

# 試作アナログデジタル変換器について

高瀬 博文・細川 孝光  
河原 守・中川 孝之

## On an Analogue to Digital Converter.

Hirobumi TAKASE  
Takamitsu HOSOKAWA  
Mamoru KAWAHARA  
Takayuki NAKAGAWA

We tried to make up an A-D converter for detector of signal, which is consisted of the D. C. Amp., Schmitt circuit, and monostable multivibrator.

This report is concerned with the explanation of the operations and characteristics of it.

### 1. 緒 言

制御系や装置が複雑、高度化するに従って取扱う信号量の増加と、それらの処理操作が複雑化する。そして処理操作や伝送中の雑音の混入や信号の大きさの低下によって、アナログ的な処理方法には限界がある。

近年アナログ的信号のデジタル化によってこれらの欠点を実質的に小さくするため、アナログデジタル変換方式の計測器や、デジタル制御系などがさかんに利用されるようになってきた。

現在まで良く用いられてきた各種の検出器は、その信号がアナログ量としての取扱いが多く、これらをデジタル的な取扱いをするには、アナログ信号をデジタル化する必要がある。そして、その変換器の性能が、系全体の性能を支配する。それで、各社で製作されている A-D 変換器は高価であるため、実験室で或特定の目的のため市販のものを使用するのは不経済と考え、使用目的に応じた適当なものを、安価に設計、製作し、その目的を果す事が出来ないだろうかと考え、積分型電圧周波数変換方式の A-D 変換器を試作した。そして実験の結果によれば、その取扱い方にある注意をすれば実用になると思われるものが出来たので、その性能と、制作上特に留意した点について報告する。

### 2. 装置概要

試作器のブロック図を図-1に示す。これはデジタ

ル電圧計などに実用されている積分型電圧周波数変換方式のものである。この動作は次のようである。

入力信号電圧が積分器に加わると、その出力電圧は入力の極性によって正、負いずれかの方向のランプ電圧を生ずる。

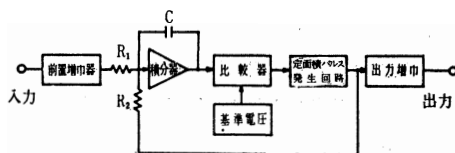


図-1

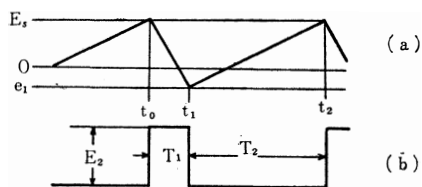


図-2

(図-2a) これがある基準電圧  $E_s$  に達するところで入力と逆極性の定面積パルスが作られ積分器の入力側に負帰還され、その出力電圧を最初の零レベルにもどすように動作する。言いかえると入力電圧に比例し

て積分器出力のランプ電圧の傾斜が変化すると、基準電圧  $E_s$  に達するまでの時間が変り、結局、単位時間内の定面積パルスの発生回数が入力電圧に比例して変ることになる。

この原理は近似的につぎの理由によるものである。いま、入力信号  $E_1$  が加わり積分電圧が  $E_s$  になった時刻を  $t_0$ 、フィードバックされる定面積パルス幅を  $T_1$  とすれば図-2 の  $t_1$  は、 $t_1 = t_0 + T_1$  の関係にあり、パルスの無い時間を  $T_2$  とすれば、 $E_1$ 、 $E_2$ 、 $E_s$ 、 $T_1$  および  $T_2$  間につぎの関係がある。

$$e_1 = E_s + \left( \frac{E_1}{CR_1} - \frac{E_2}{CR_2} \right) T_1$$

$$E_s = \frac{E_1}{CR_1} T_2 - e_1$$

両式から  $e_1$  を消去したものととして、これらの関係を求めるとつぎのようになる。

$$\therefore T_2 = \frac{CR_1 E_2 T_1 - T_1}{CR_2 E_1}$$

繰返し周波数  $F$  は  $\frac{1}{T_1 + T_2}$  であるから、

$$F = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_2 E_1}{R_1 E_2 T_1} = k E_1 \dots\dots(1)$$

$$k = \frac{R_2}{R_1 E_2 T_1}$$

### 3. 各回路について

#### <3.1> 前置増幅器

この増幅器は信号源と積分器とのバッファを主目的としており、必要に応じて0.1~100倍に利得を変化するようにした。

前置増幅器として要求されることは、伝達利得が正確で所定の出力範囲内で、充分な直線性を保ち、雑音、ドリフト、が小さく、温度、電源電圧などによる変化が少ないことである。このような特性を持っている必要上、増幅器は、演算増幅方式がよく用いられる。

