

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4509126号
(P4509126)

(45) 発行日 平成22年7月21日(2010.7.21)

(24) 登録日 平成22年5月14日(2010.5.14)

(51) Int. Cl. F I
 HO 4 B 3/23 (2006.01) HO 4 B 3/23
 HO 4 M 1/60 (2006.01) HO 4 M 1/60 C

請求項の数 8 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2007-14164 (P2007-14164)	(73) 特許権者	000000295 沖電気工業株式会社 東京都港区西新橋三丁目16番11号
(22) 出願日	平成19年1月24日(2007.1.24)	(73) 特許権者	593065844 株式会社沖コムテック 埼玉県蕨市中央一丁目16番8号
(65) 公開番号	特開2008-182473 (P2008-182473A)	(74) 代理人	100090620 弁理士 工藤 宣幸
(43) 公開日	平成20年8月7日(2008.8.7)	(72) 発明者	石黒 高詩 埼玉県蕨市中央一丁目16番8号 株式会 社沖コムテック内
審査請求日	平成20年3月18日(2008.3.18)	(72) 発明者	木原 弘一 埼玉県蕨市中央一丁目16番8号 株式会 社沖コムテック内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 エコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

フィルタ係数と受信入力信号を基に擬似エコー信号を生成する適応フィルタと、送信入力信号から上記擬似エコー信号を減算し、エコー信号を除去するエコー除去手段とを備えるエコーキャンセラにおいて、

上記エコー除去手段によって減算処理された結果としての残留誤差信号に基づいて、近端の背景雑音の電力を推定する背景雑音推定手段と、

上記背景雑音推定手段によって求められた背景雑音の推定電力値に所定数を乗算し、以下に示すステップサイズ算出式に従って、上記フィルタ係数の更新に関わるステップサイズの値を求め、上記適応フィルタに与えるステップサイズ算出手段と

を備えることを特徴とするエコーキャンセラ。

【数5】

$$\mu = \frac{\alpha}{\gamma \cdot b(n) + \beta + \|x(n)\|^2}$$

ただし、 μ はステップサイズ値であり、 α はステップサイズパラメータであり、 β は定数であり、 γ は定数であり、 $b(n)$ は上記背景雑音の推定電力値であり、

$\|x(n)\|^2$ は上記受信入力信号の2乗ノルムである。

【請求項 2】

上記背景雑音推定手段は、

上記受信入力信号の電力レベルが一定閾値以下の場合、上記残留誤差信号の電力を平均化した平均電力値を背景雑音の上記推定電力値として算出し、

上記受信入力信号の電力レベルが一定閾値を超えている場合、背景雑音の上記推定電力値を前値保持する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のエコーキャンセラ。

【請求項 3】

上記背景雑音推定手段が、

上記残留誤差信号の電力を 2 乗する乗算部と、

上記乗算部による乗算結果に対して平均化を行うフィルタ部と

を有することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のエコーキャンセラ。

10

【請求項 4】

上記背景雑音推定手段が、所定の振幅制限閾値を用いて上記残留誤差信号の振幅を制限し、その振幅制限結果を上記乗算部に与える振幅制限部を有することを特徴とする請求項 3 に記載のエコーキャンセラ。

【請求項 5】

適応フィルタがフィルタ係数と受信入力信号を基に擬似エコー信号を生成し、エコー除去手段が、送信入力信号から上記擬似エコー信号を減算し、エコー信号を除去するエコーキャンセル方法において、

20

背景雑音推定手段及びステップサイズ算出手段を有し、

上記背景雑音推定手段が、上記エコー除去手段によって減算処理された結果としての残留誤差信号に基づいて、近端の背景雑音の電力を推定する背景雑音推定工程と、

上記ステップサイズ算出手段が、上記背景雑音推定手段によって求められた背景雑音の推定電力値に所定数を乗算し、以下に示すステップサイズ算出式に従って、上記フィルタ係数の更新に関わるステップサイズの値を求め、上記適応フィルタに与えるステップサイズ算出工程と

を備えることを特徴とするエコーキャンセル方法。

【数 5】

30

$$\mu = \frac{\alpha}{\gamma \cdot b(n) + \beta + \|x(n)\|^2}$$

ただし、 μ はステップサイズ値であり、 α はステップサイズパラメータであり、 β は定数であり、 γ は定数であり、 $b(n)$ は上記背景雑音の推定電力値であり、

$x(n)$ は上記受信入力信号の 2 乗ノルムである。

【請求項 6】

上記背景雑音推定手段は、

上記受信入力信号の電力レベルが一定閾値以下の場合、上記残留誤差信号の電力を平均化した平均電力値を背景雑音の上記推定電力値として算出し、

40

上記受信入力信号の電力レベルが一定閾値を超えている場合、背景雑音の上記推定電力値を前値保持する

ことを特徴とする請求項 5 に記載のエコーキャンセル方法。

【請求項 7】

上記背景雑音推定手段が、乗算部とフィルタ部とを有し、

上記乗算部が上記残留誤差信号の電力を 2 乗し、

上記フィルタ部が上記乗算部による乗算結果に対して平均化を行う

ことを特徴とする請求項 5 又は 6 に記載のエコーキャンセル方法。

【請求項 8】

50

上記背景雑音推定手段が、振幅制限部をさらに有し、

上記振幅制限部が、所定の振幅制限閾値を用いて上記残留誤差信号の振幅を制限し、その振幅制限結果を上記乗算部に与えることを特徴とする請求項7に記載のエコーキャンセル方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、エコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法に関し、例えば、電話回線において2線4線変換機能を有するハイブリッド回路で生じる回線エコーを消去する場合に適し得るものである。

10

【背景技術】

【0002】

図9は、従来のエコーキャンセラの構成を示している。図9に示すように、従来のエコーキャンセラ10は、適応フィルタ11、加算器12、ダブルトーク検出器13、2乗ノルム算出手段14、ステップサイズ算出手段15、を備えている。

【0003】

エコーキャンセラ10には、遠方通話者(以下、遠端という)からの受信入力信号(遠端入力信号ともいう)Rinが入力される。この受信入力信号Rinは、受信者(以下、近端という)側に向けて受信出力信号Routとして出力されるとともに、適応フィルタ11に入力される。ここで、適応フィルタ11に入力される受信入力信号Rinを受信入力信号x(n)とする。

20

【0004】

適応フィルタ11は、フィルタ係数と受信入力信号x(n)(=受信入力信号Rin)とを基に擬似エコー信号y(n)を生成し、後述する加算器12による減算処理の結果としての残留誤差信号RES(後述する残留誤差信号e(n))を用いてフィルタ係数の更新を行う。

【0005】

加算器12は、近端側から入力された送信入力信号Sin(d(n))から擬似エコー信号y(n)を差し引き、この演算した結果を残留誤差信号RESとして出力する。この残留誤差信号RESは、適応フィルタ11に入力されるとともに、遠端側に向けて送信される。なお、加算器12は、送信入力信号Sinから擬似エコー信号y(n)を差し引く(減算する)ことによりエコー信号を除去する。

