

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号  
特許第4293639号  
(P4293639)

(45) 発行日 平成21年7月8日(2009.7.8)

(24) 登録日 平成21年4月17日(2009.4.17)

(51) Int.Cl. F I

H O 3 H 17/02 (2006.01)

H O 3 H 15/00 (2006.01)

H O 3 H 17/00 (2006.01)

H O 3 H 17/02 6 1 5 J

H O 3 H 15/00

H O 3 H 17/00 6 2 1 Z

H O 3 H 17/02 6 1 3 C

H O 3 H 17/02 6 1 3 J

請求項の数 35 (全 17 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願平10-547284	(73) 特許権者	メドール・エレクトロメディツィニシエ ・ゲラーテ・ゲーエムペーハー オーストリア国、エイ6020・インスブルック、フューステンウェグ 77エイ
(86) (22) 出願日	平成10年4月28日(1998.4.28)	(74) 代理人	弁理士 山崎 行造
(65) 公表番号	特表2002-511986(P2002-511986A)	(74) 代理人	弁理士 岡田 希子
(43) 公表日	平成14年4月16日(2002.4.16)	(72) 発明者	ジールホファー、クレメンズ オーストリア国、エイー6250 クンドル、ヒュッツストラーセ 50
(86) 国際出願番号	PCT/US1998/008520		
(87) 国際公開番号	W01998/049775		
(87) 国際公開日	平成10年11月5日(1998.11.5)		
審査請求日	平成17年4月8日(2005.4.8)		
(31) 優先権主張番号	60/045,279		
(32) 優先日	平成9年5月1日(1997.5.1)		
(33) 優先権主張国	米国(US)		
		審査官 田中 庸介	
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 低電力デジタルフィルタ装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力信号を処理するためのデジタル有限インパルス応答(FIR)バンドパスフィルタであって、  
前記入力信号をデジタルシーケンスに変換するためのオーバーサンプリングタイプのアナログ・デジタルコンバータと、  
前記デジタルシーケンスを畳み込んでローパスベクトルを発生するローパスFIRフィルタと、  
重み付けされかつ時間シフトされたユニットインパルスを表す少なくとも1組の櫛形フィルタの重みによって定義されるデジタル櫛形フィルタであって、前記櫛形フィルタの重みを用いて前記ローパスベクトルを畳み込むデジタル櫛形フィルタと、  
前記デジタルFIRバンドパスフィルタの帯域包絡線を検出する包絡線検出器とを備えるデジタル有限インパルス応答(FIR)バンドパスフィルタ。

【請求項 2】

請求項1のデジタルFIRバンドパスフィルタにおいて、前記アナログ・デジタルコンバータはシグマ・デルタモジュレーションを用いるデジタルFIRバンドパスフィルタ。

【請求項 3】

請求項1のデジタルFIRバンドパスフィルタにおいて、前記デジタルシーケンスは2レベルのバイナリシーケンスであるデジタルFIRバンドパスフィルタ。

【請求項 4】

請求項 1 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記ローパス F I R フィルタは、前記デジタルシーケンスをローパス F I R フィルタインパルス応答に乗算及び累算することによって該デジタルシーケンスを直接的に畳み込むデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 5】

請求項 1 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記ローパス F I R フィルタは、さらに、

前記デジタルシーケンスを畳み込むことによって複数の値を持つことができるマルチレベルシーケンスを生成する入力フィルタと、

前記マルチレベルシーケンスを畳み込んで前記ローパスベクトルを生成する周辺フィルタと、

選択された時間で前記ローパスベクトルをダウンサンプリングするために少なくとも 1 つの出力カウンタを備える出力ステージと、

前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルを順次記憶するローパスランダムアクセスメモリ ( R A M ) とを備えるデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 6】

請求項 5 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記マルチレベルシーケンスは 5 レベルシーケンスであるデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 7】

請求項 5 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記デジタル楕形フィルタは、さらに、

前記楕形フィルタの重みの組を記憶する楕形フィルタ重み R A M と、

前記楕形フィルタの重みを用いて前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルの畳み込み積を計算する計算論理ユニット ( A L U ) とを備えるデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 8】

請求項 7 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記楕形フィルタ重み R A M は、楕形フィルタ重みの 2 つの直交する組を記憶し、前記 A L U は該楕形フィルタ重みの 2 つの直交する組を用いて前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルの畳み込み積を計算するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 9】

請求項 8 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記 A L U はさらに包絡線検出器を備えるデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 10】

請求項 9 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記 A L U は、前記デジタル F I R バンドパスフィルタの最大バンドパス周波数の二倍より小さな周波数で作動するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 11】

請求項 9 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記 A L U は、該 A L U によって計算された前記畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって、前記デジタル F I R バンドパスフィルタのバンドパス包絡線を推定するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

【請求項 12】

請求項 11 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記 A L U は、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び前記 2 つの二乗の平方根の小さな方を決定し、

前記 2 つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び 3 の平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、

前記 2 つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって、2 つの二乗の合計の平方根の値を推定するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

10

20

30

40

50

## 【請求項 13】

請求項 1 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記包絡線検出器は、前記デジタル櫛形フィルタによって計算された畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって前記デジタル F I R バンドパスフィルタのバンドパス包絡線を検出するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

## 【請求項 14】

請求項 13 のデジタル F I R バンドパスフィルタにおいて、前記包絡線検出器は、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び前記 2 つの二乗の平方根の小さな方を決定し、前記 2 つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び 3 の平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって、2 つの二乗の合計の平方根の値を推定するデジタル F I R バンドパスフィルタ。

10

## 【請求項 15】

患者に聴覚信号を提供するために人間に埋め込むための埋め込み部分と、前記聴覚信号を前記埋め込み部分に提供する外側部分であって、請求項 1 の前記デジタル F I R バンドパスフィルタを備える外側部分とを備える人工耳装置。

## 【請求項 16】

デジタル有限インパルス応答 ( F I R ) バンドパスフィルタによって入力信号を処理する方法であって、前記入力信号をオーバーサンプリングによってアナログ・デジタルコンバータにおいてデジタルシーケンスに変換する工程と、ローパス F I R フィルタにおいて前記デジタルシーケンスを畳み込んでローパスベクトルを発生する工程と、重み付けられかつ時間シフトされた単位インパルスを表す少なくとも 1 組の櫛形フィルタ重みによって定義されたデジタル櫛形フィルタにおいて前記ローパスベクトルを畳み込みする工程と、包絡線検出器において前記デジタル F I R バンドパスフィルタのバンドパス包絡線を検出する工程とを含む方法。

20

## 【請求項 17】

デジタル有限インパルス応答 ( F I R ) バンドパスフィルタによって入力信号を処理する方法であって、前記入力信号をオーバーサンプリングによってアナログ・デジタルコンバータにおいてデジタルシーケンスに変換する工程と、入力フィルタにおいて前記デジタルシーケンスを畳み込んで複数の許容値を持つマルチレベルシーケンスを発生する工程と、周辺フィルタにおいて前記マルチレベルシーケンスを直接に畳み込んでローパスベクトルを生成する工程と、少なくとも 1 つの出力カウンタを含む出力ステージを用いて選択された時間で前記ローパスベクトルをダウンサンプリングする工程と、ローパスランダムアクセスメモリ ( R A M ) に前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルを順次記憶する工程と、計算論理ユニット ( A L U ) において、デジタル櫛形フィルタの重み付けられかつ時間シフトされた単位インパルスを表す櫛形フィルタ重みの 2 つの直交する組を用いて前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルの畳み込み積を計算する工程と、前記 A L U において、前記 A L U によって計算された前記畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって前記デジタル F I R バンドパスフィルタのバンドパス包絡線を推定する工程であって、前記 2 つの二乗の合計の平方根の値を、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び前記 2 つの二乗の平方根の小さな方を決定し、前記 2 つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び 3 の

