高精度温度流速計の開発*

渡部 英昭^{*1}, 蒔田 秀治^{*2}, 田子 真^{*3}

Development of High Precision Thermo-Anemometer

Hideaki WATANABE^{*1}, Hideharu MAKITA and Makoto TAGO^{*1} Akita National College of Technology, Dept. of Mechanical Engineering
Bunkyo-chou, Akita, Akita, 011-8511 Japan

An improved system of thermo-anemometer was developed. Temperature compensator was designed based on more accurate equations. Assumptions in the temperature compensation equation were minimized to make minute adjustment in each part of the circuit. An improved corrector circuit reduced the error of the velocity signal to be less than $\pm 1\%$ up to about 120°C . A new digital delay device was designed. Deviations from the specification of delay device could be adjusted by employing an automatic amplitude and mean voltage adjuster. Consequently, it can regenerate the original velocity waveform quite accurately, free from wave deformation and electrical noise up to 6kHz. Calibration time was reduced. The present device can obtain higher correlation terms in the thermal flow fields more accurately.

Key Words : Thermo-Anemometry, Velocimetry, Flow Measurements, Turbulence

1. 緒 言

流れ場に存在する温度変動は密度差を生み、局所的な浮力が鉛直方向に作用する。その影響の解明は、熱流体機器の効率向上や汚染物質の大気拡散予測などの気象・環境現象のメカニズムを解明するために重要である。

通常の定温度型熱線流速計は、原理上、温度場と速度場が共存する流れ場を計測できない。これまで温度と速度を分離計測する方法が提案されてきたが^{(1)~(7)}、種々の問題を内包していた。

蒔田ら^{(8)~(9)}は新しい温度補償式を提案し、温度と速度を同時計測可能な二線式温度流速計を開発して、従来の方法が持つ問題をほぼ解決した。しかしながら、1) 補償式 (1) 中のパラメータの定数近似、2) 温度信号の遅延に用いる遅延素子の性能不足、などの問題がある。これらの欠陥により、1) では高温領域での速度信号の減衰など補償精度の低下、各係数設定時の煩雑さによる校正の長時間化、2) では高周波帯域での速度信号補償量の過不足や高周波ノイズ発生、などを惹起する。

本研究は、1) 温度補償式の改良と補償回路の高精度化、2) 任意の温度において補償係数を設定可能な回路の製作、3) 調整が容易で高周波帯域まで温度波形を復元可能な遅延回路及び温度補償回路の製作、などの改良を加え、高温気流中で高周波領域まで高次相関量を正確かつ効率よく計測できる温度流速計の開発を目的とする。

2. 従来の二線式温度流速計

本研究も、流速 U に対する温度補償式は、文献 (8) に準拠し、以下の式により求めた。

* 原稿受付 2012 年 6 月 10 日

^{*1} 正員, 秋田工業高等専門学校 (〒011-8511 秋田県秋田市飯島文京町 1-1)

^{*2} 正員, フェロー, 豊橋技術科学大学名誉教授

^{*3} 正員, 秋田大学 (〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1)

E-mail: watanabe@ipc.akita-nct.ac.jp

$$U = K_c \left\{ \frac{(1 + K_B \theta_r) + K_B \Delta \theta}{(1 - K_A \theta_r) - K_A \Delta \theta} E^2 - [(1 + K_B \theta_r) + K_B \Delta \theta] K_D \right\}^{2.22} \quad (1)$$

ここで、 $K_A = 1/\theta_w$, $K_B = 1/(\theta_w + K_3)$, $K_C = K_1 A_0 B_0$, $K_D = K_2/A_0$ であり、その他パラメータの詳細も文献(8)に拠る。

蒔田らのシステム⁽⁸⁾は、①定温度型熱線流速計、②定電流型温度計、③温度プローブ用高周波・④低周波位相補償回路、⑤遅延補償回路、⑥温度補償用演算回路、から成る。流速信号 U を用いて③④⑤において温度信号の各補償を行い、同時に温度信号 θ_a を⑥に入力して式(1)の $\{ \}$ 内の温度補償式を演算する。 K_D , K_C は、流速計側のゼロ点とゲインとして決定される。

