



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108702143 B

(45) 授权公告日 2023. 08. 01

(21) 申请号 201780013208.9

(22) 申请日 2017.07.18

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 108702143 A

(43) 申请公布日 2018.10.23

(30) 优先权数据  
15/215,930 2016.07.21 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2018.08.24

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/EP2017/068172 2017.07.18

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02018/015412 EN 2018.01.25

(73) 专利权人 微晶片科技德国公司  
地址 德国伊斯马宁

(72) 发明人 A·海姆 M·霍赫

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

专利代理师 王允方

(51) Int.Cl.  
H03H 17/06 (2006.01)

(56) 对比文件  
US 4393456 A, 1983.07.12  
GB 201100727 D0, 2011.03.02  
US 5249578 A, 1993.10.05  
EP 0975091 A2, 2000.01.26  
US 8671128 B1, 2014.03.11  
EP 0492725 A1, 1992.07.01  
EP 2887309 A1, 2015.06.24  
CN 102184531 A, 2011.09.14  
Qi Yue. Low-power FIR filter based on standard cell. 《2005 6th International Conference on ASIC》. 2006, 第251-254页.

审查员 许晶

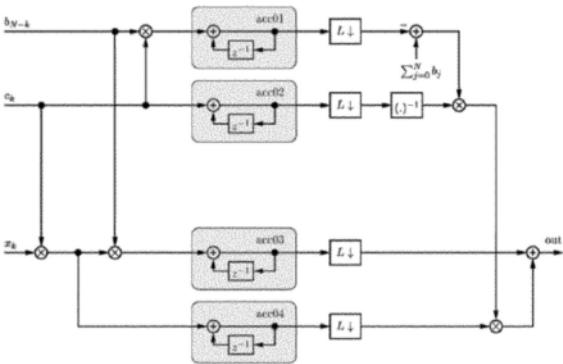
权利要求书3页 说明书16页 附图21页

(54) 发明名称

具有置信度输入的数字滤波器

(57) 摘要

本发明揭示一种数字滤波器,其具有:分配的滤波函数,其具有分配的滤波器系数( $b_k$ );输入,其接收输入样本( $x_k$ );另一输入,其接收置信度值( $c_k$ );及输出(out)。每一输入样本值( $x_k$ )与输入置信度值( $c_k$ )相关联,其中所述滤波器输出(out)取决于所述输入样本,所述输入置信度值,以及所述滤波器系数。所述滤波器含有多个累加器(acc01、acc02、acc03、acc04),其中在已将具有相关联的置信度值的预定数目的样本值输入到所述滤波器之后,产生输出样本。



1. 一种数字滤波器,其包括:分配的滤波函数,其具有分配的滤波器系数;输入,其经配置以接收输入样本;另一输入,其经配置以接收输入置信度值,其中所述输入置信度值指示相关联输入样本的有用性的水平;及输出,

其中每一输入样本值与所述输入置信度值相关联,且其中所述数字滤波器经配置以利用每一输入样本的相关联的输入置信度值来加权每一输入样本以产生置信度加权输入样本;

所述数字滤波器输出取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者,且

其中所述数字滤波器包括累加器,所述累加器经配置以分别累加预定数目个所述置信度加权输入样本、所述相关联的输入置信度值、利用分配的滤波器系数加权的所述输入置信度值,及进一步利用所述分配的滤波器系数来加权的所述置信度加权输入样本。

2. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其包括:

第一分支,其具有所述累加器中的第一累加器,所述第一累加器经配置以利用所述分配的滤波器系数来加权所述输入置信度值,且产生第一累加值;

第二分支,其具有所述累加器中的第二累加器,所述第二累加器接收所述输入置信度值,且产生第二累加值;

第三分支,其具有所述累加器中的第三累加器,所述第三累加器经配置以利用所述分配的滤波器系数以及所述输入置信度值来加权所述输入样本值,且产生第三累加值;

第四分支,其具有所述累加器中的第四累加器,所述第四累加器接收所述置信度加权输入样本,且产生第四累加值。

3. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其包括:

第一分支,其具有所述累加器中的第一累加器,所述第一累加器经配置以利用所述分配的滤波器系数来加权所述输入置信度值,且产生第一累加值;

第二分支,其具有所述累加器中的第二累加器,所述第二累加器经配置以利用来自第二滤波器系数集合的系数来加权所述输入置信度值,且产生第二累加值,其中所述第二滤波器系数集合用于通用重新分布函数;

第三分支,其具有所述累加器中的第三累加器,所述第三累加器经配置以利用所述分配的滤波器系数和所述输入置信度值来加权所述输入样本值,且产生第三累加值;

第四分支,其具有所述累加器的第四累加器,所述第四累加器经配置以利用来自所述第二滤波器系数集合的系数以及所述输入置信度值来加权的所述输入样本值,且产生第四累加值。

4. 根据权利要求2所述的数字滤波器,其中从固定值减去所述第一累加值,其中减法的结果被除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且乘法的结果被加到所述第三累加值,且其中随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值,及所述第四累加值。

5. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其中由数字逻辑值来表示置信度值。

6. 根据权利要求4所述的数字滤波器,其中所述固定值是所有系数的总和。

7. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其中所述分配的滤波函数是低通滤波函数。

8. 根据权利要求7所述的数字滤波器,其中已从将高通或带通转变为等效低通域中获得所述低通。

9. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其中所述分配的滤波函数仅具有正值系数,或仅具有负值系数。

10. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其中所述分配的滤波函数具有拥有与另一非零系数不同的量值的至少一个非零值系数。

11. 根据权利要求1所述的数字滤波器,其中数字滤波器的DC增益被配置为恒定或大致恒定。

12. 根据前述权利要求1-11中任一权利要求所述的数字滤波器,其中由软件形成所述数字滤波器。

13. 一种滤波器,其包括多个根据权利要求1所述的数字滤波器,其中所述多个数字滤波器并行操作,其中每一个数字滤波器经配置以对输入样本的子集及相关联的输入置信度值进行操作,且具有专属系数。

14. 根据权利要求13所述的滤波器,其中所述数字滤波器包括两个数字滤波器,且其中将输入样本交替分配到所述两个数字滤波器中的一者。

15. 一种滤波器系统,其包括:

根据前述权利要求1-13中的任一项所述的数字滤波器,所述数字滤波器包括第一数字滤波器及第二数字滤波器,其各自包括具有分配的滤波器系数的分配的滤波函数;及

解多路复用器,其接收输入信号且产生用于所述第一数字滤波器及所述第二数字滤波器的输入样本。

16. 根据权利要求15所述的滤波器系统,其进一步包括:

第一离群值检测器,其接收用于所述第一数字滤波器的所述输入样本,且产生相关联的输入置信度值;及

第二离群值检测器,其接收用于所述第二数字滤波器的所述输入样本,且产生相关联的输入置信度值。

17. 根据权利要求15所述的滤波器系统,其中用于所述第一数字滤波器的输入样本是围绕第一电平的样本,且用于所述第二数字滤波器的输入样本是围绕第二电平的样本,其中所述第一电平比所述第二电平高。

18. 一种使用具有分配的滤波函数且包括滤波器系数集合的数字滤波器对数字输入样本进行滤波的方法,其包括以下步骤:

接收数字输入样本值及相关联的输入置信度值,其中所述输入置信度值指示相关联输入样本的有用性的水平;

累加利用来自所述滤波器系数集合的系数加权的所述输入置信度值,且产生第一累加值;

累加所述输入置信度值,且产生第二累加值;

累加利用来自所述滤波器系数集合的系数加权的所述输入样本值及所述输入置信度值,且产生第三累加值;

累加所述置信度加权输入值,且产生第四累加值。

19. 根据权利要求18所述的方法,其进一步包括:

从固定值减去所述第一累加值,其中减法的结果被除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且乘法的结果被加到所述第三累加值,且随后清除所述第一累加值、所述第二累

加值、所述第三累加值及所述第四累加值。

20. 根据权利要求19所述的方法,其中所述固定值是所有系数的总和。

21. 根据权利要求18所述的方法,其中所述输入置信度值是二进制。

22. 一种使用具有分配的滤波函数且包括第一滤波器系数集合和定义重新分布函数的第二滤波器系数集合的数字滤波器对数字输入样本进行滤波的方法,其包括以下步骤:

接收数字输入样本值及相关联的输入置信度值,其中所述输入置信度值指示相关联输入样本的有用性的水平;

累加利用来自第一滤波器系数集合的系数加权的所述输入置信度值,且产生第一累加值;

累加利用来自第二滤波器系数集合的系数加权的所述输入置信度值,且产生第二累加值;

累加利用来自所述第一滤波器系数集合的系数加权的输入样本值及所述输入置信度值,且产生第三累加值;

累加利用来自所述第二滤波器系数集合的系数加权的所述输入样本值及所述输入置信度值,且产生第四累加值。

23. 根据权利要求22所述的方法,其进一步包括从固定值减去所述第一累加值,其中减法的结果是除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且乘法的结果被加到所述第三累加值,且随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值及所述第四累加值。

24. 根据权利要求23所述的方法,其中所述固定值是所有系数的总和。

25. 根据权利要求22所述的方法,其中所述输入置信度值是二进制。

## 具有置信度输入的数字滤波器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及数字滤波器,特定来说,涉及用于噪声抑制的数字滤波器。

### 背景技术

[0002] 为了感测模拟信号以用于在数字装置中处理,比信号的实际信息内容变化(显著)更快地取样所述信号是允许增强数字化信号从而充分利用信息的冗余的惯例。用于此类装置的实例包含电容-触摸感测或无触摸位置及手势感测系统、数字电压表、温度计或压力传感器。

[0003] 可遭受严重噪声的示范性电容感测系统包含在应用注释AN1478中的“mTouch™感测解决方案获取方法电容式分压器(mTouch™ Sensing Solution Acquisition Methods Capacitive Voltage Divider)”及AN1250中的“用于电容式触摸应用的微芯CTMU(Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications)”描述的系统,所述两个注释都来自本申请案的受让人微芯科技公司(Microchip Technology Inc),且其全文以引用的方式并入本文中。

[0004] 另一示范性应用是由本申请案的受让人制造的无触摸电容3D手势系统—还被称为GestIC®技术。

[0005] 传感器信号通常经历各种噪声类型造成的干扰,例如宽带噪声、谐波噪声及峰值噪声。谐波噪声及峰值噪声可为(例如)由于切换电源造成且还在电磁免疫标准测试(例如,IEC 61000-4-4)中解决。

[0006] 例如,当适时多路复用一些传感器或由于不规则事件(例如数据传输失效)时,也可在预定或确定性方案中中断信号获取。此类中断或缺失样本可引起信号中的非所要相位跃变。由于数字滤波器经设计以用于规则取样间隔,所以此将损坏滤波器时序且可严重影响其噪声抑制性能。

[0007] 在数字通信的信道编码的背景内容(布拉胡特(Blahut),1983;博塞特(Bossert),1999)中类似于擦除的消息,我们将缺失样本及不携带有用信息(例如,归因于峰值噪声)的样本称为擦失。

[0008] 图1a展示执行用于估计噪声实值基带信号的基础程序的系统100。模/数转换器(ADC)110以(显著)高于其信息变化的速率取样信号。接着,将所述数字信号输入到低通滤波器120且由整数倍降低取样器130利用速率R整数倍降低取样。降低取样结果经进一步处理或简单在(例如)如图1a中展示的数字显示器140上显示。其中,低通滤波器120能够减弱宽带噪声的较高频率分量,但将不完全抑制噪声峰值。

[0009] 在许多应用中发生峰值噪声抑制的问题,例如图像处理(T.贝娜齐尔(T.Benazir),2013)、地震学及医学(B.博莎士(B.Boashash),2004)。用于抵抗峰值噪声的标准做法是应用中值滤波器或变体。

[0010] 抑制峰值噪声但仍然平滑化输入信号的做法是取时间窗中的样本的子集(排除已识别为噪声峰值或异常值的样本或排除(例如)n个最大及n个最小样本(选择性算术平均

(SAM)滤波器或‘西格玛(Sigma)滤波器’(李(Lee),1983))的平均值的滤波器。明显地,SAM滤波器是具有适应其输入信号的时间域特性的有限脉冲响应(FIR)的时间可变滤波器。

[0011] 然而,尽管存在噪声峰值(即具有擦失)是较优的,但在无峰值的情况下,此SAM平均滤波器的噪声抑制特性低于(例如)将汉明(Hamming)窗用作为脉冲响应的最先进技术滤波器或针对32个样本的窗长度使用最小平方方法(如在图1b中展示)设计频率响应的滤波器。就滤波器的量值响应来说,相较于具有矩形脉冲响应的平均滤波器(点虚线曲线),最小平方方法滤波器的实曲线及汉明滤波器的虚线曲线展示改进的旁瓣减弱。

## 发明内容

[0012] 需要处理遭受噪声的信号的方法及系统。本申请案不受限于以上描述的传感器系统中的任何者而可应用于遭受噪声且需要评估的任何类型的信号。

[0013] 根据实施例,一种数字滤波器可包括:分配的滤波函数,其具有分配的滤波器系数;输入,其接收输入样本;另一输入,其接收置信度值;及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联且其中利用每一输入样本的相关联的置信度值加权每一输入样本,其中所述滤波器输出取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者,且其中所述滤波器包括经配置以累加预定数目个置信度加权输入样本、所述相关联的置信度值、利用分配的滤波器系数加权的置信度值及进一步利用所述分配的滤波器系数加权的置信度加权输入样本的累加器。

[0014] 根据进一步实施例,所述滤波器可包括:第一分支,其具有接收利用来自系数集合的系数加权的输入置信度值且产生第一累加值的第一累加器;第二分支,其具有接收所述输入置信度值且产生第二累加值的第二累加器;第三分支,其具有接收利用来自所述系数集合的系数加权的输入样本值及所述输入置信度值且产生第三累加值的第三累加器;及第四分支,其具有接收所述置信度加权输入值且产生第四累加值的第四累加器。根据进一步实施例,从固定值减去所述第一累加值,其中所述减法的结果除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且加到所述第三累加值,且其中随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值及所述第四累加值。

[0015] 根据另一实施例,一种数字滤波器可包括:分配的滤波函数,其具有第一滤波器系数集合及第二滤波器系数集合;输入,其接收输入样本;另一输入,其接收置信度值;及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联;所述滤波器输出取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者,且其中所述数字滤波器包括:第一分支,其具有接收利用来自所述第一系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第一累加值的第一累加器;第二分支,其具有接收利用来自所述第二系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第二累加值的第二累加器;第三分支,其具有接收利用来自所述第一系数集合的系数加权的输入样本值及所述输入置信度值且产生第三累加值的第三累加器;及第四分支,其具有接收利用来自所述第二系数集合的系数加权的输入值及所述输入置信度值且产生第四累加值的第四累加器。

[0016] 根据以上数字滤波器的进一步实施例,从固定值减去所述第一累加值,其中所述减法的结果除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且加到所述第三累加值,且其中随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值及所述第四累加值。

