

〈논 문〉

광도전성저항을 이용한 열선유속계의 하드웨어적 온도보상에 관한 연구

이신표* · 고상근**

(1996년 4월 25일 접수)

Hardware Temperature Compensation Technique for Hot-Wire Anemometer by Using Photoconductive Cell

S. P. Lee and S. Ken Kauh

Key Words : Hot-wire Anemometer(열선유속계), Photoconductive Cell(광도전성저항),
Temperature Compensation(온도보상), Thermistor(서미스터)

Abstract

A new hardware temperature compensation method for hot-wire anemometer is investigated and an analog compensating circuit is proposed in this article. A photoconductive cell is introduced here as a variable resistor in the anemometer bridge and the linearized output of a thermistor is used to monitor the input of the photoconductive cell. In contrast with the conventional method, any type of temperature sensor can be used for compensation if once the output of thermometer varies linearly with temperature. So the present technique can diversify the compensating means from a conventional passive compensating resistance to currently available thermometers. Because the resistance of a photoconductive cell can be set precisely by adopting a stabilizing circuit whose operation is based on the integration function of the operational amplifier, the accuracy of compensation can be enhanced. As an example of linearized thermometer, thermistor sensor whose output is linearized by a series resistor was used to monitor the fluid temperature variation. Validation experiment is conducted in the temperature ranged from 30°C to 60°C and the velocity up to 40m/s. It is found that the present technique can be adopted as a compensating circuit for anemometer and hot-wire type airflow meter.

기 호 설 명	
A_s : 열선의 표면적	I_1, I_2, I_3 : 연산증폭기의 부귀환루프를 흐르는 전류들
C : 콘덴서	M : 식 (5)의 피적분함수 $\left(= -\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_c}{R_{ref}} \right)$
E_B : 브릿지상단의 전압	R_0 : 온도 0°C에서 열선의 저항
G : 전압의 증폭정도 (Gain)	R_1, R_2 : 광도전성저항
h : 대류열전달계수	R_A, R_B : 브릿지의 고정저항
I : 열선을 흐르는 전류	R_c : 과열비설정용 가변저항, 온도보상을 위해 브릿지에 가하는 저항

*회원, 서울대학교 대학원 기계공학과

**회원, 서울대학교 기계공학과

- R_t : 온도 T_t 에서 열선의 저항
- R_L, R_M, R_H : 온도 T_L, T_M, T_H 에서의 서미스터 저항
- R_p : 광도전성저항 R_2 와 병렬연결된 저항
- R_{ref} : 연산증폭기로의 입력전류를 정하는 고정저항
- R_s : 서미스터출력의 선형화를 위한 직렬 저항
- R_{th} : 서미스터저항
- R_w : 열선의 작동저항
- S : 전압의 증감정도 (Shift)
- T_f : 유체온도
- T_H, T_L, T_M : 선형화 온도범위에서의 고온, 저온과 평균온도
- U : 유속
- V_c : 온도보상을 위해 광도전성저항회로에 가하는 입력
- V_{ref} : 광도전성저항회로에서 고정입력전압

그리스문자

- α_w : 열선의 온도저항계수
- ΔV : 유속계에서 고정저항 R_A 양단의 전압

상첨자

- * : 기준
- n : 반복조정과정을 나타내는 인자

1. 서 론

열선유속계는 열선과 유체 사이의 대류열전달관계를 이용하여 유속을 측정하는 기기이다. 그러나 열선유속계의 출력은 유속이 일정한 경우에도 유체의 온도가 변화함에 따라 변화한다. 이것은 열선과 유체사이의 대류열전달량이 단순히 유속뿐만 아니라 유체의 온도변화에 따라 민감하게 변하기 때문이다. 따라서 온도가 변화하는 유동장의 경우 온도보상을 고려하지 않은 유속 측정은 많은 오차를 유발한다. 열선유속계 이외에도 최근에 사용이 늘고 있는 열선형의 공기유량계의 경우도 정확한 유량을 계산하기 위하여 필수적으로 온도보상회로를 채택하고 있다.⁽¹⁾

이와 같은 온도보상의 중요성 때문에 열선유속계의 개발과 함께 온도보상에 대한 연구도 병행하여 진행되었으나 유속계의 브릿지회로에 보상저항을 이용하여 온도변동의 효과를 상쇄시키는 방법 이외에는 큰 진전을 이루지 못했다.⁽²⁾ 보상저항을 이용한 온도보상방법은 대부분의 경우, 만족스러운 결과를 보이고 있지만 가장 큰 단점은 기존의 우수하고 다양해진 온도검출 수단을 사용할 수 없는 것이다. 현존하는 대부분의 온도계들은 전압, 저항의 형태로서 온도변화를 검출하지만 최종적인 출력은 증폭되고 선형화된 형태의 전압을 출력한다. 그러나 이 전압신호를 온도보상에 사용할 수 있는 기존의 방법은 연구되지 않았다.⁽³⁾ 최근에 광도전성저항(photoconductive cell)을 열선유속계의 회로에 도입하여 응용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.⁽⁴⁾ 광도전성저항은 입력이 LED(Light Emitting Diode), 출력이 CdS(Cadmium Sulfide)로 구성된 반도체 소자로서 입력전압에 따라 출력측의 저항이 비선형적으로 변화하는 특성을 갖는다.⁽⁵⁾

백금저항을 사용하는 온도보상법⁽⁶⁾을 제시하였던 Takagi는 최근 열선유속계의 현황과 미래라는 논문⁽⁴⁾에서 유속계의 과열비 설정과 주파수응답시험 등에 광도전성저항을 사용하기 위한 다양한 응용회로를 제시하였다. 이신표^(3,7)는 광도전성저항을 구동하기 위하여 컴퓨터와 아날로그-디지털변환기를 사용하는 소프트웨어적인 방식으로 유속계의 온도보상을 수행하였으며, 유속에 대한 감도를 향상시키기 위하여 속도에 따라 과열비를 재설정하는 회로에 광도전성저항을 사용하였다. 온도보상실험의 경우 전압의 형태로 온도변화를 검출하는 대부분의 온도계를 열선유속계의 온도보상에 사용할 수 있는 기초연구를 수행하였다. 그러나 소프트웨어적인 보상방법의 경우 실제 기기에 적용하기에는 다소 복잡하였으며, 기술적인 어려움으로서 광도전성소자의 저항이 입력전압이 일정한 경우에도 미세하게 변동하여 정밀한 온도보상을 수행하기 위해 반복적인 교정과정을 필요로 했다.