30

【0006】

ダブルトーク検出器13は、受信入力信号Rin、送信入力信号Sin、及び残留誤差信号RESをモニタして発話状態を監視するものであり、近端話者発話時、双方発話時及び無通話時は適応フィルタ11の係数更新をディスエーブル(Disable)にし、遠端話者発話時は適応フィルタ11の係数更新をイネーブル(Enable)にする。

【0007】

2乗ノルム算出手段14は、受信入力信号Rin(x(n))を入力し、受信入力信号x(n)の2乗ノルム($x(n)^2$)を算出し、ステップサイズ算出手段15に算出結果を与えるものである。なお、 $x(n)^2 = x^2(n) + x^2(n-1) + \dots + x^2(n-M+1) = x^2(n-1) + x^2(n) - x^2(n-M)$ である。Mは適応フィルタ11のタップ長である。

40

【0008】

ステップサイズ算出手段15は、受信入力信号Rin(x(n))の2乗ノルム($x(n)^2$)及び残留誤差信号RES(e(n))を入力し、フィルタ係数更新のステップサイズを求め、適応フィルタ11へ与えるものである。

【0009】

また、図9において、ハイブリッド回路20は、2線4線変換機能を有し、エコーキャンセラ10における受信経路または送信経路と図示しない電話機側の経路との接続機能を

50

担うものである。

【0010】

エコーキャンセラ10においては、遠端話者の発話に伴い、遠端側から入力される受信入力信号 R_{in} は、そのまま近端側へ送出されるとともに、適応フィルタ11に与えられる。

【0011】

エコーキャンセラ10から出力された受信出力信号 R_{out} (= 受信入力信号 R_{in}) は、ハイブリッド回路20を經由して近端話者つまり電話機(図示せず)に向けて送出される。このとき、ハイブリッド回路20ではエコー(回線エコー)が発生する。この発生したエコー信号はエコーキャンセラ10の送信経路に流れる。

10

【0012】

エコーキャンセラ10では、適応フィルタ11が、フィルタ係数と受信入力信号 $x(n)$ とを基に擬似エコー $y(n)$ を生成して、加算器12に向けて出力する。そして、加算器12が送信入力信号 S_{in} (ここではエコー信号) から擬似エコー信号 $y(n)$ を差し引くことでエコー信号を除去(消去)する。

【0013】

ところで、適応フィルタの係数更新のアルゴリズムとしては、既知の正規化 LMS (Least Mean Square) などが知られている。

【0014】

この正規化 LMS による係数更新のための数式の一例を、次の数1に示す。

20

【数1】

$$h_k(n+1) = h_k(n) + \frac{\alpha e(n)}{\beta + \|x(n)\|^2} x(n-k) \quad k=0, 1, 2, \dots, M-1$$

【0015】

ここで、 α はステップサイズパラメータ、 $h_k(n)$ はフィルタ係数の更新前の係数列、 $h_k(n+1)$ はフィルタ係数の更新後の係数列、 M はフィルタのタップ長である。は通常0よりも大きい定数であるが、 $\alpha = 0$ としてもよい。

【0016】

また、 $\|x(n)\|^2$ は受信入力信号 R_{in} ($x(n)$) の2乗ノルムであり、 $\|x(n)\|^2 = x^2(n) + x^2(n-1) + \dots + x^2(n-M+1) = \|x(n-1)\|^2 + x^2(n) - x^2(n-M)$ である。

30

【0017】

ここで、ステップサイズ μ という変数を数2のように定義すると、数1は μ を用いて数3のように表現することができる。

【数2】

$$\mu = \frac{\alpha}{\beta + \|x(n)\|^2}$$

40

【数3】

$$h_k(n+1) = h_k(n) + \mu \cdot e(n) \cdot x(n-k)$$

【0018】

適応フィルタ11が生成する擬似エコー信号 $y(n)$ は次の数4を演算することで求められる。

【数4】

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) \cdot h_k(n)$$

【0019】

ステップサイズ算出手段15は、数2に示したステップサイズ μ を算出するものであり、適応フィルタ11は数3及び数4の演算を行うものである。

【0020】

正規化LMSアルゴリズム（非特許文献1参照）が収束するための必要十分条件は $0 < \mu < 2$ である。ステップサイズ $\mu = 1.0$ のときに収束速度が最大となり、ステップサイズ μ が0に近づくほどフィルタ係数の更新量が小さくなり適応フィルタの安定性が向上する。

10

【0021】

適応フィルタの安定性が高いというのは、近端話者側より入力される背景雑音などの外乱や、トーン信号などの狭帯域信号入力に対してフィルタ係数が発散し難いということである。

【0022】

【非特許文献1】「適応フィルタ理論（原文名：Adaptive Filter Theory）」、著者：Simon Haykin、翻訳者：鈴木博（翻訳主幹）ほか、出版社：科学技術出版、2001年1月10日、p. 487～497

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0023】

ところで、エコーキャンセラは、収束速度が速く、適応後の残留誤差が小さく、安定性が高いことが理想的である。

【0024】

しかしながら、上記従来のエコーキャンセラでは、近端話者側より入力される背景雑音が多い環境下において、エコー除去性能が著しく劣化してしまうという問題がある。

【0025】

図10及び図11に、従来技術の背景雑音が少ない環境下におけるシミュレーション結果を示す。図10は信号波形、図11は信号レベルを示すグラフである。

30

【0026】

図10及び図11において、 R_{in} は前述の受信入力信号であり、 E_{cho} はハイブリッド回路20にて発生するエコー信号である。

【0027】

エコーパスの特性は、ITU-T G.168-2004 Annex Dに記載のエコーパスモデル1を用いており、ハイブリッド・エコー・リターン・ロス RL は10dBとしている。従って、図11に示すエコー信号 E_{cho} の信号レベルは、受信入力信号 R_{in} より10dB小さい値である。

40

【0028】

S_{gen} は、近端にて発生する背景雑音である。背景雑音が少ない環境下の例として、-65dBmとしている。

【0029】

S_{in} は前述の送信入力信号であり、エコー信号 E_{cho} と背景雑音 S_{gen} を加算した信号である。

【0030】

図11において、信号レベルは、G.168-2004 6.4.1.2.1に記載のレベル測定方法を用いて算出している。

【0031】

50

図 10 及び図 11 のシミュレーションにおいて、 $\alpha = 0.5$ 、 $\beta = 0$ 、 $M = 128$ としている。

【0032】

なお、前述のダブルトーク検出手段 13 は、受信入力信号 R_{in} 、送信入力信号 S_{in} 、及び残留誤差信号 RES をモニタして発話状態を監視するものであるが、本シミュレーションでは近端を発話状態としないので、条件を以下のように簡略化している。

【0033】

受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ が無通話状態のとき、閾値は一例であるが、 $x(n)^2 - 40 \text{ dBm}$ という条件のときに、適応フィルタ 11 の係数更新をディスエーブル ($Disable$) にし、それ以外は適応フィルタ 11 の係数更新をイネーブル ($Enable$) にしている。

10

【0034】

図 11 の信号レベルに示すように、送信入力信号 S_{in} のエコーの信号レベルのピークが約 -15 dBm であるのに対して、収束後の残留誤差信号 RES は背景雑音の信号レベル -65 dBm に近いレベルとなっており、エコーが消去できていることがわかる。