[0017] 根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,平行操作滤波器的多个例子,每一例子涉及输入样本的子集及相关联的置信度值以及具有专属系数。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,由数字逻辑值表示置信度值。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,所述固定值是所有系数的总和。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,所述分配的滤波函数是低通滤波函数。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,已从将高通或带通转变为等效低通域中获得所述低通。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,所述分配的滤波函数仅具有正值系数或仅具有负值系数。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,所述分配的滤波函数具有拥有与另一非零系数不同的量值的至少一个非零值系数。根据以上数字滤波器中的任何者的进一步实施例,数字滤波器的DC增益是恒定或大致恒定的。

[0018] 根据另一实施例,一种滤波器系统可包括:第一数字滤波器及第二数字滤波器,其各自包括具有分配的滤波器系数的分配的滤波函数、接收输入样本的输入、接收置信度值的另一输入及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联且其中利用每一输入样本的相关联的置信度值加权每一输入样本;其中所述滤波器输出取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者,且其中所述滤波器包括经配置以累加所述置信度加权输入样本、所述相关联的置信度值,利用分配的滤波器系数加权的所述置信度值,及进一步利用所述分配的滤波器系数加权的所述置信度加权输入样本的累加器;及解多路复用器,其接收输入信号且产生用于所述第一数字滤波器及所述第二数字滤波器的输入样本。

[0019] 根据滤波器系统的进一步实施例,所述系统可进一步包括:第一离群值检测器,其接收用于所述第一数字滤波器的所述输入样本且产生相关联的置信度值;及第二离群值检测器,其接收用于所述第二数字滤波器的所述输入样本且产生相关联的置信度值。根据滤波器系统的进一步实施例,用于所述第一数字滤波器的输入样本是高样本且用于所述第二数字滤波器的输入样本是低样本。

[0020] 根据另一实施例,一种滤波器系统可包括第一数字滤波器及第二数字滤波器,其各自包括具有第一滤波器系数集合及第二滤波器系数集合的分配的滤波函数、接收输入样本的输入、接收置信度值的另一输入及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联;所述滤波器输出取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者,且其中所述数字滤波器中的每一者包括:第一分支,其具有接收利用来自所述第一系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第一累加值的第一累加器;第二分支,其具有接收利用来自所述第二系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第二累加值的第二累加器;第三分支,其具有接收利用来自所述第一系数集合的系数加权的输入样本值及所述输入置信度值且产生第三累加值的第三累加器;及第四分支,其具有接收利用来自所述第二系数集合的系数加权的所述输入值及所述输入置信度值且产生第四累加值的第四累加器;且其中所述系统进一步包括接收输入信号且产生用于所述第一数字滤波器及所述第二数字滤波器的输入样本的解多路复用器。

[0021] 根据以上滤波器系统的进一步实施例,所述系统可进一步包括:第一离群值检测器,其接收用于所述第一数字滤波器的所述输入样本且产生相关联的置信度值;及第二离群值检测器,其接收用于所述第二数字滤波器的所述输入样本且产生相关联的置信度值。根据以上滤波器系统的进一步实施例,用于所述第一数字滤波器的输入样本是高样本且用

于所述第二数字滤波器的输入样本是低样本。

[0022] 根据另一实施例,一种数字滤波器可包括:分配的滤波函数,其具有分配的滤波器系数;输入,其接收输入样本;另一输入,其接收置信度值;及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联;其中所述滤波器输出取决于所述输入样本、所述输入置信度值以及所述滤波器系数;其中所述滤波器含有多个累加器;其中在预定数目个样本值之后产生输出样本,其中已将相关联的置信度值输入到滤波器。

[0023] 根据另一实施例,一种用于滤波数字输入样本的方法可包括以下步骤:接收数字输入样本值及相关联的输入置信度值;累加利用来自系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第一累加值;累加所述输入置信度值且产生第二累加值;累加利用来自所述系数集合的系数加权的所述输入样本值及所述输入置信度值且产生第三累加值;累加所述置信度加权输入值且产生第四累加值。

[0024] 根据所述方法的进一步实施例,所述方法可进一步包括:从固定值减去所述第一累加值,其中所述减法的结果除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且加到所述第三累加值,且随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值及所述第四累加值。根据所述方法的进一步实施例,所述固定值是所有系数的总和。根据所述方法的进一步实施例,所述输入置信度值是二进制。

[0025] 根据另一实施例,一种用于滤波数字输入样本的方法可包括以下步骤:接收数字输入样本值及相关联的输入置信度值;累加利用来自第一系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第一累加值;累加利用来自第二系数集合的系数加权的所述输入置信度值且产生第二累加值;累加利用来自所述第一系数集合的系数加权的输入样本值及所述输入置信度值且产生第三累加值;且累加利用来自所述第二系数集合的系数加权的所述输入值及所述输入置信度值且产生第四累加值。

[0026] 根据所述方法的进一步实施例,所述方法可进一步包括从固定值减去所述第一累加值,其中所述减法的结果除以所述第二累加值且乘以所述第四累加值,且加到所述第三累加值,且随后清除所述第一累加值、所述第二累加值、所述第三累加值及所述第四累加值。根据所述方法的进一步实施例,所述固定值是所有系数的总和。根据所述方法的进一步实施例,所述输入置信度值是二进制。

## 附图说明

[0027] 图1a展示模拟信号以及模/数转换及常规噪声抑制的示范性获取;

[0028] 图1b展示不同低通滤波器的量值响应;

[0029] 图2展示具有有限脉冲响应的低通滤波器的典型分接头权重;

[0030] 图3展示数据源及作为数字滤波器的输入源的相关置信度产生的示范性框图;

[0031] 图4展示具有置信度输入的数字滤波器的示范性实施方案;

[0032] 图5展示具有外部置信度产生控制器的系统;

[0033] 图6展示具有置信度输入的数字滤波器的示范性移位寄存器实施方案;

[0034] 图7展示根据各种实施例的擦除的系数权重的重新分布的实例;

[0035] 图7A展示根据两电平信号的各种实施例的擦除的系数权重的重新分布的另一实例;



- [0036] 图8展示峰值噪声抑制性能的实例；
- [0037] 图9展示滤波器系数与具有及不具有擦失的量值频谱的比较；
- [0038] 图10展示高通滤波器实施例中的擦除的系数权重的重新分布的实例；
- [0039] 图11展示使用交替准静态电场的非触摸手势检测系统的实例；
- [0040] 图12展示两电平测量的实例；
- [0041] 图13展示用于具有最小缓冲需求的封包数据处理的实施方案；
- [0042] 图14展示类似于图13但利用转换器来实施与二进制置信度 $ck=0,1$ 相乘的实施方案；
- [0043] 图15展示类似于图13但在整数倍降低取样之后具有差分级的实施方案；
- [0044] 图16展示类似于图13但具有通用重新分布功能的实施方案；
- [0045] 图17展示具有通用重新分布功能及利用切换器实现的二进制置信度输入的实施方案；
- [0046] 图18展示将原始滤波器脉冲响应分成两部分；且
- [0047] 图19展示使用具有用于振幅调制ADC输出样本 $r_k$ 的置信度输入的两个滤波器的实施方案。

### 具体实施方式

[0048] 根据各种实施例,可获得实值基带信号(例如,解调及降低取样的 **GestIC<sup>®</sup>**信号)的可靠估计,其中输入信号经过取样且有噪声。**GestIC<sup>®</sup>**装置(例如MGC3030或MGC3130)或更新设计可从本申请案的受让人获得。例如,图11展示典型实施例,其中控制器740表示**GestIC<sup>®</sup>**装置。例如2015年1月15日在线公布的“**GestIC<sup>®</sup>**设计指南(**GestIC<sup>®</sup>** Design Guide)”的概述及设计指南是从微芯科技公司获得,且是以引用的方式并入本文中。

[0049] 图11中展示的3D手势检测系统700提供可由如图11中展示的框架结构形成的发射电极720及多个接收电极710a..d。然而,接收电极710a..d下方的整个矩形区域可用作为发射电极,或还可将此电极分成多个发射电极。发射电极720产生交变电场。手势控制器740从接收电极710a..d接收可表示接收电极710a..d与系统接地及/或发射电极720之间的电容的信号。手势控制器740可评估信号,且为处理系统730提供人类装置输入信息。此信息可为类似于由计算机鼠标产生的2D移动信息的3D移动坐标及/或包含从检测的手势产生的命令。

[0050] 在此应用中所面对的问题是引入到传感器信号的噪声是宽带及峰值噪声,已知无任何当前最先进技术做法可同时解决所述两个问题。此外,在 **GestIC<sup>®</sup>**应用以及其它应用中,可能已丢失或为了各种理由而不可产生输入信号的一些样本。尽管输入噪声的负面影响是明显的,但输入取样间隔中的不规则性导致滤波器时序的损坏且严重影响噪声抑制性能。数字滤波器通常经设计以用于规则取样间隔,而除此之外,以滤波器的角度来看则其导致输入信号中的非所要相位跳越。由一些其它构件(例如,峰值噪声检测系统或确定性噪声指示器)确定信号中的噪声峰值及缺失样本的位置。如以上所提及,存在用于抵抗宽带噪声的标准做法,即施加频率(低通)滤波器。此外,存在用于抵抗峰值噪声的另一标准做法,即在信号样本的窗内施加中值滤波器。

[0051] 尽管此类问题在 GestIC<sup>®</sup> 系统中是尤其相关(如以上所提及),但不可仅将此类案例应用于 GestIC<sup>®</sup> 系统,这些案例还可为与其它传感器系统相关。因此,提出的措施可应用于各种信号源。

[0052] 针对提出的滤波方法,每一输入样本是与置信度值相关联。此置信度值指示相关联的样本是否是擦失—即,其是否确实是缺失样本或已知不携带有用信息的样本。假设一些其它构件已知所述置信度值。此类构件可包含(例如)确定性输入,或离群值检测方法(例如格拉布斯测试(格拉布斯(Grubbs),1950)、广义极值学生化离差(GESD)测试),或汉佩尔识别器(汉佩尔(Hampel),1974)。在图像处理的背景内容中,将置信度值用作为(例如)用于改进的 $\alpha$ 抠图的最小平方回归中的权重(J.郝仁川普(J.Horentrup),2014)。

[0053] 根据各种实施例,应遵守以下各者以抑制宽带噪声且忽略非所要(例如)有噪声或缺失样本,已知无任何当前最先进技术做法可同时解决所述两个问题:

[0054] 1.擦失(例如,检测到的噪声峰值)必须不促成滤波器输出;

[0055] 2.应在DC下提供恒定滤波器增益(针对恒定输入信号,滤波器输出信号电平也必须恒定);

[0056] 3.应提供对擦失数目的逐渐适应且同时当不存在擦失时保存默认滤波器特性

[0057] 图2展示典型低通滤波(或‘窗化’)函数的滤波器系数,在此处列举长度为8的标准化汉明窗。每一滤波器系数界定分接延迟线实施方案中其相关联的分接头的权重,也在图2中展示,其中在柱状图中每一分接头在其相关联的系数的下方对准。因此,我们使用的术语‘滤波器系数’及‘分接头权重’是同义的。在此实例中,分接延迟线含有7个连续延迟级 $z^{-1}$ 及8个分接头权重。图2中还展示示范性输入样本。其它样本结构可具有更少或更多级。

[0058] 根据各种实施例,在滤波函数及具有每样本的置信度信息的输入信号的情况下,对应于具有较少置信度的输入样本的滤波器分接头的权重减少且同时维持滤波器的DC增益。图2展示在此实例中由(例如)7个连续延迟级 $z^{-1}$ 形成的低通滤波器的典型权重/系数分布。其它样本结构可具有更少或更多级。

[0059] 在不携带任何有用信息的以下输入样本中,等效地缺失样本可被视为擦失,且对应样本称为具有零置信度。假设从任何其它源或算法得知(例如,通过比较样本与阈值)是否擦除样本的信息。相应数字滤波器的脉冲响应将被称为‘滤波函数’。

[0060] 图3展示具有置信度输入及其输入信号源的示范性数字滤波器300的框图。数据源320在离散时间 $k$ 处产生具有样本 $x_k$ 的信号 $x$ 。将信号 $x$ 输入到峰值噪声(或‘离群值’)检测器330,峰值噪声(或‘离群值’)检测器330通过使得置信度值 $c_k$ 与 $x_k$ 相关联而将每样本 $x_k$ 分类为‘不具有噪声’或‘具有噪声’,其中(例如) $c_k=1$ 意味着‘不具有噪声’或‘ $x_k$ 完全置信度’,且 $c_k=0$ 意味着‘具有噪声’或‘ $x_k$ 无置信度’。即,具有相关联的 $c_k=0$ 的样本 $x_k$ 是擦失。根据其它实施例,置信度信息还可源自称为外部指示器310的一些外部构件。此外外部指示可被视为确定性置信度输入。

[0061] 图5展示具有2D电容触摸检测及手指跟踪系统的系统500,正如(例如)在触摸板或触摸显示器中使用的由数个传感器电极“2D电极图案”520及控制器单元“2D触摸控制器”510组成系统500。与3D手势控制器530搭配使用以形成电容3D手势检测系统的四个进一步电极A、B、C、D围绕2D电极图案布置。当2D触摸检测系统510、520是有源时,其干扰3D手势检

测系统的接收的信号,即,3D手势检测系统的接收的数据是具有噪声且不可使用的。为了产生功能2D-3D电容传感器系统500,2D触摸控制器510仅当检测不到触摸时是偶尔有源的,且当2D触摸控制器510是有源时,将此发信到3D手势控制器530(虚线箭头),3D手势控制器530接着得知其电流接收值具有噪声且与零置信度相关联。即,在2D系统510、520干扰接收的信号的情况下当产生样本 $x_k$ 时外部指示器可设置 $c_k=0$ ,且否则 $c_k=1$ 。将 $x_k$ 及 $c_k$ 输入到具有3D手势控制器530内的置信度输入的数字滤波器。

[0062] 针对简单峰值噪声检测器或离群值检测器的实例如下:当在每一时间 $k$ 处,运算最后 $M$ 个样本 $x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-M}$ 的平均值 $\mu_k := \sum_{i=1}^M x_{k-i}$ 及标准偏差

$$\sigma_k := \sqrt{\sum_{i=1}^M (x_{k-i} - \mu_k)^2}。如果|x_k| > \mu_k + 3 \cdot \sigma_k, 那么设置c_k=0, 否则c_k=1。$$

