

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4527716号
(P4527716)

(45) 発行日 平成22年8月18日 (2010. 8. 18)

(24) 登録日 平成22年6月11日 (2010. 6. 11)

(51) Int. Cl.	F I		
G 1 0 L 19/02 (2006. 01)	G 1 0 L	19/02	1 5 0
G 1 0 L 19/00 (2006. 01)	G 1 0 L	19/00	2 1 3

請求項の数 21 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2006-505342 (P2006-505342)	(73) 特許権者	502112267
(86) (22) 出願日	平成16年4月30日 (2004. 4. 30)		ドルビー インターナショナル アクチボラゲット
(65) 公表番号	特表2006-524832 (P2006-524832A)		Dolby International AB
(43) 公表日	平成18年11月2日 (2006. 11. 2)		オランダ国 11001 ベーアー アムステルダム ホーゴルトリーフ 9 アトラス コンプレックス アフリカ ビルディング
(86) 国際出願番号	PCT/EP2004/004607		Atlas Complex, Africa Building Hoogoordreef9 1101 BA Amsterdam NETHERLANDS
(87) 国際公開番号	W02004/097794	(74) 代理人	100085213
(87) 国際公開日	平成16年11月11日 (2004. 11. 11)		弁理士 鳥居 洋
審査請求日	平成18年4月25日 (2006. 4. 25)		最終頁に続く
(31) 優先権主張番号	0301273-9		
(32) 優先日	平成15年4月30日 (2003. 4. 30)		
(33) 優先権主張国	スウェーデン (SE)		

(54) 【発明の名称】 複素指数変調フィルタバンクを基にした新型プロセッシングおよび適応型時間信号伝達方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のサブバンド信号を供給する手段(101)であって、前記サブバンド信号は少なくとも2つのサブバンドサンプルからなるシーケンスを1列含み、前記サブバンドサンプルの前記シーケンスはサブバンド信号の帯域幅を表し、前記サブバンド信号の帯域幅が入力信号の帯域幅よりも狭く、入力信号が所定数の入力サンプルを有するブロックを含む場合は、サブバンド信号のサブバンドサンプル数が入力サンプル数より少なくなるようにサブバンド信号を供給するよう作用する供給手段(101)と、

複数の残響サブバンド信号を得るために、残響フィルタを用いて各サブバンド信号をフィルタリングする手段(201)であって、複数の残響サブバンド信号が合わさって無相関信号を表す、フィルタリング手段(201)と、からなる入力信号を用いて無相関信号を生成する装置(102)。

【請求項 2】

前記フィルタリング手段(201)は、前記サブバンド信号に遅延を加えるよう作用する、請求項1に記載の装置。

【請求項 3】

前記フィルタリング手段(201)は、前記サブバンド信号に分数遅延を加えるよう作用し、前記分数遅延は、「0」より大きく、前記サブバンド信号のサンプリング周期より小さい、請求項2に記載の装置。

【請求項 4】

前記分数遅延は、前記サブバンド信号のサンプリング周期である 0.9 より小さく、前記サブバンド信号のサンプリング周期である 0.1 よりも大きい、請求項 3 に記載の装置。

【請求項 5】

前記フィルタリング手段 (201) は、全域通過特性を有する、請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の装置。

【請求項 6】

前記残響フィルタ (201) は、前記各サブバンド信号に同じ遅延を加えるよう作用する、請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の装置。

【請求項 7】

前記残響フィルタ (201) は、前記各サブバンド信号用に、異なる群またはフィルタ係数を有する、請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の装置。

10

【請求項 8】

前記残響フィルタは、前記サブバンド信号に所定の位相遅延を導入するよう作用する、請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の装置。

【請求項 9】

前記サブバンドの数は、1 より多く、128 以下である、請求項 1 乃至 8 のいずれかに記載の装置。

【請求項 10】

前記サブバンドサンプル数に前記サブバンド数を乗じた数が、入力信号の所定数である、請求項 1 に記載の装置。

20

【請求項 11】

前記供給手段 (101) は、複素直交ミラーフィルタバンクである、請求項 1 乃至 10 のいずれかに記載の装置。

【請求項 12】

複数の原チャンネルから得られるモノラル信号と、前記モノラル信号に関連し、複数の原チャンネル間のコヒーレンスを表すチャンネル間コヒーレンスの大きさを復号化するマルチチャンネル復号器であり、

前記モノラル信号から無相関信号を生成する請求項 1 乃至 11 のいずれかに記載の生成器 (102) と、

第 1 復号化出力信号を得るために第 1 ミキシングモードにより、および第 2 復号化出力信号を得るために第 2 ミキシングモードにより、前記モノラル信号と前記無相関信号をミックスし、前記チャンネル間コヒーレンスの大きさを基に前記第 1 ミキシングモードおよび第 2 ミキシングモードを決定するよう作用するミキサー (103、104、105、106、107、108) と、からなるマルチチャンネル復号器。

30

【請求項 13】

前記ミキサーは、各サブバンドの個別のチャンネル間コヒーレンスの大きさに基づき、サブバンド領域でミキシングを行うよう作用し、

前記第 1 および第 2 復号化出力信号をサブバンド領域から時間領域に変換し、時間領域の第 1 および第 2 復号化出力信号を取得する手段 (109、110) を更に備える請求項 12 に記載のマルチチャンネル復号器。

40

【請求項 14】

前記複数の原チャンネルは、左側ステレオチャンネルおよび右側ステレオチャンネルを含み、前記第 1 復号化出力信号は、復号化された左側ステレオチャンネルであり、前記第 2 復号化出力信号は、復号化された右側ステレオチャンネルである、請求項 12 または 13 に記載のマルチチャンネル復号器。

【請求項 15】

前記ミキサーは、前記モノラル信号のサブバンドを修正する手段 (103、106)、または前記無相関信号のサブバンドを修正する手段 104 および 105 を含む、請求項 12 乃至 14 のいずれか 1 つに記載のマルチチャンネル復号器。

【請求項 16】

50

前記修正手段は、信号レベル修正装置として実行される、請求項 15 に記載のマルチチャンネル復号器。

【請求項 17】

前記ミキサーは、前記モノラル信号の未修正サブバンドおよび前記無相関信号の修正サブバンドを加算、または前記モノラル信号の修正サブバンドおよび前記無相関信号の未修正サブバンドを加算、または前記モノラル信号の修正サブバンドおよび前記無相関信号の修正サブバンドを加算し、第 1 復号化出力チャンネルまたは第 2 復号化出力チャンネルのサブバンドを取得する加算器 (107) を含む、請求項 15 および 16 に記載のマルチチャンネル復号器。

