

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5750464号
(P5750464)

(45) 発行日 平成27年7月22日(2015.7.22)

(24) 登録日 平成27年5月22日(2015.5.22)

(51) Int.Cl.

F I

G 1 O L 21/0388 (2013.01)

G 1 O L 21/0388

G 1 O L 19/02 (2013.01)

G 1 O L 19/02 1 5 0

請求項の数 11 (全 34 頁)

(21) 出願番号 特願2013-28272 (P2013-28272)
 (22) 出願日 平成25年2月15日(2013.2.15)
 (62) 分割の表示 特願2011-544728 (P2011-544728)
 の分割
 原出願日 平成23年6月6日(2011.6.6)
 (65) 公開番号 特開2013-84018 (P2013-84018A)
 (43) 公開日 平成25年5月9日(2013.5.9)
 審査請求日 平成25年11月22日(2013.11.22)
 (31) 優先権主張番号 特願2010-132205 (P2010-132205)
 (32) 優先日 平成22年6月9日(2010.6.9)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(73) 特許権者 514136668
 パナソニック インテレクチュアル プロ
 パティ コーポレーション オブ アメリ
 カ
 Panasonic Intellect
 ual Property Corpor
 ation of America
 アメリカ合衆国 90503 カリフォル
 ニア州, トーランス, スイート 200,
 マリナー アベニュー 20000
 (74) 代理人 100109210
 弁理士 新居 広守
 (72) 発明者 石川 智一
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナ
 ソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 帯域拡張方法、帯域拡張装置、プログラム、集積回路およびオーディオ復号装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、

前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク(QMF)領域に変換することによ
って、第1の低周波QMFスペクトラムを生成する第1の変換ステップと、前記低周波数帯域信号を、前記第1の低周波QMFスペクトラムよりも高い周波数分解
能を有する第2の低周波QMFスペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信
号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパ
ッチ生成ステップと、前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチ
シフトさせた複数個の信号を生成し、前記複数個の信号から高周波QMFスペクトラムを
生成する高周波生成ステップと、前記高周波QMFスペクトラムと、前記第1の低周波QMFスペクトラムとを組み合わ
せることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップとを含み、

前記高周波生成ステップは、

前記複数個の信号における各QMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解
ステップと、前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波QMFサブバンドにマッピングするマッピ
ングステップとを含む

帯域拡張方法。

10

20

【請求項 2】

前記高周波生成ステップは、

ピッチシフトさせた前記複数個の信号を Q M F 領域に変換することによって複数個の Q M F スペクトルを生成する第 2 の変換ステップと、

前記複数個の Q M F スペクトルを互いに異なる複数の伸張係数で時間次元方向に伸張することによって複数個のハーモニクスパッチを生成するハーモニクスパッチ生成ステップと、

前記複数個のハーモニクスパッチを時間調整する調整ステップと、

時間調整された前記ハーモニクスパッチを合算する合算ステップとを含む

請求項 1 に記載の帯域拡張方法。

10

【請求項 3】

前記ハーモニクスパッチ生成ステップは、

前記複数個の Q M F スペクトルの振幅および位相を算出する算出ステップと、

前記位相を操作することによって新たな位相を生成する位相操作ステップと、

前記振幅と前記新たな位相とを組み合わせることによって、新たな Q M F 係数の組を生成する Q M F 係数生成ステップとを含む

請求項 2 に記載の帯域拡張方法。

【請求項 4】

前記位相操作ステップでは、Q M F 係数の組全体の元の位相に基づいて前記新たな位相を生成する

20

請求項 3 に記載の帯域拡張方法。

【請求項 5】

前記位相操作ステップでは、Q M F 係数の組に対して操作を繰り返し行い、

前記 Q M F 係数生成ステップでは、複数の前記新たな Q M F 係数の組を生成する

請求項 3 または 4 に記載の帯域拡張方法。

【請求項 6】

前記位相操作ステップでは、Q M F サブバンド指標に依存して異なる操作を行う

請求項 3、4、または 5 に記載の帯域拡張方法。

【請求項 7】

前記 Q M F 係数生成ステップでは、複数の前記新たな Q M F 係数の組をオーバーラップ加算することで、時間伸張したオーディオ信号に対応する Q M F 係数を生成する

30

請求項 5 に記載の帯域拡張方法。

【請求項 8】

低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張装置であって、

前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク (Q M F) 領域に変換することによって、第 1 の低周波 Q M F スペクトラムを生成する第 1 の変換部と、

前記低周波数帯域信号を、前記第 1 の低周波 Q M F スペクトラムよりも高い周波数分解能を有する第 2 の低周波 Q M F スペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成部と、

40

前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成し、前記複数個の信号から高周波 Q M F スペクトラムを生成する高周波生成部と、

前記高周波 Q M F スペクトラムと、前記第 1 の低周波 Q M F スペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成部とを備え、

前記高周波生成部は、

前記複数個の信号における各 Q M F サブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解部と、

前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波 Q M F サブバンドにマッピングするマッピング部とを備える

50

帯域拡張装置。

【請求項 9】

低周波数帯域信号から全帯域信号を生成するためのプログラムであって、

前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域に変換することによって、第 1 の低周波 QMF スペクトラムを生成する第 1 の変換ステップと、

前記低周波数帯域信号を、前記第 1 の低周波 QMF スペクトラムよりも高い周波数分解能を有する第 2 の低周波 QMF スペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成ステップと、

前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成し、前記複数個の信号から高周波 QMF スペクトラムを生成する高周波生成ステップと、

前記高周波 QMF スペクトラムと、前記第 1 の低周波 QMF スペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップとをコンピュータに実行させ、

前記高周波生成ステップは、

前記複数個の信号における各 QMF サブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解ステップと、

前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波 QMF サブバンドにマッピングするマッピングステップとを含む

プログラム。

【請求項 10】

低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する集積回路であって、

前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域に変換することによって、第 1 の低周波 QMF スペクトラムを生成する第 1 の変換部と、

前記低周波数帯域信号を、前記第 1 の低周波 QMF スペクトラムよりも高い周波数分解能を有する第 2 の低周波 QMF スペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成部と、

前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成し、前記複数個の信号から高周波 QMF スペクトラムを生成する高周波生成部と、

前記高周波 QMF スペクトラムと、前記第 1 の低周波 QMF スペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成部とを備え、

前記高周波生成部は、

前記複数個の信号における各 QMF サブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解部と、

前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波 QMF サブバンドにマッピングするマッピング部とを備える

集積回路。

【請求項 11】

符号化情報から、符号化された低周波数帯域信号を分離する分離部と、

前記符号化された低周波数帯域信号を復号化する復号部と、

前記復号部による復号化によって生成された低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域に変換することによって、第 1 の低周波 QMF スペクトラムを生成する変換部と、

前記低周波数帯域信号を、前記第 1 の低周波 QMF スペクトラムよりも高い周波数分解能を有する第 2 の低周波 QMF スペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成部と、

前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数の信号を生成し、前記複数の信号から高周波QMFスペクトラムを生成する高周波生成部と、

前記高周波QMFスペクトラムと、前記第1の低周波QMFスペクトラムとを組み合わせることによって全帯域信号を生成する全帯域生成部と、

前記全帯域信号を直交ミラーフィルタバンク(QMF)領域の信号から時間領域の信号に変換する逆変換部とを備え、

前記高周波生成部は、

前記複数の信号における各QMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解部と、

前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波QMFサブバンドにマッピングするマッピング部とを備える

オーディオ復号装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、オーディオ信号の周波数帯域を拡張する帯域拡張方法等に関する。

【背景技術】

【0002】

オーディオ帯域拡張(BWE)技術は、広帯域のオーディオ信号を低ビットレートで効率的に符号化するために、近年のオーディオコーデックにおいて一般的に用いられている技術である。その原理は、元の高周波(HF)内容のパラメトリック表現を用いて、低周波(LF)データから高周波(HF)の近似を合成することである。

【0003】

図1は、このようなBWE技術ベースのオーディオコーデックを示す図である。このオーディオコーデックのエンコードにおいて、広帯域オーディオ信号は、まずLF部分とHF部分とに分離され(101および103)、このLF部分は波形を保持するように符号化される(104)。その一方で、LF部分とHF部分との関係が(一般的には、周波数領域で)分析され(102)、1組のHFパラメータによって示される。HF部分をパラメータで示すことにより、多重化された(105)波形データおよびHFパラメータを低

ビットレートでデコードに送信することができる。

【0004】

デコードにおいては、まずLF部分が復号される(107)。元のHF部分を近似するために、復号されたLF部分が周波数領域に変換され(108)、得られたLFスペクトラムは、復号された一部のHFパラメータに従って修正され(109)、HFスペクトラムが生成される。HFスペクトラムもまた、復号された一部のHFパラメータに従って、さらに後処理によって精細化される(110)。精細化されたHFスペクトラムが時間領域に変換されて(111)、遅延された(112)LF部分に組み合わせられる。その結果、再構築された最終の広帯域オーディオ信号が出力される。

【0005】

なお、BWE技術において、重要なステップの一つは、LFスペクトラムからHFスペクトラムを生成することである(109)。これを実現するための方法はいくつかあり、たとえば、LF部分をHF位置に複写する方法、非線形処理、またはアップサンプリングなどがある。

【0006】

このようなBWE技術を用いる最も周知なオーディオコーデックは、MPEG-4 HE-AACであり、そこでBWE技術は、SBR(スペクトル帯域複製)またはSBR技術として規定されている。SBRにおいて、HF部分は単純にQMF(直交ミラーフィルタ)表示内のLF部分をHFスペクトル位置に複写することにより生成される。

【0007】

10

20

30

40

50

このようなスペクトル複写処理はパッチングとも呼ばれており、この処理は単純であり、かつ多くの場合において効率的であると証明されている。しかしながら、わずかなLF部分帯域のみが実行可能である、非常に低いビットレート（たとえば、 $< 20 \text{ kbits/s mono}$ ）においてのSBR技術は、荒さや不快な音質などのような、望ましくない聴感的アーチファクトをもたらす可能性がある（例えば、非特許文献1参照）。

【0008】

したがって、低ビットレートで符号化する場合において挙げた、ミラーリングまたは複写処理に起因するアーチファクトを回避するため、標準的なSBR技術は改良され、以下の主な変更により拡張されている（例えば、非特許文献2参照）。

【0009】

（1）パッチングアルゴリズムを複写パターンからフェーズボコーダ駆動のパッチングパターンに変更する。

（2）適応的時間分解能を後処理パラメータ用に上げる。

【0010】

第1の変更（上記（1））を行った結果、複数の整数係数でLFスペクトラムを拡散させることにより、HFにおけるハーモニクス連続性が本質的に確保される。特に、うなりの影響によって引き起こされる、所望されていない粗度感は、低周波と高周波との境界、および異なる高周波部分間の境界では発生しない（例えば、非特許文献1参照）。

【0011】

また、第2の変更（上記（2））により、精細化されたHFスペクトラムを、再現された周波数帯域における信号の揺らぎに対してさらに適応できるようにすることが容易になる。

【0012】

新たなパッチングがハーモニクス関係を保持するため、これはハーモニクス帯域拡張（HBE）と呼ばれる。標準的なSBRを超える先行技術のHBEの効果は、低ビットレートでのオーディオ符号化について実験によっても確認されている（例えば、非特許文献1参照）。

【0013】

なお、上記2つの変更は、HFスペクトルジェネレータのみに影響するものであり（109）、HBEにおけるその他の方法は、SBRと全く同一である。

【0014】

図2は、先行技術のHBEにおけるHFスペクトルジェネレータを示す図である。なお、HFスペクトルジェネレータは、図1のT-F変換108およびHF再構築109から構成される。ある信号のLF部分が入力され、そのHFスペクトラムが、第2次（最低周波数を有するHFパッチ）から第T次（最高周波数を有するHFパッチ）までの（T-1）個のHFハーモニクスパッチ（各パッチング工程において1つのHFパッチが作成される）からなると仮定する。先行技術のHBEにおいて、これらのHFパッチはすべてフェーズボコーダから、並行して別々に生成される。

【0015】

図2に示すように、異なる伸張係数（2からk）を有する、（T-1）個のフェーズボコーダ（201～203）が、入力されたLF部分を伸張するために用いられる。伸張された出力は異なる長さを有しており、これらの出力に対して、帯域フィルタを通過させ（204～206）、かつ再サンプリングを行い（207～209）、時間拡張を周波数拡張に変換することでHFパッチが生成される。伸張係数を再サンプリング係数の2倍に設定することで、HFパッチは信号のハーモニクス構造を維持し、LF部分の2倍の長さを有するようになる。そして、HFパッチがすべて遅延調整されて（210～212）、再サンプリング処理が一因となる、様々な潜在的遅延を補償する。最後のステップにおいて、遅延調整されたすべてのHFパッチが合算され、かつQMF領域に変換されて（213）、HFスペクトラムが作成される。

