



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I681625 B

(45)公告日：中華民國 109 (2020) 年 01 月 01 日

(21)申請案號：105106258

(22)申請日：中華民國 105 (2016) 年 03 月 01 日

(51)Int. Cl. : **H03H17/06 (2006.01)****G06F17/18 (2006.01)**

(30)優先權：2015/02/27 美國

62/121,953

2015/03/02 美國

62/127,011

2016/02/25 美國

15/053,722

(71)申請人：德商微晶片科技德國公司 (德國) MICROCHIP TECHNOLOGY GERMANY GMBH
(DE)

德國

(72)發明人：海恩 艾斯爾 HEIM, AXEL (DE) ; 賀區 馬丁 HOCH, MARTIN (DE)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

US 8671128B1

US 8885890B2

US 2011/0274366A1

US 2012/0226728A1

審查人員：范士隆

申請專利範圍項數：36 項 圖式數：11 共 41 頁

(54)名稱

包括一有限脈衝回應數位濾波器之電路配置及用於雜訊抑制之電路配置

(57)摘要

本發明揭示一種有限脈衝回應(FIR)數位濾波器，其具有含指派濾波器係數之一指派濾波器函數、接收輸入樣本之一輸入、接收可信度資訊值之另一輸入、及一輸出。各輸入樣本值與一輸入可信度值相關聯，且該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入可信度值兩者。

A finite impulse response (FIR) digital filter has an assigned filter function with assigned filter coefficients, an input receiving input samples, another input receiving confidence information values, and an output. Each input sample value is associated to an input confidence value and the filter output depends on both the input samples and the input confidence values.

指定代表圖：

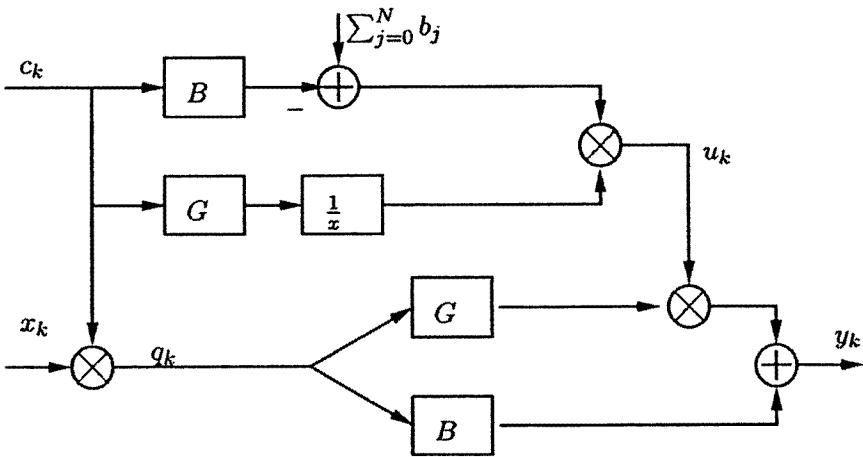


圖 4

符號簡單說明：

c_k . . . 可信度值

q_k . . . 可信度加權

輸入資料值

x_k . . . 樣本

y_k . . . 輸出值

B . . . 濾波器區塊

G . . . 濾波器區塊

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】

包括一有限脈衝回應數位濾波器之電路配置及用於雜訊抑制之電路配置

CIRCUIT ARRANGEMENT COMPRISING A FINITE IMPULSE RESPONSE DIGITAL FILTER AND CIRCUIT ARRANGEMENT FOR NOISE SUPPRESSION

[相關申請案之交叉參考]

本申請案主張2015年2月27日申請之共同擁有之美國臨時專利申請案第62/121,953號及2015年3月2日申請之共同擁有之美國臨時專利申請案第62/127,011號之優先權，為了所有目的，該等案之全文以引用之方式併入本文中。

【技術領域】

本發明係關於數位濾波器，特定言之，本發明係關於用於雜訊抑制之數位濾波器。

【先前技術】

為感測用於數位裝置中之處理之類比信號，使一信號比其實際資訊內容變化(顯著)更快地取樣係允許增強數位化信號以開發資訊之冗餘的一習慣做法。此等裝置之實例包含電容式觸控感測或非觸控位置及手勢感測系統、數位電壓表、溫度計或壓力感測器。

可經受大量雜訊之例示性電容式感測系統包含應用註解AN1478(「mTouch™ Sensing Solution Acquisition Methods Capacitive Voltage Divider」)及AN1250(「Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications」)(兩者可購自Microchip Technology公司(本申請案之受讓人)且其等之全文以引用之方式併入本文中)中所描述之系統。

另一例示性應用係由本申請案之受讓人製造之一非觸控電容式3D手勢系統，亦稱作GestIC®技術。

感測器信號通常經受各種雜訊類型(諸如寬頻雜訊、諧波雜訊及峰值雜訊)之干擾。諧波雜訊及峰值雜訊可起因於(例如)切換電力供應器，且亦在電磁抗擾標準測試(例如IEC 61000-4-4)中被解決。

亦可在一排定或確定方案中(例如，當即時多工化若干感測器時或藉由諸如資料傳輸失效之不合規事件)中斷信號擷取。此等不連續性或遺漏樣本可引起信號之非所要相位跳躍。就依據規則取樣間隔來設計之數位濾波器而言，此將損壞濾波器時序且可嚴重影響其雜訊抑制效能。

在「channel coding in digital communications」(Blahut，1983年；Bossert，1999年)之內文中之類比轉抹除訊息中，吾人將遺漏樣本及未攜載有用資訊(例如，歸因於峰值雜訊)之樣本稱為抹除項。

圖1a展示執行用於估計一帶雜訊實值基頻信號之一基本程序之一系統100。類比轉數位轉換器(ADC) 110依(顯著)高於其資訊變化之一速率對信號取樣。接著，將數位信號輸入至一低通濾波器120且由整數倍降低取樣器130使其降低取樣R倍。降低取樣結果經進一步處理或僅顯示於(例如)一數字顯示器140上，如圖1a中所展示。其中，低通濾波器120能夠使寬頻雜訊之較高頻率分量衰減，但不會完全抑制雜訊峰值。

峰值雜訊抑制問題出現於諸如影像處理(T. Benazir，2013年)、地震學及醫學(B. Boashash，2004年)之諸多應用中。用於抗擊峰值雜訊之一標準方法係應用一中值濾波器或其變體。

