

周波数帯域における音響エコー経路の変動特性を反映させた
サブバンド ES アルゴリズム

牧野 昭二[†] 羽田 陽一[†]

Subband Echo Canceller with an Exponentially Weighted Stepsize NLMS Adaptive Filter

Shoji MAKINO[†] and Yoichi HANEDA[†]

あらまし 本論文は、従来の NLMS アルゴリズムと同等の演算量と記憶容量で収束速度が約 2 倍の、新しいエコーキャンセラ用適応アルゴリズムを提案するものである。サブバンド ES (exponentially weighted stepsize) アルゴリズムと名づけたこの適応アルゴリズムでは、受話入力信号とエコー信号を複数の周波数帯域に分割し、それぞれの周波数帯域で独立にエコーを消去するサブバンドエコーキャンセラにおいて、それぞれの周波数帯域に設けた適応形トランスバーサルフィルタのそれぞれの係数に対して、異なるステップサイズを用いている。これらのステップサイズは時不変で、その周波数帯域における室内インパルス応答の変化分、例えば二つのインパルス応答波形の差、の期待値に比例して指数的に重み付けられている。その結果、各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性の違いを適応アルゴリズムに反映させ、収束特性を改善することができる。ここでは、室内音場のインパルス応答データを用いた計算機シミュレーション、および DSP で構成した実験装置を用いた実時間評価実験を行い、NLMS アルゴリズムを用いた従来のフルバンドエコーキャンセラに比べて、音声入力に対する収束速度を約 4 倍にできることを明らかにする。

キーワード デジタル信号処理、適応フィルタ、適応アルゴリズム、エコーキャンセラ、音響

1. ま え が き

テレビ会議システムをはじめとした拡声通話系において、ハウリングやエコーを防止し自然な通話を実現するために、音響エコーキャンセラの利用が進められている。音響エコーキャンセラは、スピーカとマイクロホン間の伝達特性を適応的に推定して、擬似エコーを作成し、真のエコーから差し引いて消去するものである。

音響エコーキャンセラで使用する適応アルゴリズムには、少ない演算量、優れた収束特性が要求される。LMS (Least-mean-squares) アルゴリズム [1] は、安定で演算量が少ない。NLMS (Normalized LMS : 学習同定法) アルゴリズム [2] は安定で演算量が少なく ($2L$ 回の積和演算, L はタップ数)、かつ、収束速度が入力信号の大きさに依存しないため、商用の音響エコーキャンセラ [3] に広く用いられている。射影アルゴ

リズムあるいはアフィン射影アルゴリズム [4] は、入力信号を白色化することにより、音声入力に対する収束速度を、NLMS アルゴリズムに比べて約 2 倍に改善することができる。RLS (recursive least-squares : 逐次最小 2 乗法) アルゴリズム [5] は、収束特性が入力信号の性質に依存せず、現在知られている適応アルゴリズムの中で収束速度が最も速いが、演算量が多く、 $O(L^2)$ の積和演算を必要とする。演算量の削減を図った高速 RLS アルゴリズム [6] が近年検討されているが、それでもなお、 $7L$ 以上の積和演算を必要とする。

筆者らは先に、音響エコーキャンセラが推定すべき未知系、すなわち音響エコー経路のインパルス応答、の指数減衰変動特性を明らかにした [7]。そして、この特性を NLMS アルゴリズム、射影アルゴリズムおよび RLS アルゴリズムに反映させて、ES-NLMS (exponentially weighted stepsize NLMS) アルゴリズム [7]、ES 射影 (exponentially weighted stepsize projection) アルゴリズム [8] および ES-RLS アルゴリズム [9] を提案した。その基本的考え方は、変動の大きな係数は大きなステップで、変動の小さな係数は小

[†] NTT ヒューマンインタフェース研究所, 武蔵野市
NTT Human Interface Laboratories, 3-9-11, Midori-cho,
Musashino-shi, 180 Japan

さなステップで修正するというものである。ES-NLMS アルゴリズム、ES 射影アルゴリズムおよび ES-RLS アルゴリズムにより、従来の NLMS アルゴリズム、射影アルゴリズムおよび RLS アルゴリズムの収束速度を、それぞれ、約 2 倍に改善することができた。

一方、信号をいくつかの周波数帯域に分割し、それぞれの帯域に適応フィルタを設け、それぞれの帯域で独立にエコーを消去するサブバンドエコーキャンセラが近年検討されている [10], [11]。サブバンドエコーキャンセラは、フルバンド構成に比べて演算が効率的である。また、サブバンドエコーキャンセラは、音声のように相関のある信号に対する収束速度を向上させることができる [10]。

さて、ES アルゴリズムは、全周波数帯域を一つのまとまりとして取り扱っていた。ところが、一般に、音響エコー経路のインパルス応答を帯域フィルタに通した出力の指数減衰率と変化の大きさは、各周波数帯域で異なっている。その考察から、本論文では、インパルス応答の変化の大きな部分は大きく修正し、変化の小さな部分は小さく修正するという考え方を、周波数領域にまで発展させ、サブバンドエコーキャンセラに適用する。

