

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2006年5月11日 (11.05.2006)

PCT

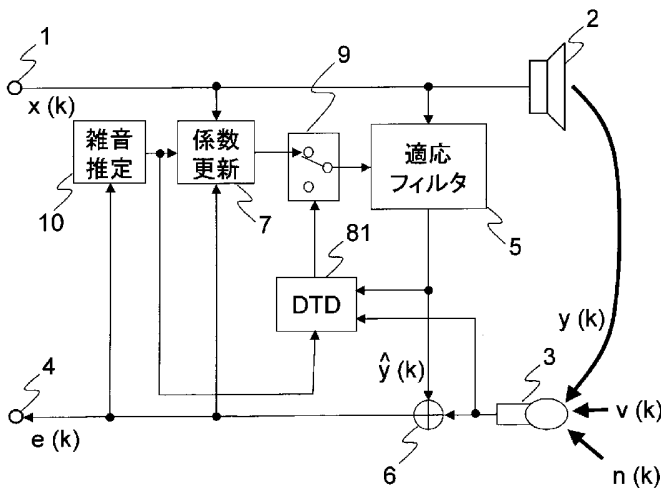
(10) 国際公開番号  
WO 2006/049260 A1

- (51) 国際特許分類:  
H04R 3/02 (2006.01) H04M 1/60 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2005/020319
- (22) 国際出願日: 2005年11月4日 (04.11.2005)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願2004-323908 2004年11月8日 (08.11.2004) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電気株式会社 (NEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 杉山 昭彦 (SUGIYAMA, Akihiko) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 宇高 克己 (UDAKA, Katsuki); 〒1010025 東京都千代田区神田佐久間町1-1-4 第二東ビル5階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL PROCESSING METHOD, SIGNAL PROCESSING DEVICE, AND SIGNAL PROCESSING PROGRAM

(54) 発明の名称: 信号処理の方法、信号処理の装置および信号処理用プログラム



10 NOISE ESTIMATION  
7 COEFFICIENT UPDATING  
5 ADAPTIVE FILTER

(57) Abstract: A signal processing device includes an adaptive filter (5), a noise estimation circuit (10), and a double talk detection circuit (81) and operates so that the double talk detection circuit (81) detects a double talk by using the estimated noise obtained by the noise estimation circuit (10). The signal processing device further includes noise estimation means and detects a double talk by using an estimated noise, a microphone signal, and pseudo-echo. An echo removal method and device detect a double talk by using a reliability coefficient expressed as continuous values between 0 and 1. By using continuous values instead of two values 0 and 1, it is possible to reduce the affect of a detection error.

(57) 要約: 適応フィルタ5と、雑音推定回路10と、ダブルトーク検出回路81とを備え、雑音推定回路10によって得られた推定雑音を用いてダブルトーク検出回路81がダブルトーク検出を行うように動作する。雑音推定手段を備え、推定雑音とマイクロフォン信号と擬似エコーを用いてダブル

[続葉有]



WO 2006/049260 A1



IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),  
OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML,  
MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

---

トークを検出する。本発明のエコー除去の方法および装置は、0と1の間の連続値で表される信頼係数を用いてダブルトークを検出する。0と1の2値の代わりに連続値を用いることによって、検出誤りの影響を小さくすることができる。

## 明 細 書

信号処理の方法、信号処理の装置および信号処理用プログラム

技術分野

- [0001] 本発明は信号処理の方法、信号処理の装置および信号処理用プログラムに関し、特にエコーやノイズなどの妨害信号に重畳された雑音が存在する環境において高い妨害信号除去能力を提供することができる信号処理の方法、信号処理の装置および信号処理用プログラムに関する。

背景技術

- [0002] 目的とする信号に重畳された妨害信号として、通信回線の2線/4線変換回路において発生する回線エコー、音響信号を再生するスピーカとマイクロフォンの間に生じる音響結合によって生じる音響エコー、目的信号を捕捉するマイクロフォンにおいて混入する背景雑音や他人の音声などの妨害信号がある。
- [0003] 2線/4線変換回路の4線側において送信側から受信側へ漏れ込むエコーを除去する技術として、例えば、非特許文献1に記載されているエコーキャンセラが知られている。エコーキャンセラは、エコー経路のインパルス応答長に等しいか又はこれを越える数のタップ係数を有する適応フィルタを用いて、送信信号に対応した擬似エコー（エコー・レプリカ）を生成することにより、2線/4線変換回路の4線側において送信回路から受信回路へ漏れ込むエコーを抑圧するように動作する。
- [0004] 一方、同様の原理で、音響信号を再生するスピーカとマイクロフォンの間に生じる音響結合によって生じる音響エコーを除去する技術として、非特許文献2に記載されている音響エコーキャンセラが知られている。音響エコーキャンセラは、エコー経路のインパルス応答長に等しいか又はこれを越える数のタップ係数を有する適応フィルタを用いて、送信信号に対応した擬似エコー（エコー・レプリカ）を生成することにより、スピーカとマイクロフォンの間に生じる音響結合によってスピーカからマイクロフォンへ漏れ込むエコーを抑圧するように動作する。
- [0005] これらのエコーキャンセラにおいて、適応フィルタの各タップ係数は、エコーと受信信号の混在する混在信号から擬似エコーを差引いて得られる誤差信号と送信信号と

の相関をとることにより修正される。このような適応フィルタの係数修正アルゴリズムの代表的なものとして、非特許文献1に記載されているLMSアルゴリズムと非特許文献3に記載されている正規化LMS (NLMS) アルゴリズムが広く用いられている。

[0006] 図12は、従来の音響エコーキャンセラの一構成例を示したブロック図である。入力端子1に供給された参照信号 $x(k)$ は、スピーカ2に伝達されて、音響信号として音響空間に放射される。ここに $k$ は時間を表す添字である。近端音声信号 $v(k)$ を捕捉するためのマイクロフォン3は、同時にスピーカ2が放射する音響信号によって生じたエコー $y(k)$ も合わせて捕捉し、減算器6に伝達する。

[0007] 参照信号 $x(k)$ は同時に適応フィルタ5にも供給されており、その出力として擬似エコー $y(k)$ ハットが得られる。この $y(k)$ ハットを減算器6に供給し、マイクロフォン3から供給される信号から差し引くことによって、エコーが除去された信号 $e(k)$ が得られる。

[0008] 
$$e(k) = v(k) + y(k) - y(k)\text{ハット} \cdots (1)$$

によって得られた $e(k)$ は、出力として、出力端子4に伝達される。式(1)において、 $y(k) - y(k)$ ハットは、残留エコーと呼ばれる。

[0009] 前述のLMSアルゴリズムを仮定すれば、適応フィルタ5の $m$ 番目の係数 $w_m(k)$ は、次式に従って更新される。

[0010] 
$$w_m(k+1) = w_m(k) + \mu \cdot e(k) \cdot x_m(k) \cdots (2)$$

$N$ 個の係数全てに関する式(2)を行列形式で表せば、

[0011] 
$$W(k+1) = W(k) + \mu \cdot e(k) \cdot X(k) \cdots (3)$$

となる。ここに、 $W(k)$ と $X(k)$ はそれぞれ次式で与えられる。

[0012] 
$$W(k) = [w_0(k) \ w_1(k) \ \cdots \ w_{N-1}(k)]^T \cdots (4)$$

[0013] 
$$X(k) = [x_0(k) \ x_1(k) \ \cdots \ x_{N-1}(k)]^T \cdots (5)$$

係数更新回路7は、参照信号 $x(k)$ とエコー消去信号 $e(k)$ を受け、式(2)の右辺第二項を計算する。適応フィルタ5は、係数更新回路7から供給される式(2)の右辺第二項を受けて、係数を更新する。一方、NLMSアルゴリズムでは式(3)の代わりに、式(6)に従って係数の更新が行われる。

[0014] 
$$W(k+1) = W(k) + (\mu / N \sigma_x^2) \cdot e(k) \cdot X(k) \cdots (6)$$

$\sigma_x^2$ は適応フィルタ5に入力される参照信号 $x(k)$ の平均電力である。 $N \sigma_x^2$ はステ

ップ・サイズ  $\mu$  の値を前記平均電力に反比例させ、安定な収束を行なわせるために用いられる。 $N \sigma_x^2$  を求めるためにはいくつかの方法があるが、例えば過去  $N$  サンプルの  $x^2(k)$  を全て加算することによって求めることができる。

[0015] 式(1)に示すように、エコーが除去された信号  $e(k)$  は係数更新に必要な残留エコー  $y(k) - \hat{y}(k)$  ハットに加えて、近端音声信号  $v(k)$  を含む。 $v(k)$  は、係数更新に対する妨害信号として働き、残留エコーと比較して相対的に無視できないときには、係数更新を破綻させることもある。このため、一般的にダブルトーク検出回路8を用いて近端音声  $v(k)$  の存在を検出し、その結果を用いて係数更新を制御する。ダブルトーク検出回路8の出力はスイッチ9に伝達されており、ダブルトークが検出されたとき(近端音声が存在するとき)に、係数更新回路7から適応フィルタ5に至る回路を開くことによって、係数更新を一時的に停止する。

[0016] ダブルトーク検出の第一の従来例が特許文献1に開示されている。第一の従来例では、マイクロフォン信号と誤差信号から計算されるエコー消去量が第一の閾値以下のときはマイクロフォン信号と参照信号のレベル比較でダブルトークを検出し、第一の閾値以上の場合は参照信号とマイクロフォン信号の相互相関を用いてダブルトークを検出する。しかし、あらゆる場合に対して、あらかじめ適切な閾値を設定することは容易でない。

[0017] 第二の従来例が、特許文献2に開示されている。第二の従来例では、誤差信号の自己相関と参照信号の自己相関を用いてダブルトークを検出する。この構成ではエコーキャンセラ本体が多重化されており、複数の適応フィルタ出力に対応した複数の誤差信号のパワー比較を行う。このため、複数の適応フィルタが必要となり、演算量が増加する。

[0018] 第三の従来例が、特許文献3に開示されている。第三の従来例では、複数の適応フィルタ係数の組を必要とするために、所要メモリ量が増大するという問題がある。

[0019] 第四の従来例が、特許文献4に開示されている。第四の従来例では、誤差と参照信号のパワー比、マイクロフォン信号と参照信号のパワー比、または誤差と擬似エコーのパワー比を閾値と比較することでダブルトークと系変動を区別なく検出し、さらに誤差と擬似エコーの相関を擬似エコーパワーで正規化した値を閾値と比較し、ダブル

ルトークを検出する。

- [0020] 第五の従来例が、特許文献5に開示されている。第五の従来例は、複数マイクロフォンで捕捉した信号の相関または共分散を用いたダブルトーク検出である。このため、複数のマイクロフォンを必要とし、単一マイクロフォンを有するシステムには適用できない。
- [0021] 第六の従来例が、特許文献6に開示されている。第六の従来例は、参照信号とマイクロフォン信号のパワー差でダブルトーク検出を行う。音響系では、一般にエコー経路利得が未知であり、検出閾値の設定に困難がある。
- [0022] 第七の従来例が、特許文献7に開示されている。第七の従来例では、マイクロフォン信号と擬似エコーの相互相関と擬似エコーの自己相関との比を閾値と比較してダブルトーク検出を行う。マイクロフォン信号には背景雑音が含まれており、前記閾値を背景雑音の性質に応じて適切に設定しなければならない。このため、閾値の設定に困難がある。
- [0023] 第八の従来例が、特許文献8に開示されている。第八の従来例では、参照信号とマイクロフォン信号の分析パラメータの変動に関する相互相関でダブルトーク検出を行う。参照信号とマイクロフォン信号の分析パラメータを求めなければならないために、演算量が増加するという問題がある。
- [0024] 第九の従来例が、特許文献9に開示されている。第九の従来例では、誤差の飽和頻度と誤差パワーを用いてダブルトーク検出を行うが、飽和閾値設定に困難がある。
- [0025] 第十の従来例が、特許文献10に開示されている。第十の従来例では、参照信号とマイクロフォン信号のパワー比にマージンを加算した値と閾値を比較してダブルトークを検出する。このため、検出性能がマージンに依存し、マージンの決定が困難である。
- [0026] 第十一の従来例が特許文献11に、第十二の従来例が特許文献12にそれぞれ開示されている。これらの従来例は、どちらも二つのマイクロフォンを用いており、単一マイクロフォンを装備したシステムには適用できない。
- [0027] 第十三の従来例が、特許文献13に開示されている。第十三の従来例では、マイクロフォン信号の自己相関、擬似エコーの自己相関、両者の相互相関をもって定義さ

