

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 (B)

(11)特許出願公告番号

特公平3 - 1 1 6 9 5

(24)(44)公告日 平成3年(1991)2月18日

| (51)Int. Cl. ⁵ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|---------------------------|-------|--------|-----|--------|
| H 0 4 B | 14/04 | | | |
| H 0 3 M | 3/00 | | | |

発明の数 1

(全6頁)

| | | | |
|----------|------------------|---------|------------------------------|
| (21)出願番号 | 特願昭59-53756 | (71)出願人 | 000000422 日本電信電話 (株) * |
| (22)出願日 | 昭和59年(1984)3月21日 | (72)発明者 | 誉田 雅彰 * |
| (65)公開番号 | 特開昭60-197032 | (72)発明者 | 守谷 健弘 * |
| (43)公開日 | 昭和60年(1985)10月5日 | (74)代理人 | 代理人コード : 6615 |

(54)【発明の名称】可変レ - ト木符号化方式

1

2

【特許請求の範囲】次の頁からクレームは始まります。

【特許請求の範囲】

1 入力されたサンプル値時系列の各入力サンプル値と、局部復号化値との差（予測残差）を求め、その差の値を最適パス探索部13に投入し、あるサンプル点から数サンプル先までの入力サンプル値と局部復号化値との間の量子化歪を最小とするような符号列を木符号化器14から探索し、その探索した符号列の上記あるサンプル点での符号を最適符号として出力すると共にこれを上記木符号化器14へ供給して木符号化を行い、その木符号化器14のパスに沿ったサンプル値として与えられる木符号の出力値（予測残差の量子化値）を予測フィルタ15に通して次の入力サンプル値に対する上記局部復号化値を作り、逐次符号化する木符号化方式において、上記入力サンプル値を線形予測分析部16で線形予測分析して予測係数を求め、その予測係数で逆フィルタのフィルタ係数を制御し、その逆フィルタへ上記入力サンプル値を供給して、予測残差を抽出し、部分区間設定部18で分析区間を複数の部分区間に分割し、その各部分区間ごとに上記予測残差の電力を予測残差電力算出部19で求め、その求めた予測残差電力の対数に比例した符号化ビット数をビット割当て部21で求め、その符号化ビット数を上記木

符号化器14のそのサンプル値に対する符号化ビット数とすることを特徴とする可変レート木符号化方式。

【発明の詳細な説明】

この発明はサンプル値時系列を量子化する際にあるサンプル点での量子化がそれ以降の符号化値の量子歪に影響を与える場合の木符号化方式に関するものである。

<従来技術>

30 この種の符号化法の中にはDPCM（差分パルス符号変調）やAPC（適応予測符号化）が代表的なものとしてあげられる。いずれもあるサンプル点における入力値と広い意味での線形予測値との差を量子化し、符号を生成することが基本となっている。しかし一定のサンプル数先までの符号化値の量子化歪を考慮して符号を決定する方が量子歪を低減することができる。

40 そこで従来から一定の長さをもつ符号化出力値の系列の候補の中から量子化歪を最小とする符号を逐次選択する方法がある。その代表的な方法として木符号化と呼ばれる方法がある。木符号化は第1図に示すような木構造によつて符号化器を記述し、符号系列 $C(n-1)$ 、 $C(n)$ 、 $C(n+1)$ ……に対応して木のパスが定められる。各ノード

(3)

5

から出る技の数は一定で、ビット数を $R(n) = R$ として $2^{R(n)}$ で与えられる。各技には特定のサンプル値が割り当てられ、パスの経路にしたがつてこれらサンプル値系列を出力する。また入力時系列のサンプル値間に相関がある場合は木符号出力サンプル値をその相関性にもとづいて決定される予測フィルタに通すことにより符号化出力が得られる。木符号のパスは入力サンプル値と符号化サンプル値との一定サンプル数分の誤差を尺度として、これを最小化するパスを探索する形で決定される。

従来の木符号化では入力時系列の定常性を想定することにより、木符号の各ノードから出る技の数および各技に割り当てられるサンプル値は固定されていた。また量子化ステップ巾は分析長 (20 ~ 30ms) ごとに演算していた。しかし音声信号や楽音信号のように波形の振幅あるいは分散値の時間的変化が大きい信号に対しては、固定の木符号化では歪を小さくする効果にも限界があり、1ビット/サンプル程度の情報量で十分な性能を得ることはできなかつた。

< 発明の構成 >

この発明によれば分析窓区間を複数の部分区間に分散し、入力サンプル時系列のサンプルの予測残差電力を部分区間ごとに求め、各サンプル値に対する符号化ビット数を、前記予測残差電力の対数に比例するように時間方向で適応的に制御する。つまりこの発明では木符号の各ノードから出る技の数および各技に当てられるサンプル値を可変構造とする。このようにして音声信号のように波形振幅あるいは分散値の時間変化が大きい信号に対し、一定の情報量のもとで、歪の期待値の大きいサンプルに多くの情報を適応的に割り当て符号化出力のサンプル値時系列全体にわたつての量子化歪を低減することを可能にする。