ポリフェーズフィルタバンクを用いたサブバンドエコーキャンセラにおいては、多くの周波数帯域の信号は複素数になるため、従来の複素 NLMS アルゴリズムに、ES アルゴリズムの考え方を適用して、新しい適応アルゴリズムを提案する。サブバンド ES アルゴリズムと名づけたこの適応アルゴリズムでは、インパルス応答をいくつかの周波数帯域に分割し、各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性、すなわち指数減衰率（傾き）および変化量（大きさ）を、適応アルゴリズムに反映させ、収束特性を改善することができる。

ここでは、室内音場のインパルス応答データを用いた計算機シミュレーションを行い、本手法により、白色雑音に対する収束速度を、複素 NLMS アルゴリズムを用いた従来のサブバンドエコーキャンセラに比べて 2 倍以上に、更に、フルバンド ES アルゴリズムに比べて約 1.5 倍に改善できることを明らかにする。

更に、DSP で構成した実験装置を用いた実時間評価実験を行い、NLMS アルゴリズムを用いた従来のフルバンドエコーキャンセラに比べて、音声入力に対する収束速度を約 4 倍にできることを明らかにする。

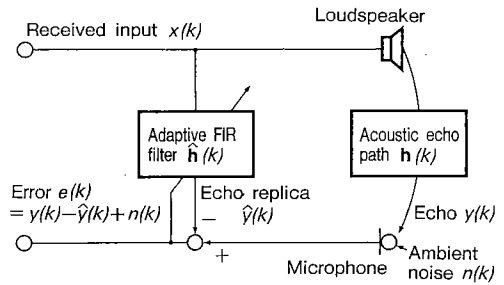


図 1 音響エコーキャンセラの構成
Fig.1 Configuration of an acoustic echo canceller.

2. 音響エコーキャンセラの構成

音響エコーキャンセラの構成を図 1 に示す。音響エコーキャンセラは、音響エコー経路の伝達特性、すなわち、スピーカ・マイクロホン間のインパルス応答 $\mathbf{h}(k)$ を推定して、擬似エコー $\hat{y}(k)$ を作成し、真のエコー $y(k)$ から差し引いて消去するものである。但し、 $\mathbf{h}(k)$ は、時間 k におけるインパルス応答 $h_1(k), h_2(k), h_3(k), \dots$ を要素としたベクトル $[\mathbf{h}_1(k), \mathbf{h}_2(k), \mathbf{h}_3(k), \dots]^T$ である。^T はベクトルの転置を表す。インパルス応答 $\mathbf{h}(k)$ は、人の移動や周囲環境の変化に伴って変化するために、 $\mathbf{h}(k)$ の推定には適応フィルタが使用される。通常、適応フィルタとしては、安定な実時間動作が可能である、多くの適応アルゴリズムが利用できる、などの理由から、トランスバーサル形 FIR フィルタが用いられている（以後、単に FIR フィルタとも呼ぶ）。

図 1 において、擬似エコー $\hat{y}(k)$ は真のエコー $y(k)$ から差し引かれ、誤差 $e(k) = y(k) - \hat{y}(k) + n(k)$ が生成される。ここで、 $n(k)$ は周囲騒音である。適応フィルタは、誤差のパワーが小さくなるように、サンプリングごとに係数 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ を逐次修正する。係数の修正を行う適応アルゴリズムには、実時間動作、速い収束速度、高い定常エコー消去量が要求される。

3. サブバンドエコーキャンセラ

3.1 サブバンド信号処理

サブバンド信号処理は、信号をいくつかの周波数帯域に分割し、それぞれの周波数帯域で独立に処理を行うもので、各周波数帯域における信号の性質の違いを処理に反映させることができる。

サブバンドに分割する方法として、ここでは、ポリフェーズフィルタバンク [12] を用いる方法を採用する。ポリフェーズフィルタバンクによる帯域分割・合

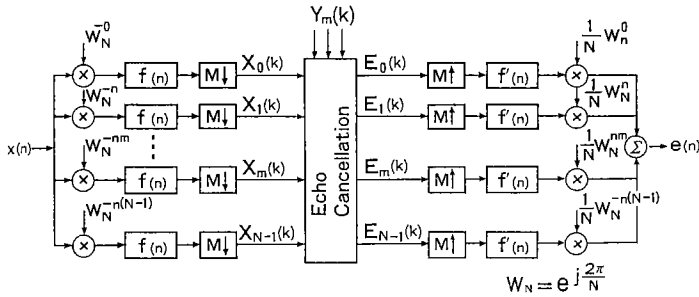


図2 ポリフェーズフィルタバンクによる帯域分割・合成過程
Fig. 2 Subband analysis and synthesis using polyphase filter bank.

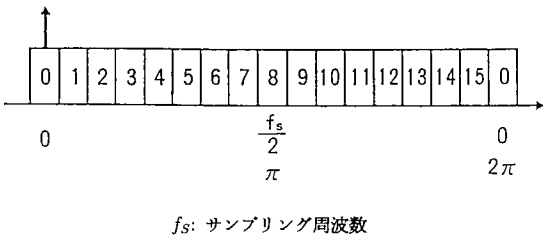


図3 サブバンドの周波数帯域の一例 (N=16分割の場合)
Fig. 3 An example of subband signals. N=16 subband.

