

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4963973号
(P4963973)

(45) 発行日 平成24年6月27日(2012.6.27)

(24) 登録日 平成24年4月6日(2012.4.6)

(51) Int. Cl.	F 1		
G 1 0 L 19/00	(2006.01)	G 1 0 L 19/00	2 1 3
G 1 0 L 19/06	(2006.01)	G 1 0 L 19/06	Z
G 1 0 L 19/14	(2006.01)	G 1 0 L 19/14	4 0 0 Z

請求項の数 26 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2007-8570 (P2007-8570)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成19年1月17日(2007.1.17)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2008-175993 (P2008-175993A)		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7月31日(2008.7.31)	(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】 マルチチャン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チャンネル線形予測係数と第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、の信号からその残差信号と上記第1チャンネル残差信号の差分の基準値が最小となるように第2チャンネル線形予測係数を求め、その第2チャンネル線形予測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チャンネル線形予測係数に対応する係数と上記第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チャンネル線形予測係数に対応する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】

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3】

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。

10

【請求項4】

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線形予測係数と、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線形予測係数に対応する係数を符号化し、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、符号量の小さいほうを第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。

20

【請求項5】

請求項1乃至4のいずれか記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、上記第2チャンネル信号の残差信号と上記第1チャンネル残差信号との重み付き減算で得られる残差差分信号のエネルギーを、第2チャンネル線形予測係数を変数として含む式で表し、その式を第2チャンネル線形予測係数のそれぞれの次数の係数で偏微分して得られる式を上記第2チャンネル信号の自己相関と上記第1チャンネル残差信号と上記第2チャンネル信号間の相互相関とを使って表し、その式を0とおいて解くことにより上記第2チャンネル線形予測係数を求めるステップであ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6】

請求項5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チャンネル線形予測分析ステップは、上記第1チャンネル信号 $x^R(n)$ から P^R 次の上記第1チャンネル線形予測係数 a_i^R ($i=1, 2, \dots, P^R$)を求め、さらに上記第1チャンネル残差信号を次式

30

【数1】

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

により生成し、ただし $a_0^R=1$ とし、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、 P^M を0から P^M までの整数とし、上記第2チャンネル信号 $x^L(n)$ の自己相関 $R(\tau)$ と、上記第1チャンネル残差信号 $e^R(n)$ と上記第2チャンネル信号 $x^L(n)$ 間の相互相関 $C(\tau)$ を次式

40

【数2】

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N x^L(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

$$C(\tau) = \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

50

で表すと、 P^M 次の上記第2チャンネル線形予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ を次式

【数3】

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \dots & R(P^M-1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} \\ R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(0) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \dots & R(P^M-2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M-1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} & R(P^M-2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} & \dots & R(0) - \frac{C(P^M)^2}{E^R} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} R(1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(P^M) - \frac{C(0)C(P^M)}{E^R} \end{bmatrix} \quad 10$$

により計算し、上記第2チャンネル残差信号 $e^M(n)$ を上記第2チャンネル信号 $x^L(n)$ と上記第2チャンネル線形予測係数 a_i^M から計算するステップであり、

上記重み付き減算ステップは、重み係数 γ を

【数4】

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

により計算する重み計算ステップと、上記第2チャンネル残差信号 $e^M(n)$ と上記重み係数に基づいて重み付けした上記第1チャンネル残差信号 $e^R(n)$ との差分を上記残差差分信号 $e^M(n)$ として計算する重み付き減算処理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。 30

【請求項7】

請求項6記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、上記第1チャンネル差分信号の複数タップの重み付き減算により上記残差差分信号を求め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】

請求項6記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、上記第1チャンネル差分信号の時間差を考慮した複数タップの重み付き減算により上記残差差分信号を求めることを特徴とするマルチチャンネル信号符号化方法。 40

【請求項9】

請求項5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チャンネル線形予測分析ステップは、上記第1チャンネル信号 $x^R(n)$ から P^R 次の線形予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を求め、さらに上記第1チャンネル残差信号を次式

【数5】

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

により生成し、ただし $a_0^R=1$ とし、

上記チャネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、 P^M を0から P^M までの整数とし、上記第2チャネル信号を $x^L(n)$ とし、上記第2チャネル信号 $x^L(n)$ の自己相関 $R(\cdot)$ と、上記第1チャネル残差信号 $e^R(n)$ と上記第2チャネル信号 $x^L(n)$ 間の相互相関 $C(\cdot)$ を次式【数6】

$$R(i, j) = \sum_{n=1}^N x^L(n-i) \cdot x^L(n-j)$$

$$C(\tau) = \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

10

で表すと、 P^M 次の上記第2チャネル線形予測係数 $a_i^M(i=1, 2, \dots, P^M)$ を次式

【数7】

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(1,1) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1,2) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \dots & R(1,P^M) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} \\ R(2,1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(2,2) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \dots & R(2,P^M) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M,1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} & R(P^M,2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} & \dots & R(P^M,P^M) - \frac{C(P^M)^2}{E^R} \end{bmatrix}^{-1}$$

20

$$\times \begin{bmatrix} R(0,1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(0,2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(0,P^M) - \frac{C(0)C(P^M)}{E^R} \end{bmatrix}$$

30

により計算し、上記第2チャネル残差信号 $e^M(n)$ を上記第2チャネル信号 $x^L(n)$ と上記第2チャネル線形予測係数 a_i^M から計算するステップであり、

上記重み付き減算ステップは、重み係数 γ を

【数8】

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

40

により計算する重み計算ステップと、上記第2チャネル残差信号 $e^M(n)$ と上記重み係数に基づいて重み付けした上記第1チャネル残差信号 $e^R(n)$ との差分を上記残差差分信号 $e^M(n)$ として計算する重み付き減算処理ステップを含むことを特徴とするマルチチャネル信号符号化方法。

【請求項10】

請求項5記載のマルチチャネル信号符号化方法において、上記第1チャネル線形予測分析ステップは、上記第1チャネル信号 $x^R(n)$ から P^R 次の上記第1チャネル線形予測係数 $a_i^R(i=1, 2, \dots, P^R)$ を求め、さらに上記第1チャネル残差信号を次式

【数 9】

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

により生成し、ただし $a_0^R=1$ とし、

上記チャネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、 γ_0 を 0 から P^M までの整数とし、上記第 2 チャネル信号 $x^L(n)$ の自己相関 $R(\tau)$ と、上記第 1 チャネル残差信号 $e^R(n)$ と上記第 2 チャネル信号 $x^L(n)$ 間の相互相関 $C(\tau)$ を次式

10

【数 10】

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N x^L(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

$$C(\tau) = \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

で表すと、前フレームの重み係数を暫定重み係数 γ_0 として使って P^M 次の上記第 2 チャネル線形予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ を次式

20

【数 11】

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(P^M-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(P^M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M-1) & R(P^M-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R(1) - \gamma_0 \cdot C(1) \\ R(2) - \gamma_0 \cdot C(2) \\ \vdots \\ R(P^M) - \gamma_0 \cdot C(P^M) \end{bmatrix}$$

30

により計算し、上記第 2 チャネル残差信号 $e^M(n)$ を上記第 2 チャネル信号 $x^L(n)$ と上記第 2 チャネル線形予測係数 a_i^M から計算するステップであり、

上記重み付き減算ステップは、重み係数 γ を

【数 12】

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

により計算する重み計算ステップと、上記第 2 チャネル残差信号 $e^M(n)$ と上記重み係数 γ に基づいて重み付けした上記第 1 チャネル残差信号 $e^R(n)$ との差分を上記残差差分信号 $e^M(n)$ として計算する重み付き減算処理ステップを含むことを特徴とするマルチチャネル信号符号化方法。

40

【請求項 11】

請求項 5 記載のマルチチャネル信号符号化方法において、上記第 2 チャネル信号 $x^L(n)$ のみからその残差信号を第 2 チャネル第 2 残差信号 $e^L(n)$ として生成する第 2 チャネル線形予測分析ステップと、上記第 1 チャネル残差信号 $e^R(n)$ と上記第 2 チャネル残差信号 $e^L(n)$ から暫定重み係数 γ_0 を次式

【数 1 3】

$$\gamma_0 = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)}$$

により求める暫定重み係数計算ステップとを更に含み、

上記第 1 チャンネル線形予測分析ステップは、上記第 1 チャンネル信号 $x^R(n)$ から P^R 次の上記第 1 チャンネル線形予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を求め、さらに上記第 1 チャンネル残差信号を次式

10

【数 1 4】

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

により生成し、ただし $a_0^R=1$ とし、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、 τ を 0 から P^M までの整数とし、上記第 2 チャンネル信号 $x^L(n)$ の自己相関 $R(\tau)$ と、上記第 1 チャンネル残差信号 $e^R(n)$ と上記第 2 チャンネル信号 $x^L(n)$ 間の相互相関 $C(\tau)$ を次式

20

【数 1 5】

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N x^L(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

$$C(\tau) = \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot x^L(n-\tau)$$

で表すと、上記暫定重み係数計算ステップにより計算された暫定重み係数 γ_0 を使って P^M 次の上記第 2 チャンネル線形予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ を次式