30

40

50

平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、  
前記 2 つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって推定する推定工程とを含む方法。

【請求項 18】

並列に配列された複数のデジタル有限のインパルス応答 (FIR) バンドパスフィルタを備える、入力信号を処理するためのデジタルフィルタバンクであって、  
前記入力信号をデジタルシーケンスに変換するためのオーバーサンプリングタイプのアナログ・デジタルコンバータと、  
前記デジタルシーケンスを畳み込んで複数のローパスベクトルを発生する並列に配列された複数のローパス FIR フィルタと、  
該複数のローパス FIR フィルタの 1 つに各々が接続されていて、重み付けされかつ時間シフトされたユニットインパルスを表す少なくとも 1 組の櫛形フィルタの重みによって各々が定義される複数のデジタル櫛形フィルタであって、各々が、該櫛形フィルタの重みを用いて関連のローパス FIR フィルタからのローパスベクトルを畳み込む複数のデジタル櫛形フィルタと、  
該複数のデジタル FIR バンドパスフィルタの各々の帯域包絡線を順次検出する包絡線検出器とを備えるデジタルフィルタバンク。

10

【請求項 19】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記アナログ・デジタルコンバータはシグマ・デルタモジュレーションを用いるデジタルフィルタバンク。

20

【請求項 20】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記デジタルシーケンスは 2 レベルのバイナリシーケンスであるデジタルフィルタバンク。

【請求項 21】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記複数のローパス FIR フィルタの各々は、前記デジタルシーケンスをローパス FIR フィルタインパルス応答に乗算及び累算することによって該デジタルシーケンスを直接的に畳み込むデジタルフィルタバンク。

【請求項 22】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記複数の FIR バンドパスフィルタの各々は、該 FIR バンドパスフィルタのバンドパス周波数を等しく増幅するために、関連する櫛形フィルタの重み付けされかつ時間シフトされた単位インパルスに、該 FIR バンドパスフィルタの中央バンドパス周波数と反比例する倍率を掛けるデジタルフィルタバンク。

30

【請求項 23】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記複数のローパス FIR フィルタは、さらに、  
前記デジタルシーケンスを畳み込むことによって複数の許容値を持つマルチレベルシーケンスを生成する入力フィルタと、  
並列に配列されていて、前記マルチレベルシーケンスを畳み込んで複数のローパスベクトルを生成する複数の周辺フィルタであって、各周辺フィルタが、  
選択された時間で前記ローパスベクトルをダウンサンプリングする少なくとも 1 つの出力カウンタを備える出力ステージと、  
前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルを順次記憶するローパスランダムアクセスメモリ (RAM) とを備える複数の周辺フィルタとを備えるデジタルフィルタバンク。

40

【請求項 24】

請求項 23 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記マルチレベルシーケンスは 5 レベルシーケンスであるデジタルフィルタバンク。

【請求項 25】

請求項 23 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記複数のデジタル櫛形フィルタは、さらに、

50

前記複数のデジタル櫛形フィルタの各々ごとに前記櫛形フィルタの重みの組を記憶する櫛形フィルタ重み RAM と、

前記関連するデジタル櫛形フィルタの前記櫛形フィルタの重みを用いて前記複数のダウンサンプリングされたローパスベクトルの各々の畳み込み積を順次計算する計算論理ユニット (ALU) とを備えるデジタルフィルタバンク。

【請求項 26】

請求項 25 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記櫛形フィルタ重み RAM は、前記複数のデジタル櫛形フィルタの各々ごとに前記櫛形フィルタ重みの 2 つの直交する組を記憶し、前記 ALU は前記関連するデジタル櫛形フィルタの該櫛形フィルタ重みの 2 つの直交する組を用いて前記複数のダウンサンプリングされたローパスベクトルの各々の畳み込み積を順次計算するデジタルフィルタバンク。

10

【請求項 27】

請求項 26 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記 ALU はさらに包絡線検出器を備えるデジタルフィルタバンク。

【請求項 28】

請求項 27 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記 ALU は、前記デジタルフィルタバンクの最大バンドパス周波数の二倍より小さな周波数で作動するデジタルフィルタバンク。

【請求項 29】

請求項 27 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記 ALU は、前記関連するデジタル櫛形フィルタの櫛形フィルタ重みの直交する組を用いて前記ダウンサンプリングされたローパスベクトルの前記畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって、前記複数のデジタル FIR バンドパスフィルタの各々の前記バンドパス包絡線を推定するデジタルフィルタバンク。

20

【請求項 30】

請求項 29 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記 ALU は、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び前記 2 つの二乗の平方根の小さな方を決定し、前記 2 つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び 3 の平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって、2 つの二乗の合計の平方根の値を推定するデジタルフィルタバンク。

30

【請求項 31】

請求項 18 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記包絡線検出器は、前記デジタル櫛形フィルタによって計算された畳み込み積の二乗の合計の平方根を前記複数のデジタル櫛形フィルタの各々ごとに計算することによって前記複数のデジタル FIR バンドパスフィルタの各々のバンドパス包絡線を順次検出するデジタルフィルタバンク。

【請求項 32】

請求項 31 のデジタルフィルタバンクにおいて、前記包絡線検出器は、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び前記 2 つの二乗の平方根の小さな方を決定し、前記 2 つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記 2 つの二乗の平方根の大きな方及び 3 の平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、前記 2 つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって、2 つの二乗の合計の平方根の値を推定するデジタルフィルタバンク。

40

【請求項 33】

患者に聴覚信号を提供するために人間に埋め込むための埋め込み部分と、前記聴覚信号を前記埋め込み部分に提供する外側部分であって、請求項 18 の前記デジタルフィルタバンクを備える外側部分とを備える人工耳装置。

【請求項 34】

並列に配列された複数のデジタル有限インパルス応答 (FIR) バンドパスフィルタからなるデジタルフィルタバンクによって入力信号を処理する方法であって、

50

前記入力信号をオーバーサンプリングによってアナログ・デジタルコンバータにおいてデジタルシーケンスに変換する工程と、  
並列に配列された複数のローパスFIRフィルタの各々において前記デジタルシーケンスを畳み込んで複数のローパスベクトルを発生する工程と、  
前記複数のローパスFIRフィルタの1つに各々が接続され、さらに、各々が、重み付けられかつ時間シフトされた単位インパルスを表す少なくとも1組の楕形フィルタ重みによって定義された複数のデジタル楕形フィルタにおいて前記複数のローパスベクトルの各々を畳み込みする工程と、  
包絡線検出器において前記複数のデジタルFIRバンドパスフィルタの各々のバンドパス包絡線を検出する工程とを含む方法。

