

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 (B 2)

(11)特許番号

特許第 3 2 3 5 7 0 3 号

(P 3 2 3 5 7 0 3)

(45)発行日 平成13年12月4日(2001.12.4)

(24)登録日 平成13年9月28日(2001.9.28)

(51)Int. Cl. ⁷	識別記号	F I
G 1 0 L	19/06	H 0 3 H 17/02 6 0 1 F
	19/12	G 1 0 L 9/14 H
H 0 3 H	17/02	6 0 1 S

請求項の数 1 1

(全 1 4 頁)

(21)出願番号	特願平7-51174	(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3月10日(1995.3.10)	(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8-248996	(72)発明者	間野 一則 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8年9月27日(1996.9.27)	(72)発明者	三樹 聡 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
審査請求日	平成10年11月13日(1998.11.13)	(74)代理人	100066153 弁理士 草野 卓
		審査官	山下 剛史

最終頁に続く

(54)【発明の名称】デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 p 次の線形予測係数によりフィルタ係数が設定される全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る過程と、

上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換して、これをフィルタ係数とする過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 2】 音声や楽音などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と

2

符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、

上記差信号に対し聴覚特性に応じた重み付けを施す全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求める予測分析過程と、

上記線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、

上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ

タ係数決定方法。

【請求項 3】 音声や音楽などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、上記合成信号の合成と聴覚特性に応じた重み付けを行うデジタルフィルタの係数決定方法において、上記入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求める予測分析過程と、上記線形予測係数を量子化して量子化線形予測係数を作る量子化過程と、上記線形予測係数及び上記量子化線形予測係数をそれぞれ n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、上記線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、上記量子化線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算する過程と、上記加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 4】 上記変形過程では、上記入力信号と、これと対応した聴覚特性を考慮したマスキング関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行うことであることを特徴とする請求項 2 又は 3 記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 5】 上記変形は、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 μ_j を乗算して行うことを特徴とする請求項 4 記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 6】 上記変形は上記対応関係に基づいて、 q 個 (q は 2 以上の整数) の 1 以下の正定数 κ_k ($k = 1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、 κ_k 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら κ_k 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて、加減算して行うことを特徴とする請求項 4 記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 7】 符号化音声や楽音符号等の入力符号の復号化合成信号に対し、量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を行う全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記入力符号から得られた p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 8】 入力符号中の p 次の線形予測係数を用いて信号を合成すると共に量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を同時に行うデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記 p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラムに係数を得る変形過程と、上記線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算する加算過程と、上記加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 9】 上記変形過程は、上記入力符号の復号合成信号と、これと対応した聴覚特性を考慮した強調特性関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行うことであることを特徴とする請求項 7 又は 8 記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 10】 上記変形は上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 μ_j を乗算して行うことを特徴とする請求項 9 記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項 11】 上記変形は、上記対応関係に基づいて、 q 個 (q は 2 以上の整数) の 1 以下の正定数 κ_k ($k = 1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、 κ_k 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら q 個の κ_k 倍した線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて加減算して行うことを特徴とする請求項 9 記載のデジタルフィルタの係数決定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は線形予測係数をフィルタ係数とするデジタルフィルタ、特に音声や楽音のような音響信号の符号化において聴覚特性を考慮した重み付けを行う聴覚重み付けデジタルフィルタや音響信号の符号化符号の復号化合成における量子化雑音を聴覚特性を考慮して抑圧するポストデジタルフィルタなどの

音響信号処理用の全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数を決定する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来において音響信号を線形予測符号化により低ビットレートに符号化する方法の典型としてCELP(Code Excited Liner Prediction:符号励振線形予測)があげられる。この概略処理を図1Aに示す。入力端子11からの入力音声信号は5~10ms程度のフレームごとに線形予測分析手段12で線形予測分析され、p次の線形予測係数 a_i ($i = 1, 2, \dots, p$) が求められ、この線形予測係数 a_i は量子化手段13で量子化され、この量子化線形予測係数は線形予測合成フィルタ14にフィルタ係数として設定される。合成フィルタ14の励振信号が適応符号帳15に記憶され、適応符号帳15から制御手段16からの入力符号に応じたピッチ周期で励振信号(ベクトル)が切出され、これが繰返されてフレーム長とされ、利得付与手段17で利得が付与され、加算手段18を通じて励振信号として合成フィルタ14へ供給される。減算手段19で入力信号から合成フィルタ14より

の合成信号が差し引かれ、その差信号は聴覚重み付けフィルタ21で聴覚特性のマスキング特性と対応した重み付けがなされ、制御手段16によりこの重み付けされた差信号のエネルギーが最小となるように適応符号帳15の入力符号(つまりピッチ周期)が探索される。
【0003】その後、制御手段16により雑音符号帳22から雑音ベクトルが順次取出され、利得付与手段23で利得が付与された後、先に選択した適応符号帳15からの励振ベクトルに加算されて励振信号として合成フィルタ14へ供給され、先の場合と同様に聴覚重み付け

フィルタ21よりの差信号のエネルギーが最小となる雑音ベクトルが選択される。最後に、これら選択された適応符号帳15及び雑音符号帳22からの各ベクトルに対して、それぞれ利得付与手段17, 23で付与する各利得が最適となるように、前述と同様に聴覚重み付けフィルタ21の出力信号のエネルギーが最小となるものを探索して決められる。量子化線形予測係数を示す符号と、適*

$$f(z) = (1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}) / (1 + \sum_{i=1}^p \hat{a}_i z^{-i}) \quad (1)$$

は $i = 1$ から p まで

この場合、下記(2)に示すように合成フィルタ14の

$$h(z) = 1 / (1 + \sum_{i=1}^p \hat{a}_i z^{-i}) \quad (2)$$

$$p(z) = 1 / (1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}) \quad (3)$$

は $i = 1$ から p まで

聴覚重み付けフィルタの第2の形式は入力信号から求めたp次の線形予測係数(量子化していない) \hat{a}_i と、二つ

$$f(z) = (1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}) / (1 + \sum_{i=1}^p \hat{a}_i z^{-i}) \quad (4)$$