本研究のシステムも基本的には同一である。ただし、文献(8)は $K_B = 1/(\theta_w + K_3)$ 中のパラメータ $K_3 = 718$ として定数近似することにより、演算を簡単化し、補償回路と減算器、累乗器で式(1)の演算を行っている。しかし、次のような改良すべき点がある。1) 定数とした K_B 中の K_3 は、ワイヤ温度 θ_w の関数である。2) K_3 の定数化による演算誤差により、 θ_a が大きな領域で精度が劣化する。3) また θ_w の再設定時、 K_A , K_B を再度算出する。4) 較正時、 θ_a を室温 θ_r まで戻す。更に、5) 正確な補償が実現されない時は、全較正手順を繰り返す必要があり、調整時間が増す。

3. 温度補償回路の改良

より効率的で高精度の補償を行うためには、1) K_3 を、 θ_w と θ_r の関数として導出し、その上で K_3 , $K_A \theta_a$, $K_B \theta_a$ を自動的に決定する温度補償回路、及び、2) 回路各部の再調整を必要とせず、著者らが主用する 10°C を 1V にて較正する場合に、出力が回路電圧の上限を超えない範囲で補償可能な流速信号 U の温度補正回路の開発を行う必要がある。

3・1 K_3 の導出

$K_3 = 2n/m^{(8)}$ に対し、線径 $5\mu\text{m}$ 、長さ 1mm のタングステンワイヤに関して、 $\theta_r = 5^\circ\text{C}$, 15°C , 25°C 時の各加熱度 α_w での θ_w および $\theta_w = 0^\circ\text{C}$ における各物性値に基づき K_3 を算出し、一次式 $K_3 = P \times \theta_w + Q$ (図1)で求めた P , Q を表1に示す。

Fig.1 K_3 vs θ_w of various θ_r at $\alpha_w = 0.5$. ($\square$: $\theta_r = 5^\circ\text{C}$, $\circ$: $\theta_r = 15^\circ\text{C}$, $\triangle$: $\theta_r = 25^\circ\text{C}$)

Table 1 The values of P and Q at different θ_r for $\alpha_w = 0.5$.

$\theta_r (^\circ\text{C})$	P	Q
5	1.81	660
15	1.792	663.2
25	1.874	644.3

Fig. 2 Schematic of new compensator circuit for hot wire output.

適正な温度補償を行うには、各 θ_r に適合する P , Q を設定する必要があるが、図1に実線で示す $\theta_r=15^\circ\text{C}$ での係数を用いると、 θ_r 全領域で K_B が誤差 $\pm 2\%$ 以内に収まり、実際の校正時に K_C と K_D を微調整することにより、温度、速度とも許容誤差 $\pm 0.5\%$ 以内に設定可能である。 α_w 設定後は P , Q を θ_r ($5\sim 25^\circ\text{C}$) に独立な一定値とすると、 K_3 は θ_w だけの関数となる。 θ_w は校正時の θ_r での冷抵抗 R_r と α_w で定義され、

$$\theta_w = (\alpha_w \times R_r) \times (R_0 \times J)^{-1} \quad (2)$$

となる。ここで、 R_0 は 0°C におけるワイヤ抵抗値 $[\Omega]$ 、 J は温度係数 $[\text{C}^{-1}]$ である⁽¹⁰⁾。 α_w 設定後、 θ_w は一定に保たれ、 θ_a と θ_r に独立となり、 θ_w も α_w のみの関数となる。

式 (1) を変形すると

$$U = K_C \left\{ \frac{(1 + K_B \theta_a)}{(1 - K_A \theta_a)} E^2 - (1 + K_B \theta_a) K_D \right\}^{2.22} \quad (3)$$

