

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-252010

(P2010-252010A)

(43) 公開日 平成22年11月4日(2010.11.4)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H03H 17/06 (2006.01)	H03H 17/06 613C	5D020
H03H 17/02 (2006.01)	H03H 17/06 633J	
H04R 3/14 (2006.01)	H03H 17/02 601K	
	H04R 3/14	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号	特願2009-98695 (P2009-98695)	(71) 出願人	508209990
(22) 出願日	平成21年4月15日 (2009. 4. 15)		J & Kカーエレクトロニクス株式会社
			東京都八王子市石川町2967番地3
		(74) 代理人	110000121
			アイアット国際特許業務法人
		(72) 発明者	中村 真巳
			東京都八王子市石川町2967-3
		Fターム(参考)	5D020 AE03

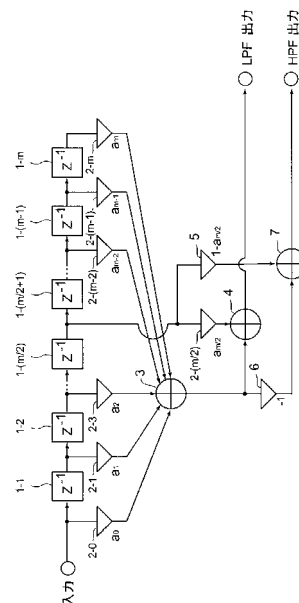
(54) 【発明の名称】 帯域分割フィルターおよびプログラム

(57) 【要約】

【課題】 少ない演算量で、かつ所望の周波数特性を確保しながら、信号を高域と低域とに分割することのできる帯域分割フィルターを提供する。

【解決手段】 入力信号を1サンプルずつ遅延させる遅延器1-1～1-mと、遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力に得られる遅延量の異なる信号にそれぞれ係数を乗算する乗算器2-0～2-mと、乗算器2-0～2-mの出力を加算して第1のフィルター出力とする加算器3、4と、遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力のうち遅延量が中央値となる信号に、対応する乗算器2-(m/2)の係数 $a_{m/2}$ を1から減算した値を係数として乗算した値と、中央値となる信号以外の遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力に、対応する乗算器の係数の逆符号の値を係数として乗算した値との和を生成して第2のフィルター出力とする乗算器5、6および加算器7とを有する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

入力信号を 1 サンプルずつ遅延させる複数の遅延器と、

この複数の遅延器のそれぞれの入出力に得られる遅延量の異なる信号にそれぞれ係数を乗算する複数の乗算器と、

この複数の乗算器の出力を加算して第 1 のフィルター出力とする加算手段と、

上記複数の遅延器のそれぞれの入出力のうち遅延量が中央値となる信号に、上記複数の乗算器のうち対応する乗算器の係数を 1 から減算した値を係数として乗算した値と、上記中央値となる信号以外の上記複数の遅延器のそれぞれの入出力に上記複数の乗算器のうちそれぞれ対応する乗算器の係数の逆符号の値を係数として乗算した値との和を生成して第 2 のフィルター出力とする回路手段と

を有することを特徴とする帯域分割フィルター。

【請求項 2】

請求項 1 記載の帯域分割フィルターにおいて、前記複数の乗算器がそれぞれ乗算する係数は、前記第 1 のフィルター出力が高域通過特性または低域通過特性となる係数に設定され、前記第 2 フィルター出力は低域通過特性または高域通過特性となることを特徴とする帯域分割フィルター。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 記載の帯域分割フィルターにおいて、

前記加算手段は、前記中央値となる信号以外の信号に関して前記複数の乗算器の対応する出力を加算する第 1 の加算器と、この第 1 の加算器の出力に前記中央値となる信号に関して前記複数の乗算器の対応する出力を加算する第 2 の加算器とを有し、

前記回路手段は、前記中央値となる信号に、前記複数の乗算器のうち対応する乗算器の係数を 1 から減算した値を係数として乗算する減算値乗算器と、上記第 1 の加算器の出力を逆符号にする逆符号乗算器と、上記減算値乗算器の出力と上記逆符号乗算器の出力とを加算する第 3 の加算器とを有する

