

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4247158号
(P4247158)

(45) 発行日 平成21年4月2日 (2009.4.2)

(24) 登録日 平成21年1月16日 (2009.1.16)

(51) Int. Cl.

F I

HO 4 B 3/23 (2006.01)

HO 4 M 1/60 (2006.01)

HO 4 B 3/23

HO 4 M 1/60

C

請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2004-163569 (P2004-163569)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成16年6月1日 (2004.6.1)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2005-347957 (P2005-347957A)		東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(43) 公開日	平成17年12月15日 (2005.12.15)	(74) 代理人	100121706
審査請求日	平成18年7月25日 (2006.7.25)		弁理士 中尾 直樹
		(74) 代理人	100128705
			弁理士 中村 幸雄
		(74) 代理人	100066153
			弁理士 草野 卓
		(74) 代理人	100100642
			弁理士 稲垣 稔
		(72) 発明者	江村 暁
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日 本電信電話株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多チャンネル音響エコー消去方法、多チャンネル音響エコー消去装置、多チャンネル音響エコー消去プログラム、記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

M (M 2) チャンネルの受話信号にチャンネル間相関を変動させるための付加信号を付加してスピーカ再生信号とする処理と、

上記スピーカ再生信号を上記 M チャンネルのスピーカから N (N 1) チャンネルの收音器に回る込む M × N 本のエコー経路に対応した擬似エコー経路に入力して N チャンネル擬似エコーを生成する処理と、

上記 N チャンネルの收音器より得られる收音信号と N チャンネル擬似エコーから、 N チャンネル誤差信号を求めてエコー消去信号として出力する処理と、

N チャンネル誤差信号及び M チャンネル再生信号から修正ベクトルを求める処理と、

この修正ベクトルを用いて上記擬似エコー経路を逐次修正する処理と、

を含む多チャンネル音響エコー消去方法において、

上記擬似エコー経路が非因果成分と因果成分とを含み、遅延された收音信号と擬似エコーとの誤差信号を上記擬似エコー経路の修正に用い、上記 N チャンネルの收音器の各々に対応する M 本の上記擬似エコー経路について、上記因果成分の大きさに対する上記非因果成分の相対的な大きさから上記エコー経路と上記擬似エコー経路との一致性を求め処理と、

上記 N チャンネルの收音器の各々に対応する M 本の上記擬似エコー経路について、上記一
致性から上記受話信号のチャンネル相関を変動させるための付加信号の大きさを一括して制
御する最大のゲインを求める処理と、

を行うことを特徴とする多チャンネル音響エコー消去方法。

【請求項 2】

請求項 1 記載の多チャンネル音響エコー消去方法において、上記修正ベクトルを求める処理を上記 N チャンネル誤差信号と付加信号が強調された M チャンネル修正ベクトル生成用信号とを用いて求める処理に置換することを特徴とする音響エコー消去方法。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 記載の多チャンネル音響エコー消去方法の何れかにおいて、 $M \times N$ 本の経路からなる非因果成分を持たない第 2 の擬似エコー経路にスピーカ再生信号を入力して第 2 の N チャンネル擬似エコーを生成する処理と、

收音信号と第 2 の N チャンネル擬似エコーから、N チャンネル誤差信号を求めて伝送経路に送信する処理と、

上記第 2 の擬似エコー経路に、第 1 の擬似エコー経路の因果成分のみを転送する処理と、

を付加することを特徴とする多チャンネル音響エコー消去方法。

【請求項 4】

$M (M - 2)$ チャンネルの受話信号のそれぞれにチャンネル間相関を変動させるための付加信号を付加してスピーカ再生信号とする相関変動処理部と、

上記 M チャンネルのスピーカ再生信号を上記 M チャンネルのスピーカから $N (N - 1)$ チャンネルの收音器に回る込む $M \times N$ 本のエコー経路に対応した擬似エコー経路に入力して N チャンネル擬似エコーを生成する擬似エコー経路と、

上記 N チャンネルの收音器より得られる收音信号と N チャンネル擬似エコーから、N チャンネル誤差信号を求めてエコー消去信号として出力する減算器と、

N チャンネル誤差信号及び M チャンネル再生信号から修正ベクトルを求め、この修正ベクトルを用いて上記擬似エコー経路を逐次修正するエコー経路推定部と、

によって構成される多チャンネル音響エコー消去装置において、

上記擬似エコー経路が非因果成分と因果成分とを含み、遅延された收音信号と擬似エコーとの誤差信号を上記擬似エコー経路の修正に用い、上記 N チャンネルの收音器の各々に対応する M 本の上記擬似エコー経路について、上記因果成分の大きさに対する上記非因果成分の相対的な大きさから上記エコー経路と上記擬似エコー経路との一致性を求める一致性推定部と、

上記 N チャンネルの收音器の各々に対応する M 本の上記擬似エコー経路について、この一
致性推定部で求めた一致性から上記受話信号のチャンネル相関を変動させるための付加信号
の大きさを一括して制御する最大のゲインを求める相関変動制御部と

を設けたことを特徴とする多チャンネル音響エコー消去装置。

【請求項 5】

請求項 4 記載の多チャンネル音響エコー消去装置において、上記エコー経路推定部で求める修正ベクトルを上記 N チャンネル誤差信号と、付加信号が強調された M チャンネル修正ベクトル生成用信号とを用いて求めることを特徴とする多チャンネル音響エコー消去装置。

【請求項 6】

請求項 4 又は 5 記載の多チャンネル音響エコー消去装置の何れかにおいて、

$M \times N$ 本の経路からなる非因果成分を持たない擬似エコー経路にスピーカ再生信号を入力して N チャンネルの擬似エコーを生成する第 2 の擬似エコー経路と、