【0035】

次に、図 12 及び図 13 に、従来技術の背景雑音が大きい環境下におけるシミュレーション結果を示す。

【0036】

S_{gen} は近端にて発生する背景雑音であり、背景雑音が大きい環境下の例として、 -45 dBm としている。その他の条件は、前述の、従来技術の背景雑音が小さい環境下におけるシミュレーション結果の条件と同様である。

20

【0037】

図 13 の信号レベルに示すように、送信入力信号 S_{in} のエコーの信号レベルのピークが約 -15 dBm であるのに対して、収束後の残留誤差信号 RES のピークは約 -35 dBm となっており、エコーは減衰しているものの、背景雑音の信号レベル -45 dBm に比べて約 10 dB 大きい値となっており、エコー消去性能が著しく劣化している。

【0038】

このように、背景雑音が大きい環境下においてエコー消去性能が著しく劣化するのは、以下に示す理由によるものと考えられる。近端話者側より入力される背景雑音は、ハイブリッド回路 20 から出力される回線エコーとともに、送信入力信号 $S_{in}(=d(n))$ より加算器 12 へ入力される。加算器 12 では、この送信入力信号 $d(n)$ から擬似エコー信号 $y(n)$ を差し引くので、回線エコー信号は減衰するが、近端話者側より入力された背景雑音は加算器 12 を通過しそのまま残留誤差信号 $RES(=e(n))$ に出力される。従って、適応フィルタ 11 は、背景雑音を多く含んだ残留誤差信号 $RES(=e(n))$ を用いて係数の修正を行うことになり、その結果、フィルタ係数が期待通りに収束せず、エコー消去性能が著しく劣化してしまうと考えられる。

30

【0039】

ステップサイズパラメータ μ を小さくしたり、 α を大きくしたりすれば、背景雑音が大きい環境下におけるエコー消去特性を改善することができるが、そうすると、背景雑音が小さい環境下において収束速度が低下してしまうという問題がある。

40

【0040】

そこで、本発明は、背景雑音の小さい環境下における収束速度を低下させることなく、背景雑音が大きい環境下においてエコー消去性能の向上を図ることができる、エコーキャンセル及びエコーキャンセル方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0041】

第 1 の本発明のエコーキャンセルは、フィルタ係数と受信入力信号を基に擬似エコー信号を生成する適応フィルタと、送信入力信号から擬似エコー信号を減算し、エコー信号を

50

除去するエコー除去手段とを備えるエコーキャンセラにおいて、(1)エコー除去手段によって減算処理された結果としての残留誤差信号に基づいて、近端の背景雑音の電力を推定する背景雑音推定手段と、(2)背景雑音推定手段によって求められた背景雑音の推定電力値に所定数を乗算し、以下に示すステップサイズ算出式に従って、フィルタ係数の更新に関わるステップサイズの値を求め、適応フィルタに与えるステップサイズ算出手段とを備えることを特徴とする。

【数5】

$$\mu = \frac{\alpha}{\gamma \cdot b(n) + \beta + \|x(n)\|^2}$$

10

ただし、 μ はステップサイズ値であり、 α はステップサイズパラメータであり、 β は定数であり、 γ は定数であり、 $b(n)$ は上記背景雑音の推定電力値であり、 $x(n)$ は上記受信入力信号の2乗ノルムである。

【0042】

第2の本発明のエコーキャンセル方法は、適応フィルタがフィルタ係数と受信入力信号を基に擬似エコー信号を生成し、エコー除去手段が、送信入力信号から擬似エコー信号を減算し、エコー信号を除去するエコーキャンセル方法において、背景雑音推定手段及びステップサイズ算出手段を有し、(1)背景雑音推定手段が、エコー除去手段によって減算処理された結果としての残留誤差信号に基づいて、近端の背景雑音の電力を推定する背景雑音推定工程と、(2)ステップサイズ算出手段が、背景雑音推定手段によって求められた背景雑音の推定電力値に所定数を乗算し、以下に示すステップサイズ算出式に従って、フィルタ係数の更新に関わるステップサイズの値を求め、適応フィルタに与えるステップサイズ算出工程とを備える特徴とする。

20

【数5】

$$\mu = \frac{\alpha}{\gamma \cdot b(n) + \beta + \|x(n)\|^2}$$

30

ただし、 μ はステップサイズ値であり、 α はステップサイズパラメータであり、 β は定数であり、 γ は定数であり、 $b(n)$ は上記背景雑音の推定電力値であり、 $x(n)$ は上記受信入力信号の2乗ノルムである。

【発明の効果】

【0043】

本発明に係るエコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法によれば、背景雑音の小さい環境下における収束速度を低下させることなく、背景雑音が大きい環境下においてエコー除去性能の向上を図ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0044】

(A)第1の実施形態

以下、本発明に係るエコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法の第1の実施形態を、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0045】

第1の実施形態は、例えば、電話回線において2線4線変換機能を有するハイブリッド回路で生じる回線エコーを消去するエコーキャンセラに、本発明のエコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法を適用する場合を例に挙げて説明する。

【0046】

(A-1)第1の実施形態の構成

50

図1は、本発明の第1の実施形態に係るエコーキャンセラの機能構成を示すブロック図である。

【0047】

図1において、第1の実施形態のエコーキャンセラ100は、適応フィルタ11、加算器12、ダブルトーク検出器13、背景雑音推定手段110、電力算出手段140、ステップサイズ算出手段150、を少なくとも有して構成される。

【0048】

図1に示すエコーキャンセラ100は、図9に示した従来のエコーキャンセラ10の構成において、背景雑音推定手段110を追加し、この追加に伴い、ステップサイズ算出手段15及び2乗ノルム算出手段14のそれぞれをステップサイズ算出手段150及び電力算出手段140に置換した構成である。なお、図1において、図9に示す構成要素と同様の機能を果たす部分には同一の符号を付している。

10

【0049】

適応フィルタ11は、後述するステップサイズ算出手段150からステップサイズ μ を受け取り、このステップサイズ μ を用いて数3の式を演算してフィルタ係数の係数更新を実行すると共に、上述した数4の式を演算して擬似エコー信号 $y(n)$ を生成するものである。また、適応フィルタ11は、生成した擬似エコー信号 $y(n)$ を加算器12に与えるものである。

【0050】

加算器12は、送信入力信号 S_{in} から擬似エコー信号 $y(n)$ を減算し、エコー信号を除去するエコー除去手段として機能するものである。

20

【0051】

電力算出手段140は、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値を算出するものであり、算出した受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値を、ステップサイズ算出手段150及び背景雑音手段110に与えるものである。

【0052】

なお、電力算出手段140による受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値の算出方法は、図9に示す2乗ノルム算出手段14と同様に、正規化LMSアルゴリズムの演算過程において算出する2乗ノルム $x(n)^2$ を用いるが、これに限定されず、別の方法によって求めてもよい。

30

【0053】

背景雑音推定手段110は、近端の背景雑音の電力値を推定するものである。背景雑音推定手段110は、加算器12からの残留誤差信号 $RES(=e(n))$ を受け入れると共に、電力算出手段140により算出された受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値を受け入れる。そして背景雑音推定手段110は、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値が閾値以下(すなわち、遠端話者無通話状態)であるときの残留誤差信号 $RES(e(n))$ の電力値を平均化することにより、近端の背景雑音電力値 $b(n)$ を推定する。また、背景雑音推定手段110は、推定した近端の背景雑音電力値 $b(n)$ をステップサイズ算出手段150に与えるものである。