10

#### 【請求項35】

並列に配列された複数のデジタル有限インパルス応答(FIR)バンドパスフィルタによって入力信号を処理する方法であって、  
前記入力信号をオーバーサンプリングによってアナログ・デジタルコンバータにおいてデジタルシーケンスに変換する工程と、  
入力フィルタにおいて前記デジタルシーケンスを畳み込んで複数の許容値を持つマルチレベルシーケンスを発生する工程と、  
並列に配列された複数の周辺フィルタの各々において前記マルチレベルシーケンスを直接に畳み込んで複数のローパスベクトルを生成する工程と、  
少なくとも1つの出力カウンタを含む関連する出力ステージを用いて選択された時間で前記複数のローパスベクトルの各々をダウンサンプリングする工程と、  
複数のローパスランダムアクセスメモリ(RAM)に前記複数のダウンサンプリングされたローパスベクトルを順次記憶する工程と、  
計算論理ユニット(ALU)において、関連するデジタル楕形フィルタの重み付けられかつ時間シフトされた単位インパルスを表す楕形フィルタ重みの2つの直交する組を用いて前記複数のダウンサンプリングされたローパスベクトルの各々の畳み込み積を順次計算する工程と、  
前記ALUにおいて、前記関連するデジタル楕形フィルタの楕形フィルタ重みの2つの直交する組を用いて前記複数のダウンサンプリングされたローパスベクトルの各々の畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって前記複数のデジタルFIRバンドパスフィルタの各々のバンドパス包絡線を順次推定する工程であって、前記2つの二乗の合計の平方根の値を、  
前記2つの二乗の平方根の大きな方及び前記2つの二乗の平方根の小さな方を決定し、  
前記2つの二乗の平方根の小さな方の半分と前記2つの二乗の平方根の大きな方及び3の平方根の積の半分との合計を計算し、さらに、  
前記2つの二乗の平方根の大きな方と前記計算された合計との間で大きな方を選択することによって推定する推定工程とを含む方法。

20

30

#### 【発明の詳細な説明】

##### 技術分野

本願発明は低電力デジタル信号処理に関し、特に、人工耳に用いられる低電力デジタル信号処理に関する。

40

##### 技術背景

人工耳の分野では、連続的インターリーブサンプリング(CIS)の技術によって聴覚神経を電氣的に刺激し、それにより高レベルの言語認識が達成できている。CISで用いられている信号処理は、外部の言語処理装置において実行されているように、一般に、可聴周波数範囲を分割するためにフィルタバンクを用いている。蝸牛内の刺激パルスの振幅はバンドパスフィルタの出力信号の包絡線から導き出される。

現在、市販されているデジタル信号プロセッサ(DSP)は、CISにしたがって言語処理を実行するように用いられている。例えば、12チャンネルCISのデジタル信号処理は典型的には次のステージを備える。つまり、

50

- (1) 6次無限インパルス応答（IIR）タイプの12デジタルバターワースバンドパスフィルタを備えるデジタルフィルタバンクと、
- (2) 包絡線検出用の、12の二次整流装置および2次IIRタイプの12デジタルバターワースローパスフィルタと、
- (3) 包絡線信号からの刺激振幅の患者固有の推定のためのステージと、を備える。

言語処理装置でのDSP電力消費は一般的には約300mWである。従って、比較的大きなバッテリー（通常AAサイズ）が必要であり、その結果、言語処理装置の寸法は約90×70×20mm<sup>3</sup>となる。

#### 発明の概要

本願発明の望ましい実施例によると、デジタル有限インパルス応答（FIR）バンドパスフィルタを用いて可聴入力信号を処理する装置が提供される。一実施例では、FIRバンドパスフィルタは、入力された可聴信号をデジタルシーケンスに変換するためのオーバーサンプリングタイプのアナログ・デジタルコンバータと、ローパスベクトルを作るためにバイナリシーケンスを畳み込むローパスFIRフィルタと、少なくとも1組の重み付けされかつ時間シフトされた単位インパルスによって定義されたデジタル櫛形フィルタであって、この櫛形フィルタの重みによってローパスベクトルを畳み込むデジタル櫛形フィルタと、デジタルFIRバンドパスフィルタのバンドパス包絡線を検出するための包絡線検出器とを備える。

別の実施例では、2レベルのバイナリシーケンスを生成するために、アナログ・デジタルコンバータはシグマ・デルタ変調を利用することができる。ローパスFIRフィルタは、ローパスFIRフィルターインパルス応答によって、デジタルシーケンスを乗算するとともに累算することによってそのデジタルシーケンスを直接に畳み込むことができる。そのローパスFIRフィルターは、さらに、5レベルのシーケンスを発生するためにバイナリシーケンスを畳み込む入力フィルタと、ローパスベクトルを発生するためにその5レベルのシーケンスを畳み込むための周辺フィルタとを備えることができる。そのローパスフィルターは、さらに、ローパスベクトルをダウンサンプリングする出力カウンタを備えることができ、ローパスベクトルはさらにローパス・ランダム・アクセス・メモリ（RAM）に順次記憶することができる。

また別の実施例では、デジタル櫛形フィルタは、さらに、櫛形フィルタの重みのセットを記憶する櫛形フィルタ重みRAMと、その櫛形フィルタの重みによってダウンサンプルされたローパスベクトルの畳み込み積を計算する計算論理ユニット（ALU）とを含むことができる。この櫛形フィルタ重みRAMは櫛形フィルタの重みの直交する2つの組を記憶することができ、この場合には、そのALUはさらにその櫛形フィルタの重みの直交する2つの組を用いて、ダウンサンプリングされたローパスベクトルの畳み込み積を計算することができる。このALUは包絡線検出器を備えており、この場合には、それは、櫛形フィルタの重みの直交する2つの組を用いて、ダウンサンプルされたローパスベクトルの畳み込み積の二乗の合計の平方根を計算することによって、デジタルFIRバンドパスフィルタの包絡線を予測する。そのALUは、その2つの二乗の合計の平方根の値を推定するが、その際には、2つの二乗の平方根の大きな方とその2つの二乗の平方根の小さな方とを決定し、その2つの二乗の平方根の小さな方の半分と、2つの二乗の平方根の大きな方と3の平方根との積の半分との合計を計算し、さらに、2つの二乗の平方根の大きな方と、その2つの二乗の平方根の小さな方の半分と、2つの二乗の平方根の大きな方と3の平方根との積の半分との合計との内の大きな方とから大きな方を選択する。

本願発明の他の実施例によると、複数のそのようなデジタルFIRバンドパスフィルタを並列に配置することによってデジタルフィルタバンクを形成することができる。さらに他の実施例では、そのようなデジタルFIRバンドパスフィルタ又はそのようなデジタルFIRバンドパスフィルタのフィルタバンクは、聴覚信号を人への移植のための植え込み部分に供給するための人工耳システムの外側部分の下位部分とすることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

10

20

30

40

50

本願発明の上記の及びほかの目的は、添付図面とともに以下の詳細な説明からより完全に認識されるであろう。

図 1 は、 $s = 72$  および  $w_i = \{3-30 \ 80-128 \ 142-107 \ 53-13\}$  の場合のインパルス応答  $h(n)$  を示す。

図 2 は、 $s = 72$  および  $w_i = \{3-30 \ 80-128 \ 142-107 \ 53-13\}$  の場合の、ローパスフィルタ  $H_{lp}(f)$ 、楕形フィルタ  $s(f)$  及び合成バンドパスフィルタ  $H(f)$  の振幅特性を示す。

