ツェナーダイオード形基準電圧用 10^{-5}°C 分解能恒温槽の構成

正員 園田 敏 勝 (九州工大)

非会員 梶 原 和 範 (九州工大)

正員 上 田 隆 三 (九州工大)

Construction of a Constant Temperature Bath with a Resolution 10^{-5}°C for Zener Diode Type Reference Voltage

Toshikatsu Sonoda, Member, Kazunori Kajiware, Non-Member, Ryuzo Ueda, Member (Kyushu Institute of Technology)

This paper proposes a constant temperature bath suitable for improving the performance of the zener diode type reference voltage previously presented. The bath consists of a double-layered Cu-box, which reveals the following distinctive features: (i) The temperature resolution belows to the level of 10^{-5}°C ; (ii) the fluctuation width is smaller than $5 \times 10^{-5}\text{°C}$ (p-p) and (iii) the steady state error remains within $8.6 \times 10^{-5}\text{°C}$ even if the temperature in the outer box varies by 5.9°C . This bath affirms the reference voltage of seven-figures resolution.

キーワード：二重恒温槽，最小制御可能温度，基準電圧，揺らぎと雑音，積分動作

1. ま え が き

筆者らはツェナーダイオードとリチウム電池の両者を抵抗を介して並列接続した低雑音・低揺らぎの基準電圧発生回路について検討した⁽¹⁾。そこでは，基準電圧の温度依存性を軽減するために 1.0 mm 厚の銅板を用いて 45^3 mm^3 と小型で単槽構造の恒温槽を試作して用いた。ところが，温度制御系の誤差アンプに積分動作を挿入すると，その積分時間に依らず系は不安定になるため，比例ゲインのみで動作させた。その結果，単位室温変化に対する恒温槽の温度変化は $7.14 \times 10^{-2}\text{°C}$ となり， 8.45 ppm/°C であった基準電圧の温度依存性は， 0.45 ppm/°C までにしか改善されなかった。ここで，ツェナーダイオードより5倍程度温度依存性の大きいリチウム電池を考慮して 0.1 ppm/°C の制御性を得るには，恒温槽の温度変化は， $\pm 1.73 \times 10^{-3}\text{°C}$ 以下に抑えなければならない。また，仮に室温フリーの恒温槽が構成できれば，それは基準電圧発生回路にとって理想的な恒温槽となる。このような要求に対してたとえば，恒温槽の水を攪拌することにより $\pm 3.5\text{ }\mu\text{K}$ の安定性を得た報告や，三重構造の熱絶縁を施した光パワー計測用カロリメータで単位室温変化に対し， 10^{-6}°C の制御性を得たなどの報告もある⁽²⁾⁽³⁾。しかしながら，前者は任意室温での制御が不可能で，後者は長時間にわたる制御性と基準電圧発生回路を挿入する場合を考えるとともに不適である。

本論文では，上記要求を満たす恒温槽として，文献(1)

の恒温槽を発展させ，二重構造にすることを考える⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

つまり，単槽構造では，室温の急変に対する応答性と定常偏差に問題が残ることから，外槽には室温変化に対する緩衝機能を持たせ，内槽は設定温度で正確に動作する恒温槽を構成しようとするものである。ここでは 10 mm 厚の銅板を用いて両銅箱の内寸法のそれぞれが $100^3, 250^3\text{ mm}^3$ と文献(1)の場合より，内槽が50倍，外槽は270倍程度の銅量と比較的に熱容量の大きいものを試作した。その結果，両槽の誤差アンプに積分動作の挿入が可能となり，内槽に $5 \times 10^{-5}\text{°C}$ (p-p) の変動と $1.5 \times 10^{-5}\text{°C}$ 程度の平均レベルの揺らぎを許せば，内槽温度は室温フリーになることが明らかになり，二重構造にする特徴が得られたのでその概要を報告する。また，このように 10^{-5}°C オーダの制御領域になると，今度は電流や磁界センサ⁽⁶⁾⁽⁷⁾ における最小検出分解能と同様，制御回路に用いる演算増幅器と制御性との間には密接な関係が存在し，増幅器の選択が重要になることも併せて報告する。

