

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4872086号  
(P4872086)

(45) 発行日 平成24年2月8日(2012.2.8)

(24) 登録日 平成23年12月2日(2011.12.2)

(51) Int.Cl.

F I

G 1 0 L 21/04 (2006.01)

G 1 0 L 21/04 1 3 0 B

請求項の数 5 (全 9 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-93976 (P2007-93976)                  (22) 出願日 平成19年3月30日 (2007.3.30)                  (65) 公開番号 特開2008-250173 (P2008-250173A)                  (43) 公開日 平成20年10月16日 (2008.10.16)                  審査請求日 平成22年2月23日 (2010.2.23)</p>	<p>(73) 特許権者 504174135                  国立大学法人九州工業大学                  福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号                  (74) 代理人 110000925                  特許業務法人信友国際特許事務所                  (72) 発明者 佐藤 寧                  福岡県北九州市若松区ひびきの2-4 国立大学法人九州工業大学 大学院 生命体工学研究科内                  (72) 発明者 龍 敦子                  福岡県北九州市若松区ひびきの2-4 国立大学法人九州工業大学 大学院 生命体工学研究科内</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高域信号補間装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力端子に供給される原アナログ信号のピーク値を検出する手段と、  
 前記検出されたピーク値に応じたパルス幅変調信号を生成する手段と、  
 前記生成されたパルス幅変調信号の高調波部分を取り出す手段と、  
 前記取り出された高調波部分を前記入力端子に供給される原アナログ信号に加算する手段と

を有することを特徴とする高域信号補間装置。

【請求項2】

請求項1記載の高域信号補間装置において、  
 前記入力端子に供給される原アナログ信号を帯域制限してマイクロコンピュータのアナログ-デジタル変換入力に供給し、  
 該マイクロコンピュータにて前記ピーク値の検出、及び前記パルス幅変調信号の生成を行う

ことを特徴とする高域信号補間装置。

【請求項3】

請求項1または請求項2のいずれかに記載の高域信号補間装置において、  
 前記ピーク値の検出は、サンプリングされた連続する3点の値の中央の値が直前の値と等しいかより大きく、かつ直後の値より大きいときに前記中央の値を前記ピーク値として検出する

ことを特徴とする高域信号補間装置。

【請求項 4】

請求項 1 または請求項 2 のいずれかに記載の高域信号補間装置において、前記パルス幅変調信号の生成は、前記ピーク値をカウンタにプリセットし、所定のクロック信号でダウンカウントして行う

ことを特徴とする高域信号補間装置。

【請求項 5】

請求項 1 または請求項 2 のいずれかに記載の高域信号補間装置において、前記パルス幅変調信号を直流化して矩形波を生成する手段を設ける

ことを特徴とする高域信号補間装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば MP3 のような圧縮を伴うデジタルオーディオ機器や、電話機等に使用して好適な高域信号補間装置に関する。詳しくは、圧縮等によって欠落している高域信号を擬似的に補間するようにしたものである。

【背景技術】

【0002】

近年、音楽等の音声を表す音声データを、インターネット等のネットワークを介して配信したり、MD (Mini Disk) 等の記録媒体に記録したりして利用することが、盛んになっている。このように、ネットワークで配信されたり記録媒体に記録されたりする音声データでは、帯域が過度に広くなることによるデータ量の増大や占有帯域幅の広がりを避けるため、一般に、供給する対象の音楽等のうち一定の周波数以上の成分を除去している。

20

【0003】

すなわち、例えば、MP3 (MPEG1 audio layer 3) 形式の音声データでは、約 16 キロヘルツ以上の周波数成分が除去されている。また、ATRAC3 (Adaptive TRansform Acoustic Coding 3) 形式の音声データでは、約 14 キロヘルツ以上の周波数成分が除去されている。

【0004】

このように高域の周波数成分が除去されるのは、人間の聴覚との関係から可聴域を超える周波数成分は不要と考えられているからである。しかしながら、上述のように高域の周波数成分が完全に除去された信号では、音質が微妙に変化し、オリジナルの音楽等に比べて音質が劣化していることが指摘されるようになってきた。

