

半導体製品の計測器への応用

Application of Semiconductor Devices to Measuring Instruments

笹間 純也* 倉持 義徳*
Junya Sasama Yoshinori Kuramochi

内 容 梗 概

半導体製品の計測器への応用は年とともにその分野を広げてきているが、この稿では単なるトランジスタ化以外の特種な半導体素子を利用した計測器について紹介してある。すなわち、

(1) トランジスタチョッパを用いた全トランジスタ化温度変換器

温度の検出端としては熱電対、測温抵抗体ブリッジなどがあるが、これらの微小の mV 出力電圧を増幅し、0~10 V の直流電圧あるいは 0~16 (4~20) mA の直流電流に変換する変調形増幅器で、とくにその直交変換器としては低ドリフトのトランジスタチョッパを使用し、無接点化するとともに入出力を絶縁したものである。

(2) ホール発電器を用いた電力変換器

磁束密度を線路電流、制御電流を線路電圧に比例して発生させホール発電器に加えると、出力は両者の相乗積に比例するので電力測定が可能であり、応答速度が数分の 1 秒以下で、かつ消費電力負担が P T 側 1 VA 以下、C T 側 2 VA 以下のものである。

(3) ペルチェ効果を用いた電子恒温槽

熱電素子に流れる電流を制御することによって発熱または吸熱させ小形恒温槽の温度を制御するもので、周囲温度 20°C において槽内温度を 0~50°C の範囲にわたり ±0.1°C の精度で制御できるものである。

1. 緒 言

半導体製品のうちトランジスタは小形、堅ろう、長寿命、消費電力小などの利点を有するところから、計測器への応用はすでに広くゆきわたっており、ほかにも報告されているので⁽¹⁾⁽²⁾、この稿ではとくに特殊な半導体素子、すなわちトランジスタチョッパ、ホール発電器および熱電素子を取りあげその応用について述べることにする。トランジスタチョッパは 1955 年 Bright によって提唱されたが、われわれはとくに計測器用の低ドリフトチョッパの開発を進め、1961 年には製品化した。その後種々の応用面の検討、開発を行ってきたがここでは代表的な温度変換器の例を述べる。これは誘導対策、入出力絶縁がなされておりしかも白金-白金ロジウム熱電対からの低入力でも十分使用できるものである。

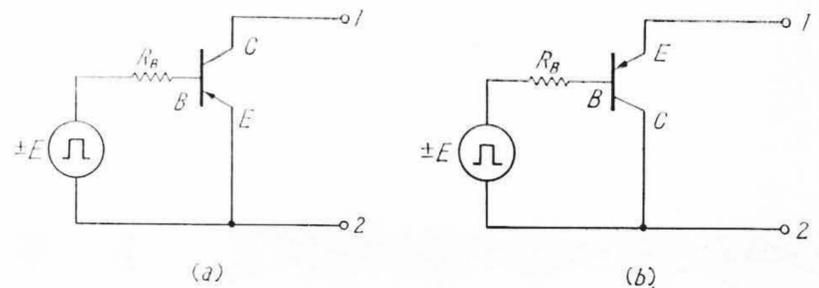
ホール発電器は戦後半導体において発生するホール電圧がきわめて大きいことから注目された。われわれも不平衡電圧、整流電圧の小さい、温度特性のすぐれた Ge 素子からなるホール発電器の開発に成功し、これを用いた静止形電力変換器を製品化した。これは従来の静止形電力変換器であるサーマルコンバータに比べ応答速度が速く、かつ PCT 負担が小である特長をもっている。

また半導体のペルチェ効果も、ヴィーデマンフランク定数が金属の場合より不利であるにもかかわらず、熱起電力が著しく大きいため冷却特性のすぐれた半導体材料を得ることができ、これを用いて 0~50°C の間を自由に温度設定できる恒温槽を製品化した。以下これらについて具体的に報告するが、このように新しい半導体素子の開発は独特な計器の開発にもつながるものであり今後の発展が期待されるものである。

2. 原理と応用

2.1 トランジスタチョッパとその応用^{(3)~(7)}

工業計測にはしばしば低レベルの直流電圧を測定する必要がある。たとえば温度測定の場合の熱電対の起電力、白金、銅あるいはサーミスタなどの測温抵抗体を一边に組み込んだブリッジに発生する不平衡電圧などである。このような数 mV ないし数 10 mV の微



第 1 図 正逆接続のトランジスタチョッパ

弱な直流電圧を、取り扱いやすい数 V の電圧あるいは mA 程度の電流まで増幅する変調形の直流増幅器が必要であり、そのドリフトは使用する直交変換器の性能で済む。このような直交変換器として機械式チョッパが用いられていたが、回路のソリッドステイト化とともに無接点化、長寿命のものが当然要望されてくる。

