

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5754899号
(P5754899)

(45) 発行日 平成27年7月29日(2015.7.29)

(24) 登録日 平成27年6月5日(2015.6.5)

(51) Int.Cl. F I
G 1 O L 21/0388 (2013.01) G 1 O L 21/04 1 3 O A
G 1 O L 21/057 (2013.01) G 1 O L 21/04 2 O O C

請求項の数 7 (全 61 頁)

(21) 出願番号	特願2010-162259 (P2010-162259)	(73) 特許権者	000002185 ソニー株式会社
(22) 出願日	平成22年7月16日(2010.7.16)		東京都港区港南1丁目7番1号
(65) 公開番号	特開2011-237751 (P2011-237751A)	(74) 代理人	100121131 弁理士 西川 孝
(43) 公開日	平成23年11月24日(2011.11.24)	(74) 代理人	100082131 弁理士 稲本 義雄
審査請求日	平成25年6月19日(2013.6.19)	(72) 発明者	山本 優樹 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
審判番号	不服2014-15467 (P2014-15467/J1)	(72) 発明者	知念 徹 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
審判請求日	平成26年8月6日(2014.8.6)		
(31) 優先権主張番号	特願2009-233814 (P2009-233814)		
(32) 優先日	平成21年10月7日(2009.10.7)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		
(31) 優先権主張番号	特願2010-92689 (P2010-92689)		
(32) 優先日	平成22年4月13日(2010.4.13)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復号装置および方法、並びにプログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力された符号化データを、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化する非多重化手段と、

前記低域符号化データを復号して、低域信号を生成する低域復号手段と、

前記低域信号の帯域を複数の低域サブバンドに分割し、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号を生成するサブバンド分割手段と、

前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量を算出する特徴量算出手段と、

前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数を前記特徴量に乗算し、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出する高域サブバンドパワー算出手段と、

前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号を生成する高域信号生成手段と

を備える復号装置。

【請求項2】

前記特徴量算出手段は、前記特徴量として、前記低域サブバンド信号の低域サブバンドパワーを前記低域サブバンドごとに算出する

請求項 1 に記載の復号装置。

【請求項 3】

前記インデックスは、前記複数の前記推定係数のうち、前記高域信号の真値から得られた前記高域サブバンドパワーと、前記推定係数を用いて生成された前記高域サブバンドパワーとの差分であって、前記高域サブバンドごとに求められた差分の二乗和が最小となる前記推定係数を示す情報である

請求項 2 に記載の復号装置。

【請求項 4】

前記インデックスは、前記推定係数を示す情報がエントロピー符号化されて得られた情報であり、

前記高域サブバンドパワー算出手段は、前記インデックスを復号して得られた情報により示される前記推定係数を用いて、前記高域サブバンドパワーを算出する

請求項 1 に記載の復号装置。

【請求項 5】

前記複数の前記推定係数は、前記特徴量を説明変数とし、前記高域サブバンドパワーを被説明変数とした、最小二乗法を用いた回帰分析により予め求められている

請求項 1 に記載の復号装置。

【請求項 6】

入力された符号化データを、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化する非多重化ステップと、

前記低域符号化データを復号して、低域信号を生成する低域復号ステップと、

前記低域信号の帯域を複数の低域サブバンドに分割し、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号を生成するサブバンド分割ステップと、

前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量を算出する特徴量算出ステップと、

前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数を前記特徴量に乗算し、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出する高域サブバンドパワー算出ステップと、

前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号を生成する高域信号生成ステップと

を含む復号方法。

【請求項 7】

入力された符号化データを、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化する非多重化ステップと、

前記低域符号化データを復号して、低域信号を生成する低域復号ステップと、

前記低域信号の帯域を複数の低域サブバンドに分割し、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号を生成するサブバンド分割ステップと、

前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量を算出する特徴量算出ステップと、

前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数を前記特徴量に乗算し、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出する高域サブバンドパワー算出ステップと、

前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号を生成する高域信号生成ステップと

を含む処理をコンピュータに実行させるプログラム。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

本発明は、復号装置および方法、並びにプログラムに関し、特に、周波数帯域の拡大により、音楽信号をより高音質に再生できるようにする復号装置および方法、並びにプログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

近年、インターネット等を介して音楽データを配信する音楽配信サービスが広まりつつある。この音楽配信サービスでは、音楽信号を符号化することで得られる符号化データを音楽データとして配信する。音楽信号の符号化手法としては、ダウンロードの際に時間がかからないように、符号化データのファイル容量を抑えてビットレートを低くする符号化手法が主流となっている。

10

【0003】

このような音楽信号の符号化手法としては、大別して、MP3(MPEG(Moving Picture Experts Group) Audio Layer3) (国際標準規格ISO/IEC 11172-3)等の符号化手法やHE-AAC(High Efficiency MPEG4 AAC) (国際標準規格ISO/IEC 14496-3)等の符号化手法が存在する。

【0004】

MP3に代表される符号化手法では、音楽信号のうちの人間の耳には知覚され難い約15kHz以上の高周波数帯域(以下、高域と称する)の信号成分を削除し、残った低周波数帯域(以下、低域と称する)の信号成分を符号化する。このような符号化手法を、以下、高域削除符号化手法と称する。この高域削除符号化手法では、符号化データのファイル容量を抑えることができる。しかしながら、高域の音は、僅かながら人間に知覚可能なので、符号化データを復号することで得られる復号後の音楽信号から、音を生成して出力すると、原音もつ臨場感が失われていたり、音がこもったりするといった音質の劣化が生じていることがあった。

20

【0005】

これに対して、HE-AACに代表される符号化手法では、高域の信号成分から特徴的な情報を抽出し、低域の信号成分と併せて符号化する。このような符号化手法を、以下、高域特徴符号化手法と称する。この高域特徴符号化手法では、高域の信号成分の特徴的な情報だけを高域の信号成分に関する情報として符号化するので、音質の劣化を抑えつつ、符号化効率を向上させることができる。

30

【0006】

この高域特徴符号化手法で符号化された符号化データの復号においては、低域の信号成分と特徴的な情報を復号し、復号後の低域の信号成分と特徴的な情報から、高域の信号成分を生成する。このように、高域の信号成分を、低域の信号成分から生成することにより、低域の信号成分の周波数帯域を拡大する技術を、以下、帯域拡大技術と称する。

【0007】

帯域拡大技術の応用例のひとつとして、上述した高域削除符号化手法による符号化データの復号後の後処理がある。この後処理においては、符号化で失われた高域の信号成分を、復号後の低域の信号成分から生成することで、低域の信号成分の周波数帯域を拡大する(特許文献1参照)。なお、特許文献1の周波数帯域拡大の手法を、以下、特許文献1の帯域拡大手法と称する。

40

【0008】

特許文献1の帯域拡大手法では、装置は、復号後の低域の信号成分を入力信号として、入力信号のパワースペクトルから、高域のパワースペクトル(以下、適宜、高域の周波数包絡と称する)を推定し、その高域の周波数包絡を有する高域の信号成分を低域の信号成分から生成する。

【0009】

図1は、入力信号としての復号後の低域のパワースペクトルと、推定した高域の周波数

50

包絡の一例を示している。

【0010】

図1において、縦軸は、パワーを対数で示し、横軸は、周波数を示している。

【0011】

装置は、入力信号に関する符号化方式の種類や、サンプリングレート、ビットレート等の情報（以下、サイド情報と称する）から、高域の信号成分の低域側の帯域（以下、拡大開始帯域と称する）を決定する。次に、装置は、低域の信号成分としての入力信号を複数のサブバンド信号に分割する。装置は、分割後の複数のサブバンド信号、すなわち、拡大開始帯域より低域側（以下、単に、低域側と称する）の複数のサブバンド信号のそれぞれのパワーの、時間方向についてのグループ毎の平均（以下、グループパワーと称する）を求め、図1に示されるように、装置は、低域側の複数のサブバンドの信号のそれぞれのグループパワーの平均をパワーとし、かつ、拡大開始帯域の下端の周波数を周波数とする点を起点とする。装置は、その起点を通る所定の傾きの一次直線を、拡大開始帯域より高域側（以下、単に、高域側と称する）の周波数包絡として推定する。なお、起点のパワー方向についての位置は、ユーザにより調整可能とされる。装置は、高域側の複数のサブバンドの信号のそれぞれを、推定した高域側の周波数包絡となるように、低域側の複数のサブバンドの信号から生成する。装置は、生成した高域側の複数のサブバンドの信号を加算して高域の信号成分とし、さらに、低域の信号成分を加算して出力する。これにより、周波数帯域の拡大後の音楽信号は、本来の音楽信号により近いものとなる。したがって、より高音質の音楽信号を再生することが可能となる。

10

20

【0012】

上述した特許文献1の帯域拡大手法は、様々な高域削除符号化手法や様々なビットレートの符号化データについて、その符号化データの復号後の音楽信号についての周波数帯域を拡大することができるという特長を有している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0013】

【特許文献1】特開2008-139844号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0014】

しかしながら、特許文献1の帯域拡大手法は、推定した高域側の周波数包絡が所定の傾きの一次直線となっている点で、すなわち、周波数包絡の形状が固定となっている点で改善の余地がある。

【0015】

すなわち、音楽信号のパワースペクトルは様々な形状を持っており、音楽信号の種類によっては、特許文献1の帯域拡大手法により推定される高域側の周波数包絡から大きく外れる場合も少なくない。

【0016】

図2は、例えば、ドラムを1度強く叩いたときのような、時間的に急激な変化を伴うアタック性の音楽信号（アタック性音楽信号）の本来のパワースペクトルの一例を示している。

40

【0017】

なお、図2には、特許文献1の帯域拡大手法により、アタック性音楽信号のうちの低域側の信号成分を入力信号として、その入力信号から推定した高域側の周波数包絡についても併せて示されている。

【0018】

図2に示されるように、アタック性音楽信号の本来の高域側のパワースペクトルは、ほぼ平坦となっている。

【0019】

50

これに対して、推定した高域側の周波数包絡は、所定の負の傾きを有しており、起点で、本来のパワースペクトルに近いパワーに調節したとしても、周波数が高くなるにつれて本来のパワースペクトルとの差が大きくなる。

【0020】

このように、特許文献1の帯域拡大手法では、推定した高域側の周波数包絡は、本来の高域側の周波数包絡を高精度に再現することができない。その結果、周波数帯域の拡大後の音楽信号から音を生成して出力すると、聴感上、原音よりも音の明瞭性が失われていることがあった。

【0021】

また、前述のHE-AAC等の高域特徴符号化手法では、符号化される高域の信号成分の特徴的な情報として、高域側の周波数包絡が用いられるが、復号側で本来の高域側の周波数包絡を高精度に再現することが求められる。

【0022】

本発明は、このような状況に鑑みてなされたものであり、周波数帯域の拡大により、音楽信号をより高音質に再生することができるようにするものである。

【課題を解決するための手段】

【0071】

本発明の一側面の復号装置は、入力された符号化データを、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化する非多重化手段と、前記低域符号化データを復号して、低域信号を生成する低域復号手段と、前記低域信号の帯域を複数の低域サブバンドに分割し、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号を生成するサブバンド分割手段と、前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量を算出する特徴量算出手段と、前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数を前記特徴量に乗算し、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出する高域サブバンドパワー算出手段と、前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号を生成する高域信号生成手段とを備える。

【0072】

前記特徴量算出手段には、前記特徴量として、前記低域サブバンド信号の低域サブバンドパワーを前記低域サブバンドごとに算出させることができる。

【0073】

前記インデックスは、前記複数の前記推定係数のうち、前記高域信号の真値から得られた前記高域サブバンドパワーと、前記推定係数を用いて生成された前記高域サブバンドパワーとの差分であって、前記高域サブバンドごとに求められた差分の二乗和が最小となる前記推定係数を示す情報とすることができる。

【0076】

前記インデックスを、前記推定係数を示す情報がエントロピー符号化されて得られた情報とし、前記高域サブバンドパワー算出手段には、前記インデックスを復号して得られた情報により示される前記推定係数を用いて、前記高域サブバンドパワーを算出させることができる。

【0077】

前記複数の前記推定係数は、前記特徴量を説明変数とし、前記高域サブバンドパワーを被説明変数とした、最小二乗法を用いた回帰分析により予め求められているようにすることができる。

【0079】

本発明の一側面の復号方法またはプログラムは、入力された符号化データを、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化する非多重化ステップと、前記低域符号化データを復号して、低域信号を生成する低域復号ステッ

10

20

30

40

50

プと、前記低域信号の帯域を複数の低域サブバンドに分割し、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号を生成するサブバンド分割ステップと、前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量を算出する特徴量算出ステップと、前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数を前記特徴量に乗算し、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出する高域サブバンドパワー算出ステップと、前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号を生成する高域信号生成ステップとを含む。

【0080】

10

本発明の一側面においては、入力された符号化データが、低域符号化データと、高域信号の生成に用いる推定係数を示すインデックスとに非多重化され、前記低域符号化データが復号されて、低域信号が生成され、前記低域信号の帯域が複数の低域サブバンドに分割され、前記低域サブバンドごとの低域サブバンド信号が生成され、前記低域サブバンド信号と前記低域信号の少なくともいずれか一方を用いて、前記符号化データの特徴を表す特徴量が算出され、前記高域信号の帯域を構成する複数の高域サブバンドのそれぞれについて、予め用意された複数の前記推定係数のうちの、前記インデックスにより示される前記推定係数が前記特徴量に乗算され、前記推定係数の乗算された前記特徴量の和を求めることで、前記高域サブバンドの高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーが算出され、前記高域サブバンドパワーと、前記低域サブバンド信号とを用いて、前記高域信号が生成される。

20

【発明の効果】

【0081】

本発明の一側面によれば、周波数帯域の拡大により、音楽信号をより高音質に再生することができる。

【図面の簡単な説明】

【0082】

【図1】入力信号としての復号後の低域のパワースペクトルと、推定した高域の周波数包絡の一例を示す図である。

【図2】時間的に急激な変化を伴うアタック性の音楽信号の本来のパワースペクトルの一例を示す図である。

30

【図3】本発明の第1の実施の形態における周波数帯域拡大装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図4】図3の周波数帯域拡大装置による周波数帯域拡大処理の例を説明するフローチャートである。

【図5】図3の周波数帯域拡大装置に入力される信号のパワースペクトルと帯域通過フィルタの周波数軸上の配置を示す図である。

【図6】ボーカル区間の周波数特性と、推定された高域のパワースペクトルの例を示す図である。

【図7】図3の周波数帯域拡大装置に入力される信号のパワースペクトルの例を示す図である。

40

【図8】図7の入力信号のリフタリング後のパワースペクトルの例を示す図である。

【図9】図3の周波数帯域拡大装置の高域信号生成回路で用いられる係数の学習を行うための係数学習装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図10】図9の係数学習装置による係数学習処理の例を説明するフローチャートである。

【図11】本発明の第2の実施の形態における符号化装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図12】図11の符号化装置による符号化処理の例を説明するフローチャートである。

【図13】本発明の第2の実施の形態における復号装置の機能的構成例を示すブロック図

50

である。

【図 1 4】図 1 3 の復号装置による復号処理の例を説明するフローチャートである。

【図 1 5】図 1 1 の符号化装置の高域符号化回路で用いられる代表ベクトルおよび図 1 3 の復号装置の高域復号回路で用いられる復号高域サブバンドパワー推定係数の学習を行うための係数学習装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図 1 6】図 1 5 の係数学習装置による係数学習処理の例を説明するフローチャートである。

【図 1 7】図 1 1 の符号化装置が出力する符号列の例を示す図である。

【図 1 8】符号化装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図 1 9】符号化処理を説明するフローチャートである。

10

【図 2 0】復号装置の機能的構成例を示すブロック図である。

【図 2 1】復号処理を説明するフローチャートである。

【図 2 2】符号化処理を説明するフローチャートである。

【図 2 3】復号処理を説明するフローチャートである。

【図 2 4】符号化処理を説明するフローチャートである。

【図 2 5】符号化処理を説明するフローチャートである。

【図 2 6】符号化処理を説明するフローチャートである。

【図 2 7】符号化処理を説明するフローチャートである。

【図 2 8】係数学習装置の構成例を示す図である。

【図 2 9】係数学習処理を説明するフローチャートである。

20

【図 3 0】本発明が適用される処理をプログラムにより実行するコンピュータのハードウェアの構成例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0083】

以下、本発明の実施の形態について図を参照して説明する。なお、説明は以下の順序で行う。

1. 第 1 の実施の形態（周波数帯域拡大装置に本発明を適用した場合）
2. 第 2 の実施の形態（符号化装置および復号装置に本発明を適用した場合）
3. 第 3 の実施の形態（係数インデックスを高域符号化データに含める場合）
4. 第 4 の実施の形態（係数インデックスと擬似高域サブバンドパワー差分を高域符号化データに含める場合）
5. 第 5 の実施の形態（評価値を用いて係数インデックスを選択する場合）
6. 第 6 の実施の形態（係数の一部を共通にする場合）

30

【0084】

< 1. 第 1 の実施の形態 >

第 1 の実施の形態では、高域削除符号化手法で符号化データを復号することで得られる復号後の低域の信号成分に対して、周波数帯域を拡大させる処理（以下、周波数帯域拡大処理と称する）が施される。

【0085】

[周波数帯域拡大装置の機能的構成例]

40

図 3 は、本発明を適用した周波数帯域拡大装置の機能的構成例を示している。

【0086】

周波数帯域拡大装置 1 0 は、復号後の低域の信号成分を入力信号として、その入力信号に対して、周波数帯域拡大処理を施し、その結果得られる周波数帯域拡大処理後の信号を出力信号として出力する。

【0087】

周波数帯域拡大装置 1 0 は、低域通過フィルタ 1 1、遅延回路 1 2、帯域通過フィルタ 1 3、特徴量算出回路 1 4、高域サブバンドパワー推定回路 1 5、高域信号生成回路 1 6、高域通過フィルタ 1 7、および信号加算器 1 8 から構成される。

【0088】

50

低域通過フィルタ 11 は、入力信号を所定の遮断周波数でフィルタリングし、フィルタリング後の信号として、低域の信号成分である低域信号成分を遅延回路 12 に供給する。

【0089】

遅延回路 12 は、低域通過フィルタ 11 からの低域信号成分と後述する高域信号成分とを加算する際の同期をとるために、低域信号成分を、一定の遅延時間だけ遅延して信号加算器 18 に供給する。

【0090】

帯域通過フィルタ 13 は、それぞれ異なる通過帯域を持つ帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - N から構成される。帯域通過フィルタ 13 - i (1 ≤ i ≤ N) は、入力信号のうちの所定の通過帯域の信号を通過させ、複数のサブバンド信号のうちの 1 つとして、特徴量算出回路 14 および高域信号生成回路 16 に供給する。

10

【0091】

特徴量算出回路 14 は、帯域通過フィルタ 13 からの複数のサブバンド信号と、入力信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1 または複数の特徴量を算出し、高域サブバンドパワー推定回路 15 に供給する。ここで、特徴量とは、入力信号の、信号としての特徴を表す情報である。

【0092】

高域サブバンドパワー推定回路 15 は、特徴量算出回路 14 からの、1 または複数の特徴量に基づいて、高域のサブバンド信号のパワーである高域サブバンドパワーの推定値を高域サブバンド毎に算出し、これらを高域信号生成回路 16 に供給する。

20

【0093】

高域信号生成回路 16 は、帯域通過フィルタ 13 からの複数のサブバンド信号と、高域サブバンドパワー推定回路 15 からの複数の高域サブバンドパワーの推定値とに基づいて、高域の信号成分である高域信号成分を生成し、高域通過フィルタ 17 に供給する。

【0094】

高域通過フィルタ 17 は、高域信号生成回路 16 からの高域信号成分を、低域通過フィルタ 11 における遮断周波数に対応する遮断周波数でフィルタリングし、信号加算器 18 に供給する。

【0095】

信号加算器 18 は、遅延回路 12 からの低域信号成分と、高域通過フィルタ 17 からの高域信号成分とを加算し、出力信号として出力する。

30

【0096】

なお、図 3 の構成においては、サブバンド信号を取得するために帯域通過フィルタ 13 を適用するようにしたが、これに限らず、例えば、特許文献 1 に記載されているような帯域分割フィルタを適用するようにしてもよい。

【0097】

また同様に、図 3 の構成においては、サブバンド信号を合成するために信号加算器 18 を適用するようにしたが、これに限らず、例えば、特許文献 1 に記載されているような帯域合成フィルタを適用するようにしてもよい。

【0098】

40

[周波数帯域拡大装置の周波数帯域拡大処理]

次に、図 4 のフローチャートを参照して、図 3 の周波数帯域拡大装置による周波数帯域拡大処理について説明する。

【0099】

ステップ S1 において、低域通過フィルタ 11 は、入力信号を所定の遮断周波数でフィルタリングし、フィルタリング後の信号としての低域信号成分を遅延回路 12 に供給する。

【0100】

低域通過フィルタ 11 は、遮断周波数として任意の周波数を設定することが可能であるが、本実施の形態では、所定の帯域を後述する拡大開始帯域として、その拡大開始帯域の

50

下端の周波数に対応して遮断周波数が設定される。したがって、低域通過フィルタ 1 1 は、フィルタリング後の信号として、拡大開始帯域より低域の信号成分である低域信号成分を、遅延回路 1 2 に供給する。

【 0 1 0 1 】

また、低域通過フィルタ 1 1 は、入力信号の高域削除符号化手法やビットレート等の符号化パラメータに応じて、最適な周波数を遮断周波数として設定することもできる。この符号化パラメータとしては、例えば、特許文献 1 の帯域拡大手法で採用されているサイド情報を利用することができる。

【 0 1 0 2 】

ステップ S 2 において、遅延回路 1 2 は、低域通過フィルタ 1 1 からの低域信号成分を一定の遅延時間だけ遅延して信号加算器 1 8 に供給する。

10

【 0 1 0 3 】

ステップ S 3 において、帯域通過フィルタ 1 3 (帯域通過フィルタ 1 3 - 1 乃至 1 3 - N) は、入力信号を複数のサブバンド信号に分割し、分割後の複数のサブバンド信号のそれぞれを、特徴量算出回路 1 4 および高域信号生成回路 1 6 に供給する。なお、帯域通過フィルタ 1 3 による入力信号の分割の処理については、その詳細を後述する。

【 0 1 0 4 】

ステップ S 4 において、特徴量算出回路 1 4 は、帯域通過フィルタ 1 3 からの複数のサブバンド信号と、入力信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1 または複数の特徴量を算出し、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 に供給する。なお、特徴量算出回路 1 4 による特徴量の算出の処理については、その詳細を後述する。

20

【 0 1 0 5 】

ステップ S 5 において、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、特徴量算出回路 1 4 からの、1 または複数の特徴量に基づいて、複数の高域サブバンドパワーの推定値を算出し、高域信号生成回路 1 6 に供給する。なお、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 による高域サブバンドパワーの推定値の算出の処理については、その詳細を後述する。

【 0 1 0 6 】

ステップ S 6 において、高域信号生成回路 1 6 は、帯域通過フィルタ 1 3 からの複数のサブバンド信号と、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 からの複数の高域サブバンドパワーの推定値とに基づいて、高域信号成分を生成し、高域通過フィルタ 1 7 に供給する。ここでいう高域信号成分とは、拡大開始帯域より高域の信号成分である。なお、高域信号生成回路 1 6 による高域信号成分の生成の処理については、その詳細を後述する。

30

【 0 1 0 7 】

ステップ S 7 において、高域通過フィルタ 1 7 は、高域信号生成回路 1 6 からの高域信号成分をフィルタリングすることにより、高域信号成分に含まれる低域への折り返し成分等のノイズを除去し、その高域信号成分を信号加算器 1 8 に供給する。

【 0 1 0 8 】

ステップ S 8 において、信号加算器 1 8 は、遅延回路 1 2 からの低域信号成分と、高域通過フィルタ 1 7 からの高域信号成分とを加算し、出力信号として出力する。

【 0 1 0 9 】

以上の処理によれば、復号後の低域の信号成分に対して、周波数帯域を拡大させることができる。

40

【 0 1 1 0 】

次に、図 4 のフローチャートのステップ S 3 乃至 S 6 のそれぞれの処理の詳細について説明する。

【 0 1 1 1 】

[帯域通過フィルタによる処理の詳細]