收音信号と第 2 の N チャンネル擬似エコーから、N チャンネル誤差信号を求めて伝送路に送信する第 2 の加算器と、

上記第 2 の擬似エコー経路に、第 1 の擬似エコー経路の因果成分のみを転送する転送手段と、

を付加することを特徴とする多チャンネル音響エコー消去装置。

【請求項 7】

コンピュータが解読可能なプログラム言語によって記述され、コンピュータを請求項 4 乃至 6 の何れかに記載の多チャンネル音響エコー消去装置として機能させる多チャンネル音響

10

20

30

40

50

エコー消去プログラム。

【請求項 8】

コンピュータが読み取り可能な記録媒体で構成され、この記録媒体に請求項 7 記載の多チャンネル音響エコー消去プログラムを記録した記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、多チャンネル音響再生系を有する通信会議システムにおいて、通話の障害となり、ときにはハウリングを引き起こす音響エコーを消去する多チャンネル音響エコー消去方法、及びこの方法を適用して動作する多チャンネル音響エコー消去装置、この装置をコンピュータで実現するための多チャンネル音響エコー消去プログラム、このプログラムを記録した記録媒体に関する

10

【背景技術】

【0002】

近年、デジタルネットワークの大容量化・高速化の進展によって、より自然な通話環境を提供でき、複数の人が容易に参加できる多チャンネルの拡声通話方式が研究されはじめている。その実現には、複数のスピーカからのマイクロホンへの音響的回り込みを消去する多チャンネル音響エコーキャンセラが必要となる。

多チャンネル通信会議系では受話信号のチャンネル間相互相関が非常に高くなるのが通常であり、エコーがほぼ消去されている状態であっても、多チャンネル適応フィルタにより推定されたエコー伝達特性と真のエコー伝達特性が一致するとは限らない。これに関しては非特許文献 1 を参照。そのため従来法のようにスピーカ再生信号と音響エコー消去部の出力信号から、音響結合量を経由して、適応フィルタのエコー経路推定状況を知ることができない。

20

【0003】

このような不都合を解消する一つの方法として、相関変動処理部を設けて、チャンネル毎に例えば受話信号を乱数で振幅変調して元の受話信号に付加して相互相関が絶えず変動している信号を生成し、各スピーカから再生すると同時に多チャンネル・エコーキャンセラへの入力信号とする手法が提案されている（特許文献 1、非特許文献 2）。

図 1 にその一例を示す。この例では M (2) チャンネルの再生系と N ($N - 1$) チャンネルの收音系とで構成されている通信会議システムを例示して説明する。

30

M チャンネルの受話信号は、それぞれの相関変動処理部 $3_1 \sim 3_M$ を経て、各スピーカで $1_1 \sim 1_M$ で音響信号として再生され、音響エコー経路 $h_1 \sim h_M$ を経て各マイクロホン $2_1 \sim 2_N$ に回り込む。各マイクロホン $2_1 \sim 2_N$ に接続された M チャンネルエコー消去部 $4_1 \sim 4_N$ には、受話側の全 M チャンネルの受話端子 $5_1 \sim 5_M$ が接続されている。

【0004】

上記 M チャンネルエコー消去部 $4_1 \sim 4_N$ は、再生側の全 M チャンネルと收音側の 1 チャンネルとの間の M 入力 1 出力の時系列信号を処理する構成をとる。この M チャンネル・エコー消去部 4_N の内部構成を図 2 に示す。各受話信号 $x_1(k) \dots x_M(k)$ は擬似エコー経路 4 1 に入力されて擬似エコー信号が生成され、減算器 4 2 によってマイクロホン 2 からの收音信号と擬似エコー信号との差 e がとられる。

40

【0005】

ここで、エコー経路推定部 4 3 内の処理を説明する。 M チャンネル入力信号を $x_1(k) \dots x_M(k)$ 、收音された信号を $y(k)$ 、第 m チャンネルの再生器から收音器までの音響エコー経路のインパルス応答を $h_m(k)$ 、その長さを L とする。 M チャンネル入力信号と收音信号の間には次の関係がある。

【数 1】

$$y(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_1(i) x_1(k-i) + \cdots \sum_{i=0}^{L-1} h_M(i) x_M(k-i)$$

各チャネルのインパルス応答と入力信号を

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_m &= [h_m(0) \cdots h_m(L-1)]^T \quad (m=1, \dots, M) \\ \mathbf{x}_m(k) &= [x_m(k) \cdots x_m(k-L+1)]^T \quad (m=1, \dots, M) \end{aligned}$$

10

のようにベクトル化すると、**M**チャネル入力信号と収音信号の関係は次のように記述される。

$$y(k) = \mathbf{h}_1^T \mathbf{x}_1(k) + \cdots + \mathbf{h}_M^T \mathbf{x}_M(k)$$

【0006】

擬似エコー経路41は適応フィルタによって構成され、受話状態における減算器42の誤差信号が最小となるように適応フィルタの特性が制御される。従って以下では擬似エコー経路41を単に適応フィルタと呼ぶこともある。擬似エコー経路41を構成する適応フィルタの係数修正法としてNormalized Least Mean Squareアルゴリズム(NLMSアルゴリズム)を用いた場合を説明する。