[0063] 1. 主要做法

[0064]  $N$ 阶标准数字有限输入响应(FIR)滤波器被视为具有时间不变滤波函数 $b = [b_0; b_1; \dots; b_N]$ , 其中 $b_i, i=0, 1, \dots, N$ 是滤波器系数。针对具有样本 $x_k$ 的给定输入信号 $x$ , 滤波器输出信号 $y$ 是

$$[0065] \quad (1.1) \quad y_k = \sum_{i=0}^N b_i \cdot x_{k-i},$$

[0066] 其中 $k$ 是离散时间指数。所有滤波器系数 $b_i$ 的总和是直流(DC)滤波器增益。出于简便性且在不损失普遍性的情况下, 以下我们假设

$$[0067] \quad \sum_{i=0}^N b_i = 1,$$

[0068] 针对每一输入样本 $x_k$ , 我们假设我们具有相关联的置信度值 $c_k$ 。最初, 我们假设置信度值是二进制, 其中 $c_k \in \{0; 1\}$ ; 其中 $c_k=0$ 意味着‘样本 $x_k$ 内无置信度’, 且 $c_k=1$ 意味着‘完全置信度’。从具有系数 $b_i$ 的时间不变滤波函数 $b$ 中, 我们将运算具有系数 $w_i(k)$ 的时间可变滤波函数 $w(k)$ , 系数 $w_i(k)$ 取决于置信度值 $c_k$ 。当最后 $N+1$ 个输入样本都已具有完全置信度, 即针对 $i=0, \dots, N$ 时 $c_{k-i}=1$ , 我们期望滤波函数 $w(k)$ 等于函数 $b$ 。然而, 如果存在一或多个擦失(即具有相关联的 $c_{k-i}=0$ 的输入样本 $x_{k-i}$ ), 接着 $x_{k-i}$ 必须不促成输出值 $y_k$ 。

[0069] 此通过将(1.1)中的每一滤波器系数 $b_i$ 乘以其相关联的输入样本 $x_{k-i}$ 的置信度值 $c_{k-i}$ 而实现。然而, 由于修改的滤波器系数 $b_i'(k) := b_i \cdot c_{k-i}$ , 所以不再保证DC滤波器增益 $\sum_{i=0}^N b_i'(k)$ 是恒定的。

[0070] 因此, 擦除的滤波器权重必须分布于其它滤波器系数上。完成此举的优选做法是分布擦除的权重

$$[0071] \quad \sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j = \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

[0072] 平均分布于剩余  $\sum_{j=0}^N c_{k-j}$  非擦除系数上将产生具有系数  $w_i(k)$  的线性时间可变 (LTV) 滤波器

$$[0073] \quad (1.2) \quad w_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i + \underbrace{\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}_{\text{擦除的权重}}$$

[0074] 其中  $i \in \{0, 1, \dots, N\}$ , 且我们标示  $\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}}$  为与时间  $k$  处的样本  $x_{k-i}$  相关联的相对置信度。

[0075] 此类同于在每一时间例子  $k$  处以未擦除的输入样本的平均值替代擦除的输入样本, 且针对所有  $i$  设置  $c_{k-i} = 1$ 。针对每一输入样本的一次性或‘逐块’处理, 这种实施算法的方式极其受关注, 正如利用窗化及 DC 值运算完成所述算法以估计连续样本的有限集合的 DC 值一样受关注。

[0076] 证明

$$\begin{aligned}
 y_k &= \sum_{i=0}^N w_i \cdot x_{k-i} \\
 &= \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot \left[ c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j \right] \\
 [0077] \quad &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot b_i + \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1} \\
 &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N b_i \cdot x_{k-i} + \underbrace{\sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N b_i \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=1}^N x_{k-j}}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1}}_{\text{未擦除输入的平均值}}
 \end{aligned}$$

[0078] 由于此程序意味着过度写入输入数据, 所以其不适用于连续滤波, 其中每一输入样本导致多个输出样本, 且以比除以滤波器长度的输入速率更高的速率完成计算输出值, 其中我们将滤波器长度界定为  $(N+1)$ , 即滤波器阶加 1。

[0079] 在图 7 中将擦除的滤波器系数权重的重新分布可视化。在顶部, 已知时间  $k$  处的最后 8 个输入样本,  $x_{k-4}$  及  $x_{k-1}$  是所述 8 个输入样本的擦失。第一张图展示在底部与移位寄存器实施方案对准的初始滤波器 (长度为 8 的汉明窗) 的系数  $b_i$ 。在第二图中, 当对应输入样本  $x_{k-4}$  及  $x_{k-1}$  在时间  $k$  处是擦失时, 将系数  $b_1'(k)$  及  $b_4'(k)$  的值设置为零。在第二图的最右侧上还展示擦除的系数的总和。在第三图中, 如在第二图的右部中所展示的擦除的权重均匀地重新分布于分配到未擦除输入样本的系数上, 从而产生  $w_i(k)$ 。增加的权重经展示不同于第

三图中策划的权重。在此实施例中,系数权重在底部移位寄存器滤波器图式中展示为 $w_0$ 到 $w_7$ 。

[0080] 就时间 $k+1$ 处的下一输入样本来讲,所述样本及其对应置信度信息移动到滤波器的移位寄存器内的右部且针对产生不同滤波器系数 $w_i(k+1)$ 的擦失的移位图案再次完成所述重新分布。

[0081] 在图8中展示滤波器的噪声抑制性能的实例。顶图展示滤波器输入信号,所述信号是具有添加的高斯(Gaussian)噪声、开始于样本指数250的一些噪声峰值以及添加的60Hz正弦曲线噪声的缓慢变化信息信号。第二图展示具有长度为64的汉明函数的传统低通滤波减少较高频率噪声但仅涂抹在输入信号中出现的噪声峰值。然而,在已识别噪声峰值后,根据各种实施例完全抑制所述噪声峰值。图8的底部图证实使用汉明擦失滤波函数而非移动平均值的优势:相较于简单地取非峰值样本的平均值(即,选择性算术平均滤波),汉明擦失滤波产生容纳于输入信号中的宽带噪声的更好抑制,从而产生更平滑的输出。

[0082] 图9说明擦失是如何影响滤波器的频率响应的。在此处,左侧展示使用矩形窗及汉明窗及其相关联的量值频谱的典型低通滤波器。在右侧展示使用两个擦除的样本的相同滤波。可发现汉明擦失滤波器的频谱类似于矩形擦失滤波器,这取决于擦失的位置。

[0083] 2. 概括

[0084] 2a) 非二进制置信度输入

[0085] 直到此处,置信度输入是二进制的,即相关联的输入样本可或可不用于运算滤波器输出值。然而,根据以上注释可直接总结置信度输入以获取0与1之间的实值(即, $c_k \in [0, 1]$ ),且 $c_k$ 越大,我们越置信度相关联的样本 $x_k$ 。除了 $c_k$ 的定义,方程式(1.2)仍然相同。

[0086] 2b) 通用重新分布功能

[0087] 针对二进制置信度输入,在方程式(1.2)中,擦除的权重均匀分布于其它系数上。(1.2)中的两个项可解释为输出已加总的两个平行滤波器分支。从 $b$ 及置信度输入运算第一项中的滤波函数,且第二项是时间可变平均滤波。可通过引入另一FIR滤波函数 $g$ 以及系数 $g_i$ 来总结第二项,从而产生

$$[0088] \quad w_i(k) = c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

$$[0089] \quad w_i(k) = c_{k-i} \cdot \left( b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right)$$

[0090] 这还可适用于非二进制置信度输入 $c_k \in [0, 1]$ 。我们标示为

$$[0091] \quad \frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j}$$

[0092] 加权 $g$ 相对置信度与时间 $k$ 处的样本 $x_{k-i}$ 相关联。

[0093] 因此,由以下式子给出滤波器输出

$$[0094] \quad y_k = \sum_{i=0}^N w_i(k) \cdot x_{k-i} = \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot c_{k-i} \cdot \left( b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right)。$$

[0095] 在图4中展示此滤波器的可能的实施方案,其中标示为‘B’的块是指具有滤波函数b的标准FIR滤波器,且类似地标示为‘G’的块是指具有滤波函数g的标准FIR滤波器,且标示为 $\frac{1}{x}$ 的块是指1除以块的输入数据,即,此块的输出是所述输入的乘法逆运算(倒数)。在此实施方案中,四个滤波器块(‘B’及‘G’)的滤波器系数是恒定的。当然,处理相同输入数据(即, $c_k$ 或 $q_k := x_k \cdot c_k$ )的滤波器‘B’及‘G’可共享相同缓冲器,如在图6中的移位寄存器实施方案中针对N=7阶滤波器所展示,其突出针对置信度加权输入数据值 $q_k := x_k \cdot c_k$ 及置信度值 $c_k$ 两者的延迟线。在此处,滤波器块的输入信号中含有适应性。同时,所述实施方案等同于具有适合滤波器系数 $w_i(k)$ 的单个FIR滤波器。

[0096] 图6中的FIR滤波器的分接延迟线实施方案的特性性质是用于置信度值TDL-C的分接延迟线及用于置信度加权输入数据TDL-XC的分接延迟线是相同的,即,其具有相同数目的延迟阶段,且相同分接头权重 $b_0, b_1, \dots$ 及 $g_0, g_1, \dots$ 连接到相应延迟阶段。当然,可取决于输入可变类型(例如,二进制置信度输入)而简化一个或另一延迟线。此外,当 $g_0 = g_1 = g_2 = \dots$ 时,可简化延迟线或相关联的运算块。此外,如果TDL-C中的权重 $b_0, b_1, \dots$ 在固定因子上不同于TDL-XC中的权重 $b_0, b_1, \dots$ 或TDL-C中的权重 $g_0, g_1, \dots$ 在固定因子上不同于TDL-XC中的权重 $g_0, g_1, \dots$ 是无关紧要的,因为此类因子可补偿分接延迟线的外部。

[0097] 例如,如果 $g_i = 1/8$ ,那么还可将相应分接头权重复位置为1,因此保留乘法,且仅 $(1/x)$ 块之前的分接延迟线末端处的总和除以8,此还可通过位移操作完成。

[0098] 针对二进制置信度输入或来自值的有限集合的置信度值,由图6中的乘法实现的置信度加权输入数据值 $q_k$ 的运算还可通过条件语句(例如,IF/ELSE或SWITCH语句)实现,其中(例如)如果 $c_k = 0$ ,将 $q_k$ 设置为0,且如果 $c_k = 1$ ,那么将 $q_k$ 设置为1。相较于在延迟线之前,还可在延迟线的每一分接头处指定条件语句:接着,如果相关联的 $c_{k-i}$ 是1,那么仅将分接加权输入值 $b_i \cdot x_{k-i}$ 或 $g_i \cdot x_{k-i}$ 加入到相应延迟线的输出总和值。在此情况中,可将样本 $x_k$ 直接输入到TDL-XC且无需预先乘以 $c_k$ 。针对TDL-C也是如此。

[0099] 具有脉冲响应b及g的滤波器的阶不必相等。在不损失普遍性的情况下,滤波器经界定具有相等阶N,其中N至少与具有b及g的滤波器的阶的最大值一样大,且假设未使用的系数为零。

[0100] 选择 $g=b$ 产生用于重新分布擦除的系数权重的另一非优选做法。所述未擦除的滤波器系数按照相同因子而按比例调整,在每一离散时间例子k处重新运算所述相同因子,即

$$[0101] \quad v_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i \cdot \frac{1}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot b_j}$$

[0102] 3. 例外处理

[0103] 就(1.2)或(1.3)中的分母来说,如果最后N+1个输入样本都具有零置信度则明显不可运算输出值。此情况的可能的例外是重复最后有效输出样本,或可将所述例外转发到后续处理阶段。

[0104] 4. 窗化以及DC值运算,尤其针对具有两个或两个以上预期信号电平的信号

[0105] 针对对称滤波或“窗化”函数b,在输入信号与函数b的卷积时取快照等同于以b加权输入样本且加总逐点乘积。因此,当对窗化信号的DC值感兴趣时,可同样应用以上概念。窗化及DC运算与连续滤波之间的主要差异是针对窗化及DC运算通常每一输入样本仅导致

单个输出值,即,这是输入样本的一个一次性处理或逐块处理。

[0106] 在许多应用中,通常具有额外噪声的测量信号在两个不同电平之间交替。我们将这些电平称为‘高’信号电平及‘低’信号电平。图12展示具有此类高及低电平的示范性测量值。实例是具有以两倍的载波频率同步取样模拟接收的信号振幅调制(AM),其中信息是容纳于‘高’信号电平与‘低’信号电平之间的差异中。此方法是应用于(例如)电容触摸检测系统中或GestIC®技术中。此AM传感器系统的测量(或‘接收的’)信号可(例如)通过交替乘以+1及-1来解调,且接着经低通滤波以估计DC(零频率)值—实际信息,即‘高’样本与‘低’样本之间的‘平均’差异。

[0107] 现将考虑具有两个电平的此信号,所述信号在标准应用中被输入到低通滤波器,其中‘高’样本及‘低’样本的系统命名法保持标示对应于两个不同信号电平中的一者的样本集合。将假设由噪声引起其相应信号电平中的偏差。

[0108] 当(例如)归因于检测的峰值噪声而检测到‘低’样本是无用的时,我们将滤波器中的其对应系数的权重位置为零,且将擦除的权重重新分布于其它系数上。然而,为了维持滤波器输出的预期值,必须仅重新分布于经分配到其它‘低’样本的系数上。否则,滤波器输出将比原本更靠近‘高’电平,因为被分配到‘高’样本的系数将获得额外权重。

[0109] 一般来说,必须将输入信号的样本分类为具有相同预期值的样本的集合,且必须以分配到每一集合的系数的所有权重保持恒定的此方式发生具有置信度输入的数字滤波(即,系数权重的重新分布),这在重新分布于相同集合内的一个集合中擦除的权重时,最易实现。

[0110] 图7A展示具有两个电平的信号的实例窗化及DC运算。针对分别在‘高’信号电平及‘低’信号电平处的样本,单独执行擦除的值的处理,如图7A中所展示。将每隔一个滤波器系数分配到‘高’信号电平或‘低’信号电平中的测量值。图表a)在图7A中展示初始滤波器系数。图表b)分离‘高’电平系数,且图表c)分离‘低’电平系数。图表d)在图7A中展示系数3对应于‘低’信号电平处的样本且擦除。其权重是重新分布于经分配到具有‘低’信号电平的样本的其它系数上。图表e)展示相对于‘低’信号电平系数的重新分布。底部图表f)展示重新分布的‘低’信号电平系数与‘高’信号电平系数的组合。因此保存预期的输出值。此方法可经实施具有两个数据分支,一者是针对具有‘高’信号电平的样本,且另一者是针对具有‘低’信号电平的样本,最后加总分支的输出。此外,由于这是时间可变滤波器,所以针对每一输出样本更新滤波器系数的重新分布。

[0111] 5. 置信度输出

[0112] 如果还可将置信度值提供到每一输出样本,那么立即处理输入置信度值的能力产生问题。此输出置信度测量应独立于输入样本值,但应仅是输入置信度值及滤波器系数的函数,即