< 実施例 >

第 2 図にこの発明による可変木符号化方式における木構造の例を示す。木符号におけるパス (図中太線) は符号 $C(n)$ によつて定められる。木符号は可変レート構造をもち、サンプル点 n におけるビット数を $R(n)$ として各ノードからは $2^{R(n)}$ 本の技が出る。各技には符号に対応して出力されるサンプル値が割り当てられる。サンプル値として例えば線形量子化器の出力値を用いる場合、各サン

6

ル値は符号 $C(n)$ およびビット数 $R(n)$ から次式で与えられる。

$$f(C(n), R(n)) = \text{sign}(l(C(n))) \cdot (|l(C(n))| - 0.5) \quad (n)$$

ただし、 $\text{sign}(l(C(n)))$ は $l(C(n))$ の正負を表す。また、

$$l(C(n)) \in \{ -2^{R(n)-1}, \dots, -1, 1, \dots, 2^{R(n)-1} \}$$

であり、 (n) は量子化のステップ巾である。符号 $C(n)$ と $l(C(n))$ の関係は、例えば表 1 のように表される。この例は、量子化ビット数が 2 ビット、すなわち $R(n) = 2$ の場合で、符号は 2 進符号で表している。

【表】

20

また符号 * は長さ零の N_{11} 符号であり $f(*, 0) = 0$ である。木符号の出力値 $q(n)$ はパスに沿つたサンプル値 $f(C(n), R(n))$ として与えられる。

第 3 図この発明による可変レート木符号化方式の一例を示す。入力端子 1 1 から入力される例えば音声波形のサンプル値 $S(n)$ は、減算器 1 2 において局部復号値 $S^{\wedge}(n)$ との差を求め最適パス探索部 1 3 に入力される。ここで局部復号化値 $S^{\wedge}(n)$ は符号列の候補 $C_n(n) = \{ C_n(n-L), \dots, C_n(n-1), C_n(n) \}$ に対して第 2 図に示した可変レート木符号器 1 4 の出力、つまり予測残差の量子化値 $q(n)$ を予測フィルタ 1 5 に通すことによつて次式で算出される。

$$S^{\wedge}(n) = -p$$

=

$$\sum_{k=1}^{m} a_k S^{\wedge}(n-k) + q(n) \quad (2)$$

ここで $a_k (k = 1, 2, \dots, p)$ は予測係数である。また m の取り得る範囲は $m = 1, 2, \dots, M^1$ で M^1 は後述する。最適パス探索部 1 3 では入力サンプル値 $S(n)$ と局部復号化値 $S^{\wedge}(n)$ との間の歪を最小とするような符号列 $C_n(n)$ を探索する。歪の評価尺度としては例えば L 個のサンプル点での $S(n)$ と $S^{\wedge}(n)$ の二乗誤差を用いて次式で与えられ

る。

$$d(C_n(n)) = \sum_{k=n-L}^n \{ S(n) - S^k(n) \}^2 \quad (3)$$

最適符号列は M 個の符号列候補 $C_n(n)$ ($m = 1, 2, \dots, M$) の中から $d(C_n(n))$ が最小となる符号列 $C_n(n)$ として選択される。その時最適符号列 $C_n^*(n) = \{ C_n^*(n-L), \dots, C_n^*(n-1), C_n^*(n) \}$ における $(n-L)$ サンプル点での符号 $C_n^*(n-L)$ を最適符号として出力する。M の値は、最大で生成されるパスの本数に等しく、通常はそれより小さい値が用いられる。生成されるパスの本数は、各ノードでの分岐数が一定なら、分岐数を N、パスの深さ L として、 N^L であたえられる。今回の方法では、ビット数が可変であるため、各ノードでの分岐数も可変となり、各段 (第 2 図の n のこと) での分岐数を $N(n)$ とすると、生成されるパスの合計は $N(1)N(2)\dots N(L)$ で与えられる。実施例 (10 ページ) の 1 ビット / サンプル 2 ビット / サンプルの符号化に用いられ M の値は 16、L の値は 8 である。

$C_n^*(n-L)$ は、第 3 図の $C(n)$ に対応している。最適パス探索と第 3 図との対応は、木符号化器 1 4 で符号系列の候補 $C_n(n)$ ($m = 1, 2, \dots, M$) を生成し、各候補に対応して予測残差の量子化出力 $q(n)$ を出力し、それから予測フィルタ 1 5 で音声信号を合成し、最適パス探索部 1 3 において、合成音声の源音声との誤差を (3) 式で求め、全ての符号系列の候補から誤差が最小となる符号を選択する。その時の先頭の符号、すなわち $C_n^*(n-L)$ が最適パス探索部 1 3 の出力 $C(n)$ になる。この処理は 1 サンプル毎に時点を進ませながら行われる。したがって、動作としては、第 3 図の 1 3, 1 4, 1 5 は全ての符号系列の候補の全てについて、複数回行われていることになる。この手続きはサンプル点 n を一つ更新する毎に逐次行われる。また符号列候補は n 時点における M 個の候補に対して歪 $d(C_n(n))$ が小さい順に M 個の候補を残し、 $n+1$ 時点では取り得る全ての符号 $C(n+1)$ を残された M 個の候補 $C_n(n)$ に追加することにより生成される。

