

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4921365号
(P4921365)

(45) 発行日 平成24年4月25日(2012.4.25)

(24) 登録日 平成24年2月10日(2012.2.10)

(51) Int.Cl. F I
G 1 O L 19/00 (2006.01) G 1 O L 19/00 4 O O Z
 G 1 O L 19/00 3 3 O B

請求項の数 9 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2007-525949 (P2007-525949)	(73) 特許権者	000005821
(86) (22) 出願日	平成18年7月10日 (2006.7.10)		パナソニック株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/313655		大阪府門真市大字門真1006番地
(87) 国際公開番号	W02007/010771	(74) 代理人	100109210
(87) 国際公開日	平成19年1月25日 (2007.1.25)		弁理士 新居 広守
審査請求日	平成21年6月3日 (2009.6.3)	(72) 発明者	宮阪 修二
(31) 優先権主張番号	特願2005-207755 (P2005-207755)		日本国大阪府門真市大字門真1006番地
(32) 優先日	平成17年7月15日 (2005.7.15)		松下電器産業株式会社内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	高木 良明
(31) 優先権主張番号	特願2006-97023 (P2006-97023)		日本国大阪府門真市大字門真1006番地
(32) 優先日	平成18年3月31日 (2006.3.31)		松下電器産業株式会社内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	則松 武志
			日本国大阪府門真市大字門真1006番地
			松下電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号処理装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

2つの信号をダウンミックスして得られた第1の信号から、第2の信号を生成する生成手段と、

前記2つの信号間のレベル比を表す値Lと、位相差を表す値 θ に基づいて、前記第1の信号と前記第2の信号とを混合するための混合の度合を決定する混合係数決定手段と、

前記混合係数決定手段で決定された混合の度合に基づいて、前記第1の信号と前記第2の信号とを混合する混合手段とを備え、

前記生成手段は、

前記第1の信号における低い周波数帯域の信号から前記第2の信号における低い周波数帯域の信号を生成する第1のフィルタ手段と、

前記第1の信号における高い周波数帯域の信号から前記第2の信号における高い周波数帯域の信号を生成する第2のフィルタ手段とを有し、

前記第1のフィルタ手段は、複素数の信号に対して、遅延手段とオールパスフィルタとによって入力の信号を無相関化すると共に、残響成分を付加するフィルタ手段であり、

前記第2のフィルタ手段は、前記第1のフィルタ手段と異なるフィルタ手段であることを特徴とする信号処理装置。

【請求項2】

前記第2のフィルタ手段は、実数の信号に対するオールパスフィルタである

ことを特徴とする請求項1記載の信号処理装置。

【請求項 3】

前記第 2 のフィルタ手段は、位相を 90 度あるいは - 90 度回転させる直交回転フィルタである

ことを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 4】

前記混合係数決定手段は、4 つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、

隣り合う 2 辺の成す角度が前記 で、長さの比が前記 L であるところの平行四辺形の前記 が当該平行四辺形の対角線によって分割されて得られる角度を A 、 B とし、前記レベル比 L に応じて決まる値を d_1 、 d_2 としたとき、

前記混合係数決定手段は、

前記 h_{11} の値を $d_1 * \cos(A)$ として求め、

前記 h_{12} の値を $d_2 * \cos(B)$ として求め、

前記 h_{21} の値を $d_1 * \sin(A)$ 、または、 $d_2 * \sin(B)$ として求め、

前記 h_{22} の値を $-h_{21}$ として求める

ことを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 5】

前記 を表す量子化値を q 、前記 L を表す量子化値を q_L としたとき、

前記混合係数決定手段は、

前記量子化値 q と前記量子化値 q_L とを受け取り、当該受け取った q と q_L をそれぞれ、 \cos を表す値 r と、 L とに変換し、

前記、 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を

$$h_{11} = d_1 * (L + r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{12} = d_2 * (1 + L * r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{21} = d_1 * (1 - r^2)^{0.5} / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{22} = -h_{21}$$

として求める

ことを特徴とする請求項 4 記載の信号処理装置。

【請求項 6】

前記 を表す量子化値を q 、前記 L を表す量子化値を q_L としたとき、

前記混合係数決定手段は、

前記 q と前記 q_L とをアドレスとするテーブルを有し、

当該テーブルを用いて前記 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} を求め、

前記 h_{22} は、 $h_{22} = -h_{21}$ として求める

ことを特徴とする請求項 4 記載の信号処理装置。

【請求項 7】

前記混合係数決定手段は、4 つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、

前記第 1 の信号を複素数で表現したときの実数部を r_1 、虚数部を i_1 とし、

前記第 2 の信号を複素数で表現したときの実数部を r_2 、虚数部を i_2 、としたとき、

前記混合手段は、

$h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を 1 つ目の出力信号の実数部とし、

$h_{11} * i_1 + h_{21} * i_2$ を 1 つ目の出力信号の虚数部とし、

$h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を 2 つ目の出力信号の実数部とし、

$h_{12} * i_1 + h_{22} * i_2$ を 2 つ目の出力信号の虚数部とする

ことを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 8】

前記混合係数決定手段は、4 つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、

前記第 1 の信号を実数で表現した値を r_1 、前記第 2 の信号を実数で表現した値を r_2

10

20

30

40

50

としたとき、

前記混合手段は、

$h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を 1 つ目の出力信号とし、

$h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を 2 つ目の出力信号とする

ことを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 9】

2 つの信号をダウンミックスして得られた第 1 の信号から、第 2 の信号を生成する生成ステップと、

前記 2 つの信号間のレベル比を表す値 L と、位相差を表す値 θ に基づいて、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とを混合するための混合の度合を決定する混合係数決定ステップと、

前記混合係数決定ステップで決定された混合の度合に基づいて、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とを混合する混合ステップとを含み、

前記生成ステップは、

前記第 1 の信号における低い周波数帯域の信号から前記第 2 の信号における低い周波数帯域の信号を生成する第 1 のフィルタステップと、

前記第 1 の信号における高い周波数帯域の信号から前記第 2 の信号における高い周波数帯域の信号を生成する第 2 のフィルタステップとを有し、

前記第 1 のフィルタステップは、複素数の信号に対して、遅延ステップとオールパスフィルタステップとによって入力の信号を無相関化すると共に、残響成分を付加するフィルタステップであり、

前記第 2 のフィルタステップは、前記第 1 のフィルタステップと異なるフィルタステップである

ことを特徴とする信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数の信号をダウンミックスした信号とそれをもとの信号に分離するための情報を符号化した符号化信号を復号化するための信号処理装置に関し、特に、信号間の位相差や、レベル比を符号化することによって少ない情報量でマルチチャンネルの臨場感を符号化した符号化信号を復号化する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、Spatial Codec (空間的符号化) といわれる技術開発が行われている。これは、非常に少ない情報量でマルチチャンネルの臨場感を圧縮・符号化することを目的としている。例えば、既にデジタルテレビの音声方式として広く用いられているマルチチャンネルコーデックである AAC 方式が、5.1ch 当り 512 kbps や、384 kbps というビットレートを要するのに対し、Spatial Codec では、128 kbps や、64 kbps、さらに 48 kbps といった非常に少ないビットレートでマルチチャンネル信号を圧縮・符号化することを目指している。

