(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4101317号
(P4101317)

(45)発行日　平成20年6月18日(2008.6.18)　(24)登録日　平成20年3月28日(2008.3.28)

(51)Int.Cl.		F I		
H04B 3/23	(2006.01)	H04B	3/23	
H03H 21/00	(2006.01)	H03H	21/00	
H04M 1/60	(2006.01)	H04M	1/60	C

請求項の数 5　(全 22 頁)

(21)出願番号　特願平8-243872
(22)出願日　平成8年9月13日(1996.9.13)
(65)公開番号　特開平9-139696
(43)公開日　平成9年5月27日(1997.5.27)
審査請求日　平成15年8月26日(2003.8.26)
(31)優先権主張番号　95 10714
(32)優先日　平成7年9月13日(1995.9.13)
(33)優先権主張国　フランス(FR)
(31)優先権主張番号　96 05312
(32)優先日　平成8年4月26日(1996.4.26)
(33)優先権主張国　フランス(FR)

(73)特許権者　591034154
フランス　テレコム
フランス国　パリ　７５０１５　プラス　ダルレ　６
(74)代理人　100064908
弁理士　志賀　正武
(74)代理人　100089037
弁理士　渡邊　隆
(74)代理人　100091904
弁理士　成瀬　重雄
(72)発明者　パスカル・スカラー
フランス・２２３００・ブルベズル・レ・サンク・クロワ（番地なし）

最終頁に続く

(54)【発明の名称】適応識別とそれに関する適応エコーキャンセラのための方法と装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

入力信号（x_t）が印加されるシステム（１０）の適応識別のための装置であって、

前記入力信号を受け取る第１の入力部（Ｅ１）と、

観察信号（y_t）を受け取る第２の入力部（Ｅ２）であり、前記観察信号の成分が前記入力信号に対する前記システムの応答である、第２の入力部と、

前記システムの応答を表す有限インパルス応答を有する識別フィルタ（１８）と、

前記識別フィルタによってフィルタにかけられた前記入力信号を前記観察信号から減算することにより誤差信号（e_t）を生成する減算器（２０）と、

前記入力信号、前記誤差信号、および、適応ステップサイズの関数として前記識別フィルタの係数を適応させる手段（２２）とを有し、

前記入力信号のパワー（$P1_t$）を推定する第１の手段（２４）と、

前記観察信号のパワー（$P2_t$）を推定する第２の手段（２６）と、

前記適応手段（２２）に与えられる前記適応ステップサイズであって、下記の式、

【数１】

$$\mu_t = \frac{a}{c + d \cdot P2_t / P1_t}$$

に従って変化する適応ステップサイズμ$_t$を計算する手段（２８）とをさらに有し、
この場合、ａ，ｃおよびｄは正の定数を示し、Ｐ１$_t$は第１の推定手段（２４）によって与えられるパワー推定量であり、Ｐ２$_t$は第２の推定手段（２６）によって与えられるパワー推定量であることを特徴とする適応識別装置。
【請求項２】
入力信号（ｘ$_t$）が印加されるシステム（１０）の適応識別のための装置であって、
前記入力信号を受け取る第１の入力部（Ｅ１）と、
観察信号（ｙ$_t$）を受け取る第２の入力部（Ｅ２）であり、前記観察信号の成分が前記入力信号に対する前記システムの応答である、第２の入力部と、
前記システムの応答を表す有限インパルス応答を有する識別フィルタ（１８）と、
前記識別フィルタによってフィルタにかけられた前記入力信号を前記観察信号から減算することにより誤差信号（ｅ$_t$）を生成する減算器（２０）と、
前記入力信号、前記誤差信号、および、忘却因子の関数として前記識別フィルタの係数を適応させる手段（２２）とを有し、
前記入力信号のパワー（Ｐ１$_t$）を推定する第１の手段（２４）と、
前記観察信号のパワー（Ｐ２$_t$）を推定する第２の手段（２６）と、
前記適応手段（２２）に与えられる前記忘却因子であって、下記の式、
【数２】

$$\lambda_t = 1-\left(\frac{a}{c+d\cdot P2_t/P1_t}\right)/\alpha L$$

に従って変化する忘却因子λ$_t$を計算する手段（２８）とをさらに有し、
この場合、ａ，ｃ，ｄおよびαＬは正の定数を示し、Ｐ１$_t$は第１の推定手段（２４）によって与えられるパワー推定量であり、Ｐ２$_t$は第２の推定手段（２６）によって与えられるパワー推定量であることを特徴とする適応識別装置。
【請求項３】
帰還信号（ｙ$_t$）から前方信号（ｘ$_t$）のエコー成分を取り除く適応エコーキャンセラであって、
第１の入力部（Ｅ１）が入力信号として前記前方信号（ｘ$_t$）を受け取り、第２の入力部（Ｅ２）が観察信号として前記帰還信号（ｙ$_t$）を受け取る、請求項１または２のいずれか１項による識別装置（１６）を有し、
前記誤差信号（ｅ$_t$）がエコーキャンセラからの出力信号を構成することを特徴とする適応エコーキャンセラ。
【請求項４】
帰還信号（ｙ'$_t$）における前方信号（ｘ$_t$）のエコー成分を減衰させるエコーキャンセラであって、
前記前方信号に受信ゲイン（Ｇｒ$_t$）を乗じ、エコー発生システム（１４）に送られる入力信号（ｘ'$_t$）を生成する第１のゲイン適用手段（６６）と、
前記エコー発生システムから発生する観察信号（ｙ$_t$）に伝送ゲイン（Ｇｔ$_t$）を乗じ、前記帰還信号を生成する第２のゲイン適用手段（７２）とを有し、
前記前方信号（ｘ$_t$）あるいは入力信号（ｘ'$_t$）のパワーの推定量Ｐ１$_t$が予め定められた閾値（Ｔ）よりも大きい瞬時において、下式、
【数３】

$$\mu_t = \frac{a}{c+d\cdot P2_t/P1_t}$$

で計算される適応変数μ_tに基づいて前記受信および伝送ゲイン（Gr_t，Gt_t）を決定する計算手段（７４，７６，７８，８０）をさらに有し、
この場合、ａ，ｃおよびｄは正の定数を示し、$P2_t$は当該瞬時における前記観察信号（y_t）あるいは前記帰還信号（y'_t）のパワーの推定量を示し、
前記計算手段（８０）は、下記の形、すなわち、
【数４】

$$Gt_t = \gamma \cdot Gt_{t-1} + (1-\gamma) \cdot f(\mu_t)$$
$$Gr_t = 1 - \delta Gt_t$$