30

【数 1 6】

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(P^M-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(P^M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M-1) & R(P^M-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R(1) - \gamma_0 \cdot C(1) \\ R(2) - \gamma_0 \cdot C(2) \\ \vdots \\ R(P^M) - \gamma_0 \cdot C(P^M) \end{bmatrix}$$

により計算し、上記第 2 チャンネル残差信号 $e^M(n)$ を上記第 2 チャンネル信号 $x^L(n)$ と上記第 2 チャンネル線形予測係数 a_i^M から計算するステップであり、

40

上記重み付き減算ステップは、重み係数 γ を

【数 1 7】

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

により計算する重み計算ステップと、上記第 2 チャンネル残差信号 $e^M(n)$ と上記重み係数に基づいて重み付けした上記第 1 チャンネル残差信号 $e^R(n)$ との差分を上記残差差分信号 $e^M(n)$

50

$e^M(n)$ として計算する重み付き減算処理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 1 2】

請求項 1 乃至 4 のいずれか記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、前フレームの重み係数を暫定重み係数として使って上記第 2 チャンネル信号を上記第 1 チャンネル残差信号により重み付き減算処理して差信号を生成する相関近似ステップと、上記差信号を線形予測分析し、それによって得られる予測係数を上記第 2 チャンネル線形予測係数として出力する差信号線形予測分析ステップ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方法。

【請求項 1 3】

請求項 1 乃至 4 のいずれか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 チャンネル信号のみからその残差信号を第 2 チャンネル第 2 残差信号として生成する第 2 チャンネル線形予測分析ステップと、上記第 1 チャンネル残差信号と上記第 2 チャンネル残差信号から暫定重み係数を求める暫定重み係数計算ステップとを更に含み、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、相互相関の近似として上記暫定重み係数計算ステップで計算した上記暫定重み係数を使って上記第 2 チャンネル信号を上記第 1 チャンネル残差信号により重み付き減算処理して差信号を生成する相関近似ステップと、上記差信号を線形予測分析し、それによって得られる予測係数を上記第 2 チャンネル線形予測係数として出力する差信号線形予測分析ステップ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方法。

【請求項 1 4】

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、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析ステップは、上記第 2 チャンネル信号の残差信号と上記第 1 チャンネル残差信号との重み付き減算で得られる残差差分信号の絶対値を連続関数で近似するステップと、その近似式を第 2 チャンネル線形予測係数を変数として含む式で表し、その式を第 2 チャンネル線形予測係数のそれぞれの次数の係数で偏微分して得られる式を上記第 2 チャンネル信号の自己相関と上記第 1 チャンネル残差信号と上記第 2 チャンネル信号間の相互相関とを使って表し、その式により上記第 2 チャンネル線形予測係数を求め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 1 5】

請求項 1 4 記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記自己相関と相互相関であらわされる式を 0 とおいて解くことにより上記第 2 チャンネル線形予測係数を求め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 1 6】

請求項 1 4 記載のマルチチャンネル信号符号化方法において、上記自己相関と相互相関で表される式から最急降下法により上記第 2 チャンネル線形予測係数を求め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 1 7】

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 チャンネル線形予測係数と第 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、の信号からその残差信号と上記第 1 チャンネル残差信号の差分の基準値が最小となるように第 2 チャンネル線形予測係数を求め、その第 2 チャンネル線形予測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チャンネル線形予測係数に対応する係数と上記第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チャンネル線形予測係数に対応する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18】

請求項17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。

10

【請求項19】

請求項17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。

【請求項20】

20

請求項17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線形予測係数と、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2線形予測係数に対応する係数を符号化し、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21】

請求項17乃至20のいずれか記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、上記第2チャンネル信号の残差信号と上記第1チャンネル残差信号との重み付き減算で得られる残差差分信号のエネルギーを、第2チャンネル線形予測係数を変数として含む式で表し、その式を第2チャンネル線形予測係数のそれぞれの次数の係数で偏微分して得られる式を上記第2チャンネル信号の自己相関と上記第1チャンネル残差信号と上記第2チャンネル信号間の相互相関とを使って表し、その式を0とおいて解くことにより上記第2チャンネル線形予測係数を求める手段である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22】

請求項17乃至20のいずれか記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、前フレームの重み係数を暫定重み係数として保持する重み係数保持手段が更に設けられており、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、相互相関の近似として上記重み係数保持手段からの上記暫定重み係数を使って上記第2チャンネル信号を上記第1チャンネル残差信号により重み付き減算処理して差信号を生成する相関近似部と、上記差信号を線形予測分析し、それによって得られる予測係数を上記第2チャンネル線形予測係数として出力する差信号線形予測分析部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。

40

【請求項23】

請求項17乃至20のいずれか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チャンネル信号のみからその残差信号を第2チャンネル第2残差信号として生成する第2チャンネル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から暫定重み係数求める暫定重み係数計算手段とを更に含み、

上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、相互相関の近似として上記暫定重

50

み係数計算手段からの上記暫定重み係数を使って上記第2チャンネル信号を上記第1チャンネル残差信号により重み付き減算処理して差信号を生成する相関近似部と、上記差信号を線形予測分析し、それによって得られる予測係数を上記第2チャンネル線形予測係数として出力する差信号線形予測分析部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24】

請求項17乃至20のいずれか記載のマルチチャンネル信号符号化装置において、上記チャンネル間相関を利用した線形予測分析手段は、上記第2チャンネル信号の残差信号と上記第1チャンネル残差信号との重み付き減算で得られる残差差分信号の絶対値を連続関数で近似し、その近似式を第2チャンネル線形予測係数を変数として含む式で表し、その式を第2チャンネル線形予測係数のそれぞれの次数の係数で偏微分して得られる式を上記第2チャンネル信号の自己相関と上記第1チャンネル残差信号と上記第2チャンネル信号間の相互相関とを使って表し、その式により上記第2チャンネル線形予測係数を求める手段である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25】

コンピュータに請求項1乃至16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26】

請求項25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】

20

【0001】

本発明は、マルチチャン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。

【背景技術】

【0002】

従来のマルチチャン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すると共に、それら2つの残差信号を重み付き減算し、減算結果を符号化している。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、逆変換したのものも含み、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、

30

【0003】

【数18】

40

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

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

と表すことができる。ただし、 $a_0^L=1$ 、 $a_0^R=1$ とする。これまでの方法では、予測係数 a_i^L 、 a_i^R はNサンプルのフレーム毎に次式

【0004】

50

【数 1 9】

$$E^L = \sum_{n=1}^N \{e^L(n)\}^2 \quad (3)$$

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

で表されるそれぞれのチャンネルの残差信号エネルギーを一例とする基準値を最小にするように決められていた。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）として減算処理

10

【 0 0 0 5】

【数 2 0】

$$\tilde{e}^L(n) = e^L(n) - \gamma \cdot e^R(n) \quad (5)$$

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。ここで、重み係数 γ は、例えば、減算処理後のエネルギー

【 0 0 0 6】

【数 2 1】

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

が最小となるように、

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (6)$$

20

30

として求める。

非特許文献 1 に記述されている従来技術での、具体的な手順を図 2 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。

【 0 0 0 7】

線形予測分析部 1 1 R は入力された親チャンネル原信号 $x^R(n)$ を従来の線形予測分析方法（レビンソン・ダービン等）により線形予測分析し、予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を得る。変換部 1 2 R は予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を PARCOR 係数 $k_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ に変換する。量子化部 1 3 R は入力された PARCOR 係数 $k_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を切捨て切り上げ量子化し、量子化済 PARCOR 係数 $\hat{k}_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を出力する。逆変換部 1 4 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 $\hat{a}_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ に逆変換する。線形予測フィルタ 2 1 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、入力された親チャンネル原信号 $x^R(n)$ を次式

40

【 0 0 0 8】

【数 2 2】

$$e^R(n) = \sum_{i=0}^{P^R} \hat{a}_i^R \cdot x^R(n-i) \quad (7)$$

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。残差符号化部 2 2 R 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 2 3

50

Rは量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ 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。

【0009】

線形予測分析部31Lは入力された子チャネル原信号 $x^L(n)$ を従来の線形予測分析方法(レビンソン・ダービン等)により線形予測分析し、予測係数 $a_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ を得る。変換部32Lは予測係数 $a_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ をPARCOR係数 $k_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ に変換する。量子化部33Lは入力されたPARCOR係数 $k_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ を量子化し、量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ を出力する。逆変換部34Lは入力された量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ を量子化済予測係数 $\hat{a}_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ に逆変換する。線形予測フィルタ41Lは量子化済予測係数 $\hat{a}_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ をフィルタ係数として、入力された親チャネル原信号 $x^L(n)$ 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。

【0010】

【数23】

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

残差符号化部42Lは予測残差 $e^L(n)$ を符号化し残差符号 C_e^L を出力する。係数符号化部43Lは量子化済PARCOR係数 $\hat{k}_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ を符号化し係数符号 C_k^L を出力する。符号合成部44Lは残差符号 C_e^L と係数符号 C_k^L を合成し、通常子チャネル合成符号 C_g^L を出力する。

