

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4914245号  
(P4914245)

(45) 発行日 平成24年4月11日(2012.4.11)

(24) 登録日 平成24年1月27日(2012.1.27)

(51) Int.Cl. F I  
**G 1 O L 19/00 (2006.01)** G 1 O L 19/00 2 1 3  
**G 1 O L 19/06 (2006.01)** G 1 O L 19/06 Z

請求項の数 16 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2007-45982 (P2007-45982)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成19年2月26日 (2007.2.26)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2008-209637 (P2008-209637A)		東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(43) 公開日	平成20年9月11日 (2008.9.11)	(74) 代理人	100121706
審査請求日	平成21年1月5日 (2009.1.5)		弁理士 中尾 直樹
		(74) 代理人	100128705
			弁理士 中村 幸雄
		(74) 代理人	100147773
			弁理士 義村 宗洋
		(74) 代理人	100066153
			弁理士 草野 卓
		(72) 発明者	鎌本 優
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日 本電信電話株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチチャネル信号符号化方法、それを使った符号化装置、その方法によるプログラムとその記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャネル符号化方法であり、

少なくとも1つのチャネル、以下第1チャネルと呼ぶ、の信号を線形予測分析して第1チャネルPARCOR係数と第1チャネル残差信号を生成する第1チャネル線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル以外の少なくとも1つのチャネル、以下第2チャネルと呼ぶ、の信号に対するPARCOR係数である第2チャネルPARCOR係数を格子法により求め、その第2チャネルPARCOR係数に基づいて上記第2チャネル信号の残差信号を第2チャネル残差信号として生成するチャネル間相関を利用した線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル残差信号と上記第2チャネル残差信号間の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する重み付き減算ステップと、

上記第1チャネルPARCOR係数と上記第1チャネル残差信号を符号化して第1チャネル符号を出力し、少なくとも上記第2チャネルPARCOR係数と上記残差差分信号を符号化して第2チャネル符号を出力する符号化ステップ、  
とを含み、

上記第2チャネルPARCOR係数を求める処理は、複数段の処理による格子法の任意の少なくとも1つの段において、上記第2チャネル信号の前向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関と、上記第2チャネル信号の後向き予測誤差と上記第1チャネル残差

10

20

信号間の相互相関に基づいて重み係数を定めるステップと、上記第2チャンネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差に対しそれぞれ上記第1チャンネル残差信号を上記重み係数により重み付け減算をすることにより更新した前向き予測誤差と後向き予測誤差に基づいてその段のPARCOR係数を計算するステップを含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項2】

複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャンネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャンネル符号化方法であり、

少なくとも1つのチャンネル、以下第1チャンネルと呼ぶ、の信号を線形予測分析して第1チャンネルPARCOR係数と第1チャンネル残差信号を生成する第1チャンネル線形予測分析ステップと、

上記第1チャンネル以外の少なくとも1つのチャンネル、以下第2チャンネルと呼ぶ、の信号に対するPARCOR係数である第2チャンネルPARCOR係数を格子法により求め、その第2チャンネルPARCOR係数に基づいて上記第2チャンネル信号の残差信号を第2チャンネル残差信号として生成するチャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップと、

上記第1チャンネル残差信号と上記第2チャンネル残差信号間の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する重み付き減算ステップと、

上記第1チャンネルPARCOR係数と上記第1チャンネル残差信号を符号化して第1チャンネル符号を出力し、少なくとも上記第2チャンネルPARCOR係数と上記残差差分信号を符号化して第2チャンネル符号を出力する符号化ステップ、

とを含み、

上記第2チャンネルPARCOR係数を求める処理は、複数段の処理による格子法の任意の少なくとも1つの段において、上記第2チャンネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差間の相互相関から、上記前向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関と、上記後向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関との積の規格化された値を減算して得た第1の値と、上記前向き予測誤差エネルギーと上記後向き予測誤差のエネルギーの和から、上記前向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関と上記後向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関の2乗和平均の規格化された値を減算して得た第2の値と、の比に基づいて上記PARCOR係数を計算する処理を含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項3】

請求項1又は2記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記第2チャンネル信号を線形予測分析して第2チャンネル第2残差信号を生成する第2チャンネル第2線形予測分析ステップと、上記第1チャンネル残差信号の基準値と上記第2チャンネル第2残差信号の基準値を比較し、その比較結果に基づいて上記第1チャンネル信号と上記第2チャンネル信号の入れ替えを制御する比較制御ステップを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項4】

請求項1又は2記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記第1チャンネル信号と上記第2チャンネル信号を入れ替えないときの上記第1チャンネル符号と上記第2チャンネル符号の合計符号量と、入れ替えたときの合計符号量を比較し、合計符号量の小さい方を選択出力すると共にどちらを選択したかを表す情報を出力する選択出力ステップを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項5】

請求項1又は2記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記第2チャンネル信号を線形予測分析して第2チャンネル第2PARCOR係数と、第2チャンネル第2残差信号とを生成する第2チャンネル線形予測分析ステップと、上記第2チャンネル第2残差信号と上記第2チャンネル第2PARCOR係数を符号化し、第2チャンネル第2符号を出力する第2チャンネル第2符号化ステップと、上記第2チャンネル符号と上記第2チャンネル第2符号の符号量を比較し、符号量の小さい方を第2チャンネル符号として出力する符号量比較ステップとを更に含むこ

とを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項 6】

請求項 1 又は 2 記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記第 2 チャンネル信号を線形予測分析して第 2 チャンネル第 2 PARCOR 係数と第 2 チャンネル第 2 残差信号とを生成する第 2 チャンネル線形予測分析ステップと、上記第 2 チャンネル第 2 残差信号と上記第 2 チャンネル第 2 PARCOR 係数とを符号化して第 2 チャンネル第 2 符号を出力する第 2 チャンネル第 2 符号化ステップと、上記第 2 チャンネル PARCOR 係数の少なくとも 1 つの絶対値が所定値以上の場合は上記第 2 チャンネル第 2 符号を出力し、そうでない場合は上記第 2 チャンネル符号を出力する符号選択ステップとを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項 7】

請求項 1 記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記重み係数を定めるステップは上記第 2 チャンネル信号の上記前向き予測誤差と上記第 1 チャンネル残差信号間の相互相関と、上記後向き予測誤差と上記第 1 チャンネル残差信号間の相互相関との平均に基づいて計算することを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。

【請求項 8】

複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャンネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャンネル符号化装置であり、

少なくとも 1 つのチャンネル、以下第 1 チャンネルと呼ぶ、の第 1 チャンネル信号を線形予測分析して第 1 チャンネル PARCOR 係数と第 1 チャンネル残差信号を生成する第 1 チャンネル線形予測分析手段と、

上記第 1 チャンネル以外の少なくとも 1 つのチャンネル、以下第 2 チャンネルと呼ぶ、の信号に対する PARCOR 係数である第 2 チャンネル PARCOR 係数を格子法により求め、その第 2 チャンネル PARCOR 係数に基づいて上記第 2 チャンネル信号の残差信号を第 2 チャンネル残差信号として生成するチャンネル間相関を利用した線形予測分析手段と、

上記第 1 チャンネル残差信号と上記第 2 チャンネル残差信号間の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する重み付き減算手段と、

上記第 1 チャンネル PARCOR 係数と上記第 1 チャンネル残差信号を符号化して第 1 チャンネル符号を出力する第 1 チャンネル符号化手段と、

少なくとも上記第 2 チャンネル PARCOR 係数と上記残差差分信号を符号化して第 2 チャンネル符号を出力する第 2 チャンネル符号化手段、

とを含み、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、格子法による複数の処理段を含み、任意の少なくとも 1 つの処理段において、上記第 2 チャンネル信号の前向き予測誤差と上記第 1 チャンネル残差信号間の相互相関と、上記第 2 チャンネル信号の後向き予測誤差と上記第 1 チャンネル残差信号間の相互相関に基づいて重み係数を定める重み係数計算手段と、上記第 2 チャンネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差に対しそれぞれ上記第 1 チャンネル残差信号を上記重み係数により重み付け減算し、得られた差分信号に基づいてその段の PARCOR 係数を計算する PARCOR 係数計算手段とを含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

【請求項 9】

複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャンネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャンネル符号化装置であり、

少なくとも 1 つのチャンネル、以下第 1 チャンネルと呼ぶ、の第 1 チャンネル信号を線形予測分析して第 1 チャンネル PARCOR 係数と第 1 チャンネル残差信号を生成する第 1 チャンネル線形予測分析手段と、

上記第 1 チャンネル以外の少なくとも 1 つのチャンネル、以下第 2 チャンネルと呼ぶ、の信号に対する PARCOR 係数である第 2 チャンネル PARCOR 係数を格子法により求め、その第 2 チャンネル PARCOR 係数に基づいて上記第 2 チャンネル信号の残差信号を第 2 チャンネル残差信号として生成するチャンネル間相関を利用した線形予測分析手段と、

