

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5863975号
(P5863975)

(45) 発行日 平成28年2月17日 (2016. 2. 17)

(24) 登録日 平成28年1月8日 (2016. 1. 8)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 R 3/00 (2006. 01)

G 1 O K 15/00 (2006. 01)

H O 4 R 1/40 (2006. 01)

H O 4 R 3/00 3 1 0

G 1 O K 15/00 M

H O 4 R 3/00 3 2 0

H O 4 R 1/40 3 2 0 A

H O 4 R 1/40 3 1 0

請求項の数 13 (全 54 頁)

(21) 出願番号 特願2014-532326 (P2014-532326)
 (86) (22) 出願日 平成24年9月20日 (2012. 9. 20)
 (65) 公表番号 特表2014-531845 (P2014-531845A)
 (43) 公表日 平成26年11月27日 (2014. 11. 27)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2012/068562
 (87) 国際公開番号 W02013/045344
 (87) 国際公開日 平成25年4月4日 (2013. 4. 4)
 審査請求日 平成26年5月22日 (2014. 5. 22)
 (31) 優先権主張番号 61/539, 855
 (32) 優先日 平成23年9月27日 (2011. 9. 27)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 12160820. 2
 (32) 優先日 平成24年3月22日 (2012. 3. 22)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 500341779
 フラウンホーファー・ゲゼルシャフト・ツ
 ール・フェルデルング・デル・アンゲヴァ
 ンテン・フォルシュング・アインゲトラ
 ゲネル・フェライン
 ドイツ連邦共和国, 80686 ミュンヘ
 ン, ハンザシュトラッセ 27 ツェー
 (74) 代理人 100085497
 弁理士 筒井 秀隆
 (72) 発明者 シュナイダー, マルチン
 ドイツ連邦共和国 91054 エルラン
 ゲン ハウプトストラッセ 76
 (72) 発明者 ケラーマン, ヴァルター
 ドイツ連邦共和国 90452 エッケン
 タル ジーベンベルゲンストラッセ 36
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 波動領域におけるスケーラブルフィルタ処理構造を用いたリスニングルーム等化のための装置および方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

リスニングルーム等化のための装置であって、前記装置は複数のラウドスピーカ入力信号を受信するよう構成されており、

前記複数のラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して複数の変換済みラウドスピーカ信号を得る、変換ユニット (110; 410) と、

第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得る、システム同定適応ユニット (120; 420) であって、前記第1及び第2のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンとを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム (470) を同定する、システム同定適応ユニット (120; 420) と、

複数のサブフィルタ (141, 14r; 241, 242, 243, 244; 641, 642, 643) を含み、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するフィルタ (140; 240; 340; 440; 600) と、

前記フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を波動領域から時間領域へと変換してフィルタ処理済み時間領域ラウドスピーカ信号を取得し、前記フィルタ処理済み時間領域ラウドスピーカ信号を前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム (470) の複数のラウドスピーカへと供給する、逆変換ユニット (460) と、

前記第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、か

10

20

つ予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子にも基づいて、前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）を適応させるフィルタ適応ユニット（１３０；４３０）と、を含み、

前記システム同定適応ユニット（１２０；４２０）は、複数の変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

10

との間の差を示す誤差

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

に基づいて、前記第１ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させるよう構成され、前記複数の変換済みマイクロホン信号と前記複数の推定マイクロホン信号とは、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に依存しており、前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）は第１行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

により定義され、前記第１行列は複数の第１行列係数を有しており、前記フィルタ適応ユニット（１３０；４３０）は、前記第１行列を適応させることによって前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）を適応させるよう構成されており、前記フィルタ適応ユニット（１３０；４３０）は、前記複数の第１行列係数の１つ又は複数をゼロに設定することによって前記第１行列を適応させるよう構成されており、

20

前記装置は、

前記複数のマイクロホンによって受信される複数のマイクロホン信号を受信し、前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（４７０）の前記複数のマイクロホン信号を時間領域から波動領域へと変換して、前記複数の変換済みマイクロホン信号を得る、第２変換ユニット（４８０）と、

前記第１ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号にも基づいて、前記複数の推定マイクロホン信号

30

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

を生成するためのラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部（４５０）と、を更に含んでおり、

前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の各サブフィルタが、前記変換済みラウドスピーカ信号の１つ又は複数を前記サブフィルタの受信ラウドスピーカ信号として受信し、前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の各サブフィルタが、前記サブフィルタの１つ又は複数の前記受信ラウドスピーカ信号に基づいて複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つを生成するよう構成されており、

40

前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタは、前記変換済みラウドスピーカ信号の少なくとも２つを前記サブフィルタの受信ラウドスピーカ信号として受信し、前記サブフィルタの前記少なくとも２つの受信ラウドスピーカ信号を結合して前記サブフィルタの前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つを生成するよう構成されており、

前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタは、前記複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の前記サブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号を有し、前記

50

サブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号の数は1又は1よりも大きい数であり、更に、前記サブフィルタ（141, 14r; 241, 242, 243, 244; 641, 642, 643）の前記少なくとも1つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号の数が1より大きい場合には、前記サブフィルタ（141, 14r; 241, 242, 243, 244; 641, 642, 643）の少なくとも1つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号だけが結合されて、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の前記1つが生成される、装置。

【請求項2】

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、信号対グループの少なくとも3対の各対のためにフィルタ係数を決定してフィルタ係数グループを得るよう構成されており、前記信号対グループは、前記変換済みラウドスピーカ信号の1つと前記フィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含み、前記フィルタ係数グループは前記信号対グループが有するラウドスピーカ信号対の数よりも少ない数のフィルタ係数を有し、

10

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）のフィルタ係数を前記フィルタ係数グループの少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）を適応させるよう構成されている、請求項1に記載の装置。

【請求項3】

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、信号対グループの各対のためにフィルタ係数を決定して第1のフィルタ係数グループを得るよう構成されており、前記信号対グループは、前記変換済みラウドスピーカ信号の1つと前記フィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含み、

20

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、前記第1のフィルタ係数グループから複数のフィルタ係数を選択して第2のフィルタ係数グループを得るよう構成されており、前記第2のフィルタ係数グループは前記第1のフィルタ係数グループよりも少ない数のフィルタ係数を有しており、

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）のフィルタ係数を前記第2のフィルタ係数グループの少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）を適応させるよう構成されている、請求項1に記載の装置。

30

【請求項4】

前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）の全ての前記サブフィルタ（141, 14r; 241, 242, 243, 244; 641, 642, 643）が同数の変換済みラウドスピーカ信号を受信する、請求項1乃至3のいずれか1項に記載の装置。

【請求項5】

前記フィルタ適応ユニット（130; 430）は、次式

$$\tilde{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{G}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$$

40

に基づいて前記フィルタ（140; 240; 340; 440; 600）を適応させるよう構成されており、ここで

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

は第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を示す第2行列であり、

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$$

は前記予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を

50

示す第 3 行列である、請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項に記載の装置。

【請求項 6】

前記第 2 行列

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

は複数の第 2 行列係数を有し、前記システム同定適応ユニット (1 2 0 ; 4 2 0) が前記複数の第 2 行列係数の 1 つ又は複数をゼロに設定することによって前記第 2 行列を決定するよう構成されている、請求項 5 に記載の装置。

【請求項 7】

前記装置は、前記複数の変換済みマイクロホン信号

10

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と前記複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

との間の差を示す前記誤差

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

を、誤差を決定するための次式

20

$$\tilde{\mathbf{e}}(n) = \tilde{\mathbf{d}}(n) - \tilde{\mathbf{y}}(n)$$

を適用することにより決定する、誤差決定部 (4 9 0) をさらに含み、

前記誤差決定部 (4 9 0) は、決定された誤差を前記システム同定適応ユニット (1 2 0, 4 2 0) へと供給するよう構成されている、請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項に記載の装置。

【請求項 8】

リスニングルーム等化ための方法であって、

複数のラウドスピーカ入力信号を受信するステップと、

前記複数のラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して複数の変換済みラウドスピーカ信号を得る、ステップと、

30

第 1 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第 2 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得るステップであって、前記第 1 及び第 2 のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム (4 7 0) を同定する、ステップと、

前記第 2 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子にも基づいて、フィルタ (1 4 0 ; 2 4 0 ; 3 4 0 ; 4 4 0 ; 6 0 0) を適応させるステップと、を含み、

40

前記フィルタ (1 4 0 ; 2 4 0 ; 3 4 0 ; 4 4 0 ; 6 0 0) は複数のサブフィルタ (1 4 1, 1 4 r ; 2 4 1, 2 4 2, 2 4 3, 2 4 4 ; 6 4 1, 6 4 2, 6 4 3) を含み、前記サブフィルタ (1 4 1, 1 4 r ; 2 4 1, 2 4 2, 2 4 3, 2 4 4 ; 6 4 1, 6 4 2, 6 4 3) の各サブフィルタが、前記変換済みラウドスピーカ信号の 1 つ又は複数を前記サブフィルタの受信ラウドスピーカ信号として受信し、更に前記サブフィルタ (1 4 1, 1 4 r ; 2 4 1, 2 4 2, 2 4 3, 2 4 4 ; 6 4 1, 6 4 2, 6 4 3) の各サブフィルタが、1 つ又は複数の前記サブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号に基づいて複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の 1 つを生成するよう構成されており、

前記第 1 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させるステップは、複数の変換済みマイクロホン信号

50

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

との間の差を示す誤差

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

に基づいて実行され、前記複数の変換済みマイクロホン信号と前記複数の推定マイクロホン信号とは、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に依存しており、前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）は第１行列

10

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

により定義され、前記第１行列は複数の第１行列係数を有しており、

前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）を適応させるステップは、前記複数の第１行列係数の１つ又は複数をゼロに設定することによって前記第１行列を適応させるよう構成されており、

前記方法は、

前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（４７０）の前記複数のマイクロホンによって受信複数のマイクロホン信号を時間領域から波動領域へと変換して、前記複数の変換済みマイクロホン信号を得るステップと、

20

前記第１ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号にも基づいて、前記複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

を生成するステップと、を更に含んでおり、

前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタは、前記変換済みラウドスピーカ信号の少なくとも２つを前記サブフィルタの受信ラウドスピーカ信号として受信し、更に前記少なくとも２つの受信ラウドスピーカ信号を結合して前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つを生成するよう構成されており、

30

前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタは、前記複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の前記サブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号を有し、前記サブフィルタの受信ラウドスピーカ信号の数は１又は１よりも大きい数であり、更に前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号の数が１より大きい場合には、前記サブフィルタ（１４１，１４ｒ；２４１，２４２，２４３，２４４；６４１，６４２，６４３）の少なくとも１つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号だけが結合されて、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の前記１つが生成される、方法。

40

【請求項 ９】

コンピュータ又はプロセッサで作動されたとき、請求項 ８に記載の方法を実行するコンピュータプログラム。

【請求項 １０】

複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンとを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（４７０）における、リスニングルーム等化のための装置であって、前記装置は複数のラウドスピーカ入力信号を受信するよう構成されており、

前記複数のラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して、複数の変換

50

済みラウドスピーカ信号を得る、第1変換ユニット（110；410）と、

第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得る、システム同定適応ユニット（120；420）であって、前記第1及び第2のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（470）を同定する、システム同定適応ユニット（120；420）と、

前記複数の変換済みラウドスピーカ信号から複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するフィルタ（140；240；340；440；600）と、

前記フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を波動領域から時間領域へと変換してフィルタ処理済み時間領域ラウドスピーカ信号を取得し、前記フィルタ処理済み時間領域ラウドスピーカ信号を前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（470）の複数のラウドスピーカへと供給する、逆変換ユニット（460）と、

前記第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づいて、前記フィルタ（140；240；340；440；600）を適応させるフィルタ適応ユニット（130；430）と、

前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（470）の前記複数のマイクロホンによって受信された複数のマイクロホン信号を時間領域から波動領域へと変換して、前記複数の変換済みマイクロホン信号を得る、第2変換ユニット（480）と、

前記第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子と前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号とに基づいて、複数の推定マイクロホン信号を生成するラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部（450）と、を含み、

前記システム同定適応ユニット（120；420）は、前記複数の変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と前記複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

との間の差を示す誤差

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

に基づいて、前記第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させるものであり、

前記フィルタ（140；240；340；440；600）は第1行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

により定義され、前記第1行列は複数の第1行列係数を有しており、

前記フィルタ適応ユニット（130；430）は、前記複数の第1行列係数内の1つ又は複数をゼロに設定することにより、前記第1行列を適応させるものである、装置。

【請求項11】

前記フィルタ（140；240；340；440；600）は複数のサブフィルタを含み、

前記サブフィルタの各々が、前記変換済みラウドスピーカ信号の1つ又は複数を受信ラウドスピーカ信号として受信し、前記サブフィルタの各々が、1つ又は複数の前記受信ラウドスピーカ信号に基づいて前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよう構成されており、

前記サブフィルタの少なくとも1つは、前記変換済みラウドスピーカ信号の内の少なくとも2つを受信ラウドスピーカ信号として受信し、前記少なくとも2つの受信ラウドスピーカ信号を結合して前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよ

10

20

30

40

50

う構成されており、

前記サブフィルタの少なくとも1つは、前記複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の前記受信ラウドスピーカ信号を受信し、前記受信ラウドスピーカ信号の数は1又は1よりも大きい数であり、更に前記サブフィルタの少なくとも1つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号の数が1より大きい場合には、前記サブフィルタの少なくとも1つのサブフィルタの前記受信されたラウドスピーカ信号だけが結合されて、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の前記1つが生成される、請求項10に記載の装置。

【請求項12】

複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンとを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム(470)における、リスニングルーム等化のための方法であって、

複数のラウドスピーカ入力信号を受信するステップと、

前記複数のラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して、複数の変換済みラウドスピーカ信号を得る、ステップと、

第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得るステップであって、前記第1及び第2のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム(470)を同定する、ステップと、

フィルタ(140; 240; 340; 440; 600)により、前記複数の変換済みラウドスピーカ信号から複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するステップと、

前記第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づいて前記フィルタ(140; 240; 340; 440; 600)を適応させるステップと、

前記ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム(470)の前記複数のマイクロホンによって受信された複数のマイクロホン信号を時間領域から波動領域へと変換して、前記複数の変換済みマイクロホン信号を得るステップと、

前記第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子と前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号とに基づいて、複数の推定マイクロホン信号を生成するステップと、を含み、

前記第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させるステップは、複数の変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

との間の差を示す誤差

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

に基づいて実行され、

前記フィルタ(140; 240; 340; 440; 600)は第1行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

により定義され、前記第1行列は複数の第1行列係数を有しており、

前記フィルタ(140; 240; 340; 440; 600)を適応させるステップは、前記複数の第1行列係数内の1つ又は複数をゼロに設定することにより、前記第1行列を適応させるものである、方法。

【請求項13】

前記フィルタ（１４０；２４０；３４０；４４０；６００）は複数のサブフィルタを含み、

前記サブフィルタの各々が、前記変換済みラウドスピーカ信号の内の１つ又は複数を受信ラウドスピーカ信号として受信し、更に前記サブフィルタの各々が、１つ又は複数の前記受信ラウドスピーカ信号に基づいて前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つを生成するよう構成されており、

前記サブフィルタの少なくとも１つは、前記変換済みラウドスピーカ信号の内の少なくとも２つを受信ラウドスピーカ信号として受信し、更に前記少なくとも２つの受信ラウドスピーカ信号を結合して前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つを生成するよう構成されており、

10

前記サブフィルタの少なくとも１つは、前記複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の前記受信ラウドスピーカ信号を受信し、前記受信ラウドスピーカ信号の数は１又は１よりも大きい数であり、更に前記サブフィルタの前記少なくとも１つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号の数が１より大きい場合には、前記サブフィルタの少なくとも１つのサブフィルタの前記受信ラウドスピーカ信号だけが結合されて、前記複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の１つが生成される、請求項１２に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

20

本発明はオーディオ信号処理に関し、特に、リスニングルーム等化(listening room equalization: L R E)のための装置及び方法に関する。

【背景技術】

【０００２】

オーディオ信号処理はますます重要になりつつある。例えば波面合成(wave field synthesis: W F S)やアンビソニックス(Ambisonics)などの複数のオーディオ再生技術は、音響的情景の高度に詳細な空間的再生を提供するために、複数のラウドスピーカが装備されたラウドスピーカアレイを使用する。特に、波面合成は、例えば数十個～数百個のラウドスピーカからなるアレイを使用することで、スイートスポット（最適聴取位置）の限界を克服すべく、音響的情景の高度に詳細な空間的再生を達成するために使用されている。波面合成に関する更なる詳細は、例えば非特許文献１に開示されている。

30

【０００３】

波面合成(W F S)又はアンビソニックスなどのオーディオ再生技術において、ラウドスピーカ信号は、典型的にはある基底の理論に従って決定されており、既知の位置にある各ラウドスピーカによって放射される音場の重畳がある望ましい音場を表現するよう意図されている。典型的には、ラウドスピーカ信号は、自由音場条件を想定して決定される。従って、リスニングルームは有意な壁面反射を示すべきではない。なぜなら、反射された波動場の反射部分が再生される波動場に歪みを与える恐れがあるからである。多くの場合において、そのようなルーム特性を達成するために必要となる音響的处理は、過剰に高価となるか又は非現実的となる可能性がある。

40

【０００４】

音響的対策の代替方法として、リスニングルーム等化(L R E)を用いて壁面反射を補償する方法があり、この方法は通常、リスニングルーム補償と呼ばれている。リスニングルーム等化は、特に、大規模多チャンネル再生システムとともに使用されることに適している。その目的で、再生用信号は、多数のマイクロホン位置におけるラウドスピーカからの多入力-多出力(Multiple-Input-Multiple-Output: M I M O)のルームシステム応答を事前等化するように、理想的には聴取域内のどの点においても等化を達成するように、フィルタ処理される。しかしながら、W F Sは典型的に多数の再生チャンネルを有するため、演算上及びアルゴリズム上の両方の理由から見てリスニングルーム等化の作業を困難にしてしまう。

50

【0005】

例えばWFSに使用されるような、波動場に対する十分な制御を提供できるラウドスピーカ構成が与えられた場合、たとえ壁面反射が存在したとしても、所望の波動場が再生されるような方法でラウドスピーカ信号をプレフィルタ処理することが可能である。この目的で、マイクロホンアレイがリスニングルームに設置されて、結果として得られる全体的なMIMOシステム応答が所望（自由音場）のインパルス応答となるように、イコライザ（等化部）が決定される（非特許文献2、非特許文献3及び非特許文献4を参照）。例えばルーム温度の変化、ドアの開閉又はルーム内における大型移動物体などによってルーム特性が変化する可能性があるため、適応的に決定されるイコライザへの必要性が生まれる。この点に関しては、非特許文献5を参照されたい。

