

(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2009-271641

(P2009-271641A)

(43) 公開日 平成21年11月19日(2009.11.19)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>G06F 17/17 (2006.01)</b>	G06F 17/17	5B056
<b>H04R 3/04 (2006.01)</b>	H04R 3/04	5D020
<b>G10L 21/04 (2006.01)</b>	G10L 21/04 130B	
<b>G10L 19/00 (2006.01)</b>	G10L 19/00 600	
<b>H03H 17/02 (2006.01)</b>	H03H 17/02 601J	

審査請求 有 請求項の数 24 O L (全 52 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2008-119923 (P2008-119923)	(71) 出願人	503360115 独立行政法人科学技術振興機構 東京都千代田区四番町5-3 サイエンス プラザ5F
(22) 出願日	平成20年5月1日(2008.5.1)	(74) 代理人	100080089 弁理士 牛木 護
		(74) 代理人	100137800 弁理士 吉田 正義
		(74) 代理人	100148253 弁理士 今枝 弘充
		(74) 代理人	100148079 弁理士 梅村 裕明
		(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 最終頁に続く

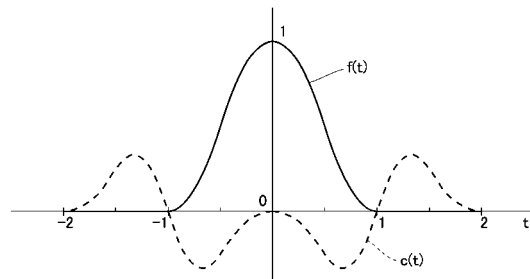
(54) 【発明の名称】 音響処理装置及び音響処理方法

(57) 【要約】

【課題】ユーザの好みに応じた良好な音質で離散データを再生することができる音響処理装置及び音響処理方法を提案する。

【解決手段】音響処理部2では、制御標本化関数  $c_0(t)$  の値に乗算される可変パラメータの数値が反映した補間値を算出できるようにしたことにより、可変パラメータの数値が変更することで、標本化関数  $s_N(t)$  で補間処理して得られるアナログ信号が可変パラメータに応じて調整でき、かくして、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じてユーザが可変パラメータを適宜変更することで、当該アナログ信号の周波数特性が変化したユーザ所望の音質からなる高音質な音楽を再生させることができる。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標本化関数と、有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標本化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標本化関数とからなる標本化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理手段を備え、

前記関数処理手段は、ユーザによって任意の数値に設定可能な可変パラメータを前記制御標本化関数に乗算する係数乗算手段を有する

ことを特徴とする音響処理装置。

## 【請求項 2】

前記関数処理手段は、

前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ実行した後、前記標本化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出する

ことを特徴とする請求項 1 記載の音響処理装置。

## 【請求項 3】

前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、

前記関数処理手段は、

前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算手段と、

前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算手段と、

前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値との線形加算により前記補間値を算出する線形加算手段とを備える

ことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の音響処理装置。

## 【請求項 4】

前記関数処理手段は、

前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出する

ことを特徴とする請求項 1 記載の音響処理装置。

## 【請求項 5】

前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、

前記関数処理手段は、

前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数が記憶されており、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標本化関数の値を計算する関数演算手段と、

前記離散データのそれぞれに対応させた前記標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算手段とを備える

ことを特徴とする請求項 1 又は 4 記載の音響処理装置。

## 【請求項 6】

前記基本標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-1, 1]$  において 1 回だけ微分可能な区分多項式で他の区間は恒等的に 0 で表される関数であり、

前記制御標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-2, 2]$  において 1 回だ

10

20

30

40

50

け微分可能な区間多項式関数で他の区間では恒等的に 0 となる関数であることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 7】

前記離散データの標本位置を  $t$  としたとき、  
前記基本標本化関数を  $f(t)$  とし、前記基本標本化関数は次式

【数 1】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases} \quad 10$$

で表され、

前記制御標本化関数を  $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$  とし、前記  $C_r(t)$  は次式

【数 2】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases} \quad 20$$

で表される

ことを特徴とする請求項 1 ~ 6 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 8】

前記数値が異なる複数の前記可変パラメータが予め記憶されており、前記複数の可変パラメータの中から前記制御標本化関数に乗算するいずれか 1 つの前記可変パラメータを選択させるためのセレクタを備える

ことを特徴とする請求項 1 ~ 7 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 9】

前記関数処理手段は、

ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる回路構成を形成するフィールドプログラマブルゲートアレイにプログラミングされる

ことを特徴とする請求項 1 ~ 8 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 10】

前記関数処理手段は、

ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる演算構成を形成するプログラマブル信号処理デバイスにプログラミングされる

ことを特徴とする請求項 1 ~ 8 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 11】

前記基本標本化関数及び前記制御標本化関数は、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された演算値をテーブル化しておき、このテーブル化したテーブル

値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 10 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【請求項 1 2】

前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行する

ことを特徴とする請求項 1 1 記載の音響処理装置。

【請求項 1 3】

ユーザにより任意の数値に可変パラメータが設定されるパラメータ設定ステップと、有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標準化関数と、前記可変パラメータが乗算され有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標準化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標準化関数とからなる標準化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理ステップと

を備えることを特徴とする音響処理方法。

【請求項 1 4】

前記関数処理ステップは、

前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ実行する畳み込み演算ステップと、

前記標準化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出する線形加算ステップと

を備えることを特徴とする請求項 1 3 記載の音響処理方法。

【請求項 1 5】

前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、

前記関数処理ステップは、

前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算ステップと、

前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算ステップと、

前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値とを線形加算して前記補間値を算出する線形加算ステップとを備えることを特徴とする請求項 1 3 又は 1 4 記載の音響処理方法。

【請求項 1 6】

前記関数処理ステップは、

前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを予め前記線形加算した前記標準化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出する

ことを特徴とする請求項 1 3 記載の音響処理方法。

【請求項 1 7】

前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、

前記関数処理ステップは、

前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを予め前記線形加算した前記標準化関数を

10

20

30

40

50

記憶しておき、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標本化関数の値を計算する関数演算ステップと、

前記離散データのそれぞれに対応させた前記標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算ステップとを備える

ことを特徴とする請求項 13 又は 16 記載の音響処理方法。

【請求項 18】

前記基本標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-1, 1]$  において 1 回だけ微分可能な区間多項式で他の区間は恒等的に 0 で表される関数であり、

前記制御標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-2, 2]$  において 1 回だけ微分可能な区間多項式関数で他の区間では恒等的に 0 となる関数である

ことを特徴とする請求項 13 ~ 17 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

【請求項 19】

前記離散データの標本位置を  $t$  としたとき、

前記基本標本化関数を  $f(t)$  とし、前記基本標本化関数は次式

【数 3】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases} \quad 20$$

で表され、

前記制御標本化関数を  $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$  とし、前記  $C_r(t)$  は次式

【数 4】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases} \quad 30$$

で表される

ことを特徴とする請求項 13 ~ 18 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

【請求項 20】

前記パラメータ設定ステップでは、予め記憶された前記数値が異なる複数の前記可変パラメータの中から、前記制御標本化関数に乗算するいずれか 1 つの前記可変パラメータを選択させる

ことを特徴とする請求項 13 ~ 19 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

【請求項 21】

前記関数処理ステップは、

ユーザの指定したプログラムデータに基づいてフィールドプログラマブルゲートアレイにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる回路構成で実行する

ことを特徴とする請求項 13 ~ 20 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

10

20

30

40

50

## 【請求項 2 2】

前記関数処理ステップは、  
ユーザの指定したプログラムデータに基づいてプログラマブルな信号処理デバイスにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる演算回路構成で実行することを特徴とする請求項 1 3 ~ 2 0 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

## 【請求項 2 3】

前記関数処理ステップは、  
着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された前記基本標本化関数及び前記制御標本化関数の演算値をテーブル化しておき、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力することを特徴とする請求項 1 3 ~ 2 2 のうちいずれか 1 項記載の音響処理方法。

10

## 【請求項 2 4】

前記関数処理ステップは、  
前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行する

ことを特徴とする請求項 2 3 記載の音響処理方法。

## 【発明の詳細な説明】

20

## 【技術分野】

## 【0 0 0 1】

本発明は、音響処理装置及び音響処理方法に関し、例えば所定のサンプリング周波数でサンプリングされた時間方向に並ぶ離散データ間を補間して、入力時のサンプリング周波数よりも高周波で離散データを生成あるいはアナログ信号を生成する際に適用して好適なものである。なお、本明細書においては、高周波の離散間隔で信号生成することとアナログ信号を生成することを同一の処理として「アナログ信号の生成」と称して説明を行うものとする。また、関数の値が局所的な領域で 0 以外の有限の値を有し、それ以外の領域で 0 となる場合を「有限台」と称して説明を行うものとする。

## 【背景技術】

30

## 【0 0 0 2】

従来、デジタルデータのような離散データからアナログ信号を生成する際には、シャノンの標本化定理に基づき導出されたシャノンの標本化関数が広く用いられてきた。ここでシャノンの標本化関数は、図 1 4 に示すように、 $t = 0$  の標本位置のみで 1 になるとともに、他の全ての標本位置で 0 となり、理論的に  $-$  から  $+$  までその振動が無限に続く波形を示す。このため、実際に各種のプロセッサ等によってシャノンの標本化関数を用い離散データ間の補間処理を実行する際には、強制的に有限区間で処理が打ち切られており、その結果、打ち切りによる誤差が発生するという問題があった。

## 【0 0 0 3】

また、このようなシャノンの標本化関数を用いた場合には、再生されるアナログ信号が帯域制限されてしまうことから、例えば C D (Compact Disc) や D V D (Digital Versatile Disc) に記録された離散データをアナログ信号に変換して再生すると、 $22.05 \text{ kHz}$  以上の超音波を再生し得ず、当該超音波の差音により生じる自然な音が再現できないという問題があった。

40

## 【0 0 0 4】

そこで、このような問題点を解決するために、打ち切り誤差がなく、更に高次の帯域成分までも再生可能な、有限の範囲で集束する標本化関数が考え出されている（例えば、特許文献 1 参照）。この標本化関数では、原点から前後 2 個先の標本位置で 0 に集束するため、少ない計算量で信号再生を行うことができ、更に高周波まで帯域を有することが確かめられている。

50

【特許文献1】国際公開第99/38090号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、このような標本化関数を用いたオーディオ装置では、難聴者や高齢者等の各種ユーザや、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じて高周波の帯域成分を変換することができず、状況に応じて周波数特性を自由に調整することができない。そして、その一方で、近年、各ユーザの好みや音楽の種類等に応じてユーザ自身が高周波の帯域成分も含め音質を自由に調整し得るテーラードのオーディオ装置の提供が望まれている。

10

【0006】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、ユーザの好みに応じた良好な音質で離散データを再生することができる音響処理装置及び音響処理方法を提案することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

かかる課題を解決するため本発明の請求項1の音響処理装置は、有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標本化関数と、有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標本化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標本化関数とからなる標本化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理手段を備え、前記関数処理手段は、ユーザによって任意の数値に設定可能な可変パラメータを前記制御標本化関数に乗算する係数乗算手段を有することを特徴とする。

20

【0008】

また、本発明の請求項2の音響処理装置は、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ実行した後、前記標本化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0009】

また、本発明の請求項3の音響処理装置は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、前記関数処理手段は、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算手段と、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算手段と、前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値との線形加算により前記補間値を算出する線形加算手段とを備えることを特徴とする。

30

40

【0010】

また、本発明の請求項4の音響処理装置は、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0011】

また、本発明の請求項5の音響処理装置は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数が記憶されており、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標本化関数の値を計算する関数演算手段と、前記離散データのそれぞれに対応させた前記標本

50

化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算手段とを備えることを特徴とする。

【0012】

また、本発明の請求項6の音響処理装置は、前記基本標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-1, 1]$ において1回だけ微分可能な区分多項式で他の区間は恒等的に0で表される関数であり、前記制御標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-2, 2]$ において1回だけ微分可能な区分多項式関数で他の区間では恒等的に0となる関数であることを特徴とする。

【0013】

また、本発明の請求項7の音響処理装置は、前記離散データの標本位置を $t$ としたとき、前記基本標本化関数を $f(t)$ とし、前記基本標本化関数は次式

10

【0014】

【数5】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

20

【0015】

で表され、前記制御標本化関数を $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$ とし、前記 $C_r(t)$ は次式

【0016】

【数6】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

30

40

【0017】

で表されることを特徴とする。

【0018】

また、本発明の請求項8の音響処理装置は、前記数値が異なる複数の前記可変パラメータが予め記憶されており、前記複数の可変パラメータの中から前記制御標本化関数に乗算するいずれか1つの前記可変パラメータを選択させるためのセレクタを備えることを特徴とする。

【0019】

また、本発明の請求項9の音響処理装置は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる回路構成を形成するフィールドプログラマブルゲートア

50



レイにプログラミングされることを特徴とする。

【0020】

また、本発明の請求項10の音響処理装置は、前記関数処理手段は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる演算構成を形成するプログラマブル信号処理デバイスにプログラミングされることを特徴とする。

【0021】

また、本発明の請求項11の音響処理装置は、前記基本標準化関数及び前記制御標準化関数は、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された演算値をテーブル化しておき、このテーブル化したテーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力することを特徴とする。

10

【0022】

また、本発明の請求項12の音響処理装置は、前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行することを特徴とする。

【0023】

また、本発明の請求項13の音響処理方法は、ユーザにより任意の数値に可変パラメータが設定されるパラメータ設定ステップと、有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標準化関数と、前記可変パラメータが乗算され有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標準化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標準化関数とからなる標準化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理ステップとを備えることを特徴とする。

20

【0024】

また、本発明の請求項14の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ実行する畳み込み演算ステップと、前記標準化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出する線形加算ステップとを備えることを特徴とする。

30

【0025】

また、本発明の請求項15の音響処理方法は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、前記関数処理ステップは、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算ステップと、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算ステップと、前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値とを線形加算して前記補間値を算出する線形加算ステップとを備えることを特徴とする。

40

【0026】

また、本発明の請求項16の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを予め前記線形加算した前記標準化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0027】

また、本発明の請求項17の音響処理方法は、前記補間値が算出される着目点を挟んで

50

存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、前記関数処理ステップは、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数を記憶しておき、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標本化関数の値を計算する関数演算ステップと、前記離散データのそれぞれに対応させた前記標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算ステップとを備えることを特徴とする。

【0028】

また、本発明の請求項18の音響処理方法は、前記基本標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-1, 1]$ において1回だけ微分可能な区分多項式で他の区間は恒等的に0で表される関数であり、前記制御標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-2, 2]$ において1回だけ微分可能な区分多項式関数で他の区間では恒等的に0となる関数であることを特徴とする。

10

【0029】

また、本発明の請求項19の音響処理方法は、前記離散データの標本位置を $t$ としたとき、前記基本標本化関数を $f(t)$ とし、前記基本標本化関数は次式

【0030】

【数7】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

20

【0031】

で表され、前記制御標本化関数を $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$ とし、前記 $C_r(t)$ は次式

30

【0032】

【数8】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

40

【0033】

で表されることを特徴とする。

【0034】

また、本発明の請求項20の音響処理方法は、前記パラメータ設定ステップでは、予め記憶された前記数値が異なる複数の前記可変パラメータの中から、前記制御標本化関数に乗算するいずれか1つの前記可変パラメータを選択させることを特徴とする。

【0035】

50

また、本発明の請求項 2 1 の音響処理方法は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてフィールドプログラマブルゲートアレイにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる回路構成で実行することを特徴とする。

【 0 0 3 6 】

また、本発明の請求項 2 2 の音響処理方法は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてプログラマブルな信号処理デバイスにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる演算回路構成で実行することを特徴とする。

【 0 0 3 7 】

また、本発明の請求項 2 3 の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された前記基本標本化関数及び前記制御標本化関数の演算値をテーブル化しておき、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力することを特徴とする。

10

【 0 0 3 8 】

また、本発明の請求項 2 4 の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行することを特徴とする。

【 発明の効果 】

20

【 0 0 3 9 】

本発明の請求項 1 の音響処理装置及び請求項 1 3 の音響処理方法によれば、制御標本化関数に乗算される可変パラメータの数値が反映した補間値を算出できるようにしたことにより、可変パラメータの数値が変更することで、標本化関数で補間処理して得られる補間値が可変パラメータに応じて調整でき、かくして、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じてユーザが可変パラメータを適宜変更することで、当該補間値に基づいて生成した信号の周波数特性が変化してユーザ所望の音質からなる高音質な音楽を再生させることができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 4 0 】

30

以下図面に基づいて本発明の実施の形態を詳述する。

【 0 0 4 1 】

( 1 ) 本発明の基本概念

図 1 は、本発明の補間処理に用いられる基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  が示す波形である。ここで、離散データの標本位置を  $t$  とし、当該離散データの標本位置  $[-2, 2]$  間での基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  からなる標本化関数  $s_2(t)$  は、次式、

【 0 0 4 2 】

【 数 9 】

$$s_2(t) = f(t) + \alpha \cdot c_0(t)$$

40

$$\text{where } c_0(t) = c_r(t) + c_r(-t)$$

【 0 0 4 3 】

によって表され、一般的な制御標本化関数を  $c_k(t)$  とし、 $c_k(t) = c_r(t - k) + c_r(-t - k)$  と置いたときは、当該離散データの標本位置  $[-N, N]$  間で標本化関数  $s_N(t)$  は次式

