

JAERI-M

9643

線形出力計の改良

1981年8月

熊原 肇・石井 喜樹

日本原子力研究所
Japan Atomic Energy Research Institute

この報告書は、日本原子力研究所が JAERI-M レポートとして、不定期に刊行している研究報告書です。入手、複製などのお問合せは、日本原子力研究所技術情報部（茨城県那珂郡東海村）あて、お申しこしください。

JAERI-M reports, issued irregularly, describe the results of research works carried out in JAERI. Inquiries about the availability of reports and their reproduction should be addressed to Division of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken, Japan.

線形出力計の改良

日本原子力研究所大洗研究所材料試験炉部
熊原 肇・石井喜樹

(1981 年 8 月 4 日受理)

JMTRの核計装は、昭和57年度に更新を予定している。更新に当って、機能の集約化と回路の簡素化を計ることにした。この計画の中で、線形出力計の制御方法に新しい考え方を導入した。この方法は、乗算型D/Aコンバータとその制御パターンをプログラムしてあるICメモリとを組み合せた追従制御方式である。この方法の利点は、原子炉ペリオド可変の運転ができることがある。

本資料は、新しい線形出力計についての検討内容を紹介するものである。

Improvement of Linear Power Channels for
JMTR Nuclear Instrumentation

Hajime KUMAHARA and Yoshiki ISHII

Division of JMTR Project, Oarai Research Establishment, JAERI

(Received August 4, 1981)

Nuclear instrumentation of JMTR will be renewed in 1982. The object is centralization and simplification of the nuclear instrumentation. For this purpose, a new method will be applied to control the linear power channels. The method is a follow-up control system, which is a combination with multiplying digital-to-analog converter and programmable read-only memory. The advantage is reactor operation with variable period. The usefulness of the method had been experimentally examined.

Keywords : JMTR, Nuclear Instrumentation,
Linear Power Channel,
Follow-up Control, Automatic Control,
Programmable Read-Only Memory.

目 次

1. まえがき	1
2. 線形出力計の仕様・性能	1
3. JMTR の自動制御	5
4. 新しい制御方式	9
5. 試作回路の検討	24
6. おわりに	38

Contents

1. Introduction	1
2. Specification of Linear Power Channel	1
3. Automatic Control System for JMTR	5
4. New Control System	9
5. Consideration	24
6. Conclusions	38

1. まえがき

JMTR核計装々置の更新に当って、線形出力系のうちウィークポイントである出力設定器の改良を検討した。すでに発表した1次試作とは別に、今回実用化したものはICメモリに線形出力増幅器の利得（出力設定値）に相当する内容をあらかじめ記憶させておき、この出力を逐次乗算型D/Aコンバータにリードアウトすることによって、原子炉出力を変化させる「追值制御」方式である。（我々は、追従制御を追值制御と呼称している。）

新しい出力設定器の基本的な機能、構成は、更新という条件下にあるため任意な変更は許されず、従来装置のそれを踏襲し部分的な改良にとどまっているが、原子炉ペリオド可変の運転、出力設定分解能の向上など運転サイドからの要求にも応えている。

本方式は、非常に簡単な構成ではあるが、JMTR核計装の特徴である2 out of 3システムとの整合性について検討しておく必要がある。そこで新制御方式による試作器において出力設定器の同期、出力レンジ切り換え時のタイミングなどの過渡現象、取り扱い方法について実験、検討を行なった。検討結果は満足すべきものでありこの方式を更新装置に採用することを決定した。

なお、本制御方式は、「原子炉出力の設定方法」として特許出願中^{*}である。

以下に本方式の紹介と検討内容について説明する。

*出願番号 特願55年171468号

2. 線形出力計の仕様・性能

2.1 概要

線形出力計及び出力設定器の新仕様は更新という条件下にあるため、従来装置の性能、機能を満足する範囲で決定した。さらに、これまでの運転、保守の経験から必要以上の精度を要求することは、回路の複雑化、保守の困難さなどの面から避けることにした。更新に当っての基本的な考え方は、取り扱いを従来装置より簡便にすることを第1義とした。

線形出力系はNIM規格の原研モジュール1ピンに1チャンネルを収納し、高圧電源（正、負）、線形出力計、出力設定器、トリップ計及び較正装置の6ユニットから成る。各ユニットの出力表示はデジタルボルトメータにて行い、1系統を1ピン内に収納できることにより較正点検、トリップテストに外部信号源が不用となった。

従来装置より改善されている主なものは

- ① 入力回路に入力電流調整回路を追加したこと。
- ② 原子炉ペリオドを可変にした追値制御が可能となったこと。
- ③ 部品点数が大幅に削減できたこと。（新機能を追加した試作器において、従来装置と比較してMTBFは2倍以上となった。）
- ④ 出力設定器が小型化されたため、電流信号の引き廻しが無くなり耐雑音性が向上したこと。
- ⑤ 出力設定分解能が向上したこと。

1. まえがき

JMTR核計装々置の更新に当って、線形出力系のうちウィークポイントである出力設定器の改良を検討した。すでに発表した1次試作とは別に、今回実用化したものはI Cメモリに線形出力増幅器の利得（出力設定値）に相当する内容をあらかじめ記憶させておき、この出力を逐次乗算型D/Aコンバータにリードアウトすることによって、原子炉出力を変化させる「追值制御」方式である。（我々は、追従制御を追值制御と呼称している。）

新しい出力設定器の基本的な機能、構成は、更新という条件下にあるため任意な変更は許されず、従来装置のそれを踏襲し部分的な改良にとどまっているが、原子炉ペリオド可変の運転、出力設定分解能の向上など運転サイドからの要求にも応えている。

本方式は、非常に簡単な構成ではあるが、JMTR核計装の特徴である2 out of 3システムとの整合性について検討しておく必要がある。そこで新制御方式による試作器において出力設定器の同期、出力レンジ切り換え時のタイミングなどの過渡現象、取り扱い方法について実験、検討を行なった。検討結果は満足すべきものでありこの方式を更新装置に採用することを決定した。

なお、本制御方式は、「原子炉出力の設定方法」として特許出願中^{*}である。

以下に本方式の紹介と検討内容について説明する。

*出願番号 特願55年171468号

2. 線形出力計の仕様・性能

2.1 概要

線形出力計及び出力設定器の新仕様は更新という条件下にあるため、従来装置の性能、機能を満足する範囲で決定した。さらに、これまでの運転、保守の経験から必要以上の精度を要求することは、回路の複雑化、保守の困難さなどの面から避けることにした。更新に当っての基本的な考え方は、取り扱いを従来装置より簡便にすることを第1義とした。

線形出力系はNIM規格の原研モジュール1ピンに1チャンネルを収納し、高圧電源（正、負）、線形出力計、出力設定器、トリップ計及び較正装置の6ユニットから成る。各ユニットの出力表示はデジタルボルトメータにて行い、1系統を1ピン内に収納できることにより較正点検、トリップテストに外部信号源が不用となった。

従来装置より改善されている主なものは

- ① 入力回路に入力電流調整回路を追加したこと。
- ② 原子炉ペリオドを可変にした追値制御が可能となったこと。
- ③ 部品点数が大幅に削減できたこと。（新機能を追加した試作器において、従来装置と比較してMTBFは2倍以上となった。）
- ④ 出力設定器が小型化されたため、電流信号の引き廻しが無くなり耐雑音性が向上したこと。
- ⑤ 出力設定分解能が向上したこと。

⑥ 指示計用増幅器が不用となったこと。
などである。

2.2 線形出力計の主な仕様

入力電流範囲 $10^{-12} \text{ A} \sim 5 \times 10^{-4} \text{ A}$

設定レンジと入力電流の関係 (130%出力)

手動切換領域	200 W	$1 \times 10^{-9} \text{ A}$	設定レンジ 100 %で定值制御可能
	500 W	$2.5 \times 10^{-9} \text{ A}$	"
	2 KW	$1 \times 10^{-8} \text{ A}$	"
	5 KW	$2.5 \times 10^{-8} \text{ A}$	"
	20 KW	$1 \times 10^{-7} \text{ A}$	"
	50 KW	$2.5 \times 10^{-7} \text{ A}$	"
	200 KW	$1 \times 10^{-6} \text{ A}$	"
	500 KW	$2.5 \times 10^{-6} \text{ A}$	"
自動切換領域	2 MW	$1 \times 10^{-5} \text{ A}$	定值制御・追值制御範囲
	5 MW	$2.5 \times 10^{-5} \text{ A}$	"
	20 MW	$1 \times 10^{-4} \text{ A}$	"
	50 MW	$2.5 \times 10^{-4} \text{ A}$	"

出力電圧

各レンジ 100 %時 $- 7.692 \text{ V}$

各レンジ 130 %時 $- 10.00 \text{ V}$

自動運転中 $- 7.692 \text{ V}$

温度安定度 $0.05\%/\text{°C F.S}$ 以下

但し 200W レンジでは $0.1\%/\text{°C F.S}$ 以下

時間安定度 (25 °C) $0.05\%/\text{8H F.S}$ 以下

入出力精度

手動領域 1% 以下

自動領域 0.5% 以下

感度調整範囲 $\pm 20\%$ 程度

2.3 出力設定器の主な仕様

自動運転範囲 $500 \text{ KW} \sim 50 \text{ MW}$

自動運転設定レンジ $2 \text{ MW}, 5 \text{ MW},$
 $20 \text{ MW}, 50 \text{ MW},$

出力とメモリアドレス

2 MW 1166 ビット

5 MW 1937 ビット

20 MW 3103 ビット

50 MW	3874 ビット
制御方式	12 ビット D/A コンバータにて行い、制御パターンはメモリ IC よりリードアウトする。メモリのアドレスはクロックパルスにて順次設定する。
原子炉ペリオド設定	30, 60, 120, 240, 480, 960 秒
出力設定分解能	
50 MWにおいて	0.12 % (0.06 MW)
発振器周波数	2.756537 MHz
発 振 器	水晶振動子
I C メモリ	2708 (インテル) 相当品 (EPROM)
D/A コンバータ	12 ビット、バイナリー、マルチプリケーション型

2.4 線形出力計の試験結果

試作器の主な特性の試験結果は次のとおりである。

入出力特性 (25 °C一定)

レンジ	精 度	直線性 (最大値)
200 W	- 0.38 %	- 0.06 %
500 W	+ 0.56 %	- 0.08 %
2 KW	- 0.57 %	+ 0.03 %
5 KW	- 0.2 %	- 0.03 %
20 KW	+ 0.4 %	- 0.01 %
50 KW	+ 0.04 %	+ 0.03 %
200 KW	- 0.04 %	+ 0.01 %
500 KW	+ 0.17 %	- 0.03 %
2 MW	- 0.32 %	+ 0.03 %
5 MW	+ 0.01 %	- 0.03 %
20 MW	+ 0.05 %	+ 0.03 %
50 MW	+ 0.06 %	- 0.03 %

温度安定度

(100 % 入力に対して)

200 W	- 0.067 % / °C	10 °C ~ 40 °C
20 KW	+ 0.005 % / °C	10 °C ~ 40 °C

長時間安定度

(100 % 入力に対して)

200 W	0.015 % / 8 hr	20 °C一定
20 KW	0.01 % / 8 hr	20 °C一定

以上の試験結果は、複雑な電子回路を構成することなく、高性能な演算増幅器等を使用することによって、諸性能は十分満足できることを示している。

表 2.1 に出力設定器の新旧比較表を示す。

表 2.1 出力設定器新旧比較表

項目	従来装置	更新装置
出力設定分解能	定格出力の 1 ~ 100 %を 500 分割 100 %付近の△P は 0.46 MW	定格出力の 1 ~ 100 %を 3874 分割 100 %付近の△P は 0.06 MW
設定分解能の変更	不能	可能 メモリの内容を変更する。
制御パターンの変更	不能	可能 メモリの内容を変更する。
原子炉ペリオド	± 30秒 固定	± 30, 60, 120, 240, 480, 960 秒
駆動方法	3ch を 1 台の電動機で同 時駆動する。	3ch それぞれ独立 パルスカウンタにて行う。
利得の制御	帰還抵抗を切り換える	乗算型 D/A コンバータの 入力ビット数を変更する。
出力設定値の表示	電動機の回転角をセルシ ンモータにて表示する。 (対数目盛)	パルスカウンタの積算数を I C メモリで対照してデジタ ル表示する。
利得のアドレス表示	なし	バイナリカウンタによる 12 桁 LED 表示
上下限判別	リミットスイッチ	デジタルコンパレータ
安全動作	ペリオドー 30 秒で出力 低下	同左
原子炉出力の測定と表示	線形出力計で直読できな いため指示計用増幅器回路 を用いて帰還抵抗の発生電 圧を検出して出力を表示す る。	線形出力計の出力を直読する
運転中の修理	不可	可能
MTBF	約 2,000 時間	約 4,500 時間 (試作器にお いて)
寸 法	約 270H × 670W × 670D	約 220H × 7W × 270D (NIM モジュール 2 幅)

3. JMTRの自動制御

3.1 自動制御の特徴

JMTRの自動制御系は、原子炉出力（中性子束）の変化に応じて制御要素を制御し一定の原子炉出力を保つ定值制御と、原子炉出力 500 KW から定格出力 50MWまでの範囲のデマンド（出力設定値）に追従する追值制御の 2つの機能を有している。このうち追值制御時の原子炉出力表示は、500 KWから 50MW の 2 桁を 2 MW, 5 MW, 20 MW, 50 MW の 4 つのレンジに分割し選択されたそれぞれのレンジに対して原子炉出力との比を百分率で原子炉制御盤に表わしている。なお、このレンジ切り換えは、当該レンジ 100 %に達したとき次のレンジに自動的に切り換えられる。

