電力系統の非線形性に伴う動揺現象の抑制と解析

喜多 敏博

目次

本論文で用いる主な記号

t : 時刻 (s)
k : 制御系におけるサンプリング時刻 （$k = \ldots, -1, 0, 1, 2, \ldots$）
p : ファジィ論理型制御系の位相平面における発電機動作点
A_s : ファジィ論理型制御系の位相平面の縦軸のスケーリング係数
α : ファジィ論理型制御系の位相平面における領域 A と領域 B の重なり角 (rad)
θ : 発電機動作点 $p(k)$ の横軸に対する位相角 (rad)
D : 発電機動作点 $p(k)$ と原点 O との距離
D_r : $D(k)$ に対する制御パラメータ
U_{max} : ファジィ論理型制御系の出力信号上限値
e_w : 発電機巻線 w の誘導起電力 (p.u.)（$w = d, q, f$）
ψ_w : 発電機巻線 w の鎖交磁束 (p.u.)（$w = d, q, f, kd, kq$）
i_w : 発電機巻線 w の電流 (p.u.)（$w = d, q, f, kd, kq$）
X_w : 発電機巻線 w の自己リアクタンス (p.u.)（$w = d, q, f, kd, kq$）
X_{mw} : 発電機巻線間の相互リアクタンス (p.u.)（$mw = md, mq$）
ω_r : 回転子回転角速度 (電気角) (rad/sec)
ω : 回転子速度偏差 (p.u.) $= (\omega_r - \omega_B)/\omega_B$
ω_B : 同期速度 (rad/s) $=120\pi$
TQ_e : 回転子に作用する電磁トルク (p.u.)
TQ_m : 回転子に加わる機械トルク (p.u.)
P_m : 発電機機械的入力 (p.u.)
P_{ms} : 発電機出力の目標値 (p.u.)
P_e : 発電機電気的有効出力 (p.u.)
Q : 発電機電気的無効出力 (p.u.)
δ : 無限大母線に対する発電機相差角 (rad)
V_t : 発電機端子電圧実効値 (p.u.)
V_{ts} : 発電機端子電圧の目標値 (p.u.)

V_∞ : 無限大母線電圧実効値 (p.u.)
R_e : 線路の直列抵抗 (p.u.)
X_e : 線路および変圧器の直列リアクタンス (p.u.)
G_{PSS} : PSS ゲイン
U_{PSS} : PSS の出力信号
α_l : 線路長を表すパラメータ
δ_{P} : ポアンカレ断面 $(\omega = 0, \dot{\omega} < 0)$ 上の δ の値 (rad)
M : 発電機慣性定数 (s)　$= 2H$
D_g : 発電機制動係数
T'_{do} : d 軸開路時定数 (s)
T'_{qo} : q 軸開路時定数 (s)
X_d : d 軸同期リアクタンス (p.u.)
X_q : q 軸同期リアクタンス (p.u.)
X'_d : d 軸過渡リアクタンス (p.u.)
X'_q : q 軸過渡リアクタンス (p.u.)
e'_q : 過渡リアクタンス背後電圧 (p.u.)　(ψ_fに比例する)
λ : リアプノフ指数

本論文で用いる略号

SVC	:	Static Var Compensator （静止型無効電力補償装置）
AVQC	:	Automatic Voltage and Reactive Power(Q) Controller
AVR	:	Automatic Voltage Regulator （自動電圧調整器）
PSS	:	Power System Stabilizer （電力系統安定化装置）
GOV	:	Governor （ガバナ，調速機）
CPSS	:	Conventional PSS （通常型電力系統安定化装置）
FLPSS-2	:	2-dimensional Fuzzy Logic PSS（2 次元ファジィ論理型 PSS）
FLPSS-3	:	3-dimensional Fuzzy Logic PSS （3 次元ファジィ論理型 PSS）
CGOV	:	Conventional GOV （通常型調速機）
FLEX	:	Fuzzy Logic Excitation System （ファジィ論理型励磁制御装置）

第 1 章

緒論

1.1 はじめに

世の中には様々なシステムが存在する。システムは大別すると線形システムと，それ以外のシステム，すなわち非線形システムとに分けられる。本論文では連続時間システムを対象としており，線形システムとは連続時間線形動的システム，すなわち行列 A を含む線形常微分方程式

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = A\boldsymbol{x} \qquad (\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^n) \tag{1.1}$$

で記述されるシステムを指し，非線形システムは連続時間非線形動的システム，すなわち非線形常微分方程式

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) \qquad (\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^m) \tag{1.2}$$

で記述されるシステムを指す。

線形システムと非線形システムには，それぞれ表 1.1 に示すような特徴がある。概して線形システムは扱い易く，非線形システムは扱いが困難である。現実のシステムには厳密に線形システムと言えるものは無く，すべて非線形システムであると考えてよい。ただし，一口に非線形システムと言っても，非線形性の弱い非線形システム（定性的には線形システムとして扱ってよいシステム）と非線形性の強い非線形システム（定性的にも線形システムでは表し得ない振舞いをするシステム）とがある。

電力系統は非線形性の強い典型的な非線形システムの一つである。あらゆる産業の基盤システムである電力系統の安定運用は社会的要請の非常に高い課題であり，それには，電力系統の安定化制御，安定度解析が欠かせない。潮流制御や同期機の同期投入等は電力系統が本来的に持つ非線形静特性，非線形動特性に従って行われる。また，発電機や系統に設置された機器や制御系も様々な非線形特性を持つ。電力系統の特性を十分に把握し運用に生かすには，制御手法の開発や解析を行う際にその非線形性を考慮することが必要であ

線形システム	非線形システム
$\dot{x} = Ax$	$\dot{x} = f(x)$
安定性解析は比較的容易	安定性解析は必ずしも容易でない
振舞いの予測が可能	振舞いの予測は困難あるいは不可能
理論体系がほぼ確立	新たに発見される現象の解析と分類が課題
解の解析的表現が可能	数値計算による試行錯誤が有力手段

表 1.1　線形システムと非線形システム

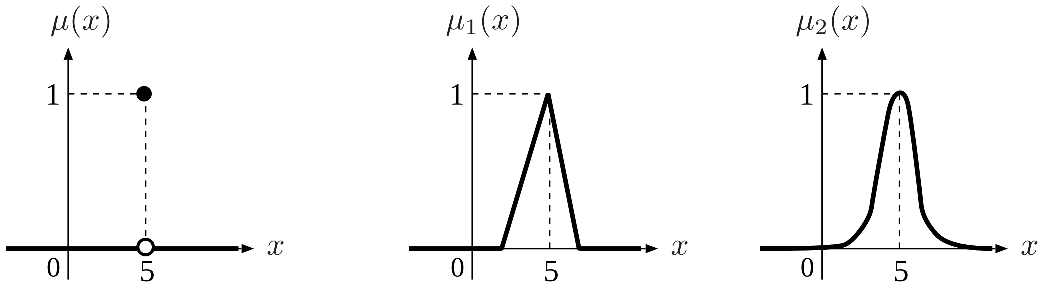
る。しかし，線形システムの振舞いは解析的表現で明らかにできるのに対し，システムモデルが非線形である場合にはその振舞いを解析的に表現することは一般的には容易ではなく，計算機資源が十分でなかった時代においては手間と時間のかかる数値計算を行うことを嫌い，電力系統の解析や制御系設計は可能な限り線形システム理論の範疇で行われる傾向が強かった。

1970 年代から 1980 年代にかけてディジタル計算機が急激に高速化，大容量化し，安価かつ高性能なコンピュータが普及したことで非線形システムの振舞いを数値的シミュレーションで求め，さまざまな試行錯誤を手軽かつ高速に行うことが可能となった。これに伴い，ディジタル計算機という強力な情報処理手段を利用する数多くの新たな制御則，解析手法が生まれてきた。

一方，電力需要増大および今後の電力市場の自由化によって電力系統の運用状況がこれまでより苛酷になることが予想される。このため，大幅な設備増強を伴わない新たな安定化制御装置による安定度向上が望まれている [1]。また，固有値解析等の平衡点近傍での線形近似による安定度解析だけでは把握しきれない非線形現象が生じる可能性があり [2]，系統の非線形動特性に注目した解析が安定化策を考える上で重要となってきている [3–5]。

本研究では，これまでに提案・開発され，成果を上げてきた非線形手法・理論のなかで制御手法に係わるものとしてファジィ制御，そして現象解析手法に係わるものとしてカオス等の非線形動力学現象に関する方法論に注目し，これらを電力系統の制御や現象解析に適用した。その目的は，新たな制御システムの導入や既存制御システムの機能強化によって電力系統の安定化を目指すとともに，系統を制御・運用する上でこれまで重要視されて来なかったが今後の系統運用環境の変化に伴い将来的に発生し得る現象の理解を図り，工学的応用を試みることである。

ファジィ制御 [1, 6–8] は，ザデー（Zadeh）により 1965 年に提唱されたファジィ理論に基づくもので，1970 年代半ばに従来手法では制御が困難であったセメントキルンの自動運転がファジィ制御の適用により成功したことで，一躍関心の的となった。ファジィ制



(a) クリスプ集合の場合　(b) ファジィ集合の場合 1　(c) ファジィ集合の場合 2

図 1.1　集合への帰属を示すグレードを表すメンバシップ関数

御の制御則は，制御対象の詳細な数理モデルを導出するのが困難な場合でも，制御対象の操作に熟練したオペレータによる論理思考を言語的規則に表現することで設計できる。また，制御対象の数理モデルが得られている場合であっても，ファジィ制御を適用することでモデル化誤差や制御対象の特性変化に対して従来の制御手法よりも適応性の高い（制御性能の劣化の小さい）制御が期待できる。ファジィ制御則の表現は「A ならば B とする」のような規則の集合になるが，1（真）か 0（偽）かの 2 値評価に基づくブール関数によって制御信号の算出が行われるのではなく，それを拡張したものとして 1 から 0 までの無限多値評価を行うメンバシップ関数 [7] を用いて観測信号から制御信号が算出される。

ここで，ファジィ制御法の典型例として，ファジィ制御の提唱者であるマムダニ（H. E. Mamdani）の min-max-重心法と呼ばれる推論手法 [8] を概説する。

ファジィ制御においては，前述の通り，言語的に表現されている制御則を用いることができる。例えば,「発電機端子電圧が高くなれば，励磁電圧を下げる」「定格電圧が 5V の定電圧源において，電圧が 5V の時はなにもしない」などである。ここでは，観測量として x と y が存在し，x と y の値から制御信号 z を導出する場合を例として考える。集合 $A_1, B_1, C_1, A_2, B_2, C_2$ を用いて表された

- （ルール 1） もし，x が A_1 であり，かつ y が B_1 であれば，z は C_1 である。
- （ルール 2） もし，x が A_2 であり，かつ y が B_2 であれば，z は C_2 である。

という 2 つのルールを用いて制御を行うものとする。

ファジィではない，通常のルール（クリスプ論理）の場合，例えば，x が「5 である」という条件を満たす度合を $\mu(x)$ とすると図 1.1(a) のように表される。満たすなら 1，満たさないなら 0 となり，中間の値はありえない。しかしながら，これは現実的な問題における人間の判断とは異質なものであると言える。x が 4.9 や 5.1 なら「だいたい 5 である」と判断し，x が 4.99 や 5.01 なら「ほぼ 5 である」と判断するのが妥当である。

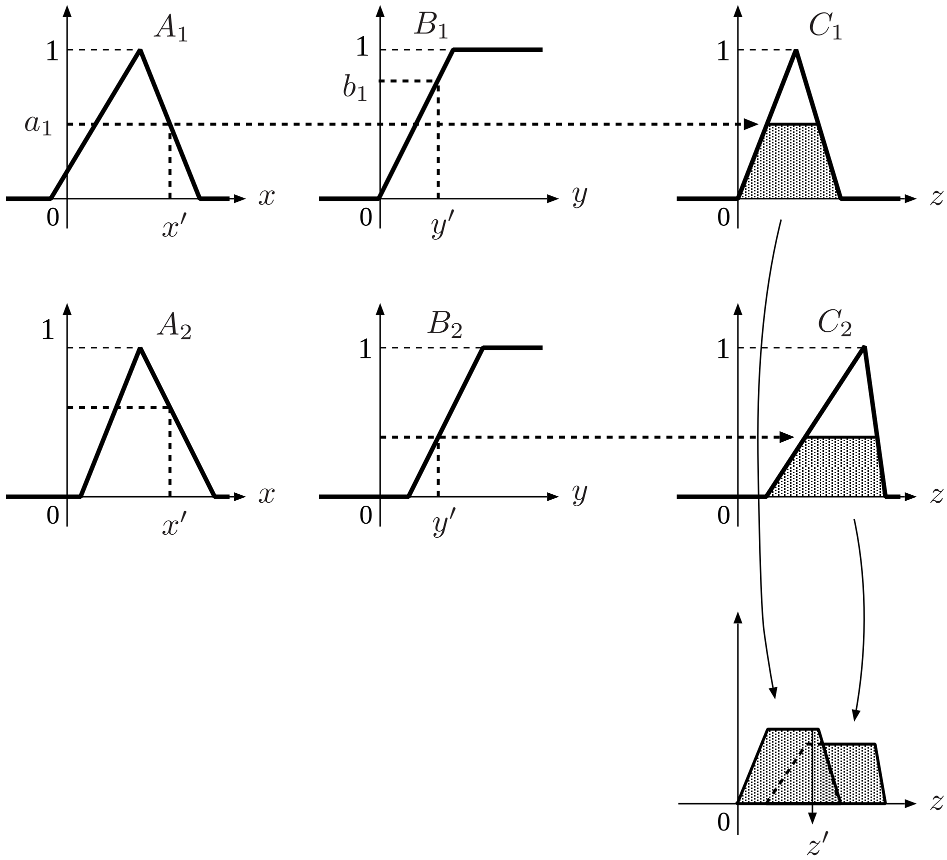


図 1.2　ファジィ推論（min-max-重心法）

ファジィ論理の場合，x が「5 である」という条件を満たす度合（グレードや適合度と呼ばれる）は 0 から 1 までの連続値を取り得るものとし，例えば，図 1.1(b) の $\mu_1(x)$ や図 1.1(c) の $\mu_2(x)$ などのように定める。この $\mu_1(x)$, $\mu_2(x)$ は，当該条件を満たす集合への帰属性を示すものとしてメンバシップ関数と呼ばれる。

前述の集合 A_1, B_1, C_1, A_2, B_2, C_2 に対するメンバシップ関数が図 1.2 に示すように定義されている場合，min-max-重心法によって観測値 x', y' から制御信号値 z' を求める手順は以下の通りである。

まずルール 1 に基づき，集合 A_1, B_1 に対する観測値 x', y' のグレード a_1, b_1 をメンバシップ関数に従って求める。a_1 と b_1 のうち，より小さい値を採用し，これと C_1 のメンバシップ関数との min 演算（最小値をなぞる）を行うと結果は，図 1.2 の右最上段のグラフのハッチング部分となる。同様にルール 2 に基づくと，図 1.2 の右中段のグラフのハッチング部分の結果が得られる。

これら 2 つの結果を統合するのに max 演算（最大値をなぞる）を用いると，図 1.2 の右下段のハッチング部分が得られる。最後に，この統合した結果の重心点 z' が算出され，

制御信号値として用いられる。

このようなファジィ制御系を設計する際，検討すべき事項は，

- ルールそのもの
- メンバシップ関数の形状
- 推論方法（min-max-重心法だけとは限らない）

である。制御すべき対象をうまく制御できるように，これらの事項を適切に決定する必要がある。

カオス [9, 10] に関する研究は古くは 20 世紀初頭のポアンカレの三体問題にさかのぼる。1970 年代半ばのメイの研究やリーとヨークの一次元システムに関する研究でカオスという呼称が用いられ，それ以降この用語が定着した。カオスは，確定系（ランダムな要素を含まない系）に生じる不規則振動現象であり,「確定系に生じる現象は十分なデータが誤差無く得られれば予測することができる」という常識を覆す現象として，驚きをもって広く認知されることとなった。

例えば，レスラ（Rössler）の微分方程式 [11]

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = -y - z \tag{1.3}$$

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = x + ay \tag{1.4}$$

$$\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = b + z(x - c) \tag{1.5}$$

について，初期値 $x = 4$，$y = -1$，$z = 4$，パラメータ値 $a = 0.398$，$b = 2$，$c = 4$ の条件の下で解を求めると図 1.3 のような振動現象が観察される。図 1.3 の現象を特徴付ける事項として，

- 時系列波形を部分的に取り出してみると周期的な波形が繰り返されているようにも見えるが，全体としては非周期的である。
- 波形の移り変わりの様子を予測することは困難で，ランダム性がある。
- 過渡現象であるかのような印象を受ける波形のゆらぎ方が見受けられる部分もあるが，定常現象である。(「永遠に持続する過渡現象」という表現が当てはまる。)
- 時系列波形だけを見る限りでは明らかではないが，状態空間内で表示してみると一定の構造を成していることが分かる。
- このような複雑な現象が現れるにも関わらず，微分方程式自体にはランダムな要素は一切無い。(決定論的である。)

などを挙げることができる。これらの特徴は，カオス現象一般に通じるもので，カオス振

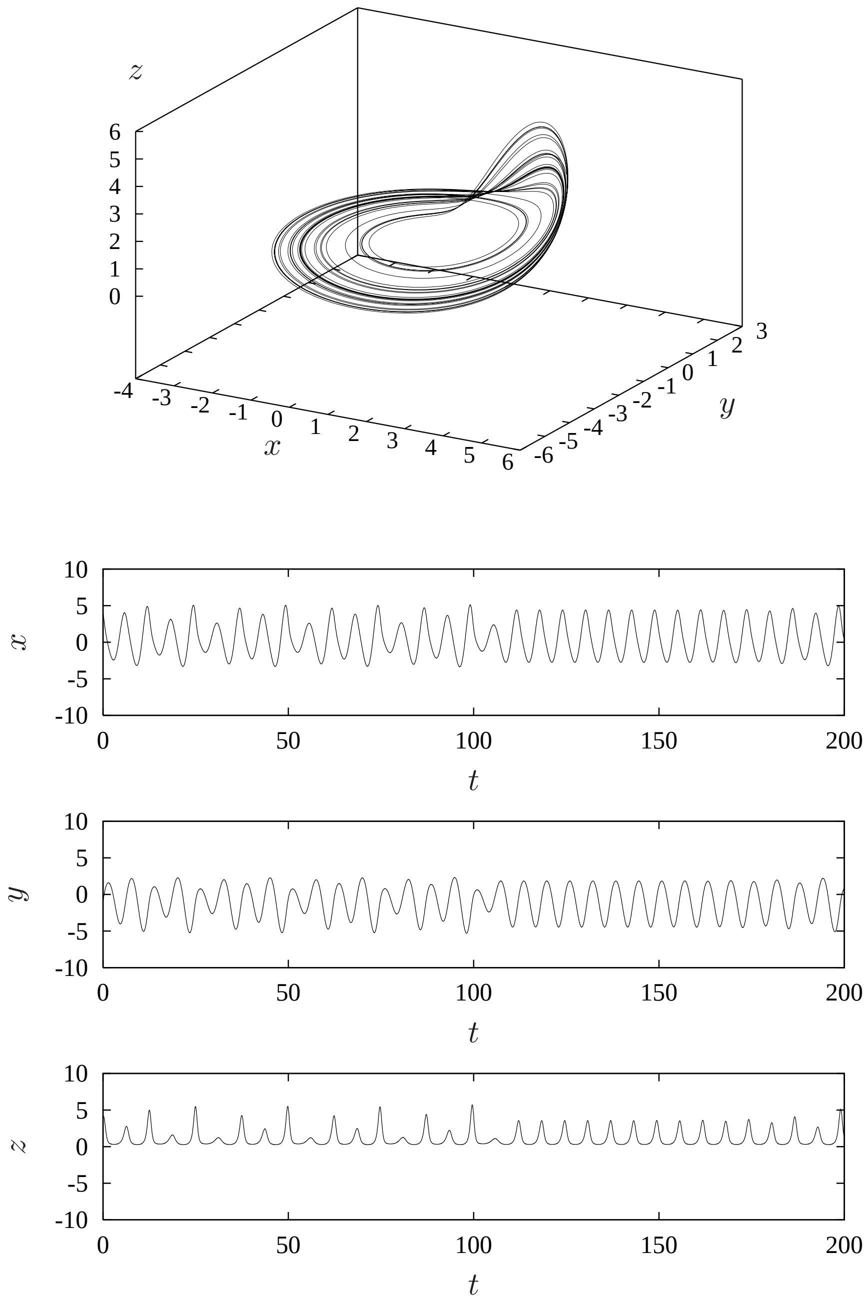


図 1.3　レスラーの方程式に生じるカオス

動であることを判別する定性的な目安としても用いられる。

カオスを含む非線形動力学現象に関する理論や解析法は数多く構築されてきているが，体系として完成しているという認識はされておらず，まだまだ発展途上の分野と言える。これまでの工学的手法とは異なる観点を導入するものとして，カオス現象を工学的に応用しようとする試みも数多くなされ [12, 13]，今後の発展が期待されている。

1.2　非線形動力学系の解，分岐，リアプノフ指数

動力学系 (dynamical system) に関する，いくつかの概念について簡単にまとめておく [14–17]。

本論文で扱う方程式は，自励系の常微分方程式（時間項を陽に含まない常微分方程式）であり，m 次元連続力学系として

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) \qquad (\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^m) \tag{1.6}$$

と表す。

1.2.1　解と流れ

$t = 0$，$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{x}_0$ の初期条件に対する微分方程式 (1.6) の時刻 t における解を $\boldsymbol{x}(t, \boldsymbol{x}_0)$ と表す。初期条件を含まない場合は，単に $\boldsymbol{x}(\mathrm{t})$ と表す。

また，状態空間（相空間）$\boldsymbol{R}^m$ におけるある点 $\boldsymbol{x}_0$ を出発した微分方程式 (1.6) の解が，時刻 t だけ経過した時にどの点に移るかという対応関係を $\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x}_0)$ $(= \boldsymbol{x}(t, \boldsymbol{x}_0))$ で表し，微分方程式 (1.6) が生成する流れ (flow) と呼ぶ。

1.2.2　平衡点

$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_f) = \boldsymbol{0}$ を満たす点 $\boldsymbol{x}_f$ を不動点 (fixed point) というが，$\boldsymbol{x}_f$ を初期値とする解は恒等的に $\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{x}_f$ となる解，すなわち平衡解である。この意味で，不動点 $\boldsymbol{x}_f$ を平衡点 (equilibrium point) という。

1.2.3　周期解

まず，$\boldsymbol{x}_0 \in \boldsymbol{R}^m$ に対して

$$\boldsymbol{O}(\boldsymbol{x}_0) = \{\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^m \mid \boldsymbol{x} = \boldsymbol{x}(t, \boldsymbol{x}_0),\ -\infty < t < \infty\} \tag{1.7}$$

である集合 $\boldsymbol{O}(\boldsymbol{x}_0)$ のことを $\boldsymbol{x}_0$ を通る軌道と呼ぶ。

全ての $\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{O}$ および t に対して，ある $T(\neq 0)$ が存在して

$$\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x}) = \boldsymbol{\phi}(t + T, \boldsymbol{x}) \tag{1.8}$$

が成り立つとき, 軌道 $\boldsymbol{O}$ は周期 T で周期的であるという。平衡点に一致しない周期的な軌道を周期軌道 (periodic orbit) または周期解 (periodic solution) と言う。

さらに, 孤立した周期軌道をリミットサイクル (limit cycle) と言う。周期軌道が孤立しているとは, 周期軌道 $\boldsymbol{O}_p$ から距離 ε の範囲内には $\boldsymbol{O}_p$ 以外の周期軌道が存在しないような十分小さい正数 ε がとれることである。

1.2.4　アトラクタ

散逸系において, ある初期値領域から出発した軌道が, 過渡状態の後に特定の集合に漸近するとき, 軌道を引き付けるこの集合をアトラクタ (attractor) と呼ぶ。アトラクタには, 点アトラクタ (安定平衡点), 周期アトラクタ (リミットサイクル), 概周期アトラクタ, カオスアトラクタがある。一般にアトラクタは, 状態空間においてその引力圏に囲まれており, 引力圏から出発した軌道はアトラクタに漸近する。

1.2.5　カオス

カオス（chaos）は,「決定論的動力学系（deterministic dynamical system）に生じる一見ランダムな現象」を表す用語である。一般的な用語としてのカオスと区別するために,「決定論的カオス（deterministic chaos）」と呼ばれることもある。カオスを数学的に厳密な概念として定義しようとする試みは, 多くある [15] が，万人が認める決定版といえるものはまだ無いのが現状である。

ウィギンス (Wiggins) は，微分方程式 (1.6) が $\boldsymbol{C}^r$ $(r \geq 1)$ 微分方程式であり，コンパクトな不変集合 Λ を持つとき，Λ がカオスであることの定義を

1. 生成される流れ $\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x})$ が Λ 上で初期条件への鋭敏依存性を持つこと，かつ
2. $\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x})$ が Λ 上で位相的推移性をもつこと

を満たすこととした [17]。

ここで,「生成される流れ $\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x})$ が Λ 上で初期条件への鋭敏依存性を持つ」とは，ある ε が存在して任意の $\boldsymbol{x} \in \Lambda$ と任意の $\boldsymbol{x}$ の近傍 U について，ある $\boldsymbol{y} \in U$ と $t > 0$ が存在して $|\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x}) - \boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{y})| > \varepsilon$ が成立することである。これは，初期条件がほんのわずか違うだけで，十分時間が経過した後のシステムの振舞いは大きく異なることを意味する。

また,「$\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x})$ が Λ 上で位相的推移性をもつ」とは，任意の 2 つの開集合 $U, V \in \Lambda$ に

対してある t が存在して $\phi(t, U) \cap V \neq \emptyset$ となることである。言い替えると，Λ のどの部分から出発しても，十分時間が経てば Λ の任意の部分に到達できるということである。

この 2 条件を満たすことを解析的に示す汎用的な（システムに依存しない）手法は無いため，さまざまなシステム毎にその微分方程式に依存した手法を用いなければならず，数値計算結果によってカオス的な現象が生じることが示唆されるシステムにおいても，カオスが生じることを厳密に証明することは一般に困難である。

散逸連続系において生じるカオスの特徴としては，上記の定義に含まれる「初期値鋭敏依存性」と「位相的推移性」の他に，

- 周期倍分岐カスケードを経て現れる。
- 最大リアプノフ指数が正となるアトラクタである。
- 周波数領域でのパワースペクトルが連続スペクトルを含む。
- 非周期的である。

等を挙げることができる [15]。（周期倍分岐については 1.2.6 項で，リアプノフ指数については 1.2.8 項で後述する。）

本論文で扱う電力系統モデルについてもカオスの発生を解析的に証明するのは極めて困難であるので，カオスが発生していることを強く示唆するものとして，上記の特徴を示す種々の数値計算結果を検証材料としている。

1.2.6 分岐現象

分岐現象とは, コントロールパラメータ (可変パラメータ) μ を準静的に変化させ, 臨界値 μ_c を横切る時にシステムの振舞いが劇的に変化することを言う。また, 一般にアトラクタの消滅, 生成，衝突（接近し，その全体または一部が一致すること）も伴う。

以下に分岐現象のいくつかの具体例を示す。

サドルノード分岐 (フォールド分岐)

サドルノード分岐 (saddle-node bifurcation) とは, ノード点 (安定平衡点) とサドル点 (不安定平衡点) が衝突し, 消滅することによって生じる分岐のことをいう。サドルノード分岐はフォールド分岐 (fold bifurcation) とも呼ばれる。

サドルノード分岐が生じる例として, 次の微分方程式を考える。これは電力系統の一機無限大母線系統を表す古典モデルである。各変数の上のドット ($\dot{}$) は時間微分を表している。

$$\dot{\delta} = \omega_B \omega \tag{1.9}$$

$$M\dot{\omega} = P_m - P_x \sin\delta - D\omega \tag{1.10}$$

図 1.4, 図 1.5 に示すようにパラメータ P_m が $P_m = P_x$ となるとき, サドルノード分岐が生じる。

ホップ分岐

ホップ分岐 (Hopf bifurcation) には, スーパクリティカルホップ分岐とサブクリティカルホップ分岐の 2 種類がある。スーパクリティカルホップ分岐とは, 安定平衡点が不安定平衡点となり安定リミットサイクルが生じる分岐のことをいい, それに対してサブクリティカルホップ分岐とは，不安定リミットサイクルが縮小し安定平衡点と衝突することで不安定平衡点となる分岐のことをいう。ホップ分岐が生じる例として, ファンデルポールの方程式 (Van der Pol's equation) を考える。

$$\ddot{x} - \varepsilon(1 - x^2)\dot{x} + x = 0 \tag{1.11}$$

パラメータ ε が $\varepsilon = 0$ となるとき, (スーパクリティカル) ホップ分岐が生じるため，ε の値を変化させると $\varepsilon = 0$ の前後で図 1.6 に示すようにシステムの振舞いが質的に変化する。

周期倍分岐

周期アトラクタが元の 2 倍の周期を持つ周期アトラクタに変化する分岐を周期倍分岐（period doubling bifurcation）またはフリップ分岐（flip bifurcation）という。周期倍分岐が, 2 倍, 4 倍, 8 倍, 16 倍,... のような列を成して生じるとき, 周期倍分岐カスケードと呼ばれる。

ポアンカレ断面と分岐の例

図 1.7 は，第 5 章の系統モデルにおいて AVR（Automatic Voltage Regulator; 自動電圧調整器）のゲイン G_Vを変化させたときに，系統モデルの定常状態での振舞いがどのように変化するかを示すものである。(G_V以外のパラメータは表 5.1 の値である。)図 1.7(a)–(f) の左図は発電機相差角 δ の時系列波形を示し，右図は δ と発電機回転子速度偏差 ω とを軸とする平面上に軌道を射影した図である。

図中の白点（○）は，断面として $\omega = 0$ を考えた時に，軌道が断面を ω の正から負の方向へ横切る時の δ の値である（本論文では δ_{P}と呼ぶ)。ω は δ の微分値に比例する値であるので，図 1.7 にも示されているようにδ_{P}は δ の局大値となる。また，図 1.8 は，可変パラメータG_Vを横軸にとり，δ_{P}をプロットしたもので，分岐図と呼ばれる。図 1.8 中の記号 (a), (b), ..., (f) が図 1.7 の各図 (a)–(f) と対応している。(図 1.8 は，第 5 章 99 ページの図 5.3(a) の一部を拡大したものでもある。）このように，連続時間系の振舞いの変化を端的に表すために，ある断面と軌道との交点に注目して図式的な解析がしばしば行

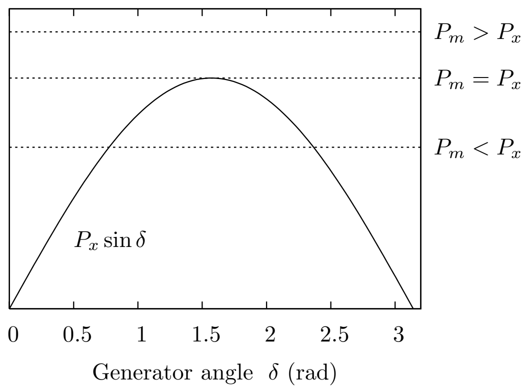
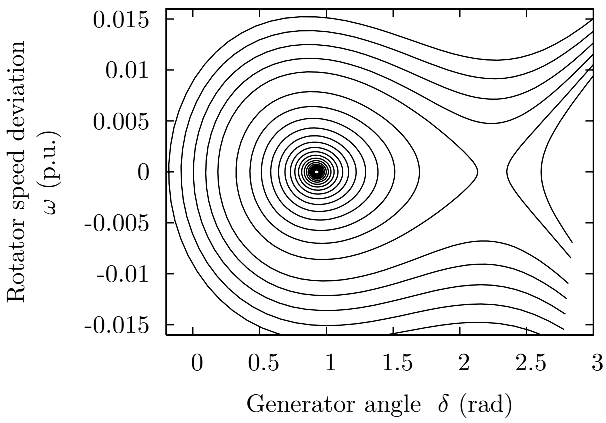
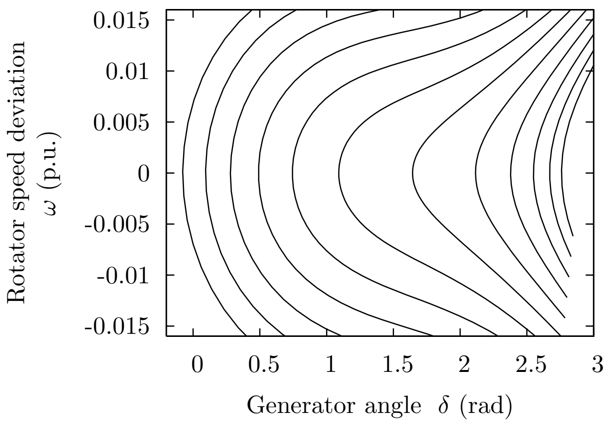


図 1.4　サドルノード分岐条件



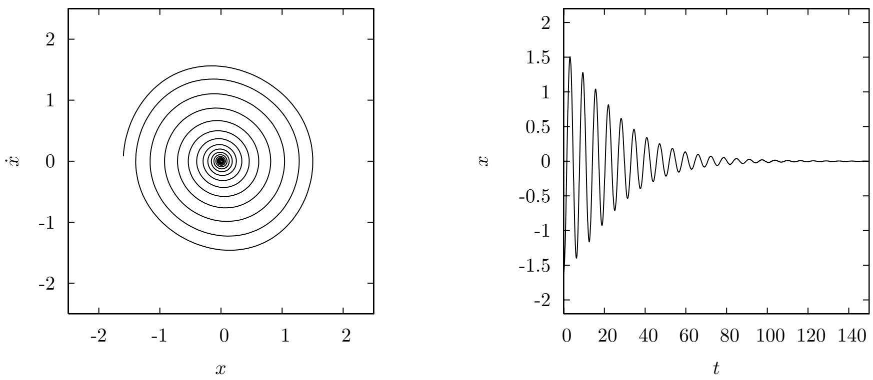
(a) $P_m = 0.8P_x$



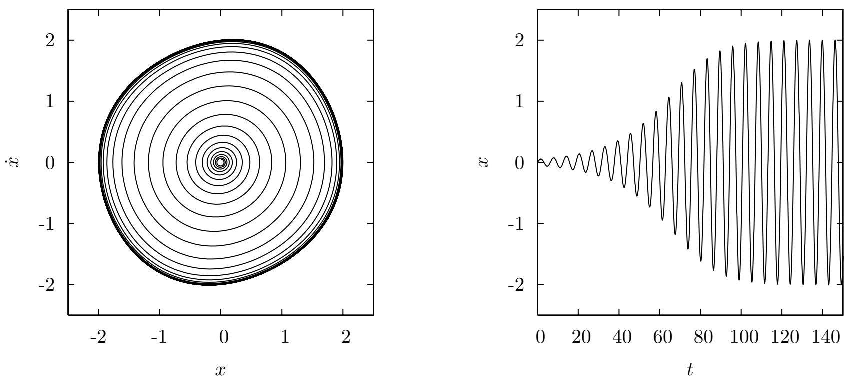
(b) $P_m = 1.2P_x$

図 1.5　サドルノード分岐前後での軌道の変化

($\omega_B = 120\pi$ rad/s, $M = 10.59$ s, $D = 3$, $P_x = 1$ p.u.)



(a) $\varepsilon = 0.1$



(b) $\varepsilon = -0.1$

図 1.6　ホップ分岐前後での軌道の変化

われ，用いる断面のことをポアンカレ (Poincaré) 断面と呼ぶ。ポアンカレ断面は，軌道と横断的である断面（軌道と接することなく交わる断面）でなければならない。

図 1.7(a)–(f) および図 1.8 は，散逸のある連続時間系に生じる典型的な分岐現象の例である。(a) では平衡点が安定であるため，定常状態においては δ は一定の値となるが，(a) から (b) の間でホップ分岐が生じ，(b) では持続振動（持続動揺）が現れている。(b) から (c) の間で周期倍分岐（フリップ分岐）が生じ，(c) では 2 周期解（δ_{P}が異なる 2 点を交互に打つ）となっている。更に (d) では 4 周期解となり，(b), (c), (d) の並びで周期倍分岐カスケードの始まりが確認できる。周期倍分岐カスケードは，カオス振動へ至る典型的な道筋の一つであり，(e),(f) では動揺はカオス的となっている。

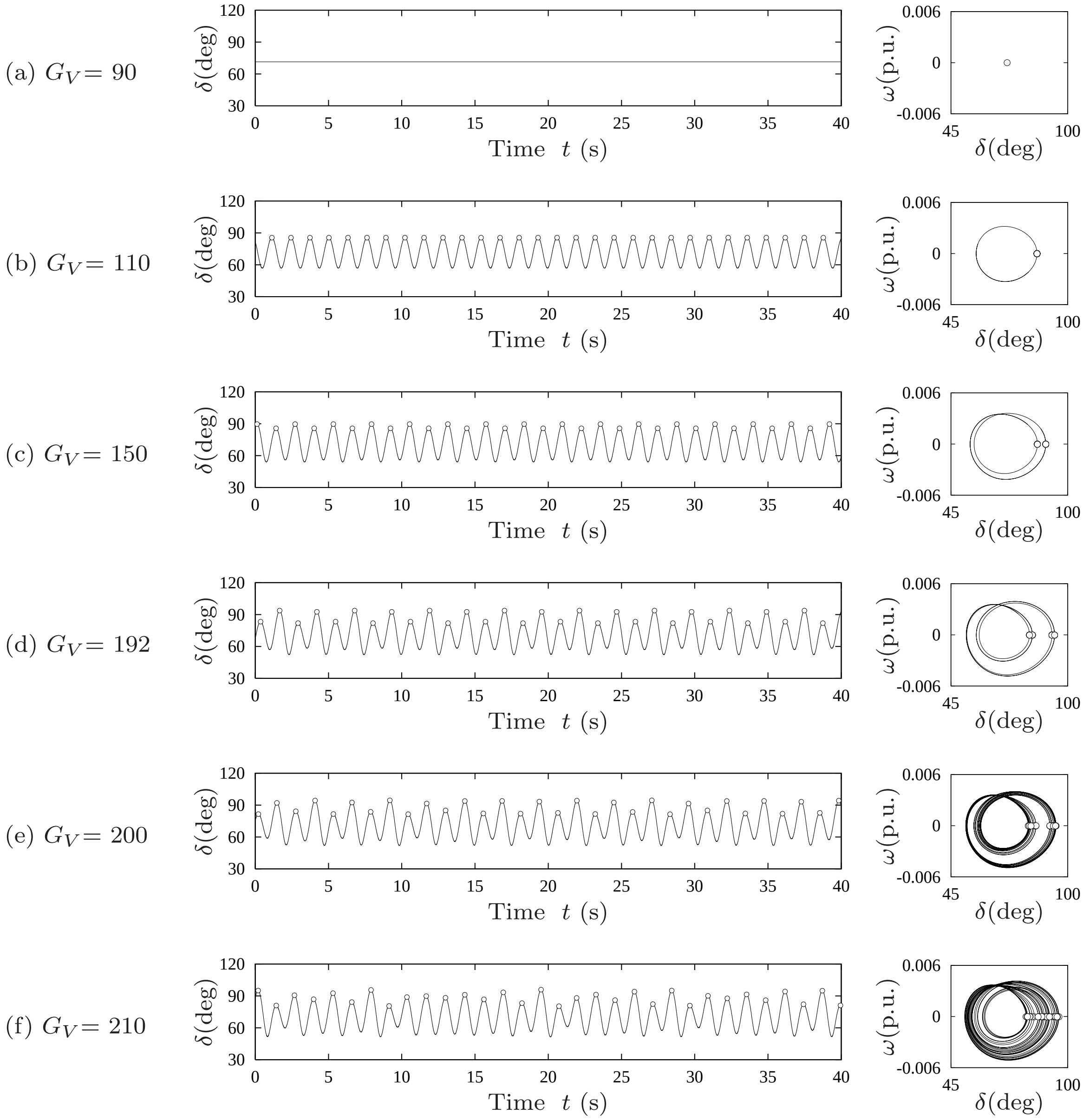


図 1.7　AVR ゲインG_Vに対する第 5 章の系統モデルの振舞いの変化

（δ: 発電機相差角，ω: 回転子速度偏差）

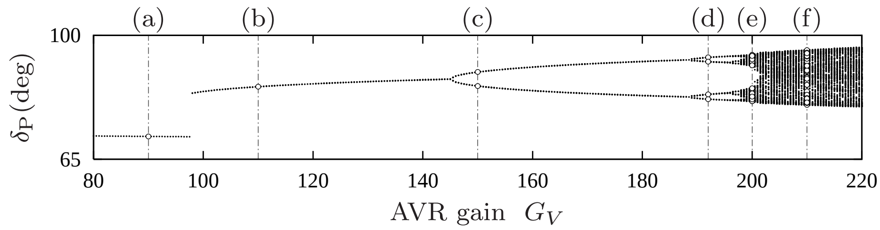


図 1.8　分岐図の例（(a),(b), ... (f) が図 1.7 の各図と対応する）

（δ_{P}: ポアンカレ断面上の発電機相差角の値）

1.2.7　リターンマップ

リターンマップ (return map) は，軌道がポアンカレ断面を横切る点を時刻順に $\mathrm{p}_1, \mathrm{p}_2, \ldots$ と表した場合に，p_i に対する p_{i+1} の関係を表す写像である。

例えば，図 1.3 に示すアトラクタに対してポアンカレ断面を $x = 0$ と設定し，アトラクタの軌道がこの断面を（x の値が正から負に変化する方向で）横切る時の点 $\mathrm{p}_1, \mathrm{p}_2, \ldots$ の y 座標の値を $y_1, y_2, \ldots$ と表すと，図 1.9 のようになる。図 1.9 は一見複雑だが，y_i $(i = 0, 1, 2, \ldots)$ に対して y_{i+1} をプロットすると図 1.10 のようなリターンマップが得られ，この場合，単純な曲線でほぼ近似できることが分かる。

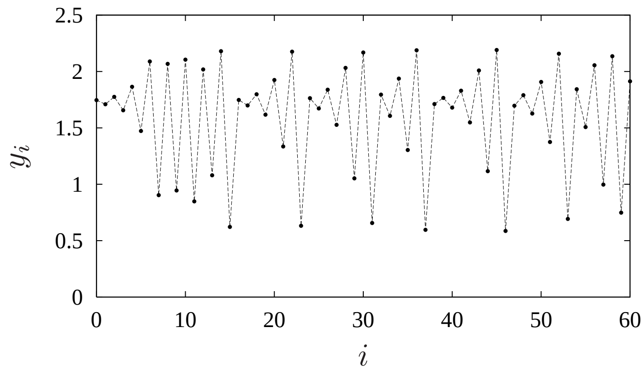


図 1.9　軌道がポアンカレ断面を横切る点

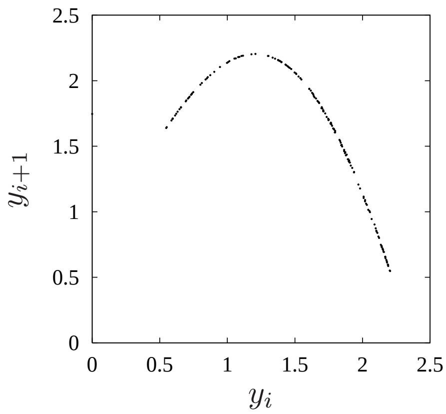


図 1.10　リターンマップ

リターンマップによって，時間連続系のシステムの振舞いを時間離散系の写像に帰着させて考えることができ，時系列データを図示するときも時間的変化を端的に表現できる。

1.2.8　リアプノフ指数

リアプノフ指数 (Lyapunov exponent) は，カオスアトラクタの軌道不安定性を特徴づける量として広く用いられている。

方程式 (1.6) で表される系のアトラクタを

$$\boldsymbol{A} \equiv \{\boldsymbol{\varphi}(t) \in \boldsymbol{R}^m | -\infty < t < \infty\} \tag{1.12}$$

とする。つまり $\boldsymbol{\varphi}(t)$ はアトラクタ $\boldsymbol{A}$ の軌道であり，方程式 (1.6) の解になっている。このとき, アトラクタ $\boldsymbol{A}$ のリアプノフ指数 λ は次式で定義される。

$$\lambda \equiv \lim_{t\to\infty} \sup \frac{1}{t} \log \frac{|\boldsymbol{y}(t)|}{|\boldsymbol{y}(0)|} \tag{1.13}$$

ここで $|\cdot|$ は ユークリッドノルム（ベクトルの大きさ）を表し，$\boldsymbol{y}(t)$ は軌道 $\boldsymbol{\varphi}(t)$ に沿った式 (1.6) の変分方程式

$$\dot{\boldsymbol{y}}(t) = D\boldsymbol{f}(\boldsymbol{\varphi}(t))\boldsymbol{y}(t) \tag{1.14}$$

の解である。つまり，リアプノフ指数 λ は軌道 $\boldsymbol{\varphi}(t)$ からの「ずれ」である $\boldsymbol{y}(t)$ の指数関数的な拡大率を表している。（図 1.11）

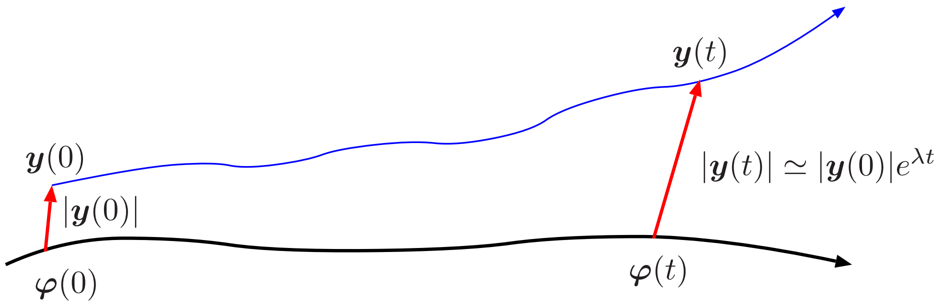


図 1.11　リアプノフ指数

リアプノフ指数には次のような性質がある。

- リアプノフ指数は，変分方程式 (1.14) の初期ベクトル $\boldsymbol{y}(0)$ に依存し，最大 m 個 (状態空間の次元) の異なった値をとる。
- リアプノフ指数は，アトラクタの軌道を表す関数 $\boldsymbol{\varphi}(t)$ の初期値には依存しない。
- 表 1.2 に示すように，リアプノフ指数と，アトラクタの種類とは深い関係がある。なお，リアプノフスペクトラムとは，リアプノフ指数を $(\lambda_1, ..., \lambda_m)$ のように並べたものである。

表 1.2　リアプノフスペクトラムとアトラクタ (状態空間の次元 $m = 4$ の場合)

アトラクタの種類	リアプノフスペクトラム (の符号)
平衡点	$(-,-,-,-)$
リミットサイクル	$(0,\ -,-,-)$
概周期アトラクタ	$(0,\ 0,\ -,-)$
カオス	$(+,0,\ -,-)$
ハイパーカオス	$(+,+,0,\ -)$

1.3　本研究の目的

本節では，本研究周辺の研究を概説するとともに本研究の目的を述べる。

ファジィ制御の適用例はさまざまな分野に渡る [6] が，電力系統関連では，発電機制御，系統安定化制御，SVC（Static Var Compensator; 静止型無効電力補償装置）の制御，電圧・無効電力制御および負荷周波数制御等への応用例がある [1, 8]。東北電力で実用化された大容量電源用系統連系用変圧器タップの AVQC（Automatic Voltage and Reactive Power(Q) Controller）ファジィエキスパート制御システムは，不感帯を設けただけの従来の単純な自動制御方式では避けられなかった変圧器タップのハンチング現象（不要なタップ切替え）を抑制することを可能とした [18]。電力中央研究所では，発電機励磁制御システムに専門家の経験を活かしたファジィ推論を適用して，AVR（Automatic Voltage Regulator; 自動電圧調整器）と PSS（Power System Stabilizer; 電力系統安定化装置）の機能をあわせもつ制御システムを開発し，実験用串型四機無限大母線系統において，既存の PSS 制御装置との性能比較を行っている [19]。

