速度的自适应步进参数 μ 进行系数 $C_j(n)$ 的更新。
5

在此引入作为参考的美国专利 5, 568, 411, 公开了自适应滤波器中更新系数的一种方法。该方法与众所周知的最小均方更新算法非常类似。这种已知的方法针对系数更新的关系基于极性一致相关器，
10 该相关器基于误差信号的符号和输入信号连续 N 个时刻样值符号的乘积和。

本发明的一个目的是提供数据处理设备中易于实现的有效滤波方法。本发明的另一目的是提供可进行高速数据处理的数据处理设备，并提供该设备的低成本实施方案。

15 为此目的，本发明提供对输入信号处理的方法。该方法包括下述步骤。输入信号通过使用可调整系数的滤波器进行滤波以产生输出信号。从输出信号中导出误差信号。对至少一个特定的滤波器系数，从输入信号的第一个值、取决于误差信号第三个值极性的二进制信号的第二个值和步进增益的第四个值的乘积可得到更新量。步进增益的形式为 2^k ，K 是整数且取决于第三个值的幅值和步进增益参数。随即使用得到的更新值对特定滤波器系数进行调整。
20

本发明的处理方法目的是通过调节至少一个特定系数来获得使误差信号最小的输出信号。基于输入信号的值、误差信号的极性和 2^k 形式的指定步进增益来实现系数的调节，其中整数 K 是误差信号幅值的函数。与基于理论的 LMS 公式更新系数以进行滤波的已知信号处理方法相比，本发明的方法由于所需乘法次数更少，因而更简单。此外，与背景技术部分公开的滤波方法相比，本发明的方法不仅包括误差信号的极性，还包括误差信号的幅值。因此，本发明的方法允许对滤波器系数进行更精细的调整。此外，涉及的步进增益的形式是 2^k ，易于通过诸如桶形移位器或预先准备的查找表来实现。因此，本发明方法的一个优点是其对于滤波器系数快速有效的更新机制，可避免多次乘法操作。本发明的方法是基于理论算法的方法和背景技术部分描述的
25
30

低计算性方法的正确性之间的一个很好的折中。

本发明还涉及用于处理数字输入信号的数据处理设备。本发明的设备包括具有可调整滤波器系数的电路，用于对输入信号进行滤波并产生输出信号。设备中还包括误差计算器，用于从输出信号中导出误差信号。设备也包括步进增益计算器，用于得到 2^k 形式的步进增益的第一个值，其中 K 是基于误差信号第二个值的幅度和步进增益参数的整数。设备还有一个符号单元和更新电路，符号单元用于提供基于误差信号第二个值极性的二进制信号。对至少一个特定滤波器系数，更新电路得到更新量并使用更新量来调整特定系数。更新量由输入信号的第三个值、二进制信号的第一个和第四个值的乘积得到。

本发明的设备执行简单的乘法操作。通常，乘法运算比较占用处理资源，因此本发明的设备可以高效地使用可用的处理资源和计算时间。

本发明将通过举例更进一步详细阐述，其中参考下述附图：

图 1A-1K 是数学公式；

图 2 是根据本发明的数据处理设备框图；

图 3 是本发明某些部分的流程图示；

图 4 是根据本发明的自适应滤波电路框图，且

图 5 是根据本发明的更新电路。

图示中具有相似或相同特性的元件用同样的编号表示。

图 2 是根据本发明的数据处理设备 200 的实施例的框图。设备 200 包括对数字输入信号 S_{in} 进行滤波的滤波电路 F，产生数字输出信号 S_{out} 。滤波电路 F 有一个集合 C，由 m 个在离散时间 n 处取值为 $C_0(n)$ ， $C_1(n)$ ，… $C_{m-1}(n)$ 的可调整滤波系数组成。所述的系数可进行调整，意即它们的值可以改变。例如，如下面的示例所示，系数是自适应系数，因此滤波器 F 为自适应滤波器。

设备 200 可以是接收机的一部分，该接收机接收由发射器输出并通过通信信道传输的输入信号 S_{in} 。设备 200 完成对信号 S_{in} 的均衡。在训练均衡中，发射器端对输入信号 S_{in} 进行的发射包括 S_{in} 中包括基准信号 S_{ref} 作为输入信号 S_{in} 的一部分的发射。在接收端，接收到有失真的信号 S_{ref} 。此信号 S_{ref} 通常称作训练序列。有失真的基准信号 S_{ref} 通过滤波器 F 进行滤波并产生经过滤波的有失真基准信