次にこの符号化方式における木符号化器 1 4 と予測フィルタ 1 5 の適応化の動作について説明する。まず入力端子 1 1 の入力サンプル値 $S(n)$ は線形予測分析部 1 6 において線形予測分析され、予

測係数 a_k ($k = 1, 2, \dots, p$) を算出する。これら予測係数 a_k は予測逆フィルタ 1 7 のフィルタ係数を制御する。予測逆フィルタ 1 7 は入力サンプル値 $S(n)$ が入力されて次式によつて入力サンプル値から予測残差 $e(n)$ を算出する。

$$e(n) = \sum_{k=0}^p a_k S(n-k) \quad \text{但し } a_0 = 1 \quad (4)$$

次に部分区間設定部 1 8 では木符号化器 1 4 を時間的に適応化するため、時間軸を分割して各サンプル点が属する部分区間を設定する。この部分区間の設定は、信号の時系列を 20 ~ 30 ms の時間長で連続的に切り出されるブロック (分析窓) 毎に行われる。時間軸の分割は予測残差 $e(n)$ の分散値 (電力) の時間的变化に適合するように行われる。例えば音声信号の場合、予測残差の分散値はピッチ周期に対応して周期的に繰り返す特徴がある。第 4 図は時間軸の分割方法の一例を示したもので、部分区間はピッチ周期 T_p 内を等分割する各区間として設定され、ピッチ周期 T_p と部分区間の位置を表わすパラメータ T_d によつて指定される。予測残差電力算出部 1 9 では上記部分区間での予測残差電力 u_i を次式で算出する。

$$u_i = 1 / N_i$$

$$= \sum_{n \in T_i} e^2(n) \quad (i = 1, 2, \dots, N_s) \quad (5)$$

ここで T_i はサンプル点 n が属する部分区間を表わし、 N_s は部分区間の数、 N_i は部分区間に含まれるサンプル点数である。次にビット割当て部 2 1 では残差電力 u_i から各サンプル点に割り当てられるビット数、すなわち木符号のノードから出る枝の数を次式で算出する。

$$R(n) = \bar{R} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{u_i}{\prod_{j=1}^{N_s} u_j^{\omega_j}} \quad \text{但し } n \in T_i \quad (6)$$

ここで \bar{R} は平均ビットレート、 ω_j は部分区間の時間長比率であり、 $\omega_j = N_i / N_s$

次に $j=1 \dots N_i$ で与えられる。ステップ巾算出部 2 2 では木符号の各枝に割り当てられるサンプル値の大きさを制御する (1) 式中のステップ巾 $\mu(n)$ を、残差電力 u_i から次式によつて算出する。

$$\mu(n) = Q(R(n)) \sqrt{u_i} \quad \text{但し } n \in T_i \quad (7)$$

ここで $Q(R(n))$ 平均 0、分散 1 のガウス乱数に対する最適線形量子化器の量子化ステップ巾である。その値は、例えば N.S. Jayant and P. Noll

著“Digital Coding of Waveforms” Pretice - Hall 1984のp127のTable4.1に記載されている。従つて部分区間ごとに各サンプル点の符号化に割当てられる符号化ビット数、つまり木符号のノードから出る枝の数が(6)式により決まり、これにより木符号器14の符号化ビット数が予測残差電力の対数に比例して時間的に(部分区間毎に)適応化され、また量子化ステップ巾も部分区間毎に、そこでの予測残差の電力から(7)式にしたがつて算出し、これにより木符号化器のステップ巾を予測残差電力の開平値に比例して時間的に(部分区間毎に)適用化する。

なお第4図中の分析窓長とは前記ブロックの時間長(20~30ms)のことであり、処理部16, 17, 18, 19, 21, 22の各処理は全て分析窓長毎に行われる。また部分区間とは複数のピッチ周期について集めた複数の区間を総称し、例えば第4図で T_1 で示されている3つの区間は全て第1番目の部分区間である。分析窓長に対して部分区間は以下の手順で設定される。分析窓における音声のピッチ周期を求め、その部分区間の周期を T_p とする。部分区間の位置 T_a は分析窓の先頭から第1番目の部分区間の左端までの時間長であり、この位置は、 $0 \leq T_a < T_p$ の範囲にある全ての T_a の候補に関して部分区間を設定し、その中から第1番目の部分区間での予測残差の電力が最大となる部分区間を選択することにより決定される。このようにして決定された位置 T_a と周期 T_p に対して部分区間が設定され、予測残差電力算出部19で、各部分区間ごとの予測残差電力が求められる。部分区間は、ピッチ周期ごとに繰り返される全ての区間である。

この符号化方式では、最適パス探索部13から出力される符号 $C(n)$ の他に木符号化器14と予測フィルタ15(予測逆フィルタ17)を適応化するための補助情報として予測係数 a_k 、部分区間の周期 T_p と位置 T_a および部分区間での残差電力 u_i を符号化して伝送する。多重化部23ではこれらの情報を多重化して伝送路24へ送出する。