電力系統安定度の非線形動力学的解析は，カオス現象が広く認知される以前から行われている。例えば，1927 年に東京電灯株式会社猪苗代送電系統に発生した異常振動現象の解析 [20, 21]，リアプノフ関数を用いた直接法に関する一連の研究 [22, 23]，パラメータ共振の観点から電力動揺を解析した一連の研究 [24] 等がある。

文献 [25] は，電力系統におけるカオス的動揺を非線形動力学的観点から解析する研究の先鞭を付けたもので，二機無限大母線系統において発電機制動係数が 0 という条件の下で 2 台の発電機間の干渉が一方向的な場合に，セパラトリクスをなす鞍型不動点の不変多様体にホモクリニック交叉が生じると述べている。これにも関連するが，二機無限大母線系統における過渡安定領域がフラクタル性を持つか否かについて調べた一連の研究 [26–29] がある。

近年，電圧不安定性や電圧崩壊と呼ばれる現象が認識されそのメカニズム解明は重要な課題だが，誘導機と定電力負荷を含む一機無限大母線系統において，カオスアトラクタが鞍型不安定平衡点に衝突することにより電圧崩壊が生じる場合があることが指摘されている [30]。また，同じ系統を対象として発電機モデルに Park の式を用いた上で AVR を考慮する等さらに詳細なモデルを用いた解析が行われ [31, 32]，不安定平衡点にではなく不安定周期解にカオスアトラクタが衝突すること，あるいは，不安定周期解と安定周期解が衝突することが電圧崩壊の原因になり得ることが報告されている [31, 32]。一機無限大母線系統において発電機制御系として AVR だけを考慮した場合，AVR リミタが存在して AVR ゲインが大きい時はカオス的動揺が生じ得ることが報告されている [33]。

システムモデルのパラメータ値を推定しモデル全体を同定することは，システムの制御

系を設計する上で重大な要素であるため，様々な分野で活発に行われている研究テーマである [34–39]。最も代表的なシステム同定手法として最小二乗法がある。これは極めて応用範囲の広い手法であり，同定すべき数理モデルが非線形微分方程式の場合でも，パラメータに関して線形性があり，すべての変数とその微分値が観測できれば，システムの同定が可能である [35]。ただし（現実のシステムの多くがそうであるように）観測できる変数が限られる場合，線形システムの場合は線形回帰モデル等 [39] で表現すれば同定可能だが，非線形システムの同定は一般に困難である。人工知能の研究分野で発案されたニューラルネットワーク [40] は近年，非線形システム同定への応用が活発な方法論の一つである。ニューラルネットワークが持つ，任意の関数を近似できる能力をうまく活用できれば，一般の非線形システムをも対象とする強力なシステム同定手法となる。ただし，ニューラルネットワークの学習過程は一定時間内の収束が保証されない。また，ブラックボックスとして同定されるので，物理モデル（物理法則に基づく考察により導いたモデル）との対応が分かりにくい等の問題点も抱える。

本研究の目的は，新たな制御システムの導入や既存制御システムの機能強化によって電力系統の安定化を目指すとともに，系統を制御・運用する上でこれまで重要視されなかったが将来的に発生し得る非線形現象の理解を図り，工学的応用を試みることである。

安定化制御については，発電機の制御装置にファジィ制御を取り入れた場合，系統状態の変化に対する動揺抑制効果の維持能力や複数の周期の異なる動揺モードに対する抑制効果が従来型の制御装置に対して優れていることを，制御装置を実際に試作した上で実験的に検証した。本論文で用いているファジィ制御則は，発電機状態を極座標上で表現しているため単純化されており，装置としての実装が容易であることも検証した。

非線形現象の解析としては，実際の特性に近い詳細な発電機各制御系および発電機のモデルを用いた場合の一機無限大母線系統に生じる分岐現象やカオス的動揺について調べ，カオス的動揺が発生していることを数値的に確かめるとともに，これまでの線形解析では発見できない持続振動状態があることを指摘した。また，カオス的動揺が生じる原因となる非線形要素を特定することを主眼として，制御系として AVR のみを考慮した簡略化された系統モデルについても解析対象とした。さらに，同簡略モデルに生じるカオス的動揺を応用する一例として，カオス同期現象を利用してシステム特性の比較を行う手法を提案し，システムから自励的に発生するカオス的動揺波形を利用して発電機モデルのパラメータ値を推定することを試みた。

本章以降，本論文の構成は以下の通りである。

現在の電力系統の運用上問題となっている動揺現象を抑制するための新たな制御装置を提案し，その有効性の実験的検証を行うのが，第 2 章および第 3 章の趣旨である。

第 2 章では，励磁制御系，調速制御系の両者にファジィ制御則を採用し，発電機の励磁制御システムおよび調速制御システムをファジィ化した統合型制御装置を，ごく一般的な

汎用マイクロコンピュータと A/D, D/A 変換ボードにより実装する。試作制御装置の制御性能については，複数の動揺モードを持つ串型四機無限大母線系統をアナログシミュレータ上に構成し，長短両周期の動揺に対し制動効果が高く，広い安定領域を有することを実験的に検証する。

第 3 章では，3 次元情報を利用したファジィ論理型 PSS の制御性能の実験的検証を行う。3 次元情報を利用したファジィ論理型 PSS は既存の PSS の置き換えで実現でき，特に既存の PSS がディジタル型の場合ならば制御則を規定しているソフトウェアを入れ換えるだけで容易に実現することができる。第 2 章で用いたものと同一の串型四機無限大母線系統を用いて，試作制御システムの複数モードの電力動揺に対する抑制効果を実験的に検証する。

第 4 章以降の主眼は，現在は顕在化していないが将来的に発生し得る非線形現象の理解を図り，工学的応用を試みることに置いている。

第 4 章では，AVR，PSS，GOV（Governor; ガバナ，調速機）の各制御系を詳細な形で考慮し，発電機本体も詳細なモデルで表現した一機無限大母線系統に生じる分岐現象やカオス的動揺について調べる。観察された動揺がカオス的な動揺であることの数値的な根拠として，定常軌道の最大リアプノフ指数を算出し正の値となることを示す。発電機およびその制御系のモデルは実在する水力型発電機を想定しており，水理系，ガバナおよび発電機の動特性が系統の安定性に与える影響について明らかにする。PSS ゲイン, 発電機出力目標値, 線路長を変化させた場合の分岐現象についても明らかにする。PSS ゲインが小さな値の場合，安定平衡点と安定リミットサイクルが共存しており，現実的なパラメータ値における動態安定度限界付近での現象として，線形解析では安定であると判定される場合であっても持続動揺状態が共存することがあり，系統の状態が安定平衡点から安定リミットサイクルへジャンプすることがあり得ることを示す。

第 5 章では，第 4 章で用いたモデルを簡略化し，当該電力系統のカオス的動揺を発生させる非線形要因を明らかにする。発電機本体は 3 次元モデルで表し，制御系としては一次遅れ要素で表した AVR を考慮した一機無限大母線系統に生じる分岐現象とカオス的動揺について調べる。カオス的動揺が生じる原因となる非線形要素を特定するために AVR リミタ以外の非線形要素をすべて線形化した部分線形化モデルを導出し，AVR リミタの非線形性がカオス的動揺の発生に重要であることを示すとともに，カオス的動揺の振幅が AVR リミタの上限値によって簡単に制御でき，系統の安定性に差障りが無いような小さな振幅のカオス的動揺を生じさせることも可能であることを示す。

第 6 章では，第 5 章で観察されたカオス的動揺現象が持つ動的情報を活用する一方法として, カオス同期現象を利用したパラメータ値推定を試みる。実システムのカオス的時系列データによってシミュレーションで実現した仮想同一システムを駆動し，仮想システムのパラメータ値を変化させながら両システムが同期するかどうかを検定して，実システム

のパラメータ値を推定する。一般の閉ループ系に対してカオス同期を実現するために汎用的に用いることができる双対構造を提案し，カオス同期現象を利用して一機無限大母線系統における発電機の定数を推定可能であることを示す。また，計算機シミュレーションでの検討だけでなく，マイクロコンピュータで構成した AVR 制御系を小型実験用発電機に適用し，AVR 特性を調節することでカオス的動揺を発生させ，実験データに対するカオス同期現象およびパラメータ値推定も条件を満たせば可能であることを示す。

第 7 章では，得られた成果についてまとめ，本論文を総括する。

第 1 章に関する参考文献

[1] 檜山：“電力系統への先端的制御技術応用の現状と今後”, 電気学会論文誌 B, **118-B**, pp. 2–5 (1998).

[2] 系統脱調・事故波及防止リレー技術調査専門委員会（編）：“系統脱調・事故波及防止リレー技術”, 4.3.1 節, 電気学会技術報告, No. 801, 電気学会 (2000).

[3] 垣本, 富山：“長距離くし形系統における内部共振の検証”, 電気学会論文誌 B, **119-B**, pp. 516–523 (1999).

[4] 川崎, 苗, 今村, 三谷, 辻：“非線形動的システム理論に基づく発電機動揺の動特性解析”, 電気学会論文誌 B, **120-B**, pp. 325–332 (2000).

[5] 天野, 熊野, 井上, 谷口：“電力系統における振動現象のホップ分岐理論による安定性判別”, 電気学会論文誌 B, **121-B**, 6, pp. 708–714 (2001).

[6] ファジー制御の産業応用調査専門委員会（編）：“ファジー制御の産業応用事例集”, 電気学会技術報告, No. 424, 電気学会 (1992).

[7] 寺野, 浅居, 菅野（編）：“応用ファジィシステム入門”, オーム社 (1989).

[8] 電力へのファジー技術の応用調査専門委員会（編）：“電力へのファジー技術の応用”, 電気学会技術報告, No. 625, 電気学会 (1997).

[9] 上田, 川上：“確定系の不規則現象 – duffing 方程式で表わされる電気回路をモデルとして –”, 計測と制御, **20**, 8, pp. 741–747 (1981).

[10] 平井：“非線形システムの分岐現象とカオス”, システムと制御, **28**, 8, pp. 502–512 (1984).

[11] J. M. T. Thompson, H. B. Stewart, 武者 監訳, 橋口訳：“非線形力学とカオス”, pp. 230–240, オーム社 (1988).

[12] 岩坪, 合原：“カオスとその電力分野への応用”, 電気学会論文誌 B, **114-B**, pp. 125–129 (1994).

[13] 合原, 五百旗頭：“カオス応用システム”, 朝倉書店 (1995).

[14] J. M. T. Thompson and H. B. Stewart: “A tutorial glossary of geometrical dynamics”, Int. J. Bifurcation & Chaos, **3**, 2, pp. 223–239 (1993).

[15] 合原（編）：“カオス –カオス理論の基礎と応用”, サイエンス社 (1990).

[16] 丹羽：“微分方程式と力学系の理論入門”, 遊星社 (1995).

[17] S. ウィギンス：“非線形の力学系とカオス”, シュプリンガー・フェアラーク東京 (2000).

[18] S. Hayashi, K. Hirayama, T. Sogabe, T. Toyozumi, T. Minakawa and Y. Ichikawa: “Fuzzy expert system for main transformer’s tap changer to control voltage and reactive power”, 電気学会論文誌 B, **115-B**, pp. 1337–1342 (1995).

[19] 北内, 谷口：“ファジィ発電機励磁制御システムの実験的検証–長距離串型系統における安定度向上効果–”, 電力中央研究所報告, T94008 (1995).

[20] 亀田：“送電系統に於ける特殊の電気振動現象に就て”, 電気学会誌, **50**, pp. 880–887 (1930).

[21] 後藤：“送電系統の不減衰電気振動と電気的不安定状態”, 電気学会誌, **51**, pp. 759–771 (1931).

[22] 垣本：“電力系統におけるリアプノフ関数法の研究動向”, 電気学会論文誌 B, **110-B**, pp. 97–101 (1990).

[23] P. Varaiya, F. F. Wu and R.-L. Chen: “Direct methods for transient stability analysis of power systems: Recent results”, Proc. IEEE, **73**, 12, pp. 1703–1715 (1985).

[24] 田村：“パラメータ共振と電力系統”, 電気学会論文誌 B, **112**, pp. 657–663 (1992).

[25] N. Koppel and R. B. Washburn, Jr.: “Chaotic motions in the two-degree-of-freedom swing equations”, IEEE Trans. Circ. Syst., **CAS-29**, 11, pp. 738–746 (1982).

[26] 上田, 榎本：“ある動揺方程式の引力圏について”, 電子情報通信学会技術報告, No. NLP89-11 (1989).

[27] 上田, 則安, H.B.Stewart：“挟叉軌道法による引力圏境の根元集合の解析”, 電子情報通信学会技術報告, NLP91-43, pp. 45–52 (1991).

[28] Y. Ueda, T. Enomoto and H. B. Stewart: “Applied Chaos”, chapter 8, pp. 207–218 (1992).

[29] Y. Hasegawa and Y. Ueda: “On trapped motions and separatrix structures of a two degree of freedom swing equation system”, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, **E82-A**, 9, pp. 1692–1700 (1999).

[30] H. O. Wang, E. H. Abed and A. M. A. Hamdan: “Bifurcations, chaos, and crises in voltage collapse of a model power system”, IEEE Trans. Circ. Syst., **CAS-41**, 3, pp. 294–301 (1994).

[31] 太田, 上田：“非線形負荷を含む電力系統の電圧異常現象と電圧崩壊”, 電子情報通信

学会技術報告, No. NLP96-174 (1997).

[32] H. Ohta and Y. Ueda: "Unstable limit cycles in an electric power system and basin boundary of voltage collapse", Chaos, Solitons & Fractals, **12**, 1, pp. 159–172 (2001).

[33] W. Ji and V. Venkatasubramanian: "Hard-limit induced chaos in a fundamental power system model", Electrical Power & Energy Systems, **18**, 5, pp. 279–295 (1996).

[34] 佐々木："特集： 電力分野における知能システム技術", 電気学会論文誌 B, **115**, (1995).

[35] 川本, 兼高："電力系統の分散システム同定", 電気学会論文誌 B, **116**, pp. 14–19 (1996).

[36] 岡本, 多田, 三ツ間："システム同定とロバスト安定度指定法を組み合わせた電力動揺抑制制御系の設計手法", 電気学会論文誌 B, **118**, pp. 52–62 (1998).

[37] 天野, 渡辺, 萬城："プローニー解析に基づく励磁系の同定と比率加算形ＰＳＳの自動設計方法", 電気学会論文誌 B, **118**, pp. 892–898 (1998).

[38] 片山："システム同定入門", 朝倉書店 (1994).

[39] 足立："MATLAB による制御のためのシステム同定", 東京電機大学出版局 (1996).

[40] 船橋："ニューロコンピューティング入門", オーム社 (1992).

第 2 章

ファジィ論理を用いた発電機制御系の実装

2.1 はじめに

系統動揺は，供給電力と負荷のバランスが崩れ，同期発電機の機械的入力と電気的出力との間に不均衡が生じることにより発生する。このような不均衡に対して，電力系統安定化装置（PSS）は発電機の自動電圧調整機（AVR）へ補助安定化信号を入力することにより発電機の電気的出力を制御し，またガバナ系（GOV）は機械的入力を制御して，系統を安定な定常状態へ復帰させる。

現在，実系統で使用されている AVR，PSS，GOV はアナログ回路により構成されているものも多く，制御パラメータ変更には回路の変更等を伴うため，制御パラメータは固定された状態で使用されている。さらに，これらのアナログ型制御装置は通常，線形制御装置であり，様々なタイプの事故や発電機の運転条件の変更等に対する適応性が低い。そこで，マイクロコンピュータを用いたオンライン制御や非線形制御に関する研究が盛んに行われている [1–10]。このような中，励磁制御系にファジィ論理を適用したファジィ論理型 PSS [11, 12] を始めとしてファジィ論理型発電機制御システムが提案され，計算機シミュレーションだけでなく，小型実験用発電機やアナログシミュレータを用いた制御実験によってその有効性が検証されてきた [13–16]。

本章では発電機の励磁制御システムをファジィ化する [16, 17] とともに，調速制御システムもファジィ化した統合型制御システムを汎用マイクロコンピュータと A/D, D/A 変換ボードを用いて試作し，アナログシミュレータを用いた実験によりその有効性を検証している。

本章で使用した例題系統は，事故直後の短周期の動揺モードだけでなく，現在実系統で問題となっている，動揺周期が 2〜3 秒に及ぶ長周期動揺モードが存在する串型四機無限

大母線系統である。この例題系統に対し，試作した制御装置を適用した場合と従来型の制御装置を適用した場合とを比較検討し，本制御システムにより応答特性や安定限界極限電力が向上することを検証する。

2.2 ファジィ論理を用いた発電機安定化制御

本節では，試作制御システムに用いた統合型発電機制御則について述べる。制御系から出力される励磁制御信号および速度制御信号は，ファジィ論理を用いた制御則によって決定されている。

2.2.1 ディジタルフィルタによる信号処理

発電機の観測信号は，A/D 変換を経て計算機内に取り込まれ，ディジタル的にフィルタリング処理が施されて，制御信号となる。本項では，以後に示す制御系のブロック図に用いるディジタルフィルタについて述べる。ブロック図中で D, I, R の記号で表されるブロックは,

D : 微分器 (Differentiator)

I : 積分器 (Integrator)

R : リセットフィルタ (Reset filter)

を意味し，それぞれの連続伝達関数は

$$D \quad : \quad \frac{s}{1+sT_D} \tag{2.1}$$

$$I \quad : \quad \frac{1}{s} \tag{2.2}$$

$$R \quad : \quad \frac{sT_R}{1+sT_R} \tag{2.3}$$

である。ここで T_D, T_R は，微分器およびリセットフィルタの時定数である。これら時定数を適切に設定することにより，微分器 D ではノイズ成分を拡大することなく対象信号の微分値が得られ，リセットフィルタ R では対象信号の定常値からの偏差信号が得られる。

これらのフィルタを制御プログラム内で実装する段階では，ラプラス演算子 s を離散演算子 z へ変換することにより，対応する離散伝達関数を求め，デジタルフィルタとして実装する。ラプラス演算子 s の離散演算子 z への変換は，次の双一次変換によって行っている。

$$s = \frac{2}{\Delta T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \tag{2.4}$$

ただし，ΔT はサンプリング間隔を表す。従って，連続伝達関数 $H(s)$ を与えたとき，対応する離散伝達関数 $H(z^{-1})$ は次式で求められる。

$$H(z^{-1}) = H(s)\big|_{s=\frac{2}{\Delta T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \tag{2.5}$$

こうして求めたディジタルフィルタは，サンプリング間隔 ΔT が十分に短ければ連続系で設計したものと同等の特性を有している。

なお，

$$\frac{s}{1+sT_D} = \frac{1}{T_D}\left(1 - \frac{1}{1+sT_D}\right) \tag{2.6}$$

$$\frac{sT_R}{1+sT_R} = 1 - \frac{1}{1+sT_R} \tag{2.7}$$

と書き換えることができるので，微分器とリセットフィルタの出力信号は（入力信号の定数倍）と（入力信号の一次遅れ要素通過後の信号）とを合わせたものになる。したがって，直接的な数値微分とは違い，時間的変化の速いノイズに弱いという弱点は無い。

2.2.2　ファジィ論理を用いた制御系の構成

本研究で試作した統合型発電機制御システムの基本構成を図 2.1 に示す。制御信号を算出するための観測信号としては，励磁系（図 2.1 中での Voltage Control Loop と Damping Control Loop）では発電機の端子電圧 V_t(p.u.) と有効電力P_e(p.u.) を使用し，ガバナ系（図 2.1 中での Speed Control Loop）では発電機回転角速度 ω_r (rad/s) を使用している。計算機内で算出された励磁制御信号 U_e は速応性を有するサイリスタ励磁機へ，速度制御信号 U_g は蒸気バルブサーボシステムへ入力される。

観測信号は A/D 変換器を介して制御信号を算出するマイクロコンピュータ（図 2.1 で破線で囲まれた範囲）に取り込まれ，算出された制御信号は D/A 変換器を介して出力される。マイクロコンピュータ内で扱う各信号は，サンプリング時間毎に測定もしくは算出されるサンプル値データである。なお，k はサンプリング時刻を表す。

以下では，図 2.1 の各制御ループについて説明する。

(1) 励磁制御系における信号処理

励磁制御系は，図 2.1 における電圧制御ループ (Voltage Control Loop) と系統動揺抑制ループ (Damping Control Loop) により構成されている。電圧制御ループは，電力系統に状態変化が生じて平衡状態が崩れても，新しい平衡状態に回復し安定に運転するためのものであり，系統動揺抑制ループは，電力系統に生じた電力動揺を速やかに抑制し，発電機を安定かつ継続的に運転するためのものである。通常型 AVR において通常型 PSS

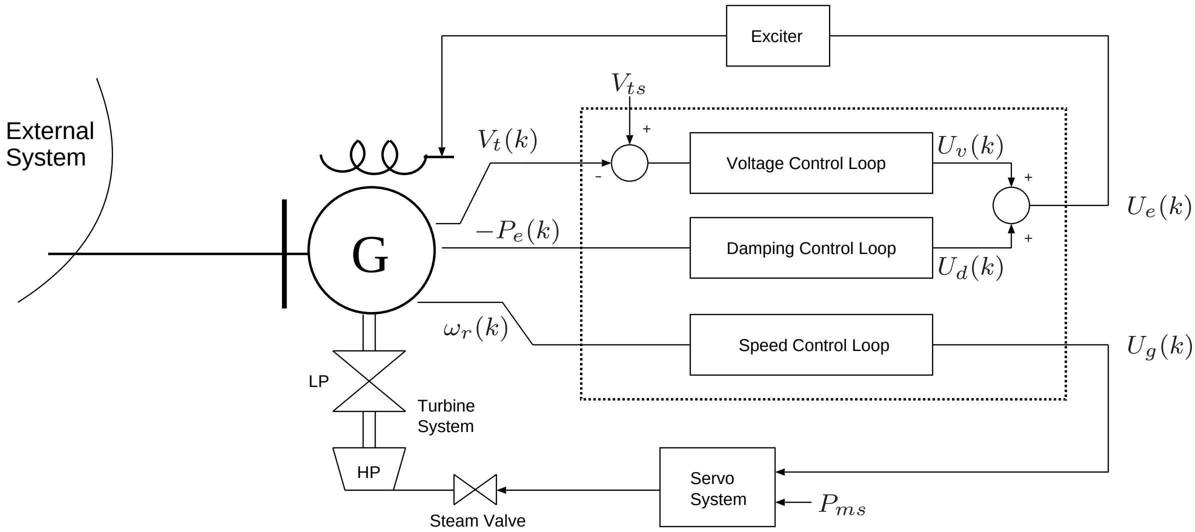


図 2.1　統合型発電機制御システムの基本構成

からの信号が追加されて AVR の出力信号となるのと同様に，励磁機への出力信号 U_e はこれらの 2 つのループからの出力信号の和として求められる。

この励磁制御系だけで構成された（ガバナ系を含まない）制御系を，ファジィ論理型励磁制御装置 (Fuzzy Logic Excitation System; FLEX) と呼ぶ。

(a) 電圧制御ループ（ファジィ論理型 AVR）

電圧制御ループは従来の AVR に相当するが，ファジィ制御則を用いているため位相補償部が不要であり，高い制御性能を有する。図 2.2 に電圧制御ループのブロック図を示す。この電圧制御ループでは，入力信号として発電機端子電圧 $V_t(k)$ (p.u.) を用い，基準電圧 V_{ts} (p.u.) との差をとることで，誤差情報 $\varepsilon(k)$ と誤差の微分情報 $\varepsilon_a(k)$ とが算出される。この二つの情報から 2.2.3 項で述べるファジィ制御則に従って $U_v^*(k)$ を計算し，さらに後段の PI（Proportional and Integration; 比例積分）制御部を通すことにより電圧制御信号 $U_v(k)$ を得る。

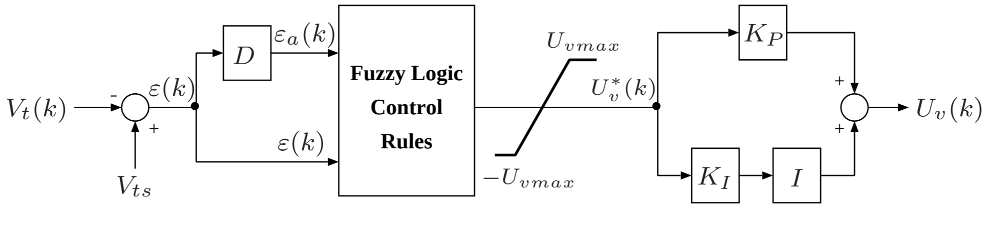


図 2.2　電圧制御ループのブロック図

(b) 系統動揺抑制ループ（ファジィ論理型 PSS; FLPSS）

従来の電力系統安定化装置 (PSS) に相当するもので系統安定化効果を高めたものである。図 2.3 に系統動揺抑制ループのブロック図を示す。通常型の PSS と同様に，入力信号としては発電機有効電力 P_e (p.u.) を用いている。図 2.3 に示すようなディジタルフィルタ処理を施すことにより，観測信号である $P_e(k)$ から発電機の角加速度情報 $Z_a(k)$，角速度偏差情報 $Z_s(k)$ を導いている。リセットフィルタ R_1, R_2 を通過しているため，定常状態においては，これらの量はすべて 0 となる。有効電力 $P_e(k)$ から $Z_a(k)$，$Z_s(k)$ を導くことについては付録 B に記述している。発電機の状態に応じて，2.2.3 項で述べる簡単なファジィ論理制御則に基づき安定化信号 $U_d(k)$ の値がサンプリング時刻毎に更新される。既存の通常型 AVR と組み合わせて使用することを前提として，この図 2.3 の制御ループだけを独立させて用いた制御系がファジィ論理型 PSS [11, 12] である。

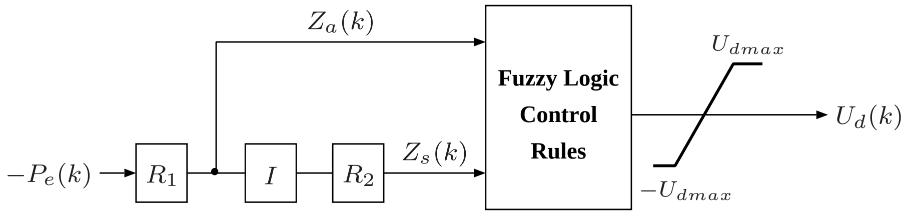


図 2.3　系統動揺抑制ループのブロック図

(2) ガバナ系における信号処理

試作制御系においてガバナ系に相当する部分は，図 2.1 で調速制御ループ (Speed Control Loop) として表される部分である。図 2.4 に調速制御ループのブロック図を示す。この調速制御ループでは，入力信号として発電機角速度 $\omega_r(k)$ を用い，ディジタルリセットフィルタ R を通すことで発電機角速度偏差信号 $\Delta\omega(k)$，さらにディジタル微分フィルタ D を通すことで角加速度信号 $\Delta\omega_a(k)$ が算出される。これらの情報に基づき 2.2.3 項で述べるファジィ制御則によって速度偏差信号 $U_g(k)$ を得る。

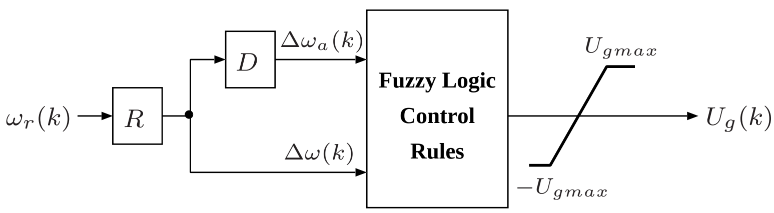


図 2.4　調速制御ループのブロック図

2.2.3 ファジィ制御則

本項では，各制御ループの出力信号を決定するファジィ制御則（各制御ループ図内で「Fuzzy Logic Control Rules」と記したブロックでの処理）について述べる。

(1) 位相平面図

発電機の各サンプリング時刻 k での発電機動作状態を図 2.5 に示される位相平面図によって表現する。位相平面図の横軸，縦軸に用いる信号をそれぞれ $X(k)$，$Y(k)$ とする。位相平面図上で発電機の動作状態 $p(k)$ を次のように表す。

$$p(k) = [X(k),\ A_s Y(k)] \tag{2.8}$$

ただし，A_s はスケーリングファクタであり，位相平面の縦軸のスケーリングを変化させるパラメータである。なお前項までに述べたように，電圧制御ループ，系統動揺抑制ループ，調速制御ループについて，$X(k)$，$Y(k)$ は，

$$X(k) = Z_s(k), \quad Y(k) = Z_a(k) \quad \text{（系統動揺抑制ループ）} \tag{2.9}$$

$$X(k) = \varepsilon(k), \quad Y(k) = \varepsilon_a(k) \quad \text{（電圧制御ループ）} \tag{2.10}$$

$$X(k) = \Delta\omega(k), \quad Y(k) = \Delta\omega_a(k) \quad \text{（調速制御ループ）} \tag{2.11}$$

となる。

位相平面において，座標原点 O は当該発電機を含む電力系統の安定平衡点を表している。したがって，電力系統の安定化制御は動作点をできるだけ速やかに座標原点 O へと移すことが目的となる。この位相平面を利用してファジィ論理的に制御信号を決定する。なお，図 2.5 の極座標変数である $D(k)$, $\theta(k)$ は，

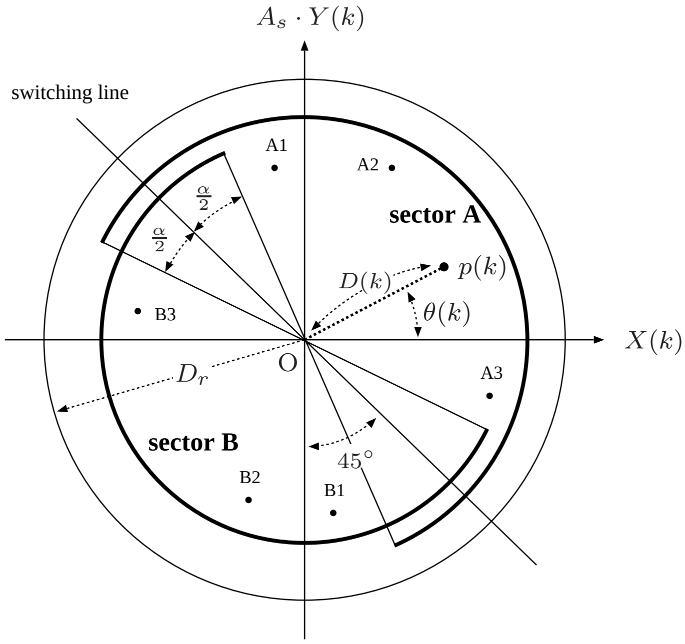
$$D(k) = \sqrt{X(k)^2 + (A_s Y(k))^2} \tag{2.12}$$

$$\theta(k) = \tan^{-1} \frac{A_s \cdot Y(k)}{X(k)} \tag{2.13}$$

と表される。

(2) 制御則の物理的意味

本項では，系統動揺抑制ループの場合，すなわち式 (2.9) のように，$X(k)$ が角速度偏差情報 $Z_s(k)$ であり，$Y(k)$ が角加速度情報 $Z_a(k)$ である場合を例に取り，物理的意味をふまえて，位相平面情報を用いた安定化制御則について述べる。他の制御ループ（電圧制御ループ，調速制御ループ）についても考え方は同じである。



$p(k)$	:	発電機動作点
α	:	領域 A と領域 B が重なる領域の角度
$\theta(k)$	:	発電機動作点 $p(k)$ の横軸に対する位相角
$D(k)$	:	発電機動作点 $p(k)$ と原点 O との距離
D_r	:	$D(k)$ に対する制御パラメータ

図 2.5　位相平面図（2 次元）

図 2.5 に示されるように，位相平面は二つの領域に分けて考えることができる。第 1，第 2，第 4 象限にある領域 A（sector A）では発電機に対して減速制御が要求され，第 2，第 3，第 4 象限にある領域 B（sector B）では加速制御が要求される。図 2.5 において，発電機動作点 $p(k)$ が A1，A2，A3，B1，B2，B3 の各点にある場合の制御は次のように考えられる。

- 動作点 $p(k)$ が A1 にある場合，$X(k)$ はほぼ同期速度に等しくなっているが，$Y(k)$ が正でかつ非常に大きいため発電機は加速状態にある。従って，発電機に対して減速制御が要求される。
- 動作点 $p(k)$ が A2 にある場合，$X(k), Y(k)$ がともに正でかつ大きいため，発電機は加速状態にある。従って，発電機に対して減速制御が要求される。
- 動作点 $p(k)$ が A3 にある場合，$Y(k)$ は負で発電機は減速状態にあるが $X(k)$ は正でかつ大きいため，発電機に対して減速制御が要求される。
- 動作点 $p(k)$ が B1，B2，B3 にある場合はそれぞれ A1, A2, A3 と全く反対の事象であり，発電機に対して加速制御が要求される。

以上のことからわかるように，減速制御および加速制御の切り替えは図 2.5 の第 2・

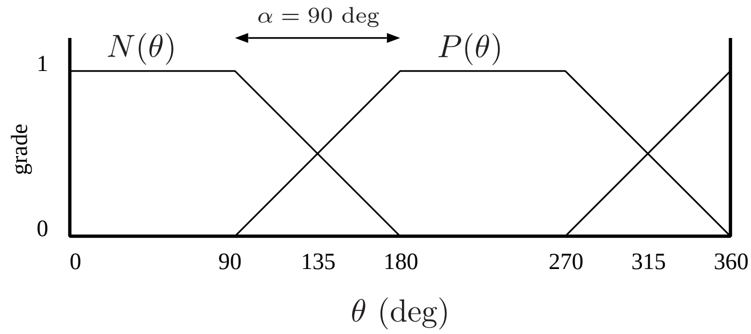


図 2.6　位相角 θ に関する加速および減速のメンバシップ関数

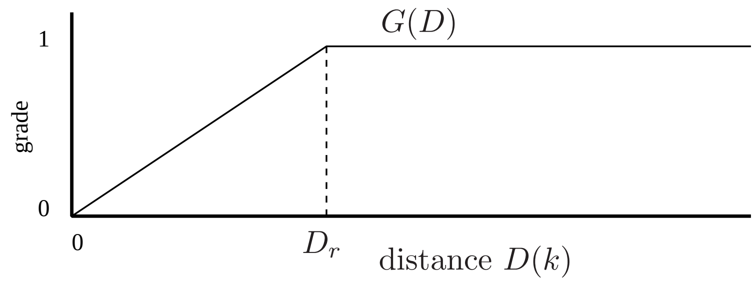


図 2.7　距離に関するメンバシップ関数 $G(D)$

第 4 象限にある切り替え線（switching line）により行えばよい。この 2 つの領域は，台形型メンバシップ関数を用いて図 2.6 のように表現することができる。図において，減速制御領域 A は減速制御メンバシップ関数 $N(\theta(k))$，加速制御領域 B は加速制御メンバシップ関数 $P(\theta(k))$ で表現している。ただし，図 2.6 は領域 A と領域 B が重なる領域の角度 α が 90 deg のケースを示している。位相角 θ についての加減速メンバシップ関数の値の和は 1 である。

$$P(\theta(k)) + N(\theta(k)) = 1 \tag{2.14}$$

また，制御信号の大きさは，原点 O と動作点 $p(k)$ との距離 $D(k)$ を用いて導出される。そのメンバシップ関数 $G(D(k))$ は図 2.7 のように定めている。図 2.7 を式を用いて表すと次のようになる。

$$G(D(k)) = \begin{cases} \dfrac{D(k)}{D_r} & (D(k) \leq D_r) \\ 1.0 & (D(k) > D_r) \end{cases} \tag{2.15}$$

ただし，$D(k)$ は原点 O から動作点 $p(k)$ までの距離 $|p(k)|$ であり，D_r は動作点距離 $D(k)$ に関する制御パラメータとなっている。$G(D(k))$ を用いることにより動作点距離に

応じて制御信号の大きさが調整される。

(3) 安定化信号の決定

以上のように，位相平面上の動作点 $p(k)$ の位相角 $\theta(k)$ より減速制御メンバシップ関数 $N(\theta(k))$ および加速制御メンバシップ関数 $P(\theta(k))$ の値が決定される。これらと距離に関するメンバシップ関数 $G(D(k))$ を用いて，制御信号 $U(k)$ を重み付き平均により次のように算出することとした。

$$U(k) = \frac{N(\theta(k)) - P(\theta(k))}{N(\theta(k)) + P(\theta(k))} G(D(k)) U_{max} \tag{2.16}$$

$$= [2N(\theta(k)) - 1] G(D(k)) U_{max} \tag{2.17}$$

$|[2N(\theta(k)) - 1] G(D(k))| \leq 1$ であるので，U_{max} は $U(k)$ の最大値である。このようにして，図 2.3 から図 2.4 に示す系統動揺抑制ループ，電圧制御ループ，調速制御ループに含まれる「Fuzzy Logic Control Rules」と記したブロックの出力信号 $U_d(k)$, $U_v^*(k)$, $U_g(k)$ が算出される。

以上の制御則において，制御性能に係わる基本パラメータは 3 つある。スケーリングファクタである A_s, 2 つのメンバシップ関数 $N(\theta(k))$ と $P(\theta(k))$ の重なり角を表す α, および動作点距離に関するパラメータである D_r である。これらのパラメータは，制御系設置の際に，外乱印加実験を行って試行錯誤的に最適化される。最適化の際の動揺抑制効果の指標としては，式 (2.18) を用い，すべての Unit に対し評価を行った。

$$J_P = \sum_k (\omega(k) \cdot k \cdot \Delta T)^2 \tag{2.18}$$

この性能評価指標は，時間に関して重みがかかっており，短時間で動揺を抑制することを重視している。

2.3 アナログシミュレータを用いた実験環境

2.3.1 アナログシミュレータの構成

試作制御システムの検証には九州電力総合研究所のアナログシミュレータ (Analog Simulator) [18] を用いた。以後このアナログシミュレータを AS と記す。

AS はシミュレータ本体と支援用計算機により構成されている。AS の外観を図 2.8 に示す。AS の特徴として以下のような事項が挙げられる。

- シミュレータを構成する系統要素モジュールは，実機の電気的特性をそのまま保ち

図 2.8　アナログシミュレータ（AS）の外観

小型化した縮小モデルを使用している。縮小モデルが困難なものは，数式モデルによるアナログ回路で構成している。

- 回路損失を極力実機に近づけている。
- 発電機や変圧器の飽和特性が模擬可能である。
- 機器モデルへの定数設定は，可能な限り支援用計算機から行えるように設計されている。
- シミュレータ動作の制御及びデータ処理はすべて支援用計算機で行える。
- 系統現象の長時間計測が可能である。
- 系統監視盤が設置されており，事故時の系統動揺などを図式的に表現できる。

2.3.2　試作した制御装置

試作した統合型発電機制御装置の外観を図 2.9 に, 構成の概略を図 2.10 に示す。試作した制御装置は，汎用マイクロコンピュータの機能を持つ CPU ボード，A/D および D/A 変換器，絶縁直流増幅ボードにより構成されている。

AS の発電機モジュールの各出力端子のアナログ電圧信号が，絶縁アンプと A/D 変換器を介してマイクロコンピュータ内に取り込まれる。A/D 変換器の入力チャンネルは 8 チャンネルあり，発電機諸量 P_e，V_t，ω の測定値を入力するチャンネルはそのうち 3 チャンネルで，残りの 5 チャンネルにはポテンショメータを装備し，制御パラメータ値（K_P，A_{sv}，D_{rv}，D_{rs}，A_{ss} 等）の調整用に使用した。これにより制御プログラムを動かした状態においても，複数の制御パラメータを調整することができる。

取り込まれた信号はマイクロコンピュータ内でフィルタリング処理され，前述のファ

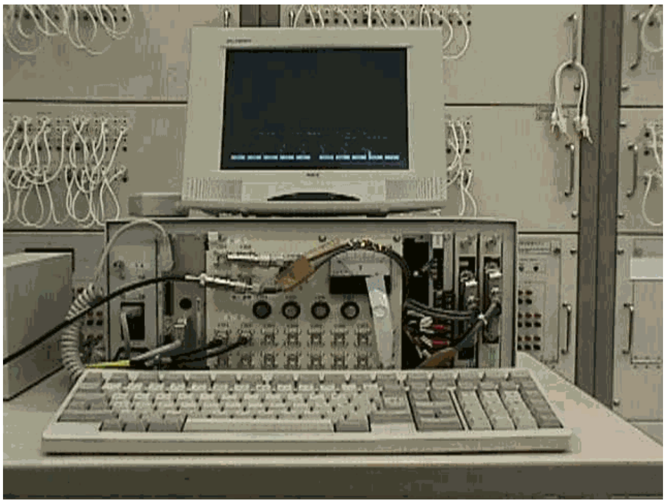


図 2.9　試作した制御装置の外観

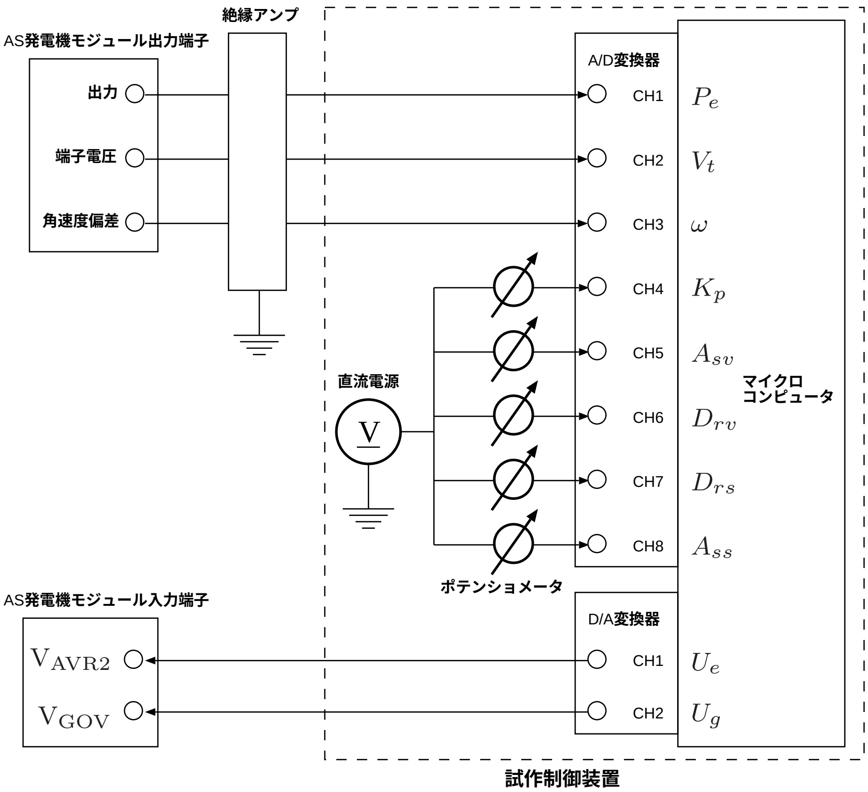


図 2.10　試作制御装置の構成

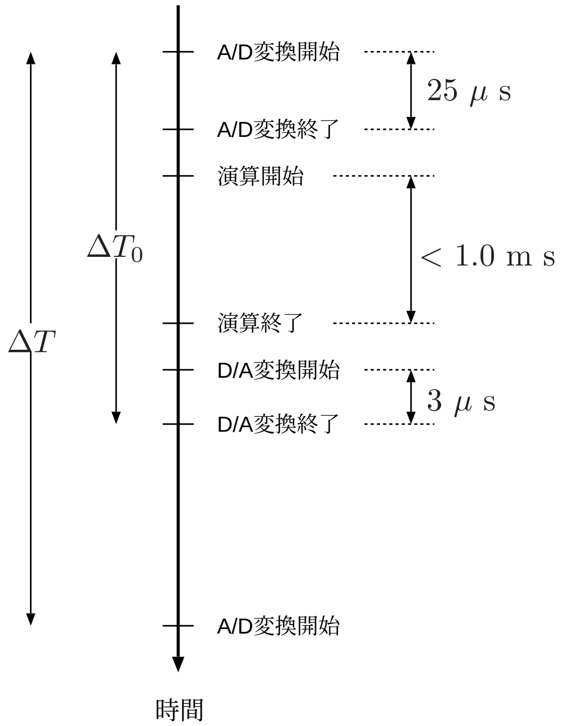


図 2.11　1 サンプリング間隔毎の処理手順

ジィ制御則に従い制御信号が算出される。

D/A 変換器の出力チャンネルは 2 チャンネルあり，マイクロコンピュータ内で算出された制御信号が，D/A 変換器の出力チャンネルから AS の発電機モジュールへ渡される。励磁制御信号 U_e，速度制御信号 U_g は，それぞれ端子 $\mathrm{V_{AVR2}}$，$\mathrm{V_{GOV}}$（図 2.14 と図 2.16 も参照）に入力される。

試作制御装置における 1 サンプリング間隔毎の処理手順を図 2.11 に，制御用プログラムのフローチャートを図 2.12 に示す。CPU ボード上の CPU は，Intel 80486DX であり，すべての制御ループの制御信号の計算に要する演算時間（図 2.11 の ΔT_0）は 1ms 以下になっており，この演算時間による制御の時間遅れの問題は全くないといえる。サンプリング時間 ΔT は 10ms に設定した。

2.3.3　制御装置の性能検証に用いた系統

近年の電力系統運用においては，AVR や PSS などの制御装置を設置するなど，様々な安定化対策が取られるようになっているものの，電力需要の増加や電源設備拡充の遅れなどにより低いマージンでの運用が避けられない状況になりつつある。そのため，事故直後の過渡動揺を対象とした過渡安定度だけでなく，2〜3 秒あるいはこれ以上の周期を持ち減衰性の悪い長周期動揺も顕在化しつつあり，大きな問題となっている。本研究では，短

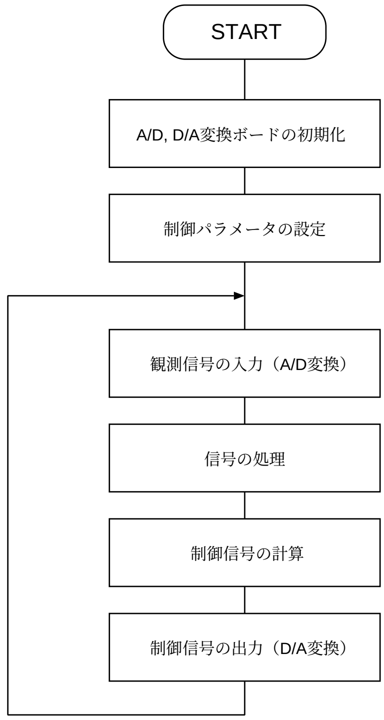


図 2.12　制御プログラムのフローチャート

周期動揺と長周期動揺の両方を持つ串型四機無限大母線系統を構成して，制御性能の検証のための実験を行った。

本研究で使用した串型四機無限大母線系統を図 2.13 に示す。これは第 3 章で行う電力中央研究所での実験の際に用いた系統 [19] と同一の構成である。この系統は前述の長短両周期の動揺モードを含んでいるため試作制御装置の性能の評価に適している。各 Unit の発電機は，全て火力機型である。また Unit2，Unit3，Unit4 の発電機出力は，それぞれ 0.4 p.u.，0.6 p.u.，0.6 p.u. に固定しており，Unit1 の発電機出力のみを可変として制御性能の検証行い，安定限界極限電力を調べる。表 2.1 に各 Unit の発電機の諸定数を示す。Unit1，Unit4 には自励式の励磁装置が，また Unit2，Unit3 には他励式の励磁装置が設置されている。試作したファジィ論理型統合型制御装置を使用する場合は，Unit4 に設置した。

2.3.4　アナログシミュレータ内の制御系の構成

(1) 励磁制御部

図 2.14 に AS の励磁系のブロック図を示す。表 2.2 には通常型の AVR を用いる場合の Unit1 から Unit4 までの各発電機の励磁系の各パラメータを示す。図 2.14 における右端の乗算要素への入力は，自励式の励磁装置の場合は V_t であり，他励式の励磁装置の場合

