

## 逐次計算による音声ピッチ周波数の変動特性

# Successive Method for Estimating Pitch Fluctuation of Continuous Speech

深田 邦之<sup>†</sup>

Kuniyuki FUKADA

井 研治<sup>‡</sup>

Kenji INOMOTO

**Abstract** *Humans have been talking to each other using some form of speech for at least 50000 years. Speech signal is classified as consonant and vowel. Though the consonant is a transient sound, and has little power, the vowel has large signal power because it is quasi-periodic signal which determines main characteristics of speech signal. It is abbreviated as fundamental frequency or pitch of sound. This paper states a successive method to estimate average pitch frequency by using exponentially weighted infinite sum of instantaneous pitch frequencies. Our second aim is to calculate pitch deviation which is measured from its average frequency, applying the same manner stated above. Responses of average frequency and deviations for the signal having sinusoidal frequency modulation are discussed. And transient characteristics are also investigated. As an experiment, calculated results of average pitch frequencies and deviations for several speech signals are shown.*

## 1. はじめに

音声による通話は人間の最も基本的な情報伝達の手段である。この音声信号は、肺から圧出される呼吸をもとに声帯 (vocal cords) で作られた声門波形 (glottal wave) が咽頭腔 (pharynx cavity) や口腔 (mouth cavity)、鼻腔 (nasal cavity) で共鳴作用を受け、口や鼻から放射されたものである<sup>1)</sup>。

声帯の振動を音源とするいわゆる有声音では、音声信号に相似的な波形が繰り返し観測され、この繰り返し周波数を一般に音声の基本周波数、あるいはピッチ周波数と呼んでいる。男性、女性でこのピッチ周波数の平均値は異なるが、その変動特性は未だ十分解明されていない。

本研究では、連続音声のピッチ周波数をケプストラムによって測定<sup>2)</sup>する際、その標準偏差を指数予測<sup>3)4)</sup>を援用して逐次的に計算する手法について述べたものである。

## 2. 指数平滑による予測<sup>5)</sup>

今、等間隔のサンプル値、 $x_n, x_{n-1}, x_{n-2}, \dots$  が測

定されたとして、 $x_{n+1}$  を予測する問題について考える。この予測値  $\hat{x}_{n+1}$  は現在および過去のサンプル値の線形結合として次式で表されるものとする。

$$\hat{x}_{n+1} = \sum_{k=0}^{\infty} w_k x_{n-k} \quad (1)$$

ここで、 $w_k$  は重み係数であり、これをどのように選ぶかが当面の問題である。一般に遠い過去のサンプル値は予測に影響しないよう  $w_k$  を選ぶのが適当であろう。つまり  $w_k$  は、過去になるほどその寄与が小さくなるように選ぶのが合理的であるから、ここでは  $w_k = a^k$  (ただし  $0 \leq a < 1$ ) に選ぶことにして話を進める。

この場合

$$\sum_{k=0}^{\infty} w_k = \sum_{k=0}^{\infty} a^k = \frac{1}{1-a}$$

であることを用いて式 (1) の総和が 1 になるように規格化すれば、

$$\hat{x}_{n+1} = \sum_{k=0}^{\infty} (1-a)a^k x_{n-k} \quad (2)$$

となる。この重み  $w_k$  は  $a$  の値によってかなり著しい変化を示す。 $a$  が大きければ過去の値の影響を重くみていることになり、逆に  $a$  が小さければ、ごく近くの過

<sup>†</sup>愛知工業大学 工学研究科 電気電子工学専攻 (豊田市)

<sup>‡</sup>愛知工業大学 情報通信工学科 (豊田市)

去値のみを考慮に入れることを意味する。特に  $a = 0$  の極限では、現在値のみに依存する。

ところで、式 (2) を変形すると

$$\begin{aligned} \hat{x}_{n+1} &= (1-a)x_n + \sum_{k=1}^{\infty} (1-a)a^k x_{n-k} \\ &= (1-a)x_n + a \sum_{k=0}^{\infty} (1-a)a^k x_{n-1-k} \\ &= (1-a)x_n + a\hat{x}_n \end{aligned} \quad (3)$$

