

高速度記録計の二、三の問題点

A Few Problems Concerning High Speed Recorder

沼倉 俊郎*

Toshirô Numakura

西村 正治**

Masaji Nishimura

内 容 梗 概

本論はフルスケール走行時間0.25秒の高速度記録計を研究試作するに当たり、その動特性を自動制御的に検討したものである。その結果高速度記録計の自動制御的性能は、系の有するいくつかの非線形特性により決まってしまうことがわかった。すなわち (i) 系の一循利得は負荷の静止摩擦に比例すること、(ii) サーボモータの機械的時定数はその駆動増幅器の性質により大幅に変わること、(iii) 応答の上限は増幅器などの飽和、モータの同期回転速度により決まること、(iv) ポテンシオメータのしゅう動による熱起電力は記録計の左右応答を異ならしめること、(v) 入力換算の不感帯特性は低レベル、低周波入力時に大きな追従誤差をもたらすこと、などである。そのため設計に当たってはこれら非線形性を十分考慮しなければならない。具体的には (i) 負荷の非線形摩擦を極力小さくすること、(ii) 二次抵抗の大きなサーボモータを使用すること、(iii) サーボ増幅器内で共振を取らないこと、(iv) $\tau_{m0} v_{m0}$, τ_{m0}^2/J の大きなサーボモータを使用すること、(v) ポテンシオメータとしてはしゅう動熱起電力の小さいものを選定することなどであろう。

1. 緒 言

自動平衡形記録計を応用面から見ると、工業用と汎用とに分けて考えることができる。両者は記録計としての本質には変わらないが、工業用記録計は鉄鋼、発電所、石油工場、化学プラントなどにおける工業物理量の測定記録に大量かつ連続運転下で用いられるため、信頼性、コストが重要視されるに対し、汎用記録計は一般研究室、実験室において、一日のうち何回か断続して使われたり、日によって異なった物理量を測定するため、多機能であることを含めた性能が問題とされる。

一般に自動平衡形記録計は

(i) サーボ機構

(ii) チャート送り機構

(iii) 固定機構部

(iv) きょう体

(v) 各部の組み合わせおよび連結部

より構成されていると考えることができる。すなわちこれら各機構部をいかに合理的に設計するかということと、これらの連結法が、記録計の開発研究段階において十分考えられなければならない。そのため各機構部につき

(i) 性能

(ii) 信頼性

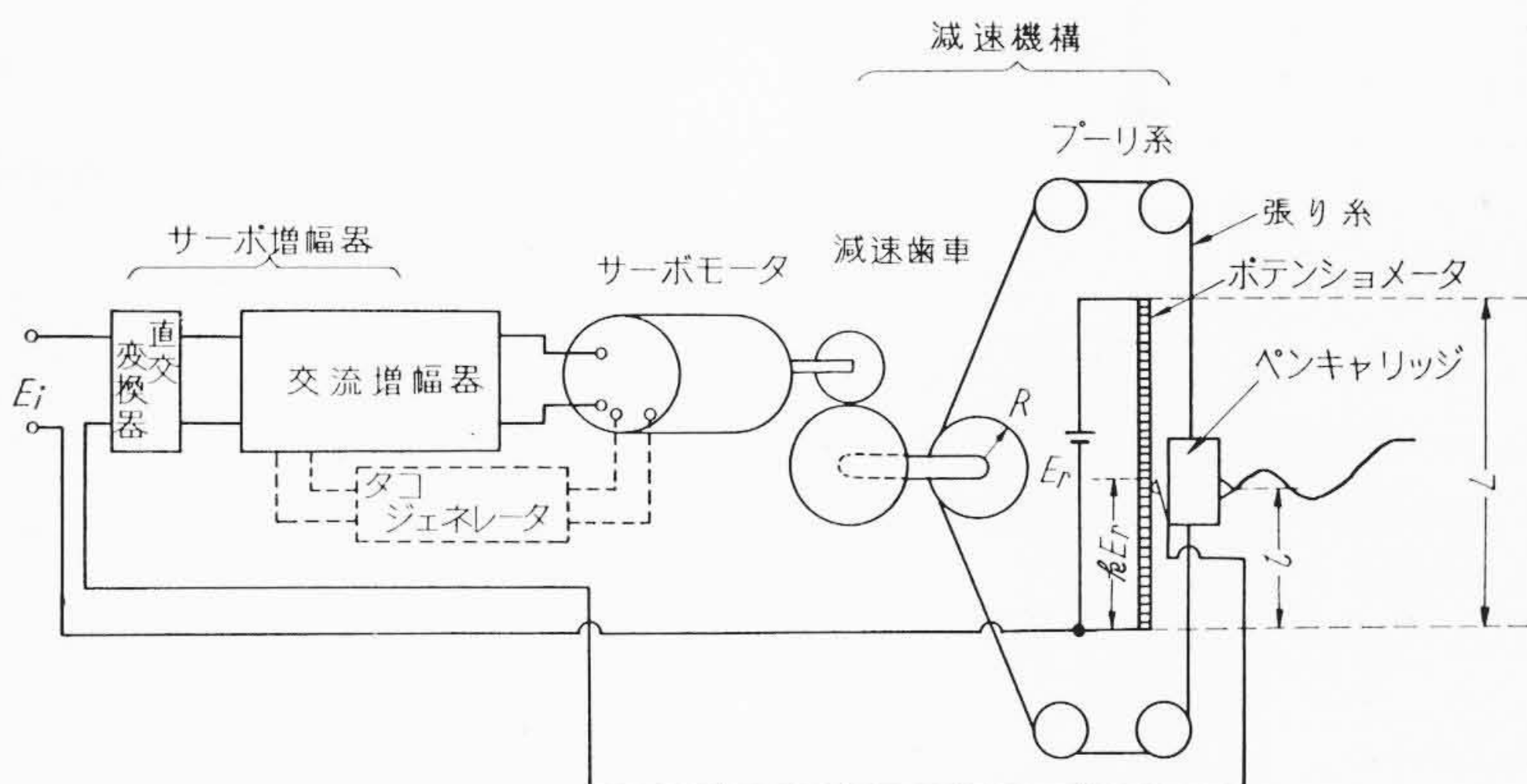
(iii) コスト

(iv) 取り扱いやすさ

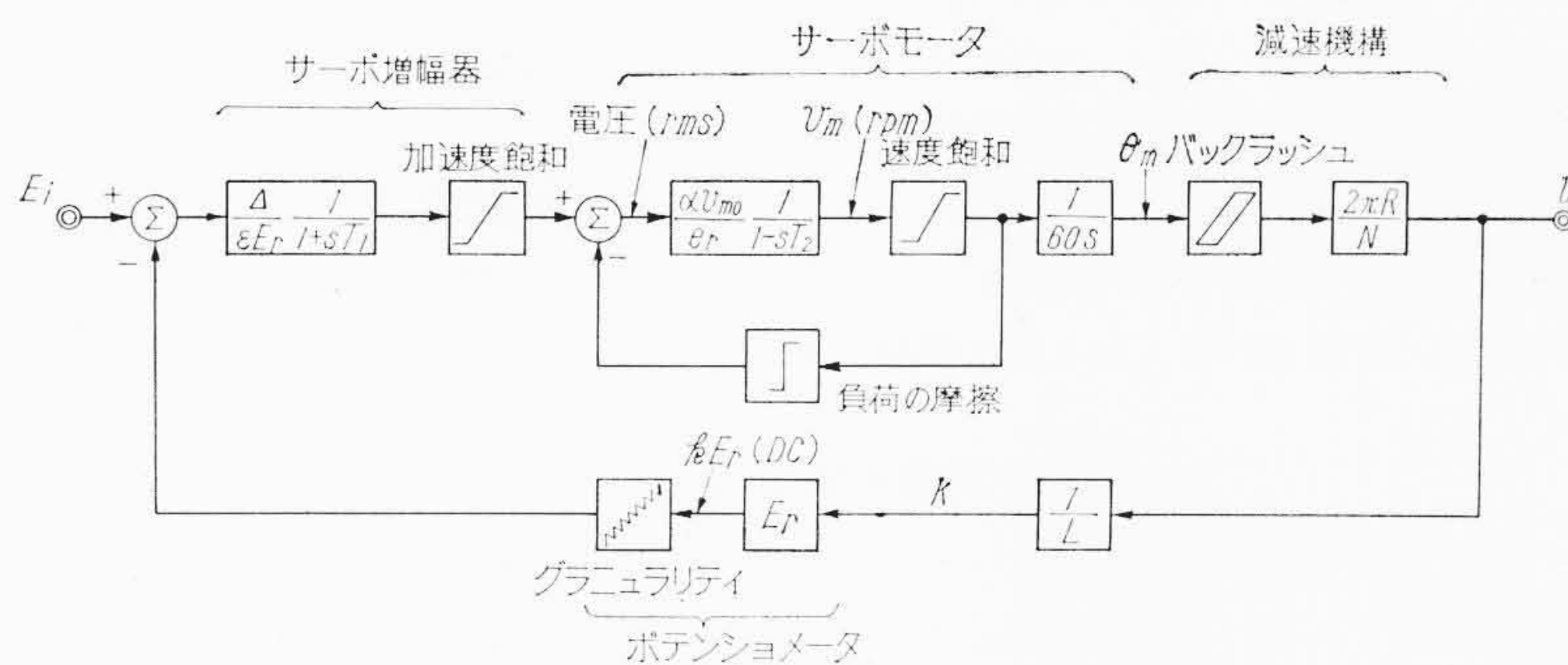
(v) 多機能であること

(vi) 外観を含めた心理的な問題

などに留意し設計を進める必要がある。高速度記録計もちろんこの設計方針下で設計されるわけであるが、特に高速記録をしなければならないため自動制御的検討が十分なされなければならない。本論で述べるように、高速度記録計の自動制御的性能のほとんどは、系の有するいくつかの非線形特性により決まるといっても過言でない。すなわち本論はフルスケール走行時間0.25秒の高速度記録計を研究試作するに当たり、サーボ機構部を自動制御的に検討した結果につき報告するものである。



第1図 サーボ機構の原理説明図



第2図 サーボ機構のブロック線図

2. サーボ機構の概説

自動平衡形記録計の根幹をなすものはサーボ機構部である。サーボ機構部は第1図に示すように、サーボ増幅器、サーボモータ、減速機構、ポテンシオメータよりなり、一つの自動制御系を構成するものである。精度は主としてポテンシオメータにより決定され、応答特性は主としてサーボモータにより決定される。

第1図に対するブロック線図を第2図に示す。ここで

$\frac{1}{\varepsilon E_r} \cdot \frac{1}{1+sT_1}$: サーボモータ駆動巻線を含めたサーボ増幅器の伝達関数

E_r : 標準電圧 (volt, d.c.)

