

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4070835号
(P4070835)

(45) 発行日 平成20年4月2日(2008.4.2)

(24) 登録日 平成20年1月25日(2008.1.25)

(51) Int. Cl.		F I		
HO3H 17/00	(2006.01)	HO3H 17/00	601G	
HO3H 17/06	(2006.01)	HO3H 17/06	633Z	
HO4S 1/00	(2006.01)	HO3H 17/06	655Z	
HO4S 5/02	(2006.01)	HO4S 1/00	B	
		HO4S 5/02	B	

請求項の数 17 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平8-325110
 (22) 出願日 平成8年12月5日(1996.12.5)
 (65) 公開番号 特開平9-205345
 (43) 公開日 平成9年8月5日(1997.8.5)
 審査請求日 平成15年7月9日(2003.7.9)
 (31) 優先権主張番号 19545623.8
 (32) 優先日 平成7年12月7日(1995.12.7)
 (33) 優先権主張国 ドイツ(DE)

(73) 特許権者 391009648
 アー カー ゲー アクースティクス ゲ
 ゼルシャフト ミット ベシュレンクテル
 ハフツング
 AKG Acoustics GmbH
 オーストリア国 ヴィーン レムベックガ
 ッセ 21-25
 (74) 代理人 100061815
 弁理士 矢野 敏雄
 (74) 代理人 100094798
 弁理士 山崎 利臣
 (74) 代理人 230100044
 弁護士 ラインハルト・アインゼル

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオ信号のフィルタリングのための方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

所望のフィルタ特性に相応しかつ所定のインパルス応答特性を有するフィルタを使用し
て所定の最大周波数成分およびこれに関連する周期を有するオーディオ信号をフィルタリ
ングする方法において、

該方法では、

前記のオーディオ信号の所定の最大周波数成分の周期の半分以下であるサンプリング間
隔を使用してオーディオ信号をデジタル化された形式にし、

前記の所定のインパルス応答特性に相応する複数のインパルス応答サンプルによって定
められる、前記のフィルタ特性に関連するデジタル化されたインパルス応答を提供し、

少なくとも1つ時間区間の間、同じ値を有する近似インパルス応答のサンプル値を供給
し、ここで当該の同じ値は、前記の時間区間におけるデジタル化されたインパルス応答の
任意のサンプル値であり、該時間区間は、前記のサンプリング間隔より長い持続時間を有
しており、

前記の近似インパルス応答のサンプル値と、前記のオーディオ信号のサンプル値とから
畳込み和を形成することを特徴とする、

オーディオ信号をフィルタリングする方法。

【請求項2】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも3倍の長さを有する、

請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも 10 倍の長さを有する、
請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも 50 倍の長さを有する、
請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記のフィルタのインパルス応答が零通過点を有する場合、前記の畳込み和の計算に利用される前記のインパルス応答のサンプル値の零通過点と、前記のフィルタのインパルス
応答の零通過点とを一致させる、

請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 6】

前記の時間区間の幅は、インパルス応答の長さの一部分又はインパルス応答全体にわた
って一定である、

請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記の近似インパルス応答を提供する際に、前記のフィルタのインパルス応答の振幅が
所定値よりも小さいインパルス応答のサンプル値をゼロに設定する、

請求項 1 に記載の方法。

【請求項 8】

所定の最大周波数成分及びこれに関連する周期を有しかつ前記の所定の最大周波数成分
の周期の半分以上の持続時間を有するサンプリング間隔でサンプリングされた、デジタル
化されたオーディオ信号をフィルタリングする装置において、

該装置は、所定のフィルタ特性を有し、また畳み込みユニット(2)と、当該の畳み込
みユニット(2)に接続された記憶装置(3)とを有しており、

前記の畳み込みユニット(2)により、前記のフィルタ特性に関連するデジタル化され
たインパルス応答が供給され、ここで当該のデジタル化されたインパルス応答は、前記の
所定のインパルス応答特性に相応する複数のインパルス応答サンプルによって定められ、
また前記の畳み込みユニット(2)により、少なくとも1つ時間区間の間、同じ値を有す
る近似インパルス応答のサンプル値が提供され、ここで当該の同じ値は、前記の時間区間
におけるデジタル化されたインパルス応答の任意のサンプル値であり、さらに前記の畳み
込みユニット(2)により、前記の近似インパルス応答のサンプル値と、オーディオ信号
のサンプル値とから畳込み和が形成され、

前記の記憶ユニット(3)によって、前記のフィルタ特性に関連した近似インパルス応
答のサンプル値が記憶されることを特徴とする、

オーディオ信号をフィルタリングする装置。

【請求項 9】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも 3 倍の長さを有する、
請求項 8 に記載の装置。

【請求項 10】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも 10 倍の長さを有する、
請求項 8 に記載の装置。

