

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2018-200492
(P2018-200492A)

(43) 公開日 平成30年12月20日(2018.12.20)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
G 1 O L 19/06 (2013.01) G 1 O L 19/06 Z

審査請求 有 請求項の数 10 O L (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2018-186413 (P2018-186413)	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(22) 出願日	平成30年10月1日(2018.10.1)	(74) 代理人	100121706 弁理士 中尾 直樹
(62) 分割の表示	特願2017-174631 (P2017-174631) の分割	(74) 代理人	100128705 弁理士 中村 幸雄
原出願日	平成27年2月20日(2015.2.20)	(74) 代理人	100147773 弁理士 義村 宗洋
(31) 優先権主張番号	特願2014-94880 (P2014-94880)	(72) 発明者	守谷 健弘 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日 本電信電話株式会社内
(32) 優先日	平成26年5月1日(2014.5.1)	(72) 発明者	鎌本 優 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日 本電信電話株式会社内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周期性統合包絡系列生成装置、周期性統合包絡系列生成方法、周期性統合包絡系列生成プログラム、記録媒体

(57) 【要約】

【課題】音響信号のピッチ周期に起因するピークの付近での近似精度を高くできる包絡系列を提供する。

【解決手段】本発明の周期性統合包絡系列生成装置は、所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、包絡系列として、周期性統合包絡系列を生成する。本発明の周期性統合包絡系列生成装置は、少なくとも、スペクトル包絡系列計算部、周期性統合包絡生成部を備える。スペクトル包絡系列計算部は、入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算する。周期性統合包絡生成部は、入力音響信号の周波数領域での周期性成分に基づいて、振幅スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする。

【選択図】 図 1

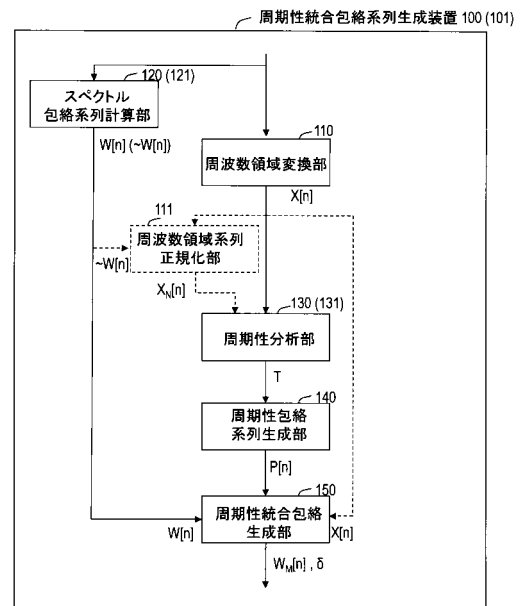


図1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、

前記入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、前記入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算するスペクトル包絡系列計算部と、

前記入力音響信号の周波数領域での周期性成分に基づいて、前記スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする周期性統合包絡生成部とを備え、

前記周期性統合包絡生成部は、前記入力音響信号の周波数領域での周期が大きいほど、前記スペクトル包絡系列のうち少なくとも前記入力音響信号の周波数領域での周期の整数倍および周期の整数倍の近傍のサンプルの値を大きく変更して得られる系列を周期性統合包絡系列とする

ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成装置。

【請求項 2】

所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、

前記入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、前記入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算するスペクトル包絡系列計算部と、

周期性包絡系列を求める周期性包絡系列生成部と、

前記スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする周期性統合包絡生成部とを備え、

N と U を正の整数、 T を前記入力音響信号に由来する周波数領域の係数列の周期性を有する成分の間隔、 L を間隔 T の小数点以下の桁数、 v を1以上の整数、 $\text{floor}(\cdot)$ を小数点以下を切り捨てて整数値を返す関数、 $\text{Round}(\cdot)$ を小数点第一位を四捨五入して整数値を返す関数、 $T' = T \times 2^L$ 、 $W[1], \dots, W[N]$ を振幅スペクトル包絡系列、 $W[n]$ を振幅スペクトル包絡 $W[n]$ と周期性包絡 $P[n]$ の混合比率を決める値とし、

前記周期性包絡系列生成部は、

$$(U \times T') / 2^L - v \leq n \leq (U \times T') / 2^L + v$$

の範囲の整数 n について、

【数 1 2】

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp \left(- \frac{(n - (\text{floor}((U \times T') / 2^L)))^2}{2PD^2} \right) \right\}, \text{または}$$

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp \left(- \frac{(n - (\text{Round}(U \times T)))^2}{2PD^2} \right) \right\}$$

ただし、

$$h = 2.8 \cdot (1.125 - \exp(-0.07 \cdot T' / 2^L)),$$

$$PD = 0.5 \cdot (2.6 - \exp(-0.05 \cdot T' / 2^L))$$

のように周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を求め、

前記周期性統合包絡生成部は、

【数 1 3】

$$W_M[n] = W[n] \cdot (1 + \delta \cdot P[n])$$

のように前記周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を求める

ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の周期性統合包絡系列生成装置であって、
 $X[1], \dots, X[N]$ を前記入力音響信号に対応する周波数領域の係数列とし、
 前記 は、複数の の候補の中から、

【数 1 4】

$$E = \sum_{n=1}^N (X[n] \cdot \tilde{W}_M[n])^4$$

$$\tilde{W}_M[n] = \frac{1}{W_M[n] \cdot G}$$

$$G = \sum_{n=1}^N |X[n]| \cdot \frac{1}{W_M[n]}$$

10

により定義される E が最小となるように選択されたものである
 ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成装置。

【請求項 4】

請求項 2 記載の周期性統合包絡系列生成装置であって、
 $X[1], \dots, X[N]$ を前記入力音響信号に対応する周波数領域の係数列とし、
 前記 は、
 前記入力音響信号の周期性の程度が大きい場合は、複数の の候補の中から、

20

【数 1 5】

$$E = \sum_{n=1}^N (X[n] \cdot \tilde{W}_M[n])^4$$

$$\tilde{W}_M[n] = \frac{1}{W_M[n] \cdot G}$$

$$G = \sum_{n=1}^N |X[n]| \cdot \frac{1}{W_M[n]}$$

30

により定義される E が最小となるように選択されたものであり、
 そうでない場合は、あらかじめ定めた値である
 ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成装置。

【請求項 5】

所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、

40

前入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、前記入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算するスペクトル包絡系列計算ステップと、

前記入力音響信号の周波数領域での周期性成分に基づいて、前記スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする周期性統合包絡生成ステップと

を有し、

前記周期性統合包絡生成ステップは、前記入力音響信号の周波数領域での周期が大きいほど、前記スペクトル包絡系列のうちの少なくとも前記入力音響信号の周波数領域での周期の整数倍および周期の整数倍の近傍のサンプルの値を大きく変更して得られる系列を周期性統合包絡系列とする

周期性統合包絡系列生成方法。

50

【請求項 6】

所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、

前入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、前記入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算するスペクトル包絡系列計算ステップと、

周期性包絡系列を求める周期性包絡系列生成ステップと

前記スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする周期性統合包絡生成ステップと

を有し、

NとUを正の整数、Tを前記入力音響信号に由来する周波数領域の係数列の周期性を有する成分の間隔、Lを間隔Tの小数点以下の桁数、vを1以上の整数、 $\text{floor}(\cdot)$ を小数点以下を切り捨てて整数値を返す関数、 $\text{Round}(\cdot)$ を小数点第一位を四捨五入して整数値を返す関数、 $T' = T \times 2^L$ 、 $W[1], \dots, W[N]$ を振幅スペクトル包絡系列、 W_M を振幅スペクトル包絡 $W[n]$ と周期性包絡 $P[n]$ の混合比率を決める値とし、

前記周期性包絡系列生成ステップは、

$(U \times T') / 2^L - v$ から $(U \times T') / 2^L + v$ の範囲の整数nについて、

【数 16】

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp \left(- \frac{(n - (\text{floor}((U \times T') / 2^L)))^2}{2PD^2} \right) \right\}, \text{または}$$

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp \left(- \frac{(n - (\text{Round}(U \times T)))^2}{2PD^2} \right) \right\}$$

ただし、

$$h = 2.8 \cdot (1.125 - \exp(-0.07 \cdot T' / 2^L)),$$

$$PD = 0.5 \cdot (2.6 - \exp(-0.05 \cdot T' / 2^L))$$

のように周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を求め、

前記周期性統合包絡生成ステップは、

【数 17】

$$W_M[n] = W[n] \cdot (1 + \delta \cdot P[n])$$

のように前記周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を求める

ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成方法。

【請求項 7】

請求項 6 記載の周期性統合包絡系列生成方法であって、

$X[1], \dots, X[N]$ を前記入力音響信号に対応する周波数領域の係数列とし、

前記 $X[n]$ は、複数の $X[n]$ の候補の中から、

【数 1 8】

$$E = \sum_{n=1}^N (X[n] \cdot \tilde{W}_M[n])^4$$

$$\tilde{W}_M[n] = \frac{1}{W_M[n] \cdot G}$$

$$G = \sum_{n=1}^N |X[n]| \cdot \frac{1}{W_M[n]}$$

10

により定義される E が最小となるように選択されたものであることを特徴とする周期性統合包絡系列生成方法。

【請求項 8】

請求項 6 記載の周期性統合包絡系列生成方法であって、

X[1], ..., X[N] を前記入力音響信号に対応する周波数領域の係数列とし、

前記 は、

前記入力音響信号の周期性の程度が大きい場合は、複数の の候補の中から、

【数 1 9】

$$E = \sum_{n=1}^N (X[n] \cdot \tilde{W}_M[n])^4$$

$$\tilde{W}_M[n] = \frac{1}{W_M[n] \cdot G}$$

$$G = \sum_{n=1}^N |X[n]| \cdot \frac{1}{W_M[n]}$$

20

により定義される E が最小となるように選択されたものであり、

そうでない場合は、あらかじめ定めた値である

ことを特徴とする周期性統合包絡系列生成方法。

30

【請求項 9】

請求項 5 から 8 のいずれかに記載の周期性統合包絡系列生成方法をコンピュータに実行させるための周期性統合包絡系列生成プログラム。

【請求項 10】

請求項 5 から 8 のいずれかに記載の周期性統合包絡系列生成方法をコンピュータに実行させるための周期性統合包絡系列生成プログラムを記録したコンピュータが読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、音響信号のスペクトル包絡を算出する周期性統合包絡系列生成装置、周期性統合包絡系列生成方法、周期性統合包絡系列生成プログラム、および記録媒体に関する。

【背景技術】

【0002】

低ビット（例えば 10kbit/s ~ 20kbit/s 程度）の音声信号や音響信号の符号化方法として、DFT（離散フーリエ変換）や MDCT（変形離散コサイン変換）などの直交変換係数に対する適応符号化が知られている。例えば非特許文献 1 で用いられている TCX（transform coded excitation：変換符号化励振）符号化方法では、入力された音信号の周波数

50

領域表現である係数列 $X[1], \dots, X[N]$ から振幅スペクトル包絡の影響を取り除いた系列（正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ ）を求め、これを可変長符号化する。ただし、 $[\]$ 内の N は正整数である。