20

【数 2】

擬似エコー経路41中の適応フィルタ係数のベクトルを $\mathbf{w}_1(k) \cdots \mathbf{w}_M(k)$ とする。実際に収音された信号 $y(k)$ と適応フィルタにより予測された信号との差 $e(k)$ は、減算器42により

$$e(k) = y(k) - (\mathbf{w}_1^T(k) x_1(k) + \cdots + \mathbf{w}_M^T(k) x_M(k))$$

30

で求められる。この差 $e(k)$ に基づき収音信号と予測エコー信号の差が小さくなるようにエコー経路推定部43にてフィルタ係数が逐次修正され、擬似エコー経路41に転送される。各適応フィルタ係数ベクトルは次式で更新される。

$$\mathbf{w}_m(k+1) = \mathbf{w}_m(k) + \mu e(k) \mathbf{x}_m(k) \quad (m=1, \dots, M)$$

ただし、 μ はステップサイズであり、

40

$$\mu = \frac{\mu_0}{\sum_{m=1}^M \mathbf{x}_m^T(k) \mathbf{x}_m(k)}$$

により決定され、 μ_0 と入力信号のパワーに基づいて制御される。ただし μ_0 は推定を安定するために、あらかじめ0～1の値に設定されるパラメータである。

【0007】

適応フィルタの推定性能は、フィルタ係数の収束速度、すなわちフィルタ係数の相対誤差

50

【数 3】

$$\frac{\|h_1 - w_1(k)\|^2 + \dots + \|h_M - w_M(k)\|^2}{\|h_1\|^2 + \dots + \|h_M\|^2}$$

の減少速度で評価することができる。

通信会議では、1人の話者音声複数のマイクロホンで収音されて多チャンネルで送出され、受話信号のチャンネル間相互相関が非常に高い時間が半数を占める。このため受話信号に相関変動処理を適用することで、推定されたエコー経路伝達特性が真値に収束することを保障している。また受話信号に加える相関変動が大きいほど、エコー経路の推定速度は向上する。

10

仮に相関変動処理を適用しない場合には、エコーが消去されていても、推定されたエコー伝達特性と真のエコー伝達特性が一致するとは限らない。このとき対地で話者が交代すると、その瞬間に受話信号のチャンネル相互相関が変化し、突然音響エコーが消去されなくなってしまう。(前出の非特許文献1参照)。

【0008】

通信会議では、受話信号はチャンネル間相関変動を加えられてからスピーカで再生されるので、再生音の品質は相関変動の影響を受ける。ここでチャンネル間相関変動に関して、エコー経路の推定性能と再生音の品質とは、トレードオフの関係にある。受話信号に加える相関変動を大きくした場合には、エコー経路の推定速度は向上するものの、スピーカからの再生音の品質は下がる。また受話信号に加える相関変動を小さくした場合には、スピーカからの再生音の品質は高く保たれるものの、エコー経路の推定に時間を要する。

20

このトレードオフへの対応方法として、図3のようにエコー消去量を測定するエコー消去量計算部10₁~10_Nと利得計算部11とを設け、エコー消去量に応じて相関変動処理部3₁~3_Mの利得を制御し、相関変動の大きさを制御する方法が提案されている。(特許文献2参照)。

【特許文献1】特許第3397269号明細書

【特許文献2】特開2002-252577号公報

【非特許文献1】M.M. Sondhi, D.R. Morgan, and J.L. Hall, "Stereo-phonetic Acoustic Echo Cancellation -An Overview of the Fundamental Problem," IEEE Signal Processing Letters, Vol.2, no.8, pp. 148-151(1995)

30

【非特許文献2】S.Shimauchi and S.Makino, "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation," Proc.ICASSP95, vol.5, pp. 3059-3062(1995)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

図3の従来法では、受話信号のチャンネル間相関変動処理は聴感的にマスキングされる範囲内で適用される必要があり、相関変動の大きさは制限され、受話信号のチャンネル相関は依然高い。そのため、適応フィルタによる推定を開始して数秒後の時点では、エコーはほぼ消去されているものの、小さくないエコー経路推定誤差の残ることがある。このような状態では、エコー経路推定誤差が小さくないにも関わらず、相関変動量はエコー消去量にもとづいて小さく設定されてしまい、エコー経路の推定に時間を要してしまう。

40

このようにエコー消去量にもとづいてチャンネル相関変動の大きさを制御する従来方法では、エコー消去量は必ずしもエコー経路の推定誤差と連動せず、エコー経路の推定が不十分な状態で相関変動量を小さくする可能性が残ってしまう問題がある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

そこで本発明では、エコー消去量ではなくエコー経路の推定誤差を推測し、この推定誤差にもとづいてチャンネル間相関変動処理の大きさを制御することで、エコー経路の推定が

50

不十分な状態で相関変動量を小さくしてしまうことを防止する。エコー経路の推定誤差が大きい状態では、エコー経路の推定を加速するための相関変動を大きくし、エコー経路の推定誤差が小さくなった状態では、スピーカ再生音の品質を重視して相関変動を小さくする。

Mチャンネル適応フィルタ ($M > 1$) のエコー経路推定の状態を推測するために、図4のように擬似エコー経路を構成する適応フィルタの L_p タップ ($L_p - 1$) を非因果成分に割当てる。そして時刻 $k - L + 1$ から時刻 k までのMチャンネル入力信号 $x_m(k - L + 1)$, ..., $x_m(k)$ ($m = 1, \dots, M$) から時刻 $k - L_p$ のエコー信号 $y^{\wedge}(k - L_p)$ を予測する。

【0011】

10

擬似エコー経路のフィルタ係数ベクトルは以下の L 次元ベクトルであらわされ、その最初の L_p 個の要素 $w_m(-L_p, k) \dots w_m(-1, k)$ が非因果成分になる。