となる。ここで、 $\hat{x}_n$  は 1 サンプル前の予測値であるから、式 (3) は新しいデータが得られるごとに逐次的に予測値を更新するアルゴリズムになっている。これがいわゆる指数平滑であり、しばしば予測に利用されている<sup>3)4)</sup>。特に 1 次の ARMA 過程の現象に対してこの予測値は最小分散予測になっており、最適予測値としての性質を有している<sup>5)</sup>。

本研究ではサンプル値  $x_i$  の平均値を指数平滑された  $\hat{x}_{n+1}$ 、つまり式 (3) によって逐次予測させる。

### 3. 標準偏差の逐次計算

サンプル値  $x_i$  の指数重み  $a$  による無限和を  $S_i$  とすると

$$\begin{aligned} S_i &= x_i + ax_{i-1} + a^2x_{i-2} + \dots \\ &= x_i + aS_{i-1} \end{aligned}$$

である。一方、このようなデータの等価的な個数を  $N_i$  とすれば、これは上式で  $x_i = 1$  とすればよいから

$$N_i = \frac{1}{1-a}$$

となる。

指数重みによる和  $S_i$  を等価的なデータ個数  $N_i$  で除して与えられる  $\mu_i$  は一種の平均値と考えることができる。ここでは通常の平均と区別するため  $\mu_i$  を短時間平均と呼ぶことにすればこれは、

$$\begin{aligned} \mu_i &= \frac{S_i}{N_i} \\ &= (1-a)(x_i + aS_{i-1}) \\ &= (1-a)x_i + a\mu_{i-1} \end{aligned}$$

与えられる。このように  $\mu_i$  は式 (3) と同形であり、2. で述べたような性質を有している。

次に短時間平均  $\mu_i$  からの残差  $\delta_i$  は

$$\begin{aligned} \delta_i &= x_i - \mu_i \\ &= x_i - (1-a)(x_i + aS_{i-1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= ax_i - a(1-a)S_{i-1} \\ &= a\{x_i - (1-a)S_{i-1}\} \end{aligned}$$

となる。

さらに残差平方  $\delta_i^2$  の指数重み  $a$  による無限和、つまり短時間残差平方和を  $Q_i$  とすると

$$\begin{aligned} Q_i &= \sum_{i=0}^{\infty} a^i \delta_i^2 \\ &= \delta_i^2 + a\delta_{i-1}^2 + a^2\delta_{i-2}^2 + \dots \\ &= \delta_i^2 + a(\delta_{i-1}^2 + a\delta_{i-2}^2 + \dots) \end{aligned} \quad (4)$$

となる。また、

$$Q_{i-1} = \delta_{i-1}^2 + a\delta_{i-2}^2 + a^2\delta_{i-3}^2 + \dots$$

となるから式 (4) は次式で表すことができる。

$$Q_i = \delta_i^2 + aQ_{i-1}$$

したがって今、指数和を用いて求められる短時間 2 乗平均  $\sigma_i^2$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \frac{Q_i}{N_i} \\ &= (1-a)(\delta_i^2 + aQ_{i-1}) \\ &= (1-a)\delta_i^2 + a\sigma_{i-1}^2 \end{aligned}$$

