

400 チャンネル分析装置とパルス波高分析

400-channel Analyzer and Pulse Height Analysis

西 脇 耕 治*
Kôji Nishiwaki

松 下 甫*
Hajimu Matsushita

志 村 栄 政*
Yoshimasa Shimura

要 旨

多目的なデジタル分析器として広い用途をもつ RAH-403 形 400 チャンネル分析装置のパルス波高分析器としての機能と性能並びに多入力のパルス波高分析の分析などについて述べた。また、光電子増倍管によるスペクトルのシフトに関する測定結果についてもふれる。

本装置のパルス波高分析に対する仕様並びに性能は、チャンネル数 400 (または 200×2 , 100×4)、記憶容量 $2^{16}-1$ /チャンネル、不感時間 $(0.25 N + 15) \mu s$ 、パルス波高値対チャンネル直線性フルスケールに対し 1% 以下、ドリフト 1 チャンネル以下/1 日、高計数率に対するチャンネルシフト 1 チャンネル以下/ 2×10^4 cps である。また、温度影響については $5^\circ C \sim 35^\circ C$ で保証され、 $20^\circ C \pm 10^\circ C$ に対し 1 チャンネルの安定性をもっている。

1. 緒 言

元来、マルチチャンネル分析装置は電子計算機の技術を原子核物理実験における放射線測定器に導入したデジタル分析器で、 μs 以下の速いランダムパルスの波高分析を目的に早くから開発され、改良されてきた。しかし、最近、電子計算機の発達とトランジスタや他の小形回路素子の量産化に伴い安価で高性能なマルチチャンネル分析器が作られるようになり、他の計測器分野にも広く使用されるようになった。

現在使用されているマルチチャンネル波高分析器の歴史は1949年 Wilkinson 氏⁽¹⁾がアナログ-デジタル変換原理(以下 A-D 変換という)を用いた電話レジスタ記憶方式の装置を開発したことに始まる。当時、 γ 線検出にすぐれた武器として登場した NaI (Tl) シンチレーション検出器とともに γ 線スペクトル分析技術に飛躍的発展をもたらした。この A-D 変換による分析手法はそれまでパルス波高値を一对の波高値選別器で決まる小さな窓(すなわちチャンネル)によって順次分析位置をずらしながら行なうシングルチャンネル分析方式とは異なり、ランダムにはいつくるパルスの波高値をそれぞれその大きさに比例した数の発振パルスに変換し、その変換数に等しい番地のレジスタに“1”を加えて行くもので、分析速度が早いばかりでなく、どの波高値のパルスに対しても測定時間のずれがなく平等に分析できるという利点を生み出した。

その後、1950 年、Hutchison 氏と Scarrott 氏⁽²⁾によって電子計算機に用いられていた超音波遅延線記憶方式の 100 チャンネル波高分析器が作られ、分析速度がこれまでの 10 cps から 1,600 cps に上った。しかし、この方式の記憶装置は循環形記憶方式であるため記憶呼出時間(access time)が長く、かつ温度変化や、記憶保存が不可能であるなどの欠点があった。1954 年 Byington 氏と Johnstone 氏⁽³⁾が現在のパラレルランダムアクセスの磁気コア記憶方式を採用し、1956 年に Shumann 氏と Mc Mahon 氏⁽⁴⁾によって、この方式による 256 チャンネル波高分析器が作られるに至って分析速度が 10^5 cps にまで飛躍した。1960 年代にはいつてシリコンやゲルマニウム半導体検出器による高分解能のスペクトル分析が可能になって、1,000 チャンネル以上のマルチチャンネル波高分析器が必要となり、トランジスタ化による小形大容量の記憶装置をもつものが作られるようになった。現在はさらに高速度で、 10^4 チャンネル以上の大形のものが容易に製品化され、価格も従来の 1/3 以下のものが市販されるようになった。

RAH-403 形 400 チャンネル分析装置はパルス波高分析、マルチ

* 日立製作所那珂工場

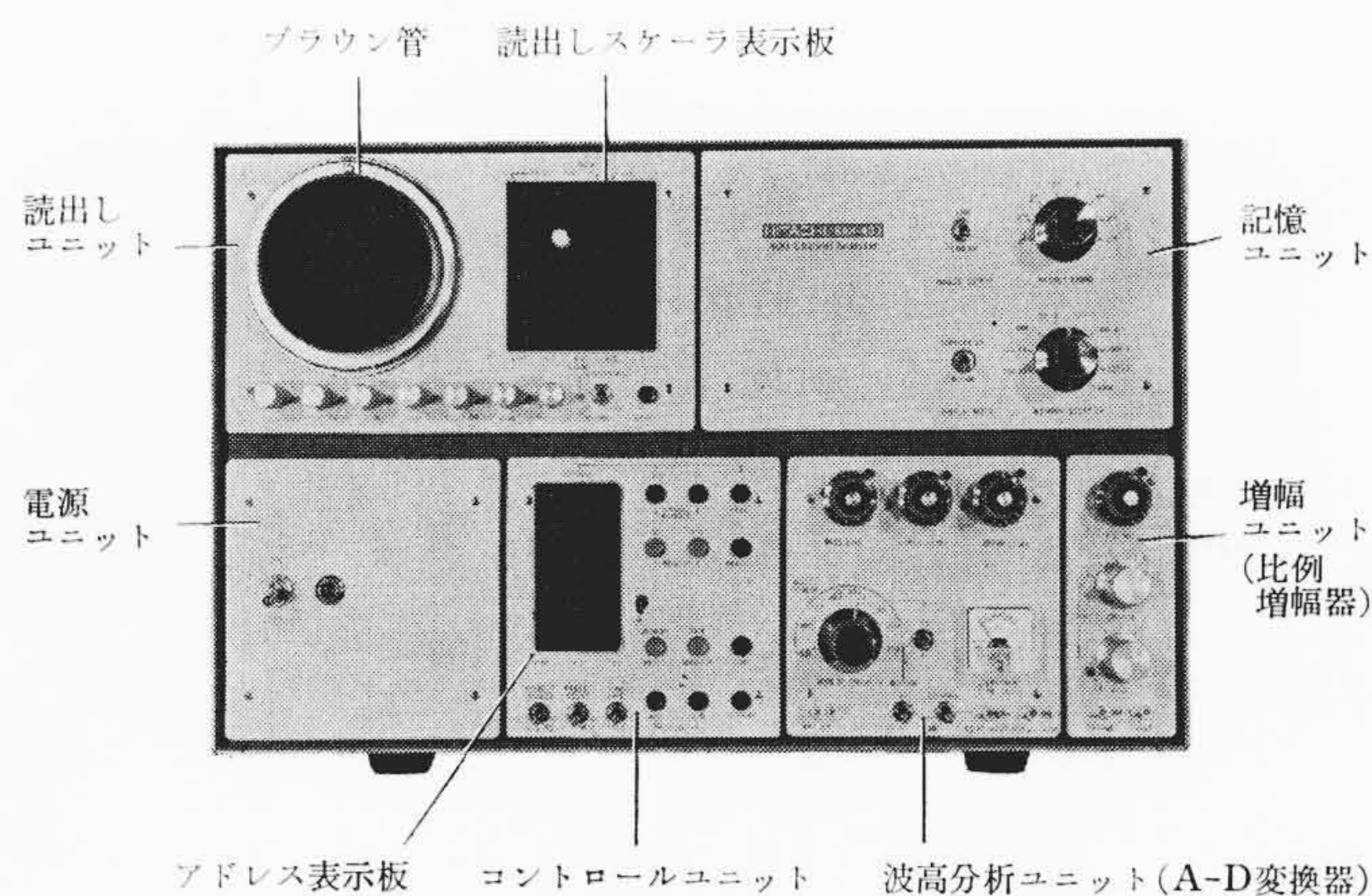


図1 RAH-403 形 400 チャンネル分析装置
1 入力形パルス波高分析器の表面パネル

スケアラ、飛行時間分析およびサンプリング平均化分析など入力変換ユニットの交換によってそれぞれの分析機能をもち、トランジスタによる小形化とプラグイン方式による分析の広い幅を目標に設計された。ここではパルス波高分析における単入力と多入力分析の機構と分析例について説明する。

2. 装 置

2.1 構成と動作の概要

本装置の回路構成は6個の機能別ユニット…入力増幅、A-D変換、コントロール、記憶、読出し、および電源…からなり、最初の二つのユニットは分析の目的によって交換される。パルス波高分析では入力増幅に1入力形比例増幅か、4入力形分類ユニットが用いられ、A-D変換に4 Mcの変換回路をもった波高分析マルチスケアラユニットが使用される。また、記憶ユニットは $20 \times 20 \times 16$ ビットからなる磁気コアマトリックスを中心に読出し、書込みの記憶動作を行なわせる周辺の駆動回路と記憶レジスタおよび A-D 変換回路から構成されている。読出しユニットは3" ブラウン管とその増幅回路、10進5けたの読出しスケアラと1 kc 時間基準発生回路からなり、コントロールユニットはアドレススケアラ、記憶動作をコントロールするパルス列発生回路、読出しパルス発生回路および全体の動作をコントロールするゲート回路などからなっている。図2はその回路構成を示すブロックダイアグラムである。