2. 検討する恒温槽

〈2・1〉 恒温槽に要求される温度制御性 検討する基準電圧発生回路に用いるツェナーダイオードとリチウム電池の目的とする動作温度近傍における温度係数 $K_{Z,T}$, $K_{B,T}$ は，それぞれ $8.45, 49.1 \sim 57.5\text{ ppm/°C}$ 程度である⁽¹⁾。したがって， 0.1 ppm/°C 以下の基準電圧を得るには，少なくとも両者，特にリチウム電池の温度変化は室温に依存す

〈2・3〉 温度検出と温度制御回路

高精度の恒温槽を実現するには、まず正確な温度検出が不可欠である。これに対して熱電対、電気抵抗などを用いた各種センサ⁽⁸⁾が考えられるが、常温近傍における高精度検出には、基準接点が必要で検出感度が高く金属ケースなどに封入されていない小型のサーミスタが便利である。他の温度センサとしてたとえば、3.2 mm 径で 100 mm 長のシース測温抵抗体 (Pt100) を内銅箱内に挿入して用いたところ、外銅箱数°C の変化の影響がリード線と露出したシース部を介して測温部に伝わり、 10^{-20} °C 程度の分解能を得るのも簡単でなかつ

T_r : 銅箱温度の目標値
 T_B : 銅箱温度
 T_{det} : 銅箱温度の検出値
 V_S : ブリッジ直流電源電圧
 R_i ($i=1, 2, 3$): 温度検出用ブリッジ抵抗
 α_{T_h} : 20, 27°C近傍における温度検出用サーミスタの温度係数
 R_{T_h} : サーミスタの直流抵抗
 ΔT_B : T_r と T_{det} の差
 $\varepsilon_{r,B}$: 温度センサであるサーミスタとブリッジを介して見た ΔT_B の検出値
 A_1 : ε_r を得るためのゲイン 1 の差動増幅器
 $G_T(s)$: 温度の誤差アンプ(比例ゲイン K_p , 積分時間 τ_I の PI アンプで構成)
 A_r : ヒータとペルチェ素子を駆動するパワーアンプのゲイン
 $G_B(s)$: A_r 出力端子より見た銅箱の温度に関する伝達関数で, これらはともにゲイン定数が K_B で時

表 1 恒温槽に用いた各部定数
Table 1. Parameters of the proposed system.

Dimension	Outside	Outer Cu Box	Inner Cu Box
	Inside	270hX270wX270d m/m	120hX120wX120d m/m
Thermistor Tem.Coeff.	$\alpha_{Th} = \frac{\Delta R_{Th}}{R_{Th} \Delta T}$	-3.50 %/°C, (20 °C)	-3.33 %/°C, (27 °C)
Bridge Voltage V_s		$V_{S,0} = 8.192 \text{ V}$	$V_{S,1} = 8.192 \text{ V}$
Thermistor Resistance R_{Th}		$R_{Th,0} = 5.58 \text{ k}\Omega$, (20°C)	$R_{Th,1} = 4.70 \text{ k}\Omega$, (27°C)
Error Amp $G_T(s) = K_p(1 + \frac{1}{s\tau_T})$		$K_{p,0} = 2 \times 10^2$, $\tau_{T,0} = 2 \times 10^1 \text{ s}$	$K_{p,1} = 1 \times 10^3$, $\tau_{T,1} = 1 \times 10^2 \text{ s}$
Power Amp Gain A_T		$A_{T,0} = 5.1$	$A_{T,1} = 1.0$
Cooling and Heating Element		Peltier, $Q_{max} = 134 \text{ W}$	Heater, $R_H = 25.4 \Omega$, $6W_{max}$
Thermal T.F. $G_B(s) = \frac{K_B}{1+s\tau_B}$		$K_{B,0} = 2.11 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}}$, $\tau_{B,0} = 8.19 \times 10^3 \text{ s}$	$K_{B,1} = 4.69 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}}$, $\tau_{B,1} = 1.45 \times 10^4 \text{ s}$

図 2 恒温槽のブロック図
Fig. 2. Block diagram of the proposed system.

