分光測光系シミュレータの試作

筒 井 滋*・南 茂 夫*・藤 田 茂*

(昭和42年6月26日受理)

An Analog Simulator of Spectrophotometric System

Shigeru TSUTSUI, Shigeo MINAMI and Shigeru FUJITA

(Department of Applied Physics, Faculty of Engineering, Osaka University)
(Higashinoda 9, Miyakojima, Osaka)

For analyzing signal flow in spectroscopic instruments, an analog simulator has been constructed. In this simulator, all the elements in the actual spectroscopic instruments are replaced by electronic components such as relays, potentiometers, operational amplifiers, etc. Besides detailed explanations of the apparatus itself, a method of depicting the actual instruments by simple block diagrams is discussed. In operation, the simulated spectra, which are synthesized by means of the Gaussian and the Lorentzian function generators, are fed into the input terminals from a magnetic tape recorder. The over all accuracy of simulation is better than 0.5 percent; especially the accuracy of the computer section is about 0.2 percent. The apparatus described here is expected to be useful not only for deciding the parameters needed in the design of new kind of instruments, but also for estimating the systematic error which appears in the operation of existing commercial instruments.

1. 緒 言

自記分光測光における測光精度を議論する場合には、情報処理の観点からすると、単に静的な測光精度だけでなく測定に要する時間も評価の factor として考えなければならない。したがって自記分光測光装置の設計に当っては、既成の限られた性能の構成要素を合理的に結合して、全体としてのシステムが有効な情報を最大限に利用するように努力しなければならない。特に赤外域では光源や検知器の性能が低下して必然的に信号の SN 比が低下するので、このような配慮がきわめて重要である。

一方使用者側にとつても、既成の装置を用いて高精度の分光測光を試みる時には、選択した装置の動作条件がどのような誤差を引起すかを定量的に把握しておくことが必要なはずである。

したがって自記分光測光装置の測光精度の向上のためには単に装置各部の構成要素の性能を改善するだけでなく、これらの性能または特性と装置の design parameter

あるいは動作条件とが測光精度と如何なる関係にあるかを明確にしておくことが基本的な問題となる。

もちろんこのような問題に関して今日まで研究されているものも少なくない。たとえば光学系に関するものとして、いわゆる光学的装置関数で記述されるスペクトルの歪みに対しては、すでに実用的な補正法が考案されて実際によく使用されている¹⁾。一方増幅記録系に関するものでは各種の測光方式と光束エネルギーの利用率の関係について noise factor なる量を導入して解析されている²⁾。また増幅記録系を簡単な一次系または臨界制動型二次系に仮定してスペクトルがガウス形波形の場合の走査歪みを主として line shift を中心に解析した例もある³⁾。

自記分光測光における測光精度は主として不規則雑音による誤差と系統的誤差とによつて決まるのでこれらの研究が問題点を明確に示してはいるが、系統的誤差に関

- 1) K.S. Seshadri, R.N. Jones, *Spectrochim. Acta*, **19**, 1013 (1963).
- 2) M.J.B. Golay, *J. Opt. Soc. Am.* **46**, 422 (1956).
- 3) S. Brodersen, *J. Opt. Soc. Am.* **43**, 1216 (1953).

* 大阪大学工学部応用物理学教室 (大阪市都島区東野田9丁目)

する取扱いはいまだ不十分である。しかも情報処理の観点からすると、問題をこのように断片的に取上げるのではなく、装置全体を一つのシステムとして総合的に解析しなければならないが、このような試みはいまだなされていない。

この場合、解析は取扱うパラメータも多くきわめて複雑となるので、筆者らはこれを実験的に解析する目的で各種の分光測光系の信号伝達状態を模擬できるアナログシミュレータを試作した。もちろん他にデジタル計算機の使用も考えられ、しかも精度の点ではこれが優れている。しかし反面アナログシミュレータでは解析は実時間で行なわれ直観的に考察できること、またパラメータの変換が容易でかつこの応答が簡単に把握できるなど今回の目的には好都合な面が多い。また 0.5% 程度の精度のものであれば簡単に製作できるので精度面でも問題はない。

2. 自記分光測光系のブロック図表示

シミュレーションを行なうに先立つて、自記分光測光系の信号伝達状態について検討する必要があるが、今まで種々の方式の自記分光測光装置が開発され、それぞれ実用化されている。しかしながら信号伝達の相違から、これらを開ループ系と閉ループ系による方式に大別するのが以後の解析には好都合である。そこで以下開

Fig. 1. Block diagram representation of single beam recording spectrophotometer (open loop system).

