

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2009年12月17日(17.12.2009)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2009/150949 A1

- (51) 国際特許分類:
H03H 17/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/059953
- (22) 国際出願日: 2009年6月1日(01.06.2009)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2008-151982 2008年6月10日(10.06.2008) JP
特願 2008-200907 2008年8月4日(04.08.2008) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 独立行政法人科学技術振興機構(JAPAN SCIENCE AND TECHNOLOGY AGENCY) [JP/JP]; 〒3320012 埼玉県川口市本町4-1-8 Saitama (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 寅市 和男 (TORAICHI, Kazuo) [JP/JP]; 〒3050031 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 Ibaraki (JP). 川崎 秀二 (KAWASAKI, Shuji) [JP/JP]; 〒3050044 茨城県つくば市並木4丁目公務員宿舎 401-102 Ibaraki (JP).
- (74) 代理人: 橋爪 健 (HASHIZUME, Takeshi); 〒1040061 東京都中央区銀座3丁目13番17号 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

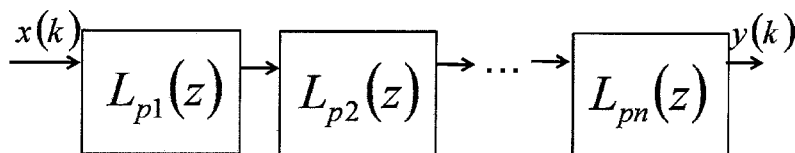
添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: FILTER

(54) 発明の名称: フィルタ

[図1]



(57) Abstract: Provided is an FIR filter capable of obtaining predetermined characteristics with a small number of input taps, delay circuits, and multipliers and achieving an improved response and low cost. In a low-pass filter, a band-pass filter, and a high-pass filter based on an FIR filter, a basic filter is configured that gives a basic impulse response function and has a filter coefficient determined from the impulse response function. Filters having different frequency characteristics are configured by changing the time scale or frequency scale of the basic filter. These filters having different frequency characteristics are combined in a cascade form or a step form, thereby constructing an FIR filter having a small number of taps.

(57) 要約: 少ない入力タップ数、遅延回路、乗算器で所定の特性を得ることが可能で、且つ応答性の向上、低コスト化を図るFIRフィルタを実現すること。FIRフィルタによるローパスフィルタ、バンドパスフィルタ、ハイパスフィルタにおいて、基本インパルス応答関数を与え、そのインパルス応答関数から決定されるフィルタ係数を持つ基本フィルタを構成し、該基本フィルタの時間スケールあるいは周波数スケールを変更することにより、周波数特性の異なるフィルタを構成する。この特性の異なるフィルタを縦続形式、あるいは階段形式に組み合わせることでタップ数の少ないFIRフィルタを構築する。



WO 2009/150949 A1

明 細 書

発明の名称： フィルタ

技術分野

[0001] 本発明は、フィルタに係り、特に、タップ数が少なく、急峻な減衰特性を持つFIR (Finite Impulse Response : 有限インパルス応答) フィルタに関する。

背景技術

[0002] 近年におけるマルチメディア情報のデジタル化に伴い、デジタル信号処理を実現する演算処理アルゴリズムや演算処理回路の重要性が増してきている。その中でもデジタルフィルタは、雑音除去、周波数特性の調整、信号分離などに利用されている。特に、インパルス応答が有限なFIRフィルタは、有界な入力に対しては常に安定性が保証され、インパルス応答が対称の場合、FIRフィルタは完全な線形位相を実現できる。線形位相は波形伝送、計測、音声再生などにおいて重要となる性質である。しかしながら、フィルタの周波数特性に要求される精度とフィルタの規模との間にはトレードオフの関係があり、より急峻な特性を得るためには高次の伝達特性が必要となり、回路的には乗算器、遅延素子などが多大に必要になるという課題がある。例えば、帯域が非常に狭い帯域通過型のフィルタを設計する場合、伝達特性の次数は顕著に高くなり、それに応じた多くの乗算器が必要になる。

[0003] このような背景から、これまで多くの提案がなされてきた。下記非特許文献1には、従来法として通常利用されているRemezの方法が記載されている。また、非特許文献2には、縦続構成による低感度な線形位相FIRフィルタの一構成法が記載されており、縦続構成によって乗算器の低減を図っている。さらに、特許文献1には、フィルタ出力信号の遅延を可変とすることを目的とするFIRフィルタが記載されている。

その他にも、従来より、音響信号における帯域分離のためのフィルタや画像のノイズ除去のためのフィルタなど、用途に応じたFIRフィルタが検討

されている。

[0004] さらに、従来技術として、例えば、非特許文献3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4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5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。

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。

先行技術文献

非特許文献

[0005] 非特許文献1: D. Shpak, "A generalized Remez method for the design of FIR digital filters," IEEE Trans. Circuit System, vol. 37, no. 2, pp. 161-174, Feb. 1990.

非特許文献2: 本間仁志、森幸雄、佐川雅彦、"縦続構成による低感度な線形位相FIRフィルタの一構成法," 信学論, vol. J70-A, no. 5, pp. 766-774, May. 1987.

非特許文献3: 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4: 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(200

4. 5. 27) 資料番号 215-7 p1-10

非特許文献5：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

[0006] 特許文献1：特開2006-20191号公報

特許文献2：特開2001-102931号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] しかしながら、従来の技術においては、いずれのフィルタにおいても、乗算器（ソフト演算の場合は乗算回数）や遅延素子（ソフト処理の場合はメモリ数）の飛躍的低減には結びついていない。

例えば、上述した非特許文献1では、急峻な減衰特性を有するフィルタを実現するためには膨大な乗算器や遅延素子が必要となる。また、上述した非特許文献2では、低感度なフィルタを対象としており、急峻な減衰特性を有するフィルタには適さない。

[0008] このように、従来法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、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。

[0009] また、その他にも、従来のREMEZフィルタはSINC関数（無限区間の関数）を基本関数としているため、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。

本願発明は、以上の点に鑑み、少ない入力タップ数、遅延回路、乗算器で

所定の特性を得ることが可能で、応答性の向上、低コスト化を図るフィルタを提供することを目的の一つとする。

[0010] 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。

課題を解決するための手段

[0011] 本発明の主な特徴のひとつは、有限台の n 次区分多項式で表したインパルス応答関数を基本関数とし、該関数の節点値をフィルタ係数とするため、従来のSINC関数を基本関数とするフィルタに比べ、入力信号のサンプル点は少なくなり、周波数特性も台の打ち切り誤差や折り返し誤差などの無いフィルタを構成することができる。

本発明の他の特徴は、前記 n 次区分多項式は2～4次の関数で良く、通過域での周波数特性はリップルの少ない平坦特性で、且つ線形位相を持つ特徴を有する。

[0012] 本発明の他の特徴は、基本フィルタを周波数スケーリングすることで、スケール値に応じて通過域を狭めることが可能となり、さらに零点の数を増加させるため阻止域での減衰度を高めることができることにある。

本発明の他の特徴として、前記スケーリングされたフィルタを縦続接続することにより、乗算器が少なく、高性能なフィルタを構成できる。

本発明の他の特徴として、前記スケーリングフィルタの縦続接続は、通過域幅が所望の通過域幅と同じあるいは広い通過域幅を持つローパス型およびハイパス型のスケーリングフィルタを組み合わせることにより、遮断周波数を所望の値に確保することにある。

本発明の他の特徴として、阻止域の減衰度を評価値として、スケーリング

フィルタの選択を行うため、阻止域の減衰度を非常に大とすることにある。

[0013] 本発明の第1の解決手段によると、

有限台の区分的多項式で構成されるインパルス応答函数の節点値を係数とする低域通過／高域通過型の基本フィルタを構成し、該基本フィルタを時間軸あるいは周波数軸でスケーリングした複数のスケーリングフィルタを組み合わせることで所望の特性とすることを特徴とするFIRフィルタが提供される。

[0014] 本発明の第2の解決手段によると、

有限台の区分的多項式で構成されるインパルス応答函数の節点値をフィルタ係数とした低域通過型基本フィルタを時間軸又は周波数軸で $p+1$ 倍（ p は0以上の整数、 $p=0$ のとき基本フィルタ）にスケーリングした低域通過型フィルタ L_p 、前記フィルタ係数の符号をひとつおきに反転して係数とした高域通過型基本フィルタを時間軸又は周波数軸で $q+1$ 倍（ q は0以上の整数、 $q=0$ のとき基本フィルタ）にスケーリングした高域通過型フィルタ H_q と、により、次式で表されるように、フィルタ L_p 及びフィルタ H_q を縦続接続することで次式のフィルタ $B(z)$ のように形成されたフィルタが提供される。

[数1]

$$B(z) = B_0(z) \prod_{p=0}^P L_p^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=0}^Q H_q^{\beta_q}(z), \quad \alpha_p, \beta_q \in N_0$$

$$B_0(z) = L_M(z) \quad \text{or} \quad H_M(z)$$

$$L_p(z) = L_0(z^{p+1}), \quad H_q(z) = H_0(z^{q+1})$$

ここで、各添え字については以下の通り。

α_p, β_p : 累乗値（同じ L_p や H_q を α_p 回、 β_p 回接続することを示す。

)

P, Q : スケーリング値 p, q の最大値

[0015] 本発明の第3の解決手段によると、

有限区間の離散入力に係数を乗じて遅延させた信号を順次加算する構成を基本構成とし、その基本構成における遅延素子の数を増減してスケーリング

フィルタを構成し、該スケーリングフィルタを縦続接続して信号を出力することを特徴とするフィルタが提供される。

[0016] 本発明の第4の解決手段によると、

有限台の区分的多項式で構成されるインパルス応答函数の節点値を係数とする低域通過／高域通過型の基本フィルタを構成し、該基本フィルタを時間軸あるいは周波数軸でスケーリングした複数のスケーリングフィルタを組み合わせることで所望の特性とすることを特徴とするFIRフィルタにおいて、中心周波数、遮断周波数、阻止域周波数、阻止域最高減衰度およびサンプリング周波数を入力し、遮断周波数と中心周波数と決定される通過域周波数幅からスケーリングの最大次数を決定し、該スケーリング次数より少ない次数のスケーリングフィルタを順次選択して、求めるFIRフィルタの阻止域周波数における減衰度が所定の前記最大減衰度以下となるように選択したスケーリングフィルタの採否を判定し、スケーリングフィルタを縦続接続で構成することを特徴とするFIRフィルタが提供される。

[0017] 本発明の第5の解決手段によると、

有限の区分的多項式で構成される標本化函数の節点値をフィルタ係数とした低域通過型基本フィルタ L_0 と、前記低域通過型基本フィルタを周波数スケーリングした複数の低域通過型フィルタ L_M と、前記フィルタ係数の符号をひとつおきに反転して係数とした高域通過型基本フィルタ H_0 と、前記高域通過型基本フィルタを周波数スケーリングした複数の高域通過型フィルタ H_M と、により、次式で表されるように縦続接続して形成された通過域部フィルタ G_{pass} と、

[数2]

$$G_{pass} = L_{P, N_p^{(1)}}^{\alpha_P} \left[1 - H_{P, N_p^{(2)}} \right]^{\beta_P}$$

ここで、 G_{pass} の各添え字については以下の通り。

α_P , β_P : 累乗値 (同じ L_{P, N_1} や $[1 - H_{P, N_2}]$ を α_P 回、 β_P 回接続することを示す。ここで、記載の都合上、 $N_1 = N_p^{(1)}$, $N_2 = N_p^{(2)}$ と

した。)

$N_P^{(1)}$: $L_{p, N1}$ において H_P のラダー接続の段数

$N_P^{(2)}$: $[1 - H_{p, N2}]$ において L_P のラダー接続の段数

P : 周波数を $(P + 1)$ 倍にスケーリングしたフィルタを示す。

前記低域通過型基本フィルタ L_0 及び前記低域通過型フィルタ L_M 、前記高域通過型基本フィルタ H_0 及び前記高域通過型フィルタ H_M と、により、次式で表されるように縦続接続して形成された阻止域部フィルタ G_{stop} と、

[数3]

$$G_{stop} = \left[\prod_{k=1}^K L_{p_k, N_k}^{\alpha_k} \right] \cdot \prod_{l=1}^L [1 - H_{q_l, N_l}]^{\beta_l}$$

α_k, β_l : 累乗値 (同じ L_{p_k, N_k} や $[1 - H_{q_l, N_l}]$ を α_k 回、 β_l 回接続することを示す。)

N_k : L_{p_k, N_k} において H_p のラダー接続の段数

N_l : $[1 - H_{q_l, N_l}]$ において L_p のラダー接続の段数

p_k, q_l : 周波数をそれぞれ、 $(p_k + 1)$ 、 $(q_l + 1)$ 倍にスケーリングしたフィルタを示す。

を備え、

前記通過域部フィルタ G_{pass} 及び前記阻止域部フィルタ G_{stop} を縦続接続することで形成されたフィルタが提供される。

[0018] 本発明の第6の解決手段によると、

有限の区分多項式で表されるインパルス応答関数の節点値を係数とする低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを基本とし、該低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを周波数スケーリングしたスケーリングフィルタを、通過帯域幅が所定の要求幅以上となる様に選択し、該選択されたスケーリングフィルタを用いて、要求特性を満足する低域通過型のスケーリングフィルタを選定し、該選定された低域通過型のスケーリングフィルタに対して

、高域通過型のスケーリングフィルタをラダー状に接続することにより、フィルタの通過域特性を形成することを特徴とするフィルタが提供される。

[0019] 本発明の第7の解決手段によると、

有限の区分多項式で表されるインパルス応答関数の節点値を係数とする低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを基本とし、該低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを周波数スケーリングしたスケーリングフィルタを、通過帯域幅が所定の要求幅以上となる様に選択し、該選択されたスケーリングフィルタを用いて、要求特性を満足する高域通過型のスケーリングフィルタを選定し、該選定された高域通過型のスケーリングフィルタに対して、低域通過型のスケーリングフィルタをラダー状に接続することにより、フィルタの通過域特性を形成することを特徴とするフィルタが提供される。

発明の効果

[0020] 本発明によると、急峻性の良い基本フィルタをスケーリングしたフィルタで構成するため、周波数分離性が優れ、タップ数や、遅延回路、乗算器の数の少ないローパスフィルタ、ハイパスフィルタ、バンドパスフィルタが実現できる。また、本発明によると、阻止域の減衰度を大きくできるため、ノイズ除去特性に優れたフィルタが実現できる。さらに、本発明によると、タップ数（乗算器の数）が従来のフィルタに比べて非常に低減できるため、低コストなフィルタが可能となる。

図面の簡単な説明

[0021] [図1]本実施の形態のフィルタの構成図。

[図2]本実施の形態におけるスケーリングした要素フィルタの構成図。

[図3]本実施の形態のフィルタ処理の概略説明図。

[図4]本実施の形態の一般的フィルタの構成図。

[図5]本実施の形態の従来のインパルス応答関数波形を示す図。

[図6]本実施の形態のインパルス応答波形を示す図。

[図7]本実施の形態の離散インパルス応答とフィルタ係数値の説明図。

[図8]本実施の形態のローパスフィルタ周波数応答例を示す図。

- [図9] 本実施の形態の基本ローパスフィルタの構成図。
- [図10] 本実施の形態の基本ハイパスフィルタの離散インパルス応答とフィルタ係数値説明図。
- [図11] 本実施の形態の基本ハイパスフィルタの周波数応答例を示す図。
- [図12] 本実施の形態のM倍スケージングの説明図。
- [図13] 本実施の形態のスケージングしたフィルタの説明図。
- [図14] 本実施の形態の縦続接続構成の説明とその周波数応答例を示す図。
- [図15] 本実施の形態の帯域フィルタの説明図。
- [図16] 本実施の形態の帯域フィルタの周波数シフトの説明図。
- [図17] 本実施の形態の通過域周波数幅とスケージングファクタの関係説明図。
- 。
- [図18] 本実施の形態の処理手順を示すフローチャート。
- [図19] 本実施の形態による帯域フィルタの構成例を示す図。
- [図20] 本実施の形態の帯域フィルタのスケージングフィルタモジュールの構成図。
- [図21] 本実施の形態の帯域フィルタの説明図。
- [図22] 基本ローパスフィルタ $L_{0B}(z)$ の構成図。
- [図23] $p+1$ 倍にスケージングしたローパスフィルタ $L_{pB}(z)$ の構成図。
- [図24] 基本ハイパスフィルタ $H_{0B}(z)$ の構成図。
- [図25] $p+1$ 倍にスケージングしたハイパスフィルタ $H_{pB}(z)$ の構成図。
- [図26] $p+1$ 倍にスケージングしたハイパスフィルタ $H_{qB}(z)$ の構成図。
- [図27] フィルタ構成図の一例。
- [図28] 他のフィルタ構成図の一例。
- [図29] 理論値における各手法により設計されたフィルタの周波数特性図。
- [図30] 係数量子化後における各手法により設計されたフィルタの周波数特性図。
- [図31] 要求仕様に対する本発明によるフィルタの評価。
- [図32] 本実施の形態に関する設計システムのハードウェアの構成図。

[図33] フィルタ G の回路図を示す。

[図34] G_{pass} の回路図を示す。

[図35] G_{pass} の展開した図を示し、 G_{pass} の前項部分を示す。

[図36] G_{pass} の展開した図を示し、 G_{pass} の後項部分を示す。

[図37] G_{stop} の回路図を示す。

[図38] 本実施の形態に関するハードウェアの構成図である。

[図39] フィルタ設計手順（ローパスフィルタ）のフローチャートを示す。

[図40] 積和モジュールの縦続接続モデル $G(f)$ による遮断特性の図を示す。
。

[図41] ローパスフィルタ仕様の説明図である。

[図42] G_{pass} 及び G_{stop} 、フィルタ G の説明図である。

[図43] 従来法および本発明で構成したフィルタの特性図を示す。（a）は最小2乗法、（b）はRemez法、（c）は、本発明による方法である。

[図44] 各設計法での乗算器数及び R の比較を示す図である。

[図45] $G(f)$ により特性が改善される例（ローパスフィルタ）の説明図である。

発明を実施するための形態

[0022] 本発明の理解を深めるために、実施の形態を用いて具体的に説明する。

1. フィルタ構成

図3に、フィルタ処理の概略説明図を示す。

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。

[0023] 一般にFIRフィルタは、入力信号 $X(m)$ 、出力信号 $Y(m)$ 、として図3の様に現在と過去の入力信号に所定の係数（フィルタ係数） $C(k)$ を乗じることで、下記入出力関係から求めることができる。

[数4]

$$Y(m) = \sum_{k=0}^p C(k)x(m-k) = \sum_{k=0}^p C(k)X(m)z^{-k}$$

ここで、

$$L(z) = \sum_{k=0}^p C_k z^{-k}$$

をFIRローパスフィルタと言う。ただし $C_k = C(k)$ である。

[0024] 図4は、このフィルタの構成図の一例を示す。

このフィルタは、遅延素子31-m~31-(m-p)と、フィルタ係数をそれぞれ $C_0 \sim C_p$ とする乗算器32-0~32-pと、加算器33を備える。

なお、ハイパスフィルタは下記式で表される。

[数5]

$$H(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k (-z)^k$$

上式に示したようなローパスフィルタ及びハイパスフィルタにおいて、フィルタ係数 C_k はインパルス応答関数から導かれる。

[0025] 図5は、従来のインパルス応答関数波形を示す図である。

従来、インパルス応答関数として、図5に示すSINC関数が適用され、標本間隔の1/2の点における関数値がフィルタ係数 C_k として採用されている。しかし、SINC関数は無限区間の関数であり、フィルタ係数 C_k も理想的には無限個必要となる。実際のフィルタにおいては有限個の係数としなければならないが、係数の切り捨てによる誤差や精度を確保するためには係数の個数を非常に多くしなければならないという課題がある。

[0026] これに対して、図6は、本実施の形態のインパルス応答波形を示す図である。

本実施の形態では、図6に示すような、有限台のインパルス応答関数を用いる。この関数例として、標本点間の1/2区間毎にBスプライン関数をシフトして合成近似した下記の関数がある。

[数6]

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

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

ここで、h : サンプルング時間間隔

f : 周波数

[0027] 上記関数は例えば特許公開2001-842442によれば次の区分多項式で近似した下記式で表すことができる。

[数7]

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

[0028] 図7は、本実施の形態の離散インパルス応答とフィルタ係数値の説明図である。

図中●印は、有限台のインパルス応答関数の標本点（特異点）を示す。有限台のインパルス応答波形として、図に示す関数ψ（t）が与えられた時、フィルタの遅延時間をサンプルング時間幅hの1/2として、●印の縦軸の値をフィルタ係数（タップ係数）C（k）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C（k）を持つフィルタを基本ローパスフィルタL₀とする。

[0029] 図示のような関数ψでは基本ローパスフィルタは次のように表される。

上式において、図7に示すように各区間のh/2毎の接続点におけるψ（

t) の値を係数 $C(k)$ にとる。ただし

$$C(0) = \psi(-1.5) = -1/16$$

$$C(1) = \psi(-1.0) = 0$$

$$C(2) = \psi(-0.5) = 9/16$$

$$C(3) = \psi(0) = 1$$

$$C(4) = \psi(0.5) = 9/16$$

$$C(5) = \psi(1.0) = 0$$

$$C(6) = \psi(1.5) = -1/16$$

とする。このとき、基本となるローパスフィルタ $L_0(z)$ は下記式で表される。

[数8]

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

$$C(k) = \psi((k-3)\tau)$$

$$\tau = h/2$$

$L_0(z)$ は、上述したような定義より

[数9]

$$L_0(z) = \sum_{k=0}^6 C(k)z^{-k} = C(0) + C(1)z^{-1} + C(2)z^{-2} + C(3)z^{-3} + C(4)z^{-4} + C(5)z^{-5} + C(6)z^{-6}$$

$$= -\frac{1}{16} + \frac{9}{16}z^{-2} + z^{-3} + \frac{9}{16}z^{-4} - \frac{1}{16}z^{-6}$$

となる。

また、上記基本ローパスフィルタの周波数特性は下記式で表される。

[数10]

$$L_0(f) = e^{-j6\pi f} \left(\frac{C(3)}{2} + \sum_{k=0}^2 C(k) \cos(2k\pi f) \right)$$

[0030] 図8は、本実施の形態のローパスフィルタ周波数応答例を示す図である。

この図は、上式の特徴を示したものである。

[0031] 図9に、本実施の形態の基本ローパスフィルタの構成図を示す。

上記基本ローパスフィルタ L_0 の演算回路は一例として図9に示す構成となる。

この基本ローパスフィルタは、遅延素子91-1、91-2、91-3、91-4、91-5及び91-6と、乗算器92-1、92-2、92-3と、加算器93-1、93-2、93-3及び93-4を備える。乗算器92-1~92-3のフィルタ係数は、それぞれ $-1/16$ 、 $9/16$ 、 1 である。なお、乗算器92-3は、係数が 1 なので、省略することができる。

次に基本となるハイパスフィルタ $H_0(z)$ は上記ローパスフィルタ $L_0(z)$ から下記式で表すことができる。

[数11]

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

$$b(k) = (-1)^k C(k)$$

[0032] 図10は、本実施の形態の基本ハイパスフィルタの離散インパルス応答とフィルタ係数値の説明図である。

上式における係数 $b(k)$ は、図10の様に係数 $C(k)$ の符号を交互に反転した値である。

[0033] また、図11は、本実施の形態の基本ハイパスフィルタの周波数応答例を示す図である。

このハイパスフィルタ $H_0(z)$ の周波数特性は図11に示す特性となり、下記式で表される。

[数12]

$$H_0(f) = e^{-j6\pi f} \left(\frac{C(3)}{2} - \sum_{k=0}^2 (-1)^k C(k) \cos(2k\pi f) \right)$$

以上のようなフルーエンシDA関数等のインパルス応答関数を使う意義は、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。

[0034] 2. スケーリングしたフィルタ

(1) スケーリング

ここで、上述の基本フィルタに対し、時間軸を $(M+1)$ 倍、すなわち、フィルタの遅延時間間隔を $1/(M+1)$ 倍にしたフィルタを考える。すなわち、次式のように周波数軸上スケーリングしたフィルタを定義する。ここで、 $L_M(z)$ 、 $H_M(z)$ は、 $L_0(z)$ 、 $H_0(z)$ をそれぞれ $(M+1)$ 倍スケーリングしたものである。なお、この M をスケーリングファクタと呼ぶ。

[0035] 次に、以上示した基本ローパスフィルタ $L_0(z)$ 及び基本ハイパスフィルタ $H_0(z)$ をベースとして、周波数軸上でスケーリングしたフィルタを定義する。

すなわち基本ローパスフィルタ $L_0(z)$ 及び基本ハイパスフィルタ $H_0(z)$ を $(M+1)$ 倍スケーリングしたフィルタはローパスフィルタ $L_M(z)$ 及びハイパスフィルタ $H_M(z)$ それぞれ下記式で表すことができる。

