

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4701392号  
(P4701392)

(45) 発行日 平成23年6月15日(2011.6.15)

(24) 登録日 平成23年3月18日(2011.3.18)

(51) Int.Cl. F I  
G 1 0 L 21/04 (2006.01) G 1 0 L 21/04 1 3 0 A

請求項の数 5 (全 7 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2005-210124 (P2005-210124)                  (22) 出願日 平成17年7月20日 (2005.7.20)                  (65) 公開番号 特開2007-25480 (P2007-25480A)                  (43) 公開日 平成19年2月1日 (2007.2.1)                  審査請求日 平成20年5月21日 (2008.5.21)</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 100122884                  弁理士 角田 芳未                  (74) 代理人 100113516                  弁理士 磯山 弘信                  (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                  審査官 菊池 智紀</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高域信号補間方法及び高域信号補間装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

オーディオ信号の解析信号を生成し、前記解析信号からその実部と虚部を求めるステップと、

前記オーディオ信号の実部と虚部それぞれを自乗回路により2乗するステップと、  
前記自乗回路から得られる実部と虚部を加算した後、その平方根をとることにより、前記オーディオ信号の包絡成分を形成するステップと、

前記包絡成分からハイパスフィルタを用いて高調波部分を取り出すステップと、  
前記オーディオ信号に前記ハイパスフィルタからの出力を加算するステップと、を含む  
 高域信号補間方法。

【請求項2】

入力端子に供給されるオーディオ信号の解析信号を生成し、前記解析信号からその実部と虚部を求める解析回路と、

前記解析回路で求められた前記オーディオ信号の実部と虚部それぞれを2乗する自乗回路と、

前記自乗回路から得られる実部と虚部を加算した後、その平方根をとることにより、前記オーディオ信号の包絡成分を形成する包絡成分形成回路と、

前記包絡成分から高調波部分を取り出すためのハイパスフィルタと、  
前記オーディオ信号に前記ハイパスフィルタからの出力を加算する加算回路と、を備える  
 高域信号補間装置。

## 【請求項 3】

前記入力端子に供給されるオーディオ信号は、前記高調波部分が含まれないように帯域制限を行うローパスフィルタを介して前記加算回路に供給される、

請求項 2 に記載の高域信号補間装置。

## 【請求項 4】

前記入力端子に供給されるオーディオ信号には、予め前記高調波部分が含まれないように帯域制限が施されている、

請求項 2 または 3 に記載の高域信号補間装置。

## 【請求項 5】

前記解析回路は、ヒルベルト変換回路で構成される、請求項 2 ~ 4 のいずれかに記載の高域信号補間装置。

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方法及び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】

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している（例えば、特許文献 1 参照。）。 20

## 【0003】

また、原信号に相関のない高周波信号を加算しているものもある（例えば、特許文献 2 参照。）。

## 【0004】

すなわち、高域信号補間において、従来は周波数変換により補間用信号を生成したり、原信号に相関のない高周波信号を加算したりしているものである。

【特許文献 1】特開 2004 - 184472 号公報

【特許文献 2】特開平 1 - 131400 号公報

## 【発明の開示】

30

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0005】

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、帯域が過度に広が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。

## 【0006】

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。 40

## 【0007】

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。

## 【0008】

そこで上述の特許文献 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 Si 50

gnal 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。

【0009】

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、簡単な構成で、より良好な高域信号の補間が行われるようにするものである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記課題を解決し、本発明の目的を達成するため、本発明の高域信号補間方法は、以下の(a)~(e)のステップを含む。

(a)オーディオ信号の解析信号を生成し、この解析信号からその実部と虚部を求めるステップ、

(b)オーディオ信号の実部と虚部それぞれを自乗回路により2乗するステップ、

(c)自乗回路から得られる実部と虚部を加算した後、その平方根をとることにより、オーディオ信号の包絡成分を形成するステップ、

(d)包絡成分からハイパスフィルタを用いて高調波部分を取り出すステップ、

(e)オーディオ信号に前記ハイパスフィルタからの出力を加算するステップ。

【0011】

また、本発明の高域信号補間装置は、入力端子に供給されるオーディオ信号の解析信号を生成し、この解析信号からその実部と虚部を求める解析回路と、この解析回路で求められたオーディオ信号の実部と虚部それぞれを2乗する自乗回路とを備える。また、自乗回路から得られる実部と虚部を加算した後、その平方根をとることにより、オーディオ信号の包絡成分を形成する包絡成分形成回路と、この包絡成分から高調波部分を取り出すためのハイパスフィルタと、オーディオ信号にハイパスフィルタからの出力を加算する加算回路とを備える。

【0012】

また、本発明の好ましい形態においては、入力端子に供給されるオーディオ信号は、高調波部分が含まれないように帯域制限を行うローパスフィルタを介して加算回路に供給されるようにしている。更に、入力端子に供給されるオーディオ信号には、予め高調波部分が含まれないように帯域制限を施すようにしている。また、解析信号からその実部と虚部を求める解析回路としては、ヒルベルト変換回路が用いられる。

