

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5208413号
(P5208413)

(45) 発行日 平成25年6月12日 (2013. 6. 12)

(24) 登録日 平成25年3月1日 (2013. 3. 1)

(51) Int. Cl.

F I

G 1 0 L 19/02 (2013.01)

G 1 0 L 19/02 1 5 0

請求項の数 16 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2006-506713 (P2006-506713)	(73) 特許権者	590000248
(86) (22) 出願日	平成16年3月15日 (2004. 3. 15)		コーニンクレッカ フィリップス エレク
(65) 公表番号	特表2006-520927 (P2006-520927A)		トロニクス エヌ ヴィ
(43) 公表日	平成18年9月14日 (2006. 9. 14)		オランダ国 5 6 2 1 ベーアー アイン
(86) 国際出願番号	PCT/IB2004/050255		ドーフエン フルーネヴァウツウェッハ
(87) 国際公開番号	W02004/084185		1
(87) 国際公開日	平成16年9月30日 (2004. 9. 30)	(74) 代理人	100087789
審査請求日	平成19年3月15日 (2007. 3. 15)		弁理士 津軽 進
審判番号	不服2012-2184 (P2012-2184/J1)	(74) 代理人	100122769
審判請求日	平成24年2月3日 (2012. 2. 3)		弁理士 笛田 秀仙
(31) 優先権主張番号	03100664.6	(72) 発明者	ペーバールト ディルク ジェイ
(32) 優先日	平成15年3月17日 (2003. 3. 17)		オランダ国 5 6 5 6 アーアー アイン
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		ドーフエン プロフ ホルストラーン 6

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重チャネル信号の処理方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも2つの入力音声チャネル (L 、 R) の結合を有するモノラル信号 (S) を生成する方法であって、

前記音声チャネル (L 、 R) の複数の連続的セグメント (t (n)) の各々に関して、各々の連続的セグメントに関する一群の合計周波数成分 (S (k)) を提供するために、各々の音声チャネル (L (k) 、 R (k)) に関する夫々の周波数スペクトル表現からの対応する周波数成分を合計するステップと、

前記複数の連続的セグメントの各々に関して、複数の周波数帯域の各々 (i) に関する補正因数 (m (i)) を、前記帯域における前記合計信号の前記周波数成分の該エネルギー (

10

$$\sum_{k \in i} |S(k)|^2$$

) 及び前記帯域における前記入力音声チャネルの前記周波数成分の該エネルギー (

$$\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}$$

20

) の関数として計算するステップと、

各々の合計周波数成分を、前記成分の前記周波数帯域に関する前記補正因数 ($m(i)$)

) の関数として補正するステップと

を有する方法。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の方法であって、更に、

各々の入力音声チャンネルに関して複数の連続的セグメントの各々に関する夫々の群の標本化された信号値を供給するステップと、

前記複数の連続的セグメントの各々に関して、各々の入力音声チャンネル ($L(k)$)、 $R(k)$) の該複雑な周波数スペクトル表現を与えるために、前記一群の標本化された信号値の各々を周波数領域に変換するステップと

を有する方法。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の方法であって、前記一群の標本化された信号値を与えるステップが、

各々の入力音声チャンネルに関して、重ね合わせセグメント ($m1$ 、 $m2$) を、時間窓 ($t(n)$) に関して各々のチャンネルを表す対応する時間領域信号に結合するステップを有する方法。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の方法であって、更に、

各々の連続的セグメントに関して、前記合計信号の前記補正された周波数スペクトル表現 ($S'(k)$) を時間領域に変換するステップ

を有する方法。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の方法であって、更に、

最終合計信号 ($s1$ 、 $s2$) を与えるために、重複加算を、連続する変換された合計信号表現に適用するステップ

を有する方法。

【請求項 6】

請求項 1 に記載の方法であって、2つの入力音声チャンネルが合計され、前記補正因数 ($m(i)$) が、以下の関数

$$m^2(i) = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |S(k)|^2} = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |L(k) + R(k)|^2}$$