によって、前記受信ゲイン（Gr_t）および前記伝送ゲイン（Gt_t）を再帰的に決定し、この場合、Gt_{t-1}は前の計算の瞬時における伝送ゲインの値を表し、ｆ（μ_t）は前記適応変数μ_tの減少関数を表し、γとδは１より小さい正の定数を表すことを特徴とするエコーキャンセラ。
【請求項５】
前記関数ｆ（μ_t）は、前記適応変数μ_tが第１の閾値（Ｔ１）よりも小さい場合は１に等しく、前記適応変数μ_tが第２の閾値（Ｔ２）よりも大きい場合は、β（１－α・μ_t）に等しく、前記適応変数μ_tが前記第１および第２の閾値（Ｔ１，Ｔ２）の間にある場合は、１－α・μ_tに等しく、
前記第１の閾値は前記第２の閾値より小さく、前記パラメータα、βは、正の定数であることを特徴とする請求項４記載のエコーキャンセラ。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は、適応システム識別およびそれに関する適応エコーキャンセラのための方法および装置に関する。
【０００２】
【従来の技術】
大量消費分野における遠隔通信の最近の急増は、特に自動車の無線通信において、これらのシステムの設計者が、快適な使用という観点から最適な技術的解決を行うことを喚起している。
これに関して、産業上の研究開発チームは、適応システム識別の問題にしばしば直面している。これらの問題の中でも、自動車での無線通信の枠内で、伝播チャネルの均等化と、手で持つ必要のない無線電話のための音響エコーのキャンセルの問題が言及されよう。
【０００３】
システム識別のこれらの問題は、適応識別方法を組み込んでいる信号処理技術を使用することによってしばしば解決されている。しかしながら、現在に至るまで、これらの装置のどれ一つとして、環境雑音の条件に合わせて自動的に調節することを可能にしてはいない。
システム識別のこのような適応技術の使用は、達成された性能とそれに関連した制御パラメータの選択との間の強い相関関係に存在する大きな欠点を持っている。この選択は、これらの装置が使用されている環境が、例えば、自動車での無線通信の状況における音響エコーのキャンセルに関連してみられるように、時間の経過につれて変化する場合に、一層重要である。
【０００４】
これらの装置は、時間形態における次の一般式（S. Haykin の "Adaptive Filter Theory", Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall, 1991 参照のこと）によって特徴づけられる識別アルゴリズムを実行する。すなわち、

【数１１】

$$e_t = y_t - \langle H_{L,t-1},\ X_{L,t} \rangle \qquad (1)$$

【数１２】

$$H_{L,t} = H_{L,t-1} + \mu_t \cdot f(X_{L,t}\ ;\ e_t\ ;\ \lambda_t) \qquad (2)$$

ここで、＜・，・＞は、２つのベクトルのスカラー積を表し、$H_{L,t}$は、瞬時ｔにおけるサイズＬの識別フィルタのインパルス応答を表すベクトルであり、μ_tは、正規化された適応ステップサイズ（normalized adaptation stepsize）であり、$X_{L,t}$＝（x_t，x_{t-1}，・・・，x_{t-L+1}）は、入力信号x_tの最後のＬ個のサンプルから構成されるベクトルであり、y_tは、観察信号（observation signal）の現在のサンプルであり、e_tは、（演繹的）フィルタリング誤差であり、λ_tは、忘却因子（forgetting factor）であり、ｆ（・）は、これらの種々のアルゴリズムを見分けることを可能にする関数である。

【０００５】

忘却因子は、時間の経過によって滑らかにされる相関係数（これらの係数は識別アルゴリズムに固有である）を推定することを可能にしていることに留意する必要がある。ＮＬＭＳ（正規化された最小２乗平均（Normalized Least Mean Squares），S. Haykin による上述の著作を参照のこと）アルゴリズムは、例えば、次の式によって特徴づけられる。すなわち、

【数１３】

$$e_t = y_t - \langle H_{L,t-1},\ X_{L,t} \rangle \qquad (1)$$

【数１４】

$$H_{L,t} = H_{L,t-1} + \mu_t \cdot \frac{e_t \cdot X_{L,t}}{\|X_{L,t}\|^2} \qquad (2')$$

この場合、$\|\cdot\|^2$は、ベクトルのノルムの２乗を表している。

【０００６】

この式（（１）および（２））は、時間的アルゴリズムを示すものであるが、ここに示された方法は、周波数基準のアルゴリズムに対しても等しく有効であるということが注意される。

さらに、いくつかのアルゴリズムは適応ステップサイズおよび／または忘却因子を使用す

る。すなわち、高速再帰的最小２乗（FRLS; Fast Recursive Least Squares）アルゴリズム（S. Haykin による上述の著作を参照のこと）は、忘却因子のみを使用するのに対して、傾斜型のアルゴリズム（S. Haykin による上述の著作を参照のこと）と、射影型のアルゴリズム（K. Ozeki と T. Umeda による論文“An Adaptive Algorithm Using an Orthogonal Projection to an Affine Subspace and Its Properties”, Electronics and Communications in Japan, vol. 67-A, no. 5, pp. 19-27, 1984を参照のこと)とは、適応ステップサイズを使用するとともに、ときどき忘却因子を使用する。

【０００７】

前に述べたように、これらのアルゴリズムの性能（収束の速度、非定常性を追跡する能力、収束後の不適合）は、大きさλ_tおよびμ_tの選択に密接に関係している。これらは、一般に、処理される信号の性質と、所望の適用先の観察雑音特性のレベルとに依存して調節される。従って、雑音に強く影響された信号の場合には、雑音に対するこれらのアルゴリズムの強さを高めるために、適応ステップサイズを０に非常に近くし、忘却因子を１に非常に近くすることが勧められる。一方、雑音に弱く影響された信号の場合、１に近い適応ステップサイズは、識別アルゴリズムの最適解への収束率を早めることを可能にする。

【０００８】

より一般的には、時間の経過によって雑音レベルが変化する適用（実際によく遭遇する特定の場合）において、これらのパラメータの設定は扱いにくいものとなり、その設定は、しばしば最も不利な条件を考慮することによって実行される。このように、手で持つ必要のない無線電話のための音響エコーキャンセルの枠内で、これらパラメータの大きさは、困難な条件（高速、開放窓など）下での満足のいく動作を獲得できるように調節される。しかしながら、これらの設定は、より不利でない条件（例えば、音響エコーキャンセルに関しては停止している車両）下において当該アルゴリズムの性能を制限するという点に注意することが重要である。

【０００９】

【発明が解決しようとする課題】

識別アルゴリズムの制御パラメータの設定におけるこうした困難のために、この方法は、開発時間の点で大きなコストを生じさせる。この高いコストに対抗するするために、観察雑音の特性における変化を考慮に入れた、適応ステップサイズと忘却因子の式の作成に対する研究が開始されている。可変制御パラメータに関する文献中に示された情報は、以下の異なる２つの形式の解法を可能にする。

【００１０】

１．　適応ステップサイズの集合$\{\mu_t\}$は、時間経過に関する再帰的な方法で定義されており、すなわち、μ_tは、Ｎ次の再帰（反復）に対するμ_{t-1}, ・・・, μ_{t-N}の関数として計算される。初期設定値は、一般に、観察信号のパワーに関連づけられており、それらは、明確には雑音状態を考慮に入れていない。このタイプの例は、D.T.M. Slock による論文（“On the Convergence behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms”, IEEE Tran. on Signal Processing, vol. 41, No.9, pp.2811-2825, September 1993.)の中に示されている。

【００１１】

２．　適応ステップサイズは可変であり、一般に残余誤差の短期間のパワーに依存する。この誤差は、それが本来の識別誤差と観察雑音との合計によって与えられる限りにおいて、環境雑音（ambient noise）という概念を導入する。それにもかかわらず、この適応ステップサイズは、観察雑音の相対的有意性と識別誤差の相対的有意性との間を区別することを可能にはしない。このタイプの例は、H. Perez Meana 等による論文（“A Time Varying Step Size Normalized LMS Echo Canceller Algorithm”, Proc. of EUSIPCO-94, pp. II-249 - II-252, Edinburgh, Scotland, September 1994）の中に示されている。