式 (3) に θ_w と θ_a を与えることで、熱線出力 E から U の演算が可能となる。

式 (3) 中 $\{ \}$ 内第1項の演算回路を図2に示す。図中 θ_a は気流の温度信号、 θ_w は補償回路で設定された一定値である。 θ_w を入力し、 OP_b , OP_c でゲイン P と Q を設定すれば、 OP_d で $\theta_w + K_3$ が得られ OP_3 , OP_e で $K_B \theta_a = \theta_a / (\theta_w + K_3)$ と $(1 + K_B \theta_a)$ が計算される。次に、 OP_1 と OP_a で $K_A \theta_a = \theta_a / \theta_w$ と $(1 - K_A \theta_a)$ を演算し、これらと直線化前の流速信号 E^2 との演算を OP_2 で行うことで、 $\{ \}$ 内第1項が得られる。以後の演算は、蒔田ら⁽⁸⁾と同様に行われるが、本回路は、 θ_a の入力だけで温度補償可能となり、再校正時に θ_a を θ_r に戻す必要がなくなり、校正時間を大幅に短縮することができる。

3・2 高温での減衰に対する流速補正回路

演算過程で各係数誤差や電子部品の個体差により、特に θ_a が高い時に補償精度が劣化する。本回路も、全 θ_a で正確に温度補償するためには、各パラメータを厳密に設定する必要がある。

$\theta_r=18^\circ\text{C}$, $\theta_w=270^\circ\text{C}$, 一様流速 $U_0=3, 5, 7\text{ m/s}$ の加熱気流に対する温度補償の有無による比較を図3に示す。計測には、校正した熱電対温度計を使用した。未補償平均流速 U は θ_a の上昇と共に減衰しているが、補償後の平均流速 U_c は、 $\theta_r \leq \theta_a \leq 65^\circ\text{C}$ で減衰が1%未満に収まっている。しかし $\theta_a > 65^\circ\text{C}$ ($=\theta_B$) では、各 U_c は減衰し始めている。

補正温度 $\theta_R = \theta_a - \theta_B$ に対して減衰領域での U_c/U_0 を求め、図4に実線で示す。 θ_R を用いて U_c の減衰量を補正した平均流速を U_R とすると、各 U_0 とも $\theta_R \geq 0$ でほぼ同じ2次曲線で近似できる。設計段階でのシミュレーションにより

$$U_R = (A \times \theta_R)^2 \times U_c + B \times U_c \quad (4)$$

で表される補正を行えば、最も簡略な回路で U_c/U_0 は厳密に 1mV オーダーまで1.000を保つことが分かった。よって式 (4) に基づき、流速 U_c の補正回路 (図5) を製作した。

Fig. 3 U and U_C decays increase with θ_a .

($\blacktriangle, \triangle$: $U_0=7\text{m/s}$, $\bullet, \circ$: $U_0=5\text{m/s}$, $\blacksquare, \square$: $U_0=3\text{m/s}$)

Fig. 4 U_C/U_0 decays with increase in θ_R , where $U_C/U_0 = -A_I \theta_R^2 - B_I \theta_R + 1.000$. ($\triangle$: $U_0=7\text{m/s}$, $\circ$: $U_0=5\text{m/s}$, $\square$: $U_0=3\text{m/s}$) Fig. 5 Schematic of corrector circuit for U_C .

Fig.6 Static characteristics of corrector circuit.

○ : $\theta_a = \theta_r = 30^\circ\text{C}$, ■ : $\theta_a = 40^\circ\text{C}$, △ : $\theta_a = 60^\circ\text{C}$, ● : $\theta_a = 80^\circ\text{C}$, □ : $\theta_a = 100^\circ\text{C}$, ▲ : $\theta_a = 120^\circ\text{C}$

Fig.7 Comparison between waveforms of U_C and U_R in the wake of a heated and an unheated cylinder.