号 Sref。已滤波的有失真基准信号 Sref 是输出信号 Sout 的一部分。本领域中技术人员可通过从信号 Sref 和已滤波的有失真基准信号 Sref 得到误差信号并使误差信号最小，且使用该结果来得到输出信号，从而部分地去除信道失真。在盲均衡中，输入信号 Sin 的传输不包括基准信号 Sref 的传输。在这种情况下，误差信号 E 从输出信号 Sout 的统计特性导出。

在本实施方案中，执行训练均衡。设备 200 还包括用于从输出信号 Sout 和基准信号 Sref 得到误差信号的误差计算器 202。在设备 200 中预先已知基准信号 Sref。

在本实施方案中，计算器 202 有一个比较器，可计算基准信号 Sref 和输出信号 Sout 之间的差异，示于图 1E。量 i 是正整数，代表计算器 202 所需的延时以实现误差信号 E 的计算。因此，离散时间 n 处，在计算器 202 输出端当前可得的误差信号 E(n) 值是与时间 n-i 处输出信号 Sout 及基准信号 Sref 值有关的误差值。在本发明的理想实施方案中，此延时 i 可能实际为 0 且误差信号时刻 n 的取值 E(n) 与 Sout(n) 和 Sref(n) 时刻 n 的当前值有关。在图 1E 中给出的误差信号 E 的计算决不受本发明的限制，本领域技术人员可推导任何合适的数学表达式，用来量度初始发送和接收到的基准信号 Sref 之间的差异。在本发明的另一实施方案中，误差信号 E 可以按图 1F 中的公式得到。此处，误差信号 E 是输出信号和基准信号各自自乘后的差值的第一个函数 G1 以及输出和基准信号之间差值的第二个函数 G2 的乘积。

得到的误差信号 E 随后送到符号单元 204，产生代表误差信号 E 极性的二进制符号信号 SGN。当信号 E 在时刻 n 处是正值或 0 时，信号 SGN 在时刻 n 的值是 0。当信号 E 在时刻 n 处是负值时，信号 SGN 在时刻 n 的值是 1。信号 E 和信号 SGN 随后送到更新电路 206。电路 206 可更新至少一个特定的滤波器系数 Cj，将其从时刻 n 的值 Cj(n) 变为时刻 n+1 的新值 Cj(n+1)。

为此目的，电路 206 得到相应的系数更新量 DCj(n)，该值为输入信号 Sin 的值 Sin(n-j-i)、从 E(n) 值得到的 SGN(n) 值和以 2^k 形式的步进增益这三项的乘积，其中 K 为负整数。输入信号 Sin(n-j-i) 的值与时刻 n-i 处的系数 Cj 相关，导致时刻 n 处的 E(n)

值。量 K 取决于 $E(n)$ 值的幅度和步进增益参数 μ 。整数 K 可以是负整数量 K_1 和正整数量 K_2 的和。量 K_1 可以是 μ 以 2 为底的对数， μ 优选为 2^t 形式，其中 t 是负整数。量 K_2 得自误差信号 E 当前值的幅度，当误差信号的幅度增加时 K_2 优选增加。因此，更新系数 C_j 时，
5 当误差信号 $E(n)$ 的幅值增加时，更新量 $DC_j(n)$ 的幅度变大。这样，当误差信号的幅度减小时，步进增益 M 减小。在本发明的实施方案中，在时刻 n 可以计算 K_2 ，是误差信号 E 的幅度以 2 为底的对数值经过四舍五入的最接近整数值。对于误差信号 E 的各种幅值， K_2 可从查找表中存储的 K_2 值得到。

10 可能按照如图 1G 和图 1H 中的公式，随后将得到的更新量 $DC_j(n)$ 与 $C_j(n)$ 值相加后得到系数 C_j 的新值 $C_j(n+1)$ 。在图 2 所示的本发明实施方案中，误差信号 E 推导中的延时 i 是，例如 2 个离散时间周期。因此误差信号在时刻 n 的值 $E(n)$ 相应于 2 个离散时间单元以前输出信号的值 $Sout(n-2)$ 和基准信号 $Sref$ 的值 $Sref(n-2)$ 。在
15 本发明的实施方案中，如图 1H 中的更新公式变为如图 1I 的公式。