이와 같은 연구배경을 바탕으로 본 연구에서는 입력전압에 대하여 광도전성소자의 저항을 안정적으로 유지하는 구동용회로를 제안하고 선형화된 출력특성을 갖는 임의 형식의 온도계의 예로써 서미스터의 출력을 이용하여 열선유속계의 온도보상을 수행한다. 온도보상의 이론을 간단히 살펴보고 이를 하드웨어적인 회로의 구성으로 실현할 수 있는

방법에 대하여 논의한 후 보상회로를 도입한 열선 유속계를 설계한 후, 실험을 통하여 제시한 방법의 타당성을 검토한다.

2. 온도보상이론

유체온도의 변화가 급격하지 않은 등은 유동장에 대한 온도보상이론은 정온도형 열선유속계의 정특성방정식을 해석하여 유도할 수 있다.^(3,6) Fig. 1은 기본적인 정온도형 열선유속계의 회로로서 전체적으로는 브릿지(bridge)와 직류증폭기(amplifier)로 구성된다. 여기서 R_w 는 작동중인 열선이며 R_A 와 R_B 는 고정저항, 그리고 R_C 는 열선의 과열비 설정용 가변저항이다.⁽²⁾

이 경우 고정저항 R_A 양단에서 나타낸 유속계의 출력 ΔV 는 다음과 같이 표시된다.

$$(\Delta V)^2 = \frac{A_s R_A^2}{R_0 \alpha_w} \left(1 - \frac{R_B R_0 (1 + \alpha_w T_i)}{R_A R_C} \right) h(U) \quad (1)$$

여기서 A_s 는 열선의 표면적, R_0 는 0°C에서의 열선의 저항 그리고 α_w 는 열선의 온도저항계수이며 $h(U)$ 는 열선과 유체 사이의 대류열전달계수로서 유속에 따라 지배적으로 변화한다고 가정한다.

그러나 식 (1)은 $(1 + \alpha_w T_i)$ 의 항을 포함하고 있기 때문에, 출력은 T_i 의 변화에 따라 변화하게 되는데, 만약 식 (1)의 분모에 있는 저항 R_C 를 온도 T_i 의 변화에 따라 의도적으로 다음과 같이 변화시키면 출력은 속도 U 에만 의존하게 되고 유속계의 온도보상이 이루어지게 된다.⁽³⁾

$$R_C = R_C^* \frac{(1 + \alpha_w T_i)}{(1 + \alpha_w T_i^*)} \quad (2)$$

여기서 상첨자 *는 기준유체온도에서의 값을 나타낸다. 기준온도 T_i^* 에서 과열비설정용 저항을

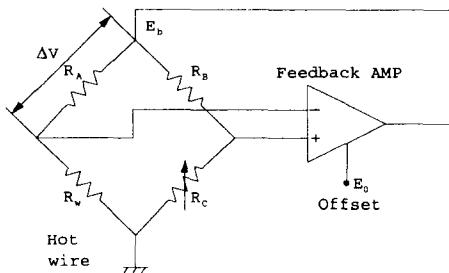


Fig. 1 Basic circuit of constant temperature anemometer

R_C^* 로 설정한 후 실험을 수행하여 속도에 따른 출력곡선을 얻으면 기준출력곡선을 얻게 된다. 온도보상이 성공적으로 수행된 경우 열선유속계의 출력은 이 기준 출력곡선에 일치하게 된다.

브릿지를 설계하는 경우 유속계의 감도와 응답특성을 고려하여 브릿지 좌우의 저항비 ($R_A : R_B$)는 약 100배로, 열선과 열선과 직렬연결된 고정저항사이의 비 ($R_w : R_A$)는 약 10배가 되도록 설계한다. 본 연구에서 사용한 저항값은 $R_w \sim 5 \Omega$, $R_A \sim 47 \Omega$, $R_B \sim 4700 \Omega$, $R_C = 750 \Omega$ 이다. 여기서 $R_C = 750 \Omega$ 으로 설정한 이유는 상온에서 대략 5Ω 인 열선의 저항을 작동시에 약 7.5Ω 이 되도록하여 과열비를 1.5로 설정하기 위함이다. 이 경우 식 (2)에 근거하여 온도보상을 위하여 설정해야 할 R_C 의 변화정도를 예측하려면 열선의 온도저항계수를 알아야 하는데 본 연구에서는 이신표⁽³⁾의 결과를 근거로 0.0039를 사용하였다. 기준상태 즉, 보상을 수행하여 일치시키려는 온도를 30°C로 정하고 R_C 를 750 Ω으로 설정한 경우 온도변화에 따라 보상해야 할 R_C 의 변화정도를 나타내면 Fig. 2와 같으며 유체온도가 증가하면 선형적으로 R_C 를 증가시켜 브릿지에 가함으로써 유속계는 온도보상된 전압을 출력하게 된다.