成過程の概略を、図2に示す。ポリフェーズフィルタバンクを用いる方法では、まず、受話入力信号 $x(n)$ の高域成分を、 $W_N = \exp(j2\pi/N)$ を用いて変調することにより、ベースバンドに周波数シフトする。次に、帯域 $(-\pi/N, \pi/N)$ の低域通過プロトタイプフィルタ $f(n)$ により帯域制限する。更に、間引き ($M\downarrow$) を行い、サンプリング周波数を $1/M$ に下げる。以上により、 $x(n)$ は N 個のサブバンド信号 $X_0(k) \sim X_{N-1}(k)$ に分割される。エコー信号 $y(n)$ も同様の処理を施され、 N 個のサブバンド信号 $Y_0(k) \sim Y_{N-1}(k)$ に分割される。間引き率 M を帯域分割数 N より小さく設定することによって、折返しひずみの影響を軽減することができる。 $N=16$ 分割の場合のサブバンドの周波数帯域を、図3に示す。サブバンド信号 $X_0(k) \sim X_{15}(k)$ は短時間スペクトルに対応し、16サブバンド信号のうち0と8が実数、残りは複素数になる。サブバンド8に対して対称なもの (例えば7と9、等) は複素共役の関係にあり、全部で九つ (2実数、7複素数) のサブバンド信号があれば、全帯域信号を合成することができる。

各サブバンドの誤差信号 $E_0(k) \sim E_{N-1}(k)$ は、内挿 ($M\uparrow$) によりもとのサンプリング周波数に戻される。次に、帯域 $(-\pi/M, \pi/M)$ の低域通過プロトタイプフ

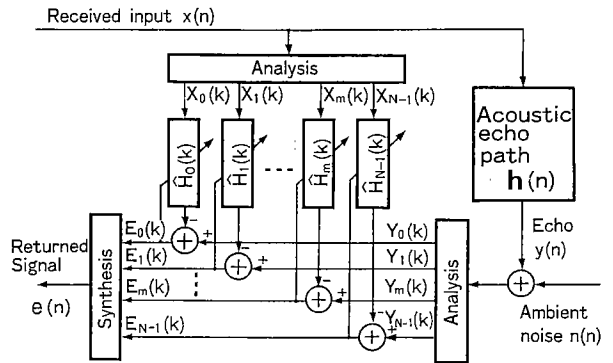


図4 サブバンドエコーキャンセラの構成
Fig. 4 Configuration of a subband echo canceller.

ィルタ $f(n)$ により帯域制限される。更に、 W_N を用いて変調することにより、もとの周波数まで周波数シフトする。最後に、各サブバンドの信号を加算することにより、全周波数帯域の信号を合成する。この帯域分割・合成過程は、 N 点FFTを用いて効率的に実行できる [13]。

3.2 サブバンドエコーキャンセラの構成

サブバンドエコーキャンセラの構成の一例を、図4に示す。受話入力 $x(n)$ とエコー信号 $y(n)$ は、帯域分割フィルタにより N 個のサブバンドに分割される。各サブバンドには適応フィルタがあり、それぞれ独立にエコーを消去する。最後に、帯域合成フィルタにより、各サブバンドの誤差信号から全周波数帯域の誤差信号 $e(n)$ を合成する。

3.3 エコーキャンセラのサブバンド化の効果

エコーキャンセラをサブバンド構成にすることによって、以下に述べるように、演算を効率化することができる。

帯域分割・合成に要する演算量は、適応フィルタの演算量に比べて少ないため、無視できる。フルバンド構成のときのタップ数を L とすると、NLMS アルゴリズム、ES アルゴリズムの演算量は、 $2L$ 積和演算/サンプリング間隔である。サブバンド構成のときには、各帯域のサンプリング間隔は、間引きによって M 倍に広がる。しかも、各帯域の適応フィルタのタップ数は、間引かれて $1/M$ になる。従って、各帯域における演算量は、フルバンド構成に比べて $1/M^2$ になる。このような適応フィルタが全部で $N/2+1$ 個あるから、サブバンドエコーキャンセラ全体の演算量は、フルバンド構成に比べて $(N/2+1)/M^2$ になる。

一例を挙げれば、 $N=16$ 分割、 $M=12$ 間引きのときには、サブバンド構成の演算量はフルバンド構成に比べて、 $1/16$ になる。サブバンド構成のこの利点を生かして、高速 RLS アルゴリズムの実時間動作が可能になった [11]。

また、サブバンドエコーキャンセラは、全周波数帯域でみるとスペクトル形状が平坦でない有色信号を、スペクトルが平坦に近い帯域信号に分割して処理している。これは、言い換えれば、入力信号を白色化していることに相当する。このため、音声のように相関のある信号に対する収束速度を向上させることができる [10]。