30

【0005】

これに対し、従来の高域信号補間では、被補間信号を周波数変換することにより補間用信号を生成するものや (例えば、特許文献 1 参照。)、原信号に相関のない高周波信号を加算しているものが知られている (例えば、特許文献 2 参照。)

【0006】

すなわち、特許文献 1 に記載の技術は、高域信号補間において、被補間信号を周波数変換することにより補間用信号を生成している。また、特許文献記載 2 の技術は、ホワイトノイズ発生器からの信号の高域成分の抽出を行って、原信号に相関のない高周波信号を加算している。

40

【特許文献 1】特開 2004 - 184472 号公報

【特許文献 2】特開平 2 - 311006 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、特許文献 1、2 に記載の技術では、いずれも除去された高域信号を補間するものであるが、特許文献 1 に記載の技術では、周波数変換のために DSP (Digital Signal Processor) を用いるなど、複雑な回路構成が必要とされる。また、特許文献 2 に

50

記載の技術では、相関のない高周波信号であるために十分な効果は得ることができないものであった。

【0008】

一方、本発明者は、先に、原信号の包絡成分の高調波部分を取り出し、欠落した高周波成分を補間する「高域信号補間方法及び高域信号補間装置」を、特願2005-210124号として出願している。この先願発明では、高調波部分を取り出すために信号を実部と虚部に分解するヒルベルト変換を用い、その実部と虚部の二乗平方根演算を行って、高域成分を形成する。この結果、先願発明は、極めて高音質の補間を行うことができるようになり、市販の音響製品にも採用されるなど高い評価を受けている。

【0009】

ところが、この先願発明においては、高調波部分を取り出すためのヒルベルト変換や平方根の演算に比較的多くの計算処理が必要とされる。このため、特に小型の機器においては、処理回路を同機器が行う他の機能（映像表示等）と併用する場合などに、処理回路の負荷が増大する問題が生じる。また、この負荷増大のためだけに処理回路の能力を強化することは、要求される回路装置が高価になって経済的にも問題となる。さらに、このような信号処理に用いられるDSPは、消費電力が大きいという問題もあった。

【0010】

そこで、さらに本発明者は、原信号のピーク値を検出し、検出されたピーク値を保持して得られる矩形波を生成し、生成された矩形波の高調波部分を取り出して原信号に加算することで、欠落した高周波成分を補間する「高域信号補間方法及び高域信号補間装置」を特願2006-282830号として出願した。

【0011】

すなわち、図7において、入力端子1には、例えばMP3やATRAC3のような圧縮処理を伴う機器からの再生信号が原信号として供給される。この入力端子1に供給された原信号が、ピーク値を検出保持して矩形波信号を生成するピーク値検出保持回路2に供給される。ここで生成される矩形波信号には入力される信号の高調波成分が含まれている。この矩形波信号がハイパスフィルタ（HPF）3に供給され高調波成分が取り出される。

【0012】

さらに、入力端子1からの原信号は、上述のピーク値検出保持回路2での処理時間に相当する遅延回路4に供給され、遅延時間の揃えられた信号がローパスフィルタ（LPF）5に供給されて高域成分の除かれた信号が取り出される。そしてこれらのハイパスフィルタ3とローパスフィルタ5の出力信号が加算回路6で加算されて出力端子7に出力される。これにより、出力端子7からは、高域信号が重畳（強調）された信号が得られる。

【0013】

このようにして、例えばMP3やATRAC3のような圧縮を伴う機器から再生されたデジタルオーディオ信号に対して、高域信号の補間が行われる。すなわち、ピーク値保持回路2で形成される矩形波信号の高調波部分を、高域成分の除かれた原信号に加えることで、高域信号の補間を行うことができる。したがって、この処理で用いられる演算は、ピーク値の検出とハイパスフィルタ3とローパスフィルタ5の処理だけである。

