

パルス式自動平衡形計重機の研究

Study on Pulse-Driven Automatic Scale

沢井 善三郎*・原島 文雄*・稲葉 博*

Zenzaburo SAWAI, Fumio HARASHIMA and Hiroshi INABA

自動平衡形計重機は工業用計量装置の中でもっとも精度が高い、しかしながら計量時間が比較的長いという欠点がある。本報告は送錘駆動用操作機に電気パルスモータを用いた、いわゆるパルスサーボシステムによる計量装置に関するものである。すなわち計量精度 1/1,000 および 1/8,000 の自動平衡形計重機を試作し、これが制御系の解析と実験結果の対比、さらには送錘速度の電子式多段切換方式の採用による実測結果について述べたもので、従来の方式と比較して、実用的に十分すぐれたものが実現できることを確めた。

1. ま え が き

工業における重量計測技術の顕著な動向は、他の計測技術と同様に自動化の発展である。とくに電子技術の進歩とその応用は計量装置それ自体の自動化はもとより、装置産業における連続かつ自動的な操業ラインへの導入を可能とした。すなわち工業用はかりの自動化は計量機構と計量結果の表示・記録印字・累加重量の計算などを行なう付属装置、ならびに信号の変換・伝送・調節・制御などを行なう付加装置に関するものが含まれる。また鉄鋼・石油化学工業などにおいては、プロセス全体の運転効率の最適化をはかるため電算機の導入が行なわれているが、これに適した高精度かつ速応性大なる計量装置の必要性がますます増大しつつある。

自動平衡形計重機は、いわゆるてこはかりの送錘機構にサーボ技術を応用したもので、工業用としてはもっとも精度が高く、試験研究用はかりを始め、貨車およびトラックなどの車両用または荷役用はかり、ポイドメータ(コンスタント・フィードウェア)、コンペアスケールさらにはカウンティングスケールなどに広く応用されている。しかしながら精度が高い反面、計量時間が比較的長く、連続計量装置として主要な条件である高速化の面で、いまだ実用的に十分とはいえない。もちろん最近の装置では送錘速度を高低速の2段階に分けて行なう、いわゆるデュアルモードの送錘機構を装着したものが開発され、速応性もかなり改善されてきたが、現状では計量精度 1/8,000 において 15 秒程度を要し、いまだ改善の余地が残されている。

従来の自動平衡形計重機は2相サーボモータあるいはバランシングモータなどを駆動源とし、送錘機構にはラック式おもりとピニオンにより、あるいはおもりをリードスクリューによって移送する方法が主として採用されている。また前記の送錘速度の高低速切り換えは2台のモータを電磁クラッチなどで切り換える方法が採用されている。

筆者らは自動平衡形計重機の速応性改善の手段として、てこの偏位を検出しこれを帰還する従来の制御方式に加え、さらにてこの偏位速度ならびに加速度を検出し、これらを帰還する制御方式の理論的・実験的検討を行なってきた。さらにパルスモータの工作機械以外への応用の1つとして電気パルスモータによって送錘駆動されるパルスサーボシステムの計量装置の研究を行なってきた¹⁾²⁾³⁾¹⁰⁾。すなわち計量精度 1/1,000、感量 0.1g、秤量 100g の実験用小形計重機を試作し、これをモデルとし電算機による数値解析を含む理論的な検討と実測を行なった。また実用的な手段である送錘速度の多段切換方式を付加した場合の効果についても実験した。この場合、本方式では従来の機械的な切り換えによらず、すべて電子回路によった。この結果、パルスサーボシステムによる制御方式は計量精度、速応性ともに従来の方式をうまわる性能をもたせることができるとの見通しをえたので、さらに現在、工業用はかりに実用されている計量機構による精度 1/8,000、感量 1g、秤量 8kg の計重機を試作し実測を行なった。この結果、計量時間 10 秒以内のものを実現することができたのでその概要を報告する次第である。

なお自動平衡形計重機に電気パルスモータを駆動源とした制御方式に関する発表は現在のところ国内においては筆者ら以外にない。この方式に近いものとして、てこの偏位をパルス列に変換し、パルスモータおよびシンクロ発受信器の組み合わせによって可変周波数に変換し、サーボモータを制御する方法が開発されているが⁴⁾、従来の方式と本質的な相違はないと考えられる。また速応性の改善策として、電算機を推定器とし、てこの運動から測定荷重とつりあう送錘位置を予測する方式についての報告がある⁵⁾。この方式は、てこの傾きを必ずしも水平位置にもどす必要がなく、この意味から計量時間を大幅に短縮できるとされているが、現在のところ実用化に至っていない。他方、国外においては Bendix Electronics 社によってリードスクリューによる送錘機構にパルスモータを採用した小形てんびんが開発され、Physics Ex-

