



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107112980 B

(45) 授权公告日 2021.06.15

(21) 申请号 201680005098.7

(72) 发明人 阿克塞尔·海姆 马丁·霍赫

(22) 申请日 2016.02.26

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 107112980 A

代理人 王允方

(43) 申请公布日 2017.08.29

(51) Int.CI.

H03H 17/06 (2006.01)

(30) 优先权数据

62/121,953 2015.02.27 US

(56) 对比文件

CN 101340182 A, 2009.01.07

62/127,011 2015.03.02 US

US 5231680 A, 1993.07.27

15/053,722 2016.02.25 US

US 2012226728 A1, 2012.09.06

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

JP 2010028756 A, 2010.02.04

2017.07.06

US 8671128 B1, 2014.03.11

(86) PCT国际申请的申请数据

US 6856703 B1, 2005.02.15

PCT/EP2016/054181 2016.02.26

CN 1706101 A, 2005.12.07

(87) PCT国际申请的公布数据

JP 2002009591 A, 2002.01.11

W02016/135339 EN 2016.09.01

CN 103746672 A, 2014.04.23

(73) 专利权人 微晶片科技德国公司

审查员 吴一帆

地址 德国伊斯马宁

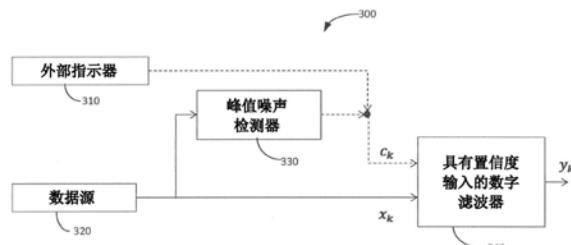
权利要求书2页 说明书12页 附图12页

(54) 发明名称

具有置信度输入的数字滤波器

(57) 摘要

本发明揭示一种有限脉冲响应FIR数字滤波器，其具有含指派滤波器系数的指派滤波器函数、接收输入样本(x_k)的输入、接收置信度信息值(c_k)的另一输入及输出(y_k)。每一输入样本值(x_k)与输入置信度值(c_k)相关联，且所述滤波器输出(y_k)取决于所述输入样本(x_k)及所述输入置信度值(c_k)两者。



1. 一种有限脉冲响应数字滤波器，其包括具有指派滤波器系数的指派滤波器函数、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置信度值指示相关联输入样本是否为遗漏样本或已知其未携载有用信息的样本；

且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，其中取决于与其对应输入样本相关联的所述置信度值来擦除部分所述滤波器系数权重，其中将所述经擦除滤波器系数权重的经消除权重的总和重新分配到至少部分剩余滤波器权重上。

2. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述经擦除权重被重新分配到全部所述剩余滤波器权重上。

3. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中待被取样的信号包括调制值，且其中所述信号或所述信号的取样值在由所述有限脉冲响应滤波器接收之前被解调制。

4. 根据权利要求3所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述调制值包括至少两群组的值，且其中仅将与一个群组相关联的部分汇总移除权重重新分配到与相同群组相关联的剩余滤波器权重上。

5. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中通过将汇总移除权重的偶数份额重新分配到所述至少部分所述剩余滤波器权重上来执行重新分配。

6. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中将所述经消除权重的总和分配到经修改滤波器系数上，使得由与其对应输入样本相关联的另一系数加权相对置信度换算的所述经消除权重的总和被加到所述经修改滤波器系数中的每一者。

7. 根据权利要求6所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述另一系数加权相对置信度是所述相对置信度。

8. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述指派滤波器函数是低通滤波器函数。

9. 根据权利要求8所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中已从将高通或带通变换成等效低通域获得所述低通。

10. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述有限脉冲响应滤波器包括用于缓冲所述输入样本或所述置信度加权输入样本及所述相关联置信度值的构件。

11. 根据权利要求10所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述滤波器包括用于所述输入样本或所述置信度加权输入样本的缓冲器及用于所述相关联置信度值的缓冲器。

12. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中提供输出置信度值。

13. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述指派滤波器函数仅具有正值系数或仅具有负值系数。

14. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中所述指派滤波器函数具有至少一个非零值系数，所述至少一个非零值系数具有不同于另外非零系数的量值。

15. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中与零值置信度输入相关联的输入样本不促成所述滤波器输出值。

16. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中减小置信度输入使所述相关联输入样本对所述滤波器输出的贡献减小。

17. 根据权利要求16所述的有限脉冲响应数字滤波器，其中减小置信度输入使所述相

关联输入样本对所述滤波器输出的贡献减小且可使其它输入样本中的一或者对所述滤波器输出值的贡献增大。

18. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中计算所述滤波器输出值的速率高于输入速率除以所述指派滤波器的长度。

19. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中有限脉冲响应数字滤波器的DC增益是恒定的或大致恒定的。

20. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中所述置信度值是二进制。

21. 根据权利要求20所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中所述有限脉冲响应数字滤波器经配置以确定在每一离散时间步长中是否将指派给与所述二进制置信度信息的值相關的输入样本的滤波器权重设置为零,且将这些权重在被设置为零之前的总和分配到剩余系数集上。

22. 根据权利要求21所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中将所述总和大致均匀地分配到所述剩余系数上。

23. 根据权利要求21所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中通过使每一剩余滤波器系数与原始滤波器系数的总和除以所述总和大致相乘来将所述总和分配到所述剩余系数上。

24. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中所述置信度信息是非二进制。

25. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中所述滤波器输出取决于使用指派滤波器函数来滤波的经线性变换的置信度输入值。

26. 根据权利要求4所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中使用零置信度来初始化用于所述置信度值的所述有限脉冲响应滤波器的缓冲器。

27. 根据权利要求4所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中用于输入数据或置信度加权输入数据的抽头延迟线及用于置信度值的抽头延迟线是至少大致相同的。

28. 根据权利要求1所述的有限脉冲响应数字滤波器,其包括:

第一分支,其具有第一抽头延迟线,所述第一抽头延迟线接收所述输入置信度值且使用第一系数及第二系数来产生第一输出值及第二输出值,其中通过从所述第一系数的总和减去所述第一抽头延迟线的第一系数加权输出总和来产生所述第一输出值,且通过计算第二系数加权输出总和的乘法逆元素来产生所述第二输出值,其中所述第一输出值及所述第二输出值经相乘以形成第一分支输出值;

第二分支,其具有第二抽头延迟线,所述第二抽头延迟线接收与相关联置信度值相乘的所述样本值且使用所述第一系数及所述第二系数来产生第三输出值及第四输出值,其中通过使所述第二抽头延迟线的第二系数加权输出总和与所述第一分支输出值相乘来产生所述第三输出值,且其中通过使所述第三输出值及所述第四输出值相加来产生滤波器输出值。

29. 根据权利要求28所述的有限脉冲响应数字滤波器,其中所述第二系数集的所有系数具有相同值。

具有置信度输入的数字滤波器

[0001] 相关申请案的交叉参考

[0002] 本申请案主张2015年2月27日申请的共同拥有的第62/121,953号美国临时专利申请案及2015年3月2日申请的共同拥有的第62/127,011号美国临时专利申请案的优先权,所述美国临时专利申请案出于所有目的以全文引用方式并入本文中。

技术领域

[0003] 本发明涉及数字滤波器,特定来说,本发明涉及用于噪声抑制的数字滤波器。

背景技术

[0004] 为了感测用于数字装置中的处理的模拟信号,比信号实际信息内容变化(显著)更快地对信号取样是允许增强数字化信号以开发信息的冗余的常见做法。此类装置的实例包含电容式触摸感测或非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。

[0005] 可经受大量噪声的示范性电容式感测系统包含应用批注AN1478 (“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 (“用于电容式触摸应用的微芯片CTMU (Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications)”) (两者都可从本申请案的受让人微芯技术公司(Microchip Technology Inc.)购买,且其以全文引用的方式并入本文中) 中所描述的系统。

[0006] 另一示范性应用是由本申请案的受让人制造的非触摸电容式3D手势系统,也称作GestIC®技术。

[0007] 传感器信号通常经受各种噪声类型(例如宽带噪声、谐波噪声及峰值噪声)的干扰。谐波噪声及峰值噪声可起因于(例如)切换电力供应器,且也在电磁抗扰标准测试(例如IEC 61000-4-4)中被解决。

[0008] 也可在调度或确定方案中中断信号获取;例如,当实时多路复用若干传感器时或由于例如数据传输故障的不合规事件。此类不连续性或遗漏样本可引起信号的非所要相位跳跃。就依据规则取样间隔来设计的数字滤波器来说,这将损坏滤波器时序且可严重影响其噪声抑制性能。

[0009] 在“数字通信中的信道编码 (channel coding in digital communications)”(布拉胡特(Blahut),1983年;波塞特(Bossert),1999年)的上下文中的模拟转擦除消息中,将遗漏样本及未携载有用信息(例如,归因于峰值噪声)的样本称为擦除项。

[0010] 图1a展示执行用于估计带噪声实值基带信号的基本程序的系统100。模/数转换器(ADC)110以(显著)高于其信息变化的速率对信号取样。接着,将数字信号输入到低通滤波器120且由整数倍降低取样器130使其降低取样R倍。下取样结果经进一步处理或仅显示于(例如)数值显示器140上,如图1a中所展示。其中,低通滤波器120能够使宽带噪声的较高频率分量衰减,但不会完全抑制噪声峰值。

[0011] 峰值噪声抑制问题出现于例如图像处理(T.班纳吉(T.Benazir),2013年)、地震学

及医学 (B. 芭莎 (B. Boashash), 2004年) 的许多应用中。用于抗击峰值噪声的标准方法是应用中值滤波器或其变体。

[0012] 用于抑制峰值噪声,但仍使输入信号平稳的方法是对时间窗内的样本的子集(其排除已被识别为噪声峰值或离群值的样本或排除(例如)n个最大样本及n个最小样本)求平均值的滤波器(选择性算术平均(SAM)滤波器或‘ Σ 滤波器’(李(Lee),1983年))。明显地, SAM滤波器是具有有限脉冲响应(FIR)的时变滤波器,FIR适应时变滤波器的输入信号的时域特性。