[数13]

$$\begin{aligned} L_M(z) &= L_0(z^{M+1}) \\ H_M(z) &= H_0(z^{M+1}) \end{aligned}$$

[0036] 図 1 2 に、本実施の形態の M 倍スケーリングの説明図を示す。

すなわち、上式のように、周波数軸上スケーリングすることは、時間軸上においてはアップサンプリングに相当する。

上述のローパスフィルタ $L_M(z)$ 及びハイパスフィルタ $H_M(z)$ は、時間軸上では図 1 2 に示すように、 M 倍にアップサンプリングすることで標本点間に M 個の 0 を挿入することに等しい。

[0037] 図 1 3 に、本実施の形態のスケールングしたフィルタの説明図を示す。

この時の周波数特性は、ローパスフィルタ $L_M(z)$ での例を示すと図 1 3 となる。

この図は、基本ローパスフィルタ L_0 をそれぞれ 2 倍、3 倍にスケーリングしたフィルタ L_1 、 L_2 の特性を示す。

フィルタ L_1 は、基本フィルタ L_0 が図示のようにスケーリングされ、フィルタ L_2 はさらにフィルタ L_1 が図示のようにスケーリングされる。フィルタ L_3 以降も同様にスケーリングされる。

[0038] 以下に、 $L_M(z)$ の演算回路の一例の構成を説明する。なお、以下では、 $p+1$ 倍スケーリングしたフィルタ $L_p(z)$ について説明する。

図 2 に、本実施の形態におけるスケーリングした要素フィルタの構成図を示す。図示は、基本フィルタを $p+1$ 倍にスケーリングしたフィルタを示す。

この基本ローパスフィルタは、 $p+1$ サンプル遅延する遅延素子 $21-1$ 、 $21-2$ 、 $21-3$ 、 $21-4$ 、 $21-5$ 及び $21-6$ と、乗算器 $22-1$ 、 $22-2$ 、 $22-3$ と、加算器 $23-1$ 、 $23-2$ 、 $23-3$ 及び $23-4$ を備える。乗算器 $22-1 \sim 22-3$ のフィルタ係数は、それぞれ $-1/16$ 、 $9/16$ 、 1 である。なお、乗算器 $22-3$ は、係数が 1 なので、省略することができる。

このフィルタは次式の演算回路を表す。

[数14]

$$L_p(z) = \sum_{k=0}^6 C(k) (z^{p+1})^{-k} = \sum_{k=0}^6 C(k) z^{-k(p+1)}$$

[0039] 3. フィルタの縦続接続

図 1 は、本実施の形態を実現するための一例として、ローパスフィルタを縦続接続したフィルタの一構成図である。

このフィルタは、ローパスフィルタ $L_{p,k}(z)$ を n 個縦続接続したものである。ローパスフィルタ $L_{p,k}(z)$ は、基本となるローパスフィルタ $L_0(z)$ をスケーリングした要素フィルタである。スケーリングとは、基本フィルタに対し、周波数軸又は時間軸上で $p,k+1$ 倍にしたフィルタを定義したものである。

この図ではローパス型フィルタを基本構成とするスケーリングフィルタでのみ構成しているが、後で説明するように、ハイパスフィルタのみあるいはローパスフィルタとハイパスフィルタを混在した構成も本実施の形態を逸脱するものではない。

[0040] 図14に、基本フィルタの縦続接続による周波数特性の変化の説明図を示す。

このように、上記スケーリングされたローパスフィルタ $L_{p,k}(z)$ を図1に示したように縦続接続することで、たとえば図14に示す周波数特性のフィルタを実現することができる。スケーリングしたフィルタを縦続接続することにより、通過帯域幅を狭めることが可能、阻止域を十分低下させることが可能、等の特徴が新たに見出される。

図中、1段は、基本フィルタ L_0 の場合、2段は基本フィルタ L_0 とフィルタ L_1 を縦続接続した場合を示す。さらに、3段は、基本フィルタ L_0 とフィルタ L_1 とフィルタ L_2 を縦続接続した場合を示す。このように、スケーリングしたフィルタの縦続接続により、通過帯域幅を狭めること、及び、阻止域を低下させることが可能となる。

[0041] 上述の例はローパスフィルタのみで構成した例であるが、一般にはローパスフィルタとハイパスフィルタの組み合わせで、種々のフィルタ $X(z)$ を構成することが可能となる。すなわち、フィルタ $X(z)$ を一般的には次式で表すことができる。

[数15]

$$X(z) = X_0(z) \prod_{p=1}^P L_p^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=1}^Q H_q^{\beta_q}(z), \alpha_p, \beta_q \in N_0$$

$$L_p(z) = L_0(z^{p+1}), H_q(z) = H_0(z^{q+1})$$

L_0 は、ローパス基本フィルタ（マザーフィルタ）である。

H_0 は、ハイパス基本フィルタ（マザーフィルタ）である。

p, q は、スケーリング数（スケーリングファクタ）である。すなわち

、周波数を $p + 1$ 倍又は $q + 1$ 倍にスケーリングしたフィルタを示す。

α_p は、同スケーリングフィルタの接続回数であり、 $p + 1$ 倍にスケーリングしたローパスフィルタの接続数（累乗値）である。

β_q は、同スケーリングフィルタの接続回数であり、 $q + 1$ 倍にスケーリングしたハイパスフィルタの接続数（累乗値）である。

$X_0(z)$ は目標の帯域幅（例えば、 -3 dB 減衰までの周波数幅）を持つ最高次の

$$L_p(z) = L_0(z^{p+1})$$

または、

$$H_q(z) = H_0(z^{q+1})$$

で、その時の最高次数 p 、 q を P 、 Q とする。

また、目標帯域幅 f_p とマザーフィルタ L_0 、 H_0 の帯域幅 f_0 との関係は次式で表される。

$$f_p = f_0 / (p + 1)$$

以上のような、縦続接続による効果として、通過域においては、帯域幅を縮小させることができ、また、阻止域においては、不要な帯域を減衰させることができる。本実施の形態はこの特性を活かし、タップ数の少ないフィルタを構成することにある。

[0042] 4. フィルタの構成方法

以下フィルタの構成方法について具体例を示す。

図 15 に、本実施の形態の帯域フィルタの説明図を示す。この図は、設計目標である実現するフィルタの特性を示す。

実現するフィルタの要求事項としては、下記の項目が与えられる。各記号の関係を図 15 に示す。

(1) 標本化周波数 f_s

(2) 中心周波数 f_c

(3) 遮断周波数（ 3 dB 減衰の周波数） f_{-1} 、 f_{-1}

(4) 通過域の周波数幅 (−3 dBバンド幅) Δf_b

(5) 阻止域の周波数 f_2 、 f_{-2}

(6) 阻止域の減衰度 A_d (dB)

[0043] ここで、信号通過型フィルタの場合、標本化周波数 f_s とは、フィルタに入力される信号の繰り返し周波数で、中心周波数 f_c は信号に含まれる周波数成分の中から抽出するフィルタの中心の周波数であり、通常、ナイキストの定理から、 $f_c / f_s < 0.5$ である。遮断周波数 f_1 は信号を通過させる最大周波数であり、中心周波数 f_c を挟んで対象の f_{-1} は信号を通過させる最少周波数である。ただし、ここでは、一例として、遮断周波数 f_1 、 f_{-1} における通過信号の原信号に対する減衰度は−3 dBとする。なお、−3 dB以外にも適宜の値を基準として設定してもよい。この減衰度 A は入力信号の大きさを X 、遮断周波数におけるフィルタ出力信号の大きさを Y とするとき、下記式で定義される。

[数16]

$$A = 20 * \log_{10} \frac{|Y|}{|X|} = -3(dB)$$

$$\frac{|Y|}{|X|} = 10^{-3/20} \cong 0.708 \cong \frac{1}{\sqrt{2}}$$

すなわち、遮断周波数 f_1 、 f_{-1} では、入力信号の約70.8% ($1/\sqrt{2}$) に減衰された信号が出力されることを意味する。これは信号の振幅エネルギーが $1/2$ に減衰することを表す。

[0044] この遮断周波数 f_1 、 f_{-1} の間を信号通過域とし、その周波数幅 Δf_b (m) は、次式で与えられる。

$$\Delta f_b (m) = f_1 - f_{-1} = (f_1 - f_c) * 2$$

ここで、 $\Delta f_b (m)$: $m+1$ 倍スケーリングしたフィルタの通過域幅

阻止周波数 f_2 、 f_{-2} は入力信号の f_2 以上、あるいは f_{-2} 以下の周波数成分を阻止する周波数で、その時の減衰度 A_d (例えば−80 dB) を与えて

、遮断周波数 f_1 、 f_{-1} の減衰レベル（例えば -3 dB ）から減衰度 A_d まで減衰する遷移域の特性を与える。なお、 -80 dB 以外にも、適宜の値を基準として設定してもよい。理想的には遮断周波数と阻止域周波数は同値であることが望ましいが、実際のフィルタにおいては実現困難のため、遷移域が存在する。阻止域の減衰度 A_d が -80 dB とした時、入力信号 X とフィルタ出力信号の大きさの比は下記の様に、 0.01% となる。

[数17]

$$A_d = 20 * \log_{10} \frac{|Y|}{|X|} = -80(\text{dB})$$

$$\frac{|Y|}{|X|} = 10^{-80/20} \cong 1/10000$$

[0045] 次に、上記の前提条件から、本実施の形態におけるフィルタの構成について説明する。

図16に、本実施の形態の帯域フィルタの周波数シフトの説明図を示す。

まず、設計を簡単にするため、図16に示すように中心周波数 f_c ($2\pi f_c = \omega_c$) の帯域通過型フィルタ $B_B(z)$ を周波数0の点にシフトしたフィルタ $B(z)$ を考える。

すなわち、

[数18]

$$B_B(\omega) = B(\omega - \omega_c) + B(\omega + \omega_c)$$

ここで、

$$B_B(z) = \sum h_B(k) z^{-k}$$

$$B(z) = \sum h(k) z^{-k}$$

と置くと、周波数推移定理より

[数19]

$$h_B(k) = h(k) e^{j\omega_c k} + h(k) e^{-j\omega_c k}$$

$$= h(k) (e^{j\omega_c k} + e^{-j\omega_c k}) = 2h(k) \cos(\omega_c k)$$

となり、フィルタ $B_B(z)$ は、フィルタ $B(z)$ の係数に $2 \cos(\omega_c k)$ を乗じた形に変換される。

このことから、まずは、要求事項を下記の事項に変換して、フィルタ $B(z)$ を設計すればよいことになる。

[0046] 図 2 1 に、本実施の形態の帯域フィルタの説明図を示す。この図は、上述の設計目標である実現するフィルタの特性を示す。

(1) 標本化周波数 f_s

(2) 中心周波数 0

(3) 遮断周波数 (例: 3 dB 減衰の周波数) $f_a = \Delta f_b / 2$ 、 $-\Delta f_b / 2 = -f_a$

(4) 通過域の周波数幅 (例: -3 dB バンド幅) Δf_b

(5) 阻止域の周波数 $f_b = (f_2 - f_{-2}) / 2$ 、 $-(f_2 - f_{-2}) / 2 = -f_b$

(6) 阻止域の減衰度 A_d (dB) (例: -80 dB)

[0047] 次に、フィルタの縦続接続について説明する。

一般的には下記で表す。

[数20]

$$B(z) = B_0(z) \prod_{p=0}^P L_p^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=0}^Q H_q^{\beta_q}(z), \quad \alpha_p, \beta_q \in N_0$$

$$B_0(z) = L_M(z) \quad \text{or} \quad H_M(z)$$

$$L_p(z) = L_0(z^{p+1}), H_q(z) = H_0(z^{q+1})$$

ここで、

$L_p(z)$ は、基本ローパスフィルタ $L_0(z)$ を $p+1$ 倍スケールリングしたローパスフィルタである。

$H_q(z)$ は、基本ハイパスフィルタ $H_0(z)$ を $q+1$ 倍スケールリングしたハイパスフィルタである。

また、スケールファクターとして、最大スケール値 M は、通過域の周波数幅から決まるスケール値であり、 P 、 Q ($< M$) は M よりも小さいスケール値を示す。また、 α_p 、 β_q は同一の $L_p(z)$ 、 $H_q(z)$ の累乗を示し、 α_p 個、 β_q 個縦続接続することを示す。

フィルタ $B_0(z)$ は、ローパスフィルタの形式の場合は $L_M(z)$ であり

、ハイパスフィルタの形式の場合は $H_M(z)$ である。

[0048] 図17に、本実施の形態の通過域周波数幅とスケールングファクタの関係説明図を示す。

最大スケール値 M は要求される通過域の周波数幅 Δf_b から決定する。通過域の周波数幅 Δf_b は図13から明らかなように、スケール値が大きくなるほど狭くなることから、 Δf_b とスケール値 p （または q ）の間には図17に示す関係がある。減衰度は、入力 $x(m)$ に対する出力 $Y(m)$ の減衰度を表し、 $Y(m)/x(m) = L_p(z)$ となるので、減衰度のデシベル(dB)の計算は、次のようになる。すなわち、この関係は、

[数21]

$$Y(m) = \sum_{k=0}^p C(k)x(m-k) = \sum_{k=0}^p C(k)x(m)z^{-k} \\ = L_p(z)x(m)$$

より

$$A = 20 \log_{10} \left| \frac{Y(m)}{x(m)} \right| = 20 \log_{10} |L_p(\Delta f_b)| = -3[dB]$$

を満足する Δf_b と p との関係であり、基本ローパスフィルタ $L_0(z)$ の通過域幅 Δf_{b0} ($= \Delta f_b(0)$)と、 $p+1$ 倍にスケールングしたローパスフィルタの通過域幅 $\Delta f_b(p)$ とは、下記関係で示すことができる。

[数22]

$$p = \frac{\Delta f_{b0}}{\Delta f_b(p)} - 1 \\ \Delta f_{b0} = \Delta f_b(0)$$

本実施の形態では、一例として、 p 、 $q=M$ のローパスフィルタ $L_M(z)$ あるいはハイパスフィルタ $H_M(z)$ を初期値として、順次 p 、 q を例えば降順で選択する等して、 p 、 q 、 α_p 、 β_q の組み合わせの最適選択を行い、前記 $B(z)$ を設計していく。

$L_p(z)$ 、 $H_p(z)$ の選択は、阻止域周波数 f_b における減衰度が要求値 A_d (例： -80 dB) 以下であるか否かで選択すると同時に、遮断周波数 f_a における減衰度が要求値 (例： -3 dB) を大幅に下がるフィルタ

の場合は選択しない、という基準で選択する。

こうして、求めるフィルタ $B_B(z)$ は下記となる。

[数23]

$$B_B(z) = B_0(z) \prod_{p=0}^P L_{pB}^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=0}^Q H_{qB}^{\beta_q}(z) = \sum_{k=1}^N h_B(k) z^{-k}$$

$$h_B(k) = 2h(k) \cos(\omega_c k)$$

$$B(z) = \sum_{k=1}^N h(k) z^{-k}$$

ここで、フィルタ $L_p(z)$ 、 $H_q(z)$ に対して、各係数に $2 \cos(\omega_c k)$ を乗じることで、 $B_B(z)$ を構成する $L_{pB}(z)$ 、 $H_{qB}(z)$ が求められる。

[0049] 図19は、本実施の形態による帯域フィルタの構成例を示す図である。

以上の方法で帯域フィルタは図に示す構成例で設計される。

このフィルタは、最大スケール値のフィルタ $B_0(z)$ と、 $0B, \dots, pB$ でスケーリングしたローパスフィルタ L_{0B}, \dots, L_{pB} を α_p 段縦続接続したフィルタと、 $0B, \dots, qB$ でスケーリングしたハイパスフィルタ H_{0B}, \dots, H_{qB} を β_q 段接続したフィルタを備える。

[0050] 図20に、 $p+1$ 倍にスケーリングしたローパスフィルタ $L_{pB}(z)$ の構成図を示す。

このローパスフィルタは、 $p+1$ サンプル遅延する遅延素子 $201-1$ 、 $201-2$ 、 $201-3$ 、 $201-4$ 、 $201-5$ 及び $201-6$ と、乗算器 $202-1$ 、 $202-2$ 、 $202-3$ と、加算器 $203-1$ 、 $203-2$ 、 $203-3$ を備え、さらに、乗算器 $205-1$ 、 $205-2$ 、 $205-3$ を備える。乗算器 $202-1 \sim 202-3$ のフィルタ係数は、それぞれ $-1/16$ 、 $9/16$ 、 1 である。また、乗算器 $205-1 \sim 205-3$ の係数は、それぞれ、 $2(1 + \cos(6\omega_c))$ 、 $2(\cos(2\omega_c) + \cos(4\omega_c))$ 、 $2\cos(3\omega_c)$ である。なお、乗算器 $202-3$ は、係数が 1 なので、省略することができる。また、乗算器 $202-1$ と $205-1$ 、乗算器 $202-2$ と $205-2$ 、乗算器 $203-3$ と $205-3$ をそれぞれ

れ組み合わせたひとつの乗算器として構成してもよい。

[0051] 図26に、 $q+1$ 倍にスケーリングしたハイパスフィルタ $H_{qB}(z)$ の構成図を示す。

このハイパスフィルタは、 $q+1$ サンプル遅延する遅延素子201-1、201-2、201-3、201-4、201-5及び201-6と、乗算器202-1、202-2、202-3と、加算器203-1、203-2、203-3を備え、さらに、乗算器205-1、205-2、205-3を備える。乗算器202-1~202-3のフィルタ係数は、それぞれ $1/16$ 、 $-9/16$ 、 1 である。また、乗算器205-1~205-3の係数は、それぞれ、 $2(1+\cos(6\omega_c))$ 、 $2(\cos(2\omega_c)+\cos(4\omega_c))$ 、 $2\cos(3\omega_c)$ である。なお、乗算器202-3は、係数が1なので、省略することができる。また、乗算器202-1と205-1、乗算器202-2と205-2、乗算器203-3と205-3をそれぞれ組み合わせたひとつの乗算器として構成してもよい。

[0052] 5. フィルタ回路構成

以下に、他のフィルタ回路の構成について説明する。

図22に、基本ローパスフィルタ $L_{0B}(z)$ の構成図を示す。

上式のような基本ローパスフィルタ $L_{0B}(z)$ は、具体的には図示の回路構成で表される。

この基本ローパスフィルタは、1サンプル遅延する遅延素子21-1、21-2、21-3、21-4、21-5及び21-6と、乗算器22-1、22-2、22-3、22-4及び22-5と、加算器23-1、23-2、23-3及び23-4を備える。乗算器22-1~22-5のフィルタ係数は、それぞれ、 $-1/8$ 、 $9/8\cos(2\omega_c)$ 、 $2\cos(3\omega_c)$ 、 $9/8\cos(4\omega_c)$ 、 $-1/8\cos(6\omega_c)$ である。

[0053] 図23に、 $p+1$ 倍にスケーリングしたローパスフィルタ $L_{pB}(z)$ の構成図を示す。

$p+1$ 倍にスケーリングしたローパスフィルタ $L_{pB}(z)$ は、図示のよう

に、 L_{0B} と同様の構造であるが、 Z^{-1} が $Z^{-(p+1)}$ となる。

この $p+1$ 倍にスケーリングしたローパスフィルタは、 $p+1$ 個の遅延素子を持つブロック31-1、31-2、31-3、31-4、31-5及び31-6と、乗算器32-1、32-2、32-3、32-4及び32-5と、加算器33-1、33-2、33-3及び33-4を備える。乗算器32-1~32-5のフィルタ係数は、それぞれ、 $-1/8$ 、 $9/8 \cos(2\omega_c)$ 、 $2 \cos(3\omega_c)$ 、 $9/8 \cos(4\omega_c)$ 、 $-1/8 \cos(6\omega_c)$ である。

また、例えば、この図では、各遅延素子31-1~31-6は $(p+1)$ 個の遅延素子を持つ。遅延素子の各ブロックは、 $(p+1)$ サンプル遅延する遅延素子であれば、個数はいくつでもよい。

[0054] 図24に、基本ハイパスフィルタ $H_{0B}(z)$ の構成図を示す。

また、このような基本ハイパスフィルタ $H_{0B}(z)$ は、具体的には図示の回路構成で表される。

この基本ハイパスフィルタは、1サンプル遅延する遅延素子41-1、41-2、41-3、41-4、41-5及び41-6と、乗算器42-1、42-2、42-3、42-4及び42-5と、加算器43-1、43-2、43-3及び43-4を備える。乗算器42-1~42-5のフィルタ係数は、それぞれ、 $1/8$ 、 $-9/8 \cos(2\omega_c)$ 、 $2 \cos(3\omega_c)$ 、 $-9/8 \cos(4\omega_c)$ 、 $1/8 \cos(6\omega_c)$ である。

[0055] 図25に、 $q+1$ 倍にスケーリングしたハイパスフィルタ $H_{qB}(z)$ の構成図を示す。

$q+1$ 倍にスケーリングしたハイパスフィルタ $H_{qB}(z)$ は、図示のように、 H_0 と同様の構造であるが、 Z^{-1} が $Z^{-(q+1)}$ となる。

この $q+1$ 倍にスケーリングしたハイパスフィルタは、 $q+1$ 個の遅延素子を持つブロック51-1、51-2、51-3、51-4、51-5及び51-6と、乗算器52-1、52-2、52-3、52-4及び52-5と、加算器53-1、53-2、53-3及び53-4を備える。乗算器5

2-1~5 2-5のフィルタ係数は、それぞれ、 $1/8$ 、 $-9/8 \cos(2\omega_c)$ 、 $2 \cos(3\omega_c)$ 、 $-9/8 \cos(4\omega_c)$ 、 $1/8 \cos(6\omega_c)$ である。

また、例えば、この図では、各遅延素子5 1-1~5 1-6は $(q+1)$ 個の遅延素子を持つ。遅延素子の各ブロックは、 $(q+1)$ サンプル遅延する遅延素子であれば、個数はいくつでもよい。

[0056] 6. ハードウェア

図3 2は、本実施の形態に関する設計システムのハードウェアの構成図である。

この設計システムは、中央処理装置(CPU)である処理部1、入力部2、出力IF部3、表示部4及び記憶部5、フィルタ回路6を有する。また、処理部1、入力部2、出力IF部3、表示部4及び記憶部5は、スター又はバス等の適宜の接続手段で接続されている。

処理部1は、記憶部5にアクセスして、フィルタを設計する処理を実行する。

記憶部5は、設計仕様・要求事項(例えば、通過域及び阻止域についての条件(範囲、値、割合等)及びフィルタ縦続接続 α_p 、 β_q 数の上限等)を記憶するフィルタ構成ファイル5 1、前述のような基本ローパスフィルタ及びスケーリングしたローパスフィルタ L_0 、 L_1 、 \dots 、 L_p 、 \dots 、これらのフィルタ L_p の各フィルタ係数に $2 \cos(\omega_c k)$ を乗算したローパスフィルタ L_{pB} 、基本ハイパスフィルタ及びスケーリングしたハイパスフィルタ H_0 、 H_1 、 \dots 、 H_q 、 \dots 、これらのフィルタ H_q の各フィルタ係数に $2 \cos(\omega_c k)$ を乗算したハイパスフィルタ H_{qB} 、の各特性を記憶する基本フィルタ特性ファイル5 2、及び、設計されたフィルタ構成を定めるためのデータ・パラメータ(例えば、シフト量B、最大スケール値M、乗算器のフィルタ係数、 p 、 q 、 α_p 、 β_p 等)及び設計されたフィルタ特性等の処理部1による中間結果や最終結果等を記憶するフィルタ出力ファイル5 3を含む。これら各データは、処理部1により、出力IF部3を介して、フィルタ

回路6（例えば、乗算器のフィルタ係数等、フィルタ構成を定めるためのデータ・パラメータ）に出力することができる。フィルタ回路6は、ソフトウェア又はハードウェアで構成され、処理部1により出力IF部3を介して、設定された各データに従い、所定の特性のフィルタを実現する。

[0057] 7. 設計フローチャート

図18は、本実施の形態の処理手順を示すフローチャートである。

設計システムは、以下のステップS01～S07により、フィルタを構成する。

[0058] (1) ステップS01

処理部1は、例えば、中心周波数 f_c 、遮断周波数 f_1 、阻止域周波数 f_2 、通過域減衰度 A 、阻止域減衰度 A_d 、サンプル周波数 f_s を含む、設計仕様・要求事項となる所望の特性データを、入力部2からの操作に従い記憶部5（フィルタ構成ファイル51）に記憶することにより、又は、予め記憶された記憶部5（フィルタ構成ファイル51）に記憶された値を読み出すことにより、予め設定する。

