

(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 1 3 号

( P 3 1 8 6 0 1 3 )

(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. <sup>7</sup>	識別記号	F I
G 1 0 L	19/04	G 1 0 L 9/14 J
	11/00	H 0 3 M 7/30 Z
	19/00	G 1 0 L 9/14 P
	19/02	
// H 0 3 M	7/30	7/06 Q

請求項の数 1 2

(全 1 1 頁)

最終頁に続く

(21)出願番号 特願平7-3888

(22)出願日 平成7年1月13日(1995.1.13)

(65)公開番号 特開平8-194497

(43)公開日 平成8年7月30日(1996.7.30)

審査請求日 平成10年11月13日(1998.11.13)

(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

(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

(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

(74)代理人 100066153

弁理士 草野 卓

審査官 渡邊 聡

(56)参考文献 特開 平7 - 261800 ( J P , A )

(58)調査した分野 ( Int. Cl. 7 , D B 名 )

G10L 19/00

最終頁に続く

(54)【発明の名称】音響信号変換符号化方法及びその復号化方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力音響信号を時間領域から周波数領域の信号に変換し、その変換された周波数領域信号のパワースペクトル包絡の平方根を求め、そのパワースペクトル包絡の平方根で上記周波数領域信号で正規化し、その残差信号と、上記パワースペクトル包絡を得るための信号とそれぞれ符号化する音響信号変換符号化方法において、

上記パワースペクトル包絡の平方根を表す包絡を線形予測分析でモデル化する過程と、

その線形予測パラメータを量子化して上記パワースペクトル包絡を得るための符号化情報とする過程と、

その量子化された線形予測パラメータを逆量子化する過程と、

その逆量子化された線形予測パラメータからパワースペ

2

クトル包絡の平方根の逆数を求め、これを上記正規に用いる過程と、

を有することを特徴とする音響信号変換符号化方法。

【請求項 2】 上記パワースペクトル包絡の平方根を線形予測分析でモデル化する過程は、上記入力音響信号を線形予測分析する過程と、これにより得られた線形予測パラメータから L P C ケプストラムを求める過程と、上記 L P C ケプストラムの各係数を 2 で割る過程と、その 2 で割られた L P C ケプストラムから最小自乗法で線形予測パラメータを求める過程とよりなることを特徴とする請求項 1 記載の音響信号変換符号化方法。

【請求項 3】 上記逆量子化された線形予測パラメータからパワースペクトル包絡の平方根の逆数を求める過程は、上記逆量子化された線形予測パラメータから得た線形予測係数をフーリエ変換し、その絶対値を求める過程

10

であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の音響信号変換符号化方法。

【請求項 4】 上記逆量子化された線形予測パラメータからパワースペクトル包絡の平方根の逆数を求める過程は、上記逆量子化された線形予測パラメータから得た L S P パラメータについて単位円上でスペクトルを求める過程であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の音響信号変換方法。

【請求項 5】 上記パワースペクトル包絡の平方根を表す包絡を線形予測分析でモデル化する過程は、上記入力音響信号を線形予測分析する過程と、その線形予測分析により得られた線形予測パラメータから L P C ケプストラムを求める過程と、その得られた L P C ケプストラムの各係数を 2 で割る過程と、その 2 で割る過程とよりなり、上記 L P C ケプストラムを量子化して上記パワースペクトル包絡を得るための符号化情報とし、上記逆量子化線形予測パラメータから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求める過程は、上記量子化 L P C ケプストラムを逆量子化する過程と、その逆量子化された L P C ケプストラムをフーリエ変換する過程と、そのフーリエ変換出力をサンプルごとに指数変換する過程とよりなることを特徴とする請求項 1 記載の音響信号変換符号化方法。

【請求項 6】 上記パワースペクトル包絡の平方根を表す包絡を線形予測分析でモデル化する過程は、上記入力音響信号を線形予測分析する過程と、その線形予測により得られた線形予測パラメータから L P C ケプストラムを求める過程とよりなり、上記 L P C ケプストラムを量子化して上記パワースペクトル包絡を得るための符号化情報とし、上記逆量子化線形予測パラメータから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求める過程は、上記量子化 L P C ケプストラムを逆量子化する過程と、その逆量子化された L P C ケプストラムをフーリエ変換する過程と、そのフーリエ変換出力をサンプルごとに 2 で割る過程と、その 2 で割られた各値を指数変換する過程とよりなることを特徴とする請求項 1 記載の音響信号変換符号化方法。

【請求項 7】 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 インデックスが示す線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求める過程とを有し、上記平方根パワースペクトル包絡で上記残差信号を除算して上記逆正規化を行うことを特徴とする音響信号変換復号化方法。

