

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4949477号
(P4949477)

(45) 発行日 平成24年6月6日 (2012. 6. 6)

(24) 登録日 平成24年3月16日 (2012. 3. 16)

(51) Int. Cl.

F I

HO 4 S 3/02 (2006. 01)

HO 4 R 5/027 (2006. 01)

HO 4 S 3/02

HO 4 R 5/027 Z

請求項の数 23 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2009-530372 (P2009-530372)	(73) 特許権者	507236292
(86) (22) 出願日	平成19年9月19日 (2007. 9. 19)		ドルビー ラボラトリーズ ライセンシン
(65) 公表番号	特表2010-504717 (P2010-504717A)		グ コーポレイション
(43) 公表日	平成22年2月12日 (2010. 2. 12)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94
(86) 国際出願番号	PCT/US2007/020284		103-4813 サンフランシスコ ポ
(87) 国際公開番号	W02008/039339		トレロ アベニュー 100
(87) 国際公開日	平成20年4月3日 (2008. 4. 3)	(74) 代理人	100070150
審査請求日	平成21年5月25日 (2009. 5. 25)		弁理士 伊東 忠彦
(31) 優先権主張番号	60/847, 322	(74) 代理人	100091214
(32) 優先日	平成18年9月25日 (2006. 9. 25)		弁理士 大貫 進介
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100107766
			弁理士 伊東 忠重
		(74) 代理人	100071010
			弁理士 山崎 行造

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高次角度項による信号を抽出することでマルチチャンネルオーディオ再生システムの空間分解能を改善したサウンドフィールド

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

サウンドフィールドを表すオーディオ信号の空間分解能を上げる方法であって、
ゼロ次及び1次の角度項による角度方向の関数として表した3以上の入力オーディオ信号を受け取るステップと、

前記サウンドフィールド中の音響エネルギーの角度方向の1次の項の正弦関数及び余弦関数として表現されたサウンドフィールドの統計的特性を導き出すために前記3以上の入力オーディオ信号を分析するステップと、

前記3以上の入力オーディオ信号の重み付けされた結合から2以上の処理された信号を導き出すステップであって、前記3以上の入力オーディオ信号は、前記統計的特性に従い重み付けされ、前記2以上の処理された信号は、2以上の次数の1以上の角度項による角度方向の関数としてのサウンドフィールドを表現することを特徴とする、ステップと、

ゼロ次及び1次以上の角度項による角度方向の関数として前記サウンドフィールドを表す5以上の出力オーディオ信号を出力するステップであって、該5以上の出力オーディオ信号は、前記3以上の入力オーディオ信号と前記2以上の処理された信号とからなることを特徴とするステップと、

を具備することを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記3以上の入力オーディオ信号を、それぞれ1次以下の角度項による方向的感度を持つ複数の音響変換器から受け取ることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

2 次の角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す 2 以上の信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

2 次及び 3 次の角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す 4 以上の処理された信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の方法。

【請求項 5】

2 以上の次数の 2 以上の 角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す 4 以上の処理された信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の方法。

10

【請求項 6】

前記統計的特性は、少なくとも一部は時間区間について計算した 3 以上の入力オーディオ信号の平均から導き出すことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 7】

前記入力信号はそれぞれサンプルにより表現され、前記統計的特性は、少なくとも一部はそれぞれの入力オーディオ信号の複数のサンプルの合計から導き出すことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 8】

20

前記統計的特性は、少なくとも一部は 3 以上の入力オーディオ信号から導き出された値に平滑フィルターを適用することにより導き出すことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 9】

3 以上の入力オーディオ信号の周波数に依存する統計的特性を導き出すことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 8 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 10】

周波数領域の係数を生成するために前記 3 以上の入力オーディオ信号にブロック変換を適用するステップと、

個々の周波数領域の係数又は周波数領域の係数のグループから周波数に依存する統計的特性を導き出すステップと、

30

前記周波数に依存する統計的特性に基づく周波数応答を有する 3 以上の入力オーディオ信号にフィルターを適用することにより 2 以上の処理された信号を導き出すステップと、
を具備することを特徴とする請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記周波数に依存する統計的特性に基づくインパルス応答を有する 3 以上の入力オーディオ信号にフィルターを適用することにより 2 以上の処理された信号を導き出すステップを具備することを特徴とする請求項 9 に記載の方法。

【請求項 12】

サウンドフィールドを表すオーディオ信号の空間分解能を上げる装置であって、
ゼロ次及び 1 次の角度項による角度方向の関数として表した 3 以上の入力オーディオ信号を受け取る手段と、

40

前記サウンドフィールド中の音響エネルギーの角度方向の 1 次の項の正弦関数及び余弦関数として表現されたサウンドフィールドの統計的特性を導き出すために前記 3 以上の入力オーディオ信号を分析する手段と、

前記 3 以上の入力オーディオ信号の重み付けされた結合から 2 以上の処理された信号を導き出す手段であって、前記 3 以上の入力オーディオ信号は、前記統計的特性に従い重み付けされ、前記 2 以上の処理された信号は、2 以上の次数の 1 以上の 角度項による角度方向の関数としてのサウンドフィールドを表現することを特徴とする、手段と、

ゼロ次及び 1 次以上の角度項による角度方向の関数として前記サウンドフィールドを表

50

す5以上の出力オーディオ信号を出力する手段であって、該5以上の出力オーディオ信号は、前記3以上の入力オーディオ信号と前記2以上の処理された信号とからなることを特徴とする手段と、

を具備することを特徴とする装置。

【請求項13】

前記3以上の入力オーディオ信号を、それぞれ1次以下の角度項による方向的感度を持つ複数の音響変換器から受け取ることを特徴とする請求項12に記載の装置。

【請求項14】

2次の角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す2以上の信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項12又は請求項13に記載の装置。

10

【請求項15】

2次及び3次の角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す4以上の処理された信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項12又は請求項13に記載の装置。

【請求項16】

2以上の次数の2以上の角度項による角度方向の関数としてサウンドフィールドを表す4以上の処理された信号を前記統計的特性から導き出すことを特徴とする請求項12又は請求項13に記載の装置。

【請求項17】

前記統計的特性は、少なくとも一部は時間区間について計算した3以上の入力オーディオ信号の平均から導き出すことを特徴とする請求項12乃至請求項16のいずれか1項に記載の装置。

20

【請求項18】

前記入力信号はそれぞれサンプルにより表現され、前記統計的特性は、少なくとも一部はそれぞれの入力オーディオ信号の複数のサンプルの合計から導き出すことを特徴とする請求項12乃至請求項16のいずれか1項に記載の装置。

【請求項19】

前記統計的特性は、少なくとも一部は3以上の入力オーディオ信号から導き出された値に平滑フィルターを適用することにより導き出すことを特徴とする請求項12乃至請求項16のいずれか1項に記載の装置。

30

【請求項20】

3以上の入力オーディオ信号の周波数に依存する統計的特性を導き出すことを特徴とする請求項12乃至請求項19のいずれか1項に記載の装置。

【請求項21】

周波数領域の係数を生成するために前記3以上の入力オーディオ信号にブロック変換を適用する手段と、

個々の周波数領域の係数又は周波数領域の係数のグループから周波数に依存する統計的特性を導き出す手段と、

前記周波数に依存する統計的特性に基づく周波数応答を有する3以上の入力オーディオ信号にフィルターを適用することにより2以上の処理された信号を導き出す手段と、

40

を具備することを特徴とする請求項20に記載の装置。

【請求項22】

前記周波数に依存する統計的特性に基づくインパルス応答を有する3以上の入力オーディオ信号にフィルターを適用することにより2以上の処理された信号を導き出す手段を具備することを特徴とする請求項20に記載の装置。