用於抑制峰值雜訊，但仍使輸入信號平穩之一方法係對一時間窗內之樣本之一子集(其排除已被識別為雜訊峰值或離群值之樣本或排除(例如) n個最大樣本及n個最小樣本)求平均值之一濾波器(選擇性算術平均(SAM)濾波器或「 Σ 濾波器」(Lee，1983年))。明顯地，SAM濾波器係具有一有限脈衝回應(FIR)之一時變濾波器，FIR適應時變濾

波器之輸入信號之時域特性。

然而，雖然在雜訊峰值之存在方面佔優(即，具有抹除項)，然在無峰值之情況下，此一SAM平均濾波器之雜訊抑制特性不如(例如)使用一漢明窗作為脈衝回應之其他最先進濾波器或使用最小平方法來設計其頻率回應之濾波器，如圖1b中針對32個樣本之一窗長度所展示。就濾波器之量值回應而言，最小平方濾波器之實曲線及漢明濾波器之虛曲線展示比具有矩形脈衝回應之一平均濾波器(點劃曲線)改良之旁瓣衰減。

【發明內容】

需要一種處理經受雜訊之信號之改良方法及系統。本申請案不受限於上文所描述之感測器系統之任何者，而是可應用於經受雜訊且需要評估之任何類型之信號。

根據一實施例，一種有限脈衝回應(FIR)數位濾波器可包括具有指派濾波器係數之一指派濾波器函數、接收輸入樣本之一輸入、接收可信度資訊值之另一輸入、及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入可信度值相關聯且該濾波器輸出可取決於該等輸入樣本及該等輸入可信度值兩者。

根據一進一步實施例，該指派濾波器函數可為一低通濾波器函數。根據一進一步實施例，可自將一高通或帶通變換成一等效低通域來獲得低通。根據一進一步實施例，該FIR濾波器可包括用於緩衝該等輸入樣本或該等可信度加權輸入樣本及該等相關聯可信度值之構件。根據一進一步實施例，該濾波器可包括用於該等輸入樣本或該等可信度加權輸入樣本之一緩衝器及用於該等相關聯可信度值之一緩衝器。根據一進一步實施例，可取決於與其對應輸入樣本相關聯之該等可信度值來修改或消除該等濾波器係數權重，其中將該等經修改或經消除之濾波器係數權重之一彙總移除權重重新分配至剩餘濾波器權重

之至少部分上。根據一進一步實施例，可將該彙總移除權重重新分配至所有剩餘濾波器權重上。根據一進一步實施例，待取樣之一信號可包括調變值，且其中該信號或該信號之取樣值在由該FIR濾波器接收之前被解調變。根據一進一步實施例，該等調變值可包括至少兩個群組之值，且其中將與一群組相關聯之一部分彙總移除權重僅重新分配至與該群組相關聯之剩餘濾波器權重上。根據一進一步實施例，藉由將該彙總移除權重之偶數份額重新分配至剩餘濾波器權重之該至少部分上來執行一重新分配。根據一進一步實施例，將該彙總移除權重分配至該等經修改之濾波器係數上，使得由與其對應輸入樣本相關聯之一 g 加權相對可信度換算之該彙總移除權重被加至各經修改之濾波器係數。根據一進一步實施例，該 g 加權相對可信度可為相對可信度。根據一進一步實施例，可提供一輸出可信度值。根據一進一步實施例，該指派濾波器函數可僅具有正值係數或僅具有負值係數。根據一進一步實施例，該指派濾波器函數可具有至少一非零值係數，其具有不同於另一非零係數之一量值。根據一進一步實施例，與零值可信度輸入相關聯之一輸入樣本不促成該濾波器輸出值。根據一進一步實施例，減小一可信度輸入使該相關聯輸入樣本對該濾波器輸出之貢獻減小。根據一進一步實施例，減小一可信度輸入可使該相關聯輸入樣本對該濾波器輸出之貢獻減小且可使其他輸入樣本之一或多者對該濾波器輸出值之貢獻增大。根據一進一步實施例，計算該濾波器輸出值之速率可高於輸入速率除以由指派濾波器之長度。根據一進一步實施例，一FIR數位濾波器之DC增益可為恆定的或大致恆定的。根據一進一步實施例，該可信度資訊可為二進位。根據一進一步實施例，該FIR數位濾波器可經組態以判定在各離散時間步長中是否將指派給與二進位可信度資訊之值相關聯之一輸入樣本之一濾波器權重設定為零，且將此等權重在被設定為零之前之總和分配至剩餘係數組上。根

據一進一步實施例，可將該總和大致均勻地分配至剩餘係數上。根據一進一步實施例，可藉由使各剩餘濾波器係數與原始濾波器係數之總和除以該總和大致相乘來將該總和分配至剩餘係數上。根據一進一步實施例，該可信度資訊可為非二進位。根據一進一步實施例，可信度資訊之較大值意謂相關聯輸入值之可信度較高，或較大值意謂相關聯輸入值之可信度較低。根據一進一步實施例，該濾波器輸出可取決於使用指派濾波器函數來濾波之經線性變換之可信度輸入值。根據一進一步實施例，可使用零可信度來初始化該指派濾波器函數針對該等可信度值之緩衝。根據一進一步實施例，輸入資料或可信度加權輸入資料之分接延遲線及可信度值之分接延遲線可為至少大致相同的。根據一進一步實施例，該FIR濾波器可進一步包括：一第一分支，其具有一第一分接延遲線，該第一分接延遲線接收該等輸入可信度值且使用第一係數及第二係數來產生一第一輸出值及一第二輸出值，其中藉由自該等第一係數之一總和減去該第一分接延遲線之一第一係數加權輸出總和來產生該第一輸出值，且藉由運算一第二係數加權輸出總和之乘法反元素來產生該第二輸出值，其中該第一輸出值及該第二輸出值經相乘以形成一第一分支輸出值；一第二分支，其具有一第二分接延遲線，該第二分接延遲線接收與相關聯可信度值相乘之該等樣本值且使用第三係數及第四係數來產生一第三輸出值及一第四輸出值，其中藉由使該第二分接延遲線之一第三係數加權輸出總和與該第一分支輸出值相乘來產生該第三輸出值，且其中藉由使該第三輸出值及該第四輸出值相加來產生濾波器輸出值。根據一進一步實施例，該等第一係數及該等第三係數可為相同的，且其中該等第二係數及該等第四係數係相同的。根據一進一步實施例，該第二係數組及該第四係數組之所有係數可具有相同值。

