

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5123303号
(P5123303)

(45) 発行日 平成25年1月23日 (2013. 1. 23)

(24) 登録日 平成24年11月2日 (2012. 11. 2)

(51) Int. Cl.

F I

G 1 0 L 19/20 (2013. 01)

G 1 0 L 19/14 4 0 0 B

G 1 0 L 19/02 (2013. 01)

G 1 0 L 19/02 1 5 0

H 0 3 M 7/30 (2006. 01)

H 0 3 M 7/30 A

請求項の数 10 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2009-521205 (P2009-521205)
 (86) (22) 出願日 平成19年7月12日 (2007. 7. 12)
 (65) 公表番号 特表2009-544993 (P2009-544993A)
 (43) 公表日 平成21年12月17日 (2009. 12. 17)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2007/057210
 (87) 国際公開番号 W02008/012211
 (87) 国際公開日 平成20年1月31日 (2008. 1. 31)
 審査請求日 平成22年7月6日 (2010. 7. 6)
 (31) 優先権主張番号 06117720.0
 (32) 優先日 平成18年7月24日 (2006. 7. 24)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 501263810
 トムソン ライセンシング
 Thomson Licensing
 フランス国, 92130 イッシー レ
 ムーリノー, ル ジャンヌ ダルク,
 1-5
 1-5, rue Jeanne d' A
 rc, 92130 ISSY LES
 MOULINEAUX, France
 (74) 代理人 100070150
 弁理士 伊東 忠彦
 (74) 代理人 100091214
 弁理士 大貫 進介
 (74) 代理人 100107766
 弁理士 伊東 忠重

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 不可逆的符号化データ・ストリームと可逆的伸張データ・ストリームを用いて原信号を可逆的に符号化する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

原信号を可逆的に符号化する方法であって、前記方法は不可逆的に符号化されたデータ・ストリーム及び可逆的に伸張されたデータ・ストリームを用い、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリーム及び前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームは共に前記原信号の可逆的に符号化されたデータ・ストリームを形成し、

前記方法は、

- サブバンド・フィルター・バンクをデシメーション、第1の量子化器、整数変換器、及び第2の量子化器と共に用い、前記原信号を不可逆的に符号化する段階、を有し、

前記不可逆的に符号化する段階は、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームを
提供し、

前記方法は、

- 補間及び逆サブバンド・フィルター・バンクで、前記第1の量子化器の出力信号を処理する段階、

- 前記原信号の対応する遅延されたものと、前記逆サブバンド・フィルター・バンクの処理の出力信号との間の差分信号を形成する段階、

- 前記差分信号を時間領域で可逆的に符号化し、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの時間領域の残余信号部を提供し、前記第2の量子化器の入力信号と前記第2の量子化器の量子化された出力信号との間の更なる差分信号を周波数領域で可逆的に符号化し、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの周波数領域の残余信号部を提供する段階

10

20

、
- 前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームと、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの前記時間領域の残余信号部及び前記周波数領域の残余信号部を結合し、前記可逆的に符号化されたデータ・ストリームを形成する段階、を更に有する方法。

【請求項 2】

- 前記第 1 の量子化器は丸め込み器であり、
- 前記第 2 の量子化器はビット割り当て器を有し、心理音響分析により制御され、
- 前記第 2 の量子化器の前記出力信号は、前記更なる差分信号が形成される前に逆量子化丸め込み器を通過する、
請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 3】

- 前記第 1 の量子化器は丸め込み器であり、
前記整数変換器はセグメンテーション及び M D C T 器であり、前記丸め込み器の出力は前記セグメンテーション及び M D C T 器に供給されず、セグメンテーション及び整数 M D C T 器に供給され、前記セグメンテーション及び整数 M D C T 器の出力信号は、前記更なる差分信号の入力の 1 つを形成し、
- 前記第 2 の量子化器はビット割り当て器を有し、
- 前記第 2 の量子化器の前記出力信号は、前記更なる差分信号が形成される前に逆量子化丸め込み器を通過する、
請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 4】

可逆的に符号化された原信号のデータ・ストリームを復号化する方法であって、前記データ・ストリームは請求項 1 に記載の方法により符号化され、
前記復号化する方法は、
- 前記可逆的に符号化された原信号のデータ・ストリームを逆多重化し、不可逆的に符号化されたデータ・ストリームと、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの時間領域の残余信号部及び周波数領域の残余信号部とを提供する段階、
- 量子化復号器、逆整数変換器、及び補間及びサブバンド・フィルター・バンクを用い、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームを不可逆的に復号化する段階、
- 前記周波数領域の残余信号部を周波数領域で可逆的に復号化し、出力信号を前記量子化復号器の対応する出力信号と結合し、前記時間領域の残余信号部を時間領域で可逆的に復号化し、遅延された前記対応する出力信号を前記補間及びサブバンド・フィルター・バンクの出力信号と結合し、前記原信号を再構成する段階、
を有する方法。

30

【請求項 5】

- 前記量子化復号器は、対応する丸め込み器を有する、
請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

原信号を可逆的に符号化する装置であって、前記装置は不可逆的に符号化されたデータ・ストリーム及び可逆的に伸張されたデータ・ストリームを用い、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリーム及び前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームは共に前記原信号の可逆的に符号化されたデータ・ストリームを形成し、
前記装置は、
- サブバンド・フィルター・バンクをデシメーション、第 1 の量子化器、整数変換器、及び第 2 の量子化器と共に用い、前記原信号を不可逆的に符号化する手段、を有し、
前記不可逆的に符号化する手段は、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームを提供し、
前記装置は、
- 前記第 1 の量子化器の出力信号を処理する補間及び逆サブバンド・フィルター・バンク手段、