次にパルス波高分析の動作についてまずその概要を述べる。

パルス波高分析の動作の主体をなすものは A-D 変換と記憶動作で、その後の読出し動作は他の分析にも共通した動作である。ここ

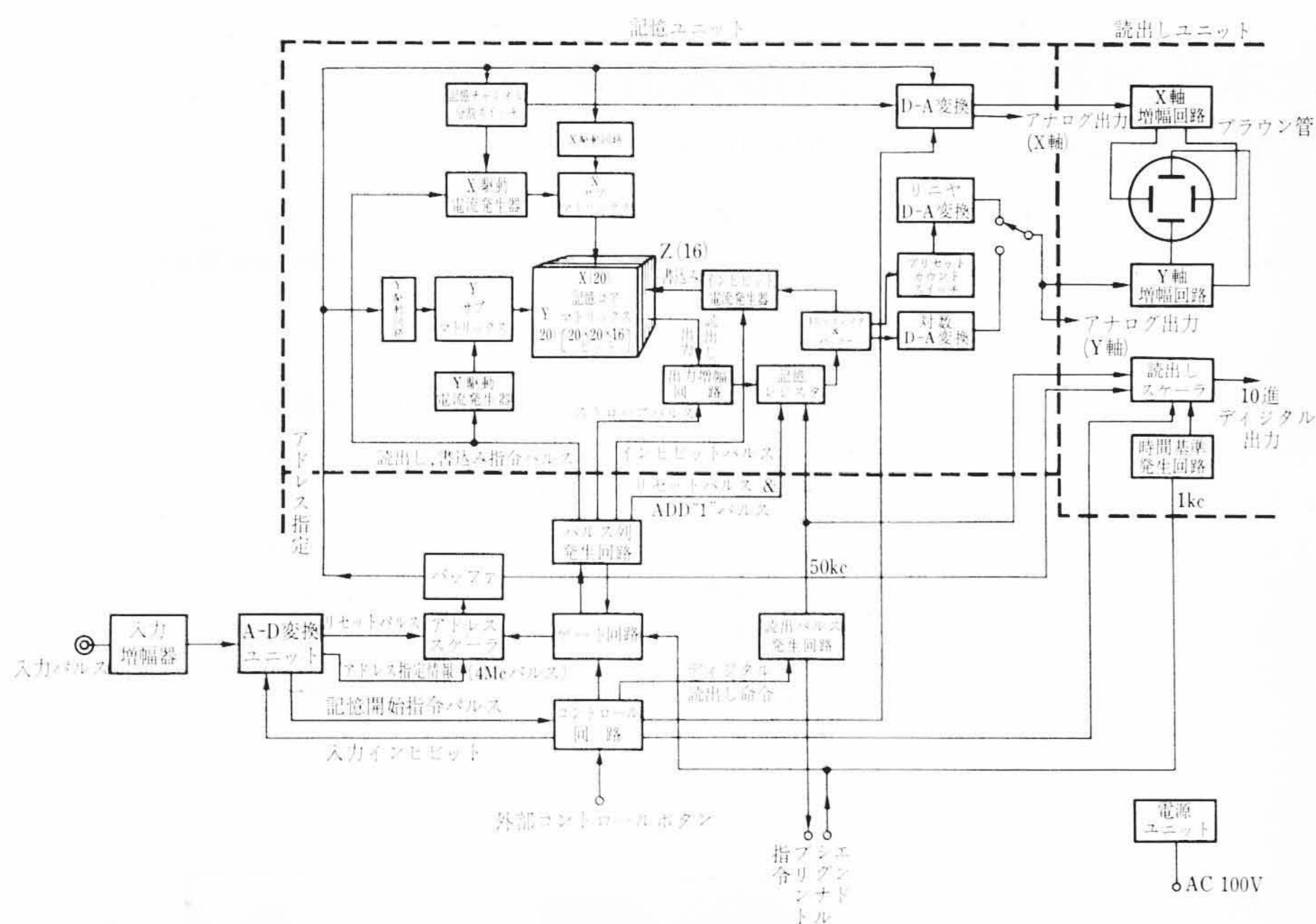


図2 RAH-403形400チャンネル分析装置ブロックダイアグラム

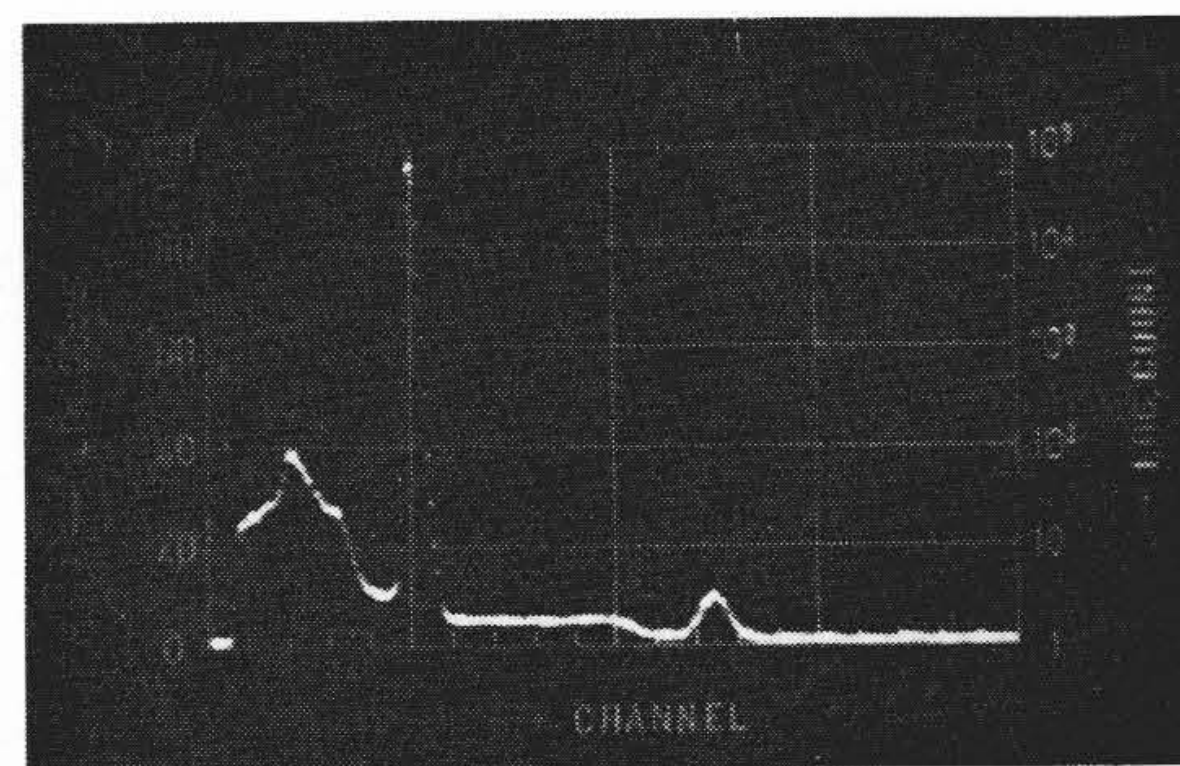
では γ 線スペクトル分析の動作を例にとって説明する。

γ 線検出器として使用されるNaI(Tl)シンチレーション検出器は検出した γ 線のエネルギーに比例した電流パルスを発生する。すなわち、パルスの大きさ p は

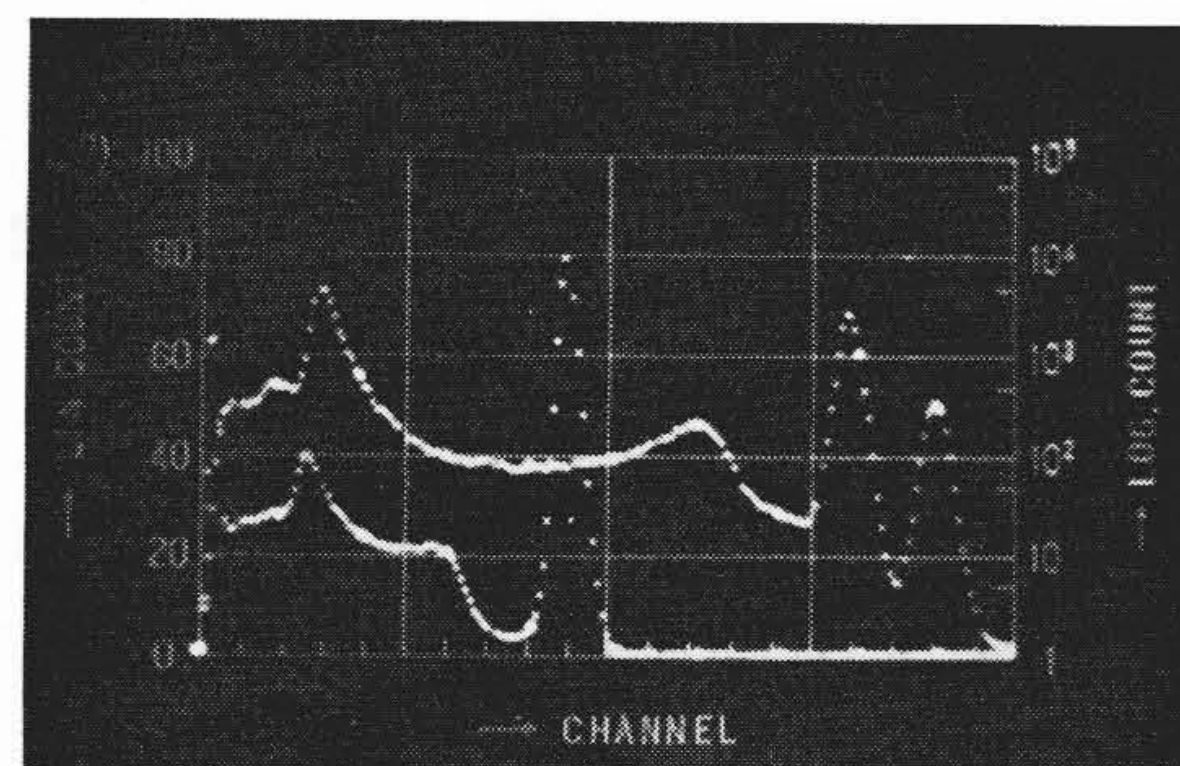
$$p = k E_a \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで k はシンチレータと光電子増倍管を含む比例定数。 E_a はNaI(Tl)内で吸収された γ 線のエネルギーを示す。いま、単色の γ 線が検出器に入射した場合検出器から出てくるパルスの大きさの分布、すなわちスペクトルは図3のような広がりをもつ。しかし、 γ 線の完全吸収によるパルスは常に入射 γ 線のエネルギーに比例したピークすなわちホトピークを示すので、このホトピークのスペクトルが γ 線の分析において意味をもっている。

400チャンネル分析器は、検出器から出てくるランダムなパルス(電流パルスまたは電圧パルス)をまず比例増幅器により増幅し、分析する最大パルスが次のA-D変換器の入口で10mAの電流パルスになるようにする。A-D変換器ではまずベースラインディスクリミネータによりある高さ以上のパルスだけを選別し、A-D変換を行なう。ここで最初アドレススケラにリセットパルスを送り、次に4Mcの発振器によってパルスの高さに比例した数の発振パルスがアドレススケラに送られる。アドレススケラはこのパルスを数え、バッファを通して記憶装置のX、Y駆動回路にアドレス指定パルスを送ってX、Yサブマトリックスの一つを選ぶ。一方A-D変換器からコントロール回路に記憶開始の指令が送られ、ここで次の動作をコントロールする一連のパルス列を発生して、記憶動作が始まる。記憶動作はアドレススケラによって指定されたアドレス(=チャンネル)の記憶コアに“1”を加算するためにまずそれまでの記憶内容を記憶レジスタに読出し、“1”カウントをレジスタに加えた後、再び同じチャンネルの記憶コアに書込むという動作のサイクルによって完了する。読出し動作はパルス列の読出しパルスによりX、Y駆動電流発生回路に電流が発生してアドレス指定で選ばれたX、Yサブマトリックスのパルストランスを駆動する。これにより磁心マトリックスのXとYのアドレス線がそれぞれ1本選ばれ読出し電流が流されてそのアドレス線の交点にある16枚の各マトリックス磁心の記憶内容がそれぞれの読出し線からパルスとして取り出



(a) 400チャンネルレンジで測定した Na^{22} γ 線スペクトル



(b) 200チャンネルレンジで測定した Co^{60} と Cs^{137} γ 線スペクトルのオーバーラップ比較

図3 1入力分析による γ 線スペクトル

される。この読出しパルスはそれぞれの出力増幅回路で増幅整形されパルス列発生回路からのストロブパルスによってS/Nが改善された後対応する記憶レジスタのフリップフロップ回路に入れられる。次にこの記憶レジスタの最小けたのフリップフロップにパルス列発生回路の新しい計数“1”カウントが加えられる。この記憶レジスタの内容の書込み動作は読出しの場合と逆の駆動電流を同じX、Yアドレス線に流すことによって行なわれる。このとき、記憶レジスタの各けたのフリップフロップが“0”か“1”かによってインヒビット電流発生回路を御制し、“0”のけたに対応する磁気マトリックスにはインヒビット電流を流して磁心の状態変化をさまたげる。以上の動作で一つの入力パルスがその高さに比例した番地のチャンネルに記憶されたが、その動作完了に要する時間をパルスの分解時間またはdead timeといい、分析器の性能を示す一つの要素となる。本装置ではこのdead time τ は

$$\tau = (12 + 3 + 0.25N) \mu\text{s} \quad \dots\dots\dots (2)$$

で与えられ、第1項の12 μs はメモリーサイクル、 N は変換されるデジタル量すなわちチャンネル数を示す。高計数率のパルス波高分析では次のパルスがこの τ 時間内に続いてはいつてくる確率が多くなり、測定に数え落しの誤差を生ずる。この誤差を除くため、分析時間として真の時間から各パルスの τ を差引いたいわゆるLive Timeが用いられる。

次に分析結果のブラウン管表示やアナログ量、デジタル量の読出し記録の動作は一般の計算機と同様であるが、本装置では特にデジタル読出しの速度を上げるために独特な2進—10進変換回路を用いている。まず表示の動作は読出し書込みのサイクルを100 μs ごとに1チャンネルずつ送りながら行ない、25c/sの周期で400チャンネルを繰返す。読出された記憶内容は記憶レジスタからバッファを通してリニアまたは対数D-A変換器にはいり、アナログ量に変換されて、ブラウン管のY軸偏向増幅器によりY軸表示を与える。一方アドレスアドバンスパルスは別のD-A変換器を通してX軸増幅器によりX軸表示を与える。レコーダなど外部へのアナログ量読

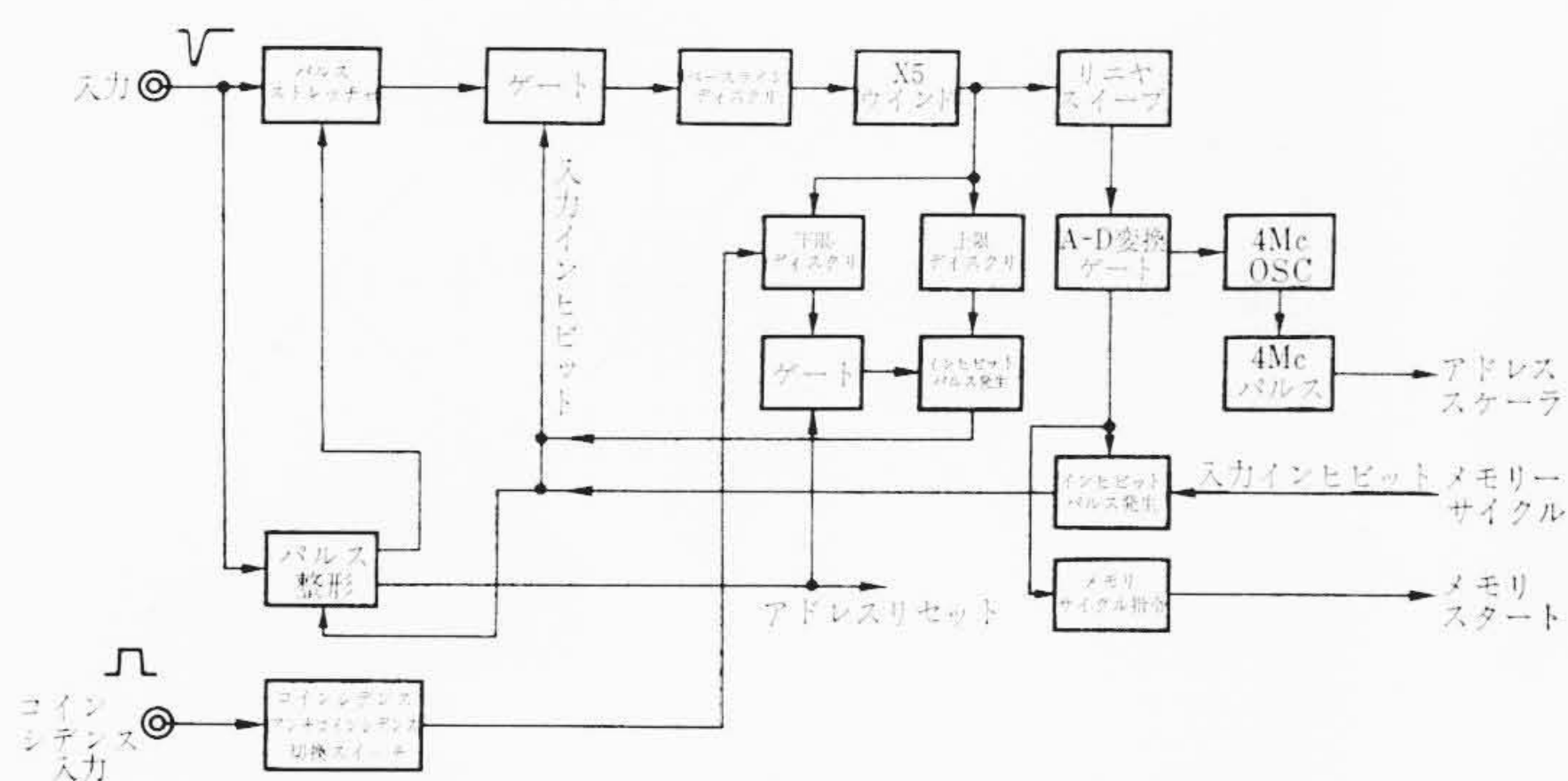


図4 パルス波高値 A-D 変換回路ブロックダイアグラム

出しは前述の表示動作と同様で読出し速度だけを 0.4 s/チャンネル に落としている。次の、デジタル量の読出し動作はまず記憶内容の補数を2進16けたの記憶レジスタに読出し、次にこれを10進に変換する。この場合、 2^{16} 記憶レジスタを 2^8 の二つに分割し、コントロールユニットの読出し発生回路からの 50 kc 発振パルスを 2^8 の二つの記憶レジスタに入れると同時に10進5けたの読出しのスケアラにも入れ、記憶レジスタの計数がオーバーフローするまで読出しスケアラで 50 kc パルスを数える。ところで、この読出しスケアラには1, 5, 50, 200の4個の入力端子があり、この端子が記憶レジスタの 2^8 パルス1個に対し、コントロール回路で発生する4個の逐次パルスを受けて $256 (=2^8)$ が加えられる。この方法は、普通のシリースパルスによる2進-10進変換より約50倍の速度で読出すことができ、 5 ms 以内で 2^{16} の2進を10進に変換できるという特長がある。この方式で変換された10進デジタル出力は直接プリンタを駆動し、プリンタのエンドシグナルを受けてチャンネルが進む。したがってプリント速度はプリンタの印字速度で決定され、普通使用されているプリンタでは $0.2 \text{ s} \sim 0.25 \text{ s/チャンネル}$ である。