[0013] 然而,虽然在噪声峰值的存在方面占优(即,具有擦除项),但在无峰值的情况下,此SAM平均滤波器的噪声抑制特性不如(例如)使用汉明窗作为脉冲响应的其它最先进滤波器或使用最小平方法来设计其频率响应的滤波器,如图1b中针对32个样本的窗长度所展示。就滤波器的量值响应来说,最小平方滤波器的实曲线及汉明滤波器的虚曲线展示比具有矩形脉冲响应的平均滤波器(点划曲线)改进的旁瓣衰减。

发明内容

[0014] 需要一种处理经受噪声的信号的改进方法及系统。本申请案不受限于上文所描述的传感器系统中的任何者,而是可应用于经受噪声且需要评估的任何类型的信号。

[0015] 根据实施例,一种有限脉冲响应(FIR)数字滤波器可包括具有指派滤波器系数的指派滤波器函数、接收输入样本的输入、接收置信度信息值的另一输入、及输出,其中每一输入样本值与输入置信度值相关联且所述滤波器输出可取决于所述输入样本及所述输入置信度值两者。

[0016] 根据另一实施例,所述指派滤波器函数可为低通滤波器函数。根据另一实施例,可从将高通或带通变成等效低通域来获得低通。根据另一实施例,所述FIR滤波器可包括用于缓冲所述输入样本或所述置信度加权输入样本及所述相关联置信度值的构件。根据另一实施例,所述滤波器可包括用于所述输入样本或所述置信度加权输入样本的缓冲器及用于所述相关联置信度值的缓冲器。根据另一实施例,可取决于与其对应输入样本相关联的所述置信度值来修改或消除所述滤波器系数权重,其中将所述经修改或经消除的滤波器系数权重的汇总移除权重重新分配到至少部分剩余滤波器权重上。根据另一实施例,可将所述汇总移除权重重新分配到全部剩余滤波器权重上。根据另一实施例,待取样的信号可包括调制值,且其中所述信号或所述信号的样本值在由所述FIR滤波器接收之前被解调制。根据另一实施例,所述调制值可包括至少两个群组的值,且其中将与一个群组相关联的部分汇总移除权重仅重新分配到与所述相同群组相关联的剩余滤波器权重上。根据另一实施例,通过将所述汇总移除权重的偶数份额重新分配到所述至少部分剩余滤波器权重上来执行重新分配。根据另一实施例,将所述汇总移除权重分配到所述经修改的滤波器系数上,使得由与其对应输入样本相关联的g加权相对置信度换算的所述汇总移除权重被加到每一经修改的滤波器系数。根据另一实施例,所述g加权相对置信度可为相对置信度。根据另一实施例,可提供输出置信度值。根据另一实施例,所述指派滤波器函数可仅具有正值系数或仅具有负值系数。根据另一实施例,所述指派滤波器函数可具有至少一个非零值系数,其具有不同于另一非零系数的量值。根据另一实施例,与零值置信度输入相关联的输入样本不促成所述滤波器输出值。根据另一实施例,减小置信度输入使所述相关联输入样本对所述滤波

器输出的贡献减小。根据另一实施例,减小置信度输入可使所述相关联输入样本对所述滤波器输出的贡献减小且可使其它输入样本中的一或多者对所述滤波器输出值的贡献增大。根据另一实施例,计算所述滤波器输出值的速率可高于输入速率除以指派滤波器的长度。根据另一实施例,FIR数字滤波器的DC增益可为恒定的或大致恒定的。根据另一实施例,所述置信度信息可为二进制。根据另一实施例,所述FIR数字滤波器可经配置以确定在每一离散时间步长中是否将指派给与二进制置信度信息的值相关联的输入样本的滤波器权重设置为零,且将这些权重在被设置为零之前的总和分配到剩余系数集上。根据另一实施例,可将所述总和大致均匀地分配到剩余系数上。根据另一实施例,可通过使每一剩余滤波器系数与原始滤波器系数的总和除以所述总和大致相乘来将所述总和分配到剩余系数上。根据另一实施例,所述置信度信息可为非二进制。根据另一实施例,置信度信息的较大值意味着相关联输入值的置信度较高,或较大值意味着相关联输入值的置信度较低。根据另一实施例,所述滤波器输出可取决于使用指派滤波器函数来滤波的经线性变换的置信度输入值。根据另一实施例,可使用零置信度来初始化所述指派滤波器函数针对所述置信度值的缓冲。根据另一实施例,输入数据或置信度加权输入数据的抽头延迟线及置信度值的抽头延迟线可为至少大致相同的。根据另一实施例,所述FIR滤波器可进一步包括:第一分支,其具有第一抽头延迟线,所述第一抽头延迟线接收所述输入置信度值且使用第一系数及第二系数来产生第一输出值及第二输出值,其中通过从所述第一系数的总和减去所述第一抽头延迟线的第一系数加权输出总和来产生所述第一输出值,且通过计算第二系数加权输出总和的乘法反元素来产生所述第二输出值,其中所述第一输出值及所述第二输出值经相乘以形成第一分支输出值;第二分支,其具有第二抽头延迟线,所述第二抽头延迟线接收与相关联置信度值相乘的所述样本值且使用第三系数及第四系数来产生第三输出值及第四输出值,其中通过使所述第二抽头延迟线的第三系数加权输出总和与所述第一分支输出值相乘来产生所述第三输出值,且其中通过使所述第三输出值及所述第四输出值相加来产生滤波器输出值。根据另一实施例,所述第一系数及所述第三系数可为相同的,且其中所述第二系数及所述第四系数是相同的。根据另一实施例,所述第二系数集及所述第四系数集的所有系数可具有相同值。

附图说明

- [0017] 图1a展示使用模/数转换及常规噪声抑制的模拟信号的示范性获取;
- [0018] 图1b展示不同低通滤波器的量值响应;
- [0019] 图2展示具有有限脉冲响应的低通滤波器的典型抽头权重;
- [0020] 图3展示作为数字滤波器的输入源的数据源及相关联置信度产生的示范性框图;
- [0021] 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;
- [0022] 图5展示具有外部置信度产生控制器的系统;
- [0023] 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;
- [0024] 图7展示根据各种实施例的擦除系数权重的重新分配的实例;
- [0025] 图8展示峰值噪声抑制性能的实例;
- [0026] 图9展示具有擦除项的滤波器的系数及量谱与不具有擦除项的滤波器的系数及量谱的比较;

[0027] 图10展示高通滤波器实施例中的擦除系数权重的重新分配的实例；

[0028] 图11展示使用交变准静电场的非触摸手势检测系统的实施例。

具体实施方式

[0029] 根据各种实施例，可在输入信号被过取样且带噪声时获得实值基带信号（例如经解调制且经下取样的GestIC®信号）的可靠估计。GestIC®装置（例如MGC3030或MGC3130或更新设计）可从本申请案的受让人购买。举例来说，图11展示典型实施例，其中控制器740表示GestIC®装置。一般描述及设计指南（例如2015年1月15日在线发布的“GestIC®设计指南”）可从微芯技术公司购买且借此以引用方式并入。

[0030] 图11中所展示的3D手势检测系统700提供由框架结构（如图11中所展示）形成的发射电极720及多个接收电极710a到d。然而，接收电极710a到d下方的整个矩形区域可用作发射电极或此电极也可被分割成多个发射电极。发射电极720产生交变电场。手势控制器740从接收电极710a到d接收可表示接收电极710a到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可评估所述信号且对处理系统730提供人工装置输入信息。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/或包含从检测到的手势产生的命令。

[0031] 此应用所面临的问题是：引入到传感器信号的噪声是宽带噪声及峰值噪声两者，当前最先进技术方法尚无法同时解决针对宽带噪声及峰值噪声的两个问题。此外，在GestIC®应用以及其它应用中，有可能会因各种原因而丢失或无法产生输入信号的一些样本。虽然输入噪声的负面影响是显著的，但输入取样间隔的不规则导致滤波器时序受损坏且严重影响噪声抑制性能。数字滤波器通常针对规则取样间隔来设计，且从滤波器的观点看，除此之外的任何事物导致输入信号的非所要相位跳跃。信号的噪声峰值及遗漏样本的位置由一些其它构件（例如峰值噪声检测系统或确定性噪声指示器）确定。如上文所提及，存在用于抗击宽带噪声的标准方法，即，应用频率（低通）滤波器。此外，存在用于抗击峰值噪声的另一标准方法，即，在信号样本的窗内应用中值滤波器。

[0032] 虽然此类问题与GestIC®系统尤为相关（如上文所提及），但这些方案不仅可应用于GestIC®系统，且可与其它传感器系统相关。因此，所提出的措施可应用于各种信号源。

[0033] 对于所提出的滤波方法，每一输入样本与置信度值相关联。此置信度值指示相关联样本是否为擦除项，即，其是否为实际遗漏样本或已知其未携载有用信息的样本。假设通过一些其它构件来获知置信度值。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（Grubbs）测试（格拉布斯（Grubbs），1950年）、广义极值学生化离差（GESD）测试或汉佩尔辨识法（汉佩尔（Hampel），1974年）。在图像处理的上下文中，置信度值用作（例如）用于改进 α 修边的最小平方回归中的权重（J.郝然卢谱（J. Horentrup），2014年）。

[0034] 根据各种实施例，应注意到以下以便抑制宽带噪声且忽略非所要（例如带噪声或遗漏）样本，当前最先进技术方法尚无法同时解决针对宽带噪声及非所要样本的两个问题：