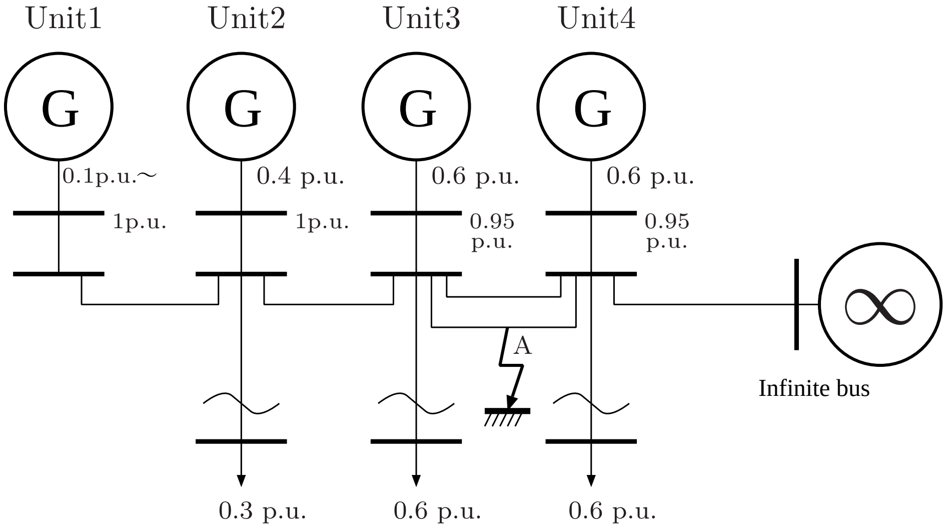


図 2.13 串型四機無限大母線系統

表 2.1 各発電機の諸定数（各定数の意味については巻頭の記号一覧を参照）

Unit No.	M(s)	X_d(p.u.)	X'_d(p.u.)	X_q(p.u.)	X'_q(p.u.)	T'_{do}(s)	T'_{qo}(s)
1	8.05	1.860	0.440	1.350	1.340	0.733	0.0873
2	7.00	1.490	0.252	0.822	0.821	1.500	0.1270
3	6.00	1.485	0.509	1.420	1.410	1.550	0.2675
4	8.05	1.860	0.440	1.350	1.340	0.733	0.0873

は 1（一定値）である。Unit1 と Unit4 は自励式の励磁装置を想定しているので乗算要素への入力は V_t であり，Unit3 と Unit4 については他励式の励磁装置を想定しているので 1 とする。

Unit4 に試作した制御装置を設置する場合には，励磁系のパラメータに表 2.3 の値を用いる。試作した制御装置の電圧制御ループおよび系統動揺抑制ループには位相補償が含まれているので，通常型 AVR に含まれる位相補償ブロックを必要としない。そのため，表 2.3 には位相補償に関する定数は含まれていない。統合型発電機制御システムからの励磁制御信号 U_e は図 2.14 の $\mathrm{V_{AVR2}}$ に入力される。

図 2.15 には比較のために用いた通常型 PSS（CPSS）の構成を示す。通常型 PSS はリセットフィルタ，ゲインブロック，および二段の位相補償回路により構成されており，ゲインおよび時定数の調節により，指定された動揺モードの減衰特性を改善することができる。この通常型 PSS のパラメータ値設定は，式 (2.18) の指標に基づいて計算機シミュレーションによって最適化されたものである。

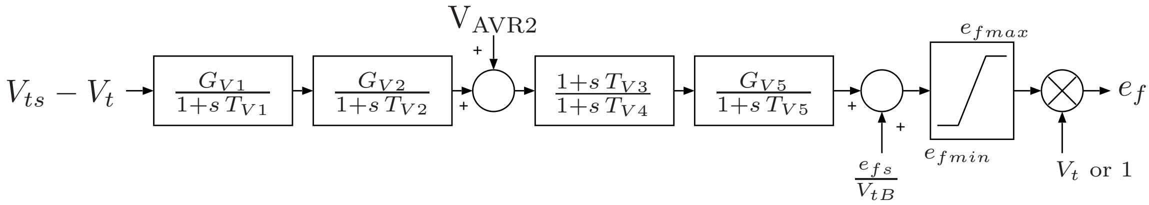


図 2.14　AS の励磁系

表 2.2　通常型の AVR を用いる場合の励磁系のパラメータ設定

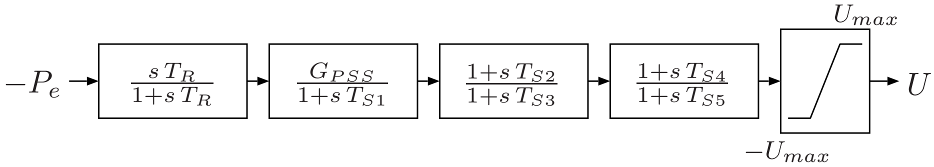
（パラメータの意味については図 2.14 を参照）

Unit 1 & Unit 4 :	G_{V1}= 1.0, T_{V1}= 0.013 s, G_{V2}= 10.0, T_{V2}= 0.013 s, T_{V3}= 3.0 s, T_{V4}= 10.0 s, G_{V5}= 6.48, T_{V5}= 0.2 s, e_{fmax}= 7.6, e_{fmin}= −5.2
Unit 2 & Unit 3 :	G_{V1}= 1.0, T_{V1}= 0.01 s, G_{V2}= 19.2, T_{V2}= 0.013 s, T_{V3}= 3.0 s, T_{V4}= 0.2 s, G_{V5}= 1.0, T_{V5}= 0.002 s, e_{fmax}= 5.71, e_{fmin}= −5.71 （ただし Unit3 については，e_{fmax}= 5.2, e_{fmin}= −5.2）

表 2.3　試作制御装置を用いる場合の励磁系のパラメータ設定

（パラメータの意味については図 2.14 を参照）

Unit 4 :	$G_{V1} = 0$, $G_{V2} = 0$, $T_{V3} = 0.2$ s, $T_{V4} = 0.2$ s, $G_{V5} = 6.48$, $T_{V5} = 0.02$ s, $e_{fmax} = 7.6$, $e_{fmin} = -5.2$



T_R=4 s, G_{PSS}=10 s, T_{S1}=0.025 s, T_{S2}=0.138 s,
T_{S3}=0.19 s, T_{S4}=0.136 s, T_{S5}=0.19 s, U_{max}= 1.0

図 2.15　通常型 PSS

通常型 PSS を用いる場合は，励磁系のパラメータは表 2.2 の設定とした上で補助安定化信号 U は図 2.14 の $\mathrm{V_{AVR2}}$ に入力される。

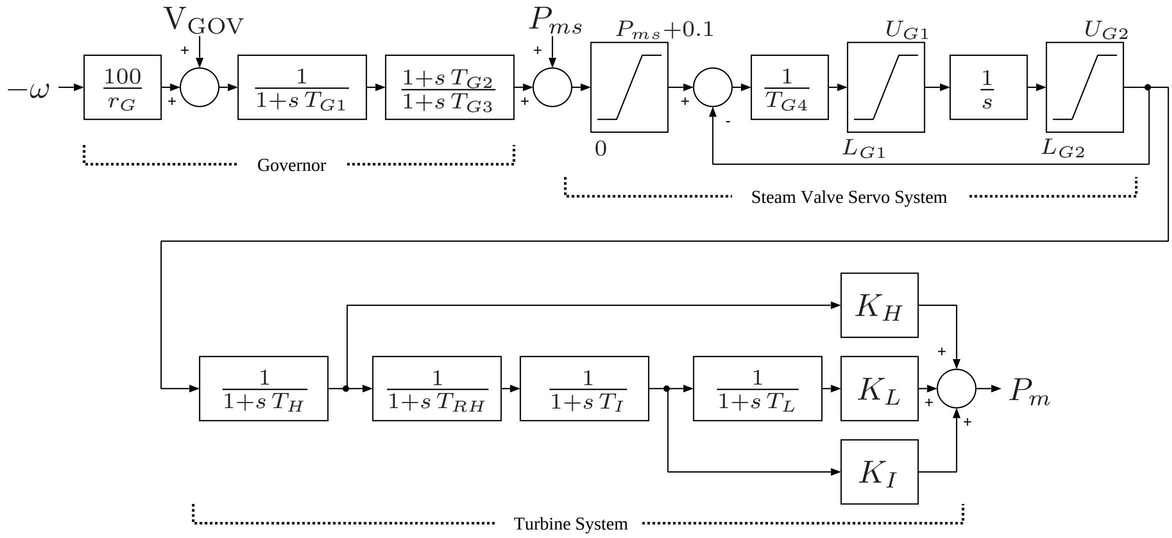


図 2.16　AS のガバナ部の構成

表 2.4　通常型のガバナ制御系を含む Unit4 のガバナ部のパラメータ設定

（パラメータの意味については図 2.16 を参照）

r_G= 4.0, T_{G1}= 0.08 s, T_{G2}= 0.0 s, T_{G3}= 0.04 s, T_{G4}= 0.1 s,
U_{G1}= 0.2, L_{G1}= −0.5, U_{G2}= 1.2, L_{G2}= 0, T_H= 0.44 s,
T_{RH}= 10.0 s, T_I= 0.08 s, T_L= 0.58 s, K_H= 0.31, K_I= 0.24, K_L= 0.45

(2) **ガバナ部**

図 2.16 に AS のガバナ部の構成を示す。ガバナ部はガバナ (調速機)，蒸気バルブサーボシステム，タービンシステムから成る。ガバナ部を考慮するのは Unit4 のみである。表 2.4 に通常型のガバナ制御系を含む Unit4 のガバナ部のパラメータ設定を示す。

ファジィ論理を用いたガバナを設置する場合は，最初のブロックのゲインを 0 にする（$r_G = \infty$）とともに，パラメータ T_{G2} と T_{G3} を 1.0 s に変更した。それ以外のパラメータは表 2.4 に示す値と同じものを使用した。ファジィ論理を用いたガバナからの制御信号 U_g は，図 2.16 の $\mathrm{V_{GOV}}$ へ入力される。

表 2.5　統合型発電機制御システムのパラメータ設定値

（パラメータの意味については 2.2.2 項, 2.2.3 項を参照）

電圧制御ループ：	T_{Dv}= 0.2 s, D_{rv}= 0.1, A_{sv}= 1.0, K_P= 0.1, K_I= 0.3, U_{vmax}= 1.0
系統動揺抑制ループ：	D_{rd}= 0.05, A_{sd}= 0.1, T_{R1}= 3.0 s, T_{R2}= 0.5 s, U_{dmax}= 1.0
調速制御ループ：	T_{Ds}= 0.2 s, D_{rs}= 12.57, A_{ss}= 1.0, T_{Rg}= 0.1 s, U_{gmax}= 0.7

2.4　統合型発電機制御システムを用いた制御実験

2.4.1　想定事故

通常型の制御装置と，本研究で試作した制御装置の比較検証にあたり，図 2.13 の串型四機無限大母線系統を AS を用いて構成し，三相地絡事故を想定し実験を行った。三相地絡事故は，電力系統において最も苛酷な地絡事故である。母線間の A 地点において二回線送電中片側一回線が地絡する三相地絡事故を想定し，事故後 4 サイクルで回線遮断をし再閉路は行わないものとする。事故後に回線遮断をするため片側一回線による送電となり，事故前に比べて系統の安定度が劣化し制御が難しくなる。

2.4.2　制御パラメータの設定

実験で使用した統合型発電機制御システムの制御パラメータの設定値を表 2.5 に示す。試作したファジィ論理型制御装置の制御パラメータの設定の際に，通常型制御装置と公平な制御性能比較をするため，ゲイン設定において以下の制約を設けている。

$$\text{系統動揺抑制ループ：}\quad A_{sd}U_{dmax}/D_{rd} \leq 10.0 \tag{2.19}$$

$$\text{電圧制御ループ：}\quad \sqrt{{K_P}^2 + (K_I/(2\pi f))^2}\ A_{sv}U_{vmax}/D_{rv} \leq 10.0 \tag{2.20}$$

$$\text{調速制御ループ：}\quad A_{ss}U_{gmax}/D_{rs} \leq 0.08 \tag{2.21}$$

これは，周波数領域での解析結果 [20] に基づき，各制御ループのゲインが，対応する通常型制御装置のブロックのゲイン設定を越えないという条件である。なお，電圧制御ループのゲイン設定条件での f は動揺モードの周波数であり，対象系統での長周期，短周期の動揺周波数を考えると，0.3 Hz から 1 Hz の範囲を考慮すればよい。

表 2.6　各実験ケースに対する Unit1 の安定限界極限電力

Case No.	Unit1	Unit2	Unit3	Unit4	Unit1 の安定限界極限電力
1	AVR	AVR	AVR	CPSS	0.47 p.u.
2	AVR	AVR	AVR	CPSS CGOV	0.39 p.u.
3	AVR	AVR	AVR	FLEX	0.69 p.u.
4	AVR	AVR	AVR	FLEX CGOV	0.72 p.u.
5	AVR	AVR	AVR	統合型	0.76 p.u.
6	CPSS	CPSS	CPSS	CPSS	0.59 p.u.
7	CPSS	CPSS	CPSS	CPSS CGOV	0.62 p.u.
8	CPSS	CPSS	CPSS	FLEX	0.71 p.u.
9	CPSS	CPSS	CPSS	FLEX CGOV	0.78 p.u.
10	CPSS	CPSS	CPSS	統合型	0.79 p.u.

CPSS　:　通常型電力系統安定化装置
CGOV　:　通常型調速機
FLEX　:　ファジィ励磁制御装置（図 2.1 で調速制御ループを除いたもの）

2.4.3　制御実験結果

制御実験は表 2.6 に示すような制御系の組合せで行い，各ケースについて Unit1 の出力を漸増させながら前述の三相地絡事故事故を生じさせ，すべての発電機が脱調しなかった最大出力を記録することで Unit1 の安定限界極限電力を測定した。Unit4 に設置する制御系を様々に変化させることで各制御系の効果を検証した。表中の FLEX とはファジィ励磁制御装置のことで，統合型制御装置（図 2.1）から調速制御ループを除いたものである。いずれの実験ケースについても Unit1 から Unit3 の調速機の動作は考慮していない。また，上半分のケースでは Unit1 から Unit3 には電力系統安定化装置は設置されていない。実験においては，Unit1 の出力を 0.30 p.u. に設定した状態で制御パラメータの調整を行っており，Unit1 の出力設定を変更した場合でも制御パラメータの再調整は行ってい

ない。

図 2.17 および図 2.18 に，本実験により得られた Unit4 の代表的な応答波形を示す。図 2.17 は Case No.7 の場合で，Unit1 から Unit3 までに CPSS を用い，Unit4 には CPSS および CGOV を用いた場合の結果である。図 2.17 に示されるように，例題系統には短周期および長周期の複合動揺モードが見られ，通常型の制御系では動揺抑制効果が十分とは言えない。図 2.18 は Case No.10 の場合で，Unit1 から Unit3 までに CPSS を用い，Unit4 には試作した統合型制御装置を適用した場合の結果である。統合型発電機制御により，上記両モードの動揺が，通常型制御と比較して大きく抑制されていることがわかる。

表 2.6 の全ての Case No. の結果を比較して分かるように，試作した統合型発電機制御装置を用いた場合に最大の安定度極限電力が得られており，提案する統合型制御方式の有効性が確認できる。Unit1 から Unit3 に通常型電力系統安定化装置 (CPSS) を設置した場合（下半分のケース）では，安定化領域がさらに拡大されていることが分かる。

2.5　まとめ

本章では，ファジィ論理型制御則を用いた統合型発電機制御システムを試作した。また，その制御性能の検証を行うため，長短両周期の動揺モードが存在する串型四機無限大母線系統を例題系統とし，アナログシミュレータを用いた制御実験を行った。その結果，以下の事が明らかになった。

- 従来型の発電機制御装置を用いた場合に比べ，大幅に安定限界極限電力を向上させることができた。従来型の制御装置を併用する場合も問題無く運用でき，高い制御効果を発揮した。
- 試作した制御装置は，励磁制御系とガバナ系の両方に同様の制御則を用いた簡単なシステム構成になっているが，発電機運転点が移り系統状態が変化した場合もパラメータ設定値を再調整しなくとも高い制御性能を持つことが分かった。本制御装置で用いたファジィ論理型制御則の特長が現れているものと考えられる。
- 短周期動揺と長周期動揺の両方に対して抑制効果が得られた。通常型の制御系ではそれぞれ個別の制御ループを設けるなどして対応せざるを得ないのに対して，本研究で試作した統合型発電機制御システムは長短両周期の動揺に対し制動効果が高く，広い安定領域を有することが分かった。

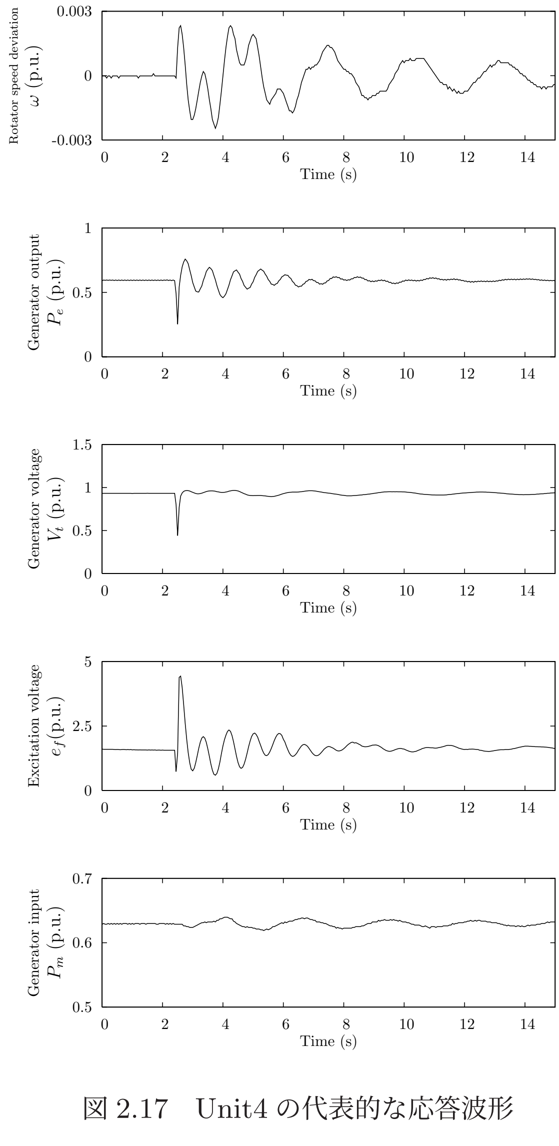


図 2.17　Unit4 の代表的な応答波形

（Case No. 7，Unit1 出力 = 0.55 p.u.）

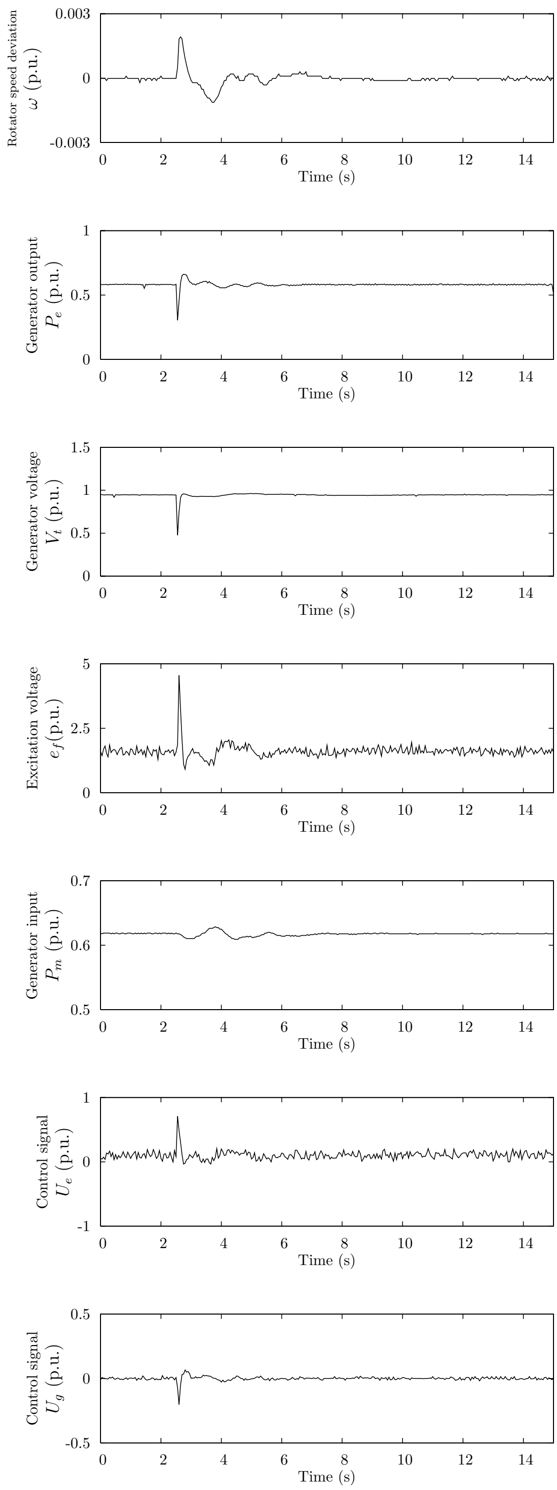


図 2.18　Unit4 の代表的な応答波形

（Case No. 10，Unit1 出力 = 0.55 p.u.）

第 2 章に関する参考文献

[1] D. Xia and G. T. Heydt: "Self-tuning controller for the generator excitation control", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, **PAS-102**, pp. 1877–1885 (1983).

[2] A. Ghosh, G. Ledwich, O. P. Malik and G. S. Hope: "Power system stabilizer based on adaptive control techniques", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, **PAS-103**, 8, pp. 1983–1989 (1984).

[3] S. J. Cheng, O. P. Malik and G. S. Hope: "Self-tuning stabilizer for a multi-machine power system", IEE Proc. Part C, **133**, 4, pp. 176–186 (1986).

[4] Y. Y. Hsu and K. L. Liou: "Design of self-tuning PID power system stabilizers for synchronous generators", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-2**, 3, pp. 343–348 (1987).

[5] O. P. Malik, G. S. Hope, S. J. Cheng and G. Hancock: "A multi-micro-computer based dual-rate self-tuning power system stabilizer", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-2**, 3, pp. 355–360 (1987).

[6] P. Kundur, M. Klein, G. J. Rogers and M. Zywno: "Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability", IEEE Trans. Power Systems, **PWRS-4**, pp. 614–621 (1989).

[7] T. Hiyama: "Application of rule-based stabilizing controller to electrical power system", IEE Proc. Part C, **136**, 3, pp. 175–181 (1989).

[8] T. Hiyama: "Rule-based stabilizer for multi-machine power system", IEEE Trans. Power Systems, **PWRS-5**, 2, pp. 403–411 (1990).

[9] A. R. Hasan, T. S. Martis and A. H. M. S. Ula: "Design and implementation of a fuzzy controller based automatic voltage regulator for a synchronous generator", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 3, pp. 550–556 (1994).

[10] H. A. Toliyat, J. Sadeh and R. Ghazi: "Design of augmented fuzzy logic power system stabilizers to enhance power system stability", IEEE Trans. Energy Con-

version, **EC-11**, 1, pp. 97–103 (1996).

[11] T. Hiyama and T. Sameshima: “Fuzzy logic control scheme for on-line stabilization of multi-machine power system”, Fuzzy Sets and Systems, **39**, pp. 181–194 (1991).

[12] 檜山, 藤木：“発電機速度の比例・微分・積分情報を基にしたファジー制御による電力系統安定化装置”, 電気学会論文誌 B, **113-B**, 12, pp. 1353–1361 (1993).

[13] T. Hiyama: “Robustness of fuzzy logic power system stabilizers applied to multimachine power system”, IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 3, pp. 451–459 (1994).

[14] T. Hiyama, M. Kugimiya and H. Satoh: “Advanced PID type fuzzy logic power system stabilizer”, IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 3, pp. 514–520 (1994).

[15] T. Hiyama: “Real time control of micro-machine system using micro-computer based fuzzy logic power system stabilizer”, IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 4, pp. 724–731 (1994).

[16] T. Hiyama, T. Kita, N. Tohjima and T. Miyake: “Evaluation of fuzzy logic excitation system of analog simulator”, Proceedings of Intelligent Application to Power Systems (ISAP ’97), pp. 94–98 (1996).

[17] T. Hiyama, K. Miyazaki and H. Satoh: “A fuzzy logic excitation system for stability enhancement of power systems with multi-mode oscillations”, IEEE Trans. Energy Conversion, **11**, 2, pp. 449–445 (1996).

[18] H. Doi, M. Goto, T. Kawai, S. Yokokawa and T. Suzuki: “Advanced power system analogue simulator”, IEEE Trans. Power Systems, **PWRS-5**, 3, pp. 962–968 (1990).

[19] 北内, 谷口：“ファジィ発電機励磁制御システムの実験的検証”, 電力中央研究所報告, T94008 (1995).

[20] T. H. Ortmeyer and T. Hiyama: “Frequency response characteristics of the fuzzy polar power system stabilizer”, IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-10**, 2, pp. 333–338 (1995).

第 3 章

3 次元ファジィ論理型 PSS による動揺モード抑制

3.1　はじめに

第 2 章で試作した制御装置の系統動揺抑制ループで採用したファジィ論理型 PSS（FLPSS）は，これだけを独立させて PSS として制御に用いても通常型の PSS よりも安定度向上効果が高く，系統状態の変化に対する制御性能の劣化が小さい。計算機シミュレーション，5kVA 定格の実験用小型発電機を用いた実験，実系統の水力機を用いた実験や長期評価試験，および九州電力の 100MVA 定格の発電機である一ツ瀬水力発電所 2 号機における実設備運用によって，電力動揺の高い抑制効果が認められ，その優れた性能が明らかになっている [1–4]。しかし，これらは角加速度情報 $Z_a(k)$ と角速度偏差情報 $Z_s(k)$ に基づく 2 次元ファジィ論理型 PSS であり，系統条件によっては位相角 δ が最終的に定常値に収束するのに時間がかかる場合があるという問題がある。

動揺抑制効果をさらに高めるために，第 2 章で検討したように各制御系をすべてファジィ化した統合型発電機制御を適用するのも高い効果が得られる方法であるが，本章では，PSS が動揺抑制装置として広く用いられている現状を踏まえて，より実際的に適用が容易な方策として，2 次元ファジィ論理型 PSS の動揺抑制効果を更に高めた 3 次元ファジィ論理型 PSS [5, 6] を適用している。実際に試作された 3 次元ファジィ論理型 PSS の制御装置を実験用四機無限大母線系統に適用し，供試系統に生じる局所動揺モード（短周期）と大域動揺モード（長周期）の両者に対して抑制効果が高いことを実験的に検証する。

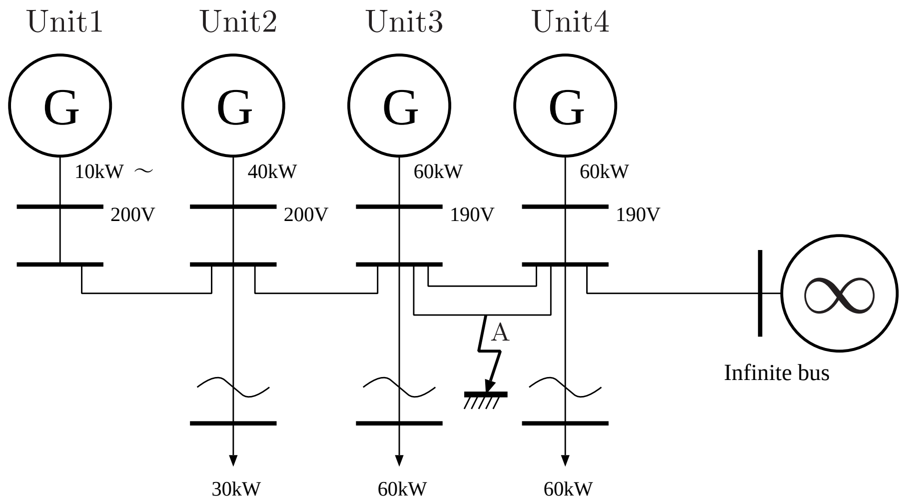


図 3.1 串型四機無限大母線系統

3.2 性能検証に用いた実験系統

制御系の性能検証に用いた実験系統は，図 3.1 に示すような電力中央研究所の実験用小型発電機から構成された串型四機無限大母線系統 [7] である。図 3.2，図 3.3 に実験設備の写真を示す。第 2 章においてアナログシミュレータで構成した系統もこの実験系統を想定したものであり，両者は同一系統である。全ての Unit は火力型発電機を模擬して設計されている。Unit1 と Unit4 は図 3.4 のような自励式の励磁機を持ち，Unit2 と Unit3 は図 3.5 のような他励式の励磁機を持つ。ファジィ論理型 PSS と比較するために用いた通常型の PSS の構成は図 3.6 の通りである。

Unit2 から Unit4 の出力は固定し，Unit1 の出力を 10kW から順次増加させ，特定の外乱に対し脱調するまで実験を行った。外乱としては，図 3.1 の地点 A（Unit3 と Unit4 との中間地点）において三相地絡事故が生じ，4 サイクル後に遮断する条件を用いた。これは第 2 章の場合と同様である。図 3.1 の系統は 2 つの主な動揺モードを持つ。それぞれの Unit の局所モードに相当する 1Hz 付近のモードと，0.3Hz 付近の長周期大域モードである。

3.3 安定化制御装置

3.3.1 3 次元情報を用いたファジィ論理制御則

この項では，2 つの入力 $(X(k), Y(k))$ を用いる 2 次元情報ファジィ論理に基づく制御則の問題点を改善する方法として考案された 3 次元情報ファジィ論理制御則を示す。

図 3.2　実験設備構内

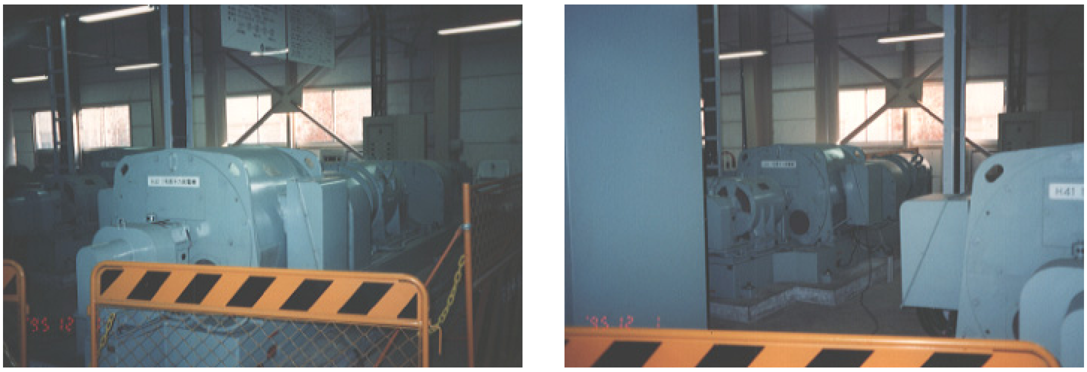
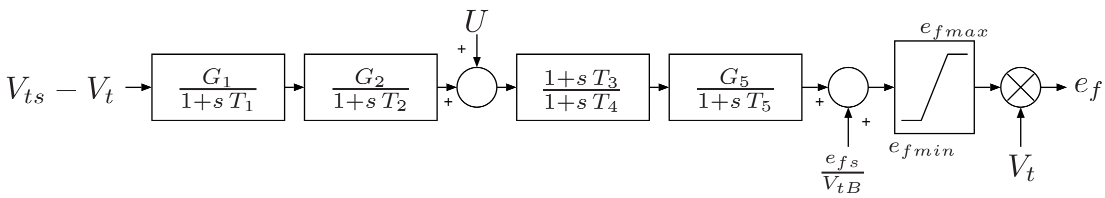


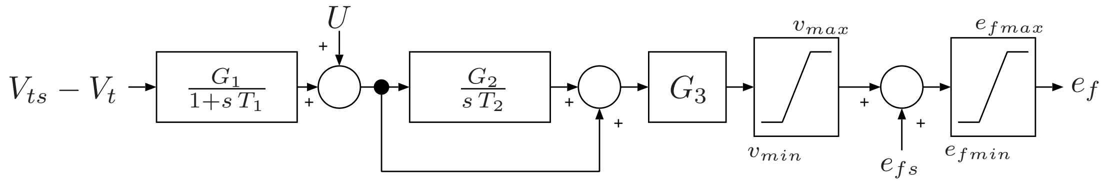
図 3.3　実験用発電機



$$G_1 = 1.0,\ T_1 = 0.013 \text{ s},\ G_2 = 10.0,\ T_2 = 0.013 \text{ s},\ T_3 = 3.0 \text{ s},\ T_4 = 10.0 \text{ s},$$

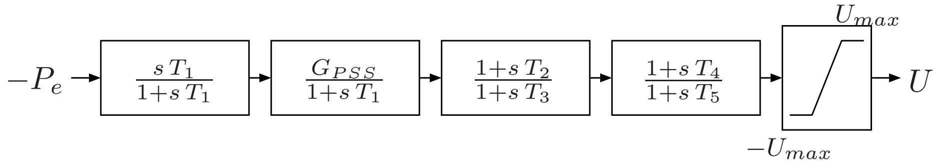
$$G_5 = 6.48,\ T_5 = 0.2 \text{ s},\ e_{fmax} = 7.6,\ e_{fmin} = -5.2$$

図 3.4　Unit1 と Unit4 の励磁系



G_1 = 1.0, T_1 = 0.01 s, G_2 = 1.0, T_2 = 1.56 s, G_3 = 19.21, v_{max} = 10, v_{min} = −10, e_{fmax}= 5.71, e_{fmin}= −5.71 （ただし Unit3 については，e_{fmax}= 5.2, e_{fmin}=−5.2）

図 3.5　Unit2 と Unit3 の励磁系



T_R = 4.0 s, G_{PSS} =10.0, T_1 = 0.025 s, U_{max} = 1.0 p.u.

図 3.6　通常型 PSS

第 2 章の図 2.3 に示したファジィ論理 PSS は，発電機有効電力 P_e のみから算出される角加速度情報 $Z_a(k)$ と角速度偏差情報 $Z_s(k)$ の 2 つの情報に基づき制御信号を決定し，通常の PSS よりも系統状態の変化に対する制御性能の劣化が少なく，かつ広い安定領域を確保できる性能を持つ。しかし角加速度 $Z_a(k)$ と角速度偏差 $Z_s(k)$ が小さい値ならば，たとえ位相角 δ の値が，その定常値からの偏差が大きい状態であっても安定化信号 $U_d(k)$ はほとんど出力されず，最終的な平衡点に到達するまでに時間がかかる場合があるという問題がある。

この問題を解決するために，図 3.7 に示すように，角加速度 $Z_a(k)$ と角速度偏差 $Z_s(k)$ に加えて，角速度偏差 $Z_s(k)$ の積分値として求められる位相角偏差情報 $Z_p(k)$ も算出した上で制御則への入力として追加し，前述のような状況化でも十分なダンピングが得られるように改良した。有効電力 $P_e(k)$ から $Z_a(k)$，$Z_s(k)$，$Z_p(k)$ を導く根拠については付録 B に記す。$Z_a(k)$, $Z_s(k)$ に加え，$Z_p(k)$ を考慮する 3 次元情報ファジィ論理制御則において用いる位相平面図は図 3.8 のようになる。2 次元情報を用いる制御則を示す図 2.5 との変更点は，$Z_p(k)$ が正の値のとき，原点を一時的にずらすことである。制御則をこのように変更することにより，位相角偏差 $Z_p(k)$ が大きくても安定化信号 $U_d(k)$ がほとんど出力されない状況を避けることができる。

図 3.8 より，3 次元情報ファジィ論理制御則において発電機状態 $p(k)$ は

$$p(k) = [Z_s(k) + ZSS, \quad A_s Z_a(k)] \tag{3.1}$$

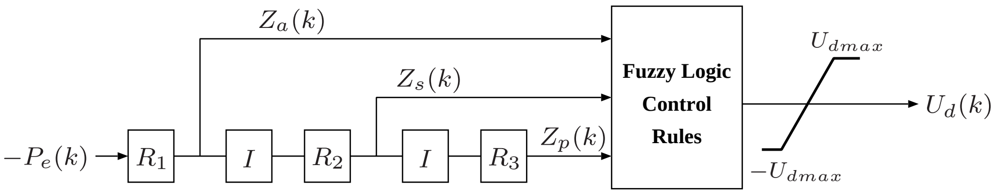


図 3.7　3 次元情報を用いる場合の系統動揺抑制ループのブロック図

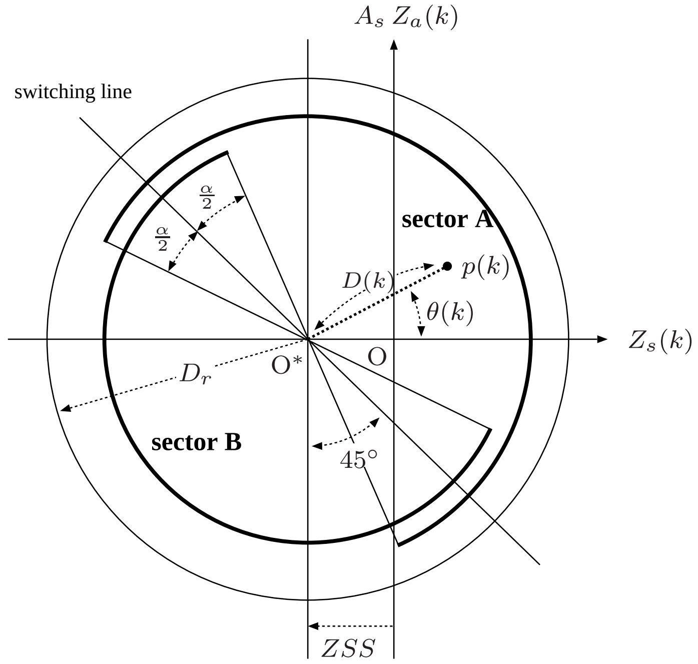


図 3.8　3 次元情報を用いる場合の位相平面図

で与えられる。したがって，距離 $D(k)$ と位相角 $\theta(k)$ は以下のように表される。

$$D(k) = \sqrt{(Z_s(k) + ZSS)^2 + (A_s\, Z_a(k))^2} \tag{3.2}$$

$$\theta(k) = \tan^{-1} \frac{A_s\, Z_a(k)}{Z_s(k) + ZSS} \tag{3.3}$$

ただし，ZSS は，位相角偏差 $Z_p(k)$ から以下のように定められるものとする。

$$ZSS = \begin{cases} 0.0 & (Z_p(k) \le 0.0) \\ S_g Z_p(k) & (Z_p(k) > 0.0) \end{cases} \tag{3.4}$$

変数 ZSS は，原点 O を過渡的に O* までずらすときのずらし幅を表し，S_g はシフトゲインである。発電機が完全に定常状態に落ち着いたときには $Z_p(k)$ が零となるため，過渡的な原点 O* は最終的には 原点 O と一致する。以上の $D(k)$ と $\theta(k)$ を用い，2 次元情報を用いる場合と同様に式 (2.16) に従って安定化信号 $U_d(k)$ が算出される。

図 3.9　データ収録装置とファジィ論理型制御装置

この 3 次元情報を用いる制御則は，2 次元情報を用いる場合の制御則にわずかな変更を加えるだけで実現できるので，制御装置への実装も容易である。なお，シフトゲイン S_g を零に設定すれば，2 次元情報を用いる場合の制御則と同一となる。

実験に用いた制御装置の外観を図 3.9 に示す。制御装置はマイクロコンピュータと A/D, D/A 変換ボードから構成されている。制御則は簡単なものであるので，コンピュータに対する計算負荷は大きくない。制御信号算出の処理に必要な時間は 1ms 以下であり，実時間での制御実験が問題なく行うことができた。

3.3.2　制御パラメータ値の設定

すべての調整可能なパラメータ値は，当該実験設備の特性を表す非線形モデルを用いたシミュレーションを行うことで最適化を行った。動揺抑制効果の指標としては，式 (3.5) を用い，すべての Unit に対し評価を行った。

$$J_P = \sum_k (\omega(k) \cdot k \cdot \Delta T)^2 \tag{3.5}$$

この性能評価指標は，時間に関して重みがかかっており，短時間で動揺を抑制することを重視している。通常型の PSS も同じ方法で最適化した。公平な性能評価のために，ファジィ論理型 PSS と通常型 PSS は等価的に同じゲイン [8] を持つように設定した。そのために式 (3.6) の制約を課している。

$$A_s U_{max}/D_r < G_{PSS} \tag{3.6}$$

表 3.1 は Unit1 と Unit4 の制御系の最適化されたパラメータ値を示す。最適化は，1 つの動作点に対してのみ行った。2 次元および 3 次元ファジィ論理型 PSS の最適化は Unit4

表 3.1　制御系のパラメータ値

FLPSS-2　（2 次元ファジィ論理型 PSS）
Unit 1 & Unit 4: $A_s = 0.5$, $D_r = 0.05$, $\alpha = 90.0$, $S_g = 0.0$
FLPSS-3　（3 次元ファジィ論理型 PSS）
Unit 1 & Unit 4: $A_s = 0.5$, $D_r = 0.05$, $\alpha = 90.0$, $S_g = 5.0$
CPSS　（通常型 PSS; 図 3.6）
Unit 1: $T_2 = 0.010$ s, $T_3 = 0.187$ s, $T_4 = 0.010$ s, $T_5 = 0.189$ s
Unit 4: $T_2 = 0.138$ s, $T_3 = 0.187$ s, $T_4 = 0.136$ s, $T_5 = 0.190$ s

についてのみ行い，Unit1 に設置する場合も同じ設定を用いた。通常型 PSS を設置する場合については，同一の動作点において Unit1 と Unit4 は個別に最適化した。

3.4　実験結果

表 3.2 は，前述の外乱に対する Unit1 の安定限界極限電力を示す。どの実験ケースに対しても，制御系のパラメータ値は表 3.1 の値を用いた。Unit1 の出力を漸増させながら外乱を生じさせ，すべての発電機が脱調しなかった最大出力を Unit1 の安定限界極限電力とした。なお，以下の図において，単位法の電力ベース値は 100 kVA である。

図 3.10 に Case No.5 の場合の Unit1 と Unit4 の動揺波形を示す。これは Unit1 と Unit4 の両方に CPSS を設置し，Unit1 の出力は 20kW に設定した場合である。この場合，系統は脱調はしないが，図 3.10 において 5 s 以降に顕在化する，周波数の低い（$\simeq$ 0.3 Hz）大域モードのダンピングは非常に悪い。

図 3.11，図 3.12 は Unit1 と Unit4 にファジィ論理型 PSS を設置した場合の波形である。前者は 2 次元，後者は 3 次元情報を用いた場合で，両者ともに，Unit1 の出力は 35kW に設定した。図 3.11 では，図 3.10 の CPSS の場合よりも，短周期および長周期ともに抑制されているが，長周期の大域モードはまだ充分抑制されているとは言えない。これに対して，図 3.12 では短周期の局所モードと長周期の大域モードの両方が効果的に抑制されていることが分かる。通常型の PSS でこのような複数の動揺モードを安定化する場合は，制御ループを 2 つ設置し，1 つは局所モード用にパラメータを調節し，もう 1 つは大域モード用にパラメータを調節する必要がある。

表 3.2 から分かるように，FLPSS-2（2 次元情報を用いたファジィ論理型 PSS）は，

表 3.2 各実験ケースに対する Unit1 の安定限界極限電力

Case No.	Unit1	Unit2	Unit3	Unit4	Unit1 の安定限界極限電力
1	FLPSS-2	AVR	AVR	AVR	25 kW
2	FLPSS-3	AVR	AVR	AVR	40 kW
3	AVR	AVR	AVR	FLPSS-2	30 kW
4	AVR	AVR	AVR	FLPSS-3	40 kW
5	CPSS	AVR	AVR	CPSS	20 kW
6	FLPSS-2	AVR	AVR	FLPSS-2	35 kW
7	FLPSS-3	AVR	AVR	FLPSS-2	40 kW
8	FLPSS-3	AVR	AVR	FLPSS-3	45 kW

FLPSS-2: 2 次元ファジィ論理型 PSS
FLPSS-3: 3 次元ファジィ論理型 PSS
CPSS: 通常型 PSS

CPSS（通常型の PSS）よりも安定化効果が優れている。さらに FLPSS-3（3 次元情報を用いたファジィ論理型 PSS）が最も大きな安定領域を持つ。

これらの結果より，位相角情報 Z_p を制御信号導出に取り入れたことが大域モードの安定化に与える効果は大きいと言える。特に，本実験で用いた系統の様に，長周期の大域モードにより系統が不安定化する場合には意義深い。

3.5 まとめ

本章では，大域モードの不安定性が問題となっている実験用電力系統に対して，試作されたファジィ論理型 PSS を用いて制御実験を行った。得られた結果をまとめる。

- 2 次元情報を用いるファジィ論理型 PSS は，通常型の PSS よりも動揺抑制効果に優れ，広い安定領域を有する。
- 3 次元情報を用いるファジィ論理型 PSS は，2 次元ファジィ論理型 PSS では抑制が不十分な長周期動揺についても迅速に抑制する能力があり，さらに安定領域を拡大することができた。実験に用いた系統のように，大域モードである長周期動揺の減衰が悪いことが系統全体の安定性に大きく係わる状況化では，特に効果的であると考えられる。
- 2 次元ファジィ論理型 PSS と 3 次元ファジィ論理型 PSS との間の制御則の変更箇

