

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 (B 2)

(11)特許番号

特許第 3 1 8 6 0 2 0 号

(P 3 1 8 6 0 2 0)

(45)発行日 平成13年7月11日(2001.7.11)

(24)登録日 平成13年5月11日(2001.5.11)

(51)Int. Cl. ⁷	識別記号	F I
G 1 0 L	19/00	G 1 0 L 9/18 E
	13/00	H 0 3 M 7/30 A
	19/04	G 1 0 L 9/14 J
H 0 3 M	7/30	M

請求項の数 6

(全 8 頁)

(21)出願番号	特願平7-247436	(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7年9月26日(1995.9.26)	(72)発明者	守谷 健弘 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本 電信電話株式会社内
(65)公開番号	特開平9-90998	(72)発明者	岩上 直樹 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本 電信電話株式会社内
(43)公開日	平成9年4月4日(1997.4.4)	(74)代理人	100066153 弁理士 草野 卓
審査請求日	平成10年11月17日(1998.11.17)	審査官	渡邊 聡
		(56)参考文献	特開 平8 - 194497 (J P , A) 特開 平7 - 261800 (J P , A)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】音響信号変換復号化方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力符号中の第 1 インデックスを逆量子化して残差信号を得、上記入力符号中の第 2 インデックスよりパワースペクトル包絡の平方根を得て上記残差信号を逆正規化して周波数領域信号を得、この周波数領域信号を時間領域の信号に変換して音響信号を得る音響信号変換復号化方法において、

上記第 2 インデックスより線形予測係数を逆量子化して線形予測パラメータを得る第 1 段階と、

上記線形予測パラメータ中の予め定めたまばらな周波数位置でパワースペクトル包絡の平方根値を得る第 2 段階と、

その第 2 段階で得られたパワースペクトル包絡の平方根値から、上記第 2 段階で得られなかった周波数位置でのパワースペクトル包絡の平方根値を補間により求める第

2

3 段階と、

を有することを特徴とする音響信号変換復号化方法。

【請求項 2】 上記第 2 段階で得られなかった周波数位置の一部のパワースペクトル包絡の平方根値を、上記線形予測パラメータから直接的に求める第 4 段階を含むことを特徴とする請求項 1 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 3】 上記第 3 段階での補間は周波数が高い領域について行い、上記第 4 段階での直接的に求めることは周波数が低い領域について行うことを特徴とする請求項 2 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 4】 上記第 2 段階で求めたパワースペクトル包絡の平方根の変化率の大小を判定する第 5 段階を有し、第 5 段階で変化率小と判定された周波数位置では上記第 3 段階での補間を行い、変化率大と判定された周波

10

数位置では上記第 4 段階での直接的に求めることを特徴とする請求項 2 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 5】 上記第 2 段階は、上記線形予測パラメータからパワースペクトル包絡を求める演算を行った結果パワースペクトル包絡の平方根が得られることを特徴とする請求項 1 乃至 4 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 6】 上記第 2 段階は、上記線形予測パラメータから、パワースペクトル包絡を求める演算を行い、その演算結果の平方根を求めてパワースペクトル包絡の平方根を得ることを特徴とする請求項 1 乃至 4 記載の音響信号変換復号化方法。

【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高能率符号化された符号を音響信号に復号化する音響信号変換復号化方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の音響信号変換符号化法及びその復号化法を図 3 を参照して説明する。符号器 3 1 において入力端子 3 3 からデジタル化した音響入力信号系列がフレーム分割手段 3 4 に入力されて、N 入力サンプルごとに過去 $2 \times N$ サンプルの入力系列を抽出し、長さ $2 \times N$ サンプルの入力フレームに生成され、窓掛手段 3 5 でその入力フレームに時間窓がかけられる。その窓形状はハニング窓を用いるのが一般的である。その窓かけされた入力信号系列は M D C T 手段 3 6 で変形離散コサイン変換されて、N サンプルの周波数領域信号に変換される。

