

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-284096
(P2009-284096A)

(43) 公開日 平成21年12月3日(2009.12.3)

(51) Int. Cl.		F I	テーマコード (参考)
HO4B	3/23	(2006.01)	HO4B 3/23
HO4M	1/60	(2006.01)	HO4M 1/60
HO4R	3/02	(2006.01)	HO4R 3/02

C

5D020
5K027
5K046

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2008-132327 (P2008-132327)
(22) 出願日 平成20年5月20日 (2008. 5. 20)

(71) 出願人 00004226
日本電信電話株式会社
東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(74) 代理人 100121706
弁理士 中尾 直樹
(74) 代理人 100066153
弁理士 草野 卓
(74) 代理人 100128705
弁理士 中村 幸雄
(72) 発明者 中川 朗
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内
Fターム(参考) 5D020 CC04
5K027 AA07 BB05 DD07 DD10 DD11
DD14 MMO1

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ステレオ音響エコーキャンセル方法、ステレオ音響エコーキャンセル装置、ステレオ音響エコーキャンセルプログラム、その記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 本発明の目的は、ステレオ受話信号の相互相関が強くても、比較的早くフィルタ係数を収束させることができるステレオ音響エコーキャンセル方法、その装置、そのプログラム及び記録媒体を提供することを目的とする。

【解決手段】 本発明のステレオ音響エコーキャンセル方法は、2チャンネルのステレオ受話信号である信号Lと信号Rに対して、信号Lと信号Rを加算し、和信号を求め、信号Lと信号Rを減算し、差信号を求める。和信号と差信号から、擬似反響信号を求める。ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号を求める。和信号と差信号と残留反響信号から、入力信号にパワー差がある場合に高速化できる適応アルゴリズムを用いて擬似反響路を逐次推定する。

【選択図】 図3

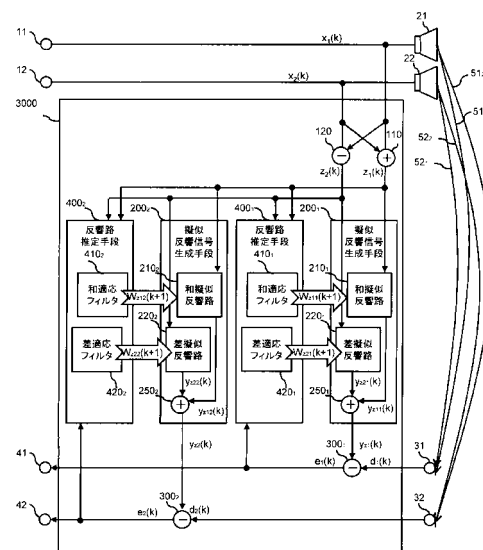


図3

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

2チャンネルのステレオ受話信号である信号Lと信号Rを加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める和信号生成ステップと、

該信号Lと該信号Rを減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める差信号生成ステップと、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ 、または、該信号Lと該信号Rを、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める擬似反響信号生成ステップと、

該ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から該擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める残留反響信号生成ステップと、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ と該残留反響信号から、2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

$$w_{z_1}(k) = e(k)S_{z_1}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

$$w_{z_2}(k) = e(k)S_{z_2}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

(ただし、 $S_{z_1}(k) = Z_1(k) / Z_1(k)^2$ 、 $S_{z_2}(k) = Z_2(k) / Z_2(k)^2$ 、

$Z_1(k) = [z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k) = [z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、Mはタップ数、 $Z(k)$ は $Z(k)$ のノルムを表す)

として計算し、該2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を利用して該擬似反響路を逐次推定する反響路推定ステップと、

を有するステレオ音響エコーキャンセル方法。

【請求項 2】

2チャンネルのステレオ受話信号である信号Lと信号Rを加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める和信号生成ステップと、

該信号Lと該信号Rを減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める差信号生成ステップと、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ 、または、該信号Lと該信号Rを、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める擬似反響信号生成ステップと、

該ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から該擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める残留反響信号生成ステップと、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ の所定時間 M' 内の2乗和 $Z_1'^2$ 、 $Z_2'^2$ の内、いずれか小さい値 $Z_{min}'^2$ の更新ステップサイズ μ_{min} を $(Z_{min}'^2) / (Z_1'^2 + Z_2'^2)$ として出力し、他方の二乗和の更新ステップサイズを1として出力し、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ と該残留反響信号 $e(k)$ と該更新ステップサイズを入力され、該和信号と該差信号の所定時間M内の2乗和 Z_1^2 、 Z_2^2 を演算し、2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

$$w_{z_1}(k) = \mu_1 e(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2$$

$$w_{z_2}(k) = \mu_2 e(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2$$

(ただし、 $Z_1(k) = [z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k) = [z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、Mはタップ数、 $Z(k)$ は $Z(k)$ のノルムを表す)

として演算し、該更新ベクトルを利用して該擬似反響路を逐次推定する反響路推定ステップと、

を有するステレオ音響エコーキャンセル方法。

【請求項 3】

請求項1または2記載のステレオエコーキャンセル方法であって、

該擬似反響信号生成ステップにおいて、該信号Lと該信号Rから、該擬似反響信号を求める場合には、該反響路推定ステップにおいて、該2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ の和を新たな更新ベクトルとし、該2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ の差を新たな更新ベクトルとし、これら新たに得た2つの更新ベクトルからフィルタ係数を推定すること

を特徴とするステレオ音響エコーキャンセル方法。

を特徴とするステレオ音響エコーキャンセル方法。

【請求項 4】

10

20

30

40

50

請求項 1 または 2 記載のステレオエコーキャンセル方法であって、

該擬似反響信号生成ステップにおいて、該信号 L と該信号 R から、該擬似反響信号を求める場合には、該反響路推定ステップにおいて、該 2 つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ から 2 つのフィルタ係数を推定し、得られた 2 つの該フィルタ係数の和を新たなフィルタ係数とし、得られた 2 つの該フィルタ係数の差を新たなフィルタ係数として推定すること

を特徴とするステレオ音響エコーキャンセル方法。

【請求項 5】

2 チャンルのステレオ受話信号である信号 L と信号 R を加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める和信号生成手段と、

該信号 L と該信号 R を減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める差信号生成手段と、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ 、または、該信号 L と該信号 R を、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める擬似反響信号生成手段と、

該ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から該擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める残留反響信号生成手段と、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ と該残留反響信号から、2 つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

$$w_{z_1}(k) = e(k)S_{z_1}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

$$w_{z_2}(k) = e(k)S_{z_2}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

(ただし、 $S_{z_1}(k) = Z_1(k) / Z_1(k)^2$ 、 $S_{z_2}(k) = Z_2(k) / Z_2(k)^2$ 、

$Z_1(k) = [z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k) = [z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、 M はタップ数、 $Z(k)$ は $Z(k)$ のノルムを表す)

として計算し、該 2 つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を利用して該擬似反響路を逐次推定する反響路推定手段と、

を有するステレオ音響エコーキャンセル装置。

【請求項 6】

2 チャンルのステレオ受話信号である信号 L と信号 R を加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める和信号生成手段と、

該信号 L と該信号 R を減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める差信号生成手段と、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ 、または、該信号 L と該信号 R を、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める擬似反響信号生成手段と、

該ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から該擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める残留反響信号生成手段と、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ の所定時間 M' 内の 2 乗和 $Z_1'^2$ 、 $Z_2'^2$ の内、いずれか小さい値 $Z_{\min}'^2$ の更新ステップサイズ μ_{\min} を $(Z_{\min}'^2) / (Z_1'^2 + Z_2'^2)$ として出力し、他方の二乗和の更新ステップサイズを 1 として出力し、

該和信号 $z_1(k)$ と該差信号 $z_2(k)$ と該残留反響信号 $e(k)$ と該更新ステップサイズを入力され、該和信号と該差信号の所定時間 M 内の 2 乗和 Z_1^2 、 Z_2^2 を演算し、2 つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

$$w_{z_1}(k) = \mu_1 e(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2$$

$$w_{z_2}(k) = \mu_2 e(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2$$

(ただし、 $Z_1(k) = [z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k) = [z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、 M はタップ数、 $Z(k)$ は $Z(k)$ のノルムを表す)

として演算し、該更新ベクトルを利用して該擬似反響路を逐次推定する反響路推定手段と、

を有するステレオ音響エコーキャンセル装置。

【請求項 7】

請求項 1 または 2 記載のステレオエコーキャンセル装置であって、

該擬似反響信号生成手段において、該信号 L と該信号 R から、該擬似反響信号を求める

10

20

30

40

50

場合には、該反響路推定手段において、該 2 つの更新ベクトル $w_{z1}(k)$ 、 $w_{z2}(k)$ の和を新たな更新ベクトルとし、該 2 つの更新ベクトル $w_{z1}(k)$ 、 $w_{z2}(k)$ の差を新たな更新ベクトルとし、これら新たに得た 2 つの更新ベクトルからフィルタ係数を推定すること

