

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6719474号  
(P6719474)

(45) 発行日 令和2年7月8日(2020.7.8)

(24) 登録日 令和2年6月18日(2020.6.18)

(51) Int. Cl.	F I
<b>H03H 17/06 (2006.01)</b>	H03H 17/06 635B
<b>H03H 17/00 (2006.01)</b>	H03H 17/06 641E
<b>G06F 3/041 (2006.01)</b>	H03H 17/00 601R
<b>G06F 3/044 (2006.01)</b>	G06F 3/041 522
	G06F 3/044

請求項の数 30 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2017-537439 (P2017-537439)	(73) 特許権者	511242328
(86) (22) 出願日	平成28年2月26日 (2016.2.26)		マイクロチップ テクノロジー ジャーマニー ゲーエムペーハー
(65) 公表番号	特表2018-511954 (P2018-511954A)		ドイツ国 85737 イスマニング, オスターフェルトシュトラッセ 82
(43) 公表日	平成30年4月26日 (2018.4.26)	(74) 代理人	100078282
(86) 国際出願番号	PCT/EP2016/054181		弁理士 山本 秀策
(87) 国際公開番号	W02016/135339	(74) 代理人	100113413
(87) 国際公開日	平成28年9月1日 (2016.9.1)		弁理士 森下 夏樹
審査請求日	平成31年2月4日 (2019.2.4)	(74) 代理人	100181674
(31) 優先権主張番号	62/121,953		弁理士 飯田 貴敏
(32) 優先日	平成27年2月27日 (2015.2.27)	(74) 代理人	100181641
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 石川 大輔
(31) 優先権主張番号	62/127,011	(74) 代理人	230113332
(32) 優先日	平成27年3月2日 (2015.3.2)		弁護士 山本 健策
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信頼入力を伴うデジタルフィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

割り当てられたフィルタ係数を伴う割り当てられたフィルタ関数、入力受信入力サンプル、別の入力受信信頼値、および出力を備える有限インパルス応答デジタルフィルタであって、

各入力サンプル値は、入力信頼値に関連付けられ、信頼値は、関連付けられた入力サンプルが、欠落しているサンプルであるか、または有用な情報を搬送しないことが既知であるサンプルであるかどうかを示し、

前記フィルタ出力は、前記入力サンプルおよび前記入力信頼値の両方に依存し、フィルタ係数加重のうちいくつかは、それらの対応する入力サンプルに関係付けられる前記信頼値に依存して消去され、前記消去されたフィルタ係数加重のうち排除された加重の合計は、残りのフィルタ加重のうち少なくともいくつかの上に再分配される、有限インパルス応答デジタルフィルタ。

【請求項 2】

前記消去された加重は、前記残りのフィルタ加重の全ての上に再分配される、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 3】

サンプリングされる信号は、変調された値を備え、前記信号または前記信号のサンプリングされた値は、前記有限インパルス応答フィルタによって受信される前に復調される、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 4】

前記変調された値は、少なくとも2つのグループの値を備え、1つのグループと関連付けられる部分的集約除去加重は、同一グループと関連付けられる残りのフィルタ加重上のみ再分配される、請求項3に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 5】

再分配は、前記残りのフィルタ加重のうちの前記少なくともいくつかにわたって前記排除された加重の合計の均一な分担を再分配することによって行われる、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 6】

前記排除された加重の合計は、その対応する入力サンプルに関係付けられる別の係数加重相対信頼によって増減される前記排除された加重の合計が、各修正されたフィルタ係数に加算されるように、修正されたフィルタ係数上に分配される、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

10

## 【請求項 7】

前記別の係数加重相対信頼は、相対信頼である、請求項6に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 8】

前記割り当てられたフィルタ関数は、低域通過フィルタ関数である、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 9】

前記低域通過は、高域通過または帯域通過を同等の低域通過領域に変換することから取得されている、請求項8に記載の有限インパルス応答フィルタ。

20

## 【請求項 10】

前記有限インパルス応答フィルタは、前記入力サンプルまたは信頼加重入力サンプル、および関連信頼値をバッファリングするための手段を備える、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 11】

前記フィルタは、前記入力サンプルまたは前記信頼加重入力サンプル用のバッファと、前記関連信頼値用のバッファとを備える、請求項10に記載の有限インパルス応答フィルタ。

30

## 【請求項 12】

出力信頼値が提供される、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 13】

前記割り当てられたフィルタ関数は、正の値の係数のみまたは負の値の係数のみを有する、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 14】

前記割り当てられたフィルタ関数は、別のゼロではない係数と異なる大きさを伴う、少なくとも1つのゼロではない値の係数を有する、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 15】

ゼロ値の信頼入力と関連付けられる入力サンプルは、フィルタ出力値に寄与しない、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

40

## 【請求項 16】

信頼入力を低減させることは、前記フィルタ出力への前記関連入力サンプルの寄与を低減させる、請求項1に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 17】

信頼入力を低減させることは、前記フィルタ出力への前記関連入力サンプルの寄与を低減させ、前記フィルタ出力値への他の入力サンプルのうち1つ以上の寄与を増加させる、請求項16に記載の有限インパルス応答フィルタ。

## 【請求項 18】

50

前記フィルタ出力値を計算するレートは、前記割り当てられたフィルタの長さで除算された入力レートより高い、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 19】

有限インパルス応答デジタルフィルタの DC 利得は、一定またはほぼ一定である、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 20】

前記信頼値は、2 進である、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 21】

前記有限インパルス応答デジタルフィルタは、各離散時間ステップにおいて、前記 2 進の信頼値の値と関連付けられる入力サンプルに割り当てられたフィルタ加重がゼロに設定されているかどうかを判定するように構成され、ゼロに設定される前のこれらの加重の合計は、残りの係数のセット上に分配される、請求項 20 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

10

【請求項 22】

前記合計は、残りの係数上にほぼ均一に分配される、請求項 21 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 23】

前記合計は、前記合計で除算された元のフィルタ係数の合計で各残りのフィルタ係数を近似的に乗算することによって、残りの係数上に分配される、請求項 21 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

20

【請求項 24】

前記信頼値は、非 2 進である、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 25】

前記フィルタ出力は、前記割り当てられたフィルタ関数を用いてフィルタ処理されている、線形変換された信頼入力値に依存する、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 26】

前記信頼値用のそのバッファは、ゼロ信頼で初期化される、請求項 4 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 27】

30

入力データまたは信頼加重入力データのタップ遅延線、および信頼値のタップ遅延線は、少なくともほぼ同一である、請求項 4 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 28】

前記入力信頼値を受信し、第 1 および第 2 の係数を使用して第 1 および第 2 の出力値を生成する、第 1 のタップ遅延線を有する第 1 の分岐であって、前記第 1 の出力値は、前記第 1 の係数の合計から前記第 1 のタップ遅延線の第 1 の係数加重出力合計を減算することによって生成され、前記第 2 の出力値は、第 2 の係数加重出力合計の乗法の逆元を計算することによって生成され、第 1 および第 2 の出力値は、第 1 の分岐出力値を形成するように乗算される、第 1 の分岐と、

関連信頼値によって乗算された前記サンプル値を受信し、前記第 1 および第 2 の係数を使用して第 3 および第 4 の出力値を生成する、第 2 のタップ遅延線を有する第 2 の分岐であって、前記第 3 の出力値は、前記第 2 のタップ遅延線の第 2 の係数加重出力合計を前記第 1 の分岐出力値で乗算することによって生成され、フィルタ出力値は、前記第 3 および第 4 の出力値を加算することによって生成される、第 2 の分岐と

40

を備える、請求項 1 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 29】

第 1 および第 3 の係数は、同一であり、第 2 および第 4 の係数は、同一である、請求項 28 に記載の有限インパルス応答フィルタ。

【請求項 30】

前記第 2 の係数のセットの全ての係数は、同一の値を有する、請求項 28 に記載の有限

50

インパルス応答フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(関連出願への相互参照)