【請求項 8】 上記平方根パワースペクトル包絡の逆数を求める過程は、上記第 2 インデックスから線形予測係数を得、その線形予測係数をフーリエ変換し、その各サ

ンプルの絶対値をとる過程であることを特徴とする請求項 7 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 9】 上記平方根パワースペクトル包絡の逆数を求める過程は、上記第 2 インデックスから L S P パラメータを得、その L S P パラメータについて単位円上でスペクトルを求める過程であることを特徴とする請求項 7 記載の音響信号変換復号化方法。

【請求項 10】 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 インデックスが示す線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータから対応するインパルス応答を算出する過程と、

その算出したインパルス応答をフーリエ変換して平方根パワースペクトルを求める過程と、

上記平方根パワースペクトルを上記残差信号に乗算して上記逆正規化を行う過程と、

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 11】 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 インデックスが示す線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータから L P C ケプストラムを求める過程と、

上記 L P C ケプストラムをフーリエ変換する過程と、そのフーリエ変換された各サンプルを指数変換して、上記平方根パワースペクトルの包絡を得る過程と、

上記平方根パワースペクトルを上記残差信号に乗算して上記逆正規化を行う過程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 12】 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、そ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 インデックスが示す線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータから L P C ケプストラムを求める過程と、

上記 L P C ケプストラムをフーリエ変換する過程と、そのフーリエ変換された各サンプルを 2 で割算する過程と、

その 2 で割算された各サンプルを指数変換して上記平方根パワースペクトルの包絡を得る過程と、

上記平方根パワースペクトルを上記残差信号に乗算して上記逆正規化を行う過程とを有することを特徴とする音響信号変換復号化方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は音楽信号や音声信号のような音響信号を周波数領域の信号に変換し、これを、そのパワースペクトル包絡の平方根で正規化して残差信号を得、この残差信号を量子化すると共に、上記パワースペクトル包絡を得るための情報を補助情報として量子化

【0002】

【従来の技術】オーディオ信号を高能率に符号化する方法として、原音信号をフレームと呼ばれる5～50ms程度の一定間隔の区間に分割し、その1フレームの信号にMDC T（変形離散コサイン変換）を用いて時間・周波数変換を行って周波数領域信号を得、これを、そのパワースペクトル包絡（周波数特性の包絡）と、そのパワースペクトル包絡で周波数領域信号を平坦化した残差信号との2つの情報に分離し、それぞれを符号化することが提案されている。

【0003】この提案されている符号化方法及びその復号化方法を図7を参照して説明する。符号器31において入力端子33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34に入力されて、N入力サンプルごとに過去2×Nサンプルの入力系列を抽出し、長さ2×Nサンプルの入力フレームに生成され、窓掛手段35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MDC T手段36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。

【0004】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37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38で量子化される。この量子化の方法としては、予測係数をLSPパラメータに変換して量子化するLSP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39が送出される。

【0005】また前記量子化予測係数は周波数概形計算手段41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38の量子化出力を逆量子化し、例えば図8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×N-P-1個の0をつなげて作った長さ2×Nのサンプル系列をFFT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し

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。

【0006】図7の説明に戻って、正規化手段42において、MDC T手段36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43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44が出力される。

【0007】また周波数概形計算手段41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45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46で、手段43からの正規化残差信号を手段45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46で量子化されたベクトル値を示すインデックス47が出力される。以上のように符号器31から、予測係数量子化インデックス39と、ゲイン量子化インデックス44と残差量子化インデックス47とが出力される。

【0008】これらインデックス39、44、47を入力された復号器32は図7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39は再生手段56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57で周波数概形計算手段41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58で入力されたインデックス47から量子化正規化残差信号が再生される。再生手段59で入力されたインデックス44から正規化ゲインが再生される。パワー逆正規化手段61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62で周波数概形計算手段57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MDC T手段63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64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65で長さ2×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66に出力される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】図7に示した符号化、復号化方法においては、復号化器32において、インデックス39から逆量子化予測係数を求め、これを図8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、各サンプ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。かつ、そのハードウェア規模も大となり、高価なものとなる。例えば符号化音楽信号を復号化する上で、上述のように処理時間が長くなることは実用に適せず、またハードウェア規模が大、高価な多数の復号化器を普及させる点から好ましくない。

【0010】また逆量子化予測係数からパワースペクトル包絡を直接求めるには高い演算精度が要求され、演算語長が短い復号化器で実現するには障害となる。この発明の目的は復号化器でパワースペクトル包絡のサンプルごとの平方根を演算する必要をなくす変換符号化方法を提供することになる。この発明の他の目的はサンプルごとの平方根演算を必要としない変換復号化方法を提供することにある。

【0011】この発明の更に他の目的はサンプルごとの平方根演算のみならず、演算語長の短い変換復号化方法を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明の符号化方法によれば、変換符号化中のスペクトル包絡の符号化のために、パワースペクトル包絡の平方根を表す包絡を線形予測分析でモデル化し、その線形予測パラメータを量子化して、平方根パワースペクトル包絡を得るための符号化情報とし、その量子化されたパラメータを逆量子化し、その逆量子化されたパラメータから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求め、これを周波数領域に変換された信号の正規化に用いる。