定数が τ_B の一次遅れになった。

I_H : ヒータ電流

I_{PEL} : ペルチエ素子電流

ここで $G_B(s)$ の各 τ_B と K_B は次のようにして求めた。まず内槽の $\tau_{B,1}$ だがこれは、あらかじめ内槽の制御回路である $A_{T,1}$ とヒータとを切離しておき、両槽制御回路の電源を投入する。十分な時間が経過し、両銅箱が定常状態になったら $V_H (= I_H R_H)$ をステップ変化させ、これに伴う $T_{det,1}$ の応答性より求めた。図3は V_H を 1.27 V から零にした場合の例で、ここに $T_{B,1,det,s}$ は、応答性の確認のため別に内銅箱内に配置した市販のシース測温抵抗体型温度計の出力で、ステップ変化に対して5分程度の遅れを有し、雑音も多いのが認められる。また、図3とは逆に V_H を零から 1.27 V にした場合や V_H のステップ幅を変えてもほぼ同様の時定数が得られた。次に $K_{B,1}$ は V_H に対する定常状態における内銅箱の温度より求めた。そして外槽の $\tau_{B,0}$ はあらかじめ内槽を動作させておき、 I_{PEL} をステップ変化した場合の $T_{det,0}$ から求め、 $K_{B,0}$ は外銅箱温度の定常値を与えるペルチエ素子電圧 V_{PEL} より求めた。なお、この V_{PEL} は素子両面の温度に依存して一意に定まらない問題がある。しかしながら、外銅箱の温度を制御する目的から見ると、等価的には $K_{B,0}$ の値が若干異なるのみで、本質となる問題ではない。

温度検出用ブリッジ抵抗 R_i ($i=1, 2, 3$) の決定に関しては、高精度温度検出を実現するために、サーミスタの自己発熱を含めた動作温度における抵抗値 R_{Th} と A_1 の入力抵抗の両者を考慮して、ブリッジの平衡が得られる値とした⁽¹⁾。なお、内外銅箱両サーミスタの1個当たりに供給される電力はそれぞれ $1.5 \times 10^{-3} \text{ W}$ と $1.78 \times 10^{-3} \text{ W}$ である。

図 3 内銅箱時定数の測定
Fig. 3. Measurement of the time constant $\tau_{B,1}$ in the inner Cu-box.

次に、二重恒温槽の特徴を明らかにするために各槽の定常偏差がどの程度になるかを検討する。

〈2・4〉 定常偏差に対する検討 検討する恒温槽は基準電圧の温度依存性を軽減するのに用いるもので、仮に室温フリーのものが構成できればそれは理想的な恒温槽となる。周知のように温度制御系の誤差アンプに積分動作を挿入すると、銅箱に接着したサーミスタの温度とその目標値とは一致して理論的な定常偏差は生じないことになる。しかしながら、実際は利得の有限な増幅器を用いて積分アンプを構成するため、定常偏差を零にすることは不可能になってくる。ここではその定常偏差を検討し、二重構造にすることの意味を明確にする。まず、誤差アンプの積分器が理想の場合には、図2より $T_{det} = T_B$ として以下の関係式が得られる。

$$\Delta T_B = T_r - T_{det} \dots \dots \dots (1)$$

$$\epsilon_{T,B} = (-\alpha_{Th} V_s / 4) \Delta T_B \dots \dots \dots (2)$$

$$T_B = \{A_B / (1 + A_B)\} T_r \dots \dots \dots (3)$$

$$\Delta T_B = \{1 / (1 + A_B)\} T_r \dots \dots \dots (4)$$

ここに

$$A_B = (-\alpha_{Th} V_s / 4) G_T(s) A_T G_B(s) \dots \dots \dots (5)$$

(2)式はサーミスタの温度 T に対する抵抗 R_{Th} との関係で、 T を微小変化した場合の抵抗の変化分の定常値 ΔR_{Th} を(6)式で線形近似し、かつ温度検出用ブリッジ動作より求めたものである。また、厳密には $\varepsilon_{T,B}$ は ΔT_B に対して瞬時応答しないのだが、内外銅箱の各 τ_B と比較するとその時間遅れは無視できて(2)式のように比例ゲインのみで表わされる。