10

【0006】

対応するLREシステムは、ラウドスピーカ信号及びマイクロホン信号の観測に基づいてLEMS（ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム）を同定するための構築ブロックと、イコライザ係数を決定するための他の部分とを含む（非特許文献6を参照）。単一チャンネルの場合には、同定とイコライザ決定との両方に対する直接的な解を公式化することが可能である。また、多チャンネルシステムについてのLREの作業に関連する他の課題も存在する。即ち、空間的ロバスト性を達成するために、リスニングルーム等化は、マイクロホン位置においてだけでなく、空間的連続域において達成されるべきであるという点である（非特許文献4を参照）。この問題はしばしば劣決定(underdetermined)又は悪条件(ill-conditioned)となり、適応型フィルタ処理のための演算量は膨大になる可能性がある（非特許文献7を参照）。

20

【0007】

WFSに典型的に使用されるようなラウドスピーカアレイは、上述した第1の問題を潜在的に解決するための波動場に対する十分な制御を提供するが、多数の再生チャンネルによって上述した他の2つの問題を増大させてしまうため、非特許文献6により提示されたようなWFSのためのシステムは、典型的な実世界のシナリオに対しては非現実的になってしまう。

【0008】

合成された波面に対する精密な空間制御によって、WFSシステムがLREについて特に適合している一方で、多数の再生チャンネルのために、そのようなシステムの開発に関する大きな課題を発生させてしまう。MIMOのラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（LEMS）は、経時変化すると想定されるべきであるため、適応型フィルタ処理によってシステムが連続的に同定されなければならない。音響エコーキャンセレーション（AEC）から知られるように、多数の再生チャンネルを使用する場合、この問題は劣決定又は少なくとも悪条件となる恐れがある（非特許文献8を参照）。

30

【0009】

加えて、LREの根底にある逆フィルタ処理問題もまた、悪条件と想定されるべきである。これらアルゴリズム上の問題の他に、多数の再生チャンネルも、システム同定と等化用プレフィルタの決定との両方について、多大の演算量をもたらしてしまう。LEMSのMIMOシステム応答はマイクロホン位置についてだけ測定可能であり、また一方で等化はリスニング領域内全体において達成されなければならないために、イコライザに関する空間的ロバスト性が追加的に確保される必要がある。

40

【0010】

現状技術によるLREは、リスニングルーム内の多数の点における等化を目指している。例えば非特許文献4を参照されたい。

【0011】

しかしながら、この手法は波動伝播を無視しており、従って、そこから得られる結果は低い空間的ロバスト性の悪影響を受ける。

【0012】

上述したLREに関する問題を克服するようなオーディオ信号処理における種々の適応型

50

フィルタ処理作業のために、波動領域適応フィルタ処理 (Wave-domain adaptive filtering: WDAF) が提案された (非特許文献 9 及び非特許文献 10 を参照)。この手法は、波動方程式の基本解を適応フィルタ処理のための信号表現に関する基底関数として使用する。その結果、考慮対象となる MIMO システムは、多数の結合していない (例えば単一チャネルなどの) SISO (単一入力-単一出力) システムによって近似され得る。これにより、適応フィルタ処理に関する演算要求量をかなり低減でき、加えて、根底にある問題の条件が改善される。同時に、この手法は暗黙的に波動伝播を考慮するため、空間的連続域内において LRE を達成する解が得られる。関連する特許文献 1 を参照されたい。

【0013】

しかしながら、そこで示された多数の結合していない SISO システムを含む簡素化されたモデルは、更に複雑な音響的情景が再生される場合に、LEMS の挙動を十分にモデル化できないことがわかる。例えば非特許文献 11 を参照されたい。

10

【0014】

非特許文献 10 の説明によれば、現状技術に従ってリスニングルーム等化を実現するためには、M 個のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号が得られるように、M 個のラウドスピーカ入力信号がフィルタ処理される。更に、非特許文献 10 の説明によれば、現状技術においては、M 個のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の各々を生成するために、M 個のラウドスピーカ入力信号の全てが考慮対象とされる。

【0015】

更に、非特許文献 10 には、上述した現状技術の概念の代替法として、N 個のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の各々が、波動領域における N 個のラウドスピーカ入力信号の単一の信号だけに基づいて生成されるべきことも提案されている。これにより、簡素化されたフィルタ構造が達成される。この目的で、非特許文献 10 の提案によると、LEMS を近似することが可能であり、非常に簡素なイコライザ構造が得られる。非特許文献 10 に提案された概念に従えば、システム同定は決して劣決定の問題ではない。しかしながら、非特許文献 10 のモデルは、モデルの限界に起因して残余誤差を発生させてしまう。

20

【0016】

非特許文献 10 で提案された概念による簡素なモデルは、その簡素な構造のゆえに、実世界のシナリオで実現可能といえる。しかしながら、この概念の簡素化された構造はまた、実際に関連する多くの再生シナリオにおいて不十分なリスニングルーム等化をもたらすという欠点も有している。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0017】

【特許文献 1】 [6] Buchner, H. ; Herboldt, W. ; Spors, S ; Kellermann, W.: US-Patent Application: Apparatus and Method for Signal Processing. Pub. No.: US 2006 0262 939 A1, Nov. 2006.

【非特許文献】

【0018】

【非特許文献 1】 [1] A.J. Berkhout, D. De Vries, and P. Vogel, "Acoustic control by wave field synthesis", J. Acoust. Soc. Am., vol. 93, pp. 2764-2778, May 1993.

40

【非特許文献 2】 [3] T. Betlehem and T.D. Abhayapala, "Theory and design of sound field reproduction in reverberant rooms", J. Acoust. Soc. Am., vol. 117, no. 4, pp. 2100-2111, April 2005.

【非特許文献 3】 [10] Lopez, J.J. ; Gonzalez, A. ; Fuster, L.: Room compensation in wave field synthesis by means of multichannel inversion. In: Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, 2005. IEEE Workshop on, 2005, S. 146 - 149.

【非特許文献 4】 [11] P.A. Nelson, F. Orduna-Bustamante, and H. Hamada, "Inverse filter design and equalization zones in multichannel sound reproduction", IEEE T

50

rans. Speech Audio Process, vol. 3, no. 3, pp. 185-192, May 1995.

【非特許文献 5】[12] Omura, M. ; Yada, M. ; Saruwatari, H. ; Kajita, S. ; Takeda, K. ; Itakura, F.: Compensating of room acoustic transfer functions affected by change of room temperature. In: Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999. ICASSP'99. Proceedings., 1999 IEEE International Conference on Bd. 2 IEEE, 1999, S. 941- 944.

【非特許文献 6】[8] S. Goetze, M. Kallinger, A. Mertins, and K.D. Kammeyer, "Multi-channel listening-room compensation using a decoupled filtered-X LMS algorithm", in Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Oct. 2008, p. 811-815. 10

【非特許文献 7】[16] Spors, S. ; Buchner, H. ; Rabenstein, R. ; Herbordt, W.: Active Listening Room Compensation for Massive Multichannel Sound Reproduction Systems Using Wave-Domain Adaptive Filtering. In: J. Acoust. Soc. Am. 122 (2007), Jul., Nr. 1, S. 354 - 369.

【非特許文献 8】[2] J. Benesty, D.R. Morgan, and M.M. Sondhi, "A better understanding and an improved solution to the specific problems of stereophonic acoustic echo cancellation", IEEE Trans. Speech Audio Process, vol. 6, no. 2, pp. 156-165, Mar. 1998.

【非特許文献 9】[7] H. Buchner, S. Spors, and W. Kellermann, "Wave-domain adaptive filtering: acoustic echo cancellation for full-duplex systems based on wave-field synthesis", in Proc. Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Process.(ICASSP), May 2004, vol. 4, pp. IV-117 - IV-120. 20

【非特許文献 10】[15] S. Spors, H. Buchner, and R. Rabenstein, "A novel approach to active listening room compensation for wave field synthesis using wave-domain adaptive filtering" in Proc. Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Process (ICASSP), May 2004, vol. 4, pp. IV-29 - IV-32.

【非特許文献 11】[14] Schneider, M. ; Kellermann, W.: A Wave-Domain Model for Acoustic MIMO Systems with Reduced Complexity. In: Proc. Joint Workshop on Hands-free Speech Communication and Microphone Arrays (HSCMA). Edinburgh, UK, May 2011. 30

【非特許文献 12】[5] Buchner, H. ; Benesty, J. ; Kellermann, W.: Multichannel Frequency-Domain Adaptive Algorithms with Application to Acoustic Echo Cancellation. In: Benesty, J. (Hrsg.) ; Huang, Y. (Hrsg.): Adaptive Signal Processing: Application to Real- World Problems. Berlin (Springer, 2003) .

【非特許文献 13】[9] Haykin, S.: Adaptive filter theory. Englewood Cliffs, NJ, 2002.

【非特許文献 14】[4] Buchner, H. ; Benesty, J. ; Gansler, T. ; Kellermann, W.: Robust Extended Multidelay Filter and Double-Talk Detector for Acoustic Echo Cancellation. In: Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on 14 (2006), Nr. 5, S. 1633 - 1644. 40

【非特許文献 15】[13] M. Schneider and W. Kellermann, "A wave-domain model for acoustic MIMO systems with reduced complexity", in Proc. Joint Workshop on Hands-free Speech Communication and Microphone Arrays (HSCMA), Edinburgh, UK, May 2011.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

そこで、本発明の目的は、適応型リスニングルーム等化に関する改善された概念を提供することである。本発明の目的は、請求項 1 に記載のリスニングルーム等化のための装置と、請求項 14 に記載のリスニングルーム等化のための方法と、請求項 15 に記載のコンピ 50

ュータプログラムとにより達成される。

【課題を解決するための手段】

【0020】

一実施形態において、リスニングルーム等化のための装置が提供される。その装置は複数のラウドスピーカ入力信号を受信するよう構成されている。

【0021】

前記装置は、少なくとも2つのラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して複数の変換済みラウドスピーカ信号を得るよう構成された、変換ユニットを含む。

【0022】

また、前記装置は、第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得るよう構成された、システム同定適応ユニットを含む。第1及び第2のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子は、複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンとを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステムを同定する。

10

【0023】

更に、前記装置は、第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子にも基づいて、フィルタを適応させるよう構成された、フィルタ適応ユニットを含む。

【0024】

20

フィルタは複数のサブフィルタを含む。サブフィルタの各々は、変換済みラウドスピーカ信号の1つ又は複数を受信ラウドスピーカ信号として受信する。更にサブフィルタの各々は、1つ又は複数の受信ラウドスピーカ信号に基づいて、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよう構成されている。サブフィルタの少なくとも1つは、変換済みラウドスピーカ信号の少なくとも2つを受信ラウドスピーカ信号として受信するよう構成され、更に、少なくとも2つの受信ラウドスピーカ信号を結合して、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよう構成されている。サブフィルタの少なくとも1つは、複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の受信ラウドスピーカ信号を有し、その受信ラウドスピーカ信号の数は1又は1よりも大きい数である。

30

【0025】

上述の実施形態においては、フィルタのサブフィルタの各々が正に1つのフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するため、フィルタが出力するフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の数とフィルタが有するサブフィルタの数とは同数となる。

【0026】

本発明によれば、柔軟性を有するL E M Sモデルのためのリスニングルーム等化に関する改善された概念と、柔軟性を有するイコライザ構造とが提供される。非特許文献10に開示された手法と比べ、本発明の概念は、特により柔軟なイコライザ構造と結合されたより柔軟なL E M Sモデルを提供する。他の現状技術と比較して、本発明は、実世界のシナリオにおいて実現可能な概念を提供する。なぜなら、本発明の概念では、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号の各々を生成するために全てのラウドスピーカ入力信号を考慮に入れる概念と比べ、必要となる演算時間が有意に短縮されるからである。この目的で、本発明は、実世界のシナリオが実現できるほど十分簡素である一方で、十分なリスニングルーム等化を提供できるほど十分な複雑性を有するような、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム同定を提供する。

40

【0027】

本発明の実施形態は、リスニングルーム等化とイコライザ構造との両方の複雑性を選択する際に、異なる複雑性を有する再生シナリオに対する適性を一方とし、ロバスト性及び演算要求量を他方とする、適切な妥協点可以实现できるような選択が可能となる。自由度の値は柔軟に選択可能である。W D A Fに関する改善された概念によって、広範囲の再生シナ

50

リオについての適応型 L R E が提供され、これは波動領域の適応フィルタ処理の利点を維持するものである。

【0028】

本発明の他の実施例に係る装置によれば、1 より大きい数の変換済みラウドスピーカ信号を受信ラウドスピーカ信号として受信するよう構成された各サブフィルタに関し、その受信ラウドスピーカ信号だけが結合されて、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号のうちの1つが生成されるよう構成されてもよい。

【0029】

一実施形態においては、再生される情景の複雑さに依存してイコライザ構造と L E M S モデルの複雑さを適応的に選択できる、フィルタ適応ユニットが提供される。

10

【0030】

一実施形態によれば、フィルタ適応ユニットは、ラウドスピーカ信号対グループの少なくとも3対の各対のためにフィルタ係数を決定して、フィルタ係数グループを得るよう構成されてもよく、その場合、ラウドスピーカ信号対グループは、変換済みラウドスピーカ信号の1つとフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含み、フィルタ係数グループが有するフィルタ係数の個数は、ラウドスピーカ信号対グループが有するラウドスピーカ信号対の個数よりも少なく、さらに、フィルタ適応ユニットは、フィルタのフィルタ係数をフィルタ係数グループの少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、フィルタを適応させるよう構成されている。

【0031】

20

更なる実施例においては、フィルタ適応ユニットは、ラウドスピーカ信号対グループの各対のためにフィルタ係数を決定して、第1フィルタ係数グループを得るよう構成されてもよく、ラウドスピーカ信号対グループは、変換済みラウドスピーカ信号の1つとフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含み、フィルタ適応ユニットは、第1フィルタ係数グループから複数のフィルタ係数を選択して第2のフィルタ係数グループを得るよう構成されており、第2のフィルタ係数グループは、第1フィルタ係数グループよりも少ない数のフィルタ係数を有しており、フィルタ適応ユニットは、フィルタのフィルタ係数を第2のフィルタ係数グループの少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、フィルタを適応させるよう構成されている。

【0032】

30

他の実施例によれば、サブフィルタの各々は、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の正に1つを生成するよう構成されてもよい。

【0033】

別の実施形態によれば、フィルタの全てのサブフィルタは、同数の変換済みラウドスピーカ信号を受信する。

【0034】

更に他の実施例においては、フィルタは第1行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

により定義され、第1行列は複数の第1行列係数を有しており、フィルタ適応ユニットは、第1行列を適応させることによってフィルタを適応させるよう構成されており、更に、フィルタ適応ユニットは、複数の第1行列係数の1つ又は複数をゼロに設定することによって、第1行列を適応させるよう構成されてもよい。

40

【0035】

更に別の実施形態においては、フィルタ適応ユニットは、次式に基づいてフィルタを適応させるよう構成されてもよい。

$$\tilde{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{G}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$$

ここで、

50

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

は第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を示す第2行列であり、

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$$

は予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を示す第3行列である。

【0036】

更に他の実施例によれば、第2行列

10

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

は複数の第2行列係数を有し、第2のシステム同定適応ユニットが複数の第2行列係数の1つ又は複数をゼロに設定することによって、第2行列を決定するよう構成されてもよい。

【0037】

更に別の実施形態によれば、前記装置は、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を波動領域から時間領域へと変換して、フィルタ処理済みの時間領域ラウドスピーカ信号を得る、逆変換ユニットを更に含んでもよい。

【0038】

20

更に他の実施形態によれば、システム同定適応ユニットは、複数の変換済みマイクロホン信号 ($\tilde{\mathbf{d}}(n)$) と複数の推定マイクロホン信号 ($\tilde{\mathbf{y}}(n)$) との間の差を示す誤差

($\tilde{\mathbf{e}}(n)$) に基づいて、第1ラウドスピーカエンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させるよう構成され、複数の変換済みマイクロホン信号 ($\tilde{\mathbf{d}}(n)$) と複数の推定マイクロホン信号 ($\tilde{\mathbf{y}}(n)$) とは、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に依存していてもよい。

【0039】

更に別の実施形態によれば、前記変換ユニットは第1変換ユニットであり、前記装置が、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステムの複数のマイクロホンによって受信された複数のマイクロホン信号を時間領域から波動領域へと変換して複数の変換済みマイクロホン信号を得る、第2変換ユニットを更に含んでもよい。

30

【0040】

更に他の実施形態によれば、前記装置は、第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号にも基づいて、複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

を生成するための、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部を更に含んでもよい。

40

【0041】

更に別の実施形態によれば、前記装置は、複数の変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

と複数の推定マイクロホン信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

との間の差を示す誤差を、誤差を決定するための次式を適用することにより決定する、誤差決定部をさらに含んでもよい。

50

$$\tilde{e}(n) = \tilde{d}(n) - \tilde{y}(n)$$

この場合、誤差決定部は、決定された誤差をシステム同定適応ユニットへと供給するよう構成されてもよい。

【0042】

更に別の実施形態によれば、リスニングルーム等化のための方法が提供される。

【0043】

その方法は、

- 1) 複数のラウドスピーカ入力信号を受信するステップと、
- 2) 少なくとも2つのラウドスピーカ入力信号を時間領域から波動領域へと変換して、複数の変換済みラウドスピーカ信号を得るステップと、
- 3) 第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得るステップであって、第1及び第2のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンを含むラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステムを同定する、ステップと、
- 4) 第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、かつ予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子にも基づいて、フィルタを適応させるステップと、を含む。

【0044】

フィルタは複数のサブフィルタを含み、サブフィルタの各々が、変換済みラウドスピーカ信号の1つ又は複数を受信ラウドスピーカ信号として受信するよう構成されており、更にサブフィルタの各々が、1つ又は複数の受信ラウドスピーカ信号に基づいて、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよう構成されている。

【0045】

サブフィルタの少なくとも1つは、変換済みラウドスピーカ信号の少なくとも2つを受信ラウドスピーカ信号として受信するよう構成され、更に、少なくとも2つの受信ラウドスピーカ信号を結合して、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成するよう構成されている。更に、サブフィルタの少なくとも1つは、複数の変換済みラウドスピーカ信号の総数よりも小さい数の受信ラウドスピーカ信号を有し、受信ラウドスピーカ信号の数は1又は1より大きい数である。

【0046】

更なる実施例の方法によれば、フィルタは、1より大きい数の受信ラウドスピーカ信号として幾つの変換済みラウドスピーカ信号を受信するよう構成されたサブフィルタの各々に関し、受信ラウドスピーカ信号だけを結合して、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の1つを生成し得るよう構成されてもよい。

【0047】

本発明の好適な実施形態を、以下に図面を参照しながら説明する。

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】リスニングルーム等化のための一実施形態に係る装置を示す。

【図2】変換済みラウドスピーカ信号に基づいてフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する、一実施形態に係るフィルタを示す。

【図3】変換済みラウドスピーカ信号に基づいてフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する、他の実施形態に係るフィルタを示す。

【図4】リスニングルーム等化のための別の実施形態に係る装置を示す。

【図5】LEMSにおけるラウドスピーカとマイクロホンのセットアップを示す。

【図6】変換済みラウドスピーカ信号に基づいてフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する、別の実施形態に係るフィルタを示す。