【0003】

振幅スペクトル包絡は、以下の手順で算出される。

(step 1) 所定の時間区間であるフレーム単位で、入力された時間領域の音響デジタル信号（以下、入力音響信号）に対する線形予測分析を行って線形予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_P$ を求める。ただし、 P は予測次数を示す正整数である。例えば、全極型モデルである P 次自己回帰過程により、時刻 t での入力音響信号 $x(t)$ は、 P 時点まで遡った過去の自分自身の値 $x(t-1), \dots, x(t-P)$ と予測残差 $e(t)$ と線形予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_P$ によって式(1)

10

$$x(t) = \alpha_1 x(t-1) + \dots + \alpha_P x(t-P) + e(t) \quad (1)$$

【0004】

(step 2) 線形予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_P$ を量子化し、量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_P$ を求める。量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_P$ を用いて N 点の入力音響信号の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を求める。例えば、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ は、式(2)で求めることができる。ただし、 n は $1 \leq n \leq N$ の整数、 $\exp(\cdot)$ はネイピア数を底とする指数関数、 j は虚数単位、 σ^2 は予測残差信号の振幅である。

【数1】

$$W[n] = \sqrt{\frac{\sigma^2}{2\pi} \frac{1}{\left|1 + \sum_{p=1}^P \hat{\alpha}_p \exp(-j2\pi np/N)\right|^2}} \quad (2)$$

20

【0005】

なお、本明細書では、右肩に角括弧なしで表記されている記号はべき乗演算を表す。つまり、 2 は \square の2乗を表す。また、文中で使用する記号「 \sim 」「 $\hat{}$ 」等は、本来直後の文字の真上に記載されるべきものであるが、テキスト記法の制限により、当該文字の直前に記載する。数式中においてはこれらの記号は本来の位置、すなわち文字の真上に記述している。

30

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】Anthony Vetro, "MPEG Unified Speech and Audio Coding", Industry and Standards, IEEE MultiMedia, April-June, 2013.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

音響信号の符号化では、復号側でもスペクトル包絡の情報を得るために、スペクトル包絡に対応する符号を復号側へ送る必要がある。非特許文献1のように線形予測係数によりスペクトル包絡を求める場合には、復号側へ送る「スペクトル包絡に対応する符号」は「線形予測係数に対応する符号」であり、符号量が少なく済むという利点がある。一方、線形予測係数により求めたスペクトル包絡の情報は、入力音響信号のピッチ周期に起因するピークの付近での近似精度が悪くなることがある。そして、このことが正規化係数列を可変長符号化する際の符号化効率の低下につながることもある。

40

【0008】

このような問題に鑑み、本発明では、音響信号のピッチ周期に起因するピークの付近での近似精度を高くできる包絡系列を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0009】

50

本発明の周期性統合包絡系列生成装置は、所定の時間区間であるフレーム単位の時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号とし、包絡系列として周期性統合包絡系列を生成する。本発明の周期性統合包絡系列生成装置は、少なくとも、スペクトル包絡系列計算部、周期性統合包絡生成部を備える。スペクトル包絡系列計算部は、入力音響信号の時間領域の線形予測に基づき、入力音響信号のスペクトル包絡系列を計算する。周期性統合包絡生成部は、入力音響信号の周波数領域での周期性成分に基づいて、スペクトル包絡系列を変形し、周期性統合包絡系列とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明の周期性統合包絡系列生成装置によって生成される周期性統合包絡系列であれば、入力音響信号のピッチ周期に起因するピーク付近での近似精度もよくなる。 10

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】実施例1の周期性統合包絡系列生成装置の機能構成例を示す図。

【図2】実施例1の周期性統合包絡系列生成装置の処理フローを示す図。

【図3】周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ の例を示す図。

【図4A】同じ音響信号に対して生成された系列の違いを説明するための例を示す図であって、数列 $X[1], \dots, X[N]$ を補間した曲線の形状を示す図。

【図4B】同じ音響信号に対して生成された系列の違いを説明するための例を示す図であって、周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を補間した曲線の形状を示す図。 20

【図4C】同じ音響信号に対して生成された系列の違いを説明するための例を示す図であって、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を補間した曲線の形状を示す図。

【図4D】同じ音響信号に対して生成された系列の違いを説明するための例を示す図であって、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を補間した曲線の形状を示す図。

【図5】実施例2の符号化装置の機能構成例を示す図。

【図6】実施例2の符号化装置の処理フローを示す図。

【図7】実施例2の復号装置の機能構成例を示す図。

【図8】実施例2の復号装置の処理フローを示す図。

【図9】実施例3の符号化装置の機能構成例を示す図。

【図10】実施例3の符号化装置の処理フローを示す図。 30

【図11】実施例3の復号装置の機能構成例を示す図。

【図12】実施例3の復号装置の処理フローを示す図。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の実施の形態について、詳細に説明する。なお、同じ機能を有する構成部には同じ番号を付し、重複説明を省略する。

【実施例1】

【0013】

図1に本発明の周期性統合包絡系列生成装置の機能構成例を、図2に本発明の周期性統合包絡系列生成装置の処理フローを示す。周期性統合包絡系列生成装置100は、スペクトル包絡系列計算部120、周波数領域変換部110、周期性分析部130、周期性包絡系列生成部140、周期性統合包絡生成部150を備え、入力された時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号 $x(t)$ とし、係数列の周波数成分に基づいて振幅スペクトル包絡系列を変形した周期性統合包絡系列を生成する。 40

【0014】

<スペクトル包絡系列計算部120>

スペクトル包絡系列計算部120は、入力音響信号 $x(t)$ の時間領域の線形予測に基づき、入力音響信号の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を計算する(S120)。ただし、 N は正整数である。スペクトル包絡系列計算部120は、従来技術と同じであり、以下の手順で計算すればよい。 50

【 0 0 1 5 】

(s t e p 1) 所定の時間区間であるフレーム単位で、入力音響信号に対する線形予測分析を行って線形予測係数 a_1, \dots, a_p を求める。ただし、 P は予測次数を示す正整数である。例えば、全極型モデルである P 次自己回帰過程により、時刻 t での入力音響信号 $x(t)$ は、 P 時点まで遡った過去の自分自身の値 $x(t-1), \dots, x(t-P)$ と予測残差 $e(t)$ と線形予測係数 a_1, \dots, a_p によって式 (1) で表される。

【 0 0 1 6 】

(s t e p 2) 線形予測係数 a_1, \dots, a_p を用いて N 点の入力音響信号の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を求める。例えば、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ は、線形予測係数 a_1, \dots, a_p に対応する量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を用いて式 (2) で求めることができる。または、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ は、線形予測係数 a_1, \dots, a_p を用いて、式 (2) の \hat{a}_p を a_p に置き換えた式で求めることができる。

10

【 0 0 1 7 】

< 周波数領域変換部 1 1 0 >

周波数領域変換部 1 1 0 は、所定の時間区間であるフレーム単位で、入力された時間領域の入力音響信号を周波数領域の N 点の係数列 $X[1], \dots, X[N]$ に変換して出力する (S 1 1 0)。周波数領域への変換は、M D C T (変形離散コサイン変換) や D F T (離散フーリエ変換) などの方法で行えばよい。

【 0 0 1 8 】

< 周期性分析部 1 3 0 >

周期性分析部 1 3 0 は、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を入力とし、当該係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の周期 T を求め、周期 T を出力する (S 1 3 0)。

20

【 0 0 1 9 】

周期 T は、入力音響信号に由来する周波数領域の係数列、例えば、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ 、の周期性を有する成分の間隔 (係数列が周期的に大きな値となる間隔) に対応する情報である。以下では周期 T を間隔 T と表現する場合もあるが、表現上の違いだけであり、同じものである。 T は正値であり、整数であってもよいし、小数 (例えば、5.0、5.25、5.5、5.75) であってもよい。

【 0 0 2 0 】

また、周期性分析部 1 3 0 は、必要に応じて、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を入力とし、周期性の程度を示す指標 S も求めて出力してもよい。この場合、例えば、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の周期性を有する成分の部分のエネルギーとそれ以外の部分のエネルギーとの比などに基づいて周期性の程度を示す指標 S を求める。この場合は、指標 S は周波数領域のサンプル列の周期性の程度を示す指標となる。なお、周期性を有する成分の大きさが大きいほど、すなわち、周期 T の整数倍のサンプルやその近傍にあるサンプルの振幅 (サンプル値の絶対値) が大きいほど、周波数領域のサンプル列の「周期性の程度」は大きい。

30

【 0 0 2 1 】

なお、周期性分析部 1 3 0 は、時間領域の入力音響信号から時間領域の周期を求め、求めた時間領域の周期を周波数領域の周期に変換することで、周期 T を求めてもよい。また、時間領域の周期を周波数領域の周期に変換したものの定数倍やその近傍の値を周期 T として求めてもよい。同様に、周期性分析部 1 3 0 は、時間領域の入力音響信号から、例えば、時間領域の周期分だけ時間がずれた信号列間の相関の大きさ等に基づいて、周期性の程度を示す指標 S を求めてもよい。

40

【 0 0 2 2 】

要は、時間領域の入力音響信号やそれに由来する周波数領域係数列から周期 T や指標 S を求める方法は、従来より様々な方法が存在するので、その何れの方法を選択して利用してもよい。

【 0 0 2 3 】

< 周期性包絡系列生成部 1 4 0 >

周期性包絡系列生成部 1 4 0 は、間隔 T を入力とし、周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を

50

出力する (S 1 4 0)。周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ は、ピッチ周期に起因する周期でピークを持つ周波数領域の離散系列、すなわち調波モデルに対応する離散系列である。図 3 に周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ の例を示す。周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ は、図 3 に示された波形のように、間隔 T の整数倍の近傍の整数値であるインデックスと、その前後所定数のインデックスに対応する周期性包絡の値のみ正の値を持ち、それ以外は 0 であるような系列である。間隔 T の整数倍の近傍の整数値であるインデックスが周期的に最大値 (ピーク) をとり、その前後所定数のインデックスに対応する $P[n]$ の値は、そのインデックス n がピークに対応するインデックスから離れるにつれて単調減少する関係にある。図 3 の横軸の $1, 2, \dots$ は離散化サンプル点のインデックス (以下、「周波数インデックス」) を表す。

10

【 0 0 2 4 】

例えば、 n を周波数インデックスを表す変数とし、 h を極大値 (ピーク) に対応する周波数インデックスとして、ピークの形状は以下の関数 $Q(n)$ で表せる。ただし、間隔 T の小数点以下の桁数が L 桁であり、間隔 T' を $T' = T \times 2^L$ とする。

【 数 2 】

$$Q(n) = h \cdot \exp\left(-\frac{(n-\tau)^2}{2PD}\right) \quad (3)$$

$$h = 2.8 \cdot (1.125 - \exp(-0.07 \cdot T'/2^L))$$

$$PD = 0.5 \cdot (2.6 - \exp(-0.05 \cdot T'/2^L))$$

20

h はピークの高さを表し、間隔 T が大きいほどピークの高さが高くなる。また、 PD はピーク部分の幅を表し、間隔 T が大きいほど幅が広がる。

【 0 0 2 5 】

U を 1 からピークの数までを示す正整数 (例えば、図 4 の場合は $1 \sim 10$) とし、 v を 1 以上の整数 (例えば、1 から 3 程度) とし、 $\text{floor}(\cdot)$ を小数点以下を切り捨てて整数値を返す関数とすると、周期性包絡系列 $P[n]$ は、例えば、

