

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4738260号  
(P4738260)

(45) 発行日 平成23年8月3日(2011.8.3)

(24) 登録日 平成23年5月13日(2011.5.13)

(51) Int.Cl. F I  
**G 1 O L 19/08 (2006.01)** G 1 O L 19/08 Z  
**G 1 O L 11/04 (2006.01)** G 1 O L 11/04

請求項の数 10 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2006-161153 (P2006-161153)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成18年6月9日(2006.6.9)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2007-193294 (P2007-193294A)		東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(43) 公開日	平成19年8月2日(2007.8.2)	(74) 代理人	100121706
審査請求日	平成20年8月4日(2008.8.4)		弁理士 中尾 直樹
(31) 優先権主張番号	特願2005-367061 (P2005-367061)	(74) 代理人	100066153
(32) 優先日	平成17年12月20日(2005.12.20)		弁理士 草野 卓
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(74) 代理人	100128705
			弁理士 中村 幸雄
		(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
		(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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 予測遅延探索方法、その方法を用いた装置、プログラム、および記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ある区間のデジタル時系列信号（以下、「サンプル列」という。）と、前記サンプル列または同一区間の別のデジタル時系列信号を遅延させたサンプル列（以下、「遅延サンプル列」という。）との時間差（以下、「遅延量」という。）のあらかじめ定めた探索範囲から、前記サンプル列と前記遅延サンプル列とが最も類似する遅延量（以下、「最適遅延量」という。）を推定する予測遅延探索方法であって、

低域通過フィルタで、前記サンプル列の帯域を低域のみとしたサンプル列（以下、「低域サンプル列」という。）と前記遅延サンプル列の帯域を低域のみとしたサンプル列（以下、「低域遅延サンプル列」という。）との少なくとも一方を生成する帯域制限ステップと、

10

選択点評価手段で、前記遅延量の探索範囲からあらかじめ定めた方法で選択された複数の遅延量のサンプル点（以下、「選択点」という。）での、前記サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値（以下、「選択点評価値」という。）を計算する選択点評価計算ステップと、

最適選択点探索手段で、前記複数の選択点の中から類似性が大きい選択点評価値を与える1つまたは複数の選択点（以下、「最適選択点」という。）を求める最適選択点探索ステップと、

階層的評価計算手段で、繰り返しの最終回以外では、前記最適選択点と当該最適選択点

20

と隣接する前記選択点との間にある選択点以外の遅延量のサンプル点（以下、「階層的選択点」という。）での、前記サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値を計算して階層的評価値とし、繰り返しの最終回では、階層的選択点での、前記サンプル列と前記遅延サンプル列との類似性の評価値を計算して階層的評価値とする階層的評価計算ステップと、

最適遅延量探索手段で、前記最適選択点と前記階層的選択点の中から類似性が大きい評価値を与える遅延量を新たな最適選択点として求める最適遅延量探索ステップと、

出力手段で、前記最適遅延量探索ステップで求めた最適選択点の遅延量を最適遅延量として出力する出力ステップと

10

を有し、

前記最適遅延量探索ステップで求めた新たな最適選択点を用いて前記階層的評価計算ステップと前記最適遅延量探索ステップの処理を、あらかじめ設定した条件を満たすまで繰り返す

ことを特徴とする予測遅延探索方法。

#### 【請求項 2】

請求項 1 に記載の予測遅延探索方法であって、

前記選択点評価計算ステップを 1 つの選択点に対して実行するたびに、前記最適選択点探索ステップを実行し、

最適選択点に変更された場合に前記階層的評価計算ステップと最適評価値探索ステップとを実行する

20

ことを特徴とする予測遅延探索方法。

#### 【請求項 3】

請求項 1 に記載の予測遅延探索方法であって、

前記選択点評価計算ステップを全ての選択点に対して実行した上で、前記最適選択点探索ステップを実行し、

前記階層的評価計算ステップと最適評価値探索ステップとを実行する

ことを特徴とする予測遅延探索方法。

#### 【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれかに記載の予測遅延探索方法であって、

前記選択点評価計算ステップと前記階層的評価計算ステップでの前記類似性の評価値として、相関値または正規化相関値を用いる

30

ことを特徴とする予測遅延探索方法。

#### 【請求項 5】

ある区間のデジタル時系列信号（以下、「サンプル列」という。）と、前記サンプル列または同一区間の別のデジタル時系列信号を遅延させたサンプル列（以下、「遅延サンプル列」という。）との時間差（以下、「遅延量」という。）のあらかじめ定めた探索範囲から、前記サンプル列と前記遅延サンプル列とが最も類似する遅延量（以下、「最適遅延量」という。）を推定する予測遅延探索装置であって、

前記サンプル列の帯域を低域のみとしたサンプル列（以下、「低域サンプル列」という。）と前記遅延サンプル列の帯域を低域のみとしたサンプル列（以下、「低域遅延サンプル列」という。）との少なくとも一方を生成する低域通過フィルタと、

40

前記遅延量の探索範囲からあらかじめ定めた方法で選択された複数の遅延量のサンプル点（以下、「選択点」という。）での、前記サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値（以下、「選択点評価値」という。）を計算する選択点評価計算手段と、

複数の選択点の中から類似性が大きい選択点評価値を与える 1 つまたは複数の選択点（以下、「最適選択点」という。）を求める最適選択点探索手段と、

繰り返しの最終回以外では、前記最適選択点と当該最適選択点と隣接する前記選択点と

50

の間にある選択点以外の遅延量のサンプル点（以下、「階層的選択点」という。）での、前記サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記遅延サンプル列と、前記低域サンプル列と前記低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値を計算して階層的評価値とし、繰り返しの最終回では、階層的選択点での、前記サンプル列と前記遅延サンプル列との類似性の評価値を計算して階層的評価値とする階層的評価計算手段と、

前記最適選択点と前記階層的選択点の中から類似性が大きい評価値を与える遅延量を新たな最適選択点として求める最適遅延量探索手段と、

前記最適遅延量探索手段で求めた最適選択点の遅延量を最適遅延量として出力する出力手段と

10

を備え、

前記最適遅延量探索手段で求めた新たな最適選択点を用いて前記階層的評価計算手段と前記最適遅延量探索手段の処理を、あらかじめ設定した条件を満たすまで繰り返す

ことを特徴とする予測遅延探索装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の予測遅延探索装置であって、

1 つの選択点に対して前記選択点評価計算手段の処理を実行するたびに、前記最適選択点探索手段の処理を実行し、

最適選択点が変更された場合に前記階層的評価計算手段の処理と最適評価値探索手段の処理とを実行する

20

ことを特徴とする予測遅延探索装置。

【請求項 7】

請求項 5 に記載の予測遅延探索装置であって、

全ての選択点に対して前記選択点評価計算手段の処理を実行した上で、前記最適選択点探索手段の処理を実行し、

前記階層的評価計算手段の処理と最適評価値探索の処理とを実行する

ことを特徴とする予測遅延探索装置。

【請求項 8】

請求項 5 から 7 のいずれかに記載の予測遅延探索装置であって、

前記選択点評価計算ステップと前記階層的評価計算ステップでの前記類似性の評価値として、相関値または正規化相関値を用いる

30

ことを特徴とする予測遅延探索装置。

【請求項 9】

請求項 1 から 4 のいずれかに記載の方法の各ステップをコンピュータにより実行する予測遅延探索プログラム。

【請求項 10】

請求項 9 記載の予測遅延探索プログラムを記録し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】

40

【0001】

本発明は、音響信号などの時系列信号の予測遅延探索方法、その方法を用いた装置、プログラム、および記録媒体に関する。

【背景技術】

【0002】

音響信号などの時系列信号の圧縮符号化には長期予測（またはピッチ予測）が使われることがある（非特許文献 1）。この手法では、遅延量とその遅延サンプルに対する乗数がパラメータとして使われる。そして、最適な遅延量を求めるため、信号系列を点ずらしで最適な乗数をかけて差分処理を行い、歪が最も小さくなる を探索する。

【0003】

50

従来の圧縮符号化装置の構成を図 1 に示す。また、図 2 に従来の圧縮符号化装置の処理フローを示す。従来の圧縮符号化装置は、フレーム化部 910、短期予測分析部 920、遅延量・利得算出部 930、遅延部 940、利得乗算部 950、減算部 960、長期予測誤差符号化部 970、符号列生成部 980 から構成される。短期予測分析部 920 は、短期予測係数算出部 921 と短期予測分析フィルタ 922 を有する。デジタル化された時系列信号である入力信号  $x(n)$  が入力されると、フレーム化部 910 は、所定の数  $N$  ごとに入力信号  $x(n)$  をまとめる (S910)。所定の数  $N$  の例としては、1024、512 などがある。短期予測係数算出部 921 は、例えば  $P$  次 (例えば 10 次) の自己相関関数から  $P$  次の線形予測係数  $\alpha_1 \sim \alpha_P$  を求め、短期予測分析フィルタ 922 に出力する。また、求めた短期予測係数  $\alpha_1 \sim \alpha_P$  を符号化して符号列生成部 980 に出力する (S921)。ステップ S921 では、短期予測係数そのものではなく、LSP 係数や LSF 係数に変換してから符号化を行ってもよい。短期予測分析フィルタ 922 は、

【数 1】

$$y(n) = x(n) - \sum_{i=1}^P \alpha_i x(n-i)$$

により、短期予測誤差  $y(n)$  を求める (S922)。ステップ S922 で用いる  $\alpha_1 \sim \alpha_P$  は、ステップ S921 で符号化した符号により決まる値、すなわち、量子化済の値が好ましい。また、一般には短期予測分析部 920 を備えるが、必ずしも備える必要はなく、省略可能である。その場合は、フレーム化部 910 の出力  $x(n)$  が短期予測残差  $y(n)$  の代わりに用いられることになる。

【0004】

遅延量・利得算出部 930 は、長期予測誤差を最小とする最適遅延量  $\tau_{opt}$  と最適利得  $\rho_{opt}$  とを、1 サンプルずつずらしながら求める。そして、求められた最適遅延量  $\tau_{opt}$  を遅延部 940 へ、最適利得  $\rho_{opt}$  を利得乗算部 950 へ、遅延符号と利得符号を符号列生成部 980 へ出力する (S930)。具体的には、あらかじめ設定した遅延量の候補の中から、利得

【数 2】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y(j)y(j-\tau)}{\sum_{j=0}^{N-1} y^2(j-\tau)}$$

が最大となる遅延量  $\tau$  を探索し、最大となる利得  $\gamma(\tau)$  を最適利得  $\rho_{opt}$ 、そのときの遅延量  $\tau$  を最適遅延量  $\tau_{opt}$  とすることにより、長期予測誤差を最小とする最適遅延量  $\tau_{opt}$  と最適利得  $\rho_{opt}$  とを求めることができる。

【0005】

遅延部 940 は、受け取った最適遅延量  $\tau_{opt}$  だけ短期予測誤差  $y(n)$  を遅延させ、利得乗算部 950 に、 $y(n - \tau_{opt})$  を出力する (S940)。利得乗算部 950 は、遅延された短期予測誤差  $y(n - \tau_{opt})$  に最適利得  $\rho_{opt}$  を乗算する (S950)。減算部 960 は、短期予測誤差  $y(n)$  から  $\rho_{opt} \cdot y(n - \tau_{opt})$  を減算し、長期予測誤差  $y(n) - \rho_{opt} \cdot y(n - \tau_{opt})$  を得る (S960)。長期予測誤差符号化部 970 は、長期予測誤差  $y(n) - \rho_{opt} \cdot y(n - \tau_{opt})$  を符号化する (S970)。符号列生成部 980 は、受け取った長期予測誤差符号、遅延符号、利得符号、短期予測符号から符号列を生成し、出力する (S980)。

【0006】

この方法の演算量は、 $\tau$  の探索範囲とフレーム内のサンプル数に比例する。つまり、サンプリング周波数が高い場合は、 $\tau$  の探索範囲 (探索すべきサンプル点の数) とフレームあたりのサンプル数が多くなる。したがって、ステップ S930 での最適遅延量  $\tau_{opt}$  と最適利得  $\rho_{opt}$  の探索に膨大な時間がかかってしまう。例えば、サンプリング周波数が 192 kHz、1 フレームのサンプル数が 8192、遅延量  $\tau$  の候補が 1024 点のよ