($U_0 = 5.3\text{m/s}$, $x/d = 7$, $y/d = 5$, $d = 2\text{mm}$, $\theta_a = 100^\circ\text{C}$)

A , B , θ_B 設定後, θ_a と U_C を入力すると, OP_{SUB} で $\theta_R = \theta_a - \theta_B$ が算出され, $\text{OP}_{\theta G}$ で $A \times \theta_R$ が演算される. $\theta_R \leq 0$ で U_C は減衰せず, θ_a の補正は不要である. 半波整流部 H_S を通して, $\theta_R > 0$ での U_C を分離し, OP_{SQ} で $(A \times \theta_R)^2 \times U_C$ の演算を行う. 同時に OP_{UG} で $B \times U_C$, OP_{ADD} で加算し, 式 (4) の演算を完了する.

図 6 に, 温度補償及び上記補正を行った時の流速 U_R の U_0 に対する静特性を示す. $U_0 = 1 \sim 10.5\text{m/s}$, $\theta_r \leq \theta_a \leq 120^\circ\text{C}$ の範囲で U_0 と U_R の直線性は誤差 $\pm 1\%$ 未満で較正されており, 経験上, 従来装置では総計 70 時間程度必要とされた較正所要時間を, 20 時間程度まで大幅に短縮できた.

図 7 に $\theta_a = 100^\circ\text{C}$, $U_0 = 5.3\text{m/s}$ の流れ場内に円柱 (直径 $d = 2\text{mm}$) を設置し, 断面中心から流れ方向 $x/d = 7$, 高さ方向 $y/d = 5$ に I-I 型プローブ⁽⁸⁾を設置して得られた U_R と U_C の同時瞬間波形を示す. 温度補償と流速補正を併用して得られた流速 U_R と比較して, 温度補償のみを施した流速 U_C では, $\theta_a = 100^\circ\text{C}$ で平均値, rms 値共に約 14% 減衰しているが, 両者の相関は 0.999 となり, ほぼ同一波形が得られており, 本補正システムの信頼性を示す.

4. 遅延補償

4・1 新遅延回路

プローブは, 上下流に直径 $d = 2.5\mu\text{m}$ の冷線及び $5\mu\text{m}$ の熱線を平行に配置した⁽⁸⁾. 冷線後流の影響により冷・熱線間距離は $140d = 0.35\text{mm}$ 以上必要とされる⁽¹¹⁾. 本研究では, 線間距離を 1mm に設定した. 凍結仮説⁽¹²⁾から, 線間距離 L , 流速 U ,

遅延時間 Δt の間には $\Delta t = L/U$ の関係が成立し⁹⁾、流速範囲 $U=1\sim 12\text{m/s}$ で、遅延時間は $\Delta t=0.083\text{ms}\sim 1\text{ms}$ となる。従来の遅延回路⁹⁾は、1) A/D 変換用のコンパレータ、メモリ、 Δt 短縮用素子が必要であり、メモリ数の仮想的削減の必要上、高周波域で波形が変形。2) 温度信号 $\theta(t)=\theta+\theta'$ の θ (平均値) と θ' (変動値) を分離入力し、出力時に復元するため、手動による厳密な調整が必要、等の欠点があった。

図8に新遅延回路図を示す。 M は使用メモリのビット数である。図8 (b) の遅延素子 M50198P は入力部コンパレータやメモリを内蔵し、ノイズが低減され、波形歪みも数 kHz まで発生しない。スペック上、クロック周波数 $f_L=2\sim 6\text{MHz}$ は1段当たり $\Delta t=0.143\text{ms}\sim 0.048\text{ms}$ に相当するが、本研究で要求される $\Delta t=1\text{ms}\sim 0.083\text{ms}$ を上記 f_L で実現するため、本素子を直列に10段配置し、スイッチにより切替えて、流速範囲に対応する N 段目から信号を抽出し、適切な遅延時間 Δt_N を得た。検証の結果、上記スペックを上回る f_L ($2\sim 15\text{MHz}$) まで正確に遅延可能となり、遅延誤差 $3\mu\text{s}$ 以内では全10段で $U=0.75\sim 12\text{m/s}$ に対応する $\Delta t_N=1.34\text{ms}\sim 0.083\text{ms}$ であり、全帯域で波形変形は発生しなかった。