【請求項 11】

前記の時間区間は、前記のサンプリング間隔の少なくとも 50 倍の長さを有する、
請求項 8 に記載の装置。

【請求項 12】

前記のフィルタのインパルス応答が零通過点を有する場合、前記の畳込み和の計算に利用される前記のインパルス応答のサンプル値の零通過点と、前記のフィルタのインパルス
応答の零通過点とが一致する、

請求項 8 に記載の装置。

50

【請求項 13】

前記の時間区間の幅は、インパルス応答の長さの一部分又はインパルス応答全体にわたって一定である、

請求項 8 に記載の装置。

【請求項 14】

前記の近似インパルス応答を供給する際に、前記のフィルタのインパルス応答の振幅が所定値よりも小さいインパルス応答のサンプル値をゼロに設定する、

請求項 8 に記載の装置。

【請求項 15】

隣り合うインパルス応答サンプルの値は、当該の隣り合うインパルス応答サンプルに相応する区間内で、前記の所定のインパルス応答特性のインパルス応答値の関数である、

請求項 1 に記載の方法。

【請求項 16】

前記の畳み込みユニットはさらに、

前記のデジタル化されたオーディオ信号を前記のサンプリング間隔だけ遅延する複数の直列接続された遅延素子と、

当該の直列接続された遅延素子によって形成された、デジタル化されたオーディオ信号が加算されるように構成した加算器と、

当該の加算器によって形成された和と、前記の所定のインパルス応答値を有するインパルス応答のうちの 1 つとを乗算する乗算器とを有する、

請求項 8 に記載の装置。

【請求項 17】

さらに前記のデジタル化されたオーディオ信号を前記のサンプリング間隔だけ遅延する複数の直列接続された遅延素子(5)と、

前記の第 1 の遅延素子の入力側に第 1 の入力側が接続されている加算素子(6)と、

前記の最後の遅延素子の出力側と、前記の加算素子(6)の第 2 の入力側との間に接続されかつ前記の遅延素子(5)からの出力を反転する符号反転素子(7)と、

前記の加算素子(6)の出力側と、当該の加算素子の第 3 の入力側との間に接続されかつ 1 サンプリング間隔前の当該の加算素子(6)の値を記憶するメモリ(8)と、

前記の加算素子(6)によって形成された和と、前記の近似インパルス応答のサンプル値と乗算する乗算素子を有する、

請求項 16 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、所定の最大周波数成分及びこれに関する周期を有するオーディオ信号のフィルタリングのための方法及び所定の最大周波数成分及びこれに関する周期を有するデジタル化されたオーディオ信号のフィルタリングのための装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

オーディオ信号のフィルタリングはしばしば必要とされる。例えば、再生の際に所定の空間特性が伝えられるべきである。録音の際に記録はよく音源のすぐ近くで行われる。このことによって、記録の際の空間の成分が考慮されないままになる。このように記録された信号を後続処理しない場合、聴取者は、オリジナルの演奏が行われた空間内にいた人と同じ音の印象をもたない。

【0003】

しかし、空間がどんな影響を音の聴き取りに与えるのか、ということが例えば測定によってわかれば、記録されたオーディオ信号を後でフィルタリングすることによって再び音響的なオリジナル信号に変換することができる。

【0004】

10

20

30

40

50

この場合、再生がラウド・スピーカによって行われるのか又はヘッドホンによって行われるのかは原理上重要ではない。

【0005】

フィルタリングの際にバイノーラル効果が考慮される場合には、ヘッドホンによる再生の際に、良く知られた「頭の中の局部に音が集中する現象（“Im-Kopf-Lokalisation”）」もまた避けることができる。このことから、聴取者の個々の外耳の伝達関数によるオーディオ信号のフィルタリングが理解される。

【0006】

再生の際にフィルタをより精確に考慮することができればできるほど、ますます音の印象は実物通りになるだろう。

10

【0007】

しかし、所定の音色を得るためにも又は個々の周波数領域を高めたり低めたりするためにも音響フィルタを使用することができる。一つのボックスの異なるラウド・スピーカにオーディオ信号を割り当てる、いわゆる分波器もオーディオ・フィルタである。

【0008】

時間領域では、各々のフィルタリングを、相応のインパルス応答との畳み込みによって表すことができる。オーディオ信号がデジタル形式であれば、各々の畳み込みは、時間のかかる演算である。この演算は大量の乗算と加算から構成される。従って、この畳み込みに必要な計算コストを低減する多くの試みがある。

【0009】

最も簡単な解決方法は、いわゆるウィンドウ法である。この場合、インパルス応答全体を畳み込みに使用せず、インパルス応答の一部だけを使用する。この結果、重要な情報が失われる可能性がある。

20

【0010】

実際には、インパルス応答の始めの部分だけを考慮し、終わりの部分を切り捨てるようにウィンドウ化する。この終わりの部分には、低域および中間周波数における微細構造（例えば残響）にとって重要な部分が含まれている。これは例えば最小位相フィルタ又は近似最小位相フィルタに当てはまる。