10

20

30

40

50

うな場合、非常に演算量が多くなってしまう。

【 0 0 0 7 】

図 3 に従来の復号化装置の機能構成例を示す。従来の復号化装置は、符号列分解部 8 1 0、長期予測誤差復号部 8 2 0、遅延部 8 3 0、利得乗算部 8 4 0、加算部 8 5 0、短期予測合成部 8 6 0 から構成される。符号列分解部 8 1 0 は、受信した符号列を長期予測誤差符号、遅延符号、利得符号、短期予測符号に分解する。長期予測誤差復号部 8 2 0 は、長期予測誤差符号を復号化し、長期予測誤差  $y(n) - \alpha_{opt} \cdot y(n - \alpha_{opt})$  を得る。遅延部 8 3 0 は、遅延符号を復号化し、遅延された短期予測誤差  $y(n - \alpha_{opt})$  を求める。利得乗算部 8 4 0 は、利得符号を復号化し、遅延された短期予測誤差  $y(n - \alpha_{opt})$  に利得  $\alpha_{opt}$  を乗算する。加算部 8 5 0 は、長期予測誤差  $y(n) - \alpha_{opt} \cdot y(n - \alpha_{opt})$  に、利得乗算部 8 4 0 の出力  $\alpha_{opt} \cdot y(n - \alpha_{opt})$  を加算し、短期予測誤差  $y(n)$  を求める。符号化装置に短期予測分析部 9 2 0 を設けなかった場合は、復号化装置に短期予測合成部 8 6 0 を設けないため、上記の  $y(n)$  がそのまま出力信号  $x(n)$  となる。短期予測合成部 8 6 0 は、短期予測符号を復号化して短期予測信号を求め、短期予測信号と短期予測誤差  $y(n)$  とを合成して出力信号  $x(n)$  を求める。

【 0 0 0 8 】

上述の例は、1つの入力信号に対して遅延時間を与えて符号化した例であるが、特許文献 1 のように複数の信号（多チャネル信号）を符号化する場合もある。多チャネル信号の符号化の場合は、他のチャネル信号に遅延を与えたものとの重み付き差分信号を符号化する例がある。図 4 に従来の多チャネル信号符号化装置の機能構成例を示す。Mチャネル（Mは2以上の整数）の入力を有する多チャネル信号符号化装置 1 8 0 0 は、フレームバッファ 1 8 1 0<sub>i</sub>（ $i = 1 \sim M$ ）、符号化情報決定部 1 8 2 0、符号化対象信号生成部 1 8 3 0、信号符号化部 1 8 4 0<sub>i</sub>（ $i = 1 \sim M$ ）、合成部 1 8 5 0 から構成される。また、符号化情報決定部 1 8 2 0 は、チャンネルごとに、独立に符号化（以下、「独立符号化」という。）するのか、他のチャネル（以下、「マスターチャネル」という。）との重み付き差分信号を符号化（以下、「差分符号化」という。）するのかの決定をする独立/差分・マスターチャネル決定部 1 8 2 1、および差分符号化の場合に、マスターチャネルの重みを決定する重み決定部 1 8 2 6 を備えている。符号化対象信号生成部 1 8 3 0 は、符号化情報決定部 1 8 2 0 で決定された符号化情報にしたがって、チャンネルごとに必要な情報を収集する符号化情報処理部 1 8 3 2<sub>i</sub> と差分符号化の場合には重み付き加算（減算）を行う重み付き加算部 1 8 3 3<sub>i</sub> とを備える。

【 0 0 0 9 】

図 5 に従来の多チャネル信号符号化装置 1 8 0 0 の処理フローを示す。フレームバッファ 1 8 1 0<sub>i</sub>（ $i = 1 \sim M$ ）は、入力信号（チャネル信号）を蓄積する。ここで、チャネル信号が単なるサンプル値の列の場合には、複数のサンプル列（以下、「フレーム」という。）に分割し、チャネル信号が既にフレームごとに分割されている場合には、フレーム単位に蓄積する（S 1 8 1 0）。符号化情報決定部 1 8 2 0 は、各チャネル信号のエネルギーや、各チャネル間の差分エネルギーなどの相関関係に近似する情報を利用して、各チャネルの符号化情報（独立符号化か差分符号化か、マスターチャネル番号、重みなど）を決定する（S 1 8 2 0）。符号化対象信号生成部 1 8 3 0 は、チャンネルごとに前記の符号化情報にしたがって符号化対象の信号を生成する（S 1 8 3 0）。信号符号化部 1 8 4 0<sub>i</sub>（ $i = 1 \sim M$ ）は、生成された符号化対象信号を符号化する（S 1 8 4 0）。合成部 1 8 5 0 は、各チャネル信号の符号と符号化情報とを合成し、多チャネル符号を出力する（S 1 8 5 0）。

【 0 0 1 0 】

ステップ S 1 8 3 0 の詳細な処理フローは以下のとおりである。符号化対象信号生成部 1 8 3 0 の符号化情報処理部 1 8 3 2<sub>i</sub> は、符号化情報決定部 1 8 2 0 で決定された符号化情報を取得する。符号化情報処理部 1 8 3 2<sub>i</sub> は、符号化対象チャネルのサンプル列を取得する。符号化情報処理部 1 8 3 2<sub>i</sub> は、差分符号化の場合にはマスターチャネルの参

10

20

30

40

50

照するサンプル列の情報を取得する。なお、参照するサンプル列は、1つの場合と3つの場合がある。詳細については後述する。独立符号化の場合には、重み付き加算部1833<sub>i</sub>は、符号化情報処理部1832<sub>i</sub>が取得した符号化対象チャンネルのサンプル列をそのまま符号化対象信号のサンプル列として出力する。差分符号化の場合には、重み付き加算部1833<sub>i</sub>は、符号化対象チャンネルのサンプル列にマスターチャンネルの参照するサンプル列に重みを乗じて加算(減算)を行い、符号化対象信号のサンプル列として出力する。

#### 【0011】

図6は、サンプル列が1つ(1タップ)の場合のステップS1830の処理のイメージを示している。また、図7は、サンプル列が3つ(3タップ)の場合のステップS1830の処理のイメージを示している。1つのフレームは、Nサンプルから構成されているので、符号化するチャンネルXのサンプル列(N個のサンプル値の列)が符号化チャンネルの信号である。図6の例では、符号化対象信号のサンプル列Xから、符号化対象チャンネルのサンプル列と同じ時間( $t = 0$ )のマスターチャンネルのサンプル列 $Y_0$ に重み $w_0$ を乗じて減算(重み $w_1$ を乗じて加算)した差分信号 $X^d$ が符号化対象信号となる。ここで、 $w_0$ は、符号化対象チャンネルのフレーム信号(フレームと一致するサンプル列)とマスターチャンネルのサンプル列の時間差(時間位置の差)を示している。また、サンプル列Yの添え字は、 $t$ の値を示している。たとえば、 $Y_i$ は、 $t = i$ のマスターチャンネルYのサンプル列を示している。図7の例では、符号化対象チャンネルのサンプル列Xから、1サンプル分前にずれた( $t = -1$ )サンプル列 $Y_{-1}$ 、同じ時間( $t = 0$ )のサンプル列 $Y_0$ 、および1サンプル分後にずれた( $t = 1$ )サンプル列 $Y_1$ にそれぞれ重み $w_{-1}$ 、 $w_0$ 、 $w_1$ を乗じて減算(重み $w_{-1}$ 、 $w_0$ 、 $w_1$ を乗じて加算)した差分信号 $X^d$ が符号化対象信号となる。

#### 【0012】

図8は、従来の多チャンネル信号復号化装置の機能構成例を示している。Mチャンネルの多チャンネル信号復号化装置1900は、情報取得分離部1910、信号復号化部1920<sub>i</sub>( $i = 1 \sim M$ )、チャンネル信号出力部1930から構成される。チャンネル信号出力部1930は、符号化情報処理部1932<sub>i</sub>と重み付き加算部1933<sub>i</sub>を備えている。情報取得分離部1910は、多チャンネル符号を受信し、符号化情報を取得するとともに符号化信号ごとに分離する。信号復号化部1920<sub>i</sub>( $i = 1 \sim M$ )は、信号ごとに復号化する。チャンネル信号出力部1930は、符号化情報処理部1932<sub>i</sub>で情報取得分離部1910からのチャンネルごとの符号化情報を取得し、マスターチャンネルのサンプル列などの情報を収集する。また、重み付き加算部1933<sub>i</sub>で、独立符号化の場合には復号化対象の信号のサンプル列をそのまま出力し、差分符号化の場合には復号化対象の信号のサンプル列とマスターチャンネルのサンプル列との重み付き加算を行い、出力する。

#### 【0013】

また、本発明と関連する発明に、本出願人が出願した未公開の特許出願(特願2005-199163号:出願日2005年7月7日)(以下、「関連発明」という。)がある。関連発明の差分符号化は、マスターチャンネルの複数のサンプル値との重み付きの差分符号化であり、かつ、符号化対象のチャンネル信号のサンプルと同じ時間、直前、または直後以外の時間のマスターチャンネルのサンプル値を含むことがある重み付き差分符号化である。また、関連発明は、あらかじめ定めた時間差の範囲の中で、符号化対象のチャンネル信号のサンプル列X(フレーム信号)との相関が最も大きいマスターチャンネルのサンプル列 $Y_{opt}$ (符号化対象のサンプル列とマスターチャンネルのサンプル列の時間差(時間位置の差)が $opt$ のマスターチャンネルYのサンプル列)を差分符号化に用いる。

#### 【0014】

次に関連発明での符号化の概要を説明する。図9に2つのサンプル列(2タップ)を用いる場合のイメージを示す。この例では、 $opt$ が0以外の場合は $Y_0$ と $Y_{opt}$ を用い、 $opt$ が0のときは $Y_0$ のみを用いる。図10に6つのサンプル列(6タップ)を用いる場合のイメージを示す。この例では、 $opt$ が0の場合は、 $Y_{-1}$ 、 $Y_0$ 、 $Y_1$ の3つのサンプル値を重み付き差分符号化に用い、 $opt$ が-1または-2の場合は、

10

20

30

40

50

$Y_{-4}, Y_{-3}, Y_{-2}, Y_{-1}, Y_0, Y_1$  の6つのサンプル値を重み付き差分符号化に用い、 $opt$  が1または2の場合は、 $Y_{-1}, Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4$  の6つのサンプル値を重み付き差分符号化に用い、 $opt$  が上記以外の場合は、 $Y_{opt-1}, Y_{opt}, Y_{opt+1}, Y_{-1}, Y_0, Y_1$  の6つのサンプル値を重み付き差分符号化に用いる。

【0015】

図11に示すようにマイク入力Aとマイク入力Bがあるとき、正面の音声からの音では、マイクAからの入力信号とマイクBからの入力信号間に位相差はない。しかし、ピアノの音では、マイクBからの入力信号はマイクAからの入力信号に対して位相遅れが生じる。このように位置の異なる音源からの音が重なると、マイクAからの入力信号とマイクBからの入力信号との関係は、関連発明のようなチャンネル間予測によってはじめて効率的に符号化可能である。

10

【特許文献1】特開2005-115267号公報

【非特許文献1】N. J. Jayant, P. Noll, "Digital Coding of Waveform", pp.312-319.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

従来技術では、サンプリング周波数が高い場合やフレームあたりのサンプル数が多い場合には、膨大な演算を行って最適遅延量  $opt$  を求めていた。または、 $opt$  の探索範囲を狭くすることにより、演算量を低減していた。したがって、この場合は、真に最適な最適遅延量  $opt$  を求めることができていないという問題があった。本発明の目的は、最適な最適遅延量  $opt$  を求めるという、長期予測の性能を維持しながら、処理時間を短縮することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0017】

本発明の予測遅延探索装置は、遅延量・利得算出部に選択点評価計算手段、最適選択点探索手段、階層的評価計算手段、最適評価値探索手段、出力手段を備え、同一チャンネル信号から予測を行うときの最適遅延量、または他のチャンネル信号から予測を行うときの最適遅延量を出力する。選択点評価計算手段は、あらかじめ定めた方法で選択された遅延量のサンプル点（以下、「選択点」という。）での評価値（以下、「選択点評価値」という。）を計算する。最適選択点探索手段は、複数の選択点評価値の中から最適な評価値と当該評価値を得る選択点（以下、「最適選択点」という。）とを求める。階層的評価計算手段は、前記最適選択点と当該最適選択点と隣接する選択点との間のサンプル点での評価値（以下、「階層的評価値」という。）を計算する。最適評価値探索手段は、計算されたすべての前記選択点評価値と前記階層的評価値の中から最適の評価値（以下、「最適評価値」という。）と当該評価値を得る遅延量を求める。出力手段は、全ての選択点を対象として得られた最適選択点での前記階層的評価計算手段と前記最適評価値探索手段の処理が終了した場合に、最適評価値を得る遅延量を最適遅延量とし、当該最適評価値から求めた最適利得と前記最適遅延量とを出力する。