【請求項 18】

前記生成器 (102) は、前記モノラル信号の複数のサブバンドを供給するフィルタバンクを含み、前記フィルタバンクは、前記ミキサーおよび前記サブバンドの残響フィルタ (201) に接続されるサブバンド出力を有する、請求項 12 に記載のマルチチャンネル復号器。

【請求項 19】

複数のサブバンド信号を供給 (101) し、前記サブバンド信号は少なくとも 2 つのサブバンドサンプルからなるシーケンスを 1 列含み、前記サブバンドサンプルの前記シーケンスはサブバンド信号の帯域幅を表し、前記サブバンド信号の帯域幅が入力信号の帯域幅よりも狭く、前記供給工程は、入力信号が所定数の入力サンプルを有するブロックを含む場合は、サブバンド信号のサブバンドサンプル数が入力サンプル数より少なくなるようにサブバンド信号を供給し、

複数の残響サブバンド信号を得るために、残響フィルタを用いて各サブバンド信号をフィルタリングし (201)、複数の残響サブバンド信号が合わさって無相関信号を表すことからなる入力信号を用いて無相関信号を生成する方法 (102)。

【請求項 20】

複数の原チャンネルから得られるモノラル信号と、前記モノラル信号に関連し、複数の原チャンネル間のコヒーレンスを表すチャンネル間コヒーレンスの大きさを復号化するマルチチャンネル復号化方法であり、

前記モノラル信号から無相関信号を請求項 19 に記載の方法により生成し (102)、

第 1 復号化出力信号を得るために第 1 ミキシングモードにより、および第 2 復号化出力信号を得るために第 2 ミキシングモードにより、前記モノラル信号と前記無相関信号をミックスし (103、104、105、106、107、108)、前記ミキサーは、前記チャンネル間コヒーレンスの大きさを基に前記第 1 ミキシングモードおよび第 2 ミキシングモードを決定するよう作用するマルチチャンネル復号化方法。

【請求項 21】

コンピュータに請求項 19、20 に記載の方法を実行させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、オーディオ情報源符号化システムに関するものであるが、同方法を他の技術分野に広く応用することもできる。ステレオ特性のパラメトリック表現を用いるオーディオ符号化システムに有用な様々な技術を紹介する。

【背景技術】

【0002】

本発明は、オーディオ信号のステレオ像のパラメトリック符号化に関する。ステレオ像の特性を表すのに用いられるパラメータの代表として、チャンネル間強度差 (IID)、チャンネル間時間差 (ITD)、チャンネル間コヒーレンス (IC) がある。これらのパラメータを基にステレオ像を再構成するには、IC パラメータに従い、2 つのチャンネル間の相関レベルを正確に再構成できる方法が必要である。これは、無相関法 (decorrelation method) によって行われる。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 3 】

無相関信号を生成する方法はいくつかある。理想的には、全域通過周波数応答を有する線形時不変(LTI)関数が望ましい。これを達成する周知の方法のひとつに定数遅延を用いる方法がある。しかしながら、遅延、または他のLTI全域通過関数を用い、未処理信号を加えると、非全域通過応答となる。結果として、遅延を用いる場合、典型的な櫛形フィルタを使用することとなる。この櫛形フィルタは、不要な「金属」音を発生させる場合が多く、たとえステレオワイド効果が有効に機能するとしても、原音の自然さが大幅に損なわれる。

【 0 0 0 4 】

周波数軸に沿ってIID値にランダムシーケンスを加えることにより無相関信号を生成する周波数領域法が従来技術として周知であり、この周波数領域法では、オーディオチャンネルごとに異なるシーケンスが用いられる。ランダムシーケンスの変更による周波数領域無相関には、プレエコーが生じてしまうという問題点がある。複数の主観評価により、非定常信号に対してプレエコーがポストエコーよりもはるかに大きな影響を及ぼすことが示されており、このことは、既に確立されている音響心理学の原理によっても裏付けられている。この問題については、過渡容量に合わせて、信号特性の変換サイズを変動することにより軽減できる。しかしながら、変換サイズの切り替え(つまり、2値)を決定するのは常に困難であり、この決定により信号の帯域幅全域に影響を与え、確固たる方法で決定を下せない可能性がある。

【 0 0 0 5 】

米国特許出願公報番号2003/0219130A1は、コヒーレンスを基準としたオーディオの符号化および合成について開示している。特に、臨界帯域ごとに、臨界帯域内の各サブバンドの両耳間レベル差(ILD)および/または両耳間時間差(ITD)等の聴覚情景パラメータを変更することにより、モノラルオーディオ信号から聴覚情景が合成される。パラメータ変更は臨界帯域の平均推定コヒーレンスを基に行われる。このコヒーレンスを基準とした変更により、元々入力された聴覚情景のオブジェクト幅と更に正確に適合するオブジェクト幅を有する聴覚情景を生成する。ステレオパラメータは、周知のBCCパラメータである。ここでいうBCCとはバイノーラル・キュー・コーディング(binaural cue coding)の略である。2つの異なる無相関出力チャンネルを生成する場合、離散フーリエ変換によって得られるような複数の周波数係数は、1つの臨界帯域内でグループ化される。チャンネル間コヒーレンスの大きさを基に、重み係数に疑似ランダムシーケンスを乗ずる。この疑似ランダムシーケンスについては、全ての臨界帯域に対して略一定の分散値が得られ、各臨界帯域内でその平均が「0」となるように選択するのが好ましい。これと同じシーケンスが、各異なるフレームのスペクトル係数に適用される。

【 特許文献 1 】

米国特許出願公報番号2003/0219130A1

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、パラメトリックに符号化されたマルチチャンネル信号の復号化概念、またはその信号を生成する符号化概念を提供することであり、結果として、良好なオーディオ音質および良好な符号化効率を得ることができる。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 7 】

【 課題を解決するための手段 】

この目的は、請求項1による無相関信号生成装置、請求項13によるマルチチャンネル復号器、請求項20による無相関信号の生成方法、または請求項21によるコンピュータプログラムにより実現される。

