

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5016551号
(P5016551)

(45) 発行日 平成24年9月5日(2012.9.5)

(24) 登録日 平成24年6月15日(2012.6.15)

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

請求項の数 6 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2008-124002 (P2008-124002)	(73) 特許権者	000223182
(22) 出願日	平成20年5月9日(2008.5.9)		ティーオーエー株式会社
(65) 公開番号	特開2008-312199 (P2008-312199A)		兵庫県神戸市中央区港島中町7丁目2番1号
(43) 公開日	平成20年12月25日(2008.12.25)	(74) 代理人	110000556
審査請求日	平成23年1月26日(2011.1.26)		特許業務法人 有古特許事務所
(31) 優先権主張番号	特願2007-127349 (P2007-127349)	(72) 発明者	藤井 健作
(32) 優先日	平成19年5月11日(2007.5.11)		兵庫県姫路市書写台1-28-16
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	審査官	木下 直哉

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】

スピーカに供給される供給信号が該スピーカからマイクロホンへ回り込むことによって生成されるエコー信号を、該マイクロホンの出力信号から除去するエコーキャンセラであって、

該供給信号を参照信号として入力し、出力信号として疑似エコー信号を生成するフィルタ係数更新可能なFIR型の主適応フィルタと、

該マイクロホンの出力信号から該主適応フィルタが生成した疑似エコー信号を差し引くことによって主誤差信号を生成する主減算器と、

該供給信号を参照信号として入力して出力信号を生成するフィルタ係数更新可能なFIR型の副適応フィルタと、

副誤差信号を生成する副減算器とを備え、

該主適応フィルタは、適応アルゴリズムによって、該供給信号と該主誤差信号とに基づいて、該主誤差信号のパワーが最小化されるようにフィルタの係数を更新し、

該副適応フィルタは、適応アルゴリズムによって、該供給信号と該副誤差信号とに基づいて、該副誤差信号のパワーが最小化されるようにフィルタの係数を更新し、

該副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 は、該主適応フィルタのフィルタタップ数 I よりも小さく、

該副減算器は、該マイクロホンの出力信号から、該主適応フィルタの後半タップ出力値と該副適応フィルタのタップ出力値との加算値を差し引くことによって該副誤差信号を生

10

20

成し、

該主適応フィルタの後半タップ出力値は、該主適応フィルタにおいて、入力された参照信号を順次遅延させる遅延ライン上の I_1 番目よりも後段の各信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることによって得られる乗算値の総和であり、

該副適応フィルタのタップ出力値は、該副適応フィルタにおいて、入力された参照信号を順次遅延させる遅延ライン上の各信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることによって得られる乗算値の総和であり、

該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、該副誤差信号に基づいて更新する、エコーキャンセラ。

【請求項 2】

該主適応フィルタの適応アルゴリズムと該副適応フィルタの適応アルゴリズムとがいずれも学習同定法である、請求項 1 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 3】

該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、所定値と該供給信号ベクトルの加算ノルムとの乗算値を、該副誤差信号の平均パワーと該主適応フィルタのフィルタタップ数 I との乗算値で除した値に更新する、請求項 1 又は 2 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 4】

該主適応フィルタの適応アルゴリズムと該副適応フィルタの適応アルゴリズムとが、いずれもブロック実行型の学習同定法である、請求項 1 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 5】

該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、所定値と該供給信号ベクトルの加算ノルムとの乗算値を、該副誤差信号の平均パワーと該主適応フィルタのフィルタタップ数 I との乗算値で除した値に更新し、

該加算ノルムは、該ブロック実行型の学習同定法のブロック長 J における加算ノルムであり、

該平均パワーは、該ブロック長 J における平均パワーである、請求項 4 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 6】

該副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 が、該主適応フィルタのフィルタタップ数 I の略 4 分の 1 である、請求項 1 乃至 5 のいずれか一の項に記載のエコーキャンセラ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本願発明は、適応フィルタを用いたエコーキャンセラに関し、特に、エコー経路変動とダブルトークとの識別を行うことなく、適応フィルタのフィルタ係数を高速に収束させることができるエコーキャンセラに関する。

【背景技術】

【0002】

音響エコーキャンセラにおいて音響エコーの低減量が変動する要因は二つある。一つは参照信号として働く遠端話者音声のパワー変動、あと一つは外乱となる近端話者音声の重畳(ダブルトークと呼ばれる)である。このうち、前者の問題は適応アルゴリズムにブロック長制御を適用することによって解決される[非特許文献 1]。この適用によって適応フィルタの係数は無音声となる区間においても更新され、音響エコーの素早い低減が可能になる。問題は後者にあつて、その解決の難しさは、マイクロホンに入力する近端話者音声と音響エコーの識別が難しいことと、その両入力に対して正反対の制御が必要となることにある。一般には、この両入力の識別は遠端話者音声との相関強度の差を利用して行われる[非特許文献 2]。問題は、その相関の強弱が確率現象として現れるために識別誤りが避けられないこと、その正確な識別に時間がかかることである。そこで、この識別を素早く、また正確に行う手法として、識別パラメータを 2 次元に配置する方法も提案されている

10

20

30

40

50

[非特許文献3]。しかし、その手順は識別の正確さを期するあまり複雑になっており、また、小さなエコー経路変動の識別に要する時間が長いという問題もある。この識別の難しさに対して、その識別を要しない制御法も解の一つとなり得る。しかし、[非特許文献4]、[非特許文献5]では、大きなエコー経路変動に対して対応が遅れるという問題があり、識別を完全に不要とするまでには至っていない[非特許文献5]。さらに、この識別を行わない手法として係数を半固定とした適応フィルタを併用する方法も検討されている[非特許文献6]。これは係数を常時更新する適応フィルタと、係数が半固定のフィルタによって得られる残留エコーの大きさを監視し、前者による残留エコーが小さいと判断される場合に、その係数を半固定フィルタに転送することによって安定したエコー消去量を確保する方法である。問題は、ダブルトークのときに係数が更新されないこと、そのために収束が遅れることである。音響エコーキャンセラではダブルトークは常態であり、ダブルトークのときも適応フィルタの係数が更新されることが望ましい。