れる行列式の値を閾値と比較してダブルトークを検出する。しかし、行列式の値は環境によって変動し、閾値設定に困難がある。

[0028] 参照信号とマイクロフォン信号の正規化相互相関ベクトルを用いたダブルトーク検出の一例が、非特許文献4に開示されている。

[0029] 非特許文献4では、ダブルトーク検出に参照信号 $x(k)$ とマイクロフォン信号 $m(k)$ の正規化相互相関ベクトル $c_{xm}$ を用いる。

[0030] [数1]

$$\mathbf{c}_{xm}(k) = (\sigma_m^2 \mathbf{R}_{xx})^{-0.5} \mathbf{r}_{xm} \cdots (7)$$

ここに、 $\sigma_m^2$ は $m(k)$ の分散、 $\mathbf{r}_{xm} = \mathbf{R}_{xm}$ は $x(k)$ と $m(k)$ の相互相関、 $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{E}[X(k)X^T(k)]$ は参照信号 $x(k)$ の自己相関行列、 $\mathbf{E}[\cdot]$ は、数学的期待値を表す演算子、 $\mathbf{h}$ はスピーカ2からマイクロフォン3に至る音響経路のインパルス応答で

[0031]  $\mathbf{h}(k) = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_{N-1}]^T \cdots (8)$

である。ただし、マイクロフォン信号に含まれる近端音声と参照信号、並びに背景雑音と参照信号は無相関であると仮定している。

[0032] ダブルトーク検出の判定変数 $\xi$ は、 $\sigma_m^2$ がスカラーであることに注意して $|c_{xm}|$ を用いれば、

[0033] [数2]

$$\xi = \sqrt{|c_{xm}|^2} = \sqrt{\mathbf{r}_{xm}^T (\sigma_m^2 \mathbf{R}_{xx})^{-1} \mathbf{r}_{xm}} = \sqrt{\frac{\mathbf{r}_{xm}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xm}}{\sigma_m^2}} \cdots (9)$$

となる。 $\xi$ が1より小さい値をとるときに、ダブルトークと判定する。

特許文献1:特開平3-218150号公報

特許文献2:特開平6-13940号公報

特許文献3:特開平6-14100号公報

特許文献4:特開平7-226793号公報

特許文献5:特開平7-250397号公報

特許文献6:特開平7-264103号公報

特許文献7:特開平7-288493号公報

特許文献8:特開平7-303070号公報

特許文献9:特開平10-41858号公報

特許文献10:特開平11-215033号公報

特許文献11:特開2000-324233号公報

特許文献12:特開2004-40161号公報

特許文献13:特開2004-517579号公報

非特許文献1:「1985年、アダプティブ・シグナル・プロセッシング(Adaptive Signal Processing), 1985, Prentice-Hall Inc., USA」

非特許文献2:「1999年7月、アコースティック・エコー・コントロール(Acoustic Echo Control), アイ・イー・イー・イー・シグナル・プロセッシング・マガジン (IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE, PP.42-69, JUL, 1999)、42~69ページ」

非特許文献3:「1985年、アダプティブ・フィルタ(Adaptive Filters), 1985, Kulwer Academic Publishers, USA」

非特許文献4:「2000年3月、アイ・イー・イー・イー・トランザクションズ・オン・スピーチ・アンド・オーディオ・プロセッシング (IEEE TRANSACTIONS ON SPEECH AND AUDIO PROCESSING, PP.168-172, MAR, 2000)、168~172ページ」

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0034] 式(9)の $\xi$ を計算するためには、根号内の相互相関や自己相関を求めなければならない。非特許文献4では、適応フィルタ5が収束していることを想定して、

[0035] [数3]

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xm} = \mathbf{h} = \mathbf{W}(\mathbf{k}) \cdots (10)$$

と近似し、さらに

[0036] [数4]



$$\hat{\mathbf{r}}_{xm}(k) = \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{X}(k-j) \hat{y}(k-j) \cdots \quad (11)$$

によって計算することが、実際的な相関の推定方法として開示されている。式(5)から $\mathbf{X}(k)$ は $N$ 次元ベクトルであるから、式(11)の計算を行うためには、1サンプリング周期あたり、 $M$ 乗算と $MN$ 加算が必要である。非特許文献4は $M$ の値を500、 $N$ を2048としており、ダブルトーク検出に必要な演算量が多くなるという問題がある。

[0037] また、式(9)の $\xi$ が、シングルトークでも1にならない可能性がある。それは、マイクロフォン信号 $m(k)$ に含まれる雑音成分 $n(k)$ の影響が、式(9)では考慮されていないからである。すなわち、式(9)の分母には雑音成分 $n(k)$ が含まれるが、分子には参照信号 $x(k)$ と音響経路のインパルス応答である $h$ の情報だけしか含まれない。したがって、 $n(k)$ が大きくなるにつれて、シングルトークのときの $\xi$ は1から減少することになる。分母は近端音声 $v(k)$ のパワーから増大するが、分子は影響を受けない。このため、非特許文献4のダブルトーク検出では、シングルトークをダブルトークと検出して必要な係数更新の頻度が減少し、エコー除去性能が劣化する。

[0038] さらに、これまでのダブルトーク検出では係数更新制御を0と1のいずれかで制御していたので、0と1の間の判定誤りの影響が大きく、性能劣化につながる可能性があった。

[0039] そこで、本発明は上記課題に鑑みて発明されたものであって、その目的は、検出精度が高く、検出誤りの影響が小さく、演算量が少ないダブルトーク検出機能を備えたエコー除去の方法および装置を提供することにある。

#### 課題を解決するための手段

[0040] 上記課題を解決する第1の発明は、エコー、近端信号、雑音を含む信号を入力信号とし、前記入力信号と参照信号をフィルタリング処理してエコー信号を推定し、前記入力信号から前記推定されたエコー信号を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関を求め前記フィルタリング処理の係数を更新するエコー除去方法において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用

いて前記混在信号に含まれる近端信号を推定し、前記推定された近端信号に応じて前記係数更新を制御することを特徴とする。

- [0041] 上記課題を解決する第2の発明は、適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するエコー除去方法において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を検出し、前記近端信号の有無に応じて2つの離散値を定め、前記2つの離散値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とする。
- [0042] 上記課題を解決する第3の発明は、適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するエコー除去方法において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を検出して、検出の信頼度に対応した連続な値を求め、前記連続の値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とする。
- [0043] 上記課題を解決する第4の発明は、適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するノイズ除去方法において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号を検出して、検出の信頼度に対応した値を求め、前記信頼度に対応した値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とする。
- [0044] 上記課題を解決する第5の発明は、複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を第1の適応フィルタ群で処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成し、前記目的ブロック信号を第2の適応フィルタ群で処理することによって擬似妨害信号を生成し、前記混在信号を固定フィルタ群で処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成

し、前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引くことによって妨害信号を除去するように動作する信号処理方法において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号を検出して、検出の信頼度に対応した値を求め、前記信頼度に対応した値に応じて前記第1及び第2の適応フィルタ群の係数更新程度を適応的に制御することを特徴とする。

[0045] 上記課題を解決する第6の発明は、参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタと、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する減算器と、前記減算器出力と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新回路を少なくとも含むエコー除去装置において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と、前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を選択的に前記適応フィルタに伝達するスイッチとを有することを特徴とする。

[0046] 上記課題を解決する第7の発明は、参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタと、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する減算器と、前記減算器出力と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新回路を少なくとも含む構成のノイズ除去装置において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と、前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算器とを有することを特徴とする。

[0047] 上記課題を解決する第8の発明は、複数のマイクロフォンと、前期複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成する第1の適応フィルタ群と、前記目的ブロック信号を処理することによって擬似妨害信号を生成する第2

の適応フィルタ群と、前記混在信号を処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成する固定フィルタ群と、前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引く減算器を少なくとも含む信号処理装置において、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と、前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算器とを少なくとも具備し、前記ダブルトーク検出回路の出力に対応して前記第1及び第2の適応フィルタ群の係数更新を適応的に制御することを特徴とする。

- [0048] 上記課題を解決する第9の発明は、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を検出することを特徴とするダブルトーク検出方法である。
- [0049] 上記課題を解決する第10の発明は、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路とを有することを特徴とするダブルトーク検出装置である。
- [0050] 上記課題を解決する第11の発明は、参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタ処理と、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する処理と、前記減算処理結果と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新処理と、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出処理と、前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算処理とをコンピュータに実行させるためのプログラムである。
- [0051] 上記課題を解決する第12の発明は、参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタ処理と、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記

適応フィルタの出力を減算する処理と、前記減算処理結果と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新処理と、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出処理と、前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算処理とをコンピュータに実行させるためのプログラムである。

[0052] 上記課題を解決する第13の発明は、複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成する第1の適応フィルタ処理と、前記目的ブロック信号を処理することによって擬似妨害信号を生成する第2の適応フィルタ処理と、前記混在信号を処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成する固定フィルタ処理と、前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引く減算処理と、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出処理と、前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算処理と、前記ダブルトーク検出処理結果に対応して前記第1及び第2の適応フィルタ処理の係数更新を適応的に制御する処理とをコンピュータに実行させるためのプログラムである。

[0053] 本発明のエコー除去の方法および装置は、雑音推定手段を備え、推定雑音とマイクロフォン信号と擬似エコーを用いてダブルトークを検出する。擬似エコーとマイクロフォン信号から得られた情報を推定雑音で補正してダブルトークを検出することによって、本発明の目的を達成することができる。さらに、本発明のエコー除去の方法および装置は、0と1の間の連続値で表される信頼係数を用いてダブルトークを検出する。0と1の2値の代わりに連続値を用いることによって、検出誤りの影響を小さくすることができる。

#### 発明の効果

[0054] 第1の効果は、高いエコー除去能力を達成できることにある。その理由は、マイクロ

フォン信号に混入する雑音を推定し、推定雑音で補正した情報を用いてダブルトークを検出し、正確な係数更新制御を行うことができるためである。

[0055] 第2の効果は、演算量を削減できることにある。その理由は、ダブルトーク検出に複雑な行列またはベクトル演算を使用しないためである。

[0056] 第3の効果は、検出誤りの影響を小さくできることにある。その理由は、ダブルトーク検出に0と1の間の連続値で表される信頼度係数を使用するためである。

### 図面の簡単な説明

[0057] [図1]本発明の最良の形態および実施例1および実施例2の構成を示すブロック図である。

[図2]本発明の実施例3を示すブロック図である。

[図3]本発明の実施例4を示すブロック図である。

[図4]本発明の実施例5を示すブロック図である。

[図5]本発明の実施例6を示すブロック図である。

[図6]本発明の実施例7を示すブロック図である。

[図7]本発明の実施例8を示すブロック図である。

[図8]本発明の実施例9の構成を示すブロック図である。

[図9]本発明の実施例10の構成を示すブロック図である。

[図10]本発明の実施例11の構成を示すブロック図である。

[図11]本発明の実施例12の構成を示すブロック図である。

[図12]従来例の構成を示すブロック図である。

### 符号の説明

- [0058] 1 入力端子  
 2 スピーカ  
 3、3<sub>0</sub>、3<sub>1</sub>、3<sub>2</sub>、3<sub>3</sub>…3<sub>M-1</sub> マイクロフォン  
 4 出力端子  
 5 適応フィルタ  
 6 減算器  
 7 係数更新回路

8、81、82、821 ダブルトーク検出回路

9、822 スイッチ

10、11 雑音推定回路

12 固定ビームフォーマ

13 ブロッキング行列

14 多入力キャンセラ

91 乗算器

823 係数変化評価回路

824 情報統合回路

発明を実施するための最良の形態

[0059] 次に、発明を実施するための最良の形態について図面を参照して詳細に説明する。

図1を参照すると、本発明の第1の実施の形態は、適応フィルタ5と、減算器6と、雑音推定回路10と係数更新回路7とスイッチ9とダブルトーク検出回路81を含む。適応フィルタ5と、減算器6と、雑音推定回路10と係数更新回路7とスイッチ9の動作に関しては、既に従来例として図12を参照して説明した通りである。雑音推定回路10は、誤差を受けて雑音を推定する。ダブルトーク検出回路81は、擬似エコー、マイクロフォン信号、及び推定雑音を受けて、ダブルトークを検出する。

実施例 1

[0060] ダブルトーク検出回路81には、マイクロフォン信号 $m(k)$ と擬似エコー $y(k)$ ハットが供給されている。これらの信号を用いてダブルトークを検出する手続きは、次の通りである。

式(9)に $r_{xm} = R_{xx}^{-1} h$ を適用すると、式(12)が得られる。

[0061] [数5]

$$\xi = \sqrt{\frac{\mathbf{h}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h}}{\sigma_m^2}} \dots \quad (12)$$