受信側では多重分離部25で伝送された情報を分離した後、符号化で行われる局部復号化と同様に処理する。すなわち、まず周期 T_p と位置 T_a から第4図に示した部分区間を設定し、この部分区間の設定によりサンプル点 N がどの部分区間 t_i に

属するかが決まり、これより1つの部分区間に属するサンプル数 N_i を求め、これより(6)式中の σ_i を求め、ビット割り当て部26で(6)式により残差電力 u_i から可変レート符号 $C(n)$ のビット数 $R(n)$ を、またステップ巾算出部27で(7)式により残差電力 u_i からステップ巾 $\Delta(n)$ を算出し、これら $R(n)$ と $\Delta(n)$ と伝送された予測残差の符号 $C(n)$ とを木符号化器28に入力して木符号化器14と同じ処理でサンプル値(予測残差) $q(n)$ を生成する。これを予測フィルタ15と同一の予測フィルタ29へ通して(2)式にしたがつて復号化サンプル値 $S^{\wedge}(n)$ を求め、出力端子31に出力する。

以上述べた実施例において部分区間の設定法は入力信号の性質によつて種々の変形が考えられる。例えば最も簡単な方法として一定の時間長内を等分割する方法が考えられる。

この発明の効果を音声入力に関して木符号のビット数を固定する固定レート木符号と比較して示す。ビットレートを1および2ビット/サンプルとした場合、固定レート木符号化のSN比は11.6dBおよび18.4dBであるのに対し、この発明による可変レート木符号化では16.4dBおよび24.8dBとなり、同一のビットレートでSN比が5~6dB程度向上する。また可変レート木符号化では1ビット/サンプル以下のビットレートにおいても適用できる利点があり、0.5ビット/サンプルでSN比は9.2dBとなる。また等値雑音から見た音声品質は1ビット/サンプルにおいて固定レート木符号化が4ビットlogPCM相当の品質であるのに対し、可変レート木符号化では5.5ビットlogPCM相当の品質が得られる。

<効果>

以上説明したようにこの発明による可変レート木符号化は、部分区間ごとの予測残差電力の対数に比例して木符号の各ノードから出る枝の数を制御する機能を有しているため、信号の分散値が時間的に変化するような入力信号に対して従来の固定レート木符号化を越える符号化効率の大巾な向上が達成できる。この発明は伝送用途の他に符号化された情報を記憶することにより、蓄積用途としても適用できる。

【図面の簡単な説明】

第1図は従来の固定レート木符号化器の木構造を示す図、第2図はこの発明による可変レート木

符号化方式の木構造の例を示す図、第3図はこの発明による可変レート木符号化方式の一例の構成を示すブロック図、第4図は部分区間の設定方法の一例の説明図である。

11：入力端子、13：最適パス探索部、1

4：木符号化器、15, 29：予測フィルタ、16：線形予測分析部、17：逆フィルタ、18：部分区間設定部、19：予測誤差電力算出部、21, 26：ビット割当て部、22, 27：ステップ巾算出部。

⑩ 日本国特許庁(JP) ⑪ 特許出願公告
⑫ 特許公報(B2) 平3-11695

⑬ Int. Cl.⁵ 識別記号 庁内整理番号 ⑭ 公告 平成3年(1991)2月18日
H 04 B 14/04 Z 8732-5K
H 03 M 3/00 6832-5J

発明の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 可変レート木符号化方式

⑯ 特 願 昭59-53756 ⑰ 公 開 昭60-197032

⑱ 出 願 昭59(1984)3月21日 ⑲ 昭60(1985)10月5日

⑳ 発 明 者 菅 田 雅 彰 東京都武蔵野市緑町3丁目9番11号 日本電信電話公社武蔵野電気通信研究所内

㉑ 発 明 者 守 谷 健 弘 東京都武蔵野市緑町3丁目9番11号 日本電信電話公社武蔵野電気通信研究所内

㉒ 出 願 人 日本電信電話株式会社 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号

㉓ 代 理 人 弁理士 草 野 卓

審 査 官 馬 場 清

㉔ 参 考 文 献 特開 昭60-172844 (JP, A)

1

2

㉕ 特許請求の範囲

1 入力されたサンプル値時系列の各入力サンプル値と、局部復号化値との差(予測残差)を求め、その差の値を最適パス探索部13に入力し、あるサンプル点から数サンプル先までの入力サンプル値と局部復号化値との間の量子化歪を最小とするような符号列を木符号化器14から探索し、その探索した符号列の上記あるサンプル点での符号を最適符号として出力すると共にこれを上記木符号化器14へ供給して木符号化を行い、その木符号化器14のパスに沿ったサンプル値として与えられる木符号の出力値(予測残差の量子化値)を予測フィルタ15に通して次の入力サンプル値に対する上記局部復号化値を作り、逐次符号化する木符号化方式において、上記入力サンプル値を線形予測分析部16で線形予測分析して予測係数を求め、その予測係数で逆フィルタのフィルタ係数を制御し、その逆フィルタへ上記入力サンプル値を供給して、予測残差を取出し、部分区間設定部18で分析窓区間を複数の部分区間に分割し、その各部分区間ごとに上記予測残差の電力を予測残差電力算出部19で求め、その求めた予測残差電力の対数に比例した符号化ビット数をビット割当て部21で求め、その符号化ビット数を上記木

