

ブロッキング行列にタップ係数拘束適応フィルタを用いた  
ロバスト適応マイクロホンアレイの指向特性評価

Evaluation of a Robust Adaptive Microphone Array  
with a Blocking Matrix Using Coefficient-Constrained Adaptive Filters

宝珠山 治

杉山 昭彦

平野 晃宏

Osamu HOSHUYAMA Akihiko SUGIYAMA Akihiro HIRANO

NEC 情報メディア研究所

Information Technology Research Laboratories, NEC Corporation

あらまし

ブロッキング行列にタップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応マイクロホンアレイについて、シミュレーションに基づく特性評価の結果を報告する。目標信号到来方向において許容する誤差(許容方向誤差)は、信号の有色性が強い場合、従来法は約30度も劣化するのに対して、提案法は約5度しか劣化しない。マイクロホンの配置において前後方向に $\pm 3\text{mm}$ の誤差がある場合や、マイクロホン特性の相対誤差が最大6dBある場合でも、目標信号の劣化がほとんどない。また、許容方向誤差は、20度程度まで自由に設定可能である。音声信号を目標信号とし、白色ガウス信号を妨害信号とした場合、妨害信号を17dB除去できる。

Abstract

This paper reports evaluation on the characteristics of a robust adaptive microphone array. Simulation results for a colored signal show that the allowable look-direction error of the proposed microphone array is more stable against signal correlation than that of the conventional array. The microphone arrangement error of  $\pm 3\text{mm}$  and microphone sensitivity error of 6dB cause almost no degradation in target signal quality. The allowable look-direction error can be specified by design up to  $\pm 20$  degrees. When a real speech is used as the target signal with a white Gaussian signal as an interference, the interference is suppressed by 17dB.

1 はじめに

適応ビームフォーミング技術に基づいた適応マイクロホンアレイは、原理的に、小空間に配置した少数マイクロホンで、高い周囲騒音除去性能が得られるため、将来

の收音装置として有望視されている[1]。Griffiths-Jim Beamformer (GJBF)[2]は、簡単な構成で高い妨害信号抑圧性能が得られる適応ビームフォーマとして知られている。しかし、GJBFでは、目標信号到来方向の誤差(方向誤差)、マイクロホン配置誤差など、様々な誤差の影響が深刻に現れる。誤差がある場合には、妨害信号だけでなく目標信号も大きく抑圧してしまう。マイクロホンアレイにおいては、特に方向誤差の影響が大きい。

この問題への対策は、ロバスト適応ビームフォーマとして、適応アンテナなどにおいて研究されている[3]-[6]。ここでのロバストとは、誤差による目標信号の抑圧が少ないことを意味する。ところが、従来の手法は小さな誤差への対策であり、適応マイクロホンアレイで予想される大きな方向誤差への対策としては問題が多い。従来法の多くは、ロバスト化するために、妨害信号抑圧性能の低下や、マイクロホン数増加など別の問題を生じる[7]。

筆者等は、この問題に対して、タップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応ビームフォーマを提案してきた[7, 8]。このロバストビームフォーマは妨害信号抑圧性能の低下や、マイクロホン数増加などの問題は生じない。本論文では、文献[8]の手法について行った、シミュレーションに基づく特性評価の結果について報告する。指向特性とシミュレーション出力の観測によって、提案法が收音用マイクロホンアレイに適用可能であることを示す。

2 タップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応ビームフォーマ

先に筆者らが提案した、タップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応ビームフォーマ(以下、提案法)の構成を、図1に示す[8]。この図は、ブロードサイドアレ