は $i = 1$ から p まで

この場合、聴覚重み付けフィルタの特性は量子化線形予

* 応符号帳15、雑音符号帳22よりそれぞれ選択されたベクトルを示す各符号と、利得付与手段17, 23に与えられた各最適利得を示す符号とが符号化出力とされる。図1A中の線形予測合成フィルタ14と聴覚重み付けフィルタ21とを合成して図1Bに示すように聴覚重み付け合成フィルタ24とすることもある。この場合入力端子11からの入力信号を聴覚重み付けフィルタ21を通して差手段19へ供給する。

【0004】このCELP符号化に対する復号は図2Aに示すように行われる。入力端子31からの入力符号中の線形予測係数符号が逆量子化手段32で逆量子化され、逆量子化線形予測係数は線形予測合成フィルタ33にフィルタ係数として設定される。入力符号中のピッチ符号により適応符号帳34から励振ベクトルが切出され、また雑音符号により雑音符号帳35から雑音ベクトルが選択され、これら符号帳34, 35からの各ベクトルは利得付与手段36, 37で入力符号中の利得符号に応じてそれぞれ利得が付与された後加算手段38で加算されて合成フィルタ33に励振信号として与えられる。合成フィルタ39より合成信号にポストフィルタ39で、量子化雑音が聴覚特性を考慮して小さくなるように処理されて出力される。合成フィルタ33とポストフィルタ39とを合成して図2Bに示すように聴覚特性を考慮した合成フィルタ41とされることもある。

【0005】人間の聴覚はある周波数成分が大きいと、その近くの周波数成分の音が聞きにくくなるマスキング特性がある。従って聴覚重み付けフィルタ21で周波数軸上においてパワーが大きな部分の歪みを軽く、小さな部分の歪みを重く重み付け、つまり入力信号の周波数特性とほぼ反対の特性を与えて、再生信号の音が入力信号の音により近いものが得られるようにされている。

【0006】従来においてはこの聴覚重み付けフィルタの伝達特性は下記の2つに限定されていた。第1の形式は合成フィルタ14で用いるp次の量子化線形予測係数 \hat{a}_i と1以下の定数(例えば0.7) α を用いて(1)式で表せるものである。

フィルタに通すことは前記分子と分母とが相殺され下記(3)式の特性 $p(z)$ のフィルタに励振ベクトルを通せばよく、演算が簡単になる。

【0007】

の1以下の定数 α_1, α_2 (例えば0.9と0.4)とを用いて下記(4)式のように表せる。

【0008】

測係数 \hat{a}_i を用いる合成フィルタの特性とは前記相殺ができないため、演算量はかかるが、より高度な聴覚制御

が可能となる。

【0009】ポストフィルタ39はホルマント強調、高域強調を行って量子化雑音を低減するものであり、従来*

$$f(z) = \frac{(1 - \mu z^{-1}) \prod_{i=1}^p (1 + \alpha_i z^{-1})}{\prod_{i=1}^p (1 + \beta_i z^{-1})} \quad (5)$$

は $i = 1$ から p まで

α_i は逆量子化された p 次の線形予測係数、 μ はスペクトルの傾斜を補正する定数で例えば 0.4 , α_3 , α_4 はスペクトルの山を強調するための 1 以下の正定数で例えば 0.5 と 0.8 である。線形予測係数 α_i は C E L P 符号のように入力符号中にこれを示す符号が存在する場合はそれを用い、入力符号中にその符号がない符号化方式の復号の場合は合成フィルタよりの合成信号を線形予測分析して求める。

【0010】図1、図2中の各フィルタは通常はデジタルフィルタとして構成される。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】上述したように聴覚重み付けフィルタにおいてはその特性を制御するパラメータは α_1 の1個又は α_1, α_2 の2個のみであり、入力信号の特性により適した高精度の聴覚重み付け特性とすることはできなかった。C E L P 符号化の場合は、励振ベクトルごとに聴覚重み付けフィルタを通す必要があり、より複雑な特性を実現する構成とすると、演算量が著しく増大するため、実際には適用困難である。

【0012】ポストフィルタにおいてもその特性を制御できるパラメータは μ, α_3, α_4 の3個であり、高精度で聴覚特性を反映させることはできなかった。また一般に線形予測係数をフィルタ係数とするデジタルフィルタにおいて、比較的簡単な構成で伝達特性をきめこまかに制御することはできなかった。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明によれば p 次の線形予測係数によりフィルタ係数が設定される全極形又は移動平均形デジタルフィルタにおいて、上記線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数（以下 L P C ケプストラム係数と記す）に変換し、その L P C ケプストラム係数を変形して n 次の変形 L P C ケプストラム係数とし、この変形 L P C ケプストラム係数と最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換して、フィルタ係数とする。ここで m は p と等しくても多少異なっていてよい。つまり p より大として近似精度を高くしたり、 p より小として演算量を減少するようにしてもよい。

【0014】請求項2の発明によれば音響入力信号と合成信号との差信号が最小になるように符号化符号を決定する符号化法に用いられ、差信号に対して聴覚特性に応じた重み付けを施す全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求め、その線形予

*用いられているこのフィルタの伝達特性 $f(z)$ は次式で与えられるものであった。

測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測ケプストラム係数を変形過程で変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得て、その変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0015】請求項3の発明では音声や音楽などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、上記合成信号の合成と聴覚特性に応じた重み付けとを行うデジタルフィルタの係数決定方法において、上記入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求めその線形予測係数を量子化して量子化線形予測係数を作り、これら線形予測係数及び量子化線形予測係数をそれぞれ n 次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数を変形過程で変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得、上記量子化線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算し、この加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0016】請求項4の発明では請求項2又は3の方法において、上記変形過程では、上記入力信号と、これと対応した聴覚特性を考慮したマスキング関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行う。請求項5の発明では請求項4の発明において上記変形は、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 κ_j を乗算して行う。

【0017】請求項6の発明では請求項4の発明において上記変形は上記対応関係に基づいて、 q 個 (q は2以上の整数) の 1 以下の正定数 κ_k ($k = 1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、 κ_j 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら κ_j 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて、加算して行う。

【0018】請求項7の発明によれば符号化音声や楽音符号等の入力符号の復号化合成信号に対し、量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を行う全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記入力符号から得られた p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測ケプス