【 0 0 0 8 】

10

20

30

40

50

本発明は、整数遅延、好ましくは分数遅延を入力信号に与える残響フィルタを1個使用すると、復号化側において、入力したモノラル信号を基にマルチチャンネル信号の第1および第2チャンネルを生成する良好な無相関信号が得られるという事実に基づいている。ここで重要なのは、1個の残響フィルタで入力信号全体をフィルタリングしないということである。そのかわり、数個の残響フィルタを原入力信号、つまりモノラル信号の数個のサブバンドに適用し、時間領域または周波数領域、つまりフーリエ変換を適用した場合に到達する領域において、複数の残響フィルタを用いる残響フィルタリングを行わないようにする。発明的な点は、この残響フィルタを用いるサブバンドの残響フィルタリングが、サブバンド領域において個々に実行されることにある。

【0009】

10

サブバンド信号は、少なくとも2つのサブバンドサンプルからなる1つのシーケンスを含み、このサブバンドサンプルのシーケンスはサブバンド信号の帯域幅を表しており、この帯域幅は入力信号の帯域幅よりも小さい。必然的に、サブバンド信号の周波数帯域幅は、フーリエ変換によって得られた周波数係数による周波数帯域幅より大きくなる。これらサブバンド信号は、例えば32個または64個のフィルタバンクチャンネルを有するフィルタバンクを用いて生成するのが好ましく、このフィルタバンクチャンネル例の場合、FFTは1.024または2.048の周波数係数、つまり、周波数チャンネルを有する。

【0010】

サブバンド信号は、入力信号のサンプルブロックをサブバンドフィルタリングすることによって得られるサブバンド信号でもよい。また、サブバンドフィルタバンクは、ブロック処理を行わずに、連続的に適用することが可能である。しかしながら、本発明においては、ブロック処理を行うことが望ましい。

20

【0011】

残響フィルタリングは、信号全体に適用されず、サブバンドごとに適用されるので、楕円フィルタリングによる「金属」音は生じない。

【0012】

サブバンドの2つの連続するサブバンドサンプル間のサンプル周期が大きすぎて、復号器端末側で良好なサウンドインプレッションが得られない場合、例えば、サブバンド信号のサンプリング周期を0.1から0.9、好ましくは0.2から0.8遅延させる残響フィルタの分数遅延を用いるのが好ましい。クリティカルサンプリングを行う場合、および64個のフィルタバンクチャンネルを有するフィルタバンクを用いて64個のサブバンド信号を生成する場合、サブバンド信号のサンプリング周期は、原入力信号のサンプリング周期よりも64倍大きくなる。

30

【0013】

ここで、残響装置で用いるフィルタリングプロセスには、遅延が不可欠であるという点を注意しなければならない。出力信号は、入力信号の多数の遅延バージョンで構成されている。サブバンド領域内で良好な残響装置を実現するには、信号をサブバンドサンプリング周期の数分の1だけ遅延させるのが好ましい。

【0014】

本発明の好適な実施形態において、各サブバンドの各残響フィルタは、全てのサブバンドに対して均一の遅延、好ましくは分数遅延を加える。しかしながら、フィルタ係数は、各サブバンドによって異なる。IIRフィルタを用いるのが好ましい。実際の状況によっては、個々のフィルタの分数遅延およびフィルタ係数をリスニングテストにより経験的に決定してもよい。

40

【0015】

残響フィルタセットによってフィルタリングされたサブバンドは、無相関信号を構成する。この無相関信号は、原入力信号、つまりモノラル信号と混合され、復号化された左側チャンネルおよび復号化された右側チャンネルを取得する。無相関信号と原信号は、パラメトリックに符号化された信号と共に伝送されるチャンネル間コヒーレンスパラメータを基に混合される。異なる左側チャンネルと右側チャンネル、つまり異なる第1チャンネルと第2チャネ

50

ルを得るためには、第1出力チャネルを得るための無相関信号とモノラル信号との混合と、第2出力チャネルを得るための無相関信号とモノラル信号の混合とが異なることになる。

【0016】

符号化側の能率を高めるために、ステレオパラメータ群の適応型判定法を用いたマルチチャネル符号化を実行する。このため、符号器は、モノラル信号演算手段およびステレオパラメータ群生成手段に加え、左側および右側チャンネルの次の部分のステレオパラメータ群の有効性を判定する手段を含む。ステレオパラメータ群がもはや有効ではないと判定されると、この判定手段が生成手段を作動させ、左側および右側チャンネルの第2の時間ボーダーから開始する部分用の第2のステレオパラメータ群を演算するようにするのが好ましい。この第2の時間ボーダーもまた有効性を判定する手段により決定される。

10

【0017】

そして、符号化された出力信号は、モノラル信号、第1のステレオパラメータ群、この第1のパラメータ群に対応する第1の時間ボーダー、第2のステレオパラメータ群、およびこの第2のステレオパラメータ群に対応する第2の時間ボーダーを含む。復号化側において、復号器は、新しい時間ボーダーに達するまで、有効なステレオパラメータ群を用いる。新しい時間ボーダーに到達すると、復号化は、新しいステレオパラメータ群を用いて動作する。

【0018】

ブロック処理を行い、ブロックごとにステレオパラメータ群を判定する従来技術の方法と比較すると、符号化側で決定された時間ボーダーごとにステレオパラメータ群を適応させて判定する本発明の方法は、高い符号化効率をもたらす一方で、高い符号化品質をもたらす。これは、比較的定常信号に対しては、聞き取り可能なエラーを招くことなく、同一のステレオパラメータ群をモノラル信号サンプルの多数のブロックに使用することができるという事実によるものである。一方、非定常信号に関しては、本発明の適応型ステレオパラメータ判定方法により、信号の各部分がそれぞれ最適なステレオパラメータ群を有するように、時間分解能が改善される。

20

【0019】

本発明は、分数遅延線をフィルタバンクに備えた相関分離器としての残響ユニット、および無相関化された残響信号の適応型レベル調整を用いて、先行技術の問題点を解決する。

30

【0020】

続いて、本発明の態様につき、いくつか簡単に説明する。

【0021】

本発明の一態様は、実数時間領域信号を複素フィルタバンクの分析部でフィルタリングし、このフィルタリングによって得られた複素数サブバンド信号を修正し、およびこの修正された複素数サブバンド信号を前記フィルタバンクの合成部によってフィルタリングし、また、出力信号が合成フィルタリングから得られる信号の合計である場合、複素数時間領域出力信号の実数部分を取ることににより、信号を遅延させる方法である。

【0022】

本発明の別の態様は、サブバンド数 n 個の有限インパルス応答フィルタが離散時間型フーリエ変換により以下の形式で与えられた場合、各複素数サブバンド信号を1つの複素数有限インパルス応答フィルタでフィルタリングすることにより、複素数サブバンド信号を修正する方法である。