【0054】

背景雑音推定手段110は、電力算出手段140から電力値 $x(n)^2$ を受け取り、閾値は一例であるが、 $x(n)^2 - 40\text{dBm}$ のときには背景雑音推定の演算をイネーブル状態とし、それ以外ときには前値保持とする。

40

【0055】

図2は、背景雑音推定手段110の機能構成を示す構成図である。図2において、背景雑音推定手段110は、乗算手段111と、平均化手段112とを有する。平均化手段112は、第1の実施形態では、例えばIIR(Infinite Impulse Response)形LPFとし、その構成は、乗算手段113及び116、加算器114、遅延部115を有する。

【0056】

50

乗算手段 111 は、イネーブル状態の場合、残留誤差信号 $RES(e(n))$ を 2 乗し、その乗算結果を IIR 形 LPF 112 に与える。

【0057】

IIR 形 LPF 112 は、所定の時定数を有し、乗算手段 111 からの乗算結果を平均化して、背景雑音電力の推定値 $b(n)$ を算出するものである。

【0058】

第 1 の実施形態の IIR 形 LPF 112 の時定数は、例えば 200ms である。また、IIR 形 LPF 112 の係数は、例えば “a” 及び “1 - a” であり、 $a = \exp(-T/CR)$ である。T は IIR 形 LPF 112 のサンプリング周期であり、CR は時定数である。

10

【0059】

第 1 の実施形態では、背景雑音電力値の推定に、送信入力信号 $Sin(d(n))$ でなく、残留誤差信号 $RES(e(n))$ を用いることとする。これは、受信入力信号 $Rin(x(n))$ の電力値が -40dBm 以下のときであっても、送信入力信号 $Sin(d(n))$ にエコー成分が含まれていることがあるので、エコーの影響を極力低減するため、加算器 12 通過後の、エコー成分が減衰しているエコーキャンセラ出力の残留誤差信号 $RES(e(n))$ を用いるようにしているのである。

【0060】

ステップサイズ算出手段 150 は、背景雑音推定手段 110 の出力を用いて、数 5 の式を演算してステップサイズ μ の値を求め、このステップサイズ μ を適応フィルタ 11 に与えるものである。すなわち、ステップサイズ算出手段 150 は、背景雑音推定手段 110 から背景雑音電力の推定値 $b(n)$ を受け取ると共に、電力算出手段 140 から受信入力信号 $Rin(x(n))$ の電力値 (2 乗ノルム $\|x(n)\|^2$) を受け取り、これらを用いて数 5 の式の演算を行う。

20

【数 5】

$$\mu = \frac{\alpha}{\gamma \cdot b(n) + \beta + \|x(n)\|^2}$$

30

【0061】

ここで、 α はステップサイズパラメータである。また、 β は通常 0 よりも大きい定数であるが、 $\beta = 0$ としてもよい。

【0062】

$b(n)$ は、背景雑音推定手段 110 の出力値、 γ は定数であり、例えば、 $\gamma = 100 \times M$ である。

【0063】

また、 $\|x(n)\|^2$ は、受信入力信号 $Rin(x(n))$ の 2 乗ノルムであり、 $\|x(n)\|^2 = x^2(n) + x^2(n-1) + \dots + x^2(n-M+1) = \|x(n-1)\|^2 + x^2(n) - x^2(n-M)$ である。M は、フィルタのタップ長である。

40

【0064】

(A-2) 第 1 の実施形態の動作

次に、エコーキャンセラ 100 の動作 (第 1 の実施形態のエコーキャンセル方法) について説明する。

【0065】

エコーキャンセラ 100 に遠端側からの受信入力信号 Rin が入力されると、その受信入力信号 Rin は、電力算出手段 140 及び適応フィルタ 11 に入力されるとともに、エコーキャンセラ 100 の受信経路を経由してハイブリッド回路 20 に入力される。

【0066】

受信入力信号 Rin が電力算出手段 140 に入力されると、受信入力信号 Rin すなわ

50

ち受信入力信号 $x(n)$ の電力値 ($x(n)^2$) が求められ、この受信入力信号 $x(n)$ の電力値 $x(n)^2$ が、ステップサイズ算出手段 150 及び背景雑音推定手段 110 に与えられる。

【0067】

また、エコーキャンセラ 100 から出力された受信出力信号 R_{out} (= 受信入力信号 R_{in}) は、ハイブリッド回路 20 を経由して近端話者つまり電話機 (図示せず) へ送られる。

【0068】

このとき、ハイブリッド回路 20 においてエコー (回線エコー) が発生し、そのエコー信号がエコーキャンセラ 100 の送信経路に流れる。つまり、エコー信号である送信入力信号 S_{in} が、エコーキャンセラ 100 の加算器 12 に入力される。

10

【0069】

一方、受信入力信号 R_{in} つまり受信入力信号 $x(n)$ が入力された適応フィルタ 11 は、その受信入力信号 $x(n)$ とフィルタ係数とを基に擬似エコー信号 $y(n)$ を生成して、加算器 12 に向けて出力する。なお、擬似エコー信号 $y(n)$ は、上記数 4 の式に従って演算することで求められる。

【0070】

加算器 12 は、送信入力信号 (エコー信号) S_{in} から擬似エコー信号 $y(n)$ を減算し、この減算した結果 (残留誤差) つまり残留誤差信号 RES を出力する。このようにして加算器 12 から出力された残留誤差信号 RES は、適応フィルタ 11、ステップサイズ算出手段 150 及び背景雑音推定手段 110 に入力される。

20

【0071】

背景雑音推定手段 110 は、電力算出手段 140 から受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値 ($x(n)^2$) と閾値 (例えば -40 dBm) との比較を行い、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値が閾値以下である場合 ($x(n)^2 - 40\text{ dBm}$ の場合)、フィルタ係数の係数更新をイネーブル状態とし、入力された残留誤差信号 $RES(e(n))$ を 2 乗して、その乗算結果を平均化することで、残留誤差信号 RES の電力値 (電力レベル) を推定し、この残留誤差信号 $e(n)$ の推定値 $b(n)$ をステップサイズ算出手段 150 に与える。

【0072】

30

ステップサイズ算出手段 150 は、電力算出手段 140 から受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値 ($x(n)^2$) を、背景雑音推定手段 110 から背景雑音電力の推定値 $b(n)$ を受け取り、この電力値 ($x(n)^2$) 及び推定値 $b(n)$ を用いて数 5 の式を演算し、ステップサイズ μ の値を求め、ステップサイズ μ の値を適応フィルタ 11 に与える。

【0073】

図 3 は、背景雑音の電力値とステップサイズ μ との関係を示す関係図である。ここでの条件は、ステップサイズパラメータ $\alpha = 0.5$ 、 $\beta = 0$ 、タップ長 $M = 128$ 、定数 $\gamma = 100 \times M = 12800$ とする場合である。