4・2 振幅・DC 電圧自動調整回路

上記2)の欠点に対して、図8 (a) の太線で囲んだ演算回路を入力部に装着し、 OP_{Z1} と OP_{O1} を用いて入力時の θ' の最大振幅を $1V_{p-p}$ 以下にした。自動的に入力スペックが満たされ、遅延後は出力部の復元回路 OP_{Z9} により元の温度信号に復元される。

Fig.8 Delay circuit. (a) Automatic DC adjustor circuit (b) Detailed schematic of the circuit

$\theta(t)$ はOP₂₂で積分され θ となり、OP₂₁で $\theta(t) - \theta$ としてゼロ補償⁽¹³⁾される。次に入力スペックに合わせるためOP₂₃で+2.5V_{DC}が加算され、素子のスペックを満たす波形 $\theta(t)_s$ が得られる。 $\theta(t)_s$ は、遅延回路により Δt 遅延されて出力されるが、入出力間のゲインは厳密に1に調整する。遅延後の温度信号出力 $\theta(t + \Delta t)_s$ はDC成分2.5V、振幅1V_{P-P}以下に維持され、ベッセル型ローパスフィルタOP_{1F}で高周波ノイズ成分を除去する。カットオフ周波数 f_c を温度信号の上限周波数(数kHz)より約1桁大きく設定し、位相ずれを6deg以下に抑えた。 $\theta(t + \Delta t)_s$ と $\theta'(t + \Delta t)_s$ はOP₂₃にて $\theta(t)$ と $\theta'(t)$ に一致させる。

4・3 遅延時間調整法

各素子の遅延時間 Δt が同一と仮定すると、 N 段目の累積遅延時間 Δt_N は $\Delta t_N = \Delta t \times N$ となる。 f_L と Δt は反比例し、最小・最大流速 $U_{min} \sim U_{max}$ 間で U に比例した $f_{Lmin} \sim f_{Lmax}$ を入力することで、 N 段目の $\Delta t_N = N \times \Delta t_{max} \sim N \times \Delta t_{min}$ となる。 N 段目での換算流速を $U_{CN} = L / \Delta t_N$ とした時、実流速 $U_{min} \sim U_{max}$ と実現可能な最小及び最大値 $(U_{CN})_{min} \sim (U_{CN})_{max}$ とが一致するようにクロック周波数を調整すれば、 N 段目での正確な遅延を実現できる。

例として $N=8$ の場合、図8(b)で8段目用の半固定抵抗 $R_{1N(N=8)}$ で加算DC電圧を0Vとし、 $R_{2N(N=8)}$ でゲインを1に設定することで $U=1 \sim 6\text{m/s}$ に対し $f_L=1 \sim 6\text{MHz}$ のクロックが発生される。 U に対する f_L が正確でないため、図9に示すように、 $\Delta t_{8max} \sim \Delta t_{8min}$ から得られた換算流速 $(U_{C8})_{min}=1\text{m/s} \sim (U_{C8})_{max}=3\text{m/s}$ の値と実流速 $U(1 \sim 6\text{m/s})$ は一致しない。よって U と U_{C8} 間に最小二乗法を適用し、

$$U = 0.0303 + 2.028 U_{C8} = 2.028 \times (0.0149 + U_{C8}) \quad (5)$$

を得た。 $R_{1N(N=8)}$ で加算DC電圧を0.0149Vに、 $R_{2N(N=8)}$ でゲインを2.028と再設定することにより、調整した。図9に示すように、8段目における $U=1 \sim 6\text{m/s}$ の範囲内で $f_L=2 \sim 15\text{MHz}$ となり、 U と U_{C8} の値が一致し、線形性が確保された。

