

(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2010-21959

(P2010-21959A)

(43) 公開日 平成22年1月28日(2010.1.28)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H03H 17/06 (2006.01)	H03H 17/06 671Z	
	H03H 17/06 633J	
	H03H 17/06 641Z	

審査請求 有 請求項の数 11 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2008-183043 (P2008-183043)	(71) 出願人	503360115
(22) 出願日	平成20年7月14日 (2008.7.14)		独立行政法人科学技術振興機構 埼玉県川口市本町四丁目1番8号
		(74) 代理人	100107010 弁理士 橋爪 健
		(72) 発明者	寅市 和男 茨城県つくば市吾妻3-1-1 ダイアパ レスつくば学園都市1214
		(72) 発明者	諸岡 泰男 茨城県日立市塙山町2-2-9

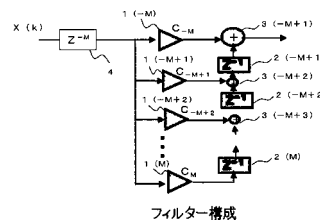
(54) 【発明の名称】 フィルタ及びフィルタの構成方法

(57) 【要約】

【課題】 入力タップ数、遅延回路及び乗算器が少なく、所望の特性を確実に得ることができる、周波数分離性の優れた狭帯域FIRフィルタ等のフィルタ及びフィルタの設計システム・設計方法・設計プログラムを提供する。

【解決手段】 フィルタ係数 C_{-M} 、 C_{-M+1} 、 \dots 、 C_M の $N (= 2M + 1)$ 個の乗算器 $1(-M)$ 、 $1(-M+1)$ 、 \dots 、 $1(M)$ と、1サンプル分遅延する $N - 1 (= 2M)$ 個の遅延素子 $2(-M+1)$ 、 $2(-M+2)$ 、 \dots 、 $2(M)$ と、 $N - 1 (= 2M)$ 個の加算器 $3(-M+1)$ 、 $3(-M+2)$ 、 \dots 、 $3(M)$ と、 M サンプル分遅延する遅延回路 4 を備える。各乗算器のフィルタ係数 C_k をフルーエンシ標準化函数を用いて定めることで、伝達関数 $H(z)$ のフィルタが実施される。

【選択図】 図9



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

予め定められた第 0 ～ 第 N - 1 の係数で入力を乗算する第 0 ～ 第 N - 1 の乗算器と、前記第 0 ～ 第 N - 1 の乗算器に対応して、それぞれ順次 1 サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第 1 ～ 第 N - 1 の遅延素子とを備え、

サンプリング周波数 ω_s 、通過域周波数 ω_1 と、阻止周波数 ω_2 とから決まるタイムスケール係数で、有限台の区分的多項式で構成されるフルーエンシ標本化函数を時間分割し、その時間分割した標本点における函数の値を前記第 0 ～ 第 N - 1 の乗算器のフィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$) として構成し、

前記第 0 ～ 第 N - 1 の乗算器のフィルタ係数 C_k を次式のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有するフィルタ。

10

【数 1】

$$C_k = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \psi_{[c]}(x_k) \psi_{[c]}(y_k)$$

$$\begin{aligned} H_0(e^{j\omega T}) &= 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M \psi_{[c]}(x_k) \psi_{[c]}(y_k) \cos(4\pi\omega k / \omega_s) \\ &= \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k} \end{aligned}$$

20

$$H(z) = z^{-M} H_0(z) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{l-M} Z^{-l}$$

ここに、

【数 2】

$$x_k = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} k \quad y_k = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k$$

30

ψ_[c] : フルーエンシ標本化函数

タップ数 $N = 2M + 1$

$l = k + M$

M は、k の最大値で、 $M = 2 \lfloor s / (\omega_1 + \omega_2) \rfloor$

【請求項 2】

前記タイムスケール係数は、 $s / (\omega_1 + \omega_2)$ で表されることを特徴とする請求項 1 に記載のフィルタ。

40

【請求項 3】

設計仕様となる理想アナログフィルタ特性 $H_a(j\omega)$ として次式の台形特性を与えたことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のフィルタ。

【数 3】

$$H_0(e^{j\omega T}) = \sum_{k=-M}^M C_k e^{-j\omega k T} = H_a(j\omega)$$

【数 4】

$$\begin{aligned} H_a(j\omega) &= 1 & |\omega| \leq \omega_1 \\ &= \frac{\omega_2 - |\omega|}{\omega_2 - \omega_1} & \omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2 \\ &= 0 & \omega_2 \leq |\omega| \end{aligned} \quad 10$$

【請求項 4】

前記フルーエンシ標本化函数は、2 次の C - t y p e であり、次式で与えられることを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載のフィルタ。

20

【数 5】

$$\begin{aligned} [c]\psi(t) &= -\frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) + 2\tau \cdot [b]^3 \psi(t) - \frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \\ &= \begin{cases} -t^2/(4\tau^2) - t/\tau - 1, & (-2\tau \leq t < -3\tau/2), \\ 3t^2/(4\tau^2) + 2t/\tau + 5/4, & (-3\tau/2 \leq t < -\tau), \\ 5t^2/(4\tau^2) + 3t/\tau + 7/4, & (-\tau \leq t < -\tau/2), \\ -7t^2/(4\tau^2) + 1, & (-\tau/2 \leq t < \tau/2), \\ 5t^2/(4\tau^2) - 3t/\tau + 7/4, & (\tau/2 \leq t < \tau), \\ 3t^2/(4\tau^2) - 2t/\tau + 5/4, & (\tau \leq t < 3\tau/2), \\ -t^2/(4\tau^2) + t/\tau - 1, & (3\tau/2 \leq t < 2\tau), \\ 0, & (\text{otherwise}). \end{cases} \quad 30 \end{aligned}$$

