

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2000年12月28日 (28.12.2000)

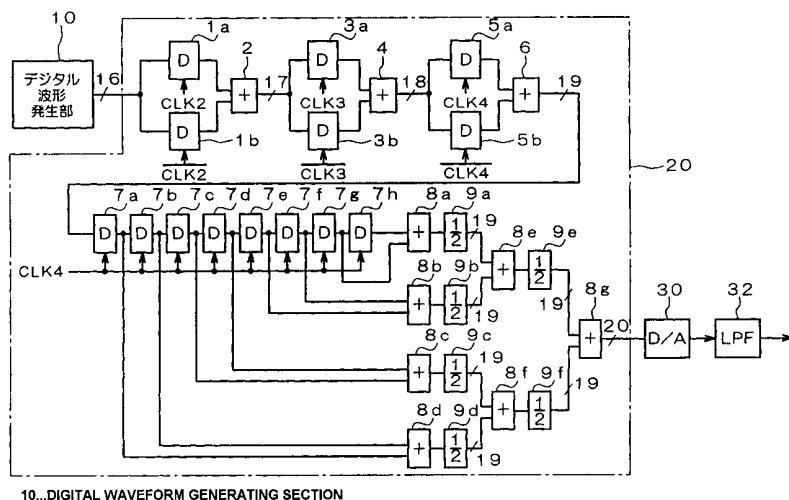
PCT

(10) 国際公開番号
WO 00/79686 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H03M 3/00 (KOYANAGI, Yukio) [JP/JP]; 〒943-0834 新潟県上越市西城町2丁目5番13号 新潟精密株式会社内 Niigata (JP).
 - (21) 国際出願番号: PCT/JP00/03985
 - (22) 国際出願日: 2000年6月19日 (19.06.2000)
 - (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: 特願平11/173245 1999年6月18日 (18.06.1999) JP
 - (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 酒井康江 (SAKAI, Yasue) [JP/JP]; 〒336-0932 埼玉県浦和市 中尾409-1-D115 Saitama (JP).
 - (72) 発明者: および
 - (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 小柳裕喜生
 - (74) 代理人: 弁理士 両貝正彦 (AMAGAI, Masahiko); 〒169-0074 東京都新宿区北新宿1丁目8番15号 北新宿 OCビル2階 両貝特許事務所 Tokyo (JP).
 - (81) 指定国 (国内): CN, JP, KR, US.
 - (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告書
- 2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: DIGITAL-ANALOG CONVERTER AND METHOD, AND DATA INTERPOLATION DEVICE AND METHOD

(54) 発明の名称: デジタル-アナログ変換器および方法、データ補間装置および方法



(57) Abstract: A digital-analog converting device and method for lowering the computational complexity and decreasing the circuit scale, and data interpolating device and method. The digital-analog converting device has a fundamental digital waveform generating section (10) for generating a fundamental waveform according to the values of inputted discrete data, a convolution calculating section (20) for carrying out oversampling and convolution of the output from the digital waveform generating section (10), and a D/A converting section (30) for D/A converting the output from the convolution calculating section (20). The amplitude of the fundamental digital waveform is modulated according to the discrete data and the data is combined by convolution. Only by carrying out oversampling and convolution, continuous interpolation values are obtained.

[続葉有]

WO 00/79686 A1



(57) 要約:

演算量が少なく、回路規模を縮小することができるデジタル-アナログ変換器および方法、データ補間装置および方法を提供することを目的とする。入力される離散データの値に応じてそれぞれ生成した基本波形のデジタル波形発生部10と、デジタル波形発生部10の出力に対してオーバーサンプリングおよび畳み込み演算等を行うコンボリューション演算部20と、コンボリューション演算部20の出力をD/A変換するD/A変換部30とを設け、基本デジタル波形を離散データに応じて振幅変調するとともに畳み込み演算等により合成し、その後オーバーサンプリングと畳み込み演算等を行うだけで連続的な補間値が得られるようにする。

明 細 書

デジタルーアナログ変換器および方法、データ補間装置および方法

技術分野

本発明は、離散的なデジタルデータを連続的なアナログ信号に変換するデジタルーアナログ変換器（D/A変換器）および方法、さらにはデータ補間装置および方法に関し、特に、音声データのD/A変換に用いて好適なものである。

背景技術

最近のデジタルオーディオ装置、例えばCD（コンパクトディスク）プレーヤやDVD（デジタルビデオディスク）プレーヤ等においては、離散的なデジタルの音声データから連続的なアナログの音声信号を得るために、オーバーサンプリング技術を適用したD/A変換器が用いられている。

このようなD/A変換器では、離散的に入力されるデジタルデータの間を補間して擬似的にサンプリング周波数を上げるために、一般にはデジタルフィルタが用いられている。デジタルフィルタによって得られた各補間値をサンプルホールド回路によって保持して階段状の信号波形を生成した後に、それをローパスフィルタに通すことによって滑らかなアナログの音声信号を出力している。

通常、D/A変換器に含まれるデジタルフィルタによるデータ補間は、 sinc 関数と称される標本化関数を用いて行われる。図7は、 sinc 関数の説明図である。 sinc 関数は、ディラックのデルタ関数を逆フーリエ変換したときに現れるものであり、標本化周波数を f としたときに $\text{sin}(\pi f t) / (\pi f t)$ で定義される。この sinc 関数は、 $t = 0$ の標本点のみで値が1になり、他の全ての標本点では値が0となる。

図8は、離散データとその間の補間値との関係を示す図である。例えば、滑らかに変化するアナログの音声信号を一定の時間間隔で標本化し、これを量子化することにより標本データとしての離散的な音声データが得られる。D/A変換器は、このような離散的なデジタルの音声データが入力され、その間を上記 sinc

c関数を用いた補間処理によってつないだ連続的なアナログの音声信号を出力する。

図8において、等間隔の標本点 t_1 , t_2 , t_3 , t_4 のそれぞれにおける離散データの値を $Y(t_1)$, $Y(t_2)$, $Y(t_3)$, $Y(t_4)$ とし、例えば標本点 t_2 と t_3 の間の所定位置 t_0 (t_2 から距離 a) に対応した補間値 y を求める場合を考える。

一般に、補間値 y を標本化関数を用いて求めるには、与えられた各離散データのそれぞれについて補間位置 t_0 における標本化関数の値を求め、これを用いて畳み込み演算を行えばよい。具体的には、 $t_1 \sim t_4$ の各標本点毎に、標本化関数の中心位置におけるピーク高さを一致させ、このときのそれぞれの補間位置 t_0 における標本化関数の値 (×印で示す) を求めて、それらを全て加算する。

なお、時間経過とともに補間位置 t_0 が移動するが、各標本位置に対応するそれぞれのレベルも経過時間と共に変化するため、補間値 $y(t_0)$ も連続的に変化し、各離散データ間を滑らかにつなぐ連続したアナログの信号を得ることができる。