【 数 3 】

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp\left(-\frac{(n - (\text{floor}((U \times T')/2^L) \pm v))^2}{2PD^2}\right) \right\} \quad (4)$$

30

のように計算すればよい。ただし、 $(U \times T') / 2^L - v \leq n \leq (U \times T') / 2^L + v$ である。例えば、 $L=2$ の場合、 $T=20.00$ であれば $T'=80$ 、 $T=20.25$ であれば $T'=81$ 、 $T=20.50$ であれば $T'=82$ 、 $T=20.75$ であれば $T'=83$ である。なお、周期性包絡系列 $P[n]$ は、小数点第一位を四捨五入して整数値を返す関数 $\text{Round}(\cdot)$ を用いて、

【 数 4 】

$$P[n] = \left\{ h \cdot \exp\left(-\frac{(n - (\text{Round}(U \times T) \pm v))^2}{2PD^2}\right) \right\} \quad (5)$$

40

のように求めてもよい。

【 0 0 2 6 】

< 周期性統合包絡生成部 1 5 0 >

周期性統合包絡生成部 1 5 0 は、少なくとも、周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ 、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を入力とし、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を求める (S 1 5 0)。具体的には、周期性統合包絡 $W_M[n]$ を次式のように求める。

【数 5】

$$W_M[n] = W[n] \cdot (1 + \delta \cdot P[n]) \quad (6)$$

なお、 δ は、周期性統合包絡 $W_M[n]$ と係数 $X[n]$ の絶対値系列の形状が近くなるように決定される値または予め定めた値である。

【0027】

周期性統合包絡生成部 150 において周期性統合包絡 $W_M[n]$ と係数 $X[n]$ の絶対値系列の形状が近くなるように δ を決定する場合には、周期性統合包絡生成部 150 は、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ も入力とし、決定された δ とそのときの周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を出力すればよい。例えば、 δ は、いくつかの候補、例えば、0.4 と 0.8 の 2 つを δ の候補、の中から以下の式により定義される E が最小となる δ に決めればよい。言い換えると、周期性統合包絡 $W_M[n]$ と係数 $X[n]$ の絶対値系列の形状が近くなる δ に決めればよい。

10

【数 6】

$$E = \sum_{n=1}^N (X[n] \cdot \tilde{W}_M[n])^4 \quad (7)$$

$$\tilde{W}_M[n] = \frac{1}{W_M[n] \cdot G} \quad (8)$$

20

$$G = \sum_{n=1}^N |X[n]| \cdot \frac{1}{W_M[n]} \quad (9)$$

【0028】

δ は、周期性統合包絡 $W_M[n]$ において周期性包絡 $P[n]$ をどの程度考慮するかを決める値である。言い換えれば、 δ は周期性統合包絡 $W_M[n]$ における振幅スペクトル包絡 $W[n]$ と周期性包絡 $P[n]$ の混合比率を決める値といえる。また、式 (9) の G は係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の各係数 $X[n]$ の絶対値の系列と周期性統合包絡系列の逆数の系列との内積である。式 (8) の $\tilde{W}_M[n]$ は、周期性統合包絡の各値 $W_M[n]$ を G で正規化した正規化周期性統合包絡である。式 (7) において、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ と正規化周期性統合包絡系列 $\tilde{W}_M[1], \dots, \tilde{W}_M[N]$ の内積の 4 乗を計算しているのは、特に絶対値の大きい係数 $X[n]$ を強調して内積をとった値 (距離) を小さくすることを意図している。つまり、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の中で特に絶対値の大きい係数 $X[n]$ と周期性統合包絡 $W_M[n]$ が近くなるように δ を決定することを意味している。

30

【0029】

また、周期性統合包絡生成部 150 において周期性の程度に応じて δ の候補数を決定する場合には、周期性統合包絡生成部 150 は、周期性の程度を示す指標 S も入力とし、指標 S が、周期性が高いことに対応するフレームであることを示している場合には多くの候補数の δ の候補の中から式 (7) で定義される E が最小となる δ を選び、指標 S が、周期性が低いことに対応するフレームであることを示している場合には δ を予め定めた値としてもよい。すなわち、周期性統合包絡生成部 150 において周期性の程度に応じて δ の候補数を決定する場合には、周期性が高いほど δ の候補の数を多くすればよい。

40

【0030】

< 実施例 1 の発明の効果 >

図 4 A ~ 4 D に同じ音響信号に対して生成された系列の違いを説明するための例を示す。図 4 A に係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を補間した曲線の形状を、図 4 B に周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を補間した曲線の形状を、図 4 C に平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\tilde{W}[1], \dots, \tilde{W}[N]$ を補間した曲線の形状を、図 4 D に周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を補間した曲線の形状を示す。図 4 A ~ 4 D に示すとおり、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$

50

N]は、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\tilde{W}[1], \dots, \tilde{W}[N]$ に比べて、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ に現れる周期的なピークを含んだ形状となっている。また、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ は、スペクトル包絡を表す情報である線形予測係数または量子化済線形予測係数の他に、間隔T、または、間隔Tと値 の情報があれば生成できる。したがって、入力音響信号のスペクトル包絡を表す情報に少ない情報量を追加するだけで、入力音響信号のピッチ周期に起因する振幅のピークを、線形予測係数により求まるスペクトル包絡より高精度に表現することができる。すなわち、線形予測係数または量子化済線形予測係数と、間隔T、または、間隔Tと値 と、の少ない情報量で入力音響信号の振幅を高精度に推定することができることになる。なお、平滑化振幅スペクトル包絡 $\tilde{W}[n]$ は次式で表現される包絡であり、 は振幅スペクトル係数を鈍らせる（平滑化する）ための1以下の正の定数である。

10

【数7】

$$\tilde{W}[n] = \sqrt{\frac{\sigma^2}{2\pi} \frac{1}{\left|1 + \sum_{p=1}^P \hat{\alpha}_p \gamma^p \exp(-j2\pi np/N)\right|^2}} \quad (10)$$

【0031】

また、本発明の周期性統合包絡系列生成装置を符号化装置と復号装置で用いる場合には、符号化装置に含まれる周期性統合包絡系列生成装置以外の処理部で得られた量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_p$ を特定する符号（線形予測係数符号 C_L ）と周期Tや時間領域の周期を特定する符号（周期符号 C_T ）が復号装置に入力されるので、本発明の周期性統合包絡系列生成装置からは の情報を示す符号を出力すれば、復号側の周期性統合包絡系列生成装置でも符号化側の周期性統合包絡系列生成装置で生成した周期性統合包絡系列と同じ周期性統合包絡系列を生成できる。したがって、符号化装置から復号装置に符号を送る際に増加する符号量は少ない。

20

【0032】

<実施例1の発明のポイント>

実施例1の周期性統合包絡系列生成装置100では、周期性統合包絡生成部150が係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の周期性成分に基づいて、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を変形し、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ としている点が最も重要なポイントである。特に、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の周期性の程度が大きいほど、すなわち、周期性を有する成分の大きさが大きいほど、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ のうち間隔T（周期）の整数倍およびそれらの近傍のサンプルの値を大きく変更すれば、上記の効果を得やすい。「近傍のサンプル」とは、間隔Tの整数倍の近傍の整数値であるインデックスで示されるサンプルである。また、「近傍」とは、例えば、式(3)~(5)などのあらかじめ定めた方法で決まる範囲とすればよい。

30

【0033】

また、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の周期性を有する成分の間隔Tが広いほど、式(4)と式(5)に示された周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ は、大きい値を持ち、広い幅で、すなわち、間隔T（周期）の整数倍およびそれらの近傍の多くのサンプルで、0以外の値を持つ。つまり、周期性統合包絡生成部150は、係数列の周期性を有する成分の間隔Tが広いほど、振幅スペクトル包絡系列のうち間隔T（周期）の整数倍およびそれらの近傍のサンプルの値を大きく変更する。また、周期性統合包絡生成部150は、係数列の周期性を有する成分の間隔Tが広いほど、振幅スペクトル包絡系列を広い幅で、すなわち、間隔T（周期）の整数倍およびそれらの近傍の多くのサンプルで、サンプル値を変更する。「近傍の多くのサンプルで」とは、「近傍」に該当する範囲（あらかじめ定めた方法で決まる範囲）に存在するサンプルを多くすることを意味している。つまり、周期性統合包絡生成部150は、このように振幅スペクトル包絡系列を変形すれば、上記の効果を得やすい。

40

【0034】

50

なお、周期性統合包絡系列が持つ「入力音響信号のピッチ周期に起因する振幅のピークをより高精度に表現することができる。」という特徴を効果的に利用する例としては、符号化装置と復号装置があり、この例を実施例 2, 3 に示している。ただし、周期性統合包絡系列の特徴の利用例は、符号化装置と復号装置以外にも、雑音除去装置やポストフィルタなどがあり得る。したがって、実施例 1 では周期性統合包絡系列生成装置を説明している。

【 0 0 3 5 】

[変形例 1] (正規化係数列で周期性分析する例)

変形例 1 の周期性統合包絡系列生成装置も図 1 に示す。また、変形例 1 の周期性統合包絡系列生成装置の処理フローも図 2 に示す。周期性統合包絡系列生成装置 1 0 1 は、周波数領域系列正規化部 1 1 1 も備える点と、スペクトル包絡系列計算部 1 2 1、周期性分析部 1 3 1 が周期性統合包絡系列生成装置 1 0 0 と異なり、その他の構成は同じである。以下では相違点についてのみ説明する。

10

【 0 0 3 6 】

< スペクトル包絡系列計算部 1 2 1 >

スペクトル包絡系列計算部 1 2 1 は、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ だけではなく、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ も求める。

【 0 0 3 7 】

具体的には、スペクトル包絡系列計算部 1 2 1 は、スペクトル包絡系列計算部 1 2 0 で示した (step 1), (step 2) に加えて、以下の手順の処理を行う。

20

【 0 0 3 8 】

(step 3) 量子化済線形予測係数 \hat{a}_p のそれぞれに \hat{a}_p^p を乗算し、量子化済平滑化線形予測係数 $\hat{a}_1, \hat{a}_2^2, \dots, \hat{a}_p^p$ を求める。 \hat{a}_p^p は平滑化するための 1 以下の正の定数である。そして、式 (1 0) によって、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を求める (S 1 2 1)。もちろん、スペクトル包絡系列計算部 1 2 0 と同様に、量子化済線形予測係数 \hat{a}_p に代えて線形予測係数 a_p を用いてもよい。

【 0 0 3 9 】

< 周波数領域系列正規化部 1 1 1 >

周波数領域系列正規化部 1 1 1 は、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ の各係数を平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ の各係数で除算して正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を得る。すなわち、 $n = 1, \dots, N$ に対して

30

$$X_N[n] = X[n] / \sim W[n] \quad (1 1)$$

の計算を行い、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を求める (S 1 1 1)。

【 0 0 4 0 】

< 周期性分析部 1 3 1 >

周期性分析部 1 3 1 は、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力とし、当該正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期 T を求め、周期 T を出力する (S 1 3 1)。すなわち、本変形例では、入力音響信号に由来する周波数領域の係数列である正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期性を有する成分の間隔を周期 T として求める。また、周期性分析部 1 3 1 は、必要に応じて、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を入力とし、周期性の程度を示す指標 S も求めて出力してもよい。