【請求項 5】

前記インパルス応答に対して、前記 2 次の C - t y p e の前記フルーエンシ標本化函数を区間 $[-2, 2]$ の有限区間の函数とし、前記フルーエンシ標本化函数の前記標本点における函数の値は、 $t = -2$ で 0、 $t = -3/2$ で $-1/16$ 、 $t = -1/2$ で $9/16$ 、 $t = 0$ で 1、 $t = 1/2$ で $9/16$ 、 $t = 3/2$ で $-1/16$ 、 $t = 2$ で 0 であることを特徴とする請求項 4 に記載のフィルタ。

40

【請求項 6】

入力信号を M サンプル遅延する遅延回路と、

前記遅延回路からの出力信号を入力し、予め定められた第 0 ~ 第 N - 1 (ここで、 $N = 2M + 1$) のフィルタ係数で乗算する第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器と、

前記第 1 ~ 第 N - 1 の乗算器に対応して、それぞれ順次 1 サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第 1 ~ 第 N - 1 の遅延素子と、

50

前記第 1 ~ 第 N - 1 の遅延素子による遅延サンプル値と、前記遅延回路からの出力信号とを加算する加算器とを備え、

前記第 0 ~ 第 N - 1 のフィルタ係数を前記式における前記フィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$) のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有する請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載のフィルタ。

【請求項 7】

入力信号を M サンプル遅延する遅延回路と、

前記遅延回路からの出力信号を入力し、それぞれ順次 1 サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第 1 ~ 第 N - 1 の遅延素子と、

前記遅延回路からの出力信号及び前記第 1 ~ 第 N - 1 の遅延素子に対応して、予め定められた第 0 ~ 第 N - 1 (ここで、 $N = 2M + 1$) のフィルタ係数で乗算する第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器と、

前記第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器からの出力信号を加算する加算器とを備え、

前記第 0 ~ 第 N - 1 のフィルタ係数を前記式における前記フィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$) のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有する請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載のフィルタ。

【請求項 8】

予め定められた第 0 ~ 第 N - 1 の係数で入力を乗算する第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器と、前記第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器に対応して、それぞれ順次 1 サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第 1 ~ 第 N - 1 の遅延素子とを備えたフィルタの構成方法であって、

サンプリング周波数 ω_s 、通過域周波数 ω_1 と、阻止周波数 ω_2 とから決まるタイムスケール係数で、有限台の区分的多項式で構成されるフル-エンシ標本化関数を時間分割し、その時間分割した標本点における関数の値を前記第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器のフィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$) として構成し、

前記第 0 ~ 第 N - 1 の乗算器のフィルタ係数 C_k を次式のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有するフィルタの構成方法。

【数 6】

$$C_k = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} {}_{[c]}\psi(x_k) {}_{[c]}\psi(y_k)$$

$$\begin{aligned} H_0(e^{j\omega T}) &= 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M {}_{[c]}\psi(x_k) {}_{[c]}\psi(y_k) \cos(4\pi\omega k / \omega_s) \\ &= \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k} \end{aligned}$$

$$H(z) = z^{-M} H_0(z) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{l-M} Z^{-l}$$

ここに、

10

20

30

40

【数 7】

$$x_k = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} k \quad y_k = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k$$

：フルーエンシ標本化函数

タップ数 $N = 2M + 1$

$l = k + M$

M は、 k の最大値で、 $M = 2 \lfloor s / (1 + 2) \rfloor$

【請求項 9】

10

前記タイムスケーリング係数は、 $s / (1 + 2)$ で表されることを特徴とする請求項 8 に記載のフィルタの構成方法。

【請求項 10】

設計仕様となる理想アナログフィルタ特性 $H_a(j\omega)$ として次式の台形特性を与えたことを特徴とする請求項 8 又は 9 に記載のフィルタの構成方法。

【数 8】

$$H_0(e^{j\omega T}) = \sum_{k=-M}^M C_k e^{-j\omega k T} = H_a(j\omega)$$

20

【数 9】

$$\begin{aligned} H_a(j\omega) &= 1 && |\omega| \leq \omega_1 \\ &= \frac{\omega_2 - |\omega|}{\omega_2 - \omega_1} && \omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2 \\ &= 0 && \omega_2 \leq |\omega| \end{aligned}$$

30

【請求項 11】

前記フルーエンシ標本化函数は、2 次の C - type であり、次式で与えられることを特徴とする請求項 8 乃至 10 のいずれかに記載のフィルタの構成方法。

【数 10】

$$\begin{aligned}
 [c]\psi(t) &= -\frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) + 2\tau \cdot [b]^3 \psi(t) - \frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \\
 &= \begin{cases} -t^2/(4\tau^2) - t/\tau - 1, & (-2\tau \leq t < -3\tau/2), \\ 3t^2/(4\tau^2) + 2t/\tau + 5/4, & (-3\tau/2 \leq t < -\tau), \\ 5t^2/(4\tau^2) + 3t/\tau + 7/4, & (-\tau \leq t < -\tau/2), \\ -7t^2/(4\tau^2) + 1, & (-\tau/2 \leq t < \tau/2), \\ 5t^2/(4\tau^2) - 3t/\tau + 7/4, & (\tau/2 \leq t < \tau), \\ 3t^2/(4\tau^2) - 2t/\tau + 5/4, & (\tau \leq t < 3\tau/2), \\ -t^2/(4\tau^2) + t/\tau - 1, & (3\tau/2 \leq t < 2\tau), \\ 0, & (\text{otherwise}). \end{cases}
 \end{aligned}$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、フィルタ及びフィルタの構成方法に係り、特に、信号のノイズ除去及び特定周波数帯の信号のみを通過させる、区分多項式函数の区間内分割値によるFIR(Finite Impulse Response:有限インパルス応答)フィルタ、FIRフィルタの構成方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来技術として、例えば、非特許文献1には、低折返しマルチレベルFIRフィルタのための非最大間引きフィルタバンクの設計と実装について開示されている。