しかしながら、上述した従来のオーバーサンプリング技術に用いられる sinc 関数は、 $\pm\infty$ の標本値で値が 0 に収束する関数であるため、正確な補間値を求めようとすると、全ての離散データについて sinc 関数の値を求めて加算する必要がある。ところが実際には、処理能力や回路規模等の都合から、考慮する離散データの範囲を限定してデジタルフィルタの処理が行われているが、ある程度の補間精度を得るためには、広い範囲の標本値を演算対象に含める必要があり、演算量が多くなるとともに回路規模が大きくなるという問題があった。

発明の開示

本発明は、このような課題を解決するために創作されたものであり、その目的は、演算量が少なく、回路規模を縮小することができるデジタルーアナログ変換器および方法、データ補間装置および方法を提供することにある。

本発明のデジタルーアナログ変換器は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算によ

り合成し、この合成したデジタルデータ値に対してオーバーサンプリングを行い、これにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求めた後、この補間値を含む各デジタルデータ値をアナログ量に変換する。

本発明の他の態様のデジタル-アナログ変換器は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成手段と、前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて 2 倍の周波数でサンプリングし、得られた各データ値とそれを所定位相分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力するという処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して数段の移動平均演算または畳み込み演算を行う演算手段と、前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換する D/A 変換手段とを備えている。

本発明のその他の態様のデジタル-アナログ変換器は、基準周波数クロックに同期して入力される n 個の離散データの値に応じた基本波形のデジタルデータどうしを前記基準周波数クロック分ずつずらして加算することによりデータ合成を行う合成手段と、前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて 2 倍の周波数クロックでサンプリングし、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力するという処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロックに同期して各データ値を 1 クロック分ずつずらして加算することにより数段の移動平均演算または畳み込み演算処理を行う演算手段と、前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換する D/A 変換手段とを備えている。

本発明のデータ補間装置は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成し、この合成したデジタルデータ値に対してオーバーサンプリングを行い、これにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことに

よって前記離散データに対するデジタルの補間値を求めた後、この補間値を含む各デジタルデータ値をアナログ量に変換する。

本発明の他の態様のデータ補間装置は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成手段と、前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて 2 倍の周波数でサンプリングし、得られた各データ値とそれを所定位相分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力するという処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して数段の移動平均演算または畳み込み演算を行う演算手段と、前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換する D/A 変換手段とを備えている。

本発明のその他の態様のデータ補間装置は、基準周波数クロックに同期して入力される n 個の離散データの値に応じた基本波形のデジタルデータどうしを前記基準周波数クロック分ずつずらして加算することによりデータ合成を行う合成手段と、前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて 2 倍の周波数クロックでサンプリングし、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力するという処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロックに同期して各データ値を 1 クロックずつずらして加算することにより数段の移動平均演算または畳み込み演算処理を行う演算手段と、前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換する D/A 変換手段とを備えている。

ここで、前記合成手段は、例えば、前記基準周波数クロックに同期して順次入力される離散データを前記基準周波数クロック分ずつ順次遅延させる n 個の遅延手段と、前記 n 個の遅延手段から出力されるそれぞれのデータ値に対して、基本デジタル波形に対応した各利得値をそれぞれ乗算するとともに、それぞれの乗算結果を加算して前記オーバーサンプリング手段に出力する乗加算手段とを備える。

また、前記オーバーサンプリング手段は、例えば、前記合成手段により生成さ

れたデジタルデータの各データ値に対して、前記基準周波数の2倍の周波数のクロックでサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第1の演算手段と、前記第1の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の4倍の周波数のクロックでサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第2の演算手段と、前記第2の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の8倍の周波数のクロックでサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第3の演算手段とを備える。

また、前記演算手段は、例えば、前記オーバーサンプリング手段により得られたデジタルデータを、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロック分ずつ順次遅延させる複数の遅延手段と、前記複数の遅延手段からの出力をそれぞれ加算して出力する加算手段とを備える。

また、本発明のデジタル-アナログ変換方法は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成ステップと、前記合成したデジタルデータ値に対して移動平均演算または畳み込み演算を伴うオーバーサンプリングを行うオーバーサンプリングステップと、前記オーバーサンプリングにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求める演算ステップと、前記演算により求められた補間値を含む各デジタルデータ値をアナログ量に変換するD/A変換ステップとを有する。

また、本発明のデータ補間方法は、入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成ステップと、前記合成したデジタルデータ値に対して移動平均演算または畳み込み演算を伴うオーバーサンプリングを行うオーバーサンプリングステップと、前記オーバーサンプリングにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求める演算ステップとを有する。

上記のような構成を有する本発明によれば、入力される離散データに応じた基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成し、得られたデータ値に対してオーバーサンプリングと移動平均演算または畳み込み演算を実行するだけで、元の離散データに対する連続的な補間値が得られるため、従来の sinc 関数を用いた補間演算を行う場合のように、広い範囲の標本値を演算対象に含める必要がなく、演算量を少なくするとともに回路規模の小型化が可能になる。

図面の簡単な説明

- 図 1 は、本実施形態による D/A 変換器の構成を示す図、
- 図 2 は、図 1 中のデジタル波形発生部の構成を示す図、
- 図 3 は、本実施形態で用いる基本デジタル波形を示す図、
- 図 4 は、本実施形態のコンボリューション演算部の動作を説明するための図、
- 図 5 は、本実施形態の基本デジタル波形から生成される関数を示す図、
- 図 6 は、図 1 中のデジタル波形発生部の動作を説明するための図、
- 図 7 は、 sinc 関数の説明図、
- 図 8 は、補間動作の説明図である。

発明を実施するための最良の形態

本実施形態の D/A 変換器は、デジタルフィルタを用いてオーバーサンプリングを行った後にサンプルホールド回路、ローパスフィルタを通してアナログ信号を生成するのではなく、入力される離散データに応じて標本化関数に対応した基本波形のデジタルデータどうしを合成し、得られたデータ値に対してオーバーサンプリングと移動平均演算または畳み込み演算（以下では、コンボリューション演算と称する）を実行することによって各補間値をデジタル的に求めた後、これに対応したアナログ信号を生成することに特徴がある。

以下、本実施形態の D/A 変換器について、図面を参照しながら詳細に説明する。図 1 および図 2 は、本実施形態の D/A 変換器の構成を示す図である。また、図 3～図 5 は、本実施形態の D/A 変換の原理を説明するための図である。まず

最初に、図3～図5を参照してD/A変換の原理を説明する。

図3は、本実施形態で用いる基本デジタル波形の説明図である。図3に示す基本デジタル波形は、オーバーサンプリングによるデータ補間を行う際に使用する標本化関数の基本となるものである。この基本デジタル波形は、基準周波数のクロックCLK1毎にデータ値を-1, 1, 8, 8, 1, -1と変化させて作成したものである。

ここでは、本実施形態によるD/A変換動作の基本原理を説明するために、図3のような基本デジタル波形そのものに対して、以下に述べるような処理を行う場合を考える。

まず、図3のような基本波形のデジタルデータ値に対して、2倍の周波数のクロックCLK2でサンプリングを行い、得られた各サンプル値とそれをクロックCLK2の半クロック（半位相）分ずらした各サンプル値とをそれぞれ加算することにより、2段のコンボリューション演算を伴う2倍のオーバーサンプリングをデジタル的に実行する。

