

JAERI-M

7630

プラズマ位置形状およびプラズマ電流の
フィードバック制御
(臨界プラズマ試験装置設計報告・54)

1978年4月

都 築 直 久^{*}・二 宮 博 正・小 方 厚
相 川 裕 史・鈴 木 康 夫

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、複製などのお問い合わせは、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.

プラズマ位置形状およびプラズマ電流のフィードバック制御
(臨界プラズマ試験装置設計報告・54)

日本原子力研究所大型トカマク開発部
都築直久*・二宮博正・小方 厚
相川裕史・鈴木康夫

(1978年3月16日受理)

JT-60のプラズマ維持時間におけるプラズマ電流 I_p 、プラズマ水平方向位置 R_p 、および断面形状変形 δ のフィードバック制御について検討した。その結果、フィードバック制御パラメータの設計は、線形化した制御対象モデルを用いることによって十分可能であり、かつ能率的であることがわかった。また、フィードバック制御を行なう場合に関して種々プラズマの変化を仮定してシミュレーションを行った。それによると、各制御量を互に独立にフィードバックする方式でも適確な制御が行えることがわかった。また、電源電圧をフィードバック制御することが電源電圧変動のプラズマに対する影響を小さくする上できわめて有効であることを示し、そのフィードバック制御の設計について述べた。

*) 外来研究員：東京芝浦電気株式会社

Feedback Control of Plasma Position, Shape and Current

Naohisa TSUZUKI^{*}, Hiromasa NINOMIYA, Atsushi OGATA, Hiroshi AIKAWA
and Yasuo SUZUKI

Division of Large Tokamak Development,
Tokai Research Establishment, JAERI

(Received March 16, 1978)

The feedback control system of JT-60 has been studied for control variables of plasma current I_p , horizontal position R_p and circular-cross-section deviation δ . The linearized mathematical model is useful for design of the feedback controllers. Simulation of the feedback control system was made assuming time evolution of various plasma parameters. Feedback control of each variable is satisfactory, and the feedback loop of each coil voltage is effective in reducing the influence of voltage fluctuation. Design of the feedback system of coil voltage is also described.

Keywords : Plasma Control, Feedback Control, JT-60 Tokamak, Simulation,
Plasma Position, Plasma Shape, Plasma Current, Coil Voltage

* On leave from Tokyo Shibaura Electric Co. Inc., Futyu

目 次

1. まえがき	1
2. 制御パラメータの制御	2
2.1 プラズマ位置形状制御	2
2.2 制御用磁場コイル電圧の制御	4
3. プラズマ位置形状制御の動特性シミュレーション	5
4. まとめ	8
文 献	9
付録1	10
付録2	12

Contents

1. Introduction	1
2. Design of Control Parameters	2
2.1 Plasma Position and Shape Control	2
2.2 Control of Field Coil Voltage	4
3. Dynamic Characteristic Simulation of Plasma Position and Shape Control System	5
4. Conclusion	8
References	9
Appendix 1	10
Appendix 2	12

1. ま え が き

JT-60では、プラズマ電流維持時間において、プラズマ電流 I_p 、プラズマ水平方向位置 R_p 、プラズマ垂直方向位置 Z 、および断面形状変形 δ のフィードバック制御を行なう。本報告では、これらの制御対象の中の I_p 、 R_p 、 δ に対象を絞りこれらのフィードバック制御について検討した。

一般にフィードバック制御系の構成は、図1に示されているように制御対象特性（制御対象の数式モデル）と外部制御系から成り立っている。トカマクのプラズマ位置・形状制御の場合は、この制御対象の動作を記述する数式モデルとしては、文献1の線形化モデルと文献2のトカマク回路論がある。トカマク回路論は、プラズマと磁場の相互作用をMHD平衡理論を用いて電気回路的に扱い、集中定数化した等価回路を作り、MHD平衡理論から得られる運動方程式と組み合わせたものである。従って、各種制御（ I_p 、 R_p 、 δ など）の間の相互作用や、これらと真空容器上の渦電流や各種ポロイダル磁場コイルとの間の相互作用を考慮しており、各種のシミュレーションをすることができる。しかし、その反面、トカマク回路論は非線形な系であり、各制御量の間の相互作用が非常に複雑である。これに対し、線形化モデルの方は制御対象の動作を線形化近似したものであり、かつ制御量の間の相互作用を無視して簡略化している。このため、取扱いが容易であり計算時間も短い。その反面、これを用いたシミュレーションでは細かな現象の把握は困難である。

一方、外部制御系の構成は大体決まっており、問題は制御パラメータの設計に絞られる。

線形化モデルを用いて外部制御系の制御パラメータの設計を行ない、プラズマ電流維持時間における R_p 、 Z 、 δ のフィードバック制御のシミュレーションを行なった結果については文献3、4に詳しく述べられている。しかし、既に述べたように線形化モデルはかなり簡略化されたモデルであるため、信頼性の高い結果を得るためにはトカマク回路論を用いてシミュレーション計算を行なう必要がある。本報告は、このトカマク回路論によるシミュレーション結果について述べたものである。

はじめに、トカマク回路論によるシミュレーションを行なう場合にも、線形化モデルにより設計した制御パラメータを使うことができることを示す。また、適確なプラズマ制御を行うに当たって、電源部分の電圧マイナー制御（ I_p 、 R_p などの主なフィードバック制御ループの内側に設ける制御ループ）を行うことが望ましいが、その設計についても述べる。なお、 I_p 、 R_p および δ に関するフィードバック制御は各々独立に行うこと、また、コントローラとしては最も基本的なPI（比例・積分）制御を採用することを前提としている。またプラズマ維持時間における制御を対象とするので、 $I_p = I_{p0}$ （基準値）における平衡がすでに確立していると仮定する。したがって、たとえば、垂直磁場コイルでは、電圧 $V_v = \eta_v \cdot I_{v0}$ （ η_v ：コイル抵抗、 I_{v0} ：コイル電流の基準値）はすでにプレプログラムとして与えられている。

次に、トカマク回路論を用いて、種々のプラズマの変化の制御を行う場合のシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは、各制御量の間での相互作用があっても、何ら問題なく

それらの制御量を目標値に制御できるかどうかを調べることを主眼としている。さらに、このような制御を行うときの各コイルの電圧、電流の大きさ、電源部に要求される仕様を推定することもできると考えられる。

2. 制御パラメータの設計

2.1 プラズマ位置形状制御（線形モデルとトカマク回路論モデルの比較）

フィードバック制御系のパラメータの設計には通常、線形の制御対象モデルが用いられる。トカマク装置のプラズマの位置・形状制御の場合には文献1によって制御系の設計を行うことができる。しかし、実際のシステムは非線形であるから、このように設計された制御系がどの程度有効に動作するかを、シミュレーションによって調べておくことが重要である。その場合の制御対象のシミュレーションモデルとしては文献2が適している。

図2および図3は文献1のモデル（線形化モデルと呼ぶ）を用いて次のような条件で制御系を設計し、この線形化モデルを用いてシミュレーションを行った結果である。

- (i) 電源装置の特性を1[msec]のむだ時間と1次遅れであらわす。
- (ii) 制御用計算機のサンプル周期は1[msec]で、1[msec]のむだ時間があるとする。
- (iii) フィードバック制御の調節部分には比例積分（PI制御）を用い、このパラメータ（比例ゲインと積分時間）が最適な値となるように選ぶ。ただし、次のように、制御量の誤差 Δ の絶対値の積分を最小にするときを最適と評価する。なお、付録2に上記のパラメータを求める計算コードを説明する。

$$J = \int_0^{\infty} |\Delta| \cdot t \cdot dt \quad (1)$$

- (iv) 水平方向位置制御については制御系の応答を評価するために、垂直磁場のステップ状変化を仮定する。

$$\Delta B_d = 0.01 \cdot (1 - e^{-t/0.001})$$

断面形状変化については、基準値のステップ変化を仮定する。

$$\delta_0 = \begin{cases} 0 & : t \leq 0 \\ 1 \text{ [cm]} & : t > 0 \end{cases}$$

- (v) 表1に上記のように求めた比例ゲイン K_c および積分時間 T_c を、水平方向制御と断面形状制御について示す。この計算に必要な定数は表2、表3に示す。これらの表における記号はほとんど文献1と同じであり、 R はプラズマあるいはコイルなどの中心の大半径、 r は小半径、 L は自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 η は抵抗、 τ は時定数、 N はコイルの巻数などを表わす。また、サフィクス p, v, q はそれぞれ、プラズマ、垂直磁場コイル、および四重極磁場コイルであることを示す。さらに、プラズマゲイン k_p は ΔB [T]

それらの制御量を目標値に制御できるかどうかを調べることを主眼としている。さらに、このような制御を行うときの各コイルの電圧、電流の大きさ、電源部に要求される仕様を推定することもできると考えられる。

2. 制御パラメータの設計

2.1 プラズマ位置形状制御（線形モデルとトカマク回路論モデルの比較）

フィードバック制御系のパラメータの設計には通常、線形の制御対象モデルが用いられる。トカマク装置のプラズマの位置・形状制御の場合には文献1によって制御系の設計を行うことができる。しかし、実際のシステムは非線形であるから、このように設計された制御系がどの程度有効に動作するかを、シミュレーションによって調べておくことが重要である。その場合の制御対象のシミュレーションモデルとしては文献2が適している。

図2および図3は文献1のモデル（線形化モデルと呼ぶ）を用いて次のような条件で制御系を設計し、この線形化モデルを用いてシミュレーションを行った結果である。

- (i) 電源装置の特性を1[msec]のむだ時間と1次遅れであらわす。
- (ii) 制御用計算機のサンプル周期は1[msec]で、1[msec]のむだ時間があるとする。
- (iii) フィードバック制御の調節部分には比例積分（PI制御）を用い、このパラメータ（比例ゲインと積分時間）が最適な値となるように選ぶ。ただし、次のように、制御量の誤差 Δ の絶対値の積分を最小にするときを最適と評価する。なお、付録2に上記のパラメータを求める計算コードを説明する。

$$J = \int_0^{\infty} |\Delta| \cdot t \cdot dt \quad (1)$$

- (iv) 水平方向位置制御については制御系の応答を評価するために、垂直磁場のステップ状変化を仮定する。

$$\Delta B_z = 0.01 \cdot (1 - e^{-t/0.001})$$

断面形状変化については、基準値のステップ変化を仮定する。

$$\delta_0 = \begin{cases} 0 & : t \leq 0 \\ 1 [\text{cm}] & : t > 0 \end{cases}$$

- (v) 表1に上記のように求めた比例ゲイン K_c および積分時間 T_c を、水平方向制御と断面形状制御について示す。この計算に必要な定数は表2、表3に示す。これらの表における記号はほとんど文献1と同じであり、 R はプラズマあるいはコイルなどの中心の大半径、 r は小半径、 L は自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 η は抵抗、 τ は時定数、 N はコイルの巻数などを表わす。また、サフィクス p, v, q はそれぞれ、プラズマ、垂直磁場コイル、および四重極磁場コイルであることを示す。さらに、プラズマゲイン k_p は ΔB [T]

の磁場変化に対して $\Delta = k_p \cdot \Delta B$ のプラズマ変位を生ずることを、また磁場ゲイン ν は、 I なる電流に対して $B = \nu \cdot I$ なる磁場を生ずることを示す係数である。なお、 R_p, I_p などの変数は R_{po}, I_{po} のようにサフィックス 0 をつけて基準値を表わす。

導体に生ずる渦電流は真空容器のみ考慮し、ダイポール成分は L_{u1} 、四重極成分は L_{u2} のようにサフィックス $u1, u2$ をつけて区別する。

図2において、 $\Delta R_p, \Delta I_v, \Delta V_v$ は ΔB_d の変化によって生じた R_p, I_v, V_v の変化分である。これらの基準値は表4に示す。図3では、断面の変形度を1 [cm] 変えるときの δ の応答、およびコイル電流、電圧の変化を示す。

次に文献2のモデル（以下トカマク回路論モデルと呼ぶ）によって同様のシミュレーションを行った場合を図4、図5に示す。制御パラメータは表1の値を用いる。このモデルでは、次の点が特に線形化モデルと異なる。プラズマ電流、真空容器渦電流、空心変流器コイル電流、垂直磁場コイル電流および四重極磁場コイル電流の間の結合を考慮する。また、プラズマの水平方向変位および楕円変形を与える式が線形化されていないことである。図4は図2に、図5は図3にそれぞれ対応する。図2と図4とは $|\Delta I_v|$ の最大値が多少異なることを除けばきわめて良く合っている。つまり、水平方向位置制御に関しては、フィードバック制御系の設計は線形化モデルによっても十分である。断面形状の方の図5と図3を比較すると、図3のほうが応答が速く、かつ電流値が小さいことがわかる。これは、線形化モデルのほうがループゲインが高いことを意味する。すなわち、ループゲイン K_{loop} が、

$$K_{loop} = K_c \cdot \frac{1}{\eta_q} \cdot \nu_q \cdot k_p$$

とあらわされるが、 K_c と η_q はどちらでも同じ値としているので、 $\nu_q \cdot k_p$ が両図の電流値の比 $5.1/3.0 = 1.7$ 倍だけ線形化モデルのほうが大きくなっているはずである。このような差は、トカマク回路論ではトロイダル効果を考慮しているが、線形化モデルではそれを無視しているためと考えられる。次にトカマク回路論から推定される k_p の値（表3の k_p の $1/1.7$ ）を用いて、図3と同様の計算を行ない、その結果を図6に示す。図6と図5を比較すると、かなりよく合っていることが確認できる。したがって断面形状制御については、トロイダル効果を考慮した k_p を用いる必要がある。付録1にその計算式を示す。

線形化モデルによって制御ループの設計を行うことの利点は大きい。まず、計算時間を大幅に短縮できる。たとえば、FACOM-230/75による場合の計算時間はCPUタイムで、図2が0.9秒、図4は、150秒である。また周波数応答による設計手法（ボード線図、ナイキスト線図など）を使用できるため、設計の際の見通しが良くなり、制御系の定性的理解も容易である。しかし、このモデルではかなりの簡略化が行なわれているので、プラズマ部分を含む複雑な動作を知るためにはトカマク回路論モデルを用いてシミュレーションを行う以外にない。

2.2 制御用磁場コイル電圧の制御

各コイルの制御用電源として位相制御を行うサイリスタを使用する場合、サイリスタ素子特有の非線形性を補償するために、出力電流あるいは電圧をフィードバック制御する方法が通常行なわれる。電流制御は最も一般的な方法であるが、プラズマ制御にこれを適用すると、制御コイルの時定数を等価的に短くするように作用し、コイル自身のもつシェル効果が短時間で失われる。このため、制御系の設計は複雑なものとなることが予想されるのでここでは電圧制御を行う場合について検討する。

まず電圧制御の大体の特性を把握するために、ボード線図を描いてみる。このとき、サイタリス電源の特性および、電圧検出の伝達関数で表示する必要があるが、これらについては以下のよう近似したものをを用いる。すなわち、サイリスタ電源について

$$G(s) = e^{-T_{th} \cdot s} \quad (1)$$

また、電圧検出特性を、

$$H(s) = 1 / (1 + T_v \cdot s) \quad (2)$$

とする。(1)は、サイリスタが $T_{th} = 1/p \cdot f$ (P : 相数, f : 周波数) 時間がむだ時間となるためである。厳密にはサイリスタ電源はかなり複雑な非線形性を持ち、むしろそのために電圧制御を行うのであるが、ここでは最も影響の大きいむだ時間特性のみ考慮する。(2)は電圧リップルを吸収するためのフィルタ特性のみを考慮したことによる。電圧検出そのものは、分圧器などを用いれば、サイリスタなどの遅れに比べて無視できる程度の遅れで行えるものと予想される。 T_{th} の値は次のような推定値を用いる。

$$T_{th} = 1/24 \times 60 = 0.69 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-3} \text{ [sec]}$$

T_v については、電圧のリップル(基本周波数が $f = 24 \times 60 = 1440$ [HZ]) をどの程度減衰させるかによって決まるが

$$T_v \geq 2 \times 10^{-3} \text{ [sec]}$$

と推定する。このとき、1440 [Hz] のリップルは 25 [dB] 以上は減衰できるので、この程度なら問題ないと考えられる。

図7および図8に電圧制御系の設計例をボード線図によって示す。図7のほうは、フィルタ特性による高周波域でのゲイン低下を利用して制御系の安定化をはかっている。そこで、フィルタの時定数 $T_v = 30$ [msec] としているのだからかなり遅れが大きいように考えられるがちであるが、コントローラの比例ゲイン K_s を 20 [ds] と大きくしているので、 $\omega_c = 300$ となって、応答は高速化されている。コントローラの部分には積分制御を用いているが、これは低周波域でのゲインを高めてオフセットをなくすことを目的としているので、積分時定数は、フィルタの時定数と同程度か大きめの値となっている。図8は積分制御によってフィードバック制御が安定化される例である。この場合は積分の時定数をかなり短かくし、比例ゲインは1以下になる。いずれの場合にも一巡ループのゲインが高周波域で低下するような特性にすることが安定なフィードバック

ク制御を行う上で重要である。

図9は図7あるいは図8のように設計された電圧制御系のステップ応答波形を示す。これらの波形は、電圧基準値を $V_{vo} = -510$ [V] とし、時刻 $t=0$ で $+1000$ [V] のステップ状電圧変動を想定したときの制御系の応答性を示している。サイリスタ電源のむだ時間 T_{th} を 1 [msec]、制御用計算機のサンプル周期 T_{sm} を 1 [msec] としているので電圧制御動作が開始するまでに、最悪の場合で 2 [msec] の時間を要する。この図は、上述の設計の過程で予想されるとおり、数 [msec] の時間遅れ後に正常な電圧制御が行われることを示している。

図10はプラズマの水平方向位置 R_p のフィードバック制御を行う場合の応答波形で、図9と同様の電圧変動を仮定している。この図で、カーブAは電圧制御を行う場合で、制御系の構成を図1(a)に、またカーブBは電圧制御を行わない場合で、制御系の構成は図1(b)に対応する。電圧制御を行う場合は、電圧制御によって電圧変動が打消されるため、 R_p の変動は小さく抑制され、かつ速やかに R_p は電圧変動の生ずる前の状態に回復する。しかし、電圧制御のない場合は ΔR_p の変動が生ずることによって、 ΔV なる電圧変動が打消される。 ΔR_p の最大値 ΔR_{pmax} は

$$\Delta R_{pmax} \sim \Delta V / K_c \quad (3)$$

となり、積分制御のない場合は、この値が定常偏差として残るが、図1(b)での積分制御によって、その時定数 $T_c = 0.8$ [sec] で R_p は元の値に回復する。図10からわかるように、電圧制御を行うことは、電源電圧の変動が大きい場合に特に大きな効果がある。また、サイリスタ電源のような非直線的な特性に対しても電圧変動に対するのと同様な効果が期待できるため、電圧制御系の入出力（電圧基準値と出力電圧）の間の関係を直線的なものとする事ができる。