【圖式簡單說明】

圖1a展示使用類比轉數位轉換及習知雜訊抑制之一類比信號之例示性擷取；

圖1b展示不同低通濾波器之量值回應；

圖2展示具有有限脈衝回應之一低通濾波器之典型分接頭權重；

圖3展示作為一數位濾波器之一輸入源之一資料源及相關聯可信度產生之一例示性方塊圖；

圖4展示具有可信度輸入之一數位濾波器之一例示性實施方案；

圖5展示具有一外部可信度產生控制器之一系統；

圖6展示具有可信度輸入之一數位濾波器之一例示性移位暫存器實施方案；

圖7展示根據各種實施例之抹除係數權重之重新分配之一實例；

圖8展示峰值雜訊抑制效能之一實例；

圖9展示具有抹除項之濾波器之係數及量譜與不具有抹除項之濾波器之係數及量譜之一比較；

圖10展示一高通濾波器實施例中之抹除係數權重之一重新分配之一實例；

圖11展示使用一交變準靜電場之一非觸控手勢偵測系統之一實施例。

【實施方式】

根據各種實施例，可在輸入信號被過取樣且帶雜訊時獲得一實值基頻信號(例如一經解調變且經降低取樣之GestIC[®]信號)之一可靠估計。GestIC[®]裝置(諸如MGC3030或MGC3130或更新設計)可購自本申請案之受讓人。例如，圖11展示一典型實施例，其中控制器740表示GestIC[®]裝置。一般描述及設計指南(諸如2015年1月15日線上發佈之「GestIC[®]設計指南」)可購自Microchip Technology公司且以引用方式併入本文中。

圖11中所展示之3D手勢偵測系統700提供由一框架結構(如圖11中所展示)形成之一發射電極720及複數個接收電極710a...710d。然而，接收電極710a...710d下方之整個矩形區域可用作一發射電極或此一電極亦可被分割成複數個發射電極。(若干)發射電極720產生一交變電場。一手勢控制器740自接收電極710a...710d接收可表示接收電極710a...710d與系統接地及/或發射電極720之間之電容的信號。手勢控制器740可評估該等信號且對一處理系統730提供人工裝置輸入資訊。此資訊可為類似於由一電腦滑鼠產生之2D移動資訊之3D移動座標及/或包含自偵測手勢產生之命令。

此一應用所面臨之問題係：引入至感測器信號之雜訊係寬頻雜訊及峰值雜訊兩者，當前最先進技術方法尚無法同時解決針對寬頻雜訊及峰值雜訊之兩個問題。此外，在GestIC[®]應用以及其他應用中，會因各種原因而丟失或無法產生輸入信號之一些樣本。雖然輸入雜訊之負面影響係顯著的，然輸入取樣間隔之不規則導致濾波器時序受損壞且嚴重影響雜訊抑制效能。數位濾波器通常針對規則取樣間隔來設計，且自濾波器之觀點看，除此之外之任何事物導致輸入信號之非所要相位跳躍。信號之雜訊峰值及遺漏樣本之位置由一些其他構件(例如一峰值雜訊偵測系統或一確定性雜訊指示器)判定。如上文所提及，存在用於抗擊寬頻雜訊之一標準方法，即，應用一頻率(低通)濾波器。此外，存在用於抗擊峰值雜訊之另一標準方法，即，在信號樣本之一窗內應用一中值濾波器。

雖然此等問題與GestIC[®]系統尤為相關(如上文所提及)，然此等方案不僅可應用於GestIC[®]系統，且可與其他感測器系統相關。因此，所提出之措施可應用於各種信號源。

對於所提出之濾波方法，各輸入樣本與一可信度值相關聯。此可信度值指示相關聯樣本是否為一抹除項，即，其是否為一實際遺漏

樣本或已知其未攜載有用資訊之一樣本。假定藉由一些其他構件來獲知可信度值。此等構件可包含(例如)確定性輸入或離群值偵測方法，諸如Grubbs測試(Grubbs，1950年)、廣義極值Student化離差(GESD)測試或漢佩爾辨識法(Hampel，1974年)。在影像處理之內文中，可信度值用作(例如)用於改良 α 消光之一最小平方回歸中之權重(J. Horentrup，2014年)。

根據各種實施例，應注意到下文用於抑制寬頻雜訊且忽略非所要(例如帶雜訊或遺漏)樣本，當前最先進技術方法尚無法同時解決針對寬頻雜訊及非所要樣本之兩個問題：

1. 抹除項(例如偵測雜訊峰值)不可促成濾波器輸出；
2. 應依DC提供恆定濾波器增益(對於一恆定輸入信號，濾波器輸出信號位準亦必須為恆定的)；
3. 應提供針對抹除項數目之逐步適應，同時在不存在抹除項時保存預設濾波器特性。

圖2展示一典型低通濾波器或「開窗」函數(此處例示為長度8之一正規化漢明窗)之濾波器係數。亦如圖2中所展示，各濾波器係數定義一分接延遲線實施方案中之其相關聯分接頭之權重，其中使各分接頭在條形圖中之其相關聯係數下方對準。因此，吾人同義地使用術語「濾波器係數」及「分接頭權重」。在此實例中，分接延遲線含有7個連續延遲階 z^{-1} 及8個分接頭權重。圖2中亦展示例示性輸入樣本。其他樣本結構可應用更少或更多階。

根據各種實施例，鑑於一濾波器函數及具有用於各樣本之可信度資訊之一輸入信號來減小對應於具有較小可信度之輸入樣本之濾波器分接頭之權重，同時維持濾波器之DC增益。圖2展示一低通濾波器(在此實例中，其由(例如)七個連續延遲階 z^{-1} 形成)之一典型權重/係數分配。其他樣本結構可應用更少或更多階。

在下文中，可將未攜載任何有用資訊之輸入樣本及等效地，遺漏樣本視為抹除項，且可認為對應樣本具有零可信度。假定自任何其他源或演算法(例如，藉由比較樣本與一臨界值)獲知是否抹除一樣本之資訊。各自數位濾波器之脈衝回應將指稱「濾波器函數」。

圖3展示具有可信度輸入之一例示性數位濾波器300及其輸入信號源之一方塊圖。資料源320在離散時間 k 處產生具有樣本 x_k 之信號 x 。將信號 x 輸入至一峰值雜訊(或「離群值」)偵測器330，峰值雜訊偵測器330藉由使一可信度值 c_k 與 x_k 相關聯來將各樣本 x_k 分類成「不帶雜訊」或「帶雜訊」，其中(例如) $c_k=1$ 意謂「不帶雜訊」或「完全信任 x_k 」，且 $c_k=0$ 意謂「待雜訊」或「不信任 x_k 」。即，具有相關聯 $c_k=0$ 之一樣本 x_k 係一抹除項。根據其他實施例，可信度資訊亦可源自於吾人稱為外部指示器310之一些外部構件。可將此外部指示視為一確定性可信度輸入。