10

【0003】

なお、[16ビット固定少数点型DSPによる音響エコーキャンセラ]を示したものに[非特許文献7]があり、[トリクオンタイズドX-NLMSアルゴリズムの収束特性]を示したものに[非特許文献8]があり、[ノーマライズドリーストミンEE'アルゴリズムとその収束条件]を示したものに[非特許文献9]があり、[適応デジタルフィルタのブロック型実行]を示したものに[非特許文献10]があり、[EE'法の収束条件の導出と解析]を示したものに[非特許文献11]がある。

【非特許文献1】藤井健作，大賀寿郎，“音響エコーキャンセラに有用な無音声雑音区間における適応フィルタ係数の更新継続法，”電子情報通信学会論文誌(A)，vol. J78-A，no. 11，pp. 1403-1409，Nov. (1995)。

20

【非特許文献2】藤井健作，大賀寿郎，“エコー経路変動検出を併用するダブルトーク検出法，”電子情報通信学会論文誌(A)，vol. J78-A，no. 3，pp. 314-322(1995)。

【非特許文献3】張若愚，藤井健作，棟安実治，“ダブルトークとエコー経路変動検出に関する一検討，”電子情報通信学会技術研究報告，EA2003-146，Jan. (2004)。

【非特許文献4】藤井健作，大賀寿郎，“加算正規化LMS法におけるブロック長制御における収束時間の短縮，”電子情報通信学会論文誌(A)，vol. J80-A，no. 1，pp. 27-35，Jan. (1997)。

【非特許文献5】藤井健作，大賀寿郎，“音響エコーキャンセラのための推定誤差を所要値に保つ方法，”電子情報通信学会論文誌(A)，vol. J83-A，no. 2，pp. 141-151，Feb. (2000)。

30

【非特許文献6】羽田陽一，牧野昭二，田中雅史，島内末廣，小島順治，“音響エコーキャンセラ用デュオフィルタコントロールシステム，”1995電子情報通信学会総合大会，A-350，March (1995)。

【非特許文献7】J. Sakaguchi，T. Hoshino，K. Fujii and J. Ohga，“Acoustic echo canceller system materialized with a 16-bit fixed point processing type DSP，”IEICE Trans. Fundamentals，vol. E82-A，no. 12，pp. 2818-2821，Dec. 1999。

【非特許文献8】K. Fujii and Y. Tanaka，“Convergence property of triquantized-x NLMS algorithm，”IEICE Trans. Fundamentals，vol. E83-A，no. 12，pp. 2739-2742，Dec. 2000。

40

【非特許文献9】K. Fujii，M. Muneyasu，T. Hinamoto，and Y. Tanaka，“Normalized least mean EE' algorithm and its convergence condition，”IEICE Trans. Fundamentals，vol. E84-A，no. 4，pp. 984-990，April 2001。

【非特許文献10】G. A. Clark，S. K. Mitra，and S. R. Parker，“Block implementation of adaptive digital filter，”IEEE Trans. Circuits & Syst.，vol. CAS-28，no. 6，pp. 584-592，June 1981。

【非特許文献11】岩松祐輔，藤井健作，棟安実治，“EE'法の収束条件の導出と解析，”電子情報通信学会技術研究報告，EA2006-99，Jan. (2007)。

【発明の開示】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上述したとおり、エコー経路変動とダブルトークとを識別するタイプのエコーキャンセラにおいて問題となるのは、識別を素早く確実にを行うのが困難であること、ダブルトークのときに係数が更新されないこと、そのために収束が遅れることである。音響エコーキャンセラではダブルトークは常態であり、ダブルトークのときも適応フィルタの係数が更新されることが望ましい。

【0005】

本願発明の目的は、このような問題を解決することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記課題を解決するために、本願発明に係るエコーキャンセラは、スピーカに供給される供給信号が該スピーカからマイクロホンへ回り込むことによって生成されるエコー信号を、該マイクロホンの出力信号から除去するエコーキャンセラであって、該供給信号を参照信号として入力し、出力信号として疑似エコー信号を生成するフィルタ係数更新可能なFIR型の主適応フィルタと、該マイクロホンの出力信号から該主適応フィルタが生成した疑似エコー信号を差し引くことによって主誤差信号を生成する主減算器と、該供給信号を参照信号として入力して出力信号を生成するフィルタ係数更新可能なFIR型の副適応フィルタと、副誤差信号を生成する副減算器とを備え、該主適応フィルタは、適応アルゴリズムによって、該供給信号と該主誤差信号とに基づいて、該主誤差信号のパワーが最小化されるようにフィルタの係数を更新し、該副適応フィルタは、適応アルゴリズムによって、該供給信号と該副誤差信号とに基づいて、該副誤差信号のパワーが最小化されるようにフィルタの係数を更新し、該副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 は、該主適応フィルタのフィルタタップ数 I よりも小さく、該副減算器は、該マイクロホンの出力信号から、該主適応フィルタの後半タップ出力値と該副適応フィルタのタップ出力値との加算値を差し引くことによって該副誤差信号を生成し、該主適応フィルタの後半タップ出力値は、該主適応フィルタにおいて、入力された参照信号を順次遅延させる遅延ライン上の I_1 番目よりも後段の各信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることによって得られる乗算値の総和であり、該副適応フィルタのタップ出力値は、該副適応フィルタにおいて、入力された参照信号を順次遅延させる遅延ライン上の各信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることによって得られる乗算値の総和であり、該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、該副誤差信号に基づいて更新する。このエコーキャンセラにおいて、例えば、副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 を128とし、主適応フィルタのフィルタタップ数 I を512としてもよい。そしてこの場合は、主適応フィルタの後半タップ出力値を得るために、まず、主適応フィルタにおける129番目から512番目までの各遅延信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることにより、384個の乗算値を得る。そして、これら384個の乗算値を総和することにより主適応フィルタの後半タップ出力値を得ることができる。また、副適応フィルタのタップ出力値を得るためには、まず、副適応フィルタにおける1番目から128番目までの各遅延信号に、対応するフィルタタップ係数を乗ずることにより、128個の乗算値を得る。そして、これら128個の乗算値を総和することにより副適応フィルタのタップ出力値を得ることができる。

【0007】

上記エコーキャンセラにおいて、該主適応フィルタの適応アルゴリズムと該副適応フィルタの適応アルゴリズムとがいずれも学習同定法であってもよい。

【0008】

また、上記エコーキャンセラにおいて、該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、所定値と該供給信号ベクトルの加算ノルム P_n との乗算値を、該副誤差信号の平均パワーと該主適応フィルタのフィルタタップ数 I との乗算値で除した値 n に更新するようにしてもよい。ここで、所定値は適宜決定すればよいのであるが、