次に、この1回目のオーバーサンプリングにより得られた各データ値に対し、更に2倍の周波数のクロックCLK3でサンプリングを行い、得られた各サンプル値とそれをクロックCLK3の半クロック（半位相）分ずらした各サンプル値とをそれぞれ加算することにより、2段のコンボリューション演算を伴う更に2倍のオーバーサンプリングを1回目と同様に実行する。

さらに、2回目のオーバーサンプリングにより得られた各データ値に対して、更に2倍の周波数のクロックCLK4でサンプリングを行い、得られた各サンプル値とそれをクロックCLK4の半クロック（半位相）分ずらした各サンプル値とをそれぞれ加算することにより、2段のコンボリューション演算を伴う更に2倍のオーバーサンプリングをもう1回実行する。

このように、2倍のオーバーサンプリングおよび2段のコンボリューション演算を3回繰り返し行った後に、3回目のコンボリューション演算により得られた各データ値に対して、3回目のオーバーサンプリングで用いたクロック信号と同じ周波数のクロックCLK4で各サンプル値を1クロックずつずらして8段のコンボリューション演算を実行する。

図4は、図3の基本デジタル波形に対して上述のオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行った結果を示す図である。このうち図4（A）は、1回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行った結果を示す。図4（A）において、1行目の数列は、図3に示した基本デジタル波形のデータ値に対して2倍のオーバーサンプリングを行った結果を示し、2行目の数列は1行目の各サンプル値を半位相分ずらした結果を示している。さらに、3行目の数列は、1行目の各サンプル値と2行目の各サンプル値とを対応する列間で加算した結果を示している。

また、図4（B）は、2回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行った結果を示す。図4（B）において、1行目の数列は、1回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算により得られた上記図4（A）の3行目に示されるデータ値に対して2倍のオーバーサンプリングを行った結果を示し、2行目の数列は1行目の各サンプル値を半位相分ずらした結果を示している。さらに、3行目の数列は、1行目の各サンプル値と2行目の各サンプル値とを対応する列間で加算した結果を示している。

また、図4（C）は、3回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行った結果を示す。図4（C）において、1行目の数列は、2回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算により得られた上記図4（B）の3行目に示されるデータ値に対して2倍のオーバーサンプリングを行った結果を示し、2行目の数列は1行目の各サンプル値を半位相分ずらした結果を示している。さらに、3行目の数列は、1行目の各サンプル値と2行目の各サンプル値とを対応する列間で加算した結果を示している。なお、ここでは図面の都合上、一連の数列を2段構成にて示している。

さらに、図4（D）は、8段のコンボリューション演算を行った結果を示す。図4（D）において、1行目の数列は、3回目のオーバーサンプリングとコンボリューション演算により得られた上記図4（C）の3行目に示されるデータ値そのものであり、2～8行目の数列は、この1行目の各サンプル値を順次1クロックずつずらしていった結果を示している。さらに、9行目の数列は、1～8行目の各サンプル値を対応する列間で加算した結果を示している。なお、ここでも図

面の都合上、一連の数列を2段構成にて示している。

図4(D)の9行目に示される最終的に得られた各サンプル値をD/A変換した後、平滑すると、図5に示すような波形関数の信号が得られる。この図5に示す関数は、全域において1回微分可能であって、横軸に沿った標本位置 t が1から65の間にあるときに0以外の有限な値を有し、それ以外の領域では値が全て0となる関数である。

なお、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」と称する。

また、図5の関数は、 $t = 33$ の標本点でのみ極大値をとり、 $t = 1, 17, 49, 65$ の4つの標本点において0になるという特徴を有する標本化関数であり、滑らかなアナログ波形の信号を得るために必要なサンプル点は全て通る。

このように、図5に示す関数は、標本化関数であって、全域において1回微分可能であり、しかも標本位置 $t = 1, 65$ において0に収束する有限台の関数である。したがって、図7に示した従来の sinc 関数の代わりに図5の標本化関数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回微分可能な関数を用いて補間することが可能である。

ただし、本実施形態において、各離散データに基づく重ね合わせ（合成）は、図3の基本デジタル波形から図5のような標本化関数を求めた後に行うのではなく、図1および図2を用いて後述するように、上述したオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行う前の段階でデジタル的に行う。したがって、各離散データの重ね合わせが行われたデジタルデータに対して上述のオーバーサンプリングとコンボリューション演算を行うだけで、図8のように各離散データの大きさに応じた標本化関数を重ね合わせるのと同等の結果を直ちに得ることができる。

従来用いられていた sinc 関数は、 $t = \pm\infty$ の標本点で0に収束する関数であるため、補間値を正確に求めようとすると、 $t = \pm\infty$ までの各離散データに対応して補間位置での sinc 関数の値を計算し、これを用いて畳み込み演算を行う必要があった。これに対して、本実施形態で用いる図5の標本化関数は、 $t = 1, 65$ の標本点で0に収束するため、 $t = 1 \sim 65$ の範囲内での離散データだ

けを考慮に入れればよい。

したがって、ある1つの補間値を求める場合には、限られた数の離散データの値のみを考慮すればよいことになり、処理量（演算量）を大幅に削減して回路規模を小型化することができる。しかも、 $t = 1 \sim 65$ の範囲外の各離散データについては、本来考慮すべきであるが処理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。

図1は、本実施形態によるD/A変換器の全体構成を示す図である。図1に示すD/A変換器は、デジタル波形発生部10と、コンボリューション演算部20と、D/A変換部30と、LPF（ローパスフィルタ）32とを含んで構成されている。上記デジタル波形発生部10が本発明の合成手段に対応し、コンボリューション演算部20が本発明のオーバーサンプリング手段および演算手段に対応し、D/A変換部30、LPF32が本発明のD/A変換手段に対応する。

デジタル波形発生部10の構成については、図2を用いて後述する。また、コンボリューション演算部20は、上記図4を用いて説明したようなオーバーサンプリングおよびコンボリューション演算を実行し、デジタル波形発生部10に入力された離散データの間を補間する各サンプル点のデジタルデータ値を発生させるものである。また、D/A変換部30は、コンボリューション演算部20により求められた各デジタルデータ値をD/A変換する（ここでは従来のようなオーバーサンプリングによる補間を行わない）。

上記コンボリューション演算部20の構成において、D型フリップフロップ（以下、D-FFと略記する）1aは、デジタル波形発生部10より出力されたデジタルデータを2倍の周波数のクロックCLK2に同期して保持する。このD-FF1aに並列接続されたD-FF1bも、デジタル波形発生部10より出力されたデジタルデータを2倍の周波数のクロックCLK2に同期して保持する。ただし、こちらは上記クロック信号CLK2の位相反転したタイミングでデータを保持する。

また、加算器2は、上記2つのD-FF1a、1bに保持されたデジタルデータ値を加算するものである。これらのD-FF1a、1bおよび加算器2により本発明の第1の演算手段が構成され、デジタル波形発生部10より出力されたデ

