

方程式誤差法を用いた VoIP 用エコーキャンセラの検討 A study on an echo canceller for VoIP using the equation error method

○福士達也

工藤憲昌[†]

田所 嘉昭[‡]

○Fukushi Tatsuya

Norimasa Kudoh[†]

Yoshiaki Tadokoro[‡]

八戸高専 専攻科

[†]八戸高専

[‡]豊橋技科大

Hachinohe National College of Tech. Advanced Engineering Course

[†]Hachinohe National College of Tech. [‡]Toyohashi University of Tech.

キーワード：方程式誤差法 (equation error method), エコーキャンセラ (echo canceller),
適応フィルタ (adaptive filter)

連絡先：〒039-1192 八戸市田面木上野平 16-1 八戸高専 電気情報工学科

tel:0178-27-7281, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

近年,高速インターネット環境の普及により回線電話網から,IP 電話といった IP ネットワークを使用したサービスへの切り替えが始まっている.これらの方法で通話する際,自分の声がエコーとして聞こえてくることある.一定の通話品質を保つためには除去する必要がある.

拡声通信系や長距離電話回線で使われる適応デジタルフィルタでは,未知系のインパルス応答長が数百ミリ秒以上と非常に長い.適応デジタルフィルタにおいては,(1)入力信号が音声信号のように有色信号である場合適応パラメータの収束速度が遅い,(2)未知系のインパルス応答長が長い場合に回路規模および適応パラメータ更新の演算量が増加する,等の解決策を検討することが課題である.(1)の課題に対しては,時間領域或いは直交変換領域で入力信号の直交化を行うことを基本にして多くの試みがなされている.(2)に対しては IIR 型で推定系を構成する検討が行われている.[1],[2]

本稿では,エコー経路を効率的に実現できる ARMA(Auto regressive Moving Average)型のエコーキャンセラについて検討を行ったので報告する.

提案法は,図 1 のような通話モデルにおいて生じる遅延要素の大きいエコー成分に効率的に対応するために,推定系の次数を大きくし,随時安定化を行うアルゴリズムである.

以下に本稿の構成を示す.2.では VoIP(Voice Communication Over IPnetwork)のシステムについて,3.ではエコーキャンセラについて概説し,3.1では適応エコーキャンセラについて,3.2では提案法である ARMA 型エコーキャンセラについて述べる.4.では全域通過フィルタを用いた安定化について述べ,5.は数値例,6.はまとめである.

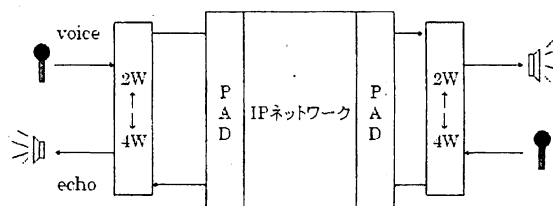


図 1. 通話モデル

2. VoIP(Voice Communication Over IPnetwork)

VoIP とは、IP ネットワーク内で音声データを送受信する技術である。VoIP では音声サンプルを PAD 部 (Packet Assembly and Disassembly) において、ある程度の数だけまとめてパケットと呼ばれるデータの固まりにしている。この場合、IP ネットワーク内でのパケット遅延に対応するため、音声の途切れを防止する目的で、ネットワークで規定されている遅延の最大時間だけ待った後、最初に受信した音声パケットを復号化する等の工夫が必要になる。

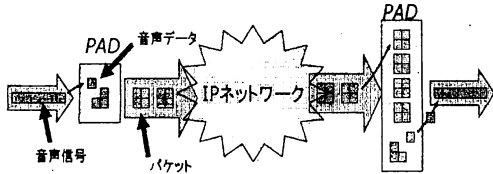


図 2. 音声信号の流れ

3. エコーキャンセラ

図 3 に、基本的なエコーキャンセラの構成を示す。エコーを発生する経路を未知系、その出力を $y(n)$ とし、推定系で随時その特性を学習しながら擬似エコー成分 $\hat{y}(n)$ を生成し、 $y(n)$ から減算することで除去する構成である。

