

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 (B 2)

(11)特許番号

特許第 3 4 7 2 9 7 4 号

(P 3 4 7 2 9 7 4)

(45)発行日 平成15年12月2日(2003.12.2)

(24)登録日 平成15年9月19日(2003.9.19)

(51)Int. Cl. ⁷	識別記号	F I
G 1 0 L	19/08	H 0 3 M 7/30 A
	19/04	H 0 4 B 14/04 Z
H 0 3 M	7/30	G 1 0 L 9/14 G
H 0 4 B	14/04	J

請求項の数 4

(全 9 頁)

(21)出願番号	特願平8-285031	(73)特許権者	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(22)出願日	平成8年10月28日(1996.10.28)	(72)発明者	守谷 健弘 東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本 電信電話株式会社内
(65)公開番号	特開平10-133695	(72)発明者	神 明夫 東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本 電信電話株式会社内
(43)公開日	平成10年5月22日(1998.5.22)	(72)発明者	岩上 直樹 東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本 電信電話株式会社内
審査請求日	平成13年5月11日(2001.5.11)	(74)代理人	100066153 弁理士 草野 卓
		審査官	渡邊 聡

最終頁に続く

(54)【発明の名称】音響信号符号化方法および音響信号復号化方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数(N)サンプルからなるフレーム単位の入力信号を周波数領域に変換して量子化する符号化方法において、

前のフレームと重複させて、Nの2倍の長さの窓関数をかけることでサンプルx(i), (i=0, ..., 2N-1)を作成する処理と、

上記サンプルx(i)中の長さN/2のサンプルx(i), (i=0, ..., N/2-1)を時間的に反転した

上記サンプルx(i)中の長さN/2のx(i), (i=N/2, ..., N-1)からそれぞれ引き、x

(i)中の長さN/2のサンプルx(i), (i=N+N/2, ..., 2N-1)を時間的に反転したx(i)中

の長さN/2のx(i), (i=N, ..., N+N/2-1)にそれぞれ加えることでN点のy(i), (i=

2

0, ..., N-1)すなわち、

i=0, ..., N/2-1で、y(i) = x(N/2+i) - x(N/2-1-i)

i=N/2, ..., N-1で、y(i) = x(N/2+i) + x(5N/2-1-i)

を求める処理と、

y(i)に対して近接予測と長期予測のどちらかまたは両方の線形予測分析を行ない、その予測係数を係数とする逆フィルタにy(i)を通すことで予測残差信号z

(i), (i=0, ..., N-1)を作成する処理と、

上記予測残差信号z(i)をコサイン変換で周波数領域の係数v(i), (i=0, ..., N-1)を作成する処理と、

上記周波数領域の係数v(i)を量子化して、符号化出力を得る処理とからなることを特徴とする音響信号符号

化方法。

【請求項2】 上記入力信号がピッチの周期性をもつ音声か、一般の音楽かを判別する処理を備え、上記判別が音声の可能性の強い時には、上記窓関数のフレームにまたがる重複を少なくし、音楽の可能性が強い時には窓関数のフレームにまたがる重複を大きくすることを特徴とする請求項1記載の音響信号符号化方法。

【請求項3】 周波数領域に変換して量子化した符号から音声音響信号をフレーム単位で再生する方法であつて、

逆量子化により作成した周波数領域の係数 $v^{\wedge}(i)$, $(i = 0, \dots, N - 1)$ を逆コサイン変換で再生残差信号 $z^{\wedge}(i)$, $(i = 0, \dots, N - 1)$ を作成する処理と、

近接予測と長期予測のどちらかまたは両方の線形予測分析(後方予測)を行なうか、入力された符号を復号することで、予測係数を作成し(前方予測)、その係数を使った線形予測合成フィルタに上記再生残差信号 $z^{\wedge}(i)$ を通すことでサンプル $y^{\wedge}(i)$, $(i = 0, \dots, N - 1)$ を作成する処理と、

上記サンプル $y^{\wedge}(i)$ 中の前半の長さ $N/2$ のサンプル $y^{\wedge}(i)$, $(i = 0, \dots, N/2 - 1)$ に -1 をかけて、時間的に反転して、上記サンプル $y^{\wedge}(i)$ のフレームの前に拡張し、サンプル $y^{\wedge}(i)$ 中の後半の長さ $N/2$ のサンプル $y^{\wedge}(i)$, $(i = N/2, \dots, N - 1)$ を時間的に反転した $y^{\wedge}(i)$ のフレームのあとに拡張して $x^{\wedge}(i)$ 、すなわち、

