HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	原子力発電プラントの負荷追従運転制御に関する研究
Author(s)	辻, 雅司
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	乙第3912号
Issue Date	1991-03-25
DOI	https://doi.org/10.11501/3052820
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/32654
Type	doctoral thesis
File Information	3912_Tsuji.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

原子力発電プラントの
負荷追従運転制御に関する研究

辻　雅　司

目　次

第1章　緒　言 …… 1

第2章　非干渉制御理論とその手法

2－1　線形時間不変系の非干渉制御理論 …… 9
2－1－1　古典的周波数領域設計法による非干渉制御理論 …… 9
2－1－2　状態空間領域での非干渉制御理論の歴史的背景 …… 10
2－1－3　B.S. MORGANによる定式化、および初期の成果 …… 12
2－1－4　P.L. FALBらによって与られた非干渉制御の
可能性に関する必要十分条件 …… 13
2－1－5　E.G.GILBERTによって付け加えられたいくつかの成果 …… 15
2－1－6　幾何学的手法による非干渉制御研究 …… 19
2－2　非線形への非干渉制御理論の拡張 …… 22

第3章　動的補償器を用いた結合炉の非干渉制御

3－1　序論 …… 27
3－2　大型原子炉の炉出力空間不安定性問題と結合炉制御研究 …… 30
3－2－1　大型原子炉の中性子弱結合性による炉出力空間不安定性 …… 30
3－2－2　大型原子炉における$^{135}X_e$空間振動 …… 31
3－2－3　炉出力制御法によって引き起こされる$^{135}X_e$空間振動 …… 32
3－2－4　大型原子炉の炉出力分布の領域制御 …… 33
3－2－5　結合炉と結合炉研究 …… 34
3－3　動的補償器を用いた出力フィードバック非干渉制御系の設計法 …… 36
3－3－1　線形状態フィードバック制御を用いた非干渉制御系の設計法 …… 36
3－3－2　動的補償器による出力フィードバック制御 …… 43
3－3－3　動的補償器を用いた非干渉制御 …… 48
3－4　結合炉の数学モデル …… 51

３－５　動的補償器を用いた非干渉制御系の設計 …… 55
３－５－１　結合炉の動特性パラメータ …… 55
３－５－２　動的補償器による非干渉制御の可能性の判定 …… 55
３－５－３　非干渉化される系の性質 …… 56
３－５－４　動的補償器の構造の決定 …… 57
３－５－５　拡張された系の非干渉化 …… 57
３－５－６　非干渉化された系の制御設計 …… 58
３－５－７　拡張された系における非干渉制御 …… 59
３－５－８　設計された動的補償器 …… 59
３－５－９　非干渉制御のディジタル・シミュレーション …… 61
３－６　オブザーバーを用いた非干渉制御との比較 …… 75
３－７　まとめ …… 78

第4章　非線形系結合炉の非干渉制御
－大きな出力変更を伴う非干渉制御－

４－２　非線形非干渉制御理論 …… 86
４－３　オブザーバー理論 …… 91
４－３－１　ある特殊な非線形系に対するオブザーバー理論 …… 91
４－３－２　オブザーバーとカルマン・フィルターとの関係 …… 96
４－４　結合炉の非線形動特性モデル …… 98
４－５　非干渉制御系の設計と安定性解析 …… 100
４－５－１　非干渉制御系の設計 …… 100
４－５－２　非干渉化された結合炉の安定性 …… 102
４－６　非線形オブザーバーの設計 …… 106
４－７　ディジタル・シミュレーション …… 111
４－８　まとめ …… 118
付　録 …… 123

第5章　結合炉の近似的な非干渉制御

5－1　序論 …… 128
5－2　近似的な非干渉制御系の設計法 …… 132
5－2－1　疑似対角化法 …… 133
5－2－2　近似的なモデル・フォロイング法 …… 139
5－2－2－A　多点周波数モデル・フォロイング法 …… 143
5－2－2－B　最小自乗モデル・フォロイング法 …… 144
5－2－3　動的補償器の状態空間表現 …… 146
5－2－4　逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法 …… 147
5－3　結合炉の数学モデル …… 149
5－4　近似的な非干渉制御系の設計 …… 150
5－4－1　疑似対角化法による設計 …… 150
5－4－1－A　用語、記法の定義 …… 150
5－4－1－B　前置補償器の設計 …… 152
5－4－1－C　閉ループ系の安定性解析 …… 161
5－4－1－D　フィードバック補償系の設計 …… 164
5－4－2　近似的なモデル・フォロイング法による設計 …… 166
5－4－2－A　多点周波数モデル・フォロイング法による設計 …… 166
5－4－2－B　最小自乗モデル・フォロイング法による設計 …… 174
5－5　ディジタル・シミュレーション …… 182
5－6　まとめ …… 189

第6章　原子力発電による負荷追従運転

6－1　原子力発電プラントによる負荷追従運転 …… 196
6－2　負荷追従運転の種類 …… 198
6－3　負荷追従運転の実施上の制約 …… 200

６－４　ＰＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転 …… 204
６－４－１　制御系と制御法 …… 204
６－４－２　制御特性 …… 207
６－４－３　日負荷追運転 …… 207
６－４－４　AFC運およびGF運転 …… 210
６－５　ＢＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転 …… 211

第7章　ＰＷＲ型原子力発電プラントの
近似的非干渉制御法による負荷追従制御

７－１　序論 …… 216
７－２　原子力蒸気供給系の負荷追従制御 …… 219
７－３　ＰＷＲ型原子力蒸気供給系の数学モデル …… 224
７－３－１　対象としたＰＷＲ型原子力発電プラント …… 224
７－３－２　原子炉炉心のモデリング …… 224
７－２－３　加圧器のモデリング …… 225
７－３－４　蒸気発生器のモデリング …… 225
７－３－５　配管部、およびプレナム部のモデリング …… 225
７－３－６　蒸気加減弁のモデリング …… 226
７－３－７　原子力蒸気供給系の数学モデル …… 226
７－３－８　原子力蒸気供給系の特性 …… 227
７－４　ＰＷＲ原子力蒸気供給系の負荷追従制御系の設計 …… 235
７－４－１　負荷追従制御のための近似的非干渉制御系の設計 …… 235
７－４－２　最小自乗モデル・フォロイング法による前置動的補償器の設計 …… 235
７－４－３　出力フィードバック補償系の設計 …… 250
７－５　ディジタル・シミュレーション …… 252
７－６　まとめ …… 261
付　録　500MW(e)級PWR原子力発電プラントの設備仕様、定格運転条件 …… 266
PWR型原子力蒸気供給系の数学モデル …… 270

第8章　準最適制御による
ＰＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転

８－１　序論 …… 278
８－２　原子力蒸気供給系の負荷追従運転のための準最適制御系の設計 …… 281
８－２－１　近似的なモデル・フォロイング法による
準最適制御系の設計手法 …… 281
８－２－２　原子力蒸気供給系の数学モデル …… 282
８－２－３　最適状態フィードバック制御理論による規範モデルの決定 …… 283
８－２－４　最小自乗モデル・フォロイング法による
前置動的補償器の設計 …… 287
８－２－５　ディジタル・シミュレーション …… 296
８－３　準最適制御系設計のためのプログラム・パッケージ …… 301
８－４　まとめ …… 302

第9章　終言 …… 305

謝辞 …… 312

第１章　緒　言

我国の最近のエネルギー需要の動向は、昭和６２年に総合エネルギー調査会（通産省諮問機関）需給部会から発表された長期エネルギー需給見通しをはるかに上回る増加が見られ、特に電力の増加に著しい伸びが見られた。また、将来においても引き続き電力需要の増加が予想されている。このような電力需要の増加傾向の一方で、地球温暖化、オゾン層破壊、酸性雨などのような環境問題の観点から、先進国を中心として、石炭、石油火力発電所からの二酸化炭素、窒素酸化物等の排出量を規制して総排出量の低減化を図ろうとの提唱がなされ、これらの問題に対する有効な解決策が見いださなければ、石炭、石油による火力発電のこれ以上の電力開発の抑制も検討されている。

このような状況に対して、二酸化炭素等の排出低減化技術、省エネ技術、エネルギーや電力の貯蔵技術などの技術開発の面からの対応に加えて、エネルギー行政の観点からは、石炭、石油、天然ガスのような化石燃料資源、核分裂や核融合の原子力エネルギー、風力、潮力、太陽熱等の自然エネルギーなどの多様な有効なエネルギー資源の最適な組合わせ（best mix）に基づく、調和の取れたエネルギー供給像が模索されている。わが国の電力供給におけるベストミックスとして想定されている将来案では、環境への負荷の低減化のために、石炭、石油よる発電の割合を低減し、原子力および天然ガスによる発電の割合を相対的に高めることが提案されている。

わが国の原子力発電は、平成２年６月現在では、運転中の商用発電炉は３９基、設備容量で31480万KWに達し、総発電設備容量の16.2%、発電電力量では29%を占めるに至っている。さらに、建設中のものが１２基、計画中のものが４基を数えている。平成２年に総合エネルギー調査会から発表された西暦2010年度までの長期エネルギー政策案では、原子力発電については、供給安定性および経済性に優れ、二酸化炭素削減の点で優位にあるとして、原子力による発電容量を2000年には5050万KW（発電電力量の４０%程度）、2010年までには7250万KWとして、原子力の全エネルギー供給量に占める割合を現在の２倍程度までに増加させることが計画されている。

原子力発電の電力系統内の総発電量に占める割合が今後さらに増加するならば、従来基底負荷運転が行われてきた原子力発電プラントにおいても、系統内の負荷変動に合わせた出力調整運転が必要となる。負荷追従運転の運転形態につては後の章で詳しく説明することにするが、出力変更の規模や変更の周期に関して２つの形態に大きく分けることができる。日負荷追従運転は、昼夜の電力需要の変化に合わせて出力を調整する運転であり、定められた変更パターンで比較的緩やかな速度で大幅に出力を変更する（定格出力の50%程度）。もう一方の負荷追従運転の形態は、電力系統において時々刻々変化する電力需要に合わせて出力を調整する運転であり、運転法としては自動周波数制御やガバナ・フリー制御方式がある。これらの制御方式の運転は、系統内の周波数を一定に保つように発電所の出力を調整する運転モードであり、自動周波数制御は中央給電指令所が通信回線を経由して各発電所の出力制御系を直接制御して出力調整するものであり、ガバナ・フリー制御は各発電所がタービン回転数の誤差を検知し、これが定められた誤差範囲内に納まるように蒸気加減弁を自動制御する運転である。これらの運転は、定格出力の±５%以内の比較的小さな幅の出力変更が短い時間で高頻度で繰り返されるところに特徴がある。

このような負荷追従運転の実現においては、出力の変更が繰り返され、それに応じて運転環境も変化するために、燃料棒の健全性の検討や、プラントの各部やタービンブレードの熱応力疲労などに対する耐久性についての事前の評価、あるいはそれらの耐久性向上のための研究や開発が必要である。また一方で、負荷追従運転のための制御系の改良や、運転法の検討が必要とされる。本研究は、原子発電プラント制御の観点から負荷追従運転の実現研究を試みるものである。

負荷追従運転では、商用原子炉の大型炉心における炉出力の空間的な不安定性に関係して、出力変更に伴う^{135}Xe原子核密度の変化が引き金となって、炉内の^{135}Xe密度分布に大きな振動が起こり、これが炉出力の空間的な振動となって現れるという^{135}Xe空間振動が問題となる。この振動現象の制御には、炉心をいくつかの領域に分割し、それぞれの領域の中性子束分布を制御する領域制御法が用いられるが、この制御には領域間の干渉、すなわち中性子結合を十分に考慮して制御しなければならない。

自動周波数制御運転のような負荷追従運転では、出力変更が短い間隔で繰り返

されるために、原子力発電プラントは熱的な擾乱が絶えず加わる環境に置かれることになる。 原子力発電プラントは、原子炉、タービン発電機、蒸気発生器(加圧水型軽水炉(PWR)の場合)などのような大型装置や、さらにこれに加えて大小さまざまな機器、装置から構成された巨大複合工学系をなしている。原子力発電プラントの健全な運転のためには、プラント各部の機器をそれぞれ適切に制御して、制御すべき各プロセス量の値が目標とする値と一致するように、あるいは変化しても定められた範囲内に限定されるように制御されなければならない。しかし、原子力発電プラントは上に述べたような複雑な複合系であるため、ミクロ的に見るならば多数の状態変数間のさまざまな相互干渉の結果として、マクロ的に見るならば構成している機器や装置の複合的な相互作用の結果として、プラントの動的な振る舞いが決定される。負荷追従運転では、出力変更が短い時間で高頻度に繰り返されるような環境においても、原子力発電プラントを構成している装置や機器の運転条件を大きく変えることなく、出力変更に迅速に応じることができる制御が必要である。このような制御には、プラントの装置や機器間の干渉や、状態変数間の複雑に交錯した相互依存関係を考慮して制御しなければならない。

以上に述べたように、負荷追従運転の実現のためには、炉出力の振動を抑制し、プラントの各装置の各部に与えられる出力変動に伴う擾乱の影響を最小に抑えるような制御系の開発が必要である。このような制御には、炉出力制御では中性子結合による干渉、プラント制御ではプラントの装置や機器に加わる熱的擾乱（干渉）の影響を適切に制御しなければならない。本研究では、このような干渉の存在を考慮しなければならない制御に対して極めて有効である非干渉制御法を原子力発電プラントの制御問題に適用し、非干渉制御法がこの種の制御に極めて有効であることを示すことを研究目的の一つとした。非干渉制御は、制御の対象とする多入力、多出力系において、それぞれの出力がそれと対応する非干渉制御系の一つの入力によってのみの影響を受け、他の入力からの影響を受けることがないような入出力関係を実現する制御である。このような制御では、非干渉制御系によって補償された系を、見かけ上互いに独立であるような一入力一出力系の集まりと見なすことができる。この制御は、出力が非干渉化されることによって、それぞれの出力を制御する場合に相互干渉の影響を考えなくて良く、制御が容易になるという直接的な利点の外に、大規模多変数系の制御設計を容易にするという

特徴もある。すなわち、高次の多入力、多出力系を低次元の一入力一出力系の集まりと見なせるように非干渉化し、この一入力一出力系に従来から良く知られている一入力一出力系に対する制御設計法を他の系と独立に適用することによって全体の制御設計を容易にすることができる。

本研究のもう一つの目的は、このような制御を原子力発電プラントのような大規模工学系に適用する際に遭遇するいくつかの困難性に対して、これに現実的に対処するための有力な方法の一つを提案することにある。この困難性は、原子力発電プラントが特に大規模工学系であることと、非干渉制御法が基本的には状態フィードバック補償に基礎をおいた制御であることに起因している。状態フィードバック制御はすべての状態変数の情報を入手できることを前提としている。このため、大規模工学系で状態フィードバック補償をするためには、観測すべき状態変数の数が必然的に膨大な数となる。特に、原子力発電プラントでは、高圧、高温、高放射線量での過酷な運転環境のため、すべての状態を観測するセンサーを設けることが困難となる。また、この困難性は、原子力発電プラントの制御系には高い信頼性が要求されることからも、さらに困難性を増すことになる。制御情報の入手のために設けられたセンサー類は過酷な環境にさらされるため、破損される確率が高い。センサーの破損は状態変数の情報の欠落を意味し、状態フィードバック構造を変えることになるので、制御系の制御性を保証することができない。このため、制御系の信頼性の見地から、センサーの不測の破損に備えるために冗長性をもたせ、同一の状態変数を複数のセンサーで観測するような考慮が必要である。このことは制御系をさらに複雑にすることになる。しかし一方で、過度の複雑性は部品や機器の数を増大化するために、それらの故障や破損をまねく確率が高くなり、その結果として制御系の信頼性の低下につながる。以上の困難性は、過酷な運転環境で多くの数の状態変数を観測しなければならないことに原因する困難性であった。この困難性以外にも状態フィードバック制御が実施できない場合がある。すなわち、状態量の一部に直接的な手段では観測できない状態量が含まれている場合には、状態フィードバック制御を実施することができない。原子力発電プラント制御におけるそのような状態変数の代表的なものは遅発中性子先行核密度である。遅発中性子先行核密度は原子炉動特性上で極めて重要な役割を持つが、この状態変数に関する情報は、核分裂から直接生まれた中性子

と遅発中性子先行核の崩壊から生まれた中性子とを中性子計測手段では識別できないために、入手できない。このような不完全な状態観測である場合の対策としては、オブザーバーやカルマン・フィルターを用いるもの、あるいは線形状態フィードバック制御の代わりに動的補償器を用いるものなどが考えられている。本研究の試みの一つでは、直接観測できない遅発中性子先行核密度をオブザーバーによって推定し、これを状態変数として用いる非干渉制御や、制御系に比例要素ばかりでなく動的要素を含んだ補償器による非干渉制御などを試みた。これらの試みでは、すべての状態変数の情報が入手できない場合でも、オブザーバーや動的補償器を用いることによって非干渉制御が可能であることを確かめ、オブザーバーや動的補償器による非干渉制御の設計上あるいは制御系の構造上の異なる点などについて検討した。

しかし、これらの方法は一般的に言って、設計されたオブザーバーや動的補償器に、制御対象の系に含まれる状態変数の数や観測できない状態変数の数に比例した複雑さが要求される（高次元の動的システムが要求する）。このため、このような方法を大規模工学系に適用した場合には、状態フィードバック補償法と同様な理由から実施することが困難となる。

本研究では、このような状態フィードバック補償法の実施上の困難性を踏まえて、多数の状態変数の中から少数のものを出力として用い、比較的少数の動的要素を含む出力フィードバック補償系で大規模工学系の非干渉制御を実現できないかと考えた。非干渉制御理論によれば、状態変数の一部を用いて行うという制約を持つ出力フィードバック補償では、制御対象の系の非干渉化が可能であるためには、系の持つ性質に対して、一般に満足されることが極めて例外的であるような、厳しい条件が要求される。このため、上記の出力フィードバック補償では、非干渉制御の実現が理論的に不可能となる場合が多い。制御対象の系の性質に対して課せられるこの厳しい条件は、非干渉制御問題の定式化に原因している。この定式化においては、制御系設計の意図を、設計対象の系の動的な振る舞いを数学的に表現した数学モデルに対して、閉ループ周波数伝達関数が全周波数領域にわたって対角化されるような厳密な非干渉化を実現することに置いている。このことから、フィードバック構造に制約を持つ出力フィードバック補償においては、このような厳密な非干渉化を実現することが困難であることが分かる。

しかし、与えられた数学モデルに対して状態フィードバック補償による非干渉制御が理論的に可能であり、この制御理論に従って状態フィードバック制御を忠実に実施できたとしても、厳密な意味での非干渉制御はやはり実現できないであろうと考えられる。それは、設計に用いた設計対象の系の数学モデルの精度と関連している。設計に用いた数学モデルは必ずしも実際の系を厳密に正確に表したものではなく、その導出過程においては、系の支配的な特性が記述されることを主眼に置き、いくつもの近似過程を組み合わせて導かれる。制御設計の目的は、系のこの支配的な特性を巧みに利用することによって制御目的をほぼ達成する制御系を設計することにある。制御系設計において、このような近似化過程を含む数学モデルに対して厳密な非干渉性を要求することは、設計理論上で可能であったとしても、厳密な意味での非干渉化を実際には実現できなく、いたずらに制御系に複雑さを要求することになる。以上のような考察から、数学モデルの精度を考慮するならば、制御設計のみに厳密さを要求することは適切ではないと判断した。設計過程にも数学モデルの精度に合わせて近似する考え方を導入し、設計目標を希望する特性を近似的に実現することに緩和するならば、上記に述べたような比較的簡単な構造の出力フィードバック制御系であっても、希望した特性とほぼ等しい非干渉特性が実現できるのではないかと考えた。本研究では、このような近似の考え方に基づき、注目する周波数領域内で近似的に非干渉制御が実現されるような出力フィードバック制御系の設計手法を開発した。この設計手法を炉出力の領域制御や原子力発電プラントの負荷追従運転のための制御系の設計問題に適用して、どの程度の周波数範囲で、どの程度の近似的な非干渉化が実現されるならば、実用上非干渉制御と見なしうる疑似的な非干渉制御が可能となるかを調べることにした。また、出力フィードバック補償系に含まれる動的要素の数と近似的な非干渉化の程度についても検討する。上記の近似の考え方を、非干渉制御系の設計問題のみではなく、状態フィードバック制御理論に基づいた他の制御設計手法に対しても適用するならば、状態フィードバック制御の実施上の困難性を回避できると考えられる。本研究では、最適状態フィードバック制御理論に対して近似的な設計法を導入し、この設計手法を原子力発電プラントの負荷追従制御に適用することを試みる。その試みでは、最適状態フィードバック制御から設計された制御系と近似的な手法から設計された制御系の制御特性の比較を行い、

最適制御とほぼ等しい特性が実現できるかを調べることにする。

本論文は以下のように構成される。第２章は、非干渉制御理論の理論進展の歴史やその重要な成果について、線形系を対象とした理論を中心に概説する。第３章は、大型原子炉の炉出力の空間不安定性が、炉心の領域間における中性子の弱結合性にあることを述べ、この不安定性に関係して$^{135}X_e$振動が励起され、これが出力分布の振動現象となって現れる$^{135}X_e$空間振動について概説する。大型原子炉と結合型原子炉（結合炉）は中性子の弱結合性において類似性を持つために、大型原子炉を概念的に結合炉と見なすことができることから、結合炉の制御研究の成果を大型炉の制御にも適用できることを指摘する。結合炉の制御研究は、中性子弱結合による干渉の存在のため、安定性を始めとして制御上興味のある問題を提起し、精力的に研究が行われた背景についても述べる。また第３章では、大型炉の炉出力の領域制御を想定して、結合炉の炉出力調整制御に対して非干渉制御を適用した試みを述べる。この試みでは、遅発中性子先行核密度の情報が得られないものとして、観測できる状態変数のみのフィードバック制御と動的要素を含んだ補償系による非干渉制御法を採用した。第４章では、結合炉の各炉心の出力を大幅に出力変更する場合の非干渉制御問題について述べる。このような制御では、非線形効果を考慮しなければならないので、非干渉制御理論には非線形系に対する理論を適用した。また遅発中性子先行核密度はオブザーバーによって推定し、これをフィードバック変数として用いた。オブザーバーの設計では、非線形系に対するオブザーバー理論を採用した。第５章では、近似的な非干渉制御の試みについて述べる。状態フィードバック制御や、オブザーバーや動的補償器を用いる非干渉制御は、数学モデルに含まれる状態変数の数が多いほど設計される制御系が複雑となり、また観測しなければならない状態変数の数も多くなるため、厳しい運転環境での原子力発電プラントの制御には現実的には適用できない。このような問題に対処するために、少数の状態変数を出力とする出力フィードバク補償による近似的な非干渉制御の実現を試みた。非干渉制御系の設計では、注目する周波数領域で、希望の非干渉特性を近似的に実現することを試みた。設計法として３種類の設計法を適用した。その一つはROSENBROCKの開発した逆ナイキスト配列法を構成してる基本的な設計手法の一つの疑似対角化法で、残りの２つは

COOKの提案した近似的なモデル・フォロイング法を参考にして筆者が非干渉制御ばかりでなく一般の制御設計問題にも適用できるように改良を加えた手法である。これらの設計法を、結合炉の炉出力調整問題に適用した。また、設計に用いた３種の設計法の比較検討を試みている。第６章では、非干渉制御法を原子力発電プラントの負荷追従制御に適用するに先だって、原子力発電プラントの負荷追従運転の実施において解決しなければならない問題点や、原子力発電プラントの負荷追従運転を実施する上での制約や達成目標について概説する。第７章では、自動周波数制御運転のように短い時間で高頻度に出力変更が繰り返される負荷追従運転での、ＰＷＲ型原子力発電プラント制御に対する非干渉制御法の適用について述べる。設計では、出力変更要求に迅速に対応し、しかも出力変更によってもたらされた擾乱の影響を速やかに修正できるような原子力蒸気供給系の制御系を設計した。設計手法としては、第５章で筆者が改良を加えた近似的なモデル・フォロイング法を採用し、原子力蒸気供給系の高次の数学モデルに対しても近似的な非干渉制御が実現できるかを調べることにした。また、モデル・フォロイング法は設計過程で数度の繰り返し過程を必要とするが、高次のモデルに対して、どのような手順に従って、どのような工夫を行うことによって、少ない繰り返し回数で希望の特性を実現できるような制御系を設計できるかを示す。第８章では、近似的なモデル・フォロイング法が、非干渉制御問題のみに限らず、一般の制御問題にも適用できることに注目して、原子力蒸気供給系を準最適に負荷追従制御するための制御系設計に適用し、これについて述べる。最適状態フィードバック制御理論は最適制御問題のみでなく、一般の制御設計問題にも適用できる極めて優れた設計手法であるが、状態フィードバック制御法であるために大規模工学系の制御を実施する際の困難性のために現実には広く利用されていない。第８章の試みは、このような問題に対する現実的な対応法の一つを提案するものである。この方法は、最適制御理論によってモデル・フォロイングにおける規範モデルを決定し、近似的なモデル・フォロイング法を適用して規範モデルの特性が近似的に実現できるような出力フィードバック補償系を設計するものである。この試みから、この方法で設計された補償器の構造が比較的簡単であり、また出力フィードバック補償であるために、状態フィードバック制御を大規模工学系で実施する場合に遭遇するような問題を回避できることを示す。

第２章　　非干渉制御理論とその手法

最も単純な非干渉制御の一つを次のように定義することができる。『多入力多出力系において、一つの出力がそれと対応して選ばれた一つの入力によってのみ影響を受け、他の入力から影響を受けないような入出力間の一対一の対応があるとき、多入力多出力系は非干渉化されたといい、このようなことを可能にする制御を非干渉制御という』。このような制御は以下に述べるような特徴を持つ。非干渉化されたシステムを一入力一出力系の集まりとして捉えることができ、これらの一入力一出力系に対して良く知られている従来の設計方法を適用でき、多入力多出力系の制御設計が容易になる。　一つの入力がそれと対応した出力のみに影響を与え他の出力に影響を与えないので、制御の際には状態変数間の相互の干渉の影響を考える必要がなく、制御の結果を容易に予測できる。このことは多入力多出力系を制御しなければならないオペレータの負担を大きく軽減させることができる。

本論文では、結合型原子炉の出力調整や大幅な出力変更の制御に非干渉制御の適用を試み、非干渉制御が大型原子炉の出力の領域制御のように各領域間の干渉を考慮して制御しなければならないような制御に極めて有効であることを示す。さらに、原子力発電プラントの負荷追従運転制御に非干渉制御法を適用する。この適用を通じて、プラントを構成している装置、機器を協調的にしかも非干渉的に制御することによって、常に出力変更が繰り返される環境においてもプラントの各装置、機器の運転状態を大きく変化させることなく、迅速に出力変更要求に対応できることを示す。本章では、そのような試みの前に、非干渉制御理論の歴史的進展や重要な成果について概説する。

２－１　線形時間不変系の非干渉制御理論

２－１－１　古典的周波数領域設計法による非干渉制御理論

非干渉制御問題の萌芽は1934年のソ連のVOZNESENSKIIのタービン発電機の制御

問題に関係した論文に見られるという[17]。米国では1949年のBOKSENBONやHOODらによるガスタービン・エンジンの制御の研究が非干渉制御の初めての試みとされている。1950年の半ばまでの非干渉制御の研究は、KAVANAGH[1]やCHEN[2]らによって行われた周波数領域での古典的設計法に基づく方法であり、制御対象のシステムと直接的な出力フィードバック系と動的補償器で構成される補償系からなる閉ループ系の周波数伝達行列が対角行列になるように動的補償器を設計する手法であった。しかし、この手法には、①設計に煩雑な代数計算を必要とすること、②一般的に高い次数を持つ動的補償器を必要としたり、伝達関数の分母の次数よりも分子の次数が高い補償器を必要とする場合もあること、③物理的に（工学的に）実現できない補償器を要求する場合があること、④設計方法が複雑であるために正確でない安定解析を導く、などの欠点を持つものであった。また、この手法は発見的な手段を必要とする設計法であり、また普遍的でかつ十分な設計の指針を与えることができないこと等のために、大規模な多変数多入力多出力系の非干渉制御系設計問題への適用は事実上困難であった。MORSEによれば、1963年までの周波数領域での非干渉制御の研究は、多くの研究がなされたものの、上記に述べたような欠点のために十分に満足できるものではなかった。

２－１－２　状態空間領域での非干渉制御理論の歴史的背景

1960年代初頭の制御理論で特筆されなければならないのは、R.E.KALMANの線形空間論に基礎を置いた状態空間の概念に基づく制御理論研究である。その後、この研究に触発され、可制御性や可観測性の概念、極配置問題や線形最適レギュレータ問題などの状態空間領域での制御理論上の重要な成果が相次いで発表され、統一的な制御理論体系が構築されることになった。

状態空間領域での非干渉制御理論は、このような背景をもとに、1964年B.S.MORGAN[3]によって線形時間不変系に対する状態フィードバック制御法による制御問題として定式化されたことが始まりとされている。非干渉制御問題を状態空間法の枠組みで扱うことで、非干渉制御の一般的な性質や極配置問題等の他の制御問題との係わりついて初めて明らかにすることが可能となった。MORGANの研究の後

に重要な成果を報告したE.G GILBERT[5]は、彼の論文で、状態フィードバック制御による非干渉制御問題で問われるべき問題として、①非干渉が可能であるための条件、②非干渉を可能にする状態フィードバックの種類（構造）、③非干渉化された閉ループ系の構造、④状態フィードバック行列の種類と非干渉化された閉ループ系の構造との関係の、４つの設問を示した。以下にこの設問がどのように解明されていったのかを簡単に説明することにする。

上記に最も単純な非干渉制御の定義を述べたが、以下の議論のために非干渉制御の最も一般的な定義を次に述べることにする。

対象とする線形時間不変系は次のような状態方程式で表されるものとする。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + B u \\ y &= C x \end{aligned} \qquad (2-1)$$

ｘはｎ次元の状態ベクトル、ｕはｍ次元の入力ベクトル、ｙはｑ次元の出力ベクトルとする。Ａ、ＢおよびＣは実数の要素を持つシステム行列、制御行列、観測行列であり、その行列の次元はそれぞれｎ×ｎ、ｎ×ｍ、ｑ×ｎである。以下の議論では線形時間不変系(2-1)を簡単のために Ｓ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝と表すことにする。多入力多出力系Ｓ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝に対して次のような状態フィードバック制御を考える。

$$u = F x + G v \qquad (2-2)$$

ｖはｋ次元の入力ベクトル、ＦとＧは状態フィードバック行列とフィードフォアード行列であり、それぞれの次元はｍ×ｎ、ｍ×ｋである。

そこで、ｑ個の出力を合計ｋ個のグループに分け、それぞれを部分観測ベクトルy_iと表すことにする。この部分出力ベクトルy_iは観測行列Ｃの部分行列であるC_iから$y_i=C_i x$のように観測されるものとする。また、観測行列Ｃは部分行列C_iから次のように構成されているものとする。

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ C_K \end{bmatrix} \qquad (2-3)$$

部分行列C_iは$q_i \times n$行列であり、$q_1+q_2+\cdots+q_K=q$とする。 以下では、非干渉制御を、q_i次の出力ベクトル$y_i(=C_i x)$が入力v_iのみで制御されるような制御を非干渉制御ということにする。

2－1－3　B.S. MORGANによる定式化、および初期の成果

MORGAN[3]は、入力と出力の数が等しく（$q=m=k$）、非干渉化された入出力間の関係が以下のような一次の微分方程式で表される非干渉制御問題を考えた。

$$\dot{y}_i = a_i y_i + b_i v_i \qquad (2-3)$$

ところで、非干渉された状態の表現には上記のような一次の微分方程式以外にも高次の微分方程式で表されるような状態もありえるので、MORGANの問題は入出力間の関係が上記のような方程式で表しうるという制約を持つ特殊な非干渉制御問題となっている。MORGANはこのような非干渉制御問題に対して、行列ＣとＢの積、Ｃ・Ｂが正則である場合に非干渉制御が可能であることを示し、このことを可能にする状態フィードバック行列の構造を明らかにした。また、非干渉化したい入出力間における周波数伝達関数行列の行列式の値が零となる点、すなわち零点の位置が状態フィードバック制御によっては変わらないことを示し、また非干渉化された入出力間の閉ループ周波数伝達関数行列の極の中に上記の零点と同じ位置に極が存在していることを示した。この極は非干渉化された入出力間の周波数伝達関数では同じ位置の零点と相殺されているために見かけ上存在していないかのように見えるが、物理的には存在している。　この極は一般には固定極と呼ばれている。したがって、固定極の内でｓ平面の右半面内に位置する極が存在する場合には、状態フィードバック制御による安定な非干渉制御が不可能であることに

なる。C・Bが正則であり、状態フィードバック制御によっては位置が変化しない極に不安定極が存在しない場合は、MORGANの非干渉制御の設計法は、これまでに発表された周波数領域の設計法と比較すると、設計が容易であり、設計される補償系も簡単である点で優れている。

2－1－4　P.L.FALB[4]らによって与られた非干渉制御の可能性に関する必要十分条件

1967年にP.L.FALBらはMORGANの問題と同様にq＝k＝mである場合の非干渉制御問題を考え、GILBERTが示した非干渉制御問題の設問①、②に対する解答を示し、また設問③に対しても部分的な解答を与えた。彼らは線形時間不変系S｛A、B、C｝が状態フィードバック制御(2-2)による制御によって非干渉化が可能であるための必要十分条件は、以下に定義される行列D*が正則であることを示した。

$$D^{*} = \begin{bmatrix} C_1 A^{d_1} B \\ C_2 A^{d_2} B \\ \vdots \\ C_m A^{d_m} B \end{bmatrix} \qquad (2-4)$$

ここで、指標d_iは以下のように定義される整数である。

$$d_i = \min \{ j ;\ C_i A^j B \neq 0,\ j=0,1,\cdots,n-1 \} \quad 又は$$
$$= n-1 \quad すべてのjに対し \quad C_i A^j B = 0 \quad の場合 \qquad (2-5)$$

C_iはC行列のi番目の行、A^jはA行列のj乗を表す。これらの条件は、線形時間不変系S｛A、B、C｝の固有の特性のみに依存しており、フィードバック制御系(2-2)に依存しないことが分かる（D*行列のF－不変性）。

さらに彼らは、状態フィードバック制御則(2-2)であるF、G行列が以下の性質①、②を持つとき、線形時間不変系(2-1)を非干渉化することができることを示した。

① 以下に定義されるｎ×ｍ行列$Q_i(F)$の階数の値が、すべてのｉにおいて１。

$$Q_i(F) = \begin{bmatrix} C_i(A+BF)^{n-1}B \\ C_i(A+BF)^{n-2}B \\ \vdots \\ C_i(A+BF)^{d_i}B \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (2-6)$$

② $G = \Lambda D^{*-1}$　　（Λはｍ ｘ ｍの対角行列）　　（２－７）

彼らは、上記のような関係を満足し、非干渉化された入出力間に任意の動特性を与えることができるような、状態フィードバック制御系の設計法を示した。その方法によれば、非干渉化された各入出力関係はd_i次の微分方程式で記述され、設計によってd_i個の極の位置を自由に設定できる。 したがって、提案した設計法によって自由に位置を変えることができる極の数は合計で次のようになる。

$$p = m + \sum_{i=1}^{m} d_i \quad (\leqq n) \qquad (2-8)$$

ｐ＜ｎの場合には、提案した非干渉制御では合計(ｎ－ｐ)個の固定極が存在し、この極の一部に不安定極がある場合には安定な非干渉制御は行えないことを意味している。 彼らは、提案した設計法を用いるのではなく、条件(2-6)を満足するフィードバック行列Ｆのいくつかの候補の中から、非干渉化された入出力間に希望の特性を与えるフィードバック行列を直接見いだそうとする方法を用いるならば、ｐよりも多い数の極の位置を任意に変えることが可能である場合もあることを示唆した。しかし、この方法は、煩雑な代数計算と試行錯誤的な過程を必要とするために、系の次元が大きいような場合には事実上適用困難であると考えられる。

２－１－５　E.G.GILBERTによって付け加えられたいくつかの成果

1969年にE.G. GILBERT[5]は自ら設問した非干渉制御問題の①～④の問いに対して包括的な回答を試みた。 GILBERTは閉ループ系の以下に定義される行列の性質が状態フィードバック行列Ｆに対して不変(Ｆ－不変性)であることを明らかにし、この不変性の考察から非干渉に必要な条件を導いた。そこで、この条件を示すために次のような記法を用いることにする。状態フィードバック制御則(2-2)で補償された系Ｓ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝の閉ループ周波数伝達関数行列を次のように表す。

$$H(s, F, G) = C(I_n s - A - BF)^{-1} BG \qquad (2-9)$$

$H_i(\cdot, F, G)$を$H(\cdot, F, G)$のｉ番目の行と表す。 整数$d_i(F, G)$と行行列$D_i(F, G)$を以下のように定義する。

① すべてのｓに関して$H_i(\cdot, F, G) = 0$であるならば、

$$d_i(F,G) = n - 1$$
$$D_i(F, G) = 0 \qquad (2-10)$$

② すべてのｓに関して$H_i(\cdot, F, G) \neq 0$であるならば

$$d_i(F,G) = \min \{ j \mid \lim_{s\to\infty} (s^{j+1} H_i(\cdot, F, G)) \neq 0 \text{ and } < \infty \} \qquad (2-11)$$

$$D_i(F, G) = \lim_{s\to\infty} s^{j+1} H_i(\cdot, F, G))$$

GILBETは，$D_i(F, G)$から構成される$D(F, G)$行列と整数$d_i(F, G)$はＦ－不変であることを示し、またこれらはFALBとWOLOVICH らが定義したD^*行列とd_iは

等しいことを示した。これらのＦ－不変性は、上記の定義から明らかなように閉ループ系の高周波領域の周波数特性がＦ行列による状態フィードバック制御では変えることはできないことを意味している。したがって、系Ｓ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝が状態フィードバック制御(2-2)で非干渉制御可能であるためには、少なくとも高周波領域の周波数特性がＧ行列によるフィードフォアード制御によって非干渉化が可能でなければならない。 GILBERTはこのようなＦ－不変性の考察から、FALBとWOLOVICHらが与えた非干渉制御が可能であるための必要十分条件"D^*行列の正則性"と同じ結論を導いた。また、非干渉性と行列D^*の正則性には、次のような重要な関係があることを指摘した。①$\det H(\cdot)=0$であれば、$\det D=0$である。このときＳ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝は強い固有の結合（strong inherent coupling）があるといい、非干渉性を与えるどのような制御も存在しない。 ②$\det D\neq 0$のときはＳ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝には固有の結合がないという。③$\det D=0$で$\det H(\cdot)\neq 0$の場合は弱い固有の結合(weak inherent coupling)があるという。弱い固有の結合があるＳ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝を状態フィードバック制御で非干渉化はできないが、他の型の制御で非干渉化を実現することができる。

GILBERTは、非干渉制御問題の設問②～④の問題を解く鍵は、与えられた系の非干渉化された入力出力の関係が次のような最も簡単な構造を持つ伝達関数

$$h_i(s) = \frac{\gamma_i}{s^{d_i+1}} \qquad (2-12)$$

であるように非干渉化された系に対する正準表現にあると考えた。 GILBERTは、上記のように非干渉化された系を積分型非干渉系（Integrator Decoupling System)と呼び、非干渉制御可能であるならば（D^*行列の正則性）、系の固有の特性によって一意に定まる積分型非干渉系$\bar{S}$｛$\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$｝が常に存在することを示した。また、与えられた系にどのような構造の制御系(2-2)を用いるならば積分型非干渉化系が得られるかを示した。このことは、系の固有の特性によって一意に定まる積分型非干渉系を標準的な系として解析を行うことで、非干渉制御に係わる一般的な性質を明らかにできることを意味している。

積分型非干渉系$\bar{S}$｛$\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$｝に可制御性があるとするならば、$\bar{A}^j\bar{B}_k$(k=1,…,m, j=1,…,n-1)はｎ次元線形空間（$\mathcal{L}$）の全空間を張ることができる。 そこで、線形空間$\mathcal{L}$内の以下に定義される部分空間 $\mathcal{L}_i$を考える。

$$\mathcal{L}_i = \{\eta \mid \eta \in \mathcal{L}, \eta \bar{A}^j \bar{B}_k = 0, \quad \text{for } k=1,\cdots,m,\ k\neq i \text{ and } j=0,1,\cdots,n-1\} \qquad (2-13)$$

$$p_i = \dim(\mathcal{L}_i) \qquad (2-14)$$

ここで$\bar{B}_k$を$\bar{B}$行列のｋ列の列行列を表すものとする。空間$\mathcal{L}_i$は、列行列B_iを除いた$\bar{B}$行列によって状態空間を張ることができる部分空間に対する零空間を表している。すなわち、この空間は、$\bar{B}_i$以外の列行列$\bar{B}_k$(k≠j)を介して系に影響を与える入力v_k(k≠j)からの影響を受けることがない空間を意味する。 また、積分型非干渉系の性質からこの空間は、観測行列$\bar{C}_i$を除いた行列の零空間でもある。このとき、空間$\mathcal{L}$は以下のように直和分解ずることができる。

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}_1 \oplus \mathcal{L}_2 \oplus \cdots \oplus \mathcal{L}_m \oplus \mathcal{L}_{m+1} \qquad (2-15)$$

ここで、$\mathcal{L}_{m+1}$は$\mathcal{L}$内の$\mathcal{L}_1\oplus\mathcal{L}_2\oplus \cdots \oplus\mathcal{L}_m$の補空間として定義される。部分空間$\mathcal{L}_{m+1}$の次元$p_{m+1}$は以下のように一意に決定することができる。

$$p_{m+1} = \dim(\mathcal{L}_{m+1}) = n - p \qquad (2-16)$$

これらの空間は、次のような性質を持つ。 ①$\eta \in \mathcal{L}_i$であれば$\eta \bar{A} \in \mathcal{L}_i$(すなわち、$\mathcal{L}_i$はＡに関する不変部分空間)、② j=1,…,m,j≠iに関して$\mathcal{L}_i \cap \mathcal{L}_j = \varnothing$、③$\hat{C}_i$, $\hat{C}_i\hat{A}$、…、$\hat{C}_i\hat{A}^{d_i+1}$ は部分空間$\mathcal{L}_i$内のｄｉ＋１次元の部分空間を張る線形独立な基底ベクトルである。以上の解析から、部分空間$\mathcal{L}_i$の次元はp_iであり、積分型非干渉系の構造からこの部分空間に関して非干渉化された入出力の伝達関数の次数がd_iであることから、積分型非干渉系ではこの空間に関係するp_i個の

極の内$p_i-(d_i+1)$個が、極と零の消去のために伝達関数から失われていることが分かる。 部分空間$\mathcal{L}_{m+1}$は少なくとも２つ以上の複数の入力から影響を受けている空間であるが、他の空間に影響を及ぼすことがない空間であり、また観測行列$\bar{C}$に対する零空間でもあるので、この空間に関係する状態を観測することができない。

積分型非干渉系を正準変換した系が正準非干渉化系$\hat{S}$｛$\hat{A}$、$\hat{B}$、$\hat{C}$｝である。この系の$\hat{A}$、$\hat{B}$、$\hat{C}$行列は空間$\mathcal{L}_i$(i=1,…,m) に関係するブロック対角部分と空間$\mathcal{L}_{m+1}$に関係する部分から構成される。各ブロック行列$\hat{A}_i$、$\hat{B}_i$、$\hat{C}_i$はそれぞれが$p_i\times p_i$、$p_i\times 1$、$1\times p_i$の次元を持ち、非干渉化されたｉ番目の入力とｉ番目の出力に関する動特性方程式を記述することができる。GILBERTは空間$\mathcal{L}_i$の基底ベクトルから構成される変換行列の相似変換によって積分型非干渉系から正準型非干渉化系へ変換されることを示した。

正準型非干渉系へ変換し、非干渉化された系$\bar{S}_i$｛$\hat{A}_i$、$\hat{B}_i$、$\hat{C}_i$｝の解析を行うならば、上記に述べた積分型非干渉系の解析結果に加えて、非干渉化された系の構造についてさらに詳細な情報を得ることができる。非干渉制御の極配置問題は、非干渉化された一入力一出力系$\bar{S}_i$の極配置問題へと置き換わることになる。この問題に対してこれまでによく知られた一入力一出力系の制御理論をそのまま適用することができる。 この解析の結果から、非干渉化された系$\bar{S}_i$の入出力伝達関数に関係する合計p_i個の極の位置を、希望の応答特性が得られるように任意の位置へ設定できること、またそのような極配置を可能にする制御系がどのような構造を持つものであるかが明らかにされた。 また、空間$\mathcal{L}_{m+1}$に関係して非干渉制御ではその位置を変えることができないp_{m+1}個の固定極(Fixed pole) が存在し、この固定極の一部に不安定極が存在する場合には、安定な非干渉制御が実現できないことが分かった。

最後に、GILBERTは非干渉制御問題の残された未解決の問題として次の事柄を挙げた。 ①パラメータ変動や入力外乱の影響はどのようなものであるのか？ ②Ｄ行列が非正則である場合、先に述べたような固定極が存在する場合、系に可制御性がない場合の固定極が不安定極を持つ場合に、何をなすべきか？ ③出力のみしか利用できない場合に状態の情報を得るために動的な推定器を用いることができるか？ ④離散系ではどうなるか？、⑤線形時変系ではどうなるか？ ⑥非干

渉化された系に対して非線形状態フィードバック制御の使用はどのような影響をもたらすか？　これらの課題は、以後の研究者たちによってほぼ回答[6],・・・,[14]が得られている。

２－１－６　幾何学的手法による非干渉制御研究

W.M.WONHAMとA.S.MORSE[15],・・・,[17]は、代数幾何学的手法によって非干渉制御問題の解析を行った。代数幾何学とは、ある代数関係で規定された位相空間内に存在する、ある固有の性質を持つ多様体に係わる研究の総称である。非干渉制御問題は、線形時間不変系に関する可制御空間

$$\{A \mid \mathcal{B}\} = \mathcal{B} + A\mathcal{B} + \cdots + A^{n-1}\mathcal{B} = \mathcal{S} \qquad (2-17)$$

の位相空間において、非干渉化された空間が持つべき性質を有する部分空間（すなわち多様体）が存在するための条件や、その空間の諸性質を明らかにすることであり、これはまさしく代数幾何学で取り扱われる問題に他ならない。この手法を用いることにより、非干渉制御問題は、代数幾何学の抽象化された数学問題に変換され、煩雑な代数的計算を用いることなく、非干渉制御の存在性や非干渉化された系の持つ構造等の一般的性質を明らかにすることができる。

彼らは、まず最初に、線形時間不変系に対して動的な要素を含まない状態フィードバック制御系による非干渉制御問題を取り上げて、この問題を制御系に動的要素を含めないという制約を持つ非干渉制御問題としてＲＤＰ（restricted decoupling problem)と称した。この問題は、従来の非干渉制御問題を包含し、さらにより一般化された問題（例えば、出力と入力の数の比較的自由な組合せを持つ問題）も取り扱うことができる。　彼らは、代数幾何学の概念を用いてＲＤＰを解析するために、空間$\mathcal{S}$内の$(A+BF)\mathcal{V} \subset \mathcal{V}$を満たす空間と定義される(Ａ＋ＢＦ)-不変部分空間、およびその不変部分空間に関係した可制御部分空間$\mathcal{R}_i$(=$\{A+BF \mid \mathcal{B} \cap \mathcal{R}_i\}$)の概念を導入した。可制御部分空間$\mathcal{R}_i$は、Ｆ行列に関して、$\mathcal{B} \cap \mathcal{R}_i$内の基底ベクトルによって張ることができる空間であり、$BG_i = \bar{B}_i$

($\mathcal{B}=\mathcal{B}\cap\mathcal{R}_i$) であるような$G_i$行列を介して系に入力された$v_i$によって、系の状態ベクトルが原点から到達可能である空間を表している。ここで、可制御部分空間$\mathcal{R}_i$に関して、(A+BF)-不変部分空間の性質を満足させるようなフィードバック行列Fの集合を$F(\mathcal{R}_i)$と表すことにする。

$$F(\mathcal{R}_i)=\{F \mid (A+BF)\mathcal{R}_i \subset \mathcal{R}_i\} \qquad (2-18)$$

出力ベクトルy_iの観測行列C_iに関する零空間をN_iと表す。そこで、以上の記法を用いてRDPを定式化すると以下のようになる。

[RDP] 行列A、Bと零空間$N_1, N_2, \cdots, N_K$が与えられたとき、以下のような性質を満足する行列Fと可制御部分空間$\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \cdots, \mathcal{R}_K$を見い出せ。

$$\mathcal{R}_i + N_i = \mathcal{S} \qquad (2-19)$$

$$\mathcal{R}_i \subset \bigcap_{j\neq i} N_j \qquad (2-20)$$

$$\bigcap_{i=1}^{k} F(\mathcal{R}_i) \neq \varnothing \qquad (2-21)$$

上記の定式化の三つの条件は次の事柄を意味している。①非干渉化されるべき出力ベクトルy_iが可制御部分空間$\mathcal{R}_i$内に存在する状態変数ベクトルのみで表されるためは、空間$\mathcal{S}$内の部分空間$\mathcal{R}_i$を除いた空間内にy_iに関係した状態ベクトルが存在してはならず、部分空間$\mathcal{R}_i$を除いた$\mathcal{S}$の空間は出力ベクトルy_iに関する零空間でなければならない((2-19)式)。 ②可制御部分空間$\mathcal{R}_i$内には他の出力ベクトルy_j($i\neq j$) に関係した状態変数ベクトルが存在してはならないので、空間$\mathcal{R}_i$は零空間N_j($i\neq j$)の積集合内に存在しなければならない((2-20)式)。各出力ベクトルに関する非干渉制御は共通のフィードバック行列Fによって実現しなければならないので、$F(\mathcal{R}_i)$に関する積集合は空集合であってはならない((2-21)式)。

以上のような可制御部分空間$\mathcal{R}_i$の性質を代数幾何学の手法を用いて解析を行い、この解析から、ＲＤＰの解が存在するための必要条件を得ることができた。それによれば(2-20)式を満足する最大の大きさの可制御部分空間$\mathcal{R}_i$が（2-19)式を満足するものでなければならない。すなわち、

$$\mathcal{R}_i + N_i = \mathcal{S} \qquad (2-22)$$

一方、十分条件については、ＲＤＰで扱うことできるすべての問題に対して適用できる条件を見いだすことができなかった。しかし、ＲＤＰの出力の数と入力と数の関係が特別な場合には、非干渉制御の存在性に関する必要十分条件を与えることができる。その特殊な問題とは、①出力の数が入力の数と等しい場合(rank(Ｂ)=ｋ)、②状態変数と出力の数が等しく(rank(Ｃ)=ｎ)、出力を入力の数と等しい数のグループに分け、これらのグループに関して非干渉化する場合の問題である。また、これらの特殊な場合のＲＤＰについて、非干渉制御による閉ループ系の極配置問題が解析され、非干渉化が可能であっても非干渉制御では位置を変えることのできない極(固定極)が存在する可能性があること、この固定極が安定な極でなければ安定な非干渉制御が可能ではないこと、また固定極の存在と可変部分空間$\mathcal{R}_i$の係わりについても明らかにされた。これらの結果の一部は、Gilbertらの代数的手法からすでに知られていたものである。 それぞれの方法によって求められたこれらの結果の表現法は全く異なったものであるが、両者が同一の内容を意味することが示された。

彼らは、状態フィードバック制御系に動的要素(積分要素)を含んだ非干渉制御問題を考え、この問題をＲＤＰと対比して、”拡張された非干渉制御問題(ＥＤＰ：extended decoupling problem)”と呼んだ。 この問題では、状態フィードバック制御系に何個の動的要素（積分要素）を含めるならば非干渉制御が可能でるかが問われる。ＥＤＰは、状態空間$\mathcal{S}$を制御系に導入した動的要素の個数だけの数の次元を拡張した空間に対して、ＲＤＰと同様な方法で解析することができる。解析の結果から、上記に述べたようにＲＤＰでは非干渉制御の存在性に関する必要十分条件を得ることができなかったが、ＥＤＰに対しては必要十分条件を与え

ることができた。また、ＲＤＰの$\mathcal{R}_i$に関して(2-19)、(2-20)式を満たすが(2-21)式を満足しない場合に、制御系に最低何個の動的要素を含めるならば非干渉制御が可能であるかを問う最小拡張(minimal extension) 問題を考え、必要最小の動的要素の数を与えることができた。さらに非干渉化された可制御部分空間の解析から、ＲＤＰの場合と同様に固定極が存在し、それは(2-19),(2-20)式を満たすＲＤＰの可制御部分空間$\mathcal{R}_i$(i=1,…,k) のみによって規定されるある部分空間に関係する極であることが分かった。この固定極の一部に不安定極が存在する場合には、制御系にさらに動的要素を加えることによって、不安定な固定極を安定な位置へ移動させ、安定な非干渉制御を実現できることが示された。

以上のように、幾何学的アプローチは、非干渉制御の存在性やその一般的性質を明らかにする点においては極めて優れたものであり、その結果は代数幾何学の言葉でエレガントに表現することができた。しかし、この結果を用いて実際に制御系を設計するためには、代数幾何学の言葉で表現された結果を、計算機等による処理が可能であるように、代数的表現に翻訳する必要があるとされる。

２－２　非線形への非干渉制御理論の拡張

非線形系に対する非干渉制御理論は、線形時間不変系に対する線形状態フィードバック制御による非干渉制御理論がFALB、WOLOVICHやGILBERTらの研究によってほぼ完成を見た後、適用の対象を線形時変系[10],[11]、遅れ時間を含む系[12]、非線形系[18],・・・,[24]へと相次いで拡張が試みられた。

非線形系での最初の成果は、FALBらが線形不変系に対して非干渉制御が可能であるための必要十分条件を示した年の５年後、1971年にNAZAR[18]やSINGH[19]らによって初めて報告された。それ以後非線形系に関して発表された主な成果を表2-1に示す。 これらの報告の特徴は、表からも判るように、非線形系といってもそれに含まれる非線形性は多種多様であるために、まず取り扱う非線形系を、表現形式に関して表2-1に示すようにいくつかのクラスに分類し、それぞれに対して非干渉制御の可能性について議論を行っている点である。また、線形系の理論では主に線形代数学、線形空間論等が解析の主な手段であったが、非線形系の場

合では対象とする系を非線形関数(一般には解析関数)で表すために、解析の方法として関数論、微分幾何学等とかなり数学的に高度な知識を必要とすることである。しかし、得られた結果は、数学的に扱うモデルが非線形系であっても非干渉制御が可能であるための必要十分条件はFALBが線形時間不変系に対して与えた結果と極めて類似した形式を持っていることである。　非線形系の非干渉制御理論は、上で述べたように、非線形系のクラスのそれぞれにおいて採用された数学的解析手段や数学的表現法が大きく異なっており、それぞれを共通の数学的基盤で述べることができない。本章では、それぞれの理論の詳細については省略し、主な結果と解析の特徴についてまとめた表2-1の紹介にとどめることにする。 ただし、４章では本論文で適用を試みたSCHOENAUの非干渉制御理論について述べることにする。

表２－１　非線形系に対する非干渉制御理論の進展と主な成果

ｸﾗｽ	非線形系および制御系	年	著　者	得られた条件	特　　徴
Ⅰ	$\dot{x} = Ax + Bu + Kf(\sigma)$ $y = Cx$ 、 $\sigma = Ex$ $u = Fx + Gv + Rf(\sigma)$	1971	NAZAR	必要条件	非線形系の初めての成果
Ⅱ	$\dot{x} = a(x) + B(x)u$ $y = c(x)$ $u = f(x) + G(x)v$	1972 1972 1973 1981 1983	SINGH TOKUMARU SCHOENAU ISIDORI NIJMEIJER	必要十分条件 〃　〃 〃　〃 〃　〃 〃　〃	$\dot{x}_{n+1}=1$を含む系に対する必要十分条件 変分理論→不変問題 FALBらの方法の非線形への拡張 代数幾何学的アプローチ 代数幾何学的アプローチ
Ⅲ	$\dot{x} = a(x) + b(x,u)$ $y = c(x)$ $d(x,u) = f(x) + v$	1973	SCHOENAU	十分条件	FALBらの方法の非線形への拡張
Ⅳ	$\dot{x} = f(x,u)$ $y = c(x)$	1972	TOKUMARU	必要条件	変分理論→不変問題
Ⅴ	$\dot{x} = f(x,u)$ $y = c(x,u)$	1987	LI	必要十分条件	可逆性、関数再生成性

第 2 章 の 参 考 文 献

[1] R.J. KAVANAGH : "Multivariable Control System Snthesis", Trans. AIEE, Vol77 P.425～429、1958

[2] K. CHEN , R.A. MATHIAS ,et al. : "Design of Noninteracting Control System Using Bode Diagram',Trans. AIEE, Vol??, P.336～346、1962

[3] B.S. MORGAN, Jr : "The Synthesis of Linear Multivariable Systems by State Feedback", in Proc. 1964 Joint Automatic Control Conf., P.468～472、 1964

[4] P.L. FALB , W.A. WOLOVICH : "Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control systems" , IEEE Trans. Automat. Contr. , VOL.12 , NO.6, P.651 ～P.659 , 1967

[5] E.G. GILBERT : "The Decoupling of Multivariable Systems by State Feedback" , SIAM J. Contr. , VOL.7 , NO.1 , P.50 ～P.64 , 1969

[6] P.N.R. STOYLE, A.I.G. VARDULAKIS : "The Mechanism of Decoupling", INT. J. Contr., VOL.29, NO.4, P.589 ～P.605, 1979

[7] J.W. HOWZE , J.B. PEARSON : "Decoupling and Arbitrary Pole Placement in Linear Systems Using Output Feedback", IEEE Trans. Automat.Contr., VOL.15, NO.6, P.660 ～P.663, 1970

[8] J.W. HOWZE: "Necessary and Sufficient Conditions for Decoupling Using Output Feedback", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.18, NO.1, P.44～P.46 , 1973

[9] W.A. WOLOVICH: "Output Feedback Decoupling", IEEE Trans. Automat. Contr. , VOL.20 , NO.1 , P.148 ～P.149 , 1975

[10] N. VISWANADHAM , J.H. TAYLOR : "On Various Types of Decoupling for Time-varying Systems", INT. J. Contr., VOL.17, NO.4, P.869 ～P.880, 1973

[11] S.N. SINGH, W.J. RUGH: "Decoupling in Linear Time-varying Systems Using Output Feedback", INT. J. Contr., VOL.17, NO.2, P.321～ P.336, 1973

[12] S.G. TZAFESTAS , P.N. PARASKEVOPOULOS : "On the Decoupling of Multivariable Control Systems with Time Delays", INT. J. Contr., VOL.17, NO.2, P.405 ～P.415, 1973

[13] M.B. ARGOUN , J. VAN DE VEGTE : "Output Feedeback Decoupling in the Frequency Domain", INT. J. Contr., VOL.31, NO.4, P.665～P.675, 1980

[14] T.G. KOUSSIOURIS : "A Frequency domain approach to the Block Decoupling Problem (II)", INT. J. Contr., VOL.32, NO.3, P.443 ～P.464, 1980

[15] W.M.WONHAM and A.S.MORSE : "Decoupling and Pole Assignment in Linear Multivariable System: A Geometric Approach" : SIAM J. Contr., Vol.8, No.1, Feb., 1970

[16] A.S.MORSE and W.M.WONHAM : "Decoupling and Pole Assignment by Dynamic Compensation", SIAM J. Contr., Vol.8, No.3, August, 1970

[17] A.S.MORSE and W.M.WONHAM : "Status of Noninteracting Control", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.AC-16, No.6 Dec., 1971

[18] S. NAZAR , Z.V. REKASIUS : "Decoupling of a Class of Nonlinear Systems" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.16, NO.3, P.257～P.260, 1971

[19] S.N. SINGH, W.J. RUCH: "Decoupling in a Class of Nonlinear Systems by State Variable Feedback", J. Dyna. Sys. Measur. Contr., VOL.?? , NO.??, P.323 ～P.329 , 1972

[20] H. TOKUMARU, Z. IWAI : "Non-interacting Control of Nonlinear Multivariable systems", INT. J. Contr., VOL.16, NO.5, P.945～ P.958, 1972

[21] G.J. SCHOENAU, D.E. LIMBERT : "Decoupling Certain Class of Nonlinear Systems by Nonlinear State Feedback", Joint Automat. Contr. Conf. Amer. Automat. Contr. Counc., VOL.140, NO.?? P.65～ P.71, 1973

[22] A.ISIDORI, A.J.KRENER et al: "Nonlinear Decoupling via Feedback: A Differential Geometric Approach", IEEE Trans. AUtomat. Contr., Vol.AC-26, No.2, April, 1981

[23] H.NIJMEIJER : "Feedback Decomposition of Nonlinear Control System", IEEE Trans. AUtomat. Contr., Vol.AC-28, No.8, August, 1983

[24] C.W.LI , Y.K. FENG : "Decoupling theory of general multivariable analytic non-linear systems", INT. J. Contr. Vol.45, No.4, 1987

第３章　動的補償器を用いた結合炉の非干渉制御

３－１　序論

大型原子炉の炉出力の空間的な不安定性や、この不安定性が原因となって生ずる$^{135}X_e$振動現象を抑制するための制御として、他の領域の状態に影響を与えることなく、また他の領域から影響を受けることもなく、炉出力調整を行いうる非干渉制御法が有効であると考えられる。本章では、大型炉心の動特性モデルが結合炉モデルとして近似できることに注目して、結合炉の炉出力調整問題に対して非干渉制御理論を適用する。この試みから、この制御が結合炉の出力調整をはじめ大型炉の炉出力の領域制御のように、領域間の干渉の効果を考慮しなければならないような制御に対して極めて有効であることを示す。

炉出力調整制御は、各領域の炉出力をある所定の計画された値に維持し、仮に変動が生じた場合には速やかに元の状態に復帰させる制御である。非干渉制御系の設計には、FALB、GILBERTらが発表した状態フィードバック制御による非干渉制御理論[(1)、(2)]を用いる。 FALBらの理論の適用で問題となるのは、この制御理論が線形状態フィードバック制御法を元にしている点である。この制御理論は、対象とする系の動的な振舞いを記述するために必要な状態変数のすべての情報が入手できることを前提としている。しかしながら、対象とする系が数多くの状態変数を含む大規模多変数系では、上記の要求を実現することは困難である場合が多い。特に、原子炉は高温、高圧、高放射線量の過酷な運転環境にさらされるために、すべての状態量を観測するためには、各状態変数ごとにセンサーや計測装置を設けることや、それらすべてを維持、管理することが必要であり、技術的な困難が伴う。あるいは、状態変数の内には直接的な観測手段では情報を入手できないようなものが存在している場合もある。原子炉の制御の場合においては、原子炉の動的挙動に極めて重要な役割を果たす遅発中性子先行核密度は放射線計測などの直接的な方法では観測できない状態量である。以上の事情は、現代制御理論の実り豊かな成果の一つである状態フィードバック制御法による制御理論の多くは、大規模系の制御設計問題に直接適用できない場合が多いことを意味している。

このような問題は、入手できる状態変数のみによるフィードバック制御、すな

わち出力フィードバック制御による非干渉制御が可能であるならば回避できる。事実、このような非干渉制御の可能性についての研究[3],・・・,[6]が行われ、制御対象の系にどのような性質が備わっているならば線形出力フィードバック制御による非干渉制御が可能であるかが調べられ、非干渉制御が可能であるための必要十分条件が明らかにされた。しかし、この必要十分条件は、制御対象の系が一般に満たすことが困難であるような特殊な性質を要求するために、多くの場合は線形出力フィードバック制御による非干渉制御が不可能であった。

観測できない状態変数が存在するために状態フィードバック制御を適用できない問題に対処する方法として、これまでに２つの有力な方法が考えられている。その一つはLuenbergerのオブザーバー[7],[8],[9]によるものである。 これは、観測できる状態変数のみの情報から、これを入力とするオブサーバーによって観測できない状態量を推定し、これを状態量として利用する方法である。この方法ではこれまでの状態フィードバック制御理論を直接適用できる。もう一方の方法はPearsonらによる動的補償器を用いた出力フィードバック制御[10],[11]による方法である。線形状態フィードバック制御や線形出力フィードバック制御では、それらの制御系が比例要素のみから構成されるのに対して、Pearsonらの方法は制御系に動的素子を含む動的補償器を用いることによって、観測できる状態量のみで与えられた系を制御しようとするものである。この方法では、与えられた系の状態変数に加えて、動的補償器の動的挙動を表すために用いた状態変数の一部を新たな状態変数として組み入れた”拡張された状態変数”を定義し、これによって拡張された線形系を導入する。このことによって、動的要素を含む出力フィードバック制御系の設計問題は、見かけ上拡張された系における線形状態フィードバック制御系の設計問題に置き換えることができる。このような方法によって、動的補償器を用いた出力フィードバック制御による非干渉制御問題 [12],・・・,[15]が研究され、非干渉可能性の必要十分条件や、出力フィードバック制御の構造と動的補償器の最小次数との関係などが明らかにされた。

オブザーバーと動的補償器によるそれぞれ２つの方法は、線形状態フィードバック制御法の枠組みの制御理論を適用することができる。オブザーバーを用いた制御は本質的に線形状態フィードバック制御であるのに対して、動的補償器による方法は状態フィードバック制御の場合に比例要素のみしか許されなっかた制御

空間を動的要素も含めることによって拡張した空間の中から適当な制御を見い出そうとするものである。このことによって、線形状態フィードバック制御では不可能であったことも動的補償器を用いることによって可能になる場合がある。動的補償器による制御は、従来の線形状態フィードバック制御で扱えなかった制御問題を状態フィードバック制御理論の枠組みにおいて行いうる意味で極めて重要な設計方法である。

これまでに、結合炉の出力調整制御に非干渉制御を適用した研究がいくつか報告され[16],・・・,[20]、その報告の一つにオブザーバーを用いた非干渉制御を適用した例[17]が見られる。そこでは、まず、非干渉制御系を、GILBERTの状態フィードバック制御による非干渉制御理論を適用して設計し、観測不可能である遅発中性子先行核密度をLENBERGERのオブザーバーを用いて推定して、これを状態変数として用いたものである。本章では、同様な制御問題に、動的補償器を用いた出力フィードバック制御による非干渉制御を適用した筆者らの試み[18]について述べる。試みでは、遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数を観測可能であるとして、これらの状態変数によるフィードバック制御の場合と、結合炉の各部分炉心の出力のみをフィードバックに用いる場合の、２つ場合における非干渉制御を扱った。どちらの試みにおいても非干渉制御が可能であることが分かった。前者の場合の非干渉制御では、フィードバックに用いる状態変数の数が多いために、より少ない数の動的要素を含む動的補償器で非干渉制御が可能となった。そこで、本章では、遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数を出力とした場合の試みについて述べる。以下では、動的補償器による非干渉制御法の設計手順を示し、設計された非干渉制御系が従来の領域制御法と比較して、各炉心の出力を非干渉的に速やかに出力調整できることを示す。また併せて、オブザーバーを用いた非干渉制御との比較のために、設計法や制御特性についての比較検討を試みることにする。

３－２　　大型原子炉の炉出力空間不安定性問題と結合炉制御研究

結合炉の炉出力制御に対する非干渉制御の試みに入る前に、結合炉の制御研究と大型炉の炉出力分布制御の関連性を明らかにする目的で、以下に大型炉の炉出力の空間不安定性と中性子弱結合性との関係、この不安定性とキセノン空間振動の問題、あるいは大型炉での出力分布領域制御と結合炉の炉出力制御の類似性などについて概説する。

３－２－１　大型原子炉の中性子弱結合性による炉出力空間不安定性

原子炉内のある領域で核分裂を引き起こした中性子のあるものは、他の領域で生まれて炉内を拡散して、この領域に到達したものである。このとき、領域間に、あるいは領域内の核分裂源の間に中性子結合があるといわれる。ある領域の中性子バランスは、中性子の消滅と生成のバランスから成り立っている。中性子の消滅は、中性子吸収反応による吸収と中性子拡散によって他の領域へ洩れ出ることから生じる。一方、生成は核分裂反応によるものと他の領域から流入してくる中性子拡散によるものの２つの寄与が考えられる。この中性子バランスの上で中性子拡散の寄与が大きい場合を中性子強結合があるといわれる。一般に中性子の移動距離に対して炉心形状が小さい場合は中性子結合は強結合といわれ、このような原子炉では炉内のある部位に生じた擾乱は速やかに炉心全体に伝播し、炉心は一体となって反応する。一方、中性子の拡散の寄与が全体の中性子バランスの上で相対的に小さい場合は中性子弱結合といわれ、炉心形状が大きい原子炉は一般に弱結合状態となっている。すなわち、これは大型炉を概念的にいくつかの領域に分けてそれぞれの領域の中性子バランスを考えたとき、このバランスにおいて中性子拡散の寄与が相対的に小さいと考えられるからである。中性子弱結合状態では、擾乱の影響が炉心全体に伝わりづらく、擾乱の影響が増幅された後に他の領域に影響が及ぶことになる。この擾乱の伝播の位相のずれは、中性子束分布の空間的な振動が起こりやすい状態にする。

３－２－２　大型原子炉における^{135}Xe空間振動

^{135}Xe原子核は原子炉運転開始時（クリーン炉心）には本来存在しない原子核である。それは、原子炉運転での核分裂反応によって生じ、燃料体内に蓄積される。^{135}Xe原子核は中性子吸収断面積が極めて大きいために原子炉の静特性や動特性に大きな影響を与える。 原子炉運転時の^{135}Xe原子核濃度の変化は図3-1に示す^{135}Xe原子核の生成と消滅の収支によって決定される。^{135}Xe原子核濃度の変化速度は生成と消滅のそれぞれにおいて起こるβ崩壊の半減期の長さに支配される。 これらの半減期は^{135}Iから^{135}Xeへのβ崩壊では6.58時間、^{135}Xeから^{136}Xeの場合では9.17時間であり、このことから中性子束変化などに伴う^{135}Xe濃度の過渡変化は約８時間程度の特性時間で起こる。

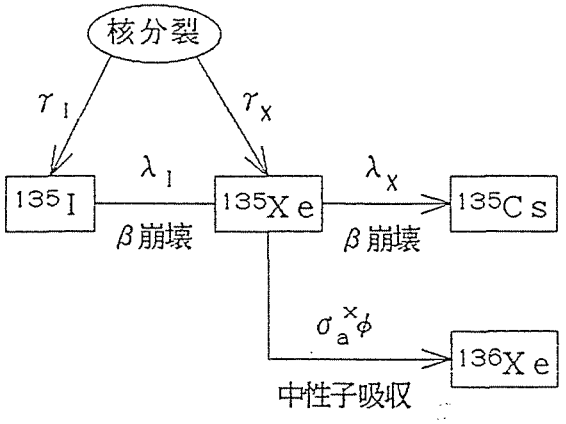


図３－１　^{135}Xeの崩壊図

^{135}Xe原子核濃度分布の空間振動は、①原子炉形状が大きいほど、②中性子移動距離が短いほど、③反応度に対するフィードバック係数が小さいほど、④中性子束レベルが高いほど、⑤熱中性子束分布が平坦であるほど、その不安定性が増長される性質を持ち、これらの諸条件が重なると自律的に起こりえることが知られている(35)。解析によれば、炉心形状のある一方向の長さが中性子移動距離の約30倍以上も長い場合には、^{135}Xe空間振動が起こる可能性があるとされる。これを円筒形状の軽水炉に当てはめてみると、中性子移動距離は約７センチ程度であるので、炉心軸方向の長さや直径が 210センチ以上ある場合にはそれぞれの方向において^{135}Xe振動が起こりえることが分かる。 現在の1000MW(e)級の軽水型の商用原子炉炉心の標準的な大きさは高さが370センチ、直径が340センチ程度であるので^{135}Xe振動の対策が必要となる。また商用原子炉では、炉出力増加の目的や高い燃料の燃焼度を得る目的のために、④、⑤の事項が試みられる傾向にあるので^{135}Xe振動が起こりやすい状況に置かれている。このような状態の原子炉での出力調整運転では、変更出力に伴う^{135}Xe密

度変化が引き金となって^{135}Xe振動が励起されることがないように、炉出力分布を制御する必要がある。

３－２－３　炉出力制御法によって引き起こされる^{135}Xe空間振動

大型炉の炉出力制御の方法によっても^{135}Xe原子核分布の空間振動が励起される可能性がある。このような制御の一例は、総炉出力を代表するような状態量、例えば炉心出口の冷却材温度などを観測し、これを制御することによって総炉出力を間接的に制御するような制御において、原子炉内のすべての制御棒の挿入位置が同じであるように制御する方法である。このような制御ではそれぞれの制御棒を他の制御棒と独立して操作することができないため、局所的に生じた出力の変動を調整することができない。このような制御による^{135}Xe原子核濃度分布の空間振動の原因を以下のように説明できる。ここで、原子炉が定常状態で運転していたとし、^{135}Xe原子核濃度分布も炉出力の定常分布に一意に決定される平衡濃度分布をしていると仮定する。この時、炉内のある領域で反応度擾乱が加わり、その領域の炉出力が上昇したものとする。擾乱が生じた領域では中性子束が上昇したことによって、^{135}Iの発生と^{135}Xeの燃焼（^{135}Xeの中性子吸収反応）が促進される。

^{135}Xeの燃焼の増加は即時に起こるのに対して、^{135}Iの増加の影響が^{135}Iのβ崩壊の結果として^{135}Xeの増加となって現れるには遅れ時間を伴う。このため、擾乱の当初では^{135}Xe濃度は減少する。^{135}Xe濃度が減少したことによって、この領域の反応度が増加し、さらにこの領域の炉出力が上昇する。この炉出力の上昇は、反応度フィードバック機構を介して抑制されるか、制御棒などの中性子吸収体の操作による調整が行われるまで続く。いずれにしても擾乱の生じた領域で炉出力が上昇するため、総炉出力も上昇することになる。このため、総炉出力を一定に保つために制御棒操作による炉出力調整が行われる。この制御では、上記に述べたように炉心の各領域に配置された制御棒は連動して動き、同じ長さだけ挿入される。このような制御では、擾乱が生じた領域以外の炉出力は擾乱が生ずる前の状態より低い出力に調整されることになる。このことは、この領域では上記に述べた擾乱による影響の逆の過程をたどることを意味する。すなわち、この領域では

中性子束が減少し、^{135}Ｉの生成が減り、^{135}Xeの燃焼が減る。^{135}Ｉから^{135}Xeへのβ崩壊による^{135}Xeの生成現象は遅れて現れるので、^{135}Xeの生成の割合は擾乱前のそれとあまり変わらない。一方^{135}Xeの燃焼の減少は即時に起こるので、^{135}Xe濃度は増加し、その結果反応度は減少し、この領域の炉出力は減少する。これは擾乱を生じた領域と隣接する領域間の中性子束分布の傾きをさらに大きくする。この様な現象は、擾乱が生じた領域では、^{135}Xeの生成と消滅のバランスにおいて、炉出力の増加によって蓄積された^{135}Ｉのβ崩壊からの^{135}Xeの生成の寄与が^{135}Xe燃焼による減少の寄与を上回り、^{135}Xe濃度がこれまでの減少から増加の方向に向かって変化を始めるまで、また隣接する領域では、^{135}Ｉ濃度が減少したことによってβ崩壊からの^{135}Xe生成の減少の寄与が、燃焼の減少による^{135}Xe増加の寄与を上回り、^{135}Xe濃度がこれまでの増加現象から減少へと変化を始めるまで続く。それぞれの領域での^{135}Xeの増加、減少が引き続いて起こり、遂にはそれぞれの領域の反応度の大小関係が逆転し、炉出力の大小関係にも逆転が生じる。この様な過程による^{135}Xe濃度のシーソー運動が始まり、出力分布の振動が起こる。

３－２－４　大型原子炉の炉出力分布の領域制御

大型炉の炉出力制御においては、^{135}Xe振動に起因する炉出力振動を抑制するための制御として領域制御法がとられている。この制御法では、炉を図3-2のようにいくつかの領域に分け、各領域ごとに独立した制御系を設け、各領域の炉出力を観測して炉出力が一定であるように制御する。この制御で特に考慮しなければならないのは、領域間の中性子結合による相互干渉の影響である。この作用による影響

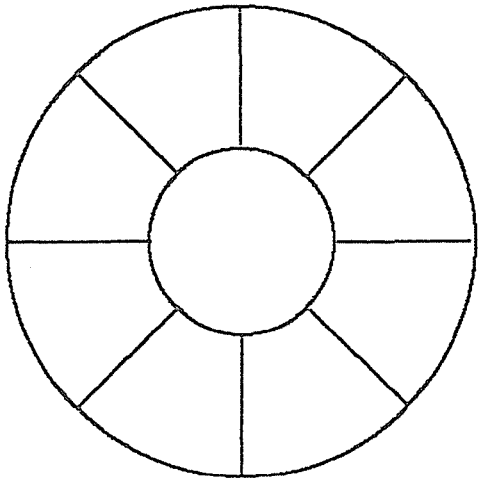


図３－２　大型炉心のキセノン空間振動抑制のための領域制御

は、ある領域の炉出力を調整するためにその領域で行った制御の影響が、領域間の干渉作用を介して他の領域に波及するために他の領域においても炉出力制御が必要となったり、あるいは他の領域に及ぼした影響が再度元の領域に擾乱として返されるために、炉出力を希望の値に安定させるのに長い時間が必要となるなどの問題を引き起こす。このような原子炉を効果的に制御するためには、相互干渉の影響を有効に対処できる制御が必要である。このような制御に非干渉制御法を適用するならば、それぞれの領域の炉出力の制御を非干渉的に行えるので、ある領域に加わった外乱の影響を他の領域に影響を与えることなく修正でき、炉出力を速やかに調整できる。

３－２－５　結合炉と結合炉研究[21]

結合型原子炉(coupled-core nuclear reactor)は、炉心をいくつかの部分炉心に分割され、これらの炉心が物理的にある間隔を隔てられた構造を持ち、その結果として部分炉心間の中性子結合が弱結合となるような原子炉である。結合炉の興味深い特徴の一つは、２つの炉心から構成される結合炉で場合を考えると、この結合炉の臨界質量は、それぞれの炉心が単独で臨界に必要となる臨界質量を加え合わせた合計よりも少なくてすむことである。これは中性子の洩れによる中性子結合がそれぞれの炉心の反応度の増加として寄与しているためである。

結合型原子炉として世界に存在しているのはすべて研究炉[23],[26],[30],[31]であり、その多くは臨界集合体装置上で模擬されているに過ぎない。代表的なものでは、米国アルゴンヌ国立研究所のARGONAUT炉[23]、我国では、京都大学原子炉実験所の臨界集合体装置(KUCA)[31]などを挙げることができる。この装置は多目的実験を目途とする装置で、その一部に結合炉を模擬できる。　この装置は、京都大学原子炉実験所で建設が予定されている２炉心間に重水反射体部を設け、この部分に高中性子束を実現することを目的とした結合炉型の高中性子束炉の設計のための基礎的データを得るための研究に利用されている。この臨界集合体装置には、炉心を２分割しその間隔を自由に調整できるような装置や、重水反射体を模擬した重水タンク内に２つの円筒型の軽水減速炉心を配置したような結合炉

を模擬できるような装置が備えられている。

結合炉に関する研究は、集中的な研究成果の発表や研究活動は見られないものの、継続的に研究[16],・・・,[34]が行われてきている。 結合炉研究は、さきに述べたように結合炉がより少ない臨界質量で臨界にできることを工学目的に利用するための実用化研究というよりは、むしろ今日では商用発電用大型原子炉を拡張した結合炉モデルとして捉えて、結合炉研究から蓄積した経験や知見を大型炉の動特性解析、安定性解析、制御設計問題への適用を想定した研究となっている。結合炉を対象とした研究を分類すると ①動特性解析[23],・・・,[30]、②結合炉の炉物理特性の測定実験[31],[32]、③制御、安定性解析の研究[16],・・,[20],[32]・・・,[34]に分けることができる。動特性解析研究では、動特性方程式の導出法や、結合係数の定義、結合係数と各炉心の未臨界度との関係、またそれらの物理的意味の検討に向けられている。炉物理特性の実験では、炉雑音法、パルス中性子法、パイルオシレータ法等を用いて炉心間の周波数応答特性、結合係数、領域間の中性子伝播の平均遅れ時間などが測定され、理論的な動特性解析から求められた結果との比較検討が行われいる。制御、安定性研究では、この原子炉が空間的な効果や領域間の時間遅れ特性のために、制御上興味深い問題を提起することから精力的に研究が行われ、それらの研究では安定論や最適制御理論をはじめとする現代制御理論の成果が適用されている。

非干渉制御の結合型原子炉への適用は各部分炉心の出力制御に理論的に適用したという数例の報告[16],[17],[18]に見られる。このことには、結合炉が、通常の原子炉に比べて空間的な干渉効果を特に考慮に入れた制御が必要であったために、非干渉制御の適用の格好の対象であったという背景がある。

３－３　動的補償器を用いた出力フィードバック非干渉制御系の設計法

３－３－１　線形状態フィードバック制御を用いた非干渉制御系の設計法

この節ではP.L.FALB,W.A.WOLOVICH[1]，E.G.GILBERT[2]らによって発表された状態フィードバック制御による非干渉制御系の設計法について簡単に紹介する。

制御の対象の系は以下の状態方程式で記述されるものとする。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \qquad (3-1)$$

ここで、ｘはｎ次の状態ベクトル、ｕはｍ次の制御ベクトル、ｙは非干渉化したい出力を表すｍ次の出力ベクトルとする。またＡ、Ｂ、Ｃはそれぞれ ｎ×ｎ、ｎ×ｍ、ｍ×ｎの次元を持つ定数行列とする。 簡単のために上記の系をＳ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝、あるいは系Ｓと表すことにする。与えられた系Ｓにおいて以下のような状態フィードバック補償系とフィードホワード補償系から構成される制御系Ｋ｛Ｆ、Ｇ｝を考える。

$$u = Fx + Gv \qquad (3-2)$$

ただし、ｖはｍ次の入力ベクトルを表し、Ｆ、Ｇはそれぞれｎ×ｍ、ｍ×ｍの次元を持つ未定の要素からなる行列である。非干渉制御問題は、図3-3に示すように、それぞれの出力y_iを制御系のこれと対応する一つの入力v_iのみから影響を受け、他の入力からは影響を受けないように非干渉化し、それらの入出力間に希望の特性を与えるＦ、Ｇ行列を決定する問題である。

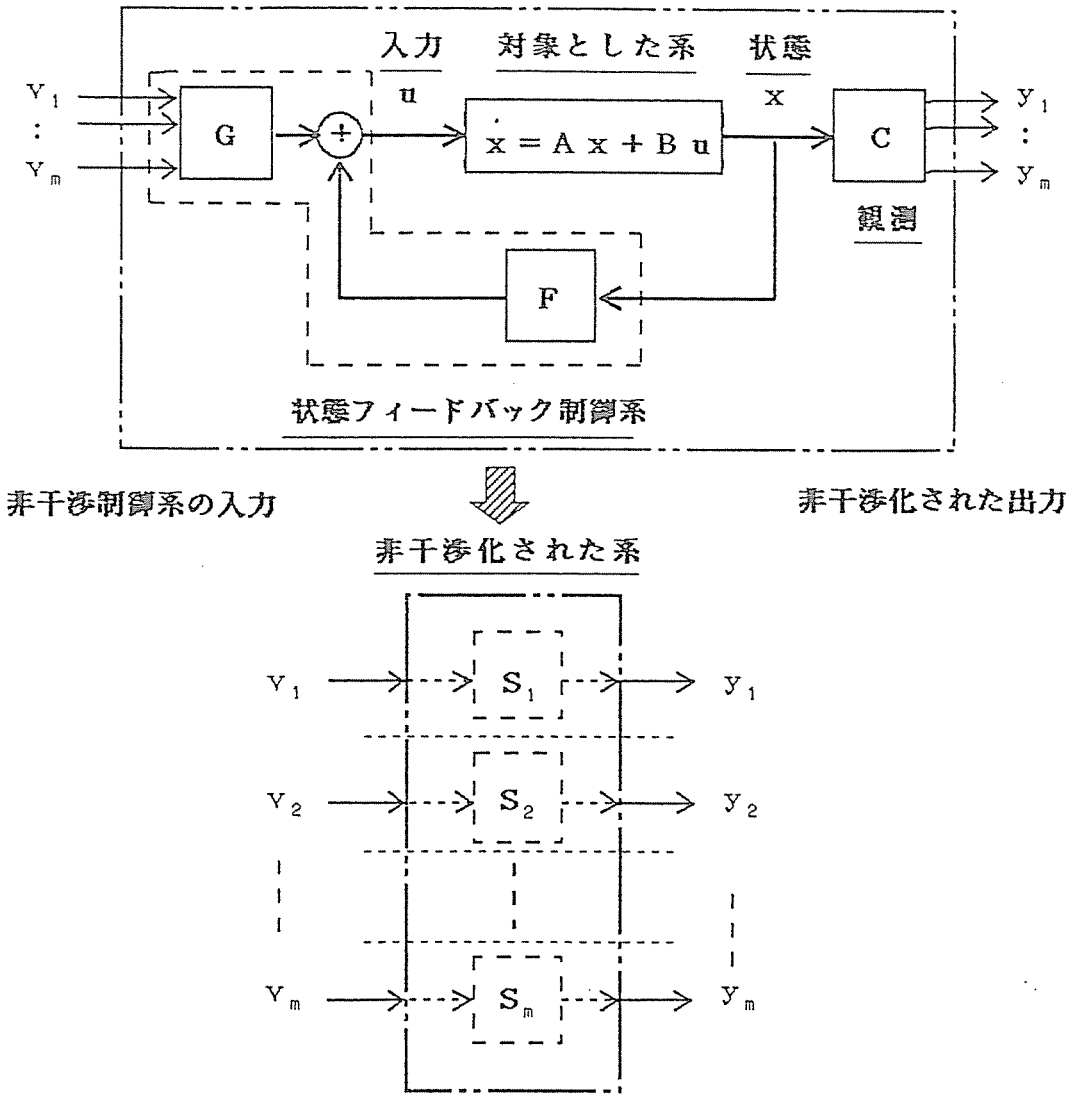


図３－３　状態フィードバックによる非干渉制御

以下の議論では、与えられた系Ｓには可制御性、可観測性が保証されているものとする。次の変数を定義する。

$$D^* = \begin{bmatrix} C_1A^{d_1}B \\ C_2A^{d_2}B \\ \vdots \\ C_mA^{d_m}B \end{bmatrix} \qquad (3-3)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} C_1A^{d_1+1} \\ C_2A^{d_2+1} \\ \vdots \\ C_mA^{d_m+1} \end{bmatrix} \qquad (3-4)$$

ここで、

$$d_i = \min \{j;\ C_iA^jB \neq 0,\ j=0,1,\cdots,n-1\}$$
または
$$= n-1 \quad \text{if } C_iA^jB = 0 \text{ for every } j \qquad (3-5)$$

ただし、C_iはＣ行列のｉ番目の行、A^jはＡ行列のｊ乗を表すものとする。
FALBらは系Ｓ｛Ａ、Ｂ、Ｃ｝が制御系Ｋ｛Ｆ、Ｇ｝によって非干渉化できるための必要十分条件は、系Ｓを記述する行列のみから定義される行列D^*が正則であるということを示した。また彼らは以下のように与えられる制御系K^*｛F^*、G^*｝が系Ｓを積分型に非干渉化することを示した。

$$F^* = -D^{*-1}A^* \qquad (3-6)$$
$$G^* = D^{*-1}$$

ここで、積分型非干渉系とは、非干渉化された入出力間の周波数伝達関数が、次のような純粋な積分型の表現で表されるように非干渉化された系である。

$$T_i(s) = \gamma_i s^{-d_i-1} \qquad (3-7)$$

ただし、γ_iは系の特性によって決定される定数。
この積分型非干渉系$\bar{S}$｛$\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$｝は、以下に示されるような行列で表すことができる。

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A - B D^{*-1} A^* \\ \bar{B} &= B D^{*-1} \\ \bar{C} &= C \end{aligned} \qquad (3-8)$$

積分型非干渉系は上式で見られるように最も単純な形を持ち、それらが与えられた系Ｓの固有の特性によって一意に定まる非干渉系である。与えられた系に対してただ一つの固有の積分型非干渉系が存在し、また異なる系の積分型非干渉系も同様な構造を持つ。このため、積分型非干渉系を解析することによって、非干渉制御の一般的な性質を明らかにすることができる。GILBERTは、与えられた系Ｓを対応する積分型非干渉系の上で解析を進める目的のために、等価制御系という概念を導入した。この概念は、２つの系、系S_1と系S_2の制御系K_1｛F_1、G_1｝とK_2｛F_2、G_2｝の間に一対一の対応関係が存在し、それらの制御系によって補償されたそれぞれの系の周波数伝達関数行列が等しい場合に、この２つの系は等価制御系にあるといわれる。このような関係がある場合には、制御系の一対一の対応関係を用いることによって、一方の系で行った制御設計の結果からもう一方の系の制御系を決定することができる。GILBERTは、与えられた系Ｓが制御系Ｋ｛Ｆ、Ｇ｝で補償された系と、系Ｓに対応する積分型非干渉系$\bar{S}$が制御系$\bar{K}$｛$\bar{F}$、$\bar{G}$｝で補償された系が等価制御系であるためには、それぞれの制御系の間に以下の対応関係がなければならないことを示した。

$$F = -D^{*-1}A^{*} + D^{*-1}\bar{F}$$
$$G = D^{*-1}\bar{G} \qquad (3-9)$$

以上によって系Sの非干渉制御設計問題を積分型非干渉制御系$\bar{S}$ {$\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$}において進めることができる。与えられた系Sの非干渉制御系Kは、系$\bar{S}$について行った制御設計の結果を用いて(3-8)式の関係から決定できる。