ε : サーボ系の感度(入力換算の不感帯電圧の E_r に対する比)

* 日立製作所中央研究所 工博

** 日立製作所中央研究所

J : サーボモータが起動するに要する最小駆動電圧

加速度飽和: 真空管あるいはサーボモータの磁気回路の飽和

$\frac{\alpha v_{m0}}{e_r} \cdot \frac{1}{1+sT_2}$: サーボモータの伝達関数

e_r : サーボモータの定格駆動電圧 (volt, rms)

v_{m0} : サーボモータの定格無負荷回転数 (rpm)

α : 駆動電圧と定常回転速度より定まる定数

N : 減速歯車比

R : プーリ半径 (mm)

L : 有効記録幅 (mm)

非線形摩擦: 減速歯車, プーリと張り糸, ポテンシヨメータ, ペンキャリッジ, ペン, サーボモータなどの固体摩擦

したがって一循利得を A とすれば

$$A = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{J}{e_r} \right) \frac{\alpha}{60N} \cdot \frac{2\pi R}{L} \quad (1)$$

となる。もし負荷の摩擦が非常に小さければ、 (J/e_r) はモータの最小起動電圧と定格電圧の比となり $0.02 \sim 0.03$ のけたである。ここで

F_l : 負荷軸における静止摩擦 (g-cm)

τ_{m0} : サーボモータの定格起動トルク (g-cm)

とすれば、 $2\pi R = L$ となる

$$\frac{J}{e_r} = \frac{F_l}{N\tau_{m0}} \quad (2)$$

であるから

$$A = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{F_l}{\tau_{m0}} \right) \frac{\alpha v_{m0}}{60} \cdot \frac{1}{N^2} \quad (1)'$$

すなわち負荷の静止摩擦が大きいと、一循利得は減速比の自乗分の1に比例することがわかる。また全目盛幅の走行時間 t_0 が定められるものでは

$$\frac{60N}{v_{m0}} = t_0 \quad (3)$$

であるから

$$A = \frac{60\alpha}{\varepsilon} \cdot \frac{F_l}{\tau_{m0}v_{m0}} \cdot \frac{1}{t_0^2} \quad (1)''$$

となる。すなわち F_l はできるだけ小さく、 $\tau_{m0}v_{m0}$ の積の大きなモータの使用が望ましい。 $\varepsilon=0.001$, $F_l/\tau_{m0}=1$, $\alpha=2$, $t_0=0.25$ s, $v_{m0}=2,400$ rpm とすれば、 $A \simeq 500$ となる。

また $\varepsilon=0.001$ であれば、ポテンシヨメータの分解度 (第2図のグラニュラリティ) はさらに小さいことが必要で、もし 0.001 より大きければ、平衡点が無くなり微小振動を発生する⁽¹⁾。

3. 各部時定数と安定性

一般に自動平衡形記録計のサーボモータとしては、二相の誘導電動機が使用される。それは記録計への入力信号が微小直流電圧 (電流) であることが多く、そのためサーボ増幅器は変調増幅形式をとるが、この増幅出力をそのままサーボモータの駆動電圧として使えること、ならびに本質的に軸受以外にしゅう動部を有さず、直流モータに比べ信頼性が高いことによる。

サーボ増幅器の入力は直流あるいは第3図(a)に示すような低周波入力であるが、これが直交変換器により交流に変換され、(b)図に示すような電圧が出力に生ずる。この場合(a)図と(b)図の包絡線の関係が近似的に伝達関数を与える。直流回路の伝達関数は交流理論の $i\omega$ を s に置き換えれば直ちに得られるが、変調回路では搬送周波数を中心とし、左右対称な周波数特性に関し ω_0 を原点とした右半分の特性が伝達関数を与えることになる。等価な回路の一例を第4図に示す。すなわち一次遅れの電気回路は(a)のCRフィルタにより与えられるが、同じ時定数をもつ変調回路は(b)に示すように

$$Q = \frac{T\omega_0}{2} \quad (4)$$

なるLC並列共振回路により与えられる⁽²⁾。すなわち変調増幅において、入力トランスあるいはサーボモータの駆動巻線にコンデンサを並列し共振をとらせることは時定数の増大となるゆえ好ましくない。たとえば50 c/s サーボで $Q=1$ とすれば $T=7$ ms となり、高速速度記録計のように一循利得の高い系では安定性上大きい影響を与える。一方段間結合のCR回路あるいは共振をとらないRL回路においては

$$T = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{Q}{1+Q^2} \quad (5)$$

となり、50 c/s でもこの値は2 ms を越えることがない。

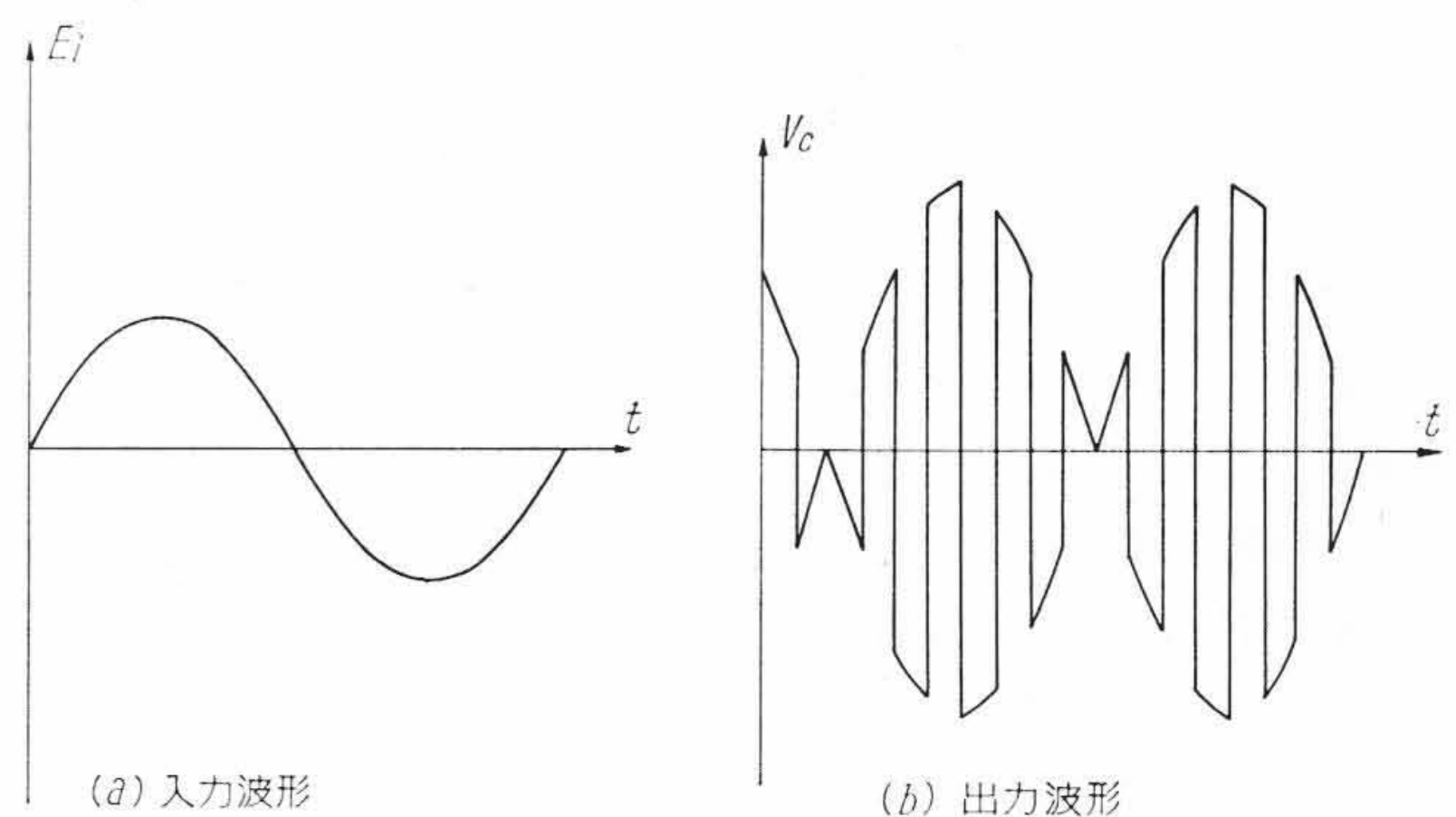
一方サーボモータの機械的時定数は第5図(a), (b)に示す速度・トルク曲線の傾斜と慣性より求めることができる⁽³⁾。自動平衡形記録計のような位置サーボ系では、平衡点すなわち $v_m \simeq 0$ 近傍のふるまいが重要であり、ここでは

