

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4600423号  
(P4600423)

(45) 発行日 平成22年12月15日(2010.12.15)

(24) 登録日 平成22年10月8日(2010.10.8)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4B 3/23	(2006.01)	HO4B 3/23	
HO4M 1/60	(2006.01)	HO4M 1/60	A
HO4M 9/08	(2006.01)	HO4M 9/08	
HO4R 3/02	(2006.01)	HO4R 3/02	

請求項の数 1 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2007-122461 (P2007-122461)	(73) 特許権者	000005832
(22) 出願日	平成19年5月7日(2007.5.7)		パナソニック電工株式会社
(62) 分割の表示	特願2002-127558 (P2002-127558) の分割	(74) 代理人	100087767 弁理士 西川 恵清
原出願日	平成14年4月26日(2002.4.26)	(72) 発明者	福島 実 大阪府門真市大字門真1048番地 松下 電工株式会社内
(65) 公開番号	特開2007-274714 (P2007-274714A)	(72) 発明者	竹山 博昭 大阪府門真市大字門真1048番地 松下 電工株式会社内
(43) 公開日	平成19年10月18日(2007.10.18)	(72) 発明者	前田 裕子 大阪府門真市大字門真1048番地 松下 電工株式会社内
審査請求日	平成19年5月10日(2007.5.10)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 エコーキャンセラ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

マイクロホンとスピーカを用いて拡声通話を行う拡声通話系に用いられ、スピーカからマイクロホンへの回り込みなどによって生じるエコーを抑圧するエコーキャンセラであって、スピーカとマイクロホンの音響結合などにより形成される帰還経路のインパルス応答を適応的に同定して帰還経路への入力信号から帰還経路のエコー成分を推定する適応フィルタと、適応フィルタで推定されたエコー成分を帰還経路からの出力信号より減算する減算器と、遠端側の信号の瞬時パワーを推定する遠端信号パワー推定部と、帰還経路からの出力信号と帰還経路への入力信号と減算器の出力信号のうちの複数の信号の相互相関を利用してダブルトークを検出するダブルトーク検出部とを有し、適応フィルタは、遠端信号パワー推定部の推定値が遠端側の信号に音声成分が含まれると見なせる所定の閾値を超え、且つダブルトーク検出部によりダブルトークが検出されない状態でのみフィルタ係数を更新するとともに、その他の状態ではフィルタ係数を固定してなるエコーキャンセラにおいて、ダブルトーク検出部にてダブルトークが検出されていない状態における近端側の信号のパワーに対する減算器の出力信号のパワーの比が、ダブルトーク検出部のダブルトーク検出に要する時間よりも十分に長い時間以上連続してしきい値を上回った場合を発散状態として検出するとともに発散状態にあることを検出した場合に適応フィルタ、減算器、遠端信号パワー推定部並びにダブルトーク検出部の処理及び変数を初期化する発散検出処理部を備え、前記しきい値は、適応フィルタのフィルタ係数が収束していない状態における最低エコー抑圧量の設計値から算出されることを特徴とするエコーキャンセラ。

10

20

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、拡声通話機能を有する電話機やインターホンなどの拡声通話装置に用いられるエコーキャンセラに関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

マイクロホン及びスピーカを用いて拡声通話（ハンズフリー通話）を実現する電話機やインターホンなどの拡声通話装置においては、スピーカから送出される受話音声の一部がマイクロホンに回り込み、これが送話音声（送話信号）となって相手側の通話端末に伝送されるため、相手側の通話者には自分の発した音声のエコーとなって聞こえてしまい、そのレベルが高い場合には不快感を生じてしまうことになる。そこで、従来より、上述のようなエコーを抑圧する技術が提案あるいは提供されており、その一つ的手段としてエコーキャンセラがある。

