

明 細 書

発明の名称：音響再生システム

技術分野

[0001] 本開示は、音響再生システムに関する。

背景技術

[0002] 特許文献 1 は、音の方向、距離、広がりなどを立体的に再現する音響再生システムを開示する。システムは、聴取者の左耳に対応する左録音信号と聴取者の右耳に対応する右録音信号とに基づいて、左チャンネル及び右チャンネルの 2 チャンネルのサウンドを複数のスピーカから再生させる。システムは、左チャンネルに対応する複数の左スピーカと、右チャンネルに対応する複数の右スピーカとを有する。システムは、スピーカごとに、クロストークをキャンセルするようにフィルタを構成する。クロストークとは、制御対象となる耳とは別の耳に届く音の成分である。

[0003] クロストークをキャンセルできるフィルタは、理想的には、スピーカから両耳までのプラント行列で表現される伝達系を全て計測し、計測されたプラント行列の逆行列を演算することで決定される。以下では、プラント行列の逆行列を逆フィルタ行列といい、伝達系を逆変換して音響を制御するシステムを逆システムという。逆フィルタ行列を実装する場合には、ダイナミックレンジの損失、視聴位置のずれ、制御空間における反射に対するロバスト性の欠如、頭部伝達関数の個人差などといった多くの問題がある。

[0004] 特許文献 1 記載のシステムは、出力される音の周波数に応じてスピーカの位置が線形に変化するという独特のスピーカを用いて、上述した問題を解決する。しかしながら、定義どおりに周波数に応じてスピーカの位置を線形に変形させることは困難である。このため、実用上は、スピーカの位置が離散化され、所定の帯域幅で分割された周波数帯域の一つを、スピーカが受け持つ周波数帯域として、各スピーカに割り当てられる。このような離散化システムは、左スピーカごと、及び、右スピーカごとに、出力されるサウンドの

周波数帯域を決定し、適当な周波数帯域の信号を適当なスピーカに分配することで、両耳の独立制御を実現する。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特表2004-511118号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 特許文献1に記載のシステムは、逆フィルタ行列を厳密に構成して制御するため、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う回路を実装する必要がある。このため、特許文献1に記載のシステムでは、実装コストが増加するおそれがある。実装コストは、開発に必要な人件費、演算そのものの計算負荷、パーツの単価などを意味する。本開示は、両耳の独立制御に係る実装コストを軽減できる技術を提供する。

課題を解決するための手段

[0007] 本開示の一側面に係る音響再生システムは、聴取者が存在する聴取空間においてサウンドを再生する。音響再生システムは、複数のスピーカ及びコントローラを備える。複数のスピーカは、聴取空間に配置される。コントローラは、聴取者の左耳に対応する左録音信号と聴取者の右耳に対応する右録音信号とに基づいて、左チャンネル及び右チャンネルの2チャンネルのサウンドを複数のスピーカから再生させる。複数のスピーカは、左チャンネルに対応する複数の左スピーカと、右チャンネルに対応する複数の右スピーカとを有する。複数の左スピーカ及び複数の右スピーカそれぞれは、出力可能なサウンドの周波数帯域幅が異なるように、離散化された周波数帯域幅が予め設定される。コントローラは、複数のスピーカから両耳までの伝達系を示すプラント行列の逆行列を近似した近似逆行列を左録音信号及び右録音信号に適用して、複数のスピーカからサウンドを再生させる。複数のスピーカから出力されるサウンドは、複数の左スピーカから聴取者の左耳に出力されるサウ

ンド、及び、複数の右スピーカから聴取者の右耳に出力されるサウンドである直接成分と、複数の左スピーカから聴取者の右耳に出力されるサウンド、及び、複数の右スピーカから聴取者の左耳に出力されるサウンドである交差成分とを含む。近似逆行列は、直接成分の信号強度を周波数帯域に応じて補正する利得補正項と、直接成分と交差成分の信号強度の差を周波数帯域に応じて補正する係数補正項と、交差成分の位相を逆転させる逆相項と、交差成分の周波数帯域に応じた時間差を設ける遅延補正項と、の積で表現される。コントローラは、利得補正項、係数補正項、逆相項、及び遅延補正項を実装する複数の回路を有する。

[0008] この音響再生システムによれば、逆フィルタ行列、つまり、複数のスピーカから両耳までの伝達系を示すプラント行列の逆行列が、近似逆行列によって近似される。近似逆行列は、左録音信号及び右録音信号に適用され、これにより、複数のスピーカがサウンドを再生する。近似逆行列は、利得補正項と、係数補正項と、逆相項と、遅延補正項と、の積で表現される。つまり、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列が、利得補正、係数補正、逆相、遅延補正といったより単純な演算を行う4つの要素に近似的に分割される。そして、4つの要素に係る機能が複数の回路で分担して実装される。よって、この音響再生システムは、逆フィルタ行列をそのまま実装する場合と比べて、両耳の独立制御に係る実装コストを軽減できる。

[0009] 一実施形態において、コントローラは、利得補正項及び係数補正項を実装する増幅回路と、逆相項及び遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、遅延回路は、直接成分と交差成分との位相差が周波数帯域幅の中心周波数において180度になる時間差と、直接成分と交差成分との間の到達時間差と、の和を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設けてもよい。これにより、音響再生システムは、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列を、増幅回路と遅延回路という、より単純な実装コストの低い回路で実現することができる。また、遅延回路では、スピーカに割り当てられた周波数帯域の中から代表的な周波数（中心周波数）においてクロストークがキャン

セルされるように、左スピーカのサウンドと右スピーカのサウンドとの間に時間差（単純遅延）が設けられる。つまり、あるスピーカにおいて割り当てられた周波数帯域幅に含まれる周波数ごとに逆フィルタ行列が演算されるのではなく、そのスピーカの周波数帯域幅の中心周波数においてクロストークがキャンセルされる時間差が演算され、その時間差が、スピーカに割り当てられた周波数帯域に含まれる全ての周波数に適用されることになる。これにより、この音響再生システムは、スピーカごと（周波数帯域ごと）に時間差などを演算することになるため、周波数ごとに逆フィルタ行列を演算する場合と比べて、代表的な周波数からずれた周波数のサウンドに係るクロストークキャンセルの正確性が多少低下するものの、演算コストを大幅に軽減させることができる。演算コストは、演算の手間、タスクの数、複雑度などを意味する。

[0010] 一実施形態において、コントローラは、利得補正項及び係数補正項を実装する増幅回路と、逆相項を実装する反転回路と、遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、反転回路は、信号の極性を反転させ、遅延回路は、直接成分と交差成分との間の到達時間差を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設けてもよい。これにより、音響再生システムは、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列を、増幅回路と反転回路と遅延回路という、より単純な実装コストの低い回路で実現することができる。また、音響再生システムは、上述したとおり、スピーカごと（周波数帯域ごと）に時間差などを演算することになるため、周波数ごとに逆フィルタ行列を演算する場合と比べて、代表的な周波数からずれた周波数のサウンドについては制御対象の耳において生成されるサウンドの周波数特性の平坦性が多少低下するものの、演算コストを大幅に軽減させることができる。

