

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 ( B 2 )

(11)特許番号

特許第 3 0 9 9 8 7 6 号

( P 3 0 9 9 8 7 6 )

(45)発行日 平成12年10月16日(2000.10.16)

(24)登録日 平成12年8月18日(2000.8.18)

(51)Int. Cl. <sup>7</sup>	識別記号
G 1 0 L 19/00	
	19/12
G 1 1 B 20/10	3 0 1
H 0 3 M 7/30	

F I		
G 1 0 L	9/08	J
G 1 1 B	20/10	3 0 1 Z
H 0 3 M	7/30	Z
G 1 0 L	9/14	S
	9/18	M

請求項の数 6 6

(全 1 9 頁)

(21)出願番号 特願平10-22247

(22)出願日 平成10年2月3日(1998.2.3)

(65)公開番号 特開平11-88184

(43)公開日 平成11年3月30日(1999.3.30)

審査請求日 平成10年12月21日(1998.12.21)

(31)優先権主張番号 特願平9-22339

(32)優先日 平成9年2月5日(1997.2.5)

(33)優先権主張国 日本 ( J P )

(31)優先権主張番号 特願平9-194204

(32)優先日 平成9年7月18日(1997.7.18)

(33)優先権主張国 日本 ( J P )

(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  
東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(72)発明者 森 岳至  
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

(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

(74)代理人 100066153  
弁理士 草野 卓

審査官 涌井 智則

最終頁に続く

(54)【発明の名称】多チャンネル音声信号符号化方法及びその復号方法及びそれを使った符号化装置及び復号化装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 多チャンネル音響信号符号化方法であり、以下のステップを含む：

- (a) 複数のチャンネルの音響信号サンプル系列からの各チャンネルの信号を一定規則で 1 サンプルずつ取り出しインタリーブして 1 次元信号サンプル系列とし、
- (b) 上記 1 次元信号サンプル系列を上記複数チャンネル間の相関を利用した符号化方法で符号化し、符号を出力する。

【請求項 2】 請求項 1 の符号化方法において、上記ステップ(a)の前に、更に以下のステップを含む：

- (0-1) 各上記チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーを一定時間区間毎に求め、
- (0-2) それらのパワーに基づいて上記複数のチャンネルの入力音響信号サンプル系列間のパワーの差を小さくし、

2

それらパワーの差の小さくされた複数の音響信号サンプル系列を上記ステップ(a)のための上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列とする。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b)の符号化は以下のステップを含む：

- (b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列を直交変換して周波数領域係数を生成し、
- (b-2) 上記周波数領域係数のスペクトラム包絡を推定し、そのスペクトラム包絡を表す第 1 の量子化符号を出力し
- (b-3) 上記周波数領域係数を上記スペクトラム包絡で正規化してスペクトラム残差を生成し、
- (b-4) 上記スペクトラム残差を量子化し、その量子化符号を出力する。

【請求項 4】 請求項 3 の符号化方法において、上記ス

ステップ(b-2) は上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して上記スペクトラム包絡を推定するステップを含む。

【請求項 5】 請求項 3 の符号化方法において、上記ステップ(b-2) は上記周波数領域係数から上記スペクトラム包絡を推定するステップを含む。

【請求項 6】 請求項 3 の符号化方法において、上記ステップ(b-4) の量子化はベクトル量子化である。

【請求項 7】 請求項 3 の符号化方法において、上記ステップ(b-4) の量子化は以下のステップを含む：

(b-4-1) 上記スペクトラム残差から残差包絡を推定し、  
(b-4-2) 上記スペクトラム残差を上記残差包絡により正規化して微細構造係数を生成し、

(b-4-3) 上記残差包絡に基づいて重み係数を生成し、それら重み係数を表すインデックスを符号の一部として出力し、

(b-4-4) 上記重み係数を使って上記微細構造係数を重み付きベクトル量子化し、その量子化インデックスを符号の他の一部として出力する。

【請求項 8】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b) の符号化は以下のステップを含む：

(b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列を直交変換して周波数領域係数を生成し、

(b-2) 上記周波数領域係数のスペクトラム包絡を推定し、そのスペクトラム包絡を表すインデックスを符号の一部として出力し、

(b-3) 少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいてビット割り当てを行い、上記周波数領域係数を適応ビット割り当て量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する。

【請求項 9】 請求項 8 の符号化方法において、上記ステップ(b-2) は上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して上記スペクトラム包絡を推定するステップを含む。

【請求項 10】 請求項 8 の符号化方法において、上記ステップ(b-2) は上記周波数領域係数から上記スペクトラム包絡を推定するステップを含む。

【請求項 11】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b)の符号化は以下のステップを含む：

(b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して予測係数を求め、

(b-2) 上記予測係数を量子化して量子化予測係数を生成すると共にその量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力し、

(b-3) 上記量子化予測係数をフィルタ係数として上記 1 次元信号サンプル系列を逆フィルタ処理して残差サンプル系列を生成し、

(b-4) 上記残差サンプル系列を直交変換して残差スペクトラムを生成し、

(b-5) 上記量子化予測係数からスペクトラム包絡を生成し、

(b-6) 少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいてビット割り当てを決め、上記残差スペクトラムを適応ビット割り当て量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する。

【請求項 12】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b)の符号化は以下のステップを含む：

10 (b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して予測係数を求め、

(b-2) 上記予測係数を量子化して量子化予測係数を生成すると共にその量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力し、

(b-3) 上記量子化予測係数をフィルタ係数として上記 1 次元信号サンプル系列を逆フィルタ処理して残差サンプル系列を生成し、

(b-4) 上記残差サンプル系列を直交変換して残差スペクトラムを生成し、

20 (b-5) 上記量子化予測係数からスペクトラム包絡を生成し、

(b-6) 少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいて重み係数を決め、上記残差スペクトラムを重み付きベクトル量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する。

【請求項 13】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b)の符号化は ADPCM により上記 1 次元信号サンプル系列を符号化するステップである。

30 【請求項 14】 請求項 13 の符号化方法において、上記ステップ(b) は以下のステップを含む：

(b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列の各サンプルに対する予測値の予測誤差を求め、

(b-2) 上記予測誤差を適応量子化し、その量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力し、

(b-3) 上記インデックスを逆量子化して量子化予測誤差を求め、

(b-4) 上記量子化予測誤差に上記予測値を加算して量子化サンプルを生成し、

40 (b-5) 上記量子化サンプルに基づいて上記 1 次元信号サンプル系列の次のサンプルに対する予測値を生成する。

【請求項 15】 請求項 1 又は 2 の符号化方法において、上記ステップ(b)の符号化は CELP により上記 1 次元信号サンプル系列を符号化するステップである。

【請求項 16】 請求項 15 の符号化方法において、上記ステップ(b) は以下のステップを含む：

(b-1) 上記 1 次元信号サンプル系列をフレーム毎に線形予測分析して予測係数を求め、合成フィルタにフィルタ係数として与えると共に、上記符号の一部として出力し、

50 (b-2) 上記 1 次元信号サンプル系列と上記合成フィルタ

による合成音サンプル系列との間の歪みが最小となるよう、上記合成フィルタに対する前フレームの励振ベクトルから切り出した励振ベクトルセグメントにより現フレームに対する励振ベクトルを生成し、切り出し長を表すインデックスを上記符号の他の一部として出力する。

【請求項 17】 請求項 3、8 又は 12 の符号化方法において、上記周波数領域係数の周波数帯域を複数の周波数帯域に分割し、上記符号化は各周波数帯域毎に行い、上記符号の出力環境に応じて上記複数の周波数帯域の符号の組み合わせを選択的に出力する。

【請求項 18】 請求項 2 の符号化方法において、上記複数チャンネルは左右 2 チャンネルであり、上記パワーの差を小さくするステップ (b) は、上記左右チャンネルのパワーの小さい方のチャンネルの音響信号サンプル系列に対し 1 より大の平均化係数を乗算すると共に、その平均化係数を表すインデックスを上記符号の一部として出力するステップを含む。

【請求項 19】 請求項 18 の符号化方法において、上記左右チャンネルのパワーの比  $k$  を求め、その比  $k$  が  $k > 1$  なら、上記平均化係数として  $g = k^r$  をパワーの小さい方のチャンネルの音響信号サンプル系列に乘算し、 $0 < k < 1$  なら上記平均化係数として  $1/g$  をパワーの小さい方のチャンネルの音響信号サンプル系列に乘算し、 $r$  は  $0 < r < 1$  の定数である。

【請求項 20】 請求項 18 の符号化方法において、上記左右チャンネルのパワーの比  $k$  を求め、 $k$  が、その取り得る値の領域を予め決めた複数に分割した部分領域のいずれに属するか判定し、それぞれの部分領域に対し予め決めた補正值のうち、上記判定された部分領域に対応する平均化係数をパワーの小さい方のチャンネルの音響信号サンプル系列に乘算すると共に、判定された部分領域を表すコードを上記平均化係数を表すインデックスとする。

【請求項 21】 多チャンネル音響信号サンプル系列を一定の規則で 1 次元信号サンプル系列に並び替えて符号化した符号を復号する復号化方法において、以下のステップを含む：

(a) 入力符号系列を、複数チャンネル間の相関を利用した符号化方法に対する復号方法により 1 次元信号サンプル系列として復号し、

(b) 復号された上記 1 次元信号サンプル系列を上記一定の規則の逆の手順で複数のチャンネルに分配し、複数チャンネルの音響信号サンプル系列を得る。

【請求項 22】 請求項 21 の復号化方法において、入力されたパワー補正インデックスを復号して平均化係数を求め、

上記平均化係数を用いて上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列をそれら間のパワー差が大となるよう補正して複数チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得る。

【請求項 23】 請求項 21 又は 22 の復号化方法にお

いて、上記ステップ (a) の復号は以下のステップを含む：

(a-1) 入力された第 1 の量子化符号を逆量子化してスペクトラム残差を得て、

(a-2) 入力された第 2 の量子化符号を逆量子化してスペクトラム包絡を得て、

(a-3) 上記スペクトラム残差と上記スペクトラム包絡を乗算して周波数領域係数を得て、

(a-4) 上記周波数領域係数を直交逆変換して時間領域の上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 24】 請求項 23 の復号化方法において、上記ステップ (a-2) は、上記第 2 の量子化符号を逆量子化して線形予測係数を得て、その線形予測係数から上記スペクトラム包絡を求めるステップを含む。

【請求項 25】 請求項 23 の復号化方法において、上記ステップ (a-1) の逆量子化はベクトル逆量子化である。

【請求項 26】 請求項 24 の復号化方法において、上記第 1 の量子化符号は第 1 のインデックスと第 2 のインデックスを含み、上記ステップ (a-1) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 上記第 1 のインデックスをベクトル逆量子化してスペクトラム微細構造係数を復元し、

(a-1-2) 上記第 2 のインデックスを復号して残差包絡を得て、

(a-1-3) 上記スペクトラム微細構造係数を上記残差包絡で逆正規化して上記スペクトラム残差を得る。

【請求項 27】 請求項 21 又は 22 の復号化方法において、上記ステップ (a) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 入力された、量子化周波数領域係数を表す第 1 の量子化符号と、入力された、量子化スペクトラム包絡を表す第 2 の量子化符号とから適応ビット割り当て逆量子化により周波数領域係数を求め、

(a-1-2) 上記周波数領域係数を直交逆変換して上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 28】 請求項 21 又は 22 の復号化方法において、上記ステップ (a) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 入力された、量子化線形予測係数を表す第 1 の量子化符号を逆量子化して線形予測係数を得て、

(a-1-2) 上記線形予測係数からスペクトラム包絡を推定し、

(a-1-3) 上記スペクトラム包絡に基づいたビット割り当てにより、入力された、量子化残差スペクトラムを表す第 2 の量子化符号を適応ビット割り当て逆量子化して残差スペクトラムを得て、

(a-1-4) 上記残差スペクトラムを直交逆変換して励振信号サンプル系列を得て、

(a-1-5) 上記線形予測係数をフィルタ係数とする合成フィルタにより上記励振信号サンプル系列を処理して上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 29】 請求項 21 又は 22 の復号化方法において、上記ステップ(a) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 入力された、ベクトル量子化スペクトラム残差を表す第 1 のベクトル量子化符号をベクトル逆量子化してスペクトラム残差を求め、