3. プラズマ位置形状制御の動特性 シミュレーション

前章で述べたフィードバック制御系によってプラズマ位置形状あるいはプラズマ電流がどのように制御されるかをトカマク回路論を用いてシミュレーションを行った。フィードバック制御ループの定数は表5、および表6に示す。種々のプラズマの変化を仮定し、そのときの制御応答波形は図11から図16のようになる。以下これらの図について説明する。

記号は、	I - P	: プラズマ電流 I_p	[A]
	I - F	: 空心変流器コイル電流 I_f	[A]
	I - V	: 垂直磁場コイル電流 I_v	[A]
	I - Q	: 四重極磁場コイル電流 I_q	[A]
	I - UO	: 真空容器電流一様成分 I_{u0}	[A]
	I - U1	: " ダイポール成分 I_{u1}	[A]
	I - U2	: " 四重極成分 I_{u2}	[A]
	I - U1X	: " くら形電流 I_{u1x}	[A]
	R - P	: プラズマ大半径 R_p	[m]
	DELTA	: プラズマ断面の楕円変形度 δ	[m]
	E - V	: 垂直磁場コイル電圧 E_v	[V]

ク制御を行う上で重要である。

図9は図7あるいは図8のように設計された電圧制御系のステップ応答波形を示す。これらの波形は、電圧基準値を $V_{vo} = -510$ [V] とし、時刻 $t=0$ で $+1000$ [V] のステップ状電圧変動を想定したときの制御系の応答性を示している。サイリスタ電源のむだ時間 T_{th} を 1 [msec]、制御用計算機のサンプル周期 T_{sm} を 1 [msec] としているので電圧制御動作が開始するまでに、最悪の場合で 2 [msec] の時間を要する。この図は、上述の設計の過程で予想されるとおり、数 [msec] の時間遅れ後に正常な電圧制御が行われることを示している。

図10はプラズマの水平方向位置 R_p のフィードバック制御を行う場合の応答波形で、図9と同様の電圧変動を仮定している。この図で、カーブAは電圧制御を行う場合で、制御系の構成を図1(a)に、またカーブBは電圧制御を行わない場合で、制御系の構成は図1(b)に対応する。電圧制御を行う場合は、電圧制御によって電圧変動が打消されるため、 R_p の変動は小さく抑制され、かつ速やかに R_p は電圧変動の生ずる前の状態に回復する。しかし、電圧制御のない場合は ΔR_p の変動が生ずることによって、 ΔV なる電圧変動が打消される。 ΔR_p の最大値 ΔR_{pmax} は

$$\Delta R_{pmax} \sim \Delta V / K_c \quad (3)$$

となり、積分制御のない場合は、この値が定常偏差として残るが、図1(b)での積分制御によって、その時定数 $T_c = 0.8$ [sec] で R_p は元の値に回復する。図10からわかるように、電圧制御を行うことは、電源電圧の変動が大きい場合に特に大きな効果がある。また、サイリスタ電源のような非直線的な特性に対しても電圧変動に対するのと同様な効果が期待できるため、電圧制御系の入出力（電圧基準値と出力電圧）の間の関係を直線的なものとする事ができる。

3. プラズマ位置形状制御の動特性シミュレーション

前章で述べたフィードバック制御系によってプラズマ位置形状あるいはプラズマ電流がどのように制御されるかをトカマク回路論を用いてシミュレーションを行った。フィードバック制御ループの定数は表5、および表6に示す。種々のプラズマの変化を仮定し、そのときの制御応答波形は図11から図16のようになる。以下これらの図について説明する。

記号は、	I - P	: プラズマ電流 I_p	[A]
	I - F	: 空心変流器コイル電流 I_f	[A]
	I - V	: 垂直磁場コイル電流 I_v	[A]
	I - Q	: 四重極磁場コイル電流 I_q	[A]
	I - UO	: 真空容器電流一様成分 I_{u0}	[A]
	I - U1	: " ダイポール成分 I_{u1}	[A]
	I - U2	: " 四重極成分 I_{u2}	[A]
	I - U1X	: " くら形電流 I_{u1x}	[A]
	R - P	: プラズマ大半径 R_p	[m]
	DELTA	: プラズマ断面の楕円変形度 δ	[m]
	E - V	: 垂直磁場コイル電圧 E_v	[V]

- E - F : 空心変流器コイル電圧 E_f [V]
- E - Q : 四重極磁場コイル電圧 E_q [V]
- B - Z : 垂直磁場 B_z [T]
- N(S) : n-index

を意味する。

図 11 : 初期条件として $I_p = 2.7$ [MA], $R_p = 3.03$ [m], $\beta_r = 0.2$, $l_i = 1.0$, $\delta = 0$ [m], I_v は、この平衡を保つのに必要な値を与える。時刻 $t = 1.0$ [sec] 以後、次のような β_p の変化を仮定する。

$$\beta_p = \begin{cases} 0.2 \text{ から } 1.0 \text{ まで直線的に増加} \\ \quad \quad \quad : 1.0 \leq t \leq 1.1 \\ 1.0 \text{ 一定} : 1.1 \leq t \end{cases}$$

このとき、フィードバック制御系は、 R_p , I_p , δ の変化をできるかぎり小さくするように、 E_v , E_f , E_q を出力し、 I_v , I_f , I_q が制御される。上記のような急激な β_p の変化は実際には起らないと予想されるが、この程度の β_p の変化があっても、 R_p の変化は 1.4 [cm] 以内、 I_p の変化は 0.01 [MA] 以内、 δ の変化は 1.6 [mm] 以内に抑えられ、また、 β_p が一定値になれば速やかに初期の値（基準値）に回復する。このとき必要となる電源電圧は

$$\begin{aligned} E_v &: -340 \sim -1360 \text{ [V]} \\ E_f &: 183 \sim -375 \text{ [V]} \\ E_q &: 0 \sim -215 \text{ [V]} \end{aligned}$$

である。

図 12 : 初期条件は、 $I_p = 2.7$ [MA], $\beta_p = 1.0$, $l_i = 0.9$, $R_p = 3.03$, $\delta = 0$ で、 $t = 1.0$ [sec] において次のような l_i の変化を与えた。

$$l_i = \begin{cases} 0.9 \text{ から } 1.0 \text{ まで直線的变化} \\ \quad \quad \quad : 1.0 \leq t \leq 1.001 \\ 1.0 \text{ 一定} : 1.001 \leq t \end{cases}$$

この場合 l_i の変化幅は小さいが、変化率 l_i が大きいため I_p , R_p の変化幅は大きくなる。このような変化があっても、 l_i が一定値に達した後、フィードバック制御によって I_p , R_p , δ は所定の値に制御されることがわかる。ただし、電源電圧は高いものが要求され、

$$E_f : 28.0 \sim -6,104 \text{ [V]}$$

となる。 E_f がこれより小さい場合は、 I_p が基準値に回復するまでの時間が長くなる。

図 13 : $I_p = 2.565$ [MA], $R_p = 2.88$ [m], $l_i = 1.0$, $\beta_p = 0.2$, $\delta = 0$ で平衡している状態から $I_p = 2.7$ [MA], $R_p = 3.03$ [m] に基準値を変更するときの制御応答波形を示す。 R_p , I_p の最大変化幅は 5 [%] であり、10~20 [msec] 程度で目標値に達する。ただし、 I_p と R_p の間に相互干渉があり、この例では R_p の制御のほうが応答がやや速いため、 R_p が急激に変化する範囲 (0~10 [msec]) で I_p に起電力が生じ、そのため見かけ上 I_p は制御されていない。変化幅が大きく制御が速いため、電源電圧はかなり高いものが要求される。

$$\begin{aligned}
 E_v &: 8.22 \times 10^3 \sim -2328 \times 10^3 \quad [\text{V}] \\
 E_f &: 3.94 \times 10^2 \sim -5.69 \times 10^3 \quad [\text{V}] \\
 E_q &: 4.51 \times 10^2 \sim -1.714 \times 10^2 \quad [\text{V}]
 \end{aligned}$$

図 14, 15 : 断面形状制御の制御性能を調べるため、変形度 δ の基準値 δ_0 の次のように変化させた。

$$\delta_0 = \begin{cases} 0 & : t \leq 1.0 \\ 0 \text{ から } \pm 4.5 \text{ [cm]} & \text{まで直線的变化} \\ & : 1.0 \leq t \leq 1.1 \\ \pm 4.5 \text{ [cm]} \text{ 一定} & : 1.1 \leq t \end{cases}$$

ただし、図 14 が -4.5 [cm]、図 15 が $+4.5$ [cm] まで変化させた場合である。 δ の応答波形は δ_0 の変化に十分に追従していることがわかる。このときの R_p, I_p の変化はフィードバック制御が有効に動作しているので、2 [cm]、5 [KA] 程度とし、十分低く抑えられる。図 14 より、 $\delta = 0 \sim -4.5$ [cm] の変化のときは、

$$\begin{cases} n = 0.45 \sim -0.05 \\ I_q = 0 \sim -21.88 \text{ [KA]} \\ E_q = 0 \sim 998 \text{ [V]} \end{cases}$$

また、図 15 より、 $\delta = 0 \sim +4.5$ [cm] の変化のときは、

$$\begin{cases} n = 0.45 \sim 0.95 \\ I_q = 0 \sim 21.87 \text{ [KA]} \\ E_q = 0 \sim 998 \text{ [V]} \end{cases}$$

のような変動を生ずる。

図 16 : R_p の変化があると、当然プラズマは固定リミッタによって削り取られる。このため、 r_p は R_p の変化に応じて変化するはずであり、図 16 は、このような効果を考慮する場合と、しない場合を比較している。この図では、 R_p を変化させるため、 ± 0.01 [T] のステップ状の垂直磁場の変化を仮定した。実線は r_p の変化を無視する場合、破線は考慮する場合である。この図からわかるように、 r_p の変化は、 R_p が外側に变化したとき悪い方向に、内側に变化したとき良い方向にはたらくことがわかる。しかしその影響は、あまり大きくなく、制御の応答速度はほとんど変わらない。 I_p は、 r_p の変化を考慮するとかなり大幅に変動するが、実際には、プラズマが削られると、 I_i 等の変化も生じ、プラズマ電流を一定に保もうとする効果が期待できると思われるので、 I_p の変動はもっと小さいと予想される。したがって、図 15 までのように r_p を一定として取扱っても問題は無いと考えられる。

4. ま と め

ここでは、JT-60プラズマ位置形状のフィードバック制御系の設計とシミュレーションによるその評価を中心に述べた。

まず、上記のフィードバック制御系の設計を行うにあたって、文献 1) の線形化モデルと文献 2) のトカマク回路論モデルを用いる場合の比較を行った。その結果、フィードバック制御系の設計には、線形化モデルを用いるのが有利であることがわかった。ただし、このモデルは、種々の簡略化を行っているため、プラズマや磁場系の詳細な動特性を得ることが困難である。したがってプラズマを含めた制御系全体の動作を調べるためには、上記のように設計されたフィードバック制御装置のコードをトカマク回路論に組み込んでシミュレーションを行うべきである。

プラズマの制御に対する電源部分の非線形性あるいは電圧の変動の影響を小さくするためには電圧制御を行うことが望ましい。電源部分にはサイリスタコンバータが用いられるが、その出力電圧は大きなリップルを含むので、電圧を検出してフィードバックする際に低域通過フィルタによってこのようなリップルは十分に吸収しなければならない。また、サイリスタはむだ時間特性で表現されるが、その場合、高周波域で位相のみ遅れ、ゲインが低下しないので上記のフィルタのような高周波域でゲインが低下する特性がフィードバックループに入ることが制御の安定性のために不可欠である。サイリスタのむだ時間を 1 [msec] (整流相数 12~24 を想定)、DDC 計算機のサンプル周期を 1 [msec] とする場合、電圧制御ループの交差周波数 ω_c は 300 [rad/sec] 程度が可能であると予想される。この応答速度は主制御ループ (プラズマ位置形状制御ループ) の ω_c に比べて十分大きいことが望ましいが、現在の設計では主制御ループは、図 2 あるいは図 3 からわかるように、0.01 ~ 0.02 [sec] 程度の特定数で応答するので、 ω_c は 100~50 になると推定され、その条件を満している。ただし、実際には、サイリスタのむだ時間は一定ではなく急激に変化する部分でむだ時間は大きくなるので、このような効果を考慮したハードウェアによる検討が必要である。電源電圧の変動を想定したシミュレーション結果は、上記の電圧制御の効果の大きいことを示している。

次に、前に述べた方法で設計されたフィードバック制御装置 (電源を含む) に関するコードをトカマク回路論に組み込み、制御系全体の動作を調べるためのシミュレーションを行った。ここでは、プラズマパラメータ I_i , β_p などの変動や、制御量 I_p , R_p および δ の変化を想定して、これらの制御量を目標値に制御することに重点がおかれている。このシミュレーション結果より、2 章で説明したような各制御量 (I_p , R_p , δ) を各々を独立に制御する方式でもきわめて有効であることが確認できた。プラズマ位置形状制御のフィードバックループの応答の速さは、DDC 計算機のサンプル周期を 1 [msec]、計算時間を 1 [msec] また電源装置のむだ時間を 1 [msec] とすると、10~20 [msec] ($\omega_c = 100\sim 50$) 程度となる。したがって、これよりゆっくりした変化、たとえば β_p に対しては十分に制御可能であり、これの変化によって生ずる I_p , R_p , δ などの変動を無視できる程度に抑制できる。しかし、 I_i のように急激な変化の生ずると予想されるものについては、その変化の終了後でしか制御はできない。 I_i の急激な変化を仮定した場合につ

いてのシミュレーション結果では、 I_p , R_p の変動幅が大きいため、大きな電源電圧が要求されることがわかる。電源電圧は無制限に大きくとり得ないので、したがって、 I_p , R_p , δ などの最大の変化幅を設定せざるを得ず、この変化幅を越える変動についてはフィードバック制御は断念せざるを得ない。ここでは一応 I_p , R_p の $\pm 5\%$ ($\Delta I_p = \pm 0.135$ [MA], $\Delta R_p = \pm 15$ [cm]) を最大変化幅と仮定してこれを 10~20 [msec] で基準値に収束させるシミュレーションを行った。それによると、 $E_v = 8$ [KV], $E_f = 6$ [KV] 程度が必要となることがわかった。電源電圧をこの $\frac{1}{2}$ とするためには、制御の速さまたは最大の変化幅を $\frac{1}{2}$ に設定することになる。断面形状の制御については、 δ の ± 4.5 [cm] ($r_p = 95$ [cm] の約 5%) を 100 [msec] で変化させるシミュレーションを行った。この場合、 $n = 0 \sim 1.0$, $E_q = \pm 1.0$ [KV], $I_q = \pm 22.0$ [KA] となった。

R_q の変動によってプラズマが固定リミッタによって削り取られる効果（つまり r_p が R_p に依存して変化する効果）を考慮する場合としない場合の比較を行った。それによると、この効果は、 R_p の外側への変化に対して悪く作用し、内側への変化に対して良く作用するが、 $r_p = \text{一定}$ として取扱う場合と大差がないことがわかった。

なお、フィードバック制御系の設計に関しては、文献 3 に述べられているが、さらに詳細には追って報告する⁴⁾。また、制御用電源の仕様については本報告中のシミュレーション結果より大体の傾向を把握できるが、さらに詳しく検討して報告する予定である⁵⁾。

最後に、終始有益な議論と御指導をいただいた吉川允二 JT-60 第 1 開発室長をはじめとするグループ諸氏に感謝の意を表わします。

文 献

- 1) 鈴木, 二宮, 亀有: JAERI-M 6050 (1975)
- 2) Y. Suzuki, H. Ninomiya, A. Ogata, A. Kameari, H. Aikawa: Tokamak Circuit, Japanese Journal of Applied Physics, 16, 1977 pp. 2237-2244
- 3) Y. Suzuki, A. Ogata, H. Ninomiya, S. Nakagawa, N. Tsuzuki, T. Yamagishi: Control System of Plasma Position and Cross-section Shape in Large Tokamak Device, The 7th Symposium on Engineering Problems of Fusion Research, Knoxville, USA (1977)
- 4) 都築ほか: 刊行予定
- 5) 相川ほか: 刊行予定

いてのシミュレーション結果では、 I_p , R_p の変動幅が大きいので、大きな電源電圧が要求されることがわかる。電源電圧は無制限に大きくとり得ないので、したがって、 I_p , R_p , δ などの最大の変化幅を設定せざるを得ず、この変化幅を越える変動についてはフィードバック制御は断念せざるを得ない。ここでは一応 I_p , R_p の $\pm 5\%$ ($\Delta I_p = \pm 0.135$ [MA], $\Delta R_p = \pm 15$ [cm]) を最大変化幅と仮定してこれを $10 \sim 20$ [msec] で基準値に収束させるシミュレーションを行った。それによると、 $E_v = 8$ [KV], $E_f = 6$ [KV] 程度が必要となることがわかった。電源電圧をこの $\frac{1}{2}$ とするためには、制御の速さまたは最大の変化幅を $\frac{1}{2}$ に設定することになる。断面形状の制御については、 δ の ± 45 [cm] ($r_p = 95$ [cm] の約 5%) を 100 [msec] で変化させるシミュレーションを行った。この場合、 $n = 0. \sim 1.0$, $E_q = \pm 1.0$ [KV], $I_q = \pm 22.0$ [KA] となった。

R_q の変動によってプラズマが固定リミッタによって削り取られる効果（つまり r_p が R_p に依存して変化する効果）を考慮する場合としない場合の比較を行った。それによると、この効果は、 R_p の外側への変化に対して悪く作用し、内側への変化に対して良く作用するが、 $r_p = \text{一定}$ として取扱う場合と大差がないことがわかった。

なお、フィードバック制御系の設計に関しては、文献3に述べられているが、さらに詳細には追って報告する⁴⁾。また、制御用電源の仕様については本報告中のシミュレーション結果より大体の傾向を把握できるが、さらに詳しく検討して報告する予定である⁵⁾。

最後に、終始有益な議論と御指導をいただいた吉川允二 JT-60 第1開発室長をはじめとするグループ諸氏に感謝の意を表わします。

文 献

- 1) 鈴木, 二宮, 亀有: JAERI-M6050 (1975)
- 2) Y. Suzuki, H. Ninomiya, A. Ogata, A. Kameari, H. Aikawa: Tokamak Circuit, Japanese Journal of Applied Physics, 16, 1977 pp. 2237-2244
- 3) Y. Suzuki, A. Ogata, H. Ninomiya, S. Nakagawa, N. Tsuzuki, T. Yamagishi: Control System of Plasma Position and Cross-section Shape in Large Tokamak Device, The 7th Symposium on Engineering Problems of Fusion Research, Knoxville, USA (1977)
- 4) 都築ほか: 刊行予定
- 5) 相川ほか: 刊行予定