上記第 1 チャンネル残差信号と上記第 2 チャンネル残差信号間の重み付き減算処理により残

10

20

30

40

50

差差分信号を生成する重み付き減算手段と、

上記第1チャンネルPARCOR係数と上記第1チャンネル残差信号を符号化して第1チャンネル符号を出力する第1チャンネル符号化手段と、

少なくとも上記第2チャンネルPARCOR係数と上記残差差分信号を符号化して第2チャンネル符号を出力する第2チャンネル符号化手段、

とを含み、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、格子法による複数の処理段を含み、任意の少なくとも1つの処理段において、上記第2チャンネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差間の相互相関から、上記前向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関と、上記後向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関との積の規格化された値を減算して得た第1の値と、上記前向き予測誤差エネルギーと上記後向き予測誤差のエネルギーの和から、上記前向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関と上記後向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相互相関の2乗和平均の規格化された値を減算して得た第2の値と、の比に基づいて上記PARCOR係数を計算する手段を含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

10

【請求項10】

請求項8又は9記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記第2チャンネル信号を線形予測分析して第2チャンネル第2残差信号を生成する第2チャンネル第2線形予測分析手段と、上記第1チャンネル信号と上記第2チャンネル信号を入れ替え可能な入れ替え手段と、上記第1チャンネル残差信号の基準値と上記第2チャンネル第2残差信号の基準値を比較し、その比較結果に基づいて上記入れ替え手段を制御する比較制御手段を更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

20

【請求項11】

請求項8又は9記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記第1チャンネル信号と上記第2チャンネル信号を入れ替え可能な入力切替手段と、上記入力切替手段が、上記第1チャンネル信号と上記第2チャンネル信号を入れ替えないときの上記第1チャンネル符号と上記第2チャンネル符号の合計符号量と、入れ替えたときの合計符号量を比較し、合計符号量の小さい方を選択出力すると共にどちらを選択したかを表す情報を出力する選択出力手段とを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

30

【請求項12】

請求項8又は9記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記第2チャンネル信号を線形予測分析して第2チャンネル第2PARCOR係数と、第2チャンネル第2残差信号とを生成する第2チャンネル線形予測分析手段と、上記第2チャンネル第2残差信号と上記第2チャンネル第2PARCOR係数を符号化し、第2チャンネル第2符号を出力する第2チャンネル第2符号化手段と、上記第2チャンネル符号と上記第2チャンネル第2符号の符号量を比較し、符号量の小さいほうを第2チャンネル符号として出力する符号量比較手段とを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

【請求項13】

請求項8又は9記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記第2チャンネル信号を線形予測分析して第2チャンネル第2PARCOR係数と第2チャンネル第2残差信号とを生成する第2チャンネル線形予測分析手段と、上記第2チャンネル第2残差信号と上記第2チャンネル第2PARCOR係数とを符号化して第2チャンネル第2符号を出力する第2チャンネル第2符号化手段と、上記第2チャンネルPARCOR係数の少なくとも1つの絶対値が所定値以上の場合は上記第2チャンネル第2符号を出力し、そうでない場合は上記第2チャンネル符号を出力する符号選択手段とを更に含むことを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

40

【請求項14】

請求項8記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記重み係数計算手段は、上記重み係数を上記第2チャンネル信号の上記前向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相関と、上記後向き予測誤差と上記第1チャンネル残差信号間の相関との平均に基づいて計算することを特徴とするマルチチャンネル信号符号化装置。

50

## 【請求項 15】

コンピュータに請求項 1 乃至 7 のいずれか記載の方法の各ステップを実行させるためのプログラム。

## 【請求項 16】

請求項 15 記載のプログラムが記録された、コンピュータ読み取り可能な記録媒体。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、マルチチャネルオーディオ信号の圧縮符号化方法、その装置、その方法をコンピュータで実施するプログラムとその記録媒体に関するものである。

10

## 【背景技術】

## 【0002】

従来のマルチチャネル信号の圧縮符号化では非特許文献 1 に示されているように、それぞれのチャンネルに閉じた線形予測残差信号の基準値（エネルギーなど）を最小化するように、例えばレビンソン・ダービン等により線形予測分析が行われ、分析により求められた線形予測係数 $a_j$  ( $i=0, 1, \dots, P$ )、( $a_0=1$ )を用いたフィルタを通して得られる残差信号に対して重み付き減算処理を行っていた。その符号化装置の概念を図 1 に示す。図 1 では左チャンネル信号及び右チャンネル信号がそれぞれ線形予測分析部 10, 30 で線形予測分析されてそれぞれの残差信号が生成され、一方の残差信号を符号化部 20 で符号化すると共に、それら 2 つの残差信号を重み付き減算処理部 50 で重み付き減算し、減算結果の残差差分信号を符号化部 60 で符号化している。ただし、ここでの線形予測係数は PARCOR 係数に変換されたり、量子化されたりしたものを、変換したものも含み、各チャンネル毎に N サンプルのフレーム毎に処理されるとする。例えば、左チャンネルの入力信号を $x^L(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )、残差信号を $e^L(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )、 $P^L$  次の予測係数を $a_i^L$  ( $i=1, 2, \dots, P^L$ )、右チャンネルの入力信号を $x^R(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )、残差信号を $e^R(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )、 $P^R$  次の予測係数を $a_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ ) とすると、それぞれのチャンネルの残差信号は、

20

## 【0003】

## 【数 1】

$$e^L(n) = \sum_{i=0}^{P^L} a_i^L \cdot x^L(n-i) \quad (1)$$

30

$$e^R(n) = \sum_{i=0}^{P^R} a_i^R \cdot x^R(n-i) \quad (2)$$

と表すことができる。ただし、 $a_0^L=1$ 、 $a_0^R=1$ とする。前記非特許文献 1 では、各チャンネルごとに、そのチャンネルの基準値（前向き及び後ろ向き予測誤差のエネルギーなど）を最小化するように PARCOR 係数を求め、その PARCOR 係数を線形予測係数 $a_i^L$ 、 $a_i^R$ に変換して予測残差信号を求めていた。ここで求められた基準値の小さいチャンネルを親チャンネル（引くチャンネル）、大きいチャンネルを子チャンネル（引かれるチャンネル）として重みつき減算処理

40

## 【0004】

## 【数 2】

$$\tilde{e}^L(n) = e^L(n) - \gamma \cdot e^R(n) \quad (3)$$

を行って重み付き差分信号を求め、これを子チャンネルの残差信号の代わりに符号化対象とする。この方法によって、残差信号そのものを符号化の対象とする場合よりも、子チャンネルの基準値を減少させることにより、符号量を減少させていた。重み係数は、例えば、減算処理後のエネルギー

【数3】

$$\tilde{E}^L = \sum_{n=1}^N \{\tilde{e}^L(n)\}^2 \quad (4)$$

が最小となるように、

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (5)$$

10

として求める。

【0005】

各チャネルの基準値を最小化するPARCOR係数を求めるには、これまでは何れのチャネルも同様に例えば図2に示す周知の格子型フィルタを用いた処理が行なわれていた。図2ではマルチチャネルの任意の1つの入力信号を代表して $X(n)$ と表し、 $P$ 次までの係数を得る $P$ 段 $ST_1, ST_2, \dots, ST_P$ の格子型フィルタを示している。第 $i$ 次のPARCOR係数 $k_i$ を計算する第 $i$ 段目 $ST_i$  ( $i=1, 2, \dots, P$ )の処理は、乗算部 $6F_{i-1}, 6B_{i-1}$ と、加算部 $7F_{i-1}, 7B_{i-1}$ と、サンプル遅延部 $8_{i-1}$ と、PARCOR係数計算部 $5_i$ とによって行なわれる。ただし、 $i=1$ 段目 $ST_1$ では、 $X(n)$ から直接PARCOR係数計算部 $5_1$ により係数 $k_1$ を計算する。以下にPARCOR係数算出処理の具体的な例を説明する。

20

【0006】

第1次のPARCOR係数 $k_1$ の算出：

まず、入力信号 $X(n)$ そのものを前向き0次予測誤差 $F_0(n)$ 及び後向き0次予測誤差 $B_0(n)$ とする。サンプル遅延部 $8_0$ では、入力された後向き0次予測誤差 $B_0(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )を1サンプル遅延させ $B_0(n-1)$ を出力する。PARCOR係数計算部 $5_1$ は、入力された前向き0次予測誤差 $F_0(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )と後向き0次予測誤差 $B_0(n-1)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )とを用いて後述の式(6)又は式(7)から第1次のPARCOR係数 $k_1$ を計算して出力する。

【0007】

第2次のPARCOR係数 $k_2$ の算出：

上記算出した第1次のPARCOR係数 $k_1$ を用いて、前向き1次予測誤差

$$F_1(n) = F_0(n) + k_1 B_0(n-1)$$

及び後向き1次予測誤差

$$B_1(n) = k_1 F_0(n) + B_0(n-1)$$

を求める。

【0008】

上記と同様に、サンプル遅延部 $8_1$ では入力された後向き1次予測誤差 $B_1(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )を1サンプル遅延させ $B_1(n-1)$ を出力する。PARCOR係数算出部 $5_2$ は、入力された前向き1次予測誤差 $F_1(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )と後向き1次予測誤差 $B_1(n-1)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )とを用いて後述の式(6)又は式(7)から第2次のPARCOR係数 $k_2$ を出力する。