【0074】

40

図 3 に示すように、背景雑音の電力値が十分に小さい環境下、例えば背景雑音電力値が -65 dBm の場合、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値の値に拘わらず、ステップサイズ μ は、従来技術を用いたエコーキャンセラ 10 でのステップサイズ μ とほとんど変わらない。

【0075】

一方、背景雑音の電力値が比較的大きい環境下、例えば背景雑音電力値が -45 dBm の場合、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値の値に応じて、ステップサイズ μ は、従来技術のエコーキャンセラ 10 でのステップサイズ μ との差分が大きくなる。

【0076】

つまり、例えば受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値が $0\text{ dBm} \sim 10\text{ dBm}$ 程度

50

までの区間においては、従来技術とほぼ同等のステップサイズ μ となる。一方、受信入力信号 $R_{in}(x(n))$ の電力値が約 10 dBm より小さくなるにつれて、従来技術でのステップサイズ μ より、第1の実施形態によるステップサイズ μ が小さくなるという特性を示す。

【0077】

図4及び図5は、背景雑音が比較的大きい環境下でのシミュレーションの信号波形及び信号レベル（電力レベル）を示す図である（例えば、背景雑音電力値が -45 dBm の場合）。

【0078】

前述したように、従来技術を用いたエコーキャンセラ10では、送信入力信号 S_{in} のエコーの信号レベルのピークが約 -15 dBm であるのに対して、収束後の残留誤差信号 RES のピークは約 -35 dBm となっており、エコーは減衰しているものの、背景雑音の信号レベル -45 dBm に比べて約 10 dB 大きい値となっており、エコー消去性能が著しく劣化していた。

【0079】

これに対して、図4及び図5に示すように、本発明の第1の実施形態のエコーキャンセラ100を用いた場合、収束後の残留誤差信号 $RES(e(n))$ の信号レベルは、 -45 dBm とほとんど同じになり、ピークがわからないほどにエコーを消去できている。つまり、本発明の第1の実施形態により、背景雑音が大きい環境下において、エコー消去性能を向上させる効果がある。

【0080】

また、図6及び図7は、背景雑音が十分に小さい環境下でのシミュレーションの信号波形及び信号レベル（電力レベル）を示す図である（例えば、背景雑音電力値が -65 dBm の場合）。図3の背景雑音とステップサイズ μ の関係について示したように、ステップサイズ μ は従来技術を用いた場合とほとんど変わらない。

【0081】

従って、収束速度、収束後のエコー消去量のどちらも、従来技術とほぼ同様の良好な特性となっており、収束後の残留誤差信号 $RES(e(n))$ のピークの信号レベルは、背景雑音の信号レベル -65 dBm に近い値となっている。

【0082】

(A-3) 第1の実施形態の効果

以上のように、第1の実施形態によれば、背景雑音の小さい環境下における収束速度を低下させることなく、背景雑音が大きい環境下においてエコー消去性能を向上させることができるという効果を奏する。

【0083】

(B) 第2の実施形態

次に、本発明に係るエコーキャンセラ及びエコーキャンセル方法の第2の実施形態を、図面を参照しながら説明する。

【0084】

(B-1) 第2の実施形態の構成

第2の実施形態に係るエコーキャンセラは、上述した図1の第1の実施形態に係るエコーキャンセラ100において、図2に示す背景雑音推定手段110の機能構成の代わりに、図8に示す背景雑音推定手段210の機能構成を備えるものである。

【0085】

そこで、以下では、図8に示す背景雑音推定手段210の機能構成を中心に説明し、それ以外の機能構成については、図1に示す機能構成及びこれに付した符号を用いて説明する。

【0086】

図8は、第2の実施形態の背景雑音推定手段210の機能構成を示す構成図である。図8において、背景雑音推定手段210は、振幅制限手段217、乗算手段111と、平均

10

20

30

40

50

化手段 1 1 2 とを有する。平均化手段 1 1 2 は、第 1 の実施形態と同様に、例えば I I R (I n f i n i t e I m p u l s e R e s p o n s e) 形 L P F とし、その構成は、乗算手段 1 1 3 及び 1 1 6、加算器 1 1 4、遅延部 1 1 5 を有する。

【 0 0 8 7 】

振幅制限手段 2 1 7 は、乗算手段 1 1 1 の前段に設けられ、残留誤差信号 R E S (e (n)) の 2 乗処理の前処理として、入力された残留誤差信号 R E S (e (n)) の振幅を振幅制限閾値までに制限し、振幅制限した信号を乗算手段 1 1 1 に与えるものである。振幅制限閾値としては、例えば - 4 0 d B m のサイン波の振幅である。

【 0 0 8 8 】

(B - 2) 第 2 の実施形態の動作

10

次に、第 2 の実施形態に係るエコーキャンセラの動作 (第 2 の実施形態のエコーキャンセル方法) について説明する。

【 0 0 8 9 】

第 2 の実施形態のエコーキャンセラの動作は、背景雑音推定手段 2 1 0 おける背景雑音電力の推定値 $b (n)$ を求める処理が、第 1 の実施形態の動作と異なる。

【 0 0 9 0 】

背景雑音推定手段 2 1 0 は、第 1 の実施形態と同様に、受信入力信号 R i n が無通話状態、すなわち (受信入力信号 $x (n)$ の電力値 $x (n) ^ 2 - 4 0 d B m$ の場合) にイネーブル状態となる。

【 0 0 9 1 】

20

近端からの送信入力信号 S i n が背景雑音のみで、その背景雑音の振幅が振幅制限閾値に比べて小さいとき、残留誤差信号 R E S (e (n)) には背景雑音がほぼそのまま表れ、振幅制限手段 2 1 7 の出力にも背景雑音がほぼそのまま表れる。従って、背景雑音推定手段 2 1 7 の出力値 $b (n)$ は、背景雑音の平均電力値に近い値となることが期待できる。

【 0 0 9 2 】

一方、近端からの送信入力信号 S i n が背景雑音に加えて音声信号 (近端話者の音声) も含んでいるとき、第 1 の実施形態においては、音声信号の影響により、背景雑音推定手段 1 1 0 の出力値 $b (n)$ が、実際の背景雑音に比べて極端に大きくなることもある。

【 0 0 9 3 】

30

そうすると、ステップサイズ算出手段 1 5 0 が算出するステップサイズ μ が必要以上に小さくなり、適応フィルタ 1 1 におけるフィルタ係数の係数更新に係る収束速度が低下する可能性がある。

【 0 0 9 4 】

これに対して、第 2 の実施形態では、この場合、振幅制限手段 2 1 7 が、振幅制限閾値を用いて、入力された残留誤差信号 R E S (e (n)) の振幅を制限するようにする。これにより、背景雑音推定手段 2 1 0 の出力値 $b (n)$ が、実際の背景雑音に比べて極端に大きくなってしまふのを防止することができる。

【 0 0 9 5 】

(B - 3) 第 2 の実施形態の効果

40

以上のように、第 2 の実施形態によれば、第 1 の実施形態で説明した効果と同様の効果を奏することができる。

【 0 0 9 6 】

第 2 の実施形態によれば、背景雑音推定手段 2 1 0 に振幅制限手段 2 1 7 を備えることにより、送信入力信号 S i n に背景雑音に加えて音声信号が含まれている場合でも、振幅を制限することができるので、背景雑音推定手段 2 1 0 の出力値が実際の背景雑音に比べて極端に大きくなってしまふのを防止することができる。その結果、ステップサイズ μ が必要以上に小さくなること、フィルタ係数の係数更新に係る収束速度が低下することを防止できる効果を奏する。

