

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5154538号  
(P5154538)

(45) 発行日 平成25年2月27日 (2013. 2. 27)

(24) 登録日 平成24年12月14日 (2012. 12. 14)

(51) Int. Cl.			F I		
G 1 0 L	19/02	(2013. 01)	G 1 0 L	19/02	1 5 0
G 1 0 L	19/008	(2013. 01)	G 1 0 L	19/00	2 1 3
G 1 0 L	19/00	(2013. 01)	G 1 0 L	19/00	4 0 0 Z
H 0 3 M	7/30	(2006. 01)	H 0 3 M	7/30	A

請求項の数 18 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2009-502290 (P2009-502290)
(86) (22) 出願日	平成19年3月23日 (2007. 3. 23)
(65) 公表番号	特表2009-536360 (P2009-536360A)
(43) 公表日	平成21年10月8日 (2009. 10. 8)
(86) 国際出願番号	PCT/IB2007/051024
(87) 国際公開番号	W02007/110823
(87) 国際公開日	平成19年10月4日 (2007. 10. 4)
審査請求日	平成22年2月19日 (2010. 2. 19)
(31) 優先権主張番号	06111916.0
(32) 優先日	平成18年3月29日 (2006. 3. 29)
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者	590000248
	コーニンクレッカ フィリップス エレク トロニクス エヌ ヴィ オランダ国 5621 ペーアー アイン ドーフエン フルーネヴァウツウェッハ 1

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオ復号

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクス (H) が適用された M チャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応する N チャンネル信号 (M > N) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力する手段と、

前記 N チャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクス (H) の適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力する決定手段と、

前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記 N チャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生する手段と、  
を有するオーディオデコーダ。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が前記符号化マトリクス (H) の複素値サブバンド逆マトリクス (H<sup>-1</sup>) を決定すると共に前記複素値サブバンド逆マトリクス (H<sup>-1</sup>) に対応して、前記実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力するように構成されているようなオーディオデコーダ。

10

20

## 【請求項 3】

請求項 2 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が前記実数サブバンド復号マトリクスの各実数マトリクス係数を、決定した前記複素値サブバンド逆マトリクス ( $H^{-1}$ )の対応するマトリクス係数の絶対値に基づいて決定するように構成されているようなオーディオデコーダ。

## 【請求項 4】

請求項 3 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が前記実数サブバンド復号マトリクスの各実数マトリクス係数を、前記複素値サブバンド逆マトリクス ( $H^{-1}$ )の対応するマトリクス係数の絶対値として決定するように構成されているようなオーディオデコーダ。

10

## 【請求項 5】

請求項 1 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が前記実数サブバンド復号マトリクスを、対応する複素値サブバンド復号マトリクス及び前記複素値サブバンド符号化マトリクスの乗算であるサブバンド伝達マトリクスに対応して決定するように構成されているようなオーディオデコーダ。

## 【請求項 6】

請求項 5 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が前記復号マトリクスを前記伝達マトリクスの大きさの尺度のみに対応して決定するように構成されているようなオーディオデコーダ。

## 【請求項 7】

請求項 5 に記載のオーディオデコーダにおいて、各サブバンドの前記伝達マトリクスが

20

## 【数 1】

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{H} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

により与えられ、ここで、G はサブバンド復号マトリクスであり、H は複素値サブバンド符号化マトリクスであり、前記決定手段がマトリクス係数

30

## 【数 2】

$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$$

を  $p_{12}$  及び  $p_{21}$  のパワー尺度が或る評価基準を満たすように選択するよう構成されているようなオーディオデコーダ。

## 【請求項 8】

請求項 7 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記大きさの尺度が、

40

## 【数 3】

$$\left| p_{12}^2 \right| + \left| p_{21}^2 \right|$$

に対応して決定されるようなオーディオデコーダ。

## 【請求項 9】

請求項 7 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記決定手段が、更に、前記マトリクス係数を  $p_{11}$  及び  $p_{22}$  の大きさが実質的に 1 に等しいという制約の下で選択するよう構

50

成されているようなオーディオデコーダ。

【請求項 10】

請求項 1 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記ダウン混合された信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータが M P E G サラウンド規格に従うようなオーディオデコーダ。

【請求項 11】

請求項 1 に記載のオーディオデコーダにおいて、前記符号化マトリクスが M P E G マトリクスサラウンド互換性符号化マトリクスであり、前記最初の N チャンネル信号が M P E G マトリクスサラウンド互換信号であるようなオーディオデコーダ。

【請求項 12】

周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクス (H) が適用された M チャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応する N チャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力するステップと、

前記 N チャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクス (H) の適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力するステップと、

前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記 N チャンネルデータのデータのマトリクス乗算により発生するステップと、  
を有するオーディオ復号方法。

【請求項 13】

周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクス (H) が適用された M チャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応する N チャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力する手段と、

前記 N チャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクス (H) の適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力する決定手段と、

前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記 N チャンネルデータのデータのマトリクス乗算により発生する手段と、  
を有する N チャンネル信号を受信する受信機。

【請求項 14】

オーディオ信号を伝送する伝送システムにおいて、該伝送システムは送信機及び受信機を有し、

前記送信機が、  
M チャンネルオーディオ信号の N チャンネルのダウン混合された信号を発生する手段と ( $M > N$ )、

前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを発生する手段と、

周波数サブバンドにおいて前記 N チャンネルのダウン混合された信号に複素値サブバンド符号化マトリクス (H) を適用することにより第 1 の N チャンネル信号を発生する手段と、

前記第 1 の N チャンネル信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータを有する第 2

10

20

30

40

50

のNチャンネル信号を発生する手段と、

前記第2のNチャンネル信号を前記受信機に送信する手段と、  
を有し、前記受信機が、

前記第2のNチャンネル信号を受信する手段と、

前記第1のNチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクス(H)の適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力する決定手段と、

10

前記Nチャンネルのダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生する手段と、

を有するような伝送システム。

【請求項15】

周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号( $M > N$ )及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを受信するステップと、

前記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、

20

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力するステップと、

前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生するステップと、

を有するオーディオ信号を受信する方法。

【請求項16】

オーディオ信号を送信及び受信する方法において、該方法が、  
送信機において、

30

Mチャンネルオーディオ信号のNチャンネルのダウン混合された信号を発生するステップと( $M > N$ )、

前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを発生するステップと、

周波数サブバンドにおいて前記Nチャンネルのダウン混合された信号に複素値サブバンド符号化マトリクスを適用することにより第1のNチャンネル信号を発生するステップと、

前記第1のNチャンネル信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータを有する第2のNチャンネル信号を発生するステップと、

40

前記第2のNチャンネル信号を受信機に送信するステップと、  
を実行し、

前記受信機において、

前記第2のNチャンネル信号を受信するステップと、

前記第1のNチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、

入力された前記パラメトリック多チャンネルデータに対応して、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定して出力するステップと、

前記Nチャンネルのダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少

50

なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生するステップと、  
を実行するような方法。

【請求項17】

請求項12、15及び16の何れか一項に記載の方法を実行するためのコンピュータプログラム。

【請求項18】

請求項1に記載のオーディオデコーダを有するオーディオ再生装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、オーディオ復号に係り、専らではないが、特にMPEGサラウンド信号の復号に関する。

【背景技術】

【0002】

種々のソース信号のデジタル符号化は、デジタル信号表現及び通信がアナログ表現及び通信を益々置換するにつれて、最近の十年にわたり益々重要になってきている。例えば、ビデオ及び音楽等のメディアコンテンツの配信は、益々、デジタルコンテンツ符号化に基づくものとなっている。

【0003】

20

更に、最近の十年においては、多チャンネルオーディオに向かう、特に従来のステレオ信号を超えて広がるような空間オーディオに向かう傾向がある。例えば、伝統的なステレオ記録が2つのチャンネルのみを有するのに対し、近年の進んだオーディオシステムは、典型的には、ポピュラーな5.1サラウンドサウンドシステムにおけるように5つ又は6つのチャンネルを使用する。これは、ユーザが音源により取り囲まれ得るような一層引き込まれた聴取体験を提供する。

【0004】

このような多チャンネル信号の通信のために、種々の技術及び規格が開発されている。例えば、5.1サラウンドシステムを表す6つの個別チャンネルは、アドバンスド・オーディオ・コーディング(AAC)又はドルビー・デジタル規格等の規格に従って送信することができる。

30

【0005】

しかしながら、後方互換性を提供するために、大きな数のチャンネルを小さな数にダウン混合(down-mix)することが知られており、特に、5.1サラウンドサウンド信号をステレオ信号にダウン混合して、ステレオ信号が旧来の(ステレオ)デコーダにより再生され、5.1信号がサラウンドサウンドデコーダにより再生されるのを可能にすることがしばしば用いられる。

【0006】

一例が、MPEG2後方互換性符号化方法である。多チャンネル信号が、ステレオ信号にダウン混合される。追加の信号が補助データ部分に多チャンネルデータとして符号化され、MPEG2多チャンネルデコーダが多チャンネル信号の表現を発生するのを可能にする。MPEG1デコーダは上記補助データを無視し、かくして、ステレオダウンミックスのみを復号する。MPEG2に適用される該符号化方法の主たる問題点は、上記追加の信号に要する追加のデータレートが、当該ステレオ信号を符号化するのに要するデータレートと同程度の大きさである点である。従って、ステレオを多チャンネルオーディオに拡張するための該追加のビットレートは、大きなものとなる。