図 3.1 に既設のJMTR 自動制御系ブロック図を示す。この図で明らかなように JMTR 自動制御系の主な特徴として偏差検出平均値回路が挙げられる。まず偏差検出回路は 3 チャンネルの線形出力計のうち 1 チャンネルが相互偏差を外れるような故障を起こしたとき、このチャンネルを自動制御系から切り離し、残りの正常な 2 チャンネルで計測を続けるよう指令を発する機能を持っている。また平均値回路は、 γ 線補償型電離箱（CIC）で検出した電流信号 3 チャンネルの平均値を演算し次段のサーボ增幅器へ送る。1 チャンネル故障の信号を偏差検出回路から受けたときは正常な 2 チャンネルの平均値を演算する。このような機能を有しているため、線形出力計 1 チャンネルの故障が発生した場合原子炉の運転を停止することなく交換、修理が可能であり、これまでその効用を十分に發揮している。

3.2 既設の出力設定器

現在の出力設定器は、図 3.1 に示したようにスイッチボックスを自動レンジに選択したのち、電動機で駆動する方式である。 $\mu\mu$ アンメータの利得の切り換えは、指数関数的に配置した 500 箇の抵抗器（4 MΩ～40 KΩ）を原子炉ペリオド 30 秒になるよう、電動機を回転させて行なっている。出力設定器は 3 チャンネルの抵抗器群を 1 台の電動機で駆動し、付属したセルシンモータによりその回転角に対応した出力設定値を原子炉制御盤に表示している。またこの方式では、自動運転中は回路のどの部分も一定電圧（ $\mu\mu$ アンメータ出力では 10/1.3 V）に固定されるため、原子炉出力をモニタすることはできない。従って各出力設定レンジに対する全抵抗器に発生する電圧を別に指示計用増幅器回路を用いて測定するという、制御系と出力表示が一体にならない複雑な回路構成になっている。さらに 3 チャンネル同時駆動のため 2 out of 3 の機能は十分発揮されず、1 チャンネルに故障が発生した場合には、運転中の修復は不可能である。

既設装置は定格出力の 1 %～100 %の間で追値制御を行なっており、この間を 500 分割している。出力設定器の抵抗値は $\sum_{K=1}^{500} R_K$ から順次減少し最後に R_{500} となり定格出力運転に入るようになっている。500 点の抵抗器 R_K は次式により求める。

$$\sum_{K=1}^K R_K = 4 \times 10^6 \cdot e^{\frac{K-1}{500-1} \cdot \log \cdot e \cdot 100}$$

この式から明らかなように 500 種の抵抗値は指数関数的な配列が必要となり、それぞれの抵抗器は特注品とならざるを得ず製品としての信頼性は乏しい。さらに実装上も大きなスペースを要求されるため、線形出力計本体との間に距離を取らざるを得ず、微少電流を引き廻すことになり雑音やコネクタの接触不良などの影響を受け、特に低出力時に問題が生じている。この外、原子炉出力上限付近では 1 箇の抵抗器が制御範囲の約 1 %を担い、切り換え時間も 280 ms であるため出力変化が大きすぎ、運転操作がやりにくいなどの欠点もある。さらに、これまでの故障例では出力設定器、スイッチボックスに関する増幅器の帰還回路に接触不良が多発しており、特に帰還抵抗器の半断線は故障箇所の発見に長時間費やしている。

写真 3.1 に現在の出力設定器を、写真 3.2 に線形出力計の写真を示す。

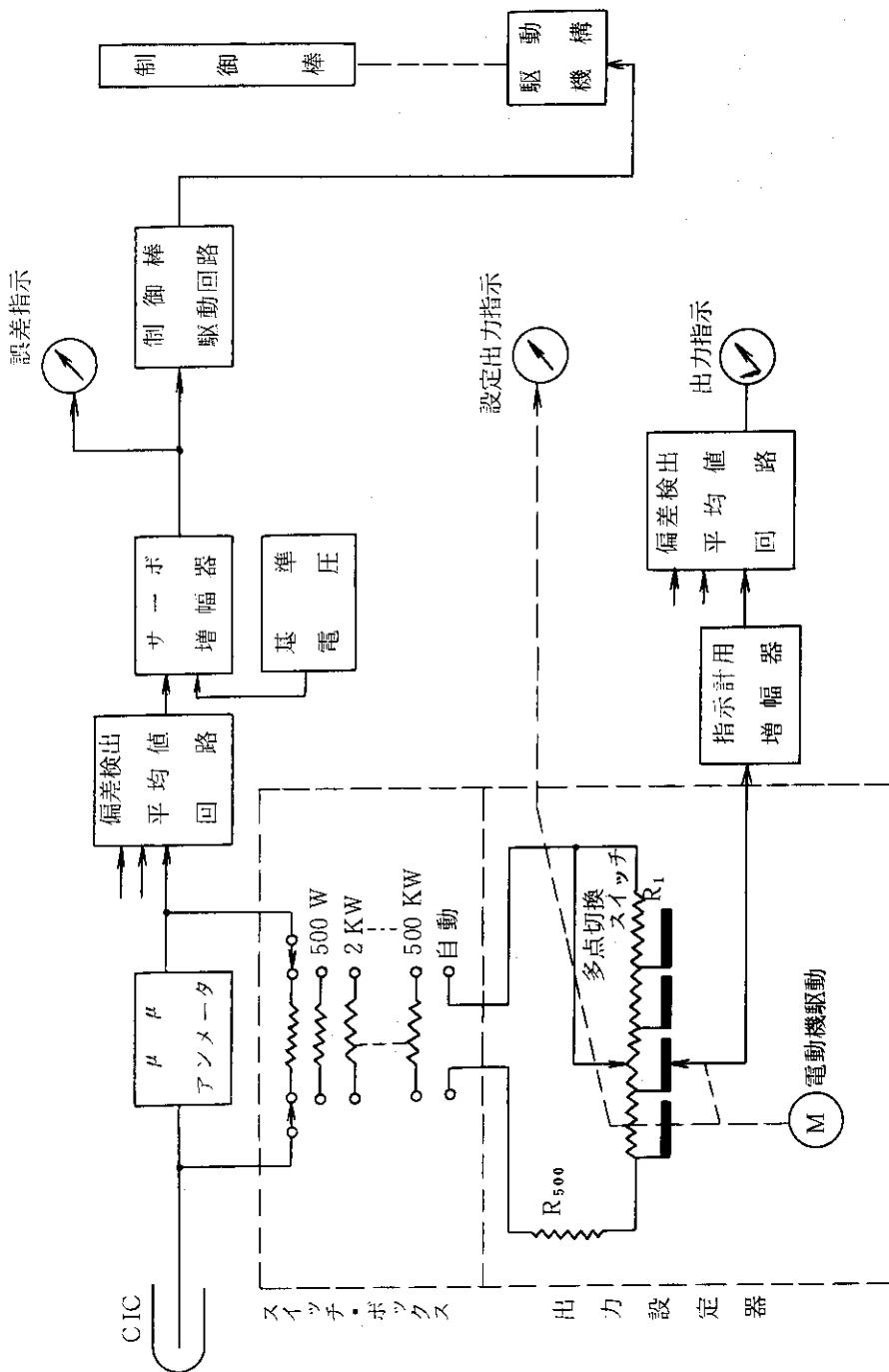


図 3.1 JMTR 自動制御系ブロック図

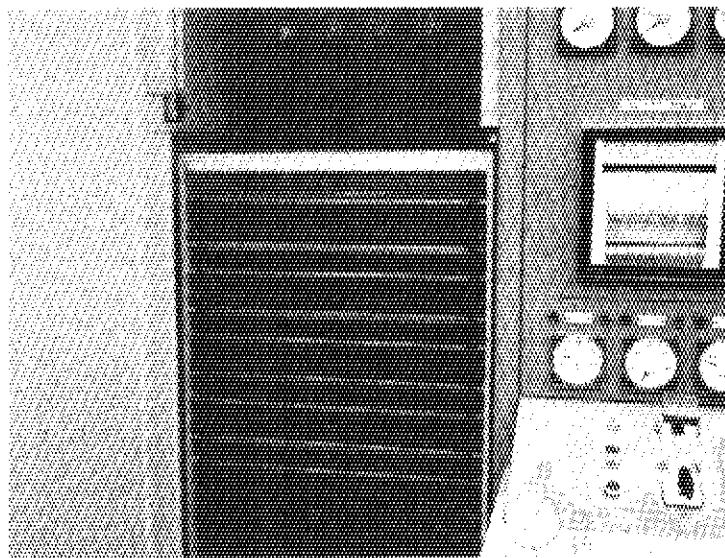


写真 3.1 出力設定器

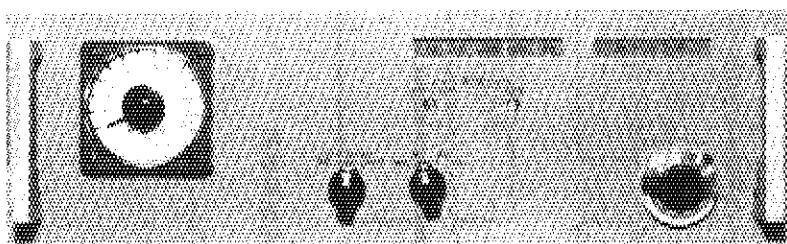


写真 3.2 線形出力計

4. 新しい制御方式

4.1 新しい出力設定器

新方式の出力設定器は従来装置の欠点であった ① 指数関数的な抵抗値の配置 ② 可動、摺動部 ③ 長い伝送器 ④ 耐雑音性などの改善を目的として考案したものである。本方式の採用によって、従来の欠点を解消し、さらに、出力設定分解能は向上し、原子炉ペリオド可変の追値制御も可能となる。これにより照射施設からの 2.5 MW/分の出力上昇モードの制約も運転操作を繁雑にすることなく解決できる。

追値制御を行う場合、線形出力計の利得を原子炉ペリオドに対応させて変化させればよい。この関係は、新方式においても同様である。新方式の説明の前にまず線形出力計の利得の決め方から述べる。図 4.1 に示したように原子炉出力に比例する CIC 電流 i (A) は直流増幅器 A により利得 G 倍され出力 V_o (V) が得られる。この直流増幅器は利得可変増幅器（出力設定器内蔵）であり、利得 G は時間 t とともに変化するものとすると G は $G(t)$ で表わせる。出力 V_o はサーボ増幅器によって基準電圧 V_s と突き合され、制御系は $V_o - V_s = 0$ となるように原子炉出力を制御する。定常状態においては $V_o = V_s = \text{一定}$ となる。すなわち $K_1 \times P \times G(t) = V_s$ より原子炉出力 P (W) は

$$P = \frac{V_s}{K_1 \cdot G(t)}$$

となり、定数 K_1 と利得 $G(t)$ によって決定される。追値制御を行う場合は $G(t)$ を変化させねばよく、一定原子炉ペリオドで原子炉出力を変化させるには

$$G(t) = G_0 \cdot e^{\frac{t}{T}}$$

ここで、

G_0 : 初期値

T : 原子炉ペリオド

t : 経過時間

の型で変化させねばよい。つまり

$$P = \frac{V_s}{K_1 \cdot G_0} e^{\frac{t}{T}}$$

より原子炉ペリオド T を一定にした追値制御が可能となる。ここで利得 $G(t)$ をどんな方法で変化させるかが、とりもなおさず原子炉追値制御の方法となるのである。

前回は乗算型 D/A コンバータと V/F コンバータを組み合せた帰還型の指数電圧発生器を直流増幅器に付加した出力設定器を試作した。しかし、JMTR で採用している偏差検出平均値回路方

式では、3 チャンネルの同期制御回路が複雑になるため、この方式を断念し、図 4.2 に示す新方式を試作した。

新方式は、利得 G を変化させる素子に乗算型 D/A コンバータを用いる。利得 G に対応する D/A コンバータの制御パターンは I C メモリよりリードアウトし、選択された原子炉ペリオドに従って原子炉出力を設定するものである。原子炉ペリオド T を変化させて制御する場合は、I C メモリのリードアウト速度を変更するだけでよい。さらに I C メモリの記憶内容は任意に変更することが可能である。従って原子炉ペリオドに依存する運転方法あるいは、原子炉出力を直線的に変化させる運転方法など原子炉出力上昇、下降の運転方法を任意に決定できる特徴をもっている。

写真 4.1、写真 4.2 に試作した出力設定器及び線形出力計の外観を示す。図 4.3 に主要部詳細回路図を示す。以下図 4.2 に従って機能の説明をする。

① $\mu\mu$ アンプ

$\mu\mu$ アンプは CIC からの電流を各出力設定レンジのフルスケール (130 %) 時に出力が -1.00 V になるように電流 - 電圧変換する。各出力設定レンジは 200W ~ 50MW の間を 12 分割し、その帰還抵抗の切り換えは FET スイッチで行う。手動運転領域 (200W ~ 500KW) はスイッチボックスにより手動で、自動運転領域 (500KW ~ 50MW) は出力設定器により自動的にレンジの切り換えを行う。

$\mu\mu$ アンプに使用する演算増幅器は、レンジ切り換え時に D/A コンバータとの切り換え速度に差が生じると、アンプ(2)の出力が一瞬飽和し制御系を混乱させるので、3V/ μ s 程度のスリューレイトの高いものが必要である。さらに微少電流を扱うため低入力バイアス電流、低オフセット電圧など高性能なものが要求されるのはいうまでもない。