Fig. 2. Block diagram representation of null-balancing spectrophotometer (closed loop system). The key is the same as that of Fig. 1.

ループ系による方式の代表例として単光束直接記録方式および閉ループ系の複光束光学的零位方位について検討を進めるものとして、Fig. 1 および Fig. 2 にそれぞれのブロック図を示す。

赤外域では検知器は一般に熱電対やボロメータあるいはゴレーセルなどの熱的検知器がいまだに多く用いられている。よく知られるように熱電対やボロメータの伝達関数は一次系で近似できる。すなわちこれを $G_d(S)$ とすれば

$$G_d(S) = \frac{K_d}{T_d S + 1} \quad (2.1)$$

で与えられる。ただし T_d は検知器の時定数および K_d は感度を示す定数である。ゴレーセルについてはこのような簡単な表示はできないが、この特性を電気的な等価回路で表示することはすでになされている。

検知器の入力信号は光束であつて、これは断続されているが、これを単光束直接記録方式についてみると検知器に入射する試料光束 $i_c(t)$ と測定すべき光束 $i(vt)$ の関係は

$$i_c(t) = i(vt) \cdot f_c(t) \quad (2.2)$$

となる。ただし $f_c(t)$ は光束断続信号で

$$f_c(t) = d \left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi d}{n\pi d} \cos n\omega_c t \right) \quad (2.3)$$

である。ここで ω_c は光束断続角周波数、 d はその duty ratio で通常的方式ならば 1/2 である。試料光束は波数の関数であるが、ここでは最初から波長走査を考慮して時間関数としてある。すなわち波数を $\nu(\text{cm}^{-1})$ 、測定すべきスペクトルを $i(\nu)$ 、走査速度を $V(\text{cm}^{-1}/\text{sec})$ としてある。もちろん測定すべきスペクトルとはすでに光学的装置関数で記述される歪みを受け真のスペクトルとは異なるものである。

この関係は標準光束についても同様であり、また複光束光学的零位方式では $i(Vt)$ が標準および試料光束との間の不平衡信号であることを除いてまったく同様に考えることができる。これらの関係を Fig. 3 (a), (b), (c) に示してある。

これを周波数領域で表わしてみる。 $i(\nu)$ のフーリエ変換が存在するものとして、これを $I(j\omega)$ とする。すなわち

$$I(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} i(\nu) e^{-j\omega\nu} d\nu \quad (2.4)$$

とする。したがって $i(vt)$ のフーリエ変換は

Fig. 3. Analysis of chopped beam signal both in time and frequency domains. Dotted line indicates the frequency response of detector.

$$F[i(Vt)] = \frac{1}{V} I(j\omega) \quad (2.5)$$

となる。(以下フーリエ変換を $F[]$ でしるす。) 同様に $i_c(t)$ のフーリエ変換を $I_c(j\omega)$ とすれば (2.2) 式は次のように書替えられる。

$$I_c(j\omega) = F[i_c(t)] = d \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\pi d}{n\pi d V} I\left(j\frac{\omega - n\omega_c}{V}\right) \right\} \quad (2.6)$$

この関係を Fig. 3 (d), (e), (f) に示してあるが, $i_c(t)$ が時間軸の原点に関して対称な波形と考え, フーリエスペクトルは実数とし, また d は $1/2$ としてある。