第 1 図(a)は正接続の、(b)は逆接続のトランジスタチョッパを示す。いずれの場合も端子 1~2 間がベース、エミッタ間あるいはベース、コレクタ間にかかわる励振方形波電圧の半サイクルごとに ON-OFF を繰り返す。正逆いずれの接続においても励振電圧が端子 1~2 間に漏れて現われる。入力がない状態でトランジスタが ON のとき端子 1~2 間に現われる電圧をオフセット電圧 V_p 、OFF のとき現われる電流をオフセット電流 I_p とすれば、正逆接続におけるおのおののオフセット電圧および電流 V_{pn} 、 I_{pn} 、 V_{pi} 、 I_{pi} は(1)~(4)式で与えられる。

$$V_{pn} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_I} + I_B R_{cs} \dots\dots\dots (1)$$

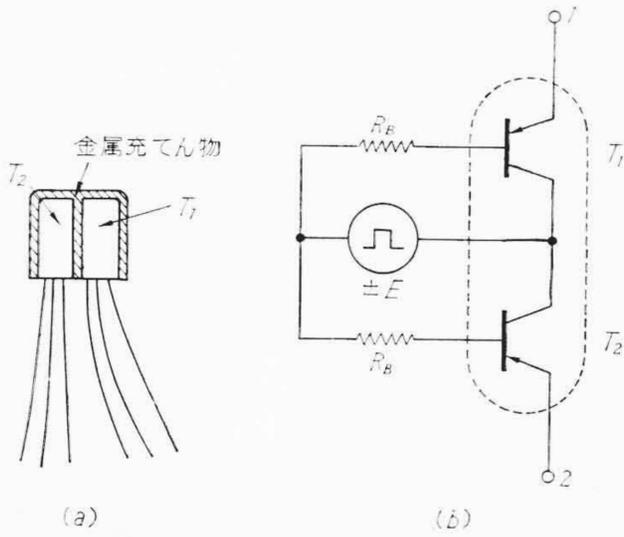
$$I_{pn} = I_{c0} \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{pi} = \frac{kT}{q} \frac{1}{\beta_N} + I_B R_{cs} \dots\dots\dots (3)$$

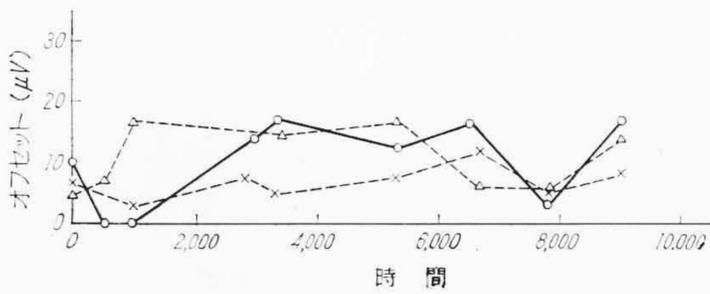
$$I_{pi} = \frac{\beta_I}{\beta_N} \cdot I_{c0} \dots\dots\dots (4)$$

- ただし k : ボルツマン定数
 T : 絶対温度
 q : 電子の電荷
 β_N, β_I : 正逆接続時の電流増幅率
 I_B : ベース電流
 R_{cs} : コレクタ飽和抵抗