図 3 は、 $s = 72$ 、 $w_i = \{3-30 \ 80-128 \ 142-107 \ 53-13\}$  及び  $w_i = \{3-53 \ 104-142 \ 128-80 \ 30-3\}$  の場合の、ほぼ直行するインパルス応答  $h(n)$  及び  $\underline{h}(n)$  を示す。

図 4 は、12 チャンネルフィルタバンクの手段のブロック図を示す。

#### 望ましい実施例の詳細な説明

本願発明の望ましい実施例は、用途特定の集積回路 (ASIC) への集積に適した CIS 手段のデジタル信号処理方法を実行する。これは、従来の技術と比べて CIS の電力消費をかなり減少するもので、それにより、Behind-The-Ear (BTE) 装置への言語処理装置を小型化することができる。

本願発明の望ましい実施例は、バンドパスフィルタバンクの包絡線を推測するデジタルフィルタバンクの手段を含む。例えば、望ましい実施例は 12 チャンネルのフィルタバンクを用いており、そこでは、各チャンネルが、選択された周波数の所定の中心周波数の周辺の比較的狭い帯域のみを通過するように設計されている。フィルタチャンネル周波数の適切な選択により、そのフィルタバンクの全体は可聴周波数スペクトルのすべてまたはかなりの部分を処理することができる。

望ましい実施例では、比較的高速のサンプリング速度  $f_0$  のシグマデルタ ( ) 変換を用いて、入力された可聴信号は最初にアナログ・デジタル変換されて、速度  $f_0$  の 2 レベルシーケンス  $x(n)$  になる。望ましい実施例のデジタルフィルタバンクの各フィルタチャンネルは、そのとき 有限インパルス応答 (FIR) バンドパスフィルタ を用いる。各 FIR バンドパスフィルタの中心周波数  $f_r$  は、

$$f_r \approx \frac{f_0}{16s}$$

によってほぼ - 速度  $f_0$  および整数パラメータ  $s$  に関連付けされる。各 FIR バンドパスフィルタは、一組の楕形フィルタの重み  $w_i$ 、ここで、一般的には  $i = 0, 1, \dots, 7$ 、によって規定されるフィルタ特性を持つ。一般的には、サイドローブが 24 dB ほど減衰するようなベル形状の通過帯域特性が得られる。

望ましい実施例の各フィルタチャンネルに関して、ほぼ直交するインパルス応答  $h(n)$  および  $\underline{h}(n)$  を持つ 2 つの FIR バンドパスフィルタを実行することによって包絡線の検出が行われる。そのインパルス応答  $h(n)$  および  $\underline{h}(n)$  は、同一の (またはほぼ同一の) フィルタ振幅特性を持つ。従って、畳み込み積  $y(n) = h(n) * x(n)$  および  $y(n) = \underline{h}(n) * x(n)$  は、ヒルベルト変換により互いに関連付けされる。各フィルタチャンネルのバンドパス包絡線の最終的な予測は以下の式を用いる。

$$e(n) = \sqrt{y^2(n) + \underline{y}^2(n)}$$

そして、計算論理ユニット (ALU) 内で実行されるときに、近似法を用いる。計算誤差は 0 から - 3.4 % の間にある。

本願発明の望ましい実施例のより詳細な説明を、シグマ・デルタ ( ) モジュールによって実行されるアナログ入力信号のアナログ・デジタル変換から開始する。シグマ・デルタモジュールは、J.C.Candy and G.C.Temes 編集、IEEE プレス、1991 年の A/D 及び D/A 変換のオーバーサンプリング方法「Oversampling Delta-sigma Converters」J.C.Candy and G.C.Temes に、より詳細に説明されているような、オーバーサンプリング技術によるアナログ・デジタル変換の公知の方法であり、これは参考としてここに組み入れる。その - モジュールの出力は、サンプリング速度  $f_0$  と等しい速度でのバイナリシーケンス  $x(n)$   $[-1, +1]$  である。その  $x(n)$  のスペクトル  $X(f)$  は、可聴入力信号のスペク

10

20

30

40

50



トルに量子化ノイズにより成形されたスペクトルを加えたものからなる。

望ましい実施例の各フィルターチャンネルに関しては、入力 - の出力シーケンス  $x(n)$  と、直交する FIR フィルタインパルス応答  $h(n)$  及び  $\underline{h}(n)$  との畳み込みが、周辺畳み込みと中央畳み込みとの 2 つのステージで実行される。周辺畳み込みでは、周辺フィルタステージでのローパスフィルタリングおよびダウンサンプリングを行う必要が生じる。ダウンサンプリング、つまり、デシメーションは、整数の係数によるサンプリング速度の減少である。ローパスフィルターは比較的高い - 速度  $f_0$  で作動するが、ハイパスフィルターのインパルス応答は非常に単純である。したがって、その実行には可変増分の、バイナリーカウンタが少しだけ必要である。周辺畳み込みの結果は、 $4s$  の除数によるデシメーションに相当する速度  $(1/4s) f_0$  で周辺 RAM (ランダムアクセスメモリ) に記憶される。各周辺畳み込みステージは、それが後続の処理ステージから完全に独立して作動するように実行される。

10

望ましい実施例の中央畳み込みのステージでは、2 組の楕円フィルタの重みにより周辺畳み込みの結果を畳み込む必要が生じる。これは、計算論理ユニット (ALU) によって実行され、それはマイクロプログラムによって駆動される。DSP と同様に、比較的複雑な操作、例えば、乗算および累算 (MAC) の演算が実行される。しかし、包絡信号の帯域幅は比較的低いので、ALU のクロック周波数は非常に低い値に保持することができ、その結果、ALU の電力消費はかなり減少される。

望ましい実施例の直接的な畳み込み技術の計算効率は、実際には、より明確な周波数応答を持つ高次フィルタではなく、一般にベル形状の周波数応答を持つ低次フィルタを選択した結果、得られる。一般的に従来用いられている 6 次の無限インパルス応答のパターワースフィルターは、より明確な周波数応答を持つが、そのような構成では、全体としてかなりの量の電力供給源を必要とするようなシステム計算を非常に多く必要とする。さらに、いくつかの予備的な非公式のデータでは、ユーザーは周波数応答の違いには敏感ではないということを示している。実際、現実には、ユーザーは、従来より明確な周波数応答特性よりも、本願発明の望ましい実施例のベル形状のバンドパス周波数応答のほうを好んでいるようである。

20

望ましい実施例の各デジタルバンドパスフィルターのチャンネルは、2 レベルの高周波数シーケンス  $x(n)$  を直接に用いることによって実行される。インパルス応答  $h(n)$  は、有限の長さを持ち (FIR タイプ)、ローパスフィルター  $h_{lp}(n)$  のインパルス応答と楕円フィルター  $h_s(n)$  との畳み込み積として、書き表すことができる。つまり、