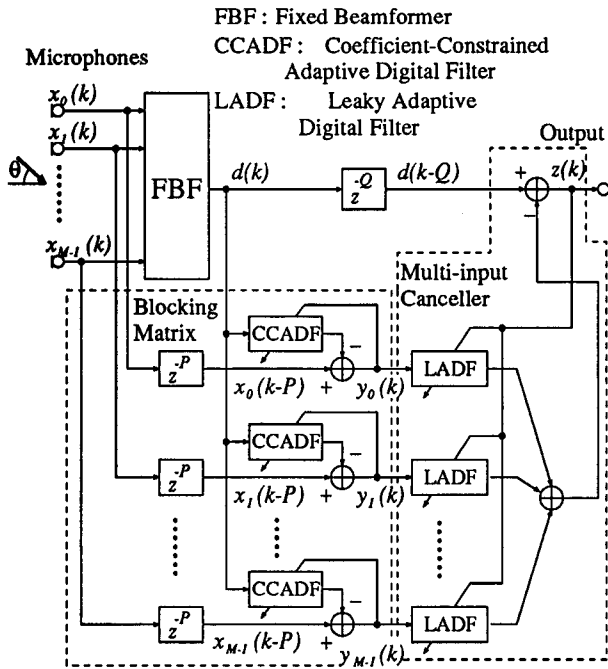


図 1: タップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応ビームフォーマ

イ(マイクロホン、目標信号到来方向に垂直な水平直線上に配置したアレイ)の場合を表している。以下、簡単のため水平方向の指向性のみを議論する。また、マイクロホン配置直線に直交する方向を規定方向と呼ぶことにし、目標信号が規定方向近傍から到来するような状況を考える。

提案法は、目標信号到来方向を強調する固定ビームフォーマ(fixed beamformer: FBF)と、タップ係数を拘束した適応フィルタ(coefficient-constrained adaptive digital filter: CCADF)を用いた適応的なブロッキング行列と、リーク適応フィルタ(leaky ADF: LADF)を用いた多入力キャンセラ(multi-input canceller)から構成される。

FBFは目標信号到来方向にメインローブに向けた固定のビームフォーマである。本論文では簡単に、各マイクロホンの出力信号を加算した次式で表されるような構成とした。

$$d(k) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(k) \quad (1)$$

ここで  $k$  はサンプル番号、 $M$  はマイクロホン数、 $d(k)$  は FBF の出力信号、 $x_m(k)$  は  $m$  番目のマイクロホン出力信号である。

多入力キャンセラは、FBF の出力を  $Q$  サンプル遅延させた信号  $d(k-Q)$  から、LADF の参照信号  $y_m(k)$  ( $m = 0, \dots, M$ ) と相関を持つ成分を除去する。

に妨害信号のみが含まれていれば、出力信号において、妨害信号が除去された目標信号が抽出される。多入力キャンセラの入出力関係は、LADF のタップ係数ベクトルを  $W_m(k)$ 、 $y_m(k)$  を遅延した信号からなる信号ベクトルを  $Y_m(k)$ 、タップ数を  $L$  として、以下のように表される。

$$W_m(k) \triangleq [w_{m,0}(k), w_{m,1}(k), \dots, w_{m,L-1}(k)]^T \quad (2)$$

$$Y_m(k) \triangleq [y_m(k), y_m(k-1), \dots, y_m(k-L+1)]^T \quad (3)$$

$$(m = 0, 1, \dots, M-1)$$

$$z(k) = d(k-Q) - \sum_{m=0}^{M-1} W_m^T(k) Y_m(k) \quad (4)$$

ここで、 $\cdot^T$  は転置を表す。 $Q$  サンプルの遅延は、除去に必要な因果律を満たすためである。

各 LADF の係数は、リーク付の適応アルゴリズムによって更新する。LADF の係数更新は、適応アルゴリズムとして学習同定法を用いた場合、以下のように表される。

$$W_m(k+1) = W_m(k) - \gamma W_m(k) + \alpha \frac{z(k)}{\sum_{m=0}^{M-1} \|Y_m(k)\|^2} Y_m(k) \quad (5)$$

$$(m = 0, 1, \dots, M-1)$$

ここで、 $\|\cdot\|$  はユークリッドノルムを表す。また  $\alpha$  はステップサイズであり、 $0 < \alpha < 2$  を満たす。そして、 $\gamma$  がリーク係数である。この右辺第 2 項のリークによって、ADF におけるタップ係数の際限無い成長が抑制されるため、参照信号における目標信号の漏洩がわずかである場合には、目標信号の除去が少なくなる [8]。