【0011】

重み計算部51は予測残差 $e^R(n)$ と予測残差 $e^L(n)$ を用いて以下の式から重み係数を求める。

【数24】

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (9)$$

重み量子化部52は重み係数を量子化し、量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$ を得る。重み付き減算処理部53は、予測残差 $e^R(n)$ と予測残差 $e^L(n)$ と量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$ を用いて以下の式より、差信号 $\tilde{e}^M(n)$ を得る。

【数25】

$$\tilde{e}^M(n) = e^L(n) - \hat{\gamma} \cdot e^R(n) \quad (10)$$

【0012】

残差符号化部61M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。重み符号化部62M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63Mは残差符号 C_e^M と重み符号 C_w^M と係数符号化部43L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。

【0013】

符号量比較部71は、通常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)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

従来技術では、2チャンネル以上の入力であっても、それぞれのチャンネル毎に例えば式(3)、(4)で表される線形予測残差のエネルギーが小さくなるように求めた線形予測係数を用いて線形予測分析を行っていた。しかしながら、子チャンネルにおいて符号化の対象となる、式(10)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るとはいえなかった。

【 0 0 1 5 】

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ン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】

【 0 0 1 6 】

この発明によれば、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は、

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チャンネル線形予測係数と第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、の信号からその残差信号と上記第1チャンネル残差信号の差分の基準値が最小となるように第2チャンネル線形予測係数を求め、その第2チャンネル線形予測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チャンネル線形予測係数に対応する係数と上記第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チャンネル線形予測係数に対応する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、
とを含む。

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

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線形予測係数を決めるので、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】

【 0 0 1 8 】

発明の原理

この発明によれば、合計の基準値（言い換えれば実際に符号化される信号の基準値）、例えば親チャンネルの残差信号エネルギー基準と、減算処理後の子チャンネル残差信号エネルギー基準の合計

【数 2 6】

$$E^{\text{total}} = E^{\text{R}} + \sum_{n=1}^N \{\tilde{e}^{\text{L}}(n)\}^2$$

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線形予測係数を決める。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似るように線形予測係数を計算すればよい。

【 0 0 1 9 】

子チャンネルの線形予測係数の計算方法例

親チャンネルの残差信号と子チャンネルの残差信号とを用いて子チャンネルの重み付き残差信

10

20

30

40

50

号を求める処理は、実際には式(5)又は(10)に示した1タップの減算処理ではなく複数タップの減算処理が行われることもあるが(特許文献1)、ここでは分かりやすく説明にするため1タップの減算処理を用いる。また、説明のため、減算処理の親となるRチャンネルの線形予測係数は固定のままとし、チャンネル数も2とする。そしてLチャンネルを減算処理の子チャンネルとし、Lチャンネルの線形予測係数を本発明で採用した新たな手法で計算する。このような条件のもとでは、サンプル数がNのときの2チャンネル合計のエネルギーは、

【数27】

$$\begin{aligned} E^{\text{total}} &= E^R + \sum_{n=1}^N \{\tilde{e}^L(n)\}^2 \\ &= E^R + \sum_{n=1}^N \{e^L(n) - \gamma \cdot e^R(n)\}^2 \end{aligned} \quad (11)$$

である。ここで、重み係数 γ は前述のように減算処理後のエネルギーが最小となるように、

【0020】

【数28】

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^L(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (12)$$

とする。これを式(11)に代入すると、

$$\begin{aligned} E^{\text{total}} &= E^R + \sum_{n=1}^N \{e^L(n)\}^2 - \frac{\left\{ \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^L(n) \right\}^2}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \\ &= E^R + \sum_{n=1}^N \left\{ \sum_{k=0}^{P^L} a_k^L \cdot x^L(n-k) \right\}^2 \\ &\quad - \frac{\left\{ \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot \sum_{k=0}^{P^L} a_k^L \cdot x^L(n-k) \right\}^2}{E^R} \end{aligned} \quad (13)$$

となる。本発明では、この式(13)が最小となるように、式(13)の各次数の線形予測係数での偏微分 E^{total} / a_i^L が0となる線形予測係数を求める(ただし、 $i=1, 2, \dots, P^L$)。式(13)を子チャンネル側の予測係数 a_i^L で偏微分すると式(13)中の E^R の項は0となるので、結局第2項と第3項の和が最小となるような線形予測係数を求めることになる。即ち、式(11)において子チャンネル残差信号 $e^L(n)$ を親チャンネル残差信号 $e^R(n)$ に近づけるような線形予測係数を定めることになる。ここで、子チャンネル信号の自己相関 $R(\tau)$ と、親チャンネルの残差信号と子チャンネル信号間の相互相関 $C(\tau)$ を次式

【0021】

【数29】

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N x^L(n) \cdot x^L(n-\tau) \quad (14)$$

$$C(\tau) = \sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot x^L(n-\tau) \quad (15)$$

で表し、式(13)を最小化する線形予測係数 a_k^L を定めるために、式(13)を係数 a_i^L ($i=1, 2$)

10

20

30

40

50

, ..., P^L) で偏微分すると、

【 0 0 2 2 】

【 数 3 0 】

$$\begin{aligned} \frac{\partial E^{\text{total}}}{\partial a_i^L} &= 2a_i^L R(0) + 2a_0^L R(i) + 2a_1^L R(i-1) + \dots + 2a_{i-1}^L R(1) \\ &\quad - \frac{1}{E^R} \{ 2a_i^L C(i)^2 + 2a_0^L C(0) C(i) + 2a_1^L C(1) C(i) \\ &\quad + \dots + 2a_{i-1}^L C(i-1) C(i) \} \end{aligned} \quad (16)$$

10

となる。 $E^{\text{total}} / a_i^L = 0 (i=1, 2, \dots, P^L)$ 及び $a_0^L = 1$ とおくと、

【 0 0 2 3 】

【 数 3 1 】

$$\begin{bmatrix} R(0) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \dots & R(P^L-1) - \frac{C(1)C(P^L)}{E^R} \\ R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(0) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \dots & R(P^L-2) - \frac{C(2)C(P^L)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^L-1) - \frac{C(1)C(P^L)}{E^R} & R(P^L-2) - \frac{C(2)C(P^L)}{E^R} & \dots & R(0) - \frac{C(P^L)^2}{E^R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^L \\ a_2^L \\ \vdots \\ a_{P^L}^L \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$= - \begin{bmatrix} R(1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(P^L) - \frac{C(0)C(P^L)}{E^R} \end{bmatrix} \quad (17)$$

30

となる。式(17)を線形予測係数 $a_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ に関して解くと、

【 0 0 2 4 】

【 数 3 2 】

$$\begin{bmatrix} a_1^L \\ a_2^L \\ \vdots \\ a_{P^L}^L \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \dots & R(P^L-1) - \frac{C(1)C(P^L)}{E^R} \\ R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(0) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \dots & R(P^L-2) - \frac{C(2)C(P^L)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^L-1) - \frac{C(1)C(P^L)}{E^R} & R(P^L-2) - \frac{C(2)C(P^L)}{E^R} & \dots & R(0) - \frac{C(P^L)^2}{E^R} \end{bmatrix}^{-1} \quad (40)$$

$$\times \begin{bmatrix} R(1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(P^L) - \frac{C(0)C(P^L)}{E^R} \end{bmatrix} \quad (18)$$

となる。式(18)を解くことにより、 E^{total} が最小となる子チャネルの線形予測係数 $a_i^L (i=1, 2, \dots, P^L)$ となる。 (50)

$=1, 2, \dots, P^L)$ を求めることができる。この方程式の型はコレスキー分解などの周知のアルゴリズムを用いて解くことができる。

【0025】

式(18)の行列の各要素に入っている相互相関 $C(\)$ の項がこの発明により導入されたものであり、これに対し各チャンネルごとに残差信号エネルギーが最小となるように予測係数を決める従来の方法ではこのような相互相関 $C(\)$ の項は入らず、自己相関 $R(\)$ の項のみで表される。このようにして決められた線形予測係数 $a_i^L(i=1, 2, \dots, P^L)$ を使って式(7)により子チャンネル信号の残差信号を求め、更に式(9)の重み係数を求めて式(10)の重み付き減算処理を行うことにより従来より圧縮効率の高い符号化が可能となる。なお、親チャンネルの線形予測係数 $a_i^R(i=1, 2, \dots, P^R)$ は従来と同様に、親チャンネル信号の残差信号エネルギー、即ち式(4)を最小化するように決めればよい。

10

【0026】

本発明によるマルチチャンネル符号化の基本的手順

図3はこの発明によるマルチチャンネル信号の基本的な符号化処理手順の例を示す。

この発明では、マルチチャンネル入力信号を符号化する場合、どのチャンネル信号が親チャンネル信号、また子チャン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ンネル信号が親チャンネル信号として入力され、左チャンネル信号が子チャンネル信号として入力されたとする。まず、親チャンネル信号の残差信号を例えば式(2)により求める(ステップS1)。得られた親チャンネル残差信号に対し、子チャンネル残差信号との差分信号の基準値、例えばエネルギーが最小となるように子チャンネル用の線形予測係数を決める(ステップS2)。これは、具体的には式(18)を解くことによって得られる。得られた予測係数を使って子チャンネル信号の残差信号を生成する(ステップS3)。親チャンネル残差信号と子チャンネル残差信号の重み付き減算処理により残差差分信号を生成する(ステップS4)。親チャンネルの予測係数、親チャンネル残差信号、子チャンネル予測係数、残差差分信号、重み係数をそれぞれ符号化する(ステップS5)。