10

20

30

40

50

所要推定誤差 C_0 が決定されている場合は、その値 (C_0) を 2 倍した値 ($2C_0$) を該所定値としてもよい。

【0009】

また、上記エコーキャンセラにおいて、該主適応フィルタの適応アルゴリズムと該副適応フィルタの適応アルゴリズムとが、いずれもブロック実行型の学習同定法であってもよい。

【0010】

また、上記エコーキャンセラにおいて、該主適応フィルタは、そのフィルタ係数更新におけるステップサイズを、所定値と該供給信号ベクトルの加算ノルム P_n との乗算値を、該副誤差信号の平均パワーと該主適応フィルタのフィルタタップ数 I との乗算値で除した値 n に更新するようにし、該加算ノルムは、該ブロック実行型の学習同定法のブロック長 J における加算ノルムであり、該平均パワーは、該ブロック長 J における平均パワーであってもよい。ここで、所定値は適宜決定すればよいのであるが、所要推定誤差 C_0 が決定されている場合は、その値 (C_0) を 2 倍した値 ($2C_0$) を該所定値としてもよい。

【0011】

また、上記エコーキャンセラにおいて、該副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 が、該主適応フィルタのフィルタタップ数 I の略 4 分の 1 であってもよい。例えば、副適応フィルタのフィルタタップ数 I_1 を 128 とし、主適応フィルタのフィルタタップ数 I を 512 としてもよい。

【発明の効果】

【0012】

本願のエコーキャンセラによれば、副適応フィルタを別に用意し、そのフィルタ出力を用いて計算される残留エコーのパワーで主適応フィルタのステップサイズを制御することによって、エコー経路変動とダブルトークとを識別することなく、主適応フィルタのフィルタ係数を高速に収束させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

以下、本願発明の一実施形態たるエコーキャンセラを図面を参照しつつ説明する。

(1. 概要)

ここでは、[非特許文献 6] と [非特許文献 5] に示されている手法に以下の修正を加えることで、エコー経路変動とダブルトークの識別を要しないエコーキャンセラを実現する。本エコーキャンセラでは [非特許文献 5] で提案されている、残留エコーを外乱とみなしてステップサイズを制御する主適応フィルタと、ステップサイズを収束が最も早くなる値に固定した、タップ数が少ない副適応フィルタの二つを用意する。さらに、その副適応フィルタによって得られる残留エコーでステップサイズを制御する。これによってステップサイズは素早く減少する残留エコーで制御されることとなり、前者の適応動作が高速化される。一方、ダブルトークでは残留エコーは後者においても急増し、それによってステップサイズが小さく設定されて係数の乱れは防止される。

(2. 従来の制御法)

図1. は [非特許文献 5] で提案されている制御法を適用した音響エコーキャンセラの構造である。本検討は、この制御法を基本とする。また、この構造において適応フィルタの係数はブロック実行型学習同定法 [非特許文献 10] を用いて

【0014】

【数 1】

$$H_{n+1} = H_n + \rho_n \frac{\sum_{j=nJ+1}^{(n+1)J} e_j X_j}{\sum_{j=nJ+1}^{(n+1)J} X_j^T X_j} \quad (1)$$

10

20

30

40

【0015】

と更新される。ここで、 H_n は n 番目のブロックにおいて更新される適応フィルタの係数ベクトル、 n はステップサイズ、 j は時刻 (sample time index: サンプルタイムインデックス)、 J はブロック長、 e_j は残留エコー、 X_j は参照信号ベクトルである。この係数更新アルゴリズムに対してブロック長 J とステップサイズ n を制御することにより、推定誤差は参照信号のパワー変動やダブルトークに関係なく係数を常時更新しても所要の値 C_0 に向かって減少する [非特許文献 5]。

(2.1 ブロック長制御)

[非特許文献 5] では、ブロック長 J を次のように制御する。すなわち、定数 P_0 を定め、加算ノルム

【0016】

【数 2】

$$P_n = \sum_{j=nJ+1}^{(n+1)J} X_j^T X_j \quad (2)$$

【0017】

が

【0018】

【数 3】

$$P_n \geq P_0 \quad (3)$$

【0019】

となるまでブロック長 J を延長してから適応フィルタの係数を更新する。この制御が推定誤差を所要値 C_0 に維持する原理は、学習同定法において導かれている、推定誤差を規定する式

【0020】

【数 4】

$$C_0 = \frac{\mu_0}{2 - \mu_0} \frac{Q_0}{\sigma_x^2} \quad (4)$$

【0021】

にある。この式は、参照信号対外乱のパワー比が σ_x^2 / Q_0 であるときにステップサイズを μ_0 と定めれば推定誤差は上式から計算される C_0 まで減少することを示している。このことは同時に、外乱の平均パワー Q_0 が一定でも参照信号の平均パワー σ_x^2 が変動すれば推定誤差も反比例して変動することを表している。

【0022】

[非特許文献 5] では、この参照信号のパワーが変動しても推定誤差を一定に保つ制御法を見出すために、上式を

【0023】

10

20

30

40

【数5】

$$C_0 \approx \frac{\mu_0 Q_0}{2 \sigma_x^2} \quad (5)$$

【0024】

と近似している。このように近似しても、ステップサイズを通常選ばれる

【0025】

10

【数6】

$$0 < \mu_0 \leq 1$$

【0026】

の範囲に限定すれば、最大でも 1/2(3dB) 程度の差しか生じない。[非特許文献5]ではさらに学習同定法のステップサイズとブロック長 J_0 との間に

【0027】

20

【数7】

$$\rho_0 \approx \mu_0 J_0 \quad (6)$$

【0028】

なる関係があることを導いている。ここで、この関係を式(5)に代入すれば

【0029】

【数8】

30

$$C_0 \approx \frac{\rho_0 Q_0}{2 \sigma_x^2 J_0} = \frac{\rho_0 Q_0}{2 \sigma_x^2 J_0 I} \times I \quad (7)$$