* 東京大学生産技術研究所 第3部

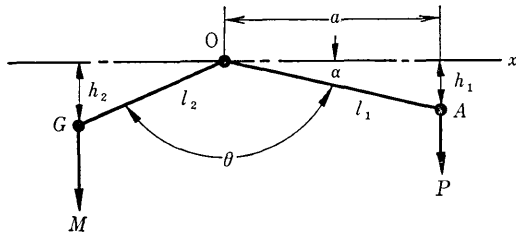


図1 単一てこの原理

hibition にそのモデルが出品されたと報告⁶⁾されている。

2. 原理と構成

図1の単一てこにおいて支点 O, 力点 A, 重心を G てこの質量を M, 力点にかかる総質量を P とし, つりあい状態において \overline{OA} を l_1 , \overline{OG} を l_2 , $\angle AOG$ を θ , 水平線 \overline{OX} を基線とし $\angle XO A$ を α とおくと, てこの感度 S_e は次式で示される,

$$S_e = \frac{d\alpha}{dP} = \frac{l_1 \cos \alpha}{Pl_1 \sin \alpha + Ml_2 \sin(\theta + \alpha)}$$

$$= \frac{a}{Ph_1 + Mh_2} \quad (1)$$

また, 図1の系全体の慣性モーメントを I, 重力の加速度を g とすれば, てこの運動方程式から固有振動数 ω_n は次式で示される,

$$\omega_n = \sqrt{ag/IS_e} \quad (2)$$

(2)式より ω_n は慣性モーメントと感度の積の平方根に反比例する。てこはかりの平衡点付近の応答を改善するには (2) 式の ω_n を高くとる必要があるが, S_e は計量精度からの拘束条件があり, また I は計量機構の構造上の制約があっても小さくすることは容易でない。また, てこ自身の慣性モーメントを小さくした場合, 荷重の大小, 送錘位置によって ω_n が可変パラメータ系となるのでその安定性に問題がある。前記の送錘速度の高低速切換方式が実用的に採用されている理由も, この点からうなずける。つぎに図1のてこ系全体の伝達関数 $G(s)$ は減衰係数を ζ とすれば次式であたえられる,

$$G(s) = \frac{\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

また, パルスモータの伝達関数 $G_0(s)$ は, かなり複雑となるが実用的な近似式として2次振動系にむだ時間を加えることにより表わされる。すなわち単一入力信号に対し,

$$G_0(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{\omega_0^2 \cdot e^{-sT}}{s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4)$$

ここで ω_0 はパルスモータ固有振動数, ζ_0 はパルスモータ減衰係数である。なお, パルスモータを送錘駆動に用いる場合, 駆動パルス周波数がある程度大きい場合, パルス列入力に対する伝達関数は単に $1/s$ として近似できる。したがって後述の制御系の解析にあたっては積分

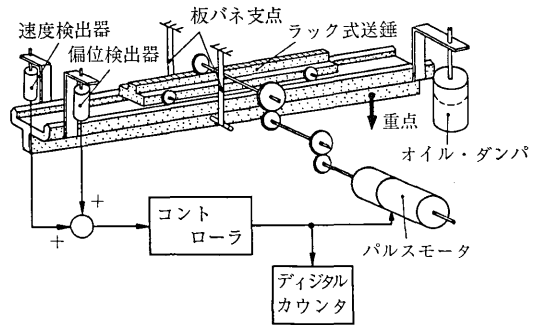


図2 パルス式自動平衡形計量機の機能図

表1 試作計量機の仕様

仕様	1/1,000 計重機	1/8,000 計重機	
秤量 (g)	100	8,000	
感量 (g)	0.1	1	
計量精度	1/1,000	1/8,000	
計量機構	慣性モーメント (kg・cm・sec ²)	約 0.2	約 18.8
	固有周期 (sec)	約 1	0.92
	こうかん比	1 : 1	1 : 1.76
	ラック重量 (g)	100	4547
送錘ストローク (mm)	157	440	
電気パルスモータ	形式	富士通 AT 109	富士通 EPM-111
	1パルス当り回転角(度)	2.25	1.5
	最高追従パルス速度 (pps)	8,000	8,000
	最大出力 (8,000pps)(HP)	0.05	0.33
駆動装置	富士通 FANUC 613F	富士通 FANUC 617A	
桿偏位検出器	差動変圧器(新光) DS-36S-M ±2.5mm, 1kHz	差動変圧器(新光) DS-36S-M ±2.5mm, 1kHz	
偏位検出感度	0.5 V/0.1 g (桿偏位 0.05mm)	0.4 V/g (桿偏位 0.01mm)	

器としている。

パルスモータを使用するにあたって, とくに注意を要する点は慣性負荷の大きさによって始動パルス周波数が大きく制限されること, および正逆転の両方向始動を要する場合, 一方向駆動より始動特性の低下がみられること, さらに伝達機構として歯車を使用する場合, バックラッシュがあると計量精度への影響のみならず騒音を発生し, これが電気系への雑音源となるので機械的精度の向上がとくに要求されることである。

図2は試作計量機の機能図を, 表1に計量精度 1/1,000 および 1/8,000 計重機の性能を示す。いずれもラック式送錘を採用し, パルスモータとラック上のピニオンとは2組の歯車機構によって連結されている。てこの偏位は差動変圧器により検出される。また偏位速度の検出には2個の円筒形多層巻コイル (各巻数 10,000 回,