本回路は各素子の遅延時間の累計で Δt を実現しており、出力段が違えば同一 U でも Δt が異なる。更に、同一 f_L に対する各素子の遅延性能には無視し得ないばらつきがあり、そのままでは Δt の線形性が確保されない。そのため、スイッチで切替え可能な各段専用のクロック設定回路を設置し、全段に対して個別に調整を行う。

流れ場により Δt の許容可能誤差は異なるが、最高精度時の $3\mu\text{s}$ および実用上支障がない $80\mu\text{s}$ 以内とした場合の有効流速範囲を図9に示す。平均流速に合わせて出力段を切り替えることにより、誤差 $80\mu\text{s}$ 時でも最大で $0.4 \sim 12\text{m/s}$ の範囲で正

Fig.9 Relation between U_{C8} , calculated from Δt_8 , clock pulse frequency, and the actual flow velocity at the 8th stage.

Effective U_{CN} range in each stage.

△, ○ : Before adjustment. ▲, ● : After adjusted by variable resistors.

Effective U_{CN} range; ← : error $\leq 3 \mu\text{s}$, ┴ : error $\leq 80 \mu\text{s}$

Fig.10 Comparison among the time traces of θ_a , θ_b , U between before and after delay in the 8 th stage.

Fig.11 Comparison of the power spectra of θ_a , θ_b between before and after delay in the 8 th stage.

確な遅延が可能となった。

4・4 遅延部測定結果

図 10, 11 に一様流速 $U_0=3.0\text{m/s}$ 、室温との温度差 $\Delta\theta=50^\circ\text{C}$ の加熱自由噴流内 $x/h=1$, $y/0.5h=+1$ において I-I 型プローブ⁽⁸⁾にて温度・流速を計測した瞬間波形、及びパワースペクトルを示す。 h は出口矩形断面の一辺 60mm である。図 10 では、遅延前の信号 $\theta(t)_b$ に対し、遅延後の 8 段目からの出力温度信号 $\theta(t)_a$ が同一波形を維持したまま、(a) 瞬間流速 $U=2.2\text{m/s}$ 時に $\Delta t=0.45\text{ms}$, (b) $U=4.9\text{m/s}$ 時に $\Delta t=0.20\text{ms}$ だけ正確に遅延されている。

図 11 には、4kHz 程度まで $\theta(t)_b$ と $\theta(t)_a$ のパワースペクトル分布がよく一致していることが示されている。6kHz 以上でノイズや位相遅れの影響が現れ始めるが、対象とする温度信号の上限周波数は 5kHz 程度とすれば、本回路は十分な性能を有していると言える。

更に、 $U_0=5.0\text{m/s}$ の気流中、 $\Delta\theta=140^\circ\text{C}$ の様な表面温度分布を持つ直径 $d=30\text{mm}$ の加熱円柱を水平に置き、その後流内、 $x/d=3$, $y/d=+0.17$ において同時計測した温度 θ と x , y 方向流速 U_h , V_h 及び、同位置で通常の熱線流速計（無補償）を使って得られた非加熱円柱後流の x , y 方向流速 U_{nh} , V_{nh} を比較した。

Fig.12 Comparison among the time traces of temperature and velocity fluctuations behind a heated and a non-heated cylinder wake.

Fig.13 Comparison between the power spectra of the velocity fluctuations for a heated and an unheated cylinder wake.