【0003】

そのための技術として、例えば、MPEG オーディオ方式で規格化された Parametric Coding for High Quality Audio (非特許文献 1) で開示された技術が用いられている。その中で、チャンネル間の位相差や、レベル比を符号化することによって少ない情報量で臨場感を圧縮符号化した信号を復号化する過程が述べられている。

【0004】

図 1 は、非特許文献 1 に開示された従来の信号処理装置の処理過程を示す図である。

【0005】

まず、入力信号 S は、元々は 2 ch の信号であったものをモノラル信号にダウンミックス

10

20

30

40

50

したものである。入力信号Sは、デコリレーション(De-correlation)と呼ばれる処理モジュールに入力され、出力信号Dを得る。

【0006】

デコリレーションの処理過程は、非特許文献1の8.6.4.5.2節 Calculate decorrelated signal に詳しく述べられているので詳しい説明は省略するが、デコリレーションは、大きく2つの処理で構成されている。

【0007】

1つ目は遅延の処理である。これは入力信号を予め定められた時間分、遅延させる処理である。その後、遅延した信号は、All Pass Filterという2つ目の処理にかけられる。この処理は入力信号を無相関化するとともに、入力信号に残響成分(reverberation)を与える処理である。

10

【0008】

さて、そのようにして生成された信号Dと、入力信号Sとは、混合(Mixing)といわれる処理にかけられる。この処理も、非特許文献1の8.6.4.6.2 Mixingに詳しく述べられているので詳しい説明は省略するが、2つの信号SとDとに、係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} が掛けられ、それぞれ合算され、出力のLch信号、Rch信号を得る。その式は図内に示した通りである。

【0009】

ここで、係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} は、入力モノラル信号のもとになった、元々の2chの信号間のレベル比Lや、位相差によって決まる値であるが、現在MP

20

EG規格で策定準備中の方式では以下のような式で求められる。

【0010】

$$= \arccos(r)$$

ここで、 r は元々の2chの信号間の相関を表す。

【0011】

$$= \arctan\left(\frac{1-L}{1+L} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)\right)$$

としたとき、

$$h_{11} = L / (1 + L * L)^{0.5} * \cos\left(\frac{\theta + \phi}{2}\right),$$

$$h_{21} = L / (1 + L * L)^{0.5} * \sin\left(\frac{\theta + \phi}{2}\right),$$

$$h_{12} = 1 / (1 + L * L)^{0.5} * \cos\left(\frac{\theta - \phi}{2}\right),$$

$$h_{22} = 1 / (1 + L * L)^{0.5} * \sin\left(\frac{\theta - \phi}{2}\right) \text{となる。}$$

30

【0012】

上記の式は、非特許文献1に記載されたMixing係数の求め方を発展させた方法であり、現在MP EG規格で策定準備中のSpatial CodecでのMixing係数の求め方である。

【0013】

このような処理をすることによって、decorrelationにおける遅延の処理と残響成分の付加との効果で、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり間が与えられ、良好なステレオ信号が得られる。

【非特許文献1】ISO/IEC 14496-3:2001/FDAM 2:2004 (E)

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

しかしながら、上記のような方法には、以下のような課題がある。

【0015】

すなわち、入力の信号が非常に時間変動の激しいものであった場合(例えば、金属系の打楽器のアタックの瞬間などの場合)、decorrelationの処理内の、遅延と残響成分の付加との効果で、decorrelation後の信号はそのシャープさを失ってしまう。さらにそのdecorrelation後の信号が、後段のMixingの

50

処理によって、入力信号Sと合算されるので、結果として、出力信号は、入力信号のシャープさを失ってしまうこととなる。

【0016】

また同様に、入力信号の周波数成分が特定の周波数帯域に偏って存在する場合（例えば1種類の楽器の音色が連続的に続いているような場合）、本来、非常にしっかりとした定位の音像が結ばれるべきであるが、decorrelationの処理内の、遅延と残響成分の付加との効果で、decorrelation後の信号はそのしっかりとした定位の音像がぼやけてしまう。さらにそのdecorrelation後の信号が、後段のMixingの処理によって、入力信号Sと合算されるので、結果として、出力信号の音像がぼやけてしまうこととなる。

10

【0017】

また、decorrelationの処理は、残響成分を付加するためにタップ数の長いフィルタで構成されるので演算量が非常に大きい。

【0018】

また、レベル比や、位相差の情報から係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求める処理は、上記したように、 $\arccos()$ 、 $\arctan()$ 、 $\tan()$ 、 $\sin()$ 、 $\cos()$ という複数の三角関数を複雑に関係付けた処理であるので、これも非常に大きな演算量を要する。

【0019】

本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたものであって、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり感が与えられ、良好なステレオ信号が得られると同時に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現できる信号処理装置を提供することを第1の目的とする。

20

【0020】

また、本発明は、decorrelationの処理の演算量を削減することを第2の目的とする。

【0021】

また、本発明は、係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求める処理の演算量を削減することを第3の目的とする。

【課題を解決するための手段】

30

【0022】

上記第1の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、2つの信号をダウンミックスして得られた第1の信号から、第2の信号を生成する生成手段と、前記2つの信号間のレベル比を表す値 L と、位相差を表す値 θ に基づいて、前記第1の信号と前記第2の信号とを混合するための混合の度合を決定する混合係数決定手段と、前記混合係数決定手段で決定された混合の度合に基づいて、前記第1の信号と前記第2の信号とを混合する混合手段とを備え、前記生成手段は、前記第1の信号における低い周波数帯域の信号から前記第2の信号における低い周波数帯域の信号を生成する第1のフィルタ手段と、前記第1の信号における高い周波数帯域の信号から前記第2の信号における高い周波数帯域の信号を生成する第2のフィルタ手段とを有し、前記第1のフィルタ手段は、複素数の信号に対して、遅延手段とオールパスフィルタとによって入力信号を無相関化すると共に、残響成分を付加するフィルタ手段であり、前記第2のフィルタ手段は、前記第1のフィルタ手段と異なるフィルタ手段であることを特徴とする。

40

【0023】

これにより、第2のフィルタ手段が必要とする処理量を第1のフィルタ処理手段が必要とする処理量よりも少なく、かつ第2のフィルタ手段によって得られる広がり感を第1のフィルタ処理手段によって得られる広がり感よりも少なくすることが可能となる。したがって、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現可能となり、低い帯域における空間的な広がり感が与えられ、良好なステレオ信号が得られることとなる。

50

【 0 0 2 4 】

また、上記第2の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記第2のフィルタ手段は、実数の信号に対するオールパスフィルタであることを特徴とすることができる。

【 0 0 2 5 】

これにより、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり間が与えられ、良好なステレオ信号が得られると同時に、高域の信号処理を簡素化できるので、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現可能となり、しかも演算量も削減することができる。

【 0 0 2 6 】

また、上記第2の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記第2のフィルタ手段は、位相を90度あるいは-90度回転させる直交回転フィルタであることを特徴とすることができる。

【 0 0 2 7 】

これにより、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり間が与えられ、良好なステレオ信号が得られると同時に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現できることとなり、しかも演算量も削減することができる。