当更新时刻 n 的系数 C_j ，电路 206 可能为滤波器 F 提供对应值 $DC_j(n)$ ，这样滤波器 F 内部将系数 C_j 的值从 $C_j(n)$ 更新为 $C_j(n+1)$ 。
20 在另一实施方案中，电路 206 可能还从滤波器 F 中恢复所述 $C_j(n)$ 值，在所得量 $DC_j(n)$ 的基础上修改 $C_j(n)$ 值，然后将新的 $C_j(n+1)$ 装入滤波器 F，替换值 $C_j(n)$ 。在本发明的方法中，当时间从 n 到 $n+1$ 时，并不需要同时更新整个集合 C 中的全部系数。当指定系数 C_j 没有更新时，时刻 $n+1$ 处的 $C_j(n+1)$ 值仍为时刻 n 的 $C_j(n)$ 值。

图 3 是流程图 300，示出本发明中滤波方法的各个步骤。步骤 302 包括使用诸如图 2 中滤波电路 F 的带可调整系数 C_0, \dots, C_{m-1} 的滤波器对输入信号 Sin 滤波，得到输出信号 $Sout$ 。步骤 304 包括从输出信号 $Sout$ 中导出误差信号 E 。在训练均衡中，误差信号 E 从输出信号和参考信号 $Sref$ 中得到。在盲均衡中，误差信号从输出信号 $Sout$ 的统计特性中得到。下一步骤 306 包括对至少一个特定滤波器系数 C_j ，导出与特定滤波器系数 C_j 有关的更新量 DC_j ，该更新量是输入信号
30 Sin 的值、误差信号 E 的符号以及以 $2^{K_1+K_2}$ 形式的步进增益 M 的乘积。量 K_2 是误差信号幅值的函数。于是，在所得 DC_j 的基础上，步骤 308 包括使用所得更新值 $DC_j(n)$ 来修改系数 C_j 的值 $C_j(n)$ 。

现详细解释滤波器 F 的机能。滤波器 F 可能的功能实施方案如图 4 所示。滤波器 F 例如是 4 抽头滤波器，这意味着滤波电路 F 有四个系数 C_0 、 C_1 、 C_2 和 C_3 ，在时刻 n 各自的值 $C_0(n)$ 、 $C_1(n)$ 、 $C_3(n)$ 和 $C_4(n)$ 分别存储在四个抽头寄存器 400、402、404 和 406 中。滤波电路 F 还包括四个数据寄存器 D1、D2、D3 和 D4，用于存储输入信号 Sin 的值。在时刻 n ， $Sin(n)$ 、 $Sin(n-1)$ 、 $Sin(n-2)$ 和 $Sin(n-3)$ 分别存储在寄存器 D1、D2、D3 和 D4 中。寄存器 D1、D2、D3 和 D4 形成 FIFO（“先入先出”）。滤波器 F 还包括四个乘法器 408、410、412 和 414。

在时刻 n ，乘法器 408 接收寄存器 D1 中存储的输入信号值 $Sin(n)$ 和寄存器 400 中存储的 $C_0(n)$ 值。乘法器 408 随后为加法器 416 提供 $Sin(n)$ 与 $C_0(n)$ 值的乘积。在时刻 n ，乘法器 410 接收寄存器 D2 中存储的 $Sin(n-1)$ 值和寄存器 402 中存储的 $C_1(n)$ 值。乘法器 410 随后为加法器 416 提供 $Sin(n-1)$ 与 $C_1(n)$ 值的乘积。在时刻 n ，乘法器 412 接收寄存器 D3 中存储的 $Sin(n-2)$ 值和寄存器 404 中存储的 $C_2(n)$ 值。乘法器 412 随后为加法器 416 提供 $Sin(n-2)$ 与 $C_2(n)$ 值的乘积。类似地，乘法器 414 接收寄存器 D4 中存储的 $Sin(n-3)$ 值和寄存器 406 中存储的 $C_3(n)$ 值。乘法器随后为加法器 416 提供 $Sin(n-3)$ 与 $C_3(n)$ 值的乘积。

