

JAERI-Tech  
95-053



JT-60 プラズマ位置・形状フィードバック  
制御系におけるアナログ-デジタル変換誤差の  
制御性能への影響とその対策

1995年12月

吉田 通治・栗原 研一

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

本レポートは、日本原子力研究所が不定期に公刊している研究報告書です。  
入手の問合わせは、日本原子力研究所技術情報部情報資料課(〒319-11 茨城県那珂郡東海村)あて、お申し越してください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター(〒319-11 茨城県那珂郡東海村日本原子力研究所内)で複写による実費頒布をおこなっております。

This report is issued irregularly.  
Inquiries about availability of the reports should be addressed to Information Division, Department of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-11, Japan.

© Japan Atomic Energy Research Institute, 1995

編集兼発行 日本原子力研究所  
印刷 (株)高野高速印刷

J T-60プラズマ位置・形状フィードバック制御系における  
アナログ-デジタル変換誤差の制御性能への影響とその対策

日本原子力研究所那珂研究所核融合装置試験部

吉田 通治・栗原 研一

(1995年11月1日受理)

J T-60のプラズマ平衡制御計算機システムとポロイダル磁場コイル電源直接デジタル制御装置は、それぞれの制御演算で用いるコイル電流値の信号を、異なる伝送ルートと機器で計算機入力しているため、それらコイル電流現状値が互いに異なって認識される。この時、算出したフィードバック量に対応する電圧値がコイルに適正に印加されないことになり、制御性能の低下が予想される。実際のアナログ-デジタル変換誤差は、数ビット以上になっており、この量は無視し得る量ではないと考えられる。

本報告書は、このコイル電流現状値の不一致を改善した制御方式の実験への適用に先立ち、この問題がプラズマの水平位置制御にどのような影響を及ぼしているのか、また新しく提案した制御方式が従来の制御方式と比較して、制御性能をどれだけ向上させるか、について検討を行った結果が記述されている。

The Influence of the Analog-to-Digital Conversion Error  
on the JT-60 Plasma Position/Shape Feedback Control System

Michiharu YOSHIDA and Kenichi KURIHARA

Department of Fusion Facility  
Naka Fusion Research Establishment  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Naka-machi, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received November 1, 1995)

In the plasma feedback control system (PFCS) and the direct digital controller (DDC) for the poloidal field coil power supply in the JT-60 tokamak, it is necessary to observe signals of all the poloidal field coil currents. Each of the signals, originally measured by a single sensor, is distributed to the PFCS and DDC through different cable routes and different analog-to-digital converters from each other. This produces the conversion error to the amount of several bits. Consequently, proper voltage from feedback calculation cannot be applied to the coil, and hence the control performance is possibly supposed to deteriorate to a certain extent.

This paper describes how this error makes an influence on the plasma horizontal position control and how to improve the deteriorated control performance.

Keywords : Analog-to-Digital Conversion Error, JT-60, Plasma, Position/Shape, Feedback Control, Poloidal Field Coil Power Supply, Direct Digital Controller

## 目 次

1. はじめに .....	1
2. プラズマ位置・形状フィードバック制御方式 .....	3
2.1 「EQFB内位置PD制御, P電源DDC内電流最短時間制御」 .....	3
2.2 「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御, P電源DDC内電圧制御」 .....	5
3. 制御モデルの構築 .....	6
3.1 制御モデルの各ブロック .....	6
3.2 未知パラメータの決定と制御モデル .....	11
4. シミュレーション解析結果 .....	14
4.1 プラズマ水平位置目標値と「従来方式」及び「新方式」の制御性能の比較 .....	14
4.2 「新方式」における最短時間制御ゲインの設定値の影響 .....	16
5. 考 察 .....	20
6. 結論とまとめ .....	25
謝 辞 .....	25
参考文献 .....	26

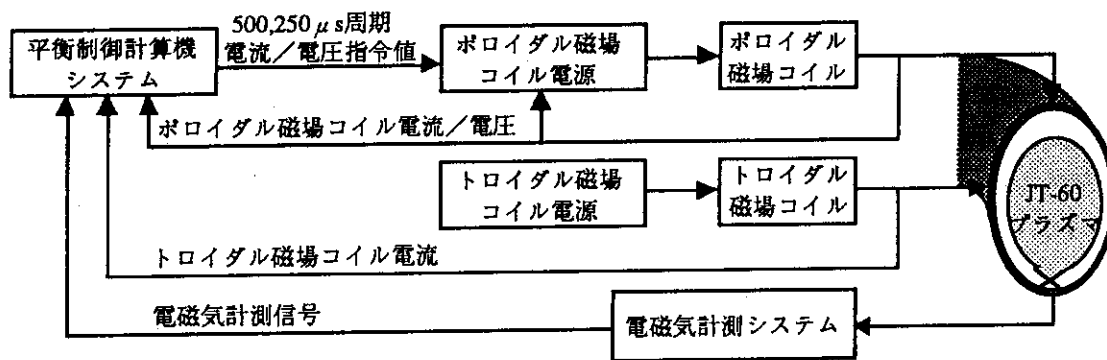
## Contents

1. Introduction .....	1
2. Algorithms of the Plasma Position/Shape Feedback Control .....	3
2.1 "PD Position Control in the EQFB with Time-Optimal Current Control in the Poloidal Field Coil Power Supply" ...	3
2.2 "PD Position Control and Time-Optimal Current Control in the EQFB with Voltage Control in the Poloidal Field Coil Power Supply" .....	5
3. The Controlled Model .....	6
3.1 Descriptions of the Controlled Model .....	6
3.2 Determination of the Unknown Parameters in the Controlled Model .....	11
4. Results from Simulations .....	14
4.1 Comparison between "the Presently-Used Algorithm" and "a Proposed Algorithm" .....	14
4.2 Control Performance Estimation with Change of Control Gains in the Proposed Algorithm .....	16
5. Discussion .....	20
6. Concluding Remarks .....	25
Acknowledgments .....	25
References .....	26

## 1. はじめに

臨界プラズマ試験装置JT-60は、プラズマ閉込め性能の向上をはじめとする様々なプラズマ物理、核融合装置工学を研究するトカマク型核融合実験装置である。JT-60の実験で最も基本となるのは大電流非円形ダイバータ・プラズマの位置・形状制御である。

JT-60のプラズマ位置・形状制御は、平衡制御計算機システム（以下「EQFB」と略す）により電磁気センサの信号に基づいてプラズマの状態を求め、その目標値と求めた現状値との偏差を零となるようにポロイダル磁場コイル電源（以下「P電源」と略す）に指令を出すフィードバック制御により行われる。（第1.1図参照）



第1.1図 位置形状制御ブロック図

JT-60の平衡諸量であるプラズマ電流、位置・形状のフィードバック制御を司るEQFBとP電源の直接デジタル制御装置（以下「DDC」と略す）は、それぞれの制御演算で用いるコイル電流値の信号を異なる伝送ルートと機器で計算機入力している。

JT-60設計当初から、両入力値は厳密に等しいものとして解析が行われていた。しかしJT-60の実験開始以降、位置・形状に関する制御性（定常偏差値等）が実験時期によってバラツキを示すことは一部に認識されていた。その後、プラズマの移動によって発生する渦電流特性も考慮したモデルを構築した際の検討<sup>1)</sup>で、このコイル電流値の違いが制御誤差に影響し、とくにプラズマ電流の低いプラズマ立ち上げ・立ち下げ時には、無視し得ない程の大きさになることが指摘された。

このコイル電流値の違いは互いの伝送ルートの信号伝達特性、特にコイル電流現状値信号を入力するアナログ→デジタル変換器（以下「ADC」と略す）の電圧オフセット（入力=0時の検出値）やゲイン確度・直線性が僅かに異なるためと考えられる。

EQFBは、算出したフィードバック量にEQFBのADCより取り込んだコイル電流現状値を加えて、実現すべきコイル電流値を指令値としてP電源DDCに出力している。（EQFBとP電源DDCの指令値の取り合い条件としてこのように取り決めた。これはEQFBの実時間制御機能のうちの1つ「EQFB内位置PD<sup>\*1</sup>制御、P電源DDC内電流最短時間制御（従来方式）」であ

\*1 PD : Proportional & Differential (比例, 微分)

る。) 一方、P電源DDCでは、再度このEQFBの指令値からコイル電流現状値を差し引いたものにゲインを乗じてフィードバック量を求め、コイル電圧指令値を算出する。このコイル電圧値が、サイリスタ電源により実際のコイル両端に印加される。この場合、P電源DDCで取り込んだコイル電流現状値がEQFBと異なると、EQFBで算出したフィードバック量に対応する電圧値をP電源DDCが出力しないことになる。

そこで2つのコイル電流値の差を使用しないで、等価な制御を実現するため、EQFBの実時間制御機能にP電源DDCの最短時間制御方式を取り入れた制御方式「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御、P電源DDC内電圧制御（新方式）」を新たに追加した(1992年12月)。(しかし、未だ実際の適用は無い。)

本検討は、実験への適用に先立ちこの新たな制御方式の効果を確認しておく目的で実施した。具体的にはJT-60用の制御モデル(JT-60の真空容器、コイル、電源における各機器や設備、プラズマ等をモデル化したもの)を文献[1]に基づき構成し、上記のEQFB・P電源DDC間のコイル電流現状値の不一致がプラズマの制御にどのような影響を及ぼしているのか、また新制御方式が従来の制御方式と比較して制御性能をどれだけ向上させることが出来るのかについて、プラズマの水平位置( $\Delta R_p$ )制御についてシミュレーションに基づき検討する。

## 2. プラズマ位置・形状フィードバック制御方式

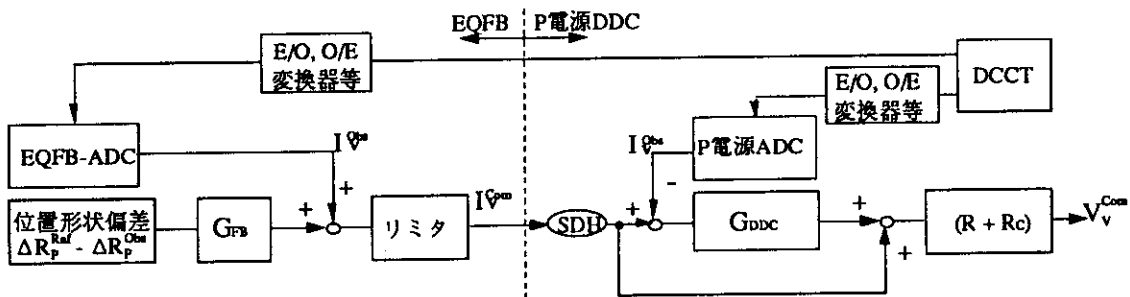
プラズマ位置・形状フィードバック制御は、EQFBが持つプラズマ位置・形状パラメータ ( $\Delta R_p$ : プラズマ水平位置,  $\Delta Z_p$ : プラズマ垂直位置,  $X_p$ : プラズマX点のダイバータ板からの距離) の目標値と磁場センサの信号から算出した現状値とに基づき、最適磁場を実現するコイル電流・電圧指令値をP電源DDCに出力し、プラズマの位置・形状を制御するものである。ここで $\Delta$ の定義は、真空容器中心を基準としたプラズマ最外殻磁気面の水平及び垂直方向の中心の位置を意味する。

本章では、プラズマ水平位置 $\Delta R_p$ を垂直磁場コイル (Vコイル) を用いて制御する場合について、従来の制御方式「EQFB内位置PD制御, P電源DDC内電流最短時間制御」と新たに設けた制御方式「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御, P電源DDC内電圧制御」について説明する。

### 2.1 「EQFB内位置PD制御, P電源DDC内電流最短時間制御」

「EQFB内位置PD制御, P電源DDC内電流最短時間制御」(以下「従来方式」と略す)は、第2.1図に示すように、EQFBで算出したフィードバック量に非接触大電流測定器(DCCT)からEQFB-ADCを通して取り込んだコイル電流現状値を加えたものをコイル電流指令値としてP電源DDCに出力する。