FET スイッチで帰還抵抗を切り換えるため、FET はゲート漏れ電流 (I_D) が小さく、OFF 抵抗が高く ON 抵抗が低いもの、さらにピンオフ電圧が小さいものが要求される。使用した FET (2N4392) において $I_D = 10^{-12}$ A が得られている。

$\mu\mu$ アンプ及びレンジ抵抗（帰還抵抗）は外来雑音の影響を防止するため、シールドボックスに収納してある。

② アンプ(1)

アンプ(1)は $\mu\mu$ アンプの出力を 10 倍に増幅する役割を持つ。 $\mu\mu$ アンプ 1箇で出力 10V を得ようとすると、200W レンジにおける帰還抵抗は 1 衝大きくなり、 $\mu\mu$ アンプ用演算増幅器はさらに高性能なものが必要となる。また帰還抵抗をあまり大きくすると抵抗値精度、安定度の点で信頼性は低下し計測精度に影響する。もちろん図 4.4 に示すような T 形帰還回路などを用いれば、これらの問題は解消できるが、回路実装上、部品点数、FET スイッチの取り扱いなどを考慮すれば、やはり増幅回路を 1 段増した方が最善である。

アンプ(1)の出力の一方は指示計用出力として、出力設定レンジに対する 100 分率で原子炉制御盤記録計、指示計に表わされる。

なお、本方式の採用により従来装置にあった指示計用増幅回路は不用となる。

③ D/A コンバータ

12ビットの乗算型 D/A コンバータである。アンプ(2)と組み合せて利得可変増幅器を作る。JMTR の場合、利得可変範囲は 1 ~ 4 倍だからアンプ(2)に 4 倍の利得を持たせると D/A コンバ

ータは1～1/4倍の範囲で制御されることになる。(D/Aコンバータの利得は最大1である。)

I Cメモリ(1)により、原子炉出力設定値に対応するゲイン信号(制御パターン)としてデジタル入力コードをビット入力に受ける。入力アナログ信号に入力コードによって決められる利得を乗じてアンプ(2)より自動制御信号が出力される。

本回路では12ビット系を採用したが、出力設定分解能をより微細にしたり制御範囲を拡大する場合は、さらに14ビット系などを使用すればよい。

図4.5にD/Aコンバータのブロック図を示す。

④ アンプ(2)

D/Aコンバータは電流出力型である。この出力を4倍に増幅し電圧変換する演算増幅器である。手動運転中はD/Aコンバータとアンプ(2)を合わせて利得1の増幅器として働く。自動運転中は、2MW, 5MW, 20MW, 50MWと4倍, 2.5倍のレンジが設定されるため、これに対応するようにD/Aコンバータの入力ビット数が決められる。

アンプ(2)の出力は、自動運転中においてサーボ系が安定しているときは常に10V一定の出力である。アンプ(2), D/Aコンバータ, I Cメモリ(1)を含めてA.G.C(Automatic Gain Controller)と呼称する。

原子炉出力500KW時において出力設定レンジを2MWに選択すると、原子炉制御盤の指示は100%から25%となる。同様に2MWレンジ100%(2MW)に達すると自動的にレンジが切り換えられ5MWレンジ40%の指示となる。レンジ切り換え指令はI Cメモリ(2)より発せられる。

⑤ I Cメモリ(1)

I Cメモリ(1)はA.G.Cゲイン決定用のメモリである。メモリアドレスの変更は内部クロックパルスをup/downカウンタにより手動操作で順次増減しI Cメモリに送る。出力設定速度は原子炉ペリオドに依存する。I Cメモリ(1)の内容はあらかじめ原子炉出力設定値に対応するようD/Aコンバータの制御パターンが指数関数的に記憶されている。

I Cメモリ(1)は原子炉出力設定値分解能、制御出力電圧精度の観点から12ビット(8ビットメモリを拡張)のP-ROMとする。但し、試作では記憶内容の書き換えができるようEPROMを使用した。またD/Aコンバータの入力ビット数を増加させる場合は、I Cメモリの容量を増やしてやればよい。

図4.6にI Cメモリのブロックダイヤグラムを示す。

⑥ I Cメモリ(2)

I Cメモリ(2)は自動運転領域におけるμμアンプの帰還抵抗の切り換え制御と出力設定器の上限、下限判別インターロック、出力設定値表示回路の小数点位置をリードアウトするデジタルコンバーティである。メモリアドレスの変更は他のI Cメモリと同期するようバスラインで結ばれ、出力設定器操作レバーにて行なう。

⑦ I Cメモリ(3)

I Cメモリ(3)は出力設定値の表示回路に使用する。出力設定表示器は自動運転中においては0.5MW単位で出力設定値を、手動運転中は出力設定レンジをそれぞれデジタル表示する。

⑧ アンプ・ダウンカウンタ

アップ・ダウンカウンタは出力設定器操作器の上昇・下降指令に従ってクロックパルスを順次

が得られる。またD/Aコンバータの入力電圧 V_1 とD/Aコンバータのビット数 b との関係は

$$V_1 \times \frac{b}{4,096} \times 4 = -7.692$$

であるので、

$$\begin{aligned} b_{(2\text{MW})} &= -7,876.6 / V_1 \\ &= 4,096 e^{0.001189 \cdot B} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (8)$$

となる。

b) 2 MW~5 MW (5 MW レンジ)

原子炉出力2 MW時のD/Aコンバータの入力電圧は $-3.077V$ 、5 MW時の入力電圧は $-7.692V$ でありI Cメモリ(1)のアドレス B は1166から1936ビットまでの間である。2 MWから t' 秒後(500 KWから t 秒後)のD/Aコンバータの入力電圧を V_1 とすると

$$\begin{aligned} V_1 &= -3.077 e^{\frac{t'}{T}} \\ &= \frac{-3.077}{4} e^{\frac{t}{T}} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (9)$$

が得られる。

t 秒後のI Cメモリのビット数 B との関係は

$$\frac{2.303T}{t} = \frac{1.936}{B}$$

$$\therefore t = 0.001189 \cdot T \cdot B \quad \dots \dots \dots (10)$$

これより

$$V_1 = \frac{-3.077}{4} e^{0.001189 \cdot B} \quad \dots \dots \dots (11)$$

となる。D/Aコンバータ内の入力電圧とビット数 b との関係は

$$\begin{aligned} b_{(5\text{MW})} &= -7,876.9 / V_1 \\ &= 10,240 / e^{0.001189 \cdot B} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (12)$$

が得られる。

c) 5 MW~20 MW (20 MW レンジ)

I Cメモリ(1)のアドレス B は1,937から3,102ビットまで、5 MW時の入力電圧は $-1.923V$ 、20 MW時の入力電圧は $-7.692V$ である。2 MWから t 秒後(500 KWから t 時間後)のD/Aコンバータ入力電圧を V_1 とすると

$$V_1 = -1.923 e^{\frac{t'}{T}} = -\frac{1.923}{10} \cdot e^{\frac{t}{T}}$$

また t 秒後の I C メモリ(1)のビット数 B は

$$\frac{3.689T}{t} = \frac{3,102}{B}$$

$$t = 0.001189 \cdot T \cdot B$$

$$\therefore V_1 = -\frac{-1.923}{10} \cdot e^{0.001189 \cdot B}$$

が得られる。次に D/A コンバータの入力電圧とビット数 b との関係は、a), b) と同様にして

$$b_{(20MW)} = 40.960 / e^{0.001189 \cdot B} \quad \dots \dots \dots \quad (13)$$

が求まる。

d) 20MW～50MW (50MWレンジ)

I C メモリ(1)のアドレス B は 3,103 から 3,874 ビットまでである。D/A コンバータの入力電圧とビット数 b との関係は

$$b_{(50MW)} = 102,400 / e^{0.001189 \cdot B} \quad \dots \dots \dots \quad (14)$$

4.3 I C メモリ(3)と出力設定値の関係

I C メモリ(3)のアドレス B は 0 ～ 3,874 ビットに対応して、500KWから50MWまでを 0.1MW 単位でデジタル表示をさせる。I C メモリ(3)と出力レンジの倍率 ($\frac{P}{P_0}$) の関係は図 4.5 に示してある。

$$\frac{B}{3,874} = \frac{\ln \left(\frac{P}{P_0} \right)}{\ln 100}$$

$$\frac{P}{P_0} = 100^{\frac{B}{3,874}}$$

従って出力設定値は $100^{\frac{B}{3,874}} / 2$ の型で表わされ、I C メモリ(3)のビット B を置数して 0 ～ 3,874 ビットまでの出力設定表示器に出力する。

4.4 発振周波数の決定

これまでに述べたように、原子炉出力を 500 MW から 50MW まで上昇させた場合の経過時間は 4.605T である。(T は原子炉ペリオド) 50MW 時の I C メモリのアドレスは、3,874 ビットであるからクロックの周波数 f は

$$f = \frac{3,874}{4.605T}$$

である。従って、原子炉ペリオド 30 秒では $f = 28.04 \text{ Hz}$ となる。つまり原子炉ペリオド 30 秒で出力を変化させるには、28.04Hz のクロックタイミングで I C メモリのアドレスを切り換えるべき

良いことになる。本装置は原子炉ペリオド可変方式であるので、クロックタイミングは水晶発振器の出力を分周器で分周し、原子炉ペリオドに見合った時間間隔で I C メモリのアドレスに送ればよい。本装置は、分周器にあらかじめ各原子炉ペリオドに相当するクロックタイミングをプリセットしておき、原子炉制御盤での設定器により設定されたペリオドで、I C メモリのアドレスを変更する方式にしている。なお周波数変動によるクロックタイミングの誤差を少なくするために、試作器では 2.7565MHz の水晶発振器を採用した。

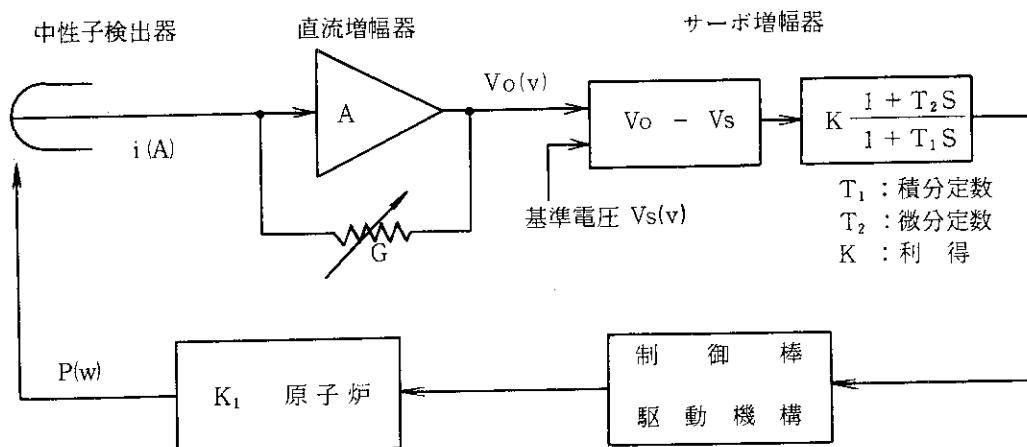
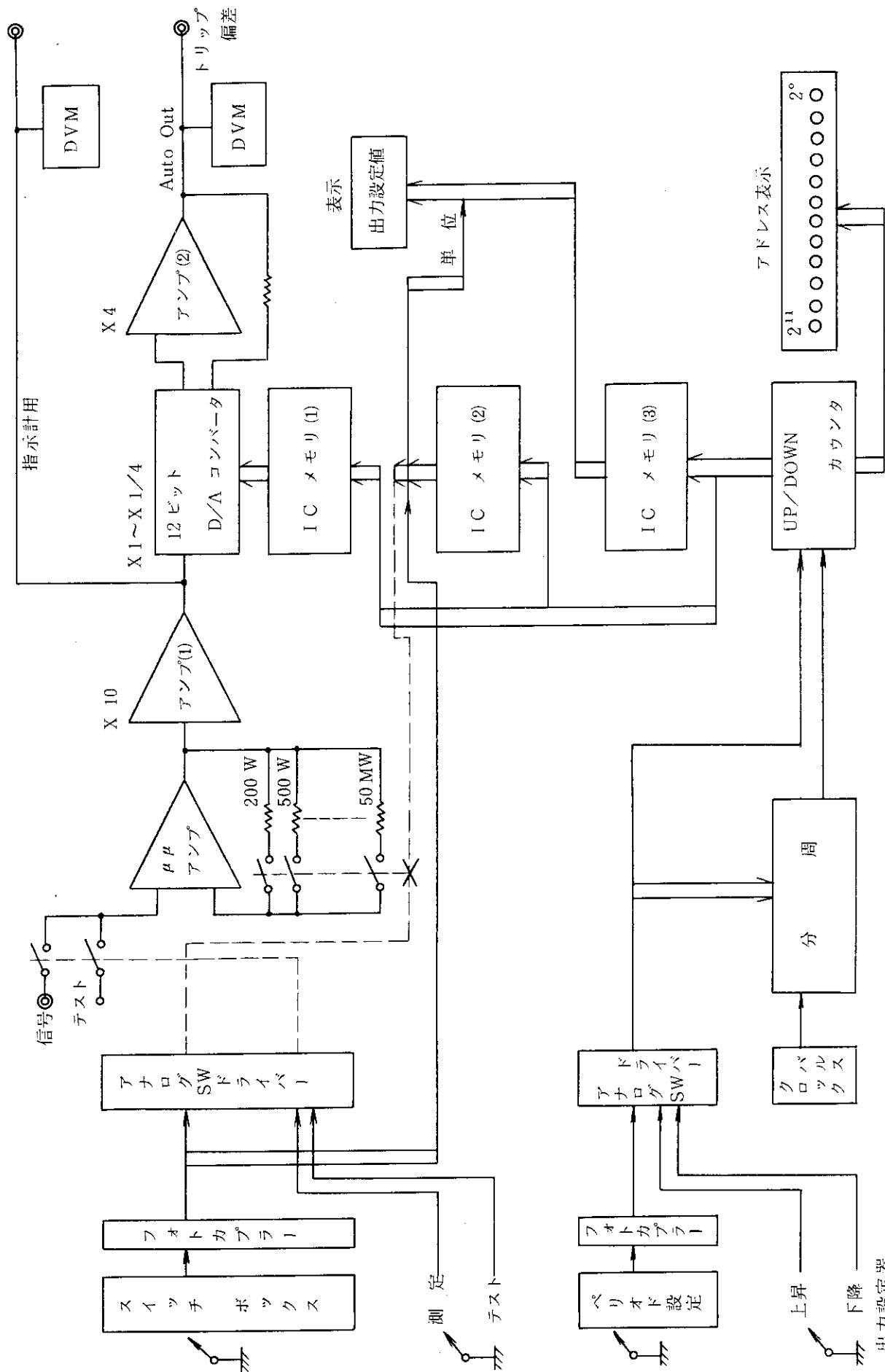