[0035] 1. 擦除项（例如检测噪声峰值）不可促成滤波器输出；

[0036] 2. 应以DC提供恒定滤波器增益（对于恒定输入信号，滤波器输出信号电平也必须为恒定的）；

[0037] 3. 应提供针对擦除项数目的逐步适应，同时在不存在擦除项时保存默认滤波器特

性。

[0038] 图2展示典型低通滤波器或‘开窗’函数(此处示范为长度8的正规化汉明窗)的滤波器系数。也如图2中所展示,每一滤波器系数定义抽头延迟线实施方案中的其相关联抽头的权重,其中使每一抽头在条形图中的其相关联系数下方对准。因此,同义地使用术语‘滤波器系数’及‘抽头权重’。在此实例中,抽头延迟线含有7个连续延迟阶 z^{-1} 及8个抽头权重。图2中也展示示范性输入样本。其它样本结构可应用更少或更多阶。

[0039] 根据各种实施例,鉴于滤波器函数及具有用于每一样本的置信度信息的输入信号来减小对应于具有较小置信度的输入样本的滤波器抽头的权重,同时维持滤波器的DC增益。图2展示低通滤波器(在此实例中,其由(例如)七个连续延迟阶 z^{-1} 形成)的典型权重/系数分布。其它样本结构可应用更少或更多阶。

[0040] 在下文中,可将未携载任何有用信息的输入样本及等效地,遗漏样本视为擦除项,且可认为对应样本具有零置信度。假设从任何其它源或算法(例如,通过比较样本与阈值)获知是否擦除样本的信息。相应数字滤波器的脉冲响应将称为‘滤波器函数’。

[0041] 图3展示具有置信度输入的示范性数字滤波器300及其输入信号源的框图。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,峰值噪声检测器330通过使置信度值 c_k 与 x_k 相关联来将每一样本 x_k 分类成‘不带噪声’或‘带噪声’,其中(例如) $c_k=1$ 意味着‘不带噪声’或‘完全信任 x_k ’,且 $c_k=0$ 意味着‘带噪声’或‘不信任 x_k ’。即,具有相关联 $c_k=0$ 的样本 x_k 是擦除项。根据其它实施例,置信度信息也可源自于称为外部指示器310的一些外部构件。可将此外部指示视为确定性置信度输入。

[0042] 图5展示实际上(例如)用于触摸面板或触摸显示器中的具有2D电容式触摸检测及手指跟踪系统的系统500,其由数个传感器电极“2D电极图案”520及控制器单元“2D触摸控制器”510组成。与3D手势控制器530一起用于形成电容式3D手势检测系统的另外四个电极A、B、C、D布置于2D电极图案周围。当2D触摸检测系统510、520有源时,其干扰3D手势检测系统接收到的信号,即,3D手势检测系统接收到的数据带噪声且无法使用。为产生功能性2D-3D电容式传感器系统500,2D触摸控制器510仅在未检测到触摸时偶发性地有源,且当其有源时,将此情况发信到3D手势控制器530(虚线箭头),接着,3D手势控制器530获知其当前接收到的值带噪声且是相关联零置信度。即,当产生样本 x_k 且2D系统510、520干扰接收信号时,外部指示器可设置 $c_k=0$,否则设置 $c_k=1$ 。将 x_k 及 c_k 输入到3D手势控制器530内的具有置信度输入的数字滤波器。

[0043] 简单峰值噪声检测器或离群值检测器的实例如下:在每一时间k处,计算最后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 $c_k=0$,否则设置 $c_k=1$ 。

[0044] 1. 主要方法

[0045] 考虑具有非时变滤波器函数 $b = [b_0; b_1; \dots; b_N]$ 的N阶的标准数字有限输入响应(FIR)滤波器,其中 b_i ($i=0, 1 \dots N$)是滤波器系数。对于具有样本 x_k 的给定输入信号x,滤波器输出信号y是:

[0046] (1.1)

$$y_k = \sum_{i=0}^N b_i \cdot x_{k-i},$$

[0047] 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。为简化起见且在不失一般性的情况下,在下文中假设:

$$[0048] \sum_{i=0}^N b_i = 1,$$

[0049] 假设对每一输入样本 x_k 提供相关联置信度值 c_k 。首先,假设置信度值是二进制,即, $c_k \in \{0; 1\}$, 其中 $c_k = 0$ 意味着‘不信任样本 x_k ’,且 $c_k = 1$ 意味着‘完全信任’。将从具有系数 b_i 的非时变滤波器函数b计算具有取决于置信度值 c_k 的系数 $w_i(k)$ 的时变滤波器函数w(k)。当已完全信任所有最后 $N+1$ 个输入样本(即, $c_{k-i} = 1, i = 0 \dots N$)时,期望滤波器函数w(k)等于函数b。然而,如果存在一或多个擦除项(即,输入样本 x_{k-i} 具有相关联 $c_{k-i} = 0$),那么 x_{k-i} 不可促成输出值 y_k 。

[0050] 这通过使(1.1)中的每一滤波器系数 b_i 与其相关联输入样本 x_{k-i} 的置信度值 c_{k-i} 相乘来实现。然而,无法再保证具有经修改的滤波器系数 $b_i'(k) := b_i \cdot c_{k-i}$ 的DC滤波器增益 $\sum_{i=0}^N b_i'(k)$ 是恒定的。

[0051] 因此,必须将擦除滤波器权重分配到其它滤波器系数上。为此,优选方法是将以下擦除权重均匀地分配到剩余 $\sum_{j=0}^N c_{k-j}$ 非擦除系数上:

$$[0052] \sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j = \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

[0053] 其产生具有以下系数的线性时变(LTV)滤波器:

$$[0054] (1.2) \quad w_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \underbrace{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}_{\text{擦除权重}}$$

[0055] 其中 $i \in \{0, 1, \dots, N\}$,且将 $\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}}$ 标示为与时间k处的样本 x_{k-i} 相关联的相对置信度。

[0056] 此等效于在每一时间点k处由非擦除样本的平均值替换擦除输入样本且针对所有i来设置 $c_{k-i} = 1$ 。算法的此实施方式尤其关注每一输入样本的一次性或‘逐块’处理,如同使用开窗及DC值计算来估计一组有限连续样本的DC值。

[0057] 证明:

$$\begin{aligned}
 & \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot w_i \\
 &= \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot \left[c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j \right] \\
 [0058] \quad &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot b_i + \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1} \\
 &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N b_i \cdot x_{k-i} + \sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N b_i \cdot \underbrace{\frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=1}^N x_{k-j}}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1}}_{\text{非擦除输入的平均值}}.
 \end{aligned}$$

[0059] 由于此程序隐含重写输入数据, 所以其不适用于连续滤波, 其中每一输入样本促成多个输出样本, 且以比输入速率除以滤波器长度高的速率完成计算输出值, 其中将滤波器长度定义为(N+1), 即, 滤波器阶数+1。

[0060] 图7中可视化擦除滤波器系数权重的重新分配。最顶部中展示时间k处的最后8个输入样本, 其中 x_{k-4} 及 x_{k-1} 是擦除项。第一绘图展示与底部中的移位寄存器实施方案对准的原始滤波器(长度8的汉明窗)的系数 b_i 。在第二绘图中, 将系数 $b_1'(k)$ 及 $b_4'(k)$ 的值设置为零, 这是因为时间k处的对应输入样本 x_{k-4} 及 x_{k-1} 是擦除项。第二绘图的最右侧上也展示擦除系数的总和。在第三绘图中, 如第二绘图的右边中所展示, 将擦除权重均匀地重新分配到指派给非擦除输入样本的系数上以产生 $w_i(k)$ 。第三绘图中以不同阴影线展示附加权重。在此实施例中, 在底部移位寄存器图中将系数权重展示为 w_0 到 w_7 。

[0061] 就时间k+1处的下一输入样本来说, 样本及其对应置信度信息在滤波器的移位寄存器内向右移动, 且再次对擦除项的移位图案进行所述重新分配以产生不同滤波器系数 $w_i(k+1)$ 。

[0062] 图8中展示滤波器的噪声抑制性能的实例。顶部绘图展示滤波器输入信号, 其是具有加成性高斯噪声、若干噪声峰值及开始于样本指数250处的加成性60Hz正弦噪声的慢变信息信号。第二绘图展示: 使用长度64的汉明函数的传统低通滤波减小较高频率噪声, 但仅涂抹存在于输入信号中的噪声峰值。然而, 如果已识别噪声峰值, 那么根据各种实施例来完全抑制噪声峰值。图8的底部绘图演示使用汉明擦除项滤波器函数来替代移动平均的益处: 汉明擦除项滤波比非峰值样本的简单平均(即, 选择性算术平均滤波)产生对含于输入信号中的宽带噪声的更好抑制以产生更平稳输出。

[0063] 图9说明擦除项如何影响滤波器的频率响应。此处, 左侧展示使用矩形窗及汉明窗的典型低通滤波器及其相关联量谱。右侧上展示使用两个擦除样本的相同滤波。可观察到, 汉明擦除项滤波器的光谱类似于矩形擦除项滤波器(取决于擦除项的位置)。

[0064] 2. 一般化

[0065] 2a) 非二进制置信度输入

[0066] 到此, 置信度输入是二进制, 即, 相关联输入样本用于或不用于计算滤波器输出值。然而, 鉴于上述记述法, 直接将置信度输入一般化为采用0到1之间的实值, 即, $c_k \in [0, 1]$, 且 c_k 越大, 对相关联样本 x_k 越信任。除 c_k 的定义之外, 方程式(1.2)保持相同。

[0067] 2b) 一般重新分配函数

[0068] 对于二进制置信度输入,在方程式(1.2)中,将擦除权重均匀地分配到其它系数上。可将(1.2)中的两个项解译为对其输出求和的两个平行滤波器分支。自b及置信度输入计算第一项中的滤波器函数,且第二项是时变平均滤波器。可通过引入具有系数 g_i 的另一FIR滤波器函数g来一般化所述时变平均滤波器以产生:

$$[0069] w_i(k) = c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

$$[0070] w_i(k) = c_{k-i} \cdot \left(b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right)$$