(a-1-2) 入力された、ベクトル量子化スペクトラム包絡を表す第 2 のベクトル量子化符号をベクトル逆量子化してスペクトラム包絡を得て、

(a-1-3) 上記スペクトラム残差と上記スペクトラム包絡を対応サンプル毎に乗算して周波数領域係数を求め、

(a-1-4) 上記周波数領域係数を直交逆変換して上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 30】 請求項 21 又は 22 の復号化方法において、上記ステップ(a) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 入力された、量子化予測誤差を表す量子化符号を逆量子化して量子化予測誤差を得て、

(a-1-2) 前回の復号サンプル値から今回のサンプル値を適応予測し、

(a-1-3) 予測された上記サンプル値に上記量子化予測誤差を加算して今回の復号サンプル値を得て、

(a-1-4) 上記ステップ(a-1-1)、(a-1-2)及び(a-1-3)を繰り返し実行して上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 31】 請求項 21 又は 22 の復号化方法において、上記ステップ(a) は以下のステップを含む：

(a-1-1) 入力された、励振ベクトルの切り出し長を表すインデックスにより指定された長さを前フレームの励振ベクトルから切り出して現フレームの励振ベクトルを生成し、

(a-1-2) 入力された線形予測係数を合成フィルタにフィルタ係数として設定し、上記現フレームの励振ベクトルを上記合成フィルタで処理することにより上記 1 次元信号サンプル系列を得る。

【請求項 32】 請求項 23、27 又は 29 の復号化方法において、上記第 1 及び第 2 量子化符号の組は予め決めた複数の周波数帯域についてそれぞれ入力され、上記符号の組のうち、所望の周波数帯域の上記量子化符号の組を選択して復号を行い、選択された周波数帯域の周波数領域係数を得て、それを直交逆変換する。

【請求項 33】 請求項 22 の復号化方法において、上記複数のチャンネルは左右 2 チャンネルであり、復号した上記平均化係数は 1 より大の係数であり、上記左右チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーの小さい方を上記平均化係数で割り算して上記左右チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得る。

【請求項 34】 多チャンネル音響信号符号化装置であり、以下を含む：

複数のチャンネルの音響信号サンプル系列から各チャンネルの信号を一定規則で 1 サンプルずつ取り出しインタリーブして 1 次元信号サンプル系列とする並び替え手段と、上記 1 次元信号サンプル系列を上記複数チャンネルの信号

間の相関を利用した符号化方法で符号化し、符号を出力する相関を利用した符号化手段。

【請求項 35】 請求項 34 の符号化装置において、上記並び替え手段の前段に、更に以下を含む：各上記チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーを一定時間区間毎に求めるパワー計算手段と、

それらのパワーに基づいて上記複数のチャンネルの入力音響信号サンプル系列間のパワーの差を小さくするようにパワーの補正を決めるパワー判定手段と、

10 それぞれのチャンネルに設けられ、上記パワー平均化係数に従って、上記複数チャンネルの入力音響信号サンプル系列のパワーを補正し、上記並び替え手段に与えるパワー補正手段。

【請求項 36】 請求項 34 又は 35 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列を直交変換して周波数領域係数を生成する直交変換手段と、

上記周波数領域係数のスペクトラム包絡を推定し、そのスペクトラム包絡を表す第 1 の量子化符号を出力するスペクトラム包絡推定手段と、

20 上記周波数領域係数を上記スペクトラム包絡で正規化してスペクトラム残差を生成する周波数領域係数正規化手段と、

上記スペクトラム残差を量子化し、その量子化符号を出力する量子化手段。

【請求項 37】 請求項 36 の符号化装置において、上記スペクトラム包絡推定手段は上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して上記スペクトラム包絡を推定する線形予測分析手段を含む。

30 【請求項 38】 請求項 36 の符号化装置において、上記スペクトラム包絡推定手段は上記周波数領域係数から上記スペクトラム包絡を推定する手段を含む。

【請求項 39】 請求項 36 の符号化装置において、上記量子化手段はベクトル量子化を行う手段である。

【請求項 40】 請求項 36 の符号化装置において、上記量子化手段は以下を含む：上記スペクトラム残差から残差包絡を推定し、その残差包絡を表すインデックスを上記符号の一部として出力する残差包絡推定手段と、

上記スペクトラム残差を上記残差包絡により正規化して微細構造係数を生成するスペクトラム正規化手段と、少なくとも上記残差包絡に基づいて重み係数を生成する重み係数計算手段と、

上記重み係数を使って上記微細構造係数を重み付きベクトル量子化し、その量子化インデックスを符号の他の一部として出力する重み付きベクトル量子化手段。

【請求項 41】 請求項 34 又は 35 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列を直交変換して周波数領域係数を生成する直交変換手段と、

50 上記周波数領域係数のスペクトラム包絡を推定し、その

スペクトラム包絡を表すインデックスを符号の一部として出力するスペクトラム包絡推定手段と、

少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいてビット割り当てを行い、上記周波数領域係数を適応ビット割り当て量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する適応ビット割り当て量子化手段。

【請求項 4 2】 請求項 4 1 の符号化装置において、上記スペクトラム包絡推定手段は上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して上記スペクトラム包絡を推定する手段を含む。

【請求項 4 3】 請求項 4 1 の符号化装置において、上記スペクトラム包絡推定手段は上記周波数領域係数から上記スペクトラム包絡を推定する手段を含む。

【請求項 4 4】 請求項 3 4 又は 3 5 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して予測係数を求める線形予測分析手段と、

上記予測係数を量子化して量子化予測係数を生成すると共にその量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力する予測係数量子化手段と、

上記量子化予測係数がフィルタ係数として与えられ、上記 1 次元信号サンプル系列を逆フィルタ処理して残差サンプル系列を生成する逆フィルタ手段と、

上記残差サンプル系列を直交変換して残差スペクトラムを生成する直交変換手段と、

上記量子化予測係数からスペクトラム包絡を推定するスペクトラム包絡推定手段と、

少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいてビット割り当てを決め、上記残差スペクトラムを適応ビット割り当て量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する適応ビット割り当て量子化手段。

【請求項 4 5】 請求項 3 4 又は 3 5 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列を線形予測分析して予測係数を求める線形予測分析手段と、

上記予測係数を量子化して量子化予測係数を生成すると共にその量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力する量子化手段と、

上記量子化予測係数がフィルタ係数として与えられ、上記 1 次元信号サンプル系列を逆フィルタ処理して残差サンプル系列を生成する逆フィルタ手段と、

上記残差サンプル系列を直交変換して残差スペクトラムサンプルを生成する直交変換手段と、

上記量子化予測係数からスペクトラム包絡を生成するスペクトラム包絡推定手段と、

少なくとも上記スペクトラム包絡に基づいて重み係数を決め、上記残差スペクトラムを重み付きベクトル量子化し、その量子化を表すインデックスを符号の他の一部として出力する重み付きベクトル量子化手段。

【請求項 4 6】 請求項 3 4 又は 3 5 の符号化装置にお

いて、上記相関を利用した符号化手段は A D P C M により上記 1 次元信号サンプル系列を符号化する手段である。

【請求項 4 7】 請求項 4 6 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列の各サンプルに対する予測値の予測誤差を求める減算手段と、

上記予測誤差を適応量子化し、その量子化を表すインデックスを上記符号の一部として出力する適応量子化手段と、

上記インデックスを逆量子化して量子化予測誤差を求める逆量子化手段と、

上記量子化予測誤差に上記予測値を加算して量子化サンプルを生成する加算手段と、

上記量子化サンプルに基づいて上記 1 次元信号サンプル系列の次のサンプルに対する予測値を生成する適応予測手段。

【請求項 4 8】 請求項 3 4 又は 3 5 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は C E L P により上記 1 次元信号サンプル系列を符号化する手段である。

【請求項 4 9】 請求項 4 8 の符号化装置において、上記相関を利用した符号化手段は以下を含む：上記 1 次元信号サンプル系列をフレーム毎に線形予測分析して予測係数を求め、上記符号の一部として出力する線形予測分析手段と、

前フレームの励振ベクトルを保持し、上記前フレームの励振ベクトルから切り出したベクトルセグメントから現フレームの励振ベクトルを生成する適応符号帳と、

上記予測係数がフィルタ係数として与えられ、上記現フレームの励振ベクトルから合成音サンプル系列を合成する合成フィルタ手段と、

上記 1 次元信号サンプル系列と上記合成音サンプル系列との間の歪みが最小となるよう、上記合成フィルタ手段に対する前フレームの励振ベクトルから切り出し長を制御し、その切り出し長を表すインデックスを上記符号の他の一部として出力する歪み計算・符号探索手段。

【請求項 5 0】 請求項 3 6、4 1 又は 4 5 の符号化装置において、上記周波数領域係数の周波数帯域を複数の周波数帯域に分割し、上記符号化は各周波数帯域毎に行い、上記符号の出力環境に応じて上記複数の周波数帯域の符号の組み合わせを選択的に出力する。

【請求項 5 1】 請求項 3 5 の符号化装置において、上記複数チャンネルは左右 2 チャンネルであり、上記パワー判定手段は、上記左右チャンネルのパワーの小さい方を判定し、そのチャンネルのパワー補正手段に対し 1 より大の平均化係数を与えると共に、その平均化係数を表すインデックスを上記符号の一部として出力する手段であり、上記パワー補正手段は、与えられた上記平均化係数をそのチャンネルの音響信号サンプル系列に乗算する手段である。

【請求項 5 2】 請求項 5 1 の符号化装置において、上記パワー判定手段は上記左右チャンネルのパワーの比  $k$  を求め、その比  $k$  が  $k - 1$  なら、上記平均化係数として  $g = k^r$  を、  $0 < k < 1$  なら上記平均化係数として  $1/g$  を上記パワーの小さい方のチャンネルの上記パワー補正手段に与える手段であり、  $r$  は  $0 < r < 1$  の定数である。

【請求項 5 3】 請求項 5 1 の符号化装置において、上記パワー判定手段は上記左右チャンネルのパワーの比  $k$  を求め、  $k$  が、その取り得る値の領域を予め決めた複数に分割した部分領域のいずれに属するか判定し、それぞれの部分領域に対し予め決めた補正值のうち、上記判定された部分領域に対応する平均化係数をパワーの小さい方のチャンネルの上記パワー補正手段に与えると共に、判定された部分領域を表すコードを上記平均化係数を表すインデックスとして出力する手段である。

【請求項 5 4】 多チャンネル音響信号サンプル系列を一定の規則で 1 次元信号サンプル系列に並び替えて符号化した符号を復号する復号化装置において、以下を含む：入力符号系列を、複数チャンネルの信号間の相関を利用した符号化方法に対する復号方法により 1 次元信号サンプル系列として復号する復号手段と、復号された上記 1 次元信号サンプル系列を上記一定の規則の逆の手順で複数のチャンネルに分配し、複数チャンネルの音響信号サンプル系列を得る逆並び替え手段。

【請求項 5 5】 請求項 5 4 の復号化装置は更に、入力されたパワー補正インデックスを復号して平均化係数を求めるパワーインデックス復号手段と、上記平均化係数を用いて上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列をそれら間のパワー差が大となるよう補正して複数チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得るパワー逆補正手段とを含む。

【請求項 5 6】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された第 1 の量子化符号を逆量子化してスペクトラム残差を得るスペクトラム残差逆量子化手段と、入力された第 2 の量子化符号を逆量子化してスペクトラム包絡を得るスペクトラム包絡逆量子化手段と、上記スペクトラム残差と上記スペクトラム包絡を乗算して周波数領域係数を得る逆正規化手段と、上記周波数領域係数を直交逆変換して時間領域の上記 1 次元信号サンプル系列を得る直交逆変換手段。

【請求項 5 7】 請求項 5 6 の復号化装置において、上記スペクトラム包絡逆量子化手段は、上記第 2 の量子化符号を逆量子化して線形予測係数を得る線形予測分析手段と、その線形予測係数から上記スペクトラム包絡を求めるスペクトラム包絡計算手段とを含む。