40

【 0 0 4 1 】

その他の処理は周期性統合包絡系列生成装置 1 0 0 と同じである。したがって、実施例 1 と同様の効果が得られる。なお、周期性統合包絡系列生成装置 1 0 1 の場合は、周期性統合包絡生成部 1 5 0 は、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ の代わりに平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を用いてもよい。この場合は、式 (6) の代わりに次式の計算となる。

【 数 8 】

$$W_M[n] = \tilde{W}[n] \cdot (1 + \delta \cdot P[n]) \quad (12)$$

50

【 0 0 4 2 】

[変形例 2] (外部から情報が入力される例)

本発明の周期性統合包絡系列生成装置を符号化装置や復号装置が内部に備えている場合には、符号化装置や復号装置に含まれる周期性統合包絡系列生成装置以外の処理部で、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ 、量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_p$ 、量子化済平滑化線形予測係数 $\hat{\alpha}_p^p$ 、振幅スペクトル包絡 $W[1], \dots, W[N]$ 、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ 、周期 T 、指標 S などが求められていることがある。このような場合は、周期性統合包絡系列生成装置に、周波数領域変換部、周波数領域正規化部、スペクトル包絡系列計算部、周期性分析部の少なくとも何れかを備えない構成としてもよい。この場合には、符号化装置内の周期性統合包絡系列生成装置以外の処理部から、量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_p$ を特定する符号(線形予測係数符号 C_L)、周期 T や時間領域の周期を特定する符号(周期符号 C_T)、指標 S を特定する符号、などが出力され、復号装置に入力される。したがって、この場合には、符号化装置内の周期性統合包絡系列生成装置からは、量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_p$ を特定する符号(線形予測係数符号 C_L)、周期 T や時間領域の周期を特定する符号(周期符号 C_T)、指標 S を特定する符号、などを出力する必要がない。

10

【 0 0 4 3 】

また、本発明の周期性統合包絡系列生成装置を符号化装置や復号装置で用いる場合には、符号化装置と復号装置とで同一の周期性統合包絡系列を得られるようにする必要がある。したがって、符号化装置が出力し復号装置に入力される符号から特定可能な情報を用いて周期性統合包絡系列を得る必要がある。たとえば、符号化装置で用いる周期性統合包絡系列生成装置のスペクトル包絡系列計算部では、線形予測係数符号 C_L に対応する量子化済線形予測係数を用いて振幅スペクトル包絡系列を求め、復号装置で用いる周期性統合包絡系列生成装置のスペクトル包絡系列計算部では、符号化装置から出力されて復号装置に入力される線形予測係数符号 C_L に対応する復号線形予測係数を用いて振幅スペクトル包絡系列を求める必要がある。

20

【 0 0 4 4 】

なお、符号化装置や復号装置で周期性統合包絡系列を用いる場合には、上述のように周期性統合包絡系列生成装置を内部に備えるのではなく、周期性統合包絡系列生成装置内の必要な処理部を符号化装置と復号装置に備えるようにすればよい。このような符号化装置や復号装置は実施例 2 で説明する。

30

【 実施例 2 】

【 0 0 4 5 】

符号化装置

図 5 に実施例 2 の符号化装置の機能構成例を、図 6 に実施例 2 の符号化装置の処理フローを示す。符号化装置 2 0 0 は、スペクトル包絡系列計算部 2 2 1、周波数領域変換部 1 1 0、周波数領域系列正規化部 1 1 1、周期性分析部 2 3 0、周期性包絡系列生成部 1 4 0、周期性統合包絡生成部 2 5 0、可変長符号化パラメータ計算部 2 6 0、可変長符号化部 2 7 0 を備える。符号化装置 2 0 0 は、入力された時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号 $x(t)$ とし、少なくとも量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ を示す符号 C_L 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期を表す間隔 T の符号 C_T 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_X を出力する。周波数領域系列正規化部 1 1 1 は実施例 1 変形例 1 と同じである。周波数領域変換部 1 1 0 と周期性包絡系列生成部 1 4 0 は実施例 1 と同じである。以下では異なる構成部について説明する。

40

【 0 0 4 6 】

< スペクトル包絡系列計算部 2 2 1 >

スペクトル包絡系列計算部 2 2 1 は、入力音響信号 $x(t)$ の時間領域の線形予測に基づき、入力音響信号の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を計算し、計算の過程で得た量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ を示す符号 C_L も求める(S 2 2 1)。ただし、 N は正整数である。スペクトル包絡系列計

50

算部 2 2 1 は、以下の手順で処理すればよい。

【 0 0 4 7 】

(s t e p 1) 所定の時間区間であるフレーム単位で、入力音響信号に対する線形予測分析を行って線形予測係数 a_1, \dots, a_p を求める。ただし、 P は予測次数を示す正整数である。例えば、全極型モデルである P 次自己回帰過程により、時刻 t での入力音響信号 $x(t)$ は、 P 時点まで遡った過去の自分自身の値 $x(t-1), \dots, x(t-P)$ と予測残差 $e(t)$ と線形予測係数 a_1, \dots, a_p によって式 (1) で表される。

【 0 0 4 8 】

(s t e p 2) 線形予測係数 a_1, \dots, a_p を符号化して符号 C_L を得て出力するとともに、符号 C_L に対応する量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を求める。また、量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を用いて N 点の入力音響信号の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を求める。例えば、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ は、式 (2) で求めることができる。なお、線形予測係数 a_1, \dots, a_p を符号化して符号 C_L を得る方法は、線形予測係数を LSP パラメータに変換して、LSP パラメータを符号化して符号 C_L を得るなど、線形予測係数に変換可能な係数の何れを符号化して符号 C_L を得る何れの方法を用いてもよい。

10

【 0 0 4 9 】

(s t e p 3) 量子化済線形予測係数 \hat{a}_p のそれぞれに α^p を乗算し、量子化済平滑化線形予測係数 $\hat{a}_1, \hat{a}_2^2, \dots, \hat{a}_p^p$ を求める。 α はあらかじめ定めた平滑化するための 1 以下の正の定数である。そして、式 (1 0) によって、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を求める。

20

【 0 0 5 0 】

< 周期性分析部 2 3 0 >

周期性分析部 2 3 0 は、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力とし、当該正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の間隔 T (周期的に大きな値となる間隔) を求め、間隔 T と間隔 T を示す符号 C_T を出力する (S 2 3 0)。また、周期性分析部 2 3 0 は、必要に応じて、周期性の程度を示す指標 S (すなわち、周波数領域のサンプル列の周期性の程度を示す指標)、も求めて出力する。また、周期性分析部 2 3 0 は、必要に応じて、指標 S を示す符号 C_S も得て出力する。なお、指標 S と間隔 T 自体は実施例 1 変形例 1 の周期性分析部 1 3 1 と同じである。

30

【 0 0 5 1 】

< 周期性統合包絡生成部 2 5 0 >

周期性統合包絡生成部 2 5 0 は、少なくとも、周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ 、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を入力とし、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を求めて周期性統合包絡 $W_M[n]$ を出力する。また、周期性統合包絡生成部 2 5 0 は、値 θ として、予め定めた 1 つの値ではなく、予め定めた複数の候補値のうちの何れかを選択する場合には、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ も入力とし、予め定めた複数の候補値のうち周期性統合包絡 $W_M[n]$ と係数 $X[n]$ の絶対値系列の形状が近くなる候補値を値 θ として求め、値 θ を示す符号 C_θ も出力する (S 2 5 0)。

40

【 0 0 5 2 】

周期性統合包絡 $W_M[n]$ と値 θ は実施例 1 と同じであり、周期性統合包絡 $W_M[n]$ は式 (6)、 \dots 、(9) のように求めればよい。周期性統合包絡生成部 2 5 0 において周期性の程度に応じて θ の候補数を決定する場合には、周期性統合包絡生成部 2 5 0 は、周期性の程度を示す指標 S も入力とし、指標 S が周期性が高いことに対応するフレームの場合には多くの候補数の θ の候補の中から式 (7) で定義される E が最小となる θ を選び、指標 S が周期性が低いことに対応するフレームである場合には θ を 1 つの予め定めた値としてもよい。なお、 θ を予め定めた値にする場合は、値 θ を示す符号 C_θ を出力する必要はない。

【 0 0 5 3 】

< 可変長符号化パラメータ計算部 2 6 0 >

可変長符号化パラメータ計算部 2 6 0 は、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ と平滑

50

化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ と正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力とし、可変長符号化パラメータ r_n を求める(S 260)。可変長符号化パラメータ計算部260は、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ から求めた振幅値に依存して可変長符号化パラメータ r_n を計算することを特徴としている。

【0054】

可変長符号化パラメータは、符号化対象の信号、すなわち、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の各係数の振幅の取り得る範囲を特定するパラメータである。例えば、ライス符号化の場合にはライスパラメータが可変長符号化パラメータに相当し、算術符号化の場合は符号化対象の信号の振幅の取り得る範囲が可変長符号化パラメータに相当する。

【0055】

1サンプルごとに可変長符号化を行う場合には、正規化係数列の各係数 $X_N[n]$ について可変長符号化パラメータが計算される。複数のサンプルからなるサンプル群ごとに(例えば2サンプルずつ)まとめて可変長符号化を行う場合には、サンプル群ごとに可変長符号化パラメータが計算される。つまり、可変長符号化パラメータ計算部260は、正規化係数列の一部である正規化部分係数列ごとに、可変長符号化パラメータ r_n を計算する。ここで、正規化部分係数列は複数個あり、複数個の正規化部分係数列には正規化係数列の係数が重複されずに含まれるものとする。以下に、1サンプルごとにライス符号化を行う場合を例に、可変長符号化パラメータの計算方法を説明する。

【0056】

(step 1) 正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の各係数の振幅の平均の対数を、基準となるライスパラメータ sb (基準となる可変長符号化パラメータ)として次式のように算出する。

【数9】

$$sb = \log_2 \left\{ (\ln 2) \cdot \frac{2 \sum_{n=1}^N |X_N[n]|}{N} \right\} \quad (13)$$

sb はフレームごとに1度だけ符号化されて、基準となるライスパラメータ(基準となる可変長符号化パラメータ)に対応する符号 C_{sb} として復号装置400に伝送される。あるいは復号装置400に伝送される別の情報から正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の振幅の平均値を推定できる場合は、符号化装置200と復号装置400で共通に振幅の平均値の推定値から sb を近似的に決定する方法を決めておいてもよい。例えば、包絡の傾きを表すパラメータ、区分帯域ごとの平均包絡の大きさを表すパラメータを別途使う符号化の場合には、復号装置400に伝送される別の情報から振幅の平均値を推定できる。この場合は、 sb を符号化し、基準となるライスパラメータに対応する符号 C_{sb} を復号装置400へ出力しなくてもよい。

【0057】

(step 2) 下記式により閾値 θ を算出する。

【数10】

$$\theta = \log_2 \left\{ (\ln 2) \cdot \frac{2 \sum_{n=1}^N |W_M[n]/\tilde{W}[n]|}{N} \right\} \quad (14)$$