【0013】つまり、パワースペクトル包絡の平方根を表す包絡を線形予測分析でモデル化することは、例えば入力音響信号の自己相関を求め、これをフーリエ変換し、その変換結果の各サンプルのパワーの平方根を求め、その平方根の系列を逆フーリエ変換し、この変換結果、つまりパワースペクトルの平方根について線形予測分析を行うことである。この線形予測分析パラメータの量子化出力が復号化側に入力されるから、復号器では平方根演算を行うことなく、平方根パワースペクトル包絡またはその逆数を求めることができる。

【0014】パワースペクトル包絡の平方根を線形予測分析でモデル化するには、入力音響信号を線形予測分析し、その線形予測パラメータからLPCケプストラムを求め、そのLPCケプストラムの各係数を2で割り、その2で割ったLPCケプストラムから最小自乗法で線形予測パラメータを求める（請求項2）。逆量子化線形予

測パラメータから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求めるには、逆量子化された線形予測パラメータから線形予測係数（パラメータ）を求め、その線形予測係数をフーリエ変換し、その各サンプルの絶対値を求める（請求項3）。

【0015】逆量子化線形予測係数から平方根パワースペクトル包絡の逆数を求めるには逆量子化された線形予測パラメータからLSPパラメータを求め、そのLSPパラメータについて単位円上でスペクトルを計算する（請求項4）。上記モデル化は入力音響信号を線形予測分析し、その線形予測分析結果のパラメータからLPCケプストラムを求め、そのLPCケプストラムの各係数を2で割ることであり、その2で割ったLPCケプストラムを量子化して、スペクトル包絡の平方根を得るための符号（インデックス）として出力し、上記パワースペクトルの平方根を得るには上記量子化LPCケプストラムを逆量子化し、更にフーリエ変換し、そのフーリエ変換された各サンプルを指数変換して得る（請求項5）。

【0016】請求項5におけるモデル化において、上記2での割算を省略し、代わりに逆量子化LPCケプストラムのフーリエ変換した各サンプルを2で割算した後、指数変換してもよい（請求項6）。請求項7の復号化方法によれば、入力された符号から線形予測係数またはこれと等価なパラメータ（例えばLSP）を逆量子化し、これから平方根パワースペクトル包絡の逆数を求め、その平方根パワースペクトル包絡の逆数で、入力符号の逆量子化により得た残差信号を除算して逆正規化した周波数領域信号を得る。ここで平方根パワースペクトル包絡とは、本来のシステムのパワースペクトル包絡のサンプルごとの平方根に対応する周波数領域の系列である。上記平方根パワースペクトル包絡の逆数は、再生された線形予測パラメータから線形予測係数（パラメータ）を得、この線形予測係数をフーリエ変換し、その各サンプルの絶対値をとって得る（請求項8）。又は再生された線形予測パラメータからLSPパラメータを求め、そのLSPパラメータについて単位円上でスペクトルを計算する（請求項9）。

【0017】請求項10の復号化方法によれば、入力された符号から線形予測係数またはこれと等価なパラメータ（例えばLSP）を逆量子化し、これから対応するインパルス応答を算出し、そのインパルス応答をフーリエ変換して平方根パワースペクトル包絡を求め、その平方根パワースペクトル包絡を、入力符号の逆量子化により得た残差信号に乗算して逆正規化された周波数領域信号を得る。

【0018】請求項11の復号化方法では、平方根パワースペクトル包絡は、再生線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータからLPCケプストラムを求め、そのLPCケプストラムをフーリエ変換し、そのフーリエ変換された各サンプルを指数変換して得る。請求項1

2の復号化方法では、平方根パワースペクトル包絡は、再生線形予測パラメータまたはこれと等価なパラメータからLPCケプストラムを求め、そのLPCケプストラムをフーリエ変換し、そのフーリエ変換の各サンプルを2分の1してから指数変換して得る。

【0019】

【実施例】図1に請求項1の発明の実施例を示し、図7と対応する部分に同一符号を付けてある。この実施例では窓掛け手段35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を線形予測分析でモデル化する手段71に分岐供給される。手段71は例えばまず相関関数手段72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。この代わりに図2Aに示すように自己相関関数はP+1個の点まで相関関数手段72aで求め、その結果についてP次の線形予測分析を線形予測分析手段72bで行い、求まった線形予測係数を、先のP+1点までの自己相関関数に対し、P+2次以降N点まで相関関数として外挿手段72cで外挿してもよい。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2N点の実フーリエ変換をフーリエ変換手段73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。

【0020】このパワースペクトルの各点の平方根を平方根手段74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75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76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38で量子化してインデックス39を得る。このインデックス39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。