このように、上述された問題に対する満足のいく解決は、既存文献中には見出されていない。本発明の目的は、これら問題に対する満足のいく解決を提供することである。

【００１２】

【課題を解決するための手段】
したがって、本発明は、入力信号に対するシステムの応答を推定する適応識別方法であって、一方で前記入力信号を、他方で、その一成分が前記入力信号に対する前記応答である観察信号を受け取り、前記システムの応答を表す有限インパルス応答を有する識別フィルタによってフィルタにかけられた前記入力信号を前記観察信号から減算することによって誤差信号を決定し、前記入力信号、前記誤差信号、および、適応ステップサイズを考慮に入れることによって前記識別フィルタの係数を適応させる各過程を有し、前記適応ステップサイズの値μ_tは、
【数１５】

$$\mu_t = \frac{a}{c + d \cdot P2_t / P1_t} \qquad (3)$$

に従って変化され、この場合、ａ，ｃおよびｄは正の定数を示し、Ｐ１$_t$は当該瞬時における前記入力信号のパワーの推定量を示し、Ｐ２$_t$は当該瞬時における前記観察信号あるいは前記観察信号の外乱成分のパワーの推定量を示すことを特徴とする適応識別方法を提供する。
【００１３】
式（３）は、そのシステムがさらされる雑音状態に対し、自動的に適応ステップサイズμ_tを調節することを可能にさせる。
雑音が付加（追加）的なものであると仮定すると、観察信号は、識別されるべきシステムからの出力信号と観察雑音との合計によって与えられる。
Ｐ２$_t$が観察信号のパワーであるならば、雑音あるいは外乱のパワーが入力信号のパワーに比較して（それ故、出力信号のパワーと比較され）小さいとき、式（３）はａ／（ｃ＋ｄγ）に近い値を獲得するのを可能にするが、ここで、γは、識別されるべきシステムの伝達関数の絶対値（modulus）２乗に対する上方限界である。逆に、雑音レベルが著しくなる程、式（３）は０により近い値となる（著しい雑音がある場合、識別フィルタは弱く適応されるべきである）。
一方、Ｐ２$_t$が外乱成分のパワーであるならば、式（３）は、雑音あるいは外乱のパワーが入力信号のパワーに比較して小さいときはａ／ｃに近いμ_tの値を与え、雑音レベルが著しいときには０に近い値を与える。
【００１４】
実際には、定数ａ，ｃおよびｄは、適応ステップサイズの変化の範囲が、用いられるアルゴリズムの安定性の範囲に対応するように選択される。例えば、ホワイトノイズに対してＮＬＭＳを使用する場合、識別されるべきシステムの入力信号のパワーと比較して観察雑音のパワーが小さいときは、ａ＝ｃの選択は、１（この場合の収束に対する最適値）に近い適応ステップサイズの獲得を可能にする。
【００１５】
用いられる適応アルゴリズムが忘却因子（forgetting factor）を考慮に入れるとき、本発明により、
【数１６】

$$\lambda_t = 1 - \frac{\mu_t}{\alpha L} \qquad (4)$$

に従って、この忘却因子λ_tを変化させることが可能でもあり、この場合、μ_tは、可変適

応ステップサイズを示し、αＬは正の定数を示している。

【００１６】

また、適応アルゴリズムがはっきりと適応ステップサイズを考慮に入れずに、忘却因子λ_tのみを考慮に入れるときには、忘却因子は、式（３）および（４）の結合に対応する関係、すなわち、

【数１７】

$$\lambda_t = 1 - \left(\frac{a}{c + d \cdot P2_t / P1_t} \right) / \alpha L \qquad (5)$$

に従って変化される値を持つことができる。

さらに、式（４）あるいは（５）は、観察雑音の状態に対するアルゴリズムの忘却因子λ_tを自動的に調節するのを可能にする。

【００１７】

このように、この忘却因子は、雑音パワーが入力信号のパワーに比較して低いとき、［１－ａ／（ｃ＋ｄγ）αＬ］（あるいは、［１－ａ／ｃαＬ］）に向かい、逆に雑音レベルが大きくなると１に向かう。この後者の局面は、著しい雑音がある場合の短期エネルギ推定器（short-term energy estimator）の信頼性の欠如と、これ故の、長期の情報を利用するための、これらの推定器のメモリの増加の必要性とによって説明することができる。

【００１８】

本発明の第２の態様は、入力信号が印加されるシステムの適応識別のための装置であって、

・前記入力信号を受け取る第１の入力部と、

・観察信号を受け取る第２の入力部であり、前記観察信号の成分が前記入力信号に対する前記システムの応答である、第２の入力部と、

・前記システムの応答を表す有限インパルス応答を有する識別フィルタと、

・前記識別フィルタによってフィルタにかけられた前記入力信号を前記観察信号から減算することにより誤差信号を生成する減算器と、

・前記入力信号、前記誤差信号、および、適応ステップサイズおよび／または忘却因子の関数として、前記識別フィルタの係数を適応させる手段と、

・前記入力信号のパワーを推定する第１の手段と、

・前記観察信号あるいは前記観察信号の外乱成分のパワーを推定する第２の手段と、

・前記適応手段に与えられる前記適応ステップサイズおよび／または忘却因子を計算する手段とを具備するものである。

【００１９】

もしも、前記適応が適応ステップサイズμ_tを要求するならば、適応ステップサイズμ_tは上述の式（３）に従って変化する。もしも、前記適応が忘却因子λ_tを要求するならば、忘却因子λ_tは上述の式（４）あるいは（５）に従って変化する。

このような装置は、特に、適応エコーキャンセラの一部を形成しうる。適応エコーキャンセラは、前方信号のエコー成分を帰還信号から取り除く。適応識別装置の第１の入力部が前方信号を入力信号として受け取るのに対して、第２の入力部は帰還信号を受け取る。誤差信号は、エコーキャンセラからの出力信号を構成する。

【００２０】

さらにまた、費用の抑制によって、エコーキャンセラの設計者は、適応識別アルゴリズムよりも複雑でないゲイン変更アルゴリズムの設計に努力を集中させることをしばしば強いられる。しかしながら、現在まで、ゲイン変更を行う装置はどれも、音声活性度を検出す

る機構を用いることなしに周りの雑音状況に合わせて自動的に調節することを可能にしていない。

【００２１】

可変ゲインエコーキャンセラにおいて、受信ゲインは、スピーカ（エコー発生システムの入力）に印加される（乗じられる）前に、前方信号に印加され、伝送ゲインは、帰還信号を形成するために、マイクロフォンによって得られた信号（エコー発生システムの出力）に印加される。

受信音声活性（度）検出器(reception voice activity detector; RVAD)と、伝送音声活性（度）検出器(transmission voice activity detector; TVAD)と、同様に重複音声検出器(double speech detector; DSD)とは、伝送および受信ゲインを計算するモジュールに必要な情報を提供する。

【００２２】

このように、遠くの話者(distant speaker)が話しているとき（RVADによる検出）、伝送ゲインは、エコーを減衰するために低減される。近辺の話者(local speaker)が話す順になると（TVADによる検出）、伝送ゲインに対するこの抑制はゆるめられ、受信ゲインが低減される。重複音声（重複通話）の場合（両方の話者が同時に話している；DSDによって検出される現象）においては、比較器がレベルが最も高い話者を決定し、その話者の伝送方向を有利にするか、さもなければ、伝送および受信ゲインの中間のセッティングが確立される。