つまり短時間 2 乗平均  $\sigma_i^2$  も式 (3) と同形であり、2. で述べた性質を備えている。

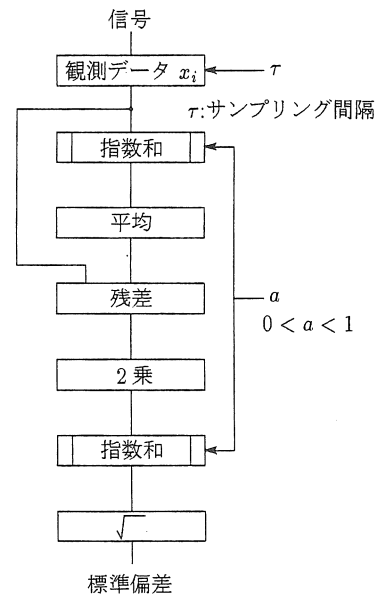


図 1: 標準偏差の逐次計算法

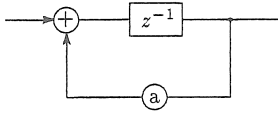


図 2: 指数和の部分のブロック図

このようにして  $\sigma_i^2$  を逐次に計算でき、その平方根から短時間の標準偏差  $\sigma_i$  を逐次的に求めることが可能である。

図 1 にここで述べた標準偏差の逐次計算法について主な部分のブロック図を示す。

また、指数和の部分は図 2 に示すように 1 サンプルの遅延素子  $z^{-1}$  を用いて実現できる。

### 4. 短時間平均の過渡特性

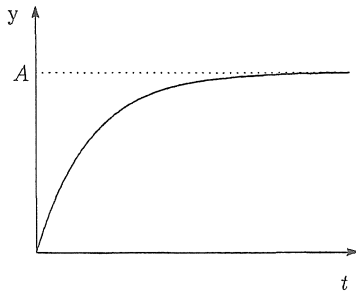


図 3: CR 積分回路のインディシャル応答

式 (3) は、アナログ回路における CR 積分回路を離散表現したもの相当している。そして、このような CR 積分回路のインディシャル応答は図 3 あるいは式 (5) のようになる<sup>6)</sup>。

$$y = A(1 - e^{-t/T_I}) \tag{5}$$

ただし、 $T_I$  は時定数である。式 (5) を変形して  $T_I$  を求めると

$$T_I = -\frac{1}{\log(1 - \frac{y}{A})} t \tag{6}$$

となる。

測定された瞬時ピッチ周波数  $x_n$  から指数重みを用いて式 (3) で平滑化された  $\hat{x}_{n+1}$  を短時間平均と呼ぶことは 3. で示した。

今、測定システムの時定数を確認するため鋸歯状波信号で音声信号を模し<sup>2)</sup>、その周波数を 160Hz から 320Hz にステップ状に変化させる。このとき、一種の積分値である短時間平均周波数の上昇傾向から測定シ

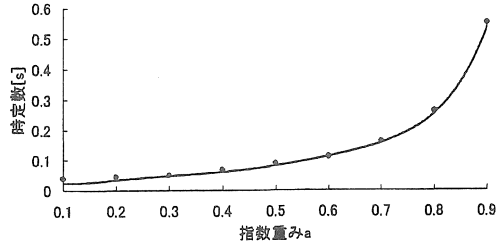


図 4: 指数重みと時定数の関係

ステムの時定数を推定することができる。このようにしていくつかの  $a$  の値に対して得られた時定数の値および式 (6) の値をを図 4 にプロットした。この図から実測値は理論曲線とうまく対応していることが確認できる。

### 5. 正弦波変動の応答

正弦波状の変動に対して本法はどのようにふるまうか論じておく。今問題にするのは信号の周波数であり、振幅には無関係のため振幅は一定と仮定しておく。そして今、振幅が一定で周波数が正弦波状に変化している FM 信号を考える。瞬時周波数の  $i$  番目のサンプル値  $x_i$  は次式で表される。

$$x_i = A \cos(i\Delta + \phi) + B \tag{7}$$

ただし

- $\Delta: 2\pi \frac{T}{T}$
- $\tau$ : サンプル間隔
- $T$ : 周波数変動の周期
- $\phi$ : 初期位相
- $A$ : 周波数変動の振幅
- $B$ : 周波数変動の中心値

とする。このとき、指数重み  $a$  を用いた無限和は次のようになる。

$$\begin{aligned} S_i &= \sum_{n=0}^{\infty} a^n x_{i-n} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} [A \cos\{(i-n)\Delta + \phi\} + B] a^n \end{aligned}$$