$$\tau_m = K\tau V_C V_R - (K_C V_C^2 + K_R V_R^2) v_m \quad (6)$$

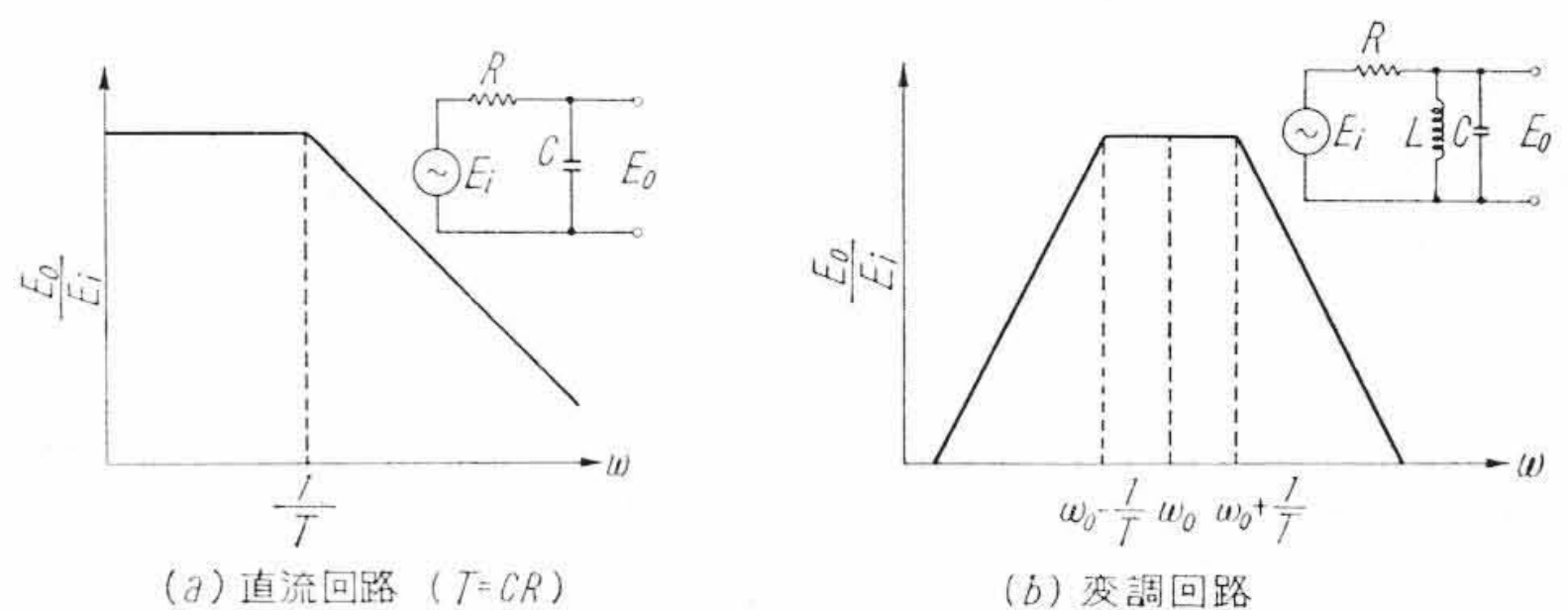
なる関係があり、負荷を含めた慣性と v_m の係数との比、すなわち

$$T = \frac{J}{K_C V_C^2 + K_R V_R^2} \quad (7)$$

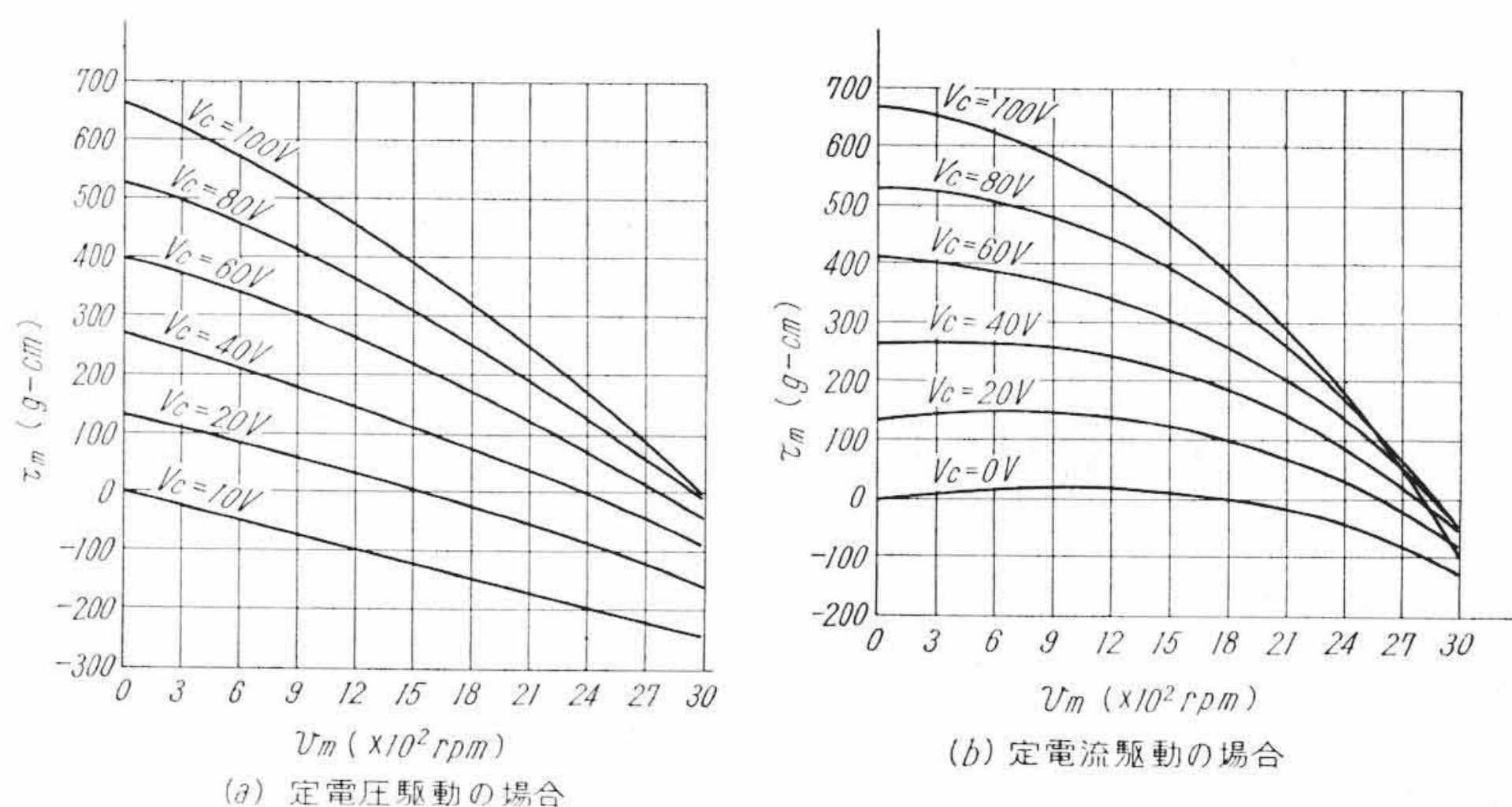
が機械的時定数を与える。問題は励磁巻線印加電圧 V_R は一定であ



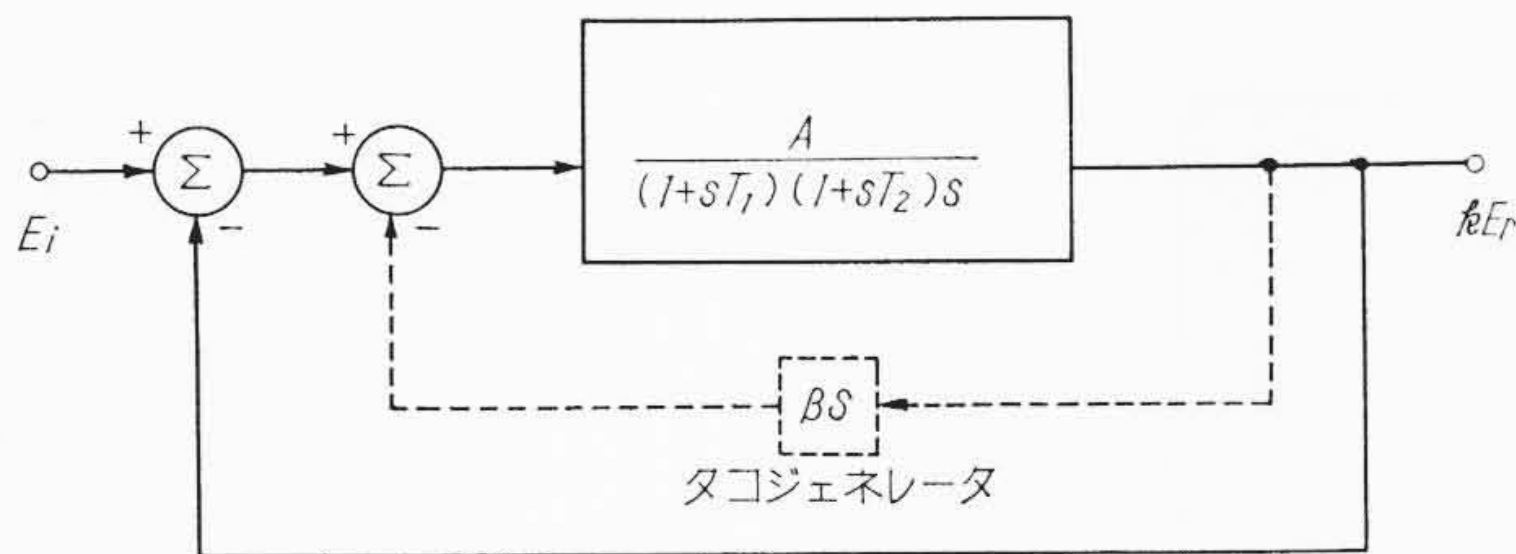
第3図 サーボ増幅器の入出力波形



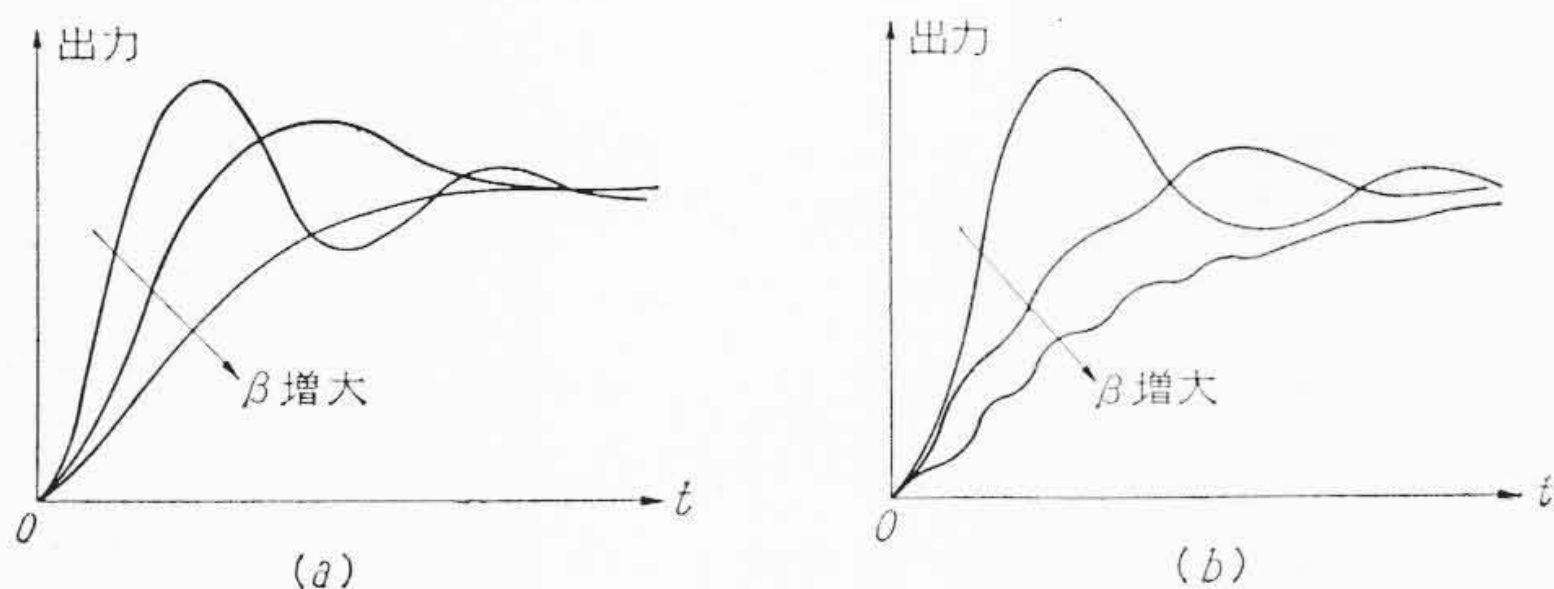
第4図 電気回路の伝達関数の説明図



第5図 サーボモータの速度・トルク曲線



第6図 簡略化されたサーボ機構のブロック線図



第7図 ステップ応答波形

るが駆動巻線印加電圧 V_c が変わることで、ならびに K_c, K_R が外部そう入インピーダンスにより大幅に変わり、 T が一義的に定まらないことである。これは速度・トルク曲線の傾斜が平行直線でないこと、あるいは第5図(a)がスライダックなどの定電圧駆動、(b)が真空管などの定電流駆動の際の線図で非常に異なっていることからもうなずける。(b)図において原点近傍で速度・トルク曲線が上向きの傾斜をもっていることは、モータが単相運転をすることを意味し、もはやサーボモータとしての機能を十分果たさなくなっていることを示す。定電流回路でも速度・トルク曲線が垂下特性をもつためには、二次抵抗の大きなモータを使用すべきである。

サーボ機構の大まかな動作を知るために、以上決定された一循利得 A と、サーボ増幅器時定数 T_1 とサーボモータの時定数 T_2 を用い、他の一切の非線形性を省略すれば第6図のブロック線図が得られる。特性方程式は

$$f(s) = s(1+sT_1)(1+sT_2) + A \quad \dots\dots\dots (8)$$

で与えられる。Hurwitz の定理より

$$A > \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \quad \dots\dots\dots (9)$$

