

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6892111号
(P6892111)

(45) 発行日 令和3年6月18日(2021.6.18)

(24) 登録日 令和3年5月31日(2021.5.31)

(51) Int.Cl. F I
 H O 4 S 7/00 (2006.01) H O 4 S 7/00 3 2 0
 H O 4 S 3/00 (2006.01) H O 4 S 3/00 2 0 0

請求項の数 15 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2017-104831 (P2017-104831)	(73) 特許権者	504165591 国立大学法人岩手大学 岩手県盛岡市上田三丁目18番8号
(22) 出願日	平成29年5月26日(2017.5.26)	(74) 代理人	100107010 弁理士 橋爪 健
(65) 公開番号	特開2018-201125 (P2018-201125A)	(72) 発明者	西山 清 岩手県盛岡市上田三丁目18番8号 国立 大学法人岩手大学内
(43) 公開日	平成30年12月20日(2018.12.20)	(72) 発明者	佐藤 克昌 東京都八王子市明神町3丁目17番6号 ヴィルヌーブ八王子510 株式会社エー ・アール・アイ内
審査請求日	令和2年4月21日(2020.4.21)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多入力多出力系の直接逆同定方法及び装置及びプログラム及び記憶媒体、多入力多出力逆フィルタ装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定方法であって、
 前記多入力多出力逆フィルタ装置は、
 第1～第[M×M]の逆フィルタ $G^{i_1} \sim G^{M M}$
 と(Mは、2以上の整数)、
 第1～第Mの出力部と、
 を備え、
 逆フィルタ $G^{i_1}, \dots, G^{M i}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、
 第iの出力部は、逆フィルタ $G^{i_1}, \dots, G^{i M}$ の出力の加算値を出力し、

処理部は、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、
 前記処理部は、逆フィルタ $G^{i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) の各フィルタ係数の推定値 $g^{i j k}$ を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定する、
 多入力多出力系の直接逆同定方法。

【数 1】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

$g^{\wedge i j}_k$: N次元ベクトル ; j番目のソースから i番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K^j_{s, k}$: N × 1行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y^j_k : 1 × N行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

$e^{\sim i}_k$: i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u^i_{k-D} : i番目の伝達系の入力 (Dはサンプル遅れを表す。)

【請求項 2】

請求項 1 に記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、
前記処理部が、フィルタゲイン $K^i_{s, k}$ の再帰変数を初期化するステップと、
前記処理部が、前記多入力多出力系の入力及び出力の測定値を入力するステップと、
前記処理部が、フィルタゲイン $K^i_{s, k}$ を計算するステップと、
前記処理部が、各フィルタ係数の推定値 $g^{\wedge i j}_k$ を前記式 (6) ~ 式 (11) により求める直接逆同定法による処理を実行するステップと、

前記処理部が、各フィルタ係数の推定値 $g^{\wedge i j}_k$ が収束するまで、時間のインデックス k に 1 を加えて前記入力するステップ、前記計算するステップ、及び前記処理を実行するステップを繰り返し、収束した推定値 $g^{\wedge i j}_k$ を記憶部に記憶するステップと、
を含むことを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【請求項 3】

請求項 2 に記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、
前記処理部が、前記計算するステップにおいて、前記フィルタゲイン $K^i_{s, k}$, $i = 1, \dots, M$ を以下の式 (23) から式 (28) の再帰式により更新することを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【数 2】

$$\mathbf{K}_{s,k}^i = \tilde{\mathbf{K}}_k^i(:,1)/R_{e,k}^i(1,1) \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{K}}_k^i \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{K}}_{k-1}^i \end{bmatrix} - \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^i \mathbf{R}_{r,k-1}^{i-1} \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^{iT} \check{\mathbf{C}}_k^{iT} \quad (24)$$

$$\mathbf{R}_{e,k}^i = \mathbf{R}_{e,k-1}^i - \check{\mathbf{C}}_k^i \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^i \mathbf{R}_{r,k-1}^{i-1} \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^{iT} \check{\mathbf{C}}_k^{iT} \quad (25)$$

$$\mathbf{R}_{r,k}^i = \rho \left(\mathbf{R}_{r,k-1}^i - \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^{iT} \check{\mathbf{C}}_k^{iT} \mathbf{R}_{e,k-1}^{i-1} \check{\mathbf{C}}_k^i \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^i \right) \quad (26)$$

$$\tilde{\mathbf{L}}_k^i = \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^i - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{K}}_{k-1}^i \end{bmatrix} \mathbf{R}_{e,k-1}^{i-1} \check{\mathbf{C}}_k^i \tilde{\mathbf{L}}_{k-1}^i \quad (27)$$

10

ただし、 $2 \times (N+1)$ 行列 $\check{\mathbf{C}}_k^i$ は未知系の出力 y_k^i から

$$\check{\mathbf{C}}_k^i = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{Y}}_k^i \\ \check{\mathbf{Y}}_k^i \end{bmatrix}, \quad \check{\mathbf{Y}}_k^i = [y_k^i, \dots, y_{k-N}^i] \quad (28)$$

【請求項 4】

請求項 3 に記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、
前記処理部が、初期値を以下の式 (29) により定めることを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【数 3】

20

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{e,-1}^i &= \mathbf{R} + \mathbf{C}_0^i \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i \mathbf{C}_0^{iT}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho & 0 \\ 0 & -\rho\gamma_f^2 \end{bmatrix}, \quad \rho = 1 - \chi(\gamma_f) \\ \tilde{\mathbf{K}}_{-1}^i &= \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i \mathbf{C}_0^{iT}, \quad \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i = \varepsilon_0 \text{diag}\{\rho, \rho^2, \dots, \rho^N\}, \quad \varepsilon_0 > 0 \\ \tilde{\mathbf{L}}_{-1}^i &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{r,-1}^i = \begin{bmatrix} -1/\varepsilon_0 & 0 \\ 0 & \rho^{-N}/\varepsilon_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (29)$$

ここで、 ρ は忘却係数、 ε_0 は任意の正数、 N はタップ数 (インパルス応答長)、 $\text{diag}\{\cdot\}$ は対角行列、 $R_{e,k}^i(1,1)$ は行列 $\mathbf{R}_{e,k}^i$ の (1,1) 成分をそれぞれ表す。

[記号の説明]

30

$\tilde{\mathbf{K}}_k^i \in \mathbb{R}^{N \times 2}$, $\tilde{\mathbf{K}}_k^i(:,1)$: $\tilde{\mathbf{K}}_k^i$ の第 1 列ベクトル, $\tilde{\mathbf{L}}_k^i \in \mathbb{R}^{(N+1) \times 2}$,
 $\mathbf{R}_{r,k}^i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{R}_{e,k}^i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\check{\mathbf{C}}_k^i \in \mathbb{R}^{2 \times (N+1)}$, $\check{\mathbf{Y}}_k^i \in \mathbb{R}^{1 \times (N+1)}$,
 $\mathbf{C}_k^i = \check{\mathbf{C}}_k^i(:,1:N)$: $\check{\mathbf{C}}_k^i$ の第 1 列から第 N 列ベクトルからなる行列,
 γ_f は予め与えられた正の値。

また、 $\chi(\gamma_f)$ は $\chi(1) = 1$, $\chi(\infty) = 0$ を満たす γ_f の単調減衰関数であり、 γ_f は H_∞ フィルタの最大エネルギーゲインの上限を与えるパラメータである。

【請求項 5】

40

請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、
前記 M は 3 以上の整数であることを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、
さらに、求めた各フィルタ係数の推定値 $g^{i,j}_k$ により設定された逆フィルタ $G^{\wedge 1}_1 \sim G^{\wedge M}_M$ を用いた前記多入力多出力逆フィルタ装置により、等化器を構築すること、
又は、MIMO システム若しくはその他の通信システムにおける空間多重化を行うことを
特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

50

【請求項 7】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、さらに、求めた各フィルタ係数の推定値 $g^{i j k}$ により設定された逆フィルタ $G^{1 1} \sim G^{M M}$ を用いた前記多入力多出力逆フィルタ装置により、複数の人が高臨場感を共有できる音場再生を行うことを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【請求項 8】

請求項 7 に記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、前記ソース S_i は音源であり、前記出力部はスピーカであり、前記多入力多出力逆フィルタ装置は、前記出力部からの音をクロストークキャンセルし、トランスオーラル再生を実現することを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

10

【請求項 9】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載された多入力多出力系の直接逆同定方法において、さらに、求めた各フィルタ係数の推定値 $g^{i j k}$ により設定された逆フィルタ $G^{1 1} \sim G^{M M}$ を用いた前記多入力多出力逆フィルタ装置により、所望の出力を与えるシステムの入力を生成することを特徴とする多入力多出力系の直接逆同定方法。