400チャンネル分析装置の全体の動作は概略以上のとおりである。次におもな機能の回路について説明する。

2.2 パルス波高値の A-D 変換

A-D変換回路は図4のブロックダイアグラムで示すように入力電圧または電流パルスをミラー積分方式のリニヤスイープ回路で時間に変換し、変換時間の間4Mcの発振回路を動作させるのがおもな役目である。図5のタイムブロックダイアグラムから、まず、入力パルス(立上り $0.5 \mu\text{s}$ 以下)がパルスストレッチャで約 $3 \mu\text{s}$ のパルスに引延ばされ、ベースラインディスクリミネータで選別された後ウインドアンプ ($\times 1$ または $\times 5$ 倍) で増幅され、リニヤスイープ回路にはいる。ここでチャンネルのレンジできまった傾斜でそのパルスの高さに比例した時間、直線的に電圧が 0 V に近づく。一方 A-D 変換ゲート回路によりリニヤスイープが動作している間ゲート電圧が4Mcの発振回路の入力にかかり発振をトリガする。この発振パルスは整形されてコントロールのアドレススケアラに送られる。他方、この発振トリガの前にアドレスリセットパルスが発生してアドレスを0にリセットする。A-D変換ゲートが閉じると4Mcの発振が止まり、同時に記憶指令パルスがコントロールに送られる。入力パルスはA-D変換とメモリサイクルの間ゲートが閉ざされるためにはいらない。また、下限および上限ディスクリミネータにより制限された高さのパルスは同様ゲートによりインヒビットされる。図6はそれぞれHgパルスと実際のランダムなシンチレーションパルスによるA-D変換の様子を示したものである。また、図14はHgパルスによるA-D変換の直線性の測定結果で400チャンネルで8チャンネルまで $\pm 0.5\%$ (フルスケール) 以内にはいっている。

2.3 記憶コアマトリックス

本装置の記憶装置は 20×20 のフェライトコアマトリックスを4個

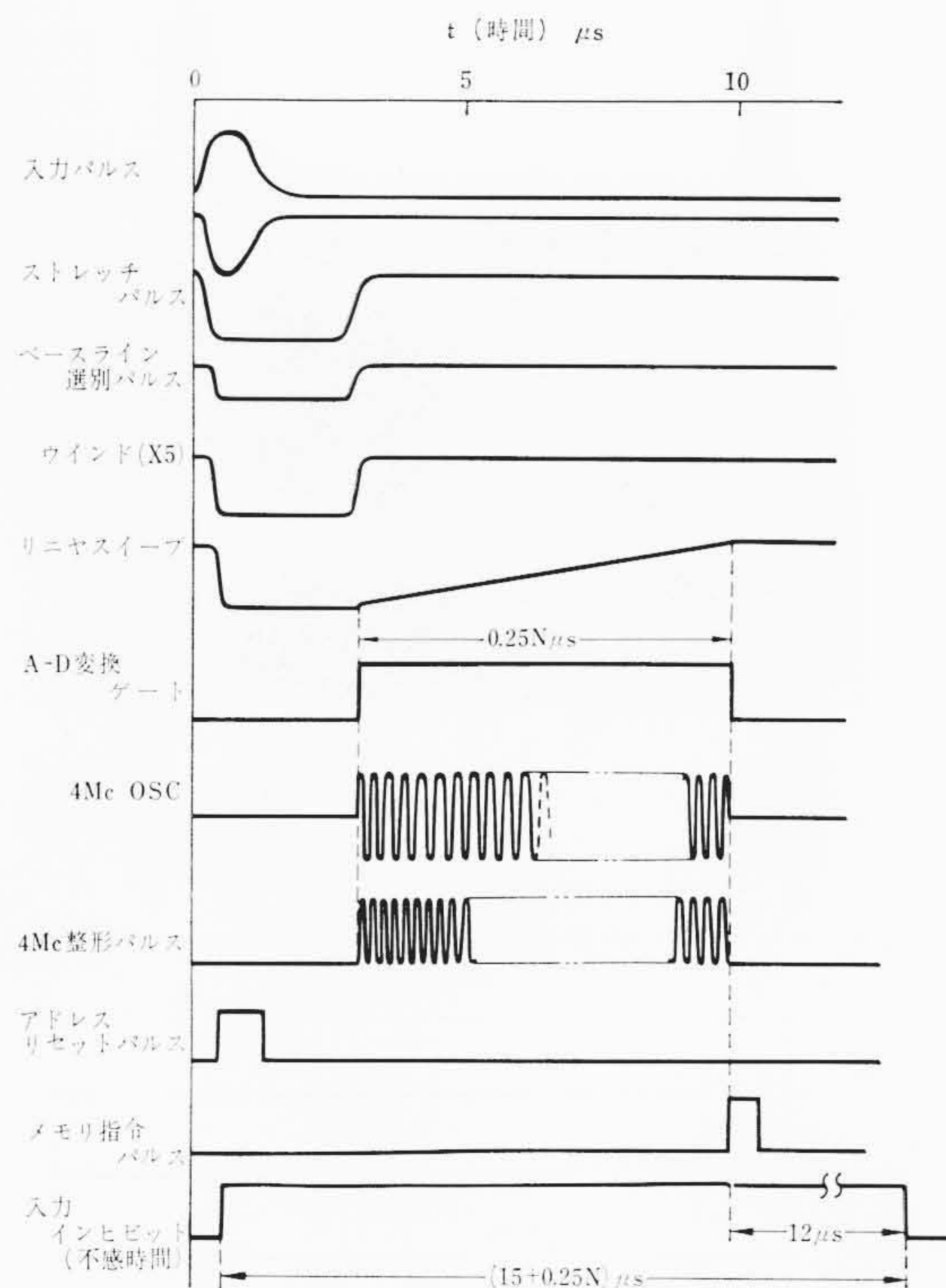
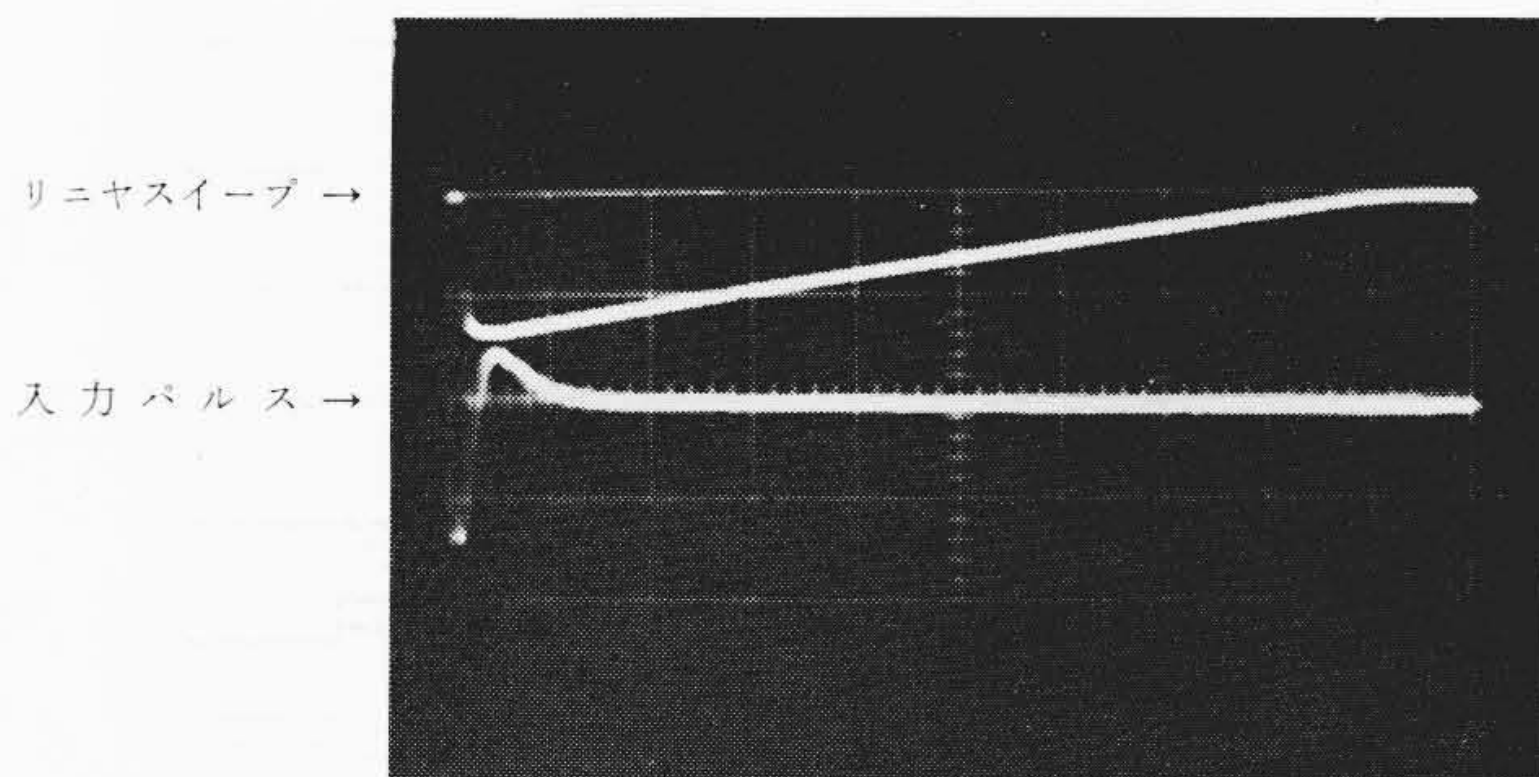
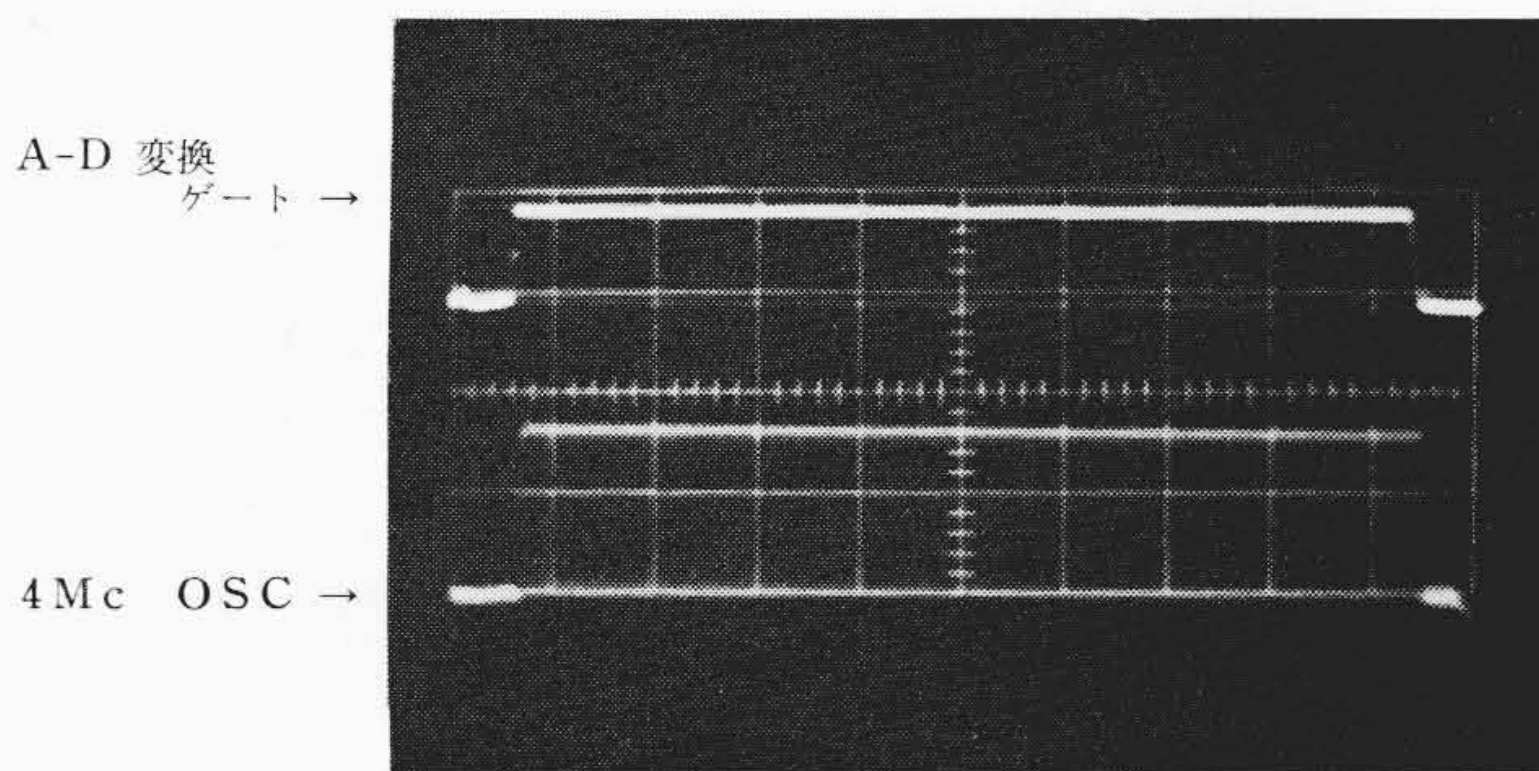