30

40

【0018】

また、帯域を制限したサンプル列またはノおよび帯域を制限した遅延サンプル列を生成する低域通過フィルタも備え、選択点評価計算手段では、サンプル列と低域遅延サンプル列と、低域サンプル列と遅延サンプル列と、低域サンプル列と低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値（以下、「選択点評価値」という。）を計算してもよい。また、最適遅延量探索手段で求めた新たな最適選択点を用いて階層的評価計算手段と最適遅延量探索手段の処理を、あらかじめ設定した条件を満たすまで繰り返してもよい。その際、階層的評価計算手段では、繰り返しの最終回以外では、最適選択点と当該最適選択点と隣接する選択点との間にある選択点以外の遅延量のサンプル点（以下、「階層的選択点」という。）での、サンプル列と低域遅延サンプル列と、低域サンプル列と遅延サンプル列と、

50

低域サンプル列と低域遅延サンプル列と、の何れかの類似性の評価値を計算して階層的評価値とし、繰り返しの最終回では、階層的選択点での、サンプル列と遅延サンプル列との類似性の評価値を計算して階層的評価値とする。

【発明の効果】

【0019】

本発明によれば、選択されたサンプル点で遅延量と利得の評価をした上で、最適な遅延量が得られそうなサンプル点のみの評価を行う。また、選択点の評価には、帯域を制限したサンプル列を用いる。したがって、最適遅延の見逃しを避け、かつ、全ての遅延量候補点の評価を行う従来の方法に比べ、大幅に演算量を削減できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

以下では、まず、本発明の原理を説明し、その後で実施形態を説明する。なお、説明の重複を避けるため同じ機能を有する構成部や同じ処理を行う処理ステップには同一の番号を付与し、説明を省略する。

【0021】

原理1

図12に、評価値の最大値が更新されるたびに階層的に細分化した計算を行う場合の原理を示す。サンプル点の中からあらかじめ定められた方法で、サンプル点を選択する。あらかじめ定められた方法とは、等間隔(Sサンプルに1回)に選定する方法や、対象とする時系列信号の特徴を利用した関数(例えば、遅延量が少ない時は間隔を狭く、遅延量が多い時は間隔が広がる関数)にしたがって選定する方法などが考えられる。なお、サンプル点を選択する場合には、選択点による系列で表現できる最高の周波数(選択点による系列のサンプリング周波数の半分)とサンプル列および遅延サンプル列に含まれる最高の周波数とを一致させた方が、最適な評価結果を得やすい。そこで、低域通過フィルタなどの帯域を制限する手段を用い、サンプル列および遅延サンプル列の帯域を、例えば選択点による系列で表現できる最高の周波数以下の低域のみに制限する。ここで、サンプル列および遅延サンプル列の双方の帯域を制限するのが好ましいが、必ずしも双方の帯域を制限しなくてもよい。すなわち、サンプル列または遅延サンプル列の何れかのみを制限してもよい。この何れかの帯域を制限する方法によっても、双方共に帯域制限しない方法よりは好ましい評価結果が得られる。なお、サンプル列と遅延サンプル列の双方の帯域を制限する場合でも、サンプル列と遅延サンプル列が同一のデジタル時系列信号に基づくもの場合、一度の低域通過フィルタ処理によって、サンプル列と遅延サンプル列との双方を含む区間の帯域を制限する方が効率が良い。

【0022】

次に、選択されたサンプル点(以下、「選択点」という。)での評価値(以下、「選択点評価値」という。)を順次計算する。この計算では、帯域が制限されたサンプル列と帯域を制限した遅延サンプル列とを用いるのが最適であり、少なくともサンプル列が遅延サンプル列かの何れか一方については、帯域が制限されたものを用いた方が好ましい。なお、評価値としては、相関値を用いれば良いが、他の値でも良い。以下では、相関値を評価値として用いた前提で説明する。相関値の計算でも、選択点の振幅値のみを使うこと(ダウンサンプル)も可能で、積の計算を削減することができる。

【0023】

相関値の最大値が更新された場合には、最大の相関値を更新した選択点(以下、「最適選択点」という。)の情報と最大の相関値を書き換える。最適選択点と隣接する選択点との間のサンプル点の相関値(以下、「階層的評価値」という。)を計算する。なお、階層的評価値の計算は、次のように行えばよい。最適選択点に遅延量S/2を加えたサンプル点と遅延量S/2を引いたサンプル点の相関値をまず計算する。その結果、最適選択点での相関値、S/2ずれた2つのサンプル点での相関値の中で最大の相関値を求める。そして、前記の最大の相関値を得たサンプル点に遅延量S/4を加えたサンプル点と、遅延量S/4を引いたサンプル点の相関値を計算する。そして、3つの相関値の中から最大の相

10

20

30

40

50

関値を得るサンプル点を求める。このような処理を  $S / 2^i$  がサンプル列のサンプル点の間隔となるまで繰り返す。なお、繰り返し処理の回数は、あらかじめ決めておいてもよい。なお、遅延の変化量（隣接する相関値算出対象の遅延量のサンプル点同士の間隔）がサンプル列のサンプル間隔と一致する場合には、帯域を制限していないサンプル列（元のサンプル列）および帯域を制限していない遅延サンプル列（元の遅延サンプル列）を用いて、相関値を計算してもよい。さらに、相関値の計算時に、サンプル列および遅延サンプル列の帯域を、相関値算出対象の遅延量のサンプル点の系列により表現可能な最大周波数にあわせるため、遅延の変化量を変える時に、逐次遅延の変化量にあわせた低域通過フィルタを用いてもよい。このようにすることで、さらに正確に最大の相関値を与えるサンプル点を求めることができる。ただし、演算処理量が多くなる（処理に要する時間が長くなる）という問題がある。

10

## 【 0 0 2 4 】

選択点評価値の計算と階層的評価値の計算を、全ての選択点に対して繰り返す。そして、計算されたすべての選択点評価値と階層的評価値の中から最も大きい相関値（以下、「最適評価値」という。）と当該相関値を得る遅延量を求める。最適評価値を得る遅延量が最適遅延量であり、その時の相関値（最適評価値）が最適利得である。

## 【 0 0 2 5 】

例えば、 $S$  サンプルに 1 回の選定の場合、 $S$  を大きくするほど高速になるが、最適遅延量を見逃す可能性が大きくなる。サンプリング周波数が  $192 \text{ kHz}$  のように高い時は、 $S$  を  $12$  や  $16$  のような大きな値としても見逃しの可能性は低い。しかし、サンプリング周波数が  $48 \text{ kHz}$  のように低い時は、 $S$  を  $2 \sim 8$  のように小さな値とする方がよい。

20

## 【 0 0 2 6 】

原理 2

図 1 3 に、全ての選択点の評価値を計算し、評価値が最大の選択点の近傍を階層的に細分化して計算を行う場合の原理を示す。サンプル点の中からあらかじめ定めた方法で、サンプル点を選択する。あらかじめ定めた方法とは、原理 1 と同じである。そして、すべての選択点の相関値を計算する。相関値が最大の選択点と当該選択点と隣接する選択点との間のサンプル点での相関値を計算する。そして、相関値が最大の選択点での相関値と隣接する選択点との間のサンプル点での相関値の中から最も大きい相関値（最適評価値）と当該相関値を得る遅延量を求める。最適評価値を得る遅延量が最適遅延量であり、その時の相関値（最適評価値）が最適利得である。

30

## 【 0 0 2 7 】

以下では、本発明である予測遅延探索装置を利用して信号を圧縮符号化する装置の実施形態を示す。なお、本発明の予測符号化装置は、以下の実施形態の中の遅延量・利得算出部（ $120$  または  $140$ ）および低域通過フィルタ  $110$  である。

## 【 0 0 2 8 】

## [ 第 1 実施形態 ]

図 1 4 に、第 1 実施形態の圧縮符号化装置の機能構成例を示す。図 1 5 は、第 1 実施形態の処理フローの概要である。なお、この実施形態では、原理 1 の例を説明するが、原理 2 も可能である。第 1 実施形態の圧縮符号化装置は、フレーム化部  $910$ 、短期予測分析部  $920$ 、低域通過フィルタ  $110$ 、遅延量・利得算出部  $120$ 、遅延部  $940$ 、利得乗算部  $950$ 、減算部  $960$ 、長期予測誤差符号化部  $970$ 、符号列生成部  $980$  から構成される。遅延量・利得算出部  $120$  は、選択点評価手段  $121$ 、最適選択点探索手段  $122$ 、階層的評価手段  $123$ 、最適評価探索手段  $124$ 、出力手段  $125$  を有する。

40

## 【 0 0 2 9 】

フレーム化部  $910$ 、短期予測分析部  $920$  の処理は、図 1 に示した従来技術と同じ処理を行うので、ここではステップ  $S922$  以降の処理について説明する。ここでは、遅延量の探索範囲について  $S$  ごとに計算を行う場合について説明する。低域通過フィルタ  $110$  は、短期予測分析部  $920$  の出力であるフレームごとの短期予測誤差信号  $y(n)$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ) を低域通過フィルタリングし、帯域が制限された（振幅を平坦化した

50

) 信号  $y_L(n)$  ( $n = 0, \dots, N-1$ ) を得る (S110)。なお、サンプル列の帯域と遅延量を選択する間隔とが対応している方が好ましい。なぜならば、理論的にはナイキストの定理により、サンプルの頻度 (遅延量選択間隔) に対応する周波数に対して、サンプル列の周波数帯域は、その半分以下に制限されるので、まばらに選択点を取ることによる誤差を少なくすることができるからである。しかし、完全に対応する必要はないため、低域通過フィルタを省略することも可能である。遅延量・利得算出部120は、算出処理に用いるパラメータを初期化する (S1201)。選択点評価手段121は、初期設定された選択点 (初期設定された遅延量のサンプル点) での相関値を計算する (S1211)。最適選択点探索手段122は、最大の相関値が更新されたかを確認する (S1221)。

10

### 【0030】

ステップS1221がYesの場合は、最適選択点探索手段122が、最大の相関値と最大の相関値を得るサンプル点 (最適選択点) とを更新する (S1222)。次に、階層的評価手段123は、最適選択点と隣接する選択点との間のサンプル点であって、あらかじめ定めた条件に適合するサンプル点の相関値 (階層的評価値) を計算する (S1231)。最適評価探索手段124は、最適選択点の相関値が最大の場合には、最適選択点を最適遅延量、最適選択点の相関値を最適利得とする。また、最大の相関値が更新された場合には、その時の遅延量を最適遅延量、その時の相関値を最適利得とする (S1241)。遅延量・利得算出部120は、階層的計算処理が終了したかを確認する (S1202)。ステップS1202がNoの場合、ステップS1231のサンプル点を選ぶ条件を変更し、ステップS1231に戻る (S1203)。ステップS1202がYesの場合は、ステップS1204へ進む。

20

### 【0031】

ステップS1221がNoの場合は、ステップS1204へ進む。ステップS1204では、遅延量・利得算出部120は、全ての選択点での相関値の計算が終了したかを確認する (S1204)。ステップS1204がNoの場合は、遅延量・利得算出部120は、相関値を計算する選択点を変更し、ステップS1211へ戻る (S1205)。ステップS1204がYesの場合は、ステップS1251に進む。出力手段125は、最適遅延量と最適利得とを符号化し、最適遅延量、最適利得、遅延符号、利得符号を出力する (S1251)。その後のステップS940からステップS980は従来と同じである。

30

### 【0032】

図16に、上記のステップS1201～ステップS1251の具体的な処理フローの例を示す。初期設定として次の処理を行う。遅延量候補の最小値  $m_{\min}$  を遅延量候補として設定する。相関の最大値  $m_{\max}$  を0とする。遅延量探索の細かさを示すパラメータ  $i$  を1とする (S1201')。帯域が制限された信号  $y_L(n)$  ( $n = 0, \dots, N-1$ ) とだけ遅延した信号  $y_L(n - \tau)$  ( $n = 0, \dots, N-1$ ) との相関値 (正規化相関値)

