

温度流速計の製作

渡部 英昭

Making of a Thermo-Anemometer

Hideaki WATANABE

(2005年11月29日受理)

In Experimental Fluid Dynamics work, for the case of measurements of flows which are fluctuating velocity and temperature simultaneously, it is not possible to make accurate measurements using conventional constant temperature hot wire anemometers because of the principle of its constant temperature circuit. The cold and hot wire thermo-anemometer which was developed by Makita et al. can provide reliable experimental data in such flow field. Their thermo-anemometer uses I-I- or I-X-probe which consists of cold wire probe (I-probe) and hot wire probe (I-or X-probe). The cold wire connects to the constant current thermometer which provides temperature signals and the hot wire connects to the constant temperature anemometer which provides velocity signals. The hot-wire anemometer has thermal compensator for velocity signals. The constant current thermometer has phase compensators for low- and high-frequency ranges and a digital delay circuit transforming the spatial difference to a time difference on the frozen pattern hypothesis.

The purpose of this paper is to make a new thermo-anemometer system which has some improvements for Makita's device.

1. 緒言

流れ場で生じている流体现象を実験的に解明する場合、その測定手段として主に使用されるのは定温度型熱線流速計である。定温度型熱線流速計は、安価で、精度が高く、ある程度の電氣的知識を持っていれば自作も可能で、複雑な操作も必要としない、などの優れた特長を有する⁽¹⁾。その反面、測定する流れ場に温度変動が存在する場合は、計測原理上、測定結果に信用が置けない、という致命的な欠点も有する⁽²⁾。しかし、自然界における流れには、何らかの形でその内部に温度変動を伴う場合が多い。よって、実験室内において、風洞等により流れのシミュレーションを行い厳密なデータを得たい場合には、その流れ場内に温度変動を持たせる必要がある^{(3),(4)}。

蒔田らは定温度型熱線流速計が持つ上記の欠点を解消し温度変動を伴う流れ場においても正確に温度・速度信号を測定できる手段として、高精度な二線式温度流速計を提案した⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。この装置は、定温度型熱線流速計と定電流型温度計から成っており、流れ

場から同時に得られた温度信号と速度信号を厳密に分離することができる。そしてそれらを用いて、相互に補償し合うことにより、温度変動をもつ流れ場においても正確な温度・速度信号を得ることが可能となった。

本研究では、蒔田らが提案した前記二線式温度流速計に若干の改良を加えたものを製作することを目的としている。

2. 温度流速計の基本構成

蒔田らが考案した二線式温度流速計のブロックダイヤグラム⁽⁵⁾を図1に示す。本温度流速計は定温度型熱線流速計と定電流型温度計から構成されている。既報⁽⁸⁾で示したように、熱線流速計①には流速に対する温度補償を行うための演算回路⑥が組み込まれている。一方、今回製作した定電流型温度計には、通常定電流型温度計②の他に、高・低周波位相補償回路③④、遅延補償回路⑤が組み込まれている。熱線流速計側では温度計から出力された温度信号

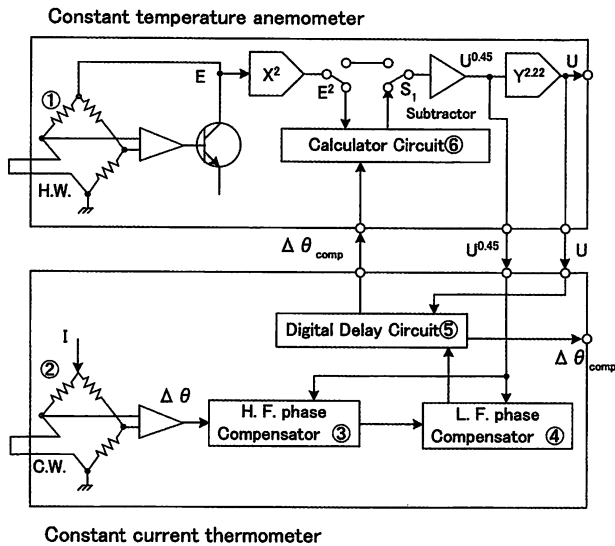


図1 二線式温度流速計ブロック図

$\Delta\theta_{comp}$ を用いて流速信号に対して温度補償を行い、温度計側では流速計から出力される速度信号 U および $U^{0.45}$ を用いて高・低周波位相補償および遅延補償を行う。

