ボイラ内温度分布計測のための音波伝播時間計測

佐伯正裕*・田中正吾**

Measurement of Time-of-Flight for Measurement of Temperature Distribution in Boilers

Masahiro SAEKI* and Shogo TANAKA**

One approach to measure the temperature distribution in boilers is the measurement of the time-of-flight between acoustic sensors on the walls. The authors previously proposed a time-of-flight measurement system which made use of a pattern matching between actual and predicted sound waves, when sinusoidal pulse wave was transmitted from a speaker on one wall to an acoustic sensor on another wall. But, the method was a little troublesome, because it required to compensate for the predicted sound wave to realize a high accurate measurement of the time-of-flight.

This paper proposes a new approach measuring the time-of-flight by observing the phase difference between the transmitted and received signals (in stationary state) for several inputs of different frequencies. This yields the robustness on the existence of the noise. Simulations and experiments show the effectiveness of the proposed approach.

Key Words: time-of-flight, acoustic sensor, phase difference, temperature distribution, industrial boiler

1. 緒 言

ボイラ内の温度情報を得るひとつの方法としては熱電対を用いる方法があるが、これだと熱電対先端付近の温度しか測れないだけでなく、耐久性の点で難がある。また、これとは別に、放射温度計を用いる方法、つまり赤外線を利用する温度測定法もあるが、ボイラ内温度分布のごく外側の温度、つまりボイラ壁近くの温度しか測定できないだけでなく、放射率変化が測温精度に関わる問題が生じる^{1),2)}。このような観点から、最近では、ボイラ内の温度あるいは温度分布の計測法として、音の伝播時間計測を利用した方法が研究されている^{3)~5)}。この方法では、非接触で計測できるだけでなく、CT(computed tomography)手法を用いることにより温度分布が計測できる利点がある。

しかしながら、これまでのCT手法に関しては、測定領域を小さな要素(セル)に分割し、この要素内の温度は一定であると仮定した温度分布計測方法が採られてきたため、高精度な計測は望めなかった^{3)~5)}。そこで、著者らは、複数のガウス形関数を一次結合したものにバイアス成分を加える方式により、温度分布がわずかな未知パラメータで効率的に高精度

に近似表現できることに着目し、これらの一次結合係数の推定により高精度な温度分布計測を行うことを提案した⁶⁾。

CT手法を用いて温度分布計測を行うためには、まず音波伝播時間を高精度に計測することが重要となる。音波伝播時間の計測方法に関しては、これまで深山らにより提案されたマッチドフィルタによる方法⁵⁾があるが、フィルタの設計が煩わしく、かつボイラ内で生じる雑音の性質が正確にわからないことから、あまり良好な結果が得られていない。この観点から、著者らは先に、音響センサの送受波特性を考慮にいった正弦波パルスの送信に際しての受波信号と受波予測信号とのパターンマッチングを考えることにより、簡易手法ながらも音波伝播時間が高精度に計測できる手法を提案した⁷⁾。

しかしながら、この方法では信号伝播モデルにより作成した予測受波信号と実際の受波信号の頭部(先端部)がわずかに異なり、この部分の補償、つまり送波信号の受波時刻に小さな補償をする必要があった。

したがって、本論文では、この煩わしさを無くすため、入力信号として周波数を何回か変えた正弦波連続音を発信することにより、各周波数ごとに入力信号と定常状態時の受波信号との間の位相差を計測することにより、音波伝播時間を高精度に計測する新たな方式を提案する。本方式によれば、先に報告した方式と同様にパターンマッチング手法を採用しているものの、提案手法では連続音を発信することから、パターンマッチングの際のデータウィンドウを長くとることができ、そのため先の方式と比べてノイズの影響を大幅に低減化でき、音波伝播時間の計測精度を一段と向上できる利点がある。

* 三菱レーヨン(株) 豊橋市牛川通 4-1-2

** 山口大学工学部 宇部市常盤台 2-16-1

* Mitsubishi Rayon Co., LTD., Toyohashi

** Faculty of Engineering, Yamaguchi University, Ube

(Received September 18, 2000)

(Revised December 29, 2000)

2. 音波伝播時間の計測

温度情報を得るには、ボイラ内の音波伝播時間を高精度に計測する必要がある。ここでは、送波信号として周波数を何回か変えた正弦波連続音を考え、そのときの送波信号と(定常状態時の)受波信号との位相差を計測し、これにより音波伝播時間を計測することを考える。