式(10)の近似、すなわち $h=W(k)$ を用い、 $E[h^T X(k)] = E[y(k)\text{ハット}]$ に注意すると、次式を得る。

[0062] [数6]

$$\xi(k) = \sqrt{\frac{E[\hat{y}(k)^2]}{\sigma_m^2}} \cdots \quad (13)$$

ここに、 $\xi$ は時変となるので、 $k$ の関数とした。式(13)の計算は、根号内の分子に対して1乗算、同じく分母に対して1乗算である。実際は、 $\sigma_m^2$ はマイクロフォン信号 $m(k)$ の平均パワーであり、

[0063] [数7]

$$\sigma_m^2(k) = \sum_{j=0}^{M-1} m^2(k-j) \cdots \quad (14)$$

で求める。式(14)は $m^2(k)$ の移動平均なので、過去の値に対して、実質的には $m^2(k)$ の加算と $m^2(k-M)$ の減算から計算できる。すなわち、2加算が必要となる。

[0064] また、 $E[y(k)^2\text{ハット}]$ も同様に

[0065] [数8]

$$E[\hat{y}(k)^2] = \sum_{j=0}^{M-1} \hat{y}^2(k-j) \cdots \quad (15)$$

で求める。従って、式(14)と同様に2加算が必要となる。以上説明したように、式(13)の $\xi(k)$ を計算するためには、2乗算、4加算に加えて根号開平演算が必要となる。このために、非特許文献4に開示された方式と比較して、少ない演算量で同等の性能を得ることができる。

[0066] 式(14)の計算に用いるマイクロフォン信号 $m(k)$ は、



[0067]  $m(k) = y(k) + v(k) + n(k) \cdots (16)$

と表すことができる。y(k)、v(k)、n(k)がそれぞれ無相関であれば、

[0068]  $E[m^2(k)] = E[y^2(k)] + E[v^2(k)] + E[n^2(k)] \cdots (17)$

が成立する。 $E[m^2(k)] = \sigma_m^2(k)$ 、 $E[y^2(k)] = \sigma_y^2(k)$ 、 $E[v^2(k)] = \sigma_v^2(k)$ 、 $E[n^2(k)] = \sigma_n^2(k)$ とおけば、

[0069]  $\sigma_m^2(k) = \sigma_y^2(k) + \sigma_v^2(k) + \sigma_n^2(k) \cdots (18)$

となる。シングルトークでは $v(k) = 0$ なので、

[0070]  $\sigma_m^2(k) = \sigma_y^2(k) + \sigma_n^2(k) \cdots (19)$

である。すなわち、式(13)の分母は、 $E[n^2(k)] = \sigma_n^2(k)$ の影響を受ける。これに対して、式(13)の分子にはn(k)に関する情報が含まれていない。従って、本来1となるべきシングルトーク時の $\xi(k)$ は、雑音パワーが大きいほど、1から離れた小さな値になる。

[0071] 本発明では、雑音の影響を防ぐために、雑音を推定し、その値で式(13)を補正する。推定雑音を $\hat{n}(k)$ ハットとすると、推定雑音によって補正された $\xi(k)$ は、式(20)で与えられる。

[0072] [数9]

$$\xi(k) = \sqrt{\frac{E[\hat{n}^2(k)] + E[\hat{y}^2(k)]}{\sigma_m^2(k)}} \cdots (20)$$

本発明では、ダブルトーク検出回路81で、式(20)の $\xi(k)$ を計算する。推定雑音パワー $\hat{n}^2(k)$ ハットは雑音推定回路10から供給する。

[0073] 雑音推定回路10には、誤差信号e(k)が供給されている。雑音推定回路10は、

[0074]  $\hat{n}^2(k) \text{ハット} = \text{Ave}[e^2(k)] \cdots (21)$

に従って、推定雑音パワー $\hat{n}^2(k)$ ハットを計算する。ここに、Ave[・]は平均を求めるための演算子である。平均値演算としては、式(14)、(15)に示した移動平均や、

[0075]  $\hat{n}^2(k+1) \text{ハット} = \delta_n \cdot \hat{n}^2(k) \text{ハット} + (1 - \delta_n) \cdot e^2(k) \cdots (22)$

で表される1次漏れ積分を用いることができる。ここに $\delta_n$ は平均化の時定数である。

[0076]  $e(k) = y(k) - \hat{y}(k) + v(k) + n(k) \cdots (23)$

なので、 $v(k) = 0$ かつ残留エコーが十分小さいときだけ、式(21)を計算して $\hat{n}^2(k)$ ハットを更新する。

[0077]  $v(k) = 0$ を評価するためには、 $e(k)$ の瞬時自己相関をその平均値で正規化して得られる、正規化瞬時自己相関を用いることができる。隣接サンプル間瞬時相関の平均値を $\rho_0(k)$ とすれば、 $\rho_0(k)$ は次式で計算することができる。

[0078]  $\rho_0(k+1) = \delta_a \rho_0(k) + (1 - \delta_a) \cdot e(k)e(k-1) \cdots (24)$

ここに、 $\delta_a$ は平均化の時定数である。 $\rho(k)/\rho_0(k)$ で与えられる正規化瞬時自己相関を閾値 $\gamma$ と比較して、小さいときだけ式(21)を計算し、それ以外は値を保持する。これは、 $e(k)$ の自己相関が小さいときに相当する。 $e(k)$ に近端音声 $v(k)$ が含まれていたり、残留エコーが大きいときには $e(k)$ の自己相関が大きいので、 $v(k) = 0$ かつ残留エコーが十分小さいときだけ、式(20)を計算して $\hat{n}^2(k)$ ハットを更新することができる。

[0079] 式(22)に示した1次漏れ積分において、平均化時定数 $\delta_n$ の選択は重要である。 $\delta_n$ が大きいと推定雑音の雑音に対する追従性が悪いが高精度な推定が可能となり、反対に $\delta_n$ が小さいと追従性が良いが推定精度が劣化する。このトレードオフに対処するために、 $\delta_n$ を適応制御することも可能である。一般的には、雑音推定の初期に比較的大きな値の $\delta_n$ を用い、推定雑音が実際の雑音(の平均値)に近づくにつれて、 $\delta_n$ の値を小さくすることが望ましい。

[0080]  $\delta_n$ の適応制御には、推定雑音の時間に対する傾き(グラディエント)に関する情報を用いることができる。推定雑音が真の雑音の平均値に近づくとき、前記傾きは小さくなる。すなわち、前記傾きが大きいときには $\delta_n$ の値を大きく、小さいときには $\delta_n$ の値を小さくすることで、 $\delta_n$ の値を適切に制御することができる。前記傾きを、推定雑音の変化(隣接サンプル差分)で近似することもできる。

[0081] 前記傾きを用いて $\delta_n$ の値を制御するためには、前記傾きの符号を用いることができる。推定雑音が真の雑音の平均値に十分近づいたときには、前記傾きは正と負の値をほぼ同じ確率でとる。従って、前記傾きの符号を一定時間観測し、その偏りに従って $\delta_n$ の値を制御することができる。一例として、前記傾きの連続する二つの符号を

比較し、これらが同じときには  $\delta_n$  の値を大きくし、異なるときには小さくする方法があげられる。連続する二つの符号の代わりに、一定時間における正負符号の発生確率を比較して、これを  $\delta_n$  の値を制御する指標として用いることもできる。

[0082] 擬似エコー  $\hat{y}(k)$  ハットがエコー  $y(k)$  を、推定雑音  $\hat{n}(k)$  ハットが雑音  $n(k)$  を十分に近似するという仮定のもとに、式(17)を式(20)の分母に適用すると、

[0083] [数10]

$$\xi(k) = \begin{cases} 1 & v(k) = 0 \\ \sqrt{\frac{E[\hat{n}^2(k)] + E[\hat{y}^2(k)]}{E[n^2(k)] + E[y^2(k)] + E[v^2(k)]}} & v(k) \neq 0 \end{cases} \cdots (25)$$

エコー  $E[y^2(k)]$  が雑音  $E[n^2(k)]$  より十分大きく、 $E[\hat{y}^2(k)]$  が  $E[y^2(k)]$  ハットで、 $E[n^2(k)]$  が  $E[n^2(k)]$  ハットで近似できるとすれば、式(25)から(26)が得られる。

[0084] [数11]

$$\xi(k) = \begin{cases} 1 & v(k) = 0 \\ \sqrt{\frac{1}{1 + E[v^2(k)] / E[\hat{y}^2(k)]}} & v(k) \neq 0 \end{cases} \cdots (26)$$

すなわち、 $\xi(k)$  はシングルトークのときに1となり、ダブルトークのときはエコーと近端音声の比で定まる1より小さい値となる。従って、 $\xi(k)$  が1以外のときにダブルトークであると判定し、スイッチ9を開いて係数更新を行わない。

## 実施例 2

[0085] 実施例2では、 $\xi(k)$  に時変の閾値を適用する。式(26)から、ダブルトークのときの  $\xi(k)$  の値は、近似的に近端信号パワーとエコーパワーの比に依存する。このため、近端信号パワーとエコーパワーを推定することができれば、ダブルトークのときの  $\xi(k)$  の値を求めることができる。エコーパワーは、擬似エコーパワーで近似すれば、逐次求めることができる。近端信号パワーは、式(21)と同様に、

[0086]  $v^2(k)$  ハット = Ave[ $e^2(k)$ ]  $\cdots$  (27)

で計算することができる。Ave[ $\cdot$ ]としては、式(14)、(15)に示した移動平均や、

[0087]  $v^2(k+1)\text{ハット} = \delta_v \cdot v^2(k)\text{ハット} + (1 - \delta_v) \cdot e^2(k) \dots (28)$

で表される1次漏れ積分を用いることができる。ここに  $\delta_v$  は平均化の時定数である。

$\delta_v$  に関しても、 $\delta_n$  と同様の適応制御を用いることができる。

式(23)から明らかのように、残留エコーと雑音が十分小さいときだけ、式(28)を計算して  $v^2(k)\text{ハット}$  を更新する。このようにして求めた近端信号パワーと擬似エコーパワーを用いて、ダブルトークに対応した  $\xi(k)$  の値  $\xi_{DT}(k)$  を求めることができる。

$\xi_{DT}(k)$  が定まれば、 $\xi_{DT}(k) < \xi_{TH}(k) < 1$  を満足する閾値  $\xi_{TH}(k)$  を定めることによって、その閾値より大きい  $\xi(k)$  をシングルトーク、小さい  $\xi(k)$  をダブルトークと判定することができる。このダブルトーク判定において、 $\xi_{DT}(k)$  に一次漏れ積分を適用して平均化した  $\xi_{DT}(k)$  バーを  $\xi_{DT}(k)$  の代わりに用いることもできる。

### 実施例 3

[0088] 図2に示す実施例3では、スイッチ9に代えて、乗算器91を有する。ダブルトーク検出回路81からは、0と1の間の連続値で表されるダブルトークの信頼係数が乗算器91に供給される。乗算器91は、係数更新回路7から供給された係数更新量にこの信頼係数を乗算してから適応フィルタ5に伝達する。従って、ダブルトークの信頼係数に対応する量の係数更新が実行される。これは、ダブルトークであることが十分信頼できるときには完全に係数更新を停止し、不確実であるときにはその信頼度に対応した量の係数更新が行われることを意味する。このため、係数更新を行うか停止するかの二者択一制御の場合に比べて、エコー除去の性能を改善することができる。

[0089] 信頼係数を  $\theta(k)$  とすると、

[0090]  $\theta(k) = \{ \xi(k) - \xi_{DT}(k) \} / \{ 1 - \xi_{DT}(k) \} \dots (29)$

によって  $\theta(k)$  を求めることができる。式(29)において、 $\theta(k)$  は  $\xi(k)$  の線形関数であるが、 $\xi(k)$  の非線形関数としてもよい。また、線形関数および非線形関数のどちらの場合でも、これまでの説明と同様に、 $\xi_{DT}(k)$  バーを  $\xi_{DT}(k)$  の代わりに用いることができる。さらに、これまでの説明では、1と  $\xi_{DT}(k)$  が1と0に対応するように設定していたが、1と  $\xi_{DT}(k)$  の間のより狭い区間を1と0に対応させ、それより広い区間では値を0と1にクリップすることも可能である。

[0091] なお、乗算器91を用いた信頼係数に基づくダブルトーク制御は、すでに説明した実

実施例1および実施例2にも適用できることは、明白である。

#### 実施例 4

[0092] 図3に示す実施例4では、雑音推定回路10に代えて雑音推定回路11を有する。雑音推定回路11には、誤差信号 $e(k)$ に加えてダブルトーク検出情報が供給されている。雑音推定回路11は、誤差信号 $e(k)$ を用いた $v(k)$ の存在評価に加えて、ダブルトーク検出回路81から供給される0または1のダブルトーク情報、または0と1の間の連続値で表される信頼係数 $\theta(k)$ を、 $v(k)$ の存在情報として用いることができる。すなわち、正規化瞬時自己相関とダブルトーク情報または信頼係数の併用による近端信号の存在検出である。