【0011】

ドイツ特許第4328620号明細書では、インパルス応答を聴覚的に重要な部分に限定するアルゴリズムが提案された。これはたしかに問題の正確な解決ではない。しかし、幾つかの遮蔽効果を利用することによって、聴取者が再生されたオーディオ信号とオリジナルのオーディオ信号との違いに気づかないことはあり得る。この場合、インパルス応答のうち所定の閾値を越える部分のみが利用される。このことによって、計算コストを大幅にダウンさせることができる。

30

【0012】

上記の特許文献に記述されていたように、2秒のインパルス応答、50kHzのサンプリング・レート、そして20kHzのオーディオ信号の帯域幅の場合の畳み込みの正確な計算には、毎秒 5×10^9 回の加算及び乗算が必要である。

【0013】

このような事情のため、畳み込みのための計算コストを低減させるための方法を模索するのは、当然のことである。

40

【0014】

デジタルフィルタリングにおける計算コスト低減のためのもう一つの公知の手段は、“Elektronik” Heft 15 1988, S.82 ff.に掲載された論文“Aufwand bei digitalfiltern gesenkt”に記述されている。この方法においては、オーディオ信号の帯域幅を半分にするために、オーディオ信号を付加的にフィルタ処理する。その次にこのオーディオ信号を半分のサンプリング周波数でサンプリングする。この手段の結果、すべての高域音響周波数成分が消滅する。すなわち、畳み込みの後で得られる利用信号は、元のオーディオ信号より著しく小さい帯域幅を有する。言い換えれば、計算コストの低減は音響パターンを損なう

50

ことによって甘受されるのである。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の課題は、オーディオ信号及びインパルス応答の高域周波数信号成分に不利な影響を与えることなしに、計算処理の回数の実質的な低減を可能にする方法及び装置を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記の方法についての課題は、上記のオーディオ信号の所定の最大周波数成分の周期の半分以下であるサンプリング間隔を使用してオーディオ信号をデジタル化された形式にし、上記の所定のインパルス応答特性に相応する複数のインパルス応答サンプルによって定められる、前記のフィルタ特性に関連するデジタル化されたインパルス応答を提供し、少なくとも1つ時間区間の間、同じ値を有する近似インパルス応答のサンプル値を供給し、ここでこの同じ値は、上記の時間区間におけるデジタル化されたインパルス応答の任意のサンプル値であり、この時間区間は、上記のサンプリング間隔により長い持続時間を有しており、上記の近似インパルス応答のサンプル値と、上記のオーディオ信号のサンプル値とから畳込み和を形成することを特徴とする、オーディオ信号をフィルタリングする方法によって解決される。

10

さらに上記の装置についての課題は、所定のフィルタ特性のフィルタを有し、また畳み込みユニットと、この畳み込みユニットに接続された記憶装置とを有しており、上記の畳み込みユニットにより、上記のフィルタ特性に関連するデジタル化されたインパルス応答が供給され、ここでこのデジタル化されたインパルス応答は、上記の所定のインパルス応答特性に相応する複数のインパルス応答サンプルによって定められ、また上記の畳み込みユニットにより、少なくとも1つ時間区間の間、同じ値を有する近似インパルス応答のサンプル値が提供され、ここでこの同じ値は、上記の時間区間におけるデジタル化されたインパルス応答の任意のサンプル値であり、さらに上記の畳み込みユニットにより、上記の近似インパルス応答のサンプル値と、オーディオ信号のサンプル値とから畳込み和が形成され、上記の記憶ユニットによって、上記のフィルタ特性に関連した近似インパルス応答のサンプル値が記憶されることを特徴とする、オーディオ信号をフィルタリングする装置によって解決される。

20

30

【0017】

【発明の実施の形態】

フィルタの出力信号の計算の際に、実際の又は仮想のインパルス応答によって計算が行われる。この実際の又は仮想のインパルス応答は、本当の又は真のインパルス応答と比較され、より大きい時間的持続を有する量子化ステップによって近似される。各量子化ステップ内では、真のインパルス応答の実際の曲線に依存せずに、量子化ステップ内に含まれる全てのインパルス応答のサンプル値は一定に保持される。このことによって、計算コストを大幅に低減することができる。このことは、フィルタの出力信号のサンプル値の計算にとって、次のことを意味する。すなわち、上記のように決定されたインパルス応答の量子化ステップによって覆われたオーディオ信号の区間内では、オーディオ信号のサンプル値だけを加算し、続いてこうして形成された和をインパルス応答の量子化ステップのサンプル値で乗算すれば十分である、ということの意味する。明らかにわかることだが、近似されたインパルス応答の1つの量子化ステップ毎に1回の乗算と1回の加算だけで十分である。従来技術においては、インパルス応答の相応の時間的領域ごとに、この領域に含まれているサンプル値の数と同じ回数の加算及び乗算を行わなければならない。