【請求項 5 8】 請求項 5 6 の復号化装置において、上記スペクトラム残差逆量子化手段は、ベクトル逆量子化手段である。

【請求項 5 9】 請求項 5 7 の復号化装置において、上

記第 1 の量子化符号は第 1 のインデックスと第 2 のインデックスを含み、上記スペクトラム残差逆量子化手段は以下を含む：上記第 1 のインデックスをベクトル逆量子化してスペクトラム微細構造係数を復元する微細構造係数逆量子化手段と、

上記第 2 のインデックスを復号して残差包絡を得る残差包絡復号手段と、

上記スペクトラム微細構造と上記残差包絡を乗算して上記スペクトラム残差を得る逆正規化手段。

10 【請求項 6 0】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された、量子化周波数領域係数を表す第 1 の量子化符号と、入力された、量子化スペクトラム包絡を表す第 2 の量子化符号とから適応ビット割り当て逆量子化により周波数領域係数を求める適応ビット割り当て逆量子化手段と、上記周波数領域係数を直交逆変換して上記 1 次元信号サンプル系列を得る直交逆変換手段。

【請求項 6 1】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された、量子化線形予測係数を表す第 1 の量子化符号を逆量子化して線形予測係数を得る予測係数逆量子化手段と、上記線形予測係数からスペクトラム包絡を推定するスペクトラム包絡推定手段と、

上記スペクトラム包絡に基づいたビット割り当てにより、入力された、量子化残差スペクトラムを表す第 2 の量子化符号を適応ビット割り当て逆量子化して残差スペクトラムを得る適応ビット割り当て逆量子化手段と、上記残差スペクトラムを直交逆変換して励振信号サンプル系列を得る直交逆変換手段と、

20 上記線形予測係数がフィルタ係数として与えられ、上記励振信号サンプル系列を処理して上記 1 次元信号サンプル系列を得る合成フィルタ手段。

【請求項 6 2】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された、ベクトル量子化スペクトラム残差を表す第 1 のベクトル量子化符号をベクトル逆量子化してスペクトラム残差を求める第 1 ベクトル逆量子化手段と、

30 入力された、ベクトル量子化スペクトラム包絡を表す第 2 のベクトル量子化符号をベクトル逆量子化してスペクトラム包絡を得る第 2 ベクトル逆量子化手段と、

40 上記スペクトラム残差と上記スペクトラム包絡を対応するサンプル毎に乗算して周波数領域係数を求める逆正規化手段と、

上記周波数領域係数を直交逆変換して上記 1 次元信号サンプル系列を得る直交逆変換手段。

【請求項 6 3】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された、量子化予測誤差を表す量子化符号を逆量子化して量子化予測誤差を得る逆量子化手段と、

50 前回の復号サンプル値から今回のサンプル値を適応予測

する適応予測手段と、

予測された上記サンプル値に上記量子化予測誤差を加算して今回の復号サンプル値を得る加算手段。

【請求項 6 4】 請求項 5 4 又は 5 5 の復号化装置において、上記復号手段は以下を含む：入力された、励振ベクトルの切り出し長を表すインデックスにより指定された長さを前フレームの励振ベクトルから切り出して現フレームの励振ベクトルを生成する適応符号帳手段と、入力された線形予測係数がフィルタ係数として与えられ、上記現フレームの励振ベクトルを処理することにより上記 1 次元信号サンプル系列を得る合成フィルタ手段。

【請求項 6 5】 請求項 5 6、6 0 又は 6 2 の復号化装置において、上記第 1 及び第 2 量子化符号の組は予め決めた複数の周波数帯域についてそれぞれ入力され、上記復号手段は上記符号の組のうち、所望の周波数帯域の上記量子化符号の組を選択して復号する手段を含む。

【請求項 6 6】 請求項 5 5 の復号化装置において、上記複数のチャンネルは左右 2 チャンネルであり、復号した上記平均化係数は 1 より大の係数であり、上記パワー逆補正する手段は、上記左右チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーの小さい方を上記平均化係数で割り算して上記左右チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得る手段である。

【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の複数チャンネルを能率よく符号化することができ、特に低ビットレートの伝送に適した符号化方法、及びその復号化方法及びそれを使った符号化装置及び復号化装置に関する。

【0002】

【従来の技術】音声や音楽信号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。この周波数領域への変換には、DFT（離散フーリエ変換）、DCT（離散コサイン変換）、重ね合わせ直交変換（LOT:Lapped Orthogonal Transform）の一種である 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（即ち、スペクトラムサンプル）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全般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及び復号化方法が例えば日本国特許出願公開8-44399（対応米国特許No.5,684,920）に示されている。その方法を使う符号化装置の構成を簡略化して図1に示す。

【0003】図1において、入力端子11から音響信号は直交変換部12で、前述した手法を使って周波数領域の係数に変換される。以下ではこの周波数領域の係数を

スペクトラムサンプルと呼ぶ。また、入力音響信号は線形予測分析部13で線形予測分析され、それによって入力音響信号のスペクトル包絡が検出される。即ち、入力端子11からの音響デジタル信号は直交変換部12でNサンプル毎に過去2Nサンプルの入力系列を抽出してN次の重ね合わせ直交変換（例えばMDCT）を行いスペクトラムサンプル値に変換する。スペクトラム包絡推定部13の線形予測分析部13Aでは同様に入力音響デジタル信号のNサンプル毎に2Nサンプルの系列を抽出し、それらのサンプルからP次の予測係数  $\alpha_0, \dots, \alpha_{P-1}$  が求められる。これらの予測係数  $\alpha_0, \dots, \alpha_{P-1}$  は量子化部13Bで例えばLSPパラメータ、あるいはkパラメータに変換してから量子化して予測係数のスペクトラム包絡を示すインデックス  $ln_1$  を得る。更に、その量子化予測係数から線形予測スペクトラム計算部13Cで入力信号のスペクトラム包絡を計算し、スペクトラム正規化部14に与えると共に、重み計算部15Dに与える。

【0004】直交変換部12からのスペクトラムサンプル値は、スペクトラム正規化部14においてスペクトラム包絡推定部13からのスペクトラム包絡により各対応サンプル毎に割算され（即ち正規化され）、スペクトラム残差係数が求められる。残差包絡推定部15Aは更にそのスペクトラム残差係数のスペクトラム包絡を求め、残差正規化部15B及び重み計算部15Dに与えると共に、そのスペクトラム残差包絡のベクトル量子化インデックス  $ln_2$  を求めて出力される。そのスペクトラム残差包絡によって残差正規化部15Bにおいてスペクトラム正規化部14からのスペクトラム残差係数が割算されてスペクトラム微細構造係数が得られ、重み付きベクトル量子化部15Cに与えられる。重み計算部15Dは残差包絡推定部15Aから与えられたスペクトラム残差包絡とスペクトラム包絡推定部13からの線形予測スペクトラム包絡とを各対応スペクトラムサンプル毎に乗算して重み係数  $W = w_1, \dots, w_N$  を得て重み付きベクトル量子化部15Cに与える。なお、この乗算結果に聴覚モデルに基づく聴感係数を更に乗算したものを重み係数  $W$  として使用してもよい。重み付きベクトル量子化部15Cは残差正規化部15Bからのスペクトラム微細構造係数を重み係数  $W$  で重み付きベクトル量子化し、そのインデックス  $ln_3$  を出力する。この様にして得られたインデックス  $ln_1, ln_2, ln_3$  の組が入力音響信号の1フレームに対する符号化結果として出力される。

【0005】図1Bに示す復号側では、インデックス  $ln_3$  からベクトル量子化復号部21Aでスペクトラム微細構造係数が復号される。復号部22、21Bでそれぞれインデックス  $ln_1, ln_2$  から線形予測スペクトラム包絡とスペクトラム残差包絡とがそれぞれ復元される。残差逆正規化部21Cはそのスペクトラム残差包絡とスペクトラム微細構造係数を各対応スペクトラムサンプル毎に、

互いに乗算してスペクトラム残差係数を復元し、スペクトラム逆正規化部 25 はそのスペクトラム残差係数に復元された線形予測スペクトラム包絡を乗算して音響信号のスペクトラムサンプル値を復元する。そのスペクトラムサンプル値は直交逆変換部 26 において逆直交変換され、時間領域信号に変換され、端子 27 に 1 フレームの復号音響信号が得られる。

【0006】この様な前記日本国特許出願公開8-44399 に示されている符号化及び復号化方法を使ってチャンネルの入力信号を符号化する場合は、各チャンネル毎にそのチャンネルの入力信号を前述のようにインデックス  $ln_1, ln_2, ln_3$  の組に符号化するが、符号化に使用するビット数の割当をこれらチャンネル間のパワーの偏りに合わせて制御することにより、総合的な歪を削減することができる。また、ステレオ信号の場合、左右信号をその和の信号と差の信号に変換して、それぞれの信号のパワーの偏りを利用する方法も MS ステレオという名前で既に使われている。

【0007】MS ステレオの場合、左右の信号が類似しているときは効果があるが、位相がずれているときには量子化歪を削減する効果は少ない。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】この様に従来の方法では左右の信号の相関特性を適応的に利用することができなかった。更に多チャンネルの各信号が互いに無関係な場合、これらチャンネル間の信号の相関を利用して符号化する考えは無かった。この発明の目的は、ステレオ信号のような多チャンネルの入力信号を符号化する際の量子化歪を小さくして品質を改善する符号化方法とその復号方法、及びその方法を使った符号化装置と復号化装置を提供することである。

【0009】

【課題を解決するための手段】この発明による多チャンネル音響信号符号化方法は、以下のステップを含む：

- (a) 複数のチャンネルの音響信号サンプル系列から各チャンネルの信号を一定規則で 1 サンプルずつ取り出しインタリーブして 1 次元信号サンプル系列とし、
- (b) 上記 1 次元信号サンプル系列を複数チャンネルの信号間の相関を利用した符号化方法で符号化し、符号を出力する。

【0010】上記符号化方法において、上記ステップ

(a) の前に、更に：

(0-1) 各上記チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーを一定時間区間毎に求め、(0-2) それらのパワーに基づいて上記複数のチャンネルの入力音響信号サンプル系列間のパワーの差を小さくし、それらパワーの差の小さくされた複数の音響信号サンプル系列を上記ステップ(a) のための上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列とするステップを設けてもよい。

【0011】この発明による復号化方法は、以下のステ

ップを含む：

(a) 入力符号系列を、複数チャンネルの信号間の相関を利用した符号化方法に対する復号方法により 1 次元信号サンプル系列として復号し、

(b) 復号された上記 1 次元信号サンプル系列を一定の規則の逆の手順で複数のチャンネルに分配し、複数チャンネルの音響信号サンプル系列を得る。

【0012】上記復号化方法において、更に、入力されたパワー補正インデックスを復号して平均化係数を求め、上記平均化係数を用いて上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列をそれら間のパワー差が大となるよう補正して複数チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得るようにしてもよい。この発明による多チャンネル音響信号符号化装置は以下を含む：複数のチャンネルの音響信号サンプル系列から各チャンネルの信号を一定規則で 1 サンプル取り出しインタリーブして 1 次元信号サンプル系列とする並び替え手段と、上記 1 次元信号サンプル系列を複数チャンネルの信号間の相関を利用した符号化方法で符号化し、符号を出力する相関を利用した符号化手段。上記符号化装置は、上記並び替え手段の前段に、更に、各上記チャンネルの音響信号サンプル系列のパワーを一定時間区間毎に求めるパワー計算手段と、それらのパワーに基づいて上記複数のチャンネルの入力音響信号サンプル系列間のパワーの差を小さくするようにパワーの補正を決めるパワー判定手段と、それぞれのチャンネルに設けられ、上記パワー平均化係数に従って、上記複数チャンネルの入力音響信号サンプル系列のパワーを補正し、上記並び替え手段に与えるパワー補正手段とを設けてもよい。

【0013】この発明による復号化装置は、入力符号系列を、複数チャンネルの信号間の相関を利用した符号化方法に対する復号方法により 1 次元信号サンプル系列として復号する復号手段と、復号された上記 1 次元信号サンプル系列を上記一定の規則の逆の手順で複数のチャンネルに分配し、複数チャンネルの音響信号サンプル系列を得る逆並び替え手段とを含む。