圖5展示實際上(例如)用於觸控面板或觸控顯示器中之具有一2D電容式觸控偵測及手指追蹤系統之一系統500，其由數個感測器電極「2D電極圖案」520及一控制器單元「2D觸控控制器」510組成。與一3D手勢控制器530一起用於形成一電容式3D手勢偵測系統之另外四個電極A、B、C、D配置於2D電極圖案周圍。當2D觸控偵測系統510、520在作用中時，其干擾3D手勢偵測系統之接收信號，即，3D手勢偵測系統之接收資料帶雜訊且無法使用。為產生一功能性2D-3D電容式感測器系統500，2D觸控控制器510僅在未偵測到觸控時偶發性地發揮作用，且當其在作用中時，將此情況傳信至3D手勢控制器530(虛線箭頭)，接著，3D手勢控制器530獲知其當前接收值帶雜訊且係相關聯零可信度。即，當產生樣本 x_k 且2D系統510、520干擾接收信號時，外部指示器可設定 $c_k=0$ ，否則設定 $c_k=1$ 。將 x_k 及 c_k 輸入至3D手勢控制器530內之具有可信度輸入之數位濾波器。

一簡單峰值雜訊偵測器或離群值偵測器之一實例如下：在各時間 k 處，運算最後 M 個樣本 $x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-M}$ 之平均值 $\mu_k := \sum_{i=1}^M x_{k-i}$ 及標準偏差 $\sigma_k := \sqrt{\sum_{i=1}^M (x_{k-i} - \mu_k)^2}$ 。若 $|x_k| > \mu_k + 3 \cdot \sigma_k$ ，則設定 $c_k=0$ ，否則設定 $c_k=1$ 。

1. 主要方法

考量具有非時變濾波器函數 $\mathbf{b} = [b_0; b_1; \dots; b_N]$ 之 N 階之一標準數位有限輸入回應(FIR)濾波器，其中 b_i ($i=0, 1 \dots N$)係濾波器係數。對於具有樣本 x_k 之一給定輸入信號 $\mathbf{x}$ ，濾波器輸出信號 $\mathbf{y}$ 係：

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

其中 k 係離散時間指數。所有濾波器係數 b_i 之總和係直流(DC)濾波器增益。為簡化起見且在不失一般性之情況下，吾人在下文中假定：

$$\sum_{i=0}^N b_i = 1.$$

吾人假定對各輸入樣本 x_k 提供一相關聯可信度值 c_k 。首先，吾人假定可信度值係二進位，即， $c_k \in \{0; 1\}$ ，其中 $c_k=0$ 意謂「不信任樣本 x_k 」，且 $c_k=1$ 意謂「完全信任」。吾人將自具有係數 b_i 之非時變濾波器函數 $\mathbf{b}$ 運算具有取決於可信度值 c_k 之係數 $w_i(k)$ 之時變濾波器函數 $\mathbf{w}(k)$ 。當已完全信任所有最後 $N+1$ 個輸入樣本(即， $c_{k-i}=1$ ， $i=0 \dots N$)時，吾人期望濾波器函數 $\mathbf{w}(k)$ 等於函數 $\mathbf{b}$ 。然而，若存在一或多個抹除項(即，輸入樣本 x_{k-i} 具有相關聯 $c_{k-i}=0$)，則 x_{k-i} 不可促成輸出值 y_k 。

此藉由使(1.1)中之各濾波器係數 b_i 與其相關聯輸入樣本 x_{k-i} 之可信度值 c_{k-i} 相乘來達成。然而，無法再具有經修改之濾波器係數 $b_i^{\sim}(k) := b_i \cdot c_{k-i}$ 之DC濾波器增益 $\sum_{i=0}^N b_i^{\sim}(k)$ 係恆定的。

因此，必須將抹除濾波器權重分配至其他濾波器係數上。為此，較佳方法係將以下抹除權重均勻地分配至剩餘 $\sum_{j=0}^N c_{k-j}$ 非抹除係數上：

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

其產生具有以下係數之一線性時變(LTV)濾波器：

$$(1.2) \quad w_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i + \underbrace{\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}_{\text{erased weight}}$$

其中 $i \in \{0, 1, \dots, N\}$ ，且吾人將 $\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}}$ 為與時間 k 處之樣本 x_{k-i} 相關聯之相對可信度。

此等效於在各時間點 k 處由非抹除樣本之平均值替換抹除輸入樣本且針對所有 i 來設定 $c_{k-i}=1$ 。演算法之此實施方式尤其關注各輸入樣本之一次性或「逐區塊」處理，如同使用開窗及 DC 值運算來估計一組有限連續樣本之 DC 值。

Proof:

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{i=0}^N w_i \cdot x_{k-i} \\ &= \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot \left[c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j \right] \\ &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot b_i + \sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N x_{k-i} \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1} \\ &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N b_i \cdot x_{k-i} + \sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N b_i \cdot \underbrace{\frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=1}^N x_{k-j}}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1}}_{\text{average of non erased input}} \end{aligned}$$

由於此程序隱含重寫輸入資料，所以其不適用於連續濾波，其中各輸入樣本多個輸出樣本，且依比輸入速率除以濾波器長度高之一速率完成計算輸出值，其中吾人將濾波器長度定義為 $(N+1)$ ，即，濾

波器階數+1。

圖7中視覺化抹除濾波器係數權重之重新分配。最頂部中展示時間 k 處之最後8個輸入樣本，其中 x_{k-4} 及 x_{k-1} 係抹除項。第一繪圖展示與底部中之移位暫存器實施方案對準之原始濾波器(長度8之一漢明窗)之係數 b_i 。在第二繪圖中，將係數 $b_1'(k)$ 及 $b_4'(k)$ 之值設定為零，此係因為時間 k 處之對應輸入樣本 x_{k-4} 及 x_{k-1} 係抹除項。第二繪圖之最右側上亦展示抹除係數之總和。在第三繪圖中，如第二繪圖之右邊中所展示，將抹除權重均勻地重新分配至指派給非抹除輸入樣本之係數上以產生 $w_i(k)$ 。第三繪圖中以不同陰影線展示附加權重。在此實施例中，於底部移位暫存器圖中將係數權重展示為 w_0 至 w_7 。

就時間 $k+1$ 處之下一輸入樣本而言，樣本及其對應可信度資訊在濾波器之移位暫存器內向右移動，且再次對抹除項之移位圖案進行該重新分配以產生不同濾波器係數 $w_i(k+1)$ 。