【請求項 10】

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定装置であって、前記多入力多出力逆フィルタ装置は、第 1 ~ 第 $[M \times M]$ の逆フィルタ $G^{1 1} \sim G^{M M}$ と (M は、2 以上の整数)、第 1 ~ 第 M の出力部と、を備え、逆フィルタ $G^{1 i}, \dots, G^{M i}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、第 i の出力部は、逆フィルタ $G^{i 1}, \dots, G^{i M}$ の出力の加算値を出力し、多入力多出力系の前記直接逆同定装置は、処理部と、記憶部と、を備え、前記処理部は、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、前記処理部は、逆フィルタ $G^{i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) の各フィルタ係数の推定値 $g^{i j k}$ を、以下の式 (6) ~ 式 (11) に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定する、多入力多出力系の直接逆同定装置。

20

30

【数 4】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

$g^{\wedge i j}_k$: N次元ベクトル ; j番目のソースから i番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K^j_{s, k}$: $N \times 1$ 行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y^j_k : $1 \times N$ 行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

$e^{\sim i}_k$: i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u^i_{k-D} : i番目の伝達系の入力 (Dはサンプル遅れを表す。)

【請求項 11】

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定プログラムであって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第1～第[M×M]の逆フィルタ $G^{\wedge 1 1} \sim G^{\wedge M M}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部と、

を備え、

逆フィルタ $G^{\wedge 1 i}, \dots, G^{\wedge M i}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

第iの出力部は、逆フィルタ $G^{\wedge i 1}, \dots, G^{\wedge i M}$ の出力の加算値を出力し、

処理部が、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力するステップと、

前記処理部が、逆フィルタ $G^{\wedge i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) の各フィルタ係数の推定値 $g^{\wedge i j}_k$ を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定するステップと、

前記処理部が、同定した各フィルタ係数の推定値 $g^{\wedge i j}_k$ を、記憶部に記憶するステップと、

をコンピュータに実行させるための多入力多出力系の直接逆同定プログラム。

10

20

30

40

50

【数 5】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

$g^{i j}_k$: N次元ベクトル ; j 番目のソースから i 番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K^j_{s, k}$: $N \times 1$ 行列 ; j 番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y^j_k : $1 \times N$ 行列 ; j 番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

e^{-i}_k : i 番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u^{i}_{k-D} : i 番目の伝達系の入力 (D はサンプル遅れを表す。)

【請求項 1 2】

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体であって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第 1 ~ 第 [M × M] の逆フィルタ $G^{1 1} \sim G^{M M}$

と (M は、2 以上の整数)、

第 1 ~ 第 M の出力部と、

を備え、

逆フィルタ $G^{1 i}, \dots, G^{M i}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

第 i の出力部は、逆フィルタ $G^{i 1}, \dots, G^{i M}$ の出力の加算値を出力し、

処理部が、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力するステップと、

前記処理部が、逆フィルタ $G^{i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) の各フィルタ係数の推定値 $g^{i j}_k$ を、以下の式 (6) ~ 式 (11) に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定するステップと、

前記処理部が、同定した各フィルタ係数の推定値 $g^{i j}_k$ を、記憶部に記憶するステップと、

をコンピュータに実行させるための多入力多出力系の直接逆同定プログラムを記録したコ

10

20

30

40

50

コンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【数 6】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\tilde{e}_k^i = u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1}$$

$$Y_k^j = [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \quad (11)$$

ここで、

$g^{\wedge i j}_k$: N次元ベクトル ; j番目のソースから i番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K^j_{s, k}$: $N \times 1$ 行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y^j_k : $1 \times N$ 行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

$e^{\sim i}_k$: i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u^i_{k-D} : i番目の伝達系の入力 (Dはサンプル遅れを表す。)

【請求項 13】

多入力多出力系を伝達系とする多入力多出力逆フィルタ装置であって、

第 1 ~ 第 $[M \times M]$ の逆フィルタ $G^{\wedge 1 1} \sim G^{\wedge M M}$

と (Mは、2以上の整数)、

第 1 ~ 第 M の出力部と、

を備え、

逆フィルタ $G^{\wedge 1 i}, \dots, G^{\wedge M i}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

第 i の出力部は、逆フィルタ $G^{\wedge i 1}, \dots, G^{\wedge i M}$ の出力の加算値を出力し、

処理部により、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、以下の式 (6) ~ 式 (11) に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定した各フィルタ係数の推定値 $g^{\wedge i j}_k$ が、逆フィルタ $G^{\wedge i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) に設定された、多入力多出力逆フィルタ装置。

【数 7】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル ; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u_{k-D}^i : i番目の伝達系の入力 (Dはサンプル遅れを表す。)

【請求項 14】

請求項 13 に記載された多入力多出力逆フィルタ装置において、

さらに、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} からの出力を入力して加算し、加算値を前記出力部に出力する加算器 i ($i = 1, \dots, M$) を備えたことを特徴とする多入力多出力逆フィルタ装置。

【請求項 15】

多入力多出力系を伝達系とする多入力多出力逆フィルタ装置を用いた多入力多出力逆フィルタ方法であって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第 1 ~ 第 $[M \times M]$ の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と (M は、2 以上の整数)、

第 1 ~ 第 M の出力部と、

を備え、

逆フィルタ G^{1i}, \dots, G^{Mi} は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

第 i の出力部は、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

処理部により、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、以下の式 (6) ~ 式 (11) に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出

10

20

30

40

50

力測定値から直接同定した各フィルタ係数の推定値 $\hat{g}_k^{i j}$ が、逆フィルタ $G^{i j}$ ($i, j = 1, \dots, M$) に設定された、多入力多出力逆フィルタ装置を用いた多入力多出力逆フィルタ方法。

【数 8】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

$\hat{g}_k^{i j}$: N次元ベクトル ; j番目のソースから i番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1 行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N 行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

u_{k-D}^i : i番目の伝達系の入力 (Dはサンプル遅れを表す。)

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、多入力多出力系の直接逆同定方法及び装置及びプログラム及び記憶媒体、多入力多出力逆フィルタ装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

逆システムの同定が行われる例として、通信分野の自動等化器や音響分野のトランスオーラルシステムがある。伝送中に生ずる信号のひずみを補償する等化器は1入力1出力系の逆システムであり、バイノーラル録音された音源をステレオスピーカで再現するトランスオーラルシステムで用いる逆フィルタは2入力2出力系の逆システムに対応する。

音響的に臨場感を再現する方法としては、距離による音量の減衰や両耳間強度差により音像定位を再現する音量差、音波が到達する時間の差によって音像定位を再現する時間差などの方法に加え、周波数特性、位相、残響の変化によって再現する方法があるが、バイノーラル録音は実際に人間の耳で聞くように録音することで実際の臨場感も含め録音するものがある。

【0003】

図1に、ダミーヘッドを用いたバイノーラル録音の説明図を示す。

バイノーラル録音では、例えば、人間の頭部形状を模したダミーヘッドと呼ばれる人形の両耳部分にマイクを埋め込んで録音する。この音源をヘッドホンやイヤホンにより聴取した場合、録音時の情報がそのまま再現されるため高臨場感が得られる。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献1】浜田 晴夫，“バイノーラル音場再生系について”，日本音響学会誌，48巻4号，pp. 250 - 257，1992.

10

【非特許文献2】S. Uto, H. Hamada, T. Miura, P. A. Nelson, S. J. Elliot, “AUDIO EQUALIZER USING MULTI-CHANNEL ADAPTIVE DIGITAL FILTER”, ASJ Symposium 91 International Symposium on Active Control of Sound and Vibration, April 9 - 11, pp. 421 - 426, 1991.

【非特許文献3】P. A. Nelson, H. Hamada, S. J. Elliot, “Adaptive Inverse Filters for Stereophonic Sound Reproduction”, IEEE TRANSACTION S ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 40, No. 7, pp. 1621 - 1632, JULY 1992.