20

【0027】

実施例1

図4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2の従来技術の構成と異なる点は、図2における子チャンネル線形予測分析部31Lの代わりにチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mが設けられ、残差符号化部42L、符号合成部44L、符号量比較部71に対応するものが設けられていないことである。また、図2における子チャンネルの変換部32L、量子化部33L、逆変換部34L、線形予測フィルタ41L、係数符号化部43Lは、それぞれ図4における同様の構成部55M~58M、64Mに置き換えられている。

30

【0028】

図4における線形予測分析部11R、変換部12R、量子化部13R、逆変換部14R、線形予測フィルタ21Rを含む構成は、請求項18における第1チャンネル線形予測分析手段に対応する。図4におけるチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54M、変換部55M、量子化部56M、逆変換部57M、線形予測フィルタ58Mを含む構成は、請求項18におけるチャンネル間相関を利用した線形予測分析手段に対応する。図4における重み計算部51、重み量子化部52、重み付き減算処理部53を含む構成は、請求項18における重み付き減算手段に対応する。図4における残差符号化部22R、係数符号化部23R、符号合成部24Rを含む構成は、請求項18における第1チャンネル符号化手段に対応する。図4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を含む構成は、請求項18における第2チャンネル符号化手段に対応する。これらの対応関係は以下の各実施例においても当てはまる。

40

【0029】

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

50

ネルを子チャネルとする。

【 0 0 3 0 】

線形予測分析部 1 1 R は入力された親チャネル信号 $x^R(n)$ を従来の線形予測分析方法（レビンソン・ダービン等）により線形予測分析し、予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ を得る。変換部 1 2 R は予測係数 $a_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ をPARCOR係数 $k_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ に変換する。量子化部 1 3 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。逆変換部 1 4 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 $\hat{a}_i^R (i=1, 2, \dots, P^R)$ に逆変換する。線形予測フィルタ 2 1 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原信号 $x^R(n)$ を次式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 3 1 】

【数 3 3】

$$e^R(n) = \sum_{i=0}^{P^R} \hat{a}_i^R \cdot x^R(n-i) \quad (19)$$

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。

20

【 0 0 3 2 】

チャネル間相関を利用した線形予測分析部 5 4 M は以下のStep1からStep3を行う。

Step1: 入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ より式(14)を用いて P^M 次までの自己相関 $R(\)$ ($=0, 1, \dots, P^M$) を計算する。

Step2: 入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ と予測残差 $e^R(n)$ より式(15)を用いて P^M 次までの相互相関 $C(\)$ ($=0, 1, \dots, P^M$) を計算する。

Step3: Step1で得られた $R(\)$ ($=0, 1, \dots, P^M$) とStep2で得られた $C(\)$ ($=0, 1, \dots, P^M$) を用いて、次式により相互相関を考慮した予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ を求める。

【数 3 4】

30

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \dots & R(P^M-1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} \\ R(1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(0) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \dots & R(P^M-2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M-1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} & R(P^M-2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} & \dots & R(0) - \frac{C(P^M)^2}{E^R} \end{bmatrix}^{-1} \\ \times \begin{bmatrix} R(1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(P^M) - \frac{C(0)C(P^M)}{E^R} \end{bmatrix} \quad (18')$$

40

【 0 0 3 3 】

変換部 5 5 M は予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ をPARCOR係数 $k_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ に変換する。量子化部 5 6 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。逆変換部 5 7 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 $\hat{a}_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ に逆変換する

50

。線形予測フィルタ 5 8 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。

【数 3 5】

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

【0034】

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 γ を求める。

10

【数 3 6】

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

重み量子化部 5 2 は重み係数 γ を量子化し、量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$ を得る。重み付き減算処理部 5 3 は、予測残差 $e^R(n)$ 、 $e^M(n)$ と量子化済重み係数 $\hat{\gamma}$ を用いて以下の式より、残差差分信号 $\tilde{e}^M(n)$ を得る。

【数 3 7】

20

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

【0035】

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、子チャネル合成符号 C_g^M を出力する。

【0036】

この発明において、相互相関を考慮して線形予測係数を求めるとは、式(18')において行列及び逆行列の中の少なくともいずれか1つの要素に相互相関 $C(\cdot)$ が導入されているということである。式(18')において、相互相関 $C(\cdot)$ の小さいものは0に近似しても良い。例えば相互相関 $C(0)$ 、 $C(1)$ 、 $C(2)$ は大きい値となるのが期待される場合は、 $C(1)^2$ 、 $C(1)C(2)$ 、 $C(2)^2$ 、 $C(0)C(1)$ 、 $C(0)C(2)$ 等を含む項をそのまま残し、それ以外の相互相関を含む項を0としても良い。

30

【0037】

変形実施例 1

重み付き減算処理部 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(11)において複数タップ ($j=-1, 0, 1$) の重み付き減算処理後の信号、

40

【数 3 8】

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

や時間差(サンプル数間隔 Δ) を考慮した複数タップの重み付き減算処理後の信号、

【数 3 9】

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

を考慮して、エネルギー和

$$E^{\text{total}} = E^R + \sum_{n=1}^N \{ \tilde{e}^L(n) \}^2 \quad (25)$$

10

が最小となるように予測係数を求めてもよい。

【0038】

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。

【0039】

変形実施例 2

式(18')を以下のように変形して、共分散法のように解いてもよい。ただしここで、式(14)の自己相関を次式

20

【数 4 0】

$$R(i, j) = \sum_{n=1}^N x^L(n-i) \cdot x^L(n-j) \quad (26)$$

のように表すこととする。

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(1,1) - \frac{C(1)^2}{E^R} & R(1,2) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & \cdots & R(1,P^M) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} \\ R(2,1) - \frac{C(1)C(2)}{E^R} & R(2,2) - \frac{C(2)^2}{E^R} & \cdots & R(2,P^M) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M,1) - \frac{C(1)C(P^M)}{E^R} & R(P^M,2) - \frac{C(2)C(P^M)}{E^R} & \cdots & R(P^M,P^M) - \frac{C(P^M)^2}{E^R} \end{bmatrix}^{-1} \quad (27)$$

$$\times \begin{bmatrix} R(0,1) - \frac{C(0)C(1)}{E^R} \\ R(0,2) - \frac{C(0)C(2)}{E^R} \\ \vdots \\ R(0,P^M) - \frac{C(0)C(P^M)}{E^R} \end{bmatrix} \quad (27)$$

30

40

この変形実施例2の方法によれば、演算量が実施例1の場合より大となるが、分析精度は高くなる利点がある。

【0040】

変形実施例 3

図4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。その変

50

形実施例を図 5 に示す。この変形実施例は、図 4 の構成に対し、図 2 と同様の線形予測分析部 3 1 L、変換部 3 2 L、量子化部 3 3 L、逆変換部 3 4 L、線形予測フィルタ 4 1 L が追加され（これらを含む構成は請求項 1 9 における第 2 チャネル第 2 線形予測分析手段に対応する）、左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 2 1 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式 (4)、(3) 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 4 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

【 0 0 4 1 】

変形実施例 4

図 4 の実施例において得られる符号の符号量と、図 4 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 6 に示すように再度符号化を行い、図 4 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 7 に示すように、図 4（又は図 6）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 4（又は図 6）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

【 0 0 4 2 】

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 4 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。

【 0 0 4 3 】

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 6 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 4 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 6 の処理において M 2 に変えてある。また図 4 における記号 α は α_2 に変えてある。図 6 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

【 0 0 4 4 】

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。

【 0 0 4 5 】

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右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

【 0 0 4 6 】

変形実施例 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_e^L とを合成して得た C_g^L と、図 4 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 8 に示す。この変形実施例は、図 4 の実施例に対し、図 2 と同様の線形予測分析部 3 1 L、変換部 3 2 L、量子化部 3 3 L、逆変換部 3 4 L、線形予測フィルタ 4 1 L、残差符号化部 4 2 L、係数符号化部 4 3 L、符号合成部 4 4 L、符号量比較部 7 1 が追加され、図 2 の場合と同様の処理を行なう。

【 0 0 4 7 】

50

図 8 おける線形予測分析部 3 1 L、変換部 3 2 L、量子化部 3 3 L、逆変換部 3 4 L、線形予測フィルタ 4 1 L を含む構成は、請求項 2 1 における第 2 チャネル線形予測分析手段に対応する。図 8 における残差符号化部 4 2 L、係数符号化部 4 3 L、符号合成部 4 4 L を含む構成は、請求項 2 1 における第 2 チャネル第 2 符号化手段に対応する。

【 0 0 4 8 】

符号合成部 4 4 L からの合成符号 C_g^L と符号合成部 6 3 M からの合成符号 C_g^M が符号量比較部 7 1 に与えられてそれらの符号量が比較され、少ない方の合成符号を選択してどちらを選択したかを表す情報と共に子チャネルの符号として出力する。この実施例によれば、減算処理を行わないほうが符号量が少ない場合には、通常の線形予測分析の結果を用いることになるので、従来法と比べて圧縮率が悪化することは常でない。