【発明の効果】

【0015】

本発明の高域信号補間方法及び高域信号補間装置によれば、原信号の解析信号の実部と虚部を用いて原信号の包絡成分を形成し、形成された包絡成分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、実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】

【0016】

以下、図面を参照して本発明を説明するに、図1は本発明による高域信号補間方法及び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。

【0017】

図1において、入力端子1には、例えばMP3やATRAC3のような圧縮を伴うデジタルオーディオ機器から再生されたデジタルオーディオ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、解析信号を生成するための例えばヒルベルト変換回路2に供給され、解析信号の実部R及び虚部Iがそれぞれ独立して取り出される。

【0018】

さらに、実部R及び虚部Iはそれぞれ自乗回路3、4に供給され、それぞれ自乗された信号が加算回路5で加算される。そしてこの加算信号が平方根回路6に供給される。これにより平方根回路6から、原信号の包絡成分が取り出されるが、この包絡成分には高調波

10

20

30

40

50

成分が形成されているものである。

【 0 0 1 9 】

そこで、平方根回路 6 から取り出された高調波部分を含んだ包絡成分をハイパスフィルタ ( H P F ) 7 に送り、高調波成分を取り出すようにする。一方、入力端子 1 からの原信号の高域部分をローパスフィルタ ( L P F ) 8 で除いた信号を形成し、これらのハイパスフィルタ 7 とローパスフィルタ 8 の出力信号を加算回路 9 で加算して出力端子 1 0 に出力する。これにより、出力端子 1 0 から、高域信号が重畳 ( 強調 ) された信号が得られる。

【 0 0 2 0 】

このようにして、例えば M P 3 や A T R A C 3 のような圧縮を伴うデジタルオーディオ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、ハイパスフィルタ 7 で取り出される包絡成分の高調波部分を、高域成分の除かれた原信号に加えることにより、高域信号の補間を行うことができる。

10

【 0 0 2 1 】

そしてこの場合に、上述のように包絡成分に形成される高調波成分は、原信号の特性に近似したものであり、この高調波成分で補間を行うことで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 2 の A には補間前の信号を示し、図 2 の B に補間後の信号を示している。この図 2 からわかるように、本発明によれば極めて良好な補間を行うことができることがわかる。

【 0 0 2 2 】

また、上述の図 1 に示した回路構成において、ヒルベルト変換回路 2 は例えば図 3 に示すように単位遅延回路 D を縦続に設け、その中間点の出力から実部 R を得ると共に、各段の出力をシグマ回路 で加算することによって虚部 I を得る。このような回路を用いることによって、解析信号の実部 R 及び虚部 I をそれぞれ独立して取り出すことができる。

20

【 0 0 2 3 】

さらに自乗回路 3、4 及び加算回路 5、9 は、デジタル演算器を用いて容易に形成できる。また、平方根回路 6 は演算器を形成すると複雑になるが、デジタルオーディオ信号の場合は値の範囲が限られているので、例えばリードオンリーメモリを用いたルックアップテーブル等によって容易に形成することができるものである。

【 0 0 2 4 】

また、ハイパスフィルタ 7 とローパスフィルタ 8 も、F I R ( Finit-duration Impulse Response ) 等のデジタルフィルタによって容易に形成できる。なお、図 1 においては、原信号の高域部分を除くローパスフィルタ 8 を設けたが、入力端子 1 に供給されるデジタルオーディオ信号が、予めローパスフィルタを介したものであるときは無くてもよい。

30

【 0 0 2 5 】

さらに、上述した本発明による高域信号補間の原理は、以下のように説明される。

【 0 0 2 6 】

すなわち、一般的に包絡信号を生成する場合には、ピーク検波などの方法が採られる。しかしながらその場合には、キャリア成分以上の周波数を発生させることはできない。そこで、ヒルベルト変換を利用して解析信号を発生させることで、原信号以上の周波数の計算を可能にすることができる。

40

【 0 0 2 7 】

一般的には、信号の値が最大または最小になる時点を標本化しない限り振幅を正確に求めることはできないが、ヒルベルト変換を利用して解析信号を発生させ、この解析信号を用いることで任意の標本化時点の振幅を計算することができるのである。そしてこの場合の原理としては、ベクトル量を求める (  $\sin^2 + \cos^2 = 1$  ) の性質が利用される。