は、周期性統合包絡系列の各値 $W_M[n]$ を平滑化振幅スペクトル包絡系列の各値 $\sim W[n]$ で除算した値の振幅の平均の対数である。

【0058】

(step 3) $|W_M[n]/\sim W[n]|$ がより大きいほど、正規化係数 $X_N[n]$ をライス符号化するためのライスパラメータ r_n を sb よりも大きな値として決定する。 $|W_M[n]/\sim W[n]|$

10

20

30

40

50

がより小さいほど、正規化係数 $X_N[n]$ をライス符号化するためのライスパラメータ r_n を s_b よりも小さな値として決定する。

【0059】

(step 4) step 3の処理を全ての $n=1, 2, \dots, N$ について繰り返して、各 $X_N[n]$ についてのライスパラメータ r_n を求める。

【0060】

<可変長符号化部270>

可変長符号化部270は、可変長符号化パラメータ計算部260で求めた可変長符号化パラメータ r_n を用いて正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化し、可変長符号 C_x を出力する(S270)。例えば、可変長符号化部270は、可変長符号化パラメータ計算部260で求めたライスパラメータ r_n を用いて正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ をライス符号化し、得られた符号を可変長符号 C_x として出力する。可変長符号化パラメータ計算部260で求めたライスパラメータ r_n は、周期性統合包絡系列の振幅値に依存する可変長符号化パラメータであり、周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど大きな値となっている。ライス符号化は、振幅値に依存する可変長符号化の公知技術のうちの1つであり、ライスパラメータ r_n を用いて振幅値に依存する可変長符号化を行うものである。また、周期性統合包絡生成部250で生成した周期性統合包絡系列は、入力音響信号のスペクトル包絡を高精度に表現するものである。すなわち、可変長符号化部270は、周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど、前記入力音響信号の周波数領域の係数列である $X[1], \dots, X[N]$ の振幅が大きいとすることを前提に、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化していることになり、言い換えれば、可変長符号化パラメータを用いて、振幅値に依存する可変長符号化により、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を符号化していることになる。ここでいう振幅値とは、符号化対象の係数列の平均振幅値、係数列に含まれる各係数の振幅の推定値、係数列の振幅の包絡の推定値などである。

【0061】

符号化装置200は、このような処理によって得られた量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を示す符号 C_L 、間隔 T を示す符号 C_T 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_x を出力する。また、必要に応じて値 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を示す符号 C と基準となる可変長符号化パラメータ s_b を示す符号 C_{s_b} も出力する。符号化装置200から出力された符号は、復号装置400に入力される。

【0062】

[符号化装置の変形例1] (外部から情報が入力される例)

なお、符号化装置としては、周期性包絡系列生成部140と周期性統合包絡生成部250と可変長符号化パラメータ計算部260と可変長符号化部270だけを備え、符号化装置の外部で生成された平滑化振幅スペクトル包絡系列 $-W[1], \dots, -W[N]$ と、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ 、間隔 T と、必要に応じて振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と、必要に応じて指標 S とを入力とし、可変長符号 C_x を出力してもよい。

【0063】

[符号化装置の変形例2] (係数列 $X[n]$ から間隔 T を求める例)

上述の周期性分析部230では正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力として間隔 T を求めているが、周期性分析部230では周波数領域変換部110が出力した係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を入力として間隔 T を求めてもよい。この場合は、実施例1の周期性分析部130と同じ方法で間隔 T を求める。

【0064】

復号装置

図7に実施例2の復号装置の機能構成例を、図8に実施例2の復号装置の処理フローを示す。復号装置400は、スペクトル包絡系列計算部421、周期性包絡系列生成部440、周期性統合包絡生成部450、可変長符号化パラメータ計算部460、可変長復号部470、周波数領域系列逆正規化部411、周波数領域逆変換部410を備える。復号装置400は、量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を示す符号 C_L 、間隔 T を示す符号 C

10

20

30

40

50

τ 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_X を受け取り、音響信号を出力する。なお、必要に応じて値を示す符号 C と基準となる可変長符号化パラメータ s_b を示す符号 C_{s_b} と指標 S を示す符号 C_S も受け取る。以下に、各構成部の詳細を示す。

【0065】

<スペクトル包絡系列計算部421>

スペクトル包絡系列計算部421は、符号 C_L を入力とし、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を計算する(S421)。より具体的には、以下の手順で処理すればよい。

【0066】

(step1) 符号 C_L を復号し、復号線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ を得る。

【0067】

(step2) 復号線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ を用いて N 点の振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ を求める。例えば、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ は、式(2)で求めることができる。

【0068】

(step3) 復号線形予測係数 $\hat{\alpha}_p$ のそれぞれに β を乗算し、復号平滑化線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2^2, \dots, \hat{\alpha}_p^p$ を求める。 β はあらかじめ定めた平滑化するための1以下の正の定数である。そして、式(10)によって、平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を求める。

【0069】

<周期性包絡系列生成部440>

周期性包絡系列生成部440は、間隔 T を示す符号 C_T を入力とし、符号 C_T を復号し、間隔 T を得る。そして、符号化装置200の周期性包絡系列生成部140と同じ方法で周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ を求め、出力する(S440)。

【0070】

<周期性統合包絡生成部450>

周期性統合包絡生成部450には、周期性包絡系列 $P[1], \dots, P[N]$ 、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ 、符号 C 、符号 C_S が入力される。ただし、符号 C 、符号 C_S は入力されない場合もある。周期性統合包絡生成部450は、符号 C を復号し、値を取得する。ただし、符号 C が入力されない場合は、符号 C の復号は行わず、周期性統合包絡生成部450に予め記憶された値を取得する。なお、周期性統合包絡生成部450は、符号 C_S が入力された場合には、符号 C_S を復号して指標 S を取得し、取得した指標 S が、周期性が高いことに対応するフレームの場合には符号 C を復号して値を取得し、取得した指標 S が、周期性が低いことに対応するフレームである場合には符号 C の復号は行わず、周期性統合包絡生成部450に予め記憶された値を取得する。そして、周期性統合包絡生成部450は、式(6)によって、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ を求める。(S450)

【0071】

<可変長符号化パラメータ計算部460>

可変長符号化パラメータ計算部460は、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ と符号 C_{s_b} を入力とし、可変長符号化パラメータ r_n を得る(S460)。ただし、復号装置400に伝送される別の情報から振幅の平均値を推定できる場合は、別の情報から推定した振幅の平均値の推定値から s_b を近似的に決定する方法を決めておいてもよい。この場合は、符号 C_{s_b} は入力されない。以下に、1サンプルごとにライス復号を行う場合を例に、可変長符号化パラメータの計算方法を説明する。

【0072】

(step1) 符号 C_{s_b} を復号して、基準となるライスパラメータ s_b (基準となる可変長符号化パラメータ)を得る。なお、符号化装置200と復号装置400で共通に振

10

20

30

40

50

幅の平均値の推定値から s_b を近似的に決定する方法を決めている場合は、その方法で求める。

【0073】

(step 2) 閾値 を式 (14) で算出する。

【0074】

(step 3) $|W_M[n]/\sim W[n]|$ が より大きいほど、ライスパラメータ r_n を s_b よりも大きな値として、符号化装置 200 の可変長符号化パラメータ計算部 260 と同じ方法で決定する。 $|W_M[n]/\sim W[n]|$ が より小さいほど、ライスパラメータ r_n を s_b よりも小さな値として、符号化装置 200 の可変長符号化パラメータ計算部 260 と同じ方法で決定する。

10

【0075】

(step 4) step 3 の処理を全ての $n=1, 2, \dots, N$ について繰り返して、各 $X_N[n]$ についてのライスパラメータ r_n を求める。

【0076】

<可変長復号部 470 >

可変長復号部 470 は、可変長符号化パラメータ計算部 460 で求めた可変長符号化パラメータ r_n を用いて可変長符号 C_x を復号して復号正規化係数列 $\wedge X_N[1], \dots, \wedge X_N[N]$ を得る (S470)。例えば、可変長復号部 470 は、可変長符号化パラメータ計算部 460 で求めたライスパラメータ r_n を用いて可変長符号 C_x を復号して復号正規化係数列 $\wedge X_N[1], \dots, \wedge X_N[N]$ を得る。可変長復号部 470 の復号方法は、可変長符号化部 270 の符号化方法に対応するものである。

20

【0077】

<周波数領域系列逆正規化部 411 >

周波数領域系列逆正規化部 411 は、復号正規化係数列 $\wedge X_N[1], \dots, \wedge X_N[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ を入力とし、

$$\wedge X[n] = \wedge X_N[n] \cdot \sim W[n] \quad (15)$$

のように、復号係数列 $\wedge X[1], \dots, \wedge X[N]$ を求めて出力する (S411)。

【0078】

<周波数領域逆変換部 410 >

周波数領域逆変換部 410 は、復号係数列 $\wedge X[1], \dots, \wedge X[N]$ を入力とし、復号係数列 $\wedge X[1], \dots, \wedge X[N]$ を所定の時間区間であるフレーム単位の音響信号 (時間領域) に変換する (S410)。

30

【0079】

[復号装置の変形例 1] (外部から情報が入力される例)

なお、復号装置としては、周期性包絡系列生成部 440 と周期性統合包絡生成部 450 と可変長符号化パラメータ計算部 460 と可変長復号部 470 だけを備え、復号装置に必要なに応じて入力される符号 C と符号 C_{s_b} に加えて、復号装置の外部で得られた平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ 、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ 、間隔 T 、必要なに応じて指標 S も入力とし、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を出力し、外部で平滑化振幅スペクトル包絡系列を乗算して時間領域の音響信号に変換してもよい。

40

【0080】

<実施例 2 の発明の効果 >

可変長符号化は、符号化対象の入力値の振幅の取りうる範囲に合わせて適応的に符号を決定することで符号化効率を向上させる符号化方法である。実施例 2 では周波数領域の係数列である正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を符号化対象としているが、符号化対象の係数列に含まれる各係数の振幅の情報をより正確に用いて求めた可変長符号化パラメータを用いて可変長符号化をすれば符号化装置が行う可変長符号化自体の符号化効率は高くなる。しかし、復号装置が可変長符号化パラメータを求めるために、符号化装置から復号装置に対して符号化対象の係数列に含まれる各係数の振幅の情報をより正確に送る必要があり、その分だけ符号化装置から復号装置に送る符号量が増大してしまう。

50

【0081】

符号量の増大を抑えるためには、少ない符号量の符号から符号化対象の係数列に含まれる各係数の振幅の推定値を得る方法が必要である。実施例2の周期性統合包絡系列 $W_M[1]$ 、 \dots 、 $W_M[N]$ は係数列 $X[1]$ 、 \dots 、 $X[N]$ を高精度に近似するので、 $|W_M[1]/\sim W[1]|$ 、 \dots 、 $|W_M[N]/\sim W[N]|$ は可変長符号化対象の係数である $X_N[1]$ 、 $X_N[2]$ 、 \dots 、 $X_N[N]$ の振幅包絡を高精度に近似できる。つまり、 $|W_M[1]/\sim W[1]|$ 、 \dots 、 $|W_M[N]/\sim W[N]|$ は、符号化対象の各係数の振幅と正の相関を持つ系列となっている。