3. 定電流型温度計

3.1 定電流型温度計の動作原理

定電流型温度計の動作原理を図2に示す。プローブ先端に溶接された、直径 $2.5\mu m$ 、長さ $2mm$ のタングステンワイヤ（以下、冷線と称する）は、抵抗 $R_1 \sim R_4$ にて構成されたホイートストンブリッジの一辺を成している。この冷線に常に $1mA$ の電流が流れるように、ブリッジに接続された定電圧回路の出力を調整する。上記電流値は十分に小さいため、

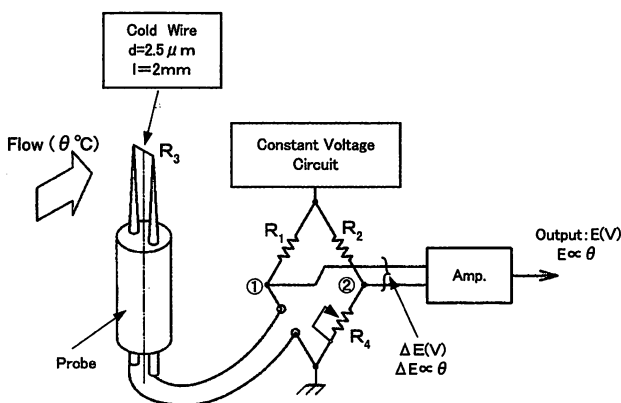


図2 定電流型温度計動作原理図

冷線で発生するジュール発熱量は無視できる程度となる。すなわち、冷線の温度は上記電流を流しても変化せず、常に周囲の流体温度と同一であると見なすことができる⁽⁷⁾。室温状態 θ_r ($^{\circ}C$)の気流中にプローブを挿入し、可変抵抗 R_4 を調整することによりブリッジの平衡をとる。気流温度が θ_r ($^{\circ}C$)から θ ($^{\circ}C$)へと上昇すると、冷線の温度も θ ($^{\circ}C$)に変化するため、冷線の持つ電気抵抗値が増加する。その結果、前述したブリッジの平衡状態が崩れ、図中①と②間に不平衡電圧 ΔE が生じる。この ΔE は気流温度 θ と室温 θ_r の差である $\Delta\theta$ ($^{\circ}C$)に比例するが、あまりにも値が小さいため、増幅部にて1000倍程度に増幅してから出力する。よって、この時の出力電圧 E (V)は、 $\Delta\theta$ に比例する。

3.2 製作した定電流型温度計

3.2.1 温度検知部

定電流型温度計の場合、温度検知部としては基本的に図2に示したI型プローブが用いられることが多い⁽²⁾。プローブは絶縁体である本体（ステム）、温度検知部である冷線、それを支える2本のプロング（直径 $0.5mm$ 以下、長さ約 $30mm$ ）から構成されている。プロング先端は針状にとがらせてあり、その部分に冷線がスポット溶接されている。

3.2.2 基本的な信号の流れ

図3に、今回製作した定電流型温度計の回路図を示す。図中C.V.で示した定電圧回路からの出力を可変抵抗にて分圧した後、差動増幅回路 OP_{sq} を介してブリッジ部分に入力することにより、図中C.W.で示した冷線に $1mA$ の電流が流れるようにする。室温からの気流温度の変化により生じた不平衡電圧は、ブリッジ部から増幅部に入力されて増幅された後、温度信号として出力される。同信号は後述する各種補償が為されたあとで室温加算部 OP_{room} にて室温に相当する電圧 θ_r を加算されることにより、摂氏温度に相当する電圧 $\theta = \theta_r + \Delta\theta$ として出力される。本回路では気流温度 $10.0^{\circ}C$ ごとに $1.00V$ が出力されるようになっており、たとえば温度 $23^{\circ}C$ なら、本回路からの出力は $2.30V$ となる。