デジタルデータに対して、2倍のオーバーサンプリングと、それにより得られた各サンプル値とそれを半位相分ずらした各サンプル値とを加算するという2段のコンボリューション演算とが実行される（図4（A）参照）。

上記加算器2の後段に並列接続された2つのD-F F 3 a, 3 bは、加算器2より出力されるデジタルデータを、更に2倍の周波数のクロックCLK 3に同期した互いに半位相ずれた周期で保持する。また、加算器4は、上記2つのD-F F 3 a, 3 bに保持されたデジタルデータ値を加算する。

これらのD-F F 3 a, 3 bおよび加算器4により本発明の第2の演算手段が構成され、1段目のコンボリューション演算により得られたデジタルデータに対して、更に2倍のオーバーサンプリングと、それにより得られた各サンプル値とそれを半位相分ずらした各サンプル値とを加算するという2段のコンボリューション演算とが実行される（図4（B）参照）。

上記加算器4の後段に並列接続された2つのD-F F 5 a, 5 bは、加算器4より出力されるデジタルデータを、更に2倍の周波数のクロックCLK 4に同期して互いに半位相ずれた周期で保持する。また、加算器6は、上記2つのD-F F 5 a, 5 bに保持されたデジタルデータ値を加算する。

これらのD-F F 5 a, 5 bおよび加算器6により本発明の第3の演算手段が構成され、2段目のコンボリューション演算により得られたデジタルデータに対して、更に2倍のオーバーサンプリングと、それにより得られた各サンプル値とそれを半位相分ずらした各サンプル値とを加算するという2段のコンボリューション演算とが実行される（図4（C）参照）。

このように、2倍のオーバーサンプリングおよび2段のコンボリューション演算を3回繰り返し行うことにより、デジタル波形発生部10より出力されるデジタルデータに対して、8倍のオーバーサンプリングが実行されたことになる。コンボリューション演算部20内の以上に述べた構成が本発明のオーバーサンプリング手段に対応し、以下に述べる残りの構成が本発明の演算手段に対応する。

上記加算器6の後段に縦続接続された8個のD-F F 7 a~7 hは、加算器6より出力されたデジタルデータを16倍の周波数のクロックCLK 4に同期して1クロックずつ遅延しながら順次保持する。これら8個のD-F F 7 a~7 hは、

本発明の複数の遅延手段に対応する。また、以下に述べる残りの構成が本発明の加算手段に対応する。

加算器 8 a および 1 / 2 乗算器 9 a は、D - F F 7 g, 7 h に保持されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍する。加算器 8 b および 1 / 2 乗算器 9 b は、D - F F 7 e, 7 f に保持されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍する。加算器 8 c および 1 / 2 乗算器 9 c は、D - F F 7 c, 7 d に保持されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍する。また、加算器 8 d および 1 / 2 乗算器 9 d は、D - F F 7 a, 7 b に保持されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍する。

また、加算器 8 e および 1 / 2 乗算器 9 e は、2 つの 1 / 2 乗算器 9 a, 9 b より出力されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍し、加算器 8 f および 1 / 2 乗算器 9 f は、2 つの 1 / 2 乗算器 9 c, 9 d より出力されたデジタルデータ値を互いに加算して 1 / 2 倍する。さらに、加算器 8 g は、2 つの 1 / 2 乗算器 9 e, 9 f より出力されたデジタルデータ値を互いに加算してその結果を D / A 変換部 3 0 に供給する。

以上の D - F F 7 a ~ 7 h、加算器 8 a ~ 8 g および 1 / 2 乗算器 9 a ~ 9 f の構成により、上記 1 6 倍のオーバーサンプリングが行われたデジタルデータに対し、1 6 倍の周波数のクロック C L K 4 に同期して各サンプル値を 1 クロックずつずらして加算する 8 段のコンボリューション演算が実行される（図 4 (D) 参照）。D / A 変換部 3 0 は、このようにして得られたデジタルデータの各サンプル値を単純に D / A 変換し、さらにこの得られたアナログ信号を L P F 3 2 によって平滑することにより、滑らかなアナログの信号波形が連続的に出力される。

次に、上記デジタル波形発生部 1 0 の構成を図 2 を用いて説明する。図 2 において、3 つの D - F F 1 1 a ~ 1 1 c は、D / A 変換の対象とするデジタルの離散データを基準周波数のクロック C L K 0 に同期して 1 クロックずつ遅延しながら順次保持する。これら 3 つの D - F F 1 1 a ~ 1 1 c は、本発明の n 個の遅延手段に対応する。また、- 1 倍乗算器 1 2 a は、上記 D - F F 1 1 a に保持されたデータ値を - 1 倍し、1 倍乗算器 1 3 a は、上記 D - F F 1 1 a に保持されたデータ値を 1 倍する（この場合、データ値はそのままである）。

これらの乗算器 12 a, 13 a による乗算結果は、基準周波数のクロック CLK 0 に同期して 1/2 のデューティ比でスイッチ 14 a により切り換えられ、加算器 16 に選択的に出力される。この加算器 16 は、上記 -1 倍乗算器 12 a または 1 倍乗算器 13 a での乗算結果の他に、8 倍乗算器 15 での乗算結果も入力し、これら 2 入力を加算して出力する。上記 8 倍乗算器 15 は、D-FF 11 b に保持されたデータ値を 8 倍する。

また、-1 倍乗算器 12 b は、D-FF 11 c に保持されたデータ値を -1 倍し、1 倍乗算器 13 b は、D-FF 11 c に保持されたデータ値を 1 倍する（この場合、データ値はそのままである）。これらの乗算器 12 b, 13 b による乗算結果は、基準周波数のクロック CLK 0 に同期して 1/2 のデューティ比でスイッチ 14 b により切り換えられ、D-FF 17 a に選択的に出力される。

D-FF 17 a は、スイッチ 14 b により選択的に出力された上記 -1 倍乗算器 12 a または 1 倍乗算器 13 a での乗算結果を、2 倍の周波数のクロック CLK 1 に同期して保持する。また、D-FF 17 b は、加算器 16 より出力された加算結果を、2 倍の周波数のクロック CLK 1 に同期して保持する。加算器 18 および D-FF 19 は、2 つの D-FF 17 a, 17 b より出力されたデータ値を互いに加算して 2 倍の周波数のクロック CLK 1 に同期して保持した後、図 1 に示した次段のコンボリユーション演算部 20 に出力する。

上記のように構成したデジタル波形発生部 10 によって D/A 変換対象の離散データを処理することにより、図 3 に示した基本デジタル波形を各離散データの大きさに応じて振幅変調し、更にそれらのデータ値に対して 3 段のコンボリユーション演算を施した結果が得られる。上述したように、本実施形態においては、1 つの補間値を求める際に、有限台の標本化関数において 0 以外の有限値を有する範囲内に存在する離散データのみを考慮すれば良いので、この例では 3 個の離散データを用いてコンボリユーション演算を行っている。