[0093] 例えば、正規化瞬時自己相関が閾値 $\gamma$ より小さくても、ダブルトーク情報が1であるか信頼係数があらかじめ定められた閾値よりも大きい場合には、近端信号存在と判定することができる。また、信頼係数が1と0から離れた特定の範囲の値であるときに、正規化瞬時自己相関の値と閾値の相互関係を参照することもできる。さらに、正規化瞬時自己相関に関する情報を全く用いず、ダブルトーク情報または信頼係数だけを用いて、近端信号の存在を評価することも可能である。

#### 実施例 5

[0094] 図4に示す実施例5では、図3のダブルトーク検出回路81に代えてダブルトーク検出回路82を有する。ダブルトーク検出回路82は、これまで説明したダブルトーク検出回路81と新たなダブルトーク検出回路821を内部に有し、これらの出力をスイッチ822で切り替えて出力する。スイッチ822の切り替えは、係数変化評価回路823の出力で制御する。係数変化評価回路823は、適応フィルタ5から係数値を受けて、それらの変化を評価する。

[0095] ダブルトーク検出回路821には、参照信号 $x(k)$ 、擬似エコー $y(k)$ ハット、およびマイクロフォン信号 $m(k)$ が供給されており、参照信号とエコーの比 $R_{xy}(k)$ を用いて計算した $m(k) \cdot R_{xy}(k)$ と参照信号 $x(k)$ を比較することで、ダブルトークを検出する。シングルトークのときには、 $m(k)$ がエコー $y(k)$ にほぼ等しくなるので、 $m(k) \cdot R_{xy}(k)$ は参照信号にほぼ等しい。一方、ダブルトークのときには、 $m(k)$ が $v(k)$ を含むためにシングルトークのときよりも大きな値となる。すなわち、 $m(k) \cdot R_{xy}(k)$ は参照信号よりも

大きくなる。これらの大小関係を用いて、 $m(k) \cdot R_{xy}(k)$  を評価することで、ダブルトークの検出が可能となる。 $m(k) \cdot R_{xy}(k)$  と参照信号  $x(k)$  の比較は、双方の連続する複数サンプルの最大値同士や平均値同士、あるいはこれらのいずれかと瞬時値とを用いることもできる。

[0096] 参照信号とエコーの比  $R_{xy}(k)$  は、近似的に参照信号  $x(k)$  と擬似エコー  $y(k)$  ハットのひととして計算することができる。高精度で安定した  $R_{xy}(k)$  の値を得るために、参照信号  $x(k)$  と擬似エコー  $y(k)$  ハットにそれぞれ一次漏れ積分や移動平均を適用し、平均化した値を求めてから利用することもできる。また、ダブルトーク検出に適切なマージンを持たせるために、参照信号  $x(k)$  を  $\beta \cdot m(k) \cdot R_{xy}(k)$  と比較してもよい。ここに、 $\beta$  は1近傍の定数である。

[0097] 適応フィルタ5の係数の初期値が一般的にゼロであるために、擬似エコー  $y(k)$  ハットの初期値もゼロとなり、 $R_{xy}(k)$  の初期値は無限大となる可能性がある。これを防ぐために、擬似エコー  $y(k)$  ハットには初期値を与える。2線/4線変換回路の利得は一般的に-6dB以下であるので、 $R_{xy}(k)$  の初期値としては-6dBが適切である。音響結合によるエコーの場合には、マイクロフォンから減算器6に至る経路の途中に存在する可能性のある正の利得のために、 $R_{xy}(k)$  は0dBより大きい可能性もある。そこで、初期値としては例えば0dBを設定する。

[0098] 係数変化評価回路823は、適応フィルタ5から受けた係数値  $W(k)$  を用いて、それらの変化を評価する。変化を評価する一つの方法は、係数値  $W(k)$  の要素の二乗総和  $S_w(k)$  を式(30)によって求め、これを評価することである。

[0099] [数12]

$$S_w(k) = \sum_{j=0}^{N-1} w_j^2(k) \dots \quad (30)$$

係数値  $W(k)$  はゼロベクトルを初期値として係数更新が始まるので、 $S_w(k)$  はゼロから始まり徐々に増加する。係数がほぼ収束すると、 $S_w(k)$  の増加は停止し、飽和する。この特性を用いて、 $S_w(k)$  の増分  $\{S_w(k) - S_w(k-1)\}$  を評価することによって、

適応フィルタ5の収束を検出することができる。

- [0100] 前記増分の評価としては、 $\{S_w(k) - S_w(k-1)\}$ の符号を用いることができる。すなわち、前記符号が変化せず同じ符号が続く間は収束過程にあり、交番するようになったときに収束と判定する。この符号の変化は、1サンプル毎に評価してもよいし、複数サンプルをまとめて評価してもよい。複数サンプルをまとめて評価する際には、複数サンプルの符号の総和を評価してもよいし、符号の多数決をとったものを評価することもできる。
- [0101] また、前記増分の評価としては、 $\{S_w(k) - S_w(k-1)\}$ の絶対値または二乗値を用いることもできる。すなわち、前記絶対値または二乗値が大きい間は収束過程にあり、ゼロに極めて近くなったときに収束と判定する。このために、前記絶対値または二乗値を閾値と比較する。この絶対値または二乗値は、1サンプル毎に評価してもよいし、複数サンプルをまとめて評価してもよい。複数サンプルをまとめて評価する際には、複数サンプルに渡る絶対値または二乗値の総和を評価してもよいし、平均値を評価することもできる。
- [0102] さらに、前記増分の評価としては、 $\{S_w(k) - S_w(k-1)\}$ の絶対値または二乗値を $S_w(k)$ で正規化して得られる正規化絶対値または正規化二乗値を用いることもできる。すなわち、前記正規化絶対値または正規化二乗値が大きい間は収束過程にあり、ゼロに極めて近くなったときに収束と判定する。このために、前記正規化絶対値または正規化二乗値をを閾値と比較する。この正規化絶対値または正規化二乗値は、1サンプル毎に評価してもよいし、複数サンプルをまとめて評価してもよい。複数サンプルをまとめて評価する際には、複数サンプルに渡る正規化絶対値または正規化二乗値の総和を評価してもよいし、平均値を評価することもできる。
- [0103] これまで、 $S_w(k)$ は係数値 $W(k)$ の要素の二乗総和として説明したが、同様の性質を示す別の指標を用いることもできる。このような指標の例として、係数値 $W(k)$ の要素の絶対値総和、係数値 $W(k)$ の一部の要素の二乗和または絶対値和などがある。特に、一部の要素としてその絶対値が大きいものを選ぶと、演算量を削減しつつ、総和の場合と同等の特性を得ることができる。
- [0104] 以上説明した動作によって、係数変化評価回路823は、適応フィルタ5の収束状態

を評価することができる。係数変化評価回路823は、スイッチ822が、適応フィルタ5が収束するまではダブルトーク検出回路821の出力を、収束してからはダブルトーク検出回路81の出力を、それぞれ選択して出力するように制御する。実際には、係数変化評価回路823は、適応フィルタ5の収束だけではなく、一般的な係数更新量を評価していることになる。このため、係数変化評価回路823は、適応フィルタ5の係数更新量が大きいときにはダブルトーク検出回路821の出力を、小さいときにはダブルトーク検出回路81の出力を、スイッチ822が選択して出力するように制御する。

[0105] このような構成とすることにより、ダブルトーク検出精度を高くすることができる。これは、ダブルトーク検出回路81では、擬似エコー $y(k)$ ハットをエコー $y(k)$ の近似として用いているからである。適応フィルタ5が収束過程にあるときなど係数変化量(修正量)が大きいときには、擬似エコー $y(k)$ ハットはエコー $y(k)$ を十分な精度で近似しない。このため、擬似エコー $y(k)$ ハットをエコー $y(k)$ の近似として用いない別のダブルトーク検出回路821の検出結果を用いることで、検出精度を高くすることができる。

[0106] このような制御の特殊な例として、適応フィルタ5が収束するまではダブルトーク検出回路821の出力を、収束後はダブルトーク検出回路81の出力を、スイッチ822が選択して乗算器91と雑音推定回路11に供給するように構成することができる。

#### 実施例 6

[0107] 図5に示す実施例6では、図4のダブルトーク検出回路821の入力が、マイクロフォン信号 $m(k)$ ではなく、エコーが除去された信号 $e(k)$ となっている。ダブルトーク検出回路821は、実施例5と同様に動作する。参照信号とエコーの比 $R_{xy}(k)$ を用いて計算した $e(k) \cdot R_{xy}(k)$ と参照信号 $x(k)$ を比較して、ダブルトークを検出する。シングルトークのときには、 $e(k)$ が適応フィルタ5の収束程度に応じたエコー $y(k)$ とゼロの間の値となる。従って、 $e(k) \cdot R_{xy}(k)$ は参照信号にほぼ等しい値から、適応フィルタ5の収束に対応してより小さい値となり、収束後はほぼゼロとなる。一方、ダブルトークのときには、 $e(k)$ が $v(k)$ を含むためにシングルトークのときよりも大きな値となる。すなわち、 $e(k) \cdot R_{xy}(k)$ は参照信号よりも大きくなる。これらの大小関係を用いて、 $e(k) \cdot R_{xy}(k)$ を評価することで、ダブルトークの検出が可能となる。

#### 実施例 7



[0108] 図6に示す実施例7では、図5の係数変化評価回路823の入力が、適応フィルタ5から供給される係数値ではなく、係数更新回路7の出力となっている。係数更新回路7の出力は、式(3)の右辺第二項なので、係数変化量そのものである。実施例5で説明したように、係数更新回路7から供給される式(3)の右辺第二項に関する二乗総和、絶対値総和、一部要素の二乗和、絶対値和を係数変化評価回路823で評価することによって、実施例5と同様にスイッチ822を制御することができる。また、実施例7として説明した式(3)の右辺第二項に関する二乗総和、絶対値総和、一部要素の二乗和、絶対値和を用いたスイッチ822の制御は、実施例6にも適用できることは明らかである。

### 実施例 8

[0109] 図7に示す実施例8では、図5のスイッチ822に代えて情報統合回路824を有する。情報統合回路824は、係数変化評価回路823から供給される適応フィルタ5の係数変化量(修正量)に応じて、ダブルトーク検出回路81と821の出力を統合して用いることによって、出力を計算する。最も簡単な情報統合回路824の動作は、係数変化量(修正量)に応じてダブルトーク検出回路81または821の出力を切り替えて排他的に出力することであり、情報統合回路824の動作はスイッチ822と等しくなる。また、係数変化量(修正量)に応じてダブルトーク検出回路81と821の出力を混合して出力することもできる。最も簡単な混合は、係数変化量(修正量)に応じてダブルトーク検出回路81と821の出力を比例配分することである。適応フィルタ5の係数収束に応じて、ダブルトーク検出回路821の重点的な利用からダブルトーク検出回路81の重点的な利用へと、スムーズに遷移する。また、別の混合として、ダブルトーク検出回路821とダブルトーク検出回路81の出力の論理和がある。いずれかのダブルトーク検出回路がシングルトークであると判定したときに情報統合回路824の出力をシングルトークとする構成と、いずれかのダブルトーク検出回路がダブルトークであると判定したときに情報統合回路824の出力をダブルトークとする構成がある。これらの構成では、それぞれシングルトークまたはダブルトークと判定されやすい傾向が現れる。反対に、ダブルトーク検出回路821とダブルトーク検出回路81の出力の論理積を、情報統合回路824の出力とすることもできる。両方のダブルトーク検出回路が揃ってシングルトークまたはダブル

トークと判定したときに、情報統合回路824の出力をシングルトークまたはダブルトークとする。ここに具体的に示した統合方法以外にも、様々な情報統合を行うことが可能である。

- [0110] 尚、実施例4以降では、乗算器91を用いるものとして説明したが、実施例1から実施例3に説明したように、スイッチ9を用いた構成が可能なのは明白である。さらに、実施例1～実施例8までのそれぞれの特徴的な構成要素は、互いに交換して適用することが可能である。

### 実施例 9

- [0111] 図8は、本発明の実施例9として、本発明をノイズキャンセラに適用した例を示している。

- [0112] ノイズキャンセラに関する基本的な説明は、非特許文献1を参照することができる。図8に示す本発明の第2の実施の形態は、非特許文献1で説明されている構成に雑音推定回路11およびダブルトーク検出回路82を追加した構成となっている。