【 0 0 4 4 】

【数 1 0】

$$S_N(t) = f(t) + \sum_{k=0}^{N-2} \alpha_k \cdot c_k(t)$$

【0 0 4 5】

によって表される。なお、 $\alpha_k$  は後述する可変パラメータを示し、ユーザによって設定可能な任意の数値を示すもので、 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 \dots$  のように  $k$  によって可変しないものでも良い。

【0 0 4 6】

ここで基本標本化関数  $f(t)$  は、微分可能性に着目した有限台の関数であり、例えば全域において 1 回だけ微分可能であって、横軸に沿った標本位置  $t$  が  $-1$  から  $+1$  (すなわち、区間  $[-1, 1]$ ) にあるときに 0 以外の有限な値を有し、他の区間は恒等的に 0 で表される関数である。具体的には基本標本化関数  $f(t)$  は、代表的関数形式が 2 次式であり、全範囲で 1 回だけ微分可能な凸形状の波形を示し、 $t = 0$  の標本位置でのみ 1 になり、 $t = \pm 1$  に向けて 0 に収束して  $t = \pm 2$  の標本位置までそのまま 0 になるという特徴を有する。

10

【0 0 4 7】

また、この基本標本化関数  $f(t)$  は、有限台のインパルス応答波形の関数でよく、標本位置区間の任意の位置で少なくとも 1 回微分可能で連続な  $n$  次の区分多項式関数で良い。

20

【0 0 4 8】

具体的には、このような基本標本化関数  $f(t)$  は、次式、

【0 0 4 9】

【数 1 1】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

30

【0 0 5 0】

によって表される。そして、この基本標本化関数  $f(t)$  を用いて各離散データに基づく重ね合わせを行うことにより、離散データ間の値を 1 回だけ微分可能な関数を用いて仮補間することができる。

【0 0 5 1】

一方、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、微分可能性に着目した有限台の関数であり、例えば全域において 1 回だけ微分可能であって、横軸に沿った標本位置  $t$  が  $-2$  から  $+2$  (すなわち、区間  $[-2, 2]$ ) にあるときに 0 以外の有限な値を有し、他の区間では恒等的に 0 で現される関数である。また、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、全範囲で 1 回だけ微分可能な波形を示し、 $t = 0, \pm 1, \pm 2$  の各標本位置で 0 になるという特徴を有する。また、この制御標本化関数  $c_0(t)$  は、有限台のインパルス応答波形の関数でよく、標本位置区間の任意の位置で少なくとも 1 回微分可能で連続な  $n$  次の区分多項式関数で良い。

40

【0 0 5 2】

ここで、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、上述したように制御標本化関数  $c_0(t) = c_r(t) + c_r(-t)$  で表され、この  $c_r(t)$  は具体的に次式、

50

【 0 0 5 3 】

【 数 1 2 】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

10

【 0 0 5 4 】

によって表される。そして、この制御標本化関数  $c_0(t)$  を用いて各離散データに基づく重ね合わせを行うことにより、離散データ間の値を1回だけ微分可能な関数を用いて仮補間することができる。

【 0 0 5 5 】

標本化関数  $s_N(t)$  は、このようにして基本標本化関数  $f(t)$  に基づいて算出した仮の補間値（以下、これを基本補間値と呼ぶ）と、制御標本化関数  $c_0(t)$  に基づいて算出した仮の補間値（以下、これを制御補間値と呼ぶ）とを線形加算することにより、離散データ間の値を1回だけ微分可能な関数を用いて補間することができる。

20

【 0 0 5 6 】

因みに、この基本標本化関数  $f(t)$  と制御標本化関数  $c_0(t)$  との線形結合では、下記の6つの条件が成立する関数であることを特徴としている。第1としては、 $S_2(0) = 1$ 、 $S_2(\pm 1) = S_2(\pm 2) = 0$  となること。第2としては、偶関数、すなわち  $y$  軸に関して対称となること。第3としては、標本位置区間  $[-2, -1]$ 、 $[1, 2]$  で恒等的に0であること。第4としては、各区間  $[n/2, (n+1)/2]$  ( $-4 \leq n \leq 3$ ) においては高々二次の多項式であること。第5としては、全区間では  $C^1$  級、すなわち連続的一回微分可能であること。第6としては、標本位置区間  $[-1/2, 1/2]$  において、次式

30

【 0 0 5 7 】

【 数 1 3 】

$$\sum_{k=-2}^2 s_2(t-k) \equiv 1$$

【 0 0 5 8 】

となること。なお、 $N = 2$  のときの標本化関数  $s_2(t)$  については、説明の便宜上、単に標本化関数  $s_N(t)$  として以下説明する。

【 0 0 5 9 】

また、これに加えて、このとき制御標本化関数  $c_0(t)$  には、ユーザによって任意の数値が設定された可変パラメータ  $\alpha$  が乗算され得るようになされている。これにより制御標本化関数  $c_0(t)$  は、 $t = 0, \pm 1, \pm 2$  の標本位置で0としたまま、標本位置  $-2$  から  $+2$  までの間で当該可変パラメータ  $\alpha$  の数値に応じてその波形の振幅が変形され得る。その結果、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、基本標本化関数  $f(t)$  との畳み込み演算による算出結果を変更させ得る。このように、可変パラメータ  $\alpha$  は、数値が変更されることで、標本化関数  $s_N(t)$  によって算出して得たアナログ信号の周波数特性を変化させ、高域成分の信号レベルを調整し得るようになされている。

40

【 0 0 6 0 】

従って、本発明では、基本標本化関数  $f(t)$  の算出結果と、制御標本化関数  $c_0(t)$  の算出結果とを畳み込み演算して補間値を求める際に、当該制御標本化関数  $c_0(t)$

50

に乗算される可変パラメータ によって補間値を調整できるため、これら離散データ間を補間値で補間したアナログ信号の周波数特性を、可変パラメータ によって自由に調整することが可能になる。

【 0 0 6 1 】

( 2 ) オーディオ装置の全体構成

次に、上述した標本化関数  $s_N(t)$  用いて補間処理を実行するオーディオ装置について以下説明する。図 2 において、1 はオーディオ装置を示し、音響処理部 2 がフィールドプログラマブルゲートアレイ (以下、これを F P G A と呼ぶ) 3 にプログラミングされて設けられている。因みに、この F P G A 3 は複数個の回路ブロックと配線ブロックとがチップ上に規則的に並べられ、当該回路ブロック及び配線ブロックの内部には回路の電氣的な接続または非接続をプログラムできるデバイスが多数配置され、ユーザがこれらのデバイスをプログラム (定義) することによりブロック内部とブロック間接続をフィールド (利用現場) にて設計できるようになされている。

10

【 0 0 6 2 】

因みに、このオーディオ装置 1 は、外部インターフェイス 4 を介してパーソナルコンピュータ 5 からシャノンの標本化関数や、本発明による上述した数 9 の標本化関数、これらとは全く異なる標本化関数等、他の種々の標本化関数が F P G A 3 にプログラミングされることにより、当該 F P G A 3 の回路ブロック及び配線ブロック間の接続状態を変更して各種標本化関数による補間処理を実行し得るハードウェアに回路構成を変更するようになされている。かくして、このオーディオ装置 1 では、F P G A 3 を単にプログラミングするだけでユーザ所望の回路構成に変更できるので、最適な標本化関数を模索する際に、各種標本化関数に応じてその都度、回路基板を実際に作製する必要がなく、その分だけコスト低減を図ることができる。

20

【 0 0 6 3 】

なお、上述した実施の形態において、図 2 においては F P G A 3 を適用して、F P G A 3 での実現方法を示しているが、本発明はこれに限らず、D S P (デジタルシグナルプロセッサ) の様なプログラマブルな信号処理デバイスで実現することも可能であり、例えば C P U (Central Processing Unit) 及びメモリ等から構成された制御部を適用するようにしてもよい。

30

【 0 0 6 4 】

ここで、本発明のオーディオ装置 1 では、外部インターフェイス 4 を介してパーソナルコンピュータ 5 から上述した数 9 の標本化関数  $s_N(t)$  の条件を満たす、数 1 1 の基本標本化関数  $f(t)$  と、 $c_r(t)$  が数 1 2 で表される制御標本化関数  $c_0(t)$  とが F P G A 3 にプログラミングされ得る。

【 0 0 6 5 】

これにより、オーディオ装置 1 は、F P G A 3 が所定のプログラムに従って全体を統括制御することにより、入力部 6 によって例えば C D や D V D 等の種々の記録媒体を再生し、その結果得られる時間方向に並ぶ複数の離散データを音響処理部 2 へ順次送出する。因みに、離散データとは、例えば滑らかに変化する連続的な信号を一定の時間間隔で標本化し、その結果得られたサンプリングデータを量子化することにより得られた離散的なデータである。

40

【 0 0 6 6 】

ここで、F P G A 3 には、ユーザが自由に可変パラメータ の数値を設定できるパラメータ設定部 7 が接続されており、ユーザがパラメータ設定部 7 により可変パラメータ を任意の数値に設定すると、設定された数値を示す情報がパラメータ設定部 7 から音響処理部 2 に送出され得る。音響処理装置としての音響処理部 2 は、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて離散データ間を補間して擬似的にサンプリング周波数を上げるいわゆるオーバーサンプリング処理を実行する際に、可変パラメータ の数値が反映された補間値を算出し、これを出力部 8 へ送出する。

【 0 0 6 7 】

50

出力部 8 は、音響処理部 2 から所定の周期で補間値が入力されると、これに対応するアナログ信号に変換し、当該アナログ信号に基づく音楽を放音し得る。このようにオーディオ装置 1 は、可変パラメータの数値が変更されることより、当該可変パラメータの数値が反映されたユーザ所望の高音質なアナログ信号を生成し得るようになされている。

【0068】

また、FPGA 3 には、複数のセレクトボタン 9a, 9b, 9c を備えたセクタ 10 が接続されている。このセクタ 10 には、異なる数値の可変パラメータが各セレクトボタン 9a, 9b, 9c 毎に予め対応付けられており、セレクトボタン 9a, 9b, 9c のいずれか 1 つが選択されることにより対応した可変パラメータの数値が制御標本化関数  $c_0(t)$  に乗算され、標本化関数  $s_N(t)$  による補間処理が実行され得るようになされている。

10

【0069】

具体的には、この実施の形態の場合、例えばセレクトボタン 9a が選択されると、可変パラメータを  $-1.5$  とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され、他のセレクトボタン 9b が選択されると、可変パラメータを  $-0.25$  とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され、さらに他のセレクトボタン 9c が選択されると、可変パラメータを  $1.5$  とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され得るようになされている。

【0070】

これにより、このオーディオ装置 1 では、ユーザがパラメータ設定部 7 で可変パラメータの数値を任意の数値に設定できるとともに、他方でセレクトボタン 9a, 9b, 9c のいずれか 1 つを単に選択するだけで、パラメータ設定部 7 による可変パラメータの細かな設定をその都度行うことなく、所望の可変パラメータを用いた補間処理を容易に実行し得るようになされている。

20

【0071】

(3) 音響処理部の回路構成

(3-1) 音響処理部における補間処理の概略説明

實際上、FPGA 3 には、図 3 に示すような回路構成を有する音響処理部 2 がプログラミングされて設けられ得る。この音響処理部 2 は、所定数（この場合 4 つ）の離散データを順次抽出して保持する離散データ抽出部 15 と、離散データ抽出部 15 で抽出保持された所定数の離散データを一度に受け取り、これら離散データを用いて補間処理を実行する関数処理部 14 とから構成されており、入力部 6 から順次入力される離散データ間を所定の時間間隔でデータ補間し得るようになされている。

30

【0072】

関数処理部 14 は、離散データを基に標本化関数  $s_N(t)$  のうち基本標本化関数  $f(t)$  の項を演算処理する基本項演算部 16 と、当該離散データを基に標本化関数  $s_N(t)$  のうち制御標本化関数  $c_0(t)$  の項を演算処理する制御項演算部 17 と、制御項演算部 17 の算出結果に可変パラメータを乗算する係数乗算部 18 と、基本項演算部 16 の算出結果と係数乗算部 18 の算出結果とを線形加算する線形加算部 19 とから構成されている。

【0073】

この実施の形態の場合、離散データ抽出部 15 は、順次入力される離散データの中から直前の 4 つの離散データを抽出し、次に新たな離散データが入力されるまでこの 4 つの離散データを保持して、これら 4 つの離散データを基本項演算部 16 及び制御項演算部 17 へそれぞれ送出手する。

40

【0074】

基本項演算部 16 は、所定の記憶手段（図示せず）に基本標本化関数  $f(t)$  を記憶しており、離散データ間の補間位置が指定されると、この補間位置と離散データとの間の距離に基づいて基本標本化関数  $f(t)$  の値を計算する。この基本項演算部 16 は、離散データ抽出部 15 から送出手される 4 つの離散データ毎にそれぞれ基本標本化関数  $f(t)$  の値が計算され得る。また、基本項演算部 16 は、離散データ毎に得られた 4 つの基本標本化関数  $f(t)$  の値毎にそれぞれ対応する離散データの値を乗算した後、これら 4 つの離散データ

50

に対応する畳み込み演算を行い、この畳み込み演算の算出結果を線形加算部19へ送出する。

【0075】

これと同時に制御項演算部17は、所定の記憶手段（図示せず）に制御標本化関数  $c_0(t)$  を記憶しており、補間位置が指定されると、この補間位置と離散データとの間の距離に基づいて制御標本化関数  $c_0(t)$  の値を計算する。この制御項演算部17は、離散データ抽出部15から送出される4つの離散データ毎にそれぞれ制御標本化関数  $c_0(t)$  の値が計算され得る。また、制御項演算部17は、離散データ毎に得られた4つの制御標本化関数  $c_0(t)$  の値毎にそれぞれ対応する離散データの値を乗算した後、これらを加算することにより4つの離散データに対応する畳み込み演算を行い、この畳み込み演算の算出結果を係数乗算部18へ送出する。

10

【0076】

係数乗算部18は、制御項演算部17から受け取った制御標本関数  $c_0(t)$  の畳み込み演算の算出結果に可変パラメータを乗算し、その結果得られた可変パラメータ乗算結果を線形加算部19へ送出する。線形加算部19は、基本項演算部16から受け取った基本標本化関数  $f(t)$  の畳み込み演算の算出結果と、係数乗算部18から受け取った可変パラメータ乗算結果とを線形加算することにより、4つの離散データに対応する線形加算結果を得る。この線形加算によって得られる値は、所定の2つの離散データ間の補間位置における補間値となる。因みに、この補間位置は、予め設定された所定の時間間隔、具体的には離散データの入力間隔に対応する周期  $T$  の  $1/N$  の周期 ( $= T/N$ ) 毎にその値が更新される。

20

【0077】

(3-2) 4つの離散データに基づいて補間値を求める具体例

次に、時間的に連続して並ぶ4つの離散データに基づいて所定の2つの離散データ間の補間値を算出する補間処理について、連続する4つの離散データと、補間位置である着目点との位置関係を示す図4を用い、以下説明する。この図4では、標本位置  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$  のそれぞれに対応して順次入力される離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  の各値を  $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$  とし、標本位置  $t_2$  及び  $t_3$  間の所定位置（すなわち補間位置 ( $t_2$  から距離  $b$ ) )  $t_0$  に対応した補間値  $y$  を求める場合を考える。

30

【0078】

本実施の形態で用いる標本化関数  $s_N(t)$  は、 $t = \pm 2$  の標本位置で0に収束するため、 $t = \pm 2$  までの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  を考慮に入れればよい。従って、図4に示す補間値  $y$  を求める場合には、 $t = t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$  に対応した4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  のみを考慮すればよいことになり、演算量を大幅に削減することができる。しかも、 $t = \pm 3$  以上の各離散データ（図示せず）については、本来考慮すべきであるが演算量や精度等を考慮して無視しているというわけではなく、理論的に考慮する必要がないため、打ち切り誤差は発生しない。

【0079】

図5に示すように、離散データ抽出部15は、3つのシフト回路20a、20b、20cを備えており、連続する離散データが入力されると、各シフト回路20a、20b、20c毎に当該離散データを例えばCDのサンプリング周期 ( $44.1 \text{ kHz}$ ) でシフトし、各シフト回路20a、20b、20cで直前の離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  をそれぞれ1つ抽出保持し得る。すなわち、離散データ抽出部15は、連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  が入力されると、最新の離散データ  $d_4$  をそのまま基本項演算部16の基本項計算回路21a及び制御項演算部17の制御項計算回路22aへそれぞれ送出する。

40

【0080】

また、離散データ抽出部15は、連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  からなる離散データ列をシフト回路20aに送出し、当該シフト回路20bによって離散データ列をシフトして最新の離散データ  $d_4$  から1つ前の離散データ  $d_3$  を抽出し、これを基本項演算部16の基本項計算回路21b及び制御項演算部17の制御項計算回路22bへそれぞれ送出する

50



。

## 【0081】

さらに、離散データ抽出部15は、残りのシフト回路20b、20cにも離散データ列を順次送出してゆき、シフト回路20bで離散データ列をさらにシフトさせて最新の離散データd4から2つ前の離散データd2を基本項計算回路21c及び制御項計算回路22cへそれぞれ送出するとともに、シフト回路20cで離散データ列をさらにシフトさせて最新の離散データd4から3つ前の離散データd1を基本項計算回路21d及び制御項計算回路22dへそれぞれ送出する。