$$\Delta R_{Th}=R_{Th}\alpha_{Th}\Delta T \cdots \cdots \cdots (6)$$

ここで $s=0$ の定常状態を考えると(3)式の A_B が無限大となるため、 $T_B=T_r$ となり、各銅箱に配置した各サーミスタの温度は、それぞれの目標値に一致して定常偏差は生じないことになる。

次に誤差アンプを図4に示す具体的なPIアンプで置いた場合の定常偏差を考えてみよう。簡単のため増幅器の入力インピーダンスは無限大、開ループゲインを A_0 とすると、その伝達関数 $G_{PI}(s)$ は周知のように(7)式となる。ここで $A_0=\infty$ とすると、通常の制御理論で取り扱う(8)式のPIゲインが得られる。両者の違いは $s=0$ で(7)式の利得は A_0 になるのに対し(8)式では ∞ になることである。このことは、(8)式では理論的な定常偏差は生じないが(7)式では A_0 の大きさに依存して定まる偏差が生じることを意味している。

$$G_{PI}(s)=-\{1+s\tau_I\}/\{[1+s(\tau_I+\tau_{in})] \cdot (1/A_0)+s\tau_{in}\} \cdots \cdots \cdots (7)$$

$$G_{PI}(s)=-K_P\{1+1/(s\tau_I)\} \cdots \cdots \cdots (8)$$

ここに

$$K_P=R_f/R_i, \tau_I=C_fR_f, \tau_{in}=C_fR_i \cdots \cdots \cdots (9)$$

表2は温度制御に用いる5種の増幅器A~Eの入力オフセット電圧 V_{os} の平均温度係数($\Delta V_{os}/\Delta T$)と大振幅電圧利得のカタログ値並びにこれらの実測値を示したものである。ここで——はカタログに記入されていない部分で※印

図4 演算増幅器を用いたPIアンプ
Fig.4. PI Amplifier by using OP amp.

は、4章で示すが、ゲインの測定値が一意に定まらないことを意味する。

ここでたとえば、内槽の $G_{T,i}(s)$ に表2の増幅器Aのカタログ値を用いた場合の定常偏差を求めてみる。温度の目標値を27°Cとして表1の関係をを用いると(5)式の $A_{B,i}$ の大きさは 5.07×10^4 となる。したがって、単位温度変化に対する定常偏差 $\Delta T_{B,i}$ は(10)式となって、仮に外槽の温度が10°C変化すれば、 5.33×10^{-30} Cの偏差となる。さらに恒温槽の過渡応答性までを考慮すると単槽構造では、基準電圧で要求する性能を満足するのに無理がある。

$$\Delta T_{B,i}=5.33\times 10^{-4} \cdots \cdots \cdots (10)$$

3. 室温変化に対する恒温槽の振舞い

2・4節で検討したように、恒温槽の定常偏差はPIアンプを構成する増幅器の A_0 の大きさに依存することから、表2の増幅器Aのように $A_0=104$ dB程度(カタログ値)の増幅器を単槽構造の恒温槽に用いたのでは、ゲイン不足になることを(10)式に示した。したがって、ここではまず大振幅電圧利得が134~146 dB(カタログ値)の増幅器6個を内外恒温槽の各 A_i , $G_T(s)$, A_T (A_T は電流増幅用トランジスタを併用している)に用い $T_{r,i}=27^\circ\text{C}$, $T_{r,o}=20^\circ\text{C}$ に設定し、室温 T_R を約7.5時間かけて2.75°C程度変化させた場合の動作例を図5に示す。 T_R の変化に応じてペルチェ素子電流は-1.53 Aから-0.73 Aと0.8 A程度変化している。また、外銅箱の $\Delta T_{B,o}$ の変動分と平均レベルのシフト分は、それぞれ 7×10^{-4} °C(p-p), 1.6×10^{-4} °C程度で、特に T_R の時間微分の影響が認められ、単槽構造の限界を示している。