4. 従来の適応アルゴリズム

4.1 複素 NLMS アルゴリズム

3.1 で述べたように、ポリフェーズフィルタバンクを用いて帯域分割・合成を行う場合には、多くの周波数帯域の信号は複素数になる。このため、適応フィルタ係数も複素数となり、適応アルゴリズムもこれに対応したものが必要になる。従来、各サブバンドにおける適応フィルタには、NLMS アルゴリズムを複素数に拡張した、次式に示す複素 NLMS アルゴリズム [14] が用いられてきた (信号が実数である場合には、次式は実数の NLMS アルゴリズムと等価である。そのため、信号が実数の場合にも次式を用いるものとする)。

$$\hat{\mathbf{h}}(k+1) = \hat{\mathbf{h}}(k) + \alpha \frac{E(k)}{\delta + \mathbf{X}(k)^T \mathbf{X}(k)^*} \mathbf{X}(k)^* \quad (1)$$

$$E(k) = Y(k) - \hat{\mathbf{h}}(k)^T \mathbf{X}(k) + N(k) \quad (2)$$

但し、

$$\hat{\mathbf{h}}(k) = [\hat{H}_1(k), \hat{H}_2(k), \dots, \hat{H}_L(k)]^T, \\ \hat{H}_i(k) (i=1, \dots, L) : \text{FIR フィルタ係数}, \\ \mathbf{X}(k) = [X(k), X(k-1), \dots, X(k-L+1)]^T$$

: 受話入力信号ベクトル,
 α : ステップサイズ ($0 < \alpha < 2$),
 δ : 小さな正の定数,
 L : タップ数,
 $Y(k)$: エコー,
 $N(k)$: 周囲騒音,
 $*$: 複素共役,
 T : ベクトルの転置,

また、大文字は複素数を表す。

ここで、 δ は入力信号ベクトル $\mathbf{X}(k)$ が零のとき、式 (1) 右辺第 2 項の分母が零になってアルゴリズムが発散することを防ぐためのパラメータである。

式 (1) からわかるように、フィルタ係数ベクトル $\hat{\mathbf{h}}(k)$ は、受話入力信号ベクトル $\mathbf{X}(k)$ の方向にのみ修正される。そのため、収束速度が入力信号 $X(k)$ の性質に依存することが欠点である。すなわち、入力信号が音声のように有色で、隣り合う入力信号ベクトル $\mathbf{X}(k), \mathbf{X}(k-1)$ の相関が大きい場合には、 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ はほとんど修正されなくなってしまふ。その結果、音声入力に対しては、白色雑音入力のときに比べて、約 5 倍程度収束速度が遅くなる [7]。

複素 NLMS アルゴリズムにおいても、実数の NLMS アルゴリズムと同様に、白色雑音入力に対してステップサイズ α を 1 とした場合に収束速度が最大であり、 α が 1 より小さくなるに従って、収束速度が遅くなり、定常エコー消去量が大きくなる。

4.2 ES アルゴリズム

ES (exponentially weighted stepsize NLMS) アルゴリズム [7] は、次のように表される。

$$\hat{\mathbf{h}}(k+1) = \hat{\mathbf{h}}(k) + \mathbf{A} \frac{e(k)}{\delta + \mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k)} \mathbf{x}(k) \quad (3)$$

$$e(k) = y(k) - \hat{\mathbf{h}}(k)^T \mathbf{x}(k) + n(k) \quad (4)$$

但し、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & & & 0 \\ & a_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & a_L \end{bmatrix} \quad (5)$$

また、

$$a_i = \alpha_0 \gamma^{i-1} (i=1, \dots, L),$$

γ : 音響エコー経路のインパルス応答の指数減衰率 ($0 < \gamma \leq 1$).

従来の適応アルゴリズムは、推定すべき未知系、すなわち音響エコー経路のインパルス応答、の特性には特別な仮定をおいていなかった。

しかし、音響エコー経路のインパルス応答は、インパルス応答波形の微細構造は異なっているものの、必ず、時間の経過と共に指数的に減衰していく。更に重要なことに、人や物が移動したり室内の温度が変化した場合のインパルス応答の変化分もまた、インパルス応答と同じ減衰率で指数減衰する [7].

この指数減衰率 γ は、同一室内のインパルス応答であれば同一である。従って指数減衰率は、室内の音響条件、例えば部屋の寸法や吸音率、残響時間、から求めるか、あるいは、インパルス応答を1度測定することにより求めることができる。

さて、音響エコーキャンセラを FIR フィルタで構成する場合には、そのフィルタ係数 $\hat{h}(k)$ は、音響エコー経路のインパルス応答 $h(k)$ を直接模擬したものとなっている。従って、音響エコー経路の変化に伴って生じる適応フィルタの係数誤差は、インパルス応答の変化分と一致し、インパルス応答と同じ減衰率で指数減衰することになる。