【図 7】一実施形態に係る L E M S モデル及び結果的なイコライザの重みを例示的に示す。

【図 8】リスニングルーム等化のための一実施形態に係る装置を示す。

【図 9】リスニングルーム等化のための一実施形態に係る装置を示す。

【図 10 a】逆の順序に配置され得ないフィルタ行列と L E M S モデルとの配置を示す。

【図 10 b】逆の順序に配置され得るフィルタ行列と L E M S モデルとの配置を示す。

【図 11】L E M S モデル及び結果的なイコライザの重みを例示的に示す。

【図 12】ルーム内における合成された平面波の正規化された音圧を示す。

【図 13】異なるシナリオに関する $N_D = 3$ を有する L R E システムについての経時的な収束を示す。

10

【図 14】異なるイコライザ構造について収束後の L R E 誤差を示す。

【図 15】変換済みラウドスピーカ信号に基づいてフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する、現状技術に係る 1 つのフィルタを示す。

【図 16】変換済みラウドスピーカ信号に基づいてフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する、現状技術に係る他のフィルタを示す。

【図 17】現状技術に係る L E M S モデル及び結果的なイコライザの重みを例示的に示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0049】

図 1 は、リスニングルーム等化のための一実施形態に係る装置を示す。このリスニングルーム等化のための装置は、変換ユニット 110 と、システム同定適応ユニット 120 と、フィルタ適応ユニット 130 とを含む。

20

【0050】

変換ユニット 110 は、複数のラウドスピーカ入力信号 151 ~ 15p を時間領域から波動領域へと変換して、複数の変換済みラウドスピーカ信号 161 ~ 16q を得るよう構成されている。

【0051】

システム同定適応ユニット 120 は、第 1 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて、第 2 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子（第 2 L E M S 識別子）を得るよう構成されている。

30

【0052】

フィルタ適応ユニット 130 は、第 2 ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子に基づき、また予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子にも基づいて、フィルタ 140 を適応させるよう構成されている。フィルタ 140 は複数のサブフィルタ 141 ~ 14r を含み、その各々が変換済みラウドスピーカ信号 161 ~ 16q の内の 1 つ又は複数の受信するよう構成されている。サブフィルタ 141 ~ 14r の各々は、1 つ又は複数の受信ラウドスピーカ信号に基づいて、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号 171 ~ 17r の内の 1 つを生成するよう構成されている。少なくとも 1 つのサブフィルタ 141 ~ 14r は、少なくとも 2 つの受信ラウドスピーカ信号を結合して、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号 171 ~ 17r の内の 1 つを生成するよう構成されている。さらに、少なくとも 1 つのサブフィルタ 141 ~ 14r は、幾つかの数の受信ラウドスピーカ信号を有し、その数は複数の変換済みラウドスピーカ信号 161 ~ 16q の総数よりも小さい。

40

【0053】

図 2 は、一実施形態に係るフィルタ 240 を示す。このフィルタ 240 は、4 個のサブフィルタ 241, 242, 243, 244 を有する。

【0054】

第 1 のサブフィルタ 241 は、変換済みラウドスピーカ信号 261 と 264 とを受信するよう構成されている。第 1 のサブフィルタ 241 はさらに、受信ラウドスピーカ信号 261 と 264 とに基づいて第 1 のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号 271 を生成するよ

50

う構成されている。

【0055】

第2のサブフィルタ242は、変換済みラウドスピーカ信号261と262とを受信するよう構成されている。第2のサブフィルタ242はさらに、受信ラウドスピーカ信号261と262とに基づいて第2のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号272を生成するよう構成されている。

【0056】

第3のサブフィルタ243は、変換済みラウドスピーカ信号262と263とを受信するよう構成されている。第3のサブフィルタ243はさらに、受信ラウドスピーカ信号262と263とに基づいて第3のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号273を生成するよう構成されている。

10

【0057】

第4のサブフィルタ244は、変換済みラウドスピーカ信号263と264とを受信するよう構成されている。第4のサブフィルタ244はさらに、受信ラウドスピーカ信号263と264とに基づいて第4のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号274を生成するよう構成されている。

【0058】

図2に示す実施形態は、図15に示す現状技術とは以下の点で異なっている。即ち、サブフィルタは、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する際に、変換済みラウドスピーカ信号261、262、263、264の全てを考慮に入れる必要がないという点である。従って、簡素なフィルタ構造が提供され、図15に示す現状技術に比べて演算上より効率的といえる。

20

【0059】

更に、図2に示す実施形態は、図16に示す現状技術から以下の点で異なっている。即ち、サブフィルタは、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する際に2つ以上の変換済みラウドスピーカ信号を考慮に入れるという点である。従って、複雑な実世界のシナリオにとって十分満足となるリスニングルーム補償を提供するフィルタ構造が得られる。

【0060】

図2において、フィルタ内の全てのサブフィルタは、同一数の変換済みラウドスピーカ信号、即ち2個の変換済みラウドスピーカ信号を受信する。

30

【0061】

図3は他の実施例に係るフィルタ340を示す。ここでも、図示の都合上、フィルタ340は4個のサブフィルタ341、342、343、344を有することにする。

【0062】

第1のサブフィルタ341は、変換済みラウドスピーカ信号361を受信するよう構成されている。第1のサブフィルタ341はさらに、受信ラウドスピーカ信号361だけに基づいて第1のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号371を生成するよう構成されている。

【0063】

第2のサブフィルタ342は、変換済みラウドスピーカ信号361と362とを受信するよう構成されている。第2のサブフィルタ342はさらに、受信ラウドスピーカ信号361と362とに基づいて第2のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号372を生成するよう構成されている。

40

【0064】

第3のサブフィルタ343は、変換済みラウドスピーカ信号361と362と363とを受信するよう構成されている。第3のサブフィルタ343はさらに、受信ラウドスピーカ信号361と362と363とに基づいて第3のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号373を生成するよう構成されている。

【0065】

第4のサブフィルタ344は、変換済みラウドスピーカ信号362と364とを受信する

50

よう構成されている。第4のサブフィルタ344はさらに、受信ラウドスピーカ信号362と364とに基づいて第4のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号374を生成するよう構成されている。

【0066】

ここでも、図3に示す実施形態は、図15に示す現状技術から以下の点で異なっている。即ち、サブフィルタは、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する際に、変換済みラウドスピーカ信号361、362、363、364の全てを考慮に入れる必要がないという点である。従って、簡素なフィルタ構造が提供され、図15に示す現状技術に比べて演算上より効率的といえる。

【0067】

更に、図3に示す実施形態は、図16に示す現状技術から以下の点で異なっている。即ち、サブフィルタの内の少なくとも1つは、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する際に、2つ以上の変換済みラウドスピーカ信号を考慮に入れるという点である。従って、複雑な実世界のシナリオにとって十分満足となるリスニングルーム補償を提供するフィルタ構造が得られる。

【0068】

図4は一実施形態に係る装置を示す。図4の装置は、第1変換ユニット410（「 T_1 」）と、システム同定適応ユニット420（「 $Adp1$ 」）と、フィルタ適応ユニット430（「 $Adp2$ 」）と、フィルタ440

$$(\text{「}\tilde{G}(n)\text{」})$$

とを含む。第1変換ユニット410は図1の変換ユニット110に対応してもよく、システム同定適応ユニット420はシステム同定適応ユニット120に対応してもよく、フィルタ適応ユニット430はフィルタ適応ユニット130に対応してもよく、フィルタ440はフィルタ140にそれぞれ対応してもよい。

【0069】

図4は更に、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部450（「 $LEMS$ 同定」とも呼ばれる）と、逆変換ユニット460（「 T_1^{-1} 」）と、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム470と、第2変換ユニット480（「 T_2 」）と、誤差決定部490とを示す。

【0070】

少なくとも2個のラウドスピーカ入力信号 $x(n)$ が第1変換ユニット410に入力される。第1変換ユニットは、その少なくとも2個のラウドスピーカ入力信号 $x(n)$ を時間領域から波動領域へと変換して、複数の変換済みラウドスピーカ信号

$$\tilde{x}(n)$$

を得る。

【0071】

複数のサブフィルタを含み得るフィルタ440は、受信された変換済みラウドスピーカ信号

$$\tilde{x}(n)$$

をフィルタ処理して、複数のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号

$$\tilde{x}'(n)$$

を得る。

【0072】

フィルタ処理済みラウドスピーカ信号は、次に逆変換ユニット460によって時間領域へと逆変換されて、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム470の複数のラウドスピーカ（図示せず）へと供給される。ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイ

10

20

30

40

50

クロホンシステム 470 の複数のマイクロホン（図示せず）は、録音されたマイクロホン信号 $d(n)$ として複数のマイクロホン信号を録音する。

【0073】

複数の録音されたマイクロホン信号 $d(n)$ は、次いで第2変換ユニット 480 により時間領域から波動領域へと変換されて、変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{d}(n)$$

を得る。変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{d}(n)$$

10

は、次いで誤差決定部 490 へと供給される。

【0074】

更に図 4 は、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号

$$\tilde{x}'(n)$$

が逆変換ユニット 460 に供給されるだけでなく、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部 450 へも供給されることを示している。ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部 450 は、第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を含む。更に、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部 450 は、第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子をフィルタ処理済みラウドスピーカ信号へと適用して、推定マイクロホン信号

20

$$\tilde{y}(n)$$

を得るよう構成されている。第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が現実の（物理的な）ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム 470 の現状を正確に同定している場合には、誤差決定部 490 に供給される推定マイクロホン信号

$$\tilde{y}(n)$$

30

は上記（現実の）変換済みマイクロホン信号

$$\tilde{d}(n)$$

と同一になるであろう。

【0075】

誤差決定部 490 は、（現実の）変換済みマイクロホン信号 $\tilde{d}(n)$ と推定マイクロホン信号 $\tilde{y}(n)$ との間の誤差 $\tilde{e}(n)$ を決定し、決定された誤差 $\tilde{e}(n)$ をシステム同定適応ユニット 420 へと供給する。

【0076】

システム同定適応ユニット 420 は、決定された誤差

$$\tilde{e}(n)$$

40

に基づいて第1ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を適応させて、第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を得る。矢印 491 及び 492 は、第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子が、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部 450 とフィルタ適応ユニット 430 とのそれぞれに対して有効であることを示している。

【0077】

フィルタ適応ユニット 430 は、次に第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホ

50

ンシステム識別子に基づいてフィルタを適応させる。

【0078】

上述した適応処理は、次に、複数のラウドスピーカ入力信号の更なるサンプルに基づく別の適応サイクルを実行することで、繰り返される。ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部450は、後続の適応サイクルにおいて、第2ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子をフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に対して同様に適用する。

【0079】

以下では、全ての波動領域の量は波型記号を付して記述する。

【0080】

図4において、自由音場条件下において決定されていた複数のラウドスピーカ入力信号を表現し得るベクトル $\mathbf{x}(n)$ は、次式(1)へと分解されることができる。

【数1】

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(n) &= (\mathbf{x}_0^T(n), \mathbf{x}_1^T(n), \dots, \mathbf{x}_{N_L-1}^T(n))^T, \\ \mathbf{x}_\lambda(n) &= (x_\lambda(nL_F - L_X + 1), x_\lambda(nL_F - L_X + 2), \dots, x_\lambda(nL_F))^T,\end{aligned}\quad (1)$$

このとき、 $\lambda = 0, 1, \dots, N_L-1$ により指標化された時点 k におけるラウドスピーカ信号の複数の時間サンプル $x_\lambda(k)$ は、 $\mathbf{x}(n)$ のパーティション $\mathbf{x}_\lambda(n)$ を形成している。更に、 $k = nL_F$ は現時点であり、 L_F はシステムのフレームシフトであり、 N_L はラウドスピーカの個数であり、 L_X は全ての行列-ベクトル乗算が無矛盾(consistent)となるように選択されている。他の全ての信号ベクトルは同様に構築されてもよいが、異なるパーティション指標および長さを示す。

【0081】

変換ユニット T_1 は、 N_L 個の波動場要素を次式(2)に従って決定してもよい。

【数2】

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{T}_1 \mathbf{x}(n), \quad (2)$$

これは1により指標付けされた N_L 個のパーティションへと分解可能である。

$\tilde{\mathbf{x}}(n)$

における波動場要素は、ラウドスピーカにより励振される波動場を、自由音場でのマイクロホンアレイに現れるのと同じように記述する。

【0082】

フィルタ

$\tilde{\mathbf{G}}(n)$

は限定されたMIMO構造を示し、ここからフィルタ処理済み(波動領域の)ラウドスピーカ信号が得られる。

【数3】

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n) = \tilde{\mathbf{G}}(n) \tilde{\mathbf{x}}(n), \quad (3)$$

これは1'により指標付けされた N_L 個のパーティションへと分解可能である。

【0083】

次に、

$\tilde{\mathbf{x}}'(n)$

は、 H により表される(現実の)ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステ

10

20

30

40

50

ムへとそれらが供給される前に、次式（４）を用いて元のラウドスピーカ信号の領域へと逆変換される。

【数４】

$$\mathbf{x}'(n) = \mathbf{T}_1^{-1} \tilde{\mathbf{x}}'(n), \quad (4)$$

【００８４】

複数の（録音された）マイクロホン信号 $\mathbf{d}(n)$ が取得される。これは次式（５）により表すことができる。

【数５】

10

$$\mathbf{d}(n) = \mathbf{H}\mathbf{x}'(n), \quad (5)$$

ここで、 N_M 個のマイクロホン信号は μ により指標付けされる。第２変換ユニット４８０はマイクロホン信号を波動領域へと逆変換する。測定された波動場は、

$$\tilde{\mathbf{x}}(n)$$

の要素のために使用されたのと同類の波動方程式の基本解に関して、次式（６）のように表すことができる。

【数６】

20

$$\tilde{\mathbf{d}}(n) = \mathbf{T}_2 \mathbf{d}(n) \quad (6)$$

ここで、 m により指標付けされた N_M 個のパーティションを有し、これは

$$\tilde{\mathbf{e}}(n)$$

及び

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

に関する場合と同じである。

30

【００８５】

$\tilde{\mathbf{H}}(n)$ は、波動領域モデルとして、現在の即ち例えば第１又は第２のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子を表す。 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 及び $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ における波動場要素間の全ての可能な結合内の限られた部分集合だけが、第１及び第２のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子によってモデル化される。

【００８６】

上述したように、このモデル（現在の即ち例えば第１又は第２のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子）は、波動領域において誤差

40

$\tilde{\mathbf{e}}(n) = \tilde{\mathbf{d}}(n) - \tilde{\mathbf{y}}(n)$ を観測することにより、適応アルゴリズム（A d p 1）によって反復的に適応される。これは、 $\tilde{\mathbf{y}}(n)$ が $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ についての推定となり、結果として $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ が $\mathbf{H}(n)$ の近似された波動領域推定となるような方法で実行される。

【００８７】

システム同定適応ユニット４２０によって決定された係数は、フィルタのプレフィルタ係数が決定されるフィルタ適応ユニット４３０によって使用されてもよい。そのプレフィルタ係数を決定する方法には多数の可能性が存在する（非特許文献６、非特許文献３、非特許文献４を参照）。

50

【0088】

以下に、変換済みラウドスピーカ信号161～16qの波動領域表現について説明する。

【0089】

ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム（LEMS）に関する従来モデルは、LEMSの全てのラウドスピーカと全てのマイクロホンとの間のインパルス応答を記述する。マイクロホン信号は、マイクロホン位置において測定された音圧を表してもよい。多数のマイクロホンを考慮した場合、全てのマイクロホン位置における音圧を、波動方程式の基本解の重畳を用いて同時に表すことが可能である。それら基底関数の例として、平面波、円筒調和関数(cylindrical harmonics)、球面調和関数(spherical harmonics)（非特許文献7を参照）、又はラウドスピーカ位置に関する自由音場のグリーン関数(Green's function)などが挙げられる。

10

【0090】

図5は、円状アレイ・セットアップ内の複数のラウドスピーカと複数のマイクロホンとを示す。

【0091】

特に図5は、2つの同心で均一な円状アレイ、例えばラウドスピーカアレイと、それらに囲まれたより小さな半径を持つマイクロホンアレイとを示す。この平面的なアレイ・セットアップに関しては、特許文献1の中で説明されているようないわゆる円調和関数(circular harmonics)が信号表現のための基底関数として使用される。この手法は非特許文献2と類似しているが、完全な定常状態の等化の代わりに、演算上効果的な適応等化を目的としている。円状のアレイ・セットアップに関しては、2次元で波動場を記述するために円調和関数が使用されてもよい。その場合、任意の点

20

$$\bar{x} = (\alpha, \varrho)^T$$

における音圧

$$P(\alpha, \varrho, j\omega)$$

のスペクトルは円調和関数の合計により与えられる。

【0092】

円状アレイ・セットアップについては、2次元で波動場を記述するために、次式(7)のような円調和関数が使用されてもよい。

30

【数7】

$$P(\alpha, \varrho, j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\tilde{P}_m^{(1)}(j\omega) \mathcal{H}_m^{(1)}\left(\frac{\omega}{c}\varrho\right) + \tilde{P}_m^{(2)}(j\omega) \mathcal{H}_m^{(2)}\left(\frac{\omega}{c}\varrho\right) \right) e^{jm\alpha} \quad (7)$$

ここで、 $P(\alpha, \varrho, j\omega)$ は点 $\bar{x} = (\alpha, \varrho)^T$ における音圧であり、 $\mathcal{H}_m^{(1)}$ と $\mathcal{H}_m^{(2)}$ とはそれぞれ第1種と第2種及び次数mのハンケル関数(Hankel functions)である。角周波数は ω で示され、cは音速であり、jは虚数単位として使用されている。値 $\tilde{P}_m^{(1)}(j\omega)$ 及び $\tilde{P}_m^{(2)}(j\omega)$ は音源に対する入来波及び出射波のスペクトルとして解釈されてもよい。

40

【0093】

マイクロホン信号の波動領域のこのような表現は、個々のマイクロホン位置における音圧

$$P(\alpha, \varrho, j\omega)$$

の代わりに、異なる次数mに関する

$$\tilde{P}_m^{(1)}(j\omega) \text{ 及び } \tilde{P}_m^{(2)}(j\omega)$$

の値を表す。

50

【0094】

自由音場の場合、波動場はラウドスピーカによって理想的に励振されるであろう。ラウドスピーカ信号のそのような場合の記述は、以下では自由音場記述と呼ぶことにし、そこでは指標 1 が m の代わりに使用される。

【0095】

波動領域においてモデル化された L E M S の望ましい特性は、例えば非特許文献 1 1 及び非特許文献 7 に開示されている。

【0096】

以下に、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子について、時間領域と波動領域とに関して説明する。ここでも、全ての波動領域の値には波型記号を付して記述する。注意すべき点として、図 4 のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム推定部 4 5 0 により使用されかつシステム同定適応ユニット 4 2 0 により適応される、第 1 及び第 2 のラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子は、波動領域における L E M S 識別子であるという点が挙げられる。

【0097】

上述の式 (5) に従って得られる次式 (8) , (9) のマイクロホン信号を考慮する。

【数 8】

$$\mathbf{d}(n) = (\mathbf{d}_0^T(n), \mathbf{d}_1^T(n), \dots, \mathbf{d}_{N_M-1}^T(n))^T, \quad (8)$$