本出願は、同一出願人の、2015年2月27日に出願された米国仮特許出願第62/121,953号および2015年3月2日に提出された米国仮特許出願第62/127,011号に対して優先権を主張する。上記文献の全ては、それらの全体としてここで参照することによって本明細書において援用される。

【0002】

(技術分野)

本開示は、デジタルフィルタ、具体的には、雑音抑制のためのデジタルフィルタに関する。

【背景技術】

【0003】

(背景)

デジタルデバイスにおいて処理するためのアナログ信号を感知するために、その実際の情報コンテンツ変化より(有意に)速く信号をサンプリングすることは、情報の冗長性を活用してデジタル化された信号の増進を可能にする、一般的な実践である。そのようなデバイスの実施例は、容量タッチ感知またはタッチレス位置およびジェスチャ感知システム、デジタル電圧計、温度計、または圧力センサを含む。

【0004】

有意な雑音を受け得る、例示的容量感知システムは、両方とも本願の出願人であるMicrochip Technology Inc.から入手可能であり、参照することによってそれらの全体として本明細書に組み込まれる、アプリケーションノートAN1478「mTouch™ Sensing Solution Acquisition Methods Capacitive Voltage Divider」およびAN1250「Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications」で説明されるシステムを含む。

【0005】

別の例示的用途は、本願の出願人によって製造されるGestIC(登録商標)技術としても公知である、タッチレス容量3Dジェスチャシステムである。

【0006】

センサ信号は、典型的には、広帯域雑音、調和雑音、およびピーク雑音等の種々の雑音タイプによる妨害を受ける。後者の2つは、例えば、スイッチング電力供給部から生じ得る、また、電磁波耐性標準試験、例えば、IEC61000-4-4において対処される。

【0007】

信号収集はまた、例えば、時間的にいくつかのセンサを多重化するとき、またはデータ伝送失敗等の不規則な事象によって、計画的もしくは決定論的方式で中断され得る。そのような不連続性または欠落サンプルは、信号に望ましくない位相跳躍を引き起こし得る。規則的サンプリング間隔のために設計されているデジタルフィルタを用いると、これは、フィルタタイミングを破損し、それらの雑音抑制性能に重大な影響を及ぼし得る。

【0008】

デジタル通信におけるチャンネルコーディングとの関連で消去されたメッセージと同様に(Blahut, 1983; Bossert, 1999)、我々は、欠落サンプルと、例えば、ピーク雑音に起因して、有用な情報を搬送しないサンプルとを消去と称する。

【0009】

図1aは、雑音の多い実際の値のベースバンド信号を推定するための基本的プロシージャを行う、システム100を示す。アナログ/デジタル変換器(ADC)110は、その情報変化より(有意に)高いレートで信号をサンプリングする。次いで、デジタル信号は

10

20

30

40

50

、低域通過フィルタ120に入力され、デシメータ130によってレートRで間引きされる。ダウンサンプリングされた結果は、さらに処理される、または単純に、例えば、図1aに示されるような数値ディスプレイ140上に表示される。その中で、低域通過フィルタ120は、広帯域雑音のより高い周波数成分を減衰させることができるが、雑音ピークを完全的には抑制しないであろう。

#### 【0010】

ピーク雑音抑制の問題は、画像処理(T. Benazir, 2013)、地震学、および医学(B. Boashash, 2004)等の多くの用途で生じる。ピーク雑音に対抗するための標準アプローチは、メジアンフィルタまたは変異型を適用することである。

#### 【0011】

ピーク雑音を抑制するが、依然として入力信号を平滑化するアプローチは、雑音ピークまたは異常値として識別されているサンプルを除外して、または例えば、n個の最大およびn個の最小サンプルを除外して、時間窓内のサンプルのサブセットを平均化するフィルタである(選択的算術平均(SAM)フィルタまたは「シグマフィルタ」(Lee, 1983))。明確なこととして、SAMフィルタは、その入力信号の時間領域特性に適合する有限インパルス応答(FIR)を伴う時変フィルタである。

#### 【0012】

しかしながら、雑音ピークの存在下では(すなわち、消去があると)優れているが、ピークがないと、そのようなSAM平均化フィルタの雑音抑制特性は、32個のサンプルの窓長について図1bに示されるように、例えば、インパルス応答としてハミング窓を使用する他の最先端のフィルタ、または周波数応答が最小二乗方法を使用して設計されるフィルタより劣っている。フィルタの振幅応答に関して、最小二乗フィルタの実線曲線およびハミングフィルタの鎖線曲線は、長方形のインパルス応答を伴う平均化フィルタ(点線曲線)と比較して、向上したサイドローブ減衰を示す。

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0013】

##### (要約)

雑音を受ける処理信号の改良型方法およびシステムの必要性が存在する。本願は、上記のセンサシステムのうちのいずれかに制限されないが、雑音を受け、評価を必要とする任意のタイプの信号に適用されてもよい。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0014】

実施形態によると、有限インパルス応答(FIR)デジタルフィルタは、割り当てられたフィルタ係数を伴う割り当てられたフィルタ関数、入力受信入力サンプル、別の入力受信信頼情報値、および出力を備えてもよく、各入力サンプル値は、入力信頼値に関連付けられ、フィルタ出力は、入力サンプルおよび入力信頼値の両方に依存し得る。

#### 【0015】

さらなる実施形態によると、割り当てられたフィルタ関数は、低域通過フィルタ関数であり得る。さらなる実施形態によると、低域通過は、高域通過または帯域通過を同等の低域通過領域に変換することから取得されてもよい。さらなる実施形態によると、FIRフィルタは、入力サンプルまたは信頼加重入力サンプルおよび関連信頼値をバッファリングするための手段を備えてもよい。さらなる実施形態によると、フィルタは、入力サンプルまたは信頼加重入力サンプル用のバッファと、関連信頼値用のバッファとを備えてもよい。さらなる実施形態によると、フィルタ係数加重は、それらの対応する入力サンプルに関連付けられる信頼値に応じて修正または排除されることができ、修正または排除されたフィルタ係数加重の集約除去加重は、残りのフィルタ加重のうちの少なくともいくつかの上に再分配される。さらなる実施形態によると、集約除去加重は、残りのフィルタ加重の全ての上に再分配されることができ、さらなる実施形態によると、サンプリングされる信号は、変調された値を備えてもよく、信号または信号のサンプリングされた値は、FI