に従い決定される方法。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の方法であって、2つ以上入力音声チャンネル (X_n) が、以下の関数

$$S(k) = C(k) \sum_n w_n(k) X_n(k)$$

に従い合計され、ここで、 $C(k)$ は、各々の周波数成分に関する該補正因数であり、各々の周波数帯域に関する前記補正因数 ($m(i)$) は、以下の関数

10

20

30

40

$$m^2(i) = \frac{\sum_n \sum_{k \in i} |w_n(k) X_n(k)|^2}{n \sum_{k \in i} \left| \sum_n w_n(k) X_n(k) \right|^2}$$

に従い決定され、ここで、 $w_n(k)$ は、各々の入力チャネルに関する周波数依存重み因数を有する方法。

10

【請求項 8】

全ての入力音声チャネルに関して $w_n(k) = 1$ である、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

少なくともいくつかの入力音声チャネルに関して $w_n(k) \neq 1$ である、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 10】

各々の周波数成分に関する前記補正因数 ($C(k)$) が、少なくとも 1 つの帯域に関する前記補正因数 ($m(i)$) の線形補間法から導出される、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の方法であって、更に、

20

前記複数の周波数帯域の各々に関して、連続的セグメントにおける前記音声チャネルの周波数成分間における位相差の指示子 ($\alpha(i)$) を決定するステップと、

対応する周波数成分を合計する前に、前記音声チャネルの少なくとも一つの該周波数成分を、前記周波数成分の該周波数帯域に関する前記指示子の関数として変換するステップと

を有する方法。

【請求項 12】

請求項 11 に記載の方法であって、前記変換するステップが、左及び右の入力音声チャネル (L 、 R) の周波数成分 ($L(k)$ 、 $R(k)$) における以下の関数

30

$$L'(k) = e^{jc\alpha(i)} L(k)$$

$$R'(k) = e^{-j(1-c)\alpha(i)} R(k)$$

を演算するステップを有し、ここにおいて、 $0 < c < 1$ が前記入力チャネル間における位相配列の分布を決定するような方法。

【請求項 13】

請求項 1 に記載の方法であって、前記補正因子が、前記帯域における前記合計信号の前記周波数成分のエネルギーの合計と、前記帯域における前記入力音声チャネルの前記周波数成分のエネルギーの合計との関数である方法。

40

【請求項 14】

少なくとも 2 つの入力音声チャネル (L 、 R) の結合からモノラル信号を生成する要素であって、

前記音声チャネル (L 、 R) の複数の連続的セグメント ($t(n)$) の各々に関して、各々の連続的セグメントに関する一群の合計された周波数成分 ($S(k)$) を提供するために、各々の音声チャネル ($L(k)$ 、 $R(k)$) に関する夫々の周波数スペクトル表現からの対応する周波数成分を合計するように構成される合計器と、

前記複数の連続的セグメントの各々の複数の周波数帯域の各々 (i) に関する補正因数 ($m(i)$) を、前記帯域における前記合計信号の前記周波数成分の該エネルギー (

50

$$\sum_{k \in i} |S(k)|^2$$

) 及び前記帯域における前記入力音声チャネルの前記周波数成分の該エネルギー (

$$\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}$$

) の関数として計算する手段と、

各合計周波数成分を、前記成分の前記周波数帯域に関する前記補正因数 ($m(i)$) の関数として補正する補正フィルタと、
を有する要素。 10

【請求項 15】

請求項 14 に記載の要素を含む音声符号化器。

【請求項 16】

互換音声再生器及び請求項 15 に記載の音声符号化器を有する音声システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、音声信号の処理方法、更に特には多重チャネル音声信号の符号化方法に関する。 20