[0071] 其也适用于非二进制置信度输入 $c_k \in [0, 1]$ 。将与时间k处的样本 x_{k-i} 相关联的g加权相对置信度标示为:

$$[0072] \frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j}$$

[0073] 因此,滤波器输出给出如下:

$$[0074] y_k = \sum_{i=0}^N w_i(k) \cdot x_{k-i} = \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot c_{k-i} \cdot \left(b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right).$$

[0075] 图4中展示此滤波器的可能实施方案,其中标示‘B’的块是指具有滤波器函数b、标示‘G’的块的模拟及滤波器函数g的标准FIR滤波器,且标示 $\frac{1}{x}$ 的块是指1除以块的输入数据,即,此块的输出是输入的乘法逆元素(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,正如图6中针对滤波器阶数N=7的移位寄存器实施方案中所展示,其突显用于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。此处,自适应含于滤波器块的输入信号中。虽然如此,实施方案仍等效于具有自适应滤波器系数 $w_i(k)$ 的单个FIR滤波器。

[0076] 图6中的FIR滤波器的抽头延迟线实施方案的特性是:用于置信度值TDL-C的抽头延迟线及用于置信度加权输入数据TDL-XC的抽头延迟线是相同的,即,其具有相同延迟阶数,且相同抽头权重 b_0, b_1, \dots 及 g_0, g_1, \dots 连接到相应延迟阶。当然,可取决于输入变量类型(例如二进制置信度输入)来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计算块。此外,不关心TDL-C中的权重 b_0, b_1, \dots 与TDL-XC中的权重 b_0, b_1, \dots 是否相差恒定因子或TDL-C中的权重 g_0, g_1, \dots 与TDL-XC中的权重 g_0, g_1, \dots 是否相差恒定因子,这是因为可在抽头延迟线外补偿此类因子。

[0077] 例如,如果 $g_i = 1/8$,那么也可将相应抽头权重设置为1以因此省略乘法,且仅 $(1/x)$ 块之前的抽头延迟线的末端处的总和除以8,这也可借助于位移位操作来完成。

[0078] 对于二进制置信度输入或来自一组有限值的置信度值,由图6中的乘法实现的置信度加权输入数据值 q_k 的计算也可由条件叙述(例如IF/ELSE或SWITCH叙述)实现,其中,例如,如果 $c_k = 0$,则将 q_k 设置为0,且如果 $c_k = 1$,那么将 q_k 设置为1。并非在延迟线之前,而是也

可在延迟线的每一抽头处分配条件叙述:如果相关联 c_{k-i} 是1,那么接着仅将抽头加权输入值 $b_i \cdot x_{k-i}$ 或 $g_i \cdot x_{k-i}$ 加到相应延迟线的输出总和值。在此情况下,样本 x_k 可直接输入到TDL-XC且无需预先与 c_k 相乘。类似情况适用于TDL-C。

[0079] 具有脉冲响应b及g的滤波器的阶数未必相等。在不失一般性的情况下,滤波器经定义以具有相等阶数N,其中N至少与具有b及g的滤波器的阶数的最大值一样大,且假设未使用系数是零值。

[0080] 选择 $g=b$ 产生用于重新分配擦除系数权重的另一非优选方法。非擦除滤波器系数由相同因子换算,其在每一离散时间点k处重新计算,即:

$$[0081] \quad v_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i \cdot \frac{1}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot b_j}$$

[0082] 3. 异常处置

[0083] 就(1.2)或(1.3)中的分母来说,如果最新N+1个输入样本全部伴随零置信度,那么显然无法计算输出值。此情况的可能异常是重复最新有效输出样本,或可将异常转送到随后处理级。

[0084] 4. 尤其针对具有两个或两个以上预期信号电平的信号的开窗及DC值计算

[0085] 对于对称滤波器或‘开窗’函数b,在使输入信号与函数b进行卷积计算时拍摄快照等效于使输入样本与b加权且对逐点乘积求和。因此,当关注开窗信号的DC值时,可同样应用上述概念。具有DC计算的开窗与连续滤波之间的主要差异是:对于具有DC计算的开窗,每一输入样本通常仅促成单个输出值,即,其是输入样本的一次性处理或逐块处理。

[0086] 在许多应用中,测量信号交替变化于两个不同电平之间,通常具有额外噪声。将这些电平称为‘高’信号电平及‘低’信号电平。实例是具有以载波频率的两倍的模拟接收到的信号的同步取样的振幅调制(AM),其中信息含于‘高’信号电平与‘低’信号电平之间的差异中。将此方法应用于(例如)电容式触摸检测系统或GestIC®技术中。举例来说,此AM传感器系统的测量(或‘接收’)信号可通过使其与+1及-1交替相乘来解调制,接着经低通滤波以便估计DC(零频率)值——实际信息(‘高’样本与‘低’样本之间的‘平均’差异)。

[0087] 现将考虑具有两个电平的此信号,其在标准应用中输入到低通滤波器,其中使‘高’样本及‘低’样本的命名保持标示对应于两个不同信号电平中的任一者的样本集。与其相应信号电平的偏差将被假设为由噪声引起。

[0088] 当检测到‘低’样本是无用的(例如,归因于检测到的峰值噪声)时,会将滤波器中的其对应系数的权重设置为零且将擦除权重重新分配到其它系数上。然而,为维持滤波器输出的预期值,重新分配必须仅作用于指派给其它‘低’样本的系数上。另外,滤波器输出将比原先更接近于‘高’电平,这是因为指派给‘高’样本的系数将得到额外权重。

[0089] 一般来说,必须将输入信号的样本分类成具有相同预期值的样本集,具有置信度输入的数字滤波(即,系数权重的重新分配)必须以使得指派给每一组的系数的总体权重保持恒定的方式发生,其最易于在一个集合内重新分配所述集合内的擦除权重时实现。

[0090] 5. 置信度输出

[0091] 实时处理输入置信度值的能力提出是否也可对每一输出样本提供置信度值的问题。此输出置信度测量应与输入样本值无关,而是应为仅与输入置信度值及滤波器系数有关的函数,即:

[0092] (1.4) $d_k = f(b_0, b_1, \dots, b_N, c_k, c_{k-1}, \dots, c_{k-M})$

[0093] M是正整数。

[0094] 满足(1.4)且易于取得的测量是与其对应输入置信度值加权的滤波器系数的总和,即:

$$[0095] d_k = \sum_{i=0}^N c_{k-i} \cdot b_i ,$$

[0096] 假设 $b_i \geq 0$ (对于所有i) 且 $\sum_{i=0}^N b_i = 1$,那么也保持 $d_k \in [0, 1]$,且特定来说,当完全信任所有输入样本时, $d_k = 1$,且当所有输入置信度值是 $c_{k-i} = 0$ 时, $d_k = 0$ 。

[0097] 可使用此置信度输出来使多个所提出滤波器级联。此外,此输出可用于高电平控制,例如‘如果输出置信度过低,那么不触发触摸事件’。

[0098] 7.设计规则

[0099] 所提出的方法适用于任何低通FIR滤波器。然而,所有滤波器系数应具有相同符号,例如为正值。当(部分)抽头权重是负值时,也可主要满足恒定DC滤波器增益的要求。然而,这将引入使一些置信度输入群集产生非所要滤波器特性(例如高通特性)的风险。

[0100] 此外,滤波器系数值越接近,擦除指派给具有大值的系数的输入样本时的阈值越小。特定来说,矩形窗、三角窗、汉明窗及汉恩(Hann)窗的系数遵从这些规则。

[0101] 除原始滤波器系数的选择及异常处置之外,无需考虑另外参数。

[0102] 可将方法扩展到高通滤波器。图10展示其原始滤波器系数权重交替变化于正号与负号之间的高通滤波器的实例,如从顶部的第一绘图中所展示。因此,根据实施例,首先,使用符号且使符号交替变化来解调制高通滤波器系数,如从顶部的第二绘图中所展示。接着,应用相同于图2中所展示的低通滤波器的方法的方法,如从顶部的第三绘图及第四绘图中所展示。接着,使用反向交替符号来重新调制从顶部的第四绘图中所展示的经修改权重。这导致分配权重,如从顶部的第五绘图中所展示。并非重新调制滤波器系数,而是也可解调制滤波器的输入信号,且在再次调制信号之前,使用具有根据从顶部的第四绘图的系数的等效低通来使滤波器的输入信号滤波。不管是否使用高通滤波器来使输入信号直接滤波或使用等效低通滤波器来解调制输入信号且使输入信号滤波,重要的是高通滤波器的输入信号的样本(如果其将被解调制)将具有单个预期值。

[0103] 8.应用及使用情况

[0104] 如上文所提及,所提出的概念适用于其中比实际信息变化快地对输入信号取样的任何滤波器系统(取样率越高越好)。此类系统包含3D电容式传感器系统(例如受让人的GestIC系统及1D/2D电容式触摸解决方案)以及许多其它系统。此外,滤波方法可应用于其它传感器信号且不受限于电容式传感器系统。

[0105] 9.性质

[0106] 当使用任意(但非为零)置信度数据来初始化滤波器时,其提供输入信号从接通时间的估计。因此,当使用非零平均值来使信号滤波且已使用零来初始化滤波条件时,滤波器不展示典型阶跃响应。

[0107] 数值实例

[0108] 在下文中,给出用于计算具有置信度输入的滤波器的输出值的数值实例。下文中

的表列出时间k处的输入样本值 x_k 及相关置信度值 c_k 及原始滤波器函数b的系数 b_i 。此处, g是常数,即,擦除系数权重将被均匀地重新分配。

[0109]

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

[0110]

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

[0111] 在时间k=5且k=8处,存在擦除项,即, $c_5=c_8=0$ 。举例来说,此处已将置信度设置为零,这是因为已检测到值 x_5 及 x_8 是噪声峰值。