【0014】

そしてこの処理において、入力端子1に供給された原信号が図8に実線で示すような波形であった場合には、この原信号のピーク値は図中に印で示すように検出される。そこでこのピーク値が保持されると、図中に点線で示すような矩形波信号が形成される。この矩形波信号は、入力信号に含まれている高調波成分が強調された状態で形成される信号であるから、この矩形波信号から高調波部分を取り出すことにより、入力信号の高域の信号が取り出される。

【0015】

なお、この図8において、符号aで示す期間のように、原信号（実線）が一定振幅の場合には高調波成分は発生しないことになる。しかしながらこのような信号は、もともと高域成分が少ないものと考えられ、本発明がそのような信号にも忠実であることが分かる。

10

20

30

40

50

この符号 a の期間においては、入力端子 1 に供給される原信号は、ローパスフィルタ 5 を通じて加算回路 6 に供給されているが、H P F 3 から加算回路 6 に高調波成分が供給されないから、加算回路 6 からは原信号が高域強調されることなく出力される。

【 0 0 1 6 】

上述したように、入力信号のピーク検出保持を行って得られる矩形波の保有する高調波成分は、原信号が有する高域成分特性に極めて近似している。したがって、この高調波成分で原信号を補間すれば、極めて良好な高域信号の補間を行うことができる。なお、図 9 A には補間前の信号を示し、図 9 B に補間後の信号を示している。この図 9 からわかるように、本発明によれば極めて良好な高域信号の補間が行われている。このようにして、この先願発明では、比較的少ない計算量で高域信号補間を実現することができた。

10

【 0 0 1 7 】

しかしながら、この先願発明においても、まだ計算処理の負担が大きいとされる場合があった。また、このような信号処理をデジタルで行っている場合には、ハイパスフィルタ 3 やローパスフィルタ 5 での処理も大きな負担になる。したがって、これらの処理を実現するためには依然として D S P が必要とされ、このような D S P には、消費電力が大きいという問題も残されていた。

【 0 0 1 8 】

この発明は、このような問題点に鑑みて成されたものであって、本発明の目的は、アナログ回路を利用することによって計算処理の負担を小さくし、D S P を使用しなくても、良好な高域信号の補間が実現できるようにするものである。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 9 】

上記の課題を解決し、本発明の目的を達成するため、請求項 1 に記載された発明は、入力端子に供給される原アナログ信号のピーク値を検出する手段と、検出されたピーク値に応じたパルス幅変調信号を生成する手段と、生成されたパルス幅変調信号の高調波部分を取り出す手段と、取り出された高調波部分を入力端子に供給される原アナログ信号に加算する手段とを有することを特徴とする高域信号補間装置である。

【 0 0 2 0 】

請求項 2 に記載の高域信号補間装置においては、入力端子に供給される原アナログ信号を帯域制限してマイクロコンピュータのアナログ - デジタル変換入力に供給し、このマイクロコンピュータにてピーク値の検出、及びパルス幅変調信号の生成を行うことを特徴とするものである。

30

【 0 0 2 1 】

請求項 3 に記載の高域信号補間装置においては、ピーク値の検出は、サンプリングされた連続する 3 点の値の中央の値が直前の値と等しいかより大きく、かつ直後の値より大きいときに中央の値をピーク値として検出することを特徴とするものである。

【 0 0 2 2 】

請求項 4 に記載の高域信号補間装置においては、パルス幅変調信号の生成は、ピーク値をカウンタにプリセットし、所定のクロック信号でダウンカウントして行うことを特徴とするものである。

40

【 0 0 2 3 】

請求項 5 に記載の高域信号補間装置においては、パルス幅変調信号を直流化して矩形波を生成する手段を設けることを特徴とするものである。

【発明の効果】

【 0 0 2 4 】

本発明の高域信号補間装置によれば、原アナログ信号のピーク値を検出し、その値に応じて生成されるパルス幅変調信号による矩形波の高調波部分を取り出して補間を行うようにしたので、極めて簡単な構成で良好な高域信号が形成され、処理回路の負荷を増加せず实用的な高域信号補間を実施することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