【0016】

10

20

30

40

50

上記 H F スペクトルジェネレータを見ると、非常に多い演算量を有している。演算量に寄与するものは、主に時間拡張処理によるものであり、この時間拡張処理は、フェーズボコードにおいて採用された一連の短時間フーリエ変換 (S T F T) および逆短時間フーリエ変換 (I S T F T)、ならびに時間伸張された H F 部分に適用される、後続の Q M F 処理によって実現される。

【 0 0 1 7 】

フェーズボコードおよび Q M F 変換の概略を、以下に紹介する。

【 0 0 1 8 】

フェーズボコードは、周波数領域変換を用いることで時間伸張効果を実現する、周知の技術である。つまり、局所的なスペクトル特徴を変更せずに維持しつつ、信号の経時変化を修正する技術である。その基本的な原理は、以下の通りである。

10

【 0 0 1 9 】

図 3 A および図 3 B は、フェーズボコードによる時間伸張の原理を示す図である。

【 0 0 2 0 】

図 3 A に示すように、オーディオを重なり合うブロックに分割し、ホップサイズ (連続するブロック間の時間間隔) が入力時および出力時において同一ではないブロック間の間隔を調整する。ここでは、入力ホップサイズ R_u が出力ホップサイズ R_s より小さいため、その結果、元の信号は、以下の (式 1) に示す比 r で拡張される。

【 0 0 2 1 】

【 数 1 】

20

$$r = \frac{R_u}{R_s} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (\text{式 1})$$

【 0 0 2 2 】

図 3 B に示すように、間隔を調整したブロックを、周波数領域変換を要するコヒーレントパターンで重ね合わせる。一般的に、入力ブロックを周波数に変換し、位相を適切に修正した後、新たなブロックを元の出力ブロックに変換する。

【 0 0 2 3 】

30

上記の原理に従って、ほとんどの典型的なフェーズボコードは、短時間フーリエ変換 (S T F T) を周波数領域変換として採用しており、分析の明示的な順序、ならびに時間伸張のための修正および再合成が必要である。

【 0 0 2 4 】

Q M F バンクは、時間領域表示を時間 - 周波数領域結合表示 (逆も同様) に変換し、これはスペクトル帯域複製 (S B R)、パラメトリックステレオ符号化 (P S)、および空間オーディオ符号化 (S A C) などのパラメトリックベースの符号化方式において一般的に用いられている。これらのフィルタバンクの特徴は、複素周波数 (サブバンド) 領域信号が係数 2 によって効率的にオーバーサンプリングされるということである。これにより、サブバンド領域信号の後処理を、エイリアシングによる歪みを発生させることなく行うことができる。

40

【 0 0 2 5 】

さらに詳細には、実数値の離散時間信号を $x (n)$ とすると、Q M F バンクの分析により、複素サブバンド領域信号 $s_k (n)$ が以下の (式 2) によって求められる。

【 0 0 2 6 】

【数 2】

$$s_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} x(M \cdot n - l) p(l) e^{j \frac{\pi}{M} (k+0.5)(l+\alpha)} \quad \dots \quad (\text{式 2})$$

【0027】

(式 2) 中、 $p(n)$ は、第 $L - 1$ 次の低域通過プロトタイプフィルタのインパルス応答を示し、 α は位相パラメータ、 M は帯域の数を示し、 k はサブバンドインデックスを示し、 $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。

10

【0028】

なお、STFT と同様に、QMF 変換も時間 - 周波数結合変換である。すなわち、これにより信号の周波数内容および周波数内容における時間経過による変化のどちらも求めることができ、ここで周波数内容は、周波数サブバンドによって示され、時間軸はタイムスロットによって示される。

【0029】

図 4 は、QMF 分析および合成方式を示す図である。

【0030】

具体的には、図 4 に示されるように、ある実際の音声入力は、長さが L 、かつホップサイズが M である、連続し重なり合うブロックに分割され (図 4 の (a))、QMF 分析処理により、各ブロックは、1 つのタイムスロットに変換され、タイムスロットはそれぞれ、 M 個の複素サブバンド信号で構成される。この方法により、 L 時間領域入力サンプルは、 L 個の複素 QMF 係数に変換され、 L / M タイムスロットおよび M 個のサブバンドで構成される (図 4 の (b))。各タイムスロットは、先行する ($L / M - 1$) タイムスロットと組み合わせられ、QMF 合成処理により合成されて、 M 個のリアルタイム領域サンプル (図 4 の (c)) がほぼ完璧に再構築される。

20

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0031】

【非特許文献 1】Frederik Nagel and Sascha Disch, 「A harmonic bandwidth extension method for audio codecs」、IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc., 2009 年

30

【非特許文献 2】Max Neuendorf, et al, 「A novel scheme for low bitrate unified speech and audio coding - MPEG RM0」、126th AES Convention, Munich, Germany, 2009 年 5 月

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0032】

40

先行技術である HBE 技術に付随する課題は、演算量が多いということである。信号を伸張するために、HBE によって採用された従来のフェーズボコーダは、連続する STFT および ISTFT、つまり連続する FFT (高速フーリエ変換) および IFFT (逆高速フーリエ変換) を適用するため演算量が多く、後続の QMF 変換は、時間伸張信号に適用されるため、演算量が増す。また、一般的には、演算量を低減しようとすると、品質低下を招く可能性がある。

【0033】

そこで、本発明は、かかる問題に鑑みてなされたものであって、帯域拡張の演算量を低減するとともに、拡張される帯域の品質低下を抑えることができる帯域拡張方法を提供することを目的とする。

50

【課題を解決するための手段】

【0034】

上記目的を達成するために、本発明の一態様に係る帯域拡張方法は、低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域に変換することによって、第1の低周波QMFスペクトラムを生成する第1の変換ステップと、前記低周波数帯域信号を、前記第1の低周波QMFスペクトラムよりも高い周波数分解能を有する第2の低周波QMFスペクトラムに変換することにより、前記低周波数帯域信号を時間伸張することによって、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成ステップと、前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成し、前記複数個の信号から高周波QMFスペクトラムを生成する高周波生成ステップと、前記高周波QMFスペクトラムと、前記第1の低周波QMFスペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップとを含み、前記高周波生成ステップは、前記複数個の信号における各QMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解ステップと、前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波QMFサブバンドにマッピングするマッピングステップとを含む。

10

また、上記目的を達成するために、本発明の一態様に係る帯域拡張方法は、低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域に変換することによって、第1の低周波QMFスペクトラムを生成する第1の変換ステップと、前記低周波数帯域信号に互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成するピッチシフトステップと、ピッチシフトさせた前記複数個の信号をQMF領域で時間伸張することにより、高周波QMFスペクトラムを生成する高周波生成ステップと、高周波エネルギーおよび音調の条件を満たすように、前記高周波QMFスペクトラムを修正するスペクトラム修正ステップと、修正された前記高周波QMFスペクトラムと、前記第1の低周波QMFスペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップとを含む。

20

【0035】

これにより、ピッチシフトさせた複数個の信号がQMF領域で時間伸張されることによって、高周波QMFスペクトラムが生成される。したがって、高周波QMFスペクトラムを生成するために、従来のような複雑な処理（連続して繰り返されるFFTおよびIFFTと、後続のQMF変換）を避けることができ、帯域拡張の演算量を低減することができる。なお、STFTと同様に、QMF変換そのものは、時間-周波数結合分解能を提供するため、QMF変換は、一連のSTFTおよびISTFTの代わりになる。さらに、本発明の一態様に係る帯域拡張方法では、1つのシフト係数だけでなく、互いに異なるシフト係数を適用することによって、ピッチシフトさせた複数個の信号が生成されて、これらに対して時間伸張が行われるため、高周波QMFスペクトラムの品質の低下を抑えることができる。

30

【0036】

また、前記高周波生成ステップは、ピッチシフトさせた前記複数個の信号をQMF領域に変換することによって複数個のQMFスペクトルを生成する第2の変換ステップと、前記複数個のQMFスペクトルを互いに異なる複数の伸張係数で時間次元方向に伸張することによって複数個のハーモニクスパッチを生成するハーモニクスパッチ生成ステップと、前記複数個のハーモニクスパッチを時間調整する調整ステップと、時間調整された前記ハーモニクスパッチを合算する合算ステップとを含む。

40

【0037】

また、前記ハーモニクスパッチ生成ステップは、前記QMFスペクトラムの振幅および位相を算出する算出ステップと、前記位相を操作することによって新たな位相を生成する位相操作ステップと、前記振幅と前記新たな位相とを組み合わせることによって、新たなQMF係数の組を生成するQMF係数生成ステップとを含む。

50

【 0 0 3 8 】

また、前記位相操作ステップでは、Q M F 係数の組全体の元の位相に基づいて前記新たな位相を生成する。

【 0 0 3 9 】

また、前記位相操作ステップでは、Q M F 係数の組に対して操作を繰り返し行い、前記Q M F 係数生成ステップでは、複数の前記新たなQ M F 係数の組を生成する。

【 0 0 4 0 】

また、前記位相操作ステップでは、Q M F サブバンド指標に依存して異なる操作を行う。

【 0 0 4 1 】

また、前記Q M F 係数生成ステップでは、複数の前記新たなQ M F 係数の組をオーバーラップ加算することで、時間伸張したオーディオ信号に対応するQ M F 係数を生成する。

【 0 0 4 2 】

つまり、本発明の一態様に係る帯域拡張方法における時間伸張では、入力されたQ M F ブロックの位相を修正し、修正されたQ M F ブロックを異なるホップサイズでオーバーラップ加算することにより、S T F T ベースの伸張方法を模倣している。演算量の観点から、このような時間伸張と、S T F T ベースの方法における、連続するF F T およびI F F T とを比較すると、この時間伸張では、Q M F 分析変換を1度だけ行うため演算量が少ない。したがって、帯域拡張の演算量をより低減することができる。

【 0 0 4 3 】

また、上記目的を達成するために、本発明の他の態様に係る帯域拡張方法は、低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク(Q M F)領域に変換することによって、第1の低周波Q M F スペクトラムを生成する第1の変換ステップと、前記Q M F 領域で前記低周波数帯域信号を時間伸張することにより、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成ステップと、前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数の信号を生成し、前記複数の信号から高周波Q M F スペクトラムを生成する高周波生成ステップと、前記高周波エネルギーおよび音調の条件を満たすように、前記高周波Q M F スペクトラムを修正するスペクトラム修正ステップと、修正された前記高周波Q M F スペクトラムと、前記第1の低周波Q M F スペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップとを含む。

【 0 0 4 4 】

これにより、低周波数帯域信号がQ M F 領域で時間伸張されてピッチシフトされることによって、高周波Q M F スペクトラムが生成される。したがって、高周波Q M F スペクトラムを生成するために、従来のような複雑な処理(連続して繰り返されるF F T およびI F F T と、後続のQ M F 変換)を避けることができ、演算量を低減することができる。さらに、1つのシフト係数だけでなく、互いに異なるシフト係数を適用することによって、ピッチシフトさせた複数の信号が生成されて、これらの信号から高周波Q M F スペクトラムが生成されるため、高周波Q M F スペクトラムの品質の低下を抑えることができる。また、低次ハーモニクスパッチから高周波Q M F スペクトラムが生成されるため、その品質の低下をさらに抑えることができる。

【 0 0 4 5 】

なお、本発明の他の態様に係る帯域拡張方法では、ピッチシフトもQ M F 領域で行われる。これは、低次のパッチのL F Q M F サブバンドを、高い周波数分解能のために複数のサブ・サブバンドに分解するためであり、その後、これらのサブ・サブバンドを高次のQ M F サブバンドにマッピングして、高次のパッチスペクトラムを生成する。

【 0 0 4 6 】

また、前記低次ハーモニクスパッチ生成ステップは、前記低周波数帯域信号を第2の低周波Q M F スペクトラムに変換する第2の変換ステップと、前記第2の低周波Q M F スペクトラムを帯域通過させる帯域通過ステップと、帯域通過させた前記第2の低周波Q M F

10

20

30

40

50

スペクトラムを時間次元方向に伸張する伸張ステップとを含む。

【 0 0 4 7 】

また、前記第 2 の低周波 Q M F スペクトラムは、前記第 1 の低周波 Q M F スペクトラムよりも高い周波数分解能を有する。

【 0 0 4 8 】

また、前記高周波生成ステップは、前記低次ハーモニクスパッチを帯域通過させることで複数の帯域通過させたパッチを生成するパッチ生成ステップと、帯域通過させた前記複数のパッチをそれぞれ高周波にマッピングして複数の高次ハーモニクスパッチを生成する高次生成ステップと、前記複数の高次ハーモニクスパッチを前記低次ハーモニクスパッチと合算する合算ステップとを含む。

10

【 0 0 4 9 】

また、前記高次生成ステップは、帯域通過させたパッチにおける各 Q M F サブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解ステップと、前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波 Q M F サブバンドにマッピングするマッピングステップと、前記複数のサブ・サブバンドのマッピング結果を組み合わせる組み合わせステップとを含む。