【0082】

また、 $|W_M[1]/\sim W[1]|$ 、 $|W_M[2]/\sim W[2]|$ 、 \dots 、 $|W_M[N]/\sim W[N]|$ を復号装置側で復元するために必要な情報は、

10

- ・量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ の情報（符号 C_L ）
- ・間隔 T を示す情報（符号 C_T ）
- ・値 α を示す情報（符号 C ）

である。すなわち、実施例2の符号化装置と復号装置によれば、符号化装置に入力された入力音響信号のピッチ周期に起因する振幅のピークを含む包絡を、符号 C_L 、符号 C_T 、符号 C のみの少ない情報量で、復号装置で再現することが可能となる。

【0083】

なお、実施例2の符号化装置と復号装置は、線形予測やピッチ予測を伴う符号化及び復号を行う符号化装置及び復号装置と併用して用いられることが多い。この場合は、符号 C_L と符号 C_T は、符号化装置200外にある線形予測やピッチ予測を伴う符号化を行う符号化装置から、復号装置400外にある線形予測やピッチ予測を伴う復号を行う復号装置に送られている符号である。したがって、符号化装置側に入力された入力音響信号のピッチ周期に起因する振幅のピークを含む包絡を復号装置側で復元するために符号化装置200から復号装置400に送る必要があるのは符号 C である。符号 C の符号量は小さく（それぞれ、せいぜい3ビット程度であり、1ビットでも効果が得られる）、符号化対象の正規化係数列に含まれる部分系列ごとの可変長符号化パラメータに対応する符号の総符号量よりも少ない。

20

【0084】

よって、実施例2の符号化装置、復号装置によれば、少ない符号量の増加で、符号化効率を向上させることができる。

30

【0085】

<実施例2の発明のポイント>

上述の効果を得るというポイントで実施例2の符号化装置、復号装置を考えると、符号化装置200が、

- ・所定時間区間の入力音響信号から求めた線形予測係数符号に対応する周波数領域の系列であるスペクトル包絡系列と、入力音響信号から求めた周期符号に対応する周波数領域の周期と、に基づく周波数領域の系列である周期性統合包絡系列を生成する周期性統合包絡生成部250

- ・周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど、入力音響信号の振幅が大きいことを前提に、入力音響信号に由来する周波数領域の系列を符号化する可変長符号化部270を有し、復号装置400が、

40

- ・線形予測係数符号に対応する周波数領域の系列であるスペクトル包絡系列と、周期符号に対応する周波数領域の周期と、に基づく周波数領域の系列である周期性統合包絡系列を生成する周期性統合包絡生成部450

- ・周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど、音響信号の振幅が大きいことを前提に、可変長符号を復号して周波数領域の系列を得る可変長復号部470、

を有することを特徴とすればよい。なお、「周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど、入力音響信号の振幅が大きいことを前提に」と「周期性統合包絡系列の値が大きい周波数ほど、音響信号の振幅が大きいことを前提に」とは、周期性統合包絡系列が、入力音響信号または音響信号の振幅の大きい周波数において大きい値になることを特徴としている

50

ことを示している。また、「入力音響信号に由来する」とは、入力音響信号から求められることや入力音響信号に対応していることを意味している。例えば、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ や正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ は、入力音響信号に由来する周波数領域の系列である。

【実施例 3】

【0086】

符号化装置

図9に実施例3の符号化装置の機能構成例を、図10に実施例3の符号化装置の処理フローを示す。符号化装置300は、スペクトル包絡系列計算部221、周波数領域変換部110、周波数領域系列正規化部111、周期性分析部330、周期性包絡系列生成部140、周期性統合包絡生成部250、可変長符号化パラメータ計算部260、第2可変長符号化パラメータ計算部380、可変長符号化部370を備える。符号化装置300は、入力された時間領域の音響デジタル信号を入力音響信号 $x(t)$ とし、少なくとも量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を示す符号 C_L 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期を表す間隔 T の符号 C_T 、係数列 $X[1], \dots, X[N]$ または正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期性の程度を示す所定の指標 S と指標 S を示す符号 C_S 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_X を出力する。周波数領域系列正規化部111は実施例1変形例1と同じである。周波数領域変換部110と周期性包絡系列生成部140は実施例1と同じである。振幅スペクトル包絡系列計算部221、周期性統合包絡生成部250、可変長符号化パラメータ計算部260は、実施例2と同じである。以下では異なる構成部について説明する。

10

20

【0087】

<周期性分析部330>

周期性分析部330は、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力とし、当該正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の周期性の程度を示す指標 S と間隔 T （周期的に大きな値となる間隔）とを求め、指標 S と指標 S を示す符号 C_S と間隔 T と間隔 T を示す符号 C_T を出力する（S330）。なお、指標 S と間隔 T 自体は実施例1変形例1の周期性分析部131と同じである。

【0088】

そして、符号化装置300では、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲の場合は、可変長符号化パラメータ計算部260が可変長符号化パラメータ r_n を計算し、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲ではない場合は、第2可変長符号化パラメータ計算部380が可変長符号化パラメータ r_n を計算する（S390）。「あらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲」は、例えば、指標 S が所定の閾値以上のときとすればよい。

30

【0089】

<第2可変長符号化パラメータ計算部380>

第2可変長符号化パラメータ計算部380は、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ と正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力とし、可変長符号化パラメータ r_n を求める（S380）。可変長符号化パラメータ計算部260は、周期性統合包絡系列 $W_M[1], \dots, W_M[N]$ から求めた振幅値に依存して可変長符号化パラメータ r_n を計算することを特徴としているのに対して、第2可変長符号化パラメータ計算部380は、振幅スペクトル包絡系列から求めた振幅値に依存して可変長符号化パラメータを計算することを特徴としている。以下に、1サンプルごとにライス符号化を行う場合を例に、可変長符号化パラメータの計算方法を説明する。

40

【0090】

(step1) 正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ の各係数の振幅の平均の対数を、基準となるライスパラメータ s_b （基準となる可変長符号化パラメータ）として式(13)のように算出する。この処理は、可変長符号化パラメータ計算部260と同じである。

【0091】

50

(step 2) 下記式により閾値 を算出する。

【数 1 1】

$$\theta = \log_2 \left\{ (\ln 2) \cdot \frac{2 \sum_{n=1}^N |W[n]/\tilde{W}[n]|}{N} \right\} \quad (16)$$

は、振幅スペクトル包絡系列の各値 $W[n]$ を平滑化振幅スペクトル包絡系列の各値 $\tilde{W}[n]$ で除算した値の振幅の平均の対数である。

【0092】

(step 3) $|W[n]/\tilde{W}[n]|$ が より大きいほど、正規化係数 $X_N[n]$ をライス符号化するためのライスパラメータ r_n を s_b よりも大きな値として決定する。 $|W[n]/\tilde{W}[n]|$ が より小さいほど、正規化係数 $X_N[n]$ をライス符号化するためのライスパラメータ r_n を s_b よりも小さな値として決定する。

【0093】

(step 4) step 3 の処理を全ての $n=1, 2, \dots, N$ について繰り返して、各 $X_N[n]$ についてのライスパラメータ r_n を求める。

【0094】

<可変長符号化部 370 >

可変長符号化部 370 は、可変長符号化パラメータ r_n を用いて正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化し、可変長符号 C_x を出力する(S370)。ただし、可変長符号化パラメータ r_n は、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲の場合は、可変長符号化パラメータ計算部 260 が計算した可変長符号化パラメータ r_n であり、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲ではない場合は、第 2 可変長符号化パラメータ計算部 380 が計算した可変長符号化パラメータ r_n である。

【0095】

符号化装置 300 は、このような処理によって得られた量子化済線形予測係数 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_p$ を示す符号 C_L 、周期性の程度を示す指標 S を示す符号 C_S 、間隔 T を示す符号 C_T 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_x を出力し、復号側に送信する。また、必要に応じて値 を示す符号 C と基準となる可変長符号化パラメータ s_b を示す符号 C_{s_b} も出力し、復号側に送信する。

【0096】

[符号化装置の変形例 1] (外部から情報が入力される例)

なお、符号化装置としては、周期性包絡系列生成部 140 と周期性統合包絡生成部 250 と可変長符号化パラメータ計算部 260 と第 2 可変長符号化パラメータ計算部 380 と可変長符号化部 370 だけを備え、符号化装置の外部で生成された平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\tilde{W}[1], \dots, \tilde{W}[N]$ と正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ 、間隔 T と、必要に応じて振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と、必要に応じて指標 S とを入力とし、可変長符号 C_x を出力してもよい。

【0097】

[符号化装置の変形例 2] (係数列 $X[n]$ から間隔 T を求める例)

上述の周期性分析部 330 では正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を入力として間隔 T を求めているが、周期性分析部 330 では周波数領域変換部 110 が出力した係数列 $X[1], \dots, X[N]$ を入力として間隔 T を求めてもよい。この場合は、実施例 1 の周期性分析部 130 と同じ方法で間隔 T を求める。

【0098】

復号装置

図 11 に実施例 3 の復号装置の機能構成例を、図 12 に実施例 3 の復号装置の処理フローを示す。復号装置 500 は、スペクトル包絡系列計算部 421、指標復号部 530、周

10

20

30

40

50

周期性包絡系列生成部 4 4 0、周期性統合包絡生成部 4 5 0、可変長符号化パラメータ計算部 4 6 0、第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0、可変長復号部 5 7 0、周波数領域系列逆正規化部 4 1 1、周波数領域逆変換部 4 1 0 を備える。復号装置 5 0 0 は、量子化済線形予測係数 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_p$ を示す符号 C_L 、指標 S を示す符号 C_S 、間隔 T を示す符号 C_T 、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を可変長符号化した可変長符号 C_X を受け取り、音響信号を出力する。なお、必要に応じて値 θ を示す符号 C_θ と基準となる可変長符号化パラメータ s_b を示す符号 C_{s_b} も受け取る。スペクトル包絡系列計算部 4 2 1、周期性包絡系列生成部 4 4 0、周期性統合包絡生成部 4 5 0、可変長符号化パラメータ計算部 4 6 0、周波数領域系列逆正規化部 4 1 1、周波数領域逆変換部 4 1 0 は実施例 2 と同じである。以下では異なる構成部について説明する。

10

【0099】

< 指標復号部 5 3 0 >

指標復号部 5 3 0 は、符号 C_S を復号し、指標 S を得る。復号装置 5 0 0 では、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲の場合は、可変長符号化パラメータ計算部 4 6 0 が可変長符号化パラメータ r_n を計算し、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲ではない場合は、第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0 が可変長符号化パラメータ r_n を計算する (S 5 9 0)。なお、「あらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲」は、符号化装置 3 0 0 と同じ範囲である。

【0100】

< 第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0 >

第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0 は、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ と平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ と符号 C_{s_b} を入力とし、可変長符号化パラメータ r_n を求める (S 5 8 0)。ただし、復号装置 5 0 0 に伝送される別の情報から振幅の平均値を推定できる場合は、別の情報から推定した振幅の平均値の推定値から s_b を近似的に決定する方法を決めておいてもよい。この場合は、符号 C_{s_b} は入力されない。以下に、1 サンプルごとにライス復号を行う場合を例に、可変長符号化パラメータの計算方法を説明する。