## 【0082】

ここで図6及び図7は、本実施の形態の基本項演算部16及び制御項演算部17における所定の補間位置 $t_0$ に対する補間処理の概略を示す図である。補間処理の内容としては、上述したように先ず始めに、基本項演算部16における基本補間値を算出する演算処理（以下、これを単に基本補間値算出処理と呼ぶ）と、制御項演算部17及び係数乗算部18における制御補間値を算出する演算処理（以下、これを単に制御補間値算出処理と呼ぶ）とが実行される。以下、これら図6及び図7を用い、基本補間値算出処理と制御補間値算出処理について説明する。

10

## 【0083】

## (3-2-1) 基本補間値算出処理

基本補間値算出処理の内容としては、図6(A)～(D)に示すように、各標本位置 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 毎に、基本標本化関数 $f(t)$ の $t=0$ （中心位置）におけるピーク高さを一致させ、このときの補間位置 $t_0$ におけるそれぞれの基本標本化関数 $f(t)$ の値を求めることになる。

20

## 【0084】

図6(A)に示す標本位置 $t_1$ における離散データd1に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_1$ との距離は $1+b$ となる。従って、標本位置 $t_1$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(1+b)$ となる。実際には、離散データd1の値 $Y(t_1)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(1+b)$ を $Y(t_1)$ 倍した値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ が求めたい値となる。 $f(1+b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21aで行われ、 $f(1+b)$ に $Y(t_1)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23aで行われる（図5）。

30

## 【0085】

同様に、図6(B)に示す標本位置 $t_2$ における離散データd2の値 $Y(t_2)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_2$ との距離は $b$ となる。従って、標本位置 $t_2$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(b)$ となる。実際には、離散データd2の値 $Y(t_2)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(b)$ を $Y(t_2)$ 倍した値 $f(b) \cdot Y(t_2)$ が求めたい値となる。 $f(b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21bで行われ、 $f(b)$ に $Y(t_2)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23bで行われる（図5）。

40

## 【0086】

図6(C)に示す標本位置 $t_3$ における離散データd3の値 $Y(t_3)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_3$ との距離は $1-b$ となる。従って、標本位置 $t_3$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(1-b)$ となる。実際には、離散データの値 $Y(t_3)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(1-b)$ を $Y(t_3)$ 倍した値 $f(1-b) \cdot Y(t_3)$ が求めたい値となる。 $f(1-b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21cで行われ、 $f(1-b)$ に $Y(t_3)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23cで行われる（図5）。

## 【0087】

50

図6(D)に示す標本位置 $t_4$ における離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_4$ との距離は $2-b$ となる。従って、標本位置 $t_4$ に基本標準化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標準化関数の値は $f(2-b)$ となる。実際には、離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に一致するように基本標準化関数 $f(2-b)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(2-b)$ を $Y(t_4)$ 倍した値 $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ が求めたい値となる。 $f(2-b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21dで行われ、 $f(2-b)$ に $Y(t_4)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23dで行われる。(図5)

そして、基本項演算部16は、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた4つの値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ 、 $f(b) \cdot Y(t_2)$ 、 $f(1-b) \cdot Y(t_3)$ 、 $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ を、基本項畳み込み回路24において畳み込み演算し、着目点に対応する基本補間値 $y_a$ が計算される。因みに、この実施の形態の場合、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ 及び $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ は、図6(A)及び(D)に示すように0となるため、基本補間値 $y_a$ は、 $\{f(b) \cdot Y(t_2)\} + \{f(1-b) \cdot Y(t_3)\}$ となる。

【0088】

(3-2-2) 制御補間値算出処理

一方、制御補間値算出処理の内容としては、図7(A)~(D)に示すように、各標本位置 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 毎に、制御標準化関数 $c_0(t)$ の $t=0$ (中心位置)を一致させて、各制御標準化関数 $c_0(t)$ に対応した離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ の値 $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$ を乗算し、このときの補間位置 $t_0$ におけるそれぞれの制御標準化関数 $c_0(t)$ の値を求めることになる。

【0089】

図7(A)に示す標本位置 $t_1$ における離散データ $d_1$ の値 $Y(t_1)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_1$ との距離は $1+b$ となる。従って、標本位置 $t_1$ に制御標準化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標準化関数の値は $c_0(1+b)$ となる。実際には、離散データ $d_1$ の値 $Y(t_1)$ に対応させて制御標準化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(1+b)$ を $Y(t_1)$ 倍した値 $c_0(1+b) \cdot Y(t_1)$ が求めたい値となる。 $c_0(1+b)$ の計算は制御項演算部17の制御計算回路22aで行われ、 $c_0(1+b)$ に $Y(t_1)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25aで行われる(図5)。

【0090】

同様に、図7(B)に示す標本位置 $t_2$ における離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_2$ との距離は $b$ となる。従って、標本位置 $t_2$ に制御標準化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標準化関数の値は $c_0(b)$ となる。実際には、離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に対応させて制御標準化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(b)$ を $Y(t_2)$ 倍した値 $c_0(b) \cdot Y(t_2)$ が求めたい値となる。 $c_0(b)$ の計算は制御項演算部17の制御計算回路22bで行われ、 $c_0(b)$ に $Y(t_2)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25bで行われる(図5)。

【0091】

図7(C)に示す標本位置 $t_3$ における離散データ $d_3$ の値 $Y(t_3)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_3$ との距離は $1-b$ となる。従って、標本位置 $t_3$ に制御標準化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標準化関数の値は $c_0(1-b)$ となる。実際には、離散データ $d_3$ の値 $Y(t_3)$ に対応させて制御標準化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(1-b)$ を $Y(t_3)$ 倍した値 $c_0(1-b) \cdot Y(t_3)$ が求めたい値となる。 $c_0(1-b)$ の計算は制御項演算部17の制御計算回路22cで行われ、 $c_0(1-b)$ に $Y(t_3)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25cで行われる(図5)。

【0092】

10

20

30

40

50

図7(D)に示す標本位置 $t_4$ における離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_4$ との距離は $2-b$ となる。したがって、標本位置 $t_4$ に制御標本化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標本化関数の値は $c_0(2-b)$ となる。実際には、離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に対応させて制御標本化関数 $c_0(2-b)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(2-b)$ を $Y(t_4)$ 倍した値 $c_0(2-b) \cdot Y(t_4)$ が求めたい値となる。 $c_0(2-b)$ の計算は制御項演算部17の制御計算回路22dで行われ、 $c_0(2-b)$ に $Y(t_4)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25dで行われる(図5)。

【0093】

そして、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた4つの値 $c_0(1+b) \cdot Y(t_1)$ 、 $c_0(b) \cdot Y(t_2)$ 、 $c_0(1-b) \cdot Y(t_3)$ 、 $c_0(2-b) \cdot Y(t_4)$ は、制御項演算部17の制御項畳み込み回路26によって畳み込み演算された後、係数乗算部18において可変パラメータが乗算され、これにより着目点に対応する制御補間値 $y_b$ が計算される。

【0094】

(3-2-3) 補間値演算処理

線形加算部19は、基本項演算部16により算出された着目点に対応する基本補間値 $y_a$ と、制御項演算部17及び係数乗算部18により算出された着目点に対応する制御補間値 $y_b$ とを線形加算することにより、補間位置 $t_0$ における補間値 $y$ を出力し得るようになされている。

【0095】

(3-3) 可変パラメータの数値を変更したときの補間処理結果

かかる構成に加えて、音響処理部2は、パラメータ設定部7によって係数乗算部18の可変パラメータの数値が変更されることにより標本化関数 $s_N(t)$ の値が変更され、その結果、補間値 $y$ が変動してアナログ信号の周波数特性を変化させ得るようになされている。ここでは、可変パラメータを変更した際に、標本化関数 $s_N(t)$ がどのように変化するかについて、図1に示した基本標本化関数 $f(t)$ が示す波形と、制御標本化関数 $c_0(t)$ が示す波形とを合成した波形に着目して以下説明する。

【0096】

基本標本化関数 $f(t)$ が示す波形と、制御標本化関数 $c_0(t)$ が示す波形とを合成した標本化関数 $s_N(t)$ の波形は、図8に示すように、可変パラメータの数値によって大きく異なるものとなる。この実施の形態の場合、可変パラメータを $-1.5$ 、 $-0.25$ 、 $1.5$ に順次変化させてゆくと、 $-2 \leq t \leq -1$ の領域と、 $1 \leq t \leq 2$ の領域とでは、標本化関数 $s_N(t)$ の波長の振幅が次第に高くなり波形の極性が反転することを確認した。一方、 $-1 \leq t \leq 0$ の領域と、 $0 \leq t \leq 1$ の領域とでは、標本化関数 $s_N(t)$ の波長の振幅が次第に低くなり波形の極性が反転することを確認した。

【0097】

次に、テスト曲としてCDに記録されたヴァイオリン曲「Zigeunerweisen(ツイゴイナーヴァイゼン)」を、オーディオ装置1において約2.3秒間再生した。このとき、音響処理部2では、可変パラメータを $-0.25$ 、 $-1.5$ 及び $1.5$ にそれぞれ設定し、約2.3秒の間に入力された離散データを補間処理した。そして、このときの各標本化関数 $s_N(t)$ で補間処理したアナログ信号の周波数特性について比較したところ、図9に示すような結果が得られた。

【0098】

図9に示したように、これら可変パラメータの数値を変えた各標本化関数 $s_N(t)$ による補間処理では、可変パラメータの数値を変化させても、いずれも20kHz以上の高音域で信号レベルが上昇し、従来のシャノンの標本化関数を用いた場合に比べて高域成分を再生できることが確認できた。また、可変パラメータを $1.5$ に設定したときには、約2.6kHz未満で信号レベルが低下したものの、約2.6kHz以上の高音域で、4.4.1kHz付近を除き信号レベルが上昇し、可変パラメータを $-0.25$ 及び $-1.5$

10

20

30

40

50

5 に設定した場合に比べて高域成分が再生できることが確認できた。

【0099】

一方、可変パラメータ を  $-1.5$  に設定したときには、約  $26 \text{ kHz}$  付近で信号レベルが急激に低下したものの、約  $26 \text{ kHz}$  未満で信号レベルが全体的に上昇するとともに、 $44.1 \text{ kHz}$  付近を除き約  $26 \text{ kHz}$  よりも高い領域でも信号レベルが上昇し、可変パラメータ を  $-0.25$  及び  $-1.5$  に設定した場合に比べて異なる信号レベルで高域成分を再生できることが確認できた。

【0100】

さらに、可変パラメータ を  $-0.25$  に設定したときには、 $44.1 \text{ kHz}$  付近を除いて全体的に信号レベルが上昇し、可変パラメータ を  $1.5$  及び  $-1.5$  に設定した場合に比べて異なる信号レベルで高域成分を再生できることが確認できた。

10

【0101】

次に、テスト曲として再生周波数を  $10 \text{ kHz}$  及び  $20 \text{ kHz}$  に固定した音を、オーディオ装置 1 で再生した。このとき、音響処理部 2 は、可変パラメータ の数値を  $-5 \sim 5$  まで順次切り換えてゆき、入力部 6 から順次入力された離散データを補間処理した。そして、このときの可変パラメータ が異なる各標本化関数  $s_N(t)$  で補間処理して得たアナログ信号の信号レベルについて比較したところ、図 10 に示すような結果が得られた。

【0102】

図 10 に示したように、 $10 \text{ kHz}$  の再生周波数では、可変パラメータ を大きくしてゆくと、信号レベルが次第に下降してゆき、可変パラメータ が 2 及び 3 間のときに信号レベルが急速に下降し、その後、再び信号レベルが急激に上昇することが確認できた。一方、 $20 \text{ kHz}$  の再生周波数では、可変パラメータ を大きくしてゆくと、信号レベルが次第に下降してゆき、可変パラメータ が 4 付近のときに信号レベルが急速に下降し、その後、再び信号レベルが急激に上昇することが確認できた。このように、音響処理部 2 では、可変パラメータ を変動させることにより、同じ再生周波数でも異なる信号レベルで再生できることが確認できた。

20

【0103】

(4) 動作及び効果

以上の構成において、音響処理部 2 では、基本項演算部 16 に基本標本化関数  $f(t)$  を記憶しておき、離散データ抽出部 15 によって抽出された各離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  毎に補間位置  $t_0$  までの距離を  $t$  として基本標本化関数  $f(t)$  の値を計算し、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  のそれぞれに対応させた基本標本化関数  $f(t)$  の値を畳み込み演算することにより、補間位置  $t_0$  での基本補間値  $y_a$  を計算するようにした。

30

【0104】

また、これとは別に音響処理部 2 では、制御項演算部 17 に制御標本化関数  $c_0(t)$  を記憶しておき、離散データ抽出部 15 によって抽出された各離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  毎に補間位置  $t_0$  での距離を  $t$  として制御標本化関数  $c_0(t)$  の値を計算し、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  のそれぞれに対応させた制御標本化関数  $c_0(t)$  の値を畳み込み演算した後、ユーザによって任意の数値に設定された可変パラメータ を、制御標本化関数  $c_0(t)$  の畳み込み演算結果に乗算することにより、補間位置  $t_0$  での制御補間値  $y_b$  を計算するようにした。

40

【0105】

そして、この音響処理部 2 では、このようにして算出した基本補間値  $y_a$  と制御補間値  $y_b$  とを線形加算することにより離散データ間の補間値  $y$  を計算するようにしたことにより、制御標本化関数  $c_0(t)$  の値に乗算される可変パラメータ の数値が反映した補間値  $y$  を算出できる。

【0106】

従って、音響処理部 2 では、可変パラメータ の数値が変更されることにより、標本化関数  $s_N(t)$  で補間処理して得られる補間値  $y$  が可変パラメータ に応じて調整でき、かくして、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じてユーザが可変パラメータ を

50

適宜変更することで、アナログ信号の周波数特性が調整されたユーザ所望の音質からなる高音質な音楽を再生させることができる。

【0107】

また、音響処理部2では、標本化関数  $s_N(t)$  として全域で1回だけ微分可能な有限台の基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  を用い、当該制御標本化関数  $c_0(t)$  に可変パラメータを乗算しているため、従来のシャノンの標本化関数を用いた場合に比べて離散データ間の補間処理に必要な演算量を大幅に減らすことができ、またシャノンの標本化関数を用いた場合に生じる打ち切り誤差が発生せず、折り返し歪みの発生を防止することができる。

【0108】

この実施の形態の場合では、特に補間位置  $t_0$  を挟んで前後2つずつの標本位置と同じかそれよりも狭い範囲において標本化関数  $s_N(t)$  の波形の値を0に収束させることが可能になるため、この標本化関数  $s_N(t)$  を用いてデータ補間等を行う際に、着目位置の前後2つずつ合計4つの離散データを用いるだけでよくなり、シャノンの標本化関数を用いた場合に比べて処理負担の格段的な軽減が可能になる。

【0109】

また、この実施の形態の場合、標本化関数  $s_N(t)$  を、基本標本化関数  $f(t)$  と制御標本化関数  $c_0(t)$  とに分離して別々に記憶し、それぞれ個別に離散データに対して畳み込み演算を行い、制御標本化関数  $c_0(t)$  と離散データとの畳み込み演算結果に対して可変パラメータを乗算して、これに基本標本化関数  $s_N(t)$  と離散データとの畳み込み演算結果を加算して出力信号を得るようにしているため、制御標本化関数  $c_0(t)$  は一つ持てば良く、数式を極力単純化させることができ、制御標本化関数  $c_0(t)$  の可変制御を容易に行うことができる。

【0110】

(5) 他の実施の形態

なお、上述した実施の形態においては、基本項演算部16及び制御項演算部17によって、離散データ間にある複数の補間値を1つずつ順次算出してゆくようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、離散データ間にある複数の補間値を一括に算出するようにしてもよい。

【0111】

この場合、図5との同一部分に同一符号を付して示す図11のように、音響処理部30は、離散データ抽出部15と変換関数行列演算部31とから構成され、当該変換関数行列演算部31において、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  の値  $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$  と、変換行列  $A$  (後述する) とを乗算することにより、離散データ間の複数の補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を順次又は一括して算出し得るようになされている。

【0112】

因みに、この実施の形態では、図4との対応部分に同一符号を付して示す図12のように、連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  のうち過去2番目の離散データ  $d_2$  と過去3番目の離散データ  $d_3$  との間を1～ $n$ まで区分けして所定の区分数(この場合、 $n+1$ )で区切り、各位置での補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を算出する場合について以下説明する。

【0113】

ここで、変換行列  $A$  は次式、

【0114】

10

20

30

40

【数 1 4】

$$A = \begin{bmatrix} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{bmatrix}$$

10

【0 1 1 5】

により表される。この変換行列 A は、4 つの離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 を用いて標本化関数  $s_N(t)$  を算出し、離散データ d 2 及び d 3 間の n 個の補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を算出することから、標本化関数  $s_N(t)$  を要素として n 行 4 列からなる。そして、変換行列 A は、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値  $Y(t1)$ 、 $Y(t2)$ 、 $Y(t3)$ 、 $Y(t4)$  を要素とした 1 列の行列 X が乗算されることにより補正值  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を求めることができる。すなわち、補正值  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  は、次式、

【0 1 1 6】

20

【数 1 5】

$$\begin{bmatrix} y_{k-2}(1) \\ y_{k-2}(2) \\ y_{k-2}(3) \\ \vdots \\ y_{k-2}(n) \end{bmatrix} = A X = \begin{bmatrix} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{bmatrix}$$