[0011] 一実施形態において、コントローラは、利得補正項を実装するフィードバック回路と、係数補正項を実装する増幅回路と、逆相項及び遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、フィードバック回路は、周波数に応じた利得補正項を算出し、遅延回路は、直接成分と交差成分との位相差が周波数帯域幅の

中心周波数において180度になる時間差と、直接成分と交差成分との間の到達時間差と、の和を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設けてもよい。この音響再生システムは、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列を、フィードバック回路と増幅回路と遅延回路という、より単純な実装コストの低い回路で実現することができる。また、フィードバック回路によって周波数特性を有する利得補正項が設定されるため、利得補正項が定数である場合と比べて、より正確にクロストークをキャンセルできる。さらに、この音響再生システムは、上述したとおり、スピーカごと（周波数帯域ごと）に時間差などを演算することになるため、周波数ごとに逆フィルタ行列を計算する場合と比べて、代表的な周波数からずれた周波数のサウンドに係るクロストークキャンセルの正確性が多少低下するものの、演算コストを大幅に軽減させることができる。

[0012] 一実施形態において、コントローラは、利得補正項を実装するフィードバック回路と、係数補正項を実装する増幅回路と、逆相項を実装する反転回路と、遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、フィードバック回路は、周波数に応じた利得補正項を算出し、反転回路は、信号の極性を反転させ、遅延回路は、直接成分と交差成分との間の到達時間差を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設けてもよい。この音響再生システムは、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列を、フィードバック回路と増幅回路と反転回路と遅延回路という、より単純な実装コストの低い回路で実現することができる。また、上述のとおり、フィードバック回路によって、より正確にクロストークをキャンセルできる。さらに、この音響再生システムは、上述したとおり、スピーカごと（周波数帯域ごと）に時間差などを演算することになるため、周波数ごとに逆フィルタ行列を計算する場合と比べて、代表的な周波数からずれた周波数のサウンドについては制御対象の耳において生成されるサウンドの周波数特性の平坦性が多少低下するものの、演算コストを大幅に軽減させることができる。

[0013] 一実施形態において、到達時間差は、直接成分のインパルス応答と交差成

分のインパルス応答との間の相関が最大となる時間差であってもよい。この場合、音響再生システムは、インパルス応答に基づいて適切な到達時間差を設定できる。

[0014] 一実施形態において、利得補正項は、0.1から10までの範囲内の数値であってもよい。利得補正項が周波数特性を持たない定数となる場合、音響再生システムは、利得補正項を増幅回路で実装することができる。

[0015] 一実施形態において、利得補正項は $\gamma / (1 + g_i^2)$ であり、 γ は0.1から10までの範囲内の数値であり、 g_i は伝達利得比であって*i*番目の周波数帯域のスピーカの直接成分と交差成分との経路差に起因する信号強度の比であってもよい。利得補正項が直接成分と交差成分との経路差に基づく定数であって周波数特性を持たない定数となる場合、音響再生システムは、利得補正項を増幅回路で実装することができる。

[0016] 一実施形態において、伝達利得比は、直接成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、交差成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、の比であってもよい。この場合、音響再生システムは、インパルス応答に基づいて適切な伝達利得比を設定できる。

[0017] 一実施形態において、伝達利得比は、直接成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、交差成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、の比であってもよい。この場合、音響再生システムは、インパルス応答に基づいて適切な伝達利得比を設定できる。

[0018] 一実施形態において、利得補正項及び係数補正項は、*i*番目の周波数帯域のスピーカの直接成分と交差成分との経路差に起因する信号強度の比である伝達利得比 g_i を有してもよい。この場合、伝達利得比 g_i を用いて利得補正項及び係数補正項を、それぞれフィードバック回路及び増幅回路で実装することができる。

発明の効果

[0019] 本開示によれば、両耳の独立制御に係る実装コストを軽減できる技術が提

供される。

図面の簡単な説明

- [0020] [図1]実施形態に係る音響再生システムの一例を示す概要図である。
- [図2] 2チャンネルのスピーカによるバイノーラル合成を説明するブロック図である。
- [図3]音源と聴取者との幾何学的な位置関係を説明する図である。
- [図4]方位角間隔の定義を説明する図である。
- [図5]方位角が周波数の関数として連続に変化する一対のモノポール音源という概念を説明する図である。
- [図6]フィードバック回路の一例である。
- [図7]実装方法の4つの例を説明する図である。
- [図8]図7に示される実装方法の評価結果を説明する図である。
- [図9]制御点における周波数応答をシミュレーションしたグラフである。
- [図10]近似逆行列によって実現した音響再生システムによる音圧分布をシミュレーションした結果である。
- [図11]左右一対のスピーカから左耳へ到達するサウンドのインパルス応答をシミュレーションした結果である。
- [図12]直接成分のインパルス応答と交差成分のインパルス応答との相互相関関数の計算結果である。

発明を実施するための形態

- [0021] 以下、図面を参照して、本開示の実施形態について説明する。なお、以下の説明において、同一又は相当要素には同一符号を付し、重複する説明は繰り返さない。図面の寸法比率は、説明のものと必ずしも一致していない。「上」「下」「左」「右」の語は、図示する状態に基づくものであり、便宜的なものである。

- [0022] [音響再生システムの構成]

図1は、実施形態に係る音響再生システムの一例を示す概要図である。図1に示される音響再生システム1は、聴取者11が存在する聴取空間10に

においてサウンドを再生する。図1に示されるように、音響再生システム1は、聴取空間10に配置されるマルチウェイスピーカユニット2（複数のスピーカの一例）、及び、コントローラ3を備える。

[0023] コントローラ3は、マルチウェイスピーカユニット2を制御可能に接続される。コントローラ3は、例えばCPU（Central Processing Unit）などのプロセッサと、RAM（Random Access Memory）及びROM（Read Only Memory）などのメモリと、タッチパネル、マウス、キーボード、ディスプレイなどの入出力装置と、ネットワークカードなどの通信装置とを含むコンピュータシステムとして構成される。コントローラ3は、メモリなどに記憶されたプログラムに基づいてプロセッサが各ハードウェアを動作させることにより、後述するコントローラ3の機能を実現する。

[0024] コントローラ3は、データベース4を参照可能に構成されてもよい。データベース4は、聴取者11へ提供するサウンドを記憶する。データベース4は、一例として、聴取者11の左耳11Lに対応する左録音信号41と聴取者11の右耳11Rに対応する右録音信号42を記憶する。

[0025] コントローラ3は、左録音信号41と右録音信号42とに基づいて、2チャンネルのサウンドをマルチウェイスピーカユニット2から再生させる。2チャンネルは、左チャンネルLch及び右チャンネルRchであり、詳細は図2の説明において後述する。マルチウェイスピーカユニット2は、左チャンネルLchに対応する複数の左スピーカLW、及び、右チャンネルRchに対応する複数の右スピーカRWを備える。なお、各チャンネルに対応するスピーカの数任意である。