ことを特徴とする帯域分割フィルター。

【請求項 4】

コンピュータに、

入力信号を 1 サンプルずつ遅延させる複数の遅延器、

この複数の遅延器のそれぞれの入出力に得られる遅延量の異なる信号にそれぞれ係数を乗算する複数の乗算器、

この複数の乗算器の出力を加算して第 1 のフィルター出力とする第 1 の加算手段、

この複数の乗算器の出力を加算して第 1 のフィルター出力とする加算手段、および

上記複数の遅延器のそれぞれの入出力のうち遅延量が中央値となる信号に、上記複数の乗算器のうち対応する乗算器の係数を 1 から減算した値を係数として乗算した値と、上記中央値となる信号以外の上記複数の遅延器のそれぞれの入出力に上記複数の乗算器のうちそれぞれ対応する乗算器の係数の逆符号の値を係数として乗算した値との和を生成して第 2 のフィルター出力とする回路手段

の各機能を実行させることを特徴とするプログラム。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、帯域分割フィルターおよびプログラムに関する。

【背景技術】**【0002】**

信号帯域を高域と低域に分割する帯域分割フィルターとして、ハイパスフィルター（HPF）およびローパスフィルター（LPF）が組み合わせて用いられる。以下では、可聴信号、特に音声信号を、高域専用再生スピーカーと低域専用再生スピーカーとに振り分ける場合を例に説明する。

10

20

30

40

50

【0003】

図2は、帯域分割フィルタを有限インパルス応答(FIR)フィルタで実現する構成例を示す図である。この帯域分割フィルタは、1チャンネルあたり、HPFとLPFのふたつのフィルタで構成される。

【0004】

すなわち、HPFは、遅延器 $11-1 \sim 11-m$ 、乗算器 $21-0 \sim 21-m$ および加算器31からなるFIRフィルタにより構成される。LPFは、遅延器 $12-1 \sim 12-m$ 、乗算器 $22-0 \sim 22-m$ および加算器32からなるFIRフィルタにより構成される。

【0005】

遅延器 $11-1 \sim 11-m$ はそれぞれ、入力信号を1サンプルずつ遅延させる。乗算器 $21-0 \sim 21-m$ は、遅延器 $11-1 \sim 11-m$ の入出力(タップ)に得られる遅延量の異なる信号に、それぞれ係数 $a_0 \sim a_m$ を乗算する。加算器31は、乗算器 $21-0 \sim 21-m$ の出力を加算し、加算器32は、乗算器 $22-0 \sim 22-m$ の出力を加算する。係数 $a_0 \sim a_m$ は、加算器31の出力に低域通過特性が得られるように設定される。

10

【0006】

遅延器 $12-1 \sim 12-m$ はそれぞれ、入力信号を1サンプルずつ遅延させる。乗算器 $22-0 \sim 22-m$ は、遅延器 $12-1 \sim 12-m$ のそれぞれの入出力(タップ)に得られる遅延量の異なる信号に、それぞれ係数 $b_0 \sim b_m$ を乗算する。加算器32は、乗算器 $22-0 \sim 22-m$ の出力を加算する。係数 $b_0 \sim b_m$ は、加算器32の出力に高域通過特性が得られるように設定される。

20

【0007】

図2に示す個々のFIRを $m=2048$ 構成(タップ数2049)で実現すると、1チャンネルあたり、 $(2048+1) \times 2 = 4098$ 回の乗算が必要となる。また、ステレオ音声ではその2倍、さらに6チャンネル出力だと、 $4098 \times 6 = 24588$ 回の乗算が必要となる。

【0008】

図2に示す帯域分割フィルタは、実際には、信号処理プロセッサ(DSP)により実現される。しかし、24588回の乗算を行う能力のあるDSPは高価であり、他のイコライザなどの処理と同時に使用することが、処理能力的は難しい。FIRのタップ数を減らすことで演算回数は減るが、意図する周波数特性を確保することができなくなる。また、遅延器 $11-1 \sim 11-m$ 、 $12-1 \sim 12-m$ としてのバッファが大量に必要であり、DSPに外付けRAM(ランダムアクセスメモリ)を付加したり、内蔵RAMの多いDSPを使用する必要がある。