【0003】また前記窓かけされた入力信号系列は線形予測分析手段 3 7 で線形予測分析され、P 次の予測係数が求められる。この線形予測分析は自己相関を求めた後に行われる。その予測係数は量子化手段 3 8 で量子化される。この量子化の方法としては、予測係数を L S P パラメータに変換して量子化する L S P 量子化の方法、予測係数を k パラメータに変換してから量子化する方法などを用いることができる。この量子化された予測係数を示すインデックス 3 9 が送出される。

【0004】また前記量子化予測係数は周波数概形計算手段 4 1 によりパワースペクトルを計算して周波数特性概形信号が求められる。具体的には、量子化手段 3 8 の量子化出力を逆量子化し、例えば図 4 に示すようにその P + 1 個の逆量子化予測係数 (パラメータ) の後に $2 \times N - P - 1$ 個の 0 をつなげて作った長さ $2 \times N$ のサンプル系列を F F T 分析し (高速フーリエ変換 : 離散フーリエ変換)、更にその N 次のパワースペクトルを計算する。0 番目から始まって i 番目の周波数特性概形の逆数の各点は、 $i = N - 1$ 以外では $i + 1$ 番目と i 番目の各パワースペクトルの平方根を平均して、つまり補間して得る。N - 1 番目の周波数特性概形の逆数は、N - 1 番

目のパワースペクトルの平方根をとって得る。

【0005】図 3 の説明に戻って、正規化手段 4 2 において、M D C T 手段 3 6 からの周波数領域信号の各サンプルが、前記周波数概形の逆数の各サンプルとかけあわせて正規化され、平坦化された残差信号とされる。パワー正規化・ゲイン量子化手段 4 3 でこの残差信号はその振幅の平均値、またはパワーの平均値の平方根である正規化ゲインで割算されて正規化され、正規化残差信号とされ、更にその正規化ゲインが量子化され、その量子化された正規化ゲインを示すインデックス 4 4 が出力される。

【0006】また周波数概形計算手段 4 1 からの周波数特性概形の逆数の信号は必要に応じて重み計算手段 4 5 で聴感制御が施されて重み付け信号とされる。正規化残差量子化手段 4 6 で、手段 4 3 からの正規化残差信号を手段 4 5 からの重み付け信号により適応重みづけベクトル量子化する。量子化手段 4 6 で量子化されたベクトル値を示すインデックス 4 7 が出力される。以上のように符号器 3 1 から、予測係数量子化インデックス 3 9 と、ゲイン量子化インデックス 4 4 と残差量子化インデックス 4 7 とが出力される。

【0007】これらインデックス 3 9 , 4 4 , 4 7 を入力された復号器 3 2 は図 3 に示すように次のように復号する。即ち予測係数量子化インデックス 3 9 は再生手段 5 6 で対応する量子化予測係数が逆量子化されて再生され、その逆量子化予測係数は周波数概形計算手段 5 7 で周波数概形計算手段 4 1 と同じ方法で周波数特性概形の逆数、つまりパワースペクトル包絡の平方根の逆数が計算され、一方再生手段 5 8 で入力されたインデックス 4 7 から量子化正規化残差信号が再生される。再生手段 5 9 で入力されたインデックス 4 4 から正規化ゲインが再生される。パワー逆正規化手段 6 1 において再生された量子化正規化残差信号に再生された正規化ゲインが掛け合わされてパワー逆正規化され量子化残差信号が得られる。その量子化残差信号は逆正規化手段 6 2 で周波数概形計算手段 5 7 から周波数概形の逆数、つまりパワースペクトル包絡の平方根の逆数により各対応サンプルごとに割算されて逆平坦化される。その逆平坦化された残差信号は逆 M D C T 手段 6 3 で N 次の逆変形離散コサイン変換されて、時間領域信号とされ、この時間領域信号に対し、窓掛け手段 6 4 で時間窓がかけられる。ここでは窓形状としてハニング窓が用いられている。この窓掛けされた信号はフレーム重ね合せ手段 6 5 で長さ $2 \times N$ サンプルのフレームの前半 N サンプルと前フレームの後半 N サンプルとが加え合わされて出力端子 6 6 に出力される。

【0008】復号器 3 2 において、インデックス 3 9 から逆量子化予測係数を得、これを図 4 に示したようにパワースペクトルを求め、その各サンプルごとの平方根を求め、これとの逆数をそれぞれ求めているが、各サン