- [0113] また、図8を、図7を用いてすでに説明した実施例8と比較すると、入力端子1がなくなり、スピーカ2の代わりにマイクロフォン31を具備している。ノイズキャンセラでは、マイクロフォン31で捕捉した雑音を適応フィルタ5で処理することにより、マイクロフォン3に漏れこむ雑音成分 $y(k)$ を模擬する擬似雑音 $y(k)$ ハットを生成し、これを減算器6で差し引くことによって、マイクロフォン3に混入する雑音 $y(k)$ を消去する。その際に、ダブルトーク検出回路82に基づく適切なステップサイズ制御を適応フィルタ5に適用することによって、出力端子4において得られる信号中に残留する雑音を小さく、音声信号成分に付随する歪みを小さくすることができる。その他の動作および効果は、図7を用いて説明した実施例8に等しいので、詳細な説明を省略する。

### 実施例 10

- [0114] 図9に、本発明の実施例10として、本発明をマイクロフォンアレイに適用した例を示している。マイクロフォンアレイに関する基本的な説明は、文献「1982年1月、オルタナティブ・アプローチ・トゥー・リニア・コンストレインド・アダプティブ・ビームフォーミング(An Alternative Approach to Linear Constrained Adaptive Beamforming), アイ・イー・イー・トランザクションズ・オン・アンテナス・アンド・プロパゲーションズ(IEEE

Trans. on Antennas and Propagations, PP.27-34, JUN, 1982)、27～34ページ]を参照することができる。

[0115] 図9に示す実施例10は、上記の文献で説明されている構成に雑音推定回路11およびダブルトーク検出回路82を追加した構成となっている。また、図9を、図7を用いてすでに説明した実施例8と比較すると、 $x(k)$ が入力端子からではなく多入力キャンセラ14から供給されており、マイクロフォン信号に相当する信号が固定ビームフォーマ12の出力として供給されている。マイクロフォンアレイでは、複数のマイクロフォン $3_0 \sim 3_{M-1}$ で捕捉される信号を用いて目的信号 $v(k)$ を固定ビームフォーマ12で強調して、強調信号を生成する。同時に、複数のマイクロフォン $3_0 \sim 3_{M-1}$ で捕捉される信号を用いてブロッキング行列13で目的信号 $v(k)$ を抑圧し、その出力を用いて多入力キャンセラ14で妨害信号 $y(k)$ の擬似信号 $y(k)$ ハットを生成する。減算器6で強調信号から擬似妨害信号を差し引くことによって得られた信号を、出力として出力端子4に供給する。ブロッキング行列13と多入力キャンセラ14は、共に複数の適応フィルタから構成されており、前者はブロッキング行列13の出力が、後者は減算器6の出力が、それぞれ最小化される。多入力キャンセラには、通常、マイクロフォンの数に等しい適応フィルタが含まれており、各適応フィルタの入力(参照信号)はブロッキング行列13から供給されている。

[0116] これらの参照信号を、 $x_0(k) \sim x_3(k)$ とすると、これらの参照信号 $x_0(k) \sim x_3(k)$ と減算器6の出力である誤差を用いて、適応フィルタの係数更新を行う。その際に、ダブルトーク検出回路82に基づく適切なステップサイズ制御を多入力キャンセラ14に適用することによって、出力端子4において得られる信号中に残留する妨害信号成分を小さく、音声信号成分に付随する歪みを小さくすることができる。図9において、ダブルトーク検出回路82の出力は、ブロッキング行列13にも供給されている。これは、ブロッキング行列13と多入力キャンセラ14は、互いに異なったタイミングで係数更新を行うために、同じダブルトーク情報を用いて係数を制御するためである。すなわち、ブロッキング行列13は目標信号 $v(k)$ が存在するときに、多入力キャンセラ14は目標信号 $v(k)$ が存在しないときに係数を更新する。そのため、ダブルトーク検出回路82で得られた $v(k)$ の存在に関する情報を用いて、ブロッキング行列13と多入力キャンセラ14

の双方における係数更新を適切に制御することができる。ブロッキング行列13と多入力キャンセラ14は基本的に排他的に係数更新を行うが、既に実施例3で説明したように、信頼度係数を用いた制御を行うことにより、双方同時に係数更新を行うことも可能となる。その他の動作および効果は、図7を用いて説明した実施例8に等しいので、詳細な説明を省略する。

- [0117] なお、特開平8-122424号公報には目標信号方向誤差に対して許容度の高いマイクロフォンアレイ及びビームフォーマが開示されている。ここに開示された構成では、ブロッキング行列と多入力キャンセラにリーク適応フィルタや係数拘束適応フィルタを利用していることが、文献「1982年1月、オルタナティブ・アプローチ・トゥー・リニア・コンストレインド・アダプティブ・ビームフォーミング(An Alternative Approach to Linear Constrained Adaptive Beamforming), アイ・イー・イー・イー・トランザクションズ・オン・アンテナス・アンド・プロパゲーションズ(IEEE Trans. on Antennas and Propagation s, PP.27-34, JUN, 1982)、27~34ページ」に開示された構成との違いである。したがって、これまで説明したダブルトーク検出回路82及びその類似技術が適用できることは明らかである。

### 実施例 11

- [0118] 次に、本発明の実施例11について図面を参照して詳細に説明する。

図10を参照すると、本発明の実施例11は、プログラム制御により動作するコンピュータ(中央処理装置;プロセッサ;データ処理装置)900と、入力端子1と、マイクロフォン3と、出力端子4とから構成されている。

- [0119] コンピュータ(中央処理装置;プロセッサ;データ処理装置)900は、適応フィルタ5と、減算器6と、ダブルトーク検出回路82と、雑音推定回路11と、係数更新回路7と、乗算器91とを含む。

- [0120] 適応フィルタ5は、入力端子を経て供給された参照信号を受け、擬似エコーを生成する。減算器6は、マイクロフォン3から供給された信号から擬似エコーを差し引き、結果を係数更新回路7、雑音推定回路11、及び出力端子4に伝達する。ダブルトーク検出回路82は、参照信号とマイクロフォン3から供給された信号と適応フィルタ5の出力である擬似エコーと減算器6の出力と雑音推定回路11の出力と適応フィルタ5の

係数値を受けて、近端信号 $v(k)$ の存在に関する情報であるダブルトーク情報を生成し、乗算器91と雑音推定回路11に伝達する。雑音推定回路11は、減算器6の出力とダブルトーク検出回路82の出力を受けて、マイクロフォンにおいて得られる信号に混入する雑音を推定する。係数更新回路7は、参照信号と、減算器6の出力と、雑音推定回路11の出力である推定雑音を受けて、係数更新量を求める。乗算器91は、係数更新量とダブルトーク検出回路82の出力を受けて乗算し、結果を係数更新のために適応フィルタ5に伝達する。

- [0121] なお、本実施例11の他の態様として、コンピュータ900が上述した実施例9、実施例10に相当する機能を含む構成も可能である。

### 実施例 12

- [0122] 次に、本発明の実施例12について図面を参照して詳細に説明する。

図11を参照すると、本発明の実施例12は、上述した実施例1から実施例10に記載された発明を実施するための形態をプログラムにより構成した場合に、そのプログラムにより動作するコンピュータの構成図である。

- [0123] 当該プログラムは、コンピュータ(中央処理装置;プロセッサ;データ処理装置)910に読み込まれ、コンピュータ910の動作を制御する。コンピュータ910はプログラムの制御により以下の処理、すなわち本発明の第2の発明におけるコンピュータ900による処理と同一の処理、を実行する。

### 産業上の利用可能性

- [0124] 本発明は、回線用エコーキャンセラ、音響エコーキャンセラなどのエコー消去システム、等化器、さらにはマイクロフォンアレイ、ノイズキャンセラなどの妨害信号除去システム、これらの実現形態としてのロボット、テレビ会議システム、携帯電話、音声認識システム、自動車用ハンズフリーシステム、これらをコンピュータで実現するためのプログラムなどの用途に適用できる。

## 請求の範囲

- [1] エコー、近端信号、雑音を含む信号を入力信号とし、前記入力信号と参照信号をフィルタリング処理してエコー信号を推定し、前記入力信号から前記推定されたエコー信号を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関を求め前記フィルタリング処理の係数を更新するエコー除去方法において、
- 前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、
  - 前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を推定し、
  - 前記推定された近端信号に応じて前記係数更新を制御することを特徴とするエコー除去方法。
- [2] 適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するエコー除去方法において、
- 前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、
  - 前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を検出し、
  - 前記近端信号の存在に応じて2つの離散値を定め、
  - 前記2つの離散値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とするエコー除去方法。
- [3] 適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するエコー除去方法において、
- 前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、
  - 前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号を検出して、検出の信頼度に対応した連続な値を求め、
  - 前記連続の値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とするエコー除去方法。
- [4] 前記混在信号中に含まれる雑音の推定に際して、前記2つの離散値、もしくは前記

連続の値を用いることを特徴とする請求項1から請求項3のいずれかに記載のエコー除去方法。

- [5] 前記近端信号の検出を行う際に、  
第1の検出方法で検出を行って第1の検出結果を求め、  
第2の検出方法で検出を行って第2の検出結果を求め、  
前記第1と第2の検出結果のうちいずれかを用いて最終的な検出結果とすることを特徴とする請求項1から請求項4のいずれかに記載のエコー除去方法。
- [6] 前記近端信号の検出を行う際に、  
第1の検出方法で検出を行って第1の検出結果を求め、  
第2の検出方法で検出を行って第2の検出結果を求め、  
前記第1と第2の検出結果を統合して最終的な検出結果を求めることを特徴とする請求項1から請求項4のいずれかに記載のエコー除去方法。
- [7] 前記近端信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの係数値に関する情報を用いることを特徴とする請求項5又は請求項6に記載のエコー除去方法。
- [8] 前記近端信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を用いることを特徴とする請求項5又は請求項6に記載のエコー除去方法。
- [9] 前記近端信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの収束程度に関する情報を用いることを特徴とする請求項5又は請求項6に記載のエコー除去方法。
- [10] 適応フィルタで参照信号を処理して出力を計算し、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算し、前記減算結果と前記参照信号の相関をとることによって前記係数を適応的に更新するノイズ除去方法において、  
前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、  
前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号を検出して、検出の信頼度に対応した値を求め、

前記信頼度に対応した値に応じて前記係数更新程度を適応的に制御することを特徴とするノイズ除去方法。

- [11] 前記混在信号中に含まれる雑音の推定に際して、前記信頼度に対応した値を用いることを特徴とする請求項10に記載のノイズ除去方法。
- [12] 前記目的信号の検出を行う際に、  
第1の検出方法で検出を行って第1の検出結果を求め、  
第2の検出方法で検出を行って第2の検出結果を求め、  
前記第1と第2の検出結果を統合して最終的な検出結果を求めることを特徴とする請求項10又は請求項11に記載のノイズ除去方法。
- [13] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの係数値に関する情報を用いることを特徴とする請求項12に記載のノイズ除去方法。
- [14] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を用いることを特徴とする請求項12に記載のノイズ除去方法。
- [15] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記適応フィルタの収束程度に関する情報を用いることを特徴とする請求項12に記載のノイズ除去方法。
- [16] 複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を第1の適応フィルタ群で処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成し、前記目的ブロック信号を第2の適応フィルタ群で処理することによって擬似妨害信号を生成し、前記混在信号を固定フィルタ群で処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成し、前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引くことによって妨害信号を除去するように動作する信号処理方法において、  
前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、  
前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号を検出して、検出の信頼度に対応した値を求め、



前記信頼度に対応した値に応じて前記第1及び第2の適応フィルタ群の係数更新程度を適応的に制御する

ことを特徴とする信号処理方法。

- [17] 前記混在信号中に含まれる雑音の推定に際して、前記信頼度に対応した値を用いることを特徴とする請求項16に記載の信号処理方法。
- [18] 前記目的信号の検出を行う際に、  
第1の検出方法で検出を行って第1の検出結果を求め、  
第2の検出方法で検出を行って第2の検出結果を求め、  
前記第1と第2の検出結果を統合して最終的な検出結果を求めることを特徴とする請求項16又は請求項17に記載の信号処理方法。
- [19] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記第2の適応フィルタ群の係数値に関する情報を用いることを特徴とする請求項18に記載の信号処理方法。
- [20] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記第2の適応フィルタ群の係数値の変化に関する情報を用いることを特徴とする請求項18に記載の信号処理方法。
- [21] 前記目的信号に関する最終的な検出結果を、前記第1と第2の検出結果を用いて決定する際に、前記第2の適応フィルタ群の収束程度に関する情報を用いることを特徴とする請求項18に記載の信号処理方法。
- [22] 参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタと、エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する減算器と、前記減算器出力と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新回路を少なくとも含むエコー除去装置において、  
前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、  
前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と、  
前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を選択的に前記適応フィルタに伝達するスイッチと