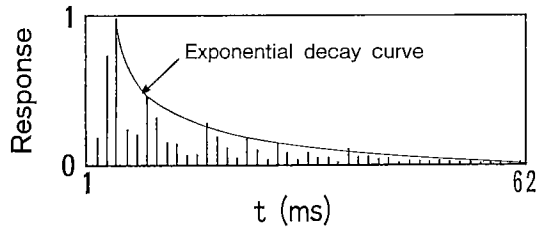
そこで、ES アルゴリズムでは、音響エコー経路のインパルス応答が指数減衰し、これらのインパルス応答の変化分、例えば二つのインパルス応答波形の差、もまた同じ減衰率で指数減衰するという性質に着目し、この性質を従来の NLMS アルゴリズムに取り入れるために、対角のステップサイズ行列 A [式(5)] を導入し、トランスバーサル形 FIR フィルタのそれぞれの係数に対して、異なるステップサイズ a_i を用いている。これらのステップサイズ a_i は時不変で、 a_1 から a_L までインパルス応答 $h(k)$ と同じ減衰率 γ で指数減衰するように設定されている。これにより、誤差の大きな係数は大きなステップで、誤差の小さな係数は小さなステップで修正される。ES アルゴリズムにより、従来の NLMS アルゴリズムに比べて収束速度を約2倍に改善できる。

5. 提案する適応アルゴリズム

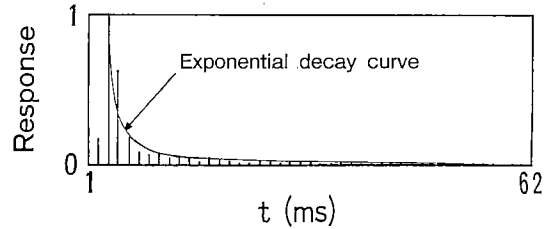
5.1 各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性

前節で述べた ES アルゴリズムは、全周波数帯域を一つのまとまりとして取り扱っていた。ところが、一般に、音響エコー経路のインパルス応答を帯域フィルタに通した出力の指数減衰率と変化の大きさは、各周波数帯域で異なっている。

残響時間 (500 Hz) が 150 ms の室内で実測したインパルス応答を、周波数帯域に分割した、サブバンドに



(a) 250 ~ 750Hz 帯域. 低域の応答はゆっくり減衰する.



(b) 3250 ~ 3750Hz 帯域. 高域の応答は速やかに減衰する.

図 5 サブバンドにおける応答の一例 (絶対値)

Fig.5 An example of subband response (absolute value).

における応答の一例 (絶対値) を、図 5 に示す。スピーカ・マイクロホン間の距離は 1 m, 全体のサンプリング周波数は 8 kHz, 全体のタップ数は 516 である。帯域分割数は $N=16$, 間引き率は $M=12$, 各帯域におけるサンプリング周波数は $8\text{ kHz}/12=667\text{ Hz}$, 各帯域におけるタップ数は $516/12=43$ タップである。

前節で全周波数帯域のインパルス応答について述べたのと同様に、各周波数帯域における応答もまた指数減衰しており、各周波数帯域における応答の変化分、例えば二つの応答波形の差、もまた、それぞれの帯域の応答と同じ減衰率で指数減衰している。これらの指数減衰率 $\gamma_0 \sim \gamma_{N-1}$ は、低域 [図 5(a)] では大きく、高域 [図 5(b)] では小さいという特徴を有している。これは、部屋の残響時間が、一般に、低域では長く、高域では短い、という特性を反映したものである。更に、応答の変化の大きさもまた、各周波数帯域ごとに異なっている。

5.2 サブバンド ES アルゴリズム

インパルス応答の変化の大きな部分は大きく修正し、変化の小さな部分は小さく修正するという考え方を、周波数領域にまで発展させ、サブバンドエコーキャンセラに適用することを考える。ポリフェーズフィ

ルタバンクを用いたサブバンドエコーキャンセラにおいては、多くの周波数帯域の信号は複素数になるため、従来の複素 NLMS アルゴリズムに、ES アルゴリズムの考え方を適用する。その結果、各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性を、その周波数帯域におけるステップサイズ行列 \mathbf{A}_m に反映させて、第 m 番目のサブバンドに対して、サブバンド ES アルゴリズムは、次のように表される [15]。

$$\hat{\mathbf{H}}_m(k+1) = \hat{\mathbf{H}}_m(k) + \mathbf{A}_m \frac{E_m(k)}{\delta_m + \mathbf{X}_m(k)^T \mathbf{X}_m(k)^*} \mathbf{X}_m(k)^* \quad (6)$$

$$E_m(k) = Y_m(k) - \hat{\mathbf{H}}_m(k)^T \mathbf{X}_m(k) + N_m(k) \quad (7)$$

但し、

$$\hat{\mathbf{H}}_m(k) = [\hat{H}_{m1}(k), \hat{H}_{m2}(k), \dots, \hat{H}_{mL_m}(k)]^T,$$

$\hat{H}_{mi}(k) (i=1, \dots, L_m)$: 第 m バンドの FIR フィルタ係数,

$$\mathbf{X}_m(k) = [X_m(k), X_m(k-1), \dots, X_m(k-L_m+1)]^T$$

: 第 m バンドの受話入力信号ベクトル,

δ_m : 第 m バンドの小さな正の定数,

L_m : 第 m バンドのタップ数,

$Y_m(k)$: 第 m バンドのエコー,

$N_m(k)$: 第 m バンドの周囲騒音,

また、

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} \alpha_{m1} & & & 0 \\ & \alpha_{m2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \alpha_{mL_m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