10

20

30

40

50

Rフィルタによって受信される前に復調される。さらなる実施形態によると、変調された値は、少なくとも2つのグループの値を備えてもよく、1つのグループと関連付けられる部分的集約除去加重は、同一グループと関連付けられる残りのフィルタ加重上のみ再分配される。さらなる実施形態によると、再分配は、残りのフィルタ加重のうち少なくともいくつかにわたって集約除去加重の均一な分担を再分配することによって行われることができる。さらなる実施形態によると、集約除去加重は、その対応する入力サンプルに關係付けられるg加重相対信頼によって増減される集約除去加重が、各修正されたフィルタ係数に加算されるように、修正されたフィルタ係数上に分配される。さらなる実施形態によると、g加重相対信頼は、相対信頼であり得る。さらなる実施形態によると、出力信頼値が提供されることができ、さらなる実施形態によると、割り当てられたフィルタ関数は、正の値の係数または負の値の係数のみを有してもよい。さらなる実施形態によると、割り当てられたフィルタ関数は、別のゼロではない係数と異なる大きさを伴う、少なくとも1つのゼロではない値の係数を有してもよい。さらなる実施形態によると、ゼロ値の信頼入力と関連付けられる入力サンプルは、フィルタ出力値に寄与しない。さらなる実施形態によると、信頼入力を低減させることは、フィルタ出力への関連入力サンプルの寄与を低減させる。さらなる実施形態によると、信頼入力を低減させることは、フィルタ出力への関連入力サンプルの寄与を低減させてもよく、フィルタ出力値への他の入力サンプルのうち1つ以上の寄与を増加させてもよい。さらなる実施形態によると、フィルタ出力値を計算するレートは、割り当てられたフィルタの長さで除算された入力レートより高くあり得る。さらなる実施形態によると、FIRデジタルフィルタのDC利得は、一定またはほぼ一定であり得る。さらなる実施形態によると、信頼情報は、2進であり得る。さらなる実施形態によると、FIRデジタルフィルタは、各離散時間ステップにおいて、2進信頼情報の値と関連付けられる入力サンプルに割り当てられたフィルタ加重がゼロに設定されているかどうかを判定するように構成されることができ、ゼロに設定される前のこれらの加重の合計は、残りの係数のセット上に分配される。さらなる実施形態によると、合計は、残りの係数上にほぼ均一に分配されることができ、さらなる実施形態によると、合計は、合計で除算された元のフィルタ係数の合計で各残りのフィルタ係数を近似的に乗算することによって、残りの係数上に分配されることができ、さらなる実施形態によると、信頼情報は、非2進であり得る。さらなる実施形態によると、信頼情報のより大きい値は、関連入力値へのより高い信頼を意味する、またはより大きい値は、関連入力値へのより低い信頼を意味する。さらなる実施形態によると、フィルタ出力は、割り当てられたフィルタ関数を用いてフィルタ処理されている、線形変換された信頼入力値に依存し得る。さらなる実施形態によると、信頼値用のそのバッファは、ゼロ信頼で初期化されることができ、さらなる実施形態によると、入力データまたは信頼加重入力データのタップ遅延線、および信頼値のタップ遅延線は、少なくともほぼ同一であり得る。さらなる実施形態によると、FIRフィルタはさらに、入力信頼値を受信し、第1および第2の係数を使用して第1および第2の出力値を生成する、第1のタップ遅延線を有する第1の分岐であって、第1の出力値は、第1の係数の合計から第1のタップ遅延線の第1の係数加重出力を減算することによって生成され、第2の出力値は、第2の係数加重出力合計の乗法の逆元を計算することによって生成され、第1および第2の出力値は、第1の分岐出力値を形成するように乗算される、第1の分岐と、関連信頼値によって乗算されたサンプル値を受信し、第3および第4の係数を使用して第3および第4の出力値を生成する、第2のタップ遅延線を有する第2の分岐であって、第3の出力値は、第2のタップ遅延線の第3の係数加重出力合計を第1の分岐出力値で乗算することによって生成され、フィルタ出力値は、第3および第4の出力値を加算することによって生成される、第2の分岐とを備えてもよい。さらなる実施形態によると、第1および第3の係数は、同一であり得、第2および第4の係数は、同一である。さらなる実施形態によると、第2の係数のセットおよび第4の係数のセットの全ての係数は、同一の値を有してもよい。

本願明細書は、例えば、以下の項目も提供する。

(項目1)

10

20

30

40

50

割り当てられたフィルタ係数を伴う割り当てられたフィルタ関数、入力受信入力サンプル、別の入力受信信頼情報値、および出力を備える有限インパルス応答(FIR)デジタルフィルタであって、

各入力サンプル値は、入力信頼値に関連付けられ、

前記フィルタ出力は、前記入力サンプルおよび前記入力信頼値の両方に依存する、FIRデジタルフィルタ。

(項目2)

フィルタ係数加重は、それらの対応する入力サンプルに関係付けられる前記信頼値に応じて修正または排除され、前記修正または排除されたフィルタ係数加重の集約除去加重は、残りのフィルタ加重のうちの少なくともいくつかの上に再分配される、項目1に記載のFIRフィルタ。

10

(項目3)

前記集約除去加重は、前記残りのフィルタ加重の全ての上に再分配される、項目2に記載のFIRフィルタ。

(項目4)

サンプリングされる信号は、変調された値を備え、前記信号または前記信号のサンプリングされた値は、前記FIRフィルタによって受信される前に復調される、項目2または3に記載のFIRフィルタ。

(項目5)

前記変調された値は、少なくとも2つのグループの値を備え、1つのグループと関連付けられる部分的集約除去加重は、同一グループと関連付けられる残りのフィルタ加重上のみ再分配される、項目4に記載のFIRフィルタ。

20

(項目6)

再分配は、前記残りのフィルタ加重のうちの前記少なくともいくつかにわたって前記集約除去加重の均一な分担を再分配することによって行われる、項目2に記載のFIRフィルタ。

(項目7)

前記集約除去加重は、その対応する入力サンプルに関係付けられるg加重相対信頼によって増減される前記集約除去加重が、各修正されたフィルタ係数に加算されるように、修正されたフィルタ係数上に分配される、項目2に記載のFIRフィルタ。

30

(項目8)

前記g加重相対信頼は、相対信頼である、項目7に記載のFIRフィルタ。

(項目9)

前記割り当てられたフィルタ関数は、低域通過フィルタ関数である、項目1~8のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目10)

前記低域通過は、高域通過または帯域通過を同等の低域通過領域に変換することから取得されている、項目9に記載のFIRフィルタ。

(項目11)

前記FIRフィルタは、前記入力サンプルまたは信頼加重入力サンプル、および関連信頼値をバッファリングするための手段を備える、項目1~10のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

40

(項目12)

前記フィルタは、前記入力サンプルまたは前記信頼加重入力サンプル用のバッファと、前記関連信頼値用のバッファとを備える、項目11に記載のFIRフィルタ。

(項目13)

出力信頼値が提供される、項目1~12のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目14)

前記割り当てられたフィルタ関数は、正の値の係数のみまたは負の値の係数のみを有する、項目1~13のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

50

(項目15)

前記割り当てられたフィルタ関数は、別のゼロではない係数と異なる大きさを伴う、少なくとも1つのゼロではない値の係数を有する、項目1～14のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目16)

ゼロ値の信頼入力と関連付けられる入力サンプルは、フィルタ出力値に寄与しない、項目1～15のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目17)

信頼入力を低減させることは、前記フィルタ出力への前記関連入力サンプルの寄与を低減させる、項目1～16のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

10

(項目18)

信頼入力を低減させることは、前記フィルタ出力への前記関連入力サンプルの寄与を低減させ、前記フィルタ出力値への他の入力サンプルのうちの1つ以上の寄与を増加させる、項目17に記載のFIRフィルタ。

(項目19)

前記フィルタ出力値を計算するレートは、前記割り当てられたフィルタの長さで除算された入力レートより高い、項目1～18のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目20)

FIRデジタルフィルタのDC利得は、一定またはほぼ一定である、項目1～19のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

20

(項目21)

前記信頼情報は、2進である、項目1～20のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目22)

前記FIRデジタルフィルタは、各離散時間ステップにおいて、前記2進信頼情報の値と関連付けられる入力サンプルに割り当てられたフィルタ加重がゼロに設定されているかどうかを判定するように構成され、ゼロに設定される前のこれらの加重の合計は、残りの係数のセット上に分配される、項目21に記載のFIRフィルタ。

(項目23)

前記合計は、残りの係数上にほぼ均一に分配される、項目22に記載のFIRフィルタ。

30

(項目24)

前記合計は、前記合計で除算された元のフィルタ係数の合計で各残りのフィルタ係数を近似的に乗算することによって、残りの係数上に分配される、項目22に記載のFIRフィルタ。

(項目25)

前記信頼情報は、非2進である、項目1～20のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

(項目26)

信頼情報のより大きい値は、関連入力値へのより高い信頼を意味し、または、より大きい値は、関連入力値へのより低い信頼を意味する、項目25に記載のFIRフィルタ。

(項目27)

前記フィルタ出力は、前記割り当てられたフィルタ関数を用いてフィルタ処理されている、線形変換された信頼入力値に依存する、項目1～26のうちの1項に記載のFIRフィルタ。