$i = 0, \dots, N/2$ で $x^{\wedge}(i) = -y^{\wedge}(N/2 - 1 - i)$

$i = N/2, \dots, 3N/2 - 1$ で $x^{\wedge}(i) = y^{\wedge}(i - N/2)$

$i = 3N/2, \dots, 2N - 1$ で $x^{\wedge}(i) = y^{\wedge}(5N/2 - 1 - i)$

を求める処理と、

$x^{\wedge}(i)$ に対してフレームの長さ N の2倍の窓関数をかけ、前後のフレームの波形と重ね合わせる処理とからなることを特徴とする音響信号復号化方法。

【請求項4】 入力信号中の重なりを指定する情報に応じて上記窓関数のフレームにまたがる重複を変更することを特徴とする請求項3記載の音響信号復号化方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は音声や音楽などの音響信号を、周波数領域に変換して能率よく量子化する符号化方法及びその復号化方法に関する。

【0002】

【従来の技術】音声や音楽などの音響信号を少ないビット数で符号化する際に周波数領域で量子化する手法がよく知られている。変換にはDFT(離散フーリエ変換)、DCT(離散コサイン変換)MDCT(変形離散

コサイン変換)などが使われる。量子化の前に周波数領域の係数を平坦化する目的で線形予測分析が有効であることも知られている。これらの技術を組み合わせて音響信号の広い範囲の信号に対して品質の高い符号化を実現する方法の例として音響信号変換符号化方法および復号化方法(特願平7-52389)がある。この処理を図3に示す。

【0003】デジタル信号とされた音響信号は、フレーム分割処理11でそのN入力サンプル(1フレーム)ごとにN個づつ重複させて過去 $2 \times N$ サンプルの入力系列が抽出され、その $2 \times N$ 個のサンプルの系列に対し時間窓掛処理12で $2N$ の窓関数(時間窓)が掛けられる。窓関数 $W(n)$ としては、例えばハニング窓が用いられる。

【0004】この窓関数が掛けられた信号 $x(n)$ は例えばN次のMDCT(Modified Discrete Cosine Transform:変形離散コサイン変換)処理13で変形離散コサイン変換されて周波数領域係数(周波数軸上のそれぞれの点におけるサンプル値) $y(k)$ に変換される。また窓掛処理12で得られた信号 $x(n)$ は線形予測分析過程14で線形予測分析され、P次の予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_p$ が求められる。この予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_p$ は量子化処理15で例えばLSPパラメータに変換されてから量子化され、スペクトラム概形を示すインデックス I_p が得られる。この例では量子化処理15で量子化されたLSPパラメータからスペクトラム概形計算処理16で線形予測係数 $\alpha_1, \dots, \alpha_p$ のパワースペクトル包絡(電力伝達関数)の平方根を計算し、MDCT係数の振幅包絡の近似とする。この計算されたスペクトル包絡によりMDCT係数が平坦化処理17で割算される。またスペクトラム概形計算処理16で計算されたスペクトラム包絡については重み計算処理18で聴覚特性に応じた重みつき係数を計算し、この重みつき係数を用いて、平坦化処理17で平坦化されたMDCT係数 $v(k)$ が、重みつき量子化処理19で聴覚重みつき量子化がなされ、その量子化インデックス I_M が出力される。

【0005】復号化方法はインデックス I_p, I_M が逆量子化処理21でそれぞれ逆量子化され、LSPパラメータと、平坦化係数 $v^{\wedge}(k)$ が得られ、そのLSPパラメータはスペクトラム概形計算処理22でスペクトル包絡特性の平方根が計算され、その計算結果で平坦化係数 $v^{\wedge}(k)$ が逆平坦化処理23により割算され、その割算結果 $x^{\wedge}(n)$ が逆MDCT処理24で逆変形離散コサイン変換されて時間領域信号 $x^{\wedge}(n)$ とされ、その時間領域信号 $x^{\wedge}(n)$ は1フレーム(Nサンプル)ごとにN個づつ重複して取出された $2N$ 個のサンプルに対し、窓掛処理25で窓関数が掛けられる。その窓関数が掛けられた $2 \times N$ 個のサンプルは重ね合わせ処理26で現フレームの前半Nサンプルと、前フレームの後半N

サンプルとが互いに加算されて、そのNサンプルを現フレームの再生音響信号とする。

【0006】MDCTはフレーム境界雑音が出ないという利点があるが、変換と逆変換の操作で、時間領域の信号が折り返されて、もとの時間領域の波形が再生されない。このため線形予測フィルタや合成フィルタと組み合わせることができない。またMDCT係数を線形予測のスペクトル包絡で平坦化するためにはスペクトル包絡特性の逆数を求める必要があった。符号化処理では変換係数のサンプル毎にスペクトル包絡特性の平方根の逆数をかけ、復号化処理では変換係数のサンプルをスペクトル包絡特性の平方根の逆数で割り算を行なう必要があった。特に復号化処理ではこの割り算などの演算量が問題となっていた。