加法器 416 按照如图 1J 所示的乘积和，得到输出信号在时刻 n 的值 $Sout(n)$ 。

当时间从 n 增加到 $n+1$ 时，时刻 n 处的系数值 $C_0(n)$ 、 $C_1(n)$ 、 $C_2(n)$ 和 $C_3(n)$ 可以通过分别向寄存器 400、402、404 和 406 装入新的值 $C_0(n+1)$ 、 $C_1(n+1)$ 、 $C_2(n+1)$ 和 $C_3(n+1)$ 来进行调整。当时间从 n 增加到 $n+1$ 时，集合 C 并不需要全部更新，可能只有一个系数在时刻 n 与 $n+1$ 之间有更新。例如，在本实施方案中，系数 C_1 根据图 1K 的公式进行更新，其中 $SGN(n)$ 是值 $E(n) = Sout(n-2) - Sref(n-2)$ 的极性。

图 5 是本发明的电路 206 的一种可能实施方案的框图。更新电路 206 首先包括反相单元 500，用于得到与信号 Sin 幅值相同但极性相反的信号。在本发明的此实施方案中，设备 500 将输入信号 Sin 乘以 -1。电路 206 还包括一个复用器 502。在时刻 n ，当更新指定系数 C_j

时，复用器接收时刻 n 的值 $\text{Sin}(n-j-i)$ 和单元 500 的输出 $-\text{Sin}(n-j-i)$ 。复用器 502 还接收时刻 n 的信号 SGN 值。根据信号 SGN 的值，复用器 502 提供带符号的信号 SSin，在时刻 n 其值为 $\text{Sin}(n-j-i)$ 或 $\text{Sin}(n-j-i)$ 的负值。时刻 n 时， $\text{SGN}(n)$ 值为 0， $\text{SSin}(n)$ 的值为 $\text{Sin}(n-j-i)$ 。当 $\text{SGN}(n)$ 值为 1 时， $\text{SSin}(n)$ 的值为 $-\text{Sin}(n-j-i)$ 。

信号 SSin 随后送到桶形移位器 504，用于提供更新量 $\text{DC}_j(n)$ ，该更新量是 $\text{SSin}(n)$ 值与步进增益 M 的乘积。时刻 n 的步进增益 M 由时刻 n 的误差信号幅值得到。由于步进增益 M 的形式为 $2^{(K_1+K_2)}$ ，所以通过桶形移位器 504 得到乘积。移位器 504 包括，例如，5 个移位单元 506、508、510、512 和 514 对不同的 K_1+K_2 值实现信号 $\text{SSin}(n)$ 在时刻 n 的不同的二进制右移位。例如，移位单元 506、508、510、512 和 514 可以作为总线连接器实现，并完成比特重排序。在本实施方案中，单元 506 可对信号 SSin 右移一位，单元 508 可对信号 SSin 右移两位。桶形移位器 504 还包括一个复用器 516，用于产生更新量，该更新量是根据所提供的值 $K=K_1+K_2$ ，移位单元 506、508、510、512、514 之一的输出。在本发明的本实施方案中，更新电路包括查找表存储器 MEM，用于对于误差信号 E 的幅值和步进增益参数值 μ 的不同组合存储整数 K 值。在本发明的另一实施方案中，查找表 MEM 可能在电路 206 外实现，可能有多个查找表 MEM。例如，不同的查找表可能对应步进增益参数 μ 的不同值、输入信号 Sin 传输时的各种信道条件、系数更新的方式是训练还是盲模式、错误率等等…因此，根据 K 值，桶形移位器 504 提供时刻 n 处的校正量 $\text{DC}_j(n)$ 。

电路 206 包括一个加法器 518，用得到的 $\text{DC}_j(n)$ 更新系数 C_j ，从而提供一个新的 $C_j(n+1)$ 值。

应当指出，关于所描述的方法，可能并在不脱离发明的范围的情况下提出修改或改进。例如，显然此处理方法可以以多种方式实现，例如通过有线电子电路或存储在计算机可读介质中的指令集，所述指令取代至少所述电路中的一部分并可在计算机或数字处理器的控制下执行，目标是完成所述被替换电路实现的相同功能。