40

【0018】

他方で、この新しい方法においては、中間及び低域周波数の音響的に重要な影響及び/又はその都度選択されるフィルタのインパルス応答の減衰部分の音響的に重要な影響は保存されたままである。

【0019】

50

別の簡略化は、次のことから得られる。すなわち、出力信号の次の時点のために、全く新しく和を形成する代わりに、前に得られたオーディオ信号のサンプル値の和から、要らなくなったサンプル値を差し引いて、この要らなくなったサンプル値の代わりに新たに現れたサンプル値を足すのである。本発明の有利な実施形態では、フィルタのインパルス応答が零通過点を有する場合、畳込み和の計算に利用されるインパルス応答のサンプル値の零通過点と、フィルタのインパルス応答の零通過点とを一致させる。

【0020】

計算に利用されるインパルス応答（これを以後は近似インパルス応答と呼ぶ）の量子化ステップは、最も考慮される周波数の周期の少なくとも半分の大きさでなくてはならない。可聴範囲の中間周波数も考慮しなければならないと仮定すれば、例えば「頭の中の局部に音が集中する現象」及び他の音響的效果を回避するためには、1/3000秒より大きいか又は1/3000秒に等しい時間的長さを持つを有する近似インパルス応答を利用すれば十分である。これに反して、オーディオ信号は15kHzにまで達する周波数領域を有している。従って、近似インパルス応答の時間区間は、オーディオ信号の時間区間より10倍長い。この関係と上記の説明を考慮すると、従来技術に対して毎秒あたりに必要な乗算及び加算の回数は、1/5に減少する。

10

【0021】

近似インパルス応答の量子化ステップの持続時間をさらに長く選択することができるならば、必要な乗算及び加算の回数をより大幅に減少させることが実現する。また本発明の別の有利な実施形態では、隣り合うインパルス応答サンプルの値は、当該の隣り合うインパルス応答サンプルに相応する区間で、前記の所定のインパルス応答特性のインパルス応答値の関数である。

20

【0022】

【実施例】

添付した図面に基づいて本発明の実施例を説明する。

【0023】

図1には、フィルタの振幅特性が示されている。このフィルタは100Hzあたりの領域で帯域阻止特性を有している。周波数は対数目盛りでプロットされており、阻止帯域はほぼ30Hzであることが見て取れる。このフィルタは、高周波側よりも低周波数の方向においてより緩やかな振幅降下を有している。減衰はほぼ20dBである。その他の部分では振幅曲線は平坦である。

30

【0024】

図1のこのフィルタに対して、計算によってインパルス応答を求めると、減衰部分に図2に示されるような時間的な曲線が得られる。インパルス応答のこの部分は、ほぼ40msの持続時間を有し、この場合ほぼ10個の振幅値零通過点を識別できる。時間が経過して行くにつれてインパルス応答の振幅は非常に小さくなるので、もはやオーディオ信号に著しい影響を及ぼさない。

【0025】

図1に振幅特性が示されているフィルタによるオーディオ信号のフィルタリングは、オーディオ信号をこのフィルタのインパルス応答に畳み込むことによって計算上行なわれる。この目的のために、標本化定理を考慮しつつ、このオーディオ信号をデジタル化する。すなわち、段階関数に変換する。同じ事は、インパルス応答によって行われ、このインパルス応答に対するサンプリング・レートがオーディオ信号のサンプリング・レートと等しいように選択される。

40

【0026】

デジタル化の結果、畳み込み積分は畳み込み和になる。この畳み込み和は、次式で表される。

【0027】

【数1】

$$O_t = \sum_{i=0}^N s_{t-i} \cdot h_i$$

【0028】

ここで、

O_t = 時点 t におけるフィルタの出力信号の振幅、

h_i = インパルス応答の i 番目のサンプル値、

s_{t-i} = 時点 $t-i$ におけるオーディオ信号のサンプル値、

N = インパルス応答のサンプル値の総数、

を意味する。

10

【0029】

この式から容易にわかるように、各時点 t に対して、インパルス応答のサンプル値の総数に表されているインパルス応答の長さと同じ個数の積を連続して計算しなくてはならない。得られた積は次に加算されなければならない。この演算はリアルタイムで実施されなければならないので、計算時間を減らすためには非常に高性能なコンピュータが必要である。

【0030】

計算コストを減らすためにウィンドウ法を利用する場合、図2のインパルス応答は、図3に示されている、導出されたインパルス応答に変形される。実際のインパルス応答のうち全部で0.5msの長さの区間だけが残っているが、その他の部分はゼロになる。このことにより、なるほど非常に計算コストは低減されるが、図3のインパルス応答を有するフィルタの振幅特性は、図4から見て取れるように、所望のフィルタの振幅特性とはもはやどんな類似点も持っていない。この図4は図3のインパルス応答を有するフィルタの振幅特性を示している。100Hz付近の帯域阻止特性は完全に消滅し、そのかわりに1kHzより小さい実質的に全ての周波数に対して振幅のわずかな低下が発生している。