【0007】DCT（離散コサイン変換）であれば、MDCTのように等価的に時間領域の信号を折り返すことがないので、時間領域の通常の逆フィルタの操作が合成フィルタの操作で可逆操作になる。この処理は図4に示される。この場合はフレーム分割処理31で入力デジタル音響信号はNサンプルごとに分割され、これは逆フィルタ処理32で逆フィルタを通して線形予測残差波形が得られ、この残差波形に対し、DCT処理でDCTが行われて周波数領域係数とされ、この周波数領域係数は重みつき量子化処理34で聴覚重みつき量子化がなされ、符号化コードが出力される。復号化処理は、入力された符号化コードが逆量子化処理35により逆量子化されて周波数領域係数が再生され、これが逆DCT処理36で逆離散コサイン変換されて時間領域の残差波形とされ、その残差波形は合成フィルタ処理37で線形予測合成フィルタへ通されて、音響信号が再生される。

【0008】以上のようにDCTを用いることにより線形予測分析の逆フィルタを通した信号を周波数領域に変換することで平坦化された係数を求めることができるし、またその逆変換された信号を合成フィルタを通すことでもとのスペクトル包絡特性を再生できる。ただし、DCTではフレーム境界の不連続雑音の問題となる場合があった。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】この発明の目的は、フレーム境界の雑音を抑えつつ処理量の削減や予測効率を改善する音響信号符号化方法及び音響信号復号化方法を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明符号化方法によれば、前のフレームと重複させて、フレームの更新の長さNの2倍の窓関数をかけることでサンプル $x(i)$ 、 $(i=0, \dots, 2N-1)$ を作成し、 $x(i)$ 中のN/2の長さのサンプル $x(i)$ 、 $(i=0, \dots, N/2-1)$ を時間的に反転した上で $x(i)$ 中のN/2の長さのサンプル $x(i)$ 、 $(i=N/2, \dots, N-1)$ から

それぞれ引き、 $x(i)$ 中のN/2の長さのサンプル $x(i)$ 、 $(i=N+N/2, \dots, 2N-1)$ を時間的に反転した上で $x(i)$ 中のN/2の長さの $x(i)$ 、 $(i=N, \dots, N+N/2-1)$ にそれぞれ加えることでN点の $y(i)$ を作成し、 $y(i)$ に対して近接予測（例えば部分自己相関予測）と長期予測（例えばピッチ予測）のどちらかまたは両方の線形予測分析を行ない、その予測係数を係数とする逆フィルタに $y(i)$ を通して予測残差信号 $z(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を作成し、その $z(i)$ をコサイン変換で周波数領域係数 $v(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を作成し、その $v(i)$ を量子化して符号化出力を得る。

【0011】この場合、入力信号がピッチの周期性をもつ音声か、一般の音楽かを判別し、その判別が音声の可能性の強い時は窓関数のフレームにまたがる重複を少なくし（重なりゼロを含む）、音楽の可能性が強い時は窓関数のフレームにまたがる重複を大きくすることができる。この発明の復号化方法によれば、逆量子化により作成した周波数領域の係数 $v(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を逆コサイン変換して再生残差信号 $z(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を作成し、近接予測と長期予測のどちらかまたは両方の線形予測分析（後方予測）を行なうか、入力された符号を復号することで、予測係数を作成し（前方予測）、その係数を使用した線形予測合成フィルタに $z(i)$ を通して信号 $y(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を作成し、 $y(i)$ 中の前半のN/2の長さのサンプル $y(i)$ 、 $(i=0, \dots, N/2-1)$ に-1をかけて、時間的に反転して $y(i)$ のフレームの前に拡張し、 $y(i)$ 中の後半のN/2の長さの $y(i)$ 、 $(i=N/2, \dots, N-1)$ を時間的に反転した $y(i)$ のフレームのあとに拡張してサンプル $x(i)$ 、 $(i=0, \dots, N-1)$ を得、この $x(i)$ に対しフレーム長さNの2倍の窓関数をかけて、前後のフレームの後半と前半との波形を重ね合わせて再生音響信号を得る。

【0012】以上のように、従来の線形予測分析を併用する変換符号化ではMDCTと時間領域のフィルタ操作を共存させることができなかったが、この発明においては、MDCTを前処理ステップとDCTステップとに、またMDCTを逆DCTステップと後処理ステップとにそれぞれ分割して、これの途中段階の信号に対しそれぞれ逆フィルタ処理、また合成フィルタ処理を適用したものであり、フレーム境界の雑音を抑えたまま、演算量の削減や時間領域の予測による歪削減が実現できる。