【0021】この量子化手段38の量子化出力を逆量子化手段77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78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MDC T手段36よりの周波数領域信号に各サンプルごとに乗算器42で乗算して正規化する。その他の処理は図5の場合と同一である。

【0022】図2Bに示すように、相関関数のフーリエ変換手段73で得たパワースペクトルを平方根手段74で平方根をとってもよい。更に図2Cに示すように、入力信号系列をP点の自己相関関数を手段72aで求め、これを手段72bで線形予測分析し、その分析結果と対応するインパルス応答を手段72dで求めてN点の自己相関関数を得てもよい。つまり手段72bの線形予測分析結果をフィルタ係数とするフィルタのインパルス応答を求めてN点の自己相関関数を求めることもできる。線形予測係数をフーリエ変換するとパワースペクトル包絡の逆数となるが、手段72dで求めたインパルス応答を手段73でフーリエ変換して絶対値をとってパワースペクトル包絡を得る。このフーリエ変換手段73の代わりに、手段72dで得たインパルス応答の相関関数を求め、その相関関数をフーリエ変換してパワースペクトル包絡を得てもよい。

【0023】なお、何れの場合も手段76での線形予測分析の次数に対して、相関関数手段72の次数は例えば5割増し程度として、周波数成分によりかたよることなく、なるべく長い相関関数を求め、なるべく忠実な情報がフーリエ変換手段73に入力されるようにする。平方根パワースペクトル包絡の線形予測でのモデル化法の更に他の手法を図3Aに示す(請求項2)。この例ではLPCケプストラムを介して平方根スペクトルに対応する線形予測係数を求める。つまり相関関数手段72aにより入力音響信号の自己相関関数を求め、これを手段72bで線形予測分析する。この線形予測パラメータから漸化式演算手段91によりLPCケプストラムを求める。つまり入力音響信号のp次線形予測における予測パラメータ $c_k$  ( $k=1, \dots, p$ )からj次LPCケプストラム係数 $c_j$ を求める計算手順は以下のように知られている。通常pは10から20程度とするがLPCケプストラムの次数nはpの2倍から3倍必要である。

【0024】

【数1】

$$c_j = \begin{cases} -\alpha_j & j = 1 \\ -\sum_{k=1}^{j-1} \left(1 - \frac{k}{j}\right) \alpha_k c_{j-k} - \alpha_j, & 1 < j \leq p \\ -\sum_{k=1}^p \left(1 - \frac{k}{j}\right) \alpha_k c_{j-k}, & p < j \leq n \end{cases}$$

【0025】パワースペクトルの平方根はLPCケプストラムの領域では単にすべての係数に0.5をかけるだけであり、手段91よりのLPCケプストラムを手段92において2で割算してパワースペクトル包絡の平方根を求め、これを正規方程式演算手段93で線形予測パラメータを求め、更に必要に応じて例えばLSPパラメータで量子化手段38において量子化してインデックス39として出力する。手段93ではLPCケプストラムと線形予測パラメータとの上記の関係を逆に使えばよいが、LPCケプストラム係数の個数は線形予測パラメータの個数よりはるかに多いので、すべてのLPCケプスト\*20

10\*ラムの拘束をみたく線形予測パラメータは一般に存在しない。そこで、上記の関係を回帰式とみなしてLPCケプストラムの回帰誤差e<sub>i</sub>の自乗を最小化するように線形予測パラメータを求める。この場合、求まった線形予測パラメータの安定性は保障されないので、例えばPARCOR係数に変換するなどの安定性チェックが必要である。線形予測パラメータとLPCケプストラムの関係を以下のように行列で表す。

【0026】

【数2】

$$A^T = [\alpha_1, \dots, \alpha_p]$$

$$C^T = [c_1, \dots, c_n]$$

$$D = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{1}{2} c_1 & 1 & \dots & 0 \\ \frac{2}{3} c_2 & \frac{1}{3} c_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{(p-1)}{p} c_{p-1} & \frac{(p-2)}{p} c_{p-2} & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{(n-1)}{n} c_{n-1} & \frac{(n-2)}{n} c_{n-2} & \dots & \frac{(n-p)}{n} c_{n-p} \end{pmatrix}$$

$$E^T = [e_1, \dots, e_n]$$

$$E = DA + C$$

【0027】以上の関係で、LPCケプストラムの回帰 50 誤差エネルギーd = E<sup>T</sup> Eを最小化するために以下の正規

方程式を手段 9 3 で解けば線形予測パラメータを得ることができる。

$$D^T D A = - D^T C$$

上述ではパワースペクトル包絡の平方根を線形予測モデル化したものの量子化出力として線形予測パラメータ、または L S P パラメータなどを用いたが、図 3 B に示すように、1 / 2 手段 9 2 の出力を量子化手段 3 8 で量子化してインデックス 3 9 として出力してもよい。この場合は符号化器側で逆量子化手段 7 7 で逆量子化された 1 / 2 L P C ケプストラムを手段 7 8 でフーリエ変換して