【0030】

が得られる。但し、上式において $\sigma_x^2 J_0 I$ は式(1)のブロック長を J_0 としたときの加算ノルム P_n の平均である。また、 I は適応フィルタのタップ数である。この式は、参照信号のパワーが想定した σ_x^2 よりも小さくなってもブロック長 J_0 を延ばし、加算ノルム P_n が

40

【0031】

【数9】

$$P_0 = \sigma_x^2 \times I \times J_0 \quad (8)$$

【0032】

に等しくなったときに係数を更新すれば推定誤差は

【0033】

50

【数 1 0】

$$C_0 \approx \frac{\rho_0 Q_0}{2 P_0} \times I \quad (9)$$

【 0 0 3 4】

あるいは

【 0 0 3 5】

【数 1 1】

10

$$C_0 \approx \frac{\mu_0 J_0 Q_0}{2 P_0} \times I \quad (10)$$

【 0 0 3 6】

とにおいて一定の C_0 に維持されることを表している。

【 0 0 3 7】

ここで、このブロック長制御を実システムに適用するにあたって以下の注意が必要である。それは、静かな環境の下で音声採取された場合に無音声となる区間で参照信号のパワーが小さくなり、エコーがマイクロホンに達しないこともあり得ることである。この状態で係数更新を強行すれば適応フィルタの係数は乱れる[非特許文献 7]、[非特許文献 8]。この乱れを防ぐ一つの方法は参照信号の標本値ごとにその大きさを調べ、一定値以下のときは係数更新に利用しない制御を行うことである[非特許文献 7]、[非特許文献 8]。もう一つの方法は、最長ブロック長を定め、その最長ブロック長においても上記関係が満たされないときは、エコーがマイクロホンに達しないと判断して係数を更新しないことである。本ブロック長制御を実際のシステムに適用する際には、このいずれかの方法を適用する必要はある。

20

(2.2 ステップサイズ制御)

次に、音響エコーキャンセラによって低減される音響エコーの量変動するもう一つの要因であるダブルトークの発生時における制御法について説明する。本研究では式(9)に着目し、

30

【 0 0 3 8】

【数 1 2】

$$\rho_0 = \frac{2C_0 P_0}{Q_0 I} \quad (11)$$

【 0 0 3 9】

と変形する。ここで、ダブルトークが発生し、外乱のパワーが Q_0 から Q_n へと増加したとする。このときも推定誤差を C_0 に維持するためにはステップサイズは

40

【 0 0 4 0】

【数 1 3】

$$\rho_n = \frac{2C_0 P_0}{Q_n I} = \rho_0 \times \frac{Q_0}{Q_n} \quad (12)$$

【 0 0 4 1】

50

と小さくする必要がある。すなわち、このようにステップサイズを制御すれば推定誤差として所要値 C_0 が維持される。さらに、加算ノルムは実際には P_0 に一致するとは限らない。実際には係数更新を実行するときの加算ノルムは P_n となることからステップサイズは

【 0 0 4 2 】

【数 1 4】

$$\rho_n = \frac{2C_0 P_n}{Q_n I} \quad (13)$$

10

【 0 0 4 3 】

と計算する必要がある。

【 0 0 4 4 】

問題は、このステップサイズ制御のためには外乱のパワー Q_n を知る必要があることである。[非特許文献 5] では、その外乱のパワーを

【 0 0 4 5 】

【数 1 5】

$$Q_n = \sum_{j=nJ+1}^{(n+1)J} e_j^2 / J \quad (14)$$

20

【 0 0 4 6 】

と近似している。図1. は、この近似に従ってステップサイズを計算する構造を示している。しかし、この近似は、消し残ったエコーのパワーを Q_n に含む結果となり、エコー経路変動においてはステップサイズを必要以上に小さく与え、係数の収束を大きく遅らせる結果となる。本検討では、この問題を解決する方

策の一つを提案する。

【 0 0 4 7 】

また、ブロック長制御と同様、このステップサイズ制御を適用する際にも注意すべき点がある。それは外乱対参照信号の平均パワー比が所要の推定誤差 C_0 よりも小さくなった場合に上式から計算されるステップサイズが大きくなることである。例えば、加算ノルムが正確に P_0 となったときに係数が更新されたとして、ステップサイズは

【 0 0 4 8 】

【数 1 6】

$$\rho_n = 2J_0 C_0 \frac{\sigma_x^2}{Q_n} \quad (15)$$

40

【 0 0 4 9 】

と計算される。このうち、 Q_n / σ_x^2 は外乱対参照信号のパワー比である。従って、その外乱パワー Q_n が想定した以上に小さくなった場合は、 $C_0 \sigma_x^2 / Q_n$ が極端に大きくなる可能性がある。例えば、所要推定誤差を $C_0 = 0.001 (-30 \text{ dB})$ と設計しているときに外乱対参照信号の平均パワー比が -40 dB に減少したとすると、上式から計算されるステップサイズは $20 J_0$ となる。一方、学習同定法において設定されるステップサイズの上限は 1 であり、ブロック実行型学習同定法においては、その上限は J_0 である。すなわち、 $> J_0$ となる場合に適応フィルタの係数は発散する。本制御においては設定ス

50

ステップサイズに上限を設けておく必要がある。

(3. 提案制御法)

エコー経路変動に際してステップサイズを大きく与え、収束を高速化するためには、外乱のパワーに近似する Q_n から消し残ったエコーのパワー分を素早く排出する必要がある。ここでは、その排出を高速に行うために、収束を最適化する値にステップサイズを固定した適応フィルタを副適応フィルタとして別に用意し、その副適応フィルタが生成する残留エコー

【0050】

【数17】

\hat{e}_j

10

【0051】

のパワー

【0052】

【数18】

\hat{Q}_n

20

【0053】

を用いてステップサイズを制御する方法を提案する。その構造を図2に示す。但し、この構造において主適応フィルタのタップは前半と後半に分けられ、副適応フィルタのタップ数は主適応フィルタの前半のタップ数 I_1 として短く与えることにより、収束をさらに早めるようにしている。また、主適応フィルタの後半のタップ出力 u_j^b を副適応フィルタの出力 u_j^c に加えて減算することにより、残留エコー

【0054】

【数19】

\hat{e}_j

30

【0055】

が早い時期に飽和することを防いでいる。

【0056】

この構造において、タップ数を少なく設定した副適応フィルタの係数を、収束が最適となるステップサイズで更新すれば、主適応フィルタが生成する残留エコー e_j よりも、副適応フィルタの残留エコー