【0014】上記復号化装置は更に、入力されたパワー補正インデックスを復号して平均化係数を求めるパワーインデックス復号手段と、上記平均化係数を用いて上記複数チャンネルの音響信号サンプル系列をそれら間のパワー差が大となるよう補正して複数チャンネルの復号化音響信号サンプル系列を得るパワー逆補正手段とを含んでもよい。

【0015】

【発明の実施の形態】図 2 A はこの発明の原理に基づく符号化装置の基本構成を示し、図 2 B はその符号化装置が出力した符号 C を復号する復号化装置の基本構成を示す。この発明による符号化の原理は、図 2 A に示すように並び変え部 30 において M 個 (M は 2 以上の整数) の端子  $31_1 \sim 31_M$  に与えられた M チャンネル (即ち多次元) の入力信号サンプルを一定の順に一系列 (即ち一次

元)の信号サンプルに並び替え、符号化部10においてその一系列の信号サンプルをこれらMチャンネルの信号間の相関を利用した符号化法により符号化し、符号Cを出力する。符号化部10は信号間の相関を利用した符号化法を使うものであれば、時間領域での符号化法を使うものであっても、周波数領域に変換して符号化する方法を使うものであっても、あるいはそれらの組み合わせを使うものであってもよい。重要なことは、Mチャンネルの信号サンプルを前述のように一系列の信号サンプルに並び替え、その一系列の信号に対し、相関を利用した符号化を行うことにより、Mチャンネルの信号間の相関が考慮された符号化が実現できることである。その相関を利用した符号化の1つの方法として、線形予測を使う方法がある。線形予測は本質的に信号の相関に基づいて信号の予測を行うものであり、従って、この発明の符号化方法に適用できる。時間領域で信号の相関を利用した符号化方法としては、例えばADPCM法(Adaptive Differential Pulse Code Modulation)、あるいはCELP法(Code-Excited Linear Prediction Coding)を使うこともできる。周波数領域での符号化法としては変換符号化法を使うことができる。

【0016】図2Aの符号化装置により符号化された符号を復号する装置は図2Bに示すように、与えられた符号Cを、図2Aの符号化部10における符号化処理と逆の処理により次元のサンプル系列に復号し、逆並び替え部40に与える。逆並び替え部40は図2Aの並び替え部30における並び替えとは逆の処理により、一系列のサンプルをM個のチャンネル出力端子 $41_1 \sim 41_M$ に分配することにより、Mチャンネルの信号サンプル系列が出力端子 $41_1 \sim 41_M$ に得られる。

【0017】次に、図2A、2Bに示したこの発明の原理に基づく符号化装置及び復号化装置の具体的実施例を示す。ただし、説明を簡単にするため、入力チャンネルはステレオの左右2チャンネルの場合で示すが、2チャンネル以上の場合にも同様に適用できる。図3Aは符号化部10に変換符号化法を使い、周波数領域で符号化を行う場合の実施例を示す。図3Aの実施例では、符号化部10は直交変換部12と、スペクトラム包絡推定部13と、スペクトラム正規化部14と、スペクトラム残差係数符号化部15とから構成されている。スペクトラム包絡推定部13は図1Aの従来技術と同様に、線形予測分析部13Aと、量子化部13Bと、線形予測スペクトラム概形計算部13Cとから構成され、スペクトラム残差係数符号化部15は図1Aの従来技術と同様に、残差包絡推定部15Aと、残差正規化部15Bと、重み付きベクトル量子化部15Cと、重み計算部15Dとから構成された場合である。即ち、図3Aの符号化部10としては、図1Aの従来の符号化装置と全く同じ構成とした場合である。

【0018】この発明による図3Aの実施例において、

多チャンネルの音響信号として、ステレオの左チャンネル信号と右チャンネル信号とを例とした場合であり、入力端子 $31_L$ 、 $31_R$ にそれぞれ与えられた左チャンネル信号サンプル系列と、右チャンネル信号サンプル系列とが並び替え部32において一定規則で互いにインタリーブして1次元のサンプル時系列信号とされる。

【0019】左右チャンネル信号サンプルのインタリーブの例としては、例えば図4の行A、Bにそれぞれ示す左チャンネル信号のサンプル系列 $L_1, L_2, L_3, \dots$ と右チャンネル信号のサンプル系列 $R_1, R_2, R_3, \dots$ は図4の行Cに示すように、左チャンネル信号のサンプル値と、右チャンネル信号のサンプル値とがその時系列順に交互に1サンプルずつ取り出されて、1系列の信号にインタリーブされる。この様に、電子計算機上でのデータなどの並び替えで使用される一般的な形式で、ステレオ信号が1次元の信号として合成される。

【0020】この発明では、この人工的に合成した1次元信号サンプル系列をそのまま以下に示すように符号化する。その符号化方法としては、形式的に従来の符号化方法と同じ手法を使うことができる。ただし、使用する符号化方法としては、前述のように、変換符号化法、予測符号化法、等の入力信号をフレーム毎に周波数領域係数、あるいは、線形予測係数(線形予測係数もスペクトラム包絡を表すパラメータである)に変換し、歪が最小となるようベクトル符号化する符号化法であればどの様な符号化方法でもよい。

【0021】図3Aが示す実施例では直交変換部12で従来と同様に入力される信号サンプル系列からサンプルを連続2Nずつ取り込むことをNサンプルずつずらして繰り返し、各一連の2NサンプルからNサンプルの周波数領域係数を例えばMDCTにより求め、その係数を量子化する。一方、スペクトラム包絡推定部13の線形予測分析部13Aでは同様に入力音響デジタル信号のNサンプル毎に2Nサンプルの系列を抽出し、それらのサンプルから図1Aで説明したと同様にP次の予測係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_P$ が求められる。これらの予測係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_P$ は量子化部13Bで例えばLSPパラメータ、あるいはPARCOR係数に変換してから量子化して予測係数のスペクトラム包絡を示すインデックス $ln_1$ を得る。更に、その量子化予測係数から線形予測スペクトラム概形計算部13Cでスペクトラム概形を計算し、スペクトラム正規化部14に与えると共に、重み計算部15Dに与える。

【0022】直交変換部12からのスペクトラムサンプル値はスペクトラム正規化部14においてスペクトラム包絡推定部13からのスペクトラム概形により各対応サンプル毎に割算され、スペクトラム残差係数が求められる。残差包絡推定部15Aは更にそのスペクトラム残差係数のスペクトラム包絡を求め、残差正規化部15B及び重み計算部15Dに与えると共に、そのスペクトラム

包絡のベクトル量子化インデックス  $ln_2$  を求めて出力する。そのスペクトラム残差包絡によって残差正規化部 1 5 B においてスペクトラム正規化部 1 4 からのスペクトラム残差係数が割算されてスペクトラム微細構造係数が得られ、重み付きベクトル量子化部 1 5 C に与えられる。重み計算部 1 5 D は与えられたスペクトラム残差包絡とスペクトラム包絡推定部 1 3 からの線形予測スペクトラム包絡とを各対応スペクトラムサンプル毎に乗算し、聴感上の補正をして重み係数  $W = w_1, \dots, w_n$  を得て重み付きベクトル量子化部 1 5 C に与える。なお、この乗算結果に聴覚モデルに基づく聴感係数を更に乗算したものを重み係数  $W$  として使用してもよい。重み付きベクトル量子化部 1 5 C は残差正規化部 1 5 B からのスペクトラム微細構造係数を重み係数  $W$  で重み付きベクトル量子化し、そのインデックス  $ln_3$  を出力する。この様にして得られたインデックス  $ln_1, ln_2, ln_3$  の組が入力音響信号の 1 フレームに対する符号化結果として出力される。

【0023】この様に、この実施例では符号化部 1 0 に左右チャンネルの信号がサンプル毎に交互にインタリーブされて入力するため、そのまま線形予測や M D C T を行うことは通常の 1 チャンネルの信号の処理とは効果が異なる。つまり、この実施例の L P C 分析部 1 3 A における線形予測では、例えば右チャンネルの 1 つのサンプルの予測を行うのに、右チャンネルと左チャンネルの過去のサンプルを使うことになる。従って、例えば左右チャンネルの信号がほとんど同じである場合には、図 5 A に示すような通常の一次元の音響信号の場合と同様なスペクトラム包絡が得られるが、この予測分析にチャンネル間の相関も含まれるので、予測利得（元の信号エネルギー/スペクトラム残差信号エネルギー）が一次元信号の場合より大きくなる。言い換えれば、変換符号化による歪除去効果が大きい。

【0024】また、左右チャンネルの信号レベルが大きく異なる場合には、スペクトラム包絡の形は図 5 B に示すように全帯域の中心周波数  $f_c$  に対し、ほぼ対称となることが多い。この場合、中心周波数  $f_c$  より周波数が高い成分は左チャンネル信号と右チャンネル信号の差に基づくものであり、中心周波数  $f_c$  より低い成分は左チャンネル信号と右チャンネル信号の和に基づくものである。左右チャンネルの信号レベルが大きく異なれば、相関も小さくなるが、その場合もそれ相応に左右チャンネル信号の相関の大きさに応じた予測利得が得られるので、この発明の効果がある。なお、左チャンネル信号と右チャンネル信号の一方が零の場合、上述の並び変え処理により得られる 1 次元信号のスペクトラムは、サンプリング周波数を  $fs$  とすると、中心周波数  $f_c = fs/4$  に対し、低域成分と高域成分とが対称な形状となることは数学上知られている。

【0025】図 5 B に示したような場合、フィルタにより中心周波数  $f_c$  より高域を強制的に 0 にして情報を送らないと、左チャンネル信号と右チャンネル信号の和、つま

り、左チャンネルと右チャンネルの平均化された信号のみの音が再生される。従って、例えばトラフィックの輻輳状態に応じて 1 チャンネルに割り当てるビット数を適応的に変化させる場合や、既存の通信設備で、トラフィックが多くなり、チャンネル数を増加する必要から固定的に 1 チャンネルのビット数、つまり情報量を少なくする場合には、直交変換部 1 2 により直交変換された出力の周波数領域係数に対し、その中心周波数  $f_c$  より高域成分を遮断し、スペクトラム正規化部 1 4 において低域成分の周波数領域係数に対してのみ割算（平坦化）し、それを量子化して符号化する。あるいはスペクトラム正規化部 1 4 で割算後、高域成分の係数を除去してもよい。この様にすれば、情報量が少ないときは、ステレオではなくなるが、歪は比較的小さいものとする事ができる。

【0026】2 チャンネル信号をサンプル毎に交互にインタリーブし、周波数領域係数に変換した場合に得られる対数スペクトル特性は図 5 B に示すように低域側から、左、右チャンネル信号  $L, R$  のそれぞれの低域成分の和  $L_L + R_L$  の成分による領域 (I) と、左右チャンネル信号  $L, R$  のそれぞれの高域成分の和  $L_H + R_H$  の成分による領域 (II) と、左右チャンネル  $L, R$  のそれぞれの高域成分の差  $L_H - R_H$  の成分による領域 (III) と、及び左右チャンネル信号  $L, R$  のそれぞれの低域成分の差  $L_L - R_L$  の成分による領域 (IV) とから構成されている。全領域 (I) ~ (IV) の信号をベクトル量子化してその量子化符号を送信することにより左右チャンネル信号の全体域成分を送ることができるが、以下に示すように必要に応じて必要な帯域成分のベクトル量子化符号  $ln_3$  を予測係数量子化インデックス  $ln_1$  及び推定スペクトラム包絡量子化インデックス  $ln_2$  と共に送信してもよい。

【0027】(A) 4 つの周波数領域 (I) ~ (IV) のそれぞれのベクトル量子化符号を送る。この場合、復号側では 2 チャンネルの全体域信号が再生されるので、帯域の広いステレオ信号の再生が可能である。

(B) 領域 (III) を省略し、領域 (I), (II) 及び (IV) のベクトル量子化符号を送出する。この場合、復号側において低域はステレオであるが、高域は左右の和の成分のみとなる。

【0028】(C) 領域 (III) と (II) 又は領域 (IV) を省略し、領域 (I) と (IV) のベクトル量子化符号を送る。前者（領域 I, IV を送出）の場合、復号出力はステレオではあるが、高域成分は低下する。後者（領域 I, II を送出）の場合、復号出力信号の帯域は広いが、完全にモノラルとなる。