付 録 1

文献2における断面形状変形 δ の式を四重極磁場コイル電流 I_q に関して線形化し、文献1におけるプラズマゲイン k_p に対応する式を導びく。

文献2により、垂直磁場 B_z の傾きを表わす n -indexは I_q に関する項のみ取り出すと、

$$n = \frac{1}{B_z} \left\{ -\frac{\mu_o \cdot N_q}{2k_q r_q} \left(\frac{\beta}{4} + \frac{R_q}{r_q} \right) \left(1 + \frac{R_q - R_q}{R_q} \right) \cdot I_q \right\} \quad (\text{付1-1})$$

となる。また、 B_z は

$$B_z = \nu_v \cdot I_v + \nu_q \cdot I_q + \nu_{u0} \cdot I_{u0} + \nu_{u1} \cdot I_{u1} + \nu_{u2} \cdot I_{u2} \quad (\text{付1-2})$$

で与えられる。さらに、 δ は次のように表わされる。

$$\delta = \frac{\frac{r_p^3}{R_p^2} \left[\frac{3}{4} \left(\ln \frac{8R_p}{r_p} - \frac{5}{4} \frac{A_1}{3} \right) + \left(\ln \frac{8R_p}{r_p} - \frac{1}{2} + A_1 \right) n + \Gamma + \frac{A_1^2 + A_1 + 1}{2} \right]}{\left(1 + \frac{R_u^2}{R_p^2} \cdot r \right)} \quad (\text{付1-3})$$

(付1-1) から (付1-3) より、

$$\left. \begin{aligned} I_q &= I_{q0} + \Delta I_q \\ \delta &= \delta_0 + \Delta \delta \end{aligned} \right\} \quad (\text{付1-4})$$

のように、 I_q の変化 ΔI_q を仮定し、それに対応する δ の変化分 $\Delta \delta$ を求める。

$$\begin{aligned} \Delta \delta &= \left(\frac{\partial \delta}{\partial I_q} \right)_0 \Delta I_q \\ &= \left(\frac{\partial \delta}{\partial n} \right)_0 \cdot \left(\frac{\partial n}{\partial I_q} \right)_0 \cdot \Delta I_q \end{aligned} \quad (\text{付1-5})$$

(付1-3) より

$$\left(\frac{\partial \delta}{\partial n} \right)_0 = \frac{\left[\frac{r_{p0}^3}{R_{p0}^2} \ln \frac{8R_{p0}}{r_p} - \frac{1}{2} + A_1 \right]}{1 + \frac{R_u^2}{R_{p0}^2} \cdot r} \quad (\text{付1-6})$$

また (付1-1) より

$$\left(\frac{\partial \delta}{\partial I_q} \right)_0 = \frac{1}{B_{z0}} \left\{ -\frac{\mu_o N_q}{2k_q r_q} \left(\frac{\beta}{4} + \frac{R_q}{r_q} \right) \frac{R_{p0}}{R_q} \right\} - \frac{n_o}{B_{z0}} \cdot \nu_q \quad (\text{付-7})$$

となる。従って $(\partial \delta / \partial I_q)_0$ は、(付1-5) から (付1-1) より、

$$\left(\frac{\partial \delta}{\partial I_q}\right)_o = \frac{r_{po}^3}{R_{po}^2 + R_u^2} \cdot \gamma \left(\ln \frac{8R_{po}}{r_{po}} - \frac{1}{2} + A_1 \right) \cdot \frac{1}{B_{zo}} \cdot \left\{ \frac{\mu_o N_q}{2K_q \cdot r_q} \left(\frac{\beta}{4} + \frac{R_q}{r_q} \right) \frac{R_{po}}{R_q} + n_o \cdot \nu_q \right\} \quad (\text{付1-8})$$

ただし、(付1-1) から (付1-8) における $\nu_q^{(2)}$ は、

$$\nu_q = \frac{\mu_o \cdot N_q}{2r_q \cdot k_q} \left[\beta + \left(\frac{\beta}{4} + \frac{R_q}{r_q} \right) \left(\frac{R_{po} - R_q}{R_q} \right) \right] \quad (\text{付1-9})$$

で与えられるが、これは I_q のつくる垂直磁場成分が、 $\nu_q \cdot I_q$ で与えられることを示す係数である。それに対し文献1における ν_q は I_q のつくる四重極磁場成分が $\nu_q \cdot I_q$ で与えられるように定義している。したがってそれを区別するために、文献1における ν_q を ν_{qq} と表わすことにする。

$$\nu_{qq} = - \frac{\mu_o \cdot r_{po}}{2r_q^2} \cdot N_q \quad (\text{付1-10})$$

文献1では、

$$\left(\frac{\partial \delta}{\partial I_q}\right)_o = \nu_{qq} \cdot K_p \quad (\text{付1-11})$$

とあらわされるので、(付1-8) から (付1-11) により、文献2に基づく K_p の式は次のように与えられる。

$$K_p = \frac{r_q \cdot r_{po}^2}{K_q \cdot B_{zo} (R_{po}^2 + R_u^2 \cdot \gamma)} \cdot \left(\ln \frac{8R_{po}}{r_{po}} - \frac{1}{2} + A_1 \right) \cdot \left[n_o \cdot \beta + \left(\frac{\beta}{4} + \frac{R_q}{r_q} \right) \left\{ (n_o + 1) \frac{R_{po}}{R_q} - n_o \right\} \right] \quad (\text{付1-12})$$

JT-60 の定数、 $R_{po} = 3.03$, $r_{po} = 0.95$, $r_q = 1.70$, $R_q = 3.45$, $n_o = 0.45$, $\beta = 0.2111$, $A_1 = 0.5$ ($\beta_p = 1$, $i = 1.0$), $K_q = 1.011$, $B_{zo} = -0.28865$, $\gamma = 1.9195$, $R_u = 3.25$ を (付1-12) に代入すると、

$$K_p = -1.06 \quad [\text{m/T}]$$

となり、表3の K_p の $1/16$ である。これは、図5と図3から推定される K_p の値の比 $1/1.7$ とよく合う。したがって、文献1の線形化モデルを使用するときは、断面形状に関する K_p の計算式は (付1-12) を用いればよい。

付 録 2

(1) 概 要

このコードは図1に示すような構成のプラズマ位置形状制御のフィードバック制御パラメータ（比例ゲイン、積分時間など）を求めるためのコードであり、文献[1]の制御対象モデルを用いている。評価関数として

$$J = \int_0^{T_L} |\Delta| \cdot dt \quad (\text{付2-1})$$

$$J = \int_0^{T_L} |\Delta| \cdot t \cdot dt \quad (\text{付2-2})$$

の二種類のうちどちらかを選択できるようになっている。この式で Δ は制御誤差をあらわし、たとえば、水平方向制御では、

$$\Delta = R_p - R_{p_0} \quad (\text{付2-3})$$

R_{p_0} : R_p の基準値

となる。 T_L は対象とする時間幅を与える。

プログラムはおよそ次の二つの部分から成る。

(i) 解析的に制御パラメータを求める部分

(ii) シミュレーションプログラムによって(付2-1)または(付2-2)を最小とするような制御パラメータを求める部分。

(i)では最適な制御パラメータにかなり近い値を求めることができ、また(ii)ではこの(i)で求めた値を起点にして一方向探索を行い、(付2-1)また(付2-2)を最小とするようなパラメータの値を求める。したがって計算時間はかなり短縮される。

(2) インプットおよびアウトプットのフォーマット

ソースプログラムは原研FACOM230/75システムに、J9046.FDPARAMのファイルを名で登録されている。

付図1、付図2にデータのインプットおよびアウトプットのフォーマットを示す。これらの記号は付表1で説明する。インプットデータに関して特に注意すべき点は次のとおりである。

(i) 6枚目のカードのXL, AKP, BN と12~14枚目のカードのXLV, AKP, ANVはそれぞれ同じでなければならない。

(ii) 7枚目のカードのTX, TX1, TTH, TI1と10枚目のカードのそれが同じ値でなければならない。

アウトプットデータに関しては、インプットデータとすべて同じ記号を用いている。ただし、EEEは(付2-1)または(付2-2)の計算値である。電流制御を行わない場合は、AKS=0.0と出力され、そのときの T_s の値は意味を持たない。付図2のようなデータはN3個(最大16

個) 出力されるので、その中でEEEが最も小さいときのデータAKS, AKC, TS, TCを最適な制御パラメータの値として採用する。ただし

- AKS : 電流制御の比例ゲイン
 AKC : 位置形状制御の比例ゲイン
 TS : 電流制御の積分時間
 TC : 位置形状制御の積分時間

である。

なお、プラズマ電流制御に関しては文献1に述べられていないが、付図3に示すように、水平方向位置制御モデル¹⁾と次のように定数を対応させることができる。

<水平方向位置制御>		<プラズマ電流制御>
k_p	:	1
ν_v	:	$-M_{pf}/L_p$
ν_u	:	$-M_{pu}/L_p$
$\frac{\partial M_{pv}}{\partial R_p} \cdot I_0$:	M_{pf}
$\frac{\partial M_{pu}}{2R_p} \cdot I_0$:	M_{pu}

その他、添字vをfにおきかえることにより完全に対応するので、同様に取扱うことができる。

なお、付図3(b)ではプラズマ抵抗は無視している。

表 1

制御パラメータ 制御の種類	比例ゲイン K_c [V/m]	積分時間 T_c [sec]
水平方向位置制御	5.8×10^4	0.8
断面形状制御	1.1×10^5	0.25

表 2 水平方向制御系定数

記 号	数 値	記 号	数 値
R_{po} [m]	3.03	L_v [H]	1.00×10^{-2}
r_{po} [m]	0.95	η_v [Ω]	1.14×10^{-3}
I_{po} [MA]	2.7	τ_v [sec]	0.877
n	0.45	$\frac{\partial M_{pv}}{\partial R_p} \cdot I_{po}$ [V]	344.9
β_p	1.0	L_{u1} [H]	1.008×10^{-5}
l_i	1.0	η_{u1} [Ω]	4.93×10^{-3}
Γ	-0.8956	τ_{u1} [sec]	2.024×10^{-3}
A_o	3.2393	ν_{u1} [T/A]	2.513×10^{-7}
B_{vo} [T]	-0.28865	$\frac{\partial M_{pu1}}{\partial R_p} I_{po}$ [V]	13.857
k_p [m/T]	11.72	N_v [ターン]	32
ν_v [T/A]	6.361×10^{-6}	R_v [m]	3.35
r_v [m]	1.57		

表 4 基準値

R_{po} [m]	3.03
I_{vo} [A]	-45.379×10^3
V_{vo} [V]	-510
B_{vo} [T]	-0.28865

表3 断面形状制御系定数

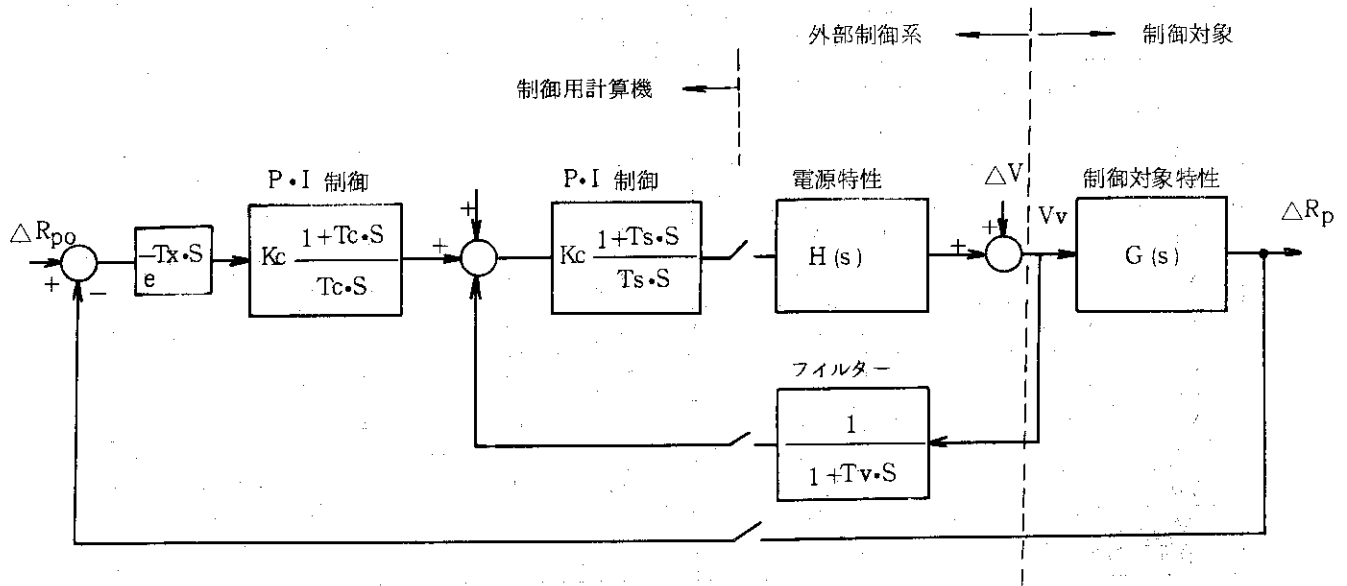
記号	数値	記号	数値
K_p [m/T]	-1.671	ν_v [T/A]	-4.67×10^{-7}
ν_q [T/A]	-2.065×10^{-6}	ν_{u2} [T/A]	-3.82×10^{-7}
L_q [H]	3.5×10^{-3}	L_{u2} [H]	2.015×10^{-5}
η_q [Ω]	1.41×10^{-2}	L_v [H]	7.522×10^{-3}
τ_q [sec]	0.248	M_{qv} [H]	1.040×10^{-3}
α	0.233	M_{qu} [H]	1.089×10^{-5}
N_1 [ターン]	25.95	M_{vu} [H]	7.728×10^{-5}
N_2 [ターン]	6.05	η_{u2} [Ω]	2.045×10^{-3}
N_q [ターン]	10.	η_v [Ω]	8.57×10^{-3}
$\frac{\partial M_{pg}}{\partial \delta} I_{po}$ [V]	178.8	R_q [m]	3.45
$\frac{\partial M_{pu2}}{\partial \delta} I_{po}$ [V]	330.8	r_q [m]	1.70
$\frac{\partial M_{pv}}{\partial \delta} I_{po}$ [V]	126.9		

表5 フィードバック制御ループの遅れ特性

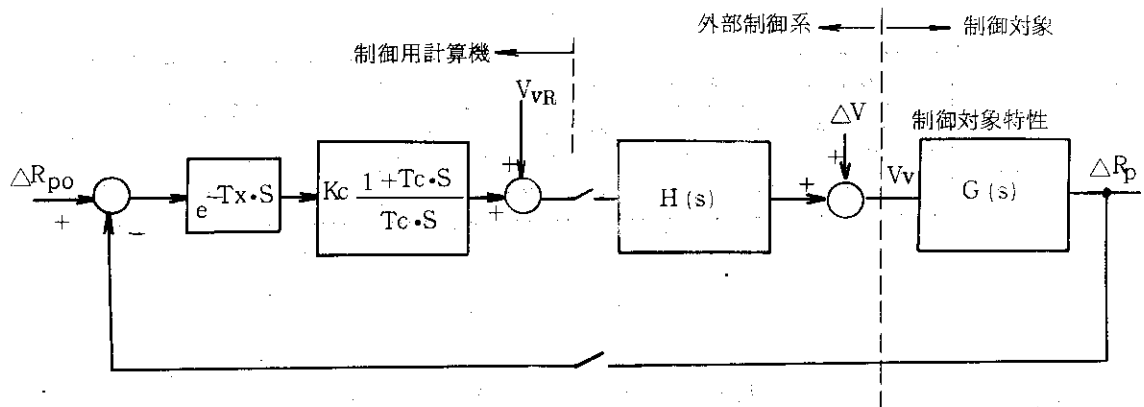
DDC 計算機 の 特性		電源特性むだ時間
サンプル周期	計算時間	
1 [ms]	1 [ms]	1 [ms]

表6 フィードバック制御パラメータ

	比例ゲイン	積分時間 (秒)
水平方位制御	5.8×10^4 [V/m]	0.8
断面形状制御	1.1×10^5 [V/m]	0.25
プラズマ電流制御	3.0×10^{-2}	0.5