【００２３】

これら従来の方法は、以下の３つの重要な状況において役に立たない。

（１）　強い結合をもった端末に対し、要求されたゲインの変化は、会話をほとんど交互型(alternate-type)にする。この潜在的な交互性は、言葉の始めと終わりの切り欠いてしまう可能性があり、会話の明瞭性を相当に損なわせる。

（２）　強く雑音に影響された環境（例えば自動車関連）においては、比較器は、伝送を一方方向に固定したままになり、通信を一方通行にしてしまう。そのような環境において、遠方の話者は、さらに、雑音レベルの著しい変化に気づき、快適な受話が著しく損なわれる可能性がある。

（３）　音声活性検出器および重複音声装置は、特に、強く雑音に影響された状況では、完全な信頼性を示さない。そのような信頼性の無さは、誤りの多いゲイン計算に通じ、会話の品質を低減させることがある。

【００２４】

本発明のもう一つの目的は、ゲインの適応変化に基づくエコー抑圧方法を提案し、性能改良と複雑さの低減を実現させることである。

すなわち、本発明は、帰還信号において、前方信号のエコー成分を減衰させるエコーキャンセルの方法であって、エコー発生システムに送られる入力信号を生成するように、前記前方信号に受信ゲインを乗じ、前記帰還信号を生成するように、エコー発生システムから発生する観察信号に伝送ゲインを乗じる各過程を有する方法を提供する。この発明によれば、受信および伝送ゲインは、前記前方信号あるいは前記入力信号のパワーの推定量$P1_t$が予め定められた閾値よりも大きい瞬時において、下式

【数１８】

$$\mu_t = \frac{a}{c + d \cdot P2_t / P1_t} \qquad (3)$$

で計算される適応変数μ_tに基づいて決定され、この場合、ａ，ｃおよびｄは正の定数を示し、$P2_t$は当該瞬時における前記観察信号あるいは前記帰還信号のパワーの推定量を

示す。

【００２５】

適応変数μ_tは、ゲインの値を決定するために、音声、エコー、雑音条件を適切な方法で考慮に入れる。もしも、パワー$P1_t$が閾値よりも小さいならば、通常著しいエコー信号は存在せず、変数μ_tはゼロであることが可能である。単純なエコーの状態において、観察信号のパワーは、”Ｍ”がエコー発生システムの伝達関数の絶対値２乗の上方限界である場合に、入力信号のパワーのＭ倍よりも少ない。この場合、変数μ_tは、その最大値ａ／（ｂ＋ｃ・Ｍ）に近い。エコー、雑音および局所的音声（重複通話）が存在する場合、パワー$P2_t$はパワー$P1_t$よりも大きく、あるいは、ずっと大きくなり、したがって、μ_tは０に向かう。

このように、この適応変数μｔを考慮に入れることは、適応ゲインの原理に基づく公知のエコーキャンセラを複雑にするところの音声活性度および重複音声検出器を無しで済ますことを可能にする。

【００２６】

好ましくは、前記受信ゲインGr_tおよび前記伝送ゲインGt_tは、下記の形、すなわち、

【数１９】

$$Gt_t = \gamma \bullet Gt_{t-1} + (1-\gamma) \bullet f(\mu_t)$$

$$Gr_t = 1 - \delta Gt_t$$

で再帰的に決定され、この場合、Gt_{t-1}は前の計算の瞬時における伝送ゲインの値を表し、ｆ（μ_t）は適応変数μ_tの減少関数を表し、γとδは１より小さい正の定数を表す。このように、伝送および受信ゲインは忘却因子γによって平滑化され、このことは、システムの反応性を制御することを可能にする。さらに、このことは、言葉の始めと終わりとを切り取ってしまう危険を低減するのに寄与する。

【００２７】

本発明のもう一つの側面は、帰還信号における前方信号のエコー成分を減衰させるエコーキャンセラであって、前記前方信号に受信ゲインを乗じ、エコー発生システムに送られる入力信号を生成する第１のゲイン適用手段と、前記エコー発生システムから発生する観察信号に伝送ゲインを乗じ、前記帰還信号を生成する第２のゲイン適用手段とを有し、さらに、前記前方信号あるいは入力信号のパワーの推定量$P1_t$が予め定められた閾値よりも大きい瞬時において、下式、

【数２０】

$$\mu_t = \frac{a}{c + d \bullet P2_t / P1_t}$$

で計算される適応変数μ_tに基づいて前記受信および伝送ゲインを決定する計算手段を有し、この場合、ａ，ｃおよびｄは正の定数を示し、$P2_t$は当該瞬時における前記観察信号あるいは前記帰還信号のパワーの推定量を示すことを特徴とするものである。

【００２８】

本発明の他の特徴および有利な点は、付属の図面を参照した、以下の実施形態についての記載から明かとなろうが、これら実施形態は、好適かつ非限定なものである。

【００２９】

【発明の実施の形態】

図１は、時間的に変化する時変信号x_tが印加されるところの、識別されるべきシステム

１０を示している。入力信号x_tに対するシステム１０の応答は、z_tで表される。応答z_tの測定には、観察雑音と呼ばれる外乱成分b_tの付加が必須である。この観察雑音b_tは、正確に言えば雑音（例えば、ホワイトノイズあるいはロードノイズ(road noise)）を有しても良いが、さらに多少の有用な信号を有しても良い。成分b_tは、それが応答z_tの観察を乱すかぎりにおいて観察雑音と呼ばれる。図において、加算器１２は、付加的であるという仮定のもとでの、応答z_tに対する外乱成分b_tの追加を示している。測定される観察信号y_tは、従って、識別されるべきシステム１０と加算器１２とを包含する実際のシステム１４の応答である。

【００３０】

適応識別装置１６は、第１の入力（部）Ｅ１上に入力信号x_tを受け取り、第２の入力（部）Ｅ２上に観察信号y_tを受け取る。信号x_tとy_tとは、表示されていない従来型の要素により、装置１６の入力において、増幅、フィルタリング、デジタル化される。

適応識別装置１６は、有限インパルス応答をするプログラマブルフィルタからなる識別フィルタ１８を含んでいる。識別フィルタ１８の係数は、識別されるべきシステム１０の応答をこのフィルタが表すように、適応される。フィルタ１８は、デジタル化された入力信号x_tを受け取り、システム１０の応答z_tの推定量Λz_t（ここで、Λは、推定を表す記号とする）を出力する。

【００３１】

減算器２０は、誤差信号e_tをもたらすために、デジタル化された観察信号y_tからこの推定量Λz_tを減算する。この誤差信号e_tは、外乱成分b_tの推定量とみなすことができる。

識別フィルタを更新するユニット２２は、入力信号x_tおよび誤差信号e_tに基づいて、フィルタ１８の係数を適応させる。その適応のために、ユニット２２は、適応ステップサイズμ_t、および／または忘却因子λ_tを考慮に入れる。本発明によれば、適応ステップサイズμ_tと（採用する場合の）忘却因子λ_tとは、入力信号および観察信号の関数として変化し得る。