图 1A $Sout(n) = \sum_{k=0}^{m-1} Sin(n-k).Ck(n)$

图 1B $E(n) = Sref(n) - Sout(n)$

图 1C $Cj(n+1) = Cj(n) + g(n).f1(E(n)).f2(Sin(n-j))$

图 1D $Cj(n+1) = Cj(n) + \mu .E(n).Sin(n-j)$

图 1E $E(n) = Sref(n-i) - Sout(n-i)$

图 1F $E(n) = G1(Sref^2(n-i)-Sout^2(n-i)).G2(Sref(n-i)-Sout(n-i))$

图 1G $Cj(n+1) = Cj(n) + DCj(n)$

图 1H $Cj(n+1) = Cj(n) + 2^K.SGN(n).Sin(n-j-i)$

图 1I $Cj(n+1) = Cj(n) + 2(K1+K2).SGN(n).Sin(n-j-2)$

图 1J $Sout(n) = Sin(n).C0(n) + Sin(n-1).C1(n) + Sin(n-2).C2(n) + Sin(n-3).C3(n)$

图 1K $C1(n+1) = C1(n) + 2(K1+K2).SGN(n).Sin(n-1-2)$

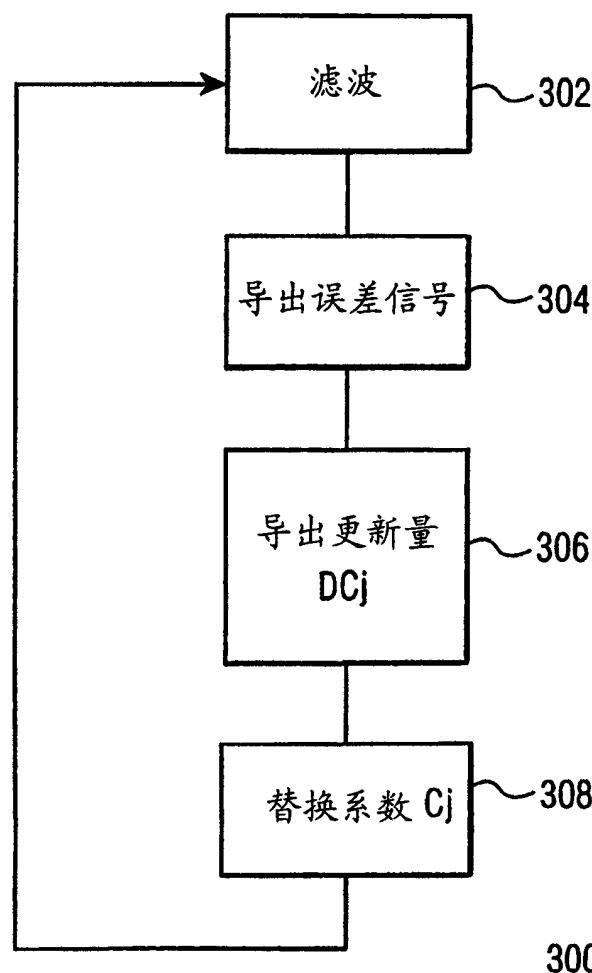
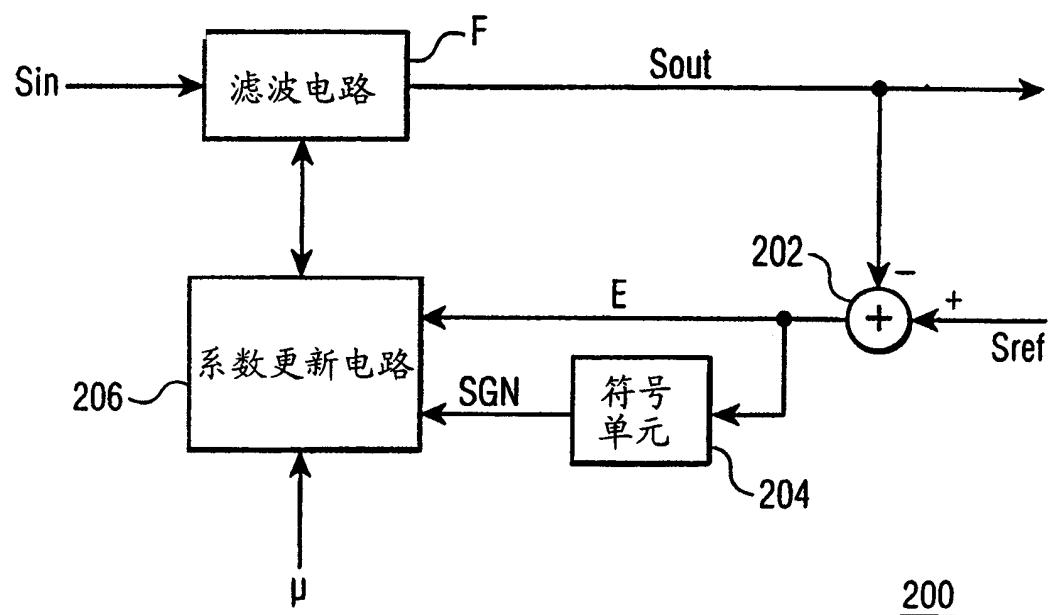