まず、図 4 のフローチャートのステップ S 3 における帯域通過フィルタ 1 3 による処理の詳細について説明する。

【 0 1 1 2 】

50

なお、説明の便宜のため、以下においては、帯域通過フィルタ 13 の個数 N を $N = 4$ とする。

【 0 1 1 3 】

例えば、入力信号のナイキスト周波数を 16 等分に分割することで得られる 16 個のサブバンドのうちの一つを拡大開始帯域とし、それら 16 個のサブバンドのうちの高域開始帯域より低域の 4 個のサブバンドのそれぞれを、帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - 4 の通過帯域のそれぞれとする。

【 0 1 1 4 】

図 5 は、帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - 4 の各通過帯域それぞれの周波数軸上における配置を示している。

10

【 0 1 1 5 】

図 5 に示されるように、拡大開始帯域より低域の周波数帯域（サブバンド）のうちの高域から 1 番目のサブバンドのインデックスを sb、2 番目のサブバンドのインデックスを sb - 1、I 番目のサブバンドのインデックスを sb - (I - 1) とすると、帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - 4 それぞれは、拡大開始帯域より低域のサブバンドのうち、インデックスが sb 乃至 sb - 3 のサブバンドのそれぞれを、通過帯域として割り当てる。

【 0 1 1 6 】

なお、本実施の形態では、帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - 4 の通過帯域のそれぞれは、入力信号のナイキスト周波数を 16 等分することで得られる 16 個のサブバンドのうち所定の 4 個のそれぞれであるものとしたが、これに限らず、入力信号のナイキスト周波数を 256 等分することで得られる 256 個のサブバンドのうち所定の 4 個のそれぞれであるようにしてもよい。また、帯域通過フィルタ 13 - 1 乃至 13 - 4 のそれぞれの帯域幅は、それぞれ異なってもよい。

20

【 0 1 1 7 】

[特徴量算出回路による処理の詳細]

次に、図 4 のフローチャートのステップ S 4 における特徴量算出回路 14 による処理の詳細について説明する。

【 0 1 1 8 】

特徴量算出回路 14 は、帯域通過フィルタ 13 からの複数のサブバンド信号と、入力信号との、少なくともいずれか一方を用いて、高域サブバンドパワー推定回路 15 が高域サブバンドパワーの推定値を算出するために用いる、1 または複数の特徴量を算出する。

30

【 0 1 1 9 】

より具体的には、特徴量算出回路 14 は、帯域通過フィルタ 13 からの 4 個のサブバンド信号から、サブバンド毎に、サブバンド信号のパワー（サブバンドパワー（以下、低域サブバンドパワーともいう））を特徴量として算出し、高域サブバンドパワー推定回路 15 に供給する。

【 0 1 2 0 】

すなわち、特徴量算出回路 14 は、帯域通過フィルタ 13 から供給された、4 個のサブバンド信号 $x(ib, n)$ から、ある所定の時間フレーム J における低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を、以下の式 (1) により求める。ここで、ib は、サブバンドのインデックス、n は離散時間のインデックスを表している。なお、1 フレームのサンプル数を FSIZE とし、パワーはデシベルで表現されるものとする。

40

【 0 1 2 1 】

【 数 1 】

$$power(ib, J) = 10 \log_{10} \left\{ \left(\sum_{n=J*FSIZE}^{(J+1)*FSIZE-1} x(ib, n)^2 \right) / FSIZE \right\}$$

$$(sb-3 \leq ib \leq sb)$$

50

．．．(1)

【0122】

このようにして、特徴量算出回路14によって求められた低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ は、特徴量として高域サブバンドパワー推定回路15に供給される。

【0123】

[高域サブバンドパワー推定回路による処理の詳細]

次に、図4のフローチャートのステップS5における高域サブバンドパワー推定回路15による処理の詳細について説明する。

【0124】

高域サブバンドパワー推定回路15は、特徴量算出回路14から供給された4個のサブバンドパワーに基づいて、インデックスが $sb+1$ であるサブバンド(拡大開始帯域)以降の、拡大しようとする帯域(周波数拡大帯域)のサブバンドパワー(高域サブバンドパワー)の推定値を算出する。

10

【0125】

すなわち、高域サブバンドパワー推定回路15は、周波数拡大帯域の最高域のサブバンドのインデックスを eb とすると、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb であるサブバンドについて、 $(eb-sb)$ 個のサブバンドパワーを推定する。

【0126】

周波数拡大帯域における、インデックスが ib であるサブバンドパワーの推定値 $power_{est}(ib, J)$ は、特徴量算出回路14から供給された4個のサブバンドパワー $power(ib, j)$ を用いて、例えば、以下の式(2)により表される。

20

【0127】

【数2】

$$power_{est}(ib, J) = \left(\sum_{kb=sb-3}^{sb} \{A_{ib}(kb) power(kb, J)\} \right) + B_{ib}$$

$$(J*FSIZE \leq n \leq (J+1) FSIZE - 1, sb+1 \leq ib \leq eb)$$

．．．(2)

30

【0128】

ここで、式(2)において、係数 $A_{ib}(kb)$ 、 B_{ib} は、サブバンド ib 毎に異なる値を持つ係数である。係数 $A_{ib}(kb)$ 、 B_{ib} は、様々な入力信号に対して好適な値が得られるように適切に設定される係数とする。また、サブバンド sb の変更によって、係数 $A_{ib}(kb)$ 、 B_{ib} も最適な値に変更される。なお、係数 $A_{ib}(kb)$ 、 B_{ib} の導出については後述する。

【0129】

式(2)において、高域サブバンドパワーの推定値は、帯域通過フィルタ13からの複数のサブバンド信号それぞれのパワーを用いた1次線形結合により算出されているが、これに限らず、例えば、時間フレームJの前後数フレームの複数の低域サブバンドパワーの線形結合を用いて算出されるようにしてもよいし、非線形な関数を用いて算出されるようにしてもよい。

40

【0130】

このようにして、高域サブバンドパワー推定回路15によって算出された高域サブバンドパワーの推定値は、高域信号生成回路16に供給される。

【0131】

[高域信号生成回路による処理の詳細]

次に、図4のフローチャートのステップS6における高域信号生成回路16による処理の詳細について説明する。

【0132】

高域信号生成回路16は、帯域通過フィルタ13から供給された複数のサブバンド信号

50

から、上述の式(1)に基づいて、それぞれのサブバンドの低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。高域信号生成回路16は、算出した複数の低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と、高域サブバンドパワー推定回路15によって上述の式(2)に基づいて算出された高域サブバンドパワーの推定値 $power_{est}(ib, J)$ とを用いて、以下の式(3)によって、利得量 $G(ib, J)$ を求める。

【0133】

【数3】

$$G(ib, J) = 10^{\{(power_{est}(ib, J) - power(sb_{map}(ib), J)) / 20\}}$$

$$(J * FSIZE \leq n \leq (J + 1) FSIZE - 1, sb + 1 \leq ib \leq eb)$$

10

・・・(3)

【0134】

ここで、式(3)において、 $sb_{map}(ib)$ は、サブバンド ib を写像先のサブバンドとした場合の写像元のサブバンドのインデックスを示しており、以下の式(4)で表わされる。

【0135】

【数4】

$$sb_{map}(ib) = ib - 4 \text{INT} \left(\frac{ib - sb - 1}{4} + 1 \right)$$

20

$$(sb + 1 \leq ib \leq eb)$$

・・・(4)

【0136】

なお、式(4)において、 $\text{INT}(a)$ は、値 a の小数点以下を切り捨てる関数である。

【0137】

次に、高域信号生成回路16は、以下の式(5)を用いて、式(3)によって求めた利得量 $G(ib, J)$ を帯域通過フィルタ13の出力に乗じることで、利得調整後のサブバンド信号 $x2(ib, n)$ を算出する。

30

【0138】

【数5】

$$x2(ib, n) = G(ib, J) x(sb_{map}(ib), n)$$

$$(J * FSIZE \leq n \leq (J + 1) FSIZE - 1, sb + 1 \leq ib \leq eb)$$

・・・(5)

【0139】

さらに、高域信号生成回路16は、以下の式(6)によって、インデックスが $sb-3$ であるサブバンドの下端の周波数に対応する周波数から、インデックスが sb であるサブバンドの上端の周波数に対応する周波数へコサイン変調を行うことで、利得調整後のサブバンド信号 $x2(ib, n)$ から、コサイン変換された利得調整後のサブバンド信号 $x3(ib, n)$ を算出する。

40

【0140】

【数6】

$$x3(ib, n) = x2(ib, n) * 2 \cos(n) * \{4(ib+1) \pi / 32\}$$

$$(sb + 1 \leq ib \leq eb)$$

50

・・・(6)

【0141】

なお、式(6)において、 ω は円周率を表す。この式(6)は、利得調整後のサブバンド信号 $x_2(ib, n)$ が、それぞれ4バンド分高域側の周波数にシフトされることを意味している。

【0142】

そして、高域信号生成回路16は、以下の式(7)によって、高域側にシフトした利得調整後のサブバンド信号 $x_3(ib, n)$ から、高域信号成分 $x_{high}(n)$ を算出する。

【0143】

【数7】

$$x_{high}(n) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} x_3(ib, n)$$

・・・(7)

【0144】

このようにして、高域信号生成回路16によって、帯域通過フィルタ13からの4個のサブバンド信号に基づいて算出した4個の低域サブバンドパワー、および、高域サブバンドパワー推定回路15からの高域サブバンドパワーの推定値に基づいて、高域信号成分が生成され、高域通過フィルタ17に供給される。

【0145】

以上の処理によれば、高域削除符号化手法による符号化データの復号後に得られた入力信号に対して、複数のサブバンド信号から算出された低域サブバンドパワーを特徴量とし、これと適切に設定された係数とに基づいて、高域サブバンドパワーの推定値が算出され、低域サブバンドパワーと高域サブバンドパワーの推定値とから適応的に高域信号成分が生成されるので、周波数拡大帯域のサブバンドパワーを高精度に推定することができ、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【0146】

以上においては、特徴量算出回路14が、複数のサブバンド信号から算出された低域サブバンドパワーのみを特徴量として算出する例について説明したが、この場合、入力信号の種類によっては、周波数拡大帯域のサブバンドパワーを高精度に推定できないことがある。

【0147】

そこで、特徴量算出回路14が、周波数拡大帯域のサブバンドパワーの出方(高域のパワースペクトルの形状)と相関の強い特徴量を算出するようにすることで、高域サブバンドパワー推定回路15における周波数拡大帯域のサブバンドパワーの推定を、より高精度に行うこともできる。

【0148】

[特徴量算出回路によって算出される特徴量の他の例]

図6は、ある入力信号において、ボーカルがその大部分を占めるような区間であるボーカル区間の周波数特性の一例と、低域サブバンドパワーのみを特徴量として算出して高域サブバンドパワーを推定することにより得られた高域のパワースペクトルとを示している。

【0149】

図6に示されるように、ボーカル区間の周波数特性においては、推定された高域のパワースペクトルが、原信号の高域のパワースペクトルよりも上に位置することが多い。人の歌声の違和感は人の耳に知覚されやすいため、ボーカル区間では高域サブバンドパワーの推定を特に精度良く行う必要がある。

【0150】

また、図6に示されるように、ボーカル区間の周波数特性においては、4.9kHzから11.025kHzの間に1つの大きな凹みがあることが多い。

10

20

30

40

50

【 0 1 5 1 】

そこで、以下では、ボーカル区間の高域サブバンドパワーの推定に用いられる特徴量として、周波数領域での4.9kHzから11.025kHzにおける凹みの度合いを適用する例について説明する。なお、この凹みの度合いを示す特徴量を、以下、ディップと称する。

【 0 1 5 2 】

以下、時間フレーム J におけるディップ dip(J) の算出例について説明する。

【 0 1 5 3 】

まず、入力信号のうち、時間フレーム J を含む前後数フレームの範囲に含まれる 2 0 4 8 サンプル区間の信号に対して、2 0 4 8 点FFT (Fast Fourier Transform) を施し、周波数軸上での係数を算出する。算出された各係数の絶対値にdb変換を施すことでパワースペクトルを得る。

【 0 1 5 4 】

図7は、上述のようにして得られたパワースペクトルの一例を示している。ここで、パワースペクトルの微細な成分を除去するために、例えば、1.3kHz以下の成分を除去するようにリフタリング処理を行う。リフタリング処理によれば、パワースペクトルの各次元を時間系列と見立て、低域通過フィルタにかけることによってフィルタリング処理を行うことで、スペクトルピークの微細な成分を平滑化することができる。

【 0 1 5 5 】

図8は、リフタリング後の入力信号のパワースペクトルの一例を示している。図8に示されるリフタリング後のパワースペクトルにおいて、4.9kHzから11.025kHzに相当する範囲に含まれるパワースペクトルの最小値と最大値との差をディップ dip(J) とする。

【 0 1 5 6 】

このようにして、周波数拡大帯域のサブバンドパワーと相関の強い特徴量が算出される。なお、ディップ dip(J) の算出例は、上述した手法に限らず、他の手法であってもよい。

【 0 1 5 7 】

次に、周波数拡大帯域のサブバンドパワーと相関の強い特徴量の算出の他の例について説明する。

【 0 1 5 8 】

[特徴量算出回路によって算出される特徴量のさらに他の例]

ある入力信号に、アタック性音楽信号を含む区間であるアタック区間の周波数特性においては、図2を参照して説明したように高域側のパワースペクトルはほぼ平坦となることが多い。低域サブバンドパワーのみを特徴量として算出する手法では、アタック区間を含む入力信号特有の時間変動を表す特徴量を用いずに周波数拡大帯域のサブバンドパワーを推定するため、アタック区間にみられるほぼ平坦な周波数拡大帯域のサブバンドパワーを精度よく推定することは難しい。

【 0 1 5 9 】

そこで、以下では、アタック区間の高域サブバンドパワーの推定に用いられる特徴量として、低域サブバンドパワーの時間変動を適用する例について説明する。

【 0 1 6 0 】

ある時間フレーム J における低域サブバンドパワーの時間変動 $power_d(J)$ は、例えば、以下の式(8)により求められる。

【 0 1 6 1 】

【数8】

$$power_d(J) = \frac{\sum_{ib=sb-3}^{sb} \sum_{n=J*FSIZE}^{(J+1)*FSIZE-1} (x(ib, n)^2)}{\sum_{ib=sb-3}^{sb} \sum_{n=(J-1)*FSIZE}^{J*FSIZE-1} (x(ib, n)^2)}$$

10

20

30

40

50

・・・(8)

【0162】

式(8)によれば、低域サブバンドパワーの時間変動 $power_d(J)$ は、時間フレームJにおける4個の低域サブバンドパワーの和と、時間フレームJの1フレーム前の時間フレーム(J-1)における4個の低域サブバンドパワーの和との比を表しており、この値が大きい程、フレーム間のパワーの時間変動が大きく、すなわち、時間フレームJに含まれる信号はアタック性が強いと考えられる。

【0163】

また、図1で示された統計的に平均的なパワースペクトルと、図2で示されたアタック区間(アタック性音楽信号)のパワースペクトルとを比較すると、アタック区間のパワースペクトルは中域では右上がりとなっている。アタック区間では、このような周波数特性を示すことが多い。

10

【0164】

そこで、以下では、アタック区間の高域サブバンドパワーの推定に用いられる特徴量として、その中域における傾斜を適用する例について説明する。

【0165】

ある時間フレームJにおける中域の傾斜 $slope(J)$ は、例えば、以下の式(9)により求められる。

【0166】

【数9】

$$slope(J) = \frac{\sum_{ib=sb-3}^{sb} \sum_{n=J*FSIZE}^{(J+1)FSIZE-1} \{W(ib)*x(ib, n)^2\}}{\sum_{ib=sb-3}^{sb} \sum_{n=J*FSIZE}^{(J+1)FSIZE-1} (x(ib, n)^2)}$$

20

・・・(9)

【0167】

式(9)において、係数 $w(ib)$ は、高域サブバンドパワーに重み付けするように調整された重み係数である。式(9)によれば、 $slope(J)$ は、高域に重み付けされた4個の低域サブバンドパワーの和と、4個の低域サブバンドパワーの和との比を表している。例えば、4個の低域サブバンドパワーが中域のサブバンドに対するパワーになっている場合、 $slope(J)$ は、中域のパワースペクトルが右上がりのときは大きい値を、右下がりのときは小さい値を取る。

30

【0168】

また、アタック区間の前後で中域の傾斜は大きく変動する場合が多いので、以下の式(10)で表わされる傾斜の時間変動 $slope_d(J)$ を、アタック区間の高域サブバンドパワーの推定に用いられる特徴量とするようにしてもよい。

【0169】

【数10】

$$slope_d(J) = slope(J) / slope(J-1)$$

40

$$(J*FSIZE \leq n \leq (J+1) FSIZE - 1)$$

・・・(10)

【0170】

また同様に、以下の式(11)で表わされる、上述したディップ $dip(J)$ の時間変動 $dip_d(J)$ を、アタック区間の高域サブバンドパワーの推定に用いられる特徴量とするようにしてもよい。

50

【 0 1 7 1 】

【 数 1 1 】

$$\text{dip}_d(J) = \text{dip}(J) - \text{dip}(J-1)$$

$$(J * \text{FSIZE} \leq n \leq (J+1) \text{FSIZE} - 1)$$

・・・ (1 1)

【 0 1 7 2 】

以上の手法によれば、周波数拡大帯域のサブバンドパワーと相関の強い特徴量が算出されるので、これらを用いることで、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 における周波数拡大帯域のサブバンドパワーの推定を、より高精度に行うことができるようになる。

10

【 0 1 7 3 】

以上においては、周波数拡大帯域のサブバンドパワーと相関の強い特徴量を算出する例について説明してきたが、以下では、このようにして算出された特徴量を用いて高域サブバンドパワーを推定する例について説明する。

【 0 1 7 4 】

[高域サブバンドパワー推定回路による処理の詳細]

ここでは、図 8 を参照して説明したディップと、低域サブバンドパワーとを特徴量として用いて、高域サブバンドパワーを推定する例について説明する。

【 0 1 7 5 】

すなわち、図 4 のフローチャートのステップ S 4 において、特徴量算出回路 1 4 は、帯域通過フィルタ 1 3 からの 4 個のサブバンド信号から、サブバンド毎に、低域サブバンドパワーと、ディップとを特徴量として算出し、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 に供給する。

20

【 0 1 7 6 】

そして、ステップ S 5 において、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、特徴量算出回路 1 4 からの 4 個の低域サブバンドパワーおよびディップに基づいて、高域サブバンドパワーの推定値を算出する。

【 0 1 7 7 】

ここで、サブバンドパワーとディップでは、取りうる値の範囲（スケール）が異なるため、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、ディップの値に対して、例えば、以下のような変換を行う。

30

【 0 1 7 8 】

高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、予め大量の数の入力信号について、4 個の低域サブバンドパワーのうちの最高域のサブバンドパワーと、ディップの値とを算出し、それぞれについて平均値と標準偏差を求めておく。ここで、サブバンドパワーの平均値を $\text{power}_{\text{ave}}$ 、サブバンドパワーの標準偏差を $\text{power}_{\text{std}}$ 、ディップの平均値を dip_{ave} 、ディップの標準偏差を dip_{std} とする。

【 0 1 7 9 】

高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、これらの値を用いてディップの値 $\text{dip}(J)$ を、以下の式 (1 2) のように変換し、変換後のディップ $\text{dip}_s(J)$ を得る。

40

【 0 1 8 0 】

【 数 1 2 】

$$\text{dip}_s(J) = \frac{\text{dip}(J) - \text{dip}_{\text{ave}}}{\text{dip}_{\text{std}}} \text{power}_{\text{std}} + \text{power}_{\text{ave}}$$

・・・ (1 2)

【 0 1 8 1 】

式 (1 2) で示される変換を行うことで、高域サブバンドパワー推定回路 1 5 は、ディップの値 $\text{dip}(J)$ を、統計的に低域サブバンドパワーの平均と分散に等しい変数 (ディップ

50

) $dip_s(J)$ に変換することができ、ディップの取りうる値の範囲を、サブバンドパワーの取りうる値の範囲とほぼ同じにすることが可能となる。

【0182】

周波数拡大帯域における、インデックスが ib であるサブバンドパワーの推定値 $power_{est}(ib, J)$ は、特徴量算出回路 14 からの 4 個の低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と、式 (12) で示されたディップ $dip_s(J)$ との線形結合を用いて、例えば、以下の式 (13) により表される。

【0183】

【数13】

$$power_{est}(ib, J) = \left(\sum_{kb=sb-3}^{sb} \{C_{ib}(kb) power(kb, J)\} \right) + D_{ib} dip_s(J) + E_{ib} \quad 10$$

($J * FSIZE \leq n \leq (J+1) FSIZE - 1, sb+1 \leq ib \leq eb$)

... (13)

【0184】

ここで、式 (13) において、係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} は、サブバンド ib 毎に異なる値を持つ係数である。係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} は、様々な入力信号に対して好適な値が得られるように適切に設定される係数とする。また、サブバンド sb の変更によって、係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} も最適な値に変更される。なお、係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の導出については後述する。 20

【0185】

式 (13) において、高域サブバンドパワーの推定値は、1 次線形結合により算出されているが、これに限らず、例えば、時間フレーム J の前後数フレームの複数の特徴量の線形結合を用いて算出されるようにしてもよいし、非線形な関数を用いて算出されるようにしてもよい。

【0186】

以上の処理によれば、高域サブバンドパワーの推定に、ボーカル区間特有のディップの値を特徴量として用いることにより、低域サブバンドパワーのみを特徴量とする場合に比べ、ボーカル区間での高域サブバンドパワーの推定精度が向上し、低域サブバンドパワーのみを特徴量とする手法で、高域のパワースペクトルが原信号の高域パワースペクトルよりも大きく推定されることによって生じる、人の耳に知覚されやすい違和感が低減されるので、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。 30

【0187】

ところで、上述で説明した手法において特徴量として算出されたディップ (ボーカル区間の周波数特性における凹みの度合い) について、サブバンドの分割数が 16 の場合、周波数分解能が低いいため、低域サブバンドパワーだけで、この凹みの度合いを表現することはできない。

【0188】

そこで、サブバンドの分割数を増やし (例えば 16 倍の 256 分割)、帯域通過フィルタ 13 による帯域分割数を増やし (例えば 16 倍の 64 個)、特徴量算出回路 14 により算出される低域サブバンドパワーの数を増やす (例えば 16 倍の 64 個) ことにより、周波数分解能を上げ、低域サブバンドパワーのみで凹みの度合いを表現することが可能となる。 40

【0189】

これにより、低域サブバンドパワーのみで、上述したディップを特徴量として用いた高域サブバンドパワーの推定とほぼ同等の精度で、高域サブバンドパワーを推定することが可能であると考えられる。

【0190】

しかしながら、サブバンドの分割数、帯域分割数、および低域サブバンドパワーの数を増やすことにより計算量は増加する。いずれの手法とも同等の精度で高域サブバンドパワーを推定できることを考えると、サブバンドの分割数は増やさず、ディップを特徴量として用いて高域サブバンドパワーを推定する手法の方が、計算量の面で効率的であると考えられる。

【0191】

以上においては、ディップと、低域サブバンドパワーとを用いて高域サブバンドパワーを推定する手法について説明してきたが、高域サブバンドパワーの推定に用いる特徴量としては、この組み合わせに限らず、上述で説明した特徴量（低域サブバンドパワー、ディップ、低域サブバンドパワーの時間変動、傾斜、傾斜の時間変動、およびディップの時間変動）のうちの1または複数を用いるようにしてもよい。これにより、高域サブバンドパワーの推定において、さらに精度を向上させるようにできる。

10

【0192】

また、上述で説明したように、入力信号において、高域サブバンドパワーの推定が困難な区間に特有のパラメータを、高域サブバンドパワーの推定に用いる特徴量として用いることにより、その区間の推定精度を向上させることができる。例えば、低域サブバンドパワーの時間変動、傾斜、傾斜の時間変動、およびディップの時間変動は、アタック区間に特有のパラメータであり、これらのパラメータを特徴量として用いることで、アタック区間での高域サブバンドパワーの推定精度を向上させることができる。

【0193】

なお、低域サブバンドパワーとディップ以外の特徴量、すなわち、低域サブバンドパワーの時間変動、傾斜、傾斜の時間変動、およびディップの時間変動を用いて高域サブバンドパワーの推定を行う場合についても、上述で説明した手法と同じ手法で高域サブバンドパワーを推定することができる。