コイル電流指令値をEQFBから受け取ったP電源DDCは、コイル電流指令値からP電源のADCを通して取り込んだコイル電流現状値を差し引いた値に最短時間制御ゲインをかけフィードバック量を求め、現状の電流維持分の電圧値を加算し、電圧指令値を計算してサイリスタに出力する。



- $G_{FB}$  : フィードバック制御ゲイン,  $SDH$  : Sample Delay Hold,  $G_{DDC}$  : 最短時間制御ゲイン  
 $R$  : 電源内部抵抗 ( $\Omega$ ),  $R_c$  : コイル抵抗 ( $\Omega$ ), DCCT : 非接触大電流測定器  
 $I_V^{Obs}$  : コイル電流現状値 (A),  $I_V^{Com}$  : コイル電流指令値 (A),  $V_V^{Com}$  : コイル電圧指令値 (V)  
 $R_p^{Ref}$  : プラズマ水平位置目標値 (m),  $R_p^{Obs}$  : プラズマ水平位置現状値 (m)

第2.1図 「従来方式」の制御ブロック図



この制御方式における問題点は、コイル電流現状値を互いに異なる伝送ルートでそれぞれ入力していることにある。各伝送ルート上のADCは、経時変化により電圧オフセットやゲイン値・直線性が僅かに異なるため、同一であるはずのコイル電流現状値がEQFBとP電源DDCで厳密には一致しない。具体的な各コイル電流の実測結果を第2.1表に示す。P電源DDCで取り込んだコイル電流現状値がEQFBと異なる場合、EQFBで算出したフィードバック量に対応する電圧値に比べ、第2.2表に示す重み付けに従い計算する結果無視できないほど大きな誤差を含む電圧指令値をP電源DDCから、サイリスタ変換器に出力することになる。これは第4章で詳しく述べる通り、定常偏差値を広げる等のプラズマの制御精度を低下させる。

第2.1表 コイル電流伝送系及びADCの誤差

コイル種類	E/O変換器入力端短絡時 (理論値：0) EQFB：DDC	E/O変換器入力端2.5V 時の理論値からのずれ ( )内は理論値 EQFB：DDC	E/O変換器入力端-2.5V 時の理論値からのずれ ( )内は理論値 EQFB：DDC
Fコイル電流	-1：-2	-2：0 (711)	0：-3 (-711)
Vコイル電流	-5：-2	-7：-2 (883)	-5：-2 (-883)
Hコイル電流	-7：0	+1：+5 (1024)	-8：-1 (-1025)
Dコイル電流	-10：-4	-7：-2 (853)	-8：-3 (-853)
DCWコイル電流	-7：-1	0：0 (970)	-6：-2 (-970)

単位：digit

第2.2表 取り合い電流値1 digitに対応した電圧指令値

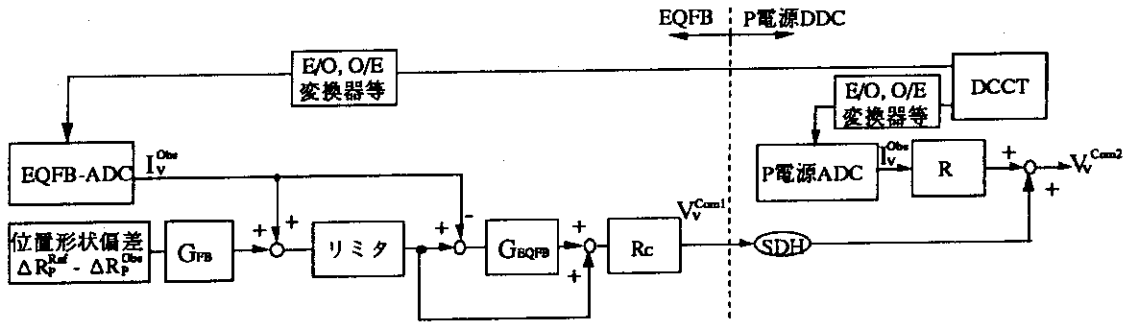
コイル電源種類	取り合い 電流値 1 digit (A)	Kd 放電条件	Kg 非線形 $\gamma$	$G_p R_c$ 理論 $\gamma' \gamma \times R_c$	電流1digitに 対応した 電圧指令値(V)	電圧指令値*の 1 digit (V)
Fコイル電源	70.31	1.0	0.1	12.3	86.5	2.44
Vコイル電源	33.98	1.0	0.07	50.4	119.9	9.76
Hコイル電源	29.296	0.5	0.05	2.13	1.56	0.98
Dコイル電源	70.31	1.0	0.05	2.13	7.49	0.82
DCWコイル電源	12.89	1.0	0.25	0.67	2.16	0.49

\*：P電源DDC内の電圧制御時の1 digitの重み

2.2 「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御, P電源DDC内電圧制御」

「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御, P電源DDC内電圧制御」(以下「新方式」と略す)は、前述したコイル電流現状値の不一致を回避するためにEQFBに最短時間制御演算を取り込んだ制御方式である。

EQFBがP電源DDCに出力する電圧指令値は、コイル両端に発生させるべき電圧である(EQFBとP電源DDCの指令値の取り合い条件としてこのように取り決めた)。このため、P電源DDC内ではフィードバック量を算出する処理は行わず、一方EQFBは「従来方式」に加えてP電源DDCで実行していた最短時間制御をEQFBに取り込み、コイル電圧指令値を出力する。「新方式」を第2.2図に示す。



$G_{BQFB}$  : EQFBにおける最短時間制御ゲイン (値は $G_{DDC}$ に同じ)

$V_v^{Com1}$  : EQFBのP電源DDCに対するコイル電圧指令値 (V)

$V_v^{Com2}$  : P電源DDCのサイリスタ変換器に対するコイル電圧指令値 (V)

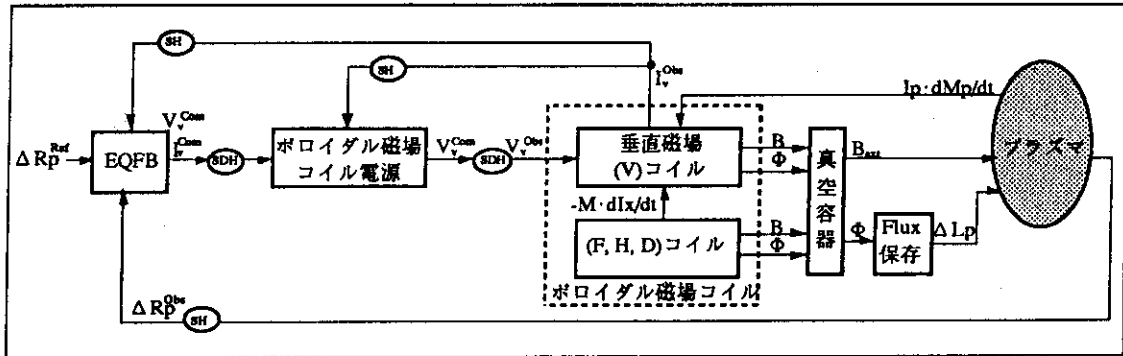
その他の記号は、第2.1図に同じ

第2.2図 「新方式」の制御ブロック図

### 3. 制御モデルの構築

プラズマ位置・形状フィードバック制御方式を評価するために、JT-60のポロイダル磁場コイル、真空容器、プラズマ等のモデル化が必要となる。本章では、文献[1]に示されているモデル構築法をJT-60に対して適用し、「JT-60制御モデル」の構築を行う。

第3.1図に制御モデルのブロック図を示し、各ブロックの中身の詳細について以下に述べる。



第3.1図 JT-60制御モデル全体構成

#### 3.1 制御モデルの各ブロック

##### (1) 平衡制御計算機システム (EQFB)

EQFBのモデルは第2章で述べた制御方式のとおりである。フィードバック制御周期は  $500 \mu s$  である。

EQFBは、むだ時間を極力短くするため、EQFBの指令値送出とP電源DDCの指令値入力の同期がうまく取れるよう「制御遅れ時間」の指定により調整できるような仕組みになっている。EQFBでの制御演算や指令値伝送に要する「むだ時間」は、第3.1図中EQFBの後段にあるSDH (Sample Delay Hold) にて考慮している。

EQFBでの制御演算式は以下に示すとおりである。

$$I_V^{Com} = [\Delta Y(i) \cdot G_{FB}^P + \{\Delta Y(i) - \Delta Y(i-1)\} / \Delta t \cdot G_{FB}^D] \mu_0 I_p^{Obs} + [\Delta I_p(i) \cdot G_P^P + \{\Delta I_p(i) - \Delta I_p(i-1)\} / \Delta t \cdot G_P^D] + I_V^{Obs} \quad \text{「従来方式」}$$

$$V_V^{Com} = \{ [\Delta Y(i) \cdot G_{FB}^P + (\Delta Y(i) - \Delta Y(i-1)) / \Delta t \cdot G_{FB}^D] \mu_0 I_p^{Obs} + [\Delta I_p(i) \cdot G_P^P + \{\Delta I_p(i) - \Delta I_p(i-1)\} / \Delta t \cdot G_P^D] \} G_{EQFB} + I_V^{Obs} R_C \quad \text{「新方式」}$$

ここで、

- $\Delta Y(i)$ :  $\Delta R_p^{Ref}(t=i \times \Delta t) - \Delta R_p^{Obs}(t=i \times \Delta t)$ ,  $\Delta I_p(i)$ :  $I_p^{Ref}(t=i \times \Delta t) - I_p^{Obs}(t=i \times \Delta t)$ ,
- $\Delta t$ : 制御周期,  $I_V^{Com}$ : コイル電流指令値 (A),  $I_V^{Obs}$ : コイル電流現状値 (A),
- $V_V^{Com}$ : コイル電圧指令値 (V),  $\Delta R_p^{Ref}$ : プラズマ水平位置目標値 (m),
- $\Delta R_p^{Obs}$ : プラズマ水平位置現状値 (m),  $I_p^{Ref}$ : プラズマ電流目標値 (A),
- $I_p^{Obs}$ : プラズマ電流現状値 (A),  $G_{EQFB}$ : 最短時間ゲイン (理論値は7.014),
- $G_X^P$ : 比例ゲイン ( $H^{-1}$ ),  $G_X^D$ : 微分ゲイン ( $H^{-1}$ ), ( $X=FB, IP$ ),

$R_c$  : コイル抵抗 (16.15m $\Omega$ ),  $\mu_0$  : 真空の透磁率 ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m),  
 SDH : Sample =  $500 \times 10^{-6}$  s, Delay  $\approx 430 \times 10^{-6}$  s.

(2) ボロイダル磁場コイル電源 (P電源DDC, サイリスタ変換器)

ボロイダル磁場コイル電源のモデルは, P電源DDCとサイリスタから構成される.

P電源DDCは, EQFBからの指令値が電流か電圧かによって制御方式が異なる. 従って, 各制御方式に対してモデルを作成する.

第3.1図中P電源DDCの後段にあるSDHは, P電源DDCの処理時間に対応している.

P電源DDCでの演算式は以下の通りである.

$$V_V^{Com2} = (I_V^{Com1} - I_V^{Obs})G_{DDC} + I_V^{Com1} (R_c + R) \quad (\text{EQFBから電流指令値を受ける場合})$$

$$V_V^{Com2} = V_V^{Com1} + I_V^{Obs} \cdot R \quad (\text{EQFBから電圧指令値を受ける場合})$$

ここで,

$V_V^{Com2}$  : P電源DDCからサイリスタ変換器へのコイル電圧指令値 (V),

$G_{DDC}$  : 理論ゲイン (値は3.528),

$I_P^{Obs}$  : コイル電流現状値 (A),

$I_V^{Com1}$  : EQFBからP電源DDCへのコイル電流指令値 (A),

$V_V^{Com1}$  : EQFBからP電源DDCへのコイル電圧指令値 (V),

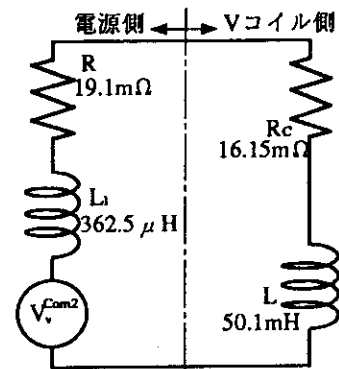
$R_c$  : コイル抵抗 ( $\Omega$ ),  $R$  : P電源の内部抵抗 ( $\Omega$ ),

$L$  : コイルインダクタンス (H),

$L_1$  : 電源の回路内インダクタンス (H),

SDH : Sample =  $500 \times 10^{-6}$  s, Delay  $\approx 260 \times 10^{-6}$  s.