【0009】

上記の第2次のPARCOR係数 $k_2$ の算出と同様の処理を $P$ 次まで続ける。最終段では、次のように第 $P$ 次のPARCOR係数が求められる。

40

第 $P$ 次のPARCOR係数 $k_P$ の算出：

サンプル遅延部 $8_{P-1}$ では、入力された後向き $P-1$ 次予測誤差 $B_{P-1}(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )を1サンプル遅延させて $B_{P-1}(n-1)$ を出力する。PARCOR係数算出部 $5_P$ は、入力された前向き $P-1$ 次予測誤差 $F_{P-1}(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )と後向き $P-1$ 次予測誤差 $B_{P-1}(n-1)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )とを用いて後述の式(6)又は式(7)から第 $P$ 次のPARCOR係数 $k_P$ を出力する。

【0010】

それぞれのPARCOR係数計算部 $5_i$  ( $i=1, 2, \dots, P$ )では、Itakuraの式

【数4】

$$k_i = -\frac{\sum_{n=1}^{N-i} [F_{i-1}(n) \times B_{i-1}(n-1)]}{\left( \sum_{n=1}^{N-i} [F_{i-1}(n)]^2 \times \sum_{n=1}^{N-i} [B_{i-1}(n-1)]^2 \right)^{1/2}} \quad (6)$$

又はBurgの式

$$k_i = -2 \times \frac{\sum_{n=1}^{N-i} [F_{i-1}(n) \times B_{i-1}(n-1)]}{\sum_{n=1}^{N-i} [F_{i-1}(n)]^2 + \sum_{n=1}^{N-i} [B_{i-1}(n-1)]^2} \quad (7)$$

により、PARCOR係数 $k_i$  ( $i=1, 2, \dots, P$ )を求めている。このようにしてPARCOR係数 $k_i$  ( $i=1, 2, \dots, P$ )を求めることは格子法と呼ばれている。式(6)又は(7)を使って格子法によりPARCOR係数を求めることにより、式(6)の場合は前向き予測誤差のエネルギーと後向き予測誤差のエネルギーの相乗平均を最小化する、又は式(7)の場合は前向き予測誤差のエネルギーと後向き予測誤差のエネルギーの相加平均を最小化するようにPARCOR係数を決めることになる。

【0011】

従来技術では、Rチャンネルの入力信号 $X^R(n)$ に関して上記格子法において $X(n)$ の代わりに $X^R(n)$ とにおいて、Lチャンネルの入力信号 $X^L(n)$ に関して同様に $X(n)$ の代わりに $X^L(n)$ とにおいて各チャンネルごとにPARCOR係数を求めている。

非特許文献1に記述されている従来技術を用いた多チャンネル信号の符号化処理の具体的な手順を図3を用いて説明する。ここでは親チャンネルをRチャンネル、子チャンネルをLチャンネルとする。

【0012】

線形予測分析部11Rは入力された親チャンネル原信号 $x^R(n)$ から格子法により1次から予め決めた右チャンネルの次数である $P^R$ 次までのPARCOR係数 $k_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を算出し、PARCOR係数列 $K^R=(k_1^R, k_2^R, \dots, k_{P^R}^R)$ として出力する。量子化部12RはPARCOR係数列 $K^R$ を量子化し、量子化済PARCOR係数列 $\wedge K^R=(\wedge k_1^R, \wedge k_2^R, \dots, \wedge k_{P^R}^R)$ を出力する。変換部13Rは入力された量子化済PARCOR係数列 $\wedge K^R$ を線形予測係数列 $\wedge a_i^R=(\wedge a_1^R, \wedge a_2^R, \dots, \wedge a_{P^R}^R)$ に変換して出力する。線形予測フィルタ14Rは線形予測係数列 $\wedge a^R$ をフィルタ係数として、入力された親チャンネル原信号 $x^R(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )を次式

【0013】

【数5】

$$e^R(n) = \sum_{i=0}^{P^R} \hat{a}_i^R \cdot x^R(n-i) \quad (8)$$

でフィルタリングして予測残差 $e^R(n)$ を得る。ただし $\wedge a_0^R=1$ とする。残差符号化部22Rは予測残差 $e^R(n)$ を例えばエントロピー符号化し残差符号 $C_e^R$ を出力する。係数符号化部23Rは量子化済PARCOR係数列 $\wedge K^R=(\wedge k_1^R, \wedge k_2^R, \dots, \wedge k_{P^R}^R)$ を例えばエントロピー符号化し係数符号 $C_k^R$ を出力する。符号合成部24Rは残差符号 $C_e^R$ と係数符号 $C_k^R$ を合成し、親チャンネル合成符号 $C_g^R$ を出力する。符号の合成は、単に符号の結合でよい。

【0014】

線形予測分析部31Lは入力された子チャンネル信号 $x^L(n)$ から格子法により1次から予め決めた左チャンネルの次数である $P^L$ 次までのPARCOR係数 $k_1^L, k_2^L, \dots, k_{P^L}^L$ を算出し、PARCOR係数列 $K^L=(k_1^L, k_2^L, \dots, k_{P^L}^L)$ として出力する。量子化部32LはPARCOR係数列 $K$

10

20

30

40

50

$L$ を量子化し、量子化済PARCOR係数系列 $\hat{K}^L=(\hat{k}_1^L, \hat{k}_2^L, \dots, \hat{k}_{p_L}^L)$ を出力する。変換部 3 3 L は入力された量子化済PARCOR係数系列 $\hat{K}^L$ を線形予測係数系列 $\hat{a}^L=(\hat{a}_1^L, \hat{a}_2^L, \dots, \hat{a}_{p_L}^L)$ に変換して出力する。線形予測フィルタ 3 4 L は線形予測係数系列 $\hat{a}^L=(\hat{a}_1^L, \hat{a}_2^L, \dots, \hat{a}_{p_L}^L)$ をフィルタ係数として、入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ ( $n=1, 2, \dots, N$ )を以下の式でフィルタリングし予測残差 $e^L(n)$ を得る。ただし $\hat{a}_0^L=1$ とする。

【 0 0 1 5 】

【数 6】

$$e^L(n) = \sum_{i=0}^{p_L} \hat{a}_i^L \cdot x^L(n-i) \quad (9)$$

10

残差符号化部 6 5 L は予測残差 $e^L(n)$ を例えばエントロピー符号化し、残差符号 $C_e^L$ を出力する。係数符号化部 6 6 L は量子化済PARCOR係数系列 $\hat{K}^L=(\hat{k}_1^L, \hat{k}_2^L, \dots, \hat{k}_{p_L}^L)$ を符号化し、係数符号 $C_k^L$ を出力する。符号合成部 6 7 L は残差符号 $C_e^L$ と係数符号 $C_k^L$ を合成し、子チャネル合成符号 $C_g^L$ を出力する。

【 0 0 1 6 】

重み計算部 5 1 は予測残差 $e^R(n)$ と予測残差 $e^L(n)$ を用いて次式(10)から重み係数  $\gamma$  を求める。

【数 7】

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (10)$$

20

重み量子化部 5 2 は重み係数  $\gamma$  を量子化し、量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  を出力する。重み付き減算部 5 3 は、予測残差 $e^R(n)$ 及び $e^L(n)$ と量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  とを用いて次式(11)より、残差差分信号 $e^M(n)$ を得る。

【 0 0 1 7 】

【数 8】

$$e^M(n) = e^L(n) - \hat{\gamma} \cdot e^R(n) \quad (11)$$

残差符号化部 6 1 M は残差差分信号 $e^M(n)$ を例えばエントロピー符号化し、残差符号 $C_e^M$ を出力する。重み符号化部 6 2 M は量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  を符号化し重み符号 $C_w^M$ を出力する。符号合成部 6 3 M は残差符号 $C_e^M$ と重み符号 $C_w^M$ と係数符号化部 6 6 L で求めた係数符号 $C_k^L$ を合成し、減算子チャネル合成符号 $C_g^M$ を出力する。

【 0 0 1 8 】

符号量比較部 6 8 は、通常の子チャネル合成符号 $C_g^L$ と減算子チャネル合成符号 $C_g^M$ の符号量を比較し、少ないほうをそれを表す符号と共に子チャネル符号として出力する。これが従来法である。

【特許文献 1】特開2005-115267

【非特許文献 1】鎌本優，守谷健弘，西本卓也，嵯峨山茂樹，“チャネル間相関を用いた多チャネル信号の可逆圧縮符号化”，情報処理学会論文誌（Vol.46, No.5, pp.1118-1128）

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 9 】

従来技術では、2チャネル以上の入力であっても、それぞれのチャネル毎に線形予測残差のエネルギーが小さくなるように求めたPARCOR係数を用いて線形予測分析を行っていた。しかしながら、子チャネルにおいて符号化の対象となる、式(11)に示した残差差分信号についてはエネルギーが最小となっているわけではなく、残差差分信号をエントロピー符号化した際の符号量は必ずしも少なくできず、効率の良い符号化を行っていないといえなかった。