【数4】

$$\mathbf{w}_m(k) = \underbrace{[w_m(-L_p, k) \cdots w_m(-1, k)]}_{\text{非因果成分}} \underbrace{[w_m(0, k) \cdots w_m(L-L_p-1, k)]^T}_{\text{因果成分}} \\ (m=1 \cdots M)$$

このフィルタ係数ベクトルを用いて、擬似エコー信号 $\hat{y}(k-L_p)$ を生成する。

20

$$\hat{y}(k-L_p) = \mathbf{w}_1^T(k) \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_1(k-L_p) \\ \vdots \\ x_1(k-L+1) \end{bmatrix} + \cdots + \mathbf{w}_M^T(k) \begin{bmatrix} x_M(k) \\ \vdots \\ x_M(k-L_p) \\ \vdots \\ x_M(k-L+1) \end{bmatrix}$$

そして擬似エコー経路 $\mathbf{w}_1(k) \cdots \mathbf{w}_M(k)$ の推定を行う。非因果成分は、時刻 $k-L_p$ よりも未来の

30

信号 $x_m(k - L + 1), \dots, x_m(k)$ ($m = 1, \dots, M$) から時刻 $k - L_p$ の擬似エコー信号 $y^{\wedge}(k - L_p)$ への伝達係数になっている。

【0012】

適応フィルタによる推定が完了して各擬似エコー経路が真のエコー経路に収束した状態では、擬似エコー経路の非因果成分はすべて0に収束し、擬似エコー経路の因果成分は真のエコー経路に収束する。また推定途中の段階では、擬似エコー経路の因果成分と真のエコー経路との差は、擬似エコー経路の非因果成分の大きさに連動する。

したがって擬似エコー経路の非因果成分の大きさに基づいて、多チャンネル受話信号に加えるチャンネル間相関変動の大きさを制御すると、適応フィルタによる推定がスタートしてエコー経路がほとんど推定されていない状態ではチャンネル間相関変動を大きく設定し、エコー経路の推定が進んで非因果成分の大きさが減少するにしたがって、チャンネル間相関変動を小さく設定することが可能となる。

40

【0013】

つまり、この発明の請求項1ではMチャンネルの受話信号にチャンネル間相関を変動させるための付加信号を付加してスピーカ再生信号とする処理と、スピーカ再生信号を $M \times N$ 本の経路から成る擬似エコー経路に入力してNチャンネル擬似エコーを生成する処理と、收音信号とNチャンネル擬似エコーから、Nチャンネル誤差信号を求めてエコー消去信号として出力する処理と、Nチャンネル誤差信号及びMチャンネル再生信号から修正ベクトルを求める処理と、この修正ベクトルを用いて擬似エコー経路を逐次修正する処理とを含む多チャンネル

50

音響エコー消去方法において、擬似エコー経路が非因果成分を含み、遅延された収音信号と擬似エコーとの誤差信号を上記擬似エコー経路の修正に用い、非因果成分の大きさからエコー経路と擬似エコー経路との一致性を求め、この一致性に応じて受話信号のチャンネル相関を変動させるための付加信号の大きさを制御することを特徴とする多チャンネル音響エコー消去方法を提案する。

【 0 0 1 4 】

この発明の請求項 2 では請求項 1 記載の多チャンネル音響エコー消去方法において、修正ベクトルを求める処理を N チャンネル誤差信号と付加信号が強調された M チャンネル修正ベクトル生成用信号とを用いて求める処理に置換することを特徴とする音響エコー消去方法を提案する。

10

この発明の請求項 3 では請求項 1 又は 2 記載の多チャンネル音響エコー消去方法の何れかにおいて、 $M \times N$ 本の経路からなる非因果成分を持たない第 2 の擬似エコー経路にスピーカ再生信号を入力して第 2 の N チャンネル擬似エコーを生成する処理と、収音信号と第 2 の N チャンネル擬似エコーから、N チャンネル誤差信号を求めて伝送経路に送信する処理と、第 2 の擬似エコー経路に、第 1 の擬似エコー経路の因果成分のみを転送する処理とを付加することを特徴とする多チャンネル音響エコー消去方法を提案する。

【発明の効果】

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、適応フィルタに非因果成分を含ませ、非因果成分の大きさから多チャンネル適応フィルタの推定誤差を推測し、推測値に応じてチャンネル間相関変動の大きさを制御する。これにより適応フィルタのエコー経路推定誤差が大きい状況で、確実にチャンネル間相関変動を大きくしてエコー経路の推定を加速することが可能となる。またエコー経路推定誤差が小さい状況でのみ、チャンネル間相関変動を小さく設定して再生音の品質を高く保つことが可能となる。また請求項 3 で提案する方法を適用することにより、適応フィルタに非因果成分を含ませるために挿入した遅延の影響を受けることなく送話信号を対地に送出することが可能となる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 6 】

本発明の多チャンネル音響エコー消去方法及び装置は主にコンピュータ或はデジタル演算処理装置等に多チャンネル音響エコー消去プログラムをインストールし、多チャンネル音響エコー消去プログラムの記述に従ってコンピュータ或はデジタル演算処理装置を動作させることにより実現される。

30

【実施例 1】

【 0 0 1 7 】

本発明第 1 の実施例を図 5 に挙げる。ここでは M チャンネル再生器と 1 チャンネル収音器からなる多チャンネル拡声通信系を用いて説明する。

M チャンネル受話信号 $u_1(k), \dots, u_M(k)$ は、相関変動処理部 $3_1 \sim 3_M$ により M チャンネル信号 $x_1(k), \dots, x_M(k)$ に変換されてスピーカ $1_1 \sim 1_M$ から再生される。そのエコー $y(k)$ は、マイクロホン 2 に収音されて、遅延器 5 5 により L_p サンプル (L_p 1) 遅延される。この遅延により非因果成分が生成される。