40

【0007】

追加の多チャンネル情報を用いない後方互換性多チャンネル送信のための他の既存の方法は、典型的には、マトリクス型サラウンド方法として特徴付けられることができる。マトリクスサラウンド符号化の例は、ドルビー・プロロジックII及びロジック7等の方法を

50

含む。これら方法の共通原理は、これらが、入力信号の複数チャンネルを適切なマトリクスによりマトリクス乗算し、これにより、より小数のチャンネルの出力信号を発生するということである。特に、マトリクスエンコーダは、典型的には、サラウンドチャンネルに対して、これらを前（フロント）及び中央（センタ）チャンネルと混合する前に位相シフトを付与する。

#### 【 0 0 0 8 】

チャンネル変換の他の理由は、符号化効率である。例えば、サラウンドサウンドオーディオ信号が、当該オーディオ信号の空間特性を記述するパラメータビットストリームと組み合わされたステレオチャンネルオーディオ信号として符号化することができるということが分

10

#### 【 0 0 0 9 】

オーディオ信号の空間特性を記述するために使用することができる幾つかのパラメータが存在する。1つの斯様なパラメータは、ステレオ信号に関する左チャンネルと右チャンネルとの間の相互相関（cross-correlation）のような、チャンネル間相互相関である。他のパラメータは、チャンネルのパワー比（power ratio）である。MPEGサラウンドエンコーダ等の、所謂（パラメトリック）空間オーディオ（エン）コーダにおいては、これら及び他のパラメータが元のオーディオ信号から抽出されて、例えば単一のチャンネル等の低減されたチャンネル数を持つオーディオ信号に、元のオーディオ信号の空間特性を記述した一群のパラメータを加えたものを生成する。所謂（パラメトリック）空間オーディオデコーダにおいては、送信された空間パラメータにより記述された空間特性が復元される。

20

#### 【 0 0 1 0 】

このような空間オーディオ符号化は、好ましくは、エンコーダ及びデコーダに標準のユニットを有する縦続接続された又はツリー型の階層構造を採用する。エンコーダにおいて、これらの標準のユニットは、2 / 1、3 / 1、3 / 2 他のダウンミキサ等のチャンネルを一層少ない数のチャンネルに組み合わせるダウンミキサとすることができる一方、デコーダにおいて、対応する標準のユニットは1 / 2、2 / 3 アップミキサ等のチャンネルを一層多い数のチャンネルに分割するアップミキサであり得る。

#### 【 0 0 1 1 】

図1は、多チャンネルオーディオ信号をMPEGサラウンドなる名称で現在規格化されている方式に従って符号化するエンコーダの一例を示している。MPEGサラウンドシステムは、多チャンネル信号を、一群のパラメータを伴うモノ又はステレオダウンミックスとして符号化する。該ダウンミックス信号は、例えばMP3又はAACエンコーダ等の旧来のオーディオコーダにより符号化することができる。上記パラメータは、多チャンネルオーディオ信号の空間イメージを表し、旧来のオーディオストリームに後方互換的に符号化及び組み込むことができる。

30

#### 【 0 0 1 2 】

デコーダ側では、コアのビットストリームが先ず復号され、結果として、モノ又はステレオダウンミックス信号が発生される。旧来の（レガシ）デコーダ、即ちMPEGサラウンド復号を使用しないデコーダも、このダウンミックス信号を依然として復号することができる。しかしながら、MPEGサラウンドデコーダが利用可能なら、上記空間パラメータが復元され、結果として、元の多チャンネル入力信号に知覚的に近い多チャンネル表現が得られる。MPEGサラウンドデコーダの一例が、図2に示されている。

40

#### 【 0 0 1 3 】

図1及び図2に示した基本的な空間符号化 / 復号とは別に、MPEGサラウンドシステムは、大きな適用分野を可能にするような豊富なフィーチャ群を提供する。最も目立つフィーチャの1つは、マトリクス互換性又はマトリクス（処理）サラウンド互換性である。

#### 【 0 0 1 4 】

伝統的なマトリクスサラウンドシステムの例は、ドルビー・プロロジックI及びII並び

50

にサークルサラウンドである。これらのシステムは、図3に示すように動作する。多チャンネルPCM入力信号は、典型的には5(.1)/2マトリクスを用いて所謂マトリクス処理されたダウンミックス信号に変換される。マトリクスサラウンドシステムの背後にあるアイデアは、フロント及びサラウンド(リア)チャンネルが、ステレオダウンミックス信号に同相及び逆相で、各々、混合されるということである。これは、或る程度、デコーダ側での逆処理を可能にし、結果的に多チャンネル再生が得られる。

【0015】

マトリクスサラウンドシステムにおいては、ステレオ信号は、ステレオ送信を目的とした伝統的なチャンネルを用いて送信することができる。従って、MP EGサラウンドシステムと同様に、マトリクスサラウンドシステムも或る形態の後方互換性を提供する。しかしながら、マトリクスサラウンド符号化から生じるステレオダウンミックス信号の固有の位相特性のために、これらの信号は、例えばスピーカ又はヘッドフォンからステレオ信号として聴取する場合に高い音質を有さない場合がある。

【0016】

マトリクスサラウンドデコーダにおいては、多チャンネルPCM出力信号を発生するためにM/Nマトリクス(この場合、例えばM=2及びN=5(.1)である)が適用される。しかしながら、一般的に、N/Mマトリクスシステム(N>M)は不可逆的であり、従って、マトリクスサラウンドシステムは、通常、元の多チャンネルPCM出力信号を正確に再現することはできず、高度に目立つアーチファクトを有する傾向がある。

【0017】

このような伝統的マトリクスサラウンドシステムとは対照的に、MP EGサラウンドにおけるマトリクスサラウンド互換性は、MP EGサラウンド符号化に続いて、MP EGサラウンドエンコーダの周波数サブバンドにおける複素サンプル値に2x2マトリクスを適用することにより達成される。このようなエンコーダの一例が、図4に示されている。上記2x2マトリクスは、通常は、空間パラメータに依存した係数を持つ複素値マトリクスである。このようなシステムにおいて、空間パラメータは時間及び周波数の両方において変化性であり、結果的に、該2x2マトリクスも時間及び周波数の両方において変化性である。従って、複素マトリクス演算は、典型的には、時間/周波数タイルに適用される。

【0018】

MP EGエンコーダにマトリクスサラウンド互換性機能を適用することは、結果的なステレオ信号が、ドルビー・プロロジック(登録商標)等の従来のマトリクスサラウンドエンコーダにより発生される信号と互換的となることを可能にする。このことは、旧来のデコーダがサラウンド信号を復号するのを可能にするであろう。更に、斯かるマトリクスサラウンド互換性の処理は、互換性のあるMP EGサラウンドデコーダにおいて逆処理することが可能であり、これにより、高品質多チャンネル信号が発生されるのを可能にする。

【0019】

該マトリクス互換性符号化マトリクスは、

【数1】

$$\begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix},$$

と書くことができ、ここで、L及びRは従来のMP EGステレオダウンミックスであり、 $L_{MTX}$ 及び $R_{MTX}$ はマトリクスサラウンド符号化されたダウンミックスであり、 $h_{xy}$ は多チャンネルパラメータに依存して決定される複素係数である。

【0020】

2x2マトリクスによりマトリクス互換性ステレオ信号を提供する主たる利点は、これらマトリクスを逆転することができる点にある。結果として、MP EGサラウンドデコーダは、エンコーダにおいてマトリクス互換性ステレオダウンミックスが採用されたか否かに関係なく、依然として同じ出力オーディオ品質を供給することができる。互換性MP E

10

20

30

40

50

G サラウンドデコーダの一例が、図 5 に示される。

【 0 0 2 1 】

通常の M P E G サラウンドデコーダにおけるデコーダ側の逆処理は、かくして、

【 数 2 】

$$\begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11,D} & h_{12,D} \\ h_{21,D} & h_{22,D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix},$$

により決定することができる。

【 0 0 2 2 】

このように、H を逆転することができるので、マトリクス互換性エンコーダの処理を逆転することができる。

【 0 0 2 3 】

M P E G サラウンドシステムにおいては、マトリクス互換性処理を含む処理は、周波数ドメインで行われる。更に詳細には、周波数軸を複数のバンド（帯域）に分割するために、所謂複素指数変調された直交ミラーフィルタ（Q M F）バンクが使用される。

【 0 0 2 4 】

このタイプの Q M F バンクは、多くの態様において、重複加算（Overlap-Add）離散フーリエ変換（D F T）バンク、又はその効率的相手方である高速フーリエ変換（F F T）と等価とすることができる。Q M F バンク及び D F T バンクは、信号操作に関する下記の  
20 所望の特性を共有している：

- 周波数ドメイン表現が、オーバーサンプリングされる。この特性により、エイリアシング歪を生じることなく、例えば等化（個々のバンドのスケーリング）等の操作を適用することが可能となる。例えば A A C に採用されている良く知られた変形離散コサイン変換（M D C T）等の厳しくサンプリングされた表現は、この特性には従わない。従って、合成に先立つ M D C T 係数の時間及び周波数変化的修正は、結果的にエイリアシングを生じ、これは出力信号に可聴アーチファクトを生じさせることになる。