符号化器14のそのサンプル値に対する符号化ビット数とすることを特徴とする可変レート木符号化方式。

発明の詳細な説明

5 この発明はサンプル値時系列を量子化する場合にあるサンプル点での量子化がそれ以降の符号化値の量子歪に影響を与える場合の木符号化方式に関するものである。

<従来技術>

10 この種の符号化法の中にはDPCM(差分パルス符号変調)やAPC(適応予測符号化)が代表的なものとしてあげられる。いずれもあるサンプル点における入力値と広い意味での線形予測値との差を量子化し、符号を生成することが基本となっている。しかし一定のサンプル数先までの符号化値の量子化歪を考慮して符号を決定する方が量子歪を低減することができる。

そこで従来から一定の長さをもつ符号化出力値の系列の候補の中から量子化歪を最小とする符号を逐次選択する方法がある。その代表的な方法として木符号化と呼ばれる方法がある。木符号化は第1図に示すような木構造によって符号化器を記述し、符号系列C(n-1)、C(n)、C(n+1)……に対応して木のパスが定められる。各ノード

(2)

特公平3-11695

3

4

から出る枝の数は一定で、ビット数を $R(n)=R$ として $2^{R(n)}$ で与えられる。各枝には特定のサンプル値が割り当てられ、パスの経路にしたがってこれらサンプル値系列を出力する。また入力時系列のサンプル値間に相関がある場合は木符号出力サンプル値をその相関性にもとづいて決定される予測フィルタに通すことにより符号化出力が得られる。木符号のパスは入力サンプル値と符号化サンプル値との一定サンプル数分の誤差を尺度として、これを最小化するパスを探索する形で決定される。

従来の木符号化では入力時系列の定常性を想定することにより、木符号の各ノードから出る枝の数および各枝に割り当てられるサンプル値は固定されていた。また量子化ステップ巾は分析長 (20 ~ 30ms) ごとに演算していた。しかし音声信号や楽音信号のように波形の振幅あるいは分散値の時間的変化が大きい信号に対しては、固定の木符号化では歪を小さくする効果にも限界があり、1ビット/サンプル程度の情報量で十分な性能を得ることはできなかつた。

<発明の構成>

この発明によれば分析窓区間を複数の部分区間に分散し、入力サンプル時系列のサンプルの予測残差電力を部分区間ごとに求め、各サンプル値に対する符号化ビット数を、前記予測残差電力の対数に比例するように時間方向で適応的に制御する。つまりこの発明では木符号の各ノードから出る枝の数および各枝に当てられるサンプル値を可変構造とする。このようにして音声信号のように波形振幅あるいは分散値の時間変化が大きい信号に対し、一定の情報量のもとで、歪の期待値の大きいサンプルに多くの情報を適応的に割り当て符号化出力のサンプル値時系列全体にわたつての量子化歪を低減することを可能にする。

<実施例>

第2図にこの発明による可変木符号化方式における木構造の例を示す。木符号におけるパス(图中太線)は符号 $C(n)$ によって定められる。木符号は可変レート構造をもち、サンプル点 n におけるビット数を $R(n)$ として各ノードからは $2^{R(n)}$ 本の枝が出る。各枝には符号に対応して出力されるサンプル値が割り当てられる。サンプル値として例えば線形量子化器の出力値を用いる場合、各サン

ル値は符号 $C(n)$ およびビット数 $R(n)$ から次式で与えられる。

$$f(C(n), R(n)) = \text{sign}(I(C(n))) (|I(C(n))| - 0.5) \Delta(n)$$

ただし、 $\text{sign}(I(C(n)))$ は $I(C(n))$ の正負を表す。また、

$$I(C(n)) \in \{-2^{R(n)-1}, \dots, -1, 1, \dots, 2^{R(n)-1}\}$$

であり、 $\Delta(n)$ は量子化のステップ巾である。符号 $C(n)$ と $I(C(n))$ の関係は、例えば表1のように表される。この例は、量子化ビット数が2ビット、すなわち $R(n)=2$ の場合で、符号は2進符号で表している。

表 1

| 符号 $C(n)$ | $I(C(n))$ |
|-----------|-----------|
| 00 | -2 |
| 01 | -2 |
| 10 | 1 |
| 11 | 2 |

また符号*は長さ零の N_{11} 符号であり $f(*, 0) = 0$ である。木符号の出力値 $q(n)$ はパスに沿つたサンプル値 $f(C(n), R(n))$ として与えられる。