ならば不安定でハンチングを起こし、不等号が逆ならば安定となる。しかし前節の計算の $A=500$ では、 T_1 あるいは T_2 を 2 ms 以下にすることが必要で、50 c/s サーボでは不可能に近い値である。ゆえに何らかの安定化手段が必要で、タコジェネレータによる安定化法を考察する。 β を増加させていくと第7図(a)のように、不足制動から過制動に移項する場合と、(b)図のように過制動にしようすると小さな振動が重畳してくる場合とがある。(b)の場合は β のいかに関係せず必ず複素根がある系であり、 T_1 および T_2 の選定が好ましくない場合といえよう。

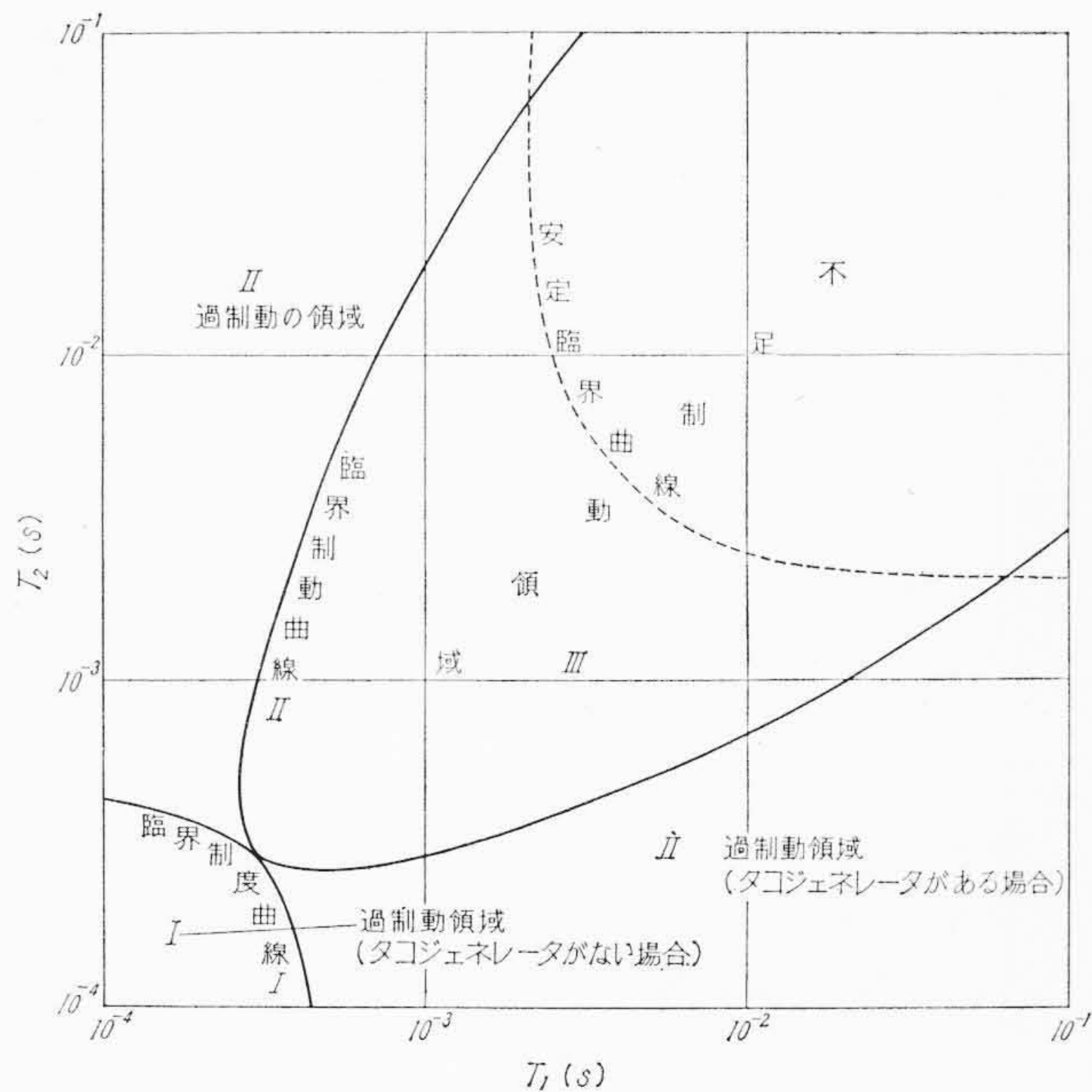
ここで過制動とは $f(s)=0$ のすべての根が負の実根のみを有する制動状態と定義すれば、過制動と不足制動との境界すなわち臨界制動は $f(s)=0$ と $f'(s)=0$ を連立し s を消去した傾斜から得られる⁽⁴⁾。まずタコジェネレータがない場合には(8)式および

$$f'(s) = 3T_1T_2s^2 + 2(T_1+T_2)s + 1 \quad \dots\dots\dots (10)$$

より

$$T_1, T_2 = \frac{1}{2s^2} \{ -(2s+3A) \pm \sqrt{A(9A+4s)} \} \quad \dots\dots (11)$$

が得られる。 $s(0 \sim -\infty)$ をパラメータとし第8図中の臨界制動曲線 I が画かれる。領域 I が過制動でその他は不足制動あるいは不安定領域となる。図中の安定臨界曲線は⁽⁵⁾(9)式より求めたもので、こ



第8図 臨界制動曲線と安定臨界曲線

の曲線の左方あるいは下方が安定領域であり、右方あるいは上方が不安定領域となる。一方タコジェネレータにより速度帰還をかければ必ず系は安定化されるが

$$f(s) = s(1+sT_1)(1+sT_2) + \beta s + A \quad \dots\dots\dots (12)$$

より、同様な方法を用いて臨界制動曲線 II を画くことができる。この場合過制動領域は拡大されるが、やはり不足制動領域が残される。タコジェネレータがないとき系を安定化することさえ、 T_1 あるいは T_2 を ms 程度にせねばならず、過制動にするにはともに μs のけたにしなければならない関係上 50 c/s サーボでは安定化手段を講じなければならないことがわかる。またタコジェネレータを用いる際にも系を過制動にするには T_1 と T_2 の比を 1~2 けたにしなければならないことがわかる。逆に T_1 と T_2 の値が非常に近い場合には系を過制動にすることは困難である。