10

## 【0003】

マイクロホン及びスピーカを用いて拡声通話（ハンズフリー通話）を実現する電話機やインターホンなどの拡声通話装置においては、スピーカから送出される受話音声の一部がマイクロホンに回り込み、これが送話音声（送話信号）となって相手側の通話端末に伝送されるため、相手側の通話者には自分の発した音声のエコーとなって聞こえてしまい、そのレベルが高い場合には不快感を生じてしまうことになる。そこで、従来より、上述のようなエコーを抑圧する技術が提案あるいは提供されており、その一つ的手段としてエコーキャンセラがある。

20

## 【0004】

エコーキャンセラは、スピーカとマイクロホンの音響結合などにより形成される帰還経路（エコー経路）のインパルス応答を適応的に同定して帰還経路への入力信号（受話信号）から上記帰還経路のエコー成分を推定する適応フィルタと、適応フィルタで推定されたエコー成分を帰還経路からの出力信号（送話信号）より減算する減算器とを備えている。適応フィルタは可変の係数を有するプロセッサと係数を随時決定していくアルゴリズムからなる従来周知のものであって、減算器の出力信号の自乗平均値を最小化するアルゴリズム、例えば、LMS（Least-Mean-Square）アルゴリズムにより可変のフィルタ係数を適

30

## 【0005】

図2はエコーキャンセラを備えた拡声通話装置としてのインターホン親機（以下、「親機」と略す）M'と、相手側通話端末としてのドアホン子機Sとからなり、双方向の同時通話を実現可能とした所謂ハンズフリーインターホンの従来例を示すブロック図である。親機M'は、マイクロホン1、スピーカ2、2線-4線変換回路3、マイクロホンアンプG1、回線（2線の伝送路）への送話信号を増幅する回線出力アンプG2、回線からの受話信号を増幅する回線入力アンプG3、スピーカアンプG4、送話音量調整用増幅器G5、受話音量調整用増幅器G6、並びに第1及び第2のエコーキャンセラ30A'、30B'で構成される。また、ドアホン子器Sはマイクロホン1'、スピーカ2'、2線-4線変換回路3'、マイクロホンアンプG1'並びにスピーカアンプG4'で構成される。

40

## 【0006】

第1のエコーキャンセラ30A'は適応フィルタ31Aと減算器32Aからなり、上述のようにスピーカ2-マイクロホン1間の音響結合により形成される帰還経路（音響エコー経路）H<sub>AC</sub>のインパルス応答を適応フィルタ31Aにより適応的に同定し、遠端側の入力信号（スピーカアンプG4へ入力する受話信号）X<sub>n</sub>から推定したエコー成分（音響エ

50

コー)  $G_n$ を減算器32AによりマイクロホンアンプG1から出力する近端側の入力信号  $Y_n$  (図2における点Aの送話信号) から減算することでエコー成分  $g_n$ を相殺して消去する。また、第2のエコーキャンセラ30B'も適応フィルタ31Bと減算器32Bからなり、2線-4線変換回路3と伝送路との間のインピーダンスの不整合による反射およびドアホン子機Sにおけるスピーカ2'-マイクロホン1'間の音響結合とにより形成される帰還経路(回線エコー経路)  $H_{LIN}$ のインパルス応答を適応フィルタ31Bにより適応的に同定し、参照信号(回線出力アンプG2への入力信号、すなわち送話信号)から推定したエコー成分(回線エコー)を減算器32Bにより受話信号(図2における点Cの信号)から減算することでエコー成分を相殺して消去する。

【0007】

さらに第1のエコーキャンセラ30A'を例に適応フィルタ31Aの動作を詳しく説明すると、LMSアルゴリズムにおいては次式によってフィルタ係数(「タップ重み」ともいう)  $H_n(m)$ を再帰的に更新していく。