【背景技術】

【0002】

パラメータ性多重チャネル音声符号化器は、通常、入力信号の空間特性を説明するパラメータの群と組み合わせられたただ 1 つの全帯域幅音声チャネルを伝送する。例えば、図 1 は、2002 年 11 月 20 日に出願された欧州特許出願第 02079817.9 号 (代理人整理番号第 PHNL021156) に記載の符号化器 10 において実行されるステップを示す。

【0003】

初めのステップ S1 において、入力信号 L 及び R は、例えば時間窓によってサブバンド 101 に分割され、後に変換動作が続く。その後、ステップ S2 において、対応するサブバンド信号のレベル差 (ILD) が決定され、ステップ S3 において、対応するサブバンド信号の時間差 (ITD 又は IPD) が決定され、ステップ S4 において、ILD 又は ITD によって考慮され得ない波長の類似性又は非類似性の合計が記述される。決定されたパラメータは、後続のステップ S5、S6 及び S7 において量子化される。 30

【0004】

モノラル信号 S は、ステップ S8 において入力音声信号から生成され、最終的に符号化信号 102 は、ステップ S9 において前記モノラル信号及び決定された空間パラメータから生成される。

【0005】

図 2 は、符号化器 10 及び対応する復号化器 202 を有する符号化システムの概略的なブロック図を示す。合計信号 S 及び空間パラメータ P を有する符号化信号 102 は、復号化器 202 に通信される。信号 102 は、いずれかの適切な通信チャネル 204 を介して通信され得る。信号は、代わりに又は追加的に、符号化器から復号化器へ伝送され得るリムーバブル記憶媒体 214 に記憶され得る。 40

【0006】

左及び右出力信号を生成する (復号化器 202 における) 合成は、空間パラメータを合計信号に適用することによって実行される。故に、復号化器 202 は、復号化モジュール 210 を有し、復号化モジュール 210 は、ステップ S9 の逆の動作を実行し、符号化信号 102 からの合計信号 S 及びパラメータ P を抽出する。復号化器は、更に、合成モジュ 50

ール211を有し、合成モジュール211は、合計（優勢な）信号及び空間パラメータからステレオ成分L及びRを取り戻す。

【0007】

課題の一つは、出力チャンネルに復号化する際に知覚される音質が入力信号と正確に同じになるような手法で、ステップS8においてモノラル信号Sを生成することである。

【0008】

この合計信号を生成するいくつかの方法は、以前に提案されていた。通常、これらは、モノラル信号を入力信号の線形結合として構成する。特定の技術は、以下のものを含む。

1. 入力信号の単純な合計。例えば、2001年、WASPA '01、Works hop on applications of signal processing on audio and acoustics、New Paltz、New Yorkにおける、C. Faller及びF. Baumgartelによる、「Efficient representation of spatial audio using perceptual parametrization」を参照。

2. 主成分分析（PCA）を用いた入力信号の重み付け合計。例えば、2002年4月10日出願の欧州特許出願第02076408.0号（代理人整理番号第PHNL020284号）及び2002年4月10日出願の欧州特許出願第02076410.6号（代理人整理番号第PHNL020283号）を参照。この方式において、合計の2乗された重みは1まで合計され、実際の値は入力信号における相対的エネルギーに依存する。

3. 入力信号間における時間領域相関に依存する重みを用いた重み付け合計。例えば、D. Sinhaによる欧州特許出願第EP1107232A2号の「Joint stereo coding of audio signals」を参照。この方法において、重みは+1に合計する一方で、実際の値は入力チャンネルの相互相関に依存する。

4. Herre等による米国特許第5,701,346号は、広帯域信号の左、右及び中央チャンネルのダウンミックスするエネルギー保存スケーリングを用いた重み付け合計を開示する。しかし、これは、周波数の関数として実行されない。

【0009】

これらの方法は、全帯域幅信号に適用され得、すなわち各々の周波数帯域に関して個別の重みを有する全ての帯域フィルタ処理された信号に適用され得る。しかし、記載された全ての方法は、1つの欠点がある。ステレオ録音において頻繁に起こる場合である相互相関が周波数依存である場合、復号化器の音のカラーレーション（すなわち知覚される音質の変化）が発生する。