40

【0023】

【数1】

$$H_n(\omega) = \begin{cases} \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_\tau(\omega) & n \text{は偶数} \\ \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_\tau(\omega+\pi) & n \text{は奇数} \end{cases}$$

50

【 0 0 2 4 】

ただし、パラメータは $\tau = T/L$ 、合成フィルタバンクは L サブバンドを有し、遅延は出力信号サンプル単位で測定された T であることが望ましい。

【 0 0 2 5 】

本発明の別の態様は、フィルタ $G(l)$ が $V(l)G(l) + V(l+1)G(l+1) = 1$ をほぼ満たす場合、フィルタリングすることにより、複素数サブバンド信号を修正する方法である。ただし、 $V(l)$ は、シーケンス

【 0 0 2 6 】

【数 2】

$$v_{\tau}(k) = A i^k \sum_l p(l) p(l - T - Lk)$$

10

【 0 0 2 7 】

の離散時間フーリエ変換であり、この場合の $p(l)$ は、前記複素数フィルタバンクのプロトタイプフィルタ、 A は、適切な実数正規化係数である。

【 0 0 2 8 】

本発明の別の態様は、フィルタ $G(l)$ が $G(-l) = G(l)^*$ を満たす場合、偶数インデックス付きインパルス応答サンプルが実数となり、奇数インデックス付きインパルス応答サンプルが単なる虚数となるようにフィルタリングを実行して、複素数サブバンド信号を修正する方法である。

20

【 0 0 2 9 】

本発明の別の態様は、符号器において、ステレオパラメータ群の数が任意である場合、定期的に各ステレオパラメータ群の位置を記述する時間格子パラメータを演算し、復号器において、前記時間格子によりパラメトリックステレオ合成を適用して、入力信号のステレオ特性を符号化する方法である。

【 0 0 3 0 】

本発明の別の態様は、ステレオパラメータ群の時間手がかりがフレームの始まりと一致する場合、時間ポイントを送信する代わりに、第 1 のステレオパラメータ群の時間局在を明確に送信する入力信号のステレオ特性を符号化する方法である。

【 0 0 3 1 】

本発明の別の態様は、復号器において、サイド信号を合成する人工残響法を適用することにより、パラメトリックステレオを再構成するためのステレオ無相関を生成する方法である。

30

【 0 0 3 2 】

本発明の別の態様は、復号器において、各フィルタバンクチャンネルでの位相遅れ調整を用いて、複素変調フィルタバンク内で前記残響法を実行することにより、パラメトリックステレオを再構成するためのステレオ無相関を生成する方法である。

【 0 0 3 3 】

本発明の別の態様は、残響尾部が不要であり、この残響尾部を減衰または取り除く場合、復号器において、前記残響法が信号発見専用の検出器を利用することにより、パラメトリックステレオを再構成するためのステレオ無相関を生成する方法である。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 3 4 】

次に、本発明を添付の図面を参照しながら、本発明の範囲または精神を限定しない実施例によって説明する。

【 0 0 3 5 】

以下で述べる実施形態は、パラメトリックステレオ符号化に関する本発明の原理を単に例証したものである。ここに記載する構成および説明に修正や変更を加えることは当業者にとって明らかである。したがって、明細書における実施形態についての解説及び説明が提示する特定の記述内容によってではなく、特許請求の範囲によってのみ限定するつもり

50

である。

【 0 0 3 6 】

従来の内挿法によって、サンプルの数分の一だけ信号を遅延させることができる。しかしながら、オーバーサンプリングされた複素数サンプルとして原信号が利用可能な場合、特殊な事態が起こる。QMFバンク内で分数遅延を実行する際、QMFチャンネルごとにあある一定の時間遅延に相当する位相遅延を適用するだけでは、深刻なアーティファクトが生じる。

【 0 0 3 7 】

この事態は、新しい手法による補償フィルタを用いれば効果的に避けることができる。この補償フィルタによって、あらゆる複素指数変調フィルタバンクにおける任意の遅延にかなり近い近似値を得ることができる。以下に、詳しく説明する。

10

【 0 0 3 8 】

連続時間モデル

演算を簡略化するため、ここでは、合成波形を用いた連続時間窓変換により、複素指数変調Lバンドフィルタバンクをモデル化する。

【 0 0 3 9 】

【数 3】

$$u_{n,k}(t) = v(t-k) \exp[i\pi(n+1/2)(t-k+\theta)] \quad \dots(1)$$

20

【 0 0 4 0 】

ここで、 n および k は整数かつ $n \geq 0$ であり、 θ は固定位相点である。変数 t を $1/L$ の間隔で適切にサンプリングすることにより、離散時間信号の結果を得る。窓 $v(t)$ は実数であり、非常に高い正確さで、実数の信号 $x(t)$ が成り立つように選択されることが前提となる。

【 0 0 4 1 】

【数 4】

$$x(t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_n(k) u_{n,k}(t) \right\} \quad \dots(2)$$

30

【 0 0 4 2 】

ただし、次式が条件となる。

【 0 0 4 3 】

【数 5】

$$c_n(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) u_{n,k}^*(t) dt \quad \dots(3)$$

【 0 0 4 4 】

40

ここで、 $*$ は、複素共役を示す。また、 $v(t)$ は、本質的には周波数の間隔 $(-\frac{L}{2}, \frac{L}{2})$ に限定された帯域であることを前提とする。インパルス応答が $h_n(k)$ のフィルタを用い、離散時間分析サンプル $c_n(k)$ をフィルタリングして各周波数帯域 n を変更することについて考える。

【 0 0 4 5 】

【数 6】

$$d_n(k) = \sum_l h_n(l) c_n(k-l) \quad \dots(4)$$

【 0 0 4 6 】

50

次に、この変更された合成

【 0 0 4 7 】

【数 7】

$$y(t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_n(k) u_{n,k}(t) \right\} \quad \dots (5)$$

【 0 0 4 8 】

は、周波数領域において演算可能で、次式のようになる。

【 0 0 4 9 】

10

【数 8】

$$\hat{y}(\omega) = H(\omega) \hat{x}(\omega) \quad \dots (6)$$

【 0 0 5 0 】

ここで、

【 0 0 5 1 】

【数 9】

$$\hat{f}(\omega)$$

20

【 0 0 5 2 】

は、 $f(t)$ のフーリエ変換を示し、

【 0 0 5 3 】

【数 10】

$$H(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_n(\omega) |\hat{v}(\omega - \pi(n+1/2))|^2 \quad \dots (7)$$