40

50

- 前記原信号の対応する遅延されたものと、前記逆サブバンド・フィルタ・バンクの手段の出力信号との間の差分信号を形成する手段、

- 前記差分信号を時間領域で可逆的に符号化し、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの時間領域の残余信号部を提供し、前記第2の量子化器の入力信号と前記第2の量子化器の量子化された出力信号との間の更なる差分信号を周波数領域で可逆的に符号化し、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの周波数領域の残余信号部を提供する手段、

- 前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームと、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの前記時間領域の残余信号部及び前記周波数領域の残余信号部を結合し、前記可逆的に符号化されたデータ・ストリームを形成する手段、

を更に有する装置。

【請求項7】

- 前記第1の量子化器は丸め込み器であり、

- 前記第2の量子化器はビット割り当て器を有し、心理音響分析により制御され、

- 前記第2の量子化器の前記出力信号は、前記更なる差分信号が形成される前に逆量子化丸め込み器を通過する、

請求項6に記載の装置。

【請求項8】

- 前記第1の量子化器は丸め込み器であり、

前記整数変換器はセグメンテーション及びMDCT器であり、前記丸め込み器の出力は前記セグメンテーション及びMDCT器に供給されず、セグメンテーション及び整数MDCT器に供給され、前記セグメンテーション及び整数MDCT器の出力信号は、前記更なる差分信号の入力の1つを形成し、

- 前記第2の量子化器はビット割り当て器を有し、

- 前記第2の量子化器の前記出力信号は、前記更なる差分信号が形成される前に逆量子化丸め込み器を通過する、

請求項6に記載の装置。

【請求項9】

可逆的に符号化された原信号のデータ・ストリームを復号化する装置であって、前記データ・ストリームは請求項1に記載の方法により符号化され、

前記装置は、

- 前記可逆的に符号化された原信号のデータ・ストリームを逆多重化し、不可逆的に符号化されたデータ・ストリームと、前記可逆的に伸張されたデータ・ストリームの時間領域の残余信号部及び周波数領域の残余信号部とを提供する手段、

- 量子化復号器、逆整数変換器、及び補間及びサブバンド・フィルタ・バンクを用い、前記不可逆的に符号化されたデータ・ストリームを不可逆的に復号化する手段、

- 前記周波数領域の残余信号部を周波数領域で可逆的に復号化し、出力信号を前記量子化復号器の対応する出力信号と結合し、前記時間領域の残余信号部を時間領域で可逆的に復号化し、遅延された前記対応する出力信号を前記補間及びサブバンド・フィルタ・バンクの出力信号と結合し、前記原信号を再構成する手段、

を有する装置。

【請求項10】

- 前記量子化復号器は、対応する丸め込み器を有する、

請求項9に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、共に原信号の可逆的符号化データ・ストリームを形成する不可逆的符号化データ・ストリームと可逆的伸張データ・ストリームを用いて、当該原信号を可逆的に符号化する方法及び装置に関する。

10

20

30

40

50

【背景技術】

【0002】

不可逆の音声符号化技術（例えば、mp3、AAC等）と対照的に、可逆的圧縮アルゴリズムは、元の音声信号の冗長性を利用して、データ・レートを低下させる。最新の不可逆の音声コーデックで精神音響学から分かるように、関連性の欠如に依存することはできない。従って、全ての可逆的音声符号化方法に共通の技術原理は、無相関化のためにフィルタが変換（例えば、予測フィルタ又は周波数変換）を用い、変換された信号を可逆的方法で符号化することである。符号化されたビット・ストリームは、変換又はフィルタのパラメータ、及び変換された信号の可逆的表現を有する。このような技術は、非特許文献1、非特許文献2、非特許文献3に記載されている。

10

【0003】

不可逆的符号化の基本原理解は、図12及び図13に示される。図12の左側の符号化部では、PCM音声入力信号 S_{PCM} は、不可逆的符号器121を通じ不可逆的復号器122へ、また、不可逆的ビット・ストリームとして復号部（右側）の不可逆的復号器125へ渡される。不可逆的符号化及び復号化は、信号を無相関化するために用いられる。復号器122の出力信号は、減算器123で入力信号 S_{PCM} から除去される。結果として生じた差分信号は、可逆的符号器124を通じ、伸張ビット・ストリームとして可逆的復号器127へ渡される。復号器125及び127の出力信号は結合され（126）、元の信号 S_{PCM} を回復させる。この基本原理解は、特許文献1及び特許文献2の音声符号化に、及び非特許文献3、非特許文献4、及び非特許文献5に開示されている。

20

【0004】

図13の不可逆的符号器では、PCM音声入力信号 S_{PCM} は、分析フィルタ・バンク131及びサブバンド・サンプルの量子化部132を通じ、符号化及びビット・ストリーム・パック部133へ渡される。量子化は、知覚モデル計算部134により制御される。知覚モデル計算部134は、信号 S_{PCM} 及び対応する情報を分析フィルタ・バンク131から受信する。復号器側では、符号化された不可逆的ビット・ストリームは、ビット・ストリームのパックを解除する手段135に入り、次にサブバンド・サンプルを復号化する手段136に入り、そして合成フィルタ・バンク137に入り、復号化された不可逆的PCM信号 S_{DEC} が出力される。不可逆的符号化及び復号化の例は、ISO/IEC11172-3(MPEG-1 Audio)に記載されている。

30

【0005】

一般に、可逆的音声符号化は、次の3つの基本信号処理の概念の1つに基づき達成される。(a)線形予測技術を用いた時間領域の無相関化。(b)可逆的整数分析・合成フィルタ・バンクを用いた周波数領域の可逆的符号化。(c)可逆的基本層コーデックの残余（誤差信号）の可逆的符号化。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】欧州特許第B0756386号明細書