【請求項23】

装置に実行させることのできる命令プログラムを記憶させた記憶媒体であって、該命令プログラムを履行することにより請求項1乃至請求項11に記載の方法を該装置が実行することを特徴とする記憶媒体。

【発明の詳細な説明】

50

【技術分野】

【0001】

本発明一般にオーディオに関し、さらに詳細には、マルチチャンネルオーディオ再生システムにより再生される低空間分解能のオーディオ信号の知覚できる空間分解能を改善するために用いることのできる装置及び技術に関する。

【背景技術】

【0002】

マルチチャンネルオーディオ再生システムは、リスナーを取り巻く複数のラウドスピーカの能力を活用することにより、音楽演奏やスポーツイベントのような音響イベントの聴覚を正確に再現する能力を提供する。この再生システムは、サウンドがくる見かけ上の方向の感覚のみならず、そのような音響事象に伴い発生することが予想される反響をも再現する多次元サウンドフィールドも生成する。

10

【0003】

スポーツイベントにおいて、例えば、観客は一般に、競技場の選手達からの方向性を持ったサウンドはそのサウンドを包み込む他の観客からのサウンドを伴っていることを期待するであろう。イベントでのこのような聴覚的感覚を正確に再現するためにはこのようなサウンドを包み込むサウンドが不可欠である。同様に、室内のコンサートにおける聴覚的感覚は、コンサートホールの反響効果を再現することなしに再現することはできない。

【0004】

再生システムで再現された聴覚的感覚の真実度は、再生された信号の空間分解能により影響される。一般に空間分解能が上がるにつれて、再生の精度が上がる。消費者及び商業的なオーディオ再生システムでは、しばしば多数のラウドスピーカを用いるが、残念ながら、それで再生するオーディオ信号は比較的低い空間分解能をもっていることがある。多くの放送された、或いは記憶されたオーディオ信号は、要求されるものより低い空間分解能を有する。その結果、再生システムにより達成することのできる真実度は、再生するオーディオ信号の空間分解能により制限されてしまうことがある。必要とされるのは、オーディオ信号の空間分解能を上げる方法である。

20

【発明の概要】

【0005】

本願発明の目的は、多次元サウンドフィールドを表現するオーディオ信号の空間分解能を上げることである。

30

【0006】

この目的は、本明細書に記載された発明により達成される。本発明の1つの特徴によれば、サウンドフィールド中の音響エネルギーの1以上の角度方向における統計的特性が、ゼロ次角度項及び1次角度項による角度方向の関数としての、サウンドフィールドを表現する3以上の入力オーディオ信号を分析することにより導き出される。2以上の処理された信号が3以上の入力信号の重み付けされた結合から導き出される。3以上のオーディオ信号は前記統計的特性に従い重み付けされて結合される。2以上の処理された信号は、1次以上の次数の2以上の角度項による角度方向の関数としての、サウンドフィールドを表現する。3以上の入力オーディオ信号及び2以上の処理された信号は、ゼロ次及び1次以上の次数の角度項による角度方向の関数としての、サウンドフィールドを表現する。

40

【0007】

本願発明の種々の特徴及び好ましい実施の形態は、以下の説明及び類似の参照番号は類似する要素を表す以下の図面を参照することによりよく理解されるであろう。以下の説明及び図面の内容は、例示であって、本願発明の技術的範囲を限定するためのものではない。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】マイクロフォンシステムにより捕捉され、続いて、再生システム再生される音響事象の概略図である。

50

【図 2】リスナーとサウンドの見かけ方位角を示す。

【図 3】方向に対する聴覚的感覚を生じさせるためにラウドスピーカに信号を配信する典型的な再生システム部分を示す。

【図 4】仮想的な再生システムにおける 2 個の隣り合うラウドスピーカのチャンネルに対するゲインをグラフで示したものである。

【図 5】1 次の信号から結果的に得られた空間分解能における方向を示すゲイン関数をグラフで示したものである。

【図 6】3 次の信号を含むゲイン関数をグラフで示したものである。

【図 7 A】仮想的な典型的再生システムの概略図である。

【図 7 B】仮想的な典型的再生システムの概略図である。

【図 7 C】仮想的な典型的再生システムの概略図である。

【図 7 D】仮想的な典型的再生システムの概略図である。

【図 8】3 チャンネル (W, X, Y) B フォーマット信号から高次の項を導き出す方法の概略ブロック図である。

【図 9】3 チャンネル (W, X, Y) B フォーマット信号から高次の項を導き出す方法の概略ブロック図である。

【図 10】3 チャンネル B フォーマット信号から統計的特性を導き出すために用いることができる回路の概略ブロック図である。

【図 11】3 チャンネル B フォーマット信号から統計的特性を導き出すために用いることができる回路の概略ブロック図である。

【図 12】3 チャンネル B フォーマット信号から統計的特性を導き出すために用いることができる回路の概略ブロック図である。

【図 13】3 チャンネル B フォーマット信号の統計的特性から 2 次及び 3 次信号を生成するために用いることのできる回路の概略ブロック図を示す。

【図 14】本発明の種々の特徴を組み込んだマイクロフォンシステムの概略ブロック図である。

【図 15 A】代替的な、マイクロフォンシステムにおける変換器の概略ブロック図である。

【図 15 B】代替的な、マイクロフォンシステムにおける変換器の概略ブロック図である。

【図 16】再生システムにおけるラウドスピーカチャンネルの仮想的なゲイン関数をグラフで示したものである。

【図 17】本発明の種々の特徴を実施するために用いることのできる装置の概略ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

A. 序

図 1 は、マイクロフォンシステム 15 により捕捉された、本発明の特徴を組み込んだ音響事象 10 とデコーダ 17 を概念的に示すものである。デコーダ 17 は、受け取った信号を処理し、機能強化した空間分解能をもつ処理済み信号を生成する。処理済み信号は、その音響事象を体験することのできる聴覚的感覚の正確に再現するために、1 人以上のリスナーの近くに配置した、配列を形成するラウドスピーカシステムにより再生される。マイクロフォンシステム 15 は、直接的なサウンド波形 13 と、部屋又はコンサートホールのような音響環境における 1 以上の壁面から反射して来た、その後到達する間接的なサウンド波形 14 との両方を捕捉する。

【0010】

1 つの実施の形態において、マイクロフォンシステム 15 は、B フォーマットとして知られるアンビソニック 4 チャンネル信号フォーマット (W, X, Y, Z) に適合するオーディオ信号を提供する。英国、Wakefield、SoundField Ltd. の SPS 422 B マイクロフォンシステム及び MKV マイクロフォンシステムがこれに用い

10

20

30

40

50

ることのできる2つの例である。Sound Fieldのマイクロフォンシステムを用いた実施の形態の詳細を以下に説明する。必要に応じて、本発明の範囲から逸脱することなく、他のマイクロフォンシステム及び信号フォーマットを用いることができる。

【0011】

4チャンネル(W, X, Y, Z)Bフォーマット信号を、4つの同時的な音響変換器の配列により取得することができる。概念的には、1つの変換器は全方位となり、3個の変換器は、互いに直行する、指向性のある双極子パターンを有する。多くのBフォーマットマイクロフォンシステムは4つの変換器の出力にตอบสนองして4チャンネルのBフォーマット信号を生成する、四面体配置の4つの方向を持つ音響変換器と信号プロセッサとで構成される。Wチャンネル信号は全方位サウンド波形を表し、X, Y, Zチャンネルは、一般に1次の角度項 θ を持つ角度方向の関数として表示される3つの互いに直行する方向のサウンド波形を表す。X軸は、リスナーに対して後ろから前に水平方向に配置され、Y軸は、リスナーに対して右から左に水平方向に配置され、Z軸は、リスナーに対して垂直に上向きに配置される。X軸とY軸は図2に示されている。図2には、ベクトル(x, y)で表すことのできる、サウンドの見かけの方向角も示されている。ベクトルに単位長を持たせることにより、以下のように表される。