[0112] 对于滤波器的初始化,在(例如)通过输入具有零置信度的N个样本来输入第一样本-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。这此在表中由 $c_k=0$ (对于k<0)指示。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。根据上述方程式,经修改系数 b_i' (k=0)及系数 w_i (k=0)计算为:

[0113]

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

[0114] 即,将 $x_0=7$ 直接转发到输出,即, $y_0=x_0=7$ 。

[0115] 在时间k=9处,当两个擦除项 x_5 及 x_8 位于滤波器的缓冲器中时, b_i' (k=9)及 w_i (k=9)计算为:

[0116]

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

[0117] 参考文献

[0118] B.芭莎(B.Boashash),M.M.(2004年)的“通过时间频率峰值滤波的信号增强(Signal Enhancement by Time-Frequency Peak Filtering)”,《美国电气电子工程师协会信号处理汇刊(IEEE Transactions on Signals Processing)》,第929页到第937页。

[0119] 布拉胡特(Blahut),R.E.(1983年)的“误差控制码的理论及实践(Theory and Practice of Error Control Codes)”,《读数(Reading)》,马萨诸塞州(MA):艾迪生-韦斯利出版公司(Addison-Wesley)。

[0120] 博赛特(Bossert),M.(1999年)的“电信的信道编码(Channel Coding for Telecommunication)”,美国纽约州纽约市:约翰·威利父子公司(John Wiley&Sons, Inc)。

[0121] 柯米逊(Commission),I.E.(未注明出版日期)的“电快速瞬变/脉冲群抗扰度试验(Electrical Fast Transient/Burst Immunity Test)”(IEC 61000-4-4)。

[0122] 格拉布斯(Grubbs),F.E.(1950年3月)的“用于测试反常观测量的样本标准(Sample criteria for testing outlying observations)”,《数学统计年鉴(Ann.Math.Statist.)》,第27页到第58页。

[0123] 黄华(H.Hwang),R.H.(1995年)的“自适性中值滤波器:新算法及结果(Adaptive

median filters:New algorithms and results)”,《美国电气电子工程师协会图像处理汇刊(IEEE Transactions on Image Processing)》,第499页到第502页。

[0124] 汉佩尔(Hampel),F.R.(1974年)的“稳健估计中的影响曲线及其作用(The influence curve and its role in robust estimation)”,《美国统计协会期刊(Journal of the American Statistical Association)》,第69期,第383页到第393页。

[0125] J.郝然卢谱(J.Horentrup),M.S.(2014年)的“置信度意识引导图像滤波器(Confidence-aware guided image filter)”,《美国电气电子工程师协会图像处理国际会议(IEEE International Conference on Image Processing)》,(第3243页到第3247页)。

[0126] K.艾斯瓦亚(K.Aiswarya),V.J.(2010年)的“用于移除图像及视频中的高密度盐椒噪声的新且有效算法(A new and efficient algorithm for the removal of high density salt and pepper noise in images and videos)”,《第二次计算机建模及模拟国际会议(Second International Conference on Computer Modeling and Simulation)》,(第409页到第413页)。

[0127] 卡尔曼(Kalman),R.E.(1960年)的“线性滤波及预测问题的新方法(A new approach to linear filtering and prediction problems)”,《基础工程的AEME期刊汇刊(Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering)》,第35页到第45页。

[0128] 李(Lee),J.-S.(1983年)的“数字图像平滑化及 σ 滤波器(Digital image smoothing and the sigma filter)”,《计算机视觉、图形及图像处理(Computer Vision, Graphics, and Image Processing)》,第255页到第269页。

[0129] 从<http://www.microchip.com/touchandinputsensing>检索的“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)。

[0130] S.-J.Ko,Y.H.(1991年)的“中心加权中值滤波器及其到图像增强的应用(Center weighted median filters and their applications to image enhancement)”,《美国电气电子工程师协会电路及系统汇刊(IEEE Transactions on Circuits and Systems)》,第984页到第993页。

[0131] T.班纳吉(T.Benazir),B.I.(2013年)的“使用非线性滤波器从数字图像移除高及低密度脉冲噪声(Removal of high and low density impulse noise from digital images using non linear filter)”,《信号处理、图像处理及图案辨识的国际会议(International Conference on Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition)》,(第229页到第233页)。

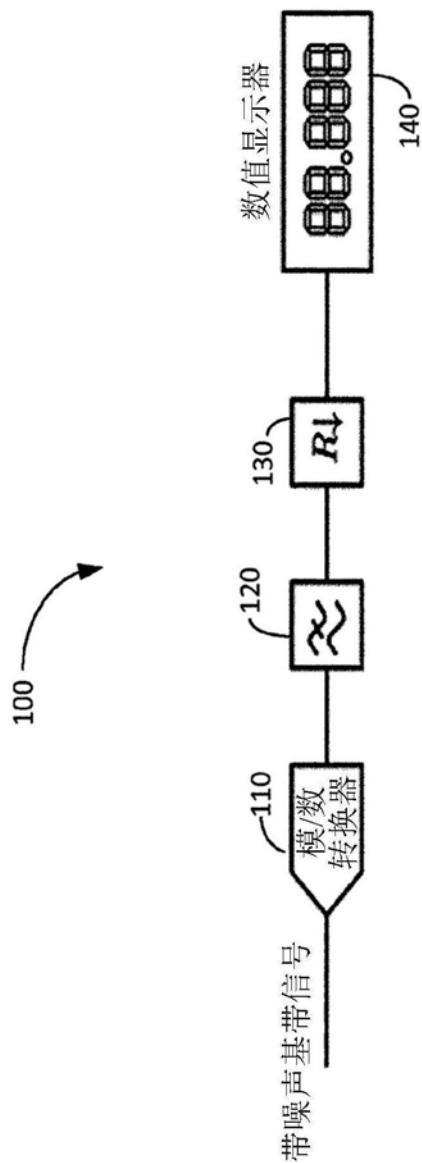


图1a (现有技术)

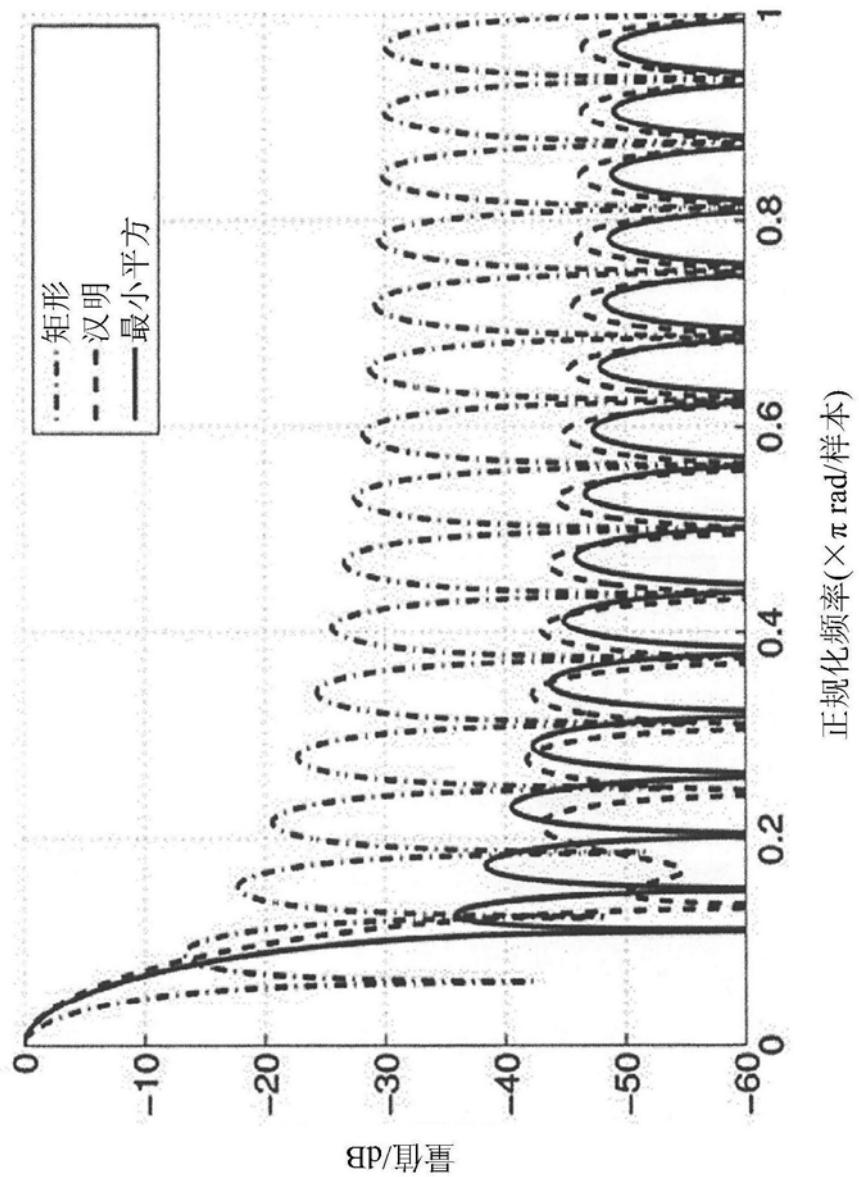


图1b (现有技术)

