

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4581114号
(P4581114)

(45) 発行日 平成22年11月17日(2010.11.17)

(24) 登録日 平成22年9月10日(2010.9.10)

(51) Int.Cl.		F I	
HO3H 21/00	(2006.01)	HO3H 21/00	
HO3H 17/06	(2006.01)	HO3H 17/06	635B
HO4R 3/02	(2006.01)	HO4R 3/02	

請求項の数 3 外国語出願 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2005-143289 (P2005-143289)	(73) 特許権者	393031586
(22) 出願日	平成17年5月16日(2005.5.16)		株式会社国際電気通信基礎技術研究所
(65) 公開番号	特開2006-319925 (P2006-319925A)		京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
(43) 公開日	平成18年11月24日(2006.11.24)	(74) 代理人	100099933
審査請求日	平成19年3月28日(2007.3.28)		弁理士 清水 敏
(出願人による申告)平成17年度独立行政法人情報通信研究機構、研究テーマ「大規模コーパス音声対話翻訳技術の研究開発」に関する委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受ける特許出願		(72) 発明者	ヴォルフガング・ヘルボート
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
		(72) 発明者	株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
			中村 哲
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
			株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
		審査官	畑中 博幸
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 適応型ビーム形成器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

適応係数のベクトルを有し、複数の入力信号を受けるように接続された有限インパルス応答(Finite impulse response: FIR)フィルタと、

参照信号と前記FIRフィルタの出力とに基づいて、誤差信号を計算するための手段と

、
各々が複数の離散フーリエ変換(Discrete Fourier Transform: DFT)領域区分に変換された入力信号及び誤差信号にตอบสนองして、かつ前記誤差信号の予め定められた確率密度分布に基づいて、マルチチャンネルの、領域区分ごとの頑健な周波数ドメイン適応フィルタ(multichannel bin-wise robust frequency-domain adaptive filter: MC-BRFD AF)アルゴリズムを用いて適応係数からなる適応係数ベクトルを更新するための更新手段と、

各々がDFT領域区分に変換された前記入力信号及び前記参照信号に基づいて、各DFT領域区分について外乱が存在しないときに係数ベクトルを更新するように、前記更新するための手段を適応的に制御するための手段とを含み、

前記更新手段が用いる周波数ドメイン適応フィルタは、マルチチャンネルの各チャンネルに対し、以下の式(1) (3)により表される処理を期待値行列 $\hat{p}(r)$ が収束するまで繰返し実行するMC-BRFD AFアルゴリズムにより求められる、適応型ビーム形成器。

【数 1】

$$\mathbf{e}_p(rR) = \mathbf{y}_{ref,p}(rR) - \mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} \mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1} \mathbf{X}(r) \mathbf{w}_p(r), \quad (1)$$

$$\hat{\mathbf{\Lambda}}_p(r) = \lambda \hat{\mathbf{\Lambda}}_p(r-1) + (1-\lambda) \mathbf{X}^H(r) \mathbf{\Gamma}_p(r) \mathbf{X}(r), \quad (2)$$

$$\mathbf{w}_p(r) = \mathbf{w}_p(r-1) - 2 \mathbf{p}_p(r) \hat{\mathbf{\Lambda}}_p^{-1}(r) \mathbf{X}^H(r) \mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} \mathbf{\Psi}_p(r), \quad (3)$$

ただし

$\mathbf{X}(k) = (\mathbf{x}(k), \mathbf{x}(k-1), \dots, \mathbf{x}(k-N))^T$ は N 個のサンプルからなる

サンプルブロックのデータ行列、

r は $rR = k$ により k に関係付けられるブロック時間、

R は重複するサンプルブロックにおける「新しい」サンプル数、

$\mathbf{X}^H(r)$ は $\mathbf{X}(r)$ の共役転置行列、

λ は $0 < \lambda < 1$ なる忘却係数、

$\mathbf{e}_p(rR)$ は前記フィルタの p 番目のチャンネルの出力誤差信号、

$\mathbf{y}_{ref,p}(rR)$ は前記 p 番目の出力信号に対する参照信号、

$\mathbf{w}_p(r)$ は p 番目のチャンネルの適応フィルタ係数ベクトル、

$$\mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} = (\mathbf{0}_{N \times N}, \mathbf{I}_{N \times N}),$$

$\mathbf{0}_{N \times N}$ はサイズ $N \times N$ のゼロ行列、

$\mathbf{I}_{N \times N}$ はサイズ $N \times N$ の恒等行列、

$\mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1}$ はサイズ $2N \times 2N$ の DFT 行列、

$\mathbf{\Gamma}_p(r)$ は p 番目のチャンネルに対して、

$$\mathbf{\Gamma}_p(r) = \text{diag} \left\{ \gamma_0(r), \gamma_1(r), \dots, \gamma_{2N-1}(r) \right\}$$

ただし $\gamma_n(r) (n = 0, 1, \dots, 2N-1)$ は

$$\gamma_n(r) = \frac{1}{s_n^2(r)} \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{for } \frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} \leq k_0 \\ k_0 s_n(r) & \text{for } \frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} > k_0 \\ 4|e_n(r)| & \end{cases}$$

により算出され、

\mathbf{p}_p は、ステップサイズがベクトル $\mathbf{p}_n(r)$, $n = 0, 1, \dots, 2N-1$ で

サイズが $2N \times 2N$ の、主たる対角上の対角行列、

$$\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} = \mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{01} \mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} \mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1},$$

$$\mathbf{\Psi}(r) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2s_0} \rho \left(\frac{|e_0(r)|}{s_0(r)} \right) \exp \{ j \arg \{ e_0(r) \} \} \\ -\frac{1}{2s_1} \rho \left(\frac{|e_1(r)|}{s_1(r)} \right) \exp \{ j \arg \{ e_1(r) \} \} \\ \vdots \\ -\frac{1}{2s_{2N-1}} \rho \left(\frac{|e_{2N-1}(r)|}{s_{2N-1}(r)} \right) \exp \{ j \arg \{ e_{2N-1}(r) \} \} \end{pmatrix},$$

【請求項 2】

前記予め定められた確率密度分布は非ガウス確率密度分布である、請求項 1 に記載の適応型ビーム形成器。

【請求項 3】

前記非ガウス確率密度分布は以下の式で与えられ

10

20

30

40

【数 2】

$$p(z) = \frac{(1-\varepsilon)}{\sqrt{2\pi}} \exp\{-\rho(|z|)\},$$

$$\rho(|z|) = \begin{cases} \frac{z^2}{2} & \text{for } |z| \leq k_0, \\ k_0|z| - \frac{k_0^2}{2} & \text{for } |z| > k_0. \end{cases}$$

ここで $[0, 1]$ は入力信号の異常値であり、定数 k_0 は に依存し、

10

【数 3】

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz = 1.$$

であるように選ばれる、請求項 2 に記載の適応型ビーム形成器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、一般に、適応的ビーム形成によりノイズを削減する技術に関し、特に、適応的フィルタリングを異常値に対し頑健となるように改良する方法に関する。

【背景技術】

20

【0002】

自然で快適なマン/マシンインタラクションに対する要求が高まりつつある。そのために、マルチメディアまたは遠距離通信サービスのためのどのような端末においても、その音響に関するインターフェースは、シームレスで両手が自由に使えるような音による通信を可能にするものであることが求められている。しかも、それは乗用車の車中、会社、家庭または公共の場所のようなさまざまな音響環境で求められている。典型的な応用としては、オーディオ/ビデオ会議、対話システム、コンピュータゲーム、管制制御インターフェース、ディクテーションシステム、及び高品質の音声記録等がある。

【0003】

所望の音源の近傍に置いたマイクロフォンを用いた音声及び音響採取に比べて、シームレスな音響インターフェースでは、所望の音源信号が残響によって損なわれる。これは反射のある音響環境、局部的干渉及びノイズと、ラウドスピーカからの音響エコーとによるものである。これらの干渉は聴く人にとって不快なばかりでなく、より重要なことだが、例えば音声認識にかかわる場合に有害である。基準となるラウドスピーカ信号が利用可能である場合は、常にアコースティックエコーキャンセレーションが望ましい。というのも、アコースティックエコーキャンセレーションはこのような干渉を最大限に抑制するからである。

30

【0004】

局部的干渉及びノイズを抑制するためには、ビーム形成マイクロフォンアレイが非常に効果的である。なぜなら、これらは空間-時間フィルタリングによって干渉及びノイズを抑制する一方で、時間フィルタリングに基づく単一チャンネル音声高品質化とは対照的に、所望の信号の歪を生じさせないからである。この場合、適応的な、データ依存のビーム形成器が最適の選択であると思われる。なぜなら、これらは所望の信号と干渉との特性を考慮して、干渉とノイズの抑制を最大とするからである。

40

【0005】

適応的ビーム形成では、干渉とノイズの抑制は通常、マイクロフォンチャンネルの各々に適応フィルタを置き、適応フィルタの出力信号の和をとることで行なわれる。ここで、適応フィルタは、干渉とノイズとの抑制を最大としながら所望の信号の歪が最小となるように最適化される。所望の信号の歪は通常、線形制約(「線形制約された最小分散」(Linearly-constrained minimum variance: LCMV

50

) ビーム形成または「線形制約された最小二乗誤差」(linearly - constrained least - square error) ビーム形成) によって、または基準となる所望の信号(「最小平均二乗誤差」(Minimum mean - square error : MMSE) ビーム形成または「最小二乗誤差」(Least square error : LSE) ビーム形成) を用いることによって制御される。

【0006】

干渉とノイズの抑制を最大としながら所望の信号の歪が最小となるようにするためには、しばしば、「所望信号のみ」、「干渉及びノイズのみ」、並びに「ダブルトーク」(所望信号と、干渉及びノイズ等の外乱との両者を含む)といった分類器が必要とされる。適応フィルタは、適応ビーム形成器による所望信号のキャンセレーションを防ぐために、干渉及びノイズのみが存在する場合に干渉とノイズとの抑制を最大にするよう適応化されなければならない。

10

【0007】

適応ビームフィルタの中には、所望の信号が存在するときのみ、適応フィルタによって所望の信号の予め定められた二次統計を黙示的に推定することによって、所望の信号の歪を最小化するものがある(非特許文献1)。このような分類器では通常、誤った分類の発生が避けられないので、適応フィルタの適応処理がダブルトークの間に起こってしまい、このため適応ビーム形成器の性能が落ちる。この問題の解決策の一つは、適応アルゴリズムのステップサイズを小さく選択することである。しかしながら、適応ステップサイズを小さくすると、収束速さが遅くなり、これは時間による変動の大きい音響環境では特に不利である。このため、一方で十分に速い適応を、他方で誤った分類器によって引起される摂動に対抗する能力を、同時に達成することはしばしば困難である。この、摂動に対抗する能力を、ここでは「頑健性」と呼ぶ。

20

【0008】

アコースティックエコーキャンセレーションに関して、非特許文献2では、局所的な話者の存在によるダブルトークバーストに対する頑健性の必要が指摘され、適応のために誤差信号の非線形関数を用いることでこれに対処している。非特許文献3では、残存するエコー信号に対する汚染されたガウスモデルを用いて、サブバンド適応フィルタリングに頑健な統計(非特許文献16)を導入することにより、サブバンドエコーキャンセラのためのダブルトークバーストに対する頑健性が得られる。非特許文献4では、頑健な統計の概念を用いて、正規化された最小平均二乗(normalized least - squares : NLMS) アルゴリズム、比例NLMS(Proportional NLMS : PNLMS) アルゴリズム、及びアフィン投影アルゴリズム(affine projection algorithm : APA) の、ダブルトークに対し頑健なものを導出している。非特許文献5では頑健な再帰的最小二乗(recursive least - square : RLS) アルゴリズムが導出され、特許文献1ではこれが特許されている。

30

【特許文献1】J. ベネツィ及びT. F. ゲンズラー、「音響及びネットワークキャンセレーションでの使用のための頑健な適応フィルタ」、欧州特許、EP 1 1 7 0 8 6 4 A 1, 2002年1月(J. Benesty and T.F. Gaensler. A robust adaptive filter for use in acoustic and network cancellation. European Patent, EP1170864A1, January 2002.)