3.2.3 各種補償回路

定電流型温度計の場合、いくつかの要因により、出力される温度信号の精度が劣化する。よって、正確な信号を得るためには、後述するような各種の補償を行う必要がある^{(6)~(7)}。以下、それぞれの劣化要因に対する補償法を項目別に記す。

3.2.3.1 高周波位相補償回路

流れの中の温度が変動する場合、その変動周波数が大きくなるにつれて、温度計から出力される温度信号の振幅が減衰し始める。これは、温度検知部である冷線自身の熱容量が原因となって生じる現象である。すなわち、図2に示したように冷線は直径 $2.5\mu\text{m}$ 、長さ 2mm 程度の有限な体積と、固有の比熱を持っている。物体の体積が無限に小さい場合は、熱容量がゼロと考えられるため周囲の気流温度

の変化に対し、その物体の温度も瞬間的に追従して変化する。しかし、有限な体積を持つ冷線は有限な熱容量を持つため、気流温度の変化に対して冷線自身の温度変化が即応できない。その結果、周囲の温度変化と、冷線の温度変化すなわち抵抗値変化との間に位相遅れが生じる。つまり、気流温度が正弦波状に変化したと仮定した場合、気流温度が最大値を示した時点で冷線温度はまだ上昇途中でであり、冷線温度が気流温度の最大値に達する前に気流温度が下