(各パラメータの値は第3.2図参照.)



第3.2図 Vコイル等価回路図

サイリスタ変換器は, P電源DDCからの指令値に対応した電圧を約 $700 \times 10^{-6}$  s遅れで出力するものとする. (EQFBから指令を受け取ってからその電圧がコイル両端に印加されるまでを約 $1.0 \times 10^{-3}$  sと見積っている.)

Vコイルの両端に印加される電圧は, F, Dコイルおよびプラズマからの誘導電圧を考慮して以下の式とした.

$$V_V = V_V^{Com2} - M_{FV} \dot{I}_F - M_{DV} \dot{I}_D + (I_P M_{PV})$$

$V_V$  : Vコイル両端に実効的に印加される電圧,

$M_{FV}$  : F-Vコイル間の相互誘導係数 ( $-13.8 \times 10^{-3}$  H)<sup>[2]</sup>,

$M_{DV}$  : D-Vコイル間の相互誘導係数 ( $-1.39 \times 10^{-3}$  H)<sup>[2]</sup>,

$M_{PV}$  : プラズマ-Vコイル間の相互誘導係数,

$I_F$  : Fコイル電流現状値,  $I_D$  : Dコイル電流現状値,  $I_P$  : プラズマ電流現状値

(3) ボロイダル磁場コイル

ボロイダル磁場コイルは, 空心変流器(F)コイル, 垂直磁場(V)コイル, 水平磁場(H)コイル, ダイバータ(D)コイル, ディスラプション(DCW)コイルから構成されるが, 今回着目しているVコイルについてモデルを作成する.

Vコイルは, 以下の式に示す伝達関数モデルとした.

$$I(z) = G(z) \cdot V(z)$$

より  $\|I(z) - G(z) \cdot V(z)\|^2$  が最小となるように  $G(z)$  (最小2乗解) を決定する。

Vコイル単独通電試験(E021970)の実験結果データ (第3.3図中破線) を使用しているため、この場合  $n = 15000$ 。

$G(z)$  は以下の式で表される。

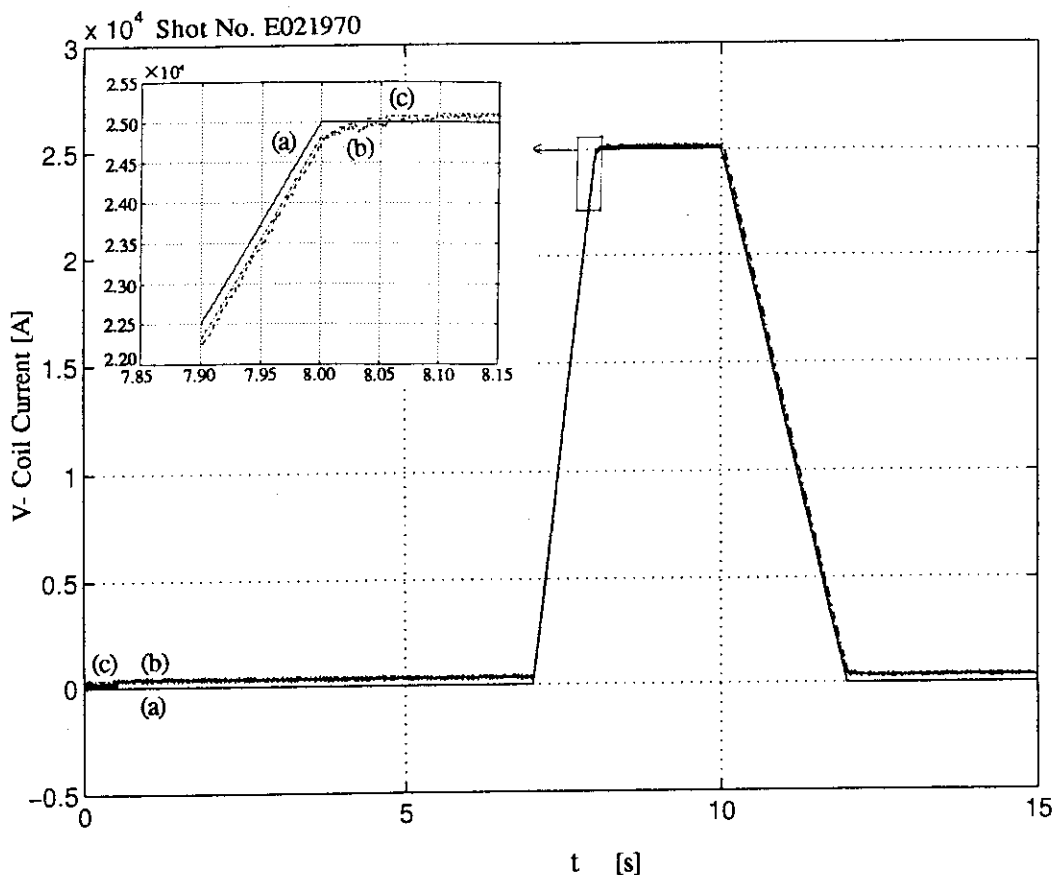
$$G(z) = P(z)/q(z)$$

ただし、 $P(z) = P_0z^5 + P_1z^4 + \dots + P_5$   $P_i \in \mathbb{R}^1$  ( $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ )

$q(z) = q_0z^5 + q_1z^4 + \dots + q_5q_i \in \mathbb{R}^1$  ( $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ ;  $q_0 \neq 0$ )

$z^i$  は  $i$  サンプル遅れ演算子

第3.3図にVコイルモデルの再現具合を示す。



記号	名 称	線種
(a)	Vコイル電流目標値	——
(b)	Vコイル電流現状値	----
(c)	Vコイル電流値 (同定モデル)	- · - · -

第3.3図 Vコイルモデルの作成に用いたコイル通電試験とモデルによる再現具合

(4) 真空容器

真空容器は、渦電流の発生により垂直磁場コイル、ポロイダル磁場コイルが作る磁場の容器内への浸み込みを遅らせる。

真空容器のモデルは、以下の式から真空容器の時定数を求め、1次遅れ系とした。

$$L = \mu_0 R_V \{ \log (8R_V/a_V) - 2 \} , R = 2\pi R_V / (2\pi a_V d \sigma)$$

$$\tau = L/R$$

ここで、

- L : 真空容器の自己インダクタンス(H), R : 真空容器の抵抗( $\Omega$ ),  
 $\mu_0$  : 真空の透磁率 ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m),  $R_V$  : 真空容器の大半径(m),  
 $a_V$  : 真空容器の小半径(m), d : 真空容器の厚み平均( $15.3 \times 10^{-3}$ m),  
 $\sigma$  : 導電率 ( $7.69 \times 10^5 \Omega^{-1}m^{-1}$ ),  $\tau$  : 時定数

である。 $a_V$ は、JT-60の真空容器断面は楕円(非円形)のため、真空容器の断面積を円で近似したときの値を採用した。上式を計算すると $\tau$ の理論予想値は $1.95 \times 10^{-2}$ sである。

(5) 磁束保存

本モデルは、垂直磁場コイル、ポロイダル磁場コイルから発生する磁束とプラズマや渦電流が消費する磁束が等しいという、磁束保存則を考慮している。この関係は以下の式のとおりである。

$$[\Phi^{PF}(t) + \Phi^V(t) + \Phi^{OH}(t)] - [L_p I_p + \int \eta_p I_p dt + \Phi^{eddy}(t)] = 0$$

ここで、

- $\Phi^{PF}(t)$  : F, Vコイル以外のポロイダル磁場コイルから発生する磁束(Wb)  
 $\Phi^V(t)$  : Vコイルから発生する磁束(Wb)  
 $\Phi^{OH}(t)$  : Fコイルから発生する磁束(Wb)  
 $\Phi^{eddy}(t)$  : 渦電流により消費される磁束(Wb)  
 $\int \eta_p I_p dt$  : プラズマ電気抵抗により消費される磁束(Wb)  
 $L_p$  : プラズマ自己インダクタンス(H), ( $L_p = \mu_0 R_p \{ \ln (8R_p/a_p) + li/2 - 2 \}$ ),  
 ( $R_p$ : プラズマ大半径(m),  $a_p$ : プラズマ小半径(m),  $li$ : 内部インダクタンス  $\times \frac{4\pi}{\mu_0}$ )  
 $I_p$  : プラズマ電流(A)  
 $\eta_p$  : プラズマ抵抗( $\Omega$ )

である。

また上記式は次の2つの条件、

- 条件1 :  $\Delta [\theta_1 \Phi^{OH}(t) + \theta_2 \Phi^V(t) - \int \eta_p I_p dt - \Phi^{eddy}(t)] = 0$   
 F, Vコイルから発生される磁束の変化分の( $\theta \times 100$ )%は、プラズマと渦電流により消費される。 $\theta$ は磁束消費率である。

- 条件2 : その他のコイルによって発生する磁束は、プラズマでも渦電流でも消費されない。

により、次のように変形できる。

$$\Delta \Phi^{PF} + (1 - \theta_1) \Delta \Phi^{OH} + (1 - \theta_2) \Delta \Phi^V - \Delta(L_P I_P) = 0$$

### (6) プラズマ

プラズマが平衡状態のとき、水平方向に働く力の関係式は以下のとおりとする。

$$F_R = F_P - 2\pi R_P I_P \{B_{ext}(R_P, Z_P) + B_{move}\} \simeq 0$$

$$F_P = \kappa^{-\alpha} \left[ \frac{1}{2} \mu_0 I_P^2 \left\{ \log \left( \frac{8R_P}{a_P} \right) + \beta_P + \frac{li}{2} - \frac{3}{2} \right\} \right]$$

ここで、

$R_P$  : プラズマの大半径 (m),  $I_P$  : プラズマ電流 (A),  $B_{ext}$  : Pコイルより発生する磁場 (T)

$(R_P, Z_P)$  : プラズマの位置 (m),

$B_{move}$  : 渦電流より発生する磁場

$(B_{move} = KI_P \frac{d\Delta R_P}{dt}$  : Kは定数,  $K = \mu_0 \tau / (4\pi^2 a_v^2)$ による概略予想値は  $3.019 \times 10^{-10}$

$TA^{-1}m^{-1}s$ ,  $\tau$  : 真空容器の時定数 (既出),  $a_v$  : 真空容器の小半径 (既出)),

$\kappa$  : 楕円度,  $\alpha$  : 未知パラメータ,  $\mu_0$  : 真空の透磁率 ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m),

$a_P$  : プラズマの小半径 (m),  $\beta_P$  : ポロイダルベータ,

$li$  : プラズマ内部インダクタンス  $\times 4\pi/\mu_0$

である。上式は、プラズマの自己インダクタンス( $L_P$ )

$$L_P = \mu_0 I_P \left\{ \log \left( \frac{8R_P}{a_P} \right) + \frac{li}{2} - 2 \right\}$$

を用いて表すと、

$$F_P = \kappa^{-\alpha} \left\{ \frac{1}{2} I_P^2 \frac{L_P}{R_P} + \frac{1}{2} \mu_0 I_P^2 \left( \beta_P + \frac{1}{2} \right) \right\}$$