50

この発明の目的は、従来より効率のよい符号化が可能なマルチチャネル信号符号化方法、その装置、その方法によるプログラムとそれを記録する記録媒体を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0020】

この発明の一態様によれば、複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャネル符号化方法は、

少なくとも1つのチャネル、以下第1チャネルと呼ぶ、の信号を線形予測分析して第1チャネルPARCOR係数と第1チャネル残差信号を生成する第1チャネル線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル以外の少なくとも1つのチャネル、以下第2チャネルと呼ぶ、の信号に対するPARCOR係数である第2チャネルPARCOR係数を格子法により求め、その第2チャネルPARCOR係数に基づいて上記第2チャネル信号の残差信号を第2チャネル残差信号として生成するチャネル間相関を利用した線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル残差信号と上記第2チャネル残差信号間の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する重み付き減算ステップと、

上記第1チャネルPARCOR係数と上記第1チャネル残差信号を符号化して第1チャネル符号を出力し、少なくとも上記第2チャネルPARCOR係数と上記残差差分信号を符号化して第2チャネル符号を出力する符号化ステップ、

とを含み、

上記第2チャネルPARCOR係数を求める処理は、複数段の処理による格子法の任意の少なくとも1つの段において、上記第2チャネル信号の前向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関と、上記第2チャネル信号の後向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関に基づいて重み係数を定めるステップと、上記第2チャネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差に対しそれぞれ上記第1チャネル残差信号を上記重み係数により重み付け減算をすることにより更新した前向き予測誤差と後向き予測誤差に基づいてその段のPARCOR係数を計算するステップを含む、

ことを特徴とする。

この発明の他の態様によれば、複数サンプルで構成されるフレーム毎に入力された複数チャネルの信号に対応する符号を生成するマルチチャネル符号化方法は、

少なくとも1つのチャネル、以下第1チャネルと呼ぶ、の信号を線形予測分析して第1チャネルPARCOR係数と第1チャネル残差信号を生成する第1チャネル線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル以外の少なくとも1つのチャネル、以下第2チャネルと呼ぶ、の信号に対するPARCOR係数である第2チャネルPARCOR係数を格子法により求め、その第2チャネルPARCOR係数に基づいて上記第2チャネル信号の残差信号を第2チャネル残差信号として生成するチャネル間相関を利用した線形予測分析ステップと、

上記第1チャネル残差信号と上記第2チャネル残差信号間の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する重み付き減算ステップと、

上記第1チャネルPARCOR係数と上記第1チャネル残差信号を符号化して第1チャネル符号を出力し、少なくとも上記第2チャネルPARCOR係数と上記残差差分信号を符号化して第2チャネル符号を出力する符号化ステップ、

とを含み、

上記第2チャネルPARCOR係数を求める処理は、複数段の処理による格子法の任意の少なくとも1つの段において、上記第2チャネル信号の前向き予測誤差と後向き予測誤差間の相互相関から、上記前向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関と、上記後向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関との積の規格化された値を減算して得た第1の値と、上記前向き予測誤差エネルギーと上記後向き予測誤差のエネルギーの和から、上記前向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関と上記後向き予測誤差と上記第1チャネル残差信号間の相互相関の2乗和平均の規格化された値を減算して

10

20

30

40

50

得た第2の値と、の比に基づいて上記PARCOR係数を計算する処理を含む、  
ことを特徴とする。

【発明の効果】

【0021】

本発明によれば、子チャンネル残差信号が親チャンネル残差信号に近づくように子チャンネルのPARCOR係数を決めるので、残差差分信号の基準値を従来より小さくすることが可能であり、従って、子チャンネルの符号量が少ない、より効率の良い符号化が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

発明の原理

この発明によれば、親チャンネル残差信号と子チャンネル残差信号の重みつき減算により生成される残差差分信号に必要な符号量を減らすため、合計の基準値（子チャンネルの、減算処理後の前向き及び後向き予測誤差のエネルギーの合計）が最小となるように、子チャンネル残差信号を求めるためのPARCOR係数を決める。つまり、子チャンネルの残差信号が親チャンネルの残差信号に近づくようにPARCOR係数を計算する。

ここでは、例として親チャンネルは従来の方法によりPARCOR係数と残差信号を求め、子チャンネルの残差信号が親チャンネルの残差信号に近づくように子チャンネルのPARCOR係数を求める方法を説明する。言い換えれば、残差差分信号 $e^M(n)$ のフレーム当りのエネルギーを最小化するように子チャンネルのPARCOR係数を決める。

【0023】

関連格子法1

親チャンネルの残差信号 $e^M(n)$ に子チャンネルの残差信号が似るように子チャンネル信号 $x^L(n)$ の線形予測分析でPARCOR係数を格子法により決める第1の方法を図4を参照して説明する。この実施例では、図2に示した従来の格子法において、1次からP-1次までは従来の格子法を用いてPARCOR係数を算出し、最終段のP次についてのみ従来と異なる方法でPARCOR係数を算出する。従って、図4には初段と最終段のみを示してある。ここでは、子チャンネル信号 $x^L(n)$ が格子法処理の初段に与えられる。格子法処理の最終段には、従来法にはない、重み係数計算部9Wとゲイン部9Xが設けられており、PARCOR係数計算部5<sub>p</sub>は親チャンネルの残差信号 $e^M(n)$ を利用してPARCOR係数 $k_p$ を計算する点が従来と異なる。

【0024】

重み付き係数計算部9Wは、加算部7 $F_{p-1}$ からの前向きP-1次予測誤差 $F_{p-1}(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )と、サンプル遅延部8 $p-1$ からの後向きP-1次予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ と、親チャンネル残差信号 $e^R(n)$ とを使って次式(12)から重み係数 $g$ を算出する。

【数9】

$$g = \frac{1}{2} \left( \frac{\sum_{n=1}^{N-P} F_{p-1}(n) \times e^R(n)}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)} + \frac{\sum_{n=1}^{N-P} B_{p-1}(n-1) \times e^R(n)}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)} \right) \quad (12)$$

式(12)のカッコ内の第1項は、子チャンネル信号の前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ と親チャンネル残差信号 $e^R(n)$ との相互相関を親チャンネル残差信号のエネルギーで規格化した表現となっている。第2項は、子チャンネル信号の後向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ と親チャンネル残差信号 $e^R(n)$ との相互相関を親チャンネル残差信号のエネルギーで規格化した表現となっている。ここでは重み係数 $g$ はこれら2つの規格化相互相関の相加平均で表されているが、重み付き平均としてもよい。

【0025】

あるいは、次式(13)のように、重み係数 $g$ をこれら2つの規格化相互相関の相乗平均で表してもよい。

10

20

30

40

【数10】

$$g = \left( \frac{\sum_{n=1}^{N-P} F_{P-1}(n) \times e^R(n)}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)} \times \frac{\sum_{n=1}^{N-P} B_{P-1}(n-1) \times e^R(n)}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)} \right)^{1/2} \quad (13)$$

ゲイン部9Xは、親チャネルの残差信号 $e^R(n)$ に重み係数 $g$ を乗算し、親チャネル重み付き残差信号 $g \cdot e^R(n)$ を出力する。PARCOR係数計算部5<sub>p</sub>は、加算部7 $F_{P-1}$ からの前向き $P-1$ 次予測誤差 $F_{P-1}(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )と、サンプル遅延部8 $B_{P-1}$ からの後向き $P-1$ 次予測誤差 $B_{P-1}(n-1)$ と、重み付き親チャネル残差信号 $g \cdot e^R(n)$ とを用いて、次式(14)によりPARCOR係数 $k_p$ を算出する。

【0026】

【数11】

$$k_p = -2 \times \frac{\sum_{n=1}^{N-P} \{ [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)] \times [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)] \}}{\sum_{n=1}^{N-P} [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)]^2 + \sum_{n=1}^{N-P} [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)]^2} \quad (14)$$

ここで、式(7)に示したBurg法の変形として相加平均での求め方を示したが、式(6)に示した相乗平均によるItakura法の変形として次式(15)によって計算してもよい。

【数12】

$$k_p = - \frac{\sum_{n=1}^{N-P} \{ [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)] \times [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)] \}}{\left( \sum_{n=1}^{N-P} [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)]^2 \times \sum_{n=1}^{N-P} [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)]^2 \right)^{1/2}} \quad (15)$$

あるいは、次式(16)

$$k_p = - \frac{\sum_{n=1}^{N-P} \{ [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)] \times [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)] \}}{\alpha \times \sum_{n=1}^{N-P} [F_{P-1}(n) - g \times e^R(n)]^2 + (1-\alpha) \times \sum_{n=1}^{N-P} [B_{P-1}(n-1) - g \times e^R(n)]^2} \quad (16)$$