[0059] (2) ステップS03

処理部1は、ステップS01により、設定された特性データの各値を記憶部5（フィルタ構成ファイル51）から読み出し、入力された特性データに基づき、次式により、中心周波数 f_c を原点0にシフトするシフト量 B を算出する。

$$B = [f_c / f_s] \quad ([] \text{ は、小数点四捨五入を示す。})$$

処理部1は、求めたシフト量 B を記憶部5（フィルタ出力ファイル53）に記憶する。

また、処理部1は、シフト量 B に従い、入力された特性データの中心周波数 f_c 、遮断周波数 f_1 、阻止域周波数 f_2 をそれぞれ、中心周波数0、遮断周波数 f_a 、阻止域周波数 f_b に変換し、各値を記憶部5（フィルタ出力ファイル53）に記憶する。

処理部 1 は、ステップ S 0 1 により、設定された特性データの各値を記憶部 5（フィルタ構成ファイル 5 1）から読み出し、入力された特性データに基づき、最高次数のスケール値（スケーリングファクター）M を算出する。

処理部は、最高次数のスケール値（最大スケール値）M を、例えば、次のように、M + 1 倍にスケーリングしたフィルタの通過域幅 $\Delta f b (M)$ を算出する。

$$\text{通過域幅 } \Delta f b (M) = (f 1 - f c) * 2$$

次に、処理部 1 は、記憶部 5（基本フィルタ特性ファイル 5 2）に予め記憶されたスケーリング曲線を参照することにより、又は、そのスケーリング曲線の関係式から計算することにより、通過域幅 $\Delta f b (M)$ に従い最大スケール値 M を求める。

$$M = P = f_{-3} (\Delta f b (M)) \quad : \quad -3 \text{ dB 値となるスケーリング曲線}$$

$$= [\Delta f b (0) / \Delta f b (M) - 1] \quad : \quad [] \text{ は小数点四捨五入}$$

$\Delta f b (0)$: 基本フィルタの通過域幅

$\Delta f b (M)$: M + 1 倍にスケーリングしたフィルタの通過域幅

なお、この例では、スケーリング曲線を -3 dB 値となる場合を示したが、これに限らず、遮断周波数又は通過域の周波数幅に対応して、適宜の値のスケーリング曲線を予め定めること又は処理部 1 が計算して設定することができる。

なお、処理部 1 は、最大スケール値 M を、入力部 2 又は記憶部 5 により、予め定められるようにしてもよい。

処理部 1 は、求めた最大スケール値 M を記憶部 5（フィルタ出力ファイル 5 3）に記憶する。

[0060] (3) ステップS05

処理部1は、ステップS01により設定された各値、及び、ステップS03により算出された最大スケール値Mを記憶部5（フィルタ構成ファイル51、フィルタ出力ファイル53）から読み出す。また、処理部1は、記憶部5から、次式のようなフィルタの組み合わせに基づき、 p 、 q 、 α_p 、 β_q の組み合わせの最適選択を行う。

[数24]

$$B(z) = B_0(z) \prod_{p=0}^P L_p^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=0}^Q H_q^{\beta_q}(z), \quad \alpha_p, \beta_q \in N_0$$

$$B_0(z) = L_M(z) \quad \text{or} \quad H_M(z)$$

$$L_p(z) = L_0(z^{p+1}), H_q(z) = H_0(z^{q+1})$$

例えば、処理部1は、記憶部5（基本フィルタ特性ファイル52）から p 、 q で定められる該当するローパスフィルタ L_p 及びハイパスフィルタ H_q の特性を読み出し、上式により $B(z)$ の特性を計算して求め、総当たりにより、設計仕様となる組み合わせのうち、通過域および阻止域の設計仕様に合致するものを選択する。このとき、処理部1は、乗算器数が最少となるものをさらに選択するようにしてもよい。

$L_p(z)$ 、 $H_q(z)$ の選択は、阻止域周波数 f_b における減衰度が要求値 A_d （例： -80 dB ）以下であるか否かで選択すると同時に、遮断周波数 f_a における減衰度が要求値（例： -3 dB ）を大幅に下がるフィルタの場合は選択しない（例：予め定められた許容値以下のフィルタの場合は選択しない）、という基準で、処理部1は、 p 、 q 、 α_p 、 β_q の組み合わせの最適選択を行う。

ここで、記憶部5（フィルタ構成ファイル51）等に、予め α_p 、 β_q の最大値を設定しておき、処理部1は、その最大値から例えば降順で選択して、また、 p 、 q を最大スケール値Mから降順に選択して、 p 、 q 、 α_p 、 β_q の組み合わせの最適選択を行うことができる。

このとき、処理部は、次の判定及び処理を行うようにしてもよい。

($f = f_s / (p + 1)$) の $X_d = X(z)$ で最大減衰度を判定、
 $f = f_2$ の X_d が減少方向のとき、 α 、 β 増加
 $f = f_1$ の X_d が減少方向のとき、追加した L_p 、 H_p を削除)

なお、上述では、基本ローパスフィルタ及び基本ハイパスフィルタをスケールリングしたフィルタの特性を記憶部 5 (基本フィルタ特性ファイル 5 2) に予め記憶しておく例を説明したが、基本ローパスフィルタ及び基本ハイパスフィルタの特性のみを基本フィルタ特性ファイル 5 2 に記憶しておき、処理部 1 が必要に応じてこれら特性をもとにスケールリングの処理をして所定のスケールリングフィルタの特性を求めて用いるようにしてもよい。

処理部 1 は、求めた p 、 q 、 α_p 、 β_q を記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) に記憶する。

[0061] (4) ステップ S 0 7

処理部 1 は、記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) から p 、 q 、 α_p 、 β_q 等のフィルタを構成するための仕様データ・パラメータを読み出し、さらに記憶部 5 (基本フィルタ特性ファイル 5 2) から、ローパスフィルタ又はハイパスフィルタに従い $B_0(z)$ に相当するフィルタ L_{0M} 又はフィルタ H_{0M} の特性、また、フィルタ L_{pB} 及びフィルタ H_{qB} の特性性を読み出し、次式に従いフィルタ $B_B(z)$ を形成し、そのフィルタ特性及び使用データ・パラメータ等を表示部 4 に表示する及び／又は記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) に記憶する。

[数25]

$$B_B(z) = B_0(z) \prod_{p=0}^P L_{pB}^{\alpha_p}(z) \cdot \prod_{q=0}^Q H_{qB}^{\beta_q}(z) = \sum_{k=1}^N h_B(k) z^{-k}$$

$$h_B(k) = 2h(k) \cos(\omega_c k)$$

$$B(z) = \sum_{k=1}^N h(k) z^{-k}$$

また、処理部 1 は、記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) から p 、 q 、 α_p 、 β_q 等のフィルタを構成するための仕様データ・パラメータを読み出し

、また、記憶部 5（基本フィルタ特性ファイル 5 2）から、フィルタ L_{pB} 及びフィルタ H_{qB} の特性を読み出し、各値を出力 I F 部 3 を介してフィルタ回路 6 に出力することができる。そして、処理部 1 は、読み出した各値に従い、フィルタ回路 6 により、フィルタ $B_B(z)$ を形成するようにしてもよい。フィルタ回路 6 は、フィルタ $B_B(z)$ をコンピュータのシミュレーションで形成したり、ソフトウェアで形成することが出来る。また、フィルタ回路 6 は、出力 I F 部 3 から出力された各値に従い、ハードウェアでフィルタ $B_B(z)$ を形成するようにしてもよい。

[0062] 8. 係数の量子化展開方法

つぎに、フィルタ係数の量子化展開方法について説明する。

ここでいう量子化展開方法とは、上述のように設計された縦続接続構造のフィルタに基づき、そのインパルス応答特性と同じ特性を、図示のフィルタ回路構成で実現する方法である。

まず、 $L_p(z) = L_0(z^{p+1})$ であることから、

[数26]

$$X(z) = X_0(z) \prod_{p=0}^P L_p^\alpha(z) \prod_{q=1}^Q H_q^\beta(z)$$

で設計された縦続接続構造のフィルタにインパルス信号を入力してその応答を求める。インパルス応答については、例えば良く知られている MATLAB 等のシミュレーションソフトで演算し、そのインパルス応答波形を求めることができる。あるいは、よく知られている MATHEMATICA 等の数式演算ソフトにより、上式の $X(z)$ の展開式を導き出すことが可能である。その展開式は、 $X(z)$ のインパルス応答関数となっている。

[数27]

$$X(z) = X_0(z) \sum_{k=0}^{k=K} C_k z^{-k}$$

従って、このインパルス応答の係数 C_k をフィルタ一係数として用いて、フィルタを構成することができる。

[0063] 図 27 に、フィルタ構成図の一例を示す。

このフィルタは、乗算器 $72-0 \sim 72-k$ 、1 サンプル遅延する遅延素子 $71-1 \sim k$ 、加算器 $73-1 \sim 73-k$ を備える。

例えば、処理部 1 は、記憶部 5（フィルタ出力ファイル 53）からフィルタを構成するためのデータ（フィルタ係数、 p 、 q 、 α_p 、 β_q 等）を読み出し、フィルタ回路 6 などを用いて、インパルス応答を求め、そのインパルス応答の係数 C_k を記憶部 5（フィルタ出力ファイル 53）に記憶する。

そして、処理部 1 は、フィルタ係数を記憶部 5 から読み出し、フィルタ回路 6 を用いることにより、

図示の回路構成において、上述の係数 C_k （ $k+1$ 個）をフィルタ係数（タップ係数）として用い、 k 個の遅延素子 z^{-1} を用いることで、フィルタを構成することができる。

[0064] 図 28 に、他のフィルタ構成図の一例を示す。

このフィルタは、乗算器 $82-0 \sim 82-M$ 、遅延素子 $81-1 \sim M$ 、加算器 83 を備える。

上述のフィルタ構成の他に、図示のようなフィルタ回路構成でも同様に、上述のように求めたフィルタ係数 C_k により設計された特性のフィルタを構成することができる。

[0065] 9. 本実施の形態と従来手法との比較検討

以下に、本実施の形態による手法と従来手法について比較する。

本実施の形態における要求仕様は次のとおりである。

| | |
|-------------|-----------|
| 標本化周波数 | : 1.8 MHz |
| 中心周波数 | : 450 kHz |
| -3 dB バンド幅 | : 6 kHz |
| -80 dB バンド幅 | : 12 kHz |
| 量子化ビット数 | : 18-bit |
| 位相特性 | : 線形位相 |

[0066] 図 29 に、理論値における各手法により設計されたフィルタの周波数特性図を示す。

左図のとおり、Remez法では、仕様を満足するが、通過域及び阻止域にリップルが発生している。

一方、本発明によるフィルタでは、右図のとおり、仕様を満足し、阻止域での大きな減衰がみられる。

[0067] 図30に、係数量子化後における各手法により設計されたフィルタの周波数特性図を示す。

左図のとおり、Remez法では、阻止域全体に亘り誤差が目立つ。

一方、本発明によるフィルタでは、右図のとおり、誤差は遷移域で若干程度みられるだけであることがわかる。

[0068] 図31に、要求仕様に対する本発明によるフィルタの評価を示す。

図示のとおり、本発明によるフィルタでは、従来手法と比較して非常に少ないタップ数で実現することができる。

[0069] 10. 追記

本発明のフィルタの構成（設計）方法又はフィルタの構成（設計）装置・システムは、その各手順をコンピュータに実行させるためのフィルタの構成（設計）プログラム、フィルタの構成（設計）プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体、フィルタの構成（設計）プログラムを含みコンピュータの内部メモリにロード可能なプログラム製品、そのプログラムを含むサーバ等のコンピュータ、等により提供されることができる。

[0070] 11. フィルタ G_{pass} 、 G_{stop} 、 G

図33は、フィルタ G の回路図を示す。

図34は、 G_{pass} の回路図を示す。

図35及び図36に、 G_{pass} の展開した図を示す。図35は、 G_{pass} の前項部分を示す。図36は、 G_{pass} の後項部分を示す。

上述の L_m 、 H_m を用いて、以下の構成でフィルタの通過域主要部 G_{pass} を形成する。

G_{pass} は、次式で表される。

[数28]

$$G_{pass} = L_{P, N_p^{(1)}}^{\alpha_P} \left[1 - H_{P, N_p^{(2)}} \right]^{\beta_P}$$

ここで、 G_{pass} の各添え字については以下の通り。

α_P, β_P : 累乗値 (同じ L_{P, N_1} や $[1 - H_{P, N_2}]$ を α_P 回、 β_P 回接続することを示す。ここで、記載の都合上、 $N_1 = N_p^{(1)}$ 、 $N_2 = N_p^{(2)}$ とした。)

$N_p^{(1)}$: L_{P, N_1} において H_P のラダー接続の段数 (図35の斜めの接続段数を示す。)

$N_p^{(2)}$: $[1 - H_{P, N_2}]$ において L_P のラダー接続の段数 (図36の斜めの接続段数を示す。)

P : 周波数を $(P + 1)$ 倍にスケーリングしたフィルタを示す。スケーリングについては、次式の関係となる。

[数29]

$$L_P(f) = L_0((P + 1)f), \quad H_P(f) = H_0((P + 1)f)$$

[0071] 図37は、 G_{stop} の回路図を示す。

上述の L_m, H_m を用いて、また、阻止域主要部 G_{stop} も同様に形成する。

G_{stop} は、次式で表される。

[数30]

$$G_{stop} = \left[\prod_{k=1}^K L_{P_k, N_k}^{\alpha_k} \right] \cdot \left[\prod_{l=1}^L [1 - H_{q_l, N_l}] \right]^{\beta_l}$$

α_k, β_l : 累乗値 (同じ L_{P_k, N_k} や $[1 - H_{q_l, N_l}]$ を α_k 回、 β_l 回接続することを示す。)

N_k : L_{P_k, N_k} において H_P のラダー接続の段数 (図35の斜めの接

続段数 ($N_p^{(1)}$ に相当) を示す。)

N_l : $[1 - H_{q_l, N_l}]$ において L_p のラダー接続の段数 (図 36 の斜めの接続段数 ($N_p^{(2)}$ に相当) を示す。)

p_k, q_l : 周波数をそれぞれ、 $(p_k + 1)$ 、 $(q_l + 1)$ 倍にスケールしたフィルタを示す。

ハイパスフィルタの各モジュール L_{p_k, N_k} および $1 - H_{q_l, N_l}$ の構造は、ローパスフィルタの各モジュール

[数31]

$$L_{P, N_p^{(1)}} \text{ あるいは } 1 - H_{P, N_p^{(2)}}$$

と同様である。

[0072] 図 38 は、本実施の形態に関するハードウェアの構成図である。

このハードウェアは、中央処理装置 (CPU) である処理部 1、入力部 2、出力 I/F 部 3、表示部 4 及び記憶部 5、フィルタ回路 6 を有する。また、処理部 1、入力部 2、出力 I/F 部 3、表示部 4 及び記憶部 5 は、スター又はバス等の適宜の接続手段で接続されている。

記憶部 5 は、設計仕様・条件 (例えば、通過域及び阻止域についての条件 (範囲、値、割合等) 及び乗算器数の上限 N_{pass} 等) を記憶するフィルタ構成ファイル 51、前述のような基本ローパスフィルタ及びスケールしたローパスフィルタ ($L_0, L_1, \dots, L_m, \dots$)、基本ハイパスフィルタ及びスケールしたハイパスフィルタ ($H_0, H_1, \dots, H_m, \dots$) の特性を記憶する基本フィルタ特性ファイル 52、及び、設計されたフィルタ構成を定めるためのデータ・パラメータ (例えば、乗算器のフィルタ係数 $N_{pass}, N_p^{(1)}, N_p^{(2)}, \alpha_p, \beta_p, P, N_k, N_l, \alpha_{p_k}, \beta_{p_l}, p_k, q_l$ 等) 及び設計されたフィルタ特性等の処理部 1 による中間結果や最終結果等を記憶するフィルタ出力ファイル 53 を含む。これら各データは、処理部

1により、出力 I F 部 3 を介して、フィルタ回路 6（例えば、乗算器のフィルタ係数等、フィルタ構成を定めるためのデータ・パラメータ）に出力することができる。フィルタ回路 6 は、ソフトウェア又はハードウェアで構成され、処理部 1 により出力 I F 部 3 を介して、設定された各データに従い、所定の特性のフィルタを実現する。

[0073] 1 2. フィルタ設計手順（ローパスフィルタ）

図 3 9 に、フィルタ設計手順（ローパスフィルタ）のフローチャートを示す。

このフローチャートは、以下の各ステップを含む。

0. 設計仕様入力（S 0）
1. 最大スケール値 $p = P$ の決定（S 1）
2. 通過域部 G_{pass} の構成（S 2）
3. 阻止域部 G_{stop} の構成（S 3）
4. $G = G_{pass} \cdot G_{stop}$ （S 4）

[0074] 以下に、各ステップについて詳細に説明する。

0. 設計仕様の設定（S 0）

処理部 1 は、設計仕様（例えば、通過域及び阻止域についての条件（範囲、値、割合等）及び乗算器数の上限 N_{pass} 等）を、入力部 2 からの操作に従い記憶部 5（フィルタ構成ファイル 5 1）に記憶することにより、又は、予め記憶された記憶部 5（フィルタ構成ファイル 5 1）に記憶された値を読み出すことにより、予め設定する。

[0075] 図 4 0 に、積和モジュールの縦続接続モデル $G(f)$ による遮断特性の図を示す。

図中、 f_3 及び f_{80} は次の通り。

f_3 : -3 [dB] ラインとクロスする周波数（ $f = 0$ から右に見て最初に -3 [dB] ラインと交差する周波数点）

f_{80} : -80 [dB] ラインとクロスする周波数（ $f = f_s / 2$ から左に見て -80 [dB] ラインと最初に交差する周波数点）

また、通過域と阻止域の周波数の比 R ($0 < R \leq 1$) を、 $R = f_3 / f_{80}$ と定義する。

R が 1 に近いほど、急峻さが高いことを意味する。急峻な遮断特性は、例えば、 f_3 と f_{80} の比を表した値 R ($0 < R \leq 1$) により、次式で表される。

$$R = f_3 / f_{80} \doteq 1$$

処理部 1 は、設計仕様を、例えば、以下のように設定することができる。

通過域 $[0, f_3]$ で -3 [dB] 以上

阻止域 $[f_{80}, 1]$ で -80 [dB] 以下

$R \geq R_0$ (求めたフィルタの比 R が、予め定めた比 R_0 以上であることを示す。)

ただし

$$0 < f_3 < f_{80} < 1,$$

$$0 < R_0 \leq 1$$

[0076] ステップ S 1. (p の最大値の決定)

処理部 1 は、ステップ S 1 により、設定された f_3 等の各値を記憶部 5 (フィルタ構成ファイル 5 1) から読み出し、与えられた f_3 に合わせて最大スケール値 $p = P$ を選択する。なお、処理部 1 は、 P の値を、入力部 2 又は記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) により、予め定められるようにしてもよい。

すなわち、処理部 1 は、 $f_3^{(p)}$ を L_p の -3 [dB] 点とし、 $f_3^{(0)}$ は予め求めておき、そのとき

[数32]

$$f_3^{(p)} = \frac{f_3^{(0)}}{1+p} < f_3$$

となる最小の p を P とする。

処理部 1 は、求めた P を記憶部 5 (フィルタ出力ファイル 5 3) に記憶す

る。

[0077] ステップS 2. 通過域主要部の形成

処理部 1 は、ステップ S 1 により設定された N_{pass} 、 R_0 等の各値を記憶部 5（フィルタ構成ファイル 5 1、フィルタ出力ファイル 5 3）から読み出し、

[数33]

$$G_{pass} = L_{P,N_p^{(1)}}^{\alpha_p} \left[1 - H_{P,N_p^{(2)}} \right]^{\beta_p}$$

において設定した乗算器数の上限 $N_{pass} \in \{1, 2, \dots\}$ を越えないように、

$$(N_p^{(1)}, N_p^{(2)}, \alpha_p, \beta_p) \in \{0, 1, 2, \dots\}$$

の総当たりにより、設計仕様（例： $R \geq R_0$ ）となる組み合わせのうち、乗算器数が最少となるものを選択する。

例えば、処理部 1 は、記憶部 5（基本フィルタ特性ファイル 5 2）から $N_p^{(1)}$ 、 $N_p^{(2)}$ 、 α_p 、 β_p で定められる該当するローパスフィルタ及びハイパスフィルタの特性を読み出し、上式により G_{pass} の特性を計算して求め、総当たりにより、設計仕様（例： $R \geq R_0$ ）となる組み合わせのうち、乗算器数が最少となるものを選択する。このとき、処理部 1 は、通過域および阻止域の設計仕様に合致するものをさらに選択するようにしてもよい。

ただし、組合せルールとして以下を定義する。

$$(\alpha_p, \beta_p) \neq (0, 0),$$

$$N_p^{(1)} = 0 \Rightarrow \alpha_p = 0,$$

$$N_p^{(2)} = 0 \Rightarrow \beta_p = 0$$

上述の乗算器数は、次のようになる。

[数34]

$$L_{P,N_P}^{\alpha_P} \text{ の乗算器数} = 5 N_P^{(1)} \alpha_P$$

$$\left[1 - H_{P,N_P}^{\alpha_P} \right]^{\beta_P} \text{ の乗算器数} = 5 N_P^{(2)} \beta_P$$

この場合、乗算器数には係数1の乗算器もカウントしているが、これを除くと、次式により乗算器数を上限 N_{pass} 以下とする条件式が表される。

$$4 (N_P^{(1)} \alpha_P + N_P^{(2)} \beta_P) \leq N_{pass}$$

このようにして、処理部1は、求めた $N_P^{(1)}$ 、 $N_P^{(2)}$ 、 α_P 、 β_P を記憶部5（フィルタ出力ファイル53）に記憶する。

[0078] ステップS3. 阻止域部の形成

処理部1は、

[数35]

$$G_{stop} = \left[\prod_{k=1}^K L_{p_k, N_k}^{\alpha_{p_k}} \right] \cdot \prod_{l=1}^L \left[1 - H_{q_l, N_l} \right]^{\beta_{q_l}}$$

ただし

$$p_k, q_l \in \{0, 1, 2, \dots\}, K, L \leq P - 1,$$

において、

$$(N_k, N_l, \alpha_{p_k}, \beta_{q_l}) \in \{0, 1, 2, \dots\}$$

の総当たりにより、

$$G = G_{pass} G_{stop}$$

を取って計算したとき、設計仕様（例： $R \geq R_0$ ）を保持している組み合わせのうち、乗算器数が最少となるものを選択する。

例えば、処理部1は、記憶部5（基本フィルタ特性ファイル52）から N_k 、 N_l 、 α_{p_k} 、 β_{q_l} で定められる該当するローパスフィルタ及びハイパスフィルタの特性を読み出し、上式により G_{stop} の特性を計算して求め、総当たりにより、

$$G = G_{pass} G_{stop}$$

を取って計算したとき、設計仕様（例： $R \geq R_0$ ）を保持している組み合わせのうち、乗算器数が最少となるものを選択する。このとき、処理部 1 は、通過域および阻止域の設計仕様に合致するものをさらに選択するようにしてもよい。

処理部 1 は、求めた N_k 、 N_l 、 α_{pk} 、 β_{ql} を記憶部 5（フィルタ出力ファイル 5 3）に記憶する。

[0079] ステップ S 4. G の構成及び出力

処理部 1 は、記憶部 5（フィルタ出力ファイル 5 3）から $N_p^{(1)}$ 、 $N_p^{(2)}$ 、 α_p 、 β_p 、 N_k 、 N_l 、 α_{pk} 、 β_{pl} 等のフィルタを構成するための仕様データ・パラメータを読み出し、さらに記憶部 5（基本フィルタ特性ファイル 5 2）から基本ローパスフィルタとそのスケーリングしたフィルタ、基本ハイパスフィルタとそのスケーリングしたフィルタの特性を読み出し、 G_{pass} 及び G_{stop} を上述の各式に従い形成し、 $G = G_{pass} G_{stop}$ に従いフィルタ G を形成し、そのフィルタ G の特性を表示部 4 に表示する及び／又は記憶部 5（フィルタ出力ファイル 5 3）に記憶する。

また、処理部 1 は、記憶部 5（フィルタ出力ファイル 5 3）から $N_p^{(1)}$ 、 $N_p^{(2)}$ 、 α_p 、 β_p 、 N_k 、 N_l 、 α_{pk} 、 β_{pl} 等のフィルタを構成するための仕様データ・パラメータを読み出し、各値を出力 I F 部 3 を介してフィルタ回路 6 に出力する。そして、処理部 1 は、読み出した各値に従い、フィルタ回路 6 により、 G_{pass} 及び G_{stop} を上述の各式に従い形成し、 $G = G_{pass} G_{stop}$ に従いフィルタ G を形成するようにしてもよい。フィルタ回路 6 は、フィルタ G をコンピュータのシミュレーションで形成したり、ソフトウェアで形成することが出来る。また、フィルタ回路 6 は、出力 I F 部 3 から出力された各値に従い、ハードウェアでフィルタ G を形成するようにしてもよい。