【 0 0 2 8 】

また、上記第3の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記混合係数決定手段は、4つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、隣り合う2辺の成す角度が前記で、長さの比が前記Lであるところの平行四辺形の前記が当該平行四辺形の対角線によって分割されて得られる角度をA、Bとし、前記レベル比Lに応じて決まる値を d_1 、 d_2 としたとき、前記混合係数決定手段は、前記 h_{11} の値を $d_1 * \cos(A)$ として求め、前記 h_{12} の値を $d_2 * \cos(B)$ として求め、前記 h_{21} の値を $d_1 * \sin(A)$ 、または、 $d_2 * \sin(B)$ として求め、前記 h_{22} の値を $-h_{21}$ として求めることを特徴とすることもできる。

【 0 0 2 9 】

これにより、4つの混合係数を求める際、実質的に3つの混合係数を求めるだけで済むこととなる。

【 0 0 3 0 】

また、上記第3の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記を表す量子化値を q 、前記Lを表す量子化値を q_L としたとき、前記混合係数決定手段は、前記量子化値 q と前記量子化値 q_L とを受け取り、受け取った q と q_L をそれぞれ、 \cos を表す値 r と、Lとに変換し、前記、 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を $h_{11} = d_1 * (L + r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$ 、 $h_{12} = d_2 * (1 + L * r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$ 、 $h_{21} = d_1 * (1 - r^2)^{0.5} / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$ 、 $h_{22} = -h_{21}$ として求めることを特徴としてもよい。

【 0 0 3 1 】

これにより、混合係数を求める際、三角関数の処理が不要となる。

【 0 0 3 2 】

また、上記第3の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記を表す量子化値を q 、前記Lを表す量子化値を q_L としたとき、前記混合係数決定手段は、前記 q と前記 q_L とをアドレスとするテーブルを有し、当該テーブルを用いて前記 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} を求め、前記 h_{22} は、 $h_{22} = -h_{21}$ として求めることを特徴とすることもできる。

【 0 0 3 3 】

これにより、4つの混合係数を求める際、テーブル引きで求めることができ、しかも、3つのテーブルだけで済むこととなる。

【 0 0 3 4 】

10

20

30

40

50

また、上記第3の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記混合係数決定手段は、4つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、前記第1の信号を複素数で表現したときの実数部を r_1 、虚数部を i_1 とし、前記第2の信号を複素数で表現したときの実数部を r_2 、虚数部を i_2 、としたとき、前記混合手段は、 $h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を1つ目の出力信号の実数部とし、 $h_{11} * i_1 + h_{21} * i_2$ を1つ目の出力信号の虚数部とし、 $h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を2つ目の出力信号の実数部とし、 $h_{12} * i_1 + h_{22} * i_2$ を2つ目の出力信号の虚数部とすることを特徴とすることもできる。

【0035】

これにより、混合手段によって複素数の信号に対する処理が行えることとなる。

10

【0036】

また、上記第3の目的を達成するために、本発明に係る信号処理装置においては、前記混合係数決定手段は、4つの混合係数の値 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求めるものであり、前記第1の信号を実数で表現した値を r_1 、前記第2の信号を実数で表現した値を r_2 としたとき、前記混合手段は、 $h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を1つ目の出力信号とし、 $h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を2つ目の出力信号とすることを特徴とすることもできる。

【0037】

これにより、混合手段によって実数の信号に対する処理が行えることとなる。

【0038】

なお、本発明は、このような信号処理装置として実現することができるだけでなく、このような信号処理装置が備える特徴的な手段をステップとする信号処理方法として実現したり、それらのステップをコンピュータに実行させるプログラムとして実現したりすることもできる。そして、そのようなプログラムは、CD-ROM等の記録媒体やインターネット等の伝送媒体を介して配信することができるのはいうまでもない。さらに、このような信号処理装置が備える特徴的な手段を一体化したLSIとして実現してもよい。

20

【発明の効果】

【0039】

以上の説明から明らかなように、本発明に係る信号処理装置によれば、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現可能となり、低い帯域における空間的な広がり感が与えられ、良好なステレオ信号が得られることになる。

30

【0040】

勿論、モノラル化された信号から2chの信号を生成する本発明の処理を複数段接続することによって、モノラル化された信号からマルチチャネルの信号(例えば5.1ch)を良好に生成できることになる。同様に、2ch化された信号からマルチチャネルの信号(例えば5.1ch)を良好に生成できることになる。

【0041】

よって、本発明により、携帯電話機や携帯情報端末への音楽コンテンツの配信や、視聴が普及してきた今日における本願発明の実用的価値は極めて高い。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0042】

以下、本発明の実施の形態1における信号処理装置について、図面を参照しながら説明する。

【0043】

(実施の形態1)

図2は、本実施の形態1における信号処理装置の構成を示す機能ブロック図である。なお、同図には復号化部10も併せて図示されている。

【0044】

信号処理装置1は、2つのオーディオ信号をダウンミックスした信号を符号化した第1

50

の符号化信号と、2つのオーディオ信号間のレベル比 L に応じて決まる値を符号化したレベル比情報である第2の符号化信号と、2つのオーディオ信号間の位相差に応じて決まる値を符号化した位相差情報である第3の符号化信号とからなるビットストリームをデコードする装置であり、図2に示されるように、特徴量検出部20と、生成部30と、混合係数決定部40と、混合部50とを備える。

【0045】

生成部30は、遅延部301と、第1のフィルタ302と、第2のフィルタ303と、合成部304とを有する。混合係数決定部40は、レベル比情報と位相差情報とから混合係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} をそれぞれ求めるための3つのテーブル41、42、43を有する。

10

【0046】

復号化部10は、第1の符号化信号を復号化し第1の信号を生成する。生成部30は、第1の信号から第2の信号を生成する。混合係数決定部40は、第2の符号化信号と第3の符号化信号とから混合係数を決定する。混合部50は、混合係数決定部40で決定された混合の度合に基づいて、第1の信号と第2の信号とを混合する。遅延部301は、第1の信号を N ($N > 0$) 単位時間遅延させる。第1のフィルタ302は、遅延部301の出力信号を加工する。第2のフィルタ303は、遅延部301の出力信号を加工する。特徴量検出部20は、第1の信号の音響的特徴量を検出する。合成部304は、音響的特徴量に応じて、第1のフィルタ302の出力信号と第2のフィルタ303の出力信号とから第2の信号を合成する。

20

【0047】

以上のように構成された信号処理装置の動作について以下説明するが、その前に、本願の信号処理装置1が対象とするSpatial Codecについて、 L 、 R の2chを例として説明する。

【0048】

エンコードプロセスにおいては、図3(a)に示されるように、スペーシャルオーディオエンコーダは、複素演算により、 L 、 R の2chの音楽信号から、ダウンミックス信号 S 、レベル比 c および位相差を求める。ダウンミックス信号 S は、MPEG方式AAC規格による符号化装置でさらに符号化される。また、レベル比 c は第2の符号化信号として符号化される。位相差は例えば r ($r = \cos(\quad)$) に変換され、この r が第3の符号化信号として符号化される。

30

【0049】

デコードプロセスにおいては、生成部30は、図3(b)に示されるようにダウンミックス信号 S に対して直交し、かつ残響感を伴う信号であるデコリレート信号 D を、従来よりも少ない演算量で生成する。

【0050】

混合部50は、混合係数決定部40により決定された混合係数に基づいて、ダウンミックス信号 S とデコリレート信号 D とを混ぜ合わせ、 L 、 R の2chを従来よりも少ない演算量で生成する。