【 0 0 5 0 】

また、前記マッピングステップは、Q M F サブバンドの前記複数のサブ・サブバンドを阻止帯域部分と通過帯域部分とに分割する分割ステップと、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドの転位された中心周波数を、パッチの次数に依存する係数で算出する周波数算出ステップと、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドを、前記中心周波数に応じて複数の高周波 Q M F サブバンドにマッピングする第 1 のマッピングステップと、前記阻止帯域部分上の複数のサブ・サブバンドを、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドに応じて高周波 Q M F サブバンドにマッピングする第 2 のマッピングステップとを含む。

20

【 0 0 5 1 】

なお、本発明に係る帯域拡張方法では、上述の処理動作（ステップ）をどのように組み合わせてもよい。

【 0 0 5 2 】

このような本発明に係る帯域拡張方法は、演算量を低減した H F スペクトルジェネレータを用いる低演算量の H B E 技術である。H F スペクトルジェネレータは、H B E 技術の演算量に寄与する一番の要因となっている。この演算量を低減するため、本発明の一態様に係る帯域拡張方法では、低演算量で Q M F 領域での時間伸張を行う、新たな Q M F ベースのフェーズボコーダを用いる。また、本発明の他の態様に係る帯域拡張方法では、この解決策に付随する可能性のある品質の問題を回避するため、Q M F 領域で低次のパッチから高次のハーモニクスパッチを生成する、新たなピッチシフトアルゴリズムを用いる。

30

【 0 0 5 3 】

本発明の目的は、時間伸張、または時間伸張および周波数拡張のどちらも Q M F 領域で実行可能である、Q M F ベースのパッチを設計することであり、さらに、それにより、Q M F ベースのフェーズボコーダによって駆動される低演算量 H B E 技術を開発することである。

40

【 0 0 5 4 】

なお、本発明は、このような帯域拡張方法として実現することができただけでなく、その帯域拡張方法によってオーディオ信号の周波数帯域を拡張する帯域拡張装置、集積回路、その帯域拡張方法によってコンピュータに周波数帯域を拡張させるためのプログラム、そのプログラムを格納する記憶媒体としても実現することができる。

【発明の効果】

【 0 0 5 5 】

本発明の帯域拡張方法は、新たなハーモニクス帯域拡張（H B E）技術を設計するものである。本技術の核心は、時間伸張、または、時間伸張およびピッチシフティングの両方を、従来の F F T 領域や時間領域ではなく、Q M F 領域で行うことである。先行技術の H

50

B E 技術と比較すると、この発明の帯域拡張方法によって、良好な音質が得られ、かつ演算量を大幅に低減させることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 5 6 】

【図 1】図 1 は、通常の B W E 技術を用いるオーディオコーデック方式を示す図である。

【図 2】図 2 は、ハーモニクス構造を保持する H F スペクトルジェネレータを示す図である。

【図 3 A】図 3 A は、オーディオブロックの間隔を調整することによる時間伸張の原理を示す図である。

【図 3 B】図 3 B は、オーディオブロックの間隔を調整することによる時間伸張の原理を示す図である。

10

【図 4】図 4 は、Q M F 分析および合成方式を示す図である。

【図 5】図 5 は、本発明の実施の形態 1 における帯域拡張方法を示すフローチャートである。

【図 6】図 6 は、本発明の実施の形態 1 における H F スペクトルジェネレータを示す図である。

【図 7】図 7 は、本発明の実施の形態 1 におけるオーディオデコーダを示す図である。

【図 8】図 8 は、本発明の実施の形態 1 における Q M F 変換に基づく信号のタイムスケール変更方式を示す図である。

【図 9】図 9 は、本発明の実施の形態 1 における Q M F 領域における時間伸張方法を示す図である。

20

【図 1 0】図 1 0 は、異なる伸張係数を用いた正弦波音調信号の伸張効果の比較を示す図である。

【図 1 1】図 1 1 は、H B E 方式における配置ずれとエネルギー拡散効果を示す図である。

【図 1 2】図 1 2 は、本発明の実施の形態 2 における帯域拡張方法を示すフローチャートである。

【図 1 3】図 1 3 は、本発明の実施の形態 2 における H F スペクトルジェネレータを示す図である。

【図 1 4】図 1 4 は、本発明の実施の形態 2 におけるオーディオデコーダを示す図である。

30

【図 1 5】図 1 5 は、本発明の実施の形態 2 における Q M F 領域における周波数拡張方法を示す図である。

【図 1 6】図 1 6 は、本発明の実施の形態 2 におけるサブ・サブバンドスペクトル分布を示す図である。

【図 1 7】図 1 7 は、本発明の実施の形態 2 における複素 Q M F 領域における、正弦波のための通過帯域成分と阻止帯域成分との間の関係を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 5 7 】

以下の形態は、単に、様々な発明ステップの原理を説明するものである。ここに説明する具体例の様々な変形例は、当業者には明らかであろう。

40

【 0 0 5 8 】

(実施の形態 1)

以下、本願発明の H B E 方式 (ハーモニクス帯域拡張方法) およびそれを用いたデコーダ (オーディオデコーダまたはオーディオ復号装置) に関して説明する。

【 0 0 5 9 】

図 5 は、本実施の形態における帯域拡張方法を示すフローチャートである。

【 0 0 6 0 】

この帯域拡張方法は、低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク (Q M F) 領域に変換することに

50

よって、第1の低周波QMFスペクトラムを生成する第1の変換ステップ(S11)と、前記低周波数帯域信号に互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数個の信号を生成するピッチシフトステップ(S12)と、ピッチシフトさせた前記複数個の信号をQMF領域で時間伸張することにより、高周波QMFスペクトラムを生成する高周波生成ステップ(S13)と、高周波エネルギーおよび音調の条件を満たすように、前記高周波QMFスペクトラムを修正するスペクトラム修正ステップ(S14)と、修正された前記高周波QMFスペクトラムと、前記第1の低周波QMFスペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップ(S15)とを含む。

【0061】

なお、第1の変換ステップ(S11)は、後述のT-F変換部1406によって行われ、ピッチシフトステップ(S12)は、後述のサンプリング部504~506および時間再サンプリング部1403によって行われる。また、高周波生成ステップ(S13)は、後述のQMF変換部507~509、フェーズボコーダ510~512、QMF変換部1404および時間伸張部1405によって行われる。また、スペクトラム修正ステップ(S14)は、後述のHF処理部1408によって行われ、全帯域生成ステップ(S15)は、後述の加算部1410によって行われる。

【0062】

また、前記高周波生成ステップは、ピッチシフトさせた前記複数個の信号をQMF領域に変換することによって複数個のQMFスペクトルを生成する第2の変換ステップと、前記複数個のQMFスペクトルを互いに異なる複数の伸張係数で時間次元方向に伸張することによって複数個のハーモニクスパッチを生成するハーモニクスパッチ生成ステップと、前記複数個のハーモニクスパッチを時間調整する調整ステップと、時間調整された前記ハーモニクスパッチを合算する合算ステップとを含む。

【0063】

なお、第2の変換ステップは、QMF変換部507~509およびQMF変換部1404によって行われ、ハーモニクスパッチ生成ステップは、フェーズボコーダ510~512および時間伸張部1405によって行われる。また、調整ステップは、後述する遅延調整部513~515によって行われ、合算ステップは、後述する加算部516によって行われる。

【0064】

本実施の形態のHBE方式では、HBE技術におけるHFスペクトルジェネレータが、時間領域におけるピッチシフト処理、および後続のQMF領域におけるボコーダ駆動の時間伸張処理を用いて設計されている。

【0065】

図6は、本実施の形態のHBE方式で用いるHFスペクトルジェネレータを示す図である。HFスペクトルジェネレータは、帯域通過部501、502、・・・、503と、サンプリング部504、505、・・・、506と、QMF変換部507、508、・・・、509と、フェーズボコーダ510、511、・・・、512と、遅延調整部513、514、・・・、515と、加算部516とを備える。

【0066】

与えられたLF帯域の入力が、まず帯域通過され(501~503)、再サンプリングされることにより(504~506)、このHF帯域部分が生成される。これらのHF帯域部分は、QMF領域に変換され(507~509)、得られたQMF出力はそれに応じた再サンプリング係数の2倍の伸張係数を用いて時間伸張される(510~512)。伸張されたHFスペクトラムは遅延調整され(513~515)、スペクトル変換処理から寄与する様々な潜在的遅延を補償して、これらを合算(516)して最終のHFスペクトラムが生成される。なお、上記括弧内の数字501-516はそれぞれHFスペクトルジェネレータの構成要素を示す。

【0067】

本実施の形態の方式と先行技術の方式（図２）とを比較すると、主な差異は以下の通りである。１）より多くのＱＭＦ変換が適用され、２）時間伸張処理は、ＦＦＴ領域ではなくＱＭＦ領域で行われる。ＱＭＦ領域での時間伸張処理のさらなる詳細は後述する。

【００６８】

図７は、本実施の形態におけるＨＦスペクトルジェネレータを採用したデコーダを示す図である。このデコーダ（オーディオ復号装置）は、逆多重化部１４０１と、復号部１４０２と、時間再サンプリング部１４０３と、ＱＭＦ変換部１４０４と、時間伸張部１４０５と、Ｔ－Ｆ変換部１４０６と、遅延調整部１４０７と、ＨＦ後処理部１４０８と、加算部１４１０と、逆Ｔ－Ｆ変換部１４０９とを備える。ＨＦスペクトルジェネレータは、時間再サンプリング部１４０３、ＱＭＦ変換部１４０４、および時間伸張部１４０５から構成される。なお、本実施の形態では、逆多重化部１４０１は、符号化情報（ビットストリーム）から、符号化された低周波数帯域信号を分離する分離部に相当する。また、逆Ｔ－Ｆ変換部１４０９は、全帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（ＱＭＦ）領域の信号から時間領域の信号に変換する逆変換部に相当する。

【００６９】

このデコーダでは、まずビットストリームが逆多重化され（１４０１）、次に信号のＬＦ部分が復号される（１４０２）。元のＨＦ部分を近似するために、復号されたＬＦ部分（低周波数帯域信号）が時間領域で再サンプリングされることで（１４０３）ＨＦ部分が生成され、得られたＨＦ部分はＱＭＦ領域に変換される（１４０４）。得られたＨＦＱＭＦスペクトラムは時間方向に伸張され（１４０５）、伸張されたＨＦスペクトラムは、復号された一部のＨＦパラメータに従って、後処理によりさらに精細化される（１４０８）。一方、復号されたＬＦ部分もＱＭＦ領域に変換される（１４０６）。最後に、精細化されたＨＦスペクトラムと、遅延された（１４０７）ＬＦスペクトラムとが組み合わせられて（１４１０）、全帯域のＱＭＦスペクトラムが作成される。得られた全帯域のＱＭＦスペクトラムは、元の時間領域に変換されて（１４０９）復号された広帯域オーディオ信号が出力される。なお、上記括弧内の数字１４０１－１４１０はそれぞれデコーダの構成要素を示す。

【００７０】

時間伸張方法

本実施の形態のＨＢＥ方式の時間伸張処理は、オーディオ信号を対象としており、その時間伸張信号は、ＱＭＦ変換、位相操作、および逆ＱＭＦ変換により生成することができる。つまり、前記ハーモニクスパッチ生成ステップは、前記ＱＭＦスペクトラムの振幅および位相を算出する算出ステップと、前記位相を操作することによって新たな位相を生成する位相操作ステップと、前記振幅と前記新たな位相とを組み合わせることによって、新たなＱＭＦ係数の組を生成するＱＭＦ係数生成ステップとを含む。なお、算出ステップ、位相操作ステップおよびＱＭＦ係数生成ステップは、それぞれ後述のモジュール７０２によって行われる。

【００７１】

図８は、ＱＭＦ変換部１４０４および時間伸張部１４０５によるＱＭＦベースの時間伸張処理を示す図である。まず、オーディオ信号が、ＱＭＦ分析変換（７０１）によって、１組のＱＭＦ係数、たとえば $X(m, n)$ に変換される。これらのＱＭＦ係数は、モジュール７０２において修正される。ここでは、各ＱＭＦ係数の振幅 r および位相 a が算出される。たとえば、 $X(m, n) = r(m, n) \cdot \exp(j \cdot a(m, n))$ とする。この位相 $a(m, n)$ は、 $a\sim(m, n)$ に修正（操作）される。修正された位相 $a\sim$ と元の振幅 r とが、新たな１組のＱＭＦ係数を構築する。たとえば、新たな１組のＱＭＦ係数は以下の（式３）によって示される。

【００７２】

【数 3】

$$\tilde{X}(m, n) = r(m, n) \cdot \exp(j \cdot \tilde{a}(m, n)) \quad \dots \quad (\text{式 3})$$

【0073】

最後に、その新たな 1 組の Q M F 係数が、タイムスケールが修正された元のオーディオ信号に対応する、新たなオーディオ信号に変換される (703)。

【0074】

本実施の形態の H B E 方式における Q M F ベースの時間伸張アルゴリズムは、S T F T ベースの伸張アルゴリズムを模倣している。すなわち、1) この修正段階において、瞬時周波数概念を用いて位相の修正が行われており、かつ 2) 演算量を低減させるために、Q M F 変換の加法性特性を用いて Q M F 領域においてオーバーラップ加算が行われる。