図 4.1 自動制御概略図



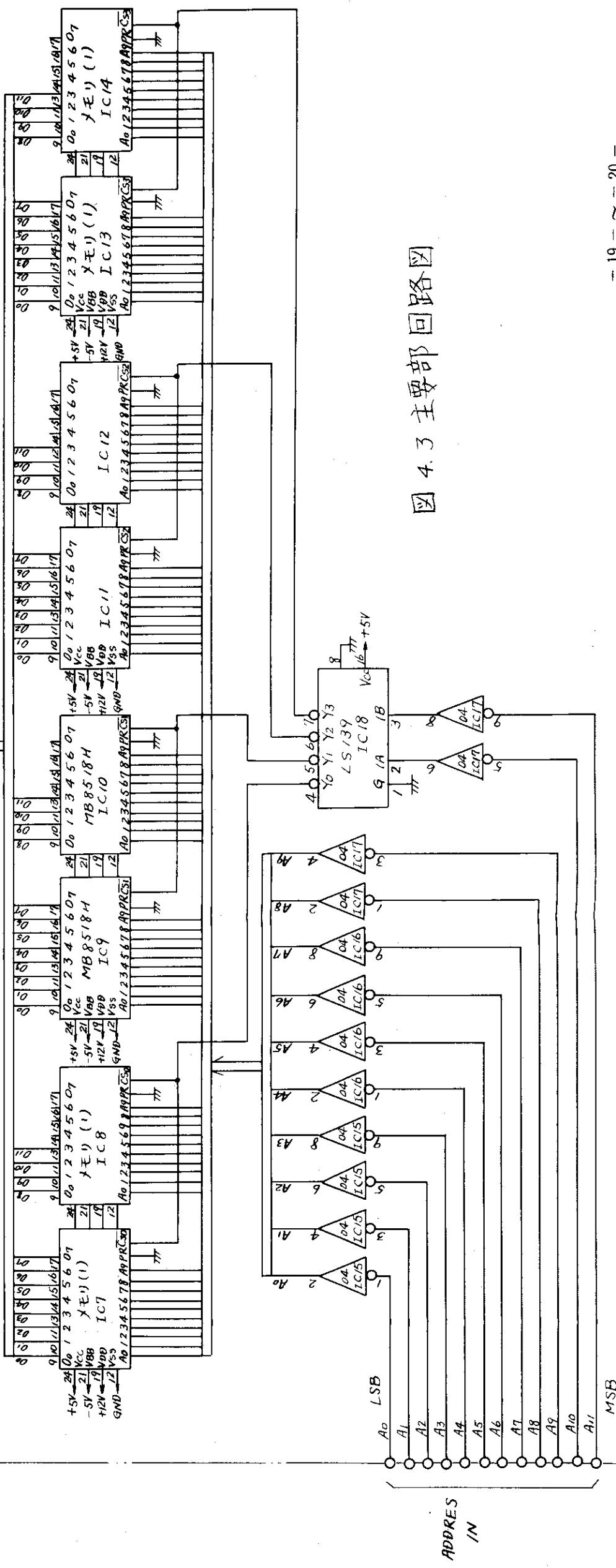
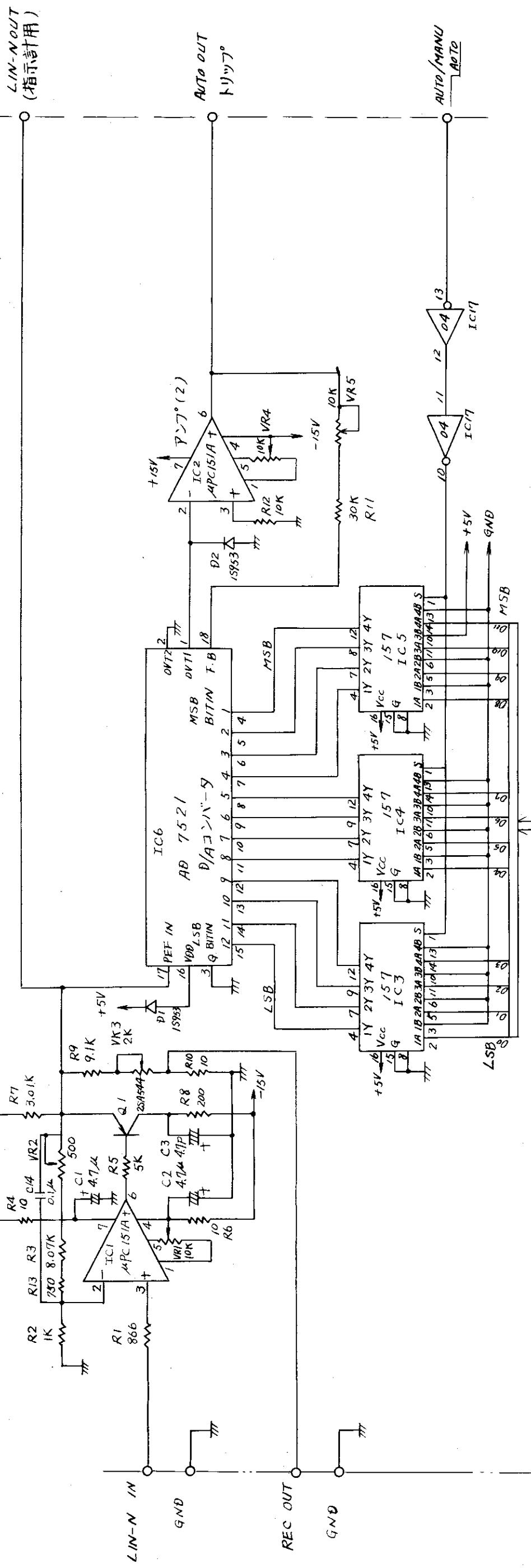