【0008】

$$H_{n+1}(m) = H_n(m) + \mu E_n \cdot X_{n-m}$$

但し、 $m$ はタップ番号、 $n$ はサンプル時間を示す。

【0009】

ここで、 $E_n$ は、遠端側(ドアホン子器S)からのみ発声が行われて近端側(親機M')では発声が行われていない、いわゆるシングルトークの状態である場合に  $E_n = g_n - G_n$ となり、サンプル時間  $n$ におけるエコー成分  $g_n$ の推定誤差(瞬時誤差)を表し、 $\mu$ は毎回の繰り返しにおける補正量の大きさ(すなわち、収束の速さ)を制御するための定数であるステップゲイン(あるいは「ステップサイズパラメータ」ともいう)を表す。なお、エコー成分  $g_n$ の推定値  $G_n$ は上記フィルタ係数  $H_n(m)$ と受話信号  $X_n$ とから次式によって求められる。

【0010】

【数1】

$$G_n = \sum_{m=0}^{M-1} H_n(m) \cdot X_{n-m}$$

$M$ :フィルタタップ数

$m$ :タップ番号

【0011】

そして、フィルタ係数  $H_n(m)$ を再帰的に更新することで上記推定誤差  $E_n$ の平均自乗誤差を最小とする最適解に到達する(収束する)と、その最適解のフィルタ係数  $H_n(m)$ から求められるエコー成分の推定値  $G_n$ を送話信号  $Y_n$ から減算することでエコー成分を相殺した出力信号  $E_n$ が得られることになる。

【0012】

而して、第1及び第2のエコーキャンセラ30A', 30B'により帰還経路  $H_{AC}$ および  $H_{LIN}$ のエコー成分を相殺して閉ループを断ち切るため、不快なエコーを抑制することができる。また、上記従来例によれば、マイクロホンアンプG1の出力信号に含まれるエコー以外の成分、すなわち、親機M'に対して通話者が発声した音声信号および親機M'の周囲の騒音については全く損失を与えずにドアホン子機S側へ伝送することができ、同様に受話信号に含まれるエコー以外の成分、すなわち、ドアホン子機Sに対して通話者が発声した音声信号およびドアホン子機Sの周囲の騒音については全く損失を与えずに親機M'側へ伝送することができる。

【0013】

ところで、親機M'とドアホン子器Sで同時に発声が行われる、いわゆるダブルトークの状態においてエコーキャンセラ30A', 30B'の適応フィルタ31A, 31Bがフィルタ係数  $H_n(m)$ の更新を継続すると、フィルタ係数  $H_n(m)$ が収束せずに発散してしまう虞がある。例えば図2の第1のエコーキャンセラ30A'において、マイクロホン

10

20

30

40

50

1 から入力するダブルトーク成分  $N_n$  が存在する場合、送話信号  $Y_n$  は  $Y_n = N_n + g_n$  となり、推定誤差  $E_n$  は  $E_n = N_n + (g_n - G_n)$  と表される。このとき、フィルタ係数  $H_n(m)$  を再帰的に更新することで推定誤差  $E_n$  の平均自乗誤差を最小とする最適解を求めようとする、参照信号（受話信号  $X_n$ ）と相関のないダブルトーク成分  $N_n$  の項が推定誤差  $E_n$  に含まれているためにフィルタ係数  $H_n(m)$  が収束せず、逆に発散する虞がある。すなわち、ダブルトーク成分  $N_n$  は適応フィルタ 3 1 A の動作においては外乱成分となる。

【0014】

そこで本発明者らは、図 3 に示すように参照信号（受話信号  $X_n$ ）の瞬時パワーを推定する遠端信号パワー推定部 3 3 A と、ダブルトークを検出するダブルトーク検出部 3 4 A とを設け、適応フィルタ 3 1 A が遠端信号パワー推定部 3 3 A の推定値が参照信号  $X_n$  に音声成分が含まれると見なせる所定の閾値を超え、且つダブルトーク検出処理部 3 4 A によりダブルトークが検出されない状態でのみフィルタ係数  $H_n(m)$  を更新するとともに、その他の状態ではフィルタ係数  $H_n(m)$  を更新せずにそれ以前の値に固定するようにして、上述のようなフィルタ係数  $H_n(m)$  の発散を防止したエコーキャンセラ 3 0 A ” を既に提案している。