対数パワースペクトル包絡に変換し、更に手段 9 4 で指数変換を行って平方根パワースペクトル包絡を得、この逆数を手段 9 5 でとって図 1 の乗算器 4 2 へ出力する。

【 0 0 2 8 】更に図 3 C に示すように手段 9 2 を省略し、代わりにフーリエ変換手段 7 8 より対数パワースペクトル包絡の各サンプルを手段 9 6 を 1 / 2 して指数変換手段 9 4 へ供給してもよい。以上のようにインデックス 3 9 として、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）を線形予測分析して量子化したものを用いることにより、以下に述べるように復号化器での処理が図 5 の場合よりも簡単になる。

【 0 0 2 9 】請求項 7 の発明の復号化方法実施例を図 4 に示し、図 7 と対応する部分に同一符号を付けてある。この実施例でも再生手段 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 1 の説明から明らかなように、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で乗算器 6 1 よりの再生された残差信号が割算器 6 2 において割算され周波数領域信号が再生される。その他は図 5 の場合と同様である。

【 0 0 3 0 】図 5 A に請求項 1 0 の発明の実施例を示し、図 7 と対応する部分に同一符号を付けてある。この実施例では、図 1 で得られたインデックス 3 9 が再生手段 5 6 で逆量子化され、この逆量子化線形予測係数のインパルス応答が手段 8 4 で求められ、そのインパルス応答はフーリエ変換手段 8 5 でフーリエ変換され、その絶対値がとられて平方根パワースペクトル包絡が得られ、これが乗算器 6 1 からの残差信号に乘算器 8 6 で乗算されて周波数領域信号が再生される。

【 0 0 3 1 】フーリエ変換手段 8 2 では逆量子化線形予測係数にゼロを付加してフーリエ変換を行う。量子化手段 3 8 での量子化は線形予測係数を L S P 係数に変換して行うと便利である。この点でインデックス 3 9 として L S P 係数を示すものを用いてもよい。この場合、復号器におけるフーリエ変換手段 8 2 , 8 5 の代わりに、単位円上でスペクトルの値を計算して電力伝達関数（パワースペクトル）を求める。この計算方法は、例えば 1 9

8 5 年東海大学出版会発行、古井貞熙著「デジタル音声処理」9 1 頁に示されている。

【 0 0 3 2 】図 3 B の符号化方法に対応した復号化方法の一部を図 5 B に示す。この場合は予測パラメータ再生手段 5 6 で 1 / 2 L P C ケプストラムであり、これがフーリエ変換手段 8 2 により対数パワースペクトル包絡に変換し、これを手段 9 7 により各サンプルごとに指数変換して平方根パワースペクトル包絡を得、これを乗算器 8 6 へ供給する。図 3 C に示す符号化方法に対する復号化法では図 6 A に示すように、図 5 B におけるフーリエ変換手段 8 2 よりの対数パワースペクトル包絡を手段 9 8 で 1 / 2 にしてから指数変換手段 9 7 へ供給すればよい。

【 0 0 3 3 】図 5 A においてインパルス応答を求める代わりに、図 6 B に示すように再生手段 5 6 からの再生された P 次の線形予測係数から P A R I O R 係数に変換しさらに P 次までの相関関数を求め、手段 9 9 で漸化式で P 次以上を外挿してフーリエ変換手段 8 5 へ供給してもよい。上述において線形予測パラメータは、線形予測係数（パラメータ）、L S P パラメータ、パーコール係数などを意味し、従って予測インデックス 3 9 はこれら各種の形態の何れかで量子化されたものである。そして符号化法、復号化法においても、その予測インデックス 3 9 を逆量子化し、その逆量子化したものをそのまま利用する場合と他の線形予測パラメータに変換して利用してもよい。

【 0 0 3 4 】上述において相関関数手段 7 2 ( 7 2 a ) として、M D C T 手段 3 6 の出力、つまり周波数領域信号の絶対値をとり、これを逆フーリエ変換して自己相関関数を求めてもよい。更に時間領域から周波数領域への変換は離散的フーリエ変換（高速フーリエ変換）、離散的コサイン変換など他の手法によってもよい。

【 0 0 3 5 】

【発明の効果】以上述べたように、この発明の符号化方法によれば、周波数領域信号の平方根パワースペクトルの包絡を線形予測パラメータでモデル化し、その線形予測パラメータを量子化して符号化出力としているため、この発明の復号化方法に示すように、復号化において平方根演算を必要とせず、復号化器の処理が軽減される。

【 0 0 3 6 】更に線形予測パラメータやこれと等価なパラメータからなるパワースペクトル包絡を計算する際には、一般に高い演算精度が必要となるが、平方根パワースペクトルは変動の範囲が通常のパワースペクトルより少ないので要求される精度も少なくて済む。また同じ理由により、平方根パワースペクトルはパワースペクトルより線形予測パラメータを量子化する際、特にベクトル量子化を用いるときのビット数を削減できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】請求項 1 の発明の実施例を適用した符号化器の例を示すブロック図。