ブルごとの平方根演算はかなりの処理量を必要とし、実時間動作させるのに障害となる。このような点より、周波数領域に変換された信号（係数）をパワースペクトルの平方根で正規化した後量子化することにより、復号化側の処理を簡単にするを特願平 7 - 3 8 8 8 号で提案した。即ち、図 5、図 3 と対応する部分に同一符号を付けて示しているように、窓掛け手段 3 5 の出力信号系列は、そのパワースペクトル包絡の平方根を表す包絡（以下平方根パワースペクトル包絡と記す）を線形予測分析でモデル化する手段 7 1 に分岐供給される。手段 7 1 は例えばまず相関関数手段 7 2 で入力信号の自己相関関数を 1 フレーム中の N 個の点まで求める。次に N 点中のこの自己相関関数をこの系列に N 点のゼロを付加するか、N 点を対称化して代入して 2 N 点の実フーリエ変換をフーリエ変換手段 7 3 で行う。相関関数を自己相関法で求めたのであれば、変換後の実部がパワースペクトルであり、演算精度の誤差を除いてすべて正の値をとる。このように入力信号の自己相関を求め、これをフーリエ変換するとパワースペクトルが得られることは良く知られていることである。

【0009】このパワースペクトルの各点の平方根を平方根手段 7 4 で求める。このとき虚部はすべてゼロとした後（対称化して代入した場合はもともと虚部はすべてゼロ）、逆フーリエ変換を逆フーリエ変換手段 7 5 で行い、平方根パワースペクトルに対応する自己相関関数を得る。最後にこの自己相関関数に基づいて線形予測分析を線形予測分析手段 7 6 で行い予測パラメータを求め、つまりパワースペクトル包絡の平方根を表す線形予測分析でモデル化したものを得る。これを予測係数量子化手段 3 8 で量子化してインデックス 3 9 を得る。このインデックス 3 9 は入力信号系列の線形予測分析により得たものではなく、入力信号系列の周波数特性、つまりパワースペクトル包絡の平方根と対応する信号系列を線形予測分析したものを量子化したものである。

【0010】この量子化手段 3 8 の量子化出力を逆量子化手段 7 7 で逆量子化し、その逆量子化線形予測係数を、フーリエ変換、絶対値手段 7 8 でフーリエ変換し、その各サンプルの複素数の絶対値を取って平方根パワースペクトル包絡の逆数を得、これを M D C T 手段 3 6 より周波数領域信号に各サンプルごとに乗算器 4 2 で乗算して正規化する。その他の処理は図 3 の場合と同一である。

【0011】このような符号化に対し、復号化は図 6 に示すように行えばよい。図 6 において、図 3 と対応する部分に同一符号を付けてあり、この場合も再生手段 5 6 でインデックス 3 9 が逆量子化されて線形予測係数が求められるが、この線形予測係数は図 3 の説明から明らかのように、平方根パワースペクトルを線形予測分析したものであるから、これをフーリエ変換手段 8 2 によりフーリエ変換し、その絶対値を得ることにより平方根パワ

ースペクトル包絡の逆数が得られ、この平方根パワースペクトル包絡の逆数の逆数を逆数器 8 2 でとり、平方根パワースペクトル包絡を得、これを乗算器 6 1 よりの再生された残差信号に乗算器 8 4 において乗算して周波数領域信号が再生される。その他は図 3 の場合と同様である。

【0012】このように復号化器ではパワースペクトル包絡を求める必要がなく、平方根演算を必要とせず、それだけ復号化器の処理が軽減される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】この発明は復号化器でのパワースペクトル包絡の計算や割算を少なくし、演算量を削減することができる音響信号変換復号化方法を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】請求項 1 の発明によれば、入力符号中の第 1 インデックスを逆量子化して残差信号を得、上記入力符号中の第 2 インデックスよりパワースペクトル包絡の平方根を得、これにより上記残差信号を逆正規化して周波数領域信号を得、この周波数領域信号を時間領域の信号に変換して音響信号を得る音響信号変換復号化方法において、第 2 インデックスを第 1 段階で逆量子化して線形予測パラメータを得、第 2 段階で、その線形予測パラメータ中の予め定めたまばらな周波数位置でパワースペクトル包絡の平方根値を得、第 3 段階でそのパワースペクトル包絡の平方根値から、第 2 段階で得られなかった周波数位置でのパワースペクトル包絡の平方根値を補間により求める。