2.1 計測原理

正弦波連続信号を入力すれば、定常状態の受波信号は入力信号と同一周波数の正弦波になる。もちろん、振幅と位相は入力のそれとは一般に異なる⁹⁾。つまり、入力電気信号を $u(t) = A \sin(\omega t)$ とすれば、定常状態となったときの受波信号 $r(t)$ は

$$r(t) = B \sin(\omega t - \phi) \quad (1)$$

で表される。このときの位相差 ϕ は当然音波伝播時間の情報を含む。

いま、送波器から正弦波信号を発信し受波器で受信する。このとき、送受波器間の距離がゼロ(つまり音波伝播時間がゼロ)のときも、入力信号と定常状態時の出力信号は位相差 ϕ_0 をもち、これは予め実験により計測できる(以後、この ϕ_0 を基準位相差と呼ぶ)。実際の温度計測時においては、送受波器間にある距離 (L で表す)があるので、音波伝播時間を T とすれば、入力信号を $u(t) = A \sin(\omega t)$ としたとき、定常状態時の受波信号は、 $r(t) = B \sin\{\omega(t - T) - \phi_0\}$ となる。つまり、(1) 式の位相差 ϕ は次式を満たす (Fig.1 参照)。

$$\phi = \phi_0 + \omega T \quad (2)$$

したがって、予め実験により基準位相差 ϕ_0 を求めておけば、 ϕ を計測することにより、音波伝播時間 T が計測できるわけである。なお、 ϕ は $0 \leq \phi \leq 2\pi$ の範囲内で求まるため、 n を整数として T は次のような自由度をもつ。

$$T = \frac{1}{\omega}(\phi - \phi_0) + \frac{2\pi}{\omega}n \quad (3)$$

よって、 ϕ が計測できても、 n は未知数なので、1回の送波だけでは音波伝播時間 T は特定できない。そこで、ここでは、

Fig. 1 Received waveform

入力電気信号の周波数を最低2回以上変化させて発信し、それぞれの周波数に対し(3)式を満たす音波伝播時間 T の値を求め、これらが共通の値をもつ n をそれぞれ求めなければならない。このことにより、それぞれの n と合わせて音波伝播時間 T が特定されることになる。この方法を、ここでは method 1 と名づける。

この T の具体的な求め方であるが、たとえば、いま (ω, ϕ) として $(\omega_1, \phi_1), (\omega_2, \phi_2)$ なる値の組が与えられたとすれば、

$$(T_1 - T_2)^2 = \left[\left\{ \frac{1}{\omega_1}(\phi_1 - \phi_0) + \frac{2\pi}{\omega_1}n_1 \right\} - \left\{ \frac{1}{\omega_2}(\phi_2 - \phi_0) + \frac{2\pi}{\omega_2}n_2 \right\} \right]^2 \quad (4)$$

を正整数 n_1, n_2 について最小化することにより、 n_1, n_2 、延いては T_1, T_2 が求まる。最終的な伝播時間 T としては $T = (T_1 + T_2)/2$ を採用すればよい。

2.2 基準位相差 ϕ_0 の計測法

まず、基準位相差 ϕ_0 の計測であるが、送受波器間の幾何学的距離をゼロ、つまりこれらを文字通り接触した実験を行っても正確には求まらない。そこで、ここでは以下のような実験により ϕ_0 を求めることとする。つまり、送受波器間の距離を何回か(ここでは m 回とする)変化させ、同一周波数の正弦波連続音を送波する。いま、送受波器間の距離が L_i^* ($1 \leq i \leq m$) のときの送受波信号間の位相差を ϕ_i^* (もちろん定常時の)、そのときの送受波器間の温度から算出できる音波伝播時間を T_i^* としよう。このとき、(3) 式より

$$T_i^* = \frac{1}{\omega}(\phi_i^* - \phi_0) + \frac{2\pi}{\omega}n_i^* \quad (1 \leq i \leq m) \quad (5)$$

となるので、 ϕ_0 ($0 \leq \phi_0 \leq 2\pi$) がほぼ一致するような n_i^* は容易に求まる(付録参照)。したがって、このような n_i^* ($1 \leq i \leq m$) を用いて、 ϕ_0 は最小二乗法により次式で求まる。

$$\hat{\phi}_0 = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m [\phi_i^* + 2\pi n_i^* - \omega T_i^*] \quad (6)$$

この基準位相差 ϕ_0 は一度実験により算出しておけば、それ以後の伝播時間の計測においては定数として扱うことができ、更にこのような実験を周波数を変えて行えば、それぞれの周波数に対し基準位相差 ϕ_0 を求めることができる。

2.3 定常状態時の入出力信号の位相差 ϕ の計測法

次に、各周波数に対する位相差 ϕ の計測法に関し述べる。これについては、以下で述べるマッチング手法を採用する。つまり、受波器から得られる定常状態時の受波信号 $r(t)$ を離散値化した $r(k\Delta\tau)$ ($\Delta\tau$: サンプリグ時刻, $k = 0, 1, 2, \dots$) をある時間幅(データウインドウ)で切り取った N 次元ベクトル

$$r_k = (r(k\Delta\tau), r((k+1)\Delta\tau), \dots, r((k+N-1)\Delta\tau))^T \quad (7)$$