図5 パルス波高値 A-D 変換タイムブロックダイアグラム



(a) Hg パルスによる A-D 変換パルス波形



(b)

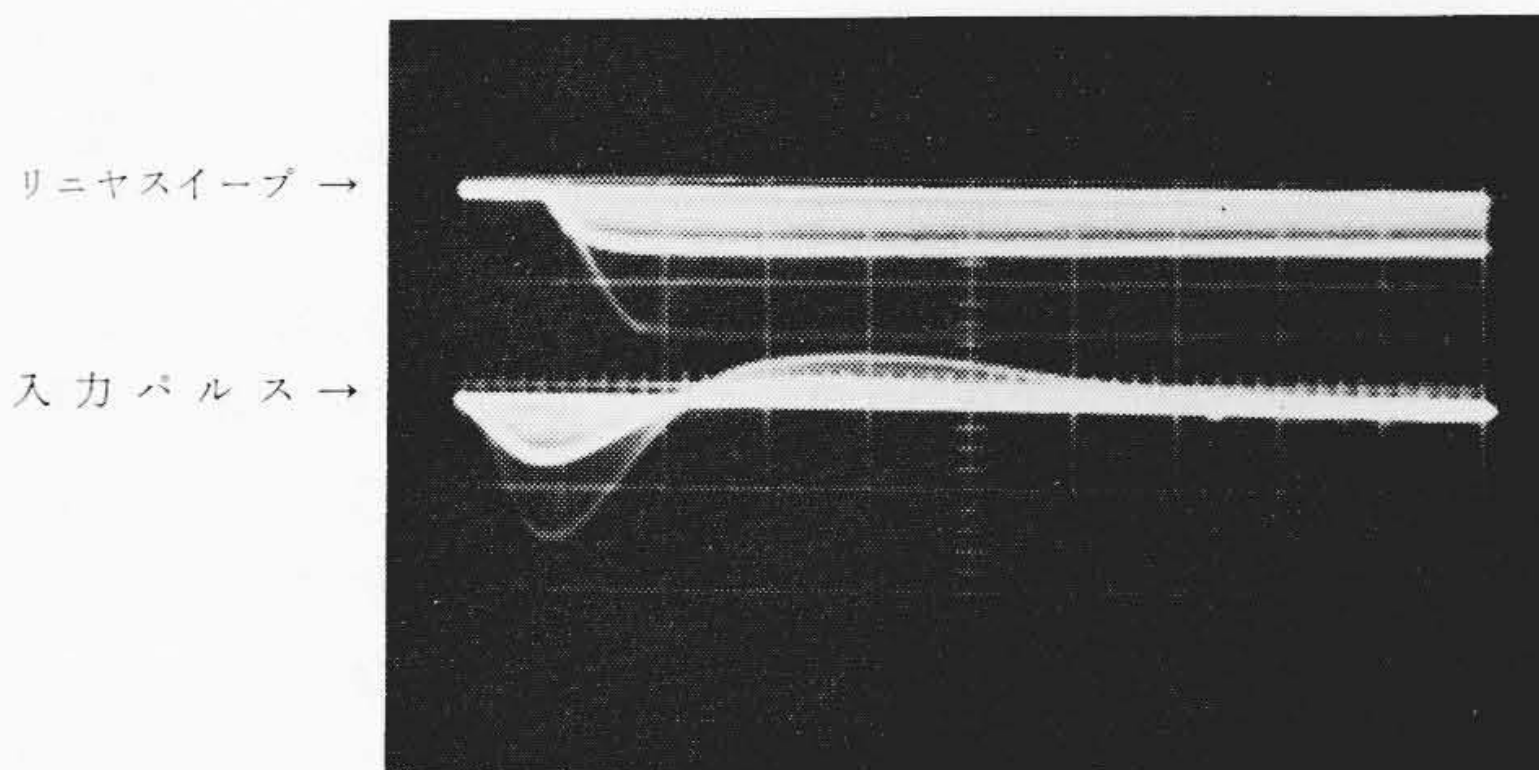
(c) Na^{22} γ 線のシンチレーション検出器出力パルスとリニヤスイープの波形

図6 実際の A-D 変換波形

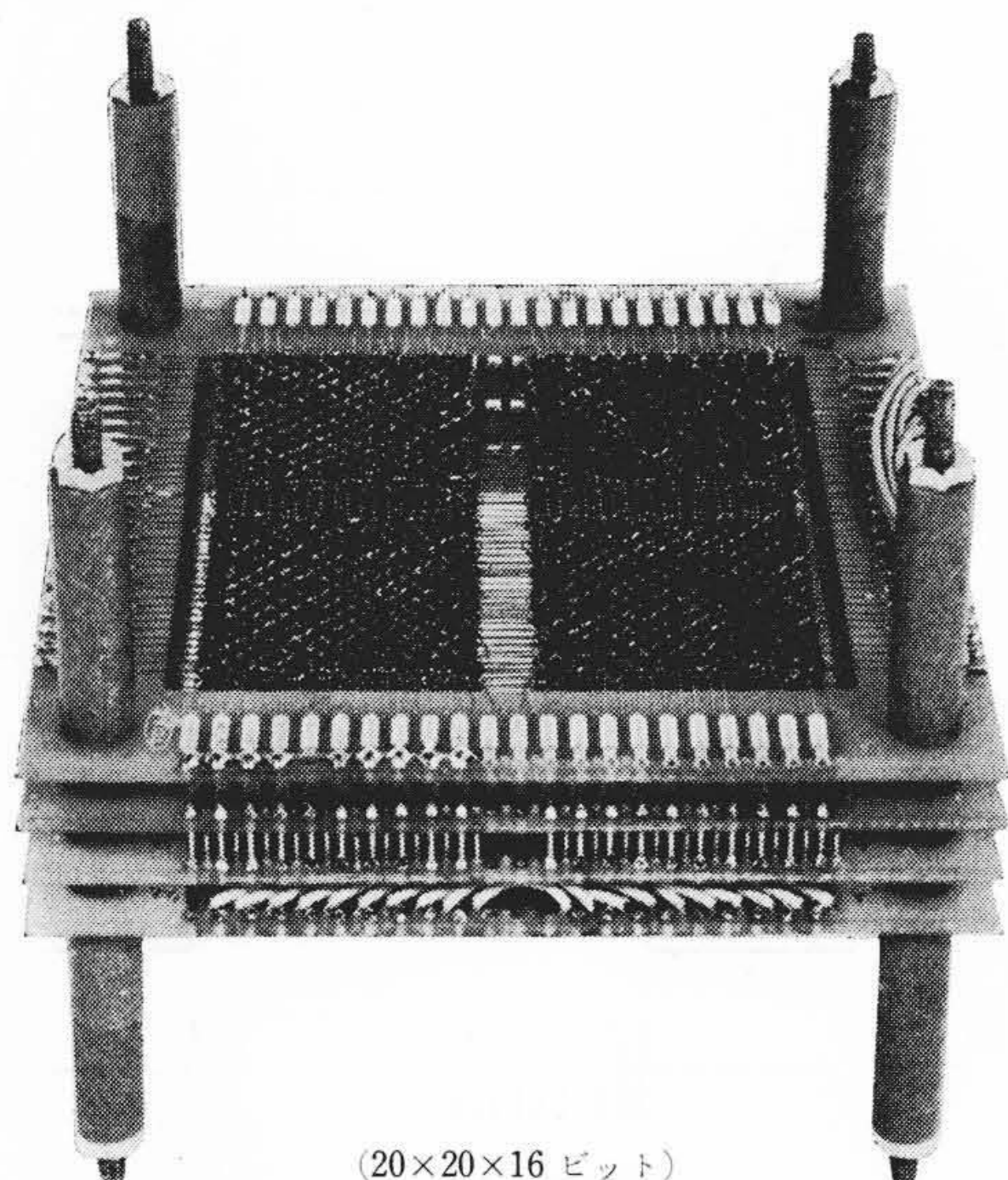
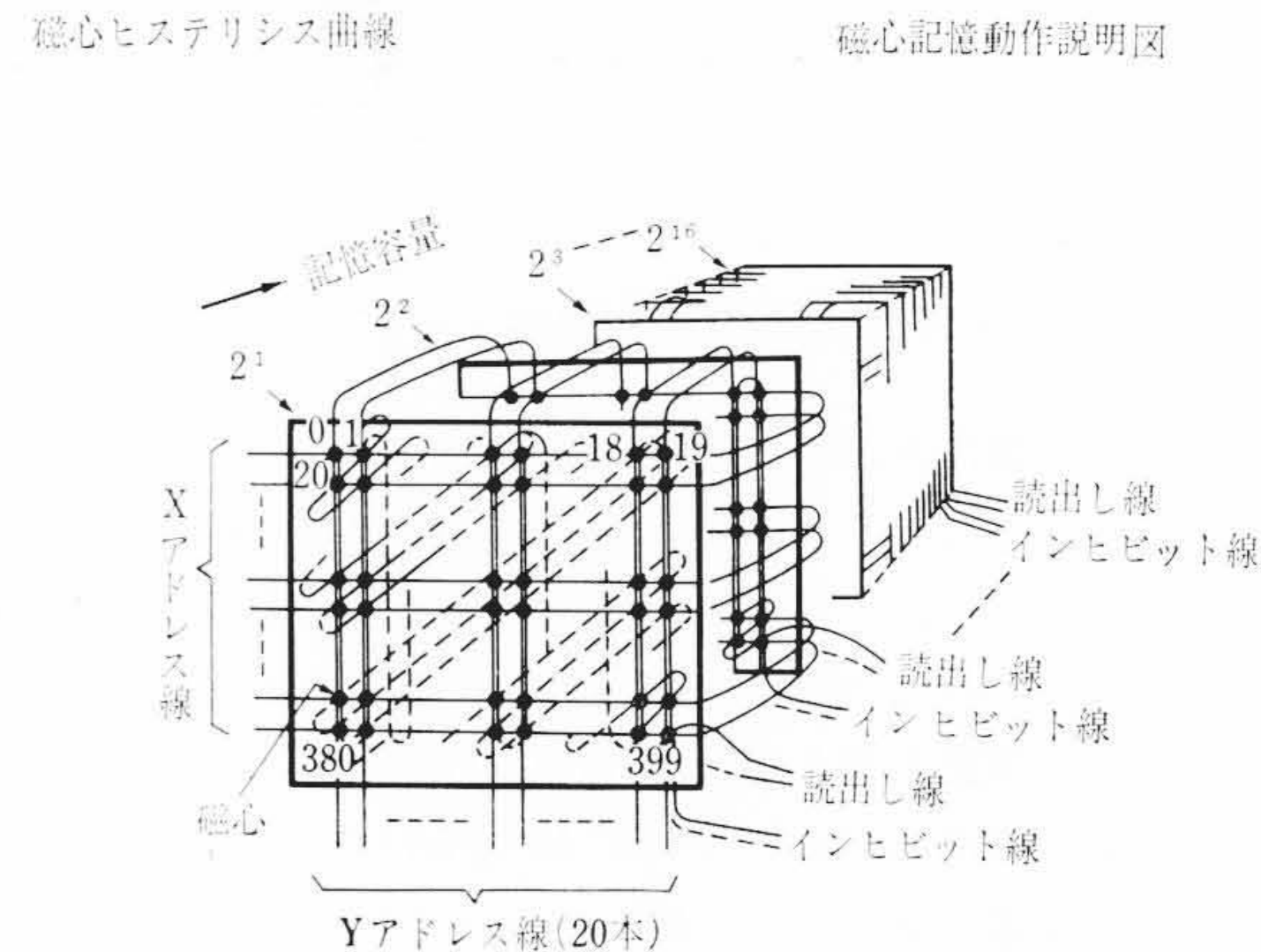
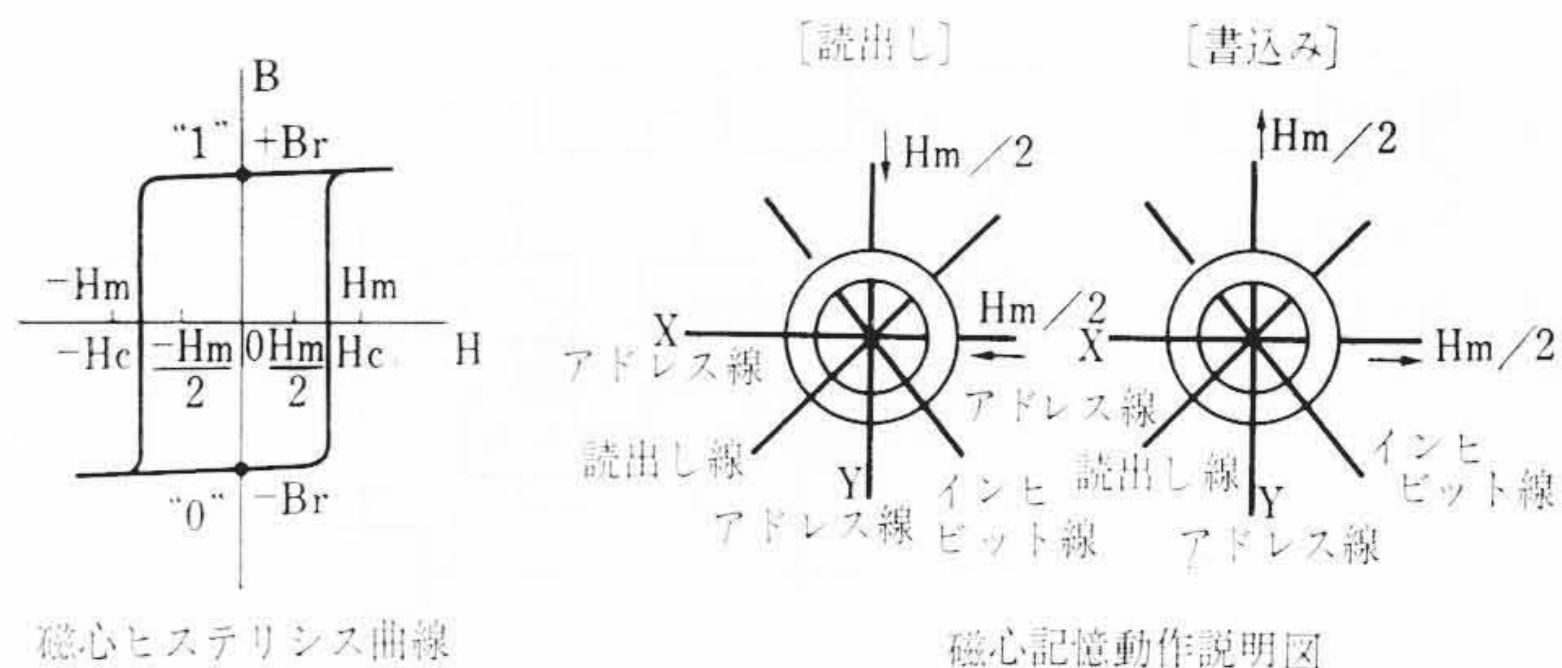