[0026] 図1に示される例では、複数の左スピーカLWは、マルチウェイスピーカユニット2の中央に近接する位置から離間する位置へと順に、第1左スピーカ21L、第2左スピーカ22L、第3左スピーカ23L、第4左スピーカ24L、第5左スピーカ25L、及び、第6左スピーカ26Lを含む。複数の右スピーカRWは、マルチウェイスピーカユニット2の中央に近接する位置から離間する位置へと順に、第1右スピーカ21R、第2右スピーカ22

R、第3右スピーカ23R、第4右スピーカ24R、第5右スピーカ25R、及び、第6右スピーカ26Rを含む。

[0027] 複数の左スピーカLW及び複数の右スピーカRWそれぞれは、左右のスピーカが一组として構成され、それぞれの組において出力可能なサウンドの周波数帯域幅が異なるように、周波数帯域幅が予め設定される。例えば、マルチウエイスピーカユニット2の中央の位置（聴取者の正中面と対向する位置）から離間するほど出力可能なサウンドの周波数の帯域幅が低くなるように、予め設定される。これにより、マルチウエイスピーカユニット2から高い周波数のサウンドを再生するときには、マルチウエイスピーカユニット2の中央の位置に近い左右のスピーカから音が出力される。マルチウエイスピーカユニット2から低い周波数のサウンドを再生するときには、マルチウエイスピーカユニット2の中央の位置から遠い左右のスピーカから音が出力される。

[0028] [コントローラの詳細]

コントローラ3は、マルチウエイスピーカユニット2から聴取者11の左耳11L及び右耳11Rまでの伝達系を示すプラント行列の逆行列を近似した近似逆行列を左録音信号41及び右録音信号42に適用して、マルチウエイスピーカユニット2からサウンドを再生させる。コントローラ3によって実現する近似逆行列を説明するために、最初に2チャンネルの逆フィルタ行列を概説する。

[0029] [2チャンネルの逆フィルタ行列]

図2は、2チャンネルのスピーカによるバイノーラル合成を説明するブロック図である。図2に示されるように、右耳用の入力信号を $d_R(j\omega)$ 、左耳用の入力信号を $d_L(j\omega)$ とする。 ω は角周波数である。

[0030] 2チャンネルの逆フィルタ行列Hは、2つの入力信号を処理し、2つのチャンネル、ここでは右チャンネルRchに対応する音源 V_R 、及び、左チャンネルLchに対応する音源 V_L に、フィルタ処理後の信号を出力する。逆フィルタ行列Hは、一例として2行2列の行列である。音源から聴取者の耳まで

の間の伝達行列をプラント行列Cとする。プラント行列Cは、一例として2行2列の行列である。右耳で受音される信号を $w_R(j\omega)$ 、左耳で受音される信号を $w_L(j\omega)$ とする。

[0031] 例えば、左耳用の入力信号 $d_L(j\omega)$ は、逆フィルタ行列Hの行列要素 $H_{11}(j\omega)$ 、 $H_{12}(j\omega)$ によって処理され、左右の音源 V_L 、 V_R からサウンドが再生される。左の音源 V_L から左耳に出力されるサウンドを直接成分といい、右の音源 V_R から左耳に出力されるサウンドを交差成分という。右耳においても同様であり、右の音源 V_R から右耳に出力されるサウンドを直接成分といい、左の音源 V_L から右耳に出力されるサウンドを交差成分という。

[0032] 図2に示されるシステムを数学的に記述するために、音源及び聴取者11の位置関係は、図3及び図4に示されるように定義される。図3は、音源と聴取者との幾何学的な位置関係を説明する図であり、図4は、方位角間隔の定義を説明する図である。図3に示されるように、音源と聴取者との幾何学的な位置関係は、平面視された聴取者11の両耳の中心点をx軸の原点Oとする座標系で表現される。音源 V_L 又は音源 V_R の配置位置と原点Oとを結ぶ直線と、聴取者の正中面（y方向）とのなす角を方位角間隔 θ とする。図4に示されるように、方位角間隔 θ は、方位角の差であり、聴取者11の正中面と音源 V_L 又は音源 V_R との開き角である。両耳の等価間隔を Δr とする。等価間隔とは、実際の両耳間の距離を、頭部における回折の影響を考慮して補正した距離である。原点Oから音源 V_L 又は音源 V_R までの距離を l とする。

[0033] 図3及び図4における位置関係において、音源から出力された音の音圧の直接成分 p_d 及び交差成分 p_c を記述する。直接成分 p_d 及び交差成分 p_c は、以下の数式（1）、（2）で記述される。

[数1]

$$p_d = P_0 g_d e^{j(\omega t - k l_d)} \quad (1)$$

$$p_c = P_0 g_c e^{j(\omega t - k l_c)} \quad (2)$$

ここで、 P_0 は音源の音の大きさ、 g_d は直接成分 p_d の伝達利得、 l_d は直接成分 p_d の伝達距離、 g_c は交差成分 p_c の伝達利得、 l_c は交差成分 p_c の伝達距離である。

[0034] 音源から聴取者の耳までの間の伝達行列 C_0 は、以下の行列(3)で記述される。

[数2]

$$C_0 = \begin{pmatrix} p_d & p_c \\ p_c & p_d \end{pmatrix} = p_d \begin{pmatrix} 1 & g e^{-jk(l_c - l_d)} \\ g e^{-jk(l_c - l_d)} & 1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

ここで、 g は g_c / g_d であり、直接成分 p_d と交差成分 p_c の利得比となる。伝達行列 C_0 において、直接成分 p_d で正規化した伝達関数 C は、以下の行列(4)となる。

[数3]

$$C = \frac{C_0}{p_d} = \begin{pmatrix} 1 & g e^{-jk(l_c - l_d)} \\ g e^{-jk(l_c - l_d)} & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

よって、伝達関数 C の逆行列である逆フィルタ行列 H は、以下の行列(5)となる。

[数4]

$$H = C^{-1} = \frac{1}{1 - g^2 e^{-2jk(l_c - l_d)}} \begin{pmatrix} 1 & -g e^{-jk(l_c - l_d)} \\ -g e^{-jk(l_c - l_d)} & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

[0035] [近似逆行列]

コントローラ3が用いる近似逆行列は、要素分割された逆フィルタ行列 H であって、各要素の一部または全部を、実装の容易性又は制御性向上のために簡略化したものである。行列(5)に示される逆フィルタ行列 H は、以下の行列(6)のように要素分割して記述することができる。