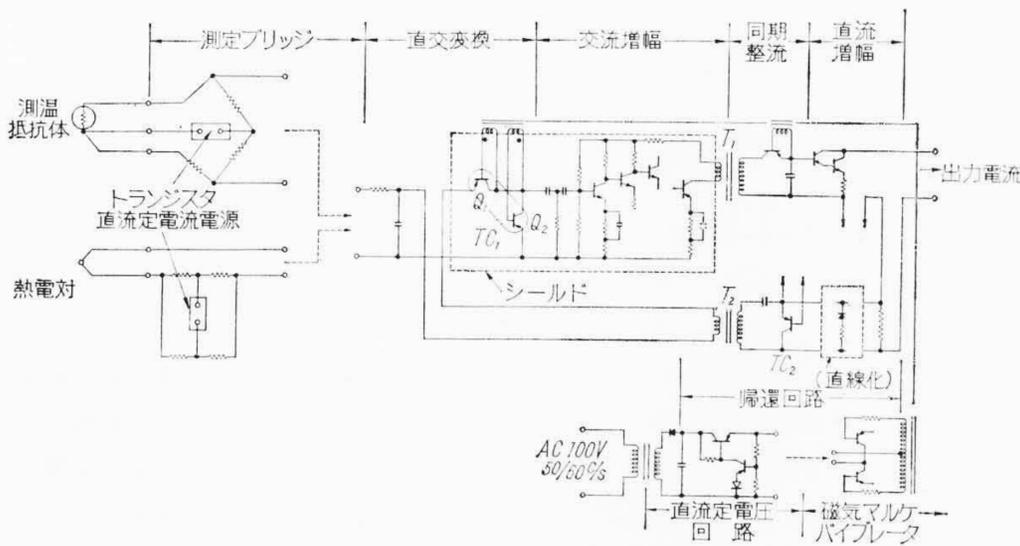
* 日立製作所那珂工場



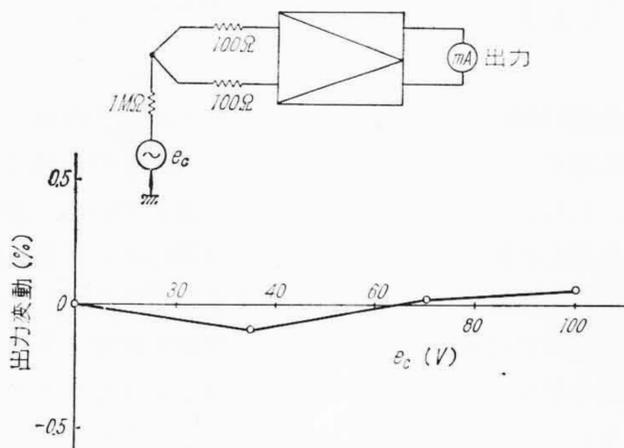
第 2 図 トランジスタチョップの構造



第 3 図 オフセット電圧の経時変化



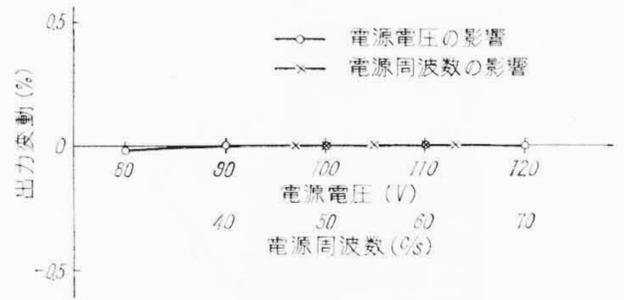
第 4 図 温度変換器原理接続図



第 5 図 コンモンモードノイズの影響

I_{c0} : コレクタ遮断電流

通常 β_N は β_I に比べて 1 けた大きく、(1)~(4)式を比較して逆接続がトランジスタチョップとしてすぐれていることがわかる。また(3)、(4)式からわかるようにオフセット電圧、電流は温度によっても変化するゆえに、これらを相殺するために第 2 図(a)、(b)に示すように、常に熱的に平衡する構造(ツイン化)としている。第 3 図はトランジスタチョップのオフセットの経時変化の一例で 1 年



第 6 図 電源電圧、周波数の影響

間で $20 \mu V$ の幅にはいっており、この値は $10 mV$ フルスケールの増幅器の場合、 0.2% のドリフトに相当する値である。

全電子式制御系においては温度、圧力、流量などのプロセス変数は統一した直流電流信号、たとえばわれわれの場合、 $0 \sim 16 (4 \sim 20) mA$ DC に変換されて伝達される。第 4 図は前述のトランジスタチョップを使用した温度変換器の原理接続図である。测温抵抗体を使用した温度変換器の場合は、测温抵抗体への配線は導線の抵抗変化の影響を無視することができるように 3 線式を採用している。また熱電対式の場合は冷接点温度補償、バイアスなどのブリッジ回路を経て全く同じ増幅器にはいる。

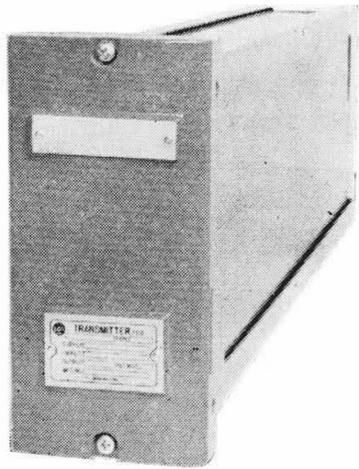
増幅器は同図に示すように、直、並列形のトランジスタチョップよりなる直交変換回路、交流増幅、同期整流、直流増幅、帰還回路、直流定電圧回路および磁気マルチバイブレータなどから構成され完全にソリッドステート化されている。

直流定電圧回路による一定電圧で角形ヒステリシス特性をもつ鉄心とトランジスタ二石よりなる磁気マルチバイブレータを約 $1 kc$ で発信させる。この発信電源でトランジスタチョップの ON-OFF そのほか増幅器各部を駆動する。磁気マルチバイブレータは本質的には直流電圧作動であるため、電池を準備すれば停電時でもこれを動作させることができる。搬送周波数が従来の $50 \sim 60 c/s$ に比べて高いため結合、側路、平滑用などの容量が小さくてすみ小形化が可能となる。また結合トランス T_1 と絶縁トランス T_2 で入力回路と出力回路は完全に直流的に絶縁されているため、入出力回路を独立に接地することができ熱電対の先端が接地されているような場合にも出力回路を接地することができる利点がある。