10

【特許文献 1】特開 2 0 0 0 - 2 7 0 0 8 9 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

ところで、一般に広く用いられているダブルトークの検出方法は、帰還経路への入力信号（参照信号） $X_n$  と帰還経路からの出力信号  $Y_n$  の瞬時パワーの比（ $P_{Y_n} / P_{X_n}$ ）を求め、この値が所定のしきい値を越えた場合をダブルトークと判別するものである。この方法はエコー経路の利得変動が少ない系において使用する場合には有効である。しかしながら、マイクロホン 1 やスピーカ 2 の前に手をかざしたり顔を近づけたりすることでエコー経路の利得が頻繁に変動する系に使用する場合には、ダブルトークの状態とエコー経路の利得が変動した状態とを判別することができず、また、エコー成分  $g_n$  に対してダブルトーク成分  $N_n$  のパワーが小さい場合にはダブルトークの検出が困難となる。

20

【0016】

これに対して、帰還経路への入力信号  $X_n$  と帰還経路からの出力信号  $Y_n$  の瞬時パワーを単純に比較するのではなく、例えば、入力信号  $X_n$  と推定誤差（減算器 3 2 A の出力） $E_n$  との相互相関を利用することでエコーに埋もれた微少なダブルトーク成分も精度良く検出することができる方法がある。すなわち、シングルトーク状態では推定誤差  $E_n$  が純粋な残留エコー成分を表し、入力信号  $X_n$  と推定誤差  $E_n$  との相互相関は大きい、ダブルトーク状態においては推定誤差  $E_n$  とダブルトーク成分  $N_n$  とがほぼ等しくなって相互相関が小さくなるという性質を利用している。

30

【0017】

しかしながら、上述のように相互相関を利用してダブルトークを検出する場合、相互相関を求めるために要する周期に比例してダブルトーク検出における遅延が大きくなり、逆に相互相関を求める周期が短すぎるとダブルトークの検出精度が低下して適応フィルタにおけるフィルタ係数の発散を防止することが困難になってしまう。

40

【0018】

本発明は上記事情に鑑みて為されたものであり、その目的は、ダブルトーク状態において適応フィルタのフィルタ係数の発散を抑制することができるエコーキャンセラを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0019】

請求項 1 の発明は、上記目的を達成するために、マイクロホンとスピーカを用いて拡声通話を行う拡声通話系に用いられ、スピーカからマイクロホンへの回り込みなどによって生じるエコーを抑圧するエコーキャンセラであって、スピーカとマイクロホンの音響結合などにより形成される帰還経路のインパルス応答を適応的に同定して帰還経路への入力信

50

号から帰還経路のエコー成分を推定する適応フィルタと、適応フィルタで推定されたエコー成分を帰還経路からの出力信号より減算する減算器と、遠端側の信号の瞬時パワーを推定する遠端信号パワー推定部と、帰還経路からの出力信号と帰還経路への入力信号と減算器の出力信号のうちの複数の信号の相互相関を利用してダブルトークを検出するダブルトーク検出部とを有し、適応フィルタは、遠端信号パワー推定部の推定値が遠端側の信号に音声成分が含まれると見なせる所定の閾値を超え、且つダブルトーク検出部によりダブルトークが検出されない状態でのみフィルタ係数を更新するとともに、その他の状態ではフィルタ係数を固定してなるエコーキャンセラにおいて、ダブルトーク検出部にてダブルトークが検出されていない状態における近端側の信号のパワーに対する減算器の出力信号のパワーの比が、ダブルトーク検出部のダブルトーク検出に要する時間よりも十分に長い時間以上連続してしきい値を上回った場合を発散状態として検出するとともに発散状態にあることを検出した場合に適応フィルタ、減算器、遠端信号パワー推定部並びにダブルトーク検出部の処理及び変数を初期化する発散検出処理部を備え、前記しきい値は、適応フィルタのフィルタ係数が収束していない状態における最低エコー抑圧量の設計値から算出されることを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、仮に適応フィルタにおけるフィルタ係数が発散したとしても発散状態を検出した発散検出処理部が直ちに適応フィルタ、減算器、遠端信号パワー推定部並びにダブルトーク検出部の処理及び変数を初期化するため、発散を早期に解消して抑制することができる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