【0015】請求項 2 の発明では、上記第 2 段階で得られなかった周波数位置の一部のパワースペクトル包絡の平方根値を第 4 段階で線形予測パラメータから直接的に求める。請求項 3 の発明では第 3 段階での補間は周波数が高い領域について行い、第 4 段階での直接的に求めることは周波数が低い領域について行う。

【0016】請求項 4 の発明では第 2 段階で求めたパワースペクトル包絡の平方根の変化率の大小を第 5 段階で判定し、変化率小と判定された周波数位置では第 3 段階での補間を行い、変化率大と判定された周波数位置では第 4 段階で直接的に求めることを行う。請求項 5 の発明では、第 2 段階は、線形予測パラメータからパワースペクトル包絡を求める演算を行った結果パワースペクトル包絡の平方根を得る。

【0017】請求項 6 の発明では第 2 段階は、線形予測パラメータから、パワースペクトル包絡を求める演算を行い、その演算結果の平方根を求めてパワースペクトル包絡の平方根を得る。

【0018】

【発明の実施の形態】図 1 にこの発明の実施例を図 6 と対応する部分に同一符号を付けて示す。つまりこの例は、図 5 を参照して説明したように符号化側で、周波数

領域信号が、入力信号のパワースペクトル包絡の平方根（平方根パワースペクトル包絡）で正規化された後に量子化された符号を復号化するのにこの発明を適用した場合である。予測パラメータ再生手段 5 6 で予測インデックス 3 9 が逆量子化されて線形予測パラメータが得られるが、この実施例では予め決められた周波数位置でのみ、線形予測パラメータからパワースペクトル演算手段 1 0 1 でパワースペクトル包絡を求める演算を行い、その結果として平方根パワースペクトル包絡を得る。手段 1 0 1 は例えばスペクトル包絡の逆数を求める手段 1 0 2 により平方根パワースペクトル包絡の逆数を求め、この平方根パワースペクトル包絡の逆数について、逆数手段 1 0 3 で逆数をとる。手段 1 0 2 としては例えば予め決められた周波数位置が等間隔の場合は、線形予測パラメータとして得ら*

$$H(z) = \sigma / (1 + \sum_{i=1}^p \alpha_i z^{-i}) \tag{1}$$

$z = e^{j\omega} (\omega = 0 \sim \pi)$ とおくと、

【0021】周波数 ω でのパワースペクトルは $|H(\omega)|^2$ である。また線形予測パラメータが LSP パラメータの場合は、 α_i を i 次 ($i = 1, \dots, p$) の LSP パラメータとするとパワースペクトルは式

$$|H(\omega)|^2 =$$

$$(2^{1-p} \sigma^2)$$

$$\frac{(\sin^2(\omega/2) \prod_{i=even} (\cos \omega - \cos \theta_i)^2 + \cos^2(\omega/2) \prod_{i=odd} (\cos \omega - \cos \theta_i)^2)}{\dots}$$

(2)

【0023】このようにこの実施例ではパワースペクトルを求める演算により平方根パワースペクトル包絡が得られるが、これはまばらな周波数値の包絡値しか得られていない。そこでパワースペクトル演算手段 1 0 1 で得られなかった周波数位置に対する平方根パワースペクトルをその前後の平方根パワースペクトルにより補間手段 1 0 2 で補間して得る。この実施例では平方根パワースペクトル包絡の変化が少ない所を補間し、変化が多い所は、スペクトル包絡計算手段 1 0 3 により予測パラメータ再生手段 5 6 で得られた線形予測パラメータを用いて直線的に求める。線形予測パラメータでスペクトル包絡を表現すると、緩やかな変化の包絡特性が得られる。しかし、極の次数の半分の個数のピークが生じ、そのピーク付近では補間のみの近似では近似誤差が大きくなってしまふ。そこで既に計算済みのスペクトル包絡値の変化から、緩やかな変化の領域は補間し、急激な変化のある領域は改めて正確に計算し直す。これにより少ない演算量ながら近似誤差を小さく保つことができる。この処理の実例を図 2 に示す。同図 A はすべての周波数点での包