40

M チャンネル受話信号は同時にエコー消去部 5 の擬似エコー経路 5 1 に入力されて、擬似エコーが生成される。

【 0 0 1 8 】

【数 5】

擬似エコー信号生成部 5 1 のフィルタ係数ベクトルを $\mathbf{w}_m$ ($m=1\cdots M$) とすると
擬似エコー $\hat{y}(k-L_p)$ は

$$\hat{y}(k-L_p) = \mathbf{w}_1^T(k) \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_1(k-L_p) \\ \vdots \\ x_1(k-L+1) \end{bmatrix} + \cdots + \mathbf{w}_M^T(k) \begin{bmatrix} x_M(k) \\ \vdots \\ x_M(k-L_p) \\ \vdots \\ x_M(k-L+1) \end{bmatrix} \quad 10$$

により求められる。ここで第 m チャンネルの擬似エコー経路の係数ベクトル $\mathbf{w}_m(k)$ は、非因果成分に対応する L_p 次元ベクトル $\mathbf{w}_m^{nc}(m=1, \dots, M)$ と因果成分に対応する $L-L_p$ 次元ベクトル

$\mathbf{w}_m^c(m=1, \dots, M)$ から構成され、

$$\mathbf{w}_m(k) = \underbrace{[\mathbf{w}_m^{nc}(k)]}_{\text{非因果成分}} \underbrace{[\mathbf{w}_m^c(k)]}_{\text{因果成分}}^T \quad (m=1, \dots, M) \quad 20$$

のようになる。なおエコー経路推定部 5 3 の擬似エコー経路のフィルタ係数ベクトルも、上記の擬似エコー経路 5 1 のフィルタ係数ベクトルとまったく同じ構成をとる。

【0 0 1 9】

遅延器 5 5 により L_p サンプル遅延された受信信号 $y(k-L_p)$ から擬似エコー信号 $\hat{y}(k-L_p)$ を引いて誤差信号 $e(k-L_p)$ を求めることで、エコー消去がはかられる。エコー経路推定部 5 3 では、相関変動処理後の M チャンネル信号 $x_1(k), \dots, x_M(k)$ および誤差信号

30

【数 6】

$e(k-L_p)$ から擬似エコー経路のフィルタ係数ベクトル $\mathbf{w}_m(m=1, \dots, M)$ を更新し、擬似エコー経路 5 1 に転送する。このフィルタ係数ベクトルの更新には、例えば特許文献 1 の方法を使うことができる。

一致性推定部 5 4 では、擬似エコー経路 5 1 のフィルタ係数ベクトルを構成する非因果成分のベクトル $\mathbf{w}_m^{nc}(k)$ と因果成分のベクトル $\mathbf{w}_m^c(k)$ から、エコー経路と擬似エコー経路 5 1 との一致性 $Q(k)$ を例えば、

40

$$Q(k) = \alpha \frac{\|\mathbf{w}_1^{nc}(k)\|^j + \cdots + \|\mathbf{w}_M^{nc}(k)\|^j + \delta}{\|\mathbf{w}_1^c(k)\|^j + \cdots + \|\mathbf{w}_M^c(k)\|^j + \delta}$$

(ただし j は自然数)

により求める。

ここで α はエコー経路の非因果成分の大きさを因果成分の大きさに換算するための定数

50

であり、例えば $\alpha = (L - L_p) / L_p$ をもちいる。 δ は 0 割を防止するための正則化定数である。

【 0 0 2 0 】

適応フィルタによる推定がスタートしてエコーがほとんど消去されない状態では、 $Q(k)$ は 1 近辺の値をとる。適応フィルタによる推定が完了して擬似エコー経路 5 1 とエコー経路が完全に一致した状態では、擬似エコー経路 5 1 の非因果成分はすべて 0 に収束し、 $Q(k) = 0$ となる。

相関変動処理部 3₁ ~ 3_M では、相関を変動させるための付加信号を $u_m^{ADD}(k)$ として、特許文献 2 と同様に、

$$x_m(k) = u_m(k) + A(k) u_m^{ADD}(k)$$

10

のように付加信号の大きさをゲイン $A(k)$ で制御して相関変動処理を行う。この付加信号ゲイン $A(k)$ は、一致性推定部 5 4 で求められた一致性の指標 $Q(k)$ から、例えば

$$A(k+1) = c A(k) + (1 - c) Q(k)$$

のように相関変動制御部 6 において求められる。ここで、 c は $0 < c < 1$ の値をとる平滑化用の特定数であり、 $A(k)$ の初期値は $A(0) = 1$ とする。

【 0 0 2 1 】

適応フィルタによる推定がスタートしてエコーがほとんど消去されていない状態では、一致性の指標 $Q(k)$ が 1 付近の値をとるため、 $A(k)$ も 1 付近の値をとり相関変動用の信号 $u_m^{ADD}(k)$ がほぼそのまま受話信号 $u_1(k) \sim u_M(k)$ に付加される。適応フィルタによるエコー経路の推定が進むにつれて $Q(k)$ が 0 に近づき、 $A(k)$ も 0 に近づくので付加信号の大きさは 0 に近づく。