【図2】図1中の平方根パワースペクトル包絡の線形予測モデル化手段71の他の各種手法を示すブロック図。

【図3】Aはモデル化手段71の更に他の例を示すブロック図、B及びCはその更に他の例及び正規化のための平方根パワースペクトル包絡の逆数を得る手段を示す図である。

【図4】請求項6の発明の実施例を適用した復号化器の例を示すブロック図。

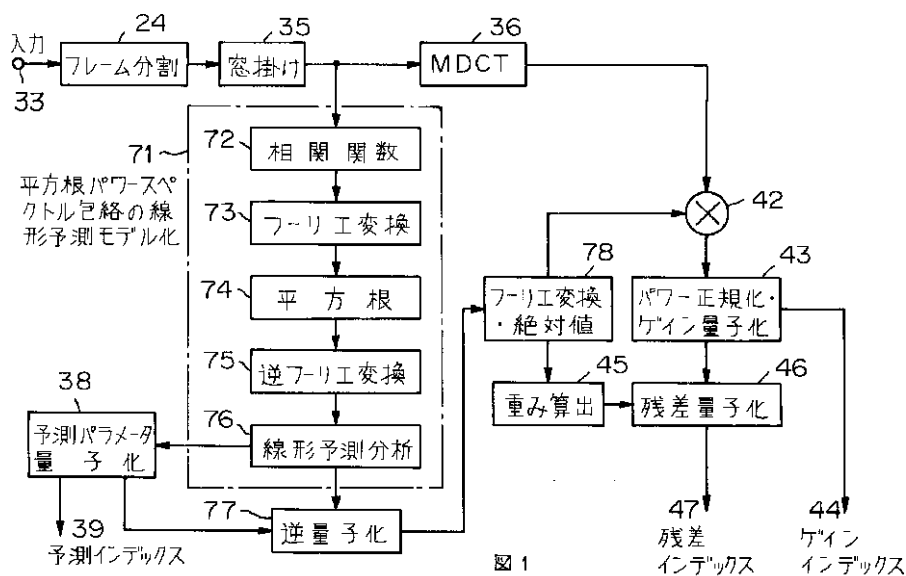
【図5】Aは請求項8の発明を適用した復号化器の例を示すブロック図、Bは他の復号化法の一部を示すブロック図である。