与えられた系が非干渉化されたということは、n次の状態空間が少なくてもm個の、多くてもm＋1個の部分空間に分割されるということを意味している。その部分空間の内のm個の空間は非干渉化された入出力に関係する状態空間である。m＋1個目の部分空間が存在する場合は、その空間に属する状態が非干渉制御からの影響を受けることがなく、さらに観測もできないような部分空間が存在することを意味している。したがって、この部分空間が存在する場合は、この空間の性質を非干渉制御では変えることができないので、安定な非干渉制御が可能であるためにはこの部分空間が固有に安定である性質を持っている必要がある。積分型非干渉系$\bar{S}$に関するこれらの部分空間は、与えられた系の固有の性質によって以下のように定義される。

$$\mathcal{L}_i = \{\eta \mid \eta \in \mathcal{L},\ \eta \bar{A}^{j}\bar{B}_k = 0 \text{ ,ここで } k=1,\cdots,m,k\neq i \text{ and } j=0,1,\cdots,n-1\}$$
$$i = 1,2,\cdots,m+1 \qquad (3-10)$$
$$\mathcal{L}_{m+1} = \mathcal{L} \cap \{\mathcal{L}_1 \oplus \mathcal{L}_2 \oplus \cdots \oplus \mathcal{L}_m\}$$

ここで、$\bar{B}_k$は$\bar{B}$のk番目の列を意味し、$\mathcal{L}$はn個の線形独立な行ベクトルから構成されるn次元空間を表す。また、⊕は空間の直和を意味する。そこで、それぞれの空間の次元を次のように表すことにする。

$$n_i = \dim \mathcal{L}_i \qquad i = 1,2,\cdots,m+1 \qquad (3-11)$$

ここで、以下のように定義される座標変換行列を導入する。

$$T^T = [Q_1^T、Q_2^T、\cdots、Q_m^T、Q_{m+1}^T] \qquad (3-12)$$

ここで、Q_iは次のように定義される$n_i \times n$行列である。

$$Q_i = \begin{pmatrix} C_i \\ C_iA \\ \vdots \\ C_iA^{d_i} \\ q^*_{i,1} \\ \vdots \\ q^*_{i,n_i-d_i-1} \end{pmatrix} \qquad (3-13)$$

ただし、$q^*_{i,j}$は$\mathcal{L}_i$を張るC_i、C_iA、…、$C_iA^{d_i}$の基底ベクトル以外の任意の独立な基底ベクトルとする。Q_{m+1}は$\mathcal{L}_{m+1}$の空間を張る線形独立な基底ベクトルから構成される。

座標変換行列Tは積分型非干渉系$\bar{S}$｛$\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$｝を次の相似変換

$$\begin{aligned} \hat{A} &= T\,\bar{A}\,T^{-1} \\ \hat{B} &= T\,\bar{B} \\ \hat{C} &= \bar{C}\,T^{-1} \end{aligned} \qquad (3-14)$$

によって以下に示すような構造を持つ正準型非干渉系$\hat{S}$｛$\hat{A}$、$\hat{B}$、$\hat{C}$｝へ変換することができる。

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A_1, 0, \cdots, 0, 0 \\ 0, A_2, \cdots, 0, 0 \\ \vdots \quad \vdots \quad \quad \vdots \quad \vdots \\ 0, 0, \cdots, A_m, 0 \\ A_1^c, A_2^c, \cdots, A_m^c, A_{m+1}^c \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} A_i : n_i \times n_i \\ A_i^c : n_{m+1} \times n_i \\ n_{m+1} = n - \sum_{i=1}^{m} n_i \end{array}$$

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} b_1, 0, \cdots, 0 \\ 0, b_2, \cdots, 0 \\ \vdots \quad \vdots \quad \quad \vdots \\ 0, 0, \cdots, b_m \\ b_1^c, b_2^c, \cdots, b_m^c \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} b_i : n_i \times 1 \\ b_i^c : n_{m+1} \times 1 \end{array} \qquad (3-15)$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} c_1, 0, \cdots, 0 \\ 0, c_2, \cdots, 0 \\ \vdots \quad \vdots \quad \quad \vdots \\ 0, 0, \cdots, c_m \end{bmatrix} \quad c : 1 \times n_i$$

上記に示した行列の構造と、相似変換された系の周波数伝達関数行列は相似変換によっては変化しないことを考え合わせると、入出力y_iとv_iに関係して非干渉化された系S_i $\{A_i, b_i, c_i\}$は、$\hat{A}$、$\hat{B}$、$\hat{C}$の部分行列A_i、b_i、c_iによって表されることが分かる。ところで、正準非干渉系$\hat{S}$で設計される制御系$\hat{K}$ $\{\hat{F}, \hat{G}\}$は、この制御系で補償された系も同様に正準型非干渉系でなければならないことから、次のような構造を持つことが要求される。

$$\hat{F} = \begin{bmatrix} \theta_1, 0, \cdots, 0, 0 \\ 0, \theta_2, \cdots, 0, 0 \\ \vdots \quad \vdots \quad \quad \vdots \quad \vdots \\ 0, 0, \cdots, \theta_m, 0 \end{bmatrix} \quad \theta_i : 1 \times n_i$$

$$(3-16)$$

$$\hat{G} = \begin{bmatrix} \lambda_1, & 0, & \cdots, & 0 \\ 0, & \lambda_2, & \cdots, & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0, & 0, & \cdots, & \lambda_m \end{bmatrix} \qquad \lambda_i : 1 \times 1$$

$\hat{F}$と$\hat{G}$の構造から分かるように、正準非干渉制御系$\hat{S}$における制御設計問題は、それぞれ非干渉化された系S_i $\{A_i, b_i, c_i\}$ に対して制御系K_i $\{\theta_i, \lambda_i\}$ を設計する問題に帰着される。この設計では、一入力一出力系の良く知られた設計法を適用して非干渉化された系に希望の特性を与えることができる。

以上の議論では、与えられた系Sから積分型非干渉系$\bar{S}$へ、続いて正準型非干渉系$\hat{S}$へと変換を行い、正準型非干渉系において非干渉化された系に対してそれぞれ制御設計を行った。したがって、正準非干渉系$\hat{S}$で得られた制御設計の結果を初めに与えられた系Sにおいて表現する必要がある。これは上で述べてきた変換を逆にたどることによって次のように求めることができる。

$$F = -D^{*-1}A^* + D^{*-1}\hat{F}\ T$$
$$G = D^{*-1}\hat{G} \qquad (3-17)$$

3－3－2　動的補償器による出力フィードバック制御

以下にJ.W.HOWZE[12]によって報告された動的補償器による出力フィードバック制御理論について簡単に述べる。ここでは、状態変数の中で観測等の直接的な手段で入手可能である一部の状態変数を出力として用い、これらの変数を動的補償器の入力としたフィードバック補償で線形時間不変系（3-1)を制御する問題を考える。この問題では、動的補償器によって補償された閉ループ系に希望する特性を与えるためには動的補償器がどのような構造を持つべきか、またどのような性質を持つべきかが問題の中心となる。

以下の議論では、系(3-1)は可制御性および可観測性の性質を持つものと仮定する。制御のために利用できる出力変数を次のように表す。

$$y' = C'x \qquad (3-17)$$

ここで、y'は制御に利用できる出力変数を表すn'(n'≦n)次のベクトルであり、C'はn'×nの定数行列である。HOWZEは、図3-4に示すような動的補償器による出力フィードバック制御を考え、動的補償器の構造として以下に示すものを提案した。

$$\begin{aligned} u &= u^{(1)} \\ \dot{u}^{(1)} &= u^{(2)} \\ \dot{u}^{(2)} &= u^{(3)} \\ &\vdots \\ \dot{u}^{(p)} &= \sum_{i=1}^{p} F_i u^{(i)} + F_0 x + G v \end{aligned} \qquad (3-18)$$

ただし、pは次式を満足する最小の整数である。

$$\mathrm{rank}\begin{bmatrix} C' \\ C'A \\ \vdots \\ C'A^{p} \end{bmatrix} = n \qquad (3-19)$$

上記の動的補償器には、合計p×m個の動的要素が含まれる。そこで、以下ではこの補償器については、"p×m次"の動的補償器と表現することにする。

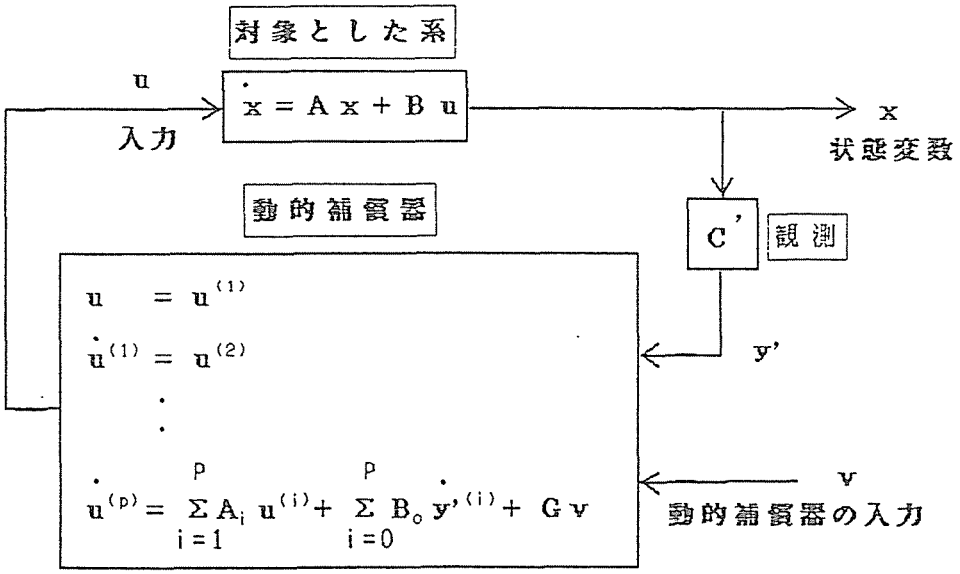


図３－４　動的補償器による出力フィードバック制御

上記に示された動的補償器の構造を表す(3-18)式の最後の式の中には状態変数xが陽に現れており状態フィードバックが必要であるかのように見えるが、この式は出力変数y'を用いて以下のように書き改めることができる。

$$\dot{u}^{(p)} = \sum_{i=1}^{p} A'_i u^{(i)} + \sum_{i=0}^{p} B'_i \dot{y}'^{(i)} + G v \qquad (3-20)$$

ただし、$\dot{y}'^{(i)}$はy'の時間に関するｉ回微分を表す。　また、(3-18)式中のF_i ($i=0,1,\cdots,p$)と(3-20)式中のA'_i ($i=1,\cdots,p$)、B'_i ($i=0,1,\cdots,p$)の間には以下の関係が成り立つ。

$$[\ B_0',\ B_1',\ \cdots,\ B_p'\ ]\begin{bmatrix} C' \\ C'A \\ \vdots \\ C'A^p \end{bmatrix} = F_0 \qquad (3-21)$$

$$A_i' = F_i - \sum_{j=i}^{p} B_j' C' A^{j-i} B \quad , \quad i=1,2,\cdots,p \qquad (3-22)$$

ただし、A_iは$m\times m$、B_iは$m\times n'$の定数行列である。 以下の議論の便利のために、動的補償器の表現には状態変数xを含んだ表現(3-18)を用いることにする。与えられた系(3-1) と動的補償器からなる閉ループ系を一つの"拡張された系"と考え、これを以下に述べる方法で(3-1)式の線形時間不変系の表現形式で表すことによって、動的補償器の設計問題を拡張された系における状態フィードバック制御問題に置き換えることができる。そこで、この目的のために、系(3-1)の状態変数と、動的補償器の動特性を表すために用いた変数($u^{(j)}$、j=1、2、…、p)を組み合わせて構成される、"拡張した状態変数"を以下のように導入する。

$$x_a = \begin{bmatrix} x \\ \bar{u} \end{bmatrix} \qquad (3-24)$$

ただし、$\bar{u}$は動的補償器の導入によって状態変数が拡張された部分であり、次のように定義される($p\cdot m$)次のベクトルである。

$$\bar{u} = \begin{bmatrix} u^{(1)} \\ u^{(2)} \\ \vdots \\ u^{(p)} \end{bmatrix} \qquad (3-24)$$

したがって、拡張された系の次元は次のようになる。

$$n_a = n + m \times p \qquad (3-25)$$

拡張された系を線形時間不変系の表現形式で表すために、次のように定義される行列を導入する。

$$A_a = \begin{bmatrix} A, B, 0, \cdots, 0 \\ 0, 0, I, \cdots, 0 \\ \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \quad \vdots \\ 0, 0, 0, \cdots, I \\ 0, 0, 0, \cdots, 0 \end{bmatrix}, \quad n_a \times n_a \qquad (3-26)$$

$$B_a = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad n_a \times n_a \qquad (3-27)$$

$$C_a = [C, 0, \cdots, 0], \quad n_a \times m \qquad (3-28)$$

$$F_a = [F_0, F_1, \cdots, F_p], \quad m \times n_a \qquad (3-29)$$

$$G_a = G, \quad m \times m \qquad (3-30)$$

これらの行列を用いて、制御対象の系(3-1)と動的補償器(3-18)を組み込んだ拡張された系の状態方程式を表すと、以下のような線形時間不変系の表現を得ることができる。

$$\dot{x}_a = A_a x_a + B_a v_a \qquad (3-31)$$

$$y_a = C_a x_a \qquad (3-32)$$

$$v_a = F_a x_a + G_a v \qquad (3-33)$$

以上により、与えられた系を上記の方法で拡張することで、動的補償器の設計問題は拡張された系における状態フィードバック制御系の設計問題と等価な問題に変換することができる。

HOWZEはこの設計問題に対して、与えられた系(3-1)が可制御性および可観測性の性質を持つならば、拡張された系の閉ループ系に対して合計 $n + p \cdot m$ 個の特性根の位置を任意に変えることができるような制御系 $K_a \{F_a, G_a\}$ が存在すること示した。

３－３－３　動的補償器を用いた非干渉制御

ここでは、状態変数の一部のみを入力とする動的補償器のフィードバック制御による非干渉制御を考える。この問題は、前節に述べた方法を用いて与えられた系と動的補償器を組み込んだ閉ループ系を"拡張された系"として線形時間不変系に変換することで、拡張された系に対する状態フィードバック制御による非干渉制御問題に帰着させることができる。 したがって、この問題に対して3-2節で述べたGILBERTの非干渉制御理論を直接適用できる。

ところで、(3-3),(3-4),(3-5)で定義される変数は、非干渉可能性の有無を決定したり、あるいは非干渉化される系の性質を表すために、非干渉制御系の設計において重要な変数である。この変数に関して、与えられた系(3-1)、(3-2)と拡張された系(3-31)、(3-32) ついてそれぞれ計算されたそれらの変数間には以下のような簡単な関係が成り立つ。

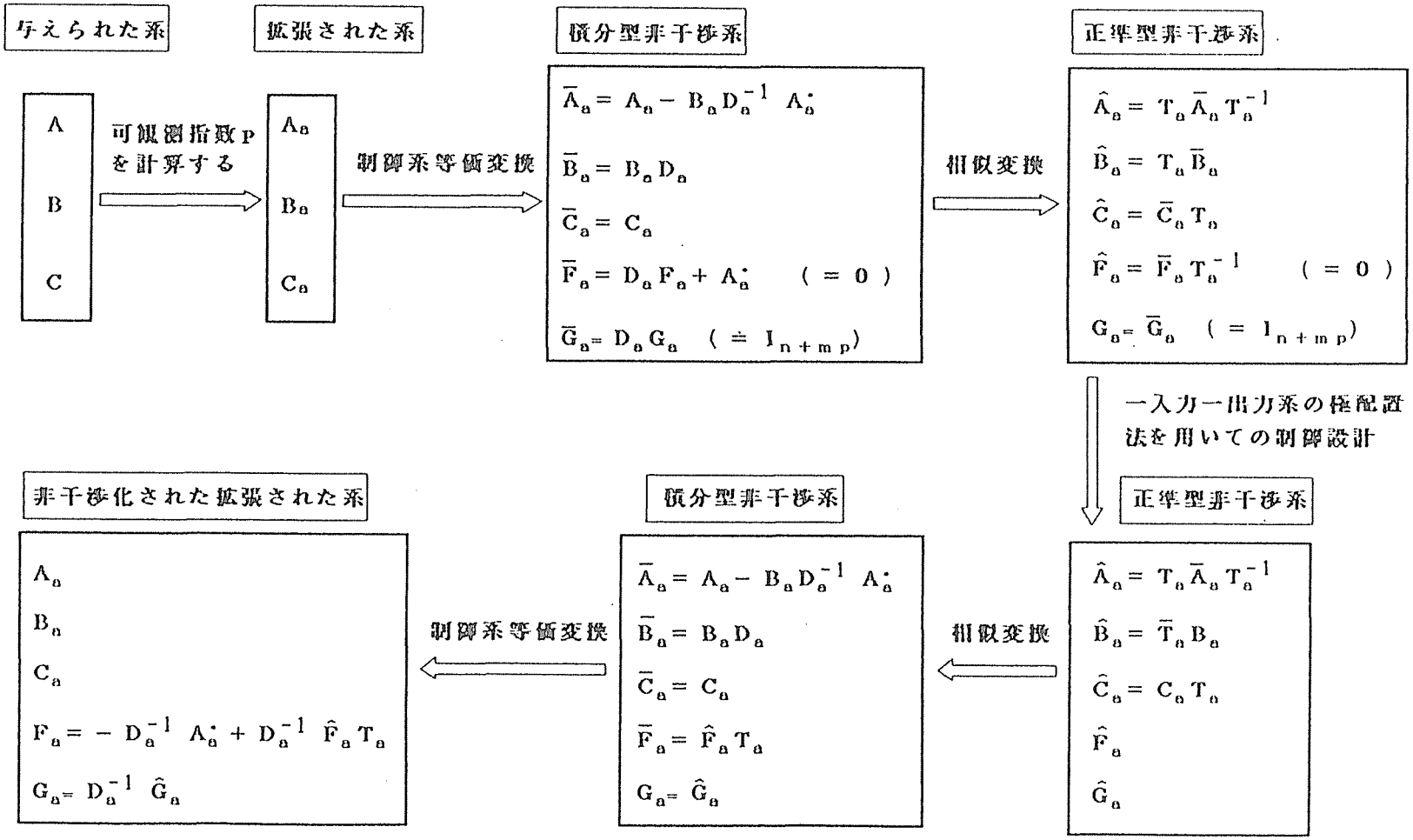
$$d_{a_i} = d_i + p \qquad (3-34)$$

$$D_a^* = D^* \qquad (3-35)$$

$$A_a^* = A^* [\, A^p B \,,\, A^{p-1} B \,,\, \cdots \,,\, AB \,,\, B \,] \qquad (3-36)$$

上記の(3-35)式は、与えらえた系(3-1)が状態フィードバック制御(3-2)によって非干渉制御可能であるならば、すなわち、D*行列が正則であれば、拡張された系(3-31)においても非干渉制御を可能とするような状態フィードバック制御系が存在することを意味している。この場合には、状態変数の一部を入力とする動的補償器のフィードバック制御によって、系(3-1)の非干渉制御が可能となる。 以上に述べた動的補償器を用いた非干渉制御設計の設計手順を整理すると 図3-5のようになる。

図３－５　動的補償器を用いた非干渉制御系の設計手順



３－４　結合炉の数学モデル

対象とした結合炉は、図3-6に示すような３つの部分炉心から構成される。ここでは、大型炉の炉出力領域制御への非干渉制御の適用も考慮して、大型炉心を３分割したものと仮想的に捉えることができる結合炉モデルを採用した。各炉心の炉出力の挙動を一点近似モデル[16]を用いて表した。このモデルは、時間依存多群中性子拡散方程式を基礎方程式として、各炉心おける体積積分による一点炉近似化と、中性子エネルギーについての群縮約によって、各炉心の平均中性子密度に関する動特性方程式を導いたものである。このモデルでは遅発中性子先行核密度については等価一群近似を採用している。炉心間の干渉として、中性子の洩れによる干渉効果のみを考慮し、この干渉効果を結合係数を用いて表した。結合係数は、炉心間の中性子の流出入量をそれぞれの炉心の中性子密度と関係づける係数である。結合係数の値は中性子の流出入の大きさが炉心間の平均中性子密度レベルの差に比例するものと仮定して理論計算から評価される。この定義から分かるように、結合係数は結合炉内の中性子束分布に依存する量である。したがって、結合係数の値は、中性子束分布が大きく変化するような場合はこれに応じて変化する。また、各領域の中性子密度の時間応答を厳密に考えるならば、中性子の流出入には中性子の減速・拡散過程が関係するので、その過程に要する時間は遅れ時間として働く。この時間遅れ効果を厳密に評価するためには、遅れ時間要素を含んだ結合係数を用いなければならない。本章での試みでは、中性子の減速、拡散の時間は他の状態

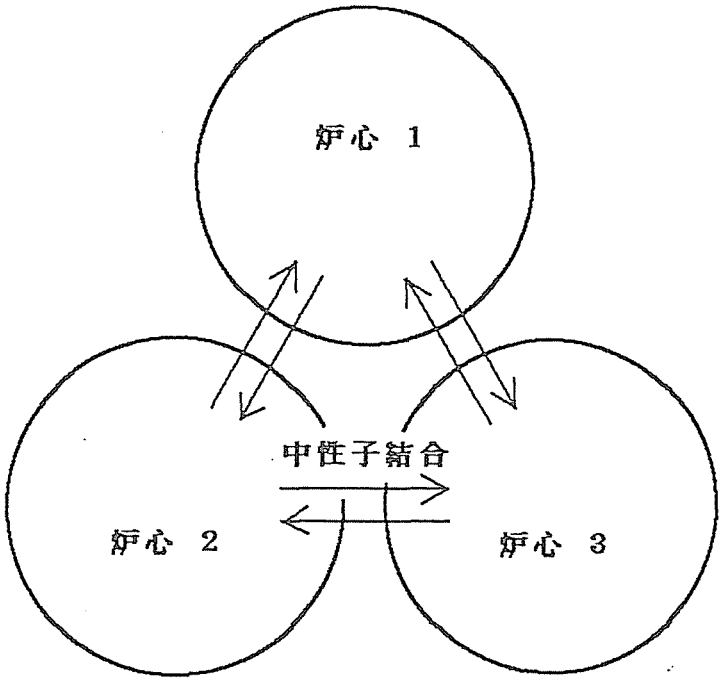


図３－６　３炉心結合炉モデル

量が変化する時間と比較すると極めて短いと考えられるので、中性子の干渉には時間遅れがないものと仮定した。

反応度フィードバック効果としては燃料棒温度によるドプラー反応度フィードバックを考慮した。各炉心には独立した各々の制御棒駆動機構を設け、これによって各炉心の炉出力を制御するものとする。各炉心の状態を表す状態変数として、炉出力、遅発中性子先行核密度、燃料棒温度、制御棒によって加えられる反応度、および制御棒挿入速度の５つの状態量を用いた。ただし、炉出力に関する動特性方程式は、単位時間当たりの核分裂数は平均中性子密度に比例することから、平均中性子密度の動特性方程式に適当な比例係数を掛けて導いたものである。各炉心の操作変数としては各炉心に設けられた制御棒駆動機構への制御信号とする。したがって、炉心全体の動的挙動は合計１５個の状態変数と３個の操作変数で記述されることになる。今回扱う制御問題は、各領域の炉出力が何らかの原因で運転時の定常状態からずれを生じた場合にこれを直ちに元の定常状態に戻すように制御する、いわゆるレギュレータ問題である。そのため、各状態量の定常運転時からの変化量は各々の定常値に比べて十分小さいと考えられる。このため、各状態量の動特性方程式には、一般に非線形方程式で記述されているそれぞれの動特性方程式を定常値の偏差を用いて線形近似したものを用いた。また、上記と同じ理由から中性子束分布も大きく変化することもないので、結合係数を定数と置いた。以下に状態量のそれぞれに対する状態方程式を示す。

$$\dot{x}_i = \frac{-2\gamma_{ii}-\beta_i}{\Lambda_i} x_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{3} \frac{\gamma_{ij}}{\Lambda_j} x_j + \lambda_i x_{i+3} - \frac{n_i^o}{\Lambda_i} b_i x_{i+6} + \frac{n_i^o}{\Lambda_i} x_{i+9} \qquad (3-37)$$

$$\dot{x}_{i+3} = \frac{\beta_i}{\Lambda_i} x_i - \lambda_i x_{i+3} \qquad (3-38)$$

$$\dot{x}_{i+6} = \ell_i x_i - m_i x_{i+6} \qquad (3-39)$$

$$\dot{x}_{i+9} = x_{i+12} \qquad (3-40)$$

$$\dot{x}_{i+12} = u_i - \alpha_i x_{i+12} \qquad (3-41)$$

ただし、x_i ； 炉心ｉの核分裂による出力（MW）

x_{i+3} ； 炉心ｉの平均遅発中性子先行核密度（MW）

x_{i+6} ； 炉心ｉの平均燃料棒温度（K）

x_{i+9} ； 炉心ｉに制御棒によって印加した反応度（Δｋ／ｋ）

x_{i+12} ； 炉心ｉの制御棒による反応度挿入速度（Δｋ／ｋ／秒）

u_i ； 炉心ｉの制御棒駆動機構への制御入力（Δｋ／ｋ／秒^2）

また、上式で用いた各パラメータはそれぞれ次の意味を持つ。

γ_{ij} ； 炉心ｉから炉心ｊへの中性子結合係数

γ_{ii} ； 炉心ｉの中性子自己結合係数

β_i ； 炉心ｉの遅発中性子発生比率

Λ_i ； 炉心ｉの即発中性子寿命（秒）

λ_i ； 炉心ｉの遅発中性子先行核の崩壊定数（／秒）

n_i^o ； 炉心ｉの定常運転出力値（MW）

b_i ； 炉心ｉの温度反応度係数（（Δｋ／ｋ）／K）

ℓ_i ； 炉心ｉの核分裂による熱発生係数（℃／（MW・秒））

m_i ； 炉心ｉの熱除去係数（／秒）

α_i ； 炉心ｉの制御棒駆動機構の時定数の逆数（／秒）

状態フィードバック制御理論を適用して原子炉を制御するためには、遅発中性子先行核密度に関する情報を必要とする。しかし、放射線計測のどのような方法を用いても即発中性子と遅発中性子を識別することは本質的に不可能であり、直接的な手段では遅発中性子先行核密度の情報を得ることができない。本章では、動的補償器の制御理論を適用して、遅発中性子先行核密度以外の残りのすべての状態量の情報を入力とする動的補償器による非干渉制御を適用して、炉出力調整を試みる。

３－５　動的補償器を用いた非干渉制御系の設計

３－５－１　結合炉の動特性パラメータ

結合炉の各炉心の特性は同じであると仮定して、結合炉の動特性方程式中の各パラメータの値に次の値を用いた。

β：０．００４９	ℓ ：１０ Ｋ／（ＭＷ・秒）
γ：０．０１８	n^0：３０ ＭＷ
Λ：０．０００１ 秒	ｍ ：１０ ／秒
λ：０．４４ ／秒	α ： １４ ／秒
ｂ：０．００１ Δｋ／ｋ／Ｋ	

上記の値を結合炉の動特性方程式群(3-37)～(3-41)に代入して、状態方程式(3-1)、(3-2)式の行列Ａ、Ｂを求めた。観測行列としては遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数は観測できるものとして、観測行列Cを構成した。動的補償器を用いた非干渉制御系の設計を図3-3に示した手順に従って行った。 この手順に従って得られた結果を以下に順に示す。

３－５－２　動的補償器による非干渉制御の可能性の判定

与えられた系が動的補償器によって非干渉制御が可能であるためには、(3-35)、(3-19)式から分かるように、①Ｄ*行列の正則性、②観測行列Cに関する可観測性が要求される。そこで、この２つの要求が満足されているかを判定するために、まず(3-3)式で定義されるＤ*行列を計算し、以下の結果を得た。

$$D^{*} = \begin{bmatrix} 3.00E+5 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 3.00E+5 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 3.00E+5 \end{bmatrix} \qquad (3-42)$$

このＤ*行列が正則であることから、①の条件が満たされていることが分かった。次に可観測性を調べるために観測行列Ｃを用いて(3-19)式の計算を行い、(3-19)式を満足するようなｐが存在するかを調べた。この結果から、そのようなｐが存在し、その最小値が１であることが分かった。このことは行列Ｃを観測行列として用いた場合には可観測性が満足されていること意味している。以上の結果から、遅発中性子先行核密度以外のすべての状態量を入力とする動的補償器によって各炉心の出力を非干渉的に制御することが可能であることが分かった。

３－５－３　非干渉化される系の性質

上記の計算の過程で(3-5)式で定義されるd_iの値がすべてのｉに対して５という結果を得た。このことは、状態フィードバック制御によって非干渉化される系は次元５の系であることを意味している。これらの系の次元を合計すると与えられた系の次元の大きさと同じであり、また(3-10)式の定義から分かるように非干渉化された系の部分空間は互いに直交していることから、定義される状態空間はこの３つの部分空間で完全に覆われることが分かる。　すなわち、この場合には(3-10)式の最後の式で定義される$\mathcal{L}_{m+1}$空間が存在せず、非干渉制御の影響が及ぶことなく、かつ観測もできない空間は存在しないことになる。このことは、非干渉制御によっては位置を変えることができない極(固定極)が存在しないこと、言い換えれば、非干渉制御の状態フィードバック制御によって閉ループ系のすべての極の位置を希望の位置に設定することが可能であることを意味している。したがって、以下の設計によって適切にその極の位置を設定するならば、系が希望の動特性を持ち、安定であるような非干渉制御が可能であることが分かった。

３－５－４　動的補償器の構造の決定

上記に述べたような非干渉制御は、遅発中性子先行核密度以外の観測できる合計１２(=n')個の状態量を入力し、各炉心に設けられたそれぞれの制御棒駆動装置に対して合計３(=m)個の制御信号を出力する動的補償器によって実施される。上記のｐ=１という結果は、この動的補償器で非干渉制御を行うためには１×３次の動的補償器が必要であり、この補償器を構成するためには３個の積分素子が必要であることを意味する。このことより、与えられた系に１×３次の動的補償器を組み込んだ"拡張された系"の次元(状態変数の数)は、(3-25)式から１８($=n_a$)であることが分かる。　　拡張された系の状態方程式(3-31)、(3-32)式中の各行列は(3-26)～(3-28)に従って構成される。

３－５－５　拡張された系の非干渉化

拡張された系S_aを積分型非干渉系$\bar{S}_a$へ変換するために、(3-6)式を用いて制御系K_a^* {F_a^*、G_a^*} を計算し、この制御系の補償を受けて拡張された系S_aが積分型非干渉制御系に変換されることを確かめた。また、動的補償器を組み込んだ"拡張された系"が、それぞれ次元６の３つの系に非干渉化されることが分かった。ついで、変換された積分型非干渉系$\bar{S}_a$を正準型非干渉制御系$\hat{S}_a$に相似変換するために、変換行列T_aを(3-12),(3-13)式に従って計算した。計算した変換行列T_aによる相似変換によって正準型非干渉系が得られることを確かめ、非干渉化されたそれぞれの系$\hat{S}_{ai}$ {A_i, b_i, c_i} を以下の行列によって表すことができることが分かった。

$$A_i = \begin{bmatrix} 4.23E+2 & -6.47E+0 & 5.08E-3 & -3.52E+0 & 3.46E+3 & -1.09E+3 \\ 0.0 & -4.09E+2 & 4.40E-1 & -3.00E+2 & 3.00E+5 & 0.0 \\ 0.0 & 4.90E+1 & -4.40E-1 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 1.00E+1 & 0.0 & -1.00E+1 & 0.0 & 0.0 \\ 2.15E+2 & -2.75E-1 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.80E+2 \\ -1.04E+1 & 4.23E+2 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -1.40E+1 \end{bmatrix}$$

$$b_i = \begin{bmatrix} 8.61E\text{-}11 \\ 0.0 \\ 0.0 \\ 0.0 \\ 0.0 \\ 0.0 \end{bmatrix} \qquad (3-43)$$

$$c_i = [\ 0.0 \quad 1.0 \quad 0.0 \quad 0.0 \quad 0.0 \quad 0.0\ ]$$

３－５－６　非干渉化された系の制御設計

非干渉化された系 $\hat{S}_{ai}\{A_i, b_i, c_i\}$ に希望する応答特性を与えるための制御設計を、一入力一出力系の極配置法を適用して行った。非干渉化されたそれぞれの一入力一出力系は６次の系であるから、極配置法では合計６個の極を適当に配置しなければならない。そこでスッテプ入力に対して図3-7のような応答を与えるために、極の位置を、支配極として-0.5± /2、その他の極を-100 、-150 、-0.44 、-10と設定した。-0.44と-10に設定した理由は、非干渉化された系 $\hat{S}_{ai}$ には２個の固定された零 -0.44 と-10 が存在していることが分かったので、零点－極消去を行うためである。また、-100と-150の極は、非干渉化された系の動特性が支配極に主に支配されるように、支配極から大きく離れた位置に設定したものである。この設計から非干渉化された系 $\hat{S}_{ai}$ の制御 $\hat{K}_{ai}\{\theta_i, \lambda_i\}$ が決定でき、この結果を(3-16)式に代入することによって正準型非干渉系の制御系 $\hat{K}\{\hat{F}, \hat{G}\}$ を得ることができた。

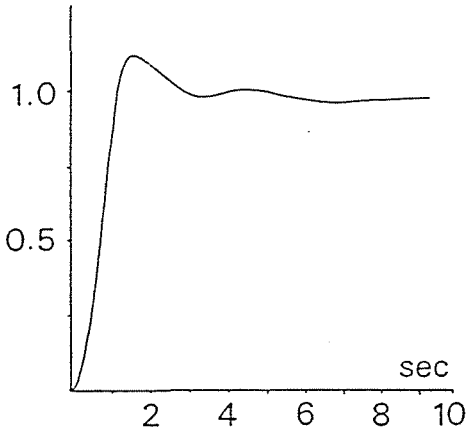


図３－７　非干渉化された系で希望するステップ応答

３－５－７　拡張された系における非干渉制御系

正準型非干渉系で得られた制御系を積分型非干渉制御系で表現するために、積分型非干渉制御系から正準型非干渉系への相似変換の逆の変換を行う。さらに、等価制御系間の一対一の対応関係(3-9)を用いて、積分型非干渉系の表現から拡張された系の制御系の表現を求める。　その結果、拡張された系を非干渉化し、非干渉化された各系に上記の特性を与えることができる、非干渉制御系K_a｛F_a、G_a｝を以下のように求めることができた。

$$
{}^{T}F_0 = \begin{bmatrix}
-1.42E+5 & 7.08E+4 & 7.08E+4 \\
7.08E+4 & -1.42E+5 & 7.08E+4 \\
7.08E+4 & 7.08E+4 & -1.42E+5 \\
1.07E+2 & -5.30E+1 & -5.30E+1 \\
-5.30E+1 & 1.07E+2 & -5.30E+1 \\
-5.30E+1 & -5.30E+1 & 1.07E+2 \\
-7.44E+4 & 3.67E+4 & 3.67E+4 \\
3.67E+4 & -7.44E+4 & 3.67E+4 \\
3.67E+4 & 3.67E+4 & -7.44E+4 \\
7.31E+7 & -3.61E+7 & -3.61E+7 \\
-3.61E+7 & 7.31E+7 & -3.61E+7 \\
-3.61E+7 & -3.61E+7 & 7.31E+7 \\
-1.28E+5 & 6.32E+4 & 6.32E+4 \\
6.32E+4 & -1.28E+5 & 6.32E+4 \\
6.32E+4 & 6.32E+4 & -1.28E+5
\end{bmatrix}
\qquad (3-44)
$$

$$
F_1 = \begin{bmatrix}
1.22E+2 & -1.80E+2 & -1.80E+2 \\
-1.80E+2 & 1.22E+2 & -1.80E+2 \\
-1.80E+2 & -1.80E+2 & 1.22E+2
\end{bmatrix}
$$

$$
G_a = \begin{bmatrix}
3.00E+5 & 0.0 & 0.0 \\
0.0 & 3.00E+5 & 0.0 \\
0.0 & 0.0 & 3.00E+5
\end{bmatrix}
$$

３－５－８　設計された動的補償器

上記で得られたF_0行列は、動的補償器の表現(3-18)から分かるように、状態変数に関係する係数行列である。ここでの試みは、観測できる状態変数のみのフ

ィードバックによる非干渉制御であるので、$F_o x$の項を観測できる状態変数のみで表現する必要がある。そこで、遅発中性子先行核密度を除いたすべての状態変数を入力する場合の動的補償器の表現(3-20)を得るために、(3-21)、(3-22)式の計算を行い、(3-20)式に現れる各行列が以下のように求められた。

$$A_1' = \begin{bmatrix} 1.22E+2 & -1.80E+2 & -1.80E+2 \\ -1.80E+2 & 1.22E+2 & -1.80E+2 \\ -1.89E+2 & -1.80E+2 & 1.22E+2 \end{bmatrix}$$

$$B_o' = \begin{bmatrix} 1.37E+3 & -6.47E+2 & -6.74E+2 \\ -6.74E+2 & 1.37E+3 & -6.74E+2 \\ -6.74E+2 & -6.74E+2 & 1.37E+3 \\ -1.22E+3 & 5.98E+2 & 5.98E+2 \\ 5.98E+2 & -1.22E+3 & 5.98E+2 \\ 5.98E+2 & 5.98E+2 & -1.22E+3 \\ -5.56E+4 & 2.67E+4 & 2.67E+4 \\ 2.67E+4 & -5.56E+4 & 2.67E+4 \\ 2.67E+4 & 2.67E+4 & -5.56E+4 \\ -1.28E+5 & 6.32E+4 & 6.32E+4 \\ 6.32E+4 & -1.28E+5 & 6.32E+4 \\ 6.32E+4 & 6.32E+4 & -1.28E+5 \end{bmatrix}$$

（３－４５）

$$B_1' = \begin{bmatrix} 2.44E+2 & -1.20E+2 & -1.20E+2 \\ -1.20E+2 & 2.44E+2 & -1.20E+2 \\ -1.20E+2 & -1.20E+2 & 2.44E+2 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 3.00E+5 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 3.00E+5 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 3.00E+5 \end{bmatrix}$$

３－５－９　非干渉制御のディジタル・シミュレーション

非干渉制御法と従来の領域制御法とを比較する目的で、従来の方法で炉出力を領域制御する制御系の設計を行った。 図3-8に、結合炉が２つの炉心から構成される場合の領域制御系を示す。この制御系は図に示すように出力フィードバック制御系であり、各炉心にそれぞれ独立して設けられた制御系は、担当する炉心の出力が希望の運転値と一致するように制御棒の挿入位置の調節を行う。領域制御系の設計はフィードバック係数と入力ゲインを適切に設定することである。設計では、ステップ応答特性が非干渉制御系と同様になるように、これらの係数を決定した。その結果、フィードバック係数とフィードホーワード係数の値はそれぞれ -0.4 と 0.4 となった。

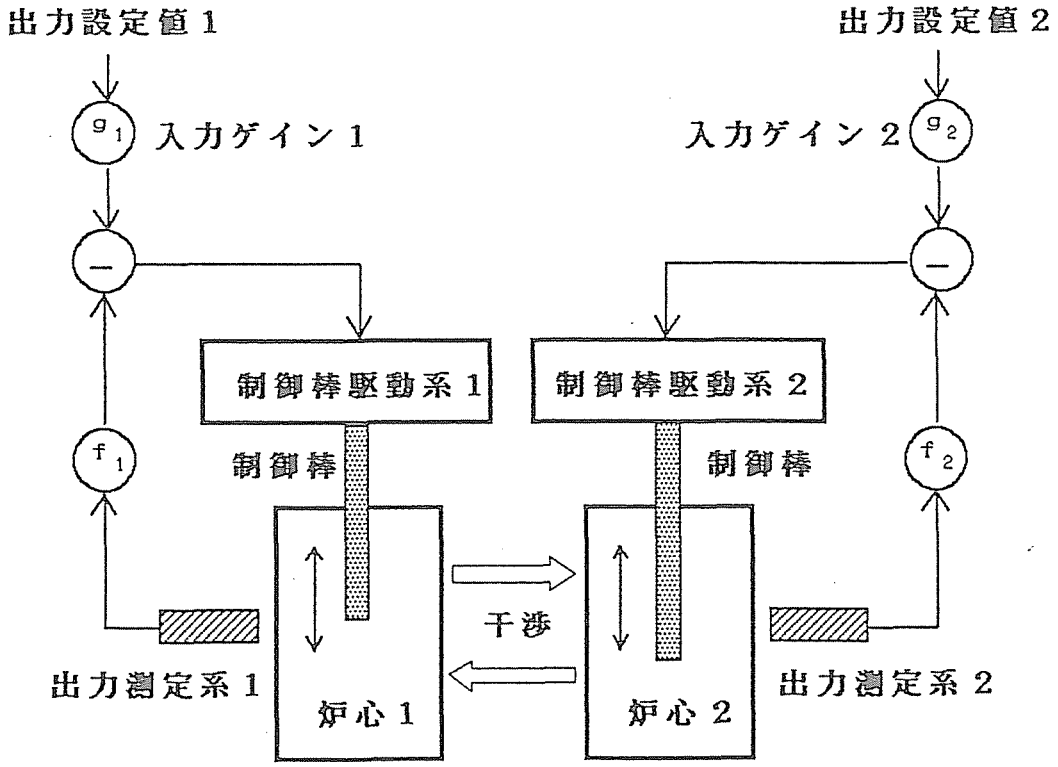
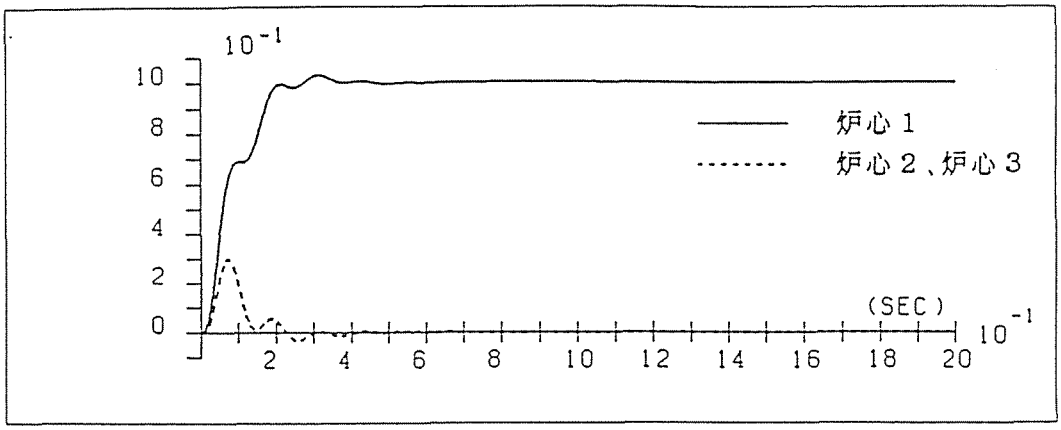


図３－８　２炉心結合炉の場合の領域制御

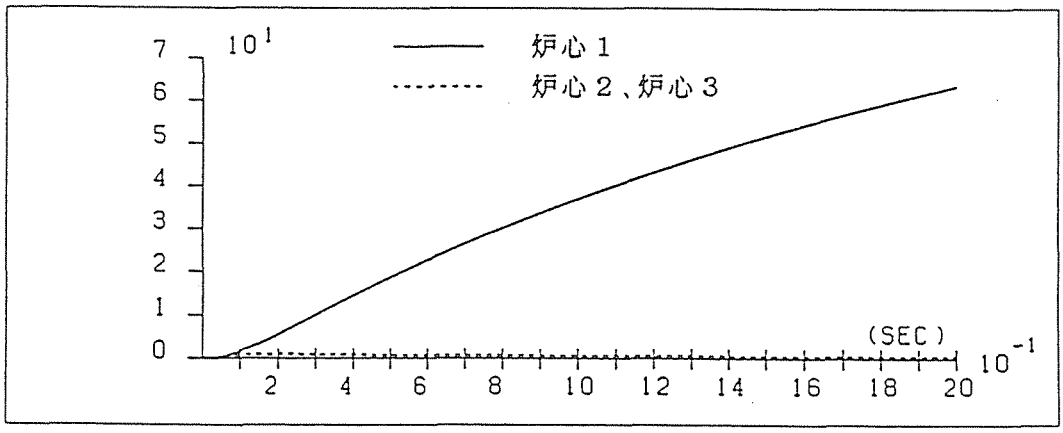
設計された制御系の領域制御において、結合炉炉心間の干渉がどの様な影響を与えるかを調べるためにディジタル・シミュレーションを行った。シミュレーシ

ョンでは、①炉心１の炉出力を定常運転状態から１MWだけ上昇させる場合、②炉心１の出力を１MW上昇させた後の 0.3秒後に炉心２の出力も１MW上昇させるが、炉心３の出力は一定の出力を維持するような運転の場合、③各炉心の炉出力を定常運転の状態から１MW上昇する際に各領域の炉出力がそれぞれ 0.3秒ずつ遅れて上昇させる場合について行った。それぞれの場合のシミュレーション結果を図3-9、3-10、3-11に示す。 図から、設計した領域制御系は、最終的には制御目標を達成できているものの、その途中過程では炉心擾乱の影響が炉心間の干渉を介して他の領域にも及び、大きな擾乱を与えていることが分かる。

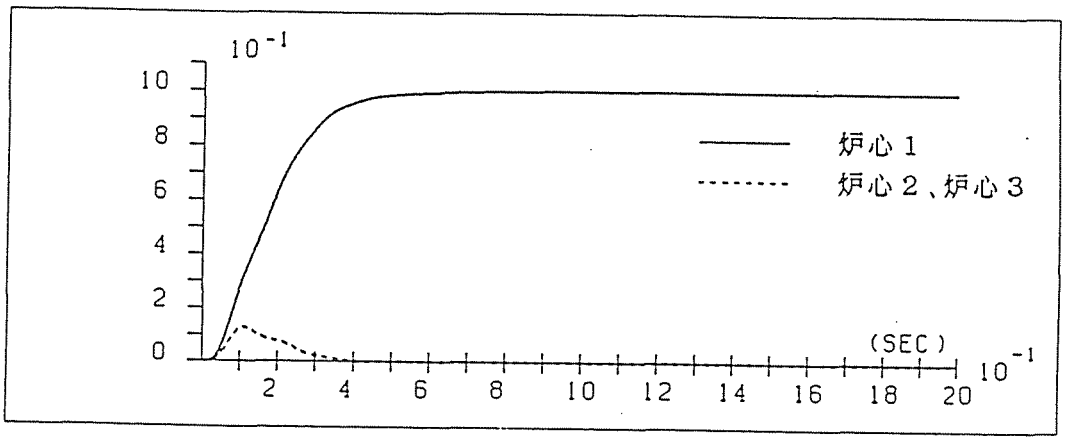
設計された動的補償器が結合炉の炉出力を非干渉的に制御することが可能であるかを調べるためにディジタル・シミュレーションを行った。シミュレーションでは、領域制御のシミュレーションと同じ状況を想定して行った。これらのシミュレーションで、各炉心の出力が要求出力値と一致するように制御され、その際に他の炉心の炉出力に影響を与えず、また他の炉心の出力がどのように変化しても影響を受けないように制御されているならば、非干渉制御が実現されていることになる。シミュレーションの結果を図3-12、3-13、3-14に示す。これらの図には、各炉心の炉出力、制御棒によって各炉心に加えられた反応度、動的補償器からの出力で、各炉心に設けられた制御棒駆動装置への入力である制御信号の動的挙動について示す。これらの図では定常運転時のそれぞれの値からの偏差を示している。図から、各炉心の出力は他の炉心の状態からほとんど影響を受けずに制御されていることが分かる。また各炉心に加えられた反応度を示す図から、この制御は各炉心の制御棒によって加えられる反応度を適当に調整することで、各炉心の干渉効果を巧みに利用することによって、見かけ上干渉がないかのような非干渉制御が実現されていることが分かる。



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

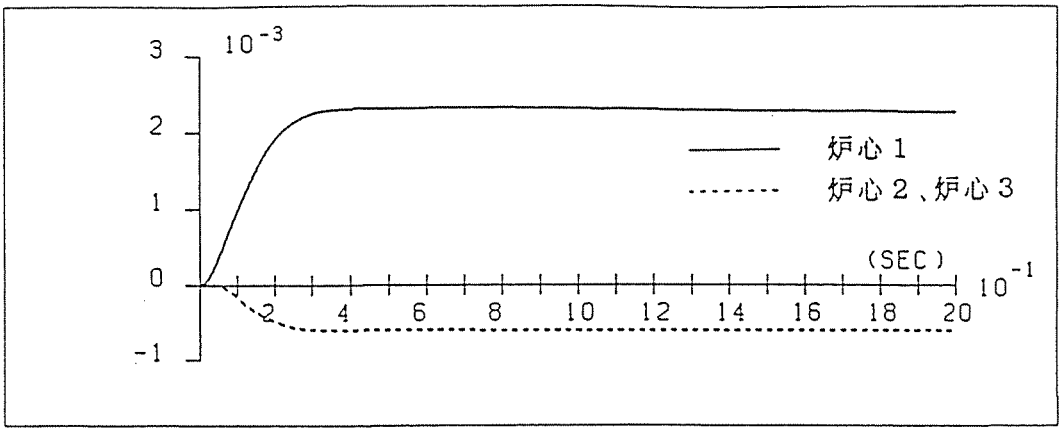


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

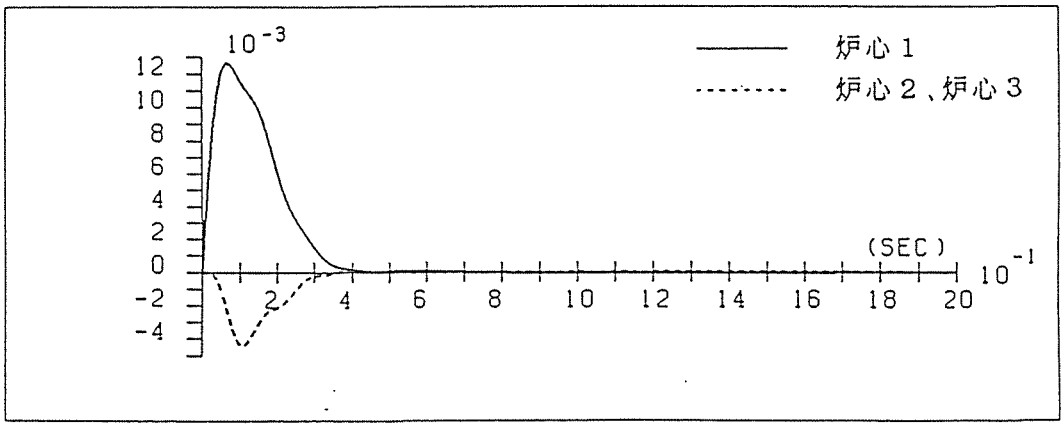


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

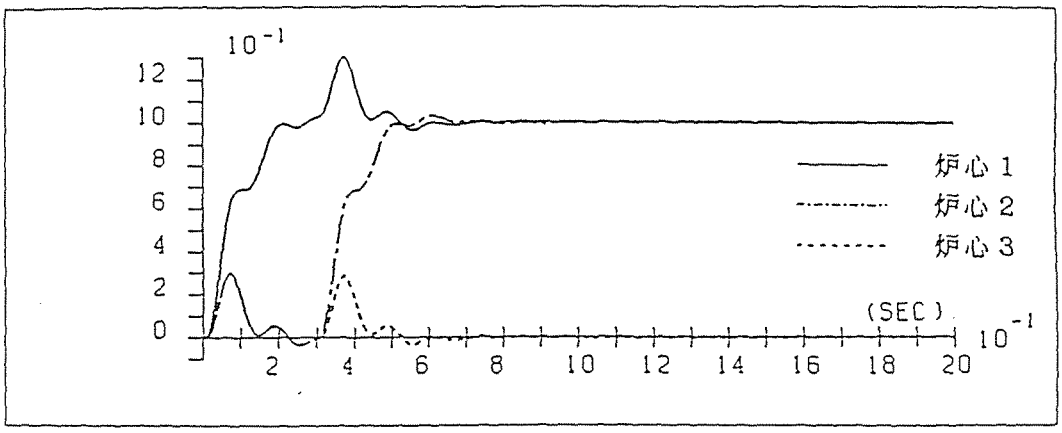
図３－９(a)～(e)　炉心１の炉出力のみを定常運転状態から１ＭＷ上昇させる場合の非干渉制御



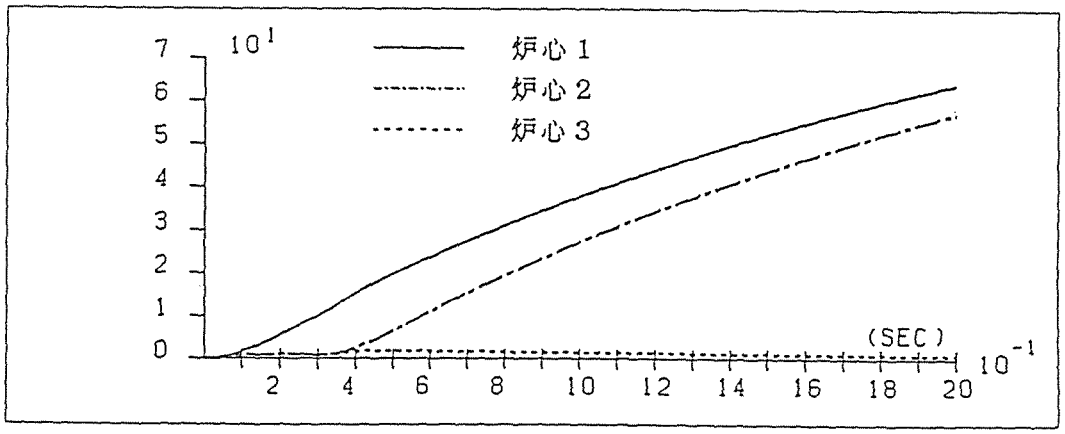
（ｄ）　制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



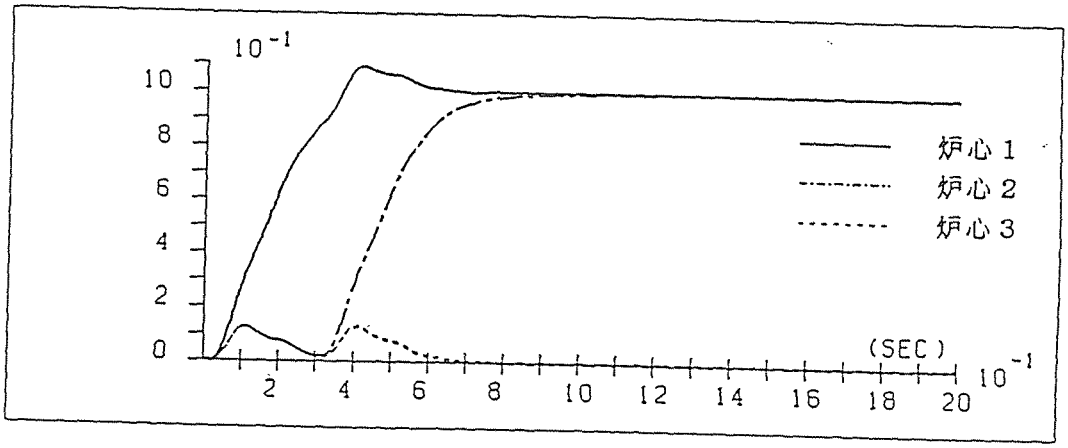
（ｅ）　制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

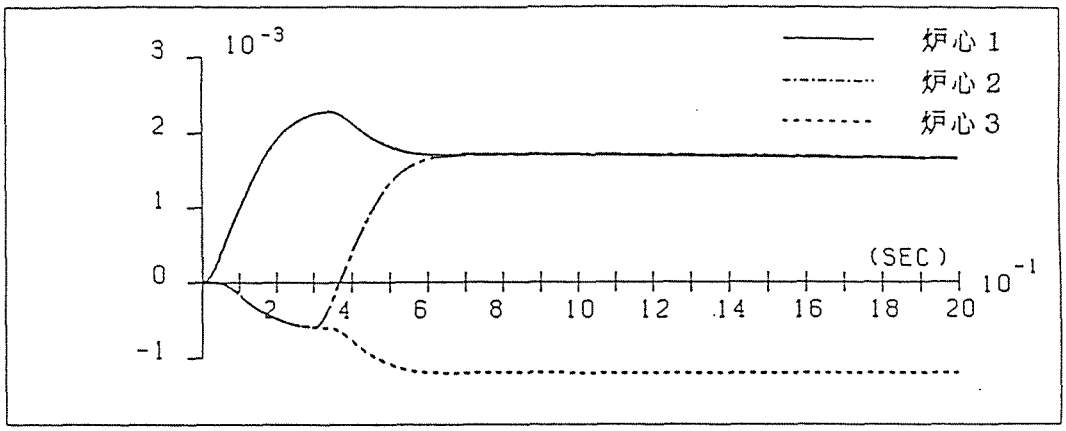


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

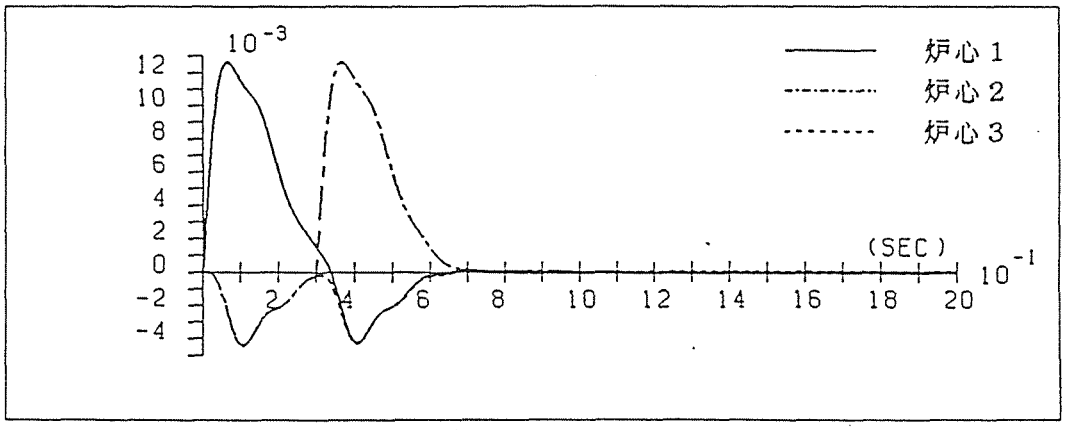


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

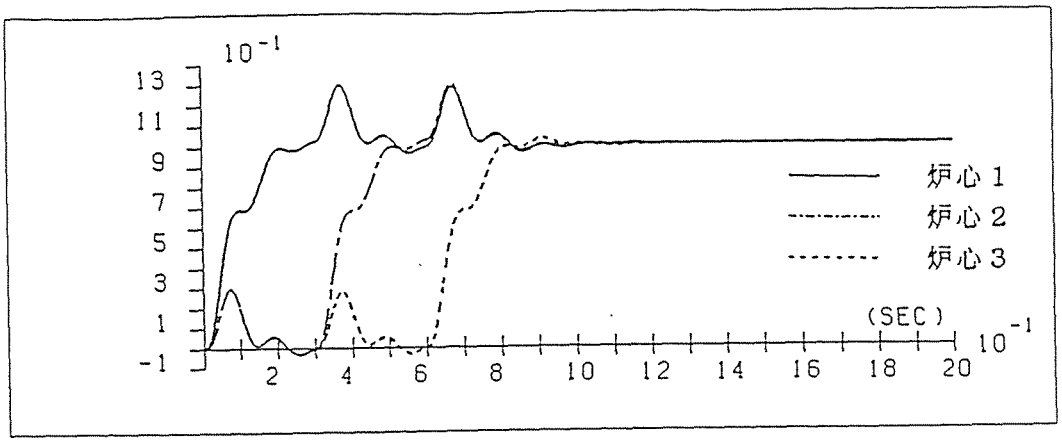
図３－１０(a)～(e)　炉心１の炉出力を定常運転状態から１ＭＷ上昇させた０．３秒にさらに炉心２の炉出力も１ＭＷ上昇させる場合の領域制御



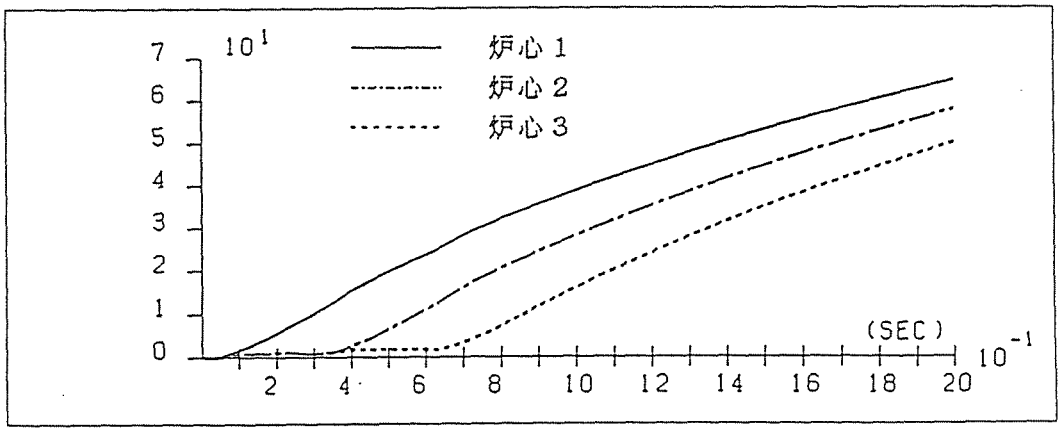
（ｄ）　制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



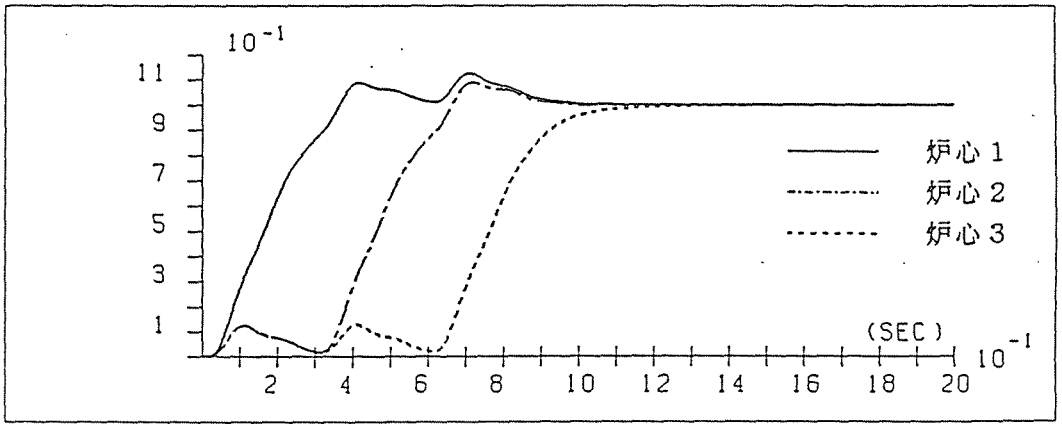
（ｅ）　制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

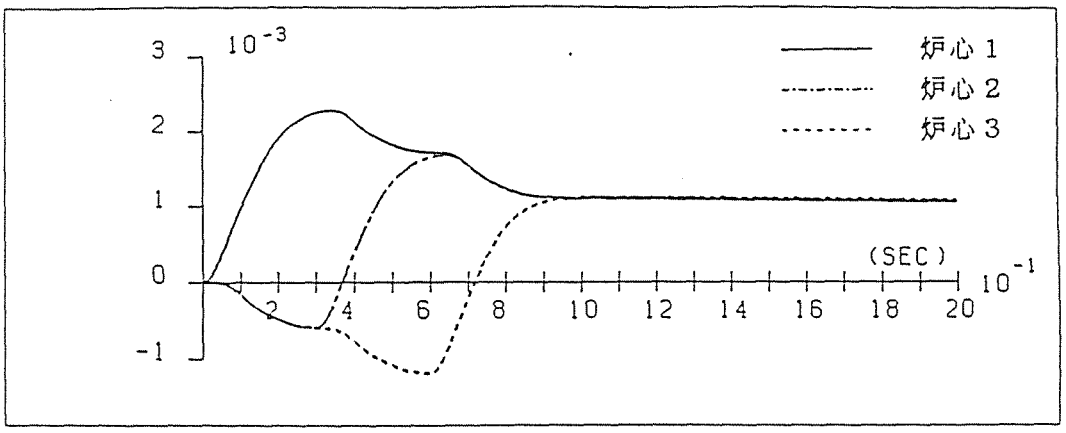


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

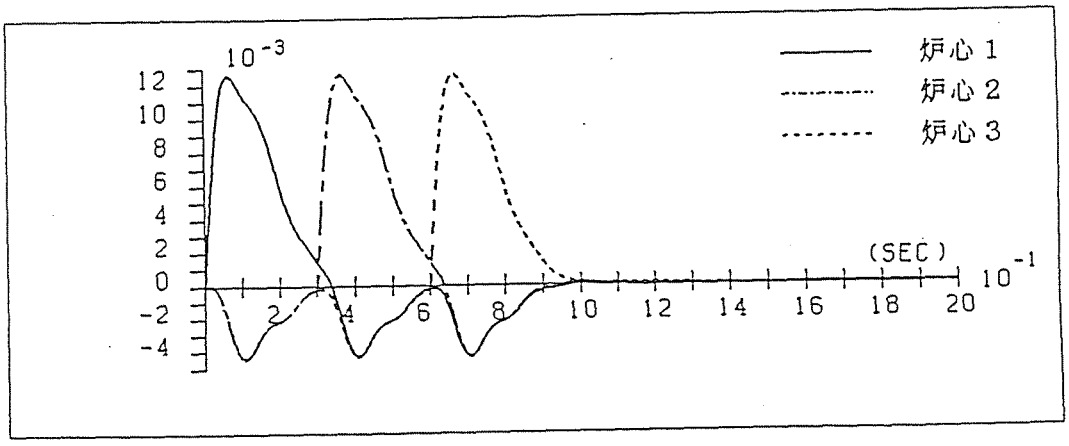


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

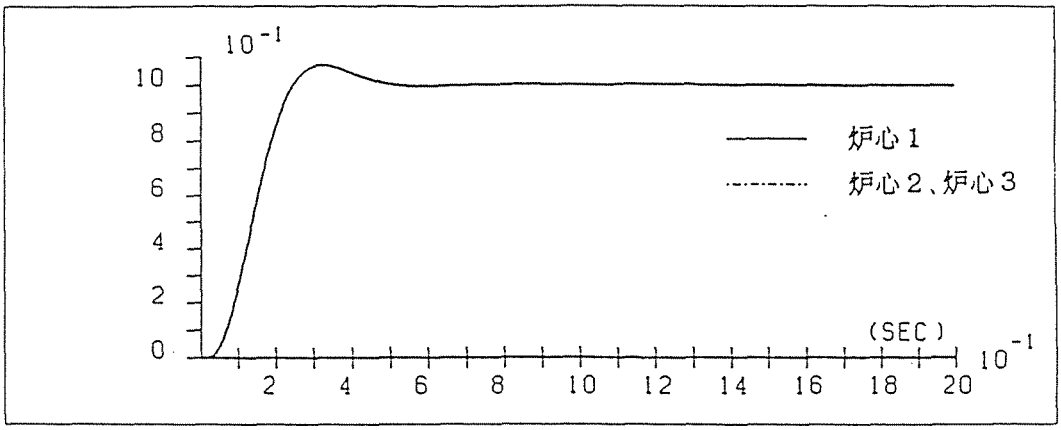
図３－１１(a)～(e)　各炉心の炉出力を定常運転状態から１ＭＷ上昇させた際に、各炉心の炉出力の立ち上がり時間を各々０．３秒ずつ遅らせる場合の領域制御



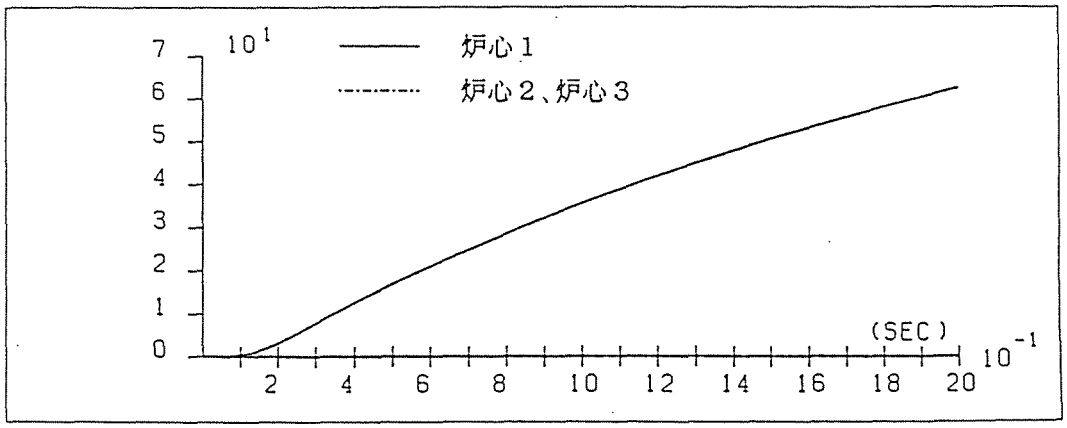
（ｄ）　制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



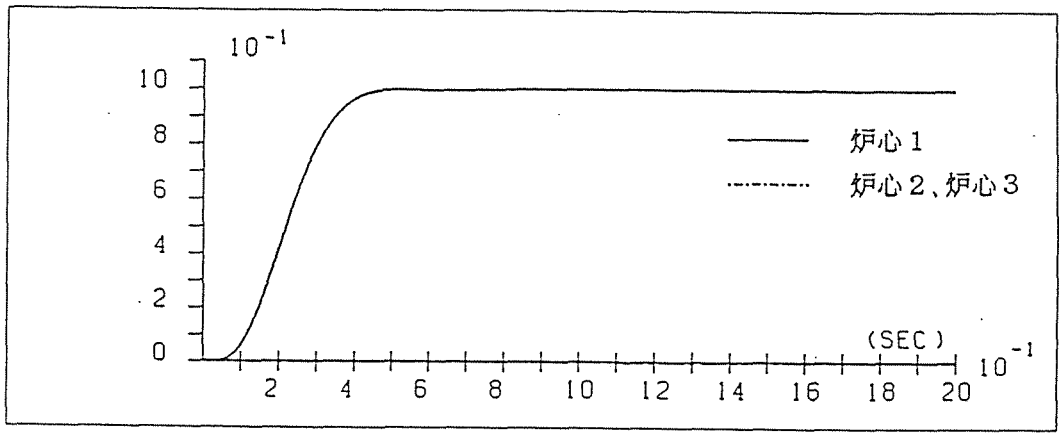
（ｅ）　制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

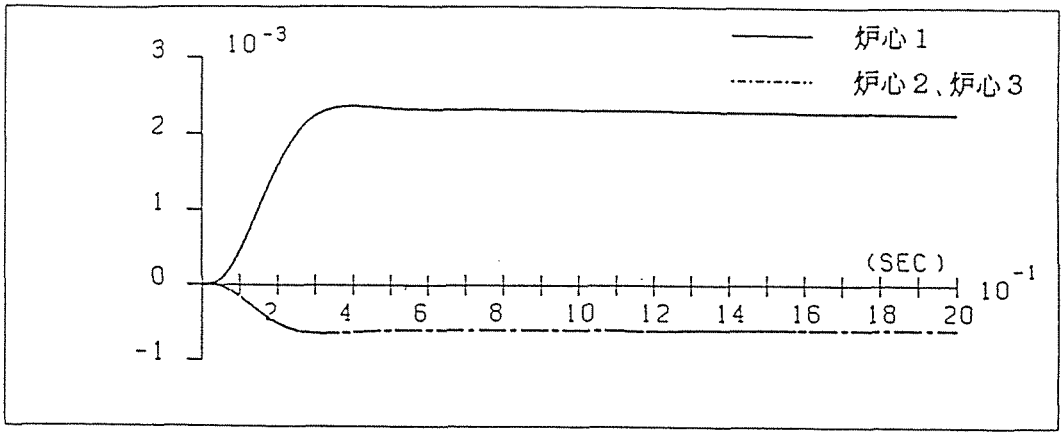


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

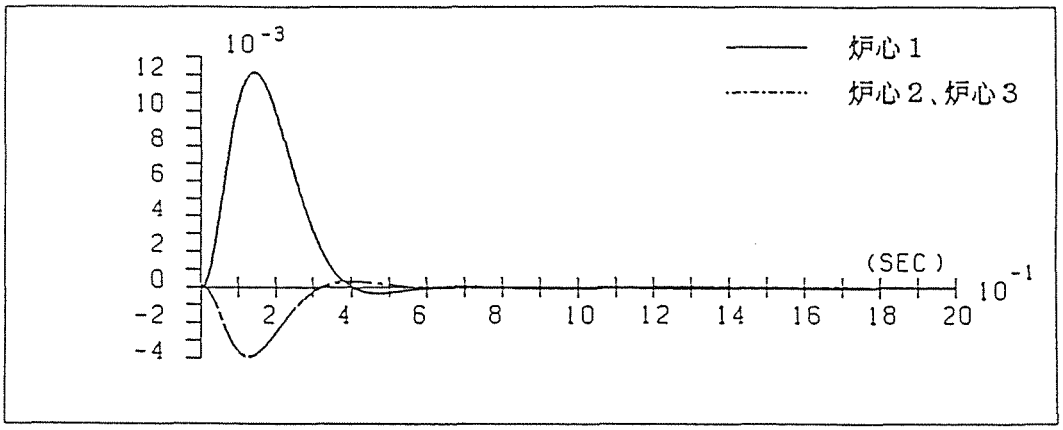


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

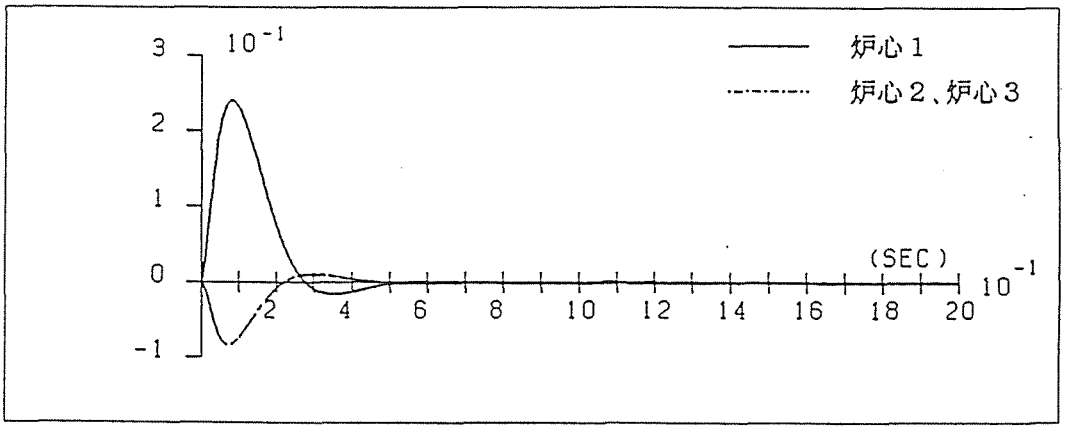
図３－１２(a)～(f)　炉心１の炉出力のみを定常運転状態から１ＭＷ上昇させる場合の非干渉制御



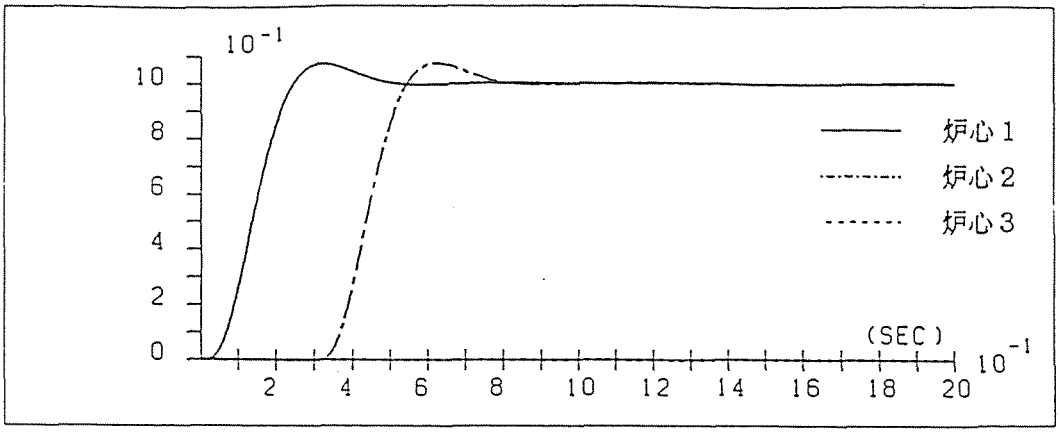
（ｄ）　制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



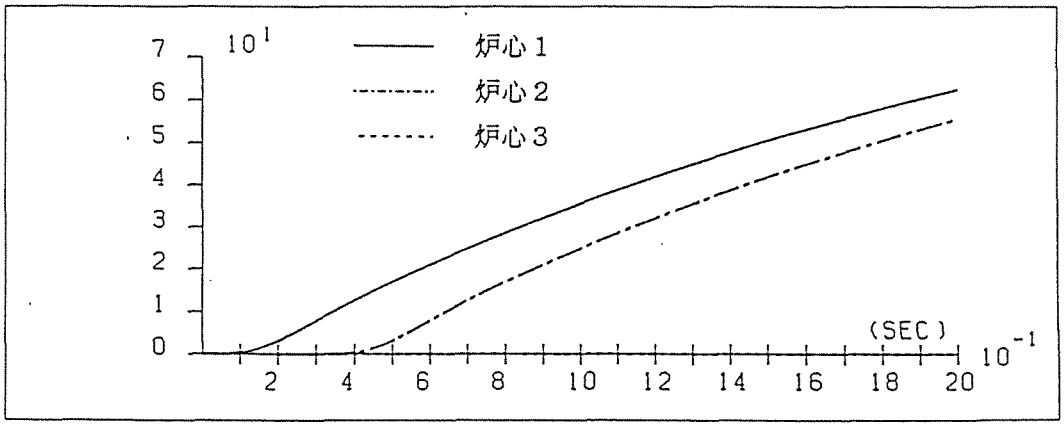
（ｅ）　制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



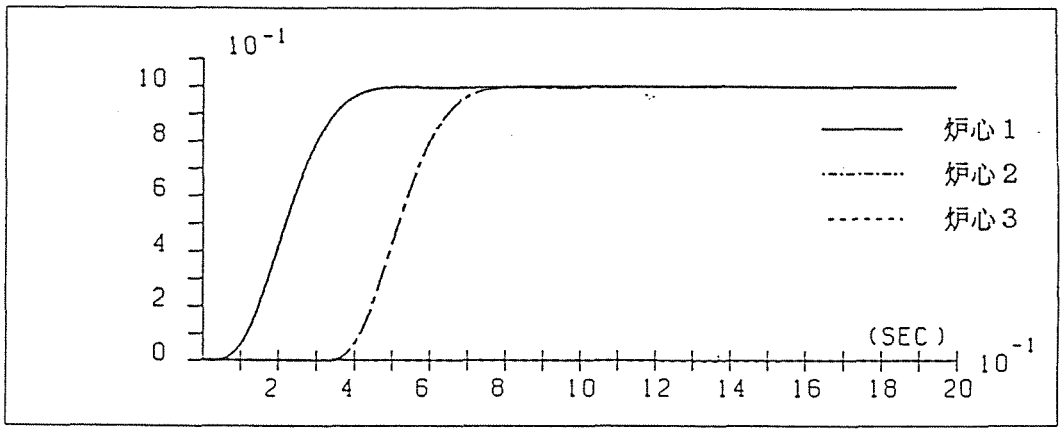
（ｆ）　動的補償器から制御棒駆動装置に送られた制御信号（ΔＫ／Ｋ／sec^2）



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

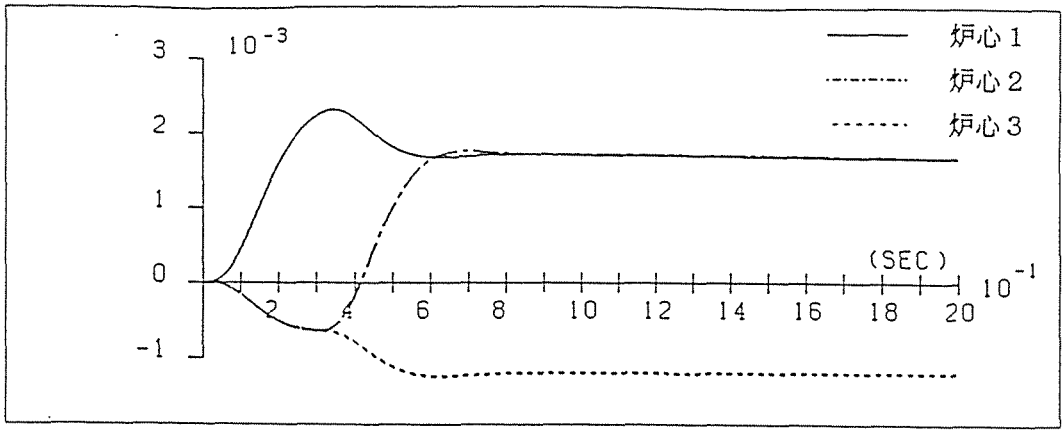


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

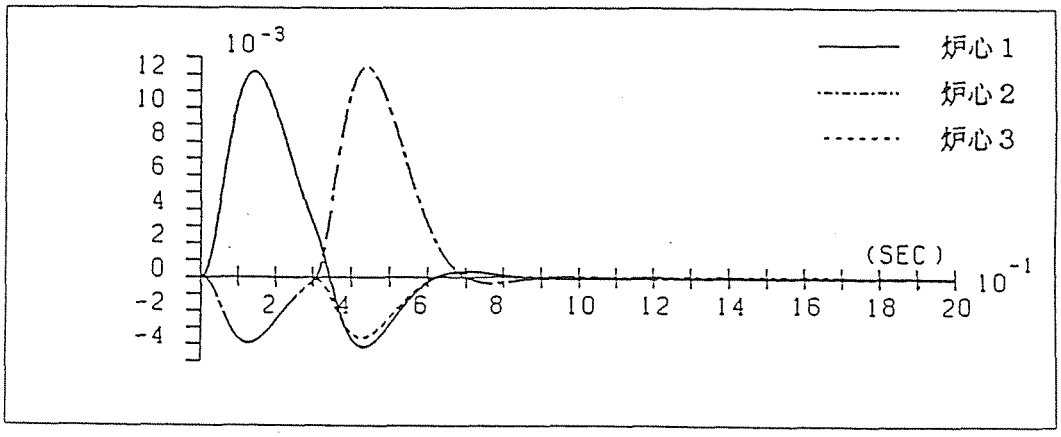


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

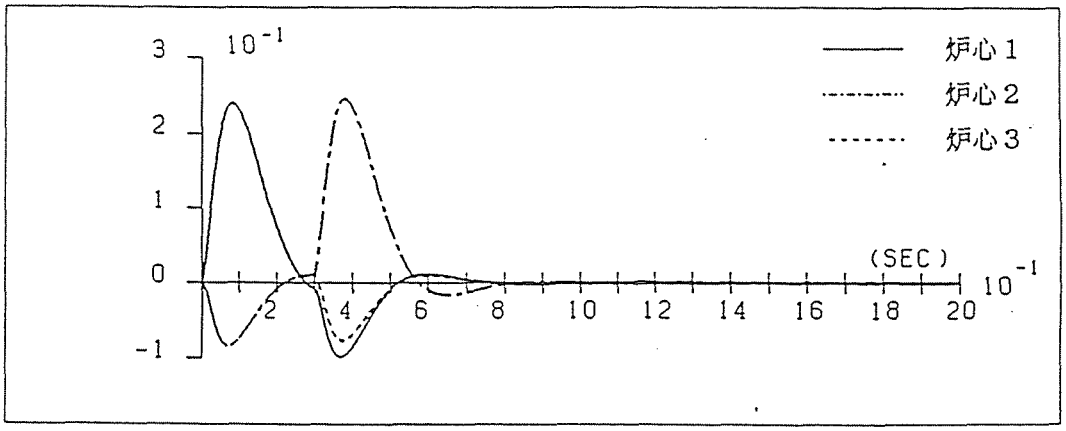
図３－１３(a)～(f)　炉心１の炉出力を定常運転状態から１ＭＷ上昇させた０．３秒にさらに炉心２の炉出力も１ＭＷ上昇させる場合の非干渉制御



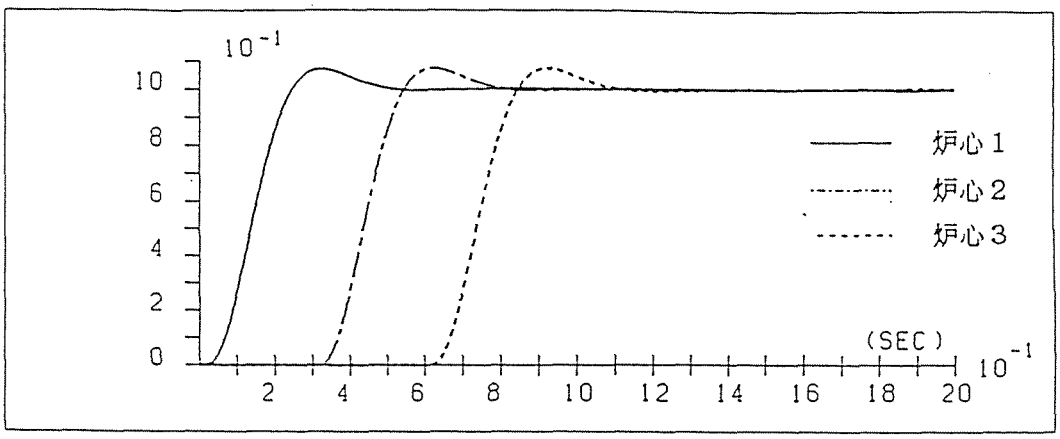
（ｄ） 制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



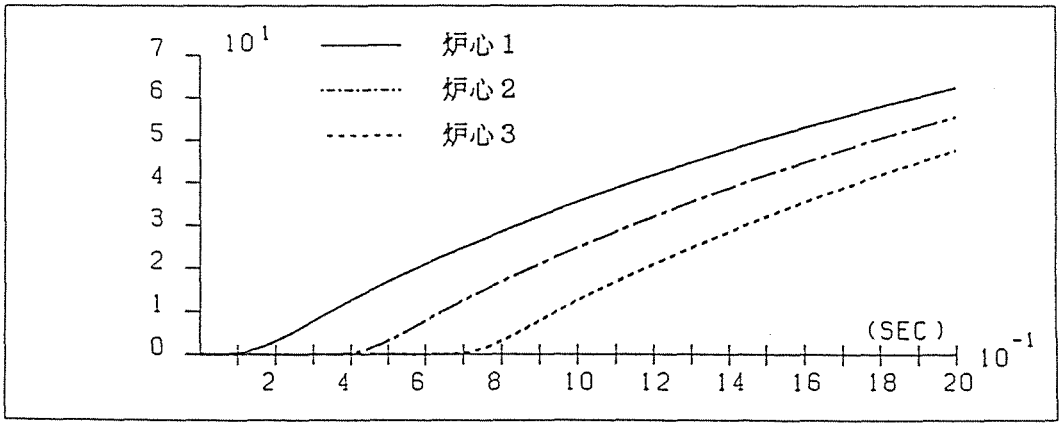
（ｅ） 制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