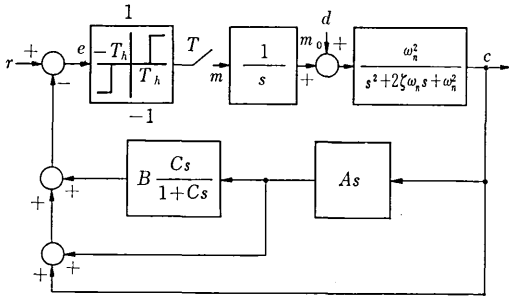


図 3 制御系ブロック線図

線径 0.12 mm) を差動接続とし、コイル中心に永久磁石を上下動させるものを用いている。1/1,000 試作計重機における偏位速度は、単位重量 (0.1 g) あたり偏位 50 μ , 固有周波数 1 Hz とすれば、直線速度 0.2 m/s と非常に低い。したがって検出信号もすこぶる小さい。加速度の検出には速度検出器の出力に CR による電氣的微分回路を挿入すれば実現可能と考えられるが、前記のように低レベルで、しかも雑音の影響もあって簡単で実用的なものをうめることは困難であった。

図 3 は単位重量に対する偏位を 1 として基準化した場合の制御系ブロック線図である。帰還ループは偏位、速度、加速度の 3 つの検出信号による構成を示し、ここで入力は、てこ偏位の目標値でありバランスした状態を目標としているので零となる。また出力 c はてこの偏位を表わす量である。

図 4 は制御装置の電気系系統図である。前記のように実用的な加速度検出器をうめることが困難であったので、

ここでは、てこの偏位および速度検出信号を加算、増幅し必要な検出感度をえている。A-D 変換部は電圧比較器とトランジスタゲート回路で構成され、電圧比較器の基準電圧 ($\pm V_i, V_m, V_h$) の極性および大きさを適当に設定することにより、送錘移動の方向と速度を自動的に選別することができる。

ここで基準電圧 V_i は図 3 に示す不感帯の幅 T_h に相当し、検出信号が V_h 以上では高速パルス駆動され、 V_h から V_m の間は中速駆動、さらに V_m から V_i までは低速パルス駆動となる。いいかえれば送錘が平衡点より速くはなれた位置にあるときは偏位検出信号も大きく、したがって駆動速度も大きい、送錘が平衡点に近づくにしたがって、駆動速度も中速から低速へと段階的に変化することになる。試作装置は基準電圧可変範囲を大きくするため検出信号増幅器を低速用と中高速用の 2 組を使用しているが、実用的に 1 組とすることは十分可能である。なお歯車比は単位重量 (感量) あたり 1 パルスとしてのるので駆動パルス周波数をデジタル・カウンタで測定することにより直接、測定荷重を知ることができる。

3. 特性の解析および実測結果

図 3 の制御系の安定性ならびに過渡特性を求めるため次のような数値解析を行なった。まず、てこの偏位のみを帰還する場合の閉ループの安定性を知るには、記述関数 (describing function) による方法がある。すなわち、