30

$$h(n) = h_{lp}(n) * \Psi_s(n) \quad (\text{Eq. 1})$$

である。ローパスフィルター  $h_{lp}(n)$  は上述の周辺畳み込みステージを表し、楕円フィルター  $h_s(n)$  は上述の中央畳み込みステージを表す。ローパスフィルターインパルス応答  $h_{lp}(n)$  は、さらに、2 つのフィルタインパルス応答  $h_o(n)$  及び  $h_s(n)$  の畳み込み積となる。つまり、

$$h_{lp}(n) = h_o(n) * h_s(n) \quad (\text{Eq. 2})$$

である。応答  $h_o(n)$  は、

40

$$h_o(n) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3})$$

によって与えられる。

便宜上、ここで及び以下において、有限インパルス応答はベクトルによって定義される。括弧内の係数は、 $n = 0, 1$  等でのインパルス応答の値を示す。括弧によって囲まれた範囲の外の係数はゼロである。ベクトルの MATLAB 表記法を用いる。

フィルタインパルス応答  $h_s(n)$  は、2 つのベクトル  $h_{s,up}$  及び  $h_{s,down}$  からなり、

$$h_s(n) = [h_{s,up} \ h_{s,down}] \quad (\text{Eq. 4})$$

50

さらに、同一の対称性を示す。つまり、

$$h_{s,down} = h_{s,up}(\text{length}(h_{s,up}) : -1 : 1) \quad (\text{Eq. 5})$$

ベクトル  $h_{s,up}$  は、等しい長さ  $s$  の 4 つのセグメントからそれぞれ、

$$h_{s,up} = [h_{s,a} \ h_{s,b} \ h_{s,c} \ h_{s,d}] \quad (\text{Eq. 6})$$

ここで、

$$h_{s,a} = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots] \quad (\text{Eq. 7a})$$

$$h_{s,b} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ \dots] \quad (\text{Eq. 7b})$$

$$h_{s,c} = [2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ \dots] \quad (\text{Eq. 7c})$$

$$h_{s,d} = [2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ \dots] \quad (\text{Eq. 7d})$$

$h_o(n)$  と  $h_s(n)$  とを用いる畳み込みは、セグメント  $h_{s,a}$  及び  $h_{s,c}$  の振動特性を除去し、その結果、階段状応答  $h_{lp}(n)$  となる。

例えば、 $s = 4$  の場合の  $h_s(n)$  は、以下の式から求められる。

$$h_s(n) = [1010111121212222222212121110101] \quad (\text{Eq. 8})$$

$h_o(n)$  を用いる畳み込みは以下の式を生じさせる。

$$h_{lp}(n) = \left[ \frac{1}{2} \ 1111 \ \frac{3}{2} \ 22 \ \frac{5}{2} \ 3333 \ \frac{7}{2} \ 444444 \ \frac{7}{2} \ 3333 \ \frac{5}{2} \ 22 \ \frac{3}{2} \ 1111 \ \frac{1}{2} \right] \quad (\text{Eq. 9})$$

フィルタ応答  $\Psi_s(n)$  は、一組の重み付けられた等距離単位インパルスからなる楕形フィルタを表す。

$$\Psi_s(n) = \sum_{i=0}^7 w_i \delta(n - i8s) \quad (\text{Eq. 10})$$

単位インパルスの間の距離は  $8s$  である。重み  $w_i$  ( $i=0, 1, \dots, 7$ ) は、通常、ウィンドウ関数（例えば、ハミングウィンドウ）をサンプリングし、それから、1つおきにサンブルに -1 を掛けることによって導き出され、それは、符号が交互に変わるシーケンスとなる。インパルス応答  $h_{lp}(n)$  と  $\Psi_s(n)$  との畳み込みにより、8 個の、拡大されかつ時分割された応答  $h_{lp}(n)$  の重畳したものが生じる。

$s = 72$ 、 $w_i = \{3-30 \ 80-128 \ 142-107 \ 53-13\}$  の場合の FIR インパルス応答  $h(n)$  の実施例を図 1 に示す。応答  $h(n)$  は、ゼロ交差間の距離によって近似的に定義される共振周波数を持つバンドパスフィルタを表す。それは、4 つの期間から成るウィンドウ重み付け正弦曲線のインパルス応答に近似することを目指す。周波数ドメインでは、Eq. 1 の畳み込み積はローパスフィルタ  $H_{lp}(f)$  及び楕形フィルタ  $\Psi_s(f)$  の対応するフーリエ変換の積で置き換えられる。つまり、

$$H(f) = H_{lp}(f) * \Psi_s(f) \quad (\text{Eq. 11})$$

ローパスフィルタ  $H_{lp}(f)$  は  $\Psi_s(f)$  の第 1 のメインローブを選択する傾向があり、それにより、バンドパスフィルタ  $H(f)$  となる。サイドローブは  $f_c$  の奇数倍数で発生する。サイドローブは周波数が約  $1.5 f$  において最大の振幅を持ち、減衰は約  $24 \text{ dB}$  である。図 2 に示す例は、 $s = 72$  及び  $w_i = \{3-30 \ 80-128 \ 142-107 \ 53-13\}$  の場合に関する。フィルタ  $H_{lp}(f)$  及び  $\Psi_s(f)$  は、パラメータ  $s$  を介して結合されており、それは  $H_{lp}(f)$  のゼロの位置と  $\Psi_s(f)$  における共振周波数とを定義する。従って、重み  $w_i$  の所定の組に関しては、フィルタ関数  $H(f)$  の以下の特性パラメータは  $s$  からほぼ独立している。

- ・メインのローブ共振周波数に関連するゼロの相対位置
- ・共振周波数に関するサイドローブの中央周波数の相対位置
- ・メインローブの  $Q$  値、及び

10

20

30

40

50

・共振周波数での倍率に関連するサイドロープの減衰

しかし、 $h_{lp}(n)$ のエネルギーが $s$ に比例するので、絶対的倍率は $s$ に比例する。異なるパラメータ $s$ の場合に共振周波数で等しい倍率を達成するためには、係数 $w_i$ に $1/s$ に比例するスケール係数を掛け合わせる必要がある。

望ましい実施例における包絡検出は、 $h(n)$ にほぼ直交するインパルス応答 $\underline{h}(n)$ を持つ第2のフィルタを実行することによって達成される。

$$\underline{h}(n) = h_{lp}(n) * \underline{\Psi}_s(n) \quad (\text{Eq. 12})$$

及び

$$\underline{\Psi}_s(n) = \sum_{i=0}^7 \underline{w}_i \delta(n - i8s - 4s) \quad (\text{Eq. 13})$$

における単位インパルス応答は、 $\underline{\Psi}_s(n)$ における単位インパルスと比較して $4s$ だけシフトされ、異なる組の重み $\underline{w}_i$ が用いられる。図3は、 $s = 72$ 並びに重み $w_i = \{3-30-80-128-142-107-53-13\}$ 及び $\underline{w}_i = \{13-53-107-142-128-80-30-3\}$ の場合の実施例に関するインパルス応答 $h(n)$ 及び $\underline{h}(n)$ を示す。ここで、係数 $\underline{w}_i$ は組 $w_i$ と等しいが、逆順序で異なる符号を持つ。この場合には、 $\underline{h}(n)$ は、時間的に $h(n)$ の鏡像を得、符号を反対にし、さらに、時間シフトを導入することによって $h(n)$ から得ることができる。振幅特性 $|H(f)|$ 及び $|\underline{H}(f)|$ は同一である。