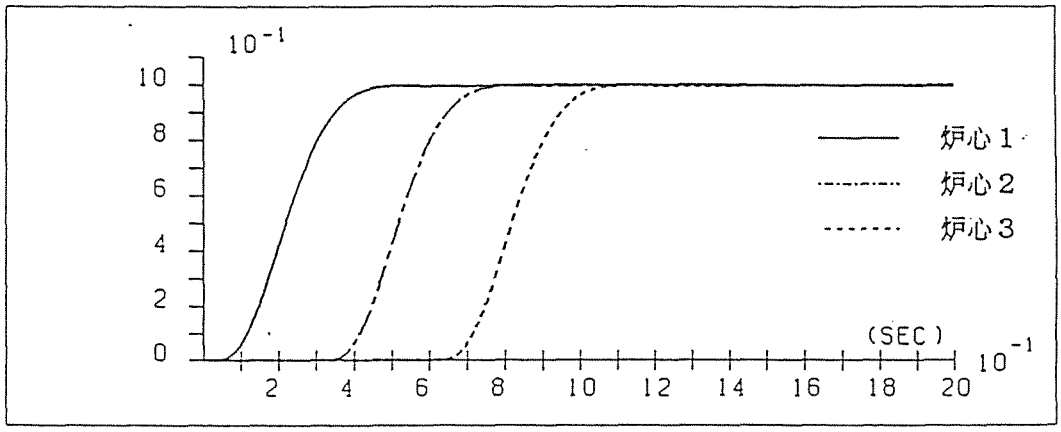
（ｆ） 動的補償器から制御棒駆動装置に送られた制御信号（ΔＫ／Ｋ／sec^2）



（ａ）　炉出力（ＭＷ）

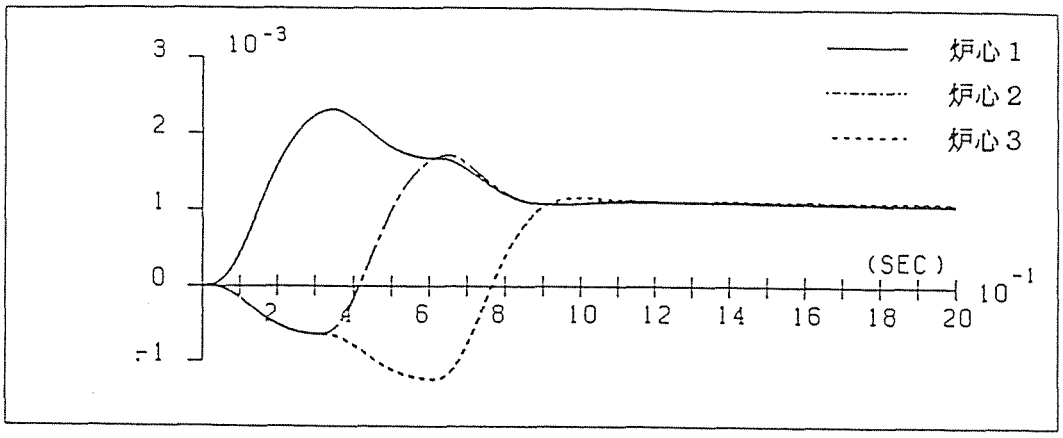


（ｂ）　遅発中性子先行核濃度（ＭＷ）

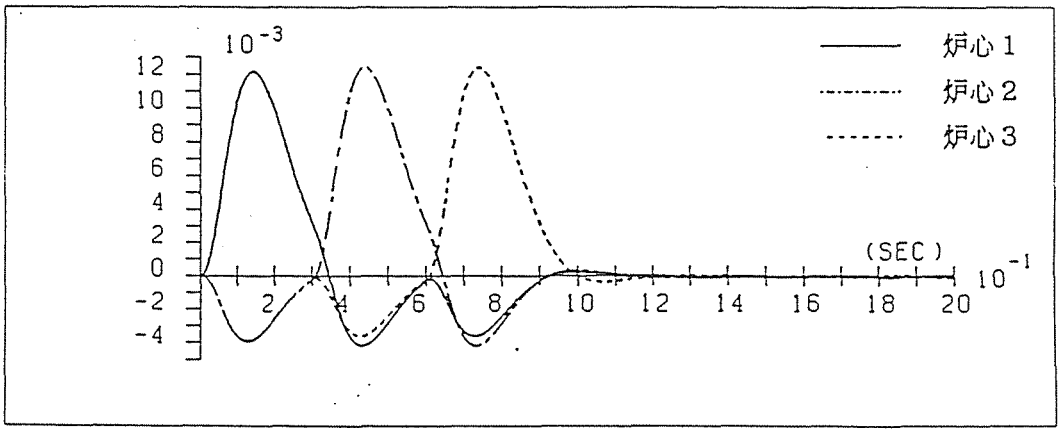


（ｃ）　平均燃料棒温度（℃）

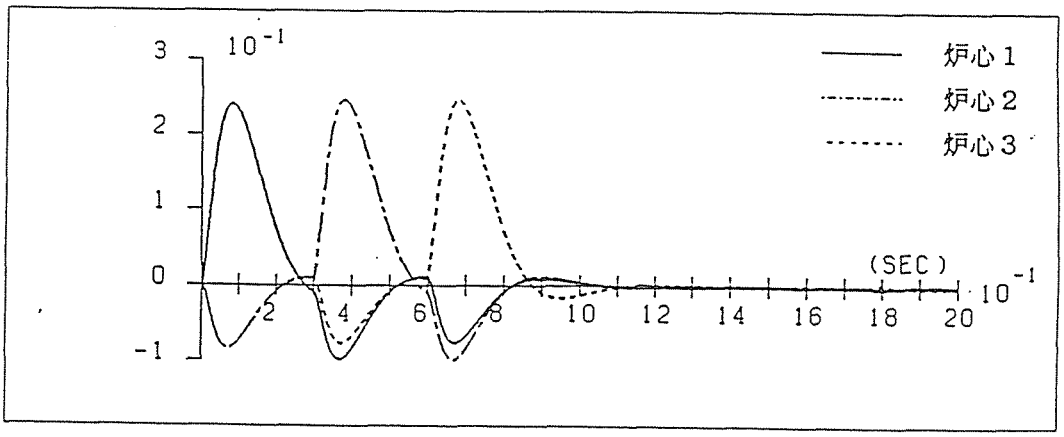
図３－１４(a)～(f)　各炉心の炉出力を定常運転状態から１ＭＷ上昇させた際に、各炉心の炉出力の立ち上がり時間を各々０．３秒ずつ遅らせる場合の千非渉制御



（ｄ）　制御棒によって加えられた反応度（ΔＫ／Ｋ）



（ｅ）　制御棒によって加えられた反応度の挿入速度（ΔＫ／Ｋ／sec）



（ｆ）　動的補償器から制御棒駆動装置に送られた制御信号（ΔＫ／Ｋ／sec2）

３－６　オブザーバーを用いた非干渉制御との比較

結合炉の状態変数の一部に直接観測できない状態変数が含まれている場合の非干渉制御の試みとして、Rajuらのオブザーバーを用いた試み[17]が報告されている。これは、観測できない遅発中性子先行核密度をオブザーバーによって推定し、これを状態変数として用いることで線形状態フィードバック制御による非干渉制御理論の適用を可能とした方法である。この方法と本章の動的補償器による試みを比較すると、非干渉制御の結果そのものには双方に大きな差は見られず、ほぼ同等の制御特性を持つと言ってよい。また、オブザーバーや本章で設計した動的補償器に含まれる非干渉制御に必要な最小の動的要素の個数は、観測行列(C')に関係する観測指数によって一意に決まり、両者とも同数の要素を必要とすることになるので、構造の複雑さの程度においても差がない。そこで、設計手法自体の本質的な違いや、適用において注意しなければならない点や、それぞれの方法の適用が適切と考えられる場合について検討すると、次のようになる。

オブザーバーは、観測できない状態量の推定を本来の目的としたものであり、一方、動的補償器によるフィードバック制御は、制御要素に比例要素だけではなく動的な要素である積分要素を含ませることによって制御空間を広げ、線形状態フィードバック制御で実行できない制御を可能にすることを目的としたものである。したがって、オブザーバーの場合は、状態フィードバック制御理論の枠組みの制御法しか適用できないが、動的補償器はその枠組みを越えて高度の制御法が可能となる。しかし、本章のように、状態フィードバック制御法による理論を適用する限り、それぞれが適切に設計が行われるならば、双方の制御の結果には本質的に大きな違いはないものと考えられる。

オブザーバーの設計で注意しなければならないのは、オブザーバーの固有値の設定である。固有値の値は、状態推定の収束性を決定するために、適切な値に定める必要がある。収束性を高めるために負の過小な（絶対値では過大な）値の固有値を与えたならば、オブザーバーは微分器のような動作を行い、微少な擾乱に対しても過敏に応答することになる。一方、零に近い負の値の固有値を与えるならば、収束するまでに長い時間がかかり、推定したい状態の変化に追従できずに推定誤差が大きくなる。したがって、固有値の値は、推定しようとする状態変数

の変化速度や、許容される推定誤差などを勘案して決定しなければならないが、最適なオブザーバーを設計するためには試行錯誤的な設計過程が必要となる。

設計したオブザーバーを制御に実際に使用する場合には、まず最初に推定したい状態量の予測値を初期値として与え、収束すべき推定量に十分に漸近したことを確認した後に、制御を開始する必要がある。Rajuらの試みでは、オブザーバーを遅発中性子先行核密度の推定に用いている。遅発中性子先行核密度の変化の時定数は炉出力に関係する時定数に比べると大きく、遅発中性子先行核密度は極めて穏やかに変化する。このために、オブザーバーの固有値に負の過小な値を与えなくても、遅発中性子先行核密度の変化に追従可能であり、十分な精度で推定することができていた。

原子炉の炉出力制御に対する非干渉制御の適用では、本章で扱ったような動的補償器によるフィードバック制御とオブザーバーを用いた方法と２つの方法が存在することになる。それらの内どちらを採用するかは、制御の目的や制御条件等を考慮して決定すべきである。例えば、オブザーバーを採用する場合は、オブザーバーで推定したものを状態変数として状態フィードバック制御系の入力として用いるだけでなく、それを原子炉やプラント内部の状態を把握するための重要な情報として用いる場合である。原子炉の制御や健全な運転条件を維持するためには炉内やプラント内部で起きている現象を正確に把握する必要がある。このためにはこれらの現象の詳細な情報の入手が不可欠となる。しかし、原子炉やプラントは過酷な運転環境にさらされているために、ある重要な状態量を観測するためにセンサーを設けること、また、それらセンサーの機能が失われることがないように長期間その信頼性を維持することが困難となる場合が多い。また、膨大な数のセンサーをそのような環境下に設置し、それらを管理していくことも困難である。このような見地から、原子炉内やプラント内部の情報入手の目的とするオブザーバーの利用は、原子炉の健全な運転や制御に大いに期待できる。このような目的の利用の例として、ＢＷＲの炉内の水位レベルや、ＰＷＲの蒸気発生器二次側の水位レベルの測定などを挙げることができる。

動的補償器のフィードバック制御による非干渉制御の設計法では、オブザーバーの固有値の値の適切な設定や、初期値の設定などのような試行錯誤的な設計過程を必要とせずに、設計を線形フィードバック非干渉制御理論に従って統一的に

進めることができる。したがって、観測できない変数を推定し、これを非干渉制御以外の目的に使用する必要がない場合には、動的補償器による方法の採用が薦められる。また、観測できない状態変数の変化速度が速いためにオブザーバーを用いたならば推定誤差が大きくなると予想される場合や、線形フィードバック制御では固定極が存在し、その極が不安定極であるような系を非干渉制御するなど、線形状態フィードバック制御理論の枠組みを越える制御が必要な場合には、動的補償器による方法が適用されるべきである。

３－７　まとめ

本章では、結合炉の各炉心の炉出力がある定められた値を維持し、仮に変動が生じたならば直ちにこれを修正する炉出力調整問題に非干渉制御法を適用した。この問題で扱う変動の大きさは炉出力の定常運転値に対して十分小さいと考えられるので、結合炉の動特性モデルとして線形近似モデルを採用し、これに線形状態フィードバック制御法による非干渉制御理論を適用した。状態フィードバック制御は、制御の対象とする系の動特性方程式を記述するために必要なすべての状態変数の情報を要求する。しかし、原子炉の状態変数には遅発中性子先行核密度のように直接的な観測手段では観測できない変数が含まれているために、線形状態フィードバック法による非干渉制御理論を直接適用することができない。本章では、観測できる状態量のみの情報を用いて非干渉制御を行うため、線形状態フィードバック制御の代わりに動的要素を含んだ動的補償器のフィードバック制御による非干渉制御の適用を試みた。この方法は、動的補償器の動特性を記述する変数の一部を結合炉の状態変数と組み合わせた拡張された変数を用いることによって、設計問題を見かけ上拡張された系における線形状態フィードバック制御の問題に変換することができ、この問題に対して線形状態フィードバック補償に基づいた非干渉制御理論を適用することができる。

対象とした結合炉は、大型原子炉の領域制御の適用をも考慮して、大型炉を概念的に３分割したものと見なせる３炉心から構成される結合炉を採用した。用いた結合炉の動特性モデルには、上記に述べた理由から線形モデルを採用した。このモデルは、結合炉のそれぞれの状態量の定常値からの偏差を状態変数として用いて、これらの変数に関して非線形動特性方程式を線形化近似することによって導いたものである。

設計から、遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数をフィードバック制御に用いる非干渉制御では、合計３個の積分要素を含む動的補償器によるフィードバック制御が必要であることが示された。また、動的補償器を含んだ結合炉の拡張された系は、それぞれが６次元を持つ系に非干渉化され、非干渉化された系には固定極が存在しないことが分かった。このことは、閉ループ極の位置を適当に配置することによって、安定で希望の動特性を持つような非干渉制御が可能で

あることを意味してる。以上の解析によって、結合炉の炉出力調整のための制御系の設計は、非干渉化されたそれぞれの系に関する一入力一出力系の設計問題に帰着されることになり、これに対して極配置法を適用して適当な閉ループ極を設定することができた。

ディジタル・シミュレーションの結果から、他の炉心の状態に影響を与えることなく、また他の炉心から影響されることもなく、各炉心の出力を短時間に調整できることが示された。従来の領域制御法のシミュレーションとの比較からも、非干渉制御の有効性が明らかにされた。従来の領域制御法は、それぞれの炉心に設けられた制御系がそれぞれが担当する炉心の出力のみを見てこれを希望の状態にするような制御法である。この方法では、各炉心に設けられたそれぞれの制御系は、担当した炉心に擾乱が生じた場合に、他の炉心への影響を考慮せずに、その炉心の出力補正のみを考えて調整を行うために、調整の影響を他の炉心への擾乱として及ぼすことになる。擾乱を受けた炉心の制御系はこの擾乱を補正するために作動し、このことによる影響が初めに擾乱を生じた炉心にも及ぶことになる。このような炉心間の干渉が繰り返されることによって、擾乱の影響が治まるまでに時間がかかる。また、制御棒が頻繁に駆動されることになり制御棒駆動系の損耗を早めてしまう。本章で扱った非干渉制御法は、炉心の出力の調整を炉心間の干渉による影響を考慮に入れて、見かけ上干渉がないかのようにこれを補償するような制御法である。このため、変動の影響を擾乱が生じた炉心のみにとどめ変動の影響が持続されることないので、速やかな炉出力調整が可能になり、制御棒の駆動の回数が減り、制御棒駆動機構の損耗を低減させることができる。

商業発電用原子炉のような大型炉心では、炉出力の空間的な不安定性のためにキセノン空間振動を引き起こしやすく、この振動現象が炉出力の空間的な不安定さをさらに増長させる可能性がある。このような大型原子炉で、キセノンの空間振動を抑えるためには、絶えず炉出力の空間的な調整が必要となる。炉出力のこのような変動の影響は、たとえその大きさが小さくても変動が持続されるならば、核燃料、タービンブレード、原子炉構造材、あるいはプラントの各部に対する熱応力疲労を速めることになる。この結果として、燃料棒では被覆管の熱応力疲労のために十分な燃焼度が達成されない前に燃料棒を交換する必要を生じ、経済的損失を招くことになる。このような炉出力の領域制御に非干渉制御を適用するな

らば、制御棒駆動機構に大きな負担を与えることなく、炉内で生じた炉出力の擾乱の影響を速やかに治めることができ、上述の大型原子炉の炉出力の空間的不安定性に起因する問題に対処できるものと考えられる。

第 3 章の参考文献

[1] P.L. FALB, W.A. WOLOVICH : "Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control systems", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.12, NO.6, P.651～P.659, 1967

[2] E.G. GILBERT : "The Decoupling of Multivariable Systems by State Feedback", SIAM J. Contr., VOL.7, NO.1, P.50～P.64, 1969

[3] J.W. HOWZE : "Necessary and Sufficient Conditions for Decoupling Using Output Feedback" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.18, NO.1, P.44～P.46 , 1973

[4] W.A. WOLOVICH : "Output Feedback Decoupling", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.20, NO.1, P.148～P.149, 1975

[5] M.M. BAYOUMI , T.L. DUFFIELD : "Output Feedback Decoupling and Pole Placement in Linear Time-Invariant Systems" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.22, NO.1, P.142～P.143, 1977

[6] M.A. EL-BAGOURY , M.M. BAYOMI : "Decoupling of Multivariable Systems Using Output Feedback", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.22, NO.1, P.146～P.149, 1977

[7] D.G. LUENBERGER: "Obsevers for Multivariable Systems", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-11, No.2, P.190～P.197, 1964

[8] D.G. LUENBERGER: "An Introduction to Observers", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-16, No.6, P.596～P.602, 1971

[9] Y.ÖNDER, Y. YÜKSEL, et al: "Obsevers for Linear Multivariable Systems with Applocations", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-16, No.6, P.603～P.612, 1971

[10] J. B. PEARSON , C. Y. Ding : "Compensator Design for Multi-Variable Linear System", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-14, No.2, p.130～134、1969

[11] F.M. BRASCH,JR., J. B. PEARSON : "Pole Placement Using Dyanmic Compensators", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-15, No.1, p.34～43、1970

[12] J.W. HOWZE, J.B. PEARSON : "Decoupling and Arbitrary Pole Placement in Linear Systems Using Output Feedback" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.15, NO.6, P.660 ～P.663, 1970, NO.2, P.199～P.232, 1971

[13] P.K. SINHA : "Dynamic Compensation for State Feedback Decoupling of Multivariable Systems", INT. J. Contr., VOL.24, NO.5, P.673～P.684, 1976

[14] H. R. SIRISENA , S.S. CHOI : "Minimal-Order Compensators for Decoupling and Arbitrary Pole Placement in Linear Multivariable Systems", INT. J. Contr., VOL.25, NO.5, P.755～P.767, 1977

[15] J. VAN DE VEGTE , M.B. ARGOUN : "Dynamic Compensator Design for Decoupling" , INT. J. Contr. , VOL.31 , NO.6 , P.1191～P.1204 , 1980

[16] G.V.S. RAJU , M.A. STELZER : "Non-interacting Control System Design for a Coupled Core Nuclear Reactor", IEEE Trans. Nucl. Sci., VOL.17, NO.1, P.541～P.548, 1970

[17] G.V.S. RAJU , U.G. FADRA : "Design of an Optimal Noninteracting Control Systems for a Coupled Core Nuclear Reactor", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.20, NO.1, P.668～P.673, 1973

[18] 辻雅司 , 小川雄一 : "動的補償器を用いた原子炉のDecoupling制御", 北海道大学工学部研究報告 , Vol.?? , No.78, P.107～P.117 , 1975

[19] S.G. TZAFESTAS , N. CHRYSOCHOIDES : "Canonical Decoupling and Control of Multiple-Core Nuclear Reactors", J. Nucl. Sci. Technol., VOL.62, NO.3, P.574 ～P.579, 1977

[20] 辻雅司, 小川雄一 : "結合炉の非干渉制御", 炉物理の研究, VOL.?? , NO.25 , P.18 ～P.20 , 1978

[21] 仁科浩二郎、他: "最近の結合炉動特性研究",日本原子力 学会誌、Vol.20、No.12、1978

[22] R. Avery : "Theory of Coupled Reactor", Proc. IAEA 2nd Geneva Conf. Vol.12, 182, 1958

[23] G.C.BALDWIN : "Kinetics of a Reactor Composed of Two Loosely Coupled Core", Nucl. Sci. & Eng. Vol.6, P.320～P.327, 1959

[24] T. KAWAI : "Coupled Reactor Kinetics", J. Nucl. Sci. & Technol., Vol.2, No.7 , P.245～P.250, 1965

[25] S.J. Gage : "Investigations on the Dynamic Behavior of Coupled-Core Nuclear Reactors", Thesis of PHD, Prudue University, 1966

[26] U. FARINELLI & N. PACILIO : "The Bimodal Decay of Two Pulsed-Neutron-Coupled Cores of an Organic-Moderated and -Reflected System", Nucl. Sci. & Eng. Vol.36, P.39～P.46, 1969

[27] M. KOMADA : "On the Derivation of Avery's Coupled Reactor Kinetics Equations", Nucl. Sci. & Eng. Vol.38, P.193～P.204, 1969

[28] F.C. Difilippo , R.M. Waldman : "The Kinetics of a Coupled Two-Core Nuclear Reactor", Nucl. Sci. & Eng. Vol.61, P.60～P.71, 1976

[29] M. SHINKAWA, et al. : "Theoretical Analysis of Coupled-Core Reactors with the Method of the Moderator Region Response Function", Nucl. Sci. & Eng. Vol.67, P.19～P.33,1978

[30] R.A.RYDIN, et al. : "Noise and Transient Kinetics Experomats and Calculations for Loosely Couled Cores", Nucl. Sci & Eng. Vol.46, pp.179-196 ,1971

[31] 神田啓治、他 : "京都大学臨界実験装置（KUCA）による炉物理実験", 日本原子力学会誌、Vol.21, No.7 , 1979

[32] M. PODOWSKI : "Stability Analysis for Integro-Differential Coupled-Core Reactor Models", J. Nucl. Sci. Technol., VOL.??, NO.?, P.574 ～P.579, 1977

[33] 大堀隆文、加地郁夫:"弱結合炉の出力および分布最適制御"、日本原子力学会誌、Vol.19、No.7、1977

[34] M. PODOWSKI : "Asymptotic Stability of Coupled-Core Reactors with Aribitrary Reactivity Feedback and No Coupling Lag" , Nucl. Sci. & Eng., VOL.72, P.256～P.261, 1979

第４章　非線形系結合炉の非干渉制御

－ 大きな出力変更を伴う非干渉制御 －

４－１　序論

前章では、線形時間不変系に対する非干渉制御理論を結合炉の出力調整問題に適用して、この制御法が炉心間の干渉を考慮しなければならない制御に対して極めて有効であることを確認した。前章で取り扱った問題は、各炉心の出力を計画された値から大きく逸脱しないように調整する制御であった。しかし、原子炉制御では、各炉心に生じた小規模な出力の変動を抑える出力調整問題ばかりでなく、炉心に何らかの原因で生じた出力の大きな擾乱を元の状態に復帰させるような制御が必要とされる場合もある。あるいは、照射実験のために高中性子束を発生させることを目的とした結合炉では、希望する照射環境を作り出すために、大規模な出力変更を伴うような運転が必要とされるものと予想される。

本章では、結合炉の大幅な出力変更や大きな擾乱の出力調整の制御に、非干渉制御を適用する試み[12],[13]を行う。小規模な出力調整を非干渉的に制御する問題では、結合炉の数学モデルとして線形近似モデルを用い、このモデルに対して線形系の非干渉制御理論[1],[2]を適用することで十分であった。しかし、大規模な出力変更を伴うような非干渉制御では、結合炉の数学モデルとして非線形項を陽に含む非線形モデルを扱わなければならない。これは、線形近似モデルを導出するさいに非線形項の線形近似において無視した項が、無視できなくなるためである。このため、本章では、結合炉の数学モデルとして、大きな状態変化を考慮できるように、非線形の状態方程式で記述される非線形モデルを用いた。非干渉制御系の設計では、制御対象の系が非線形系であることを考慮して、非線形非干渉制御理論[3],・・・,[9]を適用する。非線形非干渉制御理論としては、SCHOENAU[6]らによって報告された状態フィードバック補償による非干渉制御の設計理論を採用する。

前章では、原子炉の制御に状態フィードバック制御を適用する際の一つの問題として、原子炉の動的挙動を記述する上で極めて重要な遅発中性子先行核密度が直接的な計測手段では観測できないため、状態フィードバック制御が直接適用できないことを述べた。前章では動的補償を用いることでこれに対処した。本章では、オブザーバー[9],[10],[11]と呼ばれる動的システムを用いて遅発中性子先行核密度を推定し、この推定量を状態変数として遅発中性子先行核密度が観測できるものと仮定して設計した非干渉制御系に用いることにする。オブザーバー理論としては、対象とした結合炉モデルが非線形系であるので、線形時間不変系に対するLUENBERGERの理論を非線形系に拡張したTHAU[11]の方法を採用する。

以下では、結合炉の大幅な出力変更や出力の大きな擾乱の調整を、他の領域の出力を乱すことなく非干渉的に行う制御系の設計について述べる。非干渉制御系やオブザーバーの設計では、結合炉の数学モデルとして、大幅な出力変更を扱えるように非線形特性を考慮した非線形モデルを用いる。非干渉制御系の設計では設計手順を具体的に述べ、希望の動特性を与える非干渉制御系がどのように設計されるかを示す。適用した非干渉制御理論は、非干渉制御補償の安定性を完全に保証するものではない。したがって、設計された非干渉制御系を実際に使用する前に、この制御系が結合炉を安定に制御できるかを確かめておく必要がある。本章では、物理的な考察をもとにした安定性解析を加え、この結果から設計された制御系が安定に非干渉制御を行うことを確かめた。オブザーバーの設計ではオブザーバーの固有値の決定が重要である。この設計では、固有値の値に加えて、設計者が適当に定めなければならない設計パラメータが他にも存在する。オブザーバーの設計過程を通してそれらのパラメータの適切な決定法について述べる。ディジタル・シミュレーションを行い、オブザーバーと非干渉制御系を組み合わせた出力制御系が、各炉心の出力を他の炉心に影響を与えることなく大幅に変更できることを示す。最後にディジタル・シミュレーションの結果の検討から、非線形非干渉制御系やオブザーバーの実際の適用に際しての遭遇すると思われるいくつかの問題点について述べる。

４－２　非線形非干渉制御理論

Greg J. Schoenau[6]らによって報告された非線形系に対する非干渉制御理論を以下に簡単に紹介する。

制御の対象とする系は次のような非線形方程式で表されるものとする。

$$\dot{x} = a(x) + B(x)u \qquad (4-1)$$

$$y = c(x) \qquad (4-2)$$

ここで、x、y、uは状態、出力、および制御を表すベクトルであり、それぞれのベクトルの次元はn、m、mとする。a(x)とc(x)は状態変数ベクトルxを独立変数とする、それぞれnとm次元のベクトル関数とする。B(x)は状態変数ベクトルxに依存するn×m次元の行列関数を表すものとする。a(x)、B(x)は状態変数ベクトルxに関して連続な、あるいは微分可能で区間連続な要素を持っているものとする。さらに、すべてのベクトル関数や行列関数の要素は有限なxに対して有限とする。上記の非線形系に対して以下に表される非線形状態フィードバック制御を考える。

$$u = f(x) + G(x)w \qquad (4-3)$$

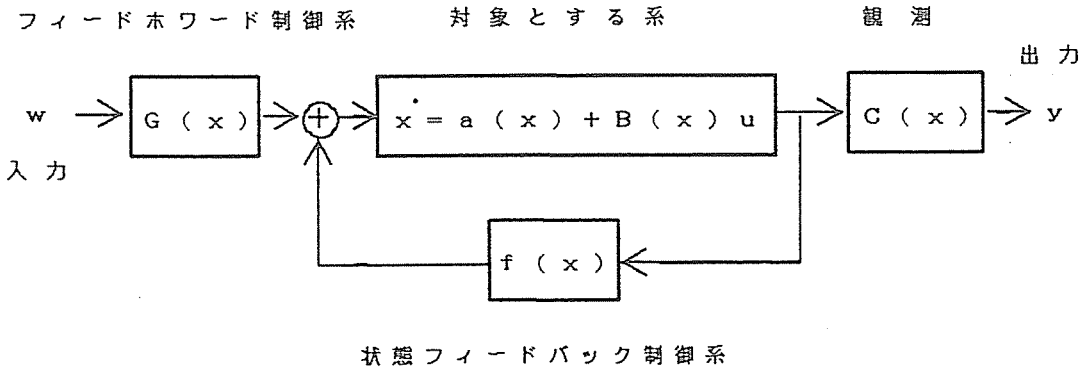


図４－１　非干渉制御系によって補償された系のブロック図

ここで、f(x)、G(x)はそれぞれ状態変数ベクトルxに依存するm次元ベクトル関数とm×m次元の行列関数を表す。wはm次元の入力ベクトルを表す。図4-1に非干渉制御の対象とする系と非干渉制御系の関係を示す。

以下の議論に必要な定義について述べる。

定義1： (4-1),(4-2)式で表された非線形系は、i番目の出力y_iが初期状態ベクトルx_i°と入力w_iのみの関数で表されるならば、すなわち,y_iが$w_1, w_2, \cdots, w_{i-1}, w_{i+1}, \cdots, w_n$に関して不変であれば非干渉されたと定義する。

定義2： 定数$\rho_1, \rho_2, \cdots, \rho_m$を

$$\nabla y_i^{(\alpha-1)} B(x) \neq 0 \qquad \alpha = 1,2,\cdots,m \qquad (4-4)$$

であるようなαの最小の値とする。ただし、すべてのαに関して$\nabla y_i^{(\alpha-1)} B(x) = 0$であるとき$\rho_i$を0とする。ここで$\nabla$は次を意味する。

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial x_1}, \frac{\partial}{\partial x_2}, \cdots, \frac{\partial}{\partial x_n} \right] \qquad (4-5)$$

また$y_i^{(\alpha-1)}$は出力ベクトルyのi番目の要素の時間に関する(α-1)次の全微分を表すものとする。

定理1： (4-1),(4-2)式で表される非線形系が定義されている空間Hにおいて、

$$\mathrm{det} D^*(x) \neq 0 \qquad (4-6)$$

であるときのみ、非線形系をその空間において非干渉化できるm次元のベクトル関数$f^*(x)$とm×m次元の行列関数$G^*(x)$が存在する。ここで、

$$D^{*}(x) = \begin{bmatrix} \nabla^{(\rho_1-1)} y_1 B(x) \\ \nabla^{(\rho_2-1)} y_2 B(x) \\ \vdots \\ \nabla^{(\rho_m-1)} y_m B(x) \end{bmatrix} \qquad (4-7)$$

また、$f^{*}(x)$と$G^{*}(x)$は次式によって与えられる。

$$G^{*}(x) = D^{*-1}(x) \qquad (4-8)$$

$$f^{*}(x) = D^{*-1}(x)\, a^{*}(x) \qquad (4-9)$$

ここで

$$a^{*}(x) = \begin{bmatrix} \nabla^{(\rho_1-1)} y_1 a(x) \\ \nabla^{(\rho_2-1)} y_2 a(x) \\ \vdots \\ \nabla^{(\rho_m-1)} y_m a(x) \end{bmatrix} \qquad (4-10)$$

上記の非干渉化に関する定理において注目されることは,行列関数$D^{*}(x)$は、制御に関係する$f(x)$と$G(x)$に関して不変であり、系の固有の性質のみに依存していることである。このことは線形時間不変系の非干渉制御理論におけるD^{*}行列のF－不変性が非線形系においても同様に成立していることを示している。

次に非干渉化されたそれぞれの系に希望する特性を与える制御系の設計を考え

る。 非線形系(4-1),(4-2)へ以下に与えられるようなf(x)とG(x)を持つ状態フィードバック制御(4-3)を加えることによって、系を非干渉化し、非干渉化されたそれぞれの部分系に対しても入出力関係の上で希望する動特性を与えることができる。

$$G(x) = D^{*-1}(x) \qquad (4-11)$$

$$f(x) = D^{*-1}(x)\,(r(x) - a^{*}(x)) \qquad (4-12)$$

ここで、r(x)はm次元のベクトル関数であり、i番目の要素は次のように与えられる。

$$r_i(x) = m_{i,0}C(x) + \sum_{v=1}^{\rho_i-1} m_{i,v}\nabla y_i^{(v-1)} a(x) \qquad (4-13)$$

$m_{i,v}$は設計者が自由に与えることができる設計変数である。

簡単な計算から、上記の制御系を非線形系(4-1),(4-2)へ付加した場合に、出力y_iに関して次の関係が満足されることを示すことができる。

$$y_i^{(j)} = \nabla y_i^{(j-1)} a(x) \quad (\text{ただし } j \leqq \rho - 1) \qquad (4-14)$$

$$y_i^{(\rho_i)} = m_{i,0}y_i + m_{i,1}y_i^{(1)} + \cdots + m_{i,(\rho_i-1)}y_i^{(\rho_i-1)} + w_i \qquad (4-15)$$

(4-15)式は、i番目の部分系の入出関係が入力w_iと出力y_iのみよって記述されており、この部分系は非干渉化されていることを示している。また、適当な係数$m_{i,v}$を与えることによって、非干渉化されたi番目の部分系に希望する動特性を与えることができる。

この非干渉制御理論で注目される点は、対象となる系が(4-1),(4-2)式で表さ

れるような非線形系であっても、(4-11)、(4-12)で与えられる非線形フィードバック制御系を付加することで、非干渉化された部分系は入出力関係において線形な関係で表されている点である。このことは、非干渉化された部分系の制御設計を容易にする。この理論において解決されなければならないいくつかの問題が残されている。とりわけ安定性に関する問題が最も重要である。Schoenauは以下の条件が満足されている時、非線形系(1)、(2)を空間Hにおいて安定に非干渉化することが可能であろうと予測している。

$$m + \sum_{i=1}^{m} (\rho_i - 1) = n \qquad (4-16)$$

上記の安定性に関する予測は完全に証明されておらず、したがって、この非干渉制御理論を用いて設計された制御系を実際に適用する際には、この制御系を含めた全体の系が安定であるかをあらかじめ保証しておく必要がある。

４－３　　オブザーバー理論

４－３－１　ある特殊な非線形系に対するオブザーバー理論

現代制御理論の多くは状態フィードバック制御法を中心に展開され、今日までに数多くの成果がもたらされている。しかし、これらの理論の成果の実際の利用という点から見てみると、必ずしも広範に適用されているとは言いがたく、特に大規模工学系ではその適用が理論上に限られている場合が多い。この原因は、この制御法が制御の対象とする系の動的挙動を表すために必要な状態変数のすべての情報を入手できることを前提としていることにある。すなわち、ある工学系では往々にして状態変数の一部が直接観測することが困難であったり、大規模工学系などように多数の状態変数を観測しなければならない系では、膨大な数のセンサーを設けることや、それらを管理することが工学的に困難であったりする。このような場合には、状態フィードバック制御を行うことができない。現代制御理論の状態フィードバック制御法の成果を生かし、この問題に最も自然に対処する方法は、観測されない状態変数を推定し、これを状態変数として用いることである。このような問題の対して、1966年にLUENBERGER[9]によって線形時間不変系に対するオブザーバー理論が初めて発表された。この理論から、オブザーバーの設計可能性と可観測性とが密接に関係していること、可観測性が満足されているならば任意の観測特性（例えば、収束特性）を持つようにオブザーバーを設計することができることが示された。その後の研究からオブザーバー理論が、可観測性、可制御性や安定性の問題にも密接に関係していることが明らかにされた。特に、安定性に関しては、状態フィードバック補償系を加えた閉ループ系の特性根の位置は、観測できない状態変数を推定するためにオブザーバーを閉ループ系に導入することがあっても変わらないことが示された。このことは、オブザーバーの設計と状態フィードバック制御系の設計を分離して独立に行うことができ、オブザーバーの導入によって制御設計が複雑にはならないことを意味している。

線形時間不変系のオブザーバー理論に続いて、時変形、離散系、および非線形系に関するオブザーバー理論が相次いで報告された。非線形系のオブザーバー理論は、非線形系に対する非干渉制御理論の場合と同様に、扱う非線形系の構造上

の違いに基づいていくつかの系に分類し、それぞれの場合についてオブザーバーの設計可能性条件を明らかにするための議論が展開されている。本章では、結合炉の動特性において考慮されなければならない非線形性が遅発中性子先行核密度に直接に依存しないことに注目して、非線形系に含まれる非線形項が観測できる状態変数のみで表すことができるという特殊な非線形系に対するオブザーバー理論[11]を採用した。

以下のように表される非線形系を考える。

$$\dot{x} = A\,x + f_1(y') + f_2(u) \qquad (4-17)$$

ここで、xはn次元の状態ベクトル、y'はn'(≦n)次元の観測できる状態変数から構成される状態ベクトル、uはm次元の制御ベクトルとする。また、Aは次元n×nの実数行列、f_1はy'関するn次元の非線形ベクトル関数、f_2はuに関するn次元の非線形ベクトル関数とする。ただし、y'とxの間には次のような関係があるものとする。

$$y' = H\,x \qquad (4-18)$$

ここで、Hは次元n'×nの観測行列とする。

THAUによるオブザーバー理論は、上記のような特殊な非線形系において、観測行列HとA行列が可観測性の条件を満足するとき、入手可能な状態変数y'と制御変数uの情報からすべての状態変数xを推定できる次数nの動的オブザーバーを設計することが可能であることを示した。このオブザーバーは(4-18)式の直接観測できるy'も推定していることから、この重複を避ける工夫を行うことで、オブザーバーの次数を観測可能な状態変数の数(n')だけ低減できる。以下に低次元化オブザーバーの設計方法について述べる。この方法によって設計されるオブザーバーは、観測できない状態変数を直接推定しようとするものではなく、オブザーバーの出力と観測可能な出力y'を用いてこれらを適当に合成して、すべての状態変数xを推定するものである。設計するオブザーバーは、次元(n－n')×nの

変換行列Ｔを掛け合わせて得られるベクトルＴｘの推定を行い、次のような構造を持つ。

$$\dot{z} = P z + g_1(y') + K y' + g_2(u) \qquad (4-19)$$

ここで、ＰとＫはそれぞれ次元が$(n-n')\times(n-n')$と$(n-n')\times n'$の行列であり、g_1とg_2はともにｎ－ｎ'次元のベクトル関数である。オブザーバーの推定誤差を次のように定義する。

$$e = z - T x \qquad (4-20)$$

ここで、ｅは次元ｎ－ｎ'の誤差ベクトルである。

そこで、次のような関係が成り立つような$(n-n')\times n$行列Ｔが存在するものとする。

$$TA - PT = KH \qquad (4-21)$$

$$T f_1(y') = g_1(y') \qquad (4-22)$$

$$T f_2(y') = g_2(y') \qquad (4-23)$$

そのとき、オブザーバーの推定誤差は次のような方程式に従って変化する。

$$\dot{e} = P e \qquad (4-24)$$

もし、行列Ｐの固有値の実部がすべて負であり、それらの値をＡ行列の固有値の実部の最小値よりも小さくすることが可能であれば、推定誤差は非線形系(4-1)の各状態変数の挙動よりも速やかに零に漸近できる。LUENBERGERは、観測行列ＨとＡ行列が可観測性を満足するならば、行列Ｐの固有値の値を任意に設定できることを示した。ところで、ｎ－ｎ'次のオブザーバーの出力ｚと観測可能なｎ'次元の状態変数ｙ'とを次のように結び付けることができる。

$$\begin{bmatrix} z \\ \hline y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \\ \hline H \end{bmatrix} \hat{x} + \begin{bmatrix} e \\ \hline 0 \end{bmatrix} \qquad t \rightarrow \infty : e \rightarrow 0$$

（4－25）

ここで、　は推定しようとする状態変数ベクトルを表す。上記の関係から状態変数ｘを次のように求めることができる。

$$\hat{x} = L_1 z + L_2 y' \qquad (4-26)$$

ただし、L_1とL_2は以下に定義されるｎ×(ｎ－ｎ')とｎ×ｎ'の次元を持つ行列である。

$$\left(L_1, L_2 \right) = \left[\frac{T}{H} \right]^{-1} \qquad (4-27)$$

ところで、(4-26)式で推定された状態変数ベクトル　は非線形系(4-17)に含まれる状態量のすべてを推定したものであるから、その変数の中には推定の必要がない、観測によって入手可能な変数ｙ'も含まれていることになる。 オブザーバーの実際の使用にあたっては、合成された状態変数ベクトル　から、推定しようとした直接観測できない状態変数を選び出して使用する必要がある。 図4-2に、観測の対象の系とオブザーバーを用いた状態推定の関係を表したブロック図を示す。

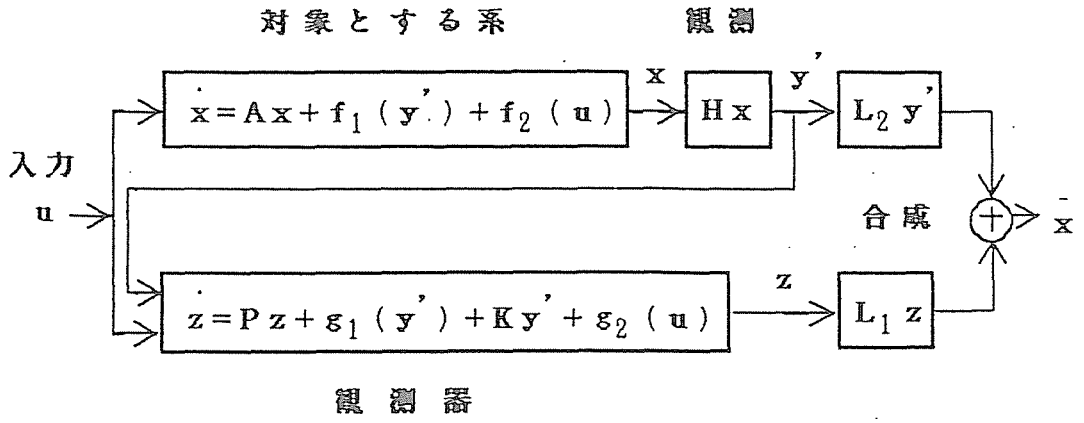


図4－2　観測の対象とされた系と観測器の関係を表わすブロック図

オブザーバーを設計するためには行列T、P、Kを決定する必要がある。これらの行列には合計2n(n－n')個の未知数が要素として含まれている。一方、これらの行列の関係を表す行列方程式(4-21)式には合計n(n－n')の方程式が含まれている。したがって、未知数の数がこれらを関係づける方程式の数よりも多いために、未知数を一意に決定することができない。オブザーバーの設計には、ある自由度が存在することになり、すべての未定要素を一意に決定するためには、不足している方程式の数（n(n－n')）に等しい数の未定要素に対して適当に値を与える必要がある。未定要素の内で最も重要なものは、オブザーバーの推定誤差を零に収束させる速度を決定する行列Pの要素である。行列Pの未定要素の数は$(n-n')^2$個であり、値を定める必要のある未定要素の数よりも少ないので、行列Pの要素の値をオブザーバーに好ましい収束性を与えるように適当に指定することができる。オブザーバーの収束性を決定するのは行列Pの固有値であるから、行列Pの最も自然な与え方は、行列Pを対角行列として与えて、その対角要素（すなわち、オブザーバーの固有値）に適当な値を指定することである。この固有値の決定では、観測しようとしている系の状態変数の挙動に推定値が速やかに追従できるように、それらの状態変数の動的挙動を支配している固有値よりも小さな負（絶対値では大きい）の固有値になるように指定しなければならない。

オブザーバーの収束性を高めるために固有値の値を任意に小さな負の値にすることは原理的には可能であるが、このように定めた場合にはオブザーバーは微分器のような作動を行い、雑音に極めて敏感に反応する。このような点を考慮すると、観測しようとする変数の動的挙動を支配している固有値の絶対値の数倍～十数倍程度のものをオブザーバーの固有値として与えることが適当な選択と思われる。行列Ｐがこのように決定された場合には、方程式(4－21)式を解くためには、行列Ｔと行列Ｋの要素から合計ｎ'(ｎ－ｎ')個の未定要素を選び、これらに適切な値を与える必要がある。これらの値の選択は、行列Ｐの場合と異なり、その良否がオブザーバーの特性に大きな影響を及ぼすことがなく原則的には自由に与えてよい。しかし、このように設計されたオブザーバーの係数の値がオーダ的に極端に異なる場合には、オブザーバーを工学的に構成することが困難であったり、演算精度が悪くなるので、これらを避けるためにオーダがほぼ均等になるように指定すべきである。

上記に述べたように、オブザーバーの設計には大きな自由度が存在しているため、設計者の適切な判断が要求される。この判断自体は困難な仕事ではないが多少煩雑な作業を必要とする。これを避ける一つの方法は最適化手法の適用である。例えば、推定誤差の自乗をある時間にわたって積分したものを評価関数として導入し、この評価関数を最小にすることでオブザーバーを設計することができる。このような手法で注意しなければならないことは、推定誤差の最小化のみを目的とした最適化は、上記に述べたように収束性は優れているが雑音に敏感に反応するオブザーバーが設計される恐れがある。したがって、オブザーバーの設計に最適化手法を適用する場合には、評価関数において、推定誤差ばかりでなく、過度の収束性が与えられることがないように収束性を抑制するための何らかの制約を加味できるような工夫が必要である。

４－３－２　オブザーバーとカルマン・フィルターとの関係[17),(18),(19)]

カルマン・フィルター理論の歴史はオブザーバー理論よりも古く、カルマンによって創始された。オブザーバーとカルマン・フィルターの違いを簡単に述べる

と、次のようになる。カルマン・フィルター理論はある信号の発生機構や、それを観測するための観測過程に雑音源が含まれるような確率系を対象にしており、過去から現在に至る観測した信号データを用いて雑音の影響を取り払い、真の信号を推定しようとする問題である。一方、オブザーバーは扱う対象が確定系であり、観測可能な状態変数を入力とするオブザーバーと呼ばれる動的システムを構成して、これによって観測できない状態変数を推定しようとするものである。

カルマン・フィルターによる状態推定は、推定値と真の値の差、すなわち推定誤差の自乗平均値が最小であり、推定値が不偏推定量であるように推定を行うものである。扱う系が線形離散系である場合には、推定を行うための関係式がディジタル計算処理に適した漸化式の形で与えることができる。カルマン・フィルターの実際の適用は、電子計算機等でディジタル処理が可能である離散系のものが専らに用いられると考えられるが、オブザーバーとの比較のために連続系の場合のカルマン・フィルターについて考える。連続系の場合では、信号の生成系が線形時間不変系であり、雑音の統計的性質が定常的である場合には、カルマン・フィルターはオブザーバーと見かけ上同じ構造を持った動的システムとなることが知られている。オブザーバーの極の位置（固有値）の決定は、オブザーバーの収束特性を支配することになるので設計の中心問題である。カルマン・フィルターの場合は、極の位置は雑音の統計的性質によって大きく支配される。カルマン・フィルターは、観測したい信号に雑音の影響が大きい場合には極めて有効であるが、雑音の影響が無視できるほど小さい場合や、一部の信号には雑音の影響が全くない場合にはフィルターの極のあるものが$-\infty$の値をとり、好ましくない特性を持つようになる。すなわち、このことはフィルターの一部に微分器が含まれることになるので、予期しない雑音に対して極めて敏感に作動することを意味している。雑音レベルが小さな場合には、雑音の統計的性質のみを考慮して極の位置を決定しようとすること自体根拠が薄いものであるので、このような場合には他の基準によって極の位置を決定するような手法を採用すべきである。

４－４　結合炉の非線形動特性モデル

結合炉のモデルとして、図4－3に示すような炉心が２つの領域からなる結合炉を対象とする。非線形効果は、反応度が燃料温度の反応度フィードバックと制御棒挿入位置に依存していることから生じる。これらの状態の変動が微少である場合には、一般に線形近似で十分であるが、ここでは大幅な出力変更問題を扱うので、この非線形項を保存しておかなければならない。以下に結合炉の非線形動特性方程式を示す。

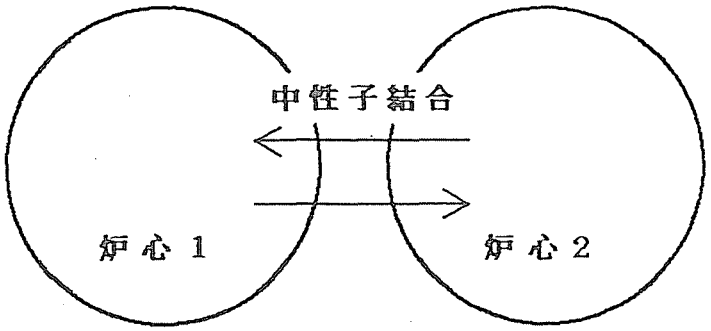


図４－３　２炉心結合炉

$$\dot{x}_i = \left(\frac{-2\gamma_{ii} - \beta_i}{\Lambda_i} x_i + \frac{a_i}{\Lambda_i} x_{i+4} + \frac{1}{\Lambda_i} x_{i+6} \right) x_i + \frac{\gamma_{ij}}{\Lambda_i} x_j + \lambda_i x_{i+2} - \frac{a_i n_i^o}{\Lambda_i} x_{i+4} + \frac{n_i^o}{\Lambda_i} x_{i+6} \qquad (4-28)$$

$$\dot{x}_{i+2} = \frac{\beta_i}{\Lambda_i} x_i - \lambda_i x_{i+2} \qquad (4-29)$$

$$\dot{x}_{i+4} = \ell_i x_i - m_i x_{i+4} \qquad i = 1, 2 \quad j = 1 \text{ or } 2 \ (j \neq i) \qquad (4-30)$$

$$\dot{x}_{i+6} = x_{i+8} \qquad (4-31)$$

$$\dot{x}_{i+8} = u_i - \alpha_i x_{i+8} \qquad (4-32)$$

ただし、x_i ； 領域ｉの炉出力（Ｍｗ）

x_{i+2} ； 領域ｉの遅発中性子先行核密度（Ｍｗ）

x_{i+4} ； 領域ｉの燃料平均温度（Ｋ）

x_{i+6} ； 領域ｉに制御棒によって印加した反応度（Δｋ／ｋ）

x_{i+8} ； 領域ｉの制御棒挿入速度（ｍ／秒）

u_i ； 領域ｉの制御棒駆動機構への制御入力

また、上式で用いた各パラメータはそれぞれ次の意味を持つ。

γ_{ij} ； 領域ｉから領域ｊへの中性子結合係数

γ_{ii} ； 領域ｉの中性子自己結合係数

β_i ； 領域ｉの遅発中性子発生比率

Λ_i ； 領域ｉの即発中性子寿命（秒）

λ_i ； 領域ｉの遅発中性子先行核の崩壊定数（／秒）

n_i^o ； 領域ｉの初期定常炉出力（Ｍｗ）

b_i ； 領域ｉの燃料平均温度の反応度係数（（Δｋ／ｋ）／Ｋ）

ℓ_i ； 領域ｉの核分裂による熱発生係数（Ｋ／（Ｍｗ・秒））

m_i ； 領域ｉの熱除去係数（／秒）

α_i ； 領域ｉの制御棒駆動機構の時定数の逆数（／秒）

非干渉化したい出力は炉心１、２の炉出力とし、それぞれの炉心の遅発中性子先行核密度は直接観測できないものとしてオブザーバーによって推定するものとする。

４－５　非干渉制御系の設計と安定性解析

４－５－１　非干渉制御系の設計

前節で与えた結合炉の非線形モデルに対して４章２節で述べた非線形系の非干渉制御理論を適用して非干渉制御系を設計する。このために、結合炉の数学モデルを非干渉制御理論で要求している以下のような数学形式で表すことにする。

$$\dot{x} = a(x) + B(x)u \qquad (4-33)$$

$$y = c(x) \qquad (4-34)$$

非干渉化したい出力は各炉心の炉出力とする。　したがって、状態変数ｘの数（ｎ）は１０、出力ｙおよび非干渉制御系の入力ｗの数（ｍ）はともに２である。ａ(ｘ)、Ｂ(ｘ)、ｃ(ｘ)の具体的な表現は付録4-1に示す。

最初に非干渉制御の可能性を調べるために(4-7)式で定義されるＤ*(ｘ)行列を計算し、これが正則であるかを調べることにする。 このために、(4-4)式で定義されるρ$_i$(i=1,2)を計算する必要がある。まず最初に出力ｙ$_1$に関するρ$_1$の計算を行い、以下のような結果が得られた。

$$\nabla y_1 B(x) = \nabla x_1 B(x) = [\,0、0\,]$$

$$\nabla \dot{y}_1 B(x) = \nabla \dot{x}_1 B(x) = [\,0、0\,]$$

$$\nabla \ddot{y}_1 B(x) = \nabla \ddot{x}_1 B(x) = \left[\frac{a_1}{\Lambda_1}(x_1^0 + x_1)、0\right] \neq [\,0、0\,] \qquad (4-35)$$

この結果からρ$_1$は３であることが分かった。出力ｙ$_2$についても同様な計算を行い、以下のような結果が得られ、ρ$_2$も３であることが求められた。

$$\nabla \ddot{y}_2 B(x) = \nabla \ddot{x}_2 B(x) = \left[0、\ \frac{a_2}{\Lambda_2}(x_2^0 + x_2)\right]$$

$$\neq [\ 0、0\ ] \qquad (4-36)$$

以上の結果から$D^*(x)$行列を(4-7)式に従って構成すると以下のようになる。

$$D^*(x) = \begin{bmatrix} \frac{a_1}{\Lambda_1}(x_1 + x_1^0) & 、 & 0 \\ 0 & 、 & \frac{a_2}{\Lambda_2}(x_2 + x_2^0) \end{bmatrix} \qquad (4-37)$$

$D^*(x)$行列の構造から明らかのように、$(x_1^\circ + x_1)$,あるいは$(x_2^\circ + x_2)$が0でない限り、すなわちどちらかの領域の出力が0にならない限り、$D^*(x)$行列は正則であるので、定理1より非干渉制御が可能であることが分かった。非干渉制御系を(4-10),(4-11),(4-12)式に従って設計する。 上述したように各ρ_iは3という結果が得られたので、非干渉化された各炉心の炉出力の動的挙動は、以下のような3次の微分方程式で表すことができる。

$$\dddot{y}_i - m_{i,2}\ddot{y}_i - m_{i,1}\dot{y}_i - m_{i,0}x = w_i \quad , i=1,2 \qquad (4-38)$$

非干渉化された炉出力y_iと非干渉制御系の入力w_iに関係する伝達関数(4-38)式の極を$P_{i,j}$(i=1,2,j=1,2,3)とすれば、根と係数の関係から$m_{i,j}$を極の値によって次のように表すことができる。

$$m_{i,2} = P_{i,1} + P_{i,2} + P_{i,3} \qquad (4-39)$$

$$m_{i,1} = -(P_{i,1}P_{i,2} + P_{i,2}P_{i,3} + P_{i,3}P_{i,1}) \qquad (4-40)$$

$$m_{i,o} = P_{i,1}P_{i,2}P_{i,3} \qquad (4-41)$$

この関係を用いて適当な極を選ぶことによって、非干渉化された炉出力に任意の動特性を与えることができる。 今回の試みでは、単位ステップ入力w_iによって

炉出力が約１分で３０ＭＷから４０ＭＷへ上昇できるように極の値を-0.01,-3.0, -4.0 と選んだ。その結果、$m_{i,j}$は以下のような値となる。

$$\begin{aligned} m_{i,2} &= -7.01 \\ m_{i,1} &= -12.07 \\ m_{i,o} &= -0.12 \end{aligned} \qquad (4-42)$$

(4-13)式に従って r(x)を構成すると次のようになる。

$$r(x) = \begin{bmatrix} -0.12x_1 - 12.07\dot{x}_1 - 7.01\ddot{x}_1 \\ -0.12x_2 - 12.07\dot{x}_2 - 7.01\ddot{x}_2 \end{bmatrix} \qquad (4-43)$$

また、行列 $a^*(x)$は付録4-2に示すように求められた。さらに、付録4-3、4-4には $a^*(x)$, r(x)行列中に現われる x_i(i=1,2)の一次、および二次の時間導関数の計算法について示した。　以上により、求められた $D^*(x)$, r(x), $a^*(x)$を(4-11),(4-12)式に代入することによって、各炉心の炉出力を非干渉化し、それぞれの炉出力を(4-38)式に示す特性に従って変更するような非線形状態フィードバック非干渉制御系を設計することができた。

４－４－２　非干渉化された結合炉の安定性

設計された非干渉制御系の制御を実施する前に、この制御系が結合炉の安定性を保証することができるかを調べておく必要がある。そこで、まずSchoenauが予測した安定条件(4-16)を用いて調べ、次のような結果を得た。

$$m + \sum_{i=1}^{2}(\rho_i - 1) = 6 \neq n = 10 \qquad (4-44)$$

前にも述べたようにSchoenauの予測した安定条件は完全に証明されたものではな

く、この条件が満たされている場合でも、制御系を含めた全体の系の安定性を適当な安定性理論を適用して調べる必要がある。まして、上記のように(4-16)式の条件が満足されていない場合にはその安定性の検討が必要である。

結合炉の安定性に関する研究は、結合炉が炉型としては特異な部類に属し、研究炉として世界に数基しか存在していないにもかかわらず、原子炉の安定性解析の重要な研究対象となっており、これについて数多く研究[14),(15)]が報告されている。これは、上で述べたように空間的な影響が安定性にどのように影響を及ぼすのかという学術的な興味に加えて、この解析結果を結合炉と同様に空間依存性を考慮して安定性解析を行う必要がある大型炉の解析にも適用できるために、この種の先駆的研究としての意味を持っている。

一般に原子炉の動特性方程式には反応度フィードバックに起因する非線形性を有している。結合炉の安定解析は、この非線形性に加えて、領域間の干渉（例えば、干渉の強さ、干渉の時間遅れ）の影響や領域間の特性の違い（反応度分布の違い、異なる反応度フードバック係数等）を考慮に入れた解析を行う必要があるため、一点近似炉の解析に比べて非常に困難なものとなっている。非線形性を持つ結合炉の安定性解析は一般には困難であるが、温度フィードバックによる反応度寄与が温度の線形関係で表される場合には、非線形系があっても適当なリヤプーノフ関数[16)]を用いることで安定性解析が比較的容易に行える。それによれば、温度フィードバック係数が負である場合には、任意の外部反応度入力に対して安定であることが証明できる。特に、M.Podowski[15)]は、リヤプーノフの安定解析法を用いて反応度フィードバックがより一般的な非線形性を持つ場合の結合炉の安定性解析を行い、各炉心の炉出力の任意の変動x_iに対して反応度フィードバックが以下の条件を満たすならば結合炉は安定であることを示した。

$$\sum_{i=1}^{2} \int_V \frac{k_i}{\Lambda_i} x_i \rho_i(x_1, x_2)\, dV \leq 0 \qquad (4-45)$$

ここで、ρ_iは各炉心に付加された反応度中の反応度フィードバックの寄与分を表す。またk_iは以下の関係を満たす任意の正数とする。

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{\gamma_{12}}{\gamma_{21}} \frac{\Lambda_1}{\Lambda_2} \frac{n_1^2}{n_2^2} \qquad (4-46)$$

この条件は、炉出力が変化する際に炉が安定であるためには、炉出力変化に伴う反応度フィードバックの反応度変化が炉出力の変化を抑制するように働き、その正味の反応度変化が(4-45)式の条件を満たさなければならないことを示している。この条件は、結合炉の安定性の条件ばかりでなく、大型炉で領域間の反応度分布が異なっているような場合の安定性の判別にも適用できる極めて有用な結果である。

しかし、設計された非干渉制御系には上記の設計で示したように非常に複雑な非線形性が含まれているために、この制御系を含んだ結合炉の閉ループ系の安定性の有無を、上記に述べたようなリヤプーノフの安定論やPodowskiの結果を直接適用して数学的に証明することは事実上困難である。

ここでは、数学的手段によらず物理的考察から、設計された非干渉制御系を含んだ結合炉の安定性について検討する。非干渉制御系によって各炉心の炉出力は(4-38)式の特性を持つように非干渉化される。この炉出力は、希望の安定極が得られるように係数$m_{i,j}$を適当に選ぶことによって、安定化できる。 ここで問題となるのは、この方法で任意に指定できる極の数は合計で６個であり、一方、結合炉の数学モデルの系の次数は１０であるので、残りの４個の極は固定極であることになる。制御系を何も加えていない状態の結合炉はそれ自体安定な系であるので、固定極が在ったとしても、その固定極は安定な極である。したがって、炉出力は、非干渉制御系を加えても安定性が損なわれることはないと考えられる。遅発中性子先行核密度や炉心温度を記述する方程式から、中性子出力が安定な挙動を示す限り、これらの量も安定であることが分かる。そこで残された問題は、炉出力が安定であるかのように制御されているけれども、これは見かけ上安定であるかのように見えるのではないかという疑問である。すなわちこれは、炉出力が変化した場合に、その変化に伴う反応度フィードバックに起因する反応度変化は炉出力をますます変化させるような方向に変化しようとするが、非干渉制御系によってこれを打ち消すように外部反応度が印加され、その結果として反応度が

相殺されるために、見かけ上安定であるかのように見えるのではないかという疑問である。この疑問に対して次のように検討を行う。非干渉制御系は各炉心に設けられた制御棒駆動機構に対して、制御信号を出力する。制御棒によって加えられる反応度が有限であるためには、制御棒駆動機構への制御信号が常に有限であり、炉出力や他の状態変数が定常になった際には、制御棒の挿入や引き抜きの動きが停止するように制御棒駆動機構への信号が零とならなければならない。設計された非干渉制御系は、制御棒駆動機構への制御信号を結合炉の各状態変数で表された非線形関数を用いて計算する非線形状態フィードバック制御系である。そこで、この非線形関数の簡単な解析を行うと、これらの関数には各状態変数間の積や割り算等の演算を必要とする非線形性が数多く含まれているが、その関数の値は状態変数の値が有限であれば有限であり、各状態変数が定常状態に漸近すると零の値に漸近することが分かる。先にも述べたように、非干渉制御系に有限な値が入力されたならば、これと対応する炉出力も与えられた特性に従って有限な挙動を示し、他の状態変数の挙動もこれに追従して有限となる。また、その入力の値が一定値になれば炉出力もある一定の値に漸近し、遅発中性子先行核密度や炉心温度についても同様なことが言える。すなわち、非干渉制御系の入力には過渡変動時には状態変数の有限な値が入力され、過渡変動が治まった場合にはそれぞれの定常値が入力されることになるので、非干渉制御系の出力は常に有限であり、特に、各状態変数が定常に達したときには零となる。

以上の議論より、炉出力の動特性が安定になるように適当な極配置を行う限り、設計された非干渉制御系は与えられた結合炉を安定に非干渉制御を行えることが分かった。

４－６　非線形オブザーバーの設計

以下では、4章3節で述べたオブザーバー理論を用いて各炉心の遅発中性子先行核密度を観測するためのオブザーバーを設計する。与えられた結合炉では遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数は観測できるものとする。

結合炉の動特性方程式を、オブザーバー理論の(4-17)式で要求しているように、線形項(Ａｘ)、非線形項($f_1(y')$)、外力項($f_2(u)$)に分けて表現する。 それぞれを付録4-5に示す。 直接観測できる状態量は、上で述べたように遅発中性子先行核密度を除いたすべての状態変数であるから(4-18)式で定義される観測行列Ｈは 10 X 10 の単位行列から3,4番目の行を除いた 8 X 10 行列となる。観測できる状態変数の情報からオブザーバーを用いて遅発中性子先行核密度を推定できるためには、行列ＡとＨに関する可観測性の条件が満足されなければならない。この条件を調べると、可観測性の条件が満たされていることが分かり、オブザーバーの設計が可能であることが確かめられた。状態変数の数が10個であり、そのうち観測できる状態変数の数は8個であるので、設計されるオブザーバーはその構造が(4-19)式で表される2次の動的システムとなる。 設計では、(4-21)～(4-23)式を満足するように、(4-19)式中の行列Ｐ、Ｋ、ベクトル関数$g_1(y')$、$g_2(u)$の決定を行う。 ここで決定すべき行列Ｐ、Ｋはそれぞれ2 X 2、2 X 8 の次元を持つ未定行列であり、$g_1(y')$、$g_2(u)$はそれぞれ２次のベクトル関数である。また、これらの行列やベクトル関数に加えて、(4-20)式で定義される2 X 10の次元を持つ未定行列Ｔも決定する必要がある。(4-21)～(4-23)の関係式に注目すると,(4-21)式を用いて未定行列Ｐ、Ｋ、Ｔを決定するならば,(4-22)式と(4-23)式から一意にベクトル関数を決定することができるので、未定行列の決定とベクトル関数の決定を分離することができる。そこでオブザーバーの設計を(4-21)式の関係式を用いて未定行列Ｐ、Ｋ、Ｔの決定から始めることにする。

(4-21)式の行列方程式には合計40個 (=2X2+2X8+2x10)の未定要素が含まれ、一方これらを関係づけている方程式としては合計20本が含まれている。したがって、行列方程式を解くためには、40個の未定要素の内20個の要素の値を適当に定める必要がある。これらの未定要素の内で最も重要な要素は、オブザーバーの収束速度を決定する行列Ｐに関するものである。ここでは、この行列を対角行列として

与え、その対角要素に適当な値を定めることによって希望する収束特性を与えることにする。　以下では行列Ｐの(i,i)の対角要素をｐ$_i$(＜0)と表すことにする。これらの値はオブザーバーで推定しようとしている遅発中性子先行核密度の変化速度を考慮して決定されるべきである。遅発中性子先行核密度の変化の時間挙動は崩壊定数(λ)に主に支配されている。オブザーバーがこの挙動に追従して推定を行うためには、固有値として次の条件を満足する必要がある。

$$|p_1| \gg \lambda_1 \quad 、 \quad |p_2| \gg \lambda_2 \qquad (4-47)$$

以下では、設計の便宜上、固有値ｐ$_i$には具体的な数値を与えず変数の形で表すことにする。これによって形式的には4個の未定要素が決定されたことになり、この結果、行列Ｔあるいは Ｋの要素の16個の要素に対して適当な値を与える必要がある。設計では、以下に述べる理由で、行列Ｔの16個の要素に対して値を与えることにした。行列Ｋの未定要素の数は、上で述べた値を与えなければならない未定要素の数16個と等しく、行列Ｋの要素に値を与えることにしたならば、すべての要素に適当な値を設定しなければならないことになる。　しかし、この値の決定には何の手かがりもなく、大きな自由度が存在する。　これらの値の設定を(4-21)式を満足するように試行錯誤的に行うことは可能であるが、この決定法は効率が悪いと予想される。一方、(4-20)式から分かるように、行列Ｔは状態変数ｘの中からあるものを選択し、これらを合成した仮想的な状態変数(Ｔｘ)をオブザーバーの出力ｚと定義するための変換行列である。状態変数から何を選択し、それらをどのように合成するかにはある程度の自由な選択が許されるが、その選択には行列Ｋの場合と異なりある程度の物理的意味を含ませることが可能である。以上の理由で、残りの16個の未定要素の値の設定には行列Ｔの要素を当てることにした。この設定では、16個の未定要素に対して任意の値を与えてもよいので、設計されたオブザーバーの構造を簡単にするために、可能な限り多くの要素に対して０の値を設定することにした。　次に問題となるのは、行列Ｔの20個の未定要素の中からどの要素を０にするかという問題である。　この決定の手かがりは行列方程式(4-21)の3,4列に関係する方程式にある。観測行列Ｈの3,4列がすべて０の値の要素から構成されており、その結果(4-21)式の右辺の3,4列の値がすべて

０となることに注目すると、(4-21)式の行列方程式の3,4列に関係した方程式には、行列Ｋの要素は関係せず、行列ＰとＴのみの要素が関係する。それらの方程式を整理すると以下のような関係式を得る。

$$\frac{t_{1,1}}{t_{1,3}} = \frac{\lambda_1 + p_1}{\lambda_1} \quad 、 \quad \frac{t_{1,2}}{t_{1,4}} = \frac{\lambda_2 + p_1}{\lambda_2}$$

$$\frac{t_{2,1}}{t_{2,3}} = \frac{\lambda_1 + p_2}{\lambda_1} \quad 、 \quad \frac{t_{2,2}}{t_{2,4}} = \frac{\lambda_2 + p_2}{\lambda_2} \qquad (4-48)$$

上記の関係式は、オブザーバーの固有値の値が与えられるならば行列Ｔの1～4列の要素間の4つの比の値が一意に定まることから、これらの要素の値の選択に際しての一つの条件を示している。この条件式を用いると行列Ｔの1～2列目あるいは3～4列目の4つの要素に値を与えることによって、それぞれの比に関係する一方の要素の値を決定することができる。また、上記の関係式から行列Ｔの要素の値の選択に対して次の条件を得ることができる。

$$t_{i,3} \neq 0 \quad 、 \quad t_{i,4} \neq 0 \quad (i = 1, 2) \qquad (4-49)$$

この物理的意味は自明である。オブザーバー理論は、オブザーバーの出力ｚと観測できる状態変数ｙ'を (4-26)式を用いて合成して、遅発中性子先行核密度を推定しようとするものである。このためにはオブザーバーの出力であるｚ（すなわち、Ｔｘ）には遅発中性子先行核密度の情報が含まれている必要がある。 条件(4-49)は、変換行列Ｔの$t_{i,j}$(i=1,2,j=3,4)の要素は状態変数ｘから遅発中性子先行核密度を抽出する要素であるから、遅発中性子先行核密度の情報を得るためには、この要素の値が０であってはならないことを示している。また条件(4-47)から、(4-48)の条件と$\lambda_1 = \lambda_2$であることを考慮すると、Ｔの要素に関する次の条件を得ることができる。

$$t_{i,1} \neq 0 \quad 、 \quad t_{i,2} \neq 0 \quad 、(i = 1, 2) \qquad (4-50)$$

この条件は、遅発中性子先行核密度を精度良く、速やかに推定するためには、遅

発中性子先行核密度の動的挙動を支配している炉出力を含んだ変数をオブザーバーの出力ｚに含ませて推定すべきであることを意味している。以上の解析から行列Ｔの1～4列の要素を０としてはいけないことが分かったので、残りの行列Ｔの5～10列の合計12個の要素に０を与えることにした。 これによって、値を定める必要があった16個の要素の内12個の要素の値を決定することができたことになり、残された問題は行列Ｔの1～4列の8個の要素の中から4つの要素に対して適当な値を与えることである。 これらの要素の値を、上で述べたように、(4-48)式の4つの関係式を満足するように行列Ｔの1～2列目の要素あるいは3～4列目の要素を適当に与えることで、行列Ｔの残された未定の4個の要素の値も一意に決定することができた。

行列Ｋの要素の値は、上記で決定した構造を持つ行列Ｐ、Ｔに関して(4-21)式の5～8列に関係する方程式を解くことによって、付録4-6に示したように行列Ｔ、Ｐの要素で表すことができる。また、行列Ｔの構造が決定されたことから、(4-22)、(4-23)式からベクトル関数g_1, g_2を付録4-7に示すように与えることができる。

以上の結果から、オブザーバーの設計は、オブザーバーの2個の固有値p_i(i=1, 2)と、行列Ｔの1～2列目の要素あるいは3～4列目の要素の4個に、適当な値を与えることに帰着することができた。実際の設計では、オブザーバーの固有値の絶対値が崩壊定数λの11倍であるように行列Ｐを以下のように設定した。

$$P = \begin{bmatrix} -11\lambda & , & 0 \\ & & \\ 0 & , & -11\lambda \end{bmatrix} \qquad (4-51)$$

(4-48)式にオブザーバーの固有値p_i(=-11λ)を代入し、また設計の対象とした結合炉の各炉心は同一の形状、性質を持つことを考慮すると、行列Ｔの1～4列目の要素の比の値がともに-10となることが計算される。 そこで、この比が満足されるように行列Ｔを以下のように設定した。

$$T = \begin{bmatrix} -2.5 , -2.0 , 0.25 , 0.2 , 0 , \cdots , 0 \\ -2.0 , -2.5 , 0.2 , 0.25 , 0 , \cdots , 0 \end{bmatrix} \qquad (4-52)$$

遅発中性子先行核密度を推定するためには、観測可能な状態変数y'とオブザーバー出力zとを(4-26)式で示すように行列L_1、L_2を用いて合成する必要がある。この合成を行うための行列を(4-27)式を用いて求めると次のような結果が得られた。

$$L_1 = \begin{bmatrix} 11.11 , 8.89 \\ 8.89 , 11.11 \end{bmatrix} \qquad (4-53)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} 1.0 , 0 , \cdots , 0 \\ 0 , 1.0 , \cdots , 0 \end{bmatrix} \qquad (4-54)$$

４－７　ディジタル・シミュレーション

結合炉は全く同一の形状、性質を持つ２つの部分炉心から構成されているものとする。したがって、各炉心の動特性パラメータはそれぞれ等しく、今回の試みでは以下の値を採用した。

β ： ０．０４９　　γ ： ０．０１８

λ ： ０．４４ ／秒　　x^0： ３０ MW

Λ ： ０．０００１ 秒　　a ： ０．００１ ／K

m ： １０．０ ／秒　　α ： １４．０ ／秒

ℓ ： １０．０ K／（MW・秒）

まず最初に、制御を何も受けていない結合炉において、炉心間の干渉が各炉心の状態にどの程度の影響を及ぼすかを調べる。このために、炉心１の制御棒駆動装置のみに図4-4に示すような信号を与えて制御棒を一時的に引き抜き、反応度を加えた場合の各炉心の炉出力の挙動を調べた。その結果を図4-4に示す。

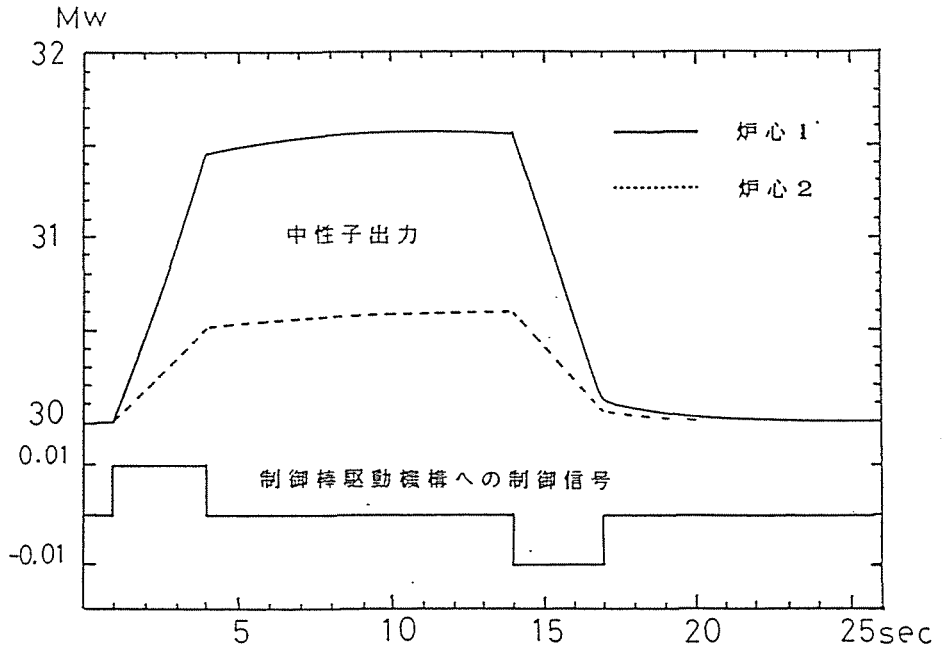


図４－４　炉心１の制御棒駆動機構に図に示した制御信号を加えた場合の各炉心の炉出力

この図から、炉心２は炉心１からの中性子の洩れによる干渉の影響を顕著に受けていることが分かる。

このような結合炉に、設計した非干渉制御系を導入する。ただし、さしあさって、設計されたオブザーバーは用いずに、すべての状態変数は観測できるものとして非干渉制御系の特性を調べることにする。非干渉制御系の入力は各炉心の炉出力に対する要求出力値w_iであり、それぞれの炉出力は対応する入力w_iに追従するように制御されるが、その際には見かけ上他の炉心に影響を与えること無く、また影響を受けることも無く、非干渉的に出力変更が実施される。まず最初の試みとして、非干渉制御系の炉心１に対する入力のみにステップ状の信号を加えた場合の各炉心の炉出力、制御棒によって加えられた反応度、非干渉制御系から制御棒駆動機構へ送られた信号の時間的挙動を図4-5～4-7に示す。

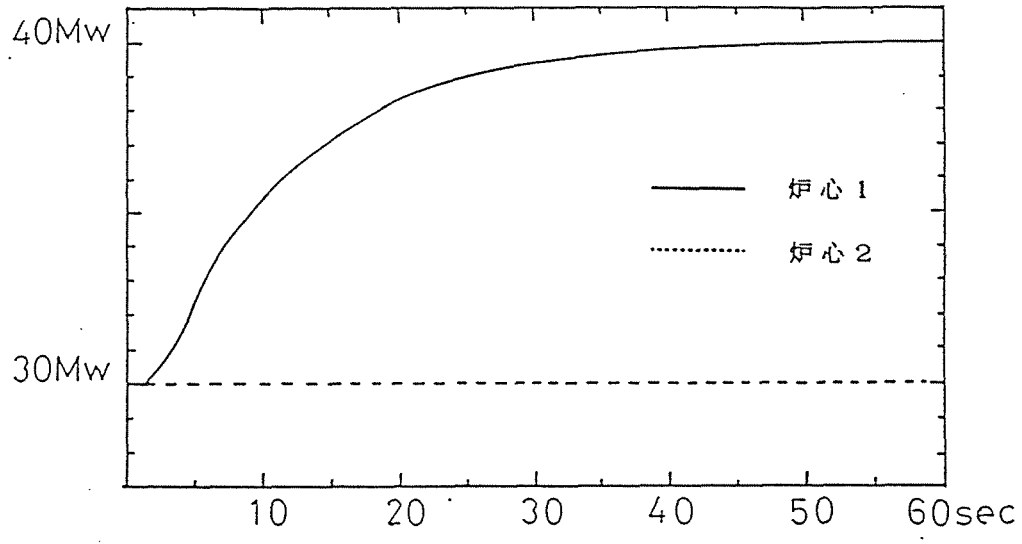


図４－５　非干渉制御系の炉心１に対する入力のみに単位ステップ入力を加えた場合の各炉心の炉出力

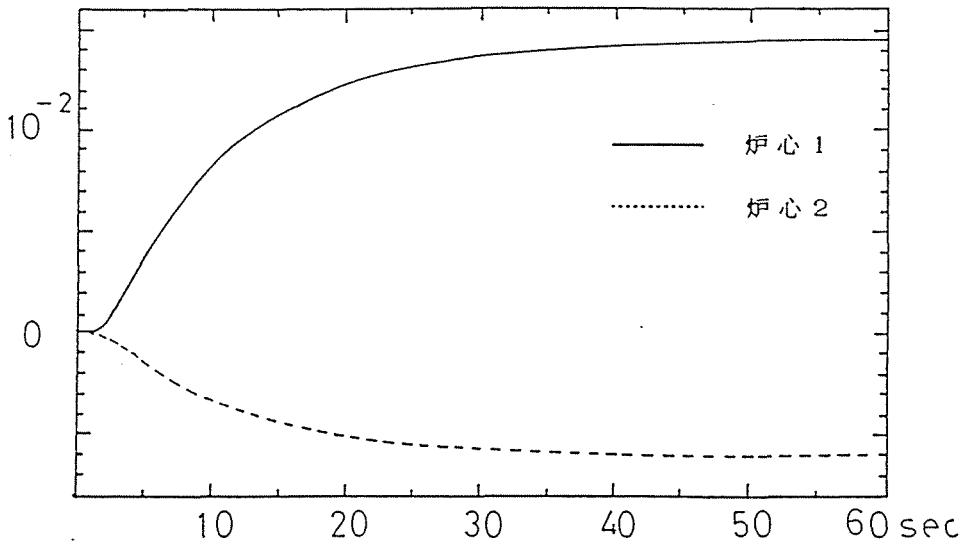


図４－６　非干渉制御系の炉心１に対する入力のみに単位ステップ入力を加えた場合の各炉心の制御棒によって加えられた反応度

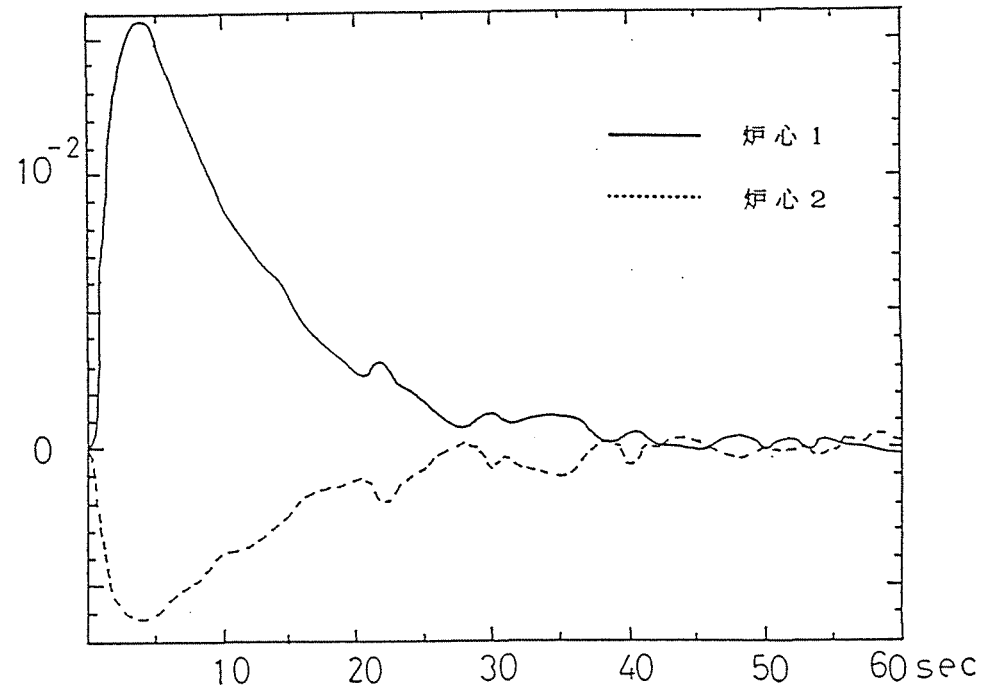


図４－７　非干渉制御系の炉心１に対する入力のみに単位ステップ入力を加えた場合の非干渉制御系から各炉心の制御棒駆動機構へ送られた制御信号

これらの図において、炉心１の炉出力は炉心２に何らの影響も与えることなく出力変更され、非干渉制御が実現されている。各炉心の制御棒によって加えられた反応度の変化を示した図から、このような制御を実現するために、炉心２の制御棒は炉心１の出力増加に伴う炉心１からの中性子の洩れの増加の影響を打ち消すように自動的に挿入されていることが分かる。次の試みとして、非干渉制御系の炉心１の入力にステップ状の入力を加えた後の５秒後に、炉心２の入力にも同様な信号を加えた場合のシミュレーションを行った。 その結果を図4-8～4-10に示す。

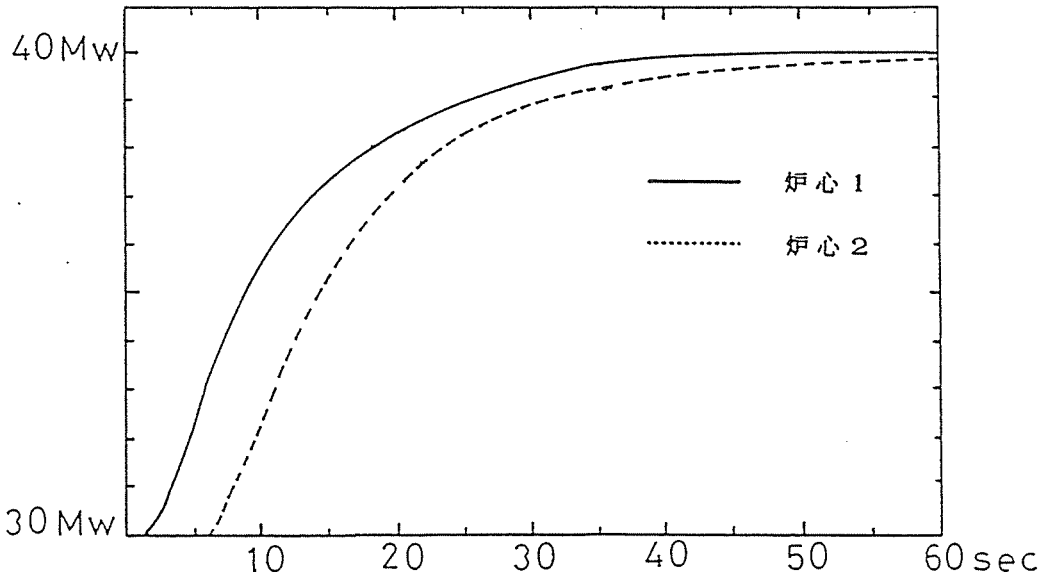


図４－８　非干渉制御系の炉心１に対する入力に単位ステップ入力を加えた後、５秒後に炉心２にも同様なステップ入力を加えた場合の各炉心の炉出力の挙動

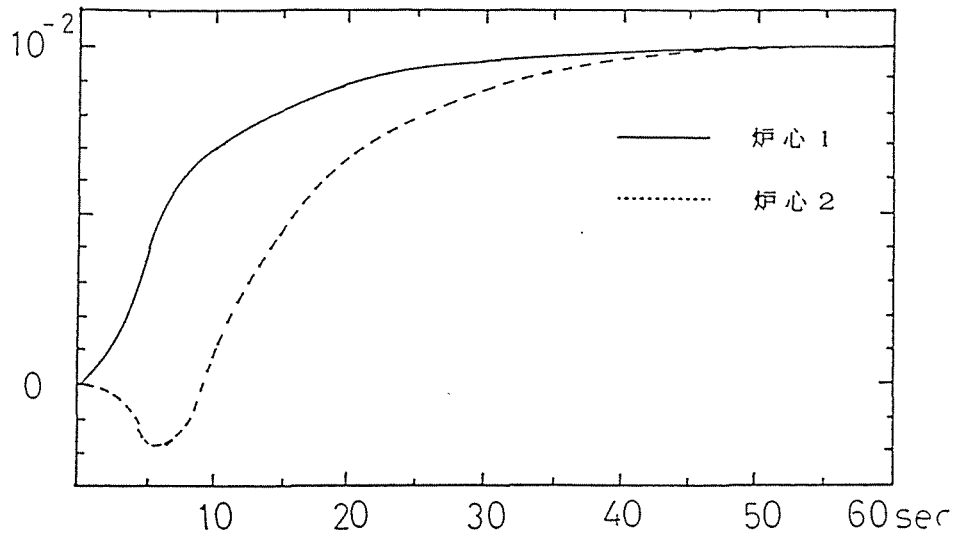


図４－９　非干渉制御系の炉心１に対する入力に単位ステップ入力を加えた後、５秒後に炉心２にも同様なステップ入力を加えた場合の各炉心の制御棒によって加えられた反応度

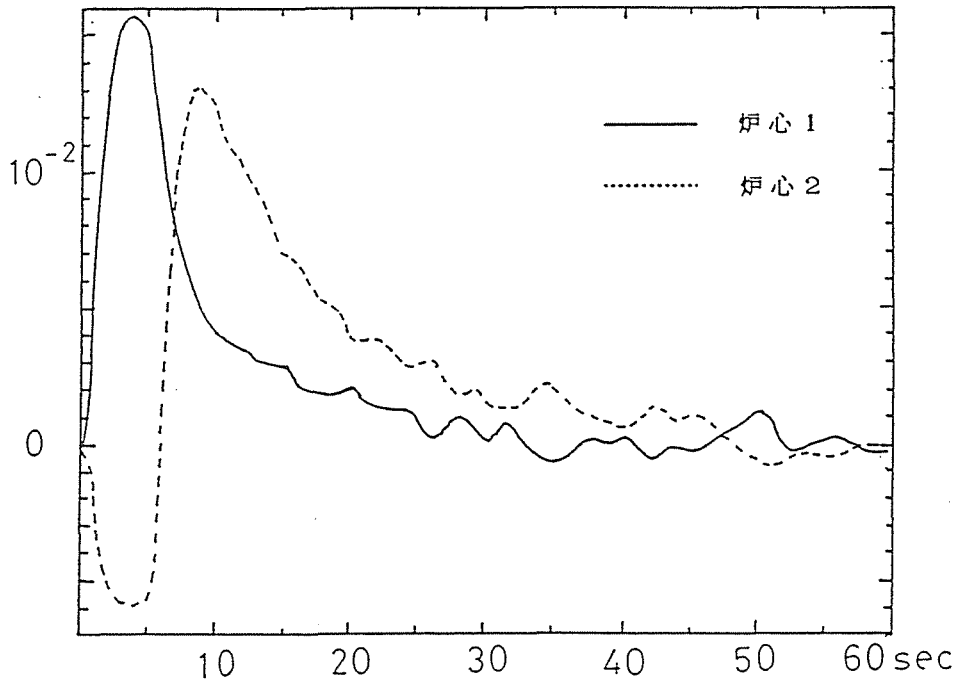


図４－１０　非干渉制御系の炉心１に対する入力に単位ステップ入力を加えた後、５秒後に炉心２にも同様なステップ入力を加えた場合の非干渉制御系から各炉心の制御棒駆動機構へ送られた制御信号

この場合についても同様に非干渉制御が実施されていることが分かる。

非干渉制御は、干渉の影響を打ち消して、あたかも干渉がないかのような制御を実現する制御である。これを実現する制御系には、干渉の影響の打ち消すための微妙なバランスが要求され、精度良い演算が必要とされる。非干渉制御系から制御棒駆動装置に送られる信号ｕは、各炉心の状態量が定常状態になったときには、０に漸近しなければならない。上で示した２つの場合についてそれぞれのｕの挙動を見ると、全体的には各状態量が定常状態に近づくにつれて０に漸近して行くが、局所的にはかなりの変動が見られ、特に０近傍ではその変動が顕著であることに気が付く。この原因は、ｕが非干渉制御系において非常に複雑な演算の結果として０となるために、この演算の過程でまるめの誤差が生じているためと考えられる。これらの変動が比較的小さい場合には、炉出力における影響は今回の場合のように無視できるが、大きくなると炉出力にもその影響が現れ、その結果として非干渉制御系はそれを打ち消すための制御を行い、それがまた炉出力に変動をもたらすような過程が繰り返し、遂には大きな変動を生じさせる可能性がある。

上に示した結果はディジタル・シミュレーションの結果であり、非干渉制御系におけるｕの値の計算はディジタル計算機を用いて行った。しかし、今回設計した非干渉制御系は実際にはアナログ系であり、この制御を実施する場合にはアナログ制御系で行わなければならない。一般に、アナログ系はディジタル計算機ほどには精度よく演算を行うことができないと言われている。上記において、演算精度の優れたディジタル計算機であっても、演算精度が有限であるために、非干渉制御系の出力ｕにまるめの誤差による変動が発生し、この変動が大きい場合には非干渉制御に大きな振動をもたらす可能性のあることを示唆した。アナログ制御系による非干渉制御の実施にあたっては、アナログ制御系の演算精度が重要な問題であると考えられる。

これまでのシミュレーションでは、すべての状態量が観測できるものとしたが、実際には炉心１、２の遅発中性子先行核密度を観測することができない。これらの状態量を観測するために4章4節で設計したオブザーバーを導入する。オブザーバーは初期値として与えた観測すべき状態量の予測値から出発して、ある収れん特性を持って真の値に漸近する。図4-11に炉心１、２の遅発中性子先行核密度の

それぞれに対して図に示したような３種の異なる初期値を与えた場合のオブザーバーの収れん特性を示す。図から分かるように、オブザーバーのいずれの初期値においても１秒以内で観測すべき状態量の値に収れんすることができた。

オブザーバーを導入した場合についてもう一度上記と同じ条件で非干渉制御の試みを行うと、図4-5～4-10に示された挙動と全く一致する結果が得られた。

以上のディジタル・シミュレーションの結果から、非線形方程式で記述された動特性方程式を持つ結合炉を、オブザーバーを含んだ非線形状態フィードバック制御によって非干渉制御ができることが確かめられた。