### 【数3】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y_L(j) y_L(j-\tau)}{\sum_{j=0}^{N-1} y_L^2(j-\tau)}$$

40

を計算する (S1211')。ここで、 $y_L(n - \tau)$  の一部 (例えば、 $y_L(-\tau)$ ) は現フレームの処理では求められていないが、過去のフレームの処理で求めたものを用いることができる。もちろん、現フレームにおける低域通過フィルタの処理対象を  $y(n)$  ( $n = -\tau, \dots, N-1$ ) として現フレームの処理で  $y_L(n)$  ( $n = -\tau, \dots, N-1$ ) を求めてもよい。なお、ステップS1211'では、正規化した相関値を計算したが、正規化していない相関値

【数4】

$$\gamma(\tau) = \sum_{j=0}^{N-1} y_L(j) y_L(j-\tau)$$

を計算してもよい。また、全てのサンプルを用いて計算するのではなく、m個に1つのサンプルを用いて、

【数5】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{(N-1)/m} y_L(mj) y_L(mj-\tau)}{\sum_{j=0}^{(N-1)/m} y_L^2(mj-\tau)}$$

10

のように計算してもよい。また、上記の3つの式では、2つの信号とも帯域制限したが、どちらか一方のみを帯域制限してもよい。帯域制限しない場合は、経路111を經由して短期予測誤差  $y(n)$  が遅延量・利得算出部120に入力される。

【0033】

次に、 $m_{max} > (\quad)$ かを確認する(S1221')。ステップS1221'がYesの場合、ステップS1204'へ進む。ステップS1221'がNoの場合、 $m_{max}$ に $(\quad)$ を代入し(S12221)、 $m_{max}$ に $(\quad)$ を代入する(12222)。

【0034】

階層的評価のステップS1231'では、まず、 $(m_{max} - S/2^i)$ を計算する(S12311)。 $m_{max} + S/2^i$ が最大の遅延量  $m_{max}$  よりも小さいことを確認する(S12312)。ステップS12312がYesの場合、 $(m_{max} + S/2^i)$ を計算する(S12313)。ステップS12312がNoの場合、 $(m_{max} + S/2^i)$ を0とする(S12314)。 $m_{max}$ 、 $(m_{max} + S/2^i)$ 、 $(m_{max} - S/2^i)$ の中の最大値を  $m_{max}$  とする。また、最大値を取る遅延量を  $m_{max}$  とする(S1241')。iがあらかじめ定めた値I以下であることを確認する(S1202')。ステップS1202'がYesの場合、iを1増加させ、ステップS12311へ戻る(S1203')。ステップS1202'がNoの場合、 $m_{max}$  よりも小さいことを確認する(S1204')。ステップS1204'がYesの場合、 $m_{max}$ にSを加え、ステップS1211'へ戻る(S1205')。ステップS1204'がNoの場合、ステップS1251'へ進む。そして、 $m_{max}$ を最適な遅延量  $m_{opt}$ 、 $m_{max}$ を最適な利得  $g_{opt}$ として出力するとともに、遅延量  $m_{opt}$ と最適な利得  $g_{opt}$ の符号も出力する。

20

30

【0035】

このように処理することで、全ての遅延量候補点での相関値の計算を行うことなく、最適な遅延量と利得を得ることができる。したがって、選択されたサンプル点があることによる最適遅延の見逃しを避け、かつ、従来に比べ大幅に演算量を削減することができる。

【0036】

また、本実施形態で、iがI-1のときのステップS1231'~S1241'の処理(最終段の相関値の計算)では、帯域を制限された信号  $y_L(n)$  ( $n=0, \dots, N-1$ )ではなく、短期予測誤差信号  $y(n)$  ( $n=0, \dots, N-1$ )を用いてもよい。この場合は、遅延量・利得算出部120は、図6に点線で示した線111から入力された短期予測誤差信号  $y(n)$ を用いる。また、iがI-1のときのステップS1231'を以下のように変更する。相関値を

40

【数6】

$$\gamma(\tau_{\gamma \max}) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y(j)y(j - \tau_{\gamma \max})}{\sum_{j=0}^{N-1} y^2(j - \tau_{\gamma \max})}$$

$$\gamma(\tau_{\gamma \max} - S/2^{I-1}) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y(j)y(j - \tau_{\gamma \max} - S/2^{I-1})}{\sum_{j=0}^{N-1} y^2(j - \tau_{\gamma \max} - S/2^{I-1})}$$

$$\gamma(\tau_{\gamma \max} + S/2^{I-1}) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y(j)y(j - \tau_{\gamma \max} + S/2^{I-1})}{\sum_{j=0}^{N-1} y^2(j - \tau_{\gamma \max} + S/2^{I-1})}$$

10

により求める。ただし、 $\tau_{\gamma \max} = \tau_{\gamma \max}$  の場合は、 $(\tau_{\gamma \max} + S/2^{I-1}) = 0$  とする。また、 $\tau_{\gamma \max} = (\tau_{\gamma \max})$  とする。そして、ステップ S 1 2 4 1' へ進む。このように処理することで、最適な遅延量付近での遅延量と利得の計算には、帯域が制限されていない短期予測残差信号を用いることができる。これにより、選択されていない遅延量があるにもかかわらず、最適遅延量の見逃しを防ぎながら、従来に比べて大幅な演算量の低減を図ることができる。

【0037】

【第2実施形態】

図17に、第2実施形態の圧縮符号化装置の機能構成例を示す。図18は、第2実施形態の処理フローの概要である。なお、この実施形態では、原理2の例を説明するが、原理1も可能である。第2実施形態の圧縮符号化装置は、フレーム化部910、短期予測分析部920、低域通過フィルタ110、遅延量・利得算出部140、遅延部940、利得乗算部950、減算部960、長期予測誤差符号化部970、符号列生成部980から構成される。遅延量・利得算出部140は、選択点評価手段141、最適選択点探索手段142、階層的評価手段143、最適評価探索手段144、出力手段145、記録手段146を有する。

20

【0038】

フレーム化部910、短期予測分析部920、低域通過フィルタ110の処理は、第1実施形態と同じである。ここでは、ステップS110以降の処理について説明する。遅延量・利得算出部140の記録手段146は、サンプル値を記録する(S1461)。遅延量・利得算出部140は、算出処理に用いるパラメータを初期化する(S1401)。選択点評価手段141は、初期設定された選択点での相関値を計算する(S1411)。最適選択点探索手段142は、最大の相関値が更新されたかを確認する(S1421)。

30

【0039】

ステップS1421がYesの場合は、最適選択点探索手段142が、最大の相関値と最大の相関値を得るサンプル点(最適選択点)とを更新する(S1422)。遅延量・利得算出部140は、全ての選択点での相関値の計算が終了したかを確認する(S1402)。ステップS1402がNoの場合は、遅延量・利得算出部140は、相関値を計算する選択点を変更し、ステップS1411へ戻る(S1403)。ステップS1402がYesの場合は、ステップS1431に進む。

40

【0040】

次に、階層的評価手段143は、最適選択点と隣接する選択点との間のサンプル点であって、あらかじめ定めた条件に適合するサンプル点の相関値(階層的評価値)を計算する(S1431)。最適評価探索手段144は、最適選択点の相関値が最大の場合には、最適選択点を最適遅延量、最適選択点の相関値を最適利得とする。また、最大の相関値が更新された場合には、その時の遅延量を最適遅延量、その時の相関値を最適利得とする(S1441)。遅延量・利得算出部120は、階層的計算処理が終了したかを確認する(S1404)。ステップS1404がNoの場合、ステップS1431のサンプル点を選ぶ条件を変更し、ステップS1431に戻る(S1405)。ステップS1404がYes

50

の場合は、ステップ S 1 4 5 1 へ進む。出力手段 1 4 5 は、最適遅延量と最適利得とを符号化し、最適遅延量、最適利得、遅延符号、利得符号を出力する ( S 1 4 5 1 )。その後のステップ S 9 4 0 からステップ S 9 8 0 は従来と同じである。

【 0 0 4 1 】

図 1 9 に、上記のステップ S 1 4 6 1 ~ ステップ S 1 4 5 1 の具体的な処理フローの例を示す。初期設定として次の処理を行う。遅延量候補の最小値  $m_{i n}$  を遅延量候補として設定する。相関の最大値  $m_{a x}$  を 0 とする。遅延量探索の細かさを示すパラメータ  $i$  を 1 とする ( S 1 4 0 1 ' )。帯域が制限された信号  $y_L(n)$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ) とだけ遅延した信号  $y_L(n - \tau)$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ) との相関値 ( 正規化相関値 )

【 数 7 】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y_L(j) y_L(j - \tau)}{\sum_{j=0}^{N-1} y_L^2(j - \tau)}$$

を計算する ( S 1 4 1 1 ' )。上記の式では、2つの信号とも帯域制限したが、どちらか一方のみを帯域制限してもよい。帯域制限しない場合は、経路 1 1 1 を経由して短期予測誤差  $y(n)$  が遅延量・利得算出部 1 2 0 に入力される。なお、第 1 実施形態と同じように、正規化されていない相関値や、 $m$  個に 1 つの割合でサンプルを用いて相関値を計算してもよい。 $m_{a x} > ( )$  かを確認する ( S 1 4 2 1 ' )。ステップ S 1 4 2 1 ' が Y e s の場合、ステップ S 1 4 0 2 ' へ進む。ステップ S 1 4 2 1 ' が N o の場合、 $m_{a x}$  に ( ) を代入し ( S 1 4 2 2 1 )、 $m_{a x}$  に を代入する ( 1 4 2 2 2 )。

が  $m_{a x}$  よりも小さいことを確認する ( S 1 4 0 2 ' )。ステップ S 1 4 0 2 ' が Y e s の場合、 $i$  に S を加え、ステップ S 1 4 1 1 ' へ戻る ( S 1 4 0 3 ' )。ステップ S 1 4 0 2 ' が N o の場合、ステップ S 1 4 3 1 ' へ進む。

【 0 0 4 2 】

階層的評価のステップ S 1 4 3 1 ' では、まず、 $( m_{a x} - S / 2^i )$  を計算する ( S 1 4 3 1 1 )。 $m_{a x} + S / 2^i$  が最大の遅延量  $m_{a x}$  よりも小さいことを確認する ( S 1 4 3 1 2 )。ステップ S 1 4 3 1 2 が Y e s の場合、 $( m_{a x} + S / 2^i )$  を計算する ( S 1 4 3 1 3 )。ステップ S 1 4 3 1 2 が N o の場合、 $( m_{a x} + S / 2^i )$  を 0 とする ( S 1 4 3 1 4 )。 $m_{a x}$ 、 $( m_{a x} + S / 2^i )$ 、 $( m_{a x} - S / 2^i )$  の中の最大値を  $m_{a x}$  とする。また、最大値を取る遅延量を  $m_{a x}$  とする ( S 1 4 4 1 ' )。 $i$  があらかじめ定めた値  $I$  以下であることを確認する ( S 1 4 0 4 ' )。ステップ S 1 4 0 4 ' が Y e s の場合、 $i$  を 1 増加させ、ステップ S 1 4 3 1 1 へ戻る ( S 1 4 0 5 ' )。ステップ S 1 4 0 4 ' が N o の場合、 $m_{a x}$  を最適な遅延量  $o p t$ 、 $m_{a x}$  を最適な利得  $o p t$  として出力するとともに、遅延量  $o p t$  と最適な利得  $o p t$  の符号も出力する ( S 1 4 5 1 ' )。

【 0 0 4 3 】

このように処理することで、全ての遅延量候補点での相関値の計算を行うことなく、最適な遅延量と利得を得ることができる。したがって、選択されたなったサンプル点があることによる最適遅延の見逃しを避け、かつ、従来に比べ大幅に演算量を削減することができる。

【 0 0 4 4 】

また、第 1 実施形態と同じように、 $i$  が  $I - 1$  のときのステップ S 1 4 3 1 ' ~ S 1 4 4 1 ' の処理 ( 最終段の相関値の計算 ) では、帯域を制限された信号  $y_L(n)$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ) ではなく、短期予測誤差信号  $y(n)$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ) を用いてもよい。具体的な処理の方法は、第 1 実施形態のステップ S 1 2 3 1 ' と同じである。

【 0 0 4 5 】

[ 第 3 実施形態 ]