第3図この発明による可変レート木符号化方式の一例を示す。入力端子11から入力される例えば音声波形のサンプル値 $S(n)$ は、減算器12において局部復号値 $\hat{S}(n)$ との差を求め最適パス探索部13に入力される。ここで局部復号化値 $\hat{S}(n)$ は符号列の候補 $C_m(n) = \{C_m(n-L), \dots, C_m(n-1), C_m(n)\}$ に対して第2図に示した可変レート木符号器14の出力、つまり予測残差の量子化値 $q(n)$ を予測フィルタ15に通すことによつて次式で算出される。

$$\hat{S}(n) = -\sum_{k=1}^p a_k \hat{S}(n-k) + q(n) \tag{2}$$

ここで $a_k (k=1, 2, \dots, p)$ は予測係数である。また m の取り得る範囲は $m=1, 2, \dots, M^1$ で M^1 は後述する。最適パス探索部13では入力サンプル値 $S(n)$ と局部復号化値 $\hat{S}(n)$ との間の歪を最小とするような符号列 $C_m(n)$ を探索する。歪の評価尺度としては例えば L 個のサンプル点での $S(n)$ と $\hat{S}(n)$ の二乗誤差を用いて次式で与えられ

5

る。

$$d(C_m(n)) = \sum_{k=n-L}^n \{S(n) - \hat{S}(n)\}^2 \quad (3)$$

最適符号列はM'個の符号列候補 $C_m(n)$ ($m=1, 2, \dots, M'$)の中から $d(C_m(n))$ が最小となる符号列 $C_m(n)$ として選択される。その時最適符号列 $C_m^*(n) = \{C_m^*(n-L), \dots, C_m^*(n-1), C_m^*(n)\}$ における $(n-L)$ サンプル点での符号 $C_m^*(n-L)$ を最適符号として出力する。M'の値は、最大で生成されるパスの本数に等しく、通常はそれより小さい値が用いられる。生成されるパスの本数は、各ノードでの分岐数が一定なら、分岐数をN、パスの深さLとして、 N^L であたえられる。今回の方法では、ビット数が可変であるため、各ノードでの分岐数も可変となり、各段(第2図のnのこと)での分岐数を $N(n)$ とすると、生成されるパスの合計は $N(1)N(2)\dots N(L)$ で与えられる。実施例(10ページ)の1ビット/サンプル2ビット/サンプルの符号化に用いられM'の値は16、Lの値は8である。

$C_m^*(n-L)$ は、第3図の $C(n)$ に対応している。最適パス探索と第3図との対応は、木符号化器14で符号系列の候補 $C_m(n)$ ($m=1, 2, \dots, M'$)を生成し、各候補に対応して予測残差の量子化出力 $q(n)$ を出力し、それから予測フィルタ15で音声信号を合成し、最適パス探索部13において、合成音声の源音声との誤差を(3)式で求め、全ての符号系列の候補から誤差が最小となる符号を選択する。その時の先頭の符号、すなわち $C_m^*(n-L)$ が最適パス探索部13の出力 $C(n)$ になる。この処理は1サンプル毎に時点を進ませながら行われる。したがって、動作としては、第3図の13, 14, 15は全ての符号系列の候補の全てについて、複数回行われていることになる。この手続きはサンプル点nを一つ更新する毎に逐次行われる。また符号列候補はn時点におけるM'個の候補に対して歪 $d(C_m(n))$ が小さい順にM'個の候補を残し、 $n+1$ 時点では取り得る全ての符号 $C(n+1)$ を残されたM'個の候補 $C_m(n)$ に追加することにより生成される。

次にこの符号化方式における木符号化器14と予測フィルタ15の適応化の動作について説明する。まず入力端子11の入力サンプル値 $S(n)$ は線形予測分析部16において線形予測分析され、予

(3)

6

特公平3-11695

測係数 a_k ($k=1, 2, \dots, p$)を算出する。これら予測係数 a_k は予測逆フィルタ17のフィルタ係数を制御する。予測逆フィルタ17は入力サンプル値 $S(n)$ が入力されて次式によって入力サンプル値から予測残差 $e(n)$ を算出する。

$$e(n) = \sum_{k=0}^p a_k S(n-k) \quad \text{但し } a_0 = 1 \quad (4)$$

次に部分区間設定部18では木符号化器14を時間的に適応化するため、時間軸を分割して各サンプル点が属する部分区間を設定する。この部分区間の設定は、信号の時系列を20~30msの時間長で連続的に切り出されるブロック(分析窓)毎に行われる。時間軸の分割は予測残差 $e(n)$ の分散値(電力)の時間的变化に適合するように行われる。例えば音声信号の場合、予測残差の分散値はピッチ周期に対応して周期的に繰り返す特徴がある。第4図は時間軸の分割方法の一例を示したもので、部分区間はピッチ周期 T_p 内を等分割する各区間として設定され、ピッチ周期 T_p と部分区間の位置を表わすパラメータ T_d によって指定される。予測残差電力算出部19では上記部分区間での予測残差電力 u_i を次式で算出する。

$$u_i = \frac{1}{N_i} \sum_{n \in T_i} e^2(n) \quad (i=1, 2, \dots, N_s) \quad (5)$$

ここで T_i はサンプル点nが属する部分区間を表わし、 N_s は部分区間の数、 N_i は部分区間に含まれるサンプル点数である。次にビット割当て部21では残差電力 u_i から各サンプル点に割り当てられるビット数、すなわち木符号のノードから出る枝の数を次式で算出する。

$$R(n) = \bar{R} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{u_i}{\prod_{j=1}^{N_s} u_j^{\omega_j}} \quad \text{但し } n \in T_i \quad (6)$$