以下、本発明を従来例で説明した親機M'の音響エコー経路のエコーを抑圧する第1のエコーキャンセラに適用した実施形態について説明する。但し、本発明を回線エコー経路のエコーを抑圧する第2のエコーキャンセラに適用可能であることは言うまでもない。

【0025】

図1は本実施形態のエコーキャンセラ30を用いた拡声通話装置の一部省略したブロック図である。なお、本実施形態の基本構成は図3に示した従来例と共通であるから、共通の構成要素には同一の符合（但し、「A」の文字は省略する）を付して説明を省略する。

30

【0026】

本実施形態は、適応フィルタ31におけるフィルタ係数 $H_n(m)$ が発散状態にあるか否かを検出するとともに発散状態にあることを検出した場合に適応フィルタ31、減算器32、遠端信号パワー推定部33並びにダブルトーク検出部34の処理及び変数を初期化する発散検出処理部37を備えた点に特徴がある。

【0027】

発散検出処理部37は、近端側の信号（送話信号） $Y_n$ と適応フィルタ31によるエコー成分の推定値 $G_n$ との相互相関 $R$ を下記の式2により演算し、この相互相関 $R$ に基づいて発散状態を検出している。

【0028】

【数2】

$$R = \left( \sum_{j=0}^{J-1} Y_{n-j} \cdot G_{n-j} \right) / \left( \sum_{j=0}^{J-1} G_{n-j}^2 \right)$$

40

【0029】

但し、 $J$  = 相関を求める際の周期（数10ms程度）/ サンプル周期とする。この相互相関 $R$ の値は、適応フィルタ31のフィルタ係数 $H_n(m)$ が収束に向かうにつれて1に近づき、逆にフィルタ係数 $H_n(m)$ が発散していくにつれて1よりも小さくなっていく。したがって、発散検出処理部37では、ダブルトーク検出部34でダブルトークが検出されていない状況において、通常の使用環境におけるエコーキャンセラ30の収束（

50

適応フィルタ 31 のフィルタ係数  $H_n(m)$  の収束) に要する時間よりも若干長い時間以上連続してしきい値  $R_0$  ( 1 ) を下回った場合を発散状態として検出する。

【 0 0 3 0 】

而して、適応フィルタ 31 のフィルタ係数  $H_n(m)$  が一端発散してしまった場合、そのままフィルタ係数  $H_n(m)$  の更新処理を継続しても再度収束させることは困難であるから、このような場合には発散を早期に検出してエコーキャンセラ 30 の動作を初期化してしまう方が有効である。また、通話系においてはエコーキャンセラ 30 の発散の早期解消はハウリングやブロッキングを未然に又は早期に抑圧することにつながる。

【 0 0 3 1 】

本実施形態は上述のように構成したものであるから、仮に適応フィルタ 31 におけるフィルタ係数  $H_n(m)$  が発散したとしても発散状態を検出した発散検出処理部 37 が直ちに適応フィルタ 31、減算器 32、遠端信号パワー推定部 33 並びにダブルトーク検出部 34 の処理及び変数を初期化するため、発散を早期に解消することができるものである。