【図6】平方根パワースペクトル包絡の復号化の他の例を示すブロック図。

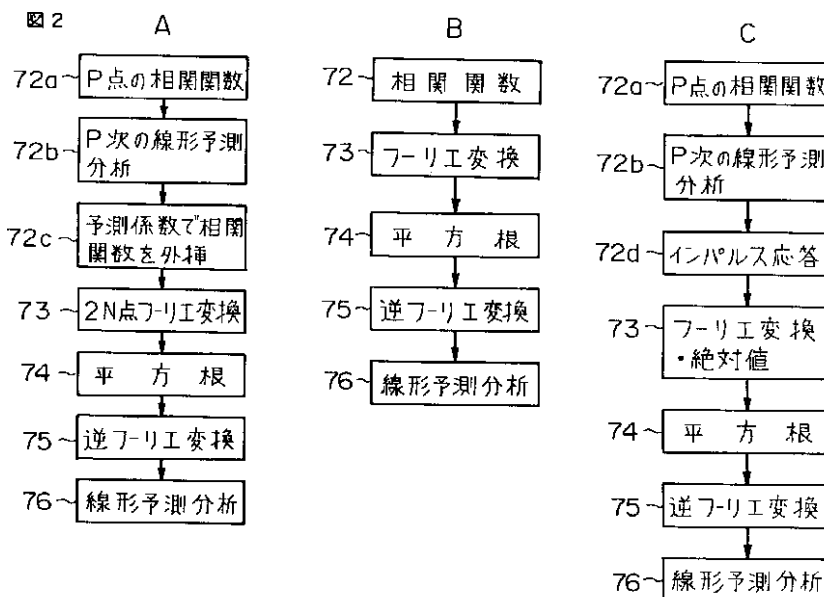
【図7】先に提案した音響信号変換符号化復号化器を示すブロック図。

【図8】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1】

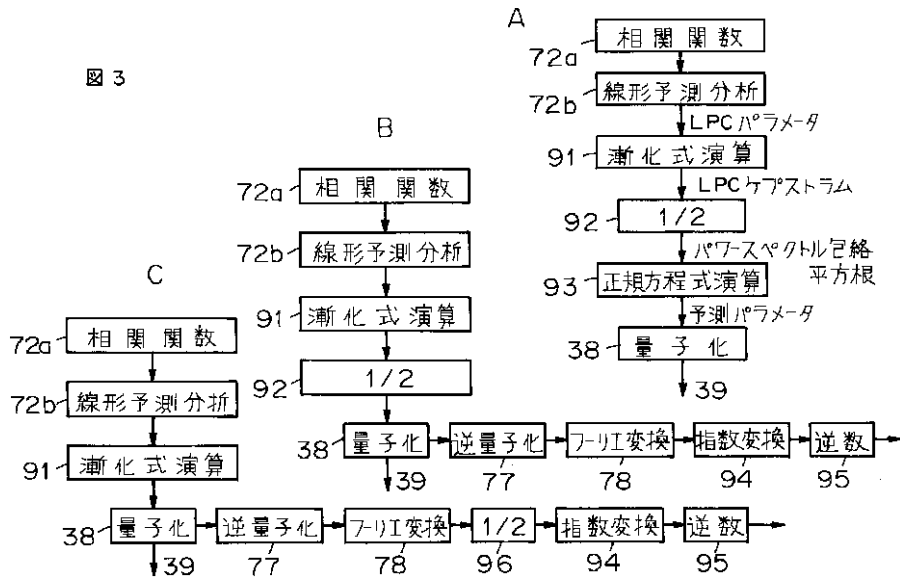


【図2】

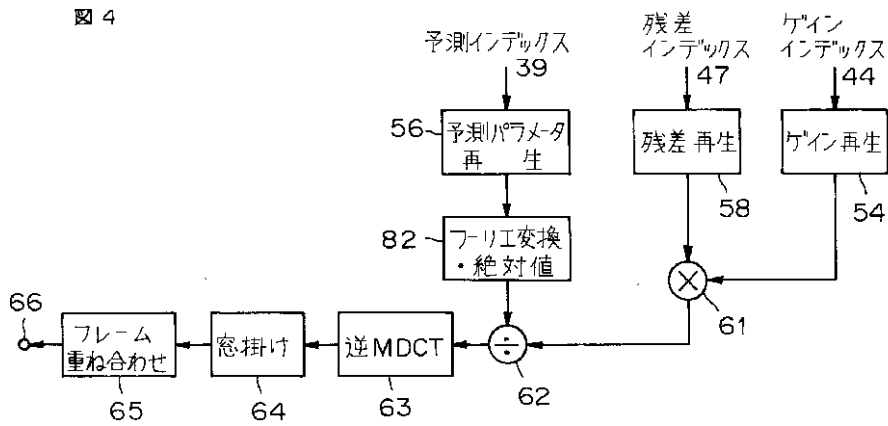