所はわずかである。2 次元ファジィ論理型 PSS は実際に実系統で運用がなされており，3 次元ファジィ論理型 PSS であっても容易に実装が可能である。

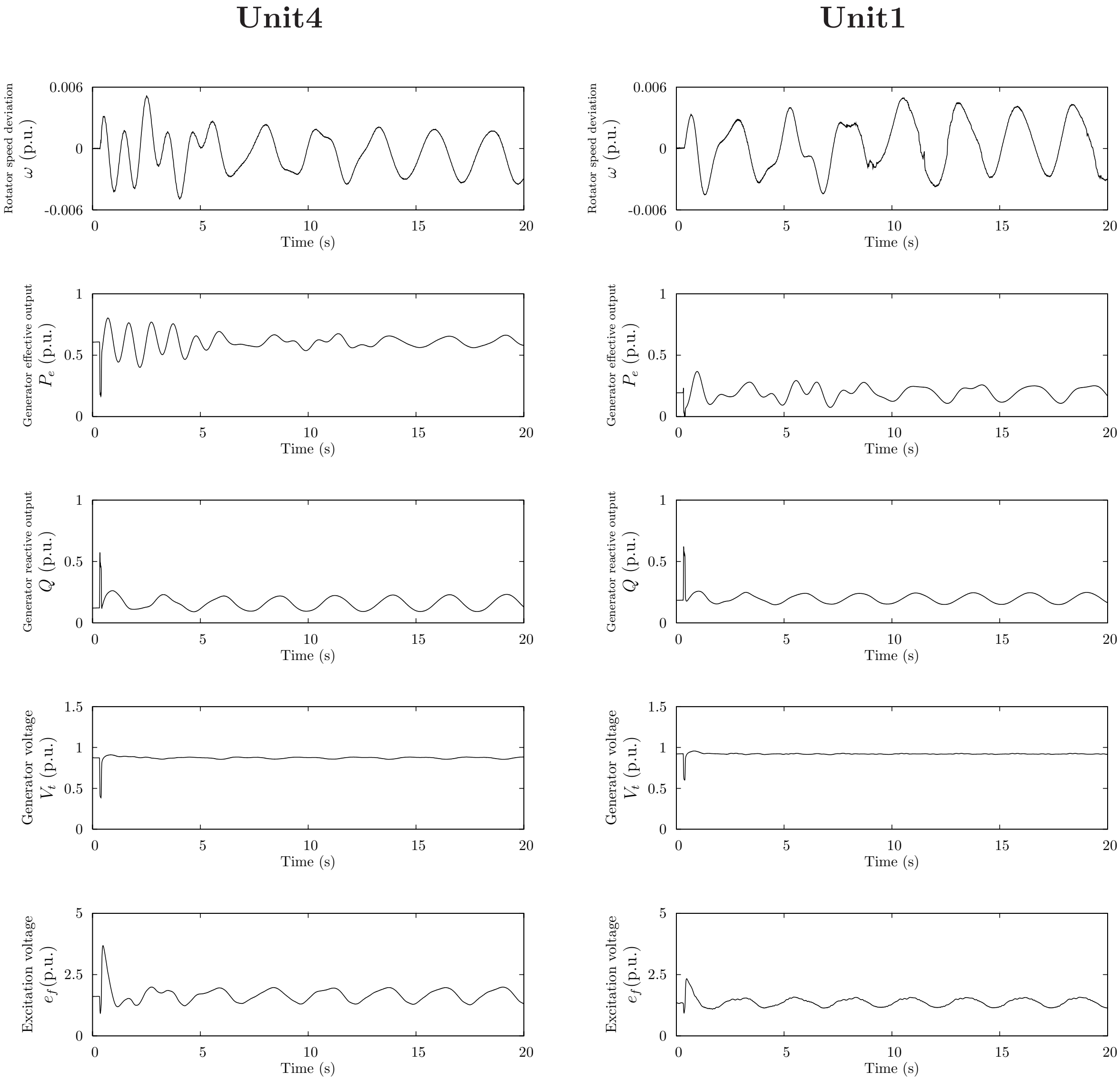


図 3.10　Unit1 と Unit4 の動揺波形（Case No. 5，Unit1 出力=20kW）

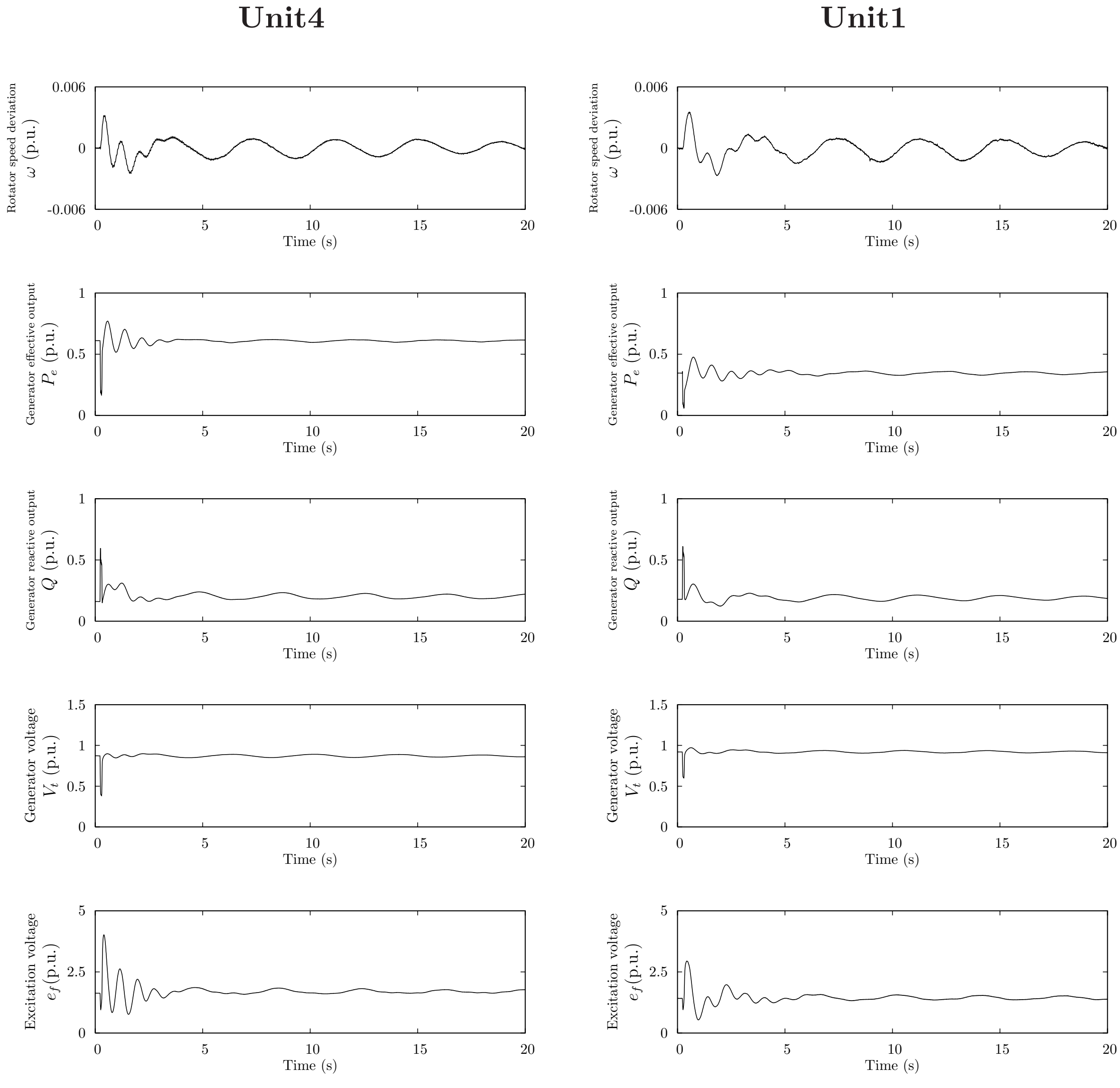


図 3.11　Unit1 と Unit4 の動揺波形（Case No. 6，Unit1 出力=35kW）

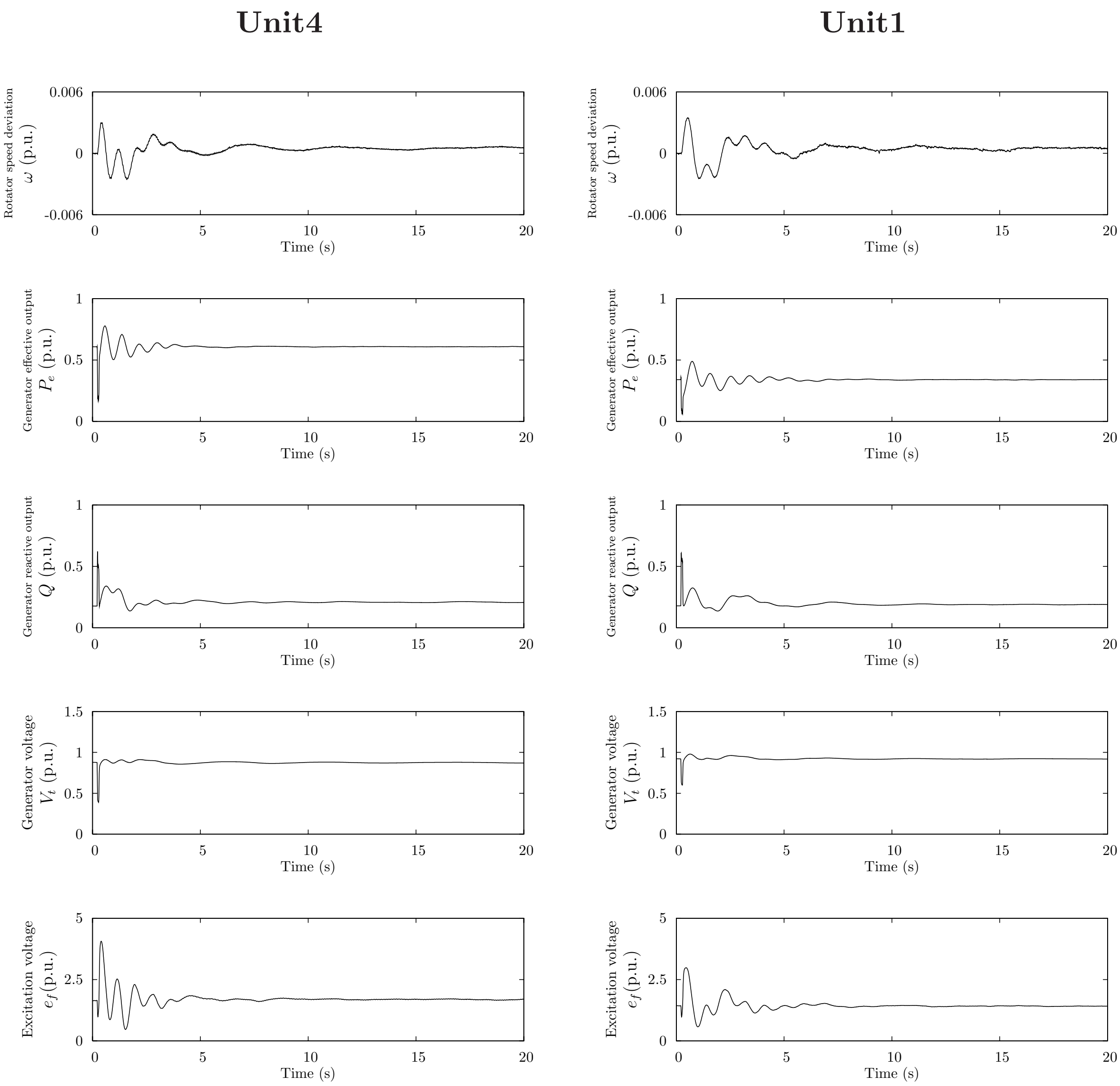


図 3.12　Unit1 と Unit4 の動揺波形（Case No. 8，Unit1 出力=35kW）

第 3 章に関する参考文献

[1] T. Hiyama and T. Sameshima: "Fuzzy logic control scheme for on-line stabilization of multi-machine power system", Fuzzy Sets and Systems, **39**, pp. 181–194 (1991).

[2] T. Hiyama: "Robustness of fuzzy logic power system stabilizers applied to multi-machine power system", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 3, pp. 451–459 (1994).

[3] T. Hiyama: "Real time control of micro-machine system using micro-computer based fuzzy logic power system stabilizer", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 4, pp. 724–731 (1994).

[4] T. Hiyama, S. Oniki and H. Nagashima: "Evaluation of advanced fuzzy logic PSS on analog network simulator and actual installation on hydro generators", IEEE Trans. Energy Conversion, **11**, 1, pp. 125–131 (1996).

[5] 檜山, 藤木："発電機速度の比例・微分・積分情報を基にしたファジー制御による電力系統安定化装置", 電気学会論文誌 B, **113-B**, 12, pp. 1353–1361 (1993).

[6] T. Hiyama, M. Kugimiya and H. Satoh: "Advanced PID type fuzzy logic power system stabilizer", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-9**, 3, pp. 514–520 (1994).

[7] 北内, 谷口："ファジィ発電機励磁制御システムの実験的検証", 電力中央研究所報告, T94008 (1995).

[8] T. H. Ortmeyer and T. Hiyama: "Frequency response characteristics of the fuzzy polar power system stabilizer", IEEE Trans. Energy Conversion, **EC-10**, 2, pp. 333–338 (1995).

第 4 章

AVR，PSS，GOV により発電機が制御される場合のカオス・分岐現象

4.1　はじめに

前章までは電力系統の安定度向上を目標としてファジィ論理を用いた発電機制御系を試作し，実験的にその効果を検証したが，既存の発電機制御系を含む電力系統においてどのような非線形現象が生じるかを把握することも，安定化策を考える上で重要である。電力系統においてはさまざまな非線形現象が生じるが，その中でも電力動揺のカオス性に注目して解析を行う。

関西電力総合技術研究所に設置されている模擬電力系統である APSA (Advanced Power System Analyzer; 高性能系統解析試験装置) [1] を用いた実験により，AVR，PSS，GOV を考慮した一機無限大母線系統においてカオス的電力動揺が観察された [2, 3]。この実験結果は，実際に実系統で用いられる制御系を考慮しても制御系定数設定値によっては発電機の振舞いがカオス的になり得ることを実験的に示したものとしては，最初の報告であると思われるが，本章ではこの実験での系統設定や結果を念頭に置いた上で，ディジタル計算機を用いたシミュレーションにより，AVR，PSS，GOV を考慮した一機無限大母線系統においてカオス的電力動揺が生じることを数値計算で検証することを試みる。また，本章で用いた供試系統において GOV が系統動揺に与える影響について考察する。

本章では，カオス的動揺の発生について調べるだけでなく，いくつのパラメータ値の変化に対する系統の振舞いの変化（分岐現象）についても調べている。これは，カオス的動揺が発生することの検証にもつながるが，電力系統安定度解析の見地からは，安定領域や発電機脱調のメカニズムを調べることに他ならない。安定平衡点から持続動揺への不連続ジャンプには特に注目し，その分岐構造を明らかにする。

4.2 供試系統とそのモデル

対象とする系統は，図 4.1 に示すような発電機制御系を含む一機無限大母線系統である。同期機モデルは，d 軸巻線，q 軸巻線，界磁巻線，d 軸制動巻線，q 軸制動巻線の各鎖交磁束 ψ_d(p.u.), ψ_q(p.u.), ψ_f(p.u.), ψ_{kd}(p.u.), ψ_{kq}(p.u.) と発電機相差角 δ(rad), 回転子速度偏差 ω(p.u.), を状態変数とする 7 次元のパーク (Park) の式であり, 同期機内部および変圧器の磁気飽和は無視している。この同期機モデルについては付録 C に説明を付す。

APSA を用いた実験 [3] では関西電力木曽幹線に接続された 80MVA 級の水力発電機を想定しており，本章で用いる発電機モデルもそれに合わせ水力型を採用し，定数値も同じものを用いている。変数の上のドットは時間微分を表す。式 (4.1), (4.2) は線路および変圧器のインダクタンスと同期機電機子巻線での過渡現象を考慮した式となっている。式の導出および各記号の定義については付録 C に示す。

$$\begin{aligned}\frac{1-X_e a_{11}}{\omega_B}\dot{\psi}_d &= V_\infty \sin\delta + (R_e + r_a)i_d - \frac{\omega_r}{\omega_B}X_e i_q \\ &\quad - X_e a_{12} r_f i_f - X_e a_{13} r_{kd} i_{kd} + \frac{\omega_r}{\omega_B}\psi_q + \frac{X_e a_{12} r_f}{X_{md}} e_f \qquad (4.1)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{1-X_e b_{11}}{\omega_B}\dot{\psi}_q &= V_\infty \cos\delta + (R_e + r_a)i_q + \frac{\omega_r}{\omega_B}X_e i_d \\ &\quad - X_e b_{12} r_{kq} i_{kq} - \frac{\omega_r}{\omega_B}\psi_d \qquad (4.2)\end{aligned}$$

$$\dot{\psi}_f = \frac{\omega_B r_f}{X_{md}} e_f - \omega_B r_f i_f \qquad (4.3)$$

$$\dot{\psi}_{kd} = -\omega_B r_{kd} i_{kd} \qquad (4.4)$$

$$\dot{\psi}_{kq} = -\omega_B r_{kq} i_{kq} \qquad (4.5)$$

$$\frac{M}{\omega_B}\dot{\omega}_r = TQ_m - TQ_e \qquad (4.6)$$

$$\dot{\delta} = \omega_r - \omega_B \qquad (4.7)$$

$$TQ_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \qquad (4.8)$$

$$e_d = \frac{\dot{\psi}_d}{\omega_B} - r_a i_d - \frac{\omega_r}{\omega_B}\psi_q \qquad (4.9)$$

$$e_q = \frac{\dot{\psi}_q}{\omega_B} - r_a i_q + \frac{\omega_r}{\omega_B}\psi_d \qquad (4.10)$$

$$V_t = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \qquad (4.11)$$

$$P_e = e_d i_d + e_q i_q \tag{4.12}$$
$$\omega = (\omega_r - \omega_B)/\omega_B \tag{4.13}$$
$$R_e = 0.073\,\alpha_l \tag{4.14}$$
$$X_e = 0.12 + 0.35\alpha_l \tag{4.15}$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \end{pmatrix} \tag{4.16}$$

$$\begin{pmatrix} a_{ij} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -X_d & X_{md} & X_{md} \\ -X_{md} & X_f & X_{md} \\ -X_{md} & X_{md} & X_{kd} \end{pmatrix}^{-1} \tag{4.17}$$

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_{kq} \end{pmatrix} \tag{4.18}$$

$$\begin{pmatrix} b_{ij} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -X_q & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{kq} \end{pmatrix}^{-1} \tag{4.19}$$

制御系モデルとしては，実効値ベースでの電力系統安定度解析で一般的に用いられる AVR，PSS，GOV のモデル [4] を用いた。図 4.2, 図 4.3, 図 4.4 は AVR，PSS，GOV のモデルである。第 2 章や第 3 章で用いたモデルとは完全には同一ではないが，動作特性としてはほぼ同等の詳細モデルである。ただし，図 4.4 の GOV は水力機用であり，水理系の特性も含まれている。制御系に含まれる非線形要素としては AVR 出力である励磁電圧のリミタ, PSS 出力信号のリミタ, GOV 出力のトルクのリミタがあり, 図に示すようにすべて区分線形関数で表現されている。ここで用いているのは, 飽和していない領域では傾き 1, 飽和領域では傾き 0 の折れ線で表される関数である。

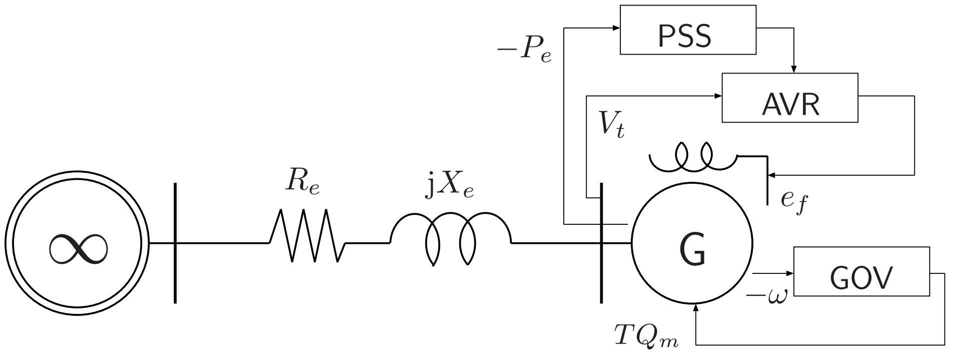
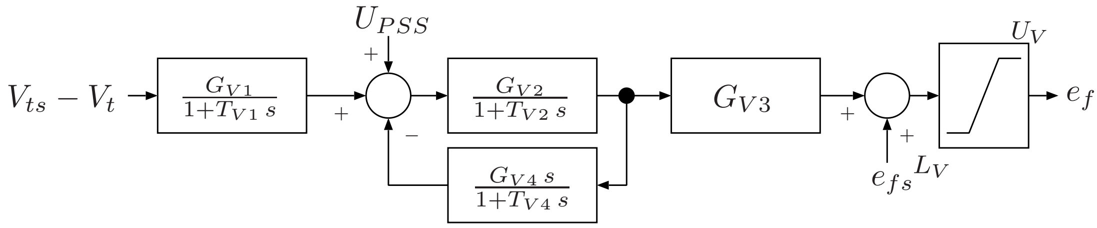
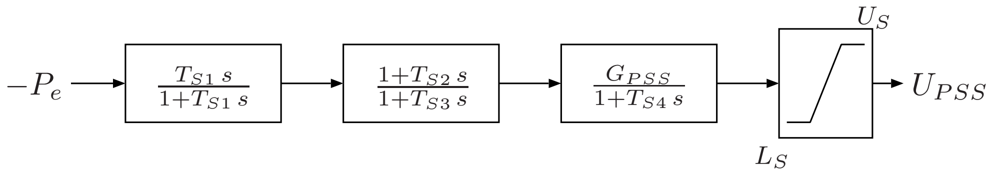


図 4.1　発電機制御系を含む一機無限大母線系統



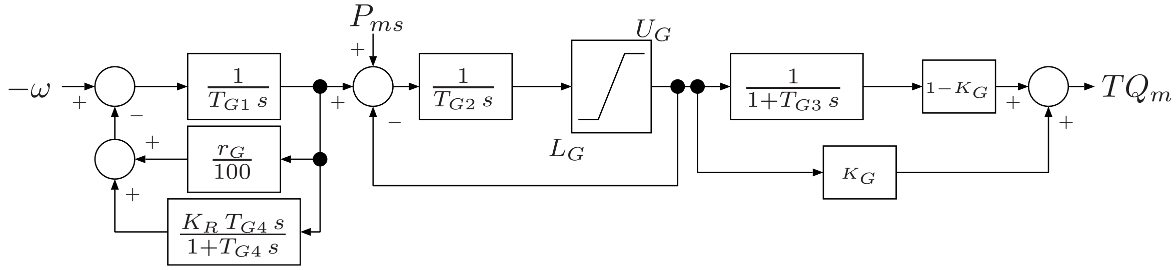
$$V_{ts}=1.05\text{p.u.},\ G_{V1}=10,\ G_{V2}=19,\ G_{V3}=0.572,\ G_{V4}=0.0068,\ T_{V1}=0.03\ \text{s},$$
$$T_{V2}=0.01\ \text{s},\ T_{V4}=0.5\ \text{s},\ e_{fs}=1.05\ \text{p.u.},\ U_V=3.08\ \text{p.u.},\ L_V=-2.01\ \text{p.u.}$$

図 4.2　AVR モデル



$$T_{S1}=1.5\ \text{s},\ T_{S2}=0.3\ \text{s},\ T_{S3}=0.36\ \text{s},\ T_{S4}=0.02\ \text{s},\ U_S=1.9\ \text{p.u.},\ L_S=-1.9\ \text{p.u.}$$

図 4.3　PSS モデル



$$T_{G1}=0.02\ \text{s},\ T_{G2}=0.2\ \text{s},\ T_{G3}=2.05\ \text{s},\ T_{G4}=6\ \text{s},\ U_G=1\ \text{p.u.},\ L_G=0\ \text{p.u.},$$
$$r_G=4,\ K_R=0.1,\ K_G=-2$$

図 4.4　GOV モデル

表 4.1　系統定数（各定数の意味については巻頭の記号一覧を参照）

X_d	1.030 p.u.	X_q	0.618 p.u.	X_{md}	0.88 p.u.
X_{mq}	0.468 p.u.	X_f	1.1 p.u.	X_{kd}	1.082 p.u.
X_{kq}	0.5734 p.u.	r_a	0.00757 p.u.	r_f	0.0003832 p.u.
r_{kd}	0.02143 p.u.	r_{kq}	0.05244 p.u.	ω_B	120π rad/s
V_∞	1.0 p.u.	M	10.59 s		

表 4.1 に供試系統の定数を示す。PSS ゲイン G_{PSS} は ここでは可変パラメータとして変化させるが，実系統での設定値は 11.4 であった。無限大母線電圧 V_∞ は 1.0 p.u., 発電機端子電圧の目標値は 1.05 p.u. としている。線路長はパラメータα_lを用いて表し, 線路インピーダンスと変圧器もれリアクタンスの和である外部インピーダンス $R_e + \mathrm{j}X_e$ は $\mathrm{j}0.12 + \alpha_l(0.073 + \mathrm{j}0.35)$ p.u. となる。なお，送電線の電圧や電流の動特性は，実効値ベースの電力系統シミュレーションでは簡単のため無視されることも多いが，ここでは発電機モデルの特性に即して動特性を考慮した式となっている（付録 C 参照)。

図 4.5, 図 4.6 はそれぞれ発電機出力目標値P_{ms}および線路長α_lに対する系統の静特性を示す。各図の (a) は平衡点の δ（無限大母線に対する発電機の位相角）の値を，(b) は e_f（励磁電圧）の値を示す。e_f には励磁制御系の動作が現れるので，ここでは e_f の変化にも着目している。

図 4.5 においては, P_{ms}の値に対して必ず 2 個の平衡点 (実線と点線) が存在している。通常の運転点に対応するのは実線で表されている平衡点である。発電機の機械入力の定常値は, GOV 内にリミタがあるため 1.0 p.u. を越えることはなく，通常の発電機運用も出力定格値を越えて行われることは無いので，図 4.5 は $P_{ms} < 1.0$ p.u. の範囲で描いている。

図 4.6 では線路長 α_l の増加に従い 2 つの平衡点 (実線と点線) が近づき, $\alpha_l \simeq 4.07$ においてサドルノード分岐によって消滅する。この時 $R_e + \mathrm{j}X_e \simeq 0.297 + \mathrm{j}1.545$ p.u. である。図 4.6(a) において $\alpha_l = 0.5$, $\delta_0 = 170$ deg 付近から $\alpha_l = 2.4$, $\delta_0 = 170$ deg 付近までの点線の部分では，図 4.6(b) にも現れているように励磁電圧のリミタ (上限 3.08 p.u.) によって励磁電圧が制限されている。

4.3　分岐図と分岐集合

本章では数値計算によってカオス的な電力動揺の発生を確かめるためにいくつかの系統定数，発電機定数等のパラメータ値をさまざまに変化させながらシミュレーションを行った。本節では，その過程で観察されたいくつかの分岐現象について述べる。

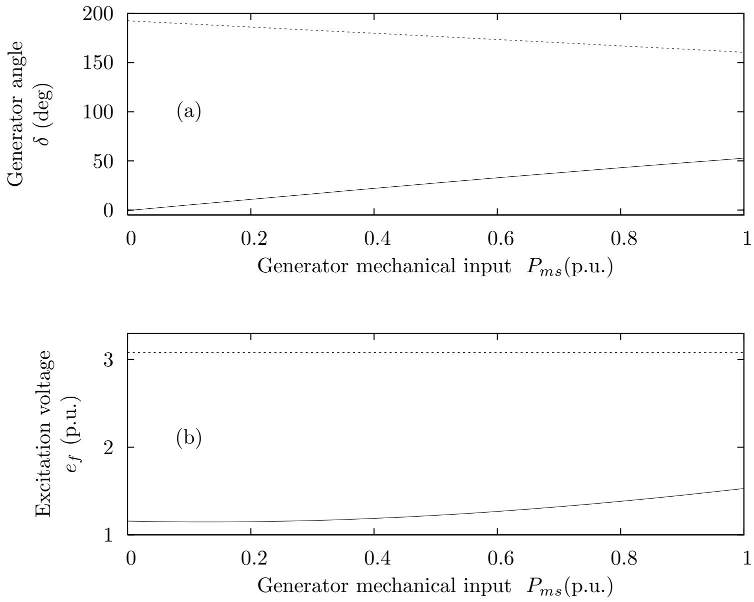


図 4.5　P_{ms}に対する δ, e_f の静特性 $(\alpha_l = 1)$

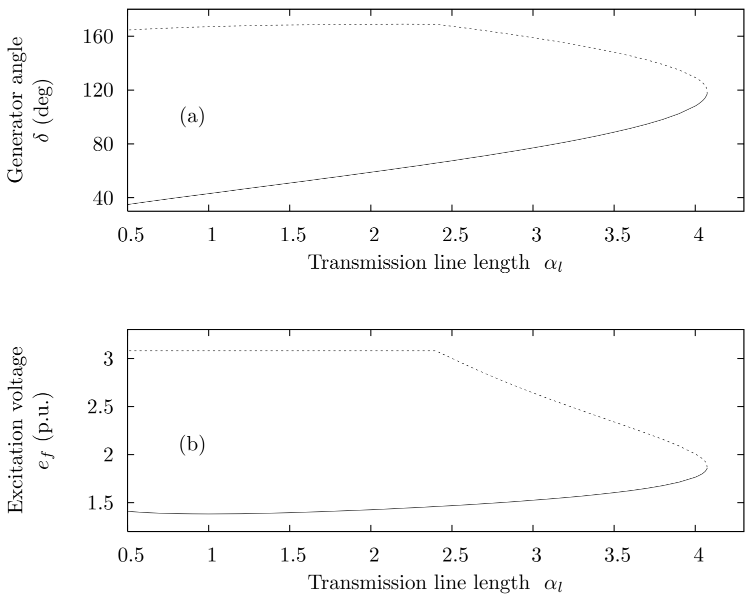


図 4.6　α_lに対する δ, e_f の静特性 $(P_{ms} = 0.8$ p.u.)

4.3.1　図中に用いる記号

以降で，可変パラメータを縦軸および横軸とするパラメータ平面上に解析結果を示すとき，パラメータ平面上では次の様な記号を用いる。 $\boxed{\text{e.p.}}$, $\boxed{1}$, $\boxed{2}$, $\boxed{\text{chaos}}$ は該当する領域でのアトラクタが, それぞれ安定平衡点，安定 1 周期解，安定 2 周期解等[*1], カオスであることを示す。カオスの領域は細線でのハッチングによって示す。

$\boxed{\text{out of sync.}}$ は発電機が脱調して相差角δが有限値に留まらない領域である。また，曲線 cf, H, fl はそれぞれ，周期フォールド分岐，ホップ分岐，フリップ分岐 (周期倍分岐) の分岐点を表し，esc は準静的なパラメータ変化に対し発電機が脱調する分岐点である。これらの記号に適宜，添字を加えて使用する。各図において，同一図中では同じ添字を用いる。例えば図 4.13 では下付きの a を添字としている。さらに区別する必要がある場合は，a1，a2 のように添字に数字を加える。

4.3.2　発電機出力目標値 P_{ms}を変化させた場合の結果

まず線路長α_lを 1 に固定して出力目標値P_{ms}を変化させた時に生じる分岐について示す。$\alpha_l = 1$ の場合, $R_e + \mathrm{j}X_e = 0.073 + \mathrm{j}0.47$ p.u. である。

図 4.7 は PSS ゲインG_{PSS}を 65 に固定した上でP_{ms}を準静的に増加させて定常状態に達した時のδ_{P}を用いて描いた分岐図である。ここでδ_{P}は, 軌道がポアンカレ (Poincaré) 断面 $\omega = 0$ を ω の正から負の方向へ横切る時の δ の値である。シミュレーションの数値積分には 4 次のルンゲクッタ (Runge-Kutta) 法を用いた。

図 4.7 およびその拡大図の図 4.8 では, $P_{ms} = 0.56$ p.u. で最初のフリップ分岐が起こってから, フリップ分岐のカスケードを経て $P_{ms} = 0.745$ p.u. 付近でカオスに至るまでの様子が現れている。

図 4.9 および図 4.10 は，図 4.7 の $P_{ms} = 0.8$ p.u. の箇所に対応するカオス的動揺の時系列波形とアトラクタである。図 4.9 には，δ だけでなく，発電機の電気的有効出力P_eと発電機端子電圧実効値V_tも示している。

図 4.11 には図 4.10 に示したアトラクタのリアプノフ指数を付録の A.1.2 節に示したアルゴリズムで算出したときの収束過程を示す。図 4.11(a)，(b)，(c) はそれぞれ付録の式 (A.15) における λ_1, λ_2, λ_3 の収束過程を示し，各図の下図は，それぞれの収束値が分かるように上図を拡大したものである。図の横軸には式 (A.15) における $n_l T_l$ (s) を用いて

[*1] 2 周期解等の，1 周期解以外の様々な周期の周期解を含む。ここで n 周期解とは, ポアンカレ断面上の点 δ_{P}が n 周期点であることを示している。

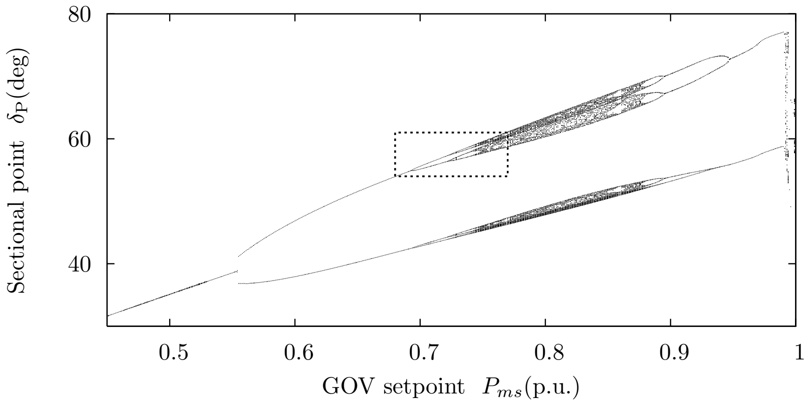


図 4.7　分岐図 $(\alpha_l = 1, G_{\mathrm{PSS}} = 65)$

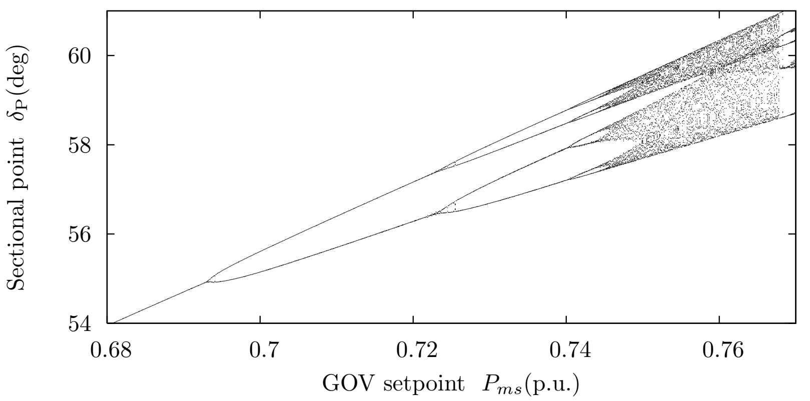


図 4.8　図 4.7 の拡大図

いる。T_l の値は 5 s として計算した。これらより，算出結果は

$$\lambda_1 \simeq 0.06, \quad \lambda_2 \simeq 0.0, \quad \lambda_3 \simeq -0.05 \tag{4.20}$$

となり，図 4.10 のアトラクタが（カオスであることの必要条件である）$\lambda_1 > 0$ の性質を持つことことが分かる。

図 4.12 は様々なP_{ms}，G_{PSS}の値に対して行った計算機シミュレーションによって得られた定常状態を示す図である。G_{PSS}の値として 0 から 100 まで増分 5 で変化させた 21 種類の値を用い，G_{PSS}の値を一定値に固定した上でP_{ms}を準静的に増加させて分岐図を描いた。これら 21 個の分岐図を集めて，垂直軸方向にδ_{P}を取って描いたのが図 4.12 である。図 4.12 等において平衡点から周期軌道への不連続な跳躍が見られた箇所 (図 4.12 で $G_{\mathrm{PSS}} = 0$ の場合など) については，見やすさのため跳躍の経路を直線で結んだ。

図 4.13 は，図 4.12 に現れた種々の状態の存在域をP_{ms}-G_{PSS}平面へ射影したものである。（ただし図 4.13 は，図 4.12 よりも詳細に計算した結果に基づいている。）このような図は，分岐集合を示す図，または 2-パラメータ分岐図と呼ばれる。図中の記号の意味は，

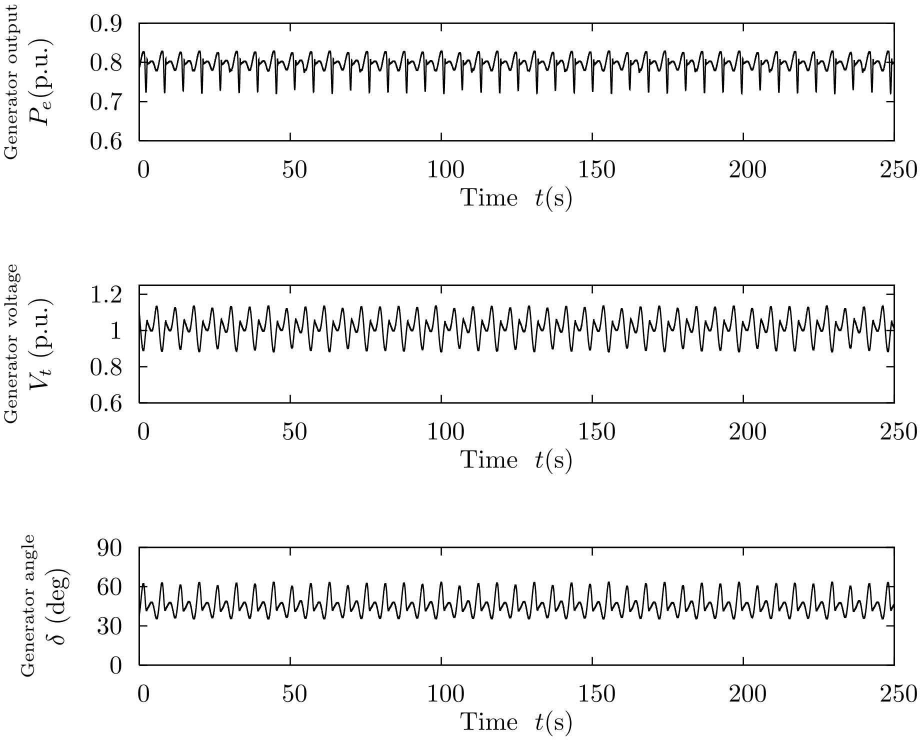


図 4.9　カオス的動揺の時系列波形 ($P_{ms} = 0.8$ p.u., $G_{\mathrm{PSS}} = 65$, $\alpha_l = 1.0$)

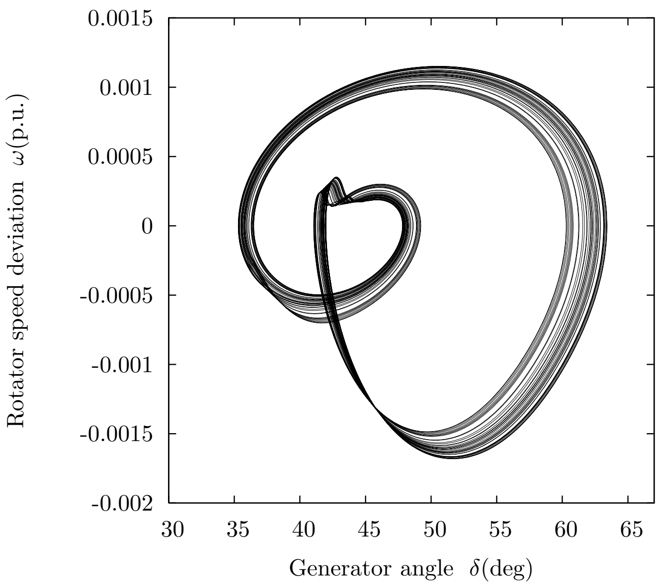
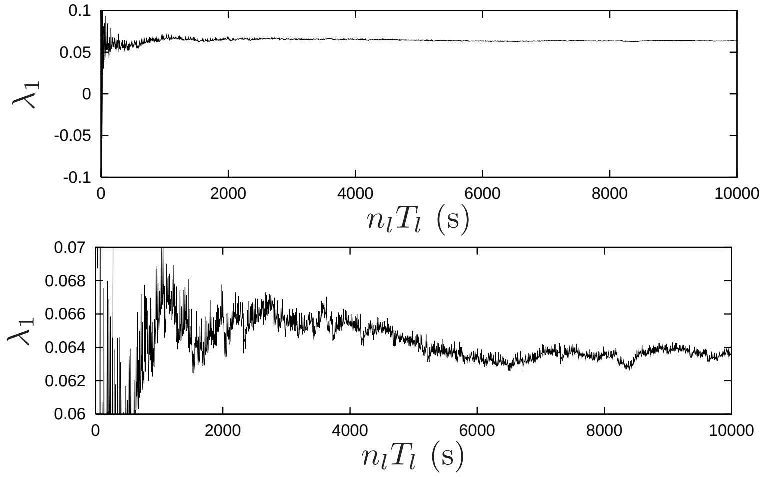
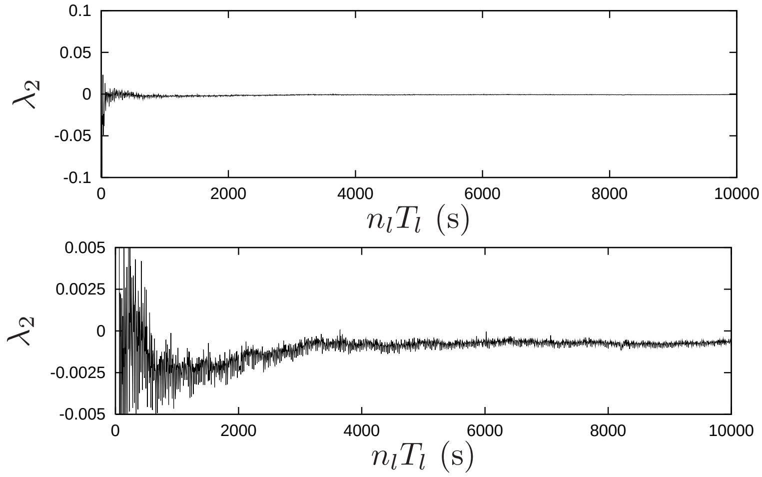


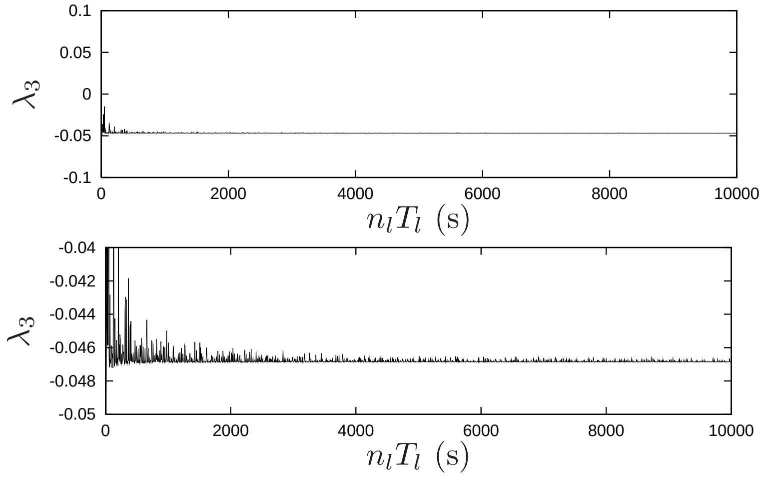
図 4.10　カオスアトラクタ ($P_{ms} = 0.8$ p.u., $G_{\mathrm{PSS}} = 65$, $\alpha_l = 1.0$)



(a) λ_1



(b) λ_2



(c) λ_3

図 4.11　図 4.10 に示すカオスアトラクタのリアプノフ指数算出における収束過程

4.3.1 項で記した通りである。

図 4.13 において，通常の運転点に対応する平衡点が安定性を失い，周期解が生じる（持続動揺状態になる）分岐点の曲線を $\mathrm{H_{a1}}$ と称している。G_{PSS}がこれよりも小さい領域でも同様な分岐点の曲線 $\mathrm{H_{a2}}$ が存在するが, このような PSS ゲインが小さい領域の詳細については 4.4 節で述べる。図 4.13 において曲線 $\mathrm{H_{a2}}$ より上部の領域では発電機の脱調は観測されなかった。

曲線 $\mathrm{H_{a1}}$ よりも上部で存在する 1 周期解は曲線 $\mathrm{fl_a}$ を境界として 2 周期解へフリップ分岐すなわち周期倍分岐する。さらに 4 周期解への分岐が生じ, フリップ分岐をカスケード状に繰り返すことによってカオスへと移行する。

4.3.3　線路長α_lを変化させた場合

次にP_{ms}を 0.8 p.u. に固定し, 線路長α_lを変化させた場合の分岐について述べる。

図 4.14，図 4.15，図 4.16 はそれぞれ前節の図 4.7，図 4.12，図 4.13 に相当する図である。

図 4.14 は $G_{\mathrm{PSS}} = 75$ の時の分岐図を示す。図 4.15 は PSS ゲインG_{PSS}と線路長α_lに対する分岐図の集合である。図 4.16 はα_l-G_{PSS}平面上に描いた分岐集合で, 図 4.15 をα_l-G_{PSS}平面に射影したものである。

図 4.16 において曲線 $\mathrm{H_b}$ は平衡点が不安定となる分岐点を表している。 out of sync. の領域では発電機は脱調し，曲線 $\mathrm{esc_b}$ はこの脱調領域の境界線である。図 4.6 に示した静特性と比較すると, 平衡点が消滅する以前のかなり小さなα_lの値で脱調していることが分かる。曲線 $\mathrm{fl_{b1}}$, $\mathrm{fl_{b2}}$, $\mathrm{fl_{b3}}$, $\mathrm{fl_{b4}}$ ではフリップ分岐が生じる。

曲線 $\mathrm{cf_{b1}}$, $\mathrm{cf_{b2}}$ では安定 1 周期解と不安定 1 周期解とが衝突する周期フォールド分岐が生じる。図 4.14 や図 4.15 に現れているように, この分岐点では周期解の振幅は不連続に変化する。

図 4.17 および図 4.18 は，図 4.14 の $\alpha_l = 0.8$ の箇所に対応するカオス的動揺の時系列波形とカオスアトラクタである。図 4.17 において破線で示すのは，時刻 0 s での初期値をごくわずかだけずらした（δの初期値を 0.015% だけ小さくした）場合の解の時系列波形である。最初は実線と破線はほとんど重なっているが，80 s 以降，両者の隔たりは大きくなっている。初期値がごくわずかだけ異なることで，十分時間が経過した後の振舞いは大きく異なるという性質である初期値鋭敏依存性が認められる。 図 4.11 と同様に, 図 4.19 には図 4.18 のカオスアトラクタのリアプノフ指数算出過程を示す。算出結果は

$$\lambda_1 \simeq 0.09, \quad \lambda_2 \simeq 0.0, \quad \lambda_3 \simeq -0.05 \tag{4.21}$$

であると認められ，図 4.18 のカオスアトラクタが $\lambda_1 > 0$ の性質を持つことの数値的な

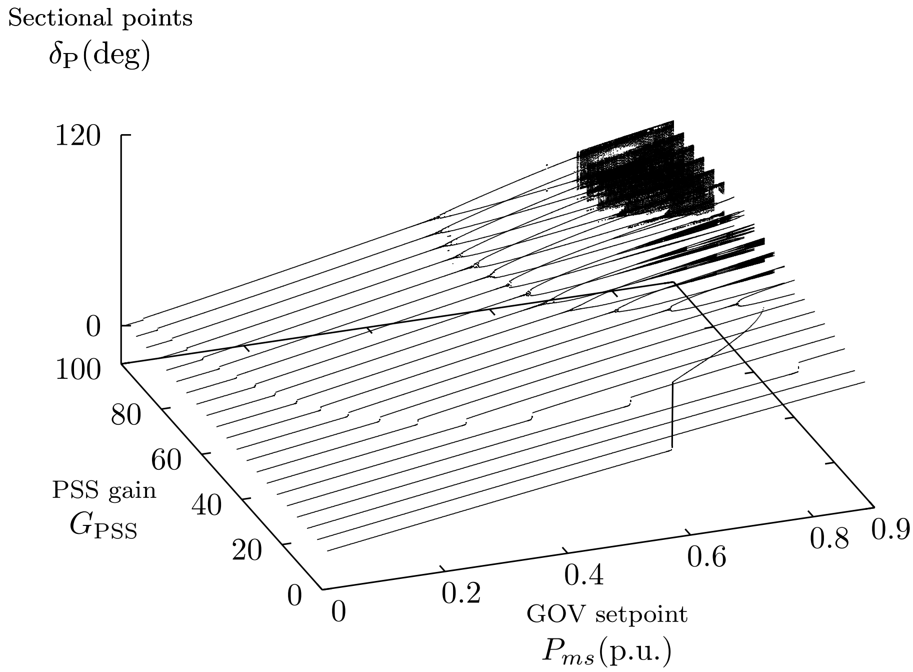


図 4.12　分岐図の集合 ($\alpha_l = 1$)

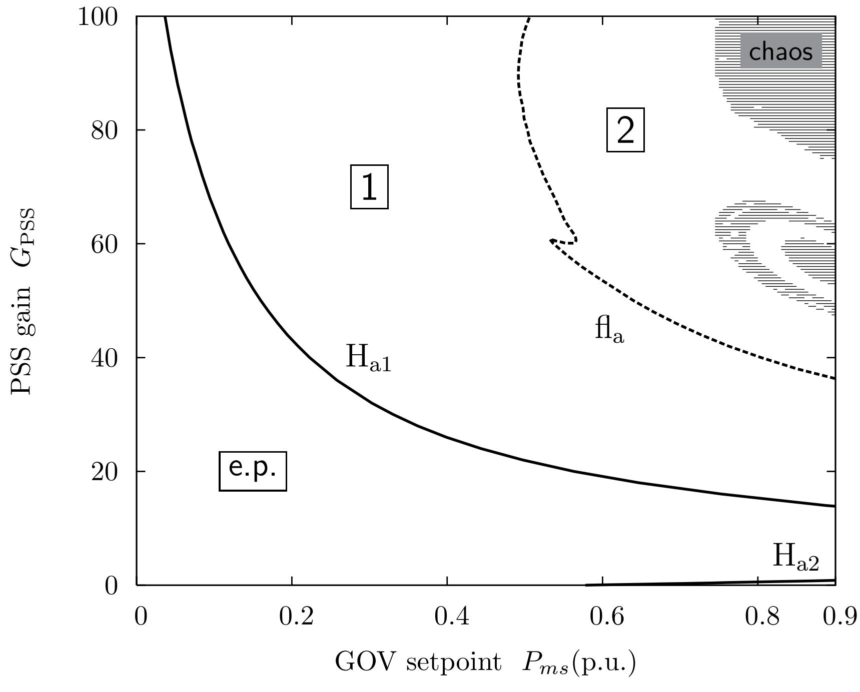


図 4.13　P_{ms}-G_{PSS}平面上の分岐集合 ($\alpha_l = 1$)

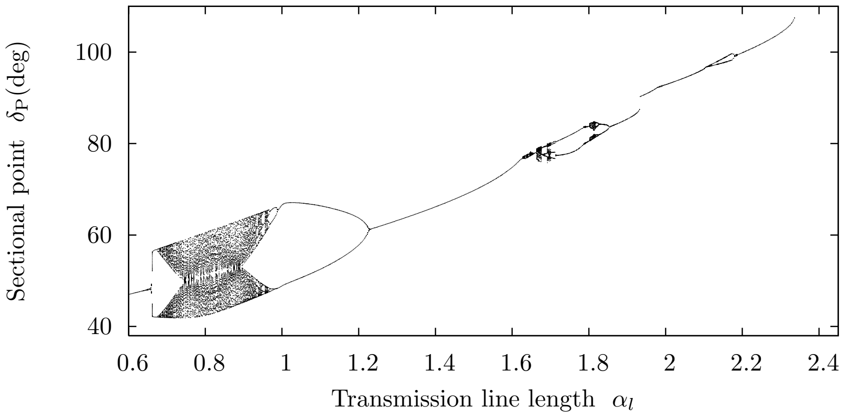


図 4.14　分岐図 ($P_{ms} = 0.8$ p.u., $G_{\mathrm{PSS}} = 75$)

検証となる。

4.3.4 GOV を動作させない場合の結果

図 4.20 は図 4.16 と同様にα_l-G_{PSS}平面に分岐集合を示したものであるが, GOV をロックして，すなわち GOV を動作させず, 発電機の回転子にかかる機械トルク TQ_m を一定値 0.8 p.u. としてシミュレーションを行った結果である。なお，発電機の回転子にかかる機械トルク TQ_m(p.u.) と，発電機への機械入力 P_m(p.u.) とは，値は同一である。

図 4.20 では図 4.16 とは異なり, 平衡点の不安定化 ($\mathrm{H_c}$)，脱調 ($\mathrm{esc_c}$) のみが生じる。図 4.20 の範囲ではカオス的動揺が生じる領域も現れなかった。

本章で対象とした系統において GOV および水理系が系統動揺に与える影響を, 図 4.4 の GOV モデルが持つ周波数応答特性から考える。図 4.21 の位相特性を見ると 0.22 Hz で 0 deg になっている。すなわち周期 $1/0.22 \simeq 4.5$(s) の周期で ω が振動するとき, TQ_m もそれと同位相で振動する。すなわち, 発電機加速時に機械入力を増加させてしまうことになる。供試系統の動揺周期がこの周期に近いため, 振動のダンピングが低下する。例えば,（GOV を動作させた場合に）$\alpha_l = 1.8$, $G_{\mathrm{PSS}} = 10$, $P_{ms} = 0.8$ p.u の時の動揺周期は 1.82 s であり，$\alpha_l = 1.5$, $G_{\mathrm{PSS}} = 80$, $P_{ms} = 0.8$ p.u. の時の動揺周期は 3.02 s であった。供試系統については，GOV を動作させると，動作させない場合よりも系統が動的に不安定になる傾向があると言える。

4.4 PSS ゲインが小さい場合の分岐

この節では PSS ゲインG_{PSS}がその最適値 ($\simeq$5) よりも小さい時の分岐について述べる。GOV は動作させた。

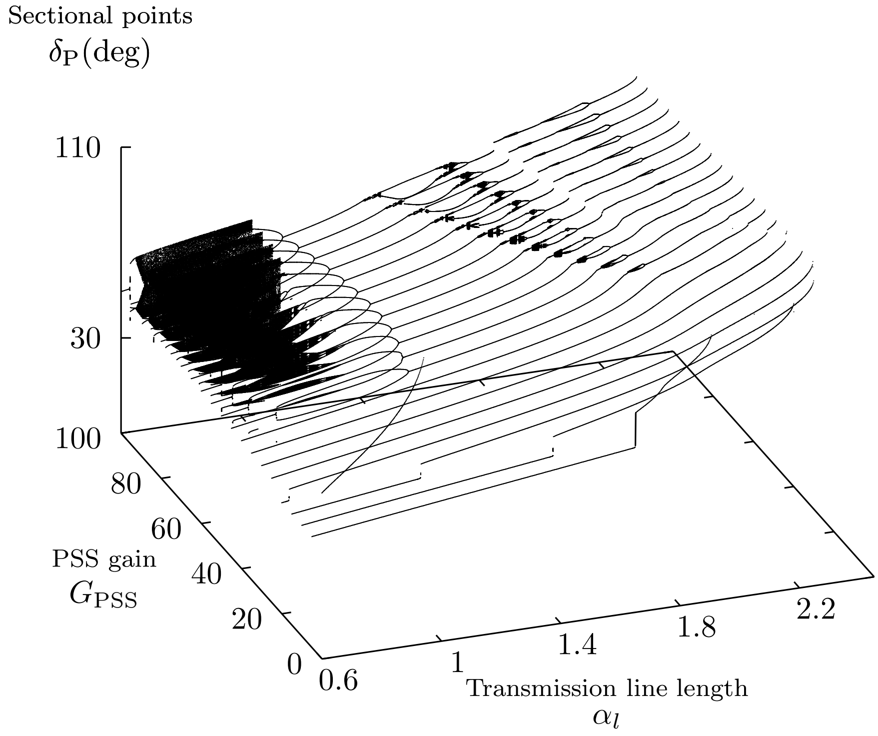


図 4.15　分岐図の集合 ($P_{ms} = 0.8$ p.u.)