を考える。次に、入力信号と同相の基準信号波形 $r_0(t) = \sin(\omega t)$ に対しても、受波信号が定常状態になったと思われる

適当な時刻 $k'\Delta\tau$ を初時刻とする同一ウィンドウ幅の波形を、同じように N 次元ベクトル

$$\mathbf{r}_0 = (r_0(k'\Delta\tau), r_0((k'+1)\Delta\tau), \dots, r_0((k'+N-1)\Delta\tau))^T \quad (8)$$

で表す。このときの両波形のマッチング角度は次式で定義される^{7)~9)}。

$$\theta_k \triangleq \cos^{-1} \left[\frac{(\mathbf{r}_k, \mathbf{r}_0)}{\|\mathbf{r}_k\| \cdot \|\mathbf{r}_0\|} \right] \quad (9)$$

ここで、 $(\cdot, \cdot)$ は内積記号を、 $\|\cdot\|$ はノルム記号を表す。

このような2つの信号波形のマッチング角度 θ_k の最小化を $k \geq k'$ なる範囲で k について図れば、定常状態となったときの受波信号は入力信号と同じ周波数をもつ正弦波であることから、マッチング角度の極小値が入力信号の周期に応じて周期的に現れる。したがって、マッチング角度の最初の極小値が現れたときの k を $k^\#$ とすれば、 $0 \leq \phi \leq 2\pi$ を満たす位相差 ϕ は

$$\phi = [(k^\# - k') \Delta\tau / \tau] 2\pi \quad (10)$$

となる。ここに、 τ は送波信号の周期であり、 $\tau = 2\pi/\omega$ 。

上述したように、極小値は $\tau = 2\pi/\omega$ ごとに周期的に現れるから、このときの周期的な k を $k_j^\#$ ($j = 1, 2, \dots, m$) ($k_j^\#$ は最初の極小値が現れたときの k) とすれば、 m 個の極小値情報を用いて、最小二乗法により ϕ の計測精度を更に高めることもできる。つまり、

$$\hat{\phi} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m [(k_j^\# - k') \Delta\tau / \tau] 2\pi - 2\pi(j-1) \quad (11)$$

ところで、 k' 及びパターンマッチングにおけるデータウィンドウ長の決め方であるが、シミュレーションや実験を行ってみると、受波器が音波を受波してから大体15周期分ぐらいの時間で、ほとんど定常状態とも言える状態が実現する。従って、 k' はこの時間帯に設定すればよく、更にデータウィンドウ長としては10周期分程度で十分である(後述の実験参照)。また、ここでは k を移動させて最適化を図ったが、 k の代わりに k' を移動しても同一の結果が得られる。

2.4 ノイズの除去

前節のようにして、各周波数の正弦波入力信号ごとに求まっ

Fig. 2 Removal of low frequency noise

た定常状態時の入出力信号間の位相差を用いて音波伝播時間が求まるわけであるが、実際、送波器より音波を送波し受波器で受波する際、受波信号には燃焼騒音やボイラのファンなどの機械騒音による雑音(一般に低周波)が加わる(後述の Fig. 4 参照)。そのため、位相差 ϕ の高精度計測のためには、予めこれらの雑音をできるだけ除去した方がよい。この雑音成分の除去法としては、ここでは移動平均法を用いる。この移動平均法は、低域通過フィルタ(ローパスフィルタ)の機能を有しており、この方法により受信信号中の低周波成分が検出され、これをもとの受波信号から差し引くことにより、低周波雑音成分を除去できる。

参考のため、単純移動平均法¹⁰⁾の計算式を以下に示す。

$$y(i) = \frac{1}{(2m+1)} \sum_{j=-m}^m x(i+j) \quad (12)$$

ただし、 $y(i)$ は移動平均後の時刻 i における値を、また $x(i+j)$ は時刻 $(i+j)$ における原波形の値を表す。

単純移動平均法を用いることにより低周波雑音成分が除去される様子をシミュレーションで示したものを Fig. 2 に示す。

3. 合成波入力による音波伝播時間の計測

前章では、周波数を最低2回以上変化させた正弦波連続音を送波することにより音波伝播時間を計測する方法(method 1)を述べたが、音波を1回送波するだけで音波伝播時間が計測できれば更に効率的である。そこで、ここでは、入力電気信号として周波数の異なる幾つかの正弦波の合成波を用いることにより、1回の送波で音波伝播時間が計測できる方法(method 2 と呼ぶ)を示す。

ここでは、そのうち最も基本となる2つの正弦波の合成波の場合を考える。このとき、定常状態時の受波信号は、入力信号を $u(t) = A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t)$ とすれば、

$$r(t) = B_1 \sin(\omega_1 t - \phi_1) + B_2 \sin(\omega_2 t - \phi_2) \quad (13)$$