【0013】

【発明の実施の形態】図1Aにこの発明による符号化方法の実施例を示す。Nつつの重なりをもった2N点の入力波形からN点の周波数領域の係数を求め量子化する点では従来のMDCTにもとづく符号化方法と同じである。つまり、入力信号をフレーム分割処理11でN点づ

つ重複した 2 N 点の波形に分割し、この各 2 N 点の波形に対して、窓掛処理 1 2 で 2 N 点長の窓関数 $w_{in}(n)$ をかけて 2 N 点サンプル $x(i)$, ($i = 0, \dots, 2N - 1$) を得る。

【0014】この発明では前処理 4 1 でサンプルのならばかえを行う。これを分かりやすくするために、通常の MDCT の場合を考える。窓関数がかけられた系列を $x(n)$ とすると、この $x(n)$ は下記に定義される MDCT を適用すると N 点の係数 $Y(k)$ が得られる。

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{2N-1} x(i) \cos \{ (2i+1+N)(2k+1) / (4N) \} \dots (1)$$

この MDCT の変換関数、つまり $\cos \{ (2i+1+N)(2k+1) / (4N) \}$ は例えば $N = 32$ とすると、 $k = 0, k = 1, k = 2, k = 31$ のそれぞれについて、図 5 A, B, C, D に示すようになる。これらの曲線の前半 ($0 \sim N, i/N = 0 \sim 1$) では $N/2 (i/N = 0.5)$ を中心とする奇対称関数であり、後半 ($N \sim 2N, i/N = 1 \sim 2$) では $3N/2 (i/N = 1.5)$ を中心に偶対称関数である。この発明ではこの*

$$\begin{aligned} y(i) &= x(N/2+i) - x(N/2-1-i), (i=0, \dots, N/2-1) \\ y(i) &= x(N/2+i) + x(5N/2-1-i), (i=N/2, \dots, N-1) \end{aligned} \dots (2)$$

この折り返し処理結果 $y(i)$ に対して、下記の N 点の DCT (離散コサイン変換) を行うと、通常の MDCT

$$v(k) = \sum_{i=0}^{N-1} y(i) \cos \{ (2i+1+2N)(2k+1) / (4N) \} \dots (3)$$

この発明では $y(i)$ に対して、逆フィルタ処理 4 2 で y_j , ($j = 1, \dots, p$) を p 次の予測係数とする線形予測逆フィルタを通して、つまり次式の演算を行って予

$$z(i) = y(i) + \sum_{j=1}^p y_j y(i-j), (i=0, \dots, N-1) \dots (4)$$

なお予測係数 y_j は $y(i)$ を線形予測分析して求める。またフレームの先頭、つまり $i < p$ では現在のフレーム $y(i)$ のかわりに前のフレームの $y(i)$ の最後の ($p-i$) 点を使えばよい。

【0018】次に $z(i)$ に対して式 (3) と同じコサイン変換を DCT 処理 3 3 で行ない、周波数領域係数 $v(i)$ を求め、この $v(i)$ を重みつき量子化処理 1 9 で聴覚重みつき量子化する。つまり MDCT を前処理 4 1 と DCT 処理 3 3 との複数の処理で行い、その途中で逆フィルタ処理 4 2 を行う。予測残差信号はスペクトル包絡がほぼ平坦になっており、 $z(i)$ に対してコサイン変換 (DCT) を適用すると全帯域でほぼ平坦な係数 $v(i)$ が得られる。このため量子化するにあたっても通常の MDCT 係数の平坦化処理 1 7 (図 3 A) は不要となる。逆フィルタ処理 4 2 は上記の例では線形予測係数 y_j を用いた近接予測であるが、ピッチ予測のような

$$z(i) = v(k) \cos \{ (2i+1+2N)(2k+1) / (4N) \} \dots (5)$$

は $k = 0$ から $N - 1$ まで次にこの再生残差信号 $z(i)$

*性質を使って、MDCT を直接行うのではなく前処理とコサイン変換に分割して処理する。MDCT による時間領域でのサンプルは、 $i/N = 0 \sim 0.5, i/N = 1.5 \sim 2$ とそれぞれ乗算されるものである。そして MDCT は (1) 式で示したように $x(i)$ との図 5 の関数との積和演算であるから、前処理 4 1 では各フレームの先頭から $N/2 (i/N = 0 \sim 0.5)$ の長さのサンプル $x(i)$, ($i = 0, \dots, N/2 - 1$) を時間的に反転した上で次の $N/2$ の長さのサンプル $x(i)$, ($i = N/2, \dots, N - 1; i/N = 0.5 \sim 1$) から引き、またフレームの最後の N/n の長さのサンプル $x(i)$, ($i = N + N/2, \dots, 2N - 1; i/N = 1.5 \sim 2$) を時間的に反転した上でその直前の $N/2$ の長さのサンプル $x(i)$, ($i = N, \dots, N + N/2 - 1; i/N = 1, \dots, 1.5$) に加えることにより、前処理 4 1 の処理を行う。