\mathbf{A}_m : 第 m バンドのステップサイズ行列,

$$\alpha_{mi} = \alpha_{m0} \gamma_m^{i-1} (i=1, \dots, L_m),$$

γ_m : 第 m バンドにおける応答の指数減衰率 ($0 < \gamma_m \leq 1$),

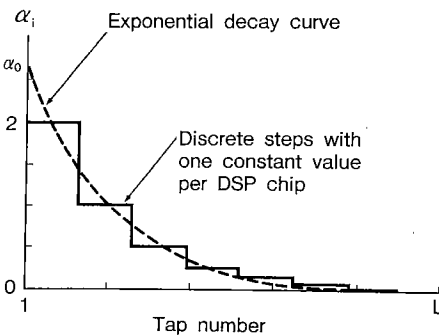


図 6 ステップサイズ α_i の与え方

Fig. 6 Stepsize α_i of matrix \mathbf{A} when α_i is set in discrete steps.

$$\bar{\alpha}_m = \frac{1}{L_m} \sum_{i=1}^{L_m} \alpha_{mi} = \frac{\alpha_{m0}}{L_m} \frac{1 - \gamma_m^{L_m}}{1 - \gamma_m}$$

: 第 m バンドの平均ステップサイズ。

各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性、すなわち指数減衰率 (傾き) および変化量 (大きさ) を、指数減衰率 γ_m および平均ステップサイズ $\bar{\alpha}_m$ に反映させて、ステップサイズ行列 \mathbf{A}_m を各周波数帯域ごとに設定する。これにより、各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性の違いを適応アルゴリズムに反映させ、収束特性を改善することができる。

実際の音響エコーキャンセラに本手法を適用する場合には、図 6 に示すように、指数減衰曲線を階段状に近似し、ステップサイズ α_{mi} を各段ごとに一つの定数として与えることができる。この修正により、本手法の演算量と記憶容量は、従来の複素 NLMS アルゴリズムとほぼ同等 (約 $2L$ 回の積和演算) になる。

6. 収束特性の計算機シミュレーション

サブバンド ES アルゴリズムのエコー消去量 (ERLE: echo return loss enhancement = p_y/p_e) の収束特性の計算機シミュレーション結果を、図 7 に示す。計算機シミュレーションに用いたインパルス応答は、残響時間 (500 Hz) が 150 ms の室内で実測したものである。スピーカ・マイクロホン間の距離は 1 m, 全体のタップ数は 516, 全体のサンプリング周波数は 8 kHz である。帯域分割数は $N=16$, 間引き率は $M=12$, 各帯域におけるタップ数は $516/12=43$ タップ, 各帯域におけるサンプリング周波数は $8 \text{ kHz}/12=667 \text{ Hz}$ である。各帯域における指数減衰率 γ_m は、実測したインパルス応答を帯域フィルタに通した出力から求めた。フ

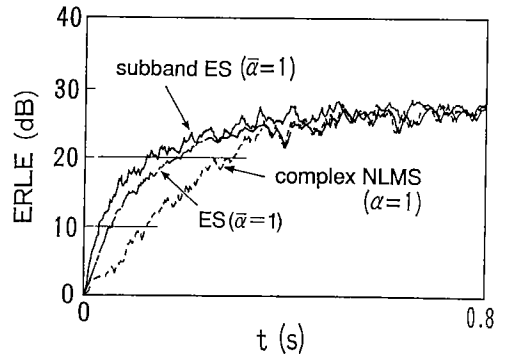


図 7 収束特性の計算機シミュレーション結果 (白色雑音入力)

Fig. 7 Computer simulation results on ERLE convergence for white noise input.

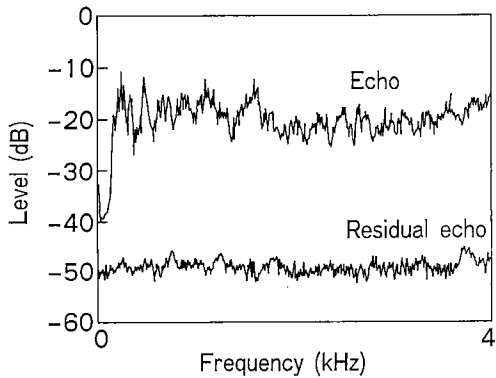


図 8 エコー消去特性(周波数特性)の計算機シミュレーション結果(白色雑音入力)

Fig. 8 Computer simulation results on echo cancellation for white noise input.