【0051】

より詳しくは、まず、復号化部10は、第1の符号化信号を復号化し、第1の信号を生成する。ここで第1の符号化信号は、2つのオーディオ信号をダウンミックスしたモノラル信号を符号化したものであり、例えば、MPEG方式AAC規格のエンコーダで符号化されたものである。ここでは、このようなAAC規格の符号化信号を復号化して得られたPCM信号を複数の周波数帯域からなる周波数信号に変換するところまで、当該復号化部10で行うものとする。以下の説明では、そのような複数の周波数帯域の信号のうちある特定の1つの帯域の信号に対する処理を説明する。

40

【0052】

生成部30は、第1の信号から第2の信号を生成するが、それは以下のようにして行う。すなわち、生成部30の遅延部301は、まず、第1の信号を N ($N > 0$) 単位時間遅

50

延させる。次に、第1のフィルタ302は、遅延部301の出力信号にフィルタ処理を施す。例えばこの処理として、次数がP次のAll Pass Filterを実施する。All Pass Filterは、入力信号を無相関化すると共に残響成分を付加する効果を有する。All Pass Filterの処理は、従来から知られているどのような方法でもよいが、例えば、前述の非特許文献1の8.6.4.5.2節の中で述べられているAll Pass Filterでよい。

【0053】

一方、第2のフィルタ303は、遅延部301の出力信号に対し、次数がP次より少ないAll Pass Filterの処理を実施する。

【0054】

また、第2のフィルタ303は、遅延部301や、All Pass Filterに代えて、位相を90度回転させる処理を行うようにしてもよい。位相を90度回転させる処理は、All Pass Filterの処理によって生じる残響の成分を一切伴わず、入力信号を無相関化できるので、残響成分を排除したい場合、極めて有用に作用するものである。

【0055】

このようにして生成された第1のフィルタ302からの出力信号と第2のフィルタ303からの出力信号とは、合成部304によって処理され、第2の信号が生成される。この過程は以下のようなものである。すなわち、特徴量検出部20は、第1の信号の音響的特徴量を検出し、その特徴量に応じて、第1のフィルタ302からの出力信号と、第2のフィルタ303からの出力信号とを混ぜ合わせる比率を決定する。

【0056】

例えば、音響的特徴量は、第1の信号が急峻に変動している場合大となる特徴量であり、合成部304は、音響的特徴量が小である場合は、第1のフィルタ302の出力信号だけを出力する、あるいは、第1のフィルタ302の出力信号を多めに、第2のフィルタ303の出力信号を少なめに混ぜ合わせて出力してもよい。反対に、音響的特徴量が大きい場合は、第2のフィルタ303の出力信号だけを出力する、あるいは、第1のフィルタ302の出力信号を少なめに、第2のフィルタ303の出力信号を多めに混ぜ合わせて出力してもよい。

【0057】

ここで、音響的特徴量は、第1の信号が特定の周波数帯域に強いエネルギーが集中している場合大となる特徴量であってもよい。あるいは、そのような特徴量の組み合わせであってもよい。

【0058】

ここで重要なことは、音響的特徴量が、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位感を表す特徴量であるということである。なぜならば、第1のフィルタ302は、次数がP次のAll Pass Filterであり、音に残響感を与えるフィルタであるので、そのような残響感が不要である場合、すなわち音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位感が必要な場合は、All Pass Filterの次数を少なくすることで残響感を減らす必要があるからである。

【0059】

さて、このようにして、生成部30で生成された第2の信号と第1の信号とは、混合部50で混合されるが、その動作を以下説明する。

【0060】

まず、混合係数決定部40で、第2の符号化信号と第3の符号化信号とから混合係数を決定する。第2の符号化信号は、元々の2つのオーディオ信号間のレベル比Lに応じて決まる値を符号化したものであり、第3の符号化信号は元々の2つのオーディオ信号間の位相差に応じて決まる値を符号化したものである。このようなレベル比情報と位相差情報とから混合係数 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を求める方法は、以下のように行う。

【0061】

10

20

30

40

50

すなわち、隣り合う2辺の成す角度が θ で、長さの比が L であるところの平行四辺形のが当該平行四辺形の対角線によって分割されて得られる角度を A 、 B とし、レベル比 L に応じて決まる値を d_1 、 d_2 としたとき、 $h_{11} = d_1 * \cos(A)$ 、 $h_{21} = d_1 * \sin(A)$ 、 $h_{12} = d_2 * \cos(-B)$ 、 $h_{22} = d_2 * \sin(-B)$ 、とする。上記において、 d_1 、 d_2 の値を、 $d_1 = L / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})$ 、 $d_2 = 1 / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})$ とする。このようにすることによって、ダウンミックスされモノラル化された信号を、元々の2つの信号の位相差とレベル比とに応じて、数学的に正確にもとの2つの信号に分離できるのである。その理由を図4に示した。隣り合う2辺の成す角度が θ で、長さの比が L であるところの平行四辺形 $XYZW$ において、その対角線によって分割されて得られる角度 YXZ を A 、角度 WXZ を B とした。対角線の長さ XZ は、数学的に $(1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5}$ として求められる。この性質に基づいて、上記 d_1 と d_2 とを、 $d_1 = L / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})$ 、 $d_2 = 1 / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})$ とする。

10

【0062】

上記において、 d_1 、 d_2 の値を、

$$d_1 = L / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})、$$

$$d_2 = 1 / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5}) としたが、$$

$$d_1 = L / ((1 + L * L)^{0.5})、$$

$$d_2 = 1 / ((1 + L * L)^{0.5}) とする場合もある。$$

20

【0063】

それは、元々の2つの信号をダウンミックスする際、位相差 θ に応じて、ダウンミックス信号の大きさを補正している場合である。

【0064】

例えば、元々の2つの信号の位相差 θ が90度の場合、ダウンミックス信号の大きさを補正しないが、元々の2つの信号の位相差 θ が90度より小さい場合、ダウンミックス信号の大きさが小さくなるように補正するというものである。

【0065】

これは、入力信号の大きさの絶対値が同じであっても、入力信号の位相差が90度より小さい場合は、入力信号の位相差が90度の場合よりダウンミックス信号の大きさは相対的に大きくなるからである。

30

【0066】

逆に、元々の2つの信号の位相差 θ が90度より大きい場合は、ダウンミックス信号の大きさが大きくなるように補正する。これは、入力信号の大きさの絶対値が同じであっても、入力信号の位相差が90度より大きい場合は、入力信号の位相差が90度の場合よりダウンミックス信号の大きさは相対的に小さくなるからである。