- 周波数ドメイン表現は、複素値である。実数表現とは対照的に、複素値表現は信号の位相の簡単な修正を可能にする。

【 0 0 2 5 】

信号操作の点で、厳しくサンプリングされた実数表現を超える多数の利点が存在するが、  
30 斯様な表現と比較した場合の重大な欠点は、計算的複雑さである。M P E G サラウンドデコーダの複雑さの主たる部分は、Q M F 解析及び合成フィルタバンク及び複素値信号に対する対応する処理によるものである。

【 0 0 2 6 】

従って、所謂低電力（L P）デコーダに関して処理の一部を実数ドメインで実行することが提案されている。この目的のために、複素変調フィルタバンクは、低周波数バンドに関して複素値ドメインへの部分的拡張が後続するような実数コサイン変調フィルタバンクにより置換されている。このようなフィルタバンクが、図 6 に示されている。

【 0 0 2 7 】

通常動作モードにおいて、M P E G サラウンドデコーダは、実数処理を複素値サブバンドドメインサンプルに適用するか、又は L P の場合、これらを実数サブバンドドメインサンプルに適用する。しかしながら、デコーダにおけるマトリクス互換性フィーチャは、周波数ドメインにおいて元のステレオダウミックスを復元するために位相回転を含んでいる。これらの位相回転は、複素値処理により達成される。言い換えると、マトリクス互換性復号マトリクス  $\mathbf{H}^{-1}$  は、所要の位相回転を導入するために本来的に複素値である。従って、このようなシステムでは、マトリクスサラウンド互換処理は、L P 周波数ドメイン表現の実数部では逆処理することはできず、復号品質の低減につながる。従って、改善されたオーディオ信号が有利であろう。

【 発明の開示 】

10

20

30

40

50

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0028】

従って、本発明は、上述した欠点の1以上を、単独で又は何れかの組み合わせで好ましくは緩和、軽減又は除去しようとするものである。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0029】

本発明の第1態様によれば、周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力する手段と、前記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうち少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、前記パラメトリック多チャンネルデータに  
10 応答して、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定する決定手段と、前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生する手段とを有するよ  
うなオーディオデコーダが提供される。

## 【0030】

本発明は、改善された及び/又は容易化された復号処理を可能にすることができる。特に、本発明は高いオーディオ品質を達成しながら、かなりの複雑さの低減を可能に  
20 することができる。本発明は、例えば、複素値サブバンドマトリクス乗算の効果が、デコーダにおいて実数周波数サブバンドを用いて少なくとも部分的に逆転されるのを可能に  
ことができる。

## 【0031】

特定の例として、本発明は、例えばMP3マトリクス互換符号化処理がMP3サラウンドデコーダにおいて実数周波数サブバンドを用いて部分的に逆処理されるのを可能に  
30 することができる。

## 【0032】

当該デコーダは、前記ダウンミックスデータに  
30 応答して前記ダウン混合された信号を発生する手段を有することができると共に、前記ダウンミックスデータ及びパラメトリック多チャンネルデータに  
30 応答して前記Mチャンネルオーディオ信号を発生する手段を更に有することができる。本発明は、このような実施例では、少なくとも部分的に実数周波数サブバンドに基づいて正確な多チャンネルオーディオ信号を発生することができる。

## 【0033】

各周波数サブバンドに対して、異なる復号マトリクスを決定することができる。

## 【0034】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、前記符号化マトリクスの複素値サブバンド逆マトリクスを決定すると共に該逆マトリクスに  
40 応答して前記復号マトリクスを決定するように構成される。

## 【0035】

これは、特別に効率的な実施化及び/又は改善された復号品質を可能に  
40 することができる。

## 【0036】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、前記復号マトリクスの各実数マトリクス係数を前記逆マトリクスの対応するマトリクス係数の絶対値に  
40 応答して決定するように構成される。

## 【0037】

これは、特別に効率的な実施化及び/又は改善された復号品質を可能に  
50 することができる。前記復号マトリクスの各実数マトリクス係数は、前記逆マトリクスの対応するマトリクス係数のみの絶対値に  
50 応答して、如何なる他のマトリクス係数も考慮することなしに決

定することができる。対応するマトリクス係数は、同じ周波数サブバンドに対する逆マトリクスの同じ位置のマトリクス係数とすることができる。

【 0 0 3 8 】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、各実数マトリクス係数を実質的に前記逆マトリクスの対応するマトリクス係数の絶対値として決定するように構成される。

【 0 0 3 9 】

これは、特別に効率的な実施化及び／又は改善された復号品質を可能にすることができる。

【 0 0 4 0 】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、前記復号マトリクスを、対応する復号マトリクス及び符号化マトリクスの乗算であるサブバンド伝達マトリクスに  
10 応答して決定するように構成される。

【 0 0 4 1 】

これは、特別に効率的な実施化及び／又は改善された復号品質を可能にすることができる。上記の対応する復号マトリクス及び符号化マトリクスは、同じ周波数サブバンドに対する符号化及び復号マトリクスとすることができる。前記決定手段は、特に、前記復号マトリクスの係数値を、前記伝達マトリクスが所望の特性を有するように選択するよう構成  
20 することができる。

【 0 0 4 2 】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、前記復号マトリクスを前記伝達マトリクスの大きさの尺度のみに応答して決定するように構成される。

【 0 0 4 3 】

これは、特別に効率的な実施化及び／又は改善された復号品質を可能にすることができる。特に、前記決定手段は、前記復号マトリクスを決定する場合に位相尺度を無視するように構成することができる。これは、少ない知覚的オーディオ品質の劣化を維持しながら、複雑さを低減することができる。

【 0 0 4 4 】

本発明のオプション的フィーチャによれば、各サブバンドの伝達マトリクスは、  
30 【数 3】

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{H} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

により与えられ、ここで、Gはサブバンド復号マトリクスであり、Hはサブバンド符号化マトリクスであり、前記決定手段は、マトリクス係数

【数 4】

$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$$

を  $p_{12}$  及び  $p_{21}$  のパワー尺度が或る評価基準を満たすように選択するよう構成される。

【 0 0 4 5 】

これは、特別に効率的な実施化及び／又は改善された復号品質を可能にすることができる。前記復号マトリクスは、閾値（制約又は他のパラメータに応答して決定することができる）より低いパワー尺度となるように選択することができるか、又は例えば当該復号マトリクスが最小のパワー尺度となるように選択することができる。

【 0 0 4 6 】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記大きさの尺度は、

10

20

30

40

【数5】

$$\left| p_{12}^2 \right| + \left| p_{21}^2 \right|$$

に応答して決定される。

【0047】

これは、特別に効率的な実施化及び/又は改善された復号品質を可能にすることができる。

【0048】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記決定手段は、更に、前記マトリクス係数を  $p_{11}$  及び  $p_{22}$  の大きさが実質的に 1 に等しいという制約の下で選択するように構成される。

10

【0049】

これは、特別に効率的な実施化及び/又は改善された復号品質を可能にすることができる。

【0050】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記ダウン混合された信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータはMPEGサラウンド規格に従う。

【0051】

本発明は、MPEGサラウンド互換信号に対して、特に効率的、低複雑度の及び/又は改善されたオーディオ品質の復号を可能にすることができる。

20

【0052】

本発明のオプション的フィーチャによれば、前記符号化マトリクスはMPEGマトリクスサラウンド互換性符号化マトリクスであり、前記最初のNチャンネル信号はMPEGマトリクスサラウンド互換性信号である。

【0053】

本発明は、特に効率的、低複雑度の及び/又は改善されたオーディオ品質の復号を可能にできると共に、特にエンコーダにおいて実行されたMPEGマトリクスサラウンド互換性処理を効率的に補償するための低複雑度の復号処理を可能にすることができる。

30

【0054】

本発明の他の態様によれば、周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力するステップと、前記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうち少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、前記パラメトリック多チャンネルデータに응答して、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定するステップと、前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生するステップとを有するようなオーディオ復号方法が提供される。

40

【0055】

本発明の他の態様によれば、周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを入力する手段と、前記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうち少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、前記パラメトリック多チャンネルデータに응答して、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクス

50

を決定する決定手段と、前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生する手段とを有するようなNチャンネル信号を受信する受信機が提供される。

【0056】

本発明の他の態様によれば、オーディオ信号を伝送する伝送システムであって、送信機及び受信機を有し、前記送信機が、Mチャンネルオーディオ信号のNチャンネルのダウン混合された信号を発生する手段と ( $M > N$ )、前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを発生する手段と、周波数サブバンドにおいて前記Nチャンネルのダウン混合された信号に複素値サブバンド符号化マトリクスを適用することにより第1のNチャンネル信号を発生する手段と、前記第1のNチャンネル信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータを有する第2のNチャンネル信号を発生する手段と、前記第2のNチャンネル信号を前記受信機に送信する手段とを有し、前記受信機が、前記第2のNチャンネル信号を受信する手段と、前記第1のNチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生する手段であって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるような手段と、前記パラメトリック多チャンネルデータにตอบสนองして、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定する決定手段と、前記Nチャンネルのダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生する手段とを有するような伝送システムが提供される。