で示すように前向き予測誤差 $F_{P-1}(n)$ と後向き予測誤差 $B_{P-1}(n-1)$ の重み比率 $\alpha$ と $(1-\alpha)$ (ただし $1 > \alpha > 0$ )を変えるなど、他の基準を最小化するように求めてもよい。いずれにしても、親チャネル残差信号 $e^R(n)$ に対し子チャネルの残差信号が似るように子チャネルの線形予測フィルタに対する予測係数を決めればよい。

【0027】

上述のように式(12)又は(13)で表される重み係数 $g$ は親チャネル残差信号 $e^R(n)$ と前向き予測誤差 $F_{P-1}(n)$ との相互相関と、親チャネル残差信号 $e^R(n)$ と後向き予測誤差 $B_{P-1}(n-1)$ との相互相関によって表されており、従って、式(14)、(15)又は(16)で表されるこの発明によるPARCOR係数を算出する格子法は、親チャネル残差信号と、前向き及び後向き予測誤差との相互相関に基づいた表現となっており、この発明によるPARCOR係数演算処理方法を相関格子法と呼ぶことにする。

【0028】

10

20

30

40

50

### 相関格子法 1 の変形例 1

上記相関格子法 1 では、格子法による処理の最終段である P 次の PARCOR 係数  $k_p$  についてのみ従来とは異なる方法で計算を行なったが、上記相関格子法 1 の P 時と同様の方法による PARCOR 係数の算出を前段において実施して 1 次から P 次までの全次数の PARCOR 係数  $k_1, k_2, \dots, k_p$  を求めてもよい。あるいは、任意の段、例えば 1 1 P とし、1 次から 1 0 次までの PARCOR 係数の算出に上記相関格子法 1 の P 次と同様の方法を採用し、1 1 次から P 次までは従来法による PARCOR 係数の算出を行なってもよい。要するに、1 つ以上の任意の次数の PARCOR 係数の算出を、上記相関格子法 1 の P 次と同様の方法で行なえば、この発明による最低限の効果は得られる。

【 0 0 2 9 】

10

### 相関格子法 1 の変形例 2

相関格子法 1 の変形例 1 において、図 5 に示すように任意の段 ( 第 i 段 ) において図 4 と同様に重み係数計算部 9W<sub>i-1</sub> により前向き及び後向き予測誤差  $F_{i-1}(n)$ ,  $B_{i-1}(n-1)$  と親チャネル残差信号  $e^R(n)$  から式 (12) により重み係数  $g$  を求め、その重み係数  $g$  によりゲイン部 9X<sub>i-1</sub> で残差信号  $e^R(n)$  に重み付けを行い、この重み付き残差信号  $g' e^R(n)$  を使って PARCOR 係数計算部 5<sub>i</sub> により式 (14), (15) 又は (16) において P の代わりに i として PARCOR 係数  $k_i$  を求める。更に、図 5 の点線枠で示す、乗算部 6F<sub>i</sub>, 6B<sub>i</sub>、加算部 7F<sub>i</sub>, 7B<sub>i</sub> を含む予測誤差算出部 E E に極性反転部 9Y<sub>i</sub> を設け、重み付き残差信号  $g' e^R(n)$  に対し極性反転部 9Y<sub>i</sub> で  $g' e^R(n)$  の極性を反転して加算部 7B<sub>i</sub> に与えることにより、次段に用いる前向き i 次予測誤差  $F_i(n)$  及び後向き i 次予測誤差  $B_i(n)$  を得る。即ち、前向き i 次予測誤差  $F_i(n)$  及び後向き i 次予測誤差  $B_i(n)$  は次式により求めることになる。

$$F_i(n) = F_{i-1}(n) + k_i' B_{i-1}(n-1) - g' e^R(n) \quad (17)$$

$$B_i(n) = k_i' F_i(n) + B_{i-1}(n-1) - g' e^R(n) \quad (18)$$

20

【 0 0 3 0 】

### 相関格子法 2

この相関格子法 2 では、図 4 の相関格子法 1 と同様に 1 次から P-1 次までは従来の格子法を用いて PARCOR 係数を算出するが、最終段の P 次については異なる方法で PARCOR 係数を算出する。以下、図 6 を参照して図 4 の相関格子法 1 と異なる部分についてのみ説明する。この相関格子法 2 は、図 4 の相関格子法 1 において、重み計算部 9W とゲイン部 9X を省略し、親チャネル残差信号  $e^R(n)$  をそのまま PARCOR 係数計算部 5<sub>p</sub> に与えて PARCOR 係数  $k_p$  を計算している。

30

【 0 0 3 1 】

PARCOR 係数計算部 5<sub>p</sub> は、加算部 7F<sub>p-1</sub> からの前向き P-1 次予測誤差  $F_{p-1}(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ ) と、サンプル遅延部 8<sub>p-1</sub> からの後向き P-1 次予測誤差  $B_{p-1}(n-1)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ ) と、親チャネル残差信号  $e^R(n)$  とから次式 (19) により PARCOR 係数  $k_p$  を算出する。

【 数 1 3 】

$$k_p = \frac{-2 \times \left( \sum_{n=1}^{N-P} [F_{p-1}(n) \times B_{p-1}(n-1)] - \frac{\left( \sum_{n=1}^{N-P} F_{p-1}(n) \times e^R(n) \right) \times \left( \sum_{n=1}^{N-P} B_{p-1}(n-1) \times e^R(n) \right)}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)} \right)}{\sum_{n=1}^{N-P} [F_{p-1}(n)]^2 + [B_{p-1}(n-1)]^2 - \frac{\left( \sum_{n=1}^{N-P} F_{p-1}(n) \times e^R(n) \right)^2 + \left( \sum_{n=1}^{N-P} B_{p-1}(n-1) \times e^R(n) \right)^2}{\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n) \times e^R(n)}} \quad (19)$$

40

【 0 0 3 2 】

50

上記式(19)と式(14)を比較すると、式(19)においては、式(14)における前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ 及び後ろ向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ のそれぞれに対し親チャネル残差信号 $e^R(n)$ の重み付き減算を行わず、分子においては前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の相互相関と、後ろ向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の相互相関の積を親チャネル残差信号エネルギーで規格化して減算している。また、分母においては、前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の相互相関と、後ろ向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の相互相関の2乗和を親チャネル残差信号エネルギーで規格化して減算している。

【0033】

式(19)の分母における前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ を共通に含む項の差分が、式(14)の分母における前向き予測誤差 $F_{p-1}(n)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の重み付き減算に対応し、式(19)の分母における後ろ向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ を共通に含む項の差分が、式(14)の分母における後ろ向き予測誤差 $B_{p-1}(n-1)$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ 間の重み付き減算に対応する。式(19)においても、分母の $F_{p-1}(n)$ を共通に含む項と $B_{p-1}(n-1)$ を共通に含む項を重み付き平均してPARCOR係数 $k_p$ を求めてもよい。

【0034】

#### 相関格子法2の変形例1

図6に示した相関格子法2では、格子法による処理の最終段であるP次のPARCOR係数 $k_p$ についてのみ従来と異なる方法で算出したが、上記相関格子法2のP次と同様の方法によるPARCOR係数の算出を全段において実施して1次からP次までの全次数のPARCOR係数 $k_1, k_2, \dots, k_p$ を求めてもよい。あるいは、任意の段、例えば11-Pとし、1次から10次までのPARCOR係数の算出に上記相関格子法1のP次と同様の方法を採用し、11次からP次までは従来法によるPARCOR係数の算出を行なってもよい。要するに、1つ以上の任意の次数のPARCOR係数の算出を、上記相関格子法1のP次と同様の方法で行なえば、この発明による最低限の効果は得られる。

【0035】

#### 相関格子法2の変形例2

図5に示した相関格子法1の変形例2と同様に、相関格子法2の変形例1においても任意の段のPARCOR係数 $k_i$ を求めた後、図5の点線枠で示す予測誤差算出部EEの構成を採用し、次の段に用いる前向きi次予測誤差 $F_i(n)$ 及び後ろ向きi次予測誤差 $B_i(n)$ を式(17)、(18)により求めてもよい。

【0036】

上述の各相関格子法及びその変形例においては、いずれも各処理段 $ST_i$ における後ろ向き予測誤差 $B_i(n-1)$ はその処理段に至る各段で遅延を受けている。そこで、その遅延量に合わせて後ろ向き予測誤差 $B_i(n-1)$ との演算にかかわる親チャネル残差信号 $e^R(n)$ も遅延を与えて演算を行ってもよい。

【0037】

例えば、式(12)、(13)、(19)において、 $B_{p-1}(n-1) \times e^R(n)$ の代わりに

【数14】

$$\sum_{n=1}^{N-P} B_{p-1}(n-1) \times e(n-P)$$

に置き換え、それに係わる分母の $\sum e^R(n) \times e^R(n)$ も

$$\sum_{n=1}^{N-P} e^R(n-P) \times e^R(n-P)$$

に置き換えてもよい。また式(14)、(15)、(16)において、 $B_{p-1}(n-1) - g \times e^R(n)$ を $B_{p-1}(n-1) - g \times e^R(n-P)$ と置き換えてもよい。更に、式(18)における $g \times e^R(n)$ を $g \times e^R(n-i)$ に置き換