40

(項目28)

信頼値用のそのバッファは、ゼロ信頼で初期化される、項目5に記載のFIRフィルタ。

(項目29)

入力データまたは信頼加重入力データのタップ遅延線、および信頼値のタップ遅延線は、少なくともほぼ同一である、項目5に記載のFIRフィルタ。

(項目30)

50



前記入力信頼値を受信し、第1および第2の係数を使用して第1および第2の出力値を生成する、第1のタップ遅延線を有する第1の分岐であって、前記第1の出力値は、前記第1の係数の合計から前記第1のタップ遅延線の第1の係数加重出力合計を減算することによって生成され、前記第2の出力値は、第2の係数加重出力合計の乗法の逆元を計算することによって生成され、第1および第2の出力値は、第1の分岐出力値を形成するように乗算される、第1の分岐と、

関連信頼値によって乗算された前記サンプル値を受信し、第3および第4の係数を使用して第3および第4の出力値を生成する、第2のタップ遅延線を有する第2の分岐であって、前記第3の出力値は、前記第2のタップ遅延線の第3の係数加重出力合計を前記第1の分岐出力値で乗算することによって生成され、フィルタ出力値は、前記第3および第4の出力値を加算することによって生成される、第2の分岐と

10

を備える、項目1に記載のFIRフィルタ。

(項目31)

前記第1および第3の係数は、同一であり、前記第2および第4の係数は、同一である、項目30に記載のFIRフィルタ。

(項目32)

前記第2の係数のセットおよび前記第4の係数のセットの全ての係数は、同一の値を有する、項目30に記載のFIRフィルタ。

【図面の簡単な説明】

【0016】

20

【図1a】図1aは、アナログ/デジタル変換および従来の雑音抑制を伴うアナログ信号の例示的収集を示す。

【図1b】図1bは、異なる低域通過フィルタの振幅応答を示す。

【図2】図2は、有限インパルス応答を伴う低域通過フィルタの典型的タップ加重を示す。

【図3】図3は、デジタルフィルタ用の入力ソースとしてのデータソースおよび関連信頼生成の例示的ブロック図を示す。

【図4】図4は、信頼入力を伴うデジタルフィルタの例示的実装を示す。

【図5】図5は、外部信頼生成コントローラを伴うシステムを示す。

【図6】図6は、信頼入力を伴うデジタルフィルタの例示的シフトレジスタ実装を示す。

30

【図7】図7は、種々の実施形態による、消去係数加重の再分配の実施例を示す。

【図8】図8は、ピーク雑音抑制性能の実施例を示す。

【図9】図9は、消去の有無による、フィルタの係数および大きさのスペクトルの比較を示す。

【図10】図10は、高域通過フィルタ実施形態における消去係数加重の再分配の実施例を示す。

【図11】図11は、交流準静的電場を使用する、非接触ジェスチャ検出システムの実施形態を示す。

【発明を実施するための形態】

【0017】

40

(詳細な説明)

種々の実施形態によると、入力信号が過剰にサンプリングされ、雑音が多い場合に、実際の値のベースバンド信号、例えば、復調およびダウンサンプリングされたGestIC(登録商標)信号の確実な推定値が、取得されることができる。MGC3030またはMGC3130等のGestIC(登録商標)デバイス、もしくはより新しい設計が、本願の出願人から利用可能である。例えば、図11は、コントローラ740がGestIC(登録商標)デバイスを表す、典型的実施形態を示す。2015年1月15日に出版された「GestIC(登録商標) Design Guide」等の一般説明および設計ガイドが、Microchip Technology Inc.から入手可能であり、参照することによって本明細書に組み込まれる。

50

## 【 0 0 1 8 】

図 1 1 に示される 3 D ジェスチャ検出システム 7 0 0 は、図 1 1 に示されるようなフレーム構造によって形成され得る伝送電極 7 2 0、および複数の受信電極 7 1 0 a . . . d を提供する。しかしながら、受信電極 7 1 0 a . . . d の下の長方形の面積全体が、伝送電極として使用されてもよい、またはそのような電極はまた、複数の伝送電極に分割されることもできる。伝送電極 7 2 0 は、交流電場を生成する。ジェスチャコントローラ 7 4 0 は、受信電極 7 1 0 a . . . d とシステム接地および/または伝送電極 7 2 0 との間の静電容量を表し得る、受信電極 7 1 0 a . . . d からの信号を受信する。ジェスチャコントローラ 7 4 0 は、信号を評価し、処理システム 7 3 0 にヒューマンデバイス入力情報を提供してもよい。本情報は、コンピュータマウスによって生成される 2 D 移動情報に類似する 3 D 移動座標であってもよく、および/または検出されたジェスチャから生成されるコマンドを含んでもよい。

10

## 【 0 0 1 9 】

そのような用途において直面された問題は、センサ信号に導入される雑音が、広帯域およびピーク雑音の両方であり、両方の問題を同時に対処する最先端のアプローチが既知ではなかったことである。また、G e s t I C (登録商標)用途ならびに他の用途では、入力信号のいくつかのサンプルが、種々の理由で失われる、または生成されることができない可能性がある。入力雑音の悪影響が明白であるが、入力サンプリング間隔の不規則性は、フィルタタイミングの破損につながり、雑音抑制性能に重大な影響を及ぼす。デジタルフィルタは、典型的には、規則的サンプリング間隔、およびフィルタの観点から入力信号の望ましくない位相跳躍につながる、それ以外のもののために設計される。信号内の雑音ピークおよび欠落サンプルの位置は、ある他の手段、例えば、ピーク雑音検出システムまたは決定論的雑音インジケータによって判定される。上記のように、広帯域雑音に対抗する、すなわち、周波数(低域通過)フィルタを適用するための標準アプローチがある。そして、ピーク雑音に対抗する、すなわち、信号サンプルの窓にわたってメジアンフィルタを適用するための別の標準アプローチがある。

20

## 【 0 0 2 0 】

そのような問題は、上記のように、G e s t I C (登録商標)システムで特に関連性があるが、これらのシナリオは、G e s t I C (登録商標)システムに適用され得るだけでなく、他のセンサシステムにも関連し得る。したがって、提案される対策は、種々の信号ソースに適用され得る。

30

## 【 0 0 2 1 】

提案されるフィルタリング方法に関して、各入力サンプルは、信頼値と関連付けられる。本信頼値は、関連サンプルが消去であるかどうか、すなわち、これが実際に欠落しているサンプルであるか、または有用な情報を搬送しないことが既知であるサンプルであるかどうかを示している。信頼値は、ある他の手段によって把握されると仮定される。そのような手段は、例えば、決定論的入力、または G r u b b s 検定 ( G r u b b s , 1 9 5 0 )、一般化極限スチューデント化偏差 ( G E S D ) 検定、もしくは H a m p e l 識別子 ( H a m p e l , 1 9 7 4 ) 等の異常値検出方法を含むことができる。画像処理との関連で、信頼値は、例えば、改良型アルファマッピングのための最小二乗回帰で加重として使用される ( J . H o r e n t r u p , 2 0 1 4 )。

40

## 【 0 0 2 2 】

種々の実施形態によると、広帯域雑音を抑制するとともに、両方の問題を同時に対処する最先端のアプローチが既知ではなかった、望ましくない、例えば、雑音の多い、または欠落しているサンプルを無視するために、以下が観察されるはずである。

- 1 . 消去 (例えば、検出された雑音ピーク) が、フィルタ出力に寄与してはならない。
- 2 . 一定のフィルタ利得が、D C において提供されるはずである (一定の入力信号に関して、フィルタ出力信号レベルも一定でなければならない)。
- 3 . 消去がないときに、デフォルトフィルタ特性を留保しながら、消去の数への段階的適合が提供されるはずである。