R_C 를 변화시키는 방법으로써 수동으로 과열비 설정용저항 R_C 을 재조정할 수도 있고⁽⁶⁾ 보상저항을 사용하는 방법도 있으며,^(2,6) 온도신호를 광도전성 저항에 인가하여 저항을 변화시켜 브릿지에 가하는 방법도 있다.⁽³⁾ 본 연구는 아날로그 보상회로를 구성하여 하드웨어적인 방법으로 유속계의 온도보상을 수행하는 것으로 최종목표는 온도에 따라 Fig. 2와 같은 저항변화를 가져오는 온도-저항변환

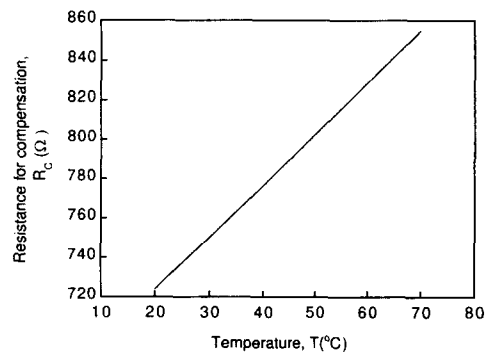


Fig. 2 Resistance variation for temperature compensation

회로를 구성하는 것이다.

3. 광도전성소자 구동용 안정화 회로

광도전성저항은 입력전압에 따라 그 출력측의 저항이 변화하는 능동적 저항소자로서 향후 열선유속계뿐만 아니라 신호계측분야 및 제어분야에서 많은 응용이 기대된다.^(4,5) 그러나 광도전성저항은 그 입력전류가 일정한 경우에도 주위 유체의 온도에 따라 그 출력측의 저항이 변화하거나 흐르는 전류의 자체발열(self heating)에 의하여 저항값이 변동(drift)하는 특징을 보인다.⁽⁴⁾ 이신표⁽³⁾의 경우에도 온도보상을 수행함에 있어서 수시로 광도전성소자의 저항을 교정해야 하는 단점을 경험하였다. 저항의 설정이 불안정하면 온도보상의 정밀도는 당연히 떨어지게 되므로 소프트웨어적인 방법이나 하드웨어적인 방법 모두 광도전성소자를 안정적으로 구동하기 위한 회로가 반드시 필요하다. Takagi⁽⁴⁾는 연산증폭기의 적분회로를 응용하여 증폭기의 부귀환루프(feedback loop)에 광도전성소자를 연결하여 광도전성소자의 저항이 입력되는 전압에 의해서만 설정되고 주변온도의 변화나 자체발열에 의한 영향을 받지 않는 시험적인 회로를 제안하였다.

본 연구에서는 광도전성저항이 연결되는 부분의 회로를 변경하여 Fig. 3과 같은 회로를 구성하였다. Takagi는 소자내부에 한 개의 LED와 두 개의 CdS를 포함한 광도전성저항(model MCD-7212 F)을 사용하여 회로를 구성하였으나 본 연구에서는 국내에서 이 소자를 구할 수 없는 관계로 하나의 소자에 각각의 LED와 CdS가 들어있는 소자(model MCD-725F)를 두 개 사용하여 안정화 회로를 구성하였다.

Fig. 3은 연산증폭기(operational amplifier)의

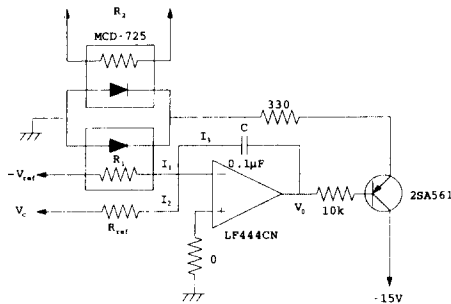


Fig. 3 Stabilizing circuit for photoconductive cell

적분회로로서 가상접지(imaginary short)의 개념을 이용하여 해석할 수 있다.⁽⁹⁾ 비반전 입력단자(+)는 접지와 연결되어 있으므로 반전입력측(-)의 전위도 0이다. 가상접지점을 지나는 소자는 R_1 , R_{ref} , C 인데 이들 소자를 지나는 전류 I_1 , I_2 , I_3 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_1 &= -\frac{V_{ref}}{R_1} \\ I_2 &= \frac{V_C}{R_{ref}} \\ I_3 &= C \frac{dV_0}{dt} \end{aligned} \quad (3)$$

키르히호프의 법칙을 가상접지점에 적용하면 전류의 출입은 다음과 같이 표시된다.

$$-\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_C}{R_{ref}} + C \frac{dV_0}{dt} = 0 \quad (4)$$

이를 적분하면 출력 V_0 를 다음의 식으로 구할 수 있다.

$$V_0 = \frac{1}{C} \int_0^t \left(-\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_C}{R_{ref}} \right) dt \quad (5)$$

여기서 피적분함수를 다음과 같이

$$M = -\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_C}{R_{ref}} \quad (6)$$

로 두고 부귀환과정을 단계적으로 고찰하면 저항 R_1 이 입력전압 V_C 에 따라 다음의 식으로 설정됨을 보일 수 있다.

$$R_1 = \frac{V_{ref} \cdot R_{ref}}{V_C} \quad (7)$$

식 (7)로 유지되던 균형이 순간적으로 $R_1 > \frac{V_{ref} \cdot R_{ref}}{V_C}$ 이 되면 피적분함수 M 은 양수가 되고 시간이 흐름에 따라 V_0 는 증가하게 된다. V_0 가 증가하면 트랜지스터의 베이스 입력전류가 증가하게 되어 광도전성저항의 LED에는 더욱 많은 전류가 흐르게 된다. 이에 따라 LED의 세기가 증가함에 따라 CdS의 저항값은 감소하게 된다. 즉, 초기에 순간적으로 증가된 R_1 에 대하여 안정화회로는 R_1 의 저항값이 작아지는 방향으로 부귀환이 걸리게 된다. 즉, 커지려는 R_1 의 작용에 대하여 회로는 R_1 의 증가를 억제하는 방향으로 작용하며 반대로 R_1 이 감소하는 경우도 비슷한 논리로 설명될 수 있다. LED에 흐르는 전류는 또 다른 하나의 광도

전성저항에도 흐르므로 두 개의 광도전성저항의 성질이 정확히 같다면 Fig. 3에 표시된 광도전성저항의 출력측 저항 R_2 도 역시 식 (7)로 표시될 것이다.