を特徴とするステレオ音響エコーキャンセル装置。

【請求項 8】

請求項 1 または 2 記載のステレオエコーキャンセル装置であって、

該擬似反響信号生成手段において、該信号 L と該信号 R から、該擬似反響信号を求める場合には、該反響路推定手段において、該 2 つの更新ベクトル $w_{z1}(k)$ 、 $w_{z2}(k)$ から 2 つのフィルタ係数を推定し、得られた 2 つの該フィルタ係数の和を新たなフィルタ係数とし、得られた 2 つの該フィルタ係数の差を新たなフィルタ係数として推定すること

10

を特徴とするステレオ音響エコーキャンセル装置。

【請求項 9】

請求項 5 から 8 のいずれかに記載したステレオ音響エコーキャンセル装置としてコンピュータを機能させるためのステレオ音響エコーキャンセルプログラム。

【請求項 10】

請求項 9 に記載されるステレオ音響エコーキャンセルプログラムを記憶したコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

この発明は、2チャンネルのステレオ受話信号を有する例えば通信会議システムにおいて、ハウリングの原因および聴覚上の障害となる室内反響信号を消去するステレオ音響エコーキャンセル消去方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体に関するものである。

【背景技術】

【0002】

音声会議の普及に伴い、同時通話性能に優れ、反響感の少ない拡声通話装置の供給が望まれている。この要求を満たすものとして、音響エコーキャンセル装置がある。まず、1チャンネル用のエコーキャンセル装置について、そのエコーキャンセル方法及び装置構成を、図1を参照して説明する。拡声通話において、受話端10に相手の発話等で得られる受話信号は、そのままスピーカ20から再生される場合と、スピーカ20に送る前に、受話信号の振幅やパワー等の大きさに応じて自動的に利得を調整するなど、受話信号に何らかの加工が施された後に、スピーカ20から再生される場合とがある。このため、この発明で受話信号 $x(k)$ とは、相手からの受話信号そのものとは限らず、受話信号に対し加工が施された場合は、その加工された後の受話信号を指すものとする。なお、 k は離散時間を表す。受話信号 $x(k)$ を受ける受話端10からスピーカ20に至る送話系と、マイクロホン30から送話端40に至る送話系とからなる拡声通話系において、エコーキャンセル装置1000は、受話信号 $x(k)$ を供給される。受話信号 $x(k)$ は、擬似反響信号生成手段200と反響路推定手段400へ送られる。擬似反響信号生成手段200は、受話信号 $x(k)$ を擬似反響路201に通して、擬似反響信号 $y(k)$ を求める。

30

【0003】

$$y(k) = X^T(k)W(k) \quad (1)$$

$$X(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-M+1)]^T \quad (2)$$

$$W(k) = [w(k, 0), w(k, 1), \dots, w(k, M-1)]^T \quad (3)$$

ただし、 $W(k)$ は、反響路推定手段400で推定したフィルタ係数である。 $*$ T はベクトルの転置を表す。 M はタップ数で、反響路50の残響時間に対応させて、あらかじめ設定しておく定数である。よって、 $y(k)$ は、

$$y(k) = x(k)w(k, 0) + x(k-1)w(k, 1) + \dots + x(k-M+1)w(k, M-1) \quad (4)$$

50

である。残留反響信号生成手段 300 は、受話信号 $x(k)$ を再生して収音された反響信号 $d(k)$ から擬似反響信号 $y(k)$ を差し引くことにより反響信号 $d(k)$ を消去し、残留反響信号 $e(k)$ を求める。

【0004】

$$e(k)=d(k)-y(k) \quad (5)$$

$$d(k)=X^T(k)H(k) \quad (6)$$

$$H(k)=[h(k,0), h(k,1), \dots, h(k,M-1)]^T \quad (7)$$

ただし、 $H(k)$ は、時刻 k における反響路 50 のインパルス応答を表す。よって、 $d(k)$ は、

$$d(k)=x(k)h(k,0)+x(k-1)h(k,1)+\dots+x(k-M+1)h(k,M-1) \quad (8)$$

である。残留反響信号 $e(k)$ は送話端 40 から出力されるとともに、反響路推定手段 400 へ送られる。反響路推定手段 400 は、受話信号 $x(k)$ と残留反響信号 $e(k)$ から、擬似反響路を逐次推定する。反響路推定手段内の適応フィルタ 401 の更新式は、以下のように表すことができる。

【0005】

$$W(k+1)=W(k)+\mu e(k)X(k)/X^T(k)X(k) \quad (9)$$

ただし、 μ は、ステップサイズパラメータと呼ばれ、 $0 < \mu < 2$ の範囲で適応動作の調整に用いる。反響路推定手段 400 は、推定した適応フィルタのフィルタ係数 $W(k+1)$ を逐次擬似反響路 201 へコピーする。以上のような処理を繰り返すことにより、反響路推定手段 400 では、次第にフィルタ係数 $W(k)$ を、真の反響路 50 のインパルス応答 $H(k)$ と一致させることが可能となり、その結果、式 (5) の残留反響信号 $e(k)$ を小さくすることができる。

【0006】

近年、ブロードバンド環境の普及に伴い、より臨場感を高くできるステレオ通信会議が普及しつつある。ステレオ通信会議では、収音/再生ともに 2 チャンルで行い、発話者が誰か推定しやすくなり、会議の進行がスムーズになるというメリットがある。図 2 は、従来の 2 チャンルのステレオ音響エコーキャンセル装置の構成例を示す。なお、図 2 において、図 1 と対応する部分には、同一参照番号を付してある。

【0007】

ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ をそれぞれ受ける受話端 11、12 からスピーカ 21、22 に至る送話系と、マイクロホン 31、32 から送話端 41、42 に至る送話系とからなる拡声通話系において、エコーキャンセル装置 2000 は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を供給される。なお、説明を簡単にするため、受話端 11、12 の受話信号と送話端 41 の送話信号とを考慮する。受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ は、擬似反響信号生成手段 2001 と反響路推定手段 4001 へ送られる。擬似反響信号生成手段 2001 は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ をそれぞれ擬似反響路 2011、2021 に通して、反響路 511、521 それぞれに対する擬似反響信号 $y_{11}(k)$ 、 $y_{21}(k)$ を求める。

【0008】

$$y_{11}(k)=X_1^T(k)W_{11}(k) \quad (10)$$

$$y_{21}(k)=X_2^T(k)W_{21}(k) \quad (11)$$

$$X_1(k)=[x_1(k), x_1(k-1), \dots, x_1(k-M+1)]^T \quad (12)$$

$$X_2(k)=[x_2(k), x_2(k-1), \dots, x_2(k-M+1)]^T \quad (13)$$

$$W_{11}(k)=[w_{11}(k,0), w_{11}(k,1), \dots, w_{11}(k,M-1)]^T \quad (14)$$

$$W_{21}(k)=[w_{21}(k,0), w_{21}(k,1), \dots, w_{21}(k,M-1)]^T \quad (15)$$

ただし、 $W_{11}(k)$ 、 $W_{21}(k)$ は、それぞれ反響路推定手段 4001 で推定したフィルタ係数である。よって、反響路 511、521 それぞれに対する擬似反響信号 $y_{11}(k)$ 、 $y_{21}(k)$ は、

$$y_{11}(k)=x_1(k)w_{11}(k,0)+x_1(k-1)w_{11}(k,1)+\dots+x_1(k-M+1)w_{11}(k,M-1)$$

(16)

10

20

30

40

50

$$y_{21}(k) = x_2(k)w_{21}(k,0) + x_2(k-1)w_{21}(k,1) + \dots + x_2(k-M+1)w_{21}(k,M-1)$$

(17)

である。擬似反響信号合成手段250は、反響路51₁、52₁それぞれに対する擬似反響信号 $y_{11}(k)$ 、 $y_{21}(k)$ を加算し、擬似反響信号 $y_1(k)$ を求める。

【0009】

$$y_1(k) = y_{11}(k) + y_{21}(k) \quad (18)$$

残留反響信号生成手段300₁は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を再生して収音された反響信号 $d_1(k)$ から擬似反響信号 $y_1(k)$ を差し引くことにより反響信号 $d_1(k)$ を消去し、残留反響信号 $e_1(k)$ を求める。

【0010】

$$e_1(k) = d_1(k) - y_1(k) \quad (19)$$

ただし、 $d_1(k) = X_1^T(k)H_{11}(k) + X_2^T(k)H_{21}(k)$ (20)

なお、 $H_{11}(k)$ 、 $H_{21}(k)$ は、それぞれ反響路51₁、52₁のインパルス応答を表す。残留反響信号 $e_1(k)$ は送信端41から出力されるとともに、反響路推定手段400₁へ送られる。反響路推定手段400₁は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ と残留反響信号 $e_1(k)$ から、擬似反響路を逐次推定する。反響路推定手段内の適応フィルタの更新式は、以下のように表すことができる。