ブロッキング行列では、CCADF によって、主として目標信号のみを除去し、妨害信号を残留させる。CCADF の参照信号は FBF の出力信号であり、ブロッキング行列の出力では FBF の出力信号と相関を持つ成分が除去される。CCADF が適応することによって、信号到来方向などに誤差がある場合でも、確実に目標信号を除去することができる。その入出力関係は、タップ数を  $N$  として以下のように表される。

$$H_m(k) \triangleq [h_{m,0}(k), h_{m,1}(k), \dots, h_{m,N-1}(k)]^T \quad (6)$$

$$D(k) \triangleq [d(k), d(k-1), \dots, d(k-N+1)]^T \quad (7)$$

$$y_m(k) = x_m(k-P) - H_m^T(k) D(k) \quad (8)$$

$$(m = 0, 1, \dots, M-1)$$

ここで、 $H_m(k)$  は CCADF のタップ係数ベクトル、 $D(k)$  は  $d(k)$  を遅延した信号からなる信号ベクトルであ

る。また  $P$  は、信号除去に必要な因果律を満たすように FBF や CCADF の遅延を補償するための遅延サンプル数である。

CCADF では、タップ係数  $h_{m,n}(k)$  の変化範囲を適切に拘束することによって、到来方向が許容方向誤差内である信号のみが大きく除去されるようにする [8]。CCADF におけるタップ係数ベクトル  $H_m(k)$  の更新は、タップごとに次式で記述できる。

$$h'_{m,n}(k+1) = h_{m,n}(k) + \beta \frac{y_m(k)}{\|D(k)\|^2} d(k-n) \quad (9)$$

$$h_{m,n}(k+1) = \begin{cases} \phi_{m,n} & \text{for } h'_{m,n}(k+1) > \phi_{m,n} \\ \psi_{m,n} & \text{for } h'_{m,n}(k+1) < \psi_{m,n} \\ h'_{m,n}(k+1) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

$$(m = 0, 1, \dots, M-1), (n = 0, 1, \dots, N-1)$$

$\beta$  はステップサイズであり  $0 < \beta < 2$  を満たす。 $\phi_{m,n}$ ,  $\psi_{m,n}$  は、各タップ係数拘束範囲の上限および下限である。

提案法では、ロバスト性を得るために妨害信号除去のための自由度を犠牲としていないため、少数マイクロホンで大きな方向誤差を許容することが可能であり、しかも妨害信号除去性能が高い。

### 3 従来法との比較シミュレーション

提案法の評価を行なうために、指向特性を従来のロバストビームフォーマであるノルム拘束法 [3] や GJBF [2] と比較するシミュレーションを行なった。残響のない空間に、5本の全指向性マイクロホンを 4cm 間隔で配置した。音速は 340 m/s とし、サンプリング周波数は 8kHz とした。各マイクロホン出力  $x_m(k)$  には、増幅器の雑音を模擬するために、信号対雑音比が 80dB になるように、別々の白色ガウス信号を加えている。

方向誤差として許容される方向の幅 (許容方向誤差) は、規定方向から  $\pm 20$  度の範囲とした。提案法やノルム拘束法のパラメータは、 $\pm 20$  度における感度が規定方向における感度に対して約 6dB 減衰するように、シミュレーションによって決定した。提案法のパラメータは、 $P = 5$ ,  $Q = 10$ ,  $N = L = 16$ ,  $\alpha = 0.2$ ,  $\beta = 0.1$ ,  $\gamma = 0.000001$  とした。