図 6 は、上記デジタル波形発生部 10 の動作例を示す図である。図 6 (A) は、デジタル波形発生部 10 に入力される離散データの一例を示す図であり、横軸は時間を示し、縦軸 (a ~ f) は離散データの大きさを示している。また図 6

(B) は、図 3 に示した基本デジタル波形を離散データの大きさ (a ~ f) に応

じて振幅変調し、それをコンボリューション演算する様子を示す図である。すなわち、縦方向に並んだデータ値どうしが加算されて出力される。

以上のようなデジタル波形発生部 10 によるデジタルコンボリューションの演算結果を図 1 に示したコンボリューション演算部 20 に通すことにより、元の離散データが 16 倍にオーバーサンプリングされた各補間値が得られる。さらに、D/A 変換部 30 によってこれらの各補間値を含むデジタルデータが単純に D/A 変換され、LPF 32 によってこの変換後のアナログ信号を平滑化することにより、図 5 の標本化関数に基づきオーバーサンプリングをしたような滑らかなアナログの信号波形を連続的に出力することができる。

以上詳しく説明したように、本実施形態によれば、入力される離散データに応じて標本化関数に対応した基本波形のデジタルデータどうしをコンボリューション演算により合成し、得られたデータ値に対してオーバーサンプリングとコンボリューション演算を実行するだけで、連続的な補間値を得ることができるので、従来の sinc 関数を用いた補間演算を行う場合のように、広い範囲の標本値を演算対象に含める必要がなく、演算量を少なくするとともに回路規模の小型化が可能になる

また、本実施形態の基本デジタル波形から生成される関数は、有限の標本位置で 0 に収束する有限台の標本化関数であり、1 回微分可能な関数であるため、1 つの補間値を求めるために考慮すべき離散データの数を有限にすることができ、処理量を少なくすることができる。しかも、打ち切り誤差が生じないため、歪みの少ない出力波形を得ることができる。これにより、出力されるアナログ音声信号の品質を格段に向上させることができる。

また、本実施形態では、滑らかなアナログ信号を得るのに必要な連続的な補間値を全てデジタル的な処理によって求めているので、従来のようにアナログ的に処理する場合と比べて処理量が格段に少なくて済み、さらに IC 化による大量生産にも向くというメリットを有する。

なお、上記実施形態において示した各部の構成および配線等は、何れも本発明を実施するにあたっての具体化の一例を示したものに過ぎず、これらによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されてはならないものである。すなわち、本発

明はその精神、またはその主要な特徴から逸脱することなく、様々な形で実施することができる。

例えば、図1に示したコンボリューション演算部20では2倍のオーバーサンプリングを3回行っているが、本発明はこの回数には限定されない。また、このような合計8倍のオーバーサンプリングの後で8段のコンボリューション演算を行っているが、この段数もこれに限定されるものではない。また、このようなオーバーサンプリングおよびコンボリューション演算を行う回路構成自体も、図1に示した例には限定されない。さらに、図2に示したデジタル波形発生部10では3段のコンボリューション演算を行っているが、本発明はこの段数に限定されない。

また、図1に示した実施形態では、デジタル波形発生部10およびコンボリューション演算部20により求められた各補間値を最終的にはD/A変換部30によりD/A変換してLPF32によって平滑化しているが、コンボリューション演算部20から出力される各補間値をD/A変換することなく、他のデジタル処理のために用いるようにしても良い。すなわち、図1のD/A変換部30とLPF32を除いた構成をデータ補間装置として利用することも可能である。

また、図1に示した実施形態では、D/A変換器30の後段にLPF32を接続したが、出力側に時定数が高負荷（例えばスピーカ等）が接続されたいる場合には、この負荷がローパスフィルタとして機能することになるため、D/A変換器30の後段に設けたLPF32を省略して本発明のD/A変換器を構成するようにしてもよい。

産業上の利用可能性

上述したように、本発明によれば、入力される離散データの値に応じた基本波形のデジタルデータどうしをコンボリューション演算により合成し、更にオーバーサンプリングおよびコンボリューション演算によりデジタルの補間値を求めた後に、それをD/A変換することによってアナログ信号を出力するようにしている。本発明では、以上のようなデジタル処理を行うだけで連続的な補間値を得ることができるため、従来のsinc関数を用いた補間演算を行う場合のように、

広い範囲の標本値を演算対象に含める必要がなく、演算量を少なくするとともに回路規模の小型化が可能になる。

また、本発明において基本デジタル波形から生成される関数は有限台の標本化関数であるため、1つの補間値を得るために必要な離散データの数を減らすことができ、しかも処理の対象とすべき離散データの数を減らした場合であっても打ち切り誤差が生じないため、出力波形の歪みを最小限に抑えることができる。したがって、出力されるアナログ音声信号の品質を格段に向上させることができる。

請 求 の 範 囲

1. 入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成し、この合成したデジタルデータ値に対してオーバーサンプリングを行い、これにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求めた後、この補間値を含む各デジタルデータ値をアナログ量に変換するようにしたことを特徴とするデジタル-アナログ変換器。

2. 入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成手段と、

前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて2倍の周波数でサンプリングし、得られた各データ値とそれを所定位相分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力する処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、

前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して数段の移動平均演算または畳み込み演算を行う演算手段と、

前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換するD/A変換手段と、

を備えたことを特徴とするデジタル-アナログ変換器。

3. 基準周波数クロックに同期して入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを前記基準周波数クロック分ずつずらして加算することによりデータ合成を行う合成手段と、

前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて2倍の周波数クロックでサンプリングし、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力する処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、

前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロックに同期して各データ値を1クロック分ずつずらして加算することにより数段の移動平均演算または畳み込み演算処理を行う演算手段と、

前記演算手段により求められた各データ値をアナログ量に変換するD/A変換手段と、

を備えたことを特徴とするデジタル-アナログ変換器。

4. 前記合成手段は、

前記基準周波数クロックに同期して順次入力される離散データを前記基準周波数クロック分ずつ順次遅延させるn個の遅延手段と、

前記n個の遅延手段から出力されるそれぞれのデータ値に対して、基本デジタル波形に対応した各利得値をそれぞれ乗算するとともに、それぞれの乗算結果を加算して前記オーバーサンプリング手段に出力する乗加算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第3項記載のデジタル-アナログ変換器。

5. 前記オーバーサンプリング手段は、

前記合成手段により生成されたデジタルデータの各データ値に対して、前記基準周波数の2倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第1の演算手段と、

前記第1の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の4倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第2の演算手段と、

前記第2の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の8倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第3の演算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第3項記載のデジタル-アナログ変換器。

6. 前記演算手段は、

前記オーバーサンプリング手段により得られたデジタルデータを、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロック分ずつ順次遅延させる複数の遅延手段と、

前記複数の遅延手段からの出力をそれぞれ加算して出力する加算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第3項記載のデジタル-アナログ変換器。