【0075】

本実施の形態の H B E 方式における時間伸張アルゴリズムの詳細を以下に記載する。

【0076】

伸張係数 s で伸張される、 $2L$ 個の実数値時間領域信号 $x(n)$ があると仮定すると、Q M F 分析段階の後では、 $2L/M$ のタイムスロットおよび M 個のサブバンドによって構成される、 $2L$ 個の Q M F 複素係数が存在する。

【0077】

なお、S T F T ベースの伸張方法と同様に、変換された Q M F 係数は、必要に応じて位相操作の前に解析窓処理の対象としてもよい。本発明において、上記は、時間領域または Q M F 領域のいずれにおいても実現可能である。

【0078】

時間領域において、時間領域信号は、通常は以下の (式 4) のように窓処理される。

【0079】

【数 4】

$$x(n) = x(n) \cdot h(\text{mod}(n, L)) \quad \dots \quad (\text{式 4})$$

【0080】

(式 4) 中の $\text{mod}(\cdot)$ は、モジュレーション処理を示す。

【0081】

Q M F 領域において、同等の動作を以下のように実現することが可能である。

【0082】

1) 解析窓 $h(n)$ (長さ L を有する) を Q M F 領域に変換し、 L/M 時間スロットおよび M 個のサブバンドを有する $H(v, k)$ を得る。

【0083】

2) 窓の Q M F 表示を以下の (式 5) に示すように簡略化する。

【0084】

【数 5】

$$H_0(v) = \sum_{k=0}^{M-1} H(v, k) \quad \dots \quad (\text{式 5})$$

【0085】

ここで、 $v = 0, \dots, L/M - 1$ とする。

【0086】

3) 解析窓処理を、QMF領域で $X(m, k) = X(m, k) \cdot H_0(w)$ によって行い、その式中、 $w = \text{mod}(m, L/M)$ である (なお、 $\text{mod}(\cdot)$ は、モジュレーション処理を示す)。

【0087】

また、本実施の形態のHBE方式において、前記位相操作ステップでは、QMF係数の組全体の元の位相に基づいて前記新たな位相を生成する。つまり、本実施の形態では、時間伸張の実現に関する詳細として、QMFブロックに基づいて位相操作を行う。

【0088】

図9は、QMF領域における時間伸張方法を示す図である。

【0089】

図9の(a)に示すように、元のQMF係数は、 $L+1$ 個の重ね合わせたQMFブロックとして扱うことが可能であり、そのホップサイズは1タイムスロット、ブロックの長さは、 L/M タイムスロットである。

【0090】

位相ジャンプによる影響を確実になくすために、元の各QMFブロックは修正され、修正された位相を有する新たなQMFブロックが生成される。その新たなQMFブロックの位相は、重なり合う(μ)番目および($\mu+1$)番目の新たなQMFブロックに対して、 $\mu \cdot s$ の点において連続するはずであり、これは時間領域における $\mu \cdot M \cdot s$ ($\mu \cdot N$)の接合点において連続することと同等である。

【0091】

また、本実施の形態のHBE方式において、前記位相操作ステップでは、QMF係数の組に対して操作を繰り返し行い、前記QMF係数生成ステップでは、複数の前記新たなQMF係数の組を生成してもよい。この場合、位相は、以下の基準に従ってブロック単位で修正される。

【0092】

与えられたQMF係数 $X(u, k)$ の元の位相が $\varphi_u(k)$ であると仮定し、 $u = 0, \dots, 2L/M - 1$ および $k = 0, 1, \dots, M - 1$ とする。元のQMFブロックはそれぞれ、図9の(b)に示すように、順次新たなQMFブロックに修正され、同図において、新たなQMFブロックは異なるフィルパターンで示している。

【0093】

以下において、 $\varphi_u^{(n)}(k)$ は、新たなQMFブロックの n 番目の位相情報を示しており、 $n = 1, \dots, L/M$ 、 $u = 0, \dots, L/M - 1$ および $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。これらの新たな位相は、新たなブロックの間隔が調整されたか否かに依存して以下のように設計される。

【0094】

第1の新たなQMFブロックである、 $X^{(1)}(u, k)$ ($u = 0, \dots, L/M - 1$)の間隔が調整されていないと仮定する。そうすると、新たな位相情報 $\varphi_u^{(1)}(k)$ は、 $\varphi_u(k)$ と同一である。すなわち、 $\varphi_u^{(1)}(k) = \varphi_u(k)$ であり、 $u = 0, \dots, L/M - 1$ および $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。

【0095】

第2の新たなQMFブロック、 $X^{(2)}(u, k)$ ($u = 0, \dots, L/M - 1$)は、 s タイムスロット(たとえば、図9に示すように、2タイムスロット)のホップサイズで間隔が調整される。この場合、ブロックの始まりの瞬時周波数は、第1の新たなQMFブロック $X^{(1)}(u, k)$ の s 番目のタイムスロットの瞬時周波数と一致するはずである。よって、 $X^{(2)}(u, k)$ の1番目のタイムスロットの瞬時周波数は、元のQMFブロックにおける2番目のタイムスロットの瞬時周波数と同一であるはずである。すなわち、 $\varphi_0^{(2)}(k) = \varphi_0^{(1)}(k) + s \cdot \varphi_1(k)$ である。

【0096】

また、1番目のタイムスロットの位相が変更されるため、残りの位相は元の瞬時周波数を保持するように適宜調整される。すなわち、 $\varphi_u^{(2)}(k) = \varphi_{u-1}^{(2)}(k)$

10

20

30

40

50

$+ \varphi_{u+1}(k)$ であり、 $u = 1, \dots, L/M - 1$ である。式中、 $\varphi_u(k) = \varphi_u(k) - \varphi_{u-1}(k)$ は、元の QMF ブロックの元の瞬時周波数を示す。

【0097】

後続の合成ブロックに対して、同じ位相修正規則が適用される。すなわち、 m 番目の新たな QMF ブロック ($m = 3, \dots, L/M$) に対して、その位相 $\varphi_u^{(m)}(k)$ が以下の式により決定される。

【0098】

$$\begin{aligned} \varphi_0^{(m)}(k) &= \varphi_0^{(m-1)}(k) + s \cdot \varphi_{m-1}(k) \\ \varphi_u^{(m)}(k) &= \varphi_{u-1}^{(m)}(k) + \varphi_{m+u-1}(k) \end{aligned} \quad \text{であり、} u = 1, \dots, L/M - 1 \text{ である。}$$

10

【0099】

元のブロック振幅情報と組み合わせて、上記の新たな位相は、新たな L/M ブロックとなる。

【0100】

ここで、本実施の形態の HBE 方式において、前記位相操作ステップでは、QMF サブバンド指標に依存して異なる操作を行ってもよい。つまり、上記位相修正方法を、QMF の奇数のサブバンドと、偶数のサブバンドとでそれぞれ異なるように設計してもよい。

【0101】

これは、音調信号の QMF 領域における瞬時周波数が、位相差 $\varphi(n, k) = \varphi(n, k) - \varphi(n-1, k)$ に、異なる方法で関連付けられていることに基づいている。

20

【0102】

さらに詳細には、瞬時周波数 $\varphi(n, k)$ は、以下の(式6)により求められる。

【0103】

【数6】

$$\omega(n, k) = \begin{cases} \text{princarg}(\Delta\varphi(n, k))/\pi + k & k \text{ is even} \\ \text{princarg}(\Delta\varphi(n, k) - \pi)/\pi + k & k \text{ is odd} \end{cases} \quad \dots \text{ (式6)}$$

【0104】

(式6)中、 $\text{princarg}(\)$ は、主相角を意味し、以下の(式7)によって定義される。

30

【0105】

【数7】

$$\text{princarg}(\alpha) = \text{mod}(\alpha + \pi, -2\pi) + \pi \quad \dots \text{ (式7)}$$

【0106】

式中 $\text{mod}(a, b)$ は、 b に対する a のモジュレーションを示す。

【0107】

その結果、たとえば上記の位相修正方法において、位相差は、以下の(式8)で詳細に示される。

40

【0108】

【数8】

$$\Delta\varphi_u(k) = \begin{cases} \text{princarg}(\varphi_u(k) - \varphi_{u-1}(k)) & k \text{ is even} \\ \text{princarg}(\varphi_u(k) - \varphi_{u-1}(k) - \pi) & k \text{ is odd} \end{cases} \quad \dots \text{ (式8)}$$

【0109】

また、本実施の形態の HBE 方式では、前記 QMF 係数生成ステップでは、複数の前記新たな QMF 係数の組をオーバーラップ加算することで、時間伸張したオーディオ信号に対応する QMF 係数を生成する。つまり、演算量を低減させるために QMF 合成処理は、各個別の新たな QMF ブロックに直接適用されず、これらの新たな QMF ブロックのオー

50

オーバーラップ加算された結果に適用される。

【 0 1 1 0 】

なお、S T F T ベースの拡張方法と同様に、新たな Q M F 係数は、必要に応じて、オーバーラップ加算を行う前に合成窓処理の対象となる。本実施の形態において、合成窓処理は、解析窓処理のように以下によって実現できる。

【 0 1 1 1 】

$X^{(n+1)}(u, k) = X^{(n)}(u, k) \cdot H_0(w)$ であり、式中、 $w = \text{mod}(u, L/M)$ である。

【 0 1 1 2 】

そして、Q M F 変換が加法性であるため、新たな L / M ブロックを、Q M F 合成の前に s タイムスロットのホップサイズですべてオーバーラップ加算することができる。オーバーラップ加算の結果である、 $Y(u, k)$ は、以下の式によって求められる。

【 0 1 1 3 】

【 数 9 】

$$Y(ns + u, k) = Y(ns + u, k) + X^{(n+1)}(u, k) \quad \dots \quad (\text{式 } 9)$$

【 0 1 1 4 】

$n = 0, \dots, L/M - 1, u = 1, \dots, L/M$ 、および $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。

【 0 1 1 5 】

最終的な音声信号は、修正されたタイムスケールに対応する、 $Y(u, k)$ に Q M F 合成を適用することによって生成することができる。

【 0 1 1 6 】

本実施の形態の H B E 方式における Q M F ベースの伸張方法と、先行技術の S T F T ベースの伸張方法とを比較すると、Q M F 変換に本質的な時間分解能は、演算量の大幅な低減に役立つことに注目すべきである。これは、先行技術の S T F T ベースの伸張方法において、一連の S T F T 変換を行うことによってのみ得られる。

【 0 1 1 7 】

以下の演算量の分析は、演算量の大きな比較結果を示し、ここでは変換による演算量のみを考慮した。

【 0 1 1 8 】

サイズ L の S T F T の演算量が $\log_2(L) \cdot L$ であり、かつ Q M F 分析変換の演算量が F F T 変換の約 2 倍であると仮定すると、先行技術の H F スペクトルジェネレータに伴う変換演算量は、以下のように近似される。

【 0 1 1 9 】

【 数 1 0 】

$$\frac{L}{R_a} \cdot 2 \cdot L \cdot \log_2(L) \cdot (T-1) + (2L) \log_2(2L) \approx 2 \left(\frac{L}{R_a} \cdot (T-1) + 1 \right) \cdot L \cdot \log_2(L) \quad \dots \quad (\text{式 } 10)$$

【 0 1 2 0 】

比較すると、本実施の形態の H F スペクトルジェネレータに伴う変換演算量は、以下の (式 11) に示すように近似される。

【 0 1 2 1 】

10

20

30

40

【数 1 1】

$$2 \sum_{l=2}^T \left(\frac{2L}{l} \right) \cdot \log_2 \left(\frac{2L}{l} \right) \approx 4 \sum_{l=2}^T \frac{1}{l} \cdot L \cdot \log_2(L) \quad \dots \quad (\text{式 1 1})$$

【0 1 2 2】

たとえば、 $L = 1024$ 、かつ $Ra = 128$ であると仮定すると、上記の演算量の比較は、表 1 に具体的に示される。

【0 1 2 3】

10

【表 1】

ハーモニクスパッチ番号 (T)	本実施の形態の時間伸張に伴う変換演算量	先行技術における時間伸張に伴う変換演算量	演算量の比
3	3 3 3 3 5	3 5 0 2 0 8	9. 5 2 %
4	4 2 5 5 1	5 1 4 0 4 8	8. 2 8 %
5	4 9 6 6 0	6 7 7 8 8 8	7. 3 3 %

表 1 先行技術 HBE と、本実施の形態における QMF ベースの時間伸張を採用した HBE との演算量の比較

【0 1 2 4】

20

(実施の形態 2)

以下、HBE 方式 (ハーモニクス帯域拡張方法) の第 2 の実施の形態およびそれを用いたデコーダ (オーディオデコーダまたはオーディオ復号装置) に関して詳細に説明する。

【0 1 2 5】

QMF ベースの時間伸張方法を採用すると、QMF ベースの時間伸張方法における HBE 技術の演算量は大幅に低くなる。しかしながら、一方では、QMF ベースの時間伸張方法を採用することによっても、音質を低下させるおそれのある、2 つの問題が起こる可能性がある。