10

【数1】

$$x^2 + y^2 = 1 \quad (1)$$

$$(x, y) = (\cos \theta, \sin \theta) \quad (2)$$

20

【0012】

4チャンネルBフォーマット信号は、サウンドフィールドについての4次元情報に変換することができる。サウンドフィールドについて、2次元の情報のみを必要とするアプリケーションでは、Zチャンネルを除いた3チャンネル(W, X, Y)Bフォーマット信号を用いることができる。本発明の種々の特徴は、2次元再生システム及び3次元再生システムに用いることができるが、以下の説明では特に、2次元のアプリケーションについてさらに説明する。

【0013】

B. 信号パンニング

30

図3は、リスナー12の周りに8個のラウドスピーカを置いた典型的な再生システムの部分を示している。図は、見かけ上の方向がそれぞれP'とQ'である2つのサウンドを表す2つの入力信号PとQにตอบสนองして、システムがサウンドフィールドを生成している状態を示している。パンナー部分33は、入力信号PとQとを処理して、方向を持った聴覚的感覚を再現させるために、ラウドスピーカチャンネルに処理した信号を分配し或いはパンさせる。パンナー部分33は、多数の処理に用いることができる。用いることができる1つの処理は、ニアレストスピーカアンプリチュードパン(Nearest Speaker Amplitude Pan(NSAP))として知られる処理に用いることができる。

【0014】

40

NSAP処理では、リスナー又はリスニング領域に対する見かけ上のサウンドの方向及びラウドスピーカの位置に応じて、各ラウドスピーカのチャンネルのゲインを適合させてラウドスピーカチャンネルに信号を分配する。2次元システムでは、例えば、信号Pのゲインは、この信号が表すサウンドの見かけ上の方向の方位角 θ_P と、見かけ上の方向 θ_P の両側に位置するそれぞれ2つのラウドスピーカSF及びSEの方位角 θ_F 及び θ_E と、の関数から得られる。1つの実施の形態において、これらの直近2個のラウドスピーカへのチャンネル以外のすべてのラウドスピーカチャンネルのゲインはゼロにセットされ、直近2個のラウドスピーカへのチャンネルのゲインは以下の式で計算される。

【数 2】

$$Gain_{SE}(\theta_P) = \frac{|\theta_P - \theta_F|}{|\theta_E - \theta_F|} \quad (3a)$$

$$Gain_{SF}(\theta_P) = \frac{|\theta_P - \theta_E|}{|\theta_E - \theta_F|} \quad (3b)$$

【0015】

同様の計算が他の信号のゲインを取得するために用いられる。信号Qは、この信号により表現されるサウンドの見かけ上の方向 θ_Q が1つのラウドスピーカSCにより位置決めされる特別な場合である。ラウドスピーカSB又はSDのどちらかを、ラウドスピーカに2番目に近いものとして選択することができる。式(1a)及び式(1b)からわかるように、ラウドスピーカSCのチャンネルのゲインは1に等しく、他のすべてのラウドスピーカチャンネルのゲインはゼロである。

10

【0016】

ラウドスピーカチャンネルのゲインは、方位角の関数としてプロットすることができる。図4で示したグラフは、ラウドスピーカSEとSFがお互いに別々で、直近のスピーカと45度の角度を隔てている図3で示したシステムにおけるラウドスピーカSEとSFのチャンネルのゲイン関数を示す。方位角は、図2に示した座標システムの形式で表している。信号Pで表されるようなサウンドの見かけ上の方向が135度と180度との間となると、ラウドスピーカSEとSFのゲインがゼロと1の間となり、システム中の他のすべてのラウドスピーカのゲインがゼロに設定される。

20

【0017】

C. マイクロフォンのゲインパターン

これらのシステムでは、元の音響事象の聴覚的感覚を正確に再現することのできるサウンドフィールドを生成するための離散的な方向のサウンドを表現する信号に、このNSAPプロセスを適用することができる。残念ながら、マイクロフォンシステムは、離散的な方向で、サウンドを表現する信号を提供することはない。

【0018】

30

音響事象10がマイクロフォンシステム15で捕捉されるとき、一般に、サウンド波13, 14は、相異なる多数の方向からマイクロフォンシステムに到達する。上述のSound Field社のマイクロフォンシステムは、Bフォーマットに準拠する信号を生成する。4チャンネル(W, X, Y, Z)Bフォーマット信号を、方向角の関数で表されるサウンドフィールドの3次元特性を伝達するために生成することができる。Zチャンネルの信号を無視することで、3チャンネル(W, X, Y)Bフォーマット信号を、方向角の関数で表されるサウンドフィールドの2次元特性を表現するために取得することができる。必要なのは、離散的な方向で表現したサウンドの信号に適用されるNSAP処理により実行することのできるものに類似の空間精度で、聴覚的感覚を再現できるように、これらの信号を処理する方法である。これだけの空間精度を達成するための能力は、マイクロフォンシステム15により提供される信号の空間分解能により妨げられる。

40

【0019】

マイクロフォンシステムから得られる信号の空間分解能は、マイクロフォンシステムの方向に対する実際の感度が理想のパターンにどの程度準拠しているかによって決まる一方、理想のパターンは、マイクロフォンシステム内の音響変換器の方向に対する実際の感度のパターンによって決まる。音響変換器の方向に対する実際の感度のパターンは、理想のパターンからかけ離れていることがあるが、信号処理により理想のパターンからの乖離を埋め合わせることができる。また信号処理により、変換器の出力信号を、Bフォーマットのような、要求されるフォーマットに変換することができる。変換器/プロセッサシステムの信号フォーマットを含む効率的な方向に対するパターンは、変換器の方向に対する

50

感度と信号処理との結合結果である。上述した Sound Field Ltd. のマイクロフォンシステムはこのような方法をおこなう例である。効率的な方向に対するパターンをどのように実現するかは重要ではないので、この実施の詳細は、本発明にとって本質的ではない。以下の説明において、「方向に対するパターン」及び「方向性」のようは用語は、サウンドフィールドを捕捉するのに用いる変換器又は変換器／プロセッサシステムの結合の効率的な方向に対する感度をいう。

【 0 0 2 0 】

変換器の感度の２次元的な方向に対するパターンは、方向角の関数であるゲインパターンとして記述することができ、以下の数式のどちらかで表現することのできる形を持つことができる。

10

【 数 3 】

$$Gain(a, \theta) = (1-a) + a \cdot \cos \theta \quad (4a)$$

$$Gain(a, \theta) = (1-a) + a \cdot \sin \theta \quad (4b)$$

【 0 0 2 1 】

ここで、

全方位ゲインパターンに対して、 $a = 0$

20

カーゴイド型ゲインパターンに対して、 $a = 0.5$

8の字型ゲインパターンに対して、 $a = 1$

となる。

【 0 0 2 2 】

これらのパターンは、１次の角度項 θ の方向角の関数として表され、ここで、１次のゲインパターンと称する。

【 0 0 2 3 】

一般的な実施の形態において、マイクロフォンシステム 15 は、サウンドフィールドの２次元又は３次元の情報を伝達する、３チャンネル（W, X, Y）Bフォーマット信号又は４チャンネル（W, X, Y, Z）Bフォーマット信号を提供するために、１次のゲインパターンをもつ３つ又は４つの変換器を用いる。式（４a）及び（４b）を参照して、３つのBフォーマット信号チャンネル（W, X, Y）のそれぞれのゲインは以下のように表される。