【００３２】

適応識別装置１６は、入力信号x_tのパワー（電力）の推定量$P1_t$を計算するユニット２４と、観察信号y_tのパワー（電力）、あるいは、観察システムy_tの外乱成分b_tのパワー（電力）のいずれかの推定量$P2_t$を計算するユニット２６とを含んでいる。ユニット２８は、パワー推定量$P1_t$と$P2_t$の関数として、適応ステップサイズμ_tと、（適宜）忘却因子λ_tとを計算し、それらを識別フィルタ更新ユニット２２に出力する。適応ステップサイズμ_tは、以下の式によって計算される。すなわち、

【数２１】

$$\mu_t = \frac{a}{c + d \cdot P2_t / P1_t}$$

ここで、ａ，ｃおよびｄは、正の定数を示している。

【００３３】

もしも、ユニット２２によって実行された更新アルゴリズムが忘却因子λ_tを要求するならば、該因子は、以下の式に従ってユニット２８によって計算される。すなわち、

【数２２】

$$\lambda_t = 1 - \frac{\mu_t}{\alpha L}$$

この場合、αＬは、用いられた識別フィルタ１８のインパルス応答の、サンプル数で表される、係数αと長さＬとの積に等しい正の定数を示している。

【００３４】

識別フィルタ更新ユニット２２は、例えば、その式（１）および（２’）が導入部で示されたところの、正規化された最小２乗平均アルゴリズム（NLMS)を実行する。使用可能な適応アルゴリズムのもう一つの例は、２次のアフィン射影アルゴリズム(APA)であり、その式は、すなわち、

【数２３】

$$U_{L,t} = X_{L,t} - \frac{\langle X_{L,t}, X_{L,t-1} \rangle}{\|X_{L,t-1}\|^2} \qquad (6)$$

【数２４】

$$H_{L,t} = H_{L,t-1} + \mu_t \left[\frac{e_t}{\langle U_{L,t}, X_{L,t} \rangle}\right] U_{L,t} \qquad (7)$$

【００３５】

さらに、可変の適応ステップサイズおよび／または可変の忘却因子は、ユニット２２によって実行できる他の種々の適応アルゴリズムとともに用いることができる。

忘却因子λ_tは、それが用いられるとき、例えば２次のＡＰＡアルゴリズムの場合の式（６）において与えられるもののようなスカラー積の計算に一般に役立つ。次にスカラー積は、忘却因子の値によって特徴づけられた指数（関数）型の窓（exponential window）にわたって再帰的に計算される。すなわち、

【数２５】

$$\langle X_{L,t}, X_{L,t-1} \rangle = \lambda_t \langle X_{L,t-1}, X_{L,t-2} \rangle + x_t\, x_{t-1} \qquad (8)$$

あるいは、

【数２６】

$$\langle x_{L,t}, x_{L,t-1}\rangle = \lambda_t \langle x_{L,t-1}, x_{L,t-2}\rangle + (1-\lambda_t) x_t\, x_{t-1} \qquad (8')$$

および、
【数２７】

$$\| x_{L,t-1} \|^2 = \lambda_t \| x_{L,t-2} \|^2 + x_{t-1}^2 \qquad (9)$$

あるいは、
【数２８】

$$\| x_{L,t-1} \|^2 = \lambda_t \| x_{L,t-2} \|^2 + (1-\lambda_t)\, x_{t-1}^2 \qquad (9')$$

【００３６】
さらに、式（９）あるいは（９’）は、ＮＬＭＳアルゴリズムの場合に、
$\| X_{L,t} \|^2$（式（２’））を計算するために用いることができる。可変忘却因子λ_tを計算するのに役立つ係数αの値は、用いられる適応アルゴリズムに依存する。値α＝１は、勾配型（gradient）アルゴリズムあるいは射影型（projection）アルゴリズムに対して一般に適し、一方α＝３は、ＦＲＬＳ型アルゴリズムに適している。
【００３７】
可変忘却因子λ_t（α＝３で式（５）によって定義される）のみを実行する適応アルゴリズムの例は、次の式（１０）から（１５）によって与えられる指数（関数）型”忘却”を伴うＲＬＳ（再帰的最小２乗：recursive least squares）アルゴリズムである。すなわち、
・初期設定：
【数２９】

$$R_{L,0}^{-1} = c \cdot I_L$$

ここで、ｃは正の実数であり、I_Lは、Ｌ×Ｌの大きさの単位行列である。
【００３８】
・x_tおよびy_tの取得、x_tの格納
・カルマン（Kalman）ゲインの計算
――中間ベクトル$K_{L,t}$と中間スカラー$k_{L,t}$の計算
【数３０】

$$K_{L,t} = R^{-1}_{L,t-1} \cdot X_{L,t} \qquad (10)$$

【数３１】

$$k_{L,t} = \lambda_t + \langle K_{L,t}, X_{L,t} \rangle \qquad (11)$$

－－カルマンゲインの計算
【数３２】

$$C_{L,t} = -\frac{1}{k_{L,t}} K_{L,t} \qquad (12)$$

【００３９】
・自己相関マトリックスの逆マトリックスの更新
【数３３】

$$R^{-1}_{L,t} = \frac{1}{\lambda_t}\left(R^{-1}_{L,t-1} - \frac{1}{k_{L,t}}\|K_{L,t}\|^2\right) \qquad (13)$$

・フィルタリング
【数３４】

$$e_t = y_t - \langle H_{L,t-1}, X_{L,t} \rangle \qquad (14)$$

・適応
【数３５】

$$H_{L,t} = H_{L,t-1} - e_t \cdot C_{L,t} \qquad (15)$$

【００４０】
上では、時間的アルゴリズムを参照したが、本発明は、周波数領域のアルゴリズム、すなわち、信号が周波数領域に変換され（例えば、フーリエ変換により）、プログラマブルフィルタによって周波数領域でフィルタにかけられ、次に、逆フーリエ変換によって時間領域に戻されるものにも同様に適用可能である。この場合、入力信号x_tは、フーリエ変換あるいは副帯（sub-band）フィルタリングによって獲得される、元の信号の周波数成分に対応し、パワー$P1_t$，$P2_t$は対応するパワーを表す。このように獲得された係数μ_tおよび／またはλ_tは、種々の周波数成分に関して一般的に異なるということが留意される。
【００４１】
図２は、図１を参照して記載されたタイプの適応識別装置１６を組み込んでいる適応エコーキャンセラを示している。このエコーキャンセラは、手で持つ必要のない（ハンド・フリー）電話装置に関するものである。入力信号x_tは、このハンド・フリー装置のスピーカ（拡声器）１１に指向された前方信号である。観察信号y_tは、このハンド・フリー装置のマイクロフォン１３によって集められた帰還信号である。この観察信号y_tは、前記前方信号のエコーである成分z_tと、雑音とスピーカによって伝達された音声とを包む可能性のある外乱成分b_tとを包含している。識別されるべきシステムは、エコーパスあるいはスピーカ１１とマイクロフォン１３との間のパスから構成されている。
【００４２】
適応エコーキャンセラに対する適用において、適応識別システム１６は、前方信号x_tが音声的に活性であるか不活性であるかを示す音声活性（度）検出器３０(voice activity detector)を含んでいる。そのような音声活性検出器は、従来、エコーキャンセラの中に用いられている。ユニット２２は、前進信号x_tが音声活性を保証するときにのみ、識別フィルタ１８を更新する。
入力信号x_tのパワー$P1_t$を推定するために、ユニット２４は、時定数が大きさ$\gamma = 1 - 1/L$に関連する、指数（関数）型窓(exponential window)を用いる。
【数３６】