図 4.3 主要部回路図

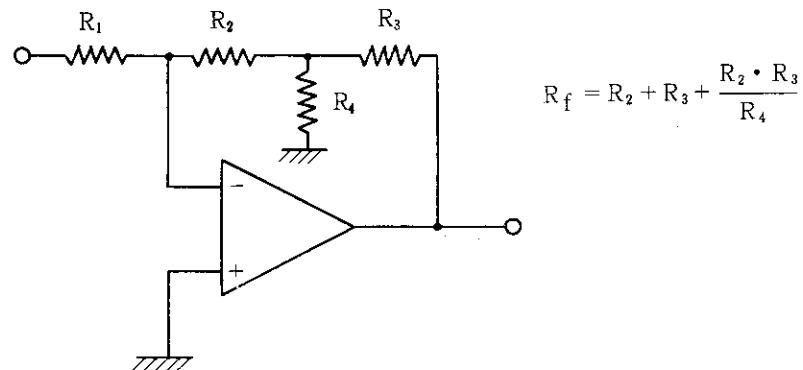


図 4.4 T型帰還回路

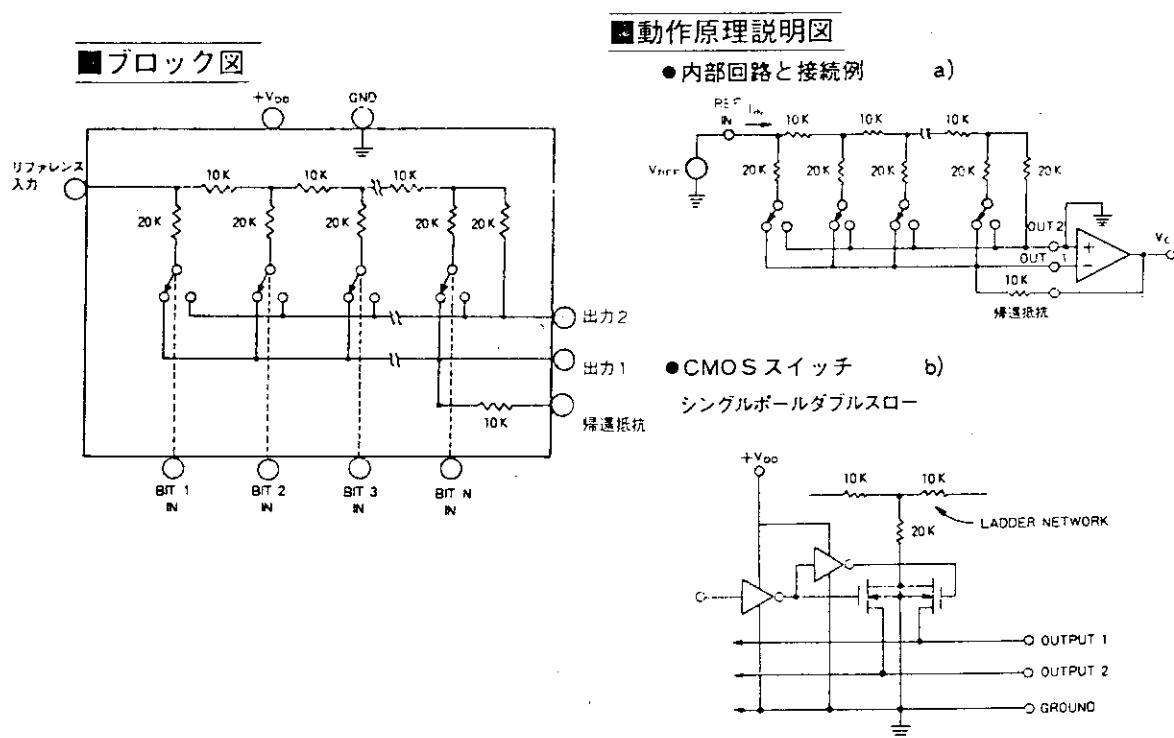


図 4.5 D/A コンバータ

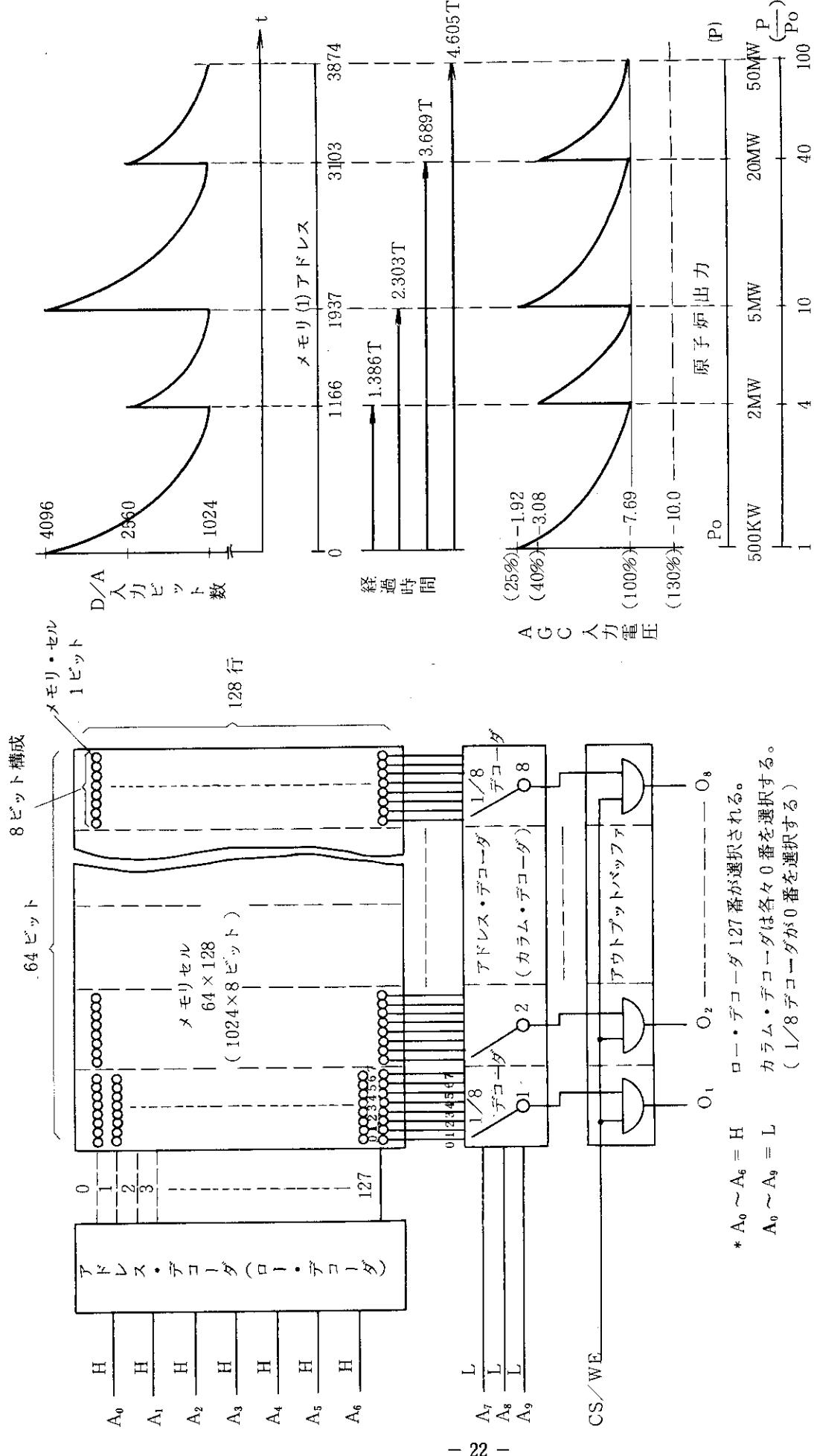
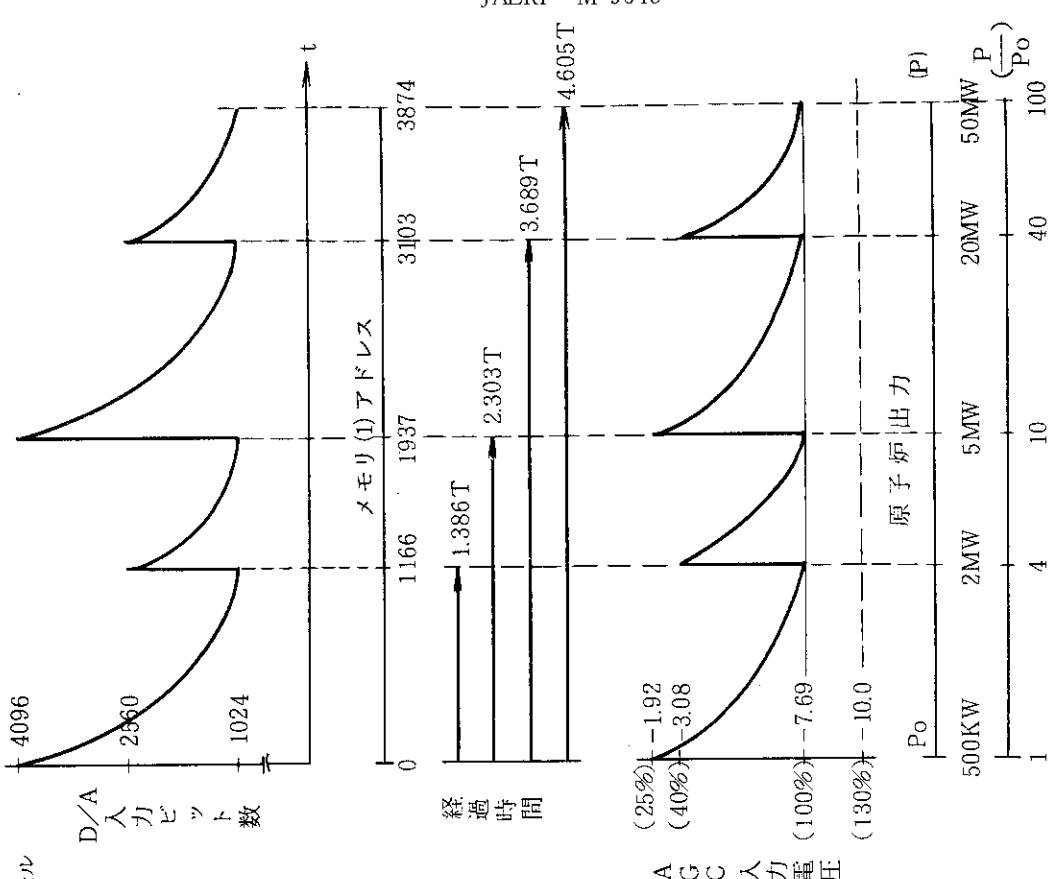


図4.7 メモリ(1)アドレスとD/Aの関係



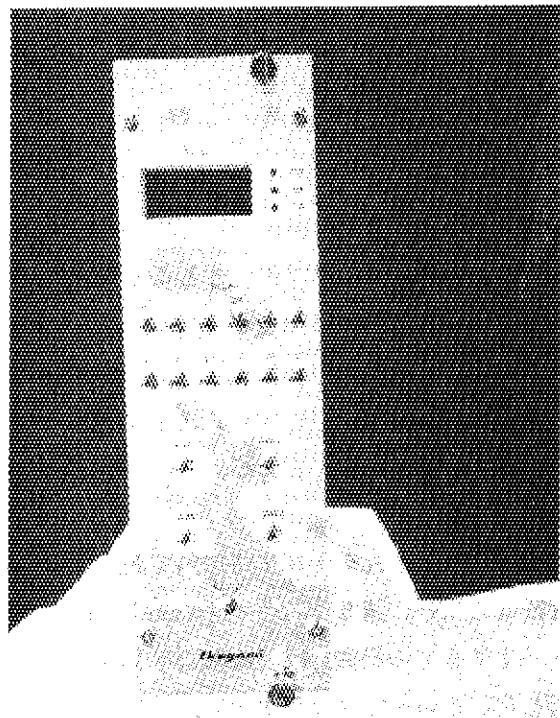


写真 4.1 出力設定器

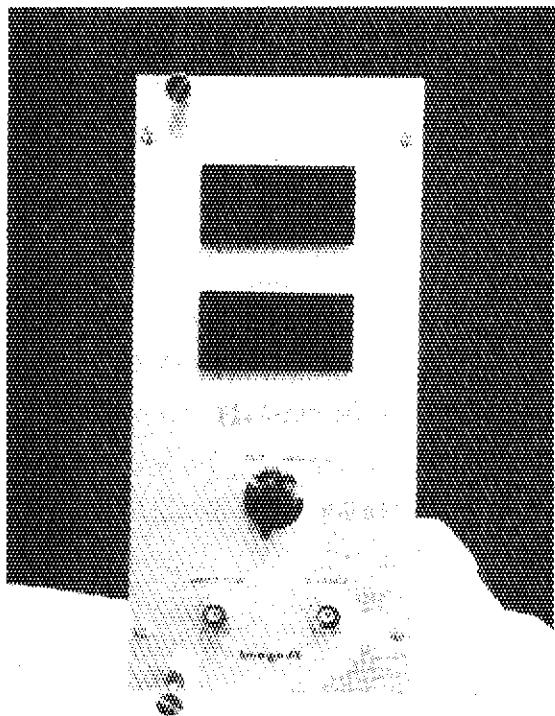


写真 4.2 線形出力計

5. 試作回路の検討

5.1 FET スイッチの検討

従来装置では、線形出力計の帰還抵抗は接点回路で切り換えているか、接点部分での接触不良が頻発するので更新装置では半導体化することにした。半導体化することによも装置の小型化が可能となり、微少電流の引き廻しも無くなり実用上大いな利点が生じる。

しかし半導体の性質上回路のON-OFF 抵抗は、 $0-\infty$ とならないため微少電流領域では注意が必要である。半導体スイッチは一般にFETが使用される。FETスイッチではゲート漏れ電流、ドリフト、OFF 抵抗などによって演算精度が悪くなる。従って、これらがどの程度実際の回路に影響するかを把握しておく必要がある。

線形出力計の最少入力電流を 10^{-10} Aとすると、これを精度1%以内で測定するには、入力回路のリーク電流は 10^{-12} A以下でなければならない。図5.1はN-channel JFET型2N4392の I_D 特性を示すもので、 V_D が+10V~-1Vまでの範囲で V_{GS} が-8V以上において $I_D=10^{-12}$ Aと安定な動作状態にあることを確認した。このデータより実用回路では $V_{GS}=-10$ V以下、 $V_D=0\sim-1$ Vで使用することにする。また I_D (OFF)の温度特性においても $V_{GS}=-8$ V、 $V_D=-1$ Vのとき 9×10^{-14} A/ $^{\circ}\text{C}$ となり、温度安定度は0.05%/ $^{\circ}\text{C}$ の実験データが得られている。その他のデータとして R_{DS} (ON)は $0.124\Omega/\text{C}$ 、また最悪条件の50MWレンジにおいても0.0025%/ $^{\circ}\text{C}$ であり十分である。試作器では200W、500Wの両レンジ選択時には他の10レンジをFETスイッチ回路から切り離し、帰還回路のリーク電流を押さえている。つまり、FETスイッチのリーク電流は 10^{-12} Aであっても10箇が並列に接続されると 10^{-11} Aとなり、総合的な精度が低下するのを防止するためである。

5.2 入力回路のリーク電流について

$\mu\mu$ アンプの演算精度を向上させるには、入力回路のリーク電流を極力少くすることが必要である。しかし実際的には、FETスイッチの漏れ電流を少くしても一般環境、入力ケーブル、コネクタ、保護ダイオードなどを考慮すると入力回路の絶縁抵抗は $10^{10}\Omega$ 程度になると思われる。そこでこの程度の絶縁抵抗で線形出力計の計測精度1%を確保できるかについて検討した。検討する増幅器の等価回路を図5.2に示す。また演算増幅器の主要性能は次のとおりとする。

電圧利得	40,000
入力抵抗	$10^{13}\Omega/3\text{PF}$
入力オフセット電圧	1mV
入力バイアス電流	0.25PA
温度係数	30 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$

等価回路に従って計算を行う。

$$\begin{aligned}
 V_O &= I_2 \cdot R_f = 1 \text{ (V)} \\
 &= (I_1 - I_3 - I_4) R_f \\
 &= (I_1 - \frac{V_O}{R_L \cdot A} - I_4) R_f
 \end{aligned}$$

$$I_3 = \frac{V_O}{R_L \cdot A} = \frac{1}{10^{10} \times 4 \times 10^4} = 2.5 \times 10^{-15} \text{ (A)}$$

入力回路のリーク電流は 2.5×10^{-15} (A) であり、自身の入力バイアス電流 2.5×10^{-12} A よりはるかに低いことを示している。また周囲温度が 10°C 上昇した場合入力オフセット温度係数は $30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ だから 0.3mV となり、また R_L が $10^{10} \Omega$ であるため 3×10^{-14} A 程度入力バイアス電流に影響する。これらの結果、入力回路絶縁抵抗 $10^{10} \Omega$ は $\mu\mu$ アンプの入力電流 10^{-10} A に対してほとんど無視できる値である。従って $\mu\mu$ アンプの選定に当って注意すべきことは、FET スイッチ、入力回路の絶縁抵抗などよりも演算増幅器そのものであり発熱対策である。

以上の検討及び実際上の入力絶縁抵抗は、10数年使用した既設の同軸ケーブルにおいても 10^{11} Ω は確保されており問題とならない。また NIM 規格の原研モジュールのコネクタを介して信号の入力を行なった実験によっても支障はなかった。^{*}

5.3 演算増幅器の選定

一般に FET 入力の演算増幅器は、入力バイアス電流、入力オフセット電流が小さく、入力インピーダンスが高いという特徴を持っている。しかしバイポーラ型演算増幅器と比較するとこれらの特徴も温度係数の面においても決して良い値を示さない。 10°C の温度上昇で入力バイアス電流は 2 倍にも増加するので、ジャンクション部の発熱を極力抑えるよう回路構成上考慮しておかねばならない。

ジャンクション部の温度上昇は TO-99 パッケージ型において、 $\pm 15\text{V}$ 、 5mA の電源を供給した場合 22.5°C 上昇し、負荷電流を 10mA 流した時のワーストケースでは 45°C の上昇となる。従って、出力電流の低減、放熱の方法、シールドボックスの大きさなどについて十分検討しておく必要がある。

また、前項で述べた入力回路のリーク電流が演算増幅器に直接影響しないように、入力端子部を導体のリングで取り囲み、入力端子と交流的にも直流的にも同電位に保ちインピーダンスの低いソースと接続しておかねばならない。このようなガード回路は演算増幅器の選定及び実装に当って留意すべき重要なことである。

* 対数出力ペリオド計の試作（昭和 53 年）時に確認

** TO-99 のジャンクションと周囲の熱抵抗 θ_{ja} は

$$\theta_{ja} = 150 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

とする。

試作器に用いた FET スイッチは 10^{-12} A の漏れ電流を実験により得られており、入力の絶縁回路においても $10^{10} \Omega$ を何ら問題なく確保できるので、 $\mu\mu$ アンプの入力バイアス電流はそれ以上の性能が要求される。またオフセット電圧は出力を利得倍して表われるため、これによる誤差をも考慮しなくてはならない。さらにレンジ切り換え時の過渡応答に十分追従するスリューレイトの高い演算増幅器を採用しなければならない。 $\mu\mu$ アンプに必要な演算増幅器の主な性能は

入力バイアス電流	0.5 pA
スリューレイト	3V/ μ s
オフセット電圧	1 mV
対温度ドリフト	20 μ V/ $^{\circ}$ C
入力インピーダンス	$10^{13} \Omega$
電圧利得	10,000

を確保できればよい。これらの演算増幅器は一般に入手可能である。

5.4 レンジ切り換え時の検討

① レンジ切り換え時の異常

試作した回路で、自動運転領域においてレンジ切り換え時に出力が最大 1.2 ms ($5\text{MW} \rightarrow 20\text{MW}$) ほど飽和を起すことが判った。従来装置と同等の回路定数を試作回路に備えたが、D/A コンバータの切り換え速度がリレー式の従来装置よりも早く、演算増幅器のスリューレイトも遅すぎたことが原因であった。以下にこれらの検討を述べる。

