

原子炉起動の計算機制御

1968 年 1 月

日本原子力研究所

Japan Atomic Energy Research Institute

日本原子力研究所は、研究成果、調査結果の報告のため、つぎの3種の研究報告書を、それぞれの通しナンバーを付して、不定期に公刊しております。

- | | | |
|---------|----------------------------------|-----------------|
| 1. 研究報告 | まとまった研究の成果あるいはその一部における重要な結果の報告 | JAERI 1001-3999 |
| 2. 調査報告 | 総説、展望、紹介などを含め、研究の成果、調査の結果をまとめたもの | JAERI 4001-5999 |
| 3. 資料 | 研究成果の普及、開発状況の紹介、施設共同利用の手引など | JAERI 6001-6999 |

このうち既刊分については「JAERI レポート一覧」にタイトル・要旨をまとめて掲載し、また新刊レポートは「原研びふりお」でその都度紹介しています。これらの研究報告書に関する頒布、版權、複写のお問合せは、日本原子力研究所技術情報部（茨城県那珂郡東海村）あてお申し越しください。

Japan Atomic Energy Research Institute publishes the nonperiodical reports with the following classification numbers:

1. **JAERI** 1001-3999 Research reports,
2. **JAERI** 4001-5999 Survey reports and reviews,
3. **JAERI** 6001-6999 Information and Guiding Booklets.

Any inquiries concerning distribution copyright and reprint of the above reports should be directed to the Division of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken, Japan.

原子炉起動の計算機制御

要 旨

原子炉を計算機で直接制御する場合、サンプリング周期の選択は制御系の特性に大きな影響を及ぼす。その効果を調べるため、 z 変換法を用いてサンプリング周期と制御系の安定限界および制御偏差との関係を求めた。その結果サンプリング周期を1秒程度とすることがもっとも望ましく、これはまた実際の制御系で経験的に用いられている値とも一致する。また制御棒駆動速度が自動起動制御系に与える効果についても若干の検討を加えた。特に負の一定ペリオドで炉出力を降下させる場合は、原子炉からペリオド信号に至る特性が等価的に微分特性となるので大きな残留偏差 (offset) を生じる。JRR-1における自動起動実験では、設定ペリオド、設定出力レベルおよびサンプリング周期をいろいろ変え、また反応度外乱を加えて制御系が十分な制御特性を持っていることを確認した。

1967年8月

日本原子力研究所 東海研究所
動力炉開発部

藤 沢 武 夫
越 井 秀 夫
渡 辺 光 一

Computer Control of the Startup of a Nuclear Reactor

Summary

In designing a computer control system, the determination of a sampling-rate is a fundamental problem, since the control system is essentially based on sampling principles and the system behavior is directly influenced by the sampling-rate. To give a clue for its determination, a description is given of the dependence of the critical loop gain and integral square error on the sampling-rate of the control system. The effect of reactivity change-rates is also described for realizing the optimum startup control of a reactor. An experiment was made on the computer control of the startup of the JRR-1 reactor for various set values of reactor periods, power levels and sampling-rates. Tests of reactivity insertion as disturbance were successfully conducted in the experiment to show the sufficient stability and applicability of the direct digital control system.

August, 1967

TAKEO FUJISAWA

HIDEO KOSHII

KOICHI WATANABE

Division of Power Reactor Development
Tokai Research Establishment, Japan Atomic Energy Research Institute

目 次

1. はじめに	1
2. 自動起動制御系と z 変換法	1
2.1 制御系の構成	1
2.2 制御系の伝達関数表示	2
2.2.1 原子炉	2
2.2.2 ペリオド計算	3
2.2.3 演算時間遅れ	3
2.2.4 ホールド回路	3
2.3 パルス伝達関数と根軌跡	3
2.3.1 ペリオド制御系	3
2.3.2 出力制御系	4
2.3.3 過渡応答と根軌跡	4
2.4 サンプリング周期の効果	5
3. 制御棒駆動速度の効果	6
4. 計算機制御系	8
4.1 制御系の概要とプログラム	8
4.2 入力装置	10
4.3 直流増幅器のゲイン制御	10
4.4 設定値選択	12
4.5 制御モード選択	12
4.5.1 起動の場合	12
4.5.2 出力降下の場合	12
4.6 補償演算	12
4.7 出力装置	12
4.8 制御棒および駆動装置	13
5. 計算機制御実験	13
5.1 自動起動	13
5.2 外乱試験	15
5.3 プログラム制御	15
6. ま と め	16
謝 辞	16
参考文献	17

Contents

1. Introduction	1
2. Automatic startup control system and z -transform calculations	1
2.1 Control system configurations	1
2.2 Transfer function representation.....	2
2.2.1 Reactor	2
2.2.2 Reactor period calculation	3
2.2.3 Time lag due to computer calculation.....	3
2.2.4 Hold circuit	3
2.3 Pulse transfer functions and root loci	3
2.3.1 Period control system	3
2.3.2 Power control system	4
2.3.3 Transient responses and root loci	4
2.4 The effect of sampling intervals.....	5
3. Reactivity speed	6
4. Computer control system	8
4.1 General description	8
4.2 Input unit	10
4.3 Gain control of a DC amplifier	10
4.4 Set point selection	12
4.5 Control mode selection	12
4.5.1 Case of startup	12
4.5.2 Case of power decrease.....	12
4.6 Compensation	12
4.7 Output unit	12
4.8 Control rod and its driving mechanism	13
5. Computer control experiments.....	13
5.1 Automatic startup	13
5.2 Disturbance tests	15
5.3 Program control	15
6. Conclusions.....	16
Acknowledgements	16
References.....	17

1. はじめに

近年建設される原子力発電所はその経済的必然性から急速に大容量化の傾向をたどり、効率改善のため運転操作は次第に複雑化してきている。そこで発電所内での機能別サブループの自動化は多くの面で取り入れられているが、これら各制御系を全体的に統轄・管理するのはやはり運転員の判断にまかされている。一方電子計算機の最近の進歩は著しく、原子力発電所においても火力発電所と同様制御用デジタル計算機の論理演算機能を利用して、高度化する運転操作を自動化する傾向にある。この面における世界の情勢は単なるデータ処理・作表の開発段階を終えて実用化の時期にあり、さらにより精密な性能計算と起動・停止シーケンス自動化の開発段階にある。

起動・停止を含む全運転シーケンスを計算機により自動化する場合、シーケンスの各段階でフィードバック制御やプログラム制御を取り入れて、大型機器を直接制御

(direct digital control) する分野も次第に広がりつつある。その一つとして、従来アナログ制御系で実験されてきた原子炉の自動起動⁹⁾がある。この制御系は原子炉の出力レベルを大幅に変化させるのが目的であるから、デジタル計算機の論理判断機能を利用したほうがよいと思われる点が多い。そして今までにもいくつか基礎的問題点の解明や、制御系の設計が試みられてきた^{1~5) 12) 14)}。さらに実際の計算機制御系設計上問題となるものに、サンプリング周期が制御系の安定性におよぼす効果や外乱の影響がある。これらの問題を具体的に検討するため、制御用計算機を使った自動起動実験を JRR-1 でおこなった。第 1 回目¹¹⁾では、核分裂計数管 (FC) から得られるパルス計数率の統計的動揺が制御系におよぼす影響を調べた。この報告書で述べる第 2 回目¹²⁾では、制御系をさらに改善し、CIC の電流信号に重点を置いて実用性ある制御系を用いた。

記号表

C : 1 群遅発中性子の先行核密度	r : 基準信号
C_{i1} : 6 群遅発中性子の先行核密度の初期値	s : Laplace 変換演算子
e_1 : 正規化されたペリオド信号	T : サンプリング周期
e_2 : 正規化された出力レベル信号	β : 遅発中性子全体の割合
I : 制御偏差の自乗積分	β_i : 6 群遅発中性子 i 番グループの割合
K : ループ・ゲイン定数	Δ : 微小変動分を表わす
K_c : 安定限界ループ・ゲイン定数	e : 制御偏差
K_D : 制御偏差信号ゲイン定数	e_c : 補償演算後の制御偏差
K_m : パルス・モータのゲイン定数	e_1 : ペリオド制御系の制御偏差
K_r : 制御棒反応度のゲイン定数	e_2 : 出力制御系の制御偏差
k : (添字) 現在のサンプル時刻, 実効中性子増倍係数	λ : 1 群遅発中性子の崩壊定数
l : 即発中性子の平均寿命	λ_i : 6 群遅発中性子 i 番グループの崩壊定数
n : 炉出力レベル, 中性子密度	μ : 上昇率, 逆ペリオド
n_1 : 出力レベル初期値	ρ : 反応度
o : (添字) 設定値を表わす	τ : ペリオド

2. 自動起動制御系と z 変換法

2.1 制御系の構成

アナログ信号による自動起動方式では、ペリオド増幅器から得られるペリオド信号 (逆ペリオドに比例するペリオド制御用信号) を制御棒駆動装置にフィードバック

させて制御系をつくり、炉出力を指数関数的に自動起動させてきた。炉出力を目標レベルに滑らかに落ち着かせるには、出力レベル n と上昇率 μ とがつねに次の関係を満たすように制御される。

$$\frac{\mu}{\mu_0} + \frac{n}{n_0} = 1 \quad (1)$$

ここで、添字 0 はそれぞれの設定値を表す。

一方、今回の実験の主旨はこれら 2 つの信号をデジタル量の形で扱い、計算機によって原子炉を直接制御することである。計算機に読み込まれる出力レベル信号は CIC 電流を電圧変換したのちサンプルしたもので、ペリオド信号はこの出力レベル信号から計算する。ただし計数管領域におけるペリオド信号は対数計数率ペリオド計の出力電圧をサンプルしている。

アナログ方式におけるペリオド信号は対数出力を微分して得られるが、デジタル計算機で対数計算をさせるとそのために特別なサブルーチンが必要となる。これは計算機の記憶容量増加を招き、計算時間も長くなるので、小型制御用計算機にとっては望ましくない。そこで

ペリオド信号計算には次の近似式⁷⁾ が用いられた。

$$\mu_k = \frac{2}{T} \cdot \frac{n_k - n_{k-1}}{n_k + n_{k-1}} \quad (2)$$

ここで、 n_k は現在の出力レベルのサンプル値、 n_{k-1} は 1 サンプル周期前の値を表す。この式は計算が簡単な割に精度のよい結果を与える。

このようにして得られた出力レベル信号およびペリオド信号は設定値を与えるそれぞれの係数を通して基準値と比較される。制御偏差は 0 次ホールド回路を通してパルス・モータを駆動し、制御棒が原子炉を制御するものとする。このあとの取り扱いを簡単にするため、補償演算プログラムは省略し、パルス幅変調の非線型特性を有するホールド回路は 0 次ホールドで置き換える。Fig. 1 はペリオド制御系、また Fig. 2 は出力制御系のブロック図である。

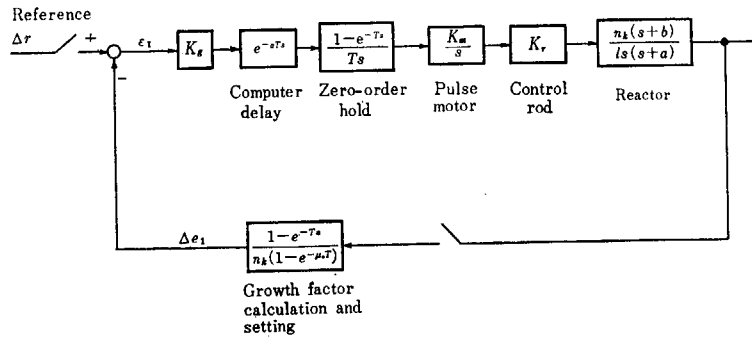


Fig. 1 Block diagram of the simplified period control system.