50

## 【 0 0 2 3 】

図 2 は、典型的低域通過フィルタのフィルタ係数、または「窓処理」関数、ここでは、長さ 8 の例示的正規化ハミング窓を示す。各フィルタ係数は、各タップが、棒プロット内のその関連係数の下で整合させられる、図 2 にも示される、タップ遅延線実装におけるその関連タップの加重を定義する。したがって、我々は、「フィルタ係数」および「タップ加重」という用語を同義的に使用する。本実施例では、タップ遅延線は、7つの連続遅延段階  $z^{-1}$  と、8つのタップ加重とを含有する。例示的入力サンプルも、図 2 に示されている。他のサンプル構造が、より少ないまたは多い段階を伴って適用され得る。

## 【 0 0 2 4 】

種々の実施形態によると、フィルタ関数および各サンプルの信頼情報を伴う入力信号を考慮すると、より少ない信頼を伴う入力サンプルに対応する、フィルタタップの加重は、フィルタの DC 利得を維持しながら低減させられる。図 2 は、本実施例では、例えば、7つの連続遅延段階  $z^{-1}$  によって形成される、低域通過フィルタの典型的加重 / 係数分布を示す。他のサンプル構造が、より少ないまたは多い段階を伴って適用され得る。

## 【 0 0 2 5 】

以下では、いかなる有用な情報も搬送しない入力サンプル、および同等に欠落サンプルは、消去と見なされることができ、対応するサンプルは、ゼロ信頼を有すると言われる。サンプルが消去されるかどうかという情報は、例えば、サンプルを閾値と比較することによって、任意の他のソースまたはアルゴリズムから把握されると仮定される。それぞれのデジタルフィルタのインパルス応答は、「フィルタ関数」と称されるであろう。

## 【 0 0 2 6 】

図 3 は、信頼入力 3 0 0 およびその入力信号ソースを伴う例示的デジタルフィルタのブロック図を示す。データソース 3 2 0 は、離散時間  $k$  において、サンプル  $x_k$  を用いて信号  $x$  を生成している。信号  $x$  は、信頼値  $c_k$  を  $x_k$  に関連付けることによって、各サンプル  $x_k$  を「雑音が多くない」または「雑音が多い」に分類する、ピーク雑音（または「異常値」）検出器 3 3 0 に入力され、例えば、 $c_k = 1$  は、「雑音が多くない」または「 $x_k$  への完全信頼」を意味し、 $c_k = 0$  は、「雑音が多い」または「 $x_k$  への信頼がない」を意味する。すなわち、関連  $c_k = 0$  を伴うサンプル  $x_k$  は、消去である。他の実施形態によると、信頼情報はまた、我々が外部インジケータ 3 1 0 と称する、ある外部手段からも生じ得る。本外部インジケーションは、決定論的信頼入力と見なされることができ。

## 【 0 0 2 7 】

図 5 は、例えば、いくつかのセンサ電極「2 D 電極パターン」5 2 0 およびコントローラユニット「2 D タッチコントローラ」5 1 0 から成る、タッチパネルまたはタッチディスプレイで使用される際の、2 D 容量タッチ検出および指追跡システムを伴うシステム 5 0 0 を示す。2 D 電極パターンの周囲には、容量 3 D ジェスチャ検出システムを形成するために 3 D ジェスチャコントローラ 5 3 0 とともに使用される、4つのさらなる電極 A、B、C、D が配列される。2 D タッチ検出システム 5 1 0、5 2 0 がアクティブであるとき、3 D ジェスチャ検出システムの受信された信号に干渉している、すなわち、3 D ジェスチャ検出システムの受信されたデータは、雑音が多くて使用不可能である。機能的 2 D - 3 D 容量センサシステム 5 0 0 を生じるために、2 D タッチコントローラ 5 1 0 は、時折、いかなるタッチも検出されないときにのみアクティブであり、それがアクティブである間に、これは、3 D ジェスチャコントローラ 5 3 0（鎖線矢印）に信号伝達され、次いで、その現在の受信された値は、雑音が多く、関連ゼロ信頼であることを把握する。すなわち、2 D システム 5 1 0、5 2 0 が受信された信号に干渉していた間に、サンプル  $x_k$  が生成されるときに、外部インジケータは、 $c_k = 0$  を設定することができ、さもなければ、 $c_k = 1$  である。 $x_k$  および  $c_k$  は、3 D ジェスチャコントローラ 5 3 0 内の信頼入力を伴うデジタルフィルタに入力される。

## 【 0 0 2 8 】

単純なピーク雑音検出器または異常値検出器の実施例は、以下である。各時間  $k$  において、平均

10

20

30

40

50

【化 1】

$$\mu_k := \sum_{i=1}^M x_{k-i}$$

および、最後の M 個のサンプル  $x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-M}$  の標準偏差

【化 2】

$$\sigma_k := \sqrt{\sum_{i=1}^M (x_{k-i} - \mu_k)^2}$$

を計算する。  $|x_k| > \mu_k + 3 \cdot \sigma_k$  である場合、  $c_k = 0$  を設定し、さもなければ、  $c_k = 1$  である。

10

【0029】

1. 主要アプローチ

次数 N の標準デジタル有限入力応答 (FIR) フィルタは、時不変フィルタ関数  $b = [b_0; b_1; \dots; b_N]$  を用いて考慮され、  $b_i, i = 0, 1, \dots, N$  は、フィルタ係数である。サンプル  $x_k$  を伴う所与の入力信号  $x$  に関して、フィルタ出力信号  $y$  は、以下であり、

【数 1】

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

20

$k$  は、離散時間指数である。全てのフィルタ係数  $b_i$  の合計は、直流 (DC) フィルタ利得である。簡単にするために、一般性を失うことなく、以下を仮定する。

【数 2】

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

【0030】

各入力サンプル  $x_k$  があると、関連信頼値  $c_k$  を提供されると仮定する。第 1 に、信頼値は、  $c_k \in \{0; 1\}$  を伴って 2 進であり、  $c_k = 0$  は、「サンプル  $x_k$  への信頼がない」を意味し、  $c_k = 1$  は、「完全信頼」を意味すると仮定する。係数  $b_i$  を伴う時不変フィルタ関数  $b$  から、信頼値  $c_k$  に依存する係数  $w_i(k)$  を伴う時変フィルタ関数  $w(k)$  が計算されるであろう。最新の  $N + 1$  個の入力サンプルが全て、完全信頼を伴っている、すなわち、  $i = 0, \dots, N$  について  $c_{k-i} = 1$  である場合、フィルタ関数  $w(k)$  が関数  $b$  に等しいことが所望される。しかしながら、1 つ以上の消去、すなわち、関連  $c_{k-i} = 0$  を伴う入力サンプル  $x_{k-i}$  がある場合には、  $x_{k-i}$  が出力値  $y_k$  に寄与してはならない。

30

【0031】

これは、(1.1) 内の各フィルタ係数  $b_i$  を、その関連入力サンプル  $x_{k-i}$  の信頼値  $c_{k-i}$  で乗算することによって、達成される。しかしながら、修正されたフィルタ係数

40

【化 3】

$$b'_i(k) := b_i \cdot c_{k-i}$$

があると、DC フィルタ利得

【化 4】

$$\sum_{i=0}^N b'_i(k)$$

は、もはや一定であることを保証されなくなる。

50

【 0 0 3 2 】

その結果として、消去フィルタ加重は、他のフィルタ係数上に分配されなければならない。そうするための好ましいアプローチは、以下の消去加重を、

【数 3】

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

残りの

【化 5】

$$\sum_{j=0}^N c_{k-j}$$

非消去係数上に均一に分配することであり、これは、以下の係数を伴う線形時変 ( L T V ) フィルタを生じ、

【数 4】

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

$i \in \{ 0, 1, \dots, N \}$  であり、

【化 6】

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

で、時間  $k$  におけるサンプル  $x_{k-i}$  に関係付けられる相対信頼を表す。

【 0 0 3 3 】

これは、消去入力サンプルを、各時間インスタンス  $k$  における非消去入力サンプルの平均によって置換し、全ての  $i$  について  $c_{k-i} = 1$  を設定することと同等である。アルゴリズムの実装の本方法は、連続サンプルの有限セットの DC 値を推定するために、窓処理および DC 値計算とともに行われるのと同様に、各入力サンプルの 1 回限りまたは「ブロック毎」の処理にとって、特に関心を引く。