[数5]

$$H = \frac{1}{1 - g^2 e^{-2jk(l_c - l_d)}} \begin{pmatrix} 1 & g \\ g & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & e^{-jk(l_c - l_d)} \\ e^{-jk(l_c - l_d)} & 1 \end{pmatrix} = \alpha \cdot G \odot R \odot D \quad (6)$$

$$\alpha = \frac{1}{1 - g^2 e^{-2jk(l_c - l_d)}}, G = \begin{pmatrix} 1 & g \\ g & 1 \end{pmatrix}, R = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} 1 & e^{-jk(l_c - l_d)} \\ e^{-jk(l_c - l_d)} & 1 \end{pmatrix}$$

ここで、行列の間に記載された「 $\cdot$ 」を囲んだ記号は、アマダール積(要素

ごとの積)である。 α は、直接成分 p_d の信号強度を周波数帯域に応じて補正する利得補正項である。 G は、直接成分 p_d と交差成分 p_c との信号強度の差を周波数帯域に応じて補正する係数補正項である。 R は、交差成分 p_c の位相を逆転させる逆相項である。 D は、交差成分 p_c の周波数帯域に応じた時間差を設ける遅延補正項である。このように、逆フィルタ行列 H は、利得補正項 α 、係数補正項 G 、逆相項 R 、及び、遅延補正項 D の積で表現される。

[0036] [逆フィルタ行列の利得]

次に、スピーカを用いたバイノーラル制御を行う場合の課題と、その対応について概説する。スピーカを用いたバイノーラル制御を行う場合、逆フィルタ行列 H の利得（一般的には利得補正項 α ）の大きさが問題となる。逆フィルタ行列 H の利得が非常に大きい場合にはスピーカの出力を非常に大きくしなければならず、音質の極端な劣化につながる。直接成分 p_d と交差成分 p_c との伝達利得比 g は実際には1に近いことが多く、この場合、波数 k と音源の方向とが特定の関係を満たすときに利得補正項 α は非常に大きくなる。

[0037] 音響再生の制御が困難になる条件を検討する。原点 O から音源 V_L 又は音源 V_R までの距離 l が両耳の等価間隔 Δr に対して十分遠いと仮定する。この場合、伝達距離 l_d, l_c は以下の数式(7)、(8)のように近似できる。

[数6]

$$l_d = \sqrt{(l \cdot \sin \theta - \Delta r / 2)^2 + l^2 \cdot \cos^2 \theta} \cong l - \frac{1}{2} \Delta r \cdot \sin \theta \quad (7)$$

$$l_c = \sqrt{(l \cdot \sin \theta + \Delta r / 2)^2 + l^2 \cdot \cos^2 \theta} \cong l + \frac{1}{2} \Delta r \cdot \sin \theta \quad (8)$$

直接成分 p_d と交差成分 p_c との伝達距離の差は $\Delta l = l_d - l_c$ である。数式(7)、(8)から、伝達距離の差 Δl は、以下の数式(9)のように近似される。

[数7]

$$\Delta l \cong \Delta r \cdot \sin \theta \quad (9)$$

[0038] 伝達利得比 $g \sim 1$ 、 $\Delta l \sim \Delta r \cdot \sin \theta$ を用いて利得補正項 α を記述しなおすと以下の数式(10)のようになる。

[数8]

$$\alpha = \frac{1}{1 - e^{-2jk\Delta r \sin \theta}} \quad (10)$$

ここで、 $n = k \Delta r \cdot \sin \theta / (\pi / 2)$ とした場合、 n が奇数のときに利得補正項 α が極小となり、音響再生の制御効率が良好となる。しかしながら、 n が偶数のときには利得補正項 α が発散し、理論上は音響再生の制御が不可となる。実際には、 n が偶数のときには音響再生の制御効率が非常に悪い状態となる。

[0039] 音響再生を効率良く制御するための対応として、出力される音の周波数に応じてスピーカの位置が線形に変化するという独特のスピーカを用いることができる。最適な音源分散配置の原理を満たす一対の概念的モノポール音源は、図5に示される。図5に示されるように、 $n = k \Delta r \cdot \sin \theta / (\pi / 2)$ において $n = 1$ を満たすように、周波数と開き角とが一定の関係を保ちながら連続的に変化するモノポール音源となる。このとき、プラント行列 C と逆フィルタ行列 H とは以下のように非常に単純な行列となる。

[数9]

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix}, H = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix}$$

[0040] 上述した音源分散配置の原理を用いてもなお残る課題として、畳み込み演算を実装する必要があること、及び、離散化された各帯域の伝達系において周波数ごとに逆フィルタを設計する必要があることが挙げられる。

[0041] このため、音響再生システム1は、最適な音源分散配置の原理を満たす概念的モノポール音源を採用しつつ、可聴周波数帯域を有限個に分割し、分割された周波数帯域の代表周波数（中心周波数）に当該周波数帯域を代表させることで、演算コストを低減する。そして、畳み込み演算が不要な逆システムを構成することによって、逆フィルタの実装コストが低減される態様を実現する。以下では、複数の音源に拡張した態様を検討する。音源の数を $2m$ とし、可聴周波数域を m 分割して左右の音源に割り当てたとする。この場合、 i 番目の帯域の伝達系の逆行列である逆フィルタ行列 H_i は、以下の行列（

11) のように記述できる。

[数10]

$$H_i = \frac{1}{1 - g_i^2 e^{-2jk\Delta l_i}} \begin{pmatrix} 1 & -g_i e^{-jk\Delta l_i} \\ -g_i e^{-jk\Delta l_i} & 1 \end{pmatrix} = \alpha_i \cdot G_i \odot R_i \odot D_i \quad (11)$$

$$\alpha_i = \frac{1}{1 - g_i^2 e^{-2jk\Delta l_i}}, G_i = \begin{pmatrix} 1 & g_i \\ g_i & 1 \end{pmatrix}, R_i = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}, D_i = \begin{pmatrix} 1 & e^{-jk\Delta l_i} \\ e^{-jk\Delta l_i} & 1 \end{pmatrix}$$

ここで Δl_i は i 番目の帯域の音源の直接成分 p_d と交差成分 p_c との経路差であり、 g_i は i 番目の帯域の音源の直接成分 p_d と交差成分 p_c との利得比である。

[0042] コントローラ3は、逆フィルタ行列 H_i をそのままフィルタとして実装するのではなく、逆フィルタ行列 H_i を要素分割した利得補正項 α_i 、係数補正項 G_i 、逆相項 R_i 、及び遅延補正項 D_i を複数の回路で実装する。各要素の実装の説明の前に、 i 番目の帯域の音源の直接成分 p_d と交差成分 p_c との時間差 Δt_i を、 i 番目の帯域の音源の直接成分 p_d と交差成分 p_c との経路差 Δl_i と音速 c とを用いて、以下のとおり定義する。

[数11]

$$\Delta t_i = \frac{\Delta l_i}{c}$$

[0043] [利得補正項の実装]

利得補正項 α_i を実装する方法は、2パターン存在する。第1のパターンは、利得補正項 α_i は周波数特性を有する項であるとして、フィードバック回路を用いて利得補正項 α_i を実装する手法である。第2のパターンは、利得補正項 α_i は周波数特性を有さない項であるとして、増幅回路を用いて利得補正項 α_i を一定値で実装する手法である。