【0011】

$$W_1(k+1) = W_1(k) + \mu e_1(k)X(k)/X^T(k)X(k) \quad (21)$$

ただし、 $W_1(k) = [W_{11}^T(k), W_{21}^T(k)]^T$ (22)

以下、説明する。フィルタ係数の更新ベクトル $W_1(k)$ とすると、

$$W_1(k) = W_1(k+1) - W_1(k) \quad (23)$$

と表せる。ここで、 $W_1(k)$ のノルムを式(24)の拘束条件のもとに最小化する。

【0012】

$$X^T W_1(k+1) = d_1(k) \quad (24)$$

式(24)に式(23)を代入すると、

$$X^T(k)\{W_1(k) + W_1(k)\} = d_1(k) \quad (25)$$

$$X^T(k)W_1(k) + X^T(k)W_1(k) = d_1(k) \quad (26)$$

となる。ここで、

$$e_1(k) = d_1(k) - X^T(k)W_1(k) \quad (27)$$

とおくと、式(26)は以下ようになる。

【0013】

$$X^T(k)W_1(k) = e_1(k) \quad (28)$$

$W_1(k)$ が最小になるように求めると、

$$W_1(k) = e_1(k)X(k)/X^T(k)X(k) \quad (29)$$

が得られる。よって、反響路推定手段内の適応フィルタの更新式は、

$$W_1(k+1) = W_1(k) + \mu e_1(k)X(k)/X^T(k)X(k) \quad (21)$$

と表すことができる。

よって、

$$W_{11}(k+1) = W_{11}(k) + \mu e_1(k)X_1(k) / \{X_1(k)^2 + X_2(k)^2\} \quad (30)$$

$$W_{21}(k+1) = W_{12}(k) + \mu e_1(k)X_2(k) / \{X_1(k)^2 + X_2(k)^2\} \quad (31)$$

と表すことができる。

【0014】

反響路推定手段400₁は、推定した適応フィルタのフィルタ係数 $W_{11}(k+1)$ 、 $W_{21}(k+1)$ を逐次擬似反響路201₁、202₁へコピーする。以上のような処理を繰り返すことにより、反響路推定手段400₁では、次第にフィルタ係数 $W_{11}(k)$ 、 $W_{21}(k)$ を、真の反響路51₁、52₁のインパルス応答 $H_{11}(k)$ 、 $H_{21}(k)$ と一致させることが可能となり、その結果、式(19)の残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。なお、マイクロホン31からの入力1チャンネル分について記載しているが、もう一つのマイクロホン32からの入力に関しても同様である。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 5 】

なお、上記適応アルゴリズムのように更新ベクトルを式(21)により求めると、ステレオ受話信号間のパワーが大きく異なる場合、真のインパルス応答への収束速度(係数誤差収束速度)が遅くなるという問題があった。しかし、ステレオ受話信号間のパワーが大きく異なる場合であっても、収束速度を向上させたものとして、特許文献1及び非特許文献1記載等の従来技術がある。その適応アルゴリズムについては後述する。なお、適応アルゴリズムとは、各時間(k)において、入力信号X(k)と残留反響信号e(k)に基づいて、フィルタ係数W(k)をインパルス応答H(k)に近づけていく更新手順である。

【特許文献1】特開2002-261660

10

【非特許文献1】中川朗、羽田陽一「ステレオ信号間のパワー差を考慮したステレオエコーキャンセラに関する一検討」、電子情報通信学会論文誌(A), Vol.J86-A No.10, 2003年10月

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 6 】

ステレオ受話信号は一般的に左右信号の相互相関が強いので、適応フィルタのフィルタ係数が、真の反響路のインパルス応答に収束しづらい。実際の話者の声を2本のマイクロホンでステレオ収録した場合には、わずかではあるがステレオ受話信号の相互相関に変化が生じる。このわずかな変化により、フィルタ係数誤差は時間の経過とともに減少し、適応フィルタが収束していくが、その収束速度は遅くなる。これは例えばM.M.Sondhi, D.R.Morgan, and J.Hall, "Stereophonic acoustic echo cancellation An overview of the fundamental problem", IEEE Signal Process. Lett., vol.2, no.8, 148-151, Aug. 1995. に詳しく述べられている。また、ステレオ音響エコーキャンセル装置において、収束速度を向上させるために、ステレオ受話信号に対して半波整流を付加する等の非線形前処理を行う方法があるが、収束速度と音質の劣化とはトレードオフの関係にあり、音質をある程度保つためには、収束速度の大きな向上は望めないという問題がある。

20

【 0 0 1 7 】

本発明の目的は、ステレオ受話信号の相互相関が強くても、比較的早くフィルタ係数を収束させることができるステレオ音響エコーキャンセル方法、その装置、そのプログラム及び記録媒体を提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 8 】

請求項1記載のステレオ音響エコーキャンセル方法は、2チャンネルのステレオ受話信号である信号Lと信号Rを加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める。信号Lと信号Rを減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める。和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ 、または、信号Lと信号Rを、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める。ステレオ受話信号を再生して収録された反響信号から擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める。和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ と残留反響信号から、2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

40

$$w_{z_1}(k) = e(k)S_{z_1}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

$$w_{z_2}(k) = e(k)S_{z_2}(k) / \{S_{z_1}^T(k)Z_1(k) + S_{z_2}^T(k)Z_2(k)\}$$

(ただし、 $S_{z_1}(k) = Z_1(k) / Z_1(k)^2$ 、 $S_{z_2}(k) = Z_2(k) / Z_2(k)^2$ 、 $Z_1(k) = [z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k) = [z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、Mはタップ数、 $Z(k)^2$ はZ(k)のノルムを表す)

として計算し、2つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を利用して擬似反響路を逐次推定する。

【 0 0 1 9 】

請求項2記載のステレオ音響エコーキャンセル方法は、2チャンネルのステレオ受話信号である信号Lと信号Rを加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める。信号Lと信号Rを減算し、

50

差信号 $z_2(k)$ を求める。和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ 、または、信号 L と信号 R を、反響路を模擬した擬似反響路を通して擬似反響信号を求める。ステレオ受話信号を再生して収音された反響信号から擬似反響信号を差し引くことにより残留反響信号 $e(k)$ を求める。和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ の所定時間 M' 内の 2 乗和 $Z_1'^2$ 、 $Z_2'^2$ の内、いずれか小さい値 $Z_{min}'^2$ の更新ステップサイズ μ_{min} を $(Z_{min}'^2) / (Z_1'^2 + Z_2'^2)$ として出力し、他方の 2 乗和の更新ステップサイズを 1 として出力し、和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ と残留反響信号 $e(k)$ と更新ステップサイズを入力され、和信号と差信号の所定時間 M 内の 2 乗和 Z_1^2 、 Z_2^2 を演算し、2 つの更新ベクトル $w_{z_1}(k)$ 、 $w_{z_2}(k)$ を

$$w_{z_1}(k) = \mu_1 e(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2$$

$$w_{z_2}(k) = \mu_2 e(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2$$

(ただし、 $Z_1(k)=[z_1(k), z_1(k-1), \dots, z_1(k-M+1)]^T$ 、 $Z_2(k)=[z_2(k), z_2(k-1), \dots, z_2(k-M+1)]^T$ 、 M はタップ数、 $Z(k)$ は $Z(k)$ のノルムを表す)

として演算し、更新ベクトルを利用して擬似反響路を逐次推定する。

【0020】

前述の通り、ステレオ受話信号の相互相関が強い場合には、収束速度が遅いという問題があった。しかし、本発明では逆に、高い相互相関がある場合にその和と差には大小関係が発生することを利用する。つまり、このステレオ受話信号の高い相互相関を利用し、パワーに大小差がある和信号と差信号を求め、この和信号と差信号を用いて、入力信号間のパワーに大小差がある場合に収束速度を向上させる適応アルゴリズムを用いる。

【発明の効果】

【0021】

本発明は、相互相関の高いステレオ受話信号から大小差がある和信号と差信号を求め、入力信号間のパワーに大小差がある場合であっても収束速度を向上させる適応アルゴリズムを用いるため、結果として、相互相関が強いステレオ受話信号間において、比較的早くフィルタ係数を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】

【0022】

ここで、本発明の実施例について述べる。

【実施例 1】

【0023】

図 3 は、実施例 1 のステレオ音響エコーキャンセル装置の構成例、図 4 は、実施例 1 のステレオ音響エコーキャンセル方法の処理の流れの例を示す図である。図 3 において、図 2 と対応する部分については、同一参照番号を付してある。ステレオ音響エコーキャンセル装置 3000 は、和信号生成手段 110 と差信号生成手段 120 と擬似反響信号生成手段 200₁、200₂ と残留反響信号生成手段 300₁、300₂ と反響路推定手段 400₁、400₂ を有する。