【0010】

このことは、以下のように説明され得る。+1の相互相関を有する周波数帯域に関して、2つの入力信号の線形合計は信号振幅の線形の加算になり、合成エネルギーを決定するためには加えられた信号を2乗する。（等しい振幅の2つの同位相信号に関して、これは、2倍の振幅になり、4倍のエネルギーを有する。）相互相関が0である場合、線形合計は、2倍の振幅及び4倍のエネルギーより少なくなる。更に、ある周波数帯域に関する相互関係の合計が-1になる場合、当該周波数帯域の信号成分は相殺され、何の信号も残らない。したがって、単純な合計に関して、合計信号の周波数帯域は、0と2つの入力信号の電力の4倍との間のエネルギー（電力）を有し得、入力信号の相対レベル及び相互相関に依存する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

本発明は、この問題を軽減することを試み、請求項1に記載の方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0012】

異なる周波数帯域が平均して同じ相関を有する傾向を持つ場合、斯様な合計によって時間にわたり生じられた歪みは、周波数スペクトルにわたり平均化され得ると予想し得る。

しかし、多重チャネル信号において、低周波数成分は、高周波数成分より相関性がある傾向を有することが認識されていた。したがって、本発明を用いない場合、チャネルの周波数依存相関を考慮しない合計が、より高度に相関化され特に心理音響的に敏感な低周波数帯域のエネルギーレベルを不当に押し上げ得ることが確認され得る。

【0013】

本発明は、モノラル信号の周波数依存補正を提供し、補正因数は、入力信号の周波数依存相互相関及び相対レベルに依存する。この方法は、既知の合計方法によって導入される空間カラーレーションアーチファクトを低減し、各々の周波数帯域におけるエネルギー保存を保証する。

【0014】

10

周波数依存補正は、初めに入力信号を合計し（線形又は重み付きのいずれかで合計され）、続いて補正フィルタを適用し、すなわち合計（又はその二乗値）に関する重みを必ず+1にまで合計するものの相互相関に依存する値に合計するという制約を解放することによって、適用され得る。

【0015】

本発明は、2つ又は更に2つの入力チャネルが結合されるような、いかなるシステムにも適用され得ることを特記されるべきである。

【0016】

本発明の実施例は、添付の図面を参照にして以下に説明される。

【発明を実施するための最良の形態】

20

【0017】

本発明によると、特に、図1のS8に対応するステップを実行する改善された信号合計要素（S8'）が提供される。更になお、本発明は、2つ以上信号が合計されることを必要とするいかなる場合においても適用可能であることが確認され得る。本発明の第1実施例において、合計要素は、ステップS9において合計信号Sが符号化される前に、左及び右のステレオチャネル信号を加える。

【0018】

ここで図3を参照すると、第1実施例において、合計要素に供給される左（L）及び右（R）チャネル信号は、連続時間フレーム $t(n-1)$ 、 $t(n)$ 、 $t(n+1)$ において重なる多重チャネルセグメント $m1$ 、 $m2$...を有する。通常、正弦波は、10msのレートで更新され、各々のセグメント $m1$ 、 $m2$...は、更新レートの長さの2倍、すなわち20msである。

30

【0019】

ステップ42において、合計要素は、L/Rチャネル信号が合計されるべき各々の重なり時間窓 $t(n-1)$ 、 $t(n)$ 、 $t(n+1)$ に関して、重なるセグメント $m1$ 、 $m2$...からの各々のチャネル信号を、（平方根）ハニング窓関数を用い、時間窓に関しての各々のチャネルを表す対応する時間領域信号へ結合する。

【0020】

ステップ44において、FFT（高速フーリエ変換）が、各々の時間領域窓化された信号に適用され、各々のチャネルに関する窓化された信号の対応する複合周波数スペクトル表現になる。44.1kHzのサンプリングレート及び20msのフレーム長に関して、FFTの長さは、通常882である。この過程は、両方の入力チャネルに関するK個の周波数成分（ $L(k)$ 、 $R(k)$ ）の群になる。