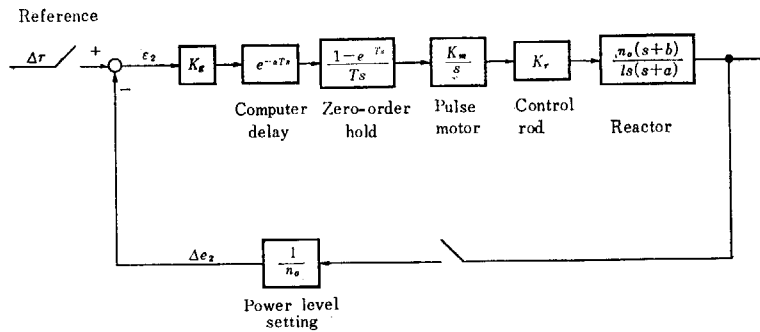


Fig. 2 Block diagram of the simplified power control system

2.2 制御系の伝達関数表示

2.2.1 原子炉

原子炉に一定反応度 ρ_0 が与えられ、炉出力が一定ペリオドで上昇するとき、反応度に微小変動 $\Delta\rho$ を重ねると炉出力は微小振動しながら上昇していく。炉出力の指数関数上昇が微小変動に比べて緩やかならば、入・出力の微小変動分の間には次の近似的関係⁶⁾ がある。

$$\begin{aligned} \frac{\Delta n(s)}{\Delta\rho(s)} &= \frac{n_k}{ls} \cdot \frac{s + \mu_0 + \lambda}{s + \mu_0 + \lambda + \frac{\lambda\beta}{l(\mu_0 + \lambda)}} \\ &= \frac{n_k}{ls} \cdot \frac{s + b}{s + a} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \rho(t) &= \rho_0 + \Delta\rho(t) \\ n(t) &= n_1 e^{\mu_0 t} + \Delta n(t) e^{\mu_0 t} \\ n_k &= n_1 e^{\mu_0 k T} \\ b &= \mu_0 + \lambda \\ a &= b + \frac{\lambda\beta}{lb} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ρ_0 は上昇率 μ_0 を与える一定反応度、 n_1 は一定ペリオドで上昇する出力レベルの任意の初期値、 n_k はその現在のサンプル値である。出力レベル一定のときは、 $\mu_0 = 0$ とおいて (3) 式は通常の原子炉出力伝達関数となる。

2.2.2 ペリオド計算

一定ペリオドで上昇する炉出力に微小変動が重ねられても、(2)式の分母に対してはこの効果は無視することができよう。するとこの分母は分子の変動項に比較し緩やかに変化する項となるので、近似的に定数項と同じ扱いが可能となる。そして $n_{k-1} = n_k e^{-\mu_0 T}$ の関係を用い、また μ_k を1に正規化するための補正項を考慮すると(2)式から

$$e_{1k} = \left(\frac{T}{2} \cdot \frac{1+e^{-\mu_0 T}}{1-e^{-\mu_0 T}} \right) \left\{ \frac{2}{T} \cdot \frac{n_k - n_{k-1}}{n_k(1+e^{-\mu_0 T})} \right\} = \frac{n_k - n_{k-1}}{n_k(1+e^{-\mu_0 T})} \quad (5)$$

ここで、 e_{1k} は1に正規化されたペリオド信号である。

(5)式の演算機能を考えて、その伝達関数は近似的に Fig. 3 のように表現される。

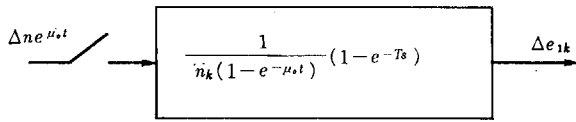


Fig. 3 Transfer function representation.

2.2.3 演算時間遅れ

直接制御に用いられる計算機では、多くの各種演算、論理判断等をおこなうので、そのサイクル時間はサンプリング周期に比べ無視できない。サイクル時間は演算時間遅れとなって制御系の動特性に影響を与える。この遅れ時間は制御モードにより多少変化するが、1サンプリング周期内の一定時間 αT で代表させる。もちろん演算時間は基準信号 r と比較する前後に分れるから、 r の変化に対する n の応答を厳密に考える際は αT を2つに分けて考えねばならない。しかし実際の制御系で r は一定なので、ここでは簡単に1つの遅れ時間で扱う。

2.2.4 ホールド回路

計算機のデジタル型出力信号でパルス・モータを駆動する簡便な方法として、一定周期の等振幅パルスを出力信号に比例する数だけモータに送り込む方式がある。これは一種のパルス幅変調方式と考えることができる。この変調方式は非線型特性を持つので、伝達関数表示するための各種の線型化近似法が提案されている。ここでは解析の簡単のため0次ホールド回路で置き換えた。これはANDEENが用いた一定パルス面積置換法⁸⁾ の特定の場合と考えられる。0次ホールドで置き換えた場合、制御系の小さい変動に対して近似度が低下する。その原因は持続時間の短いパルス幅変調信号を高さの低い振幅変調信号に置き換えるためである。

またパルス幅変調方式でモータを駆動する場合は、サンプリング周期に反比例してホールド回路のゲインが変化する。たとえば一定入力信号を2倍の周期 $2T$ でサンプリングすると、出力信号パルスが現われるのはサンプリン

グごとに繰り返されるから、モータの回転速度は半分となる。Fig. 1 および Fig. 2 の制御系ブロック図ではこのことが考慮されている。

2.3 パルス伝達関数と根軌跡

2.3.1 ペリオド制御系

Fig. 1 における原子炉を含む前向き回路およびフィードバック回路の伝達関数をそれぞれ次のようにおく。

$$G(s) = \frac{K_g K_m K_r n_k}{IT} \cdot \frac{(s+b)}{s^3(s+a)} (1-e^{-Ts}) e^{-\alpha Ts} \quad (6)$$

$$H(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{n_k(1+e^{-\mu_0 T})} \quad (7)$$

ここで、 $K = \frac{K_g K_m K_r}{IT} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{(1+e^{-\mu_0 T})}$ (8)

$m = 1 - \alpha, \quad (0 < \alpha \leq 1)$ (9)

とにおいて(6)式の拡張z変換をとると、

$$G^*(z, m) = \frac{K_g K_m K_r n_k}{IT} \cdot \frac{(z-1)}{z} Z_m \left[\frac{(s+b)}{s^3(s+a)} \right] = K(1+e^{-\mu_0 T}) n_k \frac{z-1}{z} \left[\frac{T^2}{2} \left\{ \frac{m^2}{z-1} + \frac{2m+1}{(z-1)^2} + \frac{2}{(z-1)^3} \right\} + \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{a} \right) \left\{ \frac{T}{(z-1)^2} + \frac{mT-1/a}{z-1} + \frac{e^{-amT}}{a(z-e^{-aT})} \right\} \right] \quad (10)$$

したがって(6)式と(7)式のz変換は

$$G^*(z) = G^*(z, m) |_{m=1-\alpha} \quad (11)$$

$$H^*(z) = \frac{1}{n_k(1+e^{-\mu_0 T})} \cdot \frac{z-1}{z} \quad (12)$$

で与えられる。基準信号 r は実際は一定であるが、その微小変動 Δr を仮定するとペリオド制御系全体のパルス伝達関数は Fig. 1 から

$$\frac{\Delta e_1^*(z)}{\Delta r^*(z)} = \frac{G^*(z) H^*(z)}{1+G^*(z) H^*(z)} \quad (13)$$

ここで、 $G^*(z) H^*(z) = \frac{K(A_2 z^3 + B_2 z^2 + C_2 z + D_2)}{z^2(z-1)(z-\delta)}$ (14)

また $\delta = e^{-\alpha T}$

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{m^2 T^2}{2} + \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{a} \right) \left(mT - \frac{1}{a} \right) \\ B_1 &= \left(m + \frac{1}{2} \right) T^2 + \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{a} \right) T \\ C_1 &= T^2 \\ D_1 &= \frac{\delta^m}{\alpha} \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{a} \right) \\ A_2 &= A_1 + D_1 \\ B_2 &= -(2+\delta)A_1 + B_1 - 3D_1 \\ C_2 &= (1+2\delta)A_1 - (1+\delta)B_1 + C_1 + 3D_1 \\ D_2 &= -\delta(A_1 - B_1 + C_1) - D_1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Δr のステップ状変化を仮定して Δe_1 の過渡応答を求め
る場合は

$$\Delta r^*(z) = Z\left[\frac{1}{s}\right] = \frac{z}{z-1}$$

として (13) 式を z^{-k} ($k=0, 1, 2, \dots$) の多項式に展開し、その係数を計算する。これは計算機で系統的に求められる。制御系の安定限界を検討する場合は、(13)式における特性方程式の根軌跡を調べる。特性方程式は

$$1 + G^*(z)H^*(z) = 0 \quad (16)$$

であるから (14) 式を代入して

$$z^4 + \{KA_2 - (1 + \delta)\}z^3 + \{KB_2 + \delta\}z^2 + KC_2z + KD_2 = 0 \quad (17)$$

2. 3. 2 出力制御系

前向き回路の伝達関数の形はペリオド制御の場合と同じである。ただフィードバック回路は簡単になり

$$H(s) = \frac{1}{n_0} \quad (18)$$

また

$$K = \frac{K_g K_m K_r \cdot b}{lT} \cdot \frac{1}{a} \quad (19)$$

とにおいて r の微小変化を仮定すると出力制御系のパルス伝達関数は Fig. 2 より

$$\frac{\Delta e_2^*(z)}{\Delta r^*(z)} = \frac{G^*(z)H^*(z)}{1 + G^*(z)H^*(z)} \quad (20)$$

ただし

$$G^*(z)H^*(z) = \frac{K(A_2 z^3 + B_2 z^2 + C_2 z + D_2)}{z(z-1)^2(z-\delta)} \quad (21)$$

(21) 式における各定数は (15) 式で与えられる。

出力制御系のステップ応答、根軌跡は前と同様にして求める。特性方程式を解いて根軌跡を求める式は

$$z^4 + \{KA_2 - (2 + \delta)\}z^3 + \{KB_2 + (1 + 2\delta)\}z^2 + \{KC_2 - \delta\}z + KD_2 = 0 \quad (22)$$

2. 3. 3 過渡応答と根軌跡

Fig. 4 と Fig. 5 は r の微小変動を仮定してペリオド制御系および出力制御系のステップ応答を (13) 式および (20) 式から計算したものである。定数は TABLE 1 に示す値を用いた。核定数は JRR-1 に関するものである。各制御系のデジタル・シミュレータの応答も同時に描いて比較した。シミュレータにおける原子炉は元の遅発中性子 1 群動特性方程式を用い、ペリオド信号演算では (2) 式を設定上昇率 μ_0 で割って正規化した形を用いた。その他はすべて Fig. 1 および Fig. 2 に示す通りのものである。シミュレータの過渡応答はフィードバック回路の設定値係数を次のようにステップ状に変えて得たものである。

ペリオド制御系の設定値; $0.9\mu_0 \rightarrow \mu_0$

出力制御系の設定値; $n_0 \rightarrow 1.01n_0$

TABLE 1 Constants

l	1.4×10^{-4} sec
β	0.00843
λ	0.0814 sec^{-1}
αT	0.2 sec
T	1 sec
$\tau_0 = \frac{1}{\mu_0}$	20 sec

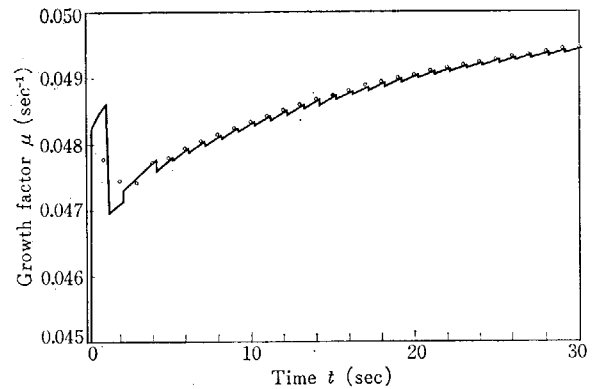


Fig. 4 Step responses of the period control system at $T=1$ sec, $\tau_0=20$ sec, and $K=0.09$.
—: Response of a digital simulator.
○: Z-transform calculation.