【0015】つまり前処理 4 1 の折り返し処理は次式で表わせる。

係数 $v(k)$ と同一のものとなる。

【0016】

$$v(k) = \sum_{i=0}^{N-1} y(i) \cos \{ (2i+1+2N)(2k+1) / (4N) \} \dots (3)$$

測残差信号 $z(i)$ を求める。

【0017】

$$z(i) = y(i) + \sum_{j=1}^p y_j y(i-j), (i=0, \dots, N-1) \dots (4)$$

長期予測またはその両方であってもよい。予測係数 y_j は別に量子化して送出してもよいし (前方予測)、過去の合成波形から推定してもよい (後方予測)。DCT 係数の量子化にはスペクトル包絡の重みがついた距離尺度での量子化またはスペクトル包絡に応じた適応ビット割り当て量子化が好ましい。

【0019】この発明の復号化方法の実施例を図 1 B に参照して説明する。復号化において N 点の係数から逆変換により 2 N 点の波形を作り、前後のフレームと N 点づつ重ね合わせて合成するのでは、従来の MDCT にもとづく復号化方法と同一である。逆量子化処理 2 1 で入力された符号から平坦化された DCT 係数 $v(k)$ を再生する。この発明ではこの係数 $v(k)$ に対し、逆 DCT 処理 3 6 で式 (5) の演算により逆 DCT を行ない、残差信号 $z(i)$ を再生する。

【0020】

$$z(i) = v(k) \cos \{ (2i+1+2N)(2k+1) / (4N) \} \dots (5)$$

(i) に対し、合成フィルタ処理 4 4 で式 (6) の演算

により線形予測合成フィルタ処理を行う。

* * 【 0 0 2 1 】

$$y^{(i)} = z^{(i)} - \sum_{j=1}^p a_j y^{(i-j)}, \quad (i = 0, \dots, N-1) \quad \dots (6)$$

なおフレームの先頭、つまり $i < p$ では現在のフレーム $y^{(i)}$ のかわりに前のフレームの $y^{(i)}$ の最後の $(p-i)$ 点を使えばよい。この $y^{(i)}$ から後処理 45 で $2N$ 点の信号 $x^{(i)}$ を再生する。

て、 $y^{(i)}$ のフレームの前に拡張し、各フレームの後半の $N/2$ の長さのサンプル $y^{(i)}$, $(i = N/2, \dots, N-1)$ を時間的に順序を反転して、 $y^{(i)}$ のフレームのあとに拡張して $x^{(i)}$ を作る。すなわち、 $x^{(i)}$ は次のようになる。

【 0 0 2 2 】この後処理 45 では各フレームの前半の $N/2$ の長さのサンプル $y^{(i)}$, $(i = 0, \dots, N/2 - 1)$ に -1 をかけ、かつ、時間的に順序を反転し

【 0 0 2 3 】

$$\begin{aligned} i = 0, \dots, N/2 \text{ で } x^{(i)} &= -y^{(N/2 - 1 - i)} \\ i = N/2, \dots, 3N/2 - 1 \text{ で } x^{(i)} &= y^{(i - N/2)} \\ i = 3N/2, \dots, 2N - 1 \text{ で } x^{(i)} &= y^{(5N/2 - 1 - i)} \end{aligned} \quad \dots (7)$$

次に窓掛処理 25 で窓関数 $w_{out}(i)$ を $x^{(i)}$ にかけて、その後、重ね合わせ処理 26 で現フレームの前半の $x^{(i)}$ を前フレームの後半の $x^{(i)}$ と重ね合わせて、出力波形、つまり再生音響信号を得る。なお入

力の窓関数 $w_{in}(i)$ と出力の窓関数 $w_{out}(i)$ の間には次の関係があればよい。

【 0 0 2 4 】

$$w_{out}(i) w_{in}(i) + w_{out}(2N - 1 - i) w_{in}(2N - 1 - i) = 1, \quad (i = 1, \dots, 2N - 1) \quad \dots (8)$$