【特許文献2】米国特許第B6498811号明細書

40

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】J.Makhoul, "Linear prediction: A tutorial review", Proceedings of the IEEE, Vol. 63, pp. 561-580, 1975年

【非特許文献2】T.Painter, A.Spanias, "Perceptual coding of digital audio", Proceedings of the IEEE, Vol. 88, No. 4, pp. 451-513, 2000年

【非特許文献3】M.Hans, R.W.Schafer, "Lossless compression of digital audio", IEEE Signal Processing Magazine, 2001年7月, pp. 21-32

【非特許文献4】P.Craven, M.Gerzon, "Lossless Coding for Audio Discs", J.Audio Eng. Soc, Vol. 44, No. 9, 1996年9月

50

【非特許文献5】J.Roller、Th.Sporer、K.H.Brandenburg、"Robust Coding of High Quality Audio Signals"、AES 103rd Convention、Preprint 4621、1997年8月

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

本発明の課題は、階層構造の可逆的音声符号化及び復号化を提供することである。本発明は、組み込み型の可逆的音声コーデックの上に構築され、従来の不可逆的音声符号化方法と比べて同一の又は高い効率（つまり、圧縮率）を提供し、計算が複雑な割にはより効率の良い方法で実現されうる。上述の課題は、請求項1及び3に開示された方法により解決される。これらの方法を用いる装置は、それぞれ請求項2及び4に開示される。

10

【0009】

本発明の有利な更なる実施例は、それぞれ従属請求項に示される。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明は、可逆的符号化より上の層で数学的に可逆的符号化及び復号化を用いる。数学的不可逆的音声圧縮とは、復号器の出力で、元のPCMサンプルをビットまで正確に再現する音声符号化を意味する。幾つかの実施例では、不可逆的符号化は、例えばMDCT又は同様のフィルター・バンクのような周波数変換を用い、変換領域で動作する。例として、本願明細書を通じて、mp3規格（ISO/IEC11172-3レイヤー3）が可逆的基本層のために用いられる。

20

【0011】

送信された又は記録された符号化ビット・ストリームは、2つの部分を有する。つまり、可逆的音声コーデックの埋め込まれたビット・ストリーム、1又は複数の追加層の伸張データである。これらにより、可逆的な（つまり、ビットまで正確な）元のPCMサンプル又は中間量の何れかを得る。

【0012】

本発明は、(a)、(b)、(c)の概念の特徴を用いる。つまり、最新の可逆的音声符号化方法のうちの幾つかの技術の組み合わせを用いる。

【0013】

本発明は、周波数領域の無相関化、時間領域の無相関化、又はそれらの組み合わせを組み合わせ用い、効率的な可逆的符号化のために基本層の不可逆的音声コーデックの残留信号（誤差信号）を作成する。

30

【0014】

幾つかの実施例は、更に、不可逆的基本層コーデックの符号器からの情報を用いる。不可逆的基本層コーデックからの補助情報を利用することにより、ビット・ストリーム全体の冗長性が低減される。従って、不可逆的可逆的コーデックの符号化効率が改善される。

【0015】

全ての実施例に共通していることは、異なる量子レベルを有する音声信号の少なくとも2つの異なる変形が、ビット・ストリームから抽出されうることである。これらの変形は、埋め込まれた不可逆的符号化方式及び元のPCMサンプルの不可逆的復号化により表現された信号を含む。幾つかの実施例では（以下の任意的な拡張3及び4を参照のこと）、1又は複数の、中間量（不可逆的コーデック及び数学的な可逆的量により制限される範囲）を有する音声信号の更なる変形を復号化することが可能である。

40

【0016】

記載される実施例では、ハイブリッド・フィルター・バンクのMDCT部分は、並列データ経路で、整数MDCTにより置き換えられるか、又は冗長化される。これは、完全な不可逆的復号化を可逆的符号器ブロック内で冗長化し、それにより計算の複雑性を低減することを達成する。

【0017】

50

更に、本発明は、サンプル・ビットを落とす技術を用い、組み込まれた不可逆的ビット・ストリームのストリッピングを可能にする。

【 0 0 1 8 】

幾つかの実施例は、組み込まれた不可逆的ビット・ストリームを効率的に復号することを可能にし、組み込まれた「不可逆的」ビット・ストリームの元のデータ・レートと異なる（より低い又はより高い）データ・レートを有する新たな「不可逆的」ビット・ストリームを得る。

【 0 0 1 9 】

本発明は、例えば（多相フィルター・バンクのような）サブバンド・フィルター・バンク及び追加のMDC T / D C Tを利用しスペクトル分解能を向上するハイブリッド（分析）フィルター・バンクを用いる不可逆的コア・コーデックに限定される。本発明は、サブバンド・フィルター・バンクが、如何なる特別な可逆性の整数の具現化も「ギブズ回転」及び「リフティング段階」への分解のような技術により可能でない種類である場合に、つまり、分析及び合成サブバンド・フィルター・バンクを適用することにより整数入力信号を完全に数学的に再構成することが不可能な場合に、特に有用である。

【 0 0 2 0 】

本発明の例である実施例は、添付の図面を参照して説明される。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 1 】