7. 入力されるn個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどう

しを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成ステップと、

前記合成したデジタルデータ値に対して移動平均演算または畳み込み演算を伴うオーバーサンプリングを行うオーバーサンプリングステップと、

前記オーバーサンプリングにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求める演算ステップと、

前記演算により求められた補間値を含む各デジタルデータ値をアナログ量に変換するD/A変換ステップと、

を有することを特徴とするデジタル-アナログ変換方法。

8. 入力されるn個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成し、この合成したデジタルデータ値に対してオーバーサンプリングを行い、これにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求めることを特徴とするデータ補間装置。

9. 入力されるn個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成手段と、

前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて2倍の周波数でサンプリングし、得られた各データ値とそれを所定位相分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力する処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、

前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して数段の移動平均演算または畳み込み演算を行う演算手段と、

を備えたことを特徴とするデータ補間装置。

10. 基準周波数クロックに同期して入力されるn個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを前記基準周波数クロック分ずつずらして加算することによりデータ合成を行う合成手段と、

前記合成手段により生成されたデジタルデータに対して、入力される各データ値を前段と比べて2倍の周波数クロックでサンプリングし、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算して次段に出力する

処理を数段に渡って行うオーバーサンプリング手段と、

前記オーバーサンプリング手段により得られた各データ値に対して、前記オーバーサンプリング手段の最終段の周波数クロックに同期して各データ値を1クロック分ずつずらして加算することにより数段の移動平均演算または畳み込み演算処理を行う演算手段と、

を備えたことを特徴とするデータ補間装置。

1 1. 前記合成手段は、

前記基準周波数クロックに同期して順次入力される離散データを前記基準周波数クロック分ずつ順次遅延させるn個の遅延手段と、

前記n個の遅延手段から出力されるそれぞれのデータ値に対して、基本デジタル波形に対応した各利得値をそれぞれ乗算するとともに、それぞれの乗算結果を加算して前記オーバーサンプリング手段に出力する乗加算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第10項記載のデジタル-アナログ変換器。

1 2. 前記オーバーサンプリング手段は、

前記合成手段により生成されたデジタルデータの各データ値に対して、前記基準周波数の2倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第1の演算手段と、

前記第1の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の4倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第2の演算手段と、

前記第2の演算手段により得られた各データ値に対して、前記基準周波数の8倍の周波数のクロックに同期したサンプリングを行い、得られた各データ値とそれを半クロック分ずらした各データ値とをそれぞれ加算する第3の演算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第10項記載のデジタル-アナログ変換器。

1 3. 前記演算手段は、

前記オーバーサンプリング手段により得られたデジタルデータを、前記オーバ

ーサンプリング手段の最終段の周波数クロック分ずつ順次遅延させる複数の遅延手段と、

前記複数の遅延手段からの出力をそれぞれ加算して出力する加算手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第3項記載のデータ補間装置。

14. 入力される n 個の離散データの値に対応した基本波形のデジタルデータどうしを移動平均演算または畳み込み演算により合成する合成ステップと、

前記合成したデジタルデータ値に対して移動平均演算または畳み込み演算を伴うオーバーサンプリングを行うオーバーサンプリングステップと、

前記オーバーサンプリングにより得られたデータ値に対して更に移動平均演算または畳み込み演算を行うことによって前記離散データに対するデジタルの補間値を求める演算ステップと、