*れている線形予測係数のあとにゼロをつめて、全体として例えば $N/4$ 個 ($2N$ は 1 フレーム中のサンプル数) とし、これをフーリエ変換することにより $N/8$ 個の周波数点について各パワーの逆数を得ることができる。

【0019】なお等間隔の周波数位置でない場合は線形予測係数を用いて G e l t z e l の変換法を用いて、パワースペクトル包絡値を求めればよい。パワースペクトル演算手段 1 0 1 としては次のような演算を行ってもよい。すなわち、全極型のスペクトルモデルを式 (1) で表すことができる。ここで α_i は i 次の線形予測係数で、 σ は予測誤差の平均振幅である。

【0020】

【数 1】

(2) により求めることができる。

【0022】

【数 2】

絡値を計算する従来の方法である。B は偶数個めの周波数位置のみで包絡値 (x 点) を計算し、C は補間値 (白丸) と直接包絡値 (黒丸) を計算する場合とを示す。ここで先の計算値 a_1, a_2, a_3 のように比較的急に変化した部分の未計算箇所は線形予測パラメータを用いて実際に計算して値 b_2 を求めるが、計算値 a_2, a_3, a_4, a_5 のように比較的变化がゆるやかな場合は未計算箇所をその前後の計算値を用いて補間して補間値 c_1, c_2, c_3 を求める。なおパワースペクトル演算手段 1 0 1 でのまだらな計算は、少くとも 5 点おき、あるいは 1 0 点乃至 2 0 点おき程度に行うのが実際である。

【0024】この実際に計算するか補間するかの選択には種々の基準を考えることができる。例えば全極型でスペクトル包絡をモデル化するとスペクトル包絡は山の部分が谷の部分より鋭く、変化が大きい場合が多い。この性質を利用すると、上に凸の領域を細かく計算し、下に凸の領域では補間することで性能を損なうことなく、スペクトル包絡の計算量を削減することができる。周波数

点でのスペクトル包絡値 $|H(\omega)|^2$ が点ずれた位置でのスペクトル包絡値と比較して式(3)で与えら

$$J = 2 |H(\omega)|^2 - |H(\omega - \Delta\omega)|^2 - |H(\omega + \Delta\omega)|^2 \quad (3)$$

さらにこの J と $|H(\omega)|^2$ を比較して $J > 0$ から $J > 0.5$ までの $|H(\omega)|^2$ の算出について以下のような規則で使い分けてもよい。

- ・ $J > 0.5$ $|H(\omega)|^2$ なら実際に計算
- ・ $0.5 |H(\omega)|^2 > J > 0.1$ $|H(\omega)|^2$ なら $|H(\omega - \Delta\omega)|^2$ と $|H(\omega + \Delta\omega)|^2$ の大きいほうの値の近くのみ実際に計算、他は補間
- ・ $0.1 |H(\omega)|^2 > J$ なら補間

また一般に低周波成分のエネルギーが大きくスペクトルの変動も大きい場合が多いので、低周波領域では細かい間隔で、高周波領域では粗い間隔で計算することも有効である。例えば 2 kHz 以下は各周波数ごとに実際に計算するが、 2 kHz 以上では適当にまばらな周波数点を計算し、その間は補間する。この計算する周波数間隔は周波数が高くなるに従って大としてもよい。

【0026】補間法としては2次式での補間あるいは簡単な一次式の線形補間で十分である。このようにして得られたパワースペクトル演算手段101よりの平方根スペクトル包絡値、補間手段102よりの平方根スペクトル包絡値、スペクトル包絡計算手段103からの平方根スペクトル包絡値を結合して乗算器82で、乗算器61より周波数領域残差信号に乗算して逆正規化する。その後の処理は図6と同様である。