となる。

従って、下の式からRunge-Kutta法<sup>[3]</sup>によりプラズマの1サンプル周期(500 $\mu$ s)での水平位置 $\Delta R_P$ の変化分を求める。

$$\frac{d\Delta R_P}{dt} = \frac{1}{KI_P(t)} \left[ -B_{ext}(t) + \frac{B_{ext}(0)R_P^2(0)}{R_P^2(t)} + \kappa^{-\alpha} \frac{\Delta(L_P(t)I_P(t))}{4\pi R_P^2(t)} + \frac{\mu_0}{4\pi} \kappa^{-\alpha} \frac{I_P(t)R_P(t) - I_P(0)R_P(0)}{R_P^2(t)} \left( \beta_P + \frac{1}{2} \right) \right]$$

なお、 $\Delta(L_P(t)I_P(t))$ は磁束保存の関係式より導出される。

### 3.2 未知パラメータの決定と制御モデル

本項目は、制御モデルの中の各モデルにおいて未知であったパラメータの決定と制御モデルの妥当性について述べる。

未知パラメータは、真空容器の項の時定数 ( $\tau$ )、磁束保存の項の磁束消費率 ( $\theta_1, \theta_2$ )、プラズマの項の楕円度に関するパラメータ ( $\kappa^{\circ}$ ) 及び比例定数 (K) の5つである。これらの値は、近似はできるもののプラズマの性質や形により確定できないため、放電後結果データと比較して最適な値を求めた。対象とした放電のショット番号はE012969である。本放電では、プラズマ水平位置の目標値  $\Delta R_p^{\text{Ref}}$  は、時刻  $t = 6.0$  sまで0.1m一定で、 $t = 6.0$  sより振幅 $\pm 0.02$  m、周波数10.0 Hzで左右に振動している。これにより決定した各パラメータの値は、 $\tau = 2.438 \times 10^{-2}$  s,  $\theta_1 = 0.7$ ,  $\theta_2 = 0.5$ ,  $\kappa = 1.4$ ,  $\alpha = 0.31$ ,  $K = 4.50 \times 10^{-10}$  TA $^{-1}$ m $^{-1}$ sである。

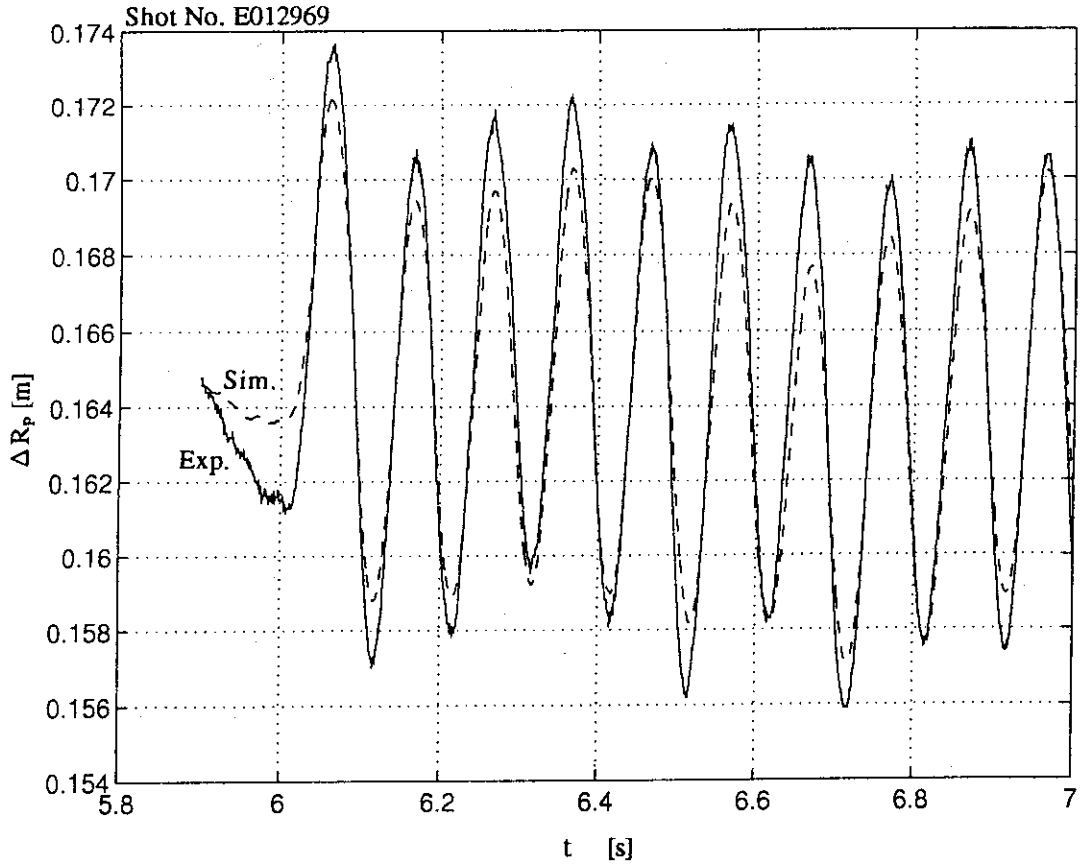
これらの値を用いた制御モデルとプラズマ電流現状値、プラズマ電流の目標値、プラズマ垂直位置現状値、Vコイル以外のコイル電流現状値、プラズマ水平位置の目標値のデータを使用してプラズマ水平位置の時間変化を計算した。EQFBとP電源DDC間のコイル電流現状値の差は、カウント値で6~12 bit (203.88~407.76 A)である。この結果を第3.4図に示す。

シミュレーション解析を行うには、その対象となるモデルが適当であることは極めて重要である。第3.4(a)図より制御モデルの再現結果は、放電後結果データと比較すると絶対値で約  $3.0 \times 10^{-3}$  mという僅かな差あり、位相も良く一致している。このことから、制御モデルはシミュレーション解析を行うにあたって、妥当なモデルであることが言える。

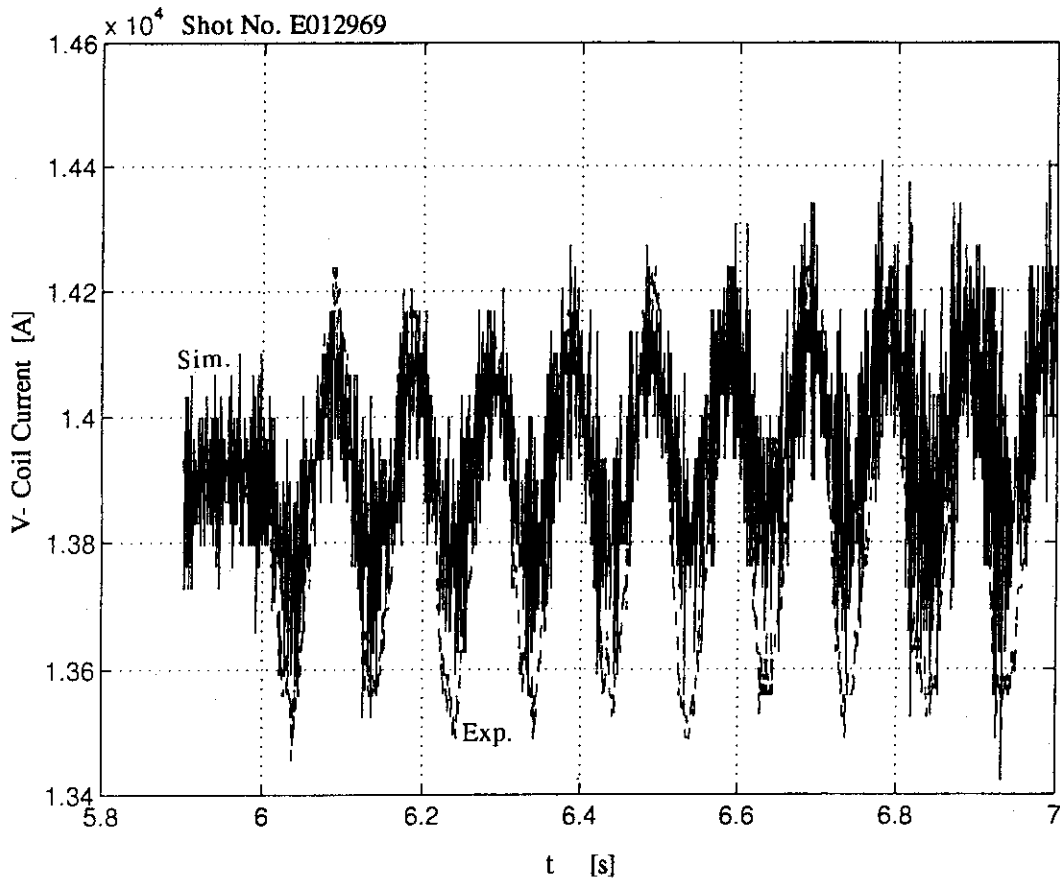
また、一旦得られたこの制御モデルのパラメータを固定したままで他の放電(E012949)に適用した場合の、実験とシミュレーション解析結果との比較を第3.5図に示す。この図より制御モデルの再現結果は、放電後結果データと比較すると絶対値で約  $5.0 \times 10^{-3}$  mという僅かな差あり、位相も良く一致している。

これらの結果から、モデルはこの2.0Hz~10.0Hzの指令値の変動範囲でおおよそ数mm以下の精度で、水平位置の動特性を再現出来ることが判った。



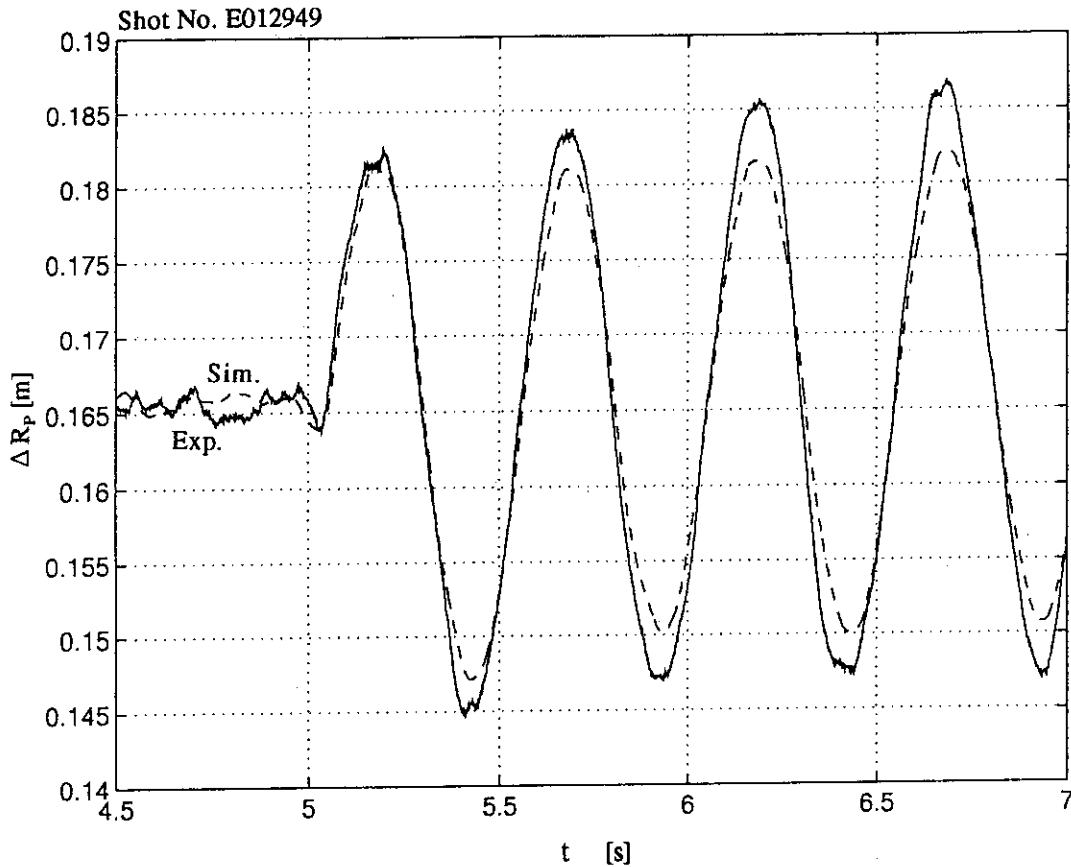


第3.4.(a)図 放電後結果データと制御モデルの再現具合 ( $\Delta R_p^{Obs}$ )