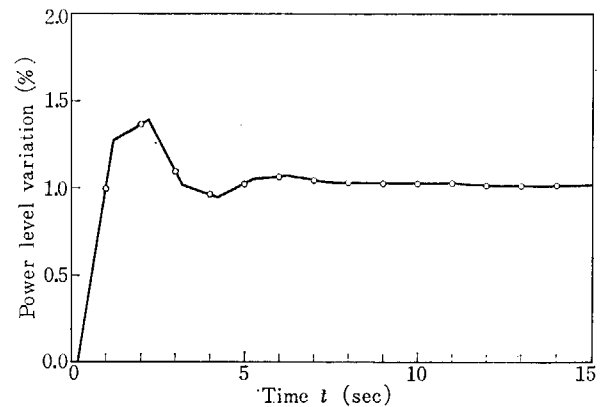


Fig. 5 Step responses of the power control system at $T=1$ sec, and $K=0.1$.
—: Response of a digital simulator.
○: Z-transform calculation.

出力制御系の過渡応答は非常によい一致を示しているのにひきかえ、ペリオド制御系の応答にはやや差が見られる。特に応答初期の急激な変化をするときの差はペリオド信号演算の伝達関数表示に起因するものであろう。サンプリング周期が短くなればこの差は改善されよう。

Fig. 6, Fig. 7 は両制御系の $T=1$ 秒における根軌跡で、(17) 式および (22) 式から計算した。制御特性に影響する代表根の円軌跡は T が減少するほど半径が拡大する。

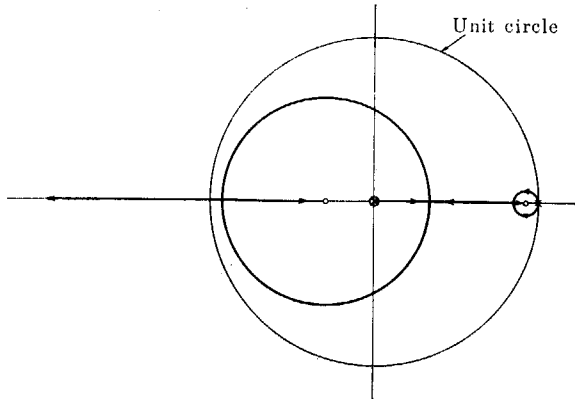


Fig. 6 Root-locus diagram of the period control system when $T=1$ sec and $\mu_0=0.05$ sec $^{-1}$.

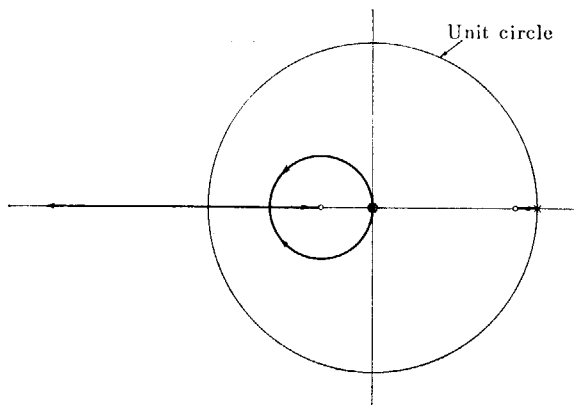


Fig. 7 Root-locus diagram of the power control system when $T=1$ sec.

2. 4 サンプルング周期の効果

計算機制御では一般に多くの制御系を一台の計算機で時分割方式により同時に扱うので、サンプルング周期を長くとれるほうが望ましい。しかし実際は制御系の安定性等からサンプルング周期のとれる範囲は限定される。いろいろなサンプルング周期に対する制御系の安定限界は根軌跡から調べることができる。ループ・ゲイン定数 $K=K_c$ のとき根軌跡は単位円と交わり、制御系は持続振動を起す。Fig. 8 および Fig. 9 はペリオド制御系と出力制御系についてこのようにして求めた安定限界ゲインを描いたものである。サンプルング周期が増大して $T=1$ 秒付近では、両制御系とも特性方程式の代表根が虚根から負実根に変わり、安定限界ゲインが急速に低下するのが見られる。Fig. 10 はループ・ゲイン定数をパラメータとして、出力制御系における制御偏差信号の二乗積分 I の変化の様子を示している。制御偏差はデジタル・シミュレータにおける設定係数をステップ状に変えて出力レベルを 1% 増加したときの応答から求めたものである。計算機の演算時間遅れ 0.2 秒を考慮して I の計算は次の式によった。

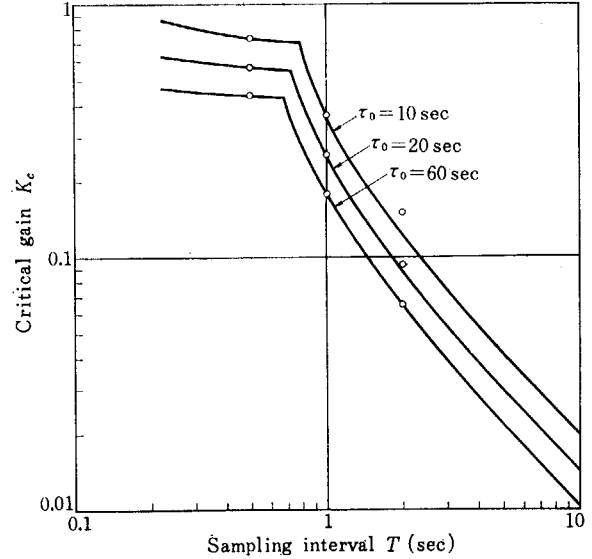


Fig. 8 Critical gain vs sampling interval for various set point periods in the period control system.
— : Z-transform calculation.
○ : Measurement with a digital simulator.

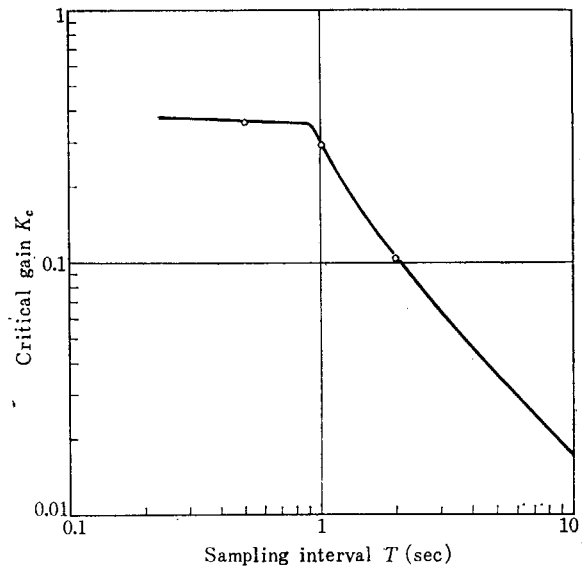


Fig. 9 Critical gain vs sampling interval in the power control system.
— : Z-transform calculation.
○ : Measurement with a digital simulator.

$$I = \int_{0.2}^{\infty} \epsilon_2^2 dt = \int_{0.2}^{\infty} (r - e_1)^2 dt \quad (23)$$

$K=0.025$ の場合には、サンプルング周期を長くとることができるけれども、ゲインが低く抑えられるため外乱に対する補正働作が遅くなり、整定時間も長くなって I が増大する。ループ・ゲインを定めると、逆にサンプルング周期を 0.5 秒以下に短くしても、制御棒操作の頻度が増すだけで制御系の特性はあまり改善されない。ループ・ゲインを高くすれば I が低下して制御系の応答は改善されるが、サンプルング周期を短くする必要がある。これらの妥協点として、ここで検討した出力制御系

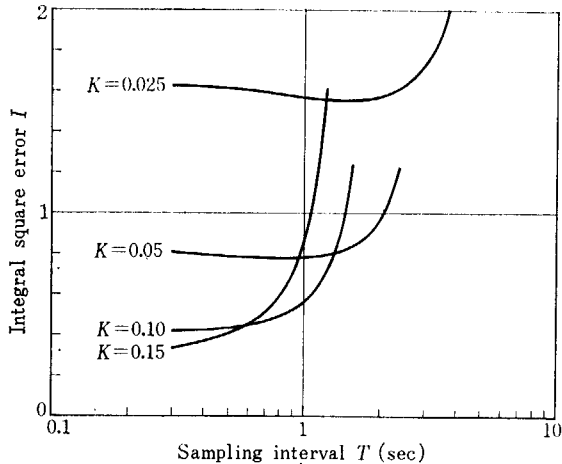


Fig. 10 Integral square error vs sampling interval for various loop-gains of the power control system.

に対しては $K=0.1$, $T=1$ 秒程度が相対的に I が小さく, T が長くて最適と思われる. このサンプリング周期の値は Fig. 9 の折点における値と対応するものである. これと同じことはペリオド制御系についてもいえる. 実験に用いられた実際の制御系では補償演算をおこなって応答をさらに改善している.

なおデジタル・シミュレータから求めた安定限界を

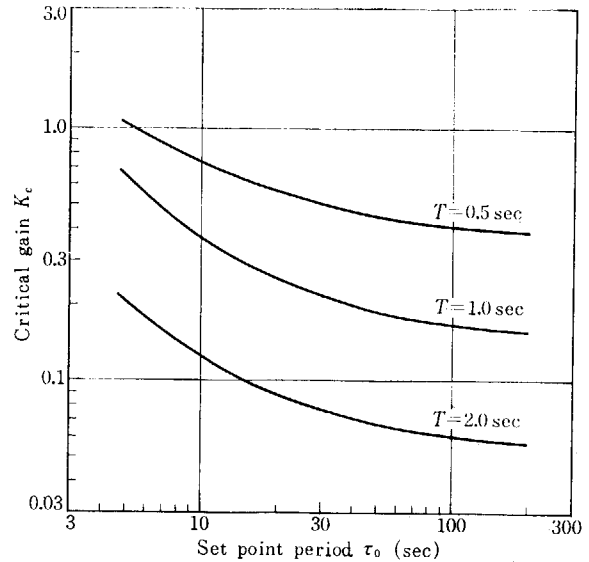


Fig. 11 Critical gain vs set point period for various sampling intervals in the period control system.

根軌跡から求めた安定限界と比較するため, これらも同時に Fig. 8 と Fig. 9 に示してある. ペリオド制御系の場合でもこれら安定限界ゲインは比較的良好に一致している. Fig. 11 はペリオド制御系の安定限界ゲインを設定ペリオドに対して描いたものである.