50

## 【 0 0 2 5 】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態例を説明する。

図 1 は、本発明による高域信号補間装置を適用した装置の一実施形態の構成を示すブロック図である。なお、本例の高域信号補間装置においては、例えば M P 3 や A T R A C 3 のような圧縮処理を伴う機器から再生されたアナログオーディオ信号が原アナログ信号として供給される。

## 【 0 0 2 6 】

そこで入力端子 1 1 に供給される原アナログ信号が、例えば遮断周波数 1 0 キロヘルツのアナログローパスフィルタ ( L P F ) 1 2 に供給される。なお、ここでは楽器の基本周波数として最高 1 0 キロヘルツを想定している。そしてこのローパスフィルタ 1 2 で帯域制限された信号が、マイクロコンピュータ 1 3 の A / D 変換入力 1 4 に供給される。さらに、マイクロコンピュータ 1 3 では、入力信号のピーク値検出 1 5 が行われ、この検出されたピーク値に対しパルス幅変調 ( P W M ) 1 6 が行われて P W M 信号が取り出される。

## 【 0 0 2 7 】

そして、このマイクロコンピュータ 1 3 から取り出された P W M 信号が、P W M の搬送周波数となる 1 0 0 キロヘルツ以上を除去するアナログローパスフィルタ ( L P F ) 1 7 に供給されて矩形波が形成される。この矩形波信号が高調波部分を取り出すための遮断周波数 2 0 キロヘルツのアナログハイパスフィルタ ( H P F ) 1 8 に供給される。さらに、ハイパスフィルタ 1 8 から取り出された高域信号が加算器 1 9 に供給され、入力端子 1 1 からの原アナログ信号に加算されて出力端子 2 0 に取り出される。

## 【 0 0 2 8 】

したがって、本発明による高域信号補間装置においては、ローパスフィルタ 1 2、1 7 及びハイパスフィルタ 1 8 はいずれもアナログ回路で形成されるので、信号処理の負担にならないと共に、消費電力も極めて少ないものとなる。

## 【 0 0 2 9 】

また、信号処理では、マイクロコンピュータ 1 3 には既存の A / D 変換入力 1 4 を用いる他には、ピーク値検出 1 5 とパルス幅変調 ( P W M ) 1 6 が行われるだけなので、信号処理の負担も小さくなり、ハードウェアとしては、いわゆる C P U ( Central Processing Unit ) で実現可能なものとなる。そして、このような C P U は消費電力も極めて少ないものである。

## 【 0 0 3 0 】

さらに、C P U での処理は、一般的なオーディオ信号に比べて高速に行うことができるので、先願発明の回路で用いられていた遅延回路も不要となる。したがって、回路構成を簡単にでき、余分な回路を設けないので、製品価格も安価とすることができる。

## 【 0 0 3 1 】

次に、図 2 に示すフローチャートに基づいて、図 1 の高域信号補間装置におけるピーク値検出 1 5 の動作について説明する。

## 【 0 0 3 2 】

図 2 に示されるように、処理がスタートすると、まず、変数 n が「 n = 1 」に初期化され ( ステップ S 1 )、次に、供給されたデジタルオーディオ信号の連続する 3 つのサンプリング値  $A_{n-1}$ 、 $A_n$ 、 $A_{n+1}$  が取り出される ( ステップ S 2 )。そして、これら 3 つのサンプリング値  $A_{n-1}$ 、 $A_n$ 、 $A_{n+1}$  が比較され、ここで値  $A_{n-1} = A_n$  かつ値  $A_n > A_{n+1}$  であるかどうか判断される ( ステップ S 3 )。

## 【 0 0 3 3 】

この判断ステップ S 3 での判断が Y e s であれば、続いて値  $A_n$  がピーク値として取り出される ( ステップ S 4 )。また、判断ステップ S 3 で、値  $A_{n-1} = A_n$  かつ値  $A_n > A_{n+1}$  ではない ( N o ) ととき、つまり  $A_{n-1} < A_n$  または値  $A_n < A_{n+1}$  のときは、値  $A_{n-1} < A_n$  かつ値  $A_n > A_{n+1}$  であるかどうか判断される ( ステップ S 5 )。この判断ステップ S 5 の判断が Y e s であれば、同様にステップ S 4 に進み、値  $A_n$  がピーク値として取り出される。