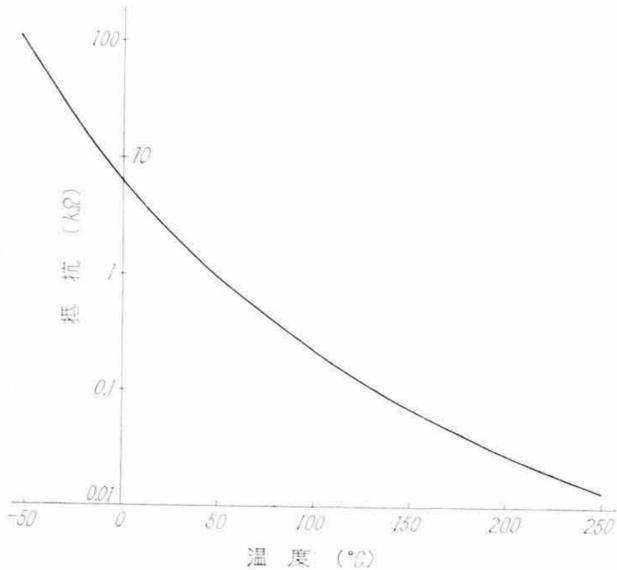
増幅器への直流入力電圧と絶縁トランスを通った方形波帰還電圧とは直接入力回路で加え合わされる。すなわち帰還電圧の方形波の半周期は負帰還、残り半周期は正帰還となる。しかし入力回路のチョップ TC_1 は負帰還周期にはトランジスタ Q_1 が ON、 Q_2 が OFF となり入力電圧と帰還電圧の差が交流増幅器に加わる。正帰還周期には Q_1 が OFF、 Q_2 が ON となり事実上正帰還はかからず安定に動作する。このため帰還ループの時定数は周期整流回路のフィルタの時定数 1 個のみとなり一巡ループ利得を十分大きくとっても安定に動作する特長をもっている。

また図に点線で示す増幅回路部分全体を完全にアースから浮かせてシールドし、対地容量を小さくすることによりコンモンモードノイズに対して大幅な改善がなされている。たとえば絶縁抵抗 $1 M\Omega$ 、誘導電圧 $100 V AC$ の第 5 図に示す等価回路の電気炉の場合でも、出力変動は 0.2% 以内にはいっている。第 6 図は電源電圧、周波数変動の影響を示したものであり $80 \sim 120 V$ 、 $48 \sim 62 c/s$ の変動に対しても $\pm 0.1\%$ 以内にはいり非常によい結果を示している。第 7 図は変換器の外観を示す。

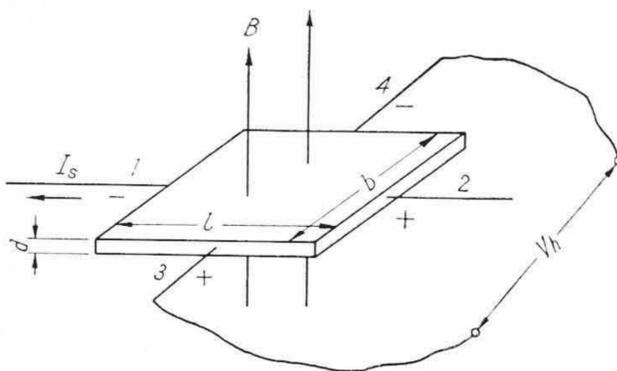
なお常温付近を高感度に測定するためにサーミスタ测温素子が使用される。サーミスタの温度係数は常温付近で約 $-4\%/deg$ で白金、



第7図 温度変換器の外観



第8図 TM-600形サーミスタの温度抵抗の関係



第9図 ホール効果原理図

銅などの測温抵抗のそれより目盛を1けた拡大した温度変換器を製作し得る。第8図はこのような用途に使用する±1%の互換性をもつ安定なTM 600 G形サーミスタ測温素子の温度とその抵抗の関係を示したものである。サーミスタ素子を使うことにより目盛幅5 degの温度変換器も可能となる。

2.2 ホール効果とその応用⁽⁸⁾⁽⁹⁾

ホール効果は第9図に示すごとく、幅b、長さl、厚さdなる導体にリード1、2を通じて電流Isを流し、その導体面に垂直方向に磁場Bを加えると、導体中の伝導粒子は曲げられ、電流、磁場双方に直角方向のリード3、4にホール電圧Vhが発生する現象である。