トラム係数を変換過程で変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得、その変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0019】請求項 8 の発明によれば入力符号中の p 次の線形予測係数を用いて信号を合成すると共に量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を同時に行うデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記 p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測ケプストラム係数を変換過程で変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得、その変形線形予測ケプストラム係数と上記線形予測ケプストラム係数とを加算し、その加算された線形予測ケプストラム係数と最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0020】請求項 9 の発明は請求項 7 又は 8 の発明において上記変換過程は、上記入力符号の復号合成信号と、これと対応した聴覚特性を考慮した強調特性関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行う。請求項 10 の発明では請求項 9 の発明において上記変形は上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 κ_j を乗算して行う。

$$c_j = - \kappa_j \quad : \quad j = 1$$

$$c_j = - \kappa_j (1 - (k/j)) \quad : \quad 1 < j \leq n$$

は $k = 1$ から j まで

$c_j = - \kappa_j (1 - (k/j))$ から c_{j-k} まで $p - n$ 次に L P C ケプストラム係数 c_j を変形して聴覚重み付けフィルタに適するようにする (S_3)。例えば入力信号の対数パワースペクトル特性が図 3 B に示すものとして得られ、この特性に好ましいマスキング関数の対数パワースペクトル特性が図 3 C に示すものとして得られる場合、これら入力信号、マスキング関数の各対数パワースペクトル特性をそれぞれ逆フーリエ変換して n 次の L P C ケプストラム係数を求め、例えば図 3 D、C にそれぞれ示す L P C ケプストラム係数が得られ、これら両 n 次の L P C ケプストラム係数の各対応次数の比を例えば κ_j とし、入力信号とそのマスキング関数との対応関係を求め、この対応関係に基づいて前記 L P C ケプストラム係数 c_j に対する変形を行って n 次の変形 L P C ケプストラム係数 c_j を得る。前記対応関係は予め調べておけばよい。前記変形としては、例えば前記比 κ_j ($j = 1, \dots, n$) を L P C ケプストラム係数の対応するもの

* 【0021】請求項 11 の発明では請求項 9 の発明において、上記変形は、上記対応関係に基づいて、q 個 (q は 2 以上の整数) の 1 以下の正定数 κ ($k = 1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j = 1, 2, \dots, n$) に対し、 κ^j 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら q 個の κ^j 倍した線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて加減算して行う。

【0022】

10 【実施例】図 3 A に請求項 2 の発明の実施例における処理手順を示す。この実施例は図 1 A に示した符号化方式における全極形の聴覚重み付けフィルタ 21 のフィルタ係数の決定にこの発明を適用した場合である。まず入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数 s_i ($i = 1, 2, \dots, p$) を求める (S_1)。この線形予測係数 s_i は図 1 A 中の線形予測分析手段 12 で得られたものを用いることができる。次にこの線形予測係数 s_i から n 次 L P C ケプストラム係数 c_n を求める (S_2)。この計算手順は下記 (6) 式で示す漸化式が知られている。通常 p は 10 から 20 程度とするが打ち切り誤差を小さくするために L P C ケプストラムの次数 n は p の 2 倍から 3 倍必要である。

【0023】

$$\kappa c_{j-k} - s_j \quad : \quad 1 < j \leq p \quad (6)$$

に乘算して変形 L P C ケプストラム係数 $c_j = c_j$ を求める。

30 【0024】次にこの変形 L P C ケプストラム係数 c_j を新たな m 次の線形予測係数に変換する (S_4)。この変換は L P C ケプストラム係数と線形予測係数の上記の関係を逆に使えばよいが、変形 L P C ケプストラム係数の個数 n は線形予測係数の個数 m よりはるかに多いので、すべての変形 L P C ケプストラム係数の拘束をみだす線形予測係数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変形 L P C ケプストラム係数 c_j の回帰誤差 e_j の自乗を最小化するように線形予測係数を求める。この場合、求めた線形予測係数の安定性は保障されないため、例えば P A R C O R 係数に変換するなどの安定性チェックが必要である。この新たな線形予測係数 s_j と変形 L P C ケプストラム c_j との関係を下のように行列で表す。

【0025】

【数 1】

$$A^T = [\alpha_1', \dots, \alpha_p'] \tag{7}$$

$$C^T = [c_1', \dots, c_n'] \tag{8}$$

$$D = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{1}{2}c_1' & 1 & \dots & 0 \\ \frac{2}{3}c_2' & \frac{1}{3}c_1' & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{(p-1)}{p}c_{p-1}' & \frac{(p-2)}{p}c_{p-2}' & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{(n-1)}{n}c_{n-1}' & \frac{(n-2)}{n}c_{n-2}' & \dots & \frac{(n-p)}{n}c_{n-p}' \end{pmatrix} \tag{9}$$

$$E^T = [e_1, \dots, e_n] \tag{10}$$

$$E = DA + C \tag{11}$$

以上の関係で、変形 LPC ケプストラム係数の回帰誤差エネルギー $d = E^T E$ を最小化するために以下の正規方程*

*式を解けばよい。

$$D^T D A = - D^T C \tag{12}$$

このようにして得られた新たな m 次の線形予測係数

\hat{c}_i を全極形の聴覚重み付けフィルタ 2 1 にフィルタ係数として用いる。

【0026】このように n 次の LPC ケプストラム係数 c_j に対して前記対応関係に応じた変形がなされ、前記のように \hat{c}_i を乗算する場合は、LPC ケプストラム係数 c_j の n 個のすべての要素に対し、互いに異なる変形を与えることもでき、その変形された LPC ケプストラム係数 c_j が p 次の線形予測係数 \hat{c}_i に戻され、その \hat{c}_i の各要素は前記 n 次の変形 LPC ケプストラム係数 c_j の各要素が反映されたものであるから、この新たな線形予測係数 \hat{c}_i に対し、従来よりも自由に精密な変形をすることが可能である。なお従来の方は第 1 形式では i 次の LPC ケプストラム係数 c_i を単に \hat{c}_i 倍するだけであり、これは LPC ケプストラム係数を周波数軸上で単調に減衰させるに過ぎない、第 2 形式では i 次の LPC ケプストラム係数 c_i を $(-\hat{c}_1^i + \hat{c}_2^i)$ 倍するに過ぎないことである。これと比較してこの発明は LPC ケプストラム係数の各要素に各別の変形をすることができ、従来よりも自由度がはるかに高く、例えば LPC ケプストラム係数を周波数軸上に単調に減衰させながら、その途中で小さい山や小さいくぼみをも