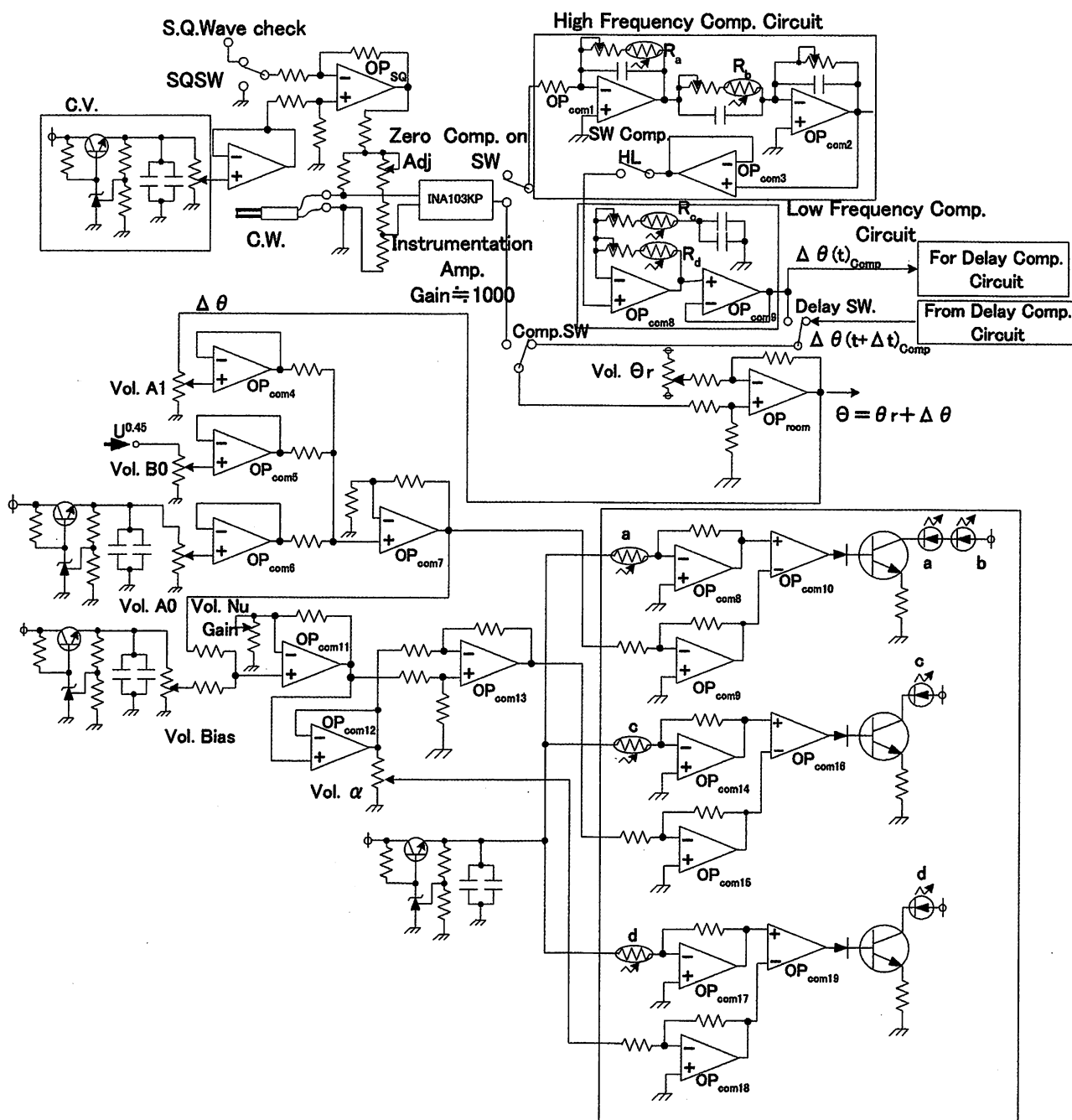


図3 定電流型温度計回路図

がり始めるため、冷線が示す最大値は気流温度の最大値より小さい値になる。逆も同様で、気流温度が最小値を示した時点で冷線温度は下がりきっていないため、冷線が示す最小値は気流温度の最小値より大きい値となってしまふ。その結果、前述のように温度信号の振幅に減衰が生じるのである。この減衰現象は、冷線の体積が大きいほどより低い温度変動周波数から発生し、また温度変動周波数が高くなるほど一層顕著に現れる。例えば、図2のプローブの場合、100Hz程度からその影響が現れる。そのため、直径1 μ m未満のごく細い冷線を用いることで熱容量を減らし、数kHzの温度変動まで減衰が起こらないようにする方法も提案された⁽⁹⁾が、冷線の強度が弱く、乱れの大きい流れ場内ではすぐ断線するため実用的とは言えなかった。また、温度計内に冷線の周波数応答特性とは逆の伝達関数を持つ回路を設け、信号が減衰する周波数領域における回路のゲインを高めることにより補償する方法が考案されたが、時定数が固定されていて実用性に乏しかった⁽¹⁰⁾。よって蒔田らは、熱線流速計からの流速信号を用いて補償回路の時定数を動的に制御する位相補償法を提案した⁽⁵⁾。詳細は略すが、蒔田らにより導かれた冷線の時定数 M_c は以下ようになる。

$$M_c = \frac{C}{a_0 + a_1 \Delta \theta + b_0 U^{0.45}} \quad (1)$$

$\Delta \theta$ は気流温度と室温との瞬間的な温度差を表している。 $U^{0.45}$ は熱線流速計で得られる速度信号であり、 a_0 , a_1 , b_0 , C はいずれも、定数として温度計の較正時に決定される数値である。上式で明らかのように、冷線の時定数は気流温度と流速だけの関数となっており、冷線直径はパラメータに入っていない。よって、常に同じ直径の冷線を使用しなければならない、などという制約は全く無く、測定に使用する冷線の特性に合わせて、温度計の較正時に回路側で上記各定数を決定すればよい。以上の位相補償を実現できる回路として、蒔田らは図3において高周波補償回路として示した部分の回路構成を考案した⁽⁵⁾。同補償回路においては、モリリカ製フォトカプラを抵抗器 R_a , R_b として用い、オペアンプ $OP_{comp4} \sim OP_{comp10}$ にて構成されたフォトカプラ駆動部分によって、温度 $\Delta \theta$, 速度 $U^{0.45}$ の変化に追従した抵抗値となるよう R_a , R_b を制御することで、上記(1)式に則り瞬間的に補償回路の時定数を変化させる。本研究では、蒔田らが考案した回路における抵抗値等に若干の修正を加えた上で製作した。