30

【0 1 1 7】

により求めることができる。

【0 1 1 8】

ここで、変換行列 A は、次式の基本項行列 B と、可変パラメータ を乗算した次式の制御項行列 C との和であり、 $A = B + C$  で表される。

【0 1 1 9】

【数 1 6】

$$B = \begin{bmatrix} f_1(n+1)f_2(1)f_3(n-1)f_4(2n-1) \\ f_1(n+2)f_2(2)f_3(n-2)f_4(2n-2) \\ f_1(n+3)f_2(3)f_3(n-3)f_4(2n-3) \\ \vdots \\ f_1(2n)f_2(n)f_3(0)f_4(n) \end{bmatrix}$$

40

【0 1 2 0】

【数 1 7】

$$C = \begin{bmatrix} c_1(n+1)c_2(1)c_3(n-1)c_4(2n-1) \\ c_1(n+2)c_2(2)c_3(n-2)c_4(2n-2) \\ c_1(n+3)c_2(3)c_3(n-3)c_4(2n-3) \\ \vdots \\ c_1(2n)c_2(n)c_3(0)c_4(n) \end{bmatrix}$$

10

【0 1 2 1】

基本項行列 B は基本標本化関数  $f(t)$  を要素とし、制御項行列 C は制御標本化関数  $c(t)$  を要素としている ( $t$  は補間点と標本位置との距離を示す)。従って、補間値  $y_{k-2}(1)$ ,  $y_{k-2}(2)$ ,  $\dots$ ,  $y_{k-2}(n)$  は、次式、

【0 1 2 2】

$$\begin{aligned}
 & \left[ \begin{array}{c} y_{k-2}(1) \\ y_{k-2}(2) \\ y_{k-2}(3) \\ \vdots \\ y_{k-2}(n) \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{array} \right] \\
 & \quad = \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} f_1(n+1)f_2(1)f_3(n-1)f_4(2n-1) \\ f_1(n+2)f_2(2)f_3(n-2)f_4(2n-2) \\ f_1(n+3)f_2(3)f_3(n-3)f_4(2n-3) \\ \vdots \\ f_1(2n)f_2(n)f_3(0)f_4(n) \end{array} \right] \\
 & \quad \quad + \alpha \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right] \\
 & \quad \quad = \left[ \begin{array}{c} c_1(n+1)c_2(1)c_3(n-1)c_4(2n-1) \\ c_1(n+2)c_2(2)c_3(n-2)c_4(2n-2) \\ c_1(n+3)c_2(3)c_3(n-3)c_4(2n-3) \\ \vdots \\ c_1(2n)c_2(n)c_3(0)c_4(n) \end{array} \right] \\
 & \quad \quad \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right]
 \end{aligned}$$

【 数 1 8 】

10

20

30

40

50



により表される。

【 0 1 2 4 】

實際上、変換関数行列演算部31は、図 1 3 に示すように、基本項行列 B 及び行列 X の演算を実行する基本項演算手段としての基本項行列演算回路32と、制御項行列 C 及び行列 X の演算を実行する制御項演算手段としての制御項行列演算回路33と、制御項行列演算回路33の算出結果に可変パラメータ を乗算する複数の係数乗算部18a1、18a2、...、18anと、基本項行列演算回路32からの算出結果と係数乗算部18a1、18a2、...、18anからの算出結果とを線形加算する複数の線形加算部19a1、19a2、...、19anとから構成されている。

【 0 1 2 5 】

基本項行列演算回路32は、離散データ間の区分数に応じて基本標準化関数としての基本項行列 B を予め計算しておき、これにより得られた演算値をテーブル化した基本項行列 B を所定の記憶手段に記憶している。そして、基本項行列演算回路32は、離散データ抽出部15から離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 を受け取ると、所定の記憶手段に予め記憶されたテーブル値としての基本項行列 B に、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値  $Y(t 1)$ 、 $Y(t 2)$ 、 $Y(t 3)$ 、 $Y(t 4)$  を一列の行列 X として乗算する。そして、基本項行列演算回路32は、その結果得られた行列の各行の値を、それぞれ対応する線形加算部19a1、19a2、...、19anへ送出的。すなわち、基本項行列演算回路32は、算出結果として得られた行列の 1 行目の  $\{ f_1(n+1) \cdot Y(t 1) \} + \{ f_2(1) \cdot Y(t 2) \} + \{ f_3(n-1) \cdot Y(t 3) \} + \{ f_4(2n-1) \cdot Y(t 4) \}$  を線形加算部19a1に送出し、次の 2 行目の  $\{ f_1(n+2) \cdot Y(t 1) \} + \{ f_2(2) \cdot Y(t 2) \} + \{ f_3(n-2) \cdot Y(t 3) \} + \{ f_4(2n-2) \cdot Y(t 4) \}$  を次の線形加算部19a2に送出し、以後 3 行目 ~ n 行目までの各値をそれぞれ異なる線形加算部19a3、...、19anへ送出的。

【 0 1 2 6 】

一方、制御項行列演算回路33は、離散データ間の区分数に応じて制御標準化関数としての制御項行列 C を予め計算しておき、これにより得られた演算値をテーブル化した制御項行列 C を所定の記憶手段に記憶している。そして、制御項行列演算回路33は、離散データ抽出部15から離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 を受け取ると、所定の記憶手段に予め記憶されたテーブル値としての制御項行列 C に、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値  $Y(t 1)$ 、 $Y(t 2)$ 、 $Y(t 3)$ 、 $Y(t 4)$  を一列の行列 X として乗算する。そして、制御項行列演算回路33は、その結果得られた行列の各行の値を、それぞれ対応する係数乗算部18a1、18a2、...、18anへ送出的。すなわち、制御項行列演算回路33は、演算結果として得られた行列の 1 行目の  $\{ c_1(n+1) \cdot Y(t 1) \} + \{ c_2(1) \cdot Y(t 2) \} + \{ c_3(n-1) \cdot Y(t 3) \} + \{ c_4(2n-1) \cdot Y(t 4) \}$  を係数乗算部18a1に送出し、次の 2 行目の  $\{ c_1(n+2) \cdot Y(t 1) \} + \{ c_2(2) \cdot Y(t 2) \} + \{ c_3(n-2) \cdot Y(t 3) \} + \{ c_4(2n-2) \cdot Y(t 4) \}$  を次の係数乗算部18a2に送出し、以後 3 行目 ~ n 行目までの各値をそれぞれ異なる係数乗算部18a3、...、18anへ送出的。

【 0 1 2 7 】

各係数乗算部18a1、18a2、...、18anは、パラメータ設定部 7 でユーザにより設定された可変パラメータ を、制御項行列演算回路33で算出された行列の各行の値に乗算し、これに対応する線形加算部19a1、19a2、...、19anへ送出的。各線形加算部19a1、19a2、...、19anは、基本項行列演算回路32から受け取った算出結果と、係数乗算部18a1、18a2、...、18anから受け取った算出結果とを同じ行毎に線形加算し、これにより補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、...、 $y_{k-2}(n)$  を生成し得る。

【 0 1 2 8 】

以上の構成において、音響処理部30では、上述した実施の形態と同様の効果に加えて、基本項行列演算回路32に基本項行列 B を記憶しておくとともに、制御項行列演算回路33に制御項行列 C を記憶しておき、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値  $Y(t 1)$ 、 $Y(t 2)$ 、 $Y(t 3)$ 、 $Y(t 4)$  を一列の行列 X として乗算するようにしたことにより、

連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ のうち所定の離散データ  $d_2$  及び  $d_3$  間の補間位置  $1 \sim n$  までの補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$ を一括して容易に算出できる。

【0129】

なお、上述した実施の形態においては、着目する離散データ間の区分数が  $n+1$  で一定数である離散データ列にのみ適用し得る基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  を用いるようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、着目する離散データ間の区分数が異なる複数の離散データ列に適用し得る基本項行列及び制御項行列を用いるようにしてもよい。すなわち、この場合、変換関数行列演算部では、区分数が異なる複数の離散データ列に適用するため、これら複数の区分数の最小公倍数の区分数で基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  を予め演算してテーブル化しておき、離散データの入力開始時に設定される区分数に応じて、基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  のうちから当該区分数に対応した演算値をテーブル値として選択して、選択したテーブル値と離散データとの畳み込み演算を実行する。これにより、変換関数行列演算部では、1つの基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  のみを予め記憶しているだけで、区分数が異なる複数の離散データ列に対応することができることから、記憶手段での記憶容量を減らし、装置全体としての処理負担を低減できる。

10

【0130】

また、本発明は、本実施形態に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。例えば、標本化関数  $s_N(t)$  を全域で1回だけ微分可能な有限台の関数としたが、微分可能回数を2回以上に設定してもよい。

20

【0131】

また、上述した実施の形態においては、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて補間処理を行うことによりアナログ信号を生成するようにした場合についてのべたが、本発明はこれに限らず、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて補間処理を行うことにより単にオーバーサンプリングし、その後アナログデジタル変換器でアナログ信号を生成するようにしてもよい。

【0132】

さらに、上述した実施の形態においては、標本化関数  $s_N(t)$  は  $t = \pm 2$  で0に収束するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、 $t = \pm 3$  以上で0に収束するようにしてもよい。例えば、 $t = \pm 3$  で0に収束するようにした場合には、離散データ抽出部15によって直前の6つの離散データを抽出し、関数処理部14によってこれら6つの離散データに対して標本化関数  $s_N(t)$  の値が計算され得る。

30

【0133】

さらに、上述した実施の形態においては、基本項演算部16に基本標本化関数  $f(t)$  を記憶し、これとは別に制御項演算部17に制御標本化関数  $c_0(t)$  を記憶しておき、それぞれ基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  毎に離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  に対する畳み込み演算を行って基本補間値  $y_a$  と制御補間値  $y_b$  とを算出した後、基本補間値  $y_a$  と制御補間値  $y_b$  との線形和加算で補間値  $y$  を算出するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  を一つの標本化関数  $s_N(t)$  として記憶しておき、可変パラメータを変更した標本化関数  $s_N(t)$  を用い、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  に対する畳み込み演算を行って補間値  $y$  を直接算出するようにしてもよい。

40

【0134】

この場合、具体的な構成として、関数処理手段は、基本標本化関数  $f(t)$  と制御標本化関数  $c_0(t)$  とを予め線形加算した標本化関数  $s_N(t)$  を記憶し、各離散データ毎に求めた着目点までの距離を用いて標本化関数  $s_N(t)$  の値を計算する演算手段と、離散データのそれぞれに対応させた標本化関数  $s_N(t)$  の値を畳み込み演算することにより、着目点での補間値を計算する畳み込み演算手段とを備えるようにすればよい。これにより関数処理手段では、予め標本化関数  $s_N(t)$  が演算されているため、基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  を別々に演算する場合に比べて乗算回数が少なくなり、演算時間の低減や、乗算器の低減が図れ、処理速度の遅い演算デバイスを用いる場合に適し