【0027】上述においては予め決められたまばらな周波数位置の平方根パワースペクトル包絡値を求め、未演算周波数点については、補間又は直接的に演算したが、すべて補間により求めてもよい。更に上述では符号化側で平方根パワースペクトル包絡で、周波数領域信号を正規化した後、量子化した後、パワースペクトル包絡で周波数領域信号を正規化した後、量子化した符号の復号化、つまり図3に示した復号化にもこの発明を適用できる。この場合は、パワースペクトル演算手段101で再生された線形予測パラメータから、まばらな周波数位置でのパワースペクトル包絡値を求め、これらについて、図4に示したように、平方根を求め、更に逆数を求める演算を必要とするが、全ての周波数点についてそのような演算をする場合より、演算量を削減することができる。また周波数領域から時間領域への変換は逆変形離散的コサイン変換に限らず、逆離散的コサイン変換、逆離散的フーリエ変換(逆高速フーリエ変換)など他の手法によってもよい。

【0028】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、逆

れる J が正であれば上に凸であると見なせる。

【0025】

$$J = 2 |H(\omega)|^2 - |H(\omega - \Delta\omega)|^2 - |H(\omega + \Delta\omega)|^2 \quad (3)$$

量子化した線形予測パラメータから全周波数点についてパワースペクトル包絡の平方根を求めるのではなく、その一部を省略し、その省略した周波数点については補間により求めるため、それだけ式(1)や式(2)の演算回数が少なく、これら式(1)、(2)は割算を含むため、全体として演算量が可成り減少する。また例えばフーリエ変換し、その逆数をとってパワースペクトル包絡値を求める場合においては、そのフーリエ変換の減算量が減少し、かつ、その後逆数をとる回数が減少するため、演算量が可成り減少する。

【0029】従ってこの発明により、音声や楽音の変換符号化における量子化歪を殆ど増加させることなく、例えば10点乃至20点ごとのまばらな周波数点について演算することにより、周波数成分ごとにスペクトル包絡値の演算や除算の回数を $1/5$ から $1/10$ 程度に大幅に削減することができるので、復号器の演算処理を削減することができる。特に信号処理プロセッサでは一般に除算が乗算の $20 - 30$ 倍の演算ステップを要するため、演算量削減効果が大きい。また実施例のように平方根パワースペクトル包絡で正規化した後量子化した符号に対する復号化によれば平方根演算もなくなり、演算ステップ数の削減は著しい。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例を適用した復号器の例を示すブロック図。

【図2】Aは従来方法における全ての周波数点を再生線形予測パラメータから求めた平方根パワースペクトル概形を示す図、Bはこの発明において、まばらな周波数点として偶数点のみにつき再生線形予測パラメータから求めたパワースペクトル概形を示す図、Cはこの発明によりBの求めたパワースペクトル概形に対し、未演算周波数点を補間し、また、実際に計算した平方根パワースペクトル包絡概形例を示す図である。