図7 400チャンネル分析装置記憶コアマトリックスのスタック
(20×20×16ビット)



20×20×16 磁心記憶マトリックス
図8 磁心記憶マトリックス説明図

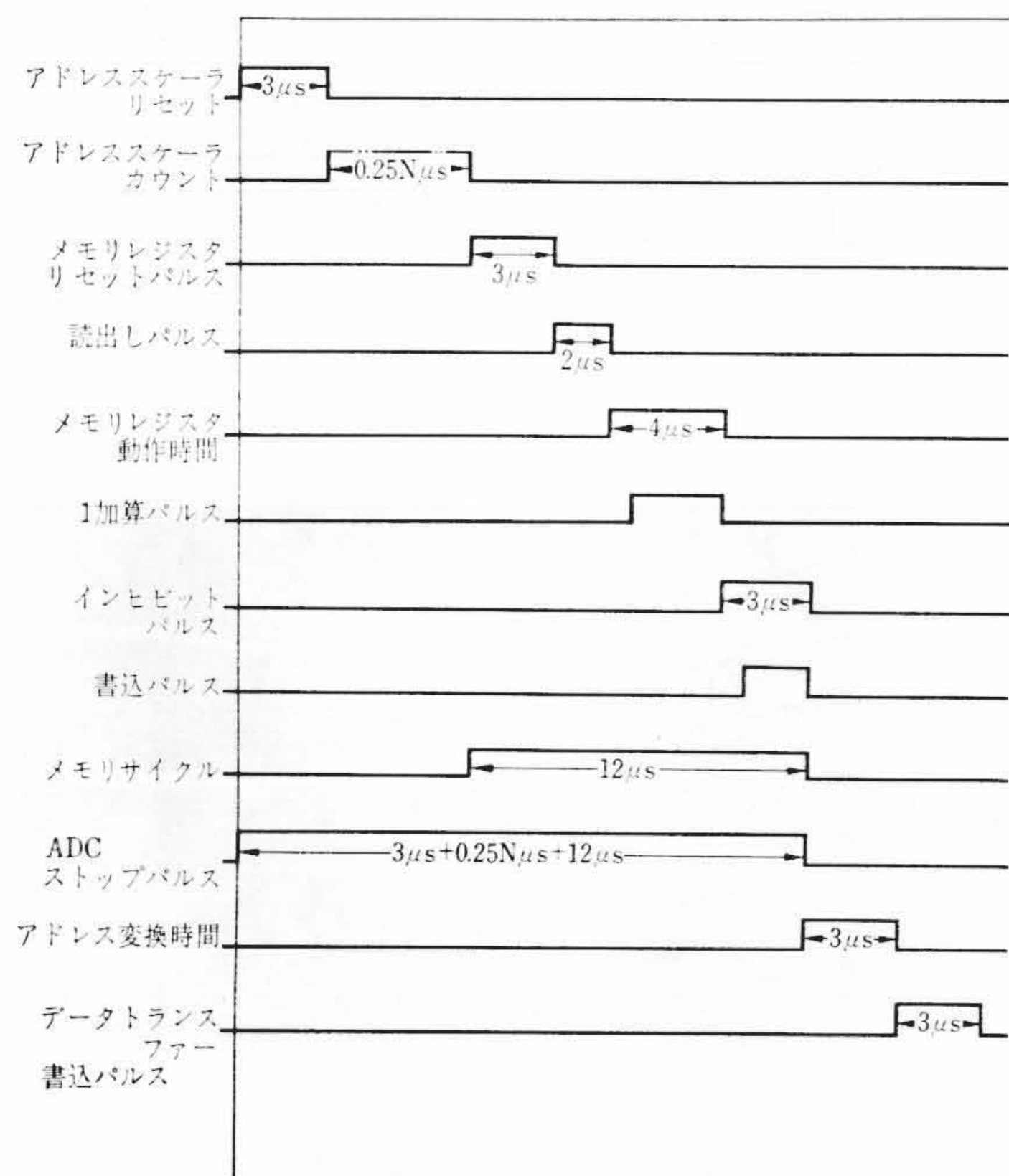


図9 記憶動作パルス列ブロックダイアグラム

一つのフレーム内に編み込んだものを四つ組み合わせた合計16個のマトリックスからなるメモリスタックを中心にX、Y 2個の5×4のサブマトリックスを構成するパルストランス電流駆動回路や前述の種々の周辺回路からなっている。図7はフェライトコアマトリックスのスタック、図8はその説明図である。ここで記憶動作の原理を簡単に述べる。磁心による記憶の原理は図8のような磁心のH-B(磁場と磁束密度)角形ヒステリシス特性を利用して、磁心の残留磁束の状態が曲線上の $+B_r$ の点にあるか、 $-B_r$ の点にあるかによって2進情報の“1”と“0”を対応させ1ビットの情報を記憶させることにある。そこで、マトリックスを構成する磁心は互いにXアドレス線、Yアドレス線、読出し線およびインヒビット線の4本の線によって編まれている。いま、磁心から記憶内容を読出す場合、X、Yアドレス線に磁心が“0”の状態になるような方向に $H_m/2$ ($H_m > H_c > H_m/2$) に対応する電流を流すと“1”の状態にあった磁心は磁束変化を生じ、読出し線に電圧を誘起してパルスが発生する。しかし、“0”の状態にあった磁心はそのまま変化しないのでパルスを出さない。逆に“0”の状態にある磁心に“1”を書込むときは読出しの場合と逆方向に $H_m/2$ の大きさの電流をX、Yアドレス線に流せばよい。また、“0”を書込むときは、“1”の場合と同様に $H_m/$

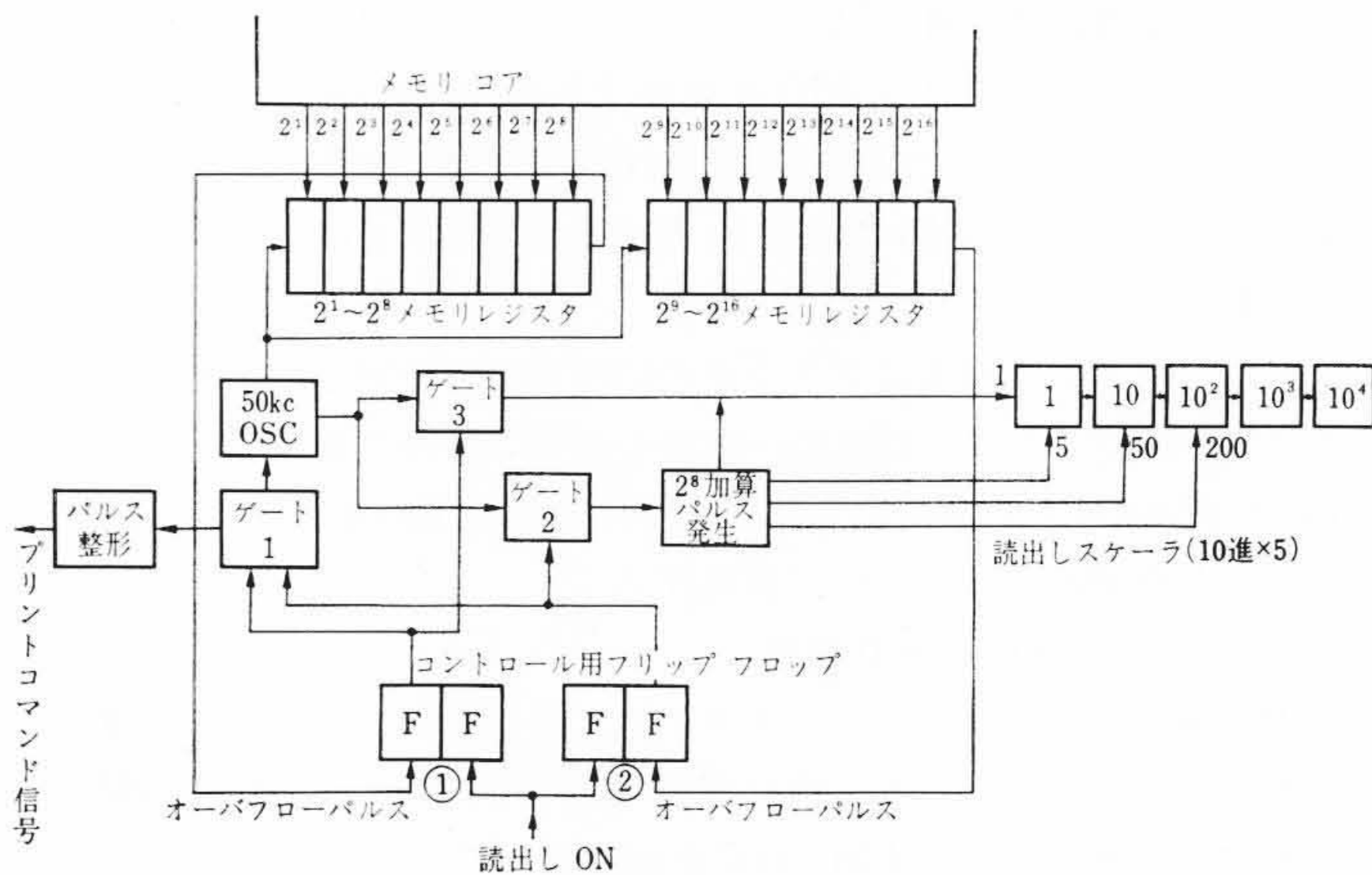


図10 デジタル読出し回路ブロックダイアグラム

2の電流を流し、同時にインヒビット線に電流を流すことにより磁心が“1”の状態に変化しないようにしている。以上は記憶の基本的動作で、本装置では、また、計数の引算動作や、デジタル読出し動作で記憶量の補数の読出し書込みを行なう場合、加算動作と逆方向の電流を流すことによってその動作を行なっている。

2.4 デジタル読出し

本装置では特にこのデジタル読出しの方式が従来のものよりも非常に速い点で大きな特長となっている。図10のブロックダイアグラムに示すように、読出しスケアラは計数測定中は時間表示のためのタイマーとして兼用されるが、その回路構成は1・1・2・5の2進化10進フリップフロップ2組と1・2・2・4の2進化10進フリップフロップ3組の5けたからなり、最初の3けたまでに、1、5、50、200の4個の入力端子がついている。デジタル読出し指令でまず読出しスケアラに記憶されていた時間がプリンタに打出され、次にプリンタのエンドシグナルを受けて記憶内容の読出しが開始される。この場合の各記憶レジスタには記憶内容の補数が読出され、 2^{16} 個の記憶レジスタは初めの 2^8 と後の($2^9 \sim 2^{16}$ までの) 2^8 の二つに分割される。読出し指令パルスが2個のコントロールフリップフロップ①と②にはいると記憶レジスタの2進計数が読出しスケアラに10進計