50

ている。

【図面の簡単な説明】

【0135】

【図1】本発明による基本標本化関数の波形と、制御標本化関数の波形との関係を示す概略図である。

【図2】オーディオ装置の回路構成を示すブロック図である。

【図3】音響処理部の回路構成を示すブロック図である。

【図4】4つの離散データと着目点との位置関係を示す概略図である。

【図5】音響処理部の詳細構成を示すブロック図である。

【図6】本発明による音響処理部2による基本標本化関数を用いた補間処理を示す概略図である。 10

【図7】本発明による音響処理部2による制御標本化関数を用いた補間処理を示す概略図である。

【図8】可変パラメータを変化させたときの標本化関数の波形を示す概略図である。

【図9】可変パラメータを変化させたときの周波数特性を示す概略図である。

【図10】再生周波数を固定して可変パラメータの数値を変更したときの信号レベルを示す概略図である。

【図11】他の実施の形態による音響処理部の回路構成を示すブロック図である。

【図12】4つの離散データと着目点との位置関係と、補間位置を示す概略図である。

【図13】他の実施の形態による音響処理部の詳細構成を示すブロック図である。 20

【図14】従来におけるシャノンの標本化関数の波形を示す概略図である。

【符号の説明】

【0136】

2 音響処理部（音響処理装置）

3 F P G A（フィールドプログラマブルゲートアレイ）

10 セレクタ

14 関数処理部（関数処理手段）

15 離散データ抽出部（離散データ抽出手段）

16 基本項演算部（基本項演算手段）

17 制御項演算部（制御項演算手段） 30

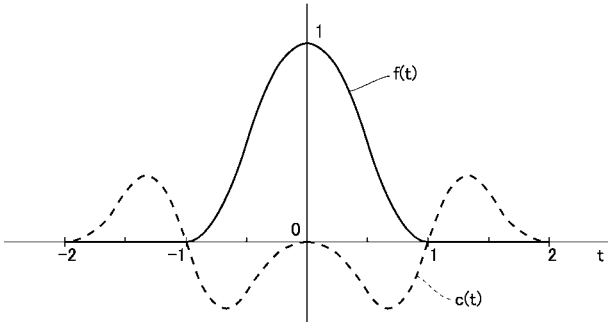
18 係数乗算部（係数乗算手段）

19 線形加算部（線形加算手段）

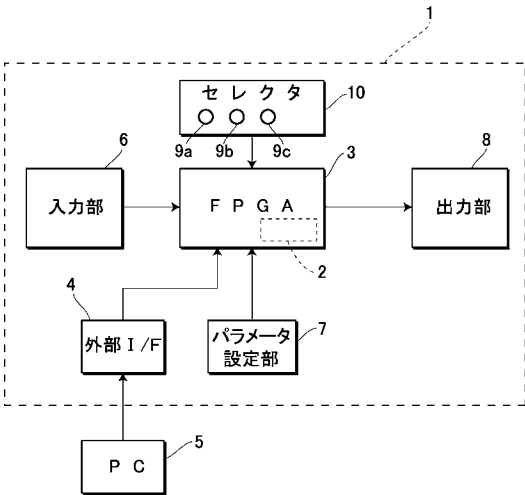
32 基本項行列演算回路（基本項演算手段）

33 制御項行列演算回路（制御項演算手段）

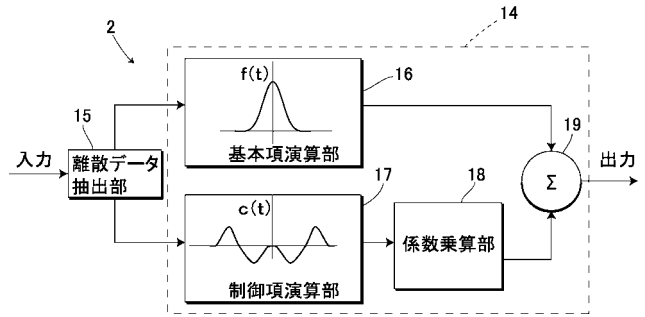
【図1】



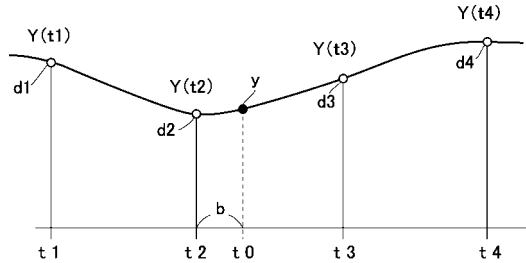
【図2】



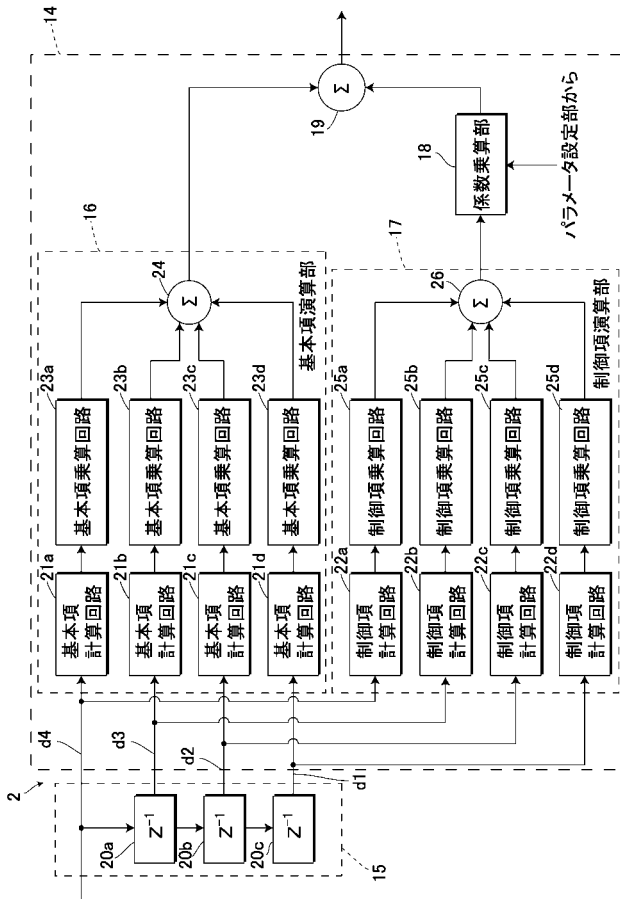
【図3】



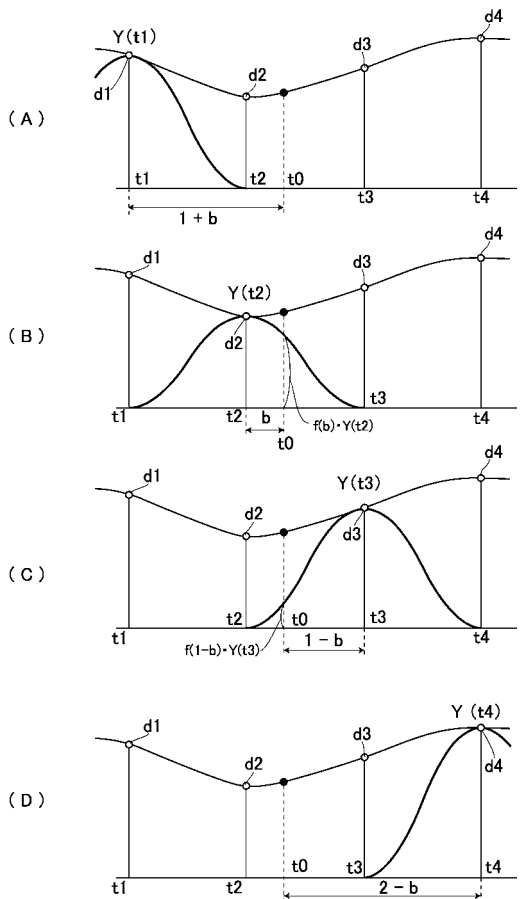
【図4】



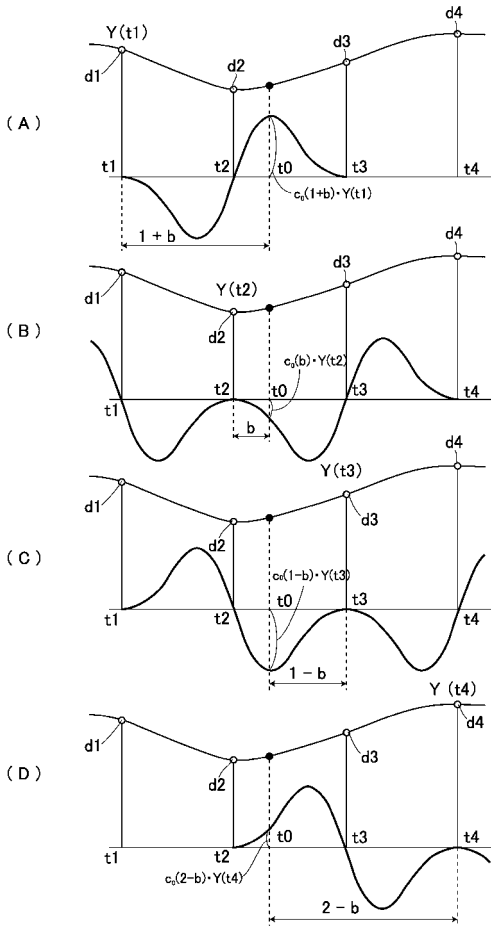
【図5】



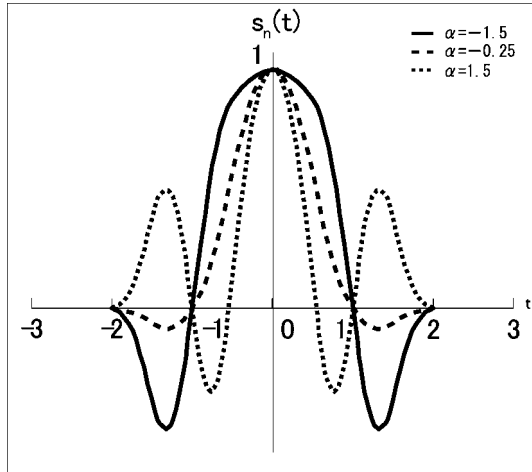
【図6】



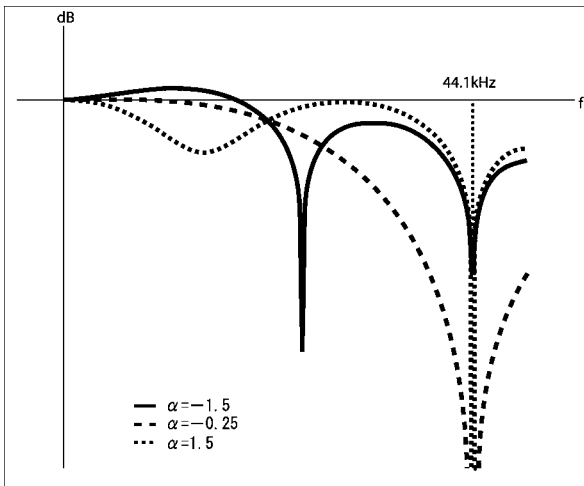
【 図 7 】



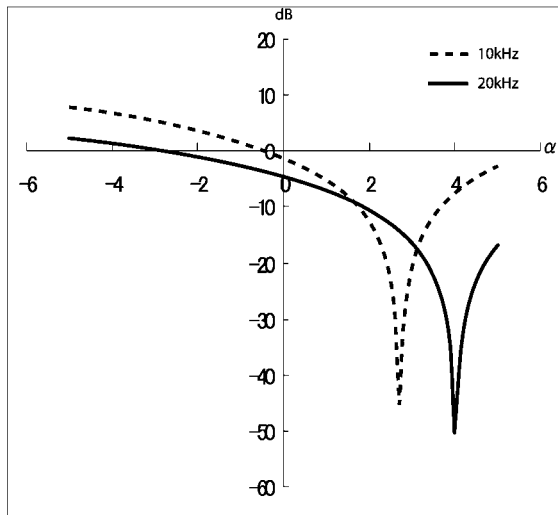
【 図 8 】



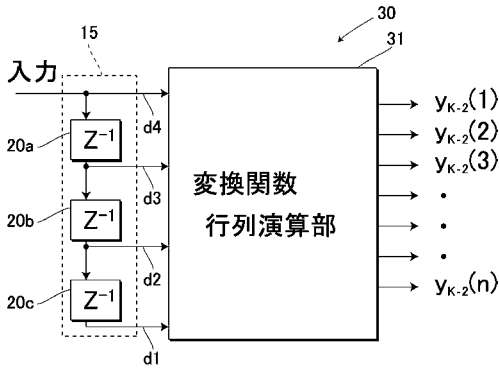
【 図 9 】



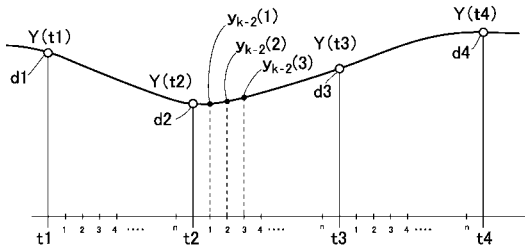
【 図 10 】



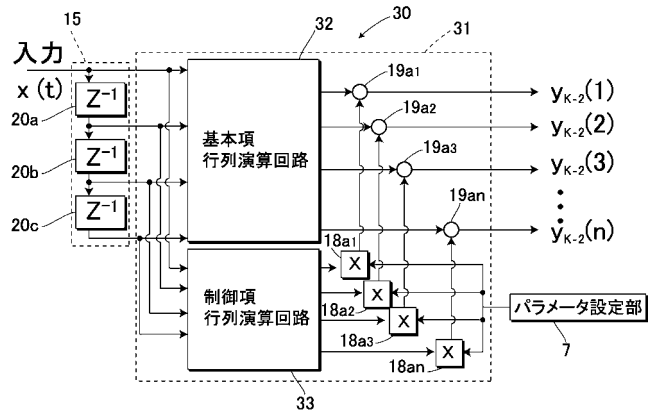
【図 1 1】



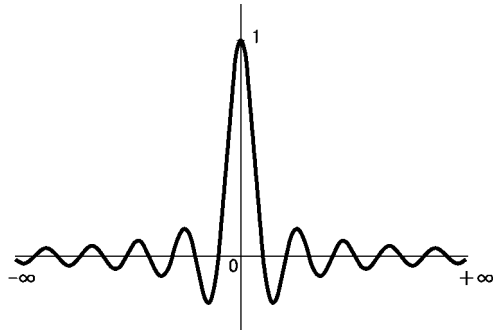
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



【手続補正書】

【提出日】平成20年8月20日(2008.8.20)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】請求項 1 1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【請求項 1 1】

前記基本標本化関数及び前記制御標本化関数は、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された演算値をテーブル化しておき、このテーブル化したテーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 10 のうちいずれか 1 項記載の音響処理装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、音響処理装置及び音響処理方法に関し、例えば所定のサンプリング周波数でサンプリングされた時間方向に並ぶ離散データ間を補間して、入力時のサンプリング周波数よりも高周波で離散データを生成あるいはアナログ信号を生成する際に適用して好適なものである。なお、本明細書においては、高周波の離散間隔で信号生成することとアナロ

グ信号を生成することを同一の処理として「アナログ信号の生成」と称して説明を行うものとする。また、関数の値が局所的な領域で0以外の有限の値を有し、それ以外の領域で0となる場合を「有限台」と称して説明を行うものとする。

【背景技術】

【0002】

従来、デジタルデータのような離散データからアナログ信号を生成する際には、シャノンの標本化定理に基づき導出されたシャノンの標本化関数が広く用いられてきた。ここでシャノンの標本化関数は、図14に示すように、 $t = 0$ の標本位置のみで1になるとともに、他の全ての標本位置で0となり、理論的に $-$ から $+$ までその振動が無限に続く波形を示す。このため、実際に各種のプロセッサ等によってシャノンの標本化関数を用い離散データ間の補間処理を実行する際には、強制的に有限区間で処理が打ち切られており、その結果、打ち切りによる誤差が発生するという問題があった。

【0003】

また、このようなシャノンの標本化関数を用いた場合には、再生されるアナログ信号が帯域制限されてしまうことから、例えばCD (Compact Disc)やDVD (Digital Versatile Disc)に記録された離散データをアナログ信号に変換して再生すると、22.05 kHz以上の超音波を再生し得ず、当該超音波の差音により生じる自然な音が再現できないという問題があった。

【0004】

そこで、このような問題点を解決するために、打ち切り誤差がなく、更に高次の帯域成分までも再生可能な、有限の範囲で集束する標本化関数が考え出されている(例えば、特許文献1参照)。この標本化関数では、原点から前後2個先の標本位置で0に集束するため、少ない計算量で信号再生を行うことができ、更に高周波まで帯域を有することが確かめられている。

【特許文献1】国際公開第99/38090号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、このような標本化関数を用いたオーディオ装置では、難聴者や高齢者等の各種ユーザや、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じて高周波の帯域成分を可変することができず、状況に応じて周波数特性を自由に調整することができない。そして、その一方で、近年、各ユーザの好みや音楽の種類等に応じてユーザ自身が高周波の帯域成分も含め音質を自由に調整し得るテーラードのオーディオ装置の提供が望まれている。

【0006】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、ユーザの好みに応じた良好な音質で離散データを再生することができる音響処理装置及び音響処理方法を提案することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

かかる課題を解決するため本発明の請求項1の音響処理装置は、有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標本化関数と、有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標本化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標本化関数とからなる標本化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理手段を備え、前記関数処理手段は、ユーザによって任意の数値に設定可能な可変パラメータを前記制御標本化関数に乗算する係数乗算手段を有することを特徴とする。

【0008】

また、本発明の請求項2の音響処理装置は、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ

実行した後、前記標本化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0009】

また、本発明の請求項3の音響処理装置は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、前記関数処理手段は、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算手段と、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標本化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算手段と、前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値との線形加算により前記補間値を算出する線形加算手段とを備えることを特徴とする。

【0010】

また、本発明の請求項4の音響処理装置は、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0011】

また、本発明の請求項5の音響処理装置は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出手段を備え、前記関数処理手段は、前記基本標本化関数と前記制御標本化関数とを予め前記線形加算した前記標本化関数が記憶されており、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標本化関数の値を計算する関数演算手段と、前記離散データのそれぞれに対応させた前記標本化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算手段とを備えることを特徴とする。

【0012】

また、本発明の請求項6の音響処理装置は、前記基本標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-1, 1]$  において1回だけ微分可能な区分多項式で他の区間は恒等的に0で表される関数であり、前記制御標本化関数は、前記離散データの標本位置の区間  $[-2, 2]$  において1回だけ微分可能な区分多項式関数で他の区間では恒等的に0となる関数であることを特徴とする。

【0013】

また、本発明の請求項7の音響処理装置は、前記離散データの標本位置を  $t$  としたとき、前記基本標本化関数を  $f(t)$  とし、前記基本標本化関数は次式

【0014】

【数5】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

【0015】

で表され、前記制御標本化関数を  $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$  とし、前記  $C_r(t)$



t) は次式

【0016】

【数6】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

【0017】

で表されることを特徴とする。

【0018】

また、本発明の請求項8の音響処理装置は、前記数値が異なる複数の前記可変パラメータが予め記憶されており、前記複数の可変パラメータの中から前記制御標準化関数に乗算するいずれか1つの前記可変パラメータを選択させるためのセレクタを備えることを特徴とする。

【0019】

また、本発明の請求項9の音響処理装置は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる回路構成を形成するフィールドプログラマブルゲートアレイにプログラミングされることを特徴とする。

【0020】

また、本発明の請求項10の音響処理装置は、前記関数処理手段は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてユーザ所望の制御形態でなる演算構成を形成するプログラマブル信号処理デバイスにプログラミングされることを特徴とする。

【0021】

また、本発明の請求項11の音響処理装置は、前記基本標準化関数及び前記制御標準化関数は、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された演算値をテーブル化しておき、このテーブル化したテーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力することを特徴とする。

【0022】

また、本発明の請求項12の音響処理装置は、前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行することを特徴とする。

【0023】

また、本発明の請求項13の音響処理方法は、ユーザにより任意の数値に可変パラメータが設定されるパラメータ設定ステップと、有限回微分可能であって有限台の値を有した基本標準化関数と、前記可変パラメータが乗算され有限回微分可能であって有限台の値を有し前記基本標準化関数が示す波形と異なる波形を示す制御標準化関数とからなる標準化関数を用いて、時間方向に並ぶ複数の離散データに対する畳み込み演算と、線形加算とによって、前記離散データ間の補間値を算出する関数処理ステップとを備えることを特徴とする。

【0024】

また、本発明の請求項14の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記基本標準

化関数と前記制御標準化関数とを用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算をそれぞれ実行する畳み込み演算ステップと、前記標準化関数を用いた前記畳み込み演算によって得られた演算結果を前記線形加算することにより前記補間値を算出する線形加算ステップとを備えることを特徴とする。

【0025】

また、本発明の請求項15の音響処理方法は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、前記関数処理ステップは、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記基本標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記基本標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での基本補間値を計算する基本項演算ステップと、前記離散データ抽出手段によって抽出された各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記制御標準化関数の値を計算し、前記離散データのそれぞれに対応させた前記制御標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での制御補間値を計算する制御項演算ステップと、前記基本項演算手段により算出した前記基本補間値と、前記制御項演算手段により算出した前記制御補間値とを線形加算して前記補間値を算出する線形加算ステップとを備えることを特徴とする。

【0026】

また、本発明の請求項16の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを予め前記線形加算した前記標準化関数を用いて、前記離散データに対する前記畳み込み演算を行うことにより前記補間値を算出することを特徴とする。

【0027】

また、本発明の請求項17の音響処理方法は、前記補間値が算出される着目点を挟んで存在する所定数の前記離散データを抽出する離散データ抽出ステップを備え、前記関数処理ステップは、前記基本標準化関数と前記制御標準化関数とを予め前記線形加算した前記標準化関数を記憶しておき、各前記離散データ毎に求めた前記着目点までの距離を用いて前記標準化関数の値を計算する関数演算ステップと、前記離散データのそれぞれに対応させた前記標準化関数の値を畳み込み演算することより、前記着目点での補間値を計算する畳み込み演算ステップとを備えることを特徴とする。

【0028】

また、本発明の請求項18の音響処理方法は、前記基本標準化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-1, 1]$ において1回だけ微分可能な区分多項式で他の区間は恒等的に0で表される関数であり、前記制御標準化関数は、前記離散データの標本位置の区間 $[-2, 2]$ において1回だけ微分可能な区分多項式関数で他の区間では恒等的に0となる関数であることを特徴とする。

【0029】

また、本発明の請求項19の音響処理方法は、前記離散データの標本位置を $t$ としたとき、前記基本標準化関数を $f(t)$ とし、前記基本標準化関数は次式

【0030】

【数 7】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

【0031】

で表され、前記制御標本化関数を  $C_0(t) = C_r(t) + C_r(-t)$  とし、前記  $C_r(t)$  は次式

【0032】

【数 8】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

【0033】

で表されることを特徴とする。

【0034】

また、本発明の請求項 20 の音響処理方法は、前記パラメータ設定ステップでは、予め記憶された前記数値が異なる複数の前記可変パラメータの中から、前記制御標本化関数に乗算するいずれか 1 つの前記可変パラメータを選択させることを特徴とする。

【0035】

また、本発明の請求項 21 の音響処理方法は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてフィールドプログラマブルゲートアレイにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる回路構成で実行することを特徴とする。

【0036】

また、本発明の請求項 22 の音響処理方法は、ユーザの指定したプログラムデータに基づいてプログラマブルな信号処理デバイスにプログラミングされたユーザ所望の制御形態でなる演算回路構成で実行することを特徴とする。

【0037】

また、本発明の請求項 23 の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、着目する前記離散データ間の所定の区分数に応じて予め計算された前記基本標本化関数及び前記制御標本化関数の演算値をテーブル化しておき、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算と、前記可変パラメータの乗算と、前記線形加算とを前記離散データの入力毎に演算して、前記補間値を出力することを特徴とする。