この信号が検知器に入射し, これらのうち高調波が一部減衰されて検知器出力となり増幅器に入る。増幅器は一般に基本波に同調しており, その出力は同期整流回路で復調される。増幅器の構成は装置によつてかなり異なるのでここではこの伝達関数を単に $G_a(S)$ としておく。

半波同期整流回路では, 回路の入力信号 $x(t)$ と出力信号 $x_0(t)$ は次式の関係で表わされる。

$$x_0(t) = x(t) \cdot f_h(t) \quad (2.7)$$

ただし $f_h(t)$ は同期整流参照信号で

$$f_h(t) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{m\pi}{2}}{\frac{m\pi}{2}} \cos\{m(\omega_c t - \varphi)\} \quad (2.8)$$

である。ただし φ は位相角の調整量である。

$x(t)$ および $x_0(t)$ のフーリエ変換をそれぞれ $X(j\omega)$ $X_0(j\omega)$ とすれば (2.7) 式は次式のように書替えられる。

$$X_0(j\omega) = \frac{1}{2} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{m\pi}{2}}{\frac{m\pi}{2}} X\{j(\omega - m\omega_c)\} e^{-jm\varphi} \right] \quad (2.9)$$

一方両波整流方式では (2.7) 式において同期整流参照信号が

$$f_f(t) = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{m\pi}{2}}{\frac{m\pi}{2}} \cos\{m(\omega_c t - \varphi)\} \quad (2.10)$$

に置換えられる。したがつてこの方式では (2.9) 式に対して

$$X_0(j\omega) = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{\sin \frac{m\pi}{2}}{\frac{m\pi}{2}} X\{j(\omega - m\omega_c)\} e^{-jm\varphi} \quad (2.11)$$

となる。(2.9), (2.11) 式で示されるように同期整流出力は正味信号以外に高次の高調波を含むことを示している。

同期整流回路の後部にはこの高調波や主として検知器から発生する雑音の除去を目的として高域下降特性をもつフィルタが用いられる。一般にこのフィルタは RC 一段または二段直列接続あるいは従属接続のフィルタであるので, この部分の伝達関数はこれを $G_f(S)$ とすれば

$$G_f(S) = \frac{1}{(T_{f1}S + 1)(T_{f2}S + 1)} \quad (2.12)$$

で表わされる。ただし T_{f1} , T_{f2} は実数である。

単光束直接記録方式ならばこのフィルタ出力が標準または試料光束強度に比例し、チャートレコーダに記録される。したがってこの方式のブロック図は Fig. 4 (a) のように表わされる。

Fig. 4. Functional block diagram representations of open loop system (Fig. 4 a) and closed loop system (Fig. 4 b).

一方複光束光学的零位方式ではフィルタ出力は不平衡信号であつて、これがサーボ増幅器で増幅されサーボモータを介して減光器を動作させる。サーボ増幅器は通常信号の周波数帯域幅に比較して充分に広く帯域を取って設計されるので、この伝達関数は定数と考えてさしつかえなく

$$G_{sa}(S) = K_{sa} \quad (2.13)$$

とする。サーボモータの伝達関数 $G_s(S)$ はよく知られるように

$$G_s(S) = \frac{K_m}{S(T_m S + 1)} \quad (2.14)$$

で近似される。ただし T_m , K_m はサーボモータの特性を示す定数である。時にはタコゼネレータが組合わされて用いられるが、これは等価的にこれら定数が変化することのみであるから、ここではこれを省略する。

減光器の移動量はサーボモータの回転角に比例するので、この伝達関数 $G_0(S)$ は

$$G_0(S) = k I_0(t) \quad (2.15)$$

で与えられる。ただし k は比例定数である。

これらの関係から複光束光学的零位方式のブロック図は Fig. 4 (b) のように表わされる。もちろん以上述べた要素以外にサーボモータの不感帯や回転数による定数の変化などの非線形要素が実際にあるが、これらの特性は記述関数や位相面図などを用いなければ記述できない。ここでは以下第一近似として系が線形であるものとして検討を進める。