【0024】

ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を受ける受話端 11、12 からスピーカ 21、22 に至る受話系と、マイクロホン 31、32 から送話端 41、42 に至る送話系とからなる拡声通話系において、ステレオ音響エコーキャンセル装置 3000 は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を供給される。なお、説明を簡単にするため、受話端 11、12 の受話信号と送話端 41 の送話信号とを考える。

【0025】

受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ は、和信号生成手段 110、差信号生成手段 120 へ送られる。和信号生成手段 110 は、 $x_1(k)$ と $x_2(k)$ を加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める (s110)。差信号生成手段 120 は、 $x_1(k)$ から $x_2(k)$ を減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める (s120)。和信号 $z_1(k)$ 、差信号 $z_2(k)$ が擬似反響信号生成手段 200₁ と反響路推定手段 400₁ へ送られる。

10

20

30

40

50

【0026】

擬似反響信号生成手段200₁は、和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ から、擬似反響信号 $y_{z_1}(k)$ を求める(5200)。擬似反響信号生成手段200₁は、和擬似反響路210₁と差擬似反響路220₁と擬似反響信号合成手段250₁を有する。和擬似反響路210₁は、和信号 $z_1(k)$ を通して和擬似反響信号 $y_{z_1}(k)$ を求める。

【0027】

$$y_{z_1}(k) = Z_1^T(k)W_{z_1}(k) \quad (32)$$

$$Z_1(k) = X_1(k) + X_2(k) \quad (33)$$

つまり、 $Z_1(k) = [x_1(k) + x_2(k), x_1(k-1) + x_2(k-1), \dots, x_1(k-M+1) + x_2(k-M+1)]^T$ (34)

よって、 $y_{z_1}(k)$ は、

$$y_{z_1}(k) = \{x_1(k) + x_2(k)\}w_{z_1}(k,0) + \{x_1(k-1) + x_2(k-1)\}w_{z_1}(k,1) + \dots + \{x_1(k-M+1) + x_2(k-M+1)\}w_{z_1}(k,M-1) \quad (35)$$

である。ただし、 $W_{z_1}(k)$ は、和適応フィルタ410₁で推定したフィルタ係数である。和適応フィルタ410₁での推定方法については後述する。

差擬似反響路220₁は、差信号 $z_2(k)$ を通して差擬似反響信号 $y_{z_2}(k)$ を求める。

【0028】

$$y_{z_2}(k) = Z_2^T(k)W_{z_2}(k) \quad (36)$$

$$Z_2(k) = X_1(k) - X_2(k) \quad (37)$$

つまり、 $Z_2(k) = [x_1(k) - x_2(k), x_1(k-1) - x_2(k-1), \dots, x_1(k-M+1) - x_2(k-M+1)]^T$ (38)

よって、 $y_{z_2}(k)$ は、

$$y_{z_2}(k) = \{x_1(k) - x_2(k)\}w_{z_2}(k,0) + \{x_1(k-1) - x_2(k-1)\}w_{z_2}(k,1) + \dots + \{x_1(k-M+1) - x_2(k-M+1)\}w_{z_2}(k,M-1) \quad (39)$$

である。ただし、 $W_{z_2}(k)$ は、差適応フィルタ420₁で推定したフィルタ係数である。差適応フィルタ420₁での推定方法については後述する。

擬似反響信号合成手段250₁は、和擬似反響信号 $y_{z_1}(k)$ と差擬似反響信号 $y_{z_2}(k)$ を加算し、擬似反響信号 $y_{z_1}(k)$ を求める。

【0029】

$$y_{z_1}(k) = y_{z_1}(k) + y_{z_2}(k) \quad (40)$$

残留反響信号生成手段300₁は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を再生して収音された反響信号 $d_1(k)$ から擬似反響信号 $y_{z_1}(k)$ を差し引くことにより反響信号 $d_1(k)$ を消去し、残留反響信号 $e_1(k)$ を求める(5300)。

【0030】

$$e_1(k) = d_1(k) - y_{z_1}(k) \quad (41)$$

ただし、 $d_1(k) = X_1^T(k)H_{11}(k) + X_2^T(k)H_{21}(k)$ (42)

なお、 $H_{11}(k)$ 、 $H_{21}(k)$ は、それぞれ反響路51₁、52₁のインパルス応答を表す。残留反響信号 $e_1(k)$ は送信端41から出力されるとともに、反響路推定手段400₁へ送られる。

【0031】

反響路推定手段400₁は、和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ と残留反響信号 $e_1(k)$ から、擬似反響路を逐次推定する(5400)。ここで、適応フィルタの更新式は、以下のように表すことができる。

【0032】

$$W_{z_1}(k+1) = W_{z_1}(k) + \mu e_1(k)Z(k)/Z^T(k)Z(k) \quad (43)$$

ただし、 $W_{z_1}(k) = [W_{z_1}^T(k), W_{z_2}^T(k)]^T$ (44)

$$Z(k) = [Z_1^T(k), Z_2^T(k)]^T \quad (45)$$

とする。以下、説明する。フィルタ係数の更新ベクトルを $W_{z_1}(k)$ とすると、

$$W_{z_1}(k) = W_{z_1}(k+1) - W_{z_1}(k) \quad (46)$$

10

20

30

40

50

と表せる。ここで、 $W_{z_1}(k)$ のノルムを以下の拘束条件のもとに最小化する。

【0033】

$$Z^T W_{z_1}(k+1) = d_1(k) \quad (47)$$

式(47)を式(46)に代入すると、

$$Z^T(k) \{W_{z_1}(k) + W_{z_1}(k)\} = d_1(k) \quad (48)$$

$$Z^T(k) W_{z_1}(k) + Z^T(k) W_{z_1}(k) = d_1(k) \quad (49)$$

となる。ここで、

$$e_1(k) = d_1(k) - Z^T(k) W_{z_1}(k) \quad (50)$$

とおくと、式(48)は以下ようになる。

【0034】

$$Z^T(k) W_{z_1}(k) = e_1(k) \quad (51)$$

$W_{z_1}(k)$ が最小になるように求めると、

$$W_{z_1}(k) = e_1(k) Z(k) / Z^T(k) Z(k) \quad (52)$$

が得られる。よって、反響路推定手段内の適応フィルタの更新式は、

$$W_{z_1}(k+1) = W_{z_1}(k) + \mu e_1(k) Z(k) / Z^T(k) Z(k) \quad (43)$$

と表すことができる。

【0035】

このように和信号と差信号から適応フィルタのフィルタ係数 $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ を推定することができる。しかし、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ は相関が高いため、 $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ は、一般的なステレオ受話信号を仮定した場合、

$$z_1(k) > z_2(k)$$

の関係がある。なお、 $z(k)$ は $z(k)$ のノルムを表す。適応フィルタの更新式の入力信号に大小差がある場合、上記の更新式(43)を採用すると収束速度は遅くなる。ここで、本実施例では、この入力信号の大小関係を利用する。例えば、特許文献1や非特許文献1にあるような適応アルゴリズムで用いられる更新式を用いることにより、結果として相互相関の高いステレオ受話信号であっても、収束速度を速くすることができる。以下、具体的に説明する。

【0036】

実施例1において、非特許文献1記載の適応アルゴリズムを用いる。反響路推定手段4001は、和適用フィルタ4101と差適用フィルタ4201を有する。

【0037】

ここで、和適用フィルタ4101のフィルタ係数を $W_{z_{11}}(k)$ 、差適用フィルタ4201のフィルタ係数を $W_{z_{21}}(k)$ とすると、更新式は式(45)に代えて、以下のように表すことができる。

【0038】

$$W_{z_1}(k+1) = W_{z_1}(k) + \mu e_1(k) v(k) / v^T(k) Z(k) \quad (53)$$

$$\text{ただし、} v(k) = [Z_1^T(k) / \{Z_1^T(k) Z_1(k)\}, Z_2^T(k) / \{Z_2^T(k) Z_2(k)\}]^T \quad (54)$$

よって、適応フィルタの更新量 $W_{z_{11}}(k)$ 、 $W_{z_{21}}(k)$ は、

$$w_{z_{11}}(k) = e(k) S_{z_1}(k) / \{S_{z_1}^T(k) Z_1(k) + S_{z_2}^T(k) Z_2(k)\} \quad (55)$$

$$w_{z_{21}}(k) = e(k) S_{z_2}(k) / \{S_{z_1}^T(k) Z_1(k) + S_{z_2}^T(k) Z_2(k)\} \quad (56)$$

$$\text{ただし、} S_{z_1}(k) = Z_1(k) / Z_1(k)^2, S_{z_2}(k) = Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (57)$$