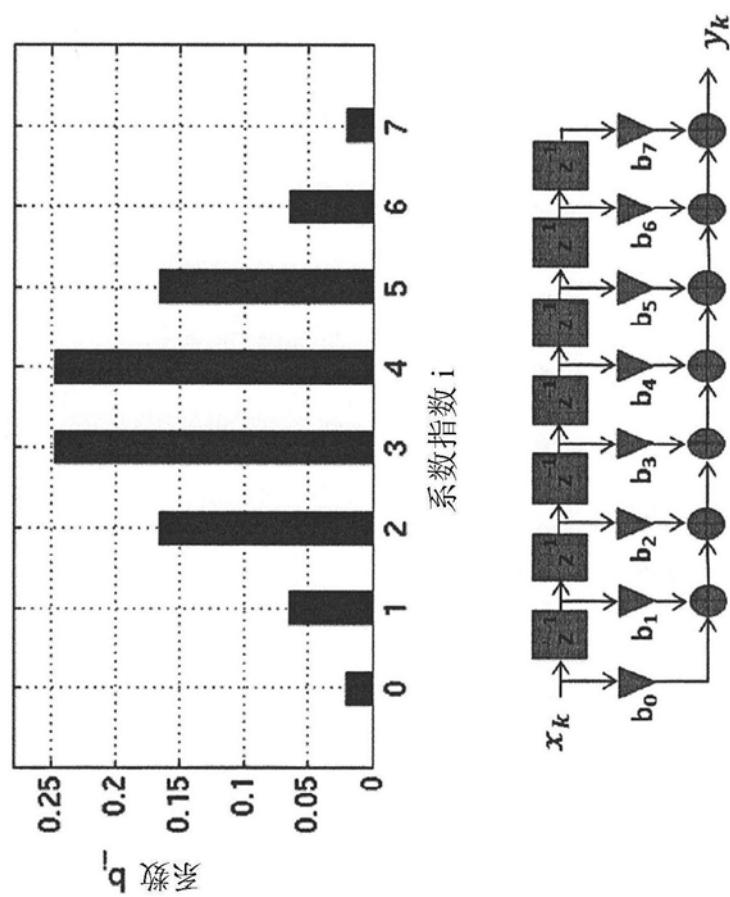


图2

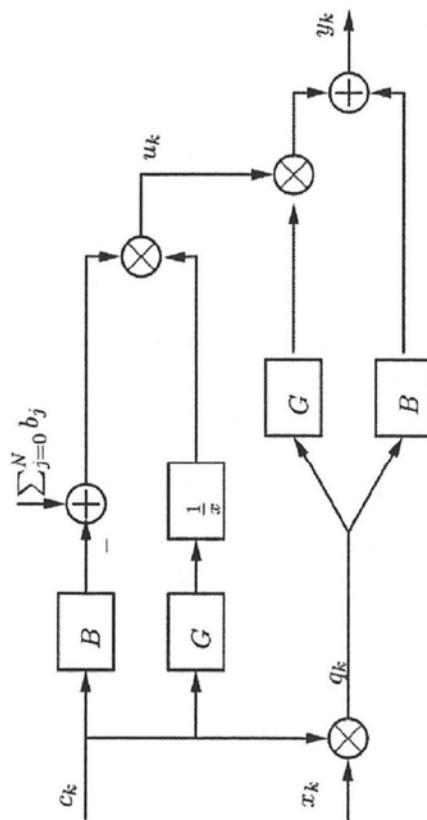


图4

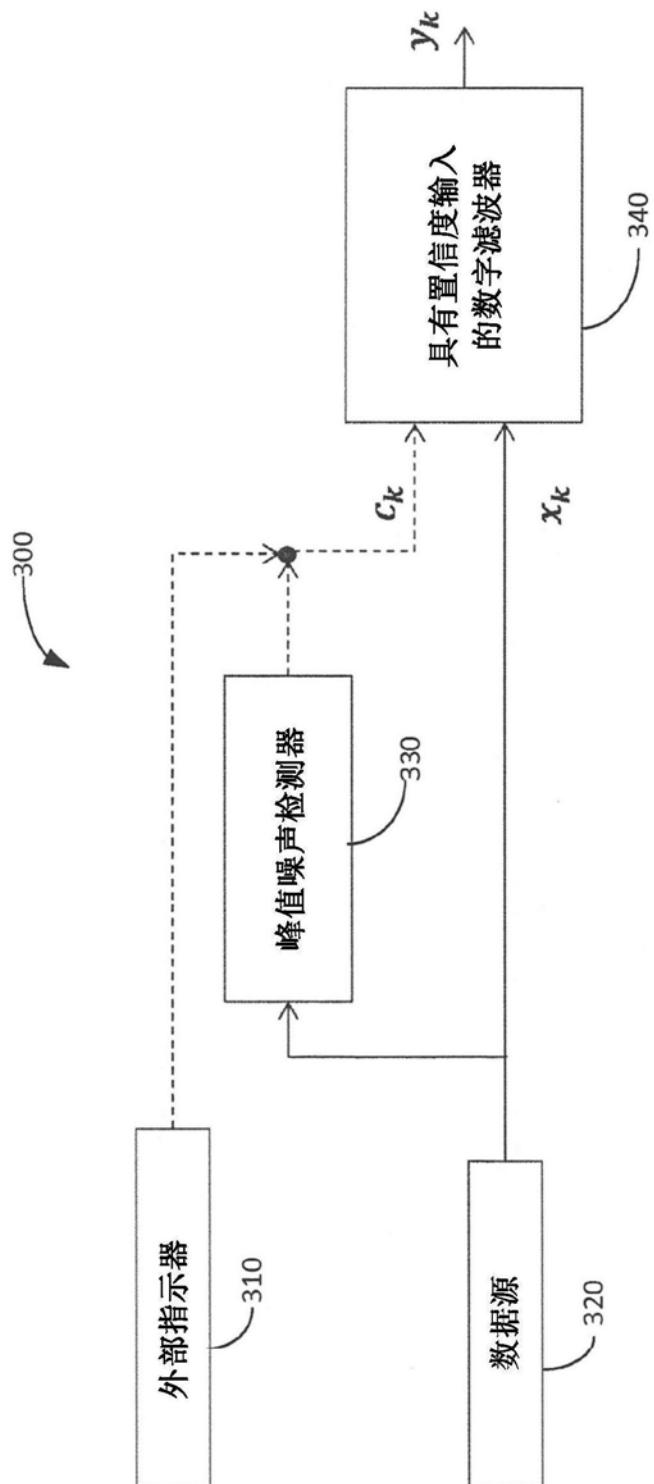


图3

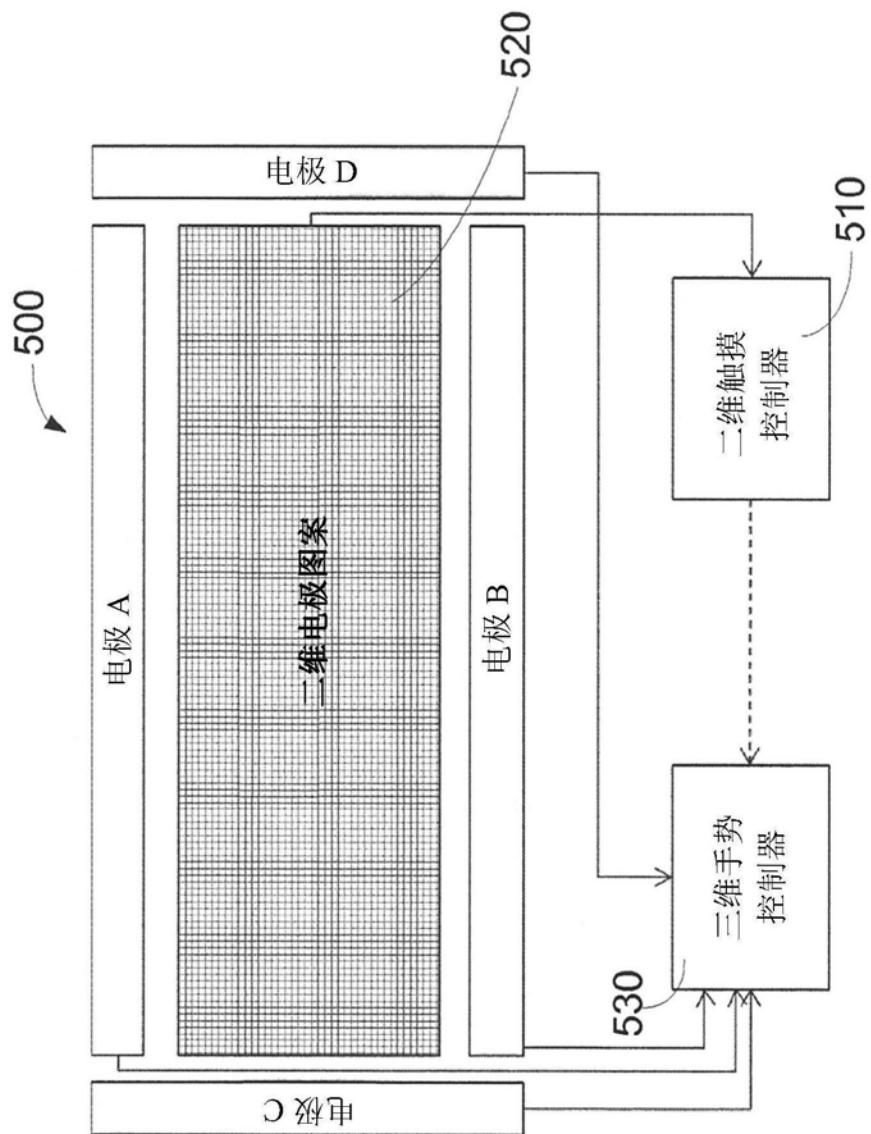