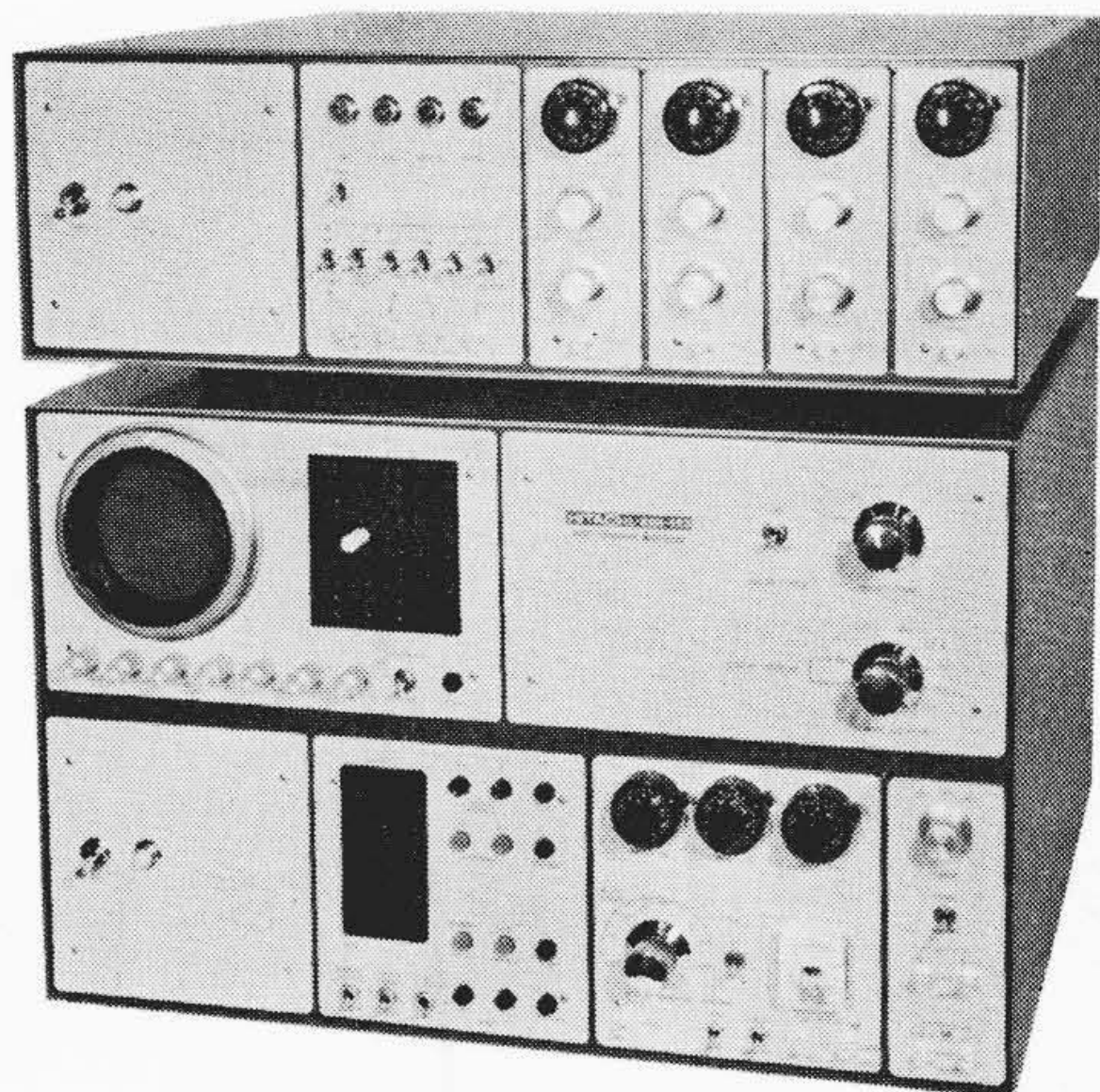


図 11 4 入力パルス波高分析器

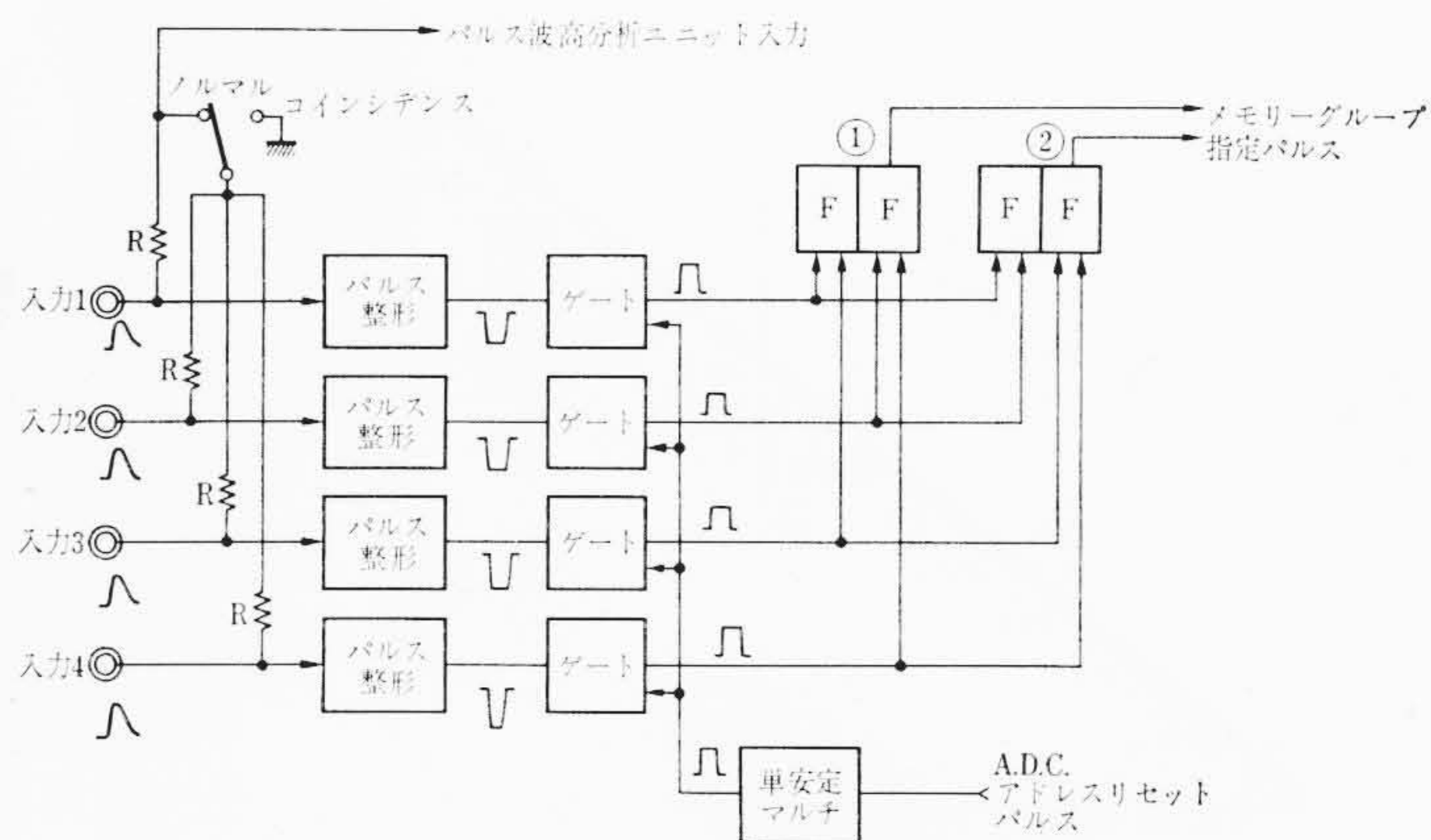
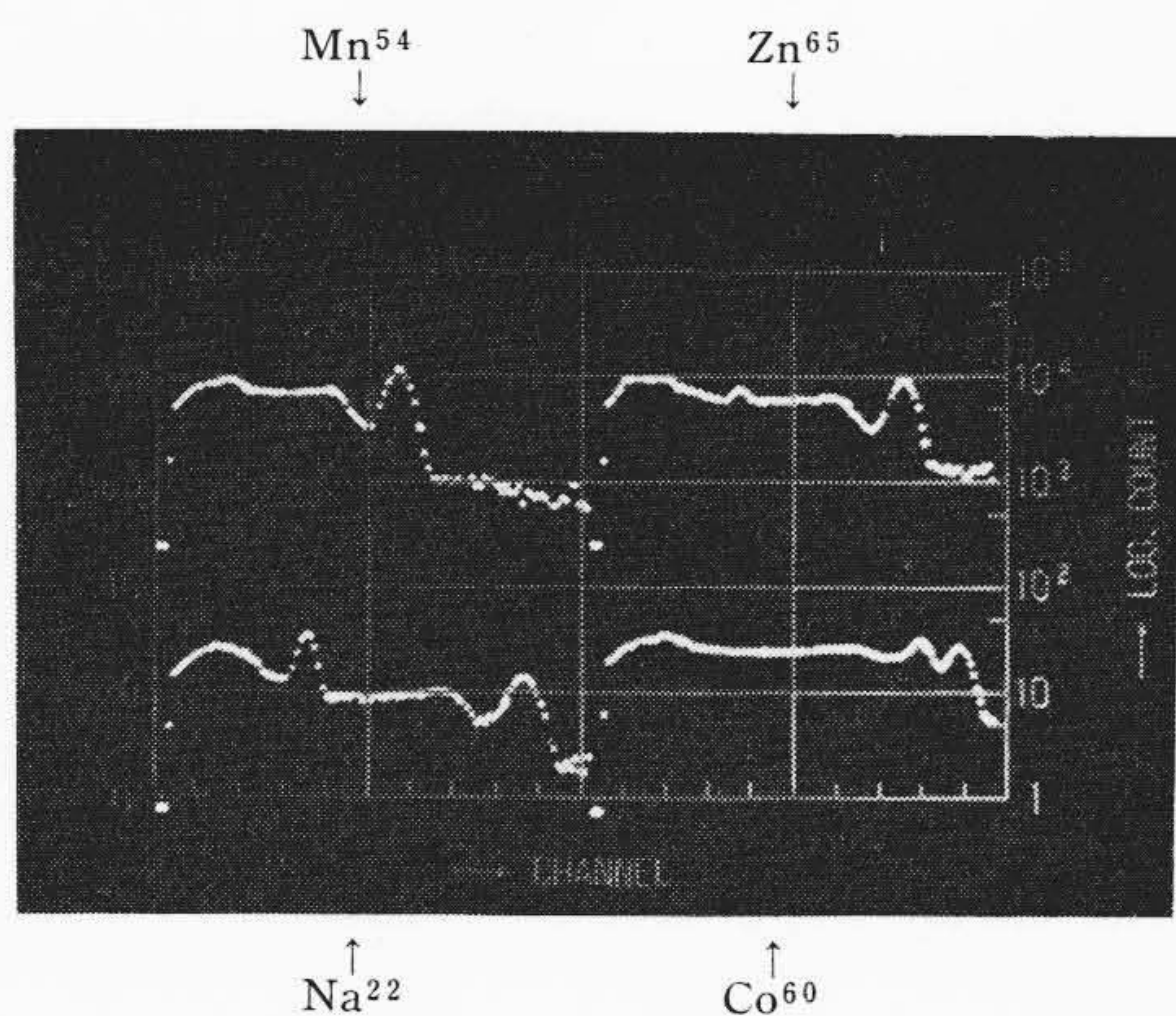
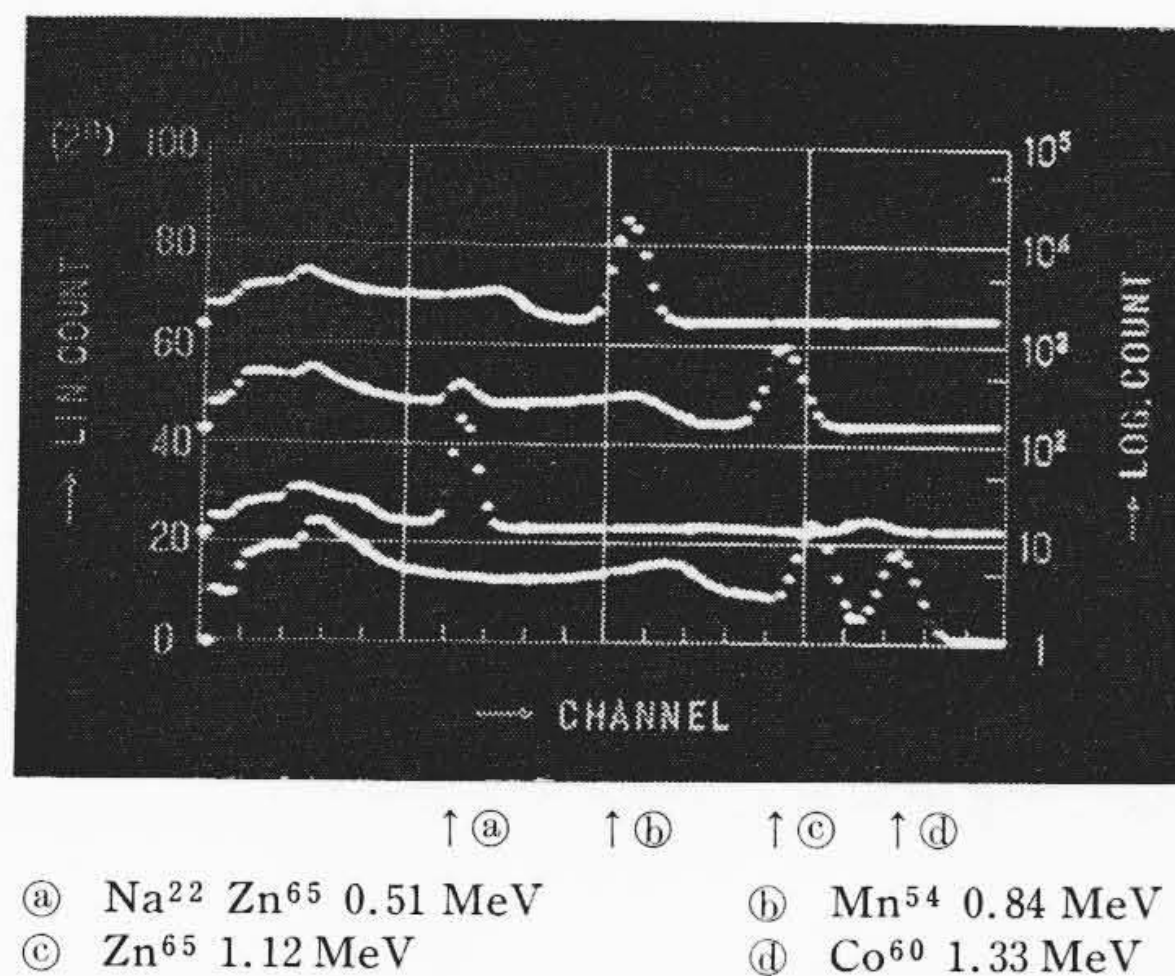