【0067】

つまり $\cos(\theta)$ の値に応じて、ダウンミックス信号の大きさが補正されている場合は、上記 d_1 、 d_2 の値を、

$$d_1 = L / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5})、$$

$$d_2 = 1 / ((1 + 2 * L * \cos(\theta) + L * L)^{0.5}) としないで、$$

$$d_1 = L / ((1 + L * L)^{0.5})、$$

$$d_2 = 1 / ((1 + L * L)^{0.5}) とする。$$

40

【0068】

一方、 $\cos(A)$ 、 $\sin(A)$ 、 $\cos(B)$ 、 $\sin(B)$ は、平行四辺形の数学的性質によって、

$$\cos(A) = (L + \cos(\theta)) / ((1 + L^2 + 2 * L * \cos(\theta))^{0.5})$$

$$\sin(A) = \sin(\theta) / ((1 + L^2 + 2 * L * \cos(\theta))^{0.5})$$

$$\cos(B) = (1 + L * \cos(\theta)) / ((1 + L^2 + 2 * L * \cos(\theta))^{0.5})$$

$$\sin(B) = (L * \sin(\theta)) / ((1 + L^2 + 2 * L * \cos(\theta))^{0.5}) として$$

50

求められる。

【0069】

さてここで、本実施の形態では、第3の符号化信号を、元々の2つのオーディオ信号間の位相差に応じて決まる値を符号化した信号としているが、第3の符号化信号は、元々の2つのオーディオ信号間の相関 r を示す信号である場合が多い。

【0070】

例えば、非特許文献1におけるものでもそうであるし、現在MPEG規格化中のSpatial Codecでもそうである。相関 r は、すなわち $\cos(\quad)$ とみなすことができる。

【0071】

なぜならば、2つの信号の相関 r が例えば1である場合、すなわちそれは、位相差が0である場合であり、 $\cos(\quad)$ は1となり、相関 r が $\cos(\quad)$ を表している。また、2つの信号の相関 r が例えば0である場合、すなわちそれは、位相差が90度である場合であり、 $\cos(\quad)$ は0となり、相関 r が $\cos(\quad)$ を表している。さらにまた、2つの信号の相関 r が例えば-1である場合、すなわちそれは、位相差が180度である場合であり、 $\cos(\quad)$ は-1となり、相関 r が $\cos(\quad)$ を表している。

【0072】

このように考えれば、相関 r が $\cos(\quad)$ とみなせることが理解される。従って、上記式より、

$$\cos(A) = (L + r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$\cos(B) = (1 + L * r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$\sin(A) = (1 - r^2)^{0.5} / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$\sin(B) = (L * (1 - r^2)^{0.5}) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$ として算出できる。これによって、上記全ての式の右辺に三角関数が存在せず、極めて計算が容易になる。

【0073】

求める h_{11} 、 h_{21} 、 h_{12} 、 h_{22} は、

$$h_{11} = d_1 * \cos(A)、$$

$$h_{21} = d_1 * \sin(A)、$$

$$h_{12} = d_2 * \cos(-B)、$$

$h_{22} = d_2 * \sin(-B)$ であり、上記で示した d_1 、 d_2 の関係より明らかのように、 $h_{22} = -h_{21}$ となるので、 h_{22} の値は、 h_{21} の値の符号反転のみで求められることになる。

【0074】

また、上記 d_1 、 d_2 、 $\cos(A)$ 、 $\sin(A)$ 、 $\cos(B)$ 、 $\sin(B)$ は全て、 L と r によって求められるので、 h_{11} 、 h_{21} 、 h_{12} 、 h_{22} も、 L と r によって求められることとなり、従って、 L と r とをインデックスとするテーブルに、予め計算された $d_1 * \cos(A)$ 、 $d_1 * \sin(A)$ 、 $d_2 * \cos(-B)$ 、 $d_2 * \sin(-B)$ の値を格納しておくことによって、 h_{11} 、 h_{21} 、 h_{12} 、 h_{22} を求めることができる。

【0075】

本実施の形態では、 L と r はそれぞれ、第2の符号化信号、第3の符号化信号として符号化、あるいは量子化されたものであるもので、その符号化値あるいは量子化値そのものをインデックスとしてテーブルを引けばよいことはいうまでもない。

【0076】

勿論そのとき、 h_{22} に関するテーブルが不要であることはいうまでもない。 $h_{22} = -h_{21}$ という関係から簡単に求められるからである。図2(あるいは実施の形態2における図8)において混合係数決定部40がテーブルを3つだけ備えているのはこのためである。

【0077】

10

20

30

40

50

例えば、図5に示されるように、 q 、 q_L をアドレスとして混合係数 h_{11} (h_{12} , h_{21})を求めるテーブル41 (42 , 43)を構成してもよい。

【0078】

上記では、 h_{22} を求める計算や、テーブルが不要としたが、 h_{22} を、計算や、テーブルを用いて求めて、 h_{21} に関する計算やテーブルを不要としてもよいことはいうまでもない。

【0079】

さて、このようにして、生成された混合係数 h_{11} , h_{21} , h_{12} , h_{22} を用いて、第1の信号と第2の信号とが、混合部50で混合される。その方法は以下の通りである。

10

【0080】

すなわち、第1の信号を複素数で表現したときの実数部を r_1 、虚数部を i_1 、第2の信号を複素数で表現したときの実数部を r_2 、虚数部を i_2 としたとき、 $h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を1つ目の出力信号の実数部とし、 $h_{11} * i_1 + h_{21} * i_2$ を1つ目の出力信号の虚数部とし、 $h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を2つ目の出力信号の実数部とし、 $h_{12} * i_1 + h_{22} * i_2$ を2つ目の出力信号の虚数部とする。

【0081】

第2の信号はデコリレーション後の信号であるが、*decorrelation*の処理は演算量が大きいため、複素数での処理でなく実数の処理で行うことで演算量を少なくしてもよい。その場合、 $h_{11} * r_1 + h_{21} * r_2$ を1つ目の出力信号とし、 $h_{12} * r_1 + h_{22} * r_2$ を2つ目の出力信号とすればよい。

20

【0082】

以上のように本実施の形態によれば、第1の信号と、第1の信号から生成した第2の信号とを、2通りの混合の度合 (h_{11} と h_{21} の組み合わせで混合する場合と、 h_{12} と h_{22} の組み合わせで混合する場合の2通り)で混合することで2つの信号を生成する信号処理装置において、第1の信号から第2の信号を生成する生成手段と、混合の度合を決定する混合係数決定手段と、混合係数決定手段で決定された混合の度合に基づいて、第1の信号と第2の信号とを混合する混合手段とを有し、生成手段は、第1の信号を N ($N > 0$)単位時間遅延させる遅延手段と、遅延手段の出力信号を加工する複素数のAll Pass Filterと、複素数のAll Pass Filterでない第2のフィルタ手段とを備え、第2のフィルタ手段を、遅延手段と複素数All Pass Filterとのよって生成される信号より音の広がり感や残響感の少ない信号を生成するようにし、第1の信号が急峻に変動しているような信号であったり、特定の周波数帯域に強いエネルギーが集中している信号であったりした場合、第2の信号に加工手段の出力信号を多めに混ぜ合わせることによって、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり間が与えられ、良好なステレオ信号が得られると同時に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現できることとなる。

30

【0083】

また、第2のフィルタ手段を、入力の位相を90度あるいは、-90度回転させる処理とすることで、残響成分を非常に小さくでき、しかも入力と無相関な信号を非常に少ない演算量で作ることができる。

40

【0084】

また、第2のフィルタ手段を、実数に対するAll Pass Filterとすることによって、残響感を必要とする音源に対して残響感を与えることができるとともに、演算量を削減できることとなる。

【0085】

また、混合係数 h_{11} , h_{21} , h_{12} , h_{22} を

$$h_{11} = d_1 * (L + r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{12} = d_2 * (1 + L * r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{21} = d_1 * (1 - r^2)^{0.5} / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