フィルタ係数の初期値は 0 とした。受話入力には白色雑音を用いた。エコー信号には、SN 比が 30 dB になるように周囲騒音(白色雑音)を加えた。エコー消去量を計算するのに必要なエコーのパワー p_e と残留エコーのパワー p_r は、10 サンプルの 2 乗平均から求めた。収束曲線は 50 回の試行の平均値である。

実線は本手法、破線は従来の複素 NLMS アルゴリズムを用いたサブバンド、更に、1 点鎖線は、フルバンド ES アルゴリズムを用いた場合である。ここでは、収束速度が最大で定常エコー消去量が等しくなるように、本手法では $\bar{\alpha}_m=1(m=0, 1, \dots, N-1)$ 、フルバンド ES アルゴリズムでは $\bar{\alpha}=1$ 、複素 NLMS アルゴリズムでは $\alpha_m=1$ に設定した。

図 7 より、エコー消去量 20 dB に達する本手法の収束速度は、複素 NLMS アルゴリズムに比べて 2 倍以上に、更に、フルバンド ES アルゴリズムに比べて、約 1.5 倍になることがわかる。エコー信号 $y(n)$ と誤差信号 $e(n)$ の周波数特性の計算機シミュレーション結果を、図 8 に示す。折返しひずみの影響は見られず、全周波数帯域にわたって約 30 dB のエコー消去量が得られている。

7. 実時間評価実験

DSP で構成した実験装置を用いて残響時間 300 ms (500 Hz) の会議室内で実時間評価実験を行った。サブバンド ES アルゴリズムの実験に使用した音響エコーキャンセラは、サンプリング周波数 16 kHz、分割数 $N=32$ 、間引き率 $M=24$ 、それぞれの帯域(サンプリング周波数 667 Hz) で 256 タップ(エコー消去時間長

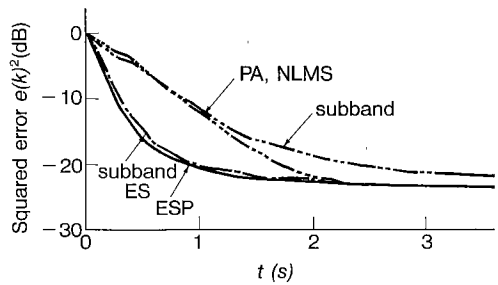


図 9 収束特性の実時間評価結果(白色雑音入力)

Fig. 9 Real-time experimental results on ERLE convergence for white noise input.

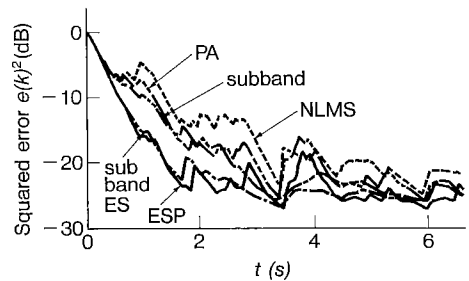


図 10 収束特性の実時間評価結果(音声入力)

Fig. 10 Real-time experimental results on ERLE convergence for speech input.

384 ms) とした。

ここでは、音声入力に対する収束速度を改善するための方法として提案されている射影アルゴリズム [4] と ES 射影アルゴリズム [8] との比較を行った。射影アルゴリズムと ES 射影アルゴリズムの実験に使用した音響エコーキャンセラは、7 kHz 帯域を 2 分割し、それぞれの帯域(サンプリング周波数 8 kHz) で 3072 タップ(エコー消去時間長 384 ms) とした [8]。

収束特性の実験結果を残留エコーレベル(= $e(k)$ の電力のレベル)を用いて図 9, 10 に示す。実線は ES 射影アルゴリズム (ESP, $\mu=0.5$)、1 点破線はサブバンド ES アルゴリズム ($\mu=1$)、2 点破線はサブバンド複素 NLMS アルゴリズム ($\mu=1$)、3 点破線は射影アルゴリズム (PA, $\mu=0.5$)、破線はフルバンド NLMS アルゴリズム ($\mu=1$) を用いた場合である。ここでは、定常エコー消去量がほぼ等しくなるように、各手法のステップサイズ μ を設定した。

入力信号として白色雑音を用いた場合(図 9)には、ES 射影アルゴリズムおよびサブバンド ES アルゴリズムのエコー消去量 20 dB に達する収束速度は、射影

アルゴリズム, フルバンド NLMS アルゴリズムおよびサブバンド複素 NLMS アルゴリズムの約 2 倍になることがわかる。

入力信号として実音声を用いた場合 (図 10) には, エコー消去量 20 dB に達する収束速度はフルバンド NLMS アルゴリズムに比べて, サブバンド複素 NLMS および射影アルゴリズムで約 2 倍, サブバンド ES アルゴリズムおよび ES 射影アルゴリズムで約 4 倍になることがわかる。

8. む す び

本論文では, 従来の NLMS アルゴリズムと同等の演算量と記憶容量で収束速度が約 2 倍の, 新しいサブバンドエコーキャンセラ用適応アルゴリズムを提案した。サブバンド ES (exponentially weighted stepsize) アルゴリズムと名づけたこの適応アルゴリズムでは, 受話入力信号とエコー信号を複数の周波数帯域に分割し, それぞれの周波数帯域で独立にエコーを消去するサブバンドエコーキャンセラにおいて, それぞれの周波数帯域に設けた適応形トランスバースフィルタのそれぞれの係数に対して, 異なるステップサイズを用いている。これらのステップサイズは時不変で, その周波数帯域における室内インパルス応答の変化分, 例えば二つのインパルス応答波形の差, の期待値に比例して指数的に重み付けられている。