(a) 電圧制御を行う場合の制御系の構成



(b) 電圧制御のない場合の制御系の構成

図1 プラズマ位置制御系の構成

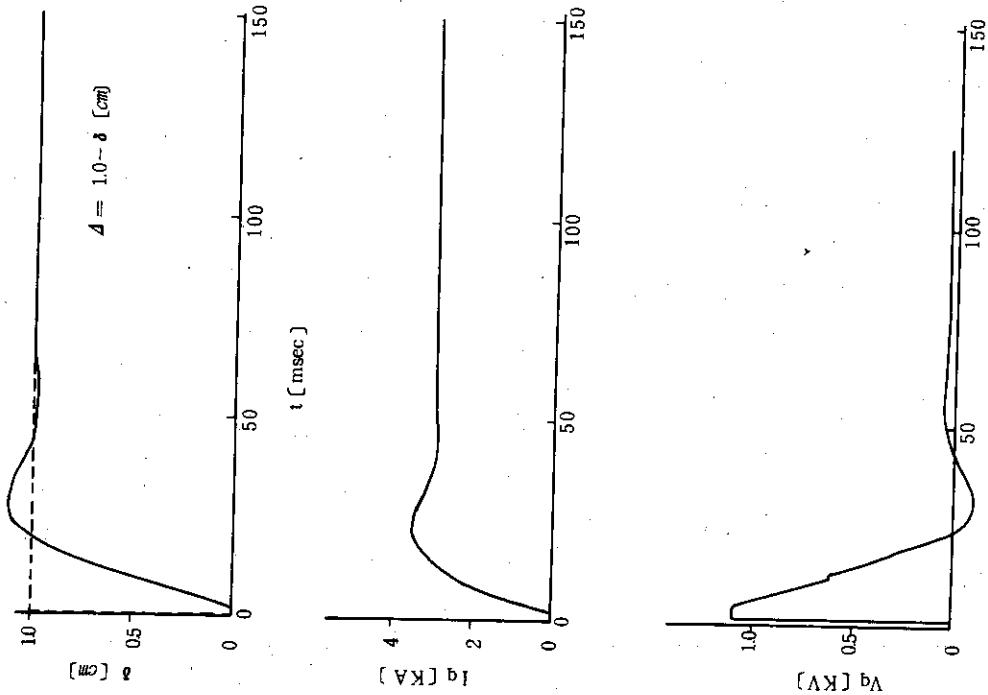


図3 線形化モデルによる断面形状制御のシミュレーション

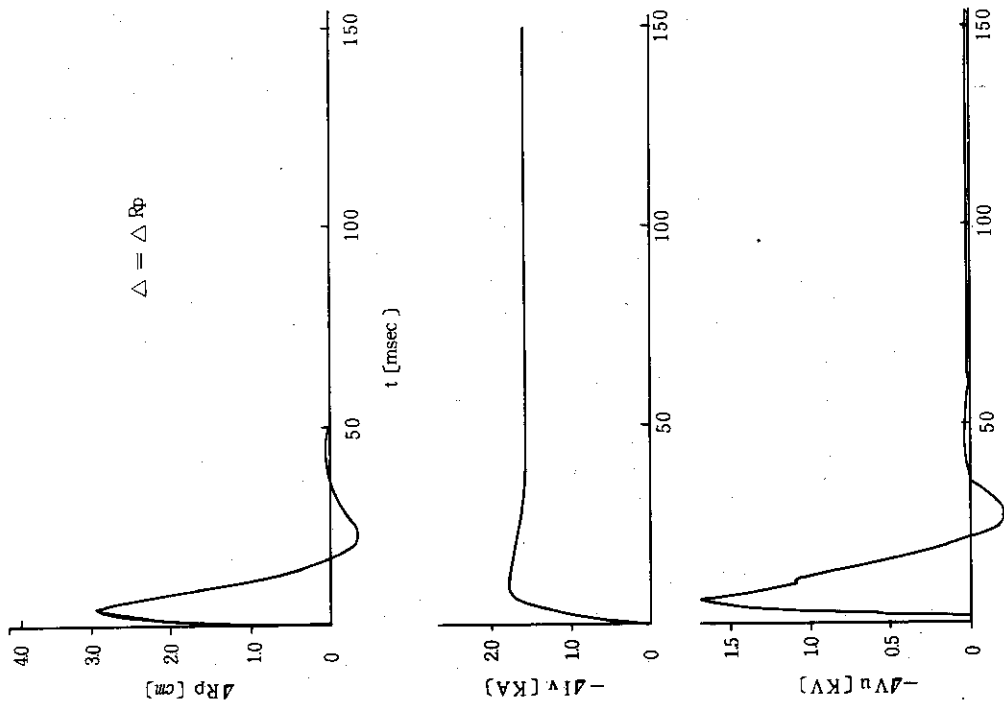


図2 線形化モデルによる水平方向位置制御のシミュレーション

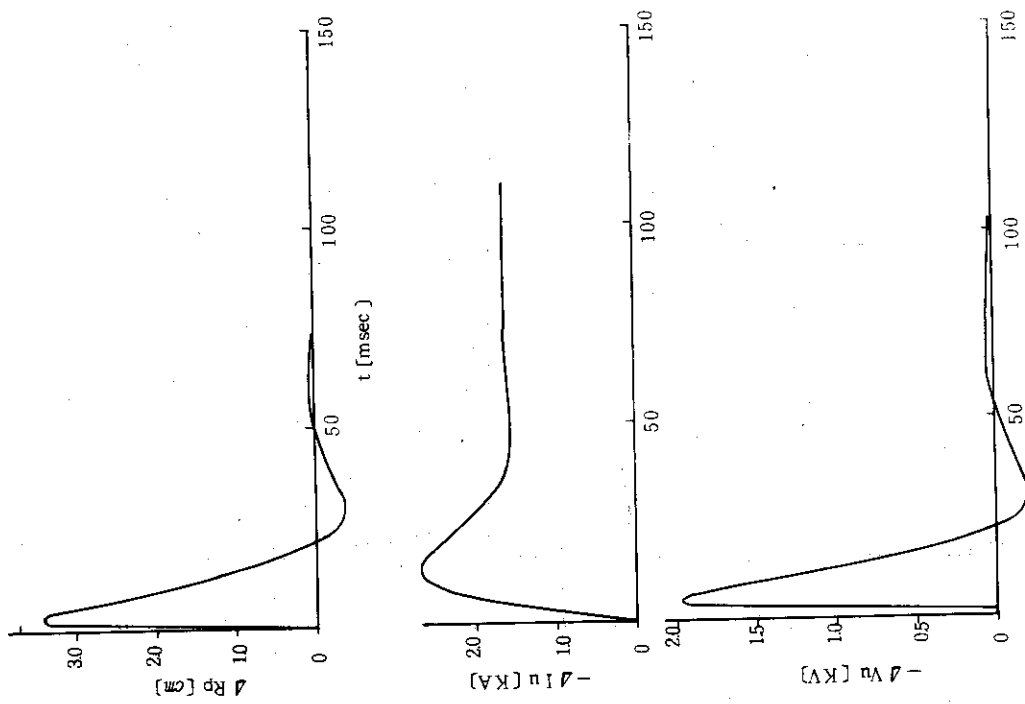


図4 トカマシ回路論による水平方向位置制御のシミュレーション

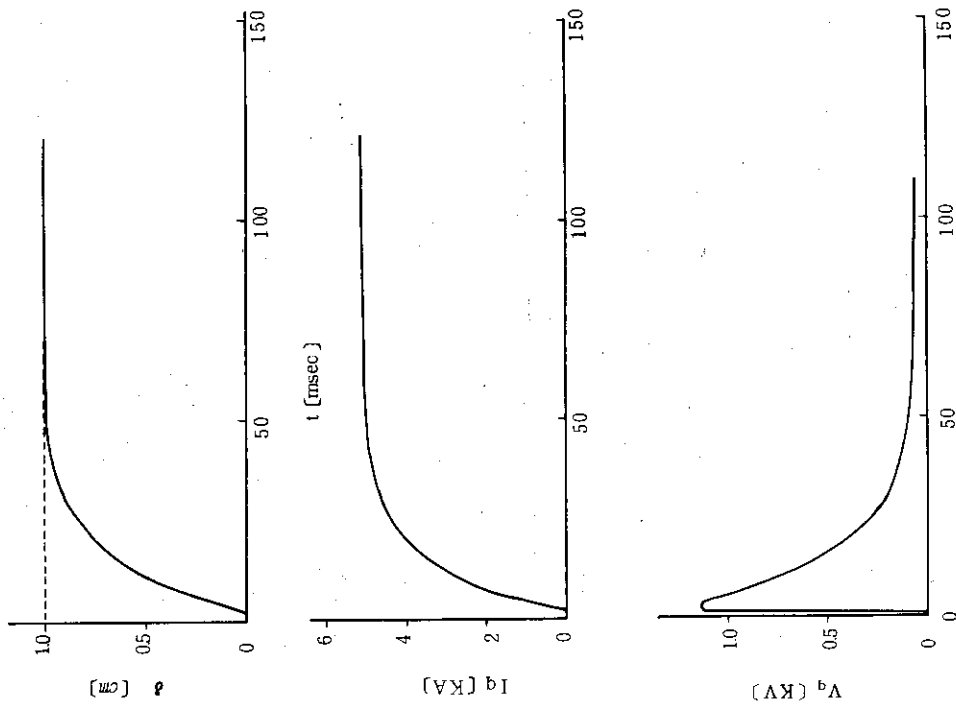


図5 トカマシ回路論による断面形状制御シミュレーション

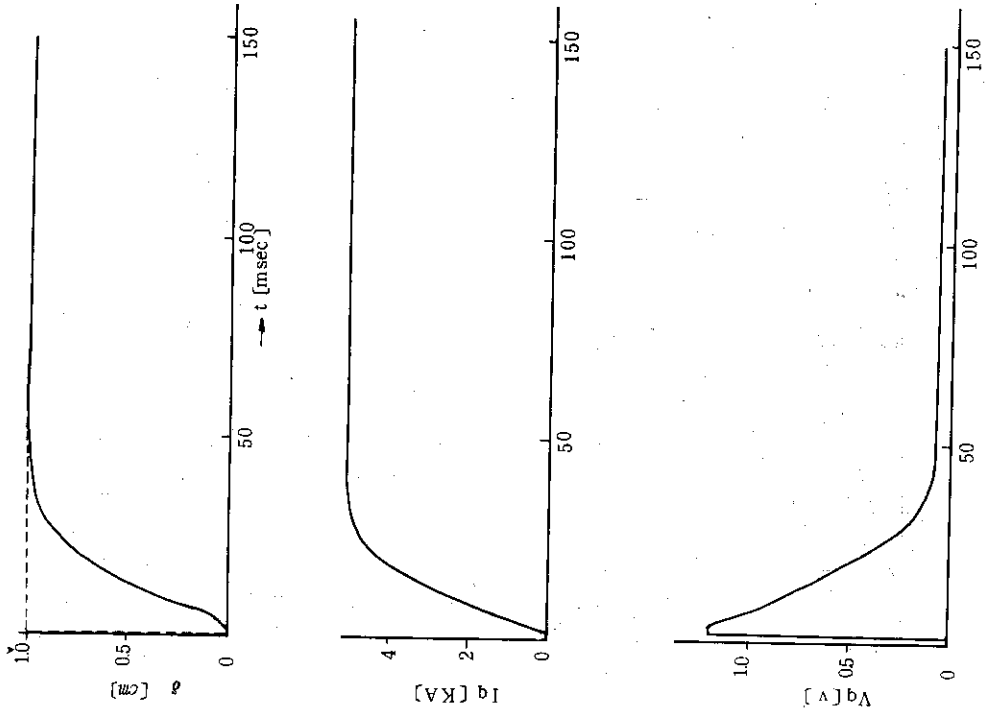
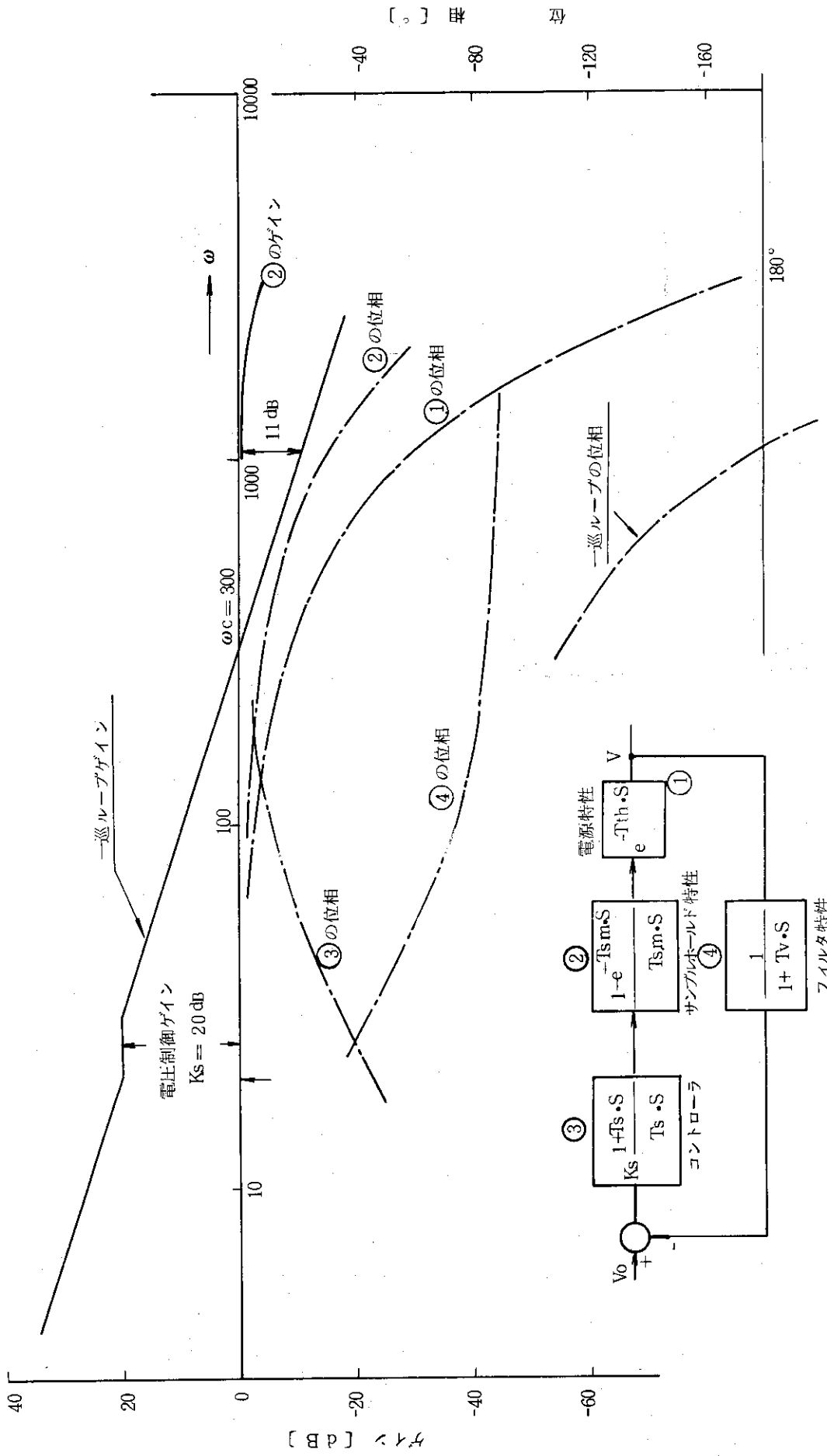
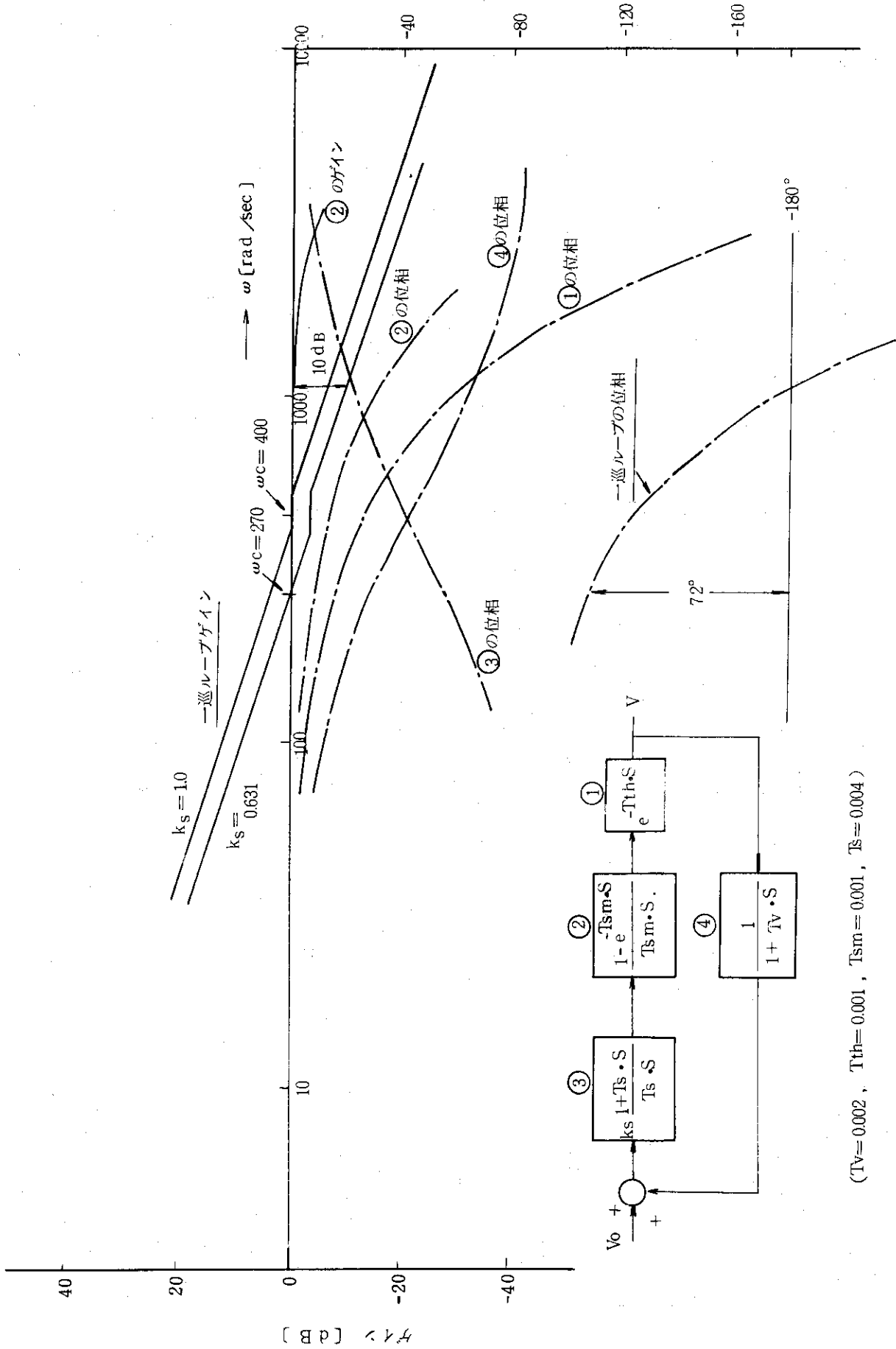


図6 線形化モデルによる断面形状制御シミュレーション



($T_v = 0.03$, $T_{th} = 0.001$, $T_{sm} = 0.001$, $T_s = 0.05$)

図7 電圧検出のフィルタ特性による安定化



($T_V = 0.002$, $T_{th} = 0.001$, $T_{sm} = 0.001$, $T_s = 0.004$)