图 3

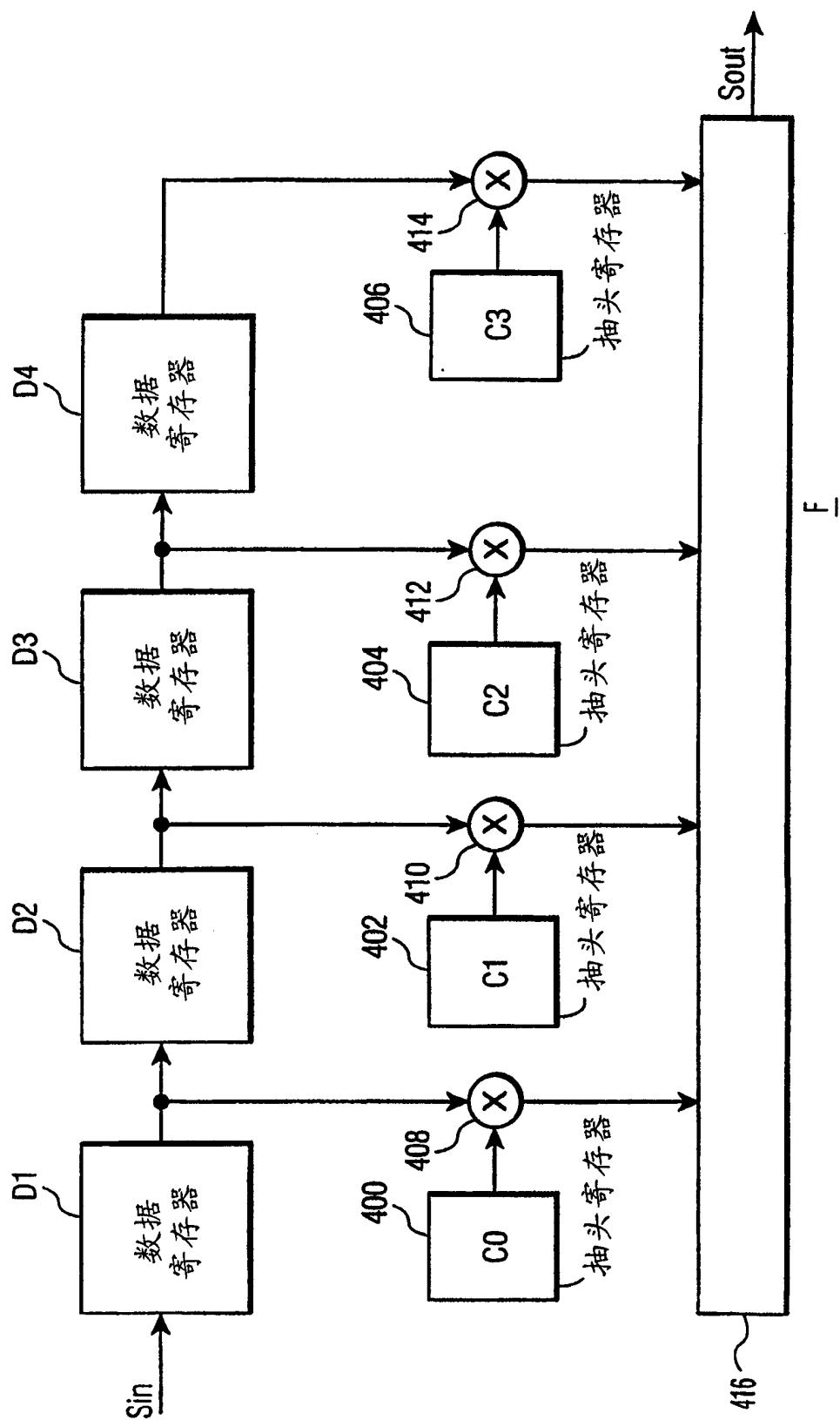