第3.4.(b)図 放電後結果データと制御モデルの再現具合 ( $I_V^{Obs}$ )

- ① プラズマ水平位置の目標値が一定の領域 (5.9~6.0sec) では、演算結果と実験結果は  $-2.26 \times 10^{-3} \text{m} \sim 2.05 \times 10^{-4} \text{m}$  の差の範囲で一致している。
- ② プラズマ水平位置の目標値が10.0 Hzの周波数で振動している領域 (6.0~7.0sec) では、振幅に関して演算結果と実験結果は絶対値で最大  $3.19 \times 10^{-3} \text{m}$  の差の範囲で、また位相に関しては良く一致している。
- ③ Vコイル電流現状値の比較を見ても、絶対値及び振動領域の変化分ともに良く一致している。



第3.5図 放電後結果データと制御モデルの再現具合 ( $\Delta R_p^{Obs}$ )

- ① プラズマ水平位置の目標値が一定の領域 (4.5~5.0sec) では、演算結果と実験結果は  $-1.81 \times 10^{-3} \text{m} \sim 1.43 \times 10^{-3} \text{m}$  の差の範囲で一致している。
- ② プラズマ水平位置の目標値が2.0Hzの周波数で振動している領域 (5.0~7.0sec) では、振幅に関して演算結果と実験結果は絶対値で最大  $5.65 \times 10^{-3} \text{m}$  の差の範囲で、また位相に関してもほぼ一致している。

## 4. シミュレーション解析結果

本章では、第3章にて決定した制御モデルを用いて、「従来方式」（コイル電流現状値の差有り）の場合、「従来方式」（コイル電流現状値の差なし）の場合、「新方式」の場合の3つの方式におけるプラズマ水平位置の制御シミュレーション解析の結果を述べる。

ポロイダル磁場コイルの中でプラズマ水平位置を制御するために使用されるコイルはVコイルである。第3章の制御モデルでは、Vコイルをモデル化しているため、本シミュレーションでは、Vコイル以外の各コイルの電流値は、時系列データを予め与えておくこととした。

EQFB・P電源DDC間の電流現状値に差がある場合については、P電源DDCの前段のSH (Sample Hold)で、その差に見合った電流値を加えることで考慮した。(EQFBとP電源DDCのコイル電流現状値の差は、放電後結果データから203.88 A~407.76 A (カウント値に換算すると6 bit~12bit) P電源DDCが大きい。従って、本シミュレーションではP電源ADCで取得したVコイル電流現状値とEQFB-ADCで取得したVコイル電流現状値の差を時系列データとして与えた。)

シミュレーション解析は、第3章「制御モデルの構築」の時と同様の条件で、 $t = 5.9 \text{ s} \sim 7.00 \text{ s}$ の間行い、各々の方式について実験結果（プラズマ水平位置の目標値(d)）との比較を行った。(第4.1図参照)

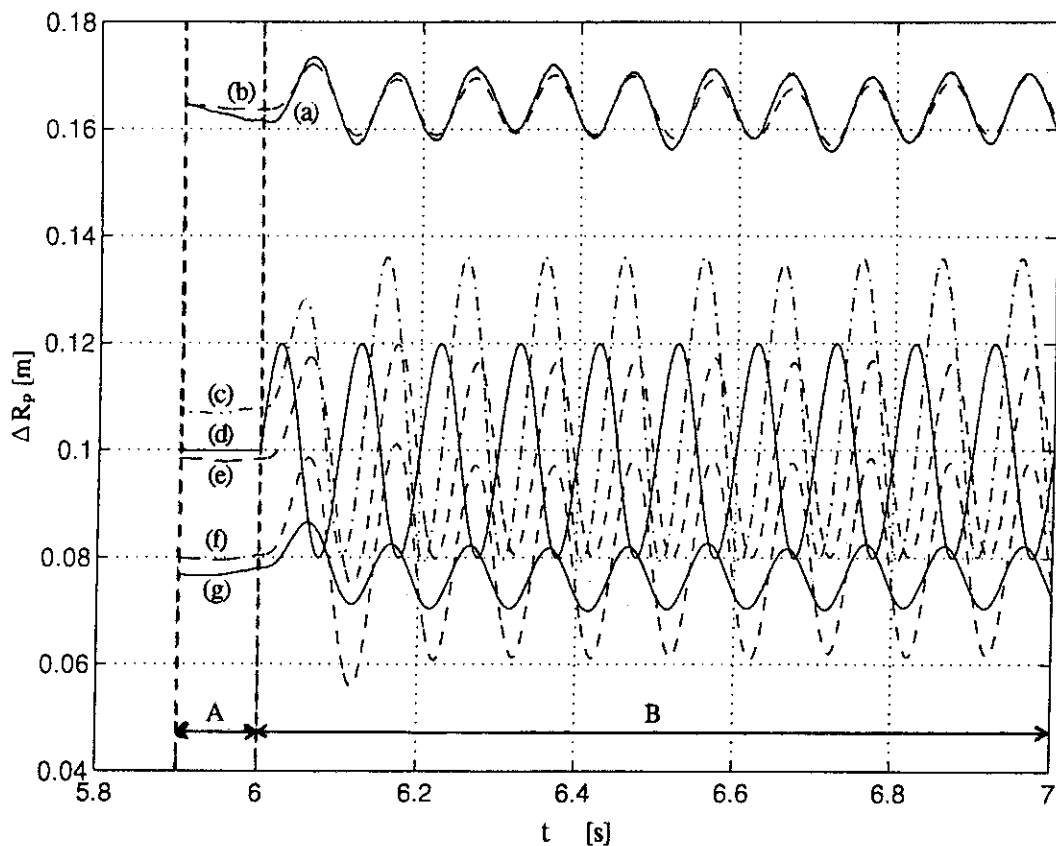
シミュレーションのツールとしては、Sun ワークステーション上のMATLAB<sup>\*1</sup>を使用した。以下にシミュレーション解析の結果を示す。

### 4.1 プラズマ水平位置目標値と「従来方式」及び「新方式」の制御性能の比較

- (1) 放電後結果データにおけるプラズマ水平位置目標値(d)とプラズマ水平位置現状値(a)の比較（「従来方式」で、EQFBとP電源DDCのVコイル電流値に差のある場合）
  - ・ (a)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $6.15 \times 10^2 \text{ m} \sim 6.49 \times 10^2 \text{ m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.86 \times 10^2 \text{ m}$  (d)が大きく、位相は $148^\circ$  (a)が遅れている。
- (2) 「従来方式」で、EQFBとP電源DDCのVコイル電流値に差のある場合のシミュレーション結果(b)と放電後結果データ(d)の比較
  - ・ (b)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $6.37 \times 10^2 \text{ m} \sim 6.47 \times 10^2 \text{ m}$  (b)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.58 \times 10^2 \text{ m}$  (d)が大きく、位相は $148^\circ$  (b)が遅れている。
- (3) 「従来方式」で、EQFBとP電源DDCのVコイル電流値に差のない場合のシミュレーション結果(g)と放電後結果データ(d)の比較

\*1 MATLAB：汎用数値解析ソフトウェア。(米国The MathWorks, Inc. の登録商標<sup>[4]</sup>, Mathematical Laboratoryの略。)

- ・ (g)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $-2.19 \times 10^{-2} \text{m} \sim -2.33 \times 10^{-2} \text{m}$  (g)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.622 \times 10^{-2} \text{m}$  (d)が大きく、位相は $148^\circ$  (d)が遅れている。
  - ・ コイル電流現状値に差がなくても発生する約2.0cmの定常偏差は、EQFBにおけるフィードバック演算での $I_p$ 比例ゲイン $\times \Delta I_p$ の項に起因する。
- (4) 「従来方式」で、EQFBとP電源DDCのVコイル電流値に差のある場合でフィードバック制御ゲイン ( $G_{RP}^P, G_{RP}^D$ ) の値が非常に大きい場合 (1995.7.14現在の値) のシミュレーション結果(c)と放電後結果データ(d) の比較
- ・ (c)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $6.91 \times 10^{-3} \text{m} \sim 8.00 \times 10^{-3} \text{m}$  (c)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $8.38 \times 10^{-3} \text{m}$  (c)が大きく、位相は $117^\circ$  (c)が遅れている。
- (5) 「新方式」で、フィードバック制御ゲインの微分ゲイン $G_{RP}^D$ および $I_p$ 比例ゲイン $G_{RP}^P$ の値が0の場合のシミュレーション結果(e)と放電後結果データ(d) の比較
- ・ (e)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $-1.45 \times 10^{-3} \text{m} \sim -1.98 \times 10^{-3} \text{m}$  (e)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $2.74 \times 10^{-3} \text{m}$  (d)が大きく、位相は $162^\circ$  (e)が遅れている。
  - ・ ここで設定している「新方式」の最短時間ゲイン $G_{EQFB}$ の値は、詳しくは4.2章にて述べるが、 $G_{DDC}$ の4倍である。
- (6) 「新方式」の場合のシミュレーション結果(f)と放電後結果データ(d) の比較
- ・ (f)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $-1.95 \times 10^{-2} \text{m} \sim -2.04 \times 10^{-2} \text{m}$  (f)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $3.36 \times 10^{-3} \text{m}$  (d)が大きく、位相は $162^\circ$  (f)が遅れている。
  - ・ コイル電流現状値に差がなくても発生する約2.0cmの定常偏差は、EQFBにおけるフィードバック演算での $I_p$ 比例ゲイン $\times \Delta I_p$ の項に起因する。
  - ・ ここで設定している「新方式」の最短時間ゲイン $G_{EQFB}$ の値は、詳しくは4.2章にて述べるが、 $G_{DDC}$ の4倍である。



記号	名 称	線種
(a)	放電結果データ(E012969)	—
(b)	「従来方式」(E012969のゲイン使用: $G_{RP}^p = -1687.6, G_{RP}^D = -0.8438, G_p^p = 1.5 \times 10^3$ )の解析結果	----
(c)	「従来方式」( $G_{RP}^p = -1.0 \times 10^4, G_{RP}^D = -60.0, G_p^p = 1.5 \times 10^3$ )の解析結果	- · - · -
(d)	プラズマ水平位置の目標値	.....
(e)	「新方式」( $G_{RP}^p = -1687.6, G_{RP}^D, G_p^p = 0$ )の解析結果	----
(f)	「新方式」( $G_{RP}^p = -1687.6, G_{RP}^D = -0.8438, G_p^p = 1.5 \times 10^3$ )の解析結果	----
(g)	「従来方式」(コイル電流現状値の差なし) ( $G_{RP}^p = -1687.6, G_{RP}^D = -0.8438, G_p^p = 1.5 \times 10^3$ )の解析結果	—