[0113] (1.4) 
$$d_k = f(b_0, b_1, \dots, b_N, c_k, c_{k-1}, \dots, c_{k-M})$$

[0114] 针对正整数M。

[0115] 满足(1.4)且易于获得的测量是利用滤波器系数的对应输入置信度值加权的所述滤波器系数的总和,即



$$[0116] \quad d_k = \sum_{i=0}^N c_{k-i} \cdot b_i ,$$

[0117] 针对此还支持  $d_k \in [0, 1]$ ，只要针对所有  $i$ ,  $b_i \geq 0$  且  $\sum_{i=0}^N b_i = 1$ ，且特定来说，当所有输入样本具有全置信度时  $d_k = 1$ ，且当所有输入置信度值是  $c_{k-i} = 0$  时， $d_k = 0$ 。

[0118] 利用此置信度输入可级联多个提及的滤波器。此外，此输出可用于高电平控制，例如‘如果输出置信度太低，那么不触发触摸事件’。

[0119] 7. 设计规则

[0120] 提及的做法可应用于任何低通FIR滤波器。然而，所有滤波器系数应具有相同正负号，例如为正值。主要地，当(部分)分接头权重是负值时也可满足恒定DC滤波器增益的需求。然而，此将引入针对一些置信度输入群集产生非所要滤波特性(例如，高通特性)的危害。

[0121] 此外，滤波器系数值越类似，那么擦除分配到具有较大值的系数的输入样本时越不重要。特定来说，矩形窗、三角形窗、汉明窗及韩恩(Hann)窗的系数遵守这些规则。

[0122] 除了初始滤波器系数的选择及例外处理外，不存在需要考虑的进一步参数。

[0123] 所述做法可扩展到高通滤波器。图10展示初始滤波器系数权重在正号与负号之间交替(如顶部第一图中所展示)的高通滤波器的实例。因此，根据实施例，首先所述高通滤波器系数经解调而使用交替正负号，如顶部的第二图中所展示。接着，应用正如图2中展示的低通滤波的方法，如顶部的第三图及第四图中所展示。接着，顶部第四图中展示的修改的权重经重新调制而使用逆交替正负号。此导致分布的权重，如顶部第五图中所展示。相较于重新调制滤波器系数，还可解调滤波器的输入信号，且在再次调制信号之前以具有根据顶部第四图的系数的等效低通进行滤波。无论输入信号是以高通滤波器直接进行滤波还是经解调且以等效低通滤波器进行滤波，重要的是高通滤波器的输入信号(如果其将被解调)的样本将具有单个预期值。

[0124] 8. 应用&使用情况

[0125] 如以上所提及，提出的概念可应用于其中取样输入信号比实际信息变化更快的任何滤波系统(采样率越高越好)。在许多其它系统中，此类系统包含3D电容传感器系统，例如受让人GestIC系统及1D/2D电容触摸解决方案。所述滤波方法可进一步应用于其它传感器信号且不限于电容传感器系统。

[0126] 9. 性质

[0127] 当利用任意但零置信度数据初始化滤波器时，其提供输入信号从启动时开始的估计。因此，当利用非零平均值滤波信号时，滤波器不展示典型阶跃响应且滤波器条件已初始化为零。

[0128] 数字实例

[0129] 在下文中，我们给出用于运算具有置信度输入的滤波器的输出值的数字实例。下表陈述时间  $k$  处的输入样本值  $x_k$  及相关联的置信度值  $c_k$ ，及初始滤波函数  $b$  的系数  $b_i$ 。在此处， $g$  是固定值，即擦除的系数权重将均匀地重新分布。

[0130]

k	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
---	----	----	----	----	----	----	----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	----



$x_k$	0	0	0	0	0	0	0	7	6	8	9	6	21	6	7	33	8	6
$c_k$	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1

[0131]	i	0	1	2	3	4	5	6	7
	$b_i$	0.0207	0.0656	0.1664	0.2473	0.2473	0.1664	0.0656	0.0207
	$g_i$	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125

[0132] 在时间 $k=5$ 及 $k=8$ 处存在擦失,即 $c_5=c_8=0$ 。例如,在此处置信度已设置为零,因为已检测到值 $x_5$ 及 $x_8$ 是噪声峰值。

[0133] 针对滤波器的初始化,在(例如)通过输入具有零置信度的 $N$ 个样本而输入第一样本置信度对 $(x_0, c_0)$ 之前将滤波器的存储器内的所有置信度信息设置为零。在表中,针对 $k < 0$ ,那么指示 $c_k=0$ 。在时间 $k=0$ 处,将具有置信度 $c_0=1$ 的样本 $x_0=7$ 输入到滤波器。根据以上等式,修改的系数 $b_i'(k=0)$ 及系数 $w_i(k=0)$ 运算为

[0134]	i	0	1	2	3	4	5	6	7
	$b_i'(0)$	0.0207	0	0	0	0	0	0	0
	$w_i(0)$	1	0	0	0	0	0	0	0

[0135] 即,将 $x_0=7$ 直接转发到输出,即 $y_0=x_0=7$ 。

[0136] 在时间 $k=9$ 处,当两个擦失 $x_5$ 及 $x_8$ 在滤波器的缓冲器中时,那么 $b_i'(k=9)$ 及 $w_i(k=9)$ 运算为

[0137]	i	0	1	2	3	4	5	6	7
	$b_i'(9)$	0.0207	0	0.1664	0.2473	0	0.1664	0.0656	0.0207
	$w_i(9)$	0.0624	0	0.2081	0.2889	0	0.2081	0.1073	0.0624

[0138] 图13到图17展示用于封包数据处理的擦失滤波器的其它实施方案。这些实施例使用不同但十分存储器高效的解决方案。

[0139] 在封包数据处理中,每一输入样本仅导致单个输出值,且因此可使用累加器 $acc01..acc04$ 而非分接延迟线(缓冲器)完成所述实施方案,如根据图13到17的实施例中所展示。根据一些实施例,针对每一新数据封包,将这些累加器设置为零,且接着将相应输入值连续加到所述累加器中。

[0140] 此外,当由于某些整数倍降低取样因子而使得输出数据速率低于输入数据速率时,具有比其它实施例中更短的延迟线的中间版本(加上累加器)也是可能的。

[0141] 在下文中,我们将数据封包的长度标示为 $L$ ,且将低通滤波器的阶标示为 $N$ ,其中 $N=L-1$ 。将长度为 $L$ 的数据封包的 $L$ 个样本标示为 $x_k, k=0, 1, \dots, L-1$ 。针对每一者,此样本与二进制置信度值相关联, $c_k \in [0, 1]$ ,即 $0 \leq c_k \leq 1$ ,其中 $c_k=0$ 意味着(例如)峰值噪声或离群值检测器认为 $x_k$ 不携带任何有用信息且不应导致滤波器输出,且 $c_k=1$ 意味着 $x_k$ 应完全导致滤波器输出。

[0142] 图13展示用于具有最小缓冲器需求的封包数据处理的实施方案,换句话说不具有任何冗长的缓冲器,而仅具有四个累加器 $acc01$ 、 $acc02$ 、 $acc03$ 及 $acc04$ 。针对待处理的长度为 $L$ 的每一数据封包,将 $L$ 个输入样本 $x_k, k=0, 1, \dots, L-1$ 以及其相关联的置信度 $c_k$ 一起馈入到滤波器内。可将对应滤波器系数 $b_k$ 存储于快闪中。根据一些实施例,在每一数据封包之

后,需要将累加器acc0x复位为零。应注意,针对每一数据封包仅更新一次标示为盒子“L↓”的整数倍降低取样块的右部的操作。因此,一旦累加器累加具有长度L的封包的所有输入值时,盒子“L↓”仅形成将输入处的累加器值转发到其输出的门。因此,在累加L值之后,盒子“L↓”将输出累加的值。图13还包含标示为 $(.)^{-1}$ 的乘法逆运算,即,块的输出值是1除以输入值。

[0143] 针对对称滤波器脉冲响应,其中针对 $k=0,1,\dots,N$ 时 $b_{N-k}=b_k$ ,在图13中, $b_{N-k}$ 还可由 $b_k$ 替换。

[0144] 针对二进制置信度输入,其中 $c_k \in \{0,1\}$ ,相较于图14,还可利用切换器或变量的有条件的增量实施与 $c_k$ 的乘法,即利用置信度值加权。

[0145] 根据其它实施例,如果在每一封包L之后不复位累加器(此可不为典型使用情况),那么滤波器不再是FIR滤波器而可为IIR滤波器。

[0146] 特定来说,“置信度加权”数据是指所述数据与置信度值相乘以及利用切换器打开或关闭数据路径。类似地,“加权”(weighting及weighted)是分别指“相乘”(multiplying或multiplied),而所述乘法还可通过打开或关闭数据路径而发生。

[0147] 实际实例在以下经展示具有用于对称滤波器脉冲响应及二进制置信度值的伪码软件实施方案,根据图14,利用样本 $x_k$ 及相关联的置信度值 $c_k$ 及滤波器系数 $b_k$ 运算出一个数据封包的输出。

```
[0148]  float acc01=0;
          uint16 acc02=0;
          float acc03=0;
          float acc04=0;
          float aux = 0; for (k=0:N) aux+= b_k;  // constant
          for k=0:N
              if (c_k==1) {
[0149]      acc01 += b_k;
              acc02++;
              acc03 += b_k*x_k;
              acc04 += x_k;
              }
          }
          float out = (aux-acc01) * (1/acc02) * acc04 + acc03;
```

[0150] 相较于采用需要在已输入L个样本且已运算最终输出值之后复位为零的累加器acc01、acc02、acc03及acc04,还可通过在输入当前封包的数据之前记录acc01、acc02、acc03及acc04的值且在输入当前封包的数据之后从acc01、acc02、acc03及acc04的相应值减去这些记录的值而完成加总L个输入值。此可(例如)通过采用第一阶CIC滤波器而实现,所述第一阶CIC滤波器(例如)从1981年4月《电气与电子工程师协会声学、语音及信号处理会刊》(IEEE Transactions on Acoustics,Speech,and Signal Processing)第ASSP-29卷第二章155到162页发布的尤金B.侯金诺尔(Eugene B.Hogenauer)所作的“一种用于抽取及

插值的经济型数字滤波器(An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation)”中得知,所述第一阶CIC滤波器是具有整数倍降低取样的移动加总滤波器。这在图15中展示,其中在累加器及整数倍降低取样阶段之后,存在从当前者减去先前累加及整数倍降低取样的值的额外差分阶段。

[0151] 通用重新分布函数

[0152] 至于连续数据处理,同样针对封包数据处理,可采用通用重新分布函数 $g$ 。接着,图13及14分别变为图16及图17。

[0153] 具有多个预期值的样本值

[0154] 在许多应用(例如电容感测)中,实际信息经振幅调制,且需要在低通滤波之前解调ADC输出数据,且ADC输出值及解调的ADC输出值两者具有两个预期值。然而,可仅直接将具有置信度输入的数字滤波器施加到具有单个预期值的输入样本。因此,需要将解调的ADC输出值分为两个集合,其中针对每一集合内的所有样本具有单个预期值。

[0155] 通常,ADC在两个不同预期信号电平处交替输出样本(分别标示为低样本及高样本),且我们将偶数时间指数 $k$ 分配到低样本且将奇数时间指数分配到高样本。

[0156] 我们假设对称滤波器脉冲响应,即 $b_i = b_{N-i}$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, N$ 。我们介绍 $x_k^{(L)} = x_{2k}$ 及 $x_k^{(H)} = x_{2k+1}$ ,且同样地针对滤波器系数, $b_i^{(e)} = b_{2i}$ 且 $b_i^{(o)} = b_{2i+1}$ 。

[0157] 通过利用偶数 $i$ 及奇数 $i$ 分离系数 $b_i$ 而将初始低通滤波器脉冲响应分为两部分。这在图18中针对为长度 $L=16$ 的汉明窗的初始滤波器脉冲响应的实例展示。

[0158] 通过使用这些实例滤波器脉冲响应,图19展示是如何针对 $k$ 的偶数及奇数值区分解调的样本 $x_k$ 且样本 $x_k$ 是如何分为两个数据分支的,且其中 $q$ 是 $k/2$ 的底值,根据图13,采用具有置信度输入但具有不同滤波器脉冲响应(比较图18及19)的数字滤波器的两个例子来处理分别具有偶数及奇数指数 $k$ 的样本 $x_k$ 。此实例中的每一数据分支具有产生置信度值 $c$ 的其本身的峰值噪声检测器。每一分支上的样本速率是输入样本速率的一半,且每一分支上的待考虑的封包长度是输入样本 $x_k$ 的封包长度的一半,例如此处的初始封包长度是 $L=16$ ,且具有置信度输入的每一数字滤波器的封包长度是 $L' = L/2 = 8$ 。所述两个滤波器的输出经相加以产生最终结果。

[0159] 可由硬件(例如可编程逻辑装置)或(例如)微控制器、处理器或数字信号处理器中的软件形成以上提及的数字滤波器。

[0160] 参考书目

[0161] B.巴阿沙什,M.M. (B.Boashash,M.M.) (2004年)。通过时频峰值滤波的信号增强(Signal Enhancement by Time-Frequency Peak Filtering)。《电气与电子工程师协会信号处理会刊》(IEEE Transactions on Signals Processing),929-937。

[0162] 布拉胡特,R.E. (Blahut,R.E.) (1983年)。《错误控制码的理论与实践》(Theory and Practice of Error Control Codes)。马萨诸塞州雷丁市(Reading,MA):艾迪生-韦斯利出版社(Addison-Wesley)。

[0163] 博赛特,M. (Bossert,M.) (1999年)。《电信信道编码》(Channel Coding for Telecommunication)。美国纽约州纽约市(New York,NY,USA):约翰·威利父子公司(John Wiley&Sons,Inc)。

[0164] 工业工程师委员会(Commission,I.E.) (未注明出版日期)。电快速瞬变/突发抗扰

度测试(Electrical Fast Transient/Burst Immunity Test)(IEC 61000-4-4)。

[0165] 格拉布斯,F.E. (Grubbs,F.E.) (1950年3月)。测试异常观测的样本标准(Sample criteria for testing outlying observations)。《数学统计年鉴》(Ann.Math.Statist),第27-58页。

[0166] H.黄,R.H. (H.Hwang,R.H.) (1995年)。自适应中值滤波器:新算法和结果(Adaptive median filters:New algorithms and results)。《电气与电子工程师协会图像处理会刊》(IEEE Transactions on Image Processing),499-502。

[0167] 汉佩尔,F.R. (Hampel,F.R.) (1974)。影响曲线及其在稳健估计中的作用(The influence curve and its role in robust estimation)。《美国统计协会杂志》(Journal of the American Statistical Association),69,383-393。

[0168] J.霍伦特普,M.S (J.Horentrup,M,S.) (2014年)。置信度感知引导的图像滤波器(C Confidence-aware guided image filter)。《电气与电子工程师协会国际图像处理会议》(IEEE International Conference on Image Processing), (第3243-3247页)。