3. 制御棒駆動速度の効果

原子炉出力を目標値まで上昇させるもっとも望ましい制御は, Fig. 12 に示すように出力上昇の間を通じてペリオドを設定値に保ち, 出力レベルが目標値に達すると直ちに出力一定制御に移る方法である. しかし実際には制御棒駆動速度に制限があるので, 目標レベルに達してから出力一定制御に移るのでは原子炉出力に行き過ぎを生ずる. これを防ぐためペリオド一定制御と出力一定制御との間にペリオド+出力の制御を短時間挿入する. 設定ペリオドが短いほど, またサンプリング周期が長いほど早目にペリオド出力制御に移行せねばならない.

つぎに Fig. 12 に示される理想的な自動起動を実現するための反応度変化を検討してみる. 最初原子炉は臨界未満または臨界の定常状態にあるものとする. 原子炉の任意出力変化を与える反応度関数は, 6群遅発中性子の動特性方程式から次の式で与えられる.

$$\rho(t) = l\mu(t) + \beta - \frac{1}{n(t)} \sum_i \lambda_i \beta_i e^{-\lambda_i t} \int_0^t n(t) e^{-\lambda_i t} dt - \frac{l}{n(t)} \sum_i \lambda_i C_{i1} e^{-\lambda_i t} + \rho(-0) \frac{n_1}{n(t)} \quad (24)$$

ここで, n_1 , C_{i1} はそれぞれの初期値で, $\rho(-0)$ は出力上昇直前の一定反応度である. 出力上昇の全期間を通じてペリオドが一定とすれば

$$n(t) = n_1 e^{\mu_0 t} \quad (25)$$

これを (24) 式に代入して

$$\rho(t) = l\mu_0 + \sum_i \frac{\mu_0 \beta_i}{\mu_0 + \lambda_i} \{1 - e^{-(\mu_0 + \lambda_i)t}\} + \rho(-0) e^{-\mu_0 t}, \quad (+0 \leq t \leq t_s) \quad (26)$$

Fig. 13 は (26) 式で与えられる反応度変化を $\rho(-0) = 0$ の場合について示したものである. (26)式は $\mu_0 < 0$ の場合も表わし, 特に $\mu_0 + \lambda_i < 0$ が存在するような比較的早い出力降下の場合, 負の一定ペリオドを保持するために反応度を継続的に減少させる関数形を与える. このことは反応度からペリオド信号に至る原子炉系の特性が等価的に微分特性となることを意味し, ペリオド制御系に大きな残留偏差 (offset) を残す原因となる. このようにペリオド制御系は設定ペリオドによって特性が大幅に変化するので, それぞれに適した補償演算を選択することが望ましい.

出力変化の全期間を通じて厳密にペリオドを一定に保持するためには, その初期に反応度のステップ状変化を与えねばならない. (26)式の右辺第1項はこれを表わしている. しかしこの項はきわめて小さいので通常無視することができ, 反応度の変化速度は (26) 式を微分して

$$\dot{\rho}(t) = \left\{ \sum_i \beta_i e^{-\lambda_i t} - \rho(-0) \right\} \mu_0 e^{-\mu_0 t} \quad (27)$$

出力上昇の場合, $\mu_0 > 0$, $\rho(-0) \leq 0$ として $\dot{\rho}$ の最大値

は

$$\max \dot{\rho} = \dot{\rho}(+0) = \{\beta - \rho(-0)\} \mu_0 \quad (28)$$

臨界状態からの出力上昇では $\rho(-0) = 0$ として

$$\frac{\dot{\rho}(+0)}{\beta} = \mu_0 \quad (29)$$

すなわち、ドル単位で表わした反応度変化速度が設定上昇率に等しくとれるならば、Fig. 12 に示すような出力上昇の制御プログラムが可能となる。Fig. 14 は (27) 式で $\rho(-0) = 0$ としたときの各種設定ペリオドに対する反応度速度の時間変化を描いたものである。速い速度が要求されるのは始めの数秒に過ぎない。一方大きな未臨界状態から起動する場合は、(28) 式から分るように未臨界度に対応する大きな反応度速度を要求されるので、Fig. 12 のような制御プログラムを実現するのは実際上困難となる。

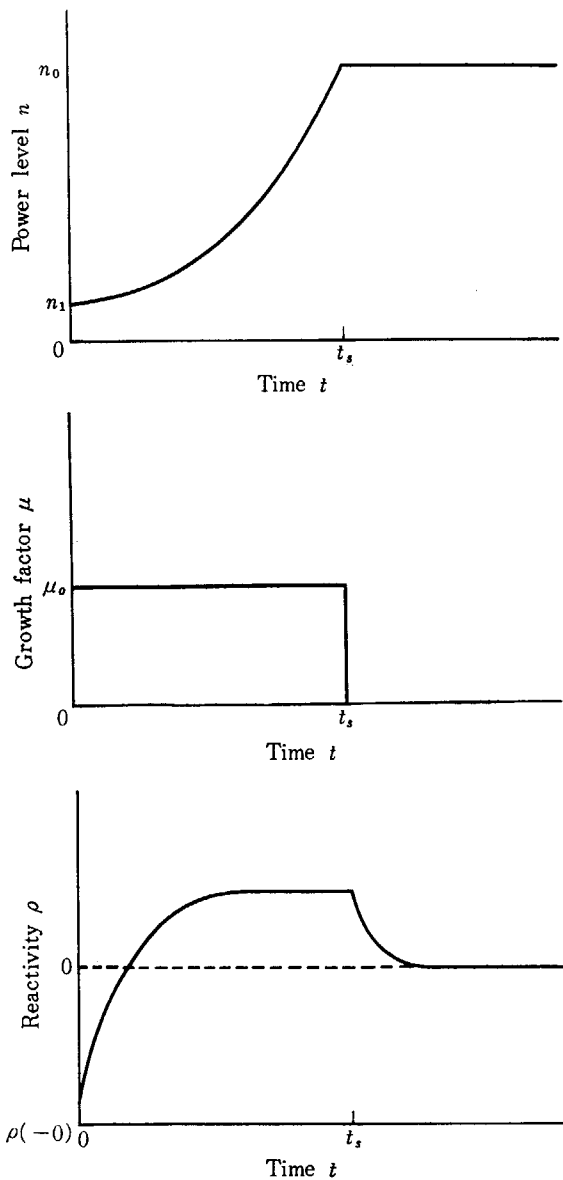


Fig. 12 Time variation of reactivity to hold a reactor period constant during start-up.

炉出力が目標レベル n_0 に達したとき Fig. 12 のように上昇率をステップ状に 0 とする反応度変化は (24) 式から

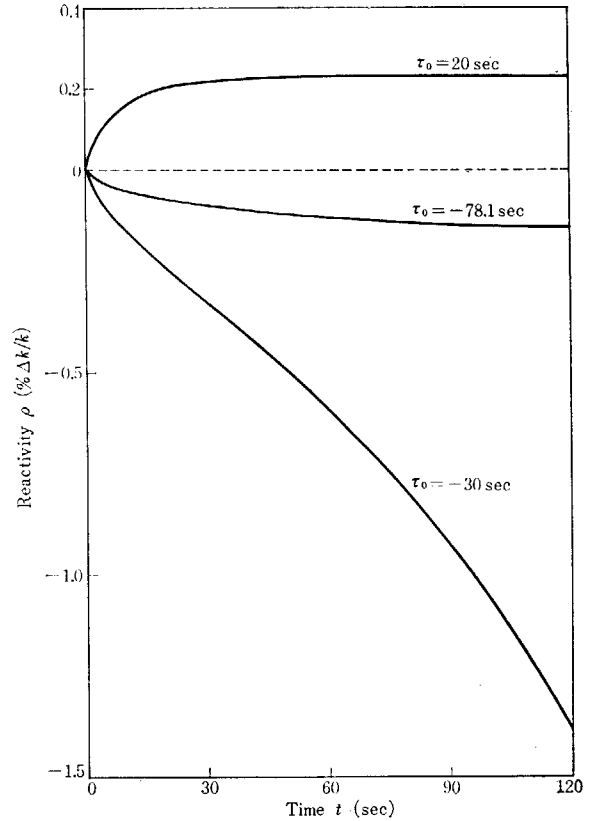


Fig. 13 Reactivity as a function of time to hold a reactor period constant, assuming $\rho(-0) = 0$ and $S = 0$.

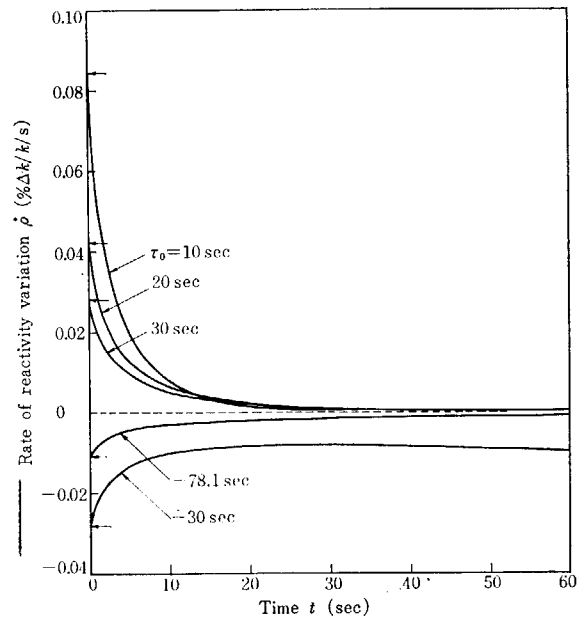


Fig. 14 Rate of change of reactivity as a function of time to hold a reactor period constant, assuming $\rho(-0) = 0$ and $S = 0$.

$$\rho(t) = \sum_i \frac{\mu_0 \beta_i}{\mu_0 + \lambda_i} \{1 - e^{-(\mu_0 + \lambda_i)t_s}\} e^{-\lambda_i(t-t_s)} + \rho(-0)e^{-\mu_0 t_s}, \quad (t > t_s) \quad (30)$$

(26) 式と (30) 式を比較して分かるように、 $t=t_s$ においても反応度のステップ状変化 $-1/\mu_0$ が必要である。しかしこの効果は小さいので無視することができる。反応度変化速度は (30) 式を微分して

$$\dot{\rho}(t) = - \sum_i \frac{\mu_0 \beta_i \lambda_i}{\mu_0 + \lambda_i} \{1 - e^{-(\mu_0 + \lambda_i)t_s}\} \cdot e^{-\lambda_i(t-t_s)}, \quad (t > t_s) \quad (31)$$

最大速度が要求されるのは $t=+t_s$ のときである。そして $\mu_0 > 0$ の場合 (31) 式で

$$\frac{\lambda_i}{\mu_0 + \lambda_i} \{1 - e^{-(\mu_0 + \lambda_i)t_s}\} < 1$$

なることを考慮すると

$$|\dot{\rho}(+t_s)| < \beta \mu_0 \quad (32)$$

すなわち炉出力が設定レベルに達したとき、直ちにこれを一定に保持するための反応度速度に対する要求は出力上昇開始時の要求より緩いものである。

以上主として出力上昇の場合における反応度の時間変化について若干の検討を加えた。出力降下の場合、特に $\mu_0 + \lambda_i = 0$ が成立する場合は (24) 式に戻って計算すればよい。ところで出力降下の場合、ペリオド制御という考え方が適当なものかどうかは明確でない。