$$P1_t = \gamma \cdot P1_{t-1} + x_t^2 \qquad (16)$$

あるいは、
【数３７】

$$P1_t = \gamma\, P1_{t-1} + (1-\gamma) x_t^2 \qquad (16')$$

ここで、x_tは、瞬時ｔにおける入力信号のサンプルを表す。

【００４３】
同じ指数型窓が、推定量Ｐ２$_t$を計算するために、ユニット２６によって使用され得る。Ｐ２$_t$が観察信号のパワーの推定量を表すならば、このパワーは、次のように与えられる。
【数３８】

$$P2_t = \gamma \cdot P2_{t-1} + y_t^2 \qquad (17)$$

あるいは、
【数３９】

$$P2_t = \gamma \cdot P2_{t-1} + (1-\gamma) y_t^2 \qquad (17')$$

この場合、ｙ$_t$は、瞬時ｔにおける帰還信号のサンプルである。
もしも、推定Ｐ２$_t$が観察信号の外乱成分のパワーを表すならば、ユニット２６は、同じ式（１７）あるいは（１７’）を実行するが、その実行は、音声活性検出器３０が、前方信号が音声的に不活性であるということを示している瞬時においてのみ行われる。
【００４４】
上述のエコーキャンセラは、重複音声現象（局所的な音声がエコー信号に重畳される場合）に対して比較的強力であるという有利さを持っている。重複音声状態は、パワー推定量Ｐ２$_t$が増加することにつながり、これ故に、適応ステップサイズμ$_t$の値が低減されることにつながる。このように、適応ステップサイズμ$_t$の自動的な調整は、特にこういった重複音声状態の検出を不可欠とすることなく、重複音声状態における適応の重要性を制限することを可能にする。研究室の試験において、重複音声状態における本エコーキャンセラの良い性能が確認されている。
【００４５】
実際のところ、このエコーキャンセラは、通常のように、特定の信号処理装置（シグナル・プロセッサ、ＤＳＰ）をプログラムすることにより製作可能である。さらにそれは、この用途に専用の特定用途向け集積回路（ＡＳＩＣ）によって製造してもよい。
発明者達は、エコーキャンセラにおける本発明による適応識別方法によってもたらされた性能の改良を確認することができた。例えば、観察信号の外乱成分のパワーを表すＰ２$_t$、および、８ｋＨｚのサンプリング周波数に対するパラメータａ＝ｃ＝２０，ｄ＝Ｌ＝２５６の選択とともに、関係式（３）および（４）に従って適応ステップサイズμ$_t$および忘却因子λ$_t$を変化させることによって、２次のＡＰＡアルゴリズムが、特に強い周囲雑音があるときに、固定の適応ステップサイズを用いる同じアルゴリズムと比較して、エコーの減衰の著しい増加を与える（ＥＲＬＥ：“Echo Return Loss Enhancement”)ということを観察できる。
【００４６】
さらに、発明者達は、重複音声状態において得られたエコーキャンセラの動作に対する外乱は、固定の適応ステップサイズを使用した場合よりも少ないということを確認した。このことは、例えば、観察信号のパワーを表すＰ２$_t$、および、８ｋＨｚのサンプリング周波数に対するパラメータａ＝２．５，ｃ＝１０，ｄ＝８０，Ｌ＝２５６の選択とともに、

関係式（３）および（４）に従って適応ステップサイズμ_tと忘却因子λ_tとを変化させることによる、２次のＡＰＡアルゴリズムにおいて観察される。

【００４７】

本発明による適応識別のための方法および装置は、雑音に影響された環境における適応識別システムの性能の改良を可能にする。ここに示された技術は、雑音の特徴が時間とともに変化する環境における、これらのシステムの制御のためのパラメータの選択によってしばしば持ち出される問題を解決する。実際にしばしば遭遇するこれらの環境の中でも、窓が開いているときあるいは閉じられているとき、あるいは反対方向に進む車両とすれ違うときに、車両の内部で検知される雑音レベルの変化が挙げられる。

【００４８】

このパラメータの選択は、現在に至るまで、最も不利な条件を考慮することによって研究室で経験的に実行されていたということに留意することが重要である。本発明は、これらの同じパラメータが、遭遇した雑音条件の関数として、自動的かつ適応的に調節されるという点において相当の進歩をなす。

さらに、この装置は、重複音声状態におけるこれらの識別システムの性能を著しく向上させるのを可能にし、これらの識別システムに接続された制御機構を相当に簡略化している。

【００４９】

さらに、本発明による適応識別に対する方法および装置は、自動車での無線通信の関連における音響エコーキャンセルに対する用途において記載されたが、それらは任意の識別システムにおいても同様に用いることができる（伝播チャネルの均一化、電話技術のための電気的なエコーのキャンセル、製造管理のための自動工程制御など）。

上述された本発明の複数の用途分野は、それの主たる利点、すなわち、自動的かつ適応的な装置を通して獲得される適応識別に対するシステムの性能における非常に著しい改良、および、時間とともに雑音特性が変化する環境における改良を非常に高めることができる。

【００５０】

図３は、例えばハンド・フリー電話装置からなるところの、本発明を実行するもう一つの装置を示している。この装置は、それぞれ前方信号と帰還信号と呼ばれるデジタル信号x_t，y'_tを送受信すると考えられ、図１および２を参照して採用された記号が以下で与えられる（アナログ通信の場合、信号x_tおよびy'_t（添字ｔは連続するサンプリング瞬時ｔ＝０，１，２，・・・を示す）がデジタル形式で得られるように適切な変換器が備えられる）。

【００５１】

ここに示された例において、上記ハンド・フリー装置は、エコー発生システム１４の一部を形成するスピーカ１１とマイクロフォン１３とを含んでいる。

入力信号x'_tは、乗算器６６により、前方信号x_tに受信ゲインGr_tを印加することによって獲得される。入力信号x'_tは、変換器（ＤＡＣ）６８によってアナログに変換され、スピーカ１１に加える前に増幅される。

【００５２】

マイクロフォン１３によって得られた信号は、スピーカ１１によって出力された信号から発生するエコー成分z_tと、雑音および／または有用な信号（局所スピーカの音声）を含む可能性のある局所発生的成分b_tとを一般に有する。マイクロフォン１３からのこの信号は増幅され、デジタル観察信号y_tを生成するために変換器（ＡＤＣ）７０によってデジタル化される。

【００５３】

伝送ゲインGt_tは、帰還信号y'_tを生成するために、乗算器７２によって観察信号y_tに印加される。

受信ゲインと伝送ゲインとを決定するために、エコーキャンセラは、瞬時パワーを推定するための２つのユニット７４，７６と、適応変数μ_tを計算するためのユニット７８と、

ゲインを計算するためのユニット８０とを有している。図３に示される装置の場合、ユニット７４によって計算された推定量Ｐ１$_t$は、入力信号ｘ'$_t$のパワーの推定であり、ユニット７６によって計算された推定量Ｐ２$_t$は、観察信号ｙ$_t$のパワーの推定である。