図 12 4 入力分析ユニットブロックダイアグラム

(a) Mn^{54} , Zn^{65} , Na^{22} , Co^{60} の各スペクトルのセパレーション表示(b) 上記4 γ 線スペクトルの200チャンネルレンジでみた対数スケールセパレーション表示図 13 4 入力分析器による四つの γ 線スペクトルの並行分析例

数として変換される。この動作はゲート 1, 2, 3, が開くことにより 50 kc の発振器がトリガされ、その発振パルスは二つの 2^8 記憶レジスタにはいる。また一方、同時に一つはゲート 3 を通って直接に読出しスケアラにはいり、もう一方はゲート 2 を通って 2^8 加算パルス発生器にはいる。前者は初めの 2^8 記憶レジスタがオーバーフローしてゲート 3 を閉じるまで、すなわち、 2^8 の 2 進記憶レジスタで計られたパルス数と同じ数のパルスを読出し 10 進スケアラに送る。また、後者は後の 2^8 記憶レジスタがオーバーフローしてゲート 2 が閉じるまで、 2^8 加算パルス発生器にはいってくるパルス 1 個に対し 1, 5, 50, 200 の 4 個のパルスを逐次読出しスケアラのそれぞれ 4 個の入力端子に送る。このようにして、10 進読出しスケアラには二つの 2^8 記憶レジスタの補数の補数すなわち真数がちょうど、 2^{16} をシリーズに読出したと同様にその場合の約 50 倍の高速で読出し変換されるのである。

3. 4 入力分析

400 チャンネル分析装置の 1 入力増幅器の代わりに 4 入力ユニットを使用して 4 個までの独立したスペクトルを分析する場合の動作原理について述べる。図 12 は回路構成を表わしたものである。四つの入力パルスは同じ大きさの抵抗 R を通して結ばれた後、パルス波高分析器の入力パルスとして送られる。一方、それぞれの入力パルスは別にパルス整形され、ゲート回路を通して二つのフリップ・フロップを動作させ、入力番号に対応した記憶グループを選ぶ。分析開始されるとただちに A-D 変換器よりアドレスリセットがモノステープルマルチプレータを動作させて四つのゲート回路を閉じ、一つのパルスの分析記憶動作中次のパルスがはいるのを防いでいる。このようにしてランダムにはいる四つの入力パルスのスペクトルは別々の 100 チャンネル記憶グループに分析される。図 13 は Mn^{54} , Zn^{65} , Na^{22} , Co^{60} の四つのスペクトルを並行に分析した分析例である。

次にコインシデンス分析の動作は入力 1 に対し、2, 3, 4 のそれぞれの入力が一一致したとき、入力 1 のパルスのうちその一致したパルスだけが 2~4 のいずれかのコインシデンスチャンネルに記憶される。このとき 2, 3, 4 の入力はコインシデンスゲートパルスとして働き、常時は記憶グループ指示のフリップ・フロップは入力 1 のチャンネルのみを指定しているが一一致したときはそのコインシデンスチャンネルを選び、入力 1 のパルスをその記憶グループに入れるのである。

4. 性能と試験結果

パルス波高分析器として重要な性能は、(1) パルス波高値対チャンネル数の直線性、(2) 長時間のチャンネル安定性、(3) 高計数率に対する安定性、(4) 温度変化に対するチャンネル安定性、(5) 有効チャンネルの広さ、(6) そのほか外部雑音、震動など種々の影響下での確実性などできびしい要求が多い。

チャンネル対パルス波高値の直線性は比例増幅器と A-D 変換器の性能によって支配され、特に (5) の有効チャンネルの要求も含めると低チャンネル領域ではリニアスイープの低レベルでの曲りなどが問題となる。本装置では直線性 10^{-3} 以下の Hg パルスによって測定の結果、400 チャンネルレンジで有効チャンネルレベル 10 チャンネル以下で直線性はフルスケールの $\pm 0.5\%$ の性能が保証された。図 14 に測定例を示す。長時間のドリフトは図 15 の結果のように一定の温度範囲の下では非常に安定で、初期ドリフトは平均 30 分まで 1~2 チャンネル、その後は 1 日に 1 チャンネル以下である。また、温度変化については特に A-D 変換器をサーミスタやダイオードにより補償した結果、大きく改善されたが、総合的にみて種々の部品の小