図 8 積分制御による安定化

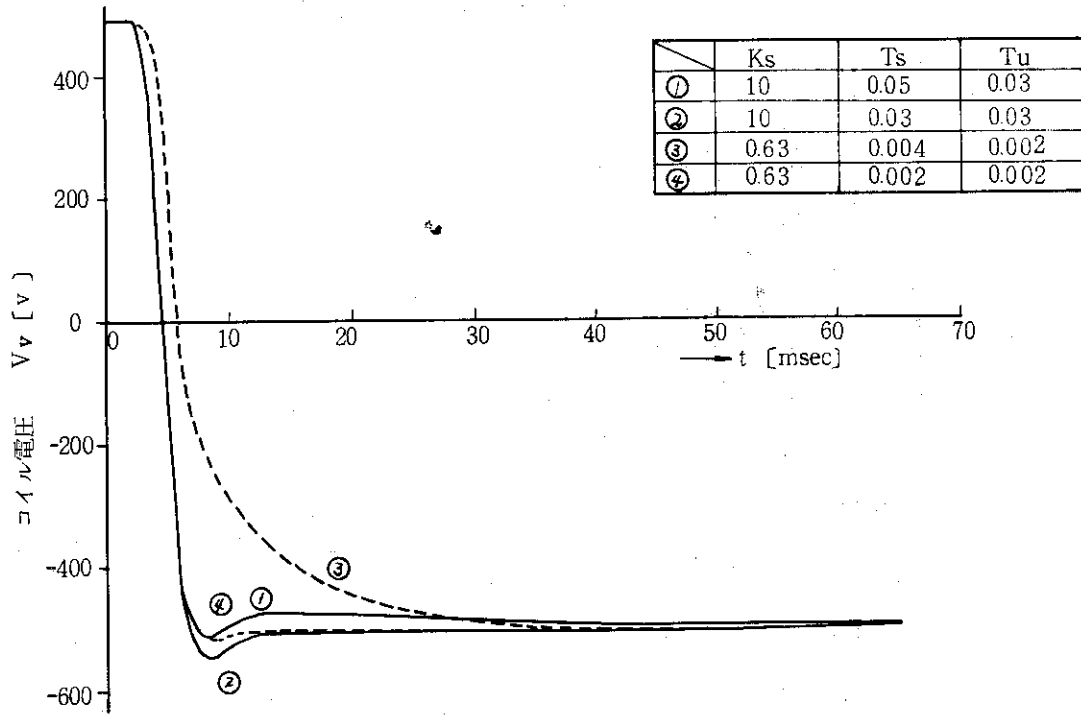


図9 電圧制御系の応答

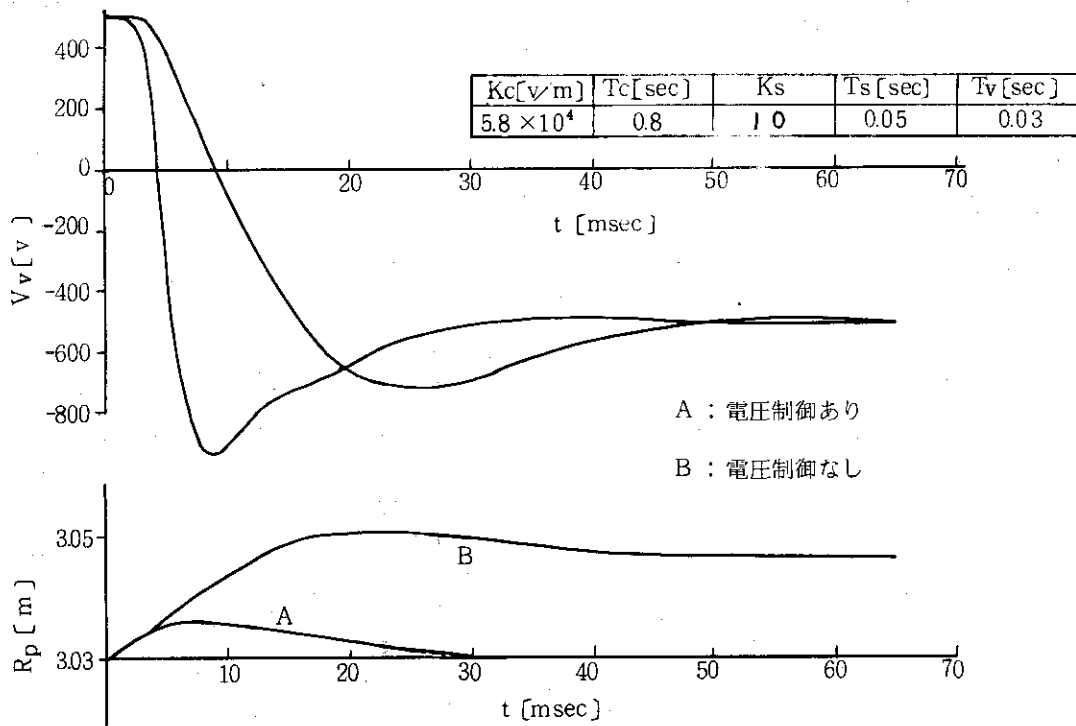


図10 電圧制御のある場合とない場合の比較

FEEDBACK CONTROL SIMULATION

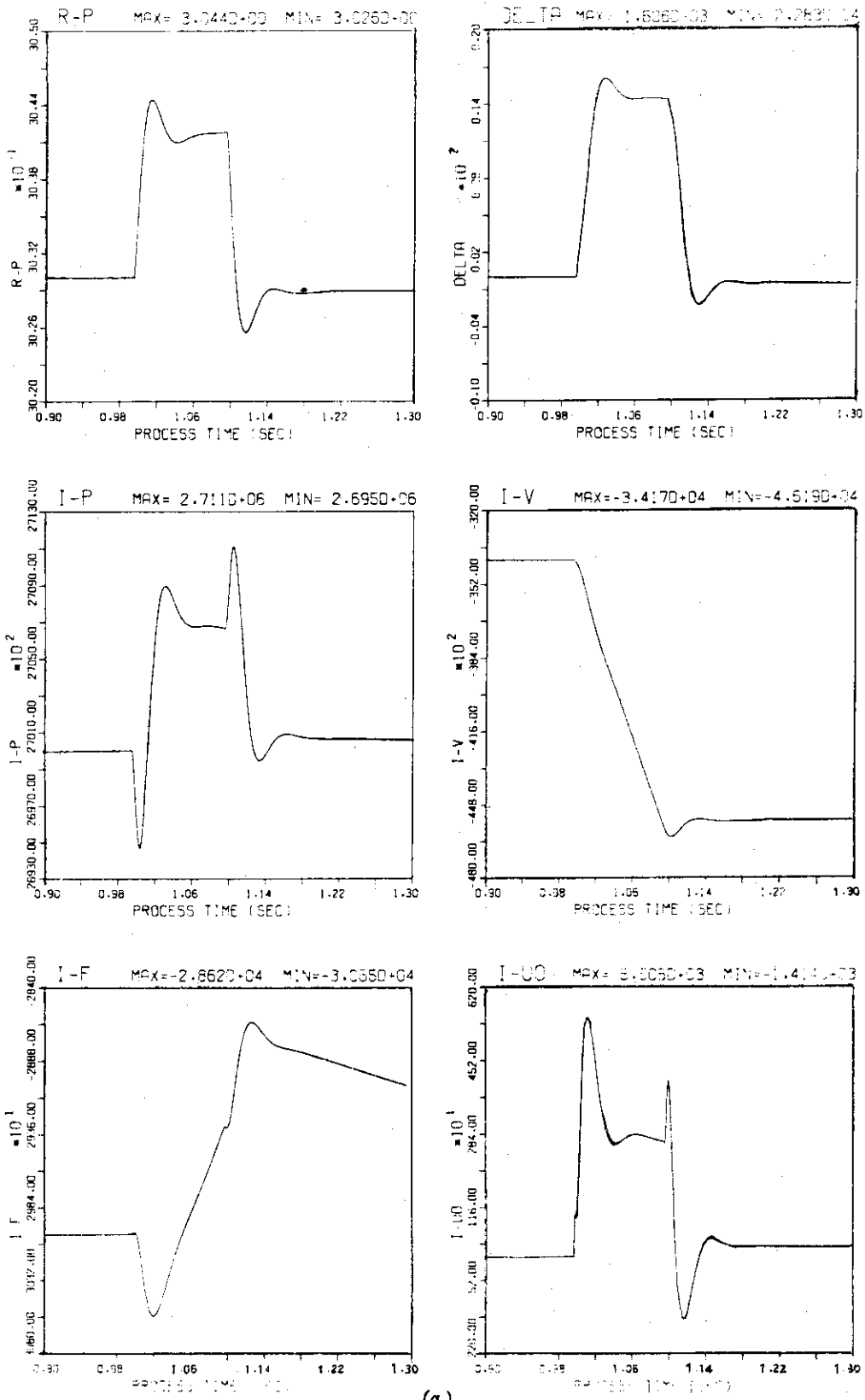
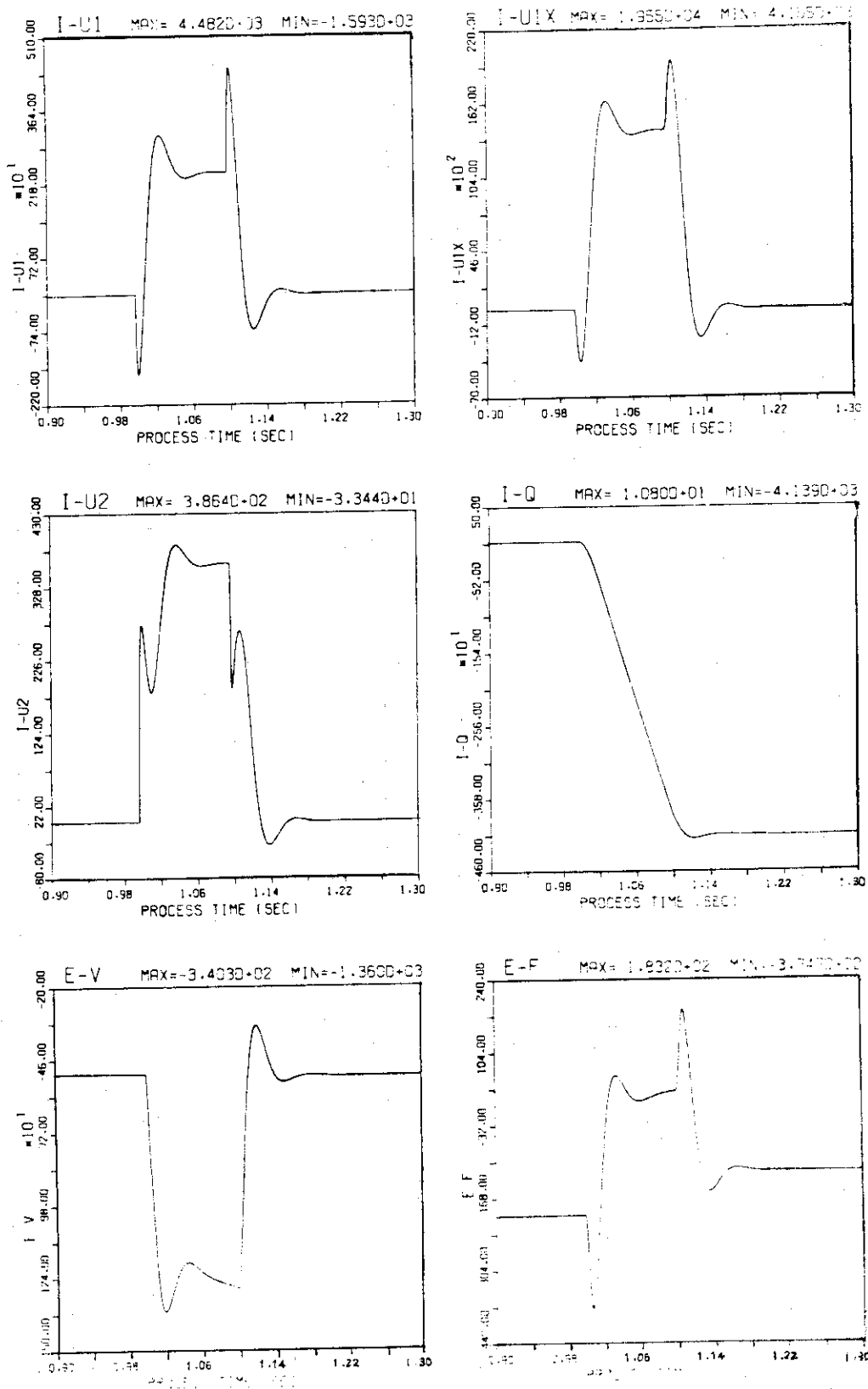


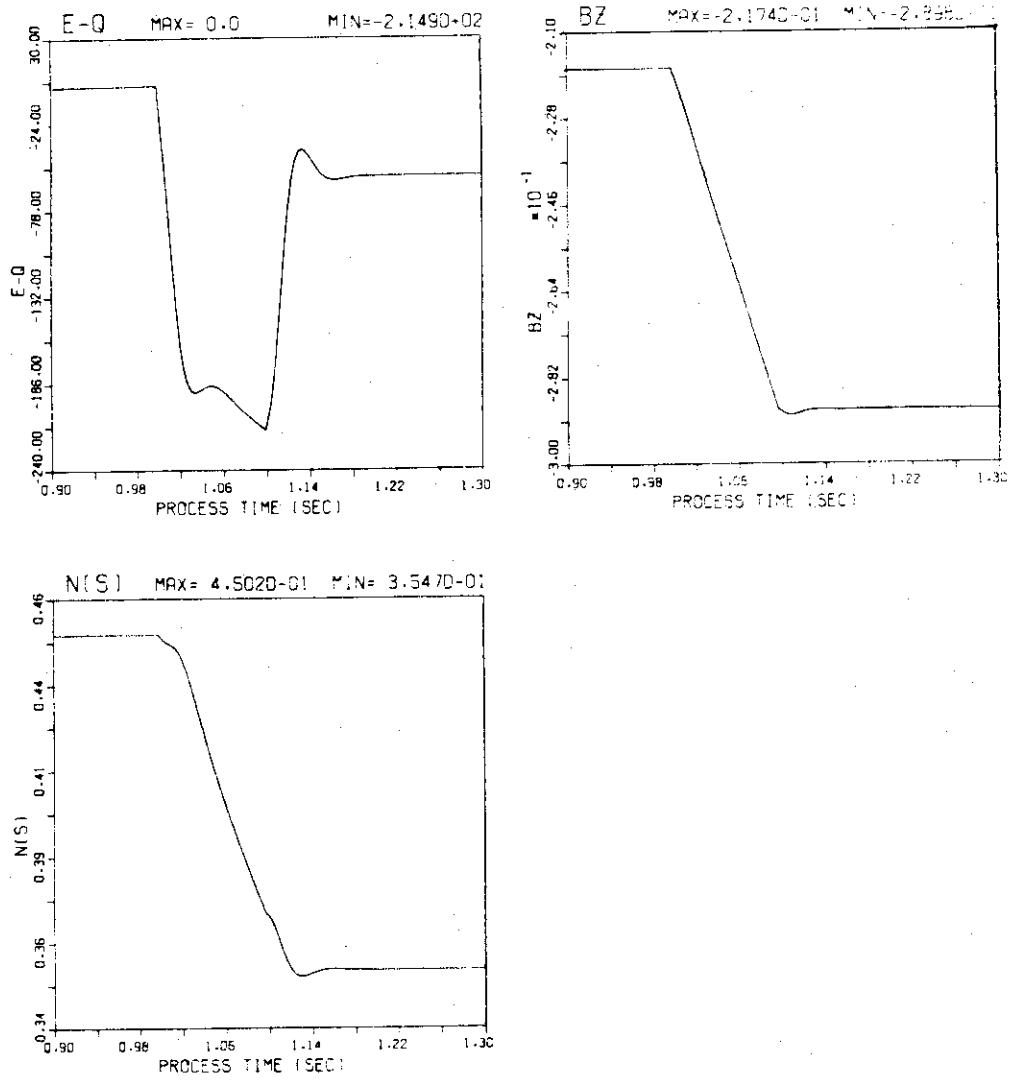
図 11 (a) β_p が 0.2 から 1.0 まで変化する場合の応答波形

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



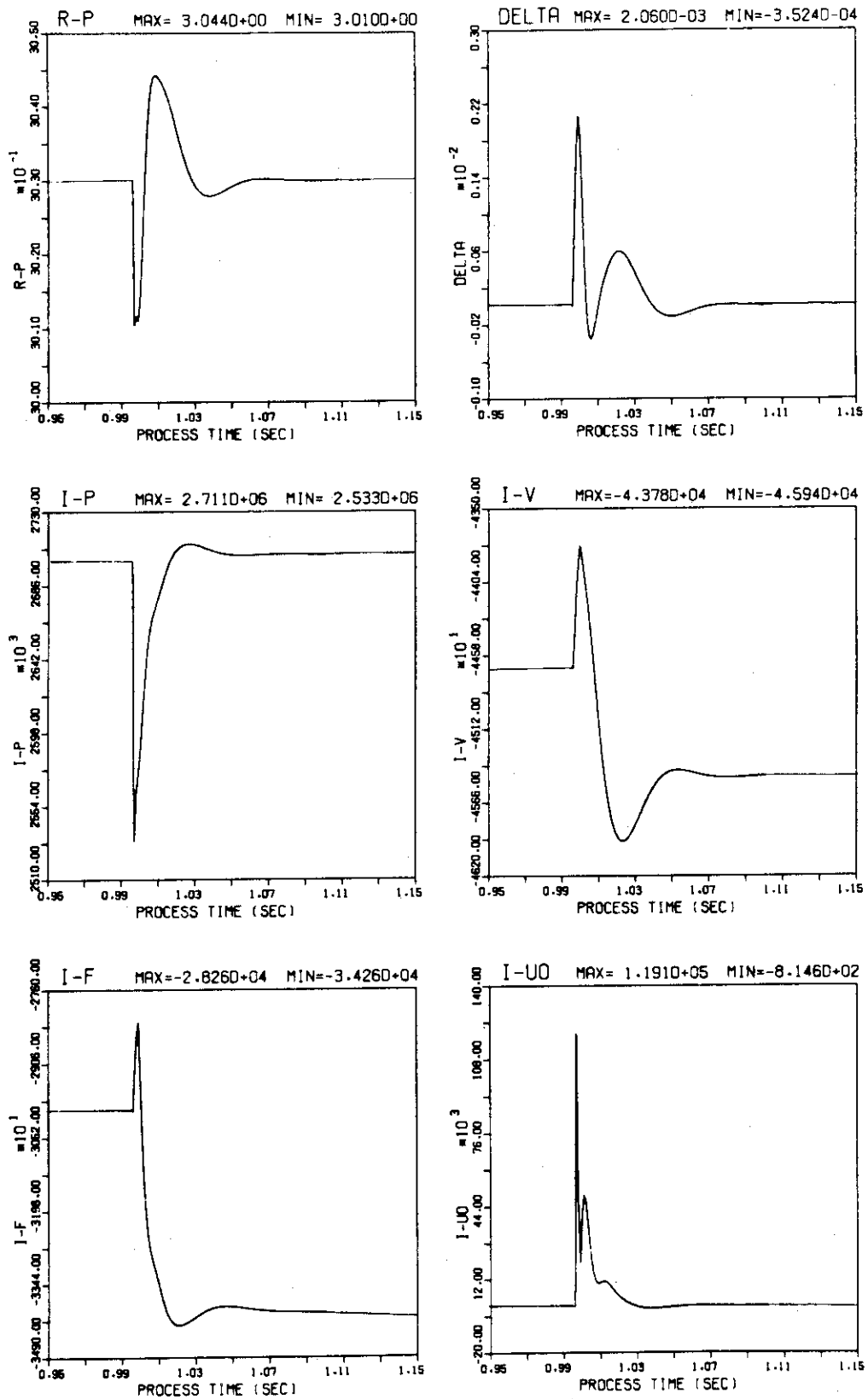
⊗ 11 (b)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊠ 11 (c)