図 2 0 に 2 チャネル信号符号化装置の機能構成例を示す。2 チャネル信号符号化装置に

10

20

30

40

50

は、 $x_1(n)$ と $x_2(n)$ の2つの信号が入力される。図14との違いは、以下のとおりである。第1実施形態(図14)では、1つの入力信号の短期予測誤差信号を、同じ入力信号の短期予測誤差信号の時間的にずれた信号との重み付き差分を求め、符号化した。図20の構成では、入力信号 $x_1(n)$ は独立に符号化し、入力信号 $x_2(n)$ については、短期予測分析は独立に行うが、短期予測分析した後の短期予測誤差信号 $y_2(n)$ については、 $x_1(n)$ の短期予測誤差信号 $y_1(n)$ との重み付き差分を符号化する。入力信号が2つあるので、フレーム化部910<sub>i</sub>、短期予測分析部920<sub>i</sub>、低域通過フィルタ110<sub>i</sub>、長期予測誤差符号化部970<sub>i</sub>( $i=1, 2$ )が2チャンネル分ある。遅延量・利得算出部120"への入力が、2チャンネルとなる点も第1実施形態と異なる。図21に2チャンネル信号符号化装置の処理フローを示す。その処理フローでも、ステップS910<sub>i</sub>、S920<sub>i</sub>、S110<sub>i</sub>、S970<sub>i</sub>が2チャンネル分ある。また、選択点評価手段121"が行うステップS1211"と階層的評価手段123"が行うステップS1231"での相関を計算する式は、

【数8】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y_{1L}(j)y_{2L}(j-\tau)}{\sum_{j=0}^{N-1} y_{2L}^2(j-\tau)}$$

または、

【数9】

$$\gamma(\tau) = \sum_{j=0}^{N-1} y_{1L}(j)y_{2L}(j-\tau)$$

または

【数10】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{(N-1)/m} y_{1L}(mj)y_{2L}(mj-\tau)}{\sum_{j=0}^{(N-1)/m} y_{2L}^2(mj-\tau)}$$

となる。ただし、 $y_{1L}(n)$ は入力信号 $x_1(n)$ の短期予測誤差を帯域制限した信号(低域通過フィルタ110<sub>1</sub>を通過した短期予測誤差 $y_1(n)$ )、 $y_{2L}$ は入力信号 $x_2(n)$ の短期予測誤差を帯域制限した信号(低域通過フィルタ110<sub>2</sub>を通過した短期予測誤差 $y_2(n)$ )である。また、上記の3つの式では、2つの信号とも帯域制限したが、どちらか一方のみを帯域制限してもよい。帯域制限しない場合は、経路111<sub>1</sub>または経路111<sub>2</sub>を経由して短期予測誤差 $y_1(n)$ または $y_2(n)$ が遅延量・利得算出部120"に入力される。

【0046】

[変形例]

図20の2チャンネル信号符号化装置は、第2実施形態の遅延量・利得算出部140の入力を2チャンネルに対応した遅延量・利得算出部140"を用いて実現することもできる。この場合は、図中にカッコ書きで番号を付した構成となる。また、図22にこの場合の処理フローを示す。図18と図22との差分は、図15と図21との差分と同じである。また、選択点評価手段141"が行うステップS1411"と階層的評価手段143"が行うステップS1431"での相関を計算する式は、

【数11】

$$\gamma(\tau) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} y_{1L}(j)y_{2L}(j-\tau)}{\sum_{j=0}^{N-1} y_{2L}^2(j-\tau)}$$

となる。ただし、 $y_{1L}(n)$ は入力信号 $x_1(n)$ の短期予測誤差を帯域制限した信号

10

20

30

40

50

(低域通過フィルタ $110_1$ を通過した短期予測誤差 $y_1(n)$ )、 $y_{2L}$ は入力信号 $x_2(n)$ の短期予測誤差を帯域制限した信号(低域通過フィルタ $110_2$ を通過した短期予測誤差 $y_2(n)$ )である。また、上記の式では、2つの信号とも帯域制限したが、どちらか一方のみを帯域制限してもよい。帯域制限しない場合は、経路 $111_1$ または経路 $111_2$ を経由して短期予測誤差 $y_1(n)$ または $y_2(n)$ が遅延量・利得算出部 $140$ に入力される。

【0047】

[第4実施形態]

図23に多チャネル信号符号化装置の機能構成例を実線で示す。本実施形態の多チャネル信号符号化装置 $2100$ は、1つの時間位置の差(遅延量)でのマスターチャンネルに重みを乗算し、符号化対象チャンネルの信号との差分を求め、符号化する。多チャネル信号符号化装置 $2100$ と図4に示した多チャネル信号符号化装置 $1800$ との違いは、符号化情報決定部 $2120$ である。符号化情報決定部 $2120$ は、独立/差分・マスターチャンネル決定部 $1821$ 、低域通過フィルタ $110$ 、遅延量・利得算出部 $120$ (図20参照)を備えている。なお、遅延量・利得算出部 $120$ の代わりに、遅延・利得算出部 $140$ (図20参照)を用いても良い。以下の説明では、遅延量・利得算出部 $120$ と遅延量・利得算出部 $140$ のどちらでも良い場合には、遅延量・利得算出部 $120$ ( $140$ )と示す。遅延量・利得算出部 $120$ ( $140$ )の内部構造は、図20の遅延量・利得算出部 $120$ ( $140$ )と同じである。

【0048】

図24に多チャネル信号符号化装置 $2100$ の処理フローを実線で示す。フレームバッファ $1810_i$ ( $i=1\sim M$ )は、入力信号(チャンネル信号)を蓄積する。ここで、チャンネル信号が単なるサンプル値の列の場合には、複数のフレームに分割し、チャンネル信号が既にフレームごとに分割されている場合には、フレーム単位に蓄積する( $S1810$ )。符号化情報決定部 $2120$ は、独立/差分・マスターチャンネル決定部 $1821$ 、低域通過フィルタ $110$ 、遅延量・利得算出部 $120$ ( $140$ )を利用して、各チャンネルの符号化情報(独立符号化か差分符号化か、マスターチャンネル番号、遅延量、重みなど)を決定する( $S2120$ )。なお、本実施形態では、遅延量と重みは1つずつだけ出力される。符号化対象信号生成部 $1830$ は、チャンネルごとに入力信号から、求められた遅延量分だけ遅れたマスターチャンネルの信号に求められた重みを乗じた値を引き、符号化対象の信号を生成する( $S1830$ )。信号符号化部 $1840_i$ ( $i=1\sim M$ )は、生成された符号化対象信号を符号化する( $S1840$ )。合成部 $1850$ は、各チャンネル信号の符号と符号化情報とを合成し、多チャネル符号を出力する( $S1850$ )。

【0049】

ステップ $S2120$ の詳細な処理は以下のとおりである。独立/差分・マスターチャンネル決定部 $821$ は、チャンネル信号ごとに独立符号化するか差分符号化するか、差分符号化の場合にはマスターチャンネルをどのチャンネル信号にするのかを決定する( $S8210$ )。独立/差分・マスターチャンネル決定部 $821$ は、当該チャンネル信号の符号化が独立符号化かを確認する( $S21220$ )。独立符号化の場合は、当該チャンネル信号に対する $S2120$ の処理を終了し、次のチャンネル信号に対するステップ $S2120$ を行う。差分符号化の場合は、ステップ $S110$ へ進む。低域通過フィルタ $110$ は、符号化対象チャンネルのフレームバッファ $1810_m$ ( $m$ は符号化対象チャンネルのチャンネル番号。)およびマスターチャンネルのフレームバッファ $1810_m$ ( $m$ はマスターチャンネルのチャンネル番号。)からのフレームごとの入力信号 $y_m(n)$ ( $m$ は符号化対象チャンネルおよびマスターチャンネルのチャンネル番号。 $n=0, \dots, N-1$ )それぞれを低域通過フィルタリングし、帯域が制限された(振幅を平坦化した)信号 $y_{mL}(n)$ ( $m$ は符号化対象チャンネルおよびマスターチャンネルのチャンネル番号。 $n=0, \dots, N-1$ )を得る( $S110$ )。遅延量・利得算出部 $120$ の場合は、図21(第3実施形態)のステップ $S120$ と同じ方法で、最適遅延量、最適利得を求める。遅延量・利得算出部 $140$ の場合は、図22(第3実施形態変形例)のステップ $S140$ と同じ方法で、最適遅延量、最適利得を求める。そ

10

20

30

40

50

して、遅延量・利得算出部 1 2 0 " ( 1 4 0 " ) は、求めた最適遅延量を、符号化対象チャネルの信号に対する、マスターチャネルの信号の遅延量 ( 時間差 ) とし、最適利得をマスターチャネルの信号に乗ずる重みとして出力する ( S 1 2 0 " または S 1 4 0 " ) 。

このように処理することで、符号化対象チャネルの信号に対するマスターチャネルの全ての遅延量候補点での相関値の計算を行うことなく、最適な遅延量と利得を得ることができる。したがって、相関値を求めなかった遅延量があることによる最適遅延の見逃しを避け、かつ、従来に比べ大幅に演算量を削減することができる。

【 0 0 5 0 】

[ 第 5 実施形態 ]

図 2 3 の実線および点線で、多チャネル信号符号化装置の機能構成例を示す。本実施形態の多チャネル信号符号化装置 2 1 0 0 は、複数の時間位置の差 ( 遅延量 ) でのマスターチャネルのサンプル列に重みを乗算し、符号化対象チャネルの信号との差分を求め、符号化する。本実施形態の多チャネル信号符号化装置 2 1 0 0 の符号化情報決定部 2 1 2 0 には、決定部 2 1 2 5 と重み決定部 2 1 2 6 が備えられている。図 2 4 の実線および点線で、多チャネル信号符号化装置 2 1 0 0 の処理フローを示す。決定部 2 1 2 5 は、ステップ S 1 2 0 " またはステップ S 1 4 0 " で求めた最適遅延量  $\tau_{opt}$  から、重み付き差分符号化に使うマスターチャネルのサンプル列の時間位置の差 ( 遅延量 ) を決定する ( S 2 1 2 5 ) 。重み決定部 2 1 2 6 は、サンプル列の時間位置の差ごとの重みを計算する ( S 2 1 2 6 ) 。

10

【 0 0 5 1 】

ステップ S 2 1 2 5 の詳細を図 2 5 に示す。決定部 2 1 2 5 は、ステップ S 1 2 0 " またはステップ S 1 4 0 " で求めた最適遅延量  $\tau_{opt}$  が 0 かを確認する ( S 2 1 2 5 1 ) 。最適遅延量  $\tau_{opt}$  が 0 の場合には、符号化対象チャネルのフレーム信号 ( サンプル列 ) と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を 0 のみとする ( S 2 1 2 5 2 ) 。最適遅延量  $\tau_{opt}$  が 0 でない場合には、符号化対象チャネルのフレーム信号 ( サンプル列 ) と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を 0 と最適遅延量  $\tau_{opt}$  の 2 つとする ( S 2 1 2 5 3 ) 。

20

【 0 0 5 2 】

ステップ S 2 1 2 6 の詳細を図 2 6 に示す。重み決定部 2 1 2 6 は、 $N$  の数を確認する ( S 2 1 2 6 1 ) 。 $N$  の数が 1 個の場合には、重み係数  $w_0$  を、 $w_0 = ( Y_0^T Y_0 )^{-1} X^T Y_0$  により算出する ( S 2 1 2 6 2 ) 。ただし、 $X^T Y_0$  は内積で、 $x(i) y(i)$  である。 $N$  の数が 2 個の場合には、重み係数  $w_0$ 、 $w_{\tau_{opt}}$  を、

30

【 数 1 2 】

$$\begin{pmatrix} \gamma_0 \\ \gamma_{opt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_0^T Y_0 & Y_{opt}^T Y_0 \\ Y_0^T Y_{opt} & Y_{opt}^T Y_{opt} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} X^T Y_0 \\ X^T Y_{opt} \end{pmatrix}$$

により算出する ( S 2 1 2 6 3 ) 。

【 0 0 5 3 】

また、3つまたは6つのマスターチャネルのサンプル列を用いる場合のステップ S 2 1 2 5 と S 2 1 2 6 は次のようになる。図 2 7 にステップ S 2 1 2 5 ' の処理フローを示す。決定部 2 1 2 5 は、まず求められた最適遅延量  $\tau_{opt}$  の値を確認する ( S 2 1 2 5 1 ' ) 。最適遅延量  $\tau_{opt}$  が 0 の場合には、符号化対象チャネルのフレーム信号 ( フレームと一致するサンプル列 ) と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を - 1、0、1 とする ( S 2 1 2 5 4 ) 。最適遅延量  $\tau_{opt}$  が 1 または 2 の場合には、符号化対象チャネルのフレーム信号 ( サンプル列 ) と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を - 1、0、1、2、3、4 とする ( S 2 1 2 5 5 ) 。最適遅延量  $\tau_{opt}$  が - 1 または - 2 の場合には、符号化対象チャネルのサンプル列と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を -