4. 計算機制御系

4.1 制御系の概要とプログラム

計算機により原子炉を直接制御する試みの一つとして、研究炉の自動起動および出力変更制御の実験を取り上げた。今回の実験で対象とした炉出力制御範囲は Fig. 15 に示すように中性子源レベルから 4 kW まで 6 デカードである。中性子束測定には低出力範囲 2 デカードに核分裂計数管 (FC) を用い、上の 4 デカードに γ 線補償型電離箱 (CIC) を用いている。このように CIC に重複して FC を用いたのは、FC からのパルス計数率に本質的に存在する統計的動揺が計算機制御系におよぼす影響を調べるためである。

FC 領域におけるペリオド信号は対数計数率ペリオド計からアナログ量として測定し、これをサンプルして計算機に読み込ませる方式とした。一方 4 デカードの CIC 電流は直流増幅器で電圧に変換され、サンプルされる。CIC 領域におけるペリオド信号はサンプルされた出力レ

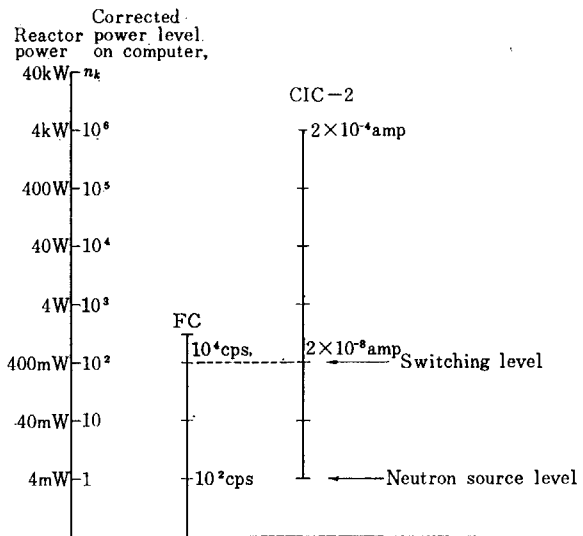


Fig. 15 Operating range of neutron flux detectors.

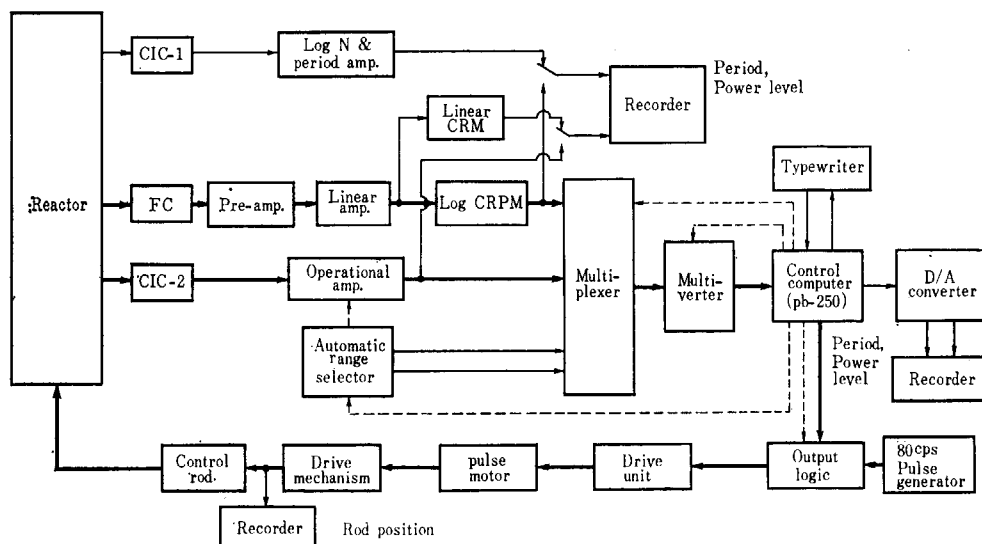


Fig. 16 Block diagram of the direct digital control system used for automatic start-up experiments.

ベル信号から計算する。直流増幅器のゲインは計算機からの制御信号によってそのフィードバック抵抗を4段階に自動的に切り換える。計算機は同時に抵抗切り換え用リレーの動作状態をサンプリングごとに確認し、リレーの誤動作を防いでいる。出力レベルおよびペリオド信号は基準値と比較されて制御偏差信号となる。偏差信号は2進化符号なので、一旦出力論理部のレジスタに貯えられ、パルス列信号に変換されたのちパルス・モータを駆動する。Fig. 16は実験に使用された計算機制御系のブロック図である。

原子炉の状態を判断し、制御操作を指令する計算機のこのような機能は Fig. 17 に示す制御プログラムにしたがって実行される。つぎに全体的なプログラムの流れについて説明する。

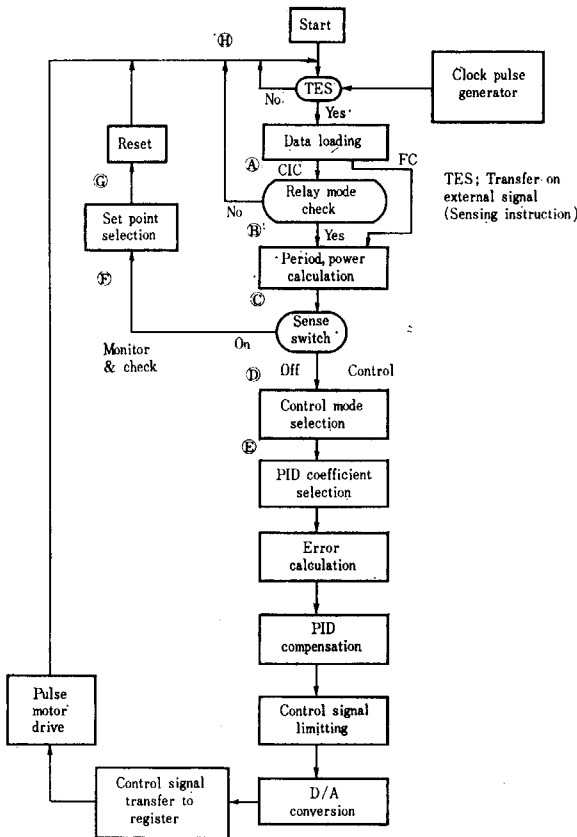


Fig. 17 Flow diagram of the computer control program.

- TES (Transfer on External Signal) はプログラムの流れをサンプリング周期に同期させるもので、外部発振器から 0.5, 1, 2 または 4 秒ごとのクロック・パルスが来たときだけプログラムを進行させる。
- まず FC, CIC および 2 つのリレー・モード信号の合計 4 入力順次 Multiplexer, Multiverter を通して計算機に読み込まれる。計算機はリレー・モード信号からリレーが正しい状態にあるかどうかを判断する。誤りと判定するとこの回は原子炉制御をおこ

なわず、計算機は直流増幅器ゲイン切り換え用リレーに対し、リレー・モード訂正動作を指令する。

- つぎのサンプリング時点でリレー・モードの訂正が確認されれば、計算機は出力レベルおよび上昇率を計算する。
- 計算機外部に取り付けられたセンス・スイッチは運転操作員が手動操作する。センス・スイッチが On のとき、計算機は動作状態のまま出力レベル、上昇率の指定された設定値を読み取る。この設定値変更は 1 サンプリング周期以内で完了するので、このために制御系が 2 サンプリング周期以上にわたってその制御機能を停止することはない。センス・スイッチが Off のとき、プログラムの流れは直接通常の制御ループに入る。
- 出力レベルおよび上昇率の現在値から判断して、計算機はあらかじめ決められた基準によりペリオド制御、ペリオド+出力制御または出力制御のいずれかの制御モードを選択する。
- 基準値 r と比較して制御偏差信号を計算する。
- 制御モードに対応した PID 補償演算をする。
- 制御棒駆動制御信号の最大値はサンプリング周期の長さによって抑えられるものである。そこで制御信号の記録をこの制限に合わせるため最大値制限演算を施す。
- 出力レベル、上昇率および制御棒駆動制御信号等を D/A 変換し、記録する。
- ついで 2 進化符号の駆動制御信号を一旦出力論理部のレジスタに貯える。計算機からの指令パルスにより制御信号をパルス列信号に変換するとともに、パルス・モータ駆動のため計算機はパルス列制御信号を外部へ送り出す。

この制御プログラムの 1 回の実行時間 (cycle time) は制御モードによって僅か異なるが約 200 m sec, 使用した記憶容量は 2560 語以下である。計算機の記憶装置は磁歪遅延線を使ったものなので演算時間はかなり長くなっている。磁気コアを使った最近の計算機によれば、この演算時間は相当短縮しうるものと思われる。TABLE 2 は実験に使われた計算機の主な仕様である。

TABLE 2 Specifications of Pb-250

Internal number base	Binary
Memory type	Magnetostrictive delay line
Memory capacity	3840 words
Word length	22 bits (including sign bit)
Clock frequency	2 Mc
Add time w/o access	12 μ sec
Mult time w/o access	260 μ sec
Access time	min. 12 μ sec, max. 3.07 m sec

4.2 入力装置

FC チャンネルのペリオド信号, CIC チャンネルの出力レ

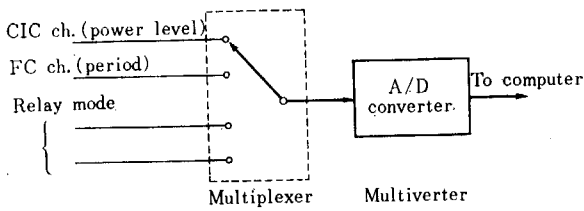


Fig. 18 Functional diagram of the analog input sampling unit.

ベル信号, および 2 つのリレー・モード信号は Multiplexer および Multiverter で計算機に読み込まれる. Multiplexer はダイオード・ブリッジと AND 回路との組み合わせによる入力信号チャンネルの高速切換器である. 切り換えは計算機のプログラムにより任意の測定チャンネルを選択するように指令することができる. Multiverter はフリップ・フロップを使った平衡型 A/D 変換器である. Multiplexer と Multiverter を含めた計算機の読み込み時間は約 280 μ sec/ch である. Fig. 18 に入力装置の動作機能を示す.