【図3】従来の変換符号化、復号化法を適用した符号化器が復号化器を示すブロック図。

【図4】線形予測係数からフーリエ変換によりパワースペクトル包絡値を求める様子を示す図。

【図5】提案されている平方根パワースペクトル包絡により正規化した後量子化する符号化器の例を示すブロック図。

【図6】図5の符号化器に対する復号化器の例を示すブロック図。

【図 1】

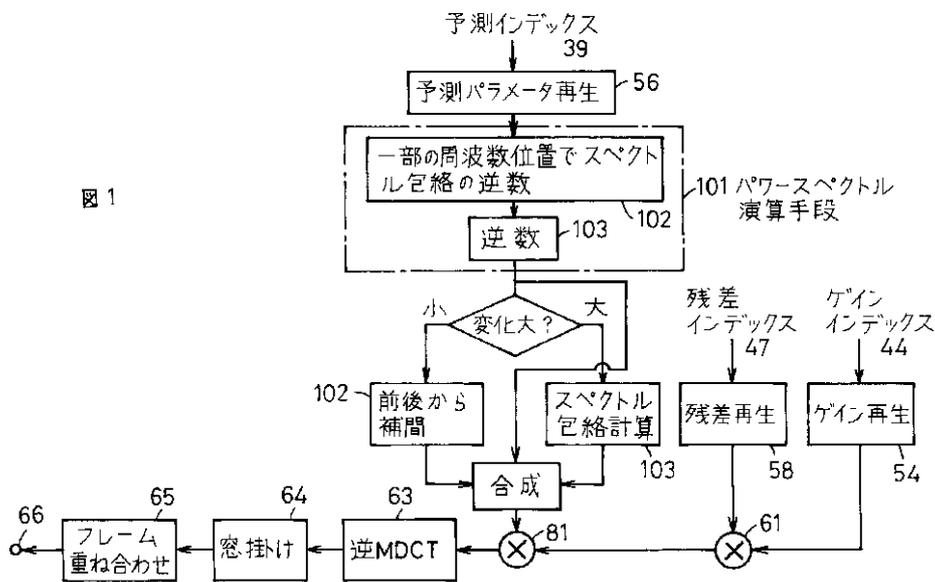


図 1

【図 2】

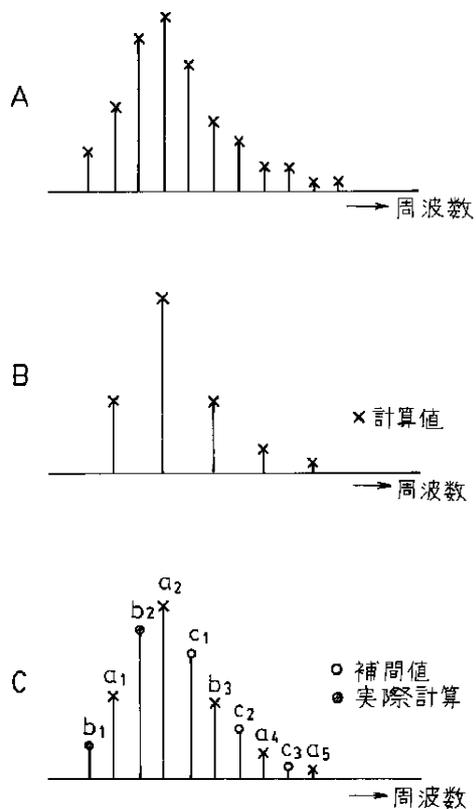
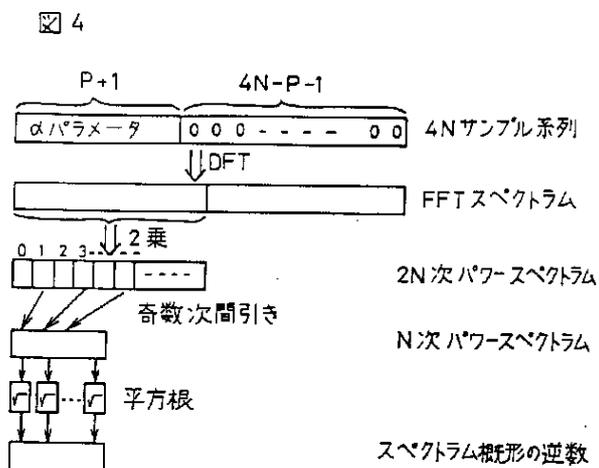
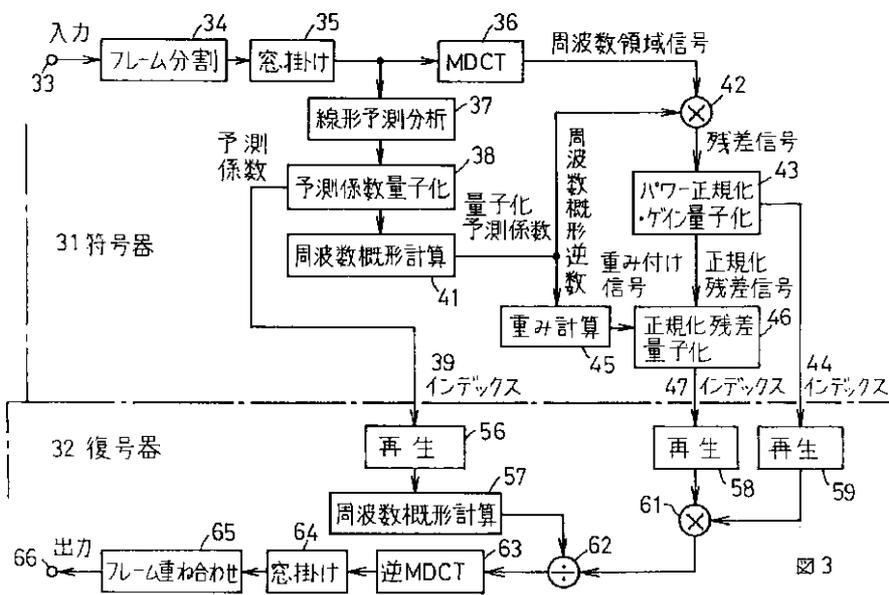