40

50

4、 - 3、 - 2、 - 1、 0、 1とする ( S 2 1 2 5 6 )。最適遅延量  $\gamma_{opt}$  が - 2、 - 1、 0、 1、 2でない場合には、符号化対象チャネルのサンプル列と参照するマスターチャネルのサンプル列との時間差 ( 時間位置の差 ) を - 1、 0、 1、  $\gamma_{opt} - 1$ 、  $\gamma_{opt}$ 、  $\gamma_{opt} + 1$ とする ( S 2 1 2 5 7 )。

【 0 0 5 4 】

図 2 8 にステップ S 2 1 2 6 ' の処理フローを示す。重み決定部 2 1 2 6 は、まず  $\gamma$  の数を確認する ( S 2 1 2 6 1 ' )。  $\gamma$  の数が 3 個の場合には、重み係数  $\gamma_{-1}$ 、  $\gamma_0$ 、  $\gamma_1$  を

【 数 1 3 】

$$\begin{pmatrix} \gamma_{-1} \\ \gamma_0 \\ \gamma_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_{-1} \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_{-1} \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_1 \end{pmatrix}$$

10

により算出する ( S 2 1 2 6 4 )。  $\gamma$  の数が 6 個の場合には、重み係数  $\gamma_{-1}$ 、  $\gamma_0$ 、  $\gamma_1$ 、  $\gamma_{opt-1}$ 、  $\gamma_{opt}$ 、  $\gamma_{opt+1}$  を、

【 数 1 4 】

$$\begin{pmatrix} \gamma_{-1} \\ \gamma_0 \\ \gamma_1 \\ \gamma_{opt-1} \\ \gamma_{opt} \\ \gamma_{opt+1} \end{pmatrix} = \mathbf{R}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_{-1} \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_{opt-1} \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_{opt} \\ \mathbf{X}^T \mathbf{Y}_{opt+1} \end{pmatrix}$$

20

ただし、

【 数 1 5 】

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_{-1} & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_{-1} \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_0 & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_{opt-1} & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_{opt-1} & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_{opt-1} & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_{opt-1} & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_{opt-1} & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_{opt-1} \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_{opt} & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_{opt} & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_{opt} & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_{opt} & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_{opt} & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_{opt} \\ \mathbf{Y}_{-1}^T \mathbf{Y}_{opt+1} & \mathbf{Y}_0^T \mathbf{Y}_{opt+1} & \mathbf{Y}_1^T \mathbf{Y}_{opt+1} & \mathbf{Y}_{opt-1}^T \mathbf{Y}_{opt+1} & \mathbf{Y}_{opt}^T \mathbf{Y}_{opt+1} & \mathbf{Y}_{opt+1}^T \mathbf{Y}_{opt+1} \end{pmatrix}$$

30

により算出する ( S 2 1 2 6 5 )。

【 0 0 5 5 】

このように処理することで、符号化対象チャネルの信号に対するマスターチャネルの全ての遅延量候補点での相関値の計算を行うことなく、最適な遅延量と利得を得ることができる。したがって、相関値を求めなかった遅延量があることによる最適遅延の見逃しを避け、かつ、従来に比べ大幅に演算量を削減することができる。

40

【 0 0 5 6 】

なお、上記の実施形態は図 2 9 に示すコンピュータの記録部 3 0 2 0 に、上記方法の各ステップを実行させるプログラムを読み込ませ、制御部 3 0 1 0、入力部 3 0 3 0、出力部 3 0 4 0 などに動作させることで実施できる。また、コンピュータに読み込ませる方法としては、プログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録しておき、記録媒体からコンピュータに読み込ませる方法、サーバ等に記録されたプログラムを、電気通信回線等を通じてコンピュータに読み込ませる方法などがある。