40

【非特許文献1】O. ホシュヤマ、A. スギヤマ、及びA. ヒラノ、「制約適応フィルタを用いたブロッキング行列を備えたマイクロフォンアレイのための頑健な適応ビーム形成器」、IEEE 信号処理トランザクション、47(10):2677-2684、1999年10月(O. Hoshuyama, A. Sugiyama, and A. Hirano. A robust adaptive beamformer for microphone arrays with a blocking matrix using constrained adaptive filters. IEEE Trans. on Signal Processing, 47(10):2677-2684, October 1999.)

【非特許文献2】M. M. ソンディ、「適応エコーキャンセラ」、ベルシステム技術ジャ

50

ーナル、XLVI(3):497-510、1967年3月(M.M. Sondhi. An adaptive echo canceller. The Bell System Technical Journal, XLVI(3):497-510, March 1967)

【非特許文献3】T. ゲンズラー、「ダブルトークに耐性のあるサブバンドエコーキャンセラ」、信号処理、65(1):89-101、1998年2月(T. Gaensler. A double-talk resistant subband echo canceller. Signal Processing, 65(1):89-101, February 1998)

【非特許文献4】T. ゲンズラー、S. L. ゲイ、M. M. ソンディ及びJ. ベネツィ、「ネットワークエコーキャンセレーションのためのダブルトークに頑健な高速収束アルゴリズム」、IEEE 音声及び音響処理トランザクション、8(6):656-663、2000年11月(T. Gaensler, S.L. Gay, M.M. Sondhi, and J. Benesty. Double-talk robust fast converging algorithms for network echo cancellation. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, 8(6):656-663, November 2000.)

【非特許文献5】J. ベネツィ及びT. ゲンズラー、「頑健で高速収束する最小二乗適応アルゴリズム」、IEEE 音響、音声及び信号処理国際会議予稿集、6:3785-3788、2001年5月(J. Benesty and T. Gaensler. A robust fast converging least-squares adaptive algorithm. Proceedings of. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 6:3785-3788, May 2001)

【非特許文献6】J. J. シンク、「周波数ドメイン及びマルチレート適応フィルタリング」、IEEE 信号処理マガジン、14-37ページ、1992年1月(J.J. Shynk. Frequency-domain and multirate adaptive filtering. IEEE Signal Processing Magazine, pages 14-37, January 1992.)

【非特許文献7】J. - S. スー及びK. K. パン、「マルチディレイブロック周波数ドメイン適応フィルタ」、IEEE 音響、音声、及び信号処理トランザクション、38(2):373-376、1990年2月(J.-S. Soo and K.K. Pang. Multidelay block frequency domain adaptive filter. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 38(2):373-376, February 1990.)

【非特許文献8】J. ベネツィ及びD. R. モルガン、「マルチチャンネル周波数ドメイン適応フィルタリング」、S. L. ゲイ及びJ. ベネツィ編、遠距離通信のための音響信号処理、第7章、121-133ページ、クルワー学術出版、ボストン、MA、2000年(J. Benesty and D.R. Morgan. Multi-channel frequency-domain adaptive filtering. In S.L. Gay and J. Benesty, editors, Acoustic Signal Processing for Telecommunication, chapter 7, pages 121-133. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, 2000.)

【非特許文献9】H. ブフナー、J. ベネツィ及びW. ケラーマン、「マルチチャンネル周波数ドメイン適応フィルタリングとマルチチャンネルアコースティックエコーキャンセレーションへの応用」、J. ベネツィ及びY. ファン編、適応信号処理：実世界の問題への応用、スプリンガー、ベルリン、2003年(H. Buchner, J. Benesty, and W. Kellermann. Multichannel frequency-domain adaptive filtering with application to multichannel acoustic echo cancellation. In J. Benesty and Y. Huang, editors, Adaptive Signal Processing: Applications to Real-World Problems. Springer, Berlin, 2003.)

【非特許文献10】B. H. ニッチ、「周波数ドメインで動作する適応フィルタアルゴリズムのための周波数選択的なステップの大きさ制御」、信号処理、80(9):1733-1745、2000年9月(B. H. Nitsch. A frequency-selective stepfactor control for an adaptive filter algorithm working in the frequency domain. Signal Processing, 80(9):1733-1745, September 2000)

【非特許文献11】W. ハーポート、「マン/マシンインターフェースのための音声キャ

10

20

30

40

50

プチャ」、マイクロフォンアレイ信号処理の実際的局面、スプリンガー、ハイデルベルク、ドイツ、2005年(W. Herbordt. Sound capture for human/machine interfaces: Practical aspects of microphone array signal processing. Springer, Heidelberg, Germany, 2005.)

【非特許文献12】H. ブフナー、J. ベネツィ、T. ゲンズラー及びW. ケラーマン、「アコースティックエコーキャンセレーションへの応用を伴う異常値に頑健な拡大マルチディレイフィルタ」、音響エコー及びノイズ制御に関する国際ワークショップ、2003年9月(H. Buchner, J. Benesty, T. Gaensler, and W. Kellermann. An outlier robust extended multidelay filter with application to acoustic echo cancellation. Int. Workshop on Acoustic Echo and Noise Control, September 2003.)

10

【非特許文献13】R. マーチン、「マルチチャネルエコー補償と雑音低減を伴う自由音声メカニズム」、博士論文、アーヘン情報処理データ通信研究所、1995年(R. Martin. Freisprecheinrichtungen mit mehrkanaliger Echokompensation und Stoergeraeschraechreduktion. PhD thesis, Aachener Institut fuer Nachrichtengerate und Datenkommunikation, 1995.)

【非特許文献14】W. ケラーマン、「ビーム形成マイクロフォンアレイのためのアコースティックエコーキャンセレーション」、M. S. ブランドシュタイン及びD. B. ワード編、マイクロフォンアレイ：信号処理技術と応用、第13章、281 - 306ページ、スプリンガー、ベルリン、2001年(W. Kellermann. Acoustic echo cancellation for beamforming microphone arrays. In M.S. Brandstein and D.B. Ward, editors, Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications, chapter 13, pages 281-306. Springer, Berlin, 2001)

20

【非特許文献15】W. ハーボート、W. ケラーマン及びS. ナカムラ、「LCMVビーム形成とアコースティックエコーキャンセレーションの組合せ最適化」、EURASIPヨーロッパ信号処理会議、予稿集、2004年(W. Herbordt, W. Kellermann, and S. Nakamura. Combined optimization of LCMV beamforming and acoustic echo cancellation. Proc. EURASIP European Signal Processing Conference, 2004.)

【非特許文献16】P. J. ヒューバー、「頑健な統計」、ワイリー、ニューヨーク、1981年(P.J. Huber. Robust Statistics. Wiley, New York, 1981)

30

【非特許文献17】W. ハーボート、「アコースティックマン/マシンフロントエンドのための頑健な適応ビーム形成とアコースティックエコーキャンセレーションとの組合せ」、博士論文、エルランゲン-ニュルンベルク大学、ドイツ、2004年(W. Herbordt. Combination of robust adaptive beamforming with acoustic echo cancellation for acoustic human/machine front-ends. PhD thesis, University Erlangen-Nuremberg, Germany, 2004)

【非特許文献18】L. J. グリフィス及びC. W. ジム、「線形制約された適応ビーム形成への代替的アプローチ」、IEEEアンテナ及び伝播トランザクション、30(1)：27 - 34、1982年1月(L.J. Griffiths and C.W. Jim. An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 30(1): 27-34, January 1982.)

40

【非特許文献19】S. M. ケイ、「統計的信号処理の基礎：推定理論」、プレントイスホール、アッパーサドルリバー、NJ、1993年(S.M. Kay. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1993.)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

近年、DFTドメイン適応アルゴリズム(「周波数ドメイン適応フィルタ」(freq

50

uency domain adaptive filters : F D A F)) (非特許文献 6) がアコースティックエコーキャンセレーション及び適応ビーム形成に関し非常に関心を集めている。なぜなら、これらは (a) 高速な収束と計算の簡略さとを組合せ、かつ (b) 多くの応用において、十分に速いトラッキング能力と十分に低い遅延とが得られるように (非特許文献 7) 実現できるからである。

【 0 0 1 0 】

F D A F はマルチチャンネル (M C) の場合に良好に一般化できる (M C - F D A F) (非特許文献 8 , 9) 。 R L S アルゴリズムでは、収束速さは入力信号の相互相関行列の条件数から独立である。これは、高速の収束を確実にするためには、高度に自己相関のある及び相互相関のある入力信号 (例えば、音声又は音楽) の場合に特に重要である。加えて、アコースティックエコーキャンセレーション又は適応ビーム形成器を D F T ドメインで実現することは、D F T の領域区分ごとの適応化を可能にする。これは、時間 - 周波数ドメインでスパースな信号について特に有利である。なぜなら、適応アルゴリズムのステップサイズを各 D F T 領域区分ごとに個々に調節できるからである。これは、適応フィルタのより頻繁な適応とより速い収束とにつながり、特に色付の、時間によって変化するスペクトルを伴う信号で大いに干渉を抑制することになる (非特許文献 1 0 , 1 1) 。

【 0 0 1 1 】

このクラスのアルゴリズムの頑健性を改善するために、非特許文献 1 2 において、頑健な統計と非線形最小二乗誤差 (L S E) 基準とに基づいて、頑健な D F T ドメインの適応フィルタが導出され、アコースティックエコーキャンセレーションに適用されている。各サブバンドに非線形コスト関数が適用され (「狭帯域分解」) 各サブバンドの誤差信号が個々に最小化されるサブバンド頑健適応フィルタ (非特許文献 3) とは対照的に、非特許文献 1 2 では離散的な時間ドメインで全帯域の誤差信号を最小化する。しかしながら、時間ドメインの最適化基準のため、非特許文献 1 2 を D F T の領域区分ごとのステップサイズ制御と組合わせて用いることはできない。

【 0 0 1 2 】

従って、この発明の目的の一つは、高速な収束と計算の簡略さ、さらに高いトラッキング能力と十分に低い遅延とを、周波数領域区分ごとのステップサイズ制御と組合わせて提供することのできる、適応型ビーム形成器を提供することである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 3 】

異常値に対し頑健な多入力多出力 (m u l t i p l e - i n p u t m u l t i p l e - o u t p u t : M I M O) 周波数ドメイン適応アルゴリズムのコスト関数は、適応処理の基礎となる誤差信号の予め定められた非ガウス確率密度関数と最大尤度推定原理とを用いて導出できることがわかっている。これらのコスト関数を定式化することで、適応ビーム形成器又はアコースティックエコーキャンセレーションと組合せた適応ビーム形成器の、周波数領域区分ごとの適応が可能となる。予め定められた確率密度関数は、通常はガウス分布よりも分布の裾部分が厚くなる (または尖度が大きい) スーパーガウスである。

【 0 0 1 4 】

具体的には、この発明は、適応ビーム形成及び結合適応ビーム形成並びにアコースティックエコーキャンセレーションに適用される、M I M O 適応フィルタと適応フィルタリングアルゴリズムとを提供する。M I M O 適応フィルタは、適応フィルタ係数の行列と係数行列を適応的に更新するためのモジュールとからなり、誤差信号の統計を活用することにより、予め定められた最適化基準を用いて誤差信号を最小化する。誤差信号は、有利には非ガウス確率密度分布を有し、異常値に対し適応アルゴリズムの頑健性を提供する。適応フィルタの適応処理は、より頻繁な係数の更新のため、入力信号のスパースネスを活用できる変換ドメインで行なわれる。