Fig. 4는 Fig. 3의 회로를 이용하여 실제 회로를 구성한 후 여러 경우의 V_{ref} 에 대하여 V_C 를 변화시키면서 실험한 결과로써 재현성 및 분해능이 온도보상에 적합함을 확인할 수 있다. 저항값 R_2 는 근사적으로 식 (7)과 같은 경향을 보이고 있으나 위에서 언급한 바와 같이 광도전성저항 두 개의 성질이 정확히 일치하지 않으므로 회로의 저항이나 콘덴서의 용량으로 정해지는 식 (7)의 이론값과는 차이를 보이고 있다.

그러나 Fig. 4의 결과를 실제 유속계에 적용하기 위해서는 몇가지 기술적인 문제가 따른다. 첫째는 광도전성저항의 저항값이 매우 높기 때문에 브릿지에 이 회로를 그대로 적용하기 곤란하다. 왜냐하면 Fig. 2를 통하여 알 수 있듯이 브릿지에서 사용되는 R_C 의 저항값은 대략 $1k\Omega$ 정도이기 때문이다. 둘째, 브릿지의 저항들을 교체하여 균형을 맞추었다고 해도 온도보상을 위해 변화시켜야 하는 저항값이 워낙 작고, 이에 따라 안정화회로에 가해줘야 하는 전압의 변화도 작아지게 되므로 미세한 전압을 정밀하게 제어해야 하는 어려움이 생긴다. 따라서 본 연구에서는 기존의 브릿지를 변형하는 대신 광도전성저항의 출력에 다른 고정 저항을 붙인 합성병렬저항을 구성하여 이와 같은 문제를 해결하였다. Fig. 4와 식 (7)을 보면 저항의 변화는 $\sim 1/V_C$ 의 경향을 보이고 있는데 병렬로 고정저항을 연결하면 저항이 선형적으로 변화할 것임을 예상할 수 있다.

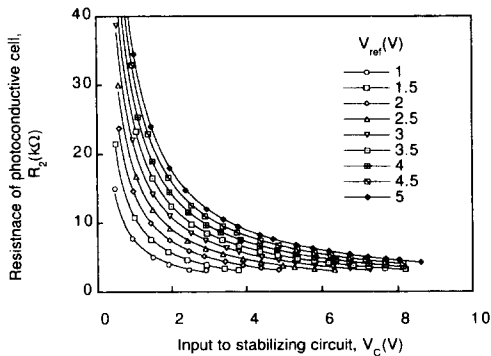


Fig. 4 Resistance variation of photoconductive cell with input voltage

고정저항의 대략적인 값을 산정하기 위하여 Fig. 2와 Fig. 4를 비교하였다. Fig. 4와 같이 광도전성소자 구동회로의 최종저항은 입력되는 전압이 증가할수록 저항이 감소하므로 유체의 온도가 증가함에 따라 브릿지에 가하는 저항을 증가시키려면 입력전압을 감소시켜야만 한다. 입력이 $8V$ 일 때 광도전성소자의 저항은 약 $4.13k\Omega$ 이며, Fig. 9에서 $20^\circ C$ 에서 브릿지에 가해주어야 할 저항은 723.8Ω 이므로 다음의 식 (8)에 의하여 병렬저항으로 약 877.6Ω 을 얻을 수 있다. $1k\Omega$ 의 가변저항을 조정하여 877.6Ω 으로 설정한 후 Fig. 3의 안정화회로에서의 최종출력측 저항 R_2 와 병렬연결한 후 입력전압을 변화시키면서 실험한 결과를 Fig. 13에 나타내었다.

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{4.13k\Omega} = \frac{1}{723.8\Omega} \quad (8)$$