【0057】

前記第2のNチャンネル信号は、前記パラメトリック多チャンネルデータを含むような追加の関連するチャンネルを有することができる。

【0058】

本発明の他の態様によれば、スケーラブルなオーディオビットストリームからオーディオ信号を受信する方法であって、周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有する入力データを受信するステップと、前記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、前記パラメトリック多チャンネルデータにตอบสนองして、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスを決定するステップと、前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生するステップとを有するような方法が提供される。

【0059】

本発明の他の態様によれば、オーディオ信号を送信及び受信する方法であって、送信機において、Mチャンネルオーディオ信号のNチャンネルのダウン混合された信号を発生するステップと ( $M > N$ )、前記ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを発生するステップと、周波数サブバンドにおいて前記Nチャンネルのダウン混合された信号に複素値サブバンド符号化マトリクスを適用することにより第1のNチャンネル信号を発生するステップと、前記第1のNチャンネル信号及び前記パラメトリック多チャンネルデータを有する第2のNチャンネル信号を発生するステップと、前記第2のNチャンネル信号を受信機に送信するステップとを実行し、前記受信機において、前記第2のNチャンネル信号を受信するステップと、前記第1のNチャンネル信号に対して周波数サブバンドを発生するステップであって、これら周波数サブバンドのうちの少なくとも幾つかが実数周波数サブバンドであるようなステップと、前記パラメトリック多チャンネルデータにตอบสนองして、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号

10

20

30

40

50

マトリクスを決定するステップと、前記Nチャンネルのダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを、前記少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドにおける前記実数サブバンド復号マトリクス及び前記Nチャンネル信号のデータのマトリクス乗算により発生するステップとを実行するような方法が提供される。

【0060】

本発明の、これら及び他の態様、フィーチャ並びに利点は、以下に説明する実施例から明らかとなり、斯かる実施例を参照して解説されるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0061】

以下、本発明の実施例を、図面を参照して例示のみとして説明する。

10

【0062】

以下の説明は、マトリクスサラウンド互換性符号化を含むようなMPEGサラウンド符号化信号を復号するデコーダに適用可能な本発明の実施例に焦点を合わせる。しかしながら、本発明は斯かる用途に限定されるものではなく、多くの他の符号化規格にも適用可能であることが理解されよう。

【0063】

図7は、本発明の幾つかの実施例によるオーディオ信号の伝達のための伝送システム700を示す。該伝送システム700は、特にインターネットとすることが可能なネットワーク705を介して受信機703に結合された送信機701を有している。

【0064】

20

特定の例においては、送信機701は信号記録装置であり、受信機703は信号再生装置であるが、他の実施例では、送信機及び受信機が他の用途において他の目的のために使用することもできることが理解されよう。

【0065】

信号記録機能がサポートされる該特定の例において、送信機701はデジタイザ707を有し、該デジタイザはアナログ多チャンネル信号を入力し、該アナログ多チャンネル信号はサンプリング及びアナログ/デジタル変換によりデジタルPCM(パルス符号化変調)多チャンネル信号に変換される。

【0066】

デジタイザ707は図1のエンコーダ709に結合され、該エンコーダは上記PCM信号を、マトリクスサラウンド互換性符号化のための機能を含むMPEGサラウンド符号化アルゴリズムに従って符号化する。該エンコーダ709は、例えば、図4の従来技術のデコーダとすることができる。当該例において、エンコーダ709は、特に、ステレオMPEGマトリクスサラウンド互換ステレオダウンミックス信号を発生する。

30

【0067】

このように、エンコーダ709は、

【数6】

$$\begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix},$$

40

により与えられる信号を発生し、ここで、L及びRは従来のMPEGサラウンドステレオダウンミックスであり、 $L_{MTX}$ 及び $R_{MTX}$ はエンコーダ709により出力されるマトリクスサラウンド互換符号化されたダウンミックスである。更に、エンコーダ709により発生される信号は、MPEGサラウンド符号化により発生された多チャンネルパラメトリックデータを有している。更に、 $h_{xy}$ は上記多チャンネルパラメータに応答して決定される複素係数である。当業者により容易に理解されるように、エンコーダ709により実行される処理は、複素値サブバンドにおいて複素演算を用いて実行される。

【0068】

エンコーダ709はネットワークトランスミッタ711に結合され、該トランスミッタ

50

は上記の符号化された信号を入力し、ネットワーク705とインターフェースする。該ネットワークトランスミッタ711は、上記の符号化された信号を、ネットワーク705を介して受信機703に送信することができる。

【0069】

受信機703はネットワークインターフェース713を有し、該ネットワークインターフェースはネットワーク705とインターフェースするもので、前記送信機701から上記の符号化された信号を受信するように構成されている。

【0070】

ネットワークインターフェース713はデコーダ715に結合されている。該デコーダ715は上記の符号化された信号を入力し、該信号を復号アルゴリズムに従って復号する。該例において、デコーダ715は元の多チャンネル信号を再生する。即ち、デコーダ715は、MPEGマトリクスサラウンド互換処理が実行される前にMPEGサラウンド符号化により発生されたダウンミックスに対応する補償されたステレオダウンミックスを先ず発生する。次いで、このダウンミックス及び受信された多チャンネルパラメータデータから、復号された多チャンネル信号が発生される。

10

【0071】

信号再生機能がサポートされる特定の例では、受信機703は更に信号再生器717を有し、該信号再生器は復号された多チャンネルオーディオ信号をデコーダ715から入力すると共に、該信号をユーザに提供する。即ち、信号再生器717は、復号されたオーディオ信号を出力するの必要に応じて、デジタル/アナログ変換器、増幅器及びスピーカを有

20

【0072】

図8は、デコーダ715を更に詳細に示す。

【0073】

デコーダ715はレシーバ801を有し、該レシーバはエンコーダ709により発生された信号を入力する。先に述べたように、該信号は、複素値周波数サブバンドにおける複素サンプル値が複素値符号化マトリクスHにより乗算されることにより処理されたダウンミックス信号に対応するステレオ信号である。更に、該入力された信号は、上記ダウンミックス信号に対応する多チャンネルパラメトリックデータを有している。即ち、該入力された信号は、マトリクスサラウンド互換性処理によるMPEGサラウンド符号化信号である。

30

【0074】

レシーバ801は、更に、ダウン混合されたPCM信号を発生するために上記の入力された信号のコア復号を行う。

【0075】

レシーバ801はパラメトリックデータプロセッサ803に結合され、該プロセッサは入力された信号から多チャンネルパラメトリックデータを抽出する。

【0076】

レシーバ801は更にサブバンドフィルタバンク805に結合され、該サブバンドフィルタバンクは入力されたステレオ信号を周波数ドメインに変換する。即ち、サブバンドフィルタバンク805は複数の周波数サブバンドを発生する。これらの周波数サブバンドのうち少なくとも幾つかは、実数周波数サブバンドである。該サブバンドフィルタバンク805は、特に、図6に示した機能に対応する。このように、サブバンドフィルタバンク805は、K個の複素値サブバンド及びM-K個の実数サブバンドを発生することができる。実数サブバンドは、典型的には、2kHzより上のサブバンドのような高い周波数のサブバンドであろう。実数サブバンドの使用は、サブバンドの発生及びこれらサブバンド内のサンプルに対して実行される演算を大幅に容易にさせる。このように、デコーダ715においては、M-K個のサブバンドは、複素値データ及び演算というより実数データ及び演算として処理され、これにより大幅な複雑さ及び費用の低減がなされる。

40

【0077】

50

サブバンドフィルタバンク 805 は補償プロセッサ 807 に結合され、該プロセッサは前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータを発生する。即ち、補償プロセッサ 807 は、エンコーダ 709 の周波数サブバンドでの符号化マトリクス H による乗算を逆処理することを試みることによりマトリクスサラウンド互換性処理を補償する。この補償は、当該サブバンドのデータ値をサブバンド復号マトリクス G により乗算することにより実行される。しかしながら、エンコーダ 709 における処理とは対照的に、デコーダ 715 の実数サブバンドにおける該マトリクス乗算は、専ら、実数ドメインで実行される。このように、サンプル値が実数サンプルであるのみならず、復号マトリクス G のマトリクス係数も実数係数である。

【0078】

補償プロセッサ 807 はマトリクスプロセッサ 809 に結合され、該マトリクスプロセッサは上記サブバンドに適用されるべき復号マトリクスを決定する。M 個の複素値サブバンドに対して、復号マトリクス G は、同一のサブバンドにおける符号化マトリクス H の逆転として簡単に決定することができる。しかしながら、実数サブバンドに対しては、マトリクスプロセッサ 809 は、符号化マトリクス処理の効率的な補償を行うことができるような実数マトリクス係数を決定する。

【0079】

このようにして、補償プロセッサ 807 の出力は、MPEG サラウンド符号化ダウンミックス信号のサブバンド表現に対応したものとなる。従って、前記マトリクスサラウンド互換性処理の影響を大幅に低減又は除去することができる。

【0080】

補償プロセッサ 807 は合成サブバンドフィルタバンク 811 に結合され、該フィルタバンクは上記サブバンド表現から時間ドメインの PCM MPEG サラウンドの復号されたダウンミックス信号を発生する。特定の例では、該合成サブバンドフィルタバンク 811 は、かくして、当該信号を時間ドメインに変換して戻す際にサブバンドフィルタバンク 805 の相当物を形成する。