(D) 領域 (II), (III), (IV) を省略し、領域 (I) のみのベクトル量子化符号を送る。この場合、復号出力信号として、低域成分のみのモノラル信号が得られる。

【0029】上述のケース (A) ~ (D) の順に符号化信号を伝送するのに必要とされる伝送量は少なくなる。従って、例えばトラフィックが少なければ伝送量に余裕があ

10

20

30

40

50

るので、全領域のベクトル量子化符号を送信し(A)、トラフィック量が大きくなればそれにつれケース(B)、(C)、(D)と変えてベクトル量子化符号を送信してもよい。この様に2チャンネルステレオ信号の周波数領域係数を4つの領域に分割してベクトル量子化することにより、伝送容量に応じて帯域とステレオの選択を同一の枠組みの符号化の中で実行することができる。もちろん、伝送路のトラフィックとは関係なく、単に受信側(復号側)の要求する音響信号の品質に応じてどの領域の符号を送るかを決定してもよいし、受信側で受信した4つの領域の符号から必要とする領域の符号を選択して使用してもよい。

【0030】以上はすべて符号化装置における情報圧縮の観点からの実施例の説明であるが、復号化装置において高域成分の係数を制御することでステレオ感の調整をすることもできる。例えば、中心周波数 $f_c$ より高域の係数の極性を反転すると、左、右信号の差成分の極性が反転されたことになり、再生音は、左、右信号が逆転したものとなる。この極性反転制御は、割算部による平坦化の前の係数、平坦化後の係数にいずれに対して行ってもよい。この様にすれば音像定位効果を操作することができる。これらの制御も、平坦化の前の係数、平坦化後の係数のいずれに対して行ってもよい。

【0031】以上のように図3Aの実施例で符号化されたインデックス $ln_1$ 、 $ln_2$ 、 $ln_3$ の符号ビット列を復号するこの発明による復号装置の構成を図3Bに図1Bと対応する部分に同様の符号を付けて示す。図1Bの従来の復号装置と同様に、復号側では、インデックス $ln_3$ からベクトル量子化復号部21Aで逆量子化されてN点のスペクトラム微細構造係数が復号される。一方、復号部22、21Bでそれぞれインデックス $ln_1$ 、 $ln_2$ から線形予測スペクトラム包絡とスペクトラム残差包絡とがそれぞれ復元される。残差逆正規化部21Cはそのスペクトラム残差包絡とスペクトラム微細構造係数を各対応スペクトラムサンプル毎に乗算(逆平坦化)してスペクトラム残差係数を復元し、スペクトラム逆正規化部25はそのスペクトラム残差係数に復元された線形予測スペクトラム包絡を乗算(逆平坦化)して音響信号のスペクトラムサンプル値を復元する。そのスペクトラムサンプル値は逆直交変換部26において逆直交変換され、2N点の時間領域信号サンプルに変換され、前後のフレームとNサンプルずつ重ね合わせて合成する。更に、この発明では並び変え部40で、符号化側の並び変え部30と逆の並び変えを行い、この例では復号サンプルを1つずつ出力端子41L、41Rに振り分けて左チャンネル復号信号、右チャンネル復号信号を得る。

【0032】この復号方法においても、スペクトラム逆正規化部25による逆平坦化前、又は後の復号変換係数に対し、中心周波数 $f_c$ より高域を除去して、左右チャンネル信号の平均化信号を端子41L、41Rに得たり、高域

成分の係数の極性を反転して、左右チャンネル信号を入れ替えてもよい。あるいは、逆平坦化前、又は後の係数の高域成分の値を制御してもよい。

【0033】図3A及び3Bの実施例において、残差包絡推定部15A、残差正規化部15B、復号部21B、残差逆正規化部21Cを省略してもよい。その場合の実施例を図6A、6Bに示す。図6Aの符号化装置の実施例は図3Aの実施例と同様に変換符号化を行うが、スペクトラム残差符号化部15により、スペクトラム残差を正規化せず、スペクトラム正規化部14からのスペクトラム残差 $S_R$ をベクトル量子化部15'でそのままベクトル量子化してインデックス $ln_2$ を出力する場合の符号化装置を示す。この実施例においても図3Aの実施例と同様にスペクトラム包絡推定部13においてサンプル系列のスペクトラム包絡を推定するが、一般に、入力信号サンプル系列のスペクトラム包絡を得る方法として、次の3つの方法が可能であり、どれを使ってもよい。

【0034】(a) 入力信号サンプル系列の線形予測係数をフーリエ変換して求める。

(b) 入力信号サンプル系列を変換して得たスペクトラムサンプルを複数の帯域に分割し、それぞれの帯域のスケールリングファクタをスペクトラム包絡として得る。

(c) 入力信号サンプル系列を変換して得たスペクトラムサンプルの絶対値を逆変換して得た時間領域サンプル系列の線形予測係数を求め、その線形予測係数をフーリエ変換して求める。

【0035】方法(a)と(c)は次の事実に基づいている。線形予測係数は、入力信号サンプル系列の周波数特性を平坦化するように動作する逆フィルタのインパルス応答(周波数特性)を表しており、従って線形予測係数のスペクトラム包絡は、入力信号サンプル系列のスペクトラム包絡に対応している。詳しく言えば、線形予測係数をフーリエ変換して得られるスペクトラム振幅は、入力信号サンプル系列のスペクトラム包絡の逆数となっている。

【0036】図3Aの場合は、線形予測を使ってスペクトラム概形を計算する場合を示したが、図6Aの実施例では、例えば上記方法(b)を使ってスペクトラム概形計算部13Dによりスペクトラム概形を得る場合を示している。計算されたスペクトラム概形は量子化部13Bで量子化され、その量子化インデックス $ln_1$ を出力するとともにその量子化スペクトラム概形によりスペクトラム正規化部14で直交変換部12からの周波数領域係数を正規化する。勿論、図6Aの実施例におけるスペクトラム包絡推定部13を図3Aの実施例におけるものと同様に構成してもよい。

【0037】復号装置は図6Bに示すように、それぞれインデックス $ln_1$ 、 $ln_2$ を逆量子化部22、ベクトル逆量子化部21により逆量子化してスペクトラム概形とスペクトラム残差を得て、それらをスペクトラム逆正規化部

25で互いに乗算してスペクトラムサンプルを得る。これらのスペクトラムサンプルに直交逆変換部26で時間領域の一次元サンプル系列に変換され、逆並び替え部40に与えられる。逆並び替え部40は、その一次元サンプル系列を図6Aの並び替え部30とは逆の処理により左右チャンネルに分配し、端子41<sub>L</sub>、41<sub>R</sub>に左右チャンネル信号が得られる。

【0038】図7Aの実施例は、直交変換部12により一次元サンプル系列から変換されたスペクトラムサンプルを、スペクトラム残差に正規化しないで、スペクトラム包絡推定部13により求めたスペクトラム包絡に基づいて適応ビット割当量子化部19においてスペクトラムサンプルを適応ビット割当量子化する場合を示している。スペクトラム概形推定部13は実線で示すように直交変換部12から与えられた周波数領域係数を前記の方法(b)により複数の帯域に分割してスペクトラム概形を得てもよいし、あるいは破線で示すように入力サンプル系列から前記方法(a)又は(c)によりスペクトラム概形を得てもよい。

【0039】復号装置は図7Bに示すように、逆並び替え部40と復号部20とから構成され、復号部20は直交逆変換部26と、適応ビット割当逆量子化部29とから構成されている。適応ビット割当逆量子化部29は、図7Aの符号化装置から与えられたビット割当インデックス $ln_1$ と、量子化インデックス $ln_2$ とから適応ビット割当逆量子化(即ち復号)を行ってスペクトラムサンプルを復元し、直交逆変換部26に与える。直交逆変換部26は与えられたスペクトラムサンプルを直交逆変換して時間領域サンプル系列を復元する。そのサンプル系列は逆並び替え部40により前述の実施例と同様に符号化装置の並び替え部30と逆の処理を行って端子41<sub>L</sub>、41<sub>R</sub>に左右チャンネル信号系列を出力する。

【0040】図7Aに示す符号化装置の実施例において、適応ビット割当量子化部19の代わりに重み付きベクトル量子化部を設け、スペクトラム概形推定部13から与えられたスペクトラム概形を重み係数として周波数領域係数をベクトル量子化し、そのインデックス $ln_2$ を出力してもよい。その場合は、図7Bの復号装置では、適応ビット割当逆量子化部29の代わりにスペクトラム概形計算部24からのスペクトラム概形を重み係数として重み付きベクトル量子化する重み付きベクトル量子化部を設ける。

【0041】図8Aに示す実施例も変換符号化法を使用するが、この実施例では、符号化部10はスペクトラム包絡推定部13と逆フィルタ16と、直交変換部12と、適応ビット割当量子化部17とから構成されている。スペクトラム包絡推定部13は図3Aの実施例と同様に線形予測分析部13Aと、量子化部13Bと、スペクトラム概形計算部13Cとから構成されている。

【0042】並び替え部30から与えられた一次元サン

プル系列は線形予測分析部13Aで線形予測分析され、予測係数が計算される。これら予測係数は量子化部13Bで量子化され、その量子化を表すインデックス $ln_1$ が出力され、それと共に量子化予測係数 $\underline{a}$ がスペクトラム概形計算部13Cに与えられ、スペクトラム概形が計算される。一方、量子化予測係数 $\underline{a}$ は逆フィルタ16にフィルタ係数として与えられ、逆フィルタ16は与えられた一次元サンプル時系列を白色化し、即ち周波数スペクトラムを平坦化し、時間領域の残差サンプル系列を出力する。残差サンプル系列は直交変換部12で周波数領域残差係数に変換され、適応ビット割当量子化部17に与えられる。適応ビット割当量子化部17はスペクトラム概形計算部13Cからのスペクトラム概形により、適応的にビットを割り当てて量子化し、そのインデックス $ln_2$ を出力する。

【0043】図8Bは図8Aの符号化装置に対応する復号装置を示す。この復号装置の実施例における復号部20は逆量子化部23と、スペクトラム概形計算部24と、適応ビット割当逆量子化部27と、直交逆変換部26と、LPC合成フィルタ28とから構成されている。逆量子化部23は図8Aの復号装置から与えられたインデックス $ln_1$ を逆量子化部21で逆量子化して量子化予測係数 $\underline{a}$ を経て、これをスペクトラム概形計算部24に与えてスペクトラム概形を計算する。適応ビット割当逆量子化部27はその得られたスペクトラム概形に基づいて適応的にビット割当を行い、インデックス $ln_2$ を逆量子化し、量子化スペクトラムサンプルを得る。得られた量子化スペクトラムサンプルは直交逆変換部26で時間領域の一次元残差サンプル系列に変換され、LPC合成フィルタ28に与えられる。LPC合成フィルタ28には逆量子化部23から復号された量子化予測係数 $\underline{a}$ がフィルタ係数として与えられており、一次元残差サンプル系列を励振源信号として信号サンプル系列を合成する。得られた信号サンプル系列は逆並び替え部40で左右チャンネルサンプル系列に並び替えられ、端子41<sub>L</sub>、41<sub>R</sub>に出力される。

【0044】図9Aは符号化部10としてADPCM法を使用し、時間領域での信号の相関を利用した符号化を行う場合の符号化装置の基本的構成を示す。符号化部10は減算器111と、適応量子化部112と、逆量子化部113と、適応予測部114と、加算器115とから構成されている。左右2チャンネルの信号サンプル系列は入力端子31<sub>L</sub>、31<sub>R</sub>に入力され、並び替え部30で図2Aの場合と同様に予め決められた一定の順でインタリーブされ、一次元のサンプル系列として出力される。

【0045】並び替え部30からの一次元サンプル系列はサンプル毎に符号化部10の減算器111に与えられ、そのサンプル値は前回のサンプル値から適応予測部114により予測したサンプル値 $S_e$ が減算され、その減算結果である予測誤差 $e_s$ が出力される。予測誤差 $e$