## 【 0 0 3 4 】

すなわち、 $A_n$ が判断ステップS3と判断ステップS5の関係のいずれかを満たしていれば、つまり原信号のサンプリング値が図3AまたはBに示すような関係を満たしていれば、ピークが生じたときの値 $A_n$ が保持される。一方、 $A_n$ が判断ステップS3と判断ステップS5のいずれの関係も満たしていない(No)と判断された場合は、 $n$ を $n+1$ にしてステップS2に戻る(ステップS6)。このようにして原信号のピーク値を検出保持する処理が、デジタルオーディオ信号のサンプリング周期ごとに繰り返し行われる。

## 【 0 0 3 5 】

さらに図4には、フローチャートの他の例を示す。この例では、ステップS2のあと、3つのサンプリング値 $A_{n-1}$ 、 $A_n$ 、 $A_{n+1}$ が比較され、ここで値 $A_{n-1} > A_n$ であるかどうか10  
かが判断される(ステップS3)。この判断ステップS3の判断でNoと判断された場合は、続いて値 $A_n > A_{n+1}$ であるかどうか判断される(ステップS5)。そしてこの判断ステップS5の判断でYesと判断された場合は、値 $A_n$ がピーク値として取り出される(ステップS4)。

## 【 0 0 3 6 】

この場合も、原信号のサンプリング値が図3AまたはBに示すような関係を満たしていれば、ピークが生じたときの値 $A_n$ が保持される。一方、判断ステップS3でYesと判断されたとき、または判断ステップS5でNoと判断された場合は、 $n$ を $n+1$ にしてステップS2に戻る(ステップS6)。このようにして原信号のピーク値を検出保持する処理が、デジタルオーディオ信号のサンプリング周期ごとに繰り返し行われる。20

## 【 0 0 3 7 】

また、図5に示すフローチャートに基づいて、図1の高域信号補間装置におけるパルス幅変調(PWM)16の動作について説明する。

## 【 0 0 3 8 】

図5に示されるように、処理がスタートすると、まず、プリセットパルスが入力されたか否か判断され(ステップS11)、入力されていないとき(No)は、このステップS11が繰り返されている。そして、ステップS11でプリセットパルスが入力される(Yes)と、値Nに入力ピーク値がプリセットされる(ステップS12)。

## 【 0 0 3 9 】

さらに、値 $N=0$ か否か判断され(ステップS13)、 $N=0$ のとき(No)は〔 $N=N-1$ 〕とされ(ステップS14)で、ステップS13が繰り返される。また、ステップS13で $N=0$ のとき(Yes)はステップS11に戻される。30

## 【 0 0 4 0 】

これによって、例えば図6Aに示すようなプリセットパルスが供給されると、その後のステップS13、14の処理時間を図6Bに示すようなクロックの周期として、プリセットされた入力ピーク値からダウンカウントが行われる。そして、カウント値Nが0になるまでの間に、図6Cに示すように、入力ピーク値に応じたパルス幅変調(PWM)信号が形成される。

## 【 0 0 4 1 】

以上説明したように、本例の構成においては、高域信号補間の信号処理をピーク値検出とパルス幅変調(PWM)の簡単な処理だけで実現することができ、信号処理を回路の負担を少なくして実施することができる。さらに、ローパスフィルタ及びハイパスフィルタにはアナログ回路を利用することによって、処理回路に掛る負担をさらに小さくし、DSPを使用しなくても、良好な高域信号の補間を実施することが可能になる。40

## 【 0 0 4 2 】

このように、本発明の高域信号補間装置によれば、入力端子に供給される原アナログ信号のピーク値を検出し、検出されたピーク値に応じたパルス幅変調信号を生成し、生成されたパルス幅変調信号の高調波部分を取り出して入力端子に供給される原アナログ信号に加算することにより、極めて簡単な構成で良好な高域信号が形成され、実用的な高域信号補間を実施することができるものである。50