3. 自記分光測光における系統的誤差と系のシミュレーション

これらブロック図において、検知器および増幅器の伝達関数を定数、すなわち

$$G_a\{j(\omega \pm \omega_c)\} = G_a(\pm j\omega_c) = K_a \quad (3.1)$$

$$G_d\{j(\omega \pm \omega_c)\} = G_d(\pm j\omega_c) = \frac{K_d}{\sqrt{1 + \omega_c^2 T_d^2}} e^{\pm j\phi} \quad (3.2)$$

とみなせば、自記分光測光装置は Fig. 5 のブロック図のように簡単化される。ただし検知器は (2.1) 式で与えられる一次系としてある。

この場合同期整流出力のうち、正味信号成分を $X_{00}(j\omega)$ で、また n 次高調波成分を $X_{0n}(j\omega)$ で表わせば、半波整流方式に対しては

$$X_{00}(j\omega) = \frac{2\alpha}{\pi^2 V} I(j\omega) \quad (3.3)$$

$$X_{01}(j\omega) = \frac{\alpha}{2\pi V} \left\{ I(j\omega - \omega_c) e^{-j\phi} + I(j\omega + \omega_c) e^{j\phi} \right\} \quad (3.4)$$

が成立つ。ただし d は $1/2$ として、また

$$\alpha = \frac{K_d K_a}{\sqrt{1 + \omega_c^2 T_d^2}} \quad (3.5)$$

であり、 ϕ は検知器による基本波の位相遅れである。また両波整流方式に対しては

$$X_{00}(j\omega) = \frac{4\alpha}{\pi^2 V} I(j\omega) \quad (3.6)$$

$$X_{01}(j\omega) = 0 \quad (3.7)$$

Fig. 5. Functional block diagram representing open loop system (Fig. 5 a) and closed loop system (Fig. 5 b) where effects of beam chopping and synchronous rectification are neglected.

$$X_{02}(j\omega) = \frac{4\alpha}{3\pi^2 V} \left\{ I \left(j \frac{\omega - 2\omega_c}{V} \right) e^{-j2\phi} + I \left(j \frac{\omega + 2\omega_c}{V} \right) e^{j2\phi} \right\} \quad (3.8)$$

となる. これらの関係を Fig. 6 に示してある.

Fig. 5 のブロック図から開ループ系および閉ループ系のいずれに対しても系全体の伝達関数が簡単に導かれて, これを $W(S)$ またインパルス応答を $w(t)$ とすれば, 系の出力, すなわち記録波形は

(a) Spectrum of signal after amplification.

(b) Spectrum of the reference signal for half-wave synchronous rectification.

(c) Spectrum of signal after half-wave synchronous rectification.

(d) Spectrum of the reference signal for full-wave synchronous rectification.

(e) Spectrum of signal after full-wave synchronous rectification.

Fig. 6. Spectrum of signal after synchronous rectification. Dotted line indicates the frequency response of low-pass filter.

$$Y_f(j\omega) = \frac{1}{V} W(j\omega) I \left(j \frac{\omega}{V} \right) \quad (3.9)$$

となり, 時間領域では

$$y_f(t) = \int_{-\infty}^t w(t-\tau) i(V\tau) d\tau \quad (3.10)$$

のように簡単に表わされる. したがってこれらの関係式から最も簡単な場合の走査歪みが解析される.

不規則雑音はほとんどが検知器雑音であるから, これは検知器後部に加わる外乱とみなせる. 外乱に対する系の伝達関数はもちろん $W(S)$ とは異なるが, 簡単に導くことができるので, 雑音のパワースペクトルが判明すれば雑音による誤差を評価できる. しかも赤外域で一般に使用されている検知器の雑音は白色雑音とみなせるので, 雑音による誤差は単に系の等価雑音帯域幅で評価される. したがって雑音による誤差の評価はそれほど困難な問題でない.