を有することを特徴とするデータ補間方法。

図1

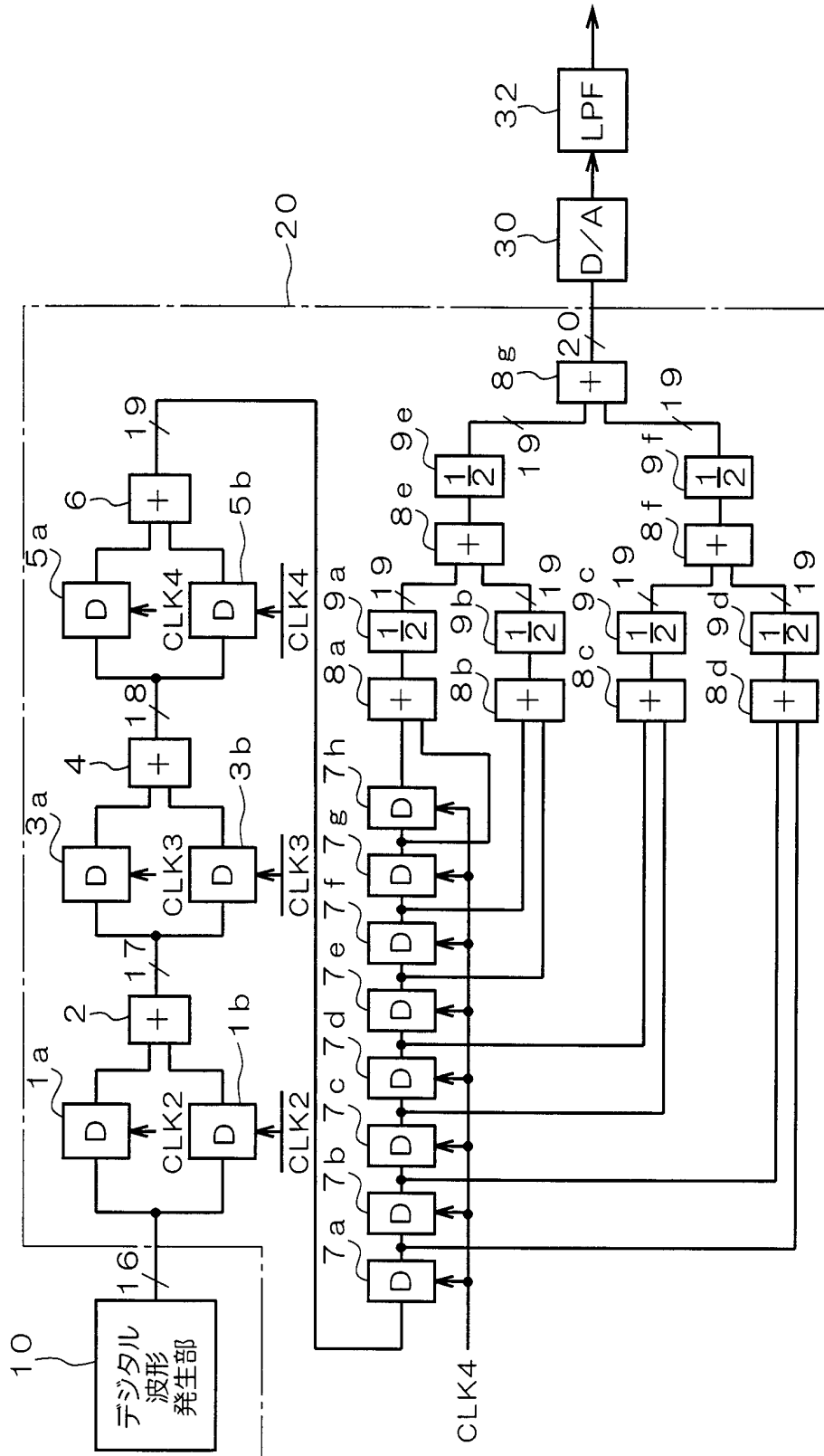
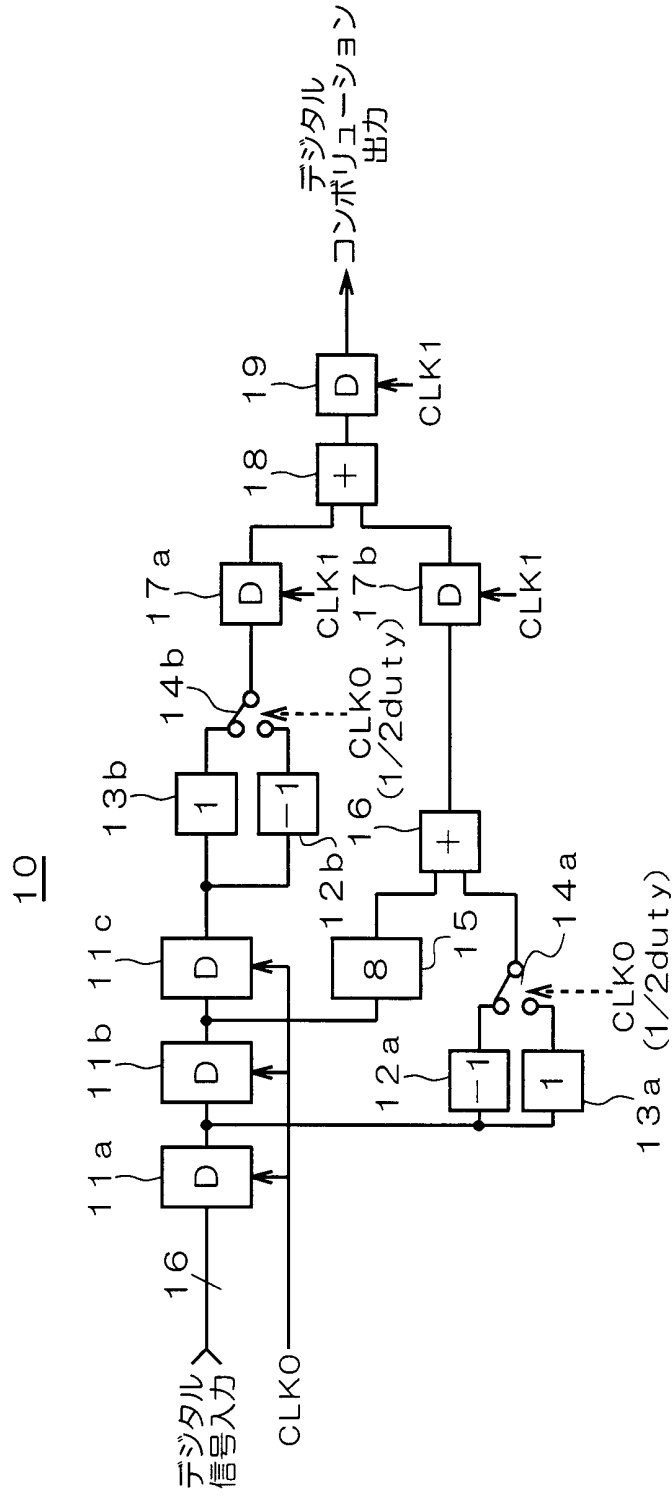
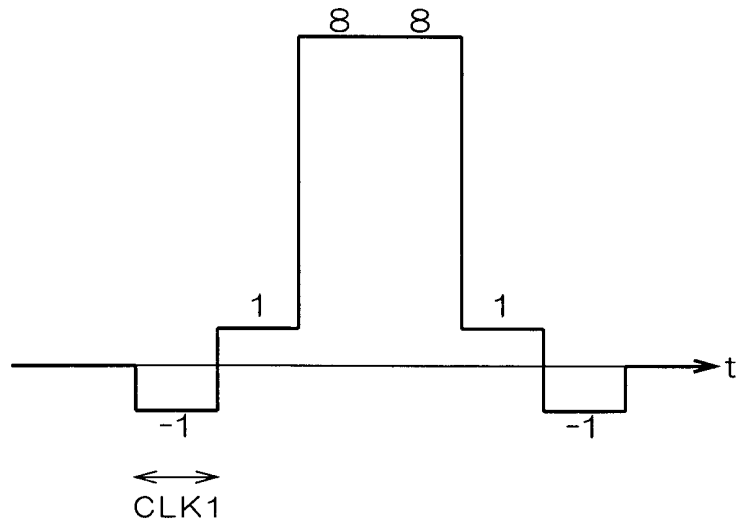