50

## 【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】従来の圧縮符号化装置の構成を示す図。

【図2】従来の圧縮符号化装置の処理フローを示す図。

【図3】従来の復号化装置の機能構成例を示す図。

【図4】従来の多チャンネル信号符号化装置の機能構成例を示す図。

【図5】従来の多チャンネル信号符号化装置の処理フローを示す図。

【図6】サンプル列が1つ(1タップ)の場合のステップS1830の処理のイメージを示す図。

【図7】サンプル列が3つ(3タップ)の場合のステップS1830の処理のイメージを示す図。 10

【図8】従来の多チャンネル信号復号化装置の機能構成例を示す図。

【図9】2つのサンプル列(2タップ)を用いる場合のイメージを示す図。

【図10】6つのサンプル列(6タップ)を用いる場合のイメージを示す図。

【図11】本発明の効果が現れる具体例を示す図。

【図12】評価値の最大値が更新されるたびに階層的に細分化した計算を行う場合の原理を示す図。

【図13】全ての選択点の評価値を計算し、評価値が最大の選択点の近傍を階層的に細分化して計算を行う場合の原理を示す図。

【図14】第1実施形態の圧縮符号化装置の機能構成例を示す図。 20

【図15】第1実施形態の処理フローの概要を示す図。

【図16】ステップS1201～ステップS1251の具体的な処理フローの例を示す図。

【図17】第2実施形態の圧縮符号化装置の機能構成例を示す図。

【図18】第2実施形態の処理フローの概要を示す図。

【図19】ステップS1461～ステップS1451の具体的な処理フローの例を示す図。

【図20】第3実施形態の2チャンネル信号符号化装置の機能構成例を示す図。

【図21】第3実施形態の処理フローの概要を示す図。

【図22】第3実施形態の変形例の処理フローの概要を示す図。 30

【図23】第4実施形態、第5実施形態の多チャンネル信号符号化装置の機能構成例を示す図。

【図24】第4実施形態、第5実施形態の多チャンネル信号符号化装置の処理フローを示す図。

【図25】ステップS2125の処理フローを示す図。

【図26】ステップS2126の処理フローを示す図。

【図27】ステップS2125'の処理フローを示す図。

【図28】ステップS2126'の処理フローを示す図。

【図29】コンピュータの機能構成例を示す図。

【図1】

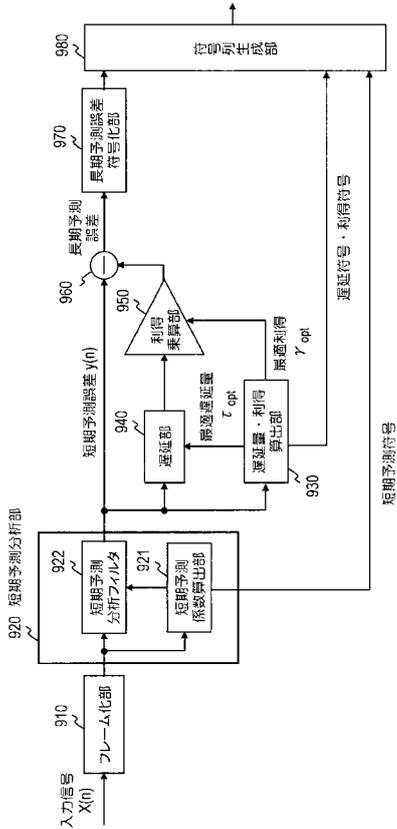


図1

【図2】

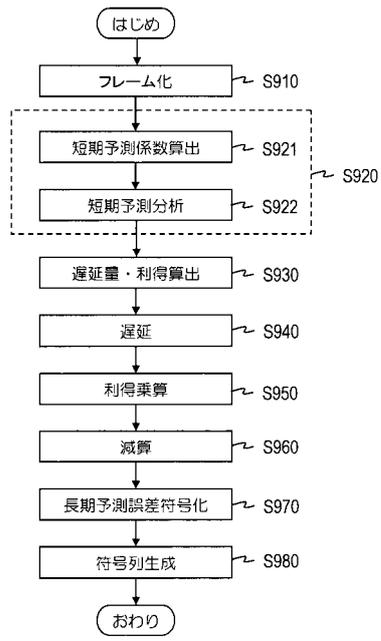


図2

【図3】

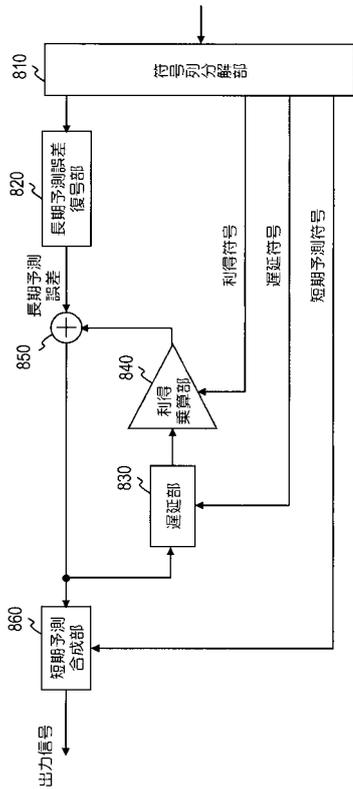


図3

【図4】

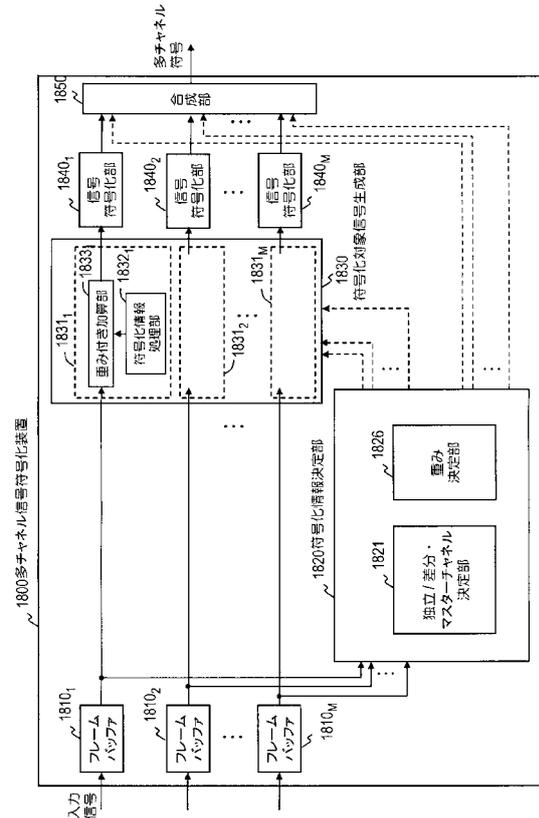


図4

【 図 5 】

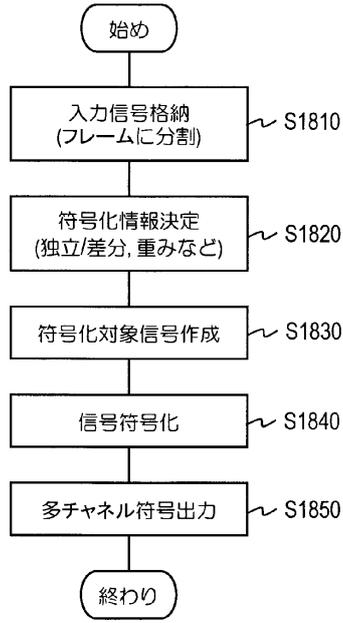


図 5

【 図 6 】

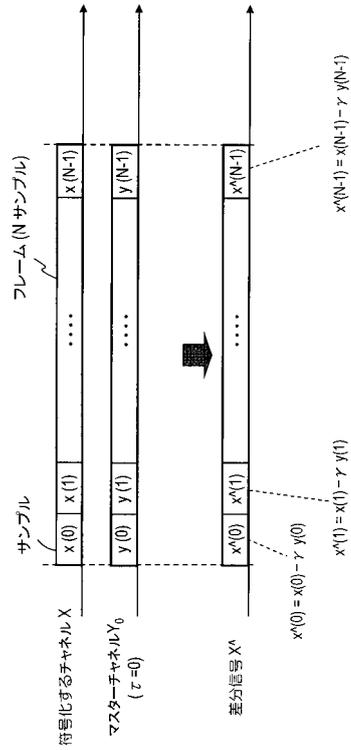


図 6

【 図 7 】

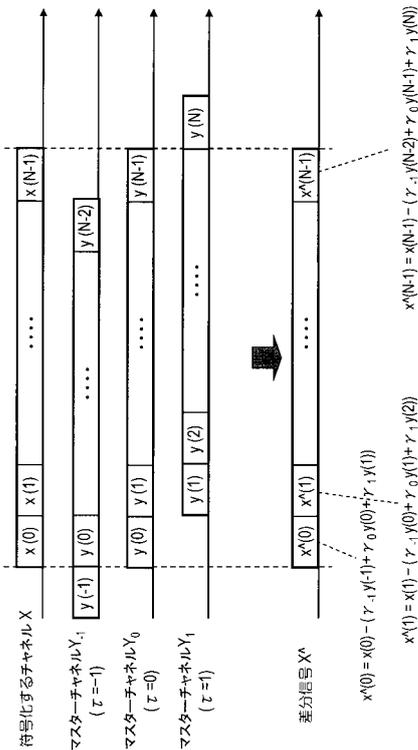


図 7

【 図 8 】

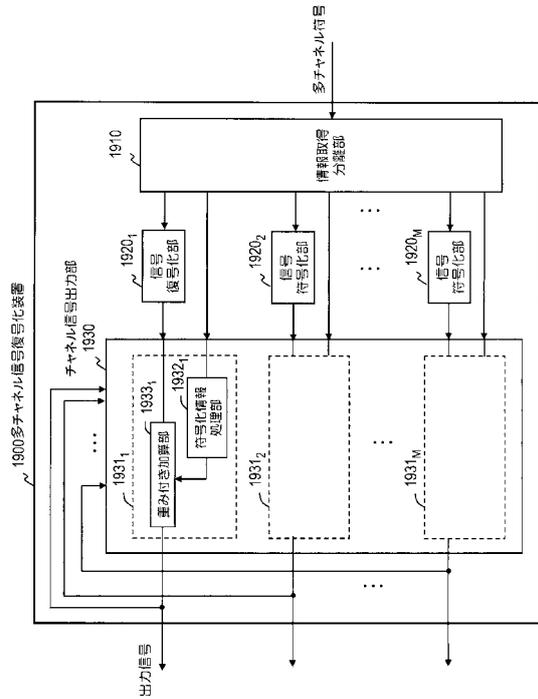
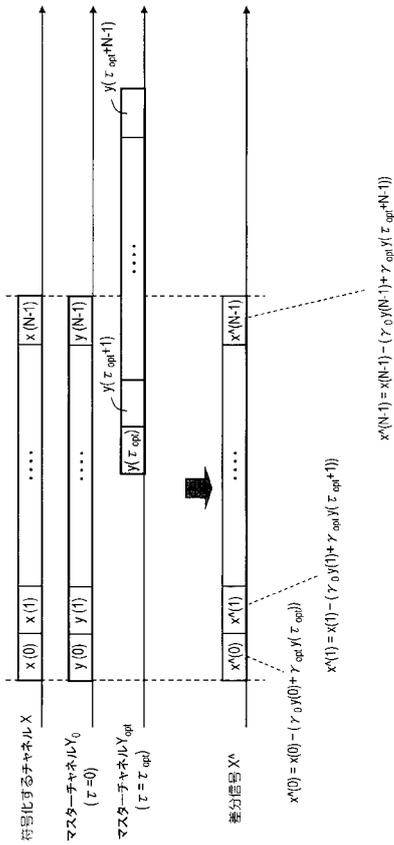
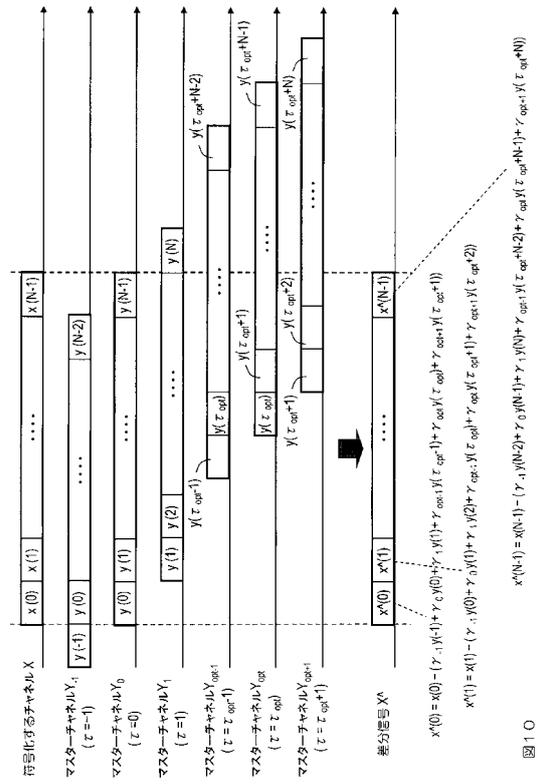