【0057】

【数20】

40

\hat{e}_j

【0058】

の方が早く減少することになる。この特性を利用し、その残留エコー

【0059】

【数 2 1】

$$\hat{e}_j$$

【0 0 6 0】

から

【0 0 6 1】

【数 2 2】

10

$$\hat{Q}_n = \frac{\sum_{j=nJ+1}^{(n+1)J} \hat{e}_j^2}{J} \quad (16)$$

【0 0 6 2】

を計算してステップサイズを

【0 0 6 3】

【数 2 3】

20

$$\rho_n = \frac{2C_0 P_n}{\hat{Q}_n I} \quad (17)$$

【0 0 6 4】

と制御すれば、収束の高速化が期待できる。

(3. 1 収束特性の比較)

図3 は収束特性の比較である。但し、このシミュレーションでは以下の条件を設定している。

30

(1) 未知系のインパルス応答の標本値：指数減衰する正規乱数

(2) 同標本数：512 .

(3) 主適応フィルタのタップ数：I = 512

(4) 副適応フィルタのタップ数：I₁ = 128

(5) 参照信号と外乱：白色雑音

(6) 参照信号對外乱のパワー比：- 4 0 dB

(7) 係数更新アルゴリズム：ブロック実行型学習同定法

(8) ブロック長：J₀ = 1 6 (固定)(9) 副適応フィルタの係数更新ステップサイズ：μ₀ = 1 6 (固定)(10) 主適応フィルタの係数更新ステップサイズの上限：μ₀ = 1 6

40

(11) 所要推定誤差：C₀ = 0 . 0 0 1 (- 3 0 dB)

図3(a) は副適応フィルタを用いない[非特許文献 5] の方法で得られた収束特性である。当然ながら、(a) では収束初期において残留エコーが大きいためステップサイズは小さく設定され、係数の収束は最も遅くなっている。

【0 0 6 5】

同図(b) は u_j^b を用いず、副適応フィルタの出力 u_j^c だけから残留エコーを

【0 0 6 6】

【数 2 4】

$$\hat{e}_j = d_j + n_j - u_j^c$$

【0067】

として生成し、そのパワーでステップサイズを制御したときの収束特性である。この場合

10

【0068】

【数 2 5】

$$\hat{e}_j$$

【0069】

は急速に減少して大きなステップサイズが設定され、その収束初期において収束が早まる。しかし、その後はタップ数が少なく設定されているために

【0070】

20

【数 2 6】

$$\hat{e}_j$$

【0071】

の減少が早くに飽和し、ステップサイズは小さい値に固定される。そのために収束速度は図(b)のように固定される。但し、ステップサイズが小さい値に固定されるために推定誤差は大きく減少する。

【0072】

30

同図(c)はこの

【0073】

【数 2 7】

$$\hat{e}_j$$

【0074】

の減少が早くに飽和することを防ぐために主適応フィルタの後半のタップ出力 u_j^b を副適応フィルタの出力 u_j^c に加えて残留エコーがさらに減少するように構成したときの収束特性である。この構成によって残留エコー

40

【0075】

【数 2 8】

$$\hat{e}_j$$

【0076】

は小さくなることができ、収束がさらに加速される。この結果から収束時間が約 1 / 7 に減少していることが分かる。

50

【 0 0 7 7 】

最後に、同図(d) は残留エコーのパワー Q_n と

【 0 0 7 8 】

【 数 2 9 】

$$\hat{Q}_n$$

【 0 0 7 9 】

を比較して小さい方を使ってステップサイズを制御した(図2) ときの収束特性である。こ 10
 のときの収束特性は(c) に一致する。それは残留エコーのパワーが

【 0 0 8 0 】

【 数 3 0 】

$$Q_n < \hat{Q}_n$$

【 0 0 8 1 】

となるまで主適応フィルタのステップサイズは常に 1 よりも小さいこと、そのために主適 20
 応フィルタの収束が遅れ、また、その収束まで

【 0 0 8 2 】

【 数 3 1 】

$$Q_n < \hat{Q}_n$$

【 0 0 8 3 】

となることなく、そのために e_j が選択されることがないからである。

(3. 2 所要推定誤差と参照信号対外乱パワー比)

本シミュレーションでは所要推定誤差を - 3 0 dB とし、参照信号対外乱のパワー比を 30
 - 4 0 dB としている。また、ブロック長を 1 6 としているので、推定誤差が - 3 0 dB ま
 で減少したときに計算されるステップサイズは上限の 1 6 に達する。従って、以後はステ
 ップサイズは 1 6 に固定されるために推定誤差は参照信号対外乱のパワー比 - 4 0 dB で
 飽和することになる。また、このステップサイズを上限の 1 6 に固定する処理によって主
 適応フィルタが与える残留エコー e_j と副適応フィルタが与える残留エコー

【 0 0 8 4 】

【 数 3 2 】

$$\hat{e}_j$$

40

【 0 0 8 5 】

が一致し、 Q_n と

【 0 0 8 6 】

【 数 3 3 】

$$\hat{Q}_n$$

【 0 0 8 7 】

50

を比較して小さい方を選択する(iv)においても(iii)と同じステップサイズが計算されることになる。これによって両収束特性が一致する。

【0088】

これに対して図4は所要推定誤差を $C_0 = 0.0001$ (-40dB)としたときの収束特性である。このように所要推定誤差を $C_0 = 0.0001$ と小さくすれば式(9)から計算されるステップサイズはさらに小さくなって収束が図3の結果よりも遅れる。一方、係数の収束後の推定誤差の大きさに(iii)と(iv)で差が生じている。この原因は残留エコーのパワーの分散にある。すなわち、副適応フィルタのステップサイズは1に固定されており、主適応フィルタのステップサイズは制御されている。さらに、所要推定誤差を $C_0 = 0.0001$ とおき、参照信号対外乱のパワー比を-40dBとおいているので、そのステップサイズは平均を16として制御される。その一方で、ステップサイズの上限を16とおいているので、その制御されたステップサイズの平均は16よりも小さくなる。これによって残留エコー e_j の方が小さくなり、ステップサイズの計算値は