[0044] まず、第1のパターンについて説明する。利得補正項 α_i は、行列(11)に示されるように、分母の数値が0になると発散し、制御効率が非常に悪い状態となる。このため、利得補正項 α_i を、安定化パラメータ β_i を用いて以下の数式(12)に示されるように近似する。

[数12]

$$\alpha_i \sim \tilde{\alpha}_i = \frac{1}{1 - \beta_i g_i^2 e^{-2j\omega \Delta t_i}} \quad (12)$$

近似された利得補正項 α_i の入力を x とし、出力を y とした場合、入力 x と出力 y とは以下の数式 (13) で記述できる。

[数13]

$$y(t) = x(t) + \beta_i g_i^2 y(t - 2\Delta t_i) \quad (13)$$

数式 (13) は、図6に示されるフィードバック回路で実装可能である。なお、安定化パラメータ β_i は、伝達利得比 g_i を決定した後に以下の数式 (14) を満たすように設定される。

[数14]

$$0 < \beta_i g_i^2 < 1 \quad (14)$$

なお、伝達利得比 g_i を決定する方法については後述する。

[0045] 次に、第2のパターンについて説明する。第2のパターンにおいては、利得補正項 α_i は以下の数式 (15) で近似される。

[数15]

$$\alpha_i \sim \tilde{\alpha}_i = \frac{1}{1 + g_i^2} \quad (15)$$

数式 (15) は、増幅回路で実装可能である。なお、数式 (15) の分子を γ とし、 γ は0.1から1.0までの範囲内の数値であるとしてもよい。

[0046] 以上説明したとおり、利得補正項 α_i は、フィードバック回路又は増幅回路で実装可能である。なお、利得補正項 α_i を伝達利得比 g_i に関わらず定数としてもよい。利得補正項 α_i を定数とする場合、例えば0.1から1.0までの範囲内の数値を利得補正項 α_i として設定すればよい。

[0047] [係数補正項の実装]

係数補正項 G_i は、直接成分 p_d をバイパスし、交差成分 p_c のみに増幅処理を行う回路として実装される。つまり、係数補正項 G_i は、伝達利得比 g_i の増幅回路で実装可能である。

[0048] [逆相項の実装]

逆相項 R_i は、係数補正項 G_i と同様に、直接成分 p_d をバイパスし、交差成分 p_c のみに処理を行う回路として実装される。逆相項 R_i を実装する方法は、2 パターン存在する。第1のパターンは、以下の行列 (16) に示されるように、交差成分 p_c に反転処理を行うパターンである。

[数16]

$$R_i = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

行列 (16) は、反転回路で実装可能である。第2のパターンは、逆相項 R_i を以下の行列 (17) に近似するパターンである。

[数17]

$$R_i \sim \tilde{R}_i = \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega\pi/\omega_i} \\ e^{-j\omega\pi/\omega_i} & 1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

ここで、 $\omega_i = 2\pi f_i$ であり、 f_i は i 番目の周波数帯域の中心周波数である。行列 (17) は、遅延量 π/ω_i の単純遅延回路で実装可能である。なお、逆相処理を単純遅延処理に置き換えることで、逆相項 R_i と、後述する遅延補正項 D_i とを統合させて、一つの単純遅延回路で実装することも可能である。

[0049] [遅延補正項の実装]

遅延補正項 D_i は、係数補正項 G_i と同様に、直接成分 p_d をバイパスし、交差成分 p_c のみに単純遅延処理を加える回路として実装される。つまり、遅延補正項 D_i は単純遅延回路で実装可能である。

[0050] [実装方法のまとめ]

上述した利得補正項 α_i 、係数補正項 G_i 、逆相項 R_i 、及び遅延補正項 D_i の実装方法は、各要素の取り得るパターンの組み合わせとなる。図7は、実装方法の4つの例を説明する図である。図7に示されるように、コントローラ3への実装方法は、第1実装方法M1、第2実装方法M2、第3実装方法M3、及び、第4実装方法M4を含む。

[0051] 第1実装方法M1は、逆フィルタ行列 H_i が行列 (18) のように近似された近似逆行列を用いる。なお、以下では、標記の方法として、別の回路に割り当てられる要素については明示的に演算子で分割して示している。例えば

、「a b」は一つの回路でa bが実現されることを示し、「a · b」は二つの回路でa bが実現されることを示す。

[数18]

$$H_i \sim \tilde{H}_{i,M1} = \frac{1}{1-g_i^2} \begin{pmatrix} 1 & g_i \\ g_i & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega(\Delta t_i + \pi/\omega_i)} \\ e^{-j\omega(\Delta t_i + \pi/\omega_i)} & 1 \end{pmatrix} \quad (18)$$

行列(18)及び図7に示されるように、利得補正項 α_i 及び係数補正項 G_i が増幅回路で実装され、逆相項 R_i 及び遅延補正項 D_i が遅延回路で実装される。各係数行列は、増幅回路、遅延回路の順で実装される。

[0052] 2チャンネルにおいて両耳の独立制御を実現するためには、ある片側の録音信号に係る処理において、直接成分と交差成分の到達時間差を補正したうえで、左チャンネルに係る信号と右チャンネルに係る信号との間の符号が、逆転している必要がある。音響再生システム1においては、上述した条件は、信号間に遅延時間 Δt_i を設け、何れか一方の信号を極性反転することによって、近似的に実現される。第1実装方法M1においては、遅延時間 Δt_i だけでなく極性反転も遅延回路で実装される。極性反転は、直接成分 p_d と交差成分 p_c との位相差が180度になる時間差(遅延量 π/ω_i)とすることで実現できる。つまり、遅延回路は、直接成分 p_d と交差成分 p_c との間の到達時間差が180度になる時間差と、直接成分 p_d と交差成分 p_c との間の到達時間差(遅延時間 Δt_i)と、の和を、最終的な時間差とする。そして、遅延回路では、スピーカに割り当てられた周波数帯域幅の中心周波数において、上述した最終的な時間差が設けられるようにし、その時間差を、スピーカに割り当てられた周波数帯域に含まれる全ての周波数に適用する。このように、音響再生システム1は、離散化された周波数帯域ごとに時間差を一律に設けることで、演算コストを大幅に軽減できる。

[0053] 第2実装方法M2は、逆フィルタ行列 H_i が行列(19)のように近似された近似逆行列を用いる。

[数19]

$$H_i \sim \tilde{H}_{i,M2} = \frac{1}{1-g_i^2} \begin{pmatrix} 1 & g_i \\ g_i & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega\Delta t_i} \\ e^{-j\omega\Delta t_i} & 1 \end{pmatrix} \quad (19)$$