図 12 の瞬間波形では θ が $\Delta\theta=20^\circ\text{C}$ 程度の範囲で変動しているが、 U_h と U_{nh} 、 V_h と V_{nh} は平均流速、変動強度等により、統計的にほぼ一致している。図 13 に U_h と U_{nh} のパワースペクトルを示す。各周波数で両者の分布はほぼ一致している。ここには図示しないが、 V_h と V_{nh} のパワースペクトルもほぼ一致すること、 $U_0=5.0\text{m/s}$ の気流中、各種 $\Delta\theta$ に設定した加熱・非加熱円柱後流内の本計測位置においては、高次相関量を除き上記パラメータに本質的な違いが生じないことを確認している。即ち、渦発生周波数も含め、加熱・非加熱状態での両者の波形は統計的に十分に一致し、本補償法の有効性が明確となった。以上の結果は、温度流速場の計測で厳密な高次相関量を得ることを可能にすると考えている。

5. 結 言

熱流体に関する正確な高次相関量の導出を目的とした温度流速計の高精度化を試み、以下の結論を得た。

1. より厳密な温度補償式に基づく回路を試作し、流速に対して高精度な温度補償が可能となった。
2. 簡単な調整で、室温 $\theta_r \leq$ 気流温度 $\theta_a \leq 120^\circ\text{C}$ の範囲で速度信号が誤差 $\pm 1\%$ 以内に収まり、波形が変形・減衰しない流速補正回路を開発し、回路各部分の調整が簡略化した。
3. 高いサンプリング周波数を持つ素子を採用し、振幅・DC 電圧自動調整回路を試作して遅延補償部の調整を自動化した結果、約 6kHz まで出力信号波形の変形が観察されなかった。
4. 大幅に較正時間を短縮できた。

文 献

- (1) 星野勲史, 沢田照夫, “急変するガス温度と流速の測定法の研究”, 日本機械学会論文集(第2部), Vol. 38, No. 305 (1972), pp. 139-147.
- (2) Sakao, F., “Constant temperature hot wires for determining velocity fluctuations in an air flow accompanied by temperature fluctuations”, *Journal of Physics E: Science Instruments*, Vol. 6 (1973), pp. 913-916.
- (3) 菱田幹雄, 長野靖尚, 田代真一郎, “速度変動と温度変動の同時測定”, 日本機械学会論文集(第2部), Vol. 43, No. 365 (1977), pp. 225-232.
- (4) Fabris, G., “Probes and method for simultaneous measurements of true instantaneous temperature and three velocity components in turbulent flow”, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 49, No. 5 (1978), pp. 654-664.
- (5) Chevray, R.C. and Tutu, N.K., “Simultaneous Measurements of Temperature and Velocity in Heated FLOws”, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 43, No. 10 (1972), pp. 654-664.
- (6) Maye, J.P., “Error Due to Thermal Conduction Between the Sensing Wire and Its Supports when Measuring Temperatures With a Wire Anemometer Used as Resistance Thermometer”, *DISA Information*, No. 9 (1970), pp. 22-26.
- (7) Hojstrup, J., Rasmussen, K. and Larsen, S.E., “Dynamic Calibration of Temperature Wires in Still Air”, *DISA Information*, No. 20 (1976), pp. 22-30.
- (8) 蒔田秀治, 森重樹, 澤田耕二, “温度流速計の高精度化(第1報, システム構成及び温度計の高周波位相補償回路)”, 日本機械学会論文集 B 編, Vol. 58, No. 545 (1992), pp. 90-97.
- (9) 蒔田秀治, 森重樹, 澤田耕二, “温度流速計の高精度化(第2報, 温度計の低周波位相補償回路および空間分解能の向上について)”, 日本機械学会論文集 B 編, Vol. 58, No. 554 (1992), pp. 3100-3107.
- (10) 国立天文台編, 理科年表, (2001), p. 482, 丸善.
- (11) Hishida, M. and Nagano, Y., “Simultaneous measurements of velocity and temperature in nonisothermal flows”, *Transactions of ASME, Journal of Heat Transfer*, Vol. 100 (1978), pp. 340-345.
- (12) Taylor, G.I., “The spectrum of turbulence”, *Proceeding of the Royal Society of London*, series A164 (1938), pp. 476-490.
- (13) トランジスタ技術 SPECIAL, No. 17 (1987), p. 105, CQ 出版社.