信号源 1 個の場合について、信号到来方向  $\theta$  に対する、収束後の感度特性を調べた。ここでは、目標信号と不要信号を区別しない。信号到来方向への感度の評価尺度としては、出力  $z(k)$  の電力を、信号到来方向を規定方向とした場合を基準に正規化したもの (正規化出力電力) を用いた。信号到来方向を横軸に、全適応フィルタが収

束したと思われる時点における正規化出力電力を縦軸にプロットしたものである。信号源の方向は、 $+90$  度から  $-90$  度まで、5 度おきの値とした。

シミュレーションにおいては、係数更新のモードを制御した。まず、ブロッキング行列の CCADF を 50,000 回係数更新した後、適応を停止した。続けて、多入力キャンセラの LADF のみを 350,000 回係数更新した。このような係数更新モード制御は、実際の応用では目標信号検出などにより自動的に行う。シミュレーションにおける係数更新回数が多いのは、完全な収束に近づけるためである。実際のシミュレーションにおける収束までの係数更新回数は、ブロッキング行列において 10,000 回以下、多入力キャンセラにおいて約 50,000 回である [7]。

### 3.1 入力信号がほぼ白色である場合

#### 全体の特性

信号として白色ガウス信号を 300 ~ 3.7kHz に帯域制限したものをを用いた場合の、信号源方向  $\theta$  に対する、収束後の正規化出力電力を図 2 に示す。GJBF では、信号到来方向が規定方向からわずかでも外れると信号が大きく減衰してしまうのに対し、ノルム拘束法と提案法では、 $|\theta| < 20$  度の範囲における信号の減衰が小さい。しかし、ノルム拘束法は許容方向誤差を超えた方向における減衰は 19dB 以下となっている。これに対し、提案法では許容方向誤差を超えた方向における減衰が大きく、 $|\theta| > 30$  度の方向では 25dB 以上の減衰がある。これは、妨害信号除去性能において、提案法がノルム拘束法を大きく上回っていることを意味する。

#### 各周波数ごとの感度特性

提案法について、周波数ごとの、信号到来方向に対する感度特性を図 3 に示す。周波数ごとに特性は異なるが、感度が 6dB 低下する方向は、いずれにおいても  $\theta =$  約 20 度となっており、差は小さい。また、 $|\theta| > 30$  度の範囲においては信号を 16dB 以上除去しており、妨害信号除去能力が周波数によらず高いことが分かる。

### 3.2 有色信号に対する特性

入力信号の有色性が強い場合についてもシミュレーションを行なった。有色信号は、白色ガウス信号を次式の伝達関数  $F(z^{-1})$  を有する低域フィルタに通過させたのち、前節と同様に帯域制限することにより生成した。

$$F(z^{-1}) = \frac{1}{1 - 0.9z^{-1}} \quad (11)$$

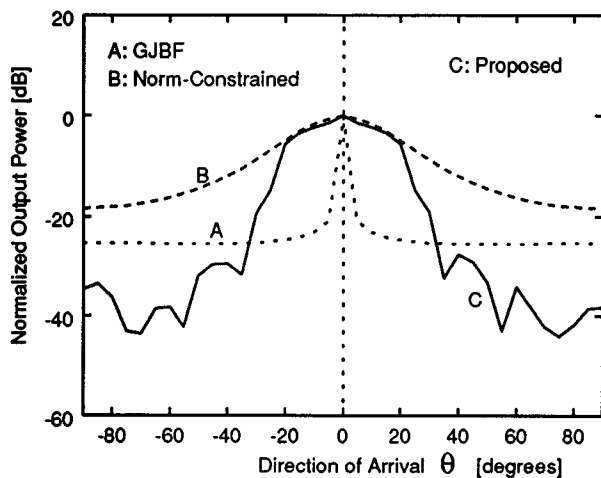


図 2: 信号到来方向に対する正規化出力電力 (入力信号はほぼ白色)