を有することを特徴とするエコー除去装置。

- [23] 前記スイッチに代えて、前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算器を有することを特徴とする請求項22に記載のエコー除去装置。
- [24] 前記雑音推定回路は、前記ダブルトーク検出回路で得られる情報を用いて雑音を推定することを特徴とする請求項22又は請求項23に記載のエコー除去装置。
- [25] 前記ダブルトーク検出回路が第1のダブルトーク検出回路と第2のダブルトーク検出回路を少なくとも含み、  
前記第1と第2のダブルトーク検出回路の出力をスイッチで切り替えて用いることを特徴とする請求項22から請求項24のいずれかに記載のエコー除去装置。
- [26] 前記第1と第2のダブルトーク検出回路の出力を受け、前記第1と第2の検出結果を統合して新たなダブルトーク情報を求める情報統合回路を有し、  
前記情報統合回路の出力をダブルトーク検出情報として用いることを特徴とする請求項25に記載のエコー除去装置。
- [27] 前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を求める第1の係数変化量評価回路を有し、  
前記第1の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項26に記載のエコー除去装置。
- [28] 前記係数更新回路の出力を用いて前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を求める第2の係数変化量評価回路を有し、  
前記第2の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項26に記載のエコー除去装置。
- [29] 参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタと、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する減算器と、前記減算器出力と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新回路を少なくとも含む構成のノイズ除去装置において、  
前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、  
前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を

求めるダブルトーク検出回路と、

前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算器と

を有することを特徴とするノイズ除去装置。

[30] 前記雑音推定回路は、前記ダブルトーク検出回路で得られる情報を用いて雑音を推定することを特徴とする請求項29に記載のノイズ除去装置。

[31] 前記第1と第2のダブルトーク検出回路の出力を受け、前記第1と第2の検出結果を統合して新たなダブルトーク情報を求める情報統合回路を有し、

前記情報統合回路の出力をダブルトーク検出情報として用いることを特徴とする請求項29又は請求項30に記載のノイズ除去装置。

[32] 前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を求める第1の係数変化量評価回路を有し、

前記第1の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項31に記載のノイズ除去装置。

[33] 前記係数更新回路の出力を用いて前記適応フィルタの係数値の変化に関する情報を求める第2の係数変化量評価回路を有し、

前記第2の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項31に記載のノイズ除去装置。

[34] 複数のマイクロフォンと、前期複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成する第1の適応フィルタ群と、前記目的ブロック信号を処理することによって擬似妨害信号を生成する第2の適応フィルタ群と、前記混在信号を処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成する固定フィルタ群と、前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引く減算器を少なくとも含む信号処理装置において、

前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、

前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と、

前記ダブルトーク検出回路の出力を受けて前記係数更新回路の出力を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算器とを少なくとも具備し、

前記ダブルトーク検出回路の出力に対応して前記第1及び第2の適応フィルタ群の係数更新を適応的に制御することを特徴とする信号処理装置。

[35] 前記雑音推定回路は、前記ダブルトーク検出回路で得られる情報を用いて雑音を推定することを特徴とする請求項34に記載の信号処理装置。

[36] 前記第1と第2のダブルトーク検出回路の出力を受け、前記第1と第2の検出結果を統合して新たなダブルトーク情報を求める情報統合回路を有し、

前記情報統合回路の出力をダブルトーク検出情報として用いることを特徴とする請求項34又は請求項35に記載の信号処理装置。

[37] 前記第2の適応フィルタ群の係数値の変化に関する情報を求める第1の係数変化量評価回路を有し、

前記第1の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項36に記載の信号処理装置。

[38] 前記係数更新回路の出力を用いて前記第2の適応フィルタ群の係数値の変化に関する情報を求める第2の係数変化量評価回路を有し、

前記第2の係数変化量評価回路の出力によって前記情報統合回路を制御することを特徴とする請求項36に記載の信号処理装置。

[39] エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求め、

前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在を検出することを特徴とするダブルトーク検出方法。

[40] エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定回路と、

前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出回路と

を有することを特徴とするダブルトーク検出装置。

[41] 参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタ処理と、

エコー、近端信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する処理と、

前記減算処理結果と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新処理と、前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、

前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出処理と、

前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算処理と

をコンピュータに実行させるためのプログラム。

[42] 参照信号を処理して出力を計算する適応フィルタ処理と、

妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号から前記適応フィルタの出力を減算する処理と、

前記減算処理結果と前記参照信号の相関をとることによって係数更新量を計算する係数更新処理と、

前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、

前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる近端信号の存在に関する情報を求めるダブルトーク検出処理と、

前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前記適応フィルタに伝達する乗算処理と

をコンピュータに実行させるためのプログラム。

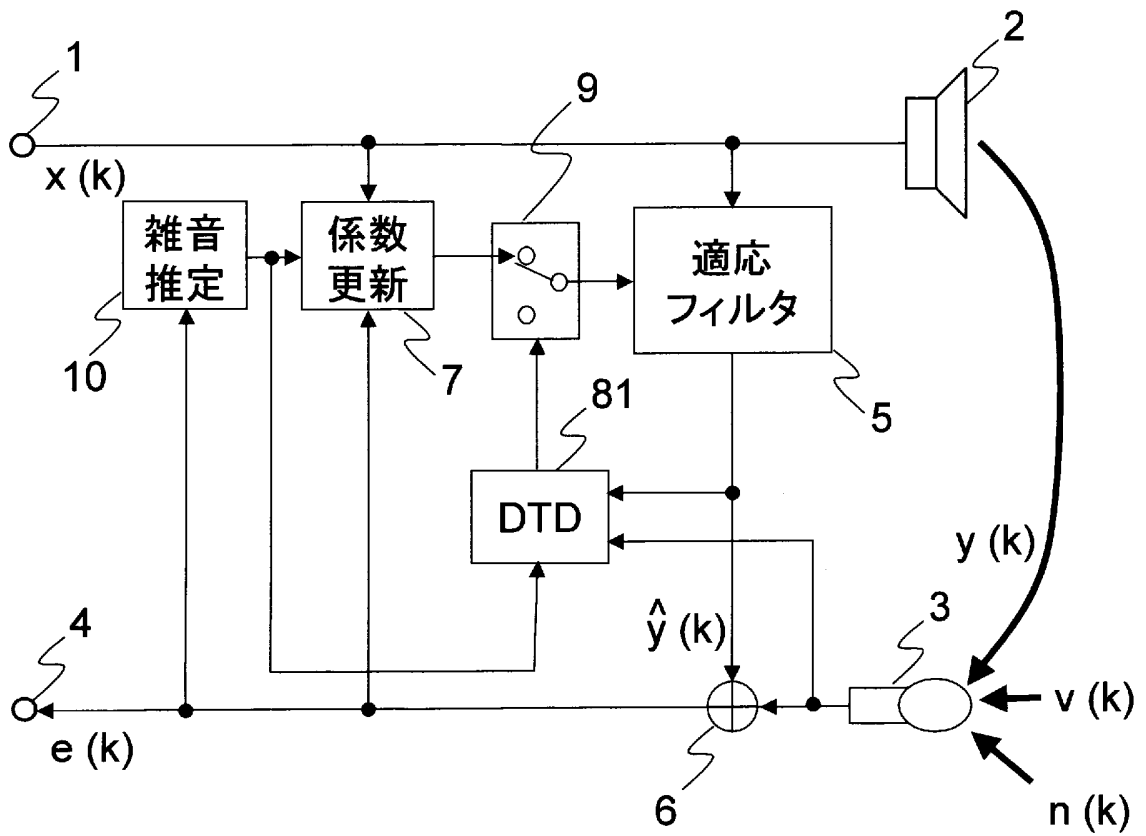
[43] 複数のマイクロフォンで受けた、妨害信号、目的信号、並びに雑音を少なくとも含む混在信号を処理することによって目的信号を抑圧した目的ブロック信号を生成する第1の適応フィルタ処理と、

前記目的ブロック信号を処理することによって擬似妨害信号を生成する第2の適応フィルタ処理と、

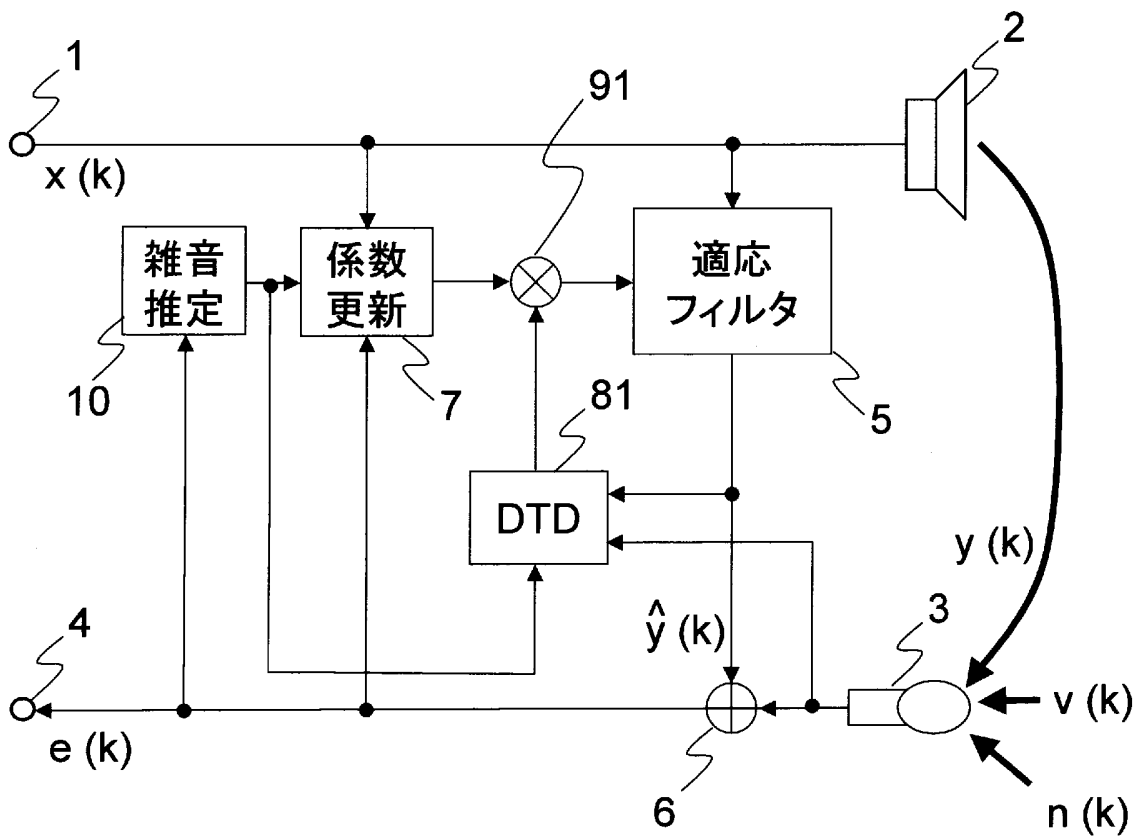
前記混在信号を処理することによって目的信号を強調した目的強調信号を生成する固定フィルタ処理と、

前記目的強調信号から前記擬似妨害信号を差し引く減算処理と、  
前記混在信号中に含まれる雑音を推定して推定雑音を求める雑音推定処理と、  
前記推定雑音を用いて前記混在信号に含まれる目的信号の存在に関する情報を  
求めるダブルトーク検出処理と、  
前記ダブルトーク検出処理結果を受けて前記係数更新処理結果を修整してから前  
記適応フィルタに伝達する乗算処理と、  
前記ダブルトーク検出処理結果に対応して前記第1及び第2の適応フィルタ処理の  
係数更新を適応的に制御する処理と  
をコンピュータに実行させるためのプログラム。

[図1]