4. 応答の上限

第2図で説明したように、自動平衡形記録計に限らず、一般にサーボモータを使用した自動平衡計器においては

- (i) 速度飽和
- (ii) 加速度飽和
- (iii) 高次加速度飽和

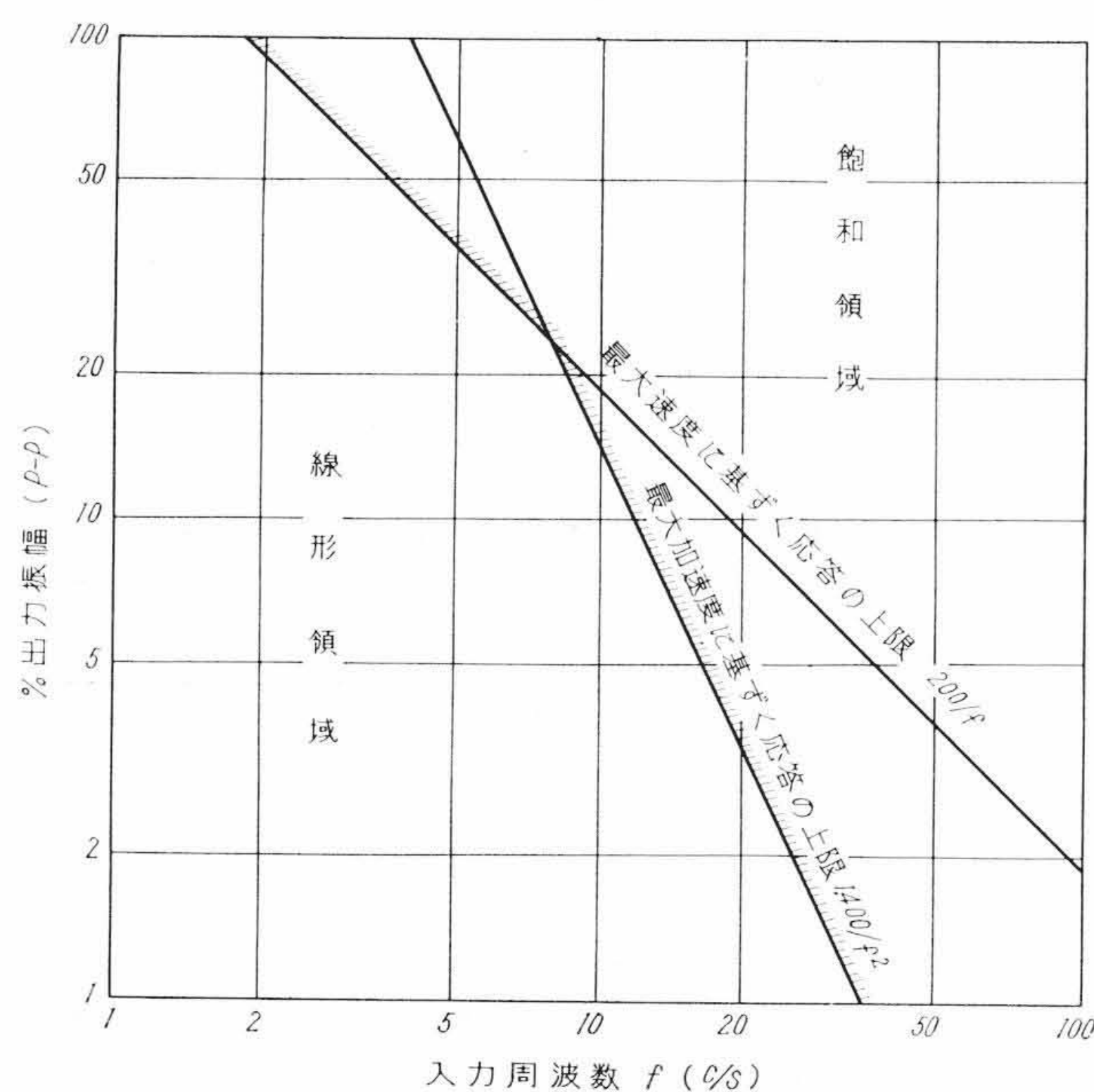
により応答に制限がある。(i)は本質的には二相サーボモータの同期速度により制限を受け、真空管の飽和によるものは二次的なものである。また(ii)は普通の回路では真空管の飽和であるが、出力容量が十分大きなものではモータ磁気回路の飽和により制限を受ける。(iii)の高次加速度はむしろ系の安定性に影響があるので、応答の上限を考える際はさほど重要でない。

計算の結果⁽⁶⁾

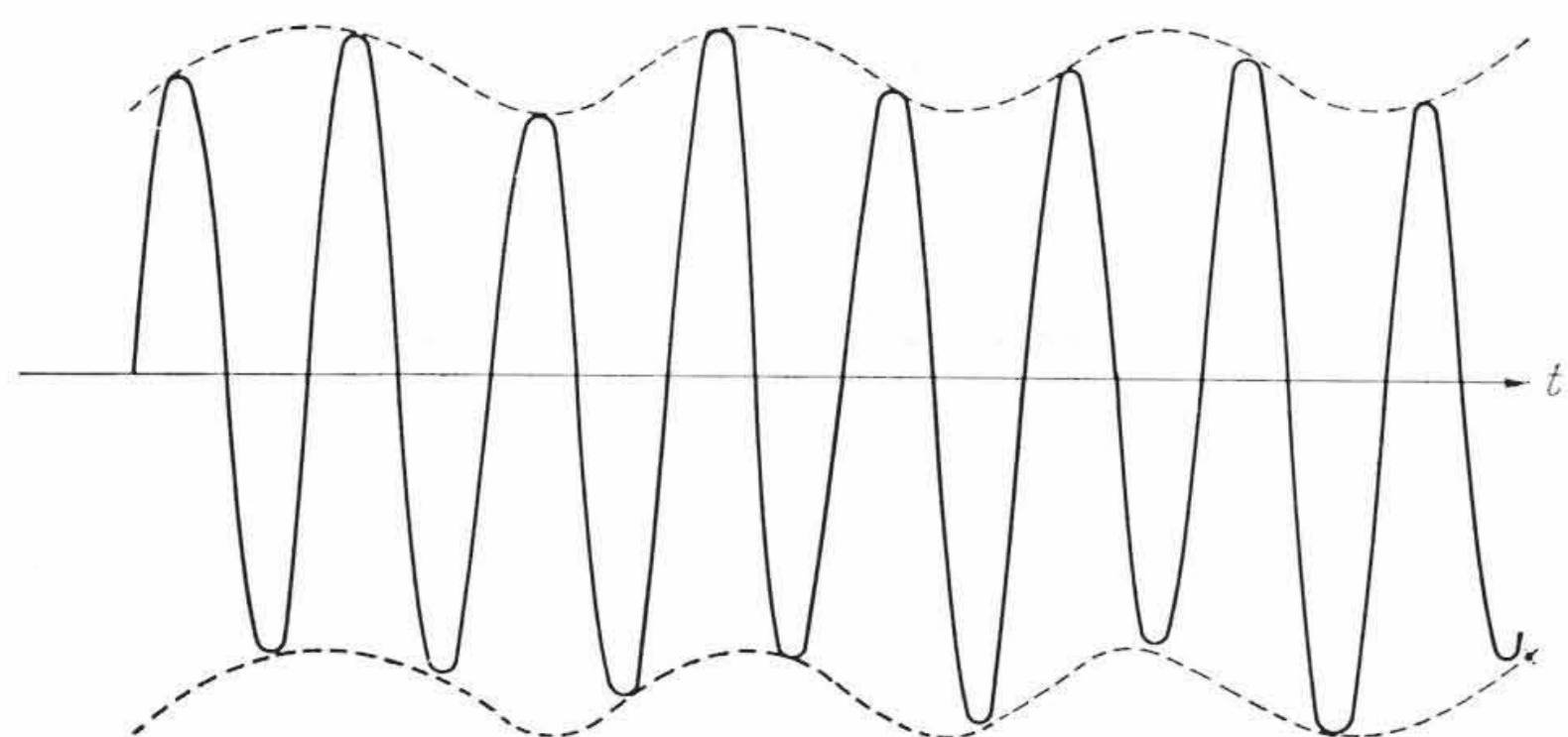
$$\text{最大速度} = \frac{v_{m0}}{60} \cdot \frac{L}{N} \quad (\text{mm/s}) \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\text{最大加速度} = \frac{F_m}{2\pi} \cdot \frac{L}{N} \quad (\text{mm/s}^2) \quad \dots\dots\dots (14)$$

を得る。試作高速度記録計の場合 $L=250$ mm, $v_{m0} \simeq 2,400$ rpm, $N=10$ とすれば、最大速度=1,000 mm/s となる。また F_m はトルク・慣性比で約 14,000 rad/s², ゆえに最大加速度=55,700 mm/s² となる。すなわちモータの無負荷回転数が大なるほど最大速度は大となり、またモータのトルク・慣性比が大なるほど最大加速度は大と



第9図 応答の上限



第10図 重ね合わせ現象

なる。

以上のような飽和状態における出力振幅は、入力周波数 f が十分低いときには

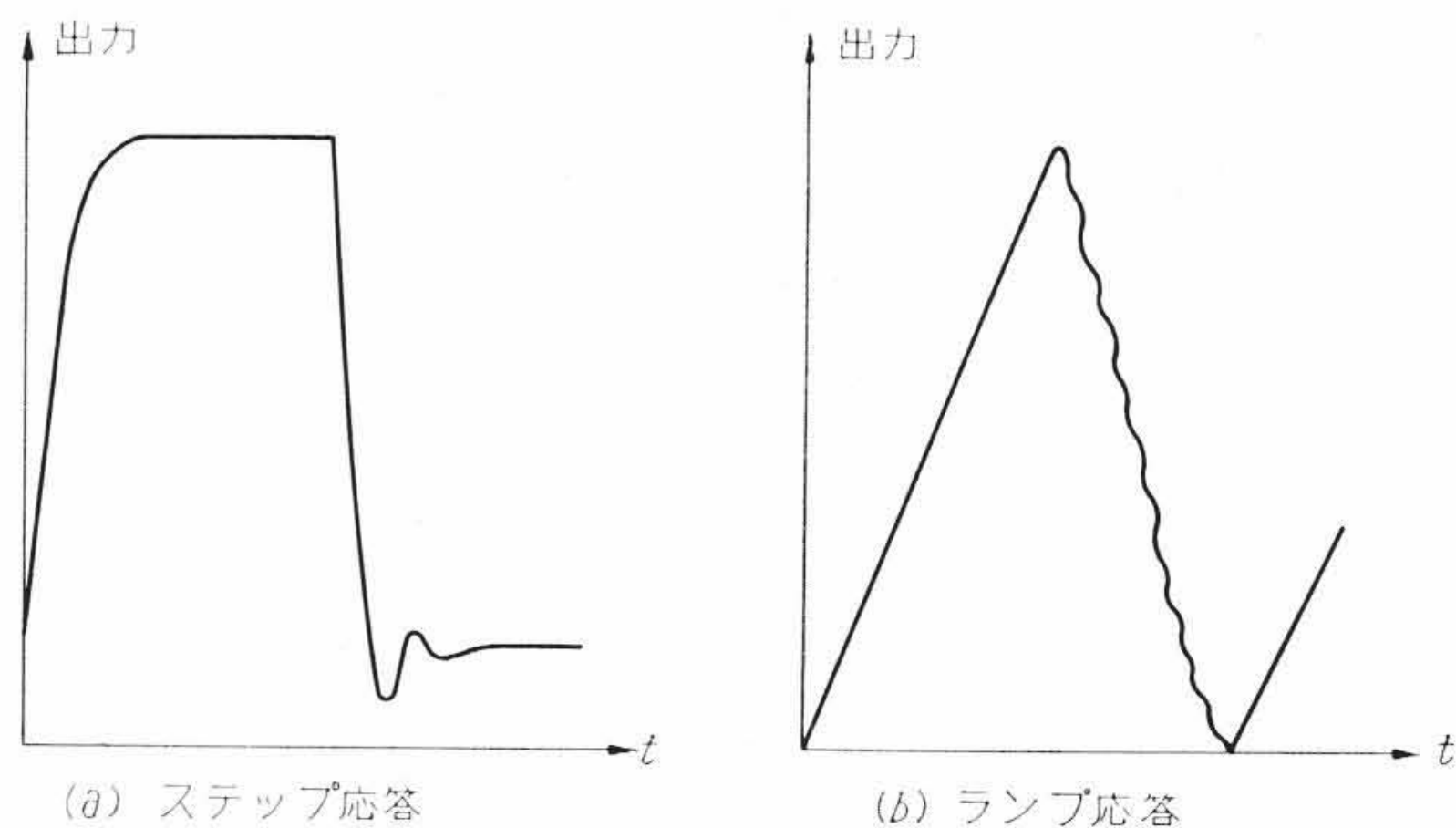
$$\% \text{出力振幅} = \frac{100}{L} \int_0^{2f} (\text{最大速度}) dt = \frac{100}{2f} \cdot \frac{\text{最大速度}}{L} \% \quad \dots\dots\dots (15)$$