40

【0021】

第1実施例において、ステップ46で、2つの入力チャネル表現 $L(k)$ 及び $R(k)$ は、初めに、単純線形合計によって結合される。しかし、このことは、重み付け合計に容易に拡張され得ることが確認され得る。したがって、本実施例に関して、合計信号 $S(k)$ は、

$$S(k) = L(k) + R(k)$$

を有する。

入力信号の周波数成分 $L(k)$ 及び $R(k)$ は、別々に、好ましくは知覚関連帯域幅（ERB又はBARKスケール）を用いて、いくつかの周波数帯域にグループ化され、またステップ45において、各々のサブバンド i に関してエネルギー保存補正因数 $m(i)$ が、数式1

【数1】

10

$$m^2(i) = \frac{\sum_{k \in i} \{|L(k)|^2 + |R(k)|^2\}}{2 \sum_{k \in i} |S(k)|^2} = \frac{\sum_{k \in i} \{|L(k)|^2 + |R(k)|^2\}}{2 \sum_{k \in i} |L(k) + R(k)|^2}$$

として計算され、以下のように数式2

【数2】

$$m^2(i) = \frac{1}{2} \frac{\sum_{k \in i} \{|L(k)|^2 + |R(k)|^2\}}{\sum_{k \in i} |L(k)|^2 + \sum_{k \in i} |R(k)|^2 + 2\rho_{LR}(i) \sqrt{\sum_{k \in i} |L(k)|^2 \sum_{k \in i} |R(k)|^2}}$$

20

としても書き得られ得、ここで、 $\rho_{LR}(i)$ は、サブバンド i の波形の（基底化された）相互相関であり、パラメータ性多重チャネル符号化器における他の場所においても用いられるパラメータであり、及び式2の計算に関して容易に利用可能である。いずれの場合においても、ステップ45は、各々のサブバンド i に関する補正因数 $m(i)$ を提供する。

【0022】

30

その後、次のステップ47は、数式3

【数3】

$$S'(k) = S(k)C(k) = C(k)L(k) + C(k)R(k)$$

のように、合計信号の各々の周波数成分 $S(k)$ を補正フィルタ $C(k)$ を用いて乗算するステップを含む。

【0023】

40

数式3の最後の成分から、補正フィルタは、合計信号 $S(k)$ 単体で、又は各々の入力チャネル（ $L(k)$ 、 $R(k)$ ）のいずれかに適用され得ることが確認され得る。斯様にして、ステップ46及び47は、補正因数 $m(i)$ が既知である場合、すなわち $m(i)$ の決定において用いられる合計信号 $S(k)$ を用いて別々に実行される場合に、図3の破線によって示されるように結合され得る。

【0024】

好ましい実施例において、補正因数 $m(i)$ は、各々のサブバンドの中心周波数に関して用いられる一方で、他の周波数に関して補正因数 $m(i)$ は、サブバンド i の各々周波数成分（ k ）に関する補正フィルタ $C(k)$ を与えるために補間される。原理的に、いかなる補間法も用いられ得るが、図4の経験的な結果は、単純な線形補間法方式が満足する

50

ことを示している。

【 0 0 2 5 】

代わりに、個々の補正因数は、各々の F F T ビンに関して導かれ得（すなわち、サブバンド i が周波数成分 k に対応し）、この場合何の補間法も必要でない。しかし、この方法は、補完因数の平滑な周波数挙動より寧ろ、生じる時間領域歪みが原因で多くの場合望まれないギザギザの周波数挙動になり得る。