【数 5】

証明:

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{i=0}^N w_i \cdot x_{k-i} \\ &= \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot \left[ c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j \right] \\ &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot b_i + \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1} \\ &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N b_i \cdot x_{k-i} + \sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N b_i \cdot \underbrace{\frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=1}^N x_{k-j}}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1}}_{\text{非消去入力の平均}} \end{aligned}$$

【 0 0 3 4 】

本プロシージャが入力データの上書きを示唆するため、これは、各入力サンプルが複数の出力サンプルに寄与する、連続フィルタリングのために適用可能ではなく、出力値を計算することは、フィルタ長によって除算された入力レートより高いレートで行われ、我々は、フィルタ長を、 $(N + 1)$ 、すなわち、1を足したフィルタ次数として定義する。

【0035】

消去フィルタ係数加重の再分配が、図7で視覚化されている。一番上では、時間kにおける最新の8個の入力サンプルが示され、そのうち、 $x_{k-4}$ および $x_{k-1}$ は、消去である。第1のプロットは、下のシフトレジスタ実装と整合させられた、元のフィルタ、すなわち、長さ8のハミング窓の係数 $b_i$ を示す。第2のプロットでは、時間kにおける、対応する入力サンプル $x_{k-4}$ および $x_{k-1}$ が消去であるため、係数

【化7】

$$b_1'(k) \text{ および } b_4'(k)$$

の値は、ゼロに設定される。また、第2のプロットの右端側に消去係数の合計も示されている。第3のプロットでは、第2のプロットの右に示されるような消去加重が、非消去入力サンプルに割り当てられた係数上に均一に再分配され、 $w_i(k)$ を生じる。加算された加重は、第3のプロットにおいて異なる斜線で示される。係数加重は、本実施形態では $w_0 - w_7$ として、下のシフトレジスタフィルタ図に示されている。

【0036】

時間 $k+1$ において次の入力サンプルがあると、サンプルおよびそれらの対応する信頼情報は、フィルタのシフトレジスタ内で右に移動し、該再分配は、再度、消去の偏移パターンのために行われ、異なるフィルタ係数 $w_i(k+1)$ を生じる。

【0037】

フィルタの雑音抑制性能の実施例が、図8に示されている。上のプロットは、付加的ガウス雑音を伴う、ゆっくり変動する情報信号である、フィルタ入力信号を示し、いくつかの雑音ピークは、サンプル指数250から始まり、追加の60Hz正弦波雑音を伴う。第2のプロットは、長さ64のハミング関数を伴う従来の低域通過フィルタリングが、より高い周波数雑音を低減させるが、入力信号に存在する雑音ピークのみを不鮮明にすることを示す。しかしながら、雑音ピークを識別しているため、それらは、種々の実施形態によると、完全に抑制される。図8の下のプロットは、移動平均の代わりにハミング消去フィルタ関数を使用することの利益を実証する。非ピークサンプルに対する単純平均化、すなわち、選択的算術平均フィルタリングと比較して、ハミング消去フィルタリングは、入力信号に含有される広帯域雑音のより良好な抑制を生じ、より平滑な出力を生じる。

【0038】

図9は、どのようにして消去がフィルタの周波数応答に影響を及ぼすかを示す。ここでは、左側は、長方形の窓およびハミング窓を使用する、典型的低域通過フィルタと、その関連大きさのスペクトルとを示す。右側には、2つの消去されたサンプルを使用する、同一のフィルタリングが示されている。ハミング消去フィルタのスペクトルは、消去の位置に応じて、長方形の消去フィルタに類似することが観察されることができ。

【0039】

2. 一般化

2a) 非2進信頼入力

本時点まで、信頼入力は、2進であった、すなわち、関連入力サンプルは、フィルタ出力値を計算するために使用されか、または使用されなかったかのいずれかである。しかしながら、上記の注記を考慮すると、0~1の実際の値をとるように信頼入力を一般化することが容易であり、すなわち、 $c_k \in [0, 1]$ であり、 $c_k$ が大きいほど、関連サンプル $x_k$ を信頼している。 $c_k$ の定義は別として、方程式(1.2)は、同一のままである。

【0040】

2b) 一般的再分配関数

10

20

30

40

50

2進信頼入力に関して、方程式(1.2)では、消去加重は、他の係数上に均一に分配される。(1.2)内の2つの項は、出力が合計される、2つの平行フィルタ分岐として解釈されることができる。第1の項におけるフィルタ関数は、bおよび信頼入力から計算され、第2の項は、時変平均化フィルタである。後者は、係数 $g_i$ を伴う別のFIRフィルタ関数 $g$ を導入することによって一般化されることができ、以下を生じる。

【数6】

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

10

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

これはまた、非2進信頼入力 $c_k \in [0, 1]$ とともに適用可能である。以下として、

【数7】

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

時間 $k$ におけるサンプル $x_{k-i}$ に関係付けられる $g$ 加重相対信頼を表す。

20

【0041】

したがって、フィルタ出力は、以下のように求められる。

【数8】

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

【0042】

本フィルタの可能な実装は、図4に示され、「B」と表されたブロックは、フィルタ関数 $b$ を伴う標準FIRフィルタを指し、「G」と表されたブロックおよびフィルタ関数 $g$ の類似物であり、

30

【化8】

$$\frac{1}{x}$$

と表されたブロックは、ブロックの入力データによる1の除算を指し、すなわち、本ブロックの出力は、入力の乗法の逆元(逆数)である。本実装では、4つのフィルタブロックのフィルタ係数(「B」および「G」)は、一定である。当然ながら、信頼加重入力データ値 $q_k := x_k \cdot c_k$ および信頼値 $c_k$ の両方の遅延線を強調表示する、フィルタ次数 $N=7$ について、図6のシフトレジスタ実装において示されるように、同一の入力データ、すなわち、 $c_k$ または $q_k := x_k \cdot c_k$ を処理する、フィルタ「B」および「G」は、同一のバッファを共有することができる。ここでは、適応性が、フィルタブロックの入力信号に含有される。依然として、実装は、適応フィルタ係数 $w_i(k)$ を伴う単一のFIRフィルタと同等である。

40

【0043】

図6のFIRフィルタのタップ遅延線実装の特徴的性質は、信頼値TDL-Cのタップ遅延線および信頼加重入力データTDL-XCのタップ遅延線が同一である、すなわち、それらが同数の遅延段階であり、同一のタップ加重 $b_0, b_1, \dots$ および $g_0, g_1, \dots$ が、それぞれの遅延段階に接続されることである。当然ながら、一方または他方の遅延線は、入力変数タイプ、例えば、2進信頼入力に応じて、単純化されてもよい。また、 $g_0 = g_1 = g_2 = \dots$ であるとき、遅延線または関連計算ブロックは、単純化されることがで

50

きる。さらに、定数係数がタップ遅延線の外側で補償されることができ、TDL-C内の加重 $b_0, b_1, \dots$ が、TDL-XC内の加重 $b_0, b_1, \dots$ と定数係数ずつ異なるかどうか、また、TDL-C内の加重 $g_0, g_1, \dots$ が、TDL-XC内の加重 $g_0, g_1, \dots$ と定数係数ずつ異なるかどうか問題にならない。