50

$h_{22} = -h_{21}$ として求めることによって、複雑な三角関数の処理を一切用いなくて済むので、演算量やメモリを非常に少なくすることができる。

【0086】

また、 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} は、全て、位相差情報、レベル比情報のみから求められ、しかも、それらは量子化された符号化信号で与えられるので、その量子化値（整数値）そのものをインデックスとしたテーブルに予め計算された h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} の値を格納しておけば、容易にそれらの値を求めることができる。勿論、 h_{22} は、 $-h_{21}$ として求めればよいので、 h_{22} のためのテーブルは不要とできることはいうまでもない。

【0087】

なお、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位感が必要な場合は、All Pass Filterの次数を少なくすることで残響感を減らす観点からいえば、生成部30に代えて、図6に示される生成部31の構成であってもよい。ここで生成部31の構成部分のうち、生成部30の構成と対応する部分に同じ番号を付し、その詳細な説明を省略する。

【0088】

この生成部31は、遅延部301と、第1のフィルタ302と、合成部304との他、遅延部305と、第3のフィルタ306を備えて構成される。

【0089】

ここで、図2に示される生成部30においては、復号化部10から出力された第1の信号Sを遅延部301および第2のフィルタ303で加工するようにしていた。これに対して図6の生成部31では、復号化部10から出力された第1の信号Sを遅延部305と第3のフィルタ306とで加工するようにしている。

【0090】

第2の遅延部305は、第1の信号を n ($N > n > 0$) 単位時間遅延させる。第3のフィルタ306は、入力信号の位相を90度あるいは-90度回転させる。

【0091】

遅延部301や第1のフィルタ302は、音の空間的広がり感や残響感を与える効果があるが、それらが不要な場合、すなわち、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位感が必要である場合、遅延の量を少なくしたり、残響の量を少なくしたりすることが必要である。

【0092】

そのような場合は、遅延量が遅延部301より小さい第2の遅延部305を用い、さらに、残響感が少ない第3のフィルタを用いる。第2の遅延部305の遅延量は0でもよい。すなわち第2の遅延部305はなくてもよい。第3のフィルタ306は入力信号の位相を90度あるいは-90度回転させるものであるが、これは非常に少ない演算量で、入力信号と無相関でしかも遅延を伴わない信号が生成できるので、入力信号と無相関でしかもシャープな信号を生成する手段として利便性が高い。

【0093】

ここで、生成される信号が入力信号（第1の信号）と無相関であることは非常に重要である。なぜならば、もし相関の高い信号であれば、後段の混合部50による処理によって第1の信号と混合される際に、単にモノラル的な音（ステレオ感のない音）になってしまうからである。

【0094】

このようにして得られたフィルタ302からの出力信号と、第3のフィルタ306とは、合成部304において、音響的特徴量に応じて合成されるがその方法は前述と同じでよい。

【0095】

このようにすることで、残響感や音の広がり感が不要な場合は、シャープで定位がしっかりとした音を生成することができる。

10

20

30

40

50

【0096】

なお、本実施の形態では、音響的特徴量は、特徴量検出部20によって検出されるものとしたが、必ずしもその必要はなく、音響的特徴量を予め符号化したデータを受信するようにしてもよい。

【0097】

その場合の構成図は、図7のようになる。図2と図7との違いは、特徴量検出部20の代わりに、特徴量受信部21を備えていることだけである。特徴量受信部21は、第4の符号化信号として、入力信号の音響的特徴量を符号化したデータを受信する。例えば、第4の符号化信号は、特定の周波数帯域に強いエネルギーが集中している場合真となり、そうでない場合に偽となる符号化信号である。生成部30は、第4の符号化信号が真である場合は、残響成分の少ない信号（すなわち遅延量の少ないあるいは遅延のない信号に対しフィルタタップ長の短いフィルタで処理された信号か、位相を90度回転させた信号）を生成し、そうでない場合は、残響成分の多い信号（すなわち遅延量の多い信号に対しフィルタタップ長の長いフィルタで処理した信号）を生成する。そうすることによって、符号化装置側で意図した通りの処理が実施できるので、高音質な信号を生成できることとなる。この場合、合成部304は、単にセクタだけの機能で済むことはいうまでもない。

10

【0098】

（実施の形態2）

以下本発明の実施の形態2における信号処理装置3について図面を参照しながら説明する。

20

【0099】

ここで、本実施の形態2が、実施の形態1と大きく異なる点は、実施の形態1が、逐次入力される信号に応じて、第2の信号の生成の方法を逐次適応していたのに対して、本実施の形態2では、低域の周波数帯域の信号は音の残響感や広がり感に大きく寄与し、高域の周波数帯域の信号は音の残響感や広がり感にそれほど大きく寄与しないことを考慮し、演算量削減の観点で、低域と高域とで生成手段を変更するところである。

【0100】

図8は、本発明の実施の形態2における信号処理装置の構成を示す図である。なお、信号処理装置1, 2の構成と対応する部分に同じ番号を付し、その詳細な説明を省略する。

【0101】

本信号処理装置3は、2つのオーディオ信号をダウンミックスした信号を符号化した第1の符号化信号と、2つのオーディオ信号間のレベル比Lに応じて決まる値を符号化した第2の符号化信号と、2つのオーディオ信号間の位相差に応じて決まる値を符号化した第3の符号化信号と、からなるビットストリームをデコードする信号処理装置であり、図8に示されるように、第1の信号から第2の信号を生成する生成部32と、混合係数決定部40と、混合部50とを備える。

30

【0102】

ここで、第1の信号は、複数の周波数帯域からなる周波数信号であり、生成部32は、図8に示したように、それぞれの周波数帯域の信号を独立に処理して第2の信号を生成するものであり、例えば、低域の周波数帯域（例えば、0～2000Hz）の信号に対しては、遅延部301と第1のフィルタ302とによって信号を処理するが、高域の周波数帯域（例えば、2000～20000Hz）の信号に対しては、フィルタ等によって構成される加工部307のみによって信号を処理するように構成してもよい。

40

【0103】

また、低域の周波数帯域の信号に対する遅延量は、それより高域のものと比較して、同じか、それよりも大きい値となるようにしてもよい。また、低域の周波数帯域の信号に対する第1のフィルタ302のフィルタ次数は、それより高域（加工部307）のものと比較して、同じか、それよりも大きい値になるようにしてもよい。また、所定の帯域より高い帯域のフィルタ手段（加工部307）は、入力信号を90度か、-90度回転させる処理であってもよい。また、低域の周波数帯域の信号に対する第1のフィルタ302は、遅

50

延部301と複素数のAll Pass Filter手段とによって信号を処理し、高域の周波数帯域の信号に対するフィルタ手段(加工部307)は、遅延手段と実数のAll Pass Filter手段とによって信号を処理するようにしてもよい。

【0104】

以上のように構成された信号処理装置3の動作について以下説明する。

【0105】

まず、復号化部10で、第1の符号化信号を復号化し、第1の信号を生成する。ここで第1の符号化信号は、2つのオーディオ信号をダウンミックスしたモノラル信号を符号化したものであり、例えば、MPEG方式AAC規格のエンコーダで符号化されたものである。ここでは、このようなAAC規格の符号化信号を復号化して得られたPCM信号を複