【 0 0 1 5 】

特に、確率密度分布は以下で与えられ、

【 0 0 1 6 】

【数 1】

$$p(z) = \frac{(1-\varepsilon)}{\sqrt{2\pi}} \exp\{-\rho(|z|)\},$$

$$\rho(|z|) = \begin{cases} \frac{z^2}{2} & \text{for } |z| \leq k_0, \\ k_0|z| - \frac{k_0^2}{2} & \text{for } |z| > k_0. \end{cases}$$

ここで $[0, 1]$ は非特許文献 16 で与えられる異常値確率であり、定数 k_0 は に依 10
存し、

【0017】

【数 2】

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz = 1.$$

となるように選ばれる。

【0018】

従って、この発明によれば、適応フィルタは、適応係数のベクトルを有し、複数の入力 20
信号を受けるように接続された有限インパルス応答フィルタと、参照信号と FIR フィル
タの出力とに基づいて、誤差信号を計算するための手段と、各々が複数の DFT 領域区分
に変換された入力信号及び誤差信号にตอบสนองして、かつ誤差信号の予め定められた確率密度
分布に基づいて、適応係数からなる適応係数ベクトルを更新するための手段と、各々が D
FT 領域区分に変換された入力信号及び参照信号に基づいて、各 DFT 区分領域について
、外乱が存在しないときに係数ベクトルを更新するように、更新するための手段を適応的
に制御するための手段とを含む。

【0019】

予め定められた確率密度分布は非ガウス確率密度分布であってもよい。

【0020】

好ましくは、非ガウス確率密度分布は以下の式で与えられ

【0021】

$$p(z) = \frac{(1-\varepsilon)}{\sqrt{2\pi}} \exp\{-\rho(|z|)\},$$

$$\rho(|z|) = \begin{cases} \frac{z^2}{2} & \text{for } |z| \leq k_0, \\ k_0|z| - \frac{k_0^2}{2} & \text{for } |z| > k_0. \end{cases}$$

ここで $[0, 1]$ は入力信号の異常値であり、定数 k_0 は に依存し、 40

【0022】

【数 4】

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz = 1.$$

であるように選ばれる。

【0023】

さらに好ましくは、FIR フィルタは複数の出力経路を有し、さらに入力信号と出力経 50
路との組合せの各々について係数ベクトルを含む係数行列を有し、誤差信号を計算するた
めの手段は、参照信号と FIR フィルタの出力とに基づいて、入力信号と出力信号との組
合せの各々について誤差信号を計算するための手段を含み、更新するための手段は、各々

がDFT領域区分に変換された入力信号及び誤差信号にตอบสนองして、かつ誤差信号の各々の予め定められた確率密度分布に基づいて、適応係数の適応係数行列を更新するための手段を含む。

【0024】

最も好ましくは、更新するための手段は、マルチチャネルの、領域区分ごとの頑健なMC-BRFDFAFアルゴリズムを用いて係数ベクトルを更新するための手段を含む。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

1. 始めに

以下の説明では、DFTの領域区分ごとのステップサイズ制御をダブルトークに頑健なアルゴリズムで用いることができるように、DFTドメインでLSEコスト関数を用いる、ダブルトークに対し柔軟性のあるDFTドメイン適応フィルタを導出する。この技術をMIMOシステムに適用するため、マルチチャネルの場合のこのアルゴリズムを定式化し、これを、マルチチャネル領域区分ごとの頑健FDFAF(MC-BRFDFAF)と呼ぶ(セクション2)。簡潔のため、制約のない場合のみを考察する。導出法は非特許文献8, 9, 12と同様である。

10

【0026】

その後、MC-BRFDFAFを、マイクロフォンアレイを用いたマルチチャネル音声高品質化のための適応ビーム形成に適用する(セクション3)。非特許文献17では、適応ブロッキング行列(非特許文献1)を用いた「一般化サイドローブキャンセラ」(generalized sidelobe canceller: GSC)(非特許文献18)の例をあげて、DFTドメイン適応フィルタリングが適応ビーム形成に効果的に適用できること、及び特に所望の音声信号のスパースネスが、ブロッキング行列の適応的实现を用いたGSCのトラッキング問題を解決する助けとなることを示す。これらのDFTドメインのGSCは、残響に対する頑健性とセンサの物理的許容度、又は所望の信号又は干渉の時間変化といった、ビーム形成マイクロフォンアレイが直面する課題に特に効率的に対処する。この出願では、MC-BRFDFAFを用いたGSCの実験で、スケールの小さいマイクロフォンアレイであっても、MC-FDAFを用いたGSCに対しダブルトークに対する頑健性が大いに改善され、このため、適応のためにより大きなステップサイズを選ぶことができることがわかった。これはより高速な収束とより高いノイズ削減につながり、一方

20

30

【0027】

2. ダブルトークに柔軟性のある周波数ドメイン適応フィルタ

このセクションでは、線形多入力単一出力(Multiple-input single-output: MISO)フィルタのために、MC-BRFDFAFを定式化した。MIMOの場合への一般化はこのセクションの最後にまとめる。導出法は非特許文献8, 9, 12と同様である。

【0028】

数式においては、小文字と大文字の太字はそれぞれ、ベクトルと行列の数量を表す。 $(\cdot)^*$ 、 $(\cdot)^T$ 、及び $(\cdot)^H$ はそれぞれ、複素共役、行列又はベクトル転置、及び共役転置を表す。下線を引いた数量はDFTドメインの変数を示す。 k はディスクリートな時間指標である。なお、下線は明細書中では変数前のアンダースコアで示し、ベクトル行列等は名前で区別する。

40

【0029】

2.1 重複回避を用いた出力信号の計算

Q 個の入力チャネルを備えた適応MIMOシステムの出力信号ベクトル $e(k)$ は以下で与えられる。

【0030】

【数5】

$$e(k) = y_{ref}(k) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}(k), \quad (1)$$

ここで、 $y_{ref}(k)$ は参照信号である。MISOフィルタは $QN \times 1$ ベクトル $\mathbf{w}(k)$ で記載され、これは長さ N の Q 個の列ベクトル $\mathbf{w}_q(k)$ をフィルタ係数 $w_{n,q}(k)$ 、 $n = 0, 1, \dots, N-1$ で表わす。

【0031】

【数6】

$$\mathbf{w}(k) = (\mathbf{w}_0^T(k), \mathbf{w}_1^T(k), \dots, \mathbf{w}_{Q-1}^T(k))^T, \quad (2)$$

10

$$\mathbf{w}_q(k) = (w_{0,q}(k), w_{1,q}(k), \dots, w_{N-1,q}(k))^T \quad (3)$$

適応フィルタの入力信号は、 $QN \times 1$ ベクトル $\mathbf{x}(k)$ で表わされる。

【0032】

【数7】

$$\mathbf{x}(k) = (\mathbf{x}_0^T(k), \mathbf{x}_1^T(k), \dots, \mathbf{x}_{Q-1}^T(k))^T \quad (4)$$

$$\mathbf{x}_q(k) = (x_q(k), x_q(k-1), \dots, x_q(k-N+1))^T. \quad (5)$$

MISOシステムの入力信号を DFT ドメインで高速畳込みを用いて計算し、かつ重複を回避するために、誤差信号ベクトル $\mathbf{e}(k)$ の N 個のサンプルのブロックを以下のように形成する。

20

【0033】

【数8】

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}_{ref}(k) - \mathbf{X}^T(k)\mathbf{w}(k), \quad (6)$$

where

$$\mathbf{e}(k) = (e(k), e(k-1), \dots, e(k-N+1))^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_{ref}(k) = (y_{ref}(k), y_{ref}(k-1), \dots, y_{ref}(k-N+1))^T, \quad (8)$$

30

$$\mathbf{X}(k) = (\mathbf{x}(k), \mathbf{x}(k-1), \dots, \mathbf{x}(k-N))^T. \quad (9)$$

ブロック重複ファクタとして $R = N/R$ を定義する。ここで、 R はブロックごとのサンプルの「新しい」数であり、式(6)において、ディスクリットな時間 k をブロック時間 r と置換える。 r は $rR = k$ によって k と関連付けられる。こうして、データ行列 $\mathbf{X}(rR)$ を、サイズ $2N \times 2N$ の DFT 行列 $\mathbf{F}_{2N \times 2N}$ を用いて、DFT ドメインにおいてサイズ $2NQ \times 2N$ のブロック対角行列 $\mathbf{X}(r)$ に変換する。

【0034】

【数9】

$$\underline{\mathbf{X}}(r) = (\underline{\mathbf{X}}_0(r), \underline{\mathbf{X}}_1(r), \dots, \underline{\mathbf{X}}_{Q-1}(r)), \quad (10)$$

40

$$\underline{\mathbf{X}}_q(r) = \text{diag} \left\{ \mathbf{F}_{2N \times 2N} \begin{pmatrix} x_q(rR-N) \\ x_q(rR-N+1) \\ \vdots \\ x_q(rR+N-1) \end{pmatrix} \right\}, \quad (11)$$

ここで $\mathbf{w}(rR)$ は DFT ドメインで以下のように書くことができる。

【0035】

【数 1 0】

$$\underline{\mathbf{w}}(r) = \text{diag}\left\{\mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{10}, \dots, \mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{10}\right\} \underline{\mathbf{w}}(rR), \quad (12)$$

ここで、窓行列

【 0 0 3 6】

【数 1 1】

$$\mathbf{W}_{2N \times N}^{10} = (\mathbf{I}_{N \times N}, \mathbf{0}_{N \times N})^T \quad (13)$$

は、循環畳込みを回避するために、係数ベクトル $\underline{\mathbf{w}}_q(rR)$ に N 個のゼロを付加する。

$\mathbf{I}_{N \times N}$ はサイズ $N \times N$ の恒等行列であり、 $\mathbf{0}_{N \times N}$ はサイズ $N \times N$ のゼロの行列である 10

。式 (6) から以下を得る。

【 0 0 3 7】

【数 1 2】

$$\mathbf{e}(rR) = \mathbf{y}_{ref}(rR) - \mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} \mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1} \mathbf{X}_q(r) \underline{\mathbf{w}}(r), \quad (14)$$

ここで、窓行列

【 0 0 3 8】

【数 1 3】

$$\mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} = (\mathbf{0}_{N \times N}, \mathbf{I}_{N \times N}) \quad (15)$$

20

から N 個のサンプルを抽出する。適応フィルタの出力信号の R 個のサンプルのブロックは、ベクトル $\mathbf{e}(rR)$ の最後の R 個のサンプルから与えられる。

【 0 0 3 9】

【数 1 4】

$$\mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1} \mathbf{X}_q(r) \underline{\mathbf{w}}(r)$$

から N 個のサンプルを抽出する。適応フィルタの出力信号の R 個のサンプルのブロックは、ベクトル $\mathbf{e}(rR)$ の最後の R 個のサンプルから与えられる。