30

【 数 4 】

$$Gain_w(\theta) = Gain(a=0, \theta) = 1 \quad (5a)$$

$$Gain_x(\theta) = Gain(a=1, \theta) = \cos \theta = x \quad (5b)$$

$$Gain_y(\theta) = Gain(a=1, \theta) = \sin \theta = y \quad (5c)$$

40

【 0 0 2 4 】

ここで、Wチャンネルは、 $a = 0$ で示されるような全方位ゼロ次のゲインパターンをもち、Xチャンネル及びYチャンネルは、 $a = 1$ で示されるような8の字型の１次のゲインパターンをもつ。

【 0 0 2 5 】

D．再生システム分解能

再生のための配列においてラウドスピーカの数と配置は、再現されたサウンドフィールドの知覚できる空間分解能に影響を与えることがある。ここでは8個の同じ間隔で配置したラウドスピーカを持つシステムについて説明・開示するが、この配置は単なる例示に過ぎない。リスナーを取り巻くサウンドフィールドを再現するために少なくとも3個のラウ

50

ドスピーカが必要であるが一般には5以上のラウドスピーカがあることが好ましい。再生システムの好ましい実施の形態において、デコーダ17は各ラウドスピーカに対して、他の出力信号とからできるだけデコリレートした出力信号を出力する。デコリレーションのレベルを高くすることにより、スイートスポットと一般に称される位置の外側にいるリスナーに生じる局在化の問題を避け、広いリスニング範囲で近くされるサウンドの方向が安定する。

【0026】

本発明に係る再生システムの1つの実施の形態において、デコーダ17は、1以上のラウドスピーカに伝達される高次の角度項を持つ方向の関数としてのサウンドフィールドを表す処理済みの信号を導き出すために、ゼロ次及び1次の角度項のみを持つ方向の関数としてのサウンドフィールドを表す3チャンネル(W, X, Y, Z) Bフォーマット信号を処理する。従来のシステムにおいて、デコーダ17は、Bフォーマットチャンネルのそれぞれからの信号を、ラウドスピーカ位置に基づき選択されたゲイン係数を用いて各ラウドスピーカにそれぞれ処理済みの信号に混合する。残念ながら、このような混合処理は、上述したような一般的なNSAP処理に用いるゲイン関数のような高い空間分解能を提供するものではない。例えば、図5に示したグラフは、1次のBフォーマット信号の線形混合から得られたゲイン関数の空間分解能の劣化を示している。

【0027】

この空間分解能の劣化の原因は、振幅RをもつサウンドPの正確な方位角 θ_p がマイクロフォンシステム15により測定されていないことで説明することができる。その代わり、マイクロフォンシステム15は、ゼロ次及び1次の角度項の方向の関数としてサウンドフィールドを表す $W = R$, $X = R \cdot \cos \theta_p$ 及び $Y = R \cdot \sin \theta_p$ の3つの信号を記録する。例えばラウドスピーカSEのために生成された処理された信号は、Wチャンネル信号, Xチャンネル信号, 及びYチャンネル信号の線形結合により成り立っている。

【0028】

混合処理のためのゲイン曲線は、望ましいNSAPゲイン関数の低次のフーリエ近似としてみることができる。例えば、図4に示したSEラウドスピーカチャンネルについてのNSAPゲイン関数は、フーリエ級数ゲインとして、

【数5】

$$Gain_{SE}(\theta) = a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta + a_3 \cos 3\theta + b_3 \sin 3\theta + \dots \quad (6)$$

【0029】

のように表すことができるが、標準的なデコーダでは、2次以上の項は省略し、以下のように表現できる。

【数6】

$$Gain_{SE}(\theta) = a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta \quad (7)$$

【0030】

デコーダ17についての処理関数の空間分解能は、高次の項を持つ方向の関数としてサウンドフィールドを表現する信号を含めることにより増加させることができる。例えば、3次までの項まで含むSEラウドスピーカチャンネルについてのゲイン関数は、以下のように表現できる。

【数7】

$$Gain_{SE}(\theta) = a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta + a_3 \cos 3\theta + b_3 \sin 3\theta \quad (8)$$

【0031】

3次の項を含むゲイン関数は、図6に示すように望ましいNSAPゲイン曲線により近似

させることができる。

【 0 0 3 2 】

2 次及び 3 次の角度項は、2 次及び 3 次のサウンドフィールド成分を捕捉するマイクロフォンシステムを用いることにより取得することができるが、これは、2 次及び 3 次の方向に対する感度パターンをもつ音響変換器を必要とする。高次の方向に対する感度をもつ変換器は作ることが非常に難しい。加えて、この方法は、1 次の方向に対する感度パターンをもつ変換器を用いて記録した信号を再生するのには何の解決にもならない。

【 0 0 3 3 】

図 7 A ~ 図 7 D に示す概略ブロック図は、異なった形式の入力信号に応答して多次元サウンドフィールドを生成するために用いることのできる、相異なる仮想的な再生システムを示す。図 7 A に示した再生システムにより、8 個の離散的な入力信号に応答して 8 個のラウドスピーカが動作する。図 7 B 及び図 7 C に示した再生システムにより、入力信号のフォーマットに適したデコーディング処理をおこなうデコーダ 17 を用いて、それぞれ、1 次及び 3 次の B フォーマット入力信号に応答して 8 個のラウドスピーカが動作する。図 7 D に示した再生システムには、2 次及び 3 次のゲインパターンをもつ変換器を用いたマイクロフォンシステムから取得することができる信号に近似する処理信号を導き出すためにゼロ次と 1 次の 3 チャンネル (W, X, Y) B フォーマット信号をデコーダ 17 が処理する、本発明の種々の特徴を組み込まれている。以下の説明では、これらの処理信号を導き出すために用いることのできるいろいろな方法を説明する。

【 0 0 3 4 】

E . 高次の項の導出

高次の角度項を導き出すための 2 つの基本的な方法について以下に記載する。1 番目の方法では、広帯域信号についての角度項を導き出す。2 番目の方法は、周波数サブ帯域についての角度項を導き出す、1 番目の方法を変形したものである。これらの技術は、高次の項の成分を持つ信号を生成するために用いることができる。加えて、これらの技術は、3 次元のアプリケーションに対する 4 チャンネル B フォーマット信号に適用することができる。

【 0 0 3 5 】

1 . 広帯域アプローチ

図 8 は、3 チャンネル (W, X, Y) B フォーマット信号から高次の項を導き出すための広帯域アプローチの概略ブロック図である。ここで、

【 数 8 】

$C_1 = \text{an estimate of } \cos \theta(t);$

$S_1 = \text{an estimate of } \sin \theta(t);$

$C_2 = \text{an estimate of } \cos 2\theta(t);$

$S_2 = \text{an estimate of } \sin 2\theta(t).$

【 0 0 3 6 】

のように表される 4 個の統計的特性は、B フォーマット信号を分析することにより取得されるものであり、これらの特性は、2 次及び 3 次の項の推定値を生成するために用いられ、以下のように表される。

【数 9】

$$X_2 = \textit{Signal} \cdot \cos 2\theta(t)$$

$$Y_2 = \textit{Signal} \cdot \sin 2\theta(t)$$

$$X_3 = \textit{Signal} \cdot \cos 3\theta(t)$$

$$Y_3 = \textit{Signal} \cdot \sin 3\theta(t)$$

10

【0037】

4個の統計的特性を取得する技術では、任意の時刻 t において、マイクロフォンシステム 15 で生じた音響エネルギー事象は、単一の角度方向から到達すると仮定し、これにより、方向角を $\theta(t)$ で表すことのできる時間の関数とみなす。その結果、Wチャンネル、Xチャンネル、及びYチャンネルは、基本的に以下のような形になるとみなされる。