Fig. 5에 함께 나타낸 직선은 실험데이터를 선형으로 curvfit한 결과로서 합성된 병렬저항이 입력

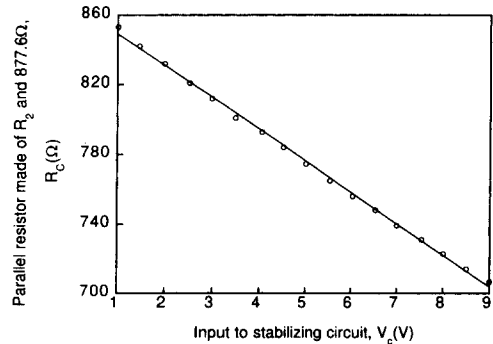


Fig. 5 Resistance variation of parallel resistor with input voltage

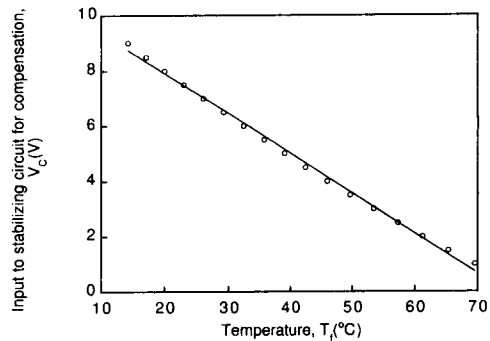


Fig. 6 Input to stabilizing circuit for temperature compensation

전압에 대하여 거의 선형적 변화를 보여주고 있다. Fig. 2와 Fig. 5의 결과를 서로 비교해 보면 만약 Fig. 5의 결과를 완전히 선형적인 변화관계로 가정할 때 온도변화에 따라 광도전성저항에 가해주어야 하는 전압이 선형적임을 알 수 있으며 온도변화에 따른 전압변화를 예상하면 Fig. 6으로 나타낼 수 있다. 따라서 적절한 온도검출수단을 이용하여 온도를 전압으로 검출한 후 선형화하고 이를 조절하여 온도에 따라 Fig. 6에 나타낸 전압을 생성하고 최종적으로 이를 광도전성저항 구동회로에 인가하면 열선유속계는 온도보상된 신호를 출력하게 된다.

4. 서미스터의 온도검출 특성 및 출력의 선형화

본 연구에서는 선형화된 온도센서의 한 예로써 서미스터를 이용하는 온도검출회로와 신호의 선형화과정에 대하여 연구한다. 서미스터는 온도증가에 따라 저항이 감소하는 저항소자로서 열전대와 함께 가장 널리 사용되는 온도검출수단이다. 온도에 대한 분해능과 재현성이 우수하며 상온정도의 온도변동에 대해서 매우 안정한 저항변화 특성을 갖는다. 또한 공업적으로 널리 사용되는 만큼 선형화 회로를 비롯한 응용회로가 잘 개발되어 있다.⁽¹⁰⁾

서미스터의 온도와 저항의 관계는 다음의 식으로 표시된다.

$$R_{th} = R_{th0} \exp\left(B\left(\frac{1}{T_i + 273} - \frac{1}{T_0 + 273}\right)\right) \quad (9)$$

여기서 B는 서미스터 상수이며 식 (9)의 양변에 상용대수를 취하여 나타내면 다음과 같이 표시된다.

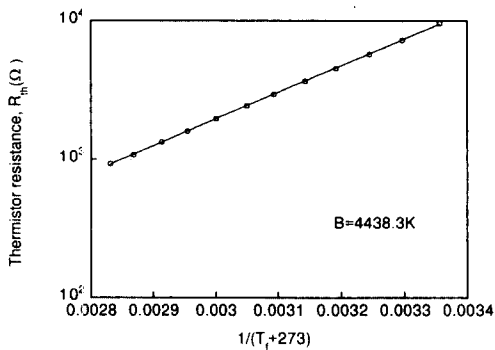


Fig. 7 Variation of thermistor resistance with temperature

$$\log R_{th} = 0.4342B\left(\frac{1}{T_i + 273}\right) + \log R_{th0} - 0.4342B\frac{1}{T_0 + 273} \quad (10)$$

Fig. 7은 본 연구에서 사용한 하나의 서미스터 (TD5-310)의 온도에 따른 저항변화곡선으로 대수척도(log scale)로 나타내었을 때 하나의 직선에 잘 근사됨을 알 수 있다. 서미스터와 같이 저항의 변화가 지수함수적으로 변화하는 경우에는 가장 간단한 선형화기법(linearizer)으로서 서미스터와 직렬로 저항을 연결하여 출력전압이 직선과 3점에서 교차하도록 조정하는 저항보정법이 사용된다.⁽¹⁰⁾

Fig. 8은 선형화과정을 나타낸 개략도로서 세 온도 T_L , T_M , T_H 에서의 전압 E_L , E_M , E_H 가 선형적인 관계가 되도록 직렬저항 R_s 를 조정하는 것을 보여준다. E_L , E_M , E_H 에서의 전압은

$$E_L = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_s \quad E_M = \frac{R_M}{R_M + R_s} V_s$$

$$E_H = \frac{R_H}{R_H + R_s} V_s \quad (11)$$

으로 표시되고 선형관계를 만족시키려면 $E_L + E_H = 2E_M$ 을 만족해야 하므로 이로부터 선형화를 위한 직렬저항값으로

$$R_s = \frac{R_M(R_L + R_H) - 2R_L R_H}{(R_L + R_H) - 2R_M} \quad (12)$$

를 얻는다. 본 연구에서는 온도보상의 목표영역을 30°C에서 60°C 사이로 설정하고 서미스터 전압의

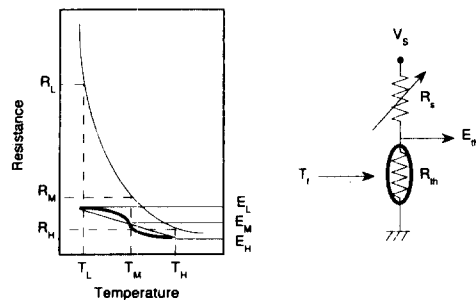


Fig. 8 Linearization of thermistor output with a series resistor

Table 1 Thermistor resistances at 30°C and 60°C

Temperature (°C)	30 (T_L)	45 (T_M)	60 (T_H)
Resistance (Ω)	7317.3	3667.2	1973.2

선형화를 시도한다. 다음의 Table 1은 30°C와 60°C에서의 서미스터 저항데이터를 정리한 것이다.

위의 데이터를 이용하여 식 (12)에 따라 R_s 를 산출하면 2654.8Ω임을 알 수 있다.