図5の室温を下げた場合の定常値が十分に得られていないので、正確ではないが、参考のために、これから外槽の単位室温変化に対する実験的定常偏差 $\Delta T_{B,o,EX}$ を求めると(11)式となる。また、(4)式から求めると(12)式が得られ、実験値が43~11倍も大きくなっている。なお、この差の原因については4章で検討する。

$$\Delta T_{B,o,EX}=1.6\times 10^{-4}/2.75=5.8\times 10^{-5} \cdots \cdots \cdots (11)$$

$$\Delta T_{B,o}=(1.30\sim 5.17)\times 10^{-6} \cdots \cdots \cdots (12)$$

ここで、 T_R の変化に対する内銅箱の $\Delta T_{B,i}$ に着目すると、二重構造の特徴が得られており、室温の変化にはほとんど依存することなく 2×10^{-4} (p-p)以下の変動で動作し、定常偏差も特に認められなくなっている。ここで、図5の

表2 演算増幅器の電気的特性
Table 2. Electrical characteristics of OP amp.

OP Amp	$\Delta V_{os}/\Delta T$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		Large Signal Voltage Gain dB				
	Data Sheet		Data Sheet			Experiment 24.6°C	
	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
A	6.0	3.0	-4.0 ~ -1.8	88.0	104.1	—	*
B	0.4	1.8	-0.9 ~ -0.64	140.8	144.6	—	126 ~ 152
C	0.3	—	-0.58 ~ -0.41	134.0	146.0	—	*
D	0.3	—	-0.14 ~ +0.46	134.0	146.0	—	*
E	0.2	0.8	-0.64 ~ +0.13	134.0	149.5	—	150 ~ 159

$2 \times 10^{-4}(\text{p-p})$ の変動がさらに小さくなれば、より高精度の恒温槽になることから、次にこの変動の大きさと用いる増幅器との関係を調べてみる。

内槽の $A_{1,i}$ と $G_{T,i}$ に表2の5種の増幅器を用いて、図5と同様の実験を行ったところ、ほぼ同様の特性を得たが、 $\Delta T_{B,i}$ の振舞いは使用増幅器によって大幅に異なるのが明らかになった。その中で最も変動の小さくなる増幅器はAの低ゲインを用いた場合で、その例を図6に示す。ここでは、定常偏差の具体値を知るために、外銅箱の動作温度を $18.5, 15.5, 12.6^{\circ}\text{C}$ に変化している。このデータから内槽の実験的定常偏差 $\Delta T_{B,i,EX}$ を求めると次のようになる。まず、図6の(a)と(b)図を比較すると 3.0°C の $T_{B,0}$ の変化に対し、 $\Delta T_{B,i}$ のシフト分は $5.1 \times 10^{-5}^{\circ}\text{C}$ 程度なので、単位温度変化に対する $\Delta T_{B,i,EX}$ は(13)式となる。同様に、(a)と(c)図に着目すると 5.9°C に対して $8.6 \times 10^{-5}^{\circ}\text{C}$ のシフトなので、この場合は $8.6 \times 10^{-5} / 5.9 = 1.46 \times 10^{-5}$ また、(b)と(c)図では $3.5 \times 10^{-5} / 2.9 = 1.2 \times 10^{-5}$ となつて必ずしも線形性の得られた結果とはなっていない。

$$\Delta T_{B,i,EX} = 5.1 \times 10^{-5} / 3.0$$

図5 室温の変化に対する恒温槽の振舞い
Fig. 5. Response of the proposed system to room temperature variations.