[0169] K.艾施瓦亚,V.J. (K.Aiswarya,V.J.) (2010年)。一种用于去除图像及视频中的高密度盐和胡椒噪声新的高效算法(A new and efficient algorithm for the removal of high density salt and pepper noise in images and videos)。《第二届计算机建模与模拟国际会议》(Second International Conference on Computer Modeling and Simulation), (第409-413页)。

[0170] 卡尔曼,R.E. (Kalman,R.E.) (1960年)。一种线性滤波和预测问题的新方法(A new approach to linear filtering and prediction problems)。《美国机械工程师协会基础工程杂志会刊》(Transaction of ASME-Journal of Basic Engineering),35-45。

[0171] 李,J.-S. (Lee,J.-S.) (1983年)。数字图像平滑化和西格玛滤波器(Digital image smoothing and the sigma filter)。《计算机视觉、图形和图像处理》(Computer Vision,Graphics,and Image Processing),255-269。

[0172] 《微芯片触摸及输入感测解决方案》(Microchip Touch and Input Sensing Solutions)。(未注明出版日期)。检索自<http://www.microchip.com/touchandinputsensing>

[0173] S.-J.柯,Y.H. (S.-J.Ko,Y.H.) (1991)。中心加权中值滤波器及其在图像增强中的应用(Center weighted median filters and their applications to image enhancement)。《电气电子工程师协会电路及系统会刊》(IEEE Transactions on Circuits and Systems),984-993。

[0174] T.贝娜齐尔,B.I. (T.Benazir,B.I.) (2013)。使用非线性滤波器从数字图像中去除高密度和低密度脉冲噪声(Removal of high and low density impulse noise from digital images using non linear filter)。《信号处理,图像处理和模式识别国际会议》(International Conference on Signal Processing,Image Processing and Pattern Recognition), (第229-233页)。

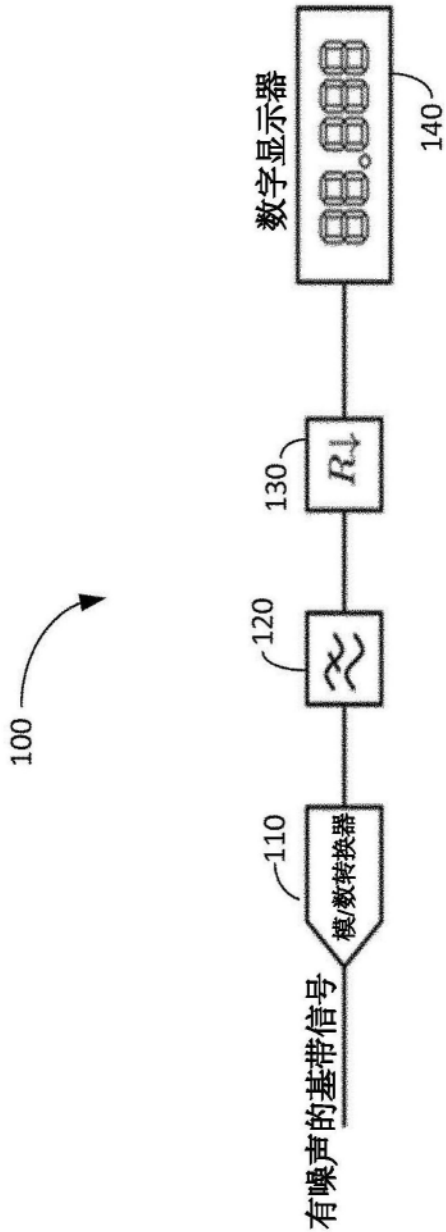


图1a(现有技术)

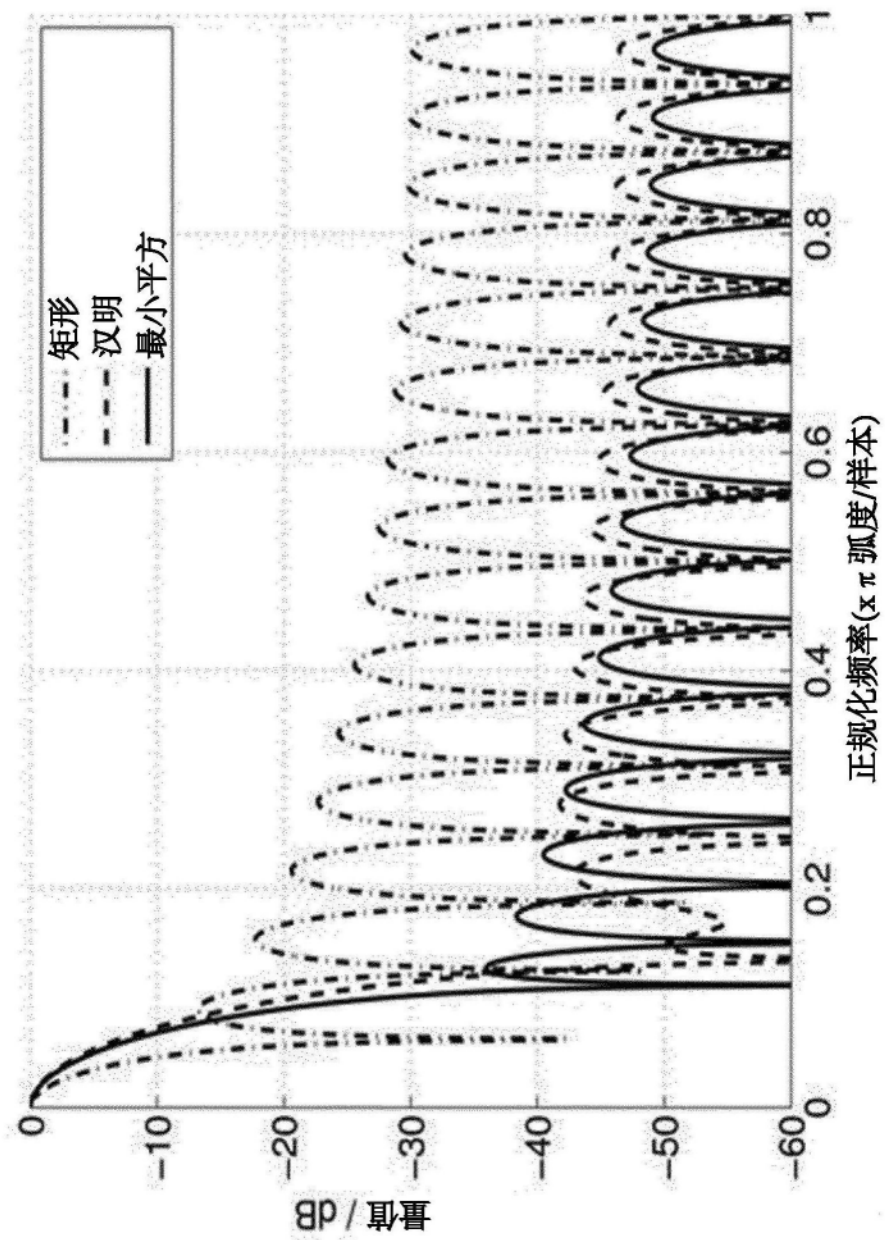


图1b(现有技术)