4.3 直流増幅器のゲイン制御

CIC 電流の使用される範囲は 4 デカードあるけれども, 計算機入力装置の使用範囲はその精度上, 1 デカードに制約される. このため直流増幅器のフィードバック抵抗を Fig. 19 に示すようにリレーで 4 段階に切り換える. 直流増幅器の出力電圧があらかじめ設定された使用範囲の上・下限値を越えると, 計算機からの指令によりリレー・モードが自動的に切り換わり, 増幅器ゲインは 0.1 倍または 10 倍に設定される. 同時に計算機の出カレベル補正係数は 10 倍または 0.1 倍となる. したがって計算機で扱われる出力レベル信号はリレー・モードの変化にかかわらず連続した信号となる. TABLE 3 はこれ

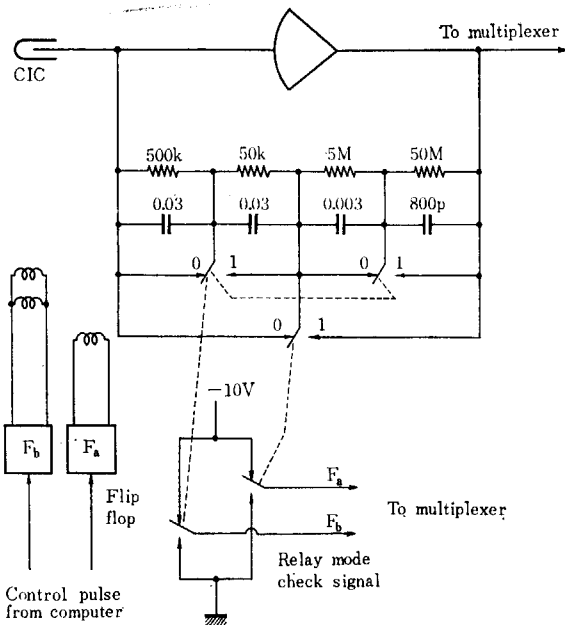


Fig. 19 Automatic range selection circuit of the CIC current amplifier

TABLE 3 Relay mode operation

CIC current (amp.)	Relay mode Fa Fb	Feedback resistance	Level compensation factor
$2 \times 10^{-8} \sim 2 \times 10^{-7}$	0 0	50 M Ω	$\times 1$
$2 \times 10^{-7} \sim 2 \times 10^{-6}$	0 1	5 M Ω	$\times 10$
$2 \times 10^{-6} \sim 2 \times 10^{-5}$	1 1	500 k Ω	$\times 100$
$2 \times 10^{-5} \sim 2 \times 10^{-4}$	1 0	50 k Ω	$\times 1000$

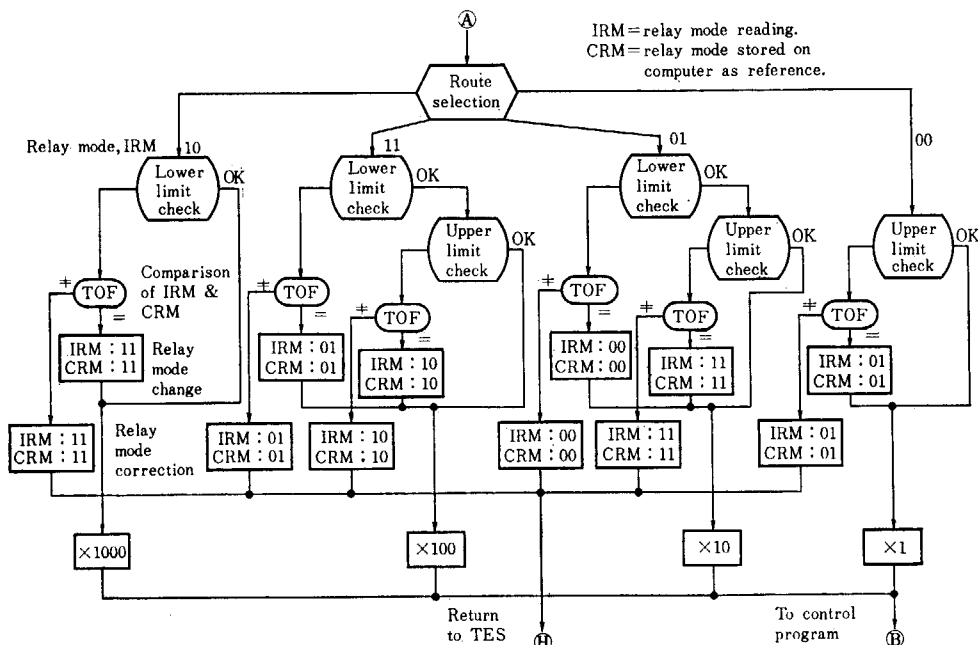


Fig. 20 Flow diagram of the automatic range selection and relay mode check.

らの関係を表わしている。

一方リレーの誤動作を防ぐため、2回路リレーを用いてリレー・モードを計算機に読み込ませる。直流増幅器の出力電圧が使用範囲を越えた場合、それがCIC電流の変化によるものか、あるいはリレーの誤動作によるものかを計算機は判定し、必要な訂正動作をリレーに指令する。Fig. 20はリレー・モード選択および誤動作判定、訂正のためのプログラムである。一般に計算機制御系の信頼度を高めるためには、ここに用いたものと同様の誤動作判定、訂正機能を計算機に持たせることが重要である。

説明のため最初リレー・モードが01にあるとする。同時に計算機にもこの01が記憶されている。出力電圧が上・下限値の範囲内にあれば、それぞれのチェック・プログラムを通り、10倍の補正係数を掛けて出力レベル信号が再現される。そして次のペリオド信号計算プログラムに入る。直流増幅器の電圧が下限以下となったとき、計算機に読み込まれたリレー・モード信号IRMは計算機に記憶されているリレー・モードCRM:01と比較される。両者が等しければ、これはリレーの正常動作状態を示すから、計算機はIRMとCRMとをともに00の状態に変えるように指令する。直流増幅器のゲインは10倍される。IRM:00だから次のサンプリング時刻からプログラムは1つ右の論理回路に移る。もし両者が一致しないときはリレーの誤動作と見なし、計算機はリレー制御パルスを送ってリレー・モードの訂正をおこなう。リレー・モードは10か11にあるはずで、これが

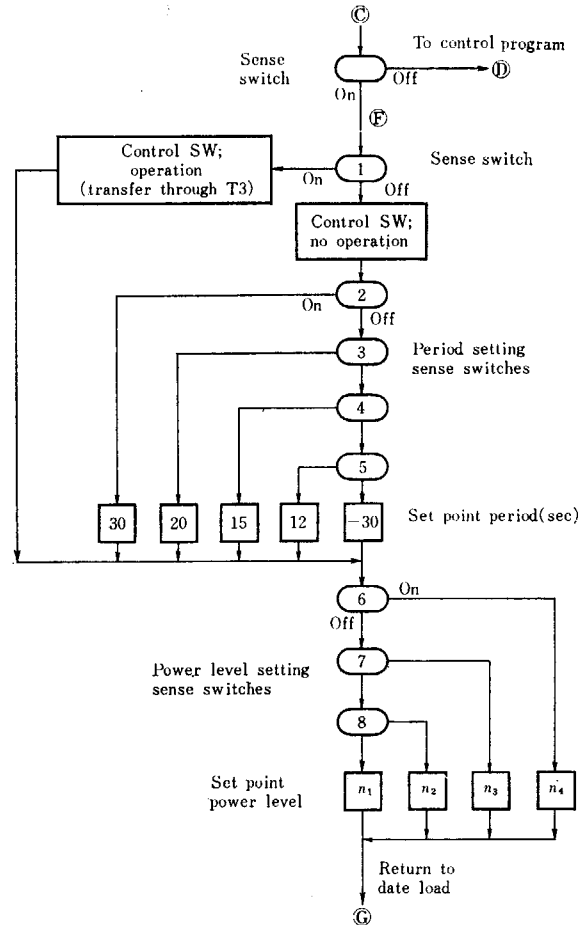


Fig. 21 Flow diagram of the on-line set point selection program

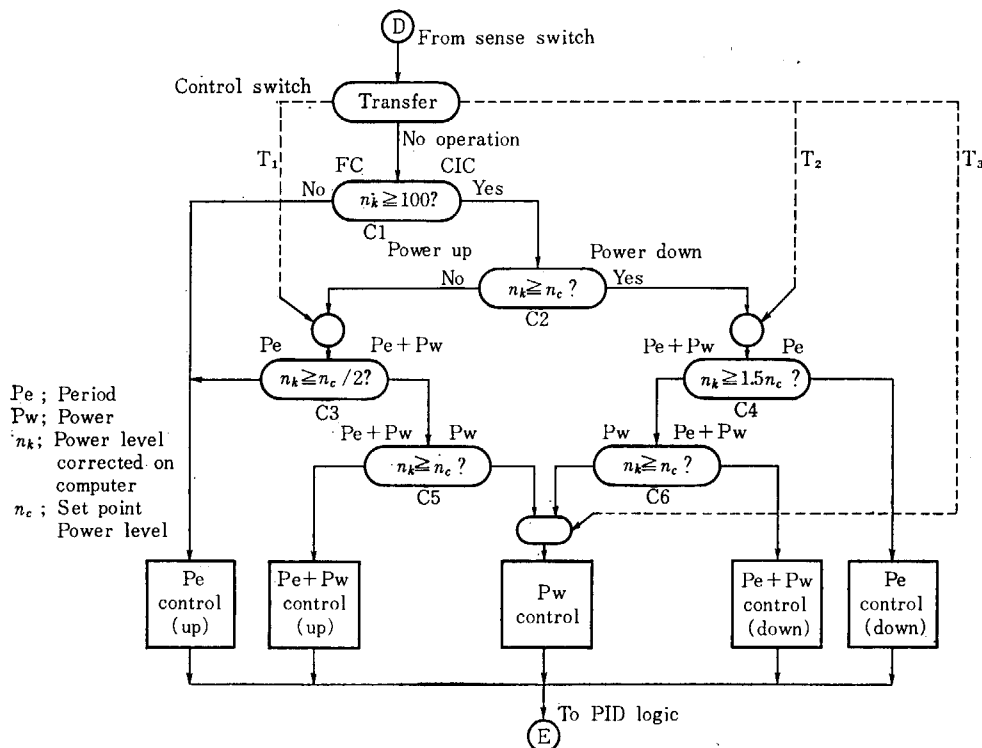


Fig. 22 Flow diagram of the control mode selection logic.

01 になるまで計算機は制御演算にはいらない。サンプル値が上限電圧を越えた場合も計算機は同様の機能をおこなない、プログラムの流れは1つ左に移るか、またはIRM:00を01に訂正する。

4.4 設定値選択

計算機の外部に取り付けた8個のセンス・スイッチにより、Fig. 21に示すように9通りの設定値を選択することができる。これらの設定値はあらかじめ計算機に記憶させておき、プログラムの流れが選択されたルートを一歩だけ通れば設定値変更が実行される。したがって2サンプリング周期以上にわたって制御系がその機能を中断することはない。

センス・スイッチ1がOnのとき、Fig. 22の制御モード選択ロジックにおける制御スイッチをT3へ切り換えたのち、センス・スイッチ6, 7 または 8 により設定出力レベルが選択される。出力一定制御は次のサンプリング時刻から開始される。センス・スイッチがOffのときは、Fig. 22の制御スイッチをNo operationの状態にしたのち、センス・スイッチ2~8により指定された設定ペリオドおよび設定出力を選択する。

4.5 制御モード選択

4.5.1 起動の場合

原子炉の起動を円滑に制御するため、出力レベルに応じて制御モードを切り換えて行く。Fig. 22はこの制御モード選択ロジックである。中性子源レベルからの起動では、Fig. 15に示すように計算機で補正された出力レベル n_k がはじめ100以下なので、プログラムの流れはC1で比較されてペリオド制御に入る。計算機は対数計数率ペリオド計からサンプルしたペリオド信号を使ってペリオド制御をおこなう。炉出力が上昇し n_k が100に達すると、プログラムはC1, C2, C3を通過してCIC領域でのペリオド制御に切り換わる。次のサンプリング時刻からはバイパスT1を通過するので、出力レベルが100以下に下がっても1つの起動が完了するまではプログラムが再びFC領域に戻ることはできない。 n_k が設定出力レベルの1/2に達するとプログラムはC5を通過してペリオド+出力制御となる。さらに n_k が上昇して設定出力レベルに達すると出力一定制御に切り換わる。次のサンプリング時刻からプログラムはバイパスT3を通過するので、一度出力制御に移ると設定値が変更されないかぎりプログラムは出力制御から抜けられない。各制御モードでは次の式によって制御偏差信号が計算されるとともに、それぞれの補償係数が選択される。

$$\text{ペリオド制御;} \quad \varepsilon_k = 1 - \frac{\mu_k}{\mu_c}$$

$$\text{ペリオド+出力制御;} \quad \varepsilon_k = 1 - \frac{\mu_k}{\mu_c} - \frac{n_k}{n_c}$$

$$\text{出力制御;} \quad \varepsilon_k = 1 - \frac{n_k}{n_c}$$

4.5.2 出力降下の場合

CIC領域における出力レベルを大幅に下げるときは、設定出力と設定ペリオドとを与えるとプログラムはC1, C2, C4を通過して負のペリオド制御モードとなる。次のサンプリング時刻からプログラムはT2のルートを通る。 n_k が減少して設定出力の1.5倍に達するとプログラムはC6を通過してペリオド+出力制御モードとなり、設定出力で出力一定制御にはいる。なおFCからの出力レベル信号は測定されておらず、CIC領域からFC領域への切り換えはおこなわれない。FCのパルス計数率は動揺が大きく、これを軽減するには大きな遅れを伴う平均化の演算が必要となる。出力降下の場合の制御偏差信号計算は次式によった。

$$\text{ペリオド制御;} \quad \varepsilon_k = -\left(1 - \frac{\mu_k}{\mu_c}\right)$$

$$\text{ペリオド+出力制御;} \quad \varepsilon_k = -\left(1 - \frac{\mu_k}{\mu_c} - \frac{n_k}{n_c}\right)$$