【 0 0 9 7 】

50

(C) 他の実施形態

本発明は、電話回線において2線4線変換機能をもつハイブリッド回路で生じる回線エコーを除去するエコーキャンセラのほか、スピーカからマイクロホンに回り込んだエコー（音響エコー）を除去するエコーキャンセラにも適用することができる。

【0098】

また、上記第1及び第2実施形態の説明では、エコーキャンセラがハードウェア的に構成されているイメージで説明したが、ソフトウェア的にエコーキャンセラを構成しても良く、また、エコーキャンセラを1チップ又は1チップの部分として構成するようにしても良い。

【0099】

さらに、第1及び第2の実施形態では、数5の式における α を定数として説明したが、この α （すなわち、背景雑音の推定電力値に乗算する数）は、任意の数とし、また可変できるものとしてもよい。これにより、背景雑音の電力レベルに応じて、ステップサイズ μ の値を調整することができる。すなわち、 α の値を小さくすれば、ステップサイズを比較的大きくすることができ、 α の値を大きくすれば、ステップサイズを比較的小きくすることができる。

【0100】

第2の実施形態で説明した図8では、乗算手段111の前段に振幅制限手段217を設けた場合を示したが、近端で入力した音声信号の影響を小さくすることができれば、図8に示す構成に限定されない。例えば、乗算手段111と平均化手段112との間に、乗算手段111の2乗値に制限を設ける制限手段を備えるようにしてもよい。

【図面の簡単な説明】

【0101】

【図1】第1の実施形態に係るエコーキャンセラの機能構成を示すブロック図である。

【図2】第1の実施形態に係る背景雑音推定手段の構成を示す構成図である。

【図3】第1の実施形態に係る背景雑音とステップサイズとの関係を示す関係図である。

【図4】第1の実施形態の背景雑音が大きい環境下におけるシミュレーションの信号波形を示す図である。

【図5】第1の実施形態の背景雑音が大きい環境下におけるシミュレーションの信号レベルを示す図である。

【図6】第1の実施形態の背景雑音が小さい環境下におけるシミュレーションの信号波形を示す図である。

【図7】第1の実施形態の背景雑音が小さい環境下におけるシミュレーションの信号レベルを示す図である。

【図8】第2の実施形態に係る背景雑音推定手段の構成を示す構成図である。

【図9】従来のエコーキャンセラの機能構成を示すブロック図である。

【図10】従来の背景雑音が小さい環境下におけるシミュレーションの信号波形を示す図である。

【図11】従来の背景雑音が小さい環境下におけるシミュレーションの信号レベルを示す図である。

【図12】従来の背景雑音が大きい環境下におけるシミュレーションの信号波形を示す図である。

【図13】従来の背景雑音が大きい環境下におけるシミュレーションの信号レベルを示す図である。

【符号の説明】

【0102】

100...エコーキャンセラ、11...適応フィルタ、12...加算器、13...ダブルトーク検出器、140...電力算出手段、150...ステップサイズ算出手段、110、210...背景雑音推定手段、111...乗算手段、112...平均化手段、113、116...乗算手段、114...加算器、115...遅延部、217...振幅制限手段。