【数 10】

$$W = \textit{Signal}$$

20

$$X = \textit{Signal} \cdot \cos \theta(t)$$

$$Y = \textit{Signal} \cdot \sin \theta(t)$$

【0038】

音響エネルギーの角度方向に対する4個の統計的特性の推定は、以下に示した式(9a)～(9d)から導き出すことができ、ここで、表記 $A_v(x)$ は、信号 x の平均値を表す。この平均値は、信号特性が著しく変化する期間と比較して短い期間について計算してもよい。

30

【数 1 1】

$$C_1 = \frac{2Av(W \times X)}{Av(W^2) + Av(X^2) + Av(Y^2)} \quad (9a)$$

$$= \frac{2Av(Signal \cdot Signal \cdot \cos \theta)}{Av(Signal^2 + Signal^2 \cdot \cos^2 \theta + Signal^2 \cdot \sin^2 \theta)} = \cos \theta$$

$$S_1 = \frac{2Av(W \times Y)}{Av(W^2) + Av(X^2) + Av(Y^2)} \quad (9b)$$

$$= \frac{2Av(Signal \cdot Signal \cdot \sin \theta)}{Av(Signal^2 + Signal^2 \cdot \cos^2 \theta + Signal^2 \cdot \sin^2 \theta)} = \sin \theta$$

10

$$C_2 = \frac{2Av(X^2) - 2Av(Y^2)}{Av(W^2) + Av(X^2) + Av(Y^2)} \quad (9c)$$

$$= \frac{2Av(Signal^2 \cdot \cos^2 \theta - Signal^2 \cdot \sin^2 \theta)}{Av(Signal^2 + Signal^2 \cdot \cos^2 \theta + Signal^2 \cdot \sin^2 \theta)} = \cos^2 \theta - \sin^2 \theta = \cos 2\theta$$

20

$$S_2 = \frac{4Av(X \times Y)}{Av(W^2) + Av(X^2) + Av(Y^2)} \quad (9d)$$

$$= \frac{4Av(Signal^2 \cdot \cos \theta \cdot \sin \theta)}{Av(Signal^2 + Signal^2 \cdot \cos^2 \theta + Signal^2 \cdot \sin^2 \theta)} = 2 \cos \theta \cdot \sin \theta = \sin 2\theta$$

【0039】

以下に示すように、4つの統計的特性 S_1 , C_1 , S_2 , C_2 の推定値を取得するために他の技法を用いることもできる。

【0040】

30

上述の4つの信号 X_2 , Y_2 , X_3 , Y_3 は、この4つの統計的特性を重み付けとして用い、以下の三角関数の恒等式を用いて、Wチャンネル信号、Xチャンネル信号、及びYチャンネル信号の重み付け結合から生成することができる。

【数 1 2】

$$\cos 2\theta \equiv \cos^2 \theta - \sin^2 \theta$$

$$\sin 2\theta \equiv 2 \cos \theta \cdot \sin \theta$$

$$\cos 3\theta \equiv \cos \theta \cdot \cos 2\theta - \sin \theta \cdot \sin 2\theta$$

40

$$\sin 3\theta \equiv \cos \theta \cdot \sin 2\theta + \sin \theta \cdot \cos 2\theta$$

【0041】

X_2 信号は、以下の重み付け結合のいずれからでも得ることができる。

【数 1 3】

$$X_2 = \text{Signal} \cdot \cos 2\theta = W \cdot C_2 \quad (10a)$$

$$X_2 = \text{Signal} \cdot \cos 2\theta = \text{Signal} \cdot (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) = X \cdot C_1 - Y \cdot S_1 \quad (10b)$$

$$X_2 = \frac{1}{2}(W \cdot C_2 + X \cdot C_1 - Y \cdot S_1) \quad (10c)$$

【0 0 4 2】

式(10c)で計算された値は、最初の2つの表現の平均である。Y₂信号は、以下の重み付け結合のいずれからでも得ることができる。

10

【数 1 4】

$$Y_2 = \text{Signal} \cdot \sin 2\theta = W \cdot S_2 \quad (11a)$$

$$Y_2 = \text{Signal} \cdot \sin 2\theta = \text{Signal} \cdot (2 \cos \theta \cdot \sin \theta) = X \cdot S_1 + Y \cdot C_1 \quad (11b)$$

$$Y_2 = \frac{1}{2}(W \cdot S_2 + X \cdot S_1 + Y \cdot C_1) \quad (11c)$$

【0 0 4 3】

式(11c)で計算された値は、最初の2つの表現の平均である。3次の信号は、以下の重み付け結合で得ることができる。

20

【数 1 5】

$$X_3 = \text{Signal} \cdot \cos 3\theta = X \cdot C_2 - Y \cdot S_2 \quad (12)$$

$$Y_3 = \text{Signal} \cdot \cos 3\theta = X \cdot S_2 + Y \cdot C_2 \quad (13)$$

【0 0 4 4】

他の重み付け結合は、4つの信号X₂, Y₂, X₃, Y₃の計算に用いることができる。上述の式は、使うことのできる計算式の例を示しているだけである。

【0 0 4 5】

統計的特性を導き出すために他の技術を用いることができる。例えば、もし処理リソースが十分あるのなら、以下の式からC₁を取得することも現実的となる。

30

【数 1 6】

$$C_1(n) = \frac{2 \sum_{k=0}^{K-1} W(n-k) \cdot X(n-k)}{\sum_{k=0}^{K-1} (W(n-k)^2 + X(n-k)^2 + Y(n-k)^2)} \quad (14a)$$

【0 0 4 6】

この式では、先のKのサンプルについてWチャンネル信号, Xチャンネル信号, 及びYチャンネル信号を分析することにより、サンプルnにおけるC₁の値を計算する。

40

【0 0 4 7】

C₁を取得することのできる他の技術は、以下の式に示すように、式(14a)の有限和の代わりに1次の再帰的なフィルターを用いて計算するものである。

【数 1 7】

$$C_1(n) = \frac{2 \sum_{k=0}^{\infty} W(n-k) \cdot X(n-k) \cdot (1-\alpha)^k}{\sum_{k=0}^{\infty} (W(n-k)^2 + X(n-k)^2 + Y(n-k)^2) \cdot (1-\alpha)^k} \quad (14b)$$

【0048】

平滑フィルターの時定数は係数 α により定まる。この計算では図 10 に示したブロック図に示されるような処理がなされる。式 (14b) の表現における分母がゼロになるときに起こるゼロでわり算することによるエラーは、式に示すように分母に小さな値 ε を加算することにより避けることができる。これにより式は以下のように少し変形される。

10

【数 1 8】

$$C_1(n) = \frac{2 \sum_{k=0}^{\infty} W(n-k) \cdot X(n-k) \cdot (1-\alpha)^k}{\sum_{k=0}^{\infty} (W(n-k)^2 + X(n-k)^2 + Y(n-k)^2 + \varepsilon) \cdot (1-\alpha)^k} \quad (14c)$$

【0049】

ゼロで割り算することによるエラーは、図 11 に示したフィードバックループを用いることによっても避けることができる。この技術は先の推定値 $C_1(n-1)$ を用いて以下のエラー関数を計算する。

20

【数 1 9】

$$Err(n) = 2W(n) \cdot X(n) - C_1(n-1) \cdot (W(n)^2 + X(n)^2 + Y(n)^2 + \varepsilon) \quad (15)$$