そこで我々は、この為の直流増幅器として、原理的にある程度の安定度の期待できる差動増幅器を主体にした図-3のような直流増幅回路を用いた。動作電流の設定に当っては、ゲインと雑音、周波数特性、それから入出力電圧の大きさ、等を総合的に考慮して、コレクタ電流を初段  $50\mu A$ 、2段目  $100\mu A$ 、そして終段を  $2mA$  に選んだ。

入力信号周波数がごく低く、これを直流と見做せるので増幅器の周波数帯域は、特に考慮しなかった。し

かし、負帰還量が最大となる  $\times 0.1$  倍の時でも発振せぬように局部帰還によって周波数特性や、位相特性に考慮をはらい適当な補償を加えた。

この装置に於て、入力回路が不平衡形なので入力線への誘導ハムに対する除去作用をもたない。また、特にドリフトの影響をなるべく、小ならしめる為、NP N型とPNP型を交互に用いて電源効率を良くし、エミッタ共通抵抗が大きくなるように工夫した。

このようにして作られた前置増幅器の特性を次に記す。

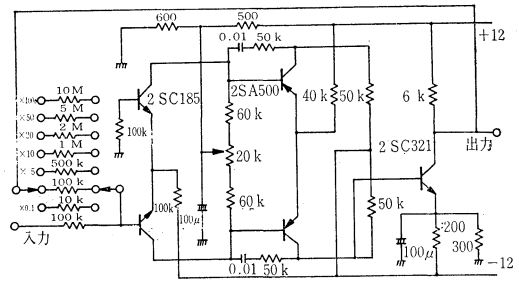


図-3

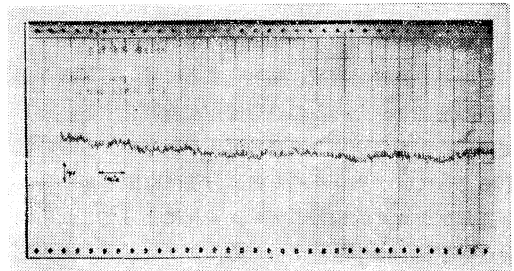


写真-1

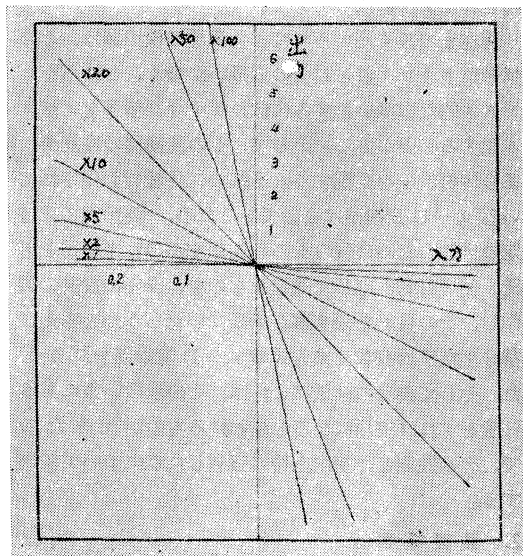


写真-2

総合利得は約80 dbで、雑音、ドリフト、入出力特性は写真-1および写真-2のようである。

### <3.2> 加算積分器

積分演算用の直流増幅器についても、すでに述べた、前置増幅器と同様である。ただ、この場合は帰還イピーダンスがコンデンサーであるため低周波域で負帰還量が減少して、ドリフトや低周波雑音などの影響が大きくなる点異なる。それで、利得を必要以上に大きくすることはかえって好ましくないと考え、これを約67db程度になるように、各段毎に直流負帰還をかけて安定化を計った。そして、全体の周波数特性が1kc付近から直線的に下降する一次おくれに近い形になるように調整した。

又、必要な出力電圧は、この後に接続されるレベル検出器の基準電圧を後に述べる理由から0.6Vに選び、将来負のレベル検出器を増設する場合、基準電圧は±0.6V、計1.2Vのせまい範囲となるから、動作点の選定は容易であり、±12Vの電源にて動作するように、この積分器は全てNPN型トランジスタを用いた。