スイッチボックスの抵抗値（帰還抵抗）を各レンジ共調整したのち、一定電流を入力としたときの各レンジにおける出力波形を観測した。図 5.3, 図 5.4 に各レンジにおける Auto Out, LIN Out を示す。図中○印部がレンジ切り換え時の出力変動である。写真 5.1～写真 5.6 に各レンジ切り換え時の測定結果を示す。これから判るように各レンジ共、出力上昇切り換え時に Auto Out が 0.4～1.2 ms 飽和している。つまり D/A コンバータの入力電圧の下り方から考えて、帰還抵抗の切り換えタイミングが D/A コンバータの利得切り換えタイミングと比して遅い分だけ、出力が飽和することを示している。図 5.3 は 1.92×10^{-6} A, 図 5.4 は 2.00×10^{-5} A を入力電流とし、原子炉ペリオド 30 秒で駆動したときの Auto Out の記録である。

詳細に検討するため、2 MW から 5 MW レンジへの切り換え時の信号波形を写真 5.7～写真 5.10 に示す。これらの記録をまとめたものが図 5.5 のタイミングチャートである。

- a) 2 MW から 5 MW に切り換わる時、D/A コンバータ入力ビット数が 1024 から 2560 ビットに 350 ns かかるて切り換わる（この時、利得は 1.00×4 から 0.625×4 に変化する）。
- b) 帰還抵抗の切り換えは 2 MW 用 FET スイッチが OFF となるのに約 350 ns 遅くして ($t_{r(10\%)} = 50$ ns) 切り換わり次の 5 MW 用 FET スイッチが ON 開始となるまでに 400 ns ($t_{r(10\%)} = 9$ ns) かかるて切り換わる。
- c) FET スイッチが ON になる電圧は -1 V 以上であるから 5 MW 用の帰還抵抗が ON になるには約 3.5 μ s 要し、この 3.5 μ s が一時回路を開放状態にさせることになる。
- d) このため $\mu\mu$ アンプは 400 ns 遅くしてから大きな振動を始め安定するまでに約 80 μ s かかる。

ことになる。

e) 同様にアンプ(1)の出力(D/Aコンバータの入力電圧)は約6ms遅れて切り換っている。この時D/Aコンバータの利得は $0.625 \times 4 = 2.5$ 倍されており、アンプ(2)の飽和電圧を14.5VとするとD/Aコンバータの入力電圧は-5.8V以上になっていなければ飽和してしまう。写真5.8はLIN・N出力が-5.8Vになるまでに0.5msかかっている。このことは写真5.10に示すようにAuto Outが飽和している時間0.45msと良く一致していることからも判る。

② レンジ切り換えタイミングの改善

レンジ切り換え時に出力が飽和するのを防止するには、FETスイッチ2N4932及びドライバD123の時間遅れ80μsを改善しなければならない。そこで自動切り換え信号は試作回路通りとし、P-ROM出力はバッファを介してレンジ切り換え信号として実験回路に接続し実験を行なった。FETスイッチ、ドライバは複合型のDG123を、μμアンプは142902に変更した。実験回路図を図5.6に示す。試作器で行なった実験と同様に各レンジ切り換え時の現象を観測した。各レンジ100%相当電流を入力とし、ペリオド30秒で出力設定器を駆動させた記録ではレンジ切り換え時に異常現象は生じない。図5.7に切り換え時の電圧変動を改善したAuto Outの出力を示す。また写5.11に示すごとくLIN・N Auto Outの出力波形は、演算増幅器のスリューレイトに従って上昇し約7μs経って下降し15μs後に落ちている。

タイミングにずれが生じたもう一つの原因是、アンプ(2)に0.1μFのコンデンサを帰還抵抗と並列に接続したことである。D/Aコンバータの入力電圧の立ち上りが遅くなるのでこの回路には積分定数は取り付けないことにする。但しD/Aコンバータの出力容量を補正するため帰還回路に小容量のコンデンサを並列に接続し最適応答特性を得るよう10PF程度のものを挿入する。

なお試作回路をそのままJMTRに実装してもAuto Out出力は、偏差検出平均値回路を介してサーボ増幅器へと接続される。それぞれの回路で400ms程度の積分定数を持っているため、自動制御系として見た場合、制御特性には何ら影響を与えないが、回路の安定性確保のため実験回路のように変更する。

③ 3チャンネルの同期

JMTRの自動制御系は3チャンネルの線形出力計の平均値で制御、監視されており、各々相互間の偏差の絶対値が所定の値を超えた場合には、1チャンネルを切り離し原子炉の安定運転が行なえるようになっている。もし出力設定器のレンジ切り換え時にタイミングのずれが生じると、相互偏差は4倍となり1チャンネルが切り離されることになる。このような現象は、原子炉制御の上からも好ましいことではない。出力設定器のクロックが同期制御されておればこの問題は生じないが、同期回路の故障は即ち3チャンネルダウンとなり原子炉はスクランってしまう。また1台の出力設定器で3チャンネルの線形出力計を制御することは2 out of 3方式に適さない。

このため、更新装置では、3チャンネルをそれぞれ独立させ、同期回路なしで線形出力計を制御することにした。これには発振周波数が温度的にも、時間的にも安定していることが必須条件である。以下に3チャンネル間の周波数ずれがどの程度まで許容できるか検討する。

発振周波数が1%変動した場合、レンジ切り換えタイミングのずれはペリオド30秒設定のとき0.35ms、ペリオド960秒設定のとき11.3msである。前項でも述べたように平均値回路の時定数は400msもあり、この程度の変動は自動制御系に影響を与えない。さらに通常の水晶発振器

は周波数安定度 5×10^{-6} を確保しているため実際上周波数ずれによる 1 チャンネル切り離しは生じない。

④ その他

試作回路のロジック部は TTL を多用したが、消費電力の低減、ユニットの発熱対策上、C-MOS を実用回路（更新装置）では使用することになった。

C-MOS は低消費電力、高雑音余裕度、広い電源電圧範囲、高集積度など数々の利点を持つ反面、使用に当っては他の IC 以上に制約を受ける事項も多い。しかし設計段階でこれらの留意事項を遵守しておけば実際上問題は生じないはずである。

各系統一連の試作、検討において C-MOS ファミリの取り扱いは起動系で実証することになっている。すでに起動系についても試作、検討は終了し良好な結果を得ているので C-MOS は更新核計装々置全般に採用することにした。

IC メモリに入手しやすい 2708 タイプを使用したため素子の数が増え、また電源電圧が多種になることによりメモリ駆動時に PC 板上において若干雑音が見られた。従って実用回路では、単一電源、 $4\text{K} \times 8$ の 2732 タイプの EEPROM を採用する予定である。

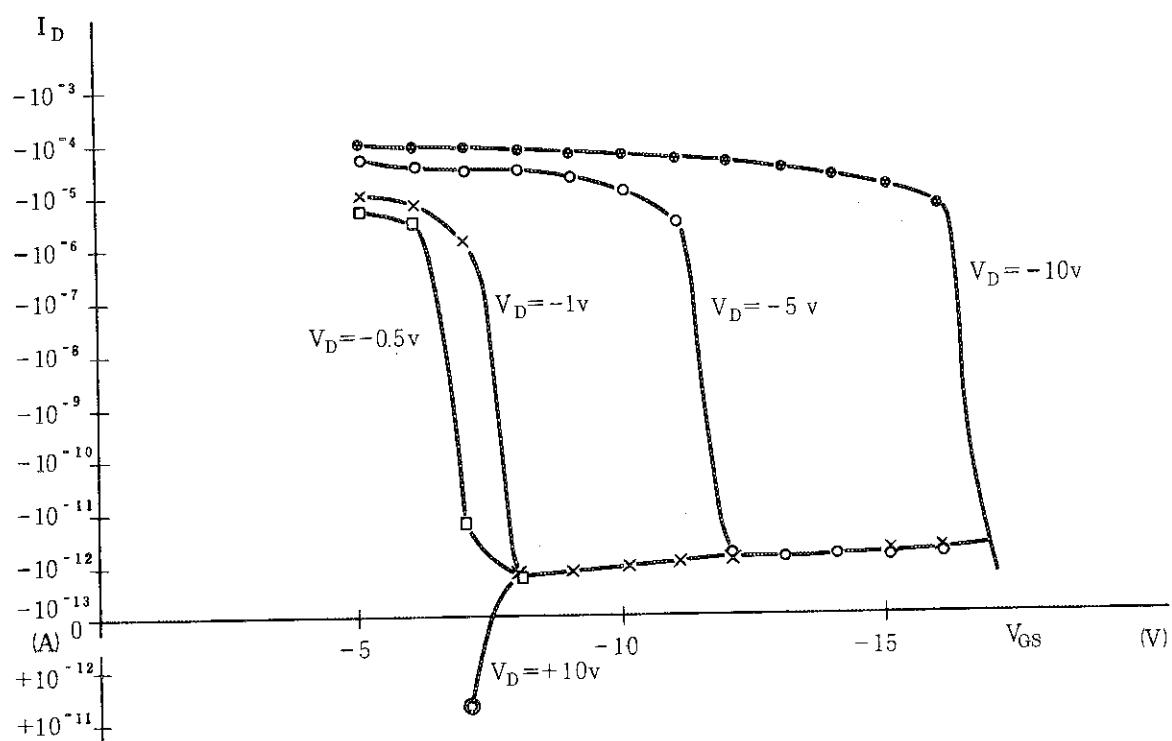
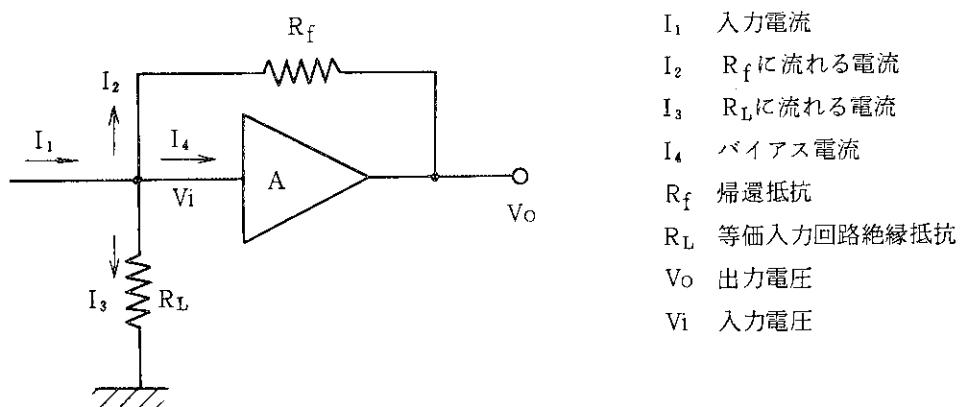
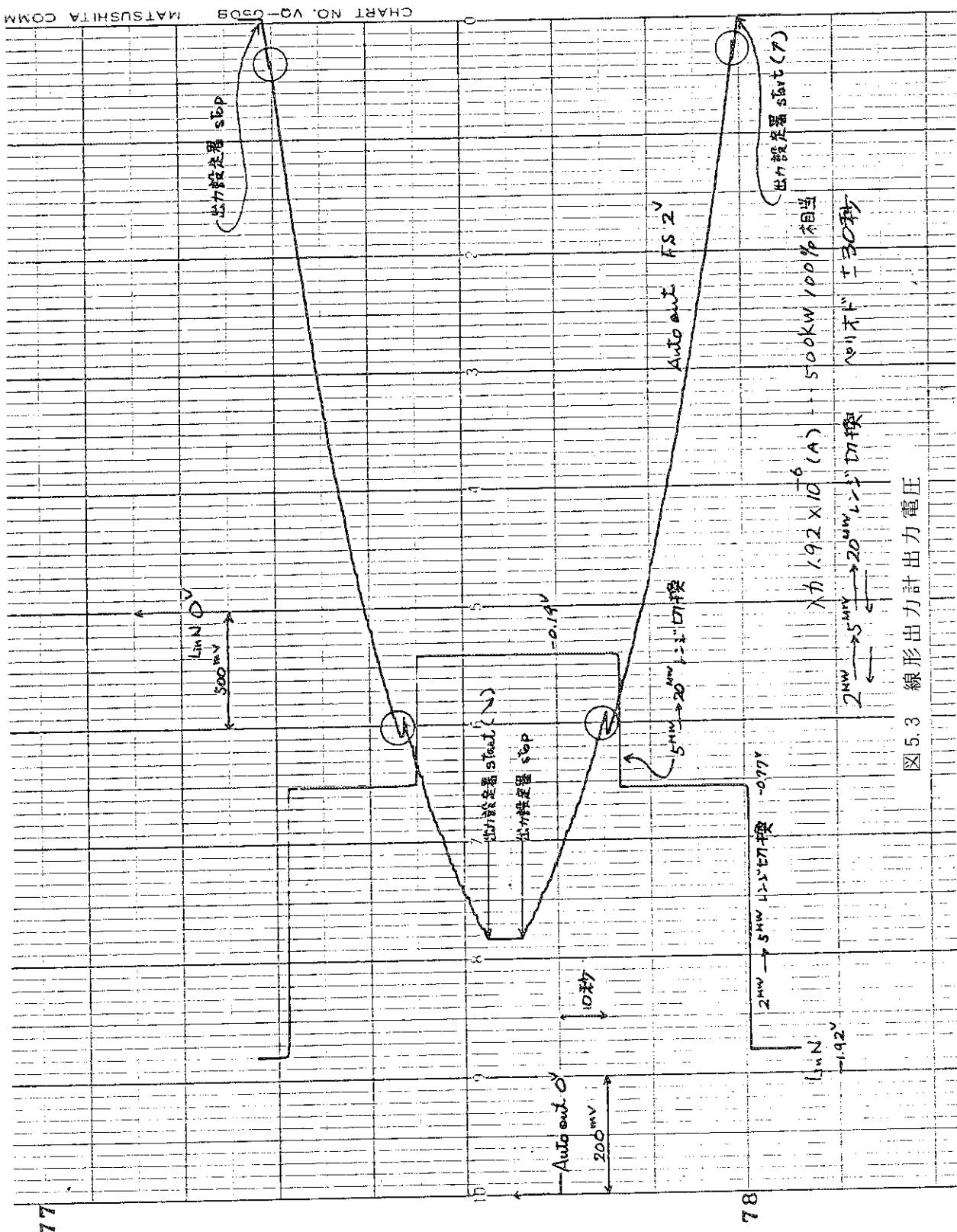
図 5.1 アナログスイッチ $I_D(\text{OFF})$ 特性