20

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2012-151529号公報

【特許文献2】特開2012-151530号公報

【特許文献3】特開平6-165298号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、イヤフォンやヘッドフォンの装着は使用者に負担となり、閉塞感も与える。このバイノーラル音源を左右2つのスピーカを用いて耳元で再現する方法がトランスオーラル再生である。

30

図2に、トランスオーラルシステムの説明図を示す。

トランスオーラル再生を実現するためには、スピーカから耳元へ至るクロストーク成分をキャンセルするために未知の2入力2出力系(H)の逆システムが必要となる[非特許文献1]。この逆システムの推定値が図2の逆フィルタG^となる。このとき、逆フィルタの伝達関数行列G^は次の関係式を満たすことが望まれる。なお、記号上に付される“^”は、推定値の意味であり、入力の都合上、文字の右上に記載するが、数式で示すように、文字の真上に記載されたものと同じである。

40

【0007】

【数1】

$$H\hat{G} = \begin{bmatrix} H_{LL} & H_{LR} \\ H_{RL} & H_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{G}_{LL} & \hat{G}_{LR} \\ \hat{G}_{RL} & \hat{G}_{RR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

これより、

$$H_{LL}\hat{G}_{LL} + H_{LR}\hat{G}_{RL} = 1, H_{RL}\hat{G}_{LR} + H_{RR}\hat{G}_{RR} = 1 \quad (2)$$

$$H_{LL}\hat{G}_{LR} + H_{LR}\hat{G}_{RR} = 0, H_{RL}\hat{G}_{LL} + H_{RR}\hat{G}_{RL} = 0 \quad (3)$$

50

式(2)は音源のオールパス特性を表し、式(3)はクロストークのキャンセルを表す。上式を満たす逆フィルタ G^{\wedge} を実現できれば、耳元でバイノーラル音源が再現される。つまり、録音時の信号を耳元で再現できるので、3次元の高臨場感が実現される。トランスオーラルシステムによる3次元高臨場感再生において、未知の2入力2出力系の逆システムを正確に同定することが重要であり、その精度が聴取時に得られる臨場感に大きく影響を与える。

従来法[非特許文献2、非特許文献3等]では、まず未知の2入力2出力系を同定し、その結果を用いて逆フィルタ、すなわち逆システムを求めると云った2段階方式をとっていた。そのため、誤差が2重に蓄積すると共に系の変動の影響を受け易いことが想定される。

10

【0008】

この課題の解決のため2入力2出力系のバイノーラル音声再生方法が提案されているが[特許文献1、特許文献2]、多入力多出力系には対応できていなかった。

また、4入力4出力系の音響再生装置が考案されているが[特許文献3]、順方向の同定を行ってから、その結果を用いて逆同定を行うと云った従来法と同じ2段階方式をとっていた。よって、従来のトランスオーラルシステムと同様の課題を抱えている。さらに、この装置の逆フィルタは固定無限インパルス応答デジタルフィルタ又は固定IIR(Infinitesimal Impulse Response)デジタルフィルタを用いているため、生活空間での日常使いは困難な場合が想定される。

そのため、複数の試聴者が同じ臨場感を体感できるトランスオーラル再生を実用的なレベルで実現できず、現在まで商品化されていない。また、MIMO通信、地震の振動再現、ロボットの逆キネマティクスなどへの展開も進んでいない。

20

【0009】

以上のように、従来は、順方向の伝達関数行列 H を求めてから逆フィルタ G^{\wedge} を求めていた(後述の図6参照)。よって、2段階の処理となり、系の変動による誤差や数値誤差の蓄積が無視できない場合が想定される。

また、従来は、入出力が3チャンネル以上の場合に実用的な逆フィルタ G^{\wedge} を求めるための方法や、そのような逆フィルタ G^{\wedge} を用いた逆システム又はトランスオーラルシステム等が存在しなかった。

【0010】

本発明は、以上の点に鑑み、未知の多入力多出力系の逆システム・逆フィルタを入出力データから直接同定することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明の第1の解決手段によると、
多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定方法であって、
前記多入力多出力逆フィルタ装置は、
第1～第 $[M \times M]$ の逆フィルタ $G^{\wedge}_{11} \sim G^{\wedge}_{MM}$
と(M は、2以上の整数)、
第1～第 M の出力部 $U_1 \sim U_M$ と、
を備え、

30

40

逆フィルタ $G^{\wedge}_{1i}, \dots, G^{\wedge}_{Mi}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$)を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ $G^{\wedge}_{i1}, \dots, G^{\wedge}_{iM}$ の出力の加算値を出力し、

処理部は、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、

処理部は、逆フィルタ G^{\wedge}_{ij} ($i, j = 1, \dots, M$)の各フィルタ係数の推定値 g^{\wedge}_{ijk} を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定する、
多入力多出力系の直接逆同定方法が提供される。

50

【 0 0 1 2 】

【 数 2 】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

10

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \cdots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \cdots, M \end{aligned} \quad (11)$$

20

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル ; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

k : 時間のインデックス

【 0 0 1 3 】

30

本発明の第2の解決手段によると、

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定装置であって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第1～第[M × M]の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部 $U_1 \sim U_M$ と、

を備え、

逆フィルタ G^{1i}, \cdots, G^{Mi} は、ソース S_i ($i = 1, \cdots, M$) を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ G^{i1}, \cdots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

40

多入力多出力系の前記直接逆同定装置は、

処理部と、

記憶部と、

を備え、

前記処理部は、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、

前記処理部は、逆フィルタ G^{ij} ($i, j = 1, \cdots, M$) の各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定する、

多入力多出力系の直接逆同定装置が提供される。

【 0 0 1 4 】

50

【数3】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: $N \times 1$ 行列; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : $1 \times N$ 行列; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

【0015】

本発明の第3の解決手段によると、

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定プログラムであって

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第1～第[M×M]の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部 $U_1 \sim U_M$ と、

を備え、

逆フィルタ G^{1i}, \dots, G^{Mi} は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$)を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

処理部が、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力するステップと、

処理部が、逆フィルタ G^{ij} ($i, j = 1, \dots, M$)の各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定するステップと、

前記処理部が、同定した各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} を、記憶部に記憶するステップと、

をコンピュータに実行させるための多入力多出力系の直接逆同定プログラムが提供される

【0016】

10

20

30

40

【数 4】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: $N \times 1$ 行列; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : $1 \times N$ 行列; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

【0017】

本発明の第4の解決手段によると、

多入力多出力逆フィルタ装置のための多入力多出力系の直接逆同定プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体であって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第1～第[M×M]の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部 $U_1 \sim U_M$ と、

を備え、

逆フィルタ G^{1i}, \dots, G^{Mi} は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

処理部が、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力するステップと、

処理部が、逆フィルタ G^{ij} ($i, j = 1, \dots, M$) の各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} を、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定するステップと、

前記処理部が、同定した各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} を、記憶部に記憶するステップと、

をコンピュータに実行させるための多入力多出力系の直接逆同定プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体が提供される。

【0018】

10

20

30

40

【数 5】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル ; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

【0019】

本発明の第5の解決手段によると、

多入力多出力系を伝達系とする多入力多出力逆フィルタ装置であって、

第1～第[M × M]の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部 $U_1 \sim U_M$ と、

を備え、

逆フィルタ G^{11}, \dots, G^{MM} は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

処理部により、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定した各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} が、逆フィルタ G^{ij} ($i, j = 1, \dots, M$) に設定された、多入力多出力逆フィルタ装置が提供される。

【0020】

10

20

30

40

【数 6】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_k^{ij} : N次元ベクトル ; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1行列 ; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N行列 ; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

【0021】

本発明の第6の解決手段によると、

多入力多出力系を伝達系とする多入力多出力逆フィルタ装置を用いた多入力多出力逆フィルタ方法であって、

前記多入力多出力逆フィルタ装置は、

第1～第[M × M]の逆フィルタ $G^{11} \sim G^{MM}$

と(Mは、2以上の整数)、

第1～第Mの出力部 $U_1 \sim U_M$ と、

を備え、

逆フィルタ G^{1i}, \dots, G^{Mi} は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、

出力部 U_i は、逆フィルタ G^{i1}, \dots, G^{iM} の出力の加算値を出力し、

処理部により、前記多入力多出力系を伝達系とした入出力測定値を入力し、以下の式(6)～式(11)に従う直接逆同定法による処理を実行して、前記多入力多出力系の入出力測定値から直接同定した各フィルタ係数の推定値 \hat{g}_k^{ij} が、逆フィルタ G^{ij} ($i, j = 1, \dots, M$) に設定された、多入力多出力逆フィルタ装置を用いた多入力多出力逆フィルタ方法が提供される。

【0022】

10

20

30

40

【数 7】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \quad (6)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \quad (7)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \quad (8)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \quad (9)$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、

\hat{g}_{k-1}^{ij} : N次元ベクトル; j番目のソースからi番目の伝達系の入力又は出力部への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: N × 1行列; j番目のソースを処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