10

20

30

40

50

えてもよい。

【0038】

#### マルチチャネル信号符号化の基本構成と処理手順

図7はこの発明によるマルチチャネル信号の符号化を、左右2チャネルの信号に適用した場合の符号化装置の基本的な機能構成を示し、その処理手順を図8に示す。この発明では、マルチチャネル入力信号を符号化する場合、どのチャネル信号が親チャネル信号、また子チャネル信号として入力されるか予め決められている場合もあるし、あるいは、この符号化装置において決める場合もある(親子の決め方の詳細は非特許文献1参照)。例えばここでは右チャネル信号が親チャネル信号として入力され、左チャネル信号が子チャネル信号として入力されたとする。

10

このマルチチャネル信号符号化装置は、親チャネル用の線形予測分析手段10と、親チャネル符号化手段20と、チャネル間相関を利用した線形予測分析手段40と、重み付き減算処理手段50と、差分符号化手段60とから構成されている。

【0039】

まず、線形予測分析手段10において、親チャネル信号 $x^R(n)$ を入力信号として図2で示した従来の格子法によりPARCOR係数列 $K^R$ を求め、それに基づいて更に、親チャネル残差信号 $e^R(n)$ を例えば式(2)により求める(ステップS1)。得られた親チャネル残差信号 $e^R(n)$ に対し、次にチャネル間相関を利用した線形予測分析手段40により、子チャネル残差信号が近づくように子チャネル用のPARCOR係数列 $K^M$ を決める(ステップS2)。これは、具体的には図4乃至6で説明したこの発明による相関格子法によってPARCOR係数列を決めることであり、これにより親チャネル残差信号と、子チャネル信号の前向き及び後向き予測誤差との間のエネルギー差が小さくなるようにしている。

20

【0040】

チャネル間相関を利用した線形予測分析手段40は更に、得られた子チャネル用PARCOR係数列 $K^M$ を使って子チャネル信号の残差信号 $e^M(n)$ を生成する(ステップS3)。次に、重み付き減算処理手段50は、親チャネル残差信号 $e^R(n)$ と子チャネル残差信号 $e^M(n)$ の重み付き減算処理により残差差分信号 $-e^M(n)$ を生成する(ステップS4)。次に、親チャネル符号化手段20により親チャネルのPARCOR係数列 $K^R$ と親チャネル残差信号 $e^R(n)$ を符号化すると共に、差分符号化手段60により子チャネルのPARCOR係数列 $K^M$ 、残差差分信号 $-e^M(n)$ 、重み係数 をそれぞれ符号化する(ステップS5)。

30

【0041】

#### 実施例1

図9はこの発明をステレオ信号の符号化に適用した場合の符号化装置のブロック図を示す。図3の従来技術の構成と異なる点は、図3における子チャネル線形予測分析部31Lの代わりにチャネル間相関を利用した線形予測分析部41Mが設けられ、残差符号化部65L、符号合成部67L、符号量比較部68に対応するものが設けられていないことである。また、図3における量子化部32L、変換部33L、線形予測フィルタ34L、係数符号化部66Lは、それぞれ図9における同様の構成部42M~44M、64Mに置き換えられている。

【0042】

40

図9における線形予測分析部11R、量子化部12R、変換部13R、線形予測フィルタ14Rを含む構成10は、請求項9における第1チャネル線形予測分析手段に対応する。図9におけるチャネル間相関を利用した線形予測分析部41M、量子化部42M、変換部43M、線形予測フィルタ44Mを含む構成40は、請求項8及び9におけるチャネル間相関を利用した線形予測分析手段に対応する。図9における重み計算部51、重み量子化部52、重み付き減算部53を含む構成50は、請求項8及び9における重み付き減算手段に対応する。図9における残差符号化部22R、係数符号化部23R、符号合成部24Rを含む構成20は、請求項8及び9における第1チャネル符号化手段に対応する。図9における残差符号化部61M、重み符号化部62M、符号合成部63M、係数符号化部64を含む構成60は、請求項8及び9における第2チャネル符号化手段に対応する。こ

50

これらの対応関係は以降の各実施例においても当てはまる。

【 0 0 4 3 】

あるフレーム（Nサンプル）の右チャネルの信号を $x^R(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )、左チャネルの信号を $x^L(n)$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )とする。ここでは、右チャネルを親チャネル、左チャネルを子チャネルとする。

線形予測分析部 1 1 R は入力された親チャネル信号 $x^R(n)$ から従来の格子法によりPARCOR係数 $k_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を生成する。量子化部 1 2 R は入力されたPARCOR係数 $k_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を量子化し、量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を出力する。変換部 1 3 R は入力された量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を量子化済予測係数 $\hat{a}_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )に変換する。線形予測フィルタ 1 4 R は量子化済予測係数 $\hat{a}_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )をフィルタ係数として、入力された親チャネル信号 $x^R(n)$ を前述の式（8）でフィルタリングし予測残差 $e^R(n)$ を得る。ただし $\hat{a}_0^R=1$ とする。

10

【 0 0 4 4 】

残差符号化部 2 2 R は予測残差 $e^R(n)$ を符号化し残差符号 $C_e^R$ を出力する。係数符号化部 2 3 R は量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^R$  ( $i=1, 2, \dots, P^R$ )を符号化し係数符号 $C_k^R$ を出力する。符号合成部 2 4 R は残差符号 $C_e^R$ と係数符号 $C_k^R$ を合成し、親チャネル合成符号 $C_g^R$ を出力する。

チャネル間相関を利用した線形予測分析部 4 1 M は子チャネル信号 $x^L(n)$ に対し、親チャネル残差信号 $e^R(n)$ を使って前述の図 4 ~ 6 で説明したこの発明による相関格子法のいずれかにより $P^M$ 次までのPARCOR係数 $k_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )を計算する。

20

【 0 0 4 5 】

量子化部 4 2 M は入力されたPARCOR係数 $k_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )を量子化し、量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )を出力する。変換部 4 3 M は入力された量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )を量子化済予測係数 $\hat{a}_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )に変換する。線形予測フィルタ 4 4 M は量子化済予測係数 $\hat{a}_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )をフィルタ係数として、入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ を以下の式でフィルタリングし予測残差 $e^M(n)$ を得る。ただし $\hat{a}_0^M=1$ とする。

【 0 0 4 6 】

【 数 1 5 】

$$e^M(n) = \sum_{i=0}^{P^M} \hat{a}_i^M \cdot x^L(n-i) \quad (20)$$

30

重み計算部 5 1 は親チャネルの予測残差 $e^R(n)$ と相互相関を考慮した予測残差 $e^M(n)$ を用いて以下の式から重み係数  $\gamma$  を求める。

【 数 1 6 】

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^M(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (21)$$

40

重み量子化部 5 2 は重み係数  $\gamma$  を量子化し、量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  を得る。重み付き減算部 5 3 は、残差信号 $e^R(n)$ 、 $e^M(n)$ と量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  を用いて次式より、残差差分信号 $\tilde{e}^M(n)$ を得る。

【 数 1 7 】

$$\tilde{e}^M(n) = e^M(n) - \hat{\gamma} \cdot e^R(n) \quad (22)$$

【 0 0 4 7 】

残差符号化部 6 1 M は残差差分信号 $\tilde{e}^M(n)$ を符号化し残差符号 $C_e^M$ を出力する。係数符号化部 6 4 M は量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^M$  ( $i=1, 2, \dots, P^M$ )を符号化し係数符号 $C_k^M$ を出力する。重み符号化部 6 2 M は量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$  を符号化し重み符号 $C_w^M$ を出力する。符

50

号合成部 6 3 M は残差符号  $C_e^M$  と重み符号  $C_w^M$  と係数符号  $C_k^M$  を合成し、子チャンネル合成符号  $C_g^M$  を出力する。

【 0 0 4 8 】

このように、この発明においては相互相関を利用した線形予測分析部 4 1 M により、子チャンネル信号  $x^L(n)$  から  $P^L$  次までの PARCOR 係数を求める際に、任意の少なくとも 1 段において親チャンネル残差信号  $e^R(n)$  と、子チャンネル信号  $x^L(n)$  の前向き予測誤差及び後向き予測誤差との重み付き差分のエネルギーが少なくなるように PARCOR 係数を決めているので、それだけ子チャンネル残差信号が親チャンネル残差信号に似ることになり、式 (22) による重み付き減算により生成された残差差分信号の符号化に必要な符号量が少なくなる。

【 0 0 4 9 】

### 実施例 2

前述した図 3 の従来技術において、重み付き減算部 5 3 の処理としては、例えば、複数タップの重み付き減算処理や時間差を考慮した複数タップの重み付き減算処理を行うことが知られている（特許文献 1）。この発明においても、式 (22) の代わりに複数タップ ( $j = -1, 0, 1$ ) の重み付き減算処理を、

【 数 1 8 】

$$\tilde{e}^L(n) = e^L(n) - \left( \sum_{j=-1}^1 \gamma_j \cdot e^R(n+j) \right) \quad (23)$$