【0081】

合成サブバンドフィルタバンク 811 の情報は多チャンネルデコーダ 813 に供給され、該多チャンネルデコーダは更に前記パラメトリックデータプロセッサ 803 に結合されている。多チャンネルデコーダ 813 は上記時間ドメインの PCM ダウンミックス信号及び前記多チャンネルパラメトリックデータを入力して、元の多チャンネル信号を発生する。

【0082】

当該例において、合成サブバンドフィルタバンク 811 は、マトリクス演算が実行されたサブバンド信号を時間ドメインに変換する。このように、多チャンネルデコーダ 813 は、エンコーダでマトリクスサラウンド互換処理が適用されなかった場合に受信されたであろう信号に匹敵する MPEG サラウンド符号化信号を入力する。かくして、同一の MPEG 多チャンネル復号アルゴリズムを、マトリクスサラウンド互換信号に対して及び非マトリクスサラウンド互換信号に対して使用することができる。しかしながら、他の実施例では、該多チャンネルデコーダ 813 は、補償プロセッサ 807 による補償に続くサブバンドサンプルに対して、直接作用することもできる。このような場合、合成サブバンドフィルタバンク 811 は省略することができるか、又は該合成サブバンドフィルタバンク 811 の機能の幾つかを多チャンネルデコーダ 813 に統合することができる。

【0083】

このように、複雑さを低減するためには、補償された信号を多チャンネルデコーダ 813 に供給する際にサブバンドドメインに留まることが時には好ましい。このようにして、合成サブバンドフィルタバンク 811 及び多チャンネルデコーダ 813 の一部である解析フィルタバンクの複雑さを回避することが可能である。

【0084】

確かに、可能であるならば、計算的に高価となるので、周波数ドメインと時間ドメイン

10

20

30

40

50

との間で行き来しないことが典型的には好まれる。従って、本発明の幾つかの実施例による幾つかのデコーダでは、当該信号がサブバンド（周波数）ドメインに変換された（これは、コアビットストリームを復号し、結果としてのPCM信号にフィルタバンクを適用することにより決定される）後、マトリクスサラウンド逆処理が補償プロセッサ807において適用され（もし可能なら、即ち当該ビットストリーム中で通知されるなら）、次いで、結果としてのサブバンドドメイン信号が直接使用されて、多チャンネル（サブバンドドメイン）信号を再生する。最後に、合成フィルタバンクが適用されて、時間ドメインの多チャンネル信号を得る。

【0085】

このように、図7のシステムにおいて、エンコーダ709は、ドルビー・プロロジック（登録商標）デコーダ等の旧来のマトリクスサラウンドデコーダにより復号することが可能なマトリクスサラウンド互換信号を発生することができる。これは、元のMP EGサラウンド符号化ダウンミックス信号のマトリクスサラウンド互換性処理による歪を必ず伴うが、この処理はMP EG多チャンネルデコーダにおいて効果的に除去することができ、これにより、元の多チャンネルの正確な表現がパラメトリックデータを用いて発生されるのを可能にする。

10

【0086】

更に、デコーダ715は、マトリクスサラウンド互換性処理の補償が複素値周波数サブバンドを必要とするよりは実数の周波数サブバンドで実行されるのを可能にし、これにより、高いオーディオ品質を達成しながらデコーダ715の複雑さを大幅に低減する。

20

【0087】

以下においては、前記復号マトリクスのための適切なマトリクス係数を決定する例を説明する。

【0088】

エンコーダ709は、各サブバンドにおいて下記の複素値符号化マトリクスを適用することによりマトリクスサラウンド互換性処理を実行し（各サブバンドは異なる符号化マトリクスを有することが分かる）：

【数7】

$$\begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix},$$

30

ここで、L及びRは従来のステレオダウンミックスであり、 $L_{MTX}$ 及び $R_{MTX}$ はマトリクスサラウンド符号化されたダウンミックスである。エンコーダマトリクスHは、

【数 8】

$$h_{11} = \frac{1 - w_1 + jw_1}{\sqrt{1 - 2w_1 + 2w_1^2}},$$

$$h_{22} = \frac{1 - w_2 - jw_2}{\sqrt{1 - 2w_2 + 2w_2^2}},$$

$$h_{12} = \frac{jw_2}{\sqrt{3(1 - 2w_2 + 2w_2^2)}},$$

$$h_{21} = \frac{-jw_1}{\sqrt{3(1 - 2w_1 + 2w_1^2)}}.$$

10

により与えられ、ここで、 $w_1$  及び  $w_2$  は当該 M P E G サラウンド符号化により発生される空間パラメータに依存する。即ち、

20

【数 9】

$$w_1 = \frac{w_{1,t}}{\sqrt{1 - 2w_{1,t} + 2w_{1,t}^2}},$$

$$w_2 = \frac{w_{2,t}}{\sqrt{1 - 2w_{2,t} + 2w_{2,t}^2}},$$

30

であり、ここで、 $w_{1,t}$  及び  $w_{2,t}$  は正規化されていない重みであり、これらは、

【数 10】

$$w_{1,t} = \frac{c_{1,MTX} \cdot 10^{-\frac{CLD_l}{20}}}{1 + 10^{-\frac{CLD_l}{20}}},$$

$$w_{2,t} = \frac{c_{2,MTX} \cdot 10^{-\frac{CLD_r}{20}}}{1 + 10^{-\frac{CLD_r}{20}}}$$

40

と定義され、ここで、 $CLD_l$  及び  $CLD_r$  は、左フロント及び左サラウンドチャンネル対並びに右フロント及び右サラウンドチャンネル対のチャンネルレベル差 (dB で表された) を各々表す。また、 $c_{1,MTX}$  及び  $c_{2,MTX}$  はマトリクス係数であり、これらは下記のようにデコーダにおいて左及び右ダウンミックス信号  $L_{DMX}$  及び  $R_{DMX}$  から中間の左 L、センタ C 及び右 R 信号を導出するために使用された予測係数  $c_1$  及び  $c_2$  の関数であり、

## 【数 1 1】

$$\begin{bmatrix} L \\ R \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 + 2 & c_2 - 1 \\ c_1 - 1 & c_2 + 2 \\ 1 - c_1 & 1 - c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{DMX} \\ R_{DMX} \end{bmatrix}.$$

$c_{1,MTX}$  及び  $c_{2,MTX}$  は、

## 【数 1 2】

$$c_{x,MTX} = \begin{cases} -1 - 2c_x & \text{if } -1 \leq c_x < -0.5 \\ 1/3 + 2c_x/3 & \text{if } -0.5 \leq c_x < 1, \\ 1 & \text{それ以外} \end{cases} \quad 10$$

として決定され、ここで  $x = \{0, 1\}$  である。

## 【0 0 8 9】

他の例として、当該 M P E G サラウンドデコーダは、係数  $c_1$  及び  $c_2$  が左対左 + センタ及び右対右 + センタのパワー比を各々表すようなモードをサポートする。この場合、 $c_{1,MTX}$  及び  $c_{2,MTX}$  に関する異なる関数が適用される。

## 【0 0 9 0】

このように、各時間 / 周波数タイルに対して、複素値符号化マトリクス H が複素サンプル値に対して適用される。元の多チャンネル入力信号においてフロント信号が支配的であったとしたら、重み  $w_1$  及び  $w_2$  は零に近くなるであろう。結果として、マトリクスサラウンドダウンミックスは、入力ステレオダウンミックスに近くなるであろう。元の多チャンネル入力信号においてサラウンド（リア）信号が支配的であったとしたら、重み  $w_1$  及び  $w_2$  は 1 に近くなるであろう。結果として、マトリクスサラウンドダウンミックス信号は、M P E G サラウンドエンコーダにより供給される元のステレオダウンミックスの高度に位相がずれたバージョンを含むであろう。

## 【0 0 9 1】

$2 \times 2$  マトリクスによりマトリクス互換ステレオ信号を提供する主たる利点は、これらマトリクスを逆転することができる点である。結果として、M P E G サラウンドデコーダは、エンコーダによりマトリクス互換ステレオダウンミックスが使用されたか否かに無関係に、依然として同じ出力オーディオ品質を供給することができる。

## 【0 0 9 2】

全ての周波数サブバンドが複素値サブバンドである（例えば、複素変調 Q M F バンクを使用する）M P E G サラウンドデコーダにおけるデコーダ側の逆処理は、

## 【数 1 3】

$$\begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11,D} & h_{12,D} \\ h_{21,D} & h_{22,D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{MTX} \\ R_{MTX} \end{bmatrix}, \quad 40$$

により与えられ、この場合、

【数 1 4】

$$h_{11,D} = \frac{h_{22}}{N},$$

$$h_{22,D} = \frac{h_{11}}{N},$$

$$h_{12,D} = \frac{-h_{12}}{N},$$

$$h_{21,D} = \frac{-h_{21}}{N},$$

10

であり、ここで、

【数 1 5】

$$N = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}.$$

である。

【0 0 9 3】

しかしながら、このような逆処理は、複素値が使用されることを要するので、図 7 のデコーダ 7 1 5 には適用することができない。何故なら、該デコーダは（少なくとも部分的に）実数サブバンドを使用するからである。従って、マトリクスプロセッサ 8 0 9 は、前記符号化マトリクスの影響を大幅に低減するために適用することが可能な実数復号マトリクスを発生する。