【数 9】

$$\mathbf{d}_\mu(n) = (d_\mu(nL_F - L_D + 1), d_\mu(nL_F - L_D + 2), \dots, d_\mu(nL_F))^T, \quad (9)$$

その上で、行列 H を次式 (10) となるように構築する。

【数 10】

$$d_\mu(k) = \sum_{\lambda=0}^{N_L-1} \sum_{\kappa=0}^{L_H-1} x'_\lambda(k-\kappa) h_{\mu,\lambda}(\kappa), \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{d}_{\mu}(n)$ の結果的な長さは $L_D = L'_X - L_H + 1$ により与えられ、 L'_X はパーティション $x'(n)$ の長さであり、 L_H はラウドスピーカ λ からマイクロホン μ までの時間離散インパルス応答 $h_{\mu,\lambda}(k)$ の長さである。

【0098】

この場合、行列 H の構造は次式 (11) により与えられ、

【数 11】

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{0,0} & \mathbf{H}_{0,1} & \dots & \mathbf{H}_{0,N_L-1} \\ \mathbf{H}_{1,0} & \mathbf{H}_{1,1} & \dots & \mathbf{H}_{1,N_L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_M-1,1} & \mathbf{H}_{N_M-1,2} & \dots & \mathbf{H}_{N_M-1,N_L-1} \end{pmatrix} \quad (11)$$

各要素が式 (12) のようにシルベスター行列 (Sylvester matrices) を含む。

【数 12】

$$\mathbf{H}_{\mu,\lambda} = \begin{pmatrix} h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & h_{\mu,\lambda}(L_H-2) & \dots & h_{\mu,\lambda}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & \dots & h_{\mu,\lambda}(1) & h_{\mu,\lambda}(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & \dots & h_{\mu,\lambda}(0) \end{pmatrix} \quad (12)$$

10

20

30

40

50

【0099】

全ての要素 $H_{\mu, \lambda}$ が非ゼロのエントリを持ち得る場合には、無制限のMIMO構造となる。LEMSは一般的にそのような無制限のMIMO構造である。しかし、本願のシステムのモデル化のためには、制限されたMIMO構造を使用する。この目的で、次式(13)の

$$\tilde{\mathbf{H}}$$

のLEMS同定に関し、ある要素

$$\tilde{\mathbf{H}}_{m,l'}$$

10

は必然的にゼロ値のエントリだけを持つようにする一方で、他の要素は $H_{\mu, \lambda}$ と同様に構築される。

【数13】

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{0,0} & \tilde{\mathbf{H}}_{0,1} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{0,N_L-1} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{1,0} & \tilde{\mathbf{H}}_{1,1} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{1,N_L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,0} & \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,1} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,N_L-1} \end{pmatrix}, \quad (13)$$

【0100】

20

ここで、図4に示す第1変換ユニット410と逆変換ユニット460と第2変換ユニット480とを参照されたい。

【0101】

第1変換ユニット410の変換 T_1 は、ラウドスピーカ入力信号を変換して変換済みラウドスピーカ信号を得る。この変換は、各ラウドスピーカ信号を自由音場記述における任意数の波動場要素へと射影する、FIRフィルタの無制限MIMO構造により実現されてもよい。変換 T_1 は、いわゆる自由音場記述

$$\tilde{\mathbf{x}}(n)$$

を得るために使用されるものであるが、自由音場記述とは式(7)に従って波動場の N_L 個の要素を記述するものであり、自由音場条件下においてラウドスピーカ信号 $x(n)$ により駆動された場合に、 N_L 個のラウドスピーカによって波動場が理想的に励振される状態を記述するものである。取得された波動場要素は、それらが全体的にアレイに関連するため、それらのモード次数によって同定される。同様に、事前等化された波動領域ラウドスピーカ信号

30

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n)$$

の要素も、それらのモード次数によって同定される。

【0102】

逆変換ユニット460により使用される、変換 T_1 の逆変換 T_1^{-1} もまた、 T_1 の擬逆行列(pseudo-inverse)または(可能であれば)逆行列を構成し得るFIRフィルタによって実現されてもよい。

40

【0103】

第2変換ユニット480の変換 T_2 は、上述したように、マイクロホン信号を波動領域へ(例えばいわゆる測定された波動場へ)と変換する。

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

における測定された波動場の N_M 個の要素を得るために、 $\mathbf{d}(n)$ における N_M 個の実際に測定されたマイクロホン信号に対して T_2 が適用される。 T_1 と同様に、

$\tilde{d}(n)$

における要素があるモード次数を有する式(76)に従って記述されるように、 T_2 が選択される。考慮対象となるアレイ・セットアップ及び基底関数については、ラウドスピーカ及びマイクロホン指標にわたる空間DFTが、 T_1 及び T_2 のために使用され得ることが開示されており(特許文献1を参照)、その場合、式(76)の時間的周波数領域から時間領域への変換が不要となる。しかし、これら周波数独立型の変換は、考慮対象となる信号の周波数応答を式(76)に従って修正することがない。この点は本発明の実施形態にとっては許容可能であり得る。なぜなら、適応フィルタは、周波数応答における差を暗示的にモデル化するであろうし、全ての記述が無矛盾のままであるからである。

10

【0104】

T_1 及び T_2 の導出の一例は、非特許文献11の中に開示されている。

【0105】

以下においては、用語「プレフィルタ」について言及する。この文脈においては、一実施形態によるフィルタ

 $\tilde{G}(n)$

600を示す図6を参照されたい。フィルタ600は、3個の変換済みラウドスピーカ信号661、662、663を受け取り、これら変換済みラウドスピーカ信号661、662、663をフィルタ処理して3個のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号671、672、673を得るよう構成されている。

20

【0106】

このため、フィルタ600は3個のサブフィルタ641、642、643を含む。サブフィルタ641は、変換済みラウドスピーカ信号の内の2つ、即ち変換済みラウドスピーカ信号661と変換済みラウドスピーカ信号662とを受信する。サブフィルタ641は、単一のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号、即ちフィルタ処理済みラウドスピーカ信号671だけを生成する。サブフィルタ642もまた、単一のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号672だけを生成する。また、サブフィルタ643も、単一のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号673だけを生成する。

【0107】

30

一実施形態によれば、1つのフィルタのサブフィルタの各々が正に1つのフィルタ処理済み出力信号を生成する。

【0108】

図6の実施形態において、サブフィルタ641は2個のプレフィルタ681、682を含む。プレフィルタ681は、単一の変換済みラウドスピーカ信号、即ち変換済みラウドスピーカ信号661を受信してフィルタ処理する。プレフィルタ682もまた、単一の変換済みラウドスピーカ信号、即ち変換済みラウドスピーカ信号662を受信してフィルタ処理する。フィルタ600の他の全てのプレフィルタもまた、単一の変換済みラウドスピーカ信号を受信してフィルタ処理する。

【0109】

40

一実施形態によれば、1つのフィルタのプレフィルタの各々が正に1つの変換済みラウドスピーカ信号をフィルタ処理する。

【0110】

図6で示しかつ上述したように、プレフィルタとは、好ましくは単一入力・単一出力のフィルタ要素であり、単一入力・単一出力のフィルタ要素は、現時点または現フレームにおける単一の変換済みラウドスピーカ信号、及び潜在的には、1つ又は複数の先行する時点またはフレームの対応する単一の変換済みラウドスピーカ信号、だけを受信するものであり、また、現時点または現フレームにおける単一のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号、及び潜在的には、1つ又は複数の先行する時点またはフレームの対応する単一のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を出力するものである。

50

【0111】

ここで、ラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子と、変換済みラウドスピーカ信号をフィルタ処理するためのフィルタとの関係について説明する。更に、L E M S及びプレフィルタの構造についても説明する。この目的で、図17と図7を参照されたい。

【0112】

図17は現状技術に係るL E M Sモデル及び結果的なイコライザの重みを例示的に示す。図17において、(a)は真のL E M Sの $\mathbf{T}_2 \mathbf{H} \mathbf{T}_1^{-1}$ に関する波動場要素の結合の重みを示し、(b)は $m = 1'$ の場合に $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ 内でモデル化された結合を示し、(c)は $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ を考慮したイコライザ $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ の結果的な重みを示す。

10

【0113】

図7は本発明の一実施形態に係るL E M Sモデル及び結果的なイコライザの重みを例示的に示す図である。図7において、(a)は真のL E M Sの $\mathbf{T}_2 \mathbf{H} \mathbf{T}_1^{-1}$ に関する波動場要素の結合の重みを示し、(b)は $|m - 1'| < 2$ ($N_H = 3$)の場合に $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ 内でモデル化された結合を示し、(c)は $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ だけを考慮したイコライザ $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ の結果的な重みを示し、(d)は $|1 - 1'| < 2$ ($N_G = 3$)の場合の $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ の使用された近似を示す。

20

【0114】

ここで、ある予め決定されたラウドスピーカ・エンクロージャ・マイクロホンシステム識別子、例えば所望の解を、行列 $\mathbf{H}^{(0)}$ を定義することによって定義する。行列 $\mathbf{H}^{(0)}$ は行列 $\mathbf{H}$ と同一の構造及び次元を有するが、行列 $\mathbf{H}^{(0)}$ はラウドスピーカとマイクロホンとの間の理想的な自由音場インパルス応答を記述する。

【0115】

この行列の波動領域表現は、次式(14)により取得されてもよく、

【数14】

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)} = \mathbf{T}_2 \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{T}_1^{-1}, \quad (14)$$

30

また、次式(15)に示す構造を有してもよい。

【数15】

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{0,0}^{(0)} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{H}}_{1,1}^{(0)} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1, N_L-1}^{(0)} \end{pmatrix}, \quad (15)$$

40

【0116】

この例について、 $N_M = N_L$ と仮定する。この構造は図17(b)に示す構造と類似する点に注目されたい。

【0117】

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{T}_2 \mathbf{H} \mathbf{T}_1^{-1}$$

を介したL E M Sの完全なモデル化が与えられた場合、

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の最適解は次式(16)を満たすであろう。

50

【数 1 6】

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)\tilde{\mathbf{G}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{(0)}. \quad (16)$$

【0 1 1 8】

$\tilde{\mathbf{H}}(n)$ が式 (1 5) に示されたものと同じの構造を有すると仮定した場合、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ もまた同一の構造を有することは明白である。近似モデル化は一般的に完全ではないが、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ は $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ に従って決定され、従って $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ の選択された構造は、最適な $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ の構造をも定義する。

10

【0 1 1 9】

L R E の現状技術は L E M S のモデルを含み、そのモデルは波動場要素の結合だけを図 1 7 (b) に示すように又は式 (1 5) に示すようにモデル化する。そのため、現状技術によりこの L E M S モデルについて結果的に得られるイコライザ構造は、図 1 7 (c) に示すように、同じ次数のモードの結合を記述するだけである (非特許文献 1 0 を参照)。音響エコーキャンセレーション (A E C) のために既に使用されているモデルは、既に一般化されてきた (非特許文献 1 1 を参照)。本発明の一実施形態に係る装置は、L R E に関する現状技術のモデルに比べてより柔軟な L E M S モデルを可能にする。

【0 1 2 0】

ここでは、測定された波動場における要素ごとに、自由音場記述からの N_H 個の要素が考慮されるように、次数において最低差を有する波動場要素の結合がモデル化される。この点は図 7 (b) に概略的に示されている。

20

【0 1 2 1】

一実施形態によれば、このモデルに関し、 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 及び $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ における波動場要素を関連付けるプレフィルタの結果的な重みが図 7 (c) に示される。ここでは、エントリ $l = l'$ が優性であり、これは、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ における $m = l'$ に関するエントリが他よりも有意に強い場合に想定し得ることである。この実施形態も、プレフィルタ構造を図 7 (d) に示すように近似する概念に基づいており、そこでも、自由音場記述における N_G 個の要素がフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の各波動領域要素のために考慮される。

30

【0 1 2 2】

以下においては、適切な適応アルゴリズムについて考察する。L E M S の同定を実行するシステム同定適応ユニット 4 2 0 (「A d p 1」) は、一般的な周波数領域の適応型フィルタ処理アルゴリズムを使用して実現されてもよい。これについては、例えば非特許文献 1 2 を参照されたい。

【0 1 2 3】

代替的に、適応アルゴリズムとして、公知の R L S - 又は L M S - アルゴリズム (例えば非特許文献 1 3 を参照)、又はロバストな統計を含む適応アルゴリズム (例えば非特許文献 1 4 を参照) を使用してもよい。

40

【0 1 2 4】

実際に使用される適応アルゴリズムとは無関係に、L E M S の同定は、実際に L E M S をモデル化するために使用される $\mathbf{x}'(n)$ 及び $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ の波動場要素の結合の部分集合に限定される。

【0 1 2 5】

フィルタのサブフィルタ (例えばプレフィルタ) の決定を行うフィルタ適応ユニット 4 3 0 (「A d p 2」) は、異なる方法で実現され得る。例えば、非特許文献 6 に開示されているように、フィルタ処理済み X - G F D A F 構造を用いてプレフィルタを決定すること

50

も可能である。

【0126】

他の実施例によれば、プレフィルタは、

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

及び

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$$

だけを考慮して、最小二乗法最適化問題を解くことにより、直接的に決定されてもよい。

【0127】

別の実施例によれば、使用されるアルゴリズムとは無関係に、実際に必要とされるプレフィルタだけが決定される。これにより演算量は格段に低減され、またこの方法を用いることで、根底にある行列反転問題の数的条件も改善され得る。

【0128】

L E M Sモデルとプレフィルタ構造との必然的な複雑性は、再生される音響的情景の複雑性に依存する。そのため、ここでは N_H と N_G で記述されるプレフィルタとL E M Sモデル構造との選択は、再生される情景に依存することが好ましい。情景の複雑性に関して最も重要な特性は、独立して再生される音響源 N_S の個数である。この個数は通常、W F Sの情景が再現されるときには既知であるから、使用されるM I M O構造を決定するために直接的に活用できる。本願で説明するシステムにおいては、これを次式(17)のように記載できる。

【数17】

$$N_G = N_H = N_S. \quad (17)$$

【0129】

既知でない場合には、 N_S は $x(n)$ の観測に基づいて推定することもできる。

【0130】

上述したように、

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

は次式(16)によって定義される。

【数16】

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)\tilde{\mathbf{G}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{(0)}. \quad (16)$$

【0131】

この方程式は、多入力・多出力の定理(Multi-Input Multi-Output Theorem: M I N T)が満たされる場合に満足することができる。ここで使用されている記述法によれば、例えば、 $N_L = 2 N_M$ のとき、 L_G はこの定理を用いるために $L_G = L_H - 1$ でなければならない。

【0132】

一実施形態によれば、

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

は、以下の式(19)により記述されるように制限された構造を有することから、この方程式は通常、直接的に解くことができない。しかしながら、次式(18)を式(19)とともに考慮することで、直接的な解を可能にする方程式系の一形態を導き出すことができる。

【0133】

10

20

30

40

50

【数 1 8】

$$\tilde{\mathbf{G}}(n) = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_{0,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{0,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{0,N_L-1}(n) \\ \tilde{\mathbf{G}}_{1,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{1,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{1,N_L-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,N_L-1}(n) \end{pmatrix} \quad (18)$$

【数 1 9】

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\nu,l} = \begin{pmatrix} \tilde{g}_{\nu,l}(L_G-1) & \tilde{g}_{\nu,l}(L_G-2) & \cdots & \tilde{g}_{\nu,l}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \tilde{g}_{\nu,l}(L_G-1) & \cdots & \tilde{g}_{\nu,l}(1) & \tilde{g}_{\nu,l}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{\nu,l}(L_G-1) & \cdots & \tilde{g}_{\nu,l}(0) \end{pmatrix}, \quad (19)$$

【0 1 3 4】

このため、

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

の列は次式 (2 0) により制限されるべきである。

【数 2 0】

20

$$\check{\mathbf{H}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}(n) \mathbf{B} \text{diag}^{N_L} \left\{ (\mathbf{0}_{L_G \times (L_H-1)}, \mathbf{I}_{L_G}, \mathbf{0}_{L_G \times (L_H-1)})^T \right\} \quad (20)$$

【0 1 3 5】

これにより、次式 (2 1) が得られる。

【数 2 1】

$$\check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) = \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \forall l. \quad (21)$$

ここで、

【数 2 2】

30

$$\tilde{\mathbf{g}}_l(n) = (\tilde{\mathbf{g}}_{0,l}^T(n), \tilde{\mathbf{g}}_{1,l}(n), \dots, \tilde{\mathbf{g}}_{N_L-1,l}(n))^T \quad (22)$$

【数 2 3】

$$\tilde{\mathbf{g}}_{\nu,l}(n) = (g_{\nu,l}(0), g_{\nu,l}(1), \dots, g_{\nu,l}(L_G-1))^T \quad (23)$$

【0 1 3 6】

これにより、

40

$$\tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)}$$

を得ることができる。

【0 1 3 7】

M I N T の条件が満たされた場合には、次式 (2 4) が成り立つ。

【数 2 4】

$$\tilde{\mathbf{g}}_l(n) = \check{\mathbf{H}}^{-1}(n) \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \forall l. \quad (24)$$

【0 1 3 8】

50

他方、MINTの条件が満たされない場合には、「二乗法の意味 (squared sense)」での近似を行うこともできる。そのため、次式(25)に定義されるような $e(n)$ が最小化される。

【数25】

$$\begin{aligned} e(n) &= \left(\check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) - \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \right)^H \left(\check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) - \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \right) \\ &= \tilde{\mathbf{g}}_l^H(n) \check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) - \tilde{\mathbf{g}}_l^H(n) \check{\mathbf{H}}^H(n) \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \\ &\quad - \left(\tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \right)^H \check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) + \left(\tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \right)^H \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)}, \end{aligned} \quad (25)$$

10

【0139】

このために、勾配がゼロに設定される。即ち、

【数26】

$$\check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n) \tilde{\mathbf{g}}_l(n) = \check{\mathbf{H}}^H(n) \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)} \quad (26)$$

【0140】

例えば、 $N_L < 2N_M$ かつ $L_G = L_H - 1$ 、つまり優決定(over-determined)の方程式系であると仮定すると、次式(27)が得られる。

【数27】

$$\tilde{\mathbf{g}}_l(n) = \left(\check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n) \right)^{-1} \check{\mathbf{H}}^H(n) \tilde{\mathbf{h}}_l^{(0)}, \quad (27)$$

20

ここで、 $\left(\check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n) \right)^{-1} \check{\mathbf{H}}^H(n)$ は、 $\check{\mathbf{H}}(n)$ の擬逆行列を表す。

【0141】

一実施形態によれば、実用的な構成のために十分といえる解を得るために、全ての $\tilde{\mathbf{g}}_{l,l}(n)$ を決定する必要はない。そのため、 $\check{\mathbf{H}}(n)$ の考慮対象となる列の数と、これによる積 $\check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n)$ の次元はかなり低減される。その結果、逆両列 $\left(\check{\mathbf{H}}^H(n) \check{\mathbf{H}}(n) \right)^{-1}$ を決定する際の演算量が大幅に節約される。