図6 外銅箱の動作温度を可変した場合の振舞い
Fig. 6. Response of the proposed system to the variation of the operating temperature $T_{B,0}$ in the outer Cu-box.

$$= 1.7 \times 10^{-5} \dots \dots \dots (13)$$

上記の定常偏差を(4)式から求めると2・4節の最後に示したように(10)式の $5.33 \times 10^{-4}^{\circ}\text{C}$ になった。したがって、この場合は、(13)式の外槽とは逆に実験値が $1/(31 \sim 44)$ 程度と小さくなっている。したがって、この原因も併せて4章で検討する。

図6の3種の外銅箱温度に対する各 ΔT_B を比較する $T_{B,0-i}$ を小さく設定した方がともに小さくなっている。この原因を考えると、外銅箱の温度検出に用いたサーミスタの温度係数 $\alpha_{T_{B,0}}$ が動作温度によって異なり、制御系のループゲインが変化している。制御系は厳密には、非線形動作している。内外銅箱間の相互干渉である。など種々の原因が考えられるが、これらの説明は今後検討していく予定である。

ここで、(13)式の $1.7 \times 10^{-5}^{\circ}\text{C}$ を(2)式より電圧の大きさに換算すると、それは $1.16 \times 10^{-6} \text{ V}$ になる。次に、この大きさについて考えてみる。表2に示す増幅器でAを除けば V_{os} の平均温度係数 $(\Delta V_{os} / \Delta T)$ のカタログと実測値は、 $0.5 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 程度である。したがって、特別に選別された増幅器を用いないかぎり、数 $^{\circ}\text{C}$ 以上変化する環境に制御回路を設置して、 10^{-5}°C オーダの制御を行うのは、不可能と言える。このことから、内槽制御回路を自身の槽内に挿入した意味が明確になる。

では、表2のAのように、温度依存性の大きい増幅器を内槽に用いた場合の $\Delta T_{B,i}$ について考えてみる。図5に示すように室温の変化に対して、外槽の温度変化は 10^{-3}°C 程度以下に抑えられることから、これと(10)式の内槽の温度依存性の積をとると、 $\Delta T_{B,i} = 10^{-3} \times 5.33 \times 10^{-4} = 5.33 \times 10^{-7}$ となつて、内槽の定常偏差は問題にならなくなる。つまり、内槽に用いる増幅器は、 A_0 の大きさと温度依存性よりも、むしろ揺らぎを含めた安定性を重視して選択しなければならないと言える。なお、詳細は厳密に検討しなければ結論づけられないが、簡単に言うと内槽より

室温変化を見た場合の恒温槽の等価ループゲイン $A_{B,eq}$ は (5) 式に対して (14) 式の極めて大きな値になることから、内槽は室温フリーとなり、二重構造のメリットが得られていると言える。

$$A_{B,eq} \doteq A_{B,0} A_{B,1} \dots\dots\dots (14)$$

以上、解析的定常偏差と実験値との差や (13) 式の定常偏差の非線形性の原因は A_0 の振舞いと密接に関連していると思われるので、微小入力電圧に対する A_0 の詳細を 4 章で検討することにする。

4. 電子回路の問題点と現状

恒温槽の定常偏差の詳細を調べるために、ここでは誤差アンプを構成する増幅器の開ループゲインの大きさと線形性を調べることにする。

周知のように 1927 年 H. S. Black によって考案された負帰還増幅器⁽⁹⁾ は、当時には賛否両論⁽¹⁰⁾があったようだが、仮に系に用いる増幅器が理想的であるならば、帰還要素によってその系の特性が定まるといえる、極めて有望な回路方式と言える。事実、3 章で検討したように、 $1.5 \times 10^{-5} ^\circ\text{C}$ に達する制御性が得られたのも、負帰還制御系の大きな特徴と言える。ところが、今回の温度制御系のように解析値と実験値とが数 10 倍も異なったり、定常偏差の線形性が得られないのも、増幅器の極限と思われる性能が系の性能を左右しているのではないかとと思われる。したがって、このような場合には、増幅器をどう考えればよいのか、増幅器の本質とは何かと考えるを得なくなる。さらに高精度の恒温槽を実現するために、現実の増幅器の問題をクリアしたのが、理想的な増幅器ではないかと考え、我々が通常増幅器を用いる際に気が付いたいくつかの問題点を以下に示してみる。