ここで \bar{R} は平均ビットレート、 ω_j は部分区間の時間長比率であり、 $\omega_j = N_i / \sum_{j=1}^{N_s} N_i$ で与えられる。ステップ巾算出部22では木符号の各枝に割り当てられるサンプル値の大きさを制御する(1)式中のステップ巾 $\Delta(n)$ を、残差電力 u_i から次式によって算出する。

$$\Delta(n) = Q(R(n)) \sqrt{u_i} \quad \text{但し } n \in T_i \quad (7)$$

ここで $Q(R(n))$ 平均0、分散1のガウス乱数に対する最適線形量子化器の量子化ステップ巾である。その値は、例えばN.S. Jayant and P. Noll

(4)

特公平3-11695

7

8

著“Digital Coding of Waveforms” Pretice—Hall 1984のp127のTable4.1に記載されている。従つて部分区間ごとに各サンプル点の符号化に割当てられる符号化ビット数、つまり木符号のノードから出る枝の数が(6)式により決まり、これにより木符号器14の符号化ビット数が予測残差電力の対数に比例して時間的に（部分区間毎に）適応化され、また量子化ステップ巾も部分区間毎に、そこでの予測残差の電力から(7)式にしたがつて算出し、これにより木符号化器のステップ巾を予測残差電力の開平方根に比例して時間的に（部分区間毎に）適応化する。

なお第4図中の分析窓長とは前記ブロックの時間長（20～30ms）のことであり、処理部16、17、18、19、21、22の各処理は全て分析窓長毎に行われる。また部分区間とは複数のピッチ周期について集めた複数の区間を総称し、例えば第4図で T_1 で示されている3つの区間は全て第1番目の部分区間である。分析窓長に対して部分区間は以下の手順で設定される。分析窓における音声のピッチ周期を求め、その部分区間の周期を T_p とする。部分区間の位置 T_a は分析窓の先頭から第1番目の部分区間の左端までの時間長であり、この位置は、 $0 \leq T_a < T_p$ の範囲にある全ての T_a の候補に関して部分区間を設定し、その中から第1番目の部分区間での予測残差の電力が最大となる部分区間を選択することにより決定される。このようにして決定された位置 T_a と周期 T_p に対して部分区間が設定され、予測残差電力算出部19で、各部分区間ごとの予測残差電力が求められる。部分区間は、ピッチ周期ごとに繰り返される全ての区間である。

この符号化方式では、最適パス探索部13から出力される符号 $C(n)$ の他に木符号化器14と予測フィルタ15（予測逆フィルタ17）を適応化するための補助情報として予測係数 a_k 、部分区間の周期 T_p と位置 T_a および部分区間での残差電力 u_k を符号化して伝送する。多重化部23ではこれらの情報を多重化して伝送路24へ送出する。

受信側では多重分離部25で伝送された情報を分離した後、符号化で行われる局部復号化と同様に処理する。すなわち、まず周期 T_p と位置 T_a とから第4図に示した部分区間を設定し、この部分区間の設定によりサンプル点 N がどの部分区間 t に

属するかが決まり、これより1つの部分区間に属するサンプル数 N_t を求め、これより(6)式中の ω_t を求め、ビット割り当て部26で(6)式により残差電力 u_k から可変レート符号 $C(n)$ のビット数 $R(n)$ を、またステップ巾算出部27で(7)式により残差電力 u_k からステップ巾 $\Delta(n)$ を算出し、これら $R(n)$ と $\Delta(n)$ と伝送された予測残差の符号 $C(n)$ とを木符号化器28に入力して木符号化器14と同じ処理でサンプル値（予測残差） $q(n)$ を生成する。これを予測フィルタ15と同一の予測フィルタ29へ通して(2)式にしたがつて復号化サンプル値 $\hat{S}(n)$ を求め、出力端子31に出力する。

以上述べた実施例において部分区間の設定法は入力信号の性質によつて種々の変形が考えられる。例えば最も簡単な方法として一定の時間長内を等分割する方法が考えられる。

この発明の効果を音声入力に関して木符号のビット数を固定する固定レート木符号と比較して示す。ビットレートを1および2ビット/サンプルとした場合、固定レート木符号化のSN比は11.6dBおよび18.4dBであるのに対し、この発明による可変レート木符号化では16.4dBおよび24.8dBとなり、同一のビットレートでSN比が5～6dB程度向上する。また可変レート木符号化では1ビット/サンプル以下のビットレートにおいても適用できる利点があり、0.5ビット/サンプルでSN比は9.2dBとなる。また等値雑音から見た音声品質は1ビット/サンプルにおいて固定レート木符号化が4ビットlogPCM相当の品質であるのに対し、可変レート木符号化では5.5ビットlogPCM相当の品質が得られる。

<効果>

以上説明したようにこの発明による可変レート木符号化は、部分区間ごとの予測残差電力の対数に比例して木符号の各ノードから出る枝の数を制御する機能を有しているため、信号の分散値が時間的に変化するような入力信号に対して従来の固定レート木符号化を越える符号化効率の大巾な向上が達成できる。この発明は伝送用途の他に符号化された情報を記憶することにより、蓄積用途としても適用できる。