FIRフィルタ $h(n)$ 及び $\underline{h}(n)$ を用いて - シーケンス $x(n)$ をフィルターすることにより以下ようになる。

$$y(n) = x(n) * h(n)$$

$$\underline{y}(n) = x(n) * \underline{h}(n) \quad (\text{Eq. 14})$$

包絡信号 $e(n)$ は以下の式から求めることができる。

$$e(n) = \sqrt{y^2(n) + \underline{y}^2(n)} \quad (\text{Eq. 15})$$

フィルタ $|H(f)|$ 及び $|\underline{H}(f)|$ の共振周波数 $f_r$ は、ゼロ交差の間の距離 $16s$ によってほぼ定義される。つまり、

$$f_r \approx \frac{f_o}{16s} \quad (\text{Eq. 16})$$

である。

この定義により、起こり得る共振周波数の位置の比較的精密な解を得る。例えば、 $f_o = 1 \text{ MHz}$ 、 $s_1 = 63$ に関して $f_{r1} = 1.008 \text{ kHz}$ 、 $s_2 = 62$ に関して $f_{r2} = 0.992 \text{ kHz}$ の場合には、相対的差 $(f_{r1} - f_{r2}) / f_{r1} = 1.6\%$ となる。しかし、この分解能は共振周波数が高くなるにつれて減少する。

二乗の合計の平方根の概算について。本願発明では、2つの二乗の数の和の平方根の推定、つまり、

$$\sqrt{a^2 + b^2}$$

は、包絡線を推定するために $e(n)$ の計算を必要とし、それは以下の3つのステップのアプローチを用いて達成される。 $a$ 及び $b$ を2つの正の数とすると、

(1) 最大値  $\max(a, b)$  及び 最少値  $\min(a, b)$  を決定し、

$$(2) \frac{\sqrt{3}}{2} \max(a, b) + \frac{1}{2} \min(a, b) \text{ を計算し、さらに、}$$

$$(3) \text{ 最大値 } \max(\max(a, b), \frac{\sqrt{3}}{2} \max(a, b) + \frac{1}{2} \min(a, b)) \text{ を決定する。}$$

10

20

30

40

50

ステップ(3)の結果は、

$$\sqrt{a^2 + b^2}$$

の近似を表す。数字 a 及び b が 2 つの複素ベクトル  $a + j b$  と  $b + j a$  とを規定している場合には、ステップ(1)にてこれらの 2 つのベクトルのうち、0 から 45 度までの間の偏角を持つ 1 つのベクトルを選択する。このベクトルを、時計周りに 30 度回転させる。ステップ(2)では、このベクトルの実部を計算する。ステップ(3)では、回転させたベクトル及び回転させていないベクトルの実部を比較し、最大値が望ましい近似値となる。

たとえば、 $a = 45$  及び  $b = 57$  の場合には、

$$(1) \max(a, b) = 57 \text{ 及び } \min(a, b) = 45,$$

$$(2) \frac{\sqrt{3}}{2} \max(a, b) + \frac{1}{2} \min(a, b) = 71.86, \text{ 及び}$$

$$(3) \max(\max(a, b), \frac{\sqrt{3}}{2} \max(a, b) + \frac{1}{2} \min(a, b)) = 71.86,$$

ここで、近似値 71.86 は、以下の正確な結果よりも約 1 % 小さい。

$$\sqrt{45^2 + 57^2} = 72.62.$$

正しい値に対する近似値の偏差は 0 % から - 3.4 % までの間にあることがわかる。 $a = b$  の場合に最悪の状態が生じる。そのときには、この近似値は、

$a \cdot \cos(\pi/12) = a \cdot 0.9659$  となる。A L U におけるこの方法の実施においては、2 回の数字の比較 (ステップ(1)及び(3)) と、1 つの重要な乗算

$$(\text{factor } \frac{\sqrt{3}}{2})$$

を含む 1 つの乗算及び累算 (MAC) 命令 (ステップ(2)) とのみを必要とする。それは、通常平方根を推定するために用いられるルックアップテーブルを必要としない。

これまでは、信号処理はサンプリング周波数  $f_0$  でサンプリングされた信号を用いて導き出されていた。しかし、速度  $f_0$  での信号  $e(n)$  の計算は必要ない。これは、バンドパス信号の包絡線のデジタル表示に必要なサンプリング速度  $f_{env}$  は、非常に低いからである。その  $f_{env}$  の低い限界は理論的には以下のように得られる。

$$f_{env, \min} = 2B$$

(Eq. 17)

ここで、B はバンドパスフィルタの帯域幅である。実際、速度  $f_{env, \min}$  は、ナイキスト (Nyquist) 速度 (バンドパス信号の最大信号周波数  $\times 2$  によって得られる) よりいっそう相当低い。したがって、本願発明の望ましい実施例に用いられる方法は、ダウンサンプリングステージを効率的に実行することができる直交インパルス応答  $f(n)$  及び  $h(n)$  を定義しており、また、それは、デジタル低電力 A S I C (用途特定集積回路) での集積化に適している。

人工耳装置の構造内の 12 チャンネルフィルタバンクの実施例を図 4 に示す。利用者の耳の裏側にかけられているマイクロホン 10 は、その利用者の周りの音響信号をアナログ電気信号に変換する。プロセッサ 12 はプリエンファシス又は自動利得制御のような追加の信号の処理を実行する。入力された可聴信号は、モジュレータ 14 によってアナログからデジタルに変換される。モジュレータ 14 はオーバーサンプリング技術を用いて比較的高い周波数のデジタルシーケンス  $x(n)$  を発生し、それはサンプリング速度  $f_0$  での入力可聴信号を表す。そのシーケンス  $x(n)$  は入力フィルタ 16 に入力され、そこで、それは、入力フィルタインパルス応答  $h_0(n)$  で畳み込まれる。インパルス応答  $h_0(n)$  は単純なため、この畳み込みは、2 レベルシーケンス  $x(n)$   $[-1, +1]$  を 5 レ

10

20

30

40

50

ベルシーケンス  $x_o(n)$   $[0, \pm 1, \pm 2]$  に変換する論理ゲートを必要とするだけである。 $x_o(n)$  の速度は - サンプリング周波数  $f_o$  と等しい。

12 のフィルタバンクチャンネルの各々の周辺フィルタ 18 は、プリフィルタ 16 からの 5 レベルシーケンス  $x_o(n)$  を各周辺フィルタ 18 のインパルス応答  $h_{s,k}(n)$  で畳み込み、係数  $4 s_k$  による結果をダウンサンプルする。ここで、 $k$  は各フィルタチャンネル、 $k = 1, 2, \dots, 12$  を表す。 $x_o(n)$  と  $h_{s,k}(n)$  との畳み込みは、 $x_o(n)$  及び  $h_{s,k}(n)$  の乗算及び累算することを意味する。 $h_{s,k}(n)$   $[0, 1, 2]$  及び  $x_o(n)$   $[0, \pm 1, \pm 2]$  であるために、その掛け算の結果は、 $0, \pm 1, \pm 2$  及び  $\pm 4$  となると考えられる。それらは 2 のべき数であり、その結果、特定の時間の場合の畳み込み積は、可変増分  $0, \pm 1, \pm 2$  及び  $\pm 4$  のバイナリカウンタの助けにより計算することができる。 $h_{s,k}(n)$  の長さは  $8 s_k$  10  
なので、 $(1/4 s_k) f_o$  の速度でダウンサンプリングされた畳み込み積は、可変増分の 2 つのカウンタを必要とし、そこでは、その 2 つのカウンタの開始時間は  $4 s_k$  までオフセットされる。サンプリング速度  $(1/4 s_k) f_o$  は、Eq. 16 で推定されているような各フィルタの共振周波数より 4 倍高く、したがって、通常 Eq. 17 に規定されているような最少周波数  $f_{env,min}$  よりかなり高い。