20

【0031】

これに対してインパルス応答が本発明の方法で導き出される場合、近似インパルス応答 $h'(t)$ が発生する。またこの近似インパルス応答のうちの減衰部分だけを図5に図示する。利用される方法に応じて、この近似インパルス応答は測定技術によって現れるか又は計算によってただ仮想的にのみ存在する。以下ではより理解を深めるために、この近似インパルス応答が存在するものと仮定して説明を進める。このインパルス応答 $h'(t)$ を作り出すために、サンプリング間隔のほぼ10倍の大きさの持続時間を有する量子化ステップが利用される。

30

【0032】

さらに簡略化するために、その他に図2のインパルス応答 $h(t)$ の所定の閾値より下の振幅値をゼロに設定する。完全な近似インパルス応答 $h'(t)$ を周波数領域へ変換することにより図6の振幅特性が得られる。非常に低い周波数における振幅曲線は、なるほどもはや図1の理想的な曲線の場合のように平坦ではなく、ほぼ50Hzにおいてわずかな隆起を示している。しかし、100Hz付近の帯域阻止作用はほとんど図1と同じくらいよく現れている。ほぼ110Hzより上の比較的高い周波数においては、わずかな振動を無視すれば、振幅曲線は比較的平坦である。この振動は非常にわずかなので、音の印象を実際に劣化させない。

40

【0033】

近似インパルス応答 $h'(t)$ をはるかに粗くパターン化すると、畳み込み和はきわめて簡略化される。この利点をよりよく理解するために、図7では、図5の近似インパルス応答 $h'(t)$ の一区間をフィルタリングされるオーディオ信号 $s(t)$ の一区間の上に重ねて図示した。

【0034】

この場合、振幅比は一定のスケールに従って表示されてはいない。

50

【0035】

近似インパルス応答 $h'(t)$ をステップ状に変形した結果、この選択された実施例では、この近似インパルス応答 $h'(t)$ の2つの移行部分の間の間隔内にオーディオ信号 $s(t)$ の10個のサンプル値が入っている。従って、例えば $t = 1$ と $t = 10$ との間の範囲のオーディオ信号 $s(t)$ の値を $t = 1 \sim 10$ の $h'(t)$ の値で畳み込み計算を行うためには、 $t = 1$ と $t = 10$ との間の範囲内で個々のサンプル値 s_t を加算し、次にこの加算を $t = 1$ と $t = 10$ との間のこの範囲のインパルス応答のサンプル値のうちの1つと乗算すれば十分である。引き続き加算される、全部で10個の個々の積の代わりに、本発明の解決方法においては10個の項を加算し、1回の乗算を行う。これは明らかな計算時間低減を意味する。

10

【0036】

不可避の計算コストをさらに低減することは、時点 $t = 2$ に対して全部の和を新たに形成する必要がない、ということから得られる。前に $t = 1$ から $t = 10$ までの範囲に対して計算された結果からサンプル値 $s_{t=1}$ を差し引き、その代わりにサンプル値 $s_{t=1}$ を加算すれば十分である。この得られた結果を新たに近似インパルス応答 $h'(t)$ の $t = 1$ から $t = 10$ までの範囲のサンプル値のうちの1つで新たに乗算する。

【0037】

図7の一部分に図示された近似インパルス応答は、オーディオ信号と同じサンプリング・レートで生成されたインパルス応答として解釈することもできる。しかし、このインパルス応答においては、高いレートでサンプリングされたインパルス応答の真の曲線に依存せず、複数の（ここに図示された例では10個の）サンプリング間隔にわたってサンプル値が一定に保持されている。もしくは、この近似インパルス応答は、そのサンプリング・レートが見たところ相応の値だけ遅いインパルス応答と解釈することができる。すなわち、このインパルス応答のサンプル値は、オーディオ信号のサンプリング間隔より大きい時間間隔を相互に有している。

20

【0038】

有利には、この近似インパルス応答のステップ形状への変形は、振幅特性及び場合によっては位相特性（この位相特性は、便宜上上記の図には別個に示されていない）も所望の経過に最適に適應するように選択される。

【0039】

さらに、インパルス応答を同じ長さで持続するステップで近似するのではなく、近似インパルス応答とオリジナルの又は理想のインパルス応答との間の誤差ができるだけ小さくなる方向で、ステップの持続時間をインパルス応答の経過の中で変化させることによって、最適化を達成することができる。このような実施例を例えば図8及び9に示した。図8には理論上の又は理想的なインパルス応答が示されている。この理論上の又は理想的なインパルス応答は、ほぼ2.5msで終わる、比較的高周波のヘッドに続いて、はるかに低い周波数を有する減衰部分を持つ。この場合有利には、ステップ状に変形されたインパルス応答の近似は、このインパルス応答の「テール」の部分のステップ幅が（隆起の部分は除いて）極端に拡大されてほぼ3msの長さであるのに対して、このインパルス応答のヘッドの領域、すなわち0msと2.5msとの間の範囲においては小さいステップ幅によって行われ