20

【0 0 9 4】

各サブバンドにおける符号化及び復号マトリクスの全体的影響は、

【数 1 6】

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{H} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix},$$

30

として与えられる伝達マトリクス P により表すことができ、ここで、H はエンコーダマトリクスを表し、G はデコーダマトリクスを表す。

【0 0 9 5】

理想的には、 $\mathbf{P} = \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{H} = \mathbf{I}$ 、即ち単位マトリクスとなるように、 $\mathbf{G} = \mathbf{H}^{-1}$  である。エンコーダマトリクス H の重み  $h_{xy}$  は全て複素値であるが故に、該マトリクスはデコーダにおいては実数サブバンドのために逆転することができない。

【0 0 9 6】

実数サブバンドは、典型的には、2 kHz より上のサブバンド等のように、より高い周波数にある。これらの周波数においては、位相関係は知覚的には大幅に重要度が低く、従ってマトリクスプロセッサ 8 0 9 は、適切な振幅（パワー）特性を持つ復号マトリクス係数を、位相特性を考慮せずに決定する。即ち、マトリクスプロセッサ 8 0 9 は、 $|p_{11}| = 1$  及び  $|p_{22}| = 1$  なる仮定又は制約の下で、結果的に小さな振幅（大きさ）又はパワー値のクロストーク項  $p_{12}$  及び  $p_{21}$  となるような実数マトリクス係数を決定することができる。

40

【0 0 9 7】

幾つかの実施例において、マトリクスプロセッサ 8 0 9 は、前記符号化マトリクスの複素値サブバンド逆マトリクス  $\mathbf{H}^{-1}$  を決定することができ、次いで、このマトリクスのマトリクス係数から実数復号マトリクス G を決定することができる。即ち、G の各係数は、同一の位置にある  $\mathbf{H}^{-1}$  の係数から決定することができる。例えば、実数係数は、 $\mathbf{H}^{-1}$  の対応

50

する係数の振幅値（大きさの値）から決定することができる。確かに、幾つかの実施例では、前記マトリクスプロセッサは $H^{-1}$ の係数を決定し、続いて、 $G$ の係数を逆マトリクス $H^{-1}$ における対応するマトリクス係数の絶対値として決定することができる。

【0098】

このように、マトリクスプロセッサ809は、  
【数17】

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$$

10

を、

【数18】

$$g_{11} = h_{11,D} = \frac{1}{|N|},$$

$$g_{12} = h_{12,D} = \frac{w_2}{|N|\sqrt{3(1-2w_2+2w_2^2)}},$$

$$g_{21} = h_{21,D} = \frac{w_1}{|N|\sqrt{3(1-2w_1+2w_1^2)}},$$

20

$$g_{22} = h_{22,D} = \frac{1}{|N|}.$$

として決定することができ、ここで、

【数19】

$$N = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}.$$

30

である。

【0099】

この解法は、 $w_1 = w_2 = 0$  及び  $w_1 = w_2 = 1$  なる特定の場合に対する前述した制約（ $|p_{11}| = |p_{22}| = 1$  及び  $|p_{12}| = |p_{21}| = 0$ ）を完全に満足する。

【0100】

図9は、この解法に関する伝達マトリクスの主項の大きさ（ $10\log_{10}|p_{11}|^2$ ）を示す。図10は、 $p_{11}$ の位相角を示し、図11はクロストーク項（ $10\log_{10}|p_{21}|^2$ ）を示す。

【0101】

即ち、図9は  $|p_{11}| = 1$  なる理想値に対する主マトリクス項  $p_{11}$  の大きさの dB でのずれを、 $w_1$  及び  $w_2$  の関数として示している。見られるように、理想的な場合からの最大のずれは、1 dB 未満である。図10は、 $p_{11}$  の角度を  $w_1$  及び  $w_2$  の関数として示している。理想的な複素値の場合との差から予測されるように、位相差は90度までである。図11は、重み  $w_1$  及び  $w_2$  の関数として dB で測定されたクロストークマトリクス項  $p_{21}$  の大きさを示している。他の伝達マトリクス要素は  $w_1$  及び  $w_2$  を入れ換えることにより得ることができることに注意すべきである。

40

【0102】

幾つかの実施例では、マトリクスプロセッサ809は、サブバンドに対する復号マトリクス  $G$  を、サブバンド伝達マトリクス  $P = G \cdot H$  に応答して決定することができる。即ち、該マトリクスプロセッサは、 $G$  の係数値を、 $P$  に対して所与の特性が達成されるように選択することができる。

50

## 【 0 1 0 3 】

ここでも、実数サブバンドに対する位相値は、小さな知覚的重み付けを有する傾向にあるので、例示的デコーダ 7 1 5 によっては P の振幅特性しか考慮されない。マトリクスプロセッサ 8 0 9 がマトリクス係数を、 $p_{12}$  及び  $p_{21}$  のパワー尺度が或る評価基準を満たすように（例えば該パワー尺度が最小化されるように、又は該パワー尺度が所与の評価基準より低くなるように）選択することにより、高品質性能を達成することができる。マトリクスプロセッサ 8 0 9 は、例えば或る範囲の可能性のある実数係数にわたってサーチを行い、 $p_{12}$  及び  $p_{21}$  に対して最も低いパワー尺度が得られるような係数を選択することができる。更に、当該評価は、 $p_{11}$  及び  $p_{22}$  が略 1 に等しい（例えば、0.9 と 1.1 との間である）という制約のような他の制約を受けるようにすることもできる。

10

## 【 0 1 0 4 】

幾つかの実施例では、マトリクスプロセッサ 8 0 9 は、当該復号方法に対して適切な実数係数値を決定するために数学的アルゴリズムを実行することができる。斯様なアルゴリズムの特定の例が下記に示され、その場合において、該アルゴリズムは  $|p_{11}|^2 = 1$  及び  $|p_{22}|^2 = 1$  なる制約の下で、全体のクロストーク： $|p_{12}|^2 + |p_{21}|^2$  を最小化するように試みる。

## 【 0 1 0 5 】

この問題は、標準の多変量数学分析ツールにより解くことができる。特に、ラグランジュ乗数法 (Lagrangean multiplier method) を使用するのが好適であり、これは、G の各行ベクトル  $v$  に対して、二次形式  $q$  により与えられる正規化要件  $q(v) = 1$  を伴う  $vA = vB$  なる形式のマトリクス固有値問題となる。上記マトリクス A 及び B 並びに二次形式  $q$  は、複素マトリクス H のエントリに依存する。

20

## 【 0 1 0 6 】

以下、 $v = [g_{11} \ g_{12}]$  に関する解法を示す。以下の解法において変数  $w_1$  及び  $w_2$  を入れ換えることにより  $v = [g_{21} \ g_{22}]$  を解くことも容易である。ラグランジュマトリクス A 及び B は、

## 【 数 2 0 】

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{q_2}{3} & -\frac{q_2}{\sqrt{3}} \\ -\frac{q_2}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{q_1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{q_1}{\sqrt{3}} & \frac{q_1}{3} \end{bmatrix},$$

30

と定義され、ここで、 $q_1$  及び  $q_2$  は、

## 【 数 2 1 】

$$q_1 = \frac{w_1^2}{1 - 2w_1 + 2w_1^2},$$

$$q_2 = \frac{w_2^2}{1 - 2w_2 + 2w_2^2}.$$

40

と定義される。固有値は、

【数 2 2】

$$\det(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{B}) = 0,$$

により見つけられ、これは二次多項式の根：

【数 2 3】

$$\lambda_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad \lambda_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

となり、ここで、

【数 2 4】

$$a = \frac{q_1 - q_1^2}{3},$$

$$b = \frac{5}{9}q_1 \cdot q_2 - 1,$$

$$c = \frac{q_2 - q_2^2}{3}.$$

である。かくして、2つの候補解：

【数 2 5】

$$(\mathbf{A} - \lambda_{1,2}\mathbf{B})\mathbf{v}_{1,2} = \bar{\mathbf{0}}$$

を決定することができる。

【0 1 0 7】

最終的解は、 $\mathbf{v} = c_i \cdot \mathbf{v}_i$  により決定され、ここで、 $i$  は  $|\mathbf{p}_{11}|^2 = 1$  及び最少クロストークとなるように 1 又は 2 のいずれかである。まず、 $c_i$  が、

【数 2 6】

$$c_i = 1 / \sqrt{(1 - q_1)v_{i,1}^2 + q_1 \cdot \left(v_{i,1} - \frac{v_{i,2}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

と計算される。次いで、両解に関するクロストーク  $|\mathbf{p}_{12}|^2$  が、

【数 2 7】

$$|\mathbf{p}_{12}|^2 = q_2 c_i^2 \cdot \left(\frac{v_{i,1}}{\sqrt{3}} - v_{i,2}\right)^2 + (1 - q_2)(c_i \cdot v_{i,2})^2$$

と計算される。

【0 1 0 8】

最少クロストークを生じるインデックス  $i$  が、 $\mathbf{v} = c_i \cdot \mathbf{v}_i$  を与える。更なる証明なしに、変数  $w_1$  及び  $w_2$  とは独立に、インデックス  $i$  は常に 2 に等しいと言える。