【0050】

エラー関数の値がゼロより大きい場合は、先の推定値 C_1 が小さすぎ、 $\text{signum}(Err(n))$ の値が 1 となり、調整値が α_1 に等しくなることにより推定値が増加する。エラー関数の値がゼロより小さい場合は、先の推定値 C_1 が大きすぎ、 $\text{signum}(Err(n))$ の値が -1 となり、調整値が α_1 に等しくなることにより推定値が減少する。エラー関数の値がゼロの場合は、先の推定値 C_1 は適切であり、関数 $\text{signum}(Err(n))$ はゼロであり、推定値は変化しない。 C_1 の粗い推定値は、図 11 に示したブロック図の左下部に示した記憶要素すなわち時間遅れ要素で生成され、平滑化したこの推定値は、このブロック図の右下部分の C_1 で示した出力で生成される。平滑化フィルターの時定数は α_2 により定まる。

30

【0051】

4 つの統計的特性 C_1, S_1, C_2, S_2 は、図 12 のブロック図に相当する回路及び処理を用いることにより取得することができる。高次の項を持つ信号 X_2, Y_2, X_3, Y_3 は、図 13 のブロック図に相当する回路及び処理を用いることにより式 (10c)、(11c)、及び (12) によって取得することができる。

40

【0052】

Wチャンネル入力信号、Xチャンネル入力信号、及びYチャンネル入力信号から4つの統計的特性を導き出すために用いられる処理は、この処理で時間平均技術を用いた場合いくらかの時間遅れを受ける。リアルタイムシステムでは、統計的に導き出すことによる時間遅れを補償するために、図9に示したように入力経路に時間遅れを付加することが好都合となることがある。多くの実施形態における統計的分析に対する一般的な時間遅れ値は10msから50msの間である。入力信号経路に挿入した時間遅れは、一般に統計的分

50

析による時間遅れに等しいか又はそれより小さい。多くの実施の形態において、信号経路における時間遅れを省略しても、システムの全体的な性能を大きく損なうことはない。

【 0 0 5 3 】

2. マルチバンドアプローチ

上述した技法は、時間に対して変化するが周波数に対して変化しないスカラー値で表現することのできる広帯域統計的特性を導き出すものである。この導出技法は、多数の異なった周波数すなわち異なった周波数サブ帯域に相当する要素を持つベクトルとして表現することのできる周波数帯域に依存する統計的特性に拡張することができる。或いは、周波数帯域に依存する各統計的特性 C_1 , S_1 , C_2 , S_2 は、インパルス応答として表現することもできる。

10

【 0 0 5 4 】

C_1 , S_1 , C_2 , S_2 ベクトルの各要素が周波数に依存するゲイン値として扱われる場合は、 X_2 , Y_2 , X_3 , 及び Y_3 の信号の重み付けした結合は、これらのベクトルにおけるゲイン値に基づく周波数応答を持つ W チャンネル信号 , X チャンネル信号 , 及び Y チャンネル信号に適切なフィルターを適用することにより生成することができる。先の式及び図に示した乗算は、畳込みのようなフィルター処理で置き換えられる。

【 0 0 5 5 】

W チャンネル信号 , X チャンネル信号 , 及び Y チャンネル信号の統計的分析は、周波数又は時間領域において行うことができる。この分析が周波数領域で行われる場合は、周波数領域の係数を生成するためにブロックフーリエ変換等を用いて短時間周波数領域に信号を変換することができ、4つの統計的特性を、周波数サブ帯域を定める、各周波数領域の係数又は周波数領域の係数のグループに対して計算することができる。 X_2 , Y_2 , X_3 , 及び Y_3 の信号を生成するために用いられる処理は、係数毎を基準に或いは帯域毎を基準にこの処理に用いることができる。

20

【 0 0 5 6 】

F. マイクロフォンシステムにおける実施

上述の技術は、空間精度が改善された出力信号を出すことのできるマイクロフォンシステム 15 を形成するための変換器 / プロセッサ構成に組み込むことができる。図 14 に概略的に示した 1 つの実施の形態において、マイクロフォンシステム 15 は、各変換器が三角形の中心から外側に向かって正三角形の頂点に配置されている、カージオイド形方向パターンの感度を持つ同時的又はほぼ同時的な 3 つの音響変換器 A , B , C により構成されている。この変換器の方向ゲインパターンは以下のように表すことができる。

30

【 数 2 0 】

$$Gain_A(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \theta \quad (16a)$$

$$Gain_B(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 120^\circ) \quad (16b)$$

$$Gain_C(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 120^\circ) \quad (16c)$$

【 0 0 5 7 】

ここで変換器 A は X 軸に沿って向けられており、変換器 B は X 軸から 120 度だけ左後方に向けられており、変換器 C は X 軸から 120 度だけ右後方に向けられている。

40

【 0 0 5 8 】

変換器からの出力信号は、以下のように 3 チャンネル (W , X , Y) 1 次 B フォーマット信号に変換される。

【数 2 1】

$$W = \frac{2}{3} [Gain_A(\theta) + Gain_B(\theta) + Gain_C(\theta)]$$

$$= \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 120^\circ) + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 120^\circ) \right] = 1 \quad (17a)$$

$$X = \frac{4}{3} Gain_A(\theta) - \frac{2}{3} Gain_B(\theta) - \frac{2}{3} Gain_C(\theta)$$

$$= \frac{4}{3} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \theta \right] - \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 120^\circ) \right] - \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 120^\circ) \right] = \cos \theta \quad (17b)$$

$$Y = \frac{2}{\sqrt{3}} Gain_B(\theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} Gain_C(\theta)$$

$$= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 120^\circ) \right] - \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 120^\circ) \right] = \sin \theta \quad (17c)$$

10

【0059】

3チャンネルBフォーマット信号を捕捉するために最小限3個の変換器が必要である。実際には、低価格の変換器を用いるときは、4個の変換器を用いることが望ましい。図15A及び図15Bに示した概略図は、2つの代替的な構成を示している。3つの変換器配置は、60度、-60度、及び180度のような異なった方向に変換器が向けられて構成されている。4つの変換器配置は、0度、90度、-90度、及び180度の方向に変換器が向けられている、「ティー」構成と呼ばれる構成、又は、45度、-45度、135度、及び-135度の方向に変換器が向けられている、「クロス」構成と呼ばれる構成に配置することができる。クロス構成のゲインパターンは以下のようになる。

20

【数 2 2】

$$Gain_{LF}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 45^\circ) \quad (18a)$$

$$Gain_{RF}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 45^\circ) \quad (18b)$$

$$Gain_{LB}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta - 135^\circ) \quad (18c)$$

$$Gain_{RB}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\theta + 135^\circ) \quad (18d)$$

【0060】

30

ここで、添え字LF, RF, LB, 及びRBは、左前方、右前方、左後方、及び右後方に向けられた変換器のゲインを表す。

【0061】

クロス構成の変換器からの出力信号は、以下のように、3チャンネル(W, X, Y)1次Bフォーマット信号に変換される。

【数 2 3】

$$W = \frac{1}{2} [Gain_{LF}(\theta) + Gain_{RF}(\theta) + Gain_{LB}(\theta) + Gain_{RB}(\theta)] = 1 \quad (19a)$$

$$X = \frac{1}{\sqrt{2}} [Gain_{LF}(\theta) + Gain_{RF}(\theta) - Gain_{LB}(\theta) - Gain_{RB}(\theta)] = \cos \theta \quad (19b)$$

$$Y = \frac{1}{\sqrt{2}} [Gain_{LF}(\theta) - Gain_{RF}(\theta) + Gain_{LB}(\theta) - Gain_{RB}(\theta)] = \sin \theta \quad (19c)$$

40

【0062】

実際には、各変換器の方向的ゲインパターンは実際のカージオイドパターンとは異なる。上記変換式は、これらの差異を考慮に入れて調整する。加えて、変換器は低い周波数では方向的感度が鈍くなる。しかし、この性質は、一般にリスナーは低周波数で方向的感度が低いので、この性質は、多くのアプリケーションで容認できるものである。