したがって指数重み  $a$  を用いて求めた  $x_i$  の短時間平均を  $\mu_i$  とすれば、これは  $j$  を虚数単位として次式のようにになる。

$$\mu_i = (1 - a) \sum_{n=0}^{\infty} [A \cos\{(i-n)\Delta + \phi\} + B] a^n$$

$$\begin{aligned}
&= (1-a) \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{A}{2} [(e^{j(i-n)\Delta+\phi}) + e^{-j(i-n)\Delta+\phi}] a^n \right\} + B a^n \\
&= (1-a) \left\{ \frac{A}{2} e^{j(i\Delta+\phi)} \frac{1}{1-ae^{-j\Delta}} + \frac{A}{2} e^{-j(i\Delta+\phi)} \frac{1}{1-ae^{j\Delta}} + B \frac{1}{1-a} \right\} \\
&= \frac{(1-a)A}{2} \left\{ \frac{e^{j(i\Delta+\phi)}}{1-ae^{-j\Delta}} + \frac{e^{-j(i\Delta+\phi)}}{1-ae^{j\Delta}} \right\} + B \\
&= \frac{(1-a)A}{2} \frac{1}{1-a(e^{j\Delta} + e^{-j\Delta}) + a^2} \{ e^{j(i\Delta+\phi)} + e^{-j(i\Delta+\phi)} - a[e^{j(\Delta+(i\Delta+\phi))} + e^{-j(\Delta+(i\Delta+\phi))}] \} \\
&\quad + B \\
&= (1-a)A \frac{\cos(i\Delta + \phi) - a \cos\{\Delta + (i\Delta + \phi)\}}{1 - 2a \cos \Delta + a^2} + B \\
&= \frac{(1-a)A}{1 - 2a \cos \Delta + a^2} [\cos(i\Delta + \phi) - a \cos\{\Delta + (i\Delta + \phi)\}] + B
\end{aligned}$$

ところで、

$$\begin{aligned}
&\cos(i\Delta + \phi) - a \cos\{\Delta - (i\Delta + \phi)\} \\
&= \cos(i\Delta + \phi) - a \{ \cos \Delta \cos(i\Delta + \phi) - \sin \Delta \sin(i\Delta + \phi) \} \\
&= (1 - a \cos \Delta) \cos(i\Delta + \phi) + a \sin \Delta \sin(i\Delta + \phi)
\end{aligned}$$

であり、更に三角関数の公式

$$a \cos A + b \sin A = \sqrt{a^2 + b^2} \cos(A - \arctan \frac{b}{a}) \quad (8)$$

を用いると次のようになる。

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{(1 - a \cos \Delta)^2 + a^2 \sin^2 \Delta} \cos\{(i\Delta + \phi) - \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}\} \\
&= \sqrt{1 - 2a \cos \Delta + a^2} \cos\{(i\Delta + \phi) - \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}\}
\end{aligned}$$

したがって

$$\begin{aligned}
\mu_i &= \frac{(1-a)A}{1 - 2a \cos \Delta + a^2} \sqrt{1 - 2a \cos \Delta + a^2} \\
&\quad \times \cos\{i\Delta + \phi - \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}\} + B \\
&= \frac{(1-a)A}{\sqrt{1 - 2a \cos \Delta + a^2}} \cos\{i\Delta + \phi - \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}\} + B \\
&= A_1 \cos(i\Delta + \theta_1) + B \quad (9)
\end{aligned}$$

となる。ただし

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{(1-a)A}{\sqrt{1 - 2a \cos \Delta + a^2}} \\
\theta_1 &= \phi - \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta} \quad (10)
\end{aligned}$$

である。したがって残差は

$$\begin{aligned}
\delta_i &= \mu_i - x_i \\
&= A_1 \cos(i\Delta + \theta_1) - A \cos(i\Delta + \phi) \\
&= A_1 \{ \cos i\Delta \cos \theta_1 - \sin i\Delta \sin \theta_1 \} \\
&\quad - A \{ \cos i\Delta \cos \phi - \sin i\Delta \sin \phi \} \\
&= (A_1 \cos \theta_1 - A \cos \phi) \cos i\Delta \\
&\quad - (A_1 \sin \theta_1 - A \sin \phi) \sin i\Delta
\end{aligned}$$