20

【0101】

(step 1) 符号 C_{s_b} を復号して、基準となるライスパラメータ s_b (基準となる可変長符号化パラメータ) を得る。なお、符号化装置 3 0 0 と復号装置 5 0 0 で共通に振幅の推定値から s_b を近似的に決定する方法を決めている場合は、その方法で求める。

30

【0102】

(step 2) 閾値 θ を式 (16) で算出する。

【0103】

(step 3) $|W[n]/\sim W[n]|$ が より大きいほど、ライスパラメータ r_n を s_b よりも大きな値として、符号化装置 3 0 0 の第 2 可変長符号化パラメータ計算部 3 8 0 と同じ方法で決定する。 $|W[n]/\sim W[n]|$ が より小さいほど、ライスパラメータ r_n を s_b よりも小さな値として、符号化装置 3 0 0 の第 2 可変長符号化パラメータ計算部 3 8 0 と同じ方法で決定する。

40

【0104】

(step 4) step 3 の処理を全ての $n=1, 2, \dots, N$ について繰り返して、各 $X_N[n]$ についてのライスパラメータ r_n を求める。

【0105】

< 可変長復号部 5 7 0 >

可変長復号部 5 7 0 は、可変長符号化パラメータ r_n を用いて可変長符号 C_X を復号して復号正規化係数列 $\hat{X}_N[1], \dots, \hat{X}_N[N]$ を求める (S 5 7 0)。ただし、可変長符号化パラメータ r_n は、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲の場合は、可変長符号化パラメータ計算部 4 6 0 が計算した可変長符号化パラメータ r_n であり、指標 S があらかじめ定めた周期性の程度が大きいことを示す範囲ではない場合は、第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0 が計算した可変長符号化パラメータ r_n である。

50

【 0 1 0 6 】

[復号装置の変形例 1] (外部から情報が入力される例)

なお、復号装置としては、周期性包絡系列生成部 4 4 0 と周期性統合包絡生成部 4 5 0 と可変長符号化パラメータ計算部 4 6 0 と第 2 可変長符号化パラメータ計算部 5 8 0 と可変長復号部 5 7 0 だけを備え、復号装置に必要な応じて入力される符号 C と符号 $C_{s, b}$ に加えて、復号装置の外部で得られた平滑化振幅スペクトル包絡系列 $\sim W[1], \dots, \sim W[N]$ 、振幅スペクトル包絡系列 $W[1], \dots, W[N]$ 、間隔 T 、指標 S も入力とし、正規化係数列 $X_N[1], \dots, X_N[N]$ を出力し、外部で平滑化振幅スペクトル包絡系列を乗算して時間領域の音響信号に変換してもよい。

【 0 1 0 7 】

< 実施例 3 の発明の効果 >

入力音響信号の周期性の程度が小さい場合には、入力音響信号のピッチ周期に起因する振幅のピークは小さい。そこで、実施例 3 の符号化装置、復号装置は、符号化の対象となる音響信号の周期性の程度が大きい場合には周期性統合包絡系列を用いて可変長符号化パラメータを求め、符号化の対象となる音響信号の周期性の程度が大きい場合には振幅スペクトル包絡系列を用いて可変長符号化パラメータを求めるため、より適した可変長符号化パラメータを用いて可変長符号化でき、符号化精度を上げることができるという効果がある。

【 0 1 0 8 】

上述の実施例 1 ~ 3 では、振幅スペクトル包絡系列、平滑化振幅スペクトル包絡系列、周期性統合包絡系列等について振幅の系列を用いる例を説明したが、振幅の系列に代えてパワーの系列、すなわち、 $W[n]$ 、 $\sim W[n]$ 、 $W_M[n]$ としてパワースペクトル包絡系列、平滑化パワースペクトル包絡系列、パワーの系列である周期性統合包絡系列を用いてもよい。

【 0 1 0 9 】

[プログラム、記録媒体]

上述の各種の処理は、記載に従って時系列に実行されるのみならず、処理を実行する装置の処理能力あるいは必要に応じて並列的あるいは個別に実行されてもよい。その他、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で適宜変更が可能であることはいうまでもない。

【 0 1 1 0 】

また、上述の構成をコンピュータによって実現する場合、各装置が有すべき機能の処理内容はプログラムによって記述される。そして、このプログラムをコンピュータで実行することにより、上記処理機能がコンピュータ上で実現される。

【 0 1 1 1 】

この処理内容を記述したプログラムは、コンピュータで読み取り可能な記録媒体に記録しておくことができる。コンピュータで読み取り可能な記録媒体としては、例えば、磁気記録装置、光ディスク、光磁気記録媒体、半導体メモリ等のようなものでもよい。

【 0 1 1 2 】

また、このプログラムの流通は、例えば、そのプログラムを記録した DVD、CD-ROM 等の可搬型記録媒体を販売、譲渡、貸与等することによって行う。さらに、このプログラムをサーバコンピュータの記憶装置に格納しておき、ネットワークを介して、サーバコンピュータから他のコンピュータにそのプログラムを転送することにより、このプログラムを流通させる構成としてもよい。

【 0 1 1 3 】

このようなプログラムを実行するコンピュータは、例えば、まず、可搬型記録媒体に記録されたプログラムもしくはサーバコンピュータから転送されたプログラムを、一旦、自己の記憶装置に格納する。そして、処理の実行時、このコンピュータは、自己の記録媒体に格納されたプログラムを読み取り、読み取ったプログラムに従った処理を実行する。また、このプログラムの別の実行形態として、コンピュータが可搬型記録媒体から直接プログラムを読み取り、そのプログラムに従った処理を実行することとしてもよく、さらに、このコンピュータにサーバコンピュータからプログラムが転送されるたびに、逐次、受け

10

20

30

40

50

取ったプログラムに従った処理を実行することとしてもよい。また、サーバコンピュータから、このコンピュータへのプログラムの転送は行わず、その実行指示と結果取得のみによって処理機能を実現する、いわゆるASP (Application Service Provider) 型のサービスによって、上述の処理を実行する構成としてもよい。なお、本形態におけるプログラムには、電子計算機による処理の用に供する情報であってプログラムに準ずるもの(コンピュータに対する直接の指令ではないがコンピュータの処理を規定する性質を有するデータ等)を含むものとする。

【0114】

また、この形態では、コンピュータ上で所定のプログラムを実行させることにより、本装置を構成することとしたが、これらの処理内容の少なくとも一部をハードウェア的に実現することとしてもよい。

10

【符号の説明】

【0115】

100、101	周期性統合包絡系列生成装置	
110	周波数領域変換部	111 周波数領域系列正規化部
120、121、221、421	スペクトル包絡系列計算部	
130、131、230、330	周期性分析部	
140、440	周期性包絡系列生成部	
150、250、450	周期性統合包絡生成部	
200、300	符号化装置	
260、360、460	可変長符号化パラメータ計算部	
270、370	可変長符号化部	
380、580	第2可変長符号化パラメータ計算部	
400、500	復号装置	
410	周波数領域逆变換部	411 周波数領域系列逆正規化部
470、570	可変長復号部	530 指標復号部

20

【 図 1 】

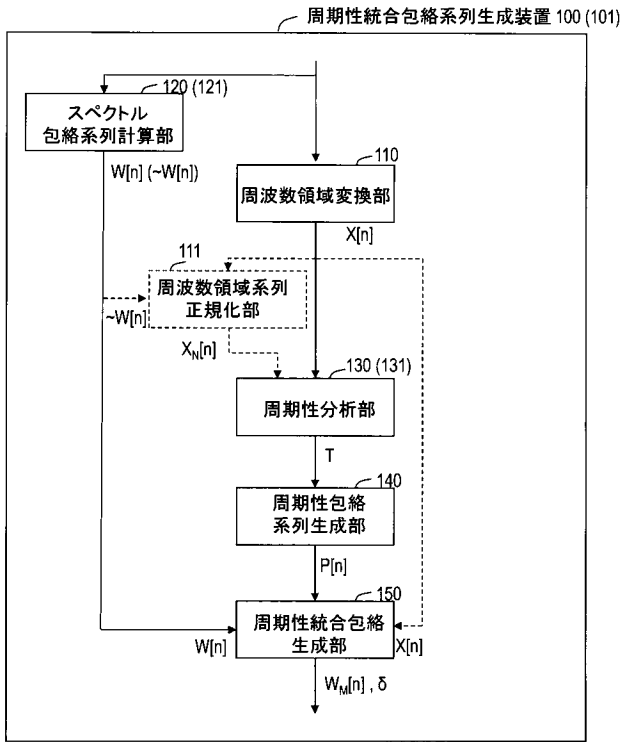


図1

【 図 2 】

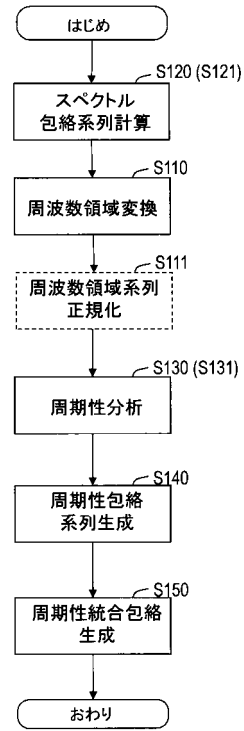


図2

【 図 3 】

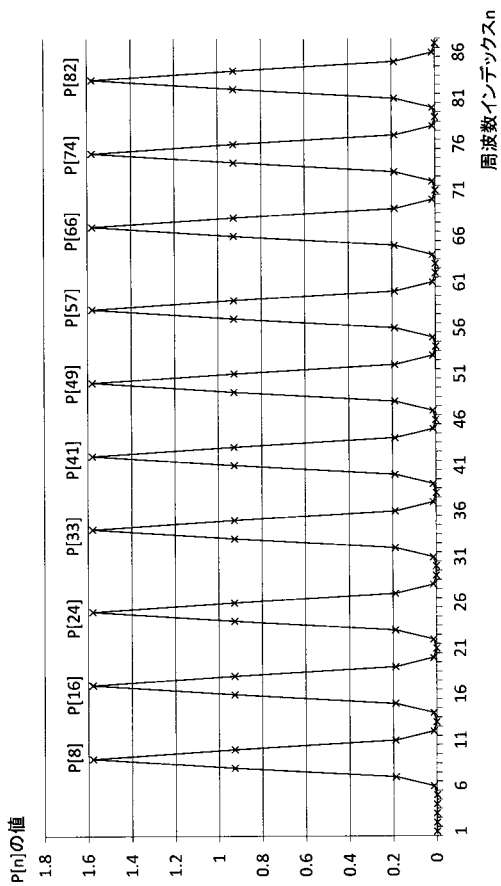


図3

【 図 4 A 】

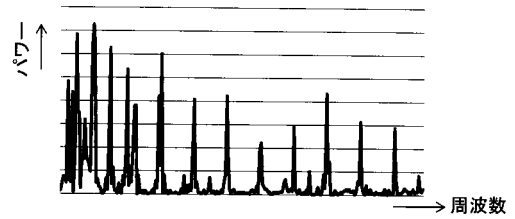


図4A

【 図 4 B 】

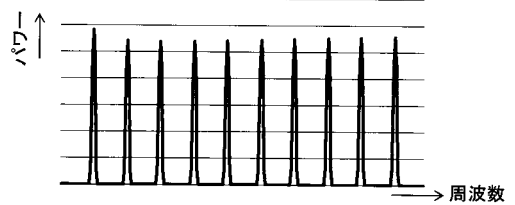


図4B

【 図 4 C 】

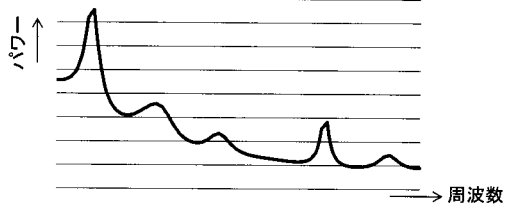
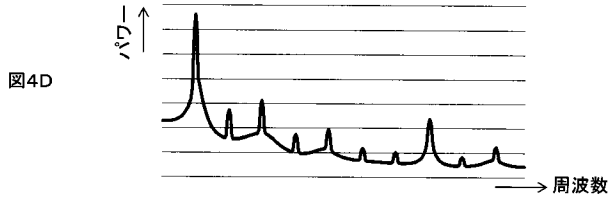