図 8

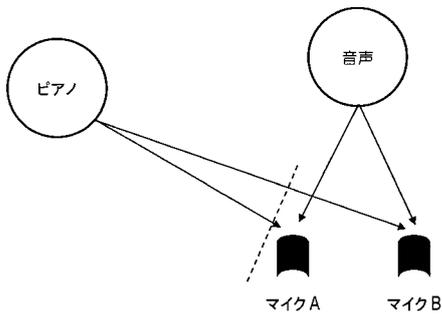
【 図 9 】



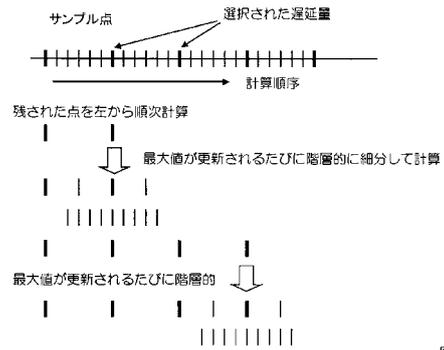
【 図 10 】



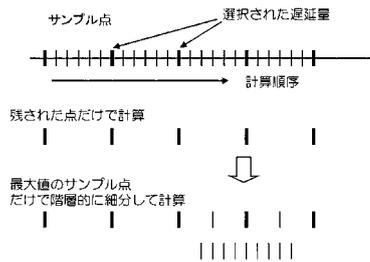
【 図 11 】



【 図 12 】



【 図 13 】



【図14】

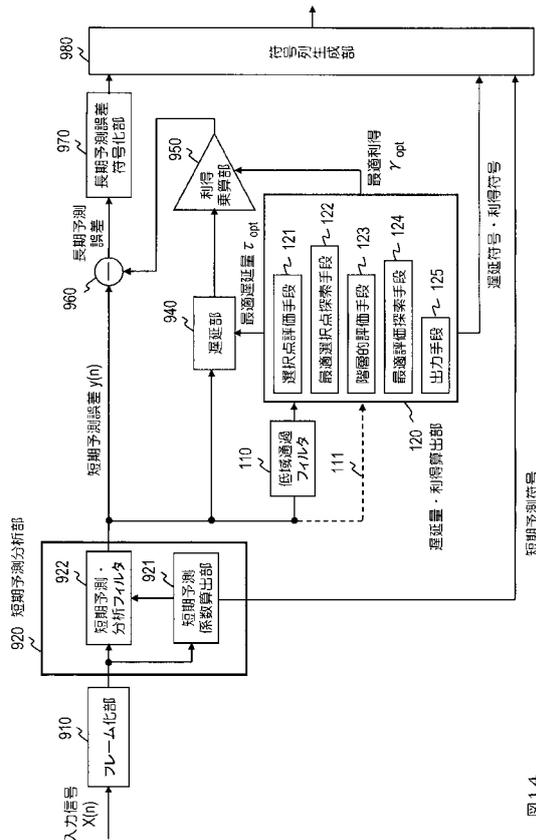


図14

【図15】

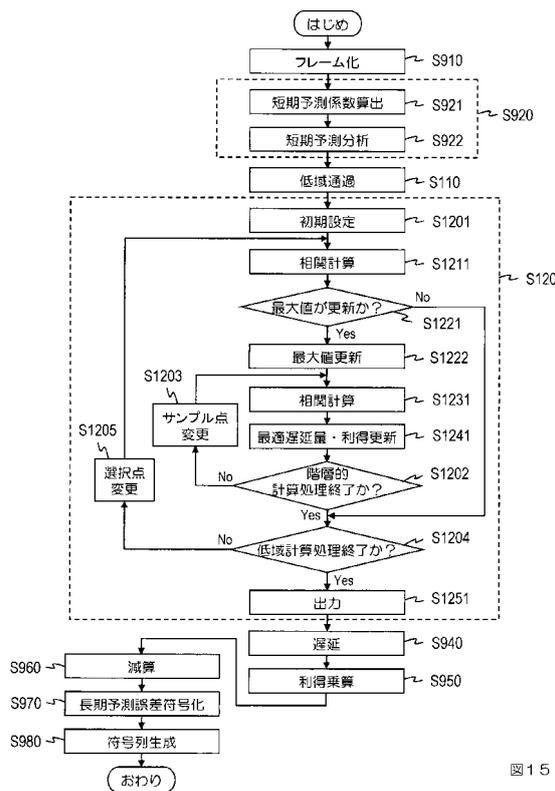


図15

【図16】

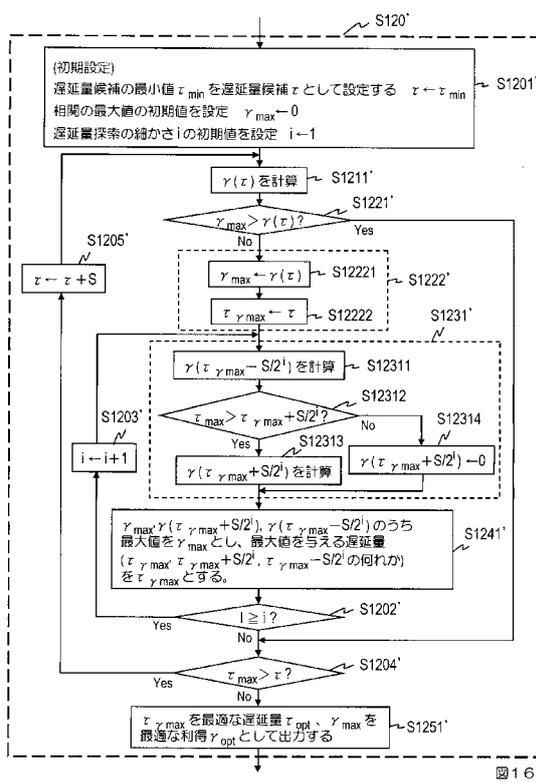


図16

【図17】

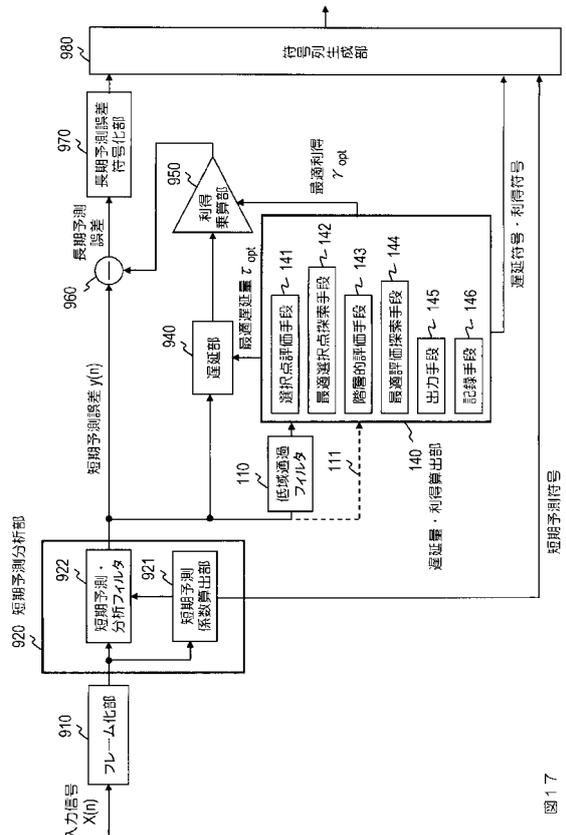


図17

【図18】

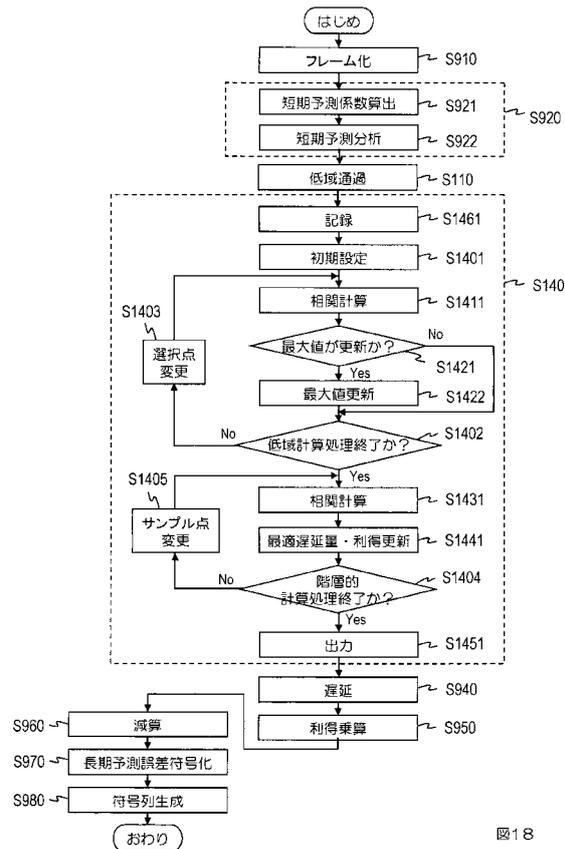


図18

【図19】

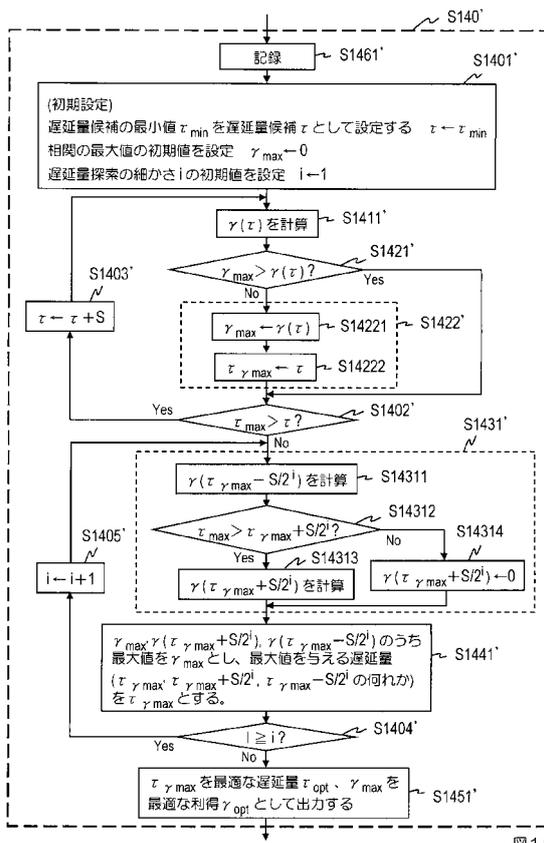


図19

【図20】

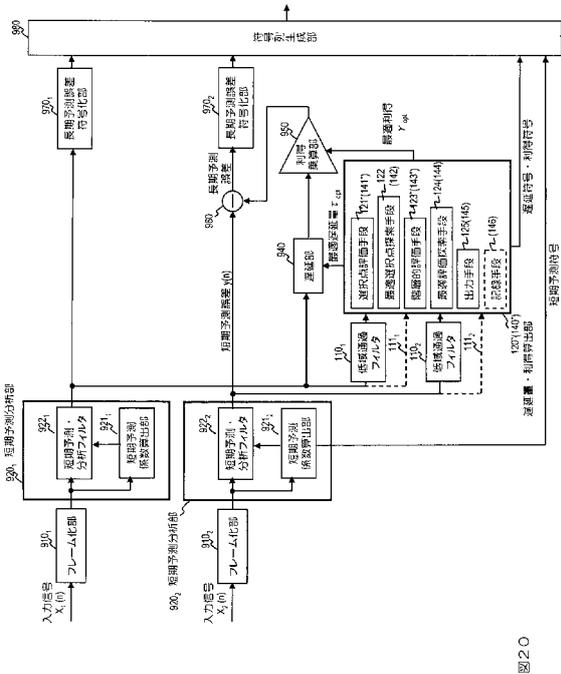


図20

【図21】

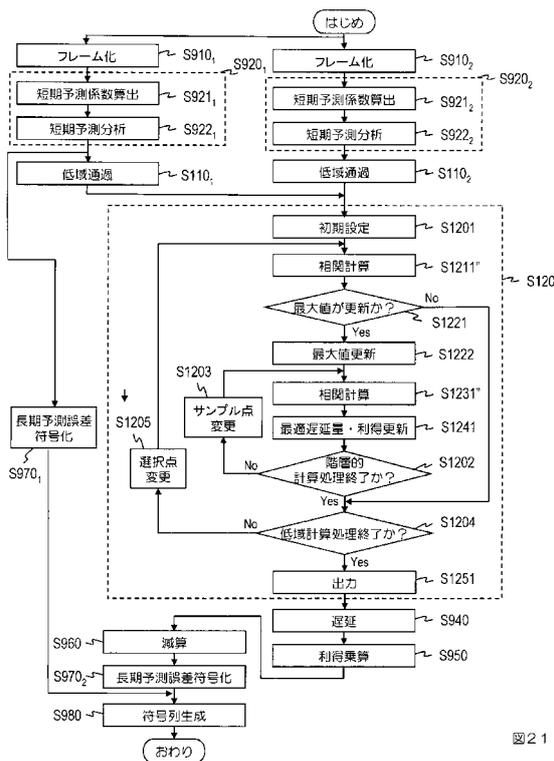


図21

【図22】

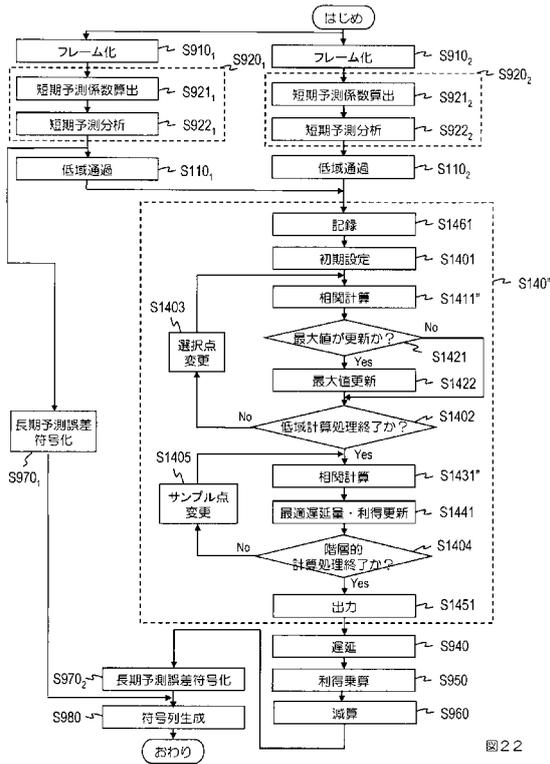


図22

【図23】

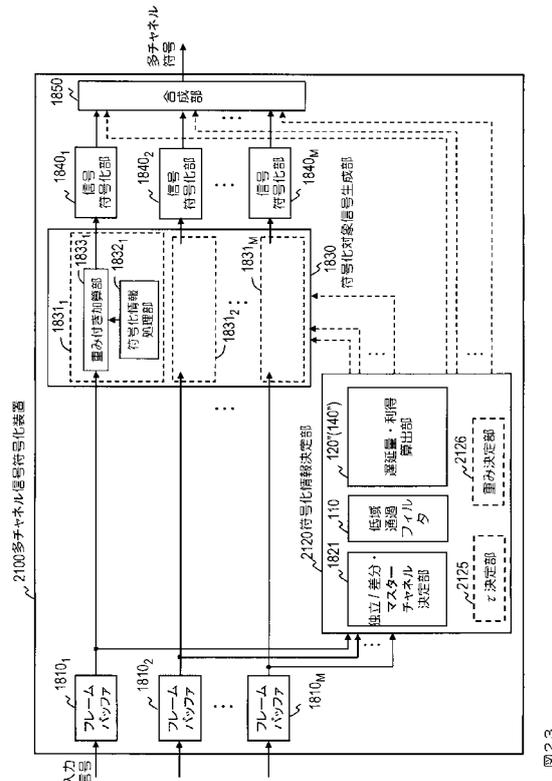


図23

【図24】

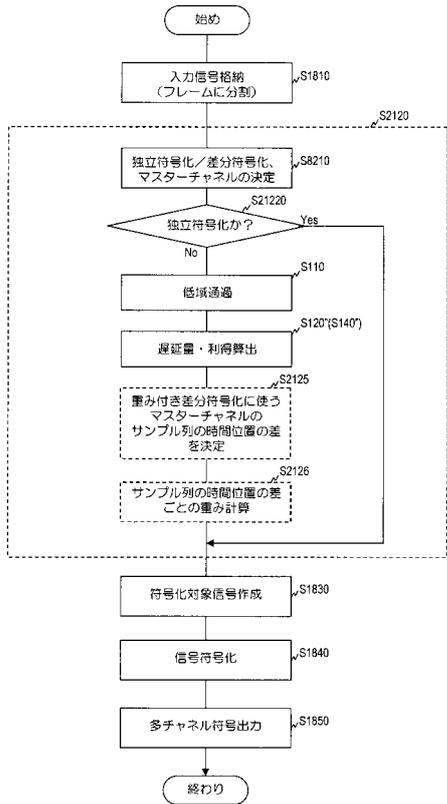


図24

【図25】

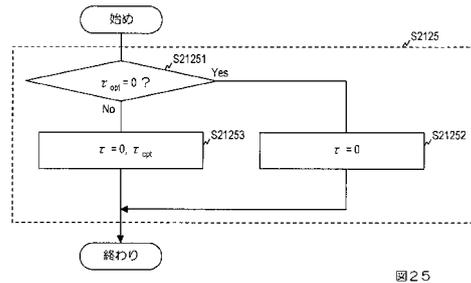


図25

【図26】

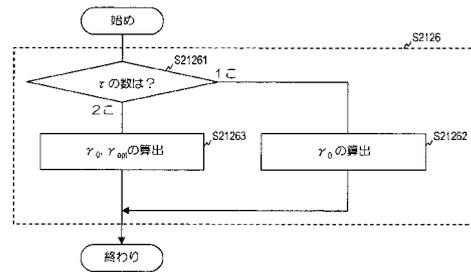


図26

【図27】

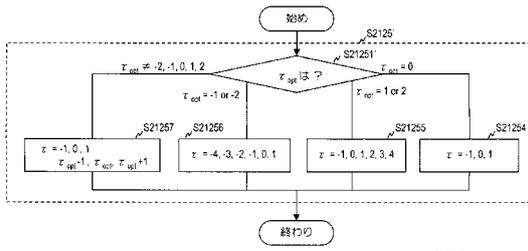


図27

【図28】

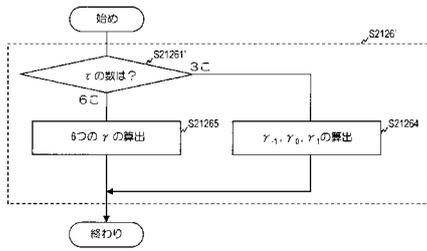


図28

【図29】

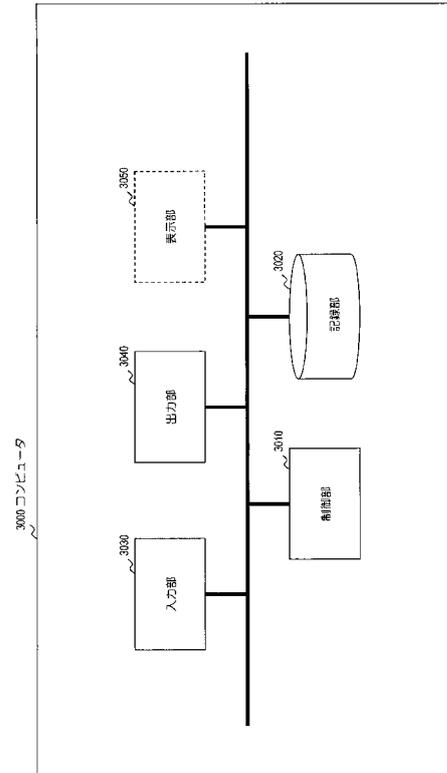


図29

---

フロントページの続き

(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

審査官 井上 健一

(56)参考文献 特開2004-239930(JP,A)

特開昭59-143199(JP,A)

特開平08-044395(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 19/08

G10L 11/04