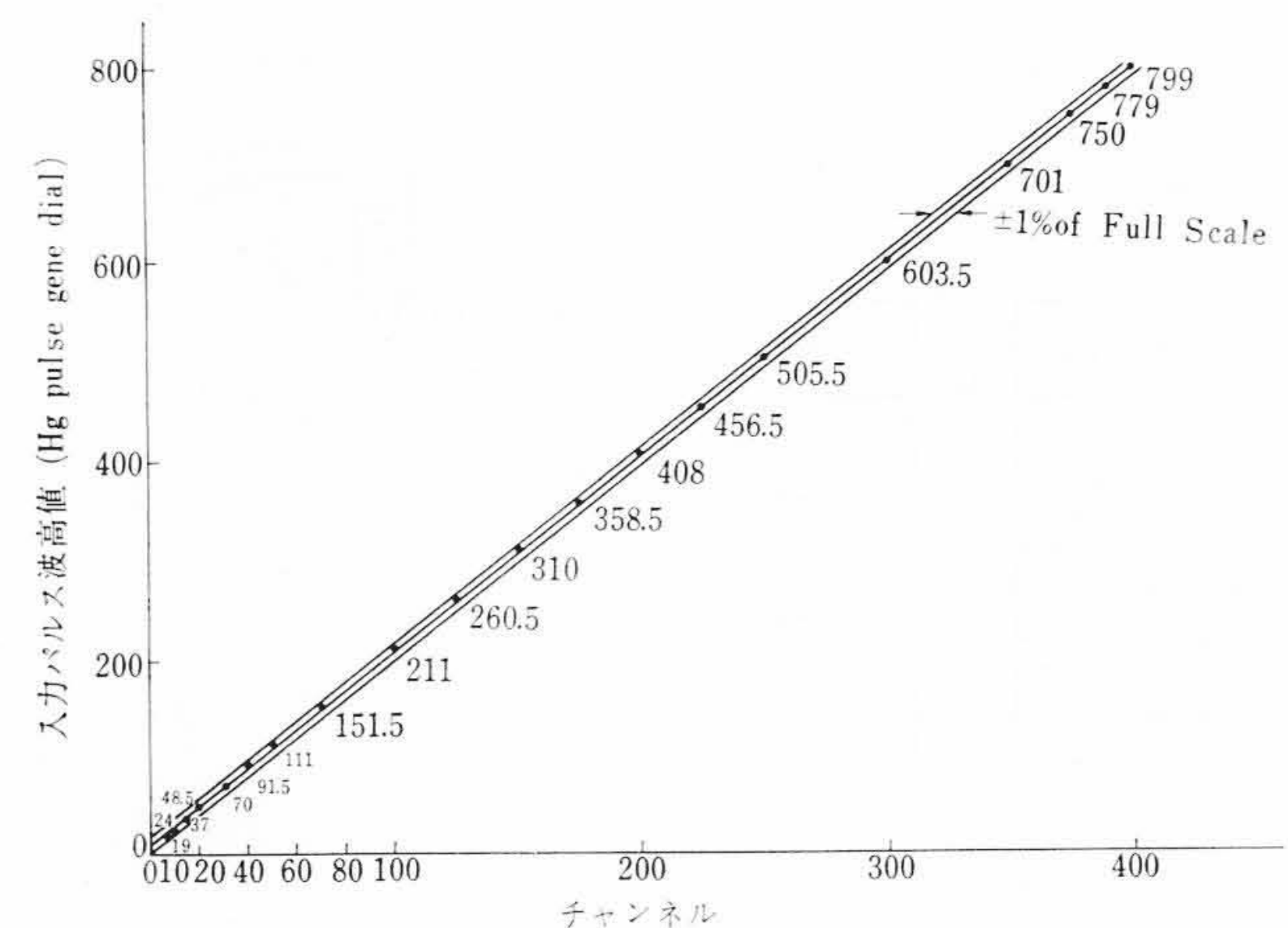


図 14 400 チャンネル分析器のパルス波高値-チャンネル直線性

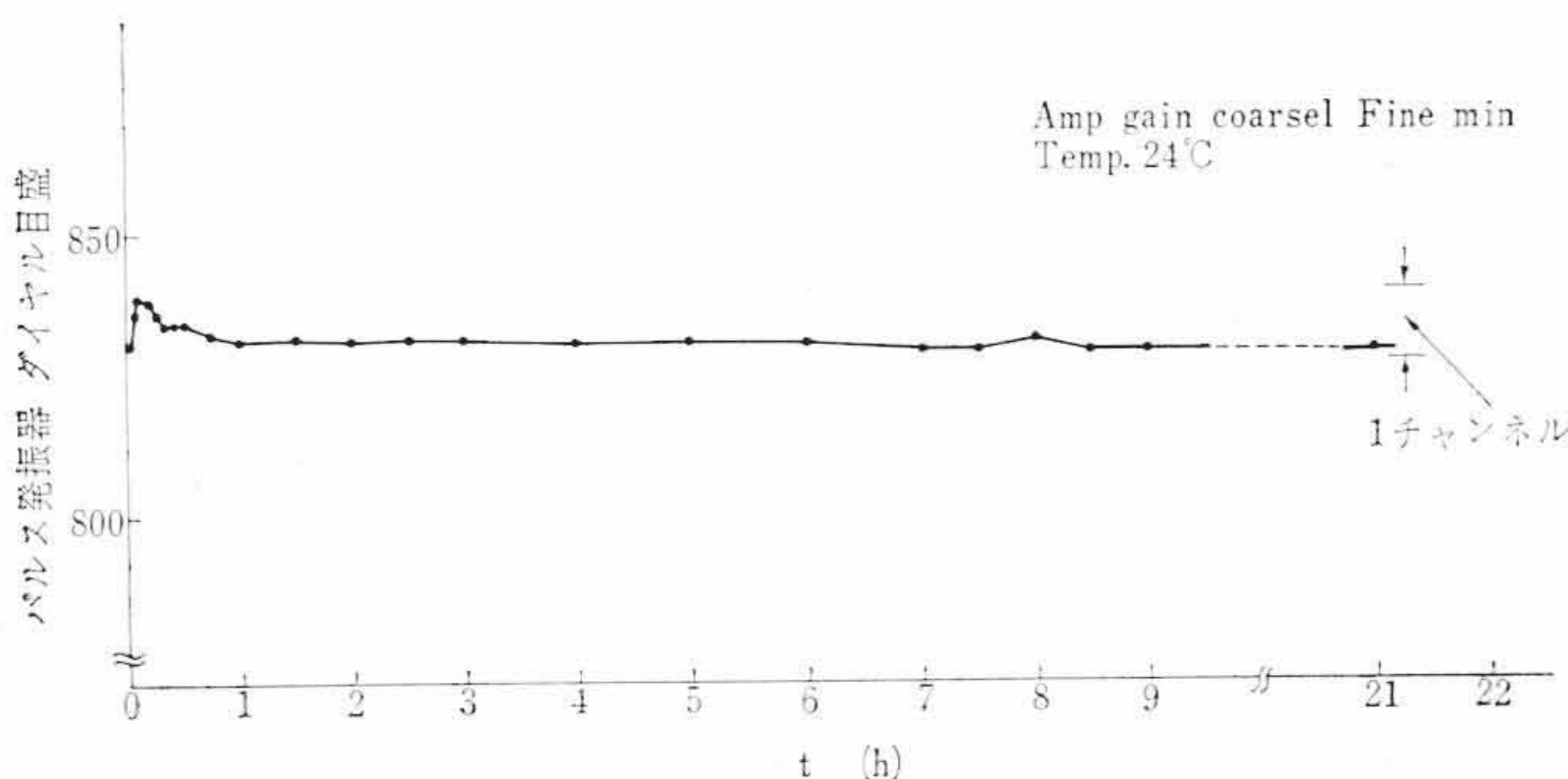


図 15 400 チャンネル分析器のドリフト

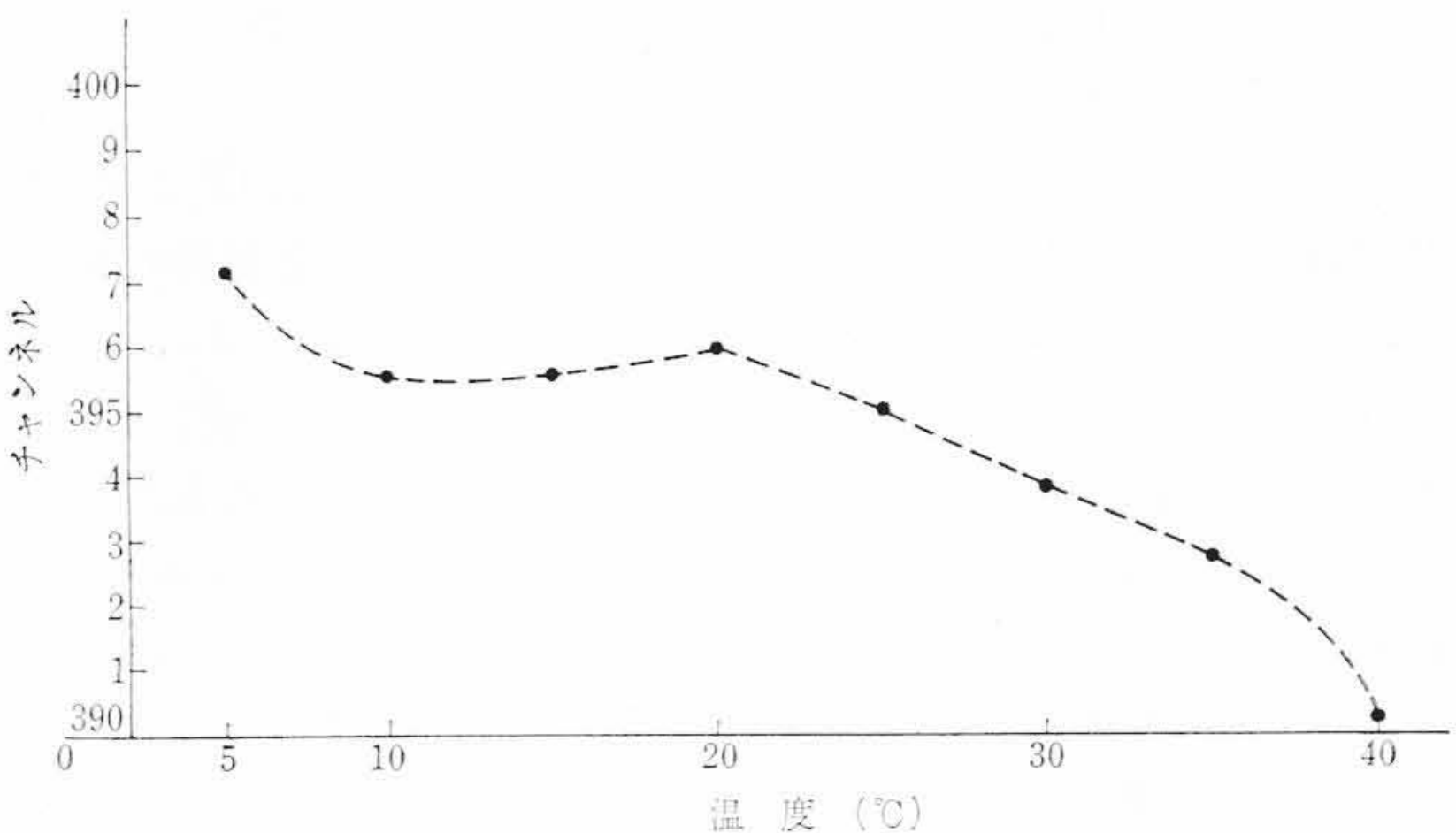


図 16 温度変化に対するチャンネルシフト

さな温度変化が累積されるため、これ以上の安定性を得ることはなかなか困難である。図 16 で示したように 10℃～25℃ 付近までは 1 チャンネル以下のシフトにはいっているが、30℃以上では、10℃ 当たり 2 チャンネル以上、40℃ 以上では記憶装置の動作が不安定となる。次に高計数率に対する問題は γ 線の分析などの場合重要である。図 17 および図 18 は同じ測定条件のもとで 1,000cps から 21,000 cps の計数率の変化に対して Hg パルスによる本装置自体のシフトと検出器自体によるシフトを比較したものである。この結果、Hg パルスのシフトは 1 チャンネル/20,000 cps、に対し、検出器のシフトは大きいときは 10 チャンネル以上みられた。これは光電子増幅管の感度変化の影響⁽⁵⁾と思われ、特に 1,000cps から 5,000cps への低計数率範囲の変化に対し大きなシフトが現われている。そのほか、電氣的雑音影響はほとんど問題なく外部装置との連動操作などで安定な動作が保証される。

5. 結 言

本報告では RAH-403 形 400 チャンネルのパルス波高分析器とし

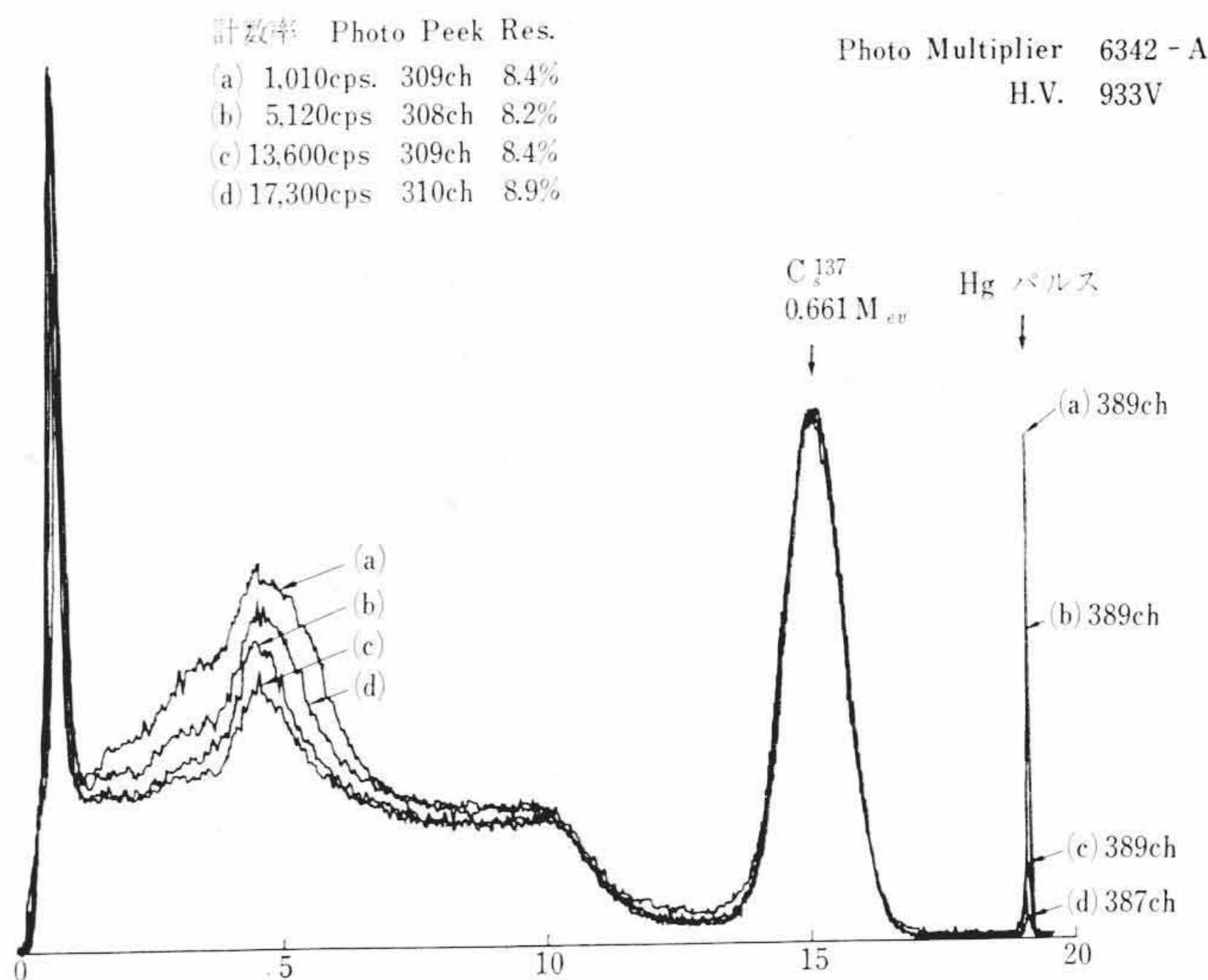


図 17 計数率の変化に対するスペクトルシフトとチャンネルシフトの測定例(1)

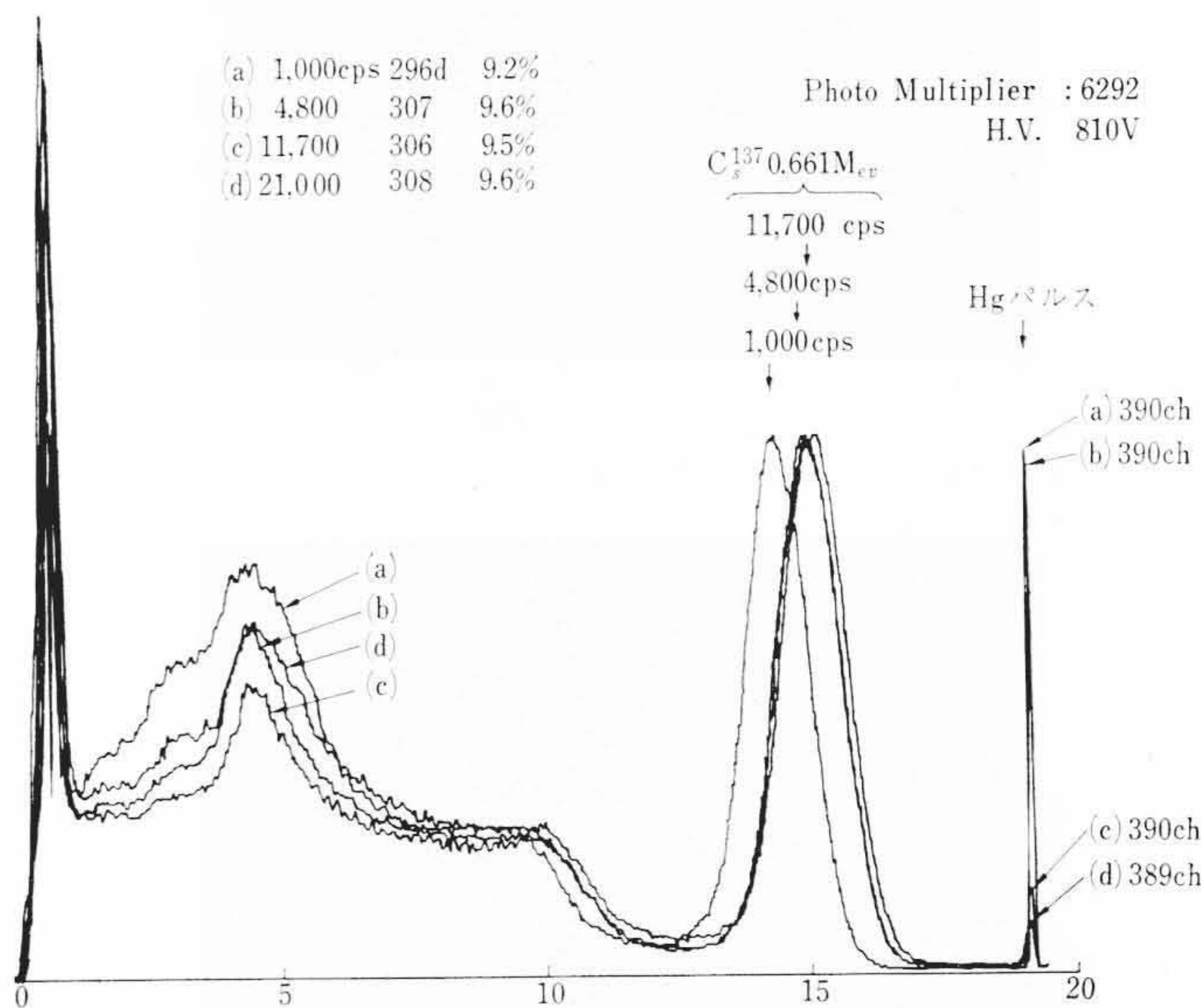


図 18 計数率の変化に対するスペクトルシフトとチャンネルシフトの測定例(2)

ての回路構成とその性能の概要について述べた。本装置は多用途の機能をもっているが特にシンチレーション検出器による放射線スペクトル分析に最も適した機能と十分な性能をもっている。しかし、近い将来、半導体検出器による γ 線 X 線の高分解能スペクトル分析や、 μ s の速い時間分析が盛んに行なわれるようになると、もっと大きなチャンネル数と、速い A-D 変換、メモリスサイクルの分析、記憶回路が要求され、直線性、安定性などの性能を一段と改善する必要がある。

なお、本装置の高計数率に対する種々の実験で立命館大学学生、浜辺豊文氏のご協力を得たことを感謝する。

参 考 文 献

- (1) D. H. Wilkinson: Proc. Cambridge Phil. Soc. 46, 508 (1950)
- (2) G. W. Hutchison and G. G. Scarrott: Phil. Mag. 42, 792 (1951)
- (3) P. W. Byington and C. W. Johnstone: Institute of Radio Engineers Convention Record 3, 204 (1955)
- (4) R. W. Schumann and J. P. McMahon: Rev. Sci. Inst. 27, 675 (1956)
- (5) 松下甫, 西脇耕治, 菅沢荘一: 日立評論 45, 1836 (昭 38-11)