周辺フィルタカウンタ出力での畳み込み積は、次に、順に、16 ワードの周辺畳み込み RAM 20 (ローパス RAM と呼ばれる) に記憶され、そこで、RAM のシーケンスアドレスは、 $\dots, 0, 1, 2, \dots, 14, 15, 0, 1, \dots$  (環状配置) である。各フィルタチャンネルのために、周辺フィルタ 18 と周辺畳み込み RAM 20 との組み合わせには、正確な動作のためにパラメータ  $s_k$  のみを必要とし、それは、コントローラユニット 24 による初期化手続 20  
の間に設定される。初期化の後、周辺フィルタ 18 及び周辺畳み込み RAM 20 のフィルタ及び WRITE 動作は、コントローラユニット 24 又は他のいずれの信号処理ステージの影響を受けることなく、完全に自動的に実行される。

また、中央の畳み込みパラメータ RAM 26 (楕形フィルタ重み RAM と呼ばれる) と組み合わせられてコントローラユニット 24 は、計算論理ユニット (ALU) 28 に対し命令を出して楕形フィルタの重み及び各バンドパスフィルタの包絡線の推定値とを用いて中央畳み込みを実行させる。コントローラユニット 24 が包絡線サンプルの推定を開始させると、選択されたフィルタチャンネルの周辺畳み込み RAM 20 の出力がマルチプレクサ 22 を経由して ALU 28 に接続され、その周辺畳み込み RAM 20 の実際の内容が ALU 28 に読取られる。その RAM からの 16 ワードは、2 組の 8 ワードのようにまとめられ、それらは、対応する楕形フィルタの 8 個の重み  $w_{i,k}$  及び  $\underline{w}_{i,k}$  ( $i = 0, 1, \dots, 7$ ) の組とともに乗算かつ累算される。それらの重みは中央畳み込みパラメータ RAM 26 から読み出され、そこでは、それらは初期手続の間に記憶される。その結果の出力は直交フィルタ出力信号  $y_k(n)$  及び  $\underline{y}_k(n)$  であり (Eq. 14 を参照)、ここで、偏角  $n$  はダウンサンプリングを表す。これらの信号  $y_k(n)$  及び  $\underline{y}_k(n)$  の推定は、ALU 28 内での 16 の乗算及び累算 (MAC) 命令を必要とする。 $y_k(n)$  及び  $\underline{y}_k(n)$  からの  $e_k(n)$  の推定とともに、全部で 17 の ALU 命令が必要である。 30

従って、ALU 28 は、各フィルタチャンネルの瞬間のバンドパスの包絡線のシーケンスを発生する。人工耳装置の構成では、望ましい実施例の ALU 28 は個々の利用者の聴力に対し固有のラウドネスマッピング関数によって包絡線振幅の調整も行う。そのラウドネスマッピングは、しきい値の識別力レベルより高く十分な聴力レベルに至る包絡線振幅の包絡線及び調整の瞬間的な対数圧縮でもよい。データコード及び rf ステージ 30 は各フィルタチャンネルのバンドパス包絡線のシーケンスを無線送信されるデジタルデータストリームに変換する。ユーザーに取り付けられた埋め込み rf 受信機 / 刺激器 32 は受信無線信号を周波数帯域毎に順次整列された振幅変調された幅の狭い二相刺激パルスに変換される。各周波数帯域は、この装置の埋め込まれた部分内に接続された電極を持っていて、所定周波数帯域用の電極が、耳の蝸牛とともにその帯域の周波数の神経繊維を刺激する。その結果、電極 34 による蝸牛神経繊維のパルスの刺激が、神経繊維に確率論的に分配された活動電位を生じさせることになり、それは健全な耳の神経繊維の確率論的活動の生理学的応答に似たものである。 40 50

図4における包絡線信号  $e_k(n)$  はマイクロプログラムによって順次計算され、制御される。例えば、等しい帯域幅  $B = 1 \text{ kHz}$  を持つ12のフィルタチャンネルからなるフィルタバンクでは、包絡線信号を計算するための最低速度は  $12 * f_{env, min} = 12 * 2 * 1 \text{ kHz} = 24 \text{ kHz}$  によって得られる。1つのALU命令を実行するために1クロックサイクルが必要な場合には、最小のALUクロック周波数  $f_{ALU, min}$  は、 $f_{ALU, min} = 17 * 12 * 2 B = 408 \text{ kHz}$  によって得られる。この作動周波数は、DSPで通常用いられる周波数よりもかなり低い。

図4に示す構成の電力消費に関しては、入力 - 入力シーケンス  $x(n)$  と  $h(n)$  及び  $\hat{h}(n)$  )との畳み込みを周辺畳み込み及び中央畳み込みの2つのステージに分割することは有益である。周辺畳み込みは、周辺フィルタステージにおいてローパスフィルタリング及びダウンサンプリングを含む。これらの周辺フィルタは比較的高い速度  $f_o$  で作動するが、インパルス応答は非常に単純である。ダウンサンプリングに関連して、この構成は可変増加する2つのカウンタのみを必要とする。従って、非同期のカウンタを用いる場合には、電力消費は非常に低い状態に維持される。任意の長さの非同期カウンタがクロック周波数  $f_o$  で駆動される場合には、平均して2だけのフリップフロップがトグル切り換えされ、その結果、電力消費に貢献する。例えば、12チャンネルフィルタバンクの場合には、全体の数が  $12 * 2 * 2 = 48$  のフリップフロップが平均して  $f_o$  でトグル切り換えされる。 $f_o = 1 \text{ MHz}$  で、フリップフロップごとの電力消費が  $10 \text{ } \mu\text{W/MHz}$  の場合には、電力消費はわずか  $0.48 \text{ mW}$  となる。