同期整流出力に含まれる一次以上の高調波も同期整流回路後部に加わる一種の外乱とみなすことができる. この外乱に対する系の伝達関数も簡単に導かれて, これら高調波の出力, すなわちリップルによる誤差は近似的に解析されている⁴⁾. これによれば通常の測光方式ではリップルによる誤差はほとんど問題にならないが, double chopping⁵⁾ などの特殊な光束断続方式に対してはなお検討を要する. しかも開ループ系に対しては同期整流回路出力は不平衡信号であるから厳密な解析は困難である.

(3.9) または (3.10) 式から導かれる走査歪みはいわゆる線形系の応答の問題となるが, 実際の計算はかなり複雑である. しかも特殊な光束断続方式の場合や, (3.1) または (3.2) 式の条件が成立しない場合には解析はさらに複雑となる. もちろん非線形要素を考慮に入れると単なる単位段階入力応答や雑音に対する応答でも解析はきわめて困難となる. したがってこれらの解析にはデジタル電算機などの手助けを得なければならない.

この場合解析にかかわるパラメータが多いこと, または当初から複雑な場合を試みるのではなく, 逐次近似の度合を高めつつ解析を進めるのが合理的であることなどを考慮すると, シミュレーションによる方法が最も妥当である. また系統的誤差の評価はこの場合スペクトルの歪みの評価であるから, Ramsey 法で採用されている

4) 松永邦英, 南 茂夫, 分光研究, **14**, 147 (1966).

5) S. Minami, H. Yoshinaga, K. Matsunaga, *Appl. Opt.* **4**, 1137 (1965).

peak 値または半値幅の誤差あるいは line shift で評価するのが適当であるが、実時間でシミュレーションを行えばこれらの評価量が直ちに得られ、またパラメータの変換による応答も直ちに把握される。

4. 試作装置の構成

試作したシミュレータ本体は Fig. 4 のブロック図と同じ構成になるが、現実の自記分光測光装置では光束チョップから検知器に至るまでは信号は光束であり、またサーボモータから減光器に至るまでは信号は機械量であるのに対して、このシミュレータではすべてこれらを電気信号に置換えてある。また光束チョップはリレーで電気信号を断続することによって、実際と等価な操作を行なわせている。さらに今後非線形要素などが加わった場合の解析のために、任意の場所に新たな演算要素を追加できるようにしてある。

シミュレータ本体には実際の吸収スペクトルに相当する波形の信号電圧を加え、その出力すなわち応答波形はチャートレコーダに記録されるようになっていく。この場合演算要素のパラメータを変換したり、あるいは信号波形の走査速度を変えてこの操作を繰返す必要がある。そのため信号波形は再現性よく発生できることはもちろん、走査速度も簡単に変換できるものが望ましい。ここでは信号波形を後に述べる関数発生器で発生し、データレコーダに記録しておき、必要に応じてこれを再生してシミュレータ本体の入力信号とする方式を採用した。またチャートレコーダのチャート速度はテーブル速度に比例して変換するが、これは実際の自記分光測光装置では波数走査と記録紙送りが連動していることに相当する。

5. 関数発生器

Fig. 7 は関数発生器の出力信号をデータレコーダに記録する部分のブロック図である。

Fig. 7. Block diagram representing how to record the output signal of the function generator to the data recorder.

まずデータレコーダの4チャンネルにはすでにトリガパルスが一つ記録されているものとして、この再生パルスによつてリレー回路を動作させ、関数発生器の動作を開始させる。この時他のチャンネルは記録状態にしており、関数発生器の出力信号は1チャンネルに記録される。このようにしておくと、Fig. 8 に示されるようにテーブル上でパルスと信号の相対的な位置関係が決まるので、逆にこの信号を再生してシミュレーションを行なう場合には、このパルスが時間の基準点として使用できるので都合がよい。さらに2チャンネルにも同様の操作を行なつて信号を記録できるが、この信号は Fig. 8 に示されるように任意の時間だけ遅らせて記録しておく。このようにしておくと、近接した二本の吸収スペクトルに関するシミュレーションを行なう場合には、これらの信号波形を加算器で加えた結果をシミュレータ本体の入力信号とすればよいことになる。また3チャンネルにはシ

(a) Signal waveform in Ch. 1.