【 0 0 5 4 】

30

となる。ここで、

【 0 0 5 5 】

【数 11】

$$H_n(\omega) = \sum_k h_n(k) \exp(-ik\omega)$$

【 0 0 5 6 】

は、 $n = 0$ の場合の周波数帯域 n に適用されたフィルタの離散時間フーリエ変換であり、

【 0 0 5 7 】

40

【数 12】

$$H_n(\omega) = H_{-1-n}(-\omega)^* \quad n < 0 \text{ の時} \quad \dots (8)$$

【 0 0 5 8 】

となる。ここで、特殊なケースである $H_n(\omega) = 1$ は、数式 (7) では、 $H(\omega) = 1$ を導き出すことに注意する。これは、窓 $w(t)$ が特別に設計されているためである。もう一つ重要なことは、 $H_n(\omega) = \exp(-i\omega)$ が、 $y(t) = x(t-1)$ となるように、 $H(\omega) = \exp(-i\omega)$ を与えることである。

【 0 0 5 9 】

50

解法案

$y(t) = x(t - \tau)$ となるように、サイズ τ の遅延を得るにあたり、問題となるのは、 $n = 0$ の場合のフィルタ $H_n(\omega)$ を以下のように設計することである。

【0060】

【数13】

$$H(\omega) = \exp(-i\tau\omega) \quad \dots(9)$$

【0061】

$H(\omega)$ は、(7) および (8) によって与えられている。ここで提案する特定の解法案とは、以下のフィルタを適用することにある。

10

【0062】

【数14】

$$H_n(\omega) = \begin{cases} \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_\tau(\omega) & n \text{ は偶数} \\ \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_\tau(\omega+\pi) & n \text{ は奇数} \end{cases} \quad \dots(10)$$

【0063】

ここで、 $G_n(\omega) = G_n(\omega + \pi)^*$ は、すべての n について、式(8)と一致することを示す。式(7)の右側に式(10)を挿入すると次式ができる。

20

【0064】

【数15】

$$H(\omega) = \exp(-i\omega\tau) [V_\tau(\omega)G_\tau(\omega) + V_\tau(\omega+\pi)G_\tau(\omega+\pi)] \quad \dots(11)$$

【0065】

ただし、

【0066】

【数16】

$$V_\tau(\omega) = \sum_n b(\omega - \pi(2n+1/2))$$

30

であり、

【0067】

【数17】

$$b(\omega) = \exp(i\tau\omega) |\hat{v}(\omega)|^2$$

【0068】

である。初等演算によって、 $V_\tau(\omega)$ は、次式の離散時間フーリエ変換であることが示されている。

40

【0069】

【数18】

$$v_\tau(k) = i^k \int_{-\infty}^{\infty} v(t)v(t-\tau-k)dt \quad \dots(12)$$

【0070】

次の線形システムを解くことにより、完璧な遅延に非常に近い近似値を得ることができる。

【0071】

50

【数 19】

$$V_{\tau}(\omega)G_{\tau}(\omega)+V_{\tau}(\omega+\pi)G_{\tau}(\omega+\pi)=1 \quad \dots(13)$$

【0072】

これは、最小二乗法で、FIRフィルタが

【0073】

【数 20】

$$G_{\tau}(\omega)=\sum_{k=-N}^M g_{\tau}(k)\exp(-ik\omega)$$

10

【0074】

である。フィルタ係数の点からみると、この方程式(13)は、次式のように書き換えることができる。

【0075】

【数 21】

$$2\sum_l v_{\tau}(2k-l)g_{\tau}(l)=\delta[k] \quad \dots(14)$$

ただし、 $k=0$ の場合、 $[k]=1$ となり、 $k=0$ の場合、 $[k]=0$ となる。

【0076】

20

プロトタイプフィルタ $p(k)$ を有する離散時間 L バンドフィルタバンクの場合、サンプル単位で得られた遅延は L であり、演算式(12)は次式によって置き換えられる。

【0077】

【数 22】

$$v_{\tau}(k)=i^k \sum_l p(l)p(l-T-Lk) \quad \dots(15)$$

【0078】

ただし、 T は、 L に最も近い整数である。ここで、フィルタ $p(k)$ は、零点により、フィルタの支持領域を超えて拡張される。有限長のプロトタイプフィルタなので、有限ではあるが多数の (k) だけが零点とは異なる。また、式(14)は、線形方程式のシステムである。未知数 $g(k)$ の数は、通常、小さい数が選択される。良好な QMF フィルタバンクを設計するために、現在では 3 ~ 4 個のタップを使用して良好な遅延性能を得ている。更に、遅延パラメータに依存するフィルタタップ $g(k)$ の依存関係は、低次多項式により、正常にモデル化できることが多い。

30

【0079】

ステレオパラメータに関する適応型時間格子の信号送信

パラメトリックステレオシステムは、伝達されたデータをできるだけ小さくするために、時間分解能または周波数分解能が限られているという観点から、これらを両立させる処理を常に行っている。しかしながら、音響心理学の見地から、空間手がかりの中には他の手がかりよりも重要になり得るものもあり、重要度の低い手がかりは破棄される可能性があることが知られている。したがって、時間分解能が一定である必要はない。時間格子を空間手がかりに同期させれば、ビットレート単位で大きな利得を得ることができる。これは、サイズを固定した時間セグメントに対応する各データフレームのパラメータ群の変数を送ることにより簡単に行うことができる。これらパラメータ群と対応する空間手がかりを同期させるには、適時、各パラメータ群の位置を表す時間格子データを追加して送る必要がある。時間ポイントの分解能は、総データ量が最小になるように、非常に低い値が選択される。パラメータ群の時間手がかりがフレームの始まりと一致するという特殊なケースの場合も、そのことが明確に信号で伝えられ、時間ポイントは送信されない。

40

【0080】

50

図4は、可変かつ信号に依存する時間ボーダーを有する時間セグメントのパラメータ分析を実行する本発明の装置を示す。この発明装置は、入力信号を1個または数個の時間セグメントに分割する手段401を含む。前記時間セグメントを区分けする時間ボーダーは、手段402によって供給される。手段402は、空間手がかり抽出専用の検出器を用いるが、この空間手がかりは時間ボーダーをどの位置に設定するかを決定するのに適している。手段401は、1個または数個の時間セグメントに分割された入力信号をすべて出力する。この出力は、手段403に入力され、各時間セグメントのパラメータ分析を区分する。手段403は、分析されている時間セグメントごとにパラメータ群を1つ出力する。