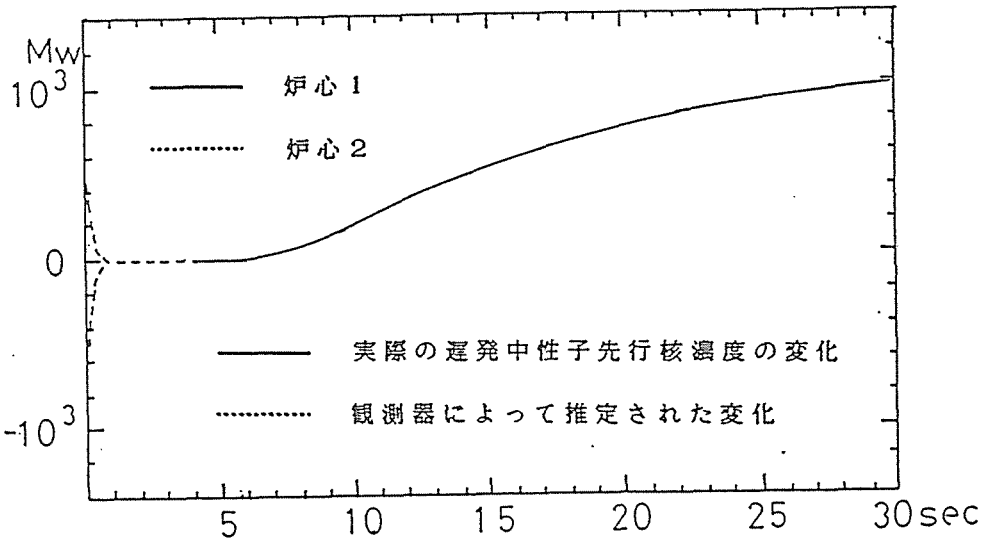


図４－１１　オブザーバーの状態推定の収束特性（推定を図に示したような３通りの初期条件について行った。）

４－８　まとめ

本章では、結合炉の炉出力を大幅に変更する際に、これを非干渉的に変更する試みを行った。このような大幅な出力変更を扱う場合には、原子炉の動特性方程式には、反応度フィードバックなどに関係して現れる非線形性を陽に含める必要がある。本章では、このような非線形動特性方程式で表された結合炉の非干渉制御系の設計に、SCHOENANらによって報告された非干渉制御理論を適用した。設計では、まず与えられた結合炉において非干渉制御が可能であることを示した。ついで、各炉心の出力変更を希望する応答特性で実施可能にする非干渉制御系の設計を行った。設計された制御系の安定性の解析では、物理的な考察を通して、設計された制御系が結合炉を安定に非干渉制御できることを示すことができた。

設計に適用した理論は状態フィードバック制御を前提とした手法であった。すなわち、この理論はすべての状態変数の情報を直接的な観測手段で入手できることを前提としている。しかし、原子炉では遅発中性子先行核密度のような直接的な計測手段では観測できない状態量が存在するために、状態フィードバック制御を直接適用することができない。本章ではこのような問題に対処するために、遅発中性子先行核密度をオブザーバーを用いて推定し、これを状態フィードバック制御において状態変数として用いることを試みた。非線形動特性方程式で表された結合炉に対してオブザーバーを設計するために、非線形系を対象にしたオブザーバー理論を適用した。オブザーバーの設計では、各炉心の遅発中性子先行核密度以外のすべての状態変数は観測できるものとした。設計から、入手可能な状態変数の情報から遅発中性子先行核密度を推定することが可能であることが示され、オブザーバーは２次の動的システムであることが分かった。オブザーバーの設計では決定すべき未定変数がこれらを関係づけている方程式の数よりも多く、それらの決定には大きな自由度が許されている。このため、それらの適切な決定には試行錯誤的な過程が必要とするため、設計上の負担となっている。今回の設計では、物理的あるいは工学的考察の下で試行錯誤的な設計手順を踏むことなく、希望の特性を持つオブザーバーを設計することができた。

ディジタル・シミュレーションの結果から、非干渉的に、しかも希望の過渡特性で、炉出力を大幅に変更できることが確かめられた。また、オブザーバーは、

炉出力の急激な過渡変化においても、遅発中性子先行核密度の変化に十分に追従して推定可能であることが確かめられた。

ディジタル・シミュレーションの結果は、制御系の演算精度が重要であることを示唆している。非干渉制御は状態間の干渉の影響を打ち消して、干渉があたかも存在しないかのように制御を行う。このために、非干渉制御系では微妙なバランスを必要とする演算が必要とされるために、高い演算精度が要求される。シミュレーションでは、非干渉制御系で必要な演算を、演算精度が優れているディジタル計算機を用いて行った。しかし、ディジタル計算機といえども、演算精度が有限であるために、非干渉制御系の出力にまるめの誤差による変動が生じた。実際の制御では、設計された非干渉制御はアナログ制御系を用いて行われる。しかし、アナログ制御系はディジタル計算機ほど、高い演算精度を有してはおらず、非干渉制御の実施の際の問題となることが考えられる。

筆者は非干渉制御と制御系の精度に関係して、以下のような非干渉制御の試みに失敗した経験を持つ。本章で述べた非干渉制御の試みの後に、結合炉の動特性をより詳細に記述した結合モデルを用いた非干渉制御の試みを行った。このモデルでは、①制御棒によって加えられた反応度の挿入位置による依存性を一群摂動理論から求められる反応度曲線を用いて考慮し、②領域間の中性子の洩れによる干渉の度合いを表す結合係数として、それぞれの領域の中性子密度分布の依存性を考慮した結合係数を採用した。このモデルでは、炉心温度に基づく反応度フィードバック係数は負であり、また結合係数は炉心間の中性子密度分布に応じて変化するが、中性子密度分布に大きな偏りのある場合にはこれをなるべく平坦な分布になるような方向に値が変化する。このため、本章で扱った結合炉モデルに比べて、炉出力変化に対してより安定であると判断される。このモデルに対して本章で用いた非干渉制御理論を適用して、非干渉制御が可能であることを確かめ、非干渉化された炉出力に対して希望する過渡応答特性を与える非干渉制御系を設計した。設計された非干渉制御系は、必然的に本章の制御系に比べて高度の非線形を含んだ複雑な演算を要求する。この制御系を用いてディジタル・シミュレーションを行うと、まるめの誤差が蓄積し増幅されて、遂には発散までに至る現象が観測された。また、ディジタル・シミュレーションの時間刻みを小さくして演算精度を高めると、時間刻が小さくなるに従ってまるめの誤差に起因する発散が

遅延して現れてくる傾向が見られた。しかし、まるめの誤差の影響が無視できる程に時間刻みを小さくしてシミュレーションすることは、許されている計算処理時間内で計算を完了することができず、非干渉制御が成功したかどうかを判断することができなかった。このようなことから、複雑な演算を必要とする非干渉制御は演算誤差に対して非常に敏感な影響を受け、高い演算精度が必要とされることが分かった。

この問題に関連して、設計の対象とする系の数学モデルの精度の問題について考えることにする。数学モデルには系の動特性を正確に記述することが要求される。正確さのみを要求した数学モデルの導出では、往々にして非常に多くの変数を必要とする極めて複雑なモデルが導かれる結果となる。しかし、このようなモデルは制御系の設計が困難であったり、用いた数学モデルの複雑さに比例した、工学的には実現できないような複雑な制御系を要求する可能性がある。したがって数学モデルには、精度の要求をある程度満たし、しかもなるべく簡単な構造のモデルであることが望ましい。すなわち設計に用いる数学モデルは、精度と簡単さの相反する要求を勘案し、適当な妥協の結果によって得られた近似化モデルであることになる。しかし、このようなモデルは系の特性を大局的に捉えることが可能であるとしても、挙動のすべてが定量的に完全に一致することを保証しないであろうと予想される。このような数学モデルに内在する不正確性は、上記に述べた制御系の演算精度が有限であることに由来した変動現象と同様な問題を引き起こす可能性があると考えられる。

非干渉制御には高い演算精度が必要であり、数学モデルにもそれに対応した正確さが要求される。しかし、これらの要求は、現代の高度に発展した工学的技術や制御工学をもってしてもかなり困難であることも指摘しなければならない。

筆者は、上記に述べた経験から、非干渉制御を現実的な意味で実現するためには、厳密さをある程度損なうとしても、近似的な数学モデルを用いて設計可能であり、簡単な構造を持つために工学的に適用が容易であり、また近似的な意味での非干渉制御を実現させるような非干渉制御系を設計できる設計手法の開発が必要であることを感じた。以下の章に述べる近似的な非干渉制御の試みは、上記の非線形非干渉制御の試みの考察と反省から生まれたものである。

第 4 章の参考文献

[1] P.L. FALB and W. A. WOLOVICH : "Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control Systems", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-12, No.6, Dec, 1967, pp.651-659

[2] E.G. GILBERT : "The Dcoupling of Multivariable Systems by State Feedback", SIAM J. Contr., Vol.7, No.1, Feb., 1969, pp.50-63

[3] S. NAZAR and Z. V. REKASIUS : "Decoupling of Nonlinear System", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-16, June, 1971, pp.258- 260

[4] S. N. SINGH and W. J.RUGH : "Decoupling in a Class of Nonlinear System by State Variable Feedback", J. Dyna. Sys. Measur. & Contr., Vol. , No. , Dec., 1972, pp.323-329

[5] H. TOKUMARU : "Non-Interacting Control og Non-Linear Multivariable Systems", Int. J. Contr., Vol.16, No.5, 1972, pp.945-958

[6] G. J. SCHOENAU and D. E. LIMBERT : "Decoupling Certain Classes of Nonlinear Systems by Nonlinear State Feedback", Pre. Prints Tech Papers Joint Automat. Contr. Conf. Am. Automat. Contr. Counc., 140, 1973, pp.65-71

[7] P. K. SINHA : "State Feedback Decoupling of Nonlinear Systems", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC- , No. , June, 1977, pp.487-489

[8] C.-W. LI and Y.-K. FENG: "Decoupling Theory of General Multivaiable Analytic Non-Linear Systems", Int. J. Contr., Vol.45, No.4, 1987, pp.1147-1160

[9] D. G. LUENBERGER : "Observers for Multivariable Systems", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-11, No.2, April, 1964, pp.190-197

[10] J. D. FERGUSON and Z. V. REKASIUS : "Optimal Linear Control Systems with Incomplete State Measurements", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-14, No.2, April, 1969, pp.135-140

[11] F.E. THAU : "Observing the State of Non-Linear Dynamic Systems", Int. J. Contr. Vol.17, No.3, 1973, pp.471-479

[12] M. TSUJI and Y. OGAWA : "Decoupling Control of Nonlinear Coupled Core Reactor", J. Nucl. Sci. Technol. Vol.14, No.12, 1977, pp.859-868

[13] 辻雅司、小川雄一 : "非線形非干渉制御理論による結合炉の制御", 北海道大学工学部研究報告、第８６号、昭和５３年、pp.33-43

[14] M. PODOWSKI : "Asymptotic Stability of Coupled-Core Reactor with Arbitrary Reactivity Feedback and No Coupling Time Lag", Nucl. Sci. Eng. Vol.72, 1979, pp.256-261

[15] M. PODOWSKI: "Stability Analysis for Intergro-Differential Coupled-Core Reactor Models",

[16] 須田信英 : "原子炉の動特性と制御"、同文書院、昭和４４年、PP.247-269

[17] 有本卓 : "カルマン・フィルター"、システム サイエンス シリーズ、産業図書、昭和５２年

[18] 伊藤正美、木村英紀、他 : "線形制御系の設計理論",社団法人 計測自動制御学会、昭和５３年

[19] 市川邦彦 : "制御理論" 、数理工学１、学献社、昭和５９年

第４章の付 録

以下の付録の各項に示した式を簡潔に表すために次の変数を定義する。

$$S_i = \frac{-\gamma_{ii}-\beta_i}{\Lambda_i} - \frac{a_i}{\Lambda_i} x_{i+4} + \frac{b_i}{\Lambda_i} x_{i+6} \quad , \quad i = 1 , 2$$

付録４－１　結合炉の非線形動特性方程式(4-33),(4-34)中のａ（ｘ），Ｂ（ｘ），ｃ（ｘ）

$$a(x) = \begin{pmatrix} S_1 x_1 + \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_2} x_2 + \lambda_1 x_3 - \frac{a_1 x_1^{\circ}}{\Lambda_1} x_5 + \frac{b_1 x_1^{\circ}}{\Lambda_1} x_7 \\ S_2 x_2 + \frac{\gamma_{12}}{\Lambda_1} x_1 + \lambda_2 x_4 - \frac{a_2 x_2^{\circ}}{\Lambda_2} x_6 + \frac{b_2 x_2^{\circ}}{\Lambda_2} x_8 \\ \frac{\beta_1}{\Lambda_1} x_1 - \lambda_1 x_3 \\ \frac{\beta_2}{\Lambda_2} x_2 - \lambda_2 x_4 \\ \ell_1 x_1 - m_1 x_5 \\ \ell_2 x_2 - m_2 x_6 \\ x_9 \\ x_{10} \\ -\alpha_1 x_9 \\ -\alpha_2 x_{10} \end{pmatrix}$$

$$B(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$C(x) = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$$

付録4－2　$a^*(x)$ の計算結果

$a^*(x)$ はつぎのように計算される。

$$a^*(x) = \begin{bmatrix} \nabla\ddot{x}_1 a(x) \\ \nabla\ddot{x}_2 a(x) \end{bmatrix}$$

ただし、ベクトル $\nabla\ddot{x}_i$ はつぎのように与えられる。

$$\left(\nabla\ddot{x}_i\right)^T = \left[d_1^i,\ d_2^i,\ \cdots,\ d_{10}^i\right]$$

ここで、d_j^i (i=1,2 , j=1,2,…,10)は以下のように求められる。

$$d_1^1 = S_1^2 + \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\Lambda_1\Lambda_2} + \frac{\lambda_1\beta_1}{\Lambda_1} - \frac{a_1 x_1^o \ell_1}{\Lambda_1} - \frac{2a_1\ell_1}{\Lambda_1} x_1 + \frac{a_1 m_1}{\Lambda_1} x_5 + \frac{b_1}{\Lambda_1} x_9 \quad 、$$

$$d_2^1 = \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_2}(S_1+S_2) 、 \qquad d_3^1 = \lambda_1(S_1-\lambda_1) 、 \qquad d_4^1 = \frac{\lambda_2\gamma_{21}}{\Lambda_2} 、$$

$$d_5^1 = -\frac{a_1}{\Lambda_1}\{\dot{x}_1 + (x_1^o+x_1)(S_1-m_1)\} 、 \qquad d_6^1 = -\frac{a_2\gamma_{21}}{\Lambda_2^2}(x_2^o+x_2) 、$$

$$d_7^1 = \frac{b_1}{\Lambda_1}\{\dot{x}_1 + (x_1^o+x_1)S_1\} 、 \qquad d_8^1 = \frac{b_2\gamma_{21}}{\Lambda_2^2}(x_2^o+x_2) 、$$

$$d_9^1 = \frac{b_1}{\Lambda_1}(x_1^o+x_1) 、 \qquad d_{10}^1 = 0$$

$$d_1^2 = \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_1}(S_1+S_2) 、$$

$$d_2^2 = S_2^2 + \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\Lambda_1\Lambda_2} + \frac{\lambda_2\beta_2}{\Lambda_2} + \frac{a_2 x_2^o \ell_2}{\Lambda_2} - \frac{2a_2\ell_2}{\Lambda_2} x_2 + \frac{a_2 m_2}{\Lambda_2} x_6 + \frac{b_2}{\Lambda_2} x_{10}$$

$$d_3^2 = \frac{\lambda_1 \gamma_{12}}{\Lambda_1} 、 \quad d_4^2 = \lambda_2 (S_2 - \lambda_2) 、 \quad d_5^2 = - \frac{a_1 \gamma_{12}}{\Lambda_1^2} (x_1^\circ + x_1) 、$$

$$d_6^2 = - \frac{a_2}{\Lambda_2} \{ \dot{x}_2 + (x_2^\circ + x_2)(S_2 - m_2) \} 、 \quad d_7^2 = \frac{b_1 \gamma_{12}}{\Lambda_1^2} (x_1^\circ + x_1) 、$$

$$d_8^2 = \frac{b_2}{\Lambda_2} \{ \dot{x}_2 + (x_2^\circ + x_2) S_2 \} 、 \quad d_9^2 = 0 、 \quad d_{10}^2 = \frac{b_2}{\Lambda_2} (x_2^\circ + x_2)$$

付録4－3　$\dot{x}_i$の計算

x_i(i=1,2)の一次の時間導関数を以下のように計算する。

$$\dot{x}_i = a_i (x) \qquad i = 1, 2$$

ここで、$a_i (x)$ はa (x) のi番目の要素とする。

付録4－4　$\ddot{x}_i$の計算

x_i(i=1,2)の二次の時間導関数を以下のように計算する。

$$\ddot{x}_i = \nabla \dot{x}_i \, a (x)$$

ただし、

$$\nabla \dot{x}_1 = \left| S_1 、 \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_1} 、 \lambda_1 、 0 、 - \frac{a_1}{\Lambda_1} (x_1^\circ + x_1) 、 0 、 \frac{b_1}{\Lambda_1} (x_1^\circ + x_1) 、 0 、 0 、 0 \right|$$

$$\nabla \dot{x}_2 = \left| \frac{\gamma_{12}}{\Lambda_2} 、 S_2 、 0 、 \lambda_2 、 0 、 - \frac{a_2}{\Lambda_2} (x_2^\circ + x_2) 、 0 、 \frac{b_2}{\Lambda_2} (x_2^\circ + x_2) 、 0 、 0 \right|$$

付録4－5　観測器を設計する際に用いた結合炉の動特性方程式（4-17）式の各成分

$$A =$$

$$\begin{pmatrix}
\frac{-\gamma_{11}-\beta_1}{\Lambda_1} & \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_2} & \lambda_1 & 0 & -\frac{a_1 x_1^{\circ}}{\Lambda_1} & 0 & \frac{b_1 x_1^{\circ}}{\Lambda_1} & 0 & 0 & 0 \\
\frac{\gamma_{12}}{\Lambda_1} & \frac{-\gamma_{22}-\beta_2}{\Lambda_2} & 0 & \lambda_2 & 0 & -\frac{a_2 x_2^{\circ}}{\Lambda_2} & 0 & \frac{b_2 x_2^{\circ}}{\Lambda_2} & 0 & 0 \\
\frac{\beta_1}{\Lambda_1} & 0 & -\lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \frac{\beta_2}{\Lambda_2} & 0 & -\lambda_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\ell_1 & 0 & 0 & 0 & -m_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \ell_2 & 0 & 0 & 0 & -m_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha_1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha_2
\end{pmatrix}$$

$$f_1(y')^T = [\, X_1 x_1 、 X_2 x_2 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 \,]$$

$$f_2(u)^T = [\, 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 u_1 、 u_2 \,]$$

ただし、

$$X_i = -\frac{a_i}{\Lambda_i} x_{i+4} + \frac{b_i}{\Lambda_i} x_{i+6} \quad , \quad i = 1 , 2$$

付録4－6　K行列の各要素は以下のように与えられる。

$$k_{1,1} = \frac{-\gamma_{11}-\beta_1}{\Lambda_1} t_{1,1} + \frac{\gamma_{12}}{\Lambda_1} t_{1,2} + \frac{\beta_1}{\Lambda_1} t_{1,3} - p_1 t_{1,1}$$

$$k_{1,2} = \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_2} t_{1,1} + \frac{-\gamma_{22}-\beta_2}{\Lambda_2} t_{1,2} + \frac{\beta_2}{\Lambda_2} t_{1,4} - p_1 t_{1,2}$$

$$k_{1,3} = -\frac{a_1 x_1^\circ}{\Lambda_1} t_{1,1} \quad 、 \quad k_{1,4} = -\frac{a_2 x_2^\circ}{\Lambda_2} t_{1,2}$$

$$k_{1,5} = -\frac{b_1 x_1^\circ}{\Lambda_1} t_{1,1} \quad 、 \quad k_{1,6} = -\frac{b_2 x_2^\circ}{\Lambda_2} t_{1,2}$$

$$k_{1,7} = 0 \quad 、 \quad k_{1,8} = 0$$

$$k_{2,1} = \frac{-\gamma_{11}-\beta_1}{\Lambda_1} t_{2,1} + \frac{\gamma_{12}}{\Lambda_1} t_{2,2} + \frac{\beta_1}{\Lambda_1} t_{2,3} - p_2 t_{2,1}$$

$$k_{2,2} = \frac{\gamma_{21}}{\Lambda_2} t_{2,1} + \frac{-\gamma_{22}-\beta_2}{\Lambda_2} t_{2,2} + \frac{\beta_2}{\Lambda_2} t_{2,4} - p_2 t_{2,2}$$

$$k_{2,3} = -\frac{a_1 x_1^\circ}{\Lambda_1} t_{2,1} \quad 、 \quad k_{2,4} = -\frac{a_2 x_2^\circ}{\Lambda_2} t_{2,2}$$

$$k_{2,5} = -\frac{b_1 x_1^\circ}{\Lambda_1} t_{2,1} \quad 、 \quad k_{2,6} = -\frac{b_2 x_2^\circ}{\Lambda_2} t_{2,2}$$

$$k_{2,7} = 0 \quad 、 \quad k_{2,8} = 0$$

ただし、p_1、p_2はオブザーバーの固有値

付録4－7　ベクトル関数$g_1(y')$、$g_2(u)$

$$g_1(y') = \begin{pmatrix} S_1 x_1 t_{1,1} + S_2 x_2 t_{1,2} \\ S_1 x_1 t_{2,1} + S_2 x_2 t_{2,2} \end{pmatrix}$$

$$g_2(u) = 0$$

第5章　結合炉の近似的な非干渉制御

5－1　序　論

本章では、結合炉の炉出力調整制御に対して近似的な意味での非干渉制御の試みを行う[5],[6]。この試みを通して、非干渉制御系の設計に近似的な考え方を合理的に導入するならば、比較的簡単な構造の非干渉制御系を設計することができ、しかも、非干渉制御理論から設計された制御系とほぼ同等の特性をもつ非干渉制御が実現できることを示す。

以下では、設計法の紹介や具体的な設計に入る前に、このような近似的な非干渉制御法が必要とされる背景や、設計に近似の導入が必要であるとの考えに至った経緯について述べることにする。

状態フィードバック制御法は、すべての状態変数の情報を必要とするために、原子力発電プラントのような複雑で大規模な工学系の制御への適用が困難である場合が多い。これまでに、状態変数の一部に直接的な方法では観測できない状態変数が含まれる場合には、オブザーバーを組み込んだ状態フィードバック制御や、動的補償器による出力フィードバック制御法を用いることで対処できることを示した。しかし、このような試みもまた、以下に述べる理由から、大規模工学系に適用した場合には状態フィードバック制御法と同様な困難性に遭遇すると予想される。これまでの試みから、動的要素を含んだ出力フィードバック制御では、制御に用いる状態変数の数が少なくなるほど、また、オブザーバーの場合では、オブザーバーによって推定しなければならない状態変数の数が多くなるほど、多数の動的要素が必要となることを見てきた。前章では、動的システムの演算素子の演算精度が有限であるために、動的補償器の構造の複雑性に比例して演算誤差が蓄積され、このことが原因して非干渉性や制御性が損なわれる可能性があることも指摘した。したがって、動的要素を必要とする補償が不可欠な場合には、制御系に含まれる動的要素の数を必要最小限にとどめるようにするべきである。しかし、一方で、動的補償器の数の減少は、数多くの状態変数を観測しなければならないという事態を招くことになる。

このような困難は、出力フィードバック制御や、あるいは必要な場合には、低

次の動的補償器を組み合わせた出力フィードバック制御[8],[9]が可能であるならば回避できる。これまでに、線形出力フィードバック補償による非干渉制御理論[10],[11],[12]のいくつかが発表されている。出力フィードバック補償によって非干渉制御が可能であるための条件は、一般的に言って、与えられた系の状態変数の数が多いほど、また、フィードバック補償に用いる状態変数の数が少ないほど、満足されることが難しい。そこで、出力フィードバック補償による非干渉制御が困難である原因について考えてみることにする。非干渉制御理論の設計目標は、補償した系の周波数伝達関数行列をすべての周波数領域にわたって対角化することである。フィードバック構造に大きな制約を持つ出力フィードバック補償によっては、このように厳しい非干渉化の条件を満足することが非常に困難であることを容易に理解できる。筆者は、以下に述べる制御設計に用いる数学モデルに対する考察から、制御設計のみにこのような厳密さを要求することは適当ではないと考えた。

大規模工学系に対する状態フィードバック制御法の適用を困難にしている問題は、制御の対象とする系の動特性を記述する数学モデルと強い関連性がある。すなわち、状態フィードバック制御法では、数学モデルに含まれる状態変数の数が多いほど、多くの状態変数の情報入手する必要があり、上で述べたような問題を引き起こす。したがって、設計された制御系の工学的な実現可能性を考えるならば、設計に用いる数学モデルは制御の目的に叶う程度の精度を保ち、加えて低次元のモデルであることが要求される[13]。この相矛盾する条件を満足するような数学モデルを導くモデリング問題は、制御理論上の重要なテーマでもある。従来の方法は、物理的あるいは工学的考察を積み重ねと、適切な近似を進めて行くことによって、簡略化モデルを導くものである。この方法は、設計者の物理的、工学的知識をよりどころとした方法であり、適切な簡略化モデルを導くことはかなり難しい仕事となる。この方法に対して、物理的な諸法則を積み重ねて高次の詳細モデルをまず構築し、これに対してある評価基準を満足するようにシスティマテックに簡易モデルを導く方法[14],・・・,[23]がいくつか提案されている。しかし、従来の方法やシスティマテックな方法はそれぞれに導出過程が異なるにしても、モデル導出における基本的な考え方は同じである。すなわち、モデル導出の第一目標は、系の動特性を支配する特性を、制御の対象とする時間領域や周波数

領域内で、適当な規模のモデルで、また制御目的に叶う程度の精度で、表現することにある。このような数学モデルの導出にはある程度の近似過程が組み込まれることになり、これが原因して、実際の系の特性と簡略化モデルで表現された特性にある程度の差異が生じると考えられる。このことを周波数特性で見るならば、実際の系と数学モデルの特性は、制御の対象とする時間領域に対応する周波数領域内での特性の一致は良いが、それ以外の領域では定性的な一致はあるものの定量的な一致を期待できないと予想される。

以上の考察から、理論的には非干渉制御を実現するように設計された補償系であっても、数学モデルに含まれる誤差のために、与えられた系をすべての周波数領域にわたって非干渉化を実現することは実際には困難であることが分かる。設計のみに厳密さを要求することは、設計可能性の条件を厳しくし、設計可能であっても、設計された補償器に無駄な複雑性を要求することになる。非干渉制御の定義を上で述べたような厳密な条件から現実に合うように緩和することによって、より現実的な非干渉制御系の設計を容易にすると考えられる。すなわち、数学モデルに含まれる近似の程度に応じて適当な近似を導入することによって、出力フィードバック補償であっても、緩和された条件を満足するような非干渉制御が可能であると考えられる。制御設計の目的は、制御の対象としている時間領域、あるいは周波数領域での特性を巧みに利用し、この特性を更に増幅させることによって、補償した系に希望の特性を実現することである。設計では、このような点に留意して、特性の不一致が制御の結果に大きな影響を及ぼすことがないように行うならば、多くの近似化過程を経て導かれた数学モデルを採用しても、制御には実用上問題はないと考えられる。

本章では、結合炉の各炉心の出力調整のための制御に、上で述べたような近似的な考え方を取り入れた非干渉制御の適用を試み、近似的ではあるが厳密な非干渉制御理論によるものと比べ設計が容易であり、簡便な補償系から構成される非干渉制御が実用に十分に耐えうる非干渉性を与えることができることを示す。提案した近似的な非干渉制御系は、非干渉化の対象となる出力のみの情報を直接帰還させる直接出力フィードバック補償系と、簡単な構造を持つ前置動的補償器とから構成される。出力のみによるフィードバック補償であるので、すべての状態変数を観測することに伴う問題を避けることができる。近似的な非干渉制御系の

構造から明らかのように、非干渉制御系の設計問題は動的補償器の設計にある。本章では、動的補償器の設計には、Rosenbrockらによって開発された逆ナイキスト配列法[1],[2],[3]を構成している基本的な設計手法の一つである疑似対角法と、Cookによって提案された方法[4]に筆者らが近似の考えをさらに押し進めて改良を加えた近似的モデル・フォロイング法[6],[7]のそれぞれ適用し、設計やシミュレーションを通して、それらの方法の特徴や有効性を明らかにする。また、これまでの非干渉制御理論を適用した試みとの比較検討を行う。

５－２　近似的な非干渉制御系の設計法

近似的な非干渉制御系を設計するための２つの設計手法を紹介する。その一つはRosenbrockの提案した疑似対角化法[1],[2]であり、一方はCookのモデル・フォロイング法[4]である。

以下では、次の記法を用いて議論を進めることにする。任意の周波数伝達関数行列Ｚ(ｓ)において、その(i,j)要素を$z_{ij}(s)$、その逆数を$z_{ij}^{-1}(s)$と表す。また行列Ｚ(ｓ)の逆行列を$\hat{Z}(s)$で、その(i,j)要素を$\hat{z}_{ij}(s)$と表すことにする。

非干渉制御系は図5-1に示すように前置補償器と線形の出力フィードバック補償系から構成される。制御の対象とした系の周波数伝達関数行列をＥ(ｓ)、前置補償器のそれをＫ(ｓ)と表すことにする。線形出力フィードバック補償系を行列Ｆで表す。制御対象の系の出力数をｋ個とし、入力数をｍ（≧ｋ）とする。また、動的補償器の出力数をｍ個とし、入力数をｎとする。したがって、周波数伝達関数行列Ｅ(ｓ)とＫ(ｓ)の次元はそれぞれｋ×ｍとｍ×ｎであり、フィードバック行列Ｆの次元はｎ×ｋとなる。

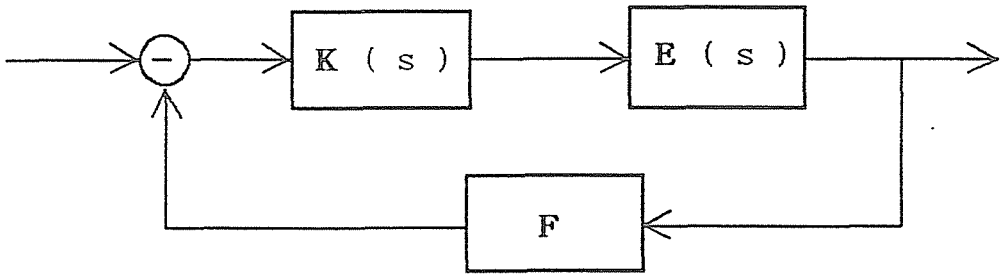


図５－１　動的補償器と出力フィードバック補償系で制御された系（Ｅ(ｓ)：制御の対象の系、Ｋ(ｓ)：前置動的補償器、Ｆ：出力フィードバック補償系）

５－２－１　疑似対角化法

疑似対角化法は、Rosenbrock によって提案された逆ナイキスト配列法(Inverse Nyquist Array Method)[1] を構成している基本的な設計方法の一つである。逆ナイキスト配列法は、周波数領域での設計方法であり、一入力一出力系の古典的な周波数領域での設計手法を多入力多出力系へ拡張したものと考えることができる。

逆ナイキスト配列法の設計法は、開ループ周波数伝達関数行列の逆行列に関して設計を展開するところに特徴を持つ。この方法では、制御対象の系の入出力間の周波数伝達関数逆行列を、注目している周波数領域内で対角成分が非対角成分の寄与に比べて常に支配的(対角優勢)になるように補償する。このような補償を前置補償器で実現することとし、これを疑似対角化法を用いて設計する。このような補償によって対角優勢となった系に対して、一入力一出力系における周波数領域での古典的な設計手法と同様な方法を用いて、系の安定性や希望の応答特性を与えるためのフィードバック補償系の設計を行う。疑似対角化法は対角優勢性を改善することを目的としたものであり、非干渉制御を直接の目的とした設計法ではない。本章では、疑似対角化法によって対角優勢性が大幅に改善されるならば近似的な意味における非干渉化が実現されるのではないかと考え、この手法を近似的な非干渉制御系の設計に用いることにした。

疑似対角化の設計では、制御対象の系、および動的補償器の入出力数の関係がｋ＝ｍ＝ｎの場合のみに限定される。図5-1に示された制御系で補償された系の閉ループ周波数伝達関数行列の逆行列$\hat{A}(S)$は次のように表される。

$$\hat{A}(S) = F + \hat{Q}(S) \qquad (5-1)$$

ここで、$\hat{Q}(S)$は開ループ周波数伝達関数行列の逆行列であり、次のように表される。

$$\hat{Q}(S) = \hat{R}(S)\cdot\hat{E}(S) \qquad (5-2)$$

ところで、閉ループ周波数伝達関数逆行列$\hat{A}(S)$は、(5-1)式から分かるように、開ループ周波数伝達関数の逆行列$\hat{Q}(S)$とフィードバック係数行列Fの単なる和として表されている。このことは、閉ループ周波数伝達関数行列H(S)がQ(S)とFの非線形の行列方程式で表されることと対象的である。 Rosenbrockは(5-1)式の線形関係に注目して、フィードバック補償Fによる閉ループ系$\hat{A}(S)$の特性の変化を容易に類推することができる性質を利用することを考え、逆ナイキスト配列法を創案した。

開ループ周波数伝達関数逆行列$\hat{Q}(S)$を注目している周波数領域内で、次の構造を持つ動的補償器K(S)によって疑似対角化することを考える。

$$\hat{K}(S) = \hat{K}^{(0)} + S\hat{K}^{(1)} \qquad (5-3)$$

ここで、$\hat{K}^{(0)}$と$\hat{K}^{(1)}$は未定の要素からなる次元k×kの行列とする。上記の動的補償器を、その構造がSについての一次の行列多項式展開で表されることから、"一次多項式の前置動的補償器"と呼ぶことにする。 また、以下の議論では、変数Sの代わりに純虚数周波数$j\omega$を用いることにする。

動的補償器の設計は、未定行列$\hat{K}^{(0)}$と$\hat{K}^{(1)}$を決定する問題となる。以下では、この２つの行列の任意の行、例えばs行 $\hat{K}_s^{(0)}, \hat{K}_s^{(1)}$を決定する方法について述べることにする。そこで、$\hat{Q}(j\omega)$の(s,t)要素は次のように表される。

$$\hat{q}_{st}(j\omega) = \sum_{p=1}^{k} (\hat{K}_{sp}^{(0)} + j\omega\hat{K}_{sp}^{(1)})(\alpha_{pt}(j\omega)+j\beta_{pt}(j\omega)) \qquad (5-4)$$

ここで、$\alpha_{ij}(j\omega)$と$\beta_{ij}(j\omega)$のそれぞれは$\hat{E}(j\omega)$の(i,j)要素の実数部と虚数部を表すものである。

疑似対角化法の基本的な考え方は、動的補償器の補償によって$\hat{Q}(j\omega)$のs行の非対角成分の大きさを小さくすることができるならば、s行の対角成分の大きさが相対的に増大し、その結果として対角優勢性が改善されるのではないかとの予想に基づいている。 この考え方に従って$\hat{Q}(j\omega)$の希望する周波数領域内で近似的に対角化するために、まず、注目する周波数領域から適当な数(N)の周波

数$j\omega_i$（i=1、…、N）を選び、これらの周波数における周波数応答行列$\hat{Q}(j\omega_i)$のs行から、次のように定義される$\hat{R}_s^{(0)}, \hat{R}_s^{(1)}$に関する関数を導入する。

$$\psi_s(\hat{R}_s^{(0)}, \hat{R}_s^{(1)}) = \sum_{r=1}^{N} W_r \sum_{\substack{t=1 \\ t\neq s}}^{k} |\hat{q}_{st}(j\omega_r)|^2 \qquad (5-5)$$

ここで、ω_rは選ばれたr番目の周波数を表し、W_rは周波数ω_rにおける重み係数とする。上記の定義から分かるように、関数ψ_sは$\hat{Q}(j\omega)$のs行の非対角成分の絶対値に関する重み付き総和を表すものであり、s行の対角優勢性はその総和が小さいほど優れていることになる。　　したがって、$\hat{Q}(j\omega)$を注目する周波数領域内で疑似的に対角化する動的補償器の設計問題は、関数ψ_sの値を最小にする$\hat{R}_s^{(0)}$と$\hat{R}_s^{(1)}$を決定する最小化問題に帰着することができる。この方法による疑似的な対角化では、重み係数W_rを調節することで、注目する周波数領域内のある特定の周波数における対角優勢性を選択的に改善することができる。

この最小化問題を解くに当たって、$\hat{R}_s^{(0)}$と$\hat{R}_s^{(1)}$の要素が極端に大きな値や小さな値になることがないように、最小化問題に次の制約を設けることにした。

$$\sum_{t=1}^{k} \{ (\hat{R}_{st}^{(0)})^2 + (\hat{R}_{st}^{(1)})^2 \} = 1 \qquad (5-6)$$

このような制約条件付き最小化問題は、以下に定義されるラグランジアンを最小化する問題に帰着される。

$$\Phi_s(\hat{R}_s^{(0)}, \hat{R}_s^{(1)}) = \psi_s(\hat{R}_s^{(0)}, \hat{R}_s^{(1)}) + \lambda \left[1 - \sum_{t=1}^{k} \{ (\hat{R}_{st}^{(0)})^2 + (\hat{R}_{st}^{(1)})^2 \} \right] \qquad (5-7)$$

ここで、λはラグランジアン乗数である。この最小化問題は、関数Φ_sが最小であるための必要条件

$$\frac{\partial \Phi_s}{\partial \hat{R}_{st}^{(i)}} = 0 \qquad t=1,\cdots,k \quad 、 \quad i=0,1 \qquad (5-8)$$

から、$R_s^{(0)}$と$R_s^{(1)}$に関して定義される下記の固有方程式を解く問題に帰着される。

$$\begin{bmatrix} A_s & -B_s \\ B_s & C_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s^{(0)} \\ R_s^{(1)} \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} R_s^{(0)} \\ R_s^{(1)} \end{bmatrix} \qquad (5-9)$$

ここで、行列A_s、B_s、C_sはともにk×kの次元を持つ行列であり、それぞれの要素

$a_{ij}^{(s)}$、$b_{ij}^{(s)}$、$c_{ij}^{(s)}$は以下のように定義される。

$$a_{ij}^{(s)} = \sum_{r=1}^{N} \gamma_r \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq s}}^{k} (\alpha_{ik}^r \alpha_{jk}^r + \beta_{ik}^r \beta_{jk}^r) \qquad (5-10)$$

$$b_{ij}^{(s)} = \sum_{r=1}^{N} \gamma_r \omega_r \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq s}}^{k} (\alpha_{ik}^r \beta_{jk}^r - \beta_{ik}^r \alpha_{jk}^r) \qquad (5-11)$$

$$c_{ij}^{(s)} = \sum_{r=1}^{N} \gamma_r \omega_r^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq s}}^{k} (\alpha_{ik}^r \beta_{jk}^r - \beta_{ik}^r \alpha_{jk}^r) \qquad (5-12)$$

ここで、α_{ik}^rとβ_{jk}^rは、それぞれ$\alpha_{jk}(j\omega_r)$と$\beta_{ik}(j\omega_r)$を略記したものである。

ところで、簡単な計算から(5-9)式を満足する任意の$R_s^{(0)*}$、$R_s^{(1)*}$およびλ^*に関して、次のような関係が成り立つことを示すことができる。

$$\psi_s(R_s^{(0)*}, R_s^{(1)*}) = \lambda^* \qquad (5-13)$$

この関係は、最小化問題の解、すなわち$\hat{R}_s^{(0)}$、$\hat{R}_s^{(1)}$は、固有値方程式の最小固有値に対応する固有ベクトルであることを意味している。このような性質を利用することによって、$\hat{R}_s^{(0)}$と$\hat{R}_s^{(1)}$は固有値方程式を解くことから求めることができる。

以上の手法を$\hat{Q}(j\omega)$の残りの他のすべての行に対して適用することで、希望する周波数領域内で$\hat{Q}(j\omega)$を近似的に対角化できる動的補償器を設計することができる。設計された前置補償器は補償した系が安定であり、しかも補償器それ自身も安定な系でなければならない。もし、２つの条件のいずれかが満足されない場合には、選んだ周波数の数N、周波数ω_r、重み係数W_r等の設計パラメータの異なる組合せを用いて、安定性に関する条件が満たされるまで設計を繰り返す必要がある。

設計された動的補償器は、周波数伝達関数逆行列について表されたものであり、このままでは実際の制御系を構成するには不便である。 そこで、(5-1)式で表された補償器を以下のように表される状態空間表現を導くことにする。

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c u_c \qquad (5-14)$$

ここで、x_c、u_cはそれぞれ動的補償器の状態変数ベクトルと入力ベクトルであり、次元はともにk次である。A_c、B_cはともに次元k×kの行列である。設計された補償器の$\hat{R}_s^{(1)}$行列が正則であれば、(5-14)式中のそれぞれの行列を以下のように与えることができる。

$$A_c = -\hat{R}^{(1)^{-1}} \cdot \hat{R}^{(0)} \qquad (5-15)$$

$$B_c = \hat{R}^{(1)^{-1}} \qquad (5-16)$$

上記の設計法は一次多項式の前置動的補償器に関するものであった。動的要素を含まない比例要素のみからなる前置補償器の設計法は、$\hat{R}(j\omega)=\hat{R}^{(0)}$と置き、上記と同じ手順にしたがうことで導くことができる。より高次多項式の前置動的補償器の設計法は、一次多項式の補償器の場合について(5-1)式に示したような変

数ｓに関する行列多項式表現を用いて、$\hat{R}(j\omega)$を希望する次数を持つ行列多項式表現で表わし、上記で説明した手法と同様に進めることによって理論的には導くことができる。しかし、このように導かれた手法では、物理的あるいは工学的に実現可能な動的補償器を設計することは、以下に述べるような理由で、一般には難しいと考えられる。 設計された補償器の構造は周波数伝達関数逆行列$\hat{R}(j\omega)$の形で与えられており、これをもとに制御系を実際に組み立てるには、$\hat{R}(j\omega)$の表現を変換して少なくとも周波数伝達関数$K(j\omega)$や (5-14)式のような状態空間表現で表す必要がある。 ところが、高次の数学モデルで記述される一般の工学系の周波数伝達関数逆行列が (5-1)式に示したような単純な行列多項式で表現可能であることは極めて例外的である。このような例外的な構造を仮定して高次多項式の動的補償器の設計を行うならば、結果として、物理系や工学系の世界では存在しない特性が要求され、現実の世界で利用できる制御素子で制御系を構成することができない。

疑似対角化法は、$\hat{Q}(j\omega)$の非対角要素が、注目している周波数領域内で、なるべく小さくなることのみを要求している。このため、対角成分も非対角成分と同様に小さくなり、対角優勢性がそれほど改善されないことが予想される。そのような場合には、対角成分が小さくならないように、制約条件(5－6)を次の制約条件と置き換えた最小化問題を用いることが考えられる。

$$\sum_{r=1}^{N} W_r \{ | \hat{q}_{ss}(j\omega_r) |^2 \} = T \qquad (5-17)$$

ここで、Ｔは適当な正の実数とする。

疑似対角化法は、注目している周波数領域内で$\hat{Q}(j\omega)$を近似的に対角化することのみを目的とした補償系を設計する手法である。したがって、設計された前置補償器の補償の結果、$\hat{Q}(j\omega)$に疑似的な対角化以外にどのような特性が実現されるかをあらかじめ知ることができない。一般には実現された特性には不満足な点もあるものと予想されるが、このような特性はフィードバック補償系Ｆの設計によって希望の特性に変化させることができる。この設計には逆ナイキスト配列法が適用される。

５－２－２　近似的なモデル・フォロイング法

モデル・フォロイング法による近似的な非干渉制御の設計法について述べる。非干渉制御系の構成は、図5-1の補償系と同じ構成を持つ。

モデル・フォロイング法は、入出力間に実現したい周波数特性$Q_r(j\omega)$をあらかじめ与え、これを規範にして、この特性が図5-1の開ループ系において実現されるように前置動的補償器$K(j\omega)$を設計することを目的とした手法である。この手法では、非干渉化された系の特性を規範にすべき$Q_r(j\omega)$とすることで、非干渉制御系を設計することができる。COOK[4]は、近似的な非干渉制御系の設計のために、注目する周波数領域内において上で述べたようなモデル・フォロイングを近似的に実現するような補償系の設計法を提案した。この方法は、近似の考え方の導入によって、比較的簡単な構造を持つ補償系を設計できる点に大きな特徴がある。筆者は、Cookの提案した手法は近似的な非干渉制御系の設計を目的としたものであるが、非干渉制御のみに限らず一般の制御問題にも広く適用可能であることに注目して、近似の考え方をさらに押し進めることによって改良を加え、$k \neq m \neq n$のような一般的な場合に対しても適用可能であるモデル・フォロイング法[6],[7]を開発した。開発した手法は、基本的には直接ナイキスト配列法における設計手法であるが、この手法に対して$k = m = n$という制約を与え、わずかの変更を施すことによって、逆ナイキスト配列法おけるモデル・フォロイング法を導くことができる。したがって、逆ナイキスト配列法、あるいは直接ナイキスト配列法のモデル・フォロイング法を、与えられた制御問題に対して適切な方を選択でき、設計に自由度を増すことができる。本章の近似的な非干渉制御の試みでは、疑似対角化法との比較の目的で、逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法を採用した。

以下では、直接ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法が、$k \neq m \neq n$であるような、より一般的な問題を扱えること、逆ナイキスト配列法における手法が直接ナイキスト配列法の手法のわずかな変更で導かれること、第７章、第８章の試みでは直接ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法を採用することを考慮して、以下には、直接ナイキスト配列法における手法について概説する。併せて、直接ナイキスト配列法のモデル・フォロイング法にどのような

変更を行うならば、逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法を導けるかについて述べる。

以下の議論では、系の開ループ周波数伝達関数行列（Q(jω)）を規範とすべき周波数特性を表す既知の行列とする。非干渉制御系を設計する場合には、これを対角行列であるように与える。　しかし、この方法は、制御目的に応じて適当にQ(jω)を与えるならば、非干渉制御ばかりでなく他の制御問題に対しても適用できることを考慮して、以下では、Q(jω)が既知である他は何らの条件を付けずに任意の行列として議論を進めることにする。

図5-1に示す開ループの入出力間において実現すべき特性として、周波数伝達関数行列Q(jω)が与えられたとする。このとき、E(jω)、K(jω)、Q(jω)の関係を次のように表すことができる。

$$E(j\omega)K(j\omega) = Q(j\omega) \qquad (5-18)$$

動的補償器の構造は、次のような右既約分解の形で表現されるものと仮定する。

$$K(j\omega) = V(j\omega)T(j\omega)^{-1} \qquad (5-19)$$

ここで、V(jω)とT(jω)は以下に示すjωに関するp次の行列多項式である。

$$V(j\omega) = V_p(j\omega)^p + V_{p-1}(j\omega)^{p-1} + \cdots + V_0 \qquad (5-20)$$

$$T(j\omega) = I_n(j\omega)^p + T_{p-1}(j\omega)^{p-1} + \cdots + T_0 \qquad (5-21)$$

V_i (i=0,1,…,p) と T_j (j=0,1,…,p-1) は未知の実数の要素に持つm×nとn×nの次元の未定係数行列である。(5-19)式で表された構造を持つ補償器を、以下では”p次多項式の動的補償器”と呼ぶことにする。

動的補償器の設計は、方程式(5-18)を満足するような未定係数行列V_iとT_iを決定する問題に帰着されることになる。

ここで、上記の設計問題で注意しなければならない点は、(5-18)式をすべての周波数範囲にわたって満足させるような動的補償器を設計しようとするならば、

制御対象とした系が複雑な大規模多変数系である場合には、工学的に実現が困難な複雑さを持つ補償器が設計されることである。今回の試みでは、この困難性を回避して構造の簡単な補償器を設計するために、合理的な近似の概念を導入する。すなわち、(5-18)式をすべての周波数領域において満足させるのではなく、ある注目する周波数領域内において近似的に(5-18)式を満足させる。この考え方をもとに設計を進めるために、まず、注目する周波数領域からｑ個の周波数 ω_i（i=1,2,…,q）を選択する。この時点では議論の都合上、ｑの値を未知の整数としておく。 周波数ω_iにおける(5-18)式を(5-19)式の関係を用いて書き表すと次のようになる。

$$E_i V(j\omega_i) = Q_i T(j\omega_i) \qquad (5-22)$$

ここで、E_iと Q_iはそれぞれ$E(j\omega_i)$と$Q(j\omega_i)$を省略して表したものである。(5-22)式を簡潔に表すために以下の行列を定義する。

$$Z^T = [\, V_p^T, \cdots, V_o^T, T_{p-1}^T, \cdots, T_o^T \,] \qquad (5-23)$$

$$D_i = [E_i, (j\omega_i)^{-1}E_i, \cdots, (j\omega_i)^{-p}E_i, -(j\omega_i)^{-1}Q_i, \cdots, -(j\omega_i)^{-p}Q_i] \qquad (5-24)$$

ここで、Ｚは次元(m(ｐ＋１)+ｎｐ)×ｎの未定実行列であり、D_iは次元ｋ×(m(ｐ＋１)+ｎｐ)の複素係数行列である。これらの行列を用いて(5-22)式を表すと次のような行列方程式に書き改めることができる。

$$D_i Z = Q_i \quad , \quad i = 1, 2, \cdots, q \qquad (5-25)$$

上記の方程式は複素行列を係数行列に持つものであるので、この方程式を実行列で書き改めると以下のようになる。

$$\bar{D}_i Z = \bar{Q}_i \quad , \quad i = 1, 2, \cdots, q \qquad (5-26)$$

ここで、$\bar{D}_i$と$\bar{Q}_i$は、それぞれ以下のように定義される次元２ｋ×(m(ｐ＋１)+ｎｐ)と２ｋ×ｎの実数行列である。

$$\bar{D}_i^T = [\ D_{i,R}^T,\ D_{i,I}^T\ ] \qquad (5-27)$$

$$\bar{Q}_i^T = [\ Q_{i,R}^T,\ Q_{i,I}^T\ ] \qquad (5-28)$$

上式中に現れる$D_{i,R(I)}$と$Q_{i,R(I)}$は行列D_iとQ_iの実部（虚部）を表す行列である。(5-26)式で表されたｑ本の行列方程式をまとめると、以下のような一本の行列方程式で表すことができる。

$$\bar{D}\ Z = \bar{Q} \qquad (5-29)$$

ここで、$\bar{D}$と$\bar{Q}$はそれぞれ、２ｋｑ×(m(ｐ＋１)+ｎｐ)と２ｋｑ×ｎの次元の行列であり、それぞれは以下のような構造を持つ。

$$\bar{D}^T = [\ \bar{D}_1^T,\ \bar{D}_2^T,\ \cdots\cdots,\ \bar{D}_q^T\ ] \qquad (5-30)$$

$$\bar{Q}^T = [\ \bar{Q}_1^T,\ \bar{Q}_2^T,\ \cdots\cdots,\ \bar{Q}_q^T\ ] \qquad (5-31)$$

以上の結果、動的補償器を設計する問題は、(5-29)式で表された連立代数方程式を解く問題に帰着されたことになる。ところで、(5-29)式にはｎ(m(ｐ＋１)+ｎｐ)の未知数に対して２ｋｎｑ個の方程式が存在している。未知数と方程式の数の関係から、未知数を決定するためには、m、k、n、q、pの間には次の条件が満足されていなければならない。

$$2kq \geqq m(p+1)+np \qquad (5-32)$$

この関係式から、動的補償器を設計するためには、注目する周波数領域内から少なくとも何個(ｑ)の周波数を選択しなければならないかを決定することができ

る。しかし、個数ｑの値は、周波数を注目している周波数領域の広い範囲にわたって選択するために、上式から決定される最小の値よりも大きな値が選択される。(5-32)式の条件を満足する(5-29)式が解を持つためには、さらに以下の２つの条件を満足しなければならない。

$$\mathrm{RANK}\ [\bar{D}] = m(p+1)+np \qquad (5-33)$$

$$\mathrm{RANK}\ [\bar{D}:\bar{Q}] = m(p+1)+np \qquad (5-34)$$

ここで、$[\bar{D}:\bar{Q}]$ は $\bar{D}$ 行列の右に $\bar{Q}$ 行列を配置した行列とする。条件(5-34)は $\bar{Q}$ の列ベクトルは $\bar{D}$ 行列の列ベクトルから構成される空間内に存在していなければならないことを意味している。しかし、この条件は特殊な例を除いて一般には満足されることがないので、(5-29)式を厳密に満足するような解が存在しない。本論文では、(5-29)式を厳密に満足するのではなく、近似的な意味で方程式を満足するＺを決定することを考え、それぞれ異なる考え方に基づいた２種類の決定法を採用した。以下に採用した決定法について説明する。

５－２－３－Ａ　多点周波数モデル・フォロイング法[6]

係数行列 $\bar{D}$ から線形独立な $m(p+1)+np$ 個の行を選択し、定数行列 $\bar{Q}$ からこれに対応する列を選び出し、これらについて未定行列Ｚに関する線形連立代数方程式を構成する。このように構成された行列方程式の係数行列は正則であるので、方程式を解くことができ、Ｚを決定することができる。この方法は、注目する周波数領域内の特定の周波数において希望の特性と一致させるならば、その近傍の周波数においても希望の特性が実現されるであろうとの予測に基づいている。

上記の説明から分かるように、この方法では $\bar{D}$ 行列からどのように線形独立な行を選択するかが重要である。本論文では、$\bar{D}$ 行列の最初の行から順に線形独立な行を選び出すことにした。このことは、$\bar{D}$ 行列の最初の行の近くに配置された行ほど優先的に選択されることになるので、それぞれの周波数に関して導かれた方程式(5-26)の係数行列 $\bar{D}_i$ から (5-30)式に従って係数行列 $\bar{D}$ を構成する際には、

優先させたい特性の周波数に関する$\bar{D}_i$を$\bar{D}$の先頭の行に近い位置に配置させる必要がある。

5－2－3－B　最小自乗モデル・フォロイング法[7]

方程式(5-29)を最小自乗法の意味で満足する近似解Zを求める。最小自乗法を適用するために以下に定義する関数を導入する。

$$\Phi = \sum_{i=1}^{q} W_{f,i} \Phi_i \qquad (5-35)$$

$$\Phi_i = \sum_{s=1}^{k} W_{o,s} \sum_{t=1}^{n} \{ {}_iq_{s,t} - \sum_{v=1}^{m(p+1)+np} {}_id_{s,v} z_{v,t} \}^2 + \sum_{s=K+1}^{2k} W_{o,s-k} \sum_{t=1}^{n} \{ {}_iq_{s,t} - \sum_{v=1}^{m(p+1)+np} {}_id_{s,v} z_{v,t} \}^2 \qquad (5-36)$$

$z_{v,t}$は行列Zの(v,t)要素であり、${}_id_{s,v}$と${}_iq_{s,v}$はそれぞれ、行列$\bar{D}_i$と$\bar{Q}_i$の(s,v)要素である。また、$W_{f,i}$と$W_{o,i}$は重み係数である。定義から明らかのように、関数Φは(5-29)式の左辺と右辺に関する残差を自乗したものの総和であるので、この関数の値は方程式(5-29)の近似解Zに含まれる誤差を測る一つの尺度として考えることができる。

以上により、設計問題は未定行列Zに関して関数Φを最小にする最小化問題に変換された。最小自乗法の良く知られている特徴として、関数Φに最も大きな寄与を与える残差が優先的に最小化が図られるという特性がある。この特徴を利用して、重み係数$W_{f,i}$や$W_{o,i}$の値を適当に調整することで、ある特定の出力について、あるいはある特定の周波数について、モデル・フォロイングの結果を選択的に一致させることができる。

関数Φが未定行列Zの要素$z_{i,j}$に関して最小であるための条件

$$\frac{\delta \Phi}{\delta z_{i,j}} = 0 \quad , \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \cdots, m(p+1)+np \\ j = 1, 2, \cdots, n \end{matrix} \qquad (5-37)$$

から、未定の値を持つ要素$z_{i,j}$が満たすべき関係式を導くと、次のような簡潔な表現を持つ行列方程式を得ることができる。

$$\{ \bar{D}^T \bar{W}_f \bar{W}_o \bar{D} \} Z = \bar{D}^T \bar{W}_f \bar{W}_o \bar{Q} \qquad (5-38)$$

ここで、$\bar{W}_f$と$\bar{W}_o$はともに２ｋｑ×２ｋｑの次元を持つブロック対角行列であり、それぞれは次のような構造を持つ。

$$\bar{W}_f = \text{block-diag} \{ \tilde{W}_{f,1}, \tilde{W}_{f,2}, \cdots, \tilde{W}_{f,q} \} \qquad (5-39)$$

$$\bar{W}_o = \text{block-diag} \{ \tilde{W}_o, \tilde{W}_o, \cdots, \tilde{W}_o \} \qquad (5-40)$$

行列$\tilde{W}_{f,j}$は、対角要素の値がすべて$W_{f,j}$である、２ｋ×２ｋの次元を持つ対角行列であり、行列$\tilde{W}_o$は、対角要素のそれぞれの値が$W_{o,i}$である、ｋ×ｋの次元を持つ対角行列である。

方程式(5-38)は次元$m(p+1)+np) \times (m(p+1)+np)$を持つ行列$\{\bar{D}^T \bar{W}_f \bar{W}_o \bar{D}\}$が正則であるときのみ解くことができる。この時、与えられた特性を最小自乗の意味において満足された動的補償器が設計されたことになる。

以上に述べた多点周波数モデル・フォロイング法や最小自乗モデル・フォロイング法で設計された動的補償器は、それ自信が安定な系であり、それを組み込んだ閉ループ系もまた安定な系であることが要求される。仮に、何れかの条件が満足されない場合には、設計パラメータを変えて再度設計を繰り返し、満足できる結果が得られるまで、この手続きを繰り返す必要がある

５－２－３　　動的補償器の状態空間表現

近似的なモデル・フォロイング法によって設計された動的補償器の構造は、(5-19)式の周波数伝達関数行列によって表わされている。　このように設計された補償器を具体的に構成するためには、以下のような状態空間表現で表されている方が望ましい。

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c u_c$$
$$y_c = C_c x_c + D_c u_c \qquad (5-41)$$

周波数伝達関数行列から上記の状態空間表現 $\{A_c、B_c、C_c、D_c\}$ を求める問題は、一般に"実現化問題(Realization)"といわれる。 この問題で注意しなければならないことは、与えられた$K(j\omega)$と同じ周波数表現を持つ状態空間表現が無数に存在することである。すなわち、状態空間表現から周波数伝達関数行列を計算した場合に、同じ値の極と零点の対が周波数伝達関数行列の各要素に共通に存在するならば、伝達関数上でそれらの零点と極が消去され、その結果としてその極や零点が見かけ上存在しないように見える。すなわち、極－零消去がある場合には、零点や極の値がどのような値であっても、また、極－零消去された対の数がどのような数であっても、消去された極や零は周波数表現の上には現われることがないために、見かけ上同一の周波数表現$K(j\omega)$で表される。 このような状態空間表現の中から最少の次元を持つ状態空間表現を見いだす問題を "最少実現化問題" と言われる。極－零消去は可制御性、可観測性に密接に関係しており、可制御性および可観測性を満たす場合には極－零消去(Input-Output Decoupling Zeroを除く）が起こらないことが知られている。　したがって、最少の次元の状態空間表現の系は、可制御性と可観測性を満たす系であることになる[24]。このことを利用するならば、与えられた周波数伝達表現$K(j\omega)$を持つ任意の状態空間表現をまず求め、この表現から可制御性と可観測性を満たす部分を抽出し、これに関する状態空間表現を得ることで最少の次数の系を決定することができる。

本章では、Wolovichの構造定理(structure theorem)[24],[25]を適用して、可制御性が保証されているような状態空間表現を求め、Rosenbrockの提案したsystem matrix[26]を構成し、これに対してN.Munro[26]の方法を適用することで可観測部を抽出して最少実現の系を求めた。

５－２－４　逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法

逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法は、直接ナイキスト配列法における手法とは、ｋ＝ｍ＝ｎとする制約が置かれること、動的補償器の構造の表現形式が多少異なること、および、選ばれたそれぞれの周波数で導かれた連立代数方程式(5-26)式の係数行列と定数行列の定義に違いがあること以外は、上で述べた手法の同一表現形式を用いて表すことができる。以下に、直接ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法にどのような変更を行うならば、逆ナイキスト配列法における手法を導くことができるかを述べる。

逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法では、動的補償器の構造を以下のように与える。

$$K(j\omega) = T(j\omega)^{-1}V(j\omega) \qquad (5-42)$$

ただし、$V(j\omega)$と$T(j\omega)$はそれぞれ(5-20)式、(5-21)式で表された行列である。与えられた系の周波数伝達関数逆行列を$\hat{E}(j\omega)$、開ループ系で実現希望の特性を$\hat{Q}(j\omega)$と表すとき、選ばれた周波数ω_iのそれぞれにおいて、未定係数行列Ｚに関して次の連立方程式を導くことができる。

$$D_i' Z = \hat{E}_i^T \quad , \quad i = 1, 2, \cdots, q \qquad (5-43)$$

ここで、係数行列D_i'は以下のように定義される。

$$D_i' = [\hat{Q}_i^T, (j\omega_i)^{-1}\hat{Q}_i^T, \cdots, (j\omega_i)^{-p}\hat{Q}_i^T, -(j\omega_i)^{-1}\hat{E}_i^T, \cdots, -(j\omega_i)^{-p}\hat{E}_i^T] \qquad (5-44)$$

逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法は、直接ナイキスト配列法における手法の連立代数方程式(5-24)の係数行列D_1と定数行列Q_1を、それぞれD_1'と$\hat{E}_1^T$と単に置き換る以外は同一の表現形式で与えられる。

５－３　結合炉の数学モデル

結合炉の炉出力調整制御に対して近似的な非干渉制御法の適用を試みる。制御の対象とした結合炉は、３章に述べた３炉心から構成される結合炉とした。また、結合炉の動的挙動は同一の数学モデルによって記述されるものとする。また、動特性パラメータも同一とする。非干渉化する出力は各炉心の炉出力とし、入力は各炉心に設けられた制御棒駆動機構に対する制御信号とする。非干渉制御では、各炉心の炉出力のみの情報を用いることにする。

近似的な非干渉制御系の設計では、注目する周波数領域内の数点の周波数での周波数伝達応答行列$E(j\omega_i)$の情報が必要とされる。本章の試みでは、上で述べた結合モデルをもとにした計算から与えることにする。バイル・オシレータ等の実験や各種の同定実験から$E(j\omega_i)$を得ることができるならば、必ずしも結合炉の数学モデルを必要としない。

５－４　近似的な非干渉制御系の設計

結合炉の出力調整のための非干渉制御系を、疑似対角化法とモデル・フォロイング法の近似的な手法を用いて設計する。それぞれの設計を通じて、近似的な非干渉制御を実現するためには、設計パラメータをどのように設定すべきか、またどの程度の近似性で非干渉が可能かなどの、それぞれの設計法の特性を明らかにすることにする。

５－４－１　疑似対角化法による設計

５－４－１－Ａ　用語、記法等の定義

ここでは、近似的な非干渉制御を可能にする前置動的補償器を、疑似対角化法を適用して設計することにする。設計に入る前に、逆ナイキスト配列法[1]の設計で用いられる用語や記法のいくつかについて述べる。

s平面上の閉曲線

$D(\omega_0、\omega_1)$をｓ-平面上の虚軸上のｓ=$j\omega_0$からｓ=$j\omega_1$までの線分とする。周波数伝達関数行列Ｚ(S)の任意の要素$z_{ij}(s)$による線分$D(\omega_0、\omega_1)$の写像を、"$D(\omega_0、\omega_1)$に関する$z_{ij}(s)$のベクトル軌跡"ということにする。今、図5-2に示すような、虚軸上の線分Ｄ(-R、R)と、原点を中心とした半径Rのｓ-平面の右半面上にある半円から構成される閉曲線を考え、Ｃ(R)をとする。以

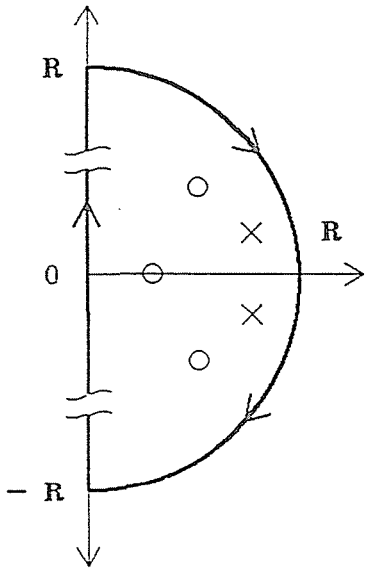


図５－２　ｓ-平面上の閉曲線
（×：零点、○：極）

下の議論において、周波数特性がZ(S)で与えられる系の安定性解析のために、閉曲線C(R)に関する$z_{ij}(s)$のベクトル軌跡を描く必要がある場合には、RをZ(s)のs-平面の右半面上に存在するすべての零点や極が、この閉曲線に含まれるほど十分に大きいものと暗黙に仮定することにする。

対角優勢性

次元m×mを持つ周波数伝達関数行列Z(S)のi番目の行、あるいは列に関して、次の関数を定義する。

$$d_i(S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{m} |z_{ij}(S)| \qquad (5-45)$$

$$d'_i(S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{m} |z_{ji}(S)| \qquad (5-46)$$

行列Z(S)は、任意の対角要素 $z_{ii}(s)$とこれに対応する関数$d_i(S)$ ($d'_i(S)$)が、ある周波数sに関して次の条件を満足するならば、行(列)対角優勢であるといい、この性質を行(列)対角優勢性と呼ぶ。

$$|z_{ii}(S)| > d_i(S) \quad (d'_i(S)) \quad i=1,\cdots,m. \qquad (5-47)$$

すべてのsに関して(5-47)式のどちらの条件も満足される場合には、単に対角優勢と呼ぶ。

ゲリシュゴリン帯

行列Z(S)の対角要素$z_{ii}(s)$のD(ω_0、ω_1)に関するベクトル軌跡上に、各sに対応する点を中心として半径$d_i(S)$($d'_i(S)$) の円群を描いたとき、円群を包絡する包絡線を"D(ω_0、ω_1)に関する$z_{ii}(s)$の行(列)ゲリシュゴリン帯"と呼ぶ。

ゲリシュゴリン帯は対角成分に対する非対角成分の大きさの度合いを表し、出力における非対角成分からの寄与の度合いを図形的に表したものといえる。上で定義した対角優勢性は、定義から明らかのように、ゲリシュゴリン帯に原点が含まれているか、否かを調べることによって判定できる。

５－４－１－Ｂ　前置補償器の設計[5]

まず最初に、結合炉に何も補償が行われていない場合に、他の炉心からどの程度の干渉を受けるかを調べるため、結合炉の周波数伝達関数逆行列のある対角要素のゲリシュゴリン帯を周波数領域Ｄ(0.1、100)に関して描いて見た。その結果を図5-3に示す。 ここで、周波数領域 0.1～100(rad/s)は、結合炉の出力調整制御が行われる時間領域内の動的挙動が主に支配される領域として選択した。

図5-3は、補償が全く行われていない場合、対角優勢性は保たれているものの、そのゲリシュゴリン帯の巾は広く、他の炉心からの影響を大きく受けていることを示している。

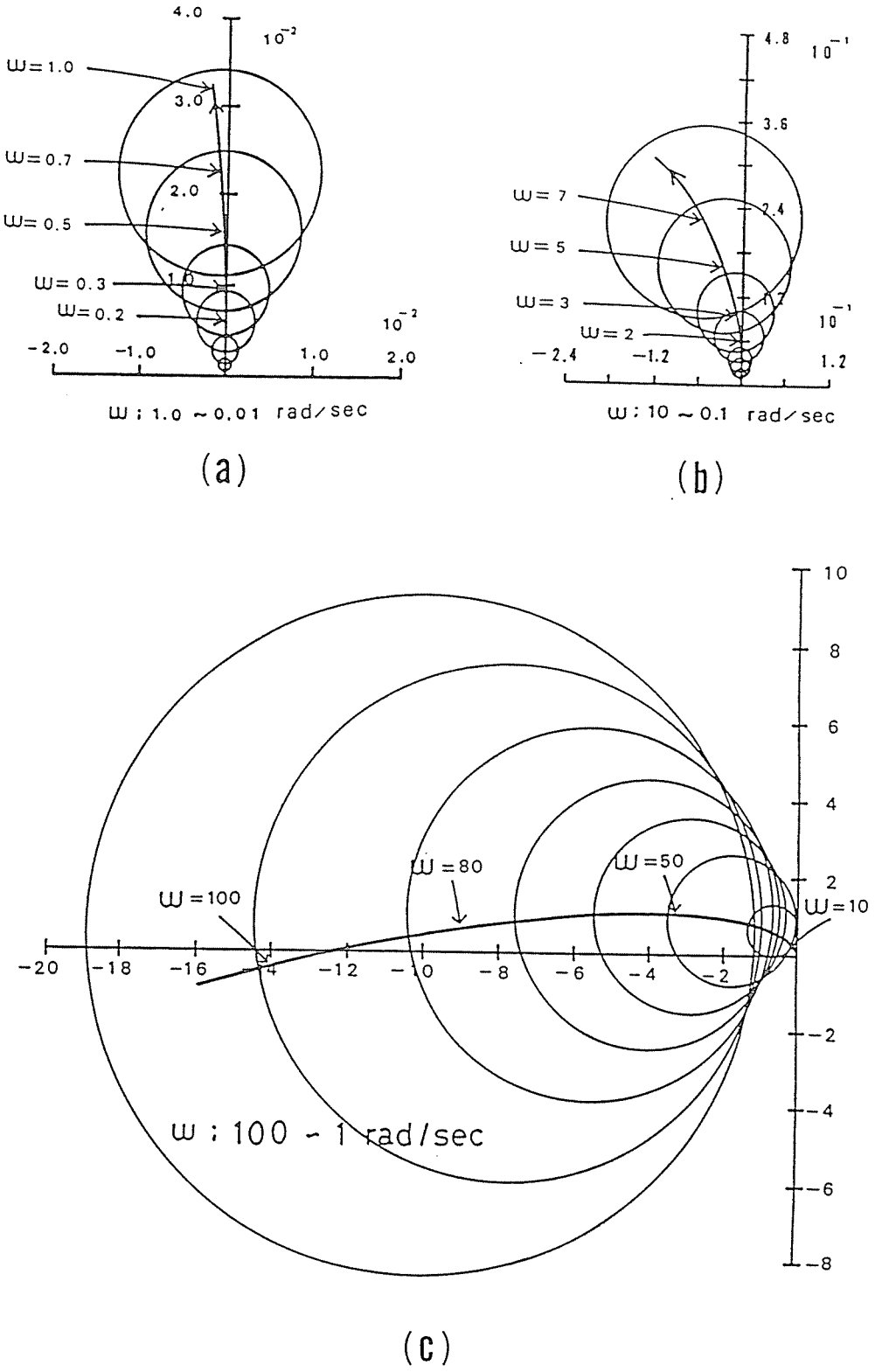


図５－３　何も補償を受けていない時の結合炉の周波数伝達関数逆行列の任意の対角要素のD(0.0、100.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

そこで、このような炉心間の干渉が存在する結合炉の炉出力調整制御を非干渉的に行うための制御系を、疑似対角化法を用いて設計することにする。最初の試みでは、比例要素のみから構成される前置補償器（０次多項式の補償器）の設計を行うことにする。設計では、注目する周波数領域を１(rad/s)前後の領域とし、この領域から１(rad/s)の周波数１点のみを選んで設計を行った（設計１）。その結果、設計された補償器の周波数伝達関数逆行列、およびその逆行列である周波数伝達関数行列（この場合は比例係数行列）を表5-1、5-2に示す。

$\hat{K}_0$ 行 列		
０．８９８	０．３１２	０．３１２
０．３１２	０．８９８	０．３１２
０．３１２	０．３１２	０．８９８

表５－１　設計１：比例要素のみから構成される
前置補償器の周波数伝達関数逆行列

K_0 行 列		
１．３５７	－０．３５０	－０．３５０
－０．３５０	１．３５７	－０．３５０
－０．３５０	－０．３５０	１．３５７

表５－２　設計１：比例要素のみから構成される
前置補償器の比例係数行列

設計された前置補償器の補償を受けた結合炉の周波数伝達関数逆行列のある任意の要素のゲリシュゴリン帯を図5-4に示す。

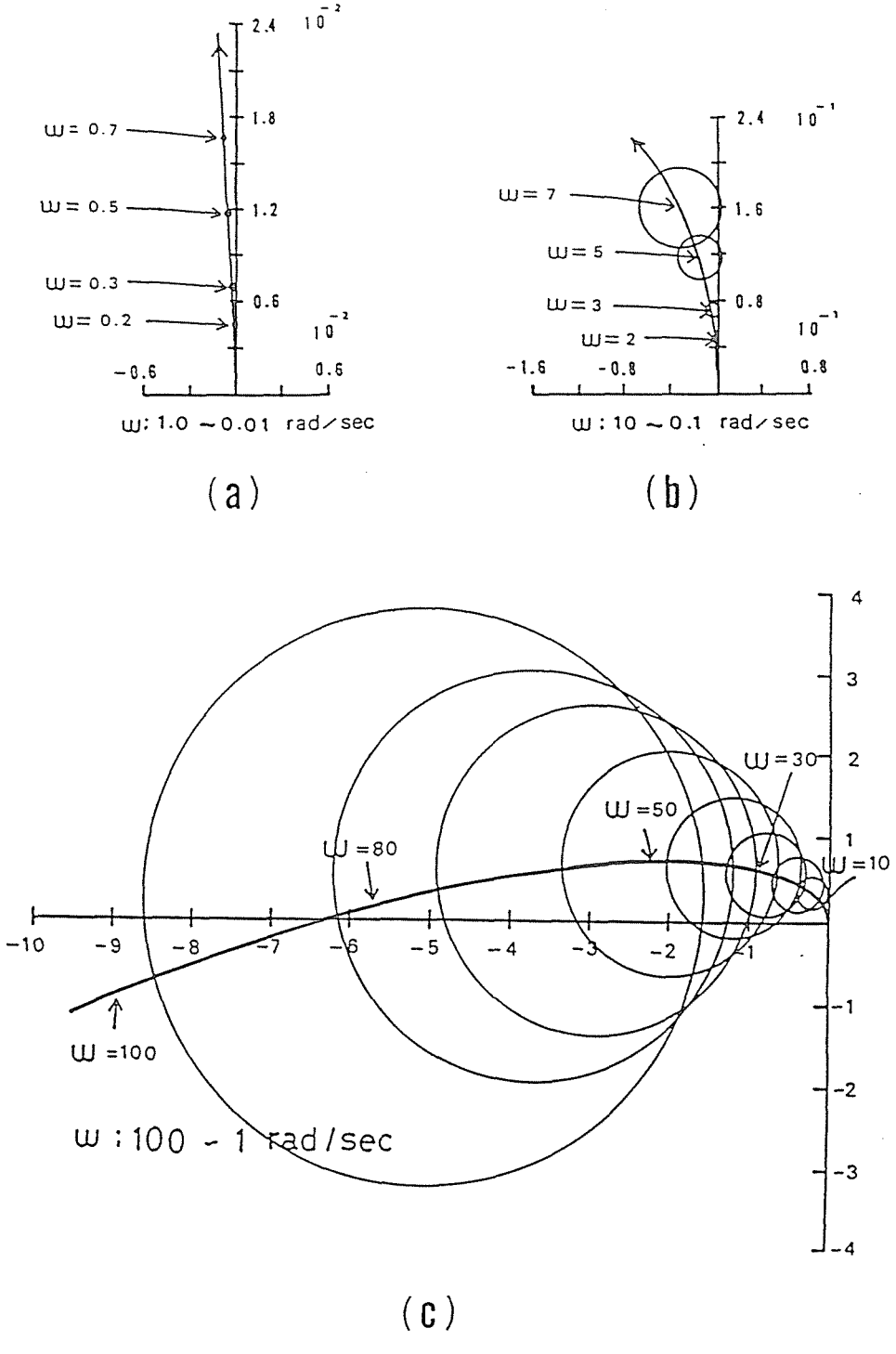


図５－４　設計１で設計された比例要素のみから構成される前置補償器の補償を受けた場合の$\tilde{q}_{ii}(s)$のD(0.0、100.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

この図から、1(rad/s)前後の周波数領域においてゲリシュゴリン帯が顕著に縮小しており、この周波数領域において近似的な非干渉化が実現されていることが分かる。周波数領域の高周波側では対角優勢性にさほどの改善は見られないが、低周波側では大きく改善されている。この対角優勢性の周波数領域における違いは、図5-3に示した逆ナイキスト線図とゲリシュゴリン帯の変化からもある程度類推されるが、周波数特性が1(rad/s)の以後で大きく変化していることが原因であると考えられる。設計された前置補償器を用いて非干渉制御を行う場合には、対角優勢性が優れている1(rad/s)以下の周波数領域における特性が出力の動的挙動を支配するように、フィードバック補償系を設計する必要がある。

比例要素のみから構成される前置補償器を設計する試みとして、周波数特性が大きく変化する周波数領域の疑似対角化を線形補償器によってどの程度可能であるかを調べるための設計を行った。これらの試みでは、先に設計で用いた周波数領域よりも少し高い周波側領域(1～10rad/s)を含めた領域を設定し、選択する周波数の数、選択する周波数、重み係数等の適当な組合せを用いた。この結果から、注目する周波数領域で周波数特性が大きく変化するような場合には、比例要素のみの補償では満足できる近似的な非干渉制御は実現できないことが分かった。

次に、速応性の改善の見地から、近似的に非干渉化される周波数領域をさらに広げる目的で、その構造が(5-3)式の周波数伝達関数逆行列で表される1次多項式の動的補償器を疑似対角化法を用いて設計した。設計では近似的非干渉化の対象とする周波数領域を0.1～30(rad/s)と設定した。また、設計パラメータを表5-3のように与えた（設計2）。表に与えた周波数と重み係数の組合せは、注目する周波数領域の低周波側でより良い対角優勢性が得られるように選ばれた。 設計の結果得られた1次多項式の前置動的補償器の周波数伝達関数逆行列を表す2つの行列R_0とR_1を表5-4に示し、この周波数表現に対する状態空間表現の各行列を表5-5に示す。 解析から、設計された動的補償器は安定な系であることが確かめられた。

N＝3	ω_r	W_r
1	1．0	10．0
2	5．0	2．0
3	10．0	1．0

表５－３　設計２　：１次多項式の前置動的補償器の設計に用いた設計パラメータ（N：選択した周波数の数、ω_r：選択した周波数、W_r：重み係数）

K_0 行 列			K_1 行 列		
0.897	0.309	0.309	0.044	0.032	0.032
0.309	0.897	0.309	0.032	0.044	0.032
0.309	0.309	0.897	0.032	0.032	0.044

表５－４　設計２：１次多項式の動的補償器の周波数伝達関数逆行列を表す各行列

A_c			B_c		
-38.0	12.0	12.0	59.9	-25.3	-25.3
12.0	-38.0	12.0	-25.3	59.9	-25.3
12.0	12.0	-38.0	-25.3	-25.3	59.9

表５－５　設計２：１次多項式の動的補償器の状態空間表現

設計された前置動的補償器の補償を受けた結合炉の開ループ周波数伝達関数逆行列のある対角要素に関するゲリシュゴリン帯を図5-5に示す。この図から、注目する周波数領域で全域的に優れた対角優勢性が実現されており、特に比例要素のみの補償器では実現できなかった高周波側での対角優勢性が大幅に改善されていることが分かる。結合炉の出力調整制御が関係する時間領域を考えるならば、それらの時間挙動を支配している特性は上記の設計で注目した周波数領域内に含まれると考えられるので、図5-5に示した対角優勢性は十分に満足できる特性であると判断される。

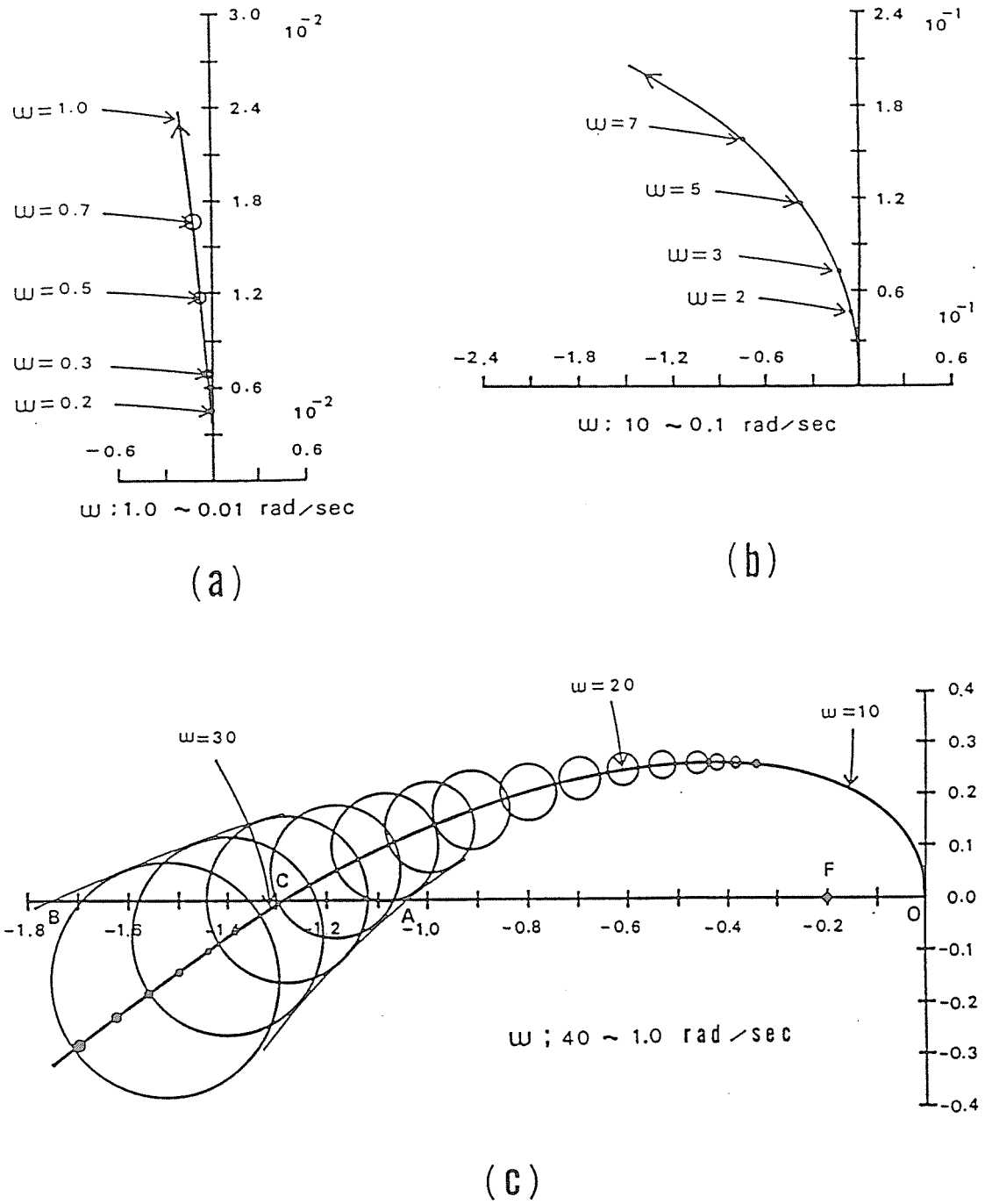


図５－５　設計２で設計した１次多項式の動的補償器の補償を受けた場合の $\hat{q}_{ii}(s)$のD(0.0,40.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯　（図(c)上の黒色の円盤はオストロヴィスキー帯の包括線を構成している円盤の一部を示したものである。）

次に、疑似対角化法の設計手法としての特性を明らかにし、この設計法を適用する際の指針を得るための一つの試みとして、設計パラメータの選択がどのように設計の結果に影響を与えるかを調べた。この試みでは、設計パラメータとして、高周波側の周波数領域で設計２の場合よりも優れた対角優勢性が得られるように、表5-6に示した組合せを用いた（設計３）。 設計の結果を、表5-7、表5-8、図5-6に示す

N＝5	ω_r	W_r
1	1．0	10．0
2	5．0	2．0
3	10．0	1．0
4	20．0	0．2
5	30．0	0．1

表５－６　設計３：１次多項式の前置動的補償器の設計に用いた設計パラメータ　（N：選択した周波数の数、ω_r：選択した周波数、W_r：重み係数）

K_0 行 列			K_1 行 列		
0.890	0.319	0.319	0.052	0.038	0.038
0.319	0.890	0.319	0.038	0.052	0.038
0.319	0.319	0.890	0.038	0.038	0.052

表５－７　設計３：１次多項式の動的補償器の周波数伝達関数逆行列を表す各行列

A_c			B_c		
-32.1	10.0	10.0	51.8	-22.0	-22.0
10.0	-32.1	10.0	-22.0	51.8	-22.0
10.0	10.0	-32.1	-22.0	-22.0	51.8

表５－８　設計２：１次多項式の動的補償器の状態空間表現

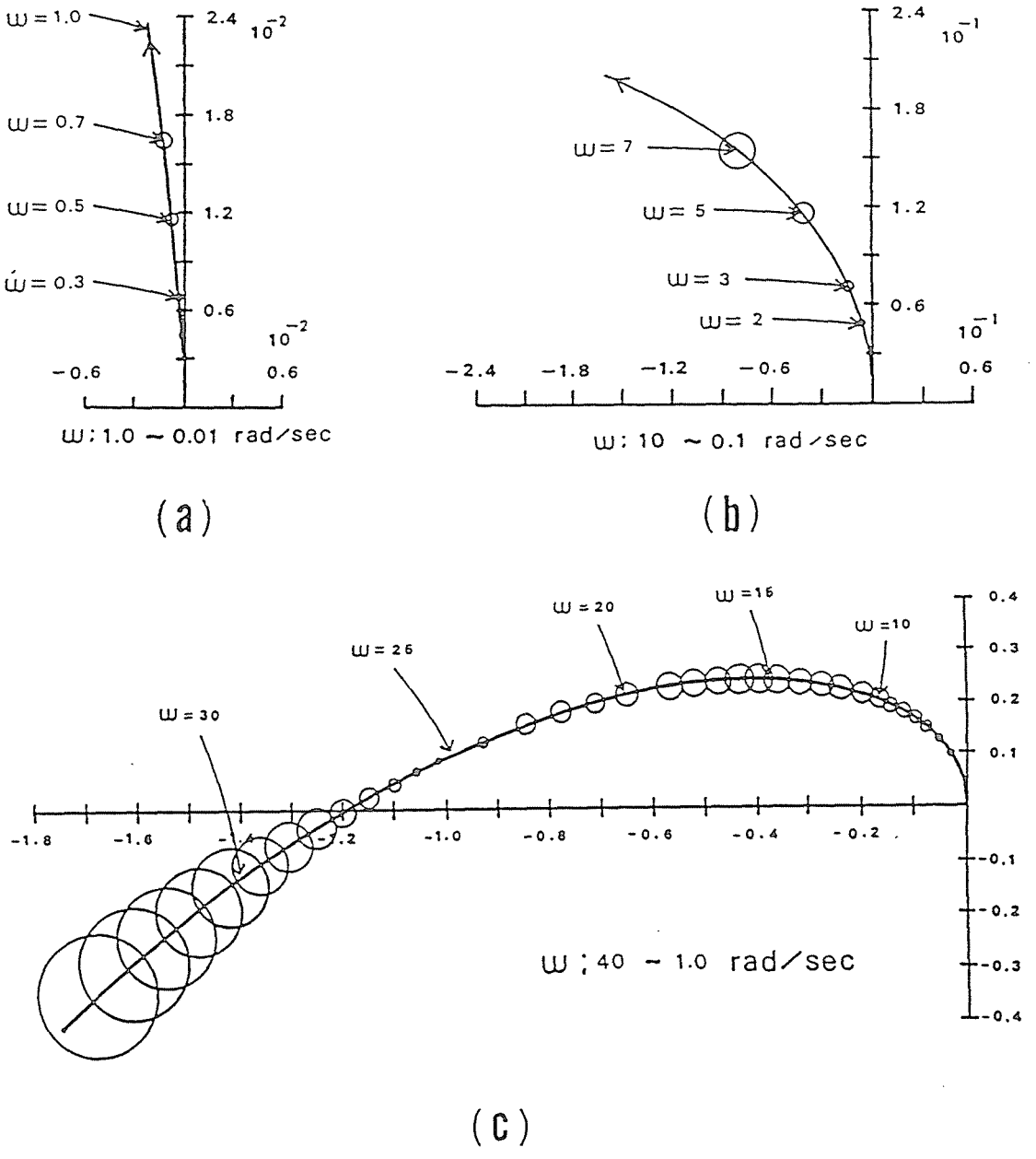


図５－６　設計３で設計した１次多項式の動的補償器の補償を受けた場合の $\hat{q}_{ii}(s)$のD(0.0,40.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

図5-6から、低周波側では対角優勢性が多少劣るものの、高周波側では設計の意図通りに対角優勢性が改善されていることが見られる。このことから、疑似対角化法は、設計パラメータ{N、ω_r、W_r}の適当な組合せを用いることによって、希望する周波数領域に望ましい対角優勢性を与えるような前置補償器の設計をある程度可能にすることが分かる。

5－4－1－C　閉ループ系の安定性解析

非干渉化された特性をさらに効果的に利用して、入出力間に希望の応答特性を与えるためのフィードバック補償系の設計を行う。この設計では、フィードバック係数の適切な選択のために、フィードバック係数とフィードバック補償を受けた閉ループ系の安定性の関係を明らかにしておく必要がある。そこで、以下に設計２の場合を対象にして、Rosenbrockの提案した安定判別理論(1) を適用して安定解析を試みる。