となり、周波数が十分高くなると

$$\begin{aligned} \% \text{出力振幅} &= \frac{100}{L} \int_0^{2f} \frac{1}{4f} 2(\text{最大加速度}) \left(t - \frac{1}{4f}\right) dt \\ &= \frac{100}{16f^2} \cdot \frac{\text{最大加速度}}{L} \% \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

となり、数値を代入すれば、(15)式は $200/f\%$ 、(16)式は $1,400/f^2\%$ となる。周波数を横軸に、出力振幅を縦軸に選んだ場合、第9図が画かれる。第9図より入力振幅が大きく周波数が低い場合には速度の飽和が問題となり、入力振幅が小さく周波数が高い場合には加速度の飽和が問題となることがわかる。すなわち直線の左側が線形領域、右側が飽和領域となる。

飽和領域では追従誤差が増大すると同時に、跳躍現象⁽⁷⁾、重ね合わせ現象が現われ追従遅れ以外の誤差が増大するから、線形領域内の振幅、周波数で使用すべきである。重ね合わせ現象とは第10図に示すように、入力が振幅一定の正弦波であるにもかかわらず、記録される出力波形がごく低周波の変化と入力周波数の正弦波との和となる現象のことである。これはもし真空管が飽和しなければ、モータの駆動電圧は $\sin \omega t \sin \omega_0 t$ に比例するのであるが、真空管が飽和



第11図 ポテンシオメータの熱起電力による左右応答の非対称性

すると長方形波変調電圧 $\frac{4}{\pi} \sum \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega t \sin \omega_0 t$ となり、トルク成分の中に $\sin\{2\omega_0 - (2n+1)\omega\}t$ に比例するものが生ずるためである。しかしその係数は $1/(2n+1)$ に比例するため低周波領域ではこの現象は顕著でない。50 c/s サーボでは 33, 20, 14.3, 11.1, 9.09, 7.7 c/s などで起こるが、これ以下の入力周波数ではあまり気にならない程度である。

線形領域を拡大するには最大速度、最大加速度が大きくなるよう設計すべきで、(13)、(14)両式より無負荷回転数の大きな、かつトルク・慣性比の大きいサーボモータを用いるのが望ましい。この際もちろん負荷の静止摩擦、慣性がサーボモータの起動トルク、慣性に比べてかなり小さく設計すべきである。無負荷回転数を大きくするには、4極より2極、あるいは50 c/s用の代わりに400 c/s用サーボモータを用いたほうが良く、またトルク慣性比を大きくするにはトルクが大きく慣性の小さなサーボモータを選定すべきことはもちろんである。また同じトルク慣性比ならばトルクの大なるモータ、すなわちトルク自乗・慣性比の大なるものを使用したほうがよい。

5. ポテンシオメータの熱起電力による左右応答の非対称性

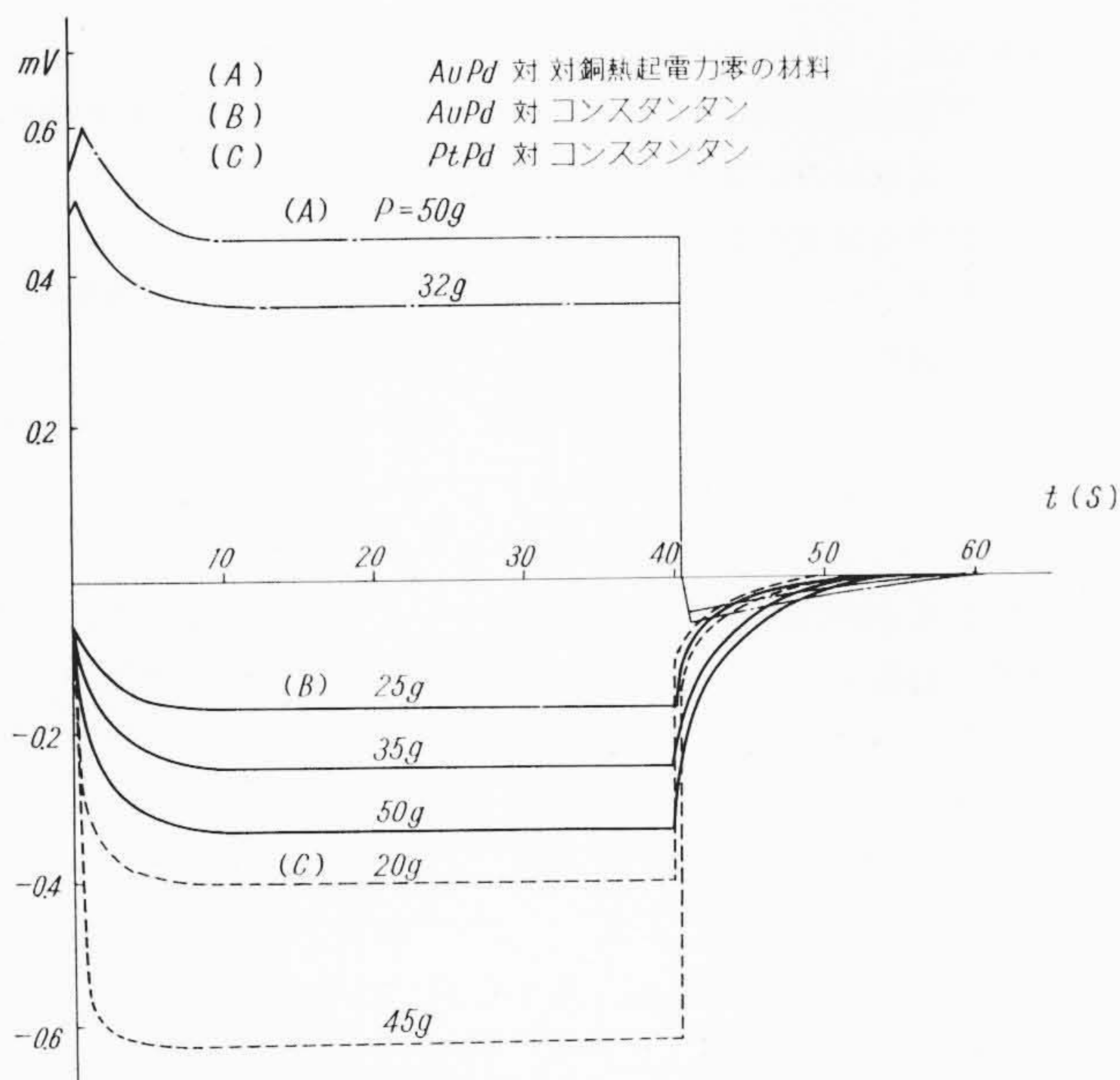
従来、巻線ポテンシオメータの問題点としては、第1に直線性、第2に接触不良と考えられてきた。しかるに高速度あるいは高感度の記録計においては、しばしば左右の応答が異なることを経験する。これはブラッシュ(接点)が巻線抵抗上をしゅう動することにより、その間に発生する摩擦熱による温度上昇に帰因した熱起電力によるものである。

たとえば第11図に示すように、ステップ応答に対しては片方が過制動で他方が不足制動であったり、ランプ応答に関しては片方がなめらかなのに、他方の応答が振動を含むようなことである。またときにはステップ応答に対し、急速に目標値には近づくが、定常値に達するのに数秒も要することも起こりうる。

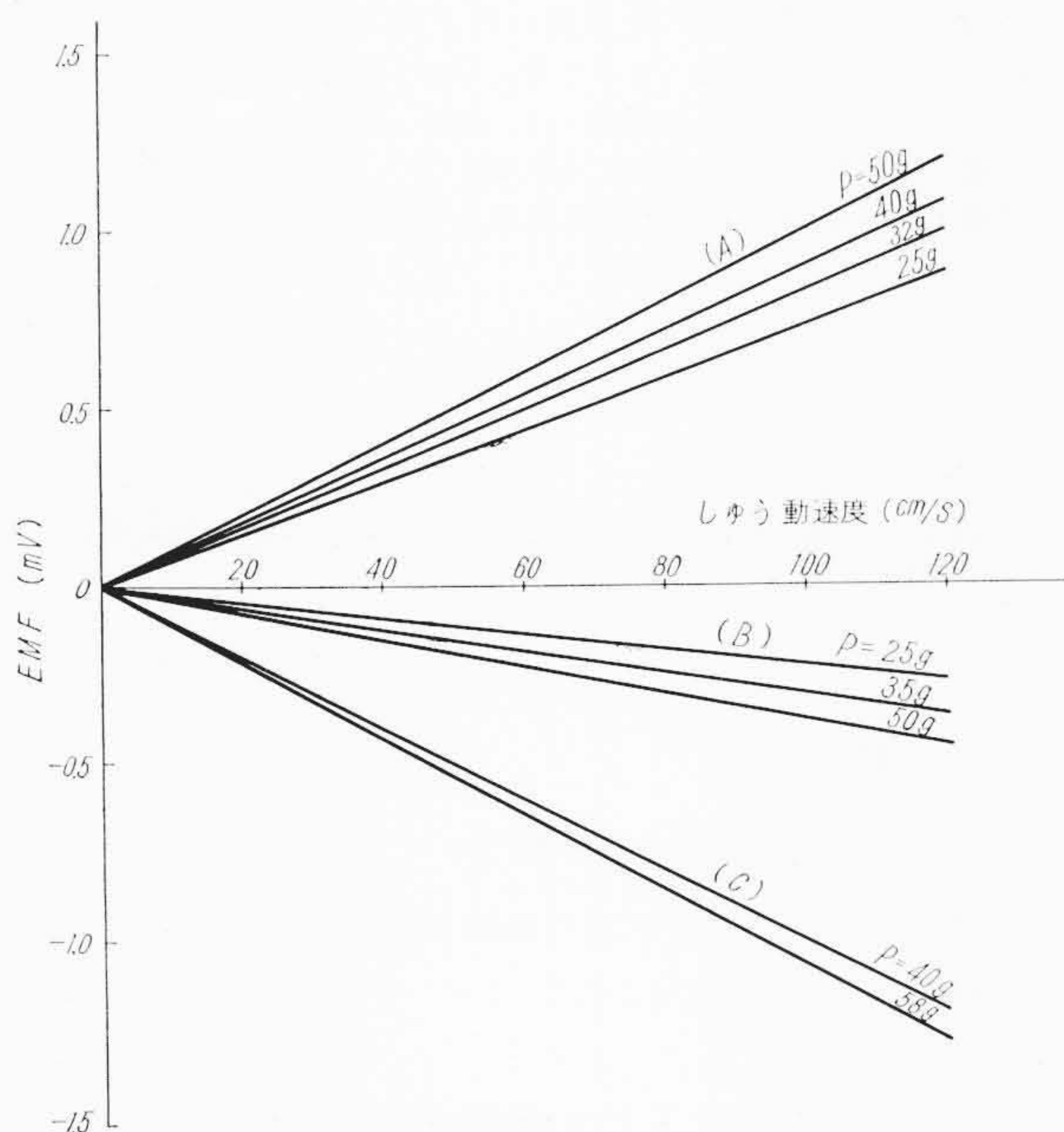
このポテンシオメータのしゅう動熱起電力に対し、少しく考察を行なってみる⁽⁸⁾。第12図は抵抗線材料として対銅熱起電力が零である合金とコンスタンタンを用い、Pt-Pd合金(Pd 60%)および Au-Pd(Pd 25%)接点をしゅう動させた場合の時間と熱起電力との関数である。図からわかるように A, B, C はそれぞれ異なった応答のパターンを有している。また第13図はしゅう動速度と熱起電力の定常値との関係を示す。巻線および接点の対銅熱起電力の差から、巻線と接点間の熱起電力は下記のようになる。