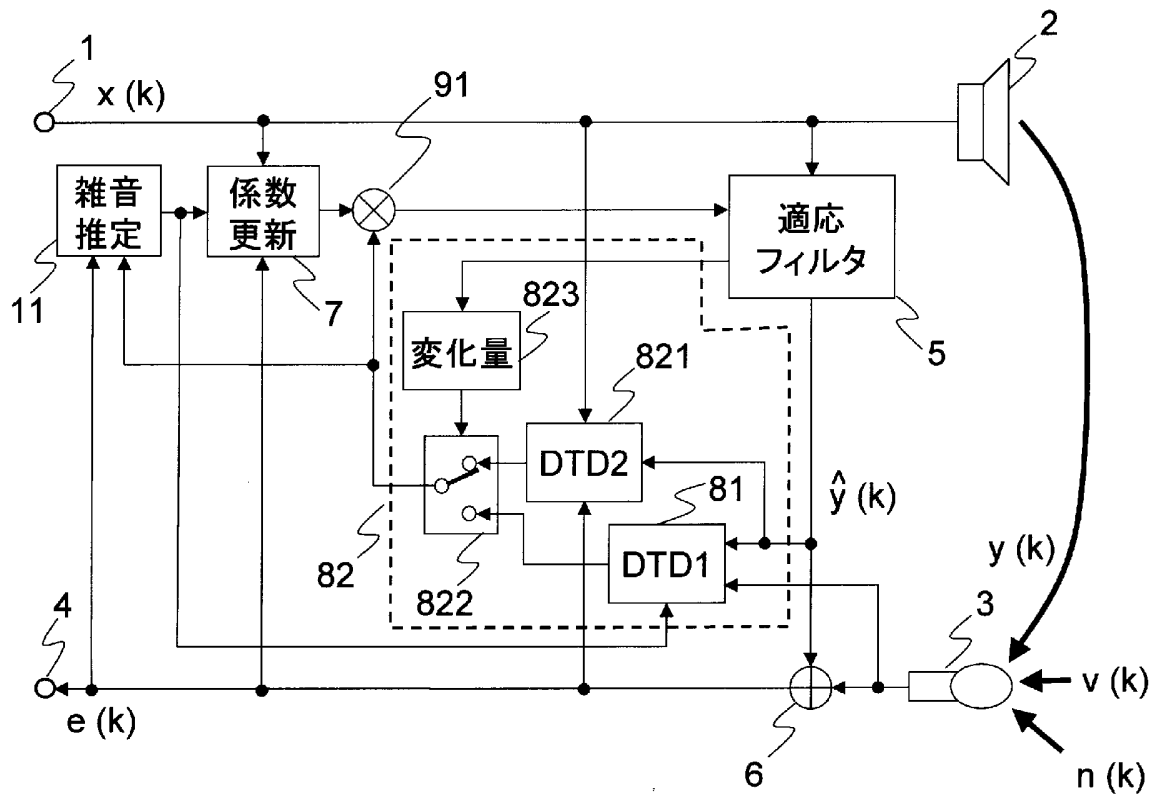
[図2]



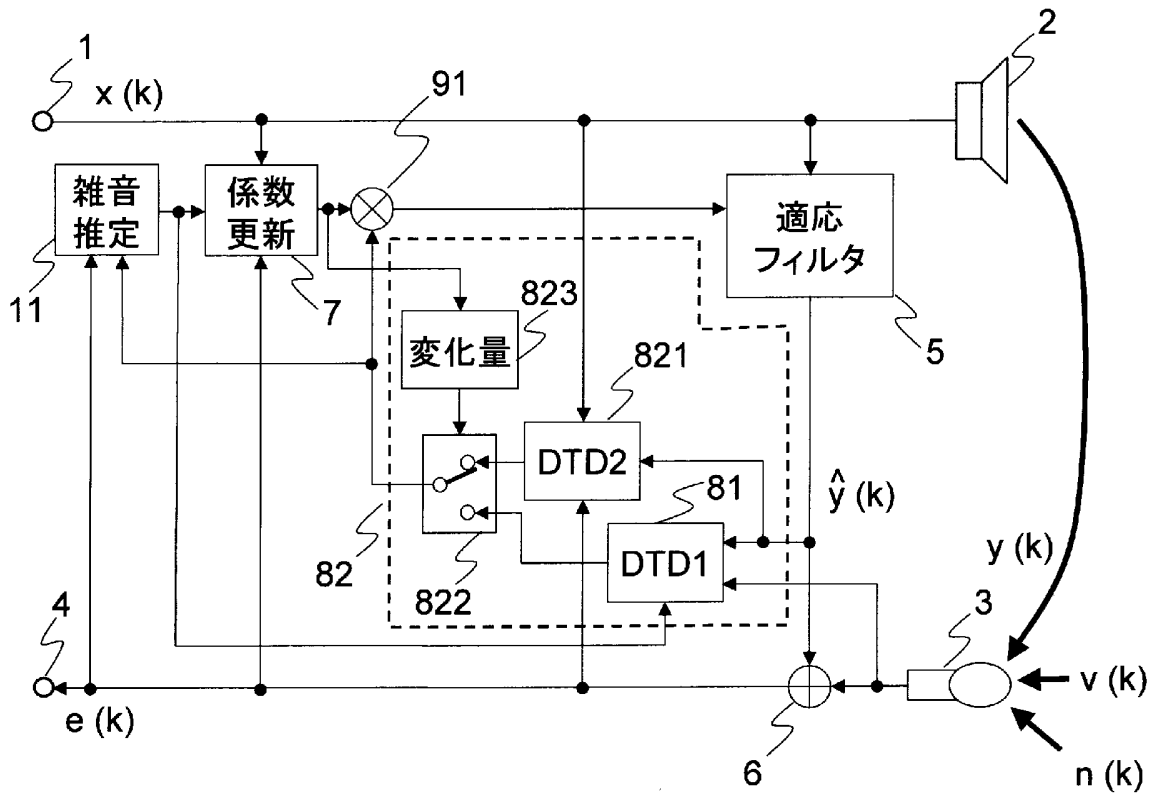




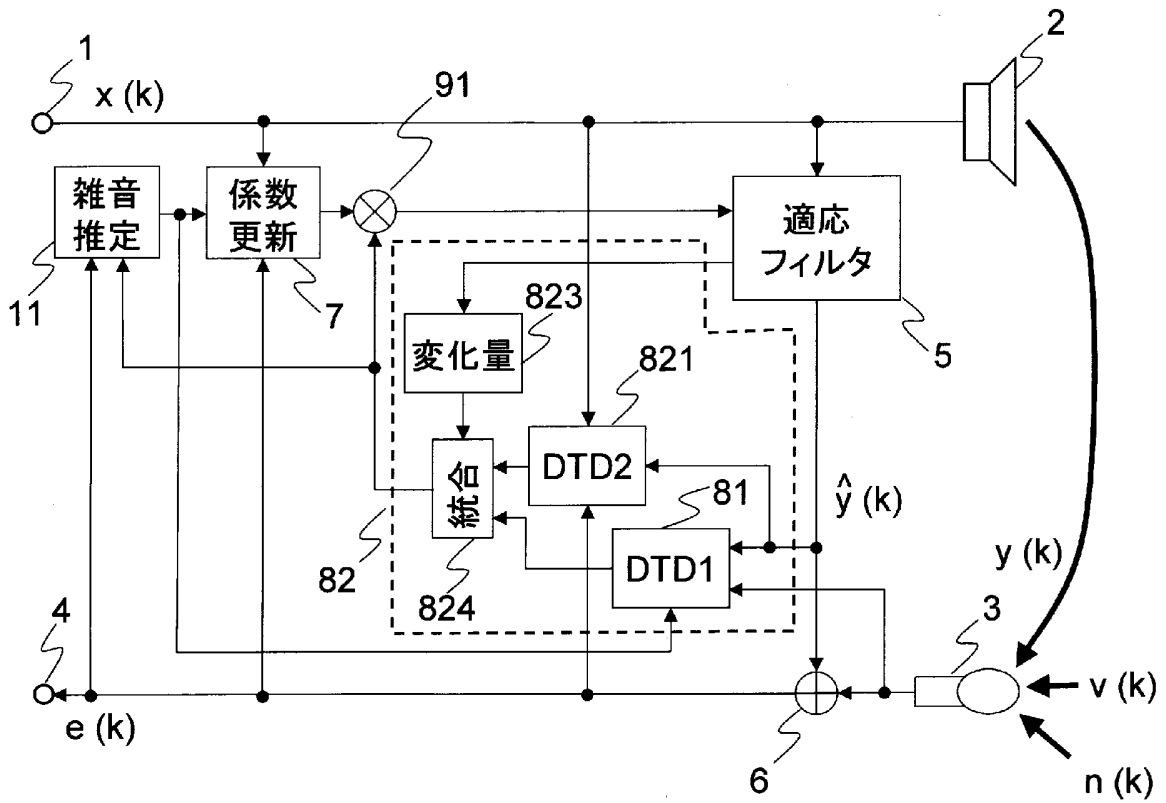
[図5]



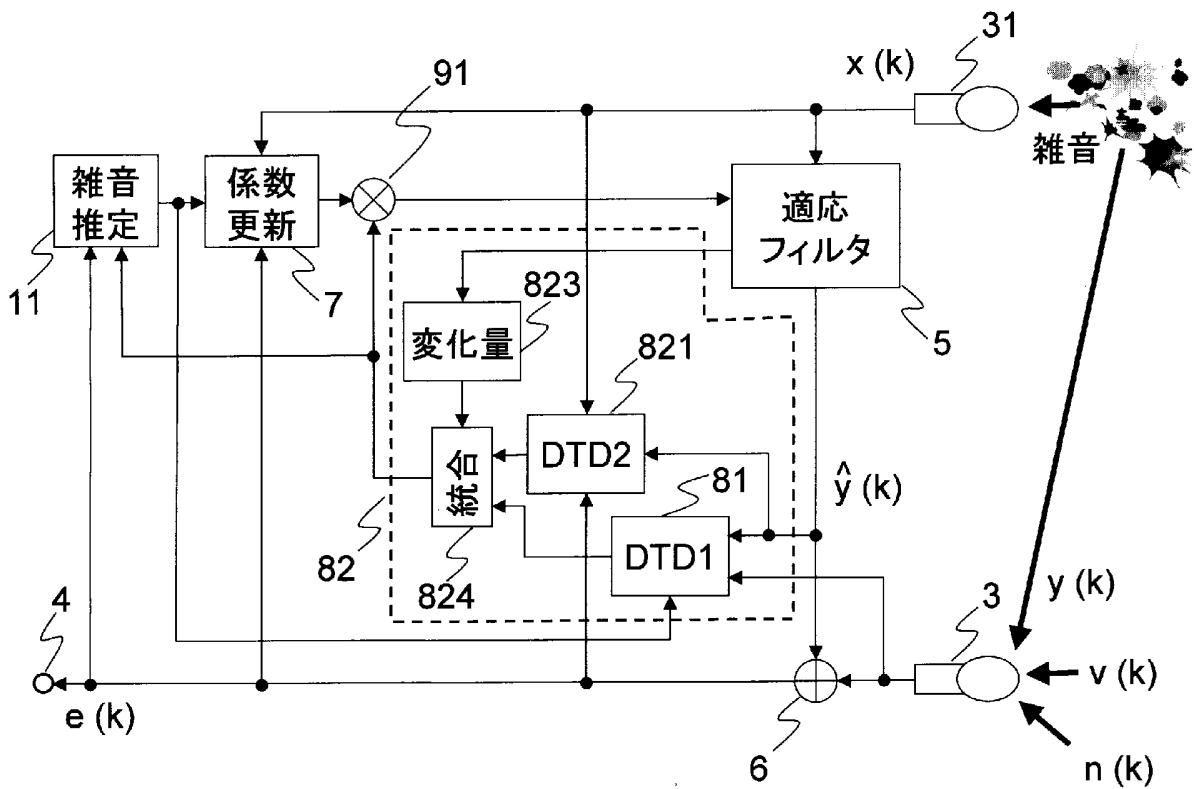
[図6]



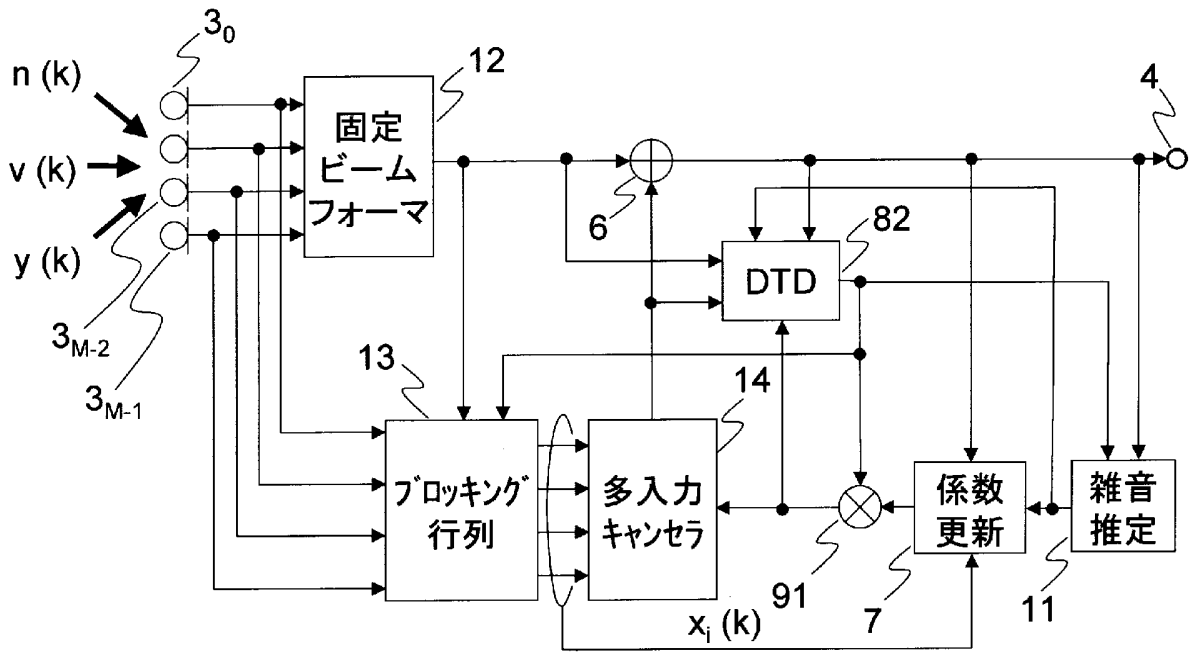
[図7]