本手法は, 室内インパルス応答の変化分の期待値はインパルス応答のエネルギー減衰と同じ減衰率で指数減衰し, この指数減衰率と変化の大きさが, それぞれの周波数帯域で異なる, という知見に基づいている。そして, インパルス応答の変化の大きな部分は大きく修正し, 変化の小さな部分は小さく修正するという ES アルゴリズムの考え方を, 従来の複素 NLMS アルゴリズムに適用して, 周波数領域にまで発展させたものである。本手法では, インパルス応答をいくつかの周波数帯域に分割し, 各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性, すなわち指数減衰率 (傾き) および変化量 (大きさ) を, その周波数帯域におけるステップサイズ行列の指数減衰率および平均ステップサイズに反映させている。その結果, 各周波数帯域における音響エコー経路の変動特性の違いを適応アルゴリズムに反映させ, 収束特性を改善することができる。指数減衰曲線を階段状に近似することにより, 従来の NLMS アルゴリズムとほぼ同等の演算量と記憶容量で本手法を実現できる。

室内音場のインパルス応答データを用いた計算機シミュレーションを行ない, 本手法により白色雑音に対する収束速度を, 複素 NLMS アルゴリズムを用いた従来のサブバンドエコーキャンセラに比べて 2 倍以上に, 更に, フルバンド ES アルゴリズムに比べて約 1.5 倍に改善できることを明らかにした。

更に, DSP で構成した実験装置を用いた実時間評価実験を行い, NLMS アルゴリズムを用いた従来のフルバンドエコーキャンセラに比べて, 音声入力に対する収束速度を約 4 倍にできることを明らかにした。

なお, 本手法は, 商用の 1 チップサブバンドエコーキャンセラに採用され, 快適な拡声通話の実現に役立っている。

謝辞 日ごろ御指導頂く, 北脇音声情報研究部長, 小島グループリーダ, 金田主幹研究員に深謝する。

文 献

- [1] B. Widrow and S. Stearns, "Adaptive Signal Processing," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [2] 野田淳彦, 南雲仁一, "システムの学習的同定法," 計測と制御, vol. 7, no. 9, pp. 597-605, 1968.
- [3] H. Oikawa, S. Minami, and T. Saeki, "A new echo canceller realized by high performance digital signal processor," Proc. ISCAS88, pp. 1329-1332, June 1988.
- [4] 尾関和彦, 梅田哲夫, "アフィン部分空間への直交射影を用いた適応フィルタ・アルゴリズムとその諸性質," 信学論 (A), vol. J67-A, no. 2, pp. 126-132, Feb. 1984.
- [5] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory," 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [6] D. T. M. Slock and T. Kailath, "Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, no. 1, pp. 92-114, Jan. 1991.
- [7] S. Makino, Y. Kaneda, and N. Koizumi, "Exponentially weighted stepsize NLMS adaptive filter based on the statistics of a room impulse response," IEEE Trans. Speech and Audio, vol. 1, no. 1, pp. 101-108, Jan. 1993.
- [8] S. Makino and Y. Kaneda, "Exponentially weighted stepsize projection algorithm for acoustic echo cancellers," Trans. IEICE Japan, vol. E 75-A, no. 11, pp. 1500-1508, Nov. 1992.
- [9] 牧野昭二, 金田 豊, "音響エコー経路の変動特性を反映させた RLS 適応アルゴリズム," 音響学会誌, vol. 50, no. 1, pp. 32-39, Jan. 1994.
- [10] W. Kellermann, "Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustical echoes," Proc. ICASSP 88, pp. 2570-2573, 1988.
- [11] B. Hattay, "Recursive least squares algorithms using multirate systems for cancellation of acoustic echoes," Proc. ICASSP 90, pp. 1145-1148, April 1990.
- [12] P. P. Vaidyanathan, "Multirate digital filters, filterbanks, polyphase networks, and applications: a tuto-

- rial," Proc. IEEE, vol. 78, pp. 56-93, 1990.
- [13] M. Portnoff, "Implementation of the digital phase vocoder using the fast Fourier transform," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-24, no. 3, pp. 243-248, June 1976.
- [14] B. Widrow, J. Maccool, and M. Ball, "The complex LMS algorithm," Proc. IEEE, vol. 63, pp. 719-720, April 1975.
- [15] 牧野昭二, 羽田陽一, "帯域分割形指数重み付けアルゴリズムを用いた音響エコーキャンセラ," 信学全大, SA-9-4, 1990.

(平成7年9月1日受付, 12月26日再受付)



牧野 昭二 (正員)

昭54 東北大・工・機械卒。昭56 同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。以来, NTT 研究所において, 電気音響変換器, 拡声電話機, および, 音響エコーキャンセラなどの音響信号処理の研究に従事。現在, NTT ヒューマンインタフェース研究所音声情報研究部主幹研究員。工博, 平成7年度日本音響学会技術開発賞, IEEE, 日本音響学会各会員。



羽田 陽一 (正員)

昭62 東北大・理・物理卒。平1 同大学院修士課程了。同年日本電信電話株式会社 (NTT)入社。以来, NTT 研究所において, 室内音響伝達関数のモデル化, 音響エコーキャンセラの研究開発に従事。現在, NTT ヒューマンインタフェース研究所音声情報研究部研究主任。平成7年度日本音響学会技術開発賞, IEEE, 日本音響学会各会員。