このホール電圧は

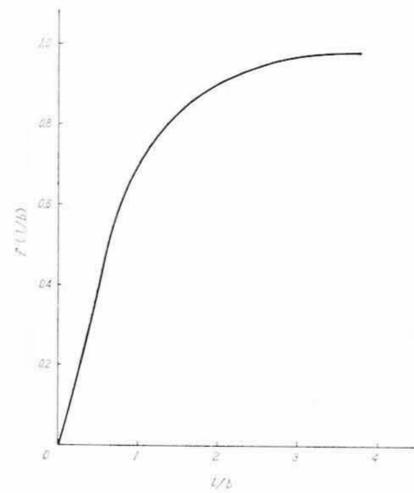
$$V_h = \frac{R_h}{d} B I_s f\left(\frac{l}{b}\right) \dots\dots\dots (5)$$

なる式で表わされる。

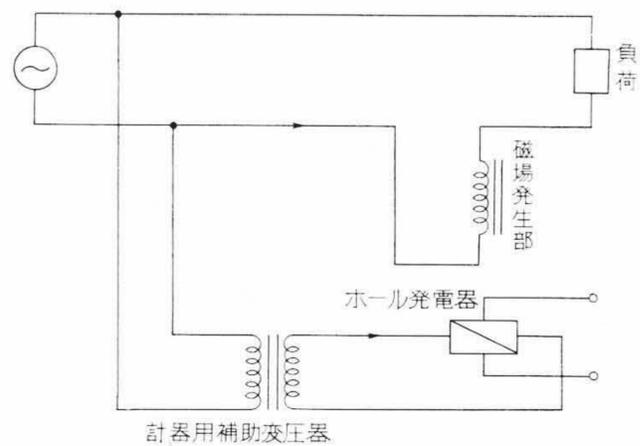
ただし R_h : ホール係数

$f\left(\frac{l}{b}\right)$: ホール素子の長さで決まる形状係数

一般に半導体中のキャリアの移動速度はマックスウェル、ボルツマンの法則にしたがうため、ホール係数は



第10図 形状係数



第11図 電力変換器動作原理図

$$R_h = \pm \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{ne} \dots\dots\dots (6)$$

で与えられる。

ただし n : キャリヤ濃度

e : 電 荷

したがってホール発電機のホール係数の温度特性は素子の不純物濃度の温度特性によって決定されるが、不純物濃度の温度特性が良好であるためには、飽和領域にあるような半導体を使用する必要がある。使用温度範囲0~40°Cで飽和領域にあるn形Geにおいては0.05%/deg程度の温度係数を有しているものを得ている。

形状係数 $f(l/b)$ は(7)式で表わされる。

$$f\left(\frac{l}{b}\right) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)^2} \tanh\left(\frac{2k+1}{2} \cdot \frac{l}{b} \cdot \pi\right) \dots\dots\dots (7)$$

この関係を第10図に示す。したがってホール素子の長さの比を2以上に増すことは材料消費の割にホール電圧の上昇は認められないので、われわれは長さの比を2に選んでいる。第11図に示すような磁心回路に空けきを設け、その間にホール発電機を配置し、磁束密度を線路電流に比例して発生させるようにし、ホール発電機の制御電流には線路電圧に比例した電流を流すようにすると、電圧、電流の相乗積が得られるので電力測定を行なうことが可能である。すなわちホール電圧 V_h は(8)式で与えられる。

$$V_h = \frac{K_0}{2} E_m I_m [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \\ = K_0 E I [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \dots\dots\dots (8)$$