3.2.3.2 低周波位相補償回路

冷線を支持するためのプロングは2本必要であり、それぞれが冷線に比べて直径が約200倍、長さが約15倍の大きさとなっているため、体積に比例する熱容量は冷線の百万倍程度となる。そのため、冷線が十分追従できる低周波領域での温度変動であっても、プロングの温度変化は追従できず、冷線・プロング間の温度変動速度に位相差が生じる。例えば図2のプローブの場合、この現象は0.01Hz 辺りから生じ始める。プロングに溶接されているワイヤ両端ではプロングとの間に熱伝導が発生するため、ワイヤ中心付近との間に温度差が現れる。その結果、冷線温度が気流温度とは異なる値を示すようになり、温度信号が減衰する。よって既報⁽⁶⁾に示したように、正確な温度信号を得たい場合は、この低周波領域における減衰を補償する手段が必要となる⁽¹¹⁾。詳細は省略するが、蒔田らはプロングの持つ熱的時定数が

$$M_c = \frac{K}{a_2 + a_3 \Delta \theta + b_1 U^{0.45}} \quad (2)$$

となることを示した⁽⁶⁾。 a_2 , a_3 , b_0 , K は温度に依存しない定数であり、較正時に決定される。その他の記号の意味は前述した(1)式と同じである。蒔田らが考案した回路においては、図3に示すように、モリリカ製フォトカプラを含む OP_{comp8} および OP_{comp9} から成る補償回路が構成されている。その抵抗値 R_c , R_d は、 $OP_{comp11} \sim OP_{comp19}$ を有するフォトカプラ駆動回路により $\Delta \theta$ と $U^{0.45}$ に追従して動的に制御される。その結果、瞬間的に補償回路内の時定数が変化し、低周波で生じる位相差に対する補償を行うことができる⁽⁶⁾。本研究でも、蒔田らの回路に若干の修正を加えたのみで製作している。

3.3.3 遅延補償回路

定電流型温度計を温度流速計に組み込んで使用する場合、測定には図4に示すようなI-I型、もしくはI-X型プローブ(図示せず)を使用する⁽²⁾。流速検知部である熱線を、温度検知部である冷線と同一位置に置くことは物理的に不可能であるため、両者を流れ方向に関して ΔX (図では1mm) だけずらす必要がある。その場合、冷線は必ず熱線の上流側に設置される。その理由は、熱線はジュール発熱によって約180°C程度に加熱されており、もし熱線を上流型に配置すれば、その熱後流が下流側の冷線に影響を及ぼし、正確な流れの温度を検知できなくなるためである。

温度と速度の検知位置が流れ方向において ΔX

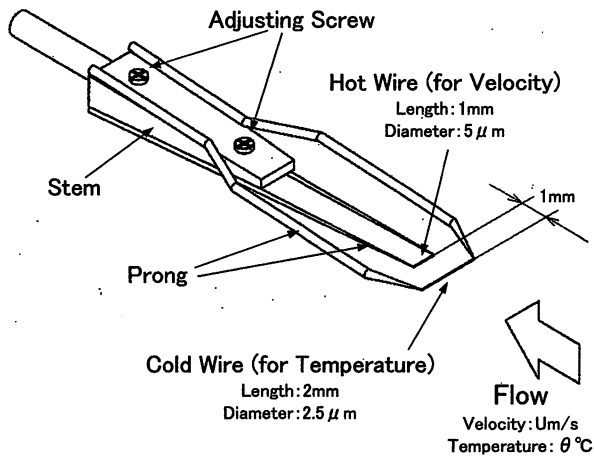


図4 I-I型プローブ

だけ異なるため、温度計と流速計から同時に出力された温度信号と速度信号は、同一時刻、同一位置での現象を表していない⁽⁶⁾。つまり、流れ方向の流速を U (m/s) として Taylor の流れの凍結仮説⁽¹²⁾ を使用した場合、両信号間の時間のずれ Δt は