図2



3/7

⊠3



5/7

図5

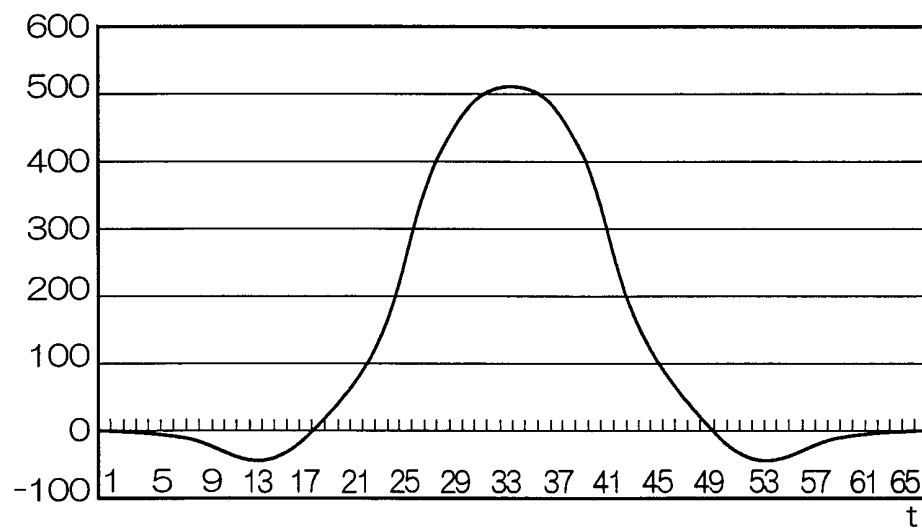
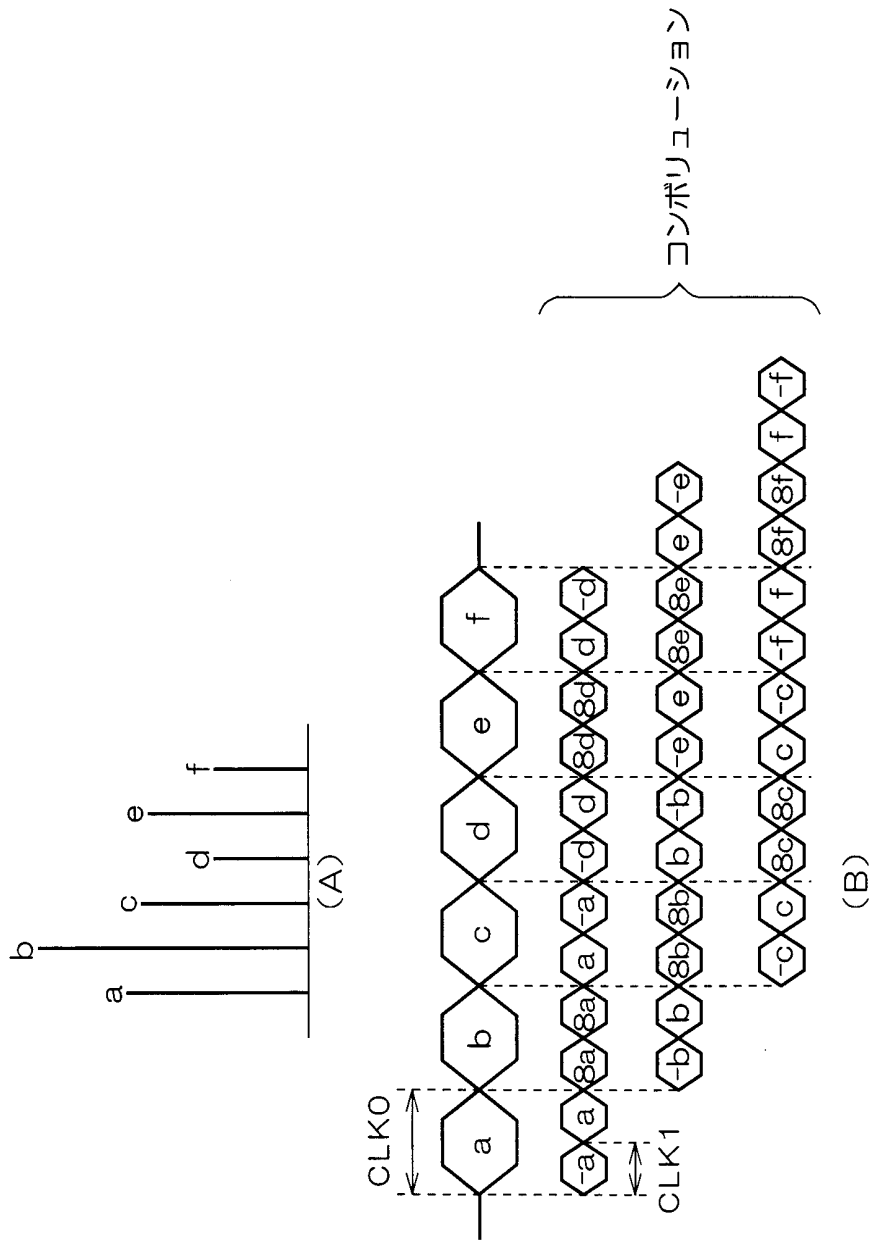


図6



7/7

図7

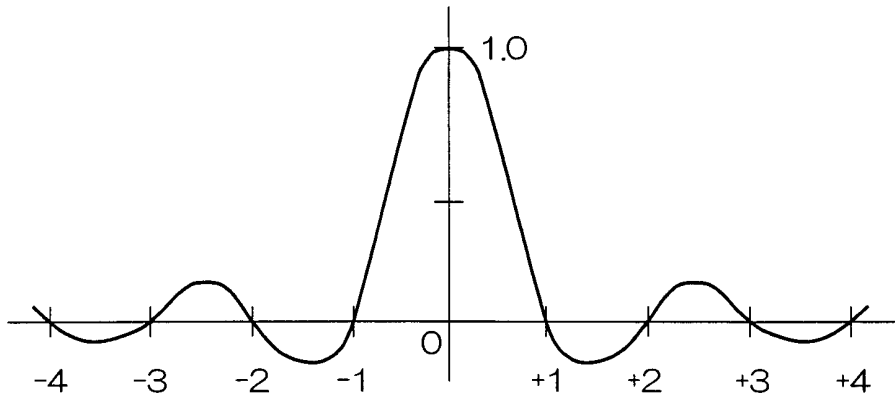
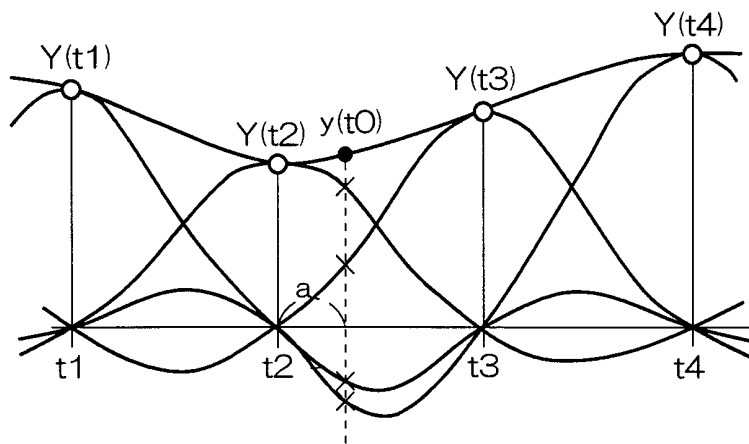


図8



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/03985

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl ⁷ H03M3/00		
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) Int.Cl ⁷ H03M3/00		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho(Y1, Y2) 1926-2000 Toroku Jitsuyo Shinan Koho(U) 1994-2000 Kokai Jitsuyo Shinan Koho(U) 1971-2000 Jitsuyo Shinan Toroku Koho(Y2)1996-2000		
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.
A	US, 5012245, A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH CO.), 30 April, 1991 (30.04.91), Fig. 1 & JP, 3-242025, A	1~14
A	JP, 6-244679, A (NEC Corporation), 02 September, 1994 (02.09.94), Fig. 1 (Family: none)	1~14
A	JP, 11-055076, A (Yamaha Corporation), 26 February, 1999 (26.02.99), Fig. 1 (Family: none)	1~14
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C.		<input type="checkbox"/> 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 document 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 11 September, 2000 (11.09.00)	Date of mailing of the international search report 26 September, 2000 (26.09.00)	
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer	
Facsimile No.	Telephone No.	

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H03M3/00

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. Cl⁷ H03M3/00

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 (Y1、Y2)	1926-2000
日本国公開実用新案公報 (U)	1971-2000
日本国登録実用新案公報 (U)	1994-2000
日本国実用新案登録公報 (Y2)	1996-2000

国際調査で使用了電子データベース (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 請求の範囲の番号
A	US, 5012245, A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH CO.), 30. 4月. 1991 (30. 04. 91) 第1図& JP, 3-2 42025, A	1~14
A	JP, 6-244679, A (日本電気株式会社)、2. 9月. 1 994 (02. 09. 94) 図1 (ファミリー無し)	1~14
A	JP, 11-055076, A (ヤマハ株式会社)、26. 2月. 1999 (26. 02. 99) 図1 (ファミリー無し)	1~14

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
11. 09. 00

国際調査報告の発送日
26.09.00

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
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)
石井 研一

5K 8124

印

電話番号 03-3581-1101 内線 3555