閉ループ周波数伝達関数逆行列$\hat{H}(s)$は、(5-2)式に示したように開ループ周波数伝達関数逆行列$\hat{Q}(s)$とフィードバック行列Ｆとの単純な和であることから、$\hat{H}(s)$の対角要素$\hat{h}_{ii}(s)$を$f_i+\hat{q}_{ii}(s)$と表すことができる。　このため、$\hat{h}_{ii}(s)$に関するゲリシュゴリン帯は、$\hat{q}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯をf_iだけ実軸の右方向に平行移動したものと考えることができる。 Rosenbrockの安定判別法は、このような性質を利用することによって、$\hat{H}(s)$と$\hat{Q}(s)$の対角優勢性の条件の下で、$\hat{q}_{ii}(s)$に関するゲリシュゴリン帯のみの解析から閉ループ系$\hat{H}(s)$の安定性に関する情報を求めようとする方法である。

Rosenbrockの安定性の定理では、３種類の整数P_o、n_i、$\hat{n}_i$の情報を必要とする。ここで、P_oはｓ-平面の右半面内に存在する$\hat{Q}(s)$の極の数である。 n_iは$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡が原点の周りをまわる回数、$\hat{n}_i$はフィードバック係数がf_iであるとき、$\hat{h}_{ii}(s)$のベクトル軌跡が原点をまわる回数とする。$\hat{n}_i$の値は、$\hat{h}_{ii}(s)$と$\hat{q}_{ii}(s)$のそれぞれのベクトル軌跡に関して上で述べような関係に注目するならば、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡が$-f_i+j0$の点をまわる回数と等しいことが分かる。Rosenbrockの安定性定理によれば、$\hat{Q}(s)$がC(R)上で対角優勢であるならば、フィードバック係数f_iを持つ閉ループ系が安定であるための必要十分条

件を次のように与えることができる。

$$\sum_{i=1}^{k} (\hat{n}_i - n_i) = P_0 \qquad (5-48)$$

まず最初にP_0の値を求めるために、$\det(\hat{Q}(s))=0$の根を計算して、極の位置を調べた。この解析からｓ平面の右半面内には原点に存在する３個の極を除いて極が存在しないことが分かった。このような場合には、閉曲線Ｃ(R)上に極が存在することになるので、図5-7に示すように、原点の周りに小さな半径を持つ半円の迂回路を設けた閉曲線Ｃ'(R)を採用することで、P_0を０と置くことができる。 上記の安定性の必要十分条件から、$P_0=0$であるときに閉ループ系が安定であるためには、$\hat{n}_i = n_i$でなければならないことが分かる。このことは、フィードバック補償系の設計では、フィードバック係数を$\hat{n}_i = n_i$の条件が満たされるように選択すべきであることを意味している。ところで、この条件は、n_i、$\hat{n}_i$が等しいことのみを要求しており、具体的な値を要求していない。このことに注目するならば、条件が成立するかどうかを、図5-5に示すＣ'(R) の一部のＤ(0.0,40.0)に関する$\hat{q}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯のみから判別することができる。 これは、Ｃ'(R)の実軸の上半分と下半分の関するゲリシュゴリン帯は実軸に対して対称であることや、Ｃ'(R)の円弧の部分やＤ(40.0,R)に関するゲリシュゴリン帯の解析から、これら部分に関するゲリシュゴリン帯がn_iや$\hat{n}_i$の値に変化を及ぼすことがなく、Ｄ(0.0,40.0)のゲリシ

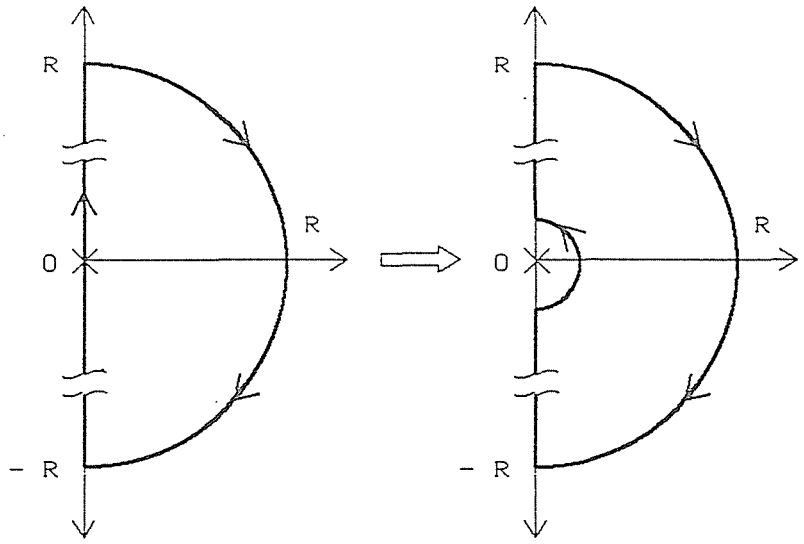


図５－７　ｓ－平面上の閉曲線Ｃ(Ｒ)の変更

ュゴリン帯から予測した安定判別の結果を覆すことがないことが確かめられたからである。

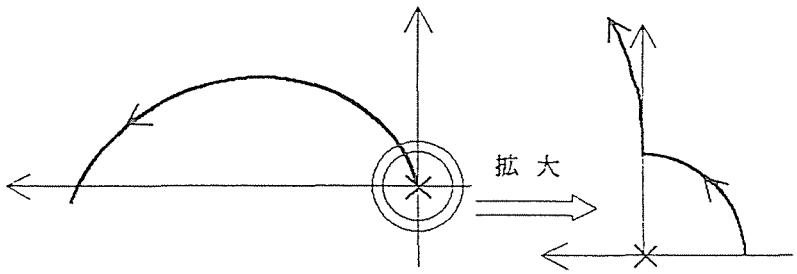


図５－８　$\hat{q}_{ii}(j\omega)$ のベクトル軌跡の原点近傍の拡

閉ループが安定であるための条件は、ベクトル軌跡が原点の周りをまわる回数n_iの情報を必要としている。ところが、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡を見ると、図5-5に見られるように、原点から出発しているかのように見える。n_iに関する情報を得るためには、原点の近傍でのベクトル軌跡の挙動を詳細に調べる必要がある。上で述べたように、$P_o=0$とするための処置として、閉曲線C'(R)の原点の周りに小半径の迂回路を設けた。したがって、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡の原点近傍の挙動は$\hat{q}_{ii}(s)$それ自身の性質と迂回路の取り方よって決まる。$\hat{Q}(s)$のそれぞれの要素は、原点の近傍ではsに比例するように変化し、C'(R)の原点の周りの迂回路はs平面の原点を中心として右半面で半円を描く。したがって、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡は図5-8に示すように、原点に近い実軸から出発して迂回路と相似する挙動をし、その後図5-5に示したベクトル軌跡に連絡するものと考えられる。

以上の解析から、$-f_i+j0$点を、原点と$\hat{q}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯が原点に最も近い所で実軸を切る点A(図5-5(C)参照)の間から選ぶならば、ゲリシュゴリン帯が原点をまわる回数n_iと$-f_i+j0$点 の周りをまわる回数$\hat{n}_i$は同じであるので、閉ループは安定であることなる。また、$-f_i+j0$点をゲリシュゴリン帯が実軸を原点から遠い方で切る点B(図5-5(C)参照)と$-\infty$の間で選択するならば、$\hat{n}_i=n_i$の条件を満たすことがないので閉ループ系は不安定な系となる。また、A点とB点の間で選ぶならば、Rosenbrockの安定判別法では閉ループ系の安定性を判定することができない。　これは、上で述べたように、$\hat{h}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯は、$\hat{q}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯をフィードバック係数f_i だけ実軸の右方向に平行移動したものであるから、$-f_i+j0$点を図5-5のA点とB点の間から選ぶとすれば、$\hat{h}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯の中に原点が含まれることになり、安

定判別法の適用の前提条件であった$\hat{A}(s)$の対角優勢性が満足されないことになるためである。

5－4－1－D　フィードバック補償系の設計

ここでは、上記の解析から得られた系の開ループ系の安定性に関する知見をもとに、閉ループ系で出力に希望の応答特性を与えるようなフィードバック補償系の設計を行う。設計では、逆ナイキスト配列法[1]を適用して、図5-5(C)のＯＡ点の間から適当な$-f_i+j0$点を定め、フィードバック係数f_iを決定することにする。

設計問題として次のような問題を考える。i番目のフィードバックループが切断された状態にあり、i番目のフィードバックループを除いたすべてのループのフィードバック係数が適当に定められていると想定する。そこで、$h_i^{-1}(s)$を、i番目の出力とi番目の入力間の周波数伝達関数の逆数を表すものとする。上記の設計問題は、$h_i^{-1}(s)$に関する一入力一出力系のフィードバック係数$-f_i$を決定する問題となる。この設計の目的のために、$h_i^{-1}(s)$に対して定義される"オストロヴィスキー帯"を導入する。このオストロヴィスキー帯の持つ性質は、$\hat{q}_{ii}(s)$のゲリシュゴリン帯に常に含まれるほど狭い巾をもち、その帯の中心を$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡に置くものである。Ostrowskiの定理によれば、$h_i^{-1}(s)$のベクトル軌跡がオストロヴィスキー帯内に常に含まれることが証明されている。オストロヴィスキー帯の巾が十分に狭いものであるならば、$h_i^{-1}(s)$のベクトル軌跡は$\hat{q}_{ii}(s)$の軌跡とほぼ等しいことになるので、$h_i^{-1}(s)$のベクトル軌跡の代わりに$\hat{q}_{ii}(s)$の軌跡を用いることができる。

図5-5(c)には、i番目のフィードバックループを除いたループのフィードバック係数を0.2 に設定した場合のオストロヴィスキー帯の包絡線を形成するいくつかの円を、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡上に中黒の円で示した。図から、オストロヴィスキー帯の巾が著しく縮小しており、$h_i^{-1}(s) \simeq \hat{q}_{ii}(s)$と置けることが分かる。そこで、i番目のフィードバックループのフィードバック補償の設計では、$\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡に対して逆ナイキスト法配列法を適用して、適当なゲイン余裕や位相余裕を持って閉ループを補償するフィードバック係数を決定す

ることにする。ところで、適切なフィードバック係数の決定には、選択した-f$_i$+j0点とゲイン余裕や位相余裕との関係を明らかにしておく必要がある。　そこで、図5-9のようなh$_i^{-1}$(s)のベクトル軌跡が与えられたものとし、-f$_i$+j0点はF点の点に選択されたものとする。このとき、ゲイン余裕はh$_i^{-1}$(s)のs=0に対応する点（すなわち、この場合では原点O）とh$_i^{-1}$(s)のベクトル軌跡が実軸を切る点Cとの間の線分OCと、原点Oと点Fとの間の線分OFとの比（すなわち、OF／OC）として与えられる。一方、位相余裕は原点を中心として半径OFの円を描いたときに、この円がh$_i^{-1}$(s)のベクトル軌跡と交わる点、すなわち、|h$_i^{-1}$(s)|=|f$_i$|を満足する点をDとすれば、∠DOFの角度として定義される。一般に、サーボ系のフィードバック補償系の設計では、ゲイン余裕を３～１０、位相余裕を４５°～６０°をとることを目安としている。　設計では、この目安を参考にして、-f$_i$+j0点を-0.2+j0を選択して、フィードバック係数を0.2と決定した。このときの閉ループ系のゲイン余裕は6.4、位相余裕は60°と計算される。

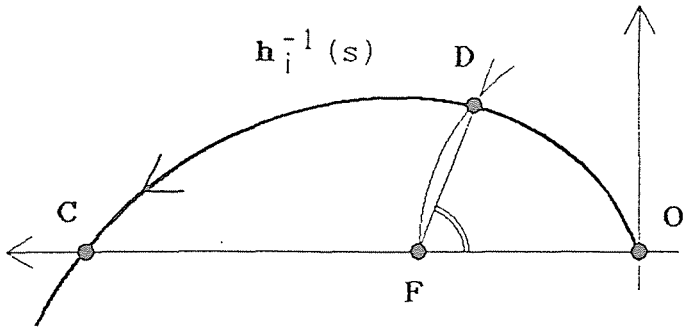


図５－９　ゲイン余裕と位相余裕の計算

以上で設計されたフィードバック補償系は、結合炉の各炉心の出力調整制御において十分な特性を持つ補償系であると考えることができる。

５－４－２　近似的モデル・フォロイング法による設計

以下では、逆ナイキスト配列法における多点周波数モデル・フォロイング法と最小自乗モデル・フォロイング法の２つの近似的なモデル・フォロイング法を適用して、近似的非干渉制御のための前置動的補償器の設計を行い、この設計を通して、これら２つの設計手法の違いや、モデル・フォロイング法と疑似対角化法との設計上の違いについて比較検討する。

５－４－２－Ａ　　多点周波数モデル・フォロイング法による設計[6]

まず最初に、多点周波数モデル・フォロイング法による設計を行う。この手法で設計を行うためには、４種の設計パラメータ｛ｐ、ｑ、ω_i、$\hat{Q}_i$、i=1、…、ｐ｝を与え、これをもとに(5-29)式の行列方程式で表された線形連立代数方程式を構成しなければならない。この行列方程式の係数行列$\bar{D}$や定数行列$\bar{Q}$は、(5-30)、(5-31)式から分かるように、周波数ω_iに関して構成された方程式(5-26)式の係数行列$\bar{D}_i$と定数行列$\bar{Q}_i$を順に積み上げた構造を取っている。すでに述べたように、このように構成された(5-29)式の連立代数方程式には未知数よりも方程式の数が多い。多点周波数モデル・フォロイング法では、係数行列$\bar{D}$から未知数を決定するために必要な数の線形独立な行を先頭の行から順に選択する方法を採用している。したがって、この方法では、係数行列$\bar{D}$の上の位置に配置された行ほど優先的に選択されることになるので、$\bar{D}_i$や$\bar{Q}_i$をどのような優先順位で積み上げて$\bar{D}$や$\bar{Q}$を構成するかが重要となる。

１次多項式の動的補償器を設計することにする。この場合、補償器の多項式の次数ｐは１、入出力数ｋ、ｍ、ｎはともに３であるので、未知数を決定するための必要条件(5-32)式から、注目している周波数から選択しなければならない周波数の数ｑは少なくとも２個以上でなければならないことが分かる。　設計を進めるためには、対角化を試みる周波数ω_iと、その周波数で希望する周波数応答特性$\hat{Q}_i$を設計パラメータとして指定する必要がある。　このパラメータの値を適切に設定するならば、近似的な非干渉化が実現され、しかも希望の周波数応答特を与えることができる前置動的補償器を設計することができる。　そこで、多点周波

数モデル・フォロイング法のこの特徴を利用して、疑似対角化法の設計３で設計した補償器によって補償された開ループの周波数特性とほぼ同じ特性を実現することを目標とする。 この設計では、設計３で実現された開ループ特性では周波数25(rad/s)近傍や10(rad/s) 以下の周波数で対角優勢性が大幅に改善され、ほぼ対角化が実現されていることに着目した。　　多点周波数モデル・フォロイング法は特定の周波数点で$\hat{Q}(\omega)$を対角化することによってその近傍の周波数での対角優勢性を改善する方法であるので、対角化を図る周波数ω_iとして25(rad/s)と10(rad/s)の２点の周波数を選択した。　それぞれの周波数での特性を表す$\hat{Q}_i$には、設計３でそれぞれの周波数で実現された特性と同じものを与えた。それぞれの周波数ω_iで設定した$\hat{Q}_i$を表5-9に示す（設計４）。 パラメータの指定では、25(rad/sec)の周波数で優先的に対角化が行われるように、25(rad/sec) に関係した係数行列の行が線形独立な行として優先的に選択されるようにした。

周波数	希望の周波数応答特性$\hat{Q}_i$
25(rad/sec)	$\hat{Q}_1$＝diag (-1.0 +j0.090, 1.0 +j0.090, 1.0 +j0.090)
10(rad/sec)	$\hat{Q}_2$＝diag (-0.163+j0.203, 0.163+j0.203, 1.163+j0.203)

表５－９　設計４：多点周波数モデル・フォロイング法による１次多項式の動的前置補償器の設計パラメータとして与えたω_iと$\hat{Q}_i$

V_0			V_1		
56.96	-24.44	-24.44	-0.1303	0.0573	0.0575
-24.44	56.96	-24.44	0.0573	-0.1303	0.0575
-24.44	-24.44	56.96	0.0573	0.0575	-0.1303

T_0		
36.02	-11.35	-11.35
-11.35	36.02	-11.35
-11.35	-11.35	36.02

表５－１０　設計４：設計された１次多項式の動的前置補償器の周波数伝達逆行列を表す各行列

A_c			B_c		
-36.02	11.35	11.35	1.0	0.0	0.0
11.35	-36.02	11.35	0.0	1.0	0.0
11.35	11.35	-36.02	0.0	0.0	1.0
C_c			D_c		
62.96	-27.34	-27.34	-0.130	0.057	0.057
-27.34	62.96	-27.34	0.057	-0.130	0.057
-27.34	27.34	62.96	0.057	0.057	-0.130

表５－１１　設計４：設計された１次多項式の動的前置補償器の状態空間表現を表す各行列

このような設計パラメータを与えた結果、設計された１次多項式の動的補償器の周波数伝達関数行列（(5-19)式）を表す各行列、および状態空間表現を示す行列をそれぞれ表5-10と表5-11に示す。設計された補償器によって補償された開ループ周波数伝達関数逆行列における、ある対角要素$\hat{q}_{ii}(s)$のD(0.0,30.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯を図5-10に示す。図から、疑似対角化法の設計３で実現されたものとほぼ同じ周波数特性が、注目している周波数領域内で実現されていることが分かる。　　また、対角化が、設計で与えた２つの周波数10(rad/s)と25(rad/s)のうち、25(rad/s)の方で実現されている。 設計では、それぞれ6×9の次元を持つ、10(rad/s)と25(rad/s)に関係する係数行列$\bar{D}_i$から、次元12×9の行列の係数行列$\bar{D}$を構成している。 補償器を設計するためには、係数行列$\bar{D}$の12本の行の中から線形独立な9本の行を選択して、正則な行列を作る必要がある。今回の設計では、25(rad/s)に関係する係数行列を$\bar{D}_1$として、10(rad/s)に関係するものを$\bar{D}_2$として与えた。このことによって、係数行列$\bar{D}$の上位に位置する25(rad/s)に関する6本の行が、独立な行として選択的に選ばれ、残りの3本の行が、10(rad/s)に関するものの中から選択される。このことから、図5-10に見られるように、25(rad/s)における選択的な対角化が実現されたと考えることができる。

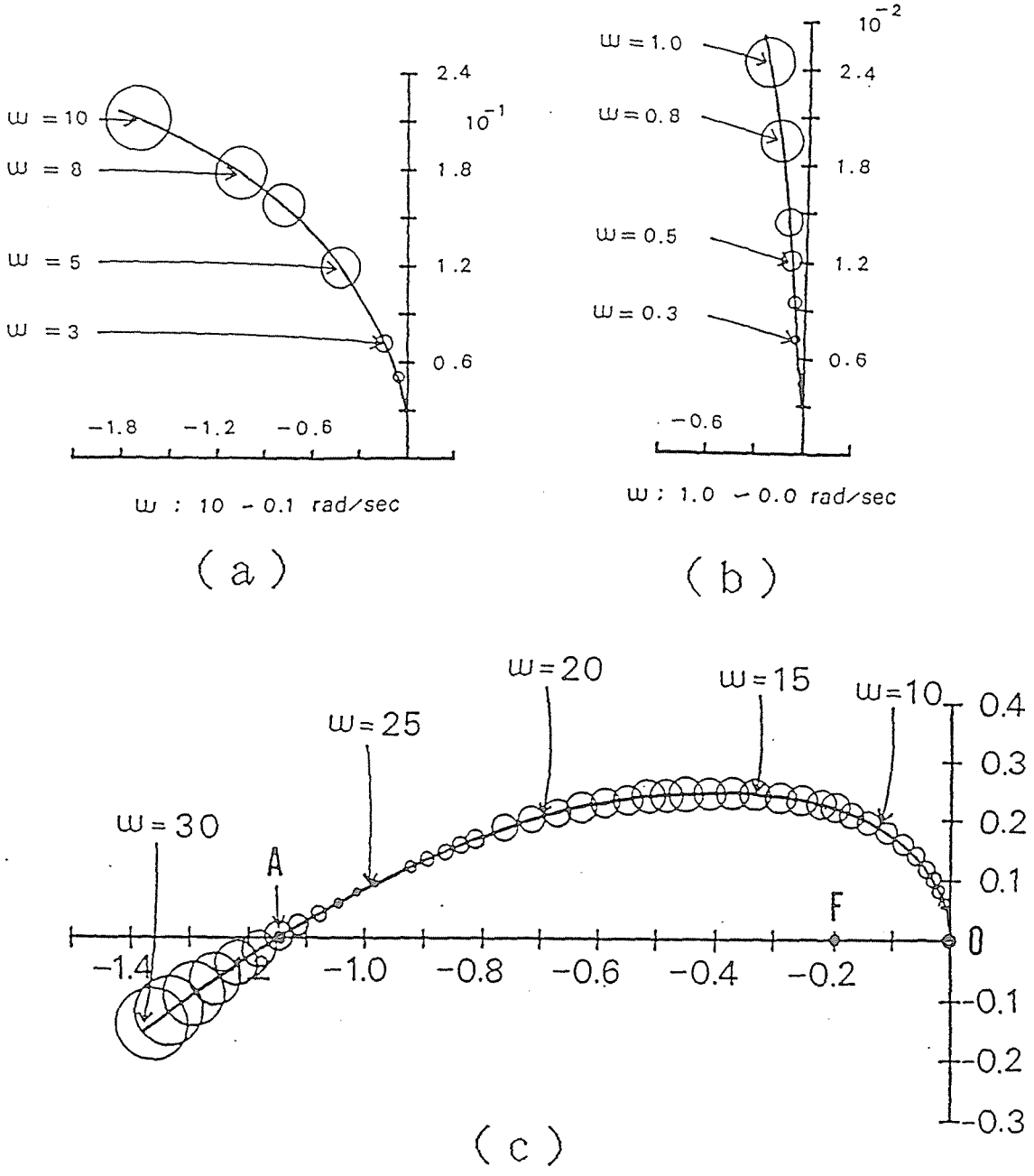


図５－１０　設計４で設計した１次多項式の動的補償器の補償を受けた場合の$\hat{q}_{ii}(s)$のD(0.0,30.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

多点周波数モデル・フォロイング法は、疑似対角法では２次以上の高次多項式の動的補償器の設計が事実上不可能であるのに対して、高次多項式の補償器の設計を可能にすることができる。そこで、以下の試みでは、上記の特徴を利用して、系の速応性を高め、同時に安定領域を広げることを目的とした高次多項式の動的補償器を設計する。

上で述べたRosenbrockの安定性理論による解析から、開ループ特性が図5-5に示すような特性であり、フィードバック係数をf_iとした場合には、閉ループ系が安定であるためには、$-f_i$の値を原点とゲリシュゴリン帯が実軸を切るまでの点の間（ＯＡ）の中から選択しなければならないことが示された。このことは、フィードバック係数に対する安定領域を広げるためには、ゲリシュゴリン帯が原点からなるべく遠い所で負の実軸を切る必要があることを意味している。ゲリシュゴリン帯が負の実軸を切る周波数ω_pはPhase Crossover Frequencyと呼ばれ、系の速応性を表す一つの尺度となっている。すなわち、フィードバック補償系の設計では、上で述べた安定性の条件から、周波数 0(rad/s)からω_pまでの開ループ特性を利用することになるので、ω_pが大きいほど設計される閉ループ系に速い応答特性を与えることができる。以上の議論から、系の速応性を高め、安定領域を広げるためには、ゲリシュゴリン帯が、原点からなるべく遠く、しかも高い周波数で負の実軸を切る必要があることになる。

このような改善が高次多項式の動的補償器によって可能であるのかを調べるために、２次多項式の動的補償器を設計することにする。補償器を設計できる必要条件（(5-32)式）から、２次多項式の動的補償器を設計するためには３個以上の周波数を指定しなければならない。そこで、周波数ω_iと、それに対応して与えた希望の開ループ特性$\hat{Q}_i$とを表5-12に示すように与えて設計を行った（設計５）。

その結果、表5-13に示した行列で周波数伝達関数行列が表される、２次多項式の動的前置補償器が設計された。表5-14に、設計された２次多項式の動的前置補償器の状態空間表現を表す各行列を示す。

周波数	希望の周波数応答特性$\hat{Q}_i$
10 (rad/sec)	$\hat{Q}_1$=diag(-0.070+j0.223, -0.070+j0.223, -0.070+j0.223)
30 (rad/sec)	$\hat{Q}_2$=diag(-0.782+j0.557, -0.782+j0.557, -0.782+j0.557)
60 (rad/sec)	$\hat{Q}_3$=diag(-2.210+j0.605, -2.210+j0.605, -2.210+j0.605)

表５－１２　設計５：多点周波数モデル・フォロイング法による２次多項式の動的前置補償器の設計パラメータとして与えたω_iと$\hat{Q}_i$

V_0			V_1			V^2		
3706.	-908.	-908.	26.27	-11.49	-11.49	1.434	-0.357	-0.357
-908.	3706.	-908.	-11.49	26.27	-11.49	-0.357	1.434	-0.357
-908.	-908.	3706.	-11.49	-11.49	26.27	-0.357	-0.357	1.434

T_0			T_1		
2794.	41.	41.	161.1	-10.30	-10.30
41.	2794.	41.	-10.30	161.10	-10.30
41.	41.	2794.	-10.30	-10.30	161.10

表５－１３　設計５：設計された２次多項式の動的前置補償器の周波数伝達逆行列を表す各行列

A_c						B_c		
0.0	0.0	0.0	-2794.	-40.71	-40.71	-271.7	45.90	45.90
0.0	0.0	0.0	-40.71	-2794.	-40.71	45.90	-271.7	45.90
0.0	0.0	0.0	-40.71	-40.71	-2794.	45.90	45.90	-271.7
1.0	0.0	0.0	-161.1	10.27	10.27	24.24	-46.28	-46.28
0.0	1.0	0.0	10.27	-161.1	10.27	-46.28	24.24	-46.28
0.0	0.0	1.0	10.27	10.27	-161.1	-46.28	-46.28	24.24

C_c						D_c		
0.0	0.0	0.0	1.0	0.0	0.0	1.434	-0.357	-0.357
0.0	0.0	0.0	0.0	1.0	0.0	-0.357	1.434	-0.357
0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0	-0.357	-0.357	1.434

表５－１４　設計５：設計された２次多項式の動的前置補償器の状態空間表現を表す各行列

図5-11には、設計された補償器によって補償された開ループ周波数伝達関数逆行列$\hat{Q}(j\omega)$における対角要素$\hat{q}_{ii}(j\omega)$のベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯を示した。この図と、１次多項式の動的補償器で補償された結果を示す図5-10の特性を比較すると、速応性が３倍ほど（$\omega_p \simeq 26(rad/s) \rightarrow 80(rad/s)$）高まり、安定領域も４倍ほど（$OA = -1.15 \rightarrow \simeq -4$）広くなったことが分かった。

以上に述べた１次、および２次多項式の動的前置補償器の設計の試みから、多点周波数モデル・フォロイング法は、注目する周波数領域内のいくつかの点で希望の周波数応答特性を持つように対角化することで、それらの周波数の近傍の領域においても優れた対角優勢性と希望の周波数特性を実現するような前置補償器の設計が可能であることが分かった。

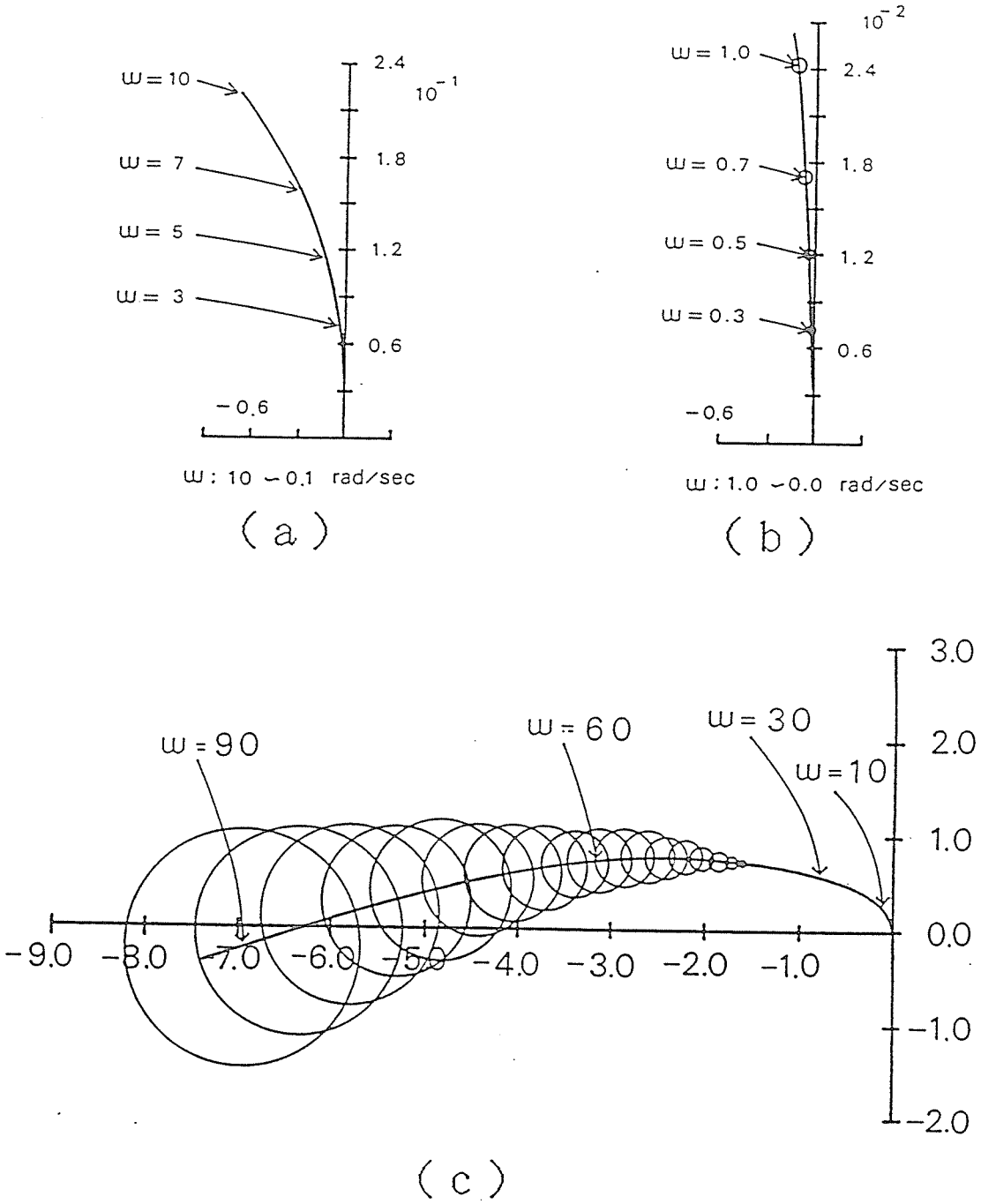


図５－１１　設計５で設計した２次多項式の動的補償器の補償を受けた場合の$\hat{q}_{ii}(s)$のD(0.0,90.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

５－４－２－Ｂ　最小自乗モデル・フォロイング法による設計(7)

最小自乗法による近似的なモデルフォロイング法を用いて近似的な非干渉制御系設計の試みを行う。前項の多点周波数モデル・フォロイング法は注目する周波数領域内の数点の周波数で伝達関数逆行列を厳密に対角化することで、その近傍を含めての対角優勢性の改善を図るものであったが、方程式の数が決定すべき未知数の数を上回るために、選ばれた周波数に関係するいくつかの方程式を対角化の対象から外さなければならなかった。一方、この方法は、選ばれた周波数で対角化されるべき特性として与えた特性と最小自乗の意味で一致するようにすることによって全域的に対角優勢性を改善するものである。この方法は、最小自乗法の際に導入した重み係数を適当に調整することによって、ある特定の出力において、あるいは、ある特定の周波数において、モデルフォロイングの一致の程度を選択的に改善することができる。

以下に、最小自乗法の特徴を有効に利用ことによって、希望の対角優勢性を持つ特性を実現する前置補償器を設計できることを示す。１次多項式の動的前置補償器の設計を行った。前にも述べたように１次多項式の動的補償器を設計するためには、対角化を試みる周波数領域から２個以上の周波数を選び出す必要がある。今回の設計では、非干渉化を試みる周波数領域として0～30(rad/s)を選び、この中から５、１０、および３０(rad/s)の３点の周波数を選択し、前回までの設計の結果を参考にして、希望の特性としてそれぞれの周波数に対して表5-15に示す対角行列$\hat{Q}_i$を与えた。

周波数	希望の周波数応答特性$\hat{Q}_i$
5 (rad/s)	diag (-0.044 -j0.1 , -0.044-j0.1 , -0.044-j0.1)
10 (rad/s)	diag (-0.172 -j0.18 , -0.172-j0.18 , -0.172-j0.18)
30 (rad/s)	diag (-1.5 -j0.2 , -1.5 -j0.2 , -1.5 -j0.2)

表５－１５　最小自乗法による１次多項式の動的前置補償器の設計
パラメータとして与えたω_iと$\hat{Q}_i$

重み係数としては、出力に関する重み係数$W_{o,i}$、および周波数に関する重み係数$W_{f,i}$をそれぞれ指定しなければならない。この設計では、出力に関する重み係数$W_{o,i}$として、それぞれの出力に同じ重みがかかるように、すべてに値１を与えた。この設定は、出力は各炉心の炉出力であり、また、各炉心の特性は全く同一であることから、結合炉の炉出力制御において、ある特定の炉心の炉出力のモデル・フォロイングの結果を選択的に一致させなければならないという必要性はないので、妥当なものと考えられる。そこで、今回の設計では、モデル・フォロイングにおける一致の改善の試みを周波数に注目して行うことにした。最初の試みとして、モデルフォロイングの結果が選んだ周波数で同程度に一致するように、以下の関係がほぼ満足するような重み係数を表5-16のように与えた（設計６）

$$W_{f,1}\cdot|\hat{q}_{1,i}|^2 \simeq W_{f,2}\cdot|\hat{q}_{2,i}|^2 \simeq W_{f,3}\cdot|\hat{q}_{3,i}|^2$$

ここで、$\hat{q}_{j,i}$は$\hat{Q}_j$の対角要素(i,i)を表すものとする。

周波数	ω_1	ω_2	ω_3
	5 (rad/s)	10 (rad/s)	30 (rad/s)
重み係数	$W_{f,1}$	$W_{f,2}$	$W_{f,3}$
	１０	１．５	０．０５

表５－１６　設計６：最小自乗法による１次多項式の前置動的補償器の設計パラメータとして重み係数

以上に与えた設計パラメータを用いて最小自乗モデル・フォロイング法で設計した前置補償器によって補償された開ループ系の特性を図5-12に示す。図から、注目する周波数領域にわたって全域的に対角優勢性が改善されていることが分かる。

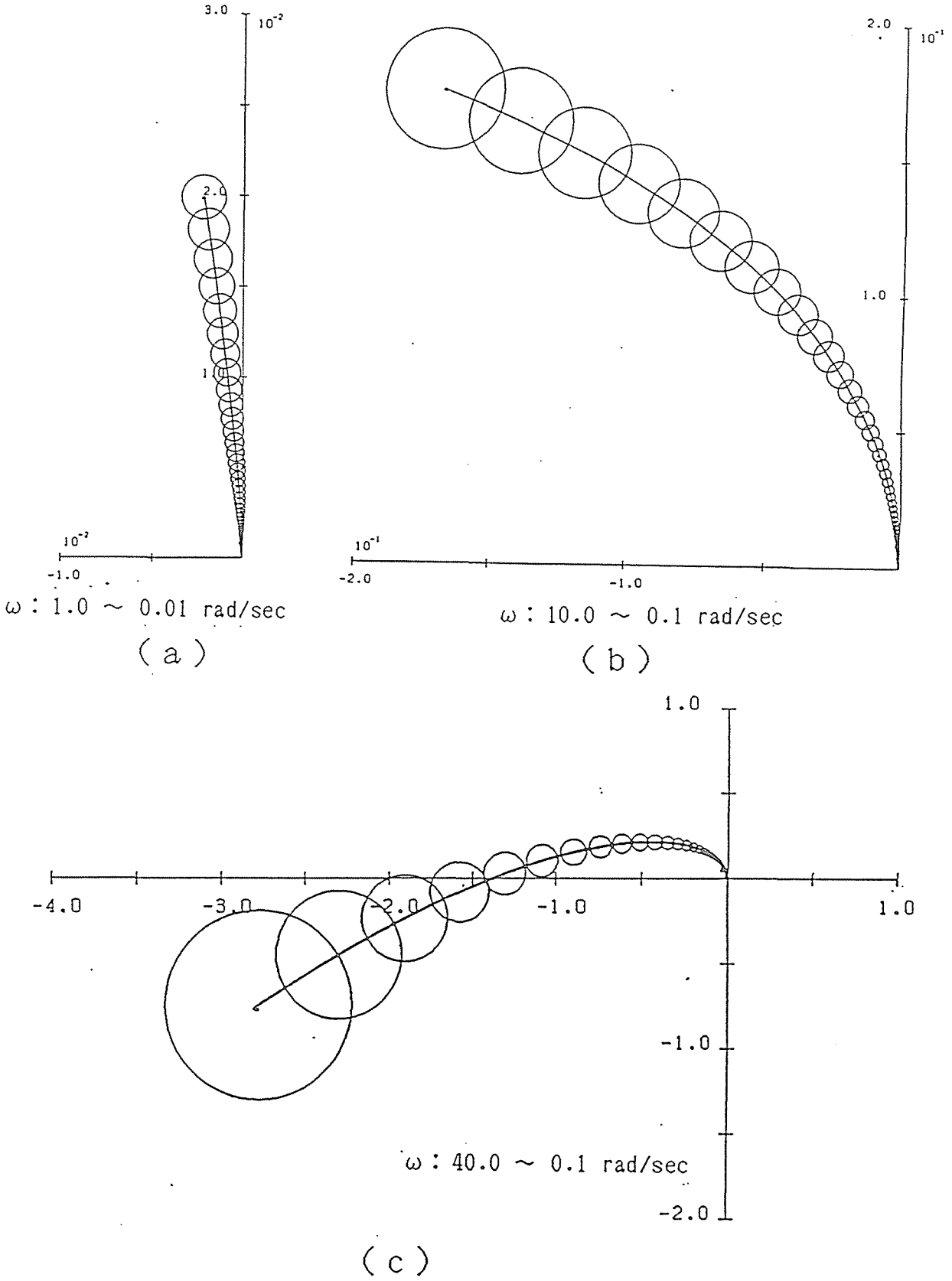
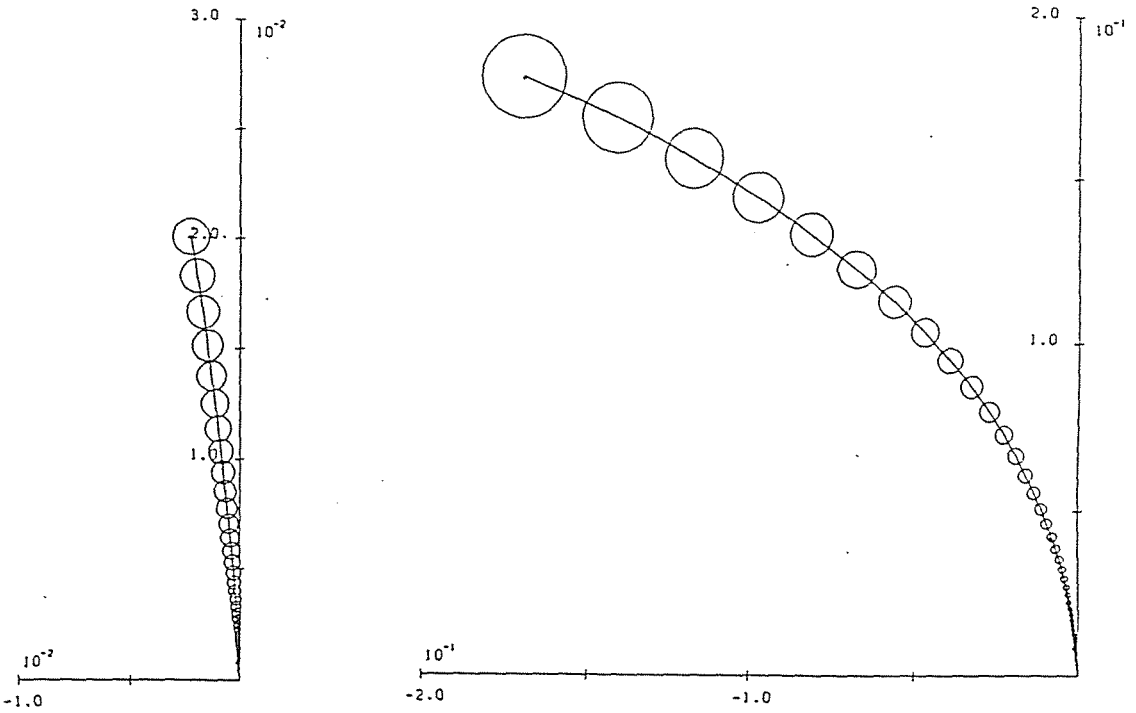


図５－１２　設計６で設計した１次多項式の動的補償器で補償を受けた場合の$\tilde{q}_{ii}(s)$のD(0.0,30.0)に関するベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

次に、重み係数を適当に調節して、希望の周波数での対角優勢性を選択的に改善する試みを行うことにする。この目的のために表5-17に示す３種の異なる組合せの重み係数を用いた。この組合せでは、それぞれの周波数での重みが設計６で用いた重みに対して１０倍の大きさになるように取ってある。これらの、重み係数を用いた設計の結果を図5-13～15に示す。これらの図と図5-12の比較から、大きな重みをかけた周波数の近傍で相対的に対角優勢性が改善されていることが分かる。

周波数	ω_1	ω_2	ω_3
	5 (rad/s)	10 (rad/s)	30 (rad/s)
重み係数	$W_{f,1}$	$W_{f,2}$	$W_{f,3}$
設計７	１００	１．５	０．０５
設計８	１０	１５	０．０５
設計９	１０	１．５	０．５

表５－１７　設計６と同じ設計条件（表5-15）で、重み係数を変えた場合の設計

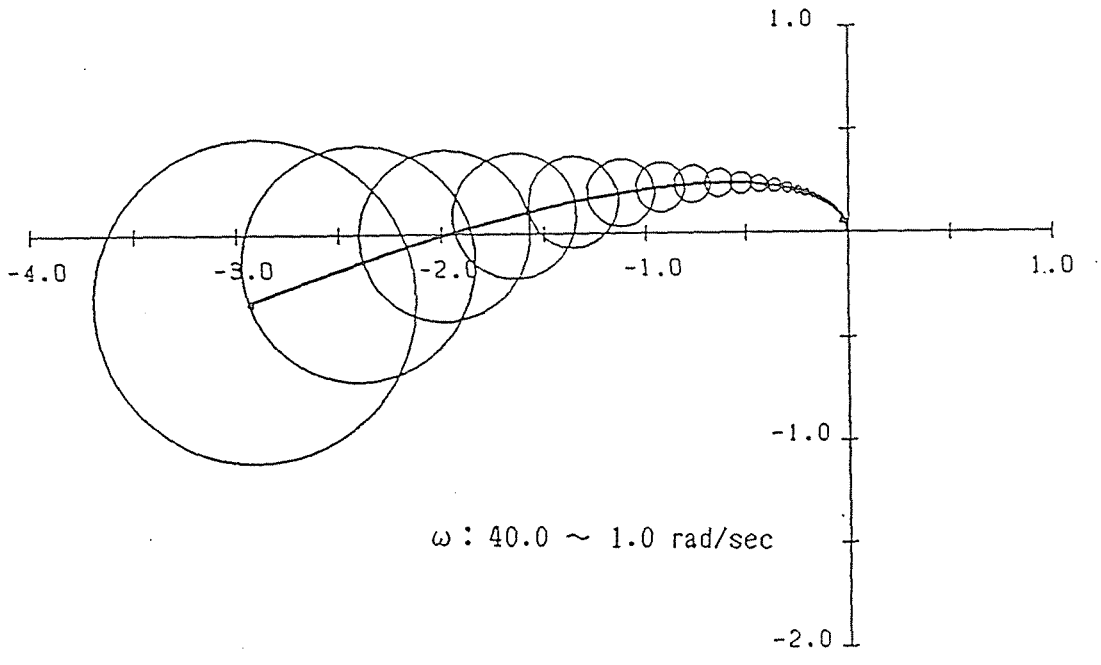


ω : 1.0 ～ 0.01 rad/sec

(a)

ω : 10.0 ～ 0.1 rad/sec

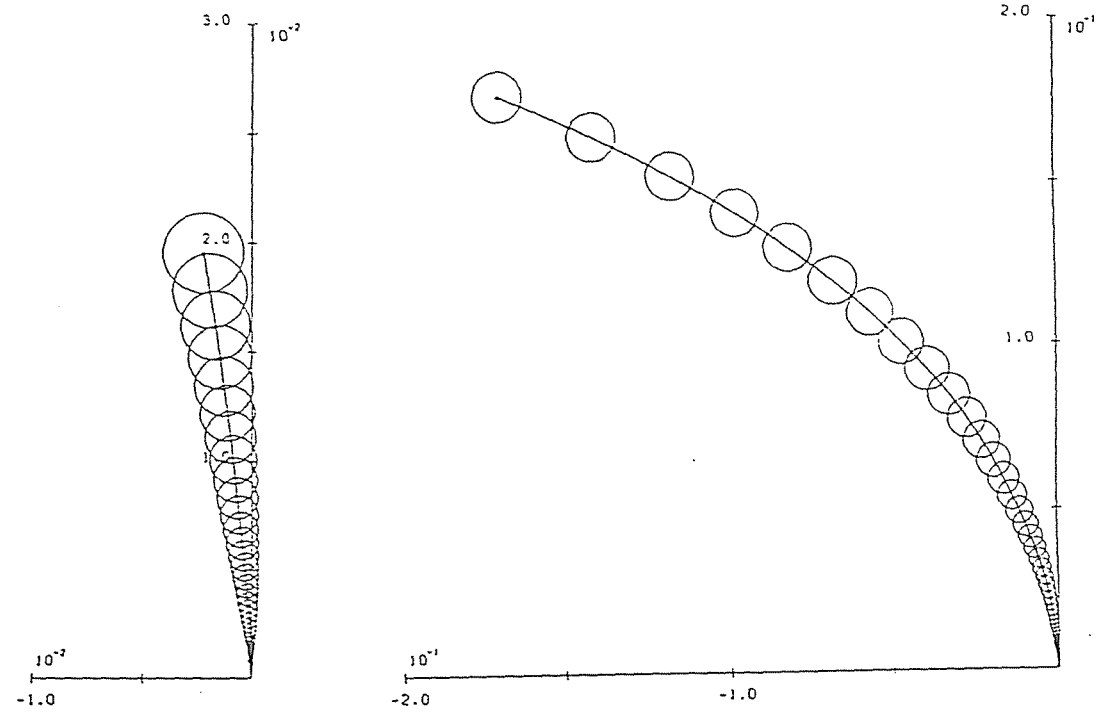
(b)



ω : 40.0 ～ 1.0 rad/sec

(c)

図５－１３　最少自乗モデル・フォローイング法による設計で、図5-12に示した設計と比べて周波数５(r/s)に１０倍の重みを掛けて設計を行った場合の $\hat{q}_{ii}(s)$ のベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

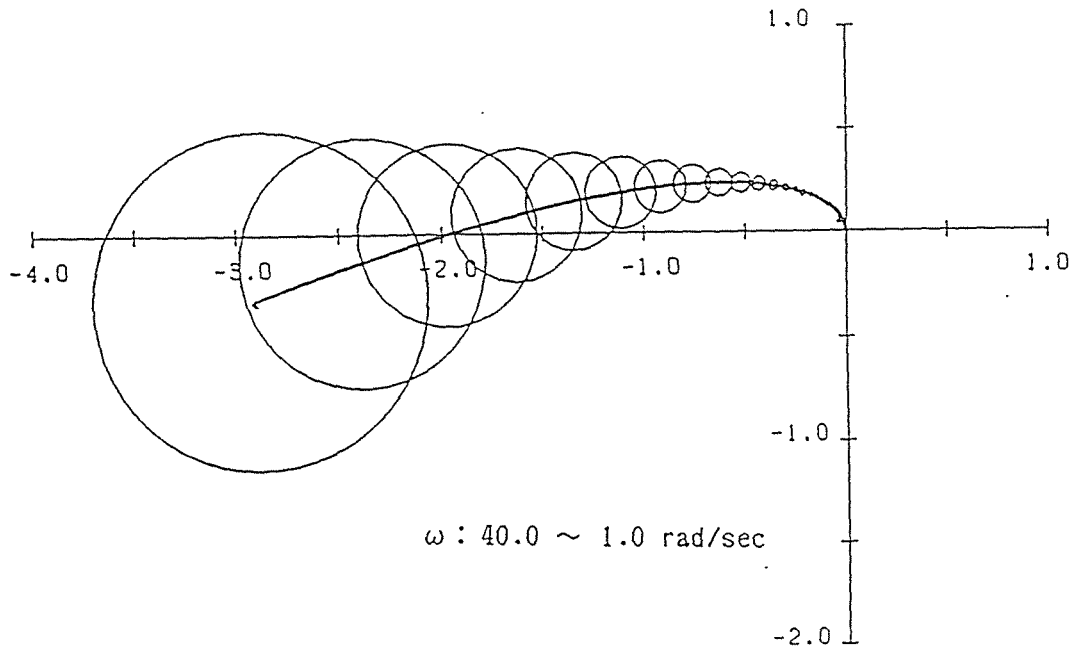


ω : 1.0 ～ 0.01 rad/sec

(a)

ω : 10.0 ～ 0.1 rad/sec

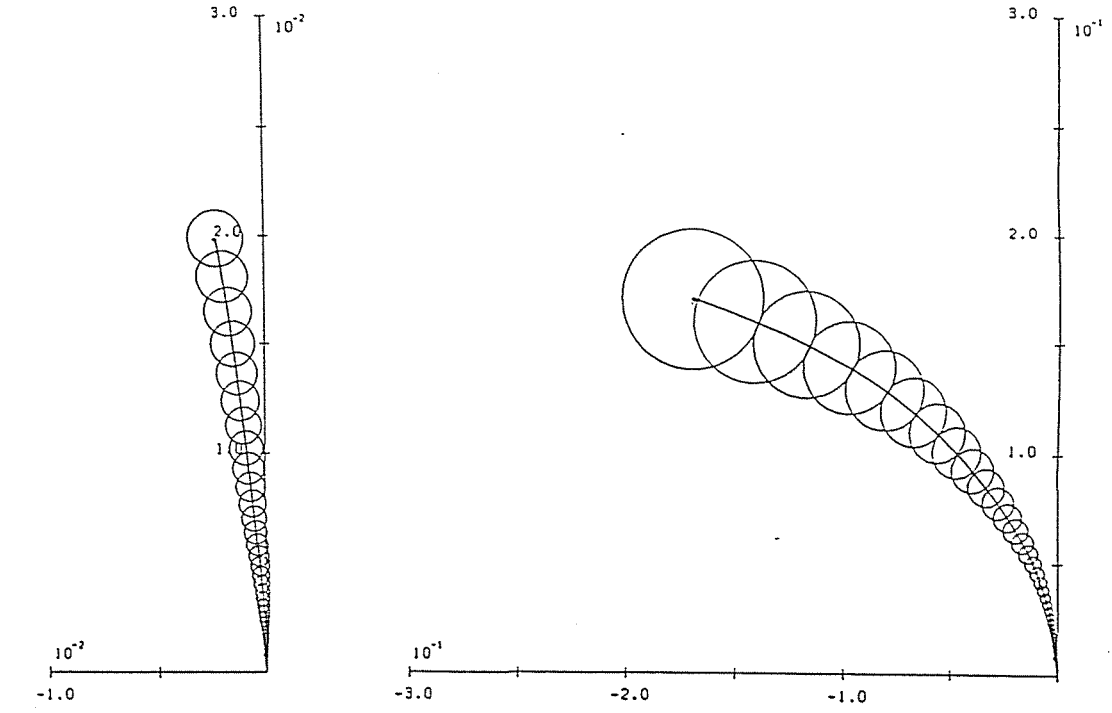
(b)



ω : 40.0 ～ 1.0 rad/sec

(c)

図５－１４　最少自乗モデル・フォローイング法による設計で、図5-12に示した設計と比べて周波数１０(r/s)に　１０倍の重みを掛けて設計を行った場合の $\tilde{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯



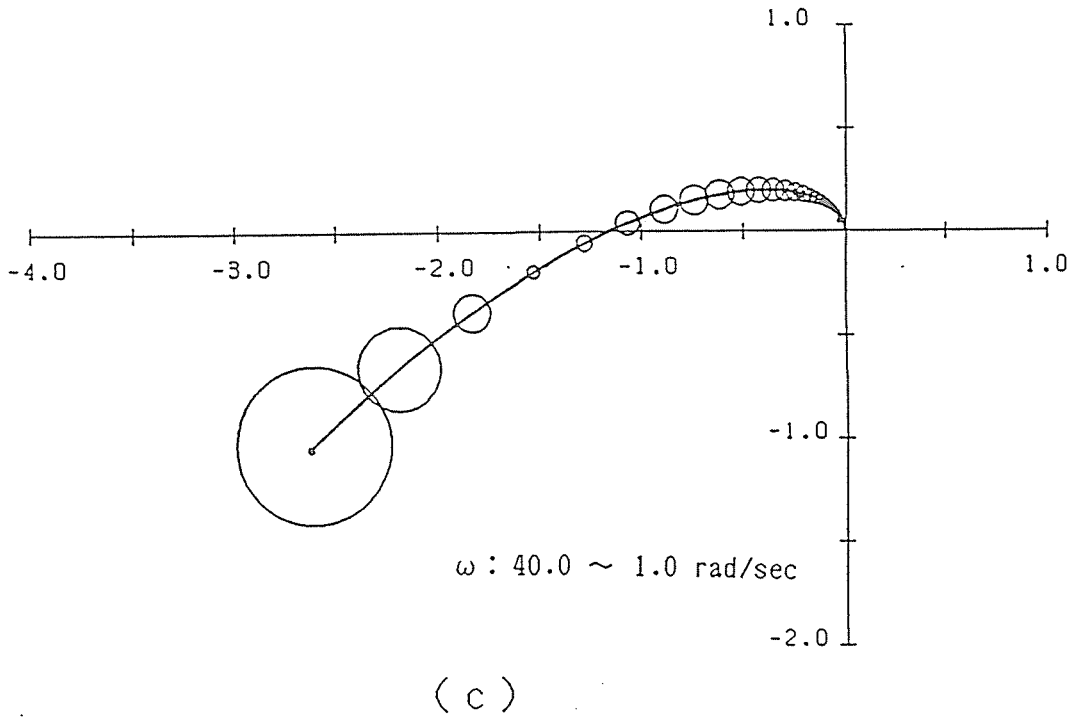


図５－１５　最少自乗モデル・フォローイング法による設計で、図5-12に示した設計と比べて周波数３０(r/s)に　１０倍の重みを掛けて設計を行った場合の $\hat{q}_{ii}(s)$のベクトル軌跡とゲリシュゴリン帯

５－４－３　設計法の比較

以上の試みから、近似的なモデル・フォロイング法は疑似対角化法と比較して、①希望の開ループ特性を指定できること、②２次以上の高次多項式の動的補償器を設計できること、③近似的なモデル・フォロイング法においても疑似対角化法と同様に逆ナイキスト配列法の枠組みでの設計手法を適用することも可能であること等を考慮すると、近似的な非干渉制御系の設計手法として近似的なモデル・フォロイング法の方が優れていると考えられる。近似的なモデル・フォロイング法では、最小自乗モデル・フォロイング法と多点周波数モデル・フォロイング法との比較において、前者が①重み係数を適当に調整することによって、対角優勢性の微妙な調整が可能であること、②重み係数の選択方法によっては、多点周波数モデル・フォロイング法と同様な方法で対角優勢性を改善することも可能であること、③非干渉制御ばかりでなく一般の制御問題に対しても適用可能であることの点で優れていると判断される。

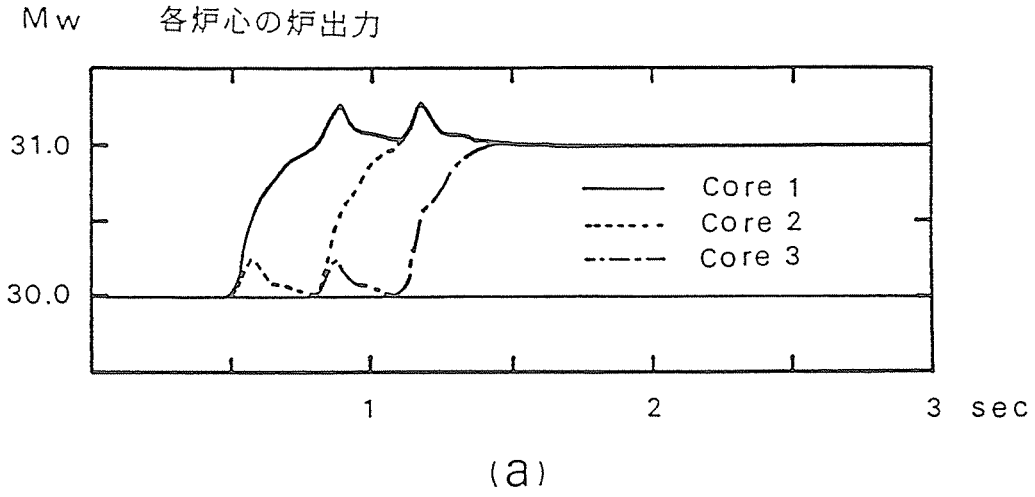
５－５　ディジタル・シミュレーション

以上で設計された非干渉制御系の特性を周波数領域のみでなく、時間領域での特性を調べるために、ディジタル・シミュレーションを行い、過渡応答特性を調べることにする。ここでは、近似的な非干渉制御系の特性を評価するために、近似的な非干渉制御系ばかりでなく、これとは異なる設計手法で設計された制御系についてもディジタル・シミュレーションを行い、これらの結果を比較検討することにする。以下のシミュレーションでは、近似的な非干渉制御系を含めて４種類の制御系を用いた。

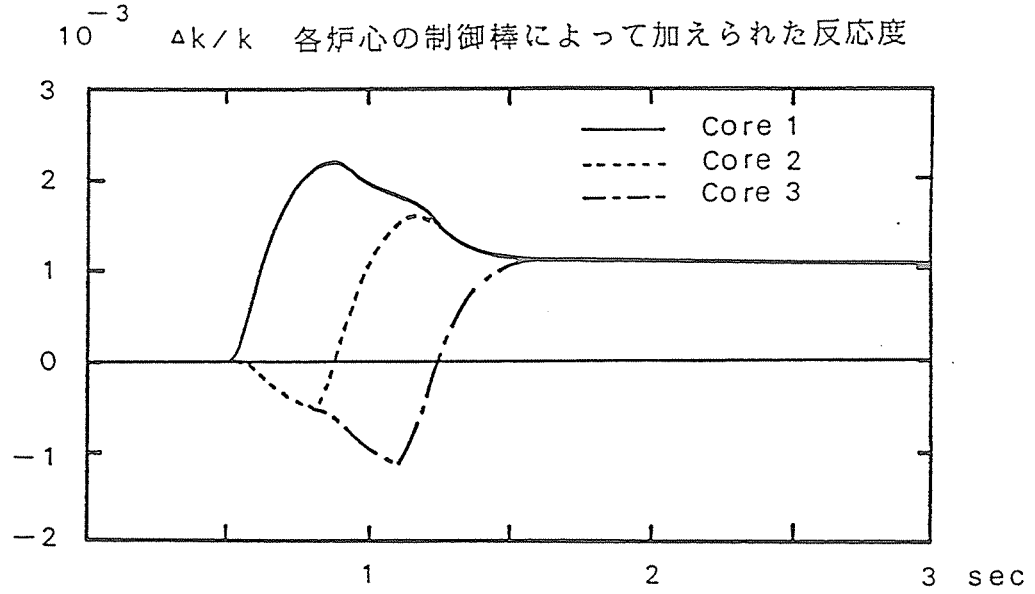
最初の制御系は、各炉心のそれぞれに独立に設けられ、担当する炉心の炉出力調整のみを目的とした制御系であり、PI補償系と出力フィードバック補償系によって構成される。今回の試みでは、この補償系を、周波数伝達関数が30/(1+0.1s)と表されるPI補償系とフィードバック係数を 0.3とするフィードバック補償系から構成した。第２番目の制御系は、設計１で疑似対角化法で設計した比例要素のみから構成される前置補償器と、フィードバック係数として 0.3を持つフィードバック補償系とを組み合わせた近似的な非干渉制御系である。第３番目の制御系は、最小自乗モデル・フォローイング法を用いた設計で、設計６で設計した１次多項式の前置動的補償器とフィードバック係数が 0.2であるフィードバック補償系から構成される近似的な非干渉制御系である。最後の４番目の制御系は、３章で述べた動的補償器による非干渉制御理論を用いて、第３番目の制御系と同様な過渡特性を持つように設計した非干渉制御系である。この制御系の設計では、遅発中性子先行核密度は直接的な測定手段では観測できないために、これを除いた残りのすべての状態変数をフィードバック制御に利用することを考えた。以下では、上記の４種の制御系をそれぞれ制御系①、②、③、④と呼ぶことにする。制御系①～③は基本的には各炉心の炉出力をフィードバックする出力フィードバック補償系であり、一方④の補償器は遅発中性子先行核密度以外の全ての状態変数をフィードバックさせる状態フィードバック制御に近い補償を行っている。

ディジタル・シミュレーションでは、各炉心の出力をシミュレーション開始時刻からそれぞれ 0.5、0.8、1.1秒後に30から31MWへステップ状に上昇させる場合について行った。制御系①によって補償された場合の各炉心の炉出力と、制御棒

によって加えられた反応度についての挙動を図5-16に示す。制御系①は、それぞれの炉心の炉出力制御を担当する補償系が、担当する炉心の炉出力の変動の調整のみを考え、他の炉心への影響を考慮せずに行うために、図5-16(ａ)に示すように、炉出力の過渡変化において他の炉心に大きな干渉の影響を与えてしまう。　比例要素のみから構成された近似的な非干渉制御系②による結果を図5-17に示す。図から、炉心間の干渉が近似的な非干渉制御系で補償されるために、干渉の影響が制御系①によるものと比較して大幅に低減されていることが分かる。前節にも指摘をしたように、近似的な非干渉制御系②は比例要素のみから構成されている補償器であるために、広い周波数範囲にわたって対角優勢性を改善することができず、特に高周波領域では対角優勢性を改善することができなかった。図に現われた他の炉心の擾乱に起因して起こる変動は、高周波領域の対角優勢性の改善不足に原因していると考えられる。図5-18に、最小自乗モデル・フォローイング法で設計された近似的非干渉制御系③で補償された場合のシミュレーション結果を示す。この図では、炉出力の過渡変化に他の炉心からの影響がほとんど認められず、非干渉制御がほぼ実現されていることが分かる。最後に、非干渉制御理論から設計された制御系④で補償された場合について図5-19に示す。図5-19と近似的な非干渉制御の場合を示した図5-18とを比較すると、両者の過渡応答にほとんど差異が認められず、近似的な非干渉制御系が非干渉制御理論から設計された制御系とほぼ同等の特性で、炉出力を非干渉的に制御していることを確認することができた。

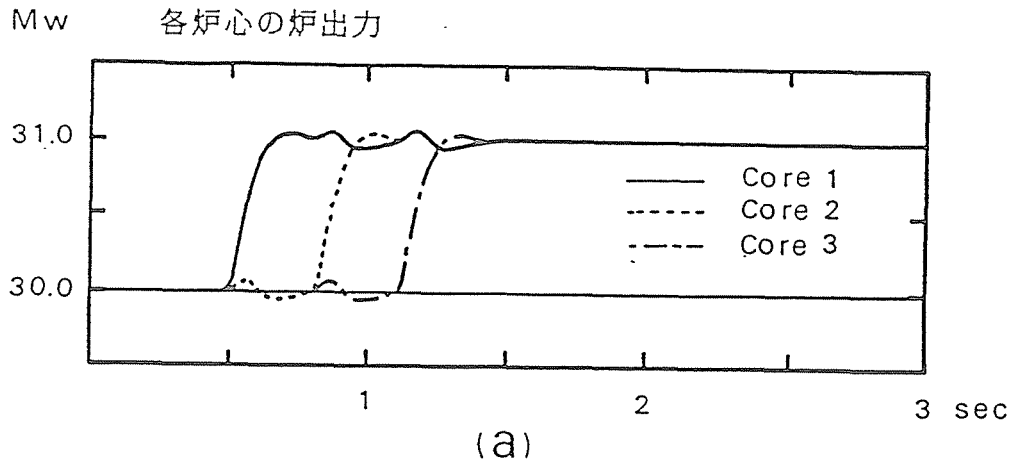


(a)



(b)

図５－１６　炉出力に関してＰＩ補償とフィードバック補償を行う炉出力調整制御系を用いて各炉心の炉出力を制御した場合の、（ａ）各炉心の炉出力の過渡応答と（ｂ）各炉心の制御棒によって加えられた反応度の変化



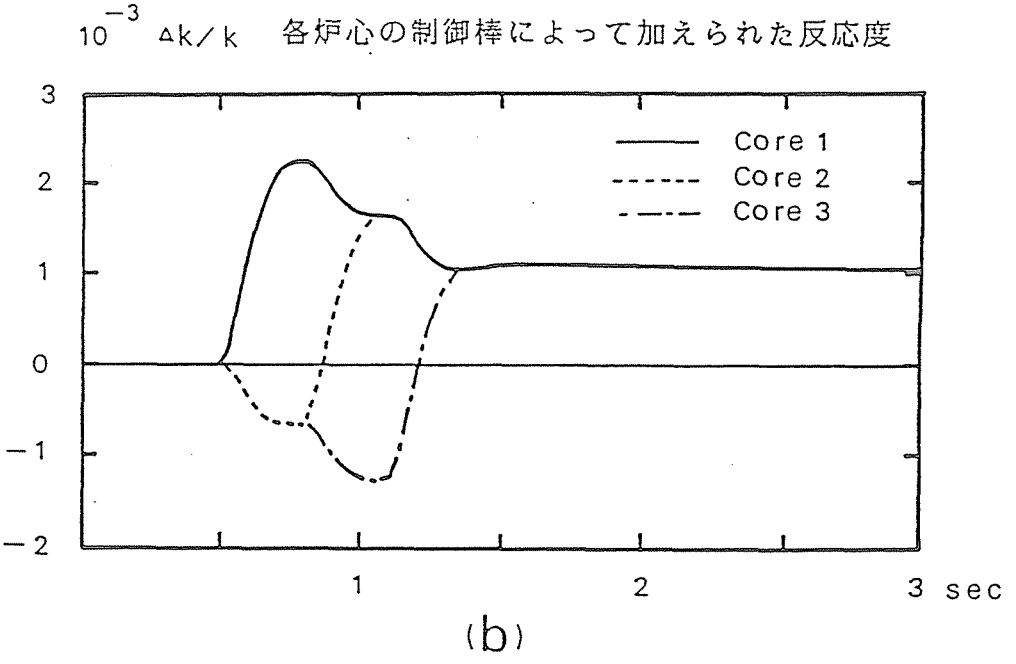
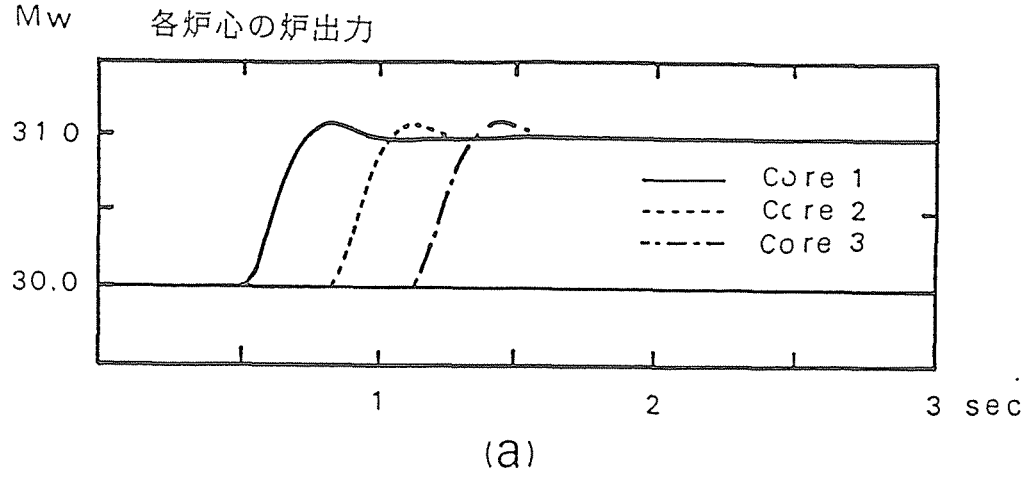


図５－１７　疑似対角化法で設計された比例要素のみから構成される前置補償器と、フィードバック補償系から構成される近似的な非干渉制御系で制御した場合の、（ａ）各炉心の炉出力の過渡応答と（ｂ）各炉心の制御棒によって加えられた反応度の変化



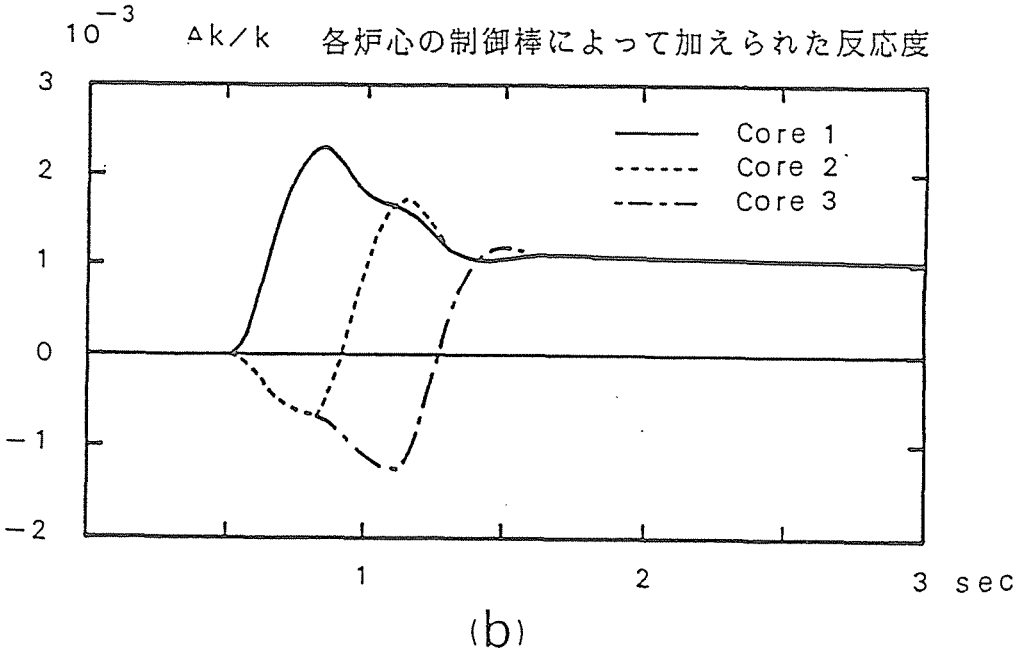
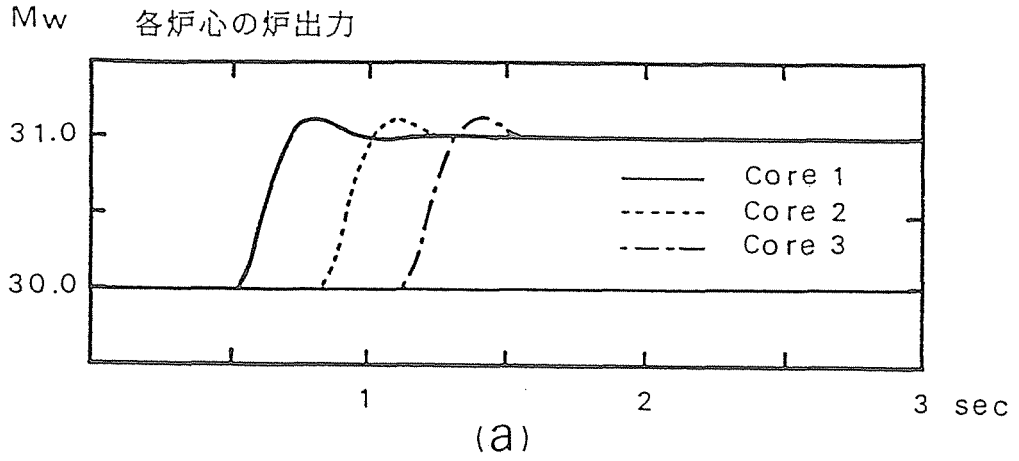


図５－１８　最少自乗対角化法で設計(設計７)された１次多項式の前置動的補償器と、フィードバック補償系から構成される近似的な非干渉制御系で制御した場合の、（ａ）各炉心の炉出力の過渡応答と（ｂ）各炉心の制御棒によって加えられた反応度の変化



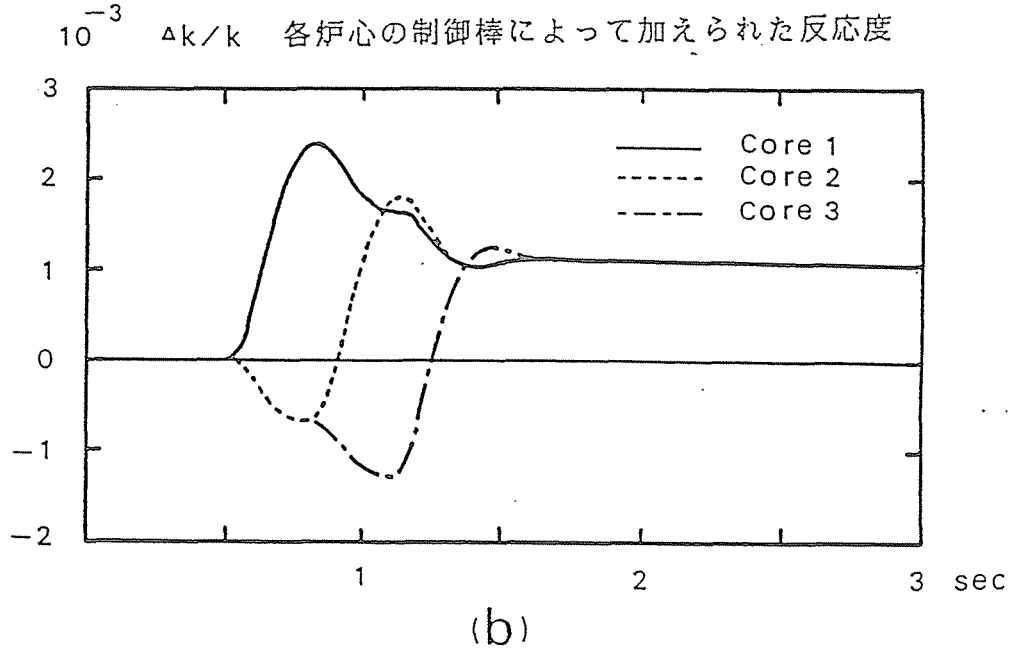


図５－１９　非干渉制御理論から設計された動的要素を含む非干渉制御系で制御した場合の、（ａ）各炉心の炉出力の過渡応答と（ｂ）各炉心の制御棒によって加えられた反応度の変化

上記の試みで近似的な非干渉制御系③と非干渉制御理論から設計した制御系④はほぼ同等の過渡応答特性を持つことが示された。次に、この両制御系の構造の複雑さの観点から比較を行うことにする。それぞれの制御系には、３次の状態空間表現で表される動的補償器がともに含まれている。制御系③は、出力フィードバック制御法を採用しており、各炉心の炉出力の３つの状態量に関する情報をフィードバックに用いている。一方、制御系④は、遅発中性子先行核密度以外の全ての状態量の１２個の状態量を制御に利用している。したがって、制御系④は、多くの状態量を必要としている分だけ複雑さが増すことになる。原子炉制御は原子炉の安全性に深く係わる分野であることから、制御系の信頼性の確保が重要である。状態量観測の信頼性確立の見地から、冗長性のあるセンサーで観測することが要求される。制御に多くの状態変数を要することは、膨大な数のセンサー群の健全性を原子炉のような過酷な運転条件の下で維持管理することが必要になり、現実的には困難であると考えられる。

本章で設計した近似的な非干渉制御系は、炉出力のみの出力フィードバック制御であり、また制御系の構造も比較的簡単であるため工学的にも十分に実現可能である点で、優れていると考えられる。

5－6　ま と め

本章では、原子力発電プラントような大規模工学系を、状態フィードバック補償法や、オブザーバーや動的補償器を用いた状態フィードバック補償法に準じた制御法で制御することは、理論的には可能であっても工学的見地から実施困難であることを指摘し、この困難性の原因の分析から、大規模工学系の制御を工学的に実現可能な制御系で実施するためには、少数の状態変数を出力として用いる出力フィードバック補償法が、最も現実的な処方であることの論拠を述べた。また、制御対象の系の動特性を数学的に表す数学モデルに対する考察から、数学モデルに含まれる近似に応じて、制御設計においても近似の考えを合理的に取り入れるならば、少数の状態変数の情報を用いる出力フィードバック補償制御であっても、希望の特性を近似的に実現できるとの予測を示した。本章では、このような考えに基づいて、結合炉の炉出力調整制御に対して、近似的な意味での非干渉制御を試みた。この試みにおいて、非干渉制御系の設計に近似の考え方を合理的に導入することにより、比較的簡単な構造を持ち、しかも非干渉制御理論から設計された制御系とほぼ同等の特性を持つ非干渉制御系を設計できることを明らかにした。

本章では、近似的な非干渉制御系の設計手法として、疑似対角化法、多点周波数モデル・フォロイング法、および最小自乗モデル・フォロイング法の３つの手法を用い、これらの手法で設計したそれぞれの制御系で補償された系の周波数特性や過渡応答特性の比較を行い、この比較から設計手法の特性や特徴を明らかにした。この結果から、最小自乗モデル・フォロイング法が最も優れた特徴を持つ手法であることが分かった。

疑似対角化法は、補償された系に対して希望の特性を与えることができないこと、２次以上の高次の多項式の動的補償器の設計が事実上困難であることの点で、他の２つの手法と比較して劣っているといえる。しかし、この手法は、非干渉制御系の設計を本来の目的とした手法ではなく、逆ナイキスト配列法を構成している基本的な設計手法の一つとして、周波数伝達関数逆行列の対角優勢性を実現することのみを目標とした設計手法である。このことによって、従来の古典的な周波数領域での設計手法を、多出力多入力系の制御設計問題へ拡張することを可能にし、自動制御理論上重要な意味を持つものである。今回の試みでは、対角優勢

性の改善という特徴のみに注目して、近似的な非干渉制御系の設計に適用したものであり、上記の欠点の一部は、疑似対角化法と逆ナイキスト配列法の他の設計手法を適切に組み合わせて使用することで十分に補うことができる。

多点周波数モデル・フォロイング法は、注目する周波数領域内の特定の周波数で周波数伝達関数行列を対角化することによって、その近傍の周波数においても対角優勢性の改善を図る方法である。この手法は、補償される系おいて希望する特性を、設計パラメータとして指定することができる。この方法では、対角化される周波数の数は補償器の多項式の次数に比例する。このため、注目する周波数領域にわたって多くの周波数点で対角化を必要とする場合には、高次の多項式の補償器を設計する必要がある。また、上に述べたように、対角化が可能である周波数の数は補償器の次数によって限定されるので、複数の周波数において対角化したい場合には、対角化の優先順位を指定する必要がある。動的補償器の設計は、補償器の構造を表す未定係数を、これらに関して導かれた連立代数方程式を解くことに帰着される。行列表現に表された連立代数方程式の係数行列と定数行列は、各周波数ごとに導いた連立代数方程式の係数行列と定数行列を積み上げて構成される。方程式を解く場合には、未定係数を決定するために必要な数だけの線形独立な行を係数行列の上位から順に選びだし、これらの行で構成された係数行列とこれに対応する定数行列から未定係数を決定している。したがって、この方法では、係数行列の上位に配置させた周波数ほど対角化の優先度が高くなることになる。多点周波数モデル・フォロイング法では、このような特性を十分に考慮して、係数行列、および定数行列を構成する必要がある。

最小自乗モデル・フォロイング法は、希望の特性を注目する周波数領域内で最小自乗の意味で実現することを設計目標にした手法である。この手法の優れた特徴は、重み係数の調整によって希望する特定の出力に関して、あるいは特定の周波数に関してモデル・フォロイングの程度を選択的に改善したり、あるいは、一様に改善するなど、対角化の程度を微妙に調整できる柔軟性を有している点である。重み係数の選択によっては、多点周波数モデル・フォロイング法と同様に、特定の周波数の対角化によって対角優勢性の改善を図るとことも可能であるので、多点周波数モデル・フォロイング法をも包含していると言える。また、この手法は、希望の特性を最小自乗の意味で実現することを目的とした方法であるので、

性の改善という特徴のみに注目して、近似的な非干渉制御系の設計に適用したものであり、上記の欠点の一部は、疑似対角化法と逆ナイキスト配列法の他の設計手法を適切に組み合わせて使用することで十分に補うことができる。

多点周波数モデル・フォロイング法は、注目する周波数領域内の特定の周波数で周波数伝達関数行列を対角化することによって、その近傍の周波数においても対角優勢性の改善を図る方法である。この手法は、補償される系おいて希望する特性を、設計パラメータとして指定することができる。この方法では、対角化される周波数の数は補償器の多項式の次数に比例する。このため、注目する周波数領域にわたって多くの周波数点で対角化を必要とする場合には、高次の多項式の補償器を設計する必要がある。また、上に述べたように、対角化が可能である周波数の数は補償器の次数によって限定されるので、複数の周波数において対角化したい場合には、対角化の優先順位を指定する必要がある。動的補償器の設計は、補償器の構造を表す未定係数を、これらに関して導かれた連立代数方程式を解くことに帰着される。行列表現に表された連立代数方程式の係数行列と定数行列は、各周波数ごとに導いた連立代数方程式の係数行列と定数行列を積み上げて構成される。方程式を解く場合には、未定係数を決定するために必要な数だけの線形独立な行を係数行列の上位から順に選びだし、これらの行で構成された係数行列とこれに対応する定数行列から未定係数を決定している。したがって、この方法では、係数行列の上位に配置させた周波数ほど対角化の優先度が高くなることになる。多点周波数モデル・フォロイング法では、このような特性を十分に考慮して、係数行列、および定数行列を構成する必要がある。

最小自乗モデル・フォロイング法は、希望の特性を注目する周波数領域内で最小自乗の意味で実現することを設計目標にした手法である。この手法の優れた特徴は、重み係数の調整によって希望する特定の出力に関して、あるいは特定の周波数に関してモデル・フォロイングの程度を選択的に改善したり、あるいは、一様に改善するなど、対角化の程度を微妙に調整できる柔軟性を有している点である。重み係数の選択によっては、多点周波数モデル・フォロイング法と同様に、特定の周波数の対角化によって対角優勢性の改善を図ることも可能であるので、多点周波数モデル・フォロイング法をも包含していると言える。また、この手法は、希望の特性を最小自乗の意味で実現することを目的とした方法であるので、

の安定性を確認しておく必要がある。

本章の試みは、全く特性が等しい炉心から構成された結合炉の各炉心の炉出力調整制御に対して適用したものであった。このことから、本章で示した成功は、各炉心間の干渉の影響の補償が炉心特性の対称性のために容易であったことが一因とも考えられる。また、提案された設計法の有効性は、合計で１５個の状態変数で表されるような比較的低次の数学モデルに対して示したものである。有効性をより一般的な系に対しても示すためには、例えば原子力発電プラントのような高次の数学モデルで表されなければならない複雑な系の制御、あるいは、今回の試みで扱ったような対称性のある特性を持つ系ばかりでなく、互いに異なる特性を持つ出力に関する制御など、同様に有効であるかを調べる必要があると思われる。本論文の以下の試みでは、提案した手法が原子力発電プラントの制御に対しても、有効性を発揮することが可能であるかを研究することにする。

第 5 章 の 参 考 文 献

[1] H.H. ROSENBROCK: "Computer-Aided Control System Design", Academic Press, VOL.??, NO.?? P.162 ～P.173, 1974

[2] D. J. HAWKINS: "Psedodiagonalization and the Inverse-Nyquist Array Method", Proc. IEE, Vol.119, NO.3, March, pp.337～pp.342, 1972

[3] 伊藤政美、木村英紀、他 ："線形制御系の設計理論"、計測自動制御学会、1978

[4] P.A. COOK: "Approximate Decoupling by Dynamic Compensation" , INT. J. Contr., VOL.28, NO.6, P.848～P.852, 1978

[5] M. TSUJI, Y. OGAWA: "Approximated Decoupling Control of Coupled-Core Nuclear Reactor", J. Nucl. Sci. Technol., VOL.19, NO.4, P.1～P.13, 1982

[6] M. TSUJI, Y. OGAWA: "Approximate Noninteractive Power Regulation of a Coupled-Core Nuclear Reactor", IEEE Trans. Nucl. Sci., VOL.20, NO.1, P.1835～P.1842, 1983

[7] M. TSUJI, Y. OGAWA: "Load Follow-up Control of a Pressurized Water Reactor Power Plant by Using an Approximate Noninteractive Control", IEEE Trans. Nucl. Sci., Vol. NS-33, No.4 ,1986

[8] J. B. PEARSON , C. Y. Ding : "Compensator Design for Multi-Variable Linear System", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-14, No.2, p.130～134、1969

[9] F.M. BRASCH,JR., J. B. PEARSON : "Pole Placement Using Dyanmic Compensators", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-15, No.1, p.34～43、1970

[10] J.W. HOWZE : "Necessary and Sufficient Conditions for Decoupling Using Output Feedback" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.18, NO.1, P.44～P.46 , 1973

[11] W.A. WOLOVICH : "Output Feedback Decoupling", IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.20, NO.1, P.148～P.149, 1975

[12] J.W. HOWZE, J.B. PEARSON : "Decoupling and Arbitrary Pole Placement in Linear Systems Using Output Feedback" , IEEE Trans. Automat. Contr., VOL.15, NO.6, P.660 ～P.663, 1970, NO.2, P.199～P.232, 1971

[13] R. P. BROADWATER, et al. : "Development of Models to Narrow the Gap between MOrdern Control Therory and Practice",

[14] E. B. J. KLEISS, H. V. DAM. : "A Simplified Model for the Dyanmic of a BWR", Ann. Nucl. Energy, Vol.12, No.5, pp.233～pp.245,1985

[15] J. M. LEUBA : "A Reduced-Order Model of Boiling Water Reactor Linear Dynamics", Nucl. Thecnol. Vol.75, Oct. pp.15～pp.22, 1986

[16] D. A. WILSON : "Optimal Solution of Model-Reduction Problem", Proc. IEE, Vol.117, NO.6, pp.1161～pp.1165, 1970

[17] N. K. SINHA, G. T. BEREZNAI : "Optimal Approximation of High-Order Systems by Low-Order Models", Int. J. Contr., Vol.14, NO.5, pp.951～pp.959, 1971

[18] D. A. WILSON : "Optimal Reduction for Multivariable System", Int. J. Contr., Vol.20, NO.1, pp.57～pp.64, 1974

[19] D. A. WILSON, R. N. MISHRA : "Optimal Reduction of Multivariable System", Int. J. Contr., Vol.29, NO.2, pp.267～pp.278, 1979

[20] R. N. MISHRA, D. A. WILSON : "A New Algorithm for Optimal Reduction of Multivariable System", Int. J. Contr., Vol.31, NO.3, pp.443～pp.466, 1980

[21] S. A. MARSHALL : "The Design of Reduced-Order Systems", Int. J. Contr., Vol.31, NO.4, pp.677～pp.690, 1980

[22] E. EITELBERG : "Model Reduction by Minimizing the Weighted Equation Error", Int. J. Contr., Vol.34, No.6, pp.1113～pp.1123, 1981

[23] C. P. KWONG : "Optimal Chained Aggregation for Reduced-Order Modeling", Int. J. Contr., Vol.35, No.6, pp.965～pp.982, 1982

[24] W. A. WOLOVICH : "Linear Multivariable Systems", Applied Mathematical Science, Springer-Verlang New York• Heodelberg• Berlin, 1974

[25] W. A. WOLOVICH, R. GUIDORZI: "A General Algorithm for Determining State-Space Representation", Automatica, Vol.13, pp.295～299, 1977

[26] H.H.Rosenbrack : "State-Space and Multivariable Theory", in Studies in Dynamical Systems, THOMAS NELSON & SONS LTD, Great Britain, 1970

[27] N. MUNRO , et al.: "Minimal Realization of Transfer-Function Using the System Matrix", Proc. IEE, Vol.118, No.9 , pp.1298～1301, 1971

第６章　原子力発電プラントによる負荷追従運転

６－１　原子力発電プラントによる負荷追従運転

従来、原子力発電プラントの運転は、燃料費が低いことの経済的な理由や燃料棒健全性などの安全性の見地から、基本的には基底負荷運転が行われてきた。しかし、今後、原子力発電の総発電量に占める割合がさらに増加することが予想され、このような場合には、電力系統の負荷変動に合わせて出力を調整する運転、すなわち負荷追従運転が系統の柔軟な運用のために必要とされよう[(1),(2)]。また、原子力発電の割合が負荷追従運転を常に必要とするほどには大きくない場合にも、ある程度の負荷追従性が要求される。これは、夜間の低負荷状態に石炭、石油火力発電所が日負荷調整のために停止するため、系統の周波数調整運転容量が不足して、わずかな負荷変動でも周波数変動を起こすためである。このため、原子力発電所の運転が基本的には基底負荷運転モードであっても、夜間は原子力発電所においても周波数変動を調節するような負荷追従運転が必要となる。