Y_k^j : 1 × N行列; j番目の伝達系の出力又は入力部の出力系列。

\tilde{e}_k^i : i番目の時間領域の誤差

【発明の効果】

【0023】

本発明によると、未知の多入力多出力系の逆システム・逆フィルタを入出力データから直接同定することができる。

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】ダミーヘッドを用いたバイノーラル録音の説明図。

【図2】トランスオーラルシステムの説明図。

【図3】逆同定装置の構成図。

【図4】逆同定装置の他の構成図。

【図5】スピーカーSP1、SP2、SP3、SP4からマイクMic1への伝達特性の説明図。

【図6】本発明及び/又は本実施の形態と従来法との違いを示す説明図。

【図7】M入力M出力系の直接逆同定法の説明図。

【図8】M入力M出力系の入力再生及び逆フィルタ装置の説明図。

【図9】直接逆同定法を用いたM × Mトランスオーラル再生のフローチャート。

【図10】2人の試聴者で同じ音源(S_L, S_R)の臨場感を共有して楽しむことができる4 × 4トランスオーラルシステムの説明図。

【図11】3入力3出力系の直接逆同定法と3 × 3トランスオーラルシステムの検証実験の例の説明図。

【図12】左スピーカから左マイクの伝達信号を表す図。

10

20

30

40

50

【図13】右または中央スピーカから左マイクの伝達信号を表す図。

【図14】中央スピーカから中央マイクの伝達信号を表す図。

【図15】右または左スピーカから中央マイクの伝達信号を表す図。

【図16】右スピーカから右マイクの伝達信号を表す図。

【図17】左または中央スピーカから右マイクの伝達信号を表す図。

【図18】4入力4出力系の直接逆同定法と4×4トランスオーラルシステムの検証実験の例の説明図。

【発明を実施するための形態】

【0025】

A. 概要

本発明及び/又は本実施の形態によると、例えば、以下の方法又は装置を提供することができる。

- 1) 多入力多出力系の逆システムを入出力データから直接実時間で同定する方法・装置。
- 2) 上記で求めた逆フィルタを用いて多入力多出力系の等化器を構築する方法・装置。
- 3) 上記の逆フィルタを用いて複数の人が高臨場感を共有できる音場再生方法・装置。
- 4) 上記の逆フィルタを用いて所望の出力を与えるシステムの入力を生成する方法・装置。

未知のM入力M出力系HのM×M個の経路の伝達関数をそれぞれ H_{ij} , $i, j = 1, \dots, M$ とし、z変換された系の入力を U_1, \dots, U_M 、系の出力を Y_1, \dots, Y_M とすれば次のように表すことができる。ここで、Mは、予め定められた2以上の整数であり、本発明及び/又は本実施の形態は、特に、Mが3以上の整数とした多入力多出力系にも適用することができる。

【0026】

【数8】

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M1} & \cdots & H_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_M \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $\{U_i\}$ と $\{Y_i\}$ は測定より既知となるが、伝達関数 $\{H_{ij}\}$ は未知である。

本発明及び/又は本実施の形態の特徴のひとつとしては、例えば、事前に H_{ij} , $i, j = 1, \dots, M$ を求めることなく、直接、次式を満たす逆フィルタ G^{ij} , $i, j = 1, \dots, M$ を求めることである。

【0027】

【数9】

$$\begin{bmatrix} \hat{G}_{11} & \cdots & \hat{G}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{G}_{M1} & \cdots & \hat{G}_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_M \end{bmatrix} = z^{-D} \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_M \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし、 z^{-1} は遅延演算子と呼ばれサンプルが1つ遅れることを表し、 $z^{-D} U_i$ の逆z変換は u_{k-D}^i となる。

また、 G^{ij} 、 U_i 、 Y_j は、それぞれ、 g^{ij}_k 、 u_k^i 、 y_k^j のz変換である。

10

20

30

40

50

なお、記号の上に付される " ^ " は、推定値の意味である。また、" ~ "、" U " 等は、便宜上付加した記号である。これらの記号は、入力の場合、文字の右上に記載するが、数式で示すように、文字の真上に記載されたものと同一である。また、数式中太字で標記される記号、 Y 、 H 、 U 、 G 、 g 、 L 、 C 、 I 、 K 、 R 等は行列であり、本来数式で示すように太文字で記されるものであるが、出願形式の制約上、普通の文字で記載する。

【 0 0 2 8 】

B . 直接逆同定法

図 7 は、 M 入力 M 出力系の直接逆同定法の説明図を示す。

10

ここでは、 M 入力 M 出力系の一例として、音響系について説明するが、本発明及び / 又は本実施の形態は、通信系、振動系、制御系等に適用することができる。例えば、通信系、振動系、制御系等の場合には、スピーカとマイクを、対応する送信機・送信部・送信器等の出力部と、対応する受信機・受信器・受信部・測定部・検出部等の入力部等に置き換えればよく、また、音源を、対応する信号源・送信源・情報源等のソースに置き換えればよい。ただし、例えば、伝達系への各入力 U_i のソース(例、音源) X_i は互いに無相関とする。本実施の形態では、 U_1, \dots, U_M の無相関性を用いて、通過領域の等化とクロストークキャンセルを並列分散的に実行している。 $U_1 + \dots + U_M$ と重なっていても、 U_1, \dots, U_M が無相関であれば、それぞれ別々に処理できる。

なお、順方向の同定(順同定)では、 U_1, \dots, U_M が無相関であれば、入力信号の相関行列はブロック対角行列となり、並列分散的に実行することができる。本実施の形態(逆同定)では、 U_1, \dots, U_M を無相関としても、一般に逆システムの入力信号 Y_1, \dots, Y_M の相関行列がブロック対角行列となる保証はない。

20

【 0 0 2 9 】

直接逆同定法は、スピーカ等の伝達系・未知系 H への入力からマイク等の伝達系・未知系 H の出力への信号到達時間差による相関行列のブロック対角化

【 0 0 3 0 】

【 数 1 0 】

$$E\{[Y_k^1, \dots, Y_k^M]^T [Y_k^1, \dots, Y_k^M]\} = \text{diag}\{E\{Y_k^{1T} Y_k^1\}, \dots, E\{Y_k^{MT} Y_k^M\}\}$$

30

を利用した並列分散適応フィルタ $\{G^{i,j}\}$ となる。各適応フィルタ $G^{i,j}$ のフィルタ係数(有限インパルス応答) $g^{i,j}_k = [g^{i,j}_k(0), \dots, g^{i,j}_k(N-1)]^T$ を求めるフィルタ方程式は次のように表される。

【 0 0 3 1 】

【数 1 1】

【直接逆同定法】

$$\hat{g}_k^{11} = \hat{g}_{k-1}^{11} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^1 \tag{6}$$

⋮

$$\hat{g}_k^{1M} = \hat{g}_{k-1}^{1M} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^1 \tag{7}$$

⋮

$$\hat{g}_k^{ij} = \hat{g}_{k-1}^{ij} + K_{s,k}^j \tilde{e}_k^i \tag{8}$$

⋮

$$\hat{g}_k^{M1} = \hat{g}_{k-1}^{M1} + K_{s,k}^1 \tilde{e}_k^M \tag{9}$$

⋮

$$\hat{g}_k^{MM} = \hat{g}_{k-1}^{MM} + K_{s,k}^M \tilde{e}_k^M \tag{10}$$

10

ここで、

$$\begin{aligned} \tilde{e}_k^i &= u_{k-D}^i - Y_k^1 \hat{g}_{k-1}^{i1} \cdots - Y_k^j \hat{g}_{k-1}^{ij} \cdots - Y_k^M \hat{g}_{k-1}^{iM}, \quad \hat{g}_{-1}^{ij} = \mathbf{0}_{N \times 1} \\ Y_k^j &= [y_k^j, y_{k-1}^j, \dots, y_{k-N+1}^j], \quad j = 1, \dots, M \end{aligned} \tag{11}$$

20

ただし、フィルタゲイン $K_{s,k}^j$ は、一例として後述のような、適応アルゴリズムによって計算される。また、伝達系・未知系 H の入力 $\{u_{k-D}^i\}$ (例えば、スピーカへの入力等) と伝達系・未知系 H の出力 $\{Y_k^i\}$ (例えば、マイクの入力等) は測定により既知となり、 $k - N + 1 < 0$ のとき $y_{k-N+1}^i = 0$ である。

【0032】

[記号の説明]

\hat{g}_k^{ij} : N 次元ベクトル; j 番目のソース(例、音源)から i 番目の伝達系・未知系 H への入力(例、スピーカ等の出力部)への逆フィルタのフィルタ係数の推定値。