Au-Pd	対	対銅熱起電力零の材料	+31 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Au-Pd	対	コンスタンタン	-12 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Pt-Pd	対	コンスタンタン	-41 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

上記の値より、高速度記録計においては、巻線、接点間の温度上昇



第 12 図 ポテンシオメータのしゅう動熱起電力



第 13 図 しゅう動速度と定常起電力の関係

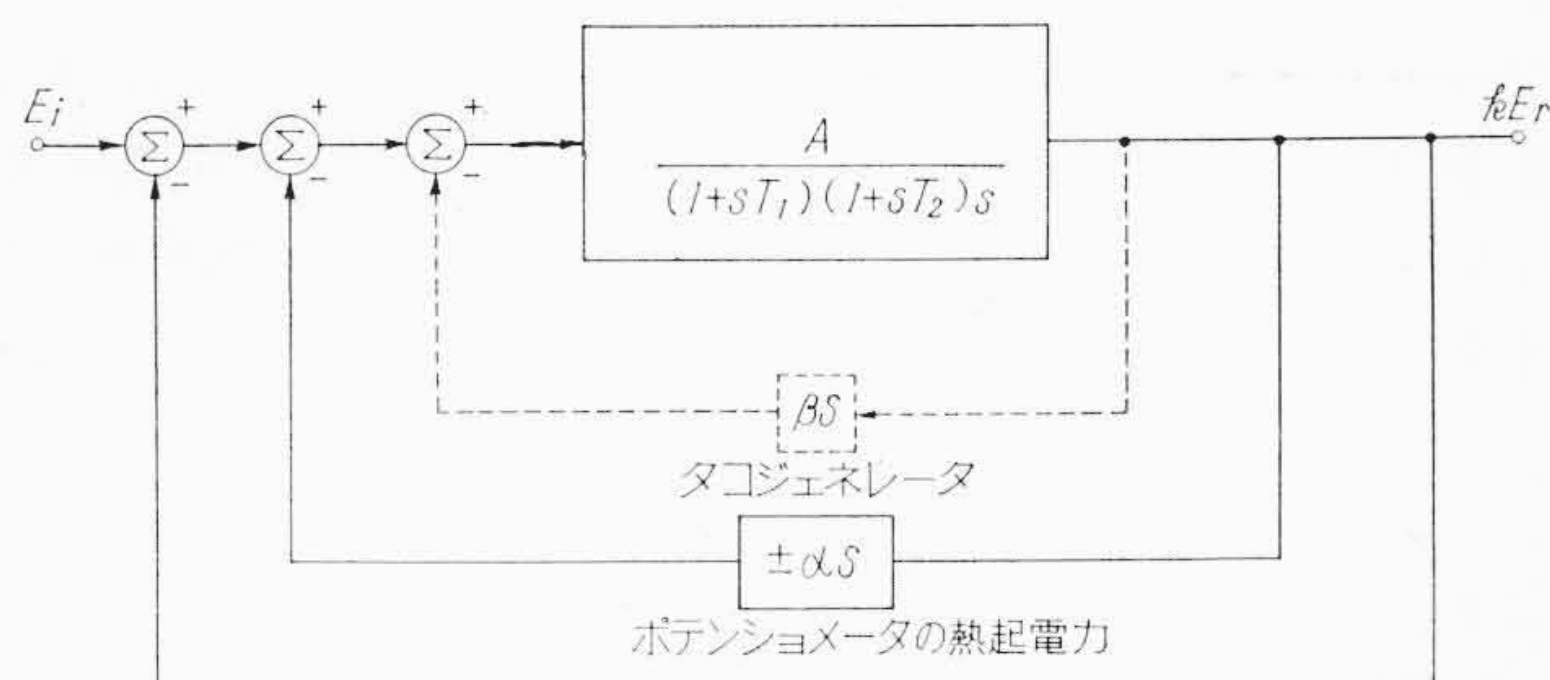
は数十度あることがわかる（しゅう動速度を 100 cm/s として）。

第 12 図において、しゅう動熱起電力が瞬時的に定常値に達すると仮定すれば、等価ブロック線図は第 14 図のようになる。ここで α は熱起電力係数であり、正負の符号は入力が増減に関せず熱起電力の極性が変わらないため、ある方向には負の速度帰還となり、逆方向には正の帰還となることを示す。

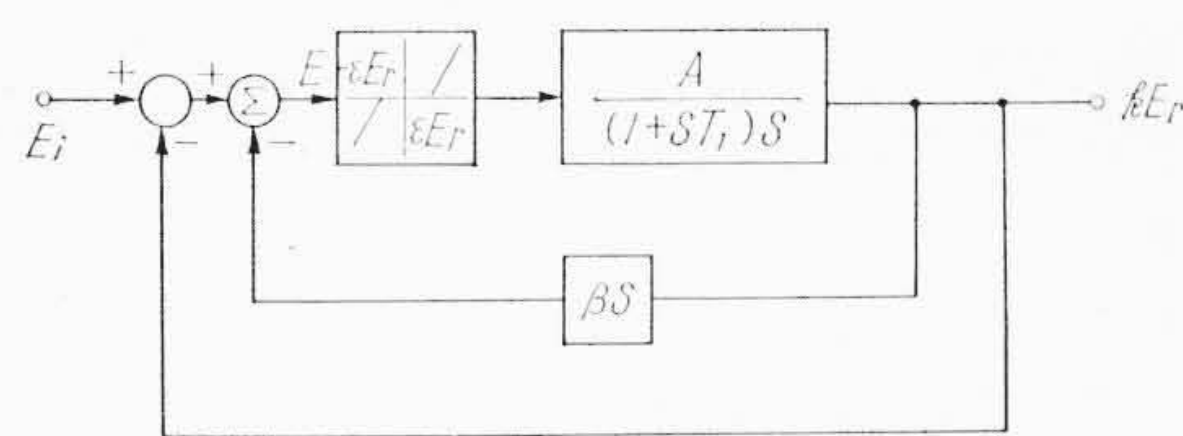
この非対称性を除去するには

- (i) 巻線と接点の対銅起電力が等しいものを用い、ポテンシオメータを構成する。
- (ii) 同一のポテンシオメータを 2 個用い、熱起電力を相殺するようにする。
- (iii) ポテンシオメータを電圧レベルの高い所で用い、見かけ上熱起電力が小さい状態にする。

などが考えられる。もちろん本質的な解決は (i) であるが、この場合でも接触不良、摩耗などを同時に考慮しておかねばならぬ。



第 14 図 熱起電力を考慮したブロック線図



第 15 図 不感帯を考慮したブロック線図

6. 不感帯と追従誤差

第 6 図において、 β により系が十分安定化されたならば、 $T_2 \gg T_1$ なる範囲において T_1 を省略しても系の応答はほとんど変わらない。この場合の閉回路伝達関数は

$$AG(s) = \frac{A}{s^2 T_2 + s(1 + A\beta) + A} \quad (17)$$

となる。ゆえに正弦波入力に対する出力の誤差は $\omega/\omega_c \ll 1$ なる範囲において

$$|1 - AG(j\omega)| \approx 2\zeta \frac{\omega}{\omega_c} \quad (18)$$

となる。ただし

$$\left. \begin{aligned} \omega_c &= \sqrt{\frac{A}{T_2}} \\ \zeta &= \frac{1 + A\beta}{2\sqrt{AT_2}} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

である。すなわち追従誤差を小さくするには、系の固有振動数 ω_c が大なるよう設計すべきであるが、 s によっても非常に影響されるゆえ、タコジェネレータの帰還量 β を小さくして使ったほうがよい。また (18) 式の右辺は、(17) 式で s^2 の項を省略し、系の閉回路伝達関数を一次遅れとおいた場合の追従誤差に等しいことがわかる。

以上の議論はサーボ機構を線形系と見なした際の誤差であるが、誤差電圧が小さくなると不感帯（入力換算の感度）の影響が無視できなくなる。この不感帯は第 2 図のブロック線図中の負荷の非線形摩擦が原因なのであるが、考察を簡単にするために第 15 図のように系を表わすことにする。第 15 図の不感帯要素の Describing Function を Nd とすれば (18) 式において A を NdA とおき

$$\frac{2\zeta}{\omega_c} \rightarrow \frac{1 + NdA\beta}{T_2} \times \frac{T_2}{NdA} = \frac{1 - Nd}{NdA} + 2\zeta \frac{1}{\omega_c} \quad (20)$$

を得る。ここで

$$Nd = 1 - \frac{\varepsilon E_r}{E} \quad (21)$$

と仮定すれば⁽⁹⁾、 $ENdA/\omega \approx E_i$ なる関係を考慮し、追従誤差は

$$\frac{\varepsilon E_r}{E_i} + 2\zeta \frac{\omega}{\omega_c} \quad (22)$$

となる。すなわち第 1 項が不感帯に基づく誤差で、感度に相当するだけの遅れを常に持つことを意味し、第 2 項は線形系と見なした際の誤差である。第 15 図の閉回路伝達関数を一次遅れと見なせば、その時定数は (22) 式を ω で割ったものになり、 ω あるいは入力振幅