また、式 (8) を用いると

$$\begin{aligned}
\delta_i &= \sqrt{(A_1 \cos \theta_1 - A \cos \phi)^2 + (A_1 \sin \theta_1 - A \sin \phi)^2} \\
&\quad \times \cos\{i\Delta + \arctan \frac{A_1 \sin \theta_1 - A \sin \phi}{A_1 \cos \theta_1 - A \cos \phi}\} \\
&= \sqrt{A_1^2 + A^2 - 2A_1A \cos(\theta_1 - \phi)} \\
&\quad \times \cos\{i\Delta + \arctan \frac{A_1 \sin \theta_1 - A \sin \phi}{A_1 \cos \theta_1 - A \cos \phi}\} \\
&= C \cos(i\Delta + \phi_2)
\end{aligned}$$

となる。ただし

$$\begin{aligned}
C &= \sqrt{A_1^2 + A^2 - 2A_1A \cos(\theta_1 - \phi)} \\
\phi_2 &= \arctan \frac{A_1 \sin \theta_1 - A \sin \phi}{A_1 \cos \theta_1 - A \cos \phi}
\end{aligned}$$

である。したがって残差の 2 乗は次のようになる。

$$\begin{aligned}
\delta_i^2 &= \{C \cos(i\Delta + \phi_2)\}^2 \\
&= C^2 \frac{1 + \cos 2(i\Delta + \phi_2)}{2} \\
&= \frac{C^2}{2} \cos(2i\Delta + 2\phi_2) + \frac{C^2}{2} \quad (11)
\end{aligned}$$

ところで、式 (7) の指数重みによる短時間平均が式 (9) になったことを利用すると式 (11) の指数和  $Q_i$  は次のようになると同推される。

$$\begin{aligned}
Q_i &= \frac{C^2}{2} \frac{1-a}{\sqrt{1 - 2a \cos 2\Delta + a^2}} \cos(2i\Delta + 2\phi_2) \\
&\quad - \arctan \frac{a \sin 2\Delta}{1 - a \cos 2\Delta} + \frac{C^2}{2} \quad (12)
\end{aligned}$$

ここで、式 (12) の第 1 項はサンプル番号  $i$  に依存する部分であって、振動部分を表している。一方、第 2 項は定数項になっており、静的部分を表している。これを図で示しながら説明する。まず式 (7) で与えた正弦波状の周波数変動を図示すると図 5 のようになる。こ

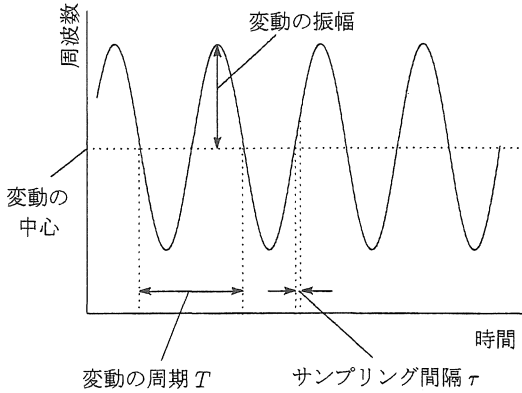


図 5: 分析波形の周波数変動特性

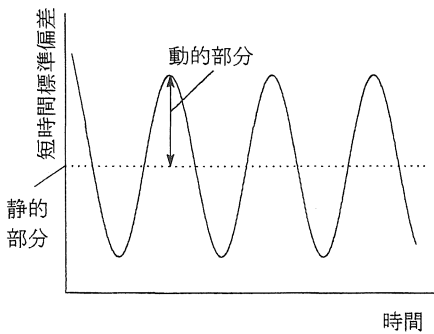


図 6: 短時間標準偏差の時間変動

のような正弦波変動に対して式 (12) で逐次的に求められる短時間残差平方和  $Q_i$  は図 6 のようになり、その定常部分は静的部分と動的部分に分けて考えることができる。

この静的部分を、加えた変動の分散 ( $= A^2/2$ ) で規格化して考えてみる。ところで、式 (10) より

$$\theta_1 - \phi = \arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}$$

となり、

$$\begin{aligned} \cos(\theta_1 - \phi) &= \cos\left(\arctan \frac{a \sin \Delta}{1 - a \cos \Delta}\right) \\ &= \frac{1 - a \cos \Delta}{\sqrt{1 - 2a \cos \Delta + a^2}} \end{aligned}$$