【図 1】不可逆的可逆的符号器の一般的なブロック図である。

【図 2】不可逆的可逆的復号器の一般的なブロック図である。

【図 3】m p 3 符号器のブロック図である。

【図 4】m p 3 コア・コーデックに適用される第 1 の実施例の符号器のブロック図である。

。

【図 5】第 1 及び第 2 の実施例の復号器のブロック図である。

【図 6】第 2 の実施例のブロック図である。

【図 7】追加の丸め込み利得係数処理を有する第 1 の実施例の符号器のブロック図である。

。

【図 8】追加の丸め込み利得係数処理を有する第 1 の実施例の符号器のブロック図である。

。

【図 9】埋め込まれたm p 3 ビット・ストリームのための復号器のブロック図である。

【図 1 0】埋め込まれたm p 3 ビット・ストリームと周波数領域の残余のための復号器のブロック図である。

【図 1 1】任意的な符号器（右）と復号器（左）の時間無相関化ブロック又は段階である。

。

【図 1 2】知られている不可逆的符号器及び復号器の基本的なブロック図である。

【図 1 3】知られている不可逆的可逆的符号器及び復号器の基本的なブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 2 】

図 1 の不可逆的可逆的符号器では、P C M 音声入力信号 S_{PCM} は、サブバンド・フィルター・バンク及びデシメーター・ブロック又は段階 1 1、第 1 の量子化器 1 2、整数変換 1 3、及び第 2 の量子化器 1 4 を通過し、マルチプレクサ 1 0 に渡される。量子化器 1 4 の第 1 の出力は、量子化器の入力信号の量子化値を表すインデックス値を供給する。つまり、量子化器 1 4 は信号を符号化する。量子化器 1 4 の第 2 の出力信号は入力信号を量子化した値であり、第 1 の減算器 1 5 1 で、整数変換ブロック又は段階 1 3 の出力信号から減算される（従って周波数領域の誤差を表す）。第 1 の減算器 1 5 1 の出力信号は、可逆的符号化 F D（周波数領域）ブロック又は段階 1 6 を通過し、マルチプレクサ 1 0 へ渡される。第 1 の量子化器 1 2 の出力信号は、補間及び逆サブバンド・フィルター・バンク・ブロック又は段階 1 8 を通過し、第 2 の減算器 1 5 2 で、遅延された（遅延器 1 7）対応する入力信号 S_{PCM} から減算される。第 2 の減算器の出力信号は、可逆的符号化 T D

(時間領域)ブロック又は段階19を通過し、マルチプレクサ10へ渡される。マルチプレクサ10は、対応する多重化され符号化されたビット・ストリーム S_{DEC} を出力する。ブロック/段階11、12、13、及び14は、共に不可逆的符号器を形成する。

【0023】

不可逆的符号器内の分析サブバンド・フィルター・バンク11の後段の変換は、丸め込み/量子化段階12及び整数変換器13により置き換えられてよい。選択的に、原信号の変換及び丸め込み/量子化段階の後に、並列データ経路として整数変換器があってもよい。この選択肢の詳細は、以下に説明される。整数変換器は、従来の(浮動小数点)MDCT変換を近似する。整数変換器は、入力で整数値を受信し、出力で整数値を生成する。変換処理を一連の可逆性「リフティング段階」に分解することにより、完全な整数MDCT近似が数学的に可逆的な方法で逆転できる。MPEG SLS (scalable to lossless) 規格の可逆的音声符号化方式では、このような整数MDCT変換器は、元の時間領域のPCMサンプルに適用されている。しかしながら、本発明では、整数変換器は、混合フィルター・バンク、つまりmp3のような音声符号化規格で用いられるような混合フィルター・バンクのサブバンド領域で適用される。

10

【0024】

サブバンド信号の可逆的伝送は、周波数領域の無相関化のように解釈されてよい。残余スペクトルは、量子化されたスペクトル係数を原信号のスペクトル係数から減算することにより形成される。残余スペクトルは、可逆的に符号化される(可逆的符号化FD16)。これは、任意的にスケラブルな方法で行われ、中間音声品質を提供する(欧州特許出願公開第06113596号明細書及び欧州特許出願公開第06113576号明細書、及び以下の任意的な拡張4を参照)。

20

【0025】

整数変換器13の前段の丸め込み/量子化段階12により、及びサブバンド・フィルター・バンク11の不完全な復元特性の可能性により、時間領域の残余は、逆サブバンド・フィルター・バンク18の出力信号を元のPCM入力データを遅延した信号から減算することにより計算される。この時間領域の残余(時間残余)は、可逆的符号化TDブロック19で符号化される。ここで、線形予測フィルタリングによる任意的な時間領域の無相関化は、欧州特許第06113596に記載されるように適用されてよい(以下の任意的な拡張5を参照)。

30

【0026】

不可逆的に符号化されたビット・ストリーム及び符号化された(整数)スペクトル及び時間残余は、多重化され、単一のビット・ストリームを形成するか、又は2つのストリーム(不可逆的に符号化されたストリームと、残余を伝達する可逆的に伸張されたもの)を形成するか、又は3つのストリーム、つまり不可逆的に符号化されたストリーム、符号化されたスペクトル残余ストリーム、及び符号化された時間残余ストリームを形成する。

【0027】

図2の復号器の側では、符号化されたビット・ストリーム S_{DEC} は、デマルチプレクサ20に入る。デマルチプレクサ20は、不可逆的に符号化されたビット・ストリーム、可逆的に符号化されたFDビット・ストリーム、及び可逆的に符号化されたTDビット・ストリームを出力する。不可逆的に符号化されたビット・ストリームは、復号化ブロック又は段階24(量子化された値を表すインデックス値、つまり量子化器14の第2の出力信号から量子化された値を復元する)、第1の加算器25、逆整数変換ブロック又は段階23、及び補間及び逆サブバンド・フィルター・バンク・ブロック又は段階21を通過し、第2の加算器28の第1の入力に渡される。可逆的に符号化されたFDビット・ストリームは、可逆的復号化FDブロック又は段階26を通過し、第1の加算器の第2の入力へ渡される。可逆的に符号化されたTDビット・ストリームは、可逆的復号化TDブロック又は段階29、対応する遅延器27を通過し、第2の加算器の第2の入力へ渡される。第2の加算器は、復号化された不可逆的PCM信号 S_{PCM} を出力する。