(1) $e(t) = A_1 \cos \omega t$ とするとサンプリング周波数が ω より十分大きいこと、

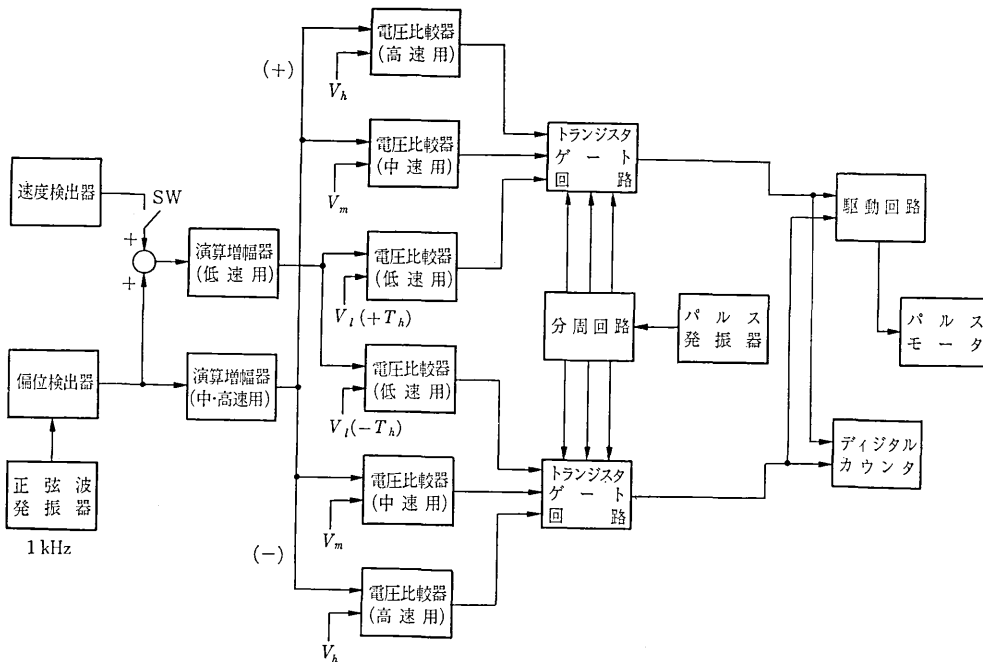


図 4 制御装置ブロック図

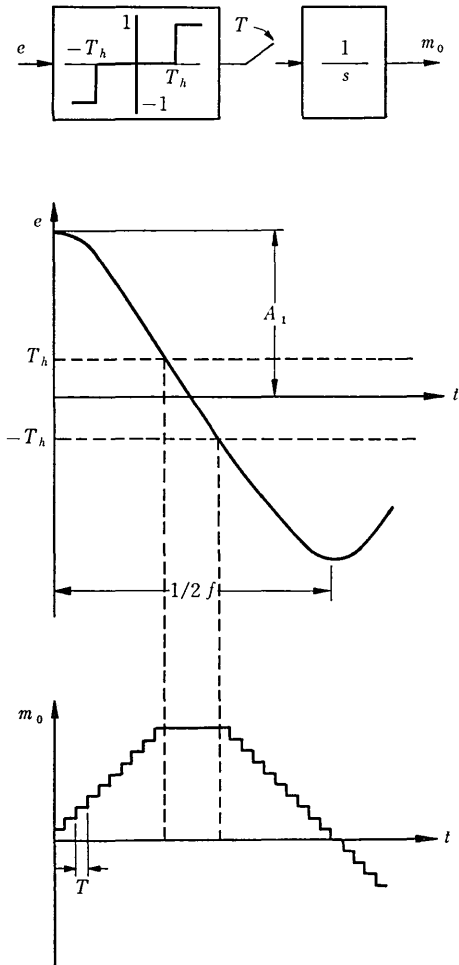


図5 記述関数の入出力波形

- (2) 不感帯の幅を T_h とすれば $A_1 \gg T_h$
- (3) $G(s)$ が低域フィルタと考えられること。

これらの条件で $e(t)$ と $m_o(t)$ の関係は図5に示される。出力波形 $m_o(t)$ を三角波で近似し、そのフーリエ展開したものの基本波成分の振幅を m_f とすれば、

$$m_f = \frac{2}{T\pi^2 f}, \quad \omega = 2\pi f \quad (5)$$

このとき $e(t)$ から $m_o(t)$ までの記述関数 N_D は次式で示される。

$$N_D = \frac{4}{T\pi\omega A_1} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (6)$$

ここで、 T はサンプル周期である。また、 $G(s)$ は(3)式であたえられ、 $-1/N_D = G(j\omega)$ の条件により閉ループ系が不安定となる発振周波数 ω とその振幅 A_1 は、

$$A_1 = \frac{2}{\zeta\omega_n T\pi}, \quad \omega = \omega_n \quad (7)$$

となる。(7)式は偏位のみ帰還する場合で、ほぼ実測値と一致することが確かめられた。

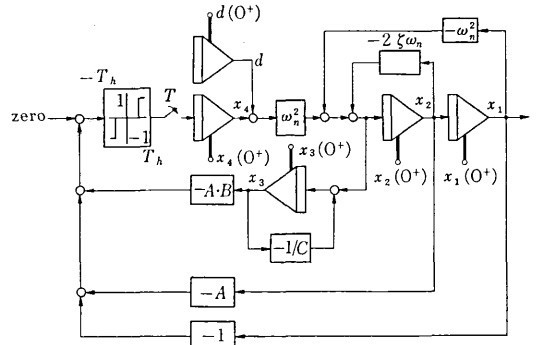


図6 状態変数線図

つぎに応答特性であるが、本制御方式は非線形サンプル値系で制御動作が時間的に不連続であるが、数値解析は可能であると考えられる。図6は図3の制御系を状態変数線図で表わしたものである。この系は次のベクトル行列形式で表わされる。

$$\frac{dv}{d\lambda} \mathbf{A}v(\lambda), \quad \lambda = t - nT, \quad 0 < \lambda \leq T$$

$$(n=0, 1, \dots, n)$$

$$v = \text{col}(d, x_1, x_2, x_3, x_4) \quad (8)$$

(8)式はサンプリング区間内の離散値系を記述する状態微分方程式で、この初期条件は次の状態推移方程式であたえられる。

$$v(nT^+) = \mathbf{B}v(nT) \quad (9)$$

(8)式のラプラス変換から

$$sV(s) = \mathbf{A}V(s) + v(O^+)$$

したがって、

$$V(s) = (sI - \mathbf{A})^{-1} v(O^+) \quad (10)$$

ただし、 I : 単位マトリクス

$$\Phi(\lambda) = L^{-1}\{(sI - \mathbf{A})^{-1}\}$$

とすれば、

$$v(t) = \Phi(t - nT)v(nT^+) \quad (11)$$

図5から、(8)式は具体的につぎのように表わされる。

$$\begin{aligned} \dot{d} &= 0 \\ \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \omega_n^2 d - \omega_n^2 x_1 - 2\zeta\omega_n x_2 + \omega_n^2 x_4 \\ \dot{x}_3 &= \omega_n^2 d - \omega_n^2 x_1 - 2\zeta\omega_n x_2 - \frac{1}{C} x_3 + \omega_n^2 x_4 \end{aligned} \quad (12)$$