の関係があるから、これを  $C$  に代入すると規格化した分散は次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{C^2/2}{A^2/2} &= \frac{(1-a)^2}{1-2a \cos \Delta + a^2} \\ &\quad - 2 \frac{(1-a)(1-a \cos \Delta)}{1-2a \cos \Delta + a^2} + 1 \\ &= \frac{1}{1-2a \cos \Delta + a^2} \{(1-a)^2 \\ &\quad - 2(1-a)(1-a \cos \Delta) + 1 - 2a \cos \Delta + a^2\} \\ &= \frac{2a^2 - 2a^2 \cos \Delta}{1-2a \cos \Delta + a^2} \\ &= \frac{2a^2(1 - \cos \Delta)}{1-2a \cos \Delta + a^2} \\ &= \frac{2a^2(1 - \cos \Delta)}{(1-a)^2 + 2a(1 - \cos \Delta)} \\ &= \frac{2a^2 2 \sin^2 \frac{\Delta}{2}}{(1-a)^2 + 2a 2 \sin^2 \frac{\Delta}{2}} \\ &= \frac{4a^2 \sin^2 \frac{\Delta}{2}}{(1-a)^2 + 4a \sin^2 \frac{\Delta}{2}} \\ &= \frac{a \frac{4a}{(1-a)^2} \sin^2 \frac{\Delta}{2}}{1 + \frac{4a}{(1-a)^2} \sin^2 \frac{\Delta}{2}} \end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned} \lambda &= \sqrt{\frac{4a}{(1-a)^2} \sin^2 \frac{\Delta}{2}} \\ &= \frac{2\sqrt{a}}{1-a} \sin \frac{\Delta}{2} \end{aligned} \tag{13}$$

とおくと、

$$\frac{C^2/2}{A^2/2} = a \times \frac{\lambda^2}{1 + \lambda^2} \tag{14}$$

である。

この値は 1 に近づくほど精度が高いことを表しているから、本方式の実行に際して、右辺が 1 になるような条件を選べばよい。しかし、右辺第 1 項は  $a$  であり、これは 1 を越えることはない。また、右辺第 2 項は図 7 のように  $\lambda$  を周波数とみなしたときの高域通過型フィルタの周波数特性とみなせ、これも 1 を越えることはない。したがって式 (14) は常に 1 以下の値となり、本方式による式 (12) の静的部分は真の値 (分散) を越えることはない。

ところで第 2 項の値は  $\lambda$  の選び方でいろいろな値をとる。これを満足する 1 つの例を捜してみよう。例えば  $\lambda > 10$  に選べば第 2 項  $\approx 1$  となる。このとき式 (14) より本方式は真値の  $a$  倍を出力するから、正しい値を得るには  $a$  を 1 に近づける、あるいは  $1/a$  を乗じる必要がある。

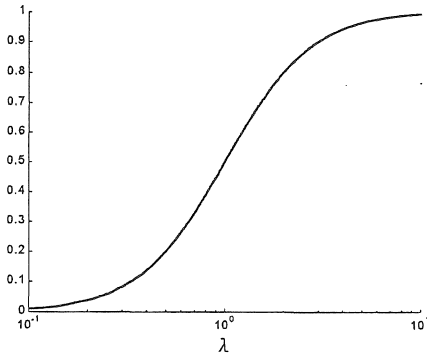


図 7: 式 (14) 第 2 項のふるまい

一例として、 $a = 0.9$  として  $\lambda > 10$  とすることが可能であるか考察してみる。

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{2\sqrt{a}}{1-a} \sin \frac{\Delta}{2} = \frac{2\sqrt{0.9}}{0.1} \sin \frac{\Delta}{2} \\ &\approx 20 \times 0.95 \sin \frac{\Delta}{2} \\ &\approx 20 \sin \frac{\Delta}{2} > 10 \end{aligned}$$