図面の簡単な説明

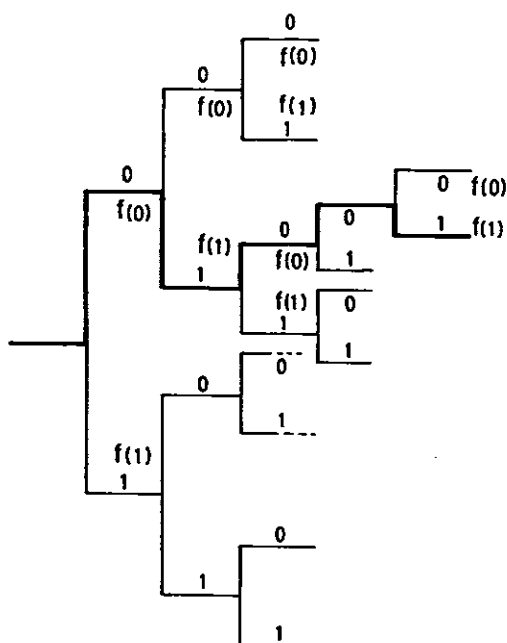
第1図は従来の固定レート木符号化器の木構造を示す図、第2図はこの発明による可変レート木

符号化方式の木構造の例を示す図、第3図はこの発明による可変レート木符号化方式の一例の構成を示すブロック図、第4図は部分区間の設定方法の一例の説明図である。

4 : 木符号化器、15, 29 : 予測フィルタ、16 : 線形予測分析部、17 : 逆フィルタ、18 : 部分区間設定部、19 : 予測誤差電力算出部、21, 26 : ビット割当て部、22, 27 : ステツプ中算出部。

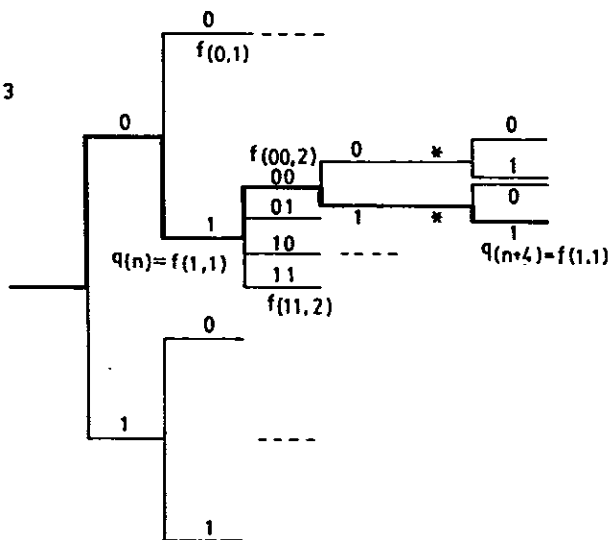
11 : 入力端子、13 : 最適パス探索部、15 プ中算出部。

第1図



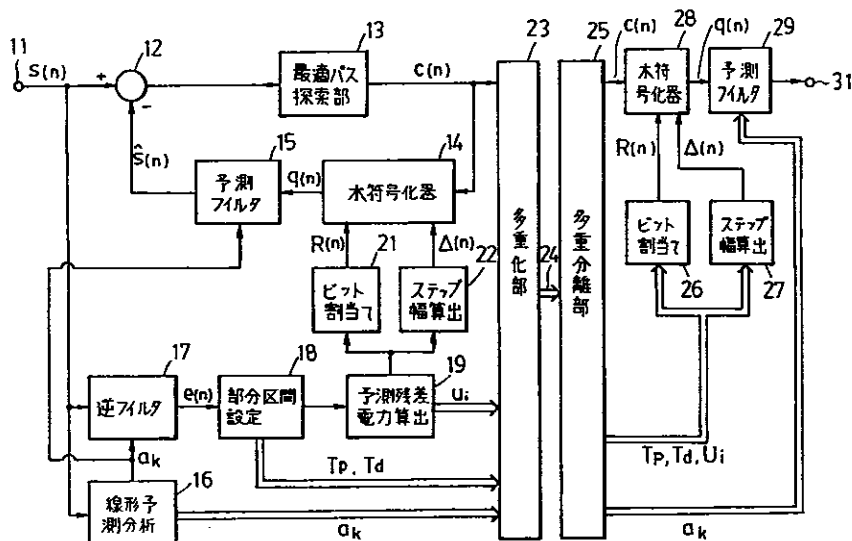
| | n-1 | n | n+1 | n+2 | n+3 |
|------|-----|---|-----|-----|-----|
| R(n) | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C(n) | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |

第2図



| | n-1 | n | n+1 | n+2 | n+3 | n+4 |
|------|-----|---|-----|-----|--------|-----|
| R(n) | 1 | 1 | 2 | 1 | 0 | 1 |
| C(n) | 0 | 1 | 00 | 1 | (Null) | 1 |

第 3 図



第 4 図