したがって、

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \omega_n^2 & -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n & 0 & \omega_n^2 \\ \omega_n^2 & -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n & -1/C & \omega_n^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\Phi(t) = \{\phi_{ij}\} \quad \text{付録参照} \quad (14)$$

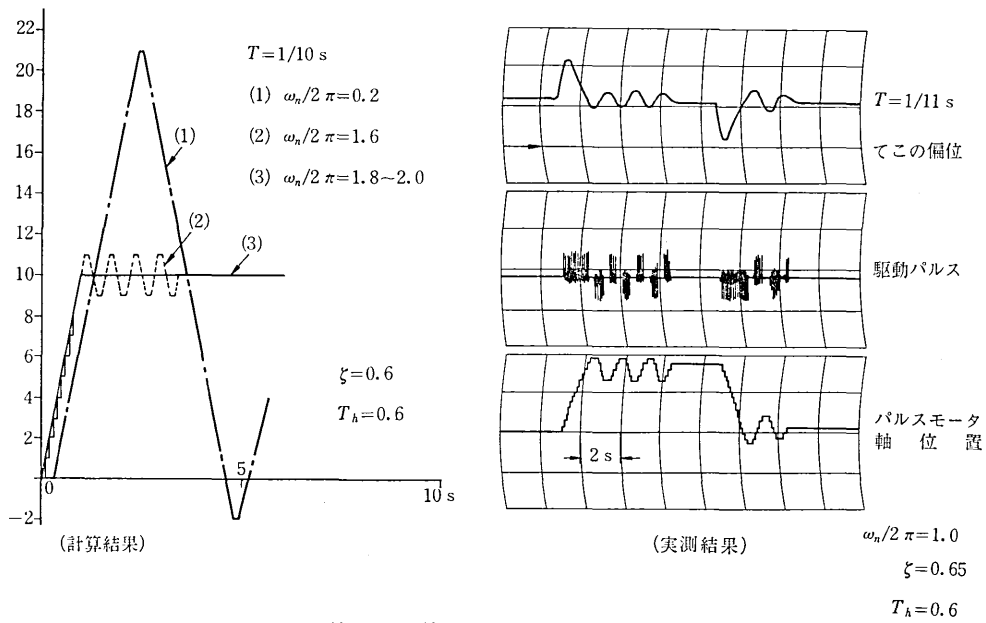


図 7 計算結果と実測結果の比較 (偏位速度帰還のない場合)

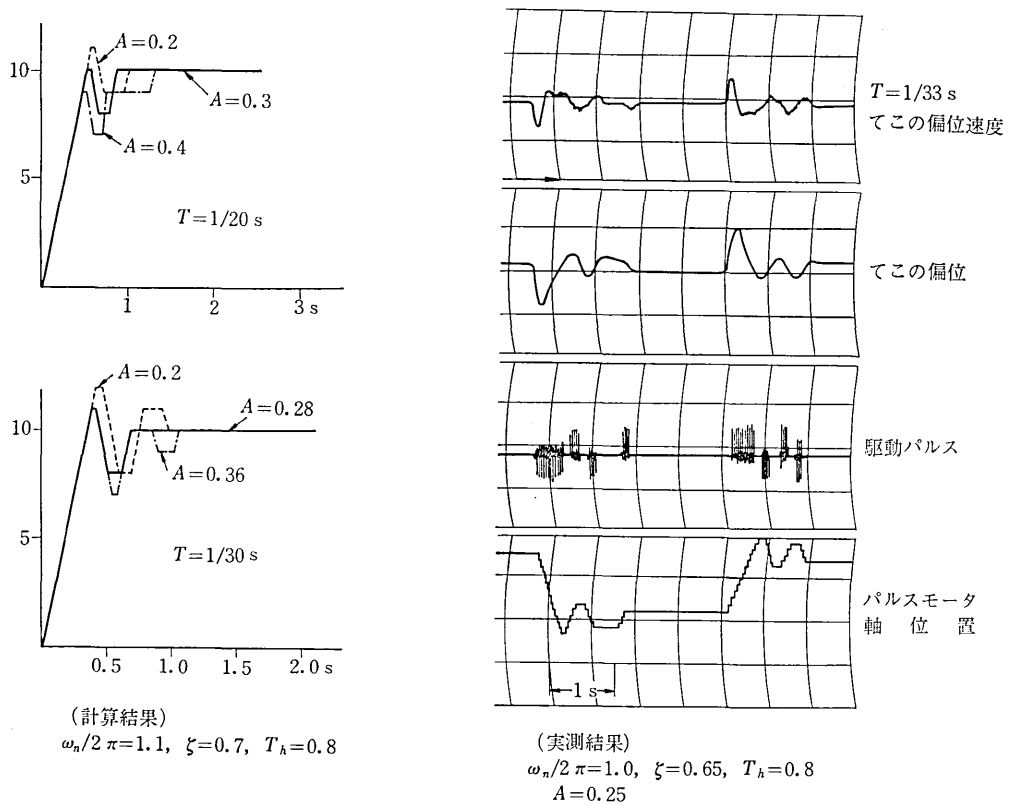


図 8 計算結果と実測結果の比較 (偏位速度帰還のある場合)