【 0 0 4 3 】

なお本発明は、上述の説明した実施形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲の記載を逸脱しない範囲において、種々の変形が可能とされるものである。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 4 4 】

【 図 1 】 本発明による高域信号補間装置を適用した装置の一実施形態の構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 ピーク値検出の処理を示す一例のフローチャート図である。

【 図 3 】 その説明のための波形図である。

【 図 4 】 ピーク値検出の処理を示す他の例のフローチャート図である。

10

【 図 5 】 パルス幅変調 ( P W M ) の処理を示す一例のフローチャート図である。

【 図 6 】 その説明のための波形図である。

【 図 7 】 本発明者が先に提案した高域信号補間装置の構成を示すブロック図である。

【 図 8 】 その説明のための波形図である。

【 図 9 】 その効果の説明のための波形図である。

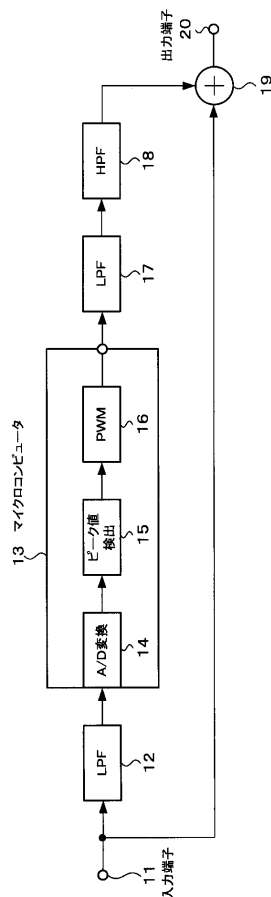
【 符号の説明 】

【 0 0 4 5 】

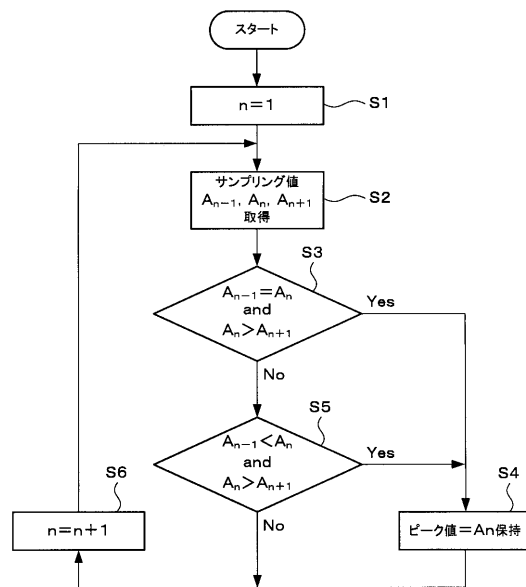
1 1 ... 入力端子、 1 2 ... アナログローパスフィルタ ( L P F )、 1 3 ... マイクロコンピュータ、 1 4 ... A / D 変換入力、 1 5 ... ピーク値検出、 1 6 ... パルス幅変調 ( P W M )、 1 7 ... アナログローパスフィルタ ( L P F )、 1 8 ... アナログハイパスフィルタ ( H P F )、 1 9 ... 加算器、 2 0 ... 出力端子