として残差差分信号を求めてもよいし、時間差（サンプル数間隔）を考慮した複数タップの重み付き減算処理を、

【 数 1 9 】

$$\tilde{e}^L(n) = e^L(n) - \left( \sum_{j=-1}^1 \gamma_j \cdot e^R(n+j) + \sum_{j=-1}^1 \gamma_{\tau+j} \cdot e^R(n+\tau+j) \right) \quad (24)$$

として残差差分信号を求めてもよい。

【 0 0 5 0 】

このように複数タップの重み付き減算処理によれば、子チャンネル残差信号を親チャンネル残差信号により近づけるように制御することができるので、それだけ符号量を減らすことができる。例えば、左右チャンネル信号の音源位置が中央から一方の側にずれている場合でも、音源から 2 つのマイクロホンへの到達時間差に応じたタップ位置での重みを制御できるので、その結果符号の圧縮率を向上させることができる。

【 0 0 5 1 】

### 実施例 3

図 9 の実施例では、親子関係が決定済みの場合を例として挙げたが、一度それぞれの予測残差を求めて、エネルギーの小さい方を親チャンネルとして分析を行ってもよい。その実施例を図 10 に示す。この実施例は、図 9 の構成に対し、図 3 と同様の線形予測分析部 3 1 L、量子化部 3 2 L、変換部 3 3 L、線形予測フィルタ 3 4 L を含む子チャンネル線形予測分析手段が追加され（これらを含む構成は請求項 10 における第 2 チャンネル第 2 線形予測分析手段に対応する）、子チャンネル信号に対し同様の処理を行なって残差信号  $e^L(n)$  を得る。更に、比較部 4 5 L と入力切替部 2 が設けられる。親チャンネル側の線形予測フィルタ 1 4 R からの残差信号  $e^R(n)$  のエネルギーと子チャンネル残差信号  $e^L(n)$  のエネルギーを例えば次式

【 0 0 5 2 】

10

20

30

40

【数 20】

$$E^R = \sum_{n=1}^N \{e^R(n)\}^2 \quad (25)$$

$$E^L = \sum_{n=1}^N \{e^L(n)\}^2 \quad (26)$$

により計算し、小さい方のチャンネルの入力信号を親チャンネル信号、大きい方のチャンネルの入力信号を子チャンネル信号と決定し、それに従って入力切替部 2 を切り替え制御する。以下の処理は図 9 と同様である。なお、比較部 4 5 L による比較は、残差信号のエネルギーの比較を行う場合を示したが、絶対値の和や符号量の比較を用いてもよい。

10

【0053】

実施例 4

図 9 の実施例において得られる符号の符号量と、図 9 における右チャンネル信号  $x^R(n)$  を子チャンネルの入力とし、左チャンネル信号  $x^L(n)$  を親チャンネルの入力として（即ち親子関係を逆にして）図 11 に示すように再度符号化を行い、図 9 の場合の符号量と比較しての少ない方を出力としてもよい。例えば、図 12 に示すように、図 9（又は図 11）の構成で示される符号化装置をこの変形実施例の符号化部 3 とし、符号化部 3 の入力側に入力切替部 2 を設け、出力側に選択出力部 4 を設ける。選択出力部 4 には符号化部 3 を構成する図 9（又は図 11）の符号合成部 2 4 R、6 3 M からの符号の組を保持する記憶部 4 A、4 B と、それらの記憶部 4 A、4 B に保持された符号の組の符号量を計算し、どちらが小であるか判定する符号量比較部 4 C と、小さいと判定されたほうの符号の組を選択出力する選択部 4 D とが設けられている。

20

【0054】

まず、入力切替部 2 により右チャンネル信号を親チャンネル信号、左チャンネル信号を子チャンネル信号として符号化部 3 に入力し、図 9 に示すように符号化処理を行なう。出力符号  $C_g^R$ 、 $C_g^M$  は例えば記憶部 4 A に保持する。

次に、入力切替部 2 を切り替えて右チャンネル信号を親チャンネル信号、右チャンネル信号を子チャンネル信号として符号化部 3 に入力し、図 11 に示すように符号化処理（L と R を逆にした処理）を行なう。図 9 における信号または符号を表す記号に使用されている M は図 11 の処理において M 2 に変えてある。また図 9 における記号  $\mu$  は  $\mu_2$  に変えてある。図 11 の符号化処理による出力符号  $C_g^L$ 、 $C_g^{M2}$  は記憶部 4 B に保持される。

30

【0055】

符号量比較部 4 C により記憶部 4 A に保持されている符号  $C_g^R + C_g^M$  と記憶部 4 B に保持されている符号  $C_g^L + C_g^{M2}$  の符号量をそれぞれ計算し、符号量が少ないほうを選択出力部 4 D により選択し、選択した符号の組と、何れのチャンネルが親チャンネル（又は子チャンネル）であるかを表す情報  $C^C$  とを出力する。

この方法によれば、右チャンネル残差信号のエネルギーと左チャンネル残差信号エネルギーを比較して親チャンネル、子チャンネルを決定する場合より、より効率の高い符号化が可能となる。

40

【0056】

実施例 5

子チャンネルに関しては、通常の線形予測分析を行って求めた係数符号  $C_k^L$  と残差符号  $C_g^L$  とを合成して得た  $C_g^L$  と、図 9 の実施例で求めた  $C_g^M$  の符号量を符号量比較部で比較して少ない方を出力しても良い。その変形実施例を図 13 に示す。この変形実施例は、図 9 の実施例に対し、図 3 と同様の線形予測分析部 3 1 L、量子化部 3 2 L、変換部 3 3 L、線形予測フィルタ 3 4 L、残差符号化部 4 2 L、係数符号化部 6 5 L、符号合成部 6 6 L、符号量比較部 6 7 が追加され、図 3 の場合と同様の処理を行なう。

図 13 おける線形予測分析部 3 1 L、量子化部 3 2 L、変換部 3 3 L、線形予測フィル

50



イル)、192kHz/24bit(6ファイル)を使用した。図に示すように予測次数10,30,50のいずれの場合もこの発明による符号化の方が圧縮率(符号化後のデータ量/符号化前のデータ量)が小さくなっていることが示されている。

【図面の簡単な説明】

【0062】

- 【図1】従来のマルチチャネル符号化の概念を示すブロック図。
- 【図2】従来の格子法によるPARCOR係数の決定方法を説明するための図。
- 【図3】従来のマルチチャネル符号化装置の例を示すブロック図。
- 【図4】この発明による相関格子法によるPARCOR係数の決定方法を説明するための図。
- 【図5】相関格子法の変形例を説明するための図。
- 【図6】相関格子法の他の例を説明するための図。
- 【図7】この発明によるマルチチャネル符号化装置の基本的機能構成ブロック図。
- 【図8】この発明によるマルチチャネル符号化方法の基本的な処理手順を示すフロー図。
- 【図9】この発明によるマルチチャネル符号化装置の実施例1を示すブロック図。
- 【図10】この発明による実施例2を示すブロック図。
- 【図11】図9における左右チャネル信号を入れ替えた処理を示すブロック図。
- 【図12】図9と図11による実施例3を示すブロック図。
- 【図13】この発明による実施例4を示すブロック図。
- 【図14】この発明による実施例5を示すブロック図。
- 【図15】この発明の効果を示すためのグラフ。