なお、上述では、基本ローパスフィルタ及び基本ハイパスフィルタをスケーリングしたフィルタの特性を記憶部 5（基本フィルタ特性ファイル 5 2）

に予め記憶しておく例を説明したが、基本ローパスフィルタ及び基本ハイパスフィルタの特性のみを基本フィルタ特性ファイル52に記憶しておき、処理部1が必要に応じてこれら特性をもとにスケーリングの処理をして所定のスケーリングフィルタの特性を求めて用いるようにしてもよい。

[0080] 13. ローパスフィルタの設計例

(1) 基本的な特性改善

図45に、 $G(f)$ により特性が改善される例（ローパスフィルタ）の説明図を示す。

この図は、ローパスフィルタ $L_0(f)$ と $L_1(f)$ を縦続接続することにより、次式のフィルタ $G(f)$ を形成し、そのフィルタ G の特性を示したものである。

$$G(f) = L_0(f) L_1(f)$$

このように、要素となるフィルタを縦続接続することにより、急峻な特性に改善することができる。

[0081] (2) フローチャートによる設計例

図41は、ローパスフィルタ仕様の説明図である。

ここでは、上述の構成手段に従い、ローパスフィルタの構成例を与える。所望の特性の仕様は、図示の通りとする。通過域、阻止域は正規化した周波数での区間である。

本実施の形態のフローチャートで設計したフィルタの構成式は次の通りである：

$$G = L^{3}_{7,9} L^{1}_{3,1} L^{1}_{4,2} L^{1}_{5,3} (1 - H^{1}_{1,1}) (1 - H^{1}_{2,1})$$

この例では、 $P=7$ を選択し、その上で $\alpha_7=0, 1, 2, 3, 4$ および $N_7=0, 1, 2, 3, \dots$ 等をトライアルし、 $G_{pass} = L^{3}_{7,9}$ と設定した。

[0082] 図42は、 G_{pass} 及び G_{stop} 、フィルタ G の説明図である。

図42(a)に、 G_{pass} の特性図を示す。 G_{pass} の特性は、通過域区間= $[0, 0.096]$ 、阻止域区間= $[0.013, 1]$ 、および $R=0.7$

38、乗算器数=150個となっている。

次に阻止域については、 G_{pass} の第2～4サイドローブを阻止しなくてはならないが、第3、第4サイドローブについては図26(b)中の $(1-H_{1,1}^{1,1})$ および $(1-H_{2,1}^{1,1})$ によりほぼ阻止される。ここでは、 $P \leq 5$ を取ることとし、図26(b)から分かるように、第2サイドローブ中心付近は $L_{3,1}^{1,1}$ と $L_{4,2}^{1,1}$ により、右側付近は $L_{3,1}^{1,1}$ と $1-H_{2,1}^{1,1}$ により阻止されている。左側付近を阻止するために、 $p=5$ に対し、 $N_5=0, 1, 2, \dots$ および $\alpha_5=0, 1, 2$ 等をトライアルし、乗算器数との兼合いで $(\alpha_5, N_5) = (1, 3)$ を選択した。

[0083] 図43に、従来法および本発明で構成したフィルタの特性図を示す。(a)は最小2乗法、(b)はRemez法、(c)は、本発明による方法である。

[0084] 図44は、各設計法での乗算器数及びRの比較を示す図である。ここで乗算器数は、特性が最初に仕様を完全に満たすようになったときのものである。本発明による方法は、最小2乗法に比べると乗算器数、Rともに優っている。Remez法はRは本発明による方法よりも僅かに優っているが、乗算器数が1142と多い。Remez法に対する優位性の確認を補足するため、Remez法の $R=0.762$ を超えるR値(ここでは $=0.767$)となったときの乗算器数をみると365であった。

この結果により、本発明による積和モジュールによる要素フィルタの縦続接続による急峻なローパスフィルタ特性近似モデルの有効性が示された。

産業上の利用可能性

[0085] 上述には、インパルス応答関数としては、例えば、区分的m次多項式を用いることができ、また、波形調整パラメータ付き補間関数等を用いてもよい。

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。

本発明は、音響、画像、通信、などにおける信号処理のフィルタとして広範囲に利用可能である。

また、本発明は、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。

請求の範囲

- [請求項1] 有限台の区分的多項式で構成されるインパルス応答函数の節点値を係数とする低域通過／高域通過型の基本フィルタを構成し、該基本フィルタを時間軸あるいは周波数軸でスケーリングした複数のスケーリングフィルタを組み合わせて所望の特性とすることを特徴とするフィルタ。
- [請求項2] 請求項1で各スケーリングフィルタを縦続構造で組み合わせることを特徴とするフィルタ。
- [請求項3] 請求項1及び2において、有限区間の離散入力に係数を乗じて遅延させた信号を順次加算する構成を基本構成とし、その基本構成における遅延素子の数を増減してスケーリングフィルタを構成し、該スケーリングフィルタを縦続接続して信号を出力することを特徴とするフィルタ。
- [請求項4] 有限台の区分的多項式で構成されるインパルス応答函数の節点値を係数とする低域通過／高域通過型の基本フィルタを構成し、該基本フィルタを時間軸あるいは周波数軸でスケーリングした複数のスケーリングフィルタを組み合わせて所望の特性とすることを特徴とするFIRフィルタにおいて、中心周波数、遮断周波数、阻止域周波数、阻止域最高減衰度およびサンプリング周波数を入力し、遮断周波数と中心周波数と決定される通過域周波数幅からスケーリングの最大次数を決定し、該スケーリング次数より少ない次数のスケーリングフィルタを順次選択して、求めるFIRフィルタの阻止域周波数における減衰度が所定の前記最大減衰度以下となるように選択したスケーリングフィルタの採否を判定し、スケーリングフィルタを縦続接続で構成することを特徴とするフィルタ。
- [請求項5] 請求項4において、フィルタ係数を量子化し、該量子化した係数による通過域周波数幅、遮断周波数における減衰度、阻止域減衰度を再計算し、量子化による前記各値の誤差が許容範囲内となる様に、スケ

ーリングフィルタの組み合わせを増減することを特徴とするフィルタ。

[請求項6] 請求項4において、スケーリングの最大次数は基本フィルタの通過域周波数幅と求めるフィルタの通過域周波数幅との比から決定することを特徴とするフィルタ。

[請求項7] 請求項4において、阻止域減衰度は、サンプリング周波数と（スケーリングファクタ+1）との比で決まる周波数におけるフィルタゲインを阻止域最高減衰度として求めることを特徴とするフィルタ。

[請求項8] 請求項4において、スケーリングフィルタの選択において、組み合わせ前後におけるフィルタの阻止域周波数におけるフィルタゲインが減少方向のとき、同じスケーリングフィルタを縦続接続させる構成とすることを特徴とするフィルタ。

[請求項9] 請求項1において、サンプリング周波数と所望の中心周波数との比で求まる遅延素子数分だけ、入力信号を遅延させて前記フィルタの入力とすることでバンドパスフィルタとすることを特徴とするフィルタ。

[請求項10] 請求項1において、複数のスケーリングフィルタは次数の高くなる順序で順次構成することを特徴とするフィルタ。

[請求項11] 請求項1において、前記低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを周波数スケーリングしたスケーリングフィルタを、通過帯域幅が所定の要求幅以上となる様に選択し、該選択されたスケーリングフィルタを用いて、通過域特性を所定の要求特性となるように構成した通過域フィルタと、阻止域特性を所定の要求特性となるように構成した阻止域フィルタとを縦続構成で形成することを特徴とするフィルタ。

[請求項12] 請求項1において、前記低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを周波数スケーリングしたスケーリングフィルタを、通過帯域幅が所定の要求幅以上となる様に選択し、該選択されたスケーリングフィルタを用いて、要求特性を満足する低域通過型のスケーリングフィ

ルタを選定し、該選定された低域通過型のスケーリングフィルタに対して、高域通過型のスケーリングフィルタをラダー状に接続することにより、フィルタの通過域特性を形成することを特徴とするフィルタ。

[請求項13] 請求項1において、前記低域通過型フィルタ及び高域通過型フィルタを周波数スケーリングしたスケーリングフィルタを、通過帯域幅が所定の要求幅以上となる様に選択し、該選択されたスケーリングフィルタを用いて、要求特性を満足する高域通過型のスケーリングフィルタを選定し、該選定された高域通過型のスケーリングフィルタに対して、低域通過型のスケーリングフィルタをラダー状に接続することにより、フィルタの通過域特性を形成することを特徴とするフィルタ。

[請求項14] 請求項1乃至請求項13に記載されたフィルタに対し、阻止域の特性を要求特性とする補正フィルタを前記スケーリングフィルタにより構成し、該補正フィルタを前記通過域特性フィルタに縦続接続するように構成することを特徴とするフィルタ。

[請求項15] 請求項1乃至14において、所定の通過帯域幅を満足するスケーリングの最大次数として、最大スケール値Pを、次式となる最小のpをPとすることを特徴とするフィルタ。

[数1]

$$f_3^{(p)} = \frac{f_3^{(0)}}{1+p} < f_3$$

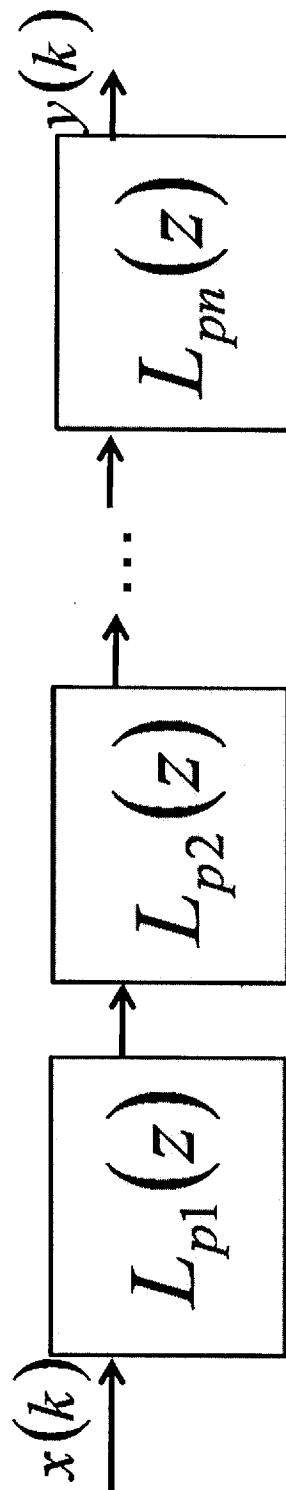
ここで、

f_3 : -3 [dB] ラインとクロスする周波数 (設計仕様で与えられる。)

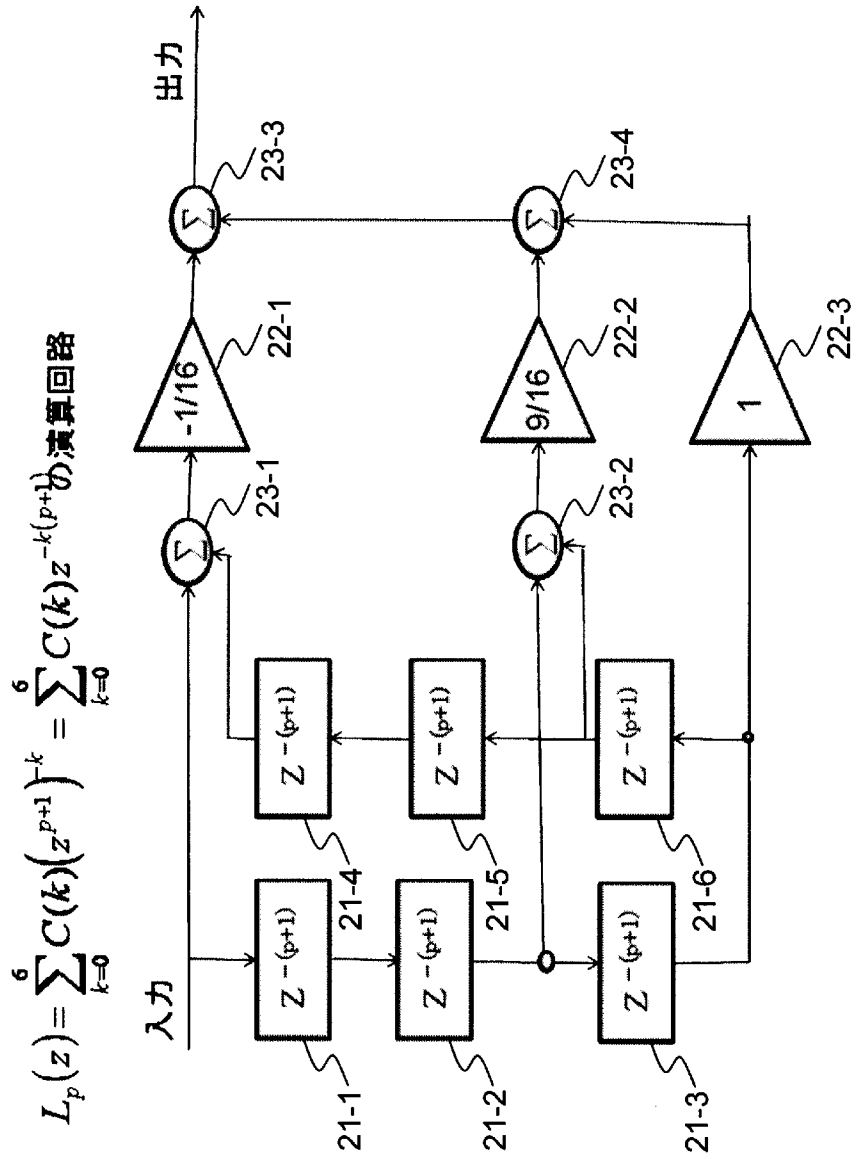
$f_3^{(0)}$: L_p の -3 [dB] 点 (予め設定される。)

$f_3^{(p)}$: L_p の -3 [dB] 点

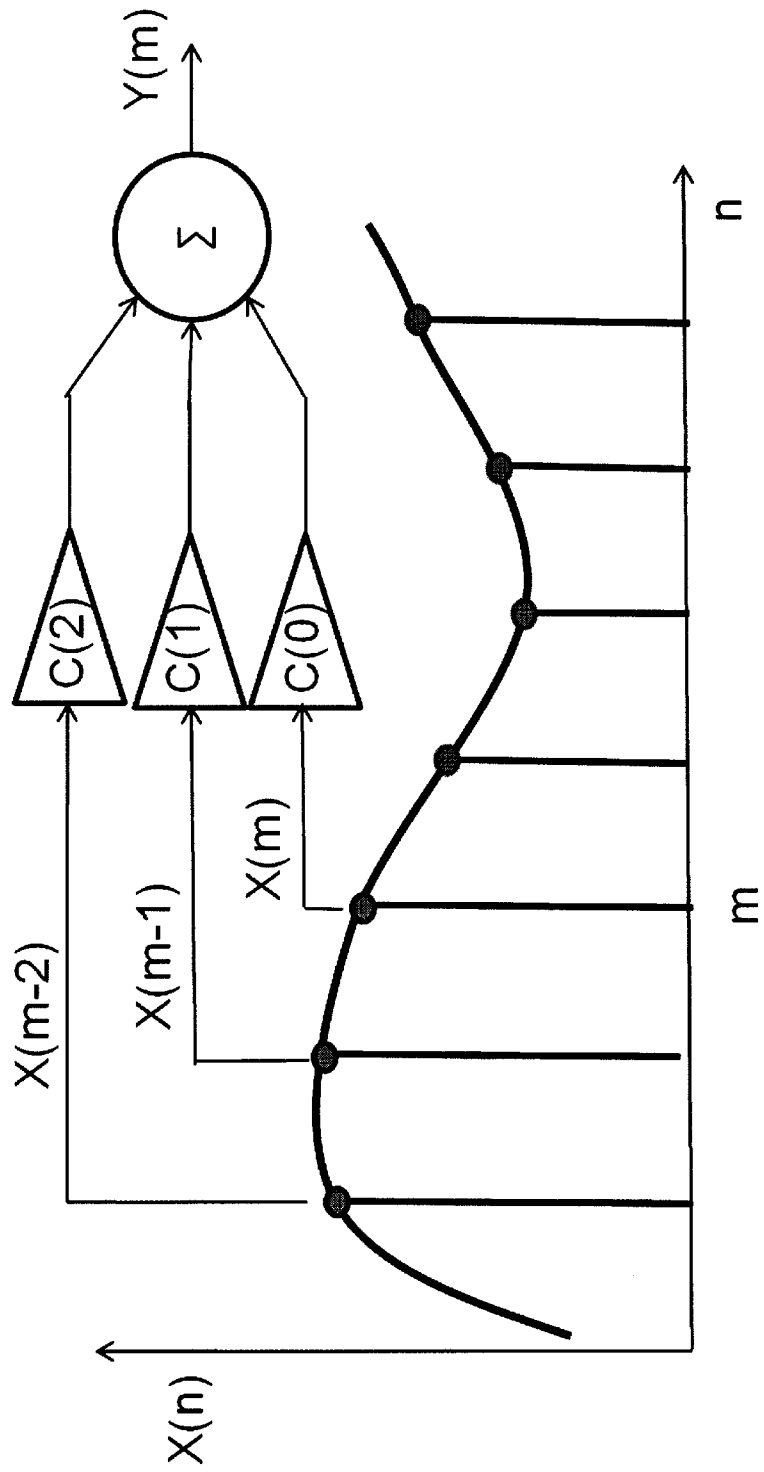
[図1]



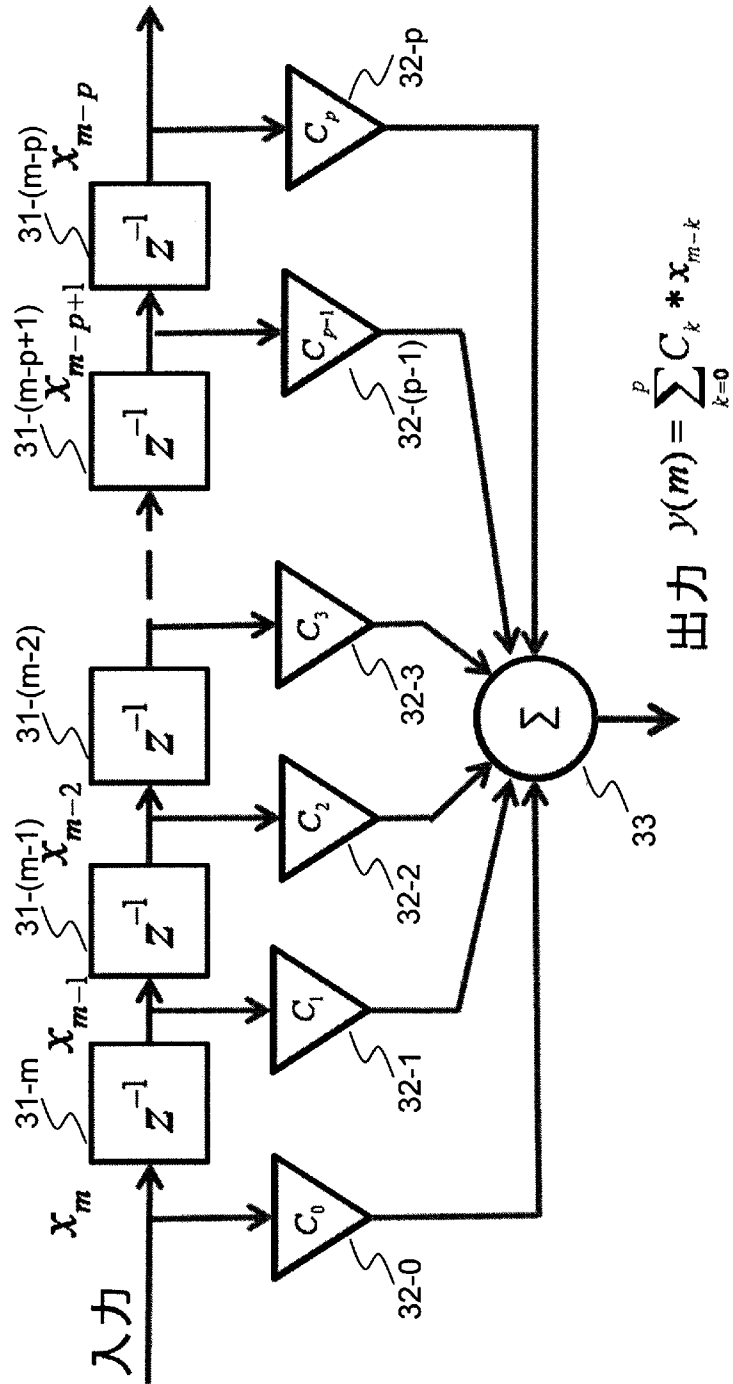
[図2]



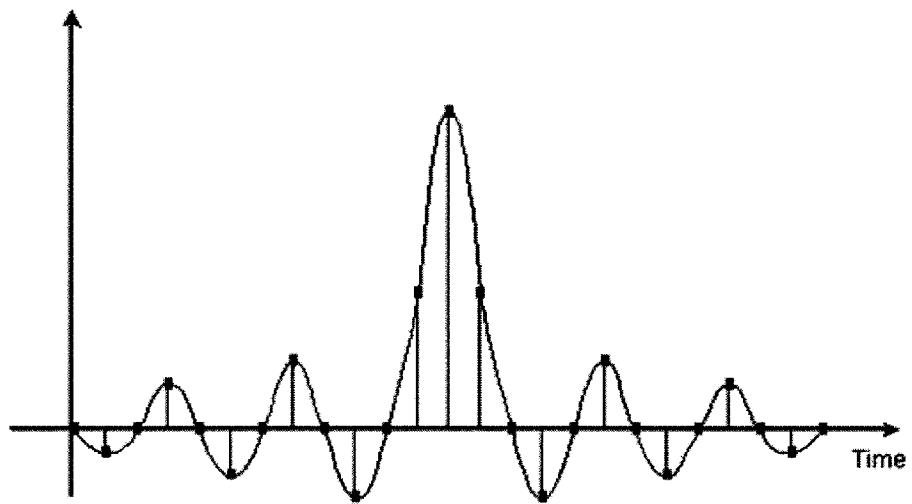
[図3]



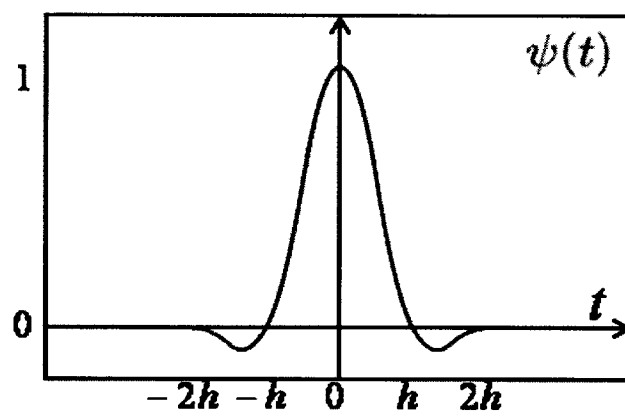
[図4]



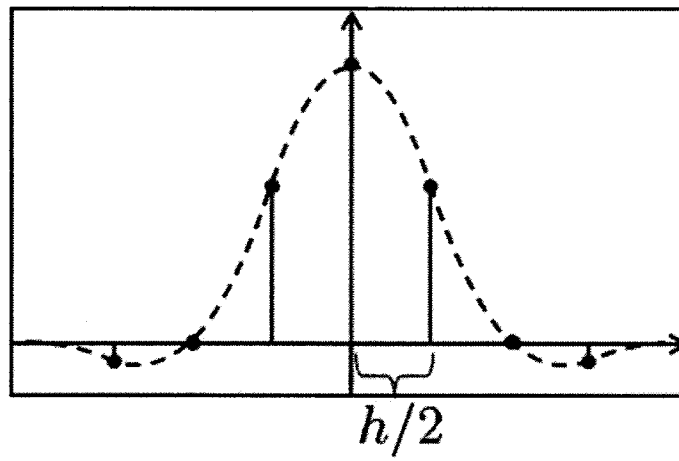
[圖5]