また、(9)式の B 行列は、図6より次のようになる。

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1+Q/x_4(nT) \end{pmatrix} \quad (15)$$

ただし、 Q は、

$$J = -(x_1(nT) + Ax_2(nT) + A \cdot Bx_3(nT))$$

とおけば、

$$Q = \begin{cases} +1 & J \geq T_h \\ 0 & -T_h < J < T_h \\ -1 & -J \leq -T_h \end{cases} \quad (16)$$

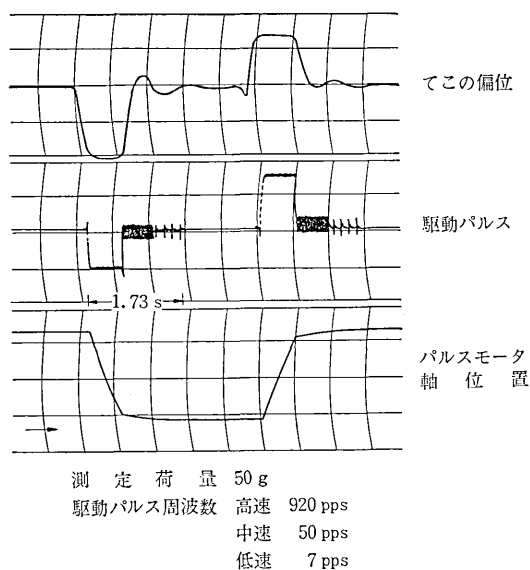


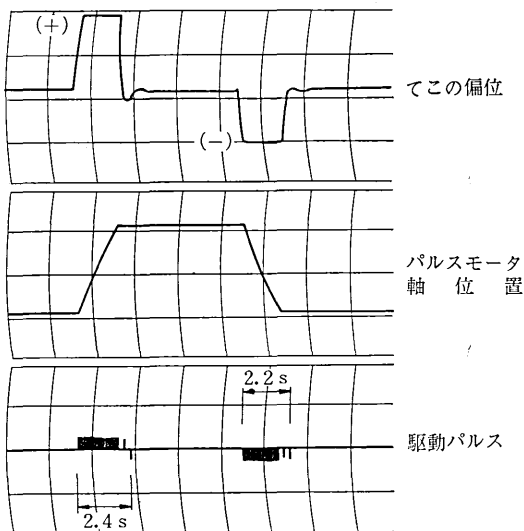
図 9 過渡応答の実測結果 (1/1,000 計重機)

ゆえに、任意の初期値 $v(O^+)$ があたえられたとき、(11), (13), (14), (15), (16)式からステップ応答が計算できる。各帰還量 A, B, C を決定する場合、アナログ計算機で概略値を求め、細部をデジタル計算機によって求めた。図 7, 図 8 は 1/1,000 試作計重機のステップ応答の計算結果 (パルスモータ軸位置) と実測結果を比較したものである。この場合、計算結果のグラフ初期の階段状波形はパルスモータ軸位置がステップ状に変化していることを示しているものであり、その他の部分については簡単のため包絡線で表わしている。

てこの平衡点付近の安定限界は偏位のみを帰還した場合、駆動パルス周波数において 10 pps となる。さらに速度帰還を付加した場合、約 30 pps となり速応性の改善がみとめられる。これらは実測結果ともほぼ一致する。したがって、より大幅な速応性の改善には加速度帰還が必要となる。

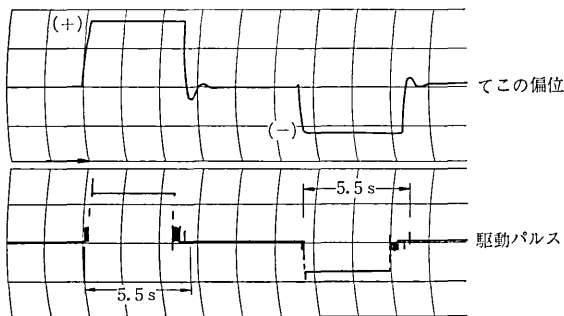
また、図 9 は 1/1,000 試作計重機の送錘速度を 3 段階に切換えたときのステップ応答の実測結果である。駆動パルス周波数は高速時 920 pps, 中速時 50 pps, 低速時 7 pps, 測定荷重は 50 g の分銅を用いた。偏位検出信号の大きさによって駆動パルス周波数が自動的に切り換えられていることがわかる。なお、図 9 において偏位信号が零付近においてオーバーシュートし、符号が反転しているのに同一方向のパルスがでていいる。これはコントローラに挿入したフィルタによる電気的なおくれ (50 ms ~ 100 ms) によるものである。計量時間は秤量 100 g に対し、偏位のみを帰還でも約 2.5 s であった。また高速送錘の限界を実測したが、約 1,200 pps であった。

1/1,000 試作計重機による数値解析および実測結果から、パルスサーボシステムは従来の方式と比較し、精度・速応性とも実用的に十分対抗でき、また他の方式にみ



(a) 測定荷重 200 g

駆動パルス周波数 中速 114 pps
 低速 3.45 pps
 (a)