したがって、

$$\sin \frac{\Delta}{2} > 0.5$$

を満たせばよい。これより

$$\frac{\pi}{6} < \frac{\Delta}{2} < \frac{5\pi}{6}$$

となる。ここで、 $\Delta = 2\pi \frac{T}{\tau}$  であったから

$$\frac{6}{5} < \frac{T}{\tau} < 6$$

よって、正弦波変動の周期あたりのサンプリング回数、つまり 1 周期あたりのサンプル密度が 1.2 から 6 であればよい。つまりサンプル密度はあまり粗くても変動を正確に拾うことができないから精度が不十分であり、反対にあまり細かくても変動周期に比していわゆる時定数が短いため十分安定した結果とはならない。一方、この条件が満たされない正弦波変動であっても、指数重みによる 2 乗平均値は真値から下回る値を示す。

このような逐次計算による分散あるいは標準偏差が正しく計算されるか確認するために模擬信号<sup>2)</sup>を用いて計算機シミュレーションを行った。その結果は、図 8 に示すようになり、サンプル密度が 0.5 ~ 8 であれば正しい標準偏差が計算されることを示している。

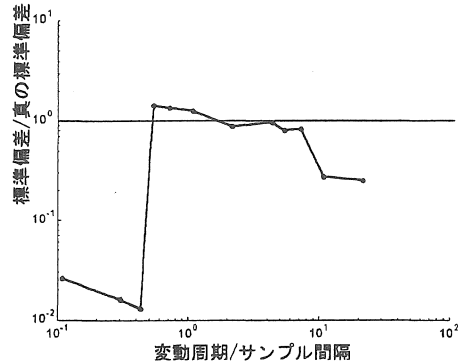


図 8: 標準偏差と変動周期/サンプル間隔の関係

## 6. 連続音声の分析

以上の議論から本方式によって変動の標準偏差が逐次的に推定できることが確認された。

次にこれを実際の音声信号に適用して音声のピッチ周波数の変動を計算し、図示する。音声の資料は内容が

- (1) ニュースの朗読 (女性)
- (2) 全国高校野球の宣誓 (男性)
- (3) 119 番通報

の 3 種類を使用した。これらの分析結果を図 9 から図 14 に示す。

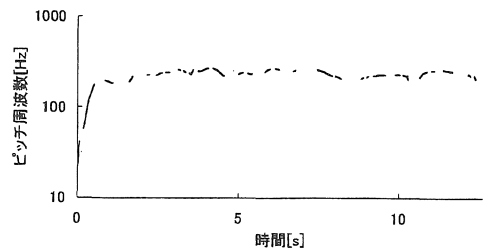


図 9: ニュース朗読のピッチ周波数の時間変動パターン

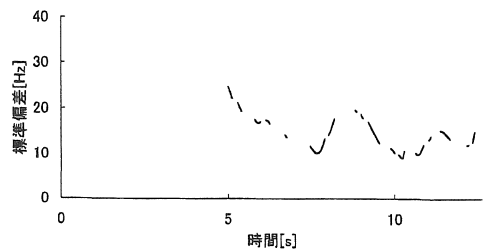


図 10: ニュース朗読の標準偏差の時間変動パターン

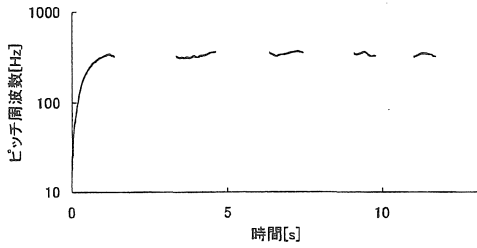


図 11: 全国高校野球の宣誓のピッチ周波数の時間変動パターン

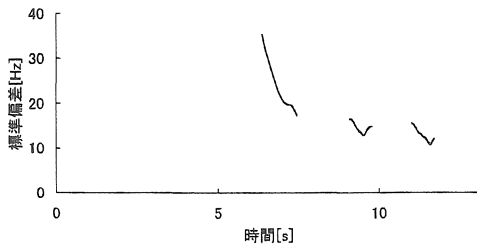


図 12: 全国高校野球の宣誓の標準偏差の時間変動パターン

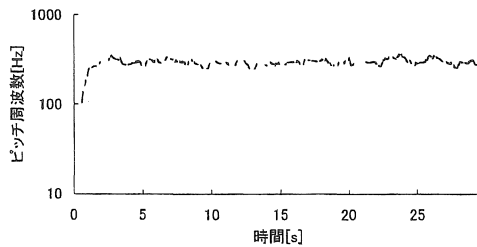


図 13: 119 番通報のピッチ周波数の時間変動パターン

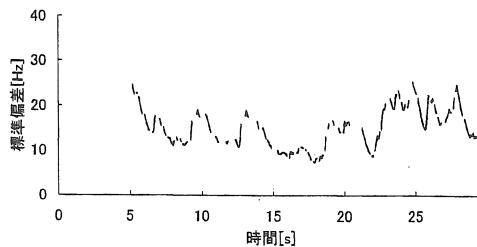


図 14: 119 番通報の標準偏差の時間変動パターン

分析は有声音の区間に限定してピッチ周波数を求めたため、無声音の部分や、会話をしていない部分はプ