ただし E_m, I_m : 線路電圧、電流最大値

E, I : 線路電圧、電流実効値

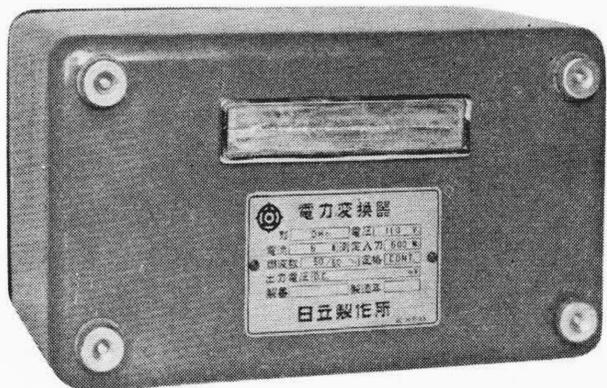
φ : 線路電圧、電流位相角

K_0 : 比例定数

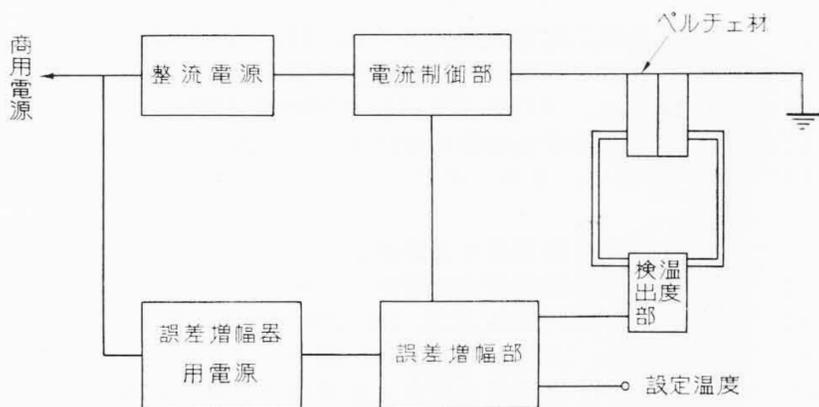
ホール電圧の直流分は線路を流れる電力に比例するから、ホール発電機出力電圧の直流分を取り出すことにより電力を測定することが

第1表 電力変換器仕様

項 目	仕 様	性 能
標 準 誤 差		定格入力 of $\pm 0.5\%$ 以下
影 響 値	被測定電源電圧変動	110V $\pm 20\%$ 変動
	被測定電源周波数変動	+2 c/s, -5 c/s 変動
	力 率	± 0.5
	周 囲 温 度	20°C $\pm 20^\circ\text{C}$
入 力 側 絶 縁 耐 力	PT, CT回路間およびそれぞれとアース間 AC 1,500V, 1分間	異 常 な し
出 力 側 絶 縁 耐 力	直流出力側とアース間 DC 1,000V, 1分間	異 常 な し
耐 過 負 荷	電圧側を2倍, 電流側に40倍の過電流(1秒間)	異 常 な し
PT, CT 負 担	PT側 1VA 以下 CT側 2VA 以下	



第12図 DH₆₁形電力変換器



第13図 電子恒温槽動作原理図

可能である。第12図はこのようなGe素子のホール発電器を用いたDH₆₁形電力変換器の外観である。500W入力に対して15mVの出力を得る。

第1表に本電力変換器の仕様を示す。この方式のものは、従来広く利用されてきた数秒の応答速度をもつサーマルコンバータに比べると1けた近く早くなり、かつPCT負担がPT側は1VA以下、CT側は2VA以下のものである。

2.3 ペルチエ効果とその応用⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾

ペルチエ効果は周知のように異種の金属の接合部に適当な方向に電流を流すとき、その電流に比例した吸熱の起こる現象で、その比例定数は二つの金属の種類と接合部の温度によって決まる。すなわち(9)式で示される。

$$P = (\pi_p - \pi_n) I = (\eta_p - \eta_n) T I \quad \dots\dots\dots (9)$$

ただし P: ペルチエ吸熱

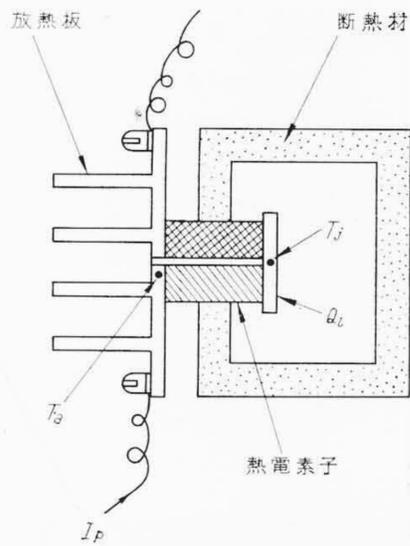
$\pi = \eta T$: ペルチエ定数

η : 熱起電力

T: 接合部の温度

I: 接合部を流れる電流

第13図に電子恒温槽の動作原理を示す。図に示すように熱電素



第14図 熱電素子恒温槽構造図

子に流れる電流は整流電源より供給され、この電流は電流制御部によって制御される。すなわち、槽内温度はサーミスタブリッジによって検出され設定温度と比較され、その誤差電圧が誤差増幅器にて増幅され、その出力で電流制御部を制御し、槽内温度が設定温度と一致し誤差が零になるように動作する。熱電素子に流れる電流の方向を変えることによって槽内温度を上下させることができる。いま第14図に示すように、熱電素子恒温槽の全熱リークは(10)式で与えられる。

$$L = NI + l' \quad \dots\dots\dots (10)$$

ただし N: 熱電素子の数

l: 熱電素子1個当たりの素子を通じた熱リーク

l': 断熱材を通じた熱リーク

槽内部において生ずる熱量 Q_l を一定とし放熱板の効率が十分大で放熱板自身の温度が周囲温度と同じであるとする。使用熱電素子の全電気抵抗Rは(11)式であらわされる。

$$R = Nr + r' \quad \dots\dots\dots (11)$$

ただし r: 熱電素子の電気抵抗

r': 熱電素子構成の接触部分の抵抗

槽内部の冷接点側の温度 T_j は(12)式となる。

$$T_j = \frac{Q_l + LT_a + \frac{1}{2} RI_p^2}{2N\eta I_p + L} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ただし T_a : 周囲温度