(b) Signal waveform in Ch. 2.

(c) Signal waveform in Ch. 3.

(d) Trigger pulse in Ch. 4.

(e) Output waveform of summing adder.

Fig. 8. Signal waveforms recorded in the data recorder.

ミュレータ本体の過渡応答特性を調べるための単位段階関数が記録されている。

使用したデータレコーダ（ソニー FMR 44）の主な性能を Table 1 に示す。また磁気テープはスコッチ 3M 488 を用いた。このデータレコーダは本来、記録または再生が全チャンネル同時にしか行なえないが、ここでは各チャンネルが独立にこの操作を行なえるように改造してあるので、Fig. 7 の動作説明にもあるように4チャンネルを再生状態にしておきながら、他のチャンネルは記録状態にできることになる。

Table 1. Specification of the data recorder

1. Tape speed	30, 15, 6, 3 in/sec
2. Input level	$\pm 1 \text{ V} \sim \pm 10 \text{ V}$
3. Output level	$\pm 1 \text{ V}$
4. SNR (R.M.S.)	40 db
5. Drift	less than 3%
6. Input impedance	5 K Ω

関数発生器は Fig. 9 に示されるように所要の波形のカムをドラムに巻付けておき、ドラムの回転にともない、カムに接触したカムローラおよびカムホロウを介して直線型ポテンシオメータのタップを運動させて、カム波形を電気信号に変換する方式になっている。この信号はエミッタホロウを介してデータレコーダに記録されるが、このエミッタホロウはポテンシオメータの分圧歪みを減少させるものである。

関数発生器のドラムを駆動するシンクロナスモータは Fig. 10 のリレー回路のリレー（立石電機 612）が4チャ

Fig. 9. Principle of the function generator

ンネルからの再生パルスによつて閉じ、電源を供給されて回転を開始する。したがつてドラムの回転は任意の位置から開始できる。

リレーは自己保持型になっており、この動作時間が約 10 msec であるのでトリガパルスもこれ以上のパルス幅を要する。またこの動作時間による誤差については、ドラムの回転が緩慢であり、たとえばガウス形波形の半値幅を 20 sec 程度で走査するので、これは無視することができる。

Fig. 10. Circuit diagram of relay control.

このシミュレータは波形の歪みなどの解析に用いられるので、信号波形をたとえば折線などで簡単に近似しても意味がない。この意味ではこの方式の関数発生器が最も手軽な方法であるが、カムなどの機械要素を用いるので必然的に寿命は短くなる。しかしこの関数発生器は出力信号を単にデータレコーダに記録する場合にのみ使用されるので、この点に関しては支障ない。

その他、この方式ではカムホロウが円滑にカムに追従するためには、カム波形を滑らかにする必要があり、あまり急勾配の波形にすることはできないがこの点に注意すると、この方式の関数発生器の精度は主としてカムの製作精度とポテンシオメータの精度によつて決まる。使用したポテンシオメータ（緑測器 LP 100 S）の直線度は 0.5%，分解度は 0.1% であるが、ポテンシオメータによる誤差はカムによつて補正できるので、結果的にカムの製作精度が最も重要である。

Fig. 11 はこの関数発生器の出力信号を一度データレコーダに記録した後、これを再生してチャートレコーダに記録したものである。波形はガウス形およびローレンツ形で、それぞれ三本重ねて記録してある。いずれも 0.3% (R.M.S) 以内で真の波形に一致している。

Fig. 12 は Fig. 11 と同一の信号波形を三種のテープ速度で再生し、一方チャートレコーダのチャート速度も

テープ速度に比例して変換し、同一チャート上に三種の走査速度の異なる波形を重ねて記録した結果である。

Fig. 13 はこれらの信号波形の記録方法を示すブロック図であり、リレー回路は Fig. 7 で用いたものと同一のものである。データレコーダの全チャンネルを再生状態にすると、まず4チャンネルからトリガパルスが再生

(a)

(b)

Fig. 11. Output waveforms of the data recorder. Fig. 11(a) and (b) correspond to waveforms of scanned Gaussian and Lorentzian bands respectively.