Fig. 9는 Fig. 7의 서미스터에 산출된 직렬저항을 연결한 후 회로의 전원전압을 1, 1.5, 2V로 바꾸어 가면서 온도에 따른 선형출력특성을 실험한 것이다. 예상한 바와 같이 서미스터로부터의 평균출력이 인가전압에 따라 증가하지만 선형적인 특성을 보여 주고 있다. 그런데 여기서 인가전압을 선정할 경우 고려해야 할 사항은 서미스터의 자체발열에 의한 영향이다. 높은 전원전압을 인가하면 온도에 따른 전압변동이 커서 신호원으로서의 좋은 특성을 보이지만 서미스터 내부를 흐르는 전류에 의한 자체 발열로서 서미스터의 저항값이 변동한다면 극단적인 경우 온도보상에 이용할 수 없게 된다.

Fig. 10은 Fig. 9와 Fig. 7의 데이터를 이용하여 서미스터에서 발생하는 열량을 예측한 것이다. 보통 서미스터의 허용소비전력은 자연대류가 지배하는 무풍상황에서 0.1mW로 제한하기 때문에⁽¹⁰⁾

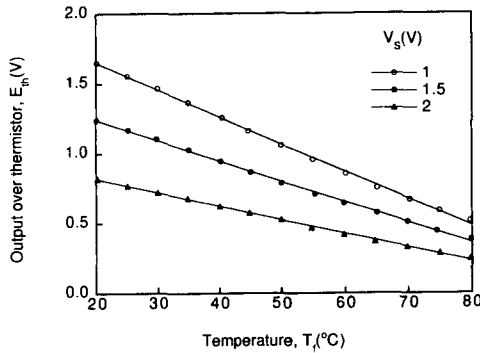


Fig. 9 Linearized output over thermistor

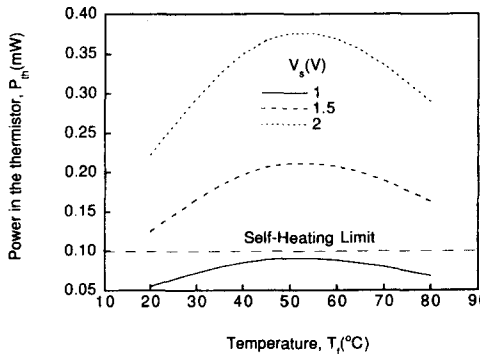


Fig. 10 Power generation in the thermistor

Fig. 10에서 가능한 한계 전원전압은 1V임을 알 수 있다. 서미스터에서 발생하는 열량은 서미스터의 저항과 직렬로 연결된 저항값이 근사적으로 일치하여 impedance의 정합(matching)이 발생하는 온도 범위인 50°C에서 60°C 사이에서 최대가 됨을 알 수 있으므로 직렬연결된 저항과 동일한 저항이 되는 온도에서 발생하는 최대열량을 계산하여 전원전압을 결정해야 한다.

5. 온도계출력전압의 하드웨어적 조정

이상의 해석을 통하여 온도보상을 위해 광도전성 소자 구동회로에 가해야 하는 전압과 선형화된 서미스터 온도센서의 출력전압을 얻을 수 있었다. 이 두 출력은 선형적이지만 Fig. 11에서 알 수 있는 바와 같이 두 전압 사이에는 차이가 있으므로 서미스터전압 E_{th} 는 구동회로에 인가해야 할 전압 V_c 가 되도록 조정되어야 한다. 두개의 선형적인 직선을 서로 근사시키기 위하여 증폭(gain)과 증감(shift)회로를 구성한다. 본 연구에서 목표로 하는 온도보상의 영역은 30°C에서 60°C 사이로서 두 온도에서 출력을 정리하면 Table 2와 같다. 따라서 증폭해야 할 양 gain을 G로, 증감해야 할 양 shift를 S로 나타내면

Table 2 Thermistor outputs and voltages needed for compensation

Temperature	E_{th} (V)	V_c (V)
30°C	0.726	6.369
60°C	0.416	2.157

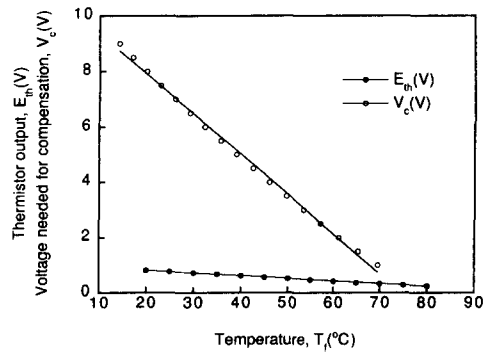


Fig. 11 Thermistor output and voltage needed for compensation

$$\begin{aligned} 0.726G + S &= 6.369 \\ 0.416G + S &= 2.157 \end{aligned} \quad (13)$$

의 관계가 성립함을 알 수 있다.

위의 두 식은 G, S에 대한 연립방정식으로 만족하는 G, S를 구하는 것이 쉬워보이지만 하드웨어적인 반복조정방법으로 G와 S를 정하는 것은 여러 가지 기술적인 어려움이 따르며 다음에 예시하는 경우와 같이 조정이 가능한 경우와 불가능한 경우가 존재하게 된다. 이상적인 경우로서 Fig. 11의 두 전압 출력을 직선으로 가정하고 두 직선을 조정하는 과정을 설명한다. Fig. 12는 기본적인 연산증폭기를 이용하여 구성된 전압조정회로로서 두 개의 가변저항을 이용하여 gain과 shift를 조정한다.

Fig. 12의 gain과 shift의 초기 설정을 가장 일반적인 경우로서 각각 1, 0으로 두면 이 경우 V_c 의 출력은 그대로 E_{th} 가 된다. 이 상태에서 서미스터를 30°C의 항온조에 넣고 shift를 초기의 0으로 유지한 상태로 gain을 조정하여 이때의 출력이 30°C에서의 $V_c(6.369V)$ 가 되도록 조정한다. 이후에 gain을 조정된 상태로 두고 60°C에서 출력이 $V_c(2.157V)$ 가 되도록 shift를 조정한다.