$$\Delta t = U / \Delta X \quad (3)$$

となり、速度信号と温度信号との間に時間的な位相差 Δt が存在することとなる。これは、温度・速度相関量を求める際、時刻的に異なる2つの現象に関する相関量ということになり、本来得られるべき同一時刻における相関量との間に誤差を生じさせる。また、先述の高・低周波数での位相補償を行う際にも、異なる時刻での $\Delta \theta$ および U ⁴⁵ を同時に使用することとなり、温度信号に対して過補償や補償不足が生じ、波形に高調波もしくは波形のなまりが発生する原因になりやすい。これらを防ぐためには、速度信号より先に検知される温度信号を Δt だけ遅延させ、速度信号と同期させた上で出力させる必要がある。蒔田らは、流れの凍結仮説⁽¹²⁾ に基づき、流速信号 U に応じて温度信号をデジタル回路で遅延させる方法を考案した⁽⁶⁾。 Δt は U の値により変化するため各瞬間で異なる値となるが、蒔田らの回路では遅延時間が U に即応して変化している。本研究で設計・製作した回路では、基本的な思想として蒔田らの回路に従っているが、遅延用の素子として三菱電機製デジタルディレイ M50198 を新たに採用した他、素子入力時の温度信号の振幅および DC 電圧成分を素子のスペックに合わせて調整できる機能を付属させてある。詳細は略すが、この遅延補償回路により、先ほど述べた高次相関量を求める際の誤差および過補償による高調波の発生、

補償不足による波形のなまりの発生などを防止することができた。

3.3 回路設計・製作時の留意点

3.3.1 ヘッドアンプ部に対する改良

前述したように、気流温度が室温状態から変化した際にブリッジ部から出力される不平衡電圧は大変微小であるため、本温度計ではゲインを1000倍程度に設定する必要がある。これを通常のおペアンプ1個で実現しようとする、そのおペアンプが持つオープンループゲインが極端に減少し周波数特性が大幅に劣化する⁽¹³⁾。そのため、高い周波数を持つ信号が減衰し、その周波数領域におけるデータの信頼性がなくなり、高精度な測定に使用することができない。大きいゲインを使用し、なおかつ上記のような現象を防ぐためには、図5に示すおペアンプ3個により構成される「インストルメンテーションアンプ」を使用することが望ましい⁽¹⁴⁾。インストルメンテーションアンプは、2個のおペアンプ (OP_{INST1} および OP_{INST2}) から成る増幅部前段と、おペアンプ1個 (OP_{INST3}) から成る増幅部後段にて構成されている。そして、各段におけるゲインを数十倍程度に抑えても全体のゲインを大きく取ることが可能であるため、オープンループゲインの減少は抑制され、その結果周波数特性の劣化を防ぐことができる。同回路において前段の両おペアンプ間に可変抵抗 R_1 を挿入し、これを調整することにより回路全体のゲインを自由に設定できる。

しかしこの回路では、① OP_{INST1} および OP_{INST2} 間で生じるオフセット電圧の差が、そのまま OP_{INST3} において数十倍に増幅されるため、特に前段におけるゼロ調整を厳密に行わないと、出力において大きな誤差を生じる (ゼロ調整回路は非表示)。②前段ほどではないが、後段においてもゼロ調整を厳密に行う必要がある (ゼロ調整回路は非表示)。③前段