【0081】

図5は、仮の入力信号に対する時間格子ジェネレータの動作例を示す。この例において、時間ボーダー情報が他にない場合は、データフレームにつき1つのパラメータ群が用いられる。したがって、時間ボーダー情報がなくても、元々データフレームにある時間ボーダーが使用される。図5に示す時間ボーダーは、図4に示す手段402から出力されたものである。図5に示す時間セグメントは、図4に示す手段401によって設けられたものである。

【0082】

モノラル出力信号およびステレオパラメータ群を取得するステレオ信号符号化装置は、ステレオ信号の左側チャンネルと右側チャンネルを加重加算して混合し、モノラル信号を算出する手段を含む。また、手段403は、左側チャンネルの一部と右側チャンネルの一部を用いて第1のステレオパラメータ群を生成しており、第1の時間ボーダーから始まるこれらの部分は、左側チャンネルと右側チャンネルのその後続く部分に対する第1のステレオパラメータ群の有効性を判定する手段と接続している。

【0083】

この判定手段は、図4の手段402および401により総括的に形成されている。

【0084】

特に、この判定手段は、第2の時間ボーダーの生成および前記生成手段の作動に有効である。この判定手段は、この第1のステレオパラメータ群が有効でないと判定した場合、第2の時間ボーダーから始まる左側チャンネルと右側チャンネルの各部分の第2のステレオパラメータ群が生成されるように、生成手段を作動する。

【0085】

図4には図示していないが、モノラル信号、第1のステレオパラメータ群、この第1のステレオパラメータ群に対応する第1の時間ボーダー、第2のステレオパラメータ群、およびこの第2のステレオパラメータ群に対応する第2の時間ボーダーをパラメトリックに符号化されたステレオ信号として出力する手段がある。前記ステレオパラメータ群の有効性を判定する手段は、過渡現象検出器を含むこともある。その理由は、過渡現象が一度起きると、信号が大幅に変形してしまい、新しいステレオパラメータを生成する必要性が生じる可能性が高いためである。また、この有効性を判定する手段は、合成による分析を応用したデバイスを含むこともある。この合成による分析デバイスは、モノラル信号およびステレオパラメータ群を復号化して復号化された左側チャンネルと復号化された右側チャンネルを取得し、この復号化された左側チャンネルと復号化された右側チャンネルをそれぞれ左側チャンネルおよび右側チャンネルと比較し、復号化された左側チャンネルと復号化された右側チャンネルが、所定の閾値を超えて、左側チャンネルおよび右側チャンネルと異なる場合は生成手段を動作させる。

【0086】

データフレーム1：このデータフレームには時間ボーダー情報が存在しないため、パラメータ群1に対応する時間セグメントは、データフレーム1の開始と共に始まる。

【0087】

データフレーム2：このデータフレームには2つの時間ボーダーが存在する。パラメータ群2に対応する時間セグメントは、データフレームの第1の時間ボーダーから始まる。パラメータ群3に対応する時間セグメントは、データフレームの第2の時間ボーダーから

10

20

30

40

50

始まる。

【 0 0 8 8 】

データフレーム 3 : このデータフレームには 1 つの時間ボーダーが存在する。パラメータ群 4 に対応する時間セグメントは、データフレームの前記時間ボーダーから始まる。

【 0 0 8 9 】

データフレーム 4 : このデータフレームには 1 つの時間ボーダーが存在する。この時間ボーダーは、データフレーム 4 が始まる境界線と一致し、これはデフォルトケースにより対処されるため、信号送信する必要はない。よって、この時間ボーダー信号を削除することができる。パラメータ群 5 に対応する時間セグメントは、この時間ボーダーを信号送信しなくても、データフレーム 4 の開始から始まる。

10

【 0 0 9 0 】

無相関法として人工残響を用いたパラメトリックステレオ再構成

パラメトリックステレオシステムでステレオ合成を行う上で極めて重要なことは、ステレオ像に幅を設けるために、左側チャンネルと右側チャンネル間のコヒーレンスを削減することである。これは、フィルタリングされた原モノラル信号をサイド信号に加算することで削減できる。ここで、サイド信号およびモノラル信号については、それぞれ次の通り定義する。

$$\text{モノラル} = (\text{左} + \text{右}) / 2$$

$$\text{サイド} = (\text{左} - \text{右}) / 2$$

【 0 0 9 1 】

音色を大幅に変更しないために、ここで用いるフィルタは、全域通過特性を有することが望ましい。この特性を有するには、人工残響法に用いられるのと同様の全域通過フィルタを用いるのも 1 つの手法である。人工残響アルゴリズムは、適時十分に拡散されたインパルス応答を与えるために、通常高い時間分解能を要する。複素 Q M F バンク等の複素フィルタバンクを人工残響アルゴリズムの中核として使用することには非常に大きな利点がある。このフィルタバンクによって、残響特性を、例えば、残響補正、減衰時間、密度および音色の点から選択的に周波数に変えることのできる可能性が非常に高くなる。しかしながら、このフィルタバンクを実行すると、通常、時間分解能に代わって周波数分解能が高くなり、適時スムーズに行われる残響法を実行することが困難になる。この問題に対処するために、新たな方法では、各 Q M F チャンネルに一定の時間遅延に相当する位相遅延を加える分数遅延近似を用いる。この原始的な分数遅延を行うと、深刻な時間スミアを生じることとなるが、本件の場合、幸いにもこの時間スミアは非常に望ましいものである。時間スミアは、残響アルゴリズムにとって非常に望ましい時間拡散をもたらす、この時間拡散は位相遅延が $\pi / 2$ または $-\pi / 2$ に近づくほど大きくなる。

20

30

【 0 0 9 2 】

人工残響法は、当たり前ながら無限インパルス応答を用いる方法であり、自然な指数関数的減衰を実現する。[P C T / S E 0 2 / 0 1 3 7 2] は、ステレオ信号を生成するために残響ユニットを使用する場合、音の最後尾以降の残響減衰は望ましくないこともあると指摘している。しかしながら、残響信号の利得を変更することにより、この望ましくない残響尾部を容易に減衰、または完全に除去することができる。音の終わりを見つける検出器を用いれば、この目的を達成することができる。残響ユニットが、特定の信号、例えば、過渡信号でアーティファクトを発生させる場合、これらの信号検出器を使用して同信号を減衰させることができる。

40

【 0 0 9 3 】

図 1 は、パラメトリックステレオシステムで用いられるような信号の無相関法を行う本発明の装置を示す。本発明の装置は、複数のサブバンド信号を供給する手段 1 0 1 を備える。この供給手段は、複素 Q M F フィルタバンクであってもよく、全ての信号がサブバンド指数に対応している。