30

【0142】

上述のような近似は、直接的な決定により、又は、以下に説明するフィルタ処理済みX-GFDAFアルゴリズム(GFDAF=Generalized Frequency-Domain Adaptive Filtering:一般化周波数領域適応フィルタ処理)により、決定され得る。そこに説明されるフィルタ処理済みX-GFDAFアルゴリズムは

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

の行を低減させるが、それは波動領域における

40

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

の低減された構造を考慮することからもたらされる。そのような近似は、フィルタ処理済みX構造の計算集約的な冗長性を更に低減することができる(以下を参照)。

【0143】

図8は更なる実施形態に係る装置を示す。図8において、 T_1, T_2, T_1^{-1} は、波動領域への及び波動領域からの変換を示す。ここで、 H はL E M Sのシステム応答を表し、 $\tilde{H}, \hat{H}$ はL E M S同定を示し、 $\tilde{H}_0$ は所望の自由音場応答であり、 $\hat{G}, \tilde{G}$ はフィルタ（イコライザ）である。図示上の更なる便宜のために、異なる値のブロック指標 n の従属関係は省略されている。

【0144】

図8の上半分は、波動領域における音響的MIMOシステムの同定に関するものである。そこから得られた知見は、次に下半分において、その知見に応じてそれらのイコライザを決定するために使用される。非特許文献10とは対照的に、これらのステップは分割されて、一般的イコライザ構造の使用が可能となる。

10

【0145】

上述したように、システムの入力信号は、 N_L 個の全てのラウドスピーカ信号の L_X 個の時間領域サンプルからなる（ n により指標付けされた）1つのブロックを含む、次式（28）で示されるラウドスピーカ信号ベクトル $x(n)$ によって与えられる。

【数28】

$$x(n) = (x_1(nL_F - L_X + 1), \dots, x_1(nL_F), \\ x_2(nL_F - L_X + 1), \dots, x_2(nL_F), \dots, x_{N_L}(nL_F)) \quad (28)$$

20

ここで、 $x_\lambda(k)$ は時点 k におけるラウドスピーカ信号 λ の時間領域サンプルであり、 L_F はフレームシフトである。考慮対称となる全ての信号ベクトルは同様の方法で構築されるが、それらの長さ及び要素の数において異なってもよい。

【0146】

変換 T_1 はいわゆる自由音場表現

$$\tilde{x}(n) = T_1 x(n)$$

を得るために使用されるものであり、以下に T_2 とともに説明する。

【0147】

30

イコライザ $\tilde{G}(n)$ は、フィルタ $\hat{G}(n)$ の複写であり、波動領域における等化されたラウドスピーカ信号 $\tilde{x}'(n) = \tilde{G}(n) \tilde{x}(n)$ を得るために使用される。

【0148】

これらのイコライザは、次に逆変換されて、L E M Sである H に供給される。この H から、

$$d(n) = H \tilde{x}'(n)$$

で表される N_M 個のマイクロホン信号が得られる。行列 H は次式（29）のように構築される。

40

【数29】

$$d_\mu(k) = \sum_{\kappa=0}^{L_H-1} x'_\lambda(k - \kappa) h_{\mu,\lambda}(\kappa), \quad (29)$$

ここで、 $h_{\mu,\lambda}(k)$ は、ラウドスピーカ λ からマイクロホン μ までのルームインパルス応答を示す。考慮対称となる他の全ての行列も類似の構造を有する。波動領域において $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ によって LEMS を同定するために、マイクロホン信号を測定された波動場 $\tilde{\mathbf{d}}(n) = \mathbf{T}_2 \mathbf{d}(n)$ へと変換し、 $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ とその推定値 $\tilde{\mathbf{y}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}(n) \mathbf{x}'(n)$ との間の差としての波動領域誤差 $\tilde{\mathbf{e}}(n)$ を決定する。 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ の適応のために二乗された誤差 $\tilde{\mathbf{e}}^H(n) \tilde{\mathbf{e}}(n)$ が最小化される。

【0149】

10

イコライザの決定のために、ラウドスピーカ信号の自由音場記述を入力

$$\overset{\circ}{\mathbf{x}}(n) = \tilde{\mathbf{x}}(n)$$

として使用する。

【0150】

ノイズもまた、入力

$$\overset{\circ}{\mathbf{x}}(n)$$

として使用可能である。これについては非特許文献6を参照されたい。

【0151】

20

信号は、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ からの複写された係数を含む $\overset{\circ}{\mathbf{H}}(n)$ によってフィルタ処理されるが、他方、出力ベクトル $\overset{\circ}{\mathbf{x}}'(n) = \overset{\circ}{\mathbf{H}}(n) \overset{\circ}{\mathbf{x}}(n)$ は異なるように構築されている。即ちそれは、 $\overset{\circ}{\mathbf{x}}(n)$ 内の N_L 個の信号要素のフィルタ処理と、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ 内に含まれる $N_L \cdot N_M$ 個のインパルス応答との可能な全ての $N_L^2 \cdot N_M$ 個の組合せを含んでいる。この点は、従来の（波動領域でない）等化について非特許文献6に開示されるように、多チャネルのフィルタ処理済み一般化周波数領域適応フィルタ処理（GFDAF）にとって必須である。 $\overset{\circ}{\mathbf{G}}(n)$ 内の N_L^2 個のフィルタは、次に $\overset{\circ}{\mathbf{y}}(n) = \overset{\circ}{\mathbf{G}}(n) \overset{\circ}{\mathbf{x}}'(n)$ が所望の信号 $\overset{\circ}{\mathbf{d}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}_0 \overset{\circ}{\mathbf{x}}(n)$ を近似するように適応され、その所望の信号とは、波動領域において自由音場応答 $\tilde{\mathbf{H}}_0$ を用いて $\overset{\circ}{\mathbf{x}}(n)$ をフィルタ処理することで得られるものである。 $\overset{\circ}{\mathbf{G}}(n)$ を適応するために、誤差 $\overset{\circ}{\mathbf{e}}(n) = \overset{\circ}{\mathbf{y}}(n) - \overset{\circ}{\mathbf{d}}(n)$ が二乗され、 $\overset{\circ}{\mathbf{e}}^H(n) \overset{\circ}{\mathbf{e}}(n)$ が最適化基準として使用される。

30

【0152】

適応アルゴリズムに関しては、例えば非特許文献15の中でAECについて説明されているようなGFDAFアルゴリズムが、波動領域におけるシステム同定、例えば $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ の適応のために使用されてきた。 $\overset{\circ}{\mathbf{G}}(n)$ の適応のために、 $\overset{\circ}{\mathbf{x}}'(n)$ を非特許文献6に従うフィルタ出力とする、フィルタ処理済みX-GFDAFが使用されていた。

40

【0153】

以下においては、 $\overset{\circ}{\mathbf{H}}^{(0)}$ について言及するが、これは $\tilde{\mathbf{H}}^{(0)}$ と同じ意味を持つ。 $\overset{\circ}{\mathbf{H}}^{(0)}$ は一般的に n から独立している。

【0154】

図9は、リスニングルーム等化のためのシステムのブロック図を示す。システム同定の目的で、図9はGFDAFアルゴリズム、例えばフィルタ処理済みX-GFDAFアルゴリズムを使用するが、これについては以下に説明され、プレフィルタを決定するために公式

50

化されている。

【0155】

図9において、 T_1, T_2 は波動領域への変換である。 T_1^{-1} は波動領域から時間領域への変換であり、 $\mathring{\mathbf{G}}(n), \tilde{\mathbf{G}}(n)$ はプレフィルタであり、 $\mathbf{H}(n)$ はLEMSであり、 $\tilde{\mathbf{H}}(n), \mathring{\mathbf{H}}(n)$ はLEMS同定（LEMSモデル）であり、 $\mathring{\mathbf{H}}_0(n)$ は予め決定された（所望の）インパルス応答である。「Alg. 1」は $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ を用いたシステム同定のためのアルゴリズムであり、「Alg. 2」は $\mathring{\mathbf{G}}(n)$ におけるプレフィルタ係数を決定するためのアルゴリズムである。

10

【0156】

ここで、MIMO-FIRフィルタを記述するために使用される行列の表記を、ラウドスピーカ信号とマイクロホン信号とに関して説明する。図9において、ラウドスピーカ信号はベクトル $\mathbf{X}'(n)$ により表現され、そのベクトルは N_L 個のパーティションに分割され得る。

【数30】

$$\mathbf{x}'(n) = ((x'_0(n))^T, (x'_1(n))^T, \dots, (x'_{N_L-1}(n))^T)^T \quad (30)$$

【0157】

次式(31)の各パーティション

20

【数31】

$$\mathbf{x}'_\lambda(n) = (x'_\lambda(nL_F - L_X + 1), x'_\lambda(nL_F - L_X + 2), \dots, x'_\lambda(nL_F))^T \quad (31)$$

は、ラウドスピーカ信号 λ の時点 k における L'_X 個の時間サンプル値 $x'_\lambda(k)$ を含む。フレームシフト L_F は、使用された適応アルゴリズムを活用することで、後に決定されるであろう。他方、考慮されたインパルス応答の長さ L'_X の値もまた、考慮に入れられる。

【0158】

次式(32)のマイクロホン信号は、ラウドスピーカ信号と同様の構造を有し、一方で、 μ により指標化されたマイクロホン信号の L_D 個の時間サンプル値 $d_\mu(k)$ の各々が一緒に考慮されることもできる。

30

【数32】

$$\mathbf{d}(n) = (d_0^T(n), d_1^T(n), \dots, d_{N_M-1}^T(n))^T \quad (32)$$

$$\mathbf{d}_\mu(n) = (d_\mu(nL_F - L_D + 1), d_\mu(nL_F - L_D + 2), \dots, d_\mu(nL_F))^T$$

【0159】

LEMSのフィルタ処理を記述するために、次式(33)のように行列 $\mathbf{H}$ が定義される。

40

【数33】

$$d_\mu(k) = \sum_{\lambda=0}^{N_L-1} \sum_{\kappa=0}^{L_H-1} x'_\lambda(k - \kappa) h_{\mu, \lambda}(\kappa) \quad (33)$$

【0160】

長さは $L_D = L'_X - L_H + 1$ であり、 L_H はラウドスピーカ λ からマイクロホン μ までの時間分散インパルス応答 $h_{\mu, \lambda}(k)$ の長さである。全てのラウドスピーカ-マイクロホン対についてのこのマッピングを表す行列 $\mathbf{H}$ は、次式(34)に従って定義される。

【数 3 4】

$$\mathbf{d}(n) = \mathbf{H}\mathbf{x}'(n) \quad (34)$$

【0 1 6 1】

また、行列 $\mathbf{H}$ は $N_L \cdot N_M$ 個の別個の行列へと分解されることができ、これらは次式 (3 5) により定義されるように行列 $\mathbf{H}$ の行列要素である。

【数 3 5】

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{0,0} & \mathbf{H}_{0,1} & \cdots & \mathbf{H}_{0,N_L-1} \\ \mathbf{H}_{1,0} & \mathbf{H}_{1,1} & \cdots & \mathbf{H}_{1,N_L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_M-1,1} & \mathbf{H}_{N_M-1,2} & \cdots & \mathbf{H}_{N_M-1,N_L-1} \end{pmatrix} \quad (35) \quad 10$$

【0 1 6 2】

ここで、それら行列の各々はシルベスター行列である。

【数 3 6】

$$\mathbf{H}_{\mu,\lambda} = \begin{pmatrix} h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & h_{\mu,\lambda}(L_H-2) & \cdots & h_{\mu,\lambda}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & \cdots & h_{\mu,\lambda}(1) & h_{\mu,\lambda}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{\mu,\lambda}(L_H-1) & \cdots & h_{\mu,\lambda}(0) \end{pmatrix} \quad (36) \quad 20$$

【0 1 6 3】

ここで提案する記述は、原則的に全ての信号及びシステム、例えば図 9 に示すようなものに対して使用されるが、異なる次元を有することが可能である。

【0 1 6 4】

図 9 において、ベクトル $\mathbf{x}(n)$ は、事前等化されていないラウドスピーカ信号を表す。所望の音響的情景を正確に再現するために、ラウドスピーカ信号はこのシステムにより事前等化（プレフィルタ処理）される。ラウドスピーカ信号を表現するベクトル $\mathbf{x}(n)$ は N_L 個のパーティションを含み、各パーティションは L_X 個の時間サンプル値を有している。

【0 1 6 5】

自由音場記述 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ は、長さ $\tilde{L}_X$ の N_L 個のパーティションを含み、次式 (3 7) で示される。

【数 3 7】

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{T}_1 \mathbf{x}(n) \quad (37)$$

【0 1 6 6】

それは上述したように変換 $\mathbf{T}_1$ により生成される。各パーティション

$$\tilde{\mathbf{x}}_l(n)$$

は、波動場要素指標 l により指標化される。

【0 1 6 7】

事前等化の後で、ベクトル

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n)$$

が得られる。

【数 3 8】

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n) = \tilde{\mathbf{G}}(n)\tilde{\mathbf{x}}(n) \quad (38)$$

これもまた、長さ $\tilde{L}_x$ の N_L 個のパーティションを含んでいる。次式 (39) に示す行列は、事前等化を記述するものであり、部分行列(submatrix) $\tilde{\mathbf{G}}_{r,l}(n)$ の各々は、 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 内の要素 l の $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ 内の要素 r に対するフィルタ処理を表現しており、式 (39) に定義されるように構築されている。

10

【数 3 9】

$$\tilde{\mathbf{G}}(n) = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_{0,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{0,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{0,N_L-1}(n) \\ \tilde{\mathbf{G}}_{1,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{1,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{1,N_L-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,0}(n) & \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,1}(n) & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{N_L-1,N_L-1}(n) \end{pmatrix} \quad (39)$$

【0 1 6 8】

フィルタ行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

20

の各行列係数は、変換済みラウドスピーカ信号の内の 1 つとフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の内の 1 つとからなるラウドスピーカ信号対のための、フィルタ係数として認識することができる。なぜなら、それぞれの行列係数は、対応する変換済みラウドスピーカ信号が、生成されるであろう対応するフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に対して、どの程度まで影響を与えるかを表しているからである。

【0 1 6 9】

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n)$$

を使用してラウドスピーカ信号を再生するために、信号はラウドスピーカ入力信号の領域（例えば時間領域）へと逆変換されなければならない。

30

【数 4 0】

$$\mathbf{x}'(n) = \mathbf{T}_1^{-1}\tilde{\mathbf{x}}'(n) \quad (40)$$

【0 1 7 0】

ここで、 $\mathbf{T}_1^{-1}$ は、 $\mathbf{T}_1$ の逆行列（そのような逆行列が存在する場合）を表す。もし存在しない場合には、擬逆行列が使用されてもよい（例えば非特許文献 15 を参照）。

【0 1 7 1】

マイクロホン信号 $\mathbf{d}(n)$ は L E M S から得られ、次に次式 (41) に従って波動領域へと変換される。

40

【数 4 1】

$$\tilde{\mathbf{d}}(n) = \mathbf{T}_2\mathbf{d}(n) \quad (41)$$

【0 1 7 2】

式 (41) の変換 $\mathbf{T}_2$ は、その要素が m により指標化されているが、測定された波動場（同定された波動場）を記述し、

$$\tilde{\mathbf{x}}(n)$$

50

と同じ基底関数を有している。

【0173】

波動領域におけるLEMS同定（LEMSに関するモデル）は、次式（42）に示す行列により表現される。

【数42】

$$\tilde{\mathbf{H}}(n) = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{0,0}(n) & \tilde{\mathbf{H}}_{0,1}(n) & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{0,N_L-1}(n) \\ \tilde{\mathbf{H}}_{1,0}(n) & \tilde{\mathbf{H}}_{1,1}(n) & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{1,N_L-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,0}(n) & \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,1}(n) & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{N_M-1,N_L-1}(n) \end{pmatrix} \quad (42)$$

10

ここで、 m と l のある組合せについては、 $\tilde{\mathbf{H}}_{m,l}(n) = \mathbf{0}$ と仮定する。これにより、上述したようなLEMSの効率的なモデル化が達成される。

【0174】

ベクトル

$$\tilde{\mathbf{y}}(n)$$

は、次式（43）により得られる。

【数43】

$$\tilde{\mathbf{y}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}(n)\tilde{\mathbf{x}}'(n) \quad (43)$$

20

【0175】

ここで、 $\tilde{\mathbf{y}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{e}}(n)$ とは、 $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ と同じ構造を有している。後段で説明するように、フィルタ係数は、ユークリッド尺度(Euclidian measure) $\|\tilde{\mathbf{e}}(n)\|_2$ を最小化するブロック「Alg. 1」によって決定される。

【数44】

$$\tilde{\mathbf{e}}(n) = \tilde{\mathbf{d}}(n) - \tilde{\mathbf{y}}(n) \quad (44)$$

30

【0176】

これにより、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ はシステム $\mathbf{T}_2\mathbf{H}\mathbf{T}_1^{-1}$ を同定する。

【0177】

プレフィルタを決定するための入力信号は、 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ と同じ構造を有する $\mathring{\mathbf{x}}(n)$ により表される。この信号のために、適切なノイズ信号が生成されてもよく、又は、代替法として、 $\mathring{\mathbf{x}}(n) = \tilde{\mathbf{x}}(n)$ が使用される。

40

【0178】

波動領域において

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

として構築された所望の（予め決定された）信号は、次式（45）により得られる。

【数45】

$$\mathring{\mathbf{d}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{(0)}(n)\mathring{\mathbf{x}}(n) \quad (45)$$

50

【0179】

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(0)}(n)$$

は、波動領域におけるプレフィルタとL E M Sとの直列的な連結の所望の（予め決定された）インパルス応答を表す。自由音場伝播のインパルス応答が達成されるべき場合には、使用されたラウドスピーカ及びマイクロホンの数に関わらず、下記の式（46）に示す構造が結果として得られる。

【数46】

$$\mathring{\mathbf{H}}^{(0)} = \begin{pmatrix} \mathring{\mathbf{H}}_{0,0}^{(0)} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathring{\mathbf{H}}_{1,1}^{(0)} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathring{\mathbf{H}}_{N_M-1,N_L-1}^{(0)} \end{pmatrix} \quad (46)$$

10

ここで、この例においては $N_M = N_L$ と仮定する。 $N_M \neq N_L$ の場合には、行列の非二乗部分がゼロで満たされる。

【0180】

同時に、信号 $\mathring{\mathbf{x}}(n)$ はまた、プレフィルタ係数を決定するための、プレフィルタ処理済み（フィルタ処理済みXの）入力信号 $\mathring{\mathbf{x}}'(n)$ に関する音源でもある。この信号は次式（47）により得られる。

20

【数47】

$$\mathring{\mathbf{x}}'(n) = \mathring{\mathbf{H}}(n)\mathring{\mathbf{x}}(n) \quad (47)$$

【0181】

上段で考察された信号とは対照的に、この信号は N_L 個又は N_M 個の要素を有しない。代りに、 $N_L^2 N_M$ 個の要素を有し、各要素は、 $\mathring{\mathbf{H}}(n)$ の全ての入力及び出力の $\mathring{\mathbf{x}}(n)$ の要素のフィルタ処理の結合である。このために必要となる行列 $\mathring{\mathbf{H}}(n)$ は、次式（48）により定義される。