なる形で与えられる。このとき、前章と同様、音波伝播時間 T が位相差 ϕ_1, ϕ_2 に反映されるため、 ϕ_1, ϕ_2 の計測に基づき音波伝播時間 T を計測しようとするわけである。

異なった角周波数 ω_1, ω_2 の正弦波入力信号に対する基準位相差の求め方については2.2節でふれたので、ここでは、定常状態時の送受波信号間の位相差 ϕ_1, ϕ_2 の求め方だけを考えよう。これには、以前と同様、パターンマッチングの手法が適用できる。つまり、受波信号が(13)式のように得られることから、受波信号が定常状態になったと思われる時間帯で、まず $r_1(t) = \sin(\omega_1 t)$ をウィンドウ $[k_1\Delta\tau, (k_1+N-1)\Delta\tau]$ 内で、また $r_2(t) = \sin(\omega_2 t)$ をウィンドウ $[k_2\Delta\tau, (k_2+N-1)\Delta\tau]$ 内でそれぞれ N 次元ベクトル表示し、これらをそれぞれ $\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}$ と記す。

同様に、受波信号波形 $r(t)$ に対しても、定常状態になったと思われる時間帯で $k'\Delta\tau$ を初時刻とする同一幅のウィンドウ内で N 次元ベクトル表示する。これを $\mathbf{r}_k$ で表せば、これを $\mathbf{r}_{k1}$ と $\mathbf{r}_{k2}$ の一次結合で最適近似したときの近似誤差

Fig. 3 Geometrical explanation of $\theta(k_1, k_2)$

の二乗ノルム $[\delta(k_1, k_2)]^2$ は、よく知られているように次式で与えられる¹¹⁾。

$$[\delta(k_1, k_2)]^2 = \frac{g(\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_k)}{g(\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2})} \quad (14)$$

ここで、 $g(\cdot, \cdot, \cdot)$ は引数についての Gram 行列式を表し、

$$g(\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_k) = \begin{vmatrix} (\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k1}) & (\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}) & (\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_k) \\ (\mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_{k1}) & (\mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_{k2}) & (\mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_k) \\ (\mathbf{r}_k, \mathbf{r}_{k1}) & (\mathbf{r}_k, \mathbf{r}_{k2}) & (\mathbf{r}_k, \mathbf{r}_k) \end{vmatrix} \quad (15)$$

$$g(\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}) = \begin{vmatrix} (\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k1}) & (\mathbf{r}_{k1}, \mathbf{r}_{k2}) \\ (\mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_{k1}) & (\mathbf{r}_{k2}, \mathbf{r}_{k2}) \end{vmatrix} \quad (16)$$

である。したがって、この場合の最適マッチング角度は次式で与えられる (Fig.3 参照)。

$$\theta(k_1, k_2) = \sin^{-1} \left[\frac{\delta(k_1, k_2)}{\|\mathbf{r}_k\|} \right] \quad (17)$$

ここに、 $(\cdot, \cdot)$ 及び $\|\cdot\|$ は先述したように内積およびノルム記号を表す。

よって、マッチング角度 $\theta(k_1, k_2)$ の最小化を $k_i \leq k'$ ($i = 1, 2$) なる範囲で k_i ($i = 1, 2$) について図れば、位相差 ϕ_1, ϕ_2 が得られる。つまり、マッチング角度の極小値が現れたときの最初の k_i ($i = 1, 2$) をそれぞれ $k_1^\#, k_2^\#$ とすれば、 $0 \leq \phi_i \leq 2\pi$ ($i = 1, 2$) を満たす位相差 ϕ_i ($i = 1, 2$) は

$$\phi_i = [(k' - k_i^\#) \Delta\tau / \tau_i] 2\pi \quad (i = 1, 2) \quad (18)$$

で求まる。ここに、 τ_i ($i = 1, 2$) は $\tau_i = 2\pi / \omega_i$ ($i = 1, 2$) の意味である。なお、このマッチング角を最小化する際の最適化手法としては、高速計算が可能な Powell 法が使用できる。

ところで、マッチング角度の極小値は、それぞれ τ_1, τ_2 ごとに周期的に現れるから、このときの k_i ($i = 1, 2$) を $k_{i,j}^\#$ ($j = 1, 2, \dots, m$) (最初の極小値が現れたときの $k_{i,j}$ をそれぞれ $k_{1,m}^\#, k_{2,m}^\#$ とする) とすれば、 m 個の極小値情報を用いて、最小二乗法により ϕ_i ($i = 1, 2$) の計測精度を次のように高めることもできる。

$$\hat{\phi}_i = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m [\{ (k' - k_{i,j}^\#) \Delta\tau / \tau_i \} 2\pi - 2\pi(m - j)] \quad (i = 1, 2) \quad (19)$$