【0038】

また、本発明の請求項 24 の音響処理方法は、前記関数処理ステップは、前記離散データ間の前記区分数が複数の場合、それら区分数の最小公倍数の区分数で前記テーブル値を

予め演算しておき、前記離散データの入力開始時に設定される前記区分数に応じて、前記テーブル値を選択して、該テーブル値と前記離散データとの畳み込み演算を実行することを特徴とする。

【発明の効果】

【0039】

本発明の請求項1の音響処理装置及び請求項13の音響処理方法によれば、制御標準化関数に乗算される可変パラメータの数値が反映した補間値を算出できるようにしたことにより、可変パラメータの数値を変更することで、標準化関数で補間処理して得られる補間値が可変パラメータに応じて調整でき、かくして、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じてユーザが可変パラメータを適宜変更することで、当該補間値に基づいて生成した信号の周波数特性が変化してユーザ所望の音質からなる高音質な音楽を再生させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0040】

以下図面に基づいて本発明の実施の形態を詳述する。

【0041】

(1) 本発明の基本概念

図1は、本発明の補間処理に用いられる基本標準化関数  $f(t)$  及び制御標準化関数  $c_0(t)$  が示す波形である。ここで、離散データの標本位置を  $t$  とし、当該離散データの標本位置  $[-2, 2]$  間での基本標準化関数  $f(t)$  及び制御標準化関数  $c_0(t)$  からなる標準化関数  $s_2(t)$  は、次式、

【0042】

【数9】

$$s_2(t) = f(t) + \alpha \cdot c_0(t)$$

$$\text{where } c_0(t) = c_r(t) + c_r(-t)$$

【0043】

によって表され、一般的な制御標準化関数を  $c_k(t)$  とし、 $c_k(t) = c_r(t - k) + c_r(-t - k)$  と置いたときは、当該離散データの標本位置  $[-N, N]$  間で標準化関数  $s_N(t)$  は次式

【0044】

【数10】

$$s_N(t) = f(t) + \sum_{k=0}^{N-2} \alpha_k \cdot c_k(t)$$

【0045】

によって表される。なお、 $\alpha_k$  は後述する可変パラメータを示し、ユーザによって設定可能な任意の数値を示すもので、 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 \dots$  のように  $k$  によって可変しないものでも良い。

【0046】

ここで基本標準化関数  $f(t)$  は、微分可能性に着目した有限台の関数であり、例えば全域において1回だけ微分可能であって、横軸に沿った標本位置  $t$  が  $-1$  から  $+1$  (すなわち、区間  $[-1, 1]$ ) にあるときに0以外の有限な値を有し、他の区間は恒等的に0で表される関数である。具体的には基本標準化関数  $f(t)$  は、代表的関数形式が2次式であり、全範囲で1回だけ微分可能な凸形状の波形を示し、 $t = 0$  の標本位置でのみ1になり、 $t = \pm 1$  に向けて0に収束して  $t = \pm 2$  の標本位置までそのまま0になるという特徴を有する。

【 0 0 4 7 】

また、この基本標本化関数  $f(t)$  は、有限台のインパルス応答波形の関数でよく、標本位置区間の任意の位置で少なくとも 1 回微分可能で連続な  $n$  次の区分多項式関数で良い。

【 0 0 4 8 】

具体的には、このような基本標本化関数  $f(t)$  は、次式、

【 0 0 4 9 】

【 数 1 1 】

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, -1) \\ 2(t+1)^2 & t \in [-1, -\frac{1}{2}) \\ -2t^2 + 1 & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), \\ 2(-t+1)^2 & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ 0 & t \in [1, \infty) \end{cases}$$

【 0 0 5 0 】

によって表される。そして、この基本標本化関数  $f(t)$  を用いて各離散データに基づく重ね合わせを行うことにより、離散データ間の値を 1 回だけ微分可能な関数を用いて仮補間することができる。

【 0 0 5 1 】

一方、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、微分可能性に着目した有限台の関数であり、例えば全域において 1 回だけ微分可能であって、横軸に沿った標本位置  $t$  が  $-2$  から  $+2$  (すなわち、区間  $[-2, 2]$ ) にあるときに 0 以外の有限な値を有し、他の区間では恒等的に 0 で表される関数である。また、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、全範囲で 1 回だけ微分可能な波形を示し、 $t = 0, \pm 1, \pm 2$  の各標本位置で 0 になるという特徴を有する。また、この制御標本化関数  $c_0(t)$  は、有限台のインパルス応答波形の関数でよく、標本位置区間の任意の位置で少なくとも 1 回微分可能で連続な  $n$  次の区分多項式関数で良い。

【 0 0 5 2 】

ここで、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、上述したように制御標本化関数  $c_0(t) = c_r(t) + c_r(-t)$  で表され、この  $c_r(t)$  は具体的に次式、

【 0 0 5 3 】

【 数 1 2 】

$$c_r(t) = \begin{cases} 0 & t \in (-\infty, 0) \\ -t^2 & t \in [0, \frac{1}{2}) \\ 3(-t+1)^2 - 2(-t+1) & t \in [\frac{1}{2}, 1) \\ -3(t-1)^2 + 2(t-1) & t \in [1, \frac{3}{2}) \\ (-t+2)^2 & t \in [\frac{3}{2}, 2) \\ 0 & t \in [2, \infty) \end{cases}$$

【 0 0 5 4 】

によって表される。そして、この制御標本化関数  $c_0(t)$  を用いて各離散データに基づく重ね合わせを行うことにより、離散データ間の値を 1 回だけ微分可能な関数を用いて仮補間することができる。

【 0 0 5 5 】

標本化関数  $s_N(t)$  は、このようにして基本標本化関数  $f(t)$  に基づいて算出した仮の補間値（以下、これを基本補間値と呼ぶ）と、制御標本化関数  $c_0(t)$  に基づいて算出した仮の補間値（以下、これを制御補間値と呼ぶ）とを線形加算することにより、離散データ間の値を 1 回だけ微分可能な関数を用いて補間することができる。

【0056】

因みに、この基本標本化関数  $f(t)$  と制御標本化関数  $c_0(t)$  との線形結合では、下記の 6 つの条件が成立する関数であることを特徴としている。第 1 としては、 $S_2(0) = 1$ 、 $S_2(\pm 1) = S_2(\pm 2) = 0$  となること。第 2 としては、偶関数、すなわち  $y$  軸に関して対称となること。第 3 としては、標本位置区間  $[-1, -2]$ 、 $[2, 3]$  で恒等的に 0 であること。第 4 としては、各区間  $[n/2, (n+1)/2]$  ( $-4 \leq n \leq 3$ ) においては高々二次の多項式であること。第 5 としては、全区間では C1 級、すなわち連続的の一回微分可能であること。第 6 としては、標本位置区間  $[-1/2, 1/2]$  において、次式

【0057】

【数 13】

$$\sum_{k=-2}^2 s_2(t-k) \equiv 1$$

【0058】

となること。なお、 $N = 2$  のときの標本化関数  $s_2(t)$  については、説明の便宜上、単に標本化関数  $s_N(t)$  として以下説明する。

【0059】

また、これに加えて、このとき制御標本化関数  $c_0(t)$  には、ユーザによって任意の数値が設定された可変パラメータ  $\alpha$  が乗算され得るようになされている。これにより制御標本化関数  $c_0(t)$  は、 $t = 0, \pm 1, \pm 2$  の標本位置で 0 としたまま、標本位置  $-2$  から  $+2$  までの間で当該可変パラメータ  $\alpha$  の数値に応じてその波形の振幅が変形され得る。その結果、制御標本化関数  $c_0(t)$  は、基本標本化関数  $f(t)$  との畳み込み演算による算出結果を変更させ得る。このように、可変パラメータ  $\alpha$  は、数値が変更されることで、標本化関数  $s_N(t)$  によって算出して得たアナログ信号の周波数特性を変化させ、高域成分の信号レベルを調整し得るようになされている。

【0060】

従って、本発明では、基本標本化関数  $f(t)$  の算出結果と、制御標本化関数  $c_0(t)$  の算出結果とを畳み込み演算して補間値を求める際に、当該制御標本化関数  $c_0(t)$  に乗算される可変パラメータ  $\alpha$  によって補間値を調整できるため、これら離散データ間を補間値で補間したアナログ信号の周波数特性を、可変パラメータ  $\alpha$  によって自由に調整することが可能になる。

【0061】

## (2) オーディオ装置の全体構成

次に、上述した標本化関数  $s_N(t)$  を用いて補間処理を実行するオーディオ装置について以下説明する。図 2 において、1 はオーディオ装置を示し、音響処理部 2 がフィールドプログラマブルゲートアレイ（以下、これを FPG A と呼ぶ）3 にプログラミングされて設けられている。因みに、この FPG A 3 は複数個の回路ブロックと配線ブロックとがチップ上に規則的に並べられ、当該回路ブロック及び配線ブロックの内部には回路の電気的な接続または非接続をプログラムできるデバイスが多数配置され、ユーザがこれらのデバイスをプログラム（定義）することによりブロック内部とブロック間接続をフィールド（利用現場）にて設計できるようになされている。

【0062】

因みに、このオーディオ装置 1 は、外部インターフェイス 4 を介してパーソナルコンピュータ 5 からシャノンの標本化関数や、本発明による上述した数 9 の標本化関数、これらとは全く異なる標本化関数等、他の種々の標本化関数が FPG A 3 にプログラミングされ

ることにより、当該 F P G A 3 の回路ブロック及び配線ブロック間の接続状態を変更して各種標本化関数による補間処理を実行し得るハードウェアに回路構成を変更するようになされている。かくして、このオーディオ装置 1 では、F P G A 3 を単にプログラミングするだけでユーザ所望の回路構成に変更できるので、最適な標本化関数を模索する際に、各種標本化関数に応じてその都度、回路基板を実際に作製する必要がなく、その分だけコスト低減を図ることができる。

【 0 0 6 3 】

なお、上述した実施の形態において、図 2 においては F P G A 3 を適用して、F P G A 3 での実現方法を示しているが、本発明はこれに限らず、D S P ( デジタルシグナルプロセッサ ) の様なプログラマブルな信号処理デバイスで実現することも可能であり、例えば C P U ( Central Processing Unit ) 及びメモリ等から構成された制御部を適用するようにしてもよい。

【 0 0 6 4 】

ここで、本発明のオーディオ装置 1 では、外部インターフェイス 4 を介してパーソナルコンピュータ 5 から上述した数 9 の標本化関数  $s_N(t)$  の条件を満たす、数 1 1 の基本標本化関数  $f(t)$  と、 $c_r(t)$  が数 1 2 で表される制御標本化関数  $c_0(t)$  とが F P G A 3 にプログラミングされ得る。

【 0 0 6 5 】

これにより、オーディオ装置 1 は、F P G A 3 が所定のプログラムに従って全体を統括制御することにより、入力部 6 によって例えば C D や D V D 等の種々の記録媒体を再生し、その結果得られる時間方向に並ぶ複数の離散データを音響処理部 2 へ順次送出する。因みに、離散データとは、例えば滑らかに変化する連続的な信号を一定の時間間隔で標本化し、その結果得られたサンプリングデータを量子化することにより得られた離散的なデータである。

【 0 0 6 6 】

ここで、F P G A 3 には、ユーザが自由に可変パラメータ の数値を設定できるパラメータ設定部 7 が接続されており、ユーザがパラメータ設定部 7 により可変パラメータ を任意の数値に設定すると、設定された数値を示す情報がパラメータ設定部 7 から音響処理部 2 に送出され得る。音響処理装置としての音響処理部 2 は、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて離散データ間を補間して擬似的にサンプリング周波数を上げるいわゆるオーバーサンプリング処理を実行する際に、可変パラメータ の数値が反映された補間値を算出し、これを出力部 8 へ送出する。

【 0 0 6 7 】

出力部 8 は、音響処理部 2 から所定の周期で補間値が入力されると、これに対応するアナログ信号に変換し、当該アナログ信号に基づく音楽を放音し得る。このようにオーディオ装置 1 は、可変パラメータ の数値が変更されることにより、当該可変パラメータ の数値が反映されたユーザ所望の高音質なアナログ信号を生成し得るようになされている。

【 0 0 6 8 】

また、F P G A 3 には、複数のセレクトボタン 9a, 9b, 9c を備えたセレクト 10 が接続されている。このセレクト 10 には、異なる数値の可変パラメータ が各セレクトボタン 9a, 9b, 9c 毎に予め対応付けられており、セレクトボタン 9a, 9b, 9c のいずれかが 1 つが選択されることにより対応した可変パラメータ の数値が制御標本化関数  $c_0(t)$  に乗算され、標本化関数  $s_N(t)$  による補間処理が実行され得るようになされている。

【 0 0 6 9 】

具体的には、この実施の形態の場合、例えばセレクトボタン 9a が選択されると、可変パラメータ を - 1 . 5 とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され、他のセレクトボタン 9b が選択されると、可変パラメータ を - 0 . 2 5 とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され、さらに他のセレクトボタン 9c が選択されると、可変パラメータ を 1 . 5 とした標本化関数  $s_N(t)$  によって補間処理が実行され得るようになされている。

## 【 0 0 7 0 】

これにより、このオーディオ装置 1 では、ユーザがパラメータ設定部 7 で可変パラメータの数値を任意の数値に設定できるとともに、他方でセレクトボタン 9a, 9b, 9c のいずれか 1 つを単に選択するだけで、パラメータ設定部 7 による可変パラメータの細かな設定をその都度行うことなく、所望の可変パラメータを用いた補間処理を容易に実行し得るようになされている。

## 【 0 0 7 1 】

( 3 ) 音響処理部の回路構成

( 3 - 1 ) 音響処理部における補間処理の概略説明

實際上、FPGA 3 には、図 3 に示すような回路構成を有する音響処理部 2 がプログラミングされて設けられ得る。この音響処理部 2 は、所定数（この場合 4 つ）の離散データを順次抽出して保持する離散データ抽出部 15 と、離散データ抽出部 15 で抽出保持された所定数の離散データを一度に受け取り、これら離散データを用いて補間処理を実行する関数処理部 14 とから構成されており、入力部 6 から順次入力される離散データ間を所定の時間間隔でデータ補間し得るようになされている。

## 【 0 0 7 2 】

関数処理部 14 は、離散データを基に標本化関数  $s_N(t)$  のうち基本標本化関数  $f(t)$  の項を演算処理する基本項演算部 16 と、当該離散データを基に標本化関数  $s_N(t)$  のうち制御標本化関数  $c_0(t)$  の項を演算処理する制御項演算部 17 と、制御項演算部 17 の算出結果に可変パラメータを乗算する係数乗算部 18 と、基本項演算部 16 の算出結果と係数乗算部 18 の算出結果とを線形加算する線形加算部 19 とから構成されている。

## 【 0 0 7 3 】

この実施の形態の場合、離散データ抽出部 15 は、順次入力される離散データの中から直前の 4 つの離散データを抽出し、次に新たな離散データが入力されるまでこの 4 つの離散データを保持して、これら 4 つの離散データを基本項演算部 16 及び制御項演算部 17 へそれぞれ送出する。

## 【 0 0 7 4 】

基本項演算部 16 は、所定の記憶手段（図示せず）に基本標本化関数  $f(t)$  を記憶しており、離散データ間の補間位置が指定されると、この補間位置と離散データとの間の距離に基づいて基本標本化関数  $f(t)$  の値を計算する。この基本項演算部 16 は、離散データ抽出部 15 から送出される 4 つの離散データ毎にそれぞれ基本標本化関数  $f(t)$  の値が計算され得る。また、基本項演算部 16 は、離散データ毎に得られた 4 つの基本標本化関数  $f(t)$  の値毎にそれぞれ対応する離散データの値を乗算した後、これら 4 つの離散データに対応する畳み込み演算を行い、この畳み込み演算の算出結果を線形加算部 19 へ送出する。

## 【 0 0 7 5 】

これと同時に制御項演算部 17 は、所定の記憶手段（図示せず）に制御標本化関数  $c_0(t)$  を記憶しており、補間位置が指定されると、この補間位置と離散データとの間の距離に基づいて制御標本化関数  $c_0(t)$  の値を計算する。この制御項演算部 17 は、離散データ抽出部 15 から送出される 4 つの離散データ毎にそれぞれ制御標本化関数  $c_0(t)$  の値が計算され得る。また、制御項演算部 17 は、離散データ毎に得られた 4 つの制御標本化関数  $c_0(t)$  の値毎にそれぞれ対応する離散データの値を乗算した後、これらを加算することにより 4 つの離散データに対応する畳み込み演算を行い、この畳み込み演算の算出結果を係数乗算部 18 へ送出する。

## 【 0 0 7 6 】

係数乗算部 18 は、制御項演算部 17 から受け取った制御標本関数  $c_0(t)$  の畳み込み演算の算出結果に可変パラメータを乗算し、その結果得られた可変パラメータ乗算結果を線形加算部 19 へ送出する。線形加算部 19 は、基本項演算部 16 から受け取った基本標本化関数  $f(t)$  の畳み込み演算の算出結果と、係数乗算部 18 から受け取った可変パラメータ乗算結果とを線形加算することにより、4 つの離散データに対応する線形加算結果を得る。