【0063】

7つの1次、2次及び3次の信号(W, X, Y, X₂, Y₂, X₃, Y₃)のセットにより、必要な数のラウドスピーカを駆動するためのマトリックスにより混合又は結合することができる。以下の混合方程式により、左(L)、右(R)、中央(C)、左サラウンド(LS)、及び右サラウンド(RS)チャンネルからなる一般的なサラウンドサウンド構成にある5つのラウドスピーカを駆動するために用いることのできる、7×5マトリックスが定まる。

【数24】

$$\begin{bmatrix} S_L \\ S_C \\ S_R \\ S_{LS} \\ S_{RS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.2144 & 0.1533 & 0.3498 & -0.1758 & 0.1971 & -0.1266 & -0.0310 \\ 0.1838 & 0.3378 & 0.0000 & 0.2594 & 0.0000 & 0.1598 & 0.0000 \\ 0.2144 & 0.1533 & -0.3498 & -0.1758 & -0.1971 & -0.1266 & 0.0310 \\ 0.2451 & -0.3227 & 0.2708 & 0.0448 & -0.2539 & 0.0467 & 0.0809 \\ 0.2451 & -0.3227 & -0.2708 & 0.0448 & 0.2539 & 0.0467 & -0.0809 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} W \\ X \\ Y \\ X_2 \\ Y_2 \\ X_3 \\ Y_3 \end{bmatrix} \quad 10$$

【0064】

この混合方程式により得られるラウドスピーカのゲイン関数は、図16にグラフで示されている。これらのゲイン関数は、混合マトリックスは理想的な入力セットにより提供されることを前提とする。

【0065】

H. 実施の形態

本発明のさまざまな特徴を組み込んだ装置は、コンピュータ又は汎用コンピュータに見られる構成要素と同様な構成要素と結合したデジタル信号プロセッサ(DSP)回路のような専用化した構成要素を含む他の装置により実行させるソフトウェアを含むさまざまな方法で実施することができる。図17は本発明の特徴を実施するために用いることのできる装置の概略ブロック図である。プロセッサ72は計算手段を提供する。RAM73は処理のためのプロセッサ72により用いられるランダムアクセスメモリ(RAM)のシステムである。ROM74は、装置を動作させるのに必要なプログラムを保存するための、及び、おそらく本発明のさまざまな特徴を実行することのできるリードオンリーメモリ(ROM)のような固定記憶の形態を示す。I/O制御75は、通信チャンネル76, 77を用いて信号を受信し送信するインターフェース回路を示す。図示の実施の形態では、すべての主要なシステム構成要素は、2以上の物理的または論理的バスを表すバス71に接続されているが、バス構成は本発明を実施するために必ずしも必要ではない。

【0066】

記憶装置78の設置は任意的である。本発明のさまざまな特徴を実行するプログラムを、磁気テープ又はディスク或いは光学的記憶媒体のような記憶媒体を有する記憶装置78に記憶することができる。この記憶媒体はオペレーティングシステムに対する指令プログラム、ユーティリティプログラム、及びアプリケーションプログラムを記憶するために使うことができる。

【0067】

本発明のさまざまな特徴を実行するために必要な機能は、個別の論理要素、集積回路、1以上のASICs及び/又はプログラム制御されるプロセッサを含む広くさまざまな方法に用いられる構成要素により実行される。これらの構成要素を用いる方法は本発明にとって重要ではない。

【0068】

本発明を実施するソフトウェアは、超音波から赤外周波数を含む範囲のスペクトルでのベースバンド通信経路又は変調通信経路のような機械的に読み出し可能なさまざまな媒体、又は、磁気テープ、磁気カード、磁気ディスク、光学カード又は光学ディスク、及び紙