10

【 0 0 4 9 】

変形実施例 6

図 4 の実施例において、変換部 5 5 M により生成された PARCOR 係数 k_i^M に絶対値が 1 以上のものがあると、それらの係数を逆変換して得た線形予測係数 a_i^M による線形予測フィルタ 5 8 M の動作が不安定になる場合がある。そこで、図 8 の変形実施例において、符号量比較部 7 1 で合成符号 C_g^L と C_g^M の符号量を比較して少ない方を出力する代わりに、変換部 5 5 M で得られた PARCOR 係数に依存してどちらを選択するかを決めてもよい。その例を図 9 に示す。図 9 の変形実施例は、図 8 の変形実施例において符号量比較部 7 1 の代わりに符号選択部 7 2 を設けたものである。

20

【 0 0 5 0 】

図 9 おける線形予測分析部 3 1 L、変換部 3 2 L、量子化部 3 3 L、逆変換部 3 4 L、線形予測フィルタ 4 1 L を含む構成は、請求項 2 2 における第 2 チャネル線形予測分析手段に対応する。図 9 における残差符号化部 4 2 L、係数符号化部 4 3 L、符号合成部 4 4 L を含む構成は、請求項 2 2 における第 2 チャネル第 2 符号化手段に対応する。

【 0 0 5 1 】

符号選択部 7 2 は変換部 5 5 M により得られた P^M 個の PARCOR 係数 $k_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ の、いずれか少なくとも 1 つの係数の絶対値が閾値 (例えば 1) 以上の場合は従来と同様の合成符号 C_g^L を、そうでない場合は合成符号 C_g^M を子チャネル符号として出力する。前者を選択した場合は、量子化部 5 6 M、逆変換部 5 7 M、線形予測フィルタ 5 8 M、残差符号化部 6 1 M、重み符号化部 6 2 M、符号合成部 6 3 M、係数符号化部 6 4 M 等の処理を行う必要がないので、処理量を減らすことができる。

30

【 0 0 5 2 】

近似による実施例 1

図 1 0 は図 4 の実施例におけるチャネル間相関を利用した線形予測分析部 5 4 M による式 (18') の計算を、前のフレームの重み係数 γ_0 を用いて次式により近似計算する場合の実施例を示す。

【 数 4 1 】

$$\begin{bmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \dots & R(P^M - 1) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(P^M - 2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(P^M - 1) & R(P^M - 2) & \dots & R(0) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R(1) - \gamma_0 \cdot C(1) \\ R(2) - \gamma_0 \cdot C(2) \\ \vdots \\ R(P^M) - \gamma_0 \cdot C(P^M) \end{bmatrix} \quad (28)$$

40

この近似式から、線形予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ を求める。

【 0 0 5 3 】

図 1 0 を用いて図 4 と異なる部分について説明する。図 1 0 は図 4 に対し更に重み係数保持部 7 3 が設けられたものである。重み係数保持部 7 3 には前のフレームの重み係数が暫定重み係数 γ_0 として保持されている。チャネル間相関を利用した線形予測分析部 M

50

5 4 は以下のStep1からStep3を行う。

Step1: 入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ より式(14)を用いて自己相関 $R(\cdot)$ を $\tau=0, 1, \dots, P^M$ についてそれぞれ計算する。

Step2: 入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ と予測残差 $e^R(n)$ より式(15)を用いて相互相関 $C(\cdot)$ を $\tau=0, 1, \dots, P^M$ についてそれぞれ計算する。

Step3: 暫定重み係数 γ_0 とStep1で得られた $R(\cdot)$ ($\tau=0, 1, \dots, P^M$)とStep2で得られた $C(\cdot)$ ($\tau=0, 1, \dots, P^M$)を用いて、式(28)から予測係数 a_i^M ($i=1, 2, \dots, P^M$)を求める。

後の処理は図4と同様である。この実施例によれば、図4の場合に比べて処理量を減らすことができる。なお、前フレームの重み係数として破線で示すように前フレームの量子化済重み係数 $\hat{\gamma}_0$ を暫定重み係数 γ_0 として使用してもよい。

10

【0054】

近似による実施例1の変形例1

図11は、暫定重み係数 γ_0 として前のフレームのものを用いずに、一度、親チャネル信号 $x^R(n)$ と子チャネル信号 $x^L(n)$ に対し式(1)、(2)による通常の線形予測を行って得られる残差信号から暫定重み係数 γ_0 を求める場合の実施例を示す。

【0055】

図11の構成の図10と異なる部分について説明する。図11では図10に設けられていた重み係数保持部73の代わりに重み計算部50が設けられる。図11には更に、線形予測分析部31L、変換部32L、量子化部33L、逆変換部34L、線形予測フィルタ41Lが追加されている。

20

【0056】

線形予測分析部31Lは入力された子チャネル信号 $x^L(n)$ を従来の線形予測分析方法(レビンソン・ダービン等)により線形予測分析し、予測係数 a_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)を得る。変換部32Lは予測係数 a_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)をPARCOR係数 k_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)に変換する。量子化部33Lは入力されたPARCOR係数 k_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)を量子化し、量子化済PARCOR係数 \hat{k}_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)を出力する。逆変換部34Lは入力された量子化済PARCOR係数 \hat{k}_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)を量子化済予測係数 \hat{a}_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)に逆変換する。線形予測フィルタ41Lは量子化済予測係数 \hat{a}_i^L ($i=1, 2, \dots, P^L$)をフィルタ係数として、入力された親チャネル信号 $x^L(n)$ を以下の式でフィルタリングし予測残差 $e^L(n)$ を得る。ただし $\hat{a}_0^L=1$ とする。

30

【数42】

$$e^L(n) = \sum_{i=0}^{P^L} \hat{a}_i^L \cdot x^L(n-i) \quad (29)$$

【0057】

重み計算部50は予測残差信号 $e^R(n)$ と $e^L(n)$ を用いて以下の式から暫定重み係数 γ_0 を求める。

【数43】

$$\gamma_0 = \frac{\sum_{n=1}^N e^L(n) \cdot e^R(n)}{\sum_{n=1}^N e^R(n) \cdot e^R(n)} \quad (30)$$

40

【0058】

チャネル間相関を利用した線形予測分析部54Mでは、この暫定重み係数 γ_0 を用いて前述の近似による実施例1と同様の処理(Step1からStep3)を行うことで、予測係数を求める。後の処理は図4や図10と同様である。

【0059】

図11の実施例によれば、子チャネル信号から通常の線形予測分析により予測残差を求め、更にそれを使って重み係数を計算する処理を行うので、処理量が大となり、処理時間も長くなるが、図10の場合に比べてより適正な値の暫定重み係数 γ_0 を決めることがで

50

きるので、チャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mでの分析精度を高めることができる。

近似による実施例1の変形例2

【0060】

図10の実施例においては、重み係数 γ_0 を重み計算部51で式(21)により計算したが、重み係数を固定値 γ_0 としてもよい。その場合の実施例を図12に示す。この実施例では、図10における重み計算部51は省略され、重み係数保持部73に予め固定値 γ_0 が重み係数として保持されている。この重み係数 γ_0 がチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mと重み量子化部52に与えられる。チャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mは、この固定の重み係数 γ_0 を使って式(28)により線形予測係数 a_i^M ($i=1, 2, \dots, P^M$)を計算する。重み付き減算処理部53では、式(22)における重み係数 γ_0 の代わりに固定の量子化重み係数 $\hat{\gamma}_0$ を使って減算処理を行なう。重み符号化部62Mは、量子化重み係数 $\hat{\gamma}_0$ を符号化する。

【0061】

図12の実施例において、固定の重み係数 γ_0 の値が復号化側に予め知られていれば、重み符号化部62Mは不要である。更に、重み係数 γ_0 の値を $\gamma_0=1$ に固定した場合は、チャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mは式(28)において $\gamma_0=1$ として線形予測係数を計算し、重み付き減算処理部53は式(22)において重み係数 $\gamma_0=1$ として減算を行えばよい。従って、重み係数保持部、73、重み量子化部52、重み符号化部62Mは不要である。

【0062】

近似による実施例2

図13に示す近似相関による実施例は、相互相関の近似として子チャンネルの信号 $x^L(n)$ に対して親チャンネルの残差信号 $e^R(n)$ を用いて次式

【数44】

$$\tilde{x}^M(n) = x^L(n) - \gamma_0 \cdot e^R(n) \quad (31)$$

のように重み付き減算処理を行う。このような前処理を行った信号 $\tilde{x}^M(n)$ を線形予測分析して得られる予測係数を用いて、子チャンネル信号 $x^L(n)$ から予測残差信号を求める。ここでの暫定重み係数 γ_0 は前のフレームの重み係数 γ_0 である。

【0063】

図13の実施例の構成は、図10の実施例におけるチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mを、相関近似部54M1と線形予測分析部54M2からなるチャンネル間の近似相関を利用した線形予測分析部54Mにより置き換えたものである。