【0 1 0 9】

完全のために、分析方程式の点からの  $G$  に関する完全な解を以下に示す。下記の変数：

10

20

30

40

【数 2 8】

$$q_1 = \frac{w_1^2}{1 - 2w_1 + 2w_1^2},$$

$$q_2 = \frac{w_2^2}{1 - 2w_2 + 2w_2^2},$$

$$s = q_1 + q_2,$$

$$p = \frac{q_1 q_2}{9}.$$

10

が定義される。次いで、変数  $b$  が、

【数 2 9】

$$b = 1 - 5p - \sqrt{-11p^2 + (4s - 14)p + 1}.$$

と計算される。マトリクス  $G$  の両行に対する 2 つの根  $r_\alpha$  及び  $r_\beta$  は、

【数 3 0】

$$r_\alpha = \begin{cases} \frac{3b}{2(q_1 - q_1^2)}, & \text{if } 0 < q_1 < 1; \\ \frac{q_2 - q_2^2}{3(1 - 5p)}, & \text{if } q_1 \in \{0, 1\}. \end{cases}$$

20

$$r_\beta = \begin{cases} \frac{3b}{2(q_2 - q_2^2)}, & \text{if } 0 < q_2 < 1; \\ \frac{q_1 - q_1^2}{3(1 - 5p)}, & \text{if } q_2 \in \{0, 1\}. \end{cases}$$

30

と計算される。

【0 1 1 0】

次いで、スケールリングされていない解  $v_{\text{temp}, 1}$  及び  $v_{\text{temp}, 2}$  が、

【数 3 1】

$$v_{temp,1,1} = 1 - \frac{q_1 r_\alpha}{3},$$

$$v_{temp,1,2} = \frac{q_2 - q_1 r_\alpha}{\sqrt{3}},$$

$$v_{temp,2,2} = 1 - \frac{q_2 r_\beta}{3},$$

$$v_{temp,2,1} = \frac{q_1 - q_2 r_\beta}{\sqrt{3}}.$$

10

と決定される。正規化定数  $c$  は、

【数 3 2】

$$c_1 = 1 / \sqrt{(1 - q_1) v_{temp,1,1}^2 + q_1 \cdot \left(1 - \frac{q_2}{3}\right)^2},$$

$$c_2 = 1 / \sqrt{(1 - q_2) v_{temp,2,2}^2 + q_2 \cdot \left(1 - \frac{q_1}{3}\right)^2}.$$

20

と計算される。最後に、マトリクス  $G$  が、

【数 3 3】

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} c_1 \cdot \mathbf{v}_{temp,1} \\ c_2 \cdot \mathbf{v}_{temp,2} \end{bmatrix}.$$

30

により与えられる。

【0 1 1 1】

図 1 2、13 及び 1 4 は、この解法の性能を示している。図 1 2 は、 $|p_{11}| = 1$  の理想的値に対する主マトリクス項  $p_{11}$  の大きさの dB でのずれを、 $w_1$  及び  $w_2$  の関数として示している。見られるように、この解法に対して設定された制約により、大きさは理想値  $|p_{11}| = 1$  と常に同一となる。

40

【0 1 1 2】

図 1 3 は、 $p_{11}$  の角度を  $w_1$  及び  $w_2$  の関数として示す。全実数解法により課された制約により、ここでも、位相差は 90 度までであることに注意すべきである。

【0 1 1 3】

図 1 4 は、重み  $w_1$  及び  $w_2$  の関数として dB で測定されたクロストークマトリクス項  $p_{21}$  の大きさを示している。

【0 1 1 4】

これらの図に示されたように、復号マトリクス係数を逆符号化マトリクスの係数の絶対値に設定する当該解法は、主項の利得及びクロストークの抑圧の両方の点で、クロストークを最少化する一層複雑な方法から + / - 1 dB しかずれない。

50

## 【0115】

図15は、本発明の幾つかの実施例によるオーディオ復号の方法を示す。

## 【0116】

ステップ1501において、デコーダは、周波数サブバンドにおいて複素値サブバンド符号化マトリクスが適用されたMチャンネルオーディオ信号のダウン混合された信号に対応するNチャンネル信号 ( $M > N$ ) 及び該ダウン混合された信号に関連するパラメトリック多チャンネルデータを有するような入力データを入力する。

## 【0117】

ステップ1501にはステップ1503が後続し、該ステップでは上記Nチャンネル信号に対して周波数サブバンドが発生される。これら周波数サブバンドの少なくとも幾つかは、実数周波数サブバンドである。

10

## 【0118】

ステップ1503にはステップ1505が後続し、該ステップでは、前記符号化マトリクスの適用を補償するための実数サブバンド復号マトリクスが、上記パラメトリック多チャンネルデータにตอบสนองして決定される。

## 【0119】

ステップ1505にはステップ1507が後続し、該ステップでは、前記ダウン混合された信号に対応するダウンミックスデータが、上記実数サブバンド復号マトリクス及びNチャンネル信号のデータの少なくとも幾つかの実数周波数サブバンドでのマトリクス乗算により発生される。

20

## 【0120】

明瞭化のための上記記載は、本発明の実施例を異なる機能ユニット及びプロセッサに関連して説明したことが理解されよう。しかしながら、異なる機能ユニット及びプロセッサ間での機能の如何なる適切な分散も、本発明から逸脱することなしに適用することができることは自明であろう。例えば、別個のプロセッサ又はコントローラにより実行されるように示された機能は、同一のプロセッサ又はコントローラにより実行することができる。従って、特定の機能ユニットへの言及は、厳密な論理的若しくは物理的構造又は構成を示すというより、説明された機能を提供するための適切な手段に言及したものとのみ見るべきである。

## 【0121】

本発明は、ハードウェア、ソフトウェア、ファームウェア又はこれらの何れかの組み合わせを含む如何なる形態でも実施化することができる。本発明は、オプションとして、少なくとも部分的に、1以上のデータプロセッサ及び/又はデジタル信号プロセッサ上で動作するコンピュータソフトウェアとして実施化することができる。本発明の実施例における構成要素及び部品は、物理的に、機能的に及び論理的に如何なる好適な方法でも実施化することができる。確かに、上記機能は、単一のユニット内で、複数のユニット内で又は他の機能ユニットの一部として実施化することができる。そのようであるので、本発明は単一のユニット内で実施化することができるか、又は異なるユニット及びプロセッサの間で機能的に分散させることができる。

30

## 【0122】

以上、本発明を幾つかの実施例に関連して説明したが、ここで述べた特定の形態に限定されることを意図するものではない。むしろ、本発明の範囲は、添付請求項によってのみ限定されるものである。更に、フィーチャは特定の実施例に関連して説明されているように見えるが、当業者であれば、記載された実施例の種々のフィーチャは本発明に従って組み合わせることができるとう理解するであろう。請求項において、有するなる用語は、他の構成要素又はステップの存在を排除するものでない。

40

## 【0123】

更に、個別に記載されていても、複数の手段、要素又は方法ステップは、例えば単一のユニット又はプロセッサにより実施化することができる。更に、個々のフィーチャが異なる請求項に含まれていても、これらは恐らくは有利に結合することができ、異なる請求項

50

に含めることは、フィーチャの結合が可能ではない及び又は有利ではないことを意味するものではない。また、フィーチャを1つのカテゴリの請求項に含めることは、このカテゴリへの限定を意味するものではなく、むしろ、該フィーチャが他の請求項のカテゴリにも、適宜、等しく適用可能であることを意味するものである。更に、請求項におけるフィーチャの順序は、斯かるフィーチャが実施されるべき如何なる特定の順序を意味するものではなく、特に、方法の請求項における個々のステップの順序は、この順序で斯かるステップが実行されねばならないことを意味するものではない。むしろ、斯かるステップは、如何なる好適な順序で実行することもできる。更に、単一の表現は複数を排除するものではない。かくして、単数形、"第1の"、"第2の"等の表現は複数を排除するものではない。また、請求項における符号は、明瞭化する例としてのみ設けられたもので、如何なる形においても請求項の範囲を限定するものと見なしてはならない。

10

【図面の簡単な説明】

【0124】

【図1】図1は、従来技術による多チャンネルオーディオ信号を符号化するエンコーダの一例を示す。

【図2】図2は、従来技術による多チャンネルオーディオ信号を復号するデコーダの一例を示す。

【図3】図3は、従来技術によるマトリクスサラウンド符号化/復号システムの一例を示す。

【図4】図4は、従来技術による多チャンネルオーディオ信号を符号化するエンコーダの一例を示す。

20

【図5】図5は、従来技術による多チャンネルオーディオ信号を復号するデコーダの一例を示す。

【図6】図6は、複素値及び実数周波数サブバンドを発生するためのフィルタバンクの一例を示す。

【図7】図7は、本発明の幾つかの実施例によるオーディオ信号の伝達のための伝送システムを示す。

【図8】図8は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダを示す。

【図9】図9は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

【図10】図10は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

30

【図11】図11は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

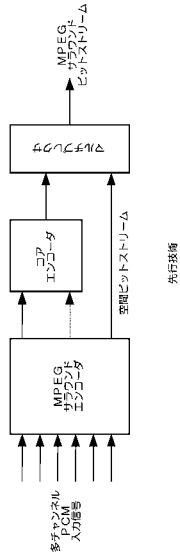
【図12】図12は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