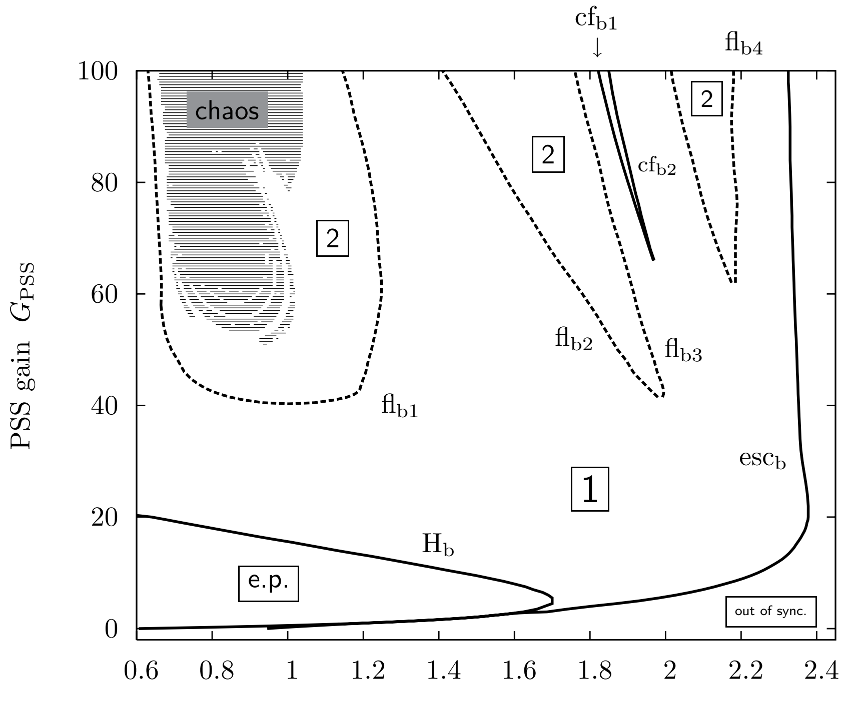


図 4.16　α_l-G_{PSS}平面上の分岐集合 ($P_{ms} = 0.8$ p.u.)

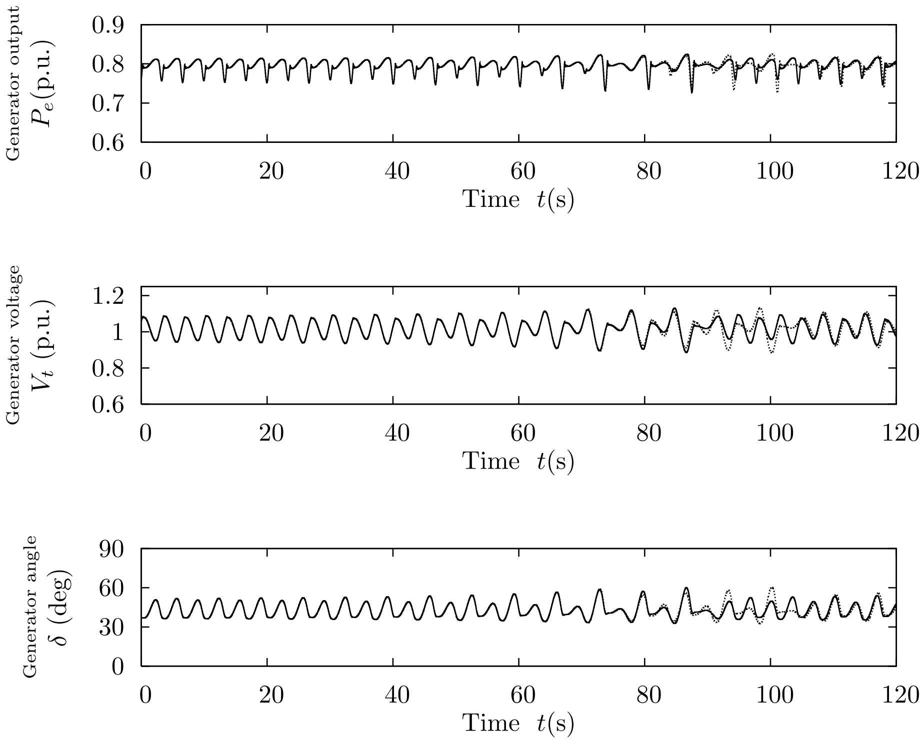


図 4.17　カオス的動揺の時系列波形 ($P_{ms} = 0.8$ p.u., $G_{\mathrm{PSS}} = 75$, $\alpha_l = 0.8$)

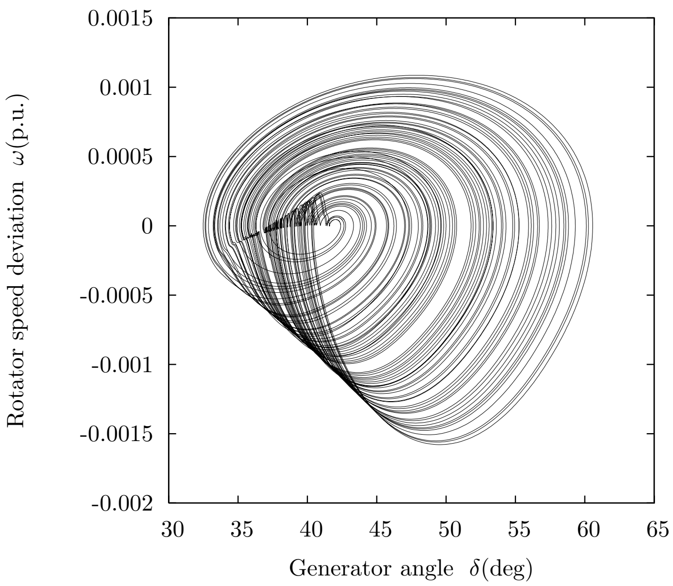
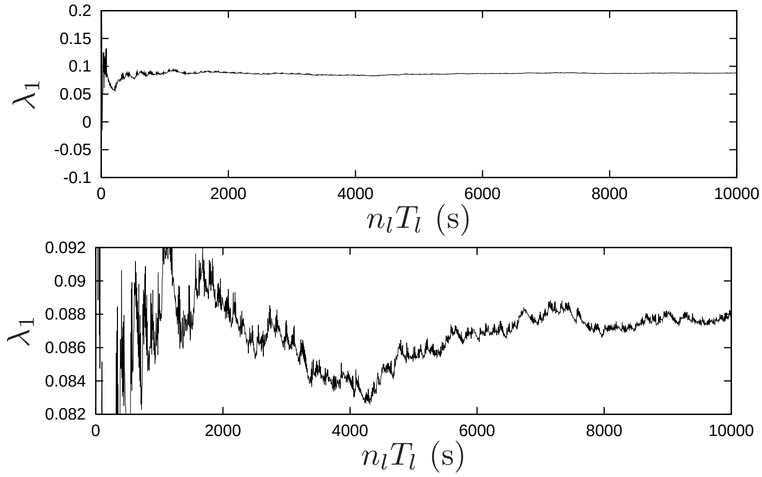
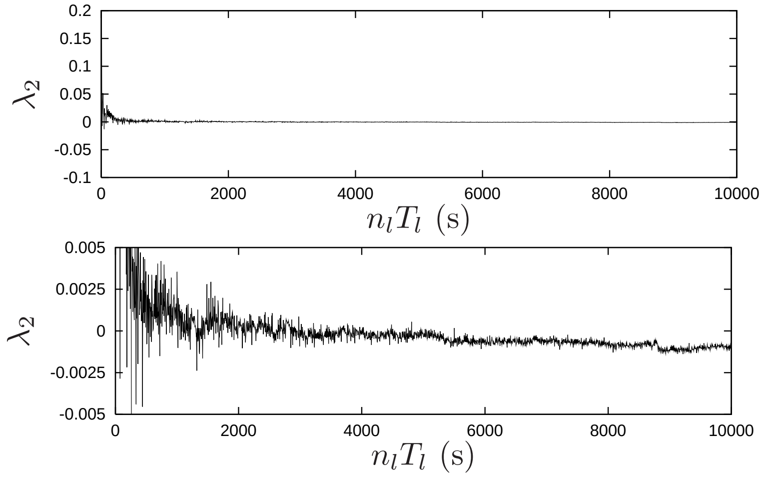


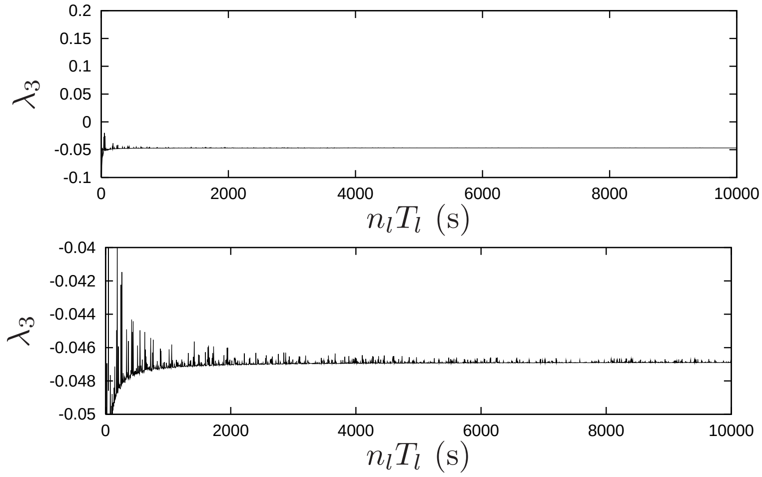
図 4.18　カオスアトラクタ ($P_{ms} = 0.8$ p.u., $G_{\mathrm{PSS}} = 75$, $\alpha_l = 0.8$)



(a) λ_1



(b) λ_2



(c) λ_3

図 4.19　図 4.18 に示すカオスアトラクタのリアプノフ指数算出における収束過程

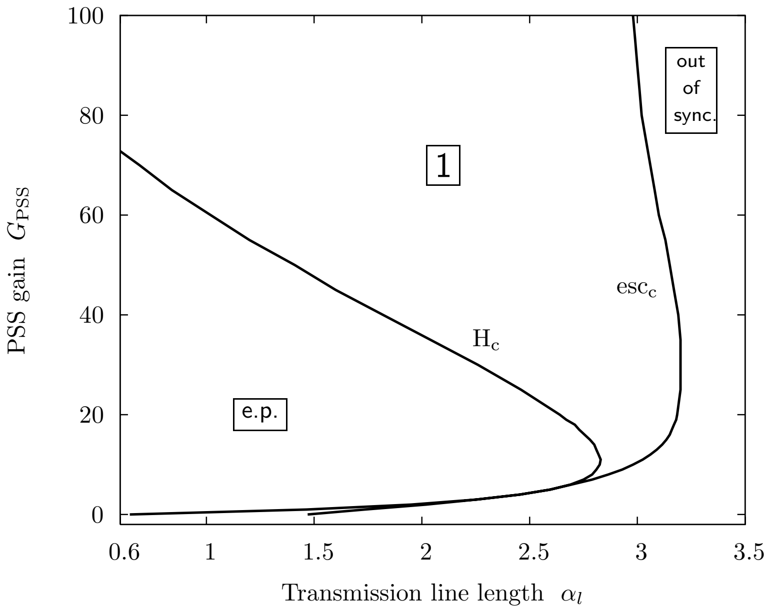


図 4.20　分岐集合 (GOV 不動作, $TQ_m = 0.8$ p.u.)

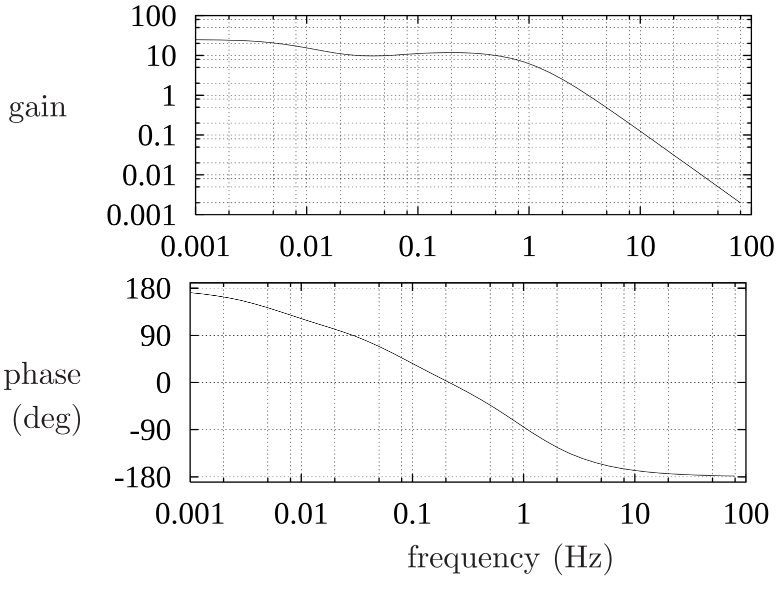


図 4.21　GOV モデルの周波数応答 (ω に対する TQ_m)

4.4.1　発電機出力目標値P_{ms}を変化させた場合の結果

$\alpha_l = 1$, $G_{\mathrm{PSS}} = 0.5$ と設定しP_{ms}を 0.55 p.u. から脱調するまで漸増した場合と 0.87 p.u. から 0.55 p.u. まで漸減した場合のδ_{P}の定常値の変化を図 4.22 に重ねて描いてある。増減は全て 0.002 p.u. ずつ行った。図 4.22 の範囲ではすべて 1 周期解となるので,

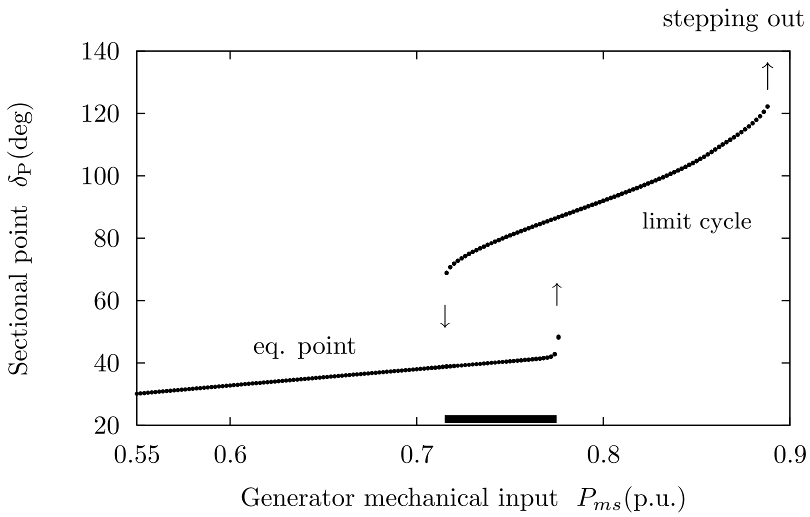


図 4.22　分岐図 $(\alpha_l = 1, G_{\mathrm{PSS}} = 0.5)$

δ_{P}は δ の最大値を示している。

P_{ms}の値を 0.55 p.u. から準静的に増加させると 0.778 p.u. 付近で平衡点からリミットサイクルへの跳躍が不連続に起こる。しかし，その状態から準静的に減少させると 0.714 p.u. 付近で周期解から平衡点への移行が起こり，ヒステリシスが観察される。周期解の状態からP_{ms}を漸増させていくと約 0.89 p.u. で発電機は脱調する。

図 4.23 は，図 4.13 の $0 \leq G_{\mathrm{PSS}} \leq 1.15$，$0.55 \leq P_{ms} \leq 0.9$ の部分の拡大図になっている。図 4.23 において曲線 $\mathrm{H_{a2}}$ は平衡点から周期解への跳躍が起こる地点，$\mathrm{cf_a}$ は周期解から平衡点への移行が起こる地点，$\mathrm{esc_a}$ は発電機が脱調する限界点を表している。

図 4.22 の横軸上に太線で示した範囲のP_{ms}の値に対して，あるいは図 4.23 で言えば，曲線 $\mathrm{cf_a}$ と曲線 $\mathrm{H_{a2}}$ に挟まれる領域では，安定平衡点と安定周期解が共存していることから，状態空間においてそれらを隔てる境界上に不安定周期解が存在することが予想される。不安定周期解は周期解に対するニュートン法 (Newton's method) を用いれば求めることができる。付録 A.2 節（145 ページ）を参照されたい。

求めた不安定周期解を含む分岐図を図 4.24 に示す。P_{ms}を 0.55 p.u. から漸増させる場合，$P_{ms} = 0.769$ p.u. (図 4.23 の曲線 $\mathrm{H_{a2}}$ に対応) でサブクリティカルホップ (subcritical Hopf) 分岐が生じる。すなわち不安定周期解の振幅が縮小して安定平衡点に収束することにより平衡点が不安定になる。

本章の供試系統では平衡点が不安定となった結果，安定周期解への不連続な跳躍が生じている。さらにP_{ms}を漸増させていくと $P_{ms} = 0.890$ p.u. ($\mathrm{esc_a}$ に対応) で周期解は消滅し，発電機は脱調する。逆に，安定周期解上にある状態からP_{ms}を漸減させた場合を考え

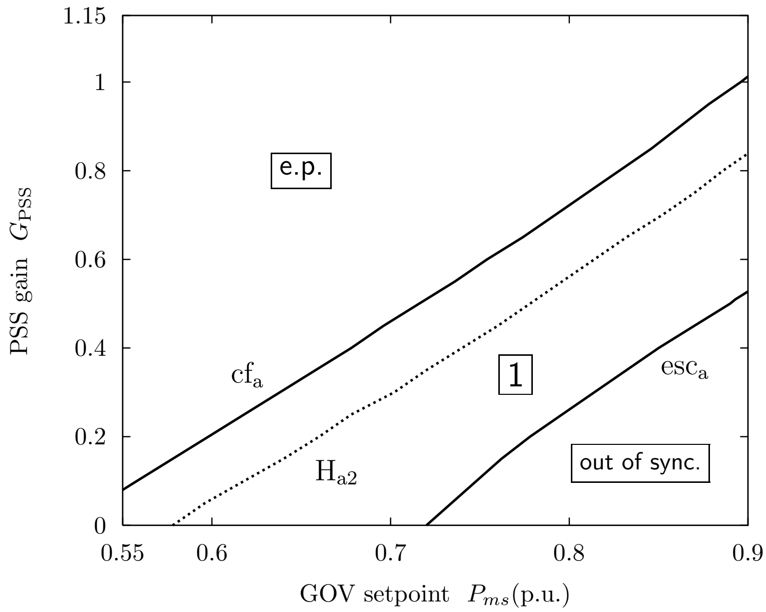


図 4.23　P_{ms}-G_{PSS}平面上の分岐集合 (図 4.13 の拡大図)

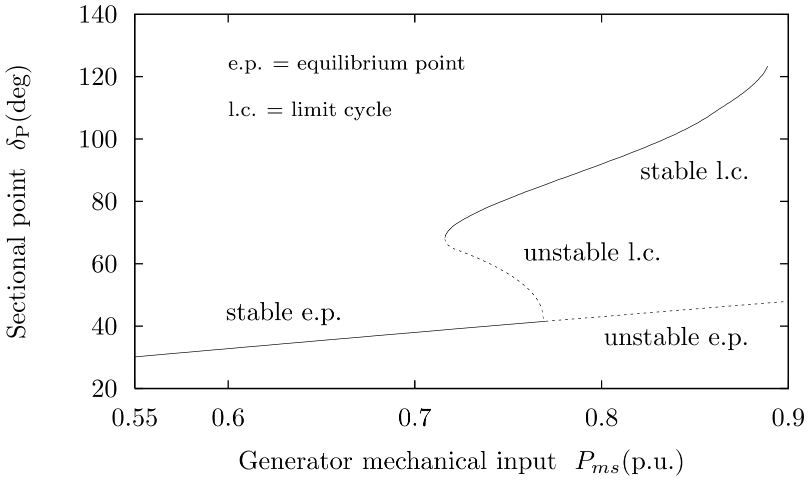


図 4.24　不安定周期解を含む分岐図 ($\alpha_l = 1, G_{\mathrm{PSS}} = 0.5$)

ると, $P_{ms} = 0.7161$ p.u. (cf$_{\mathrm{a}}$ に対応) で安定周期解と不安定周期解とが周期フォールド分岐によって消滅するため, 安定平衡点に移行する。この現象は，線形解析では動作点が安定と判断される場合も系統が振動的な振舞いをする状態が潜在的に存在しており，突然顕在化する恐れがあることを意味している。

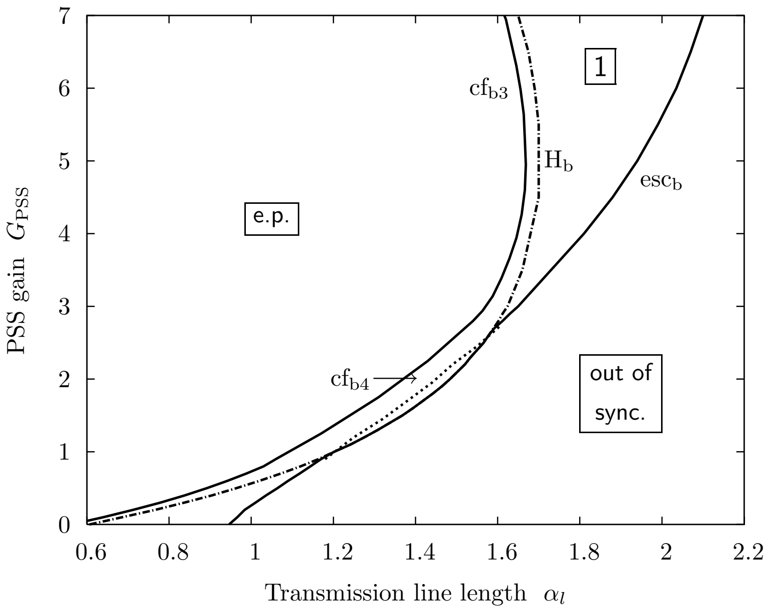


図 4.25 α_l-G_{PSS}平面上の分岐集合 (図 4.16 の拡大図)

4.4.2 線路長α_lを変化させた場合の結果

図 4.25 は図 4.16 の $G_{\mathrm{PSS}} \leq 7$ の部分の拡大図である。曲線 $\mathrm{H_b}$(図 4.25 では破線で示した) と曲線 $\mathrm{esc_b}$ は $1.2 \leq \alpha_l \leq 1.6$ 付近で一致している。線路長 α_l を準静的に増加させると, $\mathrm{H_b}$ において平衡点が不安定になり周期解への分岐が見られ, さらに周期解の振幅が増大して $\mathrm{esc_b}$ を境に脱調に至る。しかしパラメータの値が, $\mathrm{H_b}$ と $\mathrm{esc_b}$ が一致する部分を横切って変化する場合は平衡点の不安定化と同時に脱調してしまい, 周期解は現れない。

またP_{ms}を変化させた場合と同様に, 曲線 $\mathrm{cf_{b3}}$ において周期解から平衡点への不連続な遷移が見られ, 安定状態と共に, 系統が振動的な振舞いをする状態が潜在的に存在している。

4.5 まとめ

本章では AVR, PSS, GOV の各制御系を含む一機無限大母線系統の計算機シミュレーションを行ない, 供試系統について以下の結果を得た。

- 発電機出力目標値P_{ms}, 線路長 α_l, PSS ゲインG_{PSS}を変化させて分岐点を求め, P_{ms}- G_{PSS}平面上およびα_l-G_{PSS}平面上の分岐集合を求めた。フリップ分岐とそのカスケードを経た後のカオス的動揺現象が観察され, 最大リアプノフ指数が正とな

る算出結果が得られた。

- 供試系統においては GOV を動作させない場合にはカオス的動揺の発生が認められなかった。これは，供試系統の GOV および水理系が，PSS ゲインを大きくした場合に発生する長周期動揺に対してはダンピングを減少させてしまう周波数応答特性を持つことと関係があると思われる。
- PSS ゲインが小さな値に設定された場合，発電機出力や線路長を漸増，漸減させた時に安定平衡点から安定周期解への不連続な遷移が見られ，ヒステリシス現象が観察された。この現象に関わる不安定周期解をニュートン法によって求め，不連続な分岐の構造を示した。この現象は，線形解析では動作点が安定と判断される場合も系統が振動的な振舞いをする状態が潜在的に存在しており，突然顕在化することがあることを意味している。

本章でのシミュレーション結果として，供試系統においてカオス的動揺が観察されたが，システムのどの部分の非線形性（出力相差角特性，発電機磁気特性，制御系特性等）が原因となってカオス的な動揺が発生するのかという素朴かつ根本的な疑問が生じる。この点については，第 5 章において系統モデルを簡単化した上で追求する。

第 4 章に関する参考文献

[1] 土井, 後藤, 河合, 鈴木, 横川：“大規模電力系統シミュレータの開発”, 電気学会論文誌 B, **110**, pp. 727–735 (1990).

[2] 喜多, 野尻, 上田：“1 機無限大母線系統のカオス動揺 – 周期倍分岐カスケード–”, 平成 6 年電気学会全国大会, No. 1119 (1994).

[3] 喜多, 野尻, 上田：“電力系統に生じるカオス的動揺現象”, 電気学会電力技術研究会資料, No. PE-93-2 (1993).

[4] 電力系統モデル標準化調査専門委員会（編）：“電力系統の標準モデル”, pp. 40–43, 電気学会技術報告, No. 754, 電気学会 (1999).

第 5 章

AVR のみを考慮した一機無限大母線系統モデルでのカオス的動揺の発生主要因

5.1 はじめに

電力系統の動揺現象がカオス的になり得ることを第 4 章に示したが，本章では第 4 章で対象とした系統モデルを簡略化し，制御系としては AVR のみを考慮した一機無限大母線系統モデルにおいてカオス的動揺が発生する場合，モデル特性のどの部分がカオス発生の主要因となっているかについて検討を行う。すなわち，モデルに存在するどの非線形性がカオスの発生に大きな影響を与えているのかを明らかにするために，部分的にモデルを線形化する等を行った場合に得られるシミュレーション結果を比較検討する。

5.2 対象系統

本章においても一機無限大母線系統を対象としている。第 4 章では発電機および各制御系の特性を比較的詳細に考慮したが，解析を容易にするため本章では簡略化して扱う。AVR 制御系を含めて，モデル系統を図 5.1 に示す。

5.2.1 系統モデル

用いた発電機モデルは発電機相差角 δ(rad), 回転子速度偏差 ω(p.u.), (界磁磁束に比例する) 過渡リアクタンス背後電圧 e'_q(p.u.) を状態変数とする 3 次元モデルである。変数の上のドットは時間微分を意味する。式の導出については付録 D に示した。

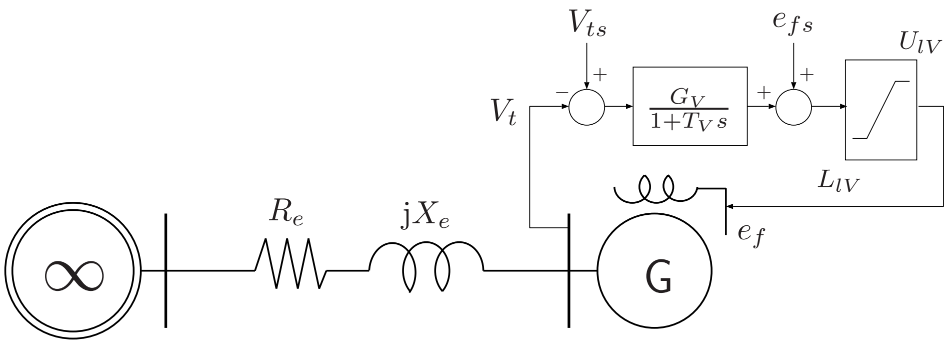


図 5.1　AVR 制御系を含む一機無限大母線系統

$$\dot{\delta} = \omega_B \omega \tag{5.1}$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{M}(P_m - P_e - D_g \omega) \tag{5.2}$$

$$\dot{e}'_q = \frac{1}{T'_{do}} \left\{ -e'_q - (X_d - X'_d) i_d + e_f \right\} \tag{5.3}$$

$$i_d = -c_1 V_\infty \sin\delta - c_2 V_\infty \cos\delta + c_3\, e'_q \tag{5.4}$$

$$i_q = \quad c_4 V_\infty \sin\delta - c_5 V_\infty \cos\delta + c_6\, e'_q \tag{5.5}$$

$$P_e = \left\{ e'_q + (X_q - X'_d) i_d \right\} i_q \tag{5.6}$$

$$e_d = X_q i_q, \quad e_q = e'_q - X'_d i_d \tag{5.7}$$

$$V_t = \sqrt{{e_d}^2 + {e_q}^2} \tag{5.8}$$

外部系統の特性は，第 4 章でのモデル（付録 C）よりも簡略に表している。三相平衡状態を仮定した上で，発電機と無限大母線とは直列インピーダンスを介してつながり，一相分の回路について，フェーザ表示された発電機端子電圧$\boldsymbol{E_t}$，無限大母線電圧$\boldsymbol{E_\infty}$，発電機電流$\boldsymbol{I}$の関係が

$$\boldsymbol{E_t} = \boldsymbol{E_\infty} + (R_e + \mathrm{j}X_e)\boldsymbol{I} \tag{5.9}$$

と表されるとしており，

$$c_0 = {R_e}^2 + (X_q + X_e)(X'_d + X_e) \tag{5.10}$$

$$c_1 = c_5 \ = \ c_6 \ = \ \frac{R_e}{c_0} \tag{5.11}$$

$$c_2 = c_3 \ = \ \frac{X_q + X_e}{c_0}, \quad c_4 \ = \ \frac{X'_d + X_e}{c_0} \tag{5.12}$$

となる。なお，単位法表記を用いているので，発電機端子の相電圧$\boldsymbol{E_t}$と発電機端子の線間電圧$\boldsymbol{V_t}$とは同一の値である。

表 5.1　系統定数（各定数の意味については巻頭の記号一覧を参照）

X_d	1.030 p.u.	X_q	0.618 p.u.	ω_B	120π rad/s
V_∞	1.0 p.u.	R_e	0.073 p.u.	X_e	0.47 p.u.
M	10.59 s	T'_{do}	7.61 s	X'_d	0.326 p.u.
U_{lV}	3.08 p.u.	L_{lV}	−2.01 p.u.	V_{ts}	1.05 p.u.
D_g	3	G_V	108.7	T_V	1 s
P_m	1.4 p.u.	e_{fs}	1.05 p.u.		

AVR ブロックは図 5.1 に示すように，ゲインG_V, 時定数 T_V(s) の一次遅れ要素で表した。端子電圧目標値はV_{ts}(p.u.)，励磁電圧のバイアスはe_{fs}(p.u.)，励磁電圧e_f(p.u.) のリミタの上限値は U_{lV}(p.u.)，下限値は L_{lV}(p.u.) とした。すなわち励磁電圧e_f(p.u.) は

$$e_f = \begin{cases} L_{lV} & (g_V \leq L_{lV}) \\ g_V & (L_{lV} < g_V < U_{lV}) \\ U_{lV} & (g_V \geq U_{lV}) \end{cases} \tag{5.13}$$

$$\dot{g_V} = \{G_V(V_{ts} - V_t) - (g_V - e_{fs})\}/T_V \tag{5.14}$$

と表される。

発電機，送電線に関する定数値は，特に記す場合を除いては表 5.1 の値を用いた。発電機モデルとしては，第 4 章と同様に水力型を用いる。

5.3　いくつかのパラメータに対する分岐とカオスの発生領域

5.3.1　図中に用いる記号と可変パラメータ

本章でも可変パラメータを縦軸および横軸とするパラメータ平面に解析結果を示す。図中の記号の意味は，第 4 章の 4.3.1 項で記した通りである。

本章では，可変パラメータとして発電機入力 P_m, AVR ゲイン G_V, AVR 時定数 T_V, d 軸開路時定数 T'_{do}を用いている。なお，d 軸開路時定数 T'_{do}は発電機固有の特性を示す定数であるので，連続的に値を変化させて解析を行うのは奇異な印象を与えるかもしれない。しかし，T'_{do}は発電機のスケールによって特に大きく値を変える定数であり，実験室用小型発電機から実用大型機まで，様々な発電機の特性を考慮することが T'_{do}を可変パラメータとする目的である。

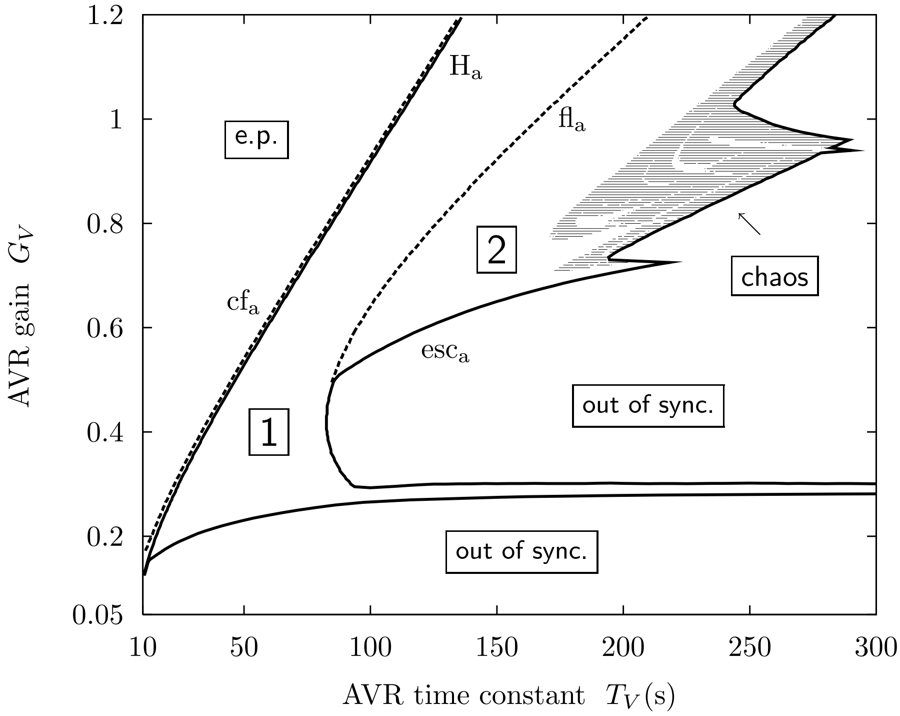


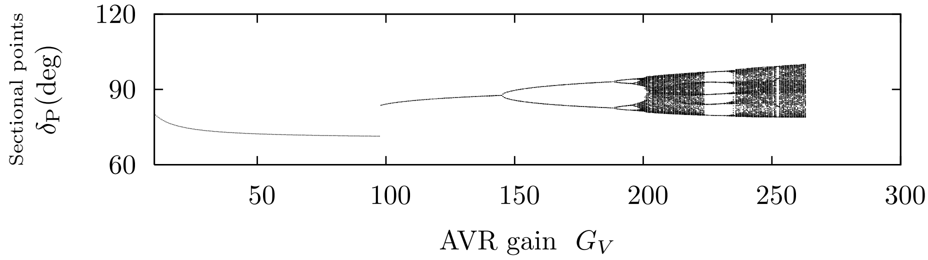
図 5.2　G_V-T_V 平面上の分岐集合

5.3.2　AVR ゲインおよび AVR 時定数に対する定常状態の変化

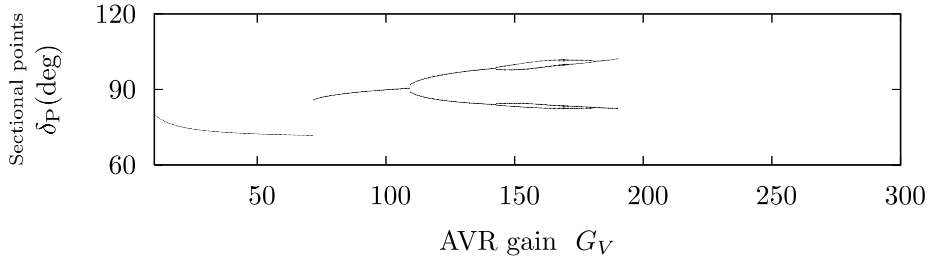
図 5.2 は AVR ゲイン G_V，AVR 時定数 T_V の値を可変パラメータとして変化させた場合に，システムの定常状態での振舞いがどのようになるかを示した図である。他のパラメータの値は表 5.1 に示した値である。

前述のように，$\boxed{\text{e.p.}}$ で示す領域では平衡点が安定であり，$\boxed{1}$, $\boxed{2}$, $\boxed{\text{chaos}}$ で示す領域では持続動揺が生じる。曲線 $\mathrm{H_a}$ では，サブクリティカル ホップ分岐が見られる。カオス的動揺が発生する領域は，G_V が大きく $T_V = 0.7$ s から $T_V = 1$ s までの領域に集中している。なお，$T_V \simeq 0.3$ s 付近で帯状に存在する安定周期解の領域は, 励磁電圧 e_f のリミタの下限 $L_{lV}(= -2.01$ p.u.) によるものである。リミタの下限を設けない場合はこの領域は存在しない [1]。

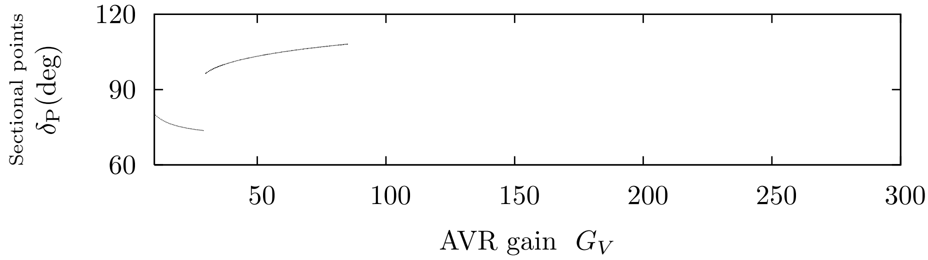
図 5.3(a)–(c) には，T_V の値をそれぞれ 0.9 s, 0.7 s, 0.35 s に設定した場合に，G_V を可変パラメータとした分岐図を示す。分岐図に用いた δ_P は，第 4 章と同様に，軌道がポアンカレ断面 $\omega = 0$ を ω の正から負の方向へ横切る時の δ の値である。分岐図は定常状態に達した時の δ_P を用いて描いている。図 5.4 はリアプノフ指数の算出結果であり，図 5.3(a) に対応している。カオス的動揺が生じるパラメータ値，すなわち $200 < G_V$ では最大リアプノフ指数が正となっていることが確認できる。



(a) $T_V = 0.9$ s



(b) $T_V = 0.7$ s



(c) $T_V = 0.35$ s

図 5.3　分岐図 (G_Vを 10 から準静的に増加)

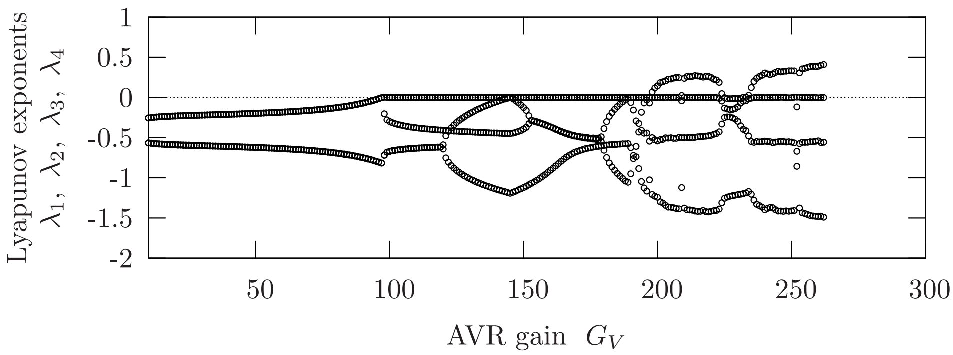


図 5.4　図 5.3(a) に対応するリアプノフ指数算出結果

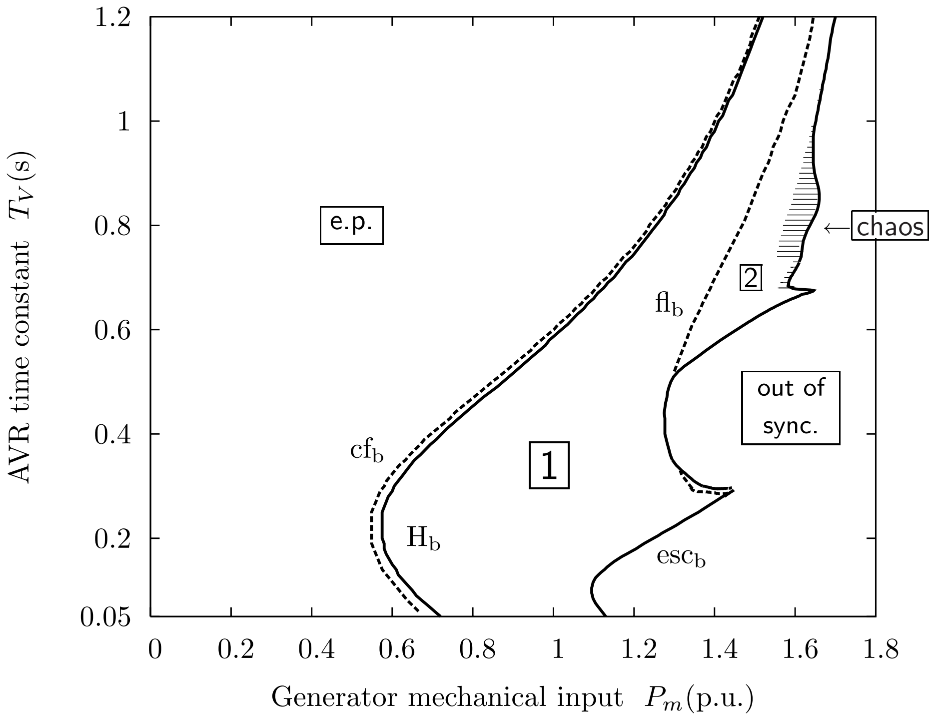


図 5.5　P_m-T_V 平面上の分岐集合 ($G_V = 108.7$)