圖8中展示濾波器之雜訊抑制效能之一實例。頂部繪圖展示濾波器輸入信號，其係具有加成性高斯雜訊、若干雜訊峰值及開始於樣本指數250處之加成性60 Hz正弦雜訊之一慢變資訊信號。第二繪圖展示：使用長度64之一漢明函數之傳統低通濾波減小較高頻率雜訊，但僅塗抹存在於輸入信號中之雜訊峰值。然而，若已識別雜訊峰值，則根據各種實施例來完全抑制雜訊峰值。圖8之底部繪圖演示使用一漢明抹除項濾波器函數來替代移動平均之益處：漢明抹除項濾波比非峰值樣本之簡單平均(即，選擇性算術平均濾波)產生對含於輸入信號中之寬頻雜訊之更佳抑制以產生一更平穩輸出。

圖9繪示抹除項如何影響濾波器之頻率回應。此處，左側展示使用一矩形窗及一漢明窗之一典型低通濾波器及其相關聯量譜。右側上展示使用兩個抹除樣本之相同濾波。可觀察到，漢明抹除項濾波器之光譜類似於矩形抹除項濾波器(取決於抹除項之位置)。

2. 一般化

2a) 非二進位可信度輸入

至此，可信度輸入係二進位，即，相關聯輸入樣本用於或不用於運算濾波器輸出值。然而，鑑於上述記述法，直接將可信度輸入一般化為採用0至1之間之實值，即， $c_k \in [0, 1]$ ，且 c_k 越大，吾人對相關聯樣本 x_k 越信任。除 c_k 之定義之外，方程式(1.2)保持相同。

2b) 一般重新分配函數

對於二進位可信度輸入，在方程式(1.2)中，將抹除權重均勻地分配至其他係數上。可將(1.2)中之兩個項解譯為對其輸出求和之兩個平行濾波器分支。自**b**及可信度輸入運算第一項中之濾波器函數，且第二項係一時變平均濾波器。可藉由引入具有係數 g_i 之另一FIR濾波器函數**g**來一般化該時變平均濾波器以產生：

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

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

其亦適用於非二進位可信度輸入 $c_k \in [0, 1]$ 。吾人將與時間 k 處之樣本 x_{k-i} 相關聯之**g**加權相對可信度標示為：

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

因此，濾波器輸出給出如下：

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

圖4中展示此濾波器之一可能實施方案，其中標示「B」之區塊係指具有濾波器函數**b**、標示「G」之區塊之類比及濾波器函數**g**之一標準FIR濾波器，且標示 $\frac{1}{x}$ 之區塊係指1除以區塊之輸入資料，即，此

區塊之輸出係輸入之乘法反元素(倒數)。在此實施方案中，四個濾波器區塊(「B」及「G」)之濾波器係數係恆定的。當然，處理相同輸入資料(即， c_k 或 $q_k := x_k \cdot c_k$)之濾波器「B」及「G」可共用相同緩衝器，正如圖6中針對濾波器階數 $N=7$ 之移位暫存器實施方案中所展示，其突顯用於可信度加權輸入資料值 $q_k := x_k \cdot c_k$ 及可信度值 c_k 兩者之延遲線。此處，適應性含於濾波器區塊之輸入信號中。雖然如此，實施方案仍等效於具有適應性濾波器係數 $w_i(k)$ 之一單個FIR濾波器。

圖6中之FIR濾波器之分接延遲線實施方案之一特性係：用於可信度值TDL-C之分接延遲線及用於可信度加權輸入資料TDL-XC之分接延遲線係相同的，即，其等具有相同延遲階數，且相同分接頭權重 $b_0, b_1, \dots$ 及 $g_0, g_1, \dots$ 連接至各自延遲階。當然，可取決於輸入變數類型(例如二進位可信度輸入)來簡化一或另一延遲線。此外，當 $g_0 = g_1 = g_2 = \dots$ 時，可簡化延遲線或相關聯運算區塊。此外，吾人不關心TDL-C中之權重 $b_0, b_1, \dots$ 與TDL-XC中之權重 $b_0, b_1, \dots$ 是否相差一恆定因數或TDL-C中之權重 $g_0, g_1, \dots$ 與TDL-XC中之權重 $g_0, g_1, \dots$ 是否相差一恆定因數，此係因為可在分接延遲線外補償此等因數。

例如，若 $g_i = 1/8$ ，則亦可將各自分接頭權重設定為1以因此省略乘法，且僅 $(1/x)$ 區塊之前之分接延遲線之末端處之總和除以8，此亦可藉由位元移位操作來完成。

對於二進位可信度輸入或來自一組有限值之可信度值，由圖6中之乘法實現之可信度加權輸入資料值 q_k 之運算亦可由條件敘述(例如IF/ELSE或SWITCH敘述)實現，其中，例如，若 $c_k=0$ ，則將 q_k 設定為0，且若 $c_k=1$ ，則將 q_k 設定為1。並非在延遲線之前，而是亦可在延遲線之各分接頭處分配條件敘述：若相關聯 c_{k-i} 係1，則僅將一分接頭加權輸入值 $b_i \cdot x_{k-i}$ 或 $g_i \cdot x_{k-i}$ 加至各自延遲線之輸出總和值。在此情況中，樣本 x_k 可直接輸入至TDL-XC且無需預先與 c_k 相乘。類似情況適

用於TDL-C。

具有脈衝回應**b**及**g**之濾波器之階數未必相等。在不失一般性之情況下，濾波器經定義以具有相等階數N，其中N至少與具有**b**及**g**之濾波器之階數之最大值一樣大，且假定未使用係數係零值。

選擇**g=b**產生用於重新分配抹除係數權重之另一非較佳方法。非抹除濾波器係數由相同因數換算，其在各離散時間點k處重新運算，即：

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

3. 例外處置

就(1.2)或(1.3)中之分母而言，若最新N+1個輸入樣本全部伴隨零可信度，則顯然無法運算一輸出值。此一情況之一可能例外係重複最新有效輸出樣本，或可將例外轉送至隨後處理級。

4. 尤其針對具有兩個或兩個以上預期信號位準之信號之開窗及DC值運算

對於一對稱濾波器或「開窗」函數**b**，在使輸入信號與函數**b**進行捲積運算時拍攝一快照等效於使輸入樣本與**b**加權且對逐點乘積求和。因此，當關注一開窗信號之DC值時，可同樣應用上述概念。具有DC運算之開窗與連續濾波之間之一主要差異係：對於具有DC運算之開窗，各輸入樣本通常僅促成一單個輸出值，即，其係輸入樣本之一次性處理或逐區塊處理。