【 0 0 4 0】

2.2 最適化基準 30

最適化基準を定式化するために、式 (14) に左から

【 0 0 4 1】

【数 1 5】

$$\mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{01}$$

を乗算することによって、ブロック誤差ベクトル $\mathbf{e}(rR)$ を DFT ドメインに変換する。ここで

【 0 0 4 2】

【数 1 6】

$$\mathbf{W}_{2N \times N}^{01} = (\mathbf{W}_{N \times 2N}^{01})^T \quad (16)$$

40

である (非特許文献 8)。よって以下が得られる。

【 0 0 4 3】

【数 17】

$$\underline{\mathbf{e}}(r) = \underline{\mathbf{y}}_{ref}(r) - \mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} \underline{\mathbf{X}}(r) \underline{\mathbf{w}}(r), \quad (16)$$

where

$$\underline{\mathbf{e}}(r) = \mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{01} \underline{\mathbf{e}}(rR), \quad (17)$$

$$\underline{\mathbf{y}}_{ref}(r) = \mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{01} \underline{\mathbf{y}}_{ref}(rR), \quad (18)$$

$$\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} = \mathbf{F}_{2N \times 2N} \mathbf{W}_{2N \times N}^{01} \mathbf{W}_{N \times 2N}^{01} \mathbf{F}_{2N \times 2N}^{-1}. \quad (19)$$

10

ベクトル $\underline{\mathbf{e}}(r)$ の要素を $\underline{e}_n(r)$, $n = 0, 1, \dots, 2N - 1$ で示す。

【0044】

非特許文献 3, 4, 12 にならって、参照信号に対しパーセバルの理論を適用し、DFTドメインのコスト関数 $\xi(r)$ を以下のように定義した。

【0045】

【数 18】

$$\xi(r) = \sum \rho \left(\frac{|\underline{e}_n(r)|}{s_n(r)} \right), \quad (20)$$

20

where

$$\rho(|z|) = \begin{cases} \frac{|z|^2}{2} & \text{for } |z| > k_0 \\ k_0 |z| - \frac{k_0^2}{2} & \text{for } |z| \leq k_0 \end{cases} \quad (21)$$

パラメータ k_0 は定数である。 $|\underline{e}_n(r)|$ のスケールは一般に未知であるので、 (\cdot) をスケール不変とするために、式 (20) に変数 $s_n(r)$ を導入した (非特許文献 16)。これはシステム出力での残存ノイズレベルを反映するものでなければならない (非特許文献 3, 4)。式 (20) は、 $|\underline{e}_n(r)| / s_n(r) > k_0$ に対して、各 DFTドメイン内の二次誤差面のある LSE 基準 (非特許文献 8) と対応し、一方、 $|\underline{e}_n(r)| / s_n(r) < k_0$ に対しては、二次基準が 1- ノルム基準に置換わることが理解されるであろう。 (\cdot) をこのように選択することにより、推定器を異常値に対し柔軟にすることができる。というのも、二次コスト関数に対し、 $|\underline{e}_n(r)| / s_n(r) > k_0$ については勾配

30

【0046】

【数 19】

$$\rho \left(\frac{|\underline{e}_n(r)|}{s_n(r)} \right)$$

40

が減じられるからである。 k_0 の選択は、収束速さと頑健性とのトレードオフになる。なぜなら、アルゴリズムの頑健性は収束速さが遅くなることを代償に、 k_0 とともに増加するからである。MC-FDAF (非特許文献 8) は、

【0047】

【数 20】

$$\xi(r) = \sum_{n=0}^{2N-1} |\underline{e}_n(r)|^2$$

で、またはこれと等価に、

50

【 0 0 4 8 】

【 数 2 1 】

$$k_0 \rightarrow 0, \quad s_0(\mathbf{r}) = s_1(\mathbf{r}) = \dots = s_{2N-1}(\mathbf{r}) = 1/\sqrt{2}$$

で得られる。

【 0 0 4 9 】

2 . 3 適応アルゴリズム

コスト関数 (2 0) は、以下の形の反復ニュートンアルゴリズム (非特許文献 1 9) を用いて、ベクトル $\underline{\mathbf{w}}(\mathbf{r})$ に対して最小化される。

【 0 0 5 0 】

【 数 2 2 】

$$\underline{\mathbf{w}}(\mathbf{r}) = \underline{\mathbf{w}}(\mathbf{r}-1) - \underline{\boldsymbol{\mu}}(\mathbf{r}) \underline{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}(\mathbf{r}) \nabla \xi(\mathbf{r}), \quad (22)$$

ここで、 $\nabla \xi(\mathbf{r}) = 2\partial \xi(\mathbf{r}) / \partial \underline{\mathbf{w}}^*(\mathbf{r})$ は $\underline{\mathbf{w}}(\mathbf{r})$ に関する費用関数 $\xi(\mathbf{r})$ の勾配であり、

$\underline{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}(\mathbf{r}) = \varepsilon \{ \nabla^2 \xi(\mathbf{r}) \} = 4\varepsilon \{ \partial^2 \xi(\mathbf{r}) / \partial^2 \underline{\mathbf{w}}^*(\mathbf{r}) \}$ は $\underline{\mathbf{w}}(\mathbf{r})$ に関する $\xi(\mathbf{r})$ のヘシアン の期待値である。

ベクトル $\underline{\boldsymbol{\mu}}(\mathbf{r})$ はステップサイズがベクトル $\underline{\boldsymbol{\mu}}_n(\mathbf{r})$, $n = 0, 1, \dots, 2N-1$ でサイズが $2N \times 2N$ の、主たる対角上の対角行列であって、周波数領域区分での適応を個別に制御するためのものである。DFTドメインのニュートンステップ (2 2) は、非特許文献 5 におけるディスクリットな時間ドメインのニュートンステップと類似しており、非特許文献 1 2 における DFTドメインのニュートンステップの、領域区分ごとの動作への拡張である。

【 0 0 5 1 】

1) コスト関数の勾配

非特許文献 1 2 に従って、

【 0 0 5 2 】

【 数 2 3 】

誤差ベクトル $\underline{\mathbf{e}}^*(\mathbf{r})$ の一つの要素 $e_n^*(\mathbf{r})$ を、以下のように表すものとする。

$$e_n^*(\mathbf{r}) = \underline{\mathbf{e}}^H(\mathbf{r}) \mathbf{1}_{2N \times 1}^{(n)}, \quad (23)$$

ここで $\mathbf{1}_{2N \times 1}^{(n)}$ は $2N \times 1$ のゼロベクトルであって、 n 番目の要素を 1 に等しくしたものである。

連鎖法則を用いて、勾配 $\underline{\boldsymbol{\mu}}(\mathbf{r})$ は以下のように求められる。

【 0 0 5 3 】

10

20

30

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
\nabla \xi(r) &= 2 \frac{\partial \xi(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \\
&= 2 \sum_{n=0}^{2N-1} \frac{\partial}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \rho \left(\frac{|\underline{e}_n(r)|}{s_n(r)} \right) \\
&= 2 \sum_{n=0}^{2N-1} \rho' \left(\frac{|\underline{e}_n(r)|}{s_n(r)} \right) \frac{1}{s_n(r)} \frac{\partial |\underline{e}_n(r)|}{\partial \underline{e}_n^*(r)} \frac{\partial \underline{e}_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \quad (24)
\end{aligned}$$

10

where

$$\rho'(z) = \min\{|z|, k_0\}, \quad (25)$$

$$\frac{\partial |z|}{\partial z^*} = \frac{\partial \sqrt{zz^*}}{\partial z^*} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{z}{z^*}} = \frac{1}{2} \exp\{j \arg\{z\}\}, \quad (26)$$

$$\frac{\partial \underline{e}_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} = -\mathbf{X}^H(r) (\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01})^H \mathbf{1}_{2N \times 1}^{(n)}. \quad (27)$$

20

式 (24) は長さ $2N$ の列ベクトル

【0 0 5 4】

【数 2 5】

$$\underline{\psi}(r) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2s_0} \rho' \left(\frac{|\underline{e}_0(r)|}{s_0(r)} \right) \exp\{j \arg\{\underline{e}_0(r)\}\} \\ -\frac{1}{2s_1} \rho' \left(\frac{|\underline{e}_1(r)|}{s_1(r)} \right) \exp\{j \arg\{\underline{e}_1(r)\}\} \\ \vdots \\ -\frac{1}{2s_{2N-1}} \rho' \left(\frac{|\underline{e}_{2N-1}(r)|}{s_{2N-1}(r)} \right) \exp\{j \arg\{\underline{e}_{2N-1}(r)\}\} \end{pmatrix} \quad (28)$$

30

を用いて、次のように書くことができる。

【0 0 5 5】

【数 2 6】

$$\nabla \xi(r) = 2 \underline{\mathbf{X}}^H(r) (\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01})^H \underline{\psi}(r). \quad (29)$$

2) コスト関数のヘシアン

40

サイズ $2N \times 2N$ のヘシアン行列 $\mathbf{H}^2(r)$ は、式 (29) から、以下を用いて計算することができる。

【0 0 5 6】

【数 27】

$$\begin{aligned}
\nabla^2 \xi(r) &= 4 \frac{\partial^2}{\partial^2 \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \xi(r) \\
&= 2 \frac{\partial}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} (\nabla \xi(r))^H \\
&= 4 \frac{\partial}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \underline{\psi}^H(r) \mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} \underline{\mathbf{X}}(r). \tag{30}
\end{aligned}$$

10

式(28)において、ベクトル $\underline{\mathbf{w}}^*(r)$ の n 番目の要素を $e_n(r)$ と示すことにより、連鎖法則を適用することによって、以下のように、式(30)中の n 番目の要素

【0057】

【数 28】

$$\frac{\partial \psi_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)}$$

を計算することができる。

【0058】

【数 29】

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \psi_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} &= \\
&= -\frac{1}{2s_n^2(r)} \left(\rho'' \left(\frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} \right) \frac{\partial |e_n(r)|}{\partial e_n^*(r)} \exp\{-j \arg\{e_n(r)\}\} \right. \\
&\quad \left. + \rho' \left(\frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} \right) \frac{\partial \exp\{-j \arg\{e_n(r)\}\}}{\partial e_n^*(r)} \right) \frac{\partial e_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)}, \tag{31}
\end{aligned}$$

20

ここで、

【0059】

【数 30】

$$\rho''(|z|) = \begin{cases} 1 & |z| \leq k_0 \\ 0 & |z| > k_0 \end{cases}, \tag{32}$$

30

$$\frac{\partial \exp\{-j \arg\{z\}\}}{\partial z^*} = \frac{\partial}{\partial z^*} \sqrt{\frac{z^*}{z}} = \frac{1}{2|z|}. \tag{33}$$

式(31)に、式(25)、(26)、(32)及び(33)を代入することにより、以下が得られる。

40

【0060】

【数 31】

$$\frac{\partial \psi_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} = -\frac{\partial e_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \cdot \frac{1}{s_n^2(r)} \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{2} & \text{for } \frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} \leq k_0 \\ \frac{k_0 s_n(r)}{4|e_n(r)|} & \text{for } \frac{|e_n(r)|}{s_n(r)} > k_0 \end{array} \right\} = -\frac{\partial e_n^*(r)}{\partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)} \cdot \gamma_n(r). \tag{34}$$

主たる対角線上に、 $\gamma_n(r)$ 、 $N n = 0, 1, \dots, 2N - 1$ を並べて $2N \times 2N$ の対角

50

行列 $\underline{\Gamma}(r)$ を形成することにより、

【 0 0 6 1 】

【 数 3 2 】

$$\underline{\Gamma}(r) = \text{diag}\{\gamma_0(r), \gamma_1(r), \dots, \gamma_{2N-1}(r)\}, \quad (35)$$

となり、式 (27) と (34) とを式 (30) に代入することにより、

【 0 0 6 2 】

【 数 3 3 】

$$\nabla^2 \xi(r) = 4 \underline{\mathbf{X}}^H(r) (\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01})^H \underline{\Gamma}(r) \mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} \underline{\mathbf{X}}(r). \quad (36)$$