20

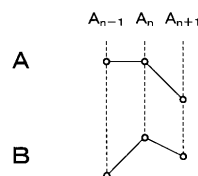
【 図 1 】



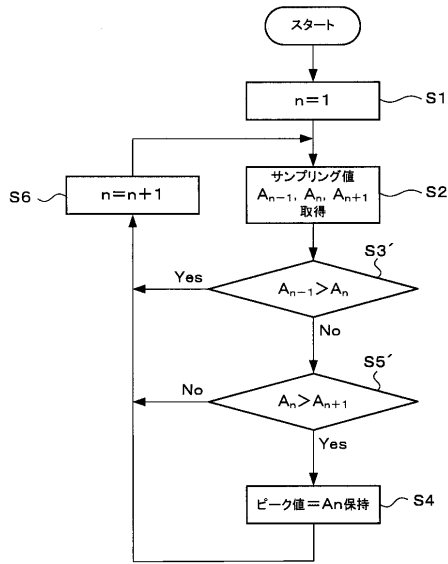
【 図 2 】



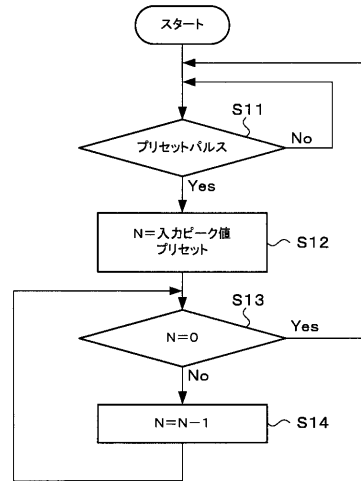
【 図 3 】



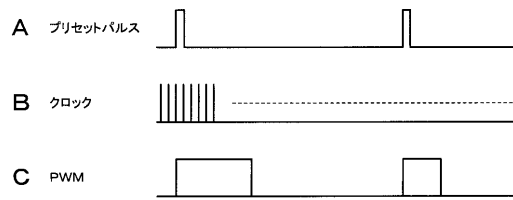
【図4】



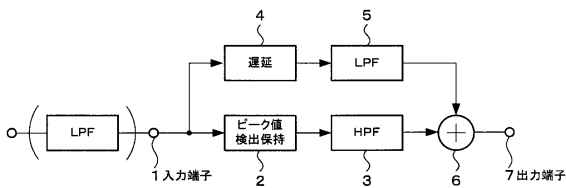
【図5】



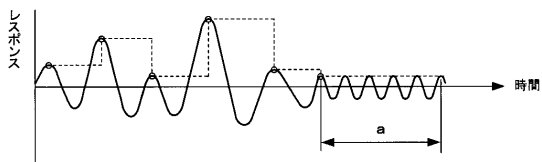
【図6】



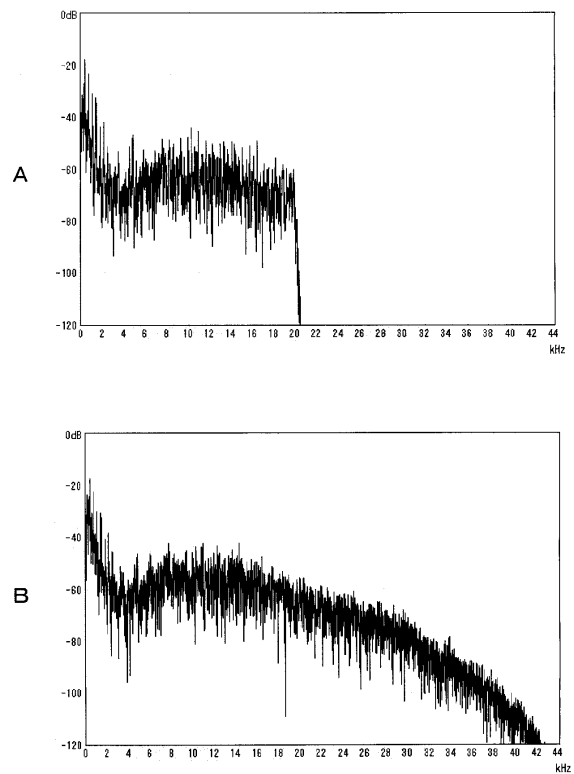
【図7】



【図8】



【図9】





---

フロントページの続き

(72)発明者 小田 謙太郎

福岡県飯塚市川津680-4 国立大学法人九州工業大学 情報工学部 情報工学研究科内

審査官 山下 剛史

(56)参考文献 特開平11-144382(JP,A)

特開2004-266358(JP,A)

特開2004-184472(JP,A)

特開平9-44185(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 11/00 - 21/06