この線形加算によって得られる値は、所定の2つの離散データ間の補間位置における補間値となる。因みに、この補間位置は、予め設定された所定の時間間隔、具体的には離散データの入力間隔に対応する周期 $T$ の $1/N$ の周期(= $T/N$ )毎にその値が更新される。

【0077】

(3-2) 4つの離散データに基づいて補間値を求める具体例

次に、時間的に連続して並ぶ4つの離散データに基づいて所定の2つの離散データ間の補間値を算出する補間処理について、連続する4つの離散データと、補間位置である着目点との位置関係を示す図4を用い、以下説明する。この図4では、標本位置 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ のそれぞれに対応して順次入力される離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ の各値を $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$ とし、標本位置 $t_2$ 及び $t_3$ 間の所定位置(すなわち補間位置( $t_2$ から距離 $b$ )) $t_0$ に対応した補間値 $y$ を求める場合を考える。

【0078】

本実施の形態で用いる標本化関数 $s_N(t)$ は、 $t = \pm 2$ の標本位置で0に収束するため、 $t = \pm 2$ までの離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ を考慮に入れればよい。従って、図4に示す補間値 $y$ を求める場合には、 $t = t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ に対応した4つの離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ のみを考慮すればよいことになり、演算量を大幅に削減することができる。しかも、 $t = \pm 3$ 以上の各離散データ(図示せず)については、本来考慮すべきであるが演算量や精度等を考慮して無視しているというわけではなく、理論的に考慮する必要がないため、打ち切り誤差は発生しない。

【0079】

図5に示すように、離散データ抽出部15は、3つのシフト回路20a、20b、20cを備えており、連続する離散データが入力されると、各シフト回路20a、20b、20c毎に当該離散データを例えば $CD$ のサンプリング周期( $44.1\text{kHz}$ )でシフトし、各シフト回路20a、20b、20cで直前の離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ をそれぞれ1つ抽出保持し得る。すなわち、離散データ抽出部15は、連続する4つの離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ が入力されると、最新の離散データ $d_4$ をそのまま基本項演算部16の基本項計算回路21a及び制御項演算部17の制御項計算回路22aへそれぞれ送出する。

【0080】

また、離散データ抽出部15は、連続する4つの離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ からなる離散データ列をシフト回路20aに送出し、当該シフト回路20bによって離散データ列をシフトして最新の離散データ $d_4$ から1つ前の離散データ $d_3$ を抽出し、これを基本項演算部16の基本項計算回路21b及び制御項演算部17の制御項計算回路22bへそれぞれ送出する。

【0081】

さらに、離散データ抽出部15は、残りのシフト回路20b、20cにも離散データ列を順次送出してゆき、シフト回路20bで離散データ列をさらにシフトさせて最新の離散データ $d_4$ から2つ前の離散データ $d_2$ を基本項計算回路21c及び制御項計算回路22cへそれぞれ送出するとともに、シフト回路20cで離散データ列をさらにシフトさせて最新の離散データ $d_4$ から3つ前の離散データ $d_1$ を基本項計算回路21d及び制御項計算回路22dへそれぞれ送出する。

【0082】

ここで図6及び図7は、本実施の形態の基本項演算部16及び制御項演算部17における所定の補間位置 $t_0$ に対する補間処理の概略を示す図である。補間処理の内容としては、上述したように先ず始めに、基本項演算部16における基本補間値を算出する演算処理(以下、これを単に基本補間値算出処理と呼ぶ)と、制御項演算部17及び係数乗算部18における制御補間値を算出する演算処理(以下、これを単に制御補間値算出処理と呼ぶ)とが実行される。以下、これら図6及び図7を用い、基本補間値算出処理と制御補間値算出処理について説明する。

【0083】

## (3-2-1) 基本補間値算出処理

基本補間値算出処理の内容としては、図6(A)～(D)に示すように、各標本位置 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 毎に、基本標本化関数 $f(t)$ の $t=0$ (中心位置)におけるピーク高さを一致させ、このときの補間位置 $t_0$ におけるそれぞれの基本標本化関数 $f(t)$ の値を求めることになる。

## 【0084】

図6(A)に示す標本位置 $t_1$ における離散データ $d_1$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_1$ との距離は $1+b$ となる。従って、標本位置 $t_1$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(1+b)$ となる。実際には、離散データ $d_1$ の値 $Y(t_1)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(1+b)$ を $Y(t_1)$ 倍した値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ が求めたい値となる。 $f(1+b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21aで行われ、 $f(1+b)$ に $Y(t_1)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23aで行われる(図5)。

## 【0085】

同様に、図6(B)に示す標本位置 $t_2$ における離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_2$ との距離は $b$ となる。従って、標本位置 $t_2$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(b)$ となる。実際には、離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(b)$ を $Y(t_2)$ 倍した値 $f(b) \cdot Y(t_2)$ が求めたい値となる。 $f(b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21bで行われ、 $f(b)$ に $Y(t_2)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23bで行われる(図5)。

## 【0086】

図6(C)に示す標本位置 $t_3$ における離散データ $d_3$ の値 $Y(t_3)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_3$ との距離は $1-b$ となる。従って、標本位置 $t_3$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(1-b)$ となる。実際には、離散データの値 $Y(t_3)$ に一致するように基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(1-b)$ を $Y(t_3)$ 倍した値 $f(1-b) \cdot Y(t_3)$ が求めたい値となる。 $f(1-b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21cで行われ、 $f(1-b)$ に $Y(t_3)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23cで行われる(図5)。

## 【0087】

図6(D)に示す標本位置 $t_4$ における離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_4$ との距離は $2-b$ となる。従って、標本位置 $t_4$ に基本標本化関数 $f(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における基本標本化関数の値は $f(2-b)$ となる。実際には、離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に一致するように基本標本化関数 $f(2-b)$ の中心位置のピーク高さを合わせるため、上述した $f(2-b)$ を $Y(t_4)$ 倍した値 $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ が求めたい値となる。 $f(2-b)$ の計算は基本項演算部16の基本項計算回路21dで行われ、 $f(2-b)$ に $Y(t_4)$ を乗算する計算は基本項演算部16の基本項乗算回路23dで行われる。(図5)

そして、基本項演算部16は、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた4つの値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ 、 $f(b) \cdot Y(t_2)$ 、 $f(1-b) \cdot Y(t_3)$ 、 $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ を、基本項畳み込み回路24において畳み込み演算し、着目点に対応する基本補間値 $y_a$ が計算される。因みに、この実施の形態の場合、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた値 $f(1+b) \cdot Y(t_1)$ 及び $f(2-b) \cdot Y(t_4)$ は、図6(A)及び(D)に示すように0となるため、基本補間値 $y_a$ は、 $\{f(b) \cdot Y(t_2)\} + \{f(1-b) \cdot Y(t_3)\}$ となる。

## 【0088】

## (3-2-2) 制御補間値算出処理

一方、制御補間値算出処理の内容としては、図7(A)～(D)に示すように、各標本位置 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 毎に、制御標本化関数 $c_0(t)$ の $t=0$ (中心位置)を一致させて、各制御標本化関数 $c_0(t)$ に対応した離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ の値 $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$ を乗算し、このときの補間位置 $t_0$ におけるそれぞれの制御標本化関数 $c_0(t)$ の値を求めることになる。

【0089】

図7(A)に示す標本位置 $t_1$ における離散データ $d_1$ の値 $Y(t_1)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_1$ との距離は $1+b$ となる。従って、標本位置 $t_1$ に制御標本化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標本化関数の値は $c_0(1+b)$ となる。実際には、離散データ $d_1$ の値 $Y(t_1)$ に対応させて制御標本化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(1+b)$ を $Y(t_1)$ 倍した値 $c_0(1+b) \cdot Y(t_1)$ が求めたい値となる。 $c_0(1+b)$ の計算は制御項演算部17の制御項計算回路22aで行われ、 $c_0(1+b)$ に $Y(t_1)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25aで行われる(図5)。

【0090】

同様に、図7(B)に示す標本位置 $t_2$ における離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_2$ との距離は $b$ となる。従って、標本位置 $t_2$ に制御標本化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標本化関数の値は $c_0(b)$ となる。実際には、離散データ $d_2$ の値 $Y(t_2)$ に対応させて制御標本化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(b)$ を $Y(t_2)$ 倍した値 $c_0(b) \cdot Y(t_2)$ が求めたい値となる。 $c_0(b)$ の計算は制御項演算部17の制御項計算回路22bで行われ、 $c_0(b)$ に $Y(t_2)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25bで行われる(図5)。

【0091】

図7(C)に示す標本位置 $t_3$ における離散データ $d_3$ の値 $Y(t_3)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_3$ との距離は $1-b$ となる。従って、標本位置 $t_3$ に制御標本化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標本化関数の値は $c_0(1-b)$ となる。実際には、離散データ $d_3$ の値 $Y(t_3)$ に対応させて制御標本化関数 $c_0(t)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(1-b)$ を $Y(t_3)$ 倍した値 $c_0(1-b) \cdot Y(t_3)$ が求めたい値となる。 $c_0(1-b)$ の計算は制御項演算部17の制御項計算回路22cで行われ、 $c_0(1-b)$ に $Y(t_3)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25cで行われる(図5)。

【0092】

図7(D)に示す標本位置 $t_4$ における離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に着目すると、補間位置 $t_0$ と標本位置 $t_4$ との距離は $2-b$ となる。したがって、標本位置 $t_4$ に制御標本化関数 $c_0(t)$ の中心位置を合わせたときの補間位置 $t_0$ における制御標本化関数の値は $c_0(2-b)$ となる。実際には、離散データ $d_4$ の値 $Y(t_4)$ に対応させて制御標本化関数 $c_0(2-b)$ の波形高さを合わせるため、上述した $c_0(2-b)$ を $Y(t_4)$ 倍した値 $c_0(2-b) \cdot Y(t_4)$ が求めたい値となる。 $c_0(2-b)$ の計算は制御項演算部17の制御項計算回路22dで行われ、 $c_0(2-b)$ に $Y(t_4)$ を乗算する計算は制御項演算部17の制御項乗算回路25dで行われる(図5)。

【0093】

そして、補間位置 $t_0$ の着目点に対応して得られた4つの値 $c_0(1+b) \cdot Y(t_1)$ 、 $c_0(b) \cdot Y(t_2)$ 、 $c_0(1-b) \cdot Y(t_3)$ 、 $c_0(2-b) \cdot Y(t_4)$ は、制御項演算部17の制御項畳み込み回路26によって畳み込み演算された後、係数乗算部18において可変パラメータが乗算され、これにより着目点に対応する制御補間値 $y_b$ が計算される。

【0094】

(3-2-3)補間値演算処理

線形加算部19は、基本項演算部16により算出された着目点に対応する基本補間値 $y_a$ と、

制御項演算部17及び係数乗算部18により算出された着目点に対応する制御補間値 $y_b$ とを線形加算することにより、補間位置 $t_0$ における補間値 $y$ を出力し得るようになされている。

【0095】

(3-3) 可変パラメータの数値を変更したときの補間処理結果

かかる構成に加えて、音響処理部2は、パラメータ設定部7によって係数乗算部18の可変パラメータの数値が変更されることにより標本化関数 $s_N(t)$ の値が変更され、その結果、補間値 $y$ が変動してアナログ信号の周波数特性を変化させ得るようになされている。ここでは、可変パラメータを変更した際に、標本化関数 $s_N(t)$ がどのように変化するかについて、図1に示した基本標本化関数 $f(t)$ が示す波形と、制御標本化関数 $c_0(t)$ が示す波形とを合成した波形に着目して以下説明する。

【0096】

基本標本化関数 $f(t)$ が示す波形と、制御標本化関数 $c_0(t)$ が示す波形とを合成した標本化関数 $s_N(t)$ の波形は、図8に示すように、可変パラメータの数値によって大きく異なるものとなる。この実施の形態の場合、可変パラメータを $-1.5$ 、 $-0.25$ 、 $1.5$ に順次変化させてゆくと、 $-2 \leq t \leq -1$ の領域と、 $1 \leq t \leq 2$ の領域とでは、標本化関数 $s_N(t)$ の波長の振幅が次第に高くなり波形の極性が反転することを確認した。一方、 $-1 \leq t \leq 0$ の領域と、 $0 \leq t \leq 1$ の領域とでは、標本化関数 $s_N(t)$ の波長の振幅が次第に低くなり波形の極性が反転することを確認した。

【0097】

次に、テスト曲としてCDに記録されたヴァイオリン曲「Zigeunerweisen(ツイゴイナーヴァイゼン)」を、オーディオ装置1において約2.3秒間再生した。このとき、音響処理部2では、可変パラメータを $-0.25$ 、 $-1.5$ 及び $1.5$ にそれぞれ設定し、約2.3秒の間に入力された離散データを補間処理した。そして、このときの各標本化関数 $s_N(t)$ で補間処理したアナログ信号の周波数特性について比較したところ、図9に示すような結果が得られた。

【0098】

図9に示したように、これら可変パラメータの数値を変えた各標本化関数 $s_N(t)$ による補間処理では、可変パラメータの数値を変化させても、いずれも20kHz以上の高音域で信号レベルが上昇し、従来のシャノンの標本化関数を用いた場合に比べて高域成分を再生できることが確認できた。また、可変パラメータを $1.5$ に設定したときには、約26kHz未満で信号レベルが低下したものの、約26kHz以上の高音域で、44.1kHz付近を除き信号レベルが上昇し、可変パラメータを $-0.25$ 及び $-1.5$ に設定した場合に比べて高域成分が再生できることが確認できた。

【0099】

一方、可変パラメータを $-1.5$ に設定したときには、約26kHz付近で信号レベルが急激に低下したものの、約26kHz未満で信号レベルが全体的に上昇するとともに、44.1kHz付近を除き約26kHzよりも高い領域でも信号レベルが上昇し、可変パラメータを $-0.25$ 及び $-1.5$ に設定した場合に比べて異なる信号レベルで高域成分を再生できることが確認できた。

【0100】

さらに、可変パラメータを $-0.25$ に設定したときには、44.1kHz付近を除いて全体的に信号レベルが上昇し、可変パラメータを $1.5$ 及び $-1.5$ に設定した場合に比べて異なる信号レベルで高域成分を再生できることが確認できた。

【0101】

次に、テスト曲として再生周波数を10kHz及び20kHzに固定した音を、オーディオ装置1で再生した。このとき、音響処理部2は、可変パラメータの数値を $-5 \sim 5$ まで順次切り換えてゆき、入力部6から順次入力された離散データを補間処理した。そして、このときの可変パラメータが異なる各標本化関数 $s_N(t)$ で補間処理して得たアナログ信号の信号レベルについて比較したところ、図10に示すような結果が得られた。

## 【0102】

図10に示したように、10kHzの再生周波数では、可変パラメータを大きくしてゆくと、信号レベルが次第に下降してゆき、可変パラメータが2及び3間のときに信号レベルが急速に下降し、その後、再び信号レベルが急激に上昇することが確認できた。一方、20kHzの再生周波数では、可変パラメータを大きくしてゆくと、信号レベルが次第に下降してゆき、可変パラメータが4付近のときに信号レベルが急速に下降し、その後、再び信号レベルが急激に上昇することが確認できた。このように、音響処理部2では、可変パラメータを変動させることにより、同じ再生周波数でも異なる信号レベルで再生できることが確認できた。

## 【0103】

## (4)動作及び効果

以上の構成において、音響処理部2では、基本項演算部16に基本標本化関数 $f(t)$ を記憶しておき、離散データ抽出部15によって抽出された各離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ 毎に補間位置 $t_0$ までの距離を $t$ として基本標本化関数 $f(t)$ の値を計算し、離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ のそれぞれに対応させた基本標本化関数 $f(t)$ の値を畳み込み演算することにより、補間位置 $t_0$ での基本補間値 $y_a$ を計算するようにした。

## 【0104】

また、これとは別に音響処理部2では、制御項演算部17に制御標本化関数 $c_0(t)$ を記憶しておき、離散データ抽出部15によって抽出された各離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ 毎に補間位置 $t_0$ での距離を $t$ として制御標本化関数 $c_0(t)$ の値を計算し、離散データ $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ のそれぞれに対応させた制御標本化関数 $c_0(t)$ の値を畳み込み演算した後、ユーザによって任意の数値に設定された可変パラメータを、制御標本化関数 $c_0(t)$ の畳み込み演算結果に乗算することにより、補間位置 $t_0$ での制御補間値 $y_b$ を計算するようにした。

## 【0105】

そして、この音響処理部2では、このようにして算出した基本補間値 $y_a$ と制御補間値 $y_b$ とを線形加算することにより離散データ間の補間値 $y$ を計算するようにしたことにより、制御標本化関数 $c_0(t)$ の値に乗算される可変パラメータの数値が反映した補間値 $y$ を算出できる。

## 【0106】

従って、音響処理部2では、可変パラメータの数値が変更されることにより、標本化関数 $s_N(t)$ で補間処理して得られる補間値 $y$ が可変パラメータに応じて調整でき、かくして、音楽再生環境、音源、曲調等の各種条件に応じてユーザが可変パラメータを適宜変更することで、アナログ信号の周波数特性が調整されたユーザ所望の音質からなる高音質な音楽を再生させることができる。

## 【0107】

また、音響処理部2では、標本化関数 $s_N(t)$ として全域で1回だけ微分可能な有限台の基本標本化関数 $f(t)$ 及び制御標本化関数 $c_0(t)$ を用い、当該制御標本化関数 $c_0(t)$ に可変パラメータを乗算しているため、従来のシャノンの標本化関数を用いた場合に比べて離散データ間の補間処理に必要な演算量を大幅に減らすことができ、またシャノンの標本化関数を用いた場合に生じる打ち切り誤差が発生せず、折り返し歪みの発生を防止することができる。