【0089】

【数34】

$$\hat{e}_j$$

【0090】

と e_j の小さい方を選択する場合に大きくなる。そのために推定誤差は小さくならず、

【0091】

【数35】

$$\hat{e}_j$$

【0092】

だけで制御するときステップサイズが小さく与えられるので、推定誤差はさらに減少する。この点では(iii)の方が(iv)よりも望ましい制御法と言える。

(4. ダブルトーク時の特性)

最適なステップサイズ制御法を見出す上で、ダブルトークのときにその制御法で確保されるエコー消去量の大きさも判断材料の一つになる。ITU-T G.167ではダブルトークのときにエコー消去量の15dBまでの減少が許容される。この場合、所要推定誤差を $C_0 = 0.0316$ とおける。図5は $C_0 = 0.0316$ 、 $C_0 = 0.01$ (エコー消去量20dBに相当)、 $C_0 = 0.001$ (エコー消去量30dBに相当)とおいた制御法(iv)で得られた収束特性と、ステップサイズを16と固定して得られた収束特性との比較である。この収束特性が理想の収束速度を与える。ここで、制御法を前述で望ましいとした(iii)ではなく(iv)を用いてシミュレーションを行った理由は、所要推定誤差を外乱対参照信号のパワー比以上と設定する場合においては両方で収束特性が一致するため、どちらを用いても同じ結果が得られるためである。

【0093】

この図5に示す結果によれば、収束に要する時間は提案法(iv)の $C_0 = 0.001$ の場合で、ステップサイズを16と固定した理想の特性の約3.5、 $C_0 = 0.01$ で約1.5倍、 $C_0 = 0.0316$ で約1.2倍となっている。この結果から、提案法(iv)はITU-T G.167の規格に従えばエコー経路変動に対して理想特性にかなり近い特性を与えることが分かる。ここでは、この収束の最も遅い $C_0 = 0.001$ の場合について、その収束のさらなる高速化について検討を加える。

【0094】

問題はダブルトークのときの動作である。図6はステップサイズを16と固定し、推定

10

20

30

40

50

誤差が - 20 dB まで減少した時点で参照信号対外乱比が一時的に - 10 dB と増加したときも係数を更新し続けたときの収束特性である。当然ながら、係数を更新し続けたために推定誤差は - 10 dB まで増加している。この増加を防ぐためには、このステップサイズを 16 と固定する方法ではダブルトーク発生時点でエコー経路変動とダブルトークを識別し、ダブルトークならば係数更新を停止するか、その残留エコーに含まれる外乱の割合に合わせたステップサイズの制御が必要である。しかし、その割合が見出されるならばエコー経路変動とダブルトークの識別は不要である。ここでの提案は、その識別を不要とする制御法の提案である。

【0095】

これに対して図7 は提案法(iv) を適用して得られた収束特性である。但し、所要推定誤差を $C_0 = 0.001$ (エコー消去量 30 dB に相当) とおいている。但し、外乱を図6 と同様、推定誤差が - 20 dB まで減少した時点で参照信号対外乱比が一時的に - 10 dB となるように増加させている。明らかに、この提案法(iv) によればダブルトークの区間においても推定誤差は減少を続け、推定誤差 - 30 dB で飽和している。これは所要推定誤差を - 30 dB としたためである。その後、ダブルトークの終了とともに再び推定誤差が外乱対参照信号のパワー比 - 40 dB まで素早く減少している。このことから、本提案法によれば係数の収束中にダブルトークが発生する場合にも柔軟に対応できることが分かる。実システムではダブルトークが係数の収束後にしか起こらないという保証はない。このように係数の収束中に起こるダブルトークにも自動的に対処できる本提案法は、この点においてより実用的であると言える。

【0096】

図8 は提案法(iii) について図7と同様の条件で行ったシミュレーションの結果である。このようにダブルトークが発生したとき、副適応フィルタの係数は大きく乱れ、その係数の乱れ分だけ e_j よりも

【0097】

【数36】

$$\hat{e}_j$$

【0098】

の方が大きく増加する。提案法(iv) では

【0099】

【数37】

$$\hat{e}_j$$

【0100】

と e_j の小さい方を選択してステップサイズを制御するため、ステップサイズは(iv) よりも(iii) で小さくなり、ダブルトークの区間における収束速度は(iv)よりも低下する。この e_j と

【0101】

【数38】

$$\hat{e}_j$$

【0102】

の差は係数の収束後のダブルトークにおいても同様に生じる。すなわち、係数の収束後に

ダブルトークが発生したとき、係数の乱れによって

【 0 1 0 3 】

【 数 3 9 】

$$\hat{e}_j$$

【 0 1 0 4 】

の方が e_j よりも大きくなり、ステップサイズは小さく設定される。その結果、(iii) では推定誤差がさらに減少することになる。これは一見、望ましい特性のように思える。しかし、ダブルトークにおいて必要なエコー消去量は所要推定誤差 C_0 として設計されており、これ以上にエコーを低減する必要はない。実システムにとってダブルトークにおけるエコー消去量が設計値以上になることよりも、収束速度の向上の方が有用である。そこで、ここでは(iv) を提案法として以後の考察を行う。

10

(5. 音声による検証)

ここでは、音声を参照信号として提案法(iv) の有効性を検証する。このように参照信号を音声とした場合は、その自己相関の影響を小さく抑えるために最短ブロック長は短く設定して係数更新の頻度を高める必要がある。その一方で、ステップサイズ制御に必要な外乱パワー Q_n の算定を精度よく行うためにはブロック長を長く選ぶ必要がある。本検証では、外乱パワー Q_n の算定精度を優先して

20

(1) 最短ブロック長: $J_0 = 16$ とする。

【 0 1 0 5 】

次に、適応アルゴリズムを学習同定法とした場合、ステップサイズ μ はできるだけ 1 に近い値とすることが望ましい。しかし、音声を参照信号とした場合は、その自己相関の影響を無視できず、とくに学習同定法をブロック実行型とする場合はステップサイズを小さく設定する必要がある。[非特許文献 3] によれば、ステップサイズ μ は 0.1 程度とする必要がある。ここでは提案法の有効性を

(2) ステップサイズの上限: $\mu_0 = 1/8$ ($\mu_0 = \mu_0 J_0 = 2.0$ に相当)として検証する。

【 0 1 0 6 】

30

本制御のために設定が必要な残る定数は所要推定誤差 C_0 、参照信号對外乱の平均パワー比、係数更新を決定する閾値 P_0 である。本検証ではまず、

(3) 所要推定誤差: $C_0 = 0.001$ (エコー消去量 30 dB に相当)