10

となる。

【 0 0 6 3 】

期待値行列 $\underline{\hat{\Lambda}}(r) = \{ \hat{\Lambda}^2(r) \}$ の推定は、忘却係数 $0 < \lambda < 1$ で $\hat{\Lambda}^2(r)$ の再帰的平均を取ることで、以下のように求められる (非特許文献 5, 12)。

【 0 0 6 4 】

【 数 3 4 】

$$\underline{\hat{\Lambda}}(r) = \lambda \underline{\hat{\Lambda}}(r-1) + (1-\lambda) \nabla^2 \xi(r) \quad (37)$$

このように行列 $\underline{\hat{\Lambda}}(r)$ を再帰的に推定することで、

【 0 0 6 5 】

【 数 3 5 】

$$k_0 \rightarrow \infty, \quad s_0(r) = s_1(r) = \dots = s_{2N-1}(r) = 1/\sqrt{2}$$

に関し、RLS のような特性を備えた MC - FDAF が得られる。(式 (42) を参照)

。

【 0 0 6 6 】

3) 近似

ニュートン型の適応ステップ (22) は $2NQ \times 2NQ$ の行列 $\hat{\Lambda}^2(r)$ の逆行列を必要とするので、実際的なシステムには、計算の複雑さを減じるために式 (36) の近似が必要であろう。非特許文献 8 及び非特許文献 9 に従って、十分に大きい N について

30

【 0 0 6 7 】

【 数 3 6 】

$$\mathbf{G}_{2N \times 2N}^{01} \approx \frac{1}{2} \mathbf{I}_{2N \times 2N}$$

と近似することができ、これによって、次の式が得られる。

【 0 0 6 8 】

【 数 3 7 】

$$\nabla^2 \xi(r) \approx \underline{\mathbf{X}}^H(r) \underline{\Gamma}(r) \underline{\mathbf{X}}(r). \quad (38)$$

40

式 (37) を用いて

【 0 0 6 9 】

【 数 3 8 】

$$\underline{\hat{\Lambda}}^{-1}(r)$$

を計算するために、 $\hat{\Lambda}^2(r)$ のブロック対角行列構造を用いて、 $2NQ \times 2NQ$ の行列 $\hat{\Lambda}^2(r)$ を、サイズ $Q \times Q$ の $2N$ 個の行列に変換することができる。これにより、 $2NQ \times 2NQ$ の逆行列の複雑さをサイズ $Q \times Q$ の $2N$ 行列に減じることができる (非特許文献 9)。

【 0 0 7 0 】

50

1つの出力チャンネルに対する、MC - BRFD AFによるMISOシステムの適応アルゴリズムは、最終的に式(17)、(22)、(29)、(37)及び(38)で与えられる。適応アルゴリズムの、Q個の入力チャンネルとP個の出力チャンネルとを備えたMIMOシステムへの、MC - BRFD AFアルゴリズムの一般化

【0071】

【数39】

$$\underline{\mathbf{W}}(r) = (\underline{\mathbf{w}}_0(r), \underline{\mathbf{w}}_1(r), \dots, \underline{\mathbf{w}}_{p-1}(r)) \quad (39)$$

は、このアルゴリズムをP個の出力チャンネルの全てについて繰返すという、直截的なものである。要約すれば、MC - BRFD AFによる適応アルゴリズムの一回の反復は、MIMOの場合について以下のように表せる。

10

【0072】

【数40】

$$\underline{\mathbf{e}}_p(rR) = \underline{\mathbf{y}}_{ref,p}(rR) - \underline{\mathbf{W}}_{N \times 2N}^{01} \underline{\mathbf{F}}_{2N \times 2N}^{-1} \underline{\mathbf{X}}(r) \underline{\mathbf{w}}_p(r), \quad (40)$$

$$\hat{\underline{\Lambda}}_p(r) = \lambda \hat{\underline{\Lambda}}_p(r-1) + (1 - \lambda) \underline{\mathbf{X}}^H(r) \underline{\Gamma}_p(r) \underline{\mathbf{X}}(r), \quad (41)$$

$$\underline{\mathbf{w}}_p(r) = \underline{\mathbf{w}}_p(r-1) - 2 \underline{\boldsymbol{\mu}}_p(r) \hat{\underline{\Lambda}}_p^{-1}(r) \underline{\mathbf{X}}^H(r) \underline{\mathbf{G}}_{2N \times 2N}^{01} \underline{\boldsymbol{\psi}}_p(r). \quad (42)$$

MC - FD AFとは対照的に、行列 $\underline{\Gamma}_p(r)$ への依存性のために、P個の出力チャンネルの全てについて重み付クロスパワースペクトル密度行列

20

【0073】

【数41】

$$\hat{\underline{\Lambda}}_p(r)$$

の逆行列を計算しなければならない。式(40) - 式(42)において

【0074】

【数42】

$$\underline{\Gamma}_p(r) = \underline{\mathbf{I}}_{2N \times 2N}$$

及び、

30

【0075】

【数43】

$$\underline{\mathbf{G}}_{2N \times 2N}^{01} \underline{\boldsymbol{\psi}}_p(r) = \underline{\mathbf{e}}_p(r)$$

とすることにより、MC - FD AFが得られる。非特許文献10、式(29)に加えて、更新の式(42)により、領域区分に依存したステップサイズベクトル $\underline{\boldsymbol{\mu}}_n(r)$ と領域区分に依存したスケールパラメータ $s_n(r)$ とで、領域区分ごとの動作が可能となることが注目される。さらに、DFTドメイン(20)でのコスト関数に基づく導出は、アルゴリズムの効率的な実現を得るために、行列 $\underline{\Gamma}_p(r)$ と等価である重み付行列の近似(非特許文献10、式(31))を必要としない。

40

【0076】

3 MIMO適応フィルタの実施例

3.1 MIMO適応フィルタの概観

図1はM個の入力チャンネル22とP個の出力チャンネル24とを備えた線形有限インパルス応答(FIR)MIMOフィルタ20の構造を示し、ここで各入出力間のFIRフィルタ30はベクトル $\underline{\mathbf{w}}_{m,p}(k)$ で表わされる。各入力チャンネルと各出力チャンネル間のFIRフィルタ30はベクトル $\underline{\mathbf{W}}(k)$ で表わされる。システム $\underline{\mathbf{W}}(k)$ はM個の入力信号 $\underline{\mathbf{x}}_m(k)$ で駆動され、これらは行列 $\underline{\mathbf{X}}(k)$ で表わされて加算器32、34、... 36によって加算される。MIMOシステムの出力信号は $\underline{\mathbf{y}}(k)$ 24で表される。

【0077】

50

適応MIMOフィルタリングでは、システム $W(k)$ は図2に示される構造を用いて最適化される。図2を参照して、適応線形MIMOフィルタ50は、入力信号 $x(k)$ 52を受け信号 $y(k)$ を出力するFIRフィルタ60と、外乱と組合わされた参照信号 $y_{ref}(k)$ から信号 $y(k)$ を減算して誤差信号 $e(k)$ 54を出すための減算器66と、入力信号 $x(k)$ 52と誤差信号 $e(k)$ 54とを用いて、ある所与の最適化基準に従って $W(k)$ を決定するためにコスト関数を定式化するための係数更新モジュール62と、入力信号 $x(k)$ 52及び参照信号 $y_{ref}(k)$ を用いてダブルトックを検出し、係数更新モジュール62の更新を制御するダブルトック検出器64とを含む。

【0078】

MIMOフィルタ60の出力信号 $y(k)$ は減算器66で参照信号 $y_{ref}(k)$ から減算され、この結果誤差信号 $e(k)$ 54が得られる。誤差信号 $e(k)$ 54は、係数更新モジュール62で所与の最適化基準に従って $W(k)$ を決定するためにコスト関数を定式化するのに用いられる。特に、最適化は、LCMV又はLCLSEビーム形成等でのような制約に従って行なわれ得る。誤差信号 $e(k)$ 54は通常、コスト関数に従って最小化される。適応フィルタリングでは、この最小化問題は、入力信号 $x(k)$ 52と誤差信号 $e(k)$ 54とを用いて $W(k)$ の係数更新を行なう何らかの適応アルゴリズムにより、反復して解決される。もし参照信号 $y_{ref}(k)$ が何らかの外乱信号とのダブルトックを含んでいれば、誤差信号 $e(k)$ 54全体を最小化するのは望ましくない。なぜなら、信号はその場合、外乱と参照信号とのダブルトックも含んでいるからである。従って、外乱の存在を認識し、係数更新モジュール62による $W(k)$ の適応を遅くするか又は停止するダブルトック検出器が必要とされる。

【0079】

音声及びオーディオ信号処理等の多くの応用では、ある予め定められた変換ドメインにおいて、信号 $x(k)$ 52及び $y_{ref}(k)$ はスパースである。図3はこのような応用の処理に適した適応線形MIMOフィルタ80の構造を示す。

【0080】

図3を参照して、適応線形MIMOフィルタ80は、入力信号 $x(k)$ 82を受け、信号 $y(k)$ を出力するFIRフィルタ90と、外乱と組合わされた参照信号 $y_{ref}(k)$ から信号 $y(k)$ を減算する減算器98と、入力信号 $x(k)$ 82、参照信号 $y_{ref}(k)$ 、及び誤差信号 $e(k)$ 84をそれぞれ変換(DFT)ドメインに変換するための変換器92、100及び102と、いずれも変換ドメインに変換された入力信号 $x(k)$ 82と誤差信号 $e(k)$ 84とを用いて、ある所与の最適化基準に従って $W(k)$ を決定するためにコスト関数を定式化するための係数更新モジュール94と、各DFT領域区分について、係数更新モジュール94が、入力信号に干渉やノイズがあるときのみ係数行列を更新し、入力信号に所望の信号があるときには更新を凍結するように各DFT領域区分に別個に作用する、ダブルトックを検出するためのダブルトック検出器96とを含む。

【0081】

図3によれば、信号 $x(k)$ 82、 $y_{ref}(k)$ 及び $e(k)$ 84はこうして、変換Tによりこのドメインに有利に変換でき、適応フィルタ $W(k)$ 90の係数更新のためにスパースネスを活用することができる。この文脈で、スパースネスとは、変換ドメインにおいて、参照信号と外乱とが重複していない場合がしばしばであることを意味する。この場合、離散的な時間ドメインではダブルトックの間であっても、変換ドメインでは、係数更新モジュール94によって、重複のないデータセグメントで係数の更新を行なうことができる。特に、変換のためのDFTの選択には多くの有利な特徴がある。DFTドメインでは、係数Tの更新は、DFT領域区分のうち参照信号のみが検出されたものの中で行なうことができる。これには、DFT領域区分の各々で別個に動作するダブルトック検出器96が必要である。

【0082】

しかしながら、図3に示すダブルトック検出器96は正確にダブルトックを検出することができないので、ダブルトックの間に適応が起こる危険性は常に存在する。適応フィル

タをすばやく適応させるために、一般に高速で収束する適応アルゴリズムを使用することが望ましいが、ダブルトークが検出されないと高速収束適応アルゴリズムの発散につながり、従って適応フィルタの性能を減じる恐れがある。

【 0 0 8 3 】

従って、先行技術の適応アルゴリズムは多くの状況で満足のいく性能を発揮するものの、高速で収束する適応アルゴリズムを使用しながら、一方では検出されないダブルトークによって引起される摂動に対抗することが望ましい。

【 0 0 8 4 】

3.2 適応フィルタの異常値に対し頑健なコスト関数

適応的ビーム形成または適応的ビーム形成と組合されたアコースティックエコーキャンセレーションのためのMIMOフィルタの高速収束を確実にしつつ発散を避けるために、異常値に対し頑健な周知の最大尤度推定に基づく適応アルゴリズムを用いることを提案する。RLSアルゴリズム又はMC-FDAF等の典型的な非頑健高速収束適応アルゴリズムを、誤差信号 $e(k)$ がガウス分布する最大尤度推定器と解釈することができる。この仮定は非常に有益ではあるが、このような適応アルゴリズムは仮定からのわずかな偏差にもきわめて感受性が高く、従って異常値に対して影響を受けやすいことが知られている。