また、非特許文献2には、低折返し雑音で所望周波数特性を実現するフィルタバンクが開示されている。

さらに、非特許文献3には、完全再構成非最大間引きコサイン変調フィルタバンクの一実現法が開示されている。

その他にも、特許文献1には、サンプリングに使用するクロックの周期の1/2単位よりも細かな単位で遅延時間を設定できるようにしたFIRフィルタが開示されている。

また、特許文献2には、実数値を持つ信号に対する最大間引きフィルタバンクと、その特別の場合であるコサイン変調フィルタバンクを効率的に実現することができるフィルタバンク及びフィルタリング方法が開示されている。

【0003】

【非特許文献1】河野、高沢他 「低折返しマルチレベルFIRフィルタのための非最大間引きフィルタバンクの設計と実装」 計測自動制御学会東北支部 第229回研究集会(2006.6.9) 資料番号 229-8 p1-11

【非特許文献2】高沢、阿部他 「低折返し雑音で所望周波数特性を実現するフィルタバンク」 計測自動制御学会東北支部 第215回研究集会(2004.5.27) 資料番号 215-7 p1-10

【非特許文献3】伊丹、渡部他 「完全再構成非最大間引きコサイン変調フィルタバンクの一実現法」 電子情報通信学会論文誌 A Vol. J83-A No. 9 pp. 1037-1046 2000年9月

【特許文献1】特開2006-20191号公報

【特許文献2】特開2001-102931号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 4 】

従来技術では、急峻な減衰特性を持つ高性能フィルタを構成する場合、膨大な入力タップ数、遅延回路及び乗算器を必要とし、所定の特性を持つフィルタ出力が安定するまで長大な経過時間を要していた。

さらに、近年、音、映像などのマルチメディアが音響信号圧縮（MP3）や映像信号圧縮（MPEG）等の形式で配信されているが、情報の洪水や、ジャギー等の発生による品質劣化が課題となっている。また、圧縮処理において、周波数領域での帯域分離が行われるが、過大な乗算器や遅延素子が必要となっている。

また、その他にも、従来のREMEZフィルタはSINC函数（無限区間の函数）を基本函数としているため、実際の回路では有限区間に打ち切る必要があるため、ノイズの発生原因となる可能性があることが分かっている。

10

【 0 0 0 5 】

本発明は、以上の点に鑑み、入力タップ数、遅延回路及び乗算器が少なく、所望の特性を確実に得ることができる、周波数分離性の優れた狭帯域FIRフィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することを目的の一つとする。

本発明はまた、ノイズ除去特性に優れた低コストなFIRフィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することを目的の一つとする。

また、本発明は、ジャギー等を発生させない信号処理に適切なFIRフィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することを目的の一つとする。

なお、FIRフィルタは、例えば、アンプ等の音響装置、動画、静止画処理のための画像装置、携帯電話等の通信装置、制御装置、コンピュータ、PC等の様々な各種装置に用いることができる。

20

本発明では、例えば、インパルス応答関数を有限区間で定義される $[c]$ (t)の区分多項式で与えていることにより、切り捨て誤差、折り返し歪み等の課題がなくなり、遮断特性の良いフィルタを構成することを目的の一つとする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 6 】

本発明の第1の解決手段によると、

予め定められた第0～第N-1の係数で入力を乗算する第0～第N-1の乗算器と、前記第0～第N-1の乗算器に対応して、それぞれ順次1サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第1～第N-1の遅延素子とを備え、

30

サンプリング周波数 f_s 、通過域周波数 f_1 と、阻止周波数 f_2 とから決まるタイムスケール係数で、有限台の区分的多項式で構成されるフルーエンシ標本化函数を時間分割し、その時間分割した標本点における函数の値を前記第0～第N-1の乗算器のフィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$)として構成し、

前記第0～第N-1の乗算器のフィルタ係数 C_k を次式のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有するフィルタが提供される。

【数 1】

$$C_k = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \psi(x_k) \psi(y_k)$$

$$H_0(e^{j\omega T}) = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M \psi(x_k) \psi(y_k) \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

$$= \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k}$$

$$H(z) = z^{-M} H_0(z) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{l-M} z^{-l}$$

10

ここに、

【数 2】

$$x_k = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} k \quad y_k = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k$$

20

：フルーエンシ標本化函数

タップ数 $N = 2M + 1$ $l = k + M$ M は、 k の最大値で、 $M = 2 \lfloor s / (\omega_1 + \omega_2) \rfloor$

【0007】

本発明の第2の解決手段によると、

予め定められた第0～第 $N-1$ の係数で入力を乗算する第0～第 $N-1$ の乗算器と、前記第0～第 $N-1$ の乗算器に対応して、それぞれ順次1サンプルずつ遅延して一連の遅延サンプル値を得るための第1～第 $N-1$ の遅延素子とを備えたフィルタの構成方法であつて、

30

サンプリング周波数 ω_s 、通過域周波数 ω_1 と、阻止周波数 ω_2 とから決まるタイムスケール係数で、有限台の区分的多項式で構成されるフルーエンシ標本化函数を時間分割し、その時間分割した標本点における函数の値を前記第0～第 $N-1$ の乗算器のフィルタ係数 C_k ($k = -M \sim M$) として構成し、

前記第0～第 $N-1$ の乗算器のフィルタ係数 C_k を次式のように定めることにより伝達関数 $H(z)$ のフィルタ特性を有するフィルタの構成方法が提供される。

【数 3】

$$C_k = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} {}_{[c]} \psi(x_k) {}_{[c]} \psi(y_k)$$

$$H_0(e^{j\omega T}) = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M {}_{[c]} \psi(x_k) {}_{[c]} \psi(y_k) \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

$$= \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k}$$

$$H(z) = z^{-M} H_0(z) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{l-M} Z^{-l}$$

10

ここに、

【数 4】

$$x_k = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} k \quad y_k = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k$$

20

：フルーエンシ標本化函数
 タップ数 $N = 2M + 1$
 $l = k + M$
 M は、 k の最大値で、 $M = 2 \quad s / (\quad 1 + \quad 2)$

【発明の効果】

【0008】

本発明によると、入力タップ数、遅延回路及び乗算器が少なく、所望の特性を確実に得ることができる、周波数分離性の優れた狭帯域 FIR フィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することができる。