30

40

【0040】

結局、図9から同様に見て取れるように、インパルス応答のヘッドの領域では、オーディオ信号のサンプリング間隔と一致するステップの持続時間で処理することができる。このことは、図9では、区間的には、0msとほぼ0.5msとの間の範囲、ならびにほぼ0.75msと1.0msとの間の範囲、そしてさらに1.3msと1.5msとの間の部分の（実質的にはステップがないという意味で）平滑な曲線経過に示されている。

【0041】

これまで詳細に記述してきたフィルタリングの方法は、図10に図示された回路によって実現される。この回路は、アナログ・デジタル変換器1を有する。このアナログ・デジタ

50

ル変換器 1 にオーディオ信号 $s(t)$ がアナログ信号として供給される。この入力信号 $s(t)$ は、このアナログ・デジタル変換器 1 でデジタル化されたオーディオ信号に変換される。この際、標本化定理を満たすために、サンプリング周波数はオーディオ信号 $s(t)$ に含まれる最大周波数の少なくとも 2 倍の大きさである。このようにデジタル化されたオーディオ信号 $s(t)$ は、畳み込み電子装置 2 に供給される。この畳み込み電子装置 2 は実質的には計算ユニットであり、この計算ユニットにはメモリ 3 が接続されている。このメモリ 3 には、プログラムのほかに、所望のフィルタの本発明による近似インパルス応答 $h'(t)$ のサンプル値も格納されている。この計算ユニット 2 では、畳み込み積分の近似計算のための、これまで説明してきた和の形成及び乗算が実施される。こうして得られた信号は出力信号 $o(t)$ であり、しかもデジタル化された形式である。だれもこの出力信号をさらに処理する必要がない限りは、この出力信号は、後置接続されたデジタル・アナログ変換器 4 でフィルタ処理されたアナログオーディオ信号に逆変換される。

10

【0042】

図 11 は、FIR フィルタと本発明の畳み込み計算を混合して利用しつつ処理する装置の構成を図示している。遅延素子 5 は所定のサンプリング周波数によるデジタル化に相應し、比較的短い持続時間のステップの場合には、各遅延素子 5 の後で、オーディオ信号 $s(t)$ の供給された値が、インパルス応答の相應のサンプル値 h_i で乗算される。比較的長い期間にわたって長く持続するステップによってインパルス応答が処理される領域では、信号は、相應の個数の遅延素子 5 にわたって他の処理なしに引き続きクロック制御される。そして、加算器 6 で新たに到着したサンプル値が加算され、他方でこの区間の最後のサンプル値が、段 7 において符号反転された後で、メモリ 8 に保持された元の合計値から差し引かれる。こうして得られた結果は、インパルス応答のサンプル値 h'_1 で乗算される。ここで、 h'_1 は、本発明により生成された値である。

20

【0043】

またこの場合、FIR フィルタの必要とするタップの数が非常に少ないという点で、著しい簡略化が達成される。

【0044】

デジタル化されたオーディオ信号においては、このデジタル化されたオーディオ信号を同様にデジタル化されたインパルス応答と畳み込み計算することによってフィルタリングが行われる。特別な手段をとらないならば、この畳み込みは、リアルタイムで実施しなくてはならない大量の計算処理回数を必要とする。

30

【0045】

この回数を低減するために、インパルス応答を近似する。この近似されたインパルス応答では、当該区間の範囲内の相互に隣接する間隔において、基礎となるインパルス応答の真の曲線とは関係なく、複数のサンプリング間隔にわたってサンプル値は一定に保持される。各区間内で一定に保持されるサンプル値の大きさは、当該区間内に現れる基礎となるインパルス応答の任意のサンプル値の大きさ、例えば当該区間内に現れるその都度最初の、オリジナルインパルス応答のサンプル値の大きさに相應する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】100 Hz あたりの領域で減衰する帯域阻止フィルタの振幅特性を示す線図である

40

【図 2】図 1 のフィルタのインパルス応答の減衰部分を示す線図である。

【図 3】図 2 のインパルス応答から導かれる、従来技術に従ってウィンドウ法によって修正されたインパルス応答を示す線図である。

【図 4】図 3 のインパルス応答に所属する振幅特性を示す線図である。

【図 5】図 2 のインパルス応答に近似された本発明のインパルス応答を示す線図である。

【図 6】図 5 のインパルス応答に所属する振幅特性を示す線図である。

【図 7】一定のスケールではないが、大きく時間的に引き延ばした、図 5 のインパルス応答の一部分とデジタル化されたオーディオ信号の一部分とを一緒に示した線図である。