이와 같은 가상반복과정을 요약하면 다음과 같이 표시할 수 있다. 여기서 상첨자 n은 이전의 값을 나타내며 n+1은 이전의 값을 이용하여 새로이 계산된 값을 나타낸다. 반복과정에서 gain과 shift는 임시적인 값으로 G^n, S^n 으로 유지되다가 이 값을 이용하여 새로운 값으로 조정되면서 G^{n+1}, S^{n+1} 로 바뀌게 된다.

$$\begin{aligned} G^{n+1} &= \frac{-S^n + 6.369}{0.726} \\ S^{n+1} &= -0.416G^n + 2.157 \end{aligned} \quad (14)$$

그러나 만약 30°C에서 shift를 조정하고 60°C에서 gain을 조정하는 반복수렴과정을 채택한다면 가상적인 반복과정은 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} S^{n+1} &= -0.726G^n + 6.369 \\ G^{n+1} &= \frac{-S^n + 2.157}{0.416} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (13)을 만족하는 gain과 shift는 명백히 존재하지만 하드웨어적인 반복과정을 거쳐 조정하는 경우 위에 열거한 두 가지 방법은 전혀 다른 결과를 보여준다. 이것은 식 (13)을 다음과 같이 S에 대한 두 식으로 표시하고 두 식의 교차점 즉, G와 S의 해를 찾아가는 과정으로서 설명될 수 있으며 이를

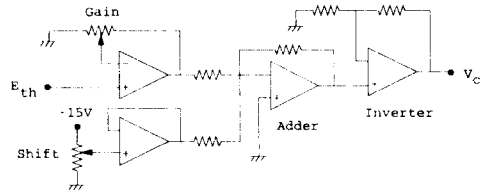


Fig. 12 Voltage adjustment circuit of shift and gain

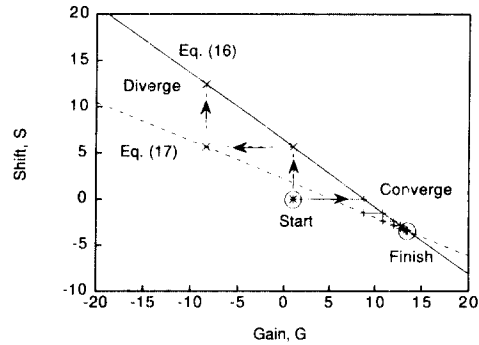


Fig. 13 Adjustment process of gain and shift

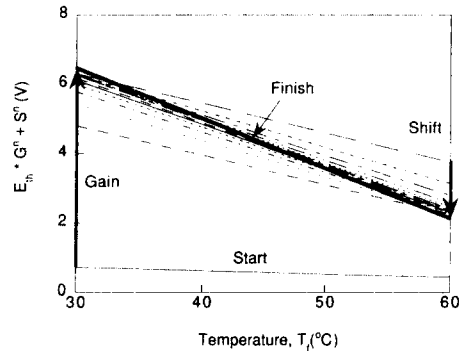


Fig. 14 Pictorial view of voltage adjustment process

Fig. 13에 나타내었다.

$$S = 6.369 - 0.726G \quad (16)$$

$$S = 2.157 - 0.416G \quad (17)$$

식 (14)와 식 (15)는 모두 식 (13)을 변형한 것이지만 앞에서 언급한 바와 같이 gain과 shift를 조정하는 온도가 서로 다르다. 그 결과 식 (14)는 start로 표시된 처음 출발점($G=1, S=0$)에서 최종 해인 두 직선의 교차점으로 수렴해 가지만 식 (15)로 표시된 경우는 반복과정을 진행해 갈수록 발산함을 알 수 있다. Fig. 13에 보인 조정과정중의 G, S를 이용하여 수렴해 가는 전압을 전체온도

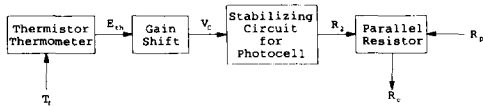


Fig. 15 Block diagram of temperature compensation circuit

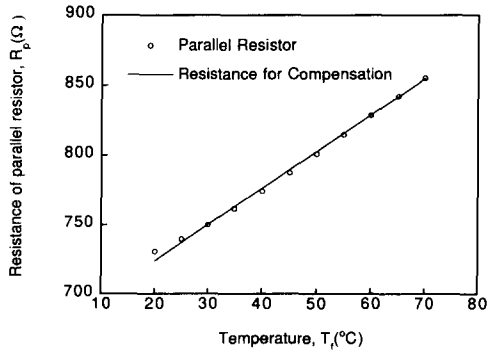


Fig. 16 Resistance variation of the parallel resistor

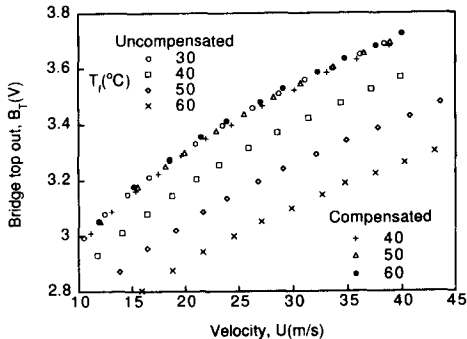


Fig. 17 Compensated and uncompensated output curves

범위에서 예측하면 Fig. 14와 같다. 초기의 전압에서 출발하여 조정과정을 반복할수록 온도보상을 위해 필요한 전압으로 수렴한다.