1. 正負入力インピーダンス $\neq \infty$
2. 正負入力インピーダンスの非対称性
3. 微小入力電圧に対する不感帯の存在
4. 同相除去比(入力, 増幅器電源) $\neq \infty$
5. ゲインの有限性
6. ゲインの周波数依存性
7. ゲインの非線形性
8. ダイナミックレンジの有限性
9. 出力インピーダンス $\neq 0$
10. 出力電流に対する制限
11. オフセットの存在
12. 揺らぎを含めた雑音 $\neq 0$
13. 上記各項の温度依存性, 特にオフセットの温度ドリフト

これら各項は、増幅器の使用目的に応じて適宜検討するが、検討する恒温槽で問題になるのは 1, 2, 3, 4, 5, 7, 11, 12, 13 である。通常 11, 13 は表 2 に示したように温度依存性として大きな問題になるが、内槽を制御する電子回路の動作温度条件は $10^{-5} ^\circ\text{C}$ オーダの変化と理想に近い条件であることから、ここでは特別に考えないことにする。

まず、1, 2, 4 に対しては、2・3 節に示したように、温度検出に伴うブリッジ抵抗をいかに定めるかの問題となり、増幅器の入力抵抗と比較して十分小さい $R_i \doteq R_{Th}$ (表 1 参照) を選び、かつ入力抵抗を含めてブリッジの平衡をとり、平衡の特徴が得られるようにした⁽¹¹⁾。

5 は図 5 の実験結果に見られるように、定常偏差の原因となり、恒温槽を単槽構造とする場合には問題になる。

3, 7 は 5 を含めて等価的に開ループゲイン A_0 が定ま

(a) OP アンプ A の場合

(b) OP アンプ B の場合

(c) OP アンプ E の場合

図 7 演算増幅器の線形性

Fig. 7. Linearity of the OP amp used for the temperature control.

らない問題につながり、これが検討する恒温槽で最大の問題になっていると考えられる。したがって、微小入力電圧に対する出力電圧の振舞いを表2の増幅器A～Eについて各10個を調べた。その結果、固体差も大きく A_0 の大きさが定数として定まる増幅器は一つも無かった。参考例として図7に増幅器A, B, Eの開ループゲインをともに 24.6°C で測定したものを示す。ここでは、増幅器の周波数依存性が問題にならないように、 0.05 Hz の低周波を入力し、この入力電圧 v_i と出力電圧 v_{out} とのリサージュ図で示している。これから(a)図の増幅器Aでは、大きな不感帯が存在してゲインが定まらず(b)図の同Bでは、出力電圧を $\pm 10\text{ V}$ の範囲で見ると線形性が保たれ(c)図の同Eは 154 dB の平均ゲインを有しているが、少なくとも A_0 の大きさは入力レベルの大きさに応じて2倍は異なっている。なお、C, Dの増幅器は不感帯の有るものと無いものとに分かれた。ここに、Aは廉価品、B, C, Dはほぼ同価格、Eは現時点における市販増幅器の中で雑音が最小とされているものである。

図7から判断すると、増幅器を積分動作に用いた場合の最終的なループゲインは簡単に定まらないうえ、実験値と解析値との間に大差が存在したのも理解できる。

12は電子回路を用いて系を構成した場合、恒温槽にかぎらず種々の装置で最終的に問題になる項目である。ここでは $\Delta T_{b,l}$ の揺らぎの一要因になっているとも考えられる。この問題の取り扱いが簡単でなく、また重要であることから、図5の $\Delta T_{b,l}$ の振舞いと A_0 との関連を含めて言及できればと考えている。