$K_{s,k}^j$: $N \times 1$ 行列; j 番目のソース(例、音源)を処理する逆フィルタを求めるためのフィルタゲイン。

30

Y_k^j : $1 \times N$ 行列; j 番目の伝達系・未知系 H からの出力(例、マイク等の入力部の出力系列)。

N : タップ数(インパルス応答長)

k : 時間のインデックス

\tilde{e}_k^i : 時間領域の誤差 e_k^i の z 変換

【0033】

ここで、直接逆同定法の式(6)~(7)のフィルタゲイン $K_{s,k}^1 \sim K_{s,k}^M$ が式(9)~(10)のフィルタゲイン $K_{s,k}^1 \sim K_{s,k}^M$ と等しいこと、すなわちフィルタ係数は $M \times M$ 個あるが、フィルタゲインは M 個で済むことが示される。

40

次に、式(6)~式(11)の直接逆同定法によって得られた逆フィルタ \hat{G} が未知の多入力多出力系 H の逆システムになること(すなわち、合成システム $\hat{G}H = HG$ がオールパス特性をもつという証明)を示す。

図7の U_1 に注意すれば $\hat{G}_{11}, \dots, \hat{G}_{1M}$ は次式を満たすことがわかる。

【0034】

【数 1 2】

$$\begin{aligned} z^{-D}U_1 - \hat{G}_{11}(H_{11}U_1 + \dots + H_{1M}U_M) - \dots \\ - \hat{G}_{1M}(H_{M1}U_1 + \dots + H_{MM}U_M) = \tilde{E}_1 \end{aligned} \tag{12}$$

50

この両辺に右から U_1 を掛け、期待値をとれば次式を得る。

【 0 0 3 5 】

【 数 1 3 】

$$\begin{aligned} & z^{-D}E\{U_1U_1\} - \hat{G}_{11}(H_{11}E\{U_1U_1\} + \cdots + H_{1M}E\{U_MU_1\}) - \cdots \\ & - \hat{G}_{1M}(H_{M1}E\{U_1U_1\} + \cdots + H_{MM}E\{U_MU_1\}) \\ & = E\{\tilde{E}_1U_1\} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 U_1 と U_j , $j = 2, \dots, M$ の無相関性 ($E\{U_jU_1\} = 0$) と推定誤差 \tilde{E}_1 と U_1 の直交性 ($E\{\tilde{E}_1U_1\} = 0$) を用いれば次のように整理できる。なお、 U_1 と U_j の無相関とは、 U_1 と U_j の掛けたものの期待値が 0、すなわち $E\{U_jU_1\} = 0$ を意味する。また、 \tilde{E}_1 と U_1 の直交性は、 $E\{\tilde{E}_1U_1\} = 0$ を意味する。

10

【 0 0 3 6 】

【 数 1 4 】

$$\hat{G}_{11}H_{11}E\{U_1U_1\} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{M1}E\{U_1U_1\} = z^{-D}E\{U_1U_1\} \quad (14)$$

$$(\hat{G}_{11}H_{11} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{M1})E\{U_1U_1\} = z^{-D}E\{U_1U_1\} \quad (15)$$

よって、 $E\{U_1U_1\} \neq 0$ より、 $\hat{G}_{11}, \dots, \hat{G}_{1M}$ に関する次の関係式が得られる。

20

$$\hat{G}_{11}H_{11} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{M1} = z^{-D} \quad (16)$$

これを式 (1 2) に代入すれば次のように整理できる。

【 0 0 3 7 】

【 数 1 5 】

$$\begin{aligned} & \hat{G}_{11}(H_{12}U_2 + \cdots + H_{1M}U_M) + \cdots \\ & + \hat{G}_{1M}(H_{M2}U_2 + \cdots + H_{MM}U_M) = \tilde{E}_1 \end{aligned} \quad (17)$$

この両辺に右から $U_j, j \in \{2, 3, \dots, M\}$ を掛け、期待値をとれば

30

$$(\hat{G}_{11}H_{1j} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{Mj})E\{U_jU_j\} = E\{\tilde{E}_1U_j\} \quad (18)$$

となり、 $E\{\tilde{E}_1U_j\} = 0, E\{U_jU_j\} \neq 0$ より $\hat{G}_{11}, \dots, \hat{G}_{1M}$ は次式も満たすことがわかる。

$$\hat{G}_{11}H_{1j} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{Mj} = 0, j = 2, \dots, M \quad (19)$$

上記の議論は $i = 1$ を $i \geq 2$ に代えても同様に成り立つ。よって、 $\hat{G}_{ij}, i \geq 2$ は次式を満たさなければならない。

$$\hat{G}_{i1}H_{1i} + \cdots + \hat{G}_{iM}H_{Mi} = z^{-D} \quad (20)$$

40

$$\hat{G}_{i1}H_{1j} + \cdots + \hat{G}_{iM}H_{Mj} = 0, j \neq i, j \in \{1, \dots, M\} \quad (21)$$

以上により、直接逆同定法が平均収束すれば ($E\{g^{i,j}_k\} = E\{g^{i,j}_{k-1}\}$)、

【 0 0 3 8 】

【数 16】

$$\begin{aligned}
 \hat{G}H &= \begin{bmatrix} \hat{G}_{11} & \cdots & \hat{G}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{G}_{M1} & \cdots & \hat{G}_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M1} & \cdots & H_{MM} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \hat{G}_{11}H_{11} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{M1} & \cdots & \hat{G}_{11}H_{1M} + \cdots + \hat{G}_{1M}H_{MM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{G}_{M1}H_{11} + \cdots + \hat{G}_{MM}H_{M1} & \cdots & \hat{G}_{M1}H_{1M} + \cdots + \hat{G}_{MM}H_{MM} \end{bmatrix} \\
 &= z^{-D} \mathbf{I} \tag{22}
 \end{aligned}$$

10

を満たす逆フィルタ G^{\wedge} が得られることがわかる。よって、未知系 H を事前に同定することなく、逆システムを実現する逆フィルタ G^{\wedge} を直接求めることができる。ここで、システム $G^{\wedge}H$ が $z^{-D} \mathbf{I}$ となるから、その出力は入力 D サンプル遅れであることがわかる。ただし、 \mathbf{I} は単位行列を表す。

特に、直接逆同定法では適応フィルタとして J_1 高速 H フィルタを用いると効果的である。 J_1 高速 H フィルタをベースにした直接逆同定法の場合、各フィルタゲイン $K_{s,k}^i$, $i=1, \dots, M$ は次の再帰式で更新される。なお、 $K_{s,k}^i$ は、他にも適宜の適応フィルタ等のアルゴリズム・処理により求めても良い（例えば、特許第 4067269 号公報、特許第 4444919 号公報、特許第 5196653 号公報、等参照）。

20

【0039】

【数 17】

$$K_{s,k}^i = \tilde{K}_k^i(:,1)/R_{e,k}^i(1,1) \tag{23}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{K}_k^i \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{K}_{k-1}^i \end{bmatrix} - \tilde{L}_{k-1}^i R_{r,k-1}^{i-1} \tilde{L}_{k-1}^{iT} \check{C}_k^{iT} \tag{24}$$

$$R_{e,k}^i = R_{e,k-1}^i - \check{C}_k^i \tilde{L}_{k-1}^i R_{r,k-1}^{i-1} \tilde{L}_{k-1}^{iT} \check{C}_k^{iT} \tag{25}$$

$$R_{r,k}^i = \rho \left(R_{r,k-1}^i - \tilde{L}_{k-1}^{iT} \check{C}_k^{iT} R_{e,k-1}^{i-1} \check{C}_k^i \tilde{L}_{k-1}^i \right) \tag{26}$$

$$\tilde{L}_k^i = \tilde{L}_{k-1}^i - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{K}_{k-1}^i \end{bmatrix} R_{e,k-1}^{i-1} \check{C}_k^i \tilde{L}_{k-1}^i \tag{27}$$

30

ただし、 $2 \times (N+1)$ 行列 \check{C}_k^i は未知系の出力 y_k^i から

$$\check{C}_k^i = \begin{bmatrix} \check{Y}_k^i \\ \check{Y}_k^i \end{bmatrix}, \quad \check{Y}_k^i = [y_k^i, \dots, y_{k-N}^i] \tag{28}$$