【 0 0 2 8 】

つまり、任意の時点での解析信号の実部を  $X_r$ 、虚部を  $X_i$  とすれば、振幅 A は、

$$A = \sqrt{(X_r * X_r + X_i * X_i)}$$

となり、従って、原信号を一種の振幅変調された信号として考えると、振幅が時間と共に変化する信号であっても任意の時刻の振幅を求めることが可能となる。

50

## 【0029】

この場合に、変調された信号を次式のように仮定する。

$$g[n] = (1 + s[n]) (\sin[w_0 n])$$

ここで以下の計算を簡単にするため、上式の  $(1 + s[n])$  を一定とすると、この信号は、

$$g[n] = (1 + s[n]) (\sin[w_0 n] + j \cos[w_0 n])$$

となる。なお、実際にはヒルベルト変換のフィルタの次数を  $M$  とすれば、 $M/2$  の遅延も表現する必要があるが、実部と虚部ともに  $M/2$  だけ遅延するとすれば、この遅延は相殺することができる。

## 【0030】

さらに、上式の  $(1 + s[n]) = 0$  と仮定すると、この式で表される信号の絶対値  $|g[n]|$  は、

$$|g[n]| = (1 + s[n]) * (\sin^2[w_0 n] + \cos^2[w_0 n]) = (1 + s[n])$$

となり、従って、振幅変調されたような原信号の復調結果を得ることが可能になる。ただしこの場合に、入力信号に直流成分が含まれていると、信号は

$$g[n] = (1 + s[n]) (\sin[w_0 n]) + C_{dc}$$

となる。

## 【0031】

そこで、この信号から得られる信号の絶対値は、 $C_{dc}$  が  $(1 + s[n])$  より充分小さいものとして仮定すると、次のように近似できる。

$$|g[n]| \approx (1 + s[n]) + C_{dc} * (\sin[w_0 n])$$

従って、入力信号に直流成分が重畳していると、信号処理の結果には搬送波の成分が現れてしまうことになり、ハイパスフィルタでフィルタリングする必要がある。

## 【0032】

以上の理由により、従来では高域補間を行う場合には単純な周波数スペクトルを持つ信号であっても、高域周波数へ写像されてしまうような音質劣化につながる問題点を解決し、よりピュアな高域補間を可能とすることができる。

## 【0033】

こうして本発明の高域信号補間方法及び高域信号補間装置によれば、原信号の解析信号を生成し、解析信号の実部と虚部を求め、実部と虚部により原信号の包絡成分を形成し、包絡成分の高調波部分を取り出して原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。

## 【0034】

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】

## 【0035】

【図1】本発明による高域信号補間方法及び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】その説明のための波形図である。

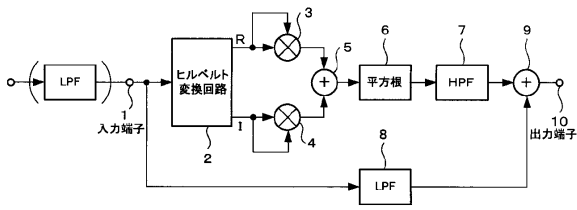
【図3】ヒルベルト変換回路の一実施形態の構成を示すブロック図である。

## 【符号の説明】

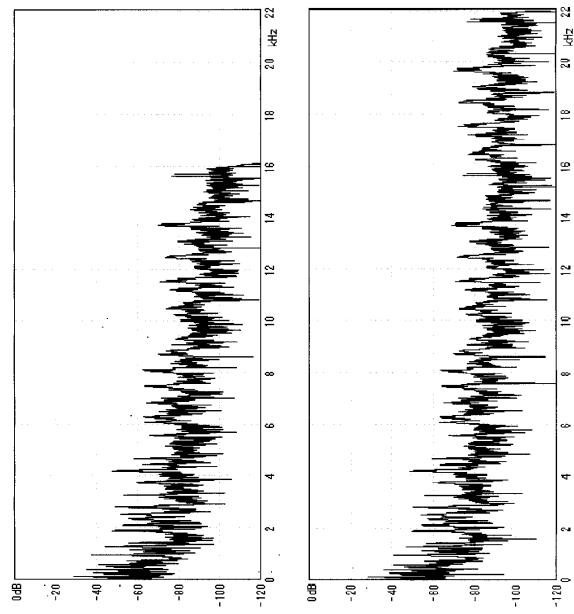
## 【0036】

1 ... 入力端子、2 ... ヒルベルト変換回路、3, 4 ... 自乗回路、5, 9 ... 加算回路、6 ... 平方根回路、7 ... ハイパスフィルタ、8 ... ローパスフィルタ、10 ... 出力端子

【図1】



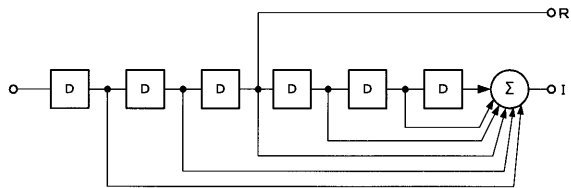
【図2】



A

B

【図3】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平07 - 093900 (JP, A)  
特開2002 - 175092 (JP, A)  
特開2004 - 198485 (JP, A)  
特開2002 - 015522 (JP, A)  
国際公開第2003 / 003345 (WO, A1)  
国際公開第2003 / 019533 (WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
G10L 19/00 - 21/04  
JSTPlus (JDreamII)