30

【数48】

$$\mathring{\mathbf{H}}(n) = \begin{pmatrix} \mathring{\mathbf{H}}_0(n) \\ \mathring{\mathbf{H}}_1(n) \\ \vdots \\ \mathring{\mathbf{H}}_{N_M-1}(n) \end{pmatrix} \quad (48)$$

【0182】

この行列は次式（49）の部分行列を有する。

40

【数 4 9】

$$\mathring{\mathbf{H}}_m(n) = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{m,0}(n) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{m,1}(n) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_{m,N_L-1}(n) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{H}}_{m,0}(n) & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{H}}_{m,1}(n) & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{H}}_{m,N_L-1}(n) & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{m,0}(n) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{m,1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{m,N_L-1}(n) \end{pmatrix} \quad (49)$$

10

【0 1 8 3】

反復的な決定のために、プレフィルタは

$$\mathring{\mathbf{G}}(n)$$

20

により表現され、ここで、次式（50）を満足しなければならない。

【数 5 0】

$$\mathring{\mathbf{G}}(n)\mathring{\mathbf{H}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}(n)\tilde{\mathbf{G}}(n) \quad (50)$$

そのため、

$$\mathring{\mathbf{G}}(n)$$

に関し、次式（51）が結果として得られる。

30

【数 5 1】

$$\mathring{\mathbf{G}}(n) = \text{Bdiag}^{N_M} \left\{ \tilde{\mathbf{G}}_{0,0}(n), \tilde{\mathbf{G}}_{1,0}(n), \dots, \tilde{\mathbf{G}}_{N_L,0}(n), \dots, \tilde{\mathbf{G}}_{0,1}(n), \tilde{\mathbf{G}}_{1,1}(n), \dots, \tilde{\mathbf{G}}_{N_L,1}(n), \dots, \tilde{\mathbf{G}}_{0,N_L}(n), \tilde{\mathbf{G}}_{1,N_L}(n), \dots, \tilde{\mathbf{G}}_{N_L,N_L}(n) \right\}, \quad (51)$$

ここで、 $\text{Bdiag}^N \{M\}$ 演算子は、対角上の行列 M の n 回の反復を有する行列を生成する。

【0 1 8 4】

以下に、GFDAF アルゴリズムを用いたシステム同定について説明する。この目的で、非特許文献 1 2 に開示されたアルゴリズムについて説明する。

40

【0 1 8 5】

DF T（離散フーリエ変換）における自由音場記述を表すために、次式（52）を定義する。

【数 5 2】

$$\tilde{\mathbf{X}}_{l'}'(n) = \text{Diag} \{ \mathbf{F}_{2L_H} \tilde{\mathbf{x}}_{l'}'(n) \} \quad (52)$$

【0 1 8 6】

ここで、行列 $\mathbf{F}_L$ は、次式 (53) に示す要素 $\tilde{\mathbf{x}}'_l(n)$ を含むサイズ $L \times L$ の DFT 行列である。

【数 53】

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n) = (\tilde{\mathbf{x}}_0^T(n), \tilde{\mathbf{x}}_1^T(n), \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{N_L-1}^T(n))^T \quad (53)$$

【0187】

この記述から、例えば次式 (54) のように各 m について指標 l を有する $\tilde{\mathbf{x}}'_l(n)$ を水平に連結することで、 $\tilde{\mathbf{X}}_m(n)$ を得る。

10

【数 54】

$$\tilde{\mathbf{X}}_0(n) = (\tilde{\mathbf{X}}'_0(n), \tilde{\mathbf{X}}'_1(n), \tilde{\mathbf{X}}'_{47}(n)) \quad (54)$$

これは、波動場要素 $l' = 0, 1, 47$ 及び $m = 0$ の結合がモデル化され、一方で、上述したように、モデルの結合の選択によってモデル複雑性の条件が満たされた場合である。

【0188】

更に、DFT 領域における測定された波動場の表現を、

$$\tilde{\mathbf{d}}(n)$$

20

の新たなパーティションを考慮することにより定義する。

【数 55】

$$\tilde{\mathbf{d}}(n) = (\tilde{\mathbf{d}}_0^T(n), \tilde{\mathbf{d}}_1^T(n), \dots, \tilde{\mathbf{d}}_{N_M-1}^T(n))^T \quad (55)$$

【0189】

ここで、 $\tilde{\mathbf{d}}_m(n)$ は次式 (56) に従って決定し得る。

【数 56】

30

$$\tilde{\mathbf{d}}_m(n) = \mathbf{W}_{01}^H \mathbf{F}_{L_H} \tilde{\mathbf{d}}_m(n) \quad (56)$$

【0190】

その結果、DFT 領域における波動領域誤差信号を次式 (57) により決定できる。

【数 57】

$$\tilde{\mathbf{e}}_m(n) = \tilde{\mathbf{d}}_m(n) - \mathbf{W}_{01}^H \mathbf{W}_{01} \tilde{\mathbf{X}}_m(n) \tilde{\mathbf{h}}_m(n-1) \quad (57)$$

【0191】

40

次式 (58), (59) の行列は、時間領域において窓処理を実現するために使用される。

【数 58】

$$\mathbf{W}_{01} = \mathbf{F}_{L_H} (0, \mathbf{E}_{L_H}) \mathbf{F}_{2L_H}^{-1} \quad (58)$$

【数 59】

$$\mathbf{W}_{10} = \mathbf{B} \text{diag}^{N_H} \left\{ \mathbf{F}_{2L_H} (\mathbf{E}_{L_H}, 0)^T \mathbf{F}_{L_H}^{-1} \right\} \quad (59)$$

50

ベクトル $\tilde{\mathbf{h}}_m(n)$ は、 $\tilde{\mathbf{H}}_{m,l}(n)$ に含まれたインパルス応答の、対応する l' に関する DFT 領域内の表現を含む。

【0192】

時間領域における誤差信号は、次式 (60) を用いて決定できる。

【数60】

$$\tilde{\mathbf{e}}_m(n) = \mathbf{F}_{LH}^{-1} \mathbf{W}_{01} \tilde{\mathbf{e}}_m(n) \quad (60)$$

ここで、次式 (61) は全ての波動場要素の誤差を表す。

10

【数61】

$$\tilde{\mathbf{e}}(n) = (\tilde{\mathbf{e}}_0^T(n), \tilde{\mathbf{e}}_1^T(n), \dots, \tilde{\mathbf{e}}_{N_M-1}^T(n))^T \quad (61)$$

【0193】

「忘却因子」 λ_{SI} によって指数関数的に重み付けされかつ式 (62) の費用関数により表現された、二乗誤差を最小化するために、非特許文献 12 において式 (63) のアルゴリズムが提示された。

【数62】

$$J_m(n) = (1 - \lambda_{SI}) \sum_{i=0}^n \lambda_{SI}^{n-i} \tilde{\mathbf{e}}_m^H(i) \tilde{\mathbf{e}}_m(i) \quad (62)$$

20

【数63】

$$\tilde{\mathbf{h}}_m(n) = \tilde{\mathbf{h}}_m(n-1) + \mu_{SI}(1 - \lambda_{SI}) \mathbf{W}_{10} \mathbf{W}_{10}^H \mathbf{S}_m^{-1}(n) \tilde{\mathbf{X}}_m^H(n) \tilde{\mathbf{e}}_m(n) \quad (63)$$

【0194】

ここで、選択可能なステップ幅は $0 \leq \lambda_{SI} \leq 1$ であり、 $\mathbf{S}_m(n)$ は次式 (64) により定義される。

【数64】

30

$$\mathbf{S}_m(n) = \lambda_{SI} \mathbf{S}_m(n-1) + (1 - \lambda_{SI}) \tilde{\mathbf{X}}_m^H(n) \mathbf{W}_{01}^H \mathbf{W}_{01} \tilde{\mathbf{X}}_m(n) \quad (64)$$

【0195】

行列 $\mathbf{S}_m(n)$ は疎らに満たされた行列によって近似することができる。その結果、演算の複雑さは、式 (64) の完全な構成の場合と比較して、有意な低減が達成できる。

【0196】

$\mathbf{S}_m(n)$ は、本願で考慮される再生シナリオに関しては、通常は非正則であるか、又は $\mathbf{S}_m(n)$ の正則化を必要とする構造である。考慮対象となる波動場要素に対応する $\mathbf{S}_m(n)$ 内の全ての対角エントリの算術平均の正則化は、全ての DFT 点に対して個別に決定される。それらの結果は、次に因子 β_{SI} により重み付けされ、次にそれぞれの算術平均を計算するために使用された全ての DFT 点に関し、対角エントリに対して個別に加算される。これによって得られた行列は、次に $\mathbf{S}_m(n)$ の代わりに式 (63) において使用される。

40

【0197】

以下に、GFDAF アルゴリズムのフィルタ処理済み X 変体 (x variant) を用いたプレフィルタの決定について説明する。

【0198】

上述したシステム同定と匹敵するように、プレフィルタの決定に関し、所望の (予め決定された) 信号 $d(n)$ と信号 $y(n)$ との間の誤差は、二乗に関して最小化される。しか

50

しながら、次式（６５）のように全てのプレフィルタ係数が誤差の全ての係数に影響を与えるので、指標 m に対する誤差信号の分離は可能ではない。

【数 6 5】

$$\dot{\mathbf{e}}(n) = \dot{\mathbf{d}}(n) - \dot{\mathbf{y}}(n) \quad (65)$$

【0 1 9 9】

上述のような簡素化された構造を実現するために、限定された数のプレフィルタが決定される。これらは次式（６６）のプレフィルタによって表される。

【数 6 6】

$$\mathbf{g}_{l',l}(n) = (g_{l',l}(0,n), g_{l',l}(1,n), \dots, g_{l',l}(L_G - 1, n))^T \quad (66)$$

【0 2 0 0】

ここで、 $g_{l',l}(k,n)$ はプレフィルタのインパルス応答の k 番目の時間サンプル値を表し、 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 内の波動場要素 l を $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ 内の波動場要素 l' へとマップする。

【0 2 0 1】

プレフィルタ係数の決定を簡素化するために、 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 内の個別の波動場要素 $\tilde{\mathbf{x}}_l(n)$ について考察する。

【0 2 0 2】

これにより、プレフィルタによりフィルタ処理された全ての波動場要素の重畳及び L E M S が、ルームに起因する障害の影響を受けないように調整されなければならないだけでなく、各個別の要素がルームに起因する障害の影響を受けないようになることが求められる。

【0 2 0 3】

これにより、各波動場要素 $\tilde{\mathbf{x}}_l(n)$ に対し、ベクトル $\mathbf{g}_l(n)$ が生成され得る。ここで、ベクトル $\mathbf{g}_l(n)$ は、全ての関連するプレフィルタ係数を D F T 領域において含んでいる。そのため、プレフィルタ $g_{0,l}(k,n)$ 、 $g_{1,l}(k,n)$ 及び $g_{2,l}(k,n)$ だけを決定すべきとき

には、 $l=1$ であれば、 $\mathbf{g}_l(n)$ は次式（６７）により定義される。

【数 6 7】

$$\mathbf{g}_1(n) = \left((\mathbf{F}_{L_G} \mathbf{g}_{0,1}(n))^T, (\mathbf{F}_{L_G} \mathbf{g}_{1,1}(n))^T, (\mathbf{F}_{L_G} \mathbf{g}_{2,1}(n))^T \right)^T \quad (67)$$

【0 2 0 4】

説明の便宜上、そのようなプレフィルタの N_G は、各要素 l に対して決定されるべきものと仮定する。

【0 2 0 5】

演算効率を更に向上させるために、各指標 l について、誤差 $\dot{\mathbf{e}}(n)$ の知覚可能な要素の一部だけが考慮される。これにより、D F T 領域における $\dot{\mathbf{e}}_l(n)$ に関し、 $m=0,1,2$ において $l=1$ により示される要素が $\dot{\mathbf{e}}(n)$ について考慮された場合、例えば次式（６８）を得る。

10

20

30

40

【数 6 8】

$$\hat{\mathbf{e}}_1(n) = \hat{\mathbf{W}}_{01}^H \left((\mathbf{F}_{L_F} \hat{\mathbf{e}}_0(n))^T, (\mathbf{F}_{L_F} \hat{\mathbf{e}}_1(n))^T, (\mathbf{F}_{L_F} \hat{\mathbf{e}}_2(n))^T \right)^T \quad (68)$$

【0 2 0 6】

説明の便宜上、全ての 1 は同数の N_E 個のそのような要素を有すると仮定する。既にシステム同定について実行されていたように、それぞれの次元において時間領域内で窓処理するための行列も、また次式 (6 9), (7 0) で定義する。

【数 6 9】

$$\hat{\mathbf{W}}_{01} = \mathbf{B} \text{diag}^{N_E} \{ \mathbf{F}_{L_G} (\mathbf{0}, \mathbf{E}_{L_G}) \mathbf{F}_{2L_G}^{-1} \}, \quad (69)$$

10

【数 7 0】

$$\hat{\mathbf{W}}_{10} = \mathbf{B} \text{diag}^{N_G} \{ \mathbf{F}_{2L_G} (\mathbf{E}_{L_G}, \mathbf{0})^T \mathbf{F}_{L_G}^{-1} \}. \quad (70)$$

【0 2 0 7】

ここで、所望の (予め決定された) 信号に関し、 $\hat{\mathbf{e}}_l(n)$ の等価物を $\hat{\mathbf{d}}_l(n)$ により定義する。この結果、各指標 l に関して誤差 $\hat{\mathbf{e}}_l(n)$ が得られる。

20

【数 7 1】

$$\hat{\mathbf{e}}_l(n) = \hat{\mathbf{d}}_l(n) - \hat{\mathbf{W}}_{01} \hat{\mathbf{W}}_{01} \hat{\mathbf{X}}_l(n) \mathbf{g}_l(n) \quad (71)$$

【0 2 0 8】

ここで、行列 $\hat{\mathbf{X}}_l(n)$ もまた、 $\hat{\mathbf{x}}'(n)$ の関連する要素から結果的に得られる。 $\hat{\mathbf{x}}'(n)$ の DFT 領域における表現は次式 (7 2) により与えられる。

【数 7 2】

$$\hat{\mathbf{X}}_{m,l',l}(n) = \text{Diag} \{ \mathbf{F}_{2L_G} \hat{\mathbf{x}}_{m,l',l}(n) \} \quad (72)$$

30

【0 2 0 9】

上述した $\hat{\mathbf{e}}_l(n)$ と $\mathbf{g}_l(n)$ の例について、 $\hat{\mathbf{X}}_l(n)$ は次式 (7 3) となる。

【数 7 3】

$$\hat{\mathbf{X}}_1(n) = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{0,0,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{0,1,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{0,2,1}(n) \\ \hat{\mathbf{X}}_{1,0,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{1,1,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{1,2,1}(n) \\ \hat{\mathbf{X}}_{2,0,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{2,1,1}(n) & \hat{\mathbf{X}}_{2,2,1}(n) \end{pmatrix} \quad (73)$$

40

【0 2 1 0】

上述した GFDAT と同様に、適切な

$$\mathbf{g}_l(n)$$

を用いて費用関数の最小化を達成するよう試みる。

【数 7 4】

$$\hat{J}_l(n) = (1 - \lambda_{FX}) \sum_{i=0}^n \lambda_{FX}^{n-i} \hat{\mathbf{e}}_l^H(i) \hat{\mathbf{e}}_l(i), \forall l \quad (74)$$

【0 2 1 1】

非特許文献 1 2 に開示されていることと同様に、この最適化問題の解に関する適応規則は、次式 (7 5) により定義付けられる。

【数 7 5】

$$\mathbf{g}_l(n) = \mathbf{g}_l(n-1) + \mu_{FX}(1 - \lambda_{FX}) \hat{\mathbf{W}}_{10}^H \hat{\mathbf{S}}_l^{-1}(n) \hat{\mathbf{X}}_l^H(n) \hat{\mathbf{e}}_l(n) \quad (75)$$

10

ここで、選択可能なステップ幅は $0 \leq \mu_{FX} \leq 1$ であり、次式 (7 6) が成り立つ。

【数 7 6】

$$\hat{\mathbf{S}}_l(n) = \lambda_{FX} \hat{\mathbf{S}}_l(n-1) + (1 - \lambda_{FX}) \hat{\mathbf{X}}_l^H(n) \hat{\mathbf{W}}_{01}^H \hat{\mathbf{W}}_{01} \hat{\mathbf{X}}_l(n) \quad (76)$$

【0 2 1 2】

ここで、式 (7 5) と (7 6) とは式 (6 3) と (6 4) とにそれぞれ類似しているため、正則化と従来型 G F D A F の効率的な計算とに関する概念がフィルタ処理済み X 変体について使用され得る。しかしながら、関与する行列及びベクトルが異なる構造を有する場合には、異なるアルゴリズムが結果としてもたらされる。

20

【0 2 1 3】

図 1 0 a と図 1 0 b とは、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ とが逆の順序で配置された場合に、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ との構造がなぜ適応されなければならない可能性があるか、について説明するものである。

【0 2 1 4】

図 1 0 a において、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ は、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号 $\tilde{\mathbf{d}}_1$ と $\tilde{\mathbf{d}}_2$ との出力を変化させることなく、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ を逆順序で配置することが不可能な構造を有している。この点は矢印 1 0 1 0 により示す。

30

【0 2 1 5】

反対に、図 1 0 b は、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号 $\tilde{\mathbf{d}}_1$ と $\tilde{\mathbf{d}}_2$ との出力を変化させることなく、 $\hat{\mathbf{G}}(n)$ と $\hat{\mathbf{H}}(n)$ とを逆順序で配置することが可能な構造を有する $\hat{\mathbf{G}}(n)$ と $\hat{\mathbf{H}}(n)$ とを示している。この点は矢印 1 0 2 0 により示す。

【0 2 1 6】

ここで注目すべき点は、たとえ簡素な配置、例えば図 1 0 a と図 1 0 b に示すような配置においても、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ と $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ との各システムブロックが、 $\hat{\mathbf{H}}(n)$ と $\hat{\mathbf{G}}(n)$ とに対しては 2 回提供されなければならないという点である。現実のシステムにおいて、この点は計算時間の増大をもたらす。

40

【0 2 1 7】

上述したように、フィルタ行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の各行列係数は、変換済みラウドスピーカ信号の内の 1 つとフィルタ処理済みラウドスピー

50

一カ信号の内の1つとからなるラウドスピーカ信号対のための、フィルタ係数として認識されることができる。なぜなら、それぞれの行列係数は、対応する変換済みラウドスピーカ信号が生成されるであろう対応するフィルタ処理済みラウドスピーカ信号に対して、どの程度まで影響を与えるかを表しているからである。

【0218】

更に上述したように、本発明の実施形態によれば、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を得るために変換済みラウドスピーカ信号をフィルタ処理する際に、フィルタ行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の全ての係数が必要となる訳ではない。