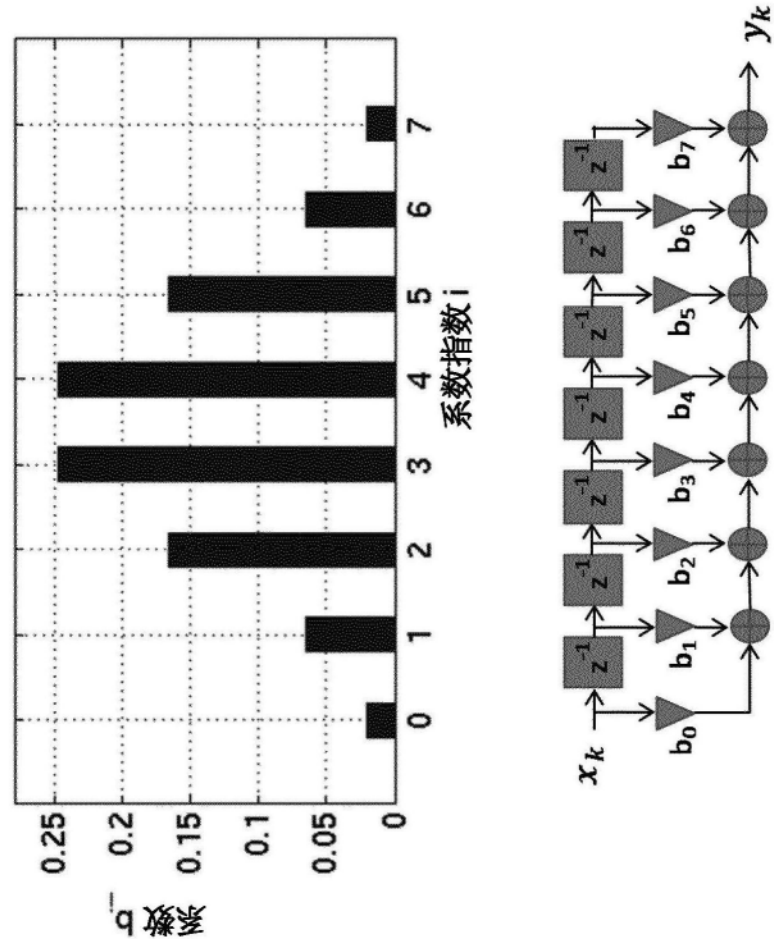


图2

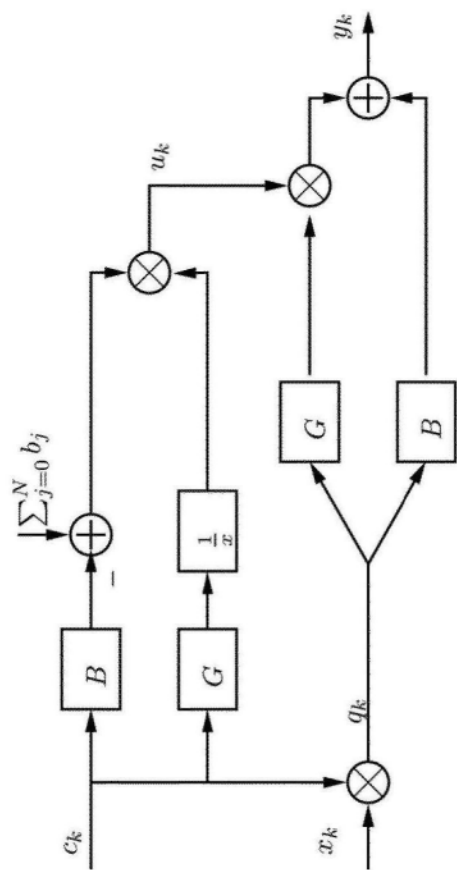


图4



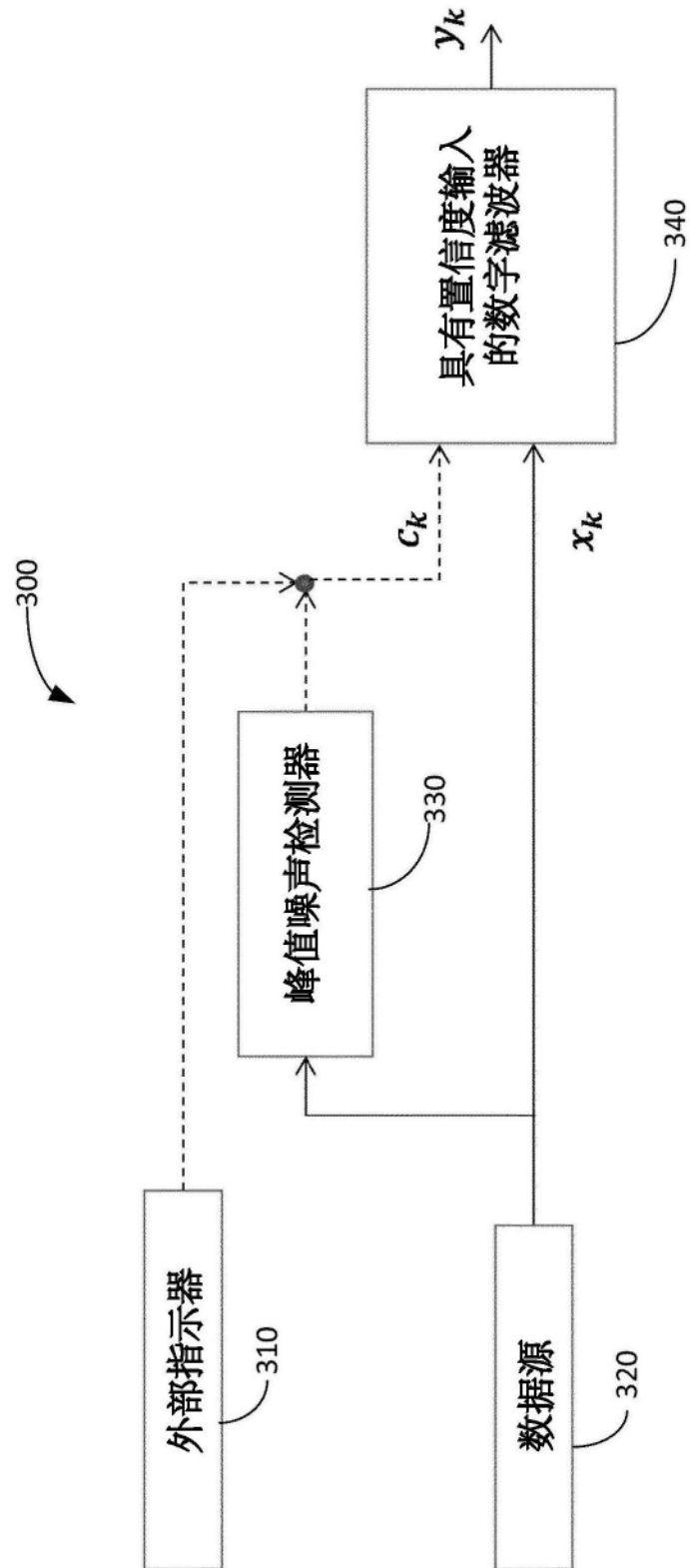


图3

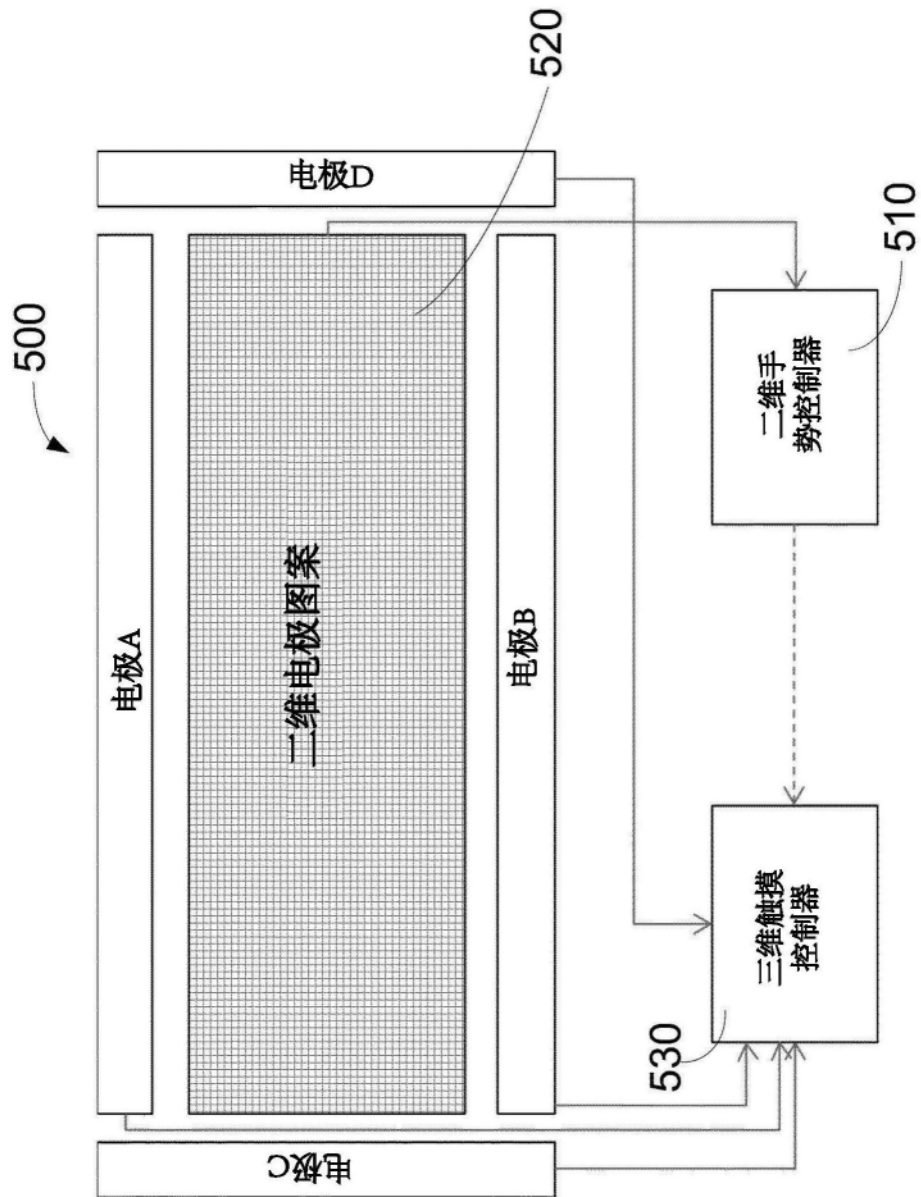


图5