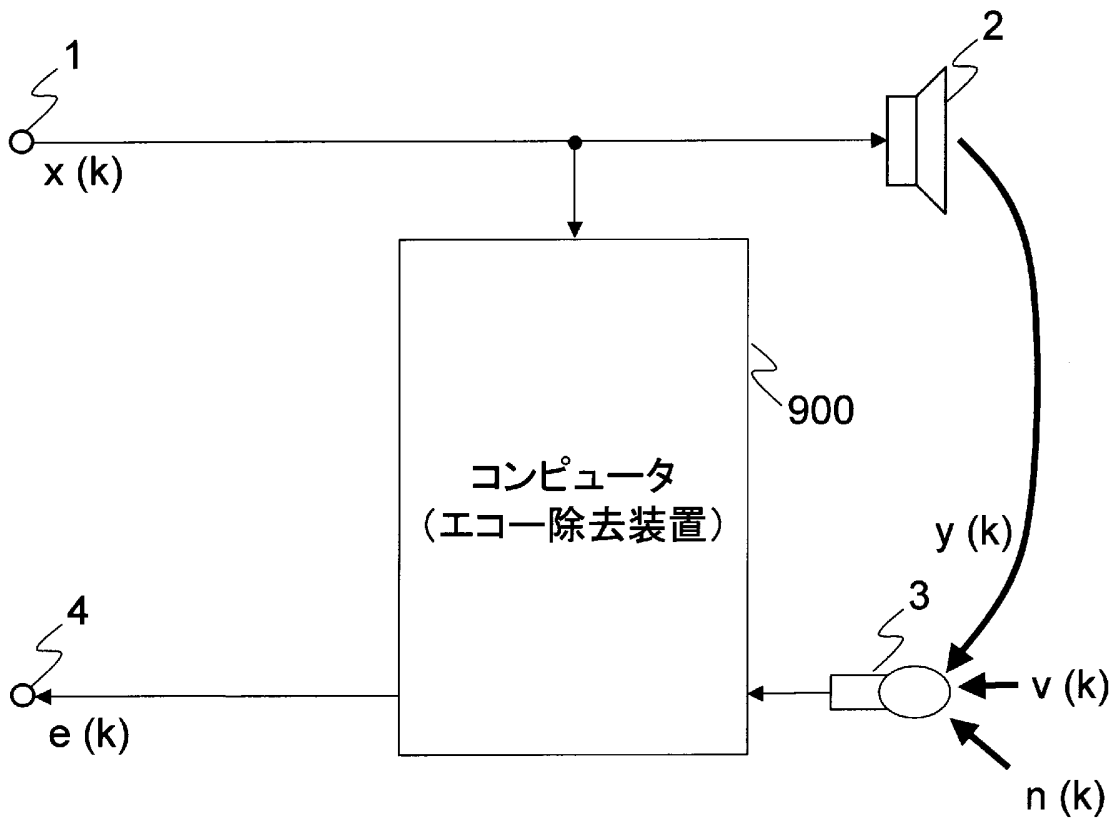
[図8]



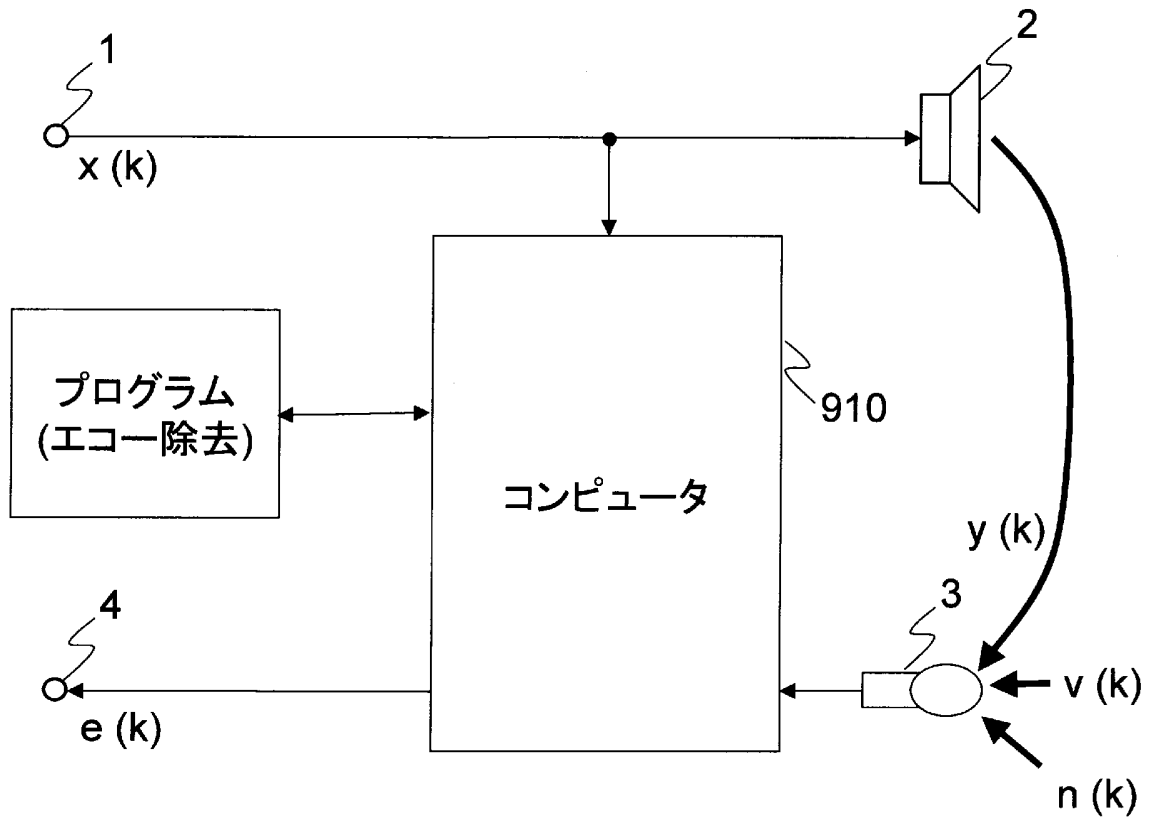
[図9]



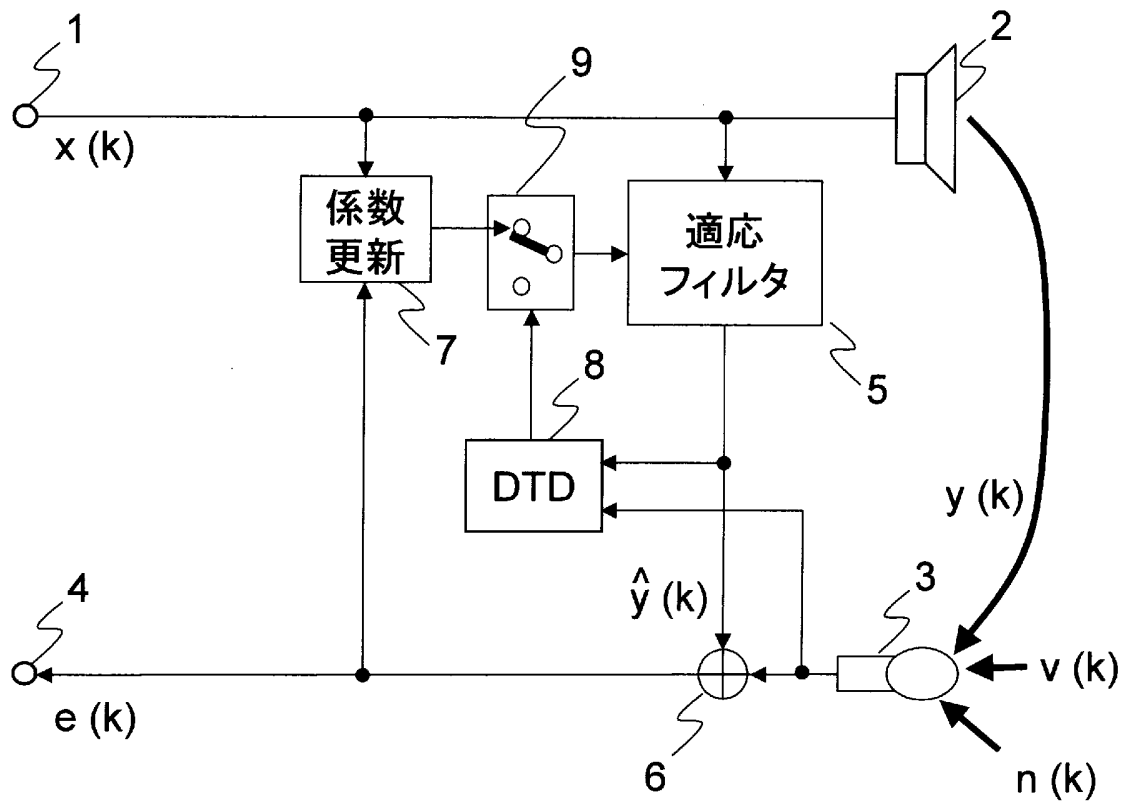
[図10]



[図11]



[図12]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/020319

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER <i>H04R3/02</i> (2006.01), <i>H04M1/60</i> (2006.01)		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) <i>H04R3/02</i> (2006.01), <i>H04M1/60</i> (2006.01)		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2006 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2006 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2006		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 8-256089 A (Toshiba Corp.), 01 October, 1996 (01.10.96), All pages; all drawings (Family: none)	1-43
Y	JP 4-271622 A (NEC Corp.), 28 September, 1992 (28.09.92), All pages; all drawings (Family: none)	1-43
Y	JP 2003-101445 A (Mitsubishi Electric Corp.), 04 April, 2003 (04.04.03), All pages; all drawings & US 2003/0076947 A1 & EP 1298815 A2 & CN 1405991 A	1-43
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 01 February, 2006 (01.02.06)		Date of mailing of the international search report 07 February, 2006 (07.02.06)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/020319

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 10-3298 A (NEC Corp.), 06 January, 1998 (06.01.98), All pages; all drawings & US 5953380 A & CA 2207716 A & CA 2207716 A1	1-43
A	JP 10-304489 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 13 November, 1998 (13.11.98), All pages; all drawings & US 6181753 B1 & EP 880260 A2 & CN 1198620 A	1-43
A	JP 2002-359580 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 13 December, 2002 (13.12.02), All pages; all drawings (Family: none)	1-43
A	JP 2002-368891 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 20 December, 2002 (20.12.02), All pages; all drawings (Family: none)	1-43
A	JP 10-229354 A (Fujitsu Ltd.), 25 August, 1998 (25.08.98), All pages; all drawings (Family: none)	1-43

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04R3/02 (2006.01), H04M1/60 (2006.01)

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04R3/02 (2006.01), H04M1/60 (2006.01)

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2006年
日本国実用新案登録公報	1996-2006年
日本国登録実用新案公報	1994-2006年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 8-256089 A (株式会社東芝) 1996.10.01, 全頁、全図 (ファミリーなし)	1-43
Y	JP 4-271622 A (日本電気株式会社) 1992.09.28, 全頁、全図 (ファミリーなし)	1-43
Y	JP 2003-101445 A (三菱電機株式会社) 2003.04.04, 全頁、全図 & US 2003/0076947 A1 & EP 1298815 A2 & CN 1405991 A	1-43
Y	JP 10-3298 A (日本電気株式会社) 1998.01.06, 全頁、全図 & US 5953380 A	1-43

C欄の続きにも文献が列挙されている。  パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	の日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献
--	--

国際調査を完了した日 01.02.2006	国際調査報告の発送日 07.02.2006
--------------------------	--------------------------

国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 志摩 兆一郎 電話番号 03-3581-1101 内線 3541	5Z 8733
---	---	---------

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	& CA 2207716 A & CA 2207716 A1	
A	JP 10-304489 A (沖電気工業株式会社) 1998.11.13, 全頁、全図 & US 6181753 B1 & EP 880260 A2 & CN 1198620 A	1-43
A	JP 2002-359580 A (松下電工株式会社) 2002.12.13, 全頁、全図 (ファミリーなし)	1-43
A	JP 2002-368891 A (松下電工株式会社) 2002.12.20, 全頁、全図 (ファミリーなし)	1-43
A	JP 10-229354 A (富士通株式会社) 1998.08.25, 全頁、全図 (ファミリーなし)	1-43