【 0 0 3 2 】

なお、発散検出処理部 37 における発散状態の検出方法は上記の方法以外にも次のような方法でも構わない。

【 0 0 3 3 】

すなわち、遠端側の信号 ( 受話信号 )  $X_n$  のパワーに対する適応フィルタ 31 によるエコー成分の推定値  $G_n$  の比  $S$  を下記の式 3 により演算し、その比  $S$  に基づいて発散状態を検出する方法がある。

【 0 0 3 4 】

【 数 3 】

$$S = \left( \sum_{k=0}^{K-1} G_{n-k}^2 \right) / \left( \sum_{k=0}^{K-1} X_{n-k}^2 \right)$$

【 0 0 3 5 】

但し、 $K$  = パワーを求める際の周期 ( エコー遅延時間 ) / サンプルング周期とする。この比  $S$  の値は、適応フィルタ 31 のフィルタ係数  $H_n(m)$  が収束に向かうにつれてエコー経路 ( 音響エコー経路  $H_{AC}$  ) の帰還利得を自乗した値に近付き、逆にフィルタ係数  $H_n(m)$  が発散していくにつれて時間とともに増加する。したがって、発散検出処理部 37 では、通常の使用環境におけるエコー遅延時間よりも十分に長い時間以上連続してしきい値  $S_0$  を上回った場合を発散状態として検出する。なお、しきい値  $S_0$  は通常の使用環境における上記帰還利得よりも十分に大きい値に設定される。

【 0 0 3 6 】

あるいは他の方法として、ダブルトーク検出部 34 にてダブルトークが検出されていない状態における近端側の信号 ( 送話信号 )  $Y_n$  のパワーに対する減算器 32 の出力信号  $E_n$  のパワーの比  $T$  を下記式 4 により演算し、その比  $T$  に基づいて発散状態を検出する方法がある。

【 0 0 3 7 】

【 数 4 】

$$T = \left( \sum_{l=0}^{L-1} E_{n-l}^2 \right) / \left( \sum_{l=0}^{L-1} Y_{n-l}^2 \right)$$

【 0 0 3 8 】

但し、 $L$  = パワーを求める際の周期 ( 数 10 ms 程度 ) / サンプルング周期とする。この比  $T$  の値は、適応フィルタ 31 のフィルタ係数  $H_n(m)$  が収束に向かうにつれて 0 に近づき、逆にフィルタ係数  $H_n(m)$  が発散していくにつれて時間とともに増加する。したがって、発散検出処理部 37 では、ダブルトーク検出部 34 でダブルトークが検出されていない状況において、通常の使用環境におけるダブルトーク検出部 34 でのダブルトーク検出に要する時間よりも十分に長い時間以上連続してしきい値  $T_0$  を上回った場合を発

10

20

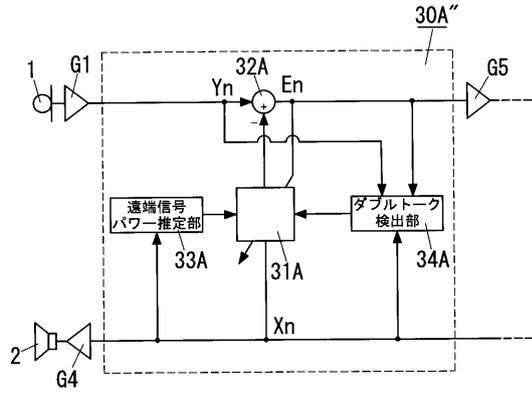
30

40

50



【図3】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 寺澤 章  
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
- (72)発明者 菊池 彰洋  
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内

審査官 東 昌秋

- (56)参考文献 特開平3 - 173229 (JP, A)  
特開昭63 - 238727 (JP, A)  
特開昭64 - 7821 (JP, A)  
特開平3 - 254530 (JP, A)  
特開平3 - 178227 (JP, A)  
特開平2 - 90818 (JP, A)  
特表平10 - 502785 (JP, A)  
特開平5 - 206898 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B	3/20 - 3/23
H04M	1/60
H04M	9/08
H04R	3/02