20

【0194】

なお、ここで示した特徴量のそれぞれの算出手法は、上述で説明した手法に限らず、他の手法を用いるようにしてもよい。

【0195】

[係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の求め方]

次に、上述した式(13)における係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の求め方について説明する

30

【0196】

係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の求め方として、係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} が、周波数拡大帯域のサブバンドパワーを推定する上で様々な入力信号に対して好適な値であるようにするために、予め広帯域な教師信号（以下、広帯域教師信号と称する）により学習を行い、その学習結果に基づいて決定する手法を適用する。

【0197】

係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の学習を行う際には、拡大開始帯域よりも高域に、図5を参照して説明した帯域通過フィルタ13-1乃至13-4と同じ通過帯域幅を持つ帯域通過フィルタを配置した係数学習装置を適用する。係数学習装置は、広帯域教師信号が入力されると学習を行う。

40

【0198】

[係数学習装置の機能的構成例]

図9は、係数 $C_{ib}(kb)$, D_{ib} , E_{ib} の学習を行う係数学習装置の機能的構成例を示している。

【0199】

図9の係数学習装置20に入力される広帯域教師信号の、拡大開始帯域よりも低域の信号成分は、図3の周波数帯域拡大装置10に入力される帯域制限された入力信号が、符号化の際に施された符号化方式と同じ方式で符号化された信号であると好適である。

【0200】

50

係数学習装置 20 は、帯域通過フィルタ 21、高域サブバンドパワー算出回路 22、特徴量算出回路 23、および係数推定回路 24 から構成されている。

【0201】

帯域通過フィルタ 21 は、それぞれ異なる通過帯域を持つ帯域通過フィルタ 21-1 乃至 21-(K+N) から構成される。帯域通過フィルタ 21-i (1 ≤ i ≤ K+N) は、入力信号のうちの所定の通過帯域の信号を通過させ、複数のサブバンド信号のうちの 1 つとして、高域サブバンドパワー算出回路 22 または特徴量算出回路 23 に供給する。なお、帯域通過フィルタ 21-1 乃至 21-(K+N) のうちの帯域通過フィルタ 21-1 乃至 21-K は、拡大開始帯域より高域の信号を通過させる。

【0202】

高域サブバンドパワー算出回路 22 は、帯域通過フィルタ 21 からの高域の複数のサブバンド信号に対して、ある一定の時間フレーム毎に、サブバンド毎の高域サブバンドパワーを算出し、係数推定回路 24 に供給する。

【0203】

特徴量算出回路 23 は、高域サブバンドパワー算出回路 22 によって高域サブバンドパワーが算出される一定の時間フレームと同じ時間フレーム毎に、図 3 の周波数帯域拡大装置 10 の特徴量算出回路 14 によって算出される特徴量と同じ特徴量を算出する。すなわち、特徴量算出回路 23 は、帯域通過フィルタ 21 からの複数のサブバンド信号と、広帯域教師信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1 または複数の特徴量を算出し、係数推定回路 24 に供給する。

【0204】

係数推定回路 24 は、一定の時間フレーム毎の、高域サブバンドパワー算出回路 22 からの高域サブバンドパワーと、特徴量算出回路 23 からの特徴量とに基づいて、図 3 の周波数帯域拡大装置 10 の高域サブバンドパワー推定回路 15 で用いられる係数（係数データ）を推定する。

【0205】

[係数学習装置の係数学習処理]

次に、図 10 のフローチャートを参照して、図 9 の係数学習装置による係数学習処理について説明する。

【0206】

ステップ S11 において、帯域通過フィルタ 21 は、入力信号（広帯域教師信号）を (K+N) 個のサブバンド信号に分割する。帯域通過フィルタ 21-1 乃至 21-K は、拡大開始帯域よりも高域の複数のサブバンド信号を、高域サブバンドパワー算出回路 22 に供給する。また、帯域通過フィルタ 21-(K+1) 乃至 21-(K+N) は、拡大開始帯域よりも低域の複数のサブバンド信号を、特徴量算出回路 23 に供給する。

【0207】

ステップ S12 において、高域サブバンドパワー算出回路 22 は、帯域通過フィルタ 21（帯域通過フィルタ 21-1 乃至 21-K）からの高域の複数のサブバンド信号に対して、ある一定の時間フレーム毎に、サブバンド毎の高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ は、上述の式 (1) により求められる。高域サブバンドパワー算出回路 22 は、算出した高域サブバンドパワーを、係数推定回路 24 に供給する。

【0208】

ステップ S13 において、特徴量算出回路 23 は、高域サブバンドパワー算出回路 22 により高域サブバンドパワーが算出される一定の時間フレームと同じ時間フレーム毎に、特徴量を算出する。

【0209】

なお、以下では、図 3 の周波数帯域拡大装置 10 の特徴量算出回路 14 において、低域の 4 個のサブバンドパワーとディップとが特徴量として算出されることを想定し、係数学習装置 20 の特徴量算出回路 23 においても同様に、低域の 4 個のサブバンドパワーとデ

10

20

30

40

50

リップとが算出されるものとして説明する。

【0210】

すなわち、特徴量算出回路23は、帯域通過フィルタ21（帯域通過フィルタ21 - (K + 1)乃至21 - (K + 4)）からの、周波数帯域拡大装置10の特徴量算出回路14に入力される4個のサブバンド信号とそれぞれ同じ帯域の4個のサブバンド信号を用いて、4個の低域サブバンドパワーを算出する。また、特徴量算出回路23は、広帯域教師信号からディップを算出し、上述の式(12)に基づいてディップ $dip_s(J)$ を算出する。特徴量算出回路23は、算出した4個の低域サブバンドパワーとディップ $dip_s(J)$ とを、特徴量として係数推定回路24に供給する。

【0211】

ステップS14において、係数推定回路24は、高域サブバンドパワー算出回路22と特徴量算出回路23とから同一時間フレームに供給された(eb-sb)個の高域サブバンドパワーと特徴量(4個の低域サブバンドパワーおよびディップ $dip_s(J)$)との多数の組み合わせに基づいて、係数 $C_{ib}(kb)$ 、 D_{ib} 、 E_{ib} の推定を行う。例えば、係数推定回路24は、ある高域のサブバンドの1つについて、5つの特徴量(4個の低域サブバンドパワーおよびディップ $dip_s(J)$)を説明変数とし、高域サブバンドパワーの $power(ib, J)$ を被説明変数として、最小二乗法を用いた回帰分析を行うことで、式(13)における係数 $C_{ib}(kb)$ 、 D_{ib} 、 E_{ib} を決定する。

【0212】

なお、当然の如く、係数 $C_{ib}(kb)$ 、 D_{ib} 、 E_{ib} の推定手法は、上述の手法に限らず、一般的な各種パラメータ同定法を適用してもよい。

【0213】

以上の処理によれば、予め広帯域教師信号を用いて、高域サブバンドパワーの推定に用いられる係数の学習を行うようにしたので、周波数帯域拡大装置10に入力される様々な入力信号に対して好適な出力結果を得ることが可能となり、ひいては、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【0214】

なお、上述の式(2)における係数 $A_{ib}(kb)$ 、 B_{ib} も、上述した係数学習方法によって求めることが可能である。

【0215】

以上においては、周波数帯域拡大装置10の高域サブバンドパワー推定回路15において、高域サブバンドパワーの推定値のそれぞれは、4個の低域サブバンドパワーとディップとの線形結合により算出されることを前提とした係数学習処理について説明してきた。しかしながら、高域サブバンドパワー推定回路15における高域サブバンドパワーの推定の手法は、上述した例に限らず、例えば、特徴量算出回路14が、ディップ以外の特徴量(低域サブバンドパワーの時間変動、傾斜、傾斜の時間変動、およびディップの時間変動)のうちの1または複数を算出することで、高域サブバンドパワーを算出してもよいし、時間フレームJの前後複数フレームの複数の特徴量の線形結合を用いたり、非線形な関数を用いるようにしてもよい。すなわち、係数学習処理において、係数推定回路24は、周波数帯域拡大装置10の高域サブバンドパワー推定回路15によって高域サブバンドパワーが算出される際に用いられる特徴量、時間フレーム、および関数についての条件と同様の条件で、係数を算出(学習)することができればよい。

【0216】

< 2. 第2の実施の形態 >

第2の実施の形態では、符号化装置および復号装置によって、高域特徴符号化手法における符号化処理および復号処理が施される。

【0217】

[符号化装置の機能的構成例]

図11は、本発明を適用した符号化装置の機能的構成例を示している。

【0218】

10

20

30

40

50

符号化装置 30 は、低域通過フィルタ 31、低域符号化回路 32、サブバンド分割回路 33、特徴量算出回路 34、擬似高域サブバンドパワー算出回路 35、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36、高域符号化回路 37、多重化回路 38、および低域復号回路 39 から構成される。

【0219】

低域通過フィルタ 31 は、入力信号を所定の遮断周波数でフィルタリングし、フィルタリング後の信号として、遮断周波数より低域の信号（以下、低域信号と称する）を、低域符号化回路 32、サブバンド分割回路 33、および特徴量算出回路 34 に供給する。

【0220】

低域符号化回路 32 は、低域通過フィルタ 31 からの低域信号を符号化し、その結果得られる低域符号化データを、多重化回路 38 および低域復号回路 39 に供給する。

10

【0221】

サブバンド分割回路 33 は、入力信号および低域通過フィルタ 31 からの低域信号を、所定の帯域幅を持つ複数のサブバンド信号に等分割し、特徴量算出回路 34 または擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 に供給する。より具体的には、サブバンド分割回路 33 は、低域信号を入力として得られる複数のサブバンド信号（以下、低域サブバンド信号と称する）を、特徴量算出回路 34 に供給する。また、サブバンド分割回路 33 は、入力信号を入力として得られる複数のサブバンド信号のうち、低域通過フィルタ 31 で設定されている遮断周波数より高域のサブバンド信号（以下、高域サブバンド信号と称する）を、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 に供給する。

20

【0222】

特徴量算出回路 34 は、サブバンド分割回路 33 からの低域サブバンド信号のうちの複数のサブバンド信号と、低域通過フィルタ 31 からの低域信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1 または複数の特徴量を算出し、擬似高域サブバンドパワー算出回路 35 に供給する。

【0223】

擬似高域サブバンドパワー算出回路 35 は、特徴量算出回路 34 からの、1 または複数の特徴量に基づいて、擬似高域サブバンドパワーを生成し、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 に供給する。

【0224】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、サブバンド分割回路 33 からの高域サブバンド信号と、擬似高域サブバンドパワー算出回路 35 からの擬似高域サブバンドパワーとに基づいて、後述する擬似高域サブバンドパワー差分を計算し、高域符号化回路 37 に供給する。

30

【0225】

高域符号化回路 37 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 からの擬似高域サブバンドパワー差分を符号化し、その結果得られる高域符号化データを多重化回路 38 に供給する。

【0226】

多重化回路 38 は、低域符号化回路 32 からの低域符号化データと、高域符号化回路 37 からの高域符号化データとを多重化し、出力符号列として出力する。

40

【0227】

低域復号回路 39 は、低域符号化回路 32 からの低域符号化データを、適宜復号し、その結果得られる復号データをサブバンド分割回路 33 および特徴量算出回路 34 に供給する。

【0228】

[符号化装置の符号化処理]

次に、図 12 のフローチャートを参照して、図 11 の符号化装置 30 による符号化処理について説明する。

【0229】

50

ステップS 1 1 1において、低域通過フィルタ3 1は、入力信号を所定の遮断周波数でフィルタリングし、フィルタリング後の信号としての低域信号を、低域符号化回路3 2、サブバンド分割回路3 3、および特徴量算出回路3 4に供給する。

【0 2 3 0】

ステップS 1 1 2において、低域符号化回路3 2は、低域通過フィルタ3 1からの低域信号を符号化し、その結果得られる低域符号化データを多重化回路3 8に供給する。

【0 2 3 1】

なお、ステップS 1 1 2における低域信号の符号化に関しては、符号化効率や求められる回路規模に応じて適切な符号化方式が選択されればよく、本発明はこの符号化方式に依存するものではない。

【0 2 3 2】

ステップS 1 1 3において、サブバンド分割回路3 3は、入力信号および低域信号を、所定の帯域幅を持つ複数のサブバンド信号に等分割する。サブバンド分割回路3 3は、低域信号を入力として得られる低域サブバンド信号を、特徴量算出回路3 4に供給する。また、サブバンド分割回路3 3は、入力信号を入力として得られる複数のサブバンド信号のうち、低域通過フィルタ3 1で設定された、帯域制限の周波数よりも高い帯域の高域サブバンド信号を、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6に供給する。

【0 2 3 3】

ステップS 1 1 4において、特徴量算出回路3 4は、サブバンド分割回路3 3からの低域サブバンド信号のうちの複数のサブバンド信号と、低域通過フィルタ3 1からの低域信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1または複数の特徴量を算出し、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5に供給する。なお、図1 1の特徴量算出回路3 4は、図3の特徴量算出回路1 4と基本的に同様の構成および機能を有しており、ステップS 1 1 4における処理は、図4のフローチャートのステップS 4における処理と基本的に同様であるので、その詳細な説明は省略する。

【0 2 3 4】

ステップS 1 1 5において、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5は、特徴量算出回路3 4からの、1または複数の特徴量に基づいて、擬似高域サブバンドパワーを生成し、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6に供給する。なお、図1 1の擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5は、図3の高域サブバンドパワー推定回路1 5と基本的に同様の構成および機能を有しており、ステップS 1 1 5における処理は、図4のフローチャートのステップS 5における処理と基本的に同様であるので、その詳細な説明は省略する。

【0 2 3 5】

ステップS 1 1 6において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、サブバンド分割回路3 3からの高域サブバンド信号と、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5からの擬似高域サブバンドパワーとに基づいて、擬似高域サブバンドパワー差分を計算し、高域符号化回路3 7に供給する。

【0 2 3 6】

より具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、サブバンド分割回路3 3からの高域サブバンド信号について、ある一定の時間フレームJにおける(高域)サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。なお、本実施の形態では、低域サブバンド信号のサブバンドと高域サブバンド信号のサブバンドの全てを、インデックス ib を用いて識別することとする。サブバンドパワーの算出手法は、第1の実施の形態と同様の手法、すなわち、式(1)を用いた手法を適用することができる。

【0 2 3 7】

次に、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と、時間フレームJにおける擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5からの擬似高域サブバンドパワー $power_{in}(ib, J)$ との差分(擬似高域サブバンドパワー差分) $power_{diff}(ib, J)$ を求める。擬似高域サブバンドパワー差分 $power_{diff}(ib, J)$ は、以下の式(1 4)によって求められる。

10

20

30

40

50

【 0 2 3 8 】

【 数 1 4 】

$$\text{power}_{\text{diff}}(\text{ib}, \text{J}) = \text{power}(\text{ib}, \text{J}) - \text{power}_{\text{Ih}}(\text{ib}, \text{J})$$

$$(\text{J} * \text{FSIZE} \leq n \leq (\text{J} + 1) * \text{FSIZE} - 1, \text{sb} + 1 \leq \text{ib} \leq \text{eb})$$

. . . (1 4)

【 0 2 3 9 】

式 (1 4) において、インデックスsb+1は、高域サブバンド信号における最低域のサブバンドのインデックスを表している。また、インデックスebは、高域サブバンド信号において符号化される最高域のサブバンドのインデックスを表している。

10

【 0 2 4 0 】

このようにして、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 によって算出された擬似高域サブバンドパワー差分は高域符号化回路 3 7 に供給される。

【 0 2 4 1 】

ステップ S 1 1 7 において、高域符号化回路 3 7 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 からの擬似高域サブバンドパワー差分を符号化し、その結果得られる高域符号化データを多重化回路 3 8 に供給する。

【 0 2 4 2 】

より具体的には、高域符号化回路 3 7 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 からの擬似高域サブバンドパワー差分をベクトル化したもの（以下、擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルと称する）が、予め設定された擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間での複数のクラスタのうち、どのクラスタに属するかを決定する。ここで、ある時間フレーム J における擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルは、インデックスib毎の擬似高域サブバンドパワー差分 $\text{power}_{\text{diff}}(\text{ib}, \text{J})$ の値をベクトルの各要素として持つ、(eb-sb)次元のベクトルを示している。また、擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間も同様に (eb-sb)次元の空間となっている。

20

【 0 2 4 3 】

そして、高域符号化回路 3 7 は、擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間において、予め設定された複数のクラスタの各代表ベクトルと、擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルとの距離を測定し、距離が最も短いクラスタのインデックス（以下、擬似高域サブバンドパワー差分IDと称する）を求め、これを高域符号化データとして、多重化回路 3 8 に供給する。

30

【 0 2 4 4 】

ステップ S 1 1 8 において、多重化回路 3 8 は、低域符号化回路 3 2 から出力された低域符号化データと、高域符号化回路 3 7 から出力された高域符号化データとを多重化し、出力符号列を出力する。

【 0 2 4 5 】

ところで、高域特徴符号化手法における符号化装置としては、特開 2 0 0 7 - 1 7 9 0 8 号公報に、低域サブバンド信号から擬似高域サブバンド信号を生成し、擬似高域サブバンド信号と、高域サブバンド信号のパワーをサブバンド毎に比較し、擬似高域サブバンド信号のパワーを高域サブバンド信号のパワーと一致させるためにサブバンド毎のパワーの利得を算出し、これを高域特徴の情報として符号列に含めるようにする技術が開示されている。

40

【 0 2 4 6 】

一方、以上の処理によれば、復号の際に高域サブバンドパワーを推定するための情報として、出力符号列に擬似高域サブバンドパワー差分IDのみを含めるだけでよい。すなわち、例えば、予め設定したクラスタの数が 6 4 の場合、復号装置において高域信号を復元するための情報としては、1つの時間フレームあたり、6 ビットの情報を符号列に追加するだけでよく、特開 2 0 0 7 - 1 7 9 0 8 号公報に開示された手法と比較して、符号列に含

50

める情報量を低減することができるので、符号化効率をより向上させることができ、ひいては、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【0247】

また、以上の処理において、計算量に余裕があれば、低域復号回路39が、低域符号化回路32からの低域符号化データを復号することによって得られる低域信号を、サブバンド分割回路33および特徴量算出回路34へ入力するようにしてもよい。復号装置による復号処理においては、低域符号化データを復号した低域信号から特徴量を算出し、その特徴量に基づいて高域サブバンドのパワーを推定する。そのため、符号化処理においても、復号した低域信号から算出した特徴量に基づいて算出される擬似高域サブバンドパワー差分IDを符号列に含める方が、復号装置による復号処理において、より精度良く高域サブバンドパワーを推定できる。したがって、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

10

【0248】

[復号装置の機能的構成例]

次に、図13を参照して、図11の符号化装置30に対応する復号装置の機能的構成例について説明する。

【0249】

復号装置40は、非多重化回路41、低域復号回路42、サブバンド分割回路43、特徴量算出回路44、高域復号回路45、復号高域サブバンドパワー算出回路46、復号高域信号生成回路47、および合成回路48から構成される。

20

【0250】

非多重化回路41は、入力符号列を高域符号化データと低域符号化データに非多重化し、低域符号化データを低域復号回路42に供給し、高域符号化データを高域復号回路45に供給する。

【0251】

低域復号回路42は、非多重化回路41からの低域符号化データの復号を行う。低域復号回路42は、復号の結果得られる低域の信号(以下、復号低域信号と称する)を、サブバンド分割回路43、特徴量算出回路44、および合成回路48に供給する。

【0252】

サブバンド分割回路43は、低域復号回路42からの復号低域信号を、所定の帯域幅を持つ複数のサブバンド信号に等分割し、得られたサブバンド信号(復号低域サブバンド信号)を、特徴量算出回路44および復号高域信号生成回路47に供給する。

30

【0253】

特徴量算出回路44は、サブバンド分割回路43からの復号低域サブバンド信号のうちの複数のサブバンド信号と、低域復号回路42からの復号低域信号との、少なくともいずれか一方を用いて、1または複数の特徴量を算出し、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。

【0254】

高域復号回路45は、非多重化回路41からの高域符号化データの復号を行い、その結果得られる擬似高域サブバンドパワー差分IDを用いて、予めID(インデックス)毎に用意されている、高域サブバンドのパワーを推定するための係数(以下、復号高域サブバンドパワー推定係数と称する)を、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。

40

【0255】

復号高域サブバンドパワー算出回路46は、特徴量算出回路44からの、1または複数の特徴量と、高域復号回路45からの復号高域サブバンドパワー推定係数とに基づいて、復号高域サブバンドパワーを算出し、復号高域信号生成回路47に供給する。

【0256】

復号高域信号生成回路47は、サブバンド分割回路43からの復号低域サブバンド信号と、復号高域サブバンドパワー算出回路46からの復号高域サブバンドパワーとに基づいて、復号高域信号を生成し、合成回路48に供給する。

50

【 0 2 5 7 】

合成回路 4 8 は、低域復号回路 4 2 からの復号低域信号と、復号高域信号生成回路 4 7 からの復号高域信号とを合成し、出力信号として出力する。

【 0 2 5 8 】

[復号装置の復号処理]

次に、図 1 4 のフローチャートを参照して、図 1 3 の復号装置による復号処理について説明する。

【 0 2 5 9 】

ステップ S 1 3 1 において、非多重化回路 4 1 は、入力符号列を高域符号化データと低域符号化データに非多重化し、低域符号化データを低域復号回路 4 2 に供給し、高域符号化データを高域復号回路 4 5 に供給する。

10

【 0 2 6 0 】

ステップ S 1 3 2 において、低域復号回路 4 2 は、非多重化回路 4 1 からの低域符号化データの復号を行い、その結果得られた復号低域信号を、サブバンド分割回路 4 3、特徴量算出回路 4 4、および合成回路 4 8 に供給する。

【 0 2 6 1 】

ステップ S 1 3 3 において、サブバンド分割回路 4 3 は、低域復号回路 4 2 からの復号低域信号を、所定の帯域幅を持つ複数のサブバンド信号に等分割し、得られた復号低域サブバンド信号を、特徴量算出回路 4 4 および復号高域信号生成回路 4 7 に供給する。

【 0 2 6 2 】

ステップ S 1 3 4 において、特徴量算出回路 4 4 は、サブバンド分割回路 4 3 からの復号低域サブバンド信号のうちの複数のサブバンド信号と、低域復号回路 4 2 からの復号低域信号との、少なくともいずれか一方から、1 または複数の特徴量を算出し、復号高域サブバンドパワー算出回路 4 6 に供給する。なお、図 1 3 の特徴量算出回路 4 4 は、図 3 の特徴量算出回路 1 4 と基本的に同様の構成および機能を有しており、ステップ S 1 3 4 における処理は、図 4 のフローチャートのステップ S 4 における処理と基本的に同様であるので、その詳細な説明は省略する。

20

【 0 2 6 3 】

ステップ S 1 3 5 において、高域復号回路 4 5 は、非多重化回路 4 1 からの高域符号化データの復号を行い、その結果得られる擬似高域サブバンドパワー差分 ID を用いて、予め ID (インデックス) 毎に用意されている復号高域サブバンドパワー推定係数を、復号高域サブバンドパワー算出回路 4 6 に供給する。

30

【 0 2 6 4 】

ステップ S 1 3 6 において、復号高域サブバンドパワー算出回路 4 6 は、特徴量算出回路 4 4 からの、1 または複数の特徴量と、高域復号回路 4 5 からの復号高域サブバンドパワー推定係数とに基づいて、復号高域サブバンドパワーを算出し、復号高域信号生成回路 4 7 に供給する。なお、図 1 3 の復号高域サブバンドパワー算出回路 4 6 は、図 3 の高域サブバンドパワー推定回路 1 5 と基本的に同様の構成および機能を有しており、ステップ S 1 3 6 における処理は、図 4 のフローチャートのステップ S 5 における処理と基本的に同様であるので、その詳細な説明は省略する。

40

【 0 2 6 5 】

ステップ S 1 3 7 において、復号高域信号生成回路 4 7 は、サブバンド分割回路 4 3 からの復号低域サブバンド信号と、復号高域サブバンドパワー算出回路 4 6 からの復号高域サブバンドパワーとに基づいて、復号高域信号を出力する。なお、図 1 3 の復号高域信号生成回路 4 7 は、図 3 の高域信号生成回路 1 6 と基本的に同様の構成および機能を有しており、ステップ S 1 3 7 における処理は、図 4 のフローチャートのステップ S 6 における処理と基本的に同様であるので、その詳細な説明は省略する。