30

【0009】

演算量の少ない帯域分割フィルタとして、特許文献1には、元データとLPFの出力との差分をLPFの出力とすることが開示されている。また、特許文献2には、標準化周波数 f_s の半分で演算する構成が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0010】

【特許文献1】特開2004-201109号公報

【特許文献2】特開平05-063510号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

特許文献1に開示の技術は、平坦な周波数特性からLPFの周波数を差し引くことで、HPFの周波数特性を得るものである。LPFにより処理された周波数帯は、演算精度によって特性が劣化し、HPFの通過周波数帯ではその特性がさらに劣化してしまう。特許文献2に記載の技術は、標準化周波数 f_s を半分にしてしまうので、高域の表現力が無く

50

になってしまう。

【0012】

本発明は、このような課題を解決し、少ない演算量で、かつ所望の周波数特性を確保しながら、信号を高域と低域とに分割することのできる帯域分割フィルタを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の帯域分割フィルタは、入力信号を1サンプルずつ遅延させる複数の遅延器と、この複数の遅延器のそれぞれの入出力に得られる遅延量の異なる信号にそれぞれ係数を乗算する複数の乗算器と、この複数の乗算器の出力を加算して第1のフィルタ出力とする加算手段と、複数の遅延器のそれぞれの入出力のうち遅延量が中央値となる信号に、複数の乗算器のうち対応する乗算器の係数を1から減算した値を係数として乗算した値と、中央値となる信号以外の複数の遅延器のそれぞれの入出力に複数の乗算器のうちそれぞれ対応する乗算器の係数の逆符号の値を係数として乗算した値との和を生成して第2のフィルタ出力とする回路手段と有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、少ない演算量で、かつ所望の周波数特性を確保しながら、信号を高域と低域とに分割することができる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】本発明の実施の形態に係る帯域分割フィルタの構成を示す図である。

【図2】公知の帯域分割フィルタの構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して説明する。

【0017】

[構成]

図1は本発明の実施の形態に係る帯域分割フィルタの構成を示す図である。この帯域分割フィルタは、遅延器1-1～1-m (mは偶数)、乗算器2-0～2-m、5、6および加算器3、4、7を有する。遅延器1-1～1-mは、入力信号を1サンプルずつ遅延させる。乗算器2-0～2-mは、遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力に得られる遅延量の異なる信号に、それぞれタップ係数 $a_0 \sim a_m$ を乗算する。加算器3、4は、加算手段を構成し、乗算器2-0～2-mの出力を加算して第1のフィルタ出力とする。

【0018】

乗算器5、6および加算器7は、複数の遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力のうち遅延量が中央値となる信号、すなわち遅延器1-($m/2$)と遅延器1-($m/2+1$)との間の信号に、対応する乗算器2-($m/2$)のタップ係数 $a_{m/2}$ を1から減算した値 $1-a_{m/2}$ を係数として乗算した値と、遅延量が中央値となる信号以外の複数の遅延器1-1～1-mのそれぞれの入出力にそれぞれ対応する乗算器2-0～2-($m/2-1$)、2-($m/2+1$)～2-mのタップ係数 $a_0 \sim a_{m/2-1}$ 、 $a_{m/2+1} \sim a_m$ の逆符号の値を係数として乗算した値との和を生成して第2のフィルタ出力とする回路手段として動作する。

【0019】

上述したように、乗算器2-0～2-mの出力を加算して第1のフィルタ出力とする加算手段として、この実施の形態では、加算器3、4を有する。加算器3は、遅延値が中央値となる信号以外の信号に関して、対応する乗算器2-0～2-($m/2-1$)、2-($m/2+1$)～2-mの出力を加算する。加算器4は、加算器3の出力に、遅延値が中央値となる信号に関して、対応する乗算器2-($m/2$)の出力を加算する。一方、乗算