30

また、本発明によると、ノイズ除去特性に優れた低コストな FIR フィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することができる。

そして、本発明によると、ジャギー等を発生させない信号処理に適切な FIR フィルタ等のフィルタ及びフィルタの構成方法を提供することができる。

本発明では、例えば、インパルス応答関数を有限区間で定義される ${}_{[c]} \psi(t)$ の区分多項式で与えていることにより、切り捨て誤差、折り返し歪み等の課題がなくなり、遮断特性の良いフィルタが構成できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

40

1. 非再帰形デジタルフィルタの伝達函数

一般に非再帰形デジタルフィルタは、インパルス応答が有限個のパルスで表されるので、有限インパルス応答 FIR (Finite Impulse Response) 形とも呼ばれる。

図 1 は、非再帰型デジタルフィルタの構成図である。

このフィルタは、遅延素子 $1 - 1 \sim 1 - N$ と、乗算器 $2 - 0 \sim 2 - N$ と、加算器 3 を備える。

このフィルタの伝達函数を求めてみると、図より以下の関係式が成立する。

50

【数 5】

$$\begin{aligned}
 y_n &= a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + a_2 x_{n-2} + \dots + a_N x_{n-N} \\
 &= \sum_{k=0}^N a_k x_{n-k}
 \end{aligned}$$

x_n : 入力

y_n : 出力

$a_0 \sim a_N$: フィルタ係数 (タップ係数)

10

ここで1クロックの各遅延素子 $1 - 1 \sim 1 - N$ の伝達関数を z^{-1} で表すことができる。

このとき、 $x_{k-1} = z^{-1} x_k$ が成立し、次のように書き改めることが可能である。

$$\begin{aligned}
 Y(z) &= a_0 X(z) + a_1 z^{-1} X(z) + a_2 z^{-2} X(z) + \dots + a_N z^{-N} X(z) \\
 &= (a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}) X(z)
 \end{aligned}$$

すなわち、

$$Y(z) = A(z) X(z)$$

ここで、伝達関数 $A(z)$ は、次のように表せる。

$$A(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}$$

以下に、上式の導出についての証明の詳細を z 変換で説明する。

20

[証明]

【数 6】

$$\begin{aligned}
 Y(z) &= \sum_{n=0}^{\infty} y_n z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^N a_k x_{n-k} z^{-n} \\
 &= \sum_{k=0}^N \sum_{p=-k}^{\infty} a_k x_p z^{-(k+p)} \\
 &= \sum_{k=0}^N a_k z^{-k} \sum_{p=0}^{\infty} x_p z^{-p} \\
 &= A(z) X(z)
 \end{aligned}$$

30

($p < 0$ のとき $x_p = 0$ より)

このように、非再帰形フィルタの伝達関数は、 z の多項式で表すことができる。なお、フィルタ係数 a_k が有界な値をもつ限り、このフィルタは安定に動作し、出力の振幅値が発散するようなことはない。

40

【0010】

2. フルーエンシ (Fluency) 関数のフィルタへの適用

(1) フルーエンシ関数による基本フィルタ

まず、図 2 に、フルーエンシ関数のひとつである C-type Fluency DA 関数とその周波数特性の図を示す。

上図のように一般に、C-type Fluency DA 関数は次式で表され、2次の区分的多項式で表される (ローカルサポート)。

【数 7】

$$\psi(t) = -\frac{h}{2}\phi\left(t + \frac{h}{2}\right) + 2h\phi(t) - \frac{h}{2}\phi\left(t - \frac{h}{2}\right)$$

$$\phi(t) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(\pi fh)}{\pi fh} \right\}^3 e^{j2\pi ft} df$$

また、下図のように、周波数特性は次式となり、線形位相、及び最大平坦特性を示す。

10

【数 8】

$$\Psi(f) = h\{2 - \cos(\pi f)\} \left\{ \frac{\sin(\pi fh)}{\pi fh} \right\}^3$$

【0011】

図 3 に、C - type Fluency DA 函数のフィルタへの適用についての説明図を示す。

図中 印は、C - type Fluency DA 函数の標本点（特異点）を示す。有限台のインパルス応答波形として、図に示す C - type Fluency DA 函数と呼ばれる函数 (t) が与えられた時、フィルタの遅延時間をサンプリング時間幅の $1/2$ として、 印の縦軸の値 a_k をフィルタ係数（タップ係数） $h_0, h_1, h_2, \dots, h_M$ に与えれば、最も低次のインパルス応答波形が再生される。このフィルタ係数 a_k を持つフィルタを基本ローパスフィルタ L_0 とする。

20

図示 C - type Fluency DA 函数 では基本ローパスフィルタは次のように表される。

【数 9】

$$L_0(z) \triangleq \sum_{k=0}^6 a_k z^{-k}$$

$$a_k = \psi((k-3)\tau), \quad \tau = \frac{h}{2}$$

30

図示の函数は、サンプリング時間間隔 h で規格化した区間 $[-2, 2]$ で、次式で表した例である。

40

【数 10】

$$\psi(t) = -\frac{h}{2}\phi\left(t + \frac{h}{2}\right) + 2h\phi(t) - \frac{h}{2}\phi\left(t - \frac{h}{2}\right)$$

$$\phi(t) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(\pi fh)}{\pi fh} \right\}^3 e^{j2\pi ft} df$$

上式は、以下の区分局項式で近似することができる。

【数 1 1】

$${}^3\phi(t) = \begin{cases} -\frac{t^2}{4} - t - 1 & -2 \leq t \leq -\frac{3}{2} \\ \frac{3t^2}{4} + 2t + \frac{5}{4} & -\frac{3}{2} \leq t \leq -1 \\ \frac{5t^2}{4} + 3t + \frac{7}{4} & -1 \leq t \leq -\frac{1}{2} \\ -\frac{7t^2}{4} + 1 & -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ \frac{5t^2}{4} - 3t + \frac{7}{4} & \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \\ \frac{3t^2}{4} - 2t + \frac{5}{4} & 1 \leq t \leq \frac{3}{2} \\ -\frac{t^2}{4} + t - 1 & \frac{3}{2} \leq t \leq 2 \end{cases} \quad 10$$