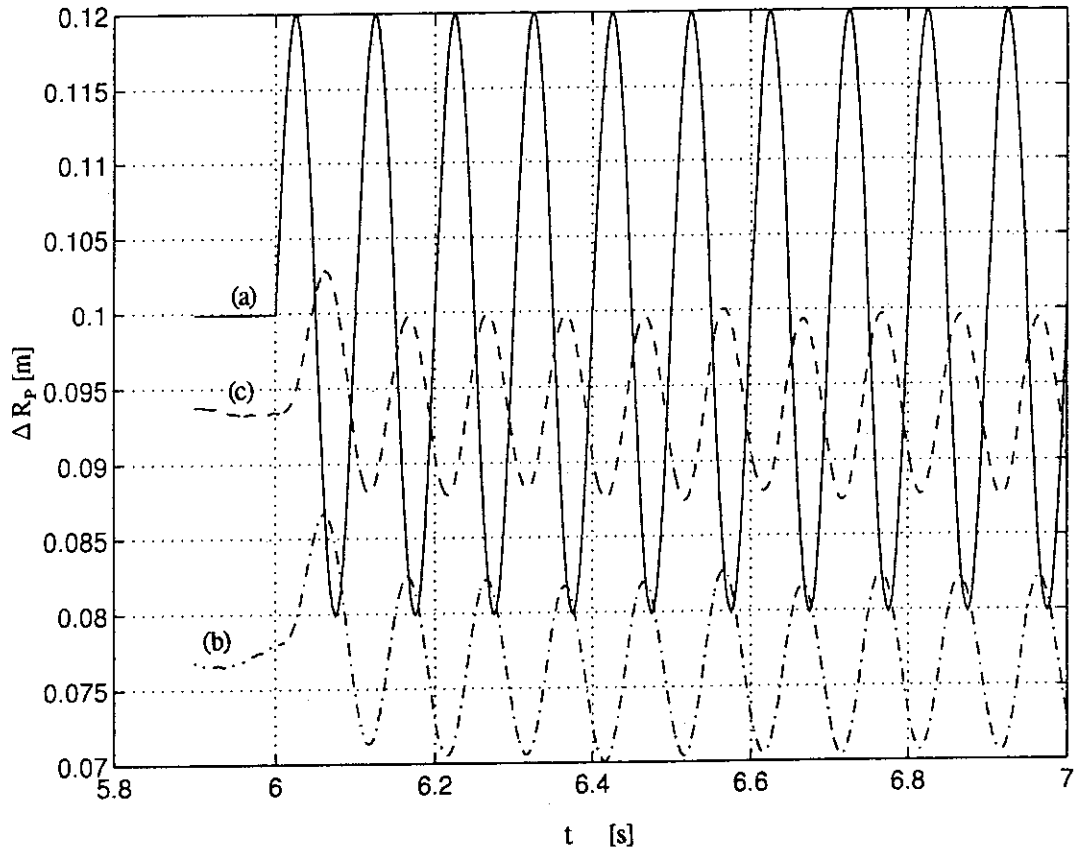
第4.1図 制御モデルの解析結果

#### 4.2 「新方式」における最短時間制御ゲインの設定値の影響

EQFBで設定される最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ は、P電源DDCの最短時間制御方式を取り込んでいることから、P電源DDCで設定されている最短時間制御ゲイン $G_{DDC}$ と同じ値を本来ならば設定しなければならない。しかし、P電源DDCの $G_{DDC}$ は、コイル通電試験から決定した値を設定しているが、この値は単一回路モデルによる理論値7.014に比べると約半分の3.528である。この場合、電流現状値の違いによる定常偏差を解消した「新方式」でも、第4.2図に示すようにプラズマ水平位置の目標値に比べるとお振幅の大きさや位相に差が生ずる。この

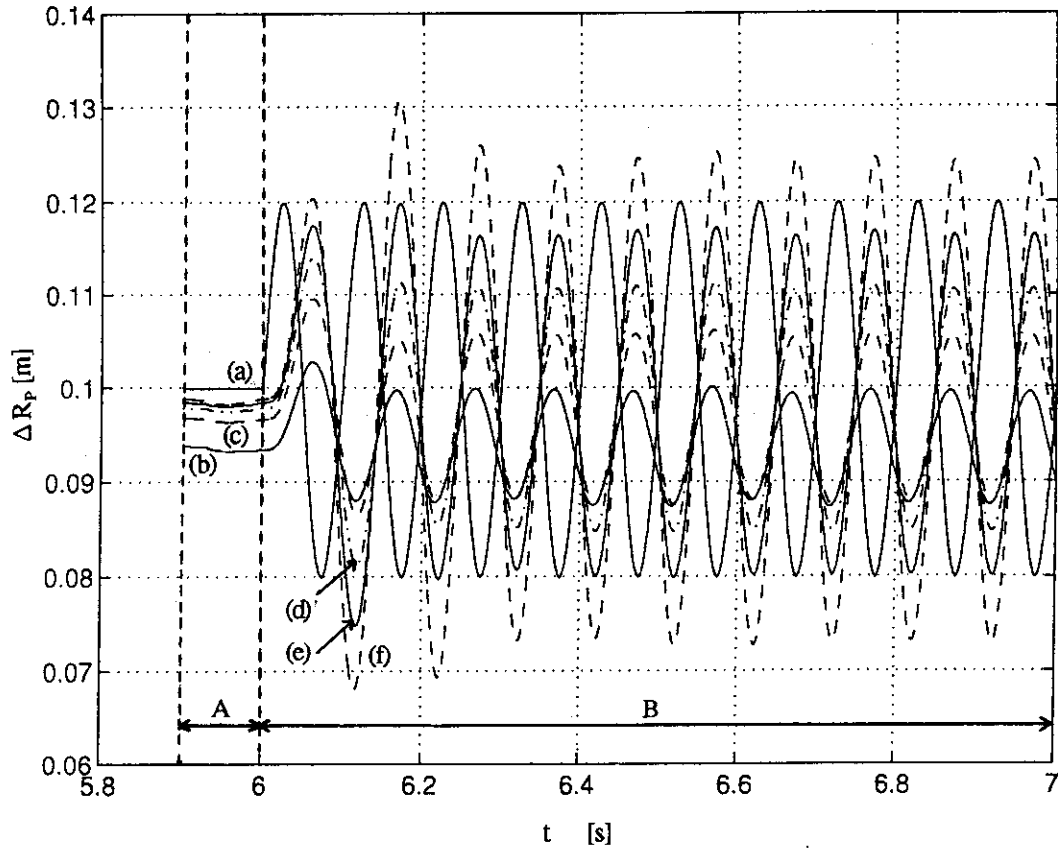
点が、最短時間制御ゲイン $G_{BQFB}$ の値を変更した場合にどう変化するかを調べてみた。 $G_{BQFB}$ が現 $G_{DDC}$ の1倍、2倍、3倍、4倍、5倍の結果を第4.3図に示す。(但し、この時 $G_{RP}^P = -1687.6$ ,  $G_{RP}^D, G_P^P = 0$ とした。)

第4.2図から、「新方式」におけるゲイン ( $G_{BQFB}$ ) の変更 (増大) は、定常偏差及び振幅に対して感度を持っていることが判った。一方で位相にはある程度予想されたことではある



記号	名 称	線種
(a)	プラズマ水平位置の目標値	——
(b)	「従来方式」(コイル電流現状値の差なし) ( $G_{RP}^P = -1687.6, G_{RP}^D = -0.8438, G_P^P = 1.5 \times 10^3$ )の解析結果	- - - -
(c)	「新方式」( $G_{RP}^P = -1687.6, G_{RP}^D, G_P^P = 0, G_{BQFB} = G_{DDC} \times 1$ )の解析結果	- · - · -

第4.2図 「従来方式」と「新方式」の制御性能



記号	名 称	線種
(a)	プラズマ水平位置の目標値	——
(b)	$G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の 1 倍の場合 (第4.2図(c)と同一)	——
(c)	$G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の 2 倍の場合	----
(d)	$G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の 3 倍の場合	-·-·-
(e)	$G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の 4 倍の場合 (第4.1図(e)と同一)	——
(f)	$G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の 5 倍の場合	----

第4.3図 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ の違いによる制御性能

第4.3図より判ることを以下に箇条書きにする。

- (1) 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ と等しい場合(b)とプラズマ水平位置の目標値(a)との比較
  - ・(a)と(b)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $6.08 \times 10^{-3} \text{m} \sim 6.67 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.49 \times 10^{-2} \text{m}$  (a)が大きく、位相は $148^\circ$  (b)が遅れている。
- (2) 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の2倍の場合(c)とプラズマ水平位置の目標値(a)との比較
  - ・(a)と(c)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $3.09 \times 10^{-3} \text{m} \sim 3.58 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.17 \times 10^{-2} \text{m}$  (a)が大きく、位相は $158^\circ$  (c)が遅れている。
- (3) 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の3倍の場合(d)とプラズマ水平位置の目標値(a)との比較
  - ・(a)と(d)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $2.01 \times 10^{-3} \text{m} \sim 2.50 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $7.88 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、位相は $162^\circ$  (d)が遅れている。

- (4) 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の4倍の場合(e)とプラズマ水平位置の目標値(a)との比較  
 ・(a)と(e)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $1.45 \times 10^{-3} \text{m}$ ～ $1.98 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $2.74 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、位相は $162^\circ$  (e)が遅れている。
- (5) 最短時間制御ゲイン $G_{EQFB}$ が $G_{DDC}$ の5倍の場合(f)とプラズマ水平位置の目標値(a)との比較  
 ・(a)と(f)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $1.03 \times 10^{-3} \text{m}$ ～ $1.72 \times 10^{-3} \text{m}$  (a)が大きく、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $1.45 \times 10^{-2} \text{m}$  (f)が大きく、位相は $166^\circ$  (f)が遅れている。

従って第4.3図から、この中で最適な最短時間ゲイン $G_{EQFB}$ の値は $G_{DDC}$ の4倍の14.112であることが判る。



## 5. 考 察

第4章の結果を基に以下に検討を加える。

### (1) 「従来方式」と「新方式」のプラズマ制御性能の比較

コイル電流現状値の不一致は、EQFBとP電源DDCに一定のフィードバック量の差を生じさせ、その結果指令したコイル電圧がコイル両端に印加されない。これが、プラズマ水平位置の目標値と現状値の間に定常偏差等、制御性能の低下をもたらす原因となっていないかどうかを調べた。その結果を第5.1表に一覧表にして示す。それらを見ると、予想どおりコイル電流現状値の不一致によりプラズマ水平位置の目標値と現状値の間に定常偏差をもたらしていることが判った。さらに、このコイル電流現状値の不一致を本質的に改善した「新方式」と実験データとの比較(第4.1図(b), (e)参照)から定常偏差の解消には「新方式」が著しく貢献することも判った。また、ゲインの粗い調整を実施したが、位相も含め制御性能が改善された。

第5.1表  $\Delta R_p$ 目標値とシミュレーション結果の比較一覧表 (○印の制御性能が最も良い)

制 御 方 式	時間領域 [s]						評 価
	$G_{RP}^P$	$G_{RP}^D$	$G_P^P$	定常偏差	10Hz振動部分		
				(t=5.9 ~6.0)	(t=6.0~7.0)		
			(mm)	振幅偏差 (mm)	遅れ位相 (°)		
放電後結果データ(E012969)	-1687.6	-0.8438	$1.5 \times 10^3$	64.9	-18.6	148°	
「従来方式」(コイル電流現状値の差あり)	-1687.6	-0.8438	$1.5 \times 10^3$	64.7	-15.8	148°	
「従来方式」(コイル電流現状値の差なし)	-1687.6	-0.8438	$1.5 \times 10^3$	-23.3	-16.2	148°	
「従来方式」(コイル電流現状値の差あり)	-10000	-60.0	$1.5 \times 10^3$	8.00	8.38	117°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 1$ )	-1687.6	-0.8438	$1.5 \times 10^3$	-25.7	-14.6	148°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 4$ )第4.1図(f)	-1687.6	-0.8438	$1.5 \times 10^3$	-20.4	-3.36	162°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 4$ )第5.2図(b)	-1687.6	-60.0	0	-1.84	-3.11	63°	○
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 1$ )第4.2図(c)	-1687.6	0	0	-6.67	-14.9	148°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 2$ )第4.3図(c)	-1687.6	0	0	-3.58	-11.7	158°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 3$ )第4.3図(d)	-1687.6	0	0	-2.50	-7.88	162°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 4$ )第4.1図(e)	-1687.6	0	0	-1.98	-2.74	162°	
「新方式」( $G_{EQFB}=G_{DDC} \times 5$ )第4.3図(f)	-1687.6	0	0	-1.72	14.5	166°	

(定常偏差は一定の $\Delta R_p$ 目標値とシミュレーション結果との差の最大値であり、振幅偏差は、10Hzで振動させた $\Delta R_p$ 目標値とシミュレーション結果との振幅の差の最大値である。)