$s$  は適応量子化部 112 に与えられ、適応的に決められた量子化ステップで量子化され、その量子化符号のインデックス  $ln$  が符号化結果として出力される。インデックス  $ln$  は逆量子化部 113 により逆量子化（即ち復号）されて量子化予測誤差値  $e_q$  とされ、加算器 115 に与えられる。加算器 115 は量子化予測誤差値  $e_q$  と、適応予測部 114 による前回のサンプルについての予測値  $S_e$  を加算して現量子化サンプル値  $S_q$  を得て、適応予測部 114 に与える。適応予測部 114 は、与えられた現量子化サンプル値  $S_q$  から次の入力サンプル値に対する予測サンプル値  $S_e$  を生成し、減算器 111 に与える。

【0046】この ADPCM 法を使った符号化部 10 においては、適応予測部 114 は隣接サンプル間の相関を利用して次の入力サンプル値を適応予測し、その予測誤差  $e_s$  だけを符号化している。即ち、入力サンプル系列は左右チャンネルサンプルが交互にインタリーブしているので、左右チャンネルの隣接サンプルの相関を利用していることになる。

【0047】復号装置は図 2B と同様に、図 9B に示すように復号部 20 と逆並び替え部 40 とから構成されているが、復号部 20 は逆量子化部 211 と、加算器 212 と、適応予測部 213 とから構成されている。符号化装置から与えられたインデックス  $ln$  は逆量子化部 211 で逆量子化（復号）されて量子化予測誤差  $e_q$  とされ、加算器 212 に与えられる。加算器 212 は適応予測部 213 からの前回の予測サンプル値  $S_e$  と量子化予測誤差  $e_q$  とを加算して量子化サンプル値  $S_q$  を出力し、逆並び替え部 40 に与えると共に、適応予測部 213 にも与え、次のサンプルの適応予測のために使用される。逆並び替え部 40 は図 2B の場合と同様に、与えられたサンプル値系列を図 3A の並び替え部 30 とは逆の処理によりサンプル毎に左右 2 チャンネルのサンプル系列に分配し、出力端子 41<sub>L</sub>、41<sub>R</sub> に出力する。

【0048】時間領域で信号の相関を利用して符号化するもう 1 つの例として、例えば米国特許 No. 5,195,137 に示されている CELP を使った音声信号符号装置を図 2A における符号部 10 に適用した実施例を図 10A に示す。ステレオの左右チャンネルの信号サンプル系列は入力端子 31<sub>L</sub>、31<sub>R</sub> に入力され、並び替え部 30 に与えられ、図 4 で説明した並び替えが行われ、1 次元のサンプル系列  $S_s$  として符号化部 10 の線形予測分析部 121 に与えられる。そのサンプル系列  $S_s$  は一定長のフレーム毎に線形予測分析部 121 で線形予測分析され、線形予測係数  $a$  が求められ、LPC 合成フィルタ 122 にフィルタ係数として与えられる。適応符号帳 123 では、合成フィルタ 122 に与えられた全フレームの確定された励振ベクトル  $E$  が保持されており、その励振ベクトルから長さ  $S$  のセグメントを 1 つ切り出して、それをフレーム長  $T$  になるまで繰り返し接続して音響信号の周期成分と対応する適応符号ベクトル（周期成分ベクトル

又はピッチ成分ベクトルとも呼ぶ) を生成し出力する。切り出し長  $S$  を変えて異なる周期成分と対応する適応符号ベクトルを出力することができる。雑音符号帳 125 には 1 フレーム長の複数の雑音符号ベクトルが記録しており、インデックス  $ln$  が指定されると対応する雑音符号ベクトルが読み出される。適応符号帳 123 及び雑音符号帳 125 からの適応符号ベクトルと雑音符号ベクトルはそれぞれ乗算器 124、126 で歪み計算/探索部 131 からの重み係数（利得） $g_0, g_1$  が乗算され、これら乗算結果は加算器 127 で加算され、励振ベクトル  $E$  として合成フィルタ 122 に与えられ、音声信号を合成する。

【0049】まず、 $g_1=0$  とし、選択した切り出し長  $S$  のセグメントから生成した適応符号ベクトルで励振したときの合成フィルタ 122 の出力合成音響信号（ベクトル）と入力サンプル系列（ベクトル） $S_s$  との差が減算器 128 で求められる。その誤差ベクトルは必要に応じて聴感重み付け部 129 で聴感重みが付けられてから歪み計算部 131 で要素の自乗和（符号間距離）を合成音の歪みとして計算し、保持する。歪み計算/符号帳探索部 131 は、切り出し長  $S$  を変化させて上記処理を繰り返し、歪みが最小となる切り出し長  $S$  と重み  $g_0$  を決定する。これによって生成される励振ベクトル  $E$  を合成フィルタ 122 に入力して合成される合成音を入力信号  $AT$  から減算器 128 で除去して雑音成分を得る。次に、この雑音成分を、雑音符号長 125 からの雑音符号ベクトルを励振ベクトル  $E$  としたときの合成雑音の目標値とし、歪みが最小となる雑音符号ベクトルを符号帳 125 から選択し、対応するインデックス  $ln$  を得る。この決定された雑音符号ベクトルから歪みが最小となる  $g_1$  を計算する。決定された重み  $g_0, g_1$  は符号化部 132 で重み符号  $G=(g_0, g_1)$  として計算される。この様にしてサンプル系列  $S_s$  の 1 フレーム毎に決定した線形予測係数、切り出し長  $S$ 、雑音符号ベクトルインデックス  $ln$  及び重み符号  $G$  が図 5A の符号化装置によりサンプル系列  $S_s$  に対応する符号として出力される。

【0050】復号器は図 10B に示すように、与えられた線形予測係数  $a$  を線形予測合成フィルタ 221 にフィルタ係数として設定する。与えられた切り出し長  $S$  及びインデックス  $ln$  に従ってそれぞれ適応符号帳 223 及び雑音符号帳 225 から図 10A と同様にそれぞれ適応符号ベクトル及び雑音符号ベクトルを出力し、乗算器 224、226 で重み復号部 222 からの重み  $g_0, g_1$  と乗算される。これらの乗算結果は加算器 227 で互いに加算されて励振ベクトルとして線形予測合成フィルタ 221 に与えられ、その結果、サンプル系列  $S_s$  が復元され、逆並び替え部 40 に与えられる。逆並び替え部 40 での処理は図 3B の場合と同様である。

【0051】この様に、この発明による符号化装置の符号化部 10 において使用される符号化方法としては、変

換符号化法や、予測符号化法など、サンプル間の相関を利用した符号化法であればどの様なものでもよい。並び替え部 3 0 に入力される多チャンネル信号としてはステレオ信号に限らず、他の音響信号でもよい。その場合でも、あるチャンネルの信号のサンプル値と、他のいずれかのチャンネルのいずれかのサンプル値と一時的に相関があることがよくあるため、1チャンネル信号のみによる線形予測分析よりも、多くの過去のサンプルから予測することができ、予測利得が大となり、効率的な符号化が行える。

【0052】図 1 1 は図 3 A, 3 B の実施例によりステレオ信号について、その符号化方法の主観品質評価試験を行った結果を示す。5 段階の M O S (Mean Opinion) 値を用い、被験者は 1 9 才から 2 5 才までの音楽関係者 1 5 名とした。ビットレートはステレオ Twin VQ 28kbit/sec である。図 1 1 中の 3 a は図 3 A, 3 B に示したこの発明の実施例を用いた場合、3 b は左右チャンネル信号のエネルギーの差を考慮した量子化法を適用した場合、3 c は左右チャンネル信号をそれぞれ独立に符号化した場合である。これらの結果から、この発明の符号化方法による場合の品質評価が最も高いことが理解される。

【0053】上述示した各実施例では、並び替え部 3 0 への入力音響信号の時間的変動により、チャンネル間のパワーに大きな差が生じる時間区間においては、パワーの小さいチャンネル信号への相対的な量子化歪の影響が大きくなり、高品質を維持できなくなる。この点を改善し、チャンネル間で信号パワーに偏りができた場合でも、パワーの小さいチャンネルへの量子化歪の集中を避け、高品質な符号化音響信号を得ることができる符号化方法及びその復号化方法の実施例を図 2 A, 2 B に示したこの発明の原理的構成例の変形例として図 1 2 A, 1 2 B に示す。ただし、入力信号は左右 2 チャンネルの信号の場合である。

【0054】図 1 2 A, 1 2 B において、図 2 A, 2 B と対応する部分には同様の符号を付けてある。図 2 A, 2 B の実施例と異なる部分は、図 1 2 A の符号化装置においてはパワー計算部 3 2<sub>L</sub>, 3 2<sub>R</sub>, パワー判定部 3 3、及びパワー平均化部 3 4<sub>L</sub>, 3 4<sub>R</sub> が付加されていることであり、また、図 1 2 B の復号化装置においては、インデックス復号部 4 3、パワー逆平均部 4 2<sub>L</sub>, 4 2<sub>R</sub> が付加されていることである。これらの部分を中心に符号化、復号化処理に付いて説明する。

【0055】入力端子 3 1<sub>L</sub>, 3 1<sub>R</sub> の左チャンネル信号、右チャンネル信号はそれぞれパワー計算部 3 2<sub>L</sub>, 3 2<sub>R</sub> に入力され、一定時間区間、つまり符号化の 1 フレーム区間毎にパワーがそれぞれ計算される。パワー判定部 3 3 はパワー計算部 3 2<sub>L</sub>, 3 2<sub>R</sub> から入力された両パワーに基づいて、右チャンネルと左チャンネルの信号パワーの差が小さくなるようにパワー平均部 3 4<sub>L</sub>, 3 4<sub>R</sub> でそれぞれ乗ずる係数を決定し、パワー平均部 3 4<sub>L</sub>, 3 4<sub>R</sub> に送る

と共に、両係数を表すインデックス  $ln_1$  を出力する。

【0056】この平均化は左右両チャンネル信号間のパワーの差を小さくすることを目的とするものであるから、例えばパワーの小さいチャンネルの信号のみに係数  $g$  を乗じることで、左右チャンネルのパワーを釣り合わせてもよいことは明かである。例えば、左チャンネル信号のパワーが  $W_L$ 、右チャンネル信号のパワーが  $W_R$  の場合、 $k=W_L/W_R$  を計算し、もし  $k > 1$  ならば右チャンネル信号に  $g = k^r$  ( $r$  は例えば 0.2 ~ 0.4 程度の定数) をパワー平均化部 3 4<sub>R</sub> で乗算して並び替え部 3 0 へ供給し、左チャンネル信号はそのまま並び替え部 3 0 へ供給する。もし  $0 < k < 1$  ならば左チャンネル信号に  $1/g = k^{-r}$  をパワー平均化部 3 4<sub>L</sub> で乗算して並び替え部 3 0 に供給し、右チャンネル信号はそのまま並び替え部 3 0 に供給する。ここで  $r=1$  とすれば、振幅の小さい方の信号の歪みは最小化されるが、振幅の大きい方の歪みが大きくなる。 $r=0$  とすれば当然、振幅の小さい方の信号が歪むので、定数  $r$  はその中間が好ましい。また、例えば入力音響信号のパワーが急速性が大きく変動している場合は、これに追従して、左、右チャンネル信号のパワーの平均化を急速に行うと、聴感的には必ずしも最良な状態にはならない。 $r$  を 0.2 ~ 0.4 程度にすると聴感的には最良な場合になることがある。

【0057】パワー平均化部 3 4<sub>L</sub>, 3 4<sub>R</sub> ではインデックスにより定まる係数  $g$  または  $1/g$  を右チャンネル信号又は左チャンネル信号に乗じることにより、平均化され、つまりパワーの差が小さくされ、並び替え部 3 0 へ入力される。この後の符号化部 1 0 の符号化処理は図 2 A の符号化部 1 0 で示した符号化方法と全く同じであり、具体的には、図 3 A, 6 A, 7 A, 8 A, 9 A, 又は 1 0 A のどの符号化部 1 0 の符号化方法を使ってもよい。