行列（１９）及び図７に示されるように、利得補正項 α_i 及び係数補正項 G_i が増幅回路で実装され、逆相項 R_i が反転回路で実装され、遅延補正項 D_i が遅延回路で実装される。各係数行列は、増幅回路、反転回路、遅延回路の順で実装される。第１実装方法Ｍ１と比較すると、逆相項 R_i が実装される回路が異なる。第２実装方法Ｍ２においては、遅延回路は、直接成分 p_d と交差成分 p_c との間の到達時間差（遅延時間 Δt_i ）を周波数帯域ごとに一律に設ける。これにより、音響再生システム１は、演算コストを大幅に軽減できる。

[0054] 第３実装方法Ｍ３は、逆フィルタ行列 H_i が行列（２０）のように近似された近似逆行列を用いる。

[数20]

$$H_i \sim \tilde{H}_{i,M3} = \frac{1}{1 - \beta_i g_i^2 e^{-2j\omega \Delta t_i}} \odot \begin{pmatrix} 1 & g_i \\ g_i & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega(\Delta t_i + \pi/\omega_i)} \\ e^{-j\omega(\Delta t_i + \pi/\omega_i)} & 1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

行列（２０）及び図７に示されるように、利得補正項 α_i がフィードバック回路で実装され、係数補正項 G_i が増幅回路で実装され、逆相項 R_i 及び遅延補正項 D_i が遅延回路で実装される。各係数スカラー及び行列は、フィードバック回路、増幅回路、遅延回路の順で実装される。第１実装方法Ｍ１と比較すると、利得補正項 α_i が実装される回路が異なる。第３実装方法Ｍ３においては、フィードバック回路は、周波数に応じた利得補正項 α_i を算出する。これにより、音響再生システム１は、利得補正項 α_i が定数である場合と比べて、より正確にクロストークをキャンセルできる。

[0055] 第４実装方法Ｍ４は、逆フィルタ行列 H_i が行列（２１）のように近似された近似逆行列を用いる。

[数21]

$$H_i \sim \tilde{H}_{i,M4} = \frac{1}{1 - \beta_i g_i^2 e^{-2j\omega \Delta t_i}} \odot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & g_i \\ g_i & 1 \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega \Delta t_i} \\ e^{-j\omega \Delta t_i} & 1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

行列（２１）及び図７に示されるように、利得補正項 α_i がフィードバック回路で実装され、係数補正項 G_i が増幅回路で実装され、逆相項 R_i が反転回路で実装され、遅延補正項 D_i が遅延回路で実装される。各係数スカラー及び行列は、フィードバック回路、反転回路、増幅回路、遅延回路の順で実装され

る。第1実装方法M1と比較すると、利得補正項 α_i 及び逆相項 R_i が実装される回路が異なる。第4実装方法M4においては、遅延回路は、直接成分 p_d と交差成分 p_c との間の到達時間差（遅延時間 Δt_i ）を周波数帯域ごとに一律に設ける。フィードバック回路は、周波数に応じた利得補正項 α_i を算出する。これにより、音響再生システム1は、利得補正項 α_i が定数である場合と比べて、より正確にクロストークをキャンセルできる。

[0056] [逆システムの設計方法の簡易化]

最適な音源分散配置の原理を採用する従来のシステムにおいては、逆フィルタ行列を周波数ごとに設計する必要がある。これに対して、音響再生システム1は、離散化された周波数帯域ごとに、直接成分 p_d と交差成分 p_c との遅延時間 Δt_i と、伝達利得比 g_i とを設計すればよい。つまり、 $2m$ 個のスピーカを使用する場合には、左右一組のスピーカに対して2つのパラメータを設定することになるため、合計 $2m$ 個のパラメータを設定すればよい。このように、音響再生システム1は、逆システムの設計方法も簡易化できる。

[0057] [直接成分と交差成分との間の到達時間差（遅延時間）の設定]

伝達距離の差 Δl は上述した数式（9）で近似されるため、遅延時間 Δt_i は以下の数式（22）で設定できる。

[数22]

$$\Delta t_i \cong (\Delta r \cdot \sin \theta) / c \quad (22)$$

現実的には、頭部及び耳介などを迂回する時間を考慮する必要がある。このため、直接成分 p_d のインパルス応答と、交差成分 p_c のインパルス応答との相関が最大となる時間差が採用される。インパルス応答の相関が最大となる時間差は、互いのインパルス応答の波形を時間軸で移動させたときに波形が最も重なる時間差である。時間差は、波形を移動させて求めてもよいし、以下の数式（23）で示される相互相関関数を用いて算出してもよい。

[数23]

$$\Delta t_i = \arg \max_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h_{d,i}(t) \cdot h_{c,i}(t + \tau) dt \quad (23)$$

ここで、 $h_{d,i}$ は i 番目の直接成分 $p_{d,i}$ のインパルス応答であり、 $h_{c,i}$ は

i 番目の交差成分 $p_{c,i}$ のインパルス応答である。なお、非因果成分 $t < 0$ においてはゼロ埋めを行う。また、 $\arg \max_x f(x)$ は、関数 $f(x)$ が最大値を与えるときの x を返す演算子である。

[0058] [直接成分と交差成分との伝達利得比の設定]

伝達利得比 g_i の設定については、概略的には点音源の距離減衰のみを考慮すればよく、直接成分 p_d の伝達利得 $g_{d,i}$ と、交差成分 p_c の伝達利得 $g_{c,i}$ とは、以下の数式 (24) で示される。

[数24]

$$g_{d,i} = \frac{1}{\sqrt{4\pi l_{d,i}^2}}, \quad g_{c,i} = \frac{1}{\sqrt{4\pi l_{c,i}^2}} \quad (24)$$

伝達距離 l_d, l_c は式 (7), (8) で近似しているため、伝達利得比 g_i は以下の数式 (25) で近似できる。

[数25]

$$g_i = \frac{g_{c,i}}{g_{d,i}} = \frac{l_{d,i}}{l_{c,i}} \cong \frac{l - (\Delta r \sin \theta_i)/2}{1 + (\Delta r \sin \theta_i)/2} \quad (25)$$

さらに、伝達距離 l が両耳の等価間隔 Δr よりも非常に大きいとした場合には、さらに簡潔な条件として伝達利得比 $g_i \sim 1$ とすることができる。

[0059] 伝達利得比 g_i は、遅延時間 Δt_i と同様に、現実的には、頭部及び耳介などを迂回する距離を考慮する必要がある。迂回する距離などを考慮した伝達利得比 g_i を評価する手法は種々存在するが、ここでは、実効値による方法とエネルギー最大値による方法とを例示する。

[0060] 最初に、実効値によって伝達利得比 g_i を評価する方法を説明する。この方法は、頭部を考慮したインパルス応答の二乗積分値を積分時間長で除したものに對して平方根をとり、直接成分及び交差成分それぞれの伝達利得とする方法である。例えば、直接成分 $p_{d,i}$ の伝達利得 $g_{d,i}$ 及び交差成分 $p_{c,i}$ の伝達利得 $g_{c,i}$ は以下の数式 (26) とすることができる。