以上、周波数が異なる 2 つの正弦波の合成波を送波信号とする場合について説明したが、3 つ以上の周波数の場合も同様である。

なお、上記パターンマッチングにおいて、 k_1, k_2 の値を変えたのは、つまり $k_1 \neq k_2$ として最適パターンマッチングを行ったのは、受波信号に現れる (定常状態時の) 位相遅れ ϕ_1, ϕ_2 の値が異なるからである。つまり、 ϕ_1, ϕ_2 の値が異なるからこそ、 k_1, k_2 の値を変えて最適パターンマッチングを行う必要がある、かつこのときの最適な k_1, k_2 の値を用いて ϕ_1, ϕ_2 が求められる訳である。なお、上記最適マッチングに際しての $r_1(t) = \sin(\omega_1 t)$ 及び $r_2(t) = \sin(\omega_2 t)$ からの波形の切り出しについては、 $r_1(t), r_2(t)$ の関数形がシステムとして予めわかっていることから、実際の送波信号を用いる必要はなく、計算機上で簡単に行える。

4. シミュレーション及び検討

まず、ボイラ内の温度を $1,000^\circ\text{C}$ で空間的に均一とし、送受波器間の距離を 10m として、先に提案した方式⁷⁾と今回提案の方式との 2 つの方式により、それぞれ音波伝播時間の計測をシミュレーションにより行ってみた。なお、このときの受波信号としては、両方式ともに当研究室でこれまで開発してきた送受波器の入出力モデル^{8),9)}に基づき作成した予測受波信号波形に、実際の工業用ボイラ内の雑音を加えたものを考えた。なお、雑音は 1kHz 以上の周波数帯域では小さくなっていること、および音波の送信の際、途中の減衰を防ぐためできるだけ低い周波数を使用する必要があることなどを考え、ここでは入力電気信号として、先に提案した方式では周波数が 2kHz の波数 3 の正弦波パルス、また今回の提案方式では周波数が 1.5kHz 及び 2kHz の正弦波連続音の 2 つを考えた。参考のため、Fig.4 に実際の工業用ボイラで採取した雑音の周波数スペクトラムを示す。

本シミュレーションでは、受波信号波形を作成するときの信号伝播モデルとしては 2 個の二次減衰振動系を考えたが、このときのパラメータ ω_1, ω_2 は周波数にして 2.4kHz, 1.8kHz, ζ_1, ζ_2 は 0.07, 0.14 とした。また、今回提案の方式での各周波数に対する基準位相差は、1.5kHz では 0.915π , 2kHz では 0.920π とした。ちなみに、これらのパラメータはある程度実

Fig. 4 Power spectrum of the noise

(a) Previously proposed method

(b) Proposed method (method 1)

Fig. 5 Distribution of the time-of-flight
(SN ratio: 0.1)

験に基づき定めたものである。また、データ収録に当たってのサンプリング周波数はともに 20kHz とした。したがって、1,000°C で音波が 10m 伝播する際の真の伝播時間は $280 \Delta\tau$ となる。なお、本シミュレーションでは、雑音系列は 100 回変化させている。

まず、method 1 を用いたときの音波伝播時間の計測を行ってみる。このとき、雑音除去に際しての移動平均法では、信号周期の任意の整数倍のデータを用いることができるが、ここでは 2 周期分のデータを用いることにした。つまり、1.5kHz では前後 13 点のデータを、また 2kHz では前後 10 点のデータを用いた。

計測に当たっては、音波が受波器に到着してから 15 周期分ぐらい経ってからの 10 周期分をデータウィンドウとした。このときの伝播時間の計測結果を、先の提案方式によるものと比較して Fig. 5 にヒストグラムの形で示す。図によれば、計測伝播時間は真の伝播時間 $280 \Delta\tau$ を中心に狭い範囲で分布し、かつ サンプリング間隔 $\Delta\tau (=0.05\text{ms})$ よりも高い精度で検出されていることがわかる。具体的には、SN 比が 0.1 の場合には、先に提案の方式では $0.7 \Delta\tau$ 以内の誤差で、また今回の提案方式では $0.5 \Delta\tau$ 以内の誤差で検出されていることがわかる。この理由のひとつは、パターンマッチングする際

(a) Previously proposed method

(b) Proposed method (method 1)

Fig. 6 Distribution of the time-of-flight
(SN ratio: 0.05)

の基準信号が連続正弦波信号のためデータウィンドウの始点を自由に設定できることである。他の理由は、先にふれたことであるが、ウィンドウを長くできるので(ここでは 10 周期分)、ノイズの影響をかなり抑えられることができることである。ちなみに、先に提案の方式では、到着直後の受波信号を利用するため、使用するデータウィンドウ長は 5 周期分相当としている。