在諸多應用中，量測信號交替變化於兩個不同位準之間，通常具有額外雜訊。吾人將此等位準稱為「高」信號位準及「低」信號位準。一實例係具有依載波頻率之兩倍之類比接收信號之同步取樣的振幅調變(AM)，其中資訊含於「高」信號位準與「低」信號位準之間之差異中。將此方法應用於(例如)電容式觸控偵測系統或GestIC[®]技術

中。例如，此一AM感測器系統之量測(或「接收」)信號可藉由使其與+1及-1交替相乘來解調變，接著經低通濾波以估計DC (零頻率)值——實際資訊(「高」樣本與「低」樣本之間之「平均」差異)。

現將考量具有兩個位準之此一信號，其在一標準應用中輸入至一低通濾波器，其中使「高」樣本及「低」樣本之命名保持標示對應於兩個不同信號位準之任一者之樣本組。自其各自信號位準之一偏差將被假定為由雜訊引起。

當偵測到一「低」樣本係無用的(例如，歸因於偵測峰值雜訊)時，吾人會將濾波器中之其對應係數之權重設定為零且將抹除權重新分配至其他係數上。然而，為維持濾波器輸出之預期值，重新分配必須僅作用於指派給其他「低」樣本之係數上。另外，濾波器輸出將比原先更接近於「高」位準，此係因為指派給「高」樣本之係數將得到額外權重。

一般而言，必須將一輸入信號之樣本分類成具有相同預期值之樣本組，具有可信度輸入之數位濾波(即，係數權重之重新分配)必須以使得指派給各組之係數之總體權重保持恆定之一方式發生，其最易於在一組內重新分配該組內之抹除權重時實現。

5. 可信度輸出

即時處理輸入可信度值之能力提出是否亦可對各輸出樣本提供一可信度值用之問題。此一輸出可信度量測應與輸入樣本值無關，而是應為僅與輸入可信度值及濾波器係數有關之一函數，即：

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

M係一正整數。

滿足(1.4)且易於取得之一量測係與其對應輸入可信度值加權之濾波器係數之總和，即：

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

若 $b_i \geq 0$ (對於所有 i) 且 $\sum_{i=0}^N b_i = 1$ ，則亦保持 $d_k \in [0, 1]$ ，且特定言之，當完全信任所有輸入樣本時， $d_k=1$ ，且當所有輸入可信度值係 $c_{k-i} = 0$ 時， $d_k=0$ 。

可使用此可信度輸出來使所提出濾波器之多者級聯。此外，此輸出可用於高位準控制，例如「若輸出可信度過低，則不觸發觸控事件」。

7. 設計規則

所提出之方法適用於任何低通FIR濾波器。然而，所有濾波器係數應具有相同符號，例如為正值。當分接頭權重(之部分)係負值時，亦可主要滿足一恆定DC濾波器增益之要求。然而，此將引入使一些可信度輸入群集產生非所要濾波器特性(例如高通特性)之風險。

此外，濾波器係數值越接近，抹除指派給具有大值之係數之輸入樣本時之臨界值越小。特定言之，一矩形窗、三角窗、漢明窗及漢恩(Hann)窗之係數遵從此等規則。

除原始濾波器係數之選擇及例外處置之外，無需考量另外參數。

可將方法擴展至高通濾波器。圖10展示其原始濾波器係數權重交替變化於正號與負號之間之一高通濾波器之一實例，如自頂部之第一繪圖中所展示。因此，根據一實施例，首先，藉由使用符號且使符號交替變化來解調變高通濾波器係數，如自頂部之第二繪圖中所展示。接著，應用相同於圖2中所展示之低通濾波器之方法的方法，如自頂部之第三繪圖及第四繪圖中所展示。接著，使用反向交替符號來重新調變自頂部之第四繪圖中所展示之經修改權重。此導致分配權重，如自頂部之第五繪圖中所展示。並非重新調變濾波器係數，而是

亦可解調變濾波器之輸入信號，且在再次調變信號之前，使用具有根據自頂部之第四繪圖之係數之等效低通來使濾波器之輸入信號濾波。不管是否使用高通濾波器來使輸入信號直接濾波或使用等效低通濾波器來解調變輸入信號且使輸入信號濾波，重要的是高通濾波器之輸入信號之樣本(若其將被解調變)將具有一單個預期值。

8. 應用及使用情況

如上文所提及，所提出之概念適用於其中比實際資訊變化快地對輸入信號取樣之任何濾波器系統(取樣速率越高越好)。此等系統包含3D電容式感測器系統(諸如受讓人之GestIC系統及1D/2D電容式觸控解決方案)以及諸多其他系統。此外，濾波方法可應用於其他感測器信號且不受限於電容式感測器系統。

9. 性質

當使用任意(但非為零)可信度資料來初始化濾波器時，其提供輸入信號自接通時間之一估計。因此，當使用一非零平均值來使一信號濾波且已使用零來初始化濾波條件時，濾波器不展示典型階躍回應。

數值實例

在下文中，吾人給出用於運算具有可信度輸入之濾波器之輸出值的一數值實例。下文中之表列出時間 k 處之輸入樣本值 x_k 及相關聯可信度值 c_k 及原始濾波器函數 $\mathbf{b}$ 之係數 b_i 。此處， $\mathbf{g}$ 係一常數，即，抹除係數權重將被均勻地重新分配。

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

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

在時間 $k = 5$ 且 $k = 8$ 處，存在抹除項，即， $c_5 = c_8 = 0$ 。例如，此

處已將可信度設定為零，此係因為已偵測到值 x_5 及 x_8 係雜訊峰值。

對於濾波器之初始化，在(例如)藉由輸入具有零可信度之N個樣本來輸入第一樣本-可信度對 (x_0, c_0) 之前將濾波器之記憶體內之所有可信度資訊設定為零。此在表中由 $c_k = 0$ (對於 $k < 0$)指示。在時間 $k = 0$ 處，將具有可信度 $c_0 = 1$ 之樣本 $x_0 = 7$ 輸入至濾波器。根據上述方程式，經修改係數 $b_i'(k = 0)$ 及係數 $w_i(k = 0)$ 運算為：

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

即，將 $x_0 = 7$ 直接轉送至輸出，即， $y_0 = x_0 = 7$ 。

在時間 $k = 9$ 處，當兩個抹除項 x_5 及 x_8 位於濾波器之緩衝器中時， $b_i'(k = 9)$ 及 $w_i(k = 9)$ 運算為：

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

參考文獻

B. Boashash, M. M. (2004年)之「Signal Enhancement by Time-Frequency Peak Filtering」，IEEE Transactions on Signals Processing，第929頁至第937頁。