20

なお M チャンネル再生器 (スピーカ 1₁ ~ 1_M) と N チャンネル収音器 (マイクロホン 2₁ ~ 2_N) からなるマルチチャンネル拡声通話系の場合には、図 6 のように M チャンネルエコー消去部 5₁ ~ 5_N が N 個並列に並ぶ構成になり、各 M チャンネルエコー消去部 5₁ ~ 5_N でそれぞれ付加信号ゲイン $A_1(k), \dots, A_N(k)$ が求められる。受話側で一括して適用される付加信号ゲインは、相関変動制御部 6 において、付加信号ゲイン $A_1(k), \dots, A_N(k)$ から、例えば

$$A(k) = \text{MAX} [A_1(k) \dots A_N(k)]$$

により求められる。

30

【 実施例 2 】

【 0 0 2 2 】

次に本発明の第 2 の実施例を、図 7 を用いて説明する。相関変動処理部 3₁ ~ 3_M は、受話信号 $u_m(k)$ ($m = 1 \dots M$) に信号 $u_m^{ADD}(k)$ をゲイン $A(k)$ で付加して、スピーカ再生信号 $x_m(k)$ を生成する。同時に修正ベクトル生成用信号 $z_m(k)$ を、

$$z_m(k) = \beta u_m(k) + A(k) u_m^{ADD}(k) \\ (m = 1 \dots M, 0 < \beta < 1)$$

により減衰した受話信号と付加信号とから生成する。

この修正ベクトル生成用の信号と遅延器 7 5 により L_p サンプル遅延した収音信号との誤差信号

40

$$e(k - L_p) = y(k - L_p) - y^{\wedge}(k - L_p)$$

をもちいて、適応フィルタは例えば

【数 7】

$$\mathbf{w}_m(k+1) = \mathbf{w}_m(k) + \mu \frac{e(k-L_p) \mathbf{z}_m(k)}{\sum_{m=1}^M \mathbf{z}_m^T(k) \mathbf{x}_m(k)} \quad (m=1, \dots, M)$$

のように更新される。ただし

$$\mathbf{z}_m(k) = \begin{bmatrix} z_m(k) \\ \vdots \\ z_m(k-L+1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}_m(k) = \begin{bmatrix} x_m(k) \\ \vdots \\ x_m(k-L+1) \end{bmatrix}$$

10

である。

【0023】

このように付加信号成分 $A(k) u_m^{\text{ADD}}(k)$ ($m = 1 \dots M$, $0 < \beta < 1$) の強調された修正ベクトル生成用信号 $z_m(k)$ を、スピーカ再生信号 $x_m(k)$ に加えて適応フィルタの更新にもちいることで、適応フィルタの収束が高速化される。

20

また適応フィルタの更新には、上記のような時間領域の適応アルゴリズム以外に、周波数領域の適応アルゴリズム等をもちいることもできる（特開 2002 - 223182 号公報参照）。

【実施例 3】

【0024】

次に請求項 3 に記載の本発明の第 3 の実施例を、図 8 を用いて説明する。相関変動処理部 $3_1 \sim 3_M$ で相関変動処理を経た M チャネル信号は、スピーカ $1_1 \sim 1_M$ から再生されると同時に第 2 の擬似エコー経路 56 にも入力されて擬似エコーが生成される。第 2 の減算器 57 において収音信号から第 2 の擬似エコー信号を引いて誤差信号を求めることでエコー消去がはかられる。ただし第 2 の擬似エコー経路 56 は因果成分のみからなる構成とし、非因果成分は含まれない。エコー経路推定部 53 から第 2 の擬似エコー経路 56 には転送手段 58 を通じて因果成分のみが転送される。

30

このように非因果成分を持たない第 2 の擬似エコー経路 56 を併設することにより、非因果成分を求めるために第 1 の擬似エコー経路 51 およびエコー経路推定部 53 に挿入された遅延の影響を受けなくなり、送話信号を遅延なく対地に送出することが可能となる。なお、ここでは実施例 1 をベースに説明を行なったが、この方法は実施例 2 の図 7 にも適用可能である。

【0025】

以上説明した本発明による多チャネル音響エコー消去方法及び多チャネル音響エコー消去装置はコンピュータが解読可能なプログラム言語によって記述された多チャネル音響エコー消去プログラムをコンピュータにインストールし、コンピュータに備えられた CPU に解読させて実行することにより実現される。

40

本発明による多チャネル音響エコー消去プログラムは例えば CD-ROM のようなコンピュータが読み取り可能な記録媒体に記録され、これらの記録媒体からコンピュータにインストールされるか又は通信回線を通じてインストールされる。

【産業上の利用可能性】

【0026】

本発明による多チャネル音響エコー消去方法及び装置は多チャネル通信会議システム或は多地点間通信会議システムに活用することができる。

50

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 7 】

【図 1】従来の多チャンネル通信会議システムの構成を説明するためのブロック図。

【図 2】図 1 に示した M チャンネルエコー消去部の内部を説明するためのブロック図。

【図 3】従来の多チャンネル通信会議システムにチャンネル間相関変動制御を付加した構成を説明するためのブロック図。

【図 4】本発明で用いるエコー経路のインパルス応答と適応フィルタの因果成分及び、非因果成分の対応を説明するための図。

【図 5】本発明の多チャンネル音響エコー消去装置の第 1 実施例を説明するためのブロック図。

10

【図 6】図 5 に示した多チャンネル音響エコー消去装置を M チャンネル再生系と N チャンネル收音系で構成される通信会議システムに適用した構成を説明するためのブロック図。