と表すことができる。簡単のため、タップ数を1として考えると、時刻kの適応フィルタの更新量は、以下ようになる。

【0039】

$$W_{z_{11}}(k+1) = e_1(k) z_1(k) / \{z_1^2(k) + |z_1(k)| * |z_2(k)|\} \quad (58)$$

$$W_{z_{21}}(k+1) = e_1(k) z_2(k) / \{z_2^2(k) + |z_1(k)| * |z_2(k)|\} \quad (59)$$

ここで、 $|z_1(k)| = a$ 、 $|z_2(k)| = b$ 、 $|e_1(k)| = c$ とすると、

$$W_{z_{11}}(k+1) = ca / (a^2 + ab) = c / (a+b)$$

$$W_{z_{21}}(k+1) = cb / (b^2 + ab) = c / (b+a)$$

10

20

30

40

50

となり、更新量がほぼ等しくなっていることがわかる。入力信号に大小差がある場合でも、更新ベクトルのパワーがほぼ等しくなる。これにより、収束速度を高速化することが期待できる。

【0040】

反響路推定手段400は、上記適合アルゴリズムの更新式(53)により推定した適応フィルタのフィルタ係数 $W_{z11}(k+1)$ 、 $W_{z21}(k+1)$ を逐次和擬似反響路210₁、差擬似反響路220₁へコピーする。以上のような処理を繰り返すことにより、残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。なお、マイクロホン31からの入力1チャンネル分について記載しているが、もう一つのマイクロホン32からの入力に関しても同様である。

10

【0041】

効果を示すために適応フィルタの推定精度の計算機シミュレーションを行った。適応フィルタの推定精度の計算機シミュレーション結果を図5に示す。サンプリング周波数16kHzの実音声(女声)に実測した2つのインパルス応答を畳込みステレオ受話信号、 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ とした。スピーカからマイクまでの反響路は、別途測定した2つのインパルス応答を用いた。タップ数は、 $M=1024$ とした。また、エコー信号とS/N比が30dB程度となるように白色雑音を加え、周囲騒音とした。図5は、1秒のときに反響路を変動させ、その時点からの収束速度を示している。従来例(破線)は、推定精度を-6dBまで推定するのに16秒必要であるのに対し、実施例1(実線)は、推定精度を-6dBまで推定するのに11秒必要である。同じ推定精度(-6dB)まで推定するのに約1.5倍高速化されていることがわかる。

20

【0042】

なお、意図的にステレオ受話信号に大小関係を持たせる方法として、適応フィルタ入力前に固定係数を乗算する方法が考えられるが、適応フィルタが正しいインパルス応答を推定できず、発散してしまうため、単純に固定係数を乗算することはできない。本実施例は、学習同定法(NLMS)ベースのアルゴリズムを用いているが、射影ベース、RLSベース等のアルゴリズムでも同様な効果が得られる。

【0043】

[変形例]

以下、実施例1と異なる反響路推定手段400₁の構成及び処理を説明する。図6は、変形例の反響路推定手段400₁の構成例を示す図である。なお、反響路推定手段400₂も同様の構成を有する。図6において図3と対応する部分には同一参照番号を付してある。

30

【0044】

変形例において、特許文献1記載の適応アルゴリズムを用いる。擬似反響路400₁は、和適用フィルタ411₁と差適用フィルタ421₁とステップサイズ決定手段430を有する。ステップサイズ決定手段430は、和信号2乗和計算部431、差信号2乗和計算部432、最小値検出部433、開平除算部434、加算部435、出力部436を有する。なお、反響路推定手段400₂も同様の構成を有する。

【0045】

この変形例では和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ がステップサイズ決定手段430に入力されて、和適応フィルタ411₁と差適応フィルタ421₁に対する更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 が計算される。この場合入力信号の所定時間の大きさが大きいチャンネルには収束が速いような更新ステップサイズを、入力信号の所定時間の大きさが小さいチャンネルには前記更新ステップはより小さい更新ステップとする。例えば、入力信号の大きさとして電力を用い、各入力信号の $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ の所定時間内 M' の2乗和 $Z'_1(k)^2$ 、 $Z'_2(k)^2$ 、つまり所定時間 M' 内の電力が和信号2乗和計算部421、差信号2乗和計算部422で計算される。

40

【0046】

$$Z'_1(k)^2 = z_1^2(k) + z_1^2(k-1) + \dots + z_1^2(k-M'+1) \quad (60)$$

50

$$Z'_{2}(k)^2 = z_2^2(k) + z_2^2(k-1) + \dots + z_2^2(k-M'+1) \quad (61)$$

この2乗和の計算区間 M' は例えば16サンプル程度の短い区間が正しく動作する点で好ましい。これら2乗和は最小値検出部433に入力され、2乗和 $Z'_{1}(k)^2$ 、 $Z'_{2}(k)^2$ の何れの方が小さいかが検出される。その2乗和の最小値($Z'_{\min}(k)^2$ とする)が、開平除算部434へ供給される。一方、和信号、差信号の2乗和 $Z'_{1}(k)^2$ 、 $Z'_{2}(k)^2$ が加算部435で加算され、この加算値が開平除算部434に入力される。開平除算部434では下記の計算が行われる。

【0047】

$$\mu_{\min} = \{ Z'_{\min}(k)^2 \} / \{ Z'_{1}(k)^2 + Z'_{2}(k)^2 \} \quad (62)$$

出力部436では2乗和の最小値 $Z'_{\min}(k)^2$ と対応する信号に対する更新ステップサイズを μ_{\min} として出力し、他方の信号に対する更新ステップサイズを $\mu = 1$ として出力する。よって、 $Z'_{1}(k)^2 < Z'_{2}(k)^2$ であれば、 $\mu_1 = \mu_{\min}$ 、 $\mu_2 = 1$ とし、 $Z'_{1}(k)^2 > Z'_{2}(k)^2$ であれば、 $\mu_1 = 1$ 、 $\mu_2 = \mu_{\min}$ を出力する。

【0048】

なお、前述の通りステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ は相互相関が高いため、 $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ は、一般的なステレオ受話信号を仮定した場合、

$$z_1(k) > z_2(k)$$

の関係がある。そのため、 $Z'_{1}(k)^2 > Z'_{2}(k)^2$ となる場合が多い。よって、 $Z'_{\min}(k)^2 = Z'_{2}(k)^2$ とし、最小値検出部433を設けなくてもよい。この場合、和信号2乗和計算部431の出力は、加算部435にのみ送られ、差信号2乗和計算部432の出力は、加算部435と開平除算部434に送られる。これら更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 はそれぞれ和適応フィルタ411₁、差適応フィルタ421₁へ送られる。和適応フィルタ411₁、差適応フィルタ421₁にはそれぞれ和信号 $z_1(k)$ 、差信号 $z_2(k)$ と残留反響信号 $e_1(k)$ が入力され、和適応フィルタ411₁、差適応フィルタ421₁では更新式を式(43)に代えて、以下の更新式を用いる。なお、 $Z_1(k)$ 、 $Z_2(k)$ のタップ数は等しいものとする。

【0049】

$$W_{z_{11}}(k+1) = W_{z_{11}}(k) + 0.5 \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 \quad (63)$$

$$W_{z_{21}}(k+1) = W_{z_{21}}(k) + 0.5 \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (64)$$

【0050】

なお、更新ベクトル $w_{z_{11}}(k)$ 、 $w_{z_{21}}(k)$ は、

$$w_{z_{11}}(k) = \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 \quad (65)$$

$$w_{z_{21}}(k) = \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (66)$$

と表せる。これら $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ は、逐次コピーされ、擬似反響信号生成手段200₁に送られ、それぞれ和擬似反響路210₁、差擬似反響路220₁に設定される。以上のような処理を繰り返すことにより、残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。その他の処理については、実施例1と同様である。なお、今回は、学習同定法(NLMS)ベースのアルゴリズムを用いているが、特許文献1に記載されているように、射影ベース等のアルゴリズムを用いる場合にも適用できる。

【実施例2】

【0051】

図7は、実施例2のステレオ音響エコーキャンセル装置4000の構成例を示す。図7において、図3と対応する部分については、同一参照番号を付してある。ステレオ音響エコーキャンセル装置4000は、和信号生成手段110と差信号生成手段120と擬似反響信号生成手段200₁、200₂と残留反響信号生成手段300₁、300₂と反響路推定手段400₁、400₂を有する。

【0052】

ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を受ける受話端11、12からスピーカ21、22に至る受話系と、マイクロホン31、32から送話端41、42に至る送話系とか

10

20

30

40

50

らなる拡声通話系において、ステレオ音響エコーキャンセル装置 4000 は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を供給される。なお、説明を簡単にするため、受話端 11、12 の受話信号と送話端 41 の送話信号とを考慮する。

【0053】

受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ は、擬似反響信号生成手段 200₁ と和信号生成手段 110、差信号生成手段 120 へ送られる。