(b) 測定荷重 4,000 g

駆動パルス周波数 高速 909 pps
 中速 114 pps
 低速 3.45 pps

(b)

図 10 過渡応答の実測結果 (1/1000 計重機)

られないすぐれた特徴を具備するものが期待できる。

一般に工業用自動平衡形計重機の計量精度は 1/3,000 ~ 1/8,000 程度が多く用いられ、前述の試作装置は、この意味において十分とはいえない。そこでさらに現在、実用されている計量機構にパルスモータを取付けた計量精度 1/8,000 の計重機を試作し、実測を行なった。図 10 (a), (b) は、てこの偏位のみを帰還した場合のステップ応答を記録したものである。送錘駆動速度の切り換えは 3 段階とし、パルス周波数は高速時 909 pps, 中速時 114 pps, 低速時 3.45 pps, 測定荷重は 200 g, 4,000 g の分銅で行なった。いずれも低速時のパルス数は 2 ~ 3 個で整定し、てこの平衡点付近の安定性も十分保証され、必要な精度を容易に確保することができた。なお、この場合、計量時間は秤量 8 kg で約 10.4 s であ

った。また前述の、てこの偏位速度をさらに付加しても計量時間の短縮は 0.5 s~0.7 s 程度でその効果も薄い。

図 11 は重点荷重に対する計量時間の関係を示したもので、実線は、駆動周波数および図 4 に示す電圧比較器の基準電圧より求めた計算値、各点は実測値である。荷重の小さいところで、計算値と実測値にかなりの相違が認められるが、実用上、余り問題とはならない。この原因は制御装置の電気的なおくれと、電圧比較器における送錘速度の切換動作点の変動が考えられる。

1/8,000 試作計重機における駆動パルス周波数限界を実測したが、約 950 pps~1,000 pps で当初の推定より 100 pps 程度低い。この原因として伝達機構を含む計量機構の慣性荷荷が、予想よりも大きくなったためである。したがってさらにこの点を吟味すれば計量精度 1/8,000 において計量時間 8~9 s の工業用計量装置の実現が期待できる。なお、1/8,000 試作計重機の計量機構ならびに制御装置の外観を写真 1 に示す。

4. あとがき

以上、パルスサーボシステムによる自動平衡形計重機に関する制御方式、制御系の解析、実測結果および実用化試験について、その概要を報告したが、本方式はつぎのような特徴をもっている。

- (1) 高精度の確保が容易、かつ速応性に関しても従来の方式よりすぐれている。
- (2) 計量のデジタル表示が容易、かつ電算機の入力装置として直接使用できる。

(3) 送錘速度の多段切り換えをすべて電子回路によって行なっている。したがって機構部品がすこぶる簡単化されるので、保守の点からも有利である。

また、本制御方式の実用化にあたって、大きな難点はパルスモータ駆動装置のコスト高であるが、これについ

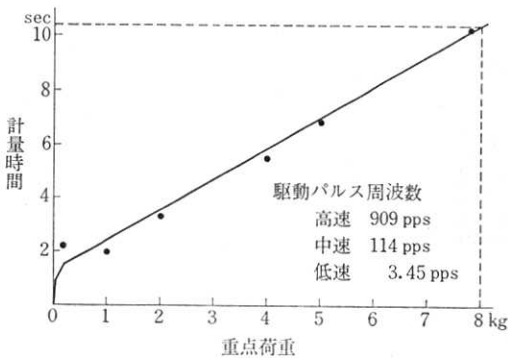


図 11 重点荷重と計量時間の関係

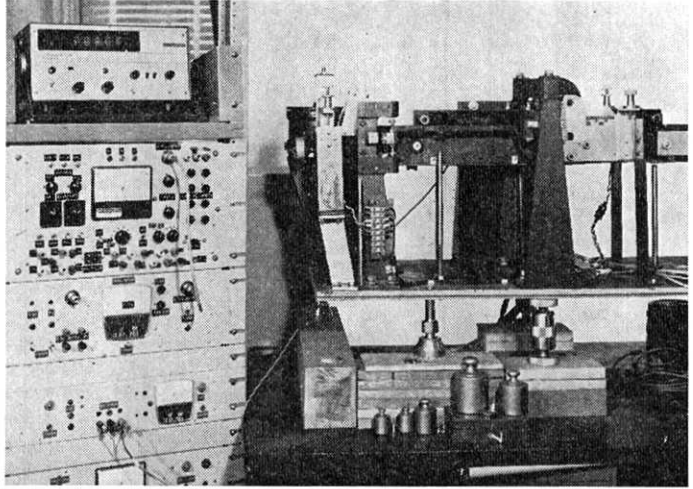


写真 1 パルス式自動平衡形計重機の外観

ても必要とする性能に適合した駆動回路の最適設計、IC化による電子回路の簡単化、需要の促進などによりローコスト化の実現が可能であると考えられる。本研究は 1967 年 4 月、当時、本学大学院学生宮崎文夫君（現、昭和電工勤務）によって基礎研究が行なわれ、その後、約 4 年間にわたり実施されたものである。この間、計量機構の試作については大和製衡株式会社山越康右氏をはじめ関係各位の協力をいただいた。また大阪府立大学小野敏郎助教授には、種々有益な助言を賜った。この機会に厚く感謝の意を表する次第である。