次に、SN 比をもっと小さく 0.05 とした場合の先に提案の方式と今回の提案方式による計測結果を比較して Fig. 6 に示す。図より、先に提案の方式では $2.0 \Delta\tau$ 以内の計測誤差をもつものに対し、今回の方式では $1.0 \Delta\tau$ 以内の誤差に収まっており、計測精度が大幅に向上していることがわかる。ただ、先に提案の方式では、シミュレーションのため受波信号波形を

Table 1 Measurement results

		mean	SD
SN ratio 0.1	conventional	$279.89 \Delta\tau$	$0.26 \Delta\tau$
	method 1	$279.90 \Delta\tau$	$0.13 \Delta\tau$
SN ratio 0.05	conventional	$279.92 \Delta\tau$	$0.48 \Delta\tau$
	method 1	$279.92 \Delta\tau$	$0.27 \Delta\tau$

SD: standard deviation

Fig. 7 Distribution of the measured temperature (method 1, SN ratio: 0.05)

正確に得ることができたが、現実には予測受波信号波形を正確に作成することは困難であり、そのため計測精度が更に悪化することが予想される。

このことはさておき、本シミュレーションに対し、両方式により求めた伝播時間計測値の平均値および標準偏差を Table 1 に示す。また、この伝播時間計測による温度計測に際しては、SN 比が 0.1 のとき、温度誤差は先に提案の方式では最大 6.1°C であったのに対し、今回の提案方式では 3.7°C であった (100 回のシミュレーションに対し)。また、SN 比が 0.05 のときは、先に提案の方式では最大で 18.0°C もあったのに対し、今回の提案方式では 9.4°C 以内に収まっている。

参考のため、SN 比が 0.05 のときの提案方式による温度計測結果をヒストグラムの形で Fig. 7 に示す。

さて、次に、周波数が 1.5kHz と 2kHz の正弦波の合成波を送波した method 2 の方法により伝播時間計測を行ってみた。この場合も、音波伝播時間の計測誤差は、SN 比が 0.1 と 0.05 の場合で、それぞれ $0.7\Delta\tau$, $1.0\Delta\tau$ 以内に収まり、method 1 のときと同様、高精度な計測結果が得られている。なお、伝播時間の平均値及び標準偏差は、SN 比が 0.1 のときは $279.97\Delta\tau$ および $2.0 \times 10^{-2}\Delta\tau$, SN 比が 0.05 のときは $279.97\Delta\tau$ および $3.7 \times 10^{-2}\Delta\tau$ となった。また、このときの温度計測誤差に関しては、(100 回のシミュレーションの中で) SN 比が 0.1 のときは最大でも 5.0°C , SN 比が 0.05 のときは最大でも 11.1°C 以内の誤差に抑えられており、かなり高精度な計測がなされていることがわかる。

5. 実験および検討

工業用ボイラが実験に利用できなかったため、工業用ボイラを模擬した実験を研究室において行ってみた。なお実験としては、利用できる実験機器の都合上、単一周波数の正弦波信号を送る場合(method 1)のみを考えた。また、雑音としては、送受波器間にラジカセを設置し、これによりカセットテープに録音した実際の工業用ボイラ内の雑音を流すこととした。なお、実際の工業用ボイラの温度計測においては、熱による音響センサの損傷を防ぐため、音響センサをボイラ炉壁内壁に

直接設置するのではなく、導波管を介して外壁部に設置する必要がある、そのためここではパイプとホーンを介して送受波器を設置することとした (Fig. 8 参照)。なお、ホーン、音響センサの位置は底面より 1.5m の高さとした。更に、送波器と受波器の間の距離は 7m とし、入力電気信号としては、周波数を 1.5kHz, 2kHz の 2 通りに変化させた。なお、送波時間は各周波数ごとに 50 周期分とした。つまり、時間にしてそれぞれ 33.3ms, 25.0ms とした。

ところで、提案手法を用いる際には、前にふれたように、予め基準位相差 ϕ_0 を周波数ごとに計測しておく必要がある。そこで、上記の実験に先立って、まず雑音を入れずに送波器と受波器の距離を 3m ~ 7m の範囲で 1m ずつ変化させて音波を送波し、そのときの定常状態時の入出力信号間の位相差 ϕ_i^* ($i = 1, 2, \dots, 5$) と、そのときの送受波器間の温度 (21.0°C) から計算できる各伝播時間 T_i^* ($i = 1, 2, \dots, 5$) を求めた。その結果を各周波数ごとに Table 2, 3 に示す。

これらの計測結果より、周波数ごとに (5) 式の基準位相差がほぼ一致するような n_i^* ($i = 1, 2, \dots, 5$) を求めると、まず 1.5kHz では 13, 17, 22, 26, 31, 次に 2kHz では 18, 23, 29,