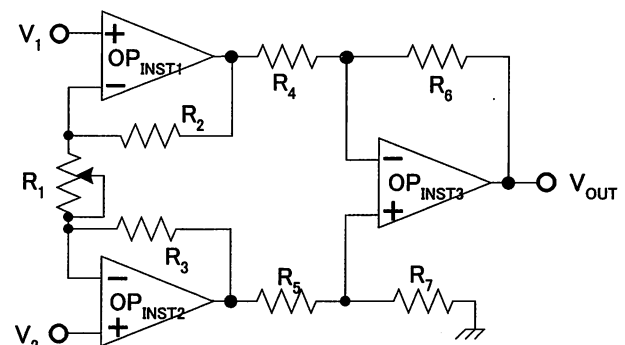


図5 インストルメンテーションアンプ

におけるゼロ調整を行う際、両オペアンプに生じたオフセット電圧が相互に影響を及ぼし合い、一方のオフセット電圧を調整してゼロに近づけると、それにつれて他方のオフセット電圧が増大する。よって両者のゼロ調整を厳密に行うことが大変困難である。著者が以前試作した回路では、これを防ぐため両者間にスイッチを挿入し、本スイッチをオフにした状態で OP_{INST1} および OP_{INST2} のゼロ調整を独立して行い、両者とも調整が完了した状態でスイッチをオンにする方式をとった。しかし、回路を長時間使用した場合、素子自体の発熱により温度ドリフトが生じ、オフセット電圧が素子の個性に応じて個々に異なった変化をした。そのため測定に使用中、最初に調整したゼロ設定が徐々に狂うこととなり、誤差を抑えるために再調整する必要が生じた。以上のように、通常のインストゥルメンテーションアンプでは、測定前および測定中のゼロ調整を行うのに大変手間取った。④オペアンプ3個の他、前記スイッチ、抵抗器等を基板上に配置しなくてはならないため、基板面積の増大につながった。これは耐ノイズ特性を考える際、大変不利⁽¹⁵⁾となった。

以上の欠点に対し、本研究では図3に示すようにヘッドアンプとしてバーブラウン社製 INA103KP を採用した。本アンプは、低ノイズ、低ひずみのインストゥルメンテーションアンプとして開発された、16ピンワンチップの DIP タイプモノリシック素子であり、2つの入力端子を持つ他、ゲインを決定するための抵抗器3個、およびゼロ調整用の半固定抵抗1個を外付けすれば、1000倍までの増幅を行うことが可能である。そしてゲイン1000において60kHzまでフラットな特性を持っている⁽¹⁶⁾。

本素子を使用したことにより、ヘッドアンプ部に要した基板面積は半分以下となり、ゼロ調整も半固定抵抗1個の調整だけで済むので大変容易になった。また、測定前に一度ゼロ調整をしておけば、測定中の調整は不要であった。

3.3.2 回路全般に対する留意事項

ヘッドアンプ部も含め、回路全体に渡って留意した事項を以下に示す。①ノイズ特性向上のため、回路全体で使用するオペアンプには全てノイズ特性のすぐれたものだけを選んだ。②出力信号にもっとも大きな影響を及ぼすヘッドアンプ入力部分の固定抵抗器については、誤差0.01%未満のビシェイ製金属箔抵抗を使用した。③使用した抵抗器は固定、半固定を問わずすべて誤差1%未満の金属皮膜抵抗とした。④ヘッドアンプ部以外の差動増幅部分に使用し

た金属皮膜抵抗器は、個々の抵抗値を厳密に測定し、組み合わせた際の誤差が0.1%未満となる抵抗器同士だけを厳選して使用した。⑤基板は両面プリント基板とし、ノイズ特性を考慮して基板材質をガラスエポキシとした⁽¹⁷⁾。⑥遅延補償回路はアナログ部分の他にデジタル部分も有している。このデジタル部分には遅延素子制御用のクロックパルス発生回路を設けており、そこから常に数MHzのノイズが発生している。よって熱線流速計、定電流型温度計(高・低周波位相補償回路内蔵)、遅延補償回路アナログ部、同デジタル部をそれぞれ完全に独立したケーシング内に納め、クロックパルスノイズの影響を極力受けないようにした。そのため遅延補償回路デジタル部も含め、個々独立したケーシングは、全て強度・ノイズ特性を考慮し、機械加工により精度よく仕上げられた厚さ5mmのアルミ板で組み立てられており、各板間の隙間からノイズが侵入するのを防いだ。⑦ボリュームやスイッチ、BNCコネクタ等を配置した前面パネルと基板との接続には全て同軸ケーブルを使用し、耐ノイズ特性を向上させた。⑧ケーブルのシールドが基板上に1点アースとなるよう⁽¹⁸⁾、慎重かつ厳密に配線した。⑨アースパターン設計時に各ケーブルのシールドをアースに落としやすいよう、留意した。⑩各オペアンプの電源ピンとGNDライン間には、ノイズを拾わないようリード線を極力短くした1000pFのセラミックコンデンサを、バイパスコンデンサとして直付けした⁽¹⁷⁾。通常、バイパスコンデンサとしては0.1もしくは0.01 μ F程度の容量を用いることが多いが、本計測装置はデジタル部分を含んでいるため、そこから発生するノイズがMHzオーダーとなり、信号に高調波が載りやすい。よって、通常よりバイパスコンデンサの容量を小さくし、上記の値とした。⑪特に高調波ノイズが載りそうな部分には3端子コンデンサを使用し、発生したノイズを減衰できるようにした⁽¹⁸⁾。⑫通常多用されるスイッチング電源は、その回路内でトランジスタのオンオフが頻繁に行われるためノイズ発生源となりやすい。よって本温度流速計の全ての電源には、ノイズ発生量が少ないドロップ型電源⁽¹⁹⁾を自作して使用した。⑬全ての装置に対して上記電源を外付けとすることにより、装置自体のノイズ特性を向上させた。⑭デジタル回路とアナログ回路を厳密に分離し、それぞれ完全に分離された別電源を用いることにより、電源ラインを通じてデジタル部分からの高調波ノイズがアナログ部分に混入することを防いだ。