と定義され、再帰式は次のように初期化される。

【0040】

【数 18】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{e,-1}^i &= \mathbf{R} + \mathbf{C}_0^i \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i \mathbf{C}_0^{iT}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho & 0 \\ 0 & -\rho\gamma_f^2 \end{bmatrix}, \quad \rho = 1 - \chi(\gamma_f) \\
 \tilde{\mathbf{K}}_{-1}^i &= \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i \mathbf{C}_0^{iT}, \quad \hat{\mathbf{P}}_{0|-1}^i = \varepsilon_0 \text{diag}\{\rho, \rho^2, \dots, \rho^N\}, \quad \varepsilon_0 > 0 \\
 \tilde{\mathbf{L}}_{-1}^i &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{r,-1}^i = \begin{bmatrix} -1/\varepsilon_0 & 0 \\ 0 & \rho^{-N}/\varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (29)
 \end{aligned}$$

ここで、 ρ は忘却係数、 ε_0 は任意の正数、 N はタップ数 (インパルス応答長)、 $\text{diag}\{\cdot\}$ は対角行列、 $R_{e,k}^i(1,1)$ は行列 $R_{e,k}^i$ の (1,1) 成分をそれぞれ表す。

[記号の説明]

$\tilde{\mathbf{K}}_k^i \in \mathbb{R}^{N \times 2}$, $\tilde{\mathbf{K}}_k^i(:,1) : \tilde{\mathbf{K}}_k^i$ の第 1 列ベクトル, $\tilde{\mathbf{L}}_k^i \in \mathbb{R}^{(N+1) \times 2}$,
 $\mathbf{R}_{r,k}^i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{R}_{e,k}^i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\check{\mathbf{C}}_k^i \in \mathbb{R}^{2 \times (N+1)}$, $\check{\mathbf{Y}}_k^i \in \mathbb{R}^{1 \times (N+1)}$,
 $\mathbf{C}_k^i = \check{\mathbf{C}}_k^i(:, 1:N) : \check{\mathbf{C}}_k^i$ の第 1 列から第 N 列ベクトルからなる行列,
 γ_f は予め与えられた正の値。

また、 (γ_f) は $(1) = 1$, $(0) = 0$ を満たす γ_f の単調減衰関数であり、 γ_f は H フィルタの最大エネルギーゲインの上限を与えるパラメータである。

【0041】

図 8 は、M 入力 M 出力系の入力再生及び逆フィルタ装置の説明図を示す。

多入力多出力系を伝達系とする多入力多出力逆フィルタ装置 200 は、逆フィルタ $G_{11}^{\wedge} \sim G_{MM}^{\wedge}$ 、出力部 ($U_1 \sim U_M$ 参照) と、逆フィルタ $G_{i1}^{\wedge}, \dots, G_{iM}^{\wedge}$ からの出力を入力して加算して出力部に出力する加算器 i ($i = 1, \dots, M$) と、を備える。逆フィルタ $G_{1i}^{\wedge}, \dots, G_{Mi}^{\wedge}$ は、ソース S_i ($i = 1, \dots, M$) を入力し、出力部 (U_i 参照) は、加算器 1 ~ M の出力を出力する。

【0042】

再生時は、図 8 のように図 7 で求めた逆フィルタ G^{\wedge} を用いて構築した $M \times M$ トランスオーラルシステム等の $M \times M$ システム $H G^{\wedge}$ にソース (例、音源) S_1, \dots, S_M を入力すれば、 $G^{\wedge} H = H G^{\wedge} = z^{-D} \mathbf{I}$ の関係式より、各入力部 (例、マイク) の位置でそれぞれ $Y_1 = z^{-D} S_1, \dots, Y_M = z^{-D} S_M$ が現れる。この際、 S_1, \dots, S_M は互いに無相関である必要はない。

なお、 S_1 からの信号 (例、音) は Y_1 だけに伝わり、同様に S_2, \dots, S_M からの信号 (例、音) はそれぞれ Y_2, \dots, Y_M だけに伝わるようにすることをトランスオーラル再生と言う。ソースの信号 (例、音源の音) を逆フィルタ G^{\wedge} で処理した後に出力部 (例、スピーカ) ($U_1 \sim U_M$ 参照) から出力すれば、 S_1 からの信号 (例、音) は $Y_2 \sim Y_M$ には伝わらない。これをクロストークキャンセルと言う。

以上の逆同定からトランスオーラル再生までの手順を、後述の図 9 のフローチャートに示した。

【0043】

C. 多入力多出力系の直接同定法の装置及び方法

図 3 は、逆同定装置の構成図である。

逆同定装置 100 は、中央処理装置 (CPU) である処理部 101、入力部 102、出力部 103、表示部 104 及び記憶部 105 を有する。また、処理部 101、入力部 102、出力部 103、表示部 104 及び記憶部 105 は、スター又はバス等の適宜の接続手段で接続されている。記憶部 105 は、測定値、予め定められた値、未知・既知のデータ、逆フィルタに関するデータ (フィルタ係数等)、処理部 101 により計算された各種データ等が記憶され、処理部 101 により、記憶部 105 に対して、それらの各データ等が必要に応じて書込み及び / 又は読み出しされる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 4 】

図 4 は、逆同定装置の他の構成図である。

逆同定装置 1 0 0 ' では、測定部 1 0 7 が入出力を測定し、それらの測定値を入力部 1 0 2 又は I / F 1 0 6 を介して、記憶部 1 0 5 に入力するようにした点が、主に図 3 の逆同定装置 1 0 0 と異なる。なお、記憶部 1 0 5 は、例えば、逆フィルタに関するデータを記憶する逆フィルタデータファイル 1 5 1、入出力データを記憶する入出力測定値ファイル 1 5 2、等の適宜のファイルを含むようにしてもよい(図 3 においても同様)。また、入出力測定値ファイル 1 5 2 等のファイルは、例えば、リングバッファを用いても良い。

【 0 0 4 5 】

図 9 に、直接逆同定法を用いた $M \times M$ トランスオーラル再生のフローチャートを示す。以下に各ステップの処理について説明する。

(S 1) 処理部 1 0 1 は、フィルタゲイン $K^{i_s, k}$ の再帰変数を初期化する。たとえば、処理部 1 0 1 は、式 (2 9) に示すような初期条件を記憶部 1 0 5 から読み出し、又は、初期条件を入力部 1 0 2 から入力し、 $R^{i_e, -1}, R^{i_f, 0}, K^{i_{-1}}, P^{i_0 | -1}, L^{i_{-1}}, R^{i_r, -1}$ 等に初期値を代入(式 (2 9))する。なお、 $k = 0$ とする。

(S 2) 処理部 1 0 1 は、システムの入出力 $\{ u^{i_k} \}, \{ y^{i_k} \}$ を測定する。なお、システムの入出力は、処理部 1 0 1 が予め複数の k についてのデータを測定して記憶部 1 0 5 に保存しておき、 k に従い、処理の際にその都度データを読み出すようにしてもよい。

(S 3) 処理部 1 0 1 は、フィルタゲイン $K^{i_s, k}$ を式 (2 3) から式 (2 8) により計算する。

(S 4) 処理部 1 0 1 は、直接逆同定法で、 $g^{i_j k}$ を式 (6) から式 (1 1) により求める。

(S 5) 処理部 1 0 1 は、各フィルタ係数の推定値が収束したとき ($\| g^{i_j k} - g^{i_j k-1} \| = 0$)、トランスオーラル再生の処理 (S 7) へ移行する。一方、各フィルタ係数の推定値が収束しないとき、ステップ S 6 へ移行する。

(S 6) 処理部 1 0 1 は、時間のインデックス k に 1 を加え、ステップ S 2 に戻る。

【 0 0 4 6 】

(S 7) トランスオーラル再生の処理 (S 7) へ移行すると、図 8 に示した M 入力 M 出力系の逆フィルタ G^{i_j} の特性を、求めた $g^{i_j k} = [g^{i_j k}(0), \dots, g^{i_j k}(N-1)]^T$ に設定することにより、多入力多出力系の逆フィルタ装置を構築する。構築された逆フィルタ装置は、各々のソース $\{ S_i \}$ (音源等) を多入力する。

(S 8) 逆フィルタ装置は、 $M \times M$ トランスオーラル再生のために $G^i S$ を計算して、出力する。

(S 9) 逆フィルタ装置は、計算した $G^i S$ を各々の出力部 $\{ U_i \text{参照} \}$ (スピーカ等) から多出力する。

【 0 0 4 7 】

なお、処理部 1 0 1 は、各ステップで求めた適宜の中間値、最終値、測定値及び / 又は計算値等を必要に応じて適宜記憶部 1 0 5 に記憶し、また、記憶部 1 0 5 から読み出すようにしてもよい。