たせるなどこまかな制御をすることができる。先に述べたように新たな線形予測係数の次数 m は p と等しくても等しくなくてもよく、p より大とすることによって合成フィルタ特性の近似精度を高め、あるいは p より小として演算量を減少させてもよい。

【0027】図 1 B に示した線形予測合成フィルタと聴覚重み付けフィルタとを総合した一つの全極形フィルタ 2 4 のフィルタ係数の決定を請求項 3 の発明を適用した処理過程を図 4 に示す。合成フィルタは復号器でも使われるので線形予測係数は図 1 A 中の量子化手段 1 3 で量子化されたものが用いられ、つまり、線形予測係数 \hat{c}_i は量子化され、量子化線形予測係数 \hat{c}_i^s とされる (S_s)。合成フィルタのフィルタ係数の時間的更新もその線形予測係数の符号送出の周期と一致させる必要がある。これに対し聴覚重み付けフィルタのフィルタ係数は量子化の必要はなく、またフィルタ係数の時間的更新も自由である。いずれの線形予測係数も n 次の LPC ケプストラム係数に変換する。つまり線形予測係数 \hat{c}_i は n 次の LPC ケプストラム係数 c_j に変換され (S_2)、量子化線形予測係数 \hat{c}_i^s も n 次の LPC ケプストラム係数に変換される (S_6)。聴覚重み付け用線形予測係数 \hat{c}_i は図 3 A と同様なマスキング特性などで変形され

(S_3)、その変形 L P C ケプストラム係数 c_j を量子化線形予測係数の変形 L P C ケプストラム係数として一つの L P C ケプストラム係数に統合される (S_7)。時間領域でフィルタを縦続接続する場合は、対応する L P C ケプストラム係数を対応次数毎に加えることに相当することから、2つの系統の L P C ケプストラム係数を対応次数毎に加算すれば統合が実現できる。

【0028】最後に図3Aの実施例と同じように全極形の合成フィルタの p 次の線形予測係数に変換する (S_4)。この際、L P C ケプストラム係数の極性をすべて反転して変換すると移動平均形のフィルタ係数 (FIRフィルタの係数 = インパルス応答系列) が得られる。通常同じ特性を近似するには全極形フィルタのほうが次数が少なく済むが、安定性を保障するために移動平均形の法が便利な場合もある。

【0029】次に請求項5の発明による L P C ケプストラム係数の変形方法の実施例を図5Aに示す。この例では前記入力信号とマスキング関数との対応関係に基づいて q 個 (q は 2 以上の整数) の 1 以下の正定数 κ ($\kappa = 1, 2, \dots, q$) を定め、その定数 κ 毎に L P C ケプストラム係数 c_j の変形を行なう。例えば L P C ケプストラム係数 c_j の各次数 (要素) をそれぞれ κ^i 倍して、図5Bに示す q 個の変形 L P C ケプストラム係数 c^{\wedge}_q を作り、これらの q 個の変形 L P C ケプストラム係数 c^{\wedge}_q を対応次数ごとに前記対応関係に基づき加算または減算し、図5Cに示すように統合した変形 L P C ケプストラム係数 c_j を作成する。最後にこれまでの実施例と同様に L P C ケプストラム係数 c_j を m 次の線形予測係数に変換する (S_4)。

【0030】 i 次の L P C ケプストラム係数に定数 κ^i の i 乗をかけることは、つまり $\kappa^i c_j$ とすることは時間領域の多項式の z のかわりに z / κ を代入することに等しく、その操作の組み合わせでは合成フィルタの安定性が保たれることが特徴である。ただし、この発明では L P C ケプストラム係数を有限で打ち切ることや、最小自乗法で線形予測係数を求めるため、最終的な安定性のチェックは必要である。

【0031】次に請求項7の発明の実施例を図6Aを参照して説明する。まず入力符号から線形予測係数を取得する (S_{10})。つまり図2に示した復号化方式のように入力符号中に量子化線形予測係数を示す符号が含まれている場合はその符号を逆量子化して p 次の線形予測係数 \hat{c}_j を得る。入力符号中に量子化線形予測係数を示す符号が含まれていない場合は、復号合成信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を得る。

【0032】次にこの線形予測係数 \hat{c}_j を n 次の L P C ケプストラム係数 c_j に変換する (S_{11})。この変換は図3Aのステップ S_2 と同様に行えばよい。この L P C ケプストラム係数 c_j を変形して n 次の変形 L P C ケプストラム係数 c_j を得る (S_{12})。この場合も例えば

図3B~Eを参照しての説明と同様の手法で行われる。即ち復号合成信号の対数パワースペクトルに対し、その量子化雑音を抑圧するに適したホルマント強調、高域強調などを行う強調関数の対数パワースペクトルを求め、これら両対応スペクトルをそれぞれ逆フーリエ変換して、 n 次の L P C ケプストラム係数を得、両 n 次 L P C ケプストラム係数の対応次数 (要素) の例えば比を求め、対応関係を得る。この対応関係に基づき例えば前記比 β_j ($j = 1, 2, \dots, n$) を L P C ケプストラム係数 c_j の対応次数に乗算して変形 L P C ケプストラム係数 $c_j = \beta_j c_j$ を得る。

【0033】このようにして得られた変形 L P C ケプストラム係数 c_j は m 次の線形予測係数 \hat{c}_j に逆変換されて全極形のポストフィルタ39のフィルタ係数を得る (S_{13})。この逆変換は図3Aの逆変換ステップ S_4 と同様の手法で行う。このようにこの発明では L P C ケプストラム係数 c_j に変換してそれらの各次数 (要素) に対して独立した変形を行うことができ、従来よりも自由度が大となり、より高精度に目的とする強調関数に近づけることが可能となる。