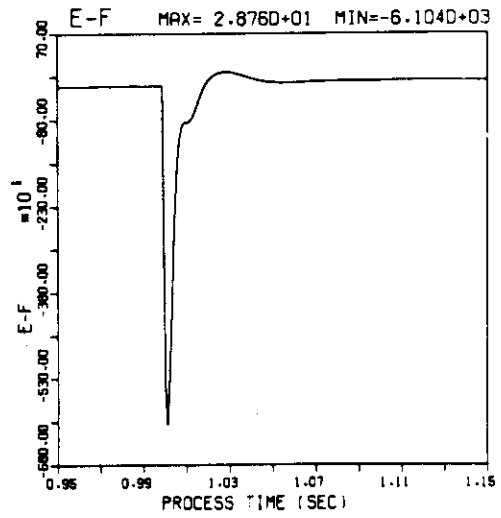
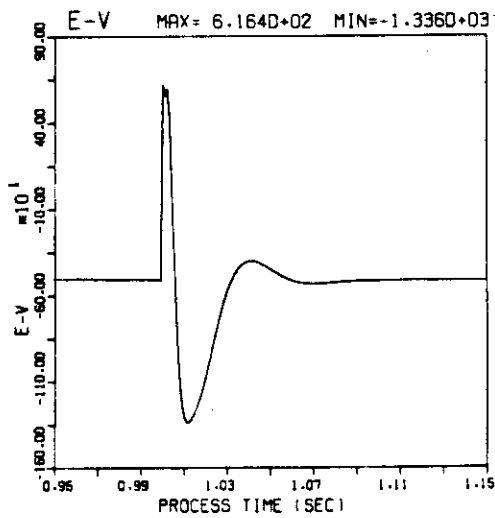
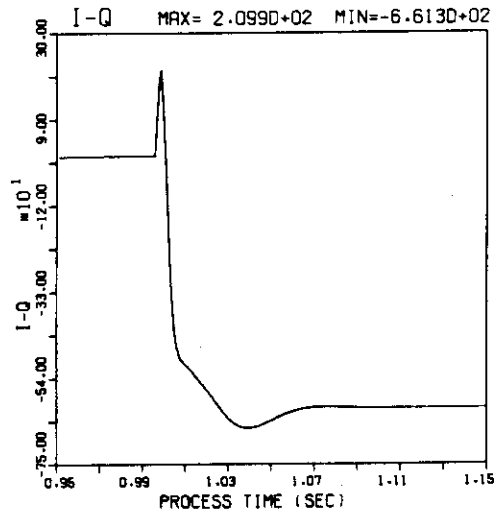
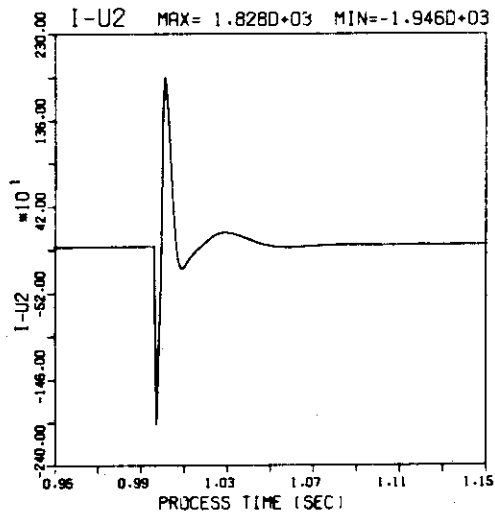
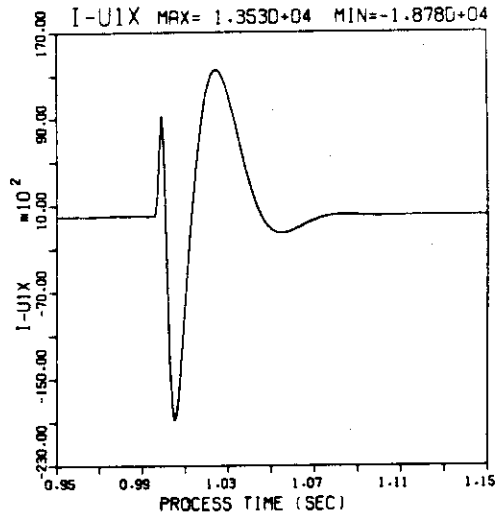
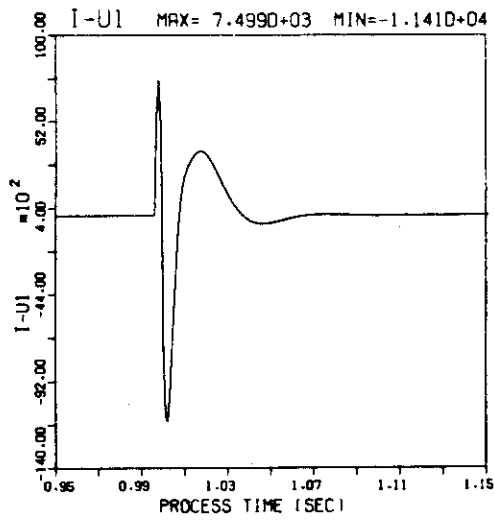
FEEDBACK CONTROL SIMULATION



(a)

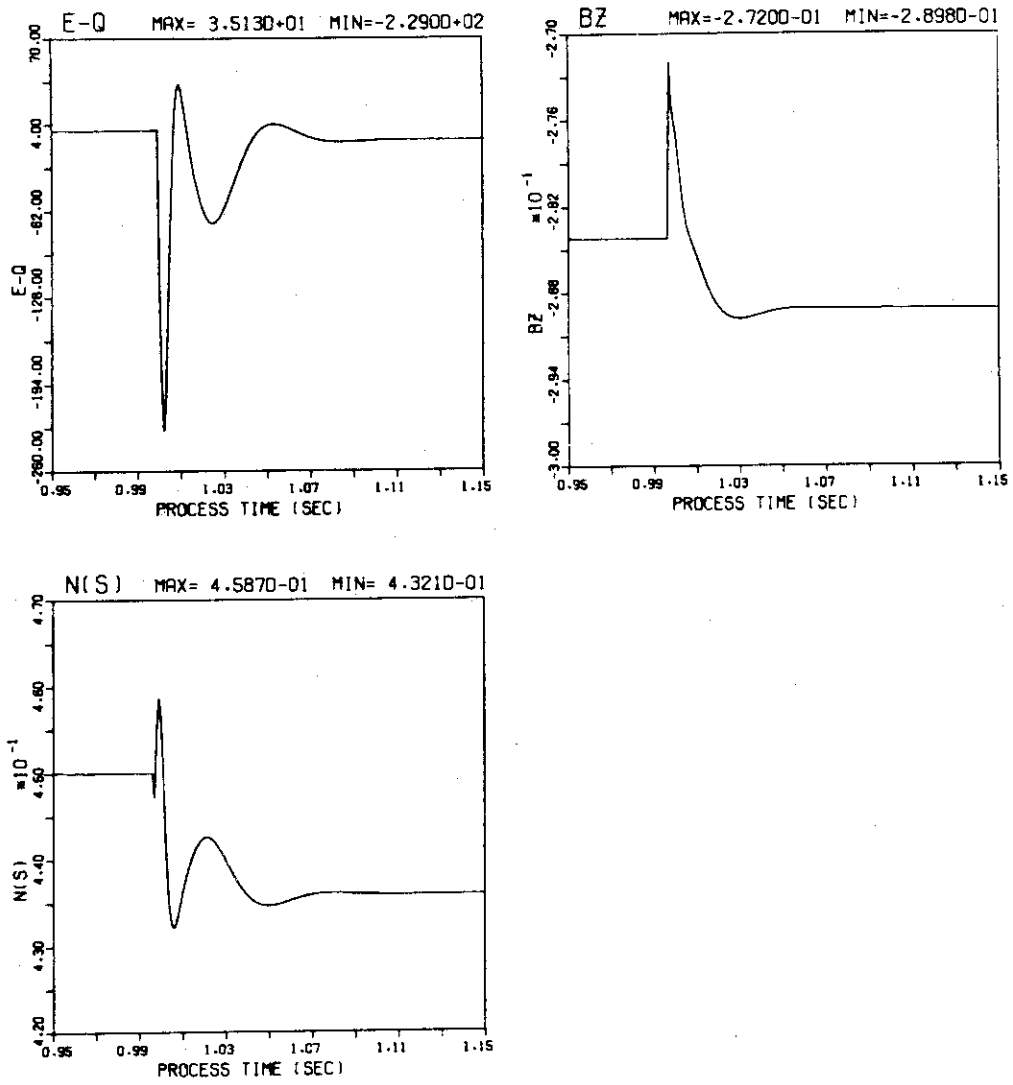
図 12 I_1 が急激に変化するときの応答波形 (a)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



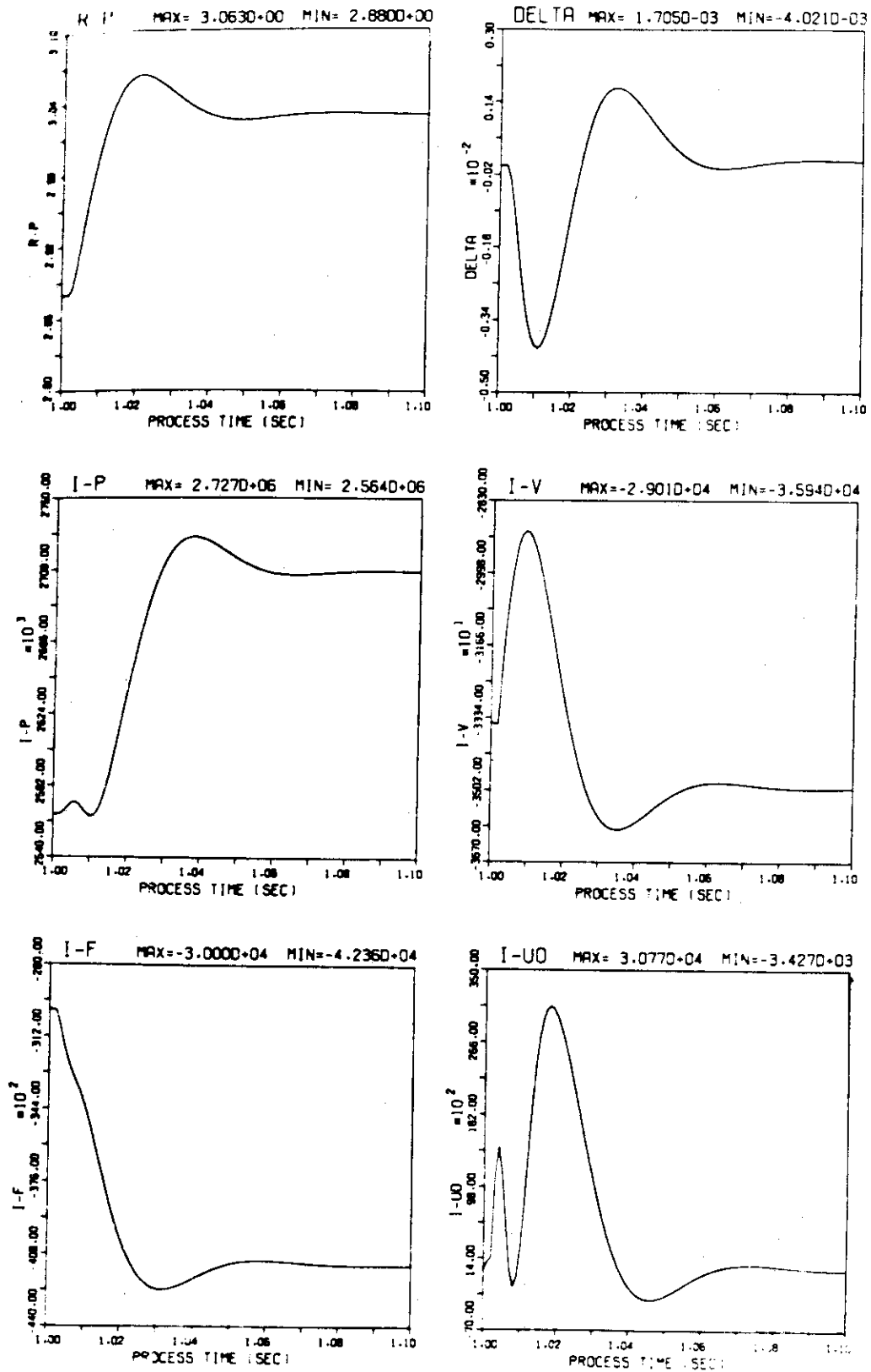
⊠ 12 (b)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊠ 12(c)

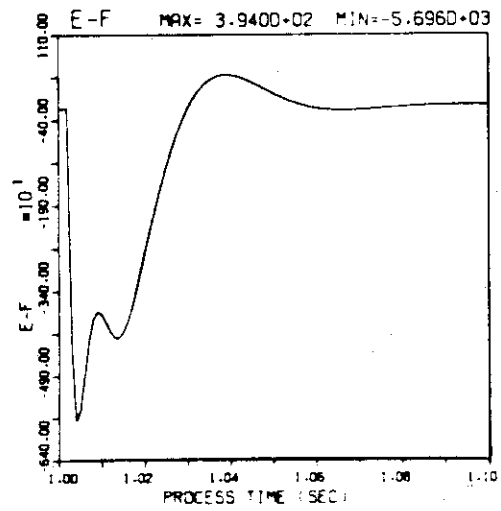
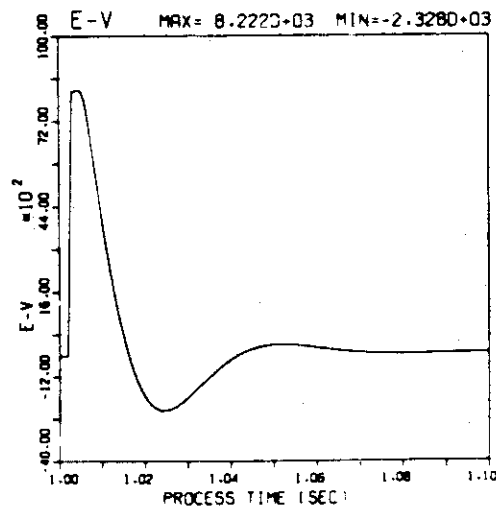
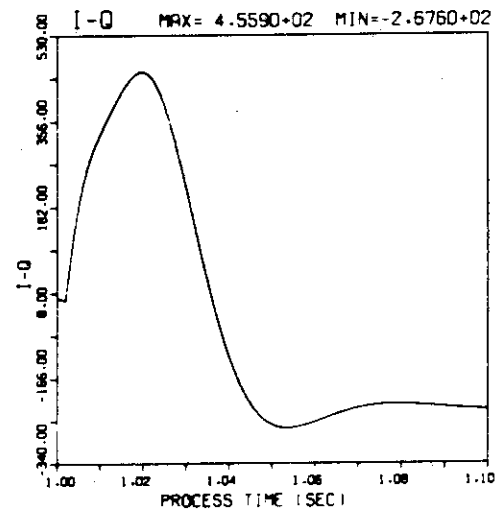
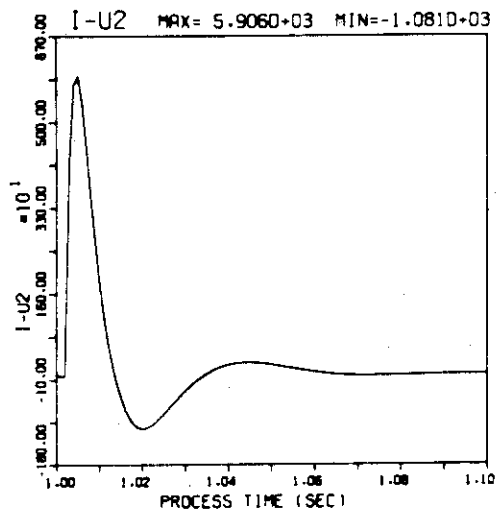
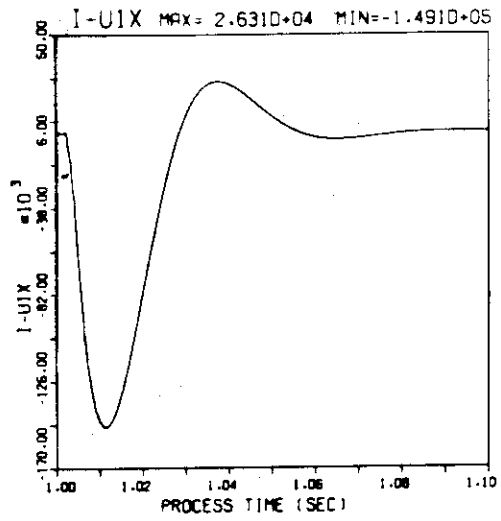
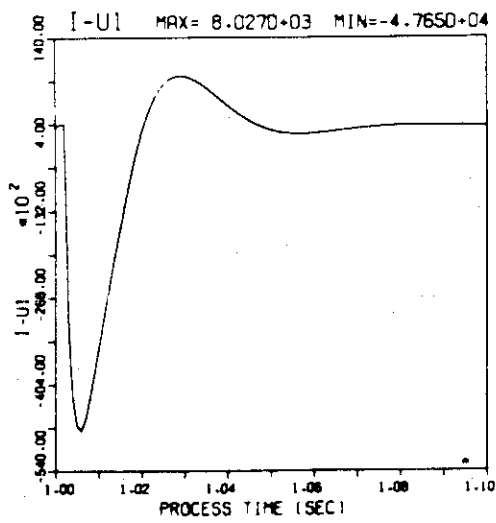
FEEDBACK CONTROL SIMULATION



(a)