【0054】

和信号生成手段 110 は、 $x_1(k)$ と $x_2(k)$ を加算し、和信号 $z_1(k)$ を求める (s110)。差信号生成手段 120 は、 $x_1(k)$ から $x_2(k)$ を減算し、差信号 $z_2(k)$ を求める (s120)。和信号 $z_1(k)$ 、差信号 $z_2(k)$ が反響路推定手段 400₁ へ送られる。

10

【0055】

擬似反響信号生成手段 200₁ は、受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ から、擬似反響信号 $y_{u1}(k)$ を求める。擬似反響信号生成手段 200₁ は、擬似反響路 211₁ と擬似反響路 221₁ と擬似反響信号合成手段 250₁ を有する。擬似反響路 211₁ は、受話信号 $x_1(k)$ を通して擬似反響信号 $y_{u11}(k)$ を求める。

【0056】

$$y_{u11}(k) = X_1^T(k)W_{u11}(k) \quad (67)$$

ただし、 $W_{u11}(k)$ は、反響路推定手段 400₁ で推定したフィルタ係数である。反響路推定手段 400₁ での推定方法については後述する。擬似反響路 221₁ は、受話信号 $x_2(k)$ を通して差擬似反響信号 $y_{u21}(k)$ を求める。

20

【0057】

$$y_{u21}(k) = X_2^T(k)W_{u21}(k) \quad (68)$$

ただし、 $W_{u21}(k)$ は、反響路推定手段 400₁ で推定したフィルタ係数である。反響路推定手段 400₁ での推定方法については後述する。擬似反響信号合成手段 250₁ は、擬似反響信号 $y_{u11}(k)$ と擬似反響信号 $y_{u21}(k)$ を加算し、擬似反響信号 $y_{u1}(k)$ を求める。

【0058】

$$y_{u1}(k) = y_{u11}(k) + y_{u21}(k) \quad (69)$$

残留反響信号生成手段 300₁ は、ステレオ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を再生して収音された反響信号 $d_1(k)$ から擬似反響信号 $y_{u1}(k)$ を差し引くことにより反響信号 $d_1(k)$ を消去し、残留反響信号 $e_1(k)$ を求める。

30

【0059】

$$e_1(k) = d_1(k) - y_{u1}(k) \quad (70)$$

残留反響信号 $e_1(k)$ は送信端 41 から出力されるとともに、反響路推定手段 400₁ へ送られる。

【0060】

図 8 は、実施例 2 における反響路推定手段 400₁ の構成例を示す。反響路推定手段 400₁ は、和更新ベクトル推定部 461、差更新ベクトル推定部 462、更新ベクトル加算部 463、更新ベクトル減算部 464、フィルタ係数推定部 465、466 を有する。なお、反響路推定手段 400₂ も同様の構成を有する。反響路推定手段 400₁ は、和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ と残留反響信号 $e_1(k)$ から、擬似反響路を逐次推定する。和信号 $z_1(k)$ 、差信号 $z_2(k)$ 、残留反響信号 $e_1(k)$ から、和更新ベクトル推定部 461 で、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ を算出し、差更新ベクトル推定部 462 で $W_{z21}(k)$ を算出する。

40

【0061】

なお、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ は以下のように表すことができる。

【0062】

$$W_{z11}(k) = e_1(k)Z_1(k) / \{ Z_1(k)^2 + Z_2(k)^2 \} \quad (71)$$

50

$$W_{z21}(k) = e_1(k)Z_2(k) / \{ Z_1(k)^2 + Z_2(k)^2 \} \quad (72)$$

ここで、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ を加算すると、

$$\begin{aligned} W_{z11}(k) + W_{z21}(k) &= e_1(k) \{ Z_1(k) + Z_2(k) \} / \{ Z_1(k)^2 + Z_2(k)^2 \} \\ &= e_1(k) \{ X_1(k) + X_2(k) + X_1(k) - X_2(k) \} / \{ X_1(k) + X_2(k)^2 + X_1(k) - X_2(k)^2 \} \\ &= e_1(k) X_1(k) / \{ X_1(k)^2 + X_2(k)^2 \} \end{aligned} \quad (73)$$

となり、同様に更新ベクトル $W_{z11}(k)$ から $W_{z21}(k)$ を減算すると、

$$W_{z11}(k) - W_{z21}(k) = e_1(k) X_2(k) / \{ X_1(k)^2 + X_2(k)^2 \} \quad (74)$$

となる。これは、式(30)、(31)の右辺第二項より、得られる $W_{11}(k)$ 、 $W_{21}(k)$ の値と等しい。つまり、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ を加算、減算することで、それぞれステレオ受話信号を入力した場合の時刻 k における更新ベクトルを得ることができる。また、フィルタ係数の初期値を等しくすれば、更新量の関係から

$$W_{11}(k) = W_{z11}(k) + W_{z21}(k) \quad (75)$$

$$W_{21}(k) = W_{z11}(k) - W_{z21}(k) \quad (76)$$

となることがわかる。しかし、前述の通り、入力信号 $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ に大小差があるため、更新式(30)、(31)を採用すると収束速度は遅くなる。そこで、和更新ベクトル推定部461、差更新ベクトル推定部462では、それぞれ更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ を式(55)、式(56)のように求める。

【0063】

$$w_{z11}(k) = e(k)S_{z1}(k) / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \quad (55)$$

$$w_{z21}(k) = e(k)S_{z2}(k) / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \quad (56)$$

ただし、 $S_{z1}(k) = Z_1(k) / Z_1(k)^2$ 、 $S_{z2}(k) = Z_2(k) / Z_2(k)^2$ (57)

得られた更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ は、それぞれ更新ベクトル加算部463と更新ベクトル減算部464へ入力される。更新ベクトル加算部463では、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ の和を、新たな更新ベクトル W_{u11} としてを求める。更新ベクトル減算部464では、更新ベクトル $W_{z11}(k)$ 、 $W_{z21}(k)$ の差を、新たな更新ベクトル W_{u21} として求める。

【0064】

$$\begin{aligned} W_{u11}(k) &= W_{z11}(k) + W_{z21}(k) \\ &= e(k) \{ S_{z1}(k) + S_{z2}(k) \} / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \end{aligned} \quad (77)$$

$$\begin{aligned} W_{u21}(k) &= W_{z11}(k) - W_{z21}(k) \\ &= e(k) \{ S_{z1}(k) - S_{z2}(k) \} / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \end{aligned} \quad (78)$$

これら新たに得た更新ベクトル $W_{u11}(k)$ 、 $W_{u21}(k)$ はそれぞれフィルタ係数推定部465、466に出力される。フィルタ係数推定部465、466は、更新ベクトル $W_{u11}(k)$ 、 $W_{u21}(k)$ を利用して、それぞれフィルタ係数 $W_{u11}(k+1)$ 、 $W_{u21}(k+1)$ を推定し、逐次、擬似反響路211₁、221₁へコピーする。

【0065】

$$W_{u11}(k+1) = W_{u11}(k) + \mu e(k) \{ S_{z1}(k) + S_{z2}(k) \} / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \quad (79)$$

$$W_{u21}(k+1) = W_{u21}(k) + \mu e(k) \{ S_{z1}(k) - S_{z2}(k) \} / \{ S_{z1}^T(k)Z_1(k) + S_{z2}^T(k)Z_2(k) \} \quad (80)$$

以上のような処理を繰り返すことにより、残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。なお、マイクロホン31からの入力1チャンネル分について記載しているが、もう一つのマイクロホン32からの入力に関しても同様である。

【0066】

[変形例1]

以下、実施例2と異なる反響路推定手段400₁の構成及び処理を説明する。図9は、変形例1の反響路推定手段400₁の構成例を示す図である。なお、反響路推定手段400₂も同様の構成を有する。図9において図8と対応する部分には同一参照番号を付して

10

20

30

40

50

ある。

【0067】

変形例1において、和更新ベクトル推定部461で式(55)により得られた更新ベクトル $W_{z_{11}}(k)$ は和フィルタ係数推定部475へ送られる。差更新ベクトル推定部462で式(56)により得られた更新ベクトル $W_{z_{21}}(k)$ は差フィルタ係数推定部476へ送られる。

【0068】

式(53)により和フィルタ係数推定部475でフィルタ係数 $W_{z_{11}}(k+1)$ を推定し、差フィルタ係数推定部476でフィルタ係数 $W_{z_{21}}(k+1)$ を推定する。

【0069】

$$W_{z_1}(k+1) = W_{z_1}(k) + \mu e_1(k) v(k) / v^T(k) Z(k) \quad (53)$$

得られたフィルタ係数 $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ をそれぞれ逐次、フィルタ係数加算部473とフィルタ係数減算部474へコピーする。