4.6 補償演算

計算機制御では本質的にサンプル値信号を扱うので、アナログ制御の場合より得られる情報量が少ない。また制御が断続的であることは比較的急激な過渡状態の制御で行き過ぎを生じやすい。これらを改善してアナログ制御系と少なくとも同程度の制御性を確保するためには、一般に用いられるPID補償法が比較的簡単でかつ有効な方法である。自動起動制御系では各制御モードごとに適当なPID係数を切り換えて使った。PID補償計算式にはいろいろに変形されたものが用いられるが、実験では元の形の次の式を用いた。

$$\varepsilon_{c,k} = K_P \varepsilon_k + K_I T \sum_k \varepsilon_k + K_D \frac{\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}}{T}$$

ここで、 K_P , K_I , K_D は実験的に決められた補償係数である。

4.7 出力装置

計算機からの制御棒駆動信号は2進符号の形で出されるため、これを一度出力装置のレジスタに移し、パルス・モータの駆動に必要なパルス列信号に変換する。Fig. 23にこの変換回路を示す。レジスタは駆動信号を受けるとその符号を判定し、パルス・モータの回転方向を決定する。一方、計算機からの制御パルスはフリップ・フロップとAND回路を通して80 cpsのパルスをパルス・モータ駆動部に送る。同時に、レジスタの値は駆動パルスの通過ごとに減じられ、0を過ぎるとアンドフロ

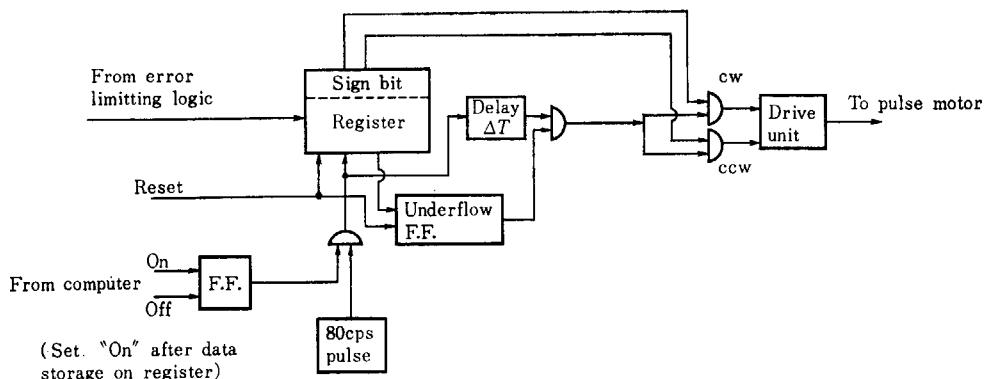


Fig. 23 Flow diagram of the output logic circuit.

ー・フリップ・フロップが働いて駆動パルスの通過を禁止する。

4.8 制御棒および駆動機構

使用された制御棒駆動機構は通常のラック・ピニオン方式である。ただしデジタル計算機による直接制御方式に適したパルス・モータを採用した。その利点としては微少な駆動信号に対しても忠実に動作し、駆動信号と制御棒位置とが正確に対応する。欠点としては、駆動機構に機械的ガタがあると騒音の原因となることがある。

制御棒⁶⁾はCdで作られた中性子吸収材をその先端に

TABLE 4 Control rod and pulse motor specifications

Control rod	
Operating stroke	380 mm (15 in)
Total negative reactivity available	1.22 % $\Delta k/k$
Driving speed	3.39 mm/sec
Maximum rate of change of reactivity	0.0181 %/sec
Maximum reactivity per rod-mm	0.00534 %/mm
Pulse motor	
Number of pulses per round	48 p/r
Frequency of pulses per sec.	80 p/sec

つけたもので、炉心の中を水平方向に駆動される。この実験用制御棒の反応度の最大変化速度は JRR-1 における現用制御棒の 77.7% である。TABLE 4 は実験用制御棒およびパルス・モータの主な仕様である。

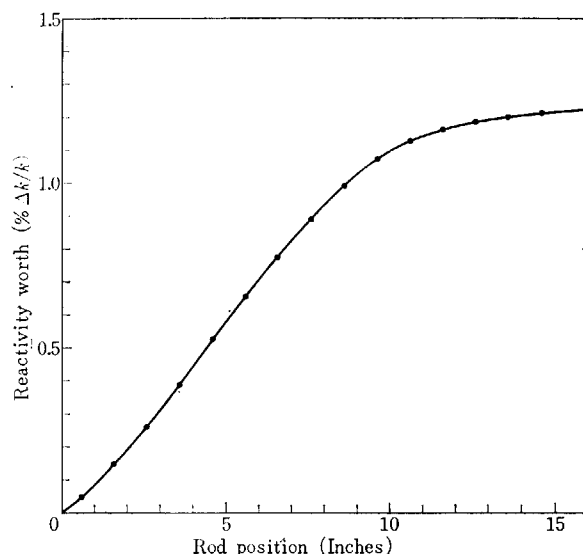


Fig. 24 Calibration of control rod position to reactivity.

5. 計算機制御実験

5.1 自動起動

サンプリング周期、設定ペリオド、ループ・ゲイン、PID 補償係数等のパラメータ変化に対する計算機制御系の影響を調べるため、JRR-1 で自動起動実験を繰返しおこなった。Fig. 25 はその一例で、中性子源レベルから約 6 デカードの範囲を設定ペリオド 20 秒、サンプリング周期 1 秒で自動起動した場合である。このように PID 補償演算の係数が適当ならば十分実用しうる制御特性が得られる。FC 領域におけるペリオド信号の統計的性質による動揺はかなり大きい、計算機制御系でもアナロ

グ制御系と同様に制御されている。出力一定制御にはいってから制御棒が徐々に引き抜かれているのは、炉の温度上昇に伴う負の反応度効果を打ち消すためである。

サンプリング周期は 0.5、1 および 2 秒と変えて実験したが、制御系の応答の速さと制御棒操作頻度との兼ね合いから 1 秒程度が適当と考えられる。周期 0.5 秒では制御棒操作頻度が多い割に制御特性はさほど改善されない。周期 2 秒では外乱や動揺に対して制御系の応答がやや遅く感じられる。ただし出力レベルが設定値で定常状態にはいったあとでは周期を 2 秒とすることもよいと思われる。

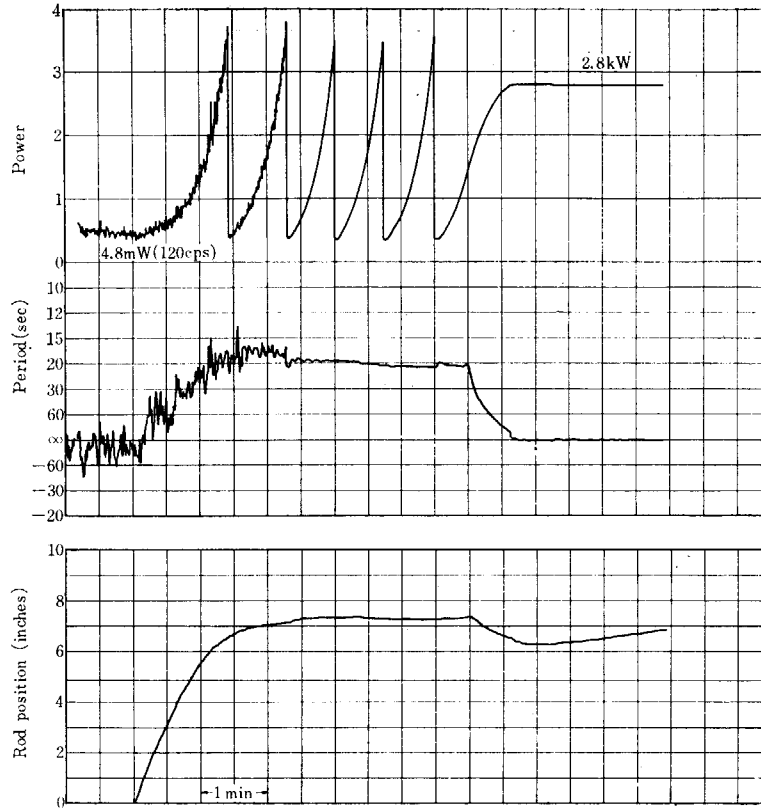


Fig. 25 A typical example of automatic start-up when $\tau_0 = 20$ sec and $T = 1$ sec

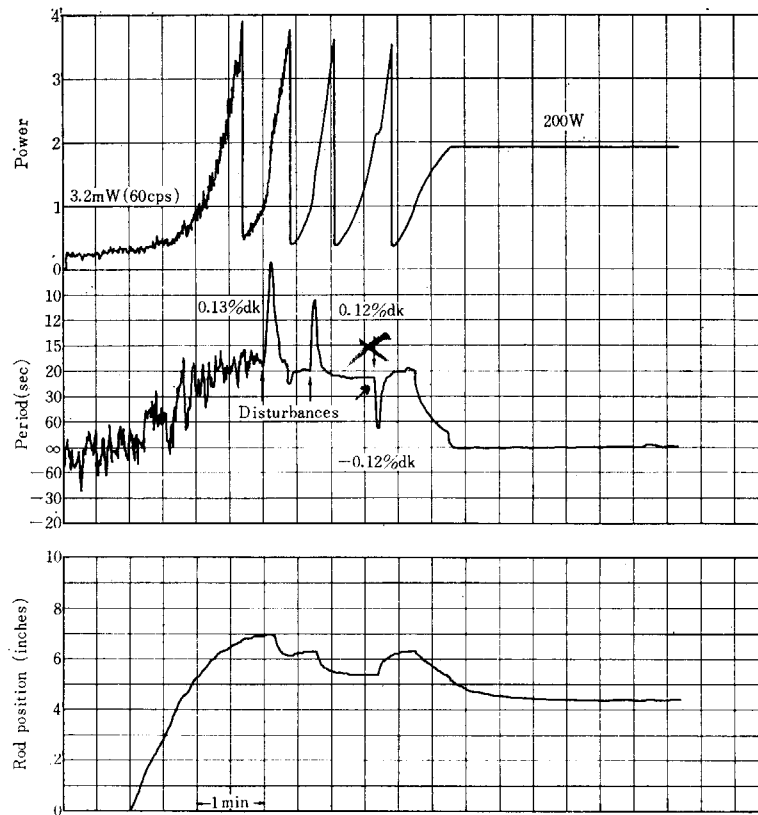


Fig. 26 Disturbance test of the period control system when $\tau_0 = 20$ sec and $T = 1$ sec.