(a)

(b)

Fig. 12. Output waveforms of scanned Gaussian (Fig. 12a) and Lorentzian bands (Fig. 12b). Each of overlapped waveforms corresponds to different scanning speed.

され、引続いて1または2チャンネルから信号波形が再生される。この信号はチャートレコーダの入力信号となるが、トリガパルスはリレー回路を動作させ、チャートレコーダのチャート送りモータの回転を開始させる。したがってこの操作を繰返すことによって、同一チャート上に信号波形を重ねて記録できることになる。Fig. 12の結果から三本の信号波形は最大 $\pm 0.3\%$ の差で一致していることがわかる。Fig. 13においてデータレコーダ出力とチャートレコーダ入力の方にシミュレータ本体を

Fig. 13. Block diagram representing how to record the output signal of the data recorder on a sheet of recording paper.

挿入すれば、三種の走査速度に対するシミュレーションが行なえる。このシミュレータは通常このようにして使用されるので、Fig. 12の結果はシミュレータ本体以外の装置の精度を示していることになる。

6. シミュレータ本体と構成各部の性能

Fig. 14 は開ループ系に対するシミュレータのブロック図である。加算器はデータレコーダの再生信号を加算する部分であるが、これは Fig. 15 に示されるように演算増幅器と演算抵抗とから構成される。この演算要素の i 番目入力端子電圧 E_i と出力電圧 E_0 の関係は

$$E_0 = - \sum_{i=1}^n \frac{R_f}{R_i} \frac{E_i}{\left(1 - \frac{1}{A}\right) - \sum_{i=1}^n \frac{R_f}{AR_i}} \quad (6.1)$$

で与えられる。ただし A は演算増幅器の増幅度である。増巾度が十分に大きく

$$\frac{1}{A} + \sum_{i=1}^n \frac{R_f}{AR_i} \ll 1 \quad (6.2)$$

であれば、(6.1) 式は

$$E_0 = - \sum_{i=1}^n \frac{R_f}{R_i} E_i \quad (6.3)$$

となり加算器として動作する。

Fig. 14. Block diagram of the simulator set up for open loop system.

Fig. 15. Circuit diagram of summing adder.

このために製作した演算増幅器の主な性能を Table 2(a) に示す。(6.2) 式において仮に R_i と R_f が等しく、また入力端子数 n が2であれば、左辺は 10^{-3} 以下となり演算誤差は0.1%以下となる。また演算結果を記録するチャートレコーダの周波数帯域幅が狭いため、取扱う信号の周波数帯域幅を十分に狭い範囲に制限するので、演算増幅器の周波数帯域幅もこの程度で充分である。

検知器などの一次特性は Fig. 15 において n を1とし、 R_f を R_f/C_f に置換すると実現される。すなわち

$$E_0 = - \frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + j\omega C_f R_f} E_i \quad (6.4)$$

となつて、時定数は $C_f R_f$ で与えられる。

この場合、検知器から同期整流回路までは信号は変調されているので、Table 2(a) に示されるような狭帯域の演算増幅器は使用できない。Table 2(b) はこのために製作した演算増幅器の主な性能である。この演算増幅器は Table 2(a) の変調型演算増幅器に比較してドリフトが大きいが、このドリフトは同期整流回路で除去されるので支障ない。一方加算器を初め後に述べるフィルタ模擬回路などではドリフトが直接誤差の原因となるので変調型演算増幅器を用いなければならない。

Table 2. Performance of the modulated-carrier type operational amplifier (Table 2 a) and the direct coupled operational amplifier (Table 2 b)

	a	b
1. Gain	80 db	70 db
2. Input impedance	500 K Ω	300 K Ω
3. Drift	less than $10 \mu\text{V}/\text{H}$	$100 \mu\text{V}/\text{H}$
4. Frequency response	0~1.4 cps (-3 db)	0~15 cps (-3 db)
5. Output level	$\pm 1.5 \text{ V}$	$\pm 4 \text{ V}$