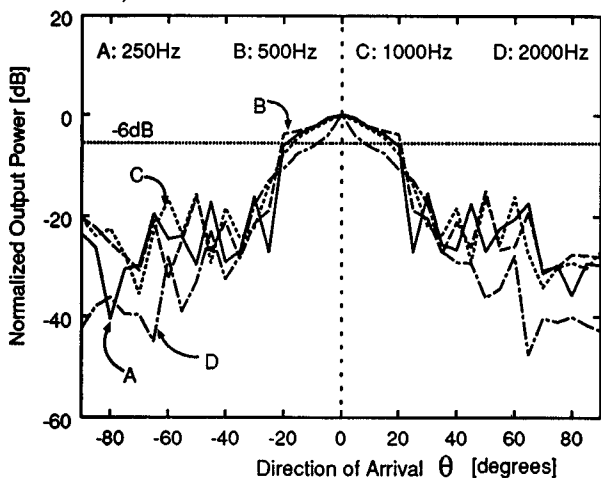


図 3: 各周波数における、信号到来方向に対する感度 (入力信号はほぼ白色)

### 全体の特性

信号源方向  $\theta$  に対する、収束後の正規化出力電力を図 4 に示す。GJBF を除く、ノルム拘束法と提案法はともに、高感度な方向の範囲が図 2 より拡大している。これは、入力信号の有色性によって感度特性が変化するという問題があることを示している。しかし、その拡大幅は、提案法の方がノルム拘束法より小さい。例えば、6dB 減衰する方向は、ノルム拘束法において  $\theta = 52$  度と約 30 度の広がりがあるのに対し、提案法では  $\theta = 28$  度と 8 度の広がりしかない。このように、提案法における、信号有色性による感度特性変化の問題は比較的小さい。

### 各周波数ごとの感度特性

提案法について、周波数ごとの特性を図 5 に示す。周

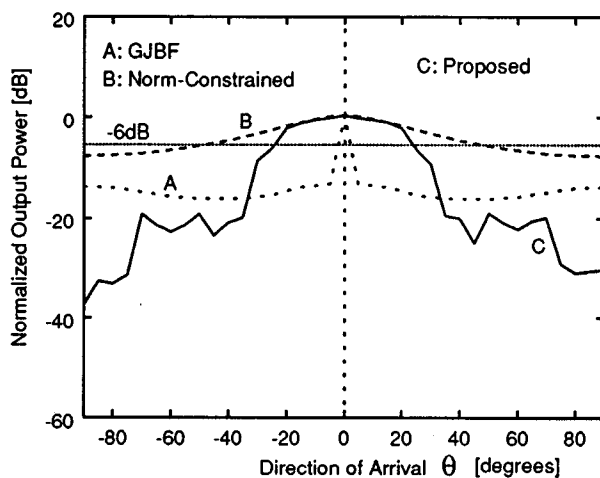


図 4: 信号到来方向に対する正規化出力電力 (入力信号は強い有色性)

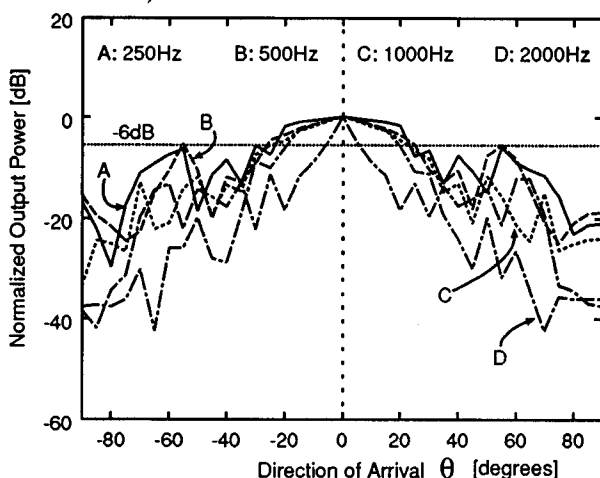


図 5: 各周波数における、信号到来方向に対する感度 (入力信号は強い有色性)