【 0 0 2 6 】

好ましい実施例において、その後ステップ 4 8 において、合計要素は、時間領域信号を得るために、補正された合計信号 $S'(k)$ の逆 F F T を取る。ステップ 5 0 において、最終合計信号 $s_1, s_2, \dots$ は、連続する補正された合計時間領域信号に関する重複加算 (overl ap - a dd) を適用することによって作成され、これらは、図 1 のステップ S 9 において供給され符号化される。合計セグメント $s_1, s_2, \dots$ は、時間領域におけるセグメント $m_1, m_2, \dots$ に対応し、したがって、合計の結果として同期の何の損失も発生しないことが確認され得る。

【 0 0 2 7 】

入力チャネル信号が重ね合わせ信号ではなく、寧ろ連続時間信号である場合、窓化ステップ 4 2 は、必要とされ得ないことが確認され得る。同様に、符号化ステップ S 9 が、重ね合わせ信号よりも連続時間信号を予想する場合、重複加算ステップ 5 0 は、必要とされ得ない。更に、セグメント化及び周波数領域変換の記載された方法は、他の（可能であれば連続時間）フィルタバンクのような構造によっても置き換えされ得ることが確認され得る。ここにおいて、入力音声信号は夫々のフィルタの群に供給され、前記フィルタは、集団的に、各々の入力音声信号に関する瞬間周波数スペクトル表現を提供する。これは、連続的なセグメントが、実際は記載の実施例における標本のブロックよりも単一時間標本に対応し得ることを意味する。

【 0 0 2 8 】

数式 1 から、左及び右チャネルに関する特定の周波数成分が互いに相殺し得る状況が存在し、これらが負の補正を有する場合、これらは、特定の帯域に関して非常に長い補正因数値 $m^2(i)$ を生成する傾向があることが確認され得る。斯様な場合、符号ビットが伝送され、成分 $S(k)$ に関する合計信号が、

$$S(k) = L(k) - R(k)$$

であることを示し、対応する減算が式 1 又は 2 において用られ得る。

【 0 0 2 9 】

代わりに、周波数帯域 i に関する成分は、互いに更に位相が合うように角度 $\alpha(i)$ だけ回転され得る。I T D 解析過程 S 3 は、入力信号 $L(k)$ 及び $R(k)$ （のサブバンド）間の（平均）位相差を与える。ある周波数帯域 i に関して、入力信号間の位相差が $\alpha(i)$ によって与えられると仮定すると、入力信号 $L(k)$ 及び $R(k)$ は、合計の前に、以下に記載の 2 つの新たな入力信号 $L'(k)$ 及び $R'(k)$

$$L'(k) = e^{j c \alpha(i)} L(k)$$

$$R'(k) = e^{-j (1-c) \alpha(i)} R(k)$$

に変換され得、ここで c は、2 つの入力チャネル（0 c 1）間における位相配列の分布を決定するパラメータである。

【 0 0 3 0 】

いずれの場合においても、例えば2つのチャンネルがサブバンド*i*に関して+1の補正を有する場合、 $m^2(i)$ は、1/4になり、したがって $m(i)$ は1/2になることが確認され得る。したがって、バンド*i*におけるいずれの成分に関する補正因数 $C(k)$ も、合計信号に関する各元々の入力信号の半分を取ることを傾向とすることによって、元々のエネルギーレベルを保存する傾向を有し得る。しかし、式1から確認され得るように、ステレオ信号の周波数帯域*i*が空間特性を含む場合、信号 $S(k)$ のエネルギーは、これら信号が同位相である場合よりも小さくなる傾向があり、一方で、L/R信号のエネルギーの合計は、大きいままであり続ける傾向があり、したがって、補正因数は、これらの信号に関してより大きくなる傾向がある。斯様にして、合計信号における全体エネルギーレベルは、入力信号における周波数依存相関にもかかわらず、スペクトルにわたりなお保存され得る。