5.2 外乱試験

JRR-1 現用制御棒によってランプ状の正および負の反応度外乱を与えて制御系の応答を調べた。Fig. 26 は設定ペリオド20秒で炉出力が上昇しているときの外乱試験記録である。FC 領域における外乱の大きさは $0.13\% \Delta k/k$ 、CIC 領域のそれは $\pm 0.12\% \Delta k/k$ である。実験用制御棒の反応度変化速度が外乱のそれの約 70% に過ぎないことを考えると、現用制御棒で計算機制御を実施すれば、ペリオド制御系の外乱応答はさらに改善されよう。外乱試験はサンプリング周期 0.5 秒および 2 秒についてもおこなったが、周期が長くなれば過渡応答のピークも大きくなる。しかし実験した範囲では問題にするほどの差はなかった。

Fig. 27 は出力制御系の過渡応答試験の記録である。最初、出力レベル 20W の上・下 20% の設定値変更を出力制御系だけで制御した。次に JRR-1 現用制御棒によって $\pm 0.06\% \Delta k/k$ の反応度外乱を与えたものである。実験用制御棒の反応度変化速度はこの場合外乱のそれより 50% ほど速く、出力レベルの変動はきわめて僅かである。これらの試験が示すように補償演算が適当であれば、外乱に対してもアナログ型の制御系と同様十分実用しうる制御特性が得られる。

5.3 プログラム制御

計算機制御ではあらかじめ時刻を指定しておいて設定出力を変えるプログラム制御が簡単に実現できる。Fig. 28 に示す実験は 4 つの設定出力レベルと切り換え時刻

とをあらかじめ計算機に記憶させておき、サンプリング周期を計数させて自動プログラム制御をさせたものである。ここでいうプログラム制御とはある時刻に設定値をステップ状に変えるもので、出力レベルはそれに応じて連続的に変化していく。-30 秒の設定ペリオドで炉出力を下げるためには、Fig. 13 で示したように制御棒は継続的に挿入される。200W から 2W へ下げるとき、一度は設定ペリオドに制御されたが、制御棒の反応度が不足でペリオドは -78 秒に接近してしまう。なお 2kW から 200W へ下げるとき、ペリオドが -30 秒を越えているのはペリオド増幅器における対数変換素子の精度に起因するものである。

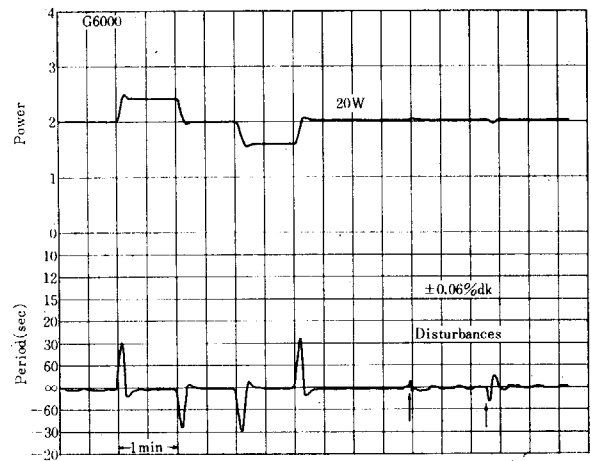


Fig. 27 Setting level change and disturbance tests of the power control system when $n_0 = 20W$ and $T = 1$ sec.

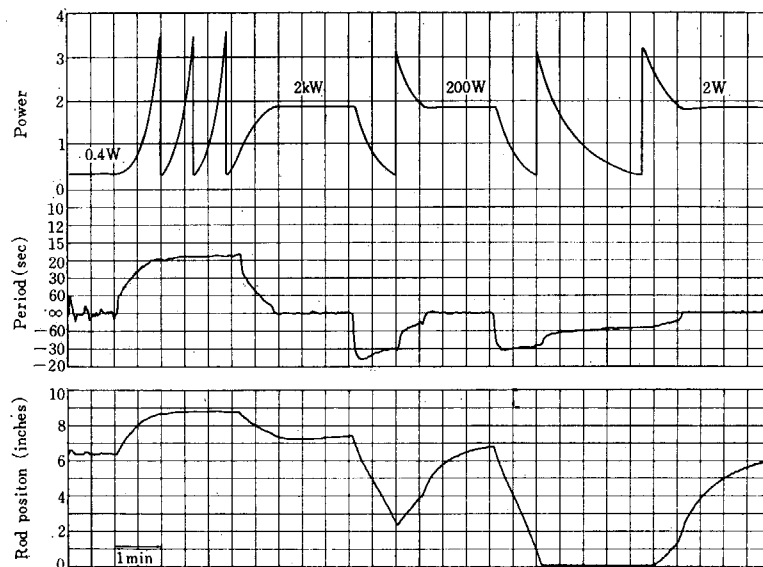


Fig. 28 An example of program control in the CIC range, when $T = 1$ sec.

6. ま と め

(1) 計算機の直接制御による第1回目の原子炉自動起動実験ではFCチャンネルの制御に重点を置いた。これは出力レベルの測定信号がデジタル量の形で直接得られるためである。そしてパルス計数率の統計的動揺が制御系におよぼす影響を調べるためであった。しかし動揺が大きくペリオド制御のような過渡状態の制御にはよいが、出力一定制御では十分な精度を実現するのは困難であった。実用化する制御系とするためにはその他計算機入力装置や補償演算に関するプログラム上の改良が必要であった。そこで出力レベル測定回路にはCICをなるべく広範囲に使い、改善された計算機制御系により2回目の実験をおこなった。この計算機制御系の主な点は、

- i) 起動範囲6デカードのうちFC領域は2デカード、CIC領域は4デカードである。
- ii) FCチャンネルは中性子源レベルから起動するときのペリオド制御のみに使用した。このペリオド制御信号は対数計数率ペリオド計の出力をサンプルしたものである。
- iii) CIC電流の電圧変換増幅器ゲインは、計算機が1デカードごとに自動的に切り換える。計算機は常にこの切り換え動作を確認しながら制御動作を実行する。
- iv) 計算機は制御モードごとにあらかじめ与えられたPID補償係数を選択するので、制御系の過渡および定常特性は著しく改善されている。
- v) 制御棒の駆動にはパルス・モータを使用したので微少駆動信号に対しても正確な応答が得られる。

(2) 計算機制御の一つの問題点である制御特性はアナログ型の制御系と同程度のものが得られた。特に出力制御系はランプ状反応度外乱に対して殆んど影響されない速応性が得られた。ペリオド+出力制御から出力一定制御に移るときも、出力レベルは行き過ぎを生ずることなく目標レベルで一定になる。その上、計算機制御ではプログラム制御を簡単に実現できるので、原子炉運転の

完全自動化を目指すことは容易である。

(3) サンプリング周期については制御棒駆動頻度、制御系の過渡特性や定常特性から判断して、1秒程度とするのが適当であった。 ε 変換による解析結果からもサンプリング周期が1秒以下ならば自動起動の計算機制御系の特性はアナログ系に近い特性を示すことが予想される。そして $T=1$ 秒程度とした一つの選択基準をグラフ上に示した。ただし ε 変換解析ではホールド回路におけるパルス幅変調特性を単純な0次ホールド回路で置き換え、また補償演算プログラムを省いているので、ここに示したサンプリング周期選択の結果は実際の制御系と厳密には対応しないであろうが、選択の範囲は示していると思われる。

(4) 一定ペリオドで出力レベルを下げるとき、6群遅発中性子の一番小さい崩壊定数を越える負のペリオドを設定すると、ペリオド制御系は一定ペリオドを保持するために制御棒を継続的に挿入する。この場合、反応度からペリオド信号に至る原子炉の特性は等価的に微分特性となるので、一定基準信号に対してもペリオドは大きな残留偏差(Offset)を示す。これを改善するためにも補償演算は必要である。

(5) 研究用原子炉の計算機制御を実現するためには、ここで開発された基本的技術の他に起動前点検や温度、圧力、流量、炉水位等のプロセス量のシークエンス制御およびプログラム制御、さらにデータ・ロギング、安全保護処置等を考慮したプログラムを付け加えればよい。ただし原子炉その他の安全系に関しては計算機の信頼性との関連で今後さらに検討する必要がある。本格的な原子炉の計算機制御は、その必要性和経済性に対する考慮から将来大型動力炉でその意義を認められよう。その場合、ここで開発された技術は動力炉完全自動化の一部に、特に低出力領域での起動制御に直接応用しうるものと思われる。研究炉における計算機制御はむしろそのための前段階と考えられるものである。

謝 辞

JRR-1における実験に際し同管理課の方々から炉の運転上種々の便宜を受けましたが、ことに鈴木一彦氏からは特殊運転として数多くの御協力を得ました。また当研究室々長原昌雄氏からは終始援助と適切な助言をいた

だし、藤井義雄氏は計算機使用について協力をおしませんでした。実験の最後まで御協力いただいた他の方に対するとともに深く感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) S. N. LEHR & V. P. MATHIS: A Digital Start-up Control for Air Cooled Nuclear Reactors, AIEE Trans. part I, Vol. 79, 369 (1960).
- 2) E. P. GYFTOPOULOS & P. M. COBLE: A Digital Nuclear Reactor Control System, AIEE Trans. part II, Vol. 79, 305 (1960).
- 3) J. D. SCHMIDT, B. K. ERIKSEN & W. PEIL: A Digital Start-up Control Unit for Nuclear Reactors, IRE Trans., Vol. NS-8, No. 3, 1 (1961).
- 4) Application of Digital Techniques to Reactor Control Systems, NYO-8500, -8501 & -8502 (1957).
- 5) Digital Start-up Control for Aircraft Reactors, NYO-8586 (1958).
- 6) 住田健二, 藤沢武夫, 渡辺光一: 研究用原子炉の自動起動, JAERI-1060 (1964).
- 7) 高橋義造, 高松茂行, 後藤征一郎: 原子炉起動系の数値制御方式について, 第2回原子力研究総合発表会要旨集, 103 (1961).
- 8) R. E. ANDEEN: Analysis of Pulse Duration Sampled-Data Systems with Linear Elements, IRE Trans., Vol. AC-5, No. 4, 306 (1960).
- 9) 藤沢武夫, 井爪昭忠, 他: 研究用原子炉のデジタル制御, 原子力学会年会要旨集, 342 (1965).
- 10) 太組健児: HTR のデジタル制御, 原子力発電所制御専門委資料, No. 122 (1965).
- 11) 藤沢武夫, 井爪昭忠, 越井秀夫, 渡辺光一: JRR-1自動起動実験, 第4回炉工学分科会予稿集, 249 (1966).
- 12) Y. TAKAHASHI, S. TAKAMATSU & K. MONTA: Computer Control of Research Reactor "TTR-1", Toshiba Rev., Spring (1966).
- 13) 藤沢武夫, 越井秀夫, 渡辺光一: JRR-1自動起動実験, 原子力学会年会要旨集, 153 (1967).
- 14) T. TAGUCHI & K. TAKUMI: An Automatic Startup of HTR with a Digital System, *J. Nucl. Sci. Technol (Tokyo)*, 4, No. 7, 321 (1967).