【図 8】別のインパルス応答の線図である。

50

【図 9】 図 8 のインパルス応答から導かれる本発明のインパルス応答の線図である。

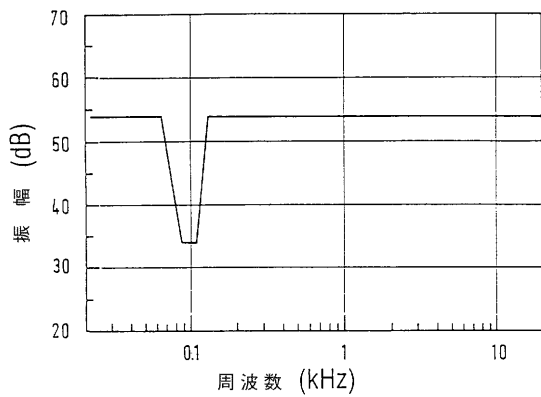
【図 10】 フィルタ処理されたオーディオ信号を生成するための回路装置のブロック図である。

【図 11】 インパルス応答を比較的長い時間区間によって近似した、畳み込み計算用プロセッサの構成の一部を示すブロック図である。

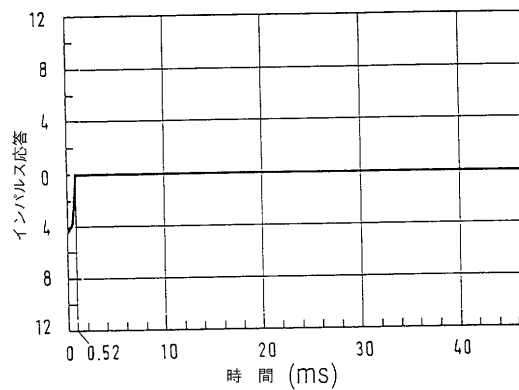
【符号の説明】

- 1 アナログ・デジタル変換器
- 2 畳み込み電子装置
- 3 メモリ
- 4 デジタル・アナログ変換器
- 5 遅延素子
- 6 加算器
- 7 段
- 8 メモリ