これより、フィルタ係数は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} a_0 &= -1/16 \\ a_1 &= 0 \\ a_2 &= 9/16 \\ a_3 &= 1 \\ a_4 &= 9/16 \\ a_5 &= 0 \\ a_6 &= -1/16 \end{aligned} \quad 20$$

【0 0 1 2】

また、図 4 に、基本ローパスフィルタの周波数特性図を示す。
図示のような、周波数特性は、次のように表される。

30

【数 1 2】

$$L_0(f) = e^{-j6\pi f} \left(\frac{a_3}{2} + \sum_{k=0}^2 a_k \cos[2k\pi f] \right)$$

【0 0 1 3】

つぎに、図 5 に、基本ハイパスフィルタの特性図を示す。

40

一般に上述のローパスフィルタ L_0 が決まれば、次式のようにハイパスフィルタ H_0 が求まる。

【数 1 3】

$$H_0(z) \triangleq -L_0(-z) = -\sum_{k=0}^6 b_k z^{-k}$$

$b_k = (-1)^k a_k$: 基本ローパスフィルタの各標本点の係数の符号を交互に反転

50

【 0 0 1 4 】

また、図 6 に、基本ハイパスフィルタの周波数特性図を示す。
図示のような、周波数特性は次のようになる。

【 数 1 4 】

$$H_0(f) = e^{-j6\pi f} \left(\frac{a_3}{2} - \sum_{k=0}^2 (-1)^k a_k \cos[2k\pi f] \right) \quad 10$$

以上のような F l u e n c y D A 関数を使う意義は、例えば、ローカルサポートのためフィルタ係数を有限個の範囲で取り扱うことができ、また、偶関数（線形位相）であるため、線形位相を実現することができることである。さらに、最大平坦特性により、通過域におけるリップルの課題を解消できることも挙げられる。

【 0 0 1 5 】

3 . F I R フィルタの設計について

(1) 構成例

本実施の形態における区分多項式関数の区間内分割値による F I R フィルタでは、所定周波数特性からフーリエ係数を求めその係数関数をフルーエンシ関数に置換え C - t y p e 関数のタイムスケーリングした値を係数とする。

図 7 に、F I R フィルタの構成図を示す。

この F I R フィルタは、各フィルタ係数 $b_0 \sim b_{N-1}$ の N 個の乗算器と、1 サンプル分遅延する $N - 1$ 個の遅延素子と、 $N - 1$ 個の加算器を備える。

入力信号を $X(k)$ 、フィルタ係数（タップ係数）を b_l 、タップ数を N で表すと、 $N - 1$ 個の遅延素子 z^{-1} を用いて、伝達関数 $H(z)$ は次式となる。

【 数 1 5 】

$$H(z) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l z^{-l}$$

【 0 0 1 6 】

(2) 基本式

上式の伝達関数 $H(z)$ において、 $N = 2M + 1$ 、 $l = k + M$ と置き（周波数シフト）、下記式に変換する。

【 数 1 6 】

$$H(z) = z^{-M} \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k} = z^{-M} H_0(z) \quad \dots (1)$$

$$H_0(z) = \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k}$$

上記 $H_0(z)$ の式は z の正のべき数を含むためフィルタとして実現不可となるが、両

辺に z^{-M} を乗じることにより、フィルタとして実現可能となる。したがって、以下 a ~ c のように $H_0(z)$ の設計を考える。

a. (1) 式が所定の周波数特性となるように係数 C_k を求める。

b. (1) 式において $z = e^{j\omega T}$ と置き、次式が成立するように係数 C_k を求める。

【数 17】

$$H_0(e^{j\omega T}) = \sum_{k=-M}^M C_k e^{-j\omega k T} = H_a(j\omega) \quad \dots (2)$$

10

ここで $H_a(j\omega)$ は設計仕様となるフィルタ特性で、方形特性、台形特性で与える。

。

c. (2) 式の設計を次のように行う。

【0017】

図 8 に、設計仕様となるフィルタ特性の説明図を示す。

理想アナログフィルタ特性 $H_a(j\omega)$ として図示の台形特性を考える。

すなわち

20

【数 18】

$$\begin{aligned} H_a(j\omega) &= 1 && |\omega| \leq \omega_1 \\ &= \frac{\omega_2 - |\omega|}{\omega_2 - \omega_1} && \omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2 \\ &= 0 && \omega_2 \leq |\omega| \end{aligned}$$

30

上式をフーリエ級数展開あるいは離散フーリエ級数展開でその係数を求め C_k とすればよいが、周波数範囲を決定する必要がある。

信号のサンプリング周波数を f_s ($f_s = 2 f_{\text{max}}$) とするとき、ナイキストの定理から、フィルタ周波数範囲は $[0, f_s/2]$ とすることができる。このことから、周波数範囲は最大 $[-f_s/4, f_s/4]$ 、角周波数 $[-\omega_s/4, \omega_s/4]$ で考えればよい。

したがって、

$$\begin{aligned} \omega_s &= 2\pi f_s / 4 \\ \omega_d &= 2\pi f_s / (N - 1) = \omega_s / 2 (N - 1) \end{aligned}$$

となる。

40

以上からタップ数 $N (= 2M + 1)$ を未知数として、フーリエ展開可能となる。

【0018】

フーリエ係数は下記式で求められる。

【数 19】

$$C_k = \frac{1}{2\sigma} \int_{-\sigma}^{\sigma} H_a(j\omega) e^{j\omega k T} d\omega$$