10

【0219】

従って、一実施形態によれば、図1のフィルタ適応ユニット130は、ラウドスピーカ信号対グループの少なくとも3対の各対に関するフィルタ係数を決定して、フィルタ係数グループを得るよう構成されてもよく、その場合、ラウドスピーカ信号対グループは、変換済みラウドスピーカ信号の内の1つとフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の内の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含み、フィルタ係数グループがフィルタ係数を有する個数は、ラウドスピーカ信号対グループがラウドスピーカ信号対を有する個数よりも少ない。フィルタ適応ユニット130は、フィルタ140のフィルタ係数を、フィルタ係数グループの内の少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、図1のフィルタ140を適応させるよう構成されてもよい。

20

【0220】

例えば、最初に、フィルタ適応ユニット130が行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の全てではない幾つかの行列係数を決定する。これらの行列係数は、次にフィルタ係数グループを形成する。フィルタ適応ユニット130によって決定されていない他の行列係数は考慮対象となることなく、よってフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するときに使用されることもない（決定されていない行列係数はゼロと推定され得る）。

【0221】

別の実施形態において、図1のフィルタ適応ユニット130は、ラウドスピーカ信号対グループの各対のためにフィルタ係数を決定して、第1のフィルタ係数グループを得るよう構成されてもよく、その場合、ラウドスピーカ信号対グループは、変換済みラウドスピーカ信号の内の1つとフィルタ処理済みラウドスピーカ信号の内の1つとからなるラウドスピーカ信号対の全てを含む。フィルタ適応ユニット130は、第1のフィルタ係数グループから複数のフィルタ係数を選択して第2のフィルタ係数グループを得るよう構成されてもよく、その場合、第2のフィルタ係数グループは第1のフィルタ係数グループよりも少ない数のフィルタ係数を有する。さらに、フィルタ適応ユニット130は、フィルタ140のフィルタ係数を第2のフィルタ係数グループ内の少なくとも1つのフィルタ係数によって置き換えることにより、フィルタ140を適応させるよう構成されてもよい。

30

【0222】

例えば、最初に、フィルタ適応ユニット130が行列

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の全ての行列係数を決定する。これらの行列係数は、次に第1のフィルタ係数グループを形成する。しかし、行列係数の内の幾つかは、フィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成する際に使用されることがない。フィルタ適応ユニット130は、第1のフィルタ係数グループ内のフィルタ処理済みラウドスピーカ信号を生成するために使用されるであろうフィルタ係数だけを、第2のフィルタ係数グループのメンバーとして選択する。例えば、フィルタ行列

40

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の全ての行列係数が決定されるが（第1のフィルタ係数グループの決定）、行列係数の内の幾つかは後にゼロに設定される（ゼロに設定されていない行列係数は、次に第2のフィルタ係数グループを形成する）。

【0223】

波動領域の記述の利点は、全ての信号値とフィルタ処理済み係数とが瞬時に空間分析されることであり、これは様々な方法で活用され得る。非特許文献11においては、LEMSモデルに対する近似モデルが演算上効率的なAECのために成功裏に使用されていた。この手法が利用する事実は、

10

$$\tilde{\mathbf{x}}'(n) \text{ と } \tilde{\mathbf{d}}(n)$$

とにより記述される波動場要素の結合は、モード次数において小差 $|m - l'|$ を有する要素に関して有意により強力となるという事実である（非特許文献11を参照）。AECに関し、WFSシステムが単一音源の波動場を合成しているようなシナリオに対しては、 $l' = m$ の結合をモデル化するだけで十分であることが開示されている（非特許文献9を参照）。他方、このモデルは多数の仮想音源が活性化しているときには十分でない（非特許文献11を参照）。後者の場合には、実際の挙動が十分にモデル化されていないことから、LREに必要なとされるようなシステム挙動の系統的な修正が不可能である。従って、本願では、非特許文献10に記載されるLEMモデルを図11の(b)で示す構造へと変更することを提案する。図11の(b)は、図11の(a)で示すモデルの近似を構成している。

20

【0224】

図11は、LEMSモデルとその結果として得られたイコライザの重みとを例示的に示す。図11(a)は、 $T_2 H T_1^{-1}$ における結合の重みを示す。図11(b)は、 $|m - l'| < 2$ ($N_D = 3$)の

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

においてモデル化された結合を示す。

【0225】

図11(c)は、

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

だけを考慮したイコライザ

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の結果として得られる重みを示す。ここでも、図11(b)に示す構造と等しい構造を結果的にもたらす最重要イコライザを用いて、図11の(c)に示す

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の構造を近似する。

【0226】

本提案の概念は、複雑性が変化するフィルタリング構造について、また変化するリスナー位置に対するロバスト性を考慮に入れて評価されてきた。本提案スキームを評価するために、Hに関するルームインパルス応答は、図5に示すセットアップに対する第1次の虚音源(image source)モデルを用いて計算されており、その条件は、 $R_L = 1.5 \text{ m}$ 、 $R_M = 0.5 \text{ m}$ 、 $D_1 = D_4 = 2 \text{ m}$ 、 $D_2 = D_3 = 3 \text{ m}$ 、 $N_L = N_M = 48$ 個及び反射率0.9であった。アレイの円弧は、マイクロホンとラウドスピーカとのアレイの環の間にある波動場が広範囲にわたって観測され得るように選択された。

40

$\tilde{\mathbf{H}}(n)$

における適応フィルタは、 $L_H = 129$ サンプルの長さをモデル化できたが、 $f_s = 2 \text{ kHz}$ のサンプリングレートにおいて操作すると、WFSシステムの空間エイリアシングは有意でなく、得られるインパルス応答は64サンプル未満の長さを有している。この L_H の選択によって、収束を改善するために

$$\tilde{\mathbf{H}}_0 = \mathbf{T}_2 \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_1^{-1}$$

(H_0 はこのセットアップに関する自由音場応答を表している)において導入された40サンプルの人工的遅延が説明できる。イコライザのインパルス応答の長さは $L_G = 256$ サンプルに選択された。両方のGFDAFアルゴリズムに関し、0.95の忘却因子と $L_F = 129$ サンプルのフレームシフトが使用された。フィルタ処理済みX-GFDAFに関する正規化されたステップサイズは0.2であった。

【0227】

図12は、ルーム内で合成された平面波の正規化された音圧を示す。LREを用いた場合の結果を左側の列に、LREを用いていない場合の結果を右側に、それぞれ示す。上段の図はラウドスピーカによって放射された直接的要素である。下段の図は壁面によって反射された部分を示す。目盛はメートルである。

【0228】

達成されたLREを評価するために、実際に測定された波動場の自由音場条件下の波動場に対する差が計算された。結果として得られた値は、次に等化なしに得られたであろう値へと正規化された。

【数76】

$$e_{MA}(n) = 10 \log_{10} \left(\frac{\left\| \left(\mathbf{T}_2 \mathbf{H} \mathbf{T}_1^{-1} \tilde{\mathbf{G}}(n) - \tilde{\mathbf{H}}_0 \right) \tilde{\mathbf{x}}(n) \right\|_2^2}{\left\| \left(\mathbf{T}_2 \mathbf{H} \mathbf{T}_1^{-1} \tilde{\mathbf{I}} - \tilde{\mathbf{H}}_0 \right) \tilde{\mathbf{x}}(n) \right\|_2^2} \right) \text{ dB}, \quad (79)$$

【0229】

ここで、

$\tilde{\mathbf{I}}$

は信号を変化させるものではなく、無矛盾のベクトル長さを保証するものであり、

$$\|\cdot\|_2$$

はユークリッド・ノルム(Euclidian norm)である。この手法の空間ロバスト性を評価するために、マイクロホンアレイにより包囲された範囲であるリスニング範囲内の誤差 e_{LA} を測定する。リスニング範囲のLRE誤差 e_{LA} は e_{MA} と同様の方法で決定されるが、その場合、図12において白色の円で示すように、マイクロホンアレイの半径は $R_M = 0.4 \text{ m}$ である。

【0230】

ラウドスピーカ信号 $\mathbf{x}$ は、WFSの理論に従い、入射角 $\phi_1 = 0$ 、 $\phi_2 = \pi/2$ 、 $\phi_3 = \pi$ であり、互いに無相関化された白色ノイズ信号を音源として使用する状態で、3個の平面波を同時に合成するように決定された。

【0231】

評価された構造は、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ 内のモデル化されたモード結合の数と、 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ 内の対応するイコライザとにおいて異なる。 $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ 内の各波動場要素に関し、 $\tilde{\mathbf{H}}(n)$ を介する $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ 内の N_D 個の要素に対する結合が $|m-l| < \text{ceil}(N_D/2)$ に従ってモデル化された。 $\tilde{\mathbf{G}}(n)$ 内のイコライザの構造は、同様に選択された。即ち、 $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ 内の各モードに関し、 N_D 個のモードに対するイコライザが $\tilde{\mathbf{x}}'(n)$ 内で $|l'-l| < \text{ceil}(N_D/2)$ の状態で決定された。

【0232】

図13において、 $N_D=3$ であるシステムに関する経時的なLRE誤差が分る。 $N_D=3$ であるLREシステムに関する経時的な収束が、異なるシナリオに関して説明されている。上方の図表はマイクロホンアレイにおけるLRE性能を示し、下方の図表はリスニング範囲内におけるLRE性能を示す。 e_{MA} はマイクロホンアレイにおける誤差を意味し、 e_{LA} はリスニング範囲における誤差を意味する。

10

【0233】

図13においては、短い発散段階の後でシステムが安定化し、略 $e_{MA}=-13\text{ dB}$ の誤差に向かって収束することが分る。初期の発散は、システムHの同定が最初は不十分だったことによる。現実のシステムでは、

$$\tilde{\mathbf{H}}(n)$$

20

が十分に同定されるまで、

$$\tilde{\mathbf{G}}(n)$$

の決定を保留するのがよい。2個又は3個の平面波を有する例に関する僅かに良好な収束もまた、Hのより良好な同定を通して説明し得る。なぜなら、合成される平面波の数が多いほど、ラウドスピーカ信号の相互相関が低いからである。リスニング範囲内の誤差は、マイクロホンアレイの位置における誤差と同じ挙動を示すことが分る。しかしながら、残留する誤差は約5 dB大きい。これは、選択されたアレイのセットアップに関し、マイクロホンアレイの円周に対する解がマイクロホンアレイの中心、例えばリスニング範囲に向かって補間され得ることを示している。

30

【0234】

図12は、収束されたイコライザに対して $\phi_1=0$ の入射角を持つインパルス状の平面波の一例を示している。ここから分かることは、イコライザは波形を保持し（上方左の図表）、リスニング範囲内の反射を補償する（下方左の図表）が、他方、リスニング範囲の外側の波動場は幾分歪みがあるということである。これは驚くに値しない。なぜなら、リスニング範囲の外側の波動場はマイクロホンアレイによって包囲されておらず、従って最適化されていないからである。この影響は、 N_D の値が大きいほど強くなる。よって、それを抑制するために、イコライザ係数に対する追加的な制約の適用を促すことになる。

【0235】

図14において、誤差 e_{MA} と e_{LA} とが、異なる N_D 値を有する構造に関して収束後に認められる。直線で示された1つの合成平面波を持つシナリオについては、 $N_D=1$ の最も簡素な構造が実際に最高の性能を示すことが分る。 $N_D>1$ の他の構造は自由度がより大きい、しかし、根底にある逆フィルタ処理問題が悪条件であるため、その利点を活かせない。反対に、破線で示された2個の、及び点線で示された3個の、それぞれ合成平面波を持つより複雑なシナリオに関して、 $N_D=1$ の構造は十分な程度の自由度を持たず、より複雑な構造の方が有意に良好な性能を示す。

40

【0236】

波動領域における適応LREは、異なる次数の波動場要素間の関係を考慮することにより提供される。LRE構造の必要な複雑性と最適な性能は、再生される情景の複雑さに依存することが示された。更に、根底にある逆フィルタ処理問題が非常に悪条件であると、自

50

由度の値をできるだけ低くすることが提案される。スケーラブルな複雑性に起因して、本提案のシステムは従来のシステムと比較してより低い演算要求量とより高いロバスト性を示す。また、より広範な再生シナリオに対して適切であると言える。

【0237】

これまで装置を説明する文脈で幾つかの態様を示してきたが、これらの態様は対応する方法の説明でもあることは明らかであり、そのブロック又は装置が方法ステップ又は方法ステップの特徴に対応することは明らかである。同様に、方法ステップを説明する文脈で示した態様もまた、対応する装置の対応するブロックもしくは項目又は特徴を表している。

【0238】

構成要件にも依るが、本発明の実施形態は、ハードウェア又はソフトウェアにおいて実装可能である。この実装は、その中に格納される電子的に読み取り可能な制御信号を有し、本発明の各方法が実行されるようにプログラム可能なコンピュータシステムと協働する（又は協働可能な）、デジタル記憶媒体、例えばフレキシブルディスク、DVD、CD、ROM、PROM、EPROM、EEPROM、フラッシュメモリなどを使用して実行することができる。

【0239】

本発明に従う幾つかの実施形態は、上述した方法の1つを実行するようプログラム可能なコンピュータシステムと協働可能で、電子的に読み取り可能な制御信号を有するデータキャリアを含んでも良い。

【0240】

一般的に、本発明の実施例は、プログラムコードを有するコンピュータプログラム製品として実装することができ、このプログラムコードは当該コンピュータプログラム製品がコンピュータ上で作動するときに、本発明の方法の一つを実行するよう作動できる。そのプログラムコードは例えば機械読み取り可能なキャリアに記憶されても良い。

【0241】

他の実施形態は、上述した方法の1つを実行するための、機械読み取り可能なキャリア又は非一時的な記憶媒体に記憶されたコンピュータプログラムを含む。

【0242】

換言すれば、本発明の方法のある実施形態は、そのコンピュータプログラムがコンピュータ上で作動するときに、上述した方法の1つを実行するためのプログラムコードを有する、コンピュータプログラムである。

【0243】

本発明の他の実施形態は、上述した方法の1つを実行するために記録されたコンピュータプログラムを含む、データキャリア（又はデジタル記憶媒体又はコンピュータ読み取り可能な媒体）である。

【0244】

本発明の他の実施形態は、上述した方法の1つを実行するためのコンピュータプログラムを表現するデータストリーム又は信号列である。そのデータストリーム又は信号列は、例えばインターネットを介するデータ通信接続を介して伝送されるように構成されても良い。

【0245】

他の実施形態は、上述した方法の1つを実行するよう構成又は適用された、例えばコンピュータ又はプログラム可能な論理デバイスのような処理手段を含む。

【0246】

他の実施形態は、上述した方法の1つを実行するためのコンピュータプログラムがインストールされたコンピュータを含む。

【0247】

幾つかの実施形態においては、（例えば書換え可能ゲートアレイのような）プログラム可能な論理デバイスは、上述した方法の幾つか又は全ての機能を実行するために使用されても良い。幾つかの実施形態では、書換え可能ゲートアレイは、上述した方法の1つを実行

10

20

30

40

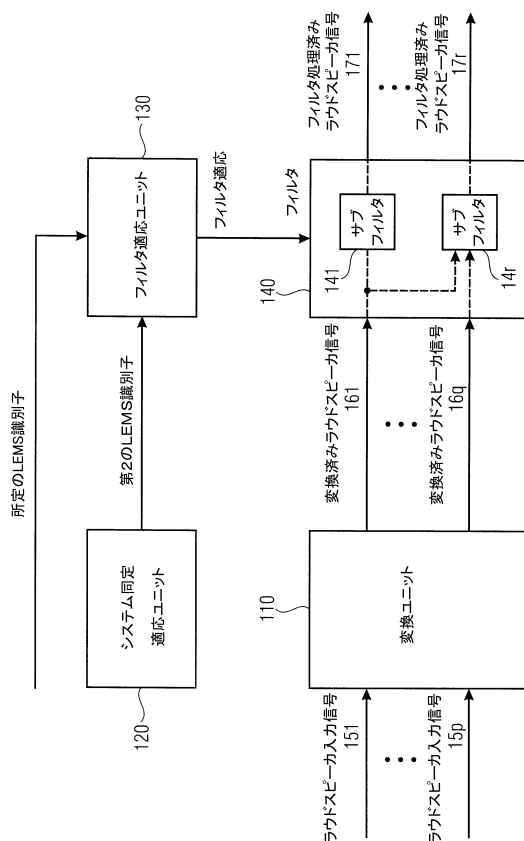
50

するためにマイクロプロセッサと協働しても良い。一般的に、そのような方法は、好適には任意のハードウェア装置によって実行される。

【0248】

上述した実施形態は、本発明の原理を単に例示的に示したにすぎない。本明細書に記載した構成及び詳細について修正及び変更が可能であることは、当業者にとって明らかである。従って、本発明は、本明細書に実施形態の説明及び解説の目的で提示した具体的詳細によって限定されるものではなく、添付した特許請求の範囲によってのみ限定されるべきである。