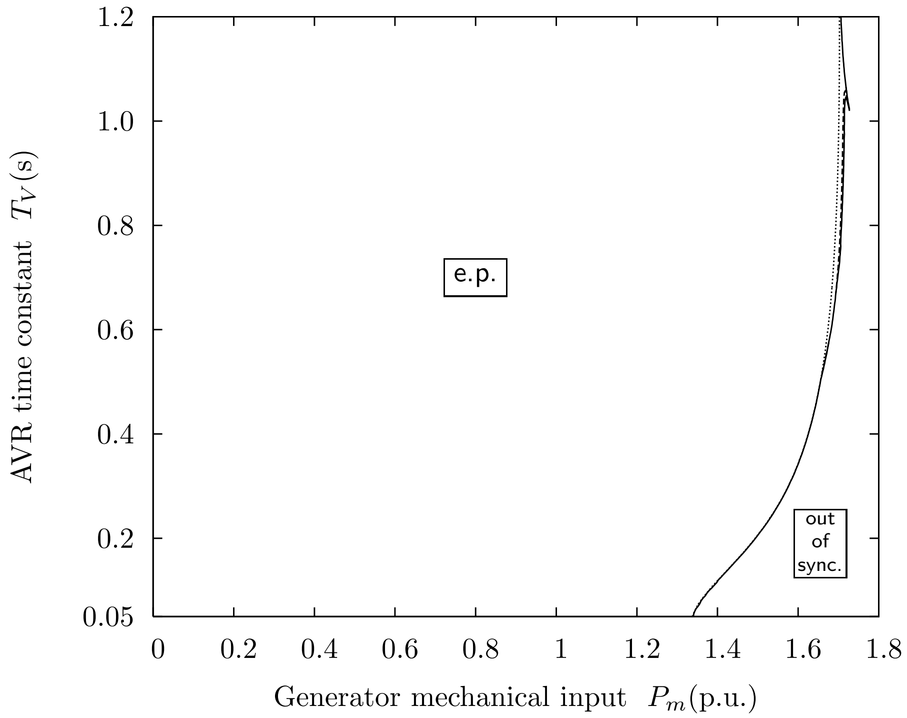
5.3.3 発電機機械入力および AVR 時定数に対する定常状態の変化

図 5.5 および図 5.6 は発電機機械入力 P_mと AVR 時定数 T_Vに対するシステムの定常状態の関係を示した図である。他のパラメータの値は表 5.1 に示した値である。

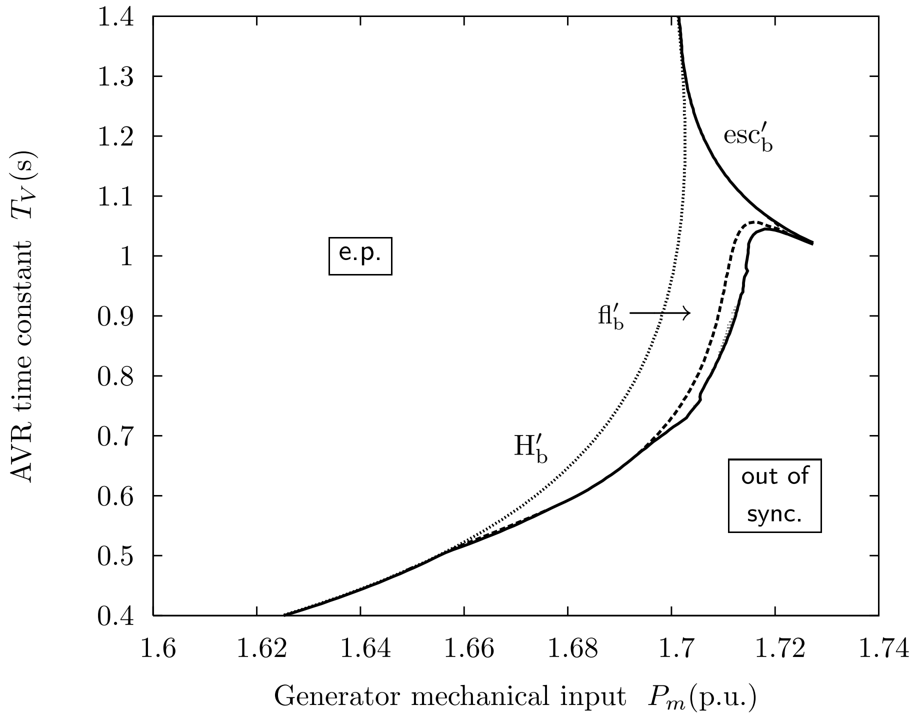
図 5.5 は AVR ゲイン G_Vが 108.7 の場合である。カオス的動揺が発生する領域は，$T_V = 0.7$ s から $T_V = 1$ s 付近に集中していることが分かる。またサブクリティカル ホップ分岐を示す曲線 $\mathrm{H_b}$ の形状から，表 5.1 の条件では $T_V \simeq 0.22$ s の時に最も小さな出力 ($P_m \simeq 0.58$ p.u.) で平衡点が不安定となることが分かる。

図 5.6 は AVR ゲイン G_Vを 10 に設定した場合の定常状態の変化である。図 5.6(a) は，図 5.5 と同一範囲の図である。図 5.6(a) の大半の領域では平衡点が安定であり，拡大図である図 5.6(b) を見てもわかるように，平衡点が不安定となって生じる持続動揺の領域は図 5.5 に比べて極めて狭い。

前述のように，本論文でのシミュレーションではe_{fs}を一定としているので，図 5.6 の場合には AVR ゲインが低いために発電機電圧は $V_t = 0.94$ p.u. 程度まで低下していた (図 5.5 の場合には，平衡点上での発電機電圧は $V_t = 1.04$ p.u. までしか低下しないので，通常の発電機運用条件としても問題ない)。そこでe_{fs}の値として，表 5.1 に示す 1.05



(a) 図 5.5 と同一領域



(b) 拡大図

図 5.6　P_m-T_V 平面上の分岐集合 (G_V= 10)

p.u. を用いずに 2.75 p.u. を用いた場合の結果を図 5.7 に示す。図 5.7 においては（平衡点上では）発電機電圧は ±1% の偏差の範囲で 1.05 p.u. に保たれている。図 5.6 と図 5.7 とを比較すると，T_Vが小さい領域で差異が見られるものの，ほぼ同様の分岐現象が確認出来る。

5.3.4　d 軸開路時定数および AVR 時定数に対する定常状態の変化

図 5.8 は d 軸開路時定数 T'_{do}と AVR 時定数 T_Vの値に対するシステムの定常状態の関係を示した図である。他のパラメータの値は表 5.1 に示した値である。

T'_{do}の値は発電機の規模によって様々な値を取るものであるが，ある程度の範囲であれば AVR 時定数 T_Vの値を調節することによってカオスが発生し得ることが分かる。この特性は，第 6 章での試みのように，カオス的な揺らぎ意図的に生じさせて積極的に利用しようとする立場からは重要である。

5.4　カオス的動揺の発生要因に関する考察

この節では，当該系統にカオス的動揺が生じるのはどの非線形性が要因となっているのかを考察する。解析対象のモデルを表す式 (5.1)–(5.14) に存在する非線形性を大きく 2 つに分け，

- 発電機本体部と外部系統を表す部分，すなわち式 (5.1)–(5.12), (5.14) が持つ非線形性
- 式 (5.13) で示される AVR リミタの非線形性

のどちらがカオス発生の主要因となっているかについて議論する。

5.4.1　AVR リミタの非線形性が存在しない場合

式 (5.13) で示される AVR 出力のリミタ特性が存在しない場合，すなわち式 (5.13) の上限値と下限値を解除した場合のシミュレーション結果について述べる。

上限値および下限値を解除し，図 5.2，図 5.5，図 5.8 と同じパラメータ範囲で計算を行うと，平衡点が不安定となると直ちに脱調する結果が得られる。例えば図 5.2 において，曲線 $\mathrm{H_a}$ よりも右の領域は全て $\boxed{\text{out of sync.}}$ である図が計算結果として得られる。（$\mathrm{H_a}$ と同じ曲線が脱調分岐曲線 esc となる。）図 5.5 や図 5.8 についても同様に，$\mathrm{H_b}$, $\mathrm{H_c}$ と同じ曲線が脱調分岐曲線 esc となるので，それ以外の分岐やカオスは全くみられない。これは，電力動揺を発散させずに持続させる効果を持つのが AVR リミタである [2] ことを意味している。

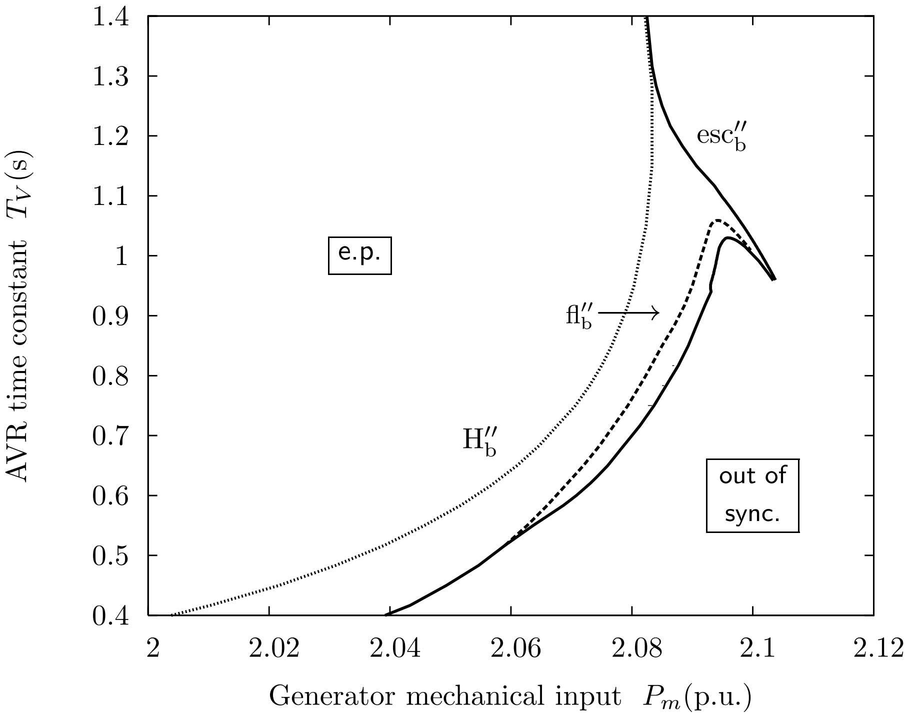


図 5.7 P_m-T_V 平面上の分岐集合 (G_V= 10, e_{fs}=2.75 p.u.)

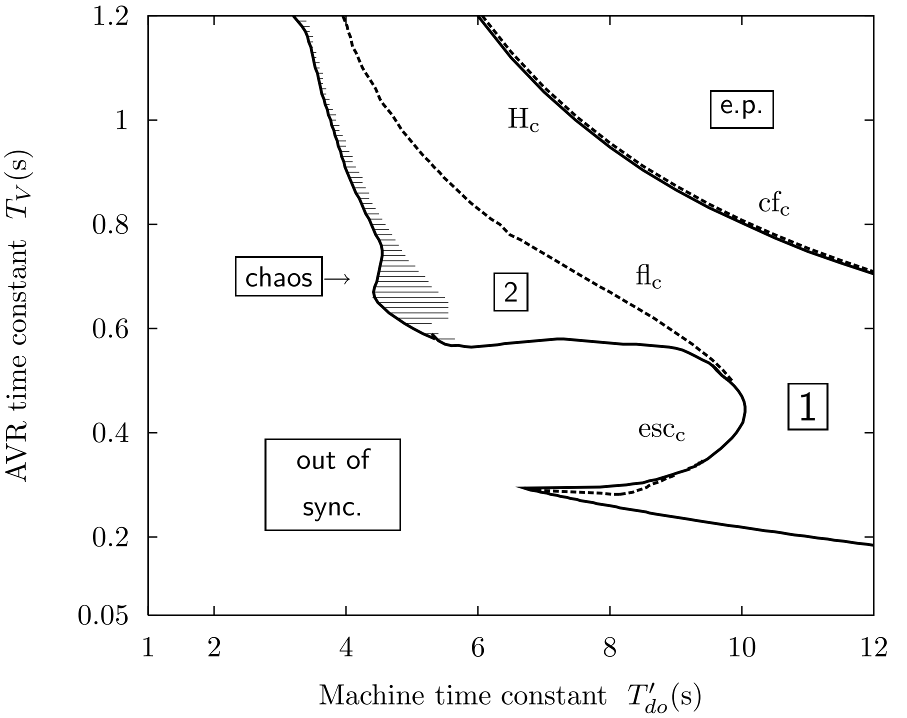


図 5.8 T'_{do}-T_V 平面上の分岐集合

したがって，当該電力系統モデルにおいて表 5.1 に示すパラメータ値を用いる場合，カオスが生じるためには式 (5.13) で示される AVR 出力のリミタ特性が必要であると言える。

5.4.2　発電機本体部と外部系統を表す部分が持つ非線形性が存在しない場合

今度は逆に，AVR 出力のリミタ特性だけを唯一の非線形特性として残し，それ以外の非線形特性，すなわち式 (5.1)–(5.12) および (5.14) の非線形性をすべて線形化したモデルを導出し，そのモデルに生じる分岐やカオスについて調べ，元のモデルでの現象と比較する。

表 5.1 のパラメータ値での平衡点の周りで式 (5.1)–(5.12) および (5.14) を線形化したモデル（付録 D.4 に示す）を「部分線形化モデル」と呼ぶことにする。

図 5.9(d) は，部分線形化モデルを用いて，図 5.8 と同一のパラメータ値範囲を計算した結果である。図 5.9(a)–(c) は，図 5.8 と図 5.9(d) との間をつなぐものとして対比のために示した図で，元モデルである式 (5.1)–(5.14) を用い，さまざまな AVR 出力リミタの上限値 U_{lV} に対して，図 5.8 に相当する図をシミュレーションにより求めたものである。

図 5.8 および図 5.9(a)–(d) から言えることは，AVR 出力リミタの上限値 U_{lV} が低くなるにしたがって「元の非線形モデルの分岐集合」が「部分線形化モデルの分岐集合」に近付いていることである。カオス発生領域の位置やフリップ分岐の位置，発電機が脱調せずに運転可能な領域が徐々に広がっていることから分かる。これは，AVR リミタの上限を低くすると発電機動揺の振幅が小さくなり，システム状態点が動く範囲が（過渡状態を除くと）平衡点の近傍に限定されるため，システムの振舞いが部分線形化モデルの振舞いに漸近するため，と解釈できる。

したがって，図 5.8, 図 5.9(a)–(d) におけるカオス発生のメカニズムは，定性的には同じであることが強く示唆される。

また，図 5.10 の結果も以上の解釈を裏付けている。図 5.10(a)–(d) に示すのは，リミタの上限値 U_{lV} を 3.08 p.u. から 1.95 p.u. まで変化させた時のカオスアトラクタであり，図 5.10(e) は部分線形化モデルのカオスアトラクタである。各図の両軸の範囲に注意すると，リミタの上限値 U_{lV} の変化に伴いアトラクタはその構造をほぼ保ったまま, その大きさのみを変化させることが分かる。

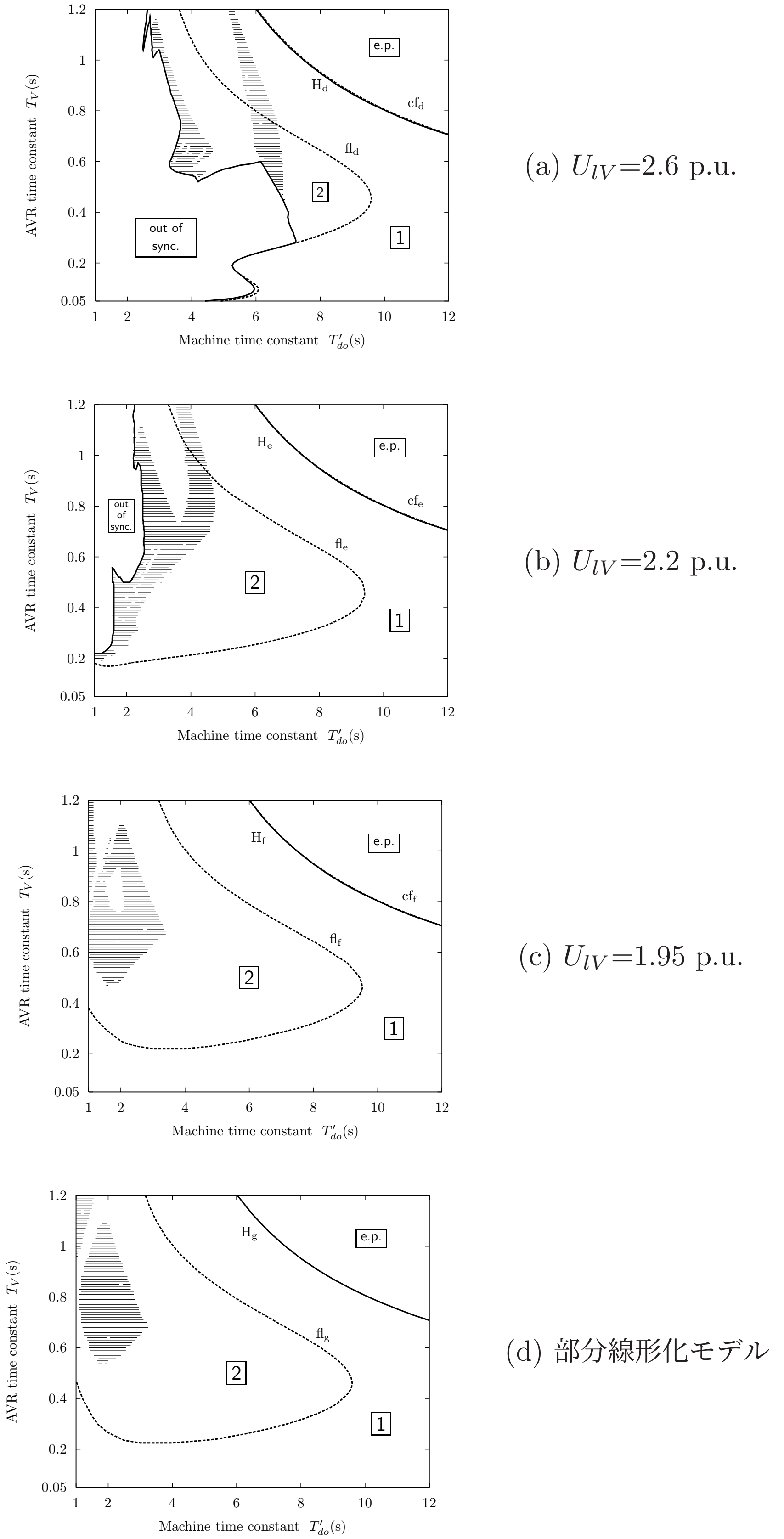
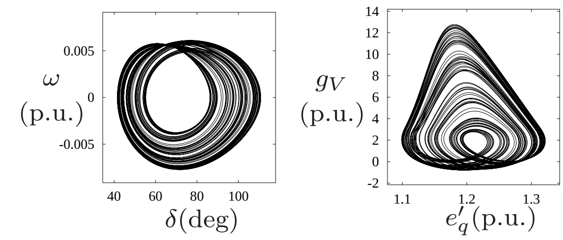
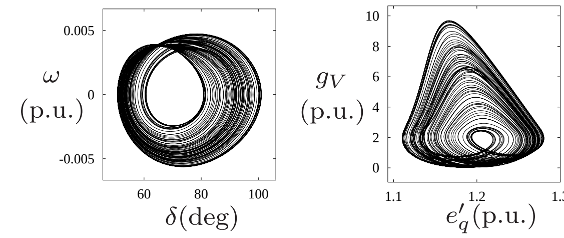


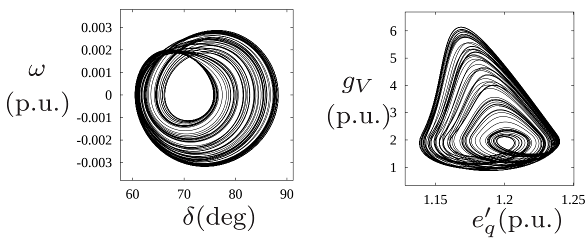
図 5.9　T'_{do}-T_V 平面上の分岐集合 (灰色の領域：カオス)



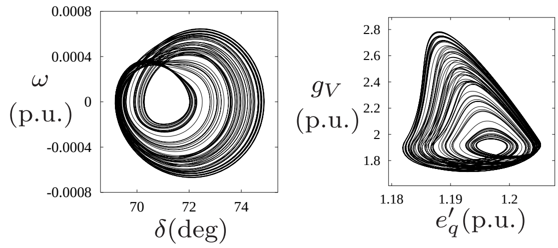
(a) U_{lV}=3.08 (T_{do}'=5 s, T_V=0.7 s)



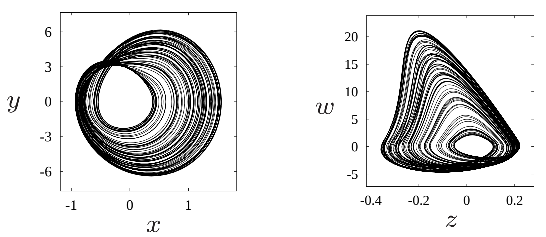
(b) U_{lV}=2.6 (T_{do}'=4 s, T_V=0.7 s)



(c) U_{lV}=2.2 (T_{do}'=3 s, T_V=0.7 s)



(d) U_{lV}=1.95 (T_{do}'=2 s, T_V=0.7 s)



(e) 部分線形化モデル (T_{do}'=2 s, T_V=0.7 s)

(δ:発電機相差角，ω:回転子速度偏差，e_q':過渡リアクタンス背後電圧，g_V:AVR 信号)

図 5.10　カオスアトラクタ

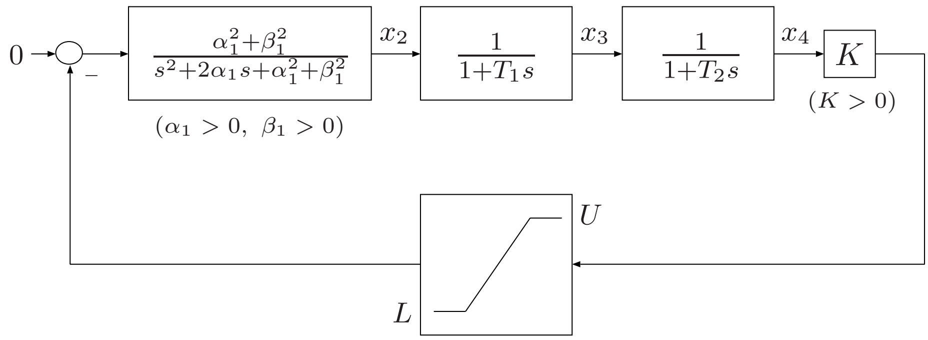


図 5.11　部分線形化モデルをさらに簡単化したシステム

5.4.3　考察

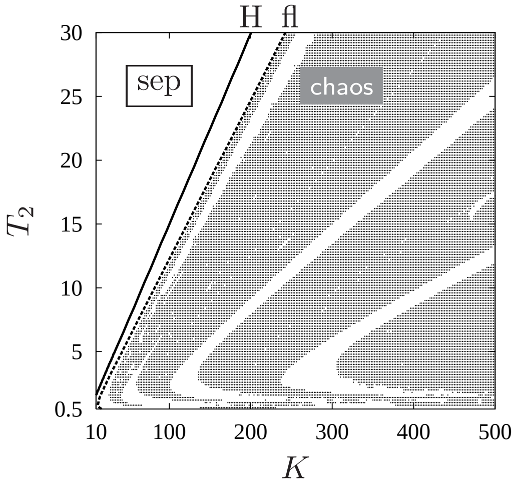
これらの結果から，パラメータ値を表 5.1 のパラメータ値の付近に設定した場合，電力系統モデル (5.1)–(5.14) にカオスが生じるには，非線形性としては式 (5.13) で表される非線形性は必要だが，式 (5.1)–(5.12) および (5.14) が有する非線形性は必須ではないと言える。

部分線形化モデルには図 5.10 (e) のようなカオス的振舞いが生じる。それでは部分線形化モデルにおいて，式 (5.13) 以外の要素（線形特性部）がどのような特性であってもカオスが生じるかといえばもちろんそんなことはない。部分線形化モデルの線形特性部が如何なる条件を満たすときにカオスが発生するのかという問題は,「一般的にシステムにカオスが発生する条件は何か」という問題にも通じる問題である。

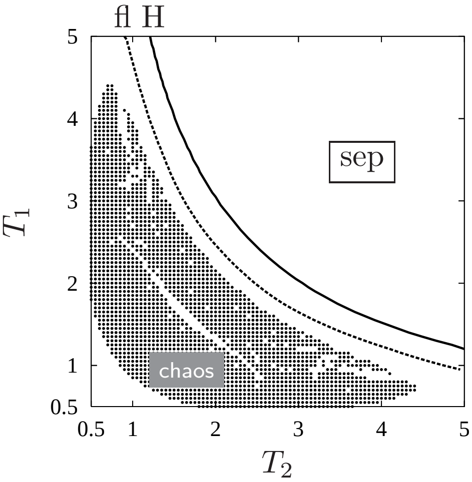
ここでは部分線形化モデルをさらに簡単化し，図 5.11 のような一次遅れ要素と二次遅れ要素の組合せで表したモデルにおいて，時定数やゲイン等のパラメータがどの値の時にカオスが生じるかを，パラメータサーベイにより求め，その結果を図 5.12 に示した。パラメータ値としては，特に指定しない限り $\alpha_1 = 0.4$, $\beta_1 = 5$, $T_1 = 1$, $T_2 = 3$, $U = 1$, $K = 34$ を標準値として用いた。また非線形要素の下限（下限値 L）は簡単のため解除した。

図 5.12 に示すように，各パラメータ値の広範囲でカオスが発生することが認められる。図 5.12(b) を見ると一次遅れ要素時定数 T_1, T_2 の値の積が一定である曲線，例えば $T_1T_2 = 1$ や $T_1T_2 = 4$ を考えるとその付近でカオスが発生しており，T_1, T_2 の積とカオス発生とが関係があることが分かる。図 5.12(c) のカオス発生領域は (a), (b) と比べて複雑な形状であり，二次遅れ要素の減衰係数 α_1 や固有周波数 β_1 の値の限定された範囲に留まり，カオスが発生するか否かが，α_1 や β_1 には敏感に依存することが分かる。

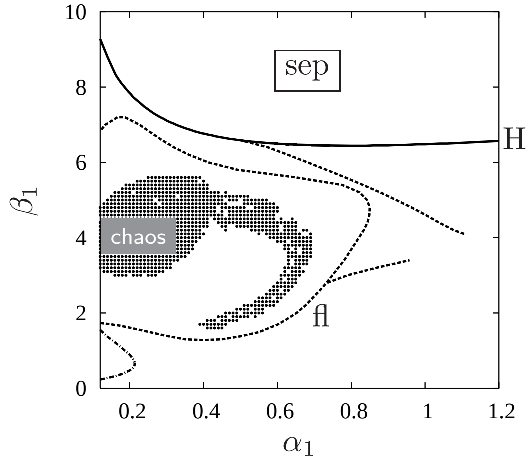
また，システムの閉ループでの固有値（非線形要素の上限値を解除した場合のシステム



(a) K-T_2



(b) T_2-T_1



(c) α_1-β_1

図 5.12　分岐集合

の固有値）を μ_i $(i = 1, 2, 3, 4)$ と表すことにすると

$$r_{re} = -\max(\mathrm{Re}[\mu_i])/\min(\mathrm{Re}[\mu_i]) \tag{5.15}$$

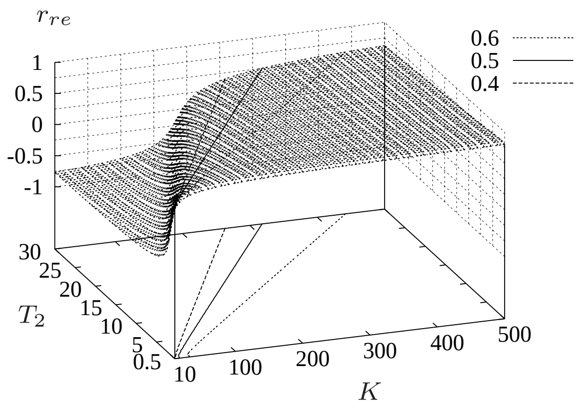
で定義される r_{re} の値を，さまざまなパラメータ値に対してプロットすると図 5.13 のようになる。各底面は図 5.12 の各図と対応しており，$r_{re} = 0.4,\ 0.5,\ 0.6$ の等高線を描いてある。図 5.13 を図 5.12 と比較するとカオス発生領域が $r_{re} = 0.5$ の曲線の周辺に分布していることが認められる。このことを定性的に解釈すると，システムが持つ不安定性と安定性とがバランスした時にカオスが生じ得るとも言える。

5.5 まとめ

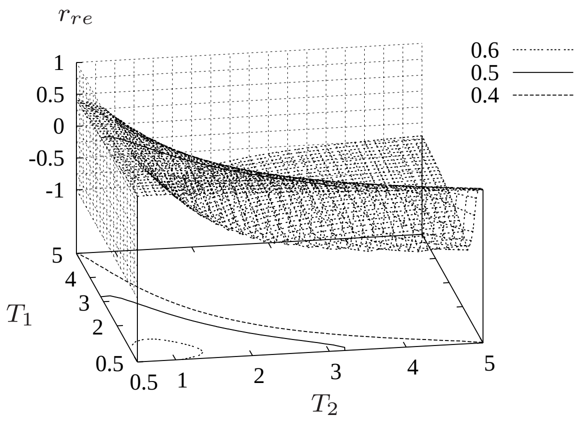
本章では，一次遅れ要素で表した AVR を考慮した一機無限大母線系統において生じる様々な分岐現象およびカオス的動揺が生じるパラメータ値領域を計算機シミュレーションによって求めた。また，AVR リミタ以外の非線形要素をすべて線形化した部分線形化モデルを導出し, 元のモデルと同様の分岐およびカオスが生じる事を示した。

本章で得られた結果は以下のように要約できる。

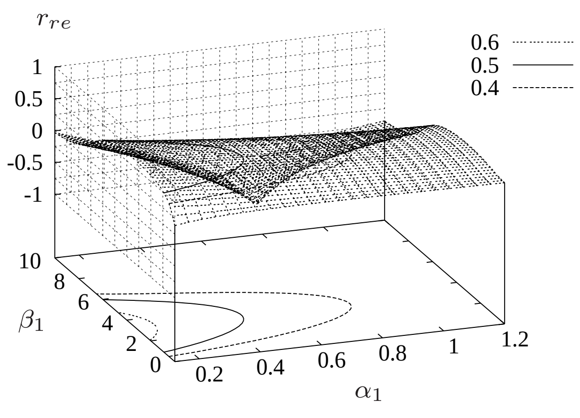
- 部分線形化モデルにおいてカオスが生じるメカニズムは，本論文で扱った一機無限大母線系統モデルにおいてカオスが生じるメカニズムと定性的には同じであることが，いくつかのシミュレーション結果から強く示唆された。
- AVR のみを考慮した一機無限大母線系統モデルでは，AVR リミタの非線形性がカオス的動揺発生には重要な要素であると言える。
- 観察されたカオス的動揺の振幅は簡単に制御でき，系統の安定性に差障りが無いような小さな振幅のカオス的動揺を生じさせることも可能である。



(a) K-T_2



(b) T_2-T_1



(c) α_1-β_1

図 5.13　$r_{re} = -\max(\mathrm{Re}[\mu_i])/\min(\mathrm{Re}[\mu_i])$ の変化（底面が図 5.12 に対応）

第 5 章に関する参考文献

[1] 喜多：“AVR を考慮した一機無限大母線系統に生じる分岐とカオス動揺の発生要因”, 平成 12 年電気学会電力・エネルギー部門大会, No. 17 (2000).

[2] W. Ji and V. Venkatasubramanian: “Hard-limit induced chaos in a fundamental power system model”, Electrical Power & Energy Systems, **18**, 5, pp. 279–295 (1996).

第 6 章

カオス同期現象を利用した発電機モデル定数値推定についての基礎検討

6.1 はじめに

本章では，発電機に生じるカオス的動揺と，計算機上に構成した仮想的な同一システムに生じるカオスとの同期を検定することによって発電機モデルのパラメータ値を推定可能であることを示す。電力系統に接続された発電機にカオス的な動揺が発生している状況をつくり出す方法としては，第 5 章の結果をふまえ，発電機の AVR ゲインを高めに設定する。また，計算機シミュレーションおよび実験によってその有効性について基礎的な検討を行う。

カオスは初期値鋭敏依存性を持つ現象であり，カオス的に振舞うシステムにおいてわずかな初期条件の差異があることで，ある程度時間が経った後のシステムの動作は大きく異なったものとなる。しかし，2 つのシステムがカオス的に振舞う時，一方から他方へ信号を与えることにより，両システムの初期条件が異なっていても十分時間が経てば両システムが同一の動作をすることがある。この現象はカオスの同期現象と呼ばれる [1, 2]。通信の分野では秘話通信手段としての応用も考えられている。

本章での手法は，高度な解析的表現や解法を用いるものではないが，既存の手法とは異なる簡単な原理に基づき，第 1 章で述べた従来手法に見られる欠点を補い得る手法開発の可能性を探るために検討を行ったものである。

対象が電力系統であるので誤解を避けるために注意しておくと，本章で用いるカオス同期現象の「同期」は，同期機の「同期」とは異なる。同期機の「同期」はいわゆる瞬時値に関する現象であり，本章で示すカオス同期は発電機の出力や端子電圧実効値等の実効値に関する現象であるので， 時間スケールが違う。

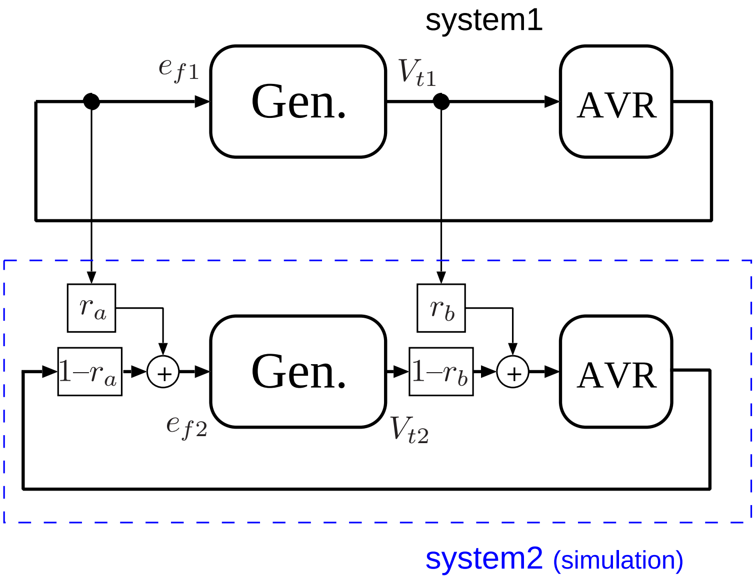


図 6.1　双対システムの構成

6.2　モデルとシステム構成

6.2.1　双対システムの構成

カオス同期の現象を生じさせるために，第 5 章で示した電力系統モデル (5.1)–(5.14) を 2 つ組み合わせて双対構造を持つシステムを作った。この双対システムの構成を図 6.1 に示す。上半分の system1 が現実のシステムに対応する部分であり，下半分の system2 が計算機上に仮想的に実現されるシステムである。ただし 6.3 節，6.4 節で示す結果は system1，system2 共に計算機シミュレーションによって実現した場合に得られたものである。図 6.1 中の **Gen.** は系統に接続された 1 台の発電機を表し，**AVR** は AVR ブロック (リミタを含む) を表す。

両システム間の結合は，system1 から system2 への一方向のみで，界磁電圧e_fおよび端子電圧V_tの値が伝えられる。r_a と r_b は結合の度合いを調節するパラメータであり，$r_a = 0$ の場合はe_fに関する結合は無い。$r_a = 1$ の場合，system2 のフィードバックループは e_{f2} の箇所で切れて開ループとなり， system1 の e_{f1} が，開ループとなった system2 への入力信号となる。V_tに関する結合係数 r_b についても同様である。

なお以下では， system1 に関する変数やパラメータは e_{f1} のように添え字 1 を付けて表し，system2 の変数やパラメータには V_{t2} のように添え字 2 を付ける。

表 6.1　系統定数 （各定数の意味については巻頭の記号一覧を参照）

X_d	1.0 p.u.	X_q	0.6 p.u.	ω_B	120π rad/s
V_∞	1.0 p.u.	R_e	0.1 p.u.	X_e	1.1 p.u.
M	10.0 s	T'_{do}	6.5 s	X'_d	0.3 p.u.
U_{lV}	1.65 p.u.	L_{lV}	-2.0 p.u.	V_{ts}	1.05 p.u.
D_g	3.0	G_V	200.0	T_V	1.2 s
P_m	0.8 p.u.	e_{fs}	1.0 p.u.		

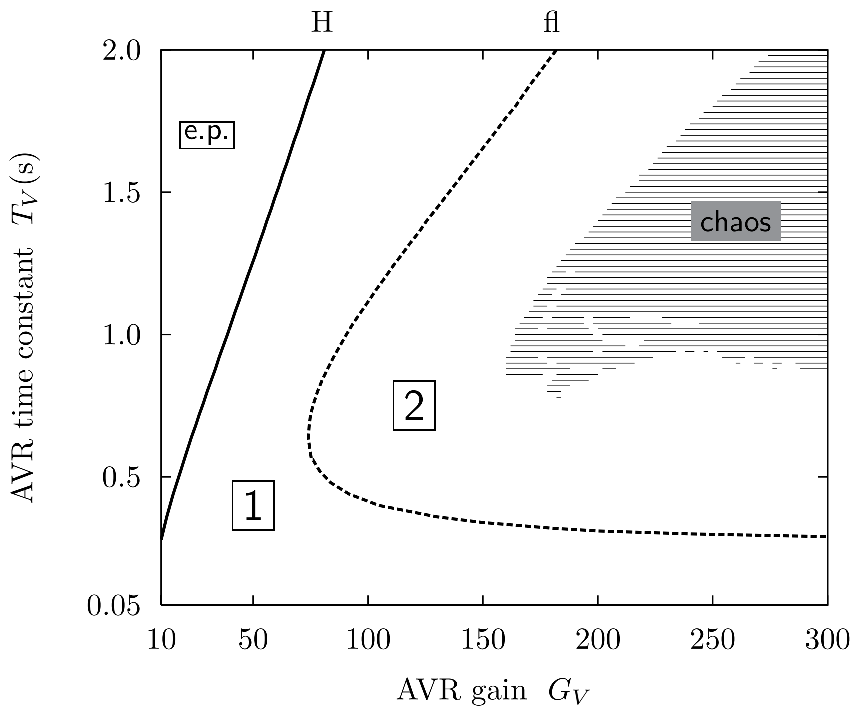


図 6.2　G_V-T_V平面上の分岐集合

6.2.2　パラメータ値

本章の 6.3 節，6.4 節においては発電機や送電線に関する定数値は，特に記す場合を除いては表 6.1 の値を用いた。

表 6.1 のパラメータ値を用い，その内，G_VとT_Vのみを変化させた場合に電力系統モデル (5.1)-(5.14) の定常状態がどのようになるかを図 6.2 に示す。図 6.2 での記号の意味は，第 4 章の 4.3.1 項で記した通りである。

6.2.3 可変パラメータの選定について

本章では，カオス同期の状況を変化させるための可変パラメータとして主に d 軸開路時定数 T'_{do} を用いる。T'_{do} は同期発電機動特性の時定数として最も代表的な時定数の一つであり，特に本章で用いる 3 次元発電機モデルにおいては励磁電圧に対する端子電圧の応答速度に直接影響する重要な時定数であり，励磁制御系設計の際にもその値を把握することが必要となる。

T'_{do} 以外のパラメータもカオス同期の状況を変化させるための可変パラメータとして用いることはできるが，設計値と実際の測定値とが良く一致するようなパラメータは可変パラメータ（即ち推定すべきパラメータ）とする必要は元々無い。また，カオス同期の状況を変化させるという繊細な効果だけでなく，例えば動揺周期を大きく変化させるなどの効果を持つパラメータは，その値の変化が電力動揺に与える効果が顕在的に現れるために，そもそも推定し易いので，以後の節に示すような有効性検証に用いると甘い評価を与える恐れがある。このような理由により，可変パラメータとして d 軸開路時定数 T'_{do} を採用した。

6.3 相関図と時系列波形

本節では，ディジタル計算機により図 6.1 の双対システム全体のシミュレーションを行った結果を用いて，カオス同期とそれを利用したパラメータ値推定法の概念を説明する。

シミュレーション結果の初期条件は，時刻 $t = 0$ s において

$$(\delta_1 \quad \omega_1 \quad e'_{q1} \quad g_{V1}) = (1.35 \quad 0.0 \quad 1.2 \quad 2.0) \tag{6.1}$$

$$(\delta_2 \quad \omega_2 \quad e'_{q2} \quad g_{V2}) = (1.351 \quad 0.0 \quad 1.21 \quad 2.01) \tag{6.2}$$

とした。V_{t1}-V_{t2} の相関を示す図には時刻 $t = 60$ s から $t = 120$ s までのデータを用い，時系列波形の図には $t = 60$ s から $t = 90$ s までのデータを用いた。

パラメータの値は，system1，system2 の両者とも表 6.1 の値を用い，システム間の結合の度合いは

$$r_a = 0.7, \quad r_b = 0.5 \tag{6.3}$$

とした。これら以外の値を用いるときは明記した。

6.3.1 カオス的動揺の振幅

カオス同期の現象を利用するためには当然，system1 (現実の系統を想定) にカオス的な揺らぎを生じさせる必要がある。そのために AVR ゲイン G_V と AVR 時定数 T_V とを故

意に最適値からはずして乱調を生じさせるが，揺らぎの振幅があまり大きすぎると現実的ではない。この問題は AVR のリミタ上限値U_{lV}を適当に調整することによって回避できる。図 6.3 は，$U_{lV1} = 1.65$ の場合を示す。この場合端子電圧 V_{t1} の揺らぎは約 ±1.5%，出力 P_{e1} の揺らぎは約 ±2.5% である。以降では揺らぎ成分のみを拡大して図示するが，すべて図 6.3 の様な微小な揺らぎである。

図 6.4 のように $U_{lV1} = 1.9$ とすると揺らぎの振幅は大きくなる。実系統のように元来，不確定な要因によって揺らぎが見られる場合は，系統に元から内在するランダムな揺らぎの振幅との兼ね合いで，カオス的な揺らぎの振幅を適切に調節する必要があると思われる。

6.3.2 T'_{do2} を変化させた場合

図 6.5 は表 6.1 のパラメータ値を用い，system2 の T'_{do2} のみを変化させた場合のシミュレーション結果であり，両システムの発電機端子電圧実効値の相関図 V_{t1}-V_{t2} と時系列波形を示す。時系列波形においては，実線が V_{t1} であり，破線が V_{t2} である。

図 6.5(b) は $T'_{do1} = T'_{do2}$ の場合であり，ほぼ完全な相関が見られる。これは system1 と system2 は同一の動きをしておりカオス的な振舞いをしながら同期していることを意味する。図 6.5(a),(c) では若干のずれが見られる。パラメータ値の推定を行うには相関図を見ながら system1(実システム) と system2 (仮想システム) の動きが同一になるように system2 のパラメータを調節すればよい。

なお，両システム間の結合がない場合，すなわち $r_a = r_b = 0$ とした場合は，system2 は system1 の存在を知らずに動作するので，相関図は図 6.6 のように 2 つのカオス的振舞いが合わさっただけの図形となり V_{t1} と V_{t2} の間には相関は見られない。

6.3.3 他のパラメータ値に不整合がある場合

図 6.7 は system2 の発電機の機械入力 P_{m2} を 0.8 p.u.($= P_{m1}$) からずらして $P_{m2} = 0.79$ p.u. とした場合である。$T'_{do1} = T'_{do2}$ である図 6.7(b) の場合も完全には同期していないが，図 6.7(a)，(c) に比べて両システムの動きの相関は強いことが判断できるので，パラメータ値の推定は同様に可能である。

6.3.4 微小ノイズの影響

図 6.5 や図 6.7 に示す結果はディジタル計算機でのシミュレーション結果であるため，ディジタル計算機特有の再現性等に起因する現象かもしれないとの疑念が生じる。そこで，観察されたカオス同期現象が微小なノイズに対してロバストであるかどうかを確かめ

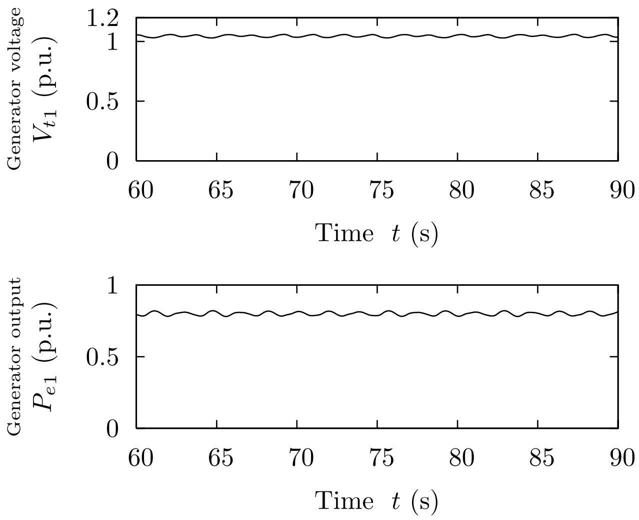


図 6.3　system1 に生じるカオス的揺らぎ ($U_{lV\,1} = 1.65$ p.u.)

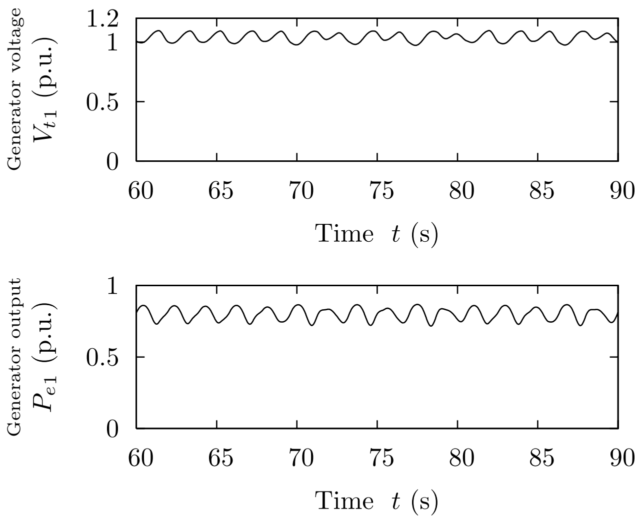
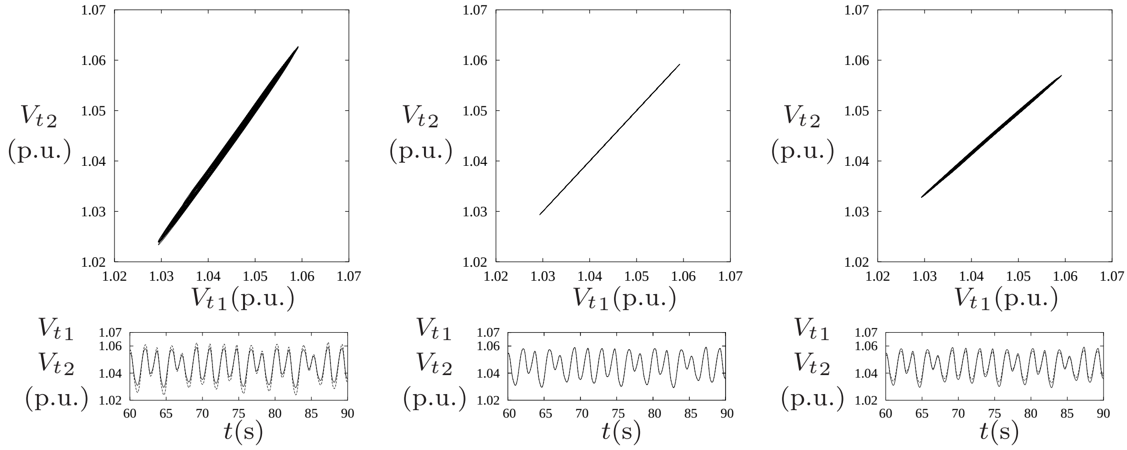


図 6.4　system1 に生じるカオス的揺らぎ ($U_{lV\,1} = 1.9$ p.u.)