【0034】図2B中の合成フィルタとポストフィルタとを統合したフィルタ41のフィルタ係数の決定方法の実施例、つまり請求項8の発明の実施例を図6Bに示す。この場合図6Aと同様に p 次の線形予測係数 \hat{c}_j を取得し (S_{10})、それを n 次の L P C ケプストラム係数に変換 (S_{11})、その L P C ケプストラム係数 c_j を変形して n 次の変形 L P C ケプストラム係数 c_j とする (S_{12})。この変形 L P C ケプストラム係数 c_j と、その変形前の L P C ケプストラム係数 c_j とを対応次数ごとに加算して統合した n 次の変形 L P C ケプストラム係数 c_j を得 (S_{14})、これを m 次の線形予測係数 \hat{c}_j に逆変換する (S_{13})。図4の実施例中で説明したと同様に、逆変換の際に (S_{13})、変形 L P C ケプストラム係数の極性のすべてを反転して変換することにより移動平均形のフィルタ係数を得てもよい。

【0035】更に図6中の係数変形ステップ (S_{12}) において、図5A中の係数変形ステップ (S_3) と同様に行うこともできる (請求項11)。即ち図7に示すように、前記復号合成信号と強調関数との対応関係に応じて q 個の 1 以下の正定数 κ ($\kappa = 1, \dots, q$) を定め、L P C ケプストラム係数 c_j にそれぞれ κ^i 倍したものの $\kappa^1 c_j, \kappa^2 c_j, \dots, \kappa^q c_j$ を得、これらに対応次数 (要素) ごとに、前記対応関係に基づいて加減算して、統合した変形 L P C ケプストラム係数 c_j を得る。

【0036】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば一旦、L P C ケプストラム係数に変換した状態で、その各係数 (要素) に対し、マスキング関数や強調関数に応じた変形を独立に行うことができ、従って従来よりも自由

度がずっと多く、マスキング関数や強調関数をより高精度に合わせることができ、しかもこの変形された状態を反映してp次の線形予測係数に逆変換してフィルタ係数を得ているため、フィルタの次数は従来と同一で済み、構成が複雑にならず、演算量もフィルタ自体については従来と同一であり、このことはCEL P方式の符号化のように多数の励振ベクトルをフィルタに通す場合に非常に有効である。

【0037】上述の説明から理解されるように一般に、線形予測係数をフィルタ係数とする全極形又は移動平均形のデジタルフィルタにおいて、前述したようにLPCケプストラム係数に変換して変形、その後、線形予測係数に戻すことにより、フィルタ次数を増加することなく、フィルタの伝達特性を種々に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】CEL P方式の符号化法を示すブロック図。

【図2】CEL P方式の符号化の復号方法を示すブロック図。

10

【図3】Aは請求項2の発明の実施例の処理手順を示す図、Bは入力信号の対数パワースペクトルの例を示す図、Cはその入力信号に適したマスキング関数の対数パワースペクトルの例を示す図、D及びEはそれぞれB及びCのパワースペクトルの変換したLPCケプストラム係数の例を示す図である。

【図4】請求項3の発明の実施例の処理手順を示す図。

【図5】Aは請求項6の発明の実施例の処理手順を示す図、BはそのLPCケプストラム係数 c_1, \dots, c_q に定数 a^1, \dots, a^q をそれぞれ乗算した変形LPCケプストラム係数 c^1, \dots, c^q を示す図、Cはこれらを統合した変形LPCケプストラム係数の各要素を示す図である。