【 0 0 4 8 】

トランスオーラルシステムでは、 G^i は $\{ g^{i_j k} \}$ の z 変換、 S は $\{ s_{i_k} \}$ の z 変換をそれぞれの成分にもつ。その掛けたもの $G^i S$ の逆 z 変換は $g^{i_j k}$ と s_{i_k} の畳み込み $g^{i_j k} * s_{i_k}$ となる。インパルス応答 $\{ g^{i_j k} \}$ をもつシステムに信号 $\{ s_{i_k} \}$ を入力すると、線形システムの出力は $g^{i_j k} * s_{i_k}$ となる。例えば、音源 S を予め求めた逆フィルタ G^i で処理 ($G^i S$) してからスピーカに出力すれば、右の音源の音は右のマイク、左の音源の音は左のマイクにしか届かないようにできる。これは合成システム $H G^i = G^i H$ が入力をそのまま出力するシステムになることを利用している。よって、 $G^i S$ はスピーカへ出力する前に音源 S の前処理をしている。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 9 】

図 1 0 に、2 人の試聴者で同じ音源 (S_L, S_R) の臨場感を共有して楽しむことができる 4×4 トランスオーラルシステムの説明図を表す。

同様にチャンネル数を増やせば、原理的には 3 人、4 人、・・・でも同じ音源の臨場感を共有できる。

例えば、図 1 0 の左側の音源 (S_L, S_R) を日本語放送、右側の音源 (S_L, S_R) を英語放送にすれば、同じ空間において左右のテレビ視聴者がそれぞれの言語でテレビを見ることがもできる。

【 0 0 5 0 】

D . 実験例

10

(1) 3×3 トランスオーラルシステム

図 1 1 に、3 入力 3 出力系の直接逆同定法と 3×3 トランスオーラルシステムの検証実験の例の説明図を示す。

また、図 1 2 から図 1 7 にそのときの各スピーカからの各マイクの信号の説明図を示す。

図 1 2 は、左スピーカから左マイクの伝達信号を表す図、図 1 3 は、右または中央スピーカから左マイクの伝達信号を表す図、図 1 4 は、中央スピーカから中央マイクの伝達信号を表す図、図 1 5 は、右または左スピーカから中央マイクの伝達信号を表す図、図 1 6 は、右スピーカから右マイクの伝達信号を表す図、また、図 1 7 は、左または中央スピーカから右マイクの伝達信号を表す図、である。

20

これより、本発明及び / 又は本実施の形態によって 3 入力 3 出力系でもクロストークキャンセルが良好に行われることが確認できた。

【 0 0 5 1 】

(2) 4×4 トランスオーラルシステム

図 1 8 に、4 入力 4 出力系の直接逆同定法と 4×4 トランスオーラルシステムの検証実験の例の説明図を示す。

また、図 5 は、スピーカ $SP1, SP2, SP3, SP4$ からマイク $Mic1$ への伝達特性の図を表している。

この例では、 $SP1$ から $Mic1$ への伝達特性は 200 Hz 以上はほぼ平坦となり、良好な通過特性を示している。一方、 $SP2, SP3, SP4$ からマイク $Mic1$ への伝達特性は 200 Hz 以上でほぼ $10 \sim 20\text{ dB}$ 利得が減衰しており、クロストークがキャンセルされている様子が見える。

30

【 0 0 5 2 】

E . 実施の形態の効果、本発明 / 本実施の形態の応用等

図 6 は、本発明及び / 又は本実施の形態と従来法との違いを示す説明図である。

本実施の形態によると、未知の多入力多出力系の逆システムを 1 回の実時間同定で可能とすることができる。また、本実施の形態によると、逆同定で得られた逆フィルタを用いて、多入力多出力系の等化器の構築や所望の出力を与えるシステムの入力の生成を可能とすることができる。特に、本実施の形態によると、複数の人が高臨場感を共有できる音場再生を実現することができる。

40

【 0 0 5 3 】

以上のように、本発明及び / 又は本実施の形態によると、例えば、未知の多入力多出力系の逆システムを入出力データから直接実時間で同定する方法が提供される。本発明及び / 又は本実施の形態によると、例えば、複数の人が共通の音源あるいは異なる音源を高臨場感で楽しむ音場再生装置の実用化が可能となる。また、上述では、多入力多出力系の一例として、主に音響系について説明したが、本発明及び / 又は本実施の形態は、例えば、通信系、振動系、制御系等にも適用することができる。そして、本発明及び / 又は本実施

50

の形態によると、例えば、その成果は光通信の等化器、MIMO通信システムにおける空間多重化、地震の再現、ロボットの制御などの課題解決に大きく貢献する。

【0054】

本発明及び/又は本実施の形態の直接逆同定方法又は直接逆同定装置・システムは、その各手順をコンピュータに実行させるための直接逆同定プログラム、直接逆同定プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体、直接逆同定プログラムを含みコンピュータの内部メモリにロード可能なプログラム製品、そのプログラムを含むサーバ等のコンピュータ、等により提供されることができる。