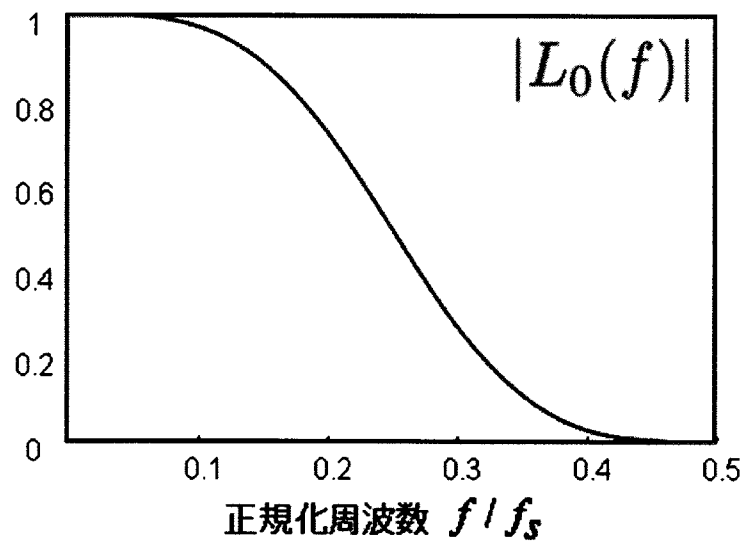
[圖6]



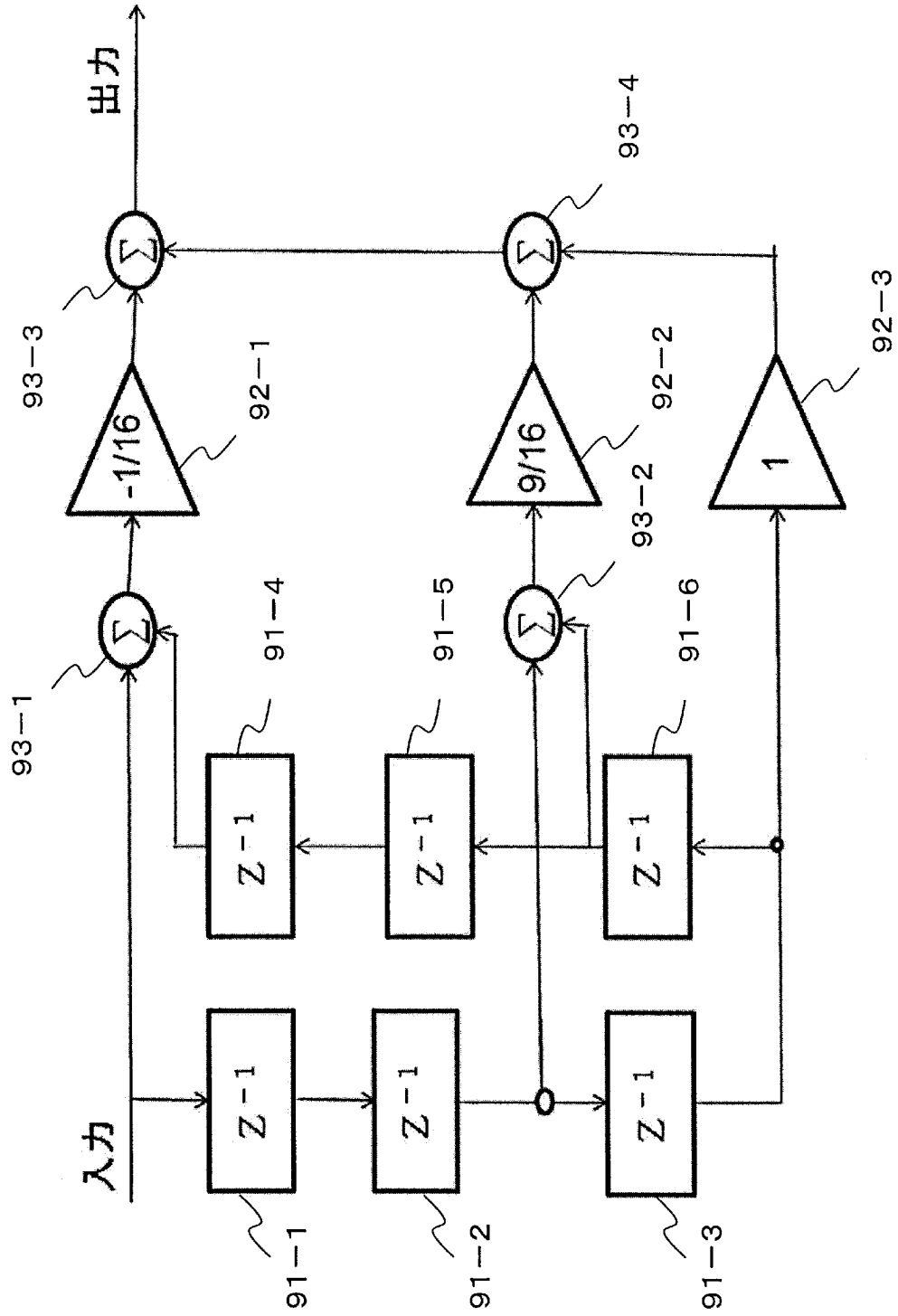
[圖7]



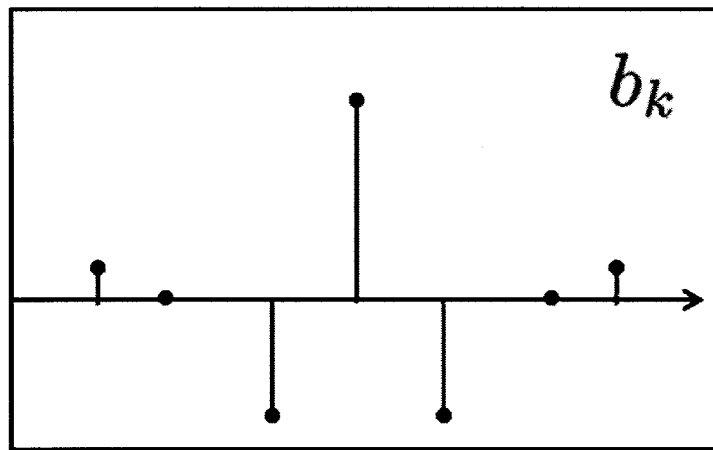
[図8]



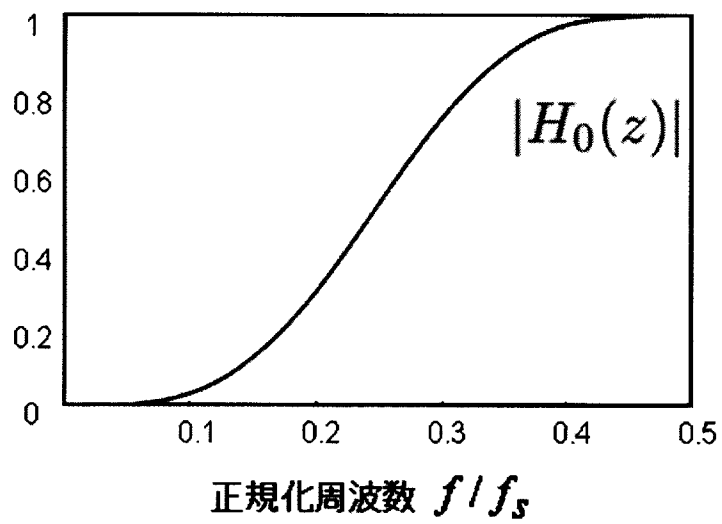
[図9]



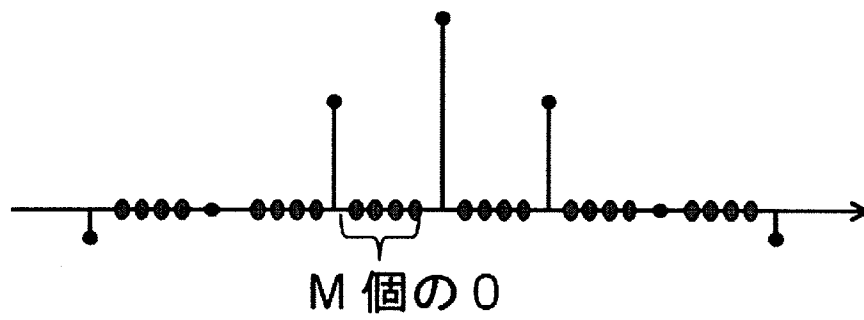
[図10]



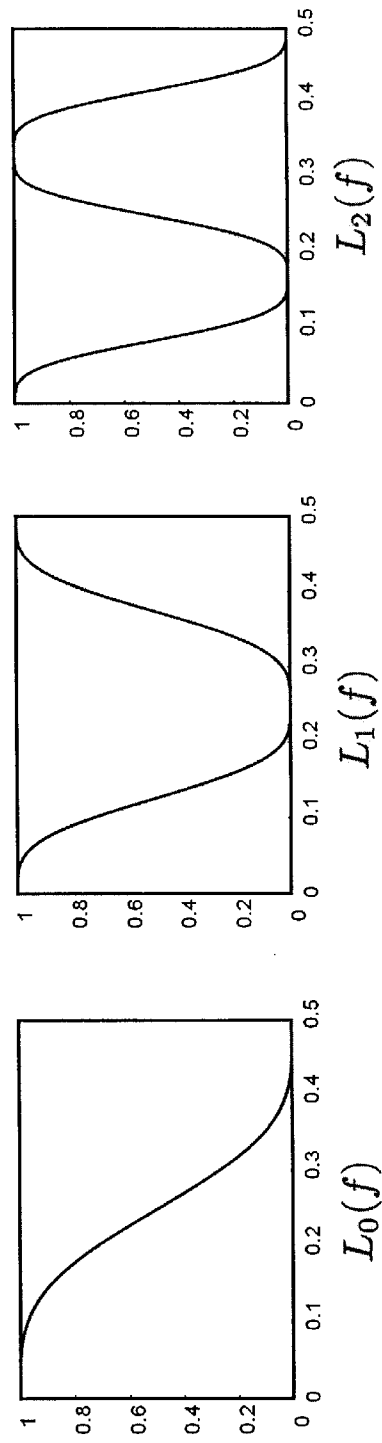
[図11]



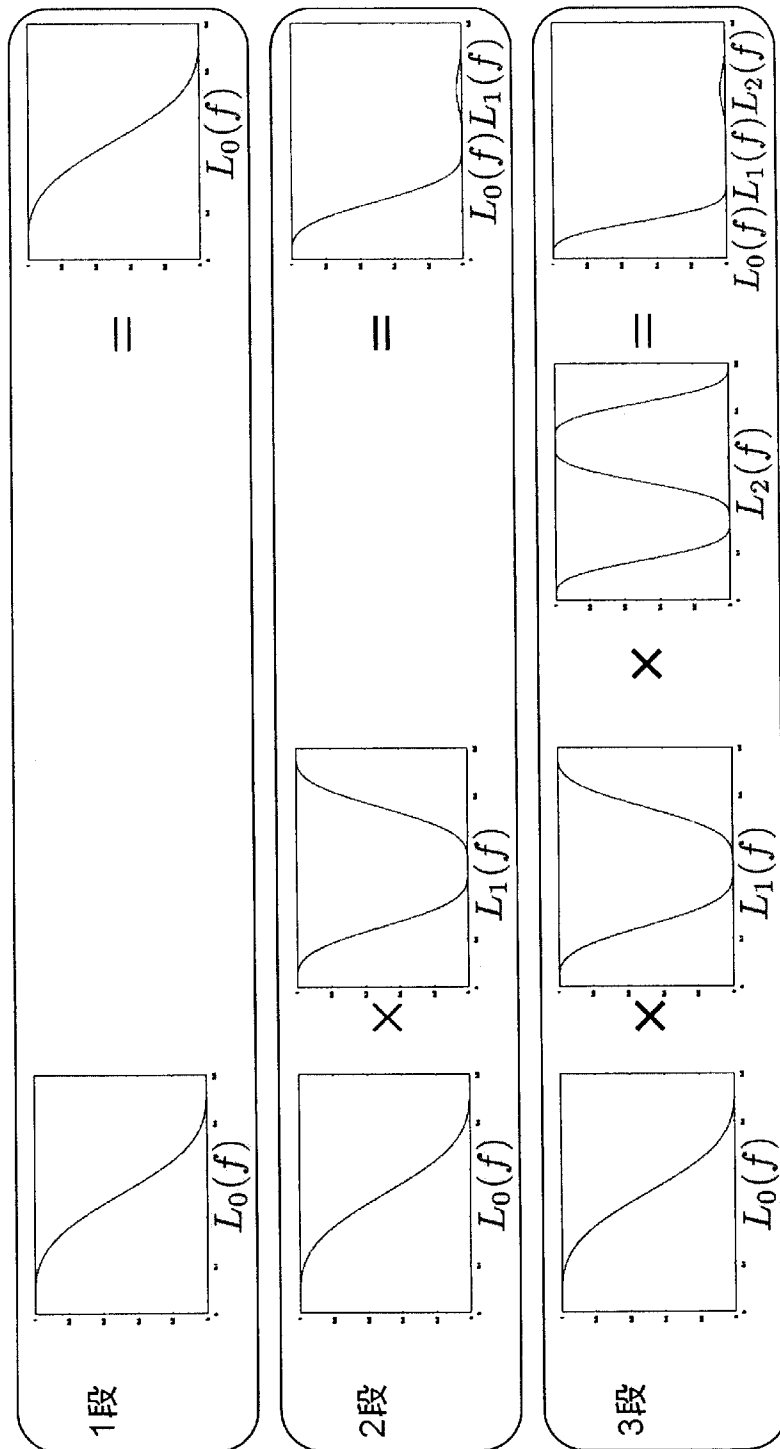
[図12]



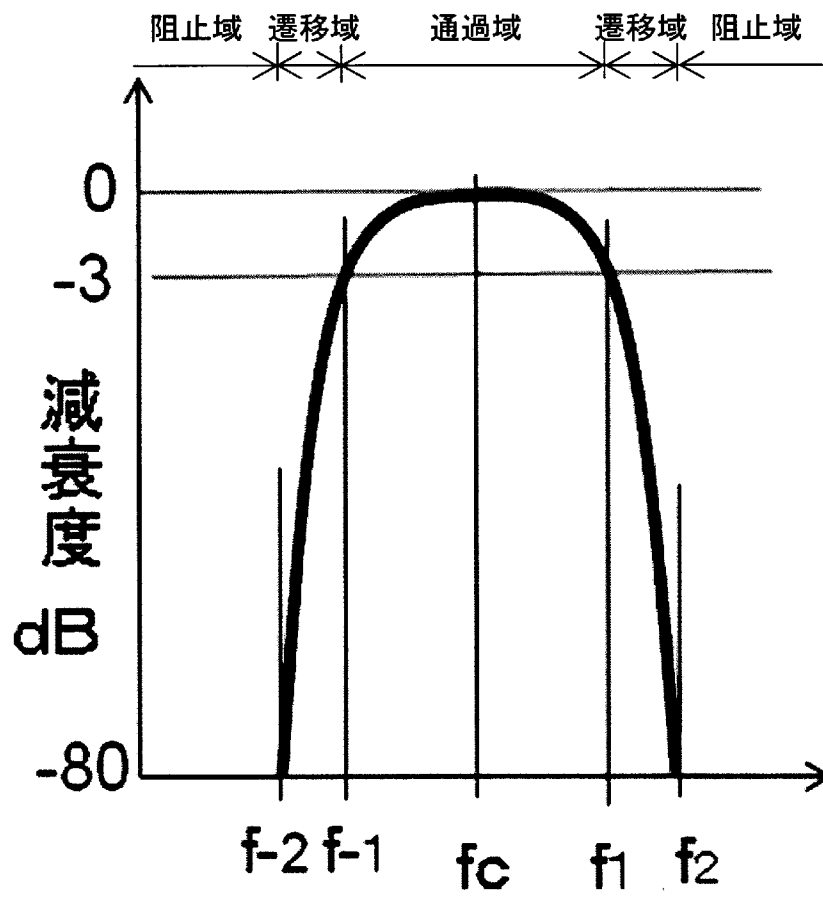
[図13]



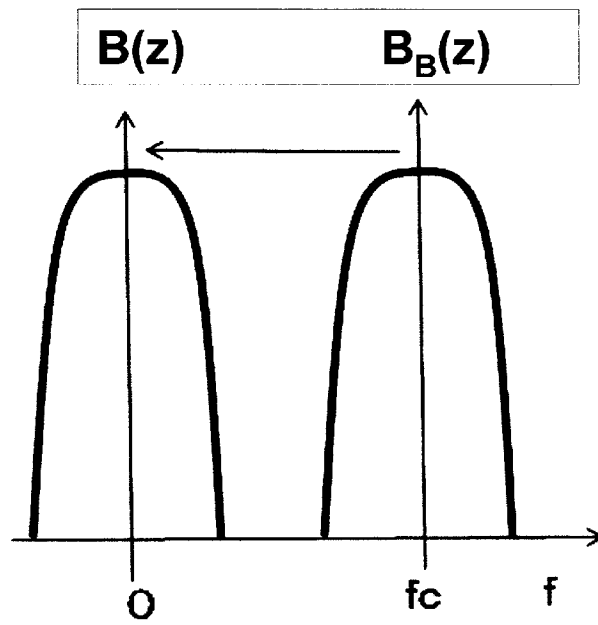
[図14]



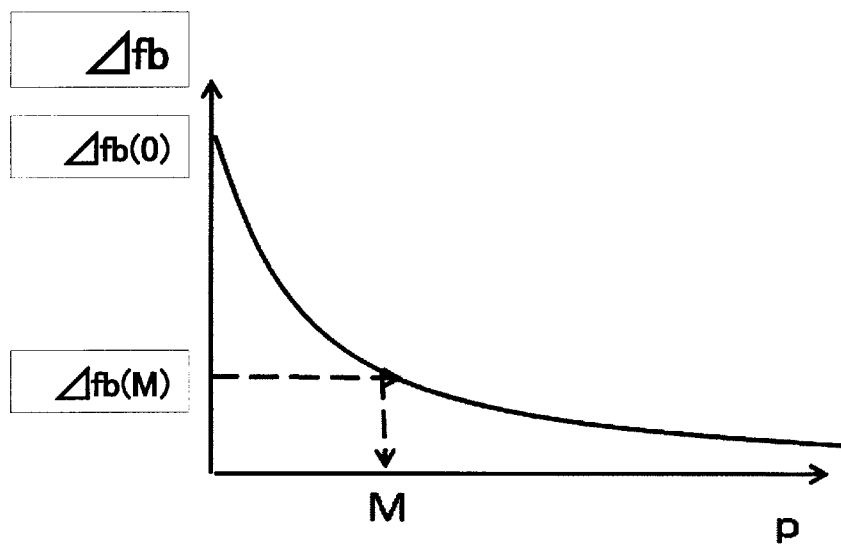
[図15]



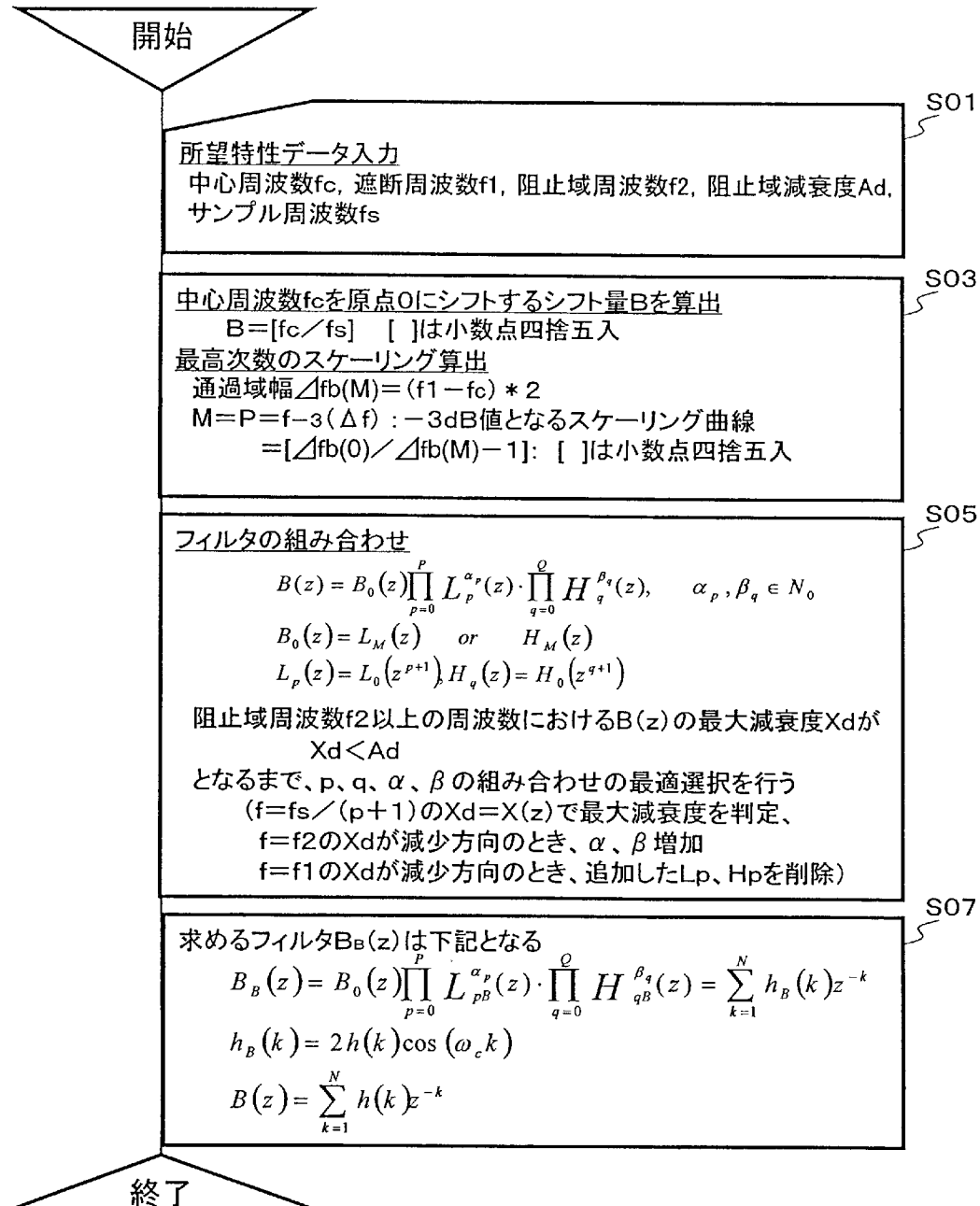
[圖16]



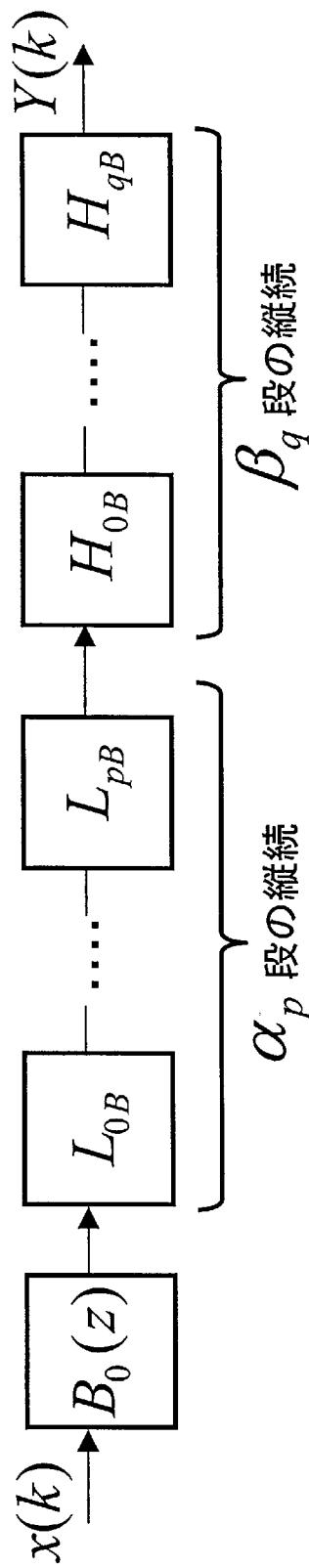
[圖17]