【0044】

例えば、 $g_i = 1/8$ である場合、それぞれのタップ加重はまた、1に設定されることもでき、したがって、乗算を保存し、 $(1/x)$ ブロックの前のタップ遅延線の端部における合計のみが、8で除算され、これはまた、ビットシフト演算を用いて行われることもできる。

【0045】

2進信頼入力、または値の有限セットからの信頼値に関して、図6の乗算によって実現される信頼加重入力データ値 $q_k$ の計算はまた、条件文、例えば、IF/ELSEまたはSWITCH文によって実現されることもでき、例えば、 $q_k$ は、 $c_k = 0$ であれば0に設定され、 $q_k$ は、 $c_k = 1$ であれば1に設定される。遅延線の前の代わりに、条件文はまた、遅延線の各タップに割り付けられることもできる。次いで、タップ加重入力値 $b_i \cdot x_{k-i}$ または $g_i \cdot x_{k-i}$ は、関連 $c_{k-i}$ が1である場合に、それぞれの遅延線の出力合計値のみに加算される。この場合、サンプル $x_k$ は、TDL-XCに直接入力されることができ、事前に $c_k$ で乗算される必要がない。類似物が、TDL-Cに成り立つ。

【0046】

インパルス応答 $b$ および $g$ を伴うフィルタの次数は、必ずしも等しい必要はない。一般性を失うことなく、フィルタは、等しい次数 $N$ を有するように定義され、 $N$ は、少なくとも、 $b$ および $g$ を伴うフィルタの次数の最大値と同じくらい大きく、未使用の係数は、ゼロ値であると仮定される。

【0047】

$g = b$ を選択することは、消去係数加重を再分配するための別の好ましくないアプローチを生じることである。非消去フィルタ係数は、各離散時間インスタンス $k$ において再計算される、同一の倍数によって増減される、すなわち、以下である。

【数9】

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

【0048】

### 3. 例外処理

(1.2)または(1.3)に分母があると、最新の $N+1$ 個の入力サンプルが全て、ゼロ信頼を伴う場合、出力値が計算されることができないことが明白である。そのような場合の可能な例外は、最新の有効出力サンプルを反復することである、または例外は、後続の処理段階に進められることができる。

【0049】

4. 具体的には、2つ以上の期待信号レベルを伴う信号に対する、窓処理およびDC値計算

対称フィルタまたは「窓処理」関数 $b$ に関して、関数 $b$ との入力信号の畳み込みの時間的なスナップショットを撮ることは、入力サンプルを $b$ で加重し、点毎の積にわたって合計することと同等である。したがって、窓信号のDC値に関心があるとき、上記の概念が、等しく適用されることができ、DC計算を伴う窓処理と連続フィルタリングとの間の主要な差異は、前者に関して、典型的には、各入力サンプルが、単一の出力値のみに寄与する、すなわち、入力サンプルの1回限りまたはブロック毎の処理であることである。

【0050】

10

20

30

40

50



多くの用途では、測定信号は、典型的には、付加的雑音を伴って、2つの明確に異なるレベルの間で交互である。我々は、これらのレベルを「高」および「低」信号レベルと称する。実施例は、情報が「高」および「低」信号レベルの間の差に含有される、搬送周波数の2倍におけるアナログ受信信号の同期サンプリングを伴う振幅変調（AM）である。本方法は、例えば、容量タッチ検出システムまたは G e s t I C（登録商標）技術で適用される。そのようなAMセンサシステムの測定（または「受信された」）信号は、例えば、それを+1および-1で交互に乗算することによって復調されることができ、次いで、DC（ゼロ周波数）値、すなわち、実際の情報、「高」および「低」信号レベルの間の「平均」差を推定するために、低域通過フィルタ処理される。

【0051】

10

ここで、2つの明確に異なる信号レベルのいずれか一方に対応するサンプルのセットを表す、「高」および「低」サンプルという用語が保持される、標準用途では低域通過フィルタに入力される、2つのレベルを伴うそのような信号を考慮する。それぞれの信号レベルからの逸脱は、雑音によって引き起こされると仮定されるであろう。

【0052】

「低」サンプルが、例えば、検出されたピーク雑音に起因して、無用であると検出されるとき、フィルタ内のその対応する係数の加重をゼロに設定し、他の係数上に消去加重を再分配したい。しかしながら、フィルタ出力の期待値を維持するために、再分配は、他の「低」サンプルに割り当てられた係数のみの上になければならない。さもなければ、フィルタ出力は、「高」サンプルに割り当てられた係数が付加的加重を得るであろうため、そ

20

【0053】

一般に、入力信号のサンプルは、同一の期待値を伴うサンプルのセットに分類されなければならない、信頼入力を伴うデジタルフィルタリング、すなわち、係数加重の再分配は、各セットに割り当てられた係数の全体的加重が一定のままであるように起こらなければならない、これは、同一のセット内の1つのセットの中で消去される加重を再分配するとき、最も容易に達成される。

【0054】

#### 5. 信頼出力

即時に入力信頼値を処理する能力は、信頼値も各出力サンプルに提供されることができ

30

る場合に問題を提起する。そのような出力信頼尺度は、入力サンプル値から独立するはずであるが、入力信頼値およびフィルタ係数のみの関数となるはずであり、すなわち、整数Mについて、以下である。

【0055】

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

【数10】

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

40

また、全てのiについて

【化9】

$$b_i \geq 0$$

であり、

【化10】

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

50

であり、特に、全ての入力サンプルが完全信頼を有するときに  $d_k = 1$  であり、全ての入力信頼値が  $c_{k-i} = 0$  であるときに、 $d_k = 0$  であるならば、 $d_k \in [0, 1]$  も当てはまる。

#### 【0056】

そのような信頼出力を利用して、多様な提案されるフィルタが、カスケード表示されることができる。また、本出力は、高レベル制御に使用されることができ、例えば、「出力信頼が低すぎるならば、タッチ事象をトリガしない」。

#### 【0057】

##### 7. 設計規則

提案されるアプローチは、任意の低域通過 FIR フィルタに適用可能である。しかしながら、全てのフィルタ係数は、同一の符号を有する、例えば、正の値となるはずである。主に、一定の DC フィルタ利得の要件はまた、タップ加重（のうちのいくつか）が負の値であるときに満たされることもできる。しかしながら、これは、いくつかの信頼入力配置にとって、望ましくないフィルタ特性、例えば、高域通過特性を生じる危険性を導入するであろう。

#### 【0058】

さらに、フィルタ係数値が類似するほど、大きい値を伴う係数に割り当てられた入力サンプルが消去されるときに、あまり重要ではなくなる。具体的には、方形窓、三角窓、ハミングおよびハン窓の係数は、これらの規則に従っている。

#### 【0059】

元のフィルタ係数の選択および例外処理は別として、考慮すべきさらなるパラメータはない。

#### 【0060】

本アプローチは、高域通過フィルタに拡張されることができる。図 10 は、上から 1 番目のプロットに示されるように、元のフィルタ係数加重が正符号と負符号とを繰り返す、高域通過フィルタの実施例を示す。したがって、実施形態によると、最初に、高域通過フィルタ係数は、上から 2 番目のプロットに示されるように、交互符号を使用して復調される。次いで、図 2 に示される低域通過フィルタと同様の同方法は、上から 3 番目および 4 番目のプロットに示されるように適用される。次いで、上から 4 番目のプロットに示されるような修正された加重は、逆の交互符号を使用して再変調される。これは、上から 5 番目のプロットに示されるような分配された加重をもたらす。フィルタ係数の再変調の代わりに、フィルタの入力信号は、復調されることもでき、再び信号を変調する前に、上から 4 番目のプロットによる係数を伴う同等の低域通過を用いてフィルタ処理されることができる。たとえ入力信号が高域通過フィルタを用いて直接フィルタ処理される、または復調され、同等の低域通過フィルタを用いてフィルタ処理されても、復調されるであろうならば、高域通過フィルタの入力信号のサンプルが、単一の期待値を有するであろうことが重要である。