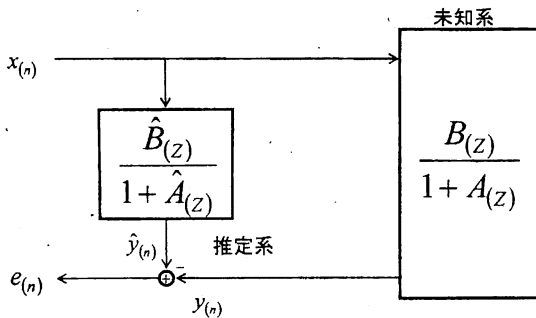


図 3. エコーキャンセラの構成

3.1 適応エコーキャンセラ

図 3 の構成は極があるため、図 4 のような方程式誤差法の構成を用いて、未知系であるエコー経路 $H(z) (= B(z)/(1+A(z)))$ を推定する。図 4 のように、方程式誤差法は未知系の分母多項式、 $1+A(z)$ を分子の多項式として推定するものである。出力誤差法による推定では誤差曲面が多峰性になり、収束値が最適解であることが必ずしも保証されない。しかし、方程式誤差法では、誤差曲面が単峰性であるため収束値は最適解となる[3]。ここで $B(z), A(z)$ を、次数

をそれぞれ N, M とし、

$$B(z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n}, A(z) = \sum_{m=1}^{M-1} a_m z^{-m} \dots (1)$$

と表す。また、推定系は同じ次数で、係数はそれぞれ \hat{b}_n, \hat{a}_m とする。この未知系の出力信号と推定系の出力信号の差、瞬時推定誤差 $e(n)$ は図 4 より、

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ &= y(n) - \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \hat{b}_i x(n-i) - \sum_{i=1}^{M-1} \hat{a}_i y(n-i) \right\} \dots (2) \end{aligned}$$

となる。適応アルゴリズムとして、LMS (Least Mean Square) を用い、この $e(n)$ の二乗値が最小になるよう、推定系のフィルタ係数を更新してゆく。式(3)に、この二乗値の瞬時勾配を示す。

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_{a_i}(n) &= \frac{\partial}{\partial \hat{a}_i} e^2(n) = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \hat{a}_i} \\ &= 2e(n)y(n-i) \dots (3-a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_{b_i}(n) &= \frac{\partial}{\partial \hat{b}_i} e^2(n) = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \hat{b}_i} \\ &= -2e(n)x(n-i) \dots (3-b) \end{aligned}$$

上式より更新式は、式(4)で与えられる。ここで、 μ は学習のステップサイズである。

$$\begin{aligned} \hat{a}_i(n+1) &= \hat{a}_i(n) - \mu \nabla_{a_i}(n) \\ &= \hat{a}_i(n) - \mu e(n)y(n-i) \dots (4-a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{b}_i(n+1) &= \hat{b}_i(n) - \mu \nabla_{b_i}(n) \\ &= \hat{b}_i(n) + \mu e(n)x(n-i) \dots (4-b) \end{aligned}$$

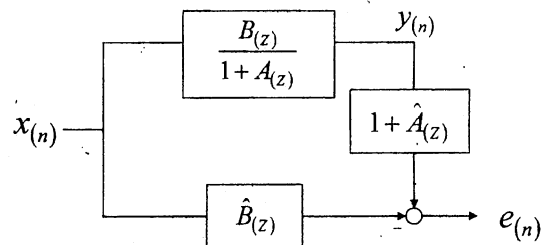


図 4. 方程式誤差法による未知系の推定

3.2 安定性を保証した ARMA 型エコーキャンセラ

3.1 で述べたように、は方程式誤差法を用いているため未知系の極 ($1+A(z)$) を零点として推定している。相手側が発話している時には、図 3 の構成となるため、推定系の極となる ($1+\hat{A}(z)$) の零点が単位円外に存在してしまう

と,安定性が保証されない.系の次数が3次以上の場合,因数分解による零点の判別を容易に行うことができないので,2次の縦続接続を考慮する.

図5のように未知系の $1+\hat{A}_i(z)$ を,2次のフィルタの縦続形で構成する.これにより,根の公式を用いて容易に零点を算出することができる.