【 0 2 6 6 】

ステップ S 1 3 8 において、合成回路 4 8 は、低域復号回路 4 2 からの復号低域信号と、復号高域信号生成回路 4 7 からの復号高域信号とを合成し、出力信号として出力する。

50

【 0 2 6 7 】

以上の処理によれば、符号化の際に予め算出された擬似高域サブバンドパワーと、実際の高域サブバンドパワーとの差分の特徴に応じた、復号の際の高域サブバンドパワー推定係数を用いることにより、復号の際の高域サブバンドパワーの推定精度を向上させることができ、その結果、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【 0 2 6 8 】

また、以上の処理によれば、符号列に含まれる高域信号生成のための情報が、擬似高域サブバンドパワー差分IDのみと少ないので、効率的に復号処理を行うことができる。

【 0 2 6 9 】

以上においては、本発明を適用した符号化処理および復号処理について説明してきたが、以下においては、図 1 1 の符号化装置 3 0 の高域符号化回路 3 7 において予め設定されている擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間における複数のクラスタそれぞれの代表ベクトルと、図 1 3 の復号装置 4 0 の高域復号回路 4 5 によって出力される復号高域サブバンドパワー推定係数の算出手法について説明する。

10

【 0 2 7 0 】

[擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間における複数のクラスタの代表ベクトル、および、各クラスタに対応した復号高域サブバンドパワー推定係数の算出手法]

複数のクラスタの代表ベクトルおよび各クラスタの復号高域サブバンドパワー推定係数の求め方として、符号化の際に算出される擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルに応じて、復号の際の高域サブバンドパワーを精度よく推定できるように係数を用意しておく必要がある。そのため、予め広帯域教師信号により学習を行い、その学習結果に基づいてこれらを決定する手法を適用する。

20

【 0 2 7 1 】

[係数学習装置の機能的構成例]

図 1 5 は、複数のクラスタの代表ベクトルおよび各クラスタの復号高域サブバンドパワー推定係数の学習を行う係数学習装置の機能的構成例を示している。

【 0 2 7 2 】

図 1 5 の係数学習装置 5 0 に入力される広帯域教師信号の、符号化装置 3 0 の低域通過フィルタ 3 1 で設定される遮断周波数以下の信号成分は、符号化装置 3 0 への入力信号が低域通過フィルタ 3 1 を通過し、低域符号化回路 3 2 により符号化され、さらに復号装置 4 0 の低域復号回路 4 2 により復号された復号低域信号であると好適である。

30

【 0 2 7 3 】

係数学習装置 5 0 は、低域通過フィルタ 5 1、サブバンド分割回路 5 2、特徴量算出回路 5 3、擬似高域サブバンドパワー算出回路 5 4、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5、擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6、および係数推定回路 5 7 から構成される。

【 0 2 7 4 】

なお、図 1 5 の係数学習装置 5 0 における低域通過フィルタ 5 1、サブバンド分割回路 5 2、特徴量算出回路 5 3、および擬似高域サブバンドパワー算出回路 5 4 のそれぞれは、図 1 1 の符号化装置 3 0 における低域通過フィルタ 3 1、サブバンド分割回路 3 3、特徴量算出回路 3 4、および擬似高域サブバンドパワー算出回路 3 5 のそれぞれと、基本的に同様の構成と機能を備えるので、その説明は適宜省略する。

40

【 0 2 7 5 】

すなわち、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5 は、図 1 1 の擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 と同様の構成および機能を備えるが、計算した擬似高域サブバンドパワー差分を、擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 に供給するとともに、擬似高域サブバンドパワー差分を計算する際に算出する高域サブバンドパワーを、係数推定回路 5 7 に供給する。

【 0 2 7 6 】

擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 は、擬似高域サブバンドパワー

50

差分算出回路 5 5 からの擬似高域サブバンドパワー差分から得られる擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルをクラスタリングし、各クラスタでの代表ベクトルを算出する。

【 0 2 7 7 】

係数推定回路 5 7 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5 からの高域サブバンドパワーと、特徴量算出回路 5 3 からの 1 または複数の特徴量とに基づいて、擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 によりクラスタリングされたクラスタ毎の高域サブバンドパワー推定係数を算出する。

【 0 2 7 8 】

[係数学習装置の係数学習処理]

次に、図 1 6 のフローチャートを参照して、図 1 5 の係数学習装置 5 0 による係数学習処理について説明する。

10

【 0 2 7 9 】

なお、図 1 6 のフローチャートにおけるステップ S 1 5 1 乃至 S 1 5 5 の処理は、係数学習装置 5 0 に入力される信号が広帯域教師信号である以外は、図 1 2 のフローチャートにおけるステップ S 1 1 1 , S 1 1 3 乃至 S 1 1 6 の処理と同様であるので、その説明は省略する。

【 0 2 8 0 】

すなわち、ステップ S 1 5 6 において、擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5 からの擬似高域サブバンドパワー差分から得られる、多数（大量の時間フレーム）の擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルを、例えば 6 4 クラスタにクラスタリングし、各クラスタの代表ベクトルを算出する。クラスタリングの手法の一例としては、例えば、k-means法によるクラスタリングを適用することができる。擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 は、k-means法によるクラスタリングを行った結果得られる、各クラスタの重心ベクトルを、各クラスタの代表ベクトルとする。なお、クラスタリングの手法やクラスタの数は、上述したものに限らず、他の手法を適用するようにしてもよい。

20

【 0 2 8 1 】

また、擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 は、時間フレーム J における、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5 からの擬似高域サブバンドパワー差分から得られる擬似高域サブバンドパワー差分ベクトルを用いて、6 4 個の代表ベクトルとの距離を測定し、最も距離が短くなる代表ベクトルが属するクラスタのインデックスCID(J)を決定する。なお、インデックスCID(J)は 1 からクラスタ数（この例では 6 4）までの整数値を取るものとする。擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路 5 6 は、このようにして代表ベクトルを出力し、また、インデックスCID(J)を係数推定回路 5 7 に供給する。

30

【 0 2 8 2 】

ステップ S 1 5 7 において、係数推定回路 5 7 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 5 5 および特徴量算出回路 5 3 から同一時間フレームに供給された(eb-sb)個の高域サブバンドパワーと特徴量の多数の組み合わせのうち、同じインデックスCID(J)を持つ（同じクラスタに属する）集合毎に、各クラスタでの復号高域サブバンドパワー推定係数の算出を行う。なお、係数推定回路 5 7 による係数の算出の手法は、図 9 の係数学習装置 2 0 における係数推定回路 2 4 による手法と同様であるものとするが、その他の手法であってももちろんよい。

40

【 0 2 8 3 】

以上の処理によれば、予め広帯域教師信号を用いて、図 1 1 の符号化装置 3 0 の高域符号化回路 3 7 において予め設定されている擬似高域サブバンドパワー差分の特徴空間における複数のクラスタそれぞれの代表ベクトルと、図 1 3 の復号装置 4 0 の高域復号回路 4 5 によって出力される復号高域サブバンドパワー推定係数の学習を行うようにしたので、符号化装置 3 0 に入力される様々な入力信号、および、復号装置 4 0 に入力される様々な入力符号列に対して好適な出力結果を得ることが可能となり、ひいては、音楽信号をより

50

高音質に再生することが可能となる。

【0284】

さらに信号の符号化および復号について、符号化装置30の擬似高域サブバンドパワー算出回路35や復号装置40の復号高域サブバンドパワー算出回路46において高域サブバンドパワーを算出するための係数データは、次のように取り扱うことも可能である。すなわち、入力信号の種類によって異なる係数データを用いることとして、その係数を符号列の先頭に記録しておくことも可能である。

【0285】

例えば、スピーチやジャズなどの信号によって係数データを変更することで、符号化効率の向上を図ることができる。

10

【0286】

図17は、このようにして得られた符号列を示している。

【0287】

図17の符号列Aは、スピーチを符号化したものであり、スピーチに最適な係数データがヘッダに記録されている。

【0288】

これに対して、図17の符号列Bは、ジャズを符号化したものであり、ジャズに最適な係数データがヘッダに記録されている。

【0289】

このような複数の係数データを予め同種の音楽信号で学習することで用意し、符号化装置30では入力信号のヘッダに記録されているようなジャンル情報でその係数データを選択してもよい。あるいは、信号の波形解析を行うことでジャンルを判定し、係数データを選択してもよい。すなわち、このような、信号のジャンル解析手法は特に限定されない。

20

【0290】

また、計算時間が許せば、符号化装置30に上述した学習装置を内蔵させ、その信号専用の係数を用いて処理を行い、図17の符号列Cに示されるように、最後にその係数をヘッダに記録することも可能である。

【0291】

この手法を用いることによる利点を、以下に説明する。

【0292】

高域サブバンドパワーの形状は、1つの入力信号内で類似している箇所が多数存在する。多くの入力信号が持つこの特徴を利用し、高域サブバンドパワーの推定のための係数の学習を入力信号毎に別個に行うことで、高域サブバンドパワーの類似箇所の存在による冗長度を低減させ、符号化効率を向上させることができる。また、複数の信号で統計的に高域サブバンドパワーの推定のための係数を学習するよりも、より高精度に高域サブバンドパワーの推定を行うことができる。

30

【0293】

また、このように、符号化の際に入力信号から学習される係数データを数フレームに1回挿入するような形態をとることも可能である。

【0294】

3. 第3の実施の形態

[符号化装置の機能的構成例]

なお、以上においては、擬似高域サブバンドパワー差分IDが高域符号化データとして、符号化装置30から復号装置40に出力されると説明したが、復号高域サブバンドパワー推定係数を得るための係数インデックスが、高域符号化データとされてもよい。

40

【0295】

そのような場合、符号化装置30は、例えば、図18に示すように構成される。なお、図18において、図11における場合と対応する部分には、同一の符号を付してあり、その説明は適宜、省略する。

【0296】

50

図18の符号化装置30は、図11の符号化装置30と低域復号回路39が設けられていない点で異なり、その他の点では同じである。

【0297】

図18の符号化装置30では、特徴量算出回路34は、サブバンド分割回路33から供給された低域サブバンド信号を用いて、低域サブバンドパワーを特徴量として算出し、擬似高域サブバンドパワー算出回路35に供給する。

【0298】

また、擬似高域サブバンドパワー算出回路35には、予め回帰分析により求められた、複数の復号高域サブバンドパワー推定係数と、それらの復号高域サブバンドパワー推定係数を特定する係数インデックスとが対応付けられて記録されている。

10

【0299】

具体的には、復号高域サブバンドパワー推定係数として、上述した式(2)の演算に用いられる各サブバンドの係数 $A_{ib}(kb)$ と係数 B_{ib} のセットが、予め複数用意されている。例えば、これらの係数 $A_{ib}(kb)$ と係数 B_{ib} は、低域サブバンドパワーを説明変数とし、高域サブバンドパワーを被説明変数とした、最小二乗法を用いた回帰分析により、予め求められている。回帰分析では、低域サブバンド信号と高域サブバンド信号からなる入力信号が広帯域教師信号として用いられる。

【0300】

擬似高域サブバンドパワー算出回路35は、記録している復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、復号高域サブバンドパワー推定係数と、特徴量算出回路34からの特徴量とを用いて、高域側の各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーを算出し、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36に供給する。

20

【0301】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、サブバンド分割回路33から供給された高域サブバンド信号から求まる高域サブバンドパワーと、擬似高域サブバンドパワー算出回路35からの擬似高域サブバンドパワーとを比較する。

【0302】

そして、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、比較の結果、複数の復号高域サブバンドパワー推定係数のうち、最も高域サブバンドパワーに近い擬似高域サブバンドパワーが得られた復号高域サブバンドパワー推定係数の係数インデックスを高域符号化回路37に供給する。換言すれば、復号時に再現されるべき入力信号の高域信号、つまり真値に最も近い復号高域信号が得られる、復号高域サブバンドパワー推定係数の係数インデックスが選択される。

30

【0303】

[符号化装置の符号化処理]

次に、図19のフローチャートを参照して、図18の符号化装置30により行なわれる符号化処理について説明する。なお、ステップS181乃至ステップS183の処理は、図12のステップS111乃至ステップS113の処理と同様であるため、その説明は省略する。

【0304】

ステップS184において、特徴量算出回路34は、サブバンド分割回路33からの低域サブバンド信号を用いて特徴量を算出し、擬似高域サブバンドパワー算出回路35に供給する。

40

【0305】

具体的には、特徴量算出回路34は、上述した式(1)の演算を行って、低域側の各サブバンド ib (但し、 $sb-3 \leq ib \leq sb$)について、フレーム J (但し、 $0 \leq J$)の低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を特徴量として算出する。すなわち、低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ は、フレーム J を構成する低域サブバンド信号の各サンプルのサンプル値の二乗平均値を、対数化することにより算出される。

【0306】

50

ステップS 1 8 5において、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5は、特徴量算出回路3 4から供給された特徴量に基づいて、擬似高域サブバンドパワーを算出し、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6に供給する。

【0 3 0 7】

例えば、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5は、復号高域サブバンドパワー推定係数として予め記録している係数 $A_{i b}(k b)$ および係数 $B_{i b}$ と、低域サブバンドパワー $power(kb, J)$ (但し、 $sb-3 \leq kb \leq sb$)とを用いて上述した式(2)の演算を行い、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, J)$ を算出する。

【0 3 0 8】

すなわち、特徴量として供給された低域側の各サブバンドの低域サブバンドパワー $power(kb, J)$ に、サブバンドごとの係数 $A_{i b}(k b)$ が乗算され、係数が乗算された低域サブバンドパワーの和に、さらに係数 $B_{i b}$ が加算されて、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, J)$ とされる。この擬似高域サブバンドパワーは、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて算出される。

【0 3 0 9】

また、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5は、予め記録している復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに擬似高域サブバンドパワーの算出を行なう。例えば、係数インデックスが1乃至 K (但し、 $2 \leq K$)の K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数が予め用意されているとする。この場合、 K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーが算出されることになる。

【0 3 1 0】

ステップS 1 8 6において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、サブバンド分割回路3 3からの高域サブバンド信号と、擬似高域サブバンドパワー算出回路3 5からの擬似高域サブバンドパワーとに基づいて、擬似高域サブバンドパワー差分を算出する。

【0 3 1 1】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、サブバンド分割回路3 3からの高域サブバンド信号について、上述した式(1)と同様の演算を行ない、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。なお、本実施の形態では、低域サブバンド信号のサブバンドと高域サブバンド信号のサブバンドの全てを、インデックス $i b$ を用いて識別することとする。

【0 3 1 2】

次に、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、上述した式(14)と同様の演算を行なって、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, J)$ との差分を求める。これにより、復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、擬似高域サブバンドパワー差分 $power_{diff}(ib, J)$ が得られる。

【0 3 1 3】

ステップS 1 8 7において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路3 6は、復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、次式(15)を計算し、擬似高域サブバンドパワー差分の二乗和を算出する。

【0 3 1 4】

【数15】

$$E(J, id) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} \{power_{diff}(ib, J, id)\}^2 \quad \dots (15)$$

【0 3 1 5】

なお、式(15)において、差分二乗和 $E(J, id)$ は、係数インデックスが id である復号高域サブバンドパワー推定係数について求められた、フレーム J の擬似高域サブバンドパワー差分の二乗和を示している。また、式(15)において、 $power_{diff}(ib, J, id)$

10

20

30

40

50

d)は、係数インデックスが $i d$ である復号高域サブバンドパワー推定係数について求められた、インデックスが $i b$ であるサブバンドのフレーム J の擬似高域サブバンドパワー差分 $\text{power}_{\text{diff}}(i b, J)$ を示している。差分二乗和 $E(J, i d)$ は、 K 個の各復号高域サブバンドパワー推定係数について、算出される。

【0316】

このようにして得られた差分二乗和 $E(J, i d)$ は、実際の高域信号から算出された高域サブバンドパワーと、係数インデックスが $i d$ である復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて算出された擬似高域サブバンドパワーとの類似の度合いを示している。

【0317】

つまり、高域サブバンドパワーの真値に対する推定値の誤差を示している。したがって、差分二乗和 $E(J, i d)$ が小さいほど、復号高域サブバンドパワー推定係数を用いた演算により、実際の高域信号により近い復号高域信号が得られることになる。換言すれば、差分二乗和 $E(J, i d)$ が最小となる復号高域サブバンドパワー推定係数が、出力符号列の復号時に行なわれる周波数帯域拡大処理に最も適した推定係数であるといえる。

【0318】

そこで、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、 K 個の差分二乗和 $E(J, i d)$ のうち、値が最小となる差分二乗和を選択し、その差分二乗和に対応する復号高域サブバンドパワー推定係数を示す係数インデックスを、高域符号化回路37に供給する。

【0319】

ステップS188において、高域符号化回路37は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36から供給された係数インデックスを符号化し、その結果得られた高域符号化データを多重化回路38に供給する。

【0320】

例えば、ステップS188では、係数インデックスに対してエントロピー符号化などが行なわれる。これにより、復号装置40に出力される高域符号化データの情報量を圧縮することができる。なお、高域符号化データは、最適な復号高域サブバンドパワー推定係数が得られる情報であれば、どのような情報であってもよく、例えば、係数インデックスがそのまま高域符号化データとされてもよい。

【0321】

ステップS189において、多重化回路38は、低域符号化回路32から供給された低域符号化データと、高域符号化回路37から供給された高域符号化データとを多重化し、その結果得られた出力符号列を出力し、符号化処理は終了する。

【0322】

このように、低域符号化データとともに、係数インデックスを符号化して得られた高域符号化データを出力符号列として出力することで、この出力符号列の入力を受ける復号装置40では、周波数帯域拡大処理に最も適した、復号高域サブバンドパワー推定係数を得ることができる。これにより、より高音質な信号を得ることができるようになる。

【0323】

[復号装置の機能的構成例]

また、図18の符号化装置30から出力された出力符号列を、入力符号列として入力し、復号する復号装置40は、例えば、図20に示すように構成される。なお、図20において、図13における場合と対応する部分には、同一の符号を付してあり、その説明は省略する。

【0324】

図20の復号装置40は、非多重化回路41乃至合成回路48から構成される点では、図13の復号装置40と同じであるが、低域復号回路42からの復号低域信号が特徴量算出回路44には供給されない点で、図13の復号装置40と異なる。

【0325】

図20の復号装置40では、高域復号回路45は、図18の擬似高域サブバンドパワー算出回路35が記録している復号高域サブバンドパワー推定係数と同じ復号高域サブバン

10

20

30

40

50

ドパワー推定係数を予め記録している。すなわち、予め回帰分析により求められた復号高域サブバンドパワー推定係数としての係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} のセットが、係数インデックスと対応付けられて記録されている。

【0326】

高域復号回路45は、非多重化回路41から供給された高域符号化データを復号し、その結果得られた係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数を、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。

【0327】

[復号装置の復号処理]

次に、図21のフローチャートを参照して、図20の復号装置40により行なわれる復号処理について説明する。

【0328】

この復号処理は、符号化装置30から出力された出力符号列が、入力符号列として復号装置40に供給されると開始される。なお、ステップS211乃至ステップS213の処理は、図14のステップS131乃至ステップS133の処理と同様であるので、その説明は省略する。

【0329】

ステップS214において、特徴量算出回路44は、サブバンド分割回路43からの復号低域サブバンド信号を用いて特徴量を算出し、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。具体的には、特徴量算出回路44は、上述した式(1)の演算を行って、低域側の各サブバンド i_b について、フレーム J (但し、 $0 < J$) の低域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を特徴量として算出する。

【0330】

ステップS215において、高域復号回路45は、非多重化回路41から供給された高域符号化データの復号を行い、その結果得られた係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数を、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。すなわち、高域復号回路45に予め記録されている複数の復号高域サブバンドパワー推定係数のうち、復号により得られた係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数が出力される。

【0331】

ステップS216において、復号高域サブバンドパワー算出回路46は、特徴量算出回路44から供給された特徴量と、高域復号回路45から供給された復号高域サブバンドパワー推定係数とに基づいて、復号高域サブバンドパワーを算出し、復号高域信号生成回路47に供給する。

【0332】

すなわち、復号高域サブバンドパワー算出回路46は、復号高域サブバンドパワー推定係数としての係数 $A_{i_b}(k_b)$ および係数 B_{i_b} と、特徴量としての低域サブバンドパワー $power(kb, J)$ (但し、 $sb-3 < kb < sb$) とを用いて上述した式(2)の演算を行い、復号高域サブバンドパワーを算出する。これにより、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、復号高域サブバンドパワーが得られる。

【0333】

ステップS217において、復号高域信号生成回路47は、サブバンド分割回路43から供給された復号低域サブバンド信号と、復号高域サブバンドパワー算出回路46から供給された復号高域サブバンドパワーとに基づいて、復号高域信号を生成する。

【0334】

具体的には、復号高域信号生成回路47は、復号低域サブバンド信号を用いて上述した式(1)の演算を行ない、低域側の各サブバンドについて低域サブバンドパワーを算出する。そして、復号高域信号生成回路47は、得られた低域サブバンドパワーと復号高域サブバンドパワーとを用いて上述した式(3)の演算を行なって、高域側のサブバンドごとの利得量 $G(i_b, J)$ を算出する。

10

20

30

40

50

【0335】

さらに、復号高域信号生成回路47は、利得量 $G(i, b, J)$ と、復号低域サブバンド信号とを用いて上述した式(5)および式(6)の演算を行なって、高域側の各サブバンドについて、高域サブバンド信号 $x_3(i, b, n)$ を生成する。

【0336】

すなわち、復号高域信号生成回路47は、低域サブバンドパワーと復号高域サブバンドパワーとの比に応じて、復号低域サブバンド信号 $x_2(i, b, n)$ を振幅変調し、その結果、得られた復号低域サブバンド信号 $x_2(i, b, n)$ を、さらに周波数変調する。これにより、低域側のサブバンドの周波数成分の信号が、高域側のサブバンドの周波数成分の信号に変換され、高域サブバンド信号 $x_3(i, b, n)$ が得られる。

10

【0337】

このように各サブバンドの高域サブバンド信号を得る処理は、より詳細には、以下のような処理である。

【0338】

周波数領域において連続して並ぶ4つのサブバンドを、帯域ブロックと呼ぶこととし、低域側にあるインデックスが sb 乃至 $sb-3$ である4つのサブバンドから、1つの帯域ブロック(以下、特に低域ブロックと称する)が構成されるように、周波数帯域を分割したとする。このとき、例えば、高域側のインデックスが $sb+1$ 乃至 $sb+4$ であるサブバンドからなる帯域が、1つの帯域ブロックとされる。なお、以下、高域側、すなわちインデックスが $sb+1$ 以上であるサブバンドからなる帯域ブロックを、特に高域ブロックと呼ぶこととする。

20

【0339】

いま、高域ブロックを構成する1つのサブバンドに注目し、そのサブバンド(以下、注目サブバンドと称する)の高域サブバンド信号を生成するとする。まず、復号高域信号生成回路47は、高域ブロックにおける注目サブバンドの位置と同じ位置関係にある、低域ブロックのサブバンドを特定する。

【0340】

例えば、注目サブバンドのインデックスが $sb+1$ であれば、注目サブバンドは、高域ブロックのうちの最も周波数が低い帯域であるので、注目サブバンドと同じ位置関係にある低域ブロックのサブバンドは、インデックスが $sb-3$ であるサブバンドとなる。

【0341】

このようにして、注目サブバンドと同じ位置関係にある低域ブロックのサブバンドが特定されると、そのサブバンドの低域サブバンドパワーおよび復号低域サブバンド信号と、注目サブバンドの復号高域サブバンドパワーとが用いられて、注目サブバンドの高域サブバンド信号が生成される。

30

【0342】

すなわち、復号高域サブバンドパワーと低域サブバンドパワーが、式(3)に代入されて、それらのパワーの比に応じた利得量が算出される。そして、算出された利得量が復号低域サブバンド信号に乘算され、さらに利得量が乘算された復号低域サブバンド信号が、式(6)の演算により周波数変調されて、注目サブバンドの高域サブバンド信号とされる。

40

【0343】

以上の処理で、高域側の各サブバンドの高域サブバンド信号が得られる。すると、復号高域信号生成回路47は、さらに上述した式(7)の演算を行なって、得られた各高域サブバンド信号の和を求め、復号高域信号を生成する。復号高域信号生成回路47は、得られた復号高域信号を合成回路48に供給し、処理はステップS217からステップS218に進む。