【図 7】本発明の多チャンネル音響エコー消去装置の第 2 実施例を説明するためのブロック図。

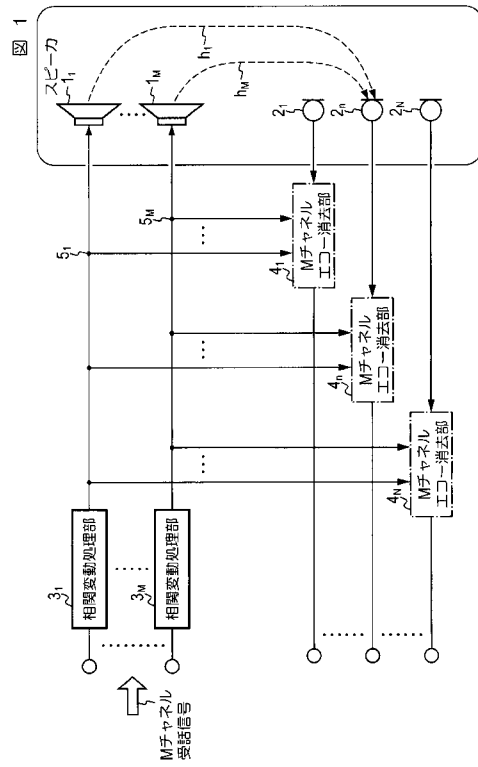
【図 8】本発明の多チャンネル音響エコー消去装置の第 3 実施例を説明するためのブロック図。

【符号の説明】

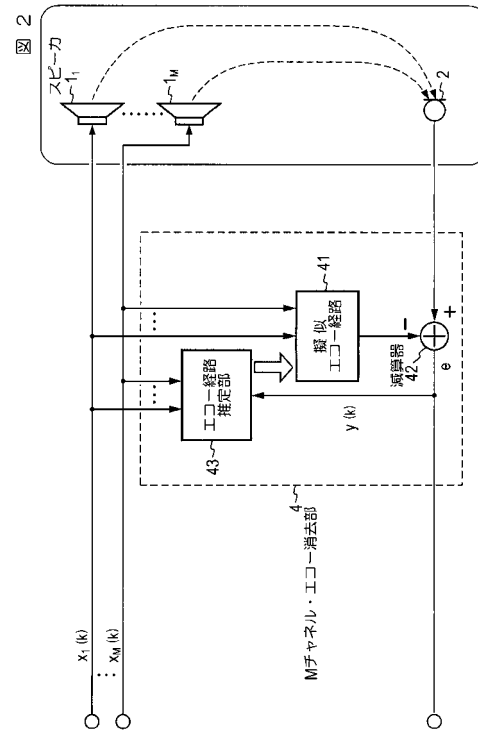
【 0 0 2 8 】

1 ₁ ~ 1 _M	スピーカ	5 2、5 3	減算器	
2、2 ₁ ~ 2 _N	マイクロホン	5 5、7 5	遅延器	20
3 ₁ ~ 3 _M	相関変動処理部	5 7	第 2 の減算器	
4、4 ₁ ~ 4 _N	M チャンネルエコー消去部			
5 ₁ ~ 5 _M	M チャンネルエコー消去部			
5、7	エコー消去部			
6	相関変動制御部			
4 1、7 1	擬似エコー経路			
4 3、5 3、7 3	エコー経路推定部			
5 1	第 1 の擬似エコー経路			
5 6	第 2 の擬似エコー経路			
5 4、7 4	一致性推定部			30