40

【0028】

50

この可逆的復号器では、完全に不可逆的な、スペクトル及び時間残余データは、パックを解除され復号化される。スペクトル残余は、周波数領域で復号化された不可逆的データに加算される。また、逆整数変換器 2 3 が適用される。留意すべき点は、逆整数変換器からの結果は、可逆的整数変換及びスペクトル残余符号化方式の完全な整数復元特性により、符号器で計算されたような、正確に量子化されたサブバンド信号であることである。これらのデータ（つまり、混合フィルター・バンク 1 1 の第 1 の部分の量子化されたサブバンド信号）が復元された後に、逆サブバンド・フィルター・バンク 2 1 は、時間信号を再現する。復号化され遅延された時間残余は、当該時間信号に加算され、PCM 信号 S_{PCM} を再構築する。PCM 信号 S_{PCM} は、元の符号化された PCM サンプル S_{PCM} と数学的に同一である。

10

【 0 0 2 9 】

中間品質の少なくとも 2 つの段階は、特定の用途で再現されてよい。全ての且つ完全な再構成は両方の残余を用いる。1 段階低い知覚的に可逆的な品質は、スペクトル残余を適用するだけで、時間残余を無視して生成されうる。不可逆的な品質は、不可逆的に符号化されたストリームだけを復号化することにより、従来の規格に準拠した不可逆的復号器を用いて生成されてよい。更なる中間品質レベルは、スペクトル残余データの一部を適用するだけで生成されてよい。

【 0 0 3 0 】

以下の図では、等しい参照符号は、それぞれ等しい機能又はブロック又は信号を意味する。

20

【 0 0 3 1 】

[第 1 の実施例]

好適な実施例は、良く知られた mp3 規格を、組み込まれた不可逆的コア・コーデックとして用いる。図 3 は、不可逆的コア・コーデックの符号化部を示す。元の入力信号 S_{PCM} は、多相フィルター・バンク及びデシメーター 5 0 3、セグメンテーション及び MDCT 5 0 4、及びビット割り当て及び量子化器 5 0 5 を通過し、マルチプレクサ 5 0 7 に渡される。入力信号 S_{PCM} はまた、FFT 段又は段階 5 0 1 を通過し、心理音響分析器 5 0 2 へ渡される。心理音響分析器 5 0 2 は、段階 / 段 5 0 4 のセグメンテーション（又はウインドウ化）及び量子化 5 0 5 を制御する。ビット割り当て及び量子化器 5 0 5 は、補助情報 5 1 5 を提供する。補助情報 5 1 5 は、補助情報符号化器 5 0 6 を通過し、マルチプレクサ 5 0 7 へ渡される。マルチプレクサ 5 0 7 は信号 5 1 7 を出力する。mp3 規格は、MDCT 変換係数の不均一な（つまり非整数の）量子化を用いる。

30

【 0 0 3 2 】

図 4 の第 1 の実施例に係る符号器は、図 3 の mp3 規格の符号器を有する。しかしながら、組み込み型 mp3 符号器は、次のように変更される。多相フィルター・バンク及びデシメーター 5 0 3 からのサブバンド信号 5 1 2 は、量子化される（丸め込みを実行される）。また、個々のサブバンド信号のブロック又は段階 5 0 4 での元の MDCT 変換は、整数 MDCT (Int-MDCT) 変換 5 0 4 により置き換えられている。整数 MDCT は、元の非整数 MDCT 変換の数値特性を近似し、図 4 の符号器により生成された埋め込まれた mp3 ビット・ストリームが、品質低下を伴わずに基準に準拠した如何なる mp3 復号器によっても復号できることを保証する。

40

【 0 0 3 3 】

変更された mp3 符号器に加え、本発明の符号器の信号処理は、周波数領域及び時間領域の 2 つの誤差信号のための可逆的符号化方式を有する。周波数領域では、量子化された変換係数（mp3 ビット・ストリーム 5 1 4 から得られる）は、逆量子化丸め込みブロック又は段階 5 2 1 で丸め込まれ、整数値を得る。当該整数値は、第 1 の減算器 5 2 2 で、元の整数 MDCT 変換係数 5 1 3 から減算される。結果として生じる整数誤差値は、可逆的符号化 FD（周波数領域）ブロック又は段階 5 2 3 で可逆的に符号化され、（MUX 5 0 7 により）ビット・ストリームに多重化される。時間領域では、量子化された（丸め込まれた）サブバンド信号が、補間及びサブバンド・フィルター・バンク・ブロック 5 2 5

50

に供給される。結果として生じる時間領域信号は、減算器 5 2 6 で、対応する（遅延器 5 2 4 により）遅延された元の P C M サンプル S_{PCM} から減算される。結果として生じる時間領域誤差信号は、任意的に時間領域で無相関化され（時間領域無相関器 5 2 7、以下を参照）、（可逆的符号化 T D ブロック又は段階 5 2 8 により）可逆的に符号化され、（M U X 5 0 7 により）ビット・ストリームに多重化される。マルチプレクサ 5 0 7 は、対応する符号化されたビット・ストリーム 5 1 7 を出力する。サブバンド・フィルタ・バンク 5 2 5 は、プラットフォームに依存しない方法で実施される。