### (2) これまでの定常偏差減少の方法について

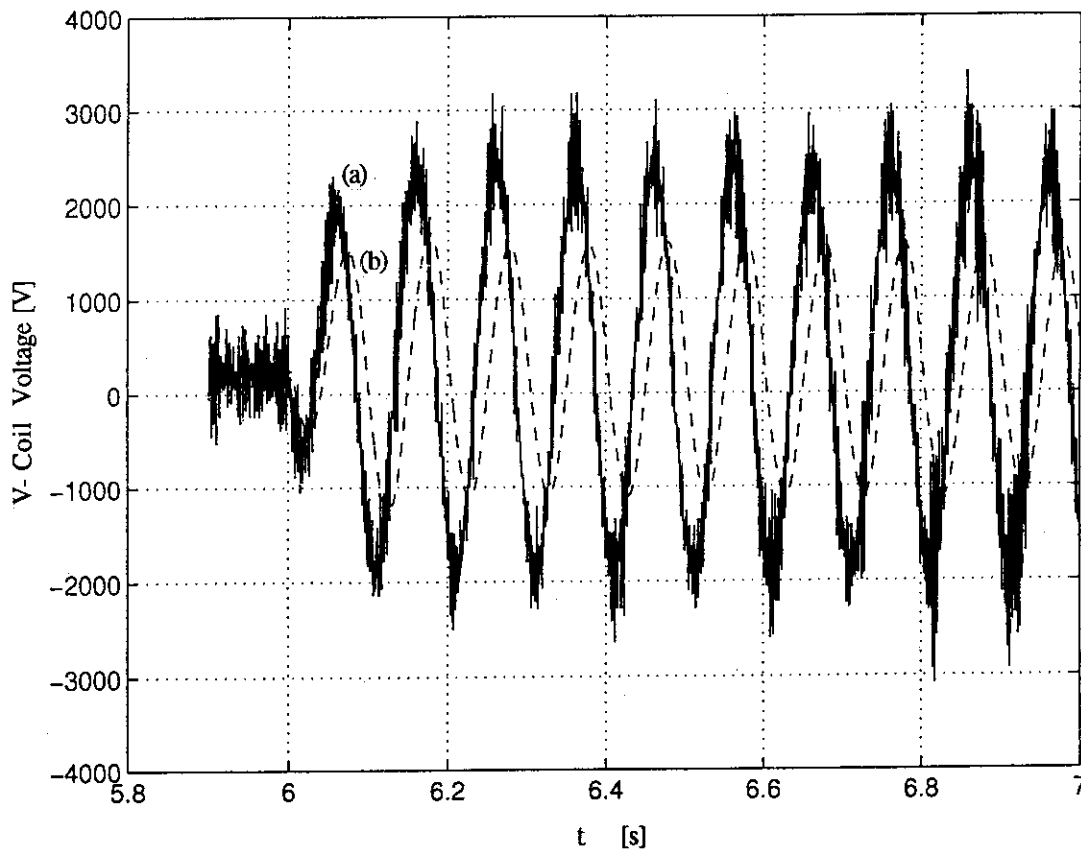
検討用に用いた実験放電の制御条件を用いて「従来方式」で制御を行った場合、数cmの定常偏差が生じてしまう。これを「従来方式」の中で解消しようとする、単純には比例ゲインを上げればその分定常偏差が減少する。しかし、一方で比例ゲインのみを上げていくと発振してしまう可能性がある。そこで比例ゲインを上げると共に微分ゲインも大幅に増やして定常偏差を下げる方法がこれまでとられてきている。具体的には、 $G_{EQFB}^P=-1687.6$ ,  $G_{EQFB}^D=$

-0.8438で定常偏差=～6.0cmに対して、 $G_{FB}^P = -1.0 \times 10^4$ ,  $G_{FB}^D = -60.0$ まで増やして定常偏差=～1.0cmの放電が得られている。

これらのゲインを今回のモデルに用いてシミュレーションを実施してみると約8.0mmの定常偏差となり（第4.1図(c)参照），これは実験時の定常偏差とほぼ合致することが判った。

「新方式」を用いれば、 $\Delta R_p$ 比例ゲイン、 $\Delta R_p$ 微分ゲインを上げることなく、これらのゲイン上昇時よりも精度よく制御することが可能になることが今回の検討から予想される。

特に、高い $\Delta R_p$ 比例ゲイン、 $\Delta R_p$ 微分ゲインで「従来方式」を用いた場合と低い $\Delta R_p$ 比例ゲイン、 $\Delta R_p$ 微分ゲインで「新方式」を用いた場合とで比較すると、定常偏差の違いは数mm程度で同程度ではあるが、10Hzで振動させた場合の電源電圧については「従来方式」の方が「新方式」より大きくなり（第5.1図参照），前者の方がプラズマ及び装置に対してより大きな振動を与える可能性がある。この影響がプラズマのマクロ的な特性にどう現れるかについてはより詳細な検討が必要ではあるが、「新方式」の方が振動が小さいという意味で、より望ましいと考えられる。なお位相については、「新方式」に $\Delta R_p$ 微分ゲインを入れた場合と「従来方式」との比較の中で述べる。

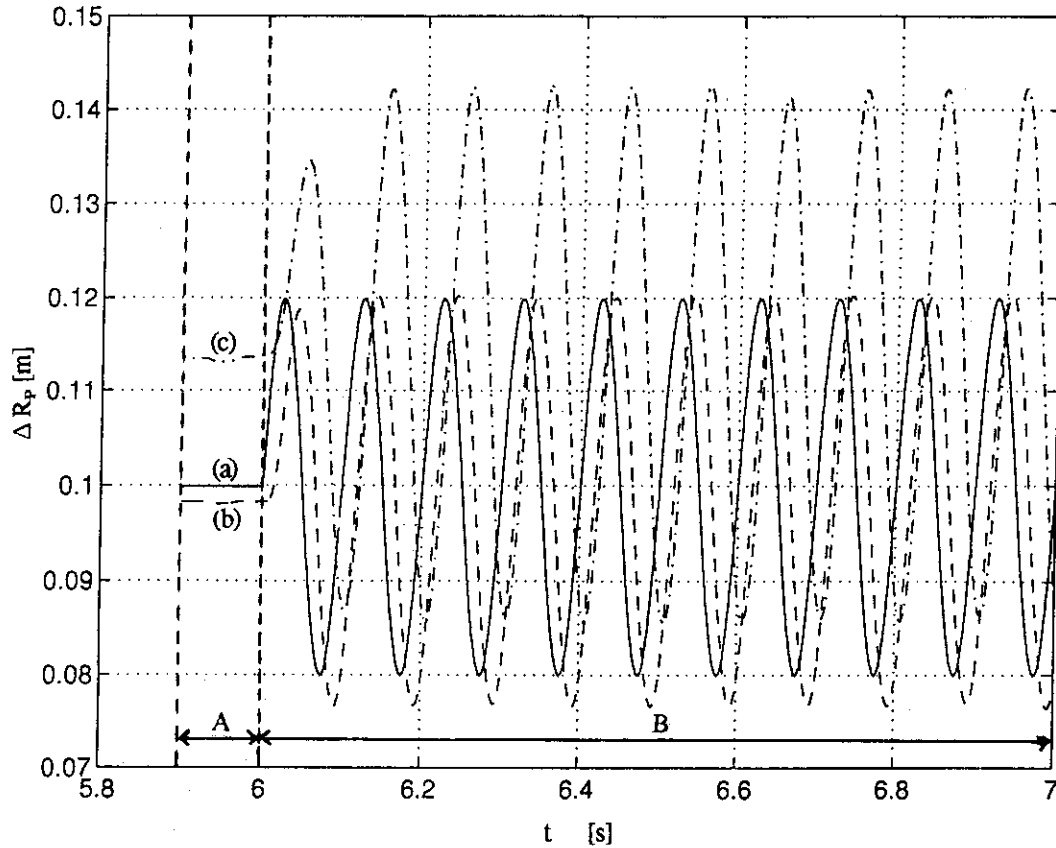


記号	名 称	線種
(a)	「従来方式」( $G_{RP}^P = -1.0 \times 10^4$ , $G_{RP}^D = -60.0$ , $G_P^P = 1.5 \times 10^3$ )の電圧指令値	——
(b)	「新方式」( $G_{RP}^P = -1687.6$ , $G_{RP}^D = -0.8438$ , $G_P^P = 0$ , $G_{RFB}^P = G_{DDC} \times 4$ )の電圧指令値	----

第5.1図 P電源DDCの電圧指令値の比較

(3) 「新方式」における位相遅れの改善について

シミュレーション解析結果を見るかぎりでは、「新方式」を用いたとしても定常偏差の減少は見られるものの $\Delta R_p$ 微分ゲインを用いないかぎり位相遅れの改善は見られない。そこで、「新方式」に現 $\Delta R_p$ 微分ゲイン(-60.0)を入れてシミュレーションを行ってみた(第5.2図)。



記号	名 称	線種
(a)	プラズマ水平位置の目標値	——
(b)	「新方式」( $G_{RP}^P = -1687.6, G_{RP}^D = -60.0, G_P^P = 0, G_{2QFB} = G_{DDC} \times 4$ )の解析結果	----
(c)	「従来方式」( $G_{RP}^P = -1.0 \times 10^4, C_{RP}^D = -60.0, G_P^P = 0$ )の解析結果	-.-.-

第5.2図 同じ微分ゲインでの「新方式」と「従来方式」の比較

第5.2図より判ることを以下に箇条書きにする。

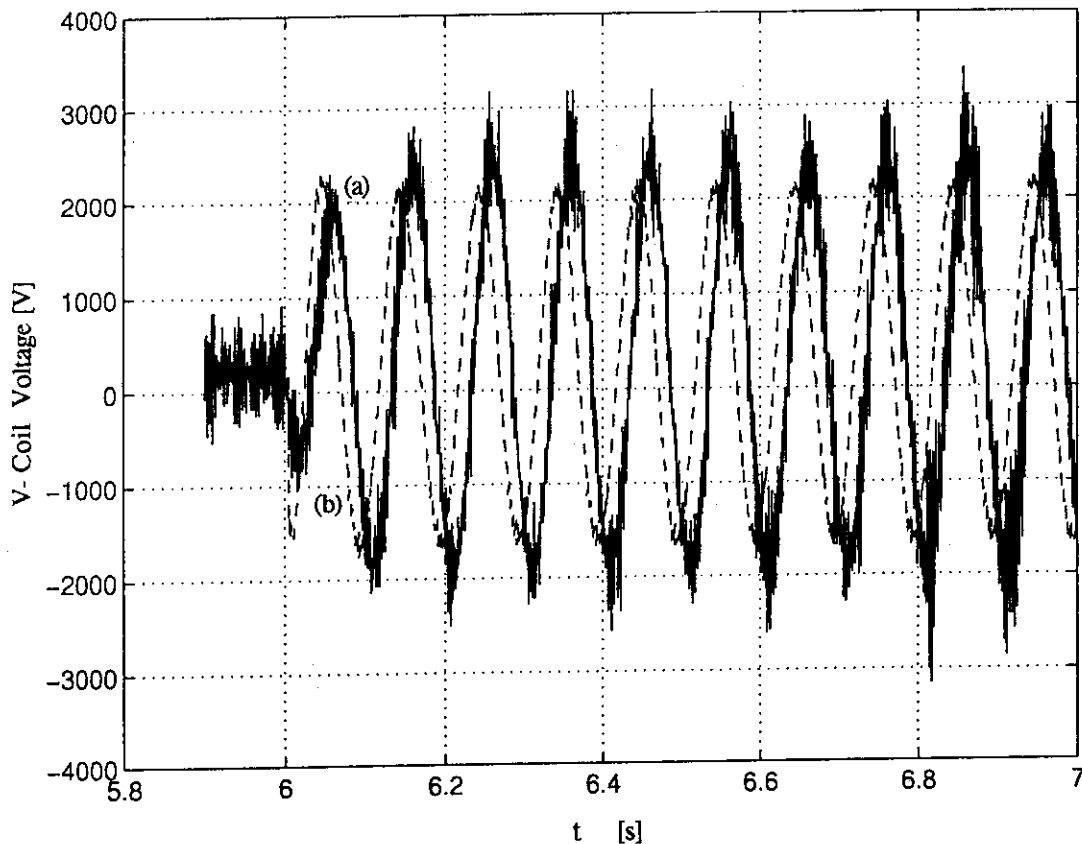
- ・(a)と(b)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $-1.53 \times 10^{-3} \text{m} \sim -1.84 \times 10^{-3} \text{m}$  (b)が大きき、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $3.11 \times 10^{-3} \text{m}$  (b)が大きき、位相は $63^\circ$  (b)が遅れている。
- ・(a)と(c)を比較するとAの領域では、絶対値の大きさは $1.32 \times 10^{-2} \text{m} \sim 1.39 \times 10^{-2} \text{m}$  (c)が大きき、Bの領域では、振幅の大きさは最大 $8.92 \times 10^{-3} \text{m}$  (c)が大きき、位相は $117^\circ$  (c)が遅れている。