4. 加熱気流の測定

既に報告済みである温度補償回路を備えた定温度型熱線流速計⁶⁾と、今回製作・完成した定電流型温度計を接続することにより、二線式温度流速計を構成した。そして、非加熱自由噴流内に設置した加熱円柱後流における乱流諸量の測定を行い、良好な結果が得られた。それに関しては次報で示す。

5. 結論

蒔田らが考案した2線式温度流速計に若干の改良を加えた新たな2線式温度流速計を今回製作し、実際に加熱気流の測定を行った結果、以下のような結論を得た。

- ①温度計のヘッドアンプ部にワンチップのインストゥルメンテーションを採用したことにより、従来よりゼロ調整の精度が向上した。また、測定に使用中、あらたにゼロ点を再調整する必要がなくなった。
- ②実際に加熱気流の測定を行い、良好な結果が得られた。

6. 参考文献

- (1) 蒔田, 実験流体力学 (EFD) 流れの計測技術の基礎と応用, 日本機械学会, 1993, pp21~pp30.
- (2) 蒔田, 流れの計測, Vol.12, No.16, 1995, pp3~pp17.
- (3) 蒔田, 森, 新美, 日本機械学会論文集, 57-534, B, 1991, pp404~pp411.
- (4) 蒔田, 大庭, 日本機械学会論文集, 69-681, B, 2003, pp1097~pp1104.
- (5) 蒔田, 森, 澤田, 日本機械学会論文集, 58-545, B, 1992, pp90~pp97.
- (6) 蒔田, 澤田, 森, 日本機械学会論文集, 58-554, B, 1992, pp154~pp161.
- (7) 蒔田, 機械の研究, Vol.46, No.3, 1994, pp400~pp406.
- (8) 渡部, 秋田工業高等専門学校研究紀要 Vol.40, 2005, pp1~pp8.
- (9) Fabris, G., Rev. Sci. Instrum., 49, 5, 1978, pp654~pp.664.
- (10) Chevray & Tutu, N. K., Rev. Sci. Instrum., Vol.4., No.10, 1972, pp1417.
- (11) Hojstrup, J., Rasmussenn, K., & Larsen, S. E., DISA Information, No.20, 1976.
- (12) Taylor, G. I., Proc. Roy. Soc.London, A164, 1938, pp.476.
- (13) 岡村, OPアンプ回路の設計, CQ出版社, 1990.
- (14) 実験で学ぶ OP アンプのすべて, CQ 出版社, トランジスタ技術スペシャル No.41, 1993.
- (15) 伊藤健一, アースと基板, 日刊工業新聞社, 1983.
- (16) INA103KP カタログ, バーブラウン社.
- (17) 伊藤健一, アースとベタパターン, 日刊工業新聞社, 1994.
- (18) 実験で学ぶノイズ対策技術のすべて, トランジスタ技術スペシャル No.64, CQ 出版社, 1998.
- (19) 戸川治朗, 実用電源回路設計ハンドブック, CQ 出版社, 1994.