るために，system1 の発電機モデルの機械入力 P_{m1} に ±0.1% のランダムな揺らぎを与えてシミュレーションを行った。得られた結果は図 6.8 に示すように，同期状態が若干の影響を受けるものの，定性的には図 6.5 と同じ現象がみられることが分かった。

6.4　相関図断面による検討

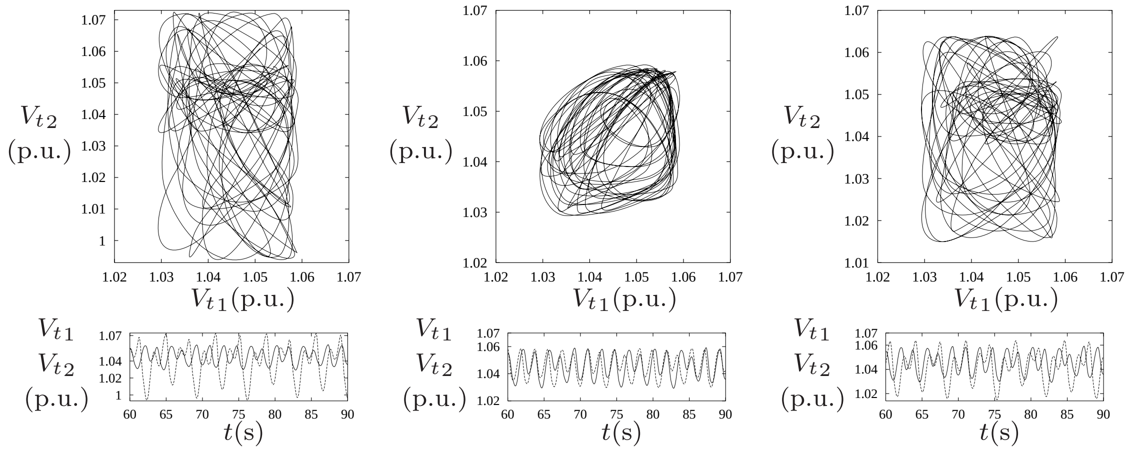
　前節で用いた相関図から簡潔に情報を得るために，相関図の断面を取ることでシステムのカオス同期状態を端的に表し，いくつかのパラメータの変化に対する同期状態の移り変



(a) T'_{do2}= 5.0 s　(b) T'_{do2}= 6.5 s (=T'_{do1})　(c) T'_{do2}= 8.0 s

（V_{t1}：system1 の発電機端子電圧，V_{t2}：system2 の発電機端子電圧）

図 6.5　T'_{do2} を T'_{do1} の値の左右で変化させた時の V_{t1} と V_{t2}



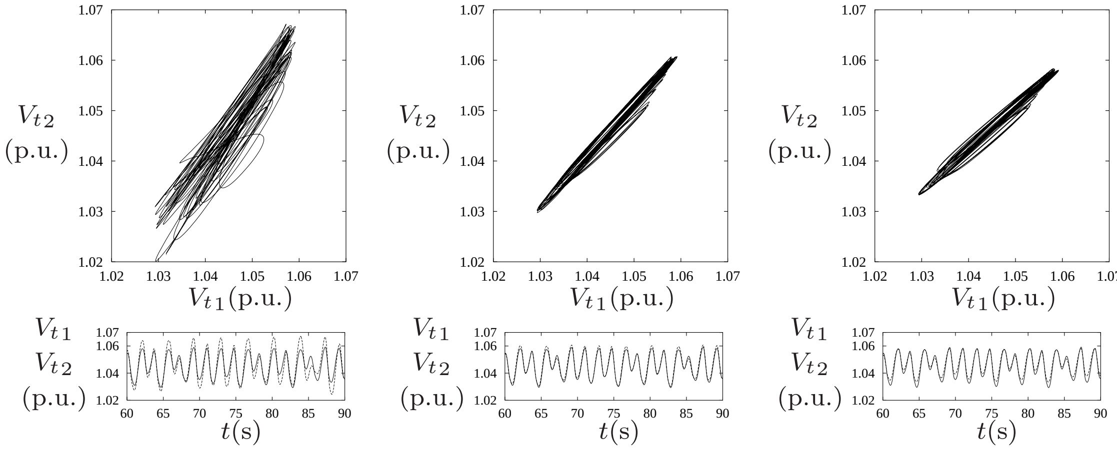
(a) T'_{do2}= 5.0 s　(b) T'_{do2}= 6.5 s (=T'_{do1})　(c) T'_{do2}= 8.0 s

（V_{t1}：system1 の発電機端子電圧，V_{t2}：system2 の発電機端子電圧）

図 6.6　T'_{do2} を T'_{do1} の値の左右で変化させた時の V_{t1} と V_{t2}（$r_a = 0$, $r_b = 0$）

わりを観察する。

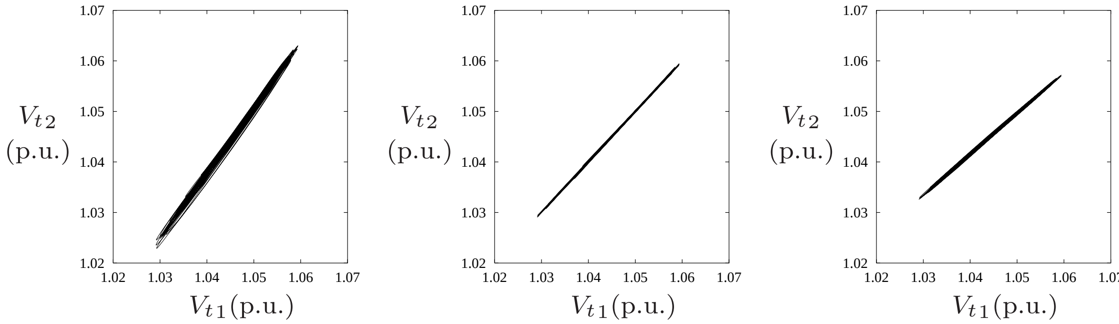
断面としては，system1 の発電機端子電圧がその目標値を横切る条件，すなわち $V_{t1} = V_{ts1}$ を用いる。$V_{t1} > V_{ts1}$ から $V_{t1} < V_{ts1}$ の方向へ横切るときの V_{t2} の値 $V_{t2\mathrm{P}}$ をプロットする。例えば図 6.5 においては，$V_{ts1} = 1.05$ p.u. であるので，垂直線 $V_{t1} = 1.05$ p.u. と相関図との交点が $V_{t2\mathrm{P}}$ となる。本論文では，このようにして描いた図を相関図断面と呼ぶことにする。相関が強ければ強いほど，相関図断面は小さくなり，完全に同期するときは一点となる。図 6.9 は，結合係数 r_a を $r_a = 0$ から $r_a = 1$ へ増加さ



(a) T'_{do2}= 5.0 s　(b) T'_{do2}= 6.5 s (=T'_{do1})　(c) T'_{do2}= 8.0 s

（V_{t1} : system1 の発電機端子電圧,　V_{t2} : system2 の発電機端子電圧）

図 6.7　T'_{do2} を T'_{do1} の値の左右で変化させた時の V_{t1} と V_{t2} ($P_{m2} = 0.79$)



(a) T'_{do2}= 5.0 s　(b) T'_{do2}= 6.5 s (=T'_{do1})　(c) T'_{do2}= 8.0 s　（V_{t1} : system1 の発電機端子電圧,　V_{t2} : system2 の発電機端子電圧）

図 6.8　P_{m1} に ±0.1% のランダムな揺らぎを与えた場合の相関図

せたときの相関図断面の変化を示した図である。r_a の値が十分大きくなるとカオス同期状態へ引き込まれることが分かる。

6.4.1　結合の度合と同期の生じやすさ

図 6.10 は，図 6.9 と同様の相関図断面をさまざまなr_b の値に対して計算したものを集約して 3 次元プロットしたものである。結合係数 r_a , r_b を適当に調節すればシステムがカオス同期状態となることが分かる。

図 6.11 は，$r_b = 0.5$ の場合に r_a と T'_{do2} に対する相関図断面を描いたものである。T'_{do2} は，10 s から 4 s へ減少させた。$T'_{do2} = 6.5$ s ($= T'_{do1}$) に近付くにつれ system1

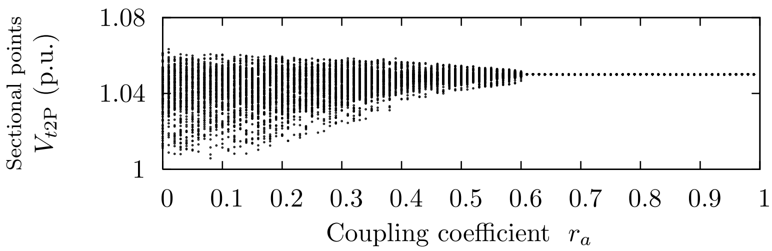


図 6.9　r_a に対する相関図断面の変化

と system2 の振舞いの相関が強くなり，カオス同期が生じている。$r_b = 0.9$ とした場合の結果である 図 6.12 では，このことが更にはっきりと現れている。

ただし r_a , r_b が大きすぎると，推定すべきパラメータが真値からずれても system1 と system2 との相関は依然強いため，同期状態と非同期状態の区別が難しくなり，実システムにおけるノイズ等の為に推定精度が落ちる可能性がある。r_a , r_b の値を適切に調節することが推定精度を確保するために重要であると思われる。例えば，初期段階では $r_a = 1$, $r_b = 1$ とし，徐々に 0 に近づけながらパラメータ値推定を行えば，最初は概略値が求められ，そこから徐々に精度の高い推定値に更新されることになる。

また，T'_{do2} を変化させる方向を逆にして，(3 s から 10 s へ）その他の条件は図 6.11 や図 6.12 と同じ条件で計算した場合には $T'_{do2} = 6.5$ s の付近でもカオス同期が見られなかった。これは，カオス同期の状態と非同期の状態とが共存している（初期値によってどちらが現れるか決まる）ことを意味しており，パラメータ値を変化させる方向および初期値に注意を払う必要がある。なお，一時的に $r_a = 1$, $r_b = 1$ として system1 と system2 との結合を強めれば，非同期の状態へ陥った場合でも，同期状態へ回復させることができる。

6.4.2　全てのパラメータ値が不整合の場合の結果

図 6.13 および図 6.14 は，system2 のパラメータ値を，表 6.1 に示した値よりも（ω_B を除いて）すべて 1% 大きな値に設定した場合の相関図断面の変化である。すなわち $X_{d2} = 1.01$ p.u., $X_{q2} = 0.606$ p.u., $V_{\infty 2} = 1.01$ p.u.,... である。r_b は 0.9 とした。system1 のパラメータ値は変えておらず，表 6.1 に示した値である。

r_a の値によっては（例えば $r_a = 0.85$ の場合），$T'_{do2} = 6.5$ s において，完全には同期しないながらも強い相関が認められる。

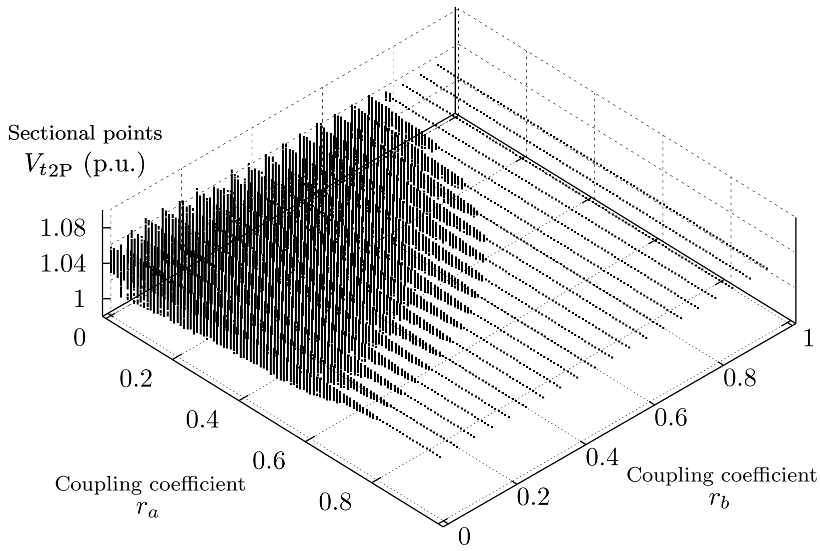


図 6.10　r_a と r_b による相関図断面の変化

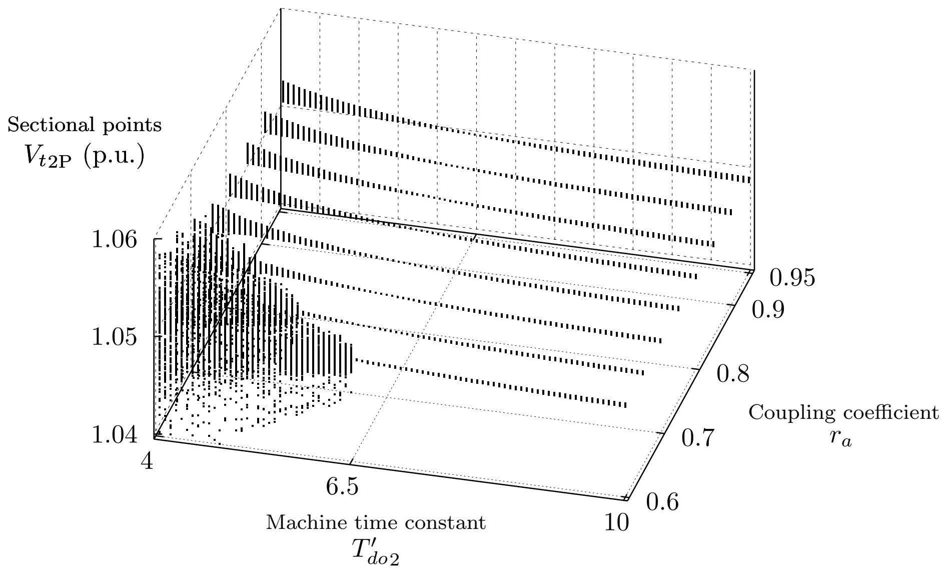


図 6.11　T'_{do2} と r_a による相関図断面の変化 (r_b =0.5)

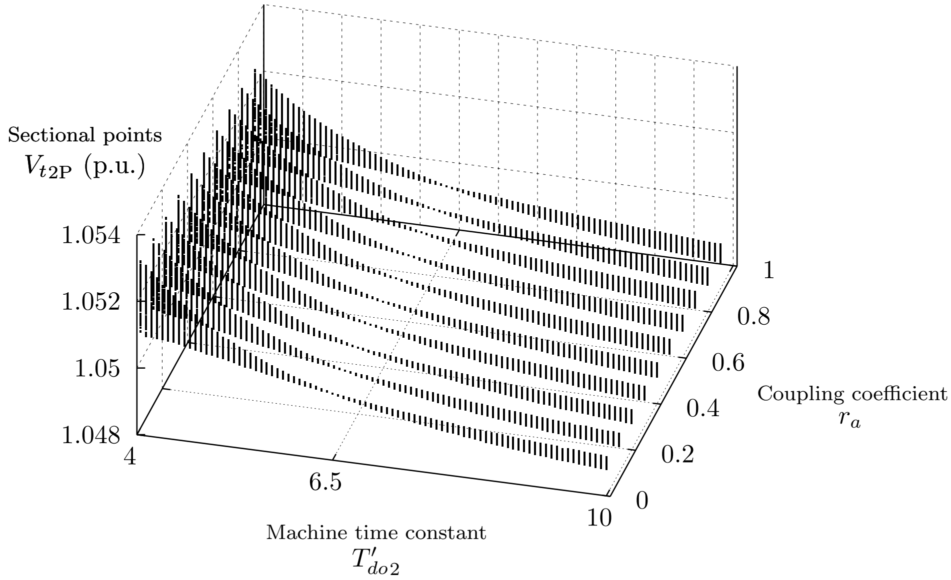


図 6.12　T'_{do2} とr_a による相関図断面の変化 (r_b =0.9)

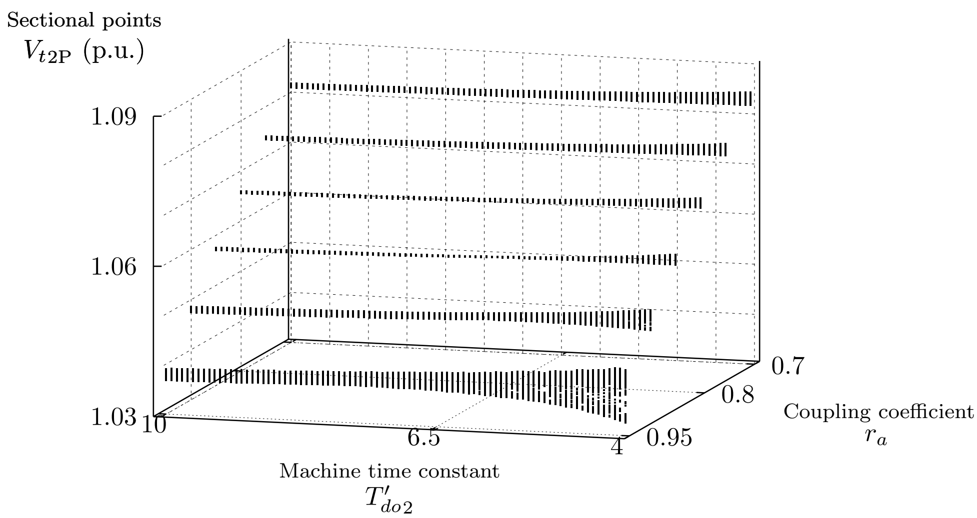
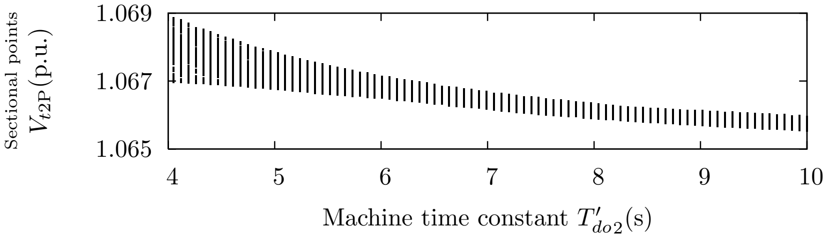
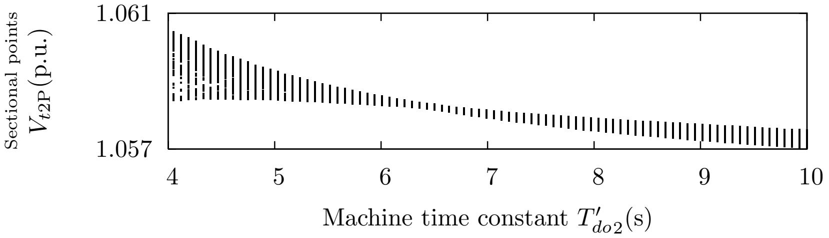


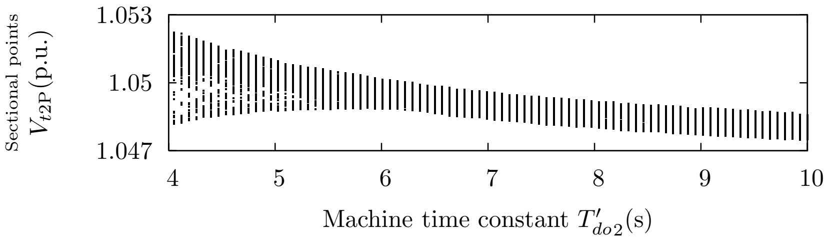
図 6.13　T'_{do2} とr_a による相関図断面の変化 (r_b =0.9, system2 のパラメータ値が 1.01 倍)



(a) $r_a = 0.8$



(b) $r_a = 0.85$



(c) $r_a = 0.9$

図 6.14　図 6.13 の拡大図

6.4.3　パラメータ値推定の手順

以上のような解析結果より，パラメータ値推定の手順は次のようにまとめることができる。

まず，実システムを含む双対システムを構成した上で，結合係数の初期値を全て 1 に設定する。可変パラメータ（推定すべきパラメータ）の値を変化させながら相関図断面を取り，最も相関が強い時のパラメータ値を暫定推定値とする。複数のパラメータを推定の対象とする場合は，各々について行う。暫定推定値が求まったら，結合係数の値を若干減じ，同様に暫定推定値を求める。結合係数の値を小さくすることにより相関の強弱のコントラストが大きくなるため，前よりも精度の高い暫定推定値が求められる。これを繰り返すことで徐々に真値に近付き，パラメータ値推定を行うことができる。なお，外乱等によりカオス同期の状態から外れてしまった時は，一時的に結合係数を全て 1 に戻して双対システムをしばらく動作させ，同期状態へ回復させることで手順を続行できる。

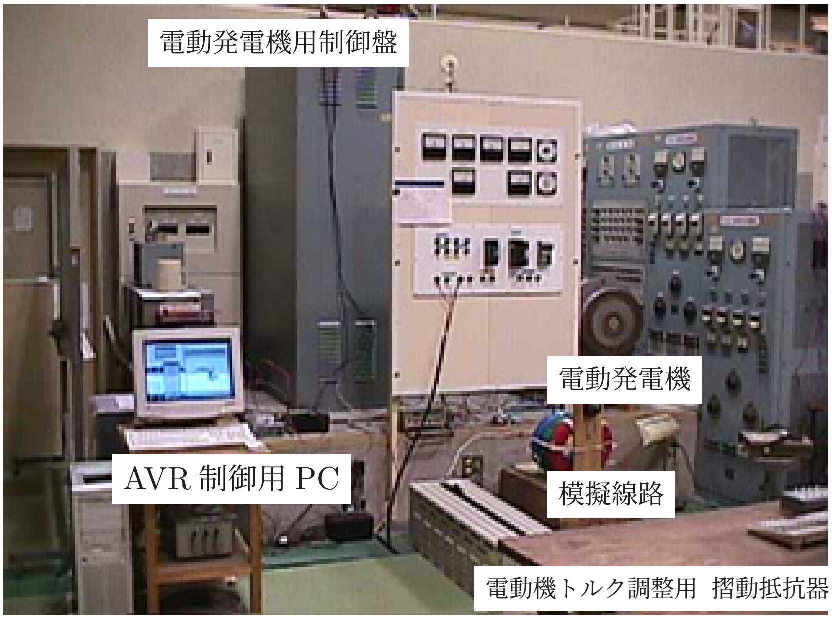


図 6.15　実験設備全景

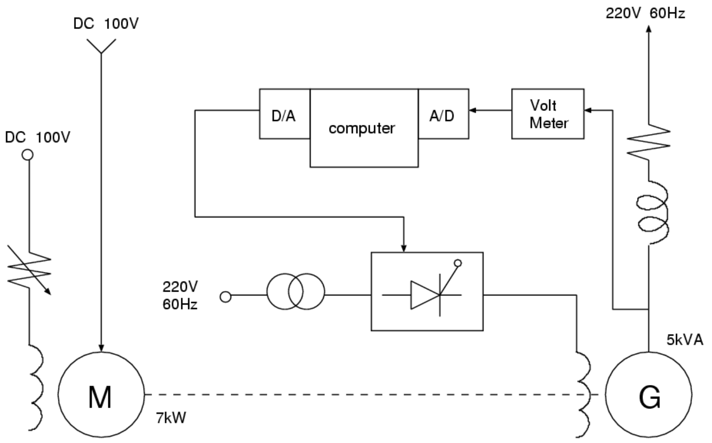


図 6.16　実験装置構成の概念図

6.5　実験用発電機に対する本手法の適用

6.5.1　システム構成

提案する双対構造の実システムにおける有効性を確かめるために，実験用小型発電機を用いた実験を行った。用いた実験設備の全景を図 6.15 に, 装置構成を示す概念図を図 6.16 に示す。 電動発電機 (図 6.17) は直流電動機と三相同期発電機が同軸で接続されたものである。発電機は空心コイルで構成された模擬線路を介して外部系統に接続できる構成と

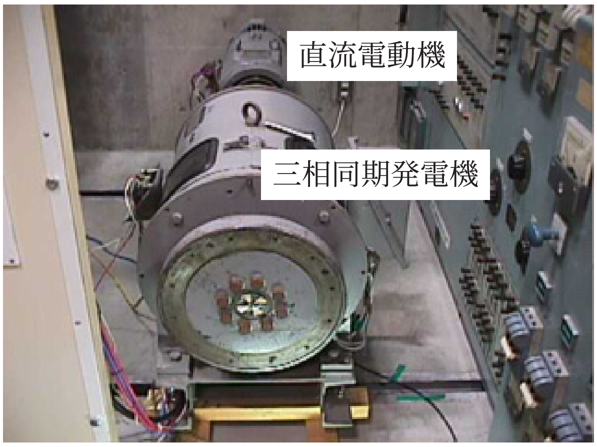


図 6.17 電動発電機

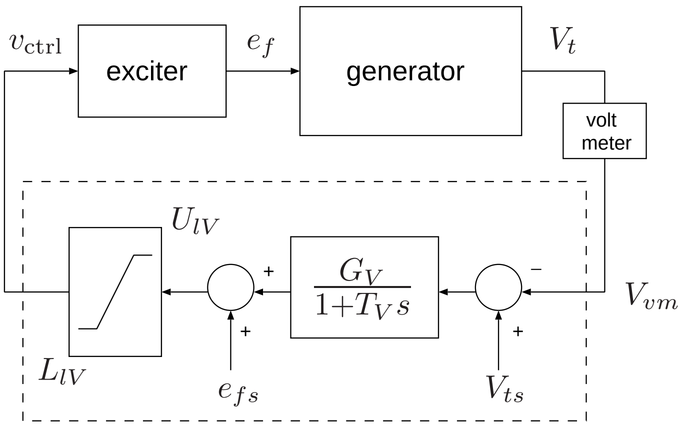


図 6.18 発電機励磁制御ブロック図

なっている。本実験に使用した電力系統実験装置の電動発電機用制御盤には直流電動機の速度制御および同期発電機の電圧制御が組み込まれているが, 本実験においてはこれらの制御を解除し, 摺動抵抗器によって直流電動機の界磁電流を調整することで電動機のトルクを変化させている。発電機の電圧制御については, 制御盤内にあるサイリスタ励磁機に外部の AVR 制御用コンピュータから点弧角制御信号を与えることで電圧制御を行う。

発電機励磁制御のブロック図を図 6.18 に示す。exciter, generator はそれぞれ励磁機, 発電機の特性（非線形）を表すブロックである。破線で囲んだ箇所が AVR 制御用コンピュータによってソフトウェア的に処理される部分であり, 厳密にはディジタル制御系となるが, A/D, D/A 変換のサンプリング周期は 5 ms あるいは 1 ms に設定しており, 発電機電圧の変化の時定数（1 s 以上）に比べ十分短いことから, 実際上は連続時間系であると見なしても差し支えない。サンプリング周期を 5 ms に設定した場合と, 1 ms に設定した場合との実験結果を比較しても定性的にも定量的にも差異は見られなかった。本実

表 6.2　実験系およびシミュレーション用の定数

X_d	0.905 p.u.	U_{lV}	1.5 p.u.
X_q	0.542 p.u.	L_{lV}	0.3 p.u.
ω_B	120π rad/s	V_{ts}	0.9 p.u.
V_∞	0.977 p.u.	D_g	3
R_e	0.137 p.u.	T_{vm}	0.15 s
X_e	0.613 p.u.	P_m	0.5 p.u.
M	10 s	e_{fs}	0.9 p.u.
T'_{do}	0.49 s	G_V	90
X'_d	0.144 p.u.	T_V	4 s

験では, 発電機端子電圧の実効値を, コンピュータの A/D 変換インターフェイスへの電圧として得るために交流電圧計（図 6.18 の voltmeter）の電圧実効値出力端子を使用している。この電圧系の動特性は無視できず，図 6.18 における V_t から V_{vm} までの時間遅れを一次遅れ要素で近似すると時定数は 0.15 s 程度となる。

図 6.18 に示す実システムが図 6.1 の双対システム構成における system1 となる。system2 はコンピュータシミュレーションで形成されるが，そのモデルとしては第 5 章の式 (5.1)–式 (5.13)，および電圧計での時間遅れを時定数 T_{vm} の一次遅れ要素で表現した式

$$\dot{V}_{vm} = (-V_{vm} + V_t)/T_{vm} \tag{6.4}$$

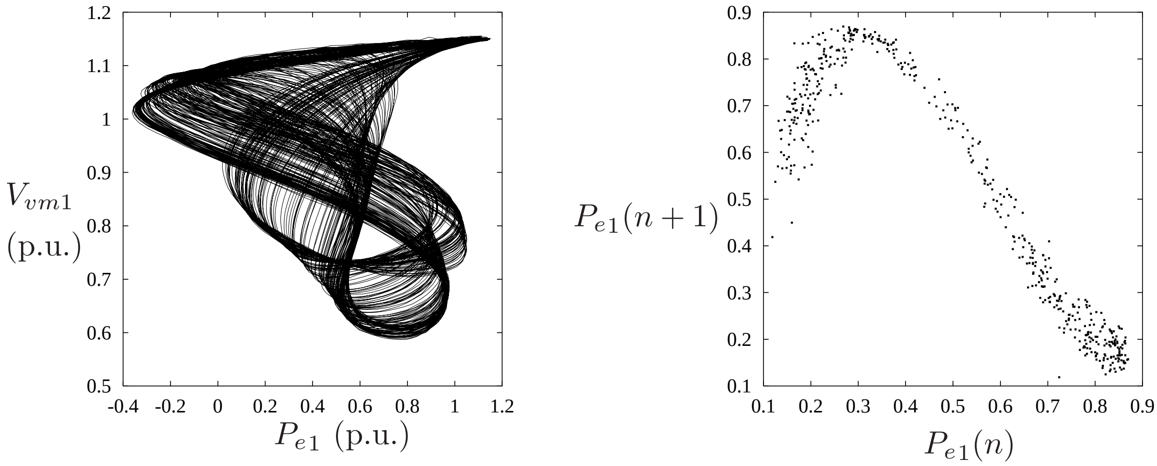
を用い，AVR を表す式としては式 (5.14) の代わりに

$$\dot{g_V} = \{G_V(V_{ts} - V_{vm}) - (g_V - e_{fs})\}/T_V \tag{6.5}$$

を用いた。従って，system2 に用いる微分方程式は 5 次元となる。

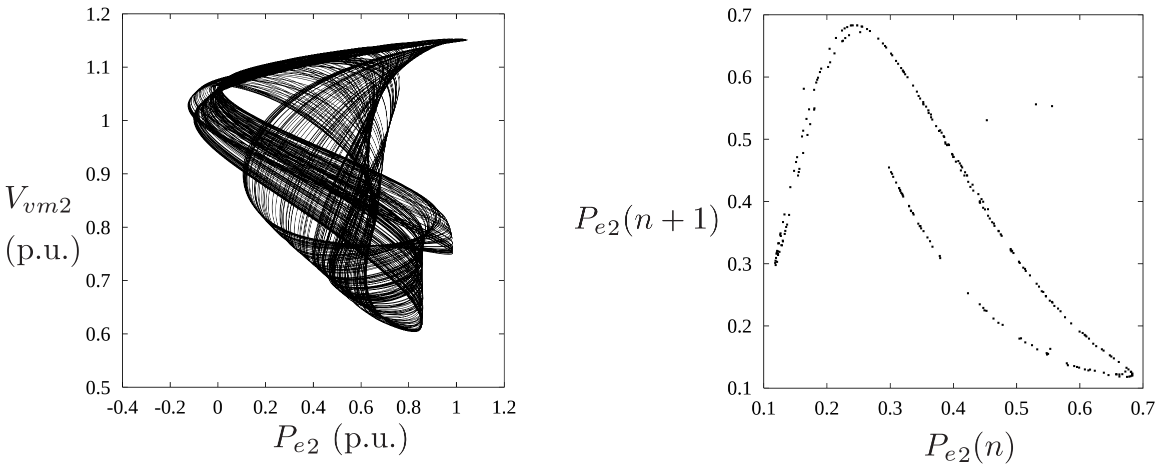
system1 の振舞いの一例を図 6.19(a) に示す。発電機定数（設計値），系統定数等は表 6.2 に示す値である。制御システムのサンプリング時間間隔は 1 ms としたが時系列データ収録の時間間隔は 20 ms とし，双対システムの動作を検証するために図 6.19(a) に示す 320 秒間のデータを用いた。図 6.19(b) は，同図 (a) に示すアトラクタのリターンマップである。これは, 端子電圧 V_{t1} が 0.9 p.u. を増加方向に横切る時の発電機出力 P_e の値 $P_{e1}(1), P_{e1}(2), ...$ について, $P_{e1}(n)$ に対して $P_{e1}(n+1)$ $(n = 1, 2, ...)$ をプロットしたものである。

また図 6.20 は system1，system2 が独立している場合，すなわち $r_a = r_b = 0$ の場合の system2 の振舞いである。system2 に用いたパラメータの値も表 6.2 に示す値である。



(a) アトラクタ　(b) リターンマップ

図 6.19　system1（実システム）のアトラクタとリターンマップ



(a) アトラクタ　(b) リターンマップ

図 6.20　system2（シミュレーション）のアトラクタとリターンマップ

6.5.2　シミュレーションによる予備検討

実験用小型発電機を用いた実験を行うにあたり，当該実験系の定数値（表 6.2）を用いたシミュレーションを行う。ここでは予備検討として，図 6.1 において，system2 だけでなく system1 も計算機シミュレーションで形成した場合の結果を示す。実際の実験系では，発電機端子電圧 V_t が直接は観測できず,（式 (6.4) の時間遅れを含んだ）電圧計測定値 V_{vm} を用いることになるため，本項のシミュレーションでも V_t の代わりに V_{vm} を用いる。system1 から system2 への結合信号としては，system1 における e_f と V_{vm}（図 6.18 参照）である e_{f_1} と V_{vm1} を用いた。結合係数 r_a，r_b は，それぞれ 0.7 と 0.6 に設定し

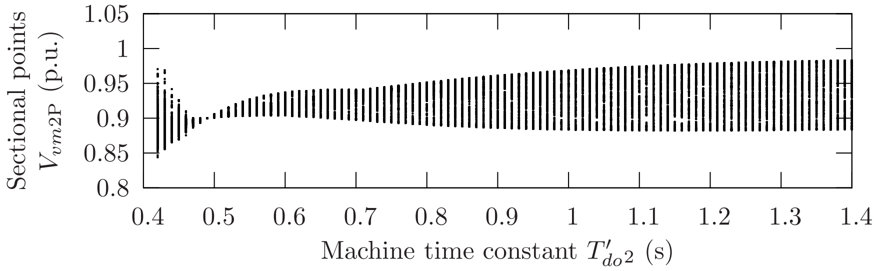


図 6.21　T'_{do2} による相関図断面の変化（system1,2 共に表 6.2 の定数）

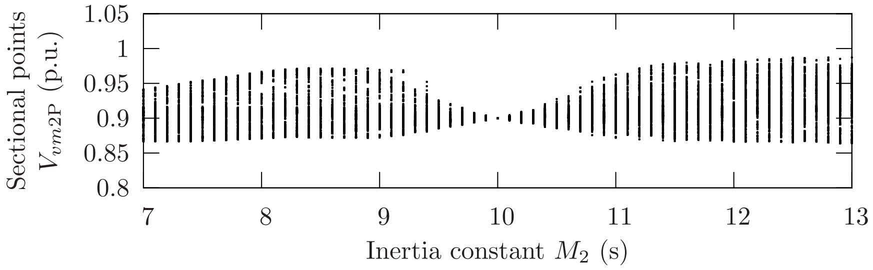


図 6.22　M_2 による相関図断面の変化（system1,2 共に表 6.2 の定数）

た。可変パラメータとしては，d 軸開路時定数 T'_{do}とともに，発電機の動揺周期に大きく影響する発電機慣性定数 M も採用する。

図 6.21 および図 6.22 はそれぞれ，T'_{do2}（system2 のT'_{do}），M_2（system2 の M）を変化させたときの相関図断面である。V_{vm2P} を求めるための断面としては $V_{vm1} = V_{ts1}$ ($=$ 0.9 p.u.) を用いた。$T'_{do2} = 0.49$ s ($= T'_{do1}$) および $M_2 = 10$ s ($= M_1$) の時にカオス同期現象が確認できる。

また，図 6.23 および図 6.24 は，system2 のパラメータ値を表 6.2 に示した値よりも（ω_Bを除いて）すべて 1% 大きな値に設定した場合の相関図断面の変化である。すなわち $X_{d2} = 0.91405$ p.u., $X_{q2} = 0.54742$ p.u., ... とした。system1 のパラメータ値は表 6.2 の値である。図 6.23 および図 6.24 においては，図 6.21 および図 6.22 とは違い完全な同期は観測できないが，特に図 6.23 では system1 と system2 の相関が強くなる現象は明確には確認できない。図 6.24 には（真値から少しずれてはいるが）比較的強い相関が現れる点が確認できる。

6.5.3　実験系を含む双対システム構成時の振舞いの相関

図 6.1 における system1 として，実システム（図 6.15 に示す実験系）を用い，それが図 6.19(a) のように振舞うときに system2 のパラメータの値を変化させて両システムの振舞いの相関がどのように変わるかを観察する。system1 から system2 への結合信号と

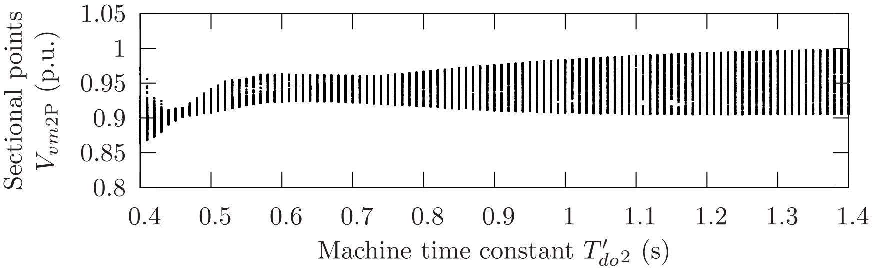


図 6.23　T'_{do2} による相関図断面の変化（system1 は表 6.2 の定数，system2 はその 1.01 倍）

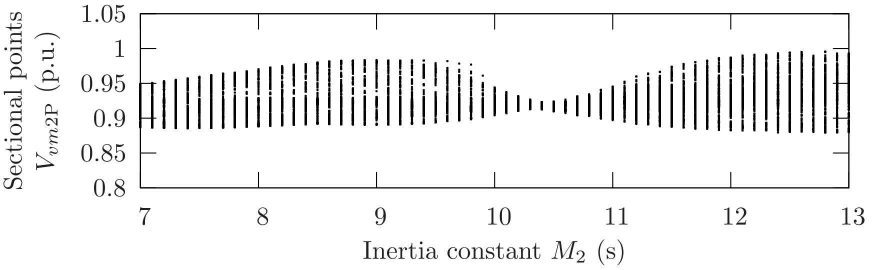


図 6.24　M_2 による相関図断面の変化（system1 は表 6.2 の定数，system2 はその 1.01 倍）

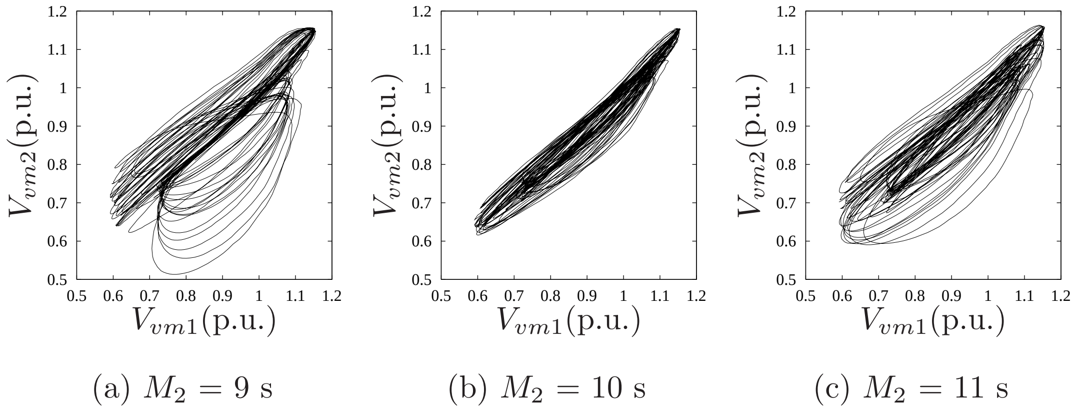


図 6.25　system1（実験系統）と system2（仮想系統）のカオス的振舞いの相関

しては，e_{f1} と V_{vm1} を用いる。V_{vm1} は，実際の電圧計による発電機端子電圧測定値であり，V_{t1} の代わりに用いている。

図 6.25 の各図は system2 の発電機慣性定数 M_2 を変化させたときの system1 と system2 の相関を示す。結合係数 r_a，r_b は，それぞれ 0.7 と 0.6 に設定した。さらに M_2 をさまざまに変化させたときの相関図断面は図 6.26 のようになる。$V_{vm2\mathrm{P}}$ を求めるための断面としては $V_{vm1} = V_{ts1}$ (= 0.9 p.u.) を用いた。

図 6.25 と図 6.26 を見ると，M_2 の値がその設計値（=10 s）に近い場合，system1 と

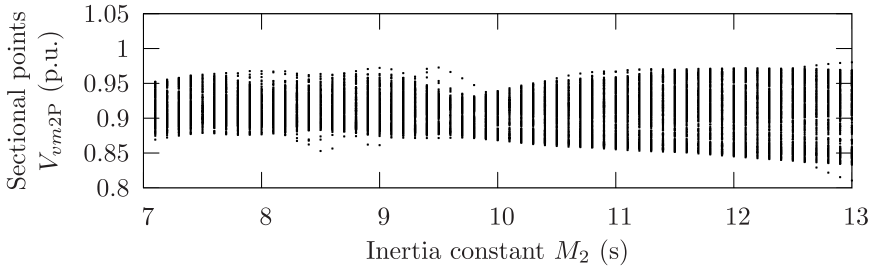


図 6.26　M_2 による相関図断面の変化（実験データ）

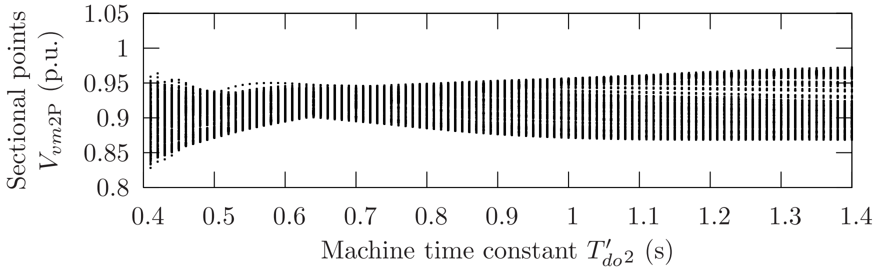


図 6.27　T'_{do2} による相関図断面の変化（実験データ）

system2 は完全には同期しないながらも両システムの振舞いの相関は他の場合よりも高いことが認めることができ，定数値の推定は可能であると言える。

ただし本章 6.4 節と同様に，変化させるパラメータを T'_{do2} に取った場合は，図 6.27 のような結果が得られた。結合係数の値は図 6.26 の場合と同じで，$r_a = 0.7$，$r_b = 0.6$ である。この場合は M_2 を変化させた時とは違い，システム間の相関の変化がはっきり現れずパラメータ値の推定は適切に行うことはできなかった。これは，図 6.23 に現れているように，他のパラメータ値の不整合によって T'_{do} の値の推定が困難になっていることが原因の一つと考えられる。また，system1（実システム）の特性を模擬できると想定している system2（シミュレーション）の数理モデルの精度が十分でないことも一因と考えられる。

このように推定すべき（変化させるべき）パラメータとその値によっては，カオス同期の状況変化がはっきりとは現れないために提案手法が必ずしも有効でない場合もあり，本手法と他手法とを互いに補完する形で組み合わせることや，他手法の考え方も取り入れた手法の開発が必要と考えられる。

6.6　まとめ

本章では，双対構造をもつシステムを構成することで，カオス同期現象を利用して一機無限大母線系統における発電機の定数値を推定する方法を提案し，有効性を検証した。

得られた結果をまとめる。

- 実システムに対して計算機上に仮想的な同一システムを作り，両者のカオス同期を相関図または相関図断面から検定しながら，計算機上に作った仮想システムのパラメータ値の調整を行うことで実システムのパラメータ値が推定可能であることを示した。
- ディジタル計算機によるシミュレーション結果より，値を推定すべきパラメータ以外のパラメータの値が両システム間で不整合である場合も，不整合性が小さな場合はパラメータ値推定が可能であることが分かった。
- 実システムを用いて双対システムを構成した場合も，仮想システムのパラメータ値を推定すべきパラメータ値の真値付近に設定した場合,「同期」するとは言えないまでも，システム間の相関が高いという実験結果が得られ，提案する双対システム構造の有効性が認められた。ただし，推定すべきパラメータの変化がシステム動特性に与える影響の度合によってはシステム間の相関の変化がはっきり現れないことがある。

カオス振動は，永遠に持続する過渡状態とも表現される。一般に，過渡応答波形からシステムの動特性に関する情報を得ることができるのと同様に，カオス振動波形にもシステムの動特性に関する情報が含まれている。ただし，カオス的な時系列は，初期値鋭敏依存性などの，シミュレーションでの再現を行う上で扱いにくい性質を持つ。

システムの振舞いを示す観測波形が存在し，それがカオス的であるとき，パラメータ値推定を行う手法として本手法が有効性を発揮すると考えられる。

第 6 章に関する参考文献

[1] 遠藤：“カオスと同期”, 数理科学, 348, pp. 11–17 (1992).

[2] L. M. Pecora and T. L. Carroll: “Synchronization in chaotic systems”, Phys. Rev. Lett., **64**, 8, pp. 821–824 (1990).