【図 1】



【図 2】

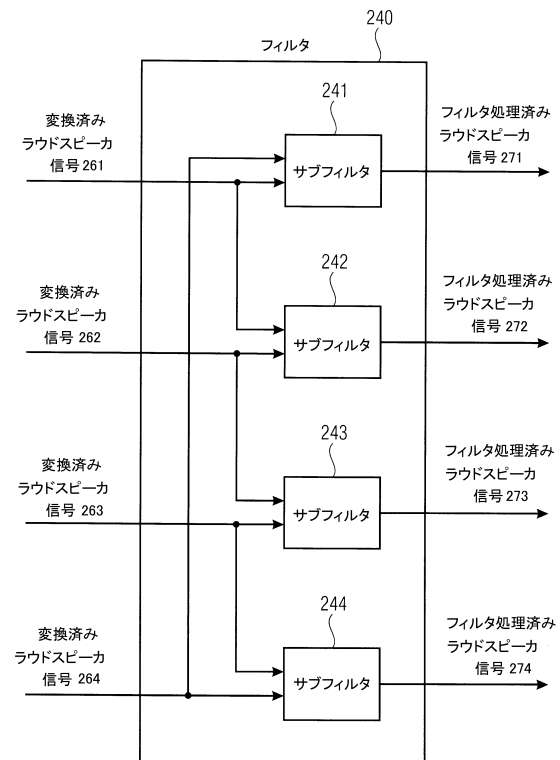


FIG 2

【図 3】

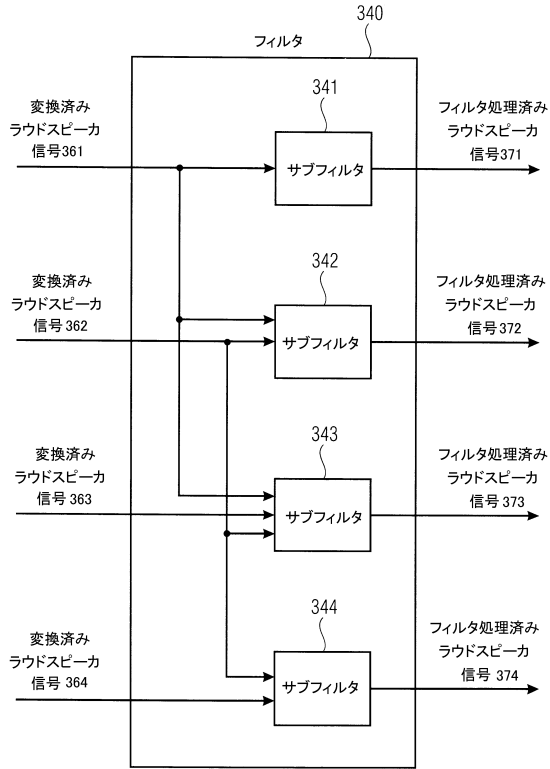


FIG 3

【図 4】

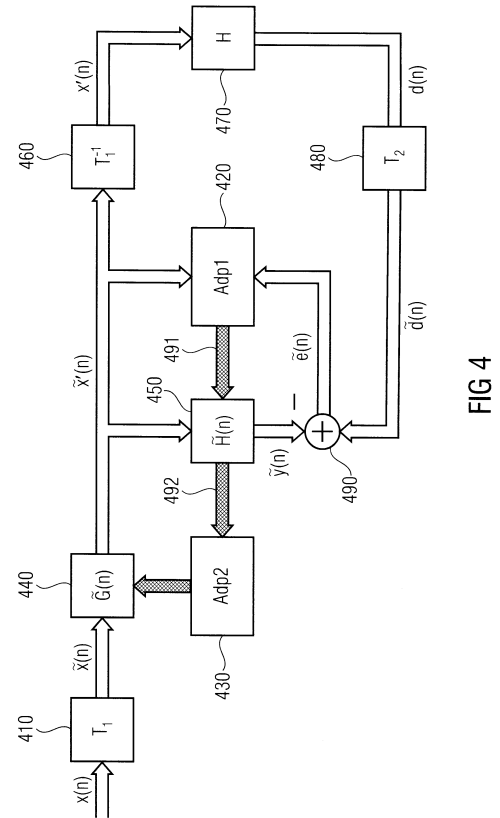


FIG 4

【図 5】

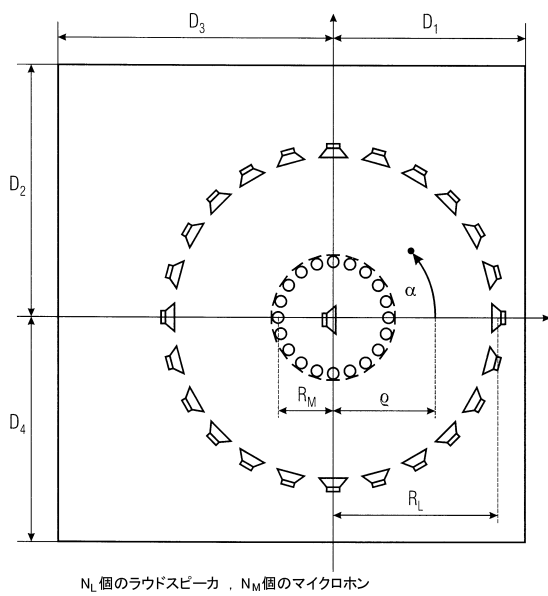


FIG 5

【図 6】

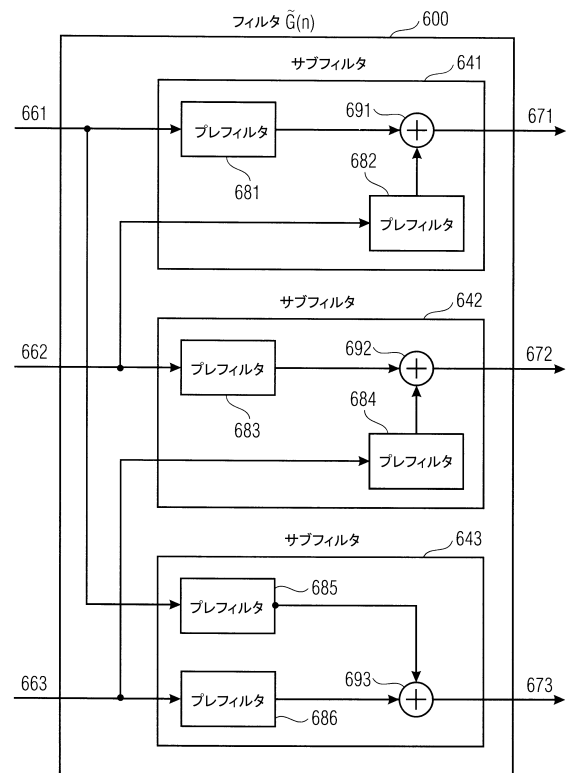
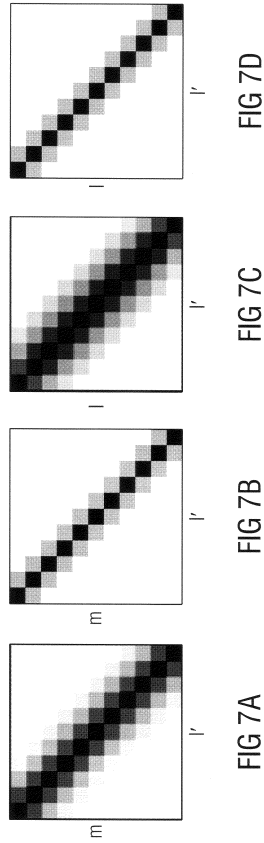
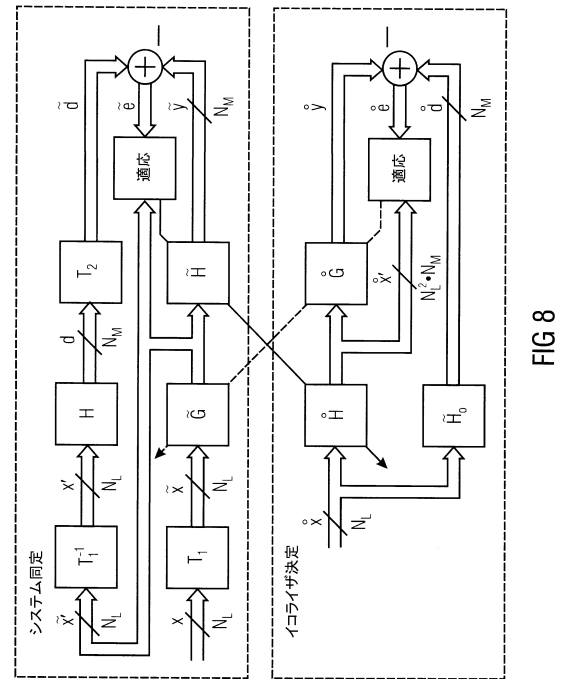


FIG 6

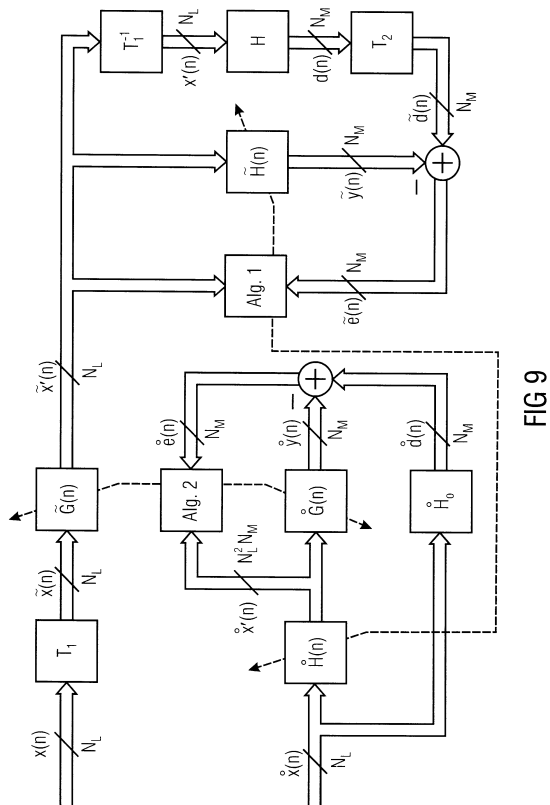
【図 7】



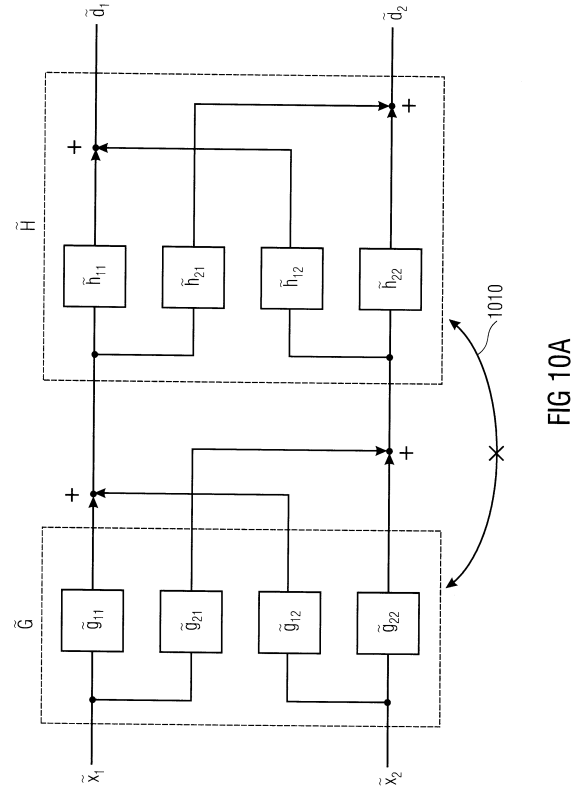
【図 8】



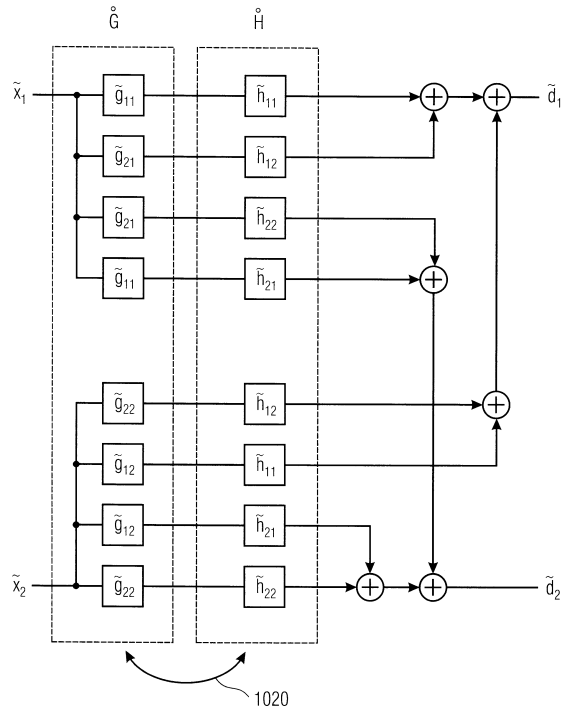
【図 9】



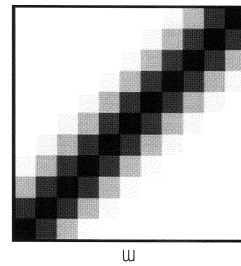
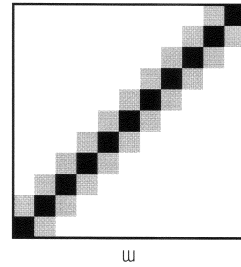
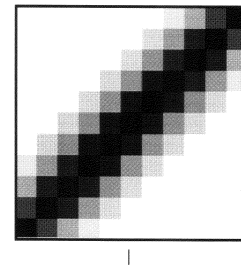
【図 10 a】



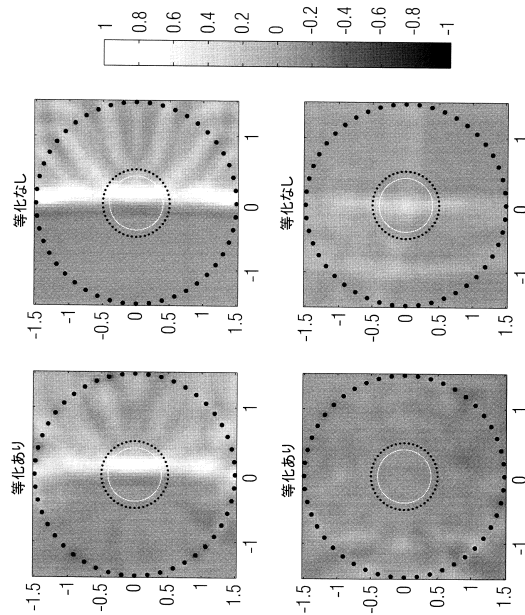
【図 10b】



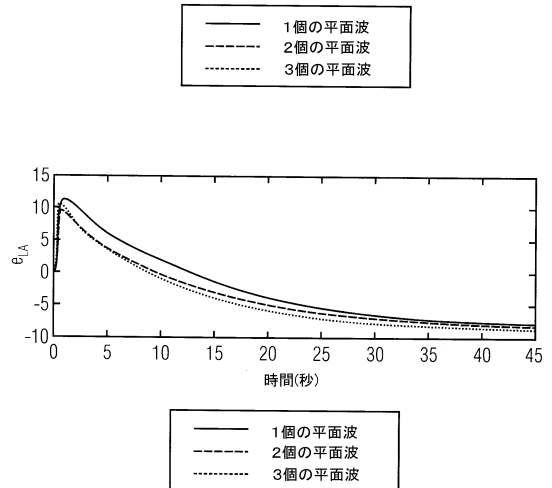
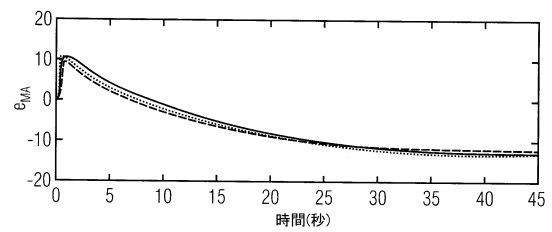
【図 11】



【図 12】



【図 13】



【図 14】

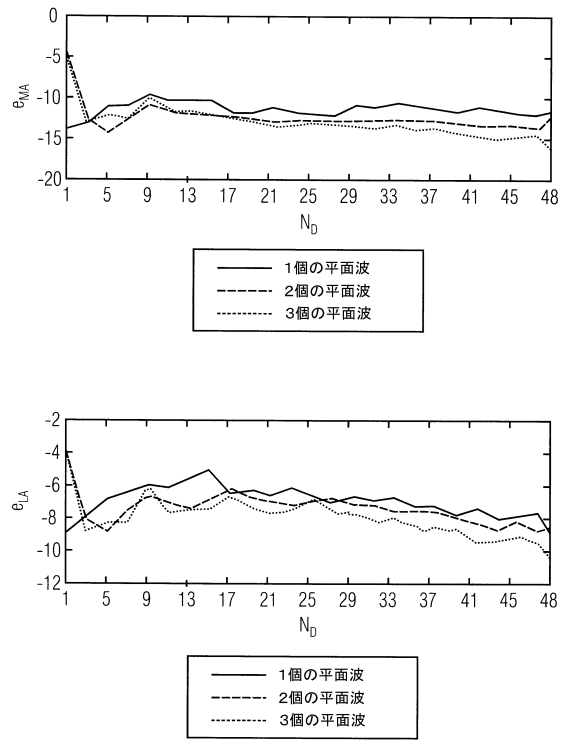


FIG 14

【図 15】

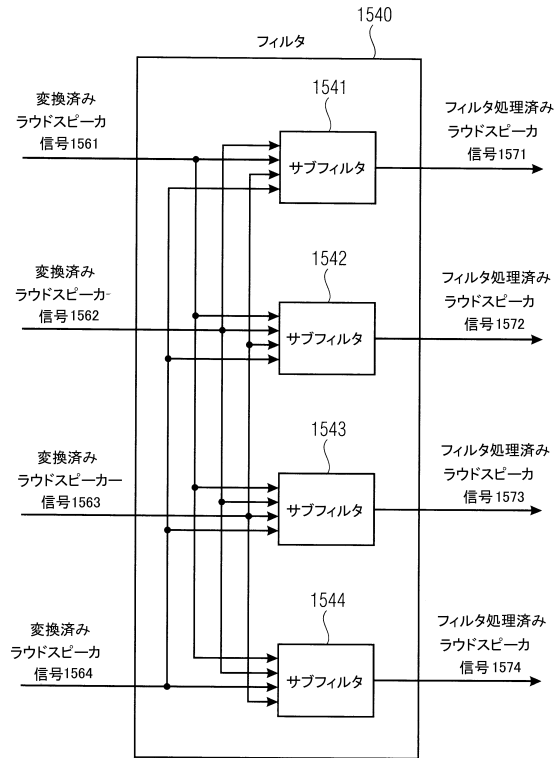


FIG 15

【図 16】

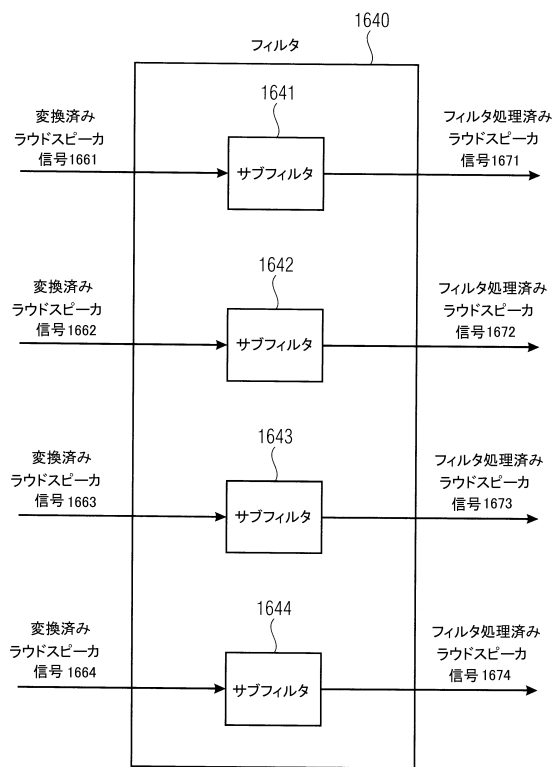


FIG 16

【図 17】

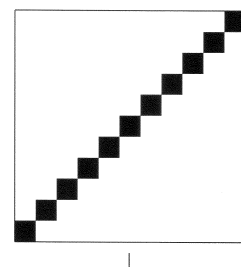


FIG 17C

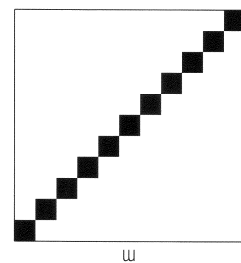


FIG 17B

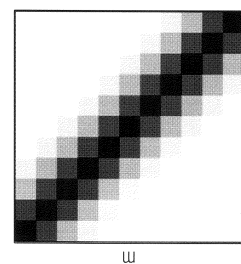


FIG 17A

フロントページの続き

審査官 渡邊 正宏

(56)参考文献 特開平11-168792 (JP, A)
特表2007-511148 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04R	1/20-	1/40
H04R	3/00-	3/14
H04S	1/00-	7/00
G10K	15/00	