E_i が小さくなると第1項に基づく時定数が顕著に増大する。この欠点を改善するには、サーボ系の感度すなわち入力換算の不感帯を小さくしなければならない。しかしこの方法は必然的に一循利得を増大することになり安定化が困難となろう。

7. 結 言

以上フルスケール走行時間0.25秒の高速記録計を試作するに当たり、自動制御的に見たいいくつかの問題点を説明した。すなわちサーボ機構の動特性はほとんど系の有する非線形特性により支配されていることがわかる。このような観点から、かかる非線形特性は性能の低下にこそ寄与するが、何ら性能の向上には役立たないのである。換言すれば高速記録計を含め高速サーボ機構の製作に当たっては、極力これら非線形特性の影響が小さくなるよう設計しなければならない。具体的には

- (i) 負荷の非線形摩擦を極力小さくすること。
- (ii) 二次抵抗の大きなサーボモータを使用すること。
- (iii) サーボ増幅器内で共振をとらないこと。
- (iv) $\tau_{m0}v_{m0}$, τ_{m0}^2/J の大きなサーボモータを使用すること。
- (v) ポテンショメータとしてはしゅう動熱起電力の小さいものを選定すること。

などとなろう。一方高速記録計の使用に当たっては

- (i) 飽和領域内で記録計を動作させると、変調現象、重畳現象、跳躍現象などが起こり、かつ追従誤差が著しく増大する。
- (ii) 系が過制動になっていないと、ランプ入力時にジャークン

グ現象を起こすことがある。

- (iii) 入力振幅が小さいと、不感帯に基づく遅れが増大するゆえ、なるべく大振幅で記録させたほうがよい。
- などに留意する必要がある。

緒言でも述べたように、本論は高速度記録計のサーボ機構につき、自動制御的に考察、実験を行なった結果につき述べたもので、そのほかチャート送り機構、固定機構、固体などについても十分な検討を加えてある。これらの詳細については別の機会にふれたいと思う。

本試作をするに当たりご指針ご鞭撻をいただいた只野副所長、終始ご指導ご討論をくだされた森龍太郎主任研究員、また積極的なご援助ご協力をいただいた那珂工場伊藤部長、佐藤課長、本社山本部長、島田課長、日立研究所北川部長をはじめ実験、設計にたずさわられた方々に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) R. L. Hovious: Trans. A. I. E. E. 73 (II), 393 (1954)
- (2) 沼倉, 阿部, 衣川: 電学誌, 79, 187 (昭34)
- (3) 沼倉: 計測と制御, 1, 36 (昭37-1)
- (4) 沼倉: 昭和37年電気四学会連合大会, 243
- (5) 沼倉, 三浦: 電学誌, 76, 256 (昭31)
- (6) 沼倉, 阿部, 三浦: 電学誌, 79, 542 (昭34)
- (7) K. Ogata: Trans. A. I. E. E., 76 (II), 277 (1957)
- (8) 西村, 沼倉: 計測と制御, 1, 356 (昭37-5)
- (9) 沼倉: 電学誌, 80, 896 (昭35)
- (10) 桑原: 第13回日本自動制御協会資料, 64 (昭33-8)



特 許 の 紹 介



特許第224166号(特公昭31-2146)

神 原 豊 三

交 流 形 質 量 分 析 装 置

本発明は、イオンの加速ならびに磁場を作る電磁石の励磁を、同一周波数の交流で行なうようにした、質量分析装置に関するものである。

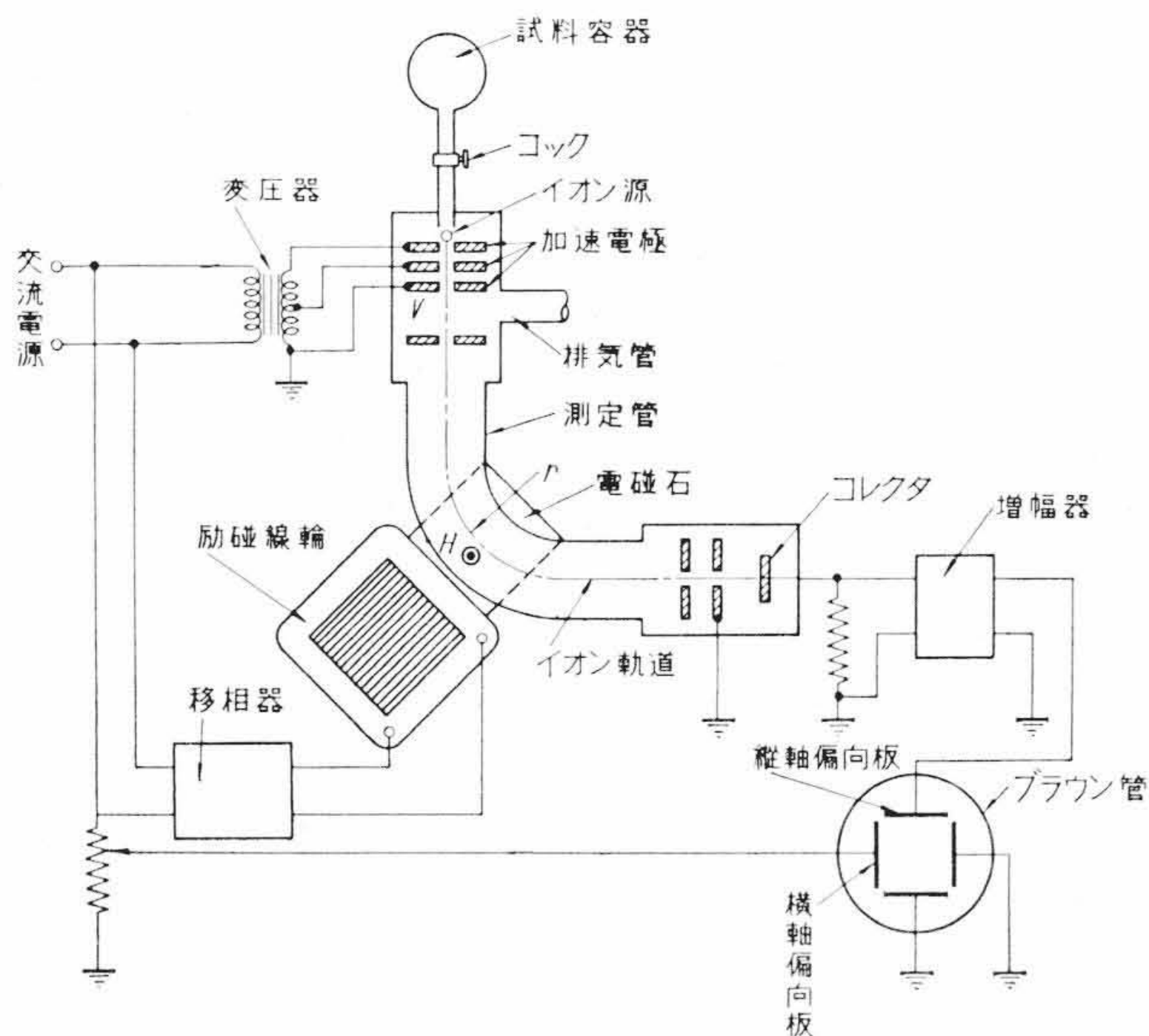
第1図は本発明の一実施例を示すもので、加速電極には交番電圧 $V = V_0 \sin 2\pi f t$ を加え、電磁石の励磁線輪にも同一周波数の交流を

通じて磁場を $H = H_0 \sin 2\pi f t$ にさせる。イオンの質量を M , 電荷を e , 磁場中におけるイオン軌道の曲率半径を r とすると

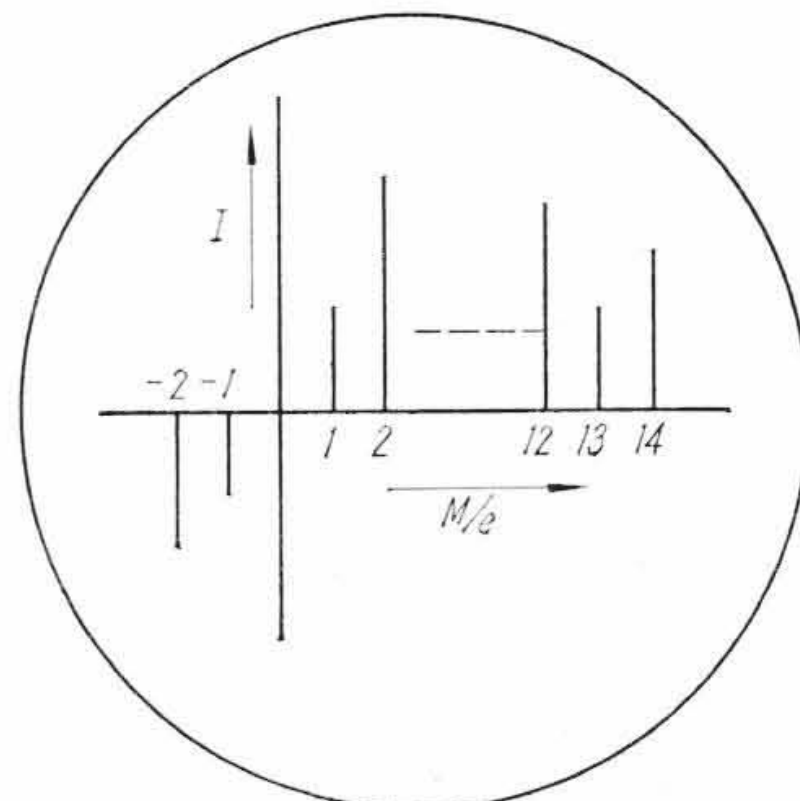
$$M/e = A \frac{r^2 H_0^2}{V_0} \sin 2\pi f t \quad (A = \text{一定})$$

の関係が成立し、コレクタに達するイオンの M/e 値は上式に従って時間的に変化する。いま、コレクタ電流をブラウン管の縦軸偏向板に、前記交番電圧と同一周波数の掃引電圧を横軸偏向板にそれぞれ加えると、イオン電流波形は第2図に示すように等間隔の質量数目盛で表わされる。なお移相器は、 V と H が同位相となるようにするためのものである。本発明によれば、横軸質量数目盛が等間隔となりかつ正イオンのみならず負イオンをも観察できる利点があり、さらに加速電源ならびに励磁電源に高い安定性を必要とせず、商用周波数の電源で十分その機能を達成するなどの長所がある。

(松 島)



第 1 図



第 2 図