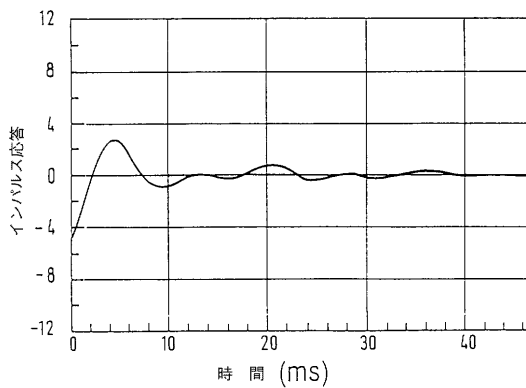
【図 1】



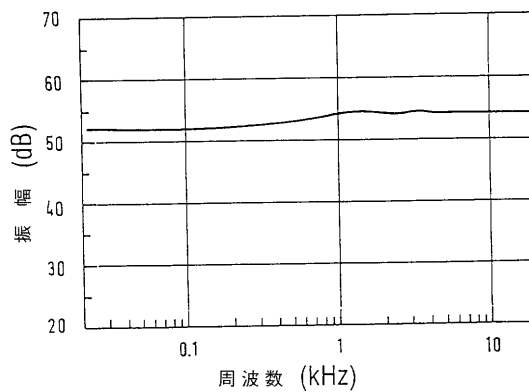
【図 3】



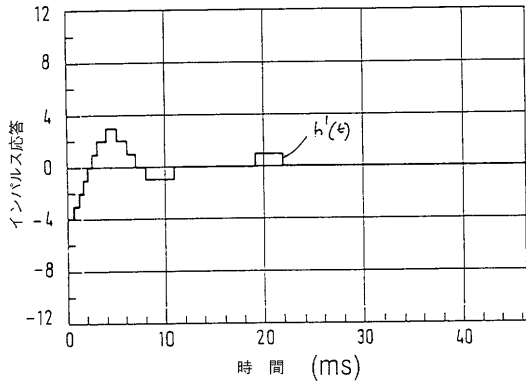
【図 2】



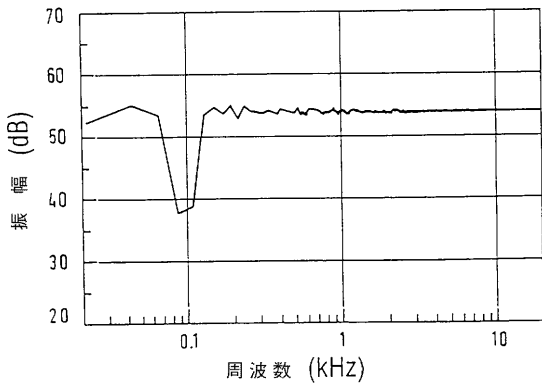
【図 4】



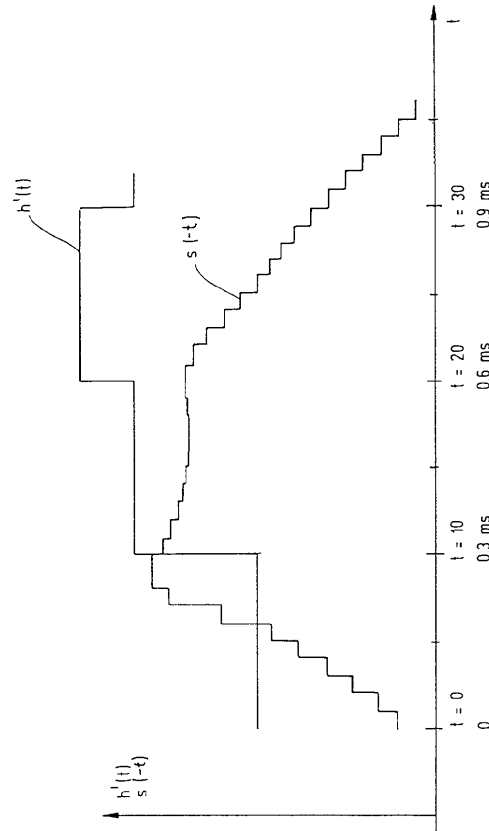
【図5】



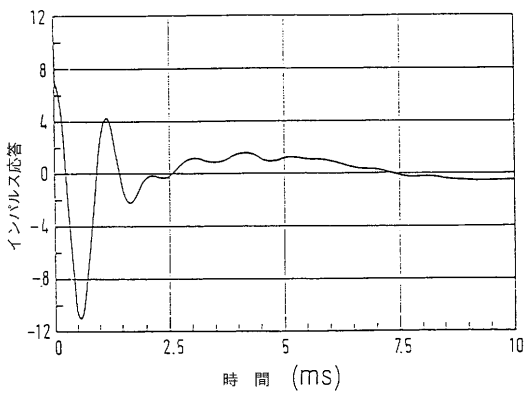
【図6】



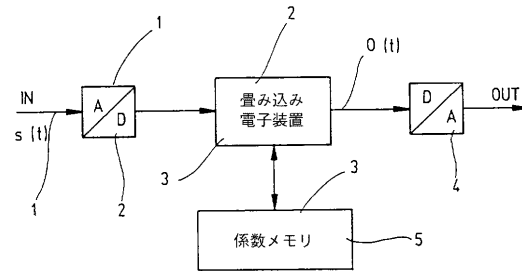
【図7】



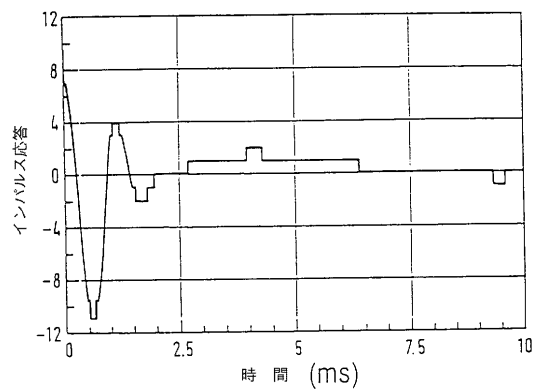
【図8】



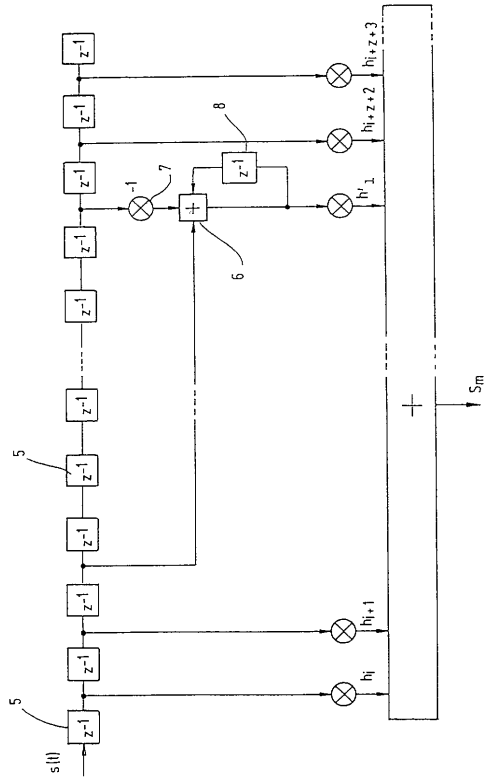
【図10】



【図9】



【 1 1 】



フロントページの続き

(72)発明者 マルティン オピッツ

オーストリア国 ヴィーン ハッケンベルクガッセ 29 - 12 - 3

審査官 田中 庸介

(56)参考文献 米国特許第3696235 (US, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03H 17/00-17/08

H04S 1/00

H04S 5/02