【0344】

ステップS218において、合成回路48は、低域復号回路42からの復号低域信号と、復号高域信号生成回路47からの復号高域信号とを合成し、出力信号として出力する。そして、その後、復号処理は終了する。

50

【 0 3 4 5 】

以上のように、復号装置 40 によれば、入力符号列の非多重化により得られた高域符号化データから係数インデックスを得て、その係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて復号高域サブバンドパワーを算出するので、高域サブバンドパワーの推定精度を向上させることができる。これにより、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【 0 3 4 6 】

4. 第 4 の実施の形態

[符号化装置の符号化処理]

また、以上においては、高域符号化データに係数インデックスのみが含まれる場合を例として説明したが、他の情報が含まれるようにしてもよい。

【 0 3 4 7 】

例えば、係数インデックスが高域符号化データに含まれるようにすれば、実際の高域信号の高域サブバンドパワーに最も近い復号高域サブバンドパワーが得られる、復号高域サブバンドパワー推定係数を、復号装置 40 側において知ることができる。

【 0 3 4 8 】

しかしながら、実際の高域サブバンドパワー（真値）と、復号装置 40 側で得られる復号高域サブバンドパワー（推定値）とは、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 で算出された擬似高域サブバンドパワー差分 $power_{diff}(ib, J)$ とほぼ同じ値だけ差が生じる。

【 0 3 4 9 】

そこで、高域符号化データに、係数インデックスだけでなく、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー差分も含まれるようにすれば、復号装置 40 側において、実際の高域サブバンドパワーに対する復号高域サブバンドパワーのおおよその誤差を知ることができる。そうすれば、この誤差を用いて、さらに高域サブバンドパワーの推定精度を向上させることができる。

【 0 3 5 0 】

以下、図 22 および図 23 のフローチャートを参照して、高域符号化データに擬似高域サブバンドパワー差分が含まれる場合における符号化処理と復号処理について説明する。

【 0 3 5 1 】

まず、図 22 のフローチャートを参照して、図 18 の符号化装置 30 により行なわれる符号化処理について説明する。なお、ステップ S241 乃至ステップ S246 の処理は、図 19 のステップ S181 乃至ステップ S186 の処理と同様であるので、その説明は省略する。

【 0 3 5 2 】

ステップ S247 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、上述した式 (15) の演算を行なって、復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、差分二乗和 $E(J, id)$ を算出する。

【 0 3 5 3 】

そして、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、差分二乗和 $E(J, id)$ のうち、値が最小となる差分二乗和を選択し、その差分二乗和に対応する復号高域サブバンドパワー推定係数を示す係数インデックスを、高域符号化回路 37 に供給する。

【 0 3 5 4 】

さらに、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、選択された差分二乗和に対応する復号高域サブバンドパワー推定係数について求めた、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー差分 $power_{diff}(ib, J)$ を高域符号化回路 37 に供給する。

【 0 3 5 5 】

ステップ S248 において、高域符号化回路 37 は、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 から供給された、係数インデックスおよび擬似高域サブバンドパワー差分を符号化し、その結果得られた高域符号化データを多重化回路 38 に供給する。

【 0 3 5 6 】

これにより、インデックスがsb+1乃至ebである高域側の各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー差分、つまり高域サブバンドパワーの推定誤差が高域符号化データとして、復号装置40に供給されることになる。

【 0 3 5 7 】

高域符号化データが得られると、その後、ステップS249の処理が行われて符号化処理は終了するが、ステップS249の処理は、図19のステップS189の処理と同様であるため、その説明は省略する。

【 0 3 5 8 】

以上のように、高域符号化データに擬似高域サブバンドパワー差分が含まれるようにすれば、復号装置40において、高域サブバンドパワーの推定精度をさらに向上させることができ、より高音質な音楽信号を得ることができるようになる。

【 0 3 5 9 】

[復号装置の復号処理]

次に、図23のフローチャートを参照して、図20の復号装置40により行なわれる復号処理について説明する。なお、ステップS271乃至ステップS274の処理は、図21のステップS211乃至ステップS214の処理と同様であるので、その説明は省略する。

【 0 3 6 0 】

ステップS275において、高域復号回路45は、非多重化回路41から供給された高域符号化データの復号を行なう。そして、高域復号回路45は、復号により得られた係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数と、復号により得られた各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー差分とを、復号高域サブバンドパワー算出回路46に供給する。

【 0 3 6 1 】

ステップS276において、復号高域サブバンドパワー算出回路46は、特徴量算出回路44から供給された特徴量と、高域復号回路45から供給された復号高域サブバンドパワー推定係数とに基づいて、復号高域サブバンドパワーを算出する。なお、ステップS276では、図21のステップS216と同様の処理が行われる。

【 0 3 6 2 】

ステップS277において、復号高域サブバンドパワー算出回路46は、復号高域サブバンドパワーに、高域復号回路45から供給された擬似高域サブバンドパワー差分を加算して、最終的な復号高域サブバンドパワーとし、復号高域信号生成回路47に供給する。すなわち、算出された各サブバンドの復号高域サブバンドパワーに、同じサブバンドの擬似高域サブバンドパワー差分が加算される。

【 0 3 6 3 】

そして、その後、ステップS278およびステップS279の処理が行われて、復号処理は終了するが、これらの処理は図21のステップS217およびステップS218と同様であるので、その説明は省略する。

【 0 3 6 4 】

以上のようにして、復号装置40は、入力符号列の非多重化により得られた高域符号化データから係数インデックスと、擬似高域サブバンドパワー差分を得る。そして、復号装置40は、係数インデックスにより示される復号高域サブバンドパワー推定係数と、擬似高域サブバンドパワー差分とを用いて復号高域サブバンドパワーを算出する。これにより、高域サブバンドパワーの推定精度を向上させることができ、音楽信号をより高音質に再生することが可能となる。

【 0 3 6 5 】

なお、符号化装置30と、復号装置40との間で生じる高域サブバンドパワーの推定値の差、すなわち擬似高域サブバンドパワーと復号高域サブバンドパワーの差（以下、装置間推定差と称する）が考慮されるようにしてもよい。

10

20

30

40

50

【 0 3 6 6 】

そのような場合、例えば、高域符号化データとされる擬似高域サブバンドパワー差分が、装置間推定差で補正されたり、高域符号化データに装置間推定差が含まれるようにし、復号装置 40 側で、装置間推定差により、擬似高域サブバンドパワー差分が補正されたりする。さらに、予め復号装置 40 側で、装置間推定差を記録しておくようにし、復号装置 40 が、擬似高域サブバンドパワー差分に装置間推定差を加算して、補正を行なうようにしてもよい。これにより、実際の高域信号に、より近い復号高域信号を得ることができる。

【 0 3 6 7 】

5 . 第 5 の実施の形態

なお、図 18 の符号化装置 30 では、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 が、差分二乗和 $E(J, id)$ を指標として、複数の係数インデックスから最適なものを選択すると説明したが、差分二乗和とは異なる指標を用いて係数インデックスを選択してもよい。

【 0 3 6 8 】

例えば、係数インデックスを選択する指標として、高域サブバンドパワーと擬似高域サブバンドパワーの残差の二乗平均値、最大値、および平均値等を考慮した評価値を用いるようにしてもよい。そのような場合、図 18 の符号化装置 30 は、図 24 のフローチャートに示す符号化処理を行う。

【 0 3 6 9 】

以下、図 24 のフローチャートを参照して、符号化装置 30 による符号化処理について説明する。なお、ステップ S 301 乃至ステップ S 305 の処理は、図 19 のステップ S 181 乃至ステップ S 185 の処理と同様であるので、その説明は省略する。ステップ S 301 乃至ステップ S 305 の処理が行われると、K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーが算出される。

【 0 3 7 0 】

ステップ S 306 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、処理対象となっている現フレーム J を用いた評価値 $Res(id, J)$ を算出する。

【 0 3 7 1 】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、サブバンド分割回路 33 から供給された各サブバンドの高域サブバンド信号を用いて、上述した式 (1) と同様の演算を行ない、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。なお、本実施の形態では、低域サブバンド信号のサブバンドと高域サブバンド信号のサブバンドの全てを、インデックス ib を用いて識別することとする。

【 0 3 7 2 】

高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ が得られると、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、次式 (16) を計算し、残差二乗平均値 $Res_{std}(id, J)$ を算出する。

【 0 3 7 3 】

【 数 16 】

$$Res_{std}(id, J) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} \{power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J)\}^2 \quad \dots (16)$$

【 0 3 7 4 】

すなわち、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、フレーム J の高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められ、それらの差分の二乗和が残差二乗平均値 $Res_{std}(id, J)$ とされる。なお、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ は、係数インデックスが id である復号高域サブバンドパワー推定係数について求められた、インデックスが ib であるサブバンドのフレーム J の擬似高域サブバンドパワーを示している。

【 0 3 7 5 】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (1 7) を計算し、残差最大値 $Res_{max}(id, J)$ を算出する。

【 0 3 7 6 】

【 数 1 7 】

$$Res_{max}(id, J) = \max_{ib} \{ |power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J)| \} \quad \dots (17)$$

【 0 3 7 7 】

なお、式 (1 7) において、 $\max_{ib} \{ |power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J)| \}$ は、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である各サブバンドの高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分の絶対値のうちの最大のものを示している。したがって、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分の絶対値の最大値が残差最大値 $Res_{max}(id, J)$ とされる。

10

【 0 3 7 8 】

また、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (1 8) を計算し、残差平均値 $Res_{ave}(id, J)$ を算出する。

【 0 3 7 9 】

【 数 1 8 】

$$Res_{ave}(id, J) = \left| \left(\sum_{ib=sb+1}^{eb} \{ power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J) \} \right) / (eb - sb) \right| \quad \dots (18)$$

20

【 0 3 8 0 】

すなわち、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、フレーム J の高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められ、それらの差分の総和が求められる。そして、得られた差分の総和を高域側のサブバンド数 $(eb - sb)$ で除算して得られる値の絶対値が残差平均値 $Res_{ave}(id, J)$ とされる。この残差平均値 $Res_{ave}(id, J)$ は、符号が考慮された各サブバンドの推定誤差の平均値の大きさを示している。

30

【 0 3 8 1 】

さらに、残差二乗平均値 $Res_{std}(id, J)$ 、残差最大値 $Res_{max}(id, J)$ 、および残差平均値 $Res_{ave}(id, J)$ が得られると、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (1 9) を計算し、最終的な評価値 $Res(id, J)$ を算出する。

【 0 3 8 2 】

【 数 1 9 】

$$Res(id, J) = Res_{std}(id, J) + W_{max} \times Res_{max}(id, J) + W_{ave} \times Res_{ave}(id, J) \quad \dots (19)$$

40

【 0 3 8 3 】

すなわち、残差二乗平均値 $Res_{std}(id, J)$ 、残差最大値 $Res_{max}(id, J)$ 、および残差平均値 $Res_{ave}(id, J)$ が重み付き加算されて、最終的な評価値 $Res(id, J)$ とされる。なお、式 (1 9) において、 W_{max} および W_{ave} は、予め定められた重みであり、例えば $W_{max} = 0.5$ 、 $W_{ave} = 0.5$ などとされる。

【 0 3 8 4 】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、以上の処理を行って、 K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、すなわち K 個の係数インデックス id ごとに、評価値

50

$\text{Res}(id, J)$ を算出する。

【0385】

ステップS307において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、求めた係数インデックス id ごとの評価値 $\text{Res}(id, J)$ に基づいて、係数インデックス id を選択する。

【0386】

以上の処理で得られた評価値 $\text{Res}(id, J)$ は、実際の高域信号から算出された高域サブバンドパワーと、係数インデックスが id である復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて算出された擬似高域サブバンドパワーとの類似の度合いを示している。つまり、高域成分の推定誤差の大きさを示している。

10

【0387】

したがって、評価値 $\text{Res}(id, J)$ が小さいほど、復号高域サブバンドパワー推定係数を用いた演算により、実際の高域信号により近い復号高域信号が得られることになる。そこで、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、 K 個の評価値 $\text{Res}(id, J)$ のうち、値が最小となる評価値を選択し、その評価値に対応する復号高域サブバンドパワー推定係数を示す係数インデックスを、高域符号化回路37に供給する。

【0388】

係数インデックスが高域符号化回路37に出力されると、その後、ステップS308およびステップS309の処理が行われて符号化処理は終了するが、これらの処理は図19のステップS188およびステップS189と同様であるので、その説明は省略する。

20

【0389】

以上のように、符号化装置30では、残差二乗平均値 $\text{Res}_{std}(id, J)$ 、残差最大値 $\text{Res}_{max}(id, J)$ 、および残差平均値 $\text{Res}_{ave}(id, J)$ から算出された評価値 $\text{Res}(id, J)$ が用いられ、最適な復号高域サブバンドパワー推定係数の係数インデックスが選択される。

【0390】

評価値 $\text{Res}(id, J)$ を用いれば、差分二乗和を用いた場合と比べて、より多くの評価尺度を用いて高域サブバンドパワーの推定精度を評価できるので、より適切な復号高域サブバンドパワー推定係数を選択することができるようになる。これにより、出力符号列の入力を受ける復号装置40では、周波数帯域拡大処理に最も適した、復号高域サブバンドパワー推定係数を得ることができ、より高音質な信号を得ることができるようになる。

30

【0391】

変形例1

また、以上において説明した符号化処理を入力信号のフレームごとに行うと、入力信号の高域側の各サブバンドの高域サブバンドパワーの時間的な変動が少ない定常部では、連続するフレームごとに異なる係数インデックスが選択されてしまうことがある。

【0392】

すなわち、入力信号の定常部を構成する、連続するフレームでは、各フレームの高域サブバンドパワーは殆ど同じ値となるので、それらのフレームでは継続して同じ係数インデックスが選択されるべきである。ところが、これらの連続するフレームの区間において、フレームごとに選択される係数インデックスが変化し、その結果、復号装置40側において再生される音声の高域成分が定常ではなくなってしまうことがある。そうすると、再生された音声には、聴感上違和感が生じてしまう。

40

【0393】

そこで、符号化装置30において係数インデックスを選択する場合に、時間的に前のフレームでの高域成分の推定結果も考慮されるようにしてもよい。そのような場合、図18の符号化装置30は、図25のフローチャートに示す符号化処理を行う。

【0394】

以下、図25のフローチャートを参照して、符号化装置30による符号化処理について説明する。なお、ステップS331乃至ステップS336の処理は、図24のステップS301乃至ステップS306の処理と同様であるので、その説明は省略する。

50

【 0 3 9 5 】

ステップ S 3 3 7 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、過去フレームと現フレームを用いた評価値 ResP (id, J) を算出する。

【 0 3 9 6 】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、処理対象のフレーム J よりも時間的に 1 つ前のフレーム (J - 1) について、最終的に選択された係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて得られた、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーを記録している。ここで、最終的に選択された係数インデックスとは、高域符号化回路 3 7 により符号化されて、復号装置 4 0 に出力された係数インデックスである。

10

【 0 3 9 7 】

以下では、特にフレーム (J - 1) において選択された係数インデックス id を id_{selected}(J-1) とする。また、係数インデックス id_{selected}(J-1) の復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて得られた、インデックスが ib (但し、sb+1 ≤ ib ≤ eb) であるサブバンドの擬似高域サブバンドパワーを power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) として説明を続ける。

【 0 3 9 8 】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、まず次式 (2 0) を計算し、推定残差二乗平均値 ResP_{std}(id, J) を算出する。

【 0 3 9 9 】

【 数 2 0 】

20

$$ResP_{std}(id, J) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} \{power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) - power_{est}(ib, id, J)\}^2 \quad \dots (20)$$

【 0 4 0 0 】

すなわち、インデックスが sb+1 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、フレーム (J - 1) の擬似高域サブバンドパワー power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) と、フレーム J の擬似高域サブバンドパワー power_{est}(ib, id, J) の差分が求められる。そして、それらの差分の二乗和が推定残差二乗平均値 ResP_{std}(id, J) とされる。なお、擬似高域サブバンドパワー power_{est}(ib, id, J) は、係数インデックスが id である復号高域サブバンドパワー推定係数について求められた、インデックスが ib であるサブバンドのフレーム J の擬似高域サブバンドパワーを示している。

30

【 0 4 0 1 】

この推定残差二乗平均値 ResP_{std}(id, J) は、時間的に連続するフレーム間の擬似高域サブバンドパワーの差分二乗和であるから、推定残差二乗平均値 ResP_{std}(id, J) が小さいほど、高域成分の推定値の時間的な変化が少ないことになる。

【 0 4 0 2 】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (2 1) を計算し、推定残差最大値 ResP_{max}(id, J) を算出する。

40

【 0 4 0 3 】

【 数 2 1 】

$$ResP_{max}(id, J) = \max_{ib} \{ |power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) - power_{est}(ib, id, J)| \} \quad \dots (21)$$

【 0 4 0 4 】

なお、式 (2 1) において、max_{ib} { |power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) - power_{est}(ib

50

, id, J) } は、インデックスが sb+1 乃至 eb である各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分の絶対値のうちの最大のものを示している。したがって、時間的に連続するフレーム間の擬似高域サブバンドパワーの差分の絶対値の最大値が推定残差最大値 $ResP_{max}(id, J)$ とされる。

【 0 4 0 5 】

推定残差最大値 $ResP_{max}(id, J)$ は、その値が小さいほど、連続するフレーム間の高域成分の推定結果が近いことになる。

【 0 4 0 6 】

推定残差最大値 $ResP_{max}(id, J)$ が得られると、次に擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、次式 (22) を計算し、推定残差平均値 $ResP_{ave}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 0 7 】

【 数 2 2 】

$$ResP_{ave}(id, J) = \left| \left(\sum_{ib=sb+1}^{eb} \{ power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1) - power_{est}(ib, id, J) \} \right) / (eb - sb) \right| \quad \dots (22)$$

10

20

【 0 4 0 8 】

すなわち、インデックスが sb+1 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、フレーム (J - 1) の擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1)$ と、フレーム J の擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められる。そして、各サブバンドの差分の総和が高域側のサブバンド数 (eb - sb) で除算されて得られた値の絶対値が、推定残差平均値 $ResP_{ave}(id, J)$ とされる。この推定残差平均値 $ResP_{ave}(id, J)$ は、符号が考慮されたフレーム間のサブバンドの推定値の差の平均値の大きさを示している。

【 0 4 0 9 】

さらに、推定残差二乗平均値 $ResP_{std}(id, J)$ 、推定残差最大値 $ResP_{max}(id, J)$ 、および推定残差平均値 $ResP_{ave}(id, J)$ が得られると、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、次式 (23) を計算し、評価値 $ResP(id, J)$ を算出する。

30

【 0 4 1 0 】

【 数 2 3 】

$$ResP(id, J) = ResP_{std}(id, J) + W_{max} \times ResP_{max}(id, J)$$

$$+ W_{ave} \times ResP_{ave}(id, J) \quad \dots (23)$$

【 0 4 1 1 】

すなわち、推定残差二乗平均値 $ResP_{std}(id, J)$ 、推定残差最大値 $ResP_{max}(id, J)$ 、および推定残差平均値 $ResP_{ave}(id, J)$ が重み付き加算されて、評価値 $ResP(id, J)$ とされる。なお、式 (23) において、 W_{max} および W_{ave} は、予め定められた重みであり、例えば $W_{max} = 0.5$ 、 $W_{ave} = 0.5$ などとされる。

40

【 0 4 1 2 】

このようにして、過去フレームと現フレームを用いた評価値 $ResP(id, J)$ が算出されると、処理はステップ S 337 からステップ S 338 へと進む。

【 0 4 1 3 】

ステップ S 338 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 36 は、次式 (24) を計算して、最終的な評価値 $Res_{all}(id, J)$ を算出する。

50

【 0 4 1 4 】

【 数 2 4 】

$$\text{Res}_{all}(id, J) = \text{Res}(id, J) + W_p(J) \times \text{ResP}(id, J) \quad \cdot \cdot \cdot (24)$$

【 0 4 1 5 】

すなわち、求めた評価値 $\text{Res}(id, J)$ と評価値 $\text{ResP}(id, J)$ が重み付き加算される。なお、式(24)において、 $W_p(J)$ は、例えば次式(25)により定義される重みである。

【 0 4 1 6 】

【 数 2 5 】

$$W_p(J) = \begin{cases} \frac{-\text{power}_r(J)}{50} + 1 & (0 \leq \text{power}_r(J) \leq 50) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad \cdot \cdot \cdot (25)$$

10

【 0 4 1 7 】

また、式(25)における $\text{power}_r(J)$ は、次式(26)により定まる値である。

【 0 4 1 8 】

【 数 2 6 】

$$\text{power}_r(J) = \sqrt{\left(\sum_{ib=sb+1}^{eb} \{ \text{power}(ib, J) - \text{power}(ib, J-1) \}^2 \right) / (eb - sb)} \quad \cdot \cdot \cdot (26)$$

20

【 0 4 1 9 】

この $\text{power}_r(J)$ は、フレーム(J-1)とフレームJの高域サブバンドパワーの差分の平均を示している。また、式(25)から $W_p(J)$ は、 $\text{power}_r(J)$ が0近傍の所定の範囲内の値であるときは、 $\text{power}_r(J)$ が小さいほど1に近い値となり、 $\text{power}_r(J)$ が所定の範囲の値より大きいときは0となる。

30

【 0 4 2 0 】

ここで、 $\text{power}_r(J)$ が0近傍の所定範囲内の値である場合、連続するフレーム間の高域サブバンドパワーの差分の平均はある程度小さいことになる。換言すれば、入力信号の高域成分の時間的な変動が少なく、入力信号の現フレームは定常部であることになる。

【 0 4 2 1 】

重み $W_p(J)$ は、入力信号の高域成分が定常であるほど、より1に近い値となり、逆に高域成分が定常でないほどより0に近い値となる。したがって、式(24)に示される評価値 $\text{Res}_{all}(id, J)$ では、入力信号の高域成分の時間的な変動が少ないほど、より直前のフレームでの高域成分の推定結果との比較結果を評価尺度とした評価値 $\text{ResP}(id, J)$ の寄与率が大きくなる。

40

【 0 4 2 2 】

その結果、入力信号の定常部では、直前のフレームにおける高域成分の推定結果に近いものが得られる復号高域サブバンドパワー推定係数が選択されることになり、復号装置40側において、より自然で高音質な音声を再生できるようになる。逆に、入力信号の非定常部では、評価値 $\text{Res}_{all}(id, J)$ における評価値 $\text{ResP}(id, J)$ の項は0となり、実際の高域信号により近い復号高域信号が得られる。

【 0 4 2 3 】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、以上の処理を行って、K個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、評価値 $\text{Res}_{all}(id, J)$ を算出する。

50

【0424】

ステップS339において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、求めた復号高域サブバンドパワー推定係数ごとの評価値 $Res_{all}(id, J)$ に基づいて、係数インデックス id を選択する。

【0425】

以上の処理で得られた評価値 $Res_{all}(id, J)$ は、重みを用いて評価値 $Res(id, J)$ と評価値 $ResP(id, J)$ を線形結合したものである。上述したように、評価値 $Res(id, J)$ は、値が小さいほど、実際の高域信号により近い復号高域信号が得られる。また、評価値 $ResP(id, J)$ は、その値が小さいほど、直前のフレームの復号高域信号により近い復号高域信号が得られる。

10

【0426】

したがって、評価値 $Res_{all}(id, J)$ が小さいほど、より適切な復号高域信号が得られることになる。そこで、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、 K 個の評価値 $Res_{all}(id, J)$ のうち、値が最小となる評価値を選択し、その評価値に対応する復号高域サブバンドパワー推定係数を示す係数インデックスを、高域符号化回路37に供給する。

【0427】

係数インデックスが選択されると、その後、ステップS340およびステップS341の処理が行われて符号化処理は終了するが、これらの処理は図24のステップS308およびステップS309と同様であるので、その説明は省略する。

【0428】

以上のように、符号化装置30では、評価値 $Res(id, J)$ と評価値 $ResP(id, J)$ を線形結合して得られる評価値 $Res_{all}(id, J)$ が用いられて、最適な復号高域サブバンドパワー推定係数の係数インデックスが選択される。