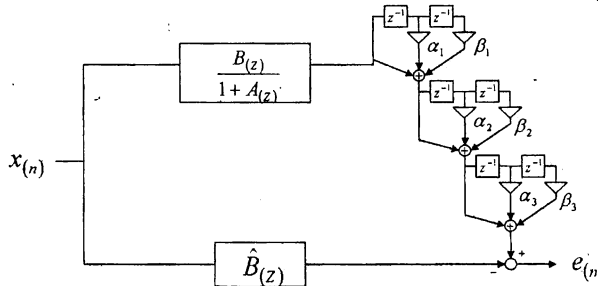


図5. 提案法

例として $M=6$ における $1+\hat{A}_i(z)$ を実現した式を式(5)に示す.

$$1+\hat{A}_i(z) = \prod_{i=1}^{M/2-1} (1+\alpha_i Z^{-1} + \beta_i Z^{-2}) \quad \dots(5)$$

これを展開し,整理して係数を求めるとそれぞれ,

$$\begin{aligned} \hat{a}_1 &= \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \\ \hat{a}_2 &= \alpha_1\alpha_2 + \alpha_1\alpha_3 + \alpha_2\alpha_3 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 \\ \hat{a}_3 &= \alpha_1\alpha_2\alpha_3 + (\alpha_2 + \alpha_3)\beta_1 \\ &\quad + (\alpha_1 + \alpha_3)\beta_2 + (\alpha_1 + \alpha_2)\beta_3 \\ \hat{a}_4 &= \alpha_1\alpha_2\beta_3 + \alpha_1\alpha_3\beta_2 + \alpha_2\alpha_3\beta_1 \\ &\quad + \beta_1\beta_3 + \beta_2\beta_3 + \beta_1\beta_2 \\ \hat{a}_5 &= \alpha_1\beta_2\beta_3 + \alpha_2\beta_1\beta_3 + \alpha_3\beta_1\beta_2 \\ \hat{a}_6 &= \beta_1\beta_2\beta_3 \end{aligned} \quad \dots(6)$$

となる.この式を用いた, $e(n)$ の瞬時勾配を式(7)に示す.

$$\begin{aligned} \hat{V}_{\alpha_i(n)} &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \alpha_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \alpha_i} \\ &= 2e(n) \sum_{k=1}^6 \frac{\partial e(n)}{\partial \alpha_k} \frac{\partial \alpha_k}{\partial \alpha_i} \quad \dots(7-a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_{\beta_i(n)} &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \beta_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \beta_i} \\ &= 2e(n) \sum_{k=1}^6 \frac{\partial e(n)}{\partial \alpha_k} \frac{\partial \alpha_k}{\partial \beta_i} \quad \dots(7-b) \end{aligned}$$

例として式(7)より導出した α_1 の更新式を式

(8)に示す.他の係数についても同様に式(7)により求める.

$$\begin{aligned} \alpha_{1(n+1)} &= \alpha_{1(n)} - \mu e(n) [y(n-1) + y(n-2) \{ \alpha_{2(n)} + \alpha_{3(n)} \} \\ &\quad + y(n-3) \{ \alpha_{2(n)}\alpha_{3(n)} + \beta_{2(n)} + \beta_{3(n)} \} \\ &\quad + y(n-4) \{ \alpha_{2(n)}\beta_{3(n)} + \alpha_{3(n)}\beta_{2(n)} \} + y(n-5)\beta_{2(n)}\beta_{3(n)}] \end{aligned} \quad \dots(8)$$

4. 全域通過フィルタ(APF)による安定化

未知系の極が単位円に近く,適応エコーキャンセラの推定系の零点が単位円の極半径1を超えてしまうと,図3の構成ではフィルタが不安定になってしまう.この不安定な根を判別し,全域通過フィルタ(APF:All Pass Filter)を通す,という操作を前項の縦続系の計算に追加することによって安定性を確保する.

今,図5の構成の1段目の2次のフィルタを考える.この零点を,根の公式よりそれぞれ $Z_{1,2}$ とすると,

$$1 + \alpha_1 z^{-1} + \beta_1 z^{-2} = 0 \quad \dots(9)$$

より,

$$Z_{1,2} = \frac{-\alpha_1 \pm \sqrt{\alpha_1^2 - 4\beta_1}}{2} \quad \dots(10)$$

と表される.このとき算出された零点の大きさが1を超えた場合に,全域通過フィルタを通して零点の大きさを単位円内の相反な位置に折り返す処理を追加する.

全域通過フィルタのシステム関数を,式(11)に示す.

$$H_{ap} = \frac{Z^{-1} - Z_1^*}{1 - Z_1 Z^{-1}} \quad \dots(12)$$

$$\ast Z_1 = a_1 e^{j\theta}$$

$$\frac{1}{Z_1^*} = \frac{1}{a_1} e^{j\theta} = Z_2$$

この式の Z_1 と Z_2 は相反な位置にあり,それぞれ極と零点となっている.不安定な零点が,APFの極によって打ち消しあい,APFの安定な零点が残る,つまり単位円を基準として相反な位置に折り返される形となる.