10

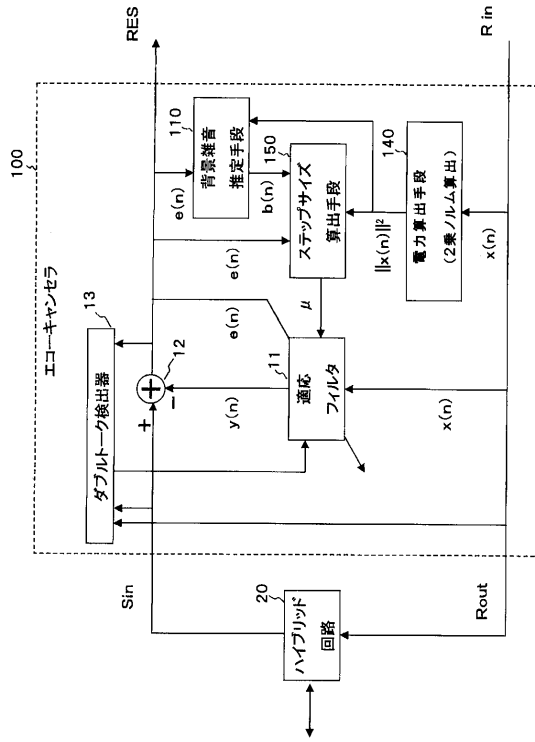
20

30

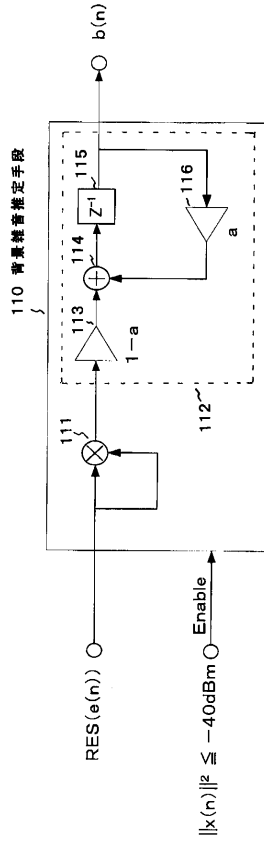
40

50

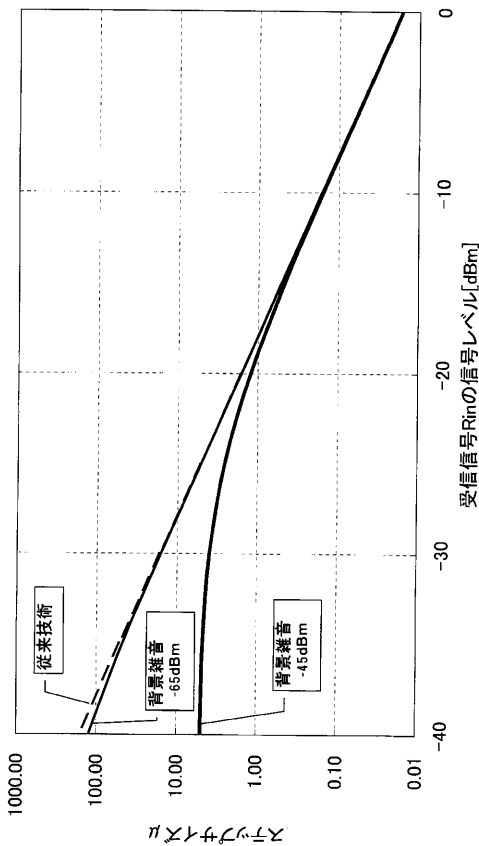
【図1】



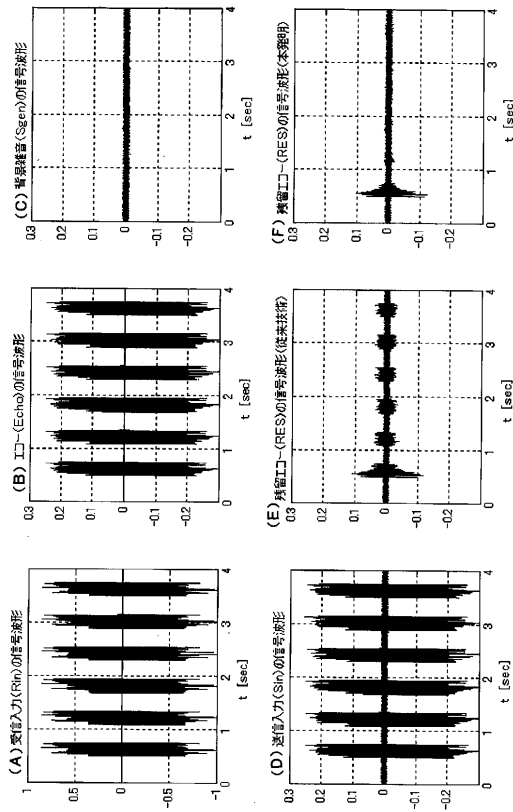
【図2】



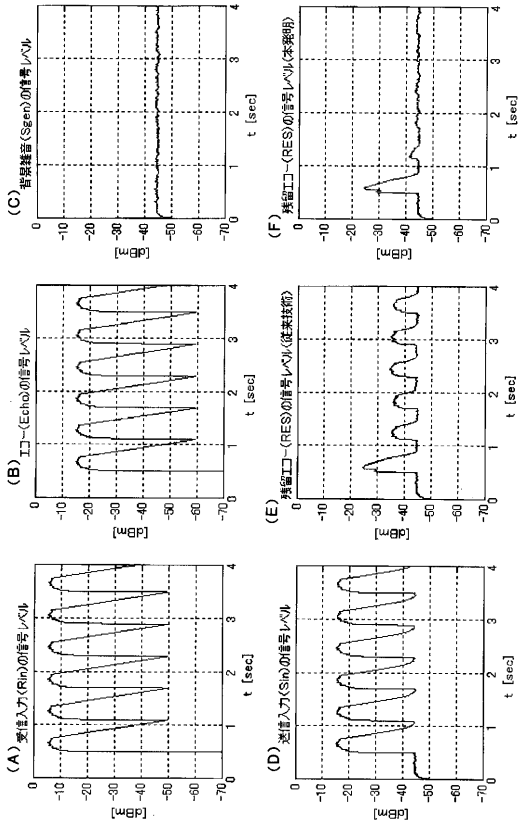
【図3】



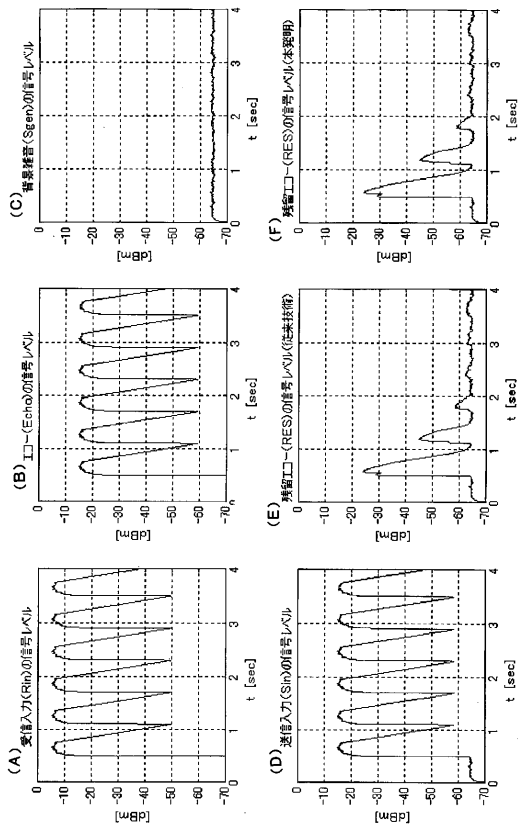
【図4】



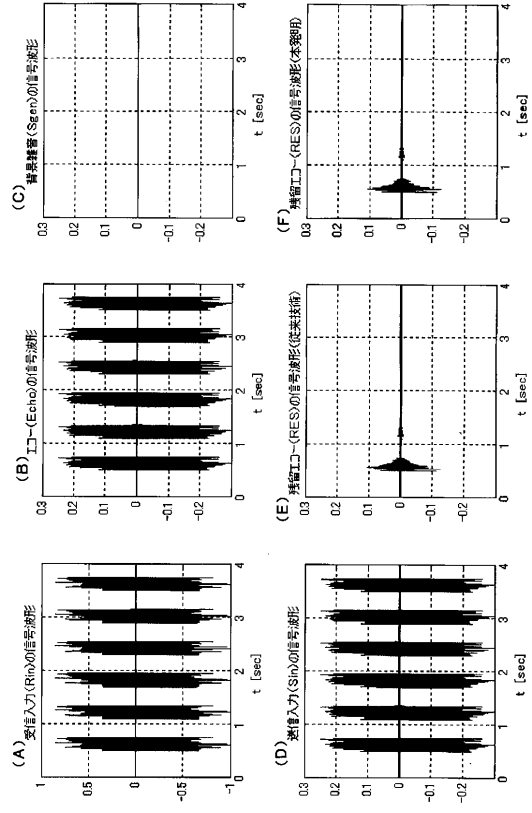
【図 5】



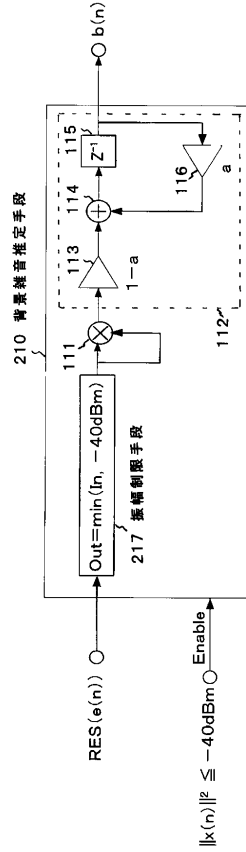
【図 7】



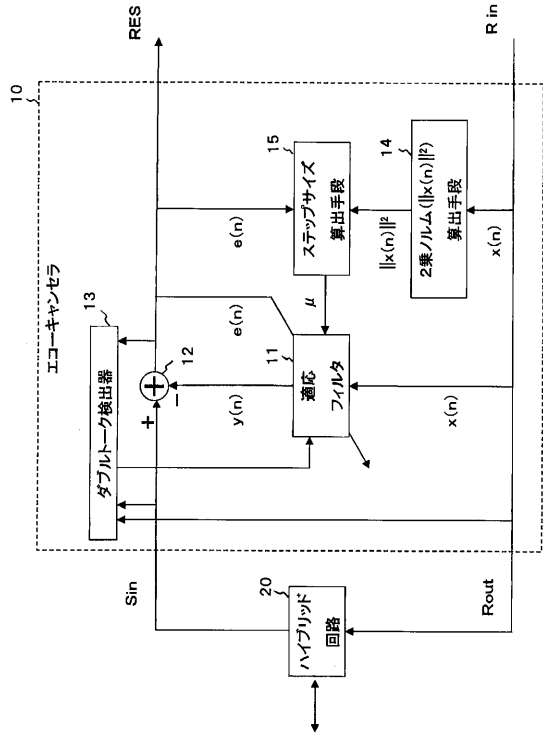
【図 6】



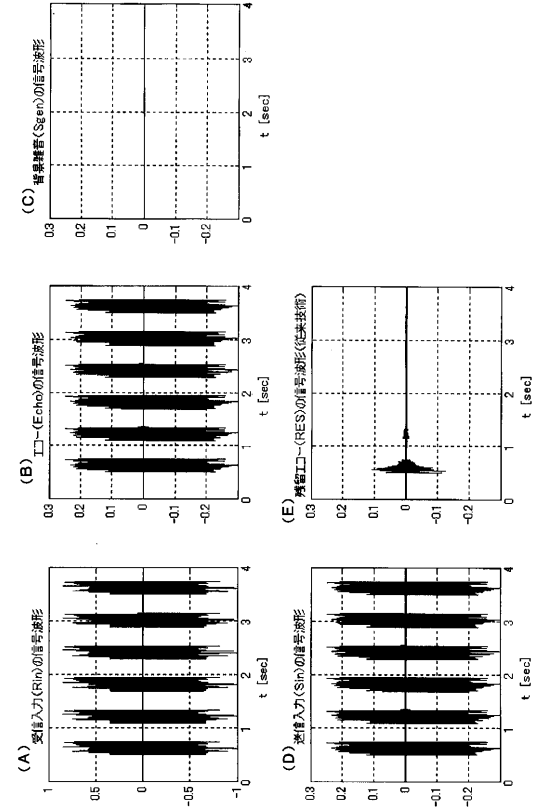
【図 8】



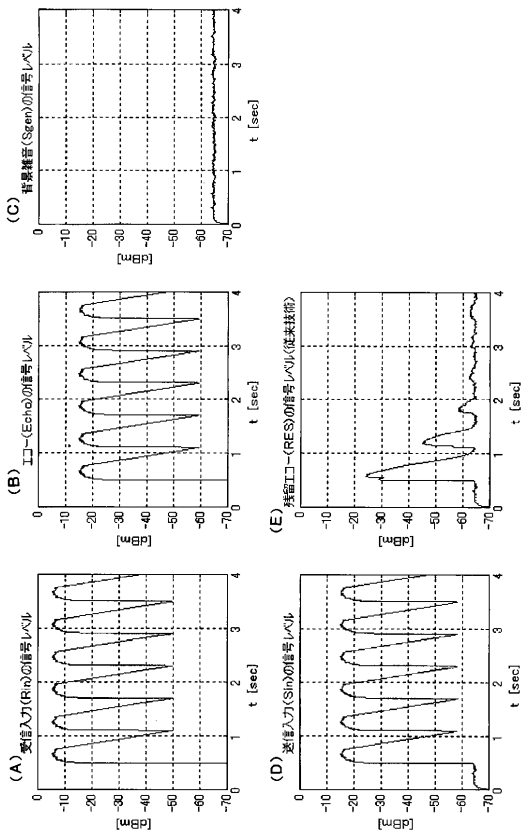
【図 9】



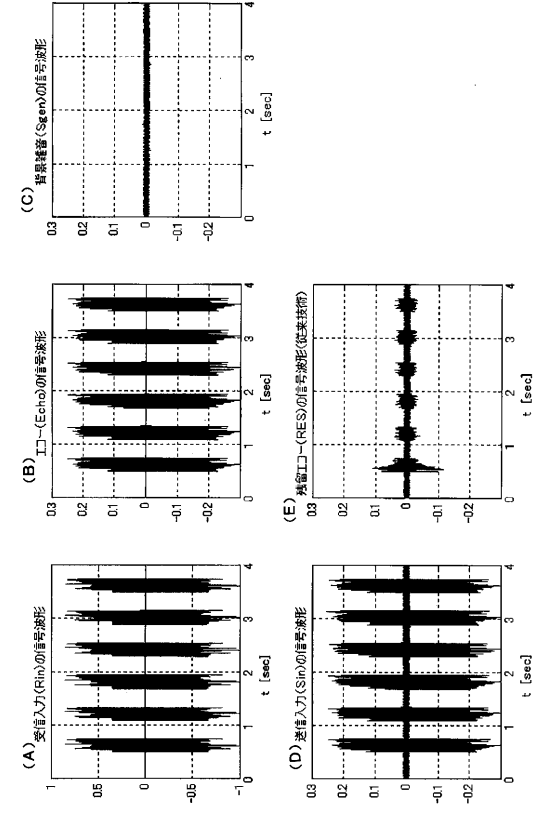
【図 10】



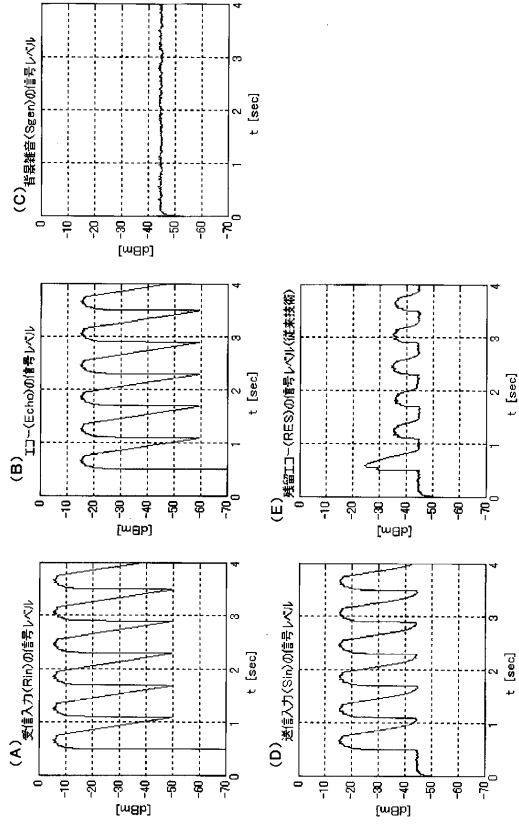
【図 11】



【図 12】



【 13 】



フロントページの続き

- (72)発明者 榎屋 謙
埼玉県蕨市中央一丁目16番8号 株式会社沖コムテック内
- (72)発明者 新井 淳治
埼玉県蕨市中央一丁目16番8号 株式会社沖コムテック内

審査官 東 昌秋

- (56)参考文献 特開平7-22984(JP,A)
特表2005-531200(JP,A)
特開2000-341178(JP,A)
特開平8-70268(JP,A)
特開平11-4288(JP,A)
Mariko NAKANO MIYATAKE et al., A Time Varying Step Size Normalized LMS Algorithm for Adaptive Echo Canceler Structures, IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences, 日本, IEICE, 1995年 2月, vol.E78-A, no.2, p.254-258
平野晃宏, 他1名, 参照信号パワーと雑音パワーに基づく可変ステップサイズ確率勾配アルゴリズム, 電子情報通信学会技術研究報告 デジタル信号処理, 日本, 電子情報通信学会, 1995年 5月26日, vol.95, no.68, 第1頁~第8頁

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

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