フィルタ係数加算部473では、フィルタ係数 $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ の和を新たなフィルタ係数 $W_{u_{11}}(k+1)$ として推定する。フィルタ係数減算部474では、フィルタ係数 $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ の差を新たなフィルタ係数 $W_{u_{12}}(k+1)$ として推定する。フィルタ係数の初期値を等しく設定すれば、式(77)、(78)より、更新量の関係から下記のように表すことができ、式(79)、(80)より実施例2で求めたフィルタ係数と同一となる。

【0070】

$$\begin{aligned} W_{u_{11}}(k+1) &= W_{z_{11}}(k+1) + W_{z_{21}}(k+1) \\ &= W_{z_{11}}(k) + W_{z_{21}}(k) + W_{z_{11}}(k) + W_{z_{21}}(k) \\ &= W_{u_{11}}(k) + \mu e(k) \{S_{z_1}(k) + S_{z_2}(k)\} / \{S_{z_1}^T(k) Z_1(k) + S_{z_2}^T(k) Z_2(k)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{同様に、} W_{u_{21}}(k+1) &= W_{u_{21}}(k) + \mu W_{u_{21}} \\ &= W_{u_{21}}(k) + \mu e(k) \{S_{z_1}(k) - S_{z_2}(k)\} / \{S_{z_1}^T(k) Z_1(k) + S_{z_2}^T(k) Z_2(k)\} \end{aligned}$$

フィルタ係数加算部473、フィルタ係数減算部474は、それぞれフィルタ係数 $W_{u_{11}}(k+1)$ 、 $W_{u_{21}}(k+1)$ を逐次、擬似反響路211₁、221₁へ出力する。その他の処理については、実施例2と同様である。以上のような処理を繰り返すことにより、残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。なお、マイクロホン31からの入力1チャンネル分について記載しているが、もう一つのマイクロホン32からの入力に關しても同様である。

【0071】

[変形例2]

以下、実施例2と異なる反響路推定手段400₁の構成及び処理を説明する。図10は、変形例2の反響路推定手段400₁の構成例を示す図である。なお、反響路推定手段400₂も同様の構成を有する。図10において図6、図8、図9と対応する部分には同一参照番号を付してある。

【0072】

変形例2において、特許文献1記載の適応アルゴリズムを用いる。擬似反響路400₁は、和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル推定部482、ステップサイズ決定手段430、更新ベクトル加算部463、更新ベクトル減算部464、フィルタ係数推定部465、466を有する。

【0073】

この変形例2では和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ がステップサイズ決定手段430に入力されて、式(62)等により、和更新ベクトル推定部481と差更新ベクトル推定部482に対する更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 が計算される。

【0074】

更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 は、それぞれ和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル推定部482へ入力される。和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル482で、式(65)、(66)により、それぞれ更新ベクトル $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}$

10

20

30

40

50

$z_1(k+1)$ を推定する。

【0075】

$$W_{z_{11}}(k+1) = \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 \quad (65)$$

$$W_{z_{21}}(k+1) = \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (66)$$

得られた更新ベクトル $W_{z_{11}}(k)$ 、 $W_{z_{21}}(k)$ は、それぞれ更新ベクトル加算部463と更新ベクトル減算部464へ入力される。更新ベクトル加算部463では、更新ベクトル $W_{z_{11}}(k)$ 、 $W_{z_{21}}(k)$ の和を、新たな更新ベクトル $W_{u_{11}}$ として求める。更新ベクトル減算部464では、更新ベクトル $W_{z_{11}}(k)$ 、 $W_{z_{21}}(k)$ の差を、新たな更新ベクトル $W_{u_{21}}$ として求める。

【0076】

$$W_{u_{11}} = \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 + \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (81)$$

$$W_{u_{21}} = \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 - \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \quad (82)$$

これら新たに得た更新ベクトル $W_{u_{11}}(k)$ 、 $W_{u_{21}}(k)$ はそれぞれフィルタ係数推定部465、466に出力される。フィルタ係数推定部465、466は、更新ベクトル $W_{u_{11}}(k)$ 、 $W_{u_{21}}(k)$ を利用して、それぞれフィルタ係数 $W_{u_{11}}(k+1)$ 、 $W_{u_{21}}(k+1)$ を推定し、逐次、擬似反響路211₁、221₁へコピーする。

【0077】

$$W_{u_{11}}(k+1) = W_{u_{11}}(k) + 0.5 \{ \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 + \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \}$$

$$W_{u_{21}}(k+1) = W_{u_{21}}(k) + 0.5 \{ \mu_1 e_1(k) Z_1(k) / Z_1(k)^2 - \mu_2 e_1(k) Z_2(k) / Z_2(k)^2 \}$$

その他の処理については、実施例2と同様である。以上のような処理を繰り返すことにより、残留反響信号 $e_1(k)$ を小さくすることができる。なお、マイクロホン31からの入力1チャンネル分について記載しているが、もう一つのマイクロホン32からの入力に関しても同様である。

【0078】

[変形例3]

以下、実施例2と異なる反響路推定手段400₁の構成及び処理を説明する。図11は、変形例3の反響路推定手段400₁の構成例を示す図である。なお、反響路推定手段400₂も同様の構成を有する。図11において図8、9、10と対応する部分には同一参照番号を付してある。

【0079】

変形例3において、特許文献1記載の適応アルゴリズムを用いる。擬似反響路400₁は、和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル推定部482、ステップサイズ決定手段430、和フィルタ係数推定部475、差フィルタ係数推定部476、フィルタ係数加算部473、フィルタ係数減算部474を有する。

【0080】

この変形例3では和信号 $z_1(k)$ と差信号 $z_2(k)$ がステップサイズ決定手段430に入力されて、式(62)等により、和更新ベクトル推定部481と差更新ベクトル推定部482に対する更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 が計算される。

【0081】

更新ステップサイズ μ_1 、 μ_2 は、それぞれ和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル推定部482へ入力される。和更新ベクトル推定部481、差更新ベクトル推定部482で、式(65)、(66)により、それぞれ更新ベクトル $W_{z_{11}}(k+1)$ 、 $W_{z_{21}}(k+1)$ を推定する。

【0082】

変形例3において、和更新ベクトル推定部481で式(65)により得られた更新ベクトル $W_{z_{11}}(k)$ は和フィルタ係数推定部475へ送られる。差更新ベクトル推定部482で式(66)により得られた更新ベクトル $W_{z_{21}}(k)$ は差フィルタ係数推定部476へ送られる。

【0083】

10

20

30

40

50

- 2 0 0 擬似反響信号生成手段
- 2 2 0 差擬似反響路
- 3 0 0 残留反響信号生成手段
- 4 1 0 和適応フィルタ
- 4 3 0 ステップサイズ決定手段