Fig. 8 Outline of the experiment

Table 2 Measurement results for $\{\phi_i^*, T_i^*\}$ (method 1, the case of 1.5kHz)

distance L_i^* [m]	ϕ_i^* [rad]	T_i^* [ms]
3	3.96	8.73
4	6.12	11.64
5	2.32	14.54
6	4.74	17.45
7	0.63	20.36

Table 3 Measurement results for $\{\phi_i^*, T_i^*\}$ (method 1, the case of 2kHz)

distance L_i^* [m]	ϕ_i^* [rad]	T_i^* [ms]
3	0.82	8.73
4	6.15	11.64
5	4.52	14.54
6	3.36	17.45
7	2.32	20.36

35, 41 となった. これらの n_i^* より, (6) 式に基づき各周波数に対し基準位相差を計測すると, 1.5kHz では 1.10π , 2kHz では 1.32π となった.

これを基に, 次に, 実験を行った. まず, 雑音がない場合の実験を行った. このとき各周波数での定常状態時の入出力信号間の位相差を求めると, 1.5kHz の送波信号では $\phi_1 = 0.33\pi$, 2kHz の送波信号では $\phi_2 = 0.98\pi$ となった. このとき, これらの位相差 ϕ_i ($i = 1, 2$) と基準位相差 1.10π , 1.32π から (4) 式に基づき音波伝播時間を計算すると $T = 20.41\text{ms}$ となった. これより温度を算出すると 19.5°C となり, 実際の室温 20.8°C に対し温度誤差は 1.3°C であった.

次に, 雑音がある場合に対し実験を行った(ただし, 実験回数は5回). なお雑音の大きさは, SN 比にして, 周波数が 1.5kHz の場合は 0.6, 2kHz の場合は 0.3 のレベルに設定した. これは, 送波信号の周波数を高くすると受波信号の減衰が大きくなることを考慮したからである. 参考のため, 各周波数に対する受波信号波形の例を Fig.9,10 に示すが, このときの実験に対し提案方式(method 1)を用いたときの音波伝播時間及びこれによる温度計測結果を Table 4 に示す. このときの伝播時間及び温度の計測誤差の(絶対値の)平均値はそれぞれ $5.8 \times 10^{-2}\text{ms}$, 1.7°C であった.

本実験における温度計測誤差の平均値 1.7°C は, $1,000^\circ\text{C}$ における伝播時間の計算値(9.79ms)に本実験での伝播時間誤差相当分($5.8 \times 10^{-2}\text{ms}$)を加えれば, $1,000^\circ\text{C}$ の工業用ボイラでは 15.4°C の計測誤差に相当する. しかしながら, 実際の工業用ボイラでは壁面間距離が $10 \sim 15\text{m}$ ぐらいあるので, 本実験における計測精度では, 壁面間距離が例えば 10m で 10.9°C の誤差, 15m では 7.3°C の誤差に相当し, かなり高精度な温度計測が行えていることがわかる.

なお, 前章のシミュレーション結果と比較すると, 実験の方がわずかに温度計測誤差が大きくなっているが, これは, 水銀温度計で室温を測定したため測定値に誤差があること, 送受波器間の距離が十分正確でなかったことなどが原因として考えられる. このようなことを考慮に入れば, 提案手法は十分実用に供し得るものと思われる.

参考のため最後に, 先に提案の方式により, 上と同一条件で雑音がない場合について音波伝播時間計測実験を行ってみた. なお, 入力信号としては周波数が 2kHz, 波数が 3 波の正弦波パルスを考えた. このとき, 伝播時間及び温度計測誤差の平均値はそれぞれ $3.2 \times 10^{-1}\text{ms}$, 11.7°C となった. これに対し

Fig. 9 Received waveform in the experiment (method 1, the case of 1.5kHz)

Fig. 10 Received waveform in the experiment (method 1, the case of 2kHz)

モデル化の不備による受波時刻補償($2.5 \times 10^{-1}\text{ms}$)を更に行うと, 誤差平均値はそれぞれ $7.0 \times 10^{-2}\text{ms}$, 2.7°C となった. 本実験における温度計測誤差 2.7°C は, $1,000^\circ\text{C}$ の工業用ボイラでは, 壁面間距離が 10m で約 14.4°C の誤差, 15m で約 9.7°C の誤差に相当し, 今回提案の方式より劣るが, 本実験では雑音を考慮しておらず, そのため雑音がある実際の工業用ボイラでは, 計測精度は更に悪化することが予想される.

6. 結 言

本論文では, 複数の送受波器の組をボイラ側壁に設置し, 各送受波器間の音の伝播時間を計測することによりボイラ内の温度あるいは温度分布を計測するに際しての基本となる音波伝播時間の計測方式を論じた.