図 5.2 入力回路



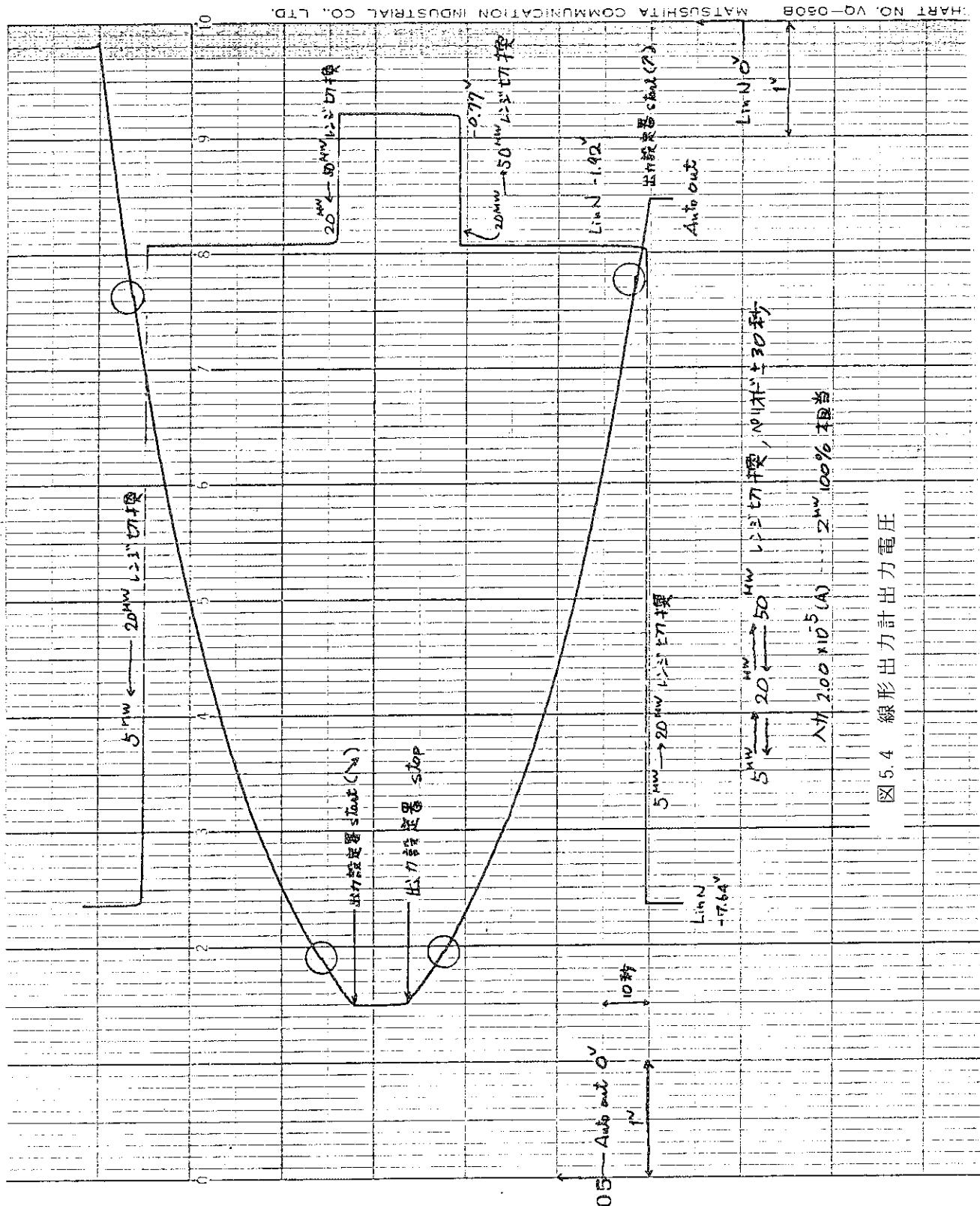


図 5.4 線形出力計出力電圧

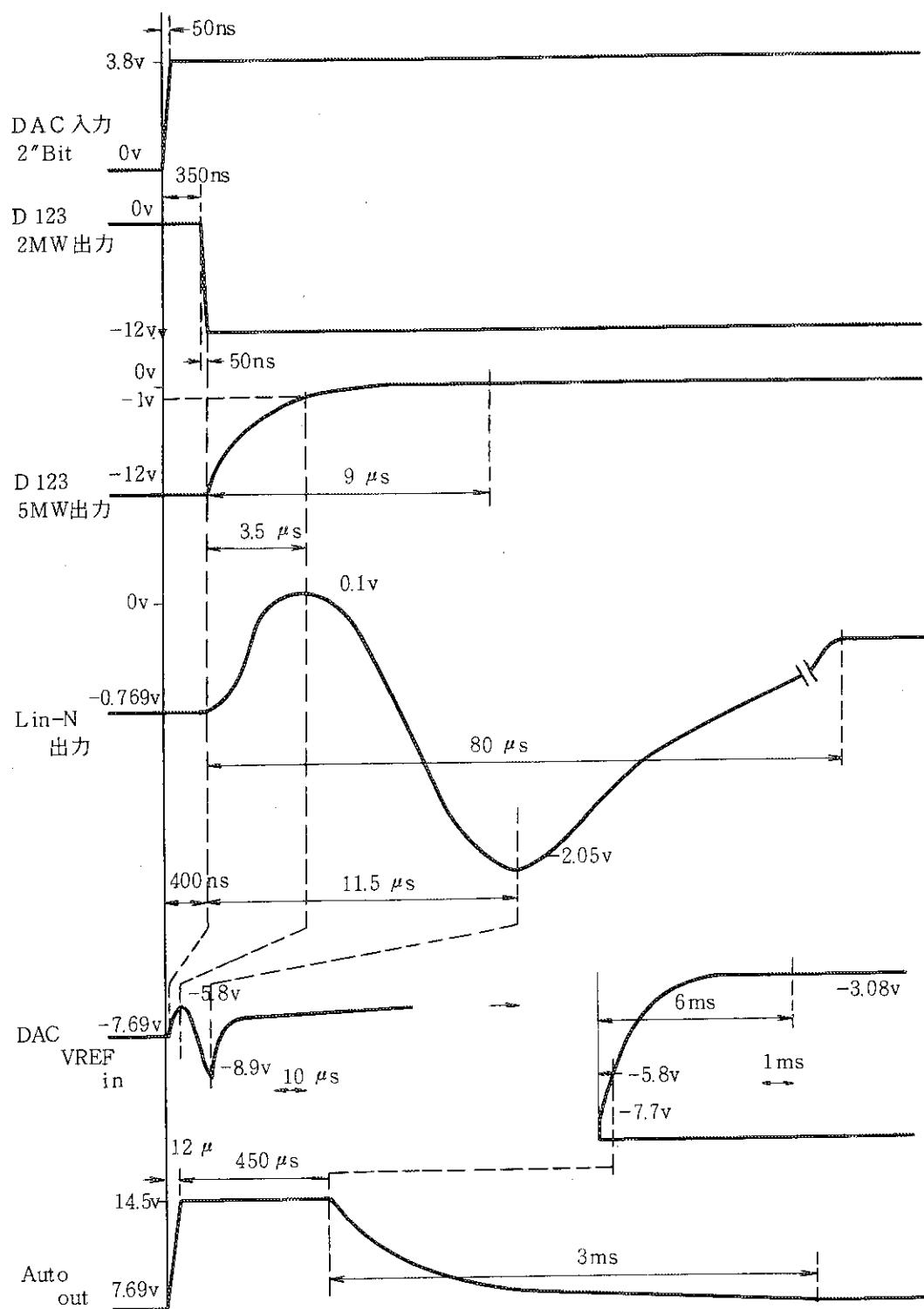
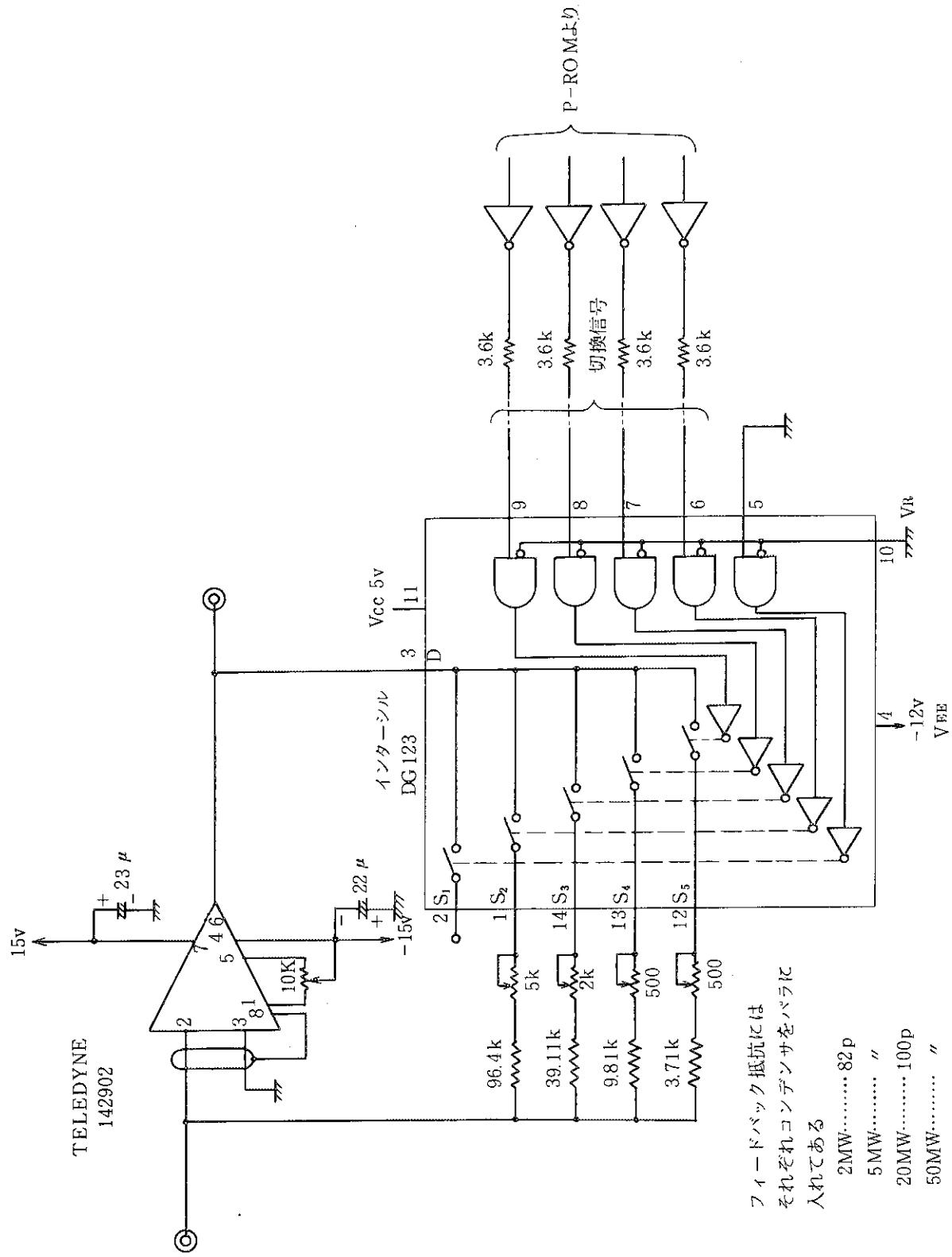