I_p : 熱電素子に流れる電流

第15図に(12)式の計算値を図示する。

もし $NI \gg l'$, $Nr \gg r'$, $Q_l \ll T_a L$, $\pi = \eta T_j = \text{一定}$ と仮定すると、最大温度差を生ずる電流 I_{0p} は(13)式で与えられる。

$$I_p = I_{0p} \approx \frac{2\pi}{r} \quad \dots\dots\dots (13)$$

また最大温度差 $(\Delta T_j)_{\max}$ は(14)式で与えられる。

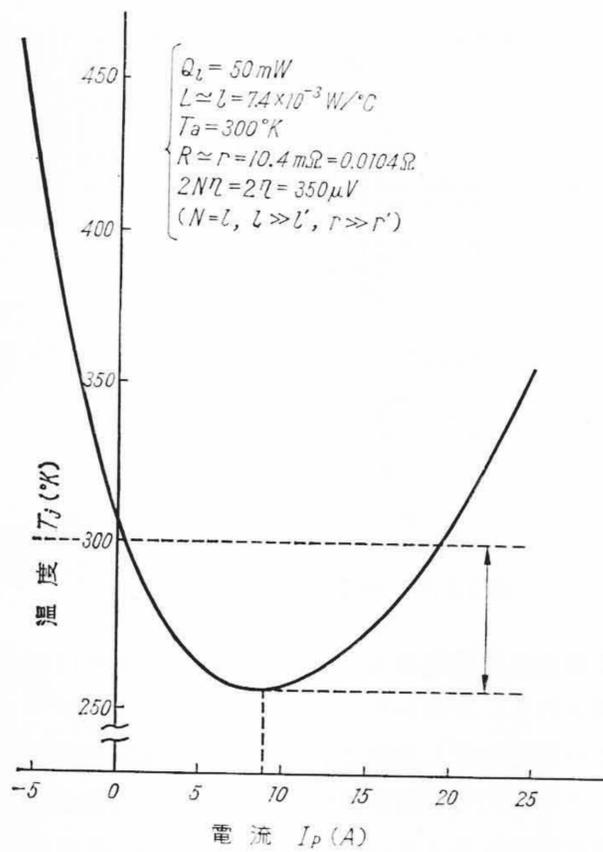
$$(\Delta T_j)_{\max} \approx \frac{2\pi^2}{rl} \quad \dots\dots\dots (14)$$

したがって利得 A_p は(15)式で示される。

$$A_p = \frac{\Delta T_j}{\Delta I_p} = \frac{1}{L} (2\pi N - RI_p) = \frac{1}{l} (2\pi - rI_p) \quad \dots (15)$$

利得 A_p を大ならしめるためには l および r ができる限り小でなければならぬ。これに用いた熱電素子の各定数は $2\pi/l = 0.1 \text{ V}$, $r = 0.01 \Omega$, $l = 0.01 \text{ W/deg}$ であり、電子恒温槽は周囲温度 20°C において槽内温度を 0~50°C の任意の温度に設定でき、かつ $\pm 0.1 \text{ deg}$ 以下に制御されるものである。

本器は安定度、再現性がよく、かつ雑音や振動がないので半導体製品の温度特性測定に利用される。第16図に電子恒温槽の外観を



第15図 冷却特性

示す。

3. 結 言

トランジスタチョップは入力インピーダンスの高い要求に対しては機械式チョップに代わることはできないが、温度測定の場合のように、入力インピーダンスを低くできる場合には電流オフセットは問題にならないため、ゲルマニウムトランジスタチョップでも十分使用でき、さらに入出力絶縁技術などの長所が得られる。

さらに最近では飽和抵抗の低い安定なエピタキシャルプレーナ形のシリコントランジスタの出現とともに、その応用できる分野もさらに広がりつつある。

ホール発電器素子はGeなどの第四族元素からなるものと、InAsのような第三、第五族金属間化合物からなるものがあり、前者は内部抵抗が大なるため電力をとることを要せず、電圧のみを必要とするものに適し、後者は内部抵抗が低いため、電力をとって直接指示計を駆動するようなものに適するので、今後これらの利点をいか