具体的には, パルス送波では音のエネルギーが弱く計測精度に問題があることを考え, 比較的データ長の長いデータを用いて計測精度を高められるよう, 送波信号として周波数を何回か変えた正弦波連続信号を考え, 準定常状態時における各周波数での入出力信号間の位相差を計測し, これにより音波伝播時間を高精度に求める方式を提案した. 更に, 異なった周波数の正弦波を合成した送波信号を考えることにより, 一回の送波で温度の計測が効率的に行える方法も併せて提案

Table 4 Measurement results for ϕ_i ($i = 1, 2$) and T (method 1)

ϕ_1 [rad]	ϕ_2 [rad]	T [ms]	temperature [$^\circ\text{C}$]
1.16	3.36	20.418	19.4
1.10	3.55	20.426	18.9
1.07	3.49	20.433	19.0
1.07	3.30	20.425	19.2
1.10	3.30	20.425	19.2

した。

なお、パルス送波方式に比べ長めのデータウィンドウを使用するため、壁面などからの反射波の影響もある程度現れるが、受波器側もホーンを備えていること、および反射波の場合、直接伝播波に比べ伝播経路長が増したり、反射率が関係したり、あるいは送波器の指向特性によりエネルギーの小さい部分の一部の反射波のみが関係することになり、結局、反射波の影響は送波器からの直接伝播波に比べて小さく無視できると考えている。詳細については、今後、企業との共同研究、実証研究などを通してホーンの形状なども含め検討していきたい。

参 考 文 献

- 1) 伊藤, 坂井, 藤村: 赤外線放射形 CT を用いた燃焼火炎内温度分布計測, 第 38 回 SICE 学術講演会予稿集, 105A-2, 111/112(1999)
- 2) 古川, 井内: 干渉効果を回避した放射测温法, 第 16 回センシングフォーラム予稿集, 4C-2, 301/306(1999)
- 3) 藤村 貞夫: 温度計測技術の動向, 計測と制御, 35-2, 364/373(1993)
- 4) 伊藤, 坂井: ボイラ燃焼の音波計測とをのイメージ処理技術に関する基礎研究, 日本機械学会論文集, B-53-439, 1610/1614(1987)
- 5) 今田, 深山: 音波を利用したボイラ炉内の温度分布計測, 計測技術'96.5, A01-04, (1996)
- 6) 田中, 廣澤, 佐伯: 音響センサを用いたボイラ内温度分布計測, 計測自動制御学会論文集, 35-9, 1146/1154(1999)
- 7) 田中, 廣澤: 音響センサを用いたボイラ内温度計測, 第 37 回 SICE 学術講演会予稿集, 109-A, 173/174(1998)
- 8) 田中, D.D.Sukumana: 音響センサを用いた溶鉱炉の炉壁異常診断に関する研究, 計測自動制御学会論文集 33-7, 555/562 (1997)
- 9) 田中正吾: 制御工学の基礎, 森北出版 (1996)
- 10) 南茂夫: 科学計測のための波形データ処理, CQ 出版 (1986)
- 11) Luenberger: Optimization By Vector Space Methods, John Wiley & Sons (1969)

《付 録》

(5) 式を満たす n_i^* は, ϕ_0 が $0 \leq \phi_0 \leq 2\pi$ の値をとることにより

$$\left[\frac{\omega T_i^* - \phi_i^*}{2\pi} \right], \quad \left[\frac{\omega T_i^* - \phi_i^*}{2\pi} \right] + 1, \quad \left[\frac{\omega T_i^* - \phi_i^*}{2\pi} \right] + 2$$

の値のひとつを取り得る(通常は 2 番目の値). ここに, $[\cdot]$ はガウス記号である. したがって, m 回の実験の各々に対し, それぞれ 3 つずつの自由度をもって整数 n_i^* ($i = 1, 2, \dots, m$) が求まる. しかしながら, ϕ_0 はどの実験に対しても共通の値をとるはずであるから, (5) 式によりほぼ同一の値 ϕ_0 を与える n_i^* ($i = 1, 2, \dots, m$) が最終的に求めるべき整数となる. なお, ここでほぼ同一の値をとるといったのは, $\{\phi_i^*, T_i^*\}$ ($i = 1, 2, \dots, m$) が計測誤差を伴うからである.

[著 者 紹 介]

佐 伯 正 裕 (学生会員)

1998 年, 山口大学工学部電気電子工学科卒業. 2000 年, 同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程修了. 現在, 三菱レーヨン(株)勤務. 在学中, 音響センサを用いた温度分布計測に関する研究に従事.

田 中 正 吾 (正会員)

1976 年, 九州大学大学院電気工学専攻博士課程修了. 同年同大学助手を経て, 80 年山口大学工学部電気電子工学科助教授. 91 年同大学電気電子工学科教授, 現在に至る. インテリジェント計測, 異常診断, 非破壊検査などの理論および応用研究に従事(工学博士). 電気学会, システム制御情報学会などの会員.