【 0 0 9 4 】

図 1 の手段 1 0 1 より出力されたサブバンド信号は、無相関信号 1 0 2 を供給する手段

50

102、およびサブバンド信号を修正する手段103と106に入力される。102からの出力は、信号を修正する手段104と105に入力され、103、104、105、106からの出力は、サブバンド信号を加算する手段107と108に入力される。

【0095】

ここで説明する本発明の実施形態においては、サブバンド信号を修正する手段103、104、105、106は、サブバンド信号を利得係数で乗じて、無相関信号と101から出力された未処理信号のレベルを調整し、この各ペアの合計が制御パラメータによって与えられた無相関信号の量を有する信号となるようにする。修正手段103乃至106で用いられる利得係数は正の数に限らず、負の数であることもある。

【0096】

サブバンド信号を加算する手段107と108からの出力は、時間領域信号を供給する手段109と110に入力される。109からの出力は、再構成されたステレオ信号の左側チャンネルに相当し、110からの出力は、再構成されたステレオ信号の右側チャンネルに相当する。ここで説明する実施形態においては、同一の相関分離器がひとつ、両出力チャンネルに用いられるが、未処理信号に無相関信号を加える手段は、2つの出力チャンネルそれぞれに独立してある。ここで説明する実施形態は、信号のレベルを調整する手段に与えられる制御データと信号を加える手段に与えられる制御データにより、確実に2つの出力信号を同一かつ完全に無相関な信号にできる。

【0097】

図2は、無相関信号を供給する手段のブロック図を示す。入力されたサブバンド信号は、サブバンド信号をフィルタリングする手段201に入力される。ここに説明する本発明の実施形態において、フィルタリングステップとは、全域通過フィルタリングを内蔵する残響ユニットのことである。使用するフィルタ係数は、フィルタ係数を供給する手段202によって与えられる。処理中のサブバンド信号のサブバンド指数が202に入力される。本発明のひとつの実施形態において、202にサブバンド指数が供給され、種々のフィルタ係数がこのサブバンド指数を基に演算される。201のフィルタリングステップは、入力されたサブバンド信号の遅延サンプルと共に、フィルタリング工程における中間信号の遅延サンプルを利用している。

【0098】

本発明の重要な特徴として、整数のサブバンドサンプル遅延と分数のサブバンドサンプル遅延を供給する手段203がある。201の出力は、サブバンド信号のレベルを調整する手段204に入力され、サブバンド信号の信号特性を推定する手段205にも入力される。本発明の好適な実施形態において、この推定される特性とは、サブバンド信号の過渡の動きを示す。本実施形態において、検出された過渡現象は、サブバンド信号のレベルを調整する手段204に送信され、過渡の通過時に信号のレベルが下がるように調整される。204からの出力は、図1の104および105に入力される無相関信号である。

【0099】

図3は、1個の分析フィルタバンクと2個の合成フィルタバンクを示している。この分析フィルタバンク301は、モノラル入力信号を操作し、合成フィルタバンク302と303は、再構成されたステレオ信号を操作する。

【0100】

このように、図1は、参照番号102で示される無相関信号を生成する本発明の装置を示している。図1または図3に示すように、この装置は、複数のサブバンド信号を供給する手段を備え、このサブバンド信号は、少なくとも2つのサブバンドサンプルからなる1列のシーケンスを含み、このサブバンドサンプルからなるシーケンスは、入力信号の帯域幅よりも狭いサブバンド信号の帯域幅を表している。各サブバンド信号は、フィルタリングを行う手段201に入力される。各フィルタリング手段201は、複数の残響処理されたサブバンド信号が得られるように、1個の残響フィルタを含み、この複数の残響サブバンド信号が一緒になって無相関信号を表す。好ましくは、図2に示されているように、残響サブバンド信号に対してサブバンドごとに後処理をすることもあり、その場合、この後

10

20

30

40

50

処理は、ブロック 205 が制御するブロック 204 によって行われる。

【0101】

各残響フィルタには、ある一定の遅延、好ましくは分数遅延が設定されており、図 2 に示すように、残響フィルタはそれぞれサブバンド指数によって異なる数個のフィルタ係数を有する。これは、すべてのサブバンドに対して同一の遅延を使用するが、フィルタ係数群はサブバンドごとに異ならせることが好ましいことを意味する。このことは、図 2 の手段 203 および 202 によって象徴的に示されているが、本明細書においても説明すると、無相関デバイスを出荷する際に、遅延およびフィルタ係数を確定しておくのが好ましいということである。その場合、遅延およびフィルタ係数は、リスニングテスト等を行って経験的に決定してもよい。

10

【0102】

図 1 に示すマルチチャンネル復号器は、図 1 において 102 で示す相関信号を生成する本発明の装置を含んでいる。この図 1 に示すマルチチャンネル復号器は、モノラル信号と、このモノラル信号のチャンネル間コヒーレンスの大きさを復号化する。このチャンネル間コヒーレンスの大きさは、複数の原チャンネル間のコヒーレンスを表し、この複数の原チャンネルからモノラル信号は得られる。図 1 のブロック 102 は、モノラル信号の無相関信号を生成する生成器を構成する。ブロック 103、104、105、106、および 107 と 108 は、第 1 の復号化出力信号を得るための第 1 のミキシングモード、および第 2 の復号化出力信号を得るための第 2 のミキシングモードに従い、モノラル信号と無相関信号をミキシングするミキサーを構成する。この時、ミキサーは、モノラル信号に送信されたサイド情報であるチャンネル間コヒーレンスの大きさを基に、第 1 のミキシングモードおよび第 2 のミキシングモードを決定するよう作用する。

20

【0103】

ミキサーは、各サブバンドの個別チャンネル間コヒーレンスの大きさを基に、サブバンド領域にてミキシング操作するのが好ましい。この場合、このマルチチャンネル復号器は更に、第 1 および第 2 の復号化出力信号をサブバンド領域から時間領域に変換する手段 109 および 110 を備え、これにより時間領域の第 1 の復号化出力信号および第 2 の復号化出力信号を得る。したがって、図 1 に示す本発明の無相関信号を生成する手段 102 および本発明のマルチチャンネル復号器は、サブバンド領域で動作し、最終段階において、サブバンド領域から時間領域への変換を行う。