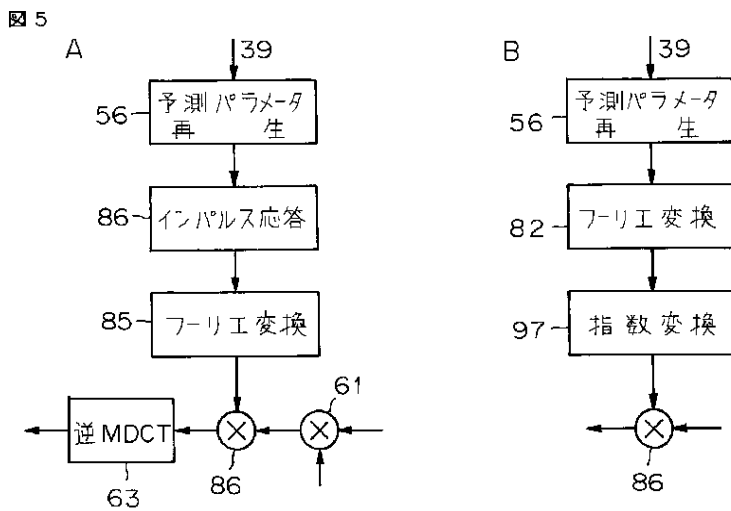
【図3】



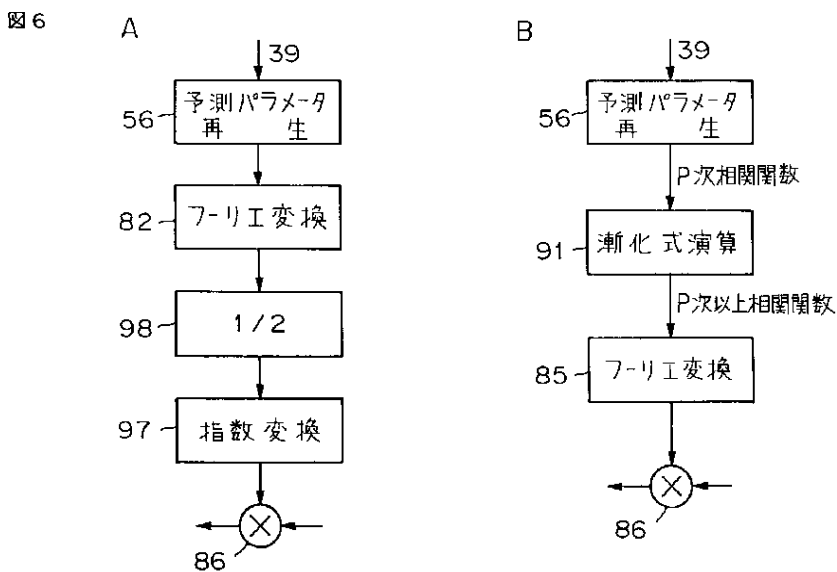
【図4】



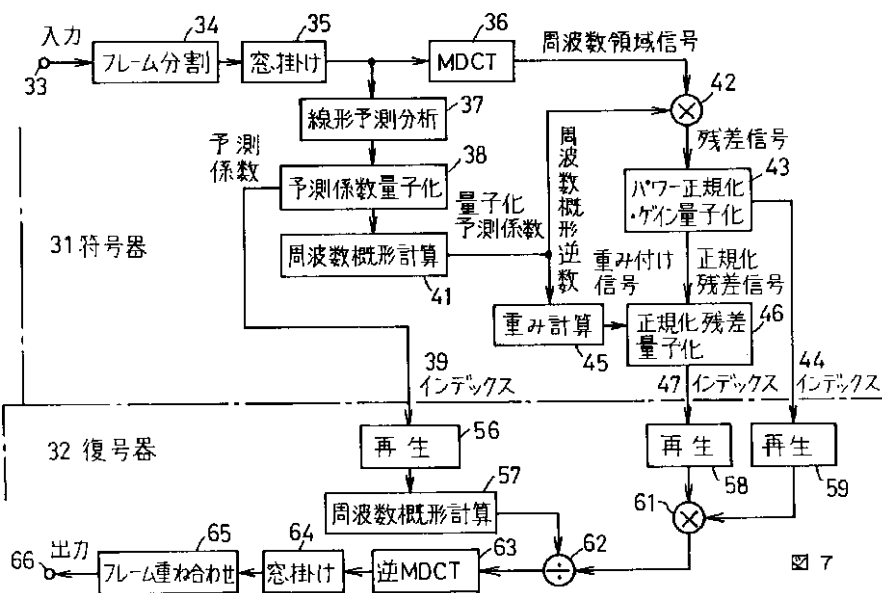
【図5】



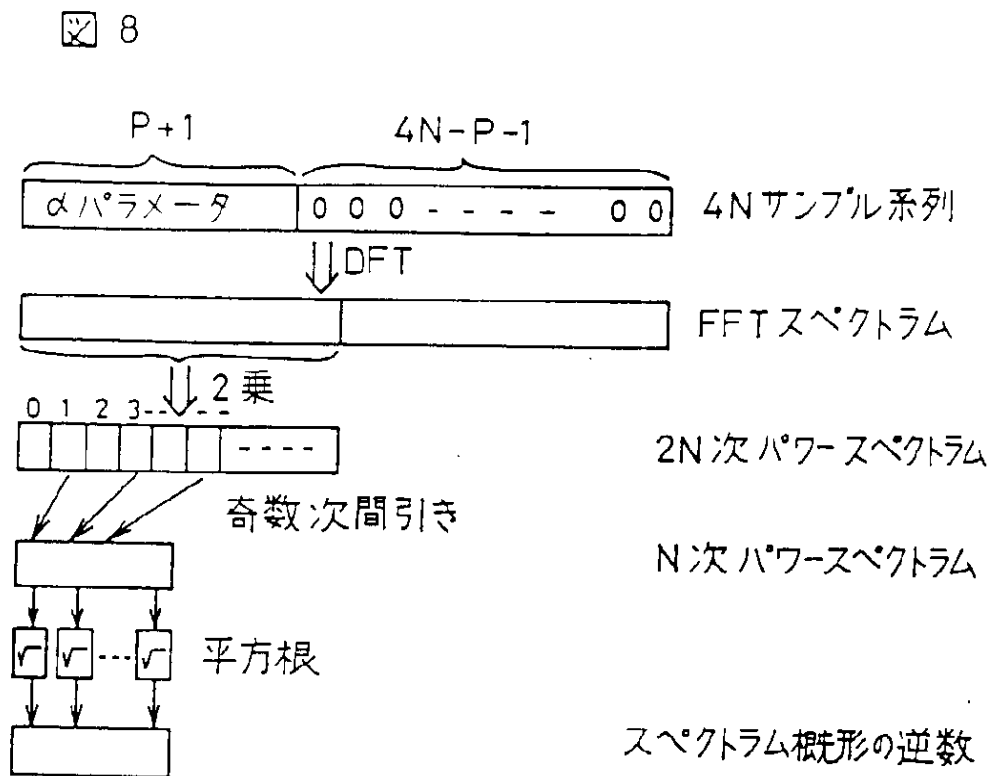
【図 6】



【図 7】



【図8】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

G 1 0 L 9/18

E