【 0 0 3 4 】

基本的に、第 1 の実施例である図 5 の可逆的復号器では、全ての段階は、符号器のブロック図と逆である。受信した符号化されたビット・ストリーム 5 1 7 は、D E M U X 3 0 1 で逆多重化される。埋め込まれた m p 3 ビット・ストリームからの M D C T 係数 2 1 5 は、「逆」量子化ブロック又は段階 2 1 7 で復号化され、丸め込みブロック又は段階 2 2 1 で丸め込まれ、整数値 2 2 2 を得る。補助情報は、補助情報復号器ブロック又は段階 3 0 6 で復号化され、逆量子化器 2 1 7 を制御する。周波数領域残余 2 4 3 は、可逆的復号化 F D ブロック又は段階 3 0 5 で復号化され、第 1 の加算器 2 6 1 で加算され、完全な整数 M D C T 係数を得る。逆整数 M D C T 変換 3 0 8 を通過した後、サブバンド信号 2 2 6 は補間及び多相合成フィルタ・バンク 2 3 2 に供給される。図 5 の上部の経路では、時間領域残余 2 4 0 は、可逆的復号化 T D ブロック又は段階 3 0 2 で復号化され、逆 T D 相関ブロック又は段階 3 0 3（つまり、任意的な T D 無相関 5 2 7 の逆）で任意的に相関化され、最後に第 2 の加算器 2 6 2 で、多相合成フィルタ・バンク 2 3 2 の出力信号に加算され、元の P C M サンプル S_{PCM} を得る。

【 0 0 3 5 】

有利なことに、如何なる規格に準拠した m p 3 復号器も、埋め込まれた m p 3 ビット・ストリームを復号できる。

【 0 0 3 6 】

[第 2 の実施例]

図 6 の符号器では、符号器のブロック図の下部は、変更されていない、従来の規格に準拠した m p 3 符号器（図 3 を参照）を有する。組み込み型 m p 3 符号器のセグメンテーション及び M D C T 変換ブロック 5 0 4 と並列に、サブバンド信号 5 1 2（多相フィルタ・バンク及びデシメーション・ブロック 5 0 3 の出力）は、丸め込みブロック又は段階 5 2 0 で丸め込まれ、整数値を得て、次にセグメンテーション及び整数 M D C T ブロック 5 2 9、補間及びサブバンド・フィルタ・バンク・ブロック 5 2 5 に供給される。ブロック 5 2 9 の出力は、第 1 の減算器 5 2 2 へ入力される。ブロック / ステップ 5 2 1 乃至 5 2 8 は、図 4 と同一の意味を有し、同一の処理を行う。

【 0 0 3 7 】

第 1 の実施例との差異は、整数 M D C T 変換が従来の M D C T を置き換える代わりに、従来の M D C T と並列に計算されることである。第 2 の実施例が有する利点は、ビット・ストリームの m p 3 部分が、完全に規格に準拠した従来の m p 3 符号器により得られることである。つまり、埋め込まれた m p 3 ビット・ストリームの品質は、丸め込み段階と整数 M D C T の如何なる近似誤差によっても、通常の M D C T と比べて低下しない。

【 0 0 3 8 】

符号器のブロック図の残りの部分（ブロック / 段階 5 2 1 乃至 5 2 8）では、信号フローは、周波数領域及び時間領域の両方の、2 つの誤差信号のための可逆的符号化方式を有する。周波数領域では、量子化された変換係数（m p 3 ビット・ストリームから得られる）は丸め込まれ、整数値を得て、次に整数 M D C T 変換係数から減算される。結果として生じる整数誤差値は、（5 2 3 で）可逆的に符号化され、ビット・ストリームに多重化される。時間領域では、量子化された（丸め込まれた）サブバンド信号が、補間及びサブバンド・フィルタ・バンクに供給される。結果として生じる時間領域信号は、元の P C M サンプル S_{PCM} から減算される。時間領域誤差信号は、任意的に無相関化され（以下を参照）、（5 2 8 で）可逆的に符号化され、ビット・ストリームに多重化される。サブバ

ンド・フィルタ・バンクは、プラットフォームに依存しない方法で実施される。

【 0 0 3 9 】

第 2 の実施例の復号器は、第 1 の実施例の復号器と同一である。

【 0 0 4 0 】

[任意的な拡張 1 : サブバンド信号を丸め込む前に利得を適用する]

サブバンド信号を丸め込むことにより生じる量子化誤差を低減するため、利得係数 g は丸め込み処理の前に適用されてよい。丸め込まれた値を元の領域に変換して戻すために、丸め込みの後に逆利得係数 $1/g$ が適用される。図 7 に符号器の所望のスケーリングを示し、図 8 に復号器の所望のスケーリングを示す。図 7 に示される符号器は、これらの利得係数を追加で用いることにより、図 4 の符号器を拡張したものである。

10

【 0 0 4 1 】

図 7 では、示されたブロックは、基本的に図 4 の対応するブロックと同一の機能を有し、又は同一の処理を行う。サブバンド信号 2 0 6 は、第 1 の乗算器 2 2 3 で、利得係数 g により乗算される。丸め込み処理 2 2 5 の後に、整数値化されたサブバンド・サンプル 2 2 6 が得られる。サブバンド・サンプル 2 2 6 は、M D C T 2 4 8 により処理されてよい。多相フィルタ・バンク 2 3 2 の再構成誤差（つまり、時間領域残余）を得るために、丸め込まれたサブバンド・サンプル 2 2 6 は、第 1 の除算器 2 3 0 で g により除算される。従って、結果として生じたサンプル 2 3 1 は、元のサブバンド・サンプル 2 0 6 の量子化されたものである。量子化されたサンプル値は、 $1/g$ により乗算される。大きい値の g を選択することにより、量子化誤差が低減されう。整数 M D C T 2 4 8 に続き、整数値化されたスペクトル値 2 2 9 は、第 2 の除算器 2 4 9 で g により除算され、標準的な m p 3 符号器で処理が続けられる。量子化された及び逆量子化されたスペクトル値 2 5 5 は、整数領域に戻される必要がある。従って、これらの値は、第 2 の乗算器 2 1 9 で係数 g により乗算され、丸め込みブロック又は段階 2 2 1 で丸め込まれる。結果として生じた値 2 5 7 は、量子化されたスペクトル・データを整数領域で表し、第 1 の減算器 2 4 7 で整数 M D C T 2 4 8 の信号 2 2 9 から減算され、周波数領域残余 2 5 8 を生成する。残りの処理は図 4 と同様である。