第16図 NTB₁₁形電子恒温槽

して種々の計測器への応用面が開けるであろう。

熱電素子利用のものは小容量の場合には効率、価格および外観寸法を考慮すると有利で、かつ電流方向を変えるのみで冷却、加熱をともに行なえる特長をもっている。とくに部分冷却に利点が見いだされているので、光電管、赤外線検知器の冷却器などへの応用も考えられる。

以上トランジスタチョップ、ホール効果およびペルチェ効果に限定して半導体素子の計測器への応用につき記述したが、このほかホトトランジスタ、光電池、磁気抵抗体など半導体製品の計測器への応用も行なわれており、最近の計測器のソリッドステイト化と相まってますます発展してゆくことであろう。

終わりに臨み、中央研究所、猪瀬、神田、永田の各研究員のご指導によるところ大であり、ここに深甚の謝意を表するものである。

参 考 文 献

- (1) 藤本：電気工学専門講習会予稿，113（昭36-2）
- (2) 木下：日本工業経済連盟講習会予稿（昭36-8）
- (3) R. L. Bright：AIEE., 74, 111 (March. 1955)
- (4) 猪瀬：日本科学技術振興財団講習会予講（昭37-7）
- (5) 河井，小野寺，倉持，岩淵：日立評論計装特集号 47-57（昭37-5）
- (6) 山中：計測自動制御学会講演会予稿，515（昭37-10）
- (7) 岡崎：計測自動制御学会講演会予稿，570（昭37-10）
- (8) F. Kuhrt：Siemens Z. S., 28, 370 (Sept. 1954)
- (9) 笹間，神田：日立評論 45（昭38-8）予定
- (10) 永田，阿部：電気学会連合大会講演会予講（昭35）
- (11) M. Nagata, Z. Abe, K. Taniguchi & T. Hirai：Hitachi Review., 11, 5 (Oct. 1962)



特 許 の 紹 介



特許第401698号

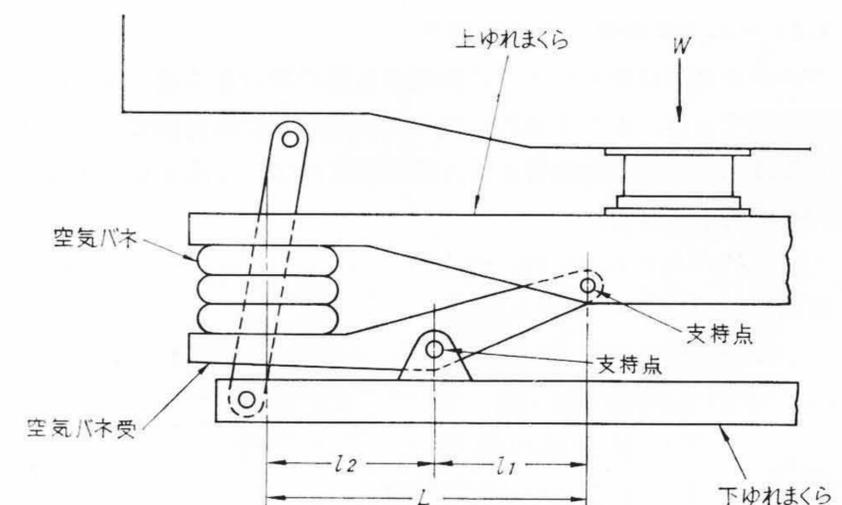
永弘太郎・塩金静雄

客 電 車 用 台 車 の 揺 枕 装 置

空気バネを装備した客電車用台車においては、一般に上ゆれまくらと下ゆれまくらとの間に負担荷重に応じた容量の空気バネを使用する。しかし台車の構造上たとえば側梁(ばり)および釣リンクの位置により空気バネの設置場所が狭い場合は、車体荷重に適応した容量の空気バネを装備することが不可能となる。

この発明は、このような場合荷重の一部をゆれまくら装置を構成する部材に負担させて空気バネの負担する荷重を減少させ、小容量の空気バネを使用できるようにしたもので、上ゆれまくらと下ゆれまくらとにそれぞれ支持点を有する空気バネ受を上ゆれまくらと下ゆれまくらとの間に設置し、この空気バネ受と上ゆれまくらとの間に空気バネをそう入したことを特長とする。今車体重量をW、上ゆれまくら側の支持点と空気バネとの中心間距離をL、両支持点間および下ゆれまくら側の支持点と空気バネとの間の距離をそれぞれl₁およびl₂とすれば、空気バネが負担する荷重はW×l₁/Lとなる。したがってl₁<l₂とすれば、空気バネで負担する荷重は小さくなり、小容量の空気バネが使用可能となる。この負担荷重は下ゆれまくら側の支持点を台車内側に移動するほど減少して小容量の空気バネが使用可能となり、その位置を選定することにより所定容量の空気バ

ネが装備できる。



第1図 客電車用台車の揺枕装置