5. ま と め

ツェナーダイオードとリチウム電池を用いた基準電圧用恒温槽を二重構造にすることにより、内槽は $1.5 \times 10^{-5}^{\circ}\text{C}$ の制御性を得ることができた。

ここで示した $1.5 \times 10^{-5}^{\circ}\text{C}$ を厳密に言うとは、これは温度センサ近傍におけるデータであり、内銅箱全体、特に基準電圧発生回路周辺がどのような温度分布になっているかは、別に明確にする必要がある。このためには 10^{-5}°C を超える分解能を有する温度計が必要となり簡単でない。いざれにしても、要求される $\pm 1.7 \times 10^{-3}^{\circ}\text{C}$ は十分にクリアしており、実際の基準電圧に適用した場合の有効性については次の機会に検討する予定である。

3章で示したように、室温の変化が緩やかであれば外銅箱の温度は 10^{-3}°C 以上変化することはない。したがって、内銅箱制御回路の定常偏差も実質的には問題にならなくなる。したがって、内銅箱の制御回路には、低ゲインの増幅器でも十分で、むしろ揺らぎの少ない安定なものを用いた方が良い結果につながると言える。また、恒温槽のように緩やかに制御量の変化する系に用いる増幅器の評価法に関しては、その開ループゲインが一意に定まらないだけに、さらに検討を要する。

(平成7年12月1日受付、同8年4月5日再受付)

文 献

- (1) 園田・梶原・上田:「低雑音・低揺らぎ基準電圧発生回路」, 電学論C, Vol. 115-C, No. 6, p. 798, 1995
- (2) Z. Priel: "Thermostat with a stability of $\pm 3.5\text{ }\mu\text{K}$ ", J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 11, p. 27, 1978
- (3) Y. Suzuki, A. Murata, M. Araragi, & T. Inoue: "Calorimeter with Compensative Absorber for Measuring Microwatt Level Optical Power", IEEE Tr. on Instrum. Meas., Vol. 40, No. 2, p. 219, April, 1991
- (4) 梶原・園田・上田:「ツェナーダイオード型基準電圧用二重構造恒温槽」, 平成7年度, 電気関係学会九州連大1430
- (5) 園田・梶原・上田:「恒温槽の温度揺らぎと制御回路」, 平成7年度, 電気関係学会九州連大1431
- (6) 園田・上田・池本:「地磁気フリー高感度磁界センサ」, 電学論C, Vol. 111-C, No. 7, p. 279, 1991
- (7) 園田・上田・大津:「零相電流検出と電流センサ」, 電学論D, Vol. 113-D, No. 2, p. 179, 1993
- (8) 新編温度計測, 温度計測部会編, 計測自動制御学会, 平成4年10月25日
- (9) H. S. Black: "Stabilized Feed-Back Amplifiers", Elect. Engineering, 53, p. 114, Jan., 1934
- (10) "Inventing the negative feedback amplifier", IEEE Spectrum, Dec., 1977, p. 54

園田 敏 勝 (正員) 昭和19年3月7日生。41年9月東海大学短期大学部(二部)電気工学科2年中退。41年8月九州大学工学部技官, 46年4月九州工業大学工学部技官, 51年5月同大助手, 現在に至る。工学博士(九州大学)。可変速ドライブシステム, 検出器および電子計測に関する研究に従事。1990年IEEE/IAS論文賞受賞。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE会員。

梶原 和 範 (非会員) 昭和41年5月14日生。平成3年3月九州工業大学大学院電気工学科専攻博士前期課程修了, 同年4月後期課程入学, 現在に至る。電気計測および微弱光計測に関する研究に従事。

上 田 隆 三 (正員) 昭和15年12月15日生。45年3月九州工業大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。45年4月同大学電子工学科助手, 49年4月同第二部電気工学科講師, 50年7月同助教授, 60年4月同教授, 学部改組により電気工学科教授, 現在に至る。工学博士。アーク放電, 超音波振動, 揺らぎおよびセンサなどに関する研究に従事。1990年IEEE/IAS論文賞受賞。

IEEE 会員。