10

20

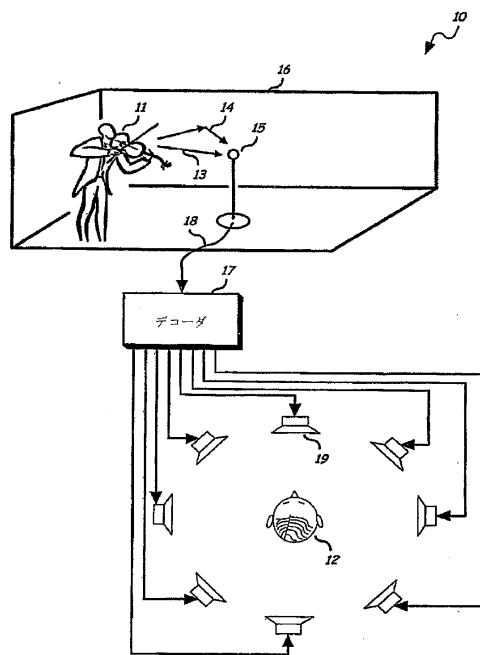
30

40

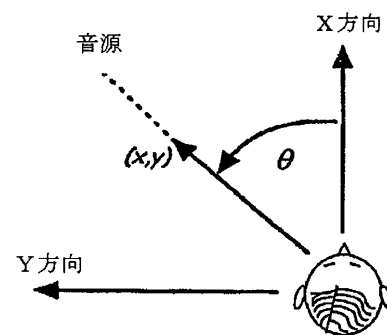
50

を含む媒体上の検出可能なマーキングを含んで、原則としてあらゆる記憶技術を含む、情報を伝達する記憶媒体により伝達することができる。

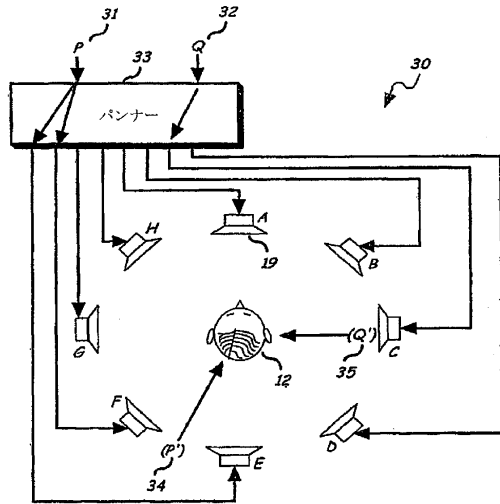
【図 1】



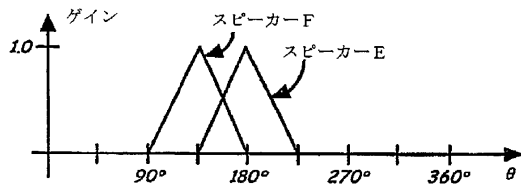
【図 2】



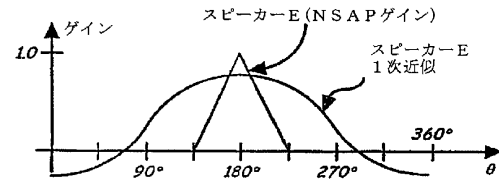
【図 3】



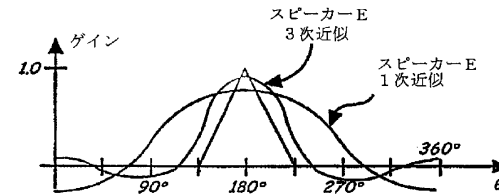
【図 4】



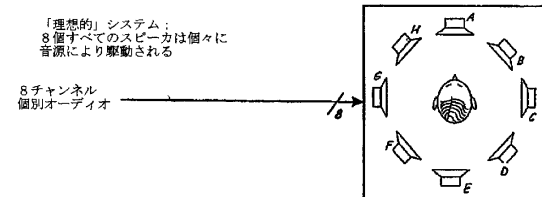
【図 5】



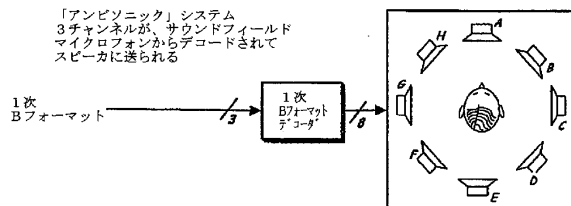
【図 6】



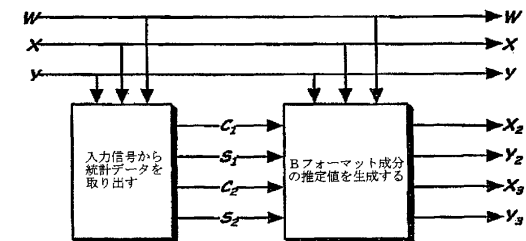
【図 7 A】



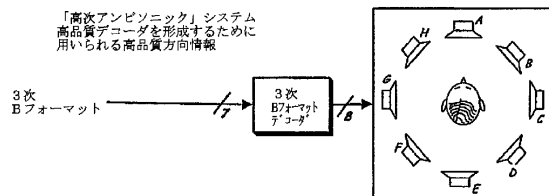
【図 7 B】



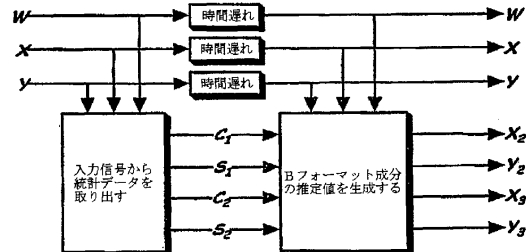
【図 8】



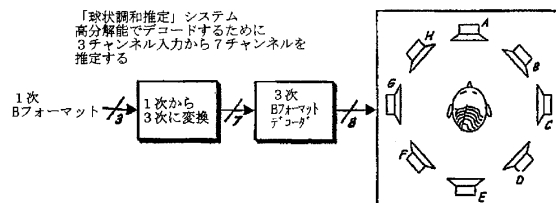
【図 7 C】



【図 9】



【図 7 D】



【図 10】

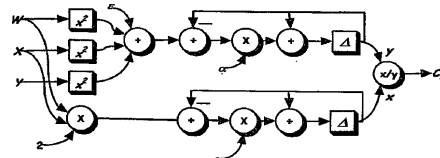


Fig. 10

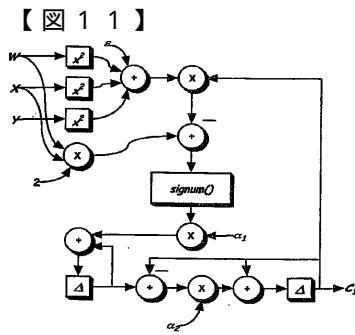


Fig. 11

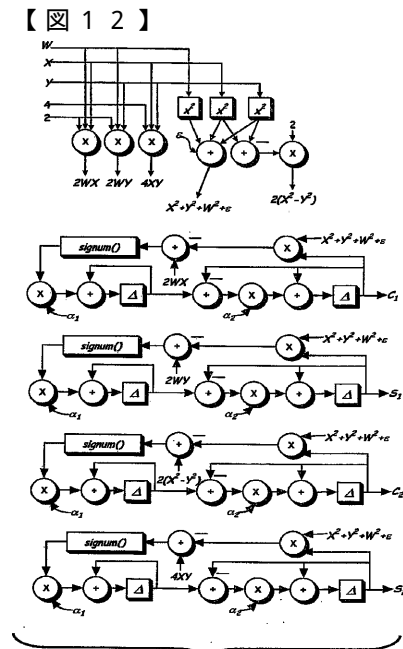


Fig. 12

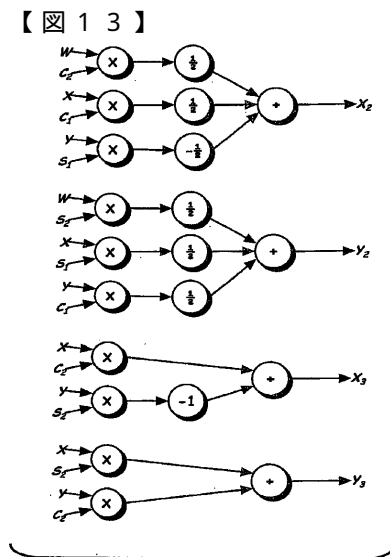
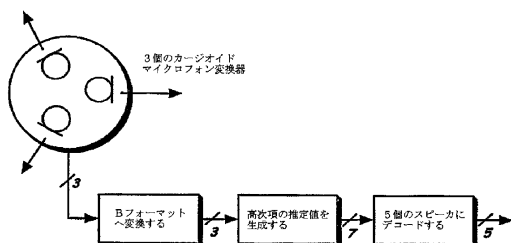
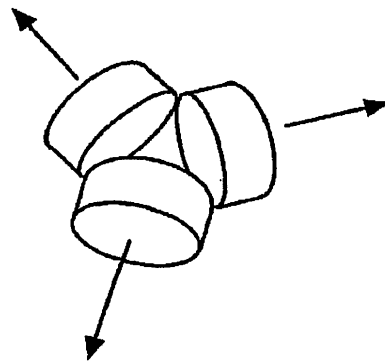


Fig. 13

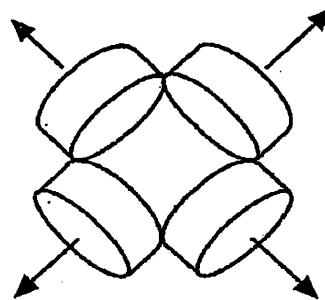
【図 1 4】



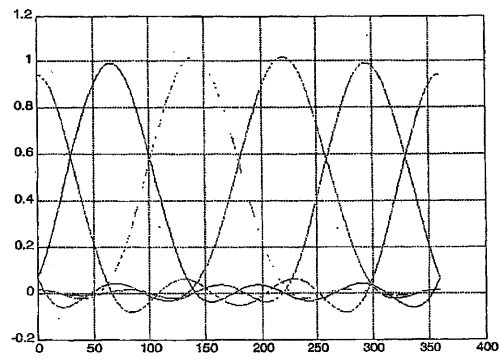
【図 1 5 A】



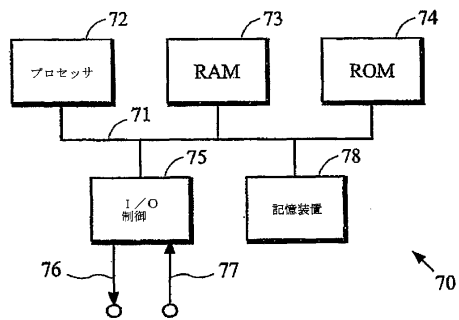
【図 1 5 B】



【図 16】



【図 17】



フロントページの続き

- (74)代理人 100121762
弁理士 杉山 直人
- (74)代理人 100126767
弁理士 白銀 博
- (74)代理人 100118647
弁理士 赤松 利昭
- (74)代理人 100138519
弁理士 奥谷 雅子
- (74)代理人 100138438
弁理士 尾首 亘聰
- (74)代理人 100123892
弁理士 内藤 忠雄
- (74)代理人 100131543
弁理士 常光 克明
- (74)代理人 100159020
弁理士 安藤 麻子
- (74)代理人 100097744
弁理士 東野 博文
- (72)発明者 マクグラス、デイビッド・スタンリー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 4 1 0 3 - 4 8 1 3、サンフランシスコ、ボトレロ・アベ
ニュー 1 0 0、ドルビー・ラボラトリーズ・ライセンシング・コーポレーション内

審査官 大野 弘

(56)参考文献 特開昭52-134701(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04S 3/02

H04R 1/40

H04R 5/027