【図6】Aは請求項7の発明の実施例の処理手順を示す図、Bは請求項8の発明の実施例の処理手順を示す図である。

【図7】請求項11の発明の実施例の処理手順を示す図。

【図3】

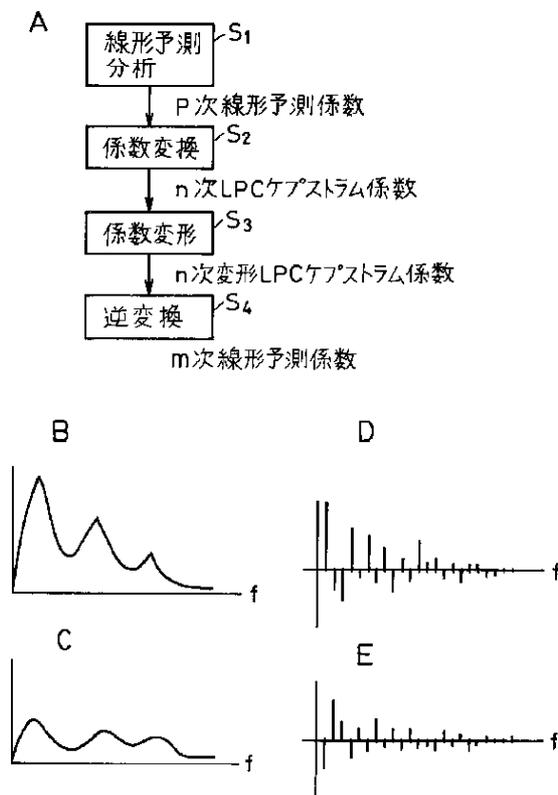


図3

【図1】

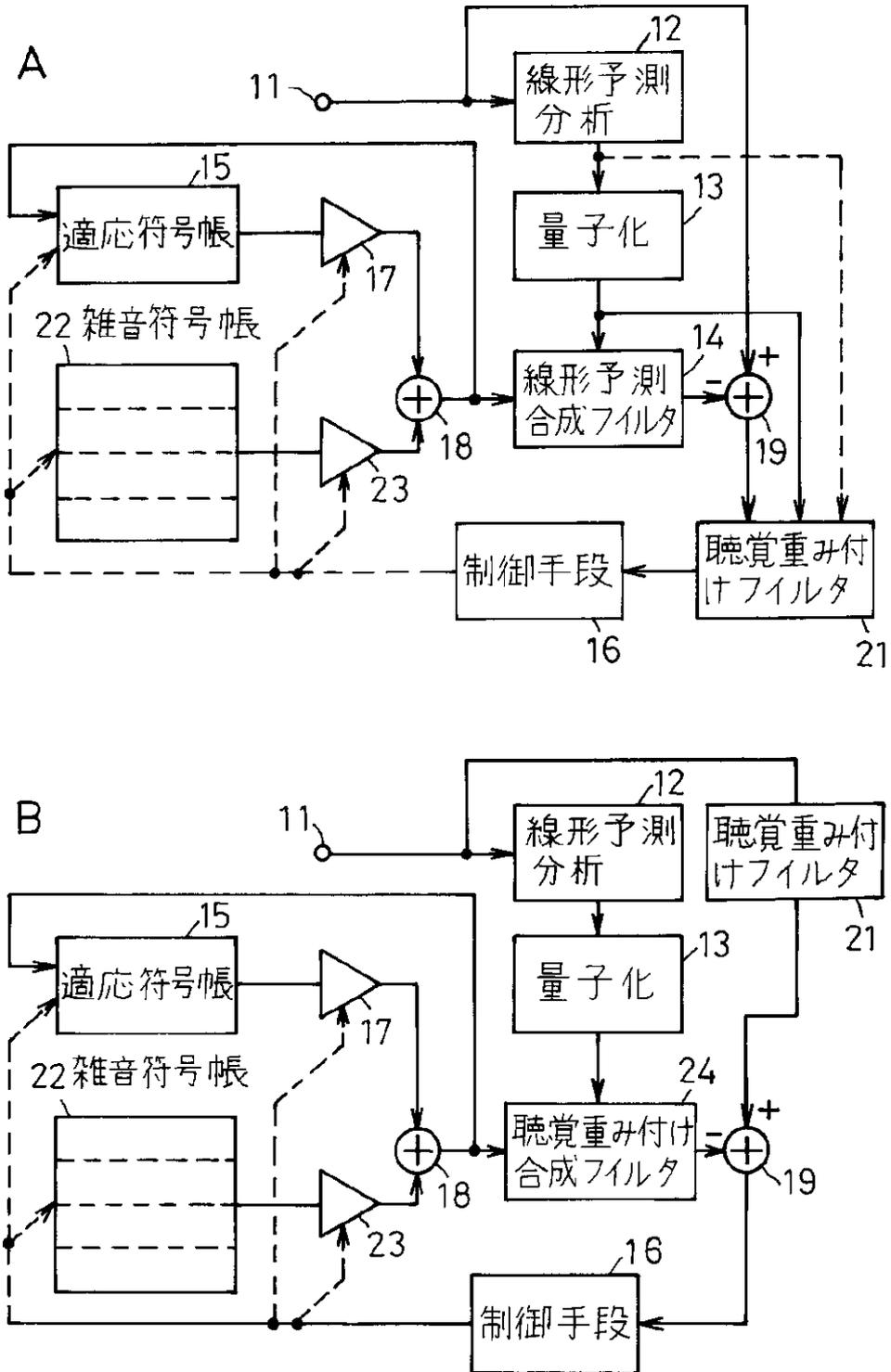