したがって、 $\omega_2 < \omega_s/4$ として計算すると、次のようになる。

50

【数 2 0】

$$k \neq 0 \quad \omega_1 \neq \omega_2$$

$$\begin{aligned}
 C_k &= \frac{1}{2\sigma} \left\{ \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{\omega_2 + \omega}{\omega_2 - \omega_1} e^{j\omega kT} d\omega + \int_{-\omega_1}^{\omega_1} e^{j\omega kT} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_1} e^{j\omega kT} d\omega \right\} \\
 &= \frac{1}{2\sigma} \left\{ \left(\frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \int_{\omega_2}^{\omega_1} e^{j\omega kT} d\omega + \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{-\omega_2}^{\omega_1} \omega e^{j\omega kT} d\omega + \int_{-\omega_1}^{\omega_1} e^{j\omega kT} d\omega + \right. \\
 &\quad \left. \left(\frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \int_{\omega_1}^{\omega_2} e^{j\omega kT} d\omega - \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega e^{j\omega kT} d\omega \right\} \tag{10} \\
 &= \frac{1}{2\sigma} \left\{ \left(\frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \left[\frac{(e^{j\omega_2 kT} - e^{-j\omega_2 kT}) - (e^{j\omega_1 kT} - e^{-j\omega_1 kT})}{jkT} \right] + \frac{(e^{j\omega_1 kT} - e^{-j\omega_1 kT})}{jkT} + \right. \\
 &\quad \left. \frac{\omega_1 (e^{j\omega_1 kT} - e^{-j\omega_1 kT}) - \omega_2 (e^{j\omega_2 kT} - e^{-j\omega_2 kT})}{jkT (\omega_2 - \omega_1)} - \frac{(e^{j\omega_2 kT} + e^{-j\omega_2 kT}) - (e^{j\omega_1 kT} + e^{-j\omega_1 kT})}{(kT)^2 (\omega_2 - \omega_1)} \right\} \\
 &= \frac{1}{\sigma (\omega_2 - \omega_1) (kT)^2} \{ \cos(\omega_1 kT) - \cos(\omega_2 kT) \} \\
 &= \frac{2}{\sigma (\omega_2 - \omega_1) (kT)^2} \sin\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} kT\right) \sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} kT\right) \tag{20} \\
 &= \frac{\omega_s}{2\pi^2 (\omega_2 - \omega_1) (k)^2} \sin\left(2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k\right) \sin\left(2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k\right) \\
 &= 2 \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} \frac{\sin\left(2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k\right)}{2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k} \frac{\sin\left(2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k\right)}{2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k}
 \end{aligned}$$

$$k = 0 \quad \omega_1 \neq \omega_2$$

$$\begin{aligned}
 C_0 &= \frac{1}{2\sigma} \left\{ \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{\omega_2 + \omega}{\omega_2 - \omega_1} d\omega + \int_{-\omega_1}^{\omega_1} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_1} d\omega \right\} \tag{30} \\
 &= \frac{1}{2\sigma} \left\{ \left(\frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \left(\omega_2 - \omega_1 + \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2\omega_2} \right) + 2\omega_1 + \left(\frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \left(\omega_2 - \omega_1 - \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2\omega_2} \right) \right\} \\
 &= \frac{\omega_2 + \omega_1}{2\sigma} = 2 \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s}
 \end{aligned}$$

$$\omega_1 = \omega_2$$

$$C_k = \frac{1}{2\sigma} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} e^{j\omega kT} d\omega = \frac{\sin(\omega_1 kT)}{\sigma kT} = \frac{\omega_1 T}{\pi} \frac{\sin(\omega_1 kT)}{\omega_1 kT} \tag{40}$$

上記 $\omega_1 = \omega_2$ のときの関係は、 $\omega_1 \neq \omega_2$ のときの式で、 $\omega_2 \rightarrow \omega_1$ の極限值として含まれる。

よって、フィルタの周波数応答は、

【数 2 1】

$$H_0(e^{j\omega T}) = \sum_{k=-M}^M C_k e^{-j\omega k T}$$

$$= \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sigma} + 2 \sum_{k=1}^M \frac{2}{\sigma(\omega_2 - \omega_1)(kT)^2} \sin\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} kT\right) \sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} kT\right) \cos(\omega k T)$$

ここで

$$\sigma = \pi/T = \omega_s / 4 \quad T = 4\pi / \omega_s$$

よって

$$H_0(e^{j\omega T}) = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\pi} T + 2 \sum_{k=1}^M \frac{1}{k\pi} \sin\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} kT\right) \frac{\sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} kT\right)}{(\omega_2 - \omega_1)(kT)/2} \cos(\omega k T)$$

$$= 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} + 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=1}^M \frac{\sin\left(2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k\right) \sin\left(2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k\right)}{2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k \quad 2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k} \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

10

但し M は未知数のままである。

【0 0 1 9】

(3) フルーフーエンシ函数化

20

上述の「(2) 基本式」の結果導かれた基本式である。下記式で示すフィルタにおいて

【数 2 2】

$$H_0(e^{j\omega T}) = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} + 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=1}^M \frac{\sin\left(2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k\right) \sin\left(2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k\right)}{2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k \quad 2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k} \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

$$= 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M \frac{\sin\left(2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k\right) \sin\left(2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k\right)}{2\pi \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_s} k \quad 2\pi \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k} \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

30

上式における S I N C 函数 $[\text{s}] (t)$

【数 2 3】

$$[\text{s}]\psi(t) = \frac{\sin(2\pi\omega t)}{2\pi\omega t} = \frac{\sin(2\pi\omega k / \omega_s)}{2\pi\omega k / \omega_s} \quad (\text{ここで、}\omega = \omega_2 + \omega_1 \text{ 又は } \omega = \omega_2 - \omega_1)$$