波数によって特性が異なり、低周波ほど許容方向誤差が広がる傾向がある。これは、許容方向誤差の限界付近において妨害信号の除去特性が低下することを表している。また、2kHz 以上の周波数において、方向誤差が 10 度程度においても 6dB 以上減衰している。これは、方向誤差がある状況において目標信号の高域が減衰することを意味する。しかし、これらの問題は、FBF の特性設計を文献 [9, 10] に従って行うなどの変更によって回避できる。

### 3.3 方向誤差以外の誤差に対する特性

信号到来方向以外における誤差の影響を調べるシミュレーションを行った。各マイクロホンの特性における相対誤差と、マイクロホン配置における誤差について調べ

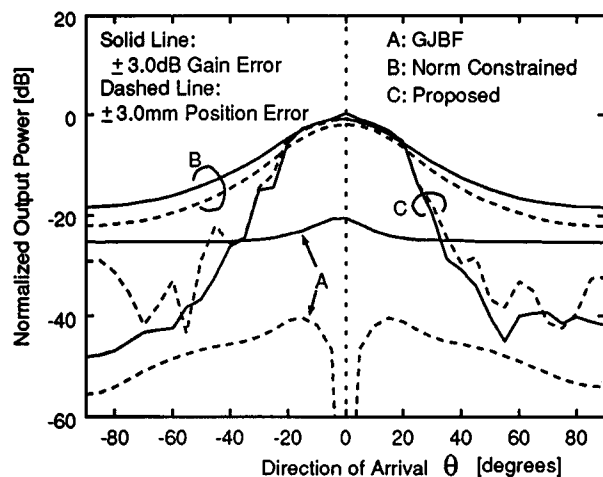


図 6: マイクロホン利得における誤差と、配置における誤差の影響

た。

マイクロホンの感度において、 $\pm 3\text{dB}$  の誤差 (相対誤差は最大  $6\text{dB}$ ) がある場合と、マイクロホンの配置において、信号源から見た前後方向に  $\pm 3\text{mm}$  の誤差がある場合について、正規化出力誤差の例を図 6 に示す。誤差以外の条件は 3.1 節と同じである。

GJBF では規定方向もふくめて、あらゆる信号が減衰しているのに対し、提案法とノルム拘束法では、図 2 と比較しても特性の変化が少なく、目標信号の減衰はほとんどないこと、すなわちロバストであることが分かる。ここで用いた誤差 (感度誤差  $6\text{dB}$ 、配置誤差  $3\text{mm}$ ) は容易に実現可能な値である。したがって、方向誤差として  $20$  度を許容するように設計したロバスト適応ビームフォーマにとって、マイクロホンの配置誤差や感度誤差は問題にならないと言える。

#### 4 許容方向誤差の可変

提案法について、幾つかのタップ係数拘束に対する正規化出力電力を図 7 に示す。信号は白色ガウス信号を帯域制限したものをを用いた。

提案法は、FBF の特性は固定したまま、タップ係数拘束条件を変化するだけで、高感度な方向の範囲が連続的に変化することが分かる。但し、感度が  $6\text{dB}$  低下する方向が  $20$  度を越える場合には、FBF の特性変更が必要である。