- 2 1 0 和擬似反響路
- 2 5 0 擬似反響信号合成手段
- 4 0 0 反響路推定手段
- 4 2 0 差適応フィルタ

【 図 1 】

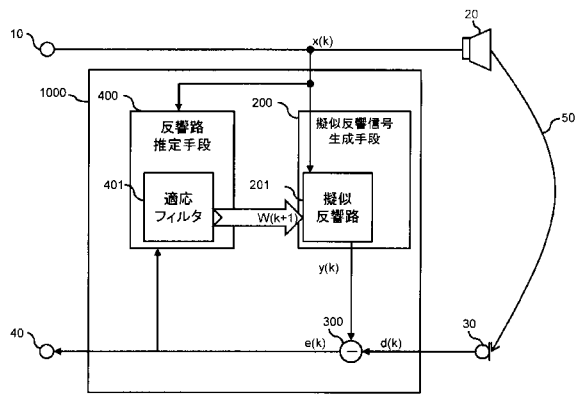


図 1

【 図 2 】

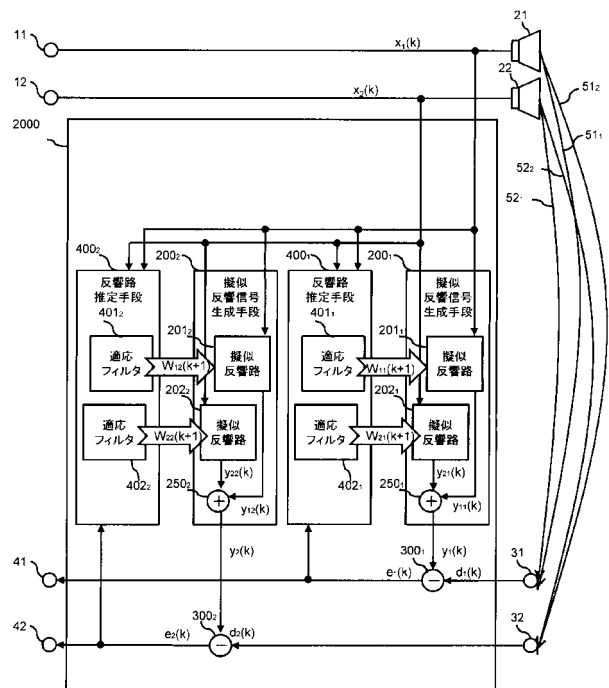


図 2

【 図 3 】

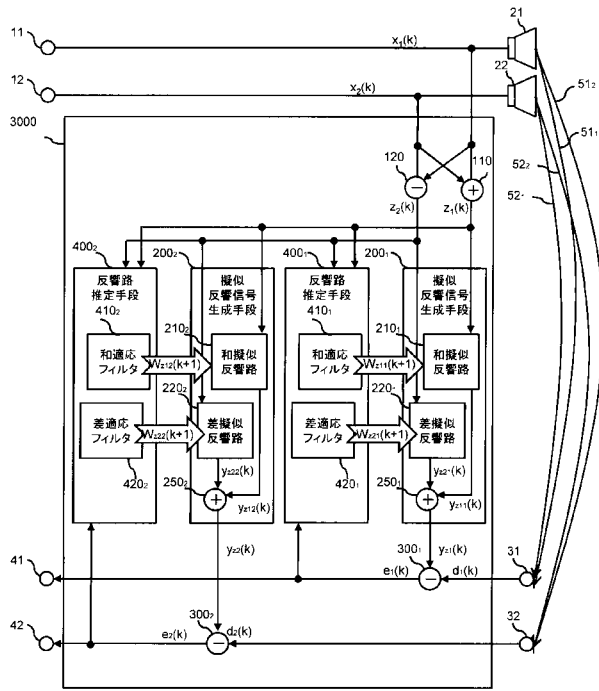


図3

【 図 4 】

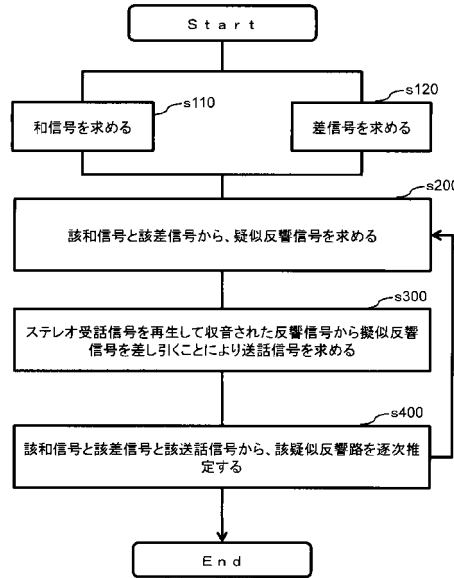


図4

【 図 5 】

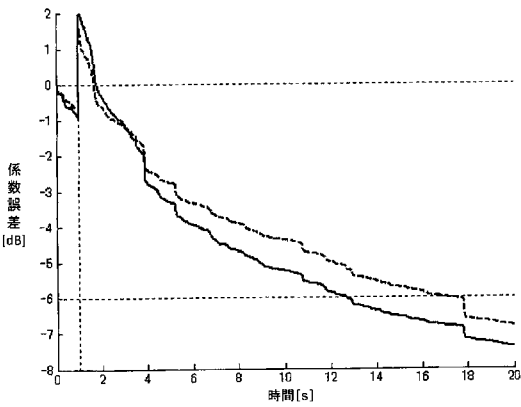


図5

【 図 6 】

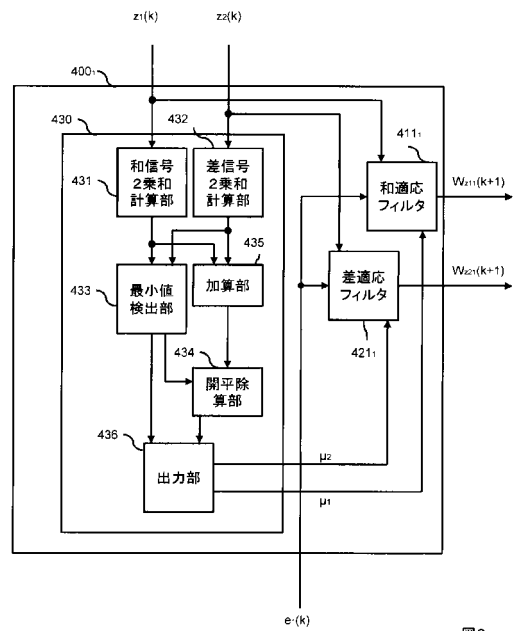


図6

【 図 7 】

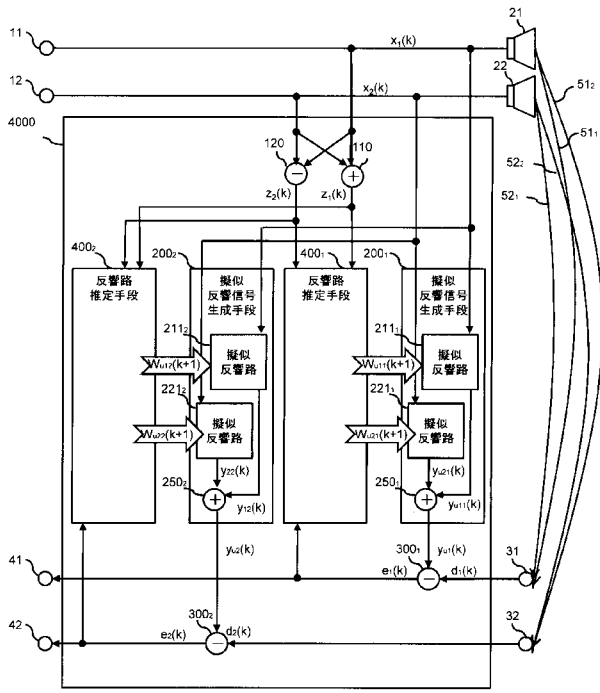


図 7

【 図 8 】

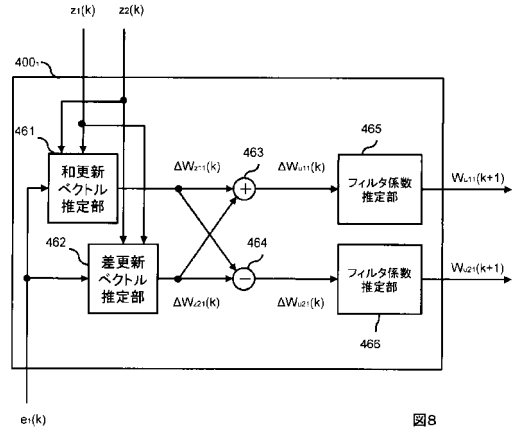


図 8

【 図 9 】

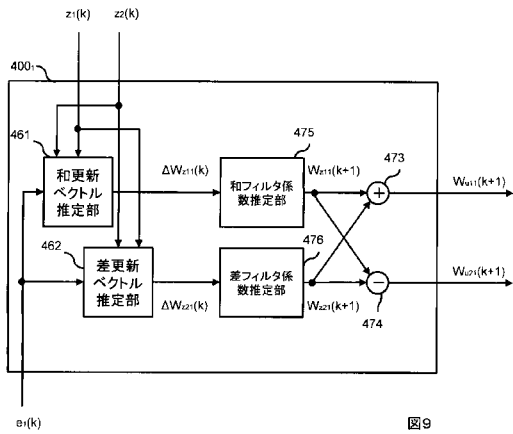


図 9

【 図 10 】

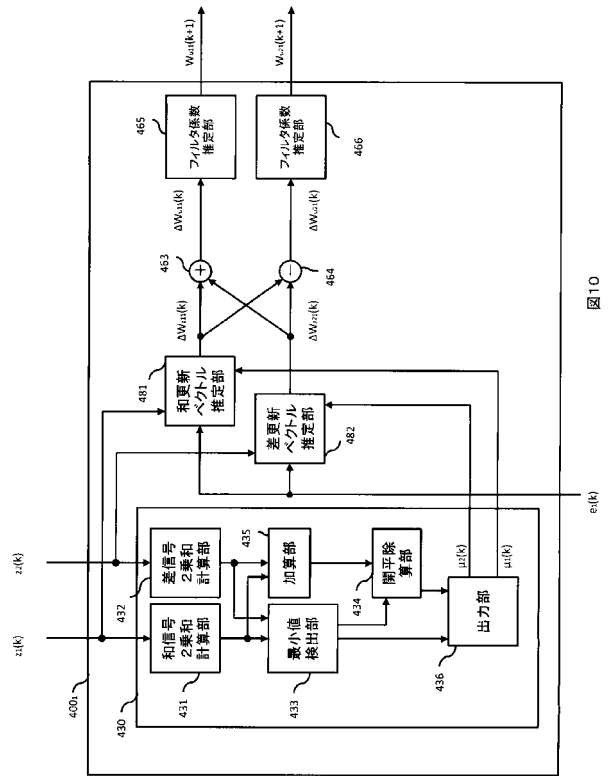


図 10

フロントページの続き

Fターム(参考) 5K046 BB01 HH11 HH25 HH30 HH37 HH79