【００５４】

瞬時ｔにおける入力信号ｘ'$_t$のパワーＰ１$_t$を推定するために、ユニット７４は、時定数がλ_1（$0 \leqq \lambda_1 < 1$）で示される指数型窓を用いる。すなわち、

【数４０】

$$P1_t=\lambda_1 \cdot P1_{t-1}+ x'^2_t \qquad (18)$$

あるいは、

【数４１】

$$P1_t=\lambda_1 \cdot P1_{t-1}+ (1-\lambda_1)\ x'^2_t \qquad (18')$$

この場合、ｘ'$_t$は、瞬時ｔにおける入力信号のサンプルを表す。

【００５５】

同じ型の指数型窓を、推定Ｐ２$_t$を計算するために、ユニット７６によって用いることができる。Ｐ２$_t$が観察信号ｙ$_t$のパワーの推定を表すならば、この推定は以下で与えられる。すなわち、

【数４２】

$$P2_t=\lambda_2 \cdot P2_{t-1}+ y_t^2 \qquad (19)$$

あるいは、

【数４３】

$$P2_t=\lambda_2 \cdot P2_{t-1}+ (1-\lambda_2)\ y_t^2 \qquad (19')$$

この場合、ｙ$_t$は、瞬時ｔおよび$0 \leqq \lambda_2 < 1$（λ_2はλ_1に等しいかまたは異なる）における入力信号のサンプルを表す。

【００５６】

図４のステップ５０は、ユニット７４および７６によって実行される動作を表している（式（１８’）および（１９’）の場合）。

ユニット７８は、推定量Ｐ１$_t$およびＰ２$_t$に基づいて、ゲインの値を決定するために用い

られる適応変数μ_tを計算する。このように、ユニット７８は、図４に示されたステップ５１から５３までを実行する。それは、先ず、パワー推定量$P1_t$がある閾値Ｔ（固定であっても適応性を有するものであってもよい）よりも大きいか否かを決定する。もしも、$P1_t > T$であれば、適応変数μ_tは、０に等しくされる。さもなければ、次に従って計算される。すなわち、

【数４４】

$$\mu_t = \frac{a}{c+d \cdot P2_t / P1_t}$$

この場合、ａ，ｃおよびｄは、正の定数を示す。

【００５７】

次に、ユニット８０は、変数μ_tの関数として、乗算器６６，７２に与えられるゲインGr_tおよびGt_tを計算する。最初の段階では、ユニット８０は、適応変数μ_tの減少関数ｆ（μ_t）の形で大きさｆを計算する。図４に示された例において（ステップ５４から５８まで）、この関数ｆ（μ_t）は、適応変数μ_tが第１の閾値Ｔ１よりも小さい場合は１に等しく、適応変数μ_tが第２の閾値Ｔ２よりも大きい場合は、β（１－α・μ_t）に等しく、適応変数μ_tが第１，第２の閾値Ｔ１，Ｔ２の間にある場合は、１－α・μ_tに等しい。パラメータαおよびβは、正の定数である。閾値Ｔ１およびＴ２は、固定であっても適応性を有するものであってもよい。定数βは、一般的に１より小さく、変数μ_tの小さな値を強調することを可能にし、このことは、パラメータａ，ｃおよびｄの選択におけるより大きな柔軟性を可能にしている。

【００５８】

指数型窓は、次に、以前に計算された大きさｆが時間的に平滑化される形式で、伝送ゲインGt_tを計算することを可能にする。従って、ステップ５９において、ユニット８０は、下記の形で瞬時ｔにおける伝送ゲインGt_tを計算する。すなわち、

【数４５】

$$Gt_t = \gamma \cdot Gt_{t-1} + (1-\gamma) \cdot f$$

この場合、γは、０と１との間の忘却因子である。

さらに、瞬時ｔにおける受信ゲインGr_tは、下記の式により計算される。すなわち、

【数４６】

$$Gr_t = 1 - \delta \cdot Gt_t,$$

ここで、δは、０と１との間の定数である。

【００５９】

上述の計算モードに関して、受信ゲインと伝送ゲインとは、音響エコーのエネルギに直接関連づけられており、このことは、適応方法においてエコーを減衰させること、および、言葉の始めと終わりを切り取ってしまう危険を低減させることを可能にする。

さらにまた、伝送ゲインGt_tの変化の範囲は、雑音レベルの減少関数となっており、このことは、離れた位置のスピーカにより喚起される雑音レベルの突然の変動の危険を相当に低減することを可能にする。

【００６０】

これらの有利点は、それらが音声活性検出器あるいは重複音声検出器に頼ることなく得られたということと、知られているエコーキャンセラにおいては、それらは複雑で、時には信頼性が不十分な要素であるということに留意されよう。

実際には、本発明による適応ゲインをもったエコーキャンセラは、通常のように、特定の信号処理装置（ＤＳＰ）をプログラムすることにより作製することができる。さらに、この用途に専用の特定用途向け集積回路（ＡＳＩＣ）によっても製造することができる。

【００６１】

もちろん、音声ピックアップが幾つかのマイクロフォンを使用する場合、および／または、音声再生が幾つかのスピーカを使用する場合は、パワーが推定される“入力信号”および“観察信号”は、マイクロフォンによって測定された信号、あるいは、スピーカに向けられた信号の線形的な組み合わせから構成される。

さらに、用いられる定数を適切に調整することによって、図３の点線の矢印によって示されるように、ユニット７４によって計算された推定量Ｐ１ｔは、入力信号x'_tのパワーよりもむしろ前方信号x_tのパワーに一致することが可能であり、ユニット７６によって計算された推定量$P2_t$は、観察信号y_tのパワーよりもむしろ帰還信号y'_tのパワーに一致することが可能である。

【００６２】

【実施例】

本発明者達は、本発明によるゲインをエコーキャンセラに適用する方法の良い性能を確認することができた。例証によれば、その方法は、無音および雑音においてのみエコーのみがある場合、および重複音声がある場合に良い性能を示し、次の数値が得られた。すなわち、以下のようである。

・種々のデジタル信号が、８ｋＨｚにおいて１６ビットでサンプリングされる
・λ_1＝０．９３７５、およびλ_2＝０．９９６１（ステップ５０）
・Ｔ＝１００，０００（ステップ５１）
・ａ＝１，ｃ＝２およびｄ＝４（ステップ５３）
・α＝２，β＝０．１，Ｔ１＝０．２，およびＴ２＝０．２５（ステップ５４から５８まで）
・γ＝０．９３７５およびδ＝０（ステップ５９）