10

【0031】

第2実施例において、多数(2つを超える)入力チャンネルへの拡張が、上記の入力チャンネルの可能な重み付けと組み合わされて示される。周波数領域入力チャンネルは、*n*番目の入力チャンネルの*k*番目の周波数成分に関して、 $X_n(k)$ で示される。これら入力チャンネルの周波数成分*k*は、周波数帯域*i*においてグループ化される。続いて、補正因数 $m(i)$ は、サブバンド*i*に関して

$$m^2(i) = \frac{\sum_n \sum_{k \in i} |w_n(k) X_n(k)|^2}{n \sum_{k \in i} \left| \sum_n w_n(k) X_n(k) \right|^2}$$

20

から計算される。

【0032】

この式において、 $W_n(k)$ は、入力チャンネル*n*(線形合計に関して単純に+1に設定され得る)の周波数依存重み因数を示す。これらの補正因数 $m(i)$ から、補正フィルタ $C(k)$ は、第1実施例において記載のように、補正因数 $m(i)$ の補間法によって生成される。そして、モノラル出力チャンネル $S(k)$ は、

30

$$S(k) = C(k) \sum_n w_n(k) X_n(k)$$

から得られる。

【0033】

上記の式を用いることにより、異なるチャンネルの重みは必ずしも合計で+1にならないが、補正フィルタは、自動的に合計で+1にならない重みに関して補正し、各々の周波数帯域における(補間された)エネルギー保存を保証することが確認される。

【図面の簡単な説明】

【0034】

40

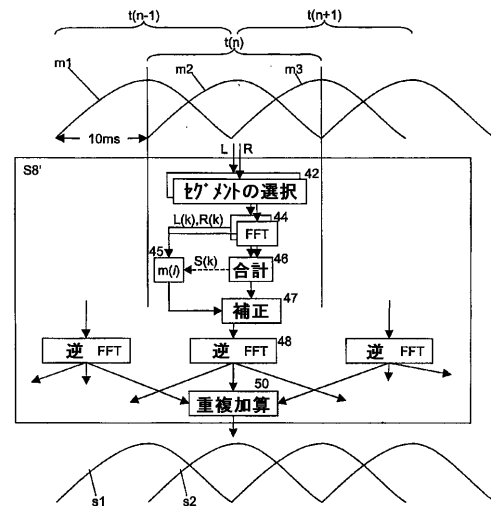
【図1】図1は、先行技術の符号化器を示す。

【図2】図2は、図1の符号化器を含む音声システムのブロック図を示す。

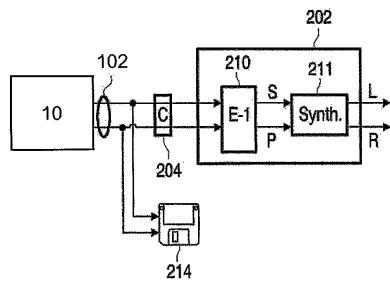
【図3】図3は、本発明の第1実施例による音声符号化器の信号合計要素によって実行されるステップを示す。

【図4】図4は、図3の合計要素によって適用される補正因数 $m(i)$ の線形補間法を示す。

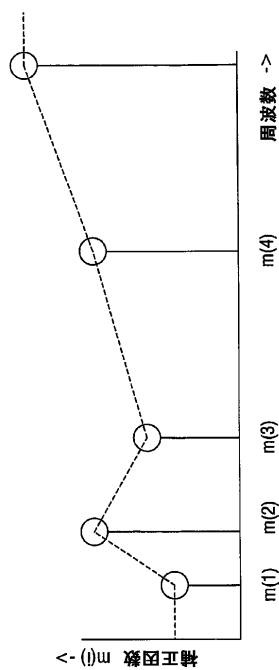
【 図 3 】



【圖 2】



【 図 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 スフエイエルス エリク ジー ピー
オランダ国 5 6 5 6 アーアー アインドーフエン プロフ ホルストラーン 6

合議体

審判長 小松 正

審判官 関谷 隆一

審判官 乾 雅浩

(56)参考文献 特開 2 0 0 2 - 2 4 4 6 9 8 (J P , A)
特表平 9 - 5 0 5 1 9 3 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G10L19/00-19/02

H04S1/00-7/00