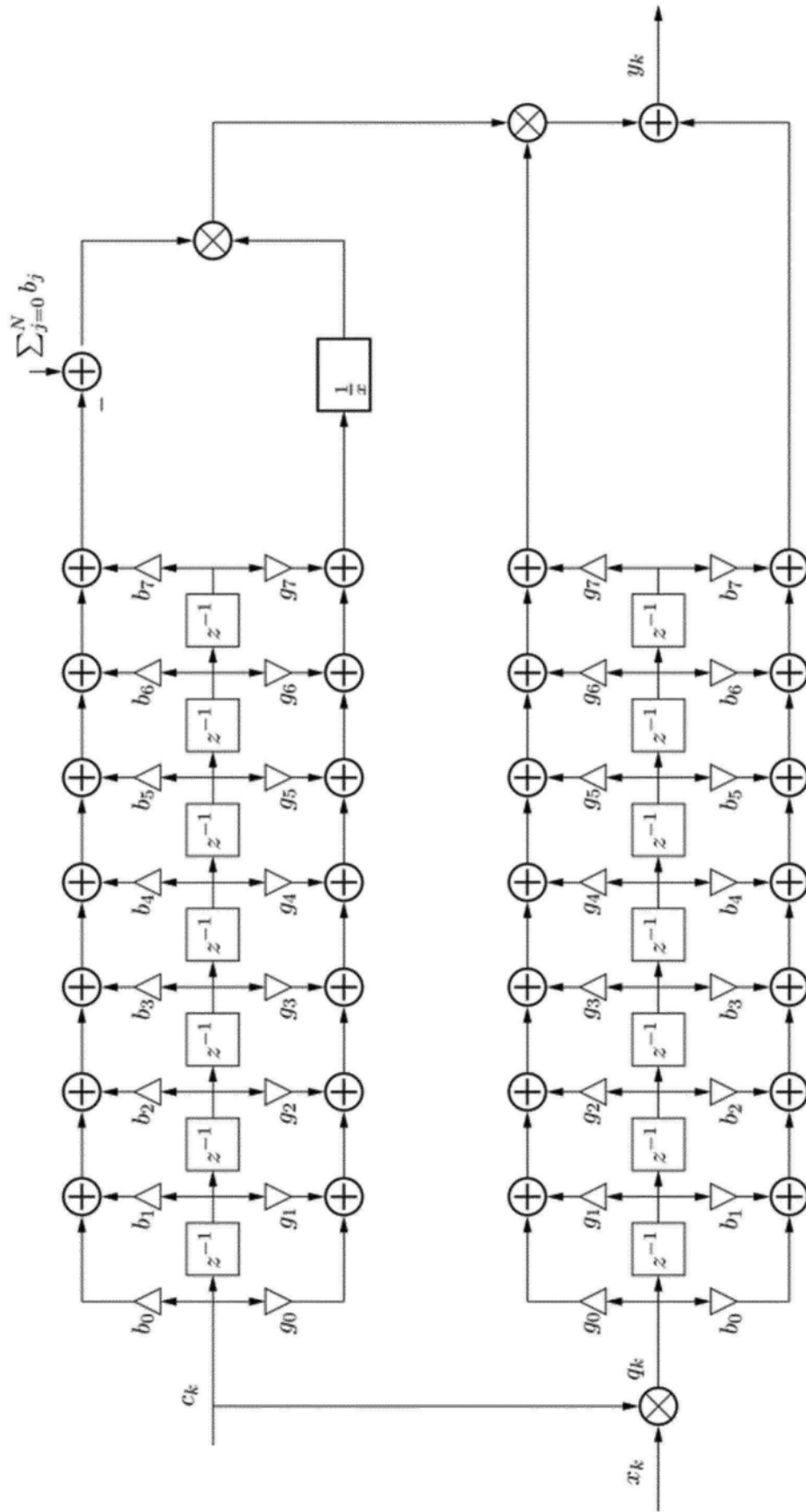


图6

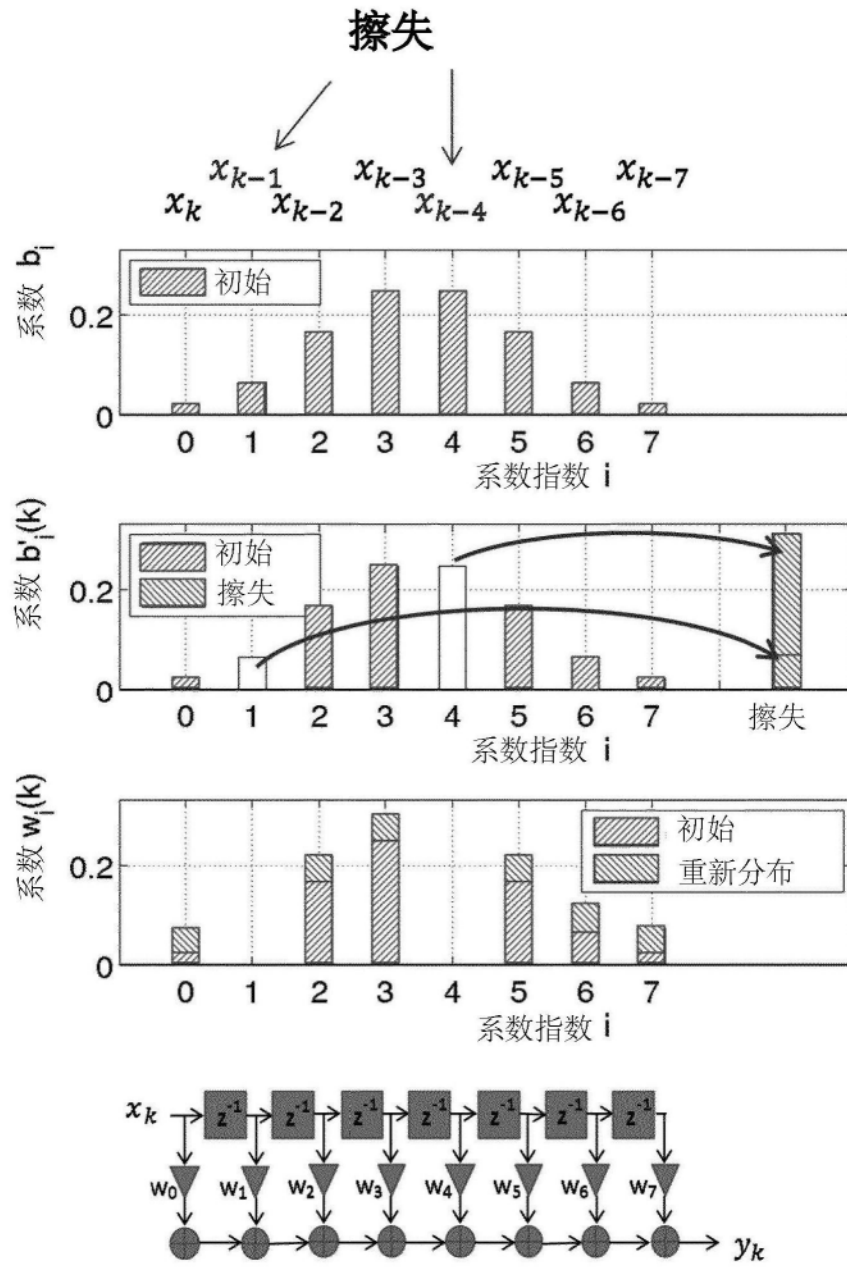


图7

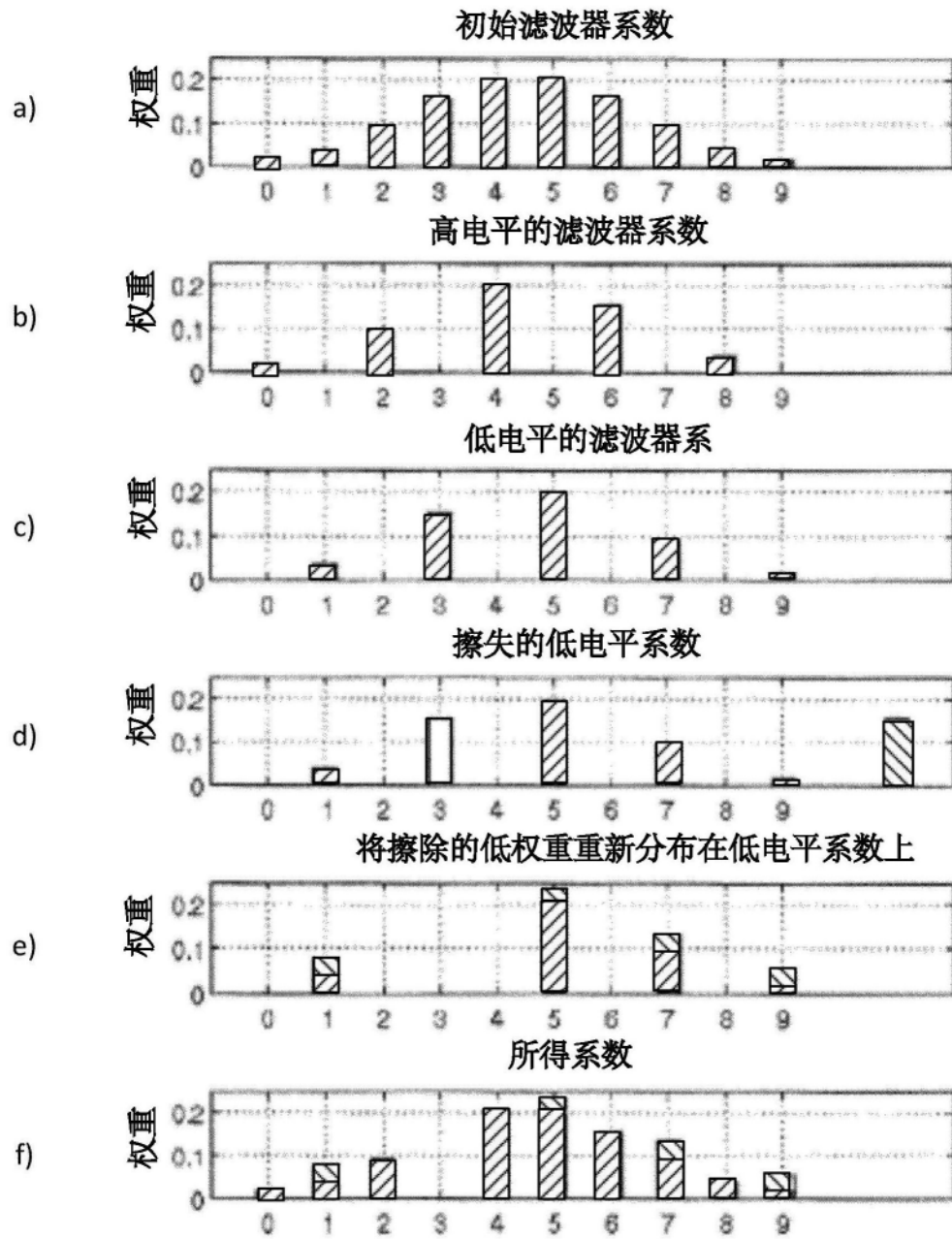


图7A

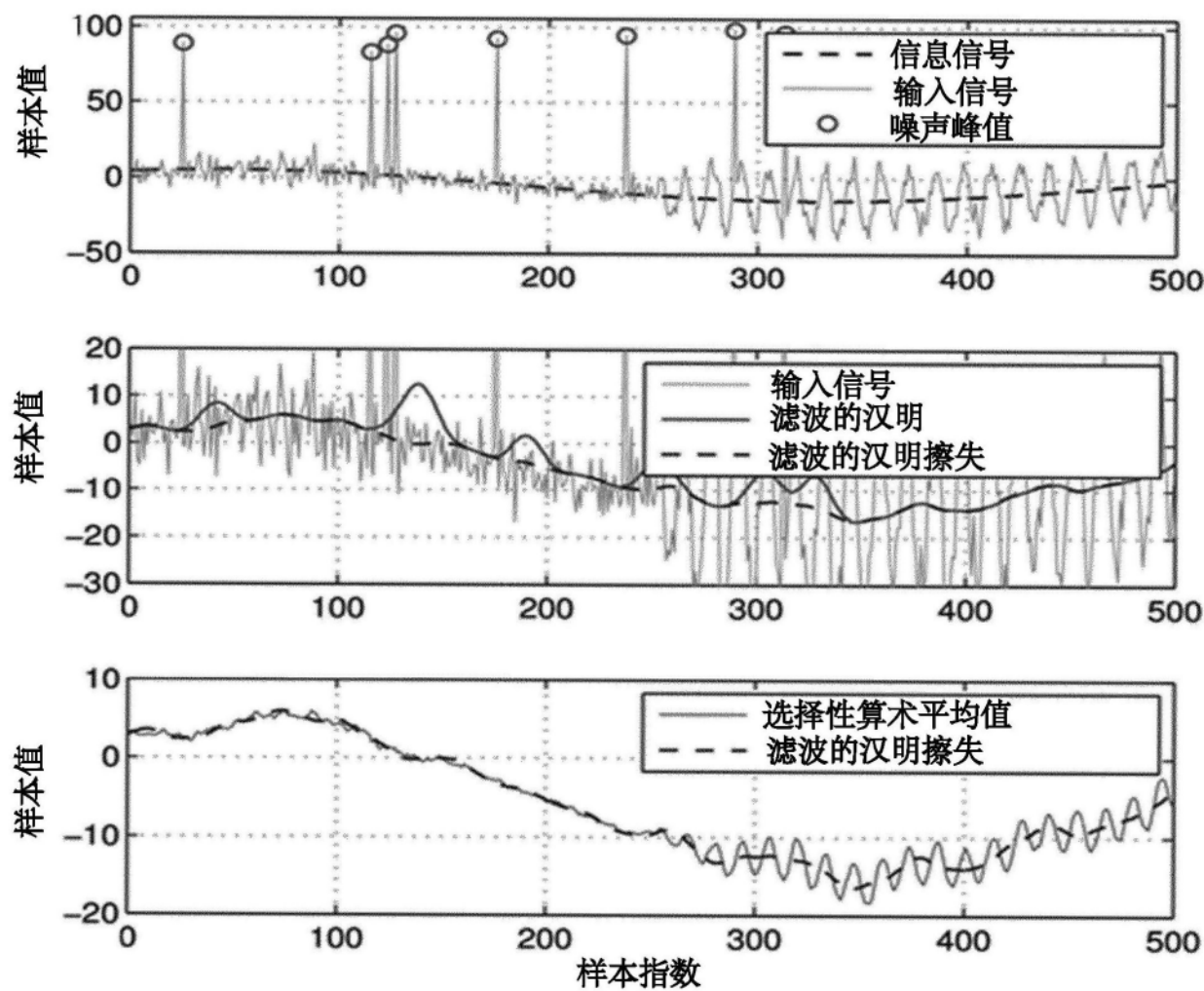
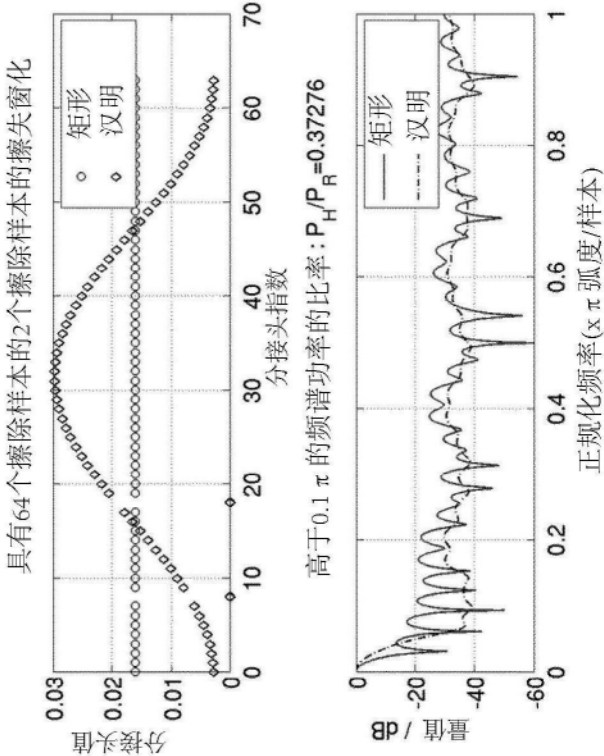