この発明の符号化方法の他の実施例は、上記窓関数を入

力信号によって切り換えるものである。

$$w_{in}(i) = \sin(i / (2N)), \quad i = 0, \dots, 2N - 1 \quad \dots (9)$$

で定義される窓であれば 50% の重なりをもつので、定常的な音楽でもフレーム境界雑音はほとんど発生しない。ところが変化が比較的早い場合、またはピッチ周期が明確な場合は重複を少なくする方が時間領域の線形予

測やピッチ予測の効果が大きくなり、歪が小さくなる。重なり部分の長さを M とすると、次のような窓となる。

【 0 0 2 5 】

$$\begin{aligned} w_{in}(i) &= 0 & 0 < i \leq N/2 - M/2 \\ w_{in}(i) &= \sin((i - N/2 + M/2) / (2M)) & N/2 - M/2 < i \leq N/2 + M/2 \\ w_{in}(i) &= 1 & N/2 + M/2 \leq i \leq 3N/2 - M/2 \\ w_{in}(i) &= \sin((i - 3N/2 + 3M/2) / (2M)) & 3N/2 - M/2 < i \leq 3N/2 + M/2 \\ w_{in}(i) &= 0 & 3N/2 - M/2 < i \leq 2N \end{aligned} \quad \dots (10)$$

式 (9) の窓の場合 $M = N$ での重なりは図 2 A に示すようになり、 $M = N/2$ での重なりは図 2 B に示すようになり、 $M = 0$ で図 2 C に示すように重なりはゼロになる。 M が小さいとピッチ予測ができて音声の歪は小さくできるが、定常音ではフレーム境界雑音が出る場合がある。そこで入力にあわせて例えば音声入力の場合は $M = 0$ とし、音楽入力の場合は $M = N$ と適応的に重なり M を調整し、最も好ましい重なりを選択することで、いろいろな入力に対応できる。その際に重なりを指定する符号を補助情報として送出すれば、復号器で再生できる。つまり復号化方法において入力符号中の重なりを指定する符号に応じて窓関数のフレームにまたがる重複を変更する。

は入力に関係なく共通に効率よくできるので符号化システム、復号化システムを複数持って切り換えるよりコンパクトに構成できる。

【 0 0 2 7 】

【発明の効果】この発明によれば、時間領域での重ね合わせによるフレーム境界での連続性を維持するという M D C T の特徴を生かしながら、時間領域の予測やフィルタ処理が可能になり、量子化歪を小さくすることができる。また復号器でのスペクトル包絡や M D C T 係数毎の割り算を合成フィルタの演算に置き換えることが可能で、演算量も削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】A はこの発明の符号化の処理過程を示す図、B はこの発明の復号化の処理過程を示す図である。