【0058】また、図 1 2 B に示す復号化装置では、図 2 B に示した復号部 2 0 及び逆並び替え部 4 0 と同様の処理により、逆並び替え部 4 0 の出力端子 4 1<sub>L</sub>, 4 1<sub>R</sub> に左、右チャンネル信号サンプル系列が得られ、インデックス復号部 4 3 では図 1 2 A のパワー判定部 3 3 から与えられたインデックス  $ln_1$  に対応する係数  $g$  又は  $1/g$  を決定し、その係数  $g$  又は  $1/g$  によりパワー逆平均化部 4 2<sub>L</sub> 又は 4 2<sub>R</sub> で対応するチャンネル信号を割算して逆平均化し、つまり左、右チャンネル信号のパワーの差が大とされた左、右チャンネル信号を出力端子 4 4<sub>L</sub>, 4 4<sub>R</sub> にそれぞれ得る。

【0059】図 1 2 A のパワー判定部 3 3 において、パワー平均化のための係数は次のように決めてもよい。即ち、図 1 3 に示す表のように  $k=W_L/W_R$  又は  $1/g$  の値の領域を複数に区分し、それぞれの領域に対し、 $W_R$  又は  $W_L$  に乗算すべき係数  $g$  又は  $1/g$  を  $k$  又は  $1/k$  が大きくなる共に大きくなるよう予め決めておいてもよい。パワー判定部 3 3 は図 1 3 の表を内部に予め記憶しておき、パワー判定部 3 3 は  $k$  又は  $1/k$  の値がどの領域に属するかに

より $W_R$ 又は $W_L$ に乘算すべき係数 $g$ 又は $1/g$ を図13の表から決め、その対応するコードをインデックス $ln_1$ として出力する。図12Bの復号装置におけるインデックス復号部43にも図13の表を設けておき、与えられたインデックス $ln_1$ に対応する係数 $g$ 又は $1/g$ を選択し、逆平均化部42<sub>R</sub>又は42<sub>L</sub>に与える。ステレオ2チャンネル音響信号において、例えばある時間区間において左チャンネル信号 $L_1, L_2, \dots$ のパワーが可成り小さく、これに対し右チャンネル信号 $R_1, R_2, \dots$ のパワーが可成り大きい場合、図2A中の並び替え部30の出力が例えば図14Aのような1次元信号になり、左チャンネル信号に対する相対的な量子化歪みが大きくなるため、左チャンネル信号の復号音響信号の品質が悪くなってしまうが、図12A、12Bの符号化装置及び復号化装置によると、左チャンネル信号のパワーが小さく、右チャンネル信号のパワーが大きい信号は図12A中の並び替え部30の出力が例えば図14Bに示すように平均化され、そのパワーの差が小さくなるので、左チャンネル信号のみに量子化歪みが大きく影響することがない。

【0060】また、図15に図2A、2Bに示した符号化及び復号化方法及び図12A、12Bに示した符号化方法及び復号化方法の各実施例による、ステレオ2チャンネル信号(A)左右信号のパワーが同じ場合、(B)左右チャンネルのパワーが10dB異なる場合、(C)片チャンネルのみにパワーがある場合、についての入力音と復号化音のS/N比をグラフで示す。ハッチ有りが図2A、2Bによるものであり、ハッチ無しが図12A、12Bによるものである。符号化部10及び復号化部20はいずれも図3A及び3Bに示すものを使用した場合である。符号化出力の伝送速度を20kbit/sで設計し、フレーム長を40ms、サンプリング周波数を16kHzとして計算シミュレーションを行い、その復号化音響信号が最良になるように、前記一方のチャンネルの信号レベルのみを手動で調整した。その時のS/N比は0.2~0.4程度であった。この図15のグラフから、(B)及び(C)のように左右信号のパワーに偏りがある場合に図2A、2Bの実施例より図12A、12Bの実施例の方がS/N比が良くなることわかる。

【0061】図12A、12Bの実施例ではステレオの左、右2チャンネルの信号に適用した場合を示したが、3チャンネル以上の信号にも適用することができる。また符号化部10や復号化部20としてはDSP(Digital Signal Processor)によりプログラムを解読実行処理することがよく行われ、この発明はそのようなプログラムを記録した媒体にも適用される。

#### 【0062】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、多チャンネルの信号サンプル系列を1次元の信号サンプル系列に並び替え、これを1チャンネルの信号サンプル系列としてサンプル間の相関を利用して符号化するた

め、高い予測利得の符号化が可能となり、従って効率的な符号化が可能となる。また、そのような効率的な符号化された符号系列を復号することができる。

【0063】更に、符号化装置においてチャンネル間のパワーの偏りを小さくしてから並び替えを行えば、複数チャンネル信号のパワーが変動し、パワーの偏りが生じて、パワーの小さいチャンネル信号への量子化歪みの集中を避けることができ、従ってどのような多チャンネル信号に対しても高品質な符号化及び復号化が可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】Aは従来の符号化装置を示すブロック図、Bは従来の復号化装置のブロック図。

【図2】Aはこの発明の符号化装置の原理的ブロック図、Bは図2Aに対応する復号化装置。

【図3】Aはこの発明による符号化装置の具体的実施例を示すブロック図、Bは図3Aに対応する復号化装置の具体的実施例を示すブロック図。

【図4】2チャンネル信号サンプルの並び替えを説明するための図。

【図5】Aはレベルがほぼ同じ2チャンネル信号を並び替えて1系列とされた信号のスペクトルの例を示す図、Bはレベルが大きく異なる2チャンネル信号を並び替えて1系列とされた信号のスペクトルの例を示す図。

【図6】Aは変換符号化法を使用した符号化装置の実施例のブロック図、Bは図6Aに対応した復号化装置のブロック図。

【図7】Aは変換符号化法を使用した符号化装置の他の実施例のブロック図、Bは図7Aに対応した復号化装置のブロック図。

【図8】Aは変換符号化法を使用した符号化装置の他の実施例のブロック図、Bは図8Aに対応した復号化装置のブロック図。

【図9】Aは変換符号化法を使用した符号化装置の他の実施例のブロック図、Bは図9Aに対応した復号化装置のブロック図。

【図10】Aは変換符号化法を使用した符号化装置の他の実施例のブロック図、Bは図10Aに対応した復号化装置のブロック図。

【図11】図3A、3Bの実施例による主観品質評価結果を示すグラフ、

【図12】Aは図2Aの符号化装置において、チャンネル間のパワーの差を小さくして符号化する実施例を示すブロック図、Bは図12Aに対応する復号化装置を示すブロック図。