(4) 参照信号: CD-ROM から読み出した音声 + 白色雑音(対音声のパワー比で -30 に相当)

(5) 外乱: 白色雑音

(6) 参照信号對外乱の平均パワー比: 30 dB

とする。次に、これらを式(10)の変形式

【 0 1 0 7 】

【 数 4 0 】

40

$$P_0 \approx \frac{\mu_0 J_0 Q_0}{2 C_0} \times I \quad (18)$$

【 0 1 0 8 】

に代入すれば。上の条件(6) から $Q_0 = 0.001 \times x^2$ となるので

【 0 1 0 9 】

【数 4 1】

$$P_0 \approx \frac{2}{2} \cdot \frac{0.001\sigma_x^2}{0.001} \times I = \sigma_x^2 \times I \quad (19)$$

【0 1 1 0】

と得られる。すなわち、

$$(7) \text{ 更新決定閾値 } P_0 = \sigma_x^2 I$$

とする。その他の条件は図3 と同じである。

10

【0 1 1 1】

図9 はステップサイズを最速の $\mu_0 = 2$ に固定した、理想とする収束特性と提案法(iv) で得られる収束特性の比較である。図10 の上段に参照信号として用いた音声波形を示す。この結果によれば、提案法は収束特性は理想特性と比べてわずかに遅い程度である。その理由は[非特許文献 1] に示されているように参照信号を音声とした場合、推定誤差の減少は遅れてもエコー消去量は素早く増加することにある。すなわち、図11 から分かるように残留エコー

【0 1 1 2】

【数 4 2】

20

 \hat{e}_j

【0 1 1 3】

は音声の場合に素早く減少し、そのことによって計算されるステップサイズが大きくなる。

【0 1 1 4】

図12 は、この残留エコーから計算されるステップサイズである。この結果を見れば収束の初期においてこそ音声区間でステップサイズが小さく設定されているものの、急速に大きくなっていることが分かる。また、無音声区間において残留エコーが小さくなり、ステップサイズも上限の 2 となっていることも収束の高速化に効果的となっている。これはブロック長制御によって無音声となる区間においても係数を更新することに利点でもある。

30

【0 1 1 5】

図13 は本提案法(iv) がダブルトークに対しても安定して推定誤差を減少させ得ることを確認するシミュレーションの結果である。明らかに、本提案法では推定誤差はダブルトークのときも安定して減少していることが分かる。図10 の下段の波形はダブルトークとして付加した近端話者音声の波形である。

(6. まとめ)

ここではタップ数の少ない副適応フィルタを別に用意し、そのフィルタ出力を用いて計算される残留エコーのパワーでステップサイズを制御することによって従来の手法[非特許文献 5] よりも収束を高速化できることを示した。また、音声を参照信号とする場合は収束を最速化するステップサイズを与えた場合とほぼ同様の収束特性が得られることをシミュレーションで確認した。これによって音響エコーキャンセラの実現の障害となっていたエコー経路変動とダブルトークの識別問題が解決されたことになる。

40

【0 1 1 6】

今後は実際にシステムを構築して本提案法の有効性を実証する予定である。また、この収束のさらなる高速化に向けて提案されている適応アルゴリズム[非特許文献 9] を適用し、その効果もまた確認する予定である。

【産業上の利用可能性】

50

【0117】

本願のエコーキャンセラによれば、エコー経路変動とダブルトークとを識別することなく、主適応フィルタのフィルタ係数を高速に収束させることができるので、電気通信装置の技術分野において利用できる。

【図面の簡単な説明】

【0118】

【図1】従来の制御法を適用した音響エコーキャンセラの構造図である。

【図2】本発明に係るシステムの構造図である。

【図3】収束特性の比較を示す図である。

【図4】収束特性の比較を示す図である。

【図5】ステップサイズを16と固定したときの収束特性との比較を示す図である。

【図6】ダブルトークが収束特性に与える影響を示す図である。

【図7】ダブルトークが収束特性に与える影響を示す図である。

【図8】ダブルトークが収束特性に与える影響を示す図である。

【図9】音声を参照信号としたときの本件発明との比較を示す図である。

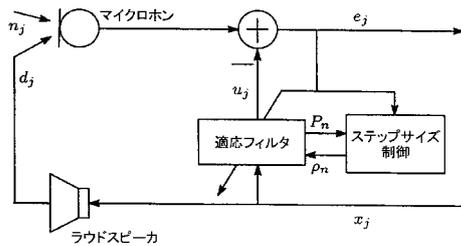
【図10】遠端話者音声と近端話者音声の波形図である。

【図11】音響エコーと残留エコーの波形図である。

【図12】ステップサイズの推移を示す図である。

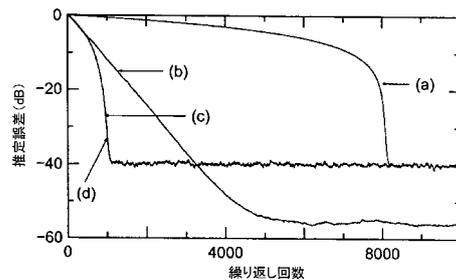
【図13】ダブルトークのときの収束特性を示す図である。

【図1】



従来の制御法を適用した音響エコーキャンセラの構造

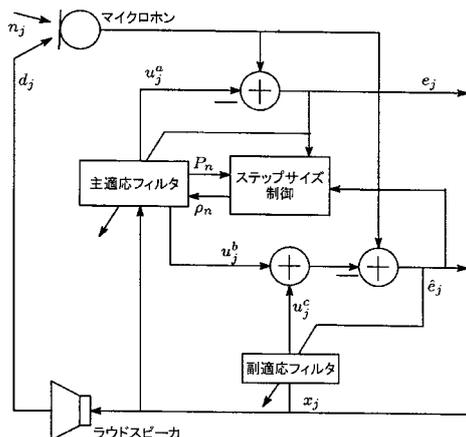
【図3】



収束特性の比較

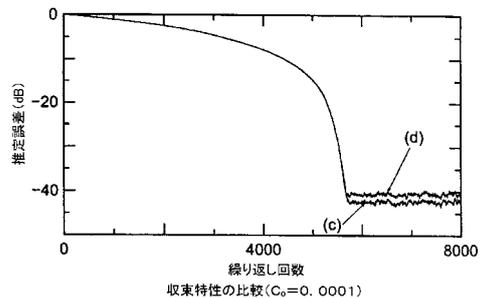
- (a) 非特許文献5の方法
- (b) 副適応フィルタだけで生成した残留エコーからステップサイズを計算する方法
- (c) 図2の残留エコー \hat{e}_j からステップサイズを計算する方法
- (d) 図2の残留エコー \hat{e}_j と e_j の小さい方からステップサイズを計算する方法