図-4はこの回路を、図-5は周波数特性を示し、そして写真-3は雑音とドリフトを示す。

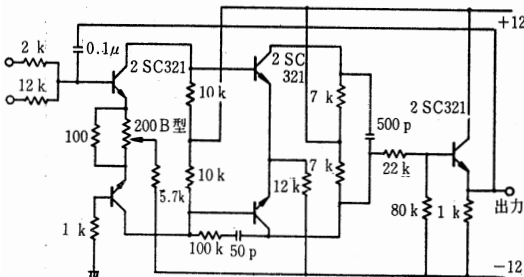


図-4

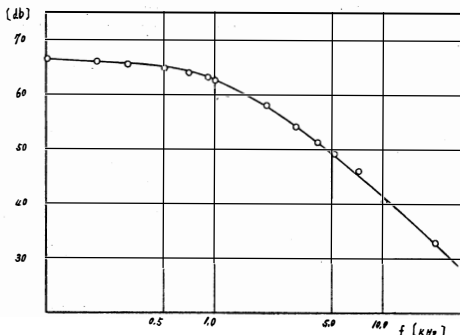


図-5

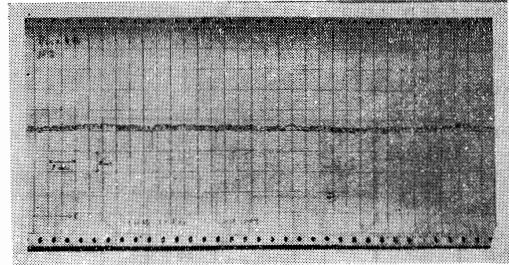


写真-3

写真-3の雑音がやや大きいのは、これは初段に使用したトランジスタによるものである。このトランジスタは、適当なものが無かったので、やや大型のスイッチング用のものを用いたため、動作電流数百μA以下では、 $h_{fe}$ が非常に小さくなるので、これを1mAに選んだため雑音が大きくなったものである。もし、小信号増幅用の適当なトランジスタを数十μAの動作電流で使用すれば、この雑音は、いちじるしく小さくなると思われる。

積分時定数C、 $R_1$ 、 $R_2$ については、積分誤差の点では、なるべく大きい程良いのであるが安定性、その他を考慮して、 $C=0.02\mu F$ 、 $R_1=2K\Omega$ 、 $R_2=12K\Omega$ とした。

### <3.3> 比較検出回路

図-6に示すように、振幅比較回路とシュミット回路を組合せて、+0.6Vの基準電圧と入力電圧とを比較して両者が等しくなった時、トリガパルスを出す回路である。

シュミット回路にわずかのヒステリシスを持たせて、雑音や、その他の微少な変動に対して動作の安定化をはかり、検出感度を増大させた。

検出電圧の大小は、入出力の関係には影響しないが、その基準電圧の決定には、次の点を配慮した。

まず第一に、分解能に相当する最小入力電圧  $E_{min}$  を印加したとき、積分器出力はその瞬間から、立上って比較電圧  $E_s$  に達する。この  $E_s$  に達するまでの時間が比較的短かく、すくなくとも、積分時定数以内に容易に達し得るとい条件を満足するような  $E_s$  でなければならない。この電圧が大となると入力信号の小さい所で直線性が失われる。

又、入力によるランプ電圧が、 $E_s$  に達したあと逆方向に引きもどされる最低レベルが、負の比較電圧に達してはならないので、低過ぎても、動作しなくなる。

この二つの条件を満足するようにC、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $E_2$ 、そしてTなど前にのべたように定めた。即ち、

前述した通り +0.6 ボルトである。

図-6はこの回路を、写真-4は検出特性を示している。

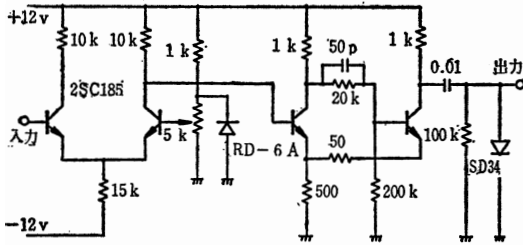


図-6

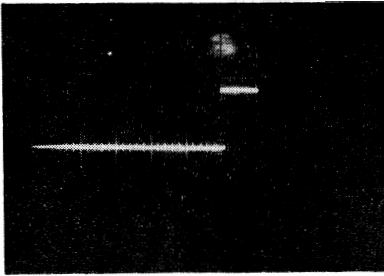


写真-4

<3.4> 定面積パルス発生回路

直流的な電位を一定に保つことは比較的容易であるが、一発毎のパルスの高さや巾を外部条件に関係無く一定に保つことはかなりむずかしい。

我々が、このパルス発生回路を図-8のような簡単な単安定マルチバイブレーターによって行おうと考えたのは、このパルス幅  $T_1$ 、および高さ  $E_2$  と出力周波数  $F$  とは(1)式で示される関係にあるから、 $T_1$ 、及び  $E_2$  を或る程度大きく選べば  $F$  への影響は比較的小さくすることが可能であろうと考えた。しかし当然のことながら先程の  $E_{min}$  との関係で、大きさにも限界がある。これは定面積パルスによって最低レベルまで引もどされたあと、最小入力  $E_{min}$  が積分され、再び  $E_s$  に達するまでの時間が積分コンデンサの充電時定数以内になれば直線性が失われ、場合によっては全く動作しなくなる。図-8の  $T_1$  をパラメータとした入出力特性の直線が途中で消えているのがこの性質をあらわしている。 $E_2$  についても、 $T_1$  と同様のことが言えるが、これについては動作原理上最大入力  $E_{max}$  の時に