【0 1 2 6】

第 1 に、高次のパッチには、音質低下の問題がある。HF スペクトラムが $(T - 1)$ 個のパッチから構成され、対応する伸張係数は、2、3、 \dots 、 T であると仮定する。QMF ベースの時間伸張はブロックベースであるため、高次のパッチにおいて、オーバーラップ加算処理の回数が少なくなると、伸張効果が低下する。

30

【0 1 2 7】

図 10 は、正弦波音調信号の伸張効果を示す図である。上枠 (a) は、純粋な正弦波音調信号の第 2 次パッチの伸張効果を示す。伸張された出力は、基本的にクリーンであり、小さい振幅においてわずかに他の周波数成分があるだけである。一方、下枠 (b) は、同じ正弦波音調信号の第 4 次パッチの伸張効果を示す。

【0 1 2 8】

(a) と比較すると、(b) では、中心周波数が正しくシフトされているが、得られた出力は、無視することができない振幅を有する他の周波数成分もいくつか含む。これにより、伸張された出力において所望していないノイズが発生する可能性がある。

40

【0 1 2 9】

第 2 に、過渡信号に品質低下の問題が起こる可能性がある。このような品質低下の問題には、3 つの潜在的な寄与原因が考えられる。

【0 1 3 0】

第 1 の寄与原因は、過渡成分が再サンプリングの過程で失われている可能性がある。偶数のサンプルに位置するディラックインパルスを含む過渡信号を仮定すると、係数 2 のデシメーションを行った第 4 次パッチにおいては、ディラックインパルスは再サンプリングされた信号において消失する。その結果、得られる HF スペクトラムは、不完全な過渡

50

成分を有する。

【 0 1 3 1 】

第 2 の寄与原因は、異なるパッチにおいて、調整されていない過渡成分である。これらのパッチは、異なる再サンプリング係数を有するため、特定の位置に位置するディラックインパルスは、Q M F 領域において、異なるタイムスロットに位置するいくつかの成分を有することがある。

【 0 1 3 2 】

図 1 1 は、品質低下の問題として配置ずれとエネルギー拡散効果を示す図である。ディラックインパルスを有する入力（たとえば、図 1 1 では、灰色の第 3 のサンプルとして図示されている）に対して異なる係数で再サンプリングを行った後、その位置は、異なる位置に変更される。その結果、伸張された出力は、過渡効果が知覚的に減衰される。

10

【 0 1 3 3 】

第 3 の寄与原因は、過渡成分のエネルギーが異なるパッチにおいて不均一に拡散されることにある。図 1 1 に示すように、第 2 次パッチでは、関連付けられた過渡成分が第 5 および第 6 のサンプルまで拡散されている。第 3 次パッチでは、第 4 ~ 第 6 サンプルまで拡散されており、第 4 次パッチでは、第 5 ~ 第 8 サンプルまで拡散されている。その結果、伸張された出力の過渡効果は、高い周波数において弱くなる。一部の臨界の過渡信号については、伸張された出力において、不快なプレエコーアーチファクトおよびポストエコーアーチファクトさえも現れる。

【 0 1 3 4 】

20

上述の品質低下問題を克服するためには、高度な H B E 技術が望ましい。しかしながら、複雑すぎる解決策も、演算量を増加させる。本実施の形態では、予想される品質低下の問題を回避し、かつ低演算量の効果を維持するために、Q M F ベースのピッチシフト方法を用いる。

【 0 1 3 5 】

本実施の形態の H B E 方式（ハーモニクス帯域拡張方法）は、以下に詳細に説明するように、本実施の形態の H B E 技術における H F スペクトルジェネレータが、Q M F 領域での時間伸張およびピッチシフト処理のどちらも用いて設計されている。また、本実施の形態の H B E 方式を用いたデコーダ（オーディオデコーダまたはオーディオ復号装置）に関しても以下に説明する。

30

【 0 1 3 6 】

図 1 2 は、本実施の形態における低演算帯域拡張方法を示すフローチャートである。

【 0 1 3 7 】

この帯域拡張方法は、低周波数帯域信号から全帯域信号を生成する帯域拡張方法であって、前記低周波数帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（Q M F）領域に変換することによって、第 1 の低周波 Q M F スペクトラムを生成する第 1 の変換ステップ（S 2 1）と、前記 Q M F 領域で前記低周波数帯域信号を時間伸張することにより、低次ハーモニクスパッチを生成する低次ハーモニクスパッチ生成ステップ（S 2 2）と、前記低次ハーモニクスパッチに互いに異なるシフト係数を適用することにより、ピッチシフトさせた複数の信号を生成し、前記複数の信号から高周波 Q M F スペクトラムを生成する高周波生成ステップ（S 2 3）と、前記高周波エネルギーおよび音調の条件を満たすように、前記高周波 Q M F スペクトラムを修正するスペクトラム修正ステップ（S 2 4）と、修正された前記高周波 Q M F スペクトラムと、前記第 1 の低周波 Q M F スペクトラムとを組み合わせることによって前記全帯域信号を生成する全帯域生成ステップ（S 2 5）とを含む。

40

【 0 1 3 8 】

なお、第 1 の変換ステップは、後述する T - F 変換部 1 5 0 8 によって行われ、低次ハーモニクスパッチ生成ステップは、後述する Q M F 変換部 1 5 0 3、時間伸張部 1 5 0 4、Q M F 変換部 6 0 1 およびフェーズボコーダ 6 0 3 によって行われる。また、高周波生成ステップは、後述するピッチシフト部 1 5 0 6、帯域通過部 6 0 4、6 0 5、周波数拡張部 6 0 6、6 0 7、および遅延調整部 6 0 8 ~ 6 1 0 によって行われる。また、スペク

50

トラム修正ステップは、後述するHF後処理部1507によって行われ、全帯域生成ステップは、後述する加算部1512によって行われる。

【0139】

また、前記低次ハーモニクスパッチ生成ステップは、前記低周波数帯域信号を第2の低周波QMFスペクトラムに変換する第2の変換ステップと、前記第2の低周波QMFスペクトラムを帯域通過させる帯域通過ステップと、帯域通過させた前記第2の低周波QMFスペクトラムを時間次元方向に伸張する伸張ステップとを含む。

【0140】

なお、第2の変換ステップは、QMF変換部601およびQMF変換部1503によって行われ、帯域通過ステップは、後述する帯域通過部602によって行われ、伸張ステップは、フェーズボコーダ603および時間伸張部1504によって行われる。

10

【0141】

また、前記第2の低周波QMFスペクトラムは、前記第1の低周波QMFスペクトラムよりも高い周波数分解能を有する。

【0142】

また、前記高周波生成ステップは、前記低次ハーモニクスパッチを帯域通過させることで複数の帯域通過させたパッチを生成するパッチ生成ステップと、帯域通過させた前記複数のパッチをそれぞれ高周波にマッピングして複数の高次ハーモニクスパッチを生成する高次生成ステップと、前記複数の高次ハーモニクスパッチを前記低次ハーモニクスパッチと合算する合算ステップとを含む。

20

【0143】

なお、パッチ生成ステップは、帯域通過部604、605によって行われ、高次生成ステップは、周波数拡張部606、607によって行われ、合算ステップは、後述する加算部611によって行われる。

【0144】

図13は、本実施の形態のHBE方式で用いているHFスペクトルジェネレータを示す図である。HFスペクトルジェネレータは、QMF変換部601と、帯域通過部602、604、・・・、605と、フェーズボコーダ603と、周波数拡張部606、・・・、607と、遅延調整部608、609、・・・、610と、加算部611とを備える。

【0145】

与えられたLF帯域の入力が、まずQMF領域に変換され(601)、その帯域通過された(602)QMFスペクトルは、2倍の長さに時間伸張される(603)。伸張されたQMFスペクトラムが帯域通過されて(604~605)、帯域が制限された(T-2)個のスペクトルが作成される。その結果得られた、複数の帯域制限スペクトルは、より高い周波数帯域のスペクトルに変換される(606~607)。これらのHFスペクトルは遅延調整され(608~610)、スペクトル変換処理から寄与する様々な潜在的遅延を補償して、これらを合算して(611)最終のHFスペクトラムが生成される。なお、上記括弧内の数字601-611はそれぞれHFスペクトルジェネレータの構成要素を示す。

30

【0146】

なお、QMF変換(図1における108)と比較すると、本実施の形態のHBE方式におけるQMF変換(QMF変換部601)は、より高い周波数分解能を有しており、低下する時間分解能については、後続の伸張処理によって補償される。

40

【0147】

本実施の形態のHBE方式と先行技術の方式(図2)とを比較すると、主な差異は、以下の点である。1)実施の形態1のように、時間伸張処理が、FFT領域ではなく、QMF領域において行われる。2)高次のパッチが第2次パッチに基づき生成される。3)ピッチシフト処理も時間領域ではなく、QMF領域において行われる。

【0148】

図14は、本実施の形態のHBE方式におけるHFスペクトルジェネレータを採用した

50

デコーダを示す図である。このデコーダ（オーディオ復号装置）は、逆多重化部1501と、復号部1502と、QMF変換部1503と、時間伸張部1504と、遅延調整部1505と、ピッチシフト部1506と、HF後処理部1507と、T-F変換部1508と、遅延調整部1509と、逆T-F変換部1510と、加算部1511および1512とを備える。HFスペクトルジェネレータは、QMF変換部1503、時間伸張部1504、遅延調整部1505、ピッチシフト部1506、および加算部1511から構成される。なお、本実施の形態では、逆多重化部1501は、符号化情報（ビットストリーム）から、符号化された低周波数帯域信号を分離する分離部に相当する。また、逆T-F変換部1510は、全帯域信号を直交ミラーフィルタバンク（QMF）領域の信号から時間領域の信号に変換する逆変換部に相当する。

10

【0149】

このデコーダでは、まず、ビットストリームが逆多重化され（1501）、次に信号のLF部分が復号される（1502）。元のHF部分を近似するために、復号されたLF部分（低周波数帯域信号）がQMF領域において変換されて（1503）LF QMFスペクトラムが生成される。これによって得られたLF QMFスペクトラムは時間方向に沿って伸張されて（1504）低次のHFパッチが生成される。その低次のHFパッチはピッチシフトされて（1506）高次のパッチが生成される。これによって得られた高次のパッチと、遅延された（1505）低次のHFパッチとが組み合わせられてHFスペクトラムが生成される。このHFスペクトラムは、復号された一部のHFパラメータに従って、後処理によってさらに精細化される（1507）。一方、復号されたLF部分もQMF領域に変換される（1508）。最後に、精細化されたHFスペクトラムと、遅延された（1509）LFスペクトラムとが組み合わせられて全帯域のQMFスペクトラムが作成される（1512）。得られた全帯域のQMFスペクトラムは、元の時間領域に変換されて（1510）、復号された広帯域オーディオ信号が出力される。なお、上記括弧内の数字1501 - 1512はそれぞれデコーダの構成要素を示す。

20

【0150】

ピッチシフト方法

本実施の形態のHBE方式のピッチシフト部1506におけるQMFベースのピッチシフトアルゴリズム（QMF領域における周波数拡張方法）は、LF QMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分解し、これらのサブ・サブバンドをHFサブバンドに転位し、得られたHFサブバンドを組み合わせるHFスペクトラムを生成する。つまり、前記高次生成ステップは、帯域通過させたパッチにおける各QMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分ける分解ステップと、前記複数のサブ・サブバンドを複数の高周波QMFサブバンドにマッピングするマッピングステップと、前記複数のサブ・サブバンドのマッピング結果を組み合わせる組み合わせステップとを含む。

30

【0151】

なお、分解ステップは、後述するステップ1（901～903）に対応し、マッピングステップは後述するステップ2および3（904～909）に対応し、組み合わせステップは後述するステップ4（910）に対応する。

【0152】

図15は、このようなQMFベースのピッチシフトアルゴリズムを示す図である。第2次パッチの帯域通過させたスペクトラムが与えられると、第 t 次（ $t > 2$ ）パッチのHFスペクトラムは、以下の手順で再構築することができる。1）当該LFスペクトラム、つまりLFスペクトラム内の各QMFサブバンドを複数のQMFサブ・サブバンドに分解し（ステップ1：901～903）、2）これらのサブ・サブバンドの中心周波数を係数 $t/2$ でスケーリングし（ステップ2：904～906）、3）これらのサブ・サブバンドをHFサブバンドにマッピングし（ステップ3：907～909）、4）すべてのマッピングされたサブ・サブバンドを合算して、HFサブバンドを形成する（ステップ4：910）。

40

【0153】

50

ステップ1について、よりよい周波数分解能を得るためにQMFサブバンドを複数のサブ・サブバンドに分解するために利用できる方法はいくつかある。たとえば、MPEGサウンドのコーデックにおいて採用されている、いわゆるMthバンドフィルタなどがある。本発明の好ましい実施形態において、サブバンドの分解は、以下の(式12)によって定義される、追加の1組の指数変調フィルタバンクを適用することにより実現される。