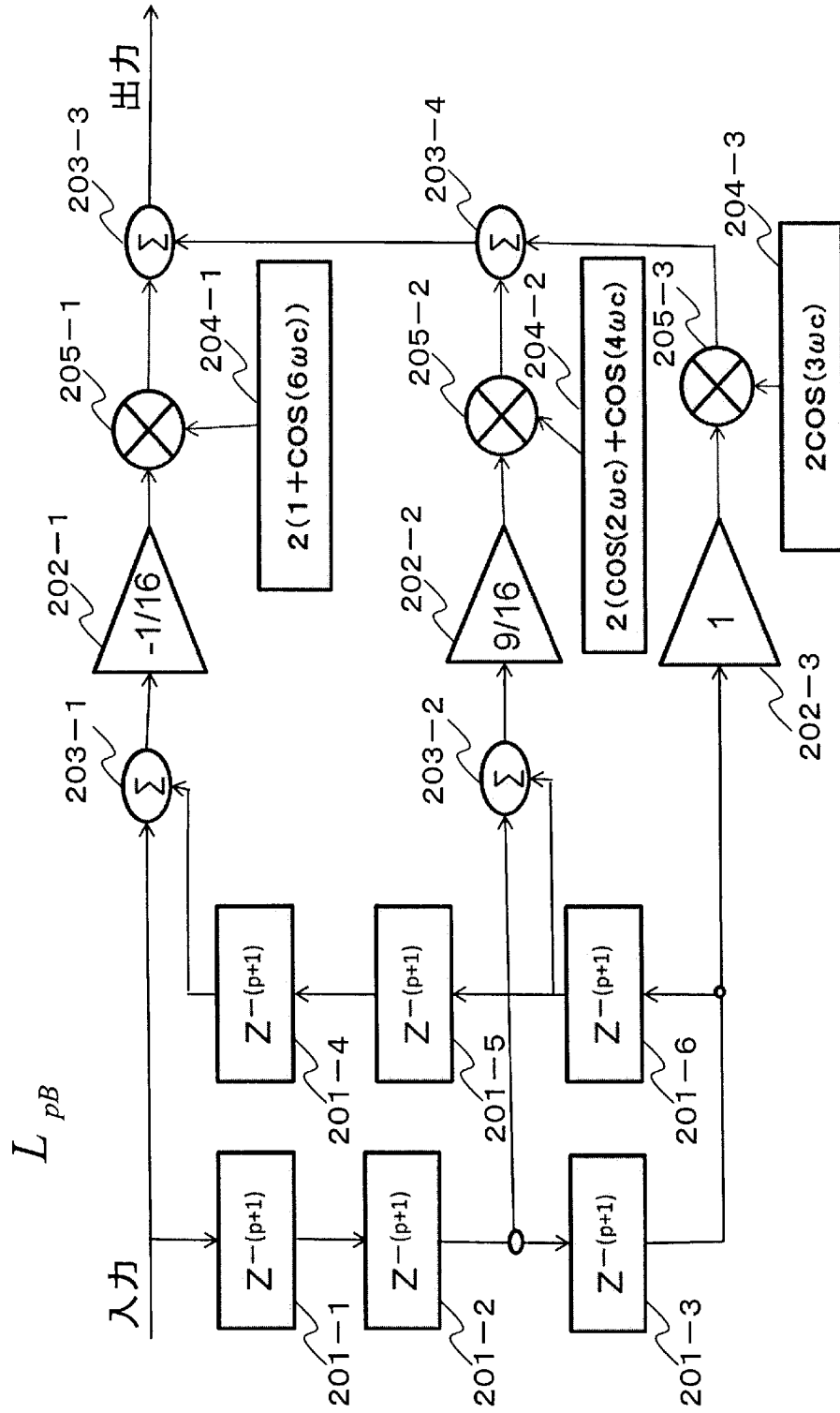
[図18]



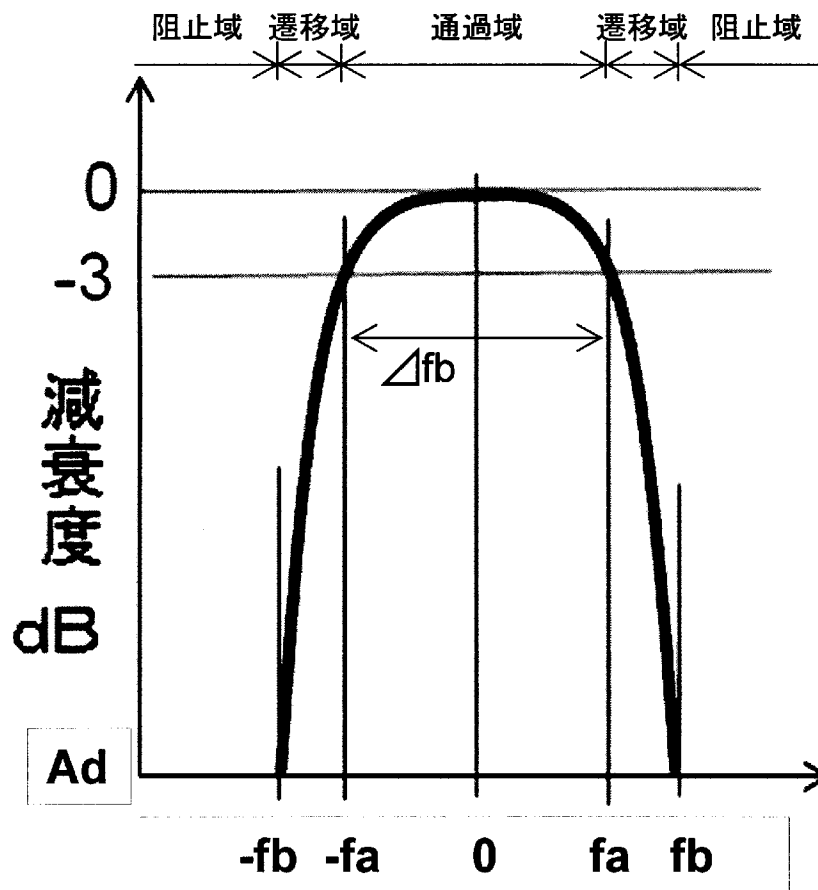
[図19]



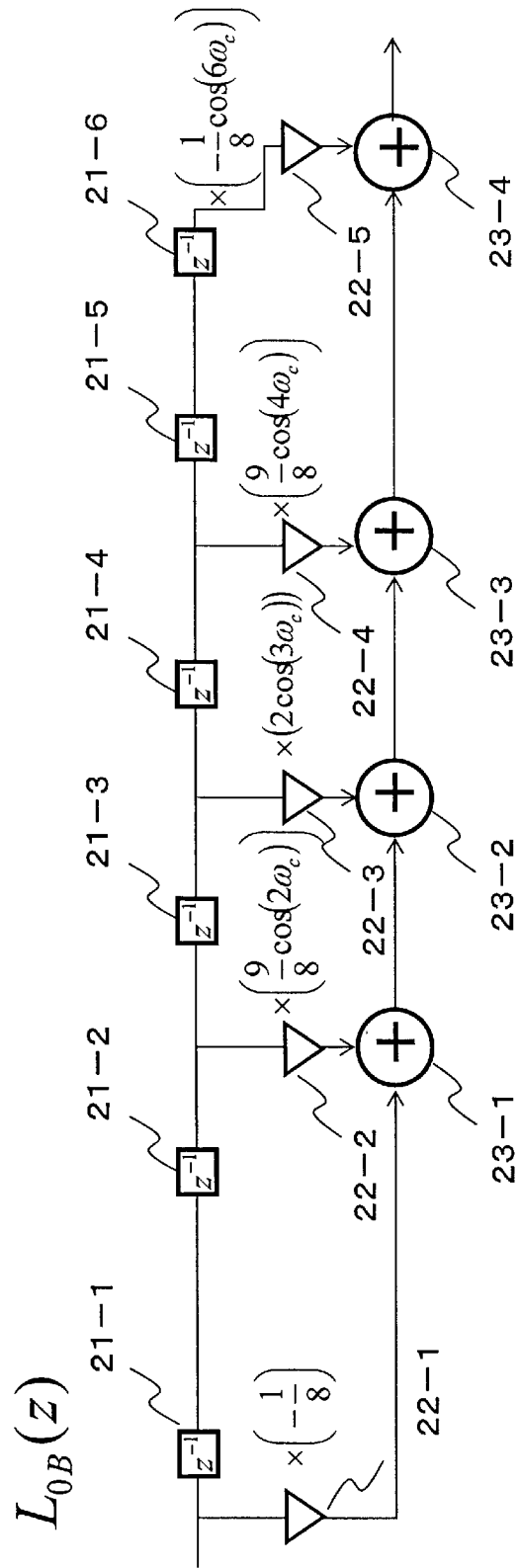
[図20]



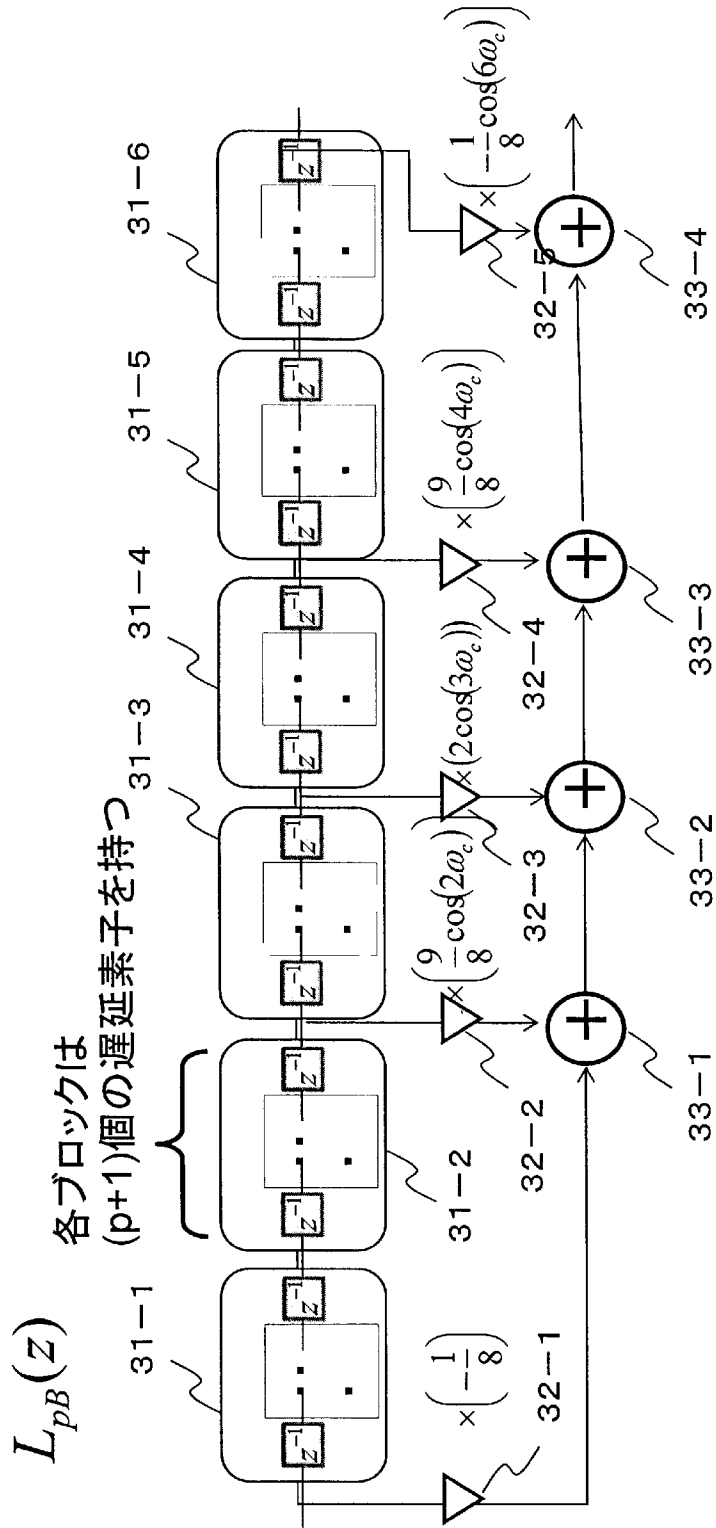
[図21]



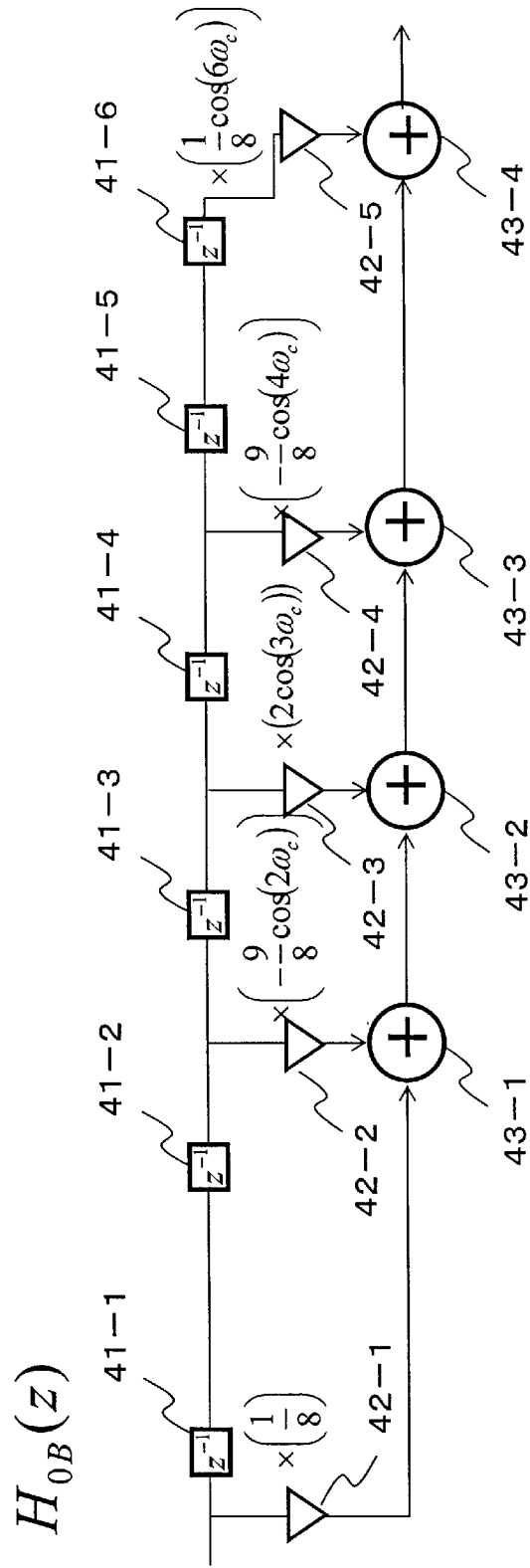
[図22]



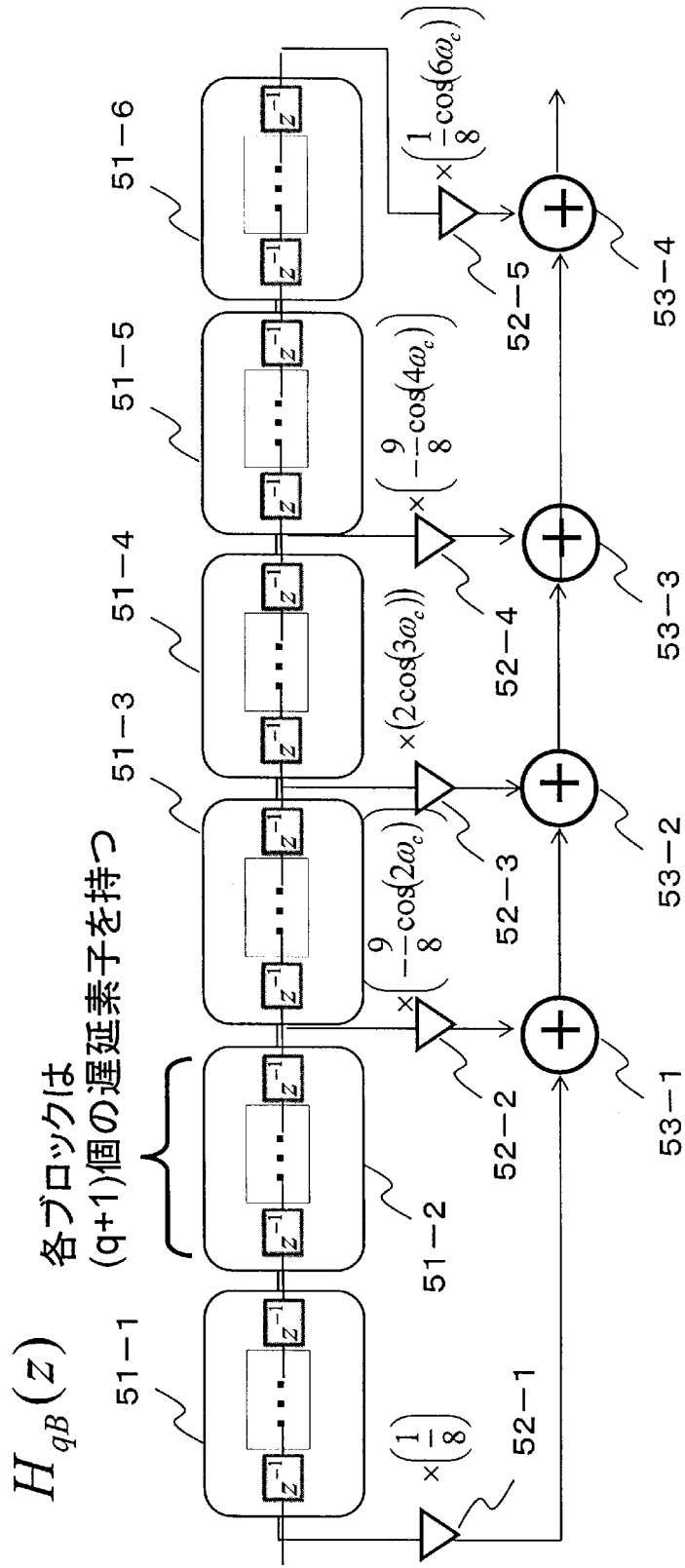
[図23]



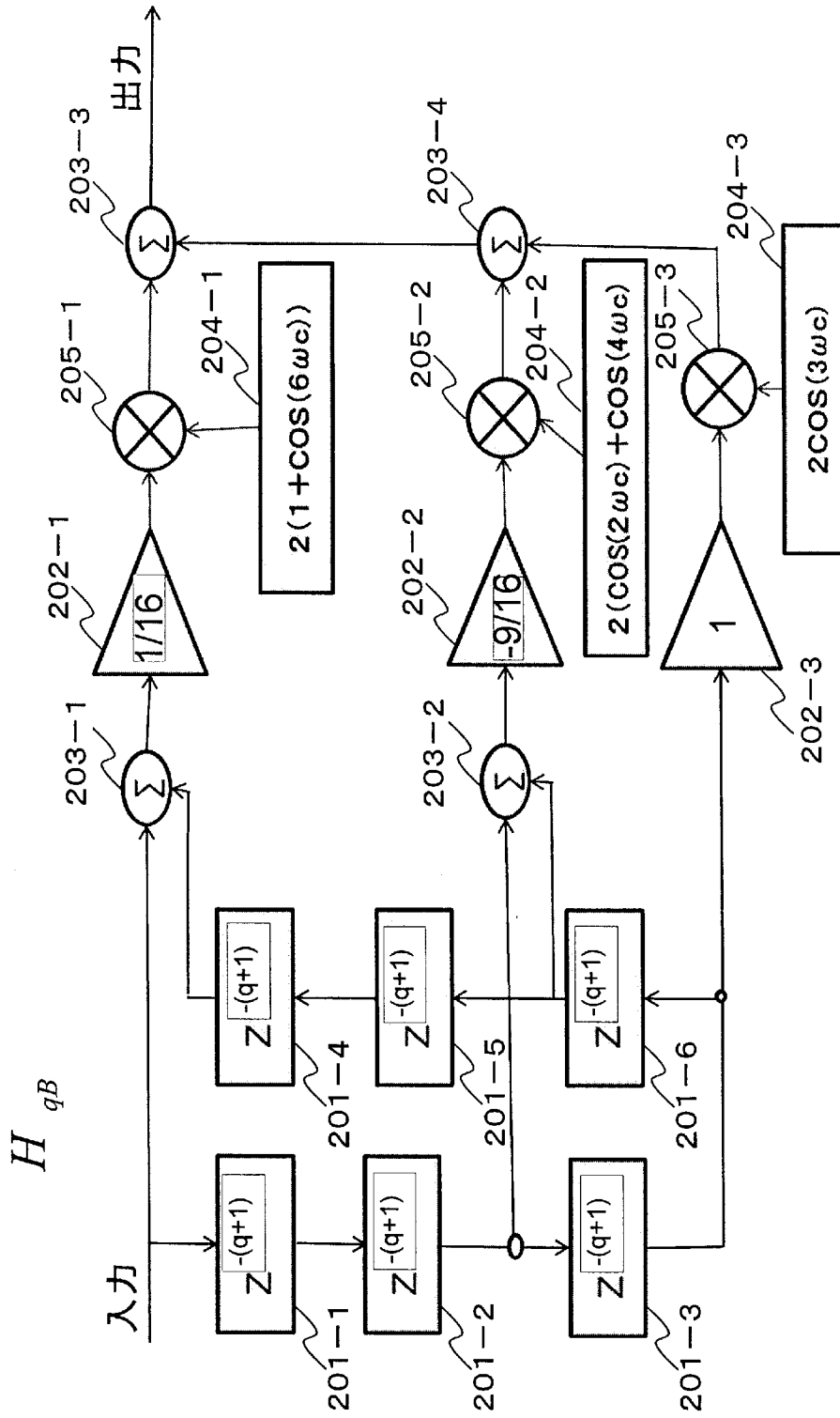
[図24]



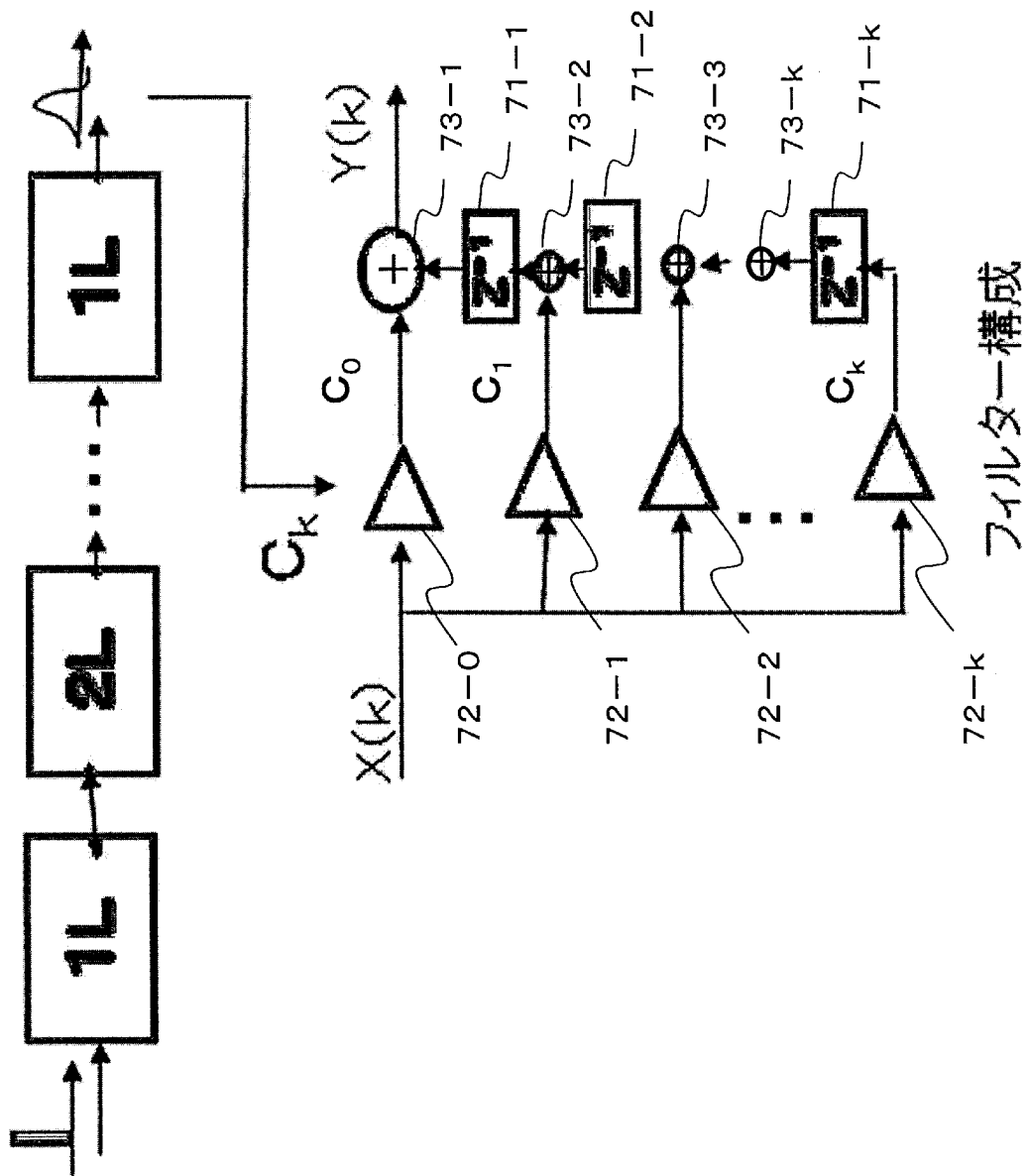
[図25]