6. 실험을 통한 검증

Fig. 15는 선형화된 서미스터온도계(Fig. 8), 전압조정회로(Fig. 12), 광도전성저항 구동회로(Fig. 3)와 병렬저항(식 (8))으로 구성된 최종적인 온도 보상회로의 개념도로서 검출된 온도가 최종적으로 온도보상에 필요한 저항으로 변환되어 유속계의 브릿지에 가해지는 과정을 보여준다. Fig. 16은 전원 전압이 1V로 유지되고 있는 서미스터 온도검출회

로의 출력이 Fig. 15의 과정을 거쳐 최종적인 저항으로 변환된 결과이다. 실제 조정과정에서는 이론적인 예측을 통하여 산출된 대략적인 G와 S를 이용하여 각각 13.5와 -3.5가 되도록 먼저 조정한다. 후 실험을 통하여 30°C와 60°C에서 Fig. 2에 나타난 출력저항이 되도록 미세조정을 반복하였다.

Fig. 17은 온도보상되지 않은 출력곡선과 본 연구에서 제시한 회로를 이용하여 온도보상을 수행한 경우의 출력을 나타내고 있다. Fig. 17을 통하여 온도보상의 중요성을 알 수 있으며 실험을 수행한 온도 및 속도범위에서 온도보상이 성공적으로 수행됨을 알 수 있다. 본 연구에서 제안된 보상방법의 기본 개념은 하나의 브릿지저항을 보상저항(compensation resistance probe)으로 사용한 기존의 방법^(2,6,8)과 동일하며 따라서 발생하는 오차의 양도 기존의 방법과 정확히 동일하다. 그러나 광도전성저항을 채택한 온도보상방법은 기존의 방법과 비교하여 온도검출수단을 다양화할 수 있는 큰 장점을 갖는다. 이신표⁽³⁾가 수행한 소프트웨어적인 온도보상방법에서는 비선형적인 전압변화를 정확히 묘사할 수 있으므로 본 하드웨어적 방법에 비하여 오차의 발생이 적게 될 것으로 예상된다. 그러나 온도보상을 위해 필요한 전압을 더욱 정교하게 생성한다면 온도보상의 오차는 소프트웨어적인 방법이나 기존의 보상저항법과 동일할 것이다. 따라서 검출된 온도신호의 조정과정에 대한 이후의 연구가 필요하다. 본 연구를 통하여 개발된 온도보상회로는 열선유속계뿐만 아니라 스트레인게이지 그리고 실제 자동차용 또는 공조기기용 공기유량계의 실제 하드웨어 회로구성에서 성공적인 온도보상을 수행할 수 있을 것이다.

7. 결론

광도전성저항과 온도에 따라 선형적인 전압을 출력하는 임의 형식의 온도계를 이용하는 하드웨어적인 온도보상회로를 설계하고 실제 유속계의 브릿지에 온도에 따른 저항의 변화를 인가함으로써 온도보상된 출력을 얻을 수 있었다. 연산증폭기의 적분기능을 이용하는 광도전성소자 구동회로는 소자의 저항을 입력되는 전압에 따라 정밀하게 제어할 수 있었으며 회로의 최종 출력측 저항과 병렬로 고정저항을 연결함으로써 입력전압에 따라 선형적인 저항변화특성을 갖는 전압-저항변환회로를 구성할 수

있었다. 선형화된 온도계의 일례로서 직렬저항보상 방법으로 서미스터의 출력을 선형화하고 조정하여 광도전성저항 구동회로에 입력함으로써 최종적으로 온도보상에 필요한 온도-저항변환회로를 구성할 수 있었다. 30°C와 60°C의 온도범위와 40m/s 이하의 속도범위에서 하드웨어 온도보상회로를 유속계에 적용하여 온도보상이 성공적으로 이루어짐을 확인 하였다.

후 기

본 연구는 학술진흥재단의 신진연구인력 지원사업에 의하여 이루어졌으며 이에 대하여 관계자에게 감사드린다.

참고문헌

(1) Bearman, P. W., 1971, "Corrections for the Effect of Ambient Temperature Drift on Hot-Wire Measurements in Incompressible Flow," *DISA Information*, No. 11, pp. 25~30.

(2) Drubka, R. E., Tan-atichat, J. and Nagib, H. M., 1977, "Analysis of Temperature Compensating Circuits for Hot-Wires and Hot-films," *DISA Information*, No. 22, pp. 5~14.

(3) 이신표, 고상근, 1996, "광도전성저항을 이용

한 열선유속계의 온도보상," 대한기계학회논문집, 제20권, 제1호, pp. 295~303.

(4) Takagi, S., 1994, "The Status and Future of Hot-wire Anemometer," *Research of Machinery*, Vol. 46, No. 6, pp. 61~67.

(5) Bradley, D. A., Dawson, D., Burd, N. C. and Loader, A. J., 1991, *Mechatronics-Electronics in Products and Process*, Chapman & Hall.

(6) Takagi, S., 1986, "A Hot-Wire Anemometer Compensated for Ambient Temperature Variations," *J. Phys. E:Sci. Instrum.*, Vol. 19, pp. 739~743.

(7) 이신표, 고상근, 1995, "유속에 따른 열선의 과열비 조절을 통한 열선유속계의 감도향상에 관한 연구," 대한기계학회논문집, 제19권, 제10호, pp. 2678~2689.

(8) Moffat, R. J. and Frota, M. N., 1981, "Effects of Combined Roll and Pitch Angles on Triple Hot-Wire Measurements of Mean and Turbulence Structure," *DISA Information*, No. 28, pp. 16~23.

(9) National Semiconductor Corp., 1989, "General Purpose Linear Devices Databook."

(10) 전자기술연구회, 1989, "센서와 전자회로," 기문사.