本研究は昭和 43 年、44 年度文部省科学試験研究費によったことを付記する。

□ 付 録 □

$\Phi(t) = (\phi_{ij})$ の計算

$$\Phi(t) = \begin{pmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} & \phi_{13} & \phi_{14} & \phi_{15} \\ \phi_{21} & \phi_{22} & \phi_{23} & \phi_{24} & \phi_{25} \\ \phi_{31} & \phi_{32} & \phi_{33} & \phi_{34} & \phi_{35} \\ \phi_{41} & \phi_{42} & \phi_{43} & \phi_{44} & \phi_{45} \\ \phi_{51} & \phi_{52} & \phi_{53} & \phi_{54} & \phi_{55} \end{pmatrix}$$

$\phi_{11} = 1$

$\phi_{12} = \phi_{13} = \phi_{14} = \phi_{15} = 0$

$$\phi_{21} = L^{-1} \left[\frac{1}{s} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right] = 1 - \frac{\varepsilon - \zeta\omega_n t}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \times (\sin \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \cos \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) \times \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$\phi_{22} = L^{-1} \left[\frac{s + 2\zeta\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right] = \frac{\varepsilon - \zeta\omega_n t}{\sqrt{1 - \zeta^2}} (\sin \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \cos \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) \times \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$\phi_{23} = L^{-1} \left[\frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right] = \varepsilon - \zeta\omega_n t \times \frac{\sin \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

$$\phi_{24} = 0$$

$$\phi_{25} = \phi_{21}$$

$$\phi_{31} = L^{-1} \left[\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right] = \omega_n^2 \times \phi_{23}$$

$$\phi_{32} = -\phi_{31}$$

$$\phi_{33} = L^{-1} \left[\frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right] = \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \cos \omega_n \times \sqrt{1-\zeta^2} t - \zeta \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \frac{\sin \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t}{\sqrt{1-\zeta^2}}$$

$$\phi_{34} = 0$$

$$\phi_{35} = \phi_{31}$$

$$\begin{aligned} \phi_{41} &= L^{-1} \left[\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot s \cdot \frac{C}{1 + Cs} \right] \\ &= \frac{C \cdot \omega_n^2}{1 - 2\zeta\omega_n C + C^2\omega_n^2} \left[(C\omega_n - \zeta) \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \right. \\ &\quad \times \frac{\sin \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t}{\sqrt{1-\zeta^2}} + \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \cos \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t \\ &\quad \left. - \varepsilon^{-(1/C)t} \right] \end{aligned}$$

$$\phi_{42} = L^{-1} \left[\frac{-\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot s \cdot \frac{C}{1 + Cs} \right] = -\phi_{41}$$

$$\begin{aligned} \phi_{43} &= L^{-1} \left[\left(\frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot -\frac{1}{s} \right) s \cdot \frac{1}{1 + Cs} \right] \\ &= \frac{C}{1 - 2\zeta\omega_n C + C^2\omega_n^2} \left[(C\omega_n - \zeta) \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \cos \omega_n \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \sqrt{1-\zeta^2} t - \omega_n (C\omega_n \zeta - 2\zeta^2 + 1) \varepsilon^{-\zeta\omega_n t} \\ &\times \frac{\sin \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t}{\sqrt{1-\zeta^2}} + \frac{1}{C} \varepsilon^{-(1/C)t} \left] - \varepsilon^{-(1/C)t} \right. \end{aligned}$$

$$\phi_{44} = L^{-1} \left[\frac{C}{1 + Cs} \right] = \varepsilon^{-(1/C)t}$$

$$\phi_{45} = \phi_{41}$$

$$\phi_{51} = \phi_{52} = \phi_{53} = \phi_{54} = 0$$

$$\phi_{55} = 1$$

(1972年2月22日受理)

参考文献

- 1) 沢井・宮崎・里：自動送錘式計量装置について，生産研究，Vol. 20, No. 6 (1968)
- 2) 沢井・原島・稲葉・宮崎：パルスモータを用いた自動送錘式計重機，第8回計測自動制御学術講演会予稿集，(1969)
- 3) 沢井・原島・稲葉：パルス式自動平衡形計量装置，第13回自動制御連合講演会前刷 (1970)
- 4) 川崎製鉄：AUE-500 型計量装置 (1969)
- 5) 榎木・小野・松本：計算機制御を前提とした新しい自動送錘式計量装置の構成とその応用，計装，Vol. 12, No. 2 (1969)
- 6) IDEAR APPLIED: Weigh-Beam Balance with a Controlled Stepping-Motor, Control, Vol. 11, No. 7 (1967)
- 7) 大和製衡株式会社：LA-4 型計量機構 (1968)
- 8) 工業計測技術大系 5: 重量，日刊工業新聞社 (1965)
- 9) J. T. Tou: Modern Control Theory, McGraw-Hill (1964)
- 10) 沢井・原島・稲葉：パルス式自動平衡形計重機の研究，計測と制御，Vol. 7, No. 6 (1971)