30

【産業上の利用可能性】

【0104】

実際の状況によって、本発明のデバイスは、ハードウェアまたはソフトウェア、あるいはハードウェア構成要素およびソフトウェア構成要素を含むファームウェアで実施することができる。本発明のデバイスを部分的または完全にソフトウェアで実施する場合、本発明の方法をコンピュータ上で実行するために、本発明はコンピュータで読めるコードを有するコンピュータプログラムとなる。

【図面の簡単な説明】

【0105】

【図 1】本発明の装置を示すブロック図である。

40

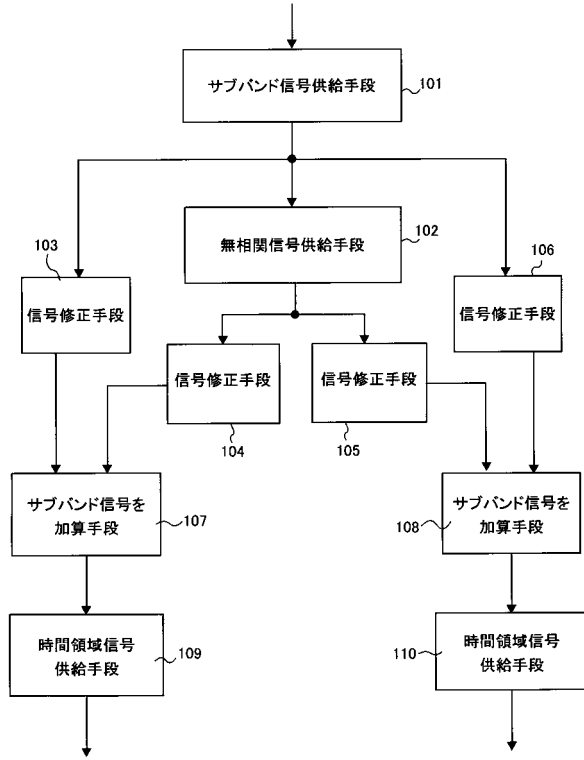
【図 2】無相関信号を生成する手段を示すブロック図である。

【図 3】本発明により再構成されたステレオサブバンド信号をもとにした、1つのチャンネルの分析と、1組のステレオチャンネルの合成を示す図である。

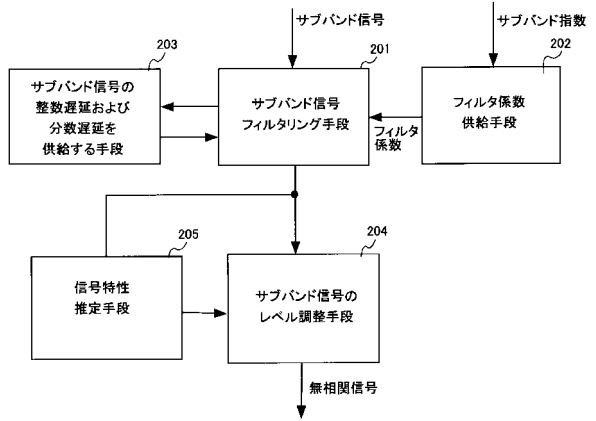
【図 4】信号特性を基に、パラメトリックステレオパラメータ群を時間セグメントに分割することを示すブロック図である。

【図 5】信号特性を基に、パラメトリックステレオパラメータ群を時間セグメントに分割した例を示す。

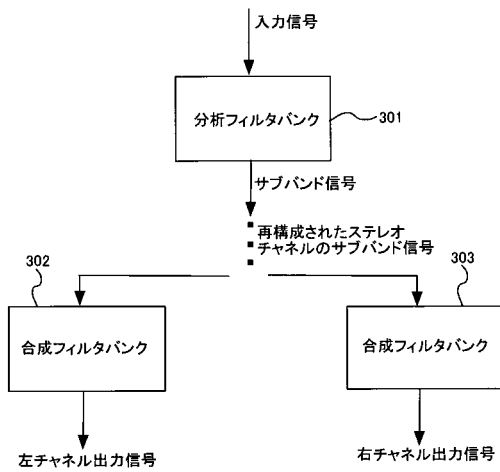
【図1】



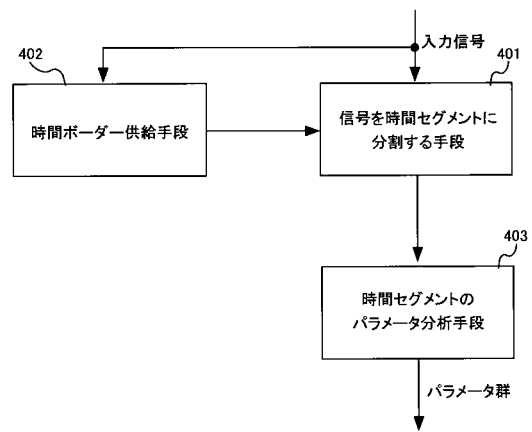
【図2】



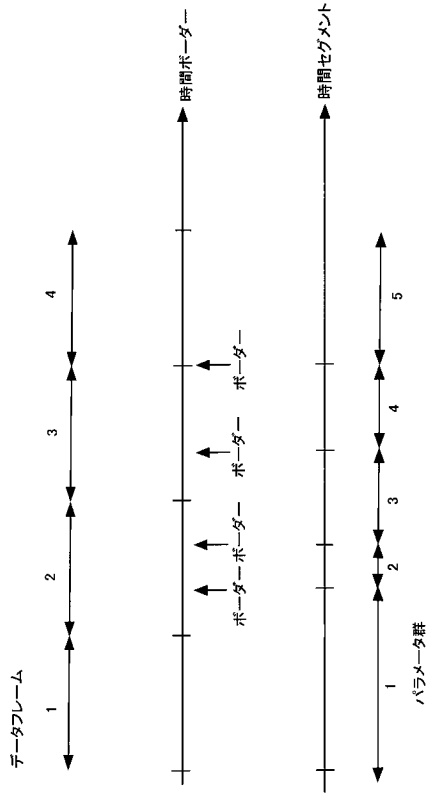
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(74)代理人 100112715

弁理士 松山 隆夫

(72)発明者 ヨーナス エングデゴード

スウェーデン国 SE - 115 43 スtockホルム ヴェンストロスベージェン 6

(72)発明者 ラーシュ ヴィレモース

スウェーデン国 SE - 175 56 ヤールファラ マンドリンスベージェン 22

審査官 山下 剛史

(56)参考文献 国際公開第91/020167(WO, A1)

国際公開第03/007656(WO, A1)

特開平06-188682(JP, A)

特開2002-311960(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 19/00-19/14

H03M 7/30