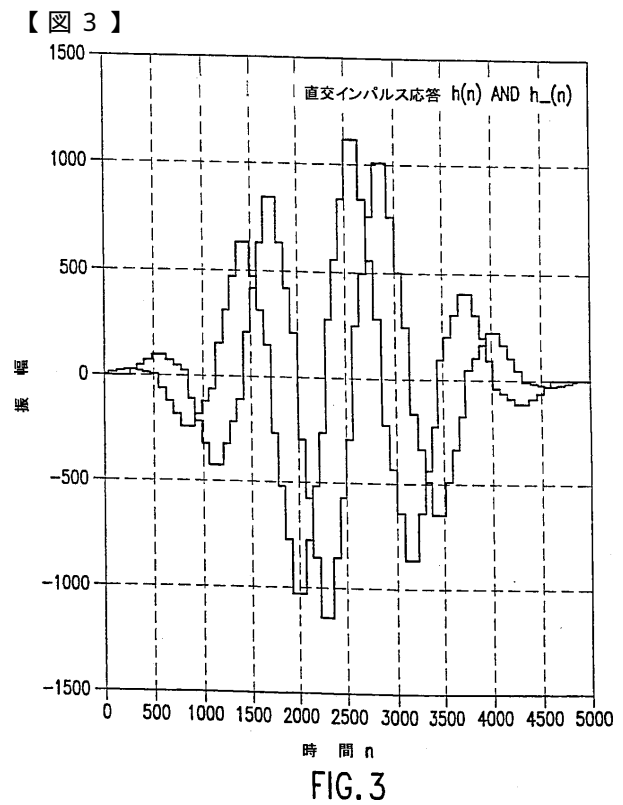
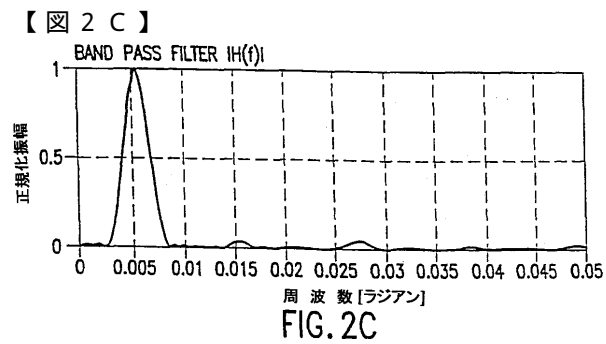
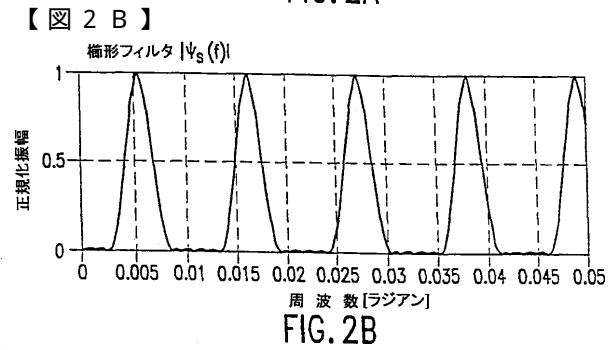
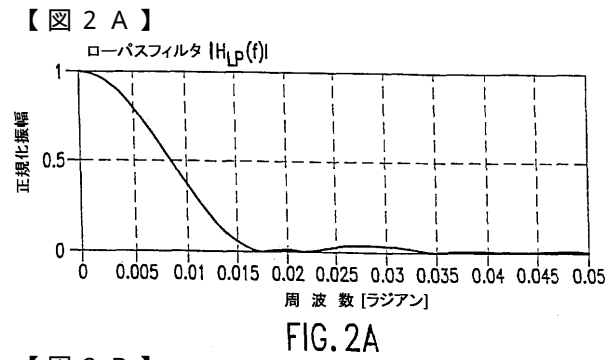
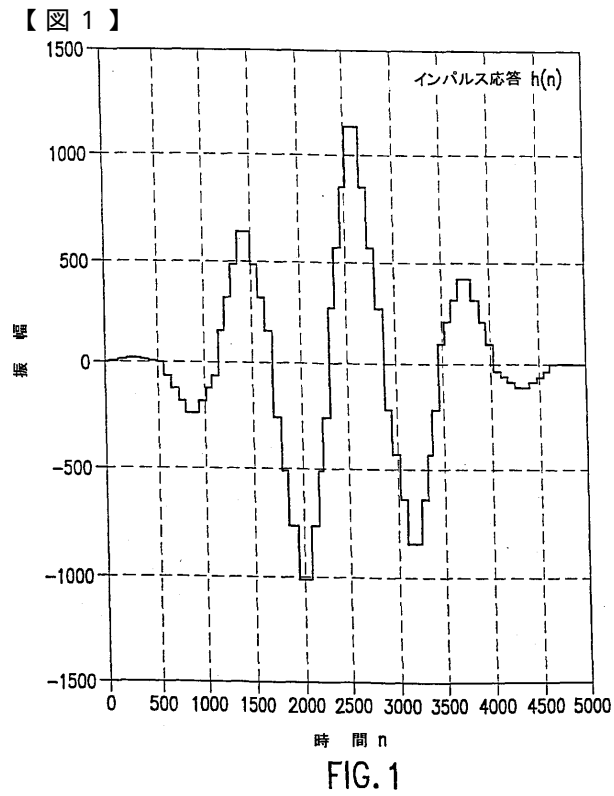
中央畳み込みは、楕形フィルタの重み  $w_{i,k}$  及び  $\hat{w}_{i,k}$  ( $i = 0, 1, \dots, 7$ ) を用いてダウンサンプリングされたローパスフィルタ出力の畳み込みを実行する。このステップは、レジスタ、乗算器等を含むALUを備えるより複雑なハードウェアを必要とするが、そのALUのクロック周波数は非常に低い値に維持することができる。例えば、6000の論理ゲートからなるALUでは、論理ゲートの約30%が、常にアクティブな状態にある。ゲートごとの電力消費が  $3 \text{ } \mu\text{W/MHz}$  で、クロック周波数が  $f_{ALU} = 408 \text{ kHz}$  の場合には、電力消費は  $202 \text{ mW}$  になる。したがって、この実施例では、周辺及び中央畳み込みの電力消費は、約  $2.68 \text{ mW}$  であり、それは、CIS計画の市販されているDSP構成において代表的な  $300 \text{ mW}$  の電力消費より1%小さい。

本願発明のさまざまな例を開示したが、当業者には、さまざまな変更及び修正を行うことができ、それらが本願発明の範囲を逸脱することなく本願発明の利点のいくつもとを達成できることは自明であろう。これらの及び他の自明な修正は請求の範囲に含まれている。

10

20

30



【図 4】

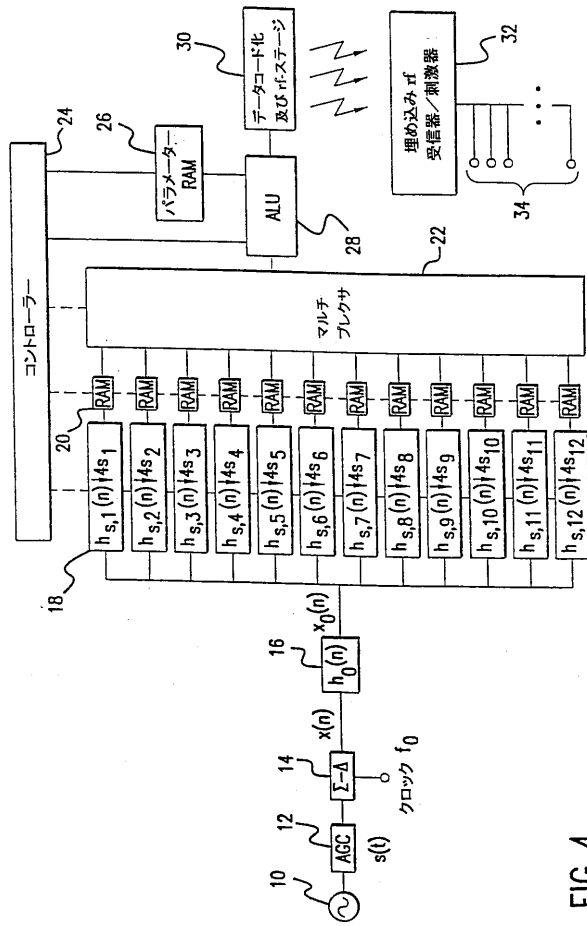


FIG. 4



---

フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

H 0 3 H 17/02 6 3 5 A

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H03H 1/00 - 3/00

H03H 5/00 - 7/13

H03H 15/00 - 15/02

H03H 17/00 - 17/08

H03H 19/00 - 21/00