20

【 0 0 4 2 】

図 8 の対応する復号器では、利得係数 g も考慮される。スペクトル・データを復号（「逆」量子化器 2 1 7、及び補助情報復号器 3 0 6）した後、量子化された値は、乗算器 2 1 9 で係数 g により乗算され、符号化器（2 1 9、2 2 1）の場合のように、丸め込みブロック又は段階 2 2 1 で整数に丸め込まれる。符号器の信号 2 5 8 と同一である復号された周波数領域残余 3 7 1 を加算し、逆整数 M D C T 3 0 8 を適用した後に、サブバンド・サンプルを元の領域に変換するために、係数 $1/g$ を用いたリスケーリングが除算器 3 0 9 で実行される。結果として生じるサンプル 2 3 1 は、符号器の合成フィルタ・バンク 2 0 5 の出力と同一である。残りの処理は図 5 と同様である。

30

【 0 0 4 3 】

[任意的な拡張 2 : 不可逆的復号化（m p 3 復号器）]

提案された不可逆的可逆的符号化方式の完全なビット・ストリームは、埋め込まれた標準に準拠した m p 3 ビット・ストリームを有するので、従来の m p 3 復号化が適用されう。図 9 に示された対応する復号器の信号フローでは、時間領域残余 2 4 0 及び周波数領域残余 2 4 3 を記述するビット・ストリームは、廃棄される。廃棄処理は、復号器の上流で、例えば伝送ネットワークで実行されてもよい。ブロック又は段階 3 0 1、3 0 6、2 1 7、及び 2 3 2 は、図 5 の対応するブロック又は段階と同一である。しかしながら、逆 M D C T ブロック又は段階 3 0 8 1 が、逆 M D C T ブロック又は段階 3 0 8 の代わりに用いられてもよい。

40

【 0 0 4 4 】

[任意的な拡張 3 : 高品質な不可逆的復号化]

埋め込まれた m p 3 ビット・ストリームからの情報と周波数領域無相関化を組み合わせることにより、不可逆的ではあるが更に高品質の音声コンテンツが復号化されう。図 1

50

0 に示される信号フローでは、図 5 の完全な可逆的復号器と比べると、時間領域残余 2 4 0 に関する情報が廃棄される。廃棄処理は、復号器の上流で、例えば伝送ネットワークで実行されてもよい。

【 0 0 4 5 】

この任意的な復号器は可逆的 P C M サンプルを再生しないので、補間及び多相フィルター・バンク 2 3 2 の前に、逆 M D C T 2 0 8 1 の代わりに逆整数 M D C T 3 0 8 を用いる必要がない（しかし可能ではある）。

【 0 0 4 6 】

〔 任意的な拡張 4 : 周波数領域残余を符号化するための階層構造 〕

周波数領域残余 2 5 8 に関する情報は、多層構造のビット・ストリームを用いて符号化されてよい。例えば、ビット・プレーンの算術符号化原理は、M P E G S L S ドラフト規格から知られている。或いは同様の方式が用いられてもよい。従って、図 1 0 による高品質復号器との組み合わせでは、完全に拡張可能な符号化方式が、高精度のビット・レート（及び品質）の段階を備えて実現されうる。

【 0 0 4 7 】

〔 任意的な拡張 5 : 時間領域残余の無相関化 〕 図 4、図 5、及び図 6 と関連して、時間領域残余信号の無相関化を符号器側で適用する可能性、及び時間領域残余信号の対応する逆無相関化を復号器側で適用する可能性が、上述された。図 1 1 は、ブロック 5 2 7 の内部の機能（左側）及びブロック 3 0 3 の内部の機能（右側）を示す。

【 0 0 4 8 】

T D 無相関化符号器（図 1 1 の左側）では、線形予測フィルターが時間領域残余に適用される。予測信号は、当該残余から減算され、残存する短期的相関を除去する。予測フィルター係数は、不可逆的符号器からの情報及び / 又はコーデックの中核の周波数領域無相関化ブロックからの情報を分析することにより、信号特性に適應される。また、任意的に実際の残余信号が分析される。更に、フィルター適應に関する情報を、受信機又は復号器の逆時間領域無相関化ブロックに伝達する必要がある。従って、全体のビット・ストリームの可逆的伸張に特定の情報を含める必要がある。

【 0 0 4 9 】

復号器側（図 1 1 の右側）では、線形予測フィルターのために同一の係数が計算される。当該計算は、予測復号化段階（不可逆的復号器及び / 又は周波数領域無相関化）からの情報、及び場合によっては時間領域無相関化方式の符号器部分から受信した補助情報に基づく。

【 0 0 5 0 】

当該係数は、特定の方法で適用され、送信機側で得られる予測フィルタリング係数を反転し、従って相関時間領域残余を生成する。

【 0 0 5 1 】

フィードフォワード線形予測フィルタリングを符号器で用いる代わりに、他の予測方式、例えばフィードフォワード構造又はフィードフォワード構造とフィードバックワード構造との混合が適用されてもよい。