この結果をみると、「新方式」の方が「従来方式」に比べると位相の遅れが $117^\circ$ から $63^\circ$

へと約1/2になっている。

また、同じ $\Delta R_p$ 微分ゲインの値で「新方式」は「従来方式」よりも位相の遅れが約1/2になっていることから、プラズマ水平位置の目標値への追従性は「従来方式」より大きく改善される。

さらに、「従来方式」の場合と「新方式」の場合の電源電圧を第5.3図に示す。これから、第5.1図で行った指摘と同様、「従来方式」の方がプラズマ及び装置に対してより大きな摂動を与える可能性があることが判る。



記号	名 称	線種
(a)	「従来方式」( $G_{RP}^p = -1.0 \times 10^4$ , $G_{RP}^p = -60.0$ , $G_P^p = 0$ )の電圧指令値	——
(b)	「新方式」( $G_{RP}^p = -1687.6$ , $G_{RP}^p = -60.0$ , $G_P^p = 0$ , $C_{RFB} = G_{DDC} \times 4$ )の電圧指令値	----

第5.3図 P電源DDCの電圧指令値の比較

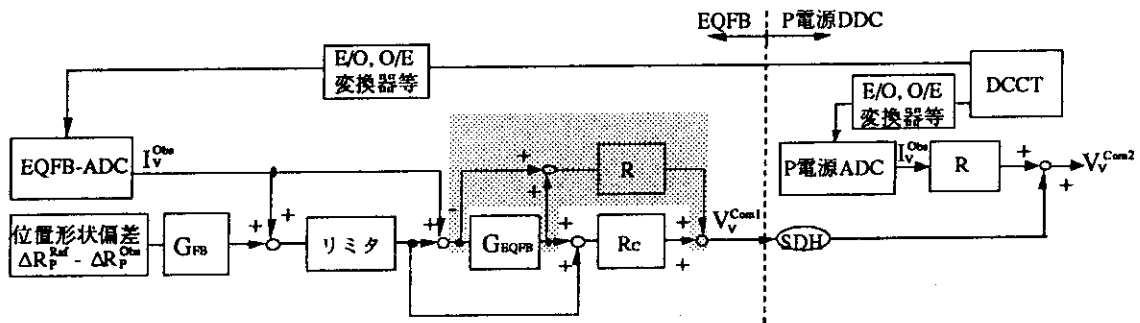
(4) 「新方式」のさらなる改善

コイル電流現状値の不一致だけを改善した「従来方式」のシミュレーション(第4.2図(b))と「新方式」のシミュレーション(第4.2図(c))とを比べると(b)の方が(c)よりも定常偏差が小さいことが判る。これは、P電源DDC内で最短時間制御を行う場合、フィードバック分の電流値にも電源内部抵抗を乗じてコイル電圧を算出しているが、「新方式」の場合このフィードバック分の内部抵抗による電圧降下を考慮していないためと推定される。従って、一層の定常偏差の低減の為には第5.4図の網かけの部分「新方式」に追加する必要がある。ただし、この

点については、P電源DDC内の制御方式（循環電流制御有無，全期間バイパスペア運転有無，etc）により，内部抵抗値が変化するため，さらに検討が必要である。

$$V_V^{Com} = [ \{ (\Delta Y(i) \cdot G_{FB}^P + (\Delta Y(i) - \Delta Y(i-1)) / \Delta t \cdot G_{FB}^D) \mu_0 I_P^{Obs} + [\Delta I_P(i) \cdot G_P^P + \{ \Delta I_P(i) - \Delta I_P(i-1) \} / \Delta t \cdot G_{EP}^D] G_{EQFB} + I_V^{Obs} ] R_C \quad \text{「新方式」}$$

$$V_V^{Com} = [ \{ (\Delta Y(i) \cdot G_{FB}^P + (\Delta Y(i) - \Delta Y(i-1)) / \Delta t \cdot G_{FB}^D) \mu_0 I_P^{Obs} + [\Delta I_P(i) \cdot G_P^P + \{ \Delta I_P(i) - \Delta I_P(i-1) \} / \Delta t \cdot G_{EP}^D] G_{EQFB} + I_V^{Obs} ] R_C + [ \{ (\Delta Y(i) \cdot G_{FB}^P + (\Delta Y(i) - \Delta Y(i-1)) / \Delta t \cdot G_{FB}^D) \mu_0 I_P^{Obs} + [\Delta I_P(i) \cdot G_P^P + \{ \Delta I_P(i) - \Delta I_P(i-1) \} / \Delta t \cdot G_{EP}^D] ] R(1 + G_{EQFB}) \quad \text{改良「新方式」}$$



記号は，第2.2図に同じ

第5.4図 改良「新方式」の制御ブロック図

(4) P電源DDCの「EQFBから電圧指令値を受け取る場合」の演算係数について

改良「新方式」が仮に実現されたとしても「従来方式」で電流現状値に差がない場合と比べ制御性に若干違いがでる可能性について述べる。P電源DDC内の演算は1digit単位で演算されるため，電圧と電流の変換係数の違い(第2.2表参照)や丸め誤差により実効的なゲインが「EQFBから電圧指令値を受け取る場合」と「EQFBから電流指令値を受け取る場合」とで異なることは避けられない。

この問題の対策には，「EQFBから電圧指令値を受け取る場合」で使用する変換係数の見直し，即ち，1digitに対応する電圧値の幅の縮小を行えばこの問題の影響を最小限にできると考えられる。

## 6. 結論 と まとめ

現在JT-60プラズマ位置・形状制御で採用している「従来方式」は、本結果のプラズマ水平位置の制御に見られるように、EQFBとP電源DDCで用いるコイル電流現状値の差に起因して制御誤差が生じていると考えられる。問題となったコイル電流現状値の差は、伝送ルートの一本化を図らないかぎり無くすことは不可能である。

従ってこれを考慮した「新方式」について検討を行い、以下のことが判った。

- ① コイル電流現状値のビット誤差が7~12ビットの場合、「従来方式」で6.15~6.49cmあったプラズマ水平位置の目標値との定常偏差が、 $\Delta R_p$ 比例ゲインはそのまま、しかも $\Delta R_p$ 微分ゲイン、 $I_p$ 比例ゲイン無しの「新方式」を用いることにより、殆ど0(約3.0mm以下)にすることができた。
- ②  $\Delta R_p$ 微分ゲインも用いたときの「新方式」の目標値への追従性能は、現在実験で使用しているゲインを用いた「従来方式」よりも著しく改善される。
- ③ さらに、その時の電圧指令値に無用な振動を排除することができ、プラズマへの摂動を最小限にできる。
- ④ 今回のモデルを用いてシミュレーションを行った結果、「新方式」で $\Delta R_p$ を10Hzで振動させる場合、Vコイルの最短時間制御ゲインは現状の4倍とすることでプラズマ水平位置の目標値への追従性能が改善されるものと予想できる。

今後も、JT-60においてさまざまな実験が行われ、プラズマ位置・形状制御に対してさらに一層精度の良い制御方式が要求されると思われる。本報告で様々な角度から検討した「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御、P電源DDC内電圧制御」は、精度の良いプラズマ位置・形状制御を実現する方法になり得るものと考えられる。

## 謝 辞

本報告書をまとめるに当り、制御モデル構築で有益な助言を与えてくださった日本原子力研究所核融合装置試験部JT-60第1試験室長 木村 豊秋氏に心からお礼を申し上げます。また、P電源DDC制御についての詳細な情報を与えて下さった同室電源グループの寺門 恒久氏、JT-60データベースからMATLABへのデータ取得について有益な助言を与えて下さった同室制御グループ戸塚 俊之氏に感謝の意を表します。

## 6. 結論 と まとめ

現在JT-60プラズマ位置・形状制御で採用している「従来方式」は、本結果のプラズマ水平位置の制御に見られるように、EQFBとP電源DDCで用いるコイル電流現状値の差に起因して制御誤差が生じていると考えられる。問題となったコイル電流現状値の差は、伝送ルートの一本化を図らないかぎり無くすことは不可能である。

従ってこれを考慮した「新方式」について検討を行い、以下のことが判った。

- ① コイル電流現状値のビット誤差が7~12ビットの場合、「従来方式」で6.15~6.49cmあったプラズマ水平位置の目標値との定常偏差が、 $\Delta R_p$ 比例ゲインはそのまま、しかも $\Delta R_p$ 微分ゲイン、 $I_p$ 比例ゲイン無しの「新方式」を用いることにより、殆ど0(約3.0mm以下)にすることができた。
- ②  $\Delta R_p$ 微分ゲインも用いたときの「新方式」の目標値への追従性能は、現在実験で使用しているゲインを用いた「従来方式」よりも著しく改善される。
- ③ さらに、その時の電圧指令値に無用な振動を排除することができ、プラズマへの摂動を最小限にできる。
- ④ 今回のモデルを用いてシミュレーションを行った結果、「新方式」で $\Delta R_p$ を10Hzで振動させる場合、Vコイルの最短時間制御ゲインは現状の4倍とすることでプラズマ水平位置の目標値への追従性能が改善されるものと予想できる。

今後も、JT-60においてさまざまな実験が行われ、プラズマ位置・形状制御に対してさらに一層精度の良い制御方式が要求されると思われる。本報告で様々な角度から検討した「EQFB内位置PD制御・電流最短時間制御、P電源DDC内電圧制御」は、精度の良いプラズマ位置・形状制御を実現する方法になり得るものと考えられる。

## 謝 辞

本報告書をまとめるに当り、制御モデル構築で有益な助言を与えてくださった日本原子力研究所核融合装置試験部JT-60第1試験室長 木村 豊秋氏に心からお礼を申し上げます。また、P電源DDC制御についての詳細な情報を与えて下さった同室電源グループの寺門 恒久氏、JT-60データベースからMATLABへのデータ取得について有益な助言を与えて下さった同室制御グループ戸塚 俊之氏に感謝の意を表します。

## 参考文献

- [1] K.Kurihara, "Eddy current effect study on the JT-60 plasma equilibrium control", *Fusion Engineering and Design* Vol.19 (1992) pp. 235-257
- [2] 日本原子力研究所 核融合装置試験部編 「JT-60U 放電条件ハンドブック」(1992)
- [3] A.H.Stroud, "Numerical Quadrature and Solution of Ordinary Differential Equations, Applied Mathematical Sciences 10," Springer-Verlag (1974) pp. 219-229
- [4] C. Sidney Burrus et al., "Computer-Based Exercises for Signal Processing Using MATLAB, MATLAB Curriculum Series, " Prentice-Hall, Inc. (1994)
- [5] 内田 岱二郎, 井上 信幸「核融合とプラズマの制御(下巻)」, 東京大学出版会(1982)
- [6] 西村 正太郎編, 北村 新三, 武川 公, 松永 公廣「基礎電気・電子工学シリーズ 10 制御工学」, 森北出版株式会社 (1987)