#### 【0061】

##### 8. 用途および使用事例

上記のように、提案される概念は、入力信号が実際の情報変化より速くサンプリングされ、サンプリングレートが高いほど良好である、任意のフィルタリングシステムに適用可能である。他にも多数あるが、そのようなシステムは、出願人の GestIC システムおよび 1D / 2D 容量タッチソリューション等の 3D 容量センサシステムを含む。フィルタリング方法はさらに、他のセンサ信号に適用されてもよく、容量センサシステムに制限されない。

#### 【0062】

##### 9. 性質

恣意的であるがゼロ信頼のデータでフィルタを初期化するとき、ターンオン時間から入力信号の推定値を提供する。したがって、フィルタは、ゼロではない平均を伴う信号をフィルタ処理するとき、典型的ステップ応答を示さず、フィルタ条件は、ゼロで初期化さ

10

20

30

40

50

れている。

【 0 0 6 3 】

数値例

以下では、信頼入力を伴うフィルタの出力値の計算の数値例を挙げる。以下の表は、時間  $k$  における入力サンプル値  $x_k$  および関連信頼値  $c_k$ 、元のフィルタ関数  $b$  の係数  $b_i$  を記述する。ここでは、 $g$  は、定数である、すなわち、消去係数加重は、一様に再分配されるであろう。

【表 1】

$k$	-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

10

$i$	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

【 0 0 6 4 】

$k = 5$  および  $k = 8$  であるとき、消去がある、すなわち、 $c_5 = c_8 = 0$  である。例えば、値  $x_5$  および  $x_8$  が雑音ピークであることが検出されているため、信頼は、ゼロに設定されている。

20

【 0 0 6 5 】

フィルタの初期化に関して、フィルタのメモリ内の全ての信頼情報は、例えば、ゼロ信頼を伴う  $N$  個のサンプルを入力することによって、第 1 のサンプル・信頼ペア ( $x_0, c_0$ ) を入力する前に、ゼロに設定される。これは、 $k < 0$  について  $c_k = 0$  によって表に示されている。 $k = 0$  であるとき、信頼  $c_0 = 1$  を伴うサンプル  $x_0 = 7$  が、フィルタに入力される。上記の方程式によると、修正された係数

【化 1 1】

$$b_i'(k=0)$$

30

および係数  $w_i (k=0)$  は、以下のように計算する。

【表 2】

$i$	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

すなわち、 $x_0 = 7$  は、出力に直接転送される、すなわち、 $y_0 = x_0 = 7$  である。

【 0 0 6 6 】

$k = 9$  であるとき、2つの消去  $x_5$  および  $x_8$  がフィルタのバッファ内にあるときに、

40

【化 1 2】

$$b_i'(k=9)$$

および  $w_i (k=9)$  は、以下のように計算する。

【表 3】

$i$	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

【 0 0 6 7 】

50

## 参考文献目録

## 【化 1 3】

- B. Boashash, M. M. (2004). Signal Enhancement by Time-Frequency Peak Filtering. *IEEE Transactions on Signals Processing*, 929-937.
- Blahut, R. E. (1983). *Theory and Practice of Error Control Codes*. Reading, MA: Addison-Wesley.
- Bossert, M. (1999). *Channel Coding for Telecommunication*. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc.
- Commission, I. E. (n.d.). Electrical Fast Transient/Burst Immunity Test (IEC 61000-4-4).
- Grubbs, F. E. (1950, Mar). Sample criteria for testing outlying observations. *Ann. Math. Statist.*, pp. 27-58. 10
- H. Hwang, R. H. (1995). Adaptive median filters: New algorithms and results. *IEEE Transactions on Image Processing*, 499-502.
- Hampel, F. R. (1974). The influence curve and its role in robust estimation. *Journal of the American Statistical Association*, 69, 383-393.
- J. Horentrup, M. S. (2014). Confidence-aware guided image filter. *IEEE International Conference on Image Processing*, (pp. 3243-3247).
- K. Aiswarya, V. J. (2010). 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*, (pp. 409-413).
- Kalman, R. E. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. 20  
*Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, 35-45.
- Lee, J.-S. (1983). Digital image smoothing and the sigma filter. *Computer Vision, Graphics, and Image Processing*, 255-269.
- Microchip Touch and Input Sensing Solutions*. (n.d.). Retrieved from <http://www.microchip.com/touchandinputsensing>
- S.-J. Ko, Y. H. (1991). Center weighted median filters and their applications to image enhancement. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 984-993.
- T. Benazir, B. I. (2013). 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*, (pp. 229-233).

【図 1 a】

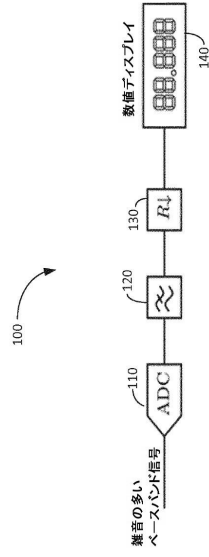


Figure 1a  
(従来技術)

【図 1 b】

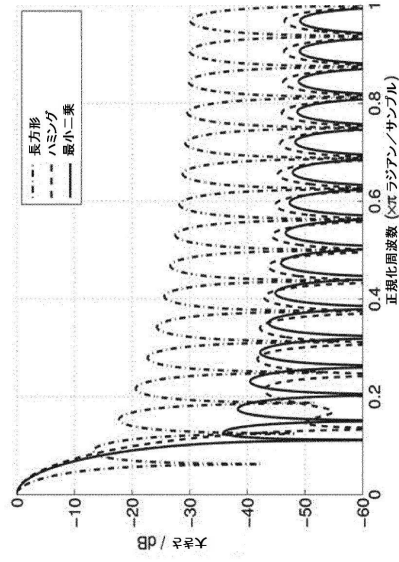


Figure 1b  
(従来技術)

【図 2】

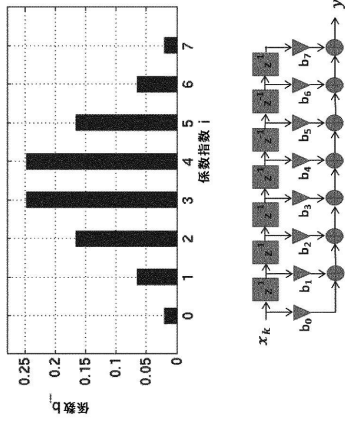


Figure 2

【図 3】

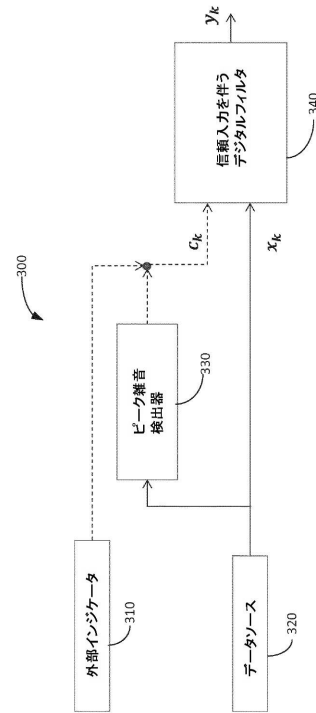


Figure 3





## フロントページの続き

(31)優先権主張番号 15/053,722

(32)優先日 平成28年2月25日(2016.2.25)

(33)優先権主張国・地域又は機関  
米国(US)

(72)発明者 ハイム, アクセル  
ドイツ国 80339 ミュンヘン, ヴェステントシュトラッセ 154

(72)発明者 ホッホ, マーチン  
ドイツ国 82205 ギルヒング, プロイハウスガッセ 9

審査官 橋本 和志

(56)参考文献 特開2010-028756(JP,A)  
米国特許第08671128(US,B1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03H 17/06

G06F 3/041

G06F 3/044

H03H 17/00