図1

【図2】

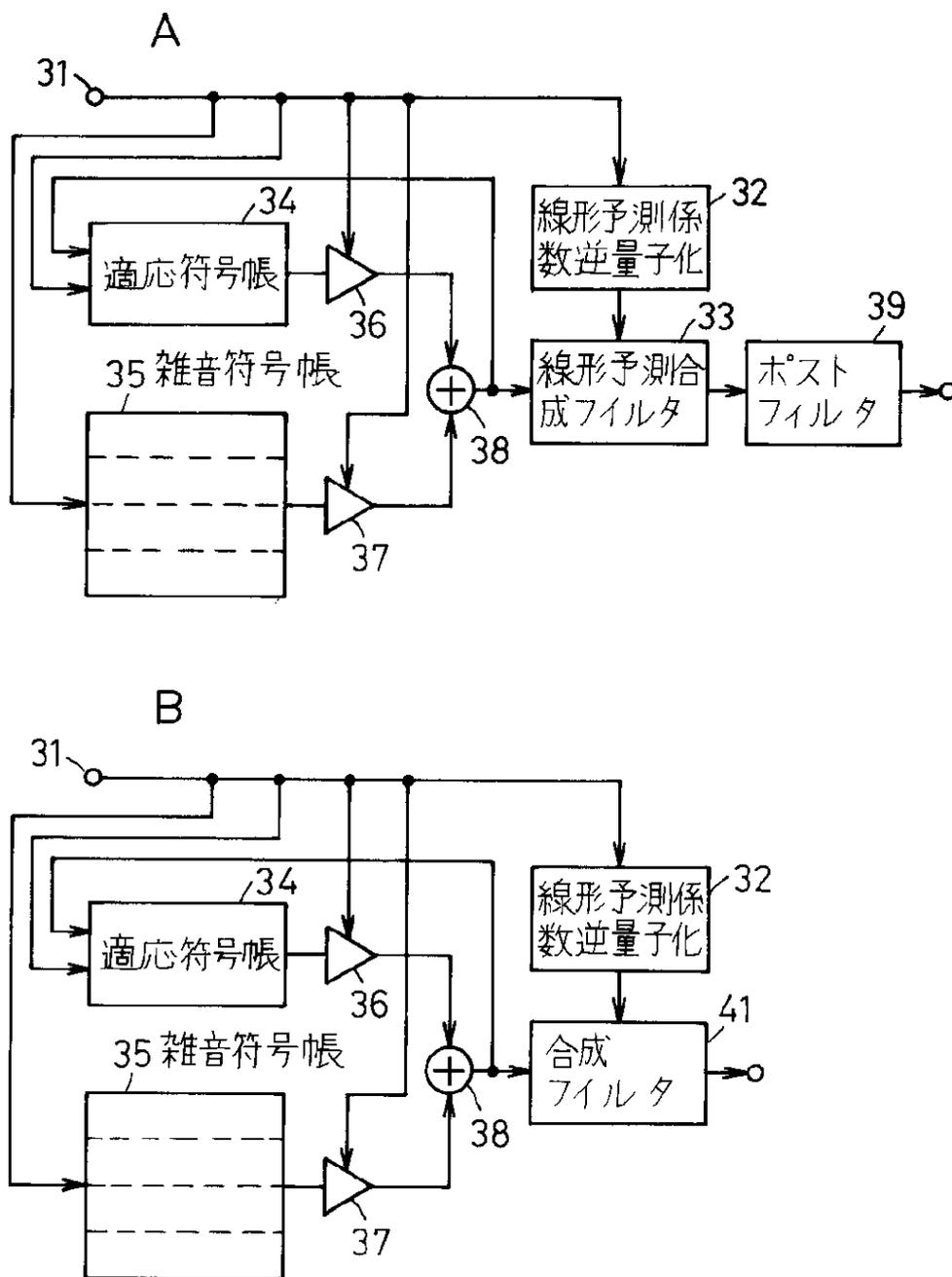


図2

【図4】

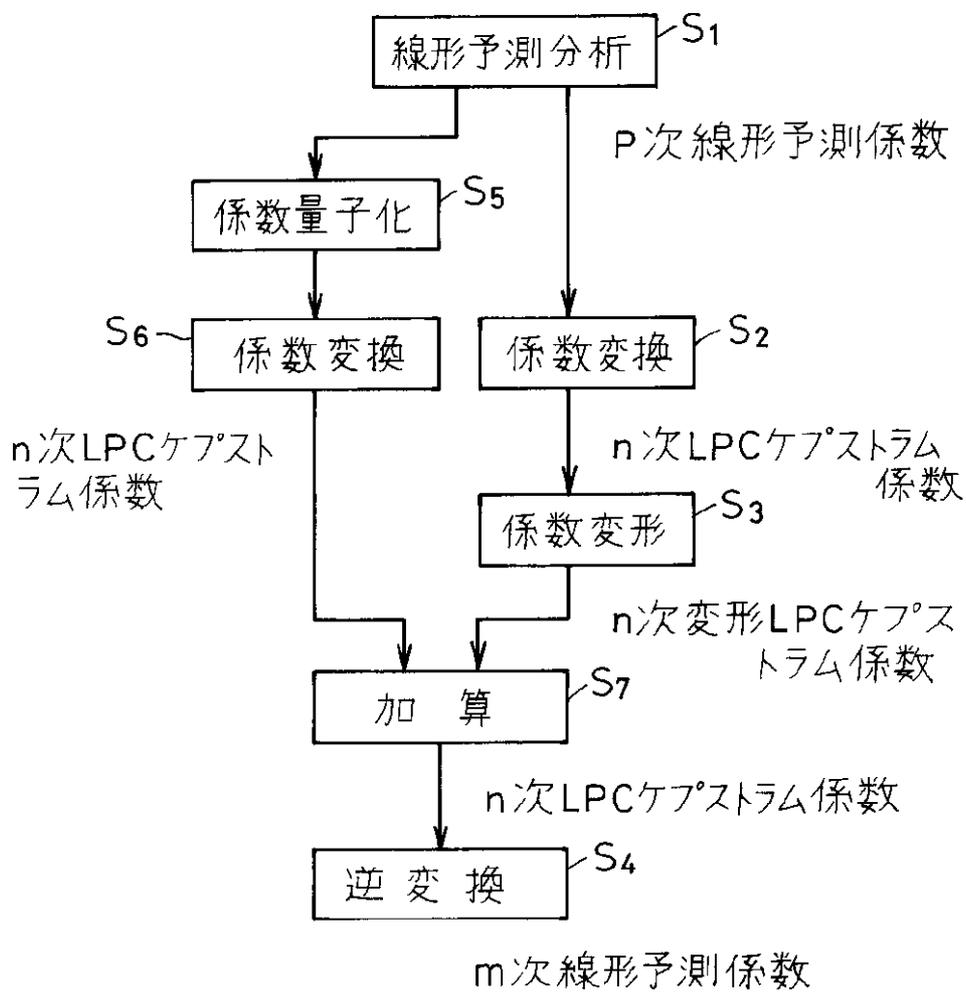
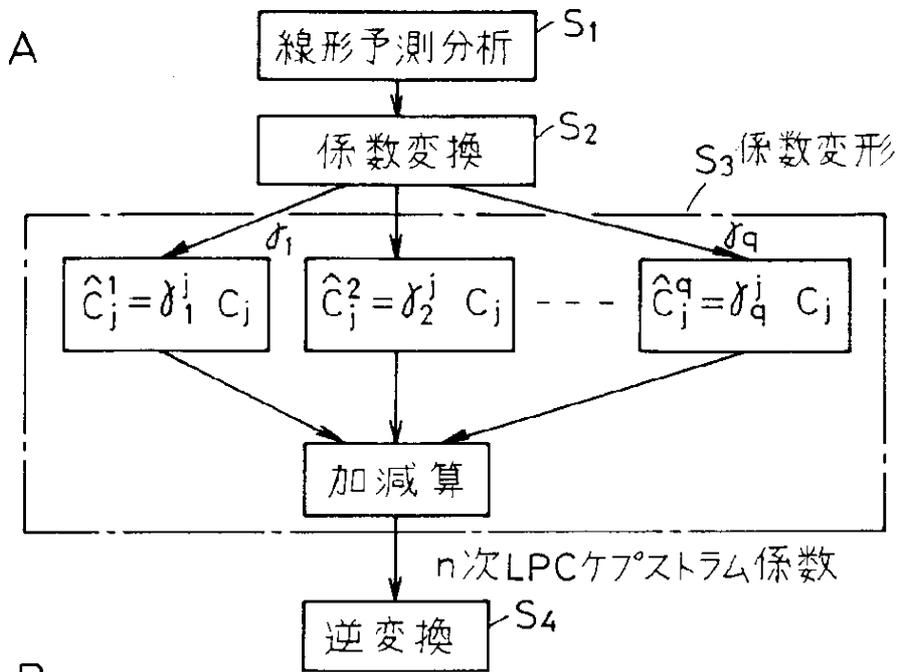