【 0 0 2 6 】窓をかけたあとの逆フィルタや量子化処理

【図2】この発明の第3の実施例を説明するための窓関数の重複状態の各種例を示す図。

【図3】AはMDCTに基づく従来の符号化方法の処理過程を示す図、Bはその復号化方法の処理過程を示す図である。

【図4】AはDCTと合成フィルタに基づく従来の符号化の処理過程を示す図、Bはその復号化処理過程を示す図である。

【図5】MDCTの変換係数の例を示す図。

【図2】

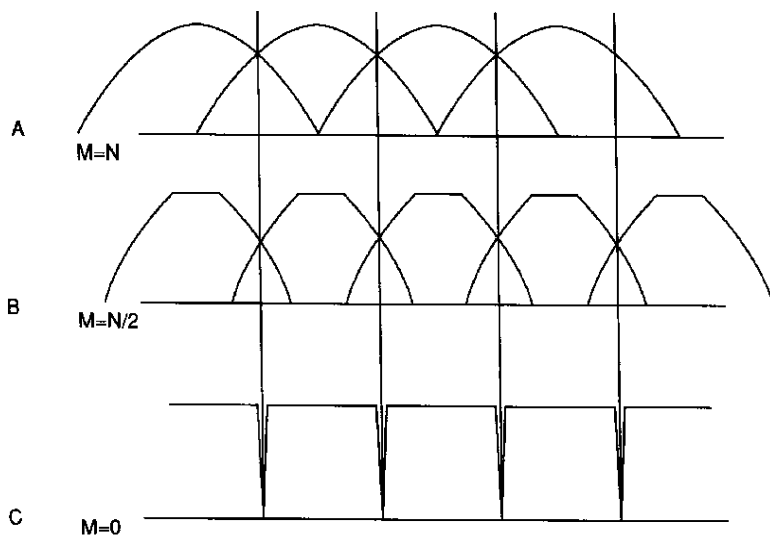


図 2

【図4】

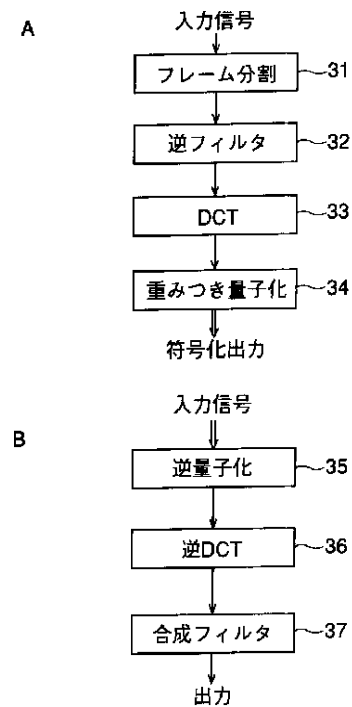


図 4

【図5】

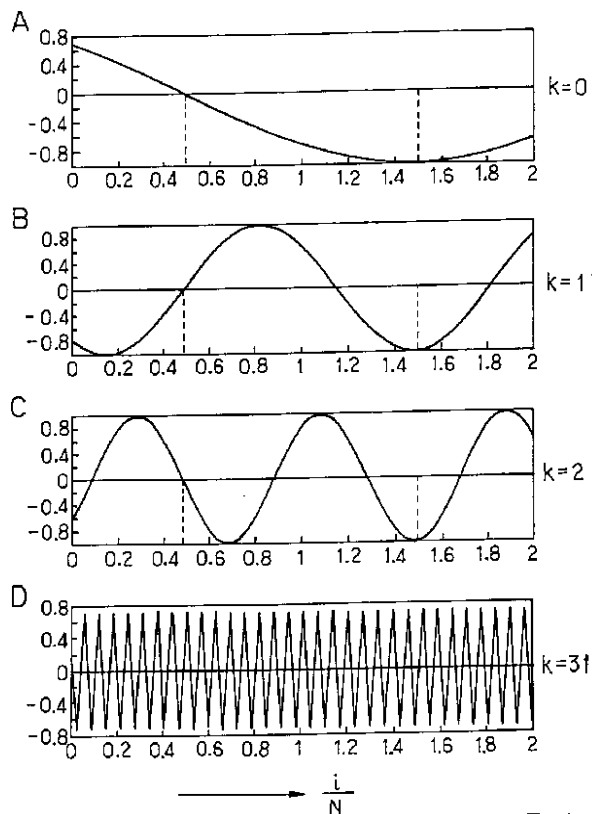


図 5

【図1】

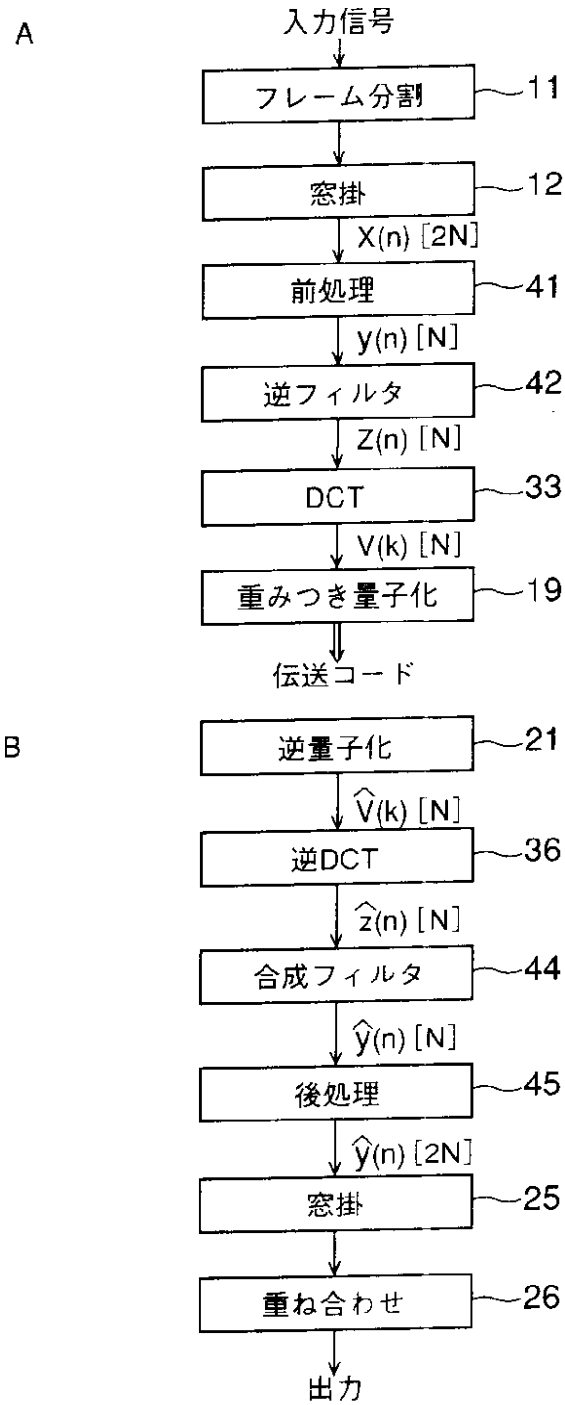