Z平面における全域通過フィルタの適応を図6に示す.

この全域通過フィルタは,振幅が変化しないが,位相変化してしまう,という特性を持っている.

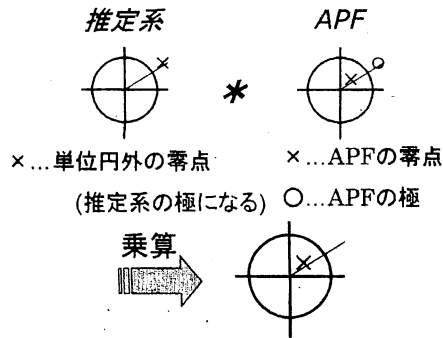


図 6. z 平面における全域通過フィルタの適用

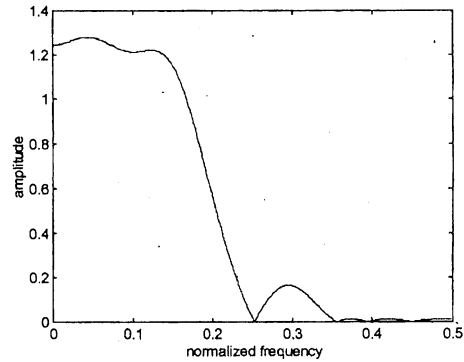


図. 7 未知システムの例

5. 数値例

B(z)に 20 次の LPF, (1+A(z))に 6 個の極を用いた未知システムを用いてシミュレーションを行った.この未知システムの特性を図 7 に示す.各パラメータは以下のように設定した.

ステップサイズ $\mu=0.01$

繰り返し回数 $n=10000$

入力信号分散 $\sigma_x^2=1$

観測雑音分散 $\sigma_y^2=0.1$

図 8 に繰り返し回数 200 回までの瞬時推定誤差二乗, 図 9 に ERLE(Echo Return Loss Enhancement)の結果を示す.図 8 から,APF による安定化を行った時,極めて短い間であるが推定誤差の二乗値が大きくなることがあるが,すぐに収束することがわかる.なお,図 9 の ERLE は,20 回の独立した試行の集合平均をとっている.ERLE とはエコーキャンセラの性能指標であり,式(13)で定義される.

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \left(\frac{y(n)^2}{e(n)^2 + 10^{-8}} \right) [dB] \dots (13)$$

6. まとめ

瞬時推定誤差二乗の結果より,繰り返し回数 100 回で 0 に収束していることから,推定が適切に行われていることがわかる.

ERLE の結果に関しても,十分な性能値である 40[dB]に到達していることがわかる.今後は,DSP に実装し,音声のような有色信号を用いた学習の検討,ダブルトーク検出等の実環境に沿った構成の実現を行って行く.

7. 参考文献

- [1]小林”直交関数系を用いたエコーキャンセラ”,信学論 B [2] 工藤,田所”位相補償器を縦続接続した IIR 適応フィルタの検討”,SICE 講演論文集(1996) [3] B.widrow, S.D.Sterns, “ Adaptive signal Processing ”, Prentice-Hall(1985)

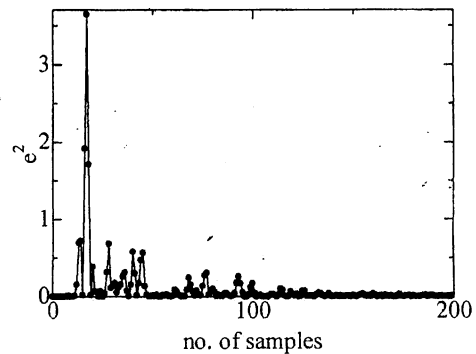


図 8. 瞬時推定誤差二乗

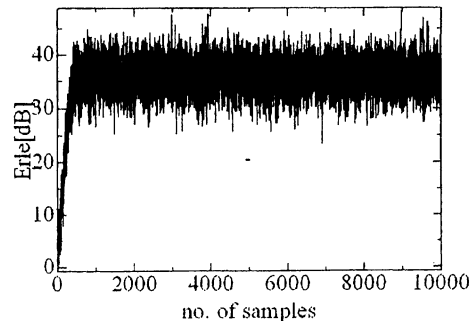


図 9. ERLE