【 0 0 8 5 】

さらに、統計学の文献から、ガウス分布よりも分布の裾部分が厚くなる単一分布を用いることによって、異常値に対し頑健な最大尤度推定器が導出されることがよく知られている。このような頑健な最大尤度推定を用いて、頑健な適応アルゴリズム（特に、変換ドメインでのスパースネスを活用した適応アルゴリズム）を導出することができ、これは、適応ビーム形成又は適応ビーム形成とアコースティックエコーキャンセレーションとの結合に有利に利用することができる。

【 0 0 8 6 】

このような確率密度関数の一つは以下で与えられる。

【 0 0 8 7 】

【数 4 4】

$$p(z) = \frac{(1-\varepsilon)}{\sqrt{2\pi}} \exp\{-\rho(|z|)\}, \quad (43)$$

$$\rho(|z|) = \begin{cases} \frac{z^2}{2} & \text{for } |z| \leq k_0, \\ k_0|z| - \frac{k_0^2}{2} & \text{for } |z| > k_0. \end{cases} \quad (44)$$

これは、統計学では最小インフォマティブ分布として知られている。[0, 1]は非特許文献16で導入された異常値の確率であり、定数 k_0 は に依存し、

【 0 0 8 8 】

【数 4 5】

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_H(z) dz = 1.$$

となるように選ばれる。最小インフォマティブ分布は中心部がガウス分布であり、裾部分ではラプラシアン分布（ガウス分布より尖度が大きい）であることが分かる。

【 0 0 8 9 】

例として、DFT領域区分ごとのダブルトーク検出器のためのDFTドメイン適応フィルタを導出する基本的ステップを示す。この場合、 z はDFTドメインにおける最適線形フィルタ $W(r)$ の p 番目の誤差信号 $e_{p,n}(r)$ であると解釈され、 $w_p(r)$ のM-推定器（又は最大尤度型推定器）は、 $w_p(r)$ に関して以下に示すコスト関数を最小化することによって得られる。

【 0 0 9 0 】

10

20

30

40

50

【数46】

$$\xi_p(r) = \sum_{n=0}^{2N-1} -\log p\left(\frac{|e_{p,n}(r)|}{s_{p,n}(r)}\right) \quad (45)$$

これは、等価的には以下のようにも表せる。

【0091】

【数47】

$$\xi_p(r) = \sum_{n=0}^{2N-1} P\left(\frac{|e_{p,n}(r)|}{s_{p,n}(r)}\right) \quad (46)$$

10

スケールファクタ $s_{p,n}(r)$ は引数 $r(\cdot)$ の分散を正規化する。 $|e_{p,n}(r)| / s_{p,n}(r) > k_0$ の場合、式(46)は二次コスト関数のLSE基準に対応し、一方式(46)は $|e_{p,n}(r)| / s_{p,n}(r) > k_0$ 。 For $|e_{p,n}(r)| / s_{p,n}(r) > k_0$ に対する1-ノルムの基準であり、異常値に対応する可能性が高い。 $p(r)$ の勾配は異常値に対する頑健性が増加するように制限されている。

【0092】

式(46)は以下の形の反復ニュートンアルゴリズムによって解くことができる。

【0093】

20

【数48】

$$\underline{\mathbf{w}}(r) = \underline{\mathbf{w}}(r-1) - \underline{\boldsymbol{\mu}}(r) \underline{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}(r) \nabla \xi(r). \quad (47)$$

ここで、

【0094】

【数49】

$$\nabla \xi(r) = 2 \partial \xi(r) / \partial \underline{\mathbf{w}}^*(r)$$

は $\underline{\mathbf{w}}(r)$ に対するコスト関数 $\xi(r)$ の勾配である。

【0095】

30

【数50】

$$\underline{\boldsymbol{\Lambda}}(r) = 4E\left\{\partial^2 \xi(r) / \partial^2 \underline{\mathbf{w}}^*(r)\right\}$$

は $\underline{\mathbf{w}}(r)$ に対するヘシアン $\underline{\boldsymbol{\Lambda}}(r)$ の期待値である。 $\underline{\boldsymbol{\mu}}(r)$ は周波数領域区分において別個の適応を制御するための、主対角上の、ステップサイズ $\mu_n(r)$, $n = 0, 1, \dots, 2N-1$ でサイズが $2N \times 2N$ である対角行列である。 DFTドメインのニュートンステップ(47)は、非特許文献5における離散的な時間ドメインのニュートンステップと類似し、非特許文献12におけるDFTドメインのニュートンステップの領域区分ごとの動作への拡張である。

【0096】

40

3.3 直接的ビーム形成器の実現例

図4に適応ビーム形成器120を示す。図4を参照して、適応ビーム形成器120は、M個の入力チャンネルと $P = 1$ 個の出力チャンネルを備えた(「MISO」システム)図2に従った適応線形MIMOフィルタ50と見ることができる。M個の入力チャンネルはM個のマイクロフォン信号122に対応し、これは所望の信号、干渉及びノイズの混合物を含む。適応フィルタ130は干渉とノイズとを最大に抑制しつつ、所望の信号の歪を最小にするよう適応化される。

【0097】

図4を参照して、適応ビーム形成器120は、入力チャンネルの各々に対し、適応フィルタ150、152、...、154を含む適応フィルタ130と、適応フィルタ150、15

50

2、...、154の出力を加算して、信号 $y(k)$ を得るための加算器138と、参照信号 $y_{ref}(k)$ から信号 $y(k)$ を減算し、誤差信号 $e(k)$ 124を出力するための減算器140と、入力信号 $x(k)$ 122、参照信号 $y_{ref}(k)$ 、及び誤差信号 $e(k)$ 124をそれぞれDFTドメインに変換するための変換器132、142及び144と、いずれも変換器132及び144によって変換ドメインに変換された入力信号 $x(k)$ 122及び誤差信号 $e(k)$ 124を用いて、ある所与の最適化基準に従って $W(k)$ ($w_0(k)$, $w_1(k)$, ..., $w_{M-1}(k)$)を決定するためにコスト関数を定式化する係数更新モジュール134と、変換器132及び142によっていずれもDFTドメインに変換された入力信号 $x(k)$ 122及び参照信号 $y_{ref}(k)$ を用いてDFT領域区分の各々においてダブルトークを検出するためのダブルトーク検出器136とを含む。

10

【0098】

適応LCLSE又はLCMVビーム形成において、参照信号 $y_{ref}(k)$ はゼロに等しく、従って、適応フィルタ130の出力信号 $y(k)$ は誤差信号 $e(k)$ 124に等しい。従って、誤差信号を最小化することは、干渉及びノイズのみならず、所望の信号をも抑制することになる。所望の信号の抑制を防ぐために、最適化基準(式(46)等)に対し時間-空間的制約を導入して、ビーム形成器出力 $y(k)$ において所望の信号を保存する。

【0099】

しかしながら、制約のための設計で仮定された時間-空間特性と、所望の信号の実際の時間-空間特性との間に(例えば、音響環境での残響、マイクロフォンの不一致、または所望の音源の位置の不一致等の)不一致があると、所望の信号は常に、誤って干渉であるとされ、適応フィルタによってキャンセルされてしまう。文献では、この効果は信号漏洩及び所望信号のキャンセレーション/歪として知られている。また、所望の信号のキャンセレーションは、干渉やノイズがあるときのみ適応フィルタを適応化し、所望の信号が存在するときは常に適応を凍結することによって、回避できることがよく知られている。これは、ダブルトーク検出器136が所望信号と干渉又はノイズとのダブルトークを検出し、適応ビーム形成器の適応を不能化するか又は遅くすることを要件とする。変換ドメインにおいてセンサ信号のスパースネスを活用することによって、適応フィルタの収束を向上させることができる。

20

【0100】

要約すれば、ダブルトークに対する頑健性と適応フィルタの高速な収束が望まれる変換ドメインにおいて、頑健なMIMO適応フィルタの応用が存在する。調査によれば、特に、センサ信号のスパースネスを活用する頑健なDFTドメインの適応フィルタリング(MC-BRFD AF)が有利な性能を発揮することが示されている。

30

【0101】

3.4 適応ブロッキング行列を伴う一般化サイドローブキャンセラの実現例

図4の直接的な実現例を用いる代わりに、適応ビーム形成器はまた、GSCとして実現することもできる。

【0102】

図5に適応ブロッキング行列を用いたGSCを示す。図5を参照して、GSC170は、入力信号 $x(k)$ 172を受け、信号 $y(k)$ を出力するための固定ビーム形成器180と、入力信号 $x(k)$ 172と固定ビーム形成器180からの信号 $y(k)$ とを受け、 $B(k)$ の出力が干渉の参照基準となるように、所望の信号を抑制するとともに干渉を通過させる適応ブロッキング行列 $B(k)$ 182と、適応ブロッキング行列 $B(k)$ 182の出力を受け、適応フィルタリングを用いて参照経路からの残存する干渉を適応的に減算するための干渉キャンセラ $a(k)$ 186と、信号 $y(k)$ から干渉キャンセラ186の出力を減算してビーム形成器出力信号 $z(k)$ 174を得るための減算器184とを含む。適応ブロッキング行列 $B(k)$ 182と干渉キャンセラ $a(k)$ 186とは変換ドメインで頑健な適応MIMOフィルタリングを系統的に適用することによって実現される。

40

【0103】

50

3.4.1 固定ビーム形成器 180

固定ビーム形成器 180 はセンサアレイを操作して所望の音源位置に向け、干渉に対して、所望の信号の性能を高める。固定ビーム形成器 180 は G S C 170 の参照経路を形成する。しばしば、固定ビーム形成器 180 は、所望の信号が減衰しないように、所与の区域内で所望の音源が移動することを許容するように設計される。又は、適応ビーム形成器又は適応ビーム配向ユニットを用いて、固定ビーム形成器を所望の音源位置に向けるようにしてもよい。特に小規模のマイクロフォンアレイでは、固定ビーム形成器による干渉抑制は多くの応用では不十分なため、適応ブロッキング行列及び干渉キャンセラからなる適応サイドローブキャンセリング経路が必要とされる。

【0104】

10

3.4.2 適応ブロッキング行列 182

ブロッキング行列 $B(k)$ 182 は、 $B(k)$ の出力が干渉の参照基準となるように、所望の信号を抑制するとともに干渉を通過させる空間フィルタである。適応ブロッキング行列 $B(k)$ 182 は、適応フィルタ 190、192、...、194 と減算器 200、202、...、204 との M 個の組を含み、固定ビーム形成器 180 の出力 $y(k)$ を用いて、入力信号 $x(k)$ 172 の各チャンネルを適応的にフィルタリングする。

【0105】

行列 B による空間フィルタリングと所望信号の実際の波領域との間に不一致があると常に所望の信号を完全に抑制することのできない固定ブロッキング行列 B と異なり、適応ブロッキング行列は所望信号の波領域の変化をトラッキングすることができる。これは、固定ブロッキング行列が連続して所望信号成分を通過させる、時間的に変化する残響のある環境では特に重要である。マルチチャンネル適応フィルタリングを用いて、固定ビーム形成器 180 の出力信号 $y(k)$ を参照し、この参照信号を適応フィルタ 190、192、...、194 を用いたサイドローブキャンセリング経路の各チャンネルから減算することによって、適応ブロッキング行列 182 を実現することができる。