#### 5 音声信号に対する特性

音声为目标信号とした場合についてシミュレーションを行った。出力信号波形を観測し、その信号を試聴した。

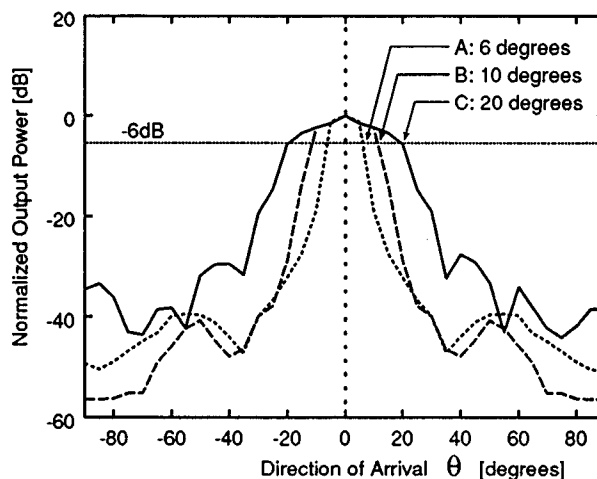


図 7: 許容方向誤差の可変

ノルム拘束法と提案法について、目標信号である音声信号 (女声) を  $\theta = 10$  度の方向から入射させ、妨害信号である白色ガウス信号を  $\theta = 45$  度から入射させた。

係数更新のモードは、FBF の出力電力に基づいて、簡易に制御した。FBF の出力電力が閾値より大きな場合には、ブロッキング行列の CCADF のみを係数更新し、閾値より小さい場合は、多入力キャンセラのノルム拘束適応フィルタのみを係数更新した。閾値は妨害電力パワーに応じた値を設定した。実際の係数更新モードの制御には、エコーキャンセラにおけるダブルトーク検出のように、適応的な閾値設定が必要であるが、係数更新モードの制御は本論文の論題ではないため、このような簡易な制御方法を用いた。その他の条件は 3 節と同じである。

各手法における出力波形を図 8、その電力を図 9 に示す。ノルム拘束法では、目標信号は保持されているものの、妨害信号除去性能は低い。図 9 における無音部分の出力電力から計算したところ、 $6\text{dB}$  しか除去されていなかった。これらに対し提案法では、目標信号は保持されており、しかも、妨害信号除去性能が高い。図 9 によると、妨害信号は  $17\text{dB}$  除去されていた。

出力信号の試聴では、妨害信号が大きく抑圧されていることを確認した。図 8 の 2 秒から 3 秒にかけて、提案法の目標信号波形が崩れている現象は、若干の高域減衰として感じられた。この高域減衰は、時間が短いため、気になるような劣化ではなかった。

#### 6 まとめ

ブロッキング行列にタップ係数拘束適応フィルタを用いる適応マイクロホンアレイについて、シミュレーショ

ンに基づく特性評価の結果を報告した。このマイクロホンアレイは、信号の有色性による特性への影響が従来法より少なく、マイクロホン配置の誤差やマイクロホン感度の相対誤差がある場合でも、指向特性の劣化は少ない。また、許容方向誤差は、タップ係数拘束値の設計によって、20度まで自由に設定できる。音声信号を目標信号とし、白色ガウス信号を妨害信号とした場合、妨害信号を17dB抑圧した良好な音声信号を出力した。今後、実機実験による評価を行う予定である。