【図13】図13は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

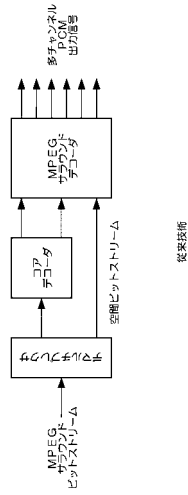
【図14】図14は、本発明の幾つかの実施例によるデコーダに関する性能特性を示す。

【図15】図15は、本発明の幾つかの実施例による復号方法を示す。

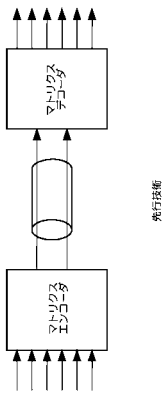
【 図 1 】



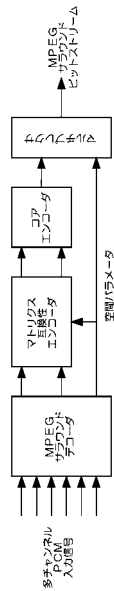
【 図 2 】



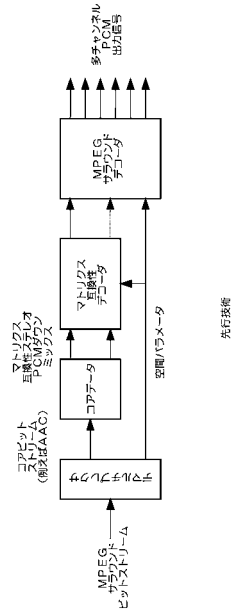
【 図 3 】



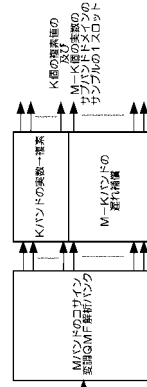
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】

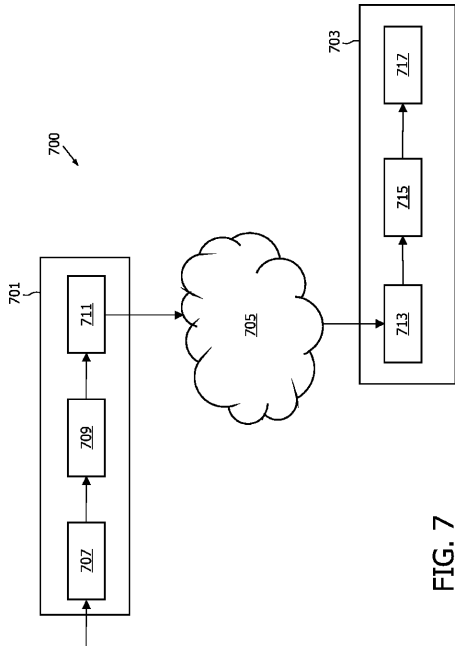


FIG. 7

【 図 8 】

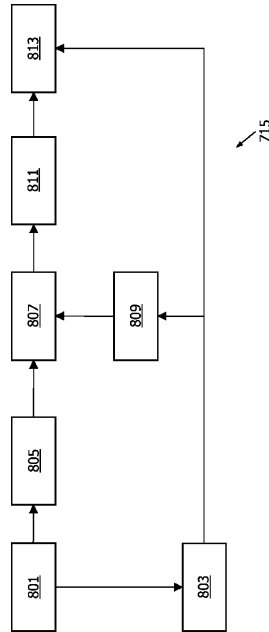
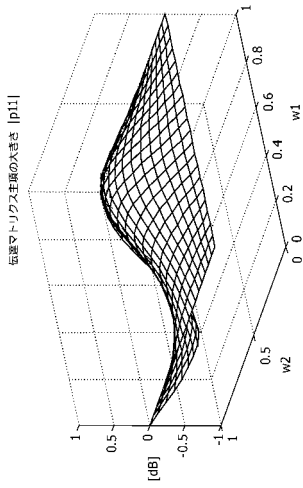
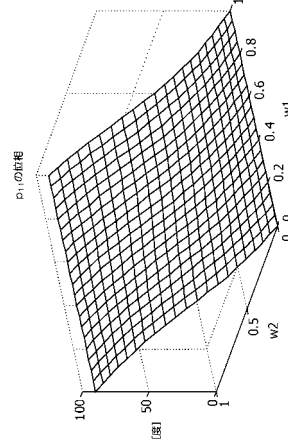


FIG. 8

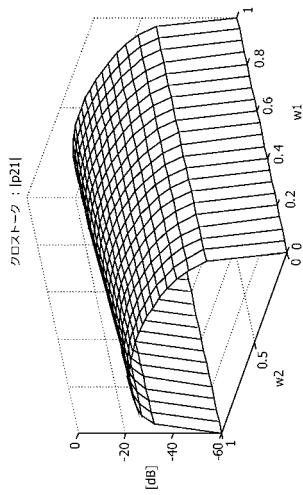
【図 9】



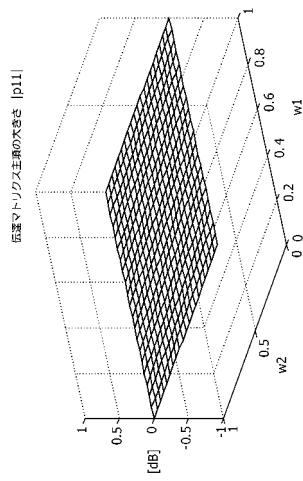
【図 10】




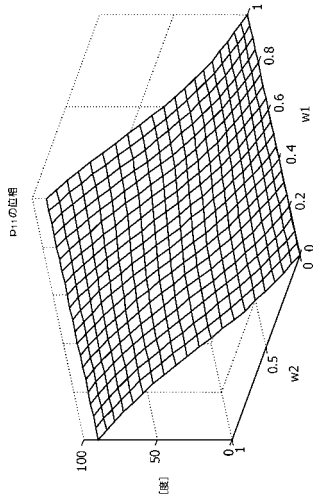
【図 11】




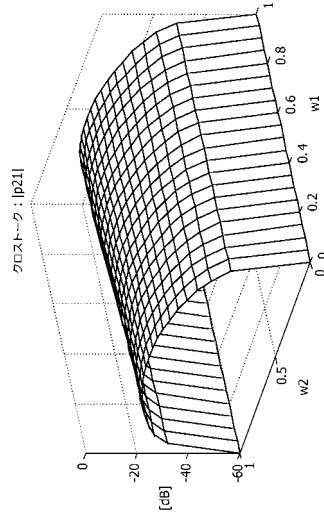
【図 12】




【 1 3】



【 1 4】



【 1 5】

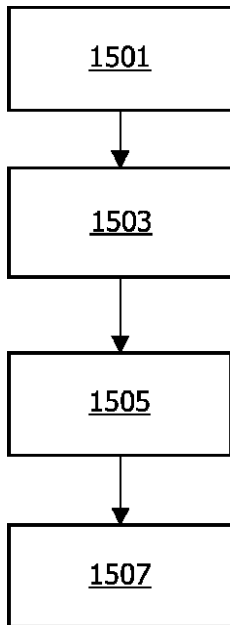


FIG. 15

## フロントページの続き

(73)特許権者 508289431

ドルビー インターナショナル アクチボラゲット  
Dolby International AB  
オランダ国 アムステルダム ザウド-オースト 1101 シーエヌ ヘリケルベルグヴェヘ  
1-35 アポロ ビルディング 3E  
Apollo Building, 3E Herikerbergweg 1 35, 1101  
CN AMSTERDAM ZUID OOST NETHERLANDS

(74)代理人 100085213

弁理士 鳥居 洋

(74)代理人 100087789

弁理士 津軽 進

(74)代理人 100114753

弁理士 宮崎 昭彦

(74)代理人 100122769

弁理士 笹田 秀仙

(72)発明者 ヴィレモエス ラルス エフ

スウェーデン国 11352 ストックホルム ドゥベルンスガタン 64

(72)発明者 スフェイエルス エリク ジー ピー

オランダ国 5656 アーアー アインドーフエン プロフ ホルストラーン 6

審査官 田部井 和彦

(56)参考文献 国際公開第2007/010451(WO, A1)

J.Breebaart, J.Herre, C.Faller, J.Roden, F.Myburg, S.Disch, H.PurnHagen, G.Hotho, M.Ne  
usinger, K.Kjorling, W.Oomen, MPEG Spatial Audio Coding / MPEG Surround: Overview and  
Current Status, AUDIO ENGINEERING SOCIETY CONVENTION PAPER, 米国, 2005年10月7  
日, P1-17

C.Faller, Coding of Spatial Audio Compatible with Different Playback Formats, AUDIO EN  
GINEERING SOCIETY CONVENTION PAPER, 米国, 2004年10月28日, P1-12

L.VILLEMOES, MPEG SURROUND: THE FORTHCOMING ISO STANDARD FOR SPATIAL AUDIO CODING, P  
ROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL AES CONFERENCE, 2006年6月30日, P1-18

WARNER R. TH TEN KATE, Compatibility Matrixing of Multichannel Bit-Rate-Reduced Audio  
Signals, JOURNAL OF THE AUDIO ENGINEERING SOCIETY, 米国, AUDIO ENGINEERING SOCIETY, 1  
996年12月, V44 N12, P1104-1119

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 11/00-21/06

H04S 1/00-7/00

H03M 7/30

IEEE Xplore