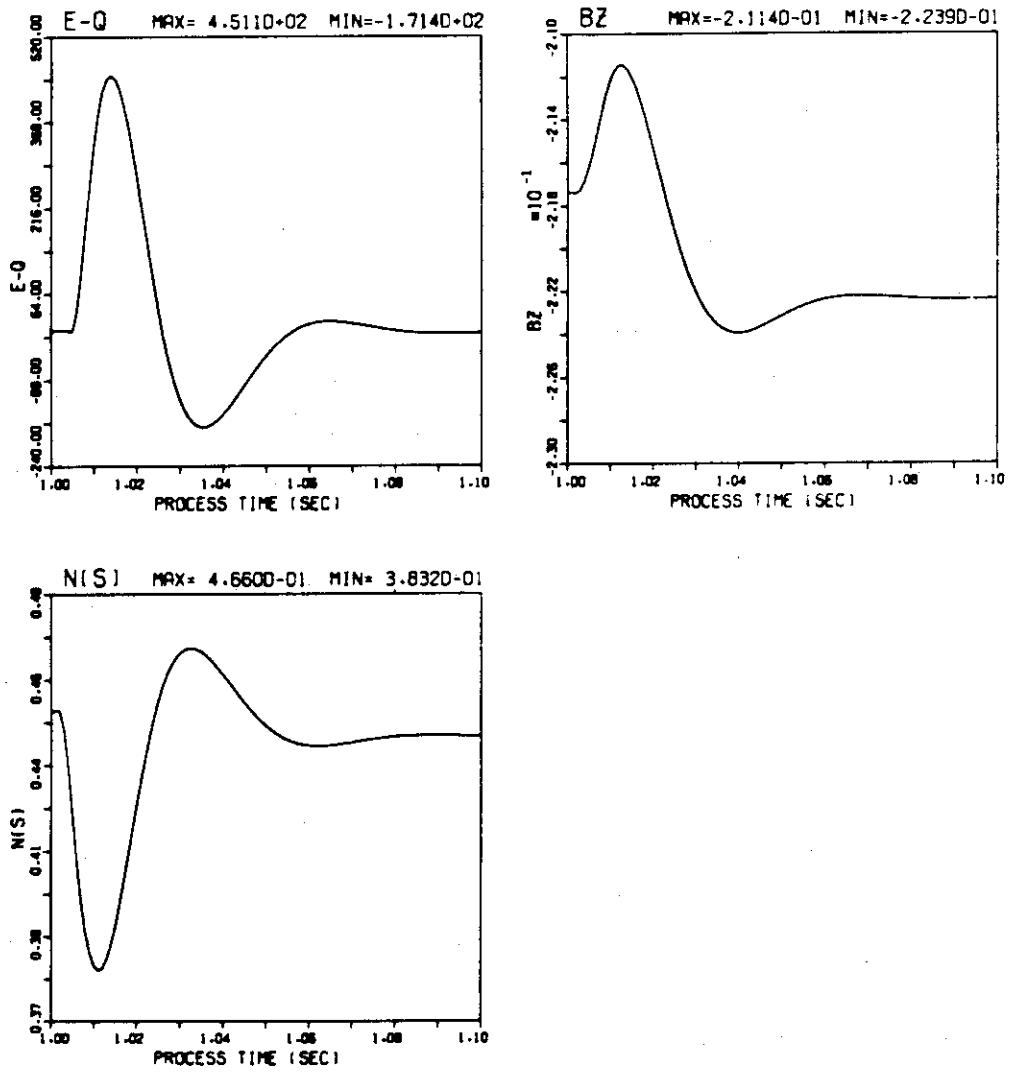
図 13 I_p , R の設定誤差を補正する場合の制御

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



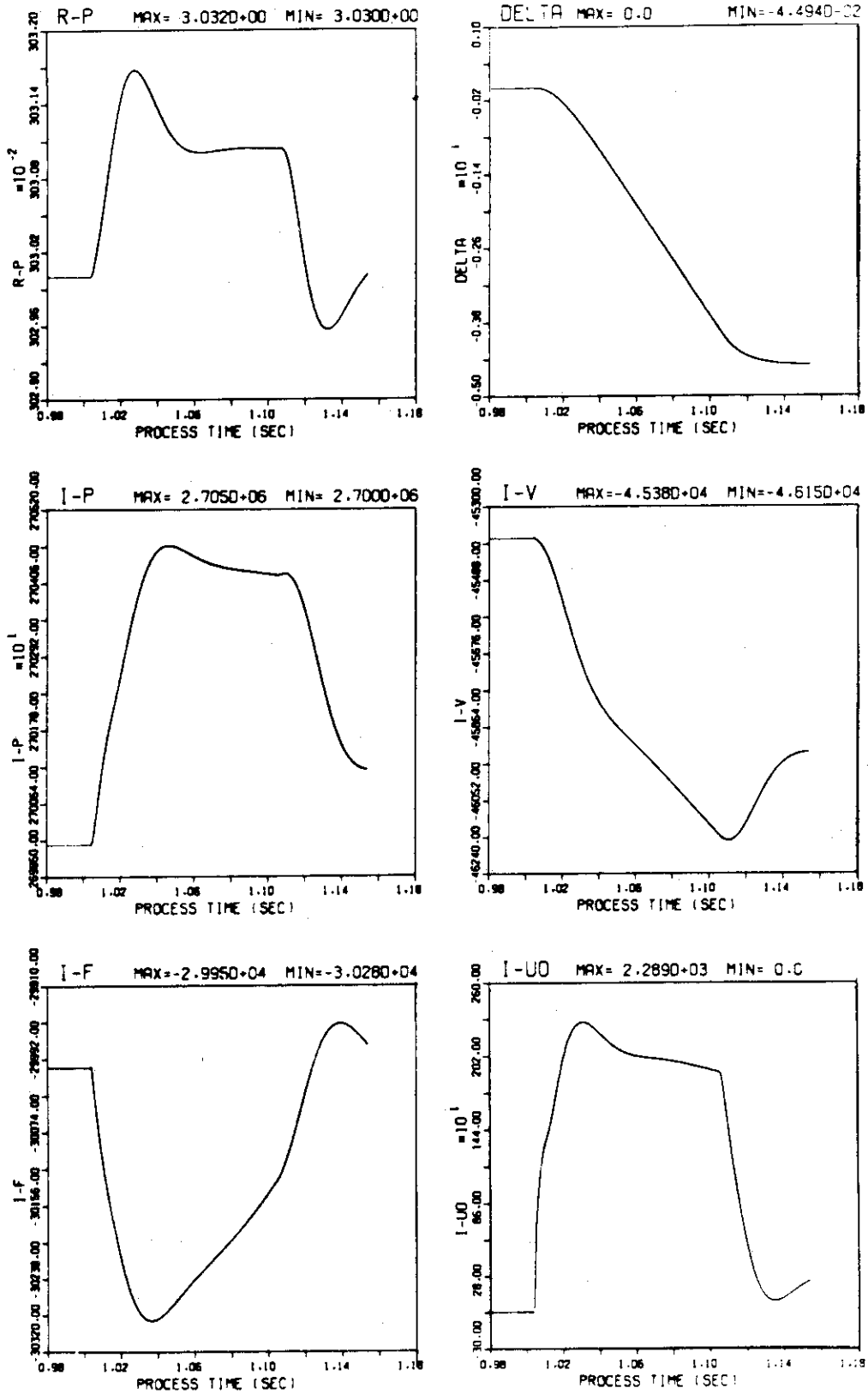
⊠ 13(b)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊗ 13(c)

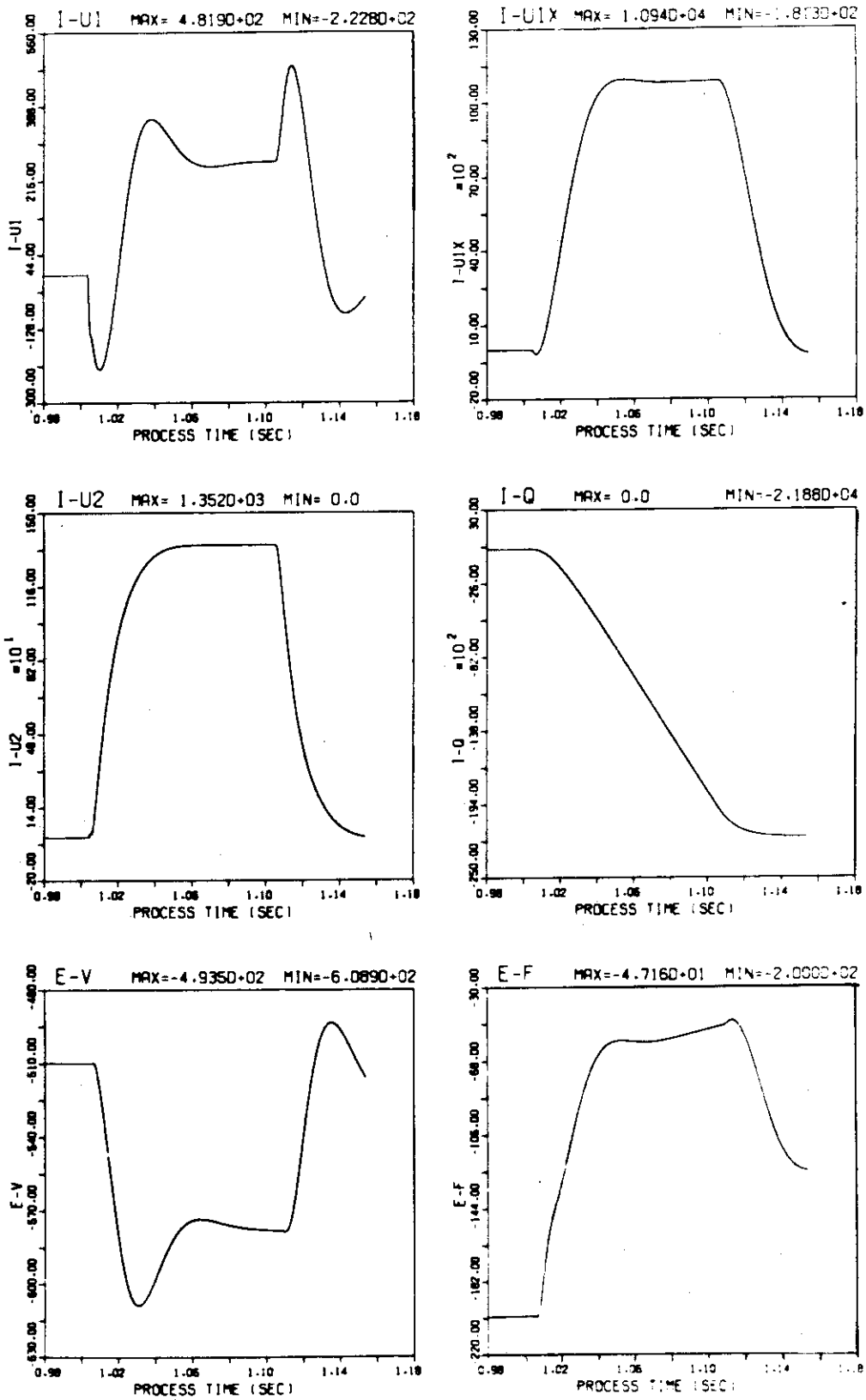
FEEDBACK CONTROL SIMULATION



(a)

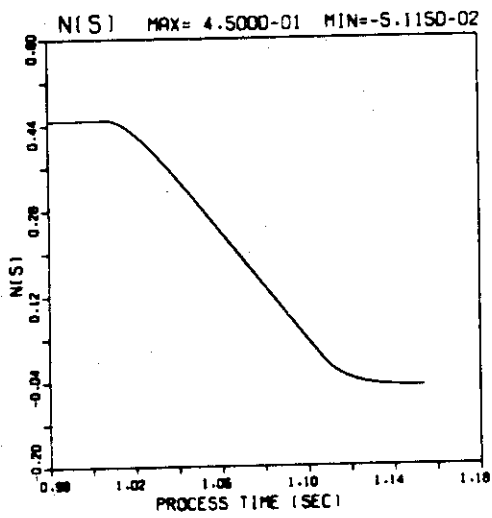
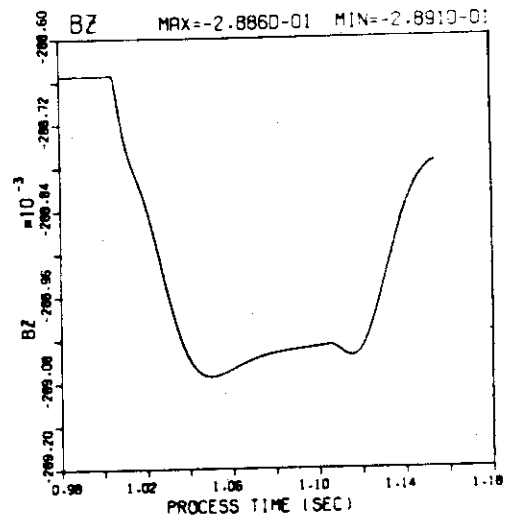
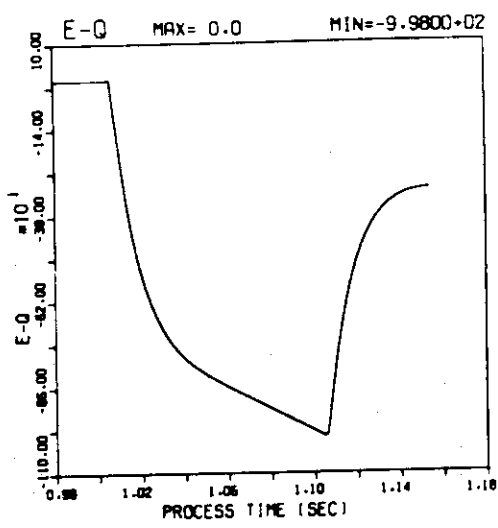
図 14 δ_0 を 0 から -4.5 [cm] まで変えた場合

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊠ 14(b)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊠ 14(c)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION

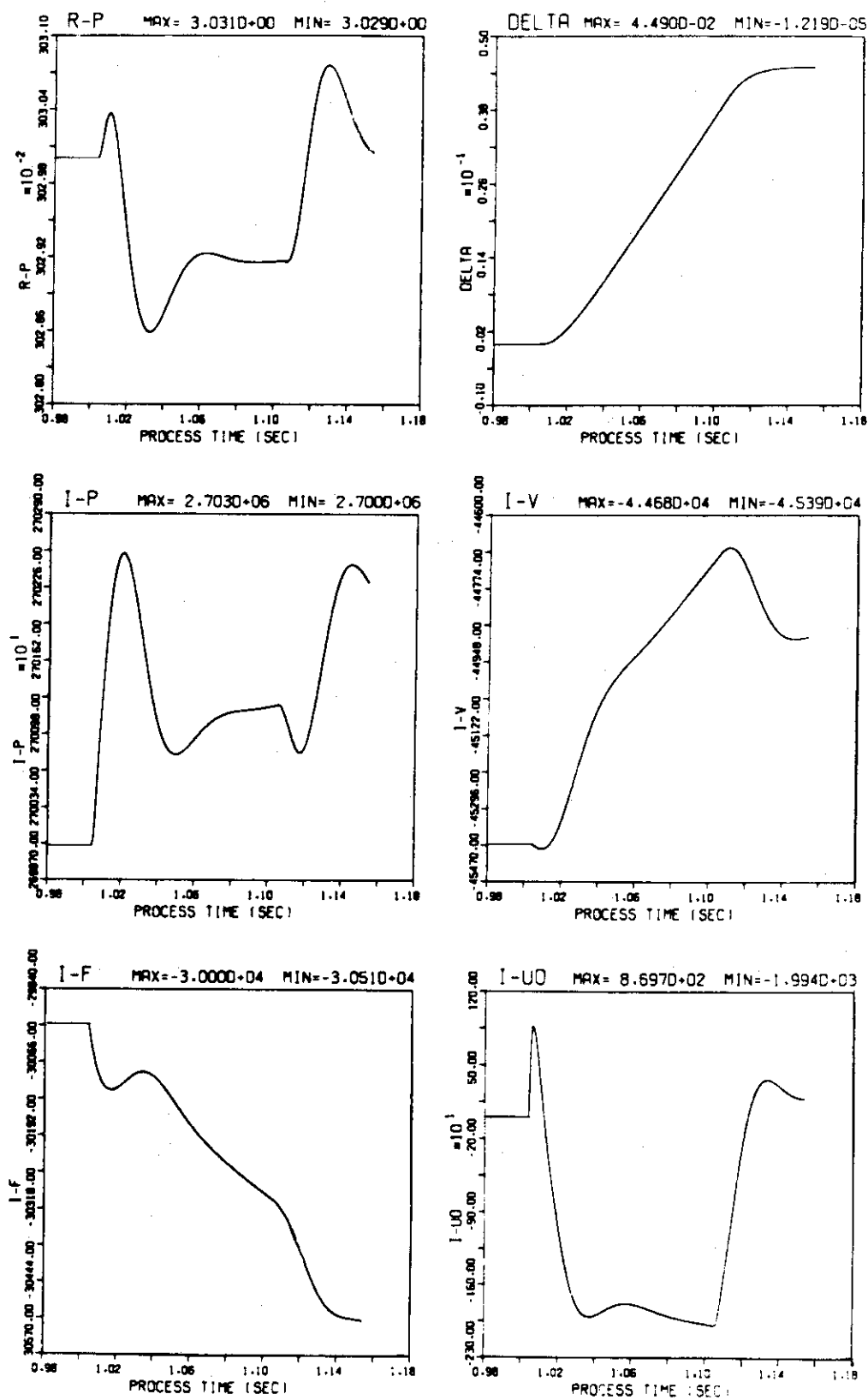
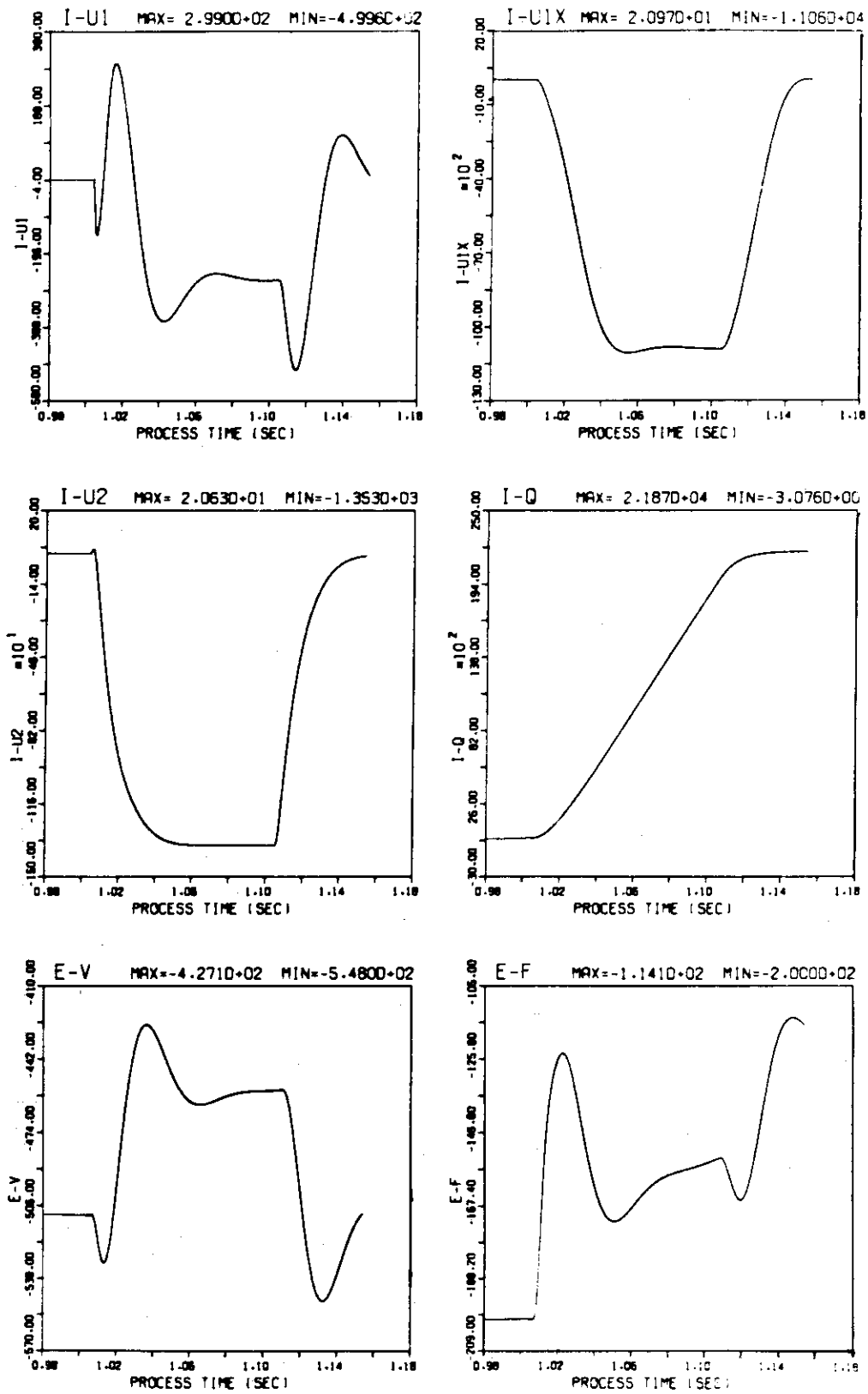