【0154】

【数12】

$$g_q(n) = \exp\left\{j \frac{\pi}{Q} \cdot (q + 0.5)(n - n_0)\right\} \quad \dots \quad (\text{式12})$$

10

【0155】

ここで、 $q = -Q, -Q + 1, \dots, 0, 1, \dots, Q - 1$ であり、 $n = 0, 1, \dots, N$ である。(式中、 n_0 は整数定数であり、 N はフィルタバンクの次数である。)

【0156】

上記のフィルタバンクを採用することにより、あるサブバンド信号、たとえばk番目のサブバンド信号 $x(n, k)$ が、以下の(式13)に示すように2Q個のサブ・サブバンド信号に分解される。

【0157】

【数13】

$$y_q^k(n) = \text{conv}(x(n, k), g_q(n)) \quad \dots \quad (\text{式13})$$

20

【0158】

ここで、 $q = -Q, -Q + 1, \dots, 0, 1, \dots, Q - 1$ である。(式13)中、「conv(.)」は、畳み込み関数を示す。

【0159】

このような追加の複素変換を行うと、1つのサブバンドの周波数スペクトラムは、さらに2Q個のサブ周波数スペクトラムに分けられる。周波数分解能の観点から、QMF変換にM個の帯域が存在する場合、これに関連付けられたサブバンド周波数分解能は、 $1/M$ であり、このサブ・サブバンド周波数分解能は、 $1/(2Q \cdot M)$ に精細化される。また、以下の(式14)に示す全体の系は、時不変であり、つまり、ダウンサンプリングおよびアップサンプリングを用いても、エイリアシングが起こることはない。

30

【0160】

【数14】

$$\sum_{q=-Q}^{Q-1} g_q(p) \quad \dots \quad (\text{式14})$$

【0161】

40

なお、上記の追加のフィルタバンクが奇数でスタックされており(係数 $q + 0.5$)、これは、直流値を中心とするサブ・サブバンドがないということを意味する。より正確に言うと、Qが偶数の場合、サブ・サブバンドの中心周波数は、ゼロを中心に対称に分布する。

【0162】

図16は、サブ・サブバンドスペクトル分布を示す図である。具体的には、この図16は、 $Q = 6$ の場合における、上記フィルタバンクのスペクトル分布を示す。奇数でスタックする目的は、後のサブ・サブバンドの組み合わせを容易にすることである。

【0163】

ステップ2について、中心周波数のスケールリングは、複素QMF変換のオーバーサンブ

50

リングする特徴を考慮することにより、簡略化することができる。

【 0 1 6 4 】

なお、複素 Q M F 領域において、隣接するサブバンドの通過帯域が互いに重なり合うため、重なり合う範囲における周波数成分は、両方のサブバンドに現れる（特許文献：W O 2 0 0 6 0 4 8 8 1 4 参照）。

【 0 1 6 5 】

その結果、周波数スケーリングは、これらの通過帯域に存在するサブ・サブバンドに対してのみ周波数を算出することによって、演算量を半減させることが可能である。つまり、偶数のサブバンドに対しては正の周波数部分のみ、または奇数のサブバンドに対しては、負の周波数部分のみを算出する。

10

【 0 1 6 6 】

さらに詳細には、 k_{LF} 番目のサブバンドが $2Q$ 個のサブ・サブバンドに分けられる。つまり、 $x(n, k_{LF})$ が以下の（式 1 5）に分けられる。

【 0 1 6 7 】

【数 1 5】

$$y_q^{k_{LF}}(n) \cdots \text{（式 1 5）}$$

【 0 1 6 8 】

その後、第 t 次のパッチを生成するために、これらのサブ・サブバンドの中心周波数が以下の（式 1 6）によりスケーリングされる。

20

【 0 1 6 9 】

【数 1 6】

$$f_{q, scale}^{k_{LF}} = \left(k_{LF} + 0.5 + \frac{q + 0.5}{2Q} \right) \cdot \left(\frac{t}{2} \right) \cdot \frac{\pi}{M} \cdots \text{（式 1 6）}$$

【 0 1 7 0 】

k_{LF} が奇数の場合 $q = -Q, -Q + 1, \cdots, -1$ であり、 k_{LF} が偶数の場合、 $q = 0, 1, \cdots, Q - 1$ である。

30

【 0 1 7 1 】

ステップ 3 について、サブ・サブバンドを H F サブバンドにマッピングするために、複素 Q M F 変換の特徴を考慮する必要もある。本実施の形態では、このようなマッピング処理が 2 つのステップで行われる。第 1 のステップは、通過帯域上のすべてのサブ・サブバンドを H F サブバンドに単純にマッピングし、第 2 のステップは、上記マッピング結果に基づき、阻止帯域上のすべてのサブ・サブバンドを H F サブバンドにマッピングする。つまり、前記マッピングステップは、Q M F サブバンドの前記複数のサブ・サブバンドを阻止帯域部分と通過帯域部分とに分割する分割ステップと、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドの転位された中心周波数を、パッチの次数に依存する係数で算出する周波数算出ステップと、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドを、前記中心周波数に応じて複数の高周波 Q M F サブバンドにマッピングする第 1 のマッピングステップと、前記阻止帯域部分上の複数のサブ・サブバンドを、前記通過帯域部分上の複数のサブ・サブバンドに応じて高周波 Q M F サブバンドにマッピングする第 2 のマッピングステップとを含む。

40

【 0 1 7 2 】

上記の点を理解するために、同じ信号成分の一对の正周波数と負周波数との間にどのような関係が存在するのか、およびこれらに関連付けられたサブバンド指数を検討することが有益である。

【 0 1 7 3 】

50

上述したように、複素 Q M F 領域において、正弦波スペクトラムは、正周波数および負周波数をどちらも有している。つまり、正弦波スペクトラムは、それらのうちの一方の周波数を 1 つの Q M F サブバンドの通過帯域に有し、他方の周波数を隣接するサブバンドの阻止帯域に有する。Q M F 変換が奇数スタック変換であることを考慮すると、そのような信号成分対を図 1 7 に示すことができる。

【 0 1 7 4 】

図 1 7 は、複素 Q M F 領域における、正弦波のための通過帯域成分と阻止帯域成分との間の関係を示す図である。

【 0 1 7 5 】

ここにおいて、灰色の領域はサブバンドの阻止帯域を示す。サブバンドの通過帯域上の任意の正弦波信号（実線で示す）について、このエイリアシング部分（破線で示す）が隣接するサブバンドの阻止帯域に位置する（対になった 2 つの周波数成分が双頭矢印によって関連付けられている）。

【 0 1 7 6 】

正弦波信号は、以下の（式 1 7 ）に示す周波数 f_0 を有する。

【 0 1 7 7 】

【数 1 7 】

$$\frac{\pi}{(2M)} \leq f_0 \leq \left(1 - \frac{1}{(2M)}\right) \cdot \pi \quad \dots \quad (\text{式 1 7})$$

10

20

【 0 1 7 8 】

上記周波数 f_0 を有する正弦波信号について、この通過帯域成分は、以下の（式 1 8 ）を満たす場合、 k 番目のサブバンドに存在する。

【 0 1 7 9 】

【数 1 8 】

$$\frac{k \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+1) \cdot \pi}{M} \quad \dots \quad (\text{式 1 8})$$

30

【 0 1 8 0 】

さらに、その阻止帯域成分は、以下の（式 1 9 ）を満たす k -番目のサブバンドに存在する。

【 0 1 8 1 】

【数 1 9 】

$$\tilde{k} = \begin{cases} k-1 & \text{if } \frac{k \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+0.5) \cdot \pi}{M} \\ k+1 & \text{if } \frac{(k+0.5) \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+1) \cdot \pi}{M} \end{cases} \quad \dots \quad (\text{式 1 9})$$

40

【 0 1 8 2 】

サブバンドが $2Q$ 個のサブ・サブバンドに分解される場合、上記の関係は、より高い周波数分解能を用いて、以下の（式 2 0 ）に示すように詳細に示される。

【 0 1 8 3 】

【数 2 0】

$$\tilde{k}_q = \begin{cases} (k-1)_q & \text{for } -\frac{Q}{2} \leq q < -1 \text{ when } k \text{ is even; or for } \frac{Q}{2} \leq q < Q-1 \text{ when } k \text{ is odd} \\ (k+1)_q & \text{for } -Q \leq q < -\frac{Q}{2} \text{ when } k \text{ is even; or for } 0 \leq q < \frac{Q}{2} \text{ when } k \text{ is odd} \end{cases}$$

・・・ (式 2 0)

【0 1 8 4】

したがって、本実施形態において、阻止帯域上のサブ・サブバンドを H F サブバンドにマッピングするためには、通過帯域上のサブ・サブバンドのマッピング結果に関連付ける必要がある。このような処理に対する動機は、H F 成分に上方向にシフトされた場合でも、L F 成分の周波数対を対のまま維持することである。

10

【0 1 8 5】

このため、まず、通過帯域上のサブ・サブバンドを H F サブバンドにマッピングすることは、明らかなことである。スケーリングされたサブ・サブバンドの周波数の中心周波数と、Q M F 変換の周波数分解能とを考慮すると、マッピング関数は $m(k, q)$ によって以下の (式 2 1) のように示される。

【0 1 8 6】

【数 2 1】

$$m(k_{LF}, q) = \left\lfloor f_{q, scale}^{k_{LF}} \cdot \frac{M}{\pi} \right\rfloor \quad \dots \quad \text{(式 2 1)}$$

20

【0 1 8 7】

k_{LF} が奇数である場合、 $q = -Q, -Q+1, \dots, -1$ であり、 k_{LF} が偶数である場合、 $q = 0, 1, \dots, Q-1$ である。ここで、以下の (式 2 2) に示す関数は、負の無限大に最も近い x の整数を求めるための丸め処理を示す。

【0 1 8 8】

【数 2 2】

$$\lfloor x \rfloor \quad \dots \quad \text{(式 2 2)}$$

30

【0 1 8 9】

また、上方向スケーリングにより ($t/2 > 1$)、1つの H F サブバンドが複数のサブ・サブバンドマッピングソースを有することが可能である。すなわち、 $m(k, q_1) = m(k, q_2)$ 、または、 $m(k_1, q_1) = m(k_2, q_2)$ とすることが可能である。したがって、H F サブバンドは、以下の (式 2 3) に示すように、L F サブバンドのサブ・サブバンドを複数組み合わせたものとしてすることができる。

40

【0 1 9 0】

【数 2 3】

$$x_{pass}(n, k_{HF}) = \sum_{\text{all } m(k_{LF}, q) = k_{HF}} y_q^{k_{LF}}(n) \quad \dots \quad \text{(式 2 3)}$$

【0 1 9 1】

k_{LF} が奇数である場合、 $q = -Q, -Q+1, \dots, -1$ であり、 k_{LF} が偶数である場合、 $q = 0, 1, \dots, Q-1$ である。

50

【 0 1 9 2 】

次に、周波数対およびサブバンド指数との上記関係を受け、阻止帯域上のサブ・サブバンドのマッピング関数は、以下のように確立することができる。

【 0 1 9 3 】

LFサブバンド k_{LF} を考慮すると、サブ・サブバンドの通過帯域上のマッピング関数は、以下のように、第1のステップによりすでに決定されている。 k_{LF} が奇数の場合、 $m(k_{LF}, -Q)$ 、 $m(k_{LF}, -Q+1)$ 、 \dots 、 $m(k_{LF}, -1)$ であり、かつ k_{LF} が偶数の場合、 $m(k_{LF}, 0)$ 、 $m(k_{LF}, 1)$ 、 \dots 、 $m(k_{LF}, Q-1)$ であり、阻止帯域部分に関連付けられた通過帯域は、以下の(式24)によりマッピングすることができる。

10

【 0 1 9 4 】

【数24】

$$\tilde{m}(\tilde{k}_{LF,q}, q) = \begin{cases} m(k_{LF}, q) - 1 & \text{condition a} \\ m(k_{LF}, q) + 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots \quad (\text{式24})$$

【 0 1 9 5 】

「条件a」は、 k_{LF} が偶数で、かつ以下の(式25)が偶数である場合、または k_{LF} が奇数で、かつ以下の(式26)が偶数である場合のいずれかを示す。

20

【 0 1 9 6 】

【数25】

$$\left\lfloor \frac{(q+0.5) \cdot t}{Q} \right\rfloor \quad \dots \quad (\text{式25})$$

【 0 1 9 7 】

【数26】

$$\left\lfloor t + \frac{(q+0.5) \cdot t}{Q} \right\rfloor \quad \dots \quad (\text{式26})$$

30

【 0 1 9 8 】

また、上述のように、以下の(式27)は、負の無限大に最も近い x の整数を求めるための丸め処理を示す。

【 0 1 9 9 】

【数27】

$$\lfloor x \rfloor \quad \dots \quad (\text{式27})$$

40

【 0 2 0 0 】

得られたHFサブバンドは、以下の(式28)に示すように、関連付けられたすべてのLFサブ・サブバンドの組み合わせである。

【 0 2 0 1 】

【数 2 8】

$$x_{stop}(n, k_{HF}) = \sum_{\text{all } \tilde{m}(\tilde{k}_{LF,q})=k_{HF}} y_q^{\tilde{k}_{LF,q}}(n) \quad \dots \quad (\text{式 2 8})$$