【図面の簡単な説明】

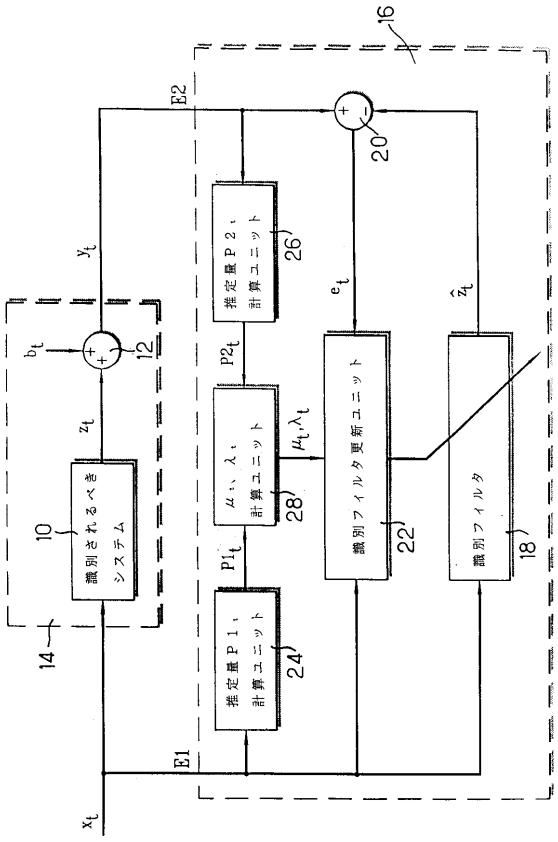
【図１】　本発明による適応識別のための装置の構成図である。
【図２】　本発明による適応エコーキャンセラの構成図である。
【図３】　本発明によるエコーキャンセラのもう一つの実施形態の構成図である。
【図４】　本発明に従ってゲインを適応させる方法のフローチャートである。

【符号の説明】

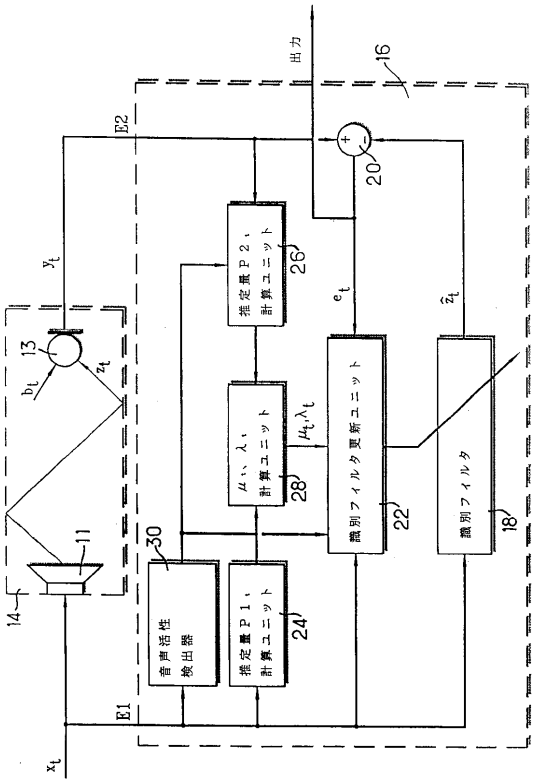
１０　　識別されるべきシステム
１１　　スピーカ
１２　　加算器
１３　　マイクロフォン
１４　　エコー発生システム
１６　　適応識別装置
１８　　識別フィルタ
２０　　減算器
２２，２４，２６，２８，７４，７６，７８，８０　　ユニット
３０　　音声活性検出器
５０～５９　　（フローチャートの）ステップ

６６　　乗算器
６８，７０　　変換器
７２　　乗算器

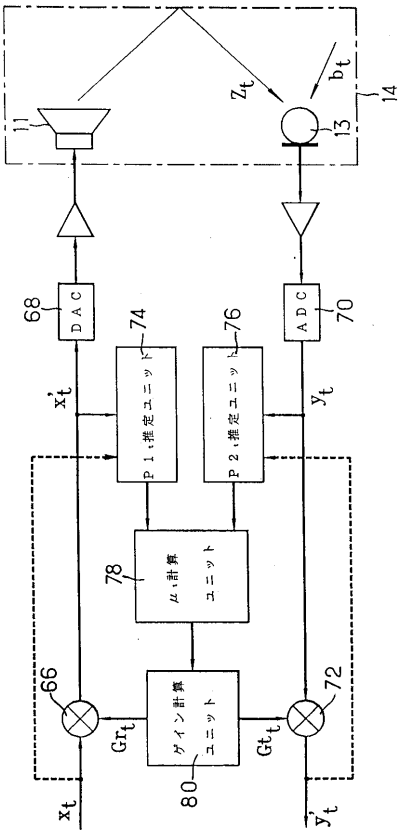
【図１】



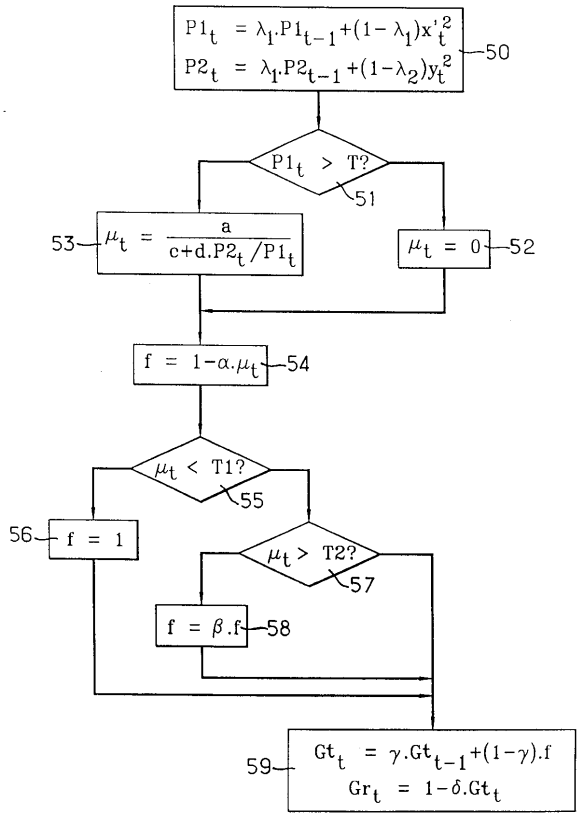
【図２】



【図３】


11
z_t
b_t
13
14
68
D A C
74
P 1 推定ユニット
76
P 2 推定ユニット
A D C
70
x'_t
y_t
78
μ 計算 ユニット
66
Gr_t
ゲイン計算 ユニット
80
Gt_t
72
x_t
y'_t

【図４】


$P1_t = \lambda_1 . P1_{t-1} + (1-\lambda_1) x'^2_t$
$P2_t = \lambda_1 . P2_{t-1} + (1-\lambda_2) y^2_t$
50
$P1_t > T?$
51
$\mu_t = \frac{a}{c + d . P2_t / P1_t}$
53
$\mu_t = 0$
52
$f = 1 - \alpha . \mu_t$
54
$\mu_t < T1?$
55
56
$f = 1$
$\mu_t > T2?$
57
$f = \beta . f$
58
$Gt_t = \gamma . Gt_{t-1} + (1-\gamma) . f$
$Gr_t = 1 - \delta . Gt_t$
59

フロントページの続き

(72)発明者　ピエール・デュアメル
フランス・９２１３０・イッシー・レ・ムリノー・リュ・ドュ・ジェネラル・ルクレーク・９
(72)発明者　アブデルクリム・ベナマール
フランス・７７５００・シェル・リュ・ドゥ・リルット・７

審査官　東　昌秋

(56)参考文献　特開平４－８１１３３（ＪＰ，Ａ）
特開昭６０－２４０２２６（ＪＰ，Ａ）
特開平７－１３１３８９（ＪＰ，Ａ）
特開平４－１１４０６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H04B　3/20-3/23
H03H　21/00
H04M　1/60
H04M　9/00-9/10