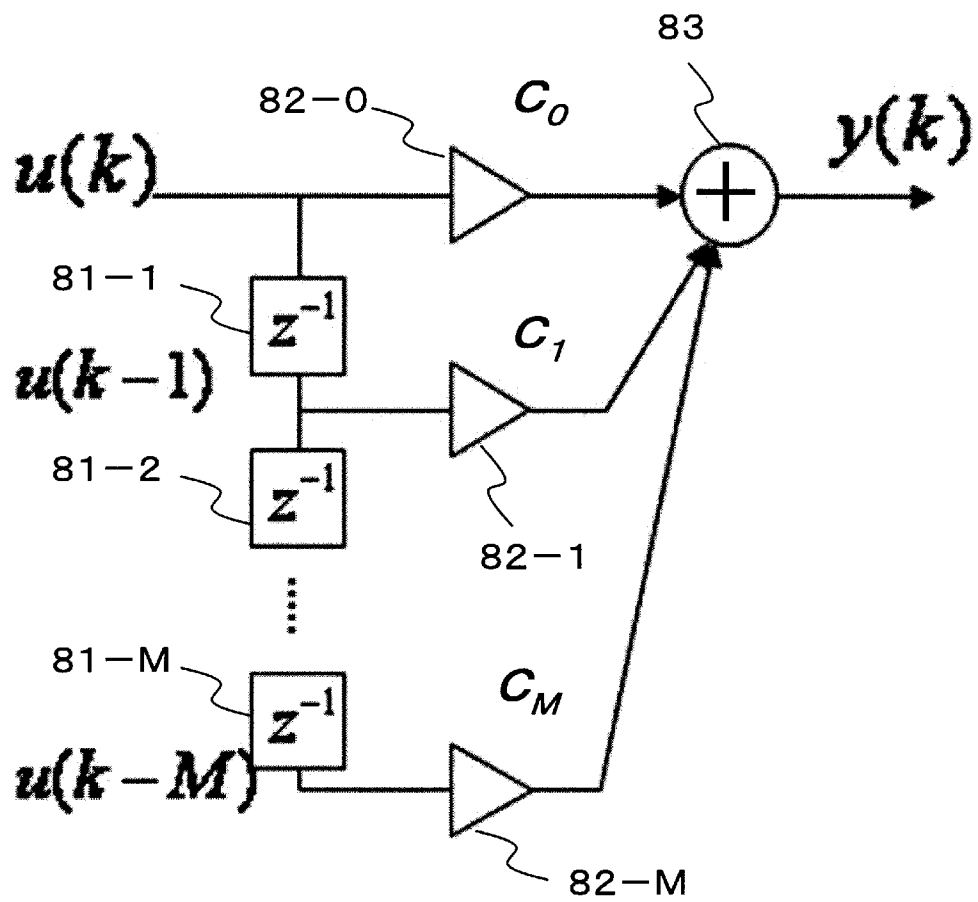
[図26]



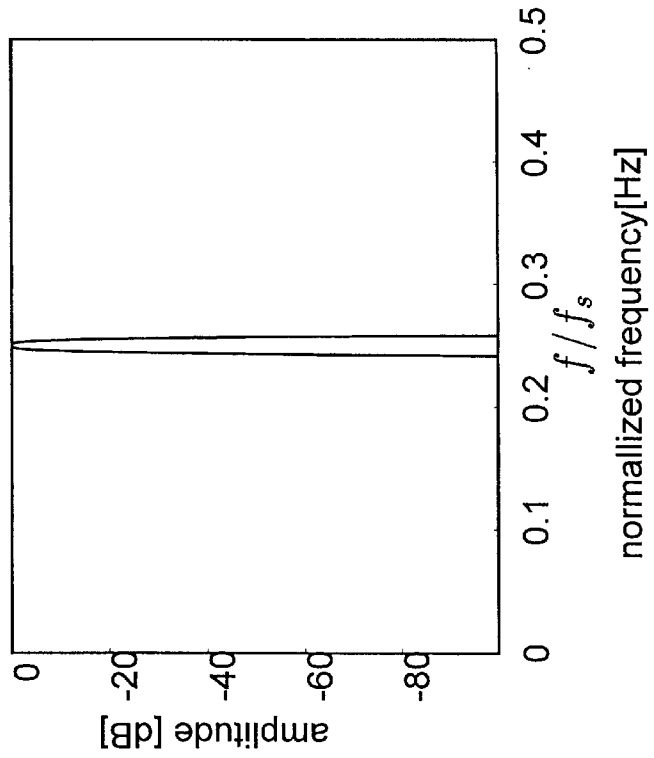
[図27]



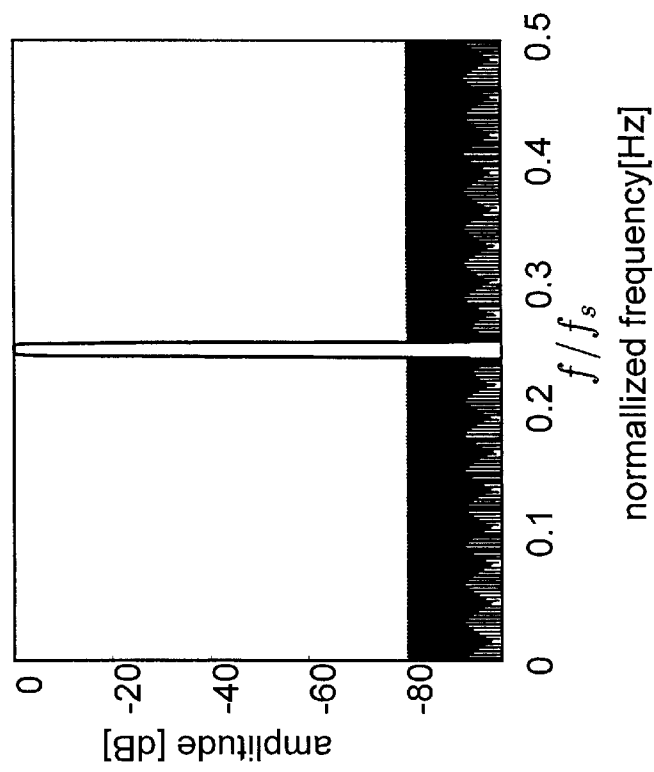
[図28]



[図29]

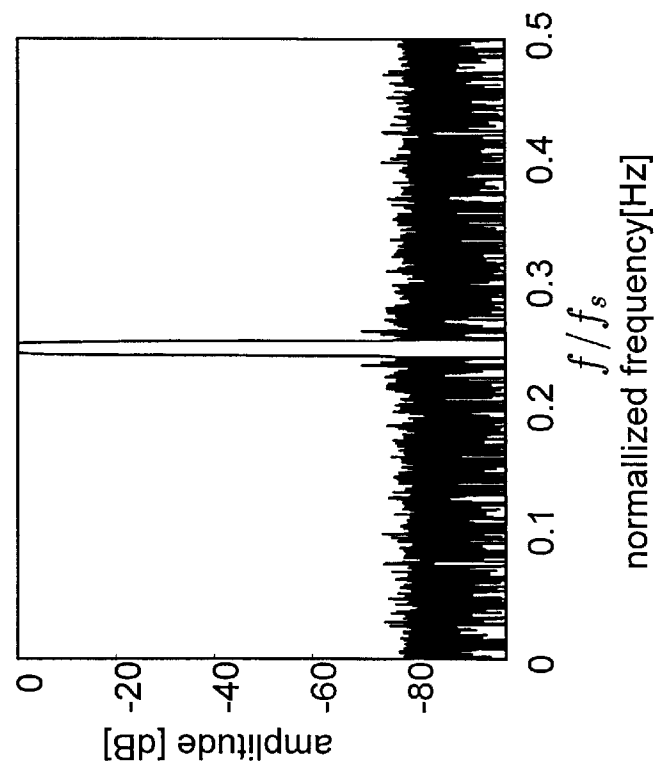
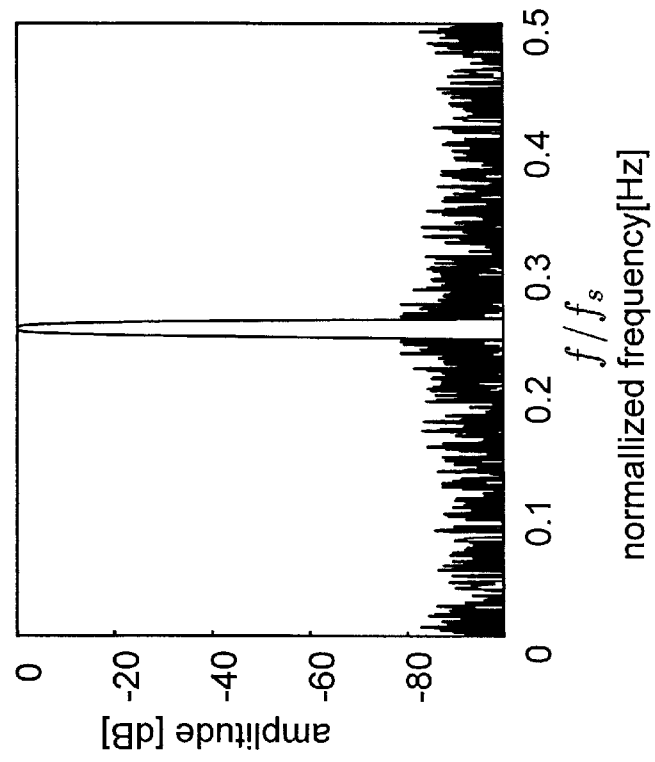


本発明



Remez法

[図30]

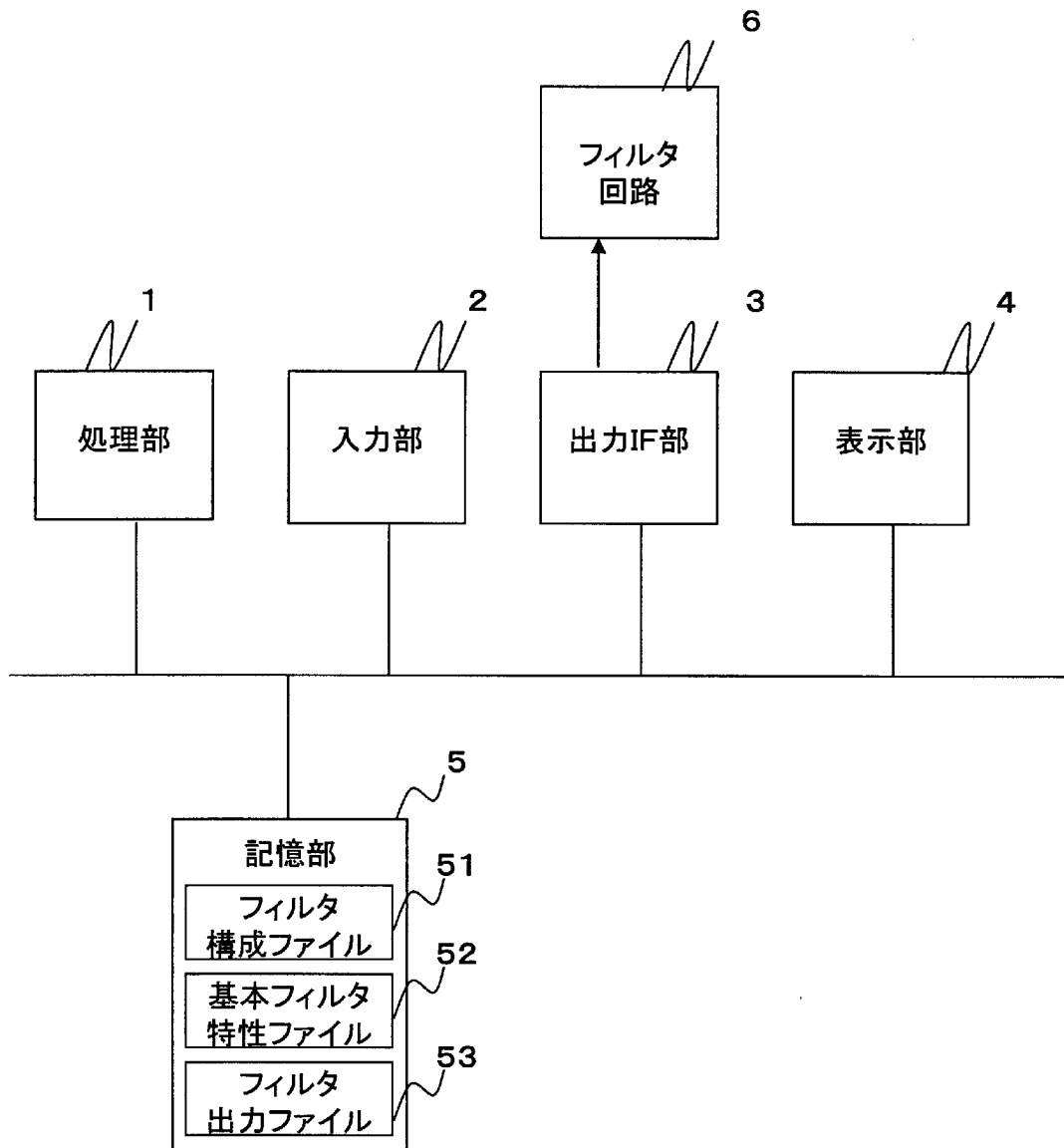


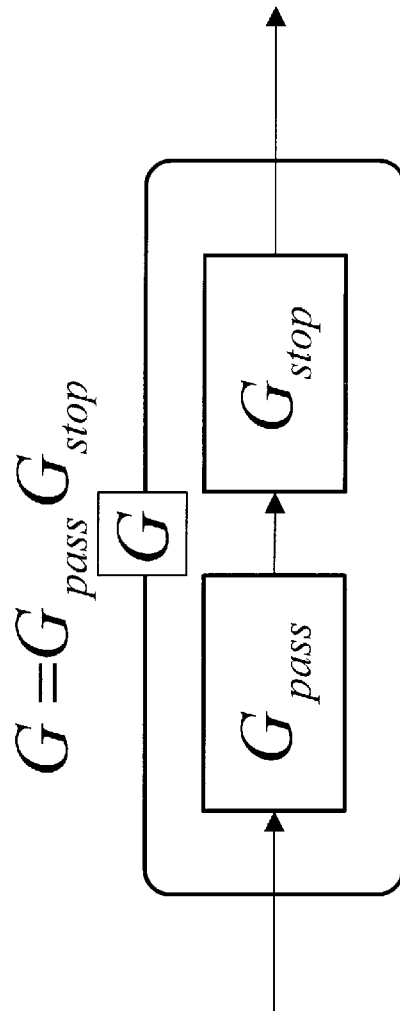
[図31]

| | Remez法 | 本発明 |
|-------------|---|--|
| 通過域の 帯域幅 | 7.29kHz | 5.58kHz |
| タップ数 | 直接構成 (理論値) 1707 (量子化後) 829 | 縦続構成で 95 |
| 阻止域の 誤差 | 理論値: -80dB 以下 量子化後: 全域に渡り-80dB超える | 理論値: -100dB以下 量子化後: ほぼ全域に渡り-80dB以下 |

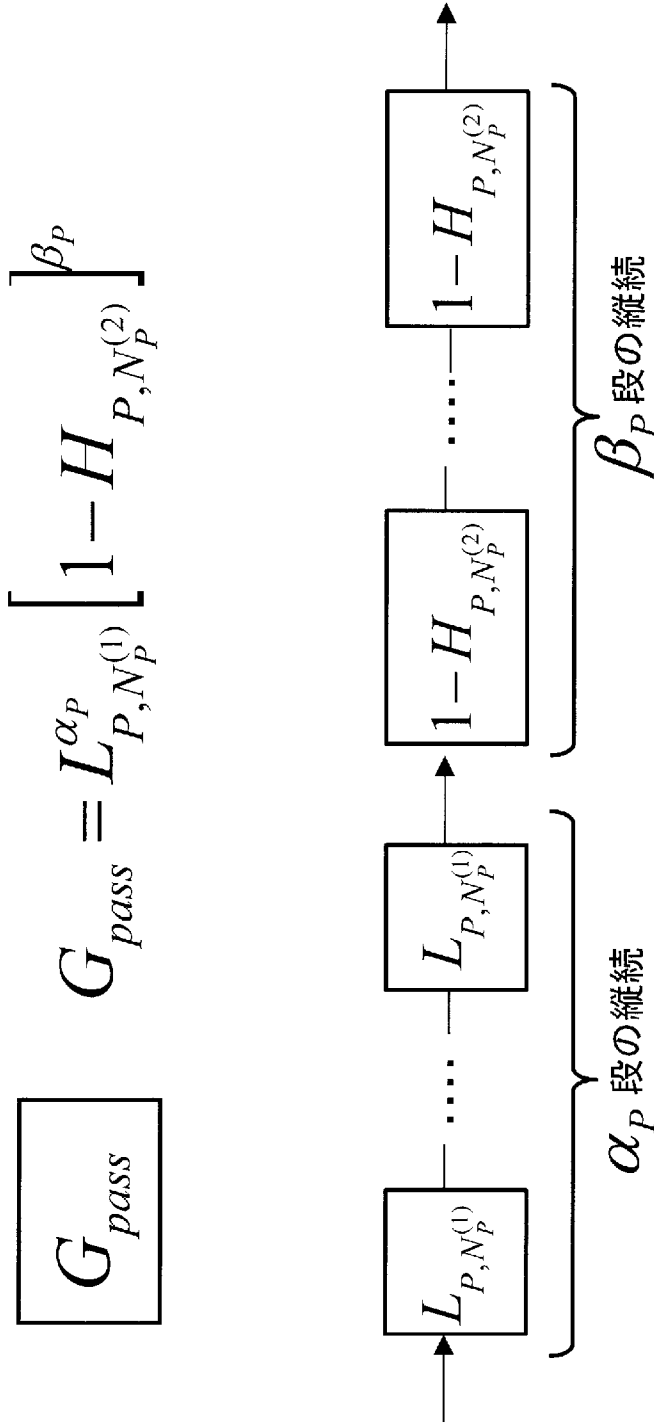
(量子化は18bit)

[図32]

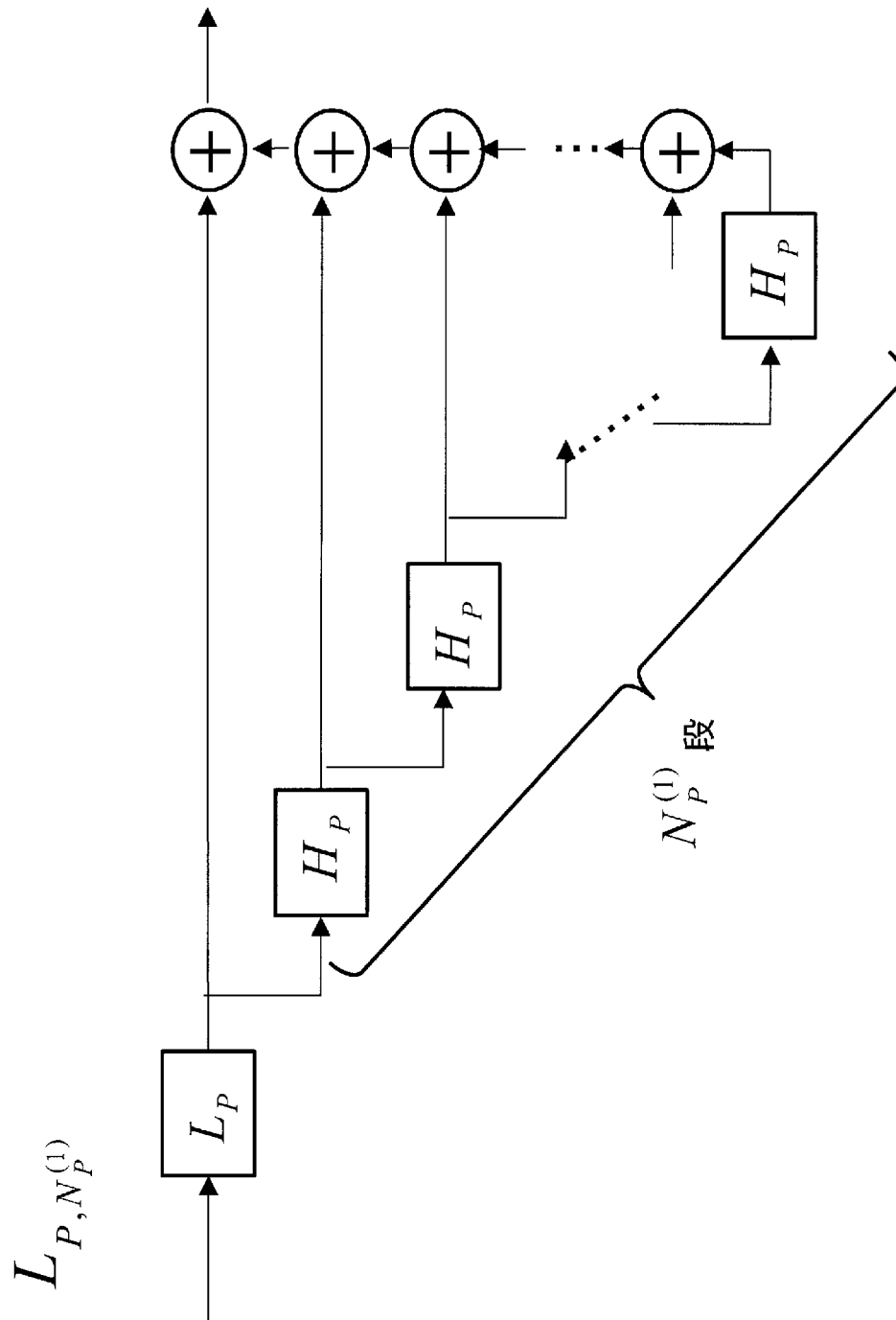


[33]

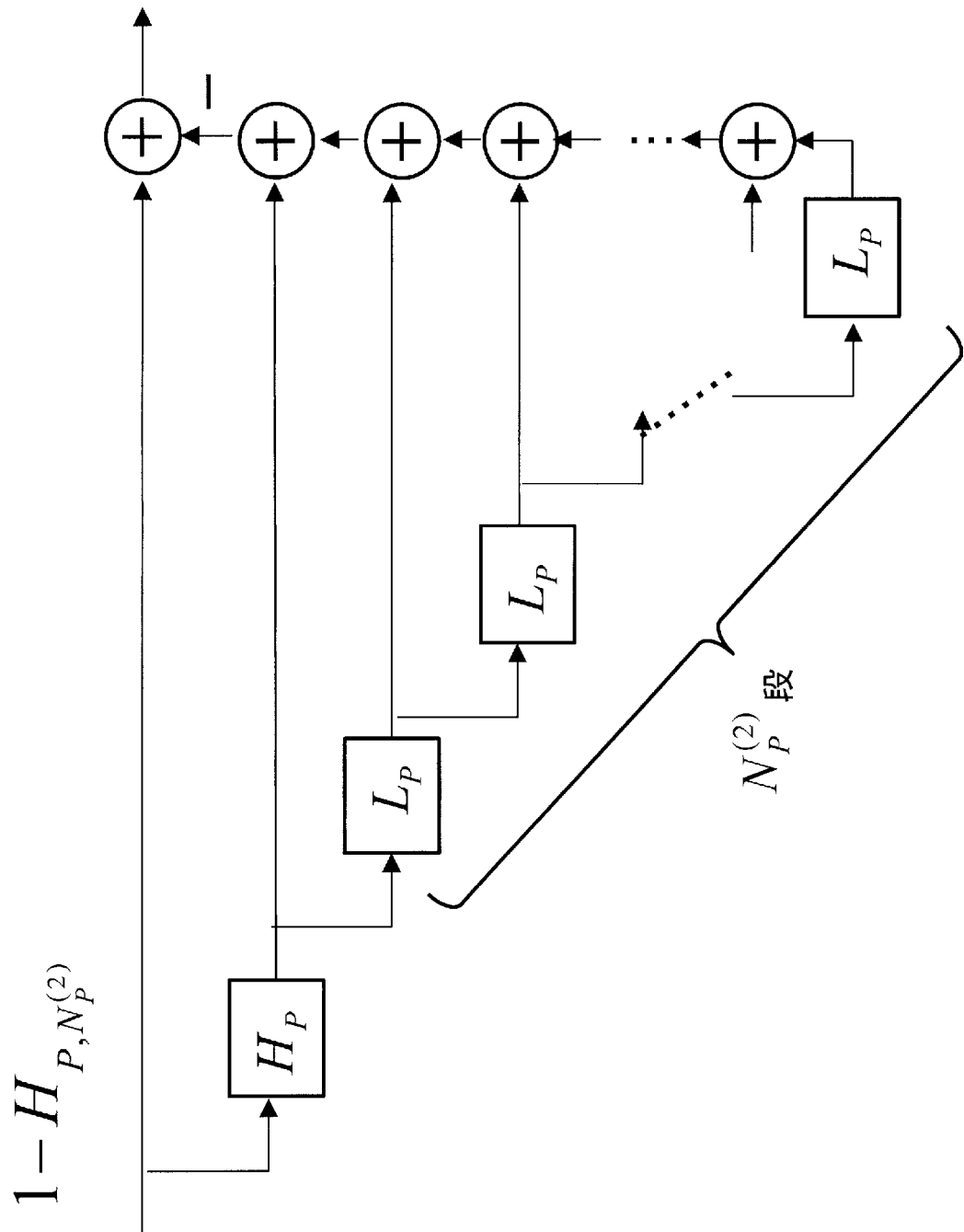
[図34]