図4C

【 図 4 D 】



【 図 5 】

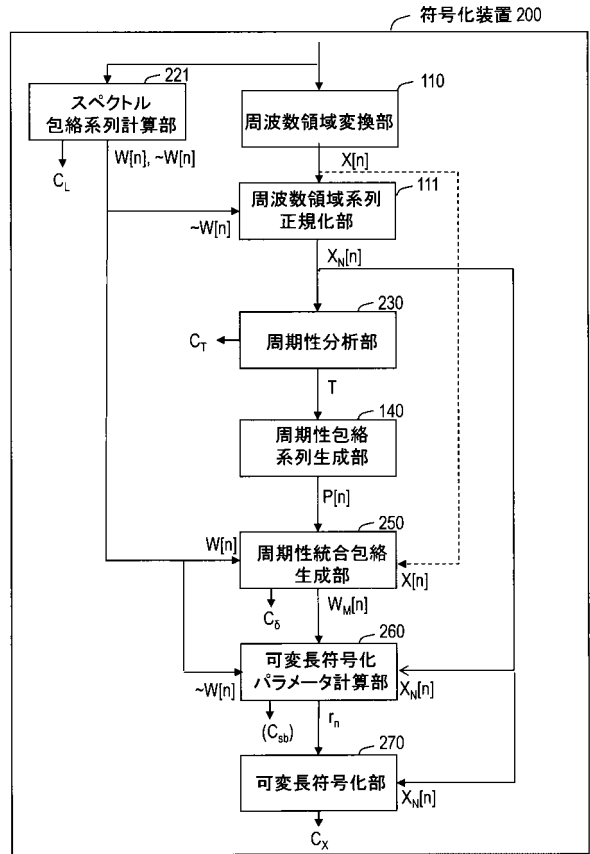


図5

【 図 6 】

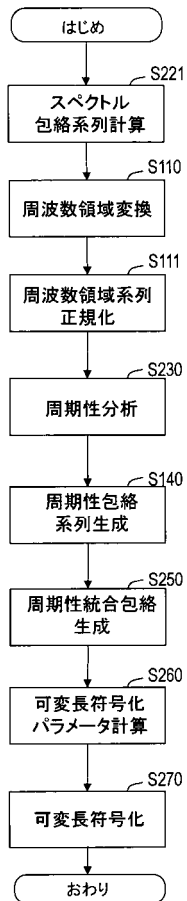


図6

【 図 7 】

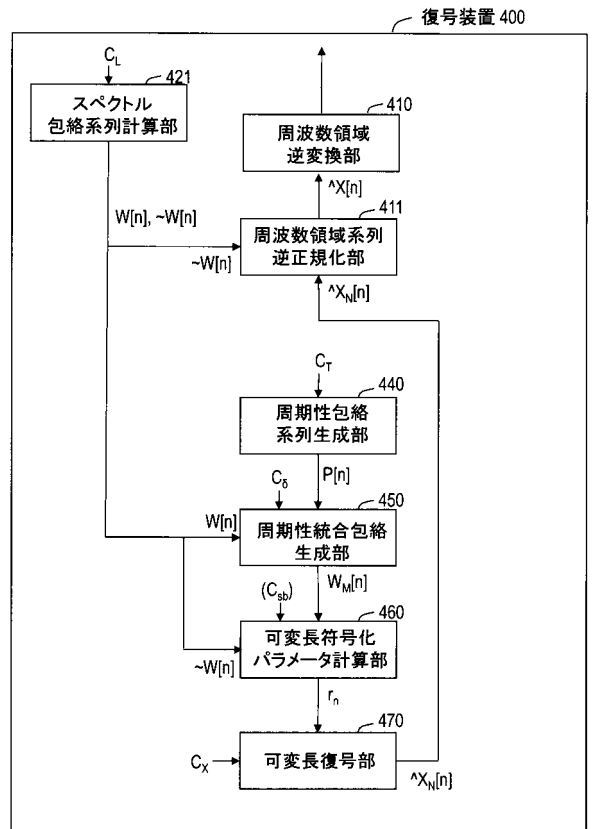


図7

【 図 8 】

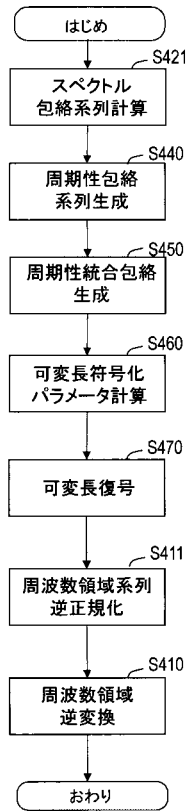


図8

【 図 9 】

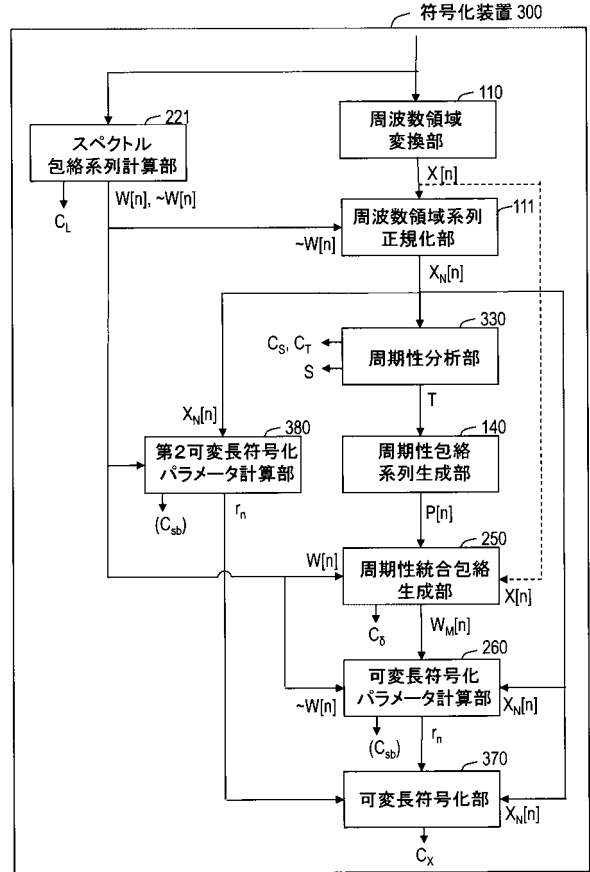


図9

【 図 10 】

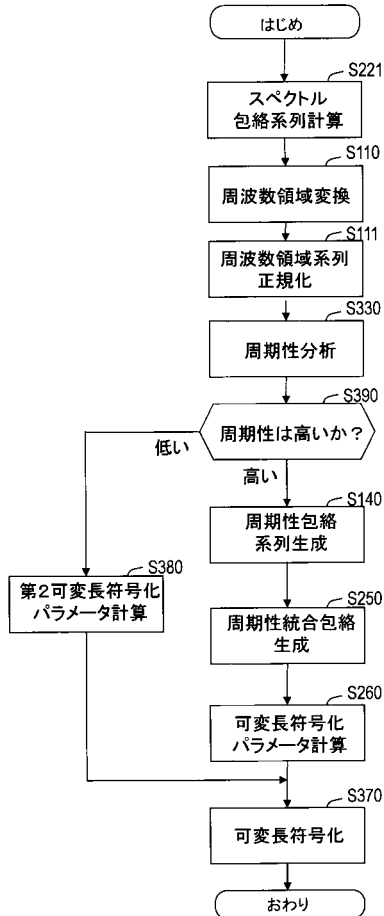


図10

【 図 11 】

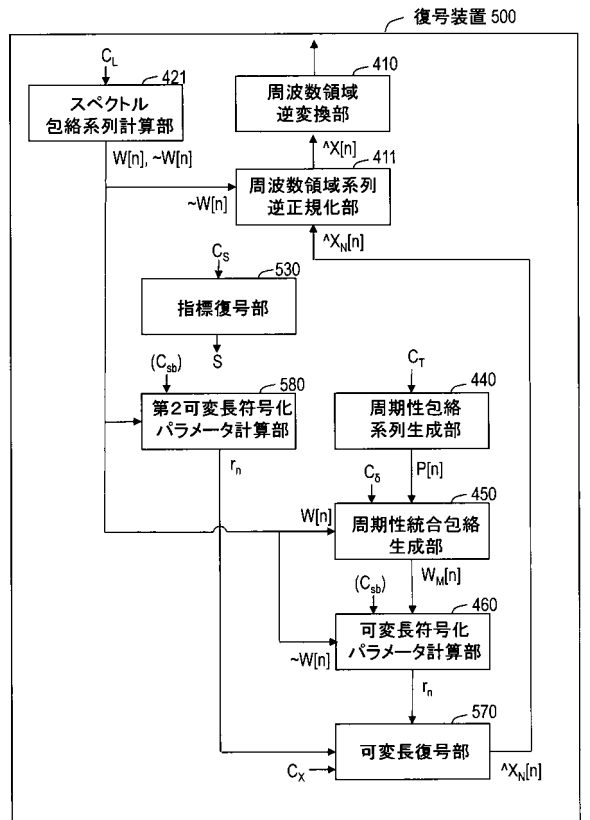


図11

【 図 1 2 】

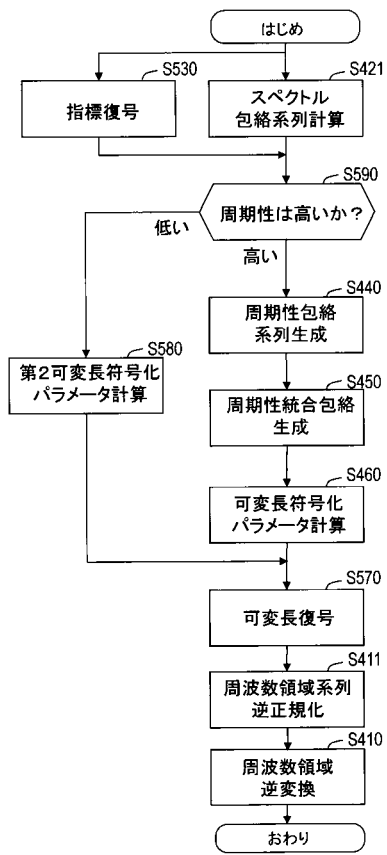


図12

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一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内