原子力発電による負荷追従運転は、諸外国では、全世界の原子力総電力量の３０％以上を占めている世界最大の原子力発電国であり、常に原子力発電のリーダー役を担ってきた米国や、あるいはフランス、ベルギーなどのように電力の半分以上を原子力に依存している国々を中心として、昭和５０年代から、その試み[(4),(5),(22),(23),(27)]が実施された。これらの国々の経験からは、燃料棒の健全性を損ねることなく負荷追従運転が実施可能であることが確認されている。我国においても、将来の原子力発電プラントの本格的な負荷追従運転を踏まえて、昭和５０年代後半から、電力会社およびメーカーによる研究[(5),・・・,(13)]が進められてきた。燃料棒性能評価[(13)]のために、実験炉による周期的な出力変動環境のもとでの燃料棒照射実験や、実機におけるＰＲＤ(Power Ramp Demonstration) 実験が実施され、日負荷追従運転程度の繰り返し出力変動では燃料棒の健全性に大きな影響を与えないことが確認された。また、これと平行して、負荷追従運転のための制御系の改良や、運転法の検討が行われた[(6),・・・,(12)]。これらの研究の実績に基づいて、日負荷追従運転、自動周波数制御運転、ガバナフリー運転の試みが実機プラントで実証試験され、負荷追従運転が実現可能であることが示された。

原子力発電プラントの負荷追従能力は、分当たり４％程度の出力変更率を持つ石炭火力発電に比べても、ある範囲では分当たり８％程度の石油火力発電に対しても優れていることが示された。このことから諸外国では、原子力発電を負荷追従運転に積極的に運用しようとの提案[1]もなされている。

負荷追従運転の実現のためには、燃料棒健全性の検討や、プラントの各部の金属部やタービンブレードの熱応力疲労に対する耐久性などについての事前の評価、あるいはそれらの耐久性向上のための開発研究が必要となる。またこれと平行して、負荷追従運転のための制御系の改良や、運転法の検討が必要とされる。本研究では、原子力発電プラント制御の観点から負荷追従運転の実現研究を試みるものである。特に、負荷追従運転モードの中で自動周波数制御運転やガバナフリー運転のように、出力変更周期が秒～分程度の高速度の負荷追従性が要求され、このために自動制御が必要とされる。このような負荷追従運転のための制御系の開発では、原子力発電プラントが大規模工学系であるために生ずる困難性を克服しなければならない。この困難性は、例えば状態フィードバック制御理論に基づくような設計法を適用した場合に、設計された制御系には制御対象の系の複雑さに比例した複雑さが要求されることに関係する。すなわち、原子力発電プラントは巨大複合工学系であるために、設計された制御系に対して工学的に実現が不可能であるような複雑性が要求されてしまう。このような複雑性は、原子力発電プラントの運転環境が過酷であることや、安全性の見地から制御系には高い信頼性が要求されることから、制御系に冗長性が求められ、さらに複雑となる。本研究では、このような問題に現実的に対処するために、大規模工学系の制御設計に合理的な近似の概念を導入することによって、非干渉制御理論や最適状態フィードバック制御理論などの設計法で設計された補償器とほぼ同等の特性を持ち、しかも構造が比較的簡単で、工学的に実現可能な制御系を設計できる設計手法を提案し、その設計法を原子力発電プラントの負荷追従運転のための制御系の設計に適用して、設計した制御系や設計法の有効性を具体的に示すことを試みた。

本章では、この制御系設計法について記述に入る前に、負荷追従運転について、その運転形態の種類、運転上の制約や問題点、達成目標などについて、今日の代表的な商用原子力発電炉である加圧軽水型（ＰＷＲ）と沸騰軽水型（ＢＷＲ）を中心にして概説することにする。

６－２　負荷追従運転の種類

負荷追従運転の形態は、出力変更の大きさや変更の周期に応じて、以下の４つに分類することができる[1]。

① 日負荷追従　　(Day-Night Cycle Load Variation)
② 負荷調整　　(Load Regulation)
③ 周波数制御　　(Frequency Control)
④ 偶発的事故時の運転　(Contigency Operation)

上記の４つの負荷追従運転モードを電力系統の負荷変動の大きさと変動周期との関係を表すと図6-1のように示すことができる。　図のP_1、P_2、T_1、T_2は電力系統の規模や特性によって定まる量である。日負荷追従と負荷調整の運転モードは、出力変更の規模が比較的大きいがその周期は遅い負荷変動に対応するものであり、図のＡ領域に属する。周波数調整モードはＢ領域に属し、変動周期は数分～十数分程度であり、負荷変動幅は２～５%程度である。この領域の運転は、原子力発電プラントの出力制御系の自動制御によって行われる。最近では、この領域の運転にはさらに高速な応答性が要求されている。Ｃ領域に属する変動周期が短く変動幅の小さな負荷変動は、系統内の各発電所の自己負荷追従性によって調整される。

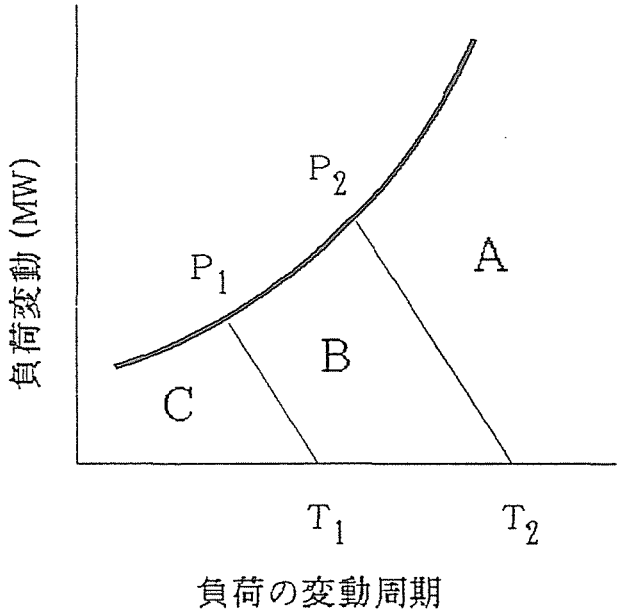


図６－１　負荷追従運転モードにおける負荷変動幅と周期の関係

”日負荷追従”運転は、一日の電力需要の変動に対応するために、あらかじめ定

められたパターンで出力を変更する運転方法である。出力変更パターンとしては、昼間１２時間は100%定格運転を行った後、1時間かけて50（あるいは60）%へ出力を減少させ、それ以後の１０時間は低出力一定運転を行い、その後1時間かけて100%定格出力復帰させる出力変更を繰り返す12-1-10-1パターンや、あるいは12-3-6-3パターンが考えられている。この運転の出力変更速度は分当たり0.1～1%程度であり、上記の他の負荷運転追従モードと比較して緩慢な出力変化率である。原子力発電所が深夜の低出力運転状態にあるときに、系統内で稼働する他の発電所が故障のため停止しなければならない事態が発生するような場合には、停止した発電所の発電量を補うために出力を急速に増加させる必要があり、したがって大幅出力変更性能が要求される。また、深夜の低負荷時では系統内の負荷調整容量が減少するので、わずかの負荷変動が大きな系統周波数変動を与えることになるので、秒オーダの高速の負荷追従性も必要とされる。日負荷追従運転の実証運転では、出力設定値の変更や出力変更に必要な制御操作は手動で行われているが、運転員の負担の軽減やより確実な運転のために自動化の試みが行われている。

”負荷調整”モードの運転は、電力系統内の負荷変動の大まかな調整であり、その出力変更の頻度は一時間当たり１０回程度で、その大きさは定格出力の±５%以下である。

”周波数制御”運転は、系統内の周波数を一定に保つように発電所の出力を調整する運転モードである。その出力変化の頻度は不規則であり、変更の大きさは定格出力の±１～３%程度である。系統周波数の変動は、高品質電力供給の要請から、周波数変化が±0.1Hz以内、積算誤差が±３秒以内であることが目標とされる。周波数制御には、自動周波数制御（AFC）とガバナフリー制御（GF）の２つのモードの制御法がある。 AFC運転は、系統の負荷変動に伴って生じた系統周波数の変動を定められた範囲内に納まるように、中央給電指令所から通信回線を経由して各発電所の出力制御系を直接制御し、系統内の電力を調整する制御法である。この運転では、従来は変化幅が±５%定格で、２～１５分程度の応答速度が要求されていたが、最近では１０秒～５分の変動周期に対応することが要求されている。GF運転では、発電機出力端の周波数偏差を用いて蒸気加減弁を直接制御する方法である。要求される応答時間は従来は２０秒～２分程度とされたが、最近ではさ

らに高速性が要求されている。周波数制御モード運転は、出力変更速度が数秒～数分と速いために自動制御が必要であり、このための制御系の開発が必要とされる。

負荷追従モードの４番目の運転として挙げた"偶発的事故時の運転"は、系統内の事故による電力喪失を補うための運転であり、この運転が可能であるためには、ステップ状あるいはランプ状の速やかで大幅な出力変更が必要であり、大きな瞬動予備電力が要求される。

６－３　負荷追従運転の実施上の制約

原子力発電プラントの運転では安全性確保が最優先される。負荷追従運転の実現においては、安全性の観点から次の事項が問題となり、実施にあたってこれらを十分に評価しておかなければならない。

① 中性子束分布の歪み
② 被覆管の熱応力疲労、および燃料ペレットと被覆管との相互作用(PCI)
③ タービンブレード、タービン軸に加わる応力

制御棒の使用は出力分布を大きく歪ませ、大きなホットスッポトを生じさせる可能性を持つ。このため、燃料棒健全性の観点から制御棒の使用には制約が与えられる。しかし一方で制御棒の使用に対する過度の制限は、負荷追従の速応性や瞬時出力復帰能力を低下させることになる。これらを勘案した適切な制御棒の使用法の開発が必要である。 この問題は、出力変更に制御棒が使用されるPWRでは特に重要である。

燃料被覆管の熱応力疲労の問題は、被覆管が度重なる出力変化によって膨張、収縮を繰り返し、これによって熱応力疲労が蓄積され、ついには被覆管の破損に至る問題である。この問題の研究[13]から、日負荷追従運転で予想される被覆管の熱応力については、応力が加わる回数の許容限界（約４万回）に対して十分に余裕をもって健全性が保たれることが示された。 PCI問題の一つは腐食性FPガス

雰囲気での被覆管の応力腐食の問題である。燃料棒内には燃焼の進行に伴って腐食性FPガスが蓄積され、このガスが出力変更の際に燃料棒から燃料ギャップへ噴出される。このような周期的に変動する腐食性雰囲気では熱応力腐食の進行が加速される。また燃焼とともに燃料棒がスエリングし、燃料ギャップの間が狭まったり、あるいは接触するような場合には、腐食が急速に加速されて被覆管の破損に至る場合がある。PCI破損の研究からは、PCI破損は燃焼が進行した燃料で起こり、その破損は出力変化の幅と、出力が基準状態（燃料棒のならし運転で経験した上限値）を超過する大きさに依存することが明らかにされ、これらがそれぞれのしきい値（４０ｋＷ／ｍ、および８ｋＷ／ｍ）を同時に越える場合のみに生じることが示された。これにより、これらのしきい値を越えないように運転するならば、燃料棒の健全性を大きく損なうような危険性が少ないことが分かり、このような知見を踏まえて、実機による出力調整運転の実証実験が行われた。

タービン負荷の急激な度重なる変化は、タービン軸にねじれ応力による応力疲労やタービンブレードにかかる過大な応力によって、これらの破損を引き起こす可能性がある。このため、タービンの回転速度の変化にも制限が設けられており、一般的には分当たり５～１０％程度の最大負荷率が提案されている。

原子力発電プラントの負荷追従能力は上で述べた事項の制約によって基本的には限定されるが、以下の特性にも大きく依存する。

① 原子力蒸気供給系やその他のプラント装置の設計特性
② 制御系の特性（応答特性）
③ 出力変更に利用できる反応度の量および、その形態
④ 瞬時予備電力の応答特性とその大きさ
⑤ 負荷変化の出力レベル
⑥ 過去の運転履歴（燃焼度、^{135}Xeの蓄積）

プラントの各装置には設置された運転環境に応じて設備仕様や使用限度が与えられ、許容される高圧条件、高温条件が定められる。負荷追従運転の過渡変化においては、この制限値を越すことがないように出力変更の大きさが制限される。周期的な出力変動はプラント各部に熱的あるいは圧力的に変動する環境を生み出

し、このために応力疲労が蓄積されて破損に至る危険性が存在する。このような応力疲労に対する耐久性は、出力変動の大きさや頻度を制約することになる。

負荷追従の能力は、プラント制御系の特性にも大きく依存する。原子力発電プラントの制御法は基本的に次の２つに分類することができる[14),(15)]。

① 原子炉優先型　（turbine-follow-reactor）
② タービン優先型（reactor-follow-turbine）

原子炉優先型は、蒸気加減弁を原子炉で発生したエネルギー量と等しいエネルギーを持つ蒸気がタービンに流れ込むように制御する方法である。すなわち、蒸気加減弁の開度は蒸気圧力が一定になるように制御される。この制御法では発電所の出力は原子炉出力制御系の出力設定値で定まることになる。タービン優先型は、原子炉出力をタービン発電機側で要求しているエネルギーと一致するように制御する方法である。この制御法では、タービン発電機の回転数や蒸気圧力が一定であるように原子炉出力が制御される。負荷変動に伴って現れる影響は周波数変動や蒸気圧低下などタービン発電機の近くで最初に現れるので、これらの情報を直接炉出力制御の制御信号として用いるタービン優先型は負荷変動に対する速応性が優れている。原子炉優先型の制御は、原子炉の運転上の制約や運転状態に応じて出力を変更できるので、原子炉の健全性の点からは望ましい。どの制御法を採用するかは、原子炉の特性に強く依存する。ＰＷＲは減速材温度の反応度係数が負であるために自己負荷追従性を持つ。このため、制御法としてはタービン優先型の制御法が採用されている。一方、ＢＷＲはボイド反応度係数が負であるために圧力変動に対して不安定性を示すため、圧力が優先的に制御される。このためタービン側で出力を調整することには限界があるので、原子炉優先型の制御法が取られている。

日負荷追従運転では、夜間の低出力運転状態で系統内の他の発電所が故障のため発電停止した場合には、許容される変更速度で出力を復帰させる必要がある。この復帰能力を瞬時復帰能力と呼び、変更可能な出力の大きさや定格出力へ復帰するために必要な時間が問題となる。日負荷追従運転の実施においては、上で述べたような事態に備えて、電力系統にはどの程度の瞬時予備電力を必要とするか、

また原子力発電所にはどの程度の瞬時復帰能力を期待できるかを、あらかじめ調べておく必要がある。この特性は、原子炉の特性、制御系の特性、反応度制御の方法、出力レベルを低下する前の出力分布や燃料の燃焼レベルなどの運転条件などに依存している。出力復帰のためには正の反応度を急速に印加しなければならないので、反応度としてどのような形態の反応度が利用できるかが問題となる。ＰＷＲでは、日負荷追従運転の反応度制御をボロン濃度制御を主体として行っているが、ボロン濃度の希釈速度が遅いために、ボロン濃度を急速に低下させて出力を増加させることができない。このため、瞬時復帰能力を確保する目的で、制御棒をあらかじめある程度挿入しておく必要がある。しかし、制御棒の挿入は中性子束分布を大きく歪ませるため挿入量が制限され、瞬時復帰能力には限界が存在する。ＢＷＲの出力制御は再循環流量制御で行われ、ＰＷＲと比較して容易に出力復帰が可能である。

低出力状態では、中性子束の低下によって中性子吸収による^{135}Xeの燃焼が減るために、^{135}Xeの蓄積現象が起こる。この蓄積現象では、初めは^{135}Xe濃度は増加するが、出力の低下による核分裂数の減少によって、極大を迎えたのち減少を始める。^{135}Xeは中性子吸収に対して大きな断面積を持つので、^{135}Xe濃度の変化は原子炉の余剰反応度に影響を与え、^{135}Xeの蓄積は余剰反応度を低下させる。^{135}Xe濃度の変化は、高出力状態の運転レベル、低出力状態の運転レベル、これらの状態での中性子束分布、低出力運転の経過時間などに依存する。^{135}Xe濃度は時間とともに変化するため、低出力運転時には、^{135}Xe濃度変化に伴う反応度補償を行う必要がある。この反応度補償は、瞬時出力復帰能力を低下させる。正の反応度として利用できる反応度が^{135}Xeの蓄積のための反応度補償のために使われ、出力増加の際に利用できる反応度の量が減るためである。^{135}Xeの濃度変化はその濃度の変化ばかりでなく、分布にも変化が現れる。このため中性子束分布も変化することになるので、出力を増加させた場合に大きなホットスポットが現れることも考えられ、復帰能力に対する一つの制約となる。瞬時出力復帰能力は、以上に述べたような変化に加えて、長期的には燃料の燃焼や、大きな中性子吸収断面積を持つ核分裂生成物の蓄積によっても影響を受ける。

６－４　ＰＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転

６－４－１　制御系と制御法[16),・・・・(20)]

図6-2に示すように、ＰＷＲ制御系は主に次の７つの制御系から構成される。

① 炉出力制御系
② タービン制御系
③ 一次冷却材温度制御系
④ 蒸気発生器制御系（圧力）
⑤ 蒸気発生器の水位レベル制御系
⑥ 加圧器圧力制御系
⑦ 一次系体積制御系

ＰＷＲでは、一次系圧力、一次冷却材平均温度、加圧器水位、二次系圧力、蒸気流量、蒸気発生器二次側水位等が制御対象のプロセス量とされ、これらの値が出力レベルによらず一定に、あるいは出力に応じてあらかじめ定められた目標値と等しくなるように制御される。負荷追従運転では、これらのプロセス量が出力の変動によって変化するので、これらを適切に制御する必要がある。

一次系の圧力は、加圧器内に設けられた電熱ヒータによる加熱と、一次系低温側配管部から抽出した冷却材を加圧器上部から気相部にスプレーして蒸気を凝縮させることによって制御される。一次系圧力は出力によらず一定になるように制御される。加圧器は、圧力制御の他に、出力変化に伴う一次系内の冷却材の温度膨張や収縮による体積変化を加圧器の気相部の自由空間で吸収する機能を持つ。一次系の冷却水の体積は加圧器内の水位を制御することによって行われる。この水位制御は一次低温側配管部に設置された体積制御系で制御される。体積制御系は、この制御の他に一次系冷却材のボロン濃度の調整や、冷却材中の腐食生成物や放射化ボロンを処理するための浄化系としての機能を持つ。体積制御系では、一次系低温側配管から冷却材の一部を抜き取り、浄化系へ送り込み、不純物を回

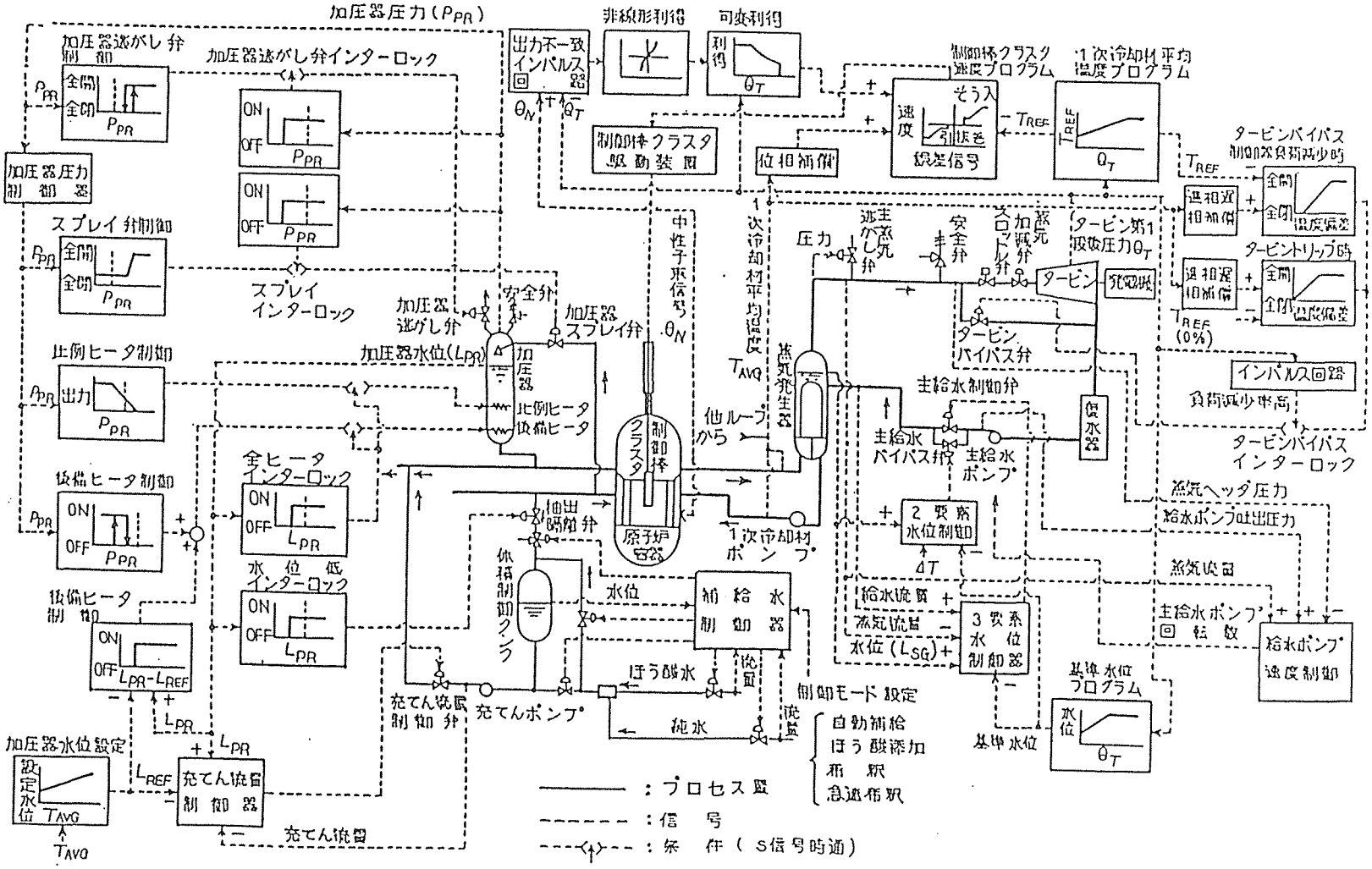


図6－2　ＰＷＲ発電プラントの制御系の構成

収、処理する。また、体積制御系内の体積制御タンクでボロン濃度調整された冷却水を低温側配管部へ送り込む。加圧器水位は、体積制御系から低温側配管部へ送り込む冷却水の量を調節することによって制御される。

蒸気発生器二次側水位は給水制御系によって出力にかかわらず一定になるように制御される。蒸気発生器二次側圧力や一次冷却材平均温度の制御では、一定値制御法と出力に応じて目標値を変える制御法が考えられているが、最近では後者の運転法が採用されている。 すなわち、蒸気発生器の二次側圧力は、図6-3に示すように、出力の増加につれて低下するように設定される。 また、一次冷却材温度は、炉心入口温度、平均温度、出口温度のそれぞれが出力に対して図6-3のように制御される。すなわち、平均温度が出力の増加に合わせて上昇するように設定される。これは、炉出力によらず平均温度を一定とすると、低出力状態で蒸気発生器二次側の飽和圧力が大きくなるために、蒸気発生器の設計条件がきびしくなるためである。また、冷却材平均温度の目標値を図のように設定するならば、以下に述べるように、ＰＷＲの持つ自己負荷追従性を負荷追従速度を速める目的に有効に利用することができる。

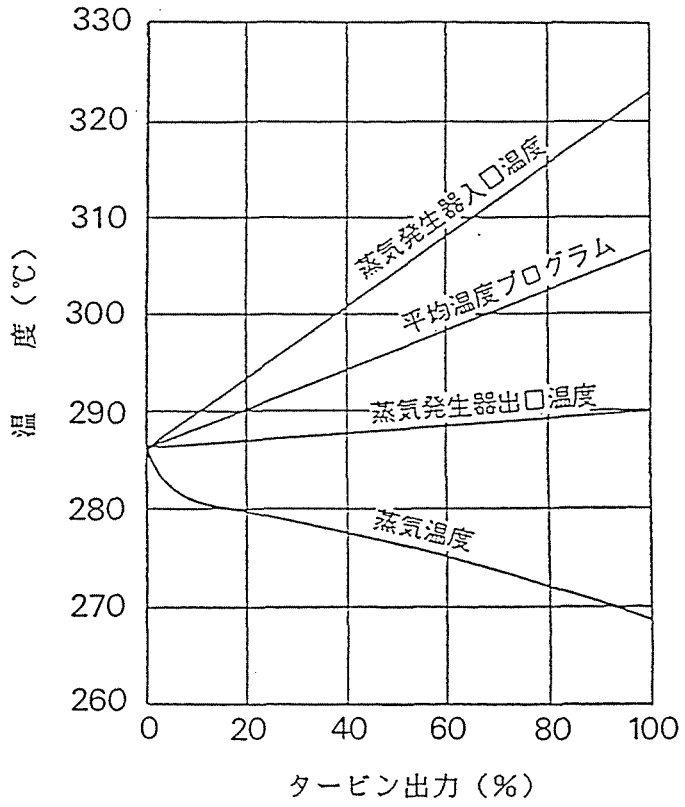


図６－３　タービン出力と運転温度の関係

６－４－２　制御特性[15),(19),(20)]

ＰＷＲは減速材密度の反応度係数が大きな負であるために、自己負荷追従性を持つ。この自己負荷追従性は以下にのべるような機構を介してもたらされる。出力増加の要求により、タービンへの蒸気量を増やすために蒸気加減弁の開度を増加させた場合を考える。蒸気加減弁を開くことによって蒸気発生器二次側の圧力が低下する。このため、二次側冷却水の飽和温度が低下するので、蒸気発生器の一次側と二次側の冷却材の温度差が大きくなる。これにより、一次側から二次側への熱の流入が増え、一次側からより多くの熱量が奪われることになる。このため、蒸気発生器一次側出口温度が低下し、これにともない炉心入口温度も低下する。炉心入口温度の低下は、減速材の温度反応度係数が負であることから、正の反応度が炉心に加わり炉出力が増加する。この機構を介して最終的には、炉出力はタービン側で要求される負荷と一致するように自動的に追従する。ＰＷＲの制御では、この自己負荷追従性を利用してタービン優先型で制御される。この制御では、自己負荷追従性を利用して出力変更要求に対する速応性をさらに高めるために、制御棒による出力制御が行われる。すなわち、設定された平均冷却材温度の目標値からの実際の温度の違いを検出して、この偏差がなくなるように制御棒の挿入や引き抜きが自動制御される。このような制御法の採用によって、全出力の６０～１００％の出力範囲で、ステップ状出力変化では±１０％、ランプ状では±５％／分の出力変化速度を持つ。出力低下の場合には、タービントリップのような緊急の場合では、タービンバイパス制御の併用で、５０％のステップ状出力減少も可能になる。６０％以下の出力レベルでの出力変更速度は、タービンに許される最大応答速度で制限される。

６－４－３　日負荷追従運転[22),・・・,(25),(27),(28),(29)]

ＰＷＲの日負荷追従運転では、出力を計画された変更パターンに従って変化させるとともに、中性子束分布に大きな歪みが現れないようにする必要がある。制御棒による制御は軸方向の中性子束分布に大きな歪を与えるために使用が制限される。日負荷追従運転での反応度制御は、緩慢な出力変更であるために比較的ゆ

っくりとした反応度制御で良いことから、一次冷却材のボロン濃度を調整することによって行われる。この反応度制御では、ボロン濃度制御を主体として行われるが、ボロン制御の応答性が遅い欠点を補う目的で制御棒による制御も一部併用される。

ボロン濃度制御は、日負荷追従運転の出力変更時の反応度制御に加えて、出力変更に付随して起こる^{135}Xe濃度の変化による反応度変化を補償する。また、長期的には燃料の燃焼の進行に伴う余剰反応度の変化の補償も受け持っている。図6-4に示すように、燃料の初装荷時の余剰反応度が大きい時にはボロン濃度を高くし、燃焼にともない余剰反応度の低下した場合にはこれに合わせて濃度を低くするように調整される。ボロン濃度の調整は、一次系体積制御系の体積制御タンク中のボロン濃度を、高濃度のボロン水の注入による濃縮と、純水の注入による希釈によって調節することで行われる。ボロン濃度の希釈は濃縮に比べて長い時間を必要とし、特にボロン濃度が低くなるほど希釈に必要な時間が長くなる性質を持つ。

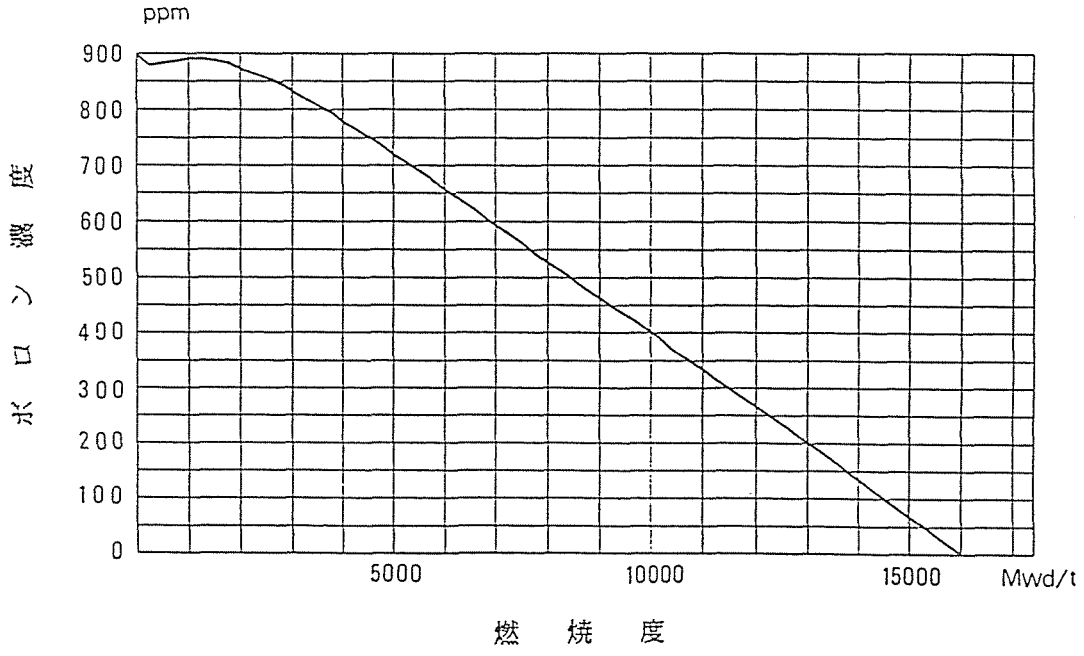


図６－４　燃焼度と一次系冷却材ボロン濃度の関係

したがって、燃料の燃焼に伴ってボロン濃度も低くなるため、ボロン制御系の時間応答特性も変化する。特に炉心寿命末期では、ボロン希釈速度が極度に低下するために、日負荷追従運転の低出力から高出力への復帰に必要な印加速度で反応度を制御ができないことも考えられる。したがって、それぞれの燃焼度レベルに合わせた適切なボロン濃度制御法をあらかじめ計画しておく必要がある。

一次冷却材中のボロンは中性子を吸収して放射化されるため、これを浄化する必要がある。このため、一次冷却系では冷却水の一部を抜き取り、これを浄化系へ送り込み、放射化ボロンの回収処理が行われる。浄化系では、抜き取った冷却水を一時的に廃液タンクに貯蔵し、その後これを煮つめ、高ボロン濃度にした状態で回収処理が行われる。浄化系の処理能力は廃液タンクの容量や蒸発器の性能によって定まり、処理能力には限界が存在する。ボロン濃度の濃縮や希釈の繰り返しは処理量を増やすことになるため、処理量が浄化系の能力を上回る場合も考えられる。　したがって、ボロン濃度制御は浄化系の処理能力からも制約を受けるため、濃縮、希釈のプロセスの処理量が最小限になるように制御する必要がある[3]。

日負荷追従運転では、低出力運転状態において他の発電所の故障のために発電が停止された場合には、短時間に出力を増加させて系統で不足となる電力を補う必要があり、瞬時的な出力復帰能力が要求される。このような急速な出力変更は、ボロン制御系では実施不可能であるので、速やかに正の反応度を印加して出力を増加させるためには、中性子束分布を大きく歪ませない程度に制御棒を挿入しておく必要がある。 この目的のために、アキシャルオフセット*(ＡＯ)の値を一定値に制御する制御法(CAOC)、あるいはアキシャルオフセット可変制御法(VAOC)が採用されている[23]、[24]、[29]。CAOCは、出力変更のどの出力レベルにおいてもＡＯの値が一定であるように制御棒の挿入量が調節される制御法である。この方法は、どの出力レベルでも中性子束分布を大きく歪ませないことを原則とした制

---

* アキシャルオフセットとは、軸方向の中性子束分布の歪みを表す指標であり、次のように定義される。

$$\text{アキシャルオフセット} = \frac{\Phi U - \Phi L}{\Phi U + \Phi L}$$

ただし、ΦUとΦLはそれぞれ炉外中性子検出器の上半分、下半分の指示値

御法である。このため、制御棒の深い挿入は望めず、大きな瞬時予備電力は期待できない。一方、VAOCは、低出力状態では燃料棒にかかる熱負荷が軽減されることに注目して、低出力状態では多少大きなＡＯ値を認める制御法である。この制御法では、各出力レベルにおいて目標とするＡＯ値を定め、各出力レベルで目標のＡＯ値と一致するように制御棒を挿入する。以上の制御法に加えて、制御棒の深い挿入を実現させる目的で、1/4制御棒、グレイ制御棒の使用も検討されている。瞬時出力復帰能力を向上させる他の試みとして、減速材温度の反応度係数が負であることを利用して、出力復帰の際に一時的に炉心入口温度を低下させて正の反応度を加える方法が提案されている[22]、[26]。 炉心入口温度を低下させる制御は、蒸気発生器二次側運転圧力の運転範囲を広げて一時的に飽和温度を低下させるために行うために、通常の運転圧力よりも低い圧力で運転されなければならないことになる。この制御法は、余剰反応度が低下するために制御棒を炉心に深く挿入できない燃料寿命末期に有効と考えられている。炉心寿命末期では燃料の燃焼によってプルトニュウムが蓄積されて、減速材温度の負の反応度係数がさらに大きくなるために、特に有効な制御法となる。

以上からＰＷＲの日負荷追従運転では、ボロン制御を主体としながらも、制御棒による制御や炉心入口温度の制御を、各出力レベルで、あるいは各燃焼レベルで適切に組み合わせて制御する方法を開発する必要がある。

６－４－４　AFC運転およびGF運転[2]、[12]、[19]、[20]

AFCやGFの運転モードでは、系統内の負荷変動を調節するために出力調整が短い間隔で頻繁に繰り返される。このように変更周期が短い出力調整の場合には、ボロン濃度制御系では対応できず、制御棒による出力制御が行われる。しかし、制御棒による出力調整制御は、制御棒の移動回数が増加のために、案内管と制御棒の接触による制御棒自体の損耗や駆動機構の寿命を早めることになる。このような問題に対処するために、この運転モードでは、出力制御系で設定された冷却材平均温度の目標値に対する不感領域を拡大して、わずかの温度偏差で制御棒が動くことがないようにして、制御棒の作動回数を極力小さく抑えるような運転法が採用されている。しかし、制御棒操作のこのような制限は、負荷追従の応答性

を損ねることになる。この運転法では、AFC運転やGF運転での高速の負荷追従を、ＰＷＲの自己負荷追従性とプラント各部に蓄積された熱エネルギーを以下に述べるような方法で一時的に利用することによって実現している。

ＰＷＲは原子炉とタービン発電機を蒸気発生器で結んだ間接サイクルである。このため、炉出力の増加がタービンまで到達するまでに３０～６０秒程度の時間を必要とする。 AFC運転やGF運転のように高速の負荷追従性が要求される運転では、タービンで要求するエネルギーと炉出力で発生する出力の間に一時的な不一致が存在する。この不一致は、自己負荷追従性や制御棒の出力制御によって炉出力の変化が蒸気発生器二次側に到達するまでの間は、プラントの各部（特に蒸気発生器）に蓄えられた熱エネルギーを利用することによって補われる。ＰＷＲでは大量の熱エネルギーが、大型金属構造物である蒸気発生器のＵ字管などの金属部、あるいは原子炉や一次系配管の金属部、さらには一次冷却系内に大量に保有されている冷却材中に蓄えられている。エネルギーが不足する間は、蒸気加減弁を開き二次側圧力を低下させ、二次側の飽和温度を一時的に低下させて、蒸気発生器金属部に蓄えられた熱エネルギーを引き出し、これを不足分のエネルギーとして利用する。実機による試み（美浜３号機）では、±2.5～5%の出力変動幅で、満足される負荷追従運転が可能であることが実証された。炉心寿命末期ではプルトニュームが蓄積されて減速材温度の反応度係数がさらに大きな負の値になるために、自己負荷追従性がさらに改善され、より一層良好な負荷追従特性が期待できる。

６－５　ＢＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転[6),・・・,(10)]

ＢＷＲ[30),・・・・,(33)]は大きな負のボイド反応度係数を持つため、圧力変化に対して不安定性を示す。出力増加によって炉内圧力が上昇した場合には、飽和温度が上昇するためにボイドの生成が抑制され、ボイド反応度係数が負であることから正の反応度が加わり、出力がさらに増加する。また、出力増加の要求によって蒸気加減弁の開度を大きくした場合を考えると、炉内圧力が低下して飽和温度も低下するため、ボイドがより多く生成されるために負の反応度が加わり出力が低下する。すなわち、ＢＷＲはＰＷＲと異なり自己負荷追従性を持っていない。

ＢＷＲの制御では、まず圧力容器内の圧力を狭い制限範囲内にとどまるように制御（一定圧力制御）され、原子炉優先型で炉出力を制御する制御法が採用される。ＢＷＲの出力制御は再循環流量の制御によって行われる。すなわち、流量を増加させると冷却材速度が増し、沸騰開始位置が上昇する。このためボイド率が減少し、ボイド反応度係数が負であるために出力が上昇する。出力制御では、この特性を利用して、６５％から１００％の範囲の出力変更は、可変周波数ポンプによって再循環流量を調整することによって実施される。ＢＷＲは、炉型が直接サイクルであること、また再循環ポンプにはＰＷＲのような大きなフライホイルがなく短い時間で再循環流量を変更できること、また、系統周波数偏差信号を再循環流量制御系の制御信号として直接用いるため、高速の負荷追従性が期待できる。このような特徴によってＢＷＲは、炉出力変化がタービン出力変化として現れるまでの時間が15～30秒程度であり、最大３０％／分までの高速で大規模な出力変更が可能になる優れた負荷追従性を持つ。通常では出力変更要求に対する応答性は、タービンブレードに加わる応力や、タービン軸に生じるねじり応力による疲労によって制限され、分当たり５～１０％程度の最大負荷率が提案されている。６５％以下の出力レベルでは制御棒による調整が行われ、出力の変化率は１～２％／分と遅くなる。

従来の制御系では、AFC運転もGF運転も同一の制御系で行われてきたが、最近ではGF運転に２～１０秒程度の高速性が要求されていることに対応して新しい制御法が採用されている。 この制御法[8],[10]は、GF運転を圧力制御系で、AFC運転を再循環制御系で行う分離した形式の制御方式である。この新方式の制御法は、GF運転で高速の負荷追従性を達成するために、原子炉容器に蓄えられた熱エネルギーを一時的に利用することを考え、制御法を直接蒸気加減弁を制御する目的で、原子炉優先型からタービン優先型に変更したものである。このような制御は、上で述べたようにＢＷＲが圧力変動に対して不安定性を持つ傾向を示すことから、この不安定性が十分に考慮されなければならない。解析によれば、要求される出力変更の大きさが１～２％程度であるならば、圧力容器内に蓄えられた熱エネルギーや保有する蒸気量の利用で、炉内圧力に大きな外乱を与えることなく対応できることが示された。この改良された制御方式と従来の制御法とのGF運転を比較すると、高速特性において優れた改善が見られた。

第６章の参考文献

[1] "Interaction of Grid Characteristics with Design and Performance of Nuclear Power PInats"、IAEA、Technical Reports Series、 No.224、Vienna、1983

[2] 若林二郎、他 ："原子力発電所の負荷追従運転"、日本原子力学会誌、Vol.28、No.10、1986

[3] D.D. Ebert : "Practicality of and Denefits from Applications of Optimal Control to Pressurized Water Reactor Maneuvers"、Nucl. Technol. Vol.58、1982

[4] J.L. Lewis、B.C. Morris : "Load-Following Test at Browns Ferry Nuclear Plant"、Trans. Amer. Nucl. Soc. 、Vol.33、No.11、1979

[5] P.N. Ontko : "maneuvering to System Load Demand at Brunswick Steam Electric Plant"、Trans. Amer. Nucl. Soc. 、Vol.??、No.?、197?

[6] 榎木聡明、他：日本原子力学会58年分科会要旨 Ｃ２３～Ｃ２４

[7] 井村功、他：日本原子力学会59年度要旨 Ｃ４３～Ｃ４４

[8] 森寿久、他：日本原子力学会60年度要旨 Ｅ２０～Ｅ２５

[9] 宇田川一幸、他：日本原子力学会62年度要旨 Ｄ３９

[10] 住田侑、他：日本原子力学会62年分科会要旨 Ｂ５９～Ｂ６３

[12] 佃由晃、他：ＰＷＲ原子力発電所のＡＦＣ・ガバナフリー運転技術の開発：火力原子力発電、Vol.34、No.2

[13] 横手光洋、他：出力調整運転時の燃料の健全性実証実験、原子力工業、第34巻、第5号、1988

[14] B. Knowles : "Principles of Nuclear Power Station Control"、Nucl. Eng. Soc. Vol.15、No.3、1976

[15] 石森富太郎編 ："計装制御" － 原子炉工学講座６、倍風館、1972

[16] 近藤吉吉、他：ＰＷＲの炉心及び燃料の改良・改善、三菱重工技報、Vol.19、No.6、1982

[17] 小倉成美、他：加圧水型原子力発電プラントの変遷及び開発状況、三菱重工技報、Vol.19、No.6、1982

[18] 青木禮次郎、他：最近の加圧水型原子力発電所の特徴、三菱重工技報、Vol.19、No.6、1982

[19] 計装・制御と自動化 - 原子炉制御：火力原子力発電、Vol.33、No.12

[20] 原子力プラントの制御と自動化 - ＰＷＲプラント：火力原子力発電、Vol.34、No.1

[21] C.E.Meyer, et al. : "Improved Load Follow Strategy for Return-to-Power Capability"、 Nucl. Technol., Vol.41, 1978

[22] P.J.Sipush, et al. : "Load-Follow Demonstrations Employing Constant Axial Offset Power-Distribution COntrol Procedure", Nucl. Technol., Vol.31, 1976

[23] D.D.Ebert、et al. : "The Development of Maneuvering strategies Using Optimal Control Theory"、Nucl. Sci. & Eng.、Vol.69、1979

[24] J.Karppinen、 et al. : "Core Control Optimaization for Scheduled Load Change in Large Pressurized Water Reactors"、Nucl. Sci. & Technol.、Vol.71、1979

[25] L. Tepper & M.Winokur : "Optimal Control of a PWR Reactor to Extend Load Follow Capability", IFAC Contr. Sci. & Technol., 8th Triennial World Congress, 3177,1981

[26] C.E.Meyer, et al. : "Reduced Temperature Return-to-Power Demonstration" , Nucl. Technol., Vol.59, 1982

[27] N. Z. Cho 、L.M. Grossmann : "Optimal Control for Xenon Spatial Oscillations in Load Follow of a Nuclear Reactor"、Nucl. Sci. & Technol.、Vol.83、1983

[28] M.Winokur, et al. : "Extension of Load Follow Capability of a PWR Reactor by Optimal Control", IEEE Trans. Nucl. Sci., Vol.NS-31, No.2,1984

[29] M.Tsuji, et al. : "Development of a Simulation Program Code for Support of PWR Power Plant Daily-Cycle Load Following Operations", Proceeding of the Third International Topical Meeting on Nuclear Power Plant Thermal Hydraulic and Operations、Seoul, Koera、1988

[30] 原子力プラントの制御と自動化 - ＢＷＲプラント：火力原子力発電、Vol.34、No.2

[31] 片柳弘、他："中央監視制御システムの性能向上"、特集　沸騰水型原子力発電設備：日立評論、Vol.66、No.4、1984、Vol.34、No.2

[32] 特集　計装・制御と自動化 － 原子力プラントの制御と自動化
－ ＢＷＲプラント、火力原子力発電、Vol.34、No.2、1983

[34] C.Lin & L.M.Grossmann : "Optimal Control of a Boiling Water Reactor in Load-following via Multilevel Method"、Nucl. Sci. & Eng. 、Vol.92 、1986

第７章　ＰＷＲ型原子力発電プラントの
近似的非干渉制御法による負荷追従制御

７－１　序論

原子力発電の総電力量に占める割合は、今後さらに増加するものと予想される。このようなとき、原子力発電所といえども、基底負荷運転ばかりでなく、これまで従来型の発電所で行われてきた日負荷追従運転や自動周波数制御運転のような負荷追従運転が要求されるものと考えられる

原子力発電プラントの負荷追従運転[1]、[2]の実施において、解決しなければならないいくつかの問題が存在する。その問題の一つは、度重なる出力変更に伴う熱的環境変化によって、燃料棒、タービンブレード、プラント構造物などに熱応力疲労が蓄積され、これらの劣化が加速され、最悪の場合には損傷を引き起こす熱応力疲労の問題である。制御上の問題では、原子力発電プラントが原子炉をはじめとして、多くの装置や機器から構成される複合システムであり、これらの装置や機器間には、主に冷却材の熱輸送や熱交換を介しての干渉が存在することに起因する問題である。負荷変動に応じて炉出力を変更するならば、上記の干渉の存在によって、プラントを構成している各部に大きな擾乱を与える。この擾乱の影響を補償するためには、複雑に交錯した干渉の効果を十分に考慮して、プラントの各装置、機器を適切に制御しなければならない。また、熱的変動の影響を補償するために制御系の作動機会が増すために、制御系の可動部の機械的な損耗を早めることになる。この点からも適切な制御が必要となる。以上のことから、負荷追従運転の実施のためには、熱応力疲労に対して優れた耐久性を持つ燃料棒やタービンブレード等の改良や開発[3]に加えて、出力変更にともなって生じる擾乱の影響を効果的に対処できるような制御法の開発が必要であることが分かる。本章の試みは、後者の立場から、負荷追従運転の実施を容易にするような制御系の開発を目的としたものである。

本章では、ＰＷＲ型原子力発電プラントの原子力蒸気供給系を対象にして、出力変更の規模は小さいが、短い周期で出力変更が繰り返される自動周波数制御運

転のような負荷追従運転を想定し、出力変更要求に迅速に対応しながらも、プラントを構成している装置や機器の各部にもたらされる擾乱の影響を効果的に対処できる自動制御系の設計を試みる。このような負荷追従運転制御のために、干渉の影響を効果的に処理する方法として極めて有効である非干渉制御法を適用する。非干渉制御は、制御すべき状態量を見かけ上非干渉化するために、出力変更の際に生じた擾乱の影響を他の状態へおよぼすことなく状態量を補正できる。このことによって、出力変更後に現れる熱的変動を効果的に抑制できるものと期待できる。

非干渉制御を原子力発電プラントで実施する場合に考慮すべき点がある。原子力発電プラントは、原子炉、蒸気発生器、加圧器などの重要な装置から構成される大規模工学系であり、プラントの動特性を詳細に記述するためには、多くの状態変数を含む数学モデルが必要とされる。本論文ではこれまでに、状態フィードバック補償や、オブザーバーや動的補償器を組み込んだ状態フィードバック補償に準じた制御法では、ＰＷＲプラントのような大規模工学系において非干渉制御を実施することは現実的に困難であることを指摘した。　本章では、この点を考慮して、原子力発電プラントの非干渉制御を５章で紹介した近似的な非干渉制御法[4]、[5]、[6]で実現することにし、そのための制御系を最小自乗モデル・フォロイング法を適用して設計することにした。設計される非干渉制御系は、前置動的補償器と出力フィードバック補償系から構成される。設計では、設計された補償系の工学的実現性を考慮して、補償系の構造の複雑さが、従来のＰＷＲ原子力蒸気供給系の制御に用いられてきた制御系とほぼ同程度になるように配慮した。このため、非干渉化されるべき状態量として、従来の制御法で採用されている制御変数を用い、これらの変数に関する前置補償器や出力フィードバック補償系を設計した。

非干渉制御では、非干渉化されるべき状態変数として選択した変数の一部には、強い相互依存関係を持つ変数が存在し、これらの関係を完全に非干渉化することはできないために、通常の非干渉制御法とは異なる変則的な非干渉制御法を採用した。この方法は、依存関係の強い状態変数を一つのグループとしてまとめ、他の状態変数をこのグループに関して非干渉化するが、グループにまとめられた状態変数の間には依存関係を認めるものである。

本章の試みから、最少自乗モデル・フォロイング法は、このような変則的な非干渉制御系の設計に対しても適用可能であり、また、前章の試みのように結合炉の各炉心の特性が互いに等しいような対称性のある場^ばかりでなく、互いに異なる特性を持つ系の非干渉制御に対しても有効であることを示す。さらに、この設計手法が、結合炉モデルのような中規模のモデルばかりでなく、本章で扱うような大規模工学系に対しても工学的に実現可能で比較的簡単な構造を持つ補償系を設計できるなど、広い適用範囲を持つ柔軟性に富む設計法であることを示す。

７－２　原子力蒸気供給系の負荷追従制御

本章の試みでは、２ループの１次冷却ループ系を持つ500MW(e)級の代表的なPWR型原子力発電プラント[7]の原子力蒸気発生系(NSSS)を対象とした。NSSSは図7-1に示すように、原子炉、加圧器、蒸気発生器、およびそれらを結ぶ配管部から構成される複合システムである。それらの装置間には、主に冷却材の熱輸送や熱交換を介しての干渉が存在する。炉出力変更は、干渉の存在のために、プラントの各部に大きな擾乱を与える。 PWR型原子力発電プラントで負荷追従運転を実施するためには、負荷変更要求に対して迅速に対応する一方で、出力変更に伴ってプラントの各部にもたらされる擾乱の影響を最小限に抑制するように、NSSSを制御する必要がある。

NSSSの制御[14],・・・・,[18]では、表7-1に示した状態量を直接的に制御することで行っている。

W_s	蒸気加減弁に流入する蒸気流量
T_{av}	高温配管内と低温配管内の冷却材温度の平均
P_p	加圧器内の圧力（一次系圧力）
V_p	加圧器内の水領域の体積
V_{s1}	冷却ループ１の蒸気発生器蒸気ドラム内水領域の体積
V_{s2}	冷却ループ２の蒸気発生器蒸気ドラム内水領域の体積

表7-1　原子力蒸気供給系の制御変数

蒸気流量(W_s)は、NSSSの出力として考えられる状態量であり、原子炉内で発生されたエネルギーに直接関係する変数である。冷却材平均温度(T_{av})は、原子炉で発生したエネルギーや蒸気発生器での熱交換によるエネルギーの授受に関する熱的挙動を反映する状態量である。負荷追従運転では、この２つの変数は、負荷要求に対してあらかじめ計画された値になるように制御される。

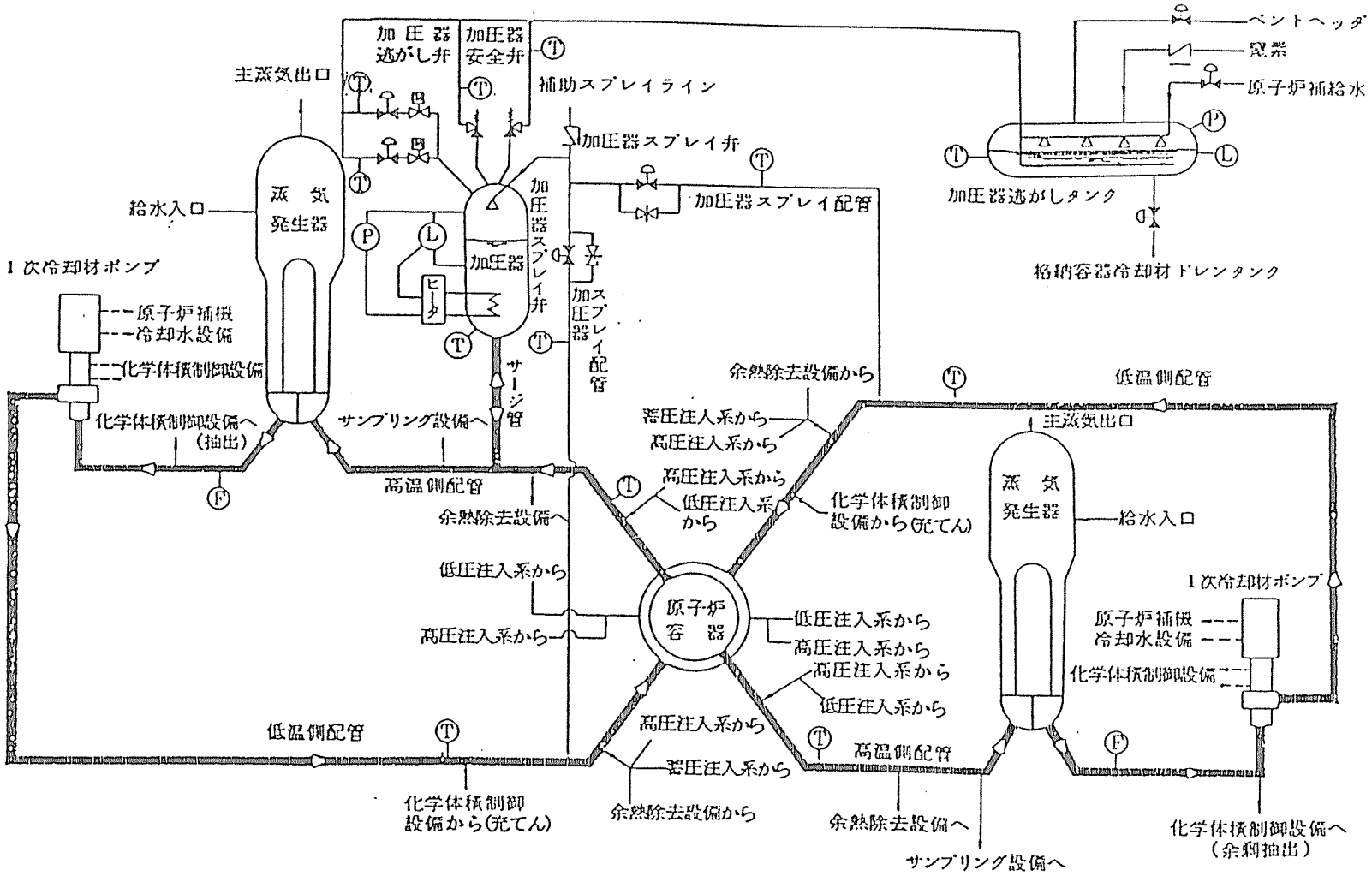


図７－１　ＰＷＲ型原子力発電プラントの原子力蒸気供給系設備構成図

一次系圧力(P_p)は、一次冷却ループ内の冷却材の、例えば比熱や比エンタルピー、あるいは燃料棒と冷却材間の熱伝達特性などの、温度特性に係わる物性値を支配する変数であるP_pの大きな変動は、これら物性値の変動を伴うので、NSSSの運転特性を大きく変化させてしまう。このため、負荷追従運転の間は、P_pは出力変更によって大きく変化することがないように、加圧器によって制御される。加圧器は、P_pを制御する機能の他に、一次冷却ループ内の冷却材の温度変化に伴う体積変化を吸収するための空間としての役割を持つ。加圧器水位は、加圧器内に常にそのような空間が確保されるように制御されなければならない状態量である。また、この加圧器水位は、原子炉や蒸気発生器の故障や、一次冷却ループの破断等の事故の場合に、水位に異常な変化が現われるために、それらの事故の検出のために重要な状態量でもある。本章の試みでは、加圧器水位を間接的に表す状態量として、加圧器内で水領域が占める体積(V_p)を用いている。

蒸気発生器２次側は、ライザー部、ダウンカマー部、蒸気ドラム部の３つの部分に大きく分けることができ、円筒状のライザー部の外側に円環状のダウンカマー部が取り囲み、それらの上に蒸気ドラムが位置するような構造を持つ。冷却水は、ライザー部を上昇し、U字管壁を通しての一次系との熱交換で加熱される。加熱されて二相状態になった冷却材は、蒸気ドラムに入り、入口に置かれた気水分離器によって蒸気と飽和水とに分離される。このため、蒸気ドラムは、蒸気が占める領域と水が占める領域に分けられる。水領域では、蒸気ドラムから出て行く蒸気に相当する量の水が給水され、気水分離器で分離された再循環水と混合される。水位は、蒸気発生器が空炊きの状態にならないように給水流量で制御される。この領域では、再循環水の飽和温度と比べて低い温度の水が給水されるため、混合された水は飽和温度以下となってダウンカマー部に導かれる。ダウンカマーに導かれた冷却水は円環状の流路に沿って下向きに流れ、ダウンカマー出口で流れの向きを反転し、ライザー部へと流れ込む。このような冷却材の流れは、ライザー部、ダウンカマー部、および蒸気ドラム内における冷却材の密度の違いによる静水圧差を駆動力とする自然循環によって行われる。蒸気ドラム内の水位は、二次側の冷却水が自然循環を行っていることに関係して、出力変化によって大きく変化しないように制御されなければならない。蒸気ドラム内の水位が大きく変動するならば、駆動水頭圧に変化を及ぼすため、これに応じて冷却材流量が変化

する。このことは、U字管と冷却材の間の伝熱条件の変化をもたらし、この変化はボイド率の変化となって現れ、このことが静水圧差の変化につながる。この相互に関連する変化は、冷却材の流動不安性の原因となることが知られており、このような不安定性を避ける上でも蒸気ドラム内の水位を厳密に管理する必要がある。本章の試みでは、蒸気発生器二次側水位を間接的に表す状態量として、蒸気ドラム内の水領域が占める体積（V_{es1}、V_{es2}）を用いている。

今回の試みでは、NSSS全体の運転や、それぞれの装置の運転の健全性を維持するために重要な状態量であるP_p、V_p、V_{es1}、V_{es2} の制御変数を負荷変動に対して一定に保つように制御するものとする。

表7-2には、NSSSの制御に通常用いられている操作変数を示す。今回の非干渉制御法を利用したNSSSの負荷追従制御にも同じ操作変数を用いることにする。

A_v	蒸気加減弁開度
ρ	制御棒によって加えられる反応度
Q_h	加圧器内に設けられた伝熱ヒーター出力
W_v	体積制御系から低温配管部に充填される冷却材流量
W_{es1}	冷却ループ１の蒸気発生器内二次側に給水される流量
W_{es2}	冷却ループ２の蒸気発生器内二次側に給水される流量

表7-2　原子力蒸気供給系の操作変数

出力変更要求の際にNSSSの各制御変数を上で述べたような方法で制御するために、非干渉制御法を適用する。適用においては、制御変数のそれぞれを非干渉化する通常の非干渉制御とは異なる変則的な非干渉化の方法を取った。この方法では、蒸気流量と冷却材平均温度を一つのグループにまとめ、このグループと他の残り制御変数に関してそれぞれ非干渉化する。これは、蒸気流量と冷却材平均温

度は、原子炉で発生するエネルギーに強く依存する変数であり、これを完全に非干渉化することは物理的に困難であることや、また、実際の制御では、これらの制御変数が負荷要求に応じてあらかじめ計画された値になるように制御されているならば、これらの変数が非干渉である必要性が特にないためである。

本章の試みでは、非干渉制御を利用した負荷追従制御系として、図7-2に示すような階層構造を持つ制御系を考えた。負荷追従制御系は、統合制御系と非干渉制御系の２つの部分に大別される。統合制御系は、負荷要求に応じて制御変数に対する運転目標値を決定する部分であり、決定した値を非干渉制御系の入力として送ることによって非干渉制御系を統括する。非干渉制御系は、統合制御系から送られてきた運転目標値に対して、制御変数がそれぞれの目標値と一致し、しかもそれらが非干渉的に行われるような操作変数をNSSSに出力する。

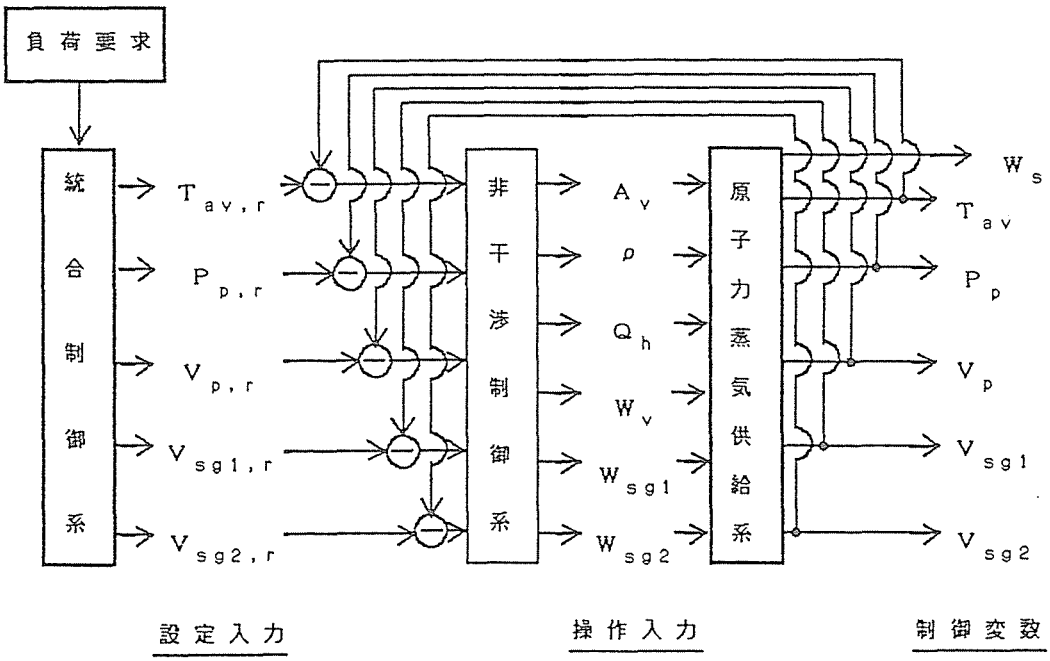


図７－２　原子力蒸気供給系の負荷追従非干渉制御系

７－３　ＰＷＲ型原子力蒸気供給系の数学モデル

７－３－１　対象としたＰＷＲ型原子力発電プラント

非干渉制御の対象を、２系統の一次冷却ループ系を持ち、それぞれのループにはＵ字管型再循環型蒸気発生器を持つような500MW (e)級の代表的なPWR型原子力発電プラントとした。 PWR型原子力発電プランの動特性を表す数学モデルは、KERLINらが米国南カロライナ州のH.B.ROBINSON原子力発電所の数学モデルを導く際に適用した手法[8]、[9]、[19]などを参考にして求めた。導出においては、原子力発電プラントの各部を、原子炉、２機の蒸気発生器、加圧器、およびそれらを結合する配管部やプレナム部に分け、それぞれに対して質量保存則やエネルギー保存則等を適用し、各部の数学モデルを導いた。以下に、それぞれの部分の数学モデルについての概略を述べることにする。（発電プラントの設備仕様、主要な状態量の運転値、炉定数などを付録7-1に示す。 また、方程式の具体的な形については、参照のため、付録7-2に示す。）

７－３－２　原子炉炉心のモデリング

炉心部で発生する核分裂エネルギーの挙動を、遅発中性子６群、１点炉近似動特性方程式によって記述した。このモデルでは、冷却材と燃料の反応度温度フィードバック、および反応度圧力フィードバック効果が考慮されている。このモデルでは、制御棒によって加えられる反応度を入力と置いた。

炉心は、炉内の冷却材や燃料棒の熱的挙動を詳細に記述するために、冷却材の流れに沿って５つの領域に分けた。おのおのの領域では、燃料棒では１ノード、冷却材については２ノードに分割し、各ノードにおける熱の授受について記述した”マン”のモデルを採用した。この５領域へ分配される核分裂エネルギーは、定常状態の出力分布をもとに決定した。

７－３－３　加圧器のモデリング

本章で採用した加圧器のモデル[8]、[11]、[12]は、気液均質混合モデルに対して、両相に対して飽和条件と、質量保存則およびエネルギー保存則を課すことによって、圧力と水領域が占める体積に関する動特性方程式を導いたものである。加圧器は、加圧器内に流入する、あるいは流出するサージ流による擾乱を受ける。このサージ流量は、冷却水の温度変化に伴う体積変化の割合を一次冷却ループ系内の各部で評価することから求めた。また、加圧器では、サージ流の変化に伴って生じる圧力変化を補償するために、液浸式電熱ヒーター、および低温側配管部からの冷却水の一部を導いて、これを加圧器内の気相部にスプレイするためのスプレイ弁が設けられている。今回の試みでは、加圧器の圧力制御には電熱ヒーターのみを用いることにして、ヒーター出力を加圧器モデルの入力と置いた。

７－３－４　蒸気発生器のモデリング

蒸気発生器の動特性モデル[8],[13]には、最も簡単なモデルの一つとされている湯沸しモデルを採用した。このモデルでは、一次側冷却材と二次側冷却材がＵ字管金属を介して熱交換を行う部分を、大きく、一次冷却材部、Ｕ字管金属部、および二次側冷却材部の３つの領域に分けている。一次側冷却材部では、熱輸送と熱伝達を考慮してエネルギー保存則から冷却材温度に関する動特性方程式を導き、金属部では熱伝導方程式から金属温度に関する方程式を求めた。二次側冷却材部では、加圧器のモデルと同様な過程を適用して、飽和蒸気圧力と蒸気ドラム内の水体積に関する動特性方程式を導いた。二次側では、蒸気ドラムから蒸気として失われた水を供給し、水位を一定に保つための給水制御系が設けられている。

７－３－５　配管部、およびプレナム部のモデリング

配管部は、冷却材が原子炉から蒸気発生器まで流れる配管を高温側配管部とし、蒸気発生器から原子炉までを低温側配管部に分けてそれぞれを一つの領域として

扱うことにした。 したがって、対象のPWRは２系統の冷却材ループを持つので、配管部は合計４つの領域に分割されることになる。プレナム部としては、原子炉では、炉心の上下に位置する上部プレナムと下部プレナムの２つのプレナム、蒸気発生器では、２機の蒸気発生器のそれぞれにおける入口プレナム、出口プレナムの４つのプレナムの、合計６つのプレナムを考えた。配管部やプレナム内の冷却材温度は、熱の輸送効果のみを考慮して一次の遅れ系で表した。２系統の冷却ループの一方の高温配管部は、サージ管を介して加圧器と接続されている。また、一方の冷却材ループの低温側配管部には、一次系内の冷却材体積を調節するために、体積制御系から充填水が注入される。

７－３－６　蒸気加減弁のモデリング

２機の蒸気発生器で発生した蒸気は、蒸気母管に一度集められ、ここより蒸気加減弁を経て蒸気タービンへ導かれる。蒸気タービンへ流れ込む蒸気の量は、蒸気圧力と蒸気加減弁の開度の積に比例するものとして、弁の開度によって調節されるものとした。蒸気加減弁の動特性を一次の遅れ系で表した。

７－３－７　原子力蒸気供給系の数学モデル

以上で述べた方法から導かれた各部のモデルを統合することによって、合計４３本の線形の連立常微分方程式群で表さたNSSSの数学モデルを導くことができた。この方程式の一部には、非線形項を持つ非線形方程式が含まれている。このため、線形近似を行って線形モデルを導いた。この近似では、非線形項を定常値の周りでテイラー展開し、定常値からの偏差の２次以上の項はその寄与は小さいとして無視している。このようにして導かれた線形モデルは、定常状態からの偏差を用いて表現されたモデルとなる。線形モデルは、取り扱う変動の大きさが小さいときのみ妥当である。今回の試みで扱う自動周波数制御運転の負荷追従では、出力変更の大きさが定格出力値に対して高々５％程度であるので、線形近似による近似は妥当であると考えられる。

設計では最小自乗法を利用した設計手法を適用するので、モデルの状態変数間

の絶対的な値の大小関係が設計に影響を及ぼす可能性がある。すなわち、最小自乗法の特徴的な性質に関係して、大きな値を持つ変数が設計の結果に大きな影響を持つ。このようなことを避けるために、状態変数の値がほぼ同程度の桁の値を持つように、それぞれの状態変数に対して適当な規格値を用いて規格化を行った。表7-3には、モデルの操作変数と制御変数について用いた規格値を示す。

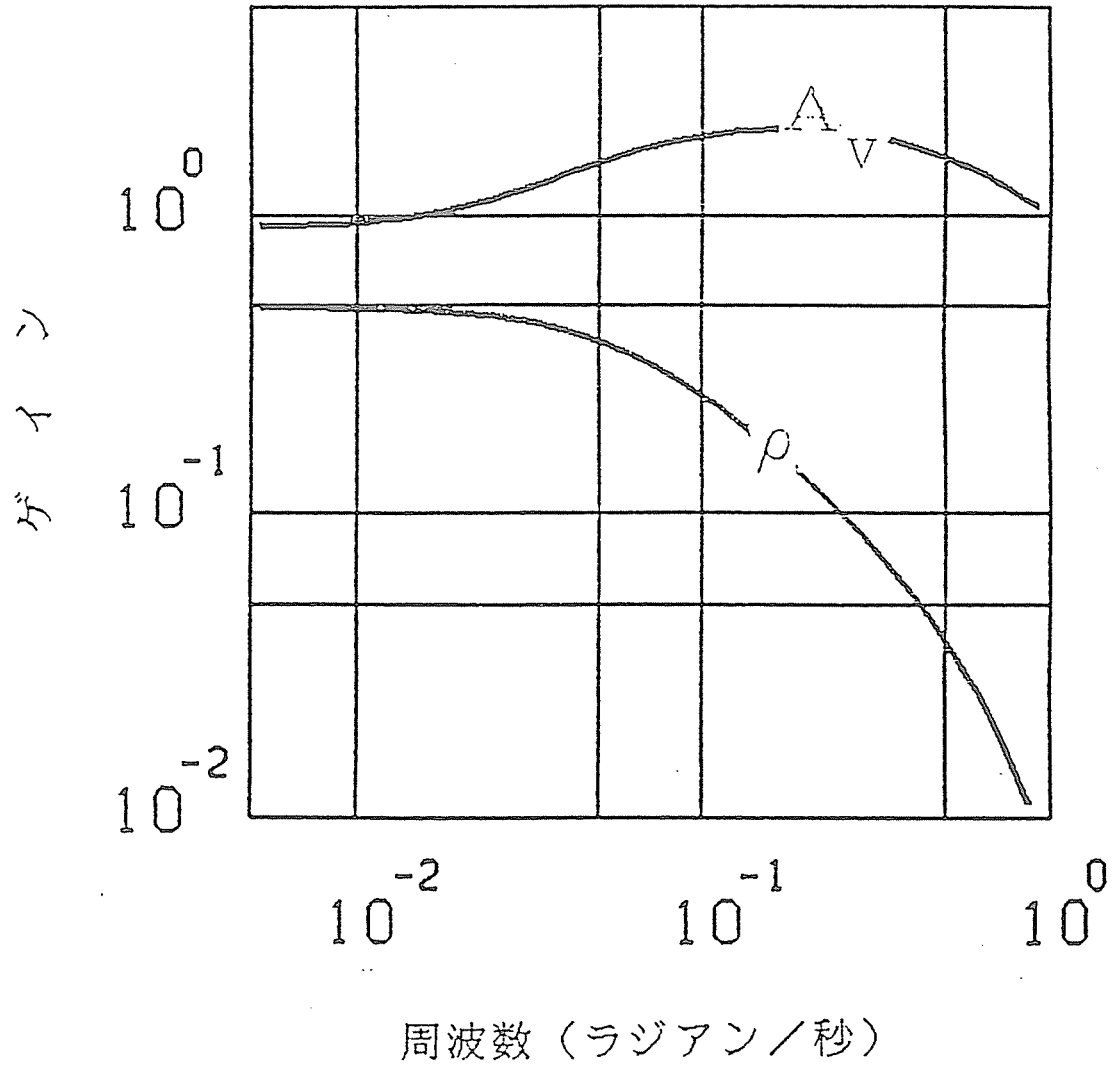
制御変数	規格値	操作変数	規格値
W_s	20 Kg/sec	ρ	10 ¢
T_{av}	1 ℃	Q_h	500 KW
P_p	100 KPa	W_v	25 Kg/sec
V_p	2 ㎥	W_{s1}	25 Kg/sec
V_{s1}	4 ㎥	W_{s2}	25 Kg/sec
V_{s2}	4 ㎥	A_v	5 %/全開

表7-3 制御変数と操作変数の規格値

7－3－8 原子力蒸気供給系の特性

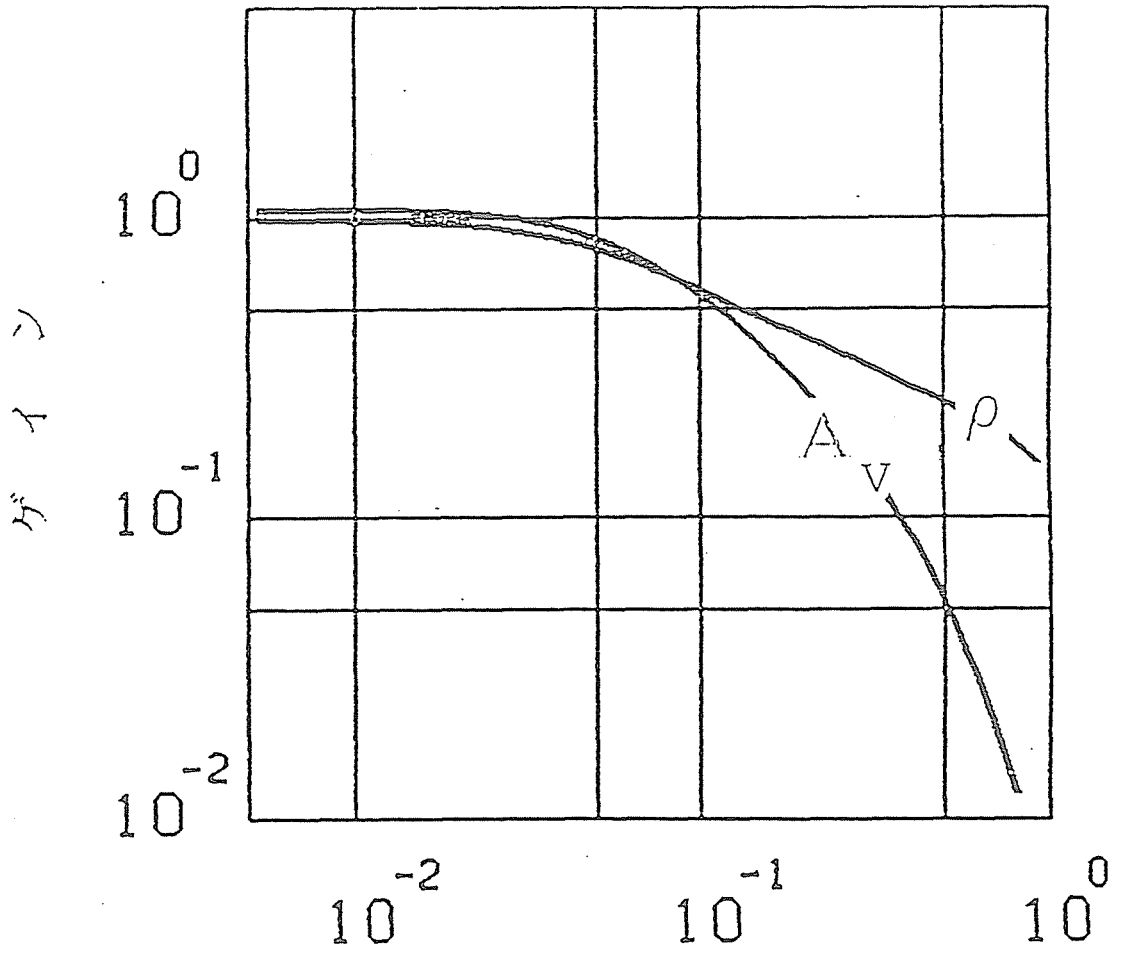
制御対象のプラントの特性を調べるために、前記で導いたモデルを用いて、表7-1、7-2のように選んだ操作変数と制御変数に関する周波数伝達特性を調べた。図7-3(a)～(e)には、それぞれの制御変数において支配的な影響を与える操作変数のゲイン特性について示した。これらの図に示された関係から、用いた規格値によってその大小関係が多少異なるが、操作変数がどの制御変数に支配的な影響を与え、どのように影響を与えるかを見ることができる。

図７－３　原子力蒸気供給系の周波数応答特性



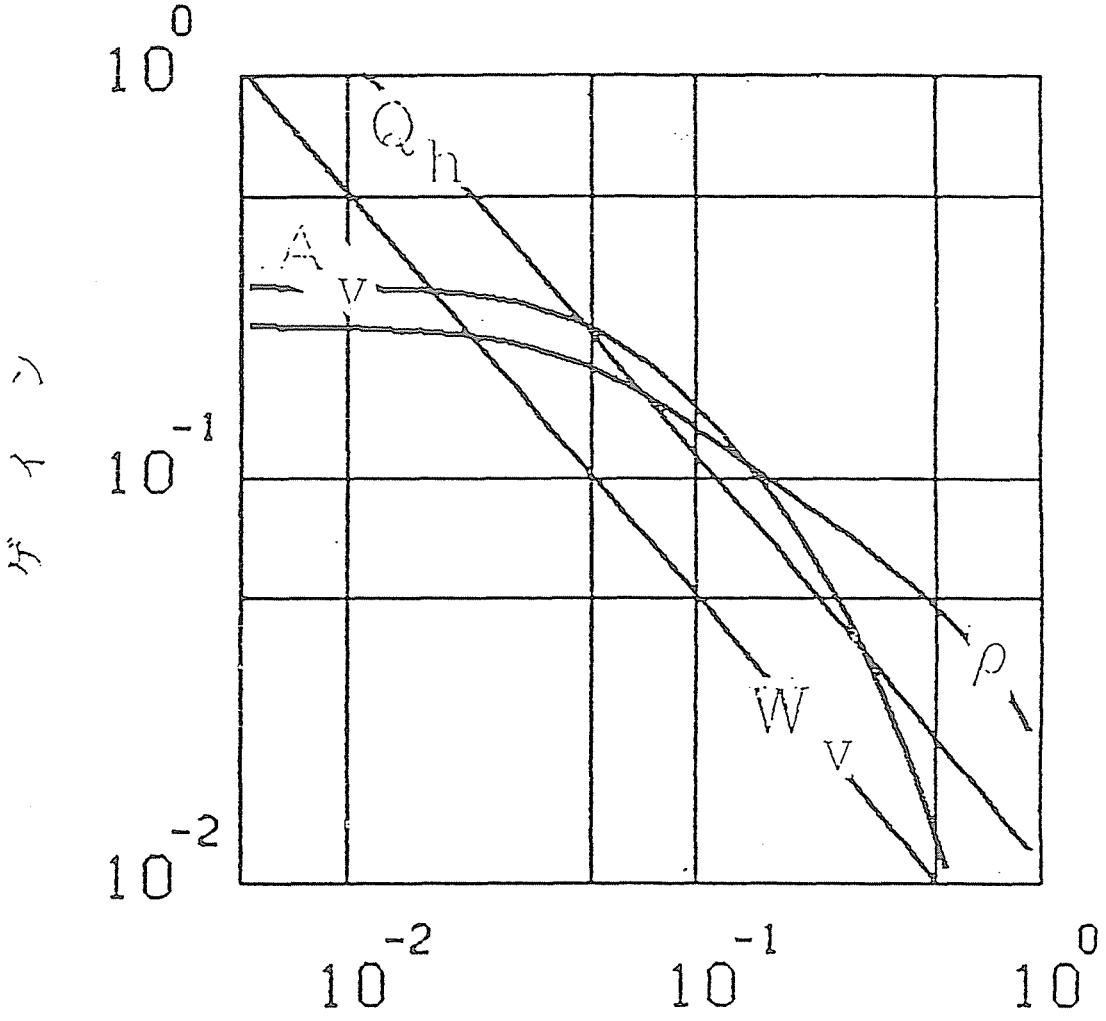
（ａ）　蒸　気　流　量

図７－３　原子力蒸気供給系の周波数応答特性



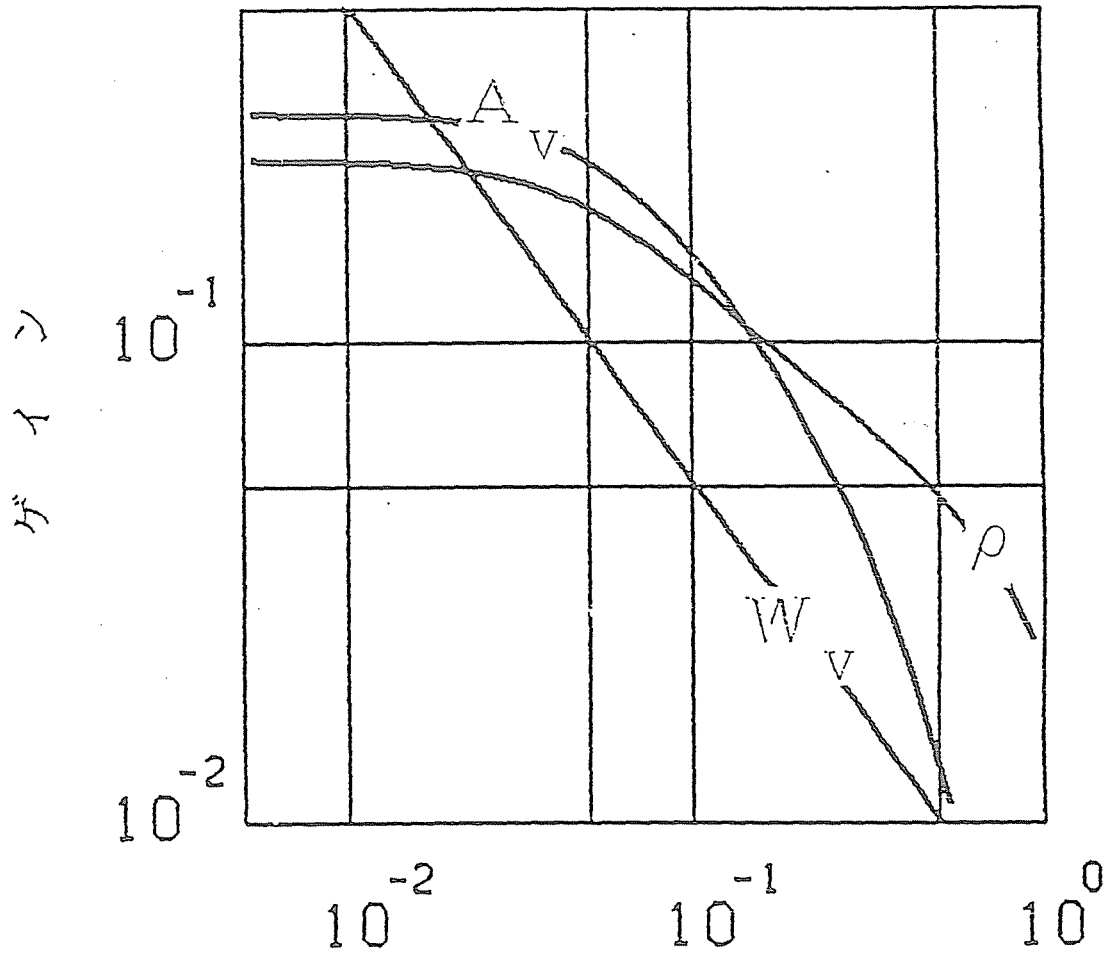
（b）冷却材平均温度

図７－３　原子力蒸気供給系の周波数応答特性



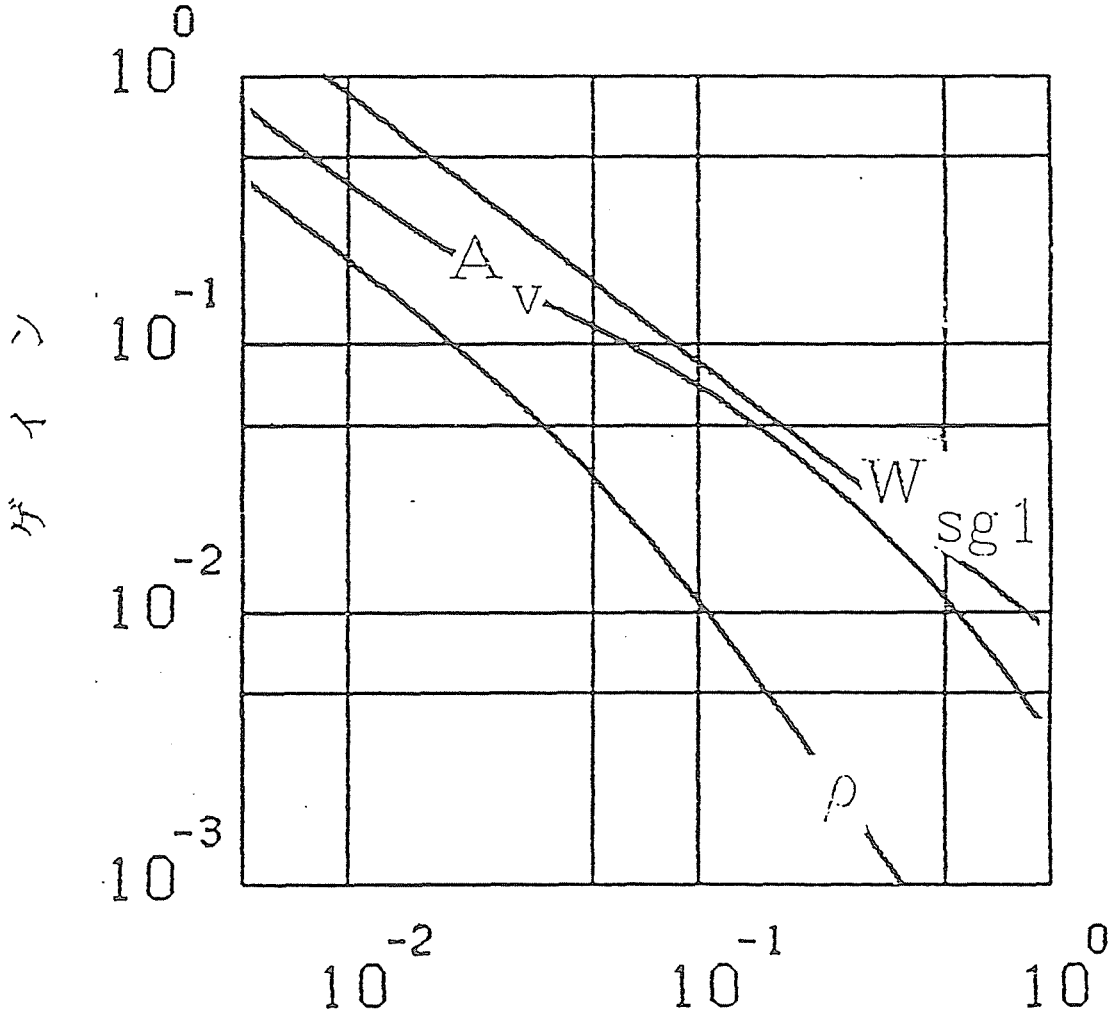
（ｃ）　一　次　系　圧　力

図７－３　原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ｄ）　加 圧 器 内 水 容 積

図７－３　原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ｅ）　蒸気発生器二次側冷却材体積

注：２機の蒸気発生器は同じ特性であるので、
蒸気発生器　１の特性のみを示す。

図から、蒸気流量や冷却材温度は、原子炉内で発生するエネルギーや、蒸気発生器で引き出されるエネルギーに強く反映される状態量であるため、蒸気加減弁の開度や、制御棒によって加えられる反応度から支配的な影響を受けることが分かる。冷却材平均温度は、制御棒の印加反応度ばかりでなく、蒸気加減弁開度からも大きな影響を受けている。これは、PWR型原子力発電プラントの負荷変動に対する自己追従性の能力を示していることになる。この特性は、以下に記述する物理過程を通じて得られる。ここで、負荷需要の変化のため蒸気加減弁の開度を増して蒸気流量を増加させなければならない状況を想定する。この場合には、蒸気加減弁の開度が増したことによって、蒸気発生器二次側圧力が低下し、これに対応して飽和温度も低下する。飽和温度の低下は、二次側と一次側の冷却水温度の差の増加をもたらし、より多くの熱量が一次側から二次側に流れることになる。このため、蒸気発生器一次側冷却水出口での冷却水温度は低下する。一方、PWR型原子炉は、負の反応度温度フィードバック係数を持つことから、冷却水温度の低下は炉心に正の反応度を与えることになり、この結果として炉出力が上昇する。結局、以上のような過程を通して、負荷要求に見合うような炉出力の自律的な調整が行われる。

蒸気流量は、高周波側においても、また低周波側においても、蒸気加減弁開度の影響を大きく受ける。このような低周波側の特性は、上で述べたような反応度温度フィードバック係数が負であることによる自己負荷追従性の特性を示している。図から、制御棒による印加反応度の影響が蒸気流量に及ぶまでに遅れを伴うことが分かる。蒸気タービン側からの出力変更要求には、短期的には、蒸気流量加減弁で対応し、その間に制御棒操作を行い、加えて自己負荷追従性を効果的に利用した制御法を採用するならば、出力変更要求に迅速に応答できるものと思われる。