Fig. 16 は光束チョップから同期整流回路に至るまでの模擬回路である。加算器出力は光束チョップの動作を模擬したリレー r_1 で断続され検知器模擬回路に入る。この出力は T_{r1} , T_{r2} で位相反転されリレー r_2 , r_3 に入る。このリレーが同期整流回路であり、半波整流の場合には位相反転回路出力のうち一方の出力のみを取出す。 C_a , R_a は増幅器特性の模擬回路であるが、必要に応じてさらに複雑な特性を模擬することができる。

Fig. 17 はリレー駆動回路および移相器回路である。 T_{r1} , T_{r2} には低周波発振器出力（正弦波）を加える。 T_{r1} はこの信号によって光束チョップ用リレー r_1 を駆動する。一方 T_{r2} 出力は R_1 , R_2 および C_1 , C_2 で決まる位相量だけ遅れて T_{r3} に入る。この出力は T_{r4} ,

Fig. 16. Circuit diagram of a part of the simulator including beam chopping, detection, amplifier and synchronous rectification systems.

Fig. 19. Step response of the quadratic circuit.

Fig. 20. Simulated output waveforms of the quadratic circuits corresponding to Gaussian waveform inputs.

Fig. 21. Simulated output waveforms of the quadratic circuits corresponding to Lorentzian waveform inputs.

したがって走査速度が無限小ならば K は無限大となるが、この時、系が線形であれば走査歪みは生じないので

Fig. 20 および Fig. 21 において K が ∞ に対する波形はデータレコーダの再生出力をそのままチャートレコーダに記録したもので代用してある。これらの結果から、それぞれの走査速度に対する走査歪みが直ちに評価される。

Fig. 22 は開ループ系のシミュレーションの結果の一例である。Fig. 22 (a) はパラメータを Table 3 (a) に示される値に設定して、走査速度を変換した場合の応答を同一チャート上に記録したものである。Fig. 22 (b) は同じ方式においてパラメータを Table 3 (b) に示される値に設定して、光束断続周波数を変換した場合の応答である。

Table 3. Parameters of the simulator for open loop system

	a	b
1. Detector time constant $T_d = C_f R_f$ (m sec)	10	40
2. Amplifier response $T_a = C_a R_a$ (sec)	0.1	0.9
3. Scanning speed K	25, 10, 5	5
4. Chopping frequency (rad/sec)	100	69, 40, 5
5. Filter response ζ ω_n (rad/sec)	1.0 0.53	0.4 0.21

(a)

(b)

Fig. 22. Output waveforms of the simulator for open loop system corresponding to Gaussian (Fig. 22 a) and Lorentzian waveform inputs (Fig. 22b). Selected parameters of the simulator are shown in Table 3 a and 3 b.

8. 結 言

自記分光測光装置を一つの情報処理システムとみなし、測光精度と装置各部の構成要素の特性および動作条件あるいは **design parameter** との関係を検討することは、自記分光測光における測光精度向上のためにきわめて重要なことである。このため筆者らは種々の分光測光系の信号伝達状態を模擬できるアナログシミュレータを試作した。

試作したシミュレータ本体の演算精度は **0.2%** 以下であるが、この入力信号となる関数の精度などを含めて、総合的な解析精度は **0.5%** 以内に充分に入っている。

ここではまず第一近似として分光測光系が線形系であるものとして、かつ開ループ系のシミュレーションの実例を示したが、ほとんど同一の演算要素を用いて閉ループ系のシミュレーションや特殊な光束断続方式に対するシミュレーションを行なうことができる。さらに非線形要素などを追加した場合でも、この方式によれば比較的容易に解析が行なえる。しかしながら、今回試作した部分のみによつても、通常の自記分光測光において重要な走査歪みなどの有用な結果が簡単に得られる。

最後に本研究に使用した磁気テープについて種々御協力頂いた日立マクセル株式会社端山文忠博士にこの紙面をかりて感謝の意を表明する。