【0064】

重み係数保持部73には前のフレームの重み係数 γ_0 が暫定重み係数 γ_0 として保持されている。相関近似部54M1は、子チャンネルの信号 $x^L(n)$ と親チャンネルの残差信号 $e^R(n)$ と暫定重み係数 γ_0 を用いて、式(31)より、差信号 $\tilde{x}^M(n)$ を出力する。暫定重み係数 γ_0 は、前フレームにおいて式(21)により重み係数 γ_0 として計算される。式(21)の分子は式(15)において $\gamma_0=0$ の場合の相互相関 $C(0)$ に相当する。従って、式(31)を使用するこの実施例は、現フレームの相互相関 $C(0)$ の代わりに前フレームの相互相関 $C(0)$ を使用する、即ち前フレームの相互相関で近似しているといえる。線形予測分析部54M2は入力された差信号 $\tilde{x}^M(n)$ を従来の線形予測分析方法(レビンソン・ダービン等)により線形予測分析し、予測係数 a_i^M ($i=1, 2, \dots, P^M$)を得る。後の処理は図4と同様である。

この実施例によれば、式(18')または式(27)または式(28)を解く必要がないので高速な処理が可能になる。この実施例は、図4~9の各実施例に適用してもよい。

【0065】

近似による実施例2の変形例

図14に示すように、図11の実施例におけるチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mを図13の実施例で使用した近似相関を利用した線形予測分析部54Mと置き換

10

20

30

40

50

えてもよい。動作の説明は省略する。この実施例は、図4～9の各実施例に適用してもよい。

【0066】

近似による実施例3

図4などのチャンネル間相関を利用した線形予測分析部54Mにおいては、基準値として式(11)中に示される親チャンネル残差信号と子チャンネル残差信号の差分信号のフレーム内エネルギー $\{-e^L(n)\}^2$ が最小となるように子チャンネル信号の線形予測係数を決めていたが、基準値として次式

【0067】

【数45】

$$J = \sum_{n=1}^N 2|e_n^M - \gamma e_n^R| = \sum_{n=1}^N 2|d_n| = \sum_{n=1}^N E(e_n^M) \quad (32)$$

10

のように差分信号の絶対値（振幅値）の和を使うことが考えられる。しかしながらその場合、残差信号は予測係数の1次関数なので、その絶対値を式(16)のように予測係数で微分すると一定値となるか、原点で微分不可となり、残差差分信号の絶対値をそのまま微分する方法では基準値Jの最小値を決めることができない。そこで、例えば絶対値の関数を次式

【0068】

【数46】

$$E(e_n^M) = 2(\delta + d_n^q)^{1/q} \quad (33)$$

20

のように連続関数で近似する。ここで δ は定数であり、 q としては計算が簡単なように例えば $q=2$ とする。従って、

【0069】

【数47】

$$E(e_n^M) = 2\sqrt{\delta + (e_n^M - \gamma e_n^R)^2} \quad (34)$$

となる。式(34)を予測係数 e_n^M で微分すると

30

$$\frac{dE(e_n^M)}{de_n^M} = \frac{2(e_n^M - \gamma e_n^R)}{\sqrt{\delta + (e_n^M - \gamma e_n^R)^2}} \quad (35)$$

となる。また、式(34)を予測係数 a_i^M で微分すると、

$$\frac{dE(e_n^M)}{da_i^M} = \frac{2(e_n^M - \gamma e_n^R)}{\sqrt{\delta + (e_n^M - \gamma e_n^R)^2}} \cdot \frac{de_n^M}{da_i^M} \quad (36)$$

40

となる。式(34)から $(e_n^M - \gamma e_n^R)$ がより十分に大きいときは、 $E(e_n^M) = 2(e_n^M - \gamma e_n^R)$ と近似できる。 $(e_n^M - \gamma e_n^R)$ がより小さいときは、式(35)から $(e_n^M - \gamma e_n^R)$ の微分が1次関数 $2(e_n^M - \gamma e_n^R)$ で近似できるから $(e_n^M - \gamma e_n^R)$ は2次関数で近似できる。なお、重み係数としては、図12の近似による実施例2と同様に前フレームの重み係数を使用してもよいし、あるいは式(6)により計算した重み係数を使用してもよい。

【0070】

このように近似した差分信号絶対値による基準値としてのフレーム全体の総和J（符号量に対応）は

【0071】

【数 4 8】

$$J = \sum_{n=0}^{N-1} 2\sqrt{\delta + (e_n^M - \gamma e_n^R)^2} \quad (37)$$

により計算できる。近似した差分信号絶対値を最小にするためには次式のように式(37)についての予測係数 a_i^M ($i=1, 2, \dots, P^M$)による偏微分を0とおいて解けばよい。

【0072】

【数 4 9】

$$\frac{\partial J}{\partial a_i^M} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2(e_n^M - \gamma e_n^R)}{\sqrt{\delta + (e_n^M - \gamma e_n^R)^2}} \cdot x^L(n-i) = 0 \quad (38) \quad 10$$

暫定残差差分信号($e_n^M - \gamma e_n^R$)は、式(1)と同様に予測係数 a_i^M の関数である。即ち、 $dJ/da_i^M=0$ となる $i=1, 2, \dots, P^M$ の a_i^M について P^M 個の連立方程式を解けばよい。

この実施例によれば、処理時間はかかるが、圧縮率の向上が期待でき、従って、符号量の削減が期待できる。この実施例は、図4～9の各実施例に適用してもよい。

【0073】

近似による実施例3の変形例

上述の近似による実施例3において、式(38)を0とおかず、最急降下法(勾配降下法)を用いて予測係数を求めることもできる。即ち、入力子チャネル信号 $x^L(n)$ と、親チャネル残差信号 e_n^R と、暫定重み係数 γ を使って、以下の処理により求める。

20

【0074】

Step1: 通常の線形予測分析を用いて子チャネル信号から予測係数 a_i^M ($i=1, 2, \dots, P^M$)を求める。ここで、係数ベクトルを

【数 5 0】

$$W = \begin{pmatrix} a_1^M \\ a_2^M \\ \vdots \\ a_{P^M}^M \end{pmatrix} \quad (39) \quad 30$$

と表すことにする。

【0075】

Step2: 前式(38)により勾配

【数 5 1】

$$\frac{\partial J}{\partial W} = \begin{pmatrix} \frac{\partial J}{\partial a_1^M} \\ \frac{\partial J}{\partial a_2^M} \\ \vdots \\ \frac{\partial J}{\partial a_{P^M}^M} \end{pmatrix} \quad (40) \quad 40$$

を求める。

【0076】

Step3: 予測係数を次式

【数52】

$$W(n) = W(n-1) - \alpha(n) \frac{\partial J}{\partial W} \Big|_{W=W(n-1)} \quad (41)$$

により更新する。(n)は勾配ベクトルの反対方向へ動く距離を決め、刻み幅、あるいは学習係数と呼ばれる。

【0077】

Step4: 更新された予測係数Wを使って残差信号 e_n^M を求め、式(32)の絶対値和Jを計算する。

10

Step5: $|W(n) - W(n-1)|$ が所定値以下になったか判定することによりJが収束したかを判定し、収束していなければ、 $W(n-1) \rightarrow W(n)$ としてStep2に戻り再び処理を繰り返し、収束していれば $W(n)$ を予測係数 $a_i^M (i=1, 2, \dots, P^M)$ として出力する。

この変形例は、図4～9の各実施例に適用してもよい。基準値を最小にする予測係数を求める方法は、他にもニュートン法、準ニュートン法、遺伝的アルゴリズムなどを用いても可能である。

【0078】

その他の変形

前述の各実施例においては、例えば線形予測分析部11Rで求めた予測係数 a_i^R を変換部12RでPARCOR係数 k_i^R に変換した場合を示したが、これら線形予測分析部と変換部の代わりにチャンネル信号から直接PARCOR係数を求めるPARCOR係数算出部と置き換えてもよい。他の線形予測部と変換部の組についても同様である。

20

【0079】

上述した各実施例は2チャンネル信号の場合を示したが、2チャンネルよりチャンネル数が多い場合は、非特許文献1に示されているように、例えば残差信号のエネルギーあるいは絶対値の和が小さくなるようなペアを決め、それぞれのペアについて上述した符号化を行えばよい。その場合、1つまたは複数のチャンネルについてはそれぞれ他のチャンネルと重複して複数のペアを作ってもよいし、1つまたは複数のチャンネルについてはそれぞれ単独で符号化してもよい。ロスレス符号化の場合は、親チャンネルを表す符号も出力する。ただし、入力が2チャンネルの場合には、重み係数符合の有無により親子関係が明示的なので、親チャンネルを表す符号は省略してもよい。

30

【0080】

上述したこの発明の各実施例による符号化方法は、コンピュータで実行可能なプログラムとして実施してもよい。また、そのプログラムを読み取り可能な記録媒体に記録しておき、コンピュータによりその記録媒体から読み出したプログラムを実行してもよい。

【0081】

図15は従来の方法と、この発明の図8による方法により市販の音楽コンパクトディスク38曲をロスレス符号化した場合の平均圧縮率を比較したものである。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。