图 4

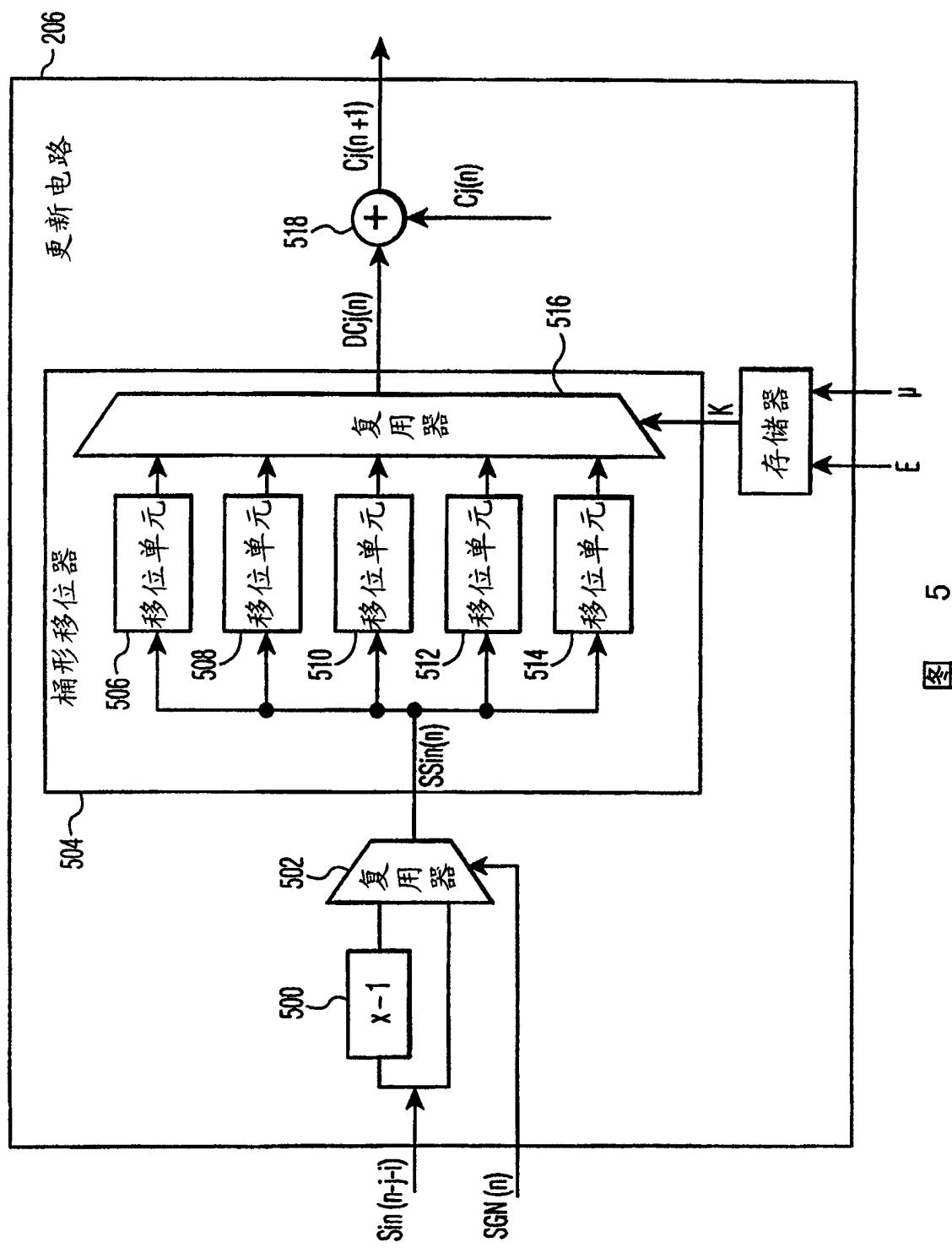


图 5