10

20

【図1】

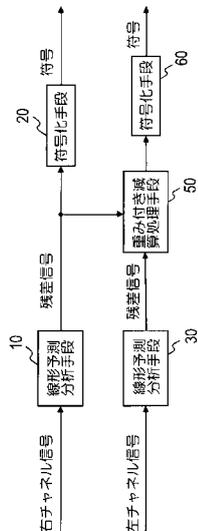


図1

【図2】

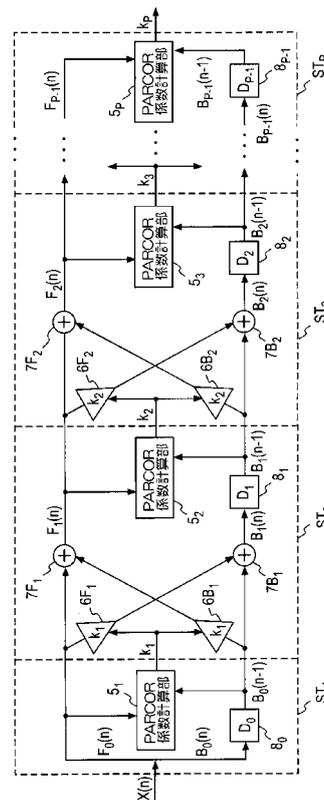


図2



【 図 7 】

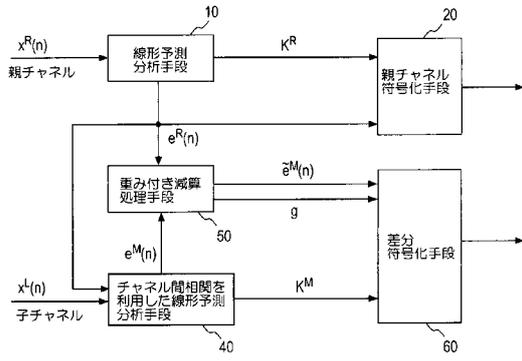


図 7

【 図 8 】

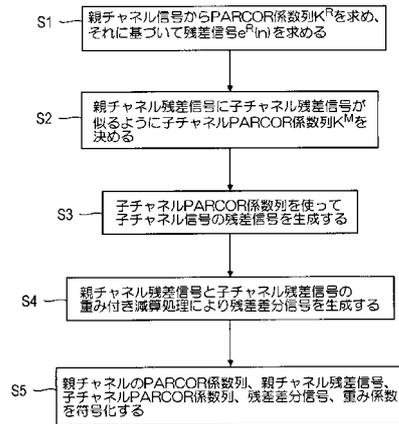


図 8

【 図 9 】

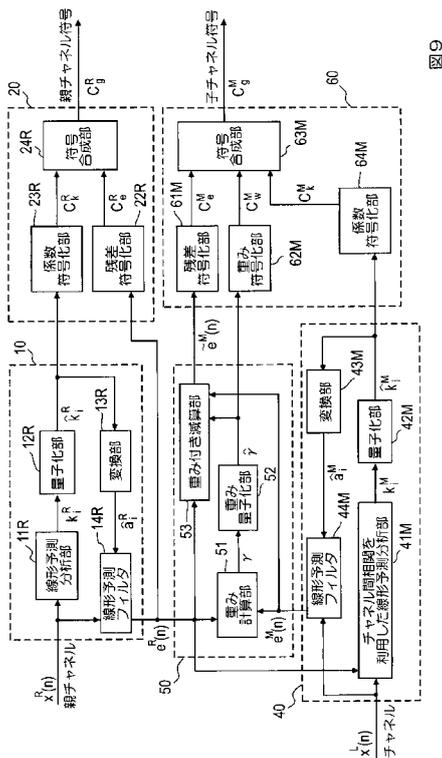


図 9

【 図 10 】

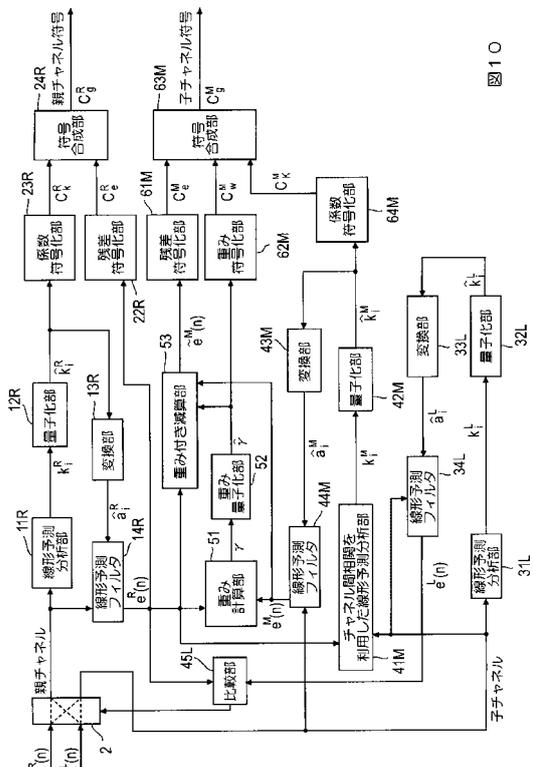


図 10

【 図 1 1 】

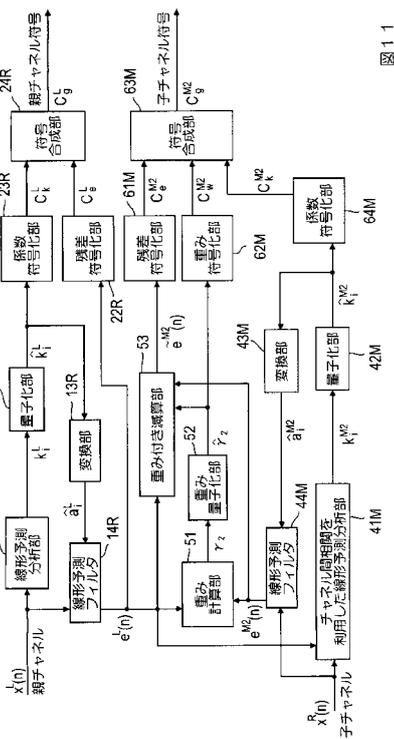


図 1 1

【 図 1 2 】

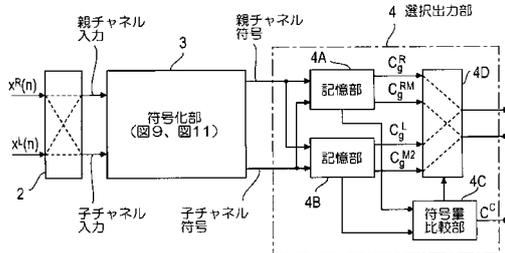


図 1 2

【 図 1 3 】

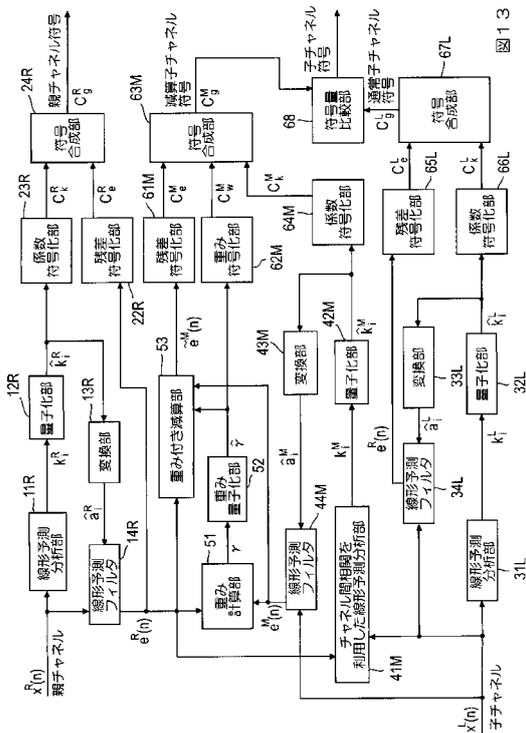


図 1 3

【 図 1 4 】

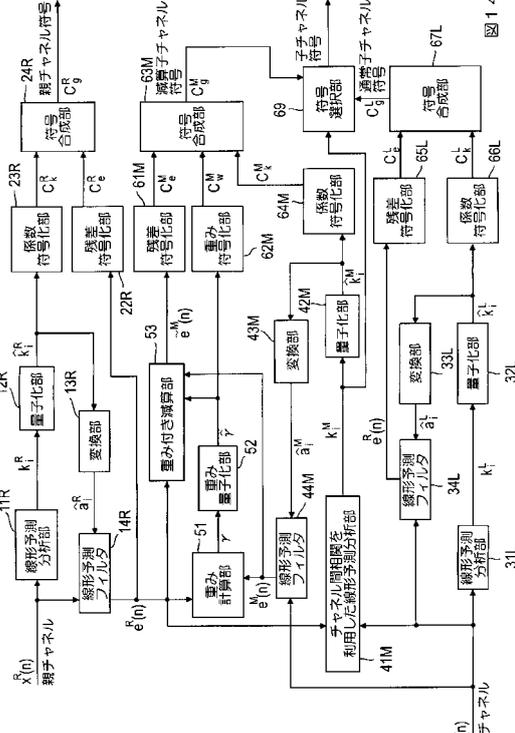


図 1 4

【 図 15 】

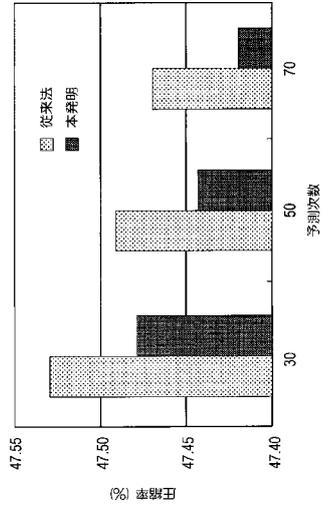


図 15

## フロントページの続き

- (72)発明者 原田 登  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内
- (72)発明者 守谷 健弘  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 間宮 嘉誉

- (56)参考文献 特開2008-175993(JP,A)  
特開2005-115267(JP,A)  
特表平11-509388(JP,A)  
国際公開第2006/003993(WO,A1)  
国際公開第2006/019117(WO,A1)  
鎌本優、外4名, ISO/IEC MPEG-4 Audio Lossless Coding (ALS) におけるチャンネル内とチャンネル間の長期予測, 電子情報通信学会論文誌, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 2006年 2月 1日, Vol. J89-B, No. 2, p. 214-222

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 19/00-19/14  
H04S 1/00-7/00  
Science Direct  
IEEE Xplore  
CiNii  
JSTPlus(JDreamII)  
JST7580(JDreamII)