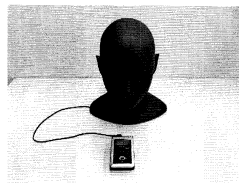
【符号の説明】

【0055】

- 100 逆同定装置
- 101 処理部
- 102 入力部
- 103 出力部
- 104 表示部
- 105 記憶部
- 200 逆フィルタ装置

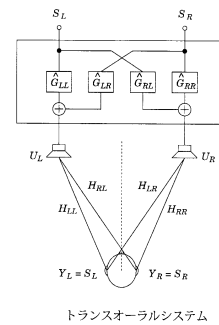
10

【図1】

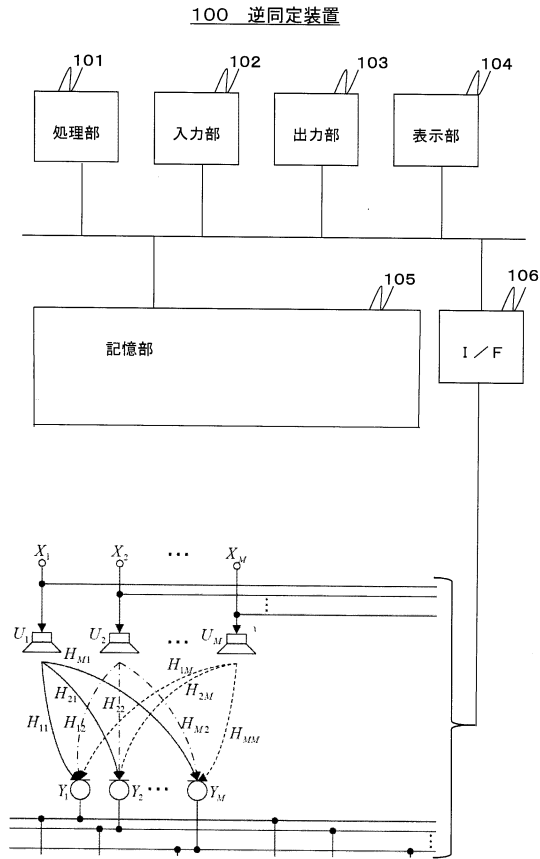


ダミーヘッド

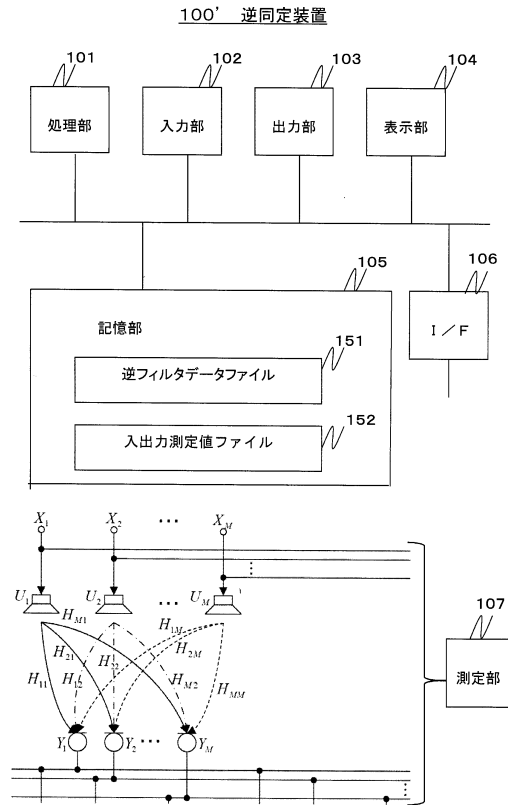
【図2】



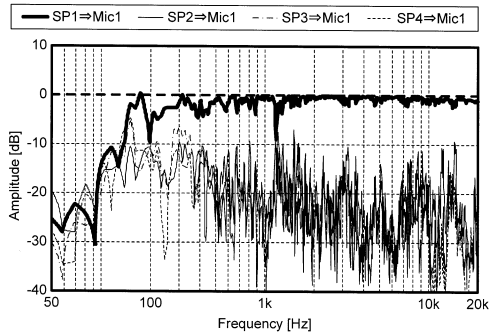
【図3】



【図4】



【図5】

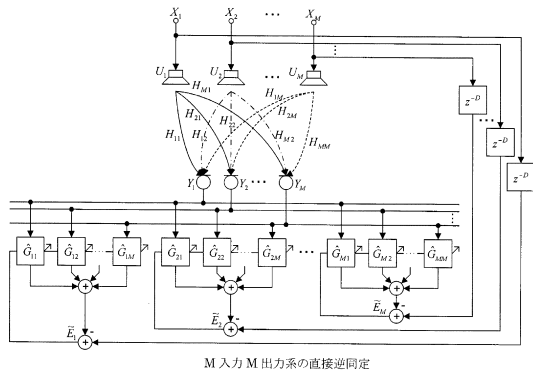


【図6】

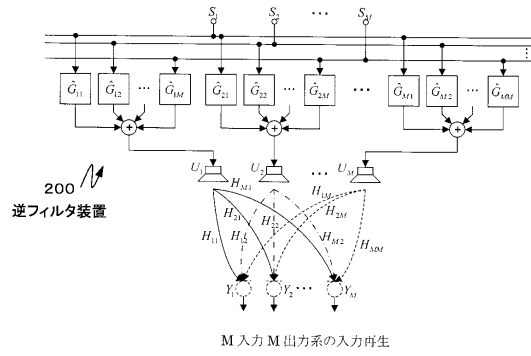
従来の一般的な逆同定と本報告による逆同定の違い

	Hinvの求め方	手順/構造	受音点変動への対応
従来	順方向伝達関数G _{ij} を測定し、その結果を用いてHinvを求める	2回/雑音	受音点が移動する時は、事前にその点での順方向伝達関数が必要
本報告	逆システム同定により直接Hinvを求める	1回/雑音	受音点が移動しても、その点で直接Hinvを求めることができる

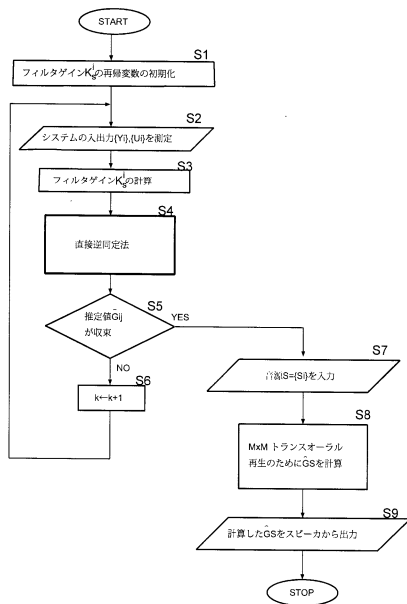
【図7】



【図8】

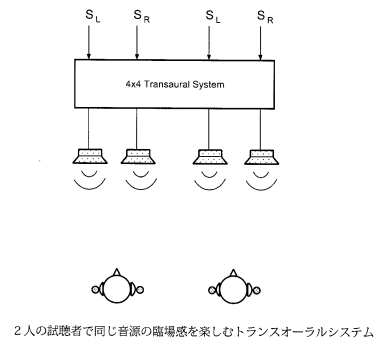


【図9】

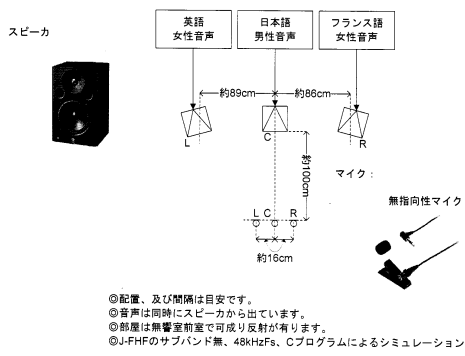


直接逆同定法を用いたM x M トランスオーラル再生のフローチャート

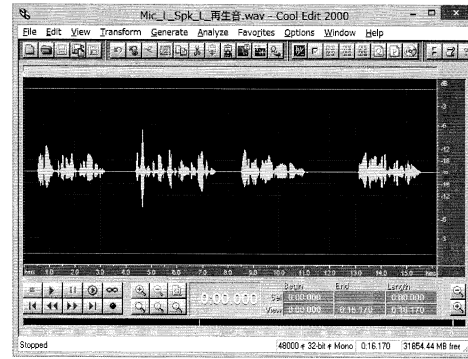
【図10】



【図 1 1】

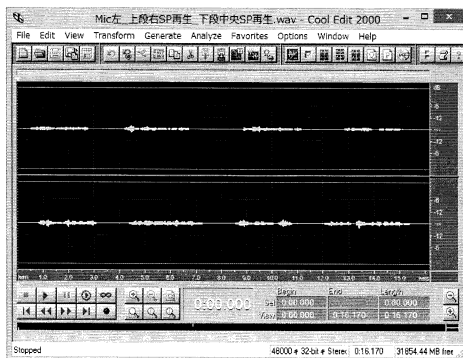


【図 1 2】



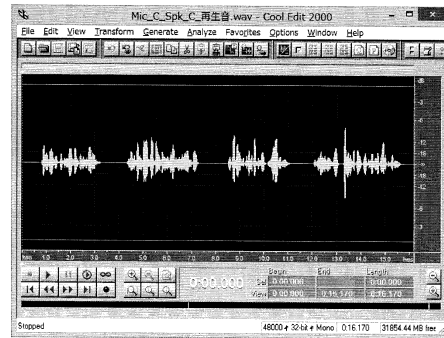
左スピーカーから左マイクの伝達信号

【図 1 3】



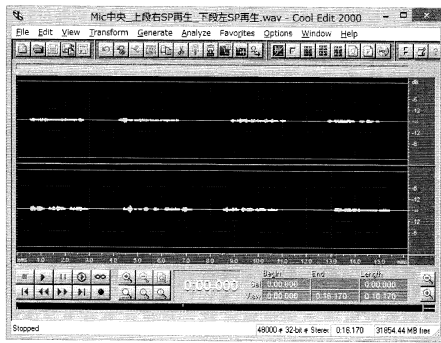
右または中央スピーカーから左マイクの伝達信号

【図 1 4】



中央スピーカーから中央マイクの伝達信号

【図15】



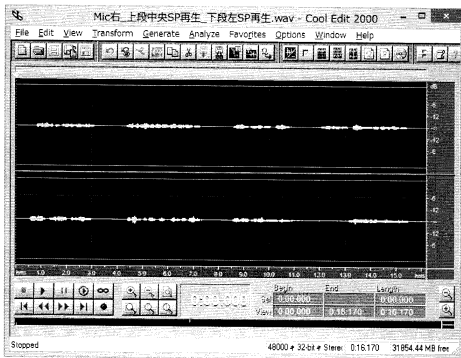
右または左スピーカから中央マイクの伝達信号

【図16】



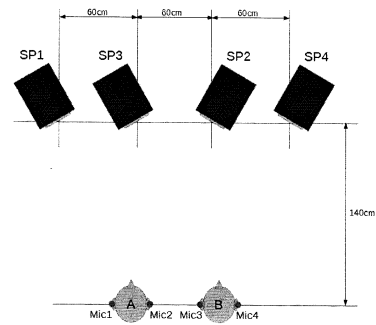
右スピーカから右マイクの伝達信号

【図17】



左または中央スピーカから右マイクの伝達信号

【図18】



実験方法

フロントページの続き

(72)発明者 豊住 洋之

東京都八王子市明神町3丁目17番6号 ヴィルヌーブ八王子510 株式会社エー・アール・アイ内

(72)発明者 寺田 泰宏

東京都八王子市明神町3丁目17番6号 ヴィルヌーブ八王子510 株式会社エー・アール・アイ内

審査官 齊田 寛史

(56)参考文献 国際公開第2007/004433(WO, A1)

特許第4444919(JP, B2)

特開平9-81204(JP, A)

特表2001-500706(JP, A)

特開2011-77568(JP, A)

新井清嗣, 勝俣友紀, 佐藤克昌, 西山清, "H 高速同定を用いた3次元高臨場感音場再生システムの開発 - 4 経路同時同定-", 日本音響学会 2013年 秋季研究発表会講演論文集CD-ROM [CD-ROM], 2013年 9月17日, pp.677-678

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04S 7/00

H04S 3/00