20

【0429】

評価値 $Res_{all}(id, J)$ を用いれば、評価値 $Res(id, J)$ を用いた場合と同様に、より多くの評価尺度により、より適切な復号高域サブバンドパワー推定係数を選択することができる。しかも、評価値 $Res_{all}(id, J)$ を用いれば、復号装置40側において、再生しようとする信号の高域成分の定常部における時間的な変動を抑制することができ、より高音質な信号を得ることができる。

【0430】

変形例2

ところで、周波数帯域拡大処理では、より高音質な音声を得ようとする、より低域側のサブバンドほど聴感上重要となる。すなわち、高域側の各サブバンドのうち、より低域側に近いサブバンドの推定精度が高いほど、より高音質な音声を再生することができる。

【0431】

そこで、各復号高域サブバンドパワー推定係数についての評価値が算出される場合に、より低域側のサブバンドに重きが置かれるようにしてもよい。そのような場合、図18の符号化装置30は、図26のフローチャートに示す符号化処理を行う。

【0432】

以下、図26のフローチャートを参照して、符号化装置30による符号化処理について説明する。なお、ステップS371乃至ステップS375の処理は、図25のステップS331乃至ステップS335の処理と同様であるので、その説明は省略する。

30

40

【0433】

ステップS376において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、 K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、処理対象となっている現フレーム J を用いた評価値 $Res_{band}(id, J)$ を算出する。

【0434】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、サブバンド分割回路33から供給された各サブバンドの高域サブバンド信号を用いて、上述した式(1)と同様の演算を行ない、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。

50

【 0 4 3 5 】

高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ が得られると、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (2 7) を計算し、残差二乗平均値 $Res_{std}W_{band}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 3 6 】

【 数 2 7 】

$$Res_{std}W_{band}(ib, J) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} \{W_{band}(ib) \times \{power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J)\}\}^2 \quad \dots (27) \quad 10$$

【 0 4 3 7 】

すなわち、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、フレーム J の高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められ、それらの差分にサブバンドごとの重み $W_{band}(ib)$ が乗算される。そして、重み $W_{band}(ib)$ が乗算された差分の二乗和が残差二乗平均値 $Res_{std}W_{band}(id, J)$ とされる。

【 0 4 3 8 】

ここで、重み $W_{band}(ib)$ (但し、 $sb+1 \leq ib \leq eb$) は、例えば次式 (2 8) で定義される。この重み $W_{band}(ib)$ の値は、より低域側のサブバンドほど大きくなる。

【 0 4 3 9 】

【 数 2 8 】

$$W_{band}(ib) = \frac{-3 \times ib}{7} + 4 \quad \dots (28) \quad 20$$

【 0 4 4 0 】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、残差最大値 $Res_{max}W_{band}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である各サブバンドの高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分に、重み $W_{band}(ib)$ が乗算されたもののうちの絶対値の最大値が、残差最大値 $Res_{max}W_{band}(id, J)$ とされる。

【 0 4 4 1 】

また、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、残差平均値 $Res_{ave}W_{band}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 4 2 】

具体的には、インデックスが $sb+1$ 乃至 eb である各サブバンドについて、高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められて重み $W_{band}(ib)$ が乗算され、重み $W_{band}(ib)$ が乗算された差分の総和が求められる。そして、得られた差分の総和を高域側のサブバンド数 ($eb - sb$) で除算して得られる値の絶対値が残差平均値 $Res_{ave}W_{band}(id, J)$ とされる。

【 0 4 4 3 】

さらに、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、評価値 $ResW_{band}(id, J)$ を算出する。すなわち、残差二乗平均値 $Res_{std}W_{band}(id, J)$ 、重み W_{max} が乗算された残差最大値 $Res_{max}W_{band}(id, J)$ 、および重み W_{ave} が乗算された残差平均値 $Res_{ave}W_{band}(id, J)$ の和が評価値 $ResW_{band}(id, J)$ とされる。

【 0 4 4 4 】

ステップ S 3 7 7 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、過去フレームと現フレームを用いた評価値 $ResPW_{band}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 4 5 】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、処理対象のフレーム J よりも時間的に1つ前のフレーム ($J - 1$) について、最終的に選択された係数インデック

スの復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて得られた、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーを記録している。

【0446】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、まず推定残差二乗平均値 $\text{ResP}_{\text{std}}W_{\text{band}}(id, J)$ を算出する。すなわち、インデックスがsb+1乃至ebである高域側の各サブバンドについて、擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id_{\text{selected}}(J-1), J-1)$ と、擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id, J)$ の差分が求められて重み $W_{\text{band}}(ib)$ が乗算される。そして、重み $W_{\text{band}}(ib)$ が乗算された差分の二乗和が推定残差二乗平均値 $\text{ResP}_{\text{std}}W_{\text{band}}(id, J)$ とされる。

【0447】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差最大値 $\text{ResP}_{\text{max}}W_{\text{band}}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスがsb+1乃至ebである各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id_{\text{selected}}(J-1), J-1)$ と擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id, J)$ の差分に、重み $W_{\text{band}}(ib)$ が乗算されたもののうちの絶対値の最大値が、推定残差最大値 $\text{ResP}_{\text{max}}W_{\text{band}}(id, J)$ とされる。

【0448】

次に、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差平均値 $\text{ResP}_{\text{ave}}W_{\text{band}}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスがsb+1乃至ebである各サブバンドについて、擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id_{\text{selected}}(J-1), J-1)$ と、擬似高域サブバンドパワー $\text{power}_{\text{est}}(ib, id, J)$ の差分が求められて、重み $W_{\text{band}}(ib)$ が乗算される。そして、重み $W_{\text{band}}(ib)$ が乗算された差分の総和が高域側のサブバンド数 $(eb - sb)$ で除算されて得られた値の絶対値が、推定残差平均値 $\text{ResP}_{\text{ave}}W_{\text{band}}(id, J)$ とされる。

【0449】

さらに、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差二乗平均値 $\text{ResP}_{\text{std}}W_{\text{band}}(id, J)$ 、重み W_{max} が乗算された推定残差最大値 $\text{ResP}_{\text{max}}W_{\text{band}}(id, J)$ 、および重み W_{ave} が乗算された推定残差平均値 $\text{ResP}_{\text{ave}}W_{\text{band}}(id, J)$ の和を求め、評価値 $\text{ResPW}_{\text{band}}(id, J)$ とする。

【0450】

ステップS378において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、評価値 $\text{Res}W_{\text{band}}(id, J)$ と、式(25)の重み $W_p(J)$ が乗算された評価値 $\text{ResPW}_{\text{band}}(id, J)$ とを加算して、最終的な評価値 $\text{Res}_{\text{all}}W_{\text{band}}(id, J)$ を算出する。この評価値 $\text{Res}_{\text{all}}W_{\text{band}}(id, J)$ は、K個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに算出される。

【0451】

そして、その後、ステップS379乃至ステップS381の処理が行われて符号化処理は終了するが、これらの処理は図25のステップS339乃至ステップS341の処理と同様であるので、その説明は省略する。なお、ステップS379では、K個の係数インデックスのうち、評価値 $\text{Res}_{\text{all}}W_{\text{band}}(id, J)$ が最小となるものが選択される。

【0452】

このように、より低域側のサブバンドに重きが置かれるように、サブバンドごとに重みを付けることで、復号装置40側において、さらに高音質な音声を得ることができるようになる。

【0453】

なお、以上においては、評価値 $\text{Res}_{\text{all}}W_{\text{band}}(id, J)$ に基づいて、復号高域サブバンドパワー推定係数の選択が行なわれると説明したが、復号高域サブバンドパワー推定係数が、評価値 $\text{Res}W_{\text{band}}(id, J)$ に基づいて選択されるようにしてもよい。

【0454】

変形例3

さらに、人間の聴覚は、振幅(パワー)の大きい周波数帯域ほどよく知覚するという特性を有しているため、よりパワーが大きいサブバンドに重きが置かれるように、各復号高域サブバンドパワー推定係数についての評価値が算出されてもよい。

10

20

30

40

50

【 0 4 5 5 】

そのような場合、図 1 8 の符号化装置 3 0 は、図 2 7 のフローチャートに示す符号化処理を行う。以下、図 2 7 のフローチャートを参照して、符号化装置 3 0 による符号化処理について説明する。なお、ステップ S 4 0 1 乃至ステップ S 4 0 5 の処理は、図 2 5 のステップ S 3 3 1 乃至ステップ S 3 3 5 の処理と同様であるので、その説明は省略する。

【 0 4 5 6 】

ステップ S 4 0 6 において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、K 個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに、処理対象となっている現フレーム J を用いた評価値 $Res_{W_{power}}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 5 7 】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、サブバンド分割回路 3 3 から供給された各サブバンドの高域サブバンド信号を用いて、上述した式 (1) と同様の演算を行ない、フレーム J における高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ を算出する。

【 0 4 5 8 】

高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ が得られると、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、次式 (2 9) を計算し、残差二乗平均値 $Res_{std}W_{power}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 5 9 】

【 数 2 9 】

$$Res_{std}W_{power}(id, J) = \sum_{ib=sb+1}^{eb} \{W_{power}(power(ib, J)) \times \{power(ib, J) - power_{est}(ib, id, J)\}\}^2 \quad \dots (29)$$

【 0 4 6 0 】

すなわち、インデックスが sb+1 乃至 eb である高域側の各サブバンドについて、高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められ、それらの差分にサブバンドごとの重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算される。そして、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算された差分の二乗和が残差二乗平均値 $Res_{std}W_{power}(id, J)$ とされる。

【 0 4 6 1 】

ここで、重み $W_{power}(power(ib, J))$ (但し、sb+1 ≤ ib ≤ eb) は、例えば次式 (3 0) で定義される。この重み $W_{power}(power(ib, J))$ の値は、そのサブバンドの高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ が大きいほど、大きくなる。

【 0 4 6 2 】

【 数 3 0 】

$$W_{power}(power(ib, J)) = \frac{3 \times power(ib, J)}{80} + \frac{35}{8} \quad \dots (30)$$

【 0 4 6 3 】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、残差最大値 $Res_{max}W_{power}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスが sb+1 乃至 eb である各サブバンドの高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分に、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算されたもののうちの絶対値の最大値が、残差最大値 $Res_{max}W_{power}(id, J)$ とされる。

【 0 4 6 4 】

また、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路 3 6 は、残差平均値 $Res_{ave}W_{power}(id, J)$ を算出する。

【 0 4 6 5 】

10

20

30

40

50

具体的には、インデックスがsb+1乃至ebである各サブバンドについて、高域サブバンドパワー $power(ib, J)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められて重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算され、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算された差分の総和が求められる。そして、得られた差分の総和を高域側のサブバンド数 $(eb - sb)$ で除算して得られる値の絶対値が残差平均値 $Res_{ave}W_{power}(id, J)$ とされる。

【0466】

さらに、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、評価値 $ResW_{power}(id, J)$ を算出する。すなわち、残差二乗平均値 $Res_{std}W_{power}(id, J)$ 、重み W_{max} が乗算された残差最大値 $Res_{max}W_{power}(id, J)$ 、および重み W_{ave} が乗算された残差平均値 $Res_{ave}W_{power}(id, J)$ の和が評価値 $ResW_{power}(id, J)$ とされる。

10

【0467】

ステップS407において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、過去フレームと現フレームを用いた評価値 $ResPW_{power}(id, J)$ を算出する。

【0468】

具体的には、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、処理対象のフレームJよりも時間的に1つ前のフレーム $(J - 1)$ について、最終的に選択された係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数を用いて得られた、各サブバンドの擬似高域サブバンドパワーを記録している。

【0469】

擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、まず推定残差二乗平均値 $ResP_{std}W_{power}(id, J)$ を算出する。すなわち、インデックスがsb+1乃至ebである高域側の各サブバンドについて、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1)$ と、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められて重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算される。そして、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算された差分の二乗和が推定残差二乗平均値 $ResP_{std}W_{power}(id, J)$ とされる。

20

【0470】

続いて、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差最大値 $ResP_{max}W_{power}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスがsb+1乃至ebである各サブバンドの擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1)$ と擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分に、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算されたもののうちの最大値の絶対値が、推定残差最大値 $ResP_{max}W_{power}(id, J)$ とされる。

30

【0471】

次に、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差平均値 $ResP_{ave}W_{power}(id, J)$ を算出する。具体的には、インデックスがsb+1乃至ebである各サブバンドについて、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id_{selected}(J-1), J-1)$ と、擬似高域サブバンドパワー $power_{est}(ib, id, J)$ の差分が求められて、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算される。そして、重み $W_{power}(power(ib, J))$ が乗算された差分の総和が高域側のサブバンド数 $(eb - sb)$ で除算されて得られた値の絶対値が、推定残差平均値 $ResP_{ave}W_{power}(id, J)$ とされる。

【0472】

さらに、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、推定残差二乗平均値 $ResP_{std}W_{power}(id, J)$ 、重み W_{max} が乗算された推定残差最大値 $ResP_{max}W_{power}(id, J)$ 、および重み W_{ave} が乗算された推定残差平均値 $ResP_{ave}W_{power}(id, J)$ の和を求め、評価値 $ResPW_{power}(id, J)$ とする。

40

【0473】

ステップS408において、擬似高域サブバンドパワー差分算出回路36は、評価値 $ResW_{power}(id, J)$ と、式(25)の重み $W_p(J)$ が乗算された評価値 $ResPW_{power}(id, J)$ とを加算して、最終的な評価値 $Res_{all}W_{power}(id, J)$ を算出する。この評価値 $Res_{all}W_{power}(id, J)$ は、K個の復号高域サブバンドパワー推定係数ごとに算出される。

【0474】

50

そして、その後、ステップS 4 0 9乃至ステップS 4 1 1の処理が行われて符号化処理は終了するが、これらの処理は図25のステップS 3 3 9乃至ステップS 3 4 1の処理と同様であるので、その説明は省略する。なお、ステップS 4 0 9では、K個の係数インデックスのうち、評価値 $Res_{a_{ll}W_{power}}(id, J)$ が最小となるものが選択される。

【0475】

このように、パワーが大きいサブバンドに重きが置かれるように、サブバンドごとに重みを付けることで、復号装置40側において、さらに高音質な音声を得ることができるようになる。

【0476】

なお、以上においては、評価値 $Res_{a_{ll}W_{power}}(id, J)$ に基づいて、復号高域サブバンドパワー推定係数の選択が行なわれると説明したが、復号高域サブバンドパワー推定係数が、評価値 $Res_{W_{power}}(id, J)$ に基づいて選択されるようにしてもよい。

【0477】

6. 第6の実施の形態

[係数学習装置の構成]

ところで、図20の復号装置40には、復号高域サブバンドパワー推定係数としての係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} のセットが、係数インデックスに対応付けられて記録されている。例えば、復号装置40に128個の係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数が記録されると、それらの復号高域サブバンドパワー推定係数を記録するメモリ等の記録領域として、大きな領域が必要となる。

【0478】

そこで、いくつかの復号高域サブバンドパワー推定係数の一部を共通な係数とし、復号高域サブバンドパワー推定係数の記録に必要な記録領域をより小さくするようにしてもよい。そのような場合、復号高域サブバンドパワー推定係数を学習により求める係数学習装置は、例えば図28に示すように構成される。

【0479】

係数学習装置81は、サブバンド分割回路91、高域サブバンドパワー算出回路92、特徴量算出回路93、および係数推定回路94から構成される。

【0480】

この係数学習装置81には、学習に用いられる楽曲データ等が広帯域教師信号として複数供給される。広帯域教師信号は、高域の複数のサブバンド成分と、低域の複数のサブバンド成分とが含まれている信号である。

【0481】

サブバンド分割回路91は、帯域通過フィルタなどからなり、供給された広帯域教師信号を、複数のサブバンド信号に分割し、高域サブバンドパワー算出回路92および特徴量算出回路93に供給する。具体的には、インデックスが $s_b + 1$ 乃至 e_b である高域側の各サブバンドの高域サブバンド信号が高域サブバンドパワー算出回路92に供給され、インデックスが $s_b - 3$ 乃至 s_b である低域側の各サブバンドの低域サブバンド信号が特徴量算出回路93に供給される。

【0482】

高域サブバンドパワー算出回路92は、サブバンド分割回路91から供給された各高域サブバンド信号の高域サブバンドパワーを算出し、係数推定回路94に供給する。特徴量算出回路93は、サブバンド分割回路91から供給された各低域サブバンド信号に基づいて、低域サブバンドパワーを特徴量として算出し、係数推定回路94に供給する。

【0483】

係数推定回路94は、高域サブバンドパワー算出回路92からの高域サブバンドパワーと、特徴量算出回路93からの特徴量とを用いて回帰分析を行なうことで復号高域サブバンドパワー推定係数を生成し、復号装置40に出力する。

【0484】

[係数学習処理の説明]

10

20

30

40

50

次に、図 29 のフローチャートを参照して、係数学習装置 81 により行なわれる係数学習処理について説明する。

【0485】

ステップ S431 において、サブバンド分割回路 91 は、供給された複数の広帯域教師信号のそれぞれを、複数のサブバンド信号に分割する。そして、サブバンド分割回路 91 は、インデックスが $s_b + 1$ 乃至 e_b であるサブバンドの高域サブバンド信号を高域サブバンドパワー算出回路 92 に供給し、インデックスが $s_b - 3$ 乃至 s_b であるサブバンドの低域サブバンド信号を特徴量算出回路 93 に供給する。

【0486】

ステップ S432 において、高域サブバンドパワー算出回路 92 は、サブバンド分割回路 91 から供給された各高域サブバンド信号について、上述した式 (1) と同様の演算を行なって高域サブバンドパワーを算出し、係数推定回路 94 に供給する。

【0487】

ステップ S433 において、特徴量算出回路 93 は、サブバンド分割回路 91 から供給された各低域サブバンド信号について、上述した式 (1) の演算を行なって低域サブバンドパワーを特徴量として算出し、係数推定回路 94 に供給する。

【0488】

これにより、係数推定回路 94 には、複数の広帯域教師信号の各フレームについて、高域サブバンドパワーと低域サブバンドパワーが供給されることになる。

【0489】

ステップ S434 において、係数推定回路 94 は、最小二乗法を用いた回帰分析を行なって、インデックスが $s_b + 1$ 乃至 e_b である高域側のサブバンド i_b (但し、 $s_b + 1 \leq i_b \leq e_b$) ごとに、係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を算出する。

【0490】

なお、回帰分析では、特徴量算出回路 93 から供給された低域サブバンドパワーが説明変数とされ、高域サブバンドパワー算出回路 92 から供給された高域サブバンドパワーが被説明変数とされる。また、回帰分析は、係数学習装置 81 に供給された全ての広帯域教師信号を構成する、全てのフレームの低域サブバンドパワーと高域サブバンドパワーが用いられて行なわれる。

【0491】

ステップ S435 において、係数推定回路 94 は、求めたサブバンド i_b ごとの係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を用いて、広帯域教師信号の各フレームの残差ベクトルを求める。

【0492】

例えば、係数推定回路 94 は、フレーム J のサブバンド i_b (但し、 $s_b + 1 \leq i_b \leq e_b$) ごとに、高域サブバンドパワー $\text{power}(i_b, J)$ から、係数 $A_{i_b}(k_b)$ が乗算された低域サブバンドパワー $\text{power}(k_b, J)$ (但し、 $s_b - 3 \leq k_b \leq s_b$) の総和と係数 B_{i_b} との和を減算して残差を求める。そして、フレーム J の各サブバンド i_b の残差からなるベクトルが残差ベクトルとされる。

【0493】

なお、残差ベクトルは、係数学習装置 81 に供給された全ての広帯域教師信号を構成する、全てのフレームについて算出される。

【0494】

ステップ S436 において、係数推定回路 94 は、各フレームについて求めた残差ベクトルを正規化する。例えば、係数推定回路 94 は、各サブバンド i_b について、全フレームの残差ベクトルのサブバンド i_b の残差の分散値を求め、その分散値の平方根で、各残差ベクトルにおけるサブバンド i_b の残差を除算することで、残差ベクトルを正規化する。

【0495】

ステップ S437 において、係数推定回路 94 は、正規化された全フレームの残差ベク

10

20

30

40

50

トルを、k-means法などによりクラスタリングする。

【0496】

例えば、係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を用いて、高域サブバンドパワーの推定を行なったときに得られた、全フレームの平均的な周波数包絡を平均周波数包絡 S_A と呼ぶこととする。また、平均周波数包絡 S_A よりもパワーの大きい所定の周波数包絡を周波数包絡 S_H とし、平均周波数包絡 S_A よりもパワーの小さい所定の周波数包絡を周波数包絡 S_L とする。

【0497】

このとき、平均周波数包絡 S_A 、周波数包絡 S_H 、および周波数包絡 S_L に近い周波数包絡が得られた係数の残差ベクトルのそれぞれが、クラスタ C_A 、クラスタ C_H 、およびクラスタ C_L に属するように、残差ベクトルのクラスタリングが行なわれる。換言すれば、各フレームの残差ベクトルが、クラスタ C_A 、クラスタ C_H 、またはクラスタ C_L の何れかに属するように、クラスタリングが行なわれる。

【0498】

低域成分と高域成分の相関に基づいて高域成分を推定する周波数帯域拡大処理では、その特性上、回帰分析により得られた係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を用いて残差ベクトルを算出すると、より高域側のサブバンドほど残差が大きくなる。そのため、残差ベクトルをそのままクラスタリングすると、高域側のサブバンドほど重きが置かれて処理が行われることになる。

【0499】

これに対し、係数学習装置 81 では、残差ベクトルを、各サブバンドの残差の分散値で正規化することで、見かけ上各サブバンドの残差の分散を等しいものとし、各サブバンドに均等な重みを付けてクラスタリングを行なうことができる。

【0500】

ステップ S438 において、係数推定回路 94 は、クラスタ C_A 、クラスタ C_H 、またはクラスタ C_L のうちの何れか 1 つのクラスタを処理対象のクラスタとして選択する。

【0501】

ステップ S439 において、係数推定回路 94 は、処理対象のクラスタとして選択したクラスタに属す残差ベクトルのフレームを用いて、回帰分析により各サブバンド i_b (但し、 $sb+1 \leq i_b \leq eb$) の係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を算出する。

【0502】

すなわち、処理対象のクラスタに属す残差ベクトルのフレームを、処理対象フレームと呼ぶこととすると、全ての処理対象フレームの低域サブバンドパワーと高域サブバンドパワーが、説明変数および被説明変数とされて、最小二乗法を用いた回帰分析が行なわれる。これにより、サブバンド i_b ごとに係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} が得られる。

【0503】

ステップ S440 において、係数推定回路 94 は、全ての処理対象フレームについて、ステップ S439 の処理により得られた係数 $A_{i_b}(k_b)$ と係数 B_{i_b} を用いて、残差ベクトルを求める。なお、ステップ S440 では、ステップ S435 と同様の処理が行なわれて、各処理対象フレームの残差ベクトルが求められる。

【0504】

ステップ S441 において、係数推定回路 94 は、ステップ S440 の処理で求めた各処理対象フレームの残差ベクトルを、ステップ S436 と同様の処理を行なって正規化する。すなわち、サブバンドごとに、残差が分散値の平方根で除算されて残差ベクトルの正規化が行なわれる。

【0505】

ステップ S442 において、係数推定回路 94 は、正規化された全処理対象フレームの残差ベクトルを、k-means法などによりクラスタリングする。ここでのクラスタ数は、次のようにして定められる。例えば、係数学習装置 81 において、128 個の係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数を生成しようとする場合には、処理対象フレー

10

20

30

40

50

ム数に128を乗算し、さらに全フレーム数で除算して得られる数がクラスタ数とされる。ここで、全フレーム数とは、係数学習装置81に供給された全ての広帯域教師信号の全フレームの総数である。

【0506】

ステップS443において、係数推定回路94は、ステップS442の処理で得られた各クラスタの重心ベクトルを求める。

【0507】

例えば、ステップS442のクラスタリングで得られたクラスタは、係数インデックスに対応しており、係数学習装置81では、クラスタごとに係数インデックスが割り当てられて、各係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数が求められる。