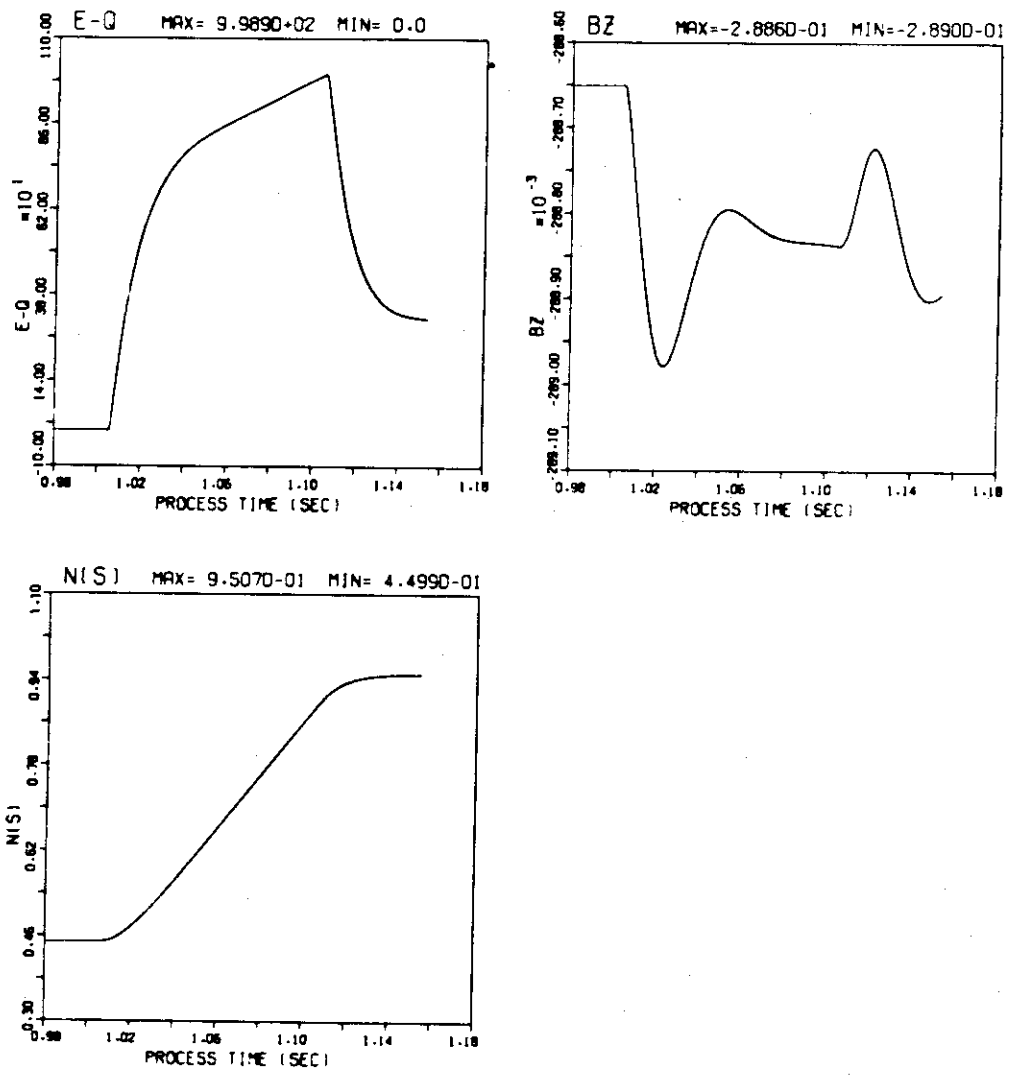
図 15 δ_0 を 0 から 4.5 [cm] まで変えた場合 (a)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



⊠ 15 (b)

FEEDBACK CONTROL SIMULATION



☒ 15(c)

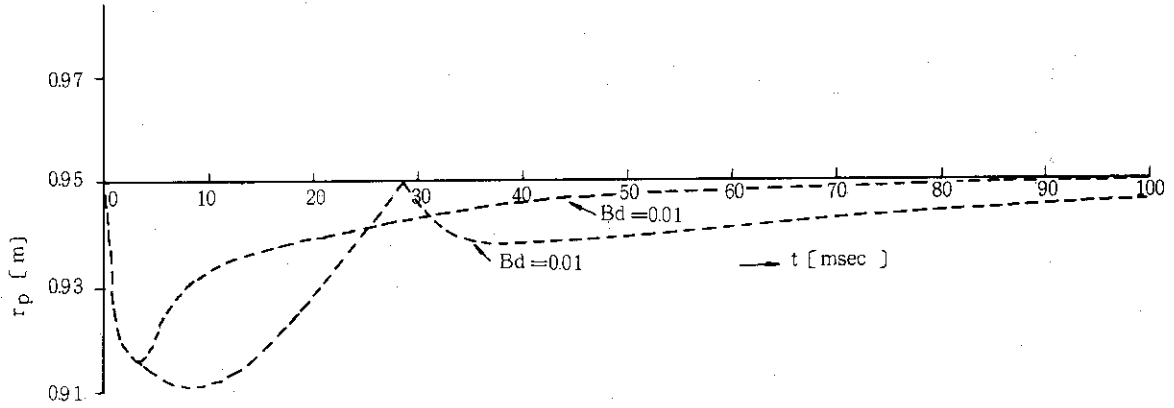
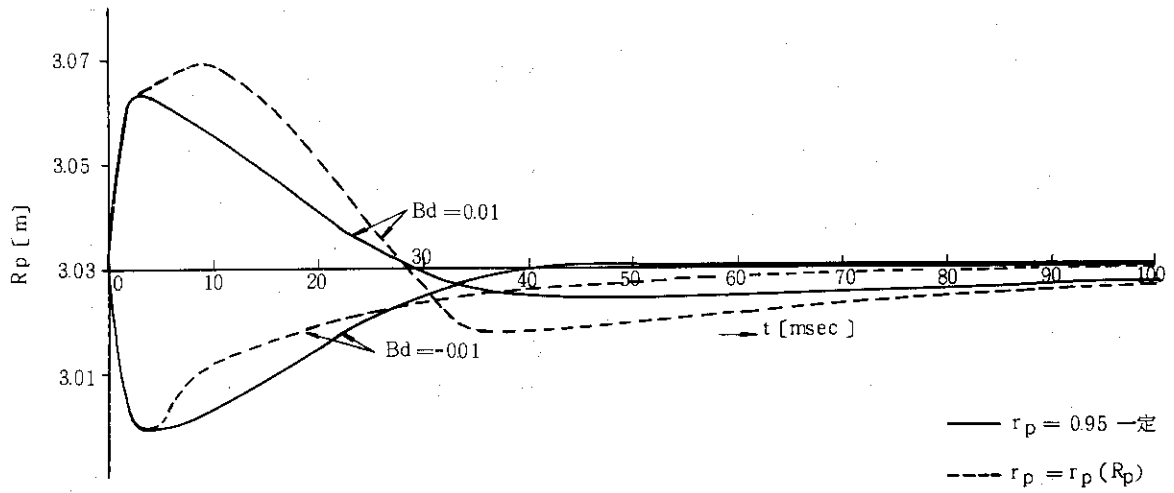


図 16 (a) リミッタによってプラズマが削られる効果を考慮する場合のシミュレーション結果

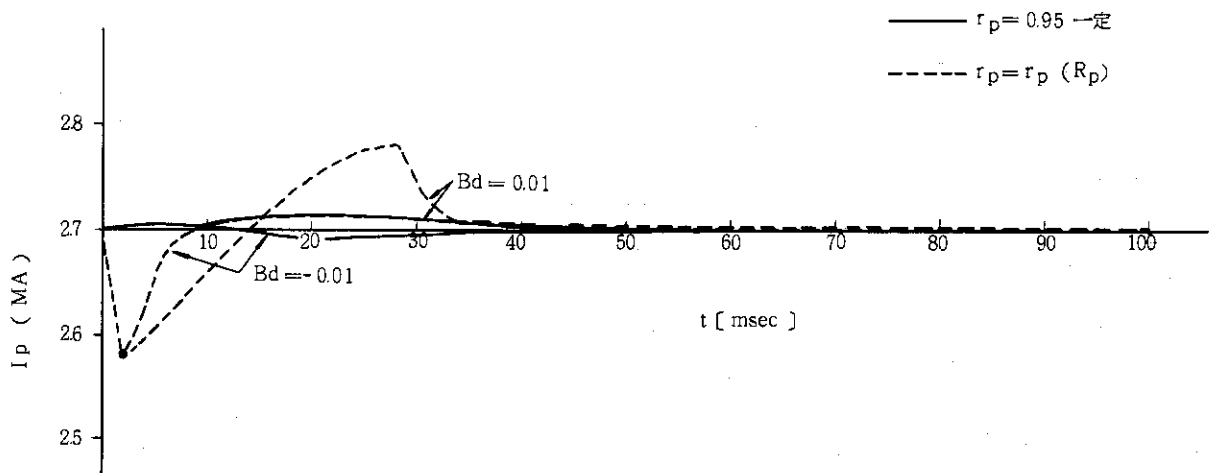


図 16 (b)

付表1 インプットデータ

カードNo	FORMAT	記号	内容
1	I 2	LLL	$\lt 10$: 評価関数を $J = \int_0^{T_L} d \cdot dt$ 10 : " $J = \int_0^{T_L} d \cdot t \cdot dt$
2	I 2	N3	電流制御比例ゲイン K_c の推定値のインプット数。 $N3 \leq 16$ (カード4参照) 電流制御なしの時は $N3 = 1$ としておく。
3	I 2	N2	主制御ループ (位置形状制御) の積分制御の積分時間 T_c の推定値のインプット数。 $N2 \leq 16$ (カード5参照)
4	8E10.3	XS(I), I=1,N3	1~10 程度の値を小さい順にインプットする。 電流制御なしのときはブランクカードとする。
5	8E10.3	YC(I), I=1,N2	T_c の推定値を大きい順に入れる。〔S〕 ・ 電流制御のある場合は $YC(I) = 0.01 \sim 0.1$ ・ 電流制御のない場合は $YC(I) = 0.5\tau \sim 2\tau$ ただし τ は磁場コイルの時定数
6	4E10.3	RES	磁場コイルの抵抗値〔 Ω 〕
		XL	" インダクタンス〔H〕
		AKP	プラズマゲイン k_p (JAERI・M6050参照)
		BN	磁場コイル電流のつくる磁場の大きさをあらわす μ 〔T/A〕
7	2I5, 2E10.3	N	=8をインプットする (一定値)。
		KO	=20 "
		H	積分の時間きざみ ($\sim 2 \times 10^{-5}$ 〔s〕)
		TLAST	積分の最終時刻〔s〕
8	3E10.3	BDO	ステップ状外乱の大きさ〔T〕
		TBD2	ステップ状外乱の立上り時定数〔s〕
		CP	フラットトップにおけるプラズマ電流値〔A〕
9	8E10.3	TS	=0 (使用せず)
		TC	=0 (使用せず)
		TI	電流検出のむだ時間 ($2 \times H$ 以上の値とする)〔s〕
		TX	DDC 計算機のサンプル周期〔s〕
		TTH	電源のむだ時間 ($2 \times H$ 以上の値とする)〔s〕
		TX1	計算機のむだ時間 ($2 \times H$ 以上の値とする)〔s〕
		TS1	電源の1次おくれ特性〔s〕
		TI1	電流検出の1次おくれ特性〔s〕

カードNo	FORMAT	記号	内 容
10	4E10.3	AKC	= 0. (使用せず)
		AKS	= 0. "
		AKD1	= 0. "
		TD1	= 1.0 "
11	3E10.3	XFF	トロイダルコイルインダクタンス L_f [H]
		XUU	真空容器インダクタンス L_u [H]
		XVV	磁場コイルインダクタンス L_v [H]
12	8E10.3	XUF	相互インダクタンス M_{uf} [H]
		XFU	" M_{fu} [H]
		XVF	" M_{vf} [H]
		XFV	" M_{fv} [H]
		XUV	" M_{uv} [H]
		XVU	" M_{vu} [H]
13	7E10.3	AKP	k_p
		ANF	ν_f
		ANU	ν_u
		ANV	ν_v
		AKPFX	$\frac{\partial M_{pf}}{\partial R_p} I_0$
		AKPUX	$\frac{\partial M_{pu}}{\partial R_p} I_0$
		AKPVX	$\frac{\partial M_{pv}}{\partial R_p} I_0$
14	6E10.3	TF	トロイダルコイルの時定数 τ_f
		TU	真空容器時定数 τ_u
		TV	磁場コイル時定数 τ_v
		XPF	M_{pf}
		XPU	M_{pu}
		XPV	M_{pv}

```

READ(5,30) LLL
READ(5,30) N3
READ(5,30) N2
READ(5,31) (XS(I),I=1,N3)
READ(5,31) (YC(I),I=1,N2)
READ(5,31) RES,XL,AKP,BN
READ(5,31) TX,TX1,TTH,TI1
30 FORMAT(I2)
31 FORMAT(8E10,3/8E10,3)

```

```

READ(5,49)N,KO,H,TLAST
READ(5,50)BD0,TBD2,CP
READ(5,50)TS,TC,TI,TX,TTH,TX1,TS1,TI1
READ(5,50)AKC,AKS,AKDJ,TD1
READ(5,50)XFF,XUD,XVV
READ(5,50)XUF,XFU,XVF,XFV,XUV,XVU
READ(5,50)AKP,ANF,ANU,ANV,AKPFX,AKPUX,AKPVX
READ(5,50)TF,TU,TV,XPF,XPU,XPV
49 FORMAT(2I5,5E10,3)
50 FORMAT(8E10,3)

```

付図1 データインプットのフォーマット

***** OPTIMUM VALUE *****

LLL = 20

EEE = 0.2735E-05

AKS = 0,0

AKC = 0.5868E+05

TS = 0.8772E+00

TC = 0.8000E+00

RES = 0.1140E-01

XL = 0.1000E-01

AKP = 0.1172E+02

BN = 0.6361E-05

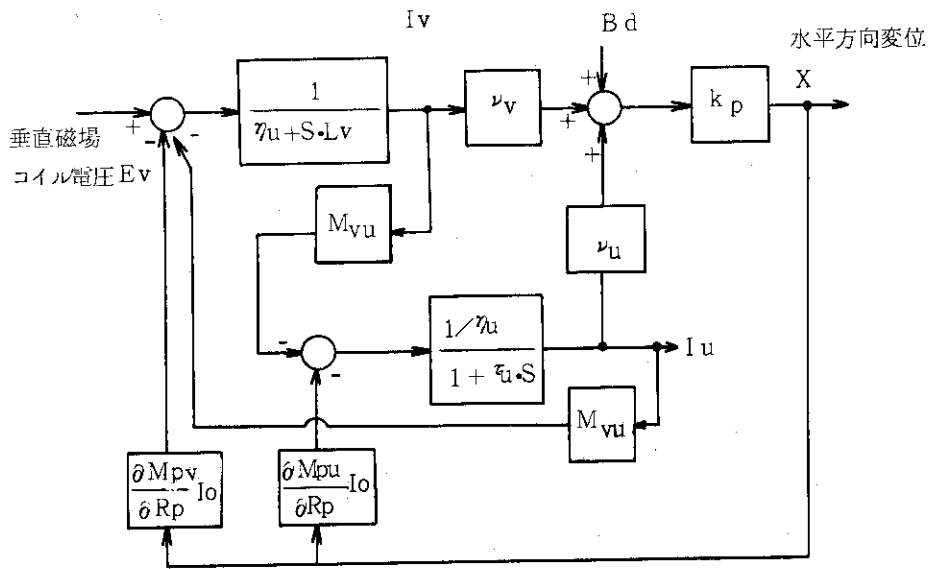
TX = 0.1000E-02

TX1 = 0.1000E-02

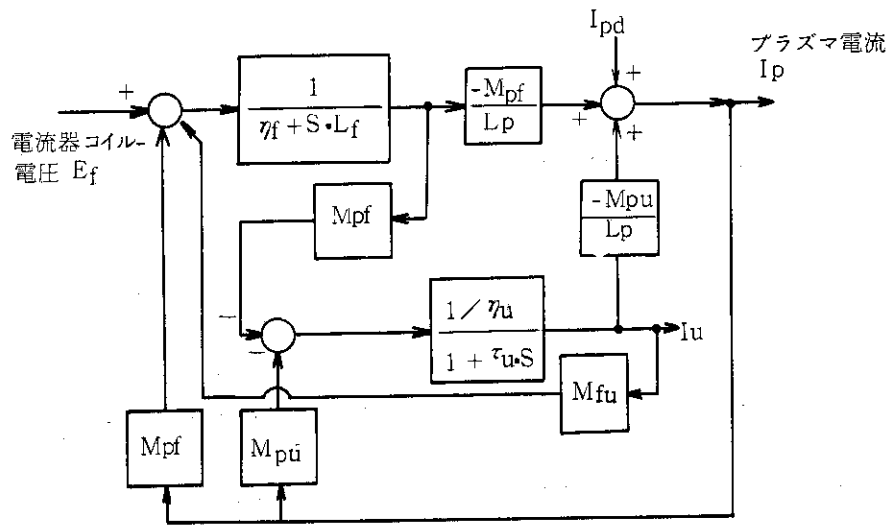
TTH = 0.1000E-02

TI1 = 0.1000E-01

付図2 データアウトプットのフォーマット



(a) 水平方向位置制御対象モデル



(b) プラズマ電流制御対象モデル

付図3 プラズマ電流制御と水平方向位置制御との対応