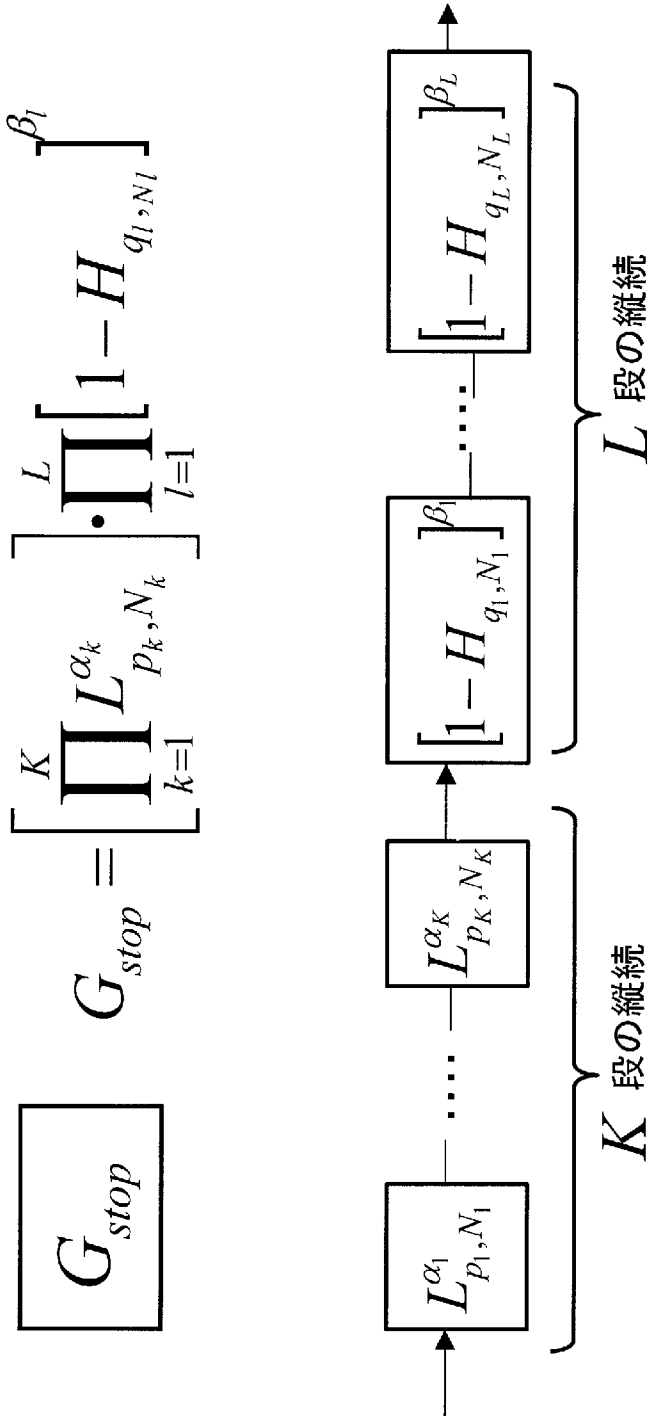
[図35]



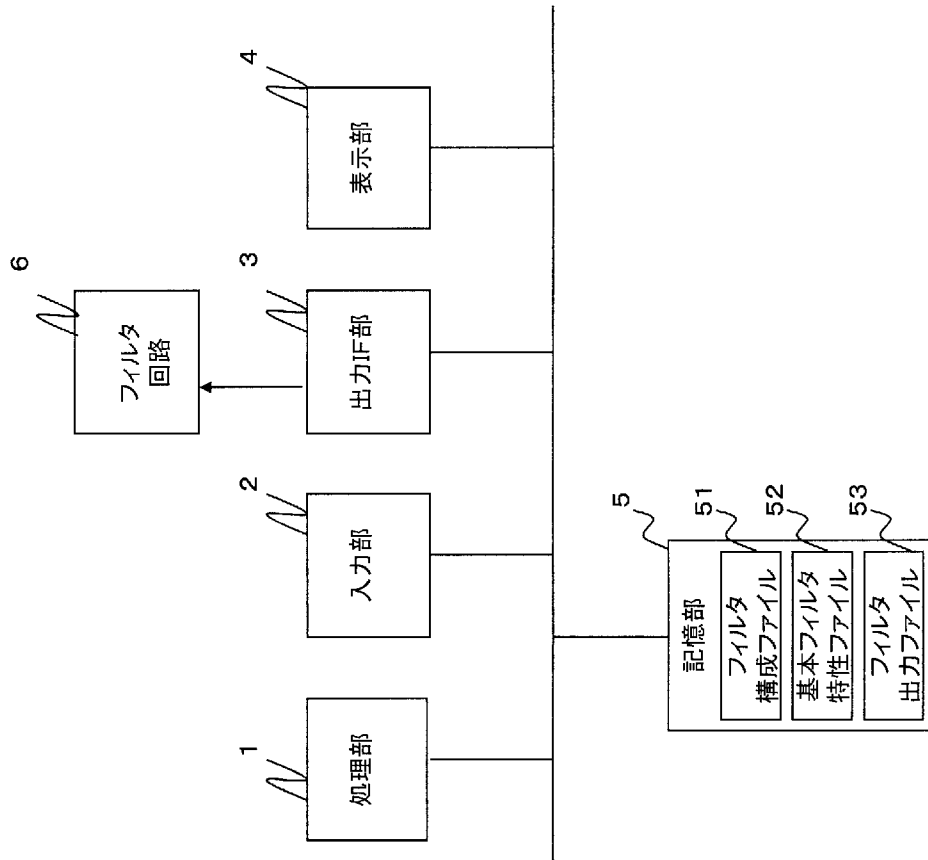
[図36]



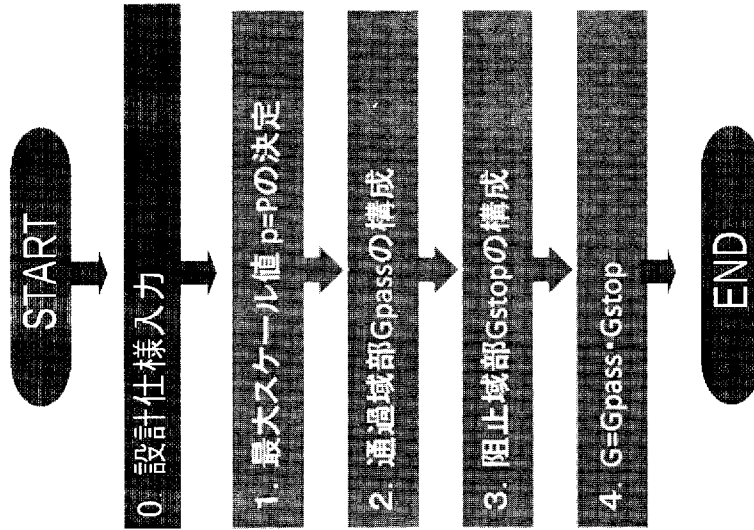
[図37]



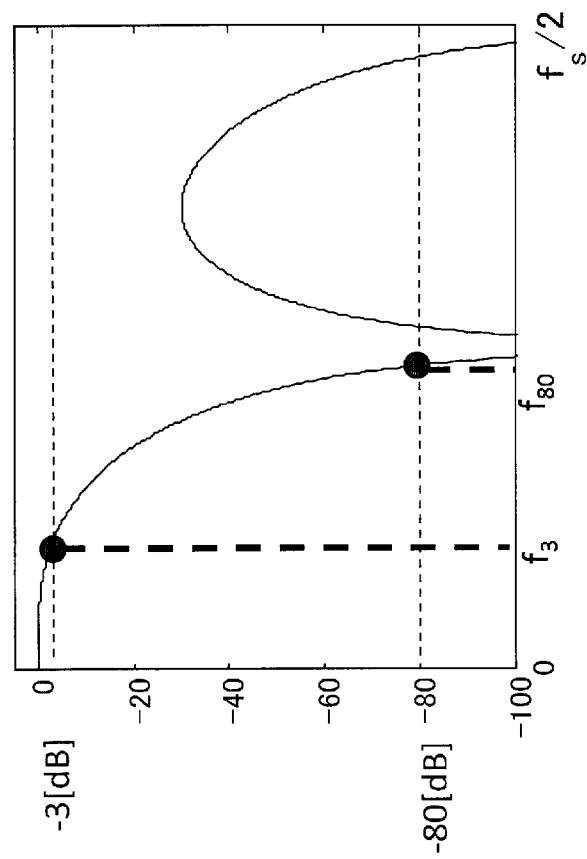
[図38]



[図39]



[図40]

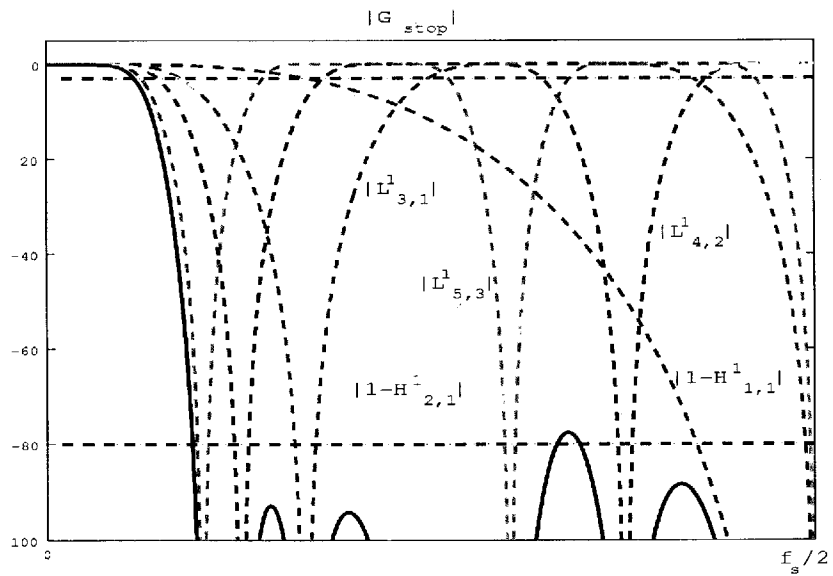
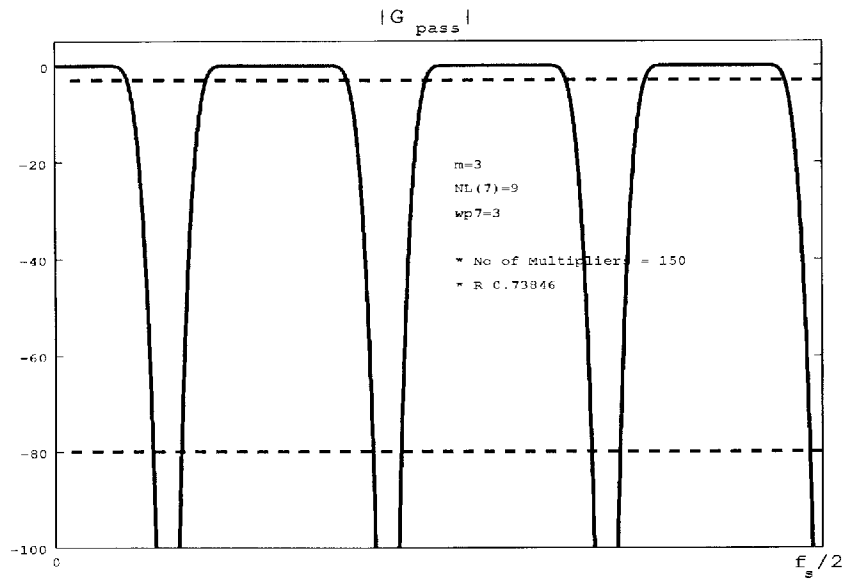


[図41]

仕様 ($f_s / 2$ を1と正規化)

| | | |
|-----------------|-----|------------|
| 通過域: 0 ~ 9/100 | ... | ±3[dB]の平坦性 |
| 阻止域: 14/100 ~ 1 | ... | -80[dB]以下 |

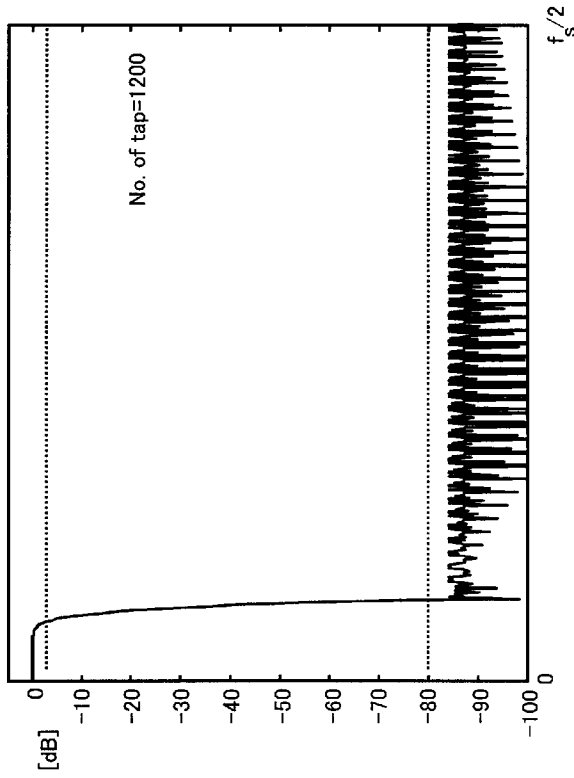
[圖42]



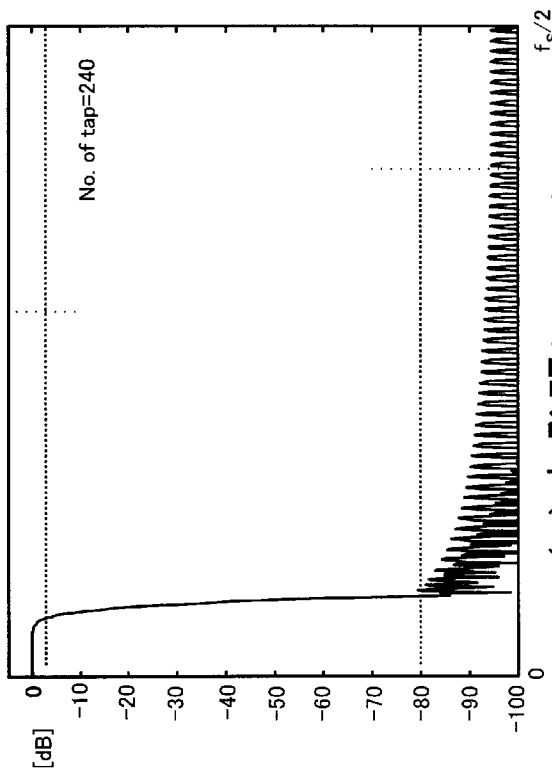
G_{pass} and G_{stop} : (a) $|G_{pass}|$ (b) $|G_{stop}|$

[図43]

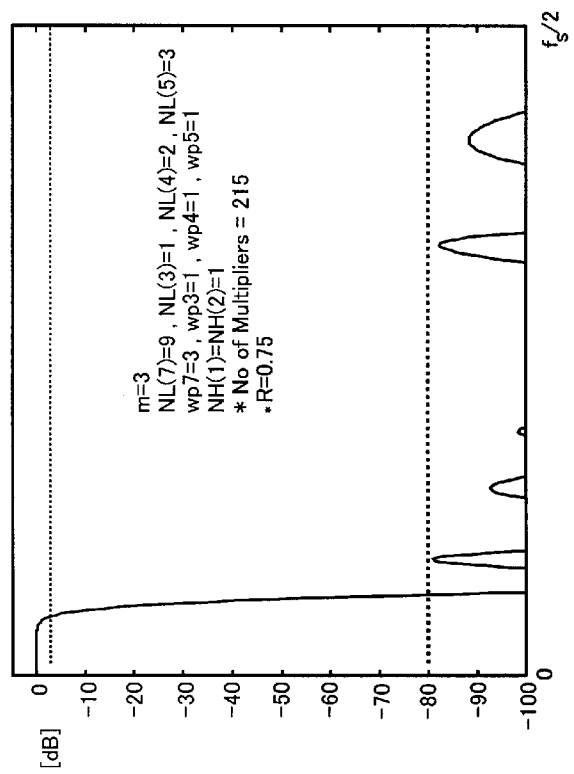
(b) Remez法



(a) 最小2乗法



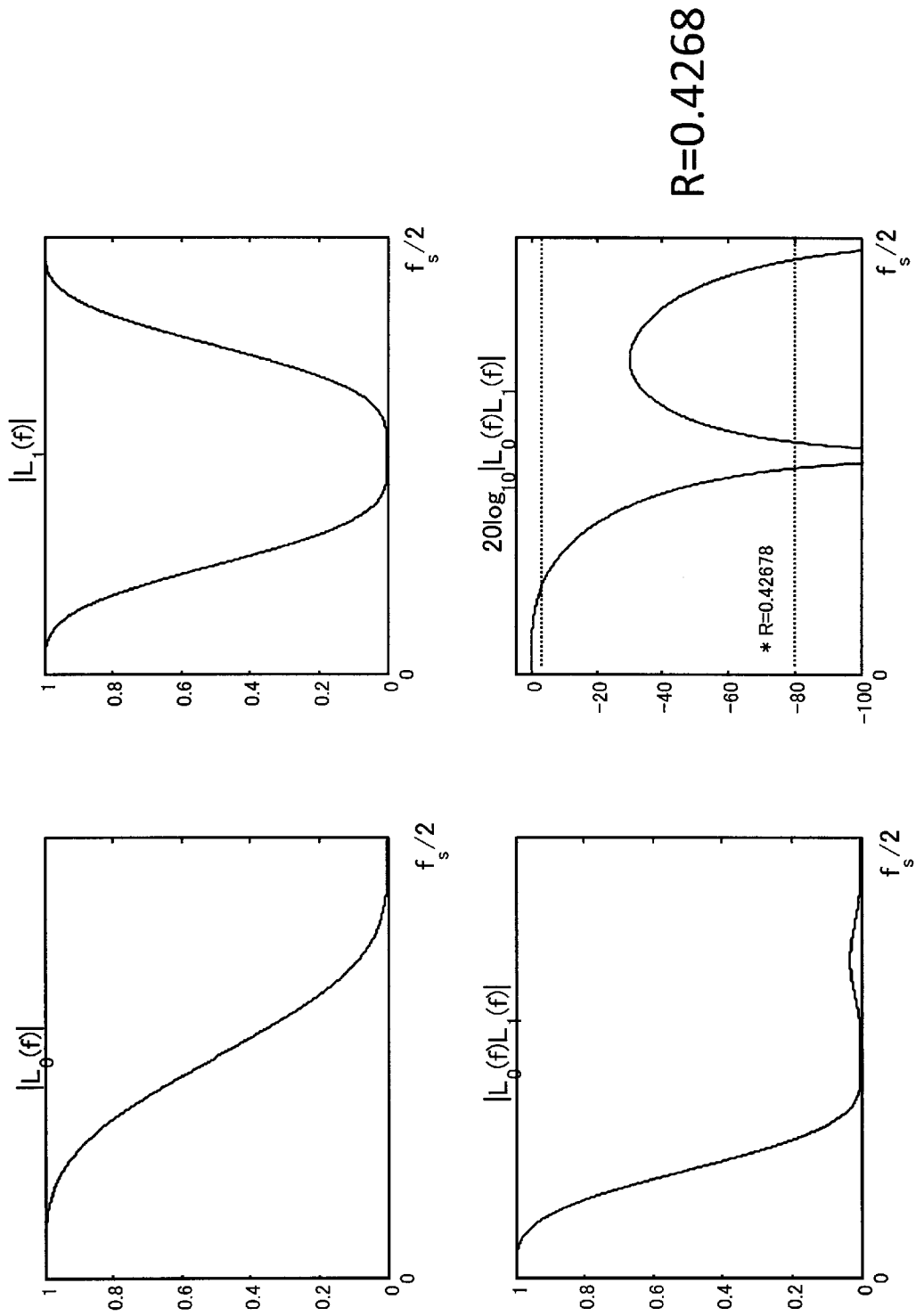
(c) 本発明(fluency)



[図44]

| | 乗算器数 | R |
|-----------|------|-------|
| ▪ 最小2乗法: | 244 | 0.716 |
| ▪ Remez法: | 1150 | 0.762 |
| ▪ 提案法: | 215 | 0.750 |
| | 365 | 0.767 |

[図45]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2009/059953

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H03H17/06 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H03H17/06

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

| | | | |
|---------------------------|-----------|----------------------------|-----------|
| Jitsuyo Shinan Koho | 1922-1996 | Jitsuyo Shinan Toroku Koho | 1996-2009 |
| Kokai Jitsuyo Shinan Koho | 1971-2009 | Toroku Jitsuyo Shinan Koho | 1994-2009 |

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-------------|---|--|
| X Y A | WO 2004/008637 A1 (Neuro Solution Corp.), 22 January, 2004 (22.01.04), Page 7, line 25 to page 14, line 14; Figs. 1 to 12 & US 2005/0120067 A1 & EP 1533898 A1 & CN 1669220 A | 1, 2, 9, 10, 14 3 4-8, 11-13, 15 |
| Y | JP 2-222319 A (LSI Logic Corp., Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 05 September, 1990 (05.09.90), Page 1, right column, line 19 to page 2, upper left column, line 9; Fig. 5 & US 5150318 A & US 5195049 A & EP 384447 A2 | 3 |

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

| | |
|---|--|
| * Special categories of cited documents: | “T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention |
| “A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance | “X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone |
| “E” earlier application or patent but published on or after the international filing date | “Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art |
| “L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) | “&” document member of the same patent family |
| “O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means | |
| “P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed | |

| | |
|---|---|
| Date of the actual completion of the international search 20 August, 2009 (20.08.09) | Date of mailing of the international search report 01 September, 2009 (01.09.09) |
|---|---|

| | |
|--|--------------------|
| Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office | Authorized officer |
| Facsimile No. | Telephone No. |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/059953

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-----------|--|-----------------------|
| A | JP 6-503450 A (LUNNER, Thomas, HELLGREN, Johan), 14 April, 1994 (14.04.94), Page 3, lower left column, line 18 to page 4, upper left column, line 7; Figs. 3, 5, 6 & US 5436859 A & EP 574400 B & WO 1992/011696 A1 | 1-15 |
| A | JP 63-269613 A (Kenwood Corp.), 07 November, 1998 (07.11.98), Page 3, upper right column, line 19 to page 4, lower right column, line 16; Figs. 1 to 3 (Family: none) | 1-15 |

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H03H17/06(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H03H17/06

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

| | |
|-------------|------------|
| 日本国実用新案公報 | 1922-1996年 |
| 日本国公開実用新案公報 | 1971-2009年 |
| 日本国実用新案登録公報 | 1996-2009年 |
| 日本国登録実用新案公報 | 1994-2009年 |

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

| 引用文献の カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示 | 関連する 請求項の番号 |
|-----------------|--|-----------------|
| X | WO 2004/008637 A1 (有限会社ニューロソリューション) 2004.01.22, | 1, 2, 9, 10, 14 |
| Y | 第7頁第25行-第14頁第14行, 図1-図12 | 3 |
| A | & US 2005/0120067 A1 & EP 1533898 A1 & CN 1669220 A | 4-8, 11-13, 15 |

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

20.08.2009

国際調査報告の発送日

01.09.2009

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

木林 知子

電話番号 03-3581-1101 内線 3576

5W

3985

| C (続き) . 関連すると認められる文献 | | |
|-----------------------|---|----------------|
| 引用文献の カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示 | 関連する 請求項の番号 |
| Y | JP 2-222319 A (エルエスアイ・ロジック株式会社、 松下電器産業株式会社) 1990. 09. 05, 第1頁右欄第19行-第2頁左上欄第9行, 第5図 & US 5150318 A & US 5195049 A & EP 384447 A2 | 3 |
| A | JP 6-503450 A (ルンナー・トマス, ヘルグレン・ヨ ハン) 1994. 04. 14, 第3頁左下欄第18行-第4頁左上欄第7行, 第3図, 第5図, 第 6図 & US 5436859 A & EP 574400 B & WO 1992/011696 A1 | 1-15 |
| A | JP 63-269613 A (株式会社ケンウッド) 1998. 11. 07, 第3頁右上欄第19行-第4頁右下欄第1 6行, 第1図-第3図 (ファミリーなし) | 1-15 |