ロットされていない。また、指数重み  $a$  は  $a = 0.9$  を使用したので、図 4 に示したように時定数は約 0.6 秒となり、このため、図 9、図 11、図 13 の計算開始部分にピッチ周波数の過渡部分が約 1 秒見られる。一方、標準偏差については過渡部分が約 5 秒と更に長くなっている。これは残差 2 乗和の指数和が安定するまでに数秒を要するためと思われるが、その詳細は今後検討を要する。図 10、図 12、図 14 ではこの過渡部分はプロットしていない。さて、ニュースの朗読ではピッチ周波数の変動が滑らかに上昇、下降する現象が見られる。また、単調な音声である全国高校野球の宣誓ではピッチ周波数の標準偏差は収束しつつあるが、音声資料が十分な長さを有していないので、途中で漂動している。一方、会話音声では図 10 や図 14 からわかるように通話におけるピッチ周波数の標準偏差が時間とともに増減している様子を読みとることができる。このような変動がどのような意味を有しているかは今後の研究課題である。

## 7. まとめ

本方式をまとめると 2 つの部分に分けられる。まず最初は、指数重みを用いて平均値を予測する部分であり、ほぼ時定数に相当する区間が平均化の対象になっているとみなせる。次に、平均値と測定値との残差平方から同様の指数重みにより残差平方和を求め、標準偏差の予測値を得る部分である。

通常の統計学による平均や標準偏差は、データが確定後計算が可能であったが、本法は標準偏差が逐次的な計算によって求められることが特徴であり、ここではこれを音声のピッチ周波数の変動を求めることに応用した。ここでは平均値のまわりの 2 次モーメント、つまり分散によって変動の大きさを定量化したため、距離の尺度を周波数差で定義し、これの 2 乗平均を用いた。しかし聴覚におよぼす周波数間の距離は一般に周波数比が用いられることから、この観点に立てば対数の差を導入の方が感覚との対応がうまく進みそうである。これは今後解決すべき問題点の 1 つであろう。

本法は測定値の変動を監視する場合など、いろいろな分野で利用できるものと思われる。

## 謝辞

本研究の遂行にあたり、御協力くださった名古屋市消防局防災部防災指令課 小田勝之通信係長に感謝します。

## 参考文献

- 1) 電子通信学会編:新版聴覚と音声,p.241, コロナ社, 東京,1980.
- 2) 半谷猛, 井研治:ケプストラムによる音声のピッチ周波数推定 愛知工業大学研究報告,p.217, Vol.33, Part B,1998.
- 3) 仮谷太一:予測の知識,p.127, 森北出版, 東京,1971.
- 4) 合田周平:予測の科学,p.95, 講談社, 東京,1976.
- 5) 得丸英勝, 添田喬, 中溝高好, 秋月影雄:計数・測定,p.164, 培風館, 東京,1982.
- 6) 電子通信学会編:デジタル信号処理,p.80, コロナ社, 東京,1978.

(受理 平成11年 3月20日)