【0 2 0 2】

k_{LF} が偶数である場合、 $q = -Q, -Q+1, \dots, -1$ であり、 k_{LF} が奇数の場合、 $q = 0, 1, \dots, Q-1$ である。

【0 2 0 3】

最後に、通過帯域および阻止帯域のすべてのマッピング結果を組み合わせることで、以下の(式 2 9)に示すように、HF サブバンドを形成する。

【0 2 0 4】

【数 2 9】

$$x(n, k_{HF}) = x_{pass}(n, k_{HF}) + x_{stop}(n, k_{HF}) \quad \dots \quad (\text{式 2 9})$$

【0 2 0 5】

なお、QMF 領域における上記のピッチシフト方法は、高周波の品質低下および処理過程で生じうる問題のどちらに対しても有益である。

【0 2 0 6】

まず、すべてのパッチが同じ最小の伸張係数を有するようになり、これにより(時間伸張の際に生成される誤信号成分によって起こる)高周波のノイズが低減される。次に、一過性の劣化の寄与原因がすべて回避される。つまり、時間領域の再サンプリング処理が行われないということである。すなわち、同じ伸張係数がすべてのパッチに対して用いられ、これにより位置合わせのずれが起こる可能性が本質的に排除される。

【0 2 0 7】

さらに、本実施の形態には、周波数分解能においていくつか欠点があることにも留意すべきである。サブ・サブバンドのフィルタリングを採用することにより、周波数分解能が $1/M$ から $1/(2Q \cdot M)$ に上げられたが、時間領域再サンプリングの高い周波数分解能($1/L$)よりも依然として低い。しかしながら、人間の耳は、高周波信号成分に対して敏感ではないことを考慮すると、本実施の形態によって得られたピッチシフト結果は、再サンプリング方法によって得られたものと、知覚的に何ら変わりのないものであると証明される。

【0 2 0 8】

上記とは別に、実施の形態 1 の HBE 方式と比較して、本実施の形態の HBE 方式は、1つの低次パッチのみ時間伸張処理が必要であるため、演算量が低減されるという追加の利点も得られる。

【0 2 0 9】

この場合もまた、演算量の低減は、変換から寄与する演算量を考慮することのみにより、大まかに分析することが可能である。

【0 2 1 0】

上記の演算量の分析における仮定を受けて、本実施の形態の HF スペクトルジェネレータに伴う変換演算量は、以下のように概算される。

【0 2 1 1】

【数 3 0】

$$2 \cdot \left(\frac{2L}{2} \right) \cdot \log_2 \left(\frac{2L}{2} \right) = 2 \cdot L \cdot \log_2(L) \quad \dots \quad (\text{式 3 0})$$

10

20

30

40

50

【 0 2 1 2 】

したがって、表 1 は以下のように更新される。

【 0 2 1 3 】

【表 2】

ハーモニクスパッチ 番号 (T)	本実施の形態の H B E に伴う変換演算 量	実施の形態 1 の H B E に 伴う変換演算量	演算量の比
3	2 0 4 8 0	3 3 3 3 5	6 1 . 4 %
4	2 0 4 8 0	4 2 5 5 1	4 8 . 1 %
5	2 0 4 8 0	4 9 6 6 0	4 1 . 2 %

表 2 本実施の形態における H B E 方式と実施の形態 1 の H B E 方式との演算量の比較

【 0 2 1 4 】

本発明は、低ビットレートオーディオ符号化のための新たな H B E 技術である。この技術を用いると、Q M F 領域で L F 部分の時間伸張および周波数拡張を行うことで広帯域信号の H F 部分を生成することにより、広帯域信号を低周波数帯域信号に基づき再構築することが可能である。先行技術の H B E 技術と比較すると、本発明によって、同等の音質が得られ、かつ演算量が大幅に低減される。このような技術は、携帯電話やテレビ会議などの、オーディオコーデックが低演算量かつ低ビットレートで動作するアプリケーション等に導入することができる。

【 0 2 1 5 】

なお、ブロック図 (図 6、7、13、14 など) の各機能ブロックは典型的には集積回路である L S I として実現される。これらは個別に 1 チップ化されても良いし、一部又は全てを含むように 1 チップ化されても良い。

【 0 2 1 6 】

ここでは、L S I としたが、集積度の違いにより、I C、システム L S I、スーパー L S I、ウルトラ L S I と呼称されることもある。

【 0 2 1 7 】

また、集積回路化の手法は L S I に限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサで実現してもよい。L S I 製造後に、プログラムすることが可能な F P G A (Field Programmable Gate Array) や、L S I 内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

【 0 2 1 8 】

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術により L S I に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。

【 0 2 1 9 】

また、各機能ブロックのうち、符号化または復号化の対象となるデータを格納する手段だけ 1 チップ化せずに別構成としても良い。

【産業上の利用可能性】

【 0 2 2 0 】

本発明は、低ビットレートオーディオ符号化のための新たなハーモニクス帯域拡張 (H B E) 技術に関する。この技術を用いると、Q M F 領域で低周波 (L F) 部分の時間伸張および周波数拡張を行うことで広帯域信号の高周波 (H F) 部分を生成することにより、広帯域信号を低周波帯域信号に基づき再構築することが可能である。先行技術の H B E 技術と比較すると、本発明によって同等の音質が得られ、かつ演算量が大幅に低減される。このような技術は、携帯電話やテレビ会議などの、オーディオコーデックが低演算量かつ低ビットレートで動作するアプリケーション等に導入することができる。

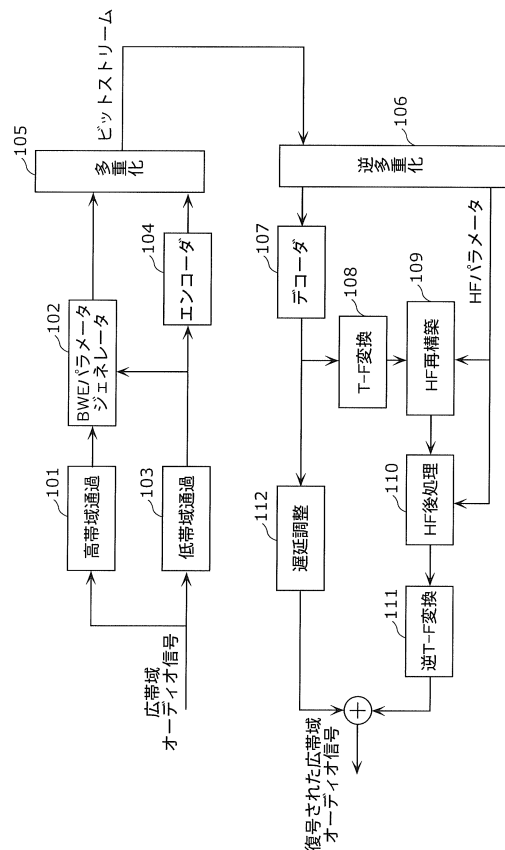
【符号の説明】

【 0 2 2 1 】

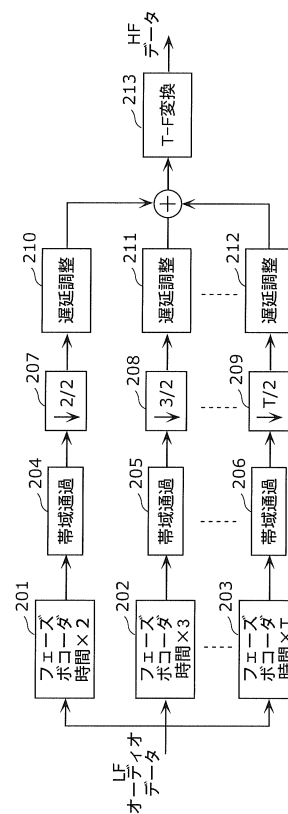
5 0 1 ~ 5 0 3 , 6 0 2 , 6 0 4 , 6 0 5 帯域通過部
 5 0 4 ~ 5 0 6 サンプルング部
 5 0 7 ~ 5 0 9 , 6 0 1 , 1 4 0 4 , 1 5 0 3 Q M F 変換部
 5 1 0 ~ 5 1 2 , 6 0 3 フェーズボコーダ
 5 1 3 ~ 5 1 5 , 6 0 8 ~ 6 1 0 , 1 4 0 7 , 1 5 0 5 , 1 5 0 9 遅延調整部
 5 1 6 , 6 1 1 , 1 4 1 0 , 1 5 1 1 , 1 5 1 2 加算部
 6 0 6 , 6 0 7 周波数拡張部
 1 4 0 1 , 1 5 0 1 逆多重化部
 1 4 0 2 , 1 5 0 2 復号部
 1 4 0 3 時間再サンプリング部
 1 4 0 5 , 1 5 0 4 時間伸張部
 1 4 0 6 , 1 5 0 8 T - F 変換部
 1 4 0 8 , 1 5 0 7 H F 後処理部
 1 4 0 9 , 1 5 1 0 逆 T - F 変換部
 1 5 0 6 ピッチシフト部