40

【図面の簡単な説明】

【0082】

【図1】従来マルチチャンネル符号化の概念を示すブロック図。

【図2】従来マルチチャンネル符号化装置の例を示すブロック図。

【図3】この発明によるマルチチャンネル符号化方法の基本的な処理手順を示すフロー図。

【図4】この発明によるマルチチャンネル符号化装置の実施例1を示すブロック図。

【図5】この発明の実施例1の変形実施例3を示すブロック図。

【図6】図4における左右チャンネル信号を入れ替えた処理を示すブロック図。

【図7】図4と図6による変形実施例4を示すブロック図。

【図8】実施例1の変形実施例5を示すブロック図。

50

- 【図9】実施例1の変形実施例6を示すブロック図。
- 【図10】近似による実施例1を示すブロック図。
- 【図11】近似による実施例1の変形実施例を示す図。
- 【図12】近似による実施例1の他の変形例を示すブロック図。
- 【図13】近似による実施例2を示すブロック図。
- 【図14】近似による実施例2の変形例を示すブロック図。
- 【図15】この発明の効果を示すグラフ。

【図1】

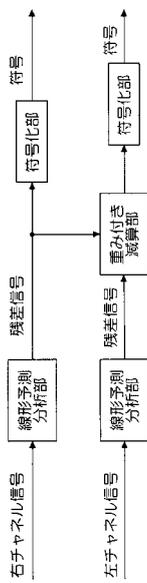


図1

【図2】

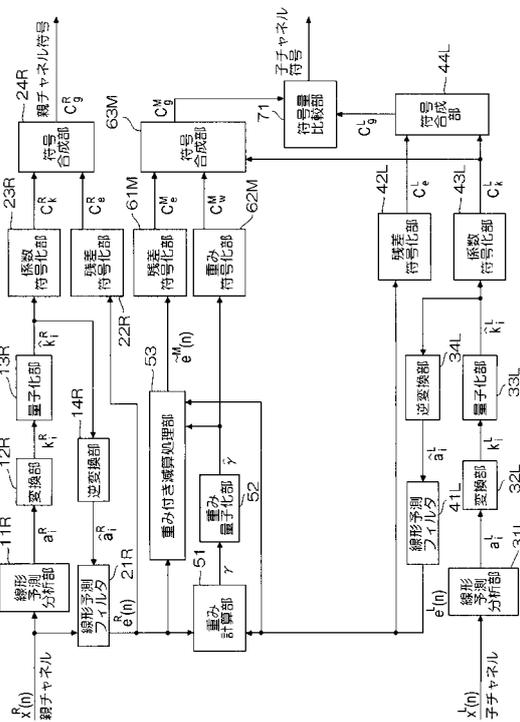


図2

【図3】

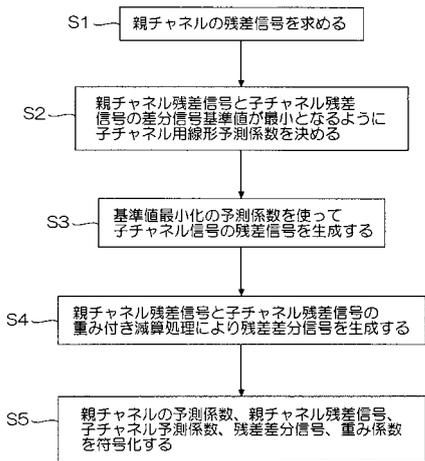


図3

【図4】

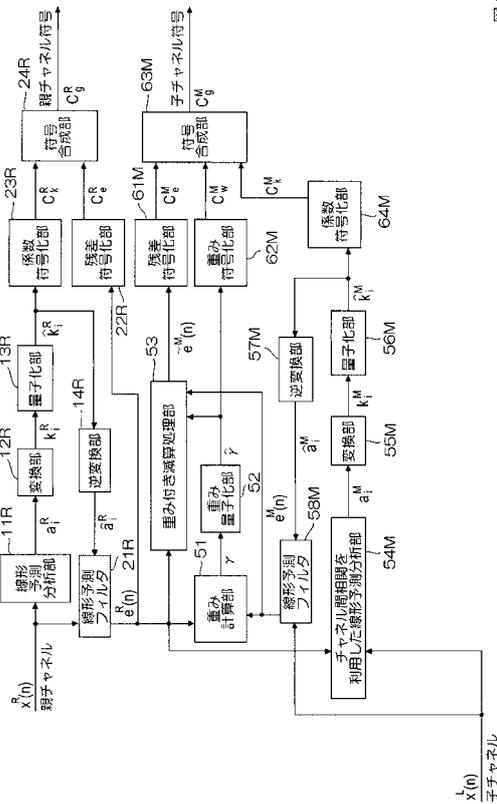


図4

【図5】

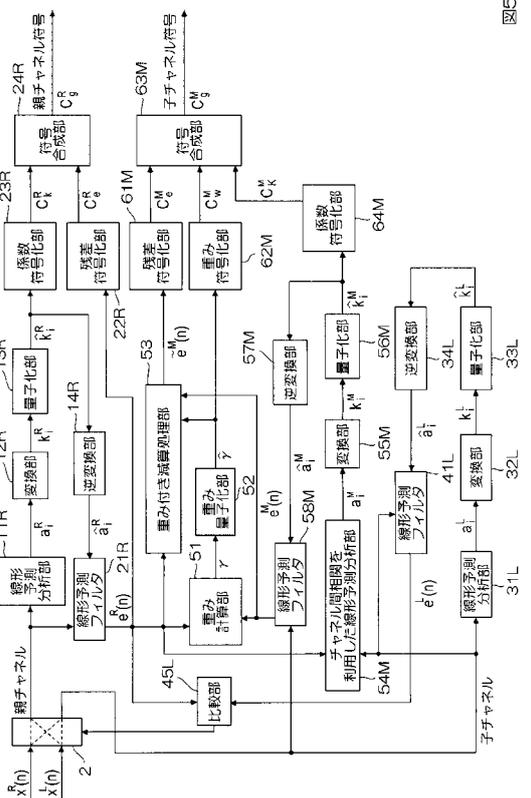