图5

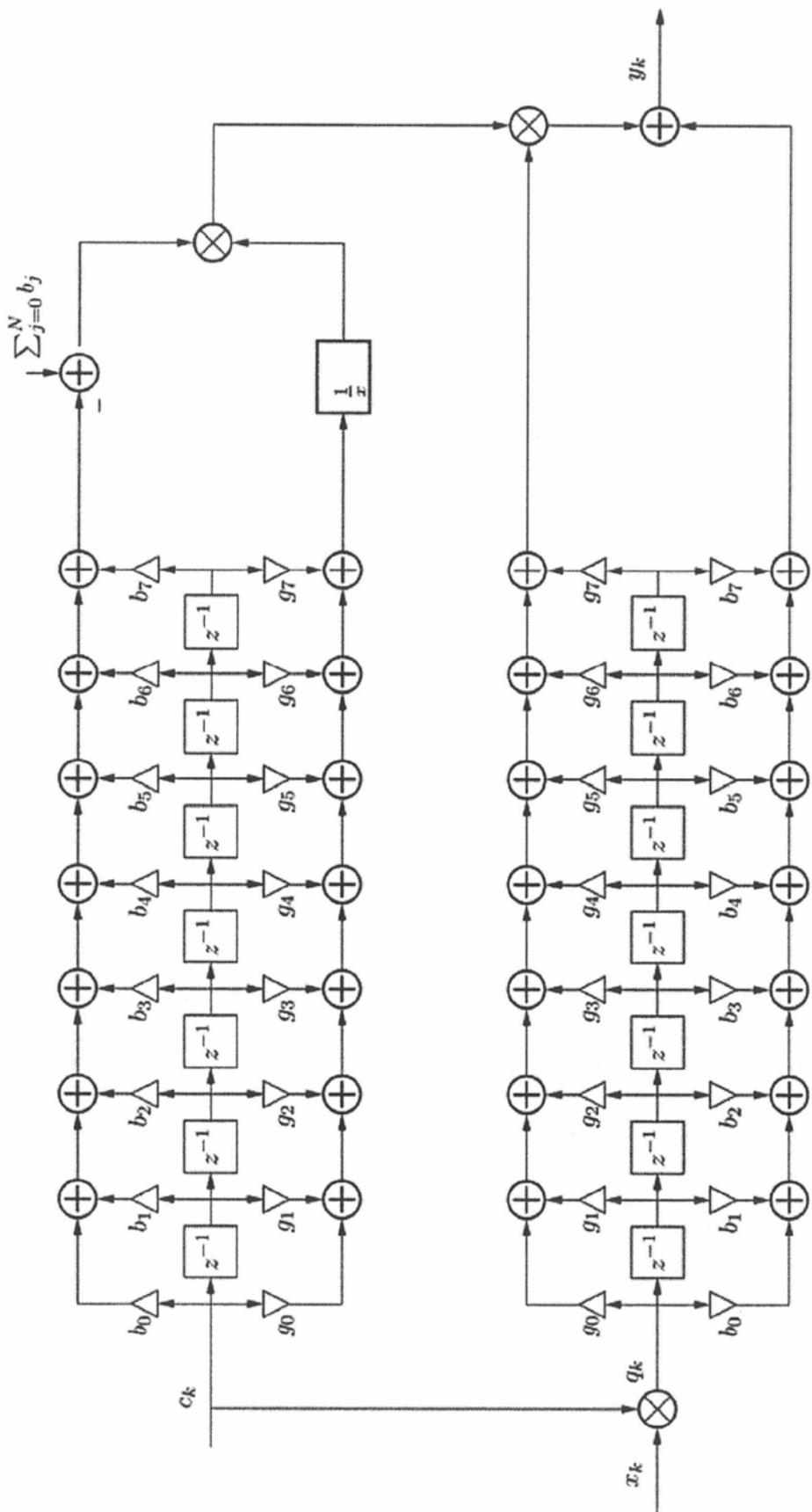
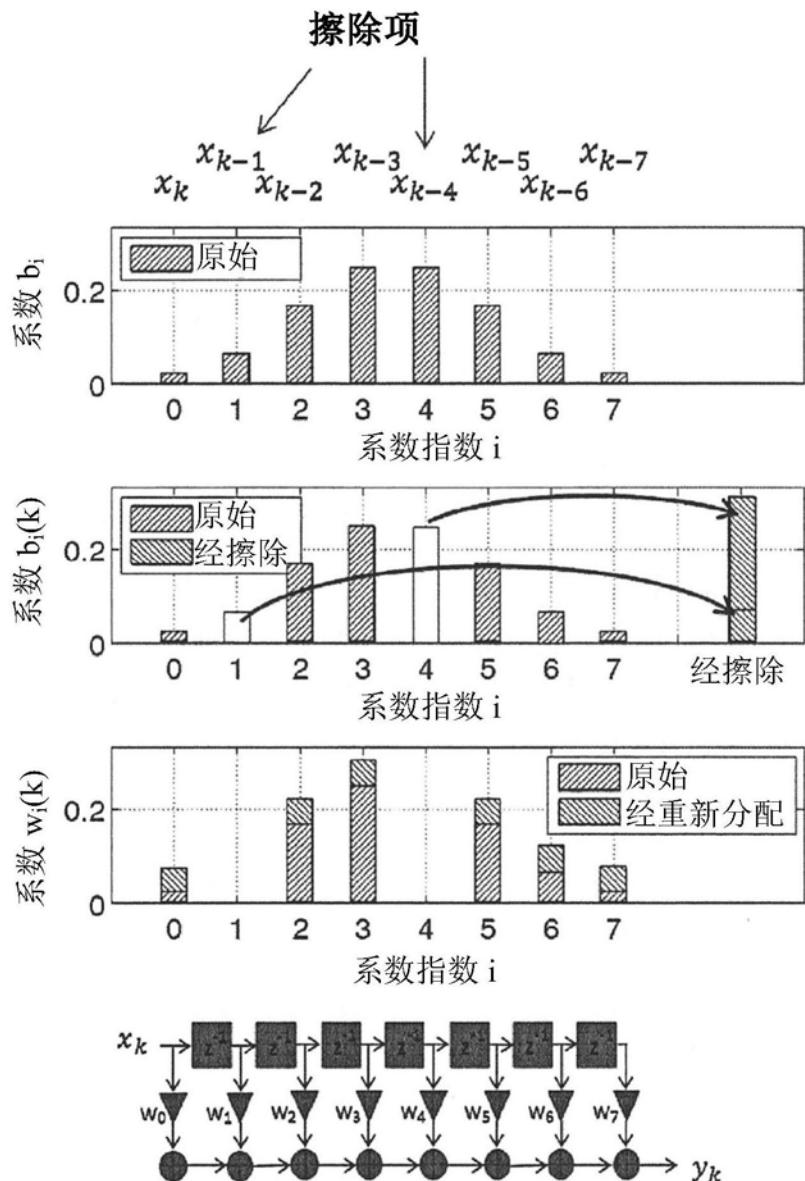


图6



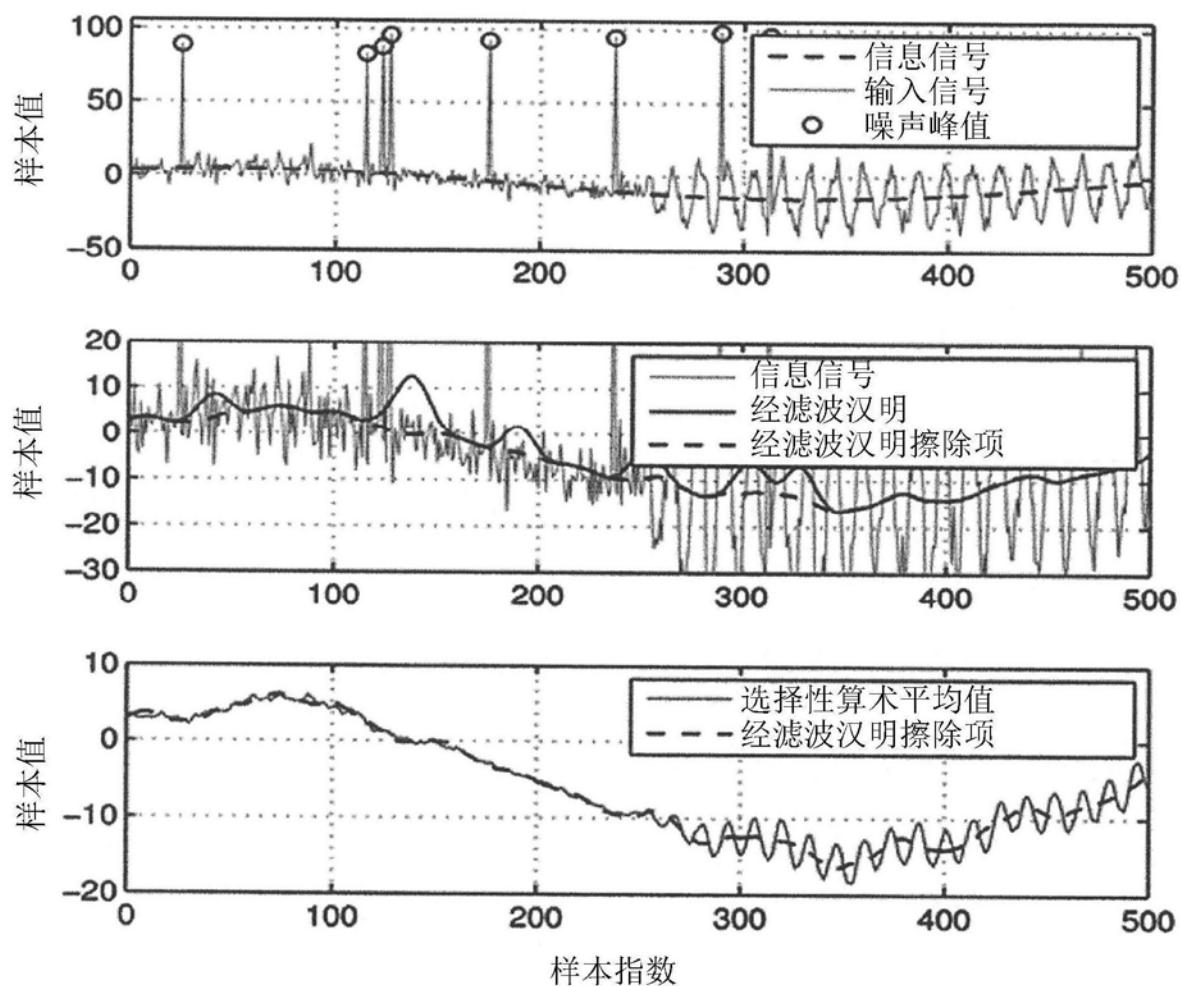
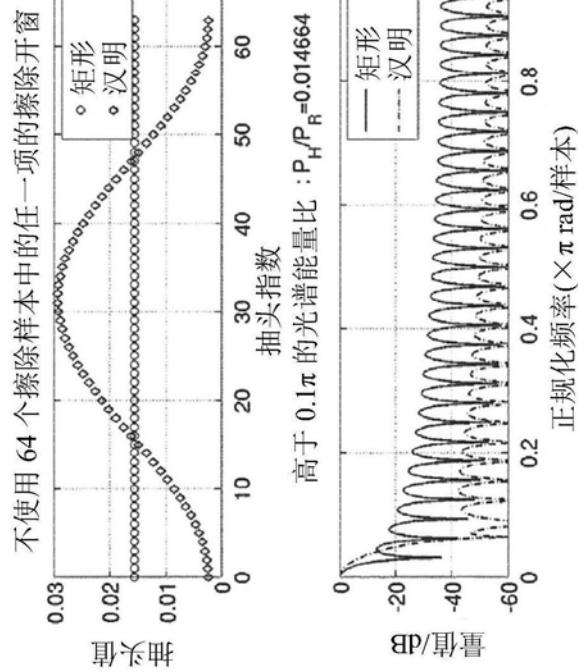