図 5.5 レンジ切換時のタイミングチャート



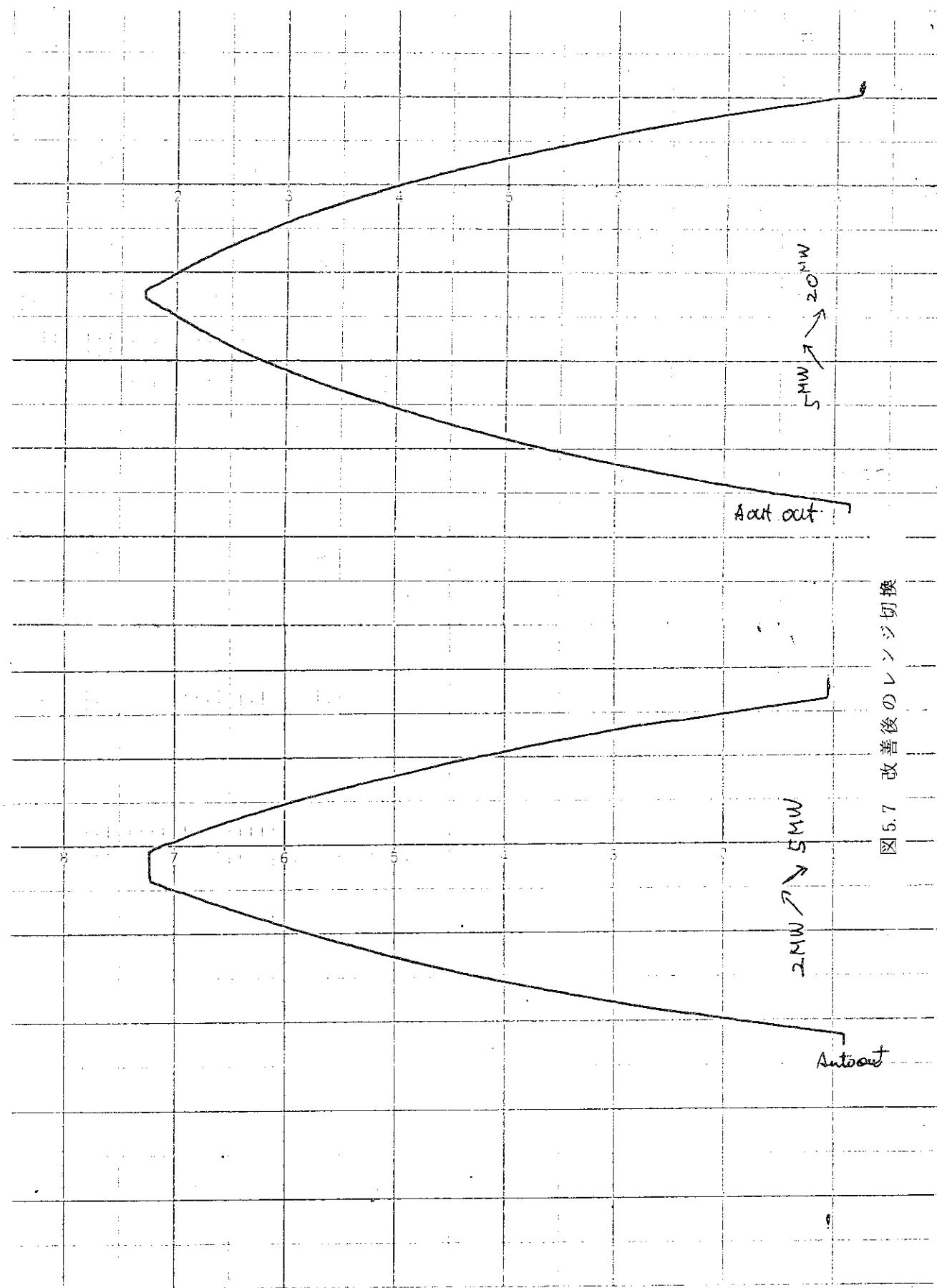
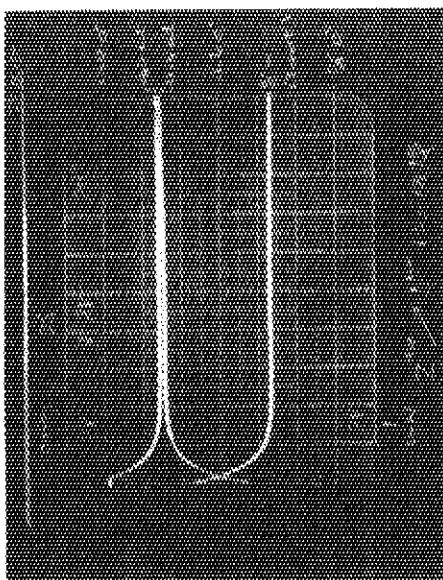
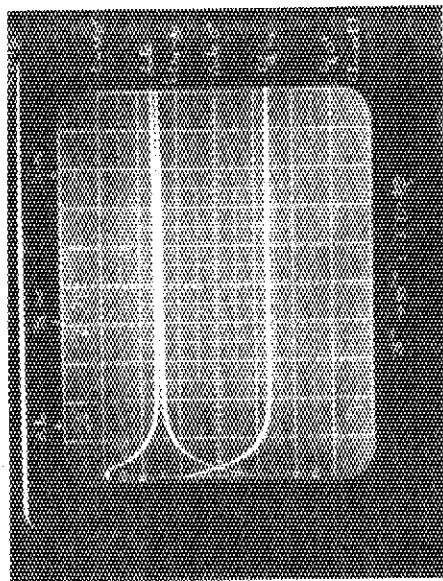


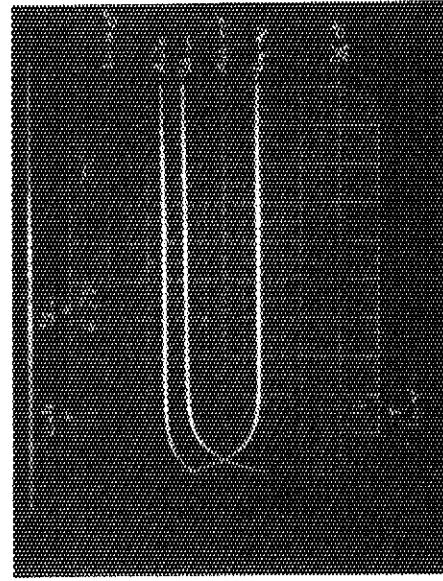
図 5.7 改善後 レンジ切換



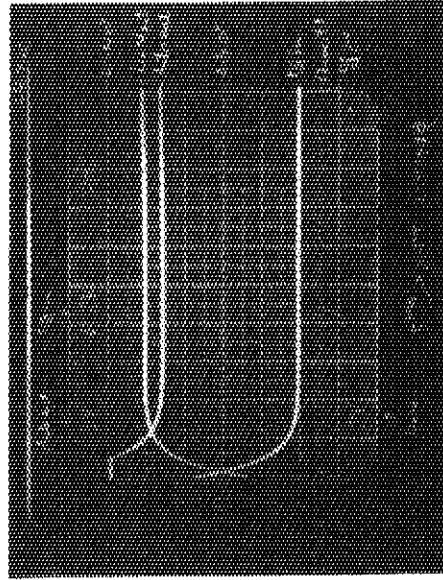
2MW \nearrow 5MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 7.6923×10^{-6} (A)
写真 5.3 レンジ切換波形 (3)



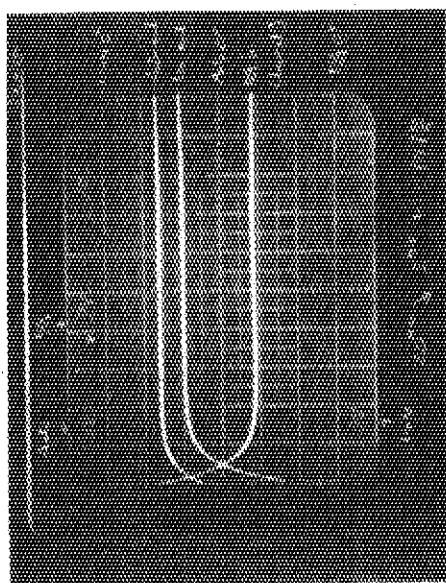
20MW \nearrow 50MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 7.6923×10^{-5} (A)
写真 5.1 レンジ切換波形 (1)



50MW \searrow 20MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 7.6923×10^{-5} (A)
写真 5.2 レンジ切換波形 (2)

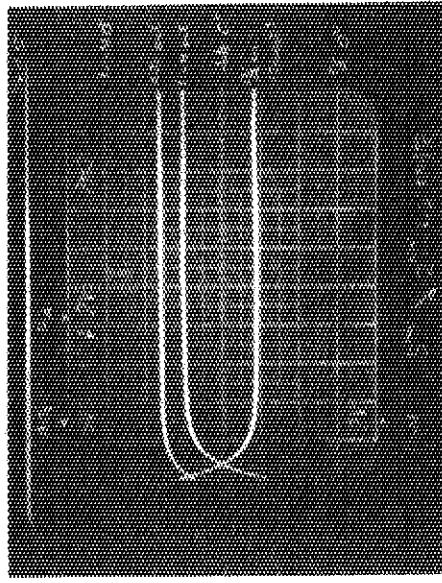


5MW \nearrow 20MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 1.9231×10^{-5} (A)
写真 5.4 レンジ切換波形 (4)



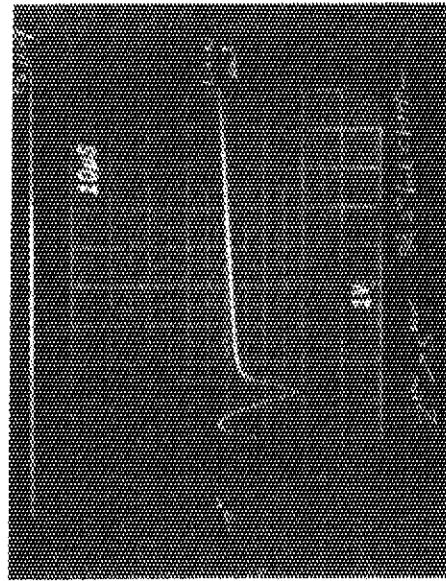
20MW → 5MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 1.9231×10^{-5} (A)

写真 5.5 レンジ切換波形(5)



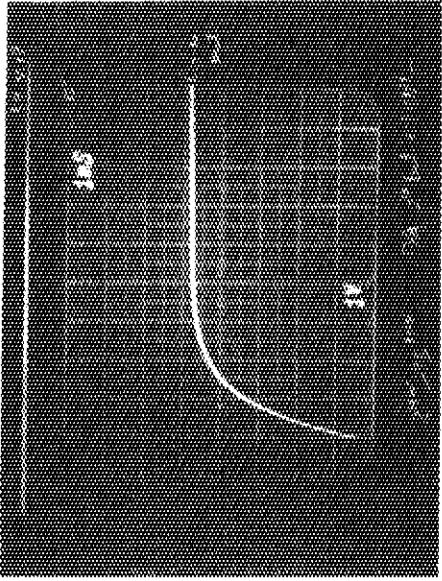
5MW → 2MW レンジ切換時の各部波形
入力電流 7.6923×10^{-6} (A)

写真 5.6 レンジ切換波形(6)



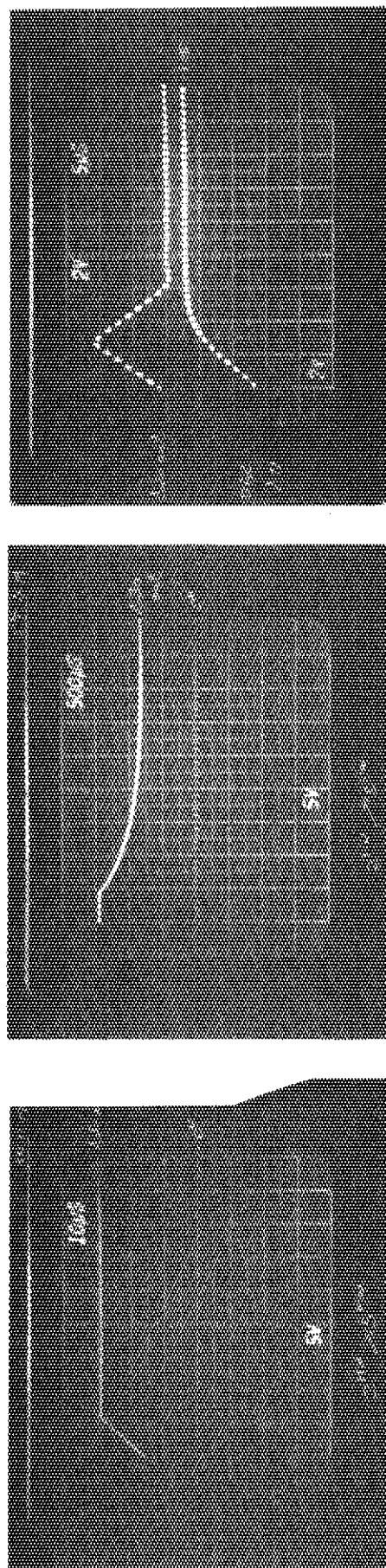
レンジ切換時の Lin - N Out (D.A.C 入力)

写真 5.7 レンジ切換波形(7)



レンジ切換時の Lin - N Out (D.A.C 入力)

写真 5.8 レンジ切換波形(8)



レンジ切換時の Auto Out

写真 5.9 レンジ切換波形(9)

レンジ切換時の Auto Out

写真 5.10 レンジ切換波形(10)

2MW 5MW切換時の Auto Out 及び DAC R_{FF} IN 波形
Auto Out 波形は、オペアンプのスリューレートで上昇、
下降の振動をし、約15 μ s後に規定電圧に落ちつく。

カタログによると μ PC 151A スリューレートはTypical
で 0.5V/ μ s, 上図からは 0.56V/ μ s
〔 波形は Chop モード, Internal trigger 〕

写真 5.11 レンジ切換波形(11)

6. おわりに

核計装々置の更新は昭和57年度オーバホール時に実施する予定である。これまでに試作を行なったものは、対数出力ペリオド計、線形出力計、対数計数率ペリオド計、トリップ計、ランプ電圧発生器、ランダムパルス発生器の各機器である。それぞれ取り扱い方法、運転、保守のやり方、電子回路の簡素化などの面から検討し改良を重ね更新装置に実装できる目途がついた。これらの試作器のうち特に新しい制御方式による線形出力計（出力設定器を含む）を開発したので詳しくその検討内容を紹介した。新しい線形出力計は、制御機能の融通性、原子炉ペリオド可変運転、信頼度の向上、装置の小型化などの多くの利点を有している。自動制御における追值制御回路一般にも応用できる方式であるので多くの分野での利用を期待している。

新しい線形出力計の開発に当って、原子炉第1課運転班各位から多くの御教示をいただいたことに感謝します。なお本試作器は池上通信機株において製作されたものである。