10

【0106】

生成部32では、第1の信号から第2の信号を生成するが、それは以下のようにして行う。すなわち、第1の信号を構成する複数の周波数帯域のうち、低域(例えば、0~20 or 3kHz)の周波数帯域については、予め設定された値N単位時間だけ信号を遅延させ、そのようにして遅延させた信号に対し、次数がP次の複素数のAll Pass Filterの処理を実施する。ここで、All Pass Filterの処理は従来から知られているどのような方法でもよいが、例えば、前述の非特許文献1の8.6.4.5.2節の中で述べられているAll Pass Filterでよい。

20

【0107】

また、上で述べた周波数帯域より高い周波数帯域(例えば、20 or 3~20kHz)の信号に対しては、Nと同じかそれより小さい値n($N \geq n > 0$)の時間単位分だけ信号を遅延させ、そのようにして遅延させた信号に対し、次数がPと同じかそれより小さい値p($P \geq p > 0$)次のAll Pass Filterの加工処理を実施する。あるいは、All Pass Filterの処理でなく、入力信号を90度か-90度回転させる加工処理であってもよい。あるいは、実数のAll Pass Filterの処理であってもよい。

【0108】

要するに、低い周波数帯域の信号ほど多くの遅延と長いフィルタタップ数の複素数フィルタとで、音の広がり感と残響感を多く与え、高い周波数帯域の信号ほど少ない遅延と短いフィルタタップ数の複素数フィルタあるいは実数フィルタと処理をする。

30

【0109】

このようにする理由は、一般に、低域の周波数帯域の信号は音の残響感や広がり感に大きく寄与し音場の生成に大きな影響を与えるので十分な演算量を用いて処理し、高域成分については、残響感や広がり感にそれほど大きく寄与しないので、演算量削減の観点から処理を簡素化するという意図がある。

【0110】

また、このようにするもう1つの理由は、一般に、低域の周波数帯域の信号は音の残響感や広がり感に大きく寄与し、高域の周波数帯域の信号は音のシャープさに大きく寄与することを考慮したためである。勿論、細かい周波数帯域毎に精密に聴覚の知覚特性を分析しその結果に基づいた場合、必ずしも上記のように、低域から高域にいくに従って短調に値が減少するという方法に限定されるべきではない。ここで重要なことは、各周波数帯域毎に独立に制御されるということである。

40

【0111】

さて、このようにして生成された第2の信号と、第1の信号とは、混合係数決定部40で決定された混合係数を用いて、混合部50で混合されるが、その動作は、前述の実施の形態1で示したものと同一でよい。

【0112】

以上のように、本実施の形態によれば、第1の信号と、第1の信号から生成した第2の

50

信号とを、2通りの混合の度合（ h_{11} と h_{21} の組み合わせで混合する場合と、 h_{12} と h_{22} の組み合わせで混合する場合の2通り）で混合することで2つの信号を生成する信号処理装置において、第1の信号から第2の信号を生成する生成手段と、混合の度合を決定する混合係数決定手段と、混合係数決定手段で決定された混合の度合に基づいて、第1の信号と第2の信号とを混合する混合手段とを有し、生成手段は、第1の信号のうち、低い周波数帯域の信号については、比較的大きな値 N （ $N > 0$ ）単位時間遅延させる遅延手段と、比較的大きな値 P の次数を持つ複素数のAll Pass Filterとで信号を生成し、第1の信号のうち、高い周波数帯域の信号については、比較的小さな値 n 単位時間遅延させる遅延手段と（あるいは全然遅延させない）、比較的小さな値 p の次数を持つ実数のAll Pass Filterと（あるいは入力信号を90度あるいは90度回転させるだけ）で信号を生成するようにすることによって、モノラル化された信号から2chの信号を生成する際に、空間的な広がり間が与えられ、良好なステレオ信号が得られると同時に、音の時間的変動のシャープさや、音像のしっかりとした定位も実現できることとなり、しかも、高域の信号処理を簡素化できるので、演算量削減にも資することができる。

10

【0113】

なお、実施の形態2では、入力信号の性質にかかわらず、各周波数帯域信号の処理の方法（遅延量とフィルタ次数）は固定としたが、勿論このように限定する必要はなく、入力信号に応じて適宜切り替えてもよい。例えば、周波数帯域 T 以下の周波数帯域は遅延とAll Pass Filterの処理を行い、 T より上の周波数帯域は、遅延は0で、フィルタの処理は、入力信号を90度あるいは90度回転させるだけの処理にしておく、上記 T の値を、入力信号に応じて適宜切り替えてもよい。

20

【0114】

なお、上述の実施の形態1, 2では、混合係数 h_{11} , h_{21} , h_{12} , h_{22} を求める式において、ダウンミックスする前の元々の2つの信号のレベル比を L とし、ダウンミックスする前の元々の2つの信号の相関係数 r をもって $\cos(\quad)$ を代表させる値とし、当該 L と r とによって、混合係数 h_{11} , h_{21} , h_{12} , h_{22} を

$$h_{11} = d_1 * (L + r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{12} = d_2 * (1 + L * r) / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{21} = d_1 * (1 - r^2)^{0.5} / ((1 + L^2 + 2 * L * r)^{0.5})$$

$$h_{22} = -h_{21}$$

30

として求めたが、 r と L は、必ずしも、元々の2つの信号の間の関係を示すものでなくとも当該式は適用できる。

【0115】

例えば、近年広く研究開発が行われているバーチャルサラウンドの技術では、2つの信号の位相差と、レベル比を制御する（変更する）ことで、再生音場のサラウンド感を増すことができるとされている（例えば特願2005-161602）。例えば、レベル比を1.2倍し、位相差を $\quad/4$ 開かせることによって再生音場のサラウンド感を増そうとする場合、上記 r と L とを、下記のように変更した r' と L' とを改めて r , L として、上記の式に適用すれば、本実施の形態における信号処理装置によって再生された再生音はサラウンド感が増すこととなる。

40

【0116】

すなわち、

$$L' = 1.2 * L$$

$$r' = r * \cos(\quad/4) - (1 - r * r)^{0.5} * \sin(\quad/4)$$

で求められる L' と r' を改めて r , L とする。ここで、 r' を求める式は、

$$\cos(\quad + \quad/4) = \cos(\quad) * \cos(\quad/4) - \sin(\quad) * \sin(\quad/4)$$

の関係（三角関数の加法定理）から求めているが、位相角を回転させる方法としては、他のどのようなものであってもよい。

50

【0117】

また、本実施の形態1, 2では、2つの信号をダウンミックスしたモノラル信号を2つの信号に分離する処理を示したが、本願発明は、必ずしも2つの信号に関する処理に限定されない。例えば、元々は5.1ch(前方左(Lf)、前方右(Rf)、後方左(Ls)、後方右(Rs)、センター(C)、重低音(LFE))であった信号に対し、

LfとRfとをダウンミックスした信号をF、
LsとRsとをダウンミックスした信号をS、
CとLFEとをダウンミックスした信号をCL、
FとCLとをダウンミックスした信号をFCL、
FCLとSとをダウンミックスした信号をM、