器 5 は、減算値乗算器として動作し、遅延器 $1 - (m/2)$ と遅延器 $1 - (m/2 + 1)$ との間の信号に、乗算器 $2 - (m/2)$ のタップ係数 $a_{m/2}$ を 1 から減算した値 $1 - a_{m/2}$ を、タップ係数として乗算する。乗算器 6 は、逆符号乗算器として動作し、加算器 4 の逆符号にする。加算器 7 は、乗算器 5、6 の出力を加算する。

【0020】

ここで、乗算器 $2 - 0 \sim 2 - m$ がそれぞれ乗算する係数 $a_0 \sim a_m$ は、加算器 4 の出力が低域通過特性となる係数に設定される。このとき、加算器 7 の出力は、高域通過特性となる。加算器 4 の出力が高域通過特性となるようにタップ係数 $a_0 \sim a_m$ を設定することもでき、その場合には、加算器 7 の出力は、低域通過特性となる。

【0021】

[FIR フィルターの設計]

ここで、本発明に係る FIR フィルター設計の原理を説明する。ここでは、窓関数法を使用し、LPF と HPF とでカットオフ周波数 F_c を同じ周波数とする。

【0022】

フィルターの周波数特性を $G(e^{j\omega T})$ とし、標本化角周波数を ω_s とし、遮断周波数を ω_c として、フーリエ級数展開を行うと、

【数 1】

$$G(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n \exp(-j\omega T), \quad T = 2\pi/\omega_s$$

となる。これを g_n で解くと、

【数 2】

$$\begin{aligned} g_n &= \frac{1}{\omega_s} \int_{-\omega_s/2}^{\omega_s/2} G(e^{j\omega T}) \exp(jn\omega T) \cdot d\omega \\ &= \frac{2}{\omega_s} \int_0^{\omega_s/2} G(e^{j\omega T}) \cos(jn\omega T) \cdot d\omega \\ &= \frac{1}{n\omega} \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c}{\omega_s}\right), \quad n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty \end{aligned}$$

となる。

【0023】

有限サンプルで打ち切るために、カイザー窓などを使用し、FIR のタップ数に収める。窓の幅を $Order$ とすると、有限サンプルの g_n は、

【数 3】

$$g_{-Order/2}, \dots, g_{-1}, g_0, g_1, \dots, g_{Order/2}$$

と表される。窓関数を $window$ とし、数 2 の式に掛け合わせると、 g_n は、

【数 4】

$$\begin{aligned} g_n &= \frac{1}{n\omega} \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c}{\omega_s}\right) \times window \quad n \neq 0 \\ g_0 &= 2 \times f_c / f_s \quad n = 0 \end{aligned}$$

となる。

【0024】

ところで、以下のようにカットオフ周波数 (f_c) と g_n を加工することで、LPF と HPF との変換を行うことができる。

10

20

30

40

50

【数 5】

$$\begin{aligned}\frac{f_s}{2} - f_c &\rightarrow f_c \\ \cos(\pi n) g_n &\rightarrow g_n\end{aligned}$$

ここで、

【数 6】

$$(-1)^n = \cos(\pi n)$$

10

と置き換え、 g_n との値の関連を見つけると、 g_0 以外では逆符号となる。また、

【数 7】

$$\begin{aligned}g_0 &= 2 \times f_c / f_s \\ &\rightarrow 2 \times (f_s / 2 - f_c) / f_s \\ &= 1 - 2 \times f_c / f_s \\ &= 1 - g_0\end{aligned}$$

20

と置き換えることで、L P F または H P F における g_0 が、H P F または L P F における $1 - g_0$ となることがわかる。

【0 0 2 5】

以上の窓関数法で L P F または H P F に関して求めた g_n に対して、図 1 におけるタップ係数 $a_0 \sim a_m$ を設定する。これにより、加算器 4 の出力が H P F 出力または L P F 出力となる。一方、L P F または H P F のタップ係数は、 $n = 0$ に相当するタップ係数が $1 - a_m / 2$ 、 $n \neq 0$ に相当するタップ係数が $-a_0 \sim -a_m / 2 - 1$ 、 $-a_m / 2 + 1 \sim -a_m$ となる。したがって、加算器 7 の出力が、L P F 出力または H P F 出力となる。