20

【0106】

3.4.3 干渉キャンセラ 186

ブロッキング行列 182 の出力信号を干渉の参照信号として用いて、干渉キャンセラ $a(k)$ 186 は適応フィルタリングにより、参照経路から残存する干渉を適応的に減算する。

30

【0107】

3.4.4 適応制御 (ダブルトーク検出)

固定ビーム形成器 180 は、干渉のない所望信号の推定を生成することができない。従って、ブロッキング行列 182 は、ブロッキング行列 182 による干渉の抑制を防ぐために、信号対干渉比 (signal-to-interference ratio: SIR) が高いときのみに適応化されるべきである。ブロッキング行列 182 で抑制された干渉成分を干渉キャンセラ 186 でキャンセルすることはできないので、これは G S C 170 の出力に漏洩する。一般に、ブロッキング行列 182 は、所望信号を全く含まない干渉の推定を生成することはない。従って、干渉キャンセラ 186 は、所望の信号のキャンセルと歪とを防ぐために、SIR が低いときのみに適応化されるべきである。

40

【0108】

「 $B(k)$ の適応」又は「 $a(k)$ の適応」が全帯域信号ではなく、別個の周波数領域区分で行なわれると、明らかにより高いトラッキング性能が得られる。なぜなら、時間-周波数ドメインでの所望の信号と干渉とのスパースネスを活用できるからである。従って、適応ブロッキング行列 182 と干渉キャンセラ 186 との両者に、ダブルトーク検出器が必要とされる。

【0109】

3.4.5 頑健な変換ドメイン適応フィルタを使用する動機づけ

先に述べたように、適応制御 (又はダブルトーク検出器) は所望の信号と干渉との活動を常に正確に検出することはできない。従って、ブロッキング行列 182 と干渉キャンセ

50

ラ 1 8 6 とは、ダブルトークの間に適応化されてしまうかもしれず、これは適応フィルタの異常値につながる。変換ドメインで頑健な M I M O 適応フィルタリングを用いることで、センサ信号のスパースネスを活用した、高速に収束する適応アルゴリズムを用いながら適応フィルタの発散を防ぐことができる。

【 0 1 1 0 】

図 8 に、男性の所望の音声と、背景にラウドスピーカからオーケストラの音楽が流れている場合の適応制御の典型的挙動の例を示す。この実験的な設定は、セクション 4 のものに対応する。図 8 (A) 及び図 8 (B) は M / 2 番目のマイクロフォンで記録された所望の信号と干渉信号とを示す。図 8 (C) では、所望の信号と干渉との P S D の反復平均推定値の比 $S I R (r , n)$ が、周波数 n (k H z) とブロック時間 r との関数として示される。図 8 (D) では、 $S I R (r , n)$ に基づく判断が示される。ブロッキング行列 (B M) と干渉キャンセラ (I C) とが、 $1 0 \log _{10} S I R (r , n) > 1 5 \text{ dB}$ と $1 0 \log _{10} S I R (r , n) < - 1 5 \text{ dB}$ についてそれぞれ適応される。図 8 (E) は (r , n) を用いた適応制御の判断を例示する。

10

【 0 1 1 1 】

図 8 (E) の適応制御は常に所望の信号と干渉とのアクティビティを正確に検出するわけではないことが分かるであろう。ブロッキング行列 1 8 2 と干渉キャンセラ 1 8 6 とは従って、ダブルトークの間に適応化されるかもしれず、これは適応フィルタの異常値につながる。これらの異常値と、起こりうる適応フィルタの発散とは、(a) 適応フィルタのステップサイズを減じること、又は (b) 適応フィルタがダブルトークの間に適応されにくくなるように、適応しきい値を減じること、によって防止できるであろう。

20

【 0 1 1 2 】

しかしながら、どちらの選択肢もトラッキング能力を低下させ、このため G S C 1 7 0 の干渉抑制を低下させてしまう。このトレードオフを避けるために、M C - B R F D A F をブロッキング行列 1 8 2 と干渉キャンセラ 1 8 6 とに適用する。

【 0 1 1 3 】

図 5 から、ブロッキング行列 1 8 2 が 1 個の入力チャネルと M 個の出力チャネルとを備えた単一入力多出力のシステムに対応し、干渉キャンセラ 1 8 6 が M 個の入力チャネルと $P = 1$ の出力チャネルを備えた M I S O システムに対応することが理解されるであろう。ブロッキング行列の適応フィルタ $b_m (k)$ を $m = 0$ かつ $p = 0, 1, \dots, M - 1$ である $w_{m,p} (k)$ で特定し、適応フィルタ $a (k)$ を $m = 0, 1, \dots, M - 1$ かつ $p = 0$ である $w_{m,p} (k)$ で特定することにより、頑健な M I M O 適応フィルタを変換ドメイン中で系統的に使用して、適応ブロッキング行列 1 8 2 を備えた G S C 1 7 0 を実現することができる。

30

【 0 1 1 4 】

特に、M C - B R F D A F アルゴリズムはこの G S C の適応にとって有用である。ステップサイズベクトル $\underline{\mu} (r)$ は適応制御によって決定され、0 と周波数に依存しない一定値のベクトル μ_c との間で切換えられ、適応を不能化及び可能化する。

【 0 1 1 5 】

3 . 5 固定ブロッキング行列を備えた一般化サイドローブキャンセラの実現例

40

適応ブロッキング行列 1 8 2 を備えた G S C の代替物として、固定 (時間不変の) ブロッキング行列 B を備えて G S C を実現することもできる。ここで、頑健な M I M O 適応フィルタは干渉キャンセラ 1 8 6 にのみ適用される。

【 0 1 1 6 】

3 . 6 アコースティックエコーキャンセレーションと適応ビーム形成との結合

実際のマルチメディア端末では、アコースティックエコー、干渉及びノイズを最適に抑制するために、ビーム形成マイクロフォンアレイとアコースティックエコーキャンセレーションとを組み合わせることが望ましい (非特許文献 1 3 , 1 4) 。ここでは一般に、アコースティックエコーキャンセレーションとビーム形成との肯定的な相乗作用を最大に活用しながら、組合せシステムの計算の複雑さを最小にする、という課題に取り組まなけれ

50

ばならない。

【0117】

図6はアコースティックエコーキャンセレーションと適応ビーム形成との結合システム220の構造を示す。調査によれば、図6によるアコースティックエコーキャンセレーションと適応ビーム形成との組合せは、時間によって強度に変化するエコー経路があり、アコースティックエコー $e(k)$ 、所望信号 $d(k)$ 及び干渉またはノイズ $n(k)$ のダブルトークがしばしば起こる状況で、有利な特性を有することが示されている(非特許文献15)。

【0118】

3.6.1 直接的実現例

図6で、線226上のQ個のラウドスピーカ信号 $v(k)$ は適応フィルタ240に対する追加の入力チャンネルと解することができる。従って、アコースティックエコーキャンセレーションと適応ビーム形成との結合システム220は、 $M+Q$ 個の入力チャンネル222及び228を備えたMISOシステムに対応し、ここでアコースティックエコーは干渉とみなされる。従って、アコースティックエコー、干渉及びノイズはLCLE又はLCMV最適化基準を用いて適応MIMOシステムを最適化することによって抑制できる。従って、結合システムを適応するために、従来のLCLE/LCMVビーム形成で生じるのと同様のダブルトークの問題が生じるため、頑健なMIMO適応フィルタを用い、変換ドメインでのスパースネスを活用することが望ましい。

【0119】

適応フィルタ240は、入力信号 $x(k)$ 222を受けるための適応フィルタ $w(k)$ 250と、線228上でラウドスピーカ信号 $v(k)$ を受けるためのアコースティックエコーキャンセラ $a(k)$ 252とを含む。

【0120】

適応ビーム形成器220はさらに、適応フィルタ250の出力とアコースティックエコーキャンセラ $a(k)$ 252の出力とを加算して、線224上に出力信号 $y(k)$ を生成する加算器242を含む。

【0121】

特に、MC-BRFDAFが図6の結合システムの適応に有用である。

【0122】

3.6.2 GSCとしての実現

アコースティックエコーキャンセレーションと適応ビーム形成との結合システム220は図7に示すGSC270として実現することができる。

【0123】

図7を参照して、GSC270は入力信号 $x(k)$ 272を受け、信号 $y_{wc}(k)$ を出力するための適応フィルタ290と、入力信号 $x(k)$ 272を受け、信号 $y_B(k)$ を出力するためのプロッキング行列 $B(k)$ 292と、信号 $y_B(k)$ と線278上のラウドスピーカ信号 $v(k)$ とを受けるための干渉キャンセラ298とを含む。

【0124】

干渉キャンセラ298は信号 $y_B(k)$ を受けるための適応フィルタ $w_a(k)$ 310と、ラウドスピーカ信号 $v(k)$ を受けるためのアコースティックエコーキャンセラ $a(k)$ 312とを含む。

【0125】

GSC270はさらに、適応フィルタ $w_a(k)$ 310の出力とアコースティックエコーキャンセラ $a(k)$ 312の出力とを加算するための加算器296と、加算器296の出力を信号 $y_{wc}(k)$ から減算して、GSC270の出力 $y(k)$ を生成するための減算器294とを含む。

【0126】

アコースティックエコーキャンセラ $a(k)$ 312は、干渉キャンセラの付加的なチャンネルである。従って、結合システムを適応化するためには、従来のGSCと同様のダブル

10

20

30

40

50

トークの問題が生じるため、頑健なMIMO適応フィルタを用い、変換ドメインでのスパースネスを活用することが望ましい。特に、MC-BRFD AFが図7の結合システムの適応に有用である。

【0127】

4. 実験結果

MC-BRFD AFとMC-FDAFとによって実現されたGSCを、12cmアパチャでM=4個の均等に間隔をあけたセンサを備えた、残響時間 $T_{60} = 250$ msの室内のマイクロフォンアレイに適用した。図9(A)の所望信号が側面方向60cmの距離から到達した。図9(B)の干渉が後方距離120cmで認められた。センサでの平均SIRは3dBであった。パラメータは最大収束速さと収束後の最大ノイズ抑制を得るために最適化された。パラメータを以下の表1に示す。

【0128】

【表1】

表1

サンプリングレート	12kHz
N	256
R	64
パワースペクトル密度 λ を再帰平均するための忘却係数	0.97
k_0	1
μ_c	MC-FDAFのための $[0.7, 0.2] \cdot (1-\lambda)[BM, IC]$
	MC-BRFD AFのための $[1.3, 1.0] \cdot (1-\lambda)[BM, IC]$

パラメータは、一定のステップサイズパラメータ μ_c を除き、どちらのGSC実現例についても同じである。図9(A)から図9(C)はブロッキング行列による所望信号の抑制 $TR_{BM}(k)$ 、GSCの干渉抑制 $IR(k)$ 、及びシステムの初期化後の時間の関数としてのGSCによる所望の信号の歪 $SSNR(k)$ をそれぞれ示す。 $SSNR(k)$ は、所望信号のみについて、固定ビーム形成器の出力とGSCの出力との間のセグメント化されたSNRである。干渉キャンセラは所望の信号に歪を生じさせてはならないので、理想的には $SSNR(k) =$ となる。ブロッキング行列(図9(A))と干渉キャンセラ(図9(B))とは、MC-FDAFに対するよりもMC-BRFD AFに対してのほうが、より早く収束することが分かる。これは、ダブルトークへの頑健性が改善されるため、MC-BRFD AFについてはより大きなステップサイズを選択できることによる。 $TR_{BM}(k)$ はどちらのGSCに対してもほぼ同じ値まで収束するが、収束後の $IR(k)$ は、MC-BRFD AFに対するものがMC-FDAFに対するものより約4dB大きい。この結果は、さまざまに混合した音声信号にこのアルゴリズムを適用することによって確認された。歪 $SSNR(k)$ (図9(C))は、MC-BRFD AFに対するもののほうが、MC-FDAFよりわずかに高かった。