## 【0108】

この実施の形態の場合では、特に補間位置 $t_0$ を挟んで前後2つずつの標本位置と同じかそれよりも狭い範囲において標本化関数 $s_N(t)$ の波形の値を0に収束させることが可能になるため、この標本化関数 $s_N(t)$ を用いてデータ補間等を行う際に、着目位置の前後2つずつ合計4つの離散データを用いるだけでよくなり、シャノンの標本化関数を用いた場合に比べて処理負担の格段的な軽減が可能になる。

## 【0109】

また、この実施の形態の場合、標本化関数 $s_N(t)$ を、基本標本化関数 $f(t)$ と制

御標本化関数  $c_0(t)$  とに分離して別々に記憶し、それぞれ個別に離散データに対して畳み込み演算を行い、制御標本化関数  $c_0(t)$  と離散データとの畳み込み演算結果に対して可変パラメータを乗算して、これに基本標本化関数  $s_N(t)$  と離散データとの畳み込み演算結果を加算して出力信号を得るようにしているため、制御標本化関数  $c_0(t)$  は一つ持てば良く、数式を極力単純化させることができ、制御標本化関数  $c_0(t)$  の可変制御を容易に行うことができる。

【0110】

(5) 他の実施の形態

なお、上述した実施の形態においては、基本項演算部16及び制御項演算部17によって、離散データ間にある複数の補間値を1つずつ順次算出してゆくようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、離散データ間にある複数の補間値を一括に算出するようにしてもよい。

【0111】

この場合、図5との同一部分に同一符号を付して示す図11のように、音響処理部30は、離散データ抽出部15と変換関数行列演算部31とから構成され、当該変換関数行列演算部31において、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  の値  $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$  と、変換行列  $A$  (後述する) とを乗算することにより、離散データ間の複数の補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を順次又は一括して算出し得るようになされている。

【0112】

因みに、この実施の形態では、図4との対応部分に同一符号を付して示す図12のように、連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  のうち過去2番目の離散データ  $d_2$  と過去3番目の離散データ  $d_3$  との間を  $1 \sim n$  まで区分けして所定の区分数(この場合、 $n+1$ )で区切り、各位置での補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を算出する場合について以下説明する。

【0113】

ここで、変換行列  $A$  は次式、

【0114】

【数14】

$$A = \begin{bmatrix} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{bmatrix}$$

【0115】

により表される。この変換行列  $A$  は、4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  を用いて標本化関数  $s_N(t)$  を算出し、離散データ  $d_2$  及び  $d_3$  間の  $n$  個の補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を算出することから、標本化関数  $s_N(t)$  を要素として  $n$  行4列からなる。そして、変換行列  $A$  は、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  の値  $Y(t_1)$ 、 $Y(t_2)$ 、 $Y(t_3)$ 、 $Y(t_4)$  を要素とした1列の行列  $X$  が乗算されることにより補正值  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  を求めることができる。すなわち、補正值  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$  は、次式、

【0116】

【数 1 5】

$$\begin{bmatrix} y_{k-2}(1) \\ y_{k-2}(2) \\ y_{k-2}(3) \\ \vdots \\ y_{k-2}(n) \end{bmatrix} = A X = \begin{bmatrix} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{bmatrix}$$

【0 1 1 7】

により求めることができる。

【0 1 1 8】

ここで、変換行列 A は、次式の基本項行列 B と、可変パラメータ を乗算した次式の制御項行列 C との和であり、 $A = B + C$  で表される。

【0 1 1 9】

【数 1 6】

$$B = \begin{bmatrix} f_1(n+1)f_2(1)f_3(n-1)f_4(2n-1) \\ f_1(n+2)f_2(2)f_3(n-2)f_4(2n-2) \\ f_1(n+3)f_2(3)f_3(n-3)f_4(2n-3) \\ \vdots \\ f_1(2n)f_2(n)f_3(0)f_4(n) \end{bmatrix}$$

【0 1 2 0】

【数 1 7】

$$C = \begin{bmatrix} c_1(n+1)c_2(1)c_3(n-1)c_4(2n-1) \\ c_1(n+2)c_2(2)c_3(n-2)c_4(2n-2) \\ c_1(n+3)c_2(3)c_3(n-3)c_4(2n-3) \\ \vdots \\ c_1(2n)c_2(n)c_3(0)c_4(n) \end{bmatrix}$$

【0 1 2 1】

基本項行列 B は基本標本化関数  $f(t)$  を要素とし、制御項行列 C は制御標本化関数  $c(t)$  を要素としている ( $t$  は補間点と標本位置との距離を示す)。従って、補間値  $y_{k-2}(1), y_{k-2}(2), \dots, y_{k-2}(n)$  は、次式、

【0 1 2 2】

$$\begin{aligned}
 & \left[ \begin{array}{c} y_{k-2}(1) \\ y_{k-2}(2) \\ y_{k-2}(3) \\ \vdots \\ y_{k-2}(n) \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} S_1(n+1)S_2(1)S_3(n-1)S_4(2n-1) \\ S_1(n+2)S_2(2)S_3(n-2)S_4(2n-2) \\ S_1(n+3)S_2(3)S_3(n-3)S_4(2n-3) \\ \vdots \\ S_1(2n)S_2(n)S_3(0)S_4(n) \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} f_1(n+1)f_2(1)f_3(n-1)f_4(2n-1) \\ f_1(n+2)f_2(2)f_3(n-2)f_4(2n-2) \\ f_1(n+3)f_2(3)f_3(n-3)f_4(2n-3) \\ \vdots \\ f_1(2n)f_2(n)f_3(0)f_4(n) \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right] + \alpha \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c} c_1(n+1)c_2(1)c_3(n-1)c_4(2n-1) \\ c_1(n+2)c_2(2)c_3(n-2)c_4(2n-2) \\ c_1(n+3)c_2(3)c_3(n-3)c_4(2n-3) \\ \vdots \\ c_1(2n)c_2(n)c_3(0)c_4(n) \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c} Y(t1) \\ Y(t2) \\ Y(t3) \\ Y(t4) \end{array} \right]
 \end{aligned}$$

【 数 1 8 】

【 0 1 2 3 】



により表される。

【 0 1 2 4 】

實際上、変換関数行列演算部31は、図 1 3 に示すように、基本項行列 B 及び行列 X の演算を実行する基本項演算手段としての基本項行列演算回路32と、制御項行列 C 及び行列 X の演算を実行する制御項演算手段としての制御項行列演算回路33と、制御項行列演算回路33の算出結果に可変パラメータ を乗算する複数の係数乗算部18a1、18a2、...、18anと、基本項行列演算回路32からの算出結果と係数乗算部18a1、18a2、...、18anからの算出結果とを線形加算する複数の線形加算部19a1、19a2、...、19anとから構成されている。

【 0 1 2 5 】

基本項行列演算回路32は、離散データ間の区分数に応じて基本標準化関数としての基本項行列 B を予め計算しておき、これにより得られた演算値をテーブル化した基本項行列 B を所定の記憶手段に記憶している。そして、基本項行列演算回路32は、離散データ抽出部15から離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 を受け取ると、所定の記憶手段に予め記憶されたテーブル値としての基本項行列 B に、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値 Y ( t 1 )、Y ( t 2 )、Y ( t 3 )、Y ( t 4 ) を一列の行列 X として乗算する。そして、基本項行列演算回路32は、その結果得られた行列の各行の値を、それぞれ対応する線形加算部19a1、19a2、...、19anへ送化する。すなわち、基本項行列演算回路32は、算出結果として得られた行列の 1 行目の  $\{ f_1 ( n + 1 ) \cdot Y ( t 1 ) \} + \{ f_2 ( 1 ) \cdot Y ( t 2 ) \} + \{ f_3 ( n - 1 ) \cdot Y ( t 3 ) \} + \{ f_4 ( 2 n - 1 ) \cdot Y ( t 4 ) \}$  を線形加算部19a1に送出し、次の 2 行目の  $\{ f_1 ( n + 2 ) \cdot Y ( t 1 ) \} + \{ f_2 ( 2 ) \cdot Y ( t 2 ) \} + \{ f_3 ( n - 2 ) \cdot Y ( t 3 ) \} + \{ f_4 ( 2 n - 2 ) \cdot Y ( t 4 ) \}$  を次の線形加算部19a2に送出し、以後 3 行目 ~ n 行目までの各値をそれぞれ異なる線形加算部19a3、...、19anへ送化する。

【 0 1 2 6 】

一方、制御項行列演算回路33は、離散データ間の区分数に応じて制御標準化関数としての制御項行列 C を予め計算しておき、これにより得られた演算値をテーブル化した制御項行列 C を所定の記憶手段に記憶している。そして、制御項行列演算回路33は、離散データ抽出部15から離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 を受け取ると、所定の記憶手段に予め記憶されたテーブル値としての制御項行列 C に、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値 Y ( t 1 )、Y ( t 2 )、Y ( t 3 )、Y ( t 4 ) を一列の行列 X として乗算する。そして、制御項行列演算回路33は、その結果得られた行列の各行の値を、それぞれ対応する係数乗算部18a1、18a2、...、18anへ送化する。すなわち、制御項行列演算回路33は、演算結果として得られた行列の 1 行目の  $\{ c_1 ( n + 1 ) \cdot Y ( t 1 ) \} + \{ c_2 ( 1 ) \cdot Y ( t 2 ) \} + \{ c_3 ( n - 1 ) \cdot Y ( t 3 ) \} + \{ c_4 ( 2 n - 1 ) \cdot Y ( t 4 ) \}$  を係数乗算部18a1に送出し、次の 2 行目の  $\{ c_1 ( n + 2 ) \cdot Y ( t 1 ) \} + \{ c_2 ( 2 ) \cdot Y ( t 2 ) \} + \{ c_3 ( n - 2 ) \cdot Y ( t 3 ) \} + \{ c_4 ( 2 n - 2 ) \cdot Y ( t 4 ) \}$  を次の係数乗算部18a2に送出し、以後 3 行目 ~ n 行目までの各値をそれぞれ異なる係数乗算部18a3、...、18anへ送化する。

【 0 1 2 7 】

各係数乗算部18a1、18a2、...、18anは、パラメータ設定部 7 でユーザにより設定された可変パラメータ を、制御項行列演算回路33で算出された行列の各行の値に乗算し、これに対応する線形加算部19a1、19a2、...、19anへ送化する。各線形加算部19a1、19a2、...、19anは、基本項行列演算回路32から受け取った算出結果と、係数乗算部18a1、18a2、...、18anから受け取った算出結果とを同じ行毎に線形加算し、これにより補間値  $y_{k-2} ( 1 )$ 、 $y_{k-2} ( 2 )$ 、...、 $y_{k-2} ( n )$  を生成し得る。

【 0 1 2 8 】

以上の構成において、音響処理部30では、上述した実施の形態と同様の効果に加えて、基本項行列演算回路32に基本項行列 B を記憶しておくとともに、制御項行列演算回路33に制御項行列 C を記憶しておき、離散データ d 1、d 2、d 3、d 4 の値 Y ( t 1 )、Y ( t 2 )、Y ( t 3 )、Y ( t 4 ) を一列の行列 X として乗算するようにしたことにより、

連続する4つの離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ のうち所定の離散データ  $d_2$  及び  $d_3$  間の補間位置  $1 \sim n$  までの補間値  $y_{k-2}(1)$ 、 $y_{k-2}(2)$ 、 $\dots$ 、 $y_{k-2}(n)$ を一括して容易に算出できる。

【0129】

なお、上述した実施の形態においては、着目する離散データ間の区分数が  $n+1$  で一定数である離散データ列にのみ適用し得る基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  を用いるようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、着目する離散データ間の区分数が異なる複数の離散データ列に適用し得る基本項行列及び制御項行列を用いるようにしてもよい。すなわち、この場合、変換関数行列演算部では、区分数が異なる複数の離散データ列に適用するため、これら複数の区分数の最小公倍数の区分数で基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  を予め演算してテーブル化しておき、離散データの入力開始時に設定される区分数に応じて、基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  のうちから当該区分数に対応した演算値をテーブル値として選択して、選択したテーブル値と離散データとの畳み込み演算を実行する。これにより、変換関数行列演算部では、1つの基本項行列  $B$  及び制御項行列  $C$  のみを予め記憶しているだけで、区分数が異なる複数の離散データ列に対応することができることから、記憶手段での記憶容量を減らし、装置全体としての処理負担を低減できる。

【0130】

また、本発明は、本実施形態に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。例えば、標本化関数  $s_N(t)$  を全域で1回だけ微分可能な有限台の関数としたが、微分可能回数を2回以上に設定してもよい。

【0131】

また、上述した実施の形態においては、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて補間処理を行うことによりアナログ信号を生成するようにした場合についてのべたが、本発明はこれに限らず、標本化関数  $s_N(t)$  を用いて補間処理を行うことにより単にオーバーサンプリングし、その後アナログデジタル変換器でアナログ信号を生成するようにしてもよい。

【0132】

さらに、上述した実施の形態においては、標本化関数  $s_N(t)$  は  $t = \pm 2$  で0に収束するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、 $t = \pm 3$  以上で0に収束するようにしてもよい。例えば、 $t = \pm 3$  で0に収束するようにした場合には、離散データ抽出部15によって直前の6つの離散データを抽出し、関数処理部14によってこれら6つの離散データに対して標本化関数  $s_N(t)$  の値が計算され得る。

【0133】

さらに、上述した実施の形態においては、基本項演算部16に基本標本化関数  $f(t)$  を記憶し、これとは別に制御項演算部17に制御標本化関数  $c_0(t)$  を記憶しておき、それぞれ基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  毎に離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  に対する畳み込み演算を行って基本補間値  $y_a$  と制御補間値  $y_b$  とを算出した後、基本補間値  $y_a$  と制御補間値  $y_b$  との線形和加算で補間値  $y$  を算出するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  を一つの標本化関数  $s_N(t)$  として記憶しておき、可変パラメータ を変更した標本化関数  $s_N(t)$  を用い、離散データ  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  に対する畳み込み演算を行って補間値  $y$  を直接算出するようにしてもよい。

【0134】

この場合、具体的な構成として、関数処理手段は、基本標本化関数  $f(t)$  と制御標本化関数  $c_0(t)$  とを予め線形加算した標本化関数  $s_N(t)$  を記憶し、各離散データ毎に求めた着目点までの距離を用いて標本化関数  $s_N(t)$  の値を計算する演算手段と、離散データのそれぞれに対応させた標本化関数  $s_N(t)$  の値を畳み込み演算することより、着目点での補間値を計算する畳み込み演算手段とを備えるようにすればよい。これにより関数処理手段では、予め標本化関数  $s_N(t)$  が演算されているため、基本標本化関数  $f(t)$  及び制御標本化関数  $c_0(t)$  を別々に演算する場合に比べて乗算回数が少なくなり、演算時間の低減や、乗算器の低減が図れ、処理速度の遅い演算デバイスを用いる場合に適し

ている。

【図面の簡単な説明】

【0135】

【図1】本発明による基本標本化関数の波形と、制御標本化関数の波形との関係を示す概略図である。

【図2】オーディオ装置の回路構成を示すブロック図である。

【図3】音響処理部の回路構成を示すブロック図である。

【図4】4つの離散データと着目点との位置関係を示す概略図である。

【図5】音響処理部の詳細構成を示すブロック図である。

【図6】本発明による音響処理部2による基本標本化関数を用いた補間処理を示す概略図である。

【図7】本発明による音響処理部2による制御標本化関数を用いた補間処理を示す概略図である。

【図8】可変パラメータを変化させたときの標本化関数の波形を示す概略図である。

【図9】可変パラメータを変化させたときの周波数特性を示す概略図である。

【図10】再生周波数を固定して可変パラメータの数値を変更したときの信号レベルを示す概略図である。

【図11】他の実施の形態による音響処理部の回路構成を示すブロック図である。

【図12】4つの離散データと着目点との位置関係と、補間位置を示す概略図である。

【図13】他の実施の形態による音響処理部の詳細構成を示すブロック図である。

【図14】従来におけるシャノンの標本化関数の波形を示す概略図である。

【符号の説明】

【0136】

- 2 音響処理部（音響処理装置）
- 3 F P G A（フィールドプログラマブルゲートアレイ）
- 10 セレクタ
- 14 関数処理部（関数処理手段）
- 15 離散データ抽出部（離散データ抽出手段）
- 16 基本項演算部（基本項演算手段）
- 17 制御項演算部（制御項演算手段）
- 18 係数乗算部（係数乗算手段）
- 19 線形加算部（線形加算手段）
- 32 基本項行列演算回路（基本項演算手段）
- 33 制御項行列演算回路（制御項演算手段）

## フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)  
H 0 3 H 17/00 (2006.01) H 0 3 H 17/00 6 2 1 F

(72) 発明者 早川 健介  
茨城県つくば市吾妻 1 - 1 7 - 1 吾妻 1 丁目住宅 4 0 3 - 1 1 0 7

(72) 発明者 樋口政和  
茨城県つくば市桜 2 丁目 8 - 5 トップアスリート I I 3 0 8

(72) 発明者 諸岡 泰男  
茨城県日立市塙山町 2 - 2 - 9

F ターム(参考) 5B056 BB52 FF01 FF02 HH05  
5D020 CE02