[数26]

$$g_{d,i} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T h_{d,i}^2(t) dt}, \quad g_{c,i} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T h_{c,i}^2(t) dt} \quad (26)$$

ここで、 T はインパルス応答が十分に減衰するまでの時間である。伝達利得比 g_i は、数式 (26) で示される直接成分 $p_{d,i}$ のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、交差成分 $p_{c,i}$ のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、の比である。

[0061] 次に、エネルギー最大値によって伝達利得比 g_i を評価する方法を説明する。エネルギー最大値同士であれば相関がある可能性が高いといえる。エネルギー最大の直接成分 $p_{d,i}$ の伝達利得 $g_{d,i}$ 及び交差成分 $p_{c,i}$ の伝達利得 $g_{c,i}$ は以下の数式 (27) とすることができる。

[数27]

$$g_{d,i} = \max |h_{d,i}(t)|, \quad g_{c,i} = \max |h_{c,i}(t)| \quad (27)$$

伝達利得比 g_i は、数式 (27) で示される、直接成分 $p_{d,i}$ のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、交差成分 $p_{c,i}$ のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、の比とすることができる。

[0062] [各実装方法の評価]

上述した各実装方法について、比較例とともに評価した。結果を図8に示す。図8は、図7に示される実装方法の評価結果を説明する図である。比較例は、逆フィルタ行列を実装したシステムであって、最適な音源分散配置の原理を採用する従来のシステムである。評価は相対評価であり、A、B、Cの順に評価が高い順にランクが決定される。評価項目は、「理論の簡便さ」、「逆システムの正確性」、「回路の実装コストの低さ」、及び「逆システムの設計の簡易さ」とした。

[0063] 「理論の簡便さ」については、比較例が「A」評価であり、第1実装方法M1～第4実装方法M4を「B」評価とした。第1実装方法M1～第4実装方法M4は、比較例の数式を要素分割するため、比較例よりも複雑であると評価した。

[0064] [逆システムの正確性]

比較例では、理論上、プラント行列と逆フィルタ行列との積が単位行列になるため、比較例は「A」評価とした。これに対して、第1実装方法M1～

第4実装方法M4は、逆フィルタ行列の要素を近似しているため、「B」評価以下とした。なお、第1実装方法M1～第4実装方法M4の中で第1実装方法M1が最も近似する項目が多いため、第1実装方法M1のみ「C」評価とし、第2実装方法M2～第4実装方法M4を「B」評価とした。

[0065] [回路の実装コストの低さ]

比較例では、畳み込み回路を必要とするため、第1実装方法M1～第4実装方法M4よりも低い評価とした。なお、第3実装方法M3及び第4実装方法M4は、比較的複雑なフィードバック回路を有するため、第1実装方法M1及び第2実装方法M2よりも低い評価とした。以上を踏まえ、比較例を「C」評価とし、第1実装方法M1及び第2実装方法M2を「A」評価、第3実装方法M3及び第4実装方法M4を「B」評価とした。

[0066] [逆システムの設計の簡易さ]

比較例では、逆フィルタ行列を周波数ごとに設計する必要があるため、第1実装方法M1～第4実装方法M4よりも低い評価とした。なお、第3実装方法M3及び第4実装方法M4は、フィードバック回路の安定化パラメータの設定が必要であるため、第1実装方法M1及び第2実装方法M2よりも低い評価とした。以上を踏まえ、比較例を「C」評価とし、第1実装方法M1及び第2実装方法M2を「A」評価、第3実装方法M3及び第4実装方法M4を「B」評価とした。

[0067] [実施形態のまとめ]

音響再生システム1によれば、逆フィルタ行列 H_i が近似逆行列によって近似される。近似逆行列は、左録音信号41及び右録音信号42に適用され、これにより、マルチウェイスピーカユニット2がサウンドを再生する。近似逆行列は、利得補正項 α_i 、係数補正項 G_i 、逆相項 R_i 、及び遅延補正項 D_i と、の積で表現される。つまり、長大なフィルタ係数の畳み込み演算を行う逆フィルタ行列が、利得補正、係数補正、逆相、遅延補正といったより単純な演算を行う4つの要素に近似的に分割される。そして、4つの要素に係る機能が複数の回路で分担して実装される。よって、音響再生システム1は、

逆フィルタ行列をそのまま実装する場合と比べて、両耳の独立制御に係る実装コストを軽減できる。

[0068] [変形例]

以上、種々の例示的实施形態について説明してきたが、上記の例示的实施形態に限定されることなく、様々な省略、置換、及び変更がなされてもよい。

[0069] 上述した実施形態において説明された右スピーカの数、左スピーカ数は、適宜変更されてもよい。右スピーカの数と左スピーカの数とは同一でなくてもよい。

実施例

[0070] 以下、上記効果を説明すべく本発明者が実施した実施例について述べる。

[0071] 図1に示す音響再生システム1を用いた。逆フィルタ行列は、第2実装方法M2で実装した。周波数帯域の分割は4分割とした。そして、片耳のみにサウンドを出力し、もう片方の耳（制御点）における周波数応答をシミュレーションした。結果を図9に示す。図9は、制御点における周波数応答をシミュレーションしたグラフである。横軸は周波数〔Hz〕であり、縦軸が音圧レベル〔dB〕である。第2実装方法M2では数値計算上はクロストークが完全にキャンセルされる。制御点において録音信号が正確に再現できている場合は縦軸が0 dBとなる。図9に示されるように、周波数に応じて音圧レベルの大小はあるものの、概ね-5 dB内に収まっていることが確認された。

[0072] 上述した聴取空間10において聴取者11が原点に位置するとして、音圧分布をシミュレーションした。音響再生システム1は、図9の評価で用いたシステムと同一とした。結果を図10に示す。図10は、近似逆行列によって実現した音響再生システムによる音圧分布をシミュレーションした結果である。図10は、音圧レベル〔dB〕を濃淡で表現した図である。図10に示されるように、聴取者（原点位置）の左耳がほぼ0 dBとなり、右耳が-20 dB程度、つまり、右耳において十分減音されることが確認された。こ

のように、近似逆行列を用いて両耳の独立制御が実現できることが確認された。

[0073] 次に、パラメータ設定の実施例を説明する。スピーカの開き角 θ を 29° となる位置に左右一対のスピーカを配置した場合における、パラメータの計算例を示す。最初に、遅延時間 Δt_i について計算する。図 11 は、左右一対のスピーカから左耳へ到達するサウンドのインパルス応答をシミュレーションした結果である。横軸は時間 [ms] であり、縦軸は相対音圧である。相対音圧は、左スピーカから左耳へ到達する直接成分のインパルス応答（頭部を考慮した頭部インパルス応答）のピーク値が 1 となるように正規化された音圧である。図 11 に示される実線のデータは、左スピーカから左耳へ到達する直接成分のインパルス応答であり、一点鎖線のデータは、右スピーカから左耳へ到達する交差成分のインパルス応答である。直接成分のインパルス応答と交差成分のインパルス応答とに時間差（シフト時間）を与え、与えた時間差におけるインパルス応答の重なり大きさを相関値として返す相互相関関数を用意して計算した。図 12 は、直接成分のインパルス応答と交差成分のインパルス応答との相互相関関数の計算結果である。横軸はシフト時間、縦軸は相関値である。図 12 に示されるように、相関値が最大となるシフト時間は、 -0.29 ms であった。つまり、交差成分に対して直接成分が 0.29 ms だけ早く到達したことを示している。よって、左右一対のスピーカに割り当てられた周波数帯域において、遅延時間 Δt_i は 0.29 ms とすればよい。