【図13】平均化係数の例を示す表。

【図14】チャンネル間のパワーの偏りと並び替え後の1次元信号サンプル系列との関係を示す図。

【図15】入力音響信号と復号音響信号のS/N比の計算機シミュレーション結果を示すグラフ。

【図 1】

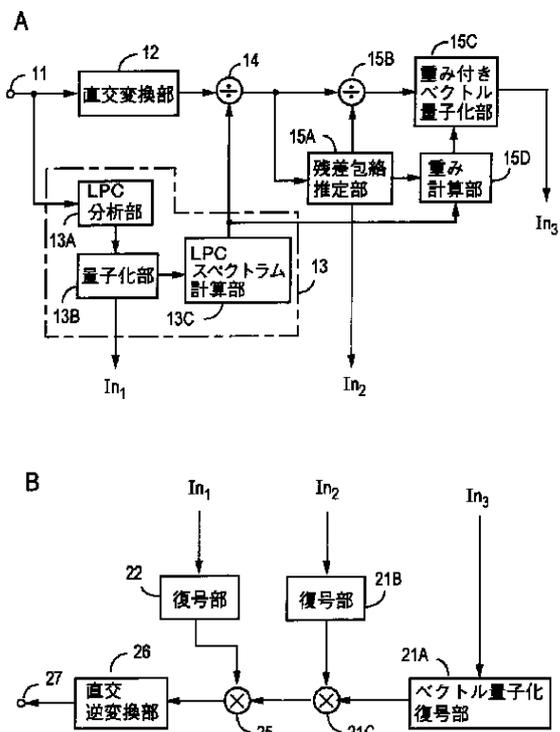


図 1

【図 2】

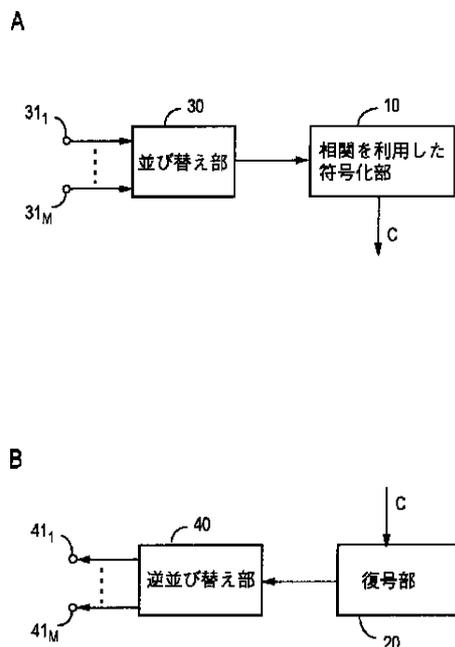


図 2

【図 4】

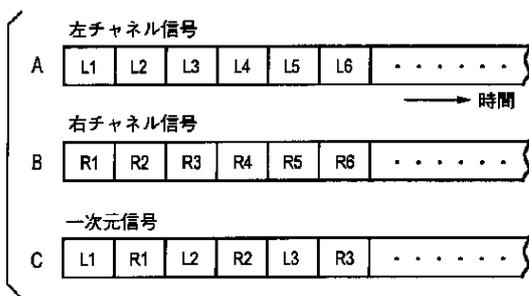


図 4

【図 1 1】

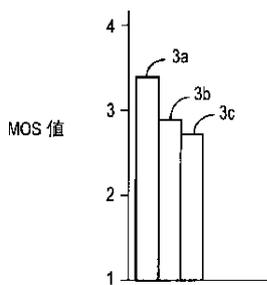


図 1 1

【図 1 5】

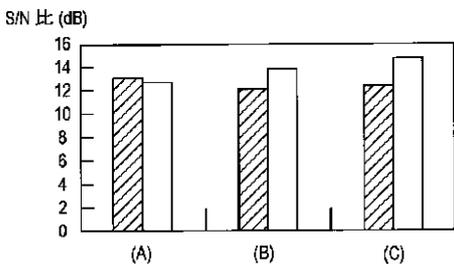


図 1 5

【図 3】

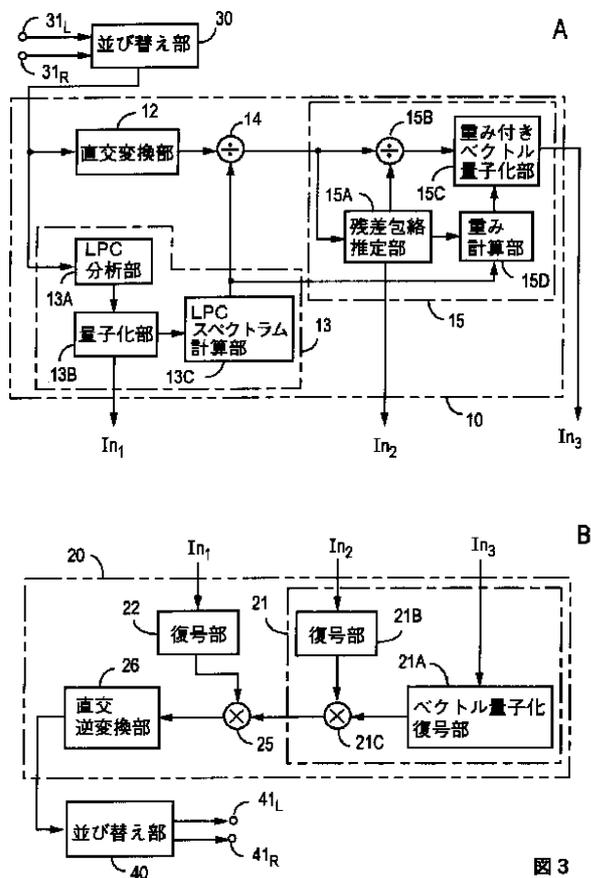


図 3

【図 6】

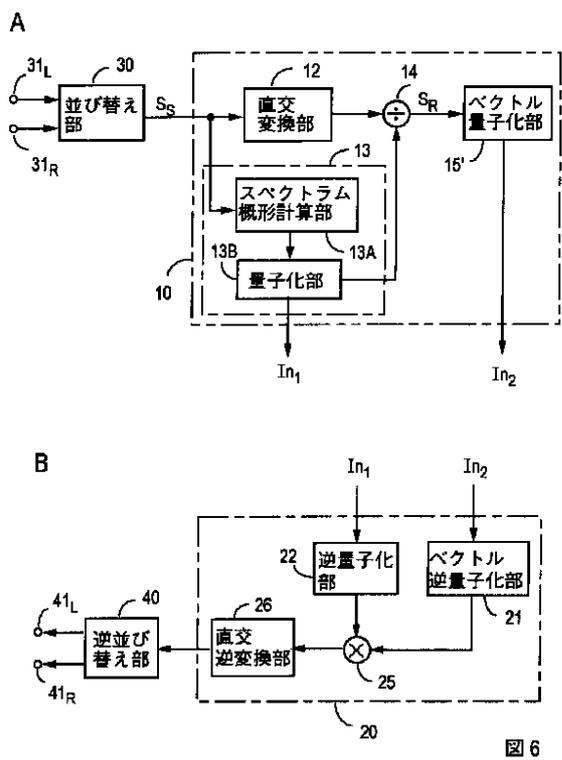


図 6

【図 5】

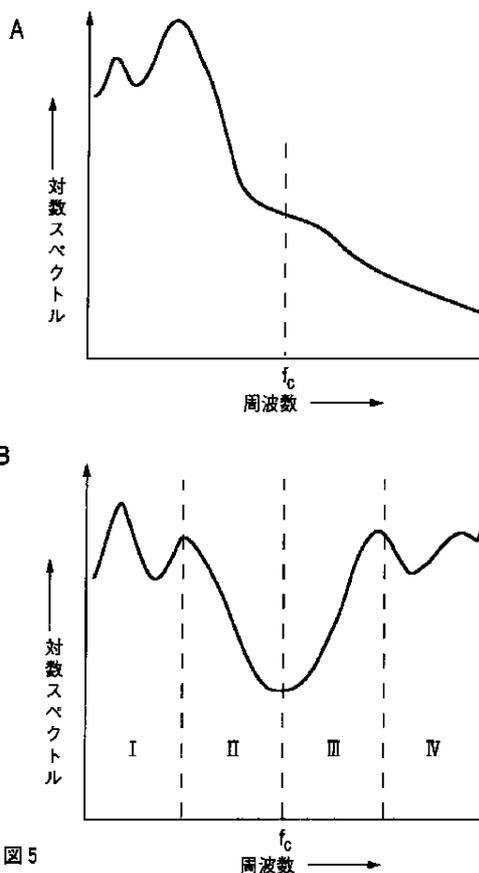


図 5

【図 13】

平均化係数表

コード	$k = W_L / W_R$	$g \times W_R$ 又は $1/g \times W_L$
000	$4.0 \leq k$	$2.5 \times W_R$
001	$2.5 \leq k < 4.0$	$1.7 \times W_R$
110	$1.5 \leq k < 2.5$	$1.4 \times W_R$
111	$1.0 \leq k < 1.5$	$1.1 \times W_R$
100	$1.0 \leq 1/k < 1.5$	$1.1 \times W_L$
101	$1.5 \leq 1/k < 2.5$	$1.4 \times W_L$
110	$2.5 \leq 1/k < 4.0$	$1.7 \times W_L$
111	$4.0 \leq 1/k$	$2.5 \times W_L$

図 13

【図 7】

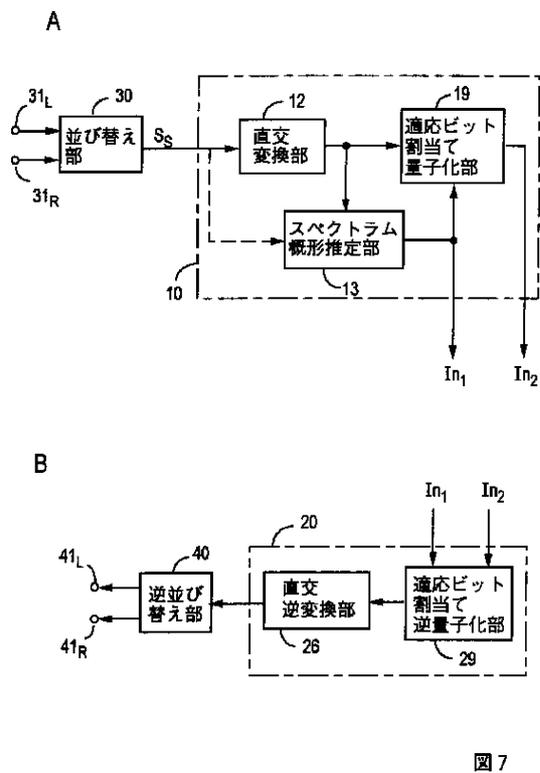


図 7

【図 8】

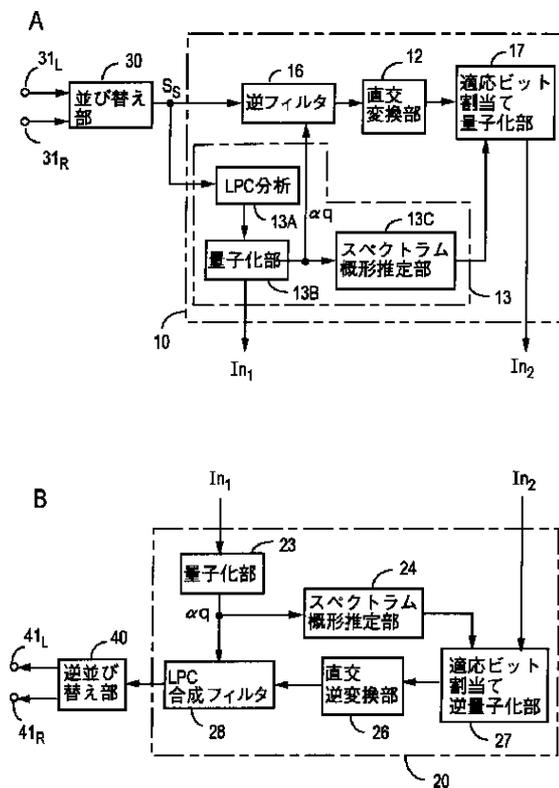


図 8

【図 9】

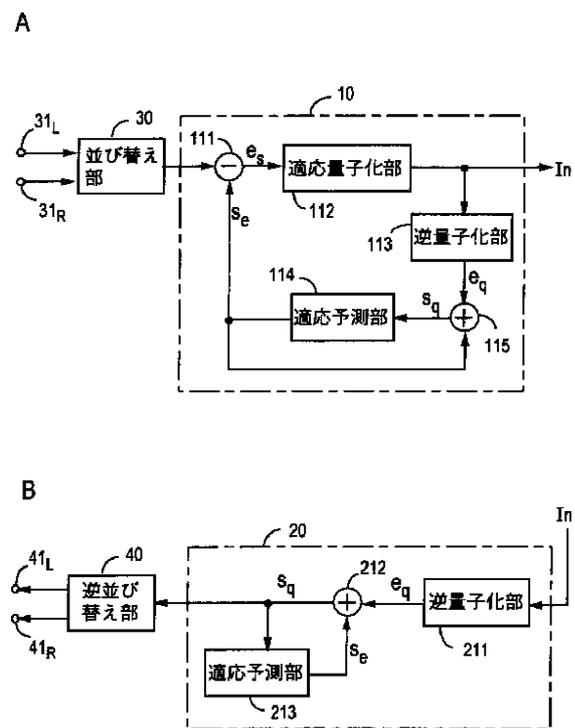


図 9

【図 1 2】

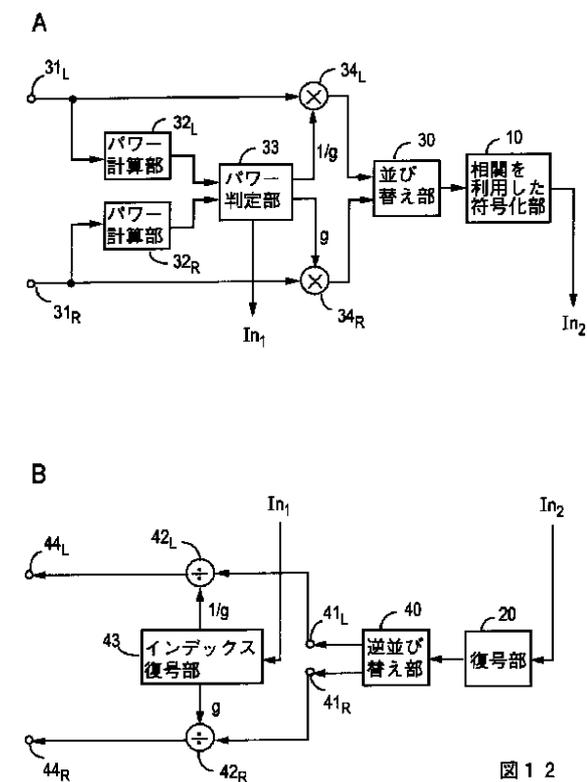


図 1 2

【 図 1 0 】

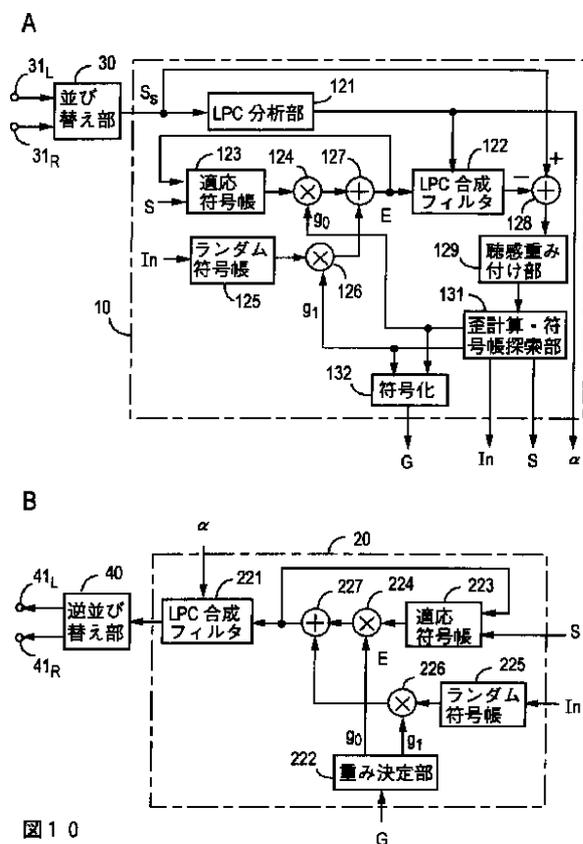


図 1 0

【 図 1 4 】

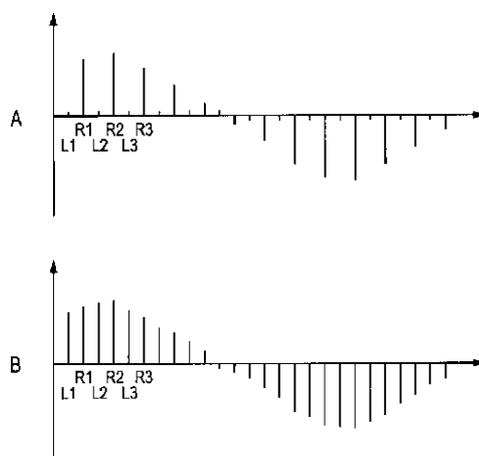


図 1 4

フロントページの続き

(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

(56)参考文献 特開 平6 - 332499 ( J P , A )  
 特開 平7 - 92999 ( J P , A )  
 特開 平8 - 44399 ( J P , A )  
 特開 昭55 - 8626 ( J P , A )

I k e d a , K e t . a l . " A u  
 d i o t r a n s f e r s y s t e m  
 o n P H S u s i n g e r r o r -  
 p r o t e c t e d s t e r e o  
 t w i n V Q " , I E E E t r a n s a c t i o n o n C o n s u m e r E l e c t r o n i c s . V o l . 4 4 , N o . 3 , A u g u s t 1 9 9 8 . p p 1 0 3 2 - 1 0 3 8

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, D B名)

G10L 11/00 - 21/06  
 G11B 20/10 - 20/06  
 H03M 7/30

J I C S T ファイル ( J O I S )