Blahut, R. E. (1983年)之「Theory and Practice of Error Control Codes」，Reading, MA: Addison-Wesley。

Bossert, M. (1999 年) 之「Channel Coding for Telecommunication」，美國紐約：John Wiley & Sons公司。

Commission, I. E. (未註明出版日期)之「Electrical Fast Transient/Burst Immunity Test」(IEC 61000-4-4)。

Grubbs, F. E. (1950年3月)之「Sample criteria for testing outlying observations」，Ann. Math. Statist.，第27頁至第58頁。

H. Hwang, R. H. (1995年)之「Adaptive median filters: New algorithms and results」, IEEE Transactions on Image Processing, 第499頁至第502頁。

Hampel, F. R. (1974年)之「The influence curve and its role in robust estimation」, Journal of the American Statistical Association, 第69期, 第383頁至第393頁。

J. Horestrup, M. S. (2014年)之「Confidence-aware guided image filter」, IEEE International Conference on Image Processing, (第3243頁至第3247頁)。

K. Aiswarya, V. J. (2010年)之「A new and efficient algorithm for the removal of high density salt and pepper noise in images and videos」, Second International Conference on Computer Modeling and Simulation, (第409頁至第413頁)。

Kalman, R. E. (1960年)之「A new approach to linear filtering and prediction problems」, Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering, 第35頁至第45頁。

Lee, J.-S. (1983年)之「Digital image smoothing and the sigma filter」, Computer Vision, Graphics, and Image Processing, 第255頁至第269頁。

自 <http://www.microchip.com/touchandinputsensing> 檢 索 之「Microchip Touch and Input Sensing Solutions」(未註明出版日期)。

S.-J. Ko, Y. H. (1991年)之「Center weighted median filters and their applications to image enhancement」, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 第984頁至第993頁。

T. Benazir, B. I. (2013年)之「Removal of high and low density impulse noise from digital images using non linear filter」, International

Conference on Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition，(第229頁至第233頁)。

【符號說明】

100	系統
110	類比轉數位轉換器(ADC)
120	低通濾波器
130	整數倍降低取樣器
140	數字顯示器
300	數位濾波器
310	外部指示器
320	資料源
330	峰值雜訊偵測器/離群值偵測器
500	2D-3D電容式感測器系統
510	2D觸控控制器/2D觸控偵測系統
520	2D觸控偵測系統
530	3D手勢控制器
700	3D手勢偵測系統
710a	接收電極
710b	接收電極
710c	接收電極
710d	接收電極
720	發射電極
730	處理系統
740	手勢控制器
b_0 至 b_7	分接頭權重
c_k	可信度值

g_0 至 g_7	分接頭權重
i	係數指數
q_k	可信度加權輸入資料值
x_k	樣本
y_k	輸出值
z^{-1}	延遲階
B	濾波器區塊
G	濾波器區塊

I681625

發明摘要

公告本

【發明名稱】

包括一有限脈衝回應數位濾波器之電路配置及用於雜訊抑制之電路配置

CIRCUIT ARRANGEMENT COMPRISING A FINITE IMPULSE
RESPONSE DIGITAL FILTER AND CIRCUIT ARRANGEMENT
FOR NOISE SUPPRESSION

【中文】

本發明揭示一種有限脈衝回應(FIR)數位濾波器，其具有含指派濾波器係數之一指派濾波器函數、接收輸入樣本之一輸入、接收可信度資訊值之另一輸入、及一輸出。各輸入樣本值與一輸入可信度值相關聯，且該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入可信度值兩者。

【英文】

A finite impulse response (FIR) digital filter has an assigned filter function with assigned filter coefficients, an input receiving input samples, another input receiving confidence information values, and an output. Each input sample value is associated to an input confidence value and the filter output depends on both the input samples and the input confidence values.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（ 4 ）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

c_k	可信度值
q_k	可信度加權輸入資料值
x_k	樣本
y_k	輸出值
B	濾波器區塊
G	濾波器區塊

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

無

申請專利範圍

1. 一種包括一有限脈衝回應(FIR)數位濾波器之電路配置，該FIR數位濾波器包括對應於濾波器係數權重之指派濾波器係數，該電路包括：
 - 一資料源，其經組態以在離散時間處提供數位樣本；
 - 一外部指示器，其產生對於每一數位樣本之一相關聯可信度值(confidence value)；其中該FIR數位濾波器包括接收該等數位樣本之一輸入、接收該等相關聯可信度值之另一輸入、及一濾波器輸出，且該FIR數位濾波器經組態以使用該等濾波器係數對該等數位樣本應用一數位濾波器函數，其中該FIR數位濾波器進一步經組態以取決於與其對應數位樣本相關聯之該等可信度值來修改或消除該等濾波器係數權重之一些，及判定已經被移除或部分被移除之該等濾波器係數權重之一總和且重新分配該等經移除濾波器係數權重之該總和至該等濾波器係數上。
2. 如請求項1之電路配置，其中該濾波器函數係一低通濾波器函數。
3. 如請求項2之電路配置，其中已自將一高通或帶通變換成一等效低通域獲得該低通濾波器函數。
4. 如請求項1之電路配置，其中該FIR濾波器包括用於緩衝該等數位樣本或由該相關聯可信度值加權之該等數位樣本及該等相關聯可信度值之構件。
5. 如請求項4之電路配置，其中該濾波器包括用於該等數位樣本或由該等可信度值加權之該等數位樣本之一緩衝器，及用於該等相關聯可信度值之一緩衝器。

6. 如請求項1之電路配置，其中該外部指示器係一峰值雜訊偵測器。
7. 如請求項1之電路配置，其中將該經移除濾波器係數權重之該總和均等地重新分配至沒有權重被移除之濾波器係數上。
8. 如請求項1之電路配置，其中待取樣之一信號包括調變值。
9. 如請求項1之電路配置，其中該等值包括至少兩群組之值，且其中僅將與一群組相關聯之一部分彙總移除係數權重重新分配至與相同群組相關聯之濾波器係數上。
10. 如請求項1之電路配置，其中藉由加入一彙總移除係數權重之一部分至每一濾波器係數而重新分配該彙總移除係數權重，該部分係對應此濾波器係數之一可信度值對可信度值之一總和之一商(quotient)。
11. 如請求項6之電路配置，其中將該移除係數權重之該總和分配至濾波器係數上，使得由與其對應數位樣本相關聯之一g加權相對可信度換算之該總和被加至各剩餘濾波器係數。
12. 如請求項11之電路配置，其中該g加權相對可信度係一相對可信度。
13. 如請求項1之電路配置，其進一步包括一電容感測系統，該電容感測系統包括電容感測器，其中該資料源對由該等電容感測器之至少一者提供之類比信號進行取樣。
14. 如請求項9之電路配置，其中該FIR濾波器在一群組中僅包括正值係數且在另一群組中僅包括負值係數。
15. 如請求項1之電路配置，其中該FIR濾波器包括至少一非零值係數，該至少一非零值係數具有不同於另外非零係數之一量值。
16. 如請求項1之電路配置，其中與零值可信度輸入相關聯之一數位樣本不促成該濾波器輸出。