10

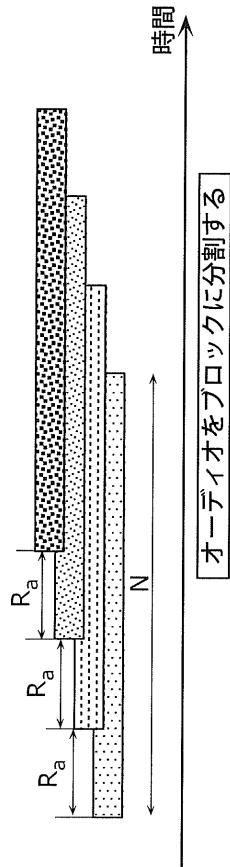
【 図 1 】



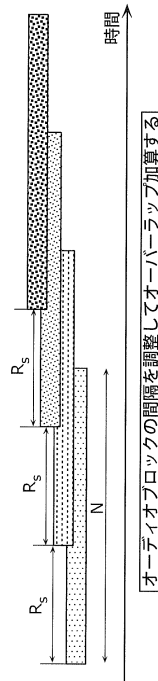
【 図 2 】



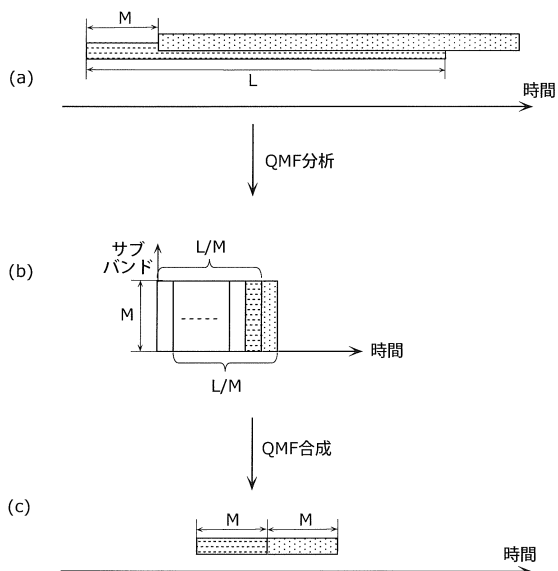
【図 3 A】



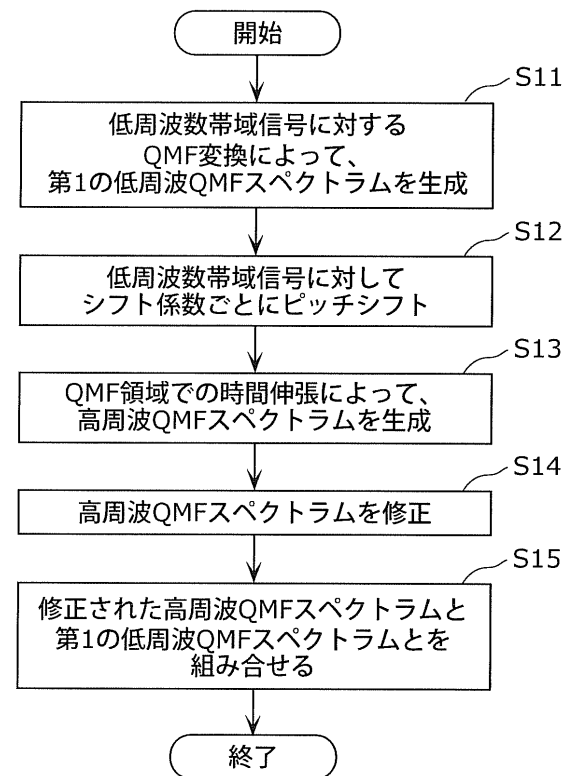
【図 3 B】



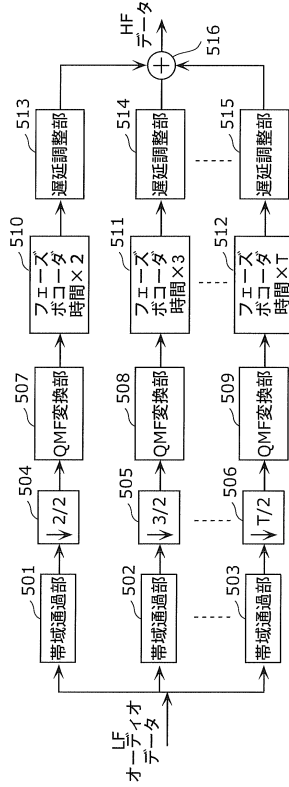
【図 4】



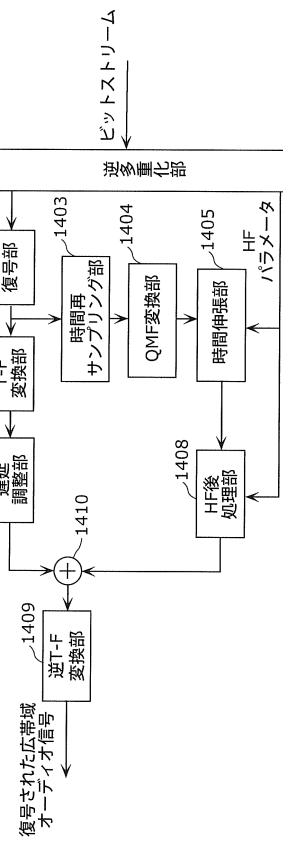
【図 5】



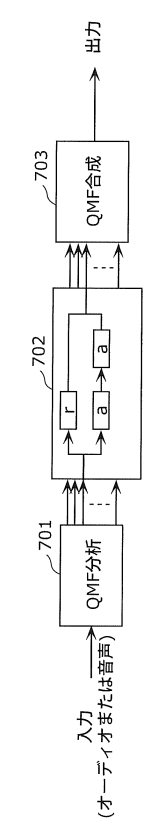
【図 6】



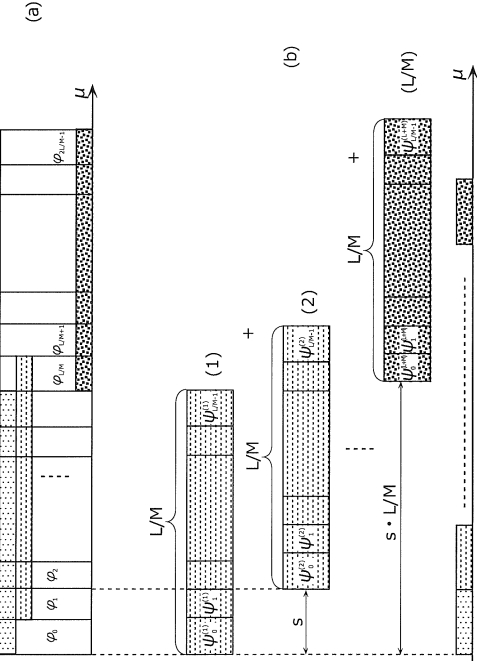
【図 7】



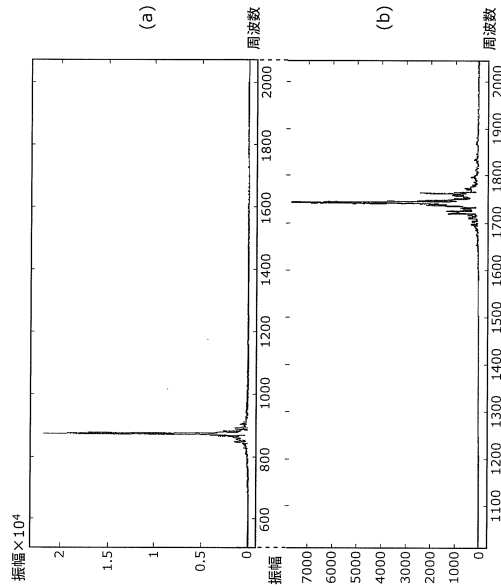
【図 8】



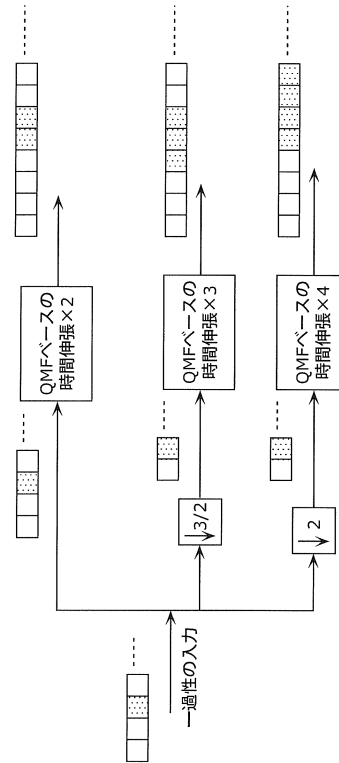
【図 9】



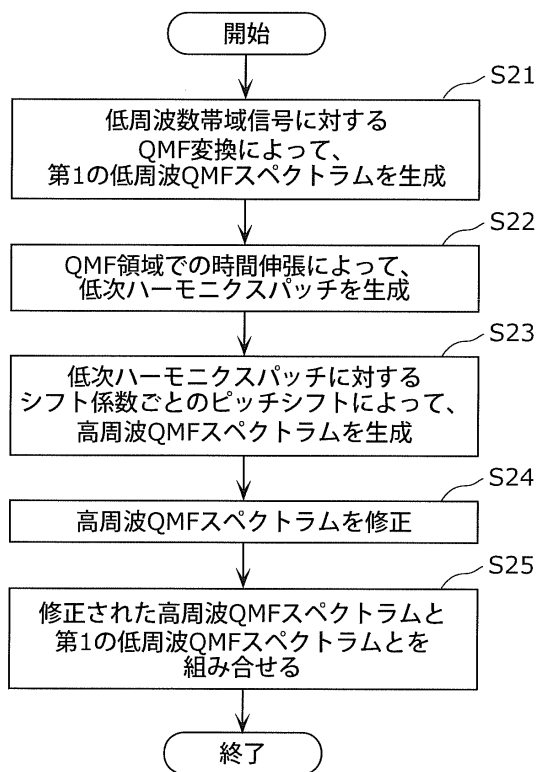
【図 10】



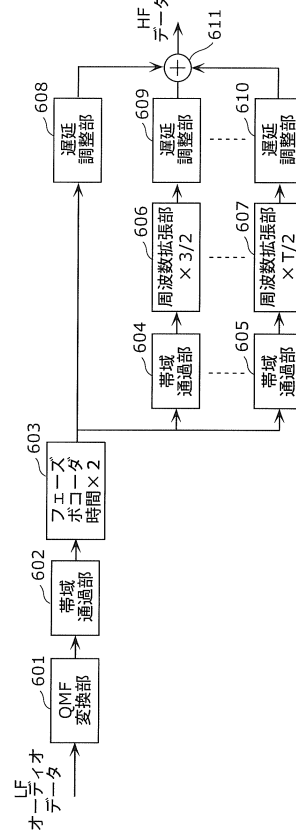
【図 11】



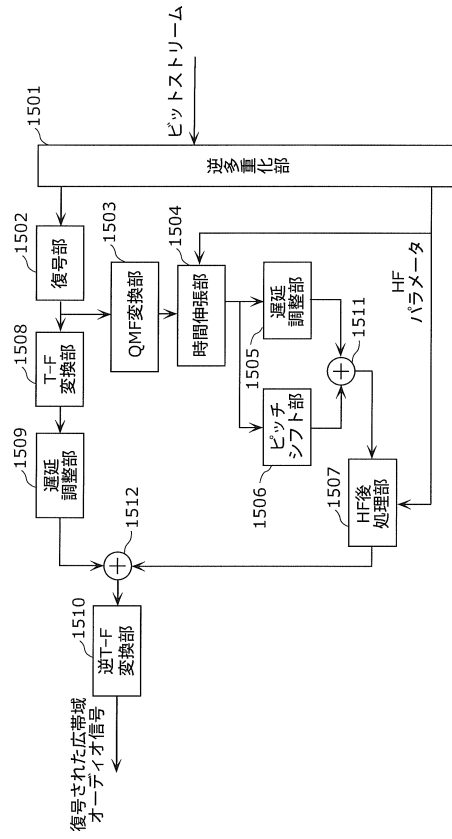
【図 12】



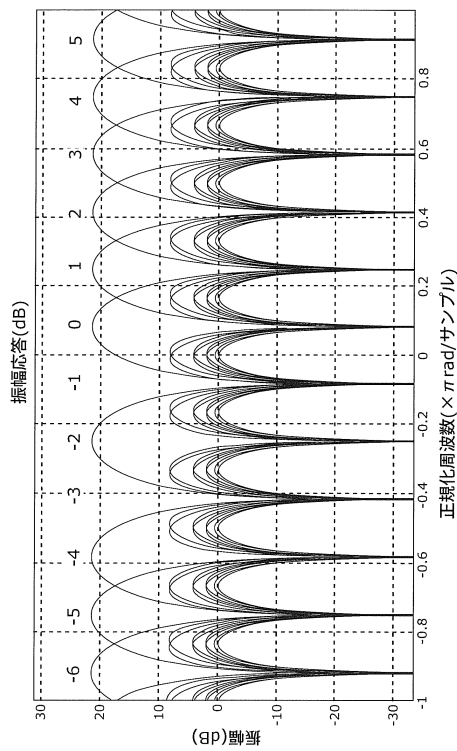
【図 13】



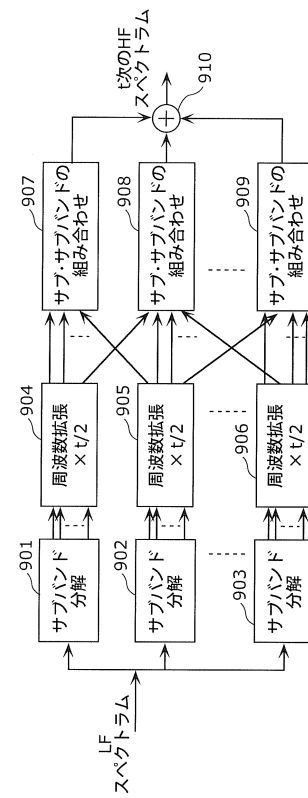
【図 14】



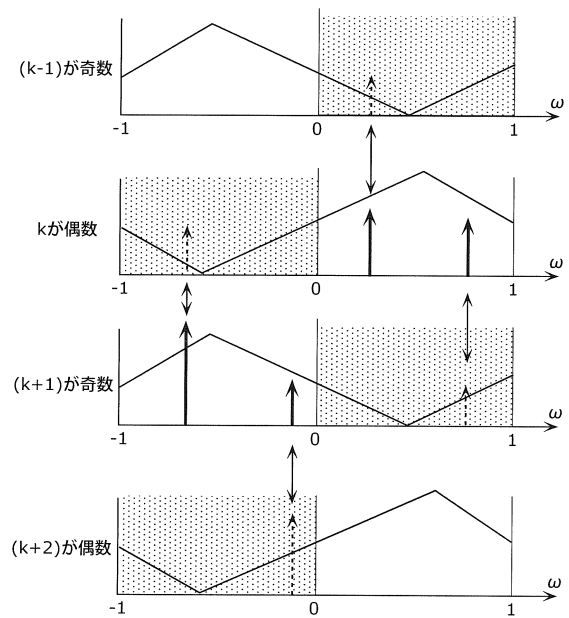
【図 16】



【図 15】



【図 17】



フロントページの続き

(72)発明者 則松 武志

大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

(72)発明者 ファン ゾウ

シンガポール534415シンガポール、タイ・セン・アベニュー、ブロック1022、06-3530番、タイ・セン・インダストリアル・エステイト、パナソニック・シンガポール研究所株式会社内

(72)発明者 コク セン チョン

シンガポール534415シンガポール、タイ・セン・アベニュー、ブロック1022、06-3530番、タイ・セン・インダストリアル・エステイト、パナソニック・シンガポール研究所株式会社内

(72)発明者 ハイシャン ジョン

シンガポール534415シンガポール、タイ・セン・アベニュー、ブロック1022、06-3530番、タイ・セン・インダストリアル・エステイト、パナソニック・シンガポール研究所株式会社内

審査官 山下 剛史

(56)参考文献 国際公開第2009/095169(WO, A1)

特表2008-519290(JP, A)

特開2007-272059(JP, A)

特表2001-521648(JP, A)

Max NEUENDORF, et al., "A Novel Scheme for Low Bitrate Unified Speech and Audio Coding - MPEG RM0", Convention Paper Presented at the 126th Convention, Audio Engineering Society, 2009年7月, No.7713, pp.1-13

Bernd EDLER, et al., "A TIME-WARPED MDCT APPROACH TO SPEECH TRANSFORM CODING", Convention Paper Presented at the 126th Convention, Audio Engineering Society, 2009年5月, No.7710, pp.588-595

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 19/00 - 19/26, 21/038 - 21/0388