$$\frac{E_{max}}{R_1} < \frac{E_2}{R_2}$$

となるために下限も存在する。

図-7にこの回路を示す。

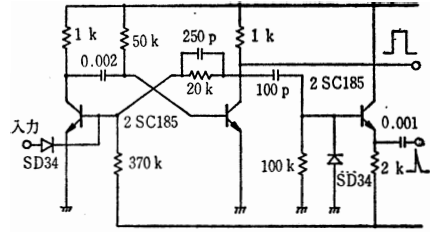


図-7

これは  $T_1=60 \mu s$ 、 $E_2=10V$  のときの定数である。

4. 実験結果

以上のような考えにもとずいて作られた装置の特性の2, 3を以下に記す。

図-8はパルス幅をパラメータとして入、出力関係を実測したものである。この図から各直線群が全体に右へ平行移動しており、各直線が原点を通らないことがわかる。

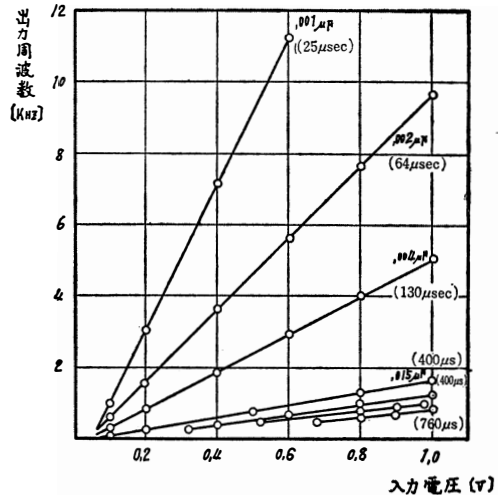


図-8

これは定面積パルスの零レベルが完全に、零ボルトではなくて、トランジスタの  $V_{CEs}$  に相当する +0.2V 程の直流電圧が重畳しているためであって、入力電圧に換算すると約 33mV に相当する。

つぎに、この問題を解決のため我々は、前置増幅器の零レベルを、あらかじめ負の方向へずらしてセットすることによって、これを解決して見た。その結果が図-9である。

つぎに温度による指示値の変動を実測した結果を

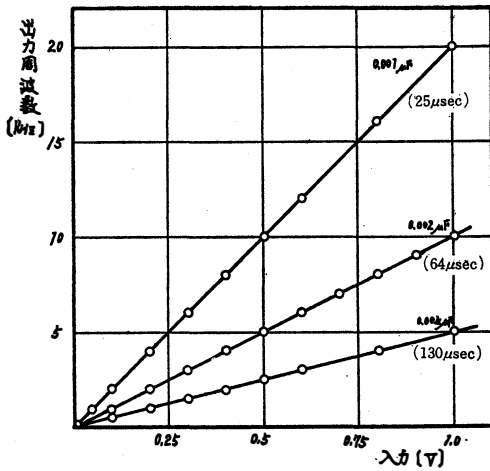


図-9

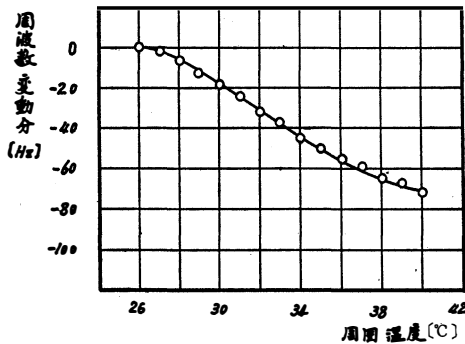


図-10

図-10に示す。

これは26°Cに於て1Vを印加し、10,000サイクルの出力周波数が、1°C上昇に対して約5サイクルの割で減少する傾向を示している。又、室温で放置した場合は、2~3時間で平均2サイクル程度のバラツキがあった。しかし信号源の安定度や、カウンターの1カウント誤差を考えると、実用上ほとんど問題ないものとする。したがってこの装置は、はじめの期待にそう、A-D変換器と見られることがわかった。

## 5. むすび

計算上は、0.2mVの入力に対し、2サイクル程度まで出力が出るはずであるが、実際には約20サイクル程度までしか出ない。これは、前述の $V_{CEs}$ に対する打消しが非常に微妙な調節となるため、正確に行うことの困難性にもとづくものと考えられる。

さらに、このような方法では、負のレベル検出器が

増設出来なくなる。

従って、多少装置が複雑化しても、原理的に、このような $V_{CEs}$ による影響の生じない回路を備えるように工夫すべきであると思われる。