【0129】

今回開示された実施の形態は単に例示であって、本発明が上記した実施の形態のみに制限されるわけではない。本発明の範囲は、発明の詳細な説明の記載を参酌した上で、特許請求の範囲の各請求項によって示され、そこに記載された文言と均等の意味および範囲内でのすべての変更を含む。

【図面の簡単な説明】

【0130】

【図1】M個の入力チャンネルとP個の出力チャンネルとを備えた線形有限インパルス応答(FIR)MIMOフィルタの構造を示す図である。

【図2】システム $W(k)$ を最適化するための構造を示す図である。

【図3】係数更新モジュールと変換ドメインでのダブルトーク検出器とを備えた適応線形

10

20

30

40

50

MIMOフィルタを示す図である。

【図4】参照信号 $y_{ref}(k)$ を参照する適応ビーム形成器を示す図である。

【図5】適応ブロッキング行列を備えたGSCを示す図である。

【図6】適応ビーム形成とアコースティックエコーキャンセレーションとの結合最適化のための構造を示す図である。

【図7】一般化されたエコー及び干渉キャンセラを示す図である。

【図8】所望の男性の音声とラウドスピーカからの背景で流れるオーケストラの音楽とに対する、GSCの適応制御の典型的挙動を示す図である。

【図9】「連続した」ダブルトークに対し、MC-FDAFを用いた場合とMC-BRFD AFを用いた場合のGSCの比較を示す図である。

10

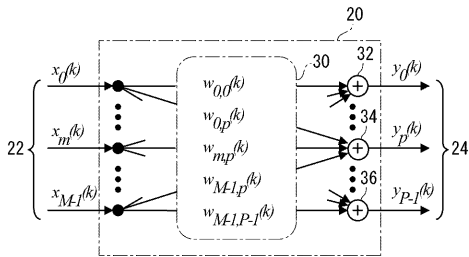
【符号の説明】

【0131】

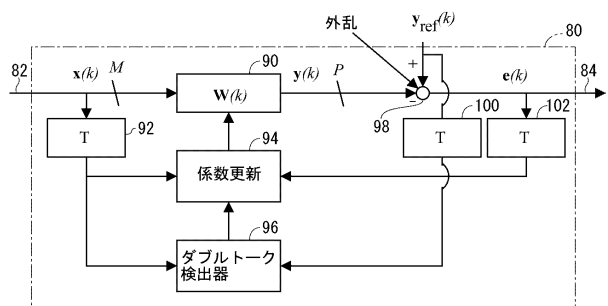
- 20 FIR MIMOフィルタ
- 30、60、90 FIRフィルタ
- 32、34、36 加算器
- 50、80 適応線形MIMOフィルタ
- 62、94 係数更新モジュール
- 64、96 ダブルトーク検出器
- 66、98 減算器
- 92、100、102 変換器

20

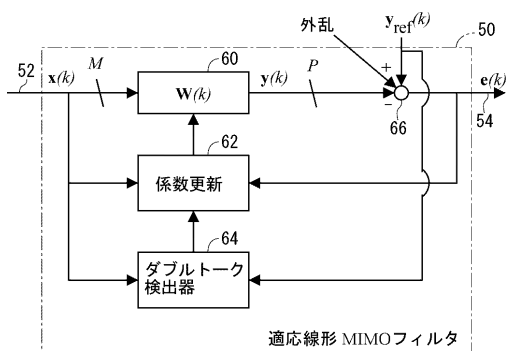
【図1】



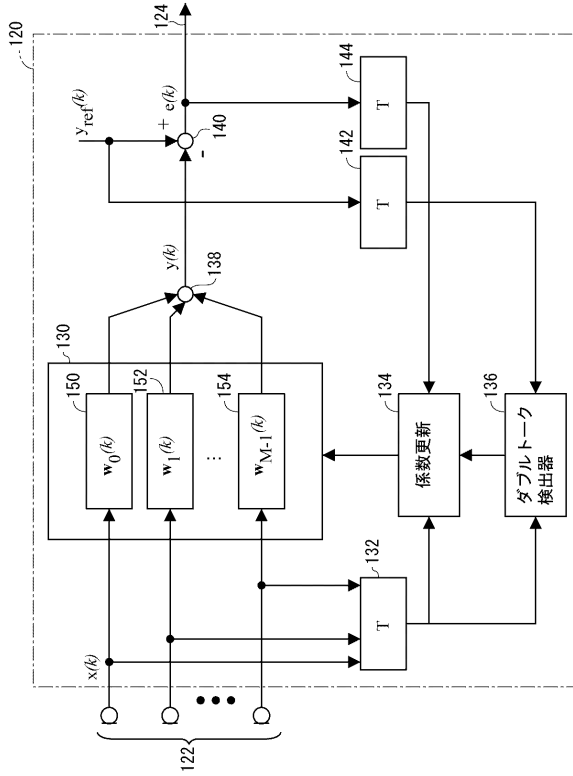
【図3】



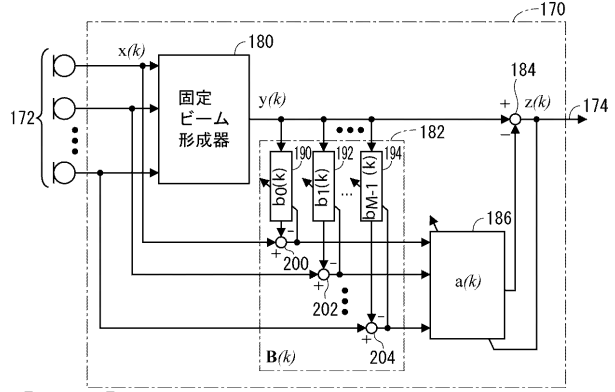
【図2】



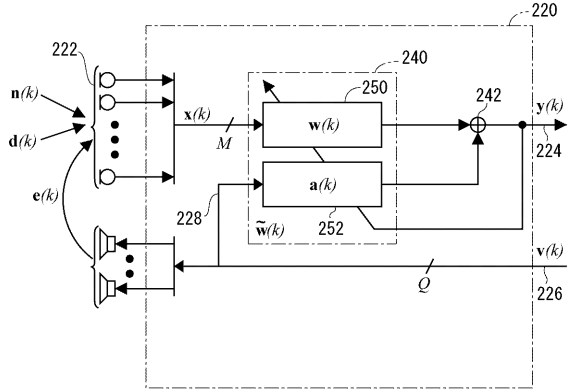
【図4】



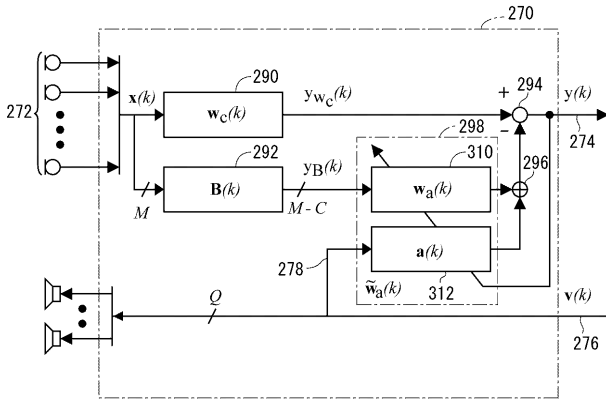
【図5】



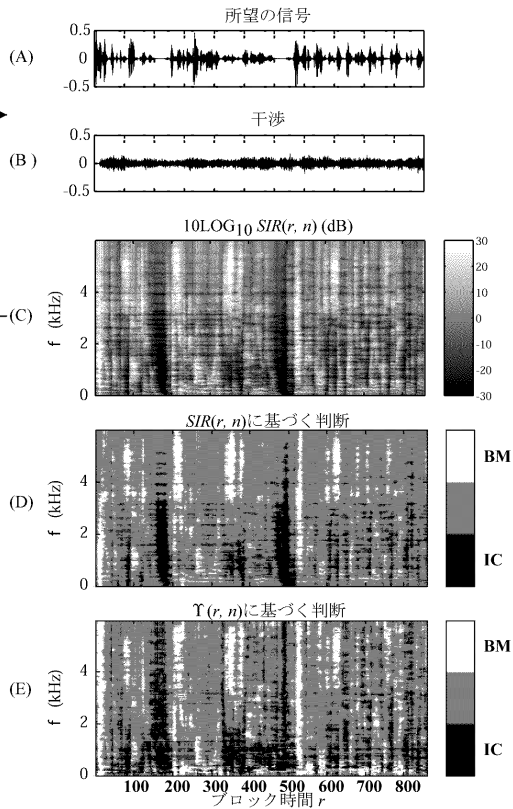
【図6】



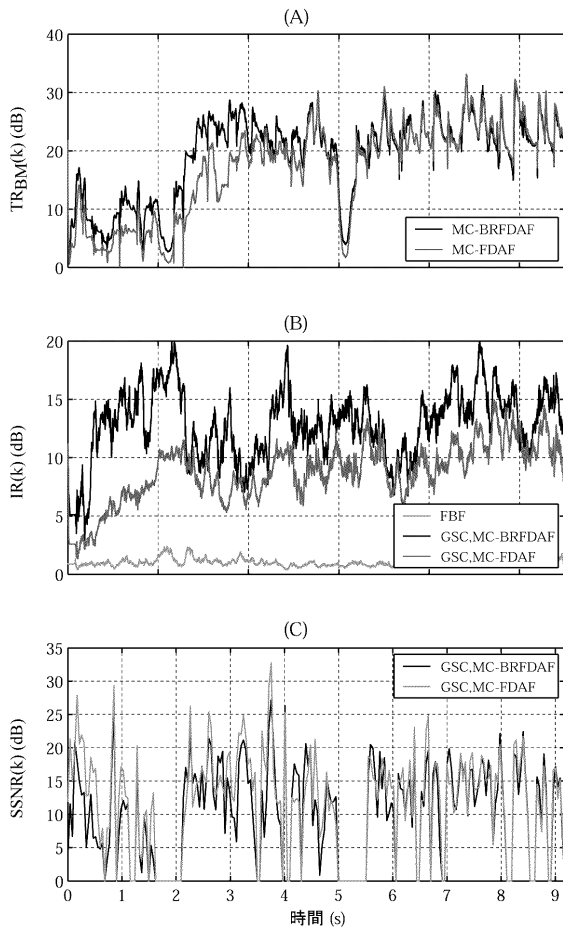
【図7】



【図8】



【 図 9 】



 フロントページの続き

- (56)参考文献 特表2004-537233(JP,A)
 特開2002-057606(JP,A)
 特開2000-252884(JP,A)
 特表2002-503910(JP,A)
 国際公開第2004/017303(WO,A1)
 特開2003-284183(JP,A)
 特開平10-093680(JP,A)
 特開2003-250193(JP,A)
 Buchner, H. ; Kellermann, W. , Improved Kalman gain computation for multichannel frequency-domain adaptive filtering and application to acoustic echo cancellation , Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Conference on , 2002年 5月13日 , Volume.2 , p.1909 - 1912
 Benesty, J. ; Morgan, D.R. , Frequency-domain adaptive filtering revisited, generalization to the multi-channel case, and application to acoustic echo cancellation , Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on , 2000年 6月 5日 , Volume.2 , p.789-792
 王 曉鵬、中山 謙二、平野 晃宏 , ロバストな高速RLSアルゴリズムにおける分布関数近似と収束性の関係 , 電子情報通信学会2003年総合大会講演論文集基礎・境界 , 社団法人 電子情報通信学会 , 2003年 3月 3日 , p.111

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H03H 21/00
 H03H 17/06
 H04R 3/02