10

【0508】

具体的には、ステップS438においてクラスタCAが、処理対象のクラスタとして選択され、ステップS442におけるクラスタリングにより、F個のクラスタが得られたとする。いま、F個のクラスタのうちの1つのクラスタCFに注目すると、クラスタCFの係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数は、ステップS439でクラスタCAについて求められた係数 $A_{i_b}(k_b)$ が線形相関項である係数 $A_{i_b}(k_b)$ とされる。また、ステップS443で求められたクラスタCFの重心ベクトルに対してステップS441で行なった正規化の逆処理(逆正規化)を施したベクトルと、ステップS439で求めた係数 B_{i_b} との和が、復号高域サブバンドパワー推定係数の定数項である係数 B_{i_b} とされる。ここでいう逆正規化とは、例えばステップS441で行なった正規化が、サブバンドごとに残差を分散値の平方根で除算するものであった場合、クラスタCFの重心ベクトルの各要素に対して正規化時と同じ値(サブバンドごとの分散値の平方根)を乗算する処理となる。

20

【0509】

つまり、ステップS439で得られた係数 $A_{i_b}(k_b)$ と、上述のようにして求めた係数 B_{i_b} とのセットが、クラスタCFの係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数となる。したがって、クラスタリングで得られたF個のクラスタのそれぞれは、復号高域サブバンドパワー推定係数の線形相関項として、クラスタCAについて求められた係数 $A_{i_b}(k_b)$ を共通して持つことになる。

【0510】

ステップS444において、係数学習装置81は、クラスタCA、クラスタCH、およびクラスタCLの全てのクラスタを処理対象のクラスタとして処理したか否かを判定する。ステップS444において、まだ全てのクラスタを処理していないと判定された場合、処理はステップS438に戻り、上述した処理が繰り返される。すなわち、次のクラスタが処理対象として選択され、復号高域サブバンドパワー推定係数が算出される。

30

【0511】

これに対して、ステップS444において、全てのクラスタを処理したと判定された場合、求めようとする所定数の復号高域サブバンドパワー推定係数が得られたので、処理はステップS445に進む。

【0512】

ステップS445において、係数推定回路94は、求めた係数インデックスと、復号高域サブバンドパワー推定係数とを復号装置40に出力して記録させ、係数学習処理は終了する。

40

【0513】

例えば、復号装置40に出力される復号高域サブバンドパワー推定係数のなかには、線形相関項として同じ係数 $A_{i_b}(k_b)$ をもつものがいくつかある。そこで、係数学習装置81は、これらの共通する係数 $A_{i_b}(k_b)$ に対して、その係数 $A_{i_b}(k_b)$ を特定する情報である線形相関項インデックス(ポイント)を対応付けるとともに、係数インデックスに対して、線形相関項インデックスと定数項である係数 B_{i_b} を対応付ける。

【0514】

50

そして、係数学習装置 8 1 は、対応付けられた線形相関項インデックス（ポインタ）と係数 $A_{i b} (k b)$ 、並びに対応付けられた係数インデックスと線形相関項インデックス（ポインタ）および係数 $B_{i b}$ を、復号装置 4 0 に供給して、復号装置 4 0 の高域復号回路 4 5 内のメモリに記録させる。このように、複数の復号高域サブバンドパワー推定係数を記録しておくにあたり、各復号高域サブバンドパワー推定係数のための記録領域に、共通する線形相関項については、線形相関項インデックス（ポインタ）を格納しておけば、記録領域を大幅に小さくすることができる。

【 0 5 1 5 】

この場合、高域復号回路 4 5 内のメモリには、線形相関項インデックスと係数 $A_{i b} (k b)$ とが対応付けられて記録されているので、係数インデックスから線形相関項インデックスと係数 $B_{i b}$ を得て、さらに線形相関項インデックスから係数 $A_{i b} (k b)$ を得ることができる。

10

【 0 5 1 6 】

なお、本出願人による解析の結果、複数の復号高域サブバンドパワー推定係数の線形相関項を 3 パターン程度に共通化しても、周波数帯域拡大処理した音声の聴感上の音質の劣化は殆どないことが分かっている。したがって、係数学習装置 8 1 によれば、周波数帯域拡大処理後の音声の音質を劣化させることなく、復号高域サブバンドパワー推定係数の記録に必要な記録領域をより小さくすることができる。

【 0 5 1 7 】

以上のようにして、係数学習装置 8 1 は、供給された広帯域教師信号から、各係数インデックスの復号高域サブバンドパワー推定係数を生成し、出力する。

20

【 0 5 1 8 】

なお、図 2 9 の係数学習処理では、残差ベクトルを正規化すると説明したが、ステップ S 4 3 6 またはステップ S 4 4 1 の一方または両方において、残差ベクトルの正規化を行なわないようにしてもよい。

【 0 5 1 9 】

また、残差ベクトルの正規化は行なわれるようにし、復号高域サブバンドパワー推定係数の線形相関項の共通化は行なわれないようにしてもよい。そのような場合、ステップ S 4 3 6 における正規化処理後、正規化された残差ベクトルが、求めようとする復号高域サブバンドパワー推定係数の数と同数のクラスタにクラスタリングされる。そして、各クラスタに属す残差ベクトルのフレームが用いられて、クラスタごとに回帰分析が行なわれ、各クラスタの復号高域サブバンドパワー推定係数が生成される。

30

【 0 5 2 0 】

上述した一連の処理は、ハードウェアにより実行することもできるし、ソフトウェアにより実行することもできる。一連の処理をソフトウェアにより実行する場合には、そのソフトウェアを構成するプログラムが、専用のハードウェアに組み込まれているコンピュータ、または、各種のプログラムをインストールすることで、各種の機能を実行することが可能な、例えば汎用のパーソナルコンピュータ等に、プログラム記録媒体からインストールされる。

【 0 5 2 1 】

図 3 0 は、上述した一連の処理をプログラムにより実行するコンピュータのハードウェアの構成例を示すブロック図である。

40

【 0 5 2 2 】

コンピュータにおいて、CPU 1 0 1 , ROM (Read Only Memory) 1 0 2 , RAM (Random Access Memory) 1 0 3 は、バス 1 0 4 により相互に接続されている。

【 0 5 2 3 】

バス 1 0 4 には、さらに、入出力インタフェース 1 0 5 が接続されている。入出力インタフェース 1 0 5 には、キーボード、マウス、マイクロホン等よりなる入力部 1 0 6、ディスプレイ、スピーカ等よりなる出力部 1 0 7、ハードディスクや不揮発性のメモリ等よりなる記憶部 1 0 8、ネットワークインタフェース等よりなる通信部 1 0 9、磁気ディス

50

ク、光ディスク、光磁気ディスク、或いは半導体メモリ等のリムーバブルメディア 1 1 1 を駆動するドライブ 1 1 0 が接続されている。

【 0 5 2 4 】

以上のように構成されるコンピュータでは、CPU 1 0 1 が、例えば、記憶部 1 0 8 に記憶されているプログラムを、入出力インタフェース 1 0 5 及びバス 1 0 4 を介して、RAM 1 0 3 にロードして実行することにより、上述した一連の処理が行われる。

【 0 5 2 5 】

コンピュータ (CPU 1 0 1) が実行するプログラムは、例えば、磁気ディスク (フレキシブルディスクを含む)、光ディスク (CD-ROM (Compact Disc - Read Only Memory), DVD (Digital Versatile Disc) 等)、光磁気ディスク、もしくは半導体メモリ等よりなるパッケージメディアであるリムーバブルメディア 1 1 1 に記録して、あるいは、ローカルエリアネットワーク、インターネット、デジタル衛星放送といった、有線または無線の伝送媒体を介して提供される。

【 0 5 2 6 】

そして、プログラムは、リムーバブルメディア 1 1 1 をドライブ 1 1 0 に装着することにより、入出力インタフェース 1 0 5 を介して、記憶部 1 0 8 にインストールすることができる。また、プログラムは、有線または無線の伝送媒体を介して、通信部 1 0 9 で受信し、記憶部 1 0 8 にインストールすることができる。その他、プログラムは、ROM 1 0 2 や記憶部 1 0 8 に、あらかじめインストールしておくことができる。

【 0 5 2 7 】

なお、コンピュータが実行するプログラムは、本明細書で説明する順序に沿って時系列に処理が行われるプログラムであっても良いし、並列に、あるいは呼び出しが行われたとき等の必要なタイミングで処理が行われるプログラムであっても良い。

【 0 5 2 8 】

なお、本発明の実施の形態は、上述した実施の形態に限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲において種々の変更が可能である。

【符号の説明】

【 0 5 2 9 】

1 0 周波数帯域拡大装置, 1 1 低域通過フィルタ, 1 2 遅延回路, 1 3, 1 3 - 1 乃至 1 3 - N 帯域通過フィルタ, 1 4 特徴量算出回路, 1 5 高域サブバンドパワー推定回路, 1 6 高域信号生成回路, 1 7 高域通過フィルタ, 1 8 信号加算器, 2 0 係数学習装置, 2 1, 2 1 - 1 乃至 2 1 - (K + N) 帯域通過フィルタ, 2 2 高域サブバンドパワー算出回路, 2 3 特徴量算出回路, 2 4 係数推定回路, 3 0 符号化装置, 3 1 低域通過フィルタ, 3 2 低域符号化回路, 3 3 サブバンド分割回路, 3 4 特徴量算出回路, 3 5 擬似高域サブバンドパワー算出回路, 3 6 擬似高域サブバンドパワー差分算出回路, 3 7 高域符号化回路, 3 8 多重化回路, 4 0 復号装置, 4 1 非多重化回路, 4 2 低域復号回路, 4 3 サブバンド分割回路, 4 4 特徴量算出回路, 4 5 高域復号回路, 4 6 復号高域サブバンドパワー算出回路, 4 7 復号高域信号生成回路, 4 8 合成回路, 5 0 係数学習装置, 5 1 低域通過フィルタ, 5 2 サブバンド分割回路, 5 3 特徴量算出回路, 5 4 擬似高域サブバンドパワー算出回路, 5 5 擬似高域サブバンドパワー差分算出回路, 5 6 擬似高域サブバンドパワー差分クラスタリング回路, 5 7 係数推定回路, 1 0 1 CPU, 1 0 2 ROM, 1 0 3 RAM, 1 0 4 バス, 1 0 5 入出力インタフェース, 1 0 6 入力部, 1 0 7 出力部, 1 0 8 記憶部, 1 0 9 通信部, 1 1 0 ドライブ, 1 1 1 リムーバブルメディア