40

をフルーフーエンシ函数と呼ばれる下記区分多項式 $[\text{c}] (t)$ に置き換える。

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
 [c]\psi(t) &= -\frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) + 2\tau \cdot [b]^3 \psi(t) - \frac{\tau}{2} \cdot [b]^3 \psi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \\
 &= \begin{cases} -t^2/(4\tau^2) - t/\tau - 1, & (-2\tau \leq t < -3\tau/2), \\ 3t^2/(4\tau^2) + 2t/\tau + 5/4, & (-3\tau/2 \leq t < -\tau), \\ 5t^2/(4\tau^2) + 3t/\tau + 7/4, & (-\tau \leq t < -\tau/2), \\ -7t^2/(4\tau^2) + 1, & (-\tau/2 \leq t < \tau/2), \\ 5t^2/(4\tau^2) - 3t/\tau + 7/4, & (\tau/2 \leq t < \tau), \\ 3t^2/(4\tau^2) - 2t/\tau + 5/4, & (\tau \leq t < 3\tau/2), \\ -t^2/(4\tau^2) + t/\tau - 1, & (3\tau/2 \leq t < 2\tau), \\ 0, & (\text{otherwise}). \end{cases}
 \end{aligned}$$

10

ここで

 $t/\tau = x, y$ と置き

20

【数 2 5】

$$x_k = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} k \quad y_k = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k$$

とする。これは時間 t に対して $(\omega_1 + \omega_2)/\omega_s$ 倍のタイムスケーリングを行っていることに等しい。

すなわち離散間隔「1」に対して、長さ「1」は $(\omega_1 + \omega_2)/\omega_s$ 倍され、 x_k は $k_x = \{ \omega_s / (\omega_1 + \omega_2) \} t$ ($t=1$) 毎に離散値を与えることを表し、 y_k は $k_y = \{ \omega_s / (\omega_1 - \omega_2) \} t$ 毎に離散間隔を与えることを表している。しかし、 x_k と y_k は同一式の中の変数であるため、同一の離散間隔 k とする必要がある。

30

【0020】

ここで、 $\omega_s / (\omega_1 + \omega_2) < \omega_s / (\omega_1 - \omega_2)$ であることから、 $k_x < k_y$ となり、離散間隔は k_x で与えることになる。

したがって、元の離散間隔「1」を「 k_x 」の離散間隔に変換する。

ここで、 x の範囲は $[-2, 2]$ であることから、 k の最大値、すなわち M は次式で与えられる。

【数 2 6】

$$M = 2 \frac{\omega_s}{\omega_1 + \omega_2}$$

40

したがって、この式を用いて、タップ数 N は、 $N = 2M + 1$ より、サンプリング周波数 ω_s 、遮断周波数 ω_1 、阻止周波数 ω_2 より決定できる。

以上のことから、C-typeフルーエンシ函数を適用したFIRフィルタの係数 C_k 及び基本フィルタ H_0 、及び、伝達函数 $H(z)$ のフィルタは、下記式で表される。

50

【数 27】

$$C_k = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \psi(x_k) \psi(y_k)$$

$$H_0(e^{j\omega T}) = 2 \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_s} \sum_{k=-M}^M \psi(x_k) \psi(y_k) \cos(4\pi\omega k / \omega_s)$$

$$= \sum_{k=-M}^M C_k z^{-k}$$

$$H(z) = z^{-M} H_0(z) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{l-M} z^{-l}$$

10

上記関係で、帯域フィルタ等のフィルタが構成される。

【0021】

4. フィルタ構成

図9に、本実施の形態のフィルタの構成図を示す。

このフィルタは、各フィルタ係数 C_{-M} 、 C_{-M+1} 、 \dots 、 C_M の $N (= 2M + 1)$ 個の乗算器 $1(-M)$ 、 $1(-M+1)$ 、 \dots 、 $1(M)$ と、1サンプル分遅延する $N - 1 (= 2M)$ 個の遅延素子 $2(-M+1)$ 、 $2(-M+2)$ 、 \dots 、 $2(M)$ と、 $N - 1 (= 2M)$ 個の加算器 $3(-M+1)$ 、 $3(-M+2)$ 、 \dots 、 $3(M)$ と、 M サンプル分遅延する遅延回路4を備える。

20

図示の回路図は、上述の式で表されたフィルタの構成図を示す例である。このような構成において、各乗算器のフィルタ係数（タップ係数）を C_k と設定することで、伝達関数 $H(z)$ のフィルタが実施される。

図10に、フィルタ特性図を示す。

【0022】

図11に、本実施の形態のフィルタの他の構成図を示す。

このフィルタは、各フィルタ係数 C_{-M} 、 C_{-M+1} 、 \dots 、 C_M の $N (= 2M + 1)$ 個の乗算器 $11(-M)$ 、 $11(-M+1)$ 、 \dots 、 $11(M)$ と、1サンプル分遅延する $N - 1 (= 2M)$ 個の遅延素子 $12(-M+1)$ 、 $12(-M+2)$ 、 \dots 、 $12(M)$ と、加算器13と、 M サンプル分遅延する遅延回路14を備える。

30

図示の回路図は、同様に、上述の式で表されたフィルタの他の構成図を示す例である。このような構成においても、同様に、各乗算器のフィルタ係数（タップ係数）を C_k と設定することで、伝達関数 $H(z)$ のフィルタが実施される。

【産業上の利用可能性】

40

【0023】

上述には、主に、3次のC-type Fluency関数について説明したが、Fluency関数としてはこれに限らず、区分的m次多項式を用いることができ、また、C-typeに限らずE-type（波形調整パラメータ付き補間関数）等のFluency関数を用いてもよい。

本発明は、音響技術、映像技術、画像技術、伝送技術、通信技術、アナログデジタル変換・デジタルアナログ変換技術、圧縮・解凍技術、暗号・解読（解凍）技術、フィルタ技術等、様々な技術に適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0024】