【図2】



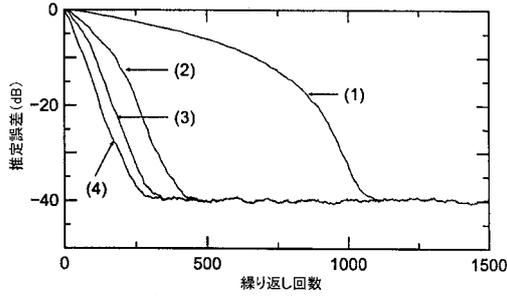
提案システムの構造

【図4】



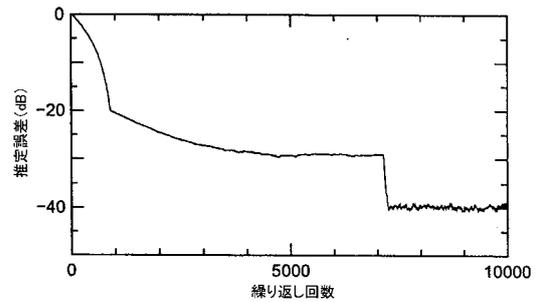
収束特性の比較 (C₀=0.0001)

【図5】



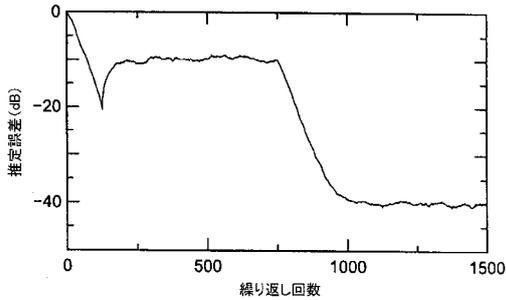
ステップサイズを16と固定したときの収束特性との比較
(1) $C_0=0.001$, (2) $C_0=0.01$, (3) $C_0=0.0316$, (4) $\rho=16$ 固定

【図7】



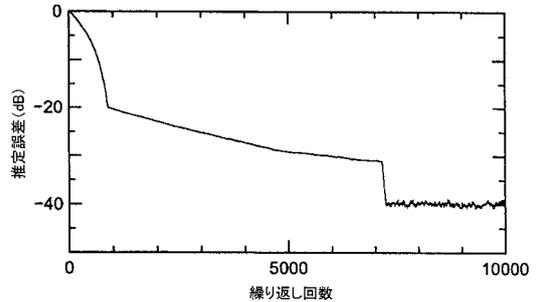
ダブルトークが収束特性に与える影響2

【図6】



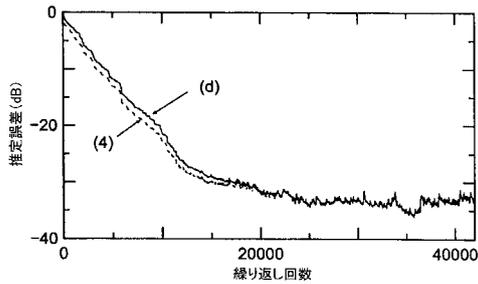
ダブルトークが収束特性に与える影響1

【図8】



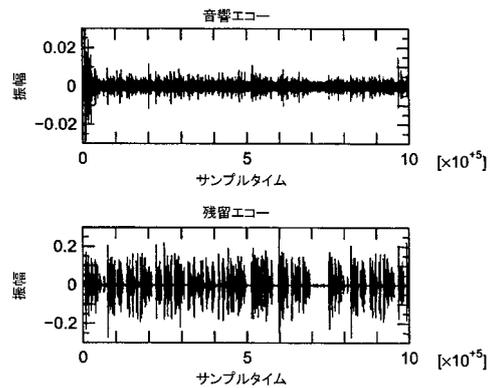
ダブルトークが収束特性に与える影響3

【図9】



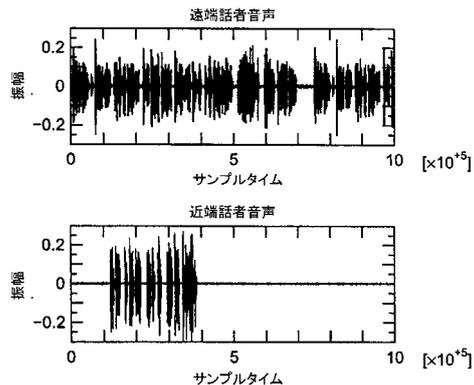
音声を参照信号としたとき提案法との比較

【図11】



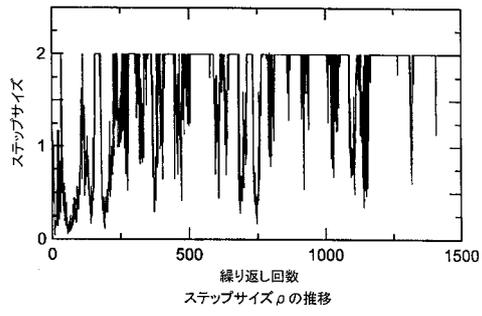
音響エコーと残留エコー \hat{e}_j の波形

【図10】

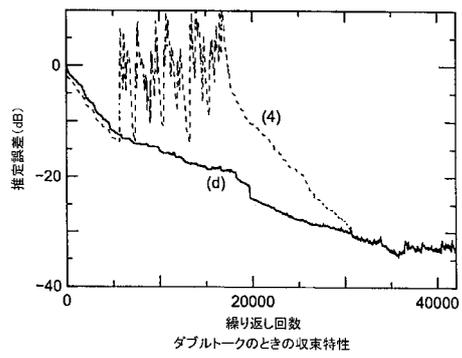


遠端話者音声と近端話者音声の波形

【図12】



【図13】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平11-027099(JP,A)
特開平07-176991(JP,A)
国際公開第2005/024787(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

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