図 2

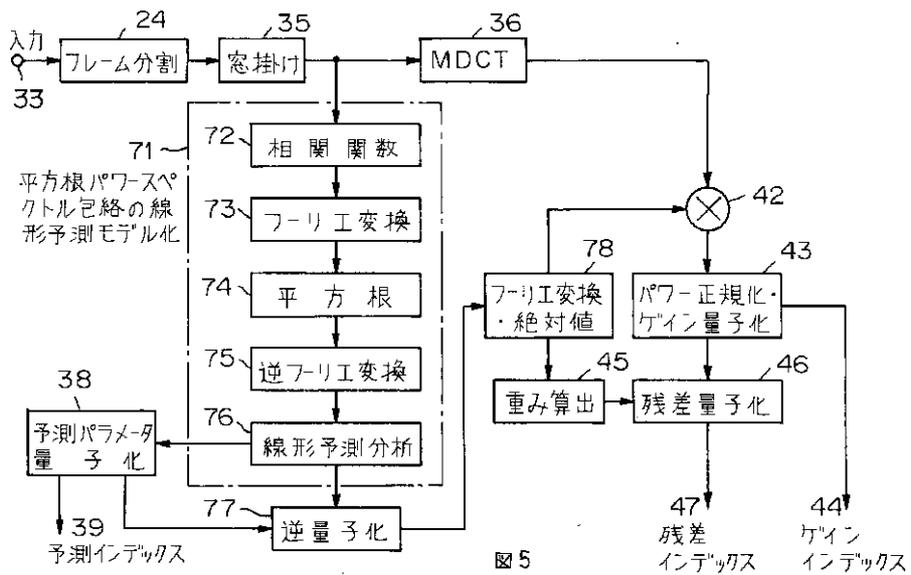
【図 4】



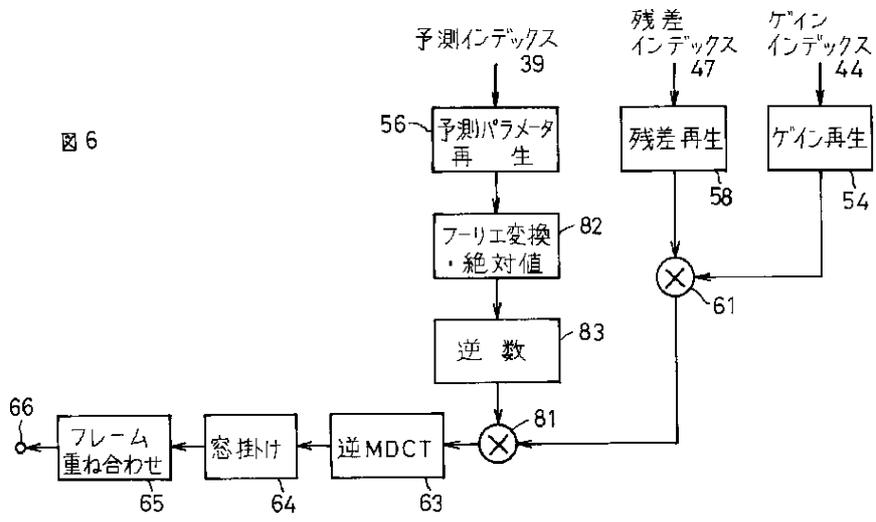
【図3】



【図5】



【図 6】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

G10L 19/00