50

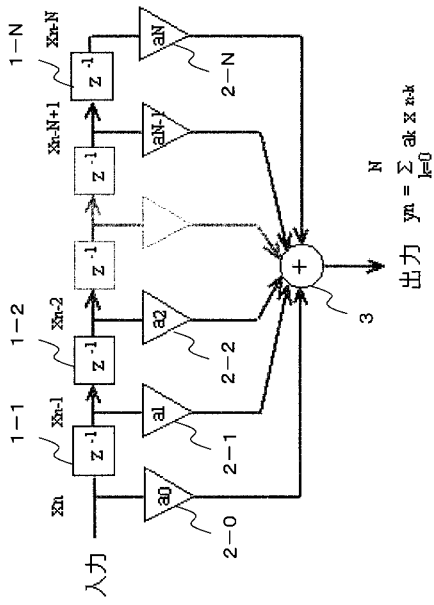
- 【図1】非再帰型デジタルフィルタの構成図である。
- 【図2】フルーエンシ函数のひとつであるC-type Fluency DA函数とその周波数特性の図を示す。
- 【図3】C-type Fluency DA函数のフィルタへの適用についての説明図を示す。
- 【図4】基本ローパスフィルタの周波数特性図を示す。
- 【図5】基本ハイパスフィルタの特性図を示す。
- 【図6】基本ハイパスフィルタの周波数特性図を示す。
- 【図7】FIRフィルタの構成図を示す。
- 【図8】設計仕様となるフィルタ特性の説明図を示す。 10
- 【図9】本実施の形態のフィルタの構成図を示す。
- 【図10】フィルタ特性図を示す。
- 【図11】本実施の形態のフィルタの他の構成図を示す。

【符号の説明】

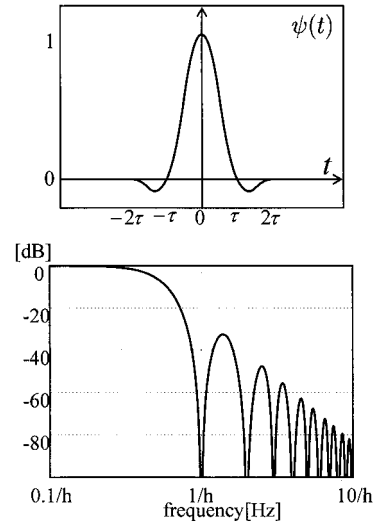
【0025】

1 - 1 ~ 1 - N	遅延素子	
2 - 0 ~ 2 - N	乗算器	
3	加算器	
1 1 - 1 ~ 1 1 - M	遅延素子	
1 2 - 0 ~ 1 2 - M	乗算器	20
1 3	加算器	
1 (- M)、1 (- M + 1)、・・・、1 (M)	乗算器	
2 (- M + 1)、2 (- M + 2)、・・・、2 (M)	遅延素子	
3 (- M + 1)、3 (- M + 2)、・・・、3 (M)	加算器	
4	遅延回路	
1 1 (- M)、1 1 (- M + 1)、・・・、1 1 (M)	乗算器	
1 2 (- M + 1)、1 2 (- M + 2)、・・・、1 2 (M)	遅延素子	
1 3	加算器	
1 4	遅延回路	

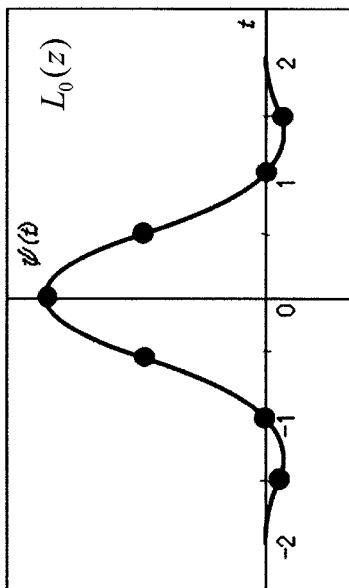
【 図 1 】



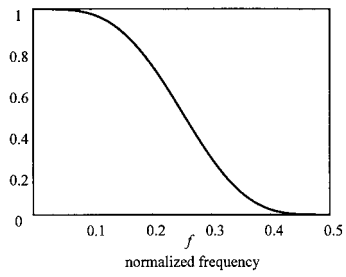
【 図 2 】



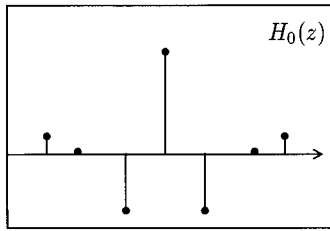
【 図 3 】



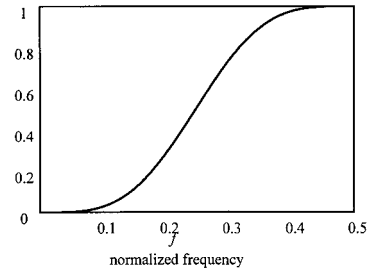
【 図 4 】



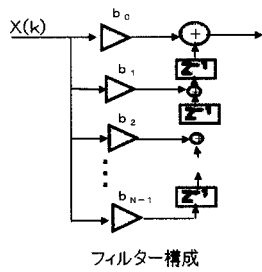
【 図 5 】



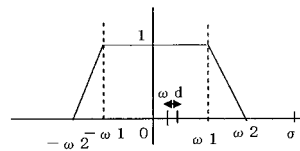
【 図 6 】



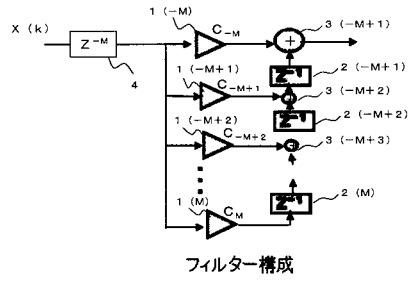
【 図 7 】



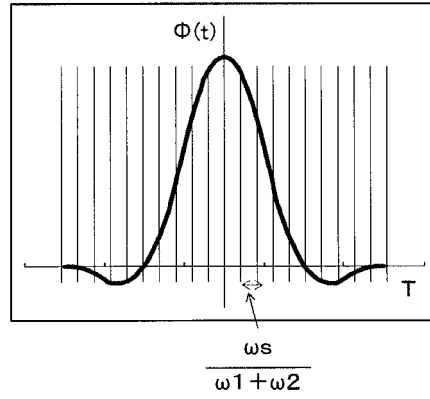
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 1 0 】



【 図 1 1 】