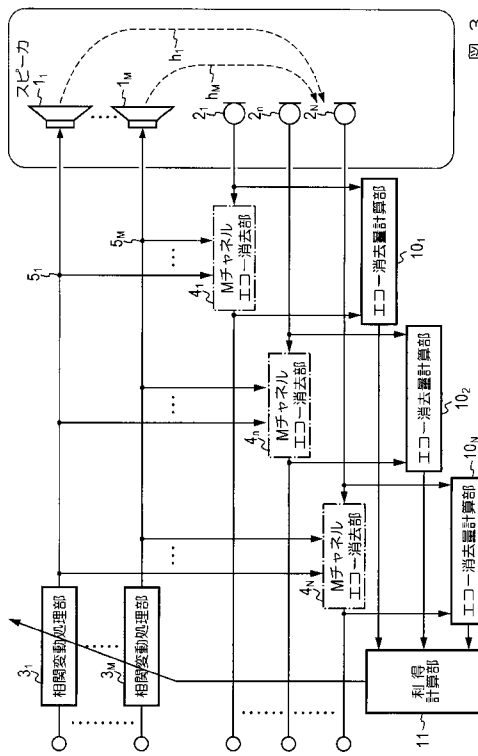
【図 1】



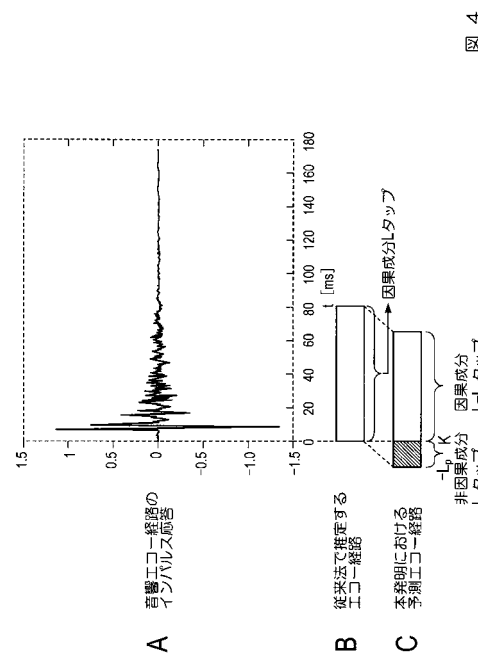
【図 2】



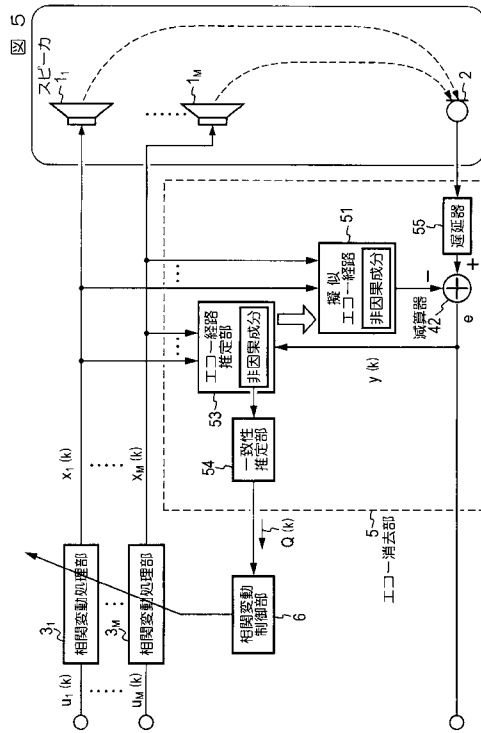
【図 3】



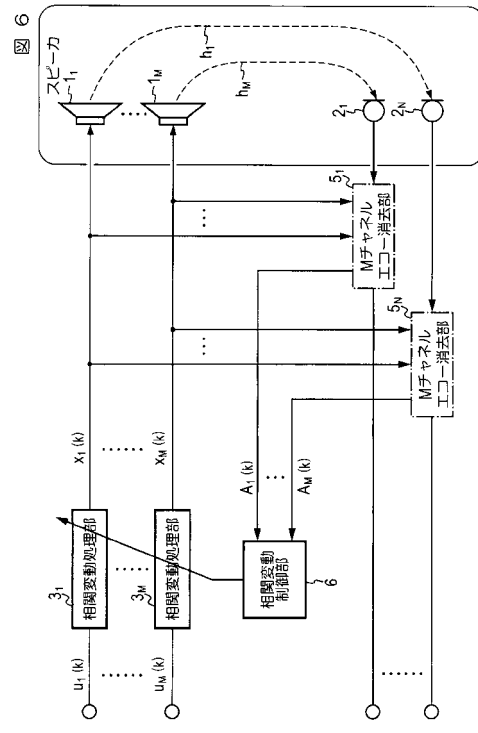
【図 4】



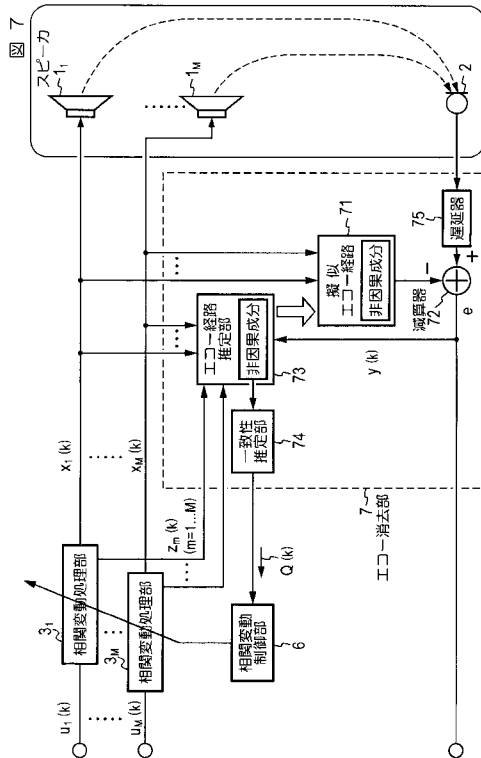
【図 5】



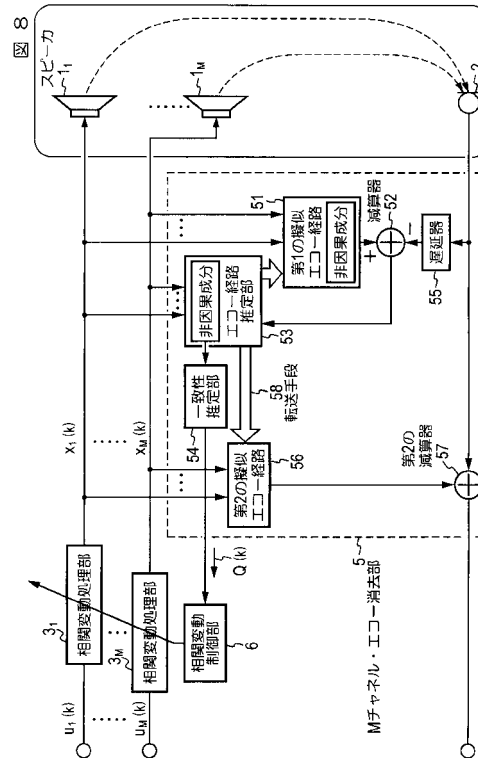
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

(72)発明者 島内 末廣

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 東 昌秋

(56)参考文献 特開2002-252577(JP, A)

特開2002-223182(JP, A)

特開平8-56254(JP, A)

S.EMURA et al., A solution to echo path imbalance problem in stereo echo cancellation, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004, 米国, IEEE, 2004年 5月, vol.4, pp.129-132

江村 暁、他2名、ステレオエコーキャンセラのEcho Path Imbalance問題について、2004年電子情報通信学会総合大会講演論文集 基礎・境界、日本、電子情報通信学会、2004年 3月8日、第139頁

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 3/20 - 3/23

H04M 1/60

H04R 3/02