図4

【図5】



B

$$\hat{C}^1 = (\delta_1^1 C_1, \delta_1^2 C_2, \dots, \delta_1^n C_n)$$

$$\hat{C}^2 = (\delta_2^1 C_1, \delta_2^2 C_2, \dots, \delta_2^n C_n)$$

$$\vdots$$

$$\hat{C}^q = (\delta_q^1 C_1, \delta_q^2 C_2, \dots, \delta_q^n C_n)$$

C

$$\hat{C}_1 = \delta_1^1 C_1 + \delta_2^1 C_1 - \dots + \delta_q^1 C_1$$

$$\hat{C}_2 = \delta_1^2 C_2 + \delta_2^2 C_2 - \dots + \delta_q^2 C_2$$

$$\vdots$$

$$\hat{C}_n = \delta_1^n C_n + \delta_2^n C_n - \dots + \delta_q^n C_n$$

【図 6】

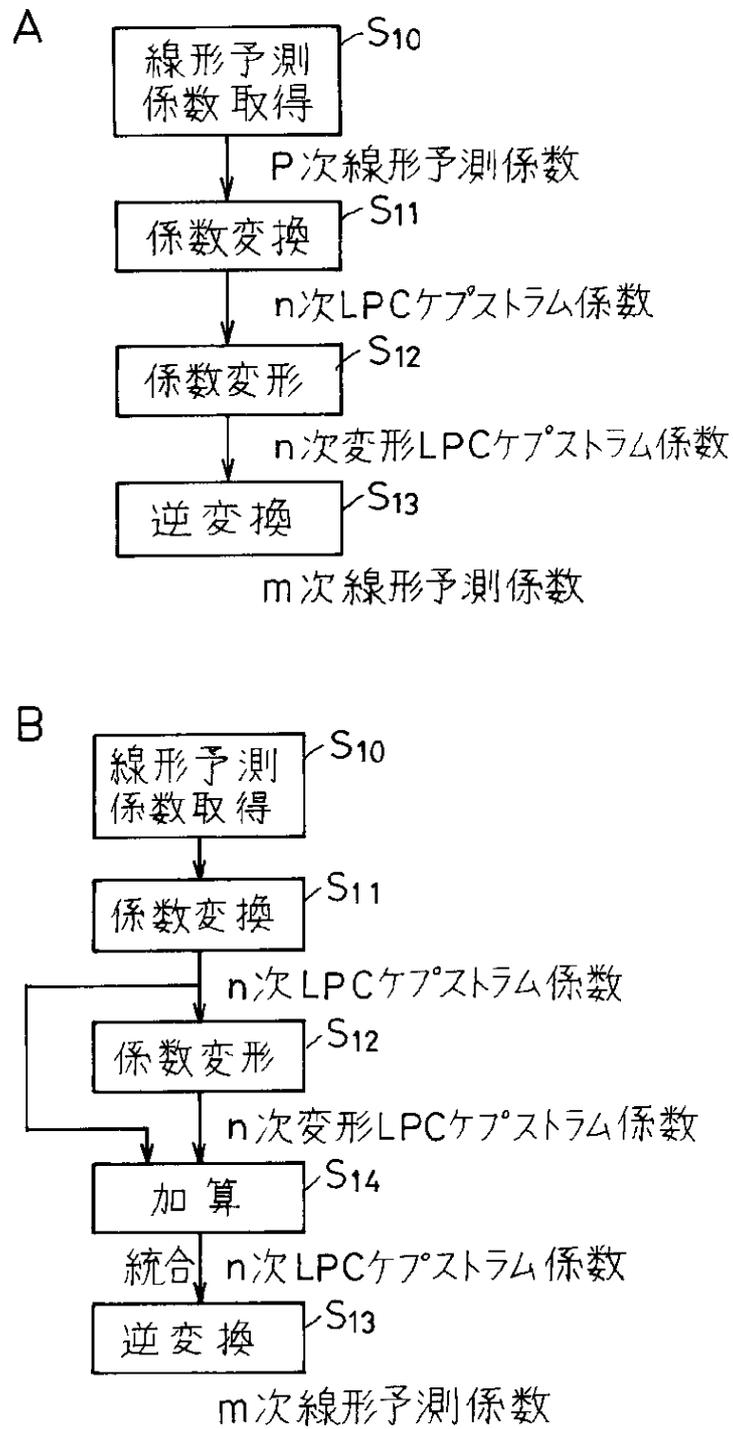


図 6

【図 7】

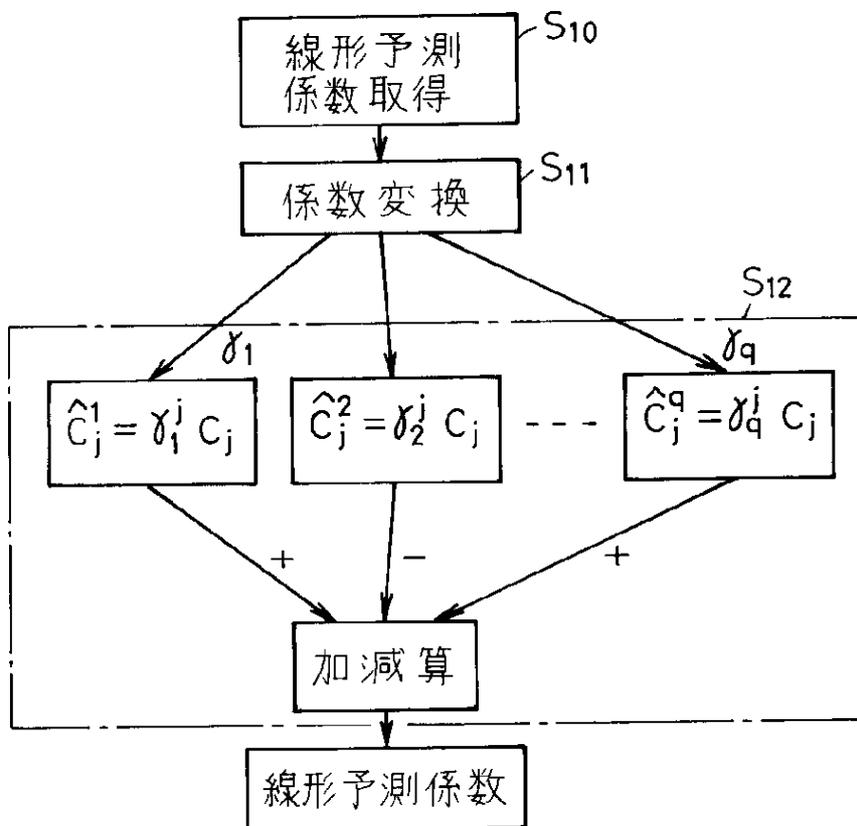


図 7

フロントページの続き

(72)発明者 大室 伸
 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

(56)参考文献 特開 平 3 - 138700 (J P , A)
 特開 平 5 - 188994 (J P , A)
 特開 平 7 - 44727 (J P , A)

(72)発明者 佐々木 茂明
 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

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B 名)
 G10L 19/00 - 19/14
 H03H 17/02