蒸気ドラム内の冷却水体積は、蒸気加減弁の開度や、制御棒印加反応度から大きな影響を受け、これを補償するための効果的な操作変数は給水流量であることが分かる。加圧器の機能の一つは、NSSS内各部の熱的環境の変化に伴う冷却材の体積増加や、減少を吸収することである。したがって、加圧器内の水領域の体積やこの体積変化に伴って生ずる圧力の変化は、NSSS内の熱的環境に強く依存する。

これらは、NSSSの熱的環境を支配する蒸気加減弁開度や制御棒の印加反応度の操作量からの強い影響を受ける。図から、加圧器内水体積に対する補償には体積制御系から一次系に注入される給水流量が効果的ではあるが、この制御には比較的長い時間が必要であることを示している。一次系圧力の場合は、加圧器内に設置された伝熱ヒータが効果的であることが分かる。

７－４　ＰＷＲ原子力蒸気供給系の負荷追従制御系の設計

７－４－１　負荷追従制御のための近似的非干渉制御系の設計

原子力蒸気供給系の負荷追従制御のための制御法として、通常の非干渉制御法とは異なる変則的な非干渉制御法を採用することをすでに述べた。すなわち、この制御法では、表7-1に示した制御変数の６つの変数を、６つのグループにそれぞれ非干渉化するのではなく、蒸気流量と冷却材平均温度を一つのグループとまとめ、これと他の４変数に加えた５つのグループに関して非干渉化するものである。

制御系の設計は、２つの設計過程を通して行われる。すなわち、最初の過程では、開ループ系で近似的な非干渉化を実現する目的で、前置動的補償器を最小自乗モデル・フォロイング法を用いて設計する。次の過程では、非干渉化された入出力の応答特性をさらに改善するために、一入力一出力系に関する従来の設計手法を適用して出力フィードバック補償系を設計する。この設計手法は、本質的に試行錯誤的な繰り返し過程が必要とされる方法である。以下に、その設計過程を具体的に示し、設計パラメータの選択において、物理的、および工学的考察を適切に行うとともに、試行錯誤において前回の結果を有効にフィードバックすることで、比較的少ない試行回数で、希望の特性を持つ制御系を設計できることを示す。

７－４－２　最小自乗モデル・フォロイング法による前置動的補償器の設計

最小自乗モデル・フォロイング法を適用して、上で述べた変則的な非干渉化を近似的に実現する前置補償器の設計を行う。ここで、以下の議論のために、表7-1に示した６つの制御変数を出力とし、表7-2に示した操作変数を入力とした場合のNSSSの周波数伝達関数行列を$E(j\omega)$と表すことにする。設計では、$E(j\omega)$を、導いた数学モデルを用いて計算する。設計する前置動的補償器の周波数伝達関数行列を$K(j\omega)$と表すことにする。 この補償系は、上で述べたような特殊な非干渉化を採用したことに関係して、５つの入力と６つの出力を持つ系となる。すなわち、５個の入力は、非干渉化されるそれぞれの５つのグループに対する入力で

あり、出力はNSSSに対する６つの操作変数である。　後の議論のために、非干渉化された制御変数ｘに対応する入力をx_rと表すことにする。　　ただし、T_{av}とW_sに関しては一つのグループとして扱い、他の変数から非干渉化され、共通の入力が対応することになるので、この場合の入力を$W_{s,r}$と表すことにする。Q(jω)を開ループ系で実現したい非干渉特性を表し、６つ制御変数と非干渉化される５つのグループに対する５つの入力に関する周波数伝達関数行列を表すものとする。

本章の試みでは、変則的な非干渉制御法を採用するために、制御対象の系の出力数ｋが６、入力数ｍが６、前置動的補償器の入力数ｎが５となり、ｋ≠ｎ、ｍ≠ｎであるために、逆ナイキスト配列法におけるモデル・フォロイング法を適用できない。以下の設計では、このような場合に対しても適用可能である直接ナイキスト配列法における手法を用いることにする。

最少自乗モデル・フォロイング法では、開ループにおいて、希望する非干渉特性として与えたQ(jω)に対して、以下の式が最少自乗の意味で満足するようなK(jω)を設計することを目的とする。

$$E(j\omega)K(j\omega) = Q(j\omega) \qquad (7-1)$$

設計では、(7-1)式の関係を最少自乗の意味で満足するようなK(jω)を設計するためには、表7-4に示す６種の設計パラメータを指定する必要がある。以下に、表の設計パラメータを、どのような工学的判断や物理的考察をもとに、設定したのかを示す。

p	近似的非干渉制御系の前置動的補償器の 多項式の次数
q	注目する周波数領域から選択する周波数の数
ω_i (i=1,…,q)	注目する周波数領域から選んだ周波数
Q_i (i=1,…,q)	周波数ω_iで希望する開ループ周波数伝達行列
$W_{f,i}$ (i=1,…,q)	周波数ω_iに関する重み係数
$W_{o,i}$ (i=1,…,k)	出力 i に関する重み係数(ただし、k は出力の数)

表７－４　最少自乗モデル・フォロイング法で指定
しなければならない設計パラメータ

近似的な非干渉化制御を、なるべく簡単な構造の前置動的補償器で行うために、補償器の多項式の次数ｐを１と置いた。この場合、設計する１次多項式の前置動的補償器Ｋ(jω)を以下のような表現で表すことができる。

$$K(j\omega) = (V_1 \cdot j\omega + V_0)(I_5 \cdot j\omega + T_0)^{-1} \qquad (7-2)$$

ここで、V_0とV_1は次元６×５の実数行列であり、T_0は次元５×５の実数行列である。また、I_5は次元５×５の単位行列を表す。 設計は上記の表現に現われるV_0、V_1、T_0の３つの未知行列を決定する問題に帰せられる。

自動周波数制御のような負荷追従制御では、数秒～数分程度の時間範囲内の応答を対象とすることから、非干渉化を試みる周波数範囲として、0.005 から 0.5 (ラジアン / 秒)の領域を選んだ。 前置動的補償器を設計するための必要条件(5-21)から、補償器の多項式の次数ｐが１であるとき、補償器を設計するためには、すなわち、V_0、V_1、T_0の未知行列を決定するためには、注目する周波数領域から少なくとも２以上の周波数を選択する必要があることが分かる ((5-32)式より 2*6*q≧6*(1+1)+5*1) 。 設計では、注目する周波数領域内で一様に非干渉化を実現するために、その領域内で対数スケールでほぼ等間隔に位置する５個の周波数、0.001、0.02 、0.05、0.1、0.2 (ラジアン / 秒)を選ぶことにした。 こ

の結果、qの値は5と設定されたことになる。

Q_iの指定では、今回の設計で変則的な非干渉化の方法を採用したことに関係して、Q_iの構造に注意する必要がある。今回の設計では、開ループ周波数伝達関数行列$Q(j\omega)$が以下のように表されるような非干渉制御を実現することを考える。

$$Q(j\omega) = \qquad (7-3)$$

$$\begin{vmatrix} q_{W_B,W_B}(j\omega) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ q_{T_{AV},W_B}(j\omega) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{P_B,P_B}(j\omega) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{V_P,V_P}(j\omega) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{V_{BS1},V_{BS1}}(j\omega) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{V_{BS2},V_{BS2}}(j\omega) \end{vmatrix}$$

ここで、$q_{x,x}(j\omega)$は制御変数xとこれと対応する非干渉制御系の入力x_rとの間の周波数伝達関数を表すことにする。ここで、後の議論のために、(7-2)に示した関数$q_{x,x}(j\omega)$以外に、$q_{x,y}(j\omega)$（ただし、$x \neq y$）で表される関数を定義しておく。この関数は、制御変数xと入力y_rに関する周波数伝達関数を表すものとする。この関数は、(7-2)に示したような特性を持つ非干渉制御が完全に実現されるならば、零となるものである。しかし、今回の試みでは、非干渉制御を近似的に実現することを目的としているため、必ずしも$q_{x,y}(j\omega)$は零とはならない。後の議論で、この関数は非干渉化がどの程度実現されたかを評価する際に必要となる。

Q_iの指定を次のように行った。それぞれの制御変数に適当な関数$q_{x,x}(j\omega)$を与え、これらから(7-2)式の行列$Q(j\omega)$を構成し、この行列において周波数にω_iを代入することによってQ_iを与える。今回の試みでは、$q_{x,x}(j\omega)$として、後のフィードバック補償系の設計を簡単にするために、最も簡単な一次の遅れ系の特性を表す以下のような関数を指定した。

$$q_{x,x}(j\omega) = \frac{g_x}{1 + j\omega \cdot T_x} \qquad (7-4)$$

ここで、g_xとT_xは、それぞれゲイン定数と時定数である。以上より、行列Q_iの指定は、それぞれの制御変数に$q_{x,x}(j\omega)$対して適当な値のg_xとT_xを与えることに帰着する。変則的な非干渉化法の採用に関係して注意しなければならない点がある。非干渉化されるグループのゲイン定数や時定数を、原則的には、他のグループの指定と独立して自由に設定することができる。しかし、W_sとT_{av}に関するゲイン定数は、今回採用した非干渉法ではこれらの変数間の相互依存性を例外として認めたため、自由に指定することができない。この理由を説明すると次のようになる。出力変更後にプラントの各状態量が定常状態に達したとき、W_sとT_{av}の新たな値は、許された相互依存性に従うある平衡条件を満足しなければならない。両状態量の応答が(7-3)式に示した一次の遅れ系で表されるならば、それぞれの定常状態($\omega \to 0$)の値はゲイン定数によって決まる。このため、ゲイン定数は、両状態量の依存性を考慮して与える必要がある。そこで、この依存性を調べるために、炉出力変化後のNSSSの一次側と二次側のエネルギーバランスの条件から、プラントの各状態量にどのような平衡条件が満足されなければならないかを調べた。その結果、その平衡条件から、規格化した値のW_sとT_{av}の間には、$T_{av} = 0.4W_s$の関係が成り立たなければならないことが分かった。ただし、この関係を導く際には、炉心入口の冷却材温度は一定に保たれていると仮定した。T_{av}とW_sは共通の入力によって制御されるので、上記の関係は、ゲイン定数には$g_{Tav} = 0.4\,g_{Ws}$の関係が満足されなければならないことを示している。

時定数T_xは、非干渉化された制御変数の時間応答特性を支配するパラメータであるため、その指定には注意が必要である。例えば、速やかな時間応答性を得るために過度に小さな時定数を指定するならば、過度のオーバーシュートを伴うような炉出力変更や、許容される最大値を上回る操作変数の操作が必要となることが予想される。したがって、制御対象の系の本来持つ時間特性と、負荷追従制御で要求される出力変動の時間領域を勘案して、適当な時定数を設定すべきである。しかし、時間特性は、後に行うフィードバック補償系の設計でも変更可能で

あるので、この段階で時定数T_xの値を必ずしも最適化する必要がない。 そこで、ここでは、これらの時定数を、非干渉化された系の遮断周波数が設計で注目した周波数領域内に存在するように与えた。ただし、T_{av}に対する時定数として、以下の点を考慮して、他の制御変数に比べて大きな値を与えた。T_{av}の時定数に対して小さな値を与えることは、T_{av}に速やかな応答を要求することを意味する。図7-3(b)のT_{av}に関する周波数特性から見られるように、T_{av}は蒸気加減弁開度A_vと制御棒によって加えられる反応度ρから大きな影響を受け、特にT_{av}の速やかな応答にはρが有効であることが分かる。 すなわち、この図の特性から、T_{av}の制御にはA_vとρの適当な組合せによる制御で行われるが、T_{av}に対して速やかな応答を要求する制御では、A_v の操作による影響が現われるまでの間は少なくともρの操作が必要であることを意味している。しかし、このような短い時間にρを大きく変化させるような制御法は、往々にして核分裂による炉出力に過度のオーバーシュートのような過渡変動を伴うことが予想される。このような変化を伴う度重なる運転は、核燃料棒に対して熱応力疲労を早め、燃料棒の損傷の原因となると考えられる。そこで、このような考えに基づいて、T_{av}に対して設定する時定数を他の制御変数と比較して大きな値を与えた。

設計では、それぞれの制御変数に対して、ゲイン定数と時定数を以下のように与えた。

	ゲイン	時定数(秒)
W_B	1.0	20
T_{av}	0.4	40
P_P	1.0	20
V_P	1.0	20
V_{BS1}	1.0	20
V_{BS2}	1.0	20

表7-5　制御変数のそれぞれに指定したゲイン定数と時定数

重み係数$W_{o,i}$と$W_{f,i}$の値は、試みとして、1と置くことにした。すなわち、これは、近似的な非干渉化のモデル・フォロイングに関する最小自乗フィッティングで、選択した周波数に対して、また非干渉化されるべき制御変数に対して、均等に重みを置くことを意味する。仮に、モデル・フォロイングの結果に満足できない場合には、得られた結果の解析を行い、重み係数を適当に調節して、再度設計を行うことにする。

以上の設定で、表7-4に示した前置補償器の設計に必要なすべての設計パラメータの設定を完了した。しかし、補償器の構造を決定する前に、注意しなければならない点がある。 上で述べた方法で与えたQ_iを直接設計に用いるならば、最少自乗法の特徴的な特性のために、大きなゲイン定数を与えた制御変数に関するモデル・フォロイングのみが選択的に改善される。すなわち、ゲイン定数が重み係数の役割を果たしている。この問題を回避するために、対角要素としてゲイン定数の逆数を持つ対角行列を、(7-1)式の両辺に掛け合わせる規格化過程を導入することにした。

設計の結果、前置動的補償器の周波数伝達関数行列(7-2)を表す行列V_iとT_iを次のように求めることができた。設計した前置補償器の固有値の解析から、補償器自身は安定な系であることが分かった。また、設計した補償器で補償された開ループ系の周波数特性の分析から、非干渉化されるべきそれぞれの制御変数において、希望する特性として与えた一次の遅れ系の周波数特性が注目する周波数領域内で実現されていることが確認された。しかし、制御変数の非干渉化の度合い、ばらつきがあり、改善の余地があることが分かった。

V_0	4.57E-2	0.0	0.0	2.20E-2	2.20E-2
	5.41E-2	4.44	-4.42	8.57E-3	8.57E-3
	-3.79E-2	-1.09E-1	9.90	7.99E-2	7.99E-2
	7.36E-1	0.0	0.0	5.84	-8.18E-3
	7.36E-1	0.0	0.0	-8.18E-3	5.84
	2.54E-1	0.0	0.0	7.18E-3	7.18E-3
V_1	5.23E-2	-1.93E-3	0.0	4.17E-3	4.17E-3
	1.36E-4	3.30E-5	-1.57E-3	1.64E-5	1.64E-5
	-1.70E-4	0.0	0.0	-4.43E-6	-4.44E-6
	2.59E-2	0.0	0.0	2.08E-3	2.07E-3
	2.59E-2	0.0	0.0	2.07E-3	2.08E-3
	3.00E-2	0.0	0.0	2.43E-3	2.43E-3
T_0	5.01E-2	0.0	0.0	4.09E-3	4.09E-3
	3.80E-3	5.00E-2	0.0	7.68E-4	7.68E-4
	3.17E-3	0.0	5.00E-2	6.70E-4	6.70E-4
	-1.83E-4	0.0	0.0	5.01E-2	-6.26E-5
	-1.83E-4	0.0	0.0	-6.26E-5	5.01E-2

表7-6　設計から求められた1次多項式の前置動的補償器の周波数伝達関数行列を表す行列

ここで、非干渉化された度合いを定量的に判定するために、以下に定義される一つの尺度を導入することにする。

$$ {}_{x}N_{y^*} = \min_{\substack{j\omega \\ y(y\neq x)}} \frac{q_{x,x}(j\omega)}{q_{x,y}(j\omega)} \qquad (7-5) $$

ここで、y^*は、(7-5)式の右辺の最少化が関数$q_{x,y}(j\omega)$で実現されたときに関するy_rを意味する。 すなわち入力y_rは、制御変数xに対して入力x_rについで2番目に影響力を持つことを意味している。 指標$_xN_y$は、制御変数xに対する入力x_rの影響の強さが、入力y_rの影響の強さに比べて、少なくとも何倍あるのかを示す量であり、この値が大きいほど非干渉化された度合いが大きいことを意味している。以下では、上記に定義した$_xN_{y_r}$を"非干渉度指数"と呼ぶことにする。

上記で設計した補償器で補償された場合の非干渉度指数は、表7-7のように求められた。この表は、それぞれの制御変数においてある程度の非干渉化は実現されてはいるが、その度合いにばらつきがあることを示している。特に、冷却材平均

温度T_{av}の非干渉化の度合いは、他の変数と比較して劣っている。これを改善するために、表7-7に示された結果の考察から、設計された補償器に小規模な修正を行えば、異なる設計パラメータを用いた再設計を行うような大規模な変更を行わなくても、T_{av}の非干渉度の改善が可能であることが分かった。

非干渉度指数
W_s 80 V_{s1} (W_s 80 V_{s2})
T_{av} 6 V_{s1} (T_{av} 6 V_{s2})
P_p 24 W_s
V_p 30 W_s
V_{s1} 60 W_s
V_{s2} 60 W_s

表７－７　原子力蒸気系が設計された非干渉制御系によって補償された場合の各制御変数の非干渉度指数

T_{av}の非干渉度指数を大きくする最も簡単な方法は、(7-5)式や表7-7から分かるように、$|q_{T_{av},W_s}(j\omega)|$の値を大きくするか、あるいは$|q_{T_{av},V_{s1}}(j\omega)|$、および$|q_{T_{av},V_{s2}}(j\omega)|$の値を小さくすることである。今回の試みでは、これらの関数の大きさを調節するために、次のような簡便な方法を採用した。すなわち、$|q_{x,y}(j\omega)|$の大きさをα倍だけ変化させたい場合に、入力y_rと設計した前置補償器の間に、入力をα倍の大きさに変換するゲイン調節系を設けることである。この方法で注意しなければならないことは、このような調整法では、$|q_{x,y}(j\omega)|$の大きさばかりでなく、入力y_rに関係するすべての関数の値を変化させることである。このことは、T_{av}に非干渉度を改善する目的で、$|q_{T_{av},W_s}(j\omega)|$の値を大きくするために、入力$W_{s,r}$に対して$\alpha$の値が１よりも大きい入力ゲイン調整系を設けるならば、入力$W_{s,r}$に関係する他の関数も大きくなることになる。

したがって、表7-7から分かるように、このようなTavの非干渉度の改善は、P_p、

V_p、V_{gs1}、V_{gs2}の非干渉度を低下させる犠牲のもとで可能であることになる。

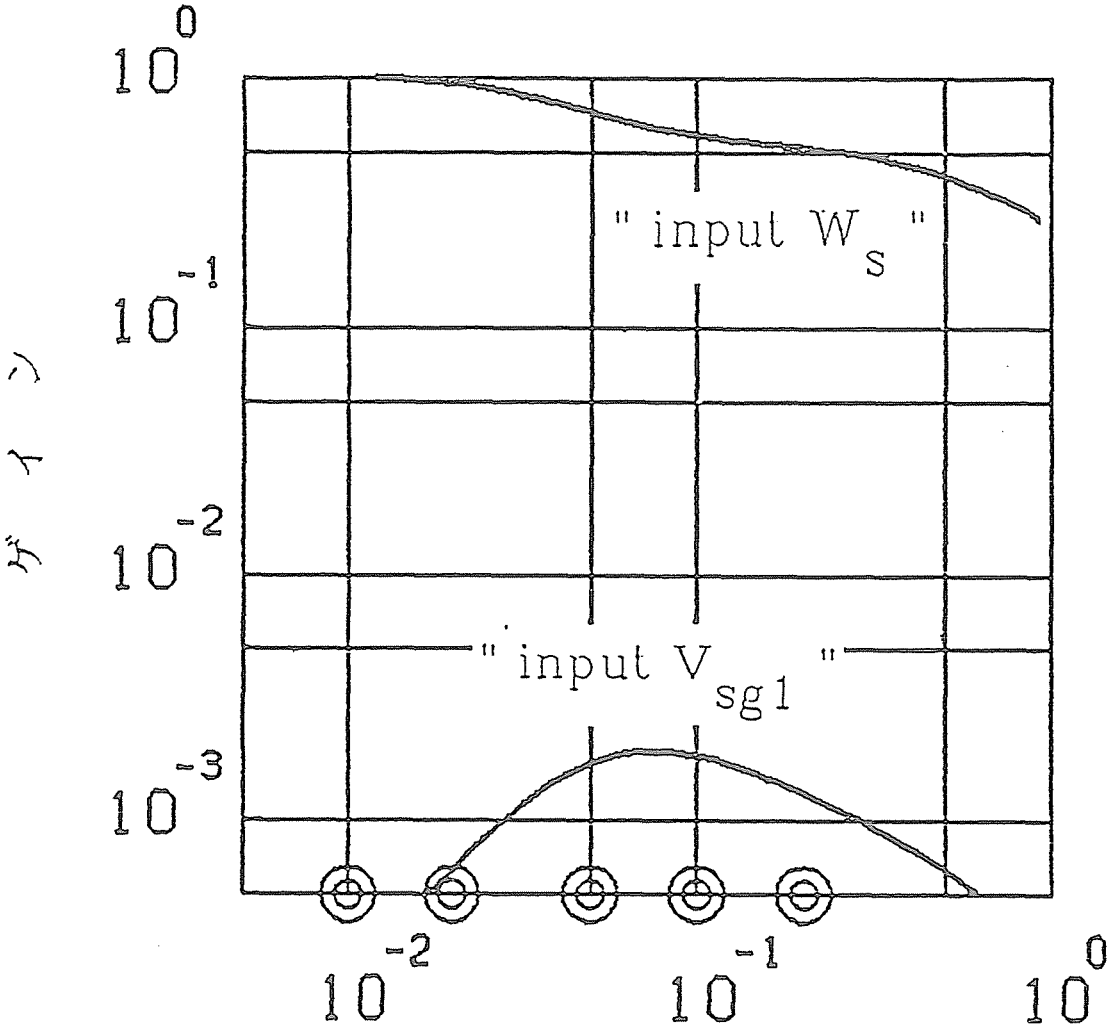
また、$|q_{Tav,Vgs1}(j\omega)|$と$|q_{Tav,Vgs2}(j\omega)|$の値の低下による方法では、同様な解析から、V_{gs1}とV_{gs2}の非干渉度を低下させる犠牲のもとで可能となることが分かる。今回の試みでは、V_{gs1}とV_{gs2}が、P_pやV_pと比較して、大きな非干渉度を持っていることに注目して、T_{av}の非干渉度の改善には、後者の方法を採用することにした。　このために、入力V_{gs1}とV_{gs2}のそれぞれに対して、0.25のゲイン定数を持つゲイン調整系を用いることにした。

以上のように設計した前置動的補償器で補償された開ループ系の非干渉度指数を表7-8に、周波数特性を図7-4に示す。 図7-4には、それぞれの制御変数に最も影響を与える入力と２番目に大きな影響力を持つ入力に対する周波数応答特性のゲイン特性のみ示した。この図から、それぞれの制御変数において、注目する周波数領域で、実用上非干渉化されたと見なせるほどの優れた非干渉性と、あわせて、希望する一次の遅れ系の周波数応答特性が実現されていることを見ることができる。

非干渉度指数
W_g 320 V_{gs1}　　(W_g 320 V_{gs2})
T_{av} 24 V_{gs1}　　(T_{av} 24 V_{gs2})
P_p 24 W_g
V_p 30 W_g
V_{gs1} 15 W_g
V_{gs2} 15 W_g

表７－８　T_{av}の非干渉度指数を入力ゲイン調整系で改善した場合の各制御変数の非干渉度指数

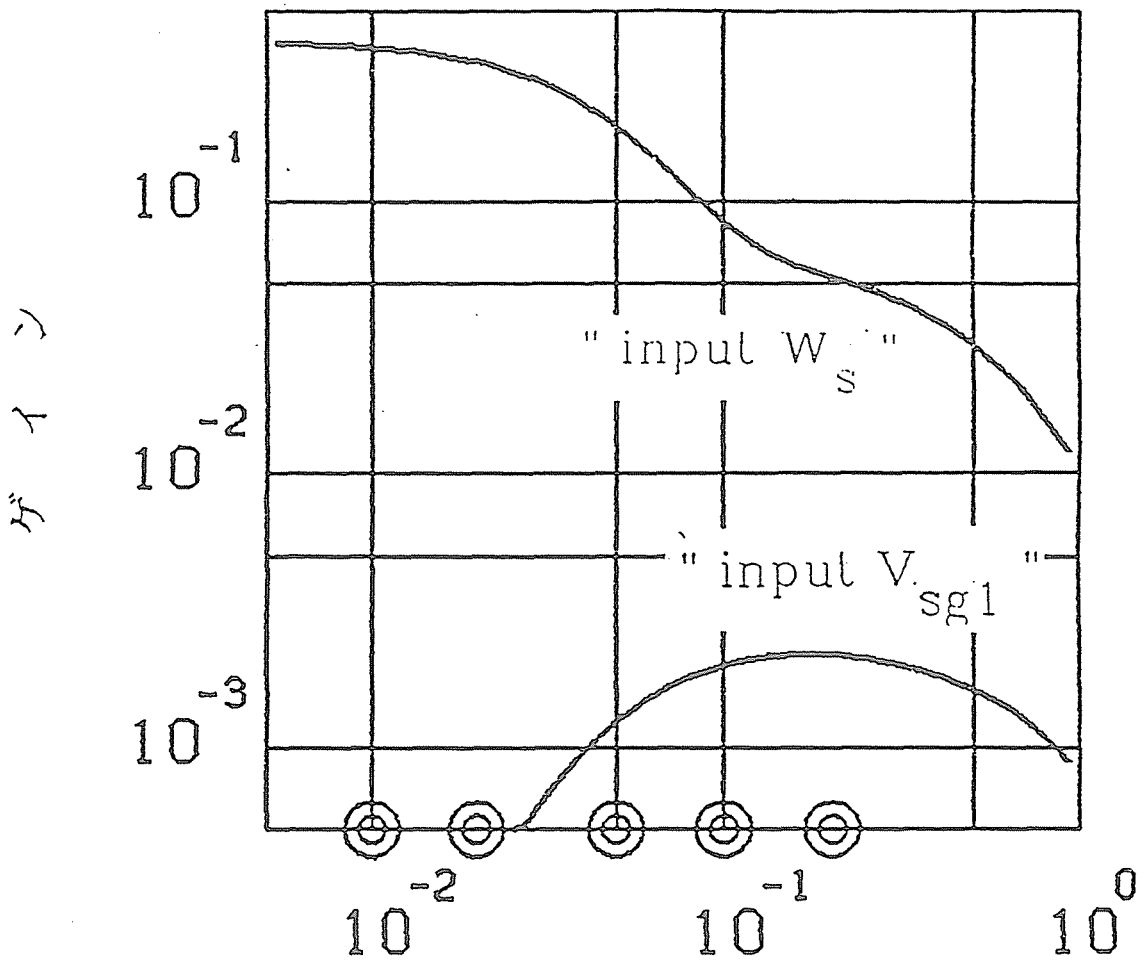
図７－４　設計された前置動的補償器で補償された
原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ａ）蒸気流量

注：図の"input X"は非干渉制御系の制御変数Ｘに対する入力を表わす。
実軸上の◎印は設計で選んだ周波数を示す。

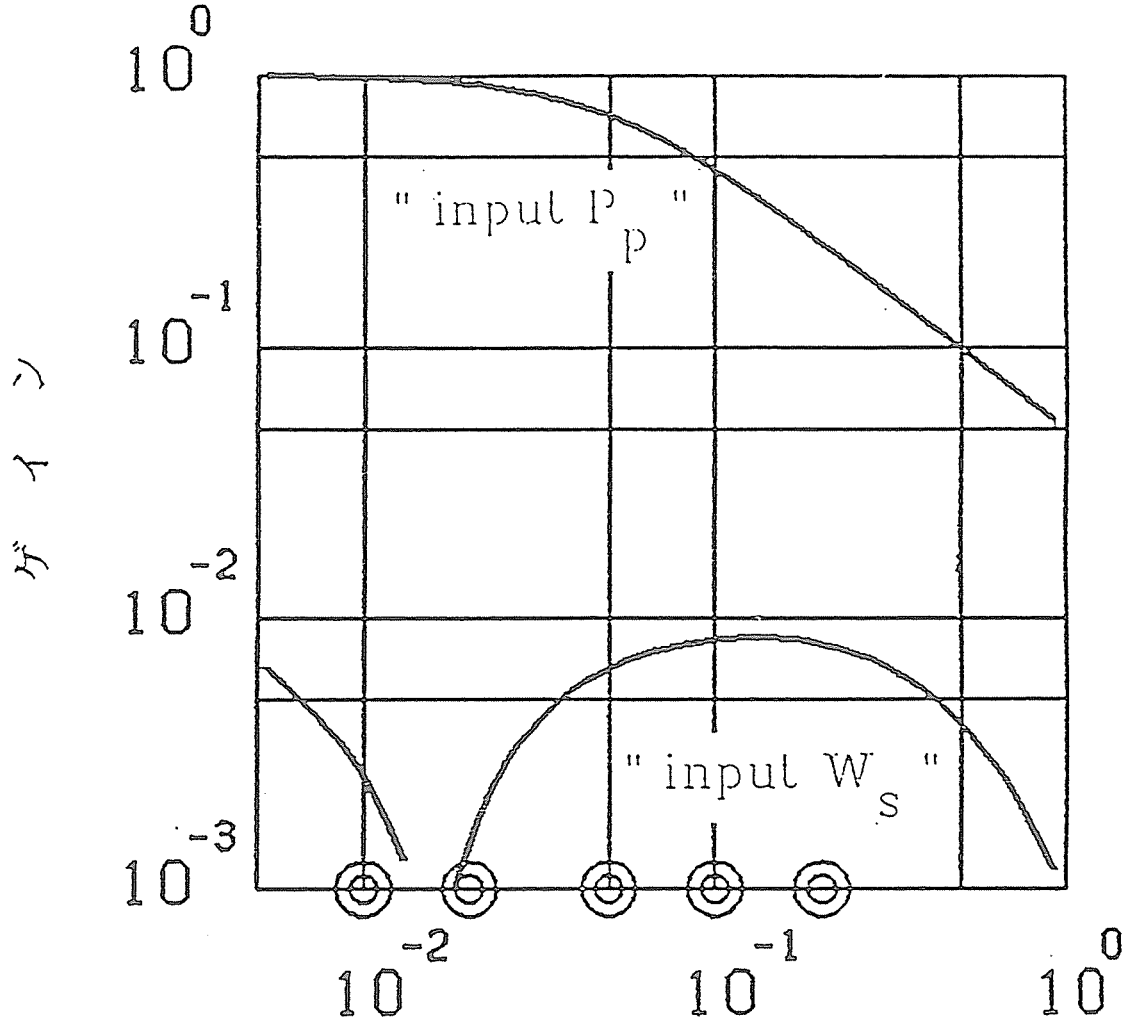
図７－４　設計された前置動的補償器で補償された
原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（b）冷却材平均温度

注：図の"input X"は非干渉制御系の制御変数Xに対する入力を表わす。
実軸上の◎印は設計で選んだ周波数を示す。

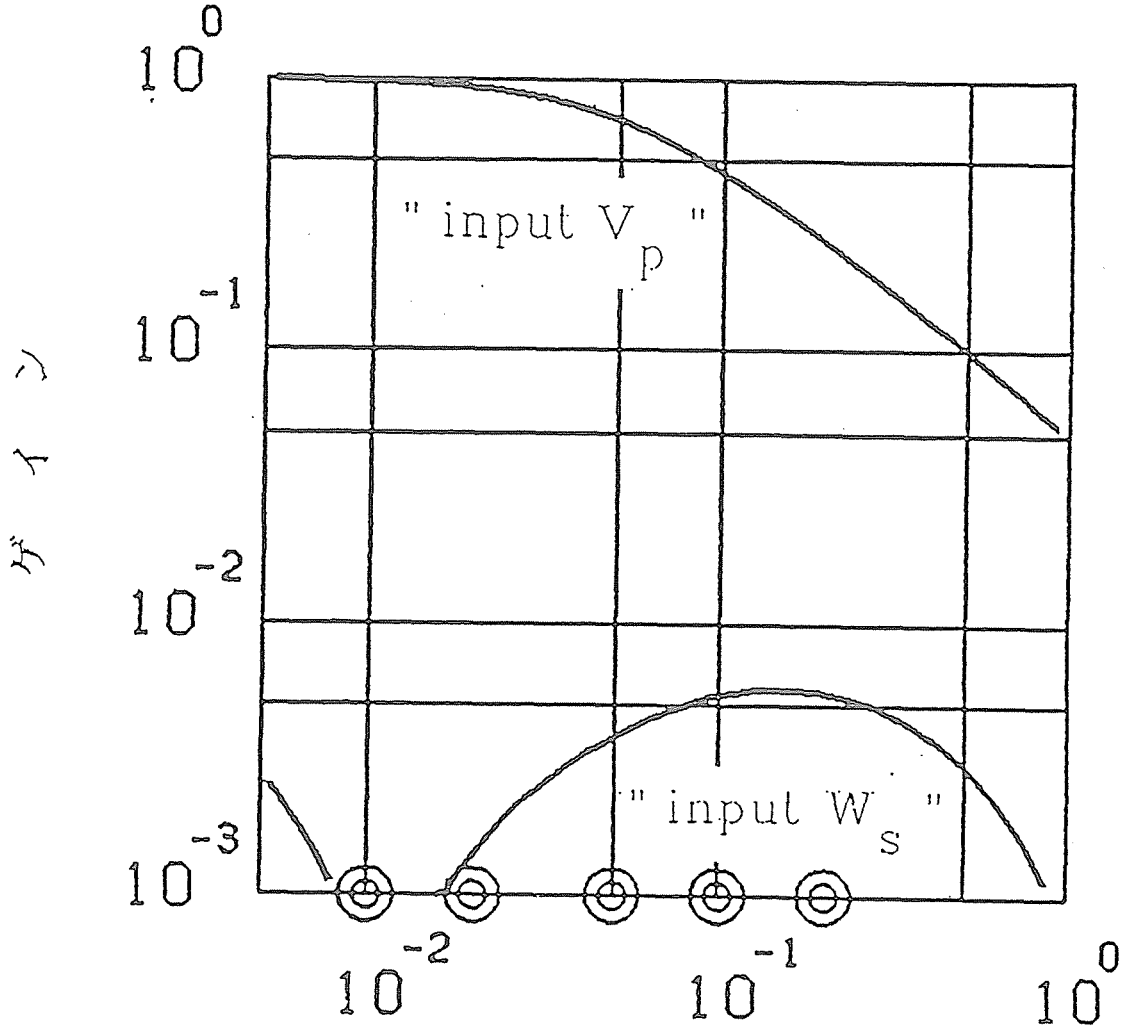
図７－４　設計された前置動的補償器で補償された
原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ｃ）一次系圧力

注：図の"input X"は非干渉制御系の制御変数Ｘに対する入力を表わす。
実軸上の◎印は設計で選んだ周波数を示す。

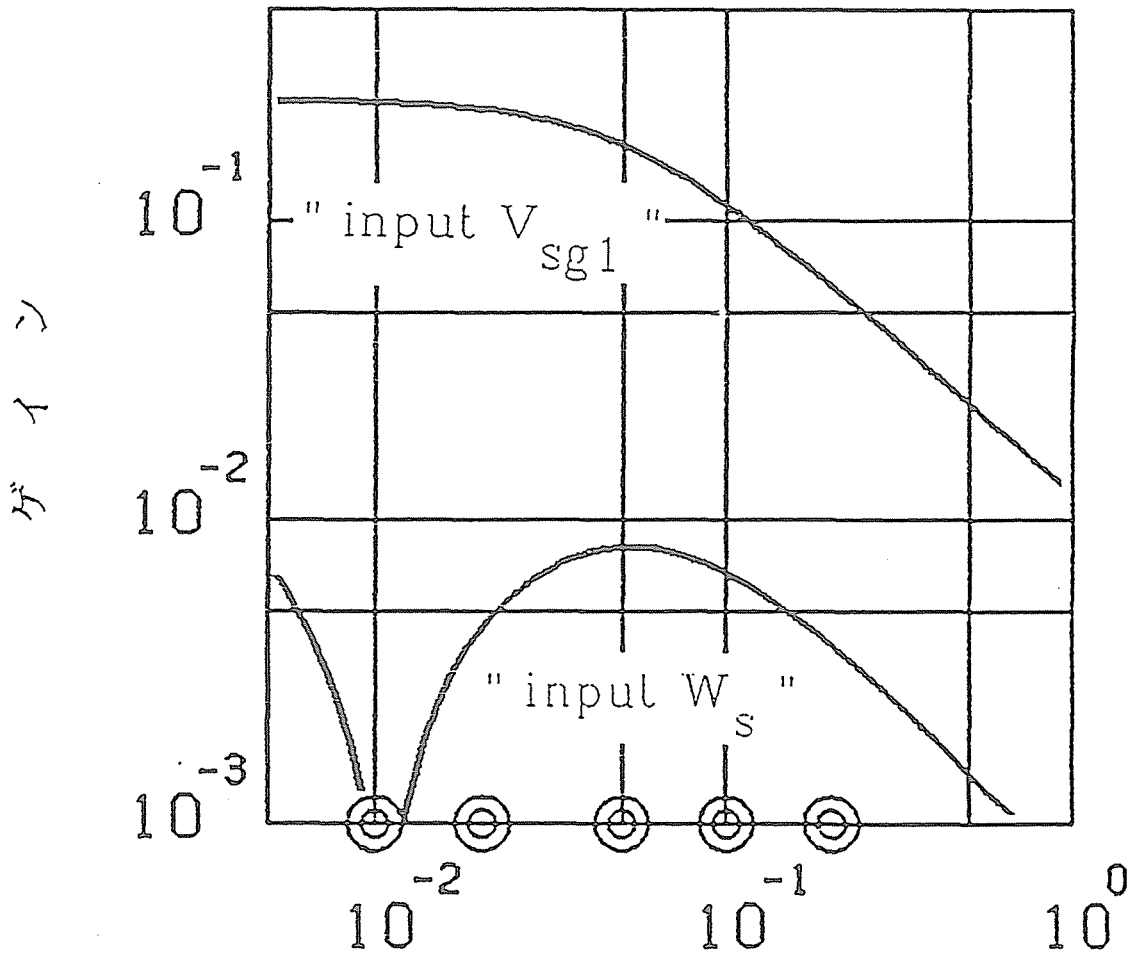
図７－４　設計された前置動的補償器で補償された原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ｄ）加圧器内水容積

注：図の"input X"は非干渉制御系の制御変数Xに対する入力を表わす。
実軸上の◎印は設計で選んだ周波数を示す。

図７－４　設計された前置動的補償器で補償された
原子力蒸気供給系の周波数応答特性



（ｅ）　蒸気発生器二次側冷却材体積

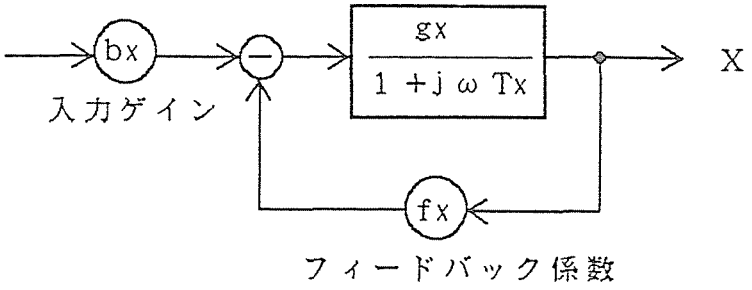
注：２機の蒸気発生器は同じ特性であるので、
蒸気発生器　１の特性のみを示す。

７－４－３　出力フィードバック補償系の設計

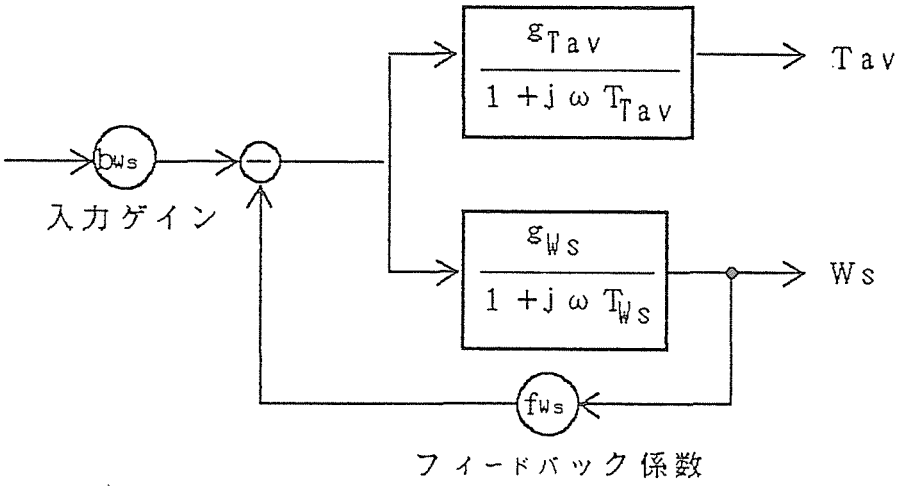
次に、第２の設計過程、すなわち、非干渉化されたそれぞれの系の特性を改善する目的ための出力フィードバック補償系の設計を行う。非干渉化された系をそれぞれ独立した系として扱うために、出力フィードバック補償系の設計を他の系と独立して行う。また、非干渉化された系を一入力一出力系と見なすことができるため、従来の設計手法が適用でき、設計が比較的簡単となる。設計では、非干渉化させた一入力一出力系に対して、図7-5に示したようなフィードバック補償を考えた。ただし、W_sとT_{av}を組み合わせて一つのグループとして非干渉化させた系の場合には、図7-5(b)に示すように、Wsに関する出力のみをフィードバック補償に用いることにした。これは、制御系の設計を容易にすることと、W_sが電力系統からの負荷要求に対してNSSSが直接的に関係する出力であり、負荷追従運転を効果的に実施するためには、W_sを直接制御することが望ましいためである。設計では、非干渉化されたそれぞれの系の時定数が10秒になるようにフィードバック係数を設定し、入力ゲインはゲイン特性が前置補償器の設計の際に与えたそれぞれのゲイン特性と等しくなるように定めた。その設定の結果を表7-9に示す。

	フィードバック係数 (f_x)	入力ゲイン (g_x)
W_s	1	2
V_p	1	2
V_{s1}	4	8
V_{s2}	4	8

表７－９　非干渉化された制御変数のフィードバック補償



（ａ）　Ws、Tavを除いた制御変数の場合のフィードバック補償



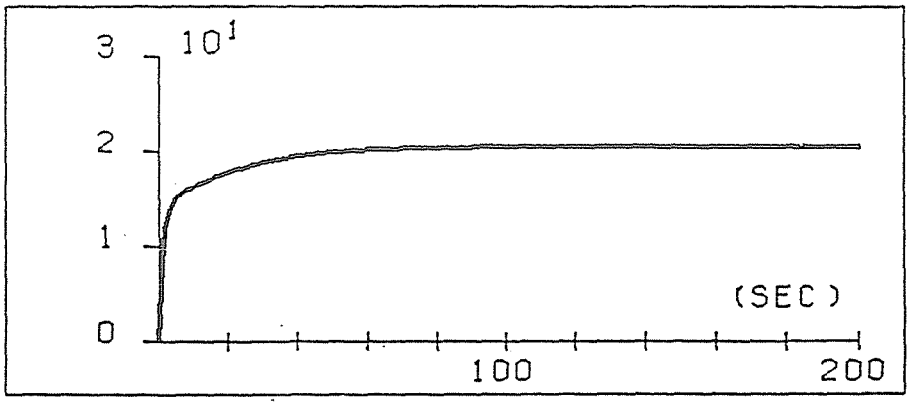
（ｂ）　WsとTavの場合のフィードバック補償

図７－５　非干渉化された系のフィードバック補償

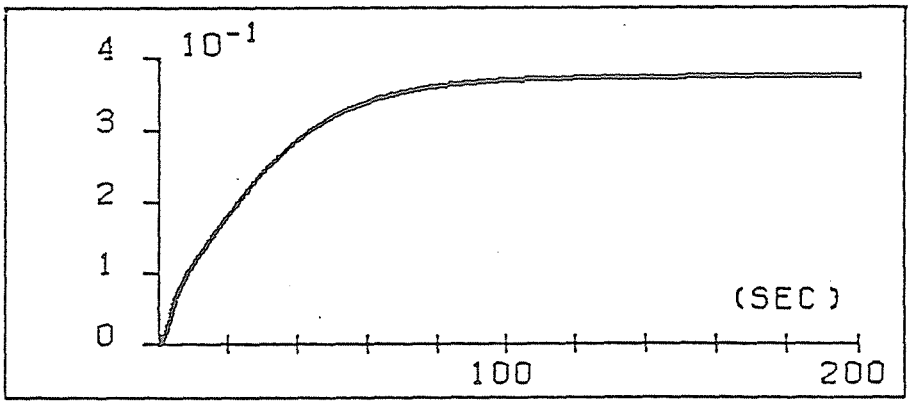
7－5　ディジタル・シミュレーション

設計した制御系の性能を、周波数特性ばかりでなく時間応答特性においても評価するために、ディジタル・シミュレーションを行った。シミュレーションでは、負荷要求の変化に応じて蒸気流量Wsを ５％増加することが必要となった場合を想定した。この際、T_{av}は負荷要求値に応じてあらかじめ定めた値と等しくなるように、他の制御変数は一定値に保たれるように制御されるものとする。図7-6(a)～(o)には、上記の出力変更の要求を受けた場合の、制御変数、操作変数、およびNSSSの運転に重要な状態量の過渡変化を表したものである。それぞれの状態量の変化は、出力変更前の定常状態からの偏差について表した。図から、出力変更の要求に応じて、W_eが速やかに追従していることが分かる。また、このような速やかな応答性が実現された場合に、炉出力の変更において過度に大きいオーバシュートを伴うことが懸念されるが、今回の試みではそのようなオーバシュートのない速やかな速応性が実現されている。負荷追従は、最終的には必要なエネルギーを炉出力の変更によって供給しなければならないが、炉出力の変更の影響が冷却ループ二次側の蒸気加減弁に現われるには30～60秒の時間を必要とする。このため、蒸気流量の応答性を得るために、蒸気加減弁開度を増して蒸気流量を増大させるとともに、二次側圧力を低下させて二次側冷却水の飽和温度を低下させて、U字管に蓄えられている熱エネルギーを利用したり、一次側と二次側の冷却材の温度差を大きくして一次側から多くの熱を奪うことによって、炉出力の増加の効果が現われるまでの間、エネルギーの不足分を得ている。また、この方法は、出力変更に伴って冷却材一次ループの炉心入口温度の低下をもたらし、反応度冷却材温度フィードバック係数が負であることから、炉心に正の反応度が印加される。制御棒の操作による反応度印加は、炉心軸方向の出力分布を歪め、ある場合には局所的な大きなホットスポットを発生させる原因ともなる。これに対して、冷却材の反応度フィードバックによる反応度印加は、炉心全体に均等に作用するため、制御棒の時のような問題を生じない。この観点から、上に述べた制御法は、制御棒の反応度の量を小さくできる点からも望ましい。

図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション

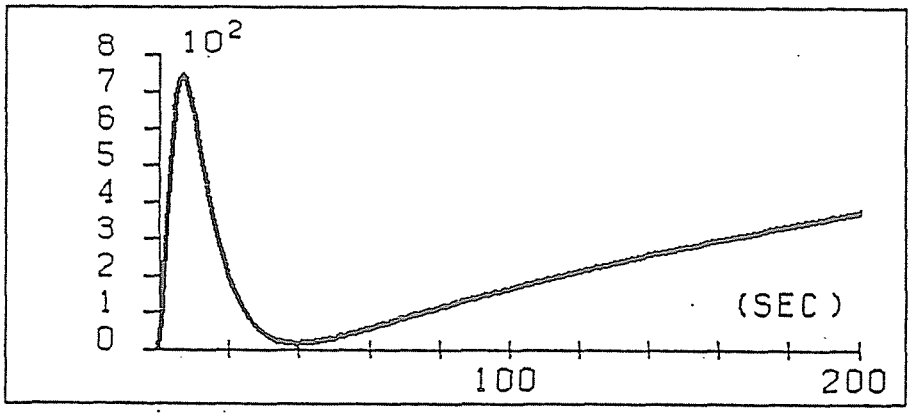


（ａ）　蒸気流量（Ｋｇ／秒）

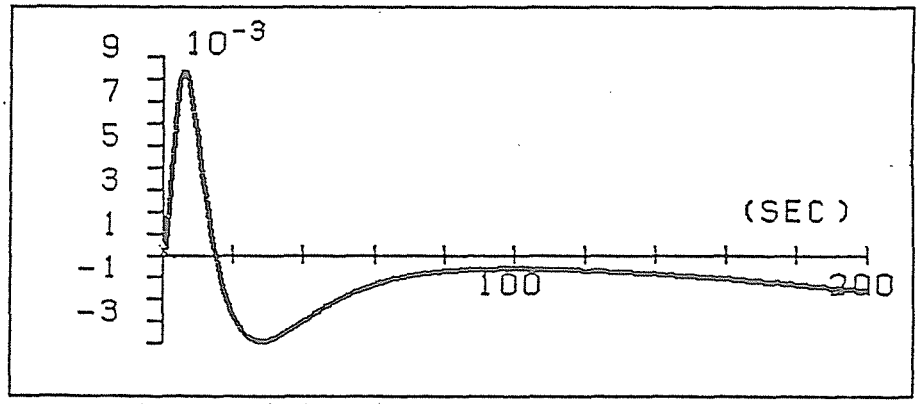


（ｂ）　冷却材平均温度（℃）

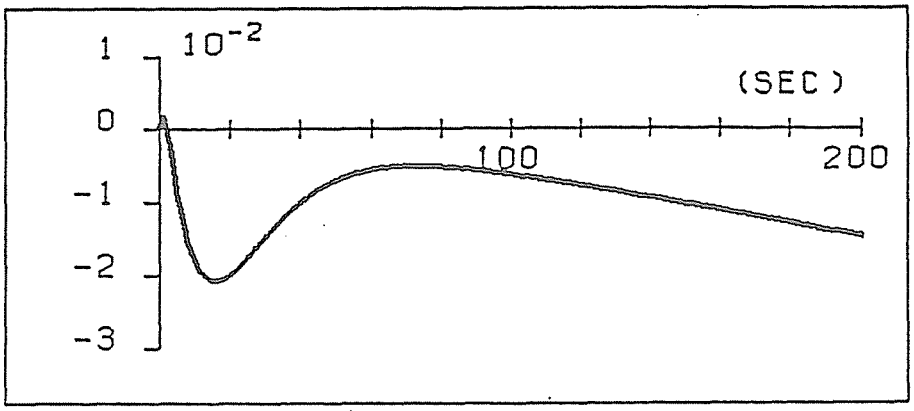
図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション



（ｃ）　一次系圧力（Ｐａ）

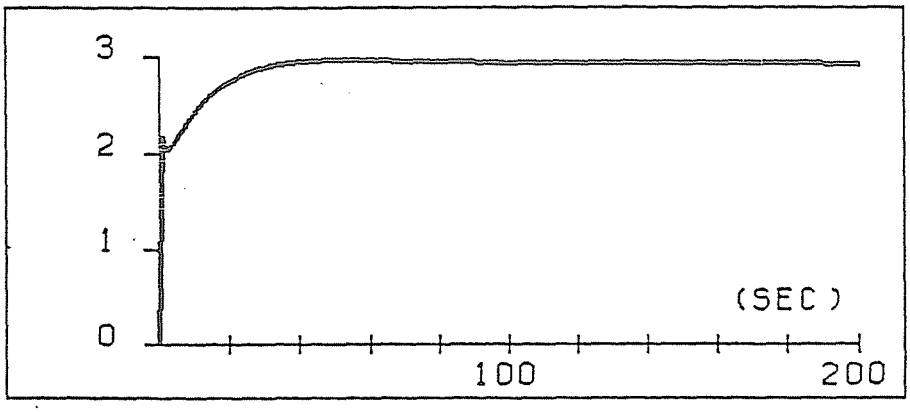


（ｄ）　加圧器内の水容積（㎥）

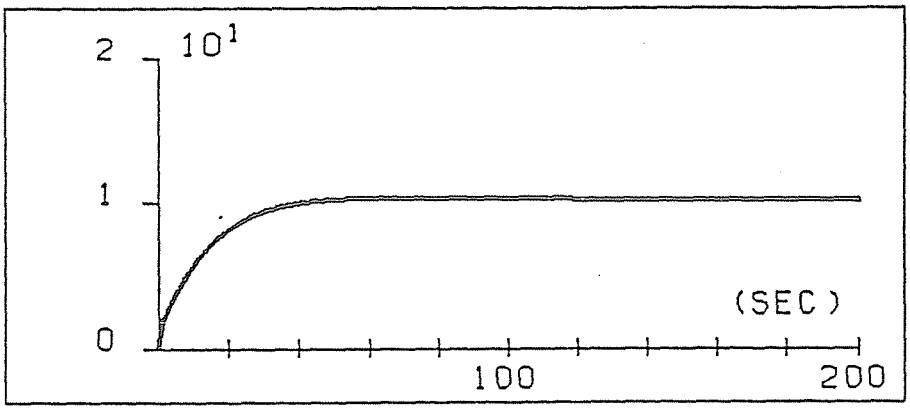


（ｅ）　蒸気発生器二次側冷却材体積（㎥）　（注：２機の蒸気発生器について、それぞれ同じ応答が得られたので、蒸気発生器１の応答のみを示す。）

図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション

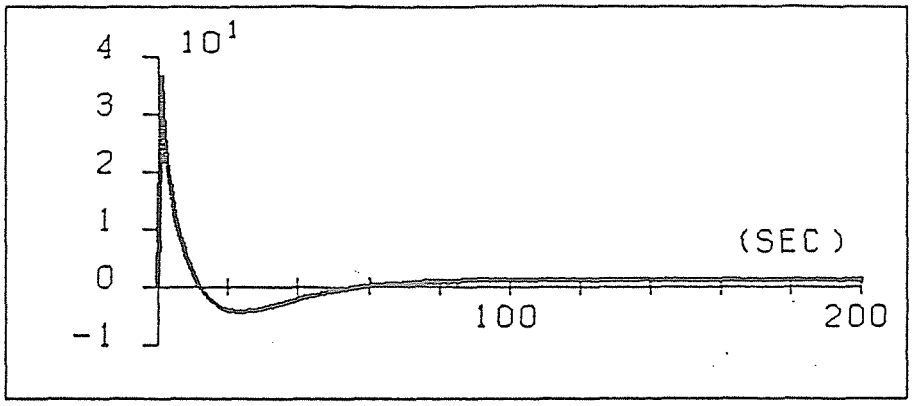


（ｆ）　蒸気加減弁の開度（％／全開）

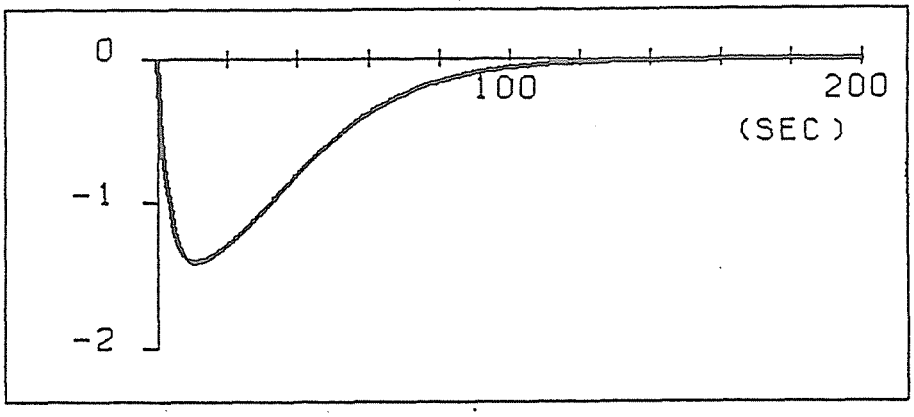


（ｇ）　制御棒によって加えられた反応度（¢）

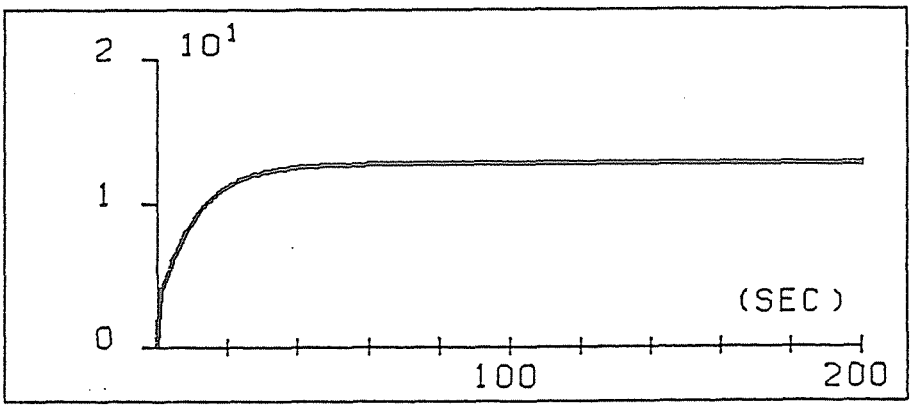
図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション



（ｈ）　加圧器電熱ヒーター出力（ＫＷ）

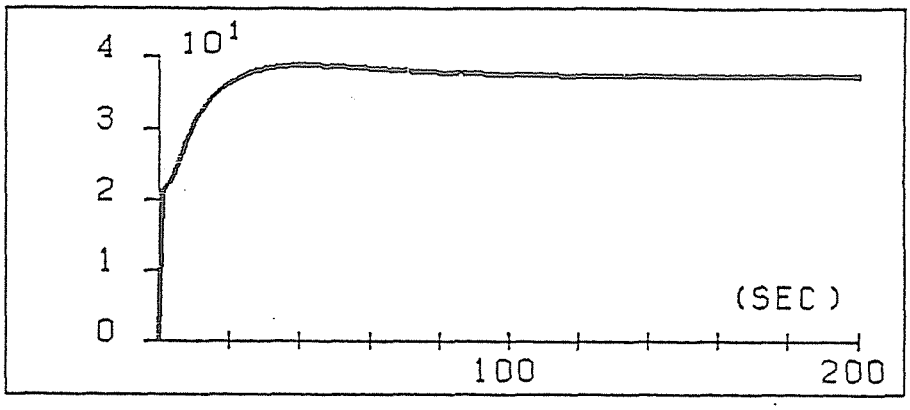


（ｉ）　体積制御系からの冷却材の充填流量（Ｋｇ／秒）

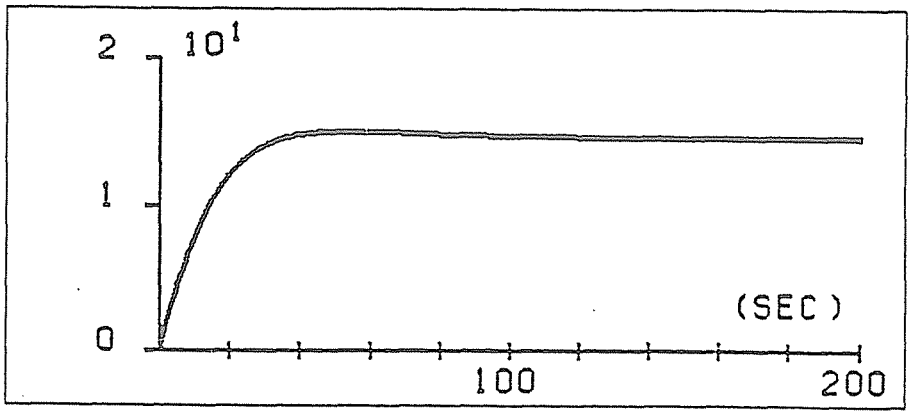


（ｊ）　蒸気発生器二次側への給水流量（Ｋｇ／秒）　（注：２機の蒸気発生器について、それぞれ同じ応答が得られたので、蒸気発生器１の応答のみを示す。）

図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション

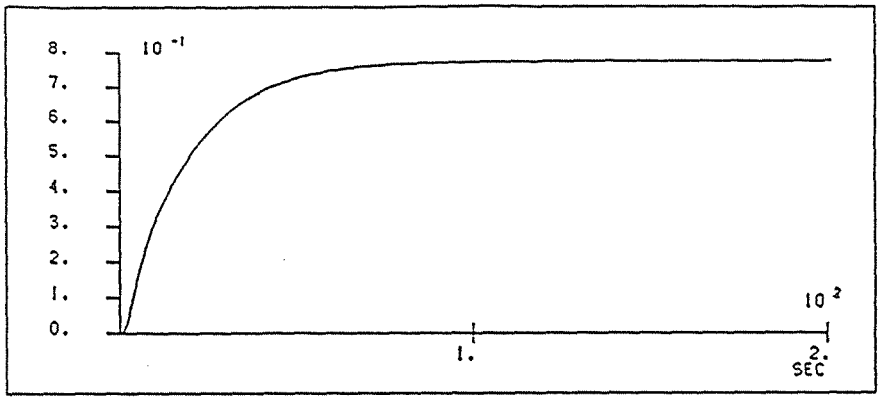


（ｋ）　核分裂で発生したエネルギー（ＭＷ）

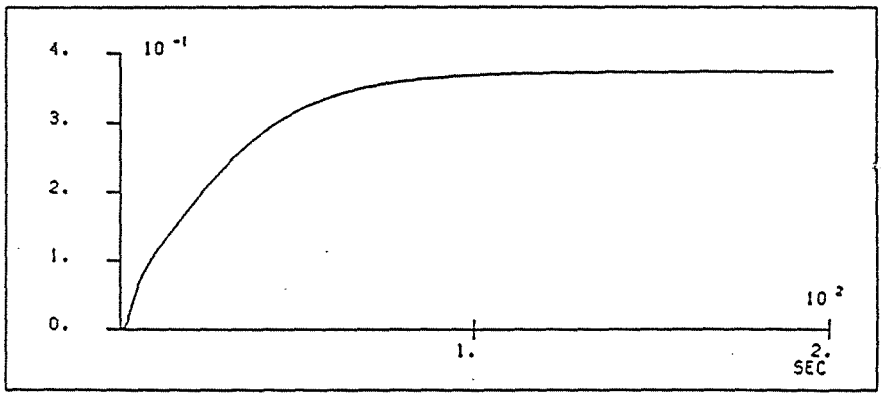


（ｌ）　燃料棒平均温度（℃）

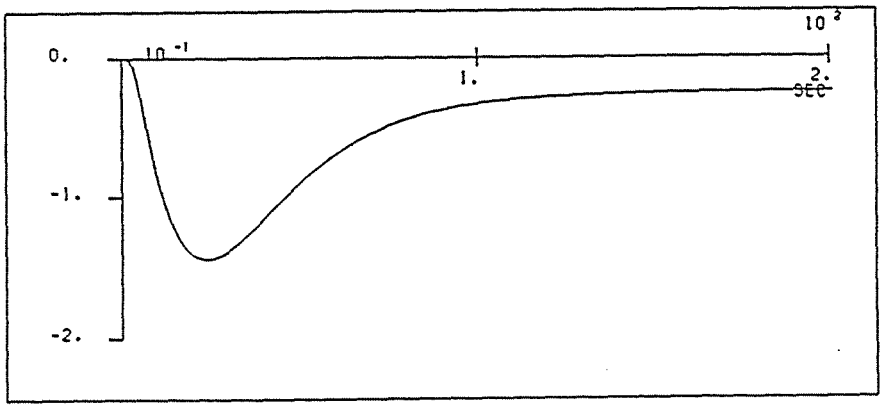
図７－６　負荷追従で運転値の５％の蒸気流量の増加が必要な場合の原子力蒸気供給系のディジタル・シミュレーション



（m）　高温配管内の冷却材平均温度（℃）



（n）　炉心内の冷却材平均温度（℃）



（o）　低温配管内の冷却材平均温度（℃）

出力変更時には、一定の状態に保たれることになっているP_p、V_p、V_{BS1}、V_{BS2}の変化は、図では出力変更の影響が大きく現われているように見える。しかし、これらは、それらの状態量の変化を適当に拡大して表現しているためであり、それらの変化は、出力変更前の運転値や、数学モデルの規格化の際に用いた値に比較するならば、変動は非常に小さいと考えることができる。 例えば、一次系圧力の通常の運転圧力は15.5MPa程度であることを考慮するならば、図のP_pの変動は非常に小さい。

非干渉制御において、制御変数がどの程度に非干渉化されたのかを見るために、次章で記述するNSSSの最適制御の結果と比較することにする。この最適制御では、制御変数と希望の出力応答との差が最小となるように、制御に必要とされる操作量の使用量が最小とするような、最適追跡（トラッキング）[18]問題を考えた。この制御では、出力変更においてそれぞれの制御変数が追跡すべき希望の応答として、本章の試みで採用した応答と同じものを想定した。 すなわち、T_{av}とW_Bは負荷要求値に応じてあらかじめ計画された値になるように追従し、残りの制御変数は出力変更の間は一定値を保つものである。非干渉制御と最適制御との比較を、出力変更後にP_p、V_p、V_{BS1}、V_{BS2}の挙動に現れた擾乱の大きさに関して行った。これらの状態量は、出力変更による影響を大きく受け易いため、非干渉化の度合い評価することができる。この比較のために、本章で行ったものと同じ負荷要求変更を想定して、最適制御のディジタル・シミュレーションを行った。表7-10には、上記の２つの制御法における、各制御変数が定められた運転値（一定）の値からの擾乱の最大値と、それらの最大値の比を示した。 ただし、V_p、V_{BS1}、V_{BS2}の体積変化については、その変動の大きさの程度を分かりやすくするために、それぞれ水位に変換して示した。

	非干渉制御	最適制御	比
一次系圧力	75 Pa	20000 Pa	3.75×10^{-3}
加圧器水位	0.23 cm	12 cm	3.75×10^{-2}
蒸気発生器二次側水位	0.4 cm	1.5 cm	0.27

表　7-10　非干渉度における非干渉制御と最適制御との比較

表から、非干渉制御は、最適制御と比べて、一次系圧力や加圧器水位の変動を極めて小さく抑えることができ、実質的に非干渉化が実現されていることが示されている。一方、蒸気発生器二次側水位では、擾乱の大きさは非干渉制御の方が小さくなっているものの、特に大きな違いが見られない。これは、非干渉制御において非干渉化の改善ができなかったと見るよりも、むしろ最適制御において、蒸気発生器二次側水位の優れた一定値制御が実現されていると考えるべきである。水位の絶対的変化から見れば、その変動の大きさは極めて小さく、蒸気発生器二次側水位において非干渉制御が実現されていると考えられる。

以上の結果から、非干渉制御法は、出力変更の擾乱の影響を最小限に抑制することを目的とした制御に、極めて優れた方法であることが確認された。

７－６　まとめ

本章では、PWR型原子力蒸気供給系を対象にして、自動周波数制御運転のような、出力変更の規模は小さいが、比較的短い周期で出力変更が繰り返される負荷追従運転のための自動制御系を設計した。原子力発電プラントにおける負荷追従運転では、プラントの機器や装置の健全性を維持するために、出力変更が繰り返されているような運転環境でもプラントの各装置や機器の運転状態を大きく変えることなく、負荷需要に応じて速やかに出力を変更させる必要がある。このような制御は、プラントの装置や機器間の熱的干渉の存在のために、状態変数間に複雑に交錯した相互依存関係を考慮して制御しなければならない。本章では、負荷追従運転の制御法として、干渉の影響を効果的に対処することができる非干渉制御法を採用した。

制御系設計のための原子力蒸気供給系の数学モデルを導いた。モデルの導出では、プラント各部を構成している装置や機器のそれぞれの数学モデルを導き、それらを統合することによって数学モデルを導いた。各モデルの導出では、大まかな特性が得られるように、最も簡略化されたモデルを導いた。このようにして得られた数学モデルは、簡略化の工夫にもかかわらず、全体で43次の状態方程式で記述される大規模モデルとなった。得られたモデルに対して操作変数と制御変数間の周波数応答特性を解析し、干渉の度合いや操作変数の制御特性を調べた。これらの知見は、非干渉制御系設計での設計パラメータの選択の際の設計情報として利用される。

このような数学モデルに対して、近似的な非干渉制御系を設計するために最少自乗モデル・フォロイング法を適用した。 負荷追従運転における制御変数として、従来のPWR型発電プラント制御で用いられていると同様な制御変数を用いることにして、これに対して非干渉制御を適用することにした。しかし、これらの制御変数の中には強い相互依存関係が存在し、これらを完全に非干渉化することが困難であるので、一部に依存関係を認めた変則的な非干渉制御法を採用した。非干渉制御系の設計では、非干渉制御の工学的な実現性を考慮して、制御系が過度に複雑にならないように、従来のプラント制御系と複雑さにおいて同程度となるように心がけた。設計から、１次多項式の動的補償器によって注目している周波数領

域で満足できる非干渉化が実現できることが分かった。この補償器の設計には、試行錯誤的な設計過程が必要であるが、ＣＡＤの枠組みで設計された結果を次回の試行に適切にフィードバックさせるならば、設計者に大きな負担をかけることなく、少ない試行回数で設計できる。

ディジタル・シミュレーションからは、一次系圧力、蒸気発生器水位などに大きな影響を与えることなく、出力変更要求に対して迅速に出力を変更できることが示された。非干渉制御は、電力系統から外乱が常に加わるような環境にあっても、プラントの各装置、機器の運転状態を大きく変えることなく負荷追従できるため、負荷追従運転に対して極めて有効であることが分かる。非干渉化がどの程度実現されたかを調べる目的で、最適状態フィードバック制御理論から設計した制御系による負荷追従運転との比較を行った。その結果から、非干渉制御において、加圧器圧力のように出力変更の影響が大きく現れると考えられる状態量においても優れた非干渉化が実現されていることが確認できた。

本章の試みから、非干渉制御設計法に近似の考えを導入するならば、本章で用いたような高次のモデルを対象にした設計でも、比較的構造の簡単な制御系によって、実用上非干渉制御とみなしうる制御系を設計できることが分かった。また、結合炉のように非干渉化したい状態変数の特性が同一で対称性を持つ系ばかりでなく、本章のように特性がそれぞれ異なる状態変数の非干渉化も可能であることを示すことができた。最小自乗モデル・フォロイング法によって設計された制御系は数学モデルの複雑さと直接比例するような複雑な構造を持たず、また、数学モデルの複雑さのために設計自体が複雑となって設計不可能となるようなこともない。 本章の設計で用いたPWR型原子力蒸気供給系の数学モデルは、一般の制御設計問題で扱われるモデルと比較してかなり高次なモデルではあるけれども、用いたモデルはそれぞれのプラントの各部の最も簡略化されたモデルを組み合わせて得られたものである。加圧器水位や蒸気発生器二次側水位の挙動を正確に表現するためには、本章で採用したモデルよりさらに詳細なモデルを導く必要がある。最小自乗モデル・フォロイング法は、プラントの数学モデルが、そのような詳細モデルを組み込むことによって超高次なモデルになったとしても適用可能な方法である。さらに以上のような特徴に加えて、最小自乗モデル・フォロイング法は、注目する周波数領域での数点の周波数における周波数応答（$E(j\omega_i)$）が得られ

るならば、設計を行える特徴を持つ。このことは、バイルーオシレータ実験や炉雑音実験解析などの実験的な手段から周波数応答情報が入手できるならば、数学モデルを必ずしも必要としないことを意味し、大規模工学系の適切な数学モデルを導く問題から回避できる。

第 7 章 の 参 考 文 献

[1] 若林二郎、他 ："原子力発電所の負荷追従運転"、日本原子力学会誌、Vol.28、No.10、1986

[2] ＰＷＲ原子力発電所のＡＦＣ・ガバナフリー運転技術の開発：火力原子力発電、Vol.34、No.2

[3] 横手光洋、他：出力調整運転時の燃料の健全性実証実験、原子力工業、第34巻、第5号、1988

[4] P. A. COOK : "Approximate Decoupling by Dynamic Compensation", Int. J. Contr., Vol.28, No.6, pp.847-857, 1978

[5] M. TSUJI, Y. OGAWA : "Approximate Decoupling Control of a Coupled-Core Nuclear Reactor", Nucl. Sci. Technol., Vol.19, No.4, pp.263-275, 1982

[6] M. TSUJI, Y. OGAWA : "Approximate Noninteractive Control of a Coupled-Core Nuclear Reactor", IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-??[?], pp.1835-1842, June, 1983

[7] 泊発電（１、2号）原子力設置許可申請書、北海道電力株式会社

[8] T. W. KERLIN, E. M. KATZ, et al. : "Theoretical and Experimental Dynamic Analysis of the H. B. Robinson Nuclear Plant", Nucl. Technol., Vol.30, No.3, 1976

[9] J.J. ドゥデルスタット、他著、成田正邦、他訳： "原子炉の理論と解析", 現代工学社、1981

[10] M.M.EL-WAKIL 著、西原英晃 訳 ：原子炉の熱工学、東京同文書院、1971

[11] R.C. BARON : "Digital Model Simulation of a Nuclear Pressuriser", Nucl. Sci. & Eng., Vol.52, pp.289～291, 1973

[12] S.M. SAMI : "A Dynamic Model for Predicting CANDU Pressurizer Performance"、Nucl. Technol.、Vol.72、1986

[13] D.C.ARWOOD 、 T.W.KERLIN : "A Mathematical Model for an Integral Economizer U-Tube Steam Generator"、 Nucl. Technol.、Vol.35、1977

[14] B. Knowles : "Principles of Nuclear Power Station Control"、Nucl. Eng. Soc. Vol.15、No.3、1976

[15] J.G.TYROR , R.I.VAUGHAN : "An Introduction to the Neutron Kinetics of Nuclear Power Reactor"、Pergamon Press Ltd.、1970

[16] 石森富田朗編 : "原子力工学講座６＝計測制御"、培風館、1971

[17] 原子力プラントの制御と自動化 - ＰＷＲプラント：火力原子力発電、Vol.34、No.1

[18] M. ATHANS、 P.L.FALB : "Optimal Control"、McGraw-Hill Book Co.、1966

第 7 章 の 付 録

付録７－１　500MW(e)級ＰＷＲ原子力発電プラントの設備仕様、定格運転条件

（１）　運転条件

定格出力	1,650　MW(th)
炉心入口温度	288　℃
炉心出口温度	323　℃
冷却一次側圧力	157　Kg/cm²G
冷却二次側圧力	58　Kg/cm²G
一次側冷却材質量流量 (一冷却ループ当り)	4.17×10^{3} Kg/sec
冷却ループ数	2

（２）　動特性パラメータ関係

A　遅発中性子先行核　　データ

発生比率		崩壊時定数　/sec	
β_1	2.21×10^{-4}	λ_1	1.27×10^{-2}
β_2	1.40×10^{-3}	λ_2	3.17×10^{-2}
β_3	1.25×10^{-3}	λ_3	$1\cdot16\times10^{-1}$
β_4	2.53×10^{-3}	λ_4	3.11×10^{-1}
β_5	7.40×10^{-4}	λ_5	1.40
β_6	2.70×10^{-4}	λ_6	3.87

B　即発中性子寿命　1.6×10^{-5} sec

C　反応度フィードバック係数

減速材温度係数	-4.50×10^{-4}　(ΔK/K)/℃
圧力係数	2.42×10^{-5}　(ΔK/K)/(Kg/cm²)
ドップラー係数	-2.65×10^{-5}　(ΔK/K)/℃

（３）　原子炉形状関係

炉心有効高さ	3.66　m
炉心等価直径	2.46　m
上部プレナム体積	5.61　m^3
上部プレナム体積	9.87　m^3
炉心内流路面積	2.21　m^2

（４）　燃料関係

濃縮度	2.6　wt%
燃料総本数	21,659　本
燃料棒半径	4.65×10^{-3}　m
被覆管厚さ	6.20×10^{-4}　m
燃料－被覆管ｷﾞｬｯﾌﾟ	1.90×10^{-4}　m
総伝熱面積	2.65×10^{3}　m^2
燃料総重量	5.50×10^{4}　Kg
被覆管総重量	1.01×10^{4}　Kg
燃料棒の比熱	3.15×10^{2}　J/Kg・℃
被覆管の比熱	3.29×10^{2}　J/Kg・℃
燃料棒熱伝導率	3.60×10^{-2}　W/(cm・℃)
被覆管熱伝導率	1.83×10^{-1}　W/(cm・℃)
燃料－被覆管ｷﾞｬｯﾌﾟｺﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	5.88×10^{-1}　W/(cm^2・℃)
被覆管から冷却材への熱伝達係数	3.62　W/(cm^2・℃)
燃料棒から冷却材への総括熱伝達係数	9.98×10^{-2}　W/(cm^2・℃)

（５）　蒸気発生器関係　（蒸気発生器一機当り）

蒸気流量	4.56×10^{2} Kg/sec
給水流量	4.56×10^{2} Kg/sec
入口プレナム体積	5.14 m^3
出口プレナム体積	5.14 m^3
U字伝熱管本数	3,382 本
U字伝熱管外径	2.22×10^{-2} m
U字伝熱管内径	1.96×10^{-2} m
U字伝熱全長	2.03×10^{1} m
U字伝熱管一次側伝熱面積	4.22×10^{3} m^2
U字伝熱管二次側伝熱面積	4.78×10^{3} m^2
U字伝熱管一次側流路面積	1.02 m^2
ライザー流路面積	5.13 m^2
U字伝熱管金属総重量	4.99×10^{4} kg
U字伝熱管金属比熱	5.60×10^{2} J/Kg・℃

（６）　その他

高温配管長さ	6.06 m
低温配管長さ （蒸気発生器～ポンプ）	5.44 m
低温配管長さ （ポンプ～原子炉）	10.8 m
高温配管内径	0.74 m
低温配管内径	0.70 m
加圧器全容積	28 m^3
ヒーター容量	5.0×10^{2} KW

（５）　冷却材関係

一次側*

冷却材平均温度	306　　℃
密度	7.13×10^{2} Kg/m³
比熱	5.68×10^{3} J/kg・℃

*注　一次ループの各ノードの冷却水に関する物性値は定常計算から求められた各ノードの温度に対する値を与えたが、ここでは冷却材平均温度における値のみを示す。

二次側*

飽和温度	273　　℃
比熱（飽和水）	5.17×10^{3} J/kg・℃
給水温度	254.1　　℃

付録７－２　PWR型原子力蒸気供給系の数学モデル

燃料－冷却材温度方程式

T_{fi}　：炉心ｉ領域の燃料温度
$T_{cj,i}$　：炉心ｉ領域の冷却水領域ｊの冷却水温度
Q_{fi}　：炉心ｉ領域で発生した核分裂エネルギー
M_{fi}　：炉心ｉ領域の燃料の質量
M_{cji}　：炉心ｉ領域での冷却水領域ｊの冷却水の質量
C_{fi}　：炉心ｉ領域で燃料の比熱
C_{cji}　：炉心ｉ領域での冷却水領域ｊの冷却水の比熱
U_{fc}　：炉心ｉ領域で燃料棒－冷却材熱貫流率
A_{cji}　：炉心ｉ領域の冷却水領域ｊの伝熱面積
A_{fi}　：炉心ｉ領域での全伝熱面積
τ_i　：炉心ｉ領域の冷却水の通過時間

$$\frac{dT_{fi}}{dt} = \frac{Q_{fi}}{M_{fi}C_{fi}} - \frac{U_{fc}A_{fi}}{M_{fi}C_{fi}}(T_{fi} - T_{c1,i})$$

$$\frac{dT_{c1,i}}{dt} = \frac{U_{fc}A_{ci}}{M_{c1i}C_{c1i}}(T_{fi} - T_{c1,i}) - \frac{2}{\tau_i}(T_{c1,i} - T_{c1n,i})$$

$$\frac{dT_{c2,i}}{dt} = \frac{U_{fc}A_{ci}}{M_{c2i}C_{c2i}}(T_{fi} - T_{c1,i}) - \frac{2}{\tau_i}(T_{c2,i} - T_{c1,i})$$

原子炉動特性方程式

P　：炉出力（核分裂エネルギー）
C_i　：ｉ群の遅発中性子先行核密度
P_o　：定常状態における炉出力（核分裂エネルギー）
β_i　：遅発中性子ｉ群の発生比率
λ_i　：遅発中性子ｉ群の崩壊時定数
Λ　：即発中性子寿命
α_f　：ドップラー反応度フィードバック係数
α_c　：減速材温度反応度フィードバック係数
α_P　：圧力反応度フィードバック係数

$\delta\rho_{rod}$ ：制御棒によって加えられる反応度
F_{ci} ：α_cの冷却水温度の依存性を考慮するための補正係数
F_{fi} ：α_fの燃料棒温度の依存性を考慮するための補正係数

$$\frac{dP}{dt} = -\frac{\beta}{\Lambda}P + \sum_{i=1}^{6}\lambda_i C_i + \frac{\alpha_f P_o}{\Lambda}\sum_{i=1}^{n}F_{fi}T_{fi} + \frac{\alpha_p P_o}{\Lambda}P_p$$

$$+\frac{\alpha_c P_o}{\Lambda}\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{n}F_{cj}T_{ci,j} + \frac{P_o}{\Lambda}\delta\rho_{rod}$$

$$\frac{dC_i}{dt} = \frac{\beta_i}{\Lambda}P - \lambda_i C_i \qquad \text{但し、} \beta = \sum_{i=1}^{6}\beta$$

原子炉プレナム部

T_{up} ：炉心上部プレナム冷却水温度
T_{lp} ：炉心下部プレナム冷却水温度
τ_{up} ：炉心上部プレナムでの冷却水の混合時間
τ_{lp} ：炉心下部プレナムでの冷却水の混合時間

$$\frac{dT_{up}}{dt} = \frac{1}{\tau_{up}}T_{c2,n} - \frac{1}{\tau_{up}}T_{up}$$

$$\frac{dT_{lp}}{dt} = \frac{1}{\tau_{lp}}T_{cl} - \frac{1}{\tau_{lp}}T_{lp}$$

配管部

$T_{hl,i}$ ：冷却ループｉの高温配管部の冷却水温度
$T_{cl,i}$ ：冷却ループｉの冷温配管部の冷却水温度
$\tau_{hl,i}$ ：冷却ループｉの高温配管部での冷却水の通過時間
$\tau_{cl,i}$ ：冷却ループｉの冷温配管部での冷却水の通過時間

$$\frac{dT_{hl,i}}{dt} = \frac{1}{\tau_{hl,i}} T_{up,i} - \frac{1}{\tau_{hl,i}} T_{hl,i}$$

$$\frac{dT_{cl,i}}{dt} = \frac{1}{\tau_{cl,i}} T_{op,i} - \frac{1}{\tau_{cl,i}} T_{cl,i}$$

蒸気発生器プレナム部

$T_{ip,i}$ ：冷却ループｉの蒸気発生器入口プレナムの冷却水温度
$T_{op,i}$ ：冷却ループｉの蒸気発生器出口プレナムの冷却水温度
$\tau_{ip,i}$ ：冷却ループｉの蒸気発生器入口プレナムでの冷却水の混合時間
$\tau_{op,i}$ ：冷却ループｉの蒸気発生器出口プレナムでの冷却水の混合時間

$$\frac{dT_{ip,i}}{dt} = \frac{1}{\tau_{ip,i}} T_{hl,i} - \frac{1}{\tau_{ip,i}} T_{ip,i}$$

$$\frac{dT_{op,i}}{dt} = \frac{1}{\tau_{op,i}} T_{sg,i} - \frac{1}{\tau_{op,i}} T_{op,i}$$

加圧器

P_p ：一次系圧力
T_s ：加圧器内の飽和温度
V_t ：加圧器全体積
V_w ：加圧器内の液相の体積
V_s ：加圧器内の気相の体積
M_w ：加圧器内の液相の質量
M_s ：加圧器内の液相の質量
W_s ：液相から気相に相変化する量
W_{wl} ：サージ流量
H_w ：加圧器内の液相のエンタルピー
H_s ：加圧器内の気相のエンタルピー
H_{hl} ：サージ流の比エンタルピー
q ：電熱ヒータ出力

仮定：①気相液相混合、②飽和条件

液相質量保存

$$\frac{dM_w}{dt} = W_{wi} - W_s$$

気相質量保存

$$\frac{dM_s}{dt} = W_s$$

液相エネルギーバランス

$$\frac{d}{dt}(M_w H_w) - V_w \frac{dP_p}{dt} = W_{wi} H_{hl} - W_s H_s + q$$

体積一定

$$V_w + V_s = V_t \quad (一定)$$

Compressibilty-Corrected Perfect Gas Law

$$P_p V_s = M_s \cdot R \cdot T_s$$

蒸気発生器

添字：i　冷却ループｉの蒸気発生器

P_s　：蒸気発生器２次側圧力

$T_{ss,i}$ ：１次側冷却水温度
$T_{m,i}$ ：Ｕ字管温度
$T_{s,i}$ ：次側冷却水飽和温度
M_{pi} ：１次側冷却水質量
M_{mi} ：Ｕ字管質量
C_{pi} ：１次側冷却水比熱
C_{mi} ：Ｕ字管の比熱
U_{pmi} ：１次側冷却水－Ｕ字管熱貫流率
U_{msi} ：Ｕ字管－２次側冷却水熱貫流率

A_{pmi} ：１次側伝熱面積
A_{msi} ：２次側伝熱面積
$\tau_{sg,}$ ：１次側冷却水のＵ字管通過字管
$M_{w,i}$ ：２次側冷却水の液相成分の質量
$M_{s,i}$ ：２次側冷却水の気相成分の流量
$W_{w,i}$ ：２次側冷却水の液相成分の流量
$W_{s,i}$ ：２次側冷却水の気相成分の流量
$W_{fw,i}$ ：２次側給水流量
$W_{s,o,i}$：蒸気加減弁へ向かう蒸気流量
$V_{w,i}$ ：２次側冷却水の液相成分の体積
$V_{s,i}$ ：２次側冷却水の気相成分の体積
$H_{w,i}$ ：２次側冷却水の液相の比エンタルピー
$H_{s,i}$ ：２次側冷却水の気相の比エンタルピー
$H_{fw,i}$ ：２次側給水の比エンタルピー
U_{mi} ：Ｕ字管－２次側冷却水熱貫流率
A_{mi} ：２次側伝熱面積

一次側冷却材部エネルギーバランス

$$\frac{dT_{sg,i}}{dt} = \frac{1}{\tau_{sg,i}} T_{ip,i} - \frac{U_{pmi}A_{pmi}}{M_{pi}C_{pi}} (T_{sg,i} - T_{m,i}) - \frac{1}{\tau_{sg,i}} T_{sg,i}$$

Ｕ字管金属部エネルギーバランス

$$\frac{dT_{m,i}}{dt} = \frac{U_{pmi}A_{pmi}}{M_{mi}C_{mi}} (T_{sg,i} - T_{m,i}) - \frac{U_{msi}A_{msi}}{M_{mi}C_{mi}} (T_{m,i} - T_{s,i})$$

二次側冷却材部質量バランス

$$\frac{dM_{w,i}}{dt} = W_{fw,i} - W_{s,i}$$

気相質量保存

$$\frac{dM_{s,i}}{dt} = W_{s,i} - W_{s,o,i}$$

二次側冷却材部エネルギーバランス

$$\frac{d}{dt}(M_{w,i}H_{w,i})-V_{w,i}\frac{dP_s}{dt}=h_{m,i}A_{m,i}(T_{m,i}-T_{s,i})+H_{fw,i}W_{fw,i}-H_{s,i}W_{s,i}$$

二次側気相部エネルギーバランス

$$\frac{d}{dt}(M_{s,i}H_{s,i})-V_{s,i}\frac{dP_s}{dt}=H_{s,i}(W_{s,i}-W_{s,c,i})$$

蒸気発生器蒸気ドラム水位

$V_{t,i}$ ：蒸気ドラム全体積
$V_{wt,i}$ ：蒸気ドラム内液相体積
$V_{st,i}$ ：蒸気ドラム内蒸気体積
$\rho_{wf,i}$ ：液相の飽和密度
$\rho_{sf,i}$ ：蒸気の飽和密度
$W_{st,i}$ ：蒸気ドラムからの蒸気流量
$W_{h,i}$ ：ライザー出口流量
$W_{e,i}$ ：ライザー入口流量
$W_{fw,i}$ ：給水流量
$\chi_{,i}$ ：出口クオリティ

体積一定

$$V_{wt,i}+V_{st,i}=V_{t,i}\quad(一定)$$

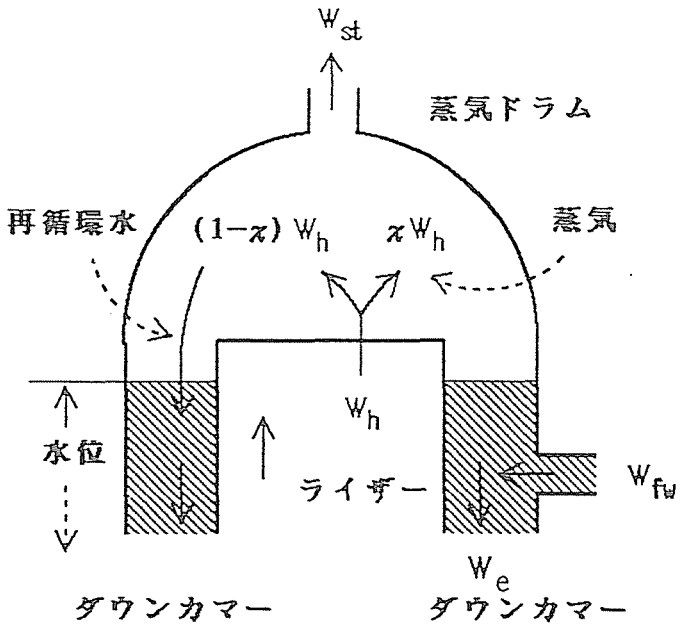
質量保存

$$\frac{d}{dt}(\rho_{wf,i}V_{wt,i}+\rho_{sf,i}V_{st,i})=\Delta W_{wt,i}+\Delta W_{st,i}$$