图8

2个擦失



无擦失

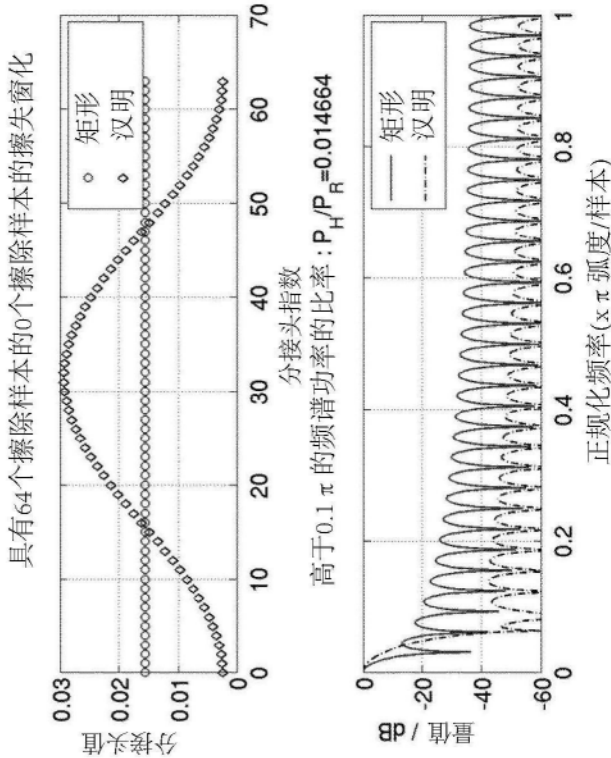


图9

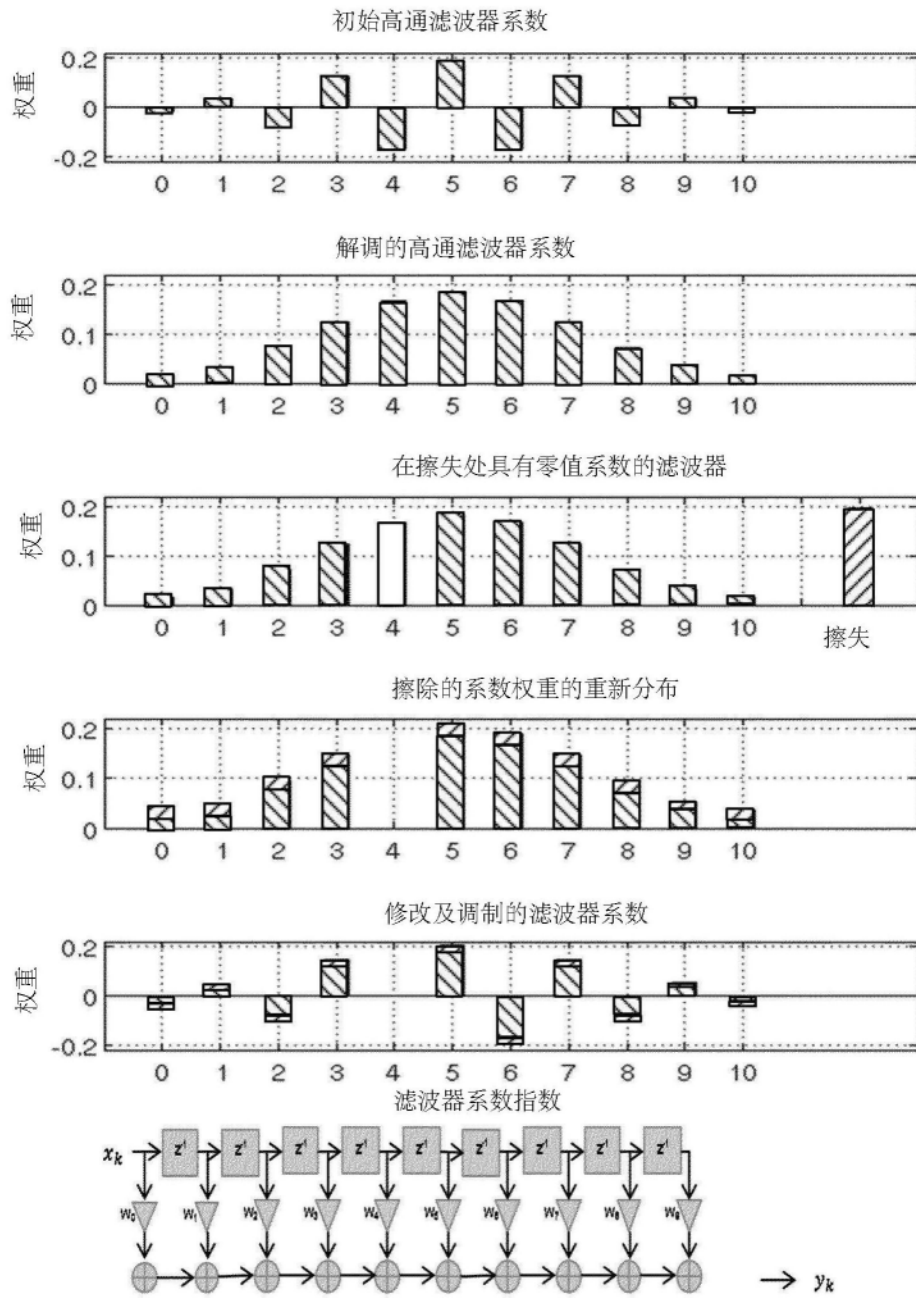


图10



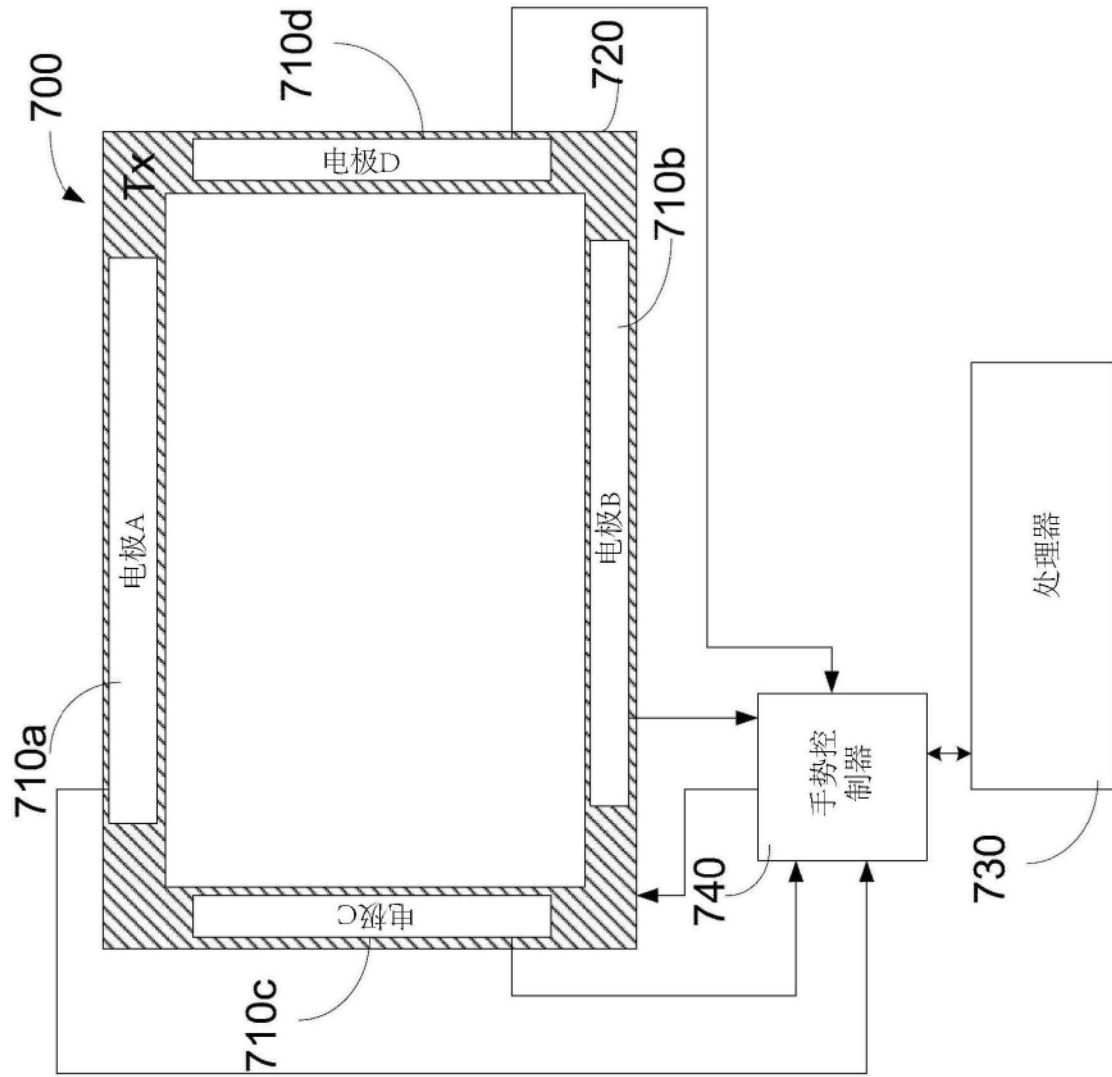


图11

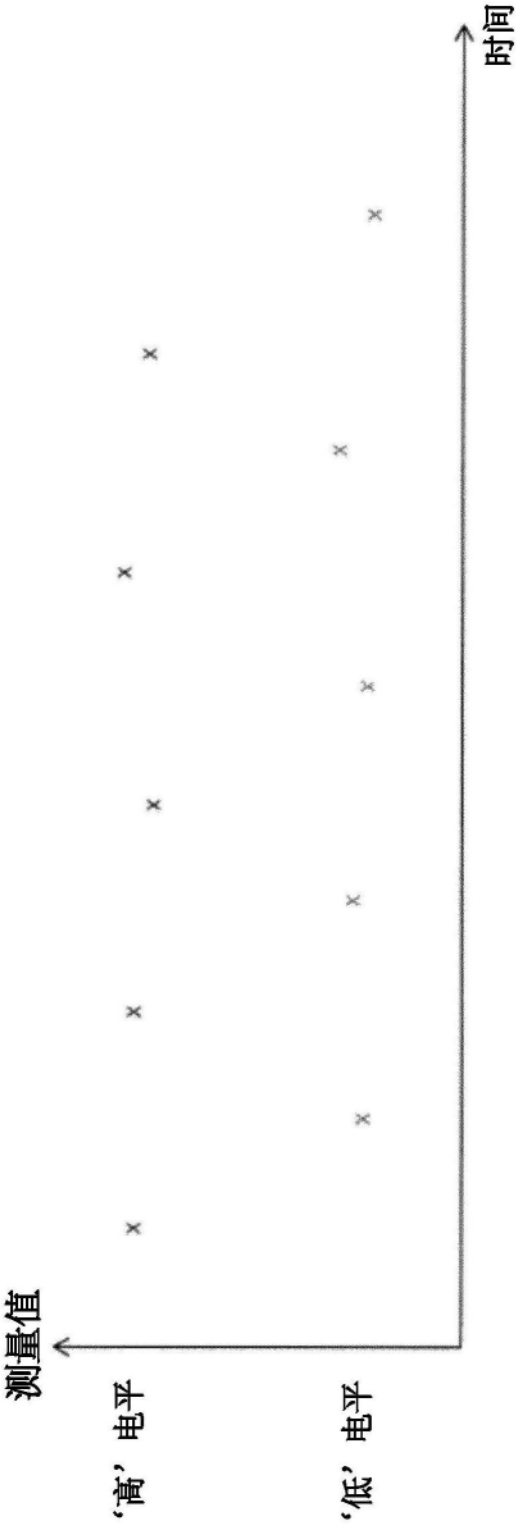


图12

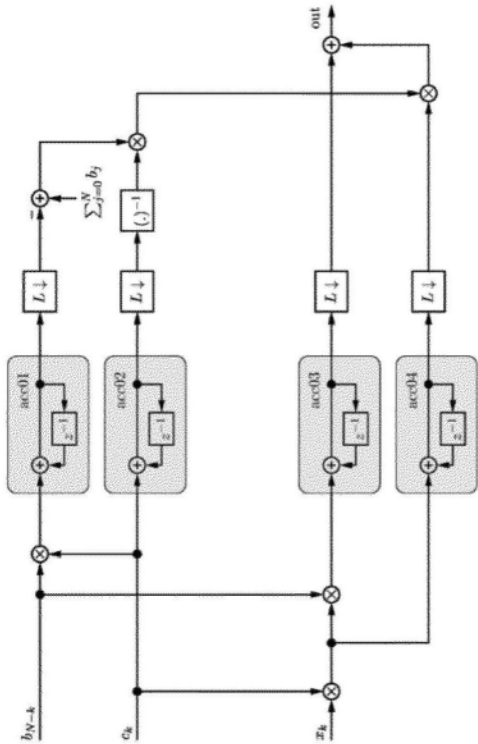


图13

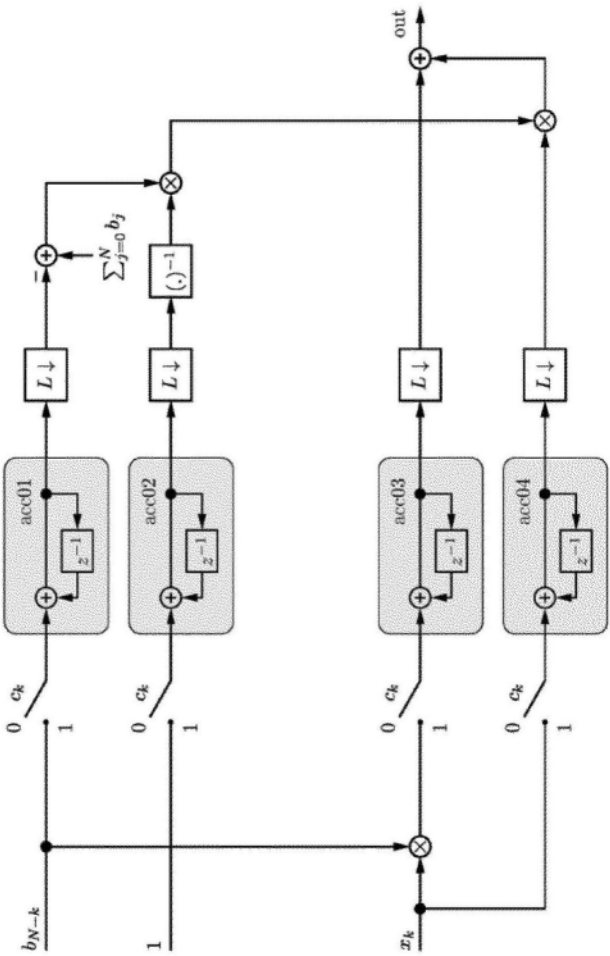


图14

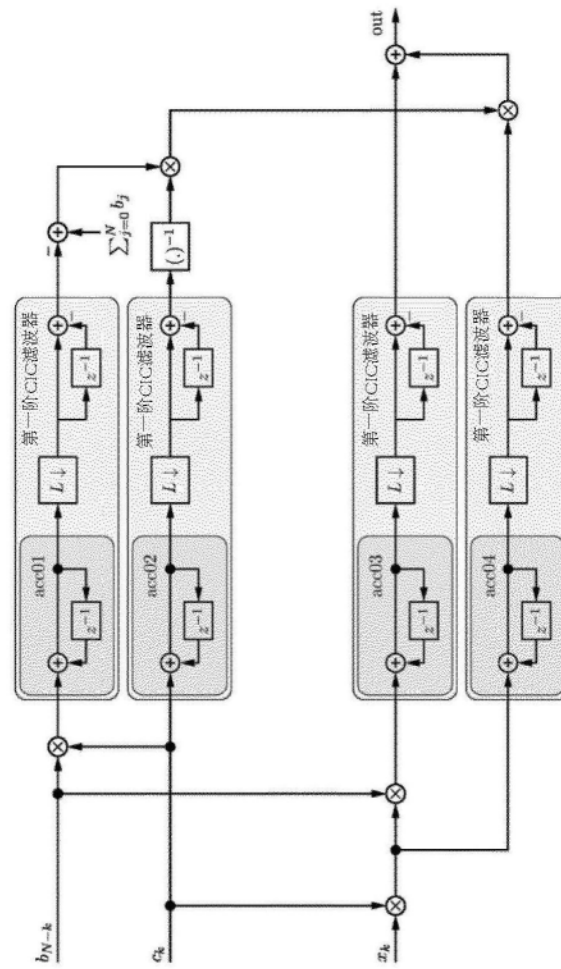


图15

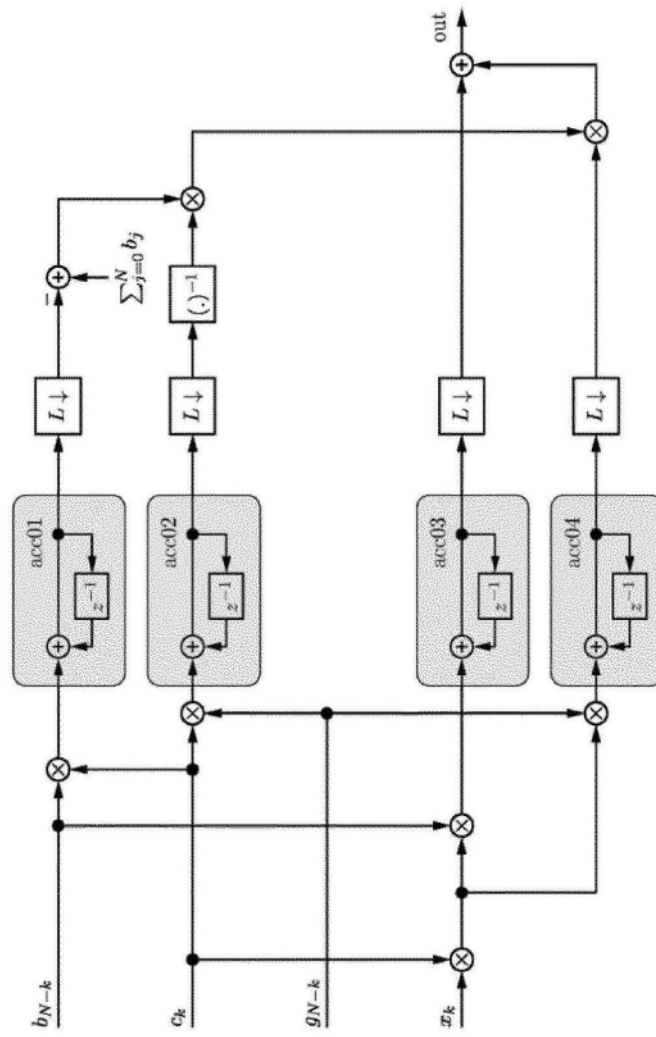


图16

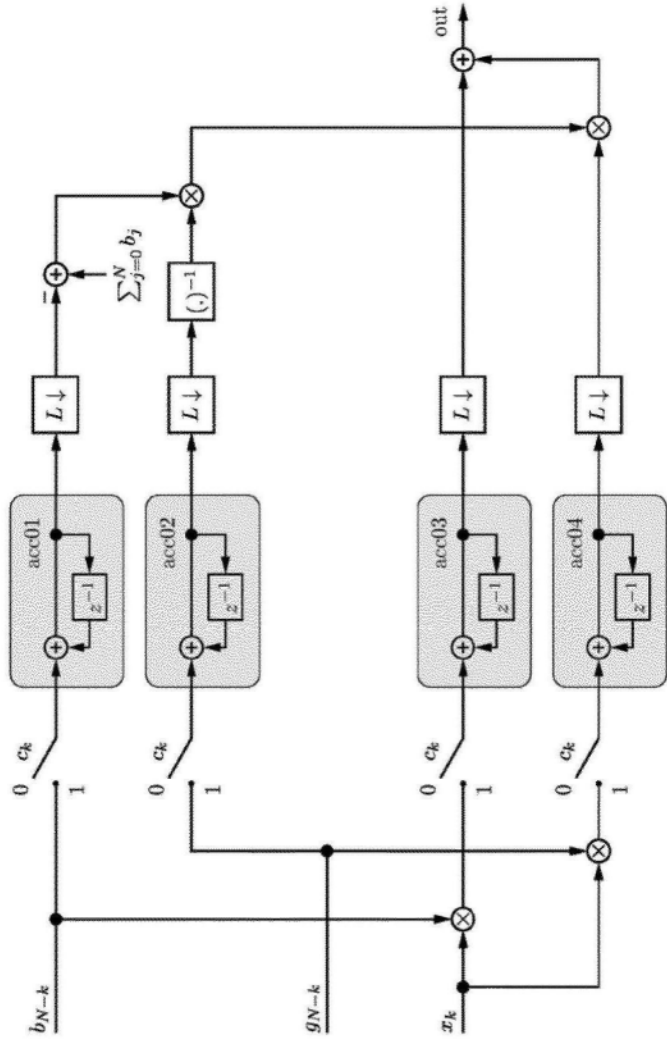


图17

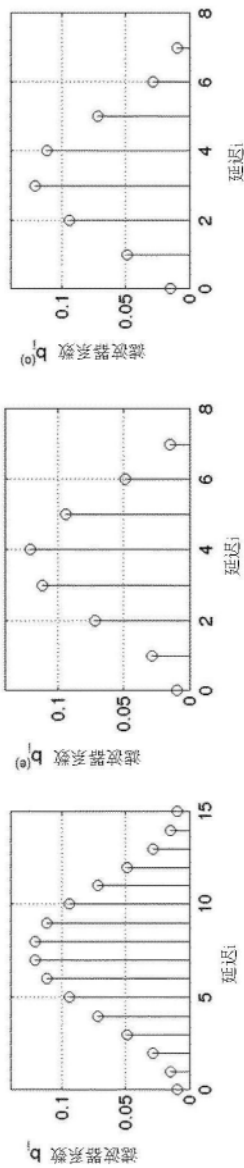


图18



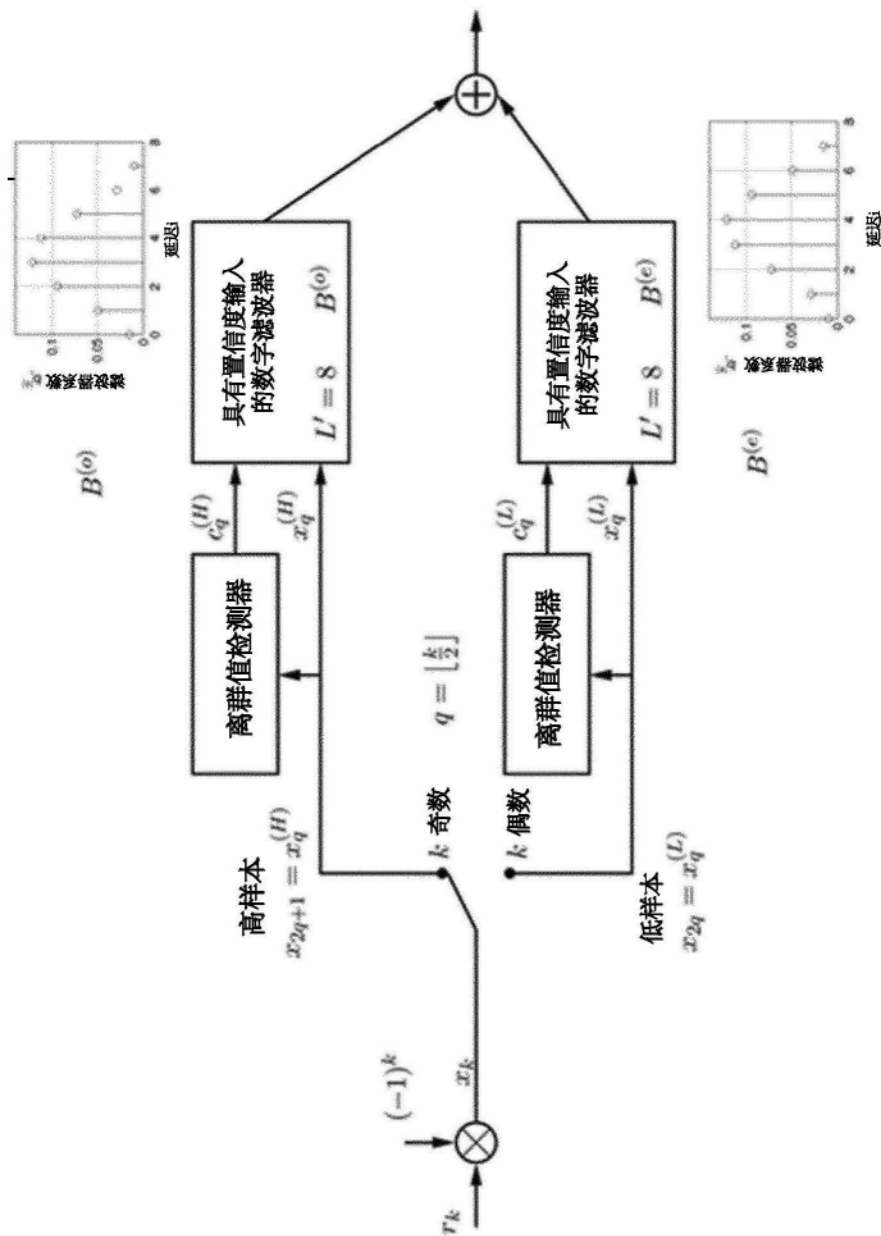


图19