【0 0 2 6】

〔実施の形態の効果〕

30

F I R フィルターを用いた帯域分割処理は、演算負荷が大きいので、これまでは、高価な D S P でしか実現できなかった。これに対して以上説明した実施の形態によれば、1 個のフィルターで、ふたつのフィルターの演算を行うことができる。これにより、安価な D S P でも、タップ数を減らすことなく、所望の周波数特性を確保しながら、F I R フィルターを用いた帯域分割が可能となる。

【0 0 2 7】

これを具体的な数値により説明する。図 1 に示す波長分割フィルターを $m = 2048$ で実現する場合、1 チャンネルあたりの乗算処理は、 $2048 + 3 = 2051$ 回で実現できる。6 チャンネル出力だと、 $2051 \times 6 = 12306$ 回の乗算で済む。これは、図 2 を参照して説明した構成の場合のほぼ半分の演算量である。また、必要な遅延器およびフィ

40

。

【0 0 2 8】

〔他の実施の形態〕

乗算器 5、6 および加算器 7 による演算は、図 1 に示した実施の形態とは異なる順序で行うこともできる。たとえば、乗算器 5 ではタップ係数 $a_m / 2 - 1$ を乗算することとし、乗算器 6 を加算器 7 の出力側に配置することもできる。すなわち、加算器 3 の出力と乗算器 5 の出力とを加算器 7 で加算した後に、加算器 7 の出力を逆符号とする。

【0 0 2 9】

また、ふたつのフィルターで加算器 3 を共有するのではなく、タップ係数 $a_0 \sim a_m /$

50

$2-1$ 、 $a_m / 2-1 a_m$ が乗算された信号の加算とは別に、それぞれの信号を逆符号にしてから加算することもできる。この場合、演算量は増えるが、逆符号にする処理は通常の乗算よりは処理負荷が小さいので、図2に示す波長分割フィルタよりは演算量は少なく済む。

【0030】

以上の説明では、可聴信号を高域専用再生スピーカーと低域専用再生スピーカーとに振り分ける場合を例に説明したが、本発明は、可聴信号以外の信号の帯域分割にも利用することができる。また、図1に示した波長分割フィルタを多段に接続し、帯域をさらに分割することもできる。

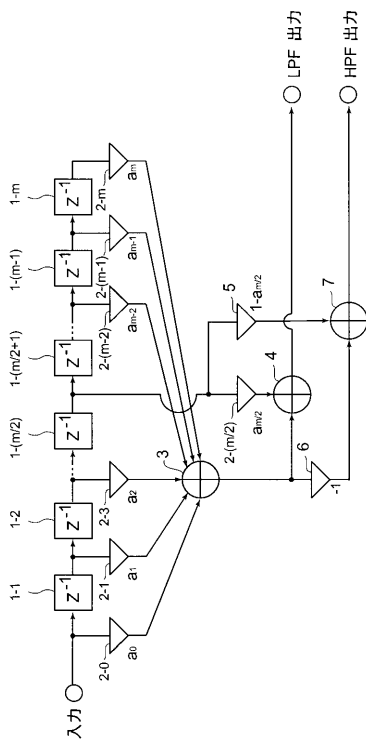
【符号の説明】

10

【0031】

- 1-1 ~ 1-m、11-1 ~ 11-m、12-1 ~ 12-m 遅延器
- 2-0 ~ 2-m、21-0 ~ 21-m、22-0 ~ 22-m 乗算器
- 3、4 加算器（加算手段）
- 5 乗算器（回路手段の一部、減算値乗算器）
- 6 乗算器（回路手段の一部、逆符号乗算器）
- 7 加算器（回路手段の一部、第3の加算器）
- 31、32 加算器

【図1】



【図2】