[0074] 続いて、伝達利得比 g_i について計算する。実効値によって伝達利得比 g_i を計算する場合には、図 11 に示される頭部を考慮したインパルス応答の二乗積分値を積分時間長で除したのに対して平方根をとり、直接成分及び交差成分それぞれの伝達利得とする（数式 (26) 参照）。そして、直接成分及び交差成分の伝達利得の比を計算する。これにより、伝達利得比 g_i は、 2.04 となる。

[0075] エネルギー最大値によって伝達利得比 g_i を計算する場合には、図 11 に示

される直接成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、交差成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、の比を計算する。これにより、伝達利得比 g_i は、2.44 となる。以上、明快かつ簡易にパラメータを計算できることが確認された。

符号の説明

[0076] 1…音響再生システム、2…マルチウェイスピーカユニット（複数のスピーカの一例）、3…コントローラ、10…聴取空間、11…聴取者、41…左録音信号、42…右録音信号、LW…複数の左スピーカ、RW…複数の右スピーカ。

請求の範囲

- [請求項1] 聴取者が存在する聴取空間においてサウンドを再生する音響再生システムであって、
- 前記聴取空間に配置される複数のスピーカと、
- 前記聴取者の左耳に対応する左録音信号と前記聴取者の右耳に対応する右録音信号とに基づいて、左チャンネル及び右チャンネルの2チャンネルのサウンドを前記複数のスピーカから再生させるコントローラと、
- を備え、
- 前記複数のスピーカは、
- 前記左チャンネルに対応する複数の左スピーカと、
- 前記右チャンネルに対応する複数の右スピーカと、
- を有し、
- 前記複数の左スピーカ及び前記複数の右スピーカそれぞれは、出力可能なサウンドの周波数帯域幅が異なるように、離散化された周波数帯域幅が予め設定されており、
- 前記コントローラは、前記複数のスピーカから両耳までの伝達系を示すプラント行列の逆行列を近似した近似逆行列を前記左録音信号及び前記右録音信号に適用して、前記複数のスピーカからサウンドを再生させ、
- 前記複数のスピーカから出力されるサウンドは、複数の左スピーカから前記聴取者の左耳に出力されるサウンド、及び、複数の右スピーカから前記聴取者の右耳に出力されるサウンドである直接成分と、複数の左スピーカから前記聴取者の左耳に出力されるサウンド、及び、複数の右スピーカから前記聴取者の右耳に出力されるサウンドである交差成分とを含み、
- 前記近似逆行列は、
- 前記直接成分の信号強度を周波数帯域に応じて補正する利得補正項

と、前記直接成分と前記交差成分との強度の差を周波数帯域に応じて補正する係数補正項と、前記交差成分の位相を逆転させる逆相項と、前記交差成分の周波数帯域に応じた時間差を設ける遅延補正項と、の積で表現され、

前記コントローラは、前記利得補正項、前記係数補正項、前記逆相項、及び前記遅延補正項を実装する複数の回路を有する、音響再生システム。

[請求項2] 前記コントローラは、前記利得補正項及び前記係数補正項を実装する増幅回路と、前記逆相項及び前記遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、

前記遅延回路は、前記直接成分と前記交差成分との位相差が前記周波数帯域幅の中心周波数において180度になる時間差と、前記直接成分と前記交差成分との間の到達時間差と、の和を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設ける、

請求項1に記載の音響再生システム。

[請求項3] 前記コントローラは、前記利得補正項及び前記係数補正項を実装する増幅回路と、前記逆相項を実装する反転回路と、前記遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、

前記反転回路は、信号の極性を反転させ、

前記遅延回路は、前記直接成分と前記交差成分との間の到達時間差を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設ける、

請求項1に記載の音響再生システム。

[請求項4] 前記コントローラは、前記利得補正項を実装するフィードバック回路と、前記係数補正項を実装する増幅回路と、前記逆相項及び前記遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、

前記フィードバック回路は、周波数に応じた前記利得補正項を算出し、

前記遅延回路は、前記直接成分と前記交差成分との位相差が前記周

波数帯域幅の中心周波数において180度になる時間差と、前記直接成分と前記交差成分との間の到達時間差と、の和を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設ける、

請求項1に記載の音響再生システム。

[請求項5] 前記コントローラは、前記利得補正項を実装するフィードバック回路と、前記係数補正項を実装する増幅回路と、前記逆相項を実装する反転回路と、前記遅延補正項を実装する遅延回路とを含み、

前記フィードバック回路は、周波数に応じた前記利得補正項を算出し、

前記反転回路は、信号の極性を反転させ、

前記遅延回路は、前記直接成分と前記交差成分との間の到達時間差を、離散化された周波数帯域ごとに一律に設ける、

請求項1に記載の音響再生システム。

[請求項6] 前記到達時間差は、前記直接成分のインパルス応答と前記交差成分のインパルス応答との間の相関が最大となる時間差である、請求項2～5の何れか一項に記載の音響再生システム。

[請求項7] 前記利得補正項は、0.1から10までの範囲内の数値である、請求項2又は3に記載の音響再生システム。

[請求項8] 前記利得補正項は $\gamma / (1 + g_i^2)$ であり、 γ は0.1から10までの範囲内の数値であり、 g_i は伝達利得比であって*i*番目の周波数帯域のスピーカの直接成分と交差成分との経路差に起因する信号強度の比である、請求項2又は3に記載の音響再生システム。

[請求項9] 前記伝達利得比は、前記直接成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、前記交差成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、の比である請求項8に記載の音響再生システム。

[請求項10] 前記伝達利得比は、前記直接成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、前記交差成分のインパルス応答の各時刻

の絶対値のうちの最大となる値と、の比である請求項 8 に記載の音響再生システム。

[請求項11] 前記利得補正項及び前記係数補正項は、 i 番目の周波数帯域のスピーカの直接成分と交差成分との経路差に起因する信号強度の比である伝達利得比 g_i を有する、請求項 4 又は 5 に記載の音響再生システム。

[請求項12] 前記伝達利得比は、前記直接成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、前記交差成分のインパルス応答の各時刻での二乗値を時間平均積分した値の平方根と、の比である請求項 11 に記載の音響再生システム。

[請求項13] 前記伝達利得比は、前記直接成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、前記交差成分のインパルス応答の各時刻の絶対値のうちの最大となる値と、の比である請求項 11 に記載の音響再生システム。