ただし

$$\Delta W_{st,i}=\chi_i W_{h,i}-W_{st,i}$$

$$\Delta W_{wt,i}=(1-\chi_i)W_{h,i}-W_{e,i}+W_{fw,i}$$



サージ流量を評価する方程式

記号

T　　：冷却材温度
ρ　　：冷却材密度
V　　：冷却材領域
δw_v：体積制御からの充填水の注入流量
δw_{wi}：サージ流量

添字

cj,l：炉心ｉ領域の冷却材領域ｊ
up　：炉心上部プレナム
lp　：炉心下部プレナム
ip,i：冷却ループｉに蒸気発生器入口プレナム
op,i：冷却ループｉに蒸気発生器出口プレナム
sg,i：冷却ループｉに蒸気発生器
hl,i：冷却ループｉに高温配管部
cl,i：冷却ループｉに低温配管部

$$\delta W_{wi} = \sum_{i=1}^{5}\sum_{j=1}^{2} V_{cj,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{cj,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{cj,i}$$

$$+ V_{up}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{up}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{up} + V_{lp}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{lp}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{lp}$$

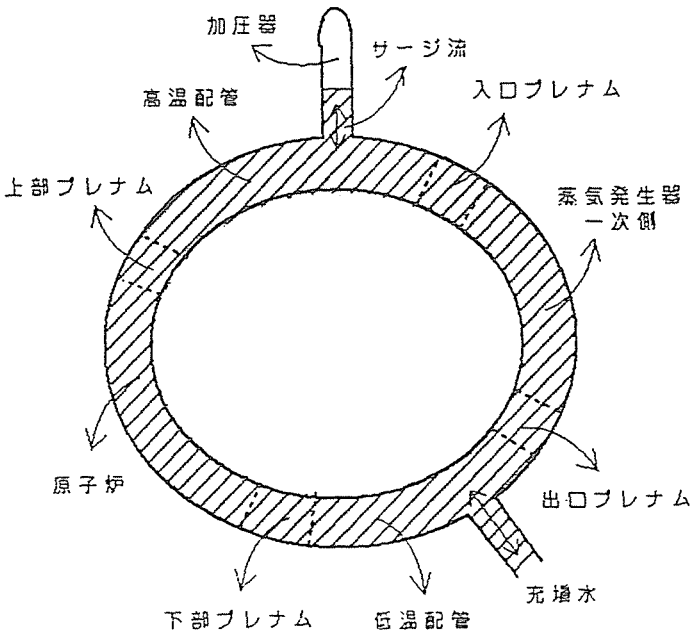
$$+ \sum_{i=1}^{2} V_{hl,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{hl,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{hl,i}$$

$$+ \sum_{i=1}^{2} V_{cl,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{cl,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{cl,i}$$

$$+ \sum_{i=1}^{2} V_{ip,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{ip,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{ip,i}$$

$$+ \sum_{i=1}^{2} V_{op,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{op,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{op,i}$$

$$+ \sum_{i=1}^{2} V_{sg,i}\left(\frac{\partial \rho}{\partial T}\right)_{sg,i}\left(\frac{dT}{dt}\right)_{sg,i} + \delta W_{v}$$



第８章　準最適制御によるＰＷＲ型原子力発電プラントの負荷追従運転

８－１　序論

本章では、ＰＷＲ原子力発電プラントで自動周波数制御運転のような負荷追従運転をする場合に、このような運転環境においてもNSSSの健全性を損ねることなく負荷変動に迅速に対応できる制御系を、状態フィードバック制御理論と最小自乗モデル・フォロイング法[8]、[9]、[10]を組み合わせた設計法で設計し、設計された制御系が比較的簡単な構造ではあるが、最適状態フィードバック制御理論から設計された制御系とほぼ同等な特性でNSSSを制御できることを示す[10]。

最適状態フィードバック制御理論[1]は現代制御理論の最も実り豊かな成果の一つである。この制御理論では、最適化を希望する特性を評価するために評価関数を定義し、この関数を最小化（あるいは最大化）するような制御則を見い出すことによって最適制御方策を決定する。この設計法の大きな特徴は、制御の意図をある程度数学的に表現できること（制御問題の数学的な定式化）、最適性を課すことによってただ一つの最適制御則を与えること（一意性）、および定義された評価関数に対して最適な制御則を与えること（最適性）、という３つの特徴に要約することができる。この最適制御理論を、特定の特性の最適化のみを制御目標とするような制御ばかりでなく、通常の設計問題に対しても積極的に適用し、上に挙げた３つの特徴を有効に利用するならば、与えられた設計仕様を満足するような制御系を容易に設計することができる。すなわち、設計者は最適設計法の第一の特徴（定式化）を利用して、与えられた設計仕様が意味するところの一部を評価関数や拘束条件を用いて表現し、設計問題をこれらの関数に関する最適制御問題に置き換えることができる。この定式化では、設計がある具体的な特性を最適にするという明確な目標を持つものであるので、制御工学に精通していなくても比較的容易に定式化ができる。さらに、定式化においては、評価関数の定義の際に一般に重み係数と呼ばれる、従来の設計法に比べるとはるかに少ない数の設計パラメータを含ませることができる。それらのパラメータ調節の最適設計における意味が説明可能であり、またそれらの調節の結果をある程度予測できる。設計では、重み係数である設計パラメータの適当な組み合わせによって最適設計

を行い、その設計結果を用いてディジタル・シミュレーションによる過渡応答解析や、ボード線図やナイキスト線図などの周波数解析を行う。仮に、それらの解析による特性評価が満足できないならば、解析の結果を考察し、重み係数を修正して、再度最適設計を繰り返す。この一連の手続きの設計を、電子計算機を用いて最適問題を解き、その計算結果を図的に表現したものをモニターに出力させて、計算機と対話的に進めるならば（CAD）、設計者に大きな負担を与えることなく、満足できる設計結果を比較的短時間で得ることができる。この設計手法は、現代制御理論と古典的な手法を電子計算機の援用によって融合させた極めて有力な設計法である。

原子力発電プラントの制御は、プラントがいくつもの装置や機器から構成され、プラント全体を適切に運転するためには、プラントの各装置を協調して制御する必要がある。このような制御には、装置間の相互干渉や状態変数間の相互依存関係を考慮して制御しなければならないが、それはまさしく状態空間法に基づく最適状態フィードバック制御理論の最も得意とするところである。このため原子力発電プラントは、最適制御理論の適用研究にとって魅力的な対象であり、多くの研究成果[2]、・・・・[7]が発表されている。

しかし、それらの制御理論から設計された制御系を実際に適用するという点から見た場合、必ずしも広く利用されているとはいえず、理論的な適用研究に限られている。その理由の一つは、原子力発電の運転が従来まで基底負荷運転モードを基本としていたために、短い周期で出力変更が繰り返される運転モードにおいて、出力変更にともなって生じる擾乱の影響を補償しなければならないような高度に複雑な制御が差し迫って必要がなく、従来の古典的なPID制御を主体とした制御法で十分であったことが挙げられる。しかし、原子力発電の総発電量がさらに増加する場合には、自動周波数制御やガバナ・フリー運転のような負荷追従運転が必要となり、そのような環境においても、プラント全体やプラントの各部の装置の健全性を損ねることなく負荷変動に迅速に対応できるような制御系を開発する必要がある。このような制御系の設計には、最適状態フィードバック制御理論の適用が期待される。しかし、このような制御理論によって制御系が設計されたとしても、その結果を工学的に実施する際の困難さがある。この困難性は、最適状態フィードバック制御が全ての状態変数の情報を必要とすることに起因してい

る。すなわち、本論文ではこれまでに、原子力発電プラントのように大規模多変数系では、全ての状態量を観測するために膨大な数のセンサーを設置し、それらを管理することが困難であり、また遅発中性子先行核密度のように、状態量の一部に直接的な手段では観測できない状態量が含まれているために、状態フィードバック制御の実施が困難であることを述べてきた。

本章では、上で述べたような最適状態フィードバック制御理論の設計法としての優秀性を活かすとともに、状態フィードバック制御の大規模工学系での実施の困難性に対処できるための実際的な設計法について提案する。提案した手法は、最小自乗モデル・フォロイング法が、近似的な非干渉制御問題ばかりでなく、一般の制御問題にも適用できることに注目して、最適状態フィードバック制御理論と近似的モデル・フォロイング法を効果的に組み合わせたものである。この設計法の基本的なアイデアは、まず最適制御理論で規範モデルを求め、ついで最小自乗モデル・フォロイング法を適用して、規範モデルの特性と最小自乗の意味で一致させるような補償器を設計しようとするものである。この２つの設計法を組み合わせ、それぞれの設計法の特徴を利用することによって、大規模工学系であっても、最適制御理論から設計された補償系とほぼ同等の特性を持つ比較的簡単な構造の制御系を設計することができる。

８－２　原子力蒸気供給系の負荷追従運転のための準最適制御系の設計

８－２－１　近似的なモデル・フォロイング法による準最適制御系の設計手法

本章の試みで用いた準最適制御系は、図8-1に示すように動的補償器と直接出力フィードバック制御系から構成される。

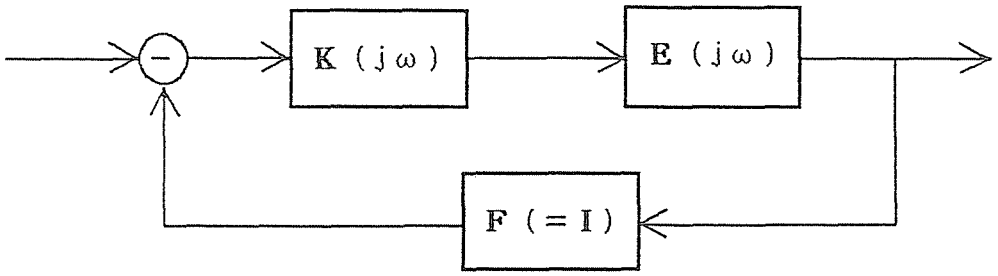


図８－１　動的補償器と出力フィードバック補償系で制御された系（E(jω)：制御の対象の系、K(jω)：前置動的補償器、F：出力フィードバック補償系）

準最適制御系の構造から明らかのように、設計問題は前置動的補償器の設計にある。この設計では、最適状態フィードバック制御とほぼ等しい制御特性を保ち、工学的に実現可能であるような比較的簡単な構造を持つ動的補償器を設計する。

準最適制御系の設計[10]は、線形時間不変系の線形２次形式問題に対する最適状態フィードバック制御理論と、最小自乗モデル・フォロイング法を組み合わせて行う。この方法では、まず最初に、最適状態フィードバック制御理論を用いて最適状態フィードバック制御系を設計し、この制御系で補償された閉ループ系をモデル・フォロイングに対する規範モデルとして与える。次に、閉ループ特性と、規範モデルの特性がほぼ等しくなるように、最小自乗モデル・フォロイング法を適用して前置動的補償器を設計する。最小自乗法の適用によって、大規模多変数系であっても、比較的簡単な出力フィードバック補償系で、最適状態フィードバック制御理論から設計された制御系とほぼ同等の制御特性を持つ準最適制御が可能となる。以下に、提案した設計法を、NSSSの負荷追従運転のための制御系の設

計に適用する。設計を通じて、最適制御理論による規範モデルの決定の方法や、最小自乗モデル・フォロイング法による準最適制御系の設計の際の設計パラメータの設定法などについて述べる。

８－２－２　　原子力蒸気発生系の数学モデル

対象としたPWR発電プラントは前章と同様な500MW(e)級の代表的なPWRとする。したがって、設計に用いたNSSSの数学モデル[10],[11]は基本的には同じであるが、一部新たに拡充した部分がある。 前章で導かれた数学モデルでは、表8-1に示した６つの操作変数がモデルの入力として扱われていた。これらの操作変数は、実際のNSSSの制御では、それぞれの操作変数に対して設けられた制御系の出力となっている。例えば、ρは制御棒駆動装置によって制御棒挿入位置を調整することによって加えられる反応度である。本章では、前章のNSSSの数学モデルに、それぞれの操作変数に関する制御系の数学モデルを付け加えたモデルを用いた。したがって、各操作変数の制御系への入力は、このように拡張されたモデルの入力となり、拡張されたモデルの新たな操作変数となる。拡張されたモデルは、合計４９本の連立微分線形方程式群で記述された高次の数学モデルとなった。

操　　作　　変　　数	
A_v	蒸気加減弁開度
ρ	制御棒によって加えられる反応度
Q_h	加圧器内に設けられた電熱ヒータ出力
W_v	体積制御系から冷却一次系に注入される冷却材流量
W_{sg1}	冷却ループ系１の蒸気発生器二次側の給水流量
W_{sg2}	冷却ループ系２の蒸気発生器二次側の給水流量

表８－１　　原子力蒸気供給系の操作変数

８－２－３　　最適状態フィードバック制御理論による規範モデルの決定

NSSSの負荷追従運転のための準最適制御系の設計は、最適状態フィードバック制御理論を用いてモデル・フォロイングのための規範モデルを決定することから始める。この設計には、線形時間不変系に対して評価関数が２次形式で与えられた最適トラッキング問題の最適理論[1]を適用した。

制御の対象とする系は次のように線形時間不変系で表されるものとする。

$$\dot{x}(t) = A\,x(t) + B\,u(t) \qquad (8-1)$$

$$y(t) = C\,x(t) \qquad (8-2)$$

ｘ、ｙ、ｕは、それぞれｎ次の状態ベクトル、ｋ次の出力ベクトル、ｍ次の制御ベクトルである。また行列Ａ，Ｂ，Ｃはそれぞれ次元 ｎ×ｎ、ｎ×ｍ、ｋ×ｎ の実行列である。上記の系においては、可制御性と可観測性が保証されているものとする。ここで、上記の系に対して以下に定義されるような状態フィードバック制御系を考える。

$$u(t) = F\,x(t) + G\,z \qquad (8-3)$$

ｚは出力ｙに対する出力要求ベクトルである。Ｆ、Ｇはそれぞれ状態フィードバック行列、フィードフォーワド行列であり、それぞれの行列の次元はｍ×ｎ、ｍ×ｋである。 そこで、与えられた系(8-1)に対して以下の評価関数を定義し、この評価関数を最小化する状態フィードバック則(8-3)を決定する問題を考える。

$$J = \int_0^\infty \{(z-y(t))^T S\,(z-y(t)) + (u(t)^T u(t))\}\,dt \qquad (8-4)$$

ＳとＴは重み係数行列であり、それぞれ ｋ×ｋ 次元の半正定行列と ｍ×ｍ 次元の正定行列である。今回の試みでは、これらの重み係数行列として、対角要素がそれぞれの出力と入力に関係する重み係数とする対角行列を選んだ。評価関数は出力ｙと出力要求ｚとの差の自乗と、制御に必要とする制御量を自乗したものを、それぞれ重みを加えて積分したものと定義されている。ここで取り扱う最適制御問題は、系(8-2)の出力が出力変更要求入力ｚに対して、評価関数(8-4)を最小にするように追従（トラッキング）するフィードバック制御系(8-3) を決定する問題である。 線形２次形式問題の最適制御理論によれば、(8-4)式で定義された評価関数の積分時間が非常に長いが、有限である場合の最適解に対して漸近操作することによって、行列ＦとＧを近似的に決定することができる。
その操作によれば、ＦとＧは次のように与えることができる。

$$F = -T^{-1}B^{T}P \qquad (8-5)$$

$$G = -T^{-1}B^{T}(A + BF)^{-1T}C^{T}S \qquad (8-6)$$

ここで、Ｐは次元ｎ×ｎの実対称行列であり、次に示すリカッチ方程式の解である。

$$-PA - A^{T}P + PBT^{-1}B^{T}P - C^{T}SC = 0 \qquad (8-7)$$

このリカッチ方程式を、繰り返し解法で２次の収束性を持つ”ダブリング・アルゴリズム”法[12]を用いて解いた。

状態フィードバック制御法は、閉ループ系の極を適当な位置に配置することによって、希望の制御特性を実現しようとする制御である。この極の適当な再配置には、設計者の経験と直観や、多くの試行錯誤的な繰り返しを必要とする。このような問題に対して上に述べた最適制御理論を適用することによって、設計者の負担を大きく軽減することが可能である。すなわち、この適用によって、極の配

置を、評価関数が最小となるように自動的に決定することができる。しかし、ここで注意しなければならないことは、最適制御設計手法ではあっても、満足できる制御系を得るまでには数度の設計の繰り返しが必要であることである。 評価関数(8-4)は設計者が組み込みたい制御特性の一部を評価しているに過ぎない。したがって、この評価関数を用いて設計された最適制御系は、必ずしも希望するすべての制御特性を満足することができない。この問題に対処するためには、最適制御系を設計した後、この制御系で補償された系の特性が希望する特性であるかを調べ、もし満足できなければ、重み係数を変更するなどして再度設計を繰り返し、満足できる結果が得られるまで、この一連の手続きを行う必要がある。

NSSSの最適制御系の設計では、表8-1に示した操作変数に関係した制御系の入力が評価関数(8-4)の第２項目で評価されるべき入力として用いられる。 一方、評価関数で評価される出力の選択に関してはある程度の任意性が許されている。まず最初の試みとして、表8-2に示した状態量を出力として選んだ。

制　御　変　数	
W_s	蒸気加減弁内の蒸気流量
T_{av}	冷却材平均温度（冷却ループ系の高温配管部と低温配管部の冷却材温度を平均した温度）
P	冷却一次系内の圧力
L_p	加圧器内の水位
L_{sg1}	冷却ループ系１の蒸気発生器２次側水位
L_{sg2}	冷却ループ系２の蒸気発生器２次側水位

表８－２　原子力蒸気供給系の制御変数

蒸気流量はNSSSで発生されるエネルギーに直接的に関係する量である。冷却材平均温度は原子炉内や蒸気発生器内の冷却材の熱的挙動を反映する量である。これらの出力は、負荷変動の際には、負荷要求に応じてあらかじめ決められた値に一致するように制御される。出力として選ばれた他の状態量は、NSSSの全体やそ

れを構成している個々の機器の健全な運転を維持するために管理されなければならない重要な量である。一般にこれらの状態量は、負荷変動の小さな変動に対しては大きく変化しないように一定の値を維持するように管理される。

最適状態フィードバック制御系の設計を、いくつかの適当と思われる重み係数の組合せについて行った。これらの設計の解析から、上記で出力として選んだ状態量に対しては極めて優れた過渡応答特性が実現されるものの、何れの場合においても、この優れた特性を実現するためには核分裂エネルギーの出力変化において過度のオーバーシュートを伴うことが分かった。原子炉燃料の健全性を保つためには、核分裂出力の急激な変化を最小限に抑える必要がある。そこで、核分裂出力の急激な変化を避ける目的で、蒸気流量や冷却材平均温度に対する要求を減らすために、これらの出力の重みを他の出力に対して相対的に軽くしたり、あるいは制御棒の急激な操作によって出力変更要求に応えることがないように、制御棒による反応度入力の重みを重くするなどの試みを行った。しかし、この試みは結局失敗に終った。この結果は、負荷追従性が多少損なわれるとしても、核分裂エネルギーの急激な変化を抑制するためには、評価関数において核分裂エネルギーの変化率に対して直接的な重みが加えられるようにしなければならないことを示唆している。　そこで、冷却材平均温度の代わりに、炉内で発生する全核分裂エネルギー（炉出力）を評価関数において評価すべき出力として選び、これに対して最適制御設計を行うことにした。

この結果、核分裂出力の過度のオーバーシュートを伴うことなく、満足できる応答特性で負荷追従が可能であるNSSSの制御系を設計することができた。この設計では、表8-3に示した重み係数を各出力に関して用い、入力についてはすべて値が１である重み係数を用いた。この設計によって得られた最適状態フィードバック制御系で補償を受けた閉ループ系の周波数特性を、準最適制御設計におけるモデル・フォロイング規範モデルとして用いることにする。

出力	重み係数
N	１００
P	1
L_p	1
L_{sg}	１０００
W_s	1

表８－３　最適制御設計の際に評価関数で
用いた各々の出力の重み係数

８－２－４　最小自乗モデル・フォロイング法による前置動的補償器の設計

近似的モデル・フォロイング法[10]による準最適制御系の設計には、６種の設計パラメータ｛ｐ，ｑ，ω_i，Q_i，$W_{o,i}$，$W_{f,i}$｝を指定する必要がある。まず最初に、なるべく簡単な構造の動的補償器を設計するために、動的補償器の多項式の次数ｐとして１を選んだ。　モデル・フォロイングの対象とした周波数領域は0.005から0.5(ラジアン／秒)とした。この周波数領域は、NSSSの通常運転の過渡応答特性が、選んだ周波数領域内の特性に主に支配されている理由から選ばれた。今回の設計では、入力と出力の数(ｋとｍ)がともに６であり、補償器の多項式の次数(ｐ)が１であるから、注目する周波数領域から選ばなければならない最小の周波数の数が２個であることが、動的補償器が設計可能であるための条件(5-32)から分かった。今回の設計では、準最適系の周波数特性と規範モデルのそれとが、注目している周波数領域の全領域にわたって一様に一致させるために、この領域から対数スケールでほぼ等間隔に分布している５点の周波数 0.01，0.02，0.05，0.1 ，0.2 (ラジアン／秒)を選択した。　これらの周波数の決定により、周波数ω_iでの閉ループ周波数応答行列$H(j\omega_i)$を次のように決定することができる。

$$H(j\omega_i) = \bar{C}(j\omega_i I_n - A - BF)^{-1} BG \qquad (8-8)$$

ただし、上式の$\bar{C}$は最適制御設計の際に用いた観測行列Cと必ずしも同じでなくても良い。すなわち、モデル・フォロイングでは、最適制御設計に用いた出力と違う状態量の周波数特性についてモデル・フォロイングしても良く、$\bar{C}$行列の選択には任意性が許されている。そこで、最初の試みとして、$\bar{C}$行列としてCと同じ行列を用いて、モデル・フォロイングすることにした。行列Q_iは(8-8)式から得られた$H(j\omega_i)$を以下の式に代入することによって求められる。

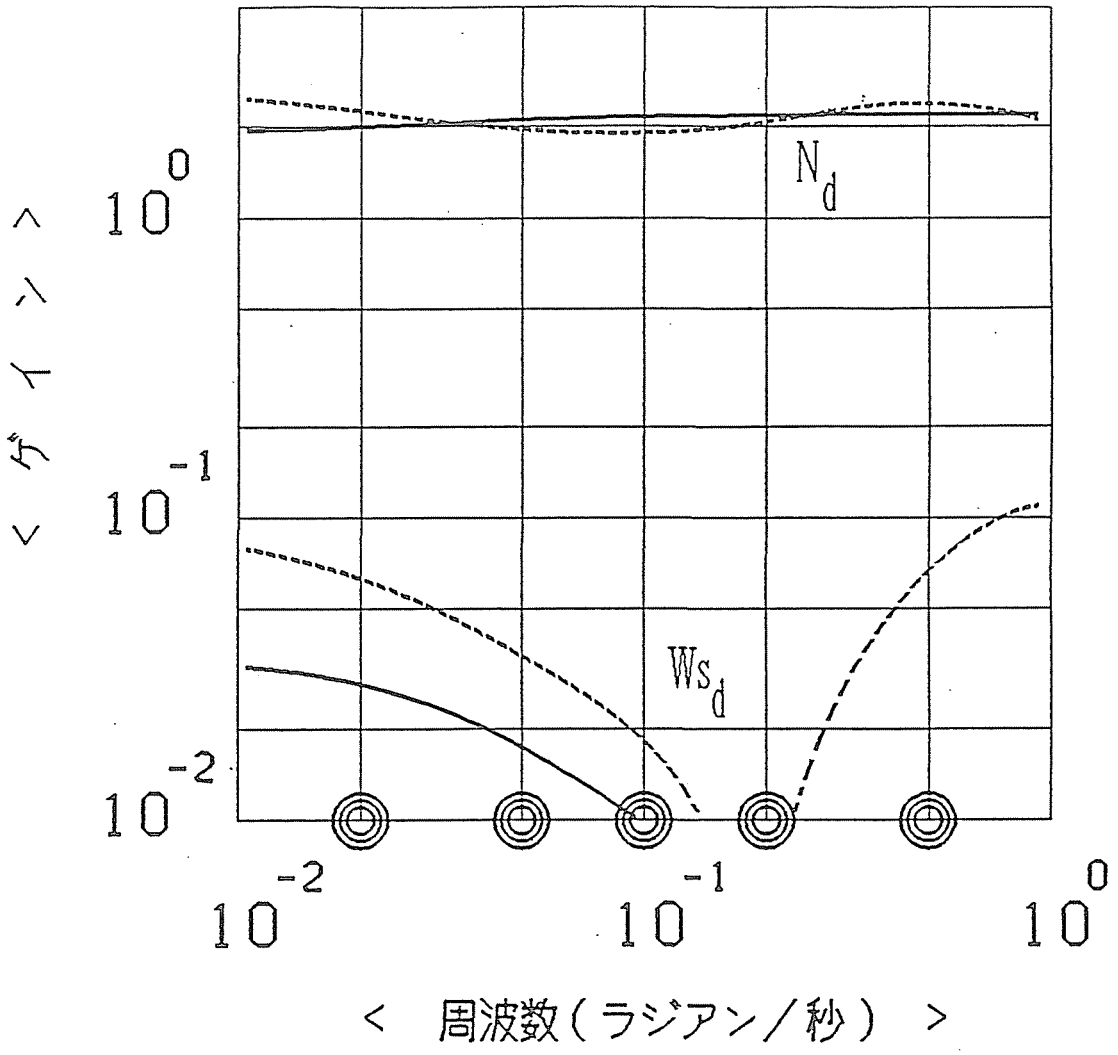
$$Q_i = H_r(j\omega)(I_k - H_r(j\omega))^{-1} \qquad (8-9)$$

重み係数$W_{o,i}$と$W_{f,i}$のいくつかの組合せを用いて準最適制御系の設計を行った。しかし、それ自身が安定な系であり、また補償した系も安定であることを保証する動的補償器を設計することができなかった。この原因を調べるために規範モデルの周波数特性をボード線図を用いて解析した。それぞれの出力は要求入力（すなわち、z）のすべてからそれぞれのゲイン特性に応じて影響を受けている。この解析では、注目している周波数領域で、それぞれの出力において最も支配的な影響を与えている要求入力に関係するゲイン特性について比較した。この比較から、炉出力を除いた他の出力のゲイン特性が、注目している周波数領域内に遮断周波数が存在している一次の遅れ系と似た特性を持つのに対して、炉出力のそれは注目している周波数領域内でほぼ平坦な分布をしてことが分かった。この解析から、炉出力に対して無理なモデル・フォロイングを要求したことが、安定性に関する２つの条件を満足する動的補償器の設計に失敗した第一の原因と考えた。そこで、冷却材平均温度のゲイン特性が炉出力以外の出力と似た特性であることに注目して、最適制御系の設計の際に取った処方とは逆の操作であるが、炉出力の代わりに冷却材平均温度をモデル・フォロイングの直接の対象として用いることにした。この処方によって、表8-4に示した重み係数を用いたときに、安定性の２つの条件を満たす動的補償器を設計することができた。

出力	重み係数	周波数 （ラジアン／秒）	重み係数
T_{av}	1	０．０２	1
P	1	０．０５	1
L_p	1	０．１	1
L_{sg}	1	０．２	１０
W_s	1	０．５	１０

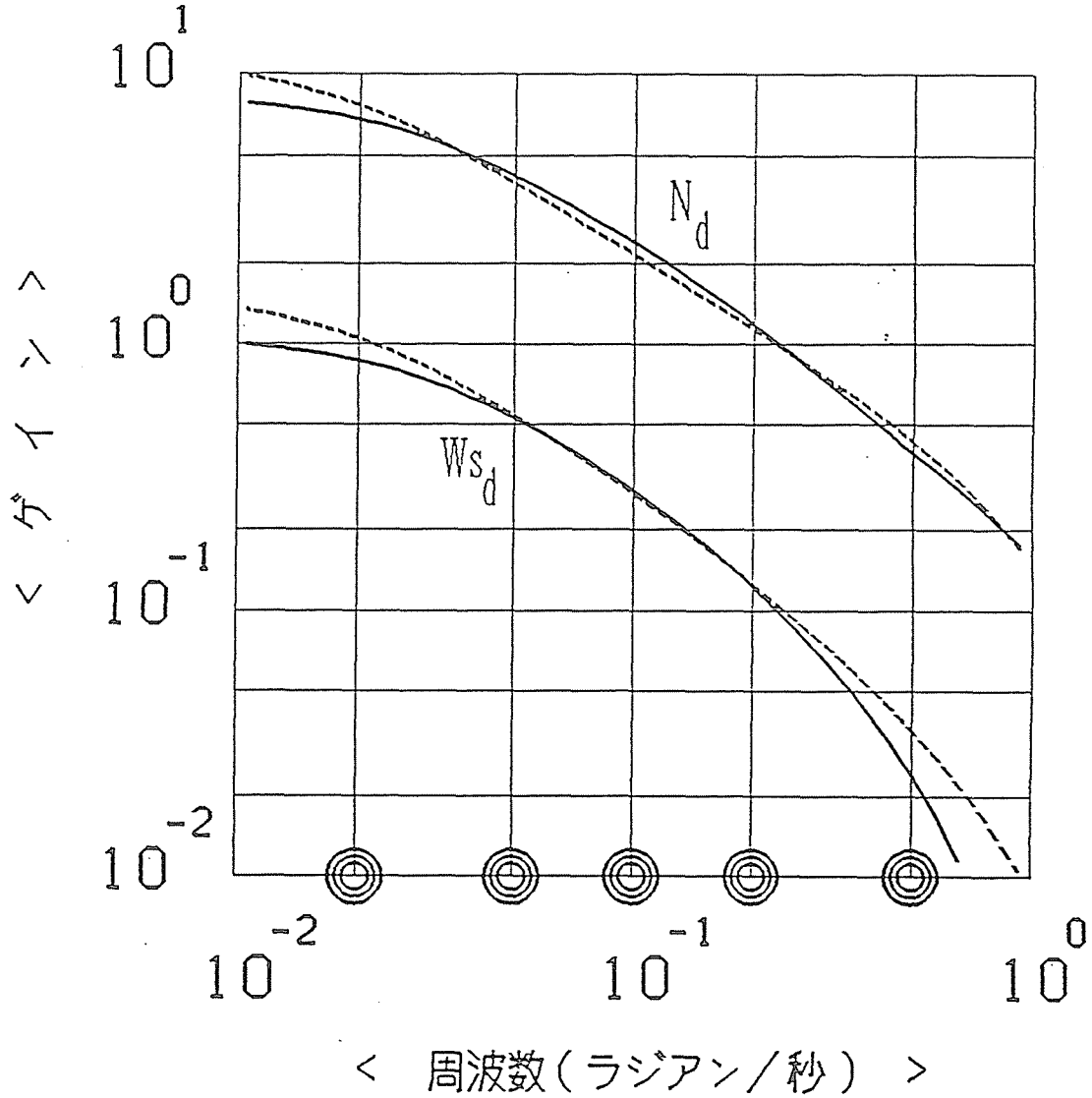
表８－４　最小自乗モデル・フォロイング法による準最適制御系の設計の際に用いた重み係数

モデル・フォロイングの結果を調べるために、設計した１次多項式の動的補償器で補償された閉ループ系の周波数特性と規範モデルの特性とを比較した。その結果を図8-2(a)～(f)に示す。 図から、注目している周波数領域内でそれぞれの出力の支配的なゲイン特性において良い一致性が得られていることが分かる。ここで特筆されることは、準最適制御系の設計で上で述べた理由からモデル・フォロイングの直接の対象から除外された炉出力においても良い一致性が実現されていることである。



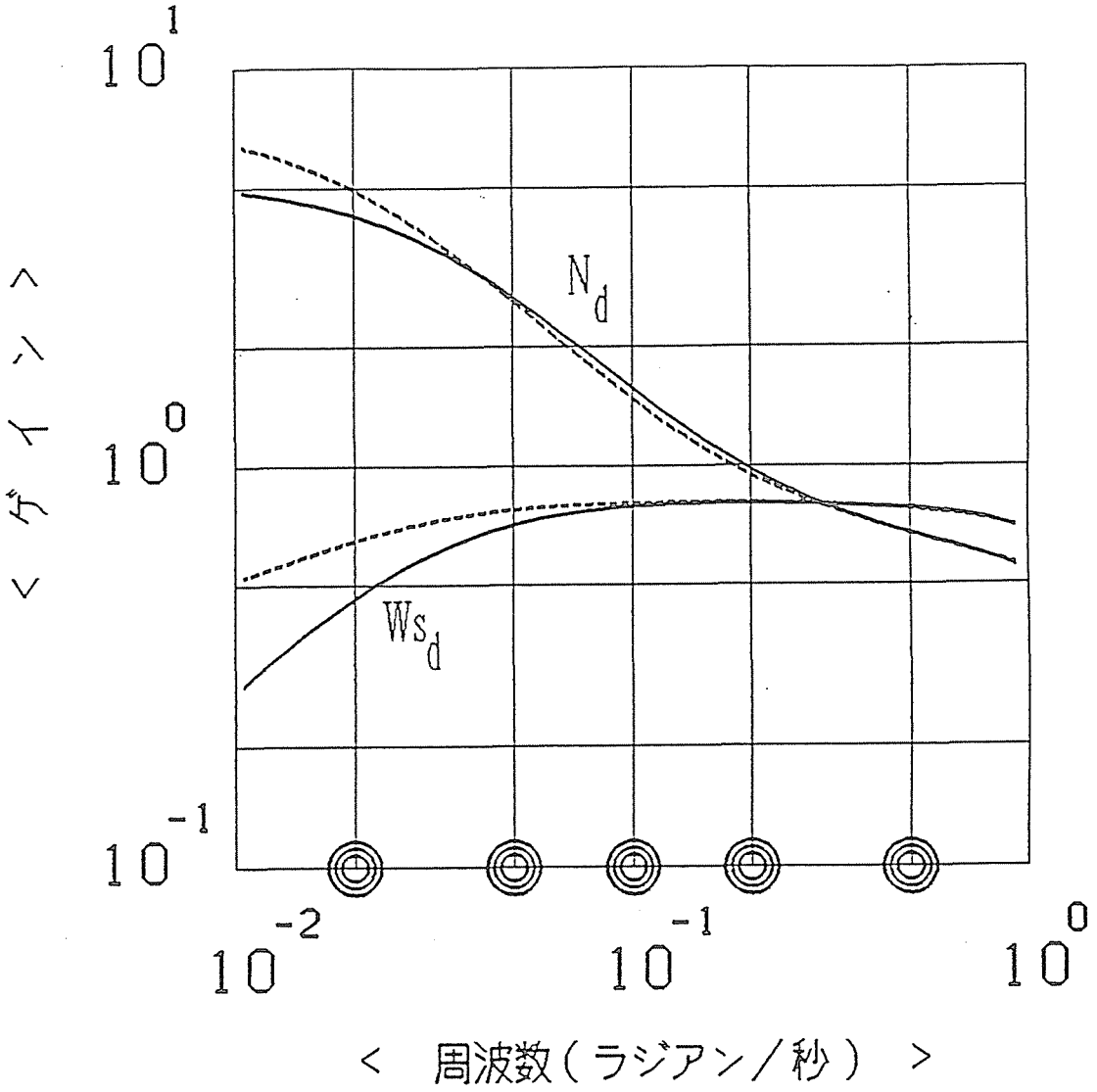
(a) 炉 出 力

図８－２　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のXdの記号は出力Xに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）



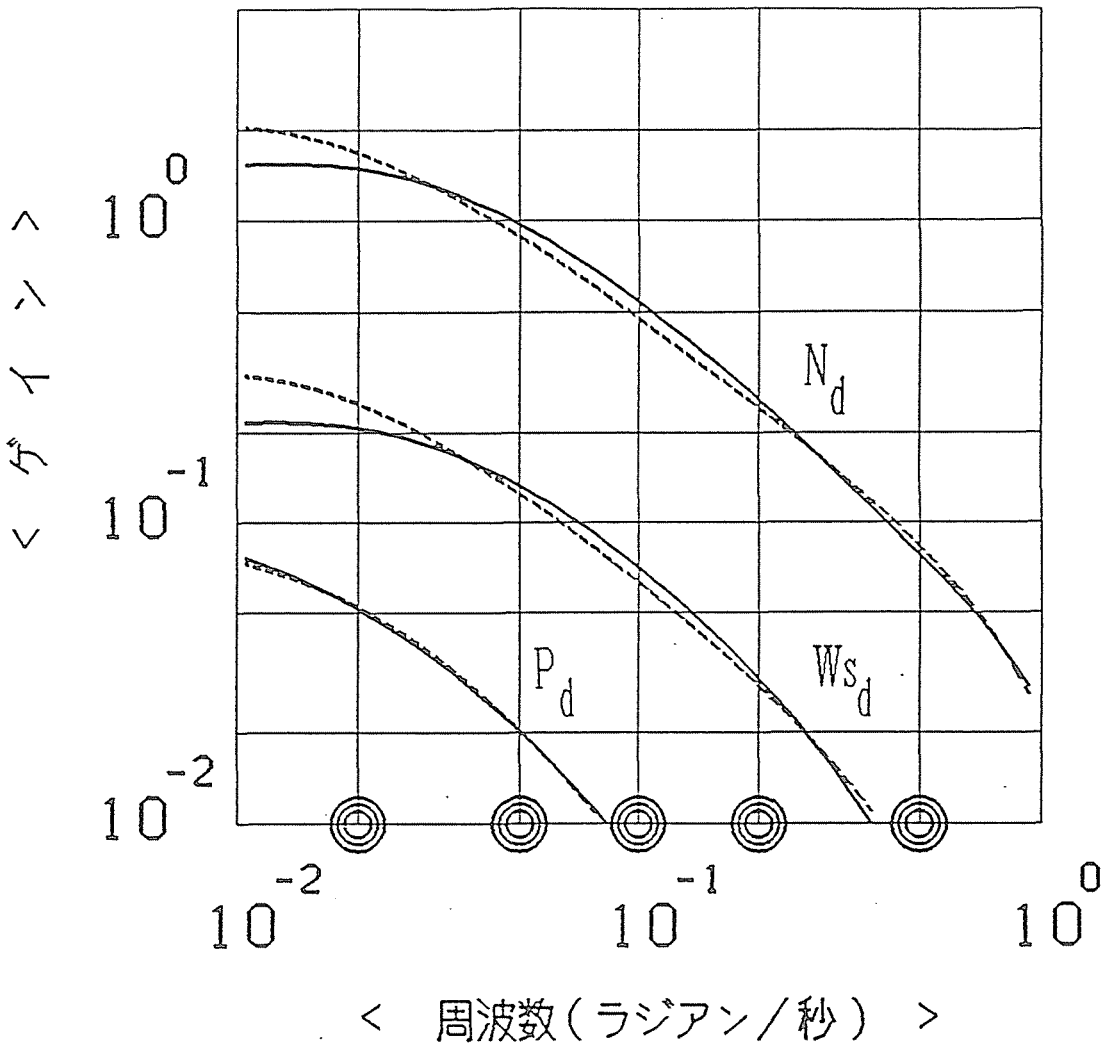
(b) 冷却一次系内の冷却材平均温度

図８－２　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のＸｄの記号は出力Ｘに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）



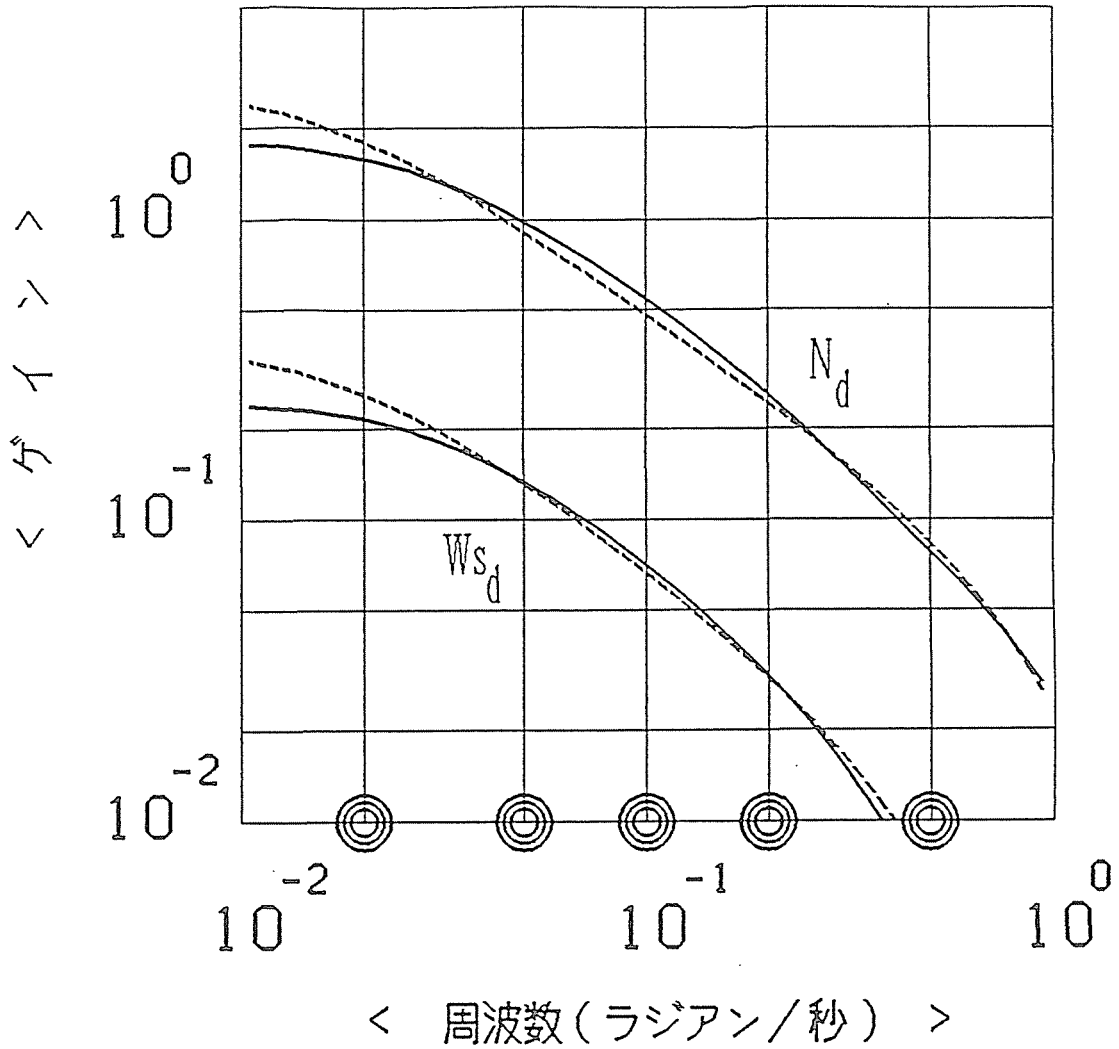
(c) 蒸気流量制御弁内の蒸気流量

図８－２　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のＸｄの記号は出力Ｘに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）



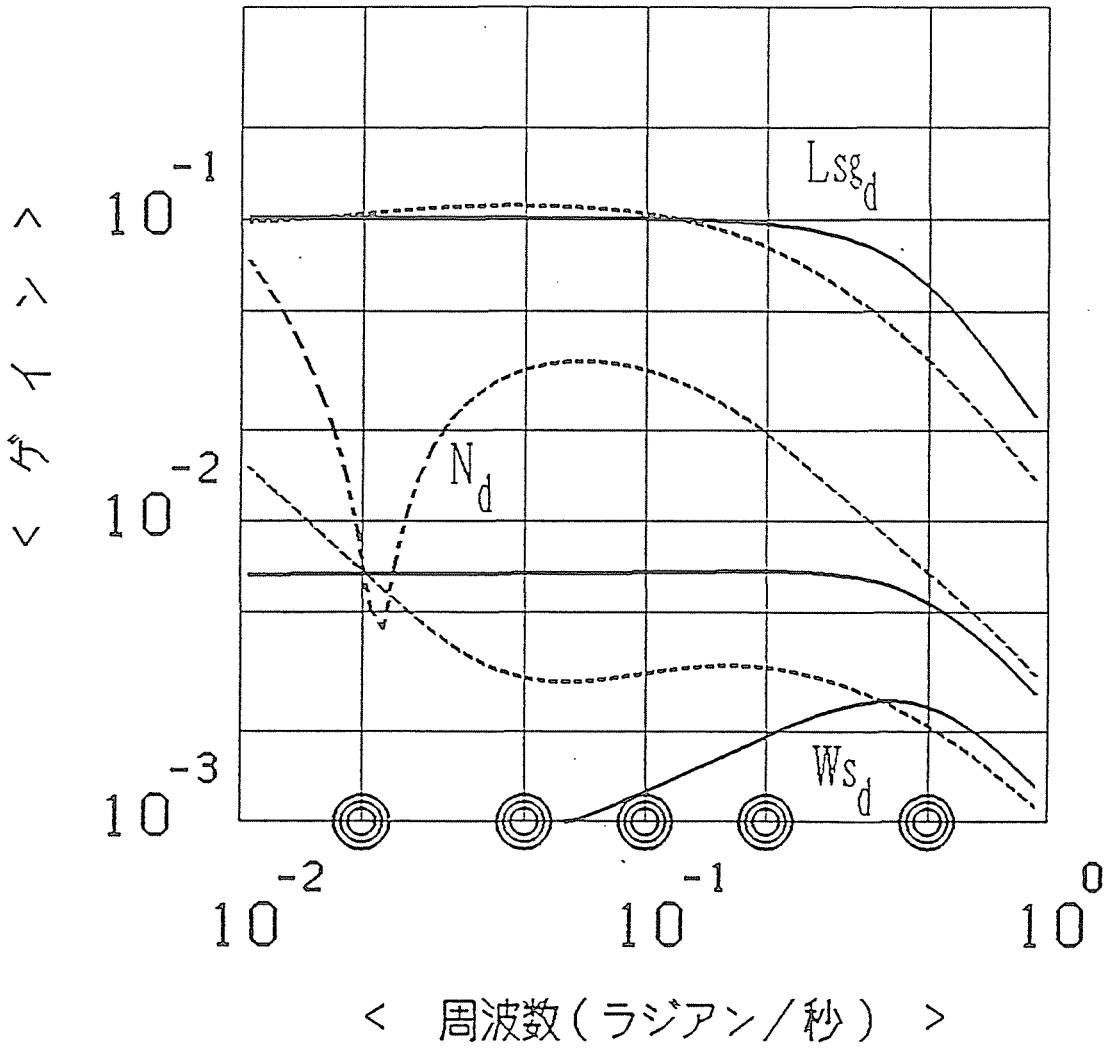
(d) 冷却一次系内の圧力

図８－２　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のＸｄの記号は出力Ｘに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）



(e) 加圧器内の水位

図8－2　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のXdの記号は出力Xに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）



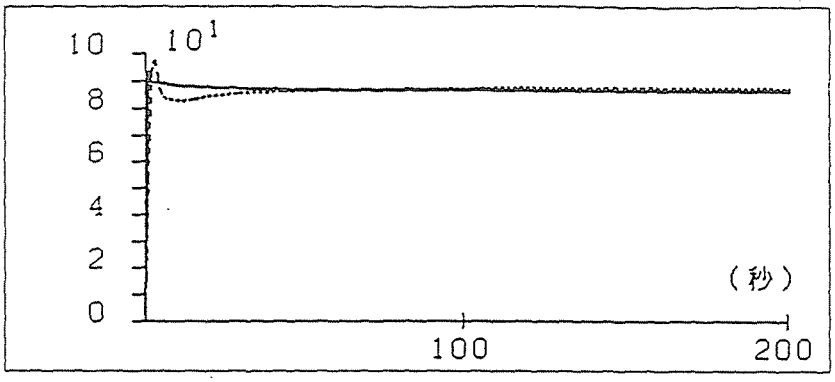
(f) 蒸気発生器二次側の水位

図8－2　最適規範モデルと近似的なモデル・フォローイングの結果得られた準最適系の周波数特性の比較（実線：規範モデル、破線：準最適系、図中のXdの記号は出力Xに対する要求入力を表す。 横軸中の三重円はモデル・フォローイングの際に用いた周波数を表す。）

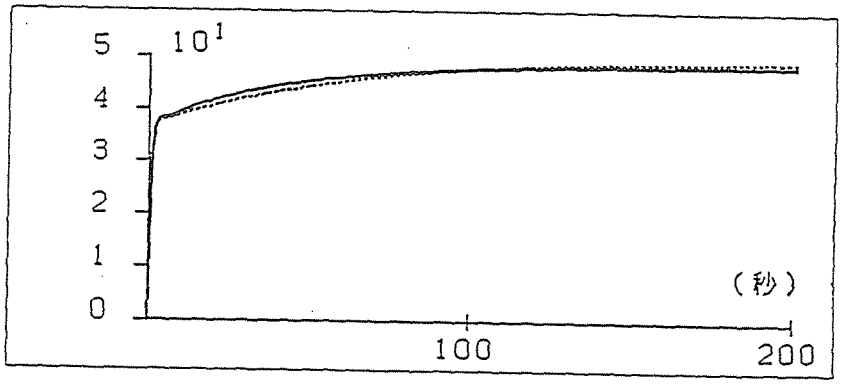
８－２－５　ディジタル・シミュレーション

モデル・フォロイングの結果を周波数特性ばかりでなく時間領域内の特性についても調べるためにディジタル・シミュレーションを行った。シミュレーションでは電力系統内の電力の需要に応えるために、NSSSからタービン発電機へ流入する蒸気流量を運転値から５％増加させる場合を想定した。この時、冷却材平均温度は負荷要求値に応じてあらかじめ計画された温度になるように、他の出力（冷却一系の圧力、蒸気発生器二次側水位）は一定値を保持するように制御されるものとする。 図8-3(a)～( )には、比較のために、最適制御の場合と準最適制御の場合について、NSSSの運転において監視および管理しなければならない重要な状態量の動的挙動を示した。これらの図は、出力変更要求前のそれぞれの状態量の定常状態の運転値からの偏差に関して描いたものである。

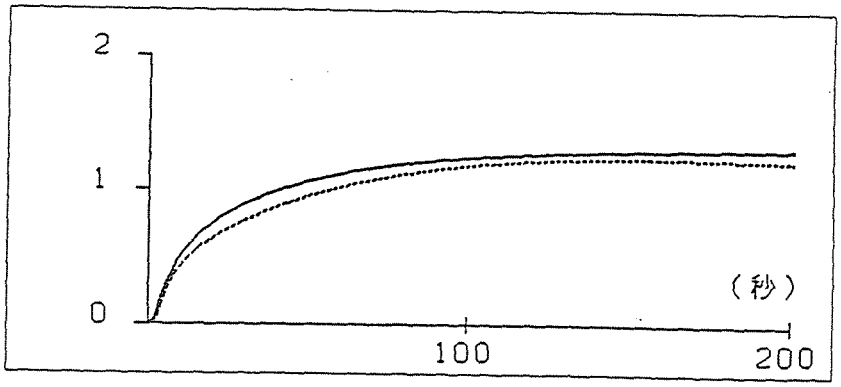
図から、モデル・フォロイングの対象に選ばれたそれぞれの出力の過渡応答特性において、多少の差異は見られるものの、全般的に良い一致性が得られていることが分かる。 特に、図8-3(ｂ)から分かるように、蒸気流量において極めて良い一致性が得られている。図に見られる差異は、近似的なモデル・フィロイングを予定していた周波数領域外において周波数特性に不一致があることが原因と考えられる。過渡応答特性の一致性の改善には、より広い周波数領域をモデル・フォロイングの対象とする必要があり、このことはさらに高次の多項式の動的補償器の設計が要求されることになる。しかし、このような試みは設計の上で可能ではあるけれども、この研究の当初の目的である”工学的に実現可能な簡単な構造を持ち、しかも最適制御系とほぼ同じ特性を持つ準最適制御系を設計しよう”とした意図に反するものである。したがって、工学的見地から、制御系の構造の複雑さとモデル・フォロイングの一致性との妥協を図る必要がある。蒸気流量に十分満足できる一致性が得られたこと、加えて他の出力の一致性も十分に許容できる範囲内にあることから、設計した準最適制御系はNSSSの負荷追従運転のための制御系として満足できるものと考える。



（a） 核分裂によって発生したエネルギー（MW）

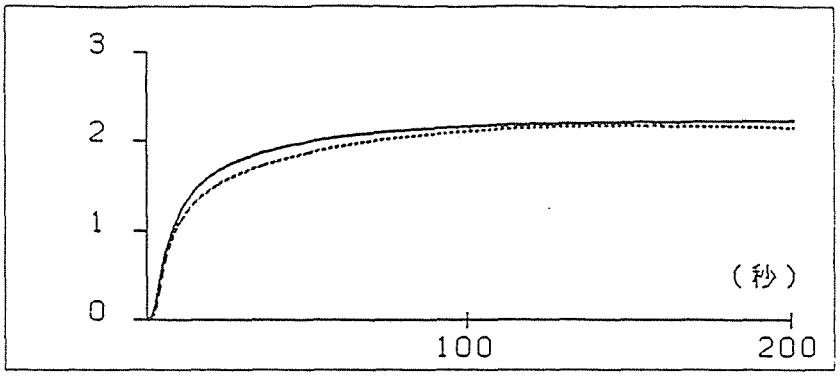


（b） 蒸気流量制御弁内の蒸気流量（Ｋｇ／ｓｅｃ）

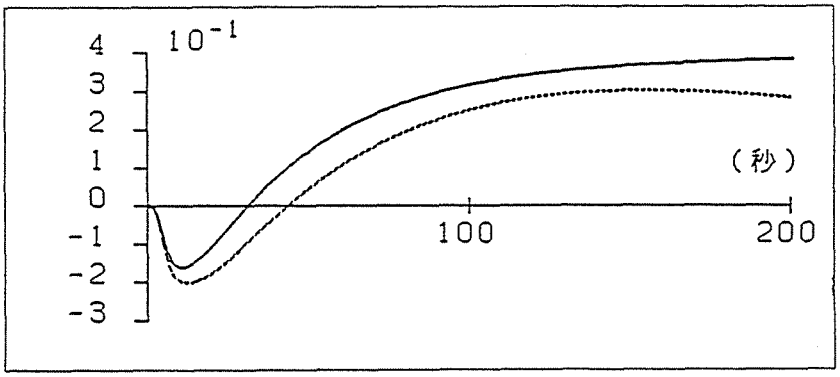


（c） 冷却一次系内の冷却材平均温度 （℃）

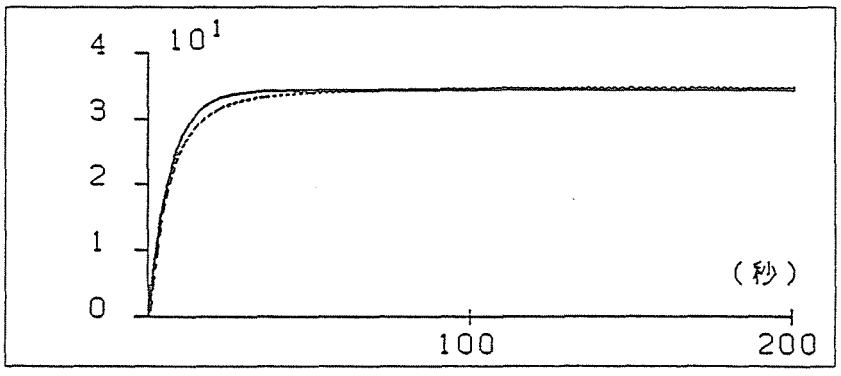
図８－３ 系統内の電力の需要の変動に対応するために蒸気流量を現在の運転値から５％の流量を増加させた場合の、最適規範モデルと準最適系の各状態量の動的挙動の比較（実線：最適規範モデル、破線：準最適系）



(d)　冷却一次系高温配管部の冷却材温度　(°K)

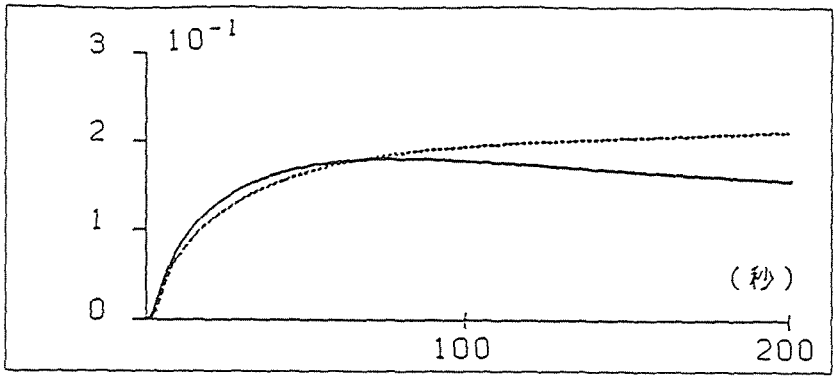


(e)　冷却一次系低温配管部の冷却材温度　(°K)

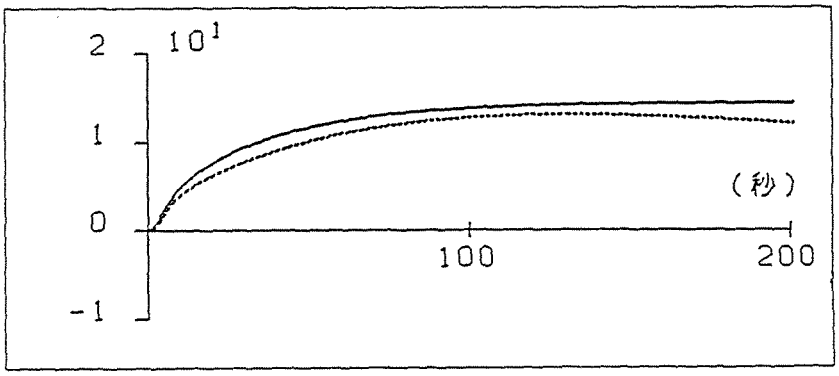


(f)　平均燃料温度　(°K)

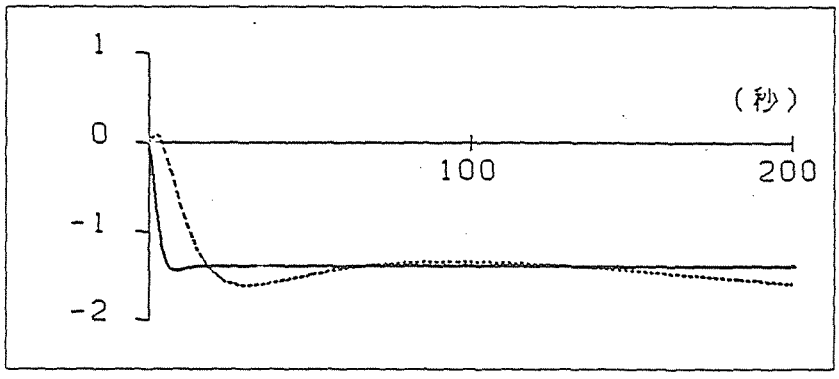
図8－3　系統内の電力の需要の変動に対応するために蒸気流量を現在の運転値から5%の流量を増加させた場合の、最適規範モデルと準最適系の各状態量の動的挙動の比較（実線：最適規範モデル、破線：準最適系）



（g） 冷却一次系内の圧力 （１００ＫＰａ）

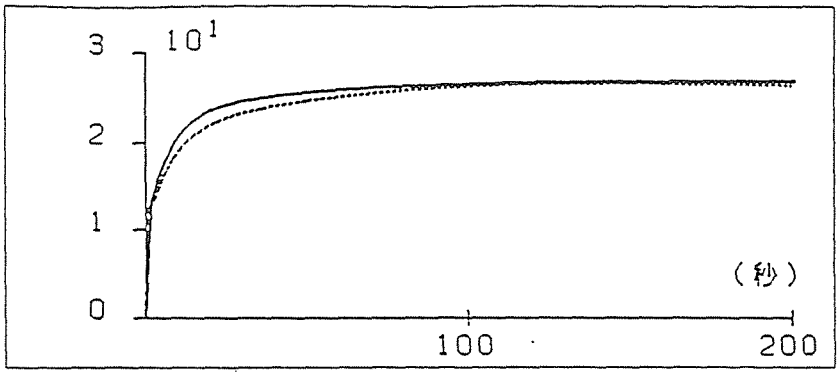


（h） 加圧器内の水位（ｃｍ）

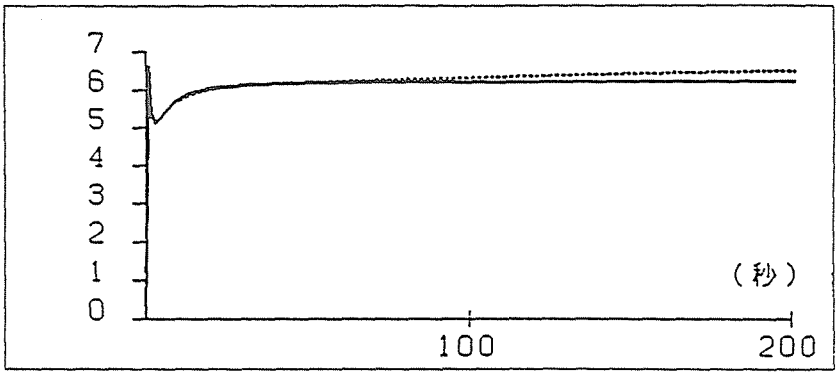


（ｉ） 蒸気発生器二次側の水位 （ｃｍ）

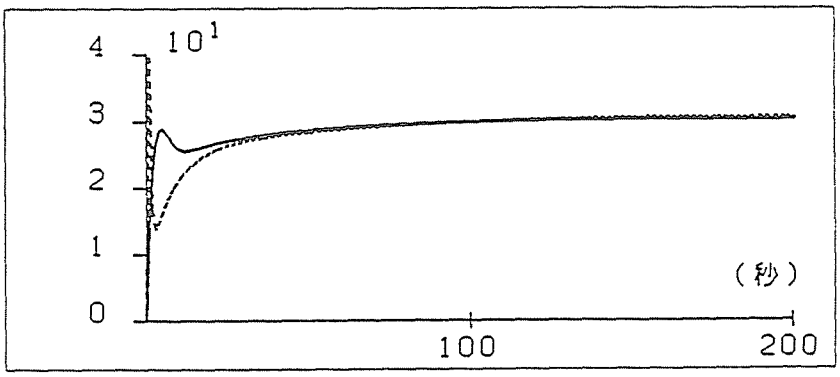
図８－３ 系統内の電力の需要の変動に対応するために蒸気流量を現在の運転値から５％の流量を増加させた場合の、最適規範モデルと準最適系の各状態量の動的挙動の比較（実線：最適規範モデル、破線：準最適系）



（ｊ）　制御棒によって加えられる反応度（¢）



（ｋ）　蒸気加減弁開度（％／全開）



（ｌ）　蒸気発生器二次側給水流量（Ｋｇ／ｓｅｃ）

図８－３　系統内の電力の需要の変動に対応するために蒸気流量を現在の運転値から５％の流量を増加させた場合の、最適規範モデルと準最適系の各状態量の動的挙動の比較（実線：最適規範モデル、破線：準最適系）

８－３　準最適制御系設計のためのプログラム・パッケージ

前記の設計手順に従って準最適制御系を設計するためのプログラム・パッケージを開発した。このパッケージは４つの部分から構成され、それぞれ(１)線形最適状態フィードバック制御系の設計、(２)モデル・フォロイングによる準最適制御系の設計、(３)周波数特性の解析、(４)ディジタル・シミュレーション解析の計算を受け持つ。これらのプログラムは、行列の基本的な四則演算、転置や複写などを行うための各種の行列操作、制御設計問題で良く用いる設計アルゴリズムなどからなる 合計311個の副プログラム群から構成される共通ライブラリーの支援を受けている。

このソフトウエア・パッケージを用いた設計は、日立製M-560H型電子計算機の倍精度モードで行った。行った計算の内で、最適状態フィードバック制御系の設計が最も長い計算時間を必要とした。この時間は、扱う状態変数の数とリカッチ方程式の解が許容誤差内までに収束するのに要した繰り返し回数に比例して増加する。状態変数が４９個、相対許容誤差を１０^{-9}に設定した今回の設計では、１４回の繰り返しを必要とし、これに要した計算時間は16.8秒であった。モデル・フォロイングによる準最適制御系の設計に要した計算時間は比較的短く、一回の設計当たり0.7秒であった。 ディジタル・シミュレーションに要する計算時間はルンゲ・クッタ法のような直接的な数値解法の代わりに、解析的な方法を取り入れることで短縮化を図ることができた。 この手法は、(8-1)式の行列方程式で表された連立微分方程式群を、システム行列Ａに関するジョルダン正準型への相似変換させることで、見かけ上、独立した方程式群へ分解し、分解されたそれぞれの方程式を解析的に解き、最後にこれらに逆変換を施して合成する。今回の計算では、200秒にわたる過渡応答を模擬するために、5.5秒の計算時間が必要であった。

８－４　まとめ

本章では、ＰＷＲ型原子力発電プラントが負荷変動に応じて小規模の出力変更を繰り返すような負荷追従運転を行う場合に、このような運転環境の下においてもNSSSの健全性を損ねることなく負荷変動に迅速に対応するような負荷追従制御系の設計を試みた。そのために、最適状態フィードバック制御理論と近似的なモデル・フォロイング法の２つの設計法を効果的に組み合わせた設計手法を提案した。この提案した手法は、組み合わせた２つの方法のそれぞれの特徴を利用することによって、原子力発電プラントのような複雑な工学系の制御問題に適用しても、簡単な構造をもち工学的に実現可能な制御系を設計できる。提案した設計法は、繰り返し過程が必要であるが、今回行った設計過程から、繰り返しの途中で得られた結果に対して工学的、ならびに物理的な考察を加え、その結果を次回の繰り返しの際に効果的に反映させるならば、数多くの繰り返しを行うことなく希望の制御系を設計できることを示した。ボード線図に基づく周波数特性の解析の結果から、設計した準最適制御系は、この制御系で補償された閉ループ系の周波数特性を、注目している周波数領域内で規範モデルの特性と近似的に一致させることができることが分かった。また、ディジタル・シミュレーションの結果から、設計した準最適制御系は、最適状態フィードバック制御系で補償された場合に実現されたであろう特性とほぼ等しい特性で、負荷追従制御できることを示した。設計した準最適制御系の構造は、NSSSの制御に使用されている従来の制御系とほぼ同程度の構造であり、また出力フィードバッ制御系であるので、状態フィードバック制御を実施する場合に直面する問題を回避できる。

線形時間不変系の線形２次形式の最適制御問題は、対象とする系に可制御性が満足されているならば、最適フィードバック制御則は閉ループの安定性を保証することが知られている。しかし、本章で試みた準最適制御系は動的補償による出力フィードバック制御である。出力フィードバック制御は、状態フィードバック制御において状態フィードバックループの一部が欠落したフィードバック構造に制約を持つ制御として見ることができる。したがって、最適制御系で閉ループの安定性が保証されていても、準最適制御系で必ずしも保証されているとは限らな

い。したがって、準最適制御系の実施に先だって閉ループの安定性や補償器自身の安定性を確認しておく必要がある。

提案した設計手法は、最適状態フィードバック制御理論を大規模工学系に適用する場合に遭遇する種々の困難性を回避できる有力な方法である。実施が困難であるために工学の現場で利用されてこなかった最適状態フィードバック制御理論の持つ優秀性を実際の設計で利用できることによって、現代制御理論の優れた成果の恩恵にあずかることができる。最小自乗モデル・フォロイング法は、現代制御理論の成果を実際の制御に適用する際の橋渡しとしての重要な役目を果たすものと期待できる。

第 8 章 の 参 考 論 文

[1] ATHANS,M., FALB,P.L. : "Optimal Control", McGrow-Hill, New York, 1966

[2] FROGNER,B., RAO,H.S. : "Control of Nuclear Power Plants", IEEE Trans. Automat. Contr. Vol.23, No.3 , 1978

[3] EBERT D.D. : "Practicality of and Benefits from the Applications of Optimal Control to Pressurized Water Reactor Maneuvers" , Nucl. Technol. Vol.58, No.2. 1982

[4] WAKABAYASHI,J., MORI,T., et al. : "Load Following Operation of Nuclear Power Plants", J. Atomic. Energy Soc. Japan, Vol.28, No.10, 1986

[5] FROGNER,B., GROSSMAN,L.M. : "Estimation and Optimal Feedback Control Theory Applied to a Nuclear Boiling Water Reactor", Nucl. Sci. Eng., Vol.58, No.3, 1975

[6] SHANKAR,P.V.G., SRIKANTIAH,G., et al. : "Optimal Control of a Boiling Water Reactor", Ann. Nucl. Energy, Vol.3 No.11/12, 1976

[7] GODET,J., GOREZ,R. :"Optimal Control of Primary Coolant Temperature in a Nuclear Plant", Automatica, Vol.18, No.4, 1982

[8] COOK,P.A. :"Approximate Decoupling by Dynamic Compensation", Int. J. Contr., Vol.28, No.6, 1978

[9] TSUJI,M., OGAWA,Y. : "Load Follow-up Control of a Pressurized Water Reactor Power Plant by Using an Approximate Noninteractive Control" , IEEE Trans. Nucl. Sci. Vol.33, No.4, 1986

[10] 辻雅司、小川雄一 : "PWR型原子力発電プラントの原子力蒸気供給系の準最適負荷追従運転"、北海道大学工学研究報告、第139号、1989

[11] KERLIN,T.W., KATZ,E.M., et al. :"Theoretical and Experimental Dynamic Analysis of the H.B.Robinson Nuclear Plant", Nucl. Technol. Vol30, No.3 1976

[12] ANDERSON,B.D.O. : " Second-Order Convergent Algorithms for the Steady-State Riccati Equation", INT. J. Contr. Vol.28, No.2, 1978

第9章　結　言

本論文は、原子力発電プラントが従来の基底負荷運転ばかりでなく、電力系統における電力需要の変化に追従して出力を調整する負荷追従運転が今後要求されることに対して、そのような運転の実現に向けての制御上の観点からの実現化研究を試みたものである。負荷追従運転では、商用原子炉が一般的に大型炉心であるために炉出力の空間不安定性を示し、この不安定性と関係して^{135}Xe振動が励起される可能性があり、これを抑制するための制御が必要となる。この制御には、原子炉内の領域間の中性子結合による干渉を考慮して制御する必要がある。また、自動周波数制御運転のような負荷追従運転では、出力変更が短い時間で高頻度で繰り返されるため、プラントの装置や機器は出力変更に伴う擾乱によって絶えず乱されている環境に置かれている。負荷追従運転を実現するためには、プラントの装置や機器の運転条件を大きく乱すことなく、迅速に出力変更要求に対応できるような制御系の開発が必要となる。このような制御のためには、プラント間の相互干渉を十分に考慮して、それぞれの装置を適切に制御する必要がある。

本論文では、このような干渉の影響を考慮して制御しなければならない制御に対して極めて有効な非干渉制御法の適用を試みた。この制御法の適用では、非干渉制御理論が状態フィードバック補償法を枠組みとした制御理論であるため、原子力発電プラントのような大規模工学系に対する適用に際して遭遇するいくつかの困難な問題に対処しなければならない。この困難性は、状態フィードバック制御のために数多くの状態変数の情報を必要とすることに原因している。すなわち、原子力発電プラント制御においては、遅発中性子先行核密度のような原子炉動特性上極めて重要な状態変数が直接的な計測手段で観測できないことや、あるいは過酷な運転環境の下で多数の状態変数を観測することが事実上困難であるために、完全に状態フィードバック補償を実施することができない。本研究では、状態変数の一部に観測できない変数が含まれる場合の対策として、観測できない状態変数をオブザーバーで推定する方法や、線形状態フィードバック補償の代わりに動的補償を用いるなどの非干渉制御を試みた。本研究では、これらの方法を結合炉の炉出力調整制御に適用した。これらの試みから、状態変数の一部に観測できない変数が存在していても、オブザーバーや動的補償器を用いることで、見かけ上

干渉が存在していないかのように、炉出力の状態を制御できることが分かった。上記の方法は、基本的には線形状態フィードバック補償法による非干渉制御理論の枠組みで対処できるところに特徴がある。しかし、このような試みもまた、原子力発電プラントのような大規模工学系に適用する場合には状態フィードバック制御法と同様な困難性に遭遇すると予想される。動的補償器による非干渉制御では、制御に用いる状態変数の数が少なくなるほど、また、オブザーバーの場合では、オブザーバーによって推定しなければならない状態変数の数が多くなるほど、多数の動的要素が必要となる。動的要素を数多く含む補償系は工学的に実現することが難しいばかりでなく、演算素子の精度が有限であることが原因して誤差が蓄積され、補償器の制御性を損ねる可能性も考えられる。また一方、動的要素の数を少なくすると、観測しなければならない状態量が増えるため、状態フィードバック補償制御と同様な状態観測の問題に直面する。

本研究では、多数の状態変数を観測しなければならないことに原因する困難性を回避するために、少数の状態変数を出力として用いる出力フィードバック補償による非干渉制御の実現の可能性について取り組んだ。この取り組みの発想は、制御対象の数学モデルの精度に合わせて設計過程にも近似の考え方を導入し、設計目標を希望の非干渉特性を近似的に実現することに緩和するならば、希望の特性をほぼ達成でき、比較的簡単な構造を持つ出力フィードバック補償系を設計できるのではないかと考えたところにある。制御設計に用いる数学モデルは、厳密には正確ではなく、モデルの導出過程でいくつもの近似操作を重ねて導かれている。このようなモデルに対して、例えば全周波数領域にわたっての伝達関数の対角化を試みるなどの制御目標を与えても、与えられた数学モデルに対して制御理論上では可能であっても、実際にはそのような制御は実現できない。このことから、制御設計の目標を、モデルの精度に合わせて希望の特性を近似的に実現することに緩和するという考えは合理的であると考えられる。本研究では、この考え方に基づいて、ある注目する周波数領域内で、希望の非干渉特性を近似的に実現化することが可能であるような設計手法に着目した。設計法としては、逆ナイキスト配列法を構成する設計手法の一つである疑似対角化法、COOKの提案した多点周波数モデル・フォロイング法、および筆者がCOOKの手法に近似の考えをさらに押し進めるとともに、非干渉制御ばかりでなく一般の制御設計問題にも適用でき

るように改良を加えて開発した最小自乗モデル・フォロイング法の３種の設計法を採用した。本研究では、これらの設計手法を、まず結合炉の炉出力調整制御に適用し、いずれの方法においてもほぼ完全な非干渉制御と見なしうる炉出力調整が可能であるという知見を得た。また、設計手法の比較から、筆者がCOOKの手法に改良を加えて開発した最小自乗モデル・フォロイング法が、①希望の非干渉特性を与えることができること、②高次の動的補償器を設計できること、③非干渉制御ばかりでなく一般の制御問題にも適用できること、などの設計手法として優れた特徴を持つことが分かった。次に、ＰＷＲ原子力プラントの負荷追従運転において短い時間で小さな出力変更が高頻度に繰り返される自動周波数制御運転に対して、近似的非干渉制御法を適用する試みを行った。この目的のために、最小自乗モデル・フォロイング法を適用してＰＷＲ原子力蒸気供給系の制御系を設計した。この試みから、原子力発電プラントのような大規模工学系であっても、従来の制御系と同規模の構造を持つ出力フィードバック補償系によって、優れた非干渉特性を持つ非干渉制御が実現できることが分かった。また、最小自乗モデル・フォロイング法が、非干渉制御ばかりでなく、一般の制御問題にも適用可能であることに着目して、ＰＷＲ原子力蒸気供給系の負荷追従運転における準最適制御の試みを行った。設計では、最適状態フィードバック制御理論によってモデル・フォロイングにおける規範モデルを決定し、最小自乗モデル・フォロイング法を用いて、規範モデルの特性を近似的に実現する出力フィードバック補償系を設計した。設計した準最適制御系は、最適状態フィードバック制御系と比較して極めて少ない数の状態変数をフィードバック補償に用いているものであるが、最適制御系で実現される特性とほぼ等しい特性で負荷追従制御できることが確かめられた。

本研究から、非干渉制御法は、プラントの各装置に加えられた熱的擾乱や、炉心領域間の中性子結合による干渉の影響に対して有効に対処でき、負荷追従制御において極めて有効な制御法であることが確かめられた。また、制御系設計に対して合理的な近似の考え方を導入するならば、大規模工学系を対象とする制御設計問題であっても、比較的簡単な構造の出力フィードバック補償器で、希望する特性とほぼ等しい特性を実現できることを示すことができた。さらに、本論文で提案した最小自乗モデル・フォロイング法は、非干渉制御問題ばかりでなく、最

適状態フィードバック制御をはじめ一般の制御問題にも適用でき、広い適用範囲を持つ実用性に優れた設計法であることの知見が得られた。以下に、本論文の各章の研究で得られた成果を要約して述べる。

第１章は、原子力発電プラントにおいて今後負荷追従運転が必要とされる背景、負荷追従運転制御に対して非干渉制御法を適用することの意義、およびこの制御の実施における問題点を挙げ、本研究の目的と意義を述べた。

第２章は、非干渉制御理論の進展の歴史やその重要な成果について、線形系を対象とした理論を中心に概説した。

３章では、大型炉の炉出力の領域制御を想定して、３つの部分炉心から構成される結合炉の炉出力調整制御に対する非干渉制御の適用を試みた。炉出力調整制御は、結合炉の部分炉心に反応度外乱が加わり炉出力が目標値からずれた場合に、出力を目標値と一致させる制御である。扱う出力変動の規模が小さいことから、結合炉の数学モデルとして線形近似したモデルを採用し、これに対して線形系における非干渉制御理論を適用した。設計では、各部分炉心の遅発中性子先行核密度の情報が得られないために、これを除いたすべての状態変数をフィードバックさせる動的補償による非干渉制御を考えた。設計から、３個の動的要素を含む動的補償器のフィードバック補償によって結合炉の炉出力を非干渉的に制御できることが分かった。また、通常の領域制御法との比較から、設計した非干渉制御は、各部分炉心の炉出力を他の部分炉心に影響を与えることなく、また影響されることもなく、短時間に調整できることが確かめられた。

第４章では、結合炉の炉出力を大幅に変更する場合の非干渉制御問題を扱った。このような場合には、非線形効果を考慮する必要があるので、非線形系に対する非干渉制御理論を適用した。また遅発中性子先行核密度はオブザーバーによって推定し、これをフィードバック変数として用いた。オブザーバーの設計では、非線形系に対するオブザーバー理論を採用した。設計から、希望の過渡応答特性で非干渉的に炉出力を大幅に変更できることが確かめられた。また、オブザーバーは、炉出力の急激な過渡変化に対しても、遅発中性子先行核密度の変化に十分に追従して推定可能であることが確かめられた。さらに、この非干渉制御系には、高い演算精度が要求されること、また制御系が複雑になる場合には、演算精度が

有限であるので誤差が蓄積され、非干渉制御性が損なわれる場合もありえることも分かった。

第５章では、結合炉の炉出力調整制御に対して近似的な非干渉制御の試みを行った。状態フィードバック非干渉制御や、あるいはオブザーバーや動的補償器を用いる非干渉制御では、数学モデルに含まれる状態変数の数が多いほど設計される制御系が複雑となり、また観測しなければならない状態変数の数も多くなるため、高温、高圧、高放射線量などの厳しい環境下で運転される原子力発電プラントの制御には、現実的には適用できない。このような問題に現実的に対処するため、非干渉制御系の設計において近似の考え方を導入するならば、比較的小数の状態変数を出力として用いる出力フィードバク補償であっても、実用上非干渉制御と見なしうる制御を実現できるのではないかと考えた。本研究では、このような考えに基づく設計法として、３種の設計法を採用した。それらは、①逆ナイキスト配列法を構成する設計手法の一つである疑似対角化法、②COOKの提案した多点周波数モデル・フォロイング法、③筆者がこの手法に近似の考えをさらに押し進め、また非干渉制御ばかりでなく一般の制御設計問題にも適用できるように改良を加えて開発した最小自乗モデル・フォロイング法である。これら３つの設計法のそれぞれを結合炉の炉出力調整問題に適用した。設計の結果から、結合炉の動特性を主に支配している周波数領域で近似的に非干渉化が実現できるならば、実用上非干渉制御と見なしうる炉出力調整制御を実現できることが分かった。設計した近似的非干渉制御系は、各部分炉心の炉出力のみをフィードバックさせる、低次の動的補償器を含む出力フィードバック補償系であり、状態フィードバック補償に基づいた非干渉制御理論で設計した非干渉制御系とほぼ同一の非干渉特性を実現することができた。また、疑似対角化法と近似的モデル・フォロイング法との比較から、最小自乗モデル・フォロイング法の方が、希望の特性を実現できること、高次の動的補償器を設計できること、および非干渉制御問題ばかりでなく、より一般的な制御問題に対しても適用できる点で、優れていることが分かった。

第６章では、次章で記述する、原子力発電プラントの負荷追従制御に対する非干渉制御法の適用に先立ち、原子力発電プラントの負荷追従運転の実施において解決しなければならない問題点や、負荷追従運転を実施する上での制約や達成目

標について概説した。

第７章では、ＰＷＲ原子力発電プラントの負荷追従運転制御に対する非干渉制御法の適用を試みた。この試みでは、自動周波数制御運転のように出力変更が短い時間で高頻度で繰り返されるような運転環境においても、プラントの各装置や機器の運転条件を大きく変化させることなく、迅速に出力変更要求に対応できるような原子力蒸気供給系の制御系の設計を試みた。原子力蒸気供給系の数学モデルとして、43個の状態変数に関する高次のモデルを導いた。設計では、ＰＷＲの制御で従来用いられている６つの状態量（蒸気流量、一次冷却材平均温度、一次系圧力、加圧器内水位、２ループそれぞれの蒸気発生器の二次側水位）に関する非干渉制御を試みた。非干渉すべき出力の一部に強い相互依存性を持つものがあるため、これらには相互依存性を認めた変則的な非干渉制御法を採用した。近似的な最小自乗モデル・フォロイング法を採用し、従来のＰＷＲプラント制御系の持つ複雑さを上回らない規模の非干渉制御系を設計することを目標とした。この設計法は、基本的には試行錯誤的な繰り返し過程が必要であるが、各繰り返しにおける設計結果に物理的、工学的な考察を加え、この結果を次回の繰り返しに反映させるならば、少数の繰り返し回数で、希望の特性を持つ非干渉制御系を設計できることが示された。また、プラントの各装置や機器の運転条件を大きく変化させることなく、出力変更要求に対して速やかに出力を変更できることを確かめることができた。さらに、高次の数学モデルを対象とした設計であっても、近似の考え方を導入するならば、比較的簡単な構造を持つ制御系によって、実用上非干渉制御と見なしうる制御系が設計できることを示した。最適制御理論から設計したＰＷＲプラント制御系との比較から、運転値を一定に維持しなければならない各装置の状態値に対する、プラント出力変化に伴う影響を小さく抑えることができる観点では、非干渉制御法の方が優れていることを確かめることができた。

第８章では、負荷追従運転において原子力蒸気供給系を準最適に制御する制御系を、近似的なモデル・フォロイング法を適用して設計した。最適状態フィードバック制御理論は最適制御問題ばかりでなく、一般の制御設計問題にも適用できる極めて優れた手法である。しかし、この制御法は状態フィードバック補償法であるために、大規模工学系の制御に適用する場合には実施上の困難性が伴うことから、現実的には広く利用されていない。第８章の試みは、このような問題に対

有限であるので誤差が蓄積され、非干渉制御性が損なわれる場合もありえることも分かった。

第５章では、結合炉の炉出力調整制御に対して近似的な非干渉制御の試みを行った。状態フィードバック非干渉制御や、あるいはオブザーバーや動的補償器を用いる非干渉制御では、数学モデルに含まれる状態変数の数が多いほど設計される制御系が複雑となり、また観測しなければならない状態変数の数も多くなるため、高温、高圧、高放射線量などの厳しい環境下で運転される原子力発電プラントの制御には、現実的には適用できない。このような問題に現実的に対処するため、非干渉制御系の設計において近似の考え方を導入するならば、比較的小数の状態変数を出力として用いる出力フィードバク補償であっても、実用上非干渉制御と見なしうる制御を実現できるのではないかと考えた。本研究では、このような考えに基づく設計法として、３種の設計法を採用した。それらは、①逆ナイキスト配列法を構成する設計手法の一つである疑似対角化法、②COOKの提案した多点周波数モデル・フォロイング法、③筆者がこの手法に近似の考えをさらに押し進め、また非干渉制御ばかりでなく一般の制御設計問題にも適用できるように改良を加えて開発した最小自乗モデル・フォロイング法である。これら３つの設計法のそれぞれを結合炉の炉出力調整問題に適用した。設計の結果から、結合炉の動特性を主に支配している周波数領域で近似的に非干渉化が実現できるならば、実用上非干渉制御と見なしうる炉出力調整制御を実現できることが分かった。設計した近似的非干渉制御系は、各部分炉心の炉出力のみをフィードバックさせる、低次の動的補償器を含む出力フィードバック補償系であり、状態フィードバック補償に基づいた非干渉制御理論で設計した非干渉制御系とほぼ同一の非干渉特性を実現することができた。また、疑似対角化法と近似的モデル・フォロイング法との比較から、最小自乗モデル・フォロイング法の方が、希望の特性を実現できること、高次の動的補償器を設計できること、および非干渉制御問題ばかりでなく、より一般的な制御問題に対しても適用できる点で、優れていることが分かった。

第６章では、次章で記述する、原子力発電プラントの負荷追従制御に対する非干渉制御法の適用に先立ち、原子力発電プラントの負荷追従運転の実施において解決しなければならない問題点や、負荷追従運転を実施する上での制約や達成目

標について概説した。

第７章では、ＰＷＲ原子力発電プラントの負荷追従運転制御に対する非干渉制御法の適用を試みた。この試みでは、自動周波数制御運転のように出力変更が短い時間で高頻度で繰り返されるような運転環境においても、プラントの各装置や機器の運転条件を大きく変化させることなく、迅速に出力変更要求に対応できるような原子力蒸気供給系の制御系の設計を試みた。原子力蒸気供給系の数学モデルとして、43個の状態変数に関する高次のモデルを導いた。設計では、ＰＷＲの制御で従来用いられている６つの状態量（蒸気流量、一次冷却材平均温度、一次系圧力、加圧器内水位、２ループそれぞれの蒸気発生器の二次側水位）に関する非干渉制御を試みた。非干渉すべき出力の一部に強い相互依存性を持つものがあるため、これらには相互依存性を認めた変則的な非干渉制御法を採用した。近似的な最小自乗モデル・フォロイング法を採用し、従来のＰＷＲプラント制御系の持つ複雑さを上回らない規模の非干渉制御系を設計することを目標とした。この設計法は、基本的には試行錯誤的な繰り返し過程が必要であるが、各繰り返しにおける設計結果に物理的、工学的な考察を加え、この結果を次回の繰り返しに反映させるならば、少数の繰り返し回数で、希望の特性を持つ非干渉制御系を設計できることが示された。また、プラントの各装置や機器の運転条件を大きく変化させることなく、出力変更要求に対して速やかに出力を変更できることを確かめることができた。さらに、高次の数学モデルを対象とした設計であっても、近似の考え方を導入するならば、比較的簡単な構造を持つ制御系によって、実用上非干渉制御と見なしうる制御系が設計できることを示した。最適制御理論から設計したＰＷＲプラント制御系との比較から、運転値を一定に維持しなければならない各装置の状態値に対する、プラント出力変化に伴う影響を小さく抑えることができる観点では、非干渉制御法の方が優れていることを確かめることができた。

第８章では、負荷追従運転において原子力蒸気供給系を準最適に制御する制御系を、近似的なモデル・フォロイング法を適用して設計した。最適状態フィードバック制御理論は最適制御問題ばかりでなく、一般の制御設計問題にも適用できる極めて優れた手法である。しかし、この制御法は状態フィードバック補償法であるために、大規模工学系の制御に適用する場合には実施上の困難性が伴うことから、現実的には広く利用されていない。第８章の試みは、このような問題に対

する現実的な対応法の一つを提案したものである。この方法では、最適制御理論によってモデル・フォロイングにおける規範モデルを決定し、近似的なモデル・フォロイング法を用いて、規範モデルの特性が近似的に実現できるような出力フィードバック補償系を設計するものである。この方法で設計した補償器は、構造が比較的簡単であり、また出力フィードバック補償であるため、状態フィードバック制御を大規模工学系で実施する際に遭遇する問題を回避できる。設計した準最適制御系は、最適状態フィードバック制御系と比較して極めて少数の状態変数をフィードバック補償に用いているにもかかわらず、最適制御系で実現される特性とほぼ等しい特性で負荷追従制御できることを確かめることができた。

謝　辞

本研究は著者が北海道大学原子工学専攻課程在学中に始まったものです。原子炉制御の興味深い分野に目を開かせていただき、また一貫してご指導していただきましたのは、北海道大学工学部小川雄一教授であります。ともすれば他の研究テーマに目を向けがちな筆者を、絶えずご助言くださり、本研究の遂行に向けて辛抱強くご指導してくださいました小川教授には、心からの謝意を表するものです。

同大工学部、井上和彦教授、石黒亮二教授、成田正邦教授からは、ご多忙にもかかわらず、本論文に対する有益なるご指摘をいただき、深くお礼申し上げます。

同学部原子炉工学講座 秋本正助手からは有益な議論やご指摘をいただきました。また、京都大学原子炉実験所の臨界集合体において同助手と協同して行った、模擬結合炉での実験を始めとした種々の実験からは、原子炉制御理論のみからは得られない貴重な知見を得ることができ、見識を広げることができました。ここに感謝するものです。

本研究の遂行にあたり、学生諸君と協同して開発した膨大なプログラム群は筆者のささやかな誇りとするところであります。開発に参加した多くの学生諸君には謝意を表します。また、本論文の最終仕上げでは、筆者が所属する研究室の学生諸君の協力をえました。ここに感謝します。

平成２年７月１４日　記