17. 如請求項1之電路配置，其中減小一可信度輸入使該相關聯數位樣本對該濾波器輸出之貢獻減小。
18. 如請求項17之電路配置，其中減小一可信度輸入使該相關聯數位樣本對該濾波器輸出之貢獻減小且使其他數位樣本之一或多者對該濾波器輸出之貢獻增大。
19. 如請求項1之電路配置，其中計算該濾波器輸出值之速率高於輸入速率除以該指派濾波器之長度。
20. 如請求項1之電路配置，其中一FIR數位濾波器之DC增益係恆定的。
21. 如請求項1之電路配置，其中該等可信度值係二進位。
22. 如請求項21之電路配置，其中該FIR數位濾波器經組態以判定在各離散時間步長中是否將指派給與該二進位可信度值之該值相關聯之一數位樣本之一濾波器係數設定為零，且將被設定為零之該等係數之該總和分配至剩餘係數上。
23. 如請求項22之電路配置，其中將該總和均勻地分配至該等剩餘係數上。
24. 如請求項21之電路配置，其中該FIR數位濾波器經組態以判定在各離散時間步長中是否將指派給與該二進位可信度值相關聯之一數位樣本之一濾波器係數設定為零，且其中該FIR數位濾波器進一步經組態以使各剩餘非零濾波器係數權重與原始濾波器係數權重之總和除以將設定為零之該等係數之該總和相乘。
25. 如請求項1之電路配置，其中該可信度值係非二進位。
26. 如請求項25之電路配置，其中該等可信度值之較大值指示對該相關聯輸入值之一較高可信度。
27. 如請求項1之電路配置，其中該濾波器輸出取決於藉由該FIR數位濾波器來濾波之經線性變換之可信度輸入值。

28. 如請求項5之電路配置，其中使用零可信度來初始化用於該等可信度值之該FIR濾波器之該緩衝器。
29. 如請求項1之電路配置，其包括：
- 一第一分接延遲線，該第一分接延遲線接收該等輸入可信度值且使用第一係數及第二係數來產生一第一輸出值及一第二輸出值，其中藉由自該等第一係數之一總和減去該第一分接延遲線之一第一係數加權輸出總和來產生該第一輸出值，且藉由運算一第二係數加權輸出總和之乘法反元素來產生該第二輸出值，其中該第一輸出值及該第二輸出值經相乘以形成一第一分接延遲線輸出值；
- 一第二分接延遲線，該第二分接延遲線接收與相關聯可信度值相乘之該等樣本值且使用第三係數及第四係數來產生一第三輸出值及一第四輸出值，其中藉由使該第二分接延遲線之一第三係數加權輸出總和與該第一分接延遲線輸出值相乘來產生該第三輸出值，且其中藉由使該第三輸出值及該第四輸出值相加來產生該濾波器輸出之值。
30. 如請求項29之電路配置，其中該第一分接延遲線及該第二分接延遲線係相同地形成。
31. 如請求項29之電路配置，其中該等第一係數及該等第四係數係相同的，且其中該等第二係數及該等第三係數係相同的。
32. 如請求項29之電路配置，其中該第二係數組及該第三係數組之所有係數具有相同值。
33. 如請求項21之電路配置，其中該FIR數位濾波器經組態以判定在各離散時間步長中是否將指派給與該二進位可信度之該值相關聯之一數位樣本之一濾波器係數之一權重全部移除，且將該經全部移除係數之總和分配至該等係數之剩餘組上。

34. 一種用於雜訊抑制之電路配置，其包括：

一第一數位電路，其接收第一輸入值，該第一數位電路包括：

一第一分接延遲線(tapped delay line)，其使用第一係數及第二係數來產生一第一輸出值及一第二輸出值；

一減法器，其經組態以自該等第一係數之一總和減去該第一輸出值；

一反相器，其經組態以產生該第二輸出值之一乘法反元素(multiplicative inverse)；及

一第一乘法器，其經組態以將自該減法器與該反相器之輸出值相乘以形成一第一數位電路輸出值；

一第二數位電路，其包括：

一第二分接延遲線，其自一第二乘法器接收第二輸入值，該第二乘法器經組態以將該等第一輸入值與該等第二輸入值相乘且使用第三係數及第四係數來產生一第三輸出值及一第四輸出值；

一第三乘法器，其經組態以將該第三輸出值與該第一數位電路輸出值相乘；及

一第三加法器，其經組態以使該第四輸出值與該第三乘法器之一輸出相加，

其中每一分接延遲線包括：

串聯耦合之複數個暫存器單元，每一暫存器單元具有經組態以接收各別輸入值之一輸入及一輸出；

複數個第一加法器及第二加法器，其中該等第一加法器係串聯耦合且其中該等第二加法器係串聯耦合，複數個第一係數权重及第二係數权重經組態用於對該等第一加法器或該等

第一加法器之輸入值加權，其中該複數個第一加法器及第二加法器之一第一者包括分別透過相關聯係數權重而與一相關聯單元之輸入及輸出耦合之一輸入，且剩餘第一加法器及第二加法器之輸入係與一先前第一加法器或第二加法器之一各別輸出耦合且分別透過相關聯係數權重與一相關聯單元之輸出耦合，其中一最後第一加法器分別提供該第一輸出值或該第三輸出值，且一最後第二加法器分別提供該第二輸出值或該第四輸出值，其中該等第二輸入值係輸入樣本且該等第一輸入值係與每一輸入樣本相關聯之可信度值，且其中該等第一係數權重與該等第二係數權重包括該等第一係數及該等第二係數，或該等第三係數及該等第四係數。

35. 如請求項34之電路配置，其中該等第一係數及該等第四係數係相同的，且其中該等第二係數及該等第三係數係相同的。
36. 如請求項34之電路配置，其中該第二係數組及該第三係數組之所有係數具有相同值。