謝辞 日頃御指導いただきます、NEC情報メディア研究所信号処理研究部 西谷隆夫部長に深謝致します。

### 参考文献

- [1] 金田 豊, “音響システムとデジタル信号処理, 第7章 マイクロホン系における信号処理,” 電子情報通信学会, 1995.
- [2] L. J. Griffiths, C. W. Jim, “An Alternative Approach to Linear Constrained Adaptive Beamforming,” *IEEE, Trans. AP*, vol.AP-30, no.1, pp. 27-34, Jan. 1982.
- [3] H. Cox, R. M. Zeskind, M. M. Owen, “Robust Adaptive Beamforming,” *IEEE, Trans. ASSP*, vol. 35, no.10, pp.1365-1376, Oct. 1987.
- [4] N. Kikuma, K. Takao, “Broadband and Robust Adaptive Antenna under Correlation Constraint,” *IEE, Proc.*, Vol.136, Pt. H, no.2, pp. 85-89, Apr. 1989.
- [5] M. H. Er, A. Cantoni, “An Unconstrained Partitioned Realization for Derivative Constrained Broad-Band Antenna Array Processors,” *IEEE, Trans. ASSP*, vol.34, no.6, pp. 1376-1379, Dec. 1986
- [6] G. L. Fudge, D. A. Linebarger, “A Calibrated Generalized Sidelobe Canceller for Wideband Beamforming,” *IEEE, Trans. SP*, vol.42, no.10, pp.2871-2875, Oct. 1994.
- [7] 宝珠山 治, 杉山 昭彦, “ブロッキング行列に適応フィルタを用いたロバスト一般化サイドローブキャンセラ,” 第9回DSPシンポジウム講演論文集, A7-1, pp.551-556, Nov. 1994.
- [8] 宝珠山 治, 杉山 昭彦, “ブロッキング行列にタップ係数拘束適応フィルタを用いたロバスト適応ビームフォーマ,” 信学技報, CS94-189, DSP94-111, Jan. 1995.
- [9] M. M. Goodwin, G. W. Elko, “Constant Beamwidth Beamforming,” *IEEE, Proc. of ICASSP '93*, pp.I-169-172, 1993.
- [10] 西川 清, 大野 広祥, 金森 文郎, “広帯域狭角度ビーム形成用ファンフィルタの設計法,” 信学技報, DSP93-92, Jan. 1994.

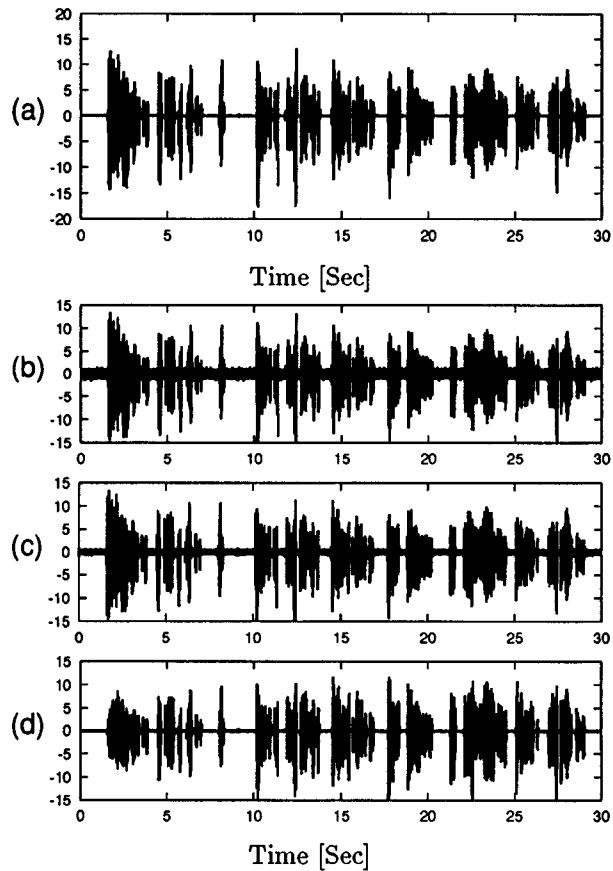


図 8: 音声信号入力に対する出力信号 (a) 原信号, (b) 原信号+妨害信号, (c) ノルム拘束法, (d) 提案法

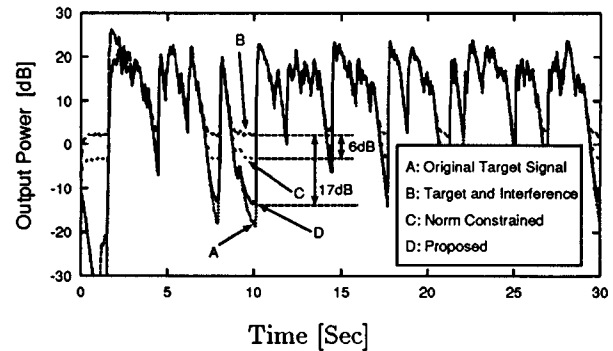


図 9: 音声信号入力に対する出力電力