10

として求めたモノラル信号Mを、上記過程の逆の過程を辿って分離する際の、それぞれの分離過程において、本実施の形態で示した処理過程を用いてもよい。

【0118】

勿論、複数のチャンネルの信号を少ないチャンネルにする上記の処理過程は、単なる一例に過ぎず、例えば、

LfとLsとをダウンミックスした信号をL、
RfとRsとをダウンミックスした信号をR、
CとLFEとをダウンミックスした信号をCL、
LとRとをダウンミックスした信号をLR、
LRとCLをダウンミックスした信号をM、

20

としてモノラル信号Mを求め、その逆の過程で分離してもよいことはいうまでもない。

【産業上の利用可能性】

【0119】

本発明に係る信号処理装置は、複数チャンネル間の位相差やレベル比を非常に少ないビット数で表現した符号化信号を、音響的特性を維持して復号でき、しかも少ない演算量で処理できるので、低ビットレートでの音楽放送サービスや音楽配信サービス、およびその受信機器、例えば携帯電話機や、デジタルオーディオプレーヤ等に適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0120】

【図1】図1は、従来の技術の基本構成を示す図である。

30

【図2】図2は、本実施の形態1における信号処理装置の構成を示す図である。

【図3】図3は、信号処理装置1が対象とするSpatial Codecについて説明するための図である。

【図4】図4は、レベル比情報と位相差情報を平行四辺形を用いて説明する図である。

【図5】図5は、図2に示されるテーブル41の構成例を示す図である。

【図6】図6は、生成部の他の構成例を示すブロック図である。

【図7】図7は、音響的特徴量を示す符号化データを受信する構成の実施の形態における信号処理装置の他の構成を示す図である。

【図8】図8は、本実施の形態2における信号処理装置の構成を示す図である。

【符号の説明】

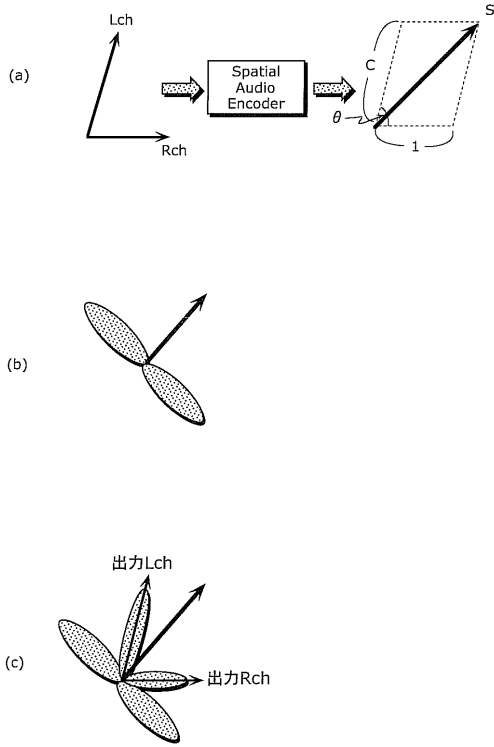
40

【0121】

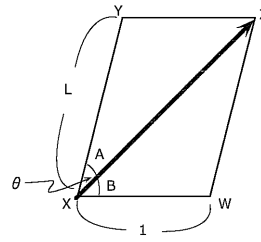
1, 2, 3 信号処理装置
10 復号化部
20 特徴量検出部
21 特徴量受信部
30, 31, 32 生成部
40 混合係数決定部
41, 42, 43 テーブル
50 混合部
301 遅延部

50

【図3】



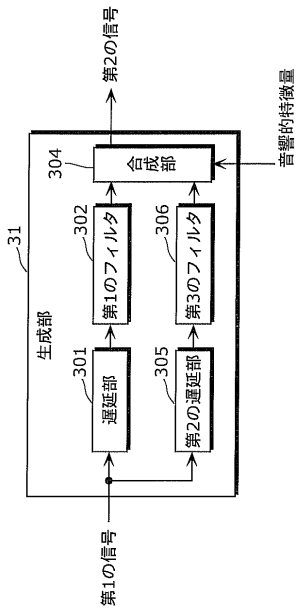
【図4】



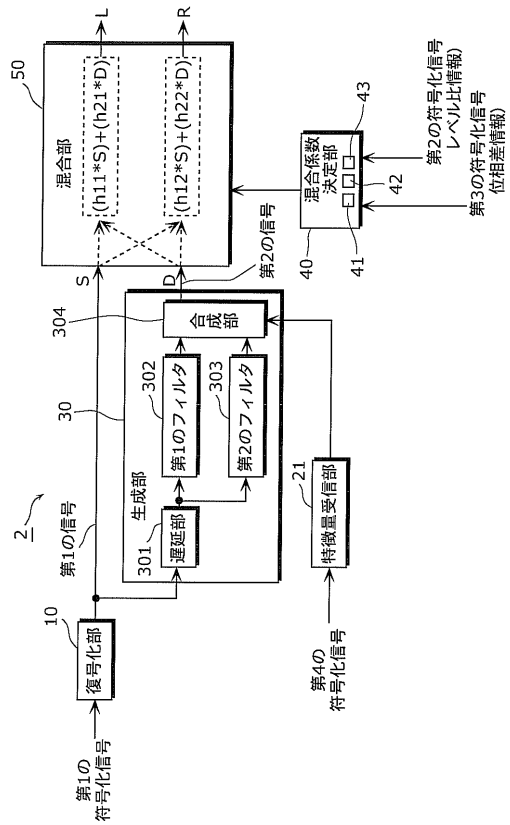
【図5】

アドレス		混合係数
qθ	qL	h11(h12, h13)
AAA	BBB	CCC
⋮	⋮	⋮

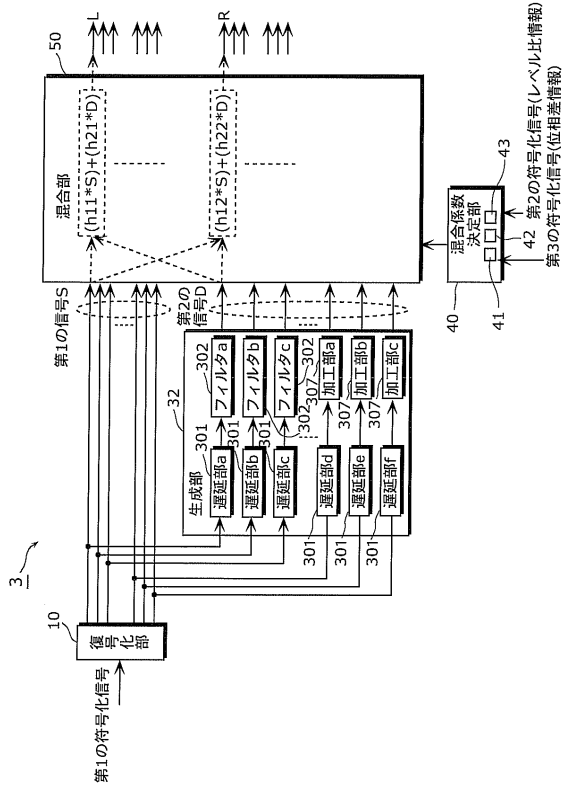
【図6】



【図7】



【 図 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 川村 明久

日本国大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

(72)発明者 小野 耕司郎

日本国大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 井上 健一

(56)参考文献 特表2005-523624(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G10L 19/00

H04S 5/02

H04S 5/00