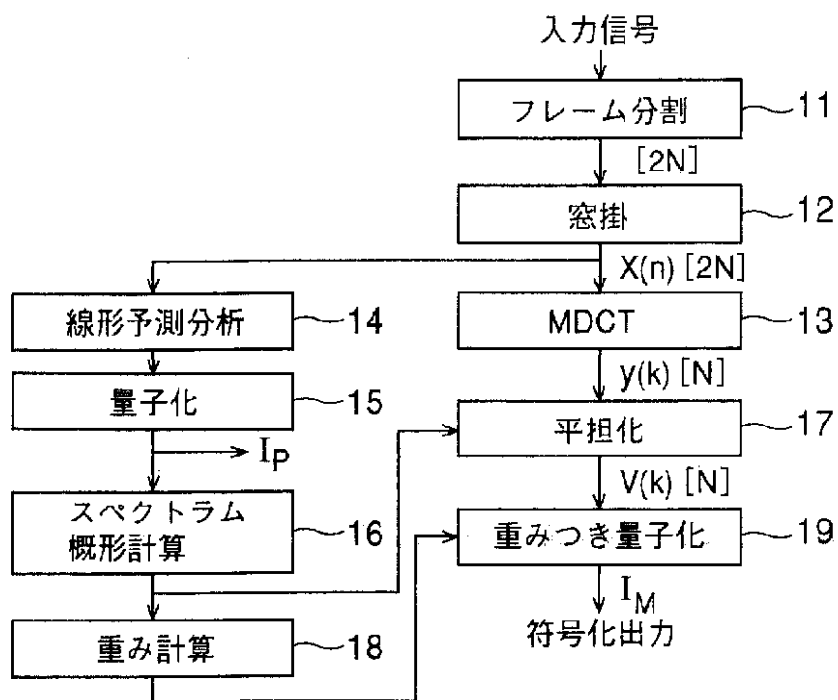


図 1

【図 3】

A



B

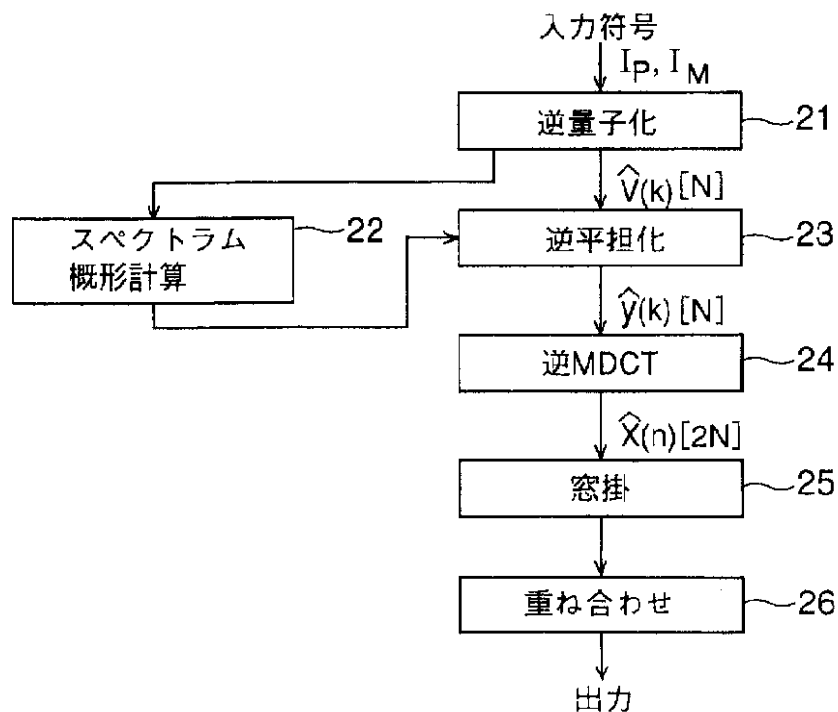


図 3

フロントページの続き

(72)発明者 池田 和永

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日
本電信電話株式会社内

(56)参考文献 特開 平4 - 44099 (J P , A)

特開 平6 - 232824 (J P , A)

(72)発明者 三樹 聡

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日
本電信電話株式会社内(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B名)

G10L 19/08

G10L 19/04