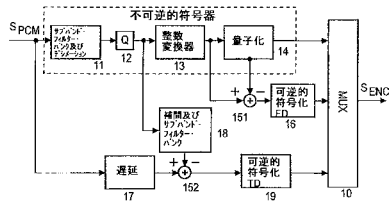
【 0 0 5 2 】

有利なことに、本発明は、m p 3 のような、ハイブリッド・フィルター・バンクを備えた既存の不可逆的音声符号化方法に基づき、可逆的符号化を達成する。プラットフォームの実装に依存しない重要な信号処理ブロックのみが、多相合成フィルター・バンクである。

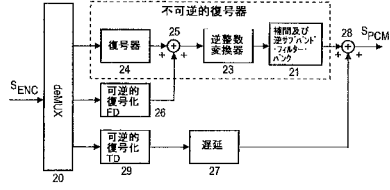
【 0 0 5 3 】

第 1 及び第 2 の実施例は次の利点を有する。つまり、第 1 の実施例は、一式の（整数）M D C T 変換のみが符号器で計算されるので、符号器の実装の複雑さを軽減する。他方で、第 2 の実施例は、高品質な符号器を可能にする。第 2 の実施例では、組み込まれた m p 3 ビット・ストリームは、2 つの M D C T 変換を並列に計算することにより、変更されない m p 3 符号器により生成される。

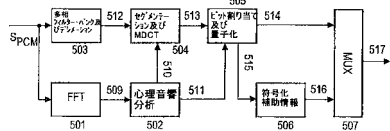
【図 1】



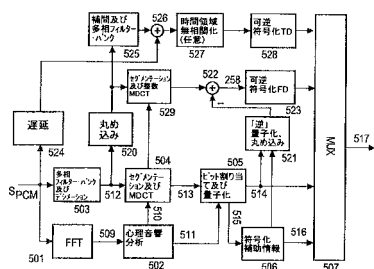
【図 2】



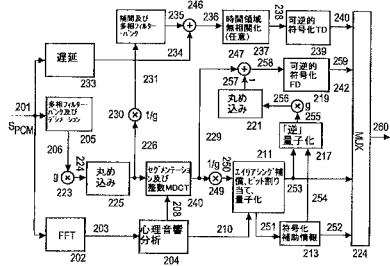
【図 3】



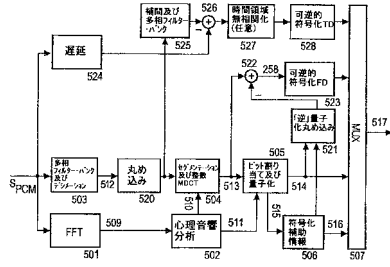
【図 6】



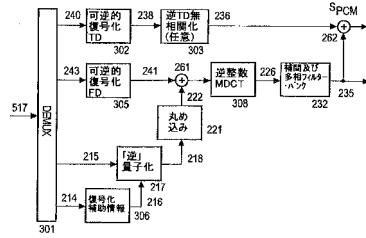
【図 7】



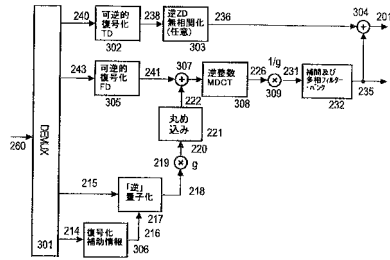
【図 4】



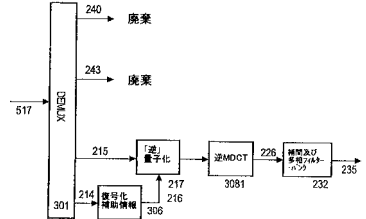
【図 5】



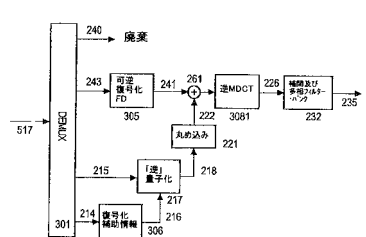
【図 8】



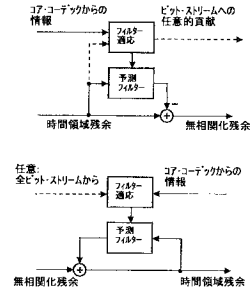
【図 9】



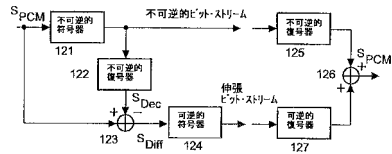
【図 10】



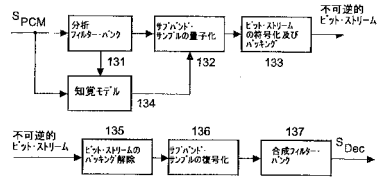
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



フロントページの続き

- (72)発明者 ヤクス, ペーター
ドイツ連邦共和国, 3 0 5 3 9 ハノーヴァー, アム・ヴィーゼンガルテン 1
- (72)発明者 ケイラー, フロリアン
ドイツ連邦共和国, 3 0 1 6 1 ハノーヴァー, クライネ・プファール・シュトラッセ 2 0
- (72)発明者 ウーボルト, オリヴァー
ドイツ連邦共和国, 3 0 1 6 1 ハノーヴァー, アオフ・デム・レルヒエンベルグ 8
- (72)発明者 コルドン, スヴェン
ドイツ連邦共和国, 3 0 1 7 3 ハノーヴァー, ヒルデシェイマー・シュトラッセ 1 1 7
- (72)発明者 ベーム, ヨーハネス
ドイツ連邦共和国, 3 7 0 8 1 ゲッティンゲン, ジーベルヴェーク 3 5

審査官 安田 勇太

(56)参考文献 特開2 0 0 4 - 2 6 4 8 1 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G10L 19/14

G10L 19/02