图8

无擦除项



2 个擦除项

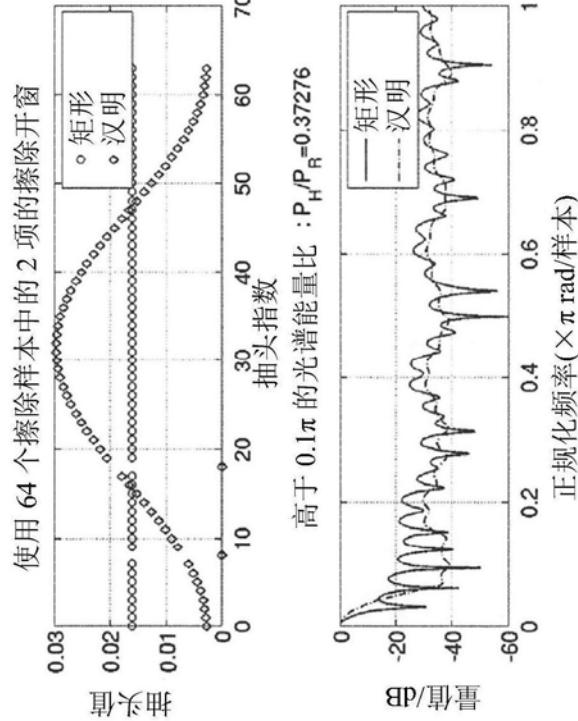


图9

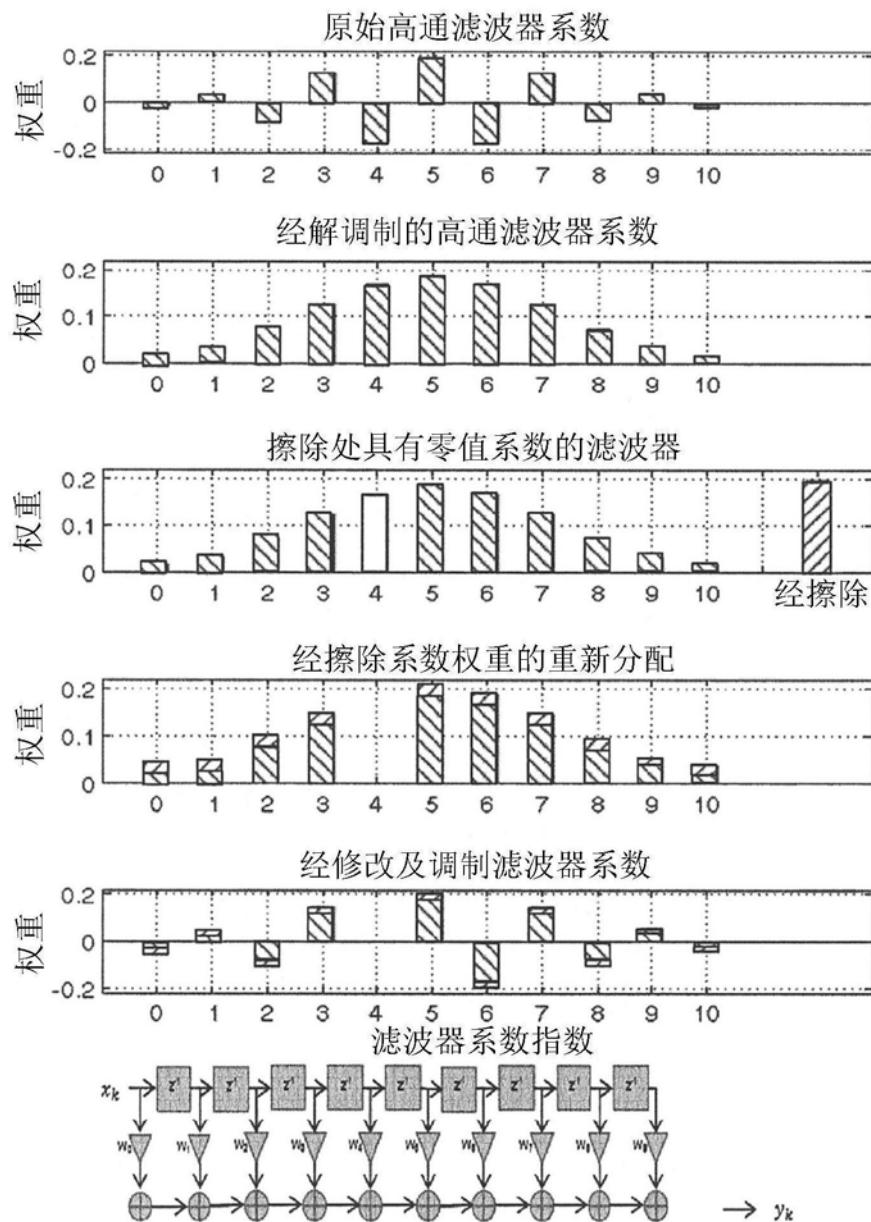


图10

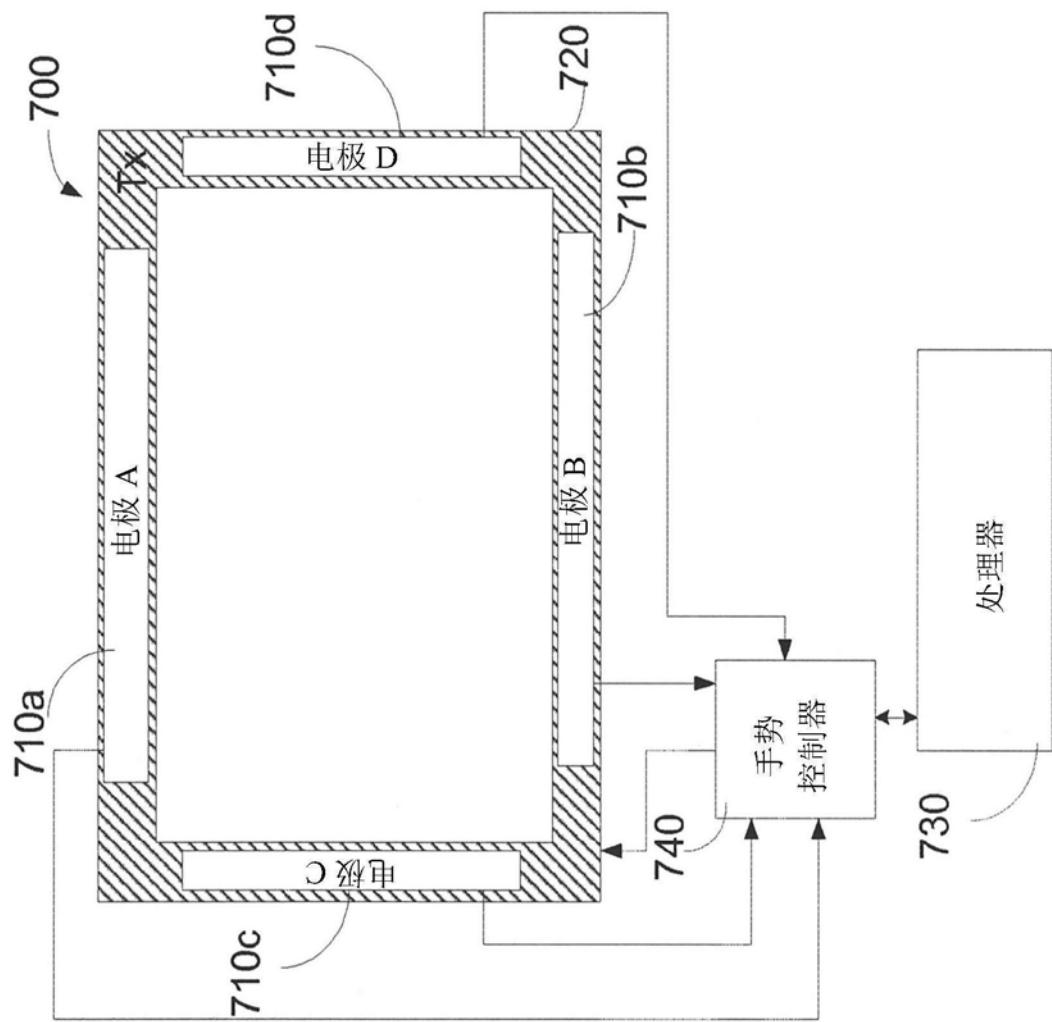


图11