図5

【図6】

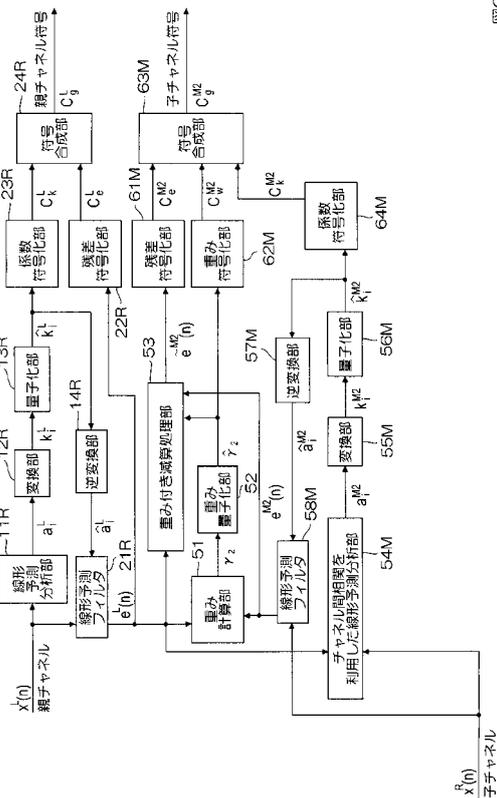


図6

【 図 7 】

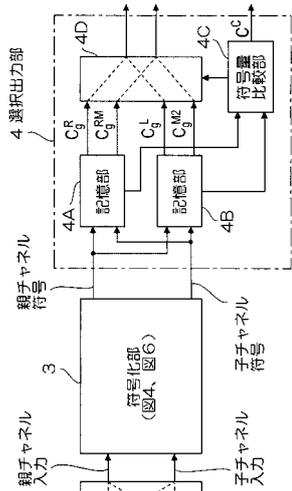


図7

【 図 8 】

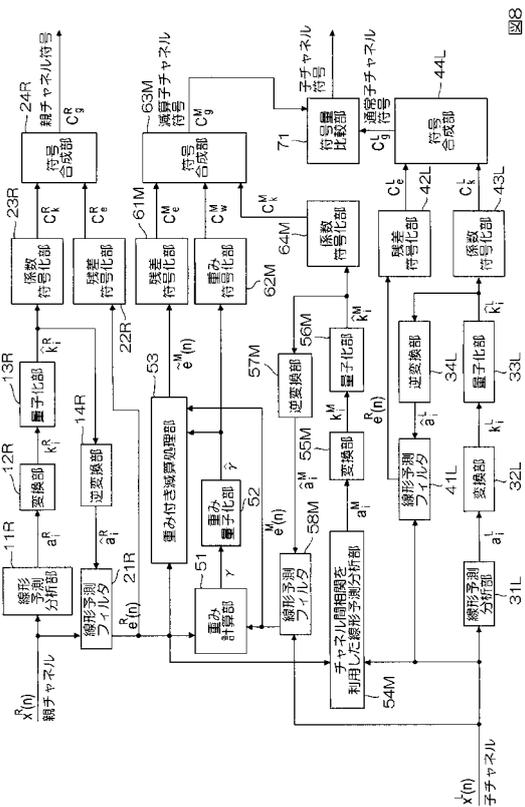


図8

【 図 9 】

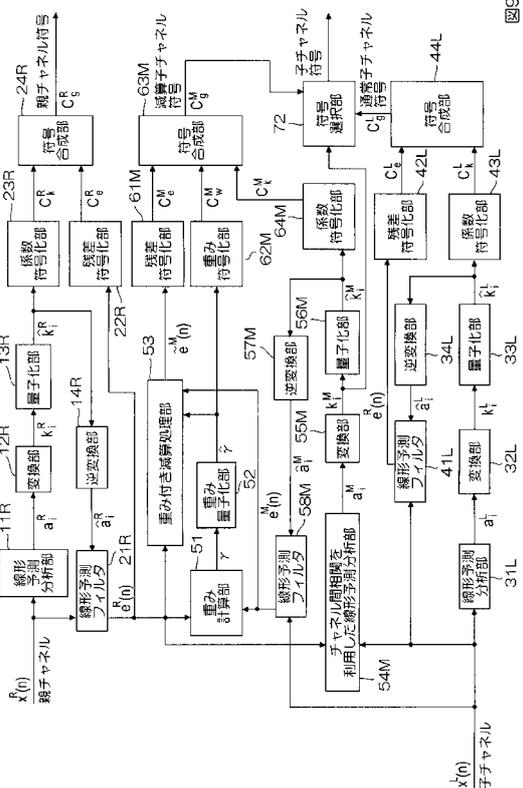


図9

【 図 10 】

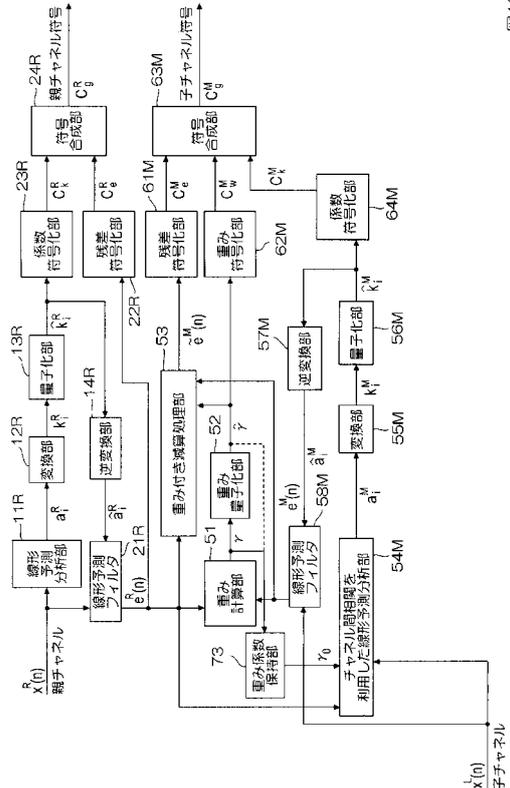


図10

【 図 1 1 】

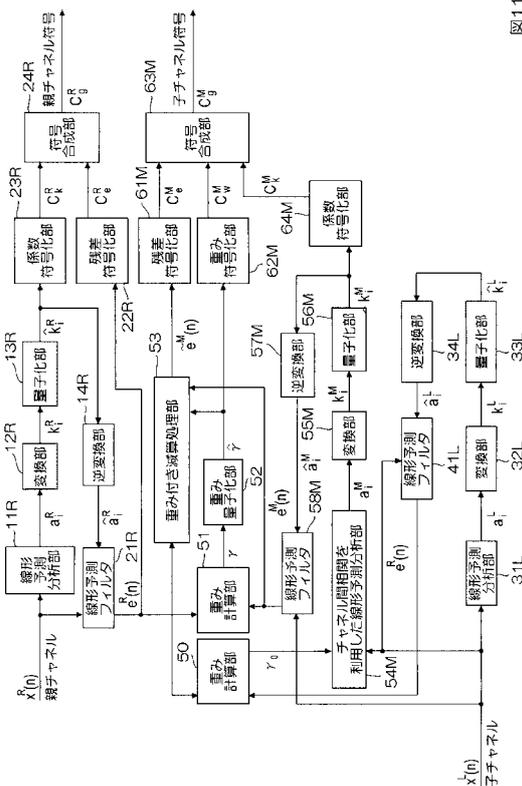


図 11

【 図 1 2 】

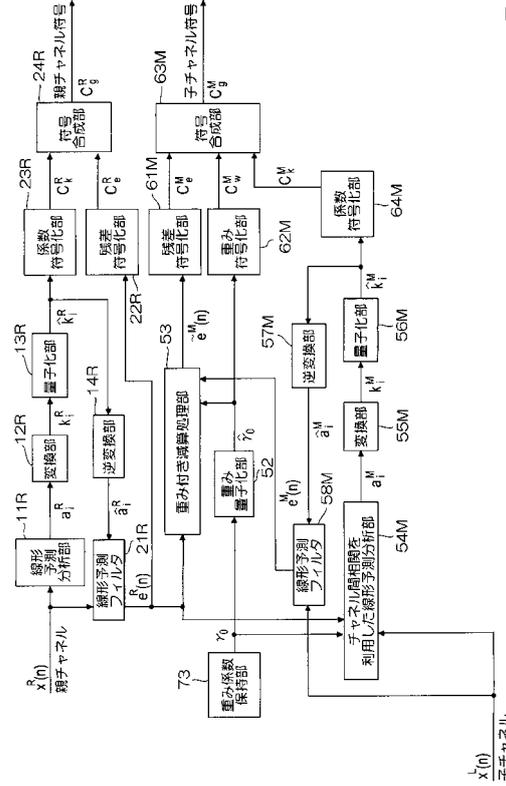


図 12

【 図 1 3 】

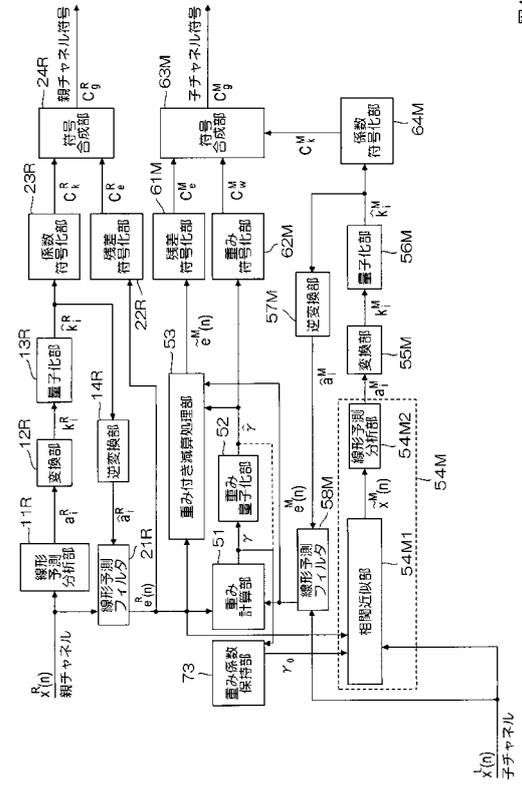


図 13

【 図 1 4 】

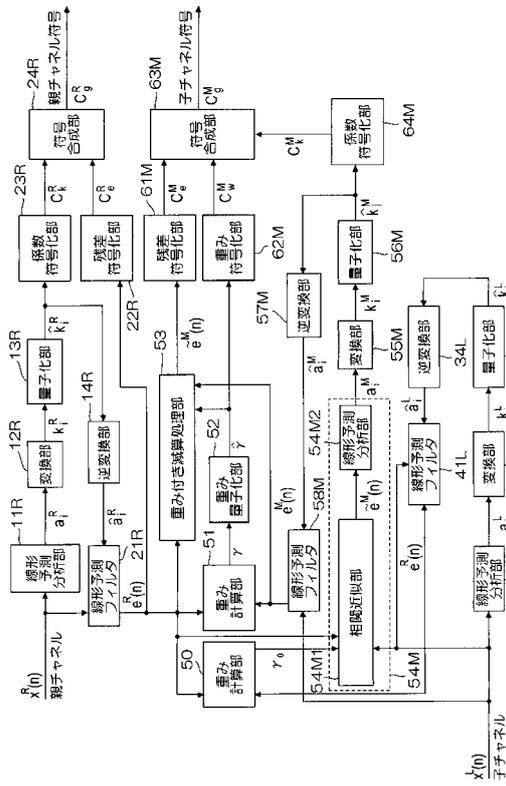


図 14

【 図 15 】

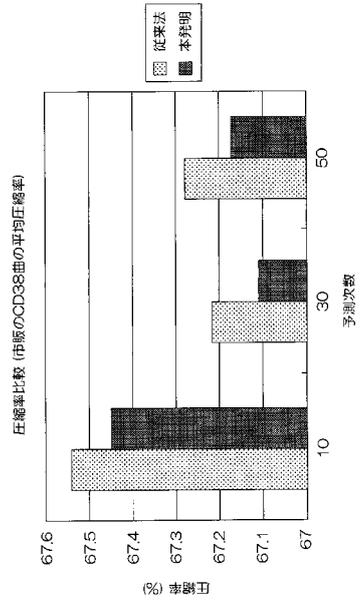


図15

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 11/00 - 11/06
G10L 19/00 - 19/14
H04S 1/00 - 7/00
Science Direct
IEEE Xplore
CiNii
JSTPlus(JDreamII)
JST7580(JDreamII)