10

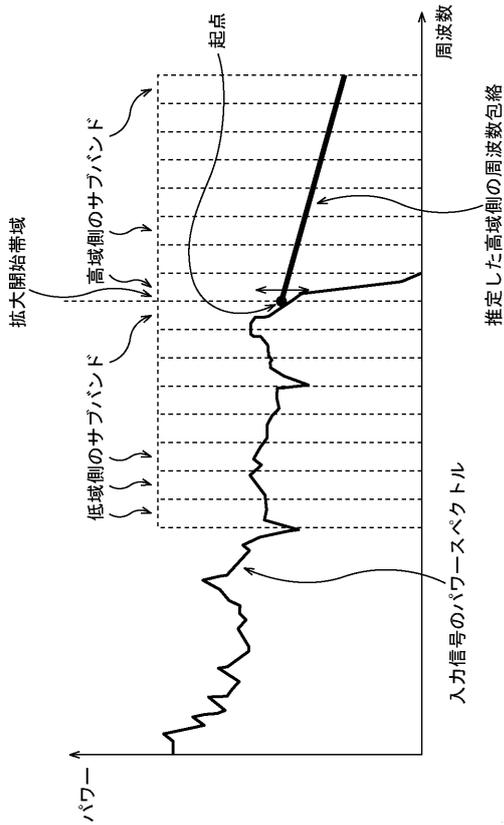
20

30

40

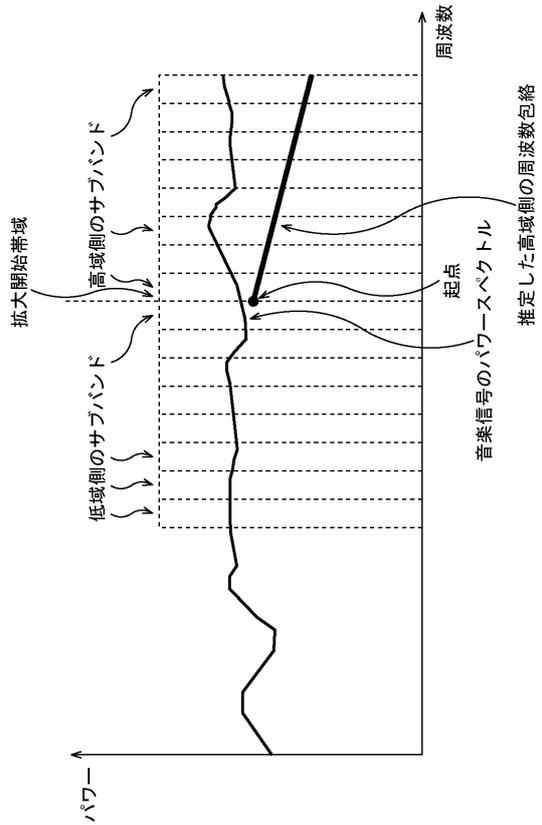
【図1】

図1



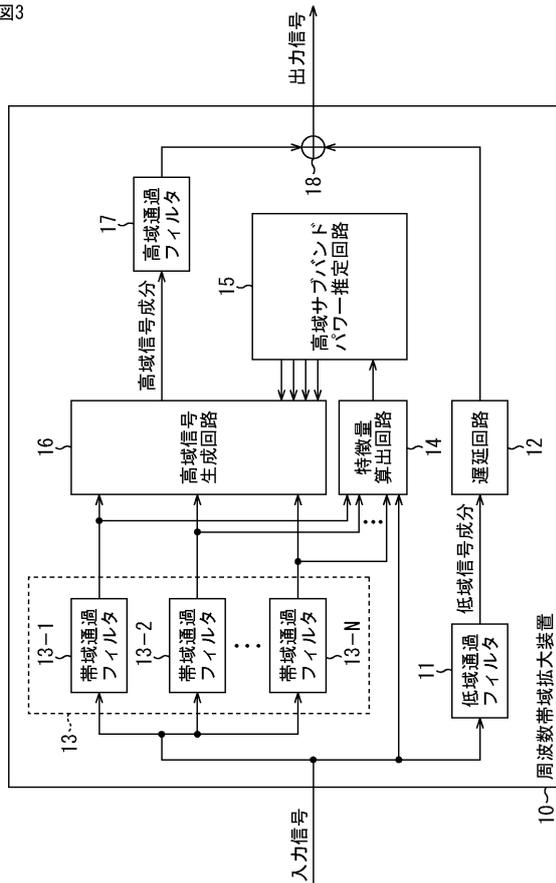
【図2】

図2



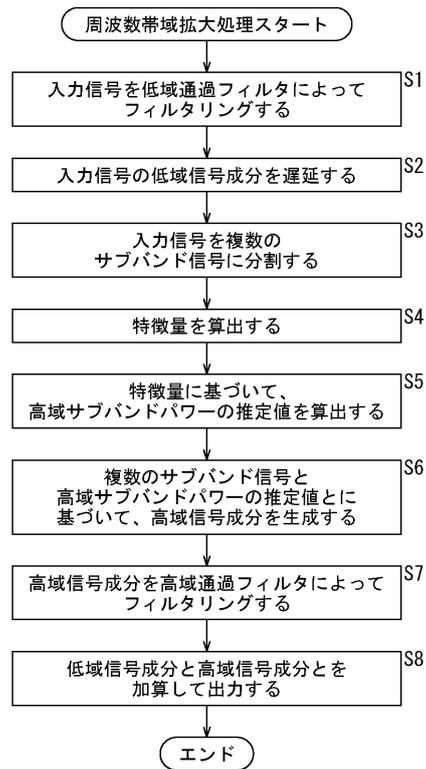
【図3】

図3

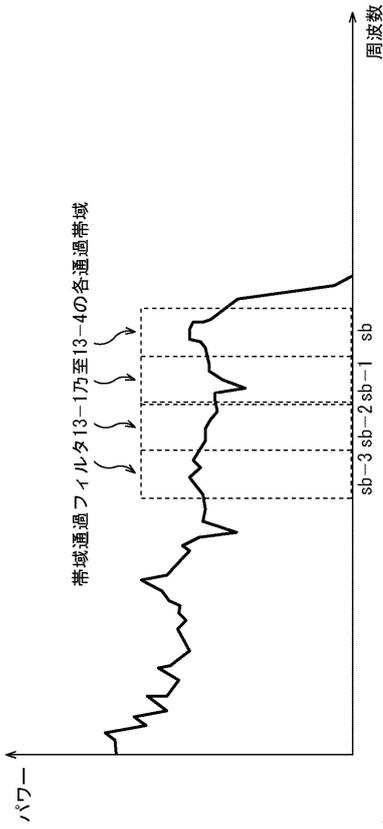


【図4】

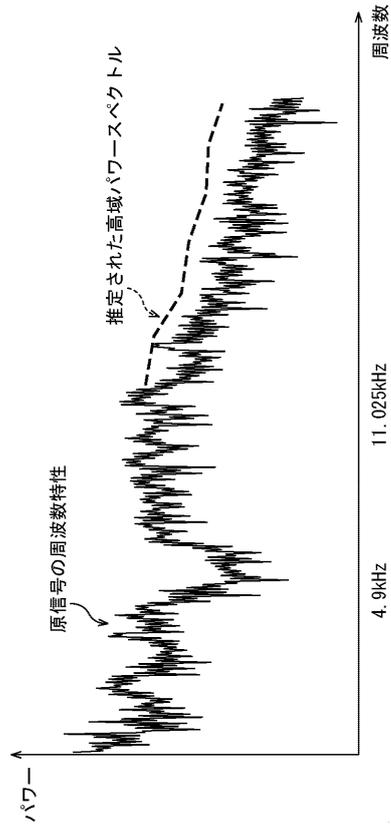
図4



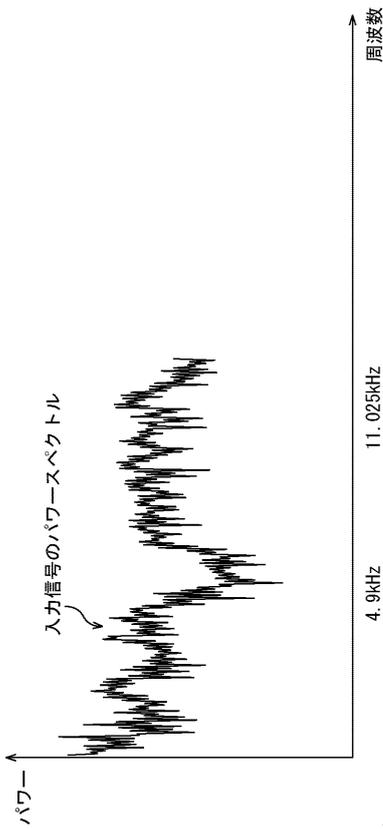
【図5】
図5



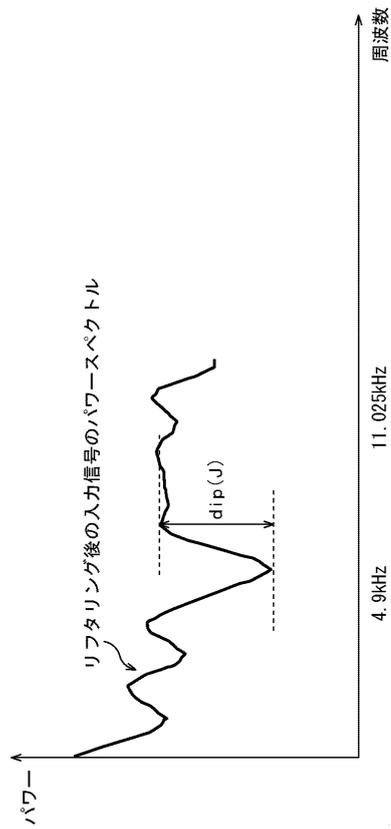
【図6】
図6



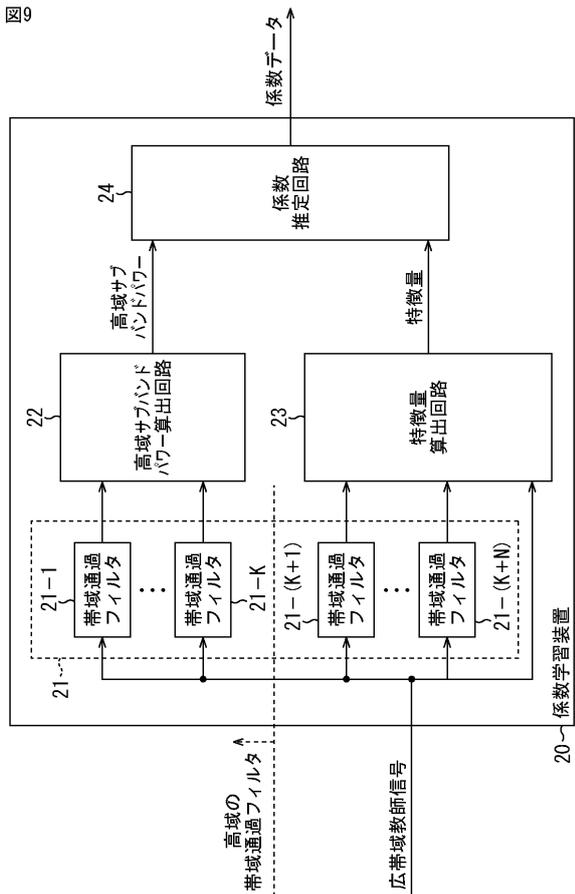
【図7】
図7



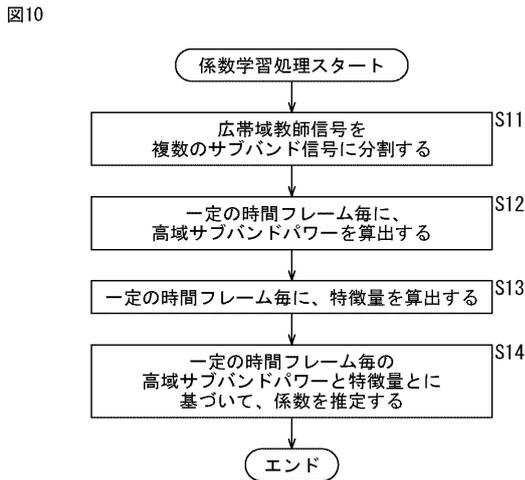
【図8】
図8



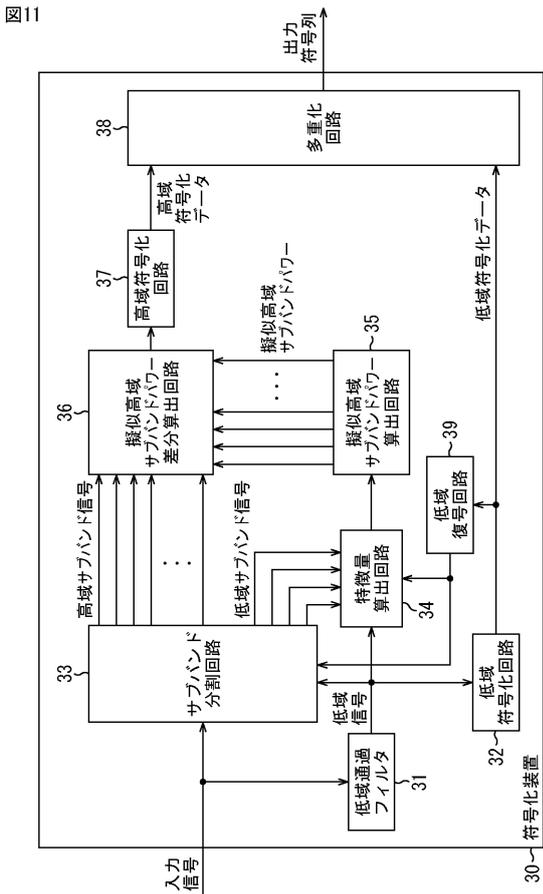
【図9】



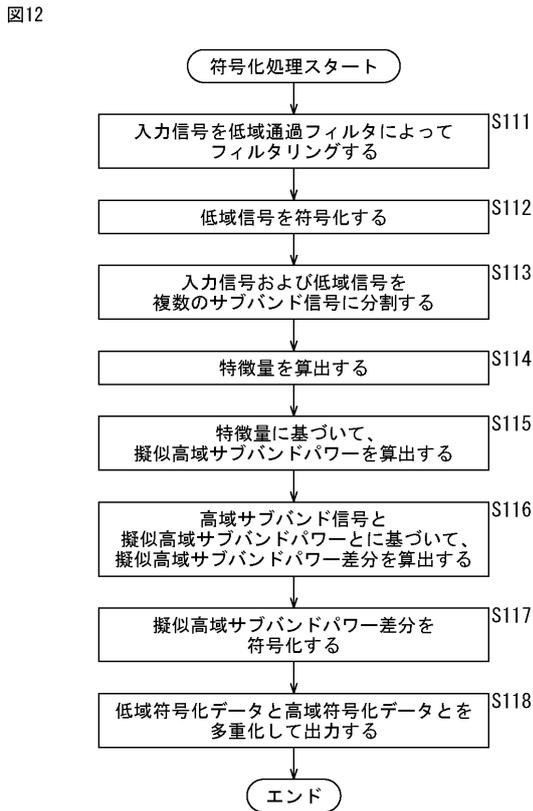
【図10】



【図11】

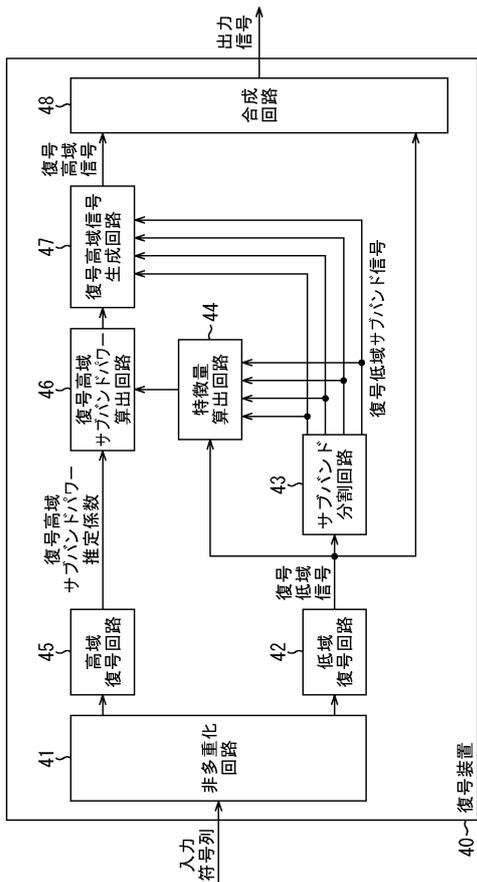


【図12】



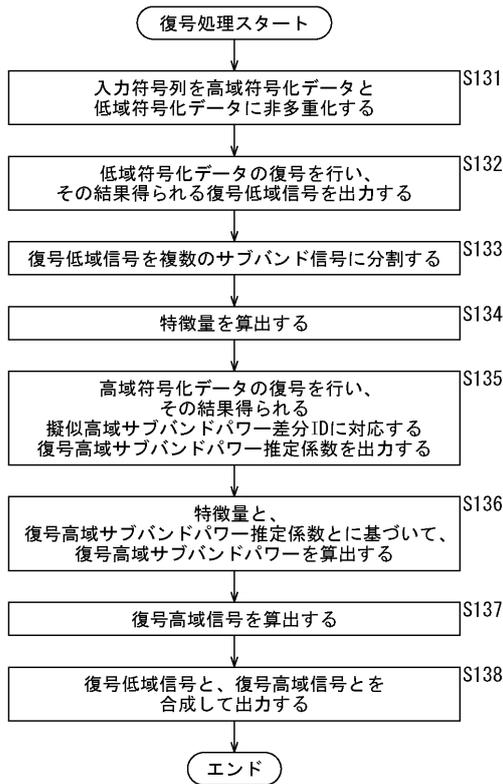
【図13】

図13



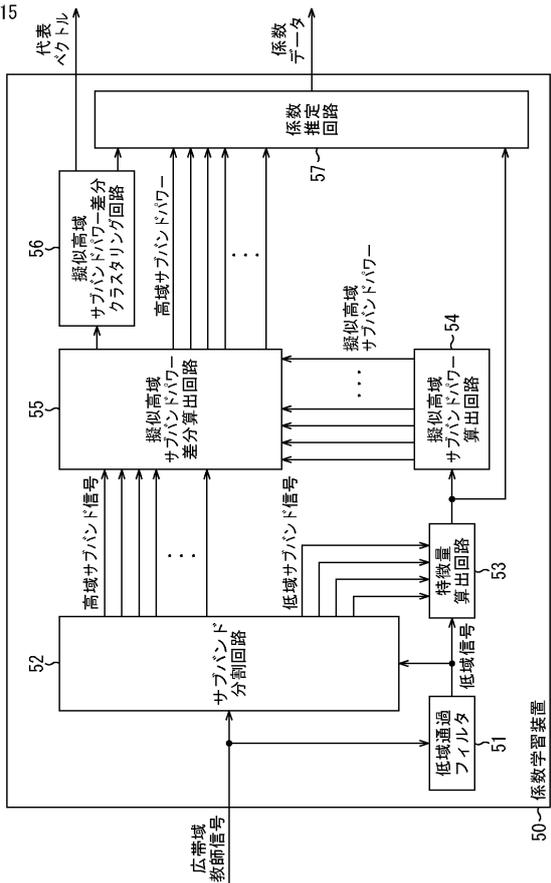
【図14】

図14



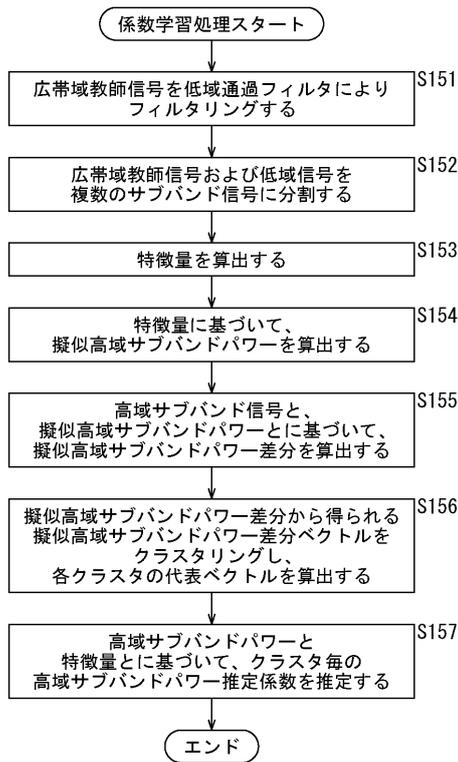
【図15】

図15

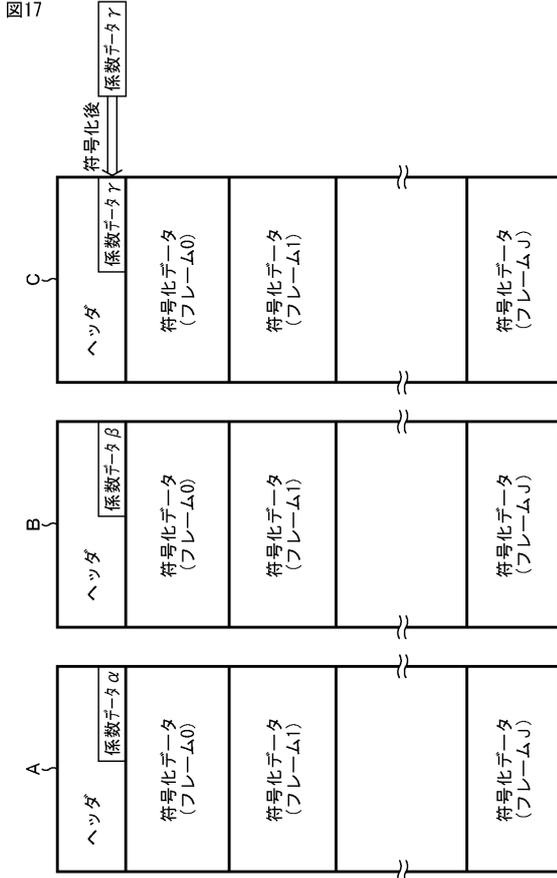


【図16】

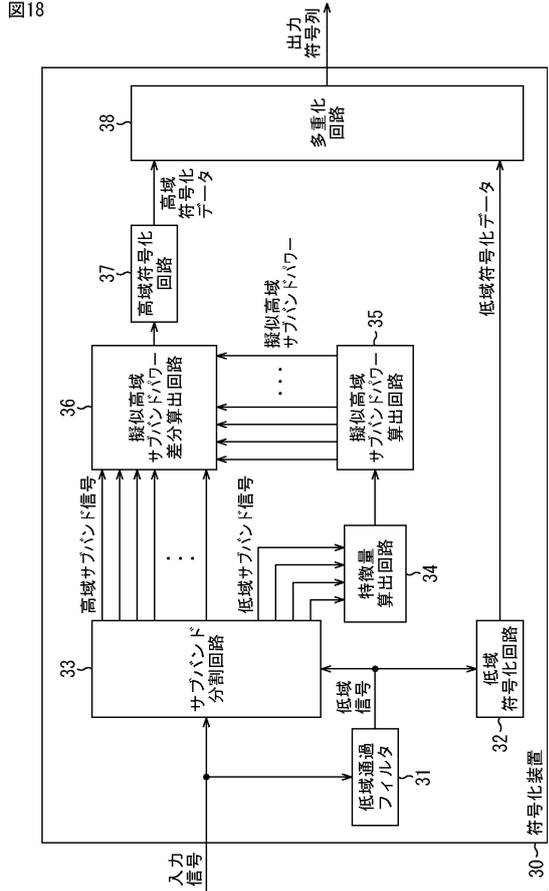
図16



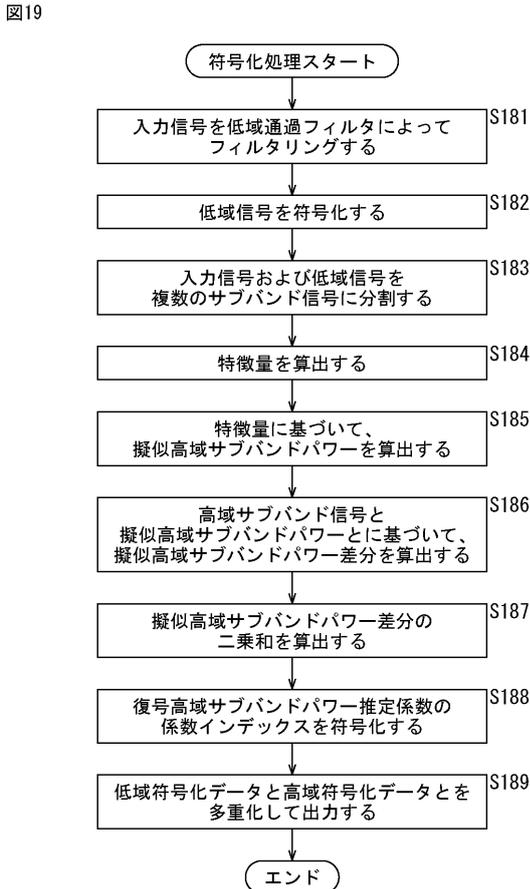
【図 17】



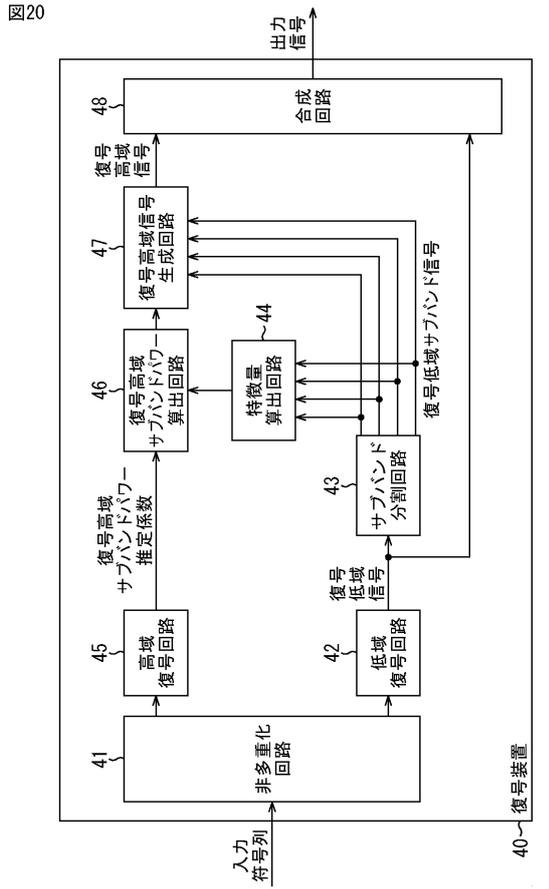
【図 18】



【図 19】

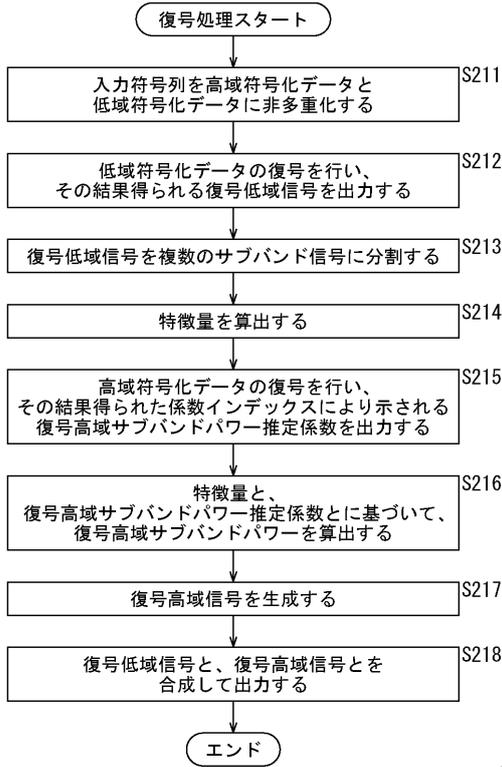


【図 20】



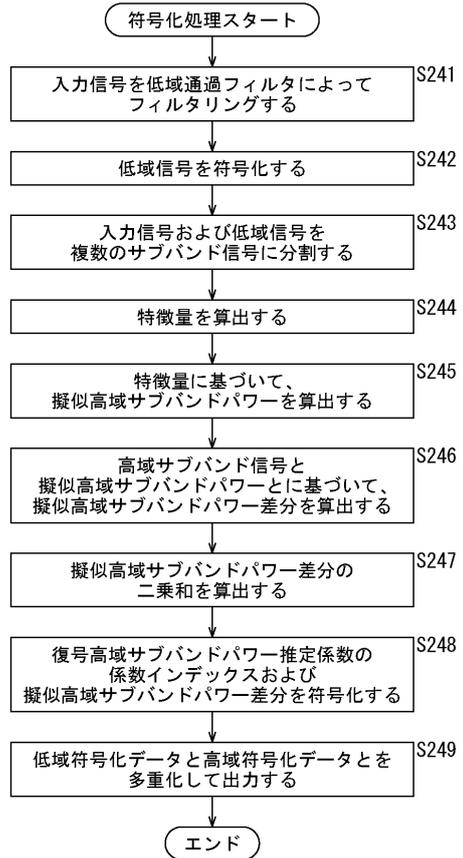
【図 2 1】

図21



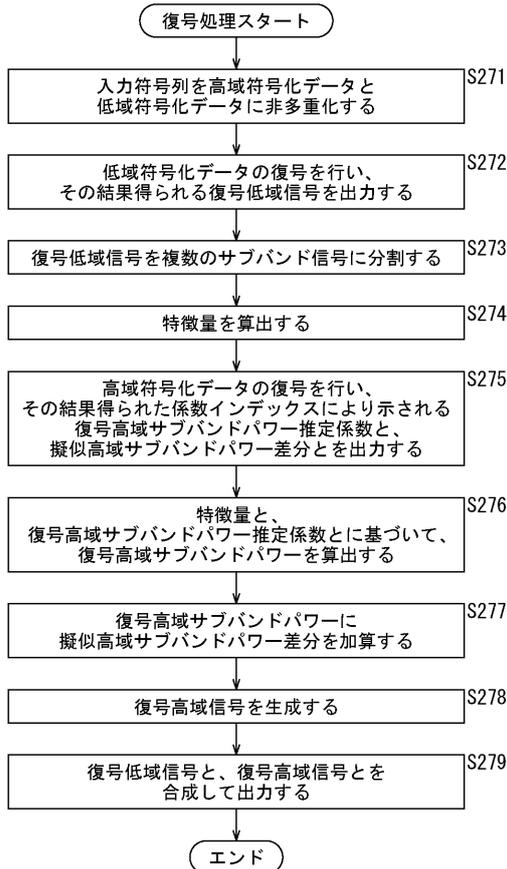
【図 2 2】

図22



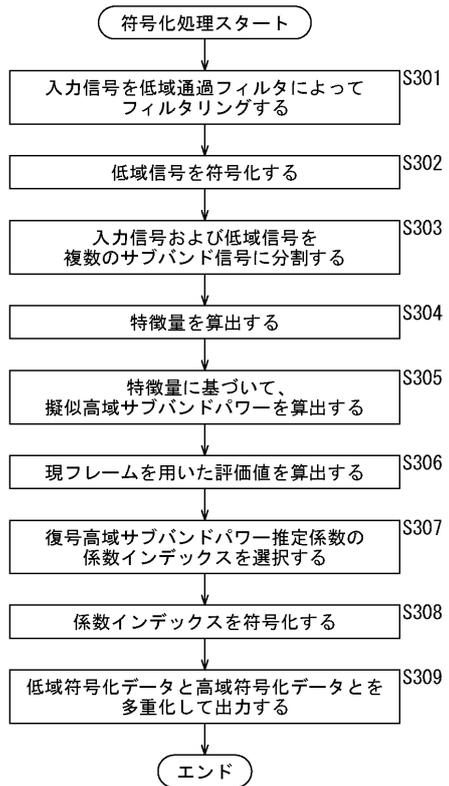
【図 2 3】

図23



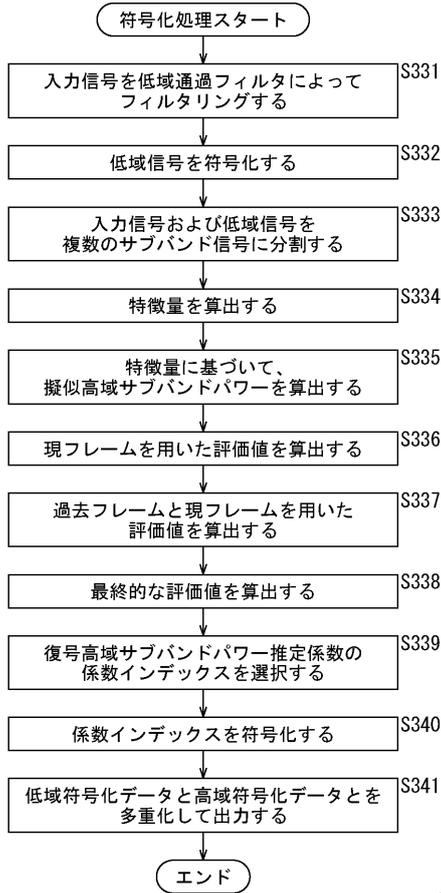
【図 2 4】

図24



【図 25】

図25



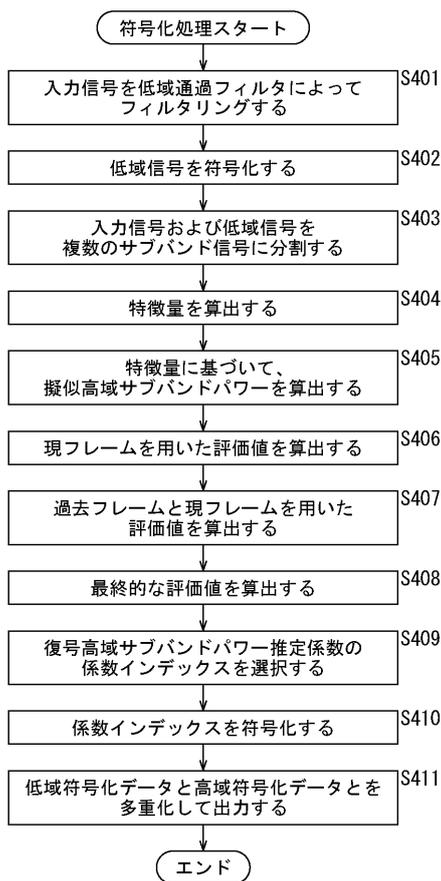
【図 26】

図26



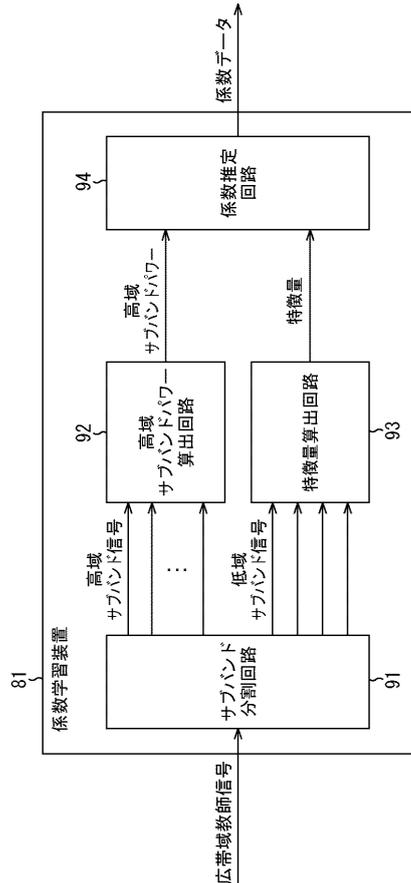
【図 27】

図27



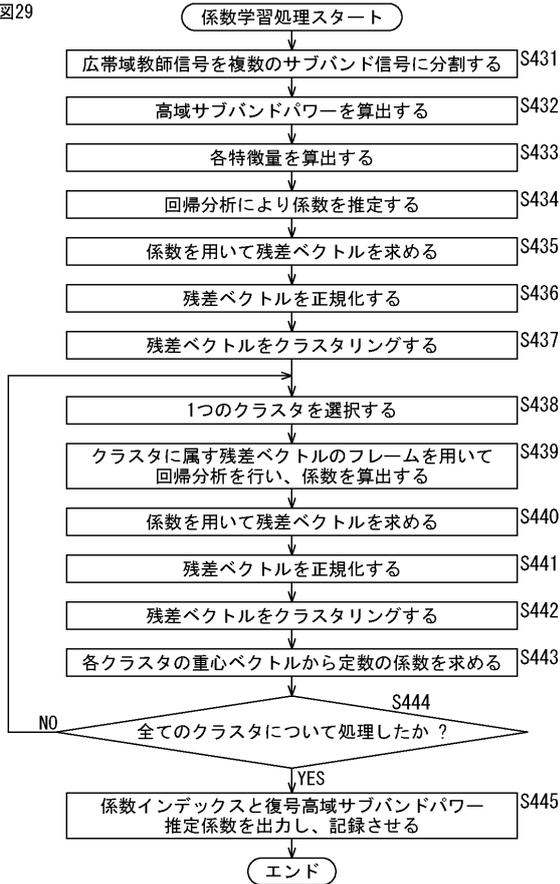
【図 28】

図28



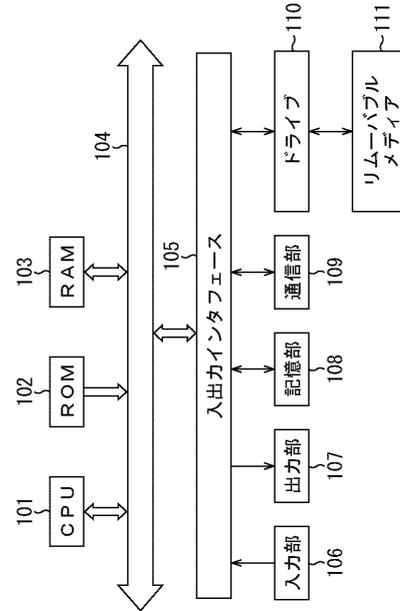
【図29】

図29



【図30】

図30



フロントページの続き

- (72)発明者 本間 弘幸
東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
- (72)発明者 光藤 祐基
東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内

合議体

- 審判長 水野 恵雄
審判官 酒井 朋広
審判官 井上 信一

- (56)参考文献 特開2007-171821(JP,A)
特開2008-139844(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L19/00-19/26
G10L21/00-21/18
H03M7/30-7/50