第 7 章

総括

7.1 はじめに

電力系統は典型的な非線形システムの一つであり，強い非線形性を持つシステムである。電力系統の安定運用は社会的要請の大きい課題であるが，電力系統の特性を十分に把握し運用に生かすには，制御手法の開発や解析を行う際にその非線形性を考慮することが必要である。非線形システムの振舞いを解析的に表現することは一般的には容易ではなく，電力系統の解析や制御系設計は以前は可能な限り線形システム理論の範疇で行われる傾向が強かったが，近年，ディジタル計算機が急激に高速化かつ一般化したことで非線形モデルを用いた電力系統のシミュレーションが高速に行えるようになり，また，電力系統制御装置の構成要素としてディジタル計算機を用いることが手軽に行えるようになった。

一方，電力需要の増加および今後さらに電力市場の自由化が進められることによって電力系統の運用状況がこれまでより苛酷になることが予想される。このため，大幅な設備増強を伴わない新たな安定化制御装置による安定度向上が望まれ，　また，固有値解析等の平衡点近傍での線形近似による安定度解析だけでは把握しきれない非線形現象が生じる可能性があり，系統の非線形動特性に注目した解析が重要となってきている。

本研究では，電力系統の安定化と，電力系統に生じ得る今後注目すべき現象の把握を目的として，これまでに提案・開発され，成果を上げてきた非線形手法・理論のなかで制御手法に係わるものとしてファジィ制御，そして現象解析手法に係わるものとしてカオス等の非線形動力学現象に関する方法論に注目し，これらを電力系統の制御や現象解析に適用した。

本章の以下の節では，本研究により得られた成果をまとめるとともに今後の課題や展望についても合わせて述べる。

7.2　ファジィ制御の適用による電力系統安定度向上

7.2.1　励磁および調速制御をファジィ化した制御装置の試作と性能検証

発電機の励磁制御システムおよび調速制御システムをファジィ化した統合型制御装置を試作した。試作した制御装置は，電圧制御ループ，系統動揺抑制ループ，速度制御ループにより構成され，それぞれ AVR，PSS，GOV の機能を強化したものである。

実際に試作することにより，本制御システムがごく一般的な汎用マイクロコンピュータおよび A/D, D/A 変換ボードによって実現可能であることを明らかにでき，ごく一般的な汎用マイクロコンピュータを用いて構成したにも係わらず，全ての制御部の制御信号の算出にかかる時間は，実用上何ら問題とならない程短いことが分かった。古典的な線形制御よりも制御性能を向上させる目的で提案されているさまざまな制御方式は，制御信号の算出に多大な計算量が必要であったり，システムが複雑になってしまうものも少なくないことを考えると，これは本制御装置の利点であると言える。

また，試作制御装置の検証を行うため，長短両周期の動揺モードが存在する串型四機無限大母線系統を例題系統としてアナログシミュレータを用いた制御実験を行った。その結果，短周期動揺と長周期動揺の両方に対して高い抑制効果が確認できた。通常型の制御系ではそれぞれに対応した個別の制御ループを設けるなどして対応せざるを得ないのに対して，本研究で試作した統合型発電機制御システムは長短両周期の動揺に対し制動効果が高く，広い安定領域を有することが分かった。加えて，発電機運転点の変化等の系統状態変化に対し制御性能を維持する特性が認められた。

この統合型制御装置の要素の内，現在すでに実運用段階にあるのは，ファジィ論理型 PSS 単体のみであるが，統合型発電機制御システムを実系統に導入すれば，系統状態の変化に対して制御性能の劣化の少ない制御の実現が期待できる。本制御装置の実系統への導入を実現するためには，実系統と同じ構成の系統でのシミュレータ実験で既存制御系との干渉等を検証した上で，本制御系の実系統での実地試験を行う必要がある。

7.2.2　3 次元ファジィ論理型 PSS の実験的性能検証

発電機の励磁制御システムおよび調速制御システムをファジィ化した統合型制御装置の一部として系統動揺抑制ループで採用したファジィ論理型 PSS は，計算機シミュレーション，実系統での試験および九州電力の 100MVA 定格の発電機である一ツ瀬水力発電所 2 号機における実設備運用によって，電力動揺に対する高い抑制効果が明らかになっている。しかしこれらは角加速度情報と角速度偏差情報に基づく 2 次元ファジィ論理型 PSS であり，系統条件によっては発電機位相角が最終的に定常値に収束するのに時間がかかる

場合があるという問題がある。そこで 2 次元ファジィ論理型 PSS の動揺抑制効果を更に高めた 3 次元ファジィ論理型 PSS の有効性を検証した。

実際に試作された 3 次元ファジィ論理型 PSS の制御装置を，実験用串型四機無限大母線系統を用いた実験により制御性能を検証し，供試系統に生じる局所動揺モード（短周期）と大域動揺モード（長周期）の両者に対して抑制効果が高いことを示した。

3 次元情報を用いるファジィ論理型 PSS は，2 次元ファジィ論理型 PSS では抑制が不十分な長周期動揺についても迅速に抑制する能力があり，安定領域を拡大することができた。実験に用いた系統のように，大域モードである長周期動揺の減衰が悪いことが系統全体の安定性に大きく係わる状況化では，特に効果的であると考えられる。2 次元ファジィ論理型 PSS と 3 次元ファジィ論理型 PSS との間の制御則の変更箇所はわずかであるが，複数モードを同時に抑制する効果は大幅に改善される。3 次元ファジィ論理型 PSS は，既存 PSS の置き換え，または既存 PSS がディジタル化されている場合は制御則アルゴリズムの入れ換えだけで実現でき，実際的，実用的側面から意義深い。

7.3　電力系統に生じる非線形振動・カオスとその応用の試み

7.3.1　AVR，PSS，GOV を含む一機無限大母線系統モデルでの検討

電力系統においてどのような非線形現象が生じるかを把握することは安定化策を考える上での基礎として重要である。電力系統においてはさまざまな非線形現象が生じるが非線形動力学的な観点からの現象把握を目的として，電力動揺のカオス性の有無を確認することも含め，解析を行った。

AVR，PSS，GOV を含む一機無限大母線系統の計算機シミュレーションを行い，定態および動態安定度限界付近における系統の振舞いを観察した。系統条件を変化させるパラメータとしては PSS ゲイン，発電機出力目標値，線路長を考え，各々の値を広い範囲で変化させた。フリップ分岐，周期フォールド分岐，サブクリティカルホップ分岐などが観察されるとともに，フリップ分岐のカスケードを経た後に生じる非周期的な動揺現象の最大リアプノフ指数が正となる算出結果が得られるなど，カオス的動揺現象が生じていることがシミュレーション結果により強く示唆された。

供試系統においては GOV を動作させない場合にはカオス的動揺の発生が認められなかった。これは，供試系統の GOV および水理系が，PSS ゲインを大きくした場合に発生する長周期動揺に対してはダンピングを減少させてしまう周波数応答特性を持つことと関係があると思われる。

PSS ゲインが小さな値に設定された場合，安定平衡点と安定リミットサイクルが共存している領域があり，パラメータ値の増加および減少に伴って，安定平衡点から安定リミッ

トサイクルへの跳躍，および安定リミットサイクルから安定平衡点への移行が生じるが，これらは不連続に発生し，ヒステリシス現象が観察された。この現象に関わる不安定リミットサイクルをニュートン法によって求め，不連続な分岐の構造を示した。この現象は現実的なパラメータ値における動態安定度限界付近での現象であって，線形解析では「安定である」と判定される場合でも持続動揺状態が共存していることを意味している。すなわち，外乱が加わった場合に持続動揺状態が顕在化する可能性があることを示している。

7.3.2　AVR のみを含む一機無限大母線系統モデルにおける検討

AVR のみを考慮した一機無限大母線系統において，AVR ゲインや AVR 遅れ時定数を変化させた時の定常状態についてシミュレーションを行ない，如何なるパラメータ値の場合に持続動揺やカオス的動揺が生じるかを示した。また，AVR リミタ以外の非線形要素をすべて線形化した部分線形化モデルを導出し，元のモデルと同様のカオスが生じる事を示した。AVR のみを考慮した一機無限大母線系統モデルでは，AVR リミタの非線形性がカオス的動揺発生には重要な要素であると言える。本研究で観察されたカオス的動揺の振幅は簡単に制御でき，系統の安定性に差障りが無いような小さな振幅のカオス的動揺を生じさせることも可能である。

発電機モデルと AVR モデルは解析を容易にするため比較的単純なものを用いた。用いた発電機モデルは，ダンパ巻線に付随するモードは表現できないが電圧振動モードは表現できるので，対象とした動揺の周期を考慮すると妥当なモデルと考えられる。AVR については，より複雑な特性を持つ AVR モデルを用いれば異なる結果が得られると予想されるが，実際の発電機の振舞いをカオス状態にしたいならば逆に単純な一次遅れ的な特性を持つ制御系を用いればよい，と解釈することができる。

AVR リミタ以外の要素はすべて線形化されたモデルでもカオスが発生することが観察されたが，この線形システムの部分をさらに詳しく調べることで，一般のシステムにおけるカオス発生条件等の理解へもつながると考えられる。

7.3.3　カオス的動揺が持つ動的情報を活用する方法の基礎検討

カオス的動揺が持つ動的情報を活用する一方法として，カオス同期現象を利用したパラメータ値推定法の有効性を検証した。カオス同期を実現する双対構造を提案し，実システムのカオス的時系列データによってシミュレーションで実現した仮想同一システムを駆動した。仮想システムのパラメータ値を変化させながら両システムが同期するかどうかを検定して，実システムのパラメータ値を推定する方法を試みた。

具体的には一機無限大母線系統における発電機の定数値を推定することを試みた。すな

わち，実システムに対して計算機上に仮想的な同一システムを作り，両者のカオス同期を相関図または相関図断面から検定しながら，計算機上に作った仮想システムのパラメータ値の調整を行うことで実システムのパラメータ値が推定可能であることを示した。

ディジタル計算機によるシミュレーション結果より，値を推定すべきパラメータ以外のパラメータの値が両システム間で不整合である場合も，不整合性が小さな場合はパラメータ値推定が可能であることが分かった。

実システムを用いて，双対システムを構成した場合も，仮想システムのパラメータ値を推定すべきパラメータ値の真値付近に設定した場合,「同期」するとは言えないまでも，システム間の相関が高いという実験結果が得られ，提案する双対システム構造の有効性が認められた。ただし，推定すべきパラメータの変化がシステム動特性に与える影響の度合によってはシステム間の相関の変化がはっきり現れないことがあるという問題も認識された。

本論文では，カオス同期の応用可能性を探る意味で，電力系統に接続されたある 1 台の発電機を対象として，その定数値を推定する試みを行ったが，発電機の振舞いがカオス的になりさえすれば本手法は適用可能なので，当該発電機が電力系統に接続されている事は必須条件ではない。ただし，発電機の動特性の重要部分（動態安定性に深く係わる部分）の情報を確実に抽出するには，電力系統の一部として組み込まれた状態で測定するのが望ましい。また，本手法で用いた双対構造は，一般の閉ループ系で容易に構成することが可能であり，その構成要素である開ループ系が安定であればカオス同期を実現するのに汎用的に適用できる。

7.4　まとめ

本論文では，発電機制御系の制御性能向上による電力系統の安定度向上を目的としてファジィ論理を用いた発電機制御系の試作とその制御性能の実験的検証を行った。また，電力系統運用環境が厳しくなるに従い将来生じ得る問題を明らかにし，現象理解を通じて系統制御方策を考える基礎とするため，一機無限大母線系統に生じ得るカオスなどの非線形振動について調べた。本論文で試作したファジィ論理を用いた発電機制御系は，ファジィ論理型 PSS が実系統において水力発電所で実設備として運用されていることもあり，電力系統の安定度向上に即戦力として役立つことが期待でき，実系統での性能検証を経れば実用できる段階にあると言える。一方，電力系統におけるカオスなどの非線形振動現象はこれまで詳しく調べられることの無かった未知の現象であり，好ましくない現象として警鐘を鳴らすべきものであるという側面だけでなく，将来的には電力系統の制御・運用上利用できる可能性もある。そのためには，さらに様々な条件下での現象解析の事例を増やすとともに，カオスが発生する一般的な条件や，カオス同期等の工学的応用が期待される

カオスの性質の詳細も明らかにしていくべきだと思われる。

謝辞

本論文の執筆に際し，終始温かくご指導いただきました名古屋大学大学院 工学研究科 教授 松村年郎先生には，常々，激励やご高配をいただき，種々の相談にも乗っていただきました。深く感謝いたしますとともに，心よりお礼申し上げます。本論文をまとめるにあたり貴重なご助言を賜わりました名古屋大学大学院 工学研究科 教授 大熊繁先生に深く感謝いたします。本論文をまとめるにあたり貴重なご助言を賜わりました名古屋大学大学院 工学研究科 助教授 横水康伸先生に厚くお礼申し上げます。

本研究の遂行に際し，直接ご指導，ご尽力を賜わりました熊本大学工学部 教授 檜山隆先生には，常々ご心配やご配慮をいただき，心より深く感謝申し上げます。本論文の執筆にあたり, ご助言や激励をいただきました熊本大学工学部 助教授 宮内肇先生に厚くお礼申し上げます。

本研究の遂行にあたり，京都大学大学院在学中，直接ご指導，ご尽力を賜わりましたはこだて 未来大学 システム情報科学部 教授 上田睆亮先生に深く感謝申し上げます。本論文 の執筆にあたり, 貴重なご助言，激励をいただきました京都大学大学院工学研究科 教授 引原隆士先生に深く感謝いたします。摂南大学工学部 助教授 高瀬冬人先生には, 京都大学 ご在職中, 研究についての様々なご助言をいただきました。近畿大学工学部 教授 中島弘之 先生には, 京都大学ご在職中, 研究についての様々なご指導をいただきました。野尻弘輔 氏には，関西電力ご在職中, 研究についてのご助言を頂きました。皆様にお礼申し上げます。

関西大学工学部 伊藤秀隆助教授，新居浜工業高等専門学校 三井正講師，関西電力 井村肇 氏をはじめとして京都大学工学部に同時期に在籍した皆様，常田明夫助教授，緒方公一 助教授をはじめとして熊本大学工学部での同僚の皆様，中野裕司教授をはじめとして熊本大学総合情報基盤センターの皆様には，研究や論文執筆に関する様々な相談に乗っていただき，ご助言を頂きました。感謝申し上げます。

最後になりましたが，実験設備等を提供していただいた九州電力，電力中央研究所，関西電力の皆様と，Vine Linux, LaTeX, gcc, GNUPLOT, GNU Octave, Real-Time Linux, 等をはじめとするフリーソフトウェア，GPL 配布ソフトウェアの開発，改良，保守に携わる皆様に感謝申し上げます。

付録 A

動力学系解析のアルゴリズム

A.1　リアプノフ指数を算出するアルゴリズム

原理的には式 (1.13) にしたがって計算すればよい。しかし，問題点が 2 つある。

問題点 1　変分 $|\boldsymbol{y}(t)|$ は指数関数的に大きく (小さく) なるから，数値計算ではすぐにオーバーフロー (アンダーフロー) が生じる。

問題点 2　ほとんどすべての初期値ベクトル $\boldsymbol{y}(0)$ に対して最大リアプノフ指数しか計算できない。

以下にこれらの問題点をふまえた計算方法 [1] を示す。

A.1.1　最大リアプノフ指数の計算

数値計算上の問題である**問題点 1** を考慮した，最大リアプノフ指数の計算法を述べる。

式 (1.13) の中の変分の拡大率を表す部分 $\frac{|\boldsymbol{y}(t)|}{|\boldsymbol{y}(0)|}$ を $t = n_\lambda T_\lambda$ として

$$\frac{|\boldsymbol{y}(n_\lambda T_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}(0)|} = \frac{|\boldsymbol{y}(T_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}(0)|}\frac{|\boldsymbol{y}(2T_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}(T_\lambda)|}\cdots\frac{|\boldsymbol{y}(n_\lambda T_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}((n_\lambda - 1)T_\lambda)|} \tag{A.1}$$

と考える。ここで T_λ は正の実数，n_λ は整数とする。つまり，$t = 0$ から $n_\lambda T_\lambda$ までの $|\boldsymbol{y}(t)|$ の拡大率を $t = (j-1)T_\lambda$ から jT_λ までの $|\boldsymbol{y}(t)|$ の拡大率 $\frac{|\boldsymbol{y}(jT_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}((j-1)T_\lambda)|}$ の積として表す。$(j = 1, \cdots, n_\lambda)$

さらに，式 (1.14) が $\boldsymbol{y}$ に関して線形であることから，

$$\boldsymbol{y}^*((j-1)T_\lambda) \equiv \frac{\boldsymbol{y}((j-1)T_\lambda)}{|\boldsymbol{y}((j-1)T_\lambda)|} \tag{A.2}$$

とおいて，$\boldsymbol{y}^*((j-1)T_\lambda)$ を初期値 ($t = (j-1)T_\lambda$ での値) として，$t = (j-1)T_\lambda$ から jT_λ まで式 (1.14) を積分した結果を $\boldsymbol{y}^*(jT_\lambda)$ とすると

$$\frac{|\boldsymbol{y}^*(jT_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}^*((j-1)T_\lambda)|} = \frac{|\boldsymbol{y}(jT_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}((j-1)T_\lambda)|} \tag{A.3}$$

となることがわかる。

このように，ある一定時間間隔 T_λ ごとに，$\boldsymbol{y}(t)$ の値を方向を変えずに正規化しながら，各時刻 $(j-1)T_\lambda$ での拡大率 $\frac{|\boldsymbol{y}(jT_\lambda)|}{|\boldsymbol{y}((j-1)T_\lambda)|}$ を求め，それらの積として $t = n_\lambda T_\lambda$ までの拡大率を求める。

具体的なアルゴリズムを以下に示す。

1. $\boldsymbol{y}(0)$ を $|\boldsymbol{y}(0)|=1$ となるように選ぶ。
2. 変分方程式 (1.14) を $t=0$ から T_λ まで積分し，$\boldsymbol{y}(T_\lambda)$ を求め

$$a_1 = |\boldsymbol{y}(T_\lambda)| \tag{A.4}$$

とおく。
3. $\boldsymbol{y}(T_\lambda) \leftarrow \frac{\boldsymbol{y}(T_\lambda)}{a_1}$ のように正規化し，これを初期値として変分方程式を $t=T_\lambda$ から $2T_\lambda$ まで積分し，$\boldsymbol{y}(2T_\lambda)$ を求め

$$a_2 = |\boldsymbol{y}(2T_\lambda)| \tag{A.5}$$

とする。
4. 以下，同様にして $a_3, a_4, \ldots$ を求める。
5. リアプノフ指数 λ は以下のように計算できる。

$$\lambda = \lim_{n_\lambda\to\infty} \frac{1}{n_\lambda T_\lambda} \sum_{l=1}^{n_\lambda} \log a_l \tag{A.6}$$

実際には，十分大きな n_λ に対して，

$$\lambda \approx \frac{1}{n_\lambda T_\lambda} \sum_{l=1}^{n_\lambda} \log a_l \tag{A.7}$$

と近似する。

A.1.2　すべてのリアプノフ指数の計算

問題点 2 を考慮した，すべてのリアプノフ指数の計算法のアルゴリズムを示す。

1. $\boldsymbol{e}_1(0), \ldots, \boldsymbol{e}_m(0)$ を $\boldsymbol{R}^m$ の正規直交基底となるように選ぶ。
2. $\boldsymbol{e}_1(0), \ldots, \boldsymbol{e}_m(0)$ を初期値として変分方程式 (1.14) を $t=0$ から $t=T_\lambda$ まで積分し，$\boldsymbol{e}_1(T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m(T_\lambda)$ を求め

$$a_1(1) = |\boldsymbol{e}_1(T_\lambda)| \tag{A.8}$$

とおく。
3. グラム・シュミットの正規直交化法により，$\boldsymbol{e}_1(T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m(T_\lambda)$ を正規直交化する。つまり，
$k=1$ のとき

$$\boldsymbol{e}_1^*(T_\lambda) = \frac{\boldsymbol{e}_1(T_\lambda)}{a_1(1)} \tag{A.9}$$

$k=2, \ldots, m$ のとき

$$a_k(1) = |\boldsymbol{e}_k(T_\lambda) - \sum_{j=1}^{k-1} \langle \boldsymbol{e}_k(T_\lambda), \boldsymbol{e}_j^*(T_\lambda)\rangle \boldsymbol{e}_j^*(T_\lambda)| \tag{A.10}$$

$$\boldsymbol{e}_k^*(T_\lambda) = \left\{ \boldsymbol{e}_k(T_\lambda) - \sum_{j=1}^{k-1} \langle \boldsymbol{e}_k(T_\lambda), \boldsymbol{e}_j^*(T_\lambda)\rangle \boldsymbol{e}_j^*(T_\lambda) \right\} / a_k(1) \tag{A.11}$$

とし，$\boldsymbol{e}_1^*(T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m^*(T_\lambda)$ をあらためて $\boldsymbol{e}_1(T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m(T_\lambda)$ とおく。ただし，$\langle\ ,\rangle$ は内積を表す。

4. $\boldsymbol{e}_1(T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m(T_\lambda)$ を初期値として変分方程式 (1.14) を $t = T_\lambda$ から $t = 2T_\lambda$ まで積分し，$\boldsymbol{e}_1^*(2T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m^*(2T_\lambda)$ を求め

$$a_1(2) = |\boldsymbol{e}_1(2T_\lambda)| \tag{A.12}$$

$$a_k(2) = |\boldsymbol{e}_k(2T_\lambda) - \sum_{j=1}^{k-1} \langle \boldsymbol{e}_k(2T_\lambda), \boldsymbol{e}_j^*(2T_\lambda) \rangle \boldsymbol{e}_j^*(2T_\lambda)| \qquad (k = 2, \ldots, m) \tag{A.13}$$

とおく。同様に正規直交化し, $\boldsymbol{e}_1^*(2T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m^*(2T_\lambda)$ をあらためて $\boldsymbol{e}_1(2T_\lambda), \ldots, \boldsymbol{e}_m(2T_\lambda)$ とおく。

5. 以下，同様にして $a_k(3)$，$a_k(4), \ldots$ を求める。
6. リアプノフ指数 $\lambda_k \quad (k = 1, \ldots m)$ は以下のように計算できる。

$$\lambda_k = \lim_{n_\lambda \to \infty} \frac{1}{n_\lambda T_\lambda} \sum_{l=1}^{n_\lambda} \log a_k(l) \tag{A.14}$$

実際には，十分大きな n_λ に対して，

$$\lambda_k \approx \frac{1}{n_\lambda T_\lambda} \sum_{l=1}^{n_\lambda} \log a_k(l) \tag{A.15}$$

と近似して算出する。

A.2 周期解を求めるニュートン法

周期解を求めるために用いたニュートン法 (Newton's method) は以下のような手法である。

微分方程式 (1.6) によって定められる流れを $\boldsymbol{\phi}(t, \boldsymbol{x})$ とする。(1.6) が周期 T の周期解を持つとき, その周期解上の点 $\boldsymbol{x_0}$ は

$$\boldsymbol{\phi}(T, \boldsymbol{x_0}) = \boldsymbol{x_0} \tag{A.16}$$

を満たす。方程式 (A.16) を解けば周期解が求められるが, 本論文では, 求めたい周期解に対して横断的な（＝接すること無く交わる）$m-1$ 次元の曲面を考え，その上で定められるポアンカレ写像 $\boldsymbol{P}(\boldsymbol{y})$, $\boldsymbol{y} \in \boldsymbol{R}^{m-1}$ についてニュートン法による反復計算

$$\boldsymbol{y}_{k+1} = \boldsymbol{y}_k - \left[\left. \frac{\partial \boldsymbol{P}(\boldsymbol{y})}{\partial \boldsymbol{y}} \right|_{\boldsymbol{y} = \boldsymbol{y}_k} \right]^{-1} \boldsymbol{P}(\boldsymbol{y}_k) \tag{A.17}$$

を行なって周期解上に $\boldsymbol{y}$ を収束させる。

付録 B

ファジィ論理型 PSS での $Z_a(k)$，$Z_s(k)$，$Z_p(k)$ の物理的意味

第 2 章および第 3 章に示すファジィ論理型 PSS では，対象とする発電機の観測信号である有効出力 $P_e(k)$ から角加速度情報 $Z_a(k)$，角速度偏差情報 $Z_s(k)$，位相差角情報 $Z_p(k)$ を導いている。これは以下のような考察に基づく。

式 (C.57)，式 (D.45) および式 (D.46) から発電機の回転速度と位相差角について以下のような式が成り立つ。

$$M\dot{\omega} = P_m - P_e - D_g\,\omega \tag{B.1}$$

$$\dot{\delta} = \omega_B\,\omega \tag{B.2}$$

ここで $D_g\,\omega$ の項が他の項よりも小さいとして簡単のために無視すると，

$$M\dot{\omega} \simeq P_m - P_e \tag{B.3}$$

となる。図 3.7 に示すように Z_a は , $-P_e$ をリセットフィルタ（定常値からの変化分を抽出するフィルタ）に通したものであり，発電機出力P_eの定常値は機械入力P_mと等しいので，

$$Z_a \simeq -\Delta P_e = -(P_e - P_m) \simeq M\dot{\omega} \tag{B.4}$$

となる。また Z_s は，Z_a を積分した後にリセットフィルタを通したものであり，その積分定数は Z_s の定常値が 0 となるように定められることになるので，

$$Z_s \simeq \int Z_a\,\mathrm{dt} \simeq M\int \dot{\omega}\,\mathrm{dt} = M\omega \tag{B.5}$$

となる。Z_p についても Z_s の場合と全く同様だが，式 (B.2) から

$$\delta = \omega_B \int \omega\,\mathrm{dt} + C \tag{B.6}$$

（C は積分定数）の関係があるので，

$$Z_p \simeq \int Z_s\,\mathrm{dt} \simeq M\int \omega\,\mathrm{dt} = \frac{M}{\omega_B}\delta - \frac{M}{\omega_B}C = \frac{M}{\omega_B}\Delta\delta \tag{B.7}$$

と表される。

以上のように $Z_a(k)$, $Z_s(k)$, $Z_p(k)$ は，それぞれ $\dot{\omega}$, ω, $\Delta\delta$ （の定数倍）に相当する情報を表すことになる。

付録 C

第 4 章で用いた電力系統モデルの導出

この付録 C に示す式では，以下に示す実用単位系を用いる。

t	:	時刻 (s)
ω_r	:	回転子回転角速度 (電気角) (rad/sec)
ω_B	:	同期速度 (rad/s)　=120π
θ_r	:	回転子位置 (rad)
e_w	:	発電機巻線 w の誘導起電力 (V)（$w = d, q, f$）
ψ_w	:	発電機巻線 w の鎖交磁束 (Wb-turn)（$w = d, q, f, kd, kq$）
i_w	:	発電機巻線 w の電流 (A)（$w = d, q, f, kd, kq$）
X_w	:	発電機巻線 w の自己リアクタンス (Ω)（$w = d, q, f, kd, kq$）
X_{mw}	:	発電機巻線間の相互リアクタンス (Ω)（$mw = md, mq$）
r_w	:	発電機巻線 w の抵抗 (Ω)（$w = d, q, f, kd, kq, a$）
TQ_e	:	回転子に作用する電磁トルク (N·m)
TQ_m	:	回転子に加わる機械トルク (N·m)
P_e	:	発電機電気的有効出力 (W)
Q	:	発電機電気的無効出力 (Var)
δ	:	無限大母線に対する発電機相差角 (rad)
V_t	:	発電機端子電圧実効値 (V)
V_∞	:	無限大母線電圧実効値 (V)
N_p	:	極数（極対数は $N_p/2$）
J	:	回転子の慣性モーメント (kg·m^2)
R_e	:	線路の直列抵抗 (Ω)
L_e	:	線路および変圧器の直列インダクタンス (H)
X_e	=	$\omega_B L_e$ (Ω)
M	:	発電機慣性定数 (s)　$= 2H$
T'_d	:	d 軸閉路時定数 (s)

T''_d	:	d 軸初期閉路時定数 (s)
T''_{qo}	:	q 軸初期開路時定数 (s)
T_a	:	電機子時定数 (s)
X_d	:	d 軸同期リアクタンス (Ω)
X_q	:	q 軸同期リアクタンス (Ω)
X'_d	:	d 軸過渡リアクタンス (Ω)
X'_q	:	q 軸過渡リアクタンス (Ω)
X''_d	:	d 軸初期過渡リアクタンス (Ω)
X''_q	:	q 軸初期過渡リアクタンス (Ω)
e'_q	:	過渡リアクタンス背後電圧 (V)　(ψ_f に比例する)

C.1　同期発電機のモデル

本節では, 系統シミュレーションに用いた同期機モデルを示す [2, 3]。このモデルはパーク (Park) の式と呼ばれている。 このモデルでは磁気飽和の影響は無視されているので, 磁束と電流の間には線形の関係が成り立っている。 また, 回転子に関する運動方程式も示す。

C.1.1　パークの式

この節で示すモデルは, 2 本の制動巻線を含むパークの式である。磁気飽和の影響は無視している。以下では, 添字 d, q はそれぞれ固定子仮想 d 軸巻線, 固定子仮想 q 軸巻線を, 添字 a は電機子巻線を, 添字 r は回転子を, 添字 f は界磁巻線を, 添字 kd, kq はそれぞれ d 軸制動巻線, q 軸制動巻線を, 添字 B は単位法における基準値を, 上付の添字 * は単位法表示であることを表す。また, e は各巻線の電圧を, ψ は各巻線の鎖交磁束を, i は各巻線の電流を, r は各巻線の抵抗を, ω は回転子の角速度を, X は各リアクタンスを表す。

このモデルでは, d 軸上に存在する三つの d, f, kd の三巻線は一つの三巻線変圧器を構成し, q 軸上に存在する二つの q, kq の二巻線は一つの二巻線変圧器を構成していると考えることができる。この時, d 軸上の漏れ磁束としては,

- 一つの巻線だけに鎖交し他の二つの巻線と鎖交しない漏れ磁束
- 二つの巻線に鎖交し残りの一つの巻線と鎖交しない漏れ磁束

が考えられるが, ここでは後者の漏れ磁束はそれほど大きくないとして, 漏れ磁束は単一巻線のみに鎖交すると仮定している [4]。

また制動巻線を表す式は, 回転子表面に実際に埋め込まれた制動巻線の効果だけでなく, 回転子鉄心に誘起されるうず電流の効果も含めて, d 軸上に一つの集中制動回路, q 軸上に一つの集中制動回路を仮想して, その効果を近似的に表現するものである。

$$e_d = \dot{\psi}_d - r_a i_d - \omega_r \psi_q \tag{C.1}$$
$$e_q = \dot{\psi}_q - r_a i_q + \omega_r \psi_d \tag{C.2}$$
$$e_f = \dot{\psi}_f + r_f i_f \tag{C.3}$$
$$0 = \dot{\psi}_{kd} + r_{kd} i_{kd} \tag{C.4}$$

$$0 = \dot{\psi}_{kq} + r_{kq} i_{kq} \tag{C.5}$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_d & X_{md} & X_{md} \\ -X_{md} & X_f & X_{md} \\ -X_{md} & X_{md} & X_{kd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{pmatrix} \tag{C.6}$$

$$\begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_{kq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_q & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{kq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{pmatrix} \tag{C.7}$$

$$\begin{aligned} X_d &= X_l + X_{md} \\ X_q &= X_l + X_{mq} \\ X_f &= X_{lf} + X_{md} \\ X_{kd} &= X_{lkd} + X_{md} \\ X_{kq} &= X_{lkq} + X_{mq} \end{aligned} \tag{C.8}$$

これを電流 i について解くと次のようになる。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \end{pmatrix} \tag{C.9}$$

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_{kq} \end{pmatrix} \tag{C.10}$$

ただし

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a_{ij} \end{pmatrix} &= \left\{ \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_d & X_{md} & X_{md} \\ -X_{md} & X_f & X_{md} \\ -X_{md} & X_{md} & X_{kd} \end{pmatrix} \right\}^{-1} \\ &= \frac{1}{D_d} \begin{pmatrix} X_f X_{kd} - X_{md}^2 & -X_{md} X_{kd} + X_{md}^2 & -X_{md} X_f + X_{md}^2 \\ X_{md} X_{kd} - X_{md}^2 & -X_d X_{kd} + X_{md}^2 & X_d X_{md} - X_{md}^2 \\ X_{md} X_f - X_{md}^2 & X_d X_{md} - X_{md}^2 & -X_d X_f + X_{md}^2 \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{C.11}$$

$$D_d = \frac{1}{\omega_B} \{ X_{md}^2 (X_d - 2X_{md} + X_f + X_{kd}) - X_d X_f X_{kd} \} \tag{C.12}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} b_{ij} \end{pmatrix} &= \left\{ \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_q & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{kq} \end{pmatrix} \right\}^{-1} \\ &= \frac{\omega_B}{X_{mq}^2 - X_q X_{kq}} \begin{pmatrix} X_{kq} & -X_{mq} \\ X_{mq} & -X_q \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{C.13}$$

なお, ここでは三相が平衡している状態を考えているので, 0 軸座標における式の記述は省略している。三相が平衡している状態では 0 軸座標における諸量は常に 0 になるからである。

C.1.2 運動方程式

発電機回転子に対する運動方程式は次式のようになる。

$$J\dot{\omega}_r = \frac{N_p}{2}(TQ_m - TQ_e) \tag{C.14}$$

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \tag{C.15}$$

$$TQ_e = \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{C.16}$$

ここで, θ_r は回転子位置を, N_p は極数を, J は回転子の慣性モーメントを, TQ_mは機械的に回転子に加わるトルクを, TQ_eは電気的に回転子に加わるトルクを表す。

C.1.3 機器定数とモデルの定数との関係

電力系統のシミュレーションを行う時, 同期機の特性を示す定数としてしばしば与えられるのは M, X'_d, T'_d などの機器定数である。そこでこれらの機器定数を前節のモデルの定数に変換する必要がある。ここでは 文献 [5] を参考にして導出した変換式を示す。

$$J = \left(\frac{N_p}{2}\right)^2 \frac{P_B}{\omega_B^2} M \tag{C.17}$$

$$X_{md} = X_d - X_l \tag{C.18}$$

$$X_{mq} = X_q - X_l \tag{C.19}$$

$$X_{lf} = \left(\frac{1}{X'_d - X_l} - \frac{1}{X_{md}}\right)^{-1} \tag{C.20}$$

$$X_{lkd} = \left(\frac{1}{X''_d - X_l} - \frac{1}{X_{md}} - \frac{1}{X_{lf}}\right)^{-1} \tag{C.21}$$

$$X_{lkq} = \left(\frac{1}{X''_q - X_l} - \frac{1}{X_{mq}}\right)^{-1} \tag{C.22}$$

$$X_f = X_{lf} + X_{md} \tag{C.23}$$

$$X_{kd} = X_{lkd} + X_{md} \tag{C.24}$$

$$X_{kq} = X_{lkq} + X_{mq} \tag{C.25}$$

$$r_a = \frac{X_q + X_d + X_l}{\omega_B T_a} \tag{C.26}$$

$$r_f = \frac{1}{\omega_B T'_d}\left\{X_{lf} + \left(\frac{1}{X_{md}} + \frac{1}{X_l}\right)^{-1}\right\} \tag{C.27}$$

$$r_{kd} = \frac{1}{\omega_B T''_d}\left\{X_{lkd} + \left(\frac{1}{X_{md}} + \frac{1}{X_l} + \frac{1}{X_{lf}}\right)^{-1}\right\} \tag{C.28}$$

$$r_{kq} = \frac{X_{kq}}{\omega_B T''_{q0}} \tag{C.29}$$

C.2　無限大母線と送電系統

C.2.1　動特性モデル

abc 相の量 $(x_a,\ x_b,\ x_c)^\tau$ から dq 軸上の量 $(x_d,\ x_q,\ x_0)^\tau$ へ変換する行列 $\boldsymbol{K}$ としては, 付録 E.2 に示したものを用いる。

送電系統は，簡単のため相互インダクタンスを無視し，直列線路抵抗R_eと直列インダクタンスL_e(線路インダクタンスと変圧器もれインダクタンスを合わせたもの) とで表されると考えるので, 次式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_{a\infty} \\ e_{b\infty} \\ e_{c\infty} \end{pmatrix} = R_e \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + L_e \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \tag{C.30}$$

式 (C.30) を，dq0 軸上の量と行列 $\boldsymbol{K}$ を用いて表すと次式が得られる。

$$\boldsymbol{K}^{-1} \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{pmatrix} - \boldsymbol{K}^{-1} \begin{pmatrix} e_{d\infty} \\ e_{q\infty} \\ e_{0\infty} \end{pmatrix} = R_e \boldsymbol{K}^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + L_e \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \left(\boldsymbol{K}^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right) \tag{C.31}$$

式 (C.31) に左から行列 $\boldsymbol{K}$ を掛けると式 (E.26) より次式が得られる。

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_{d\infty} \\ e_{q\infty} \\ e_{0\infty} \end{pmatrix} = R_e \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + L_e \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + L_e \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \tag{C.32}$$

すなわち, dq 軸上において次式が成立する。

$$e_d - e_{d\infty} = R_e i_d - L_e \omega_r i_q + L_e \tfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_d \tag{C.33}$$

$$e_q - e_{q\infty} = R_e i_q + L_e \omega_r i_d + L_e \tfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_q \tag{C.34}$$

さて, 無限大母線電圧の各相の瞬時値を次式のようにおく。

$$\begin{pmatrix} e_{a\infty} \\ e_{b\infty} \\ e_{c\infty} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_\infty \begin{pmatrix} \sin \omega_B t \\ \sin(\omega_B t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_B t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \tag{C.35}$$

式 (C.35) における abc 相の量を dq 軸上の量に行列 $\boldsymbol{K}$ を用いて変換すると, 付録 E.2 の式 (E.24) より次式が得られる。

$$\begin{pmatrix} e_{d\infty} \\ e_{q\infty} \\ e_{0\infty} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_\infty \begin{pmatrix} -\sin(\theta_r - \omega_B t) \\ -\cos(\theta_r - \omega_B t) \\ 0 \end{pmatrix} \tag{C.36}$$

すなわち, dq 軸上において次式が成立する。

$$e_{d\infty} = -\sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \sin(\theta_r - \omega_B t) \tag{C.37}$$

$$e_{q\infty} = -\sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \cos(\theta_r - \omega_B t) \tag{C.38}$$

式 (C.37), (C.38) において

$$\delta = \theta_r - \omega_B t + \pi \tag{C.39}$$

と置けば,

$$e_{d\infty} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \sin\delta \tag{C.40}$$

$$e_{q\infty} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \cos\delta \tag{C.41}$$

と表される。ここで δ は無限大母線電圧に対する発電機無負荷誘導起電力の相差角を表す。

式 (C.33), (C.34), (C.40), (C.41) より次式が得られる。

$$e_d = R_e i_d - L_e\omega_r i_q + L_e\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \sin\delta \tag{C.42}$$

$$e_q = R_e i_q + L_e\omega_r i_d + L_e\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \cos\delta \tag{C.43}$$

C.3　一機無限大母線系統モデルの導出

式 (C.1), (C.2), (C.42), (C.43) から e_d, e_q を消去すると以下が得られる。

$$\dot{\psi}_d - r_a i_d - \omega_r\psi_q = R_e i_d - L_e\omega_r i_q + L_e\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \sin\delta \tag{C.44}$$

$$\dot{\psi}_q - r_a i_q + \omega_r\psi_d = R_e i_q + L_e\omega_r i_d + L_e\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty \cos\delta \tag{C.45}$$

さて式導出の便宜上, $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d$, $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q$ を $\dot{\psi}_d(=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\psi_d), \dot{\psi}_q, i_d, i_q, i_{kd}, i_{kq}$ を用いて表すことを考える。式 (C.9),(C.10) の両辺を時間微分すると次式が得られる。

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d = a_{11}\dot{\psi}_d + a_{12}\dot{\psi}_f + a_{13}\dot{\psi}_{kd} \tag{C.46}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q = b_{11}\dot{\psi}_q + b_{12}\dot{\psi}_{kq} \tag{C.47}$$

式 (C.3), (C.4), (C.5) より

$$\dot{\psi}_f = e_f - r_f i_f \tag{C.48}$$

$$\dot{\psi}_{kd} = -r_{kd}i_{kd} \tag{C.49}$$

$$\dot{\psi}_{kq} = -r_{kq}i_{kq} \tag{C.50}$$

式 (C.46), (C.47) へ代入すると

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d = a_{11}\dot{\psi}_d + a_{12}e_f - a_{12}r_f i_f - a_{13}r_{kd}i_{kd} \tag{C.51}$$
$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q = b_{11}\dot{\psi}_q - b_{12}r_{kq}i_{kq} \tag{C.52}$$

式 (C.51), (C.52) を式 (C.44), (C.45) へ代入すると以下が得られる。

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_d - r_a i_d - \omega_r\psi_q = R_e i_d - L_e\omega_r i_q + L_e(a_{11}\dot{\psi}_d + a_{12}e_f - a_{12}r_f i_f - a_{13}r_{kd}i_{kd})\\ + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty\sin\delta\end{aligned} \tag{C.53}$$

$$\dot{\psi}_q - r_a i_q + \omega_r\psi_d = R_e i_q + L_e\omega_r i_d + L_e(b_{11}\dot{\psi}_q - b_{12}r_{kq}i_{kq}) + \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty\cos\delta \tag{C.54}$$

$\dot{\psi}_d$，$\dot{\psi}_q$ の項を左辺にまとめると

$$\begin{aligned}(1-L_e a_{11})\dot{\psi}_d = {}& \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty\sin\delta + (R_e + r_a)i_d - L_e\omega_r i_q\\ & - L_e a_{12}r_f i_f - L_e a_{13}r_{kd}i_{kd} + \omega_r\psi_q\\ & + L_e a_{12}e_f\end{aligned} \tag{C.55}$$
$$\begin{aligned}(1-L_e b_{11})\dot{\psi}_q = {}& \sqrt{\frac{2}{3}}V_\infty\cos\delta + (R_e + r_a)i_q + L_e\omega_r i_d\\ & - L_e b_{12}r_{kq}i_{kq} - \omega_r\psi_d\end{aligned} \tag{C.56}$$

となる。また，式 (C.15) と式 (C.39) より

$$\dot{\delta} = \dot{\theta}_r - \omega_B = \omega_r - \omega_B \tag{C.57}$$

である。したがって，発電機および外部系統を表すモデルは以下のようになる。

$$\begin{aligned}(1-L_e a_{11})\dot{\psi}_d = {}& \sqrt{2/3}V_\infty\sin\delta + (R_e + r_a)i_d - L_e\omega_r i_q\\ & - L_e a_{12}r_f i_f - L_e a_{13}r_{kd}i_{kd} + \omega_r\psi_q\\ & + L_e a_{12}e_f\end{aligned} \tag{C.58}$$
$$\begin{aligned}(1-L_e b_{11})\dot{\psi}_q = {}& \sqrt{2/3}V_\infty\cos\delta + (R_e + r_a)i_q + L_e\omega_r i_d\\ & - L_e b_{12}r_{kq}i_{kq} - \omega_r\psi_d\end{aligned} \tag{C.59}$$
$$\dot{\psi}_f = e_f - r_f i_f \tag{C.60}$$
$$\dot{\psi}_{kd} = -r_{kd}i_{kd} \tag{C.61}$$
$$\dot{\psi}_{kq} = -r_{kq}i_{kq} \tag{C.62}$$
$$J\dot{\omega}_r = \frac{N_p}{2}(TQ_m - TQ_e) \tag{C.63}$$
$$\dot{\delta} = \omega_r - \omega_B \tag{C.64}$$

$$TQ_e = \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{C.65}$$
$$e_d = \dot{\psi}_d - r_a i_d - \omega_r\psi_q \tag{C.66}$$

$$e_q = \dot{\psi}_q - r_a i_q + \omega_r \psi_d \tag{C.67}$$

$$V_t = \sqrt{\frac{3}{2}(e_d^2 + e_q^2)} \tag{C.68}$$

$$P = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \tag{C.69}$$

$$\omega = (\omega_r - \omega_B)/\omega_B \tag{C.70}$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \end{pmatrix} \tag{C.71}$$

$$\begin{pmatrix} a_{ij} \end{pmatrix} = \left\{ \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_d & X_{md} & X_{md} \\ -X_{md} & X_f & X_{md} \\ -X_{md} & X_{md} & X_{kd} \end{pmatrix} \right\}^{-1} \tag{C.72}$$

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_{kq} \end{pmatrix} \tag{C.73}$$

$$\begin{pmatrix} b_{ij} \end{pmatrix} = \left\{ \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_q & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{kq} \end{pmatrix} \right\}^{-1} \tag{C.74}$$

これを付録 E.1 に示す基準値で pu 化すると式 (4.1)–式 (4.19) が得られる。

C.3.1　発電機制御系のモデル

各制御系のモデルに含まれる飽和要素は、関数 $f_l(g, U, L)$

$$f_l(g, U, L) = \begin{cases} g & (L \leq g \leq U) \\ L & (g < L) \\ U & (g > U) \end{cases} \tag{C.75}$$

で表す。

本節 C.3.1 では，単位法表記を用いる。

AVR

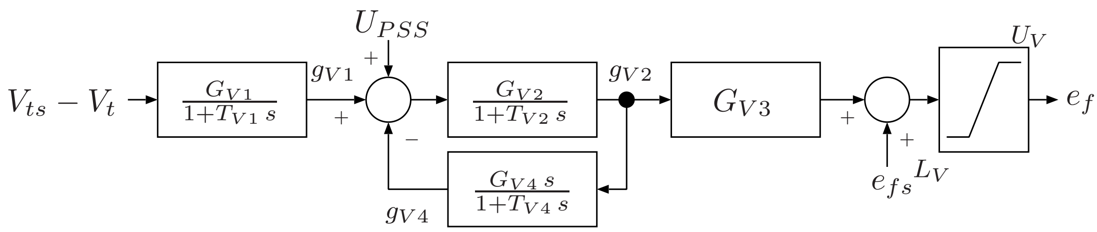


図 C.1　AVR モデル

$$\dot{g}_{V1} = \{G_{V1}(V_{ts} - V_t) - g_{V1}\}/T_{V1} \tag{C.76}$$
$$g_{V4} = G_{V4}\, g_{V2} - g_{V4s} \tag{C.77}$$
$$\dot{g}_{V2} = \{G_{V2}(U_{PSS} + g_{V1} - g_{V4}) - g_{V2}\}/T_{V2} \tag{C.78}$$
$$\dot{g}_{V4s} = (G_{V4}\, g_{V2} - g_{V4s})/T_{V4} \tag{C.79}$$
$$e_f = f_l(G_{V3}\, g_{V2} + e_{fs},\ U_V,\ L_V) \tag{C.80}$$

PSS

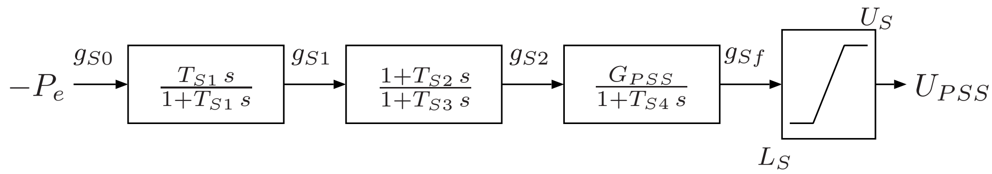


図 C.2　PSS モデル

$$g_{S0} = -P_e \tag{C.81}$$
$$\dot{g}_{S1s} = (g_{S0} - g_{S1s})/T_{S1} \tag{C.82}$$
$$g_{S1} = g_{S0} - g_{S1s} \tag{C.83}$$
$$\dot{g}_{S2s} = \left\{\left(1 - \frac{T_{S2}}{T_{S3}}\right) g_{S1} - g_{S2s}\right\}/T_{S3} \tag{C.84}$$
$$g_{S2} = \frac{T_{S2}}{T_{S3}}\, g_{S1} + g_{S2s} \tag{C.85}$$
$$\dot{g}_{Sf} = (G_{PSS}\, g_{S2} - g_{Sf})/T_{S4} \tag{C.86}$$
$$U_{PSS} = f_l(g_{Sf},\ U_S,\ L_S) \tag{C.87}$$

ガバナ（調速装置）

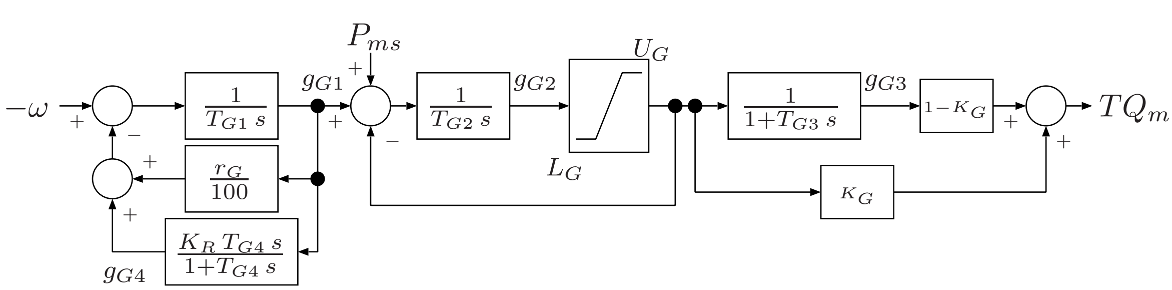


図 C.3　ガバナモデル

$$g_{G4} = g_{G4s} + K_R\, g_{G1} \tag{C.88}$$

$$\dot{g}_{G1} = -\left(\frac{r_G}{100}\, g_{G1} + g_{G4} + \omega\right)/T_{G1} \tag{C.89}$$

$$\dot{g}_{G2} = \{-f_l(g_{G2}, U_G, L_G) + g_{G1} + P_{ms}\}/T_{G2} \tag{C.90}$$

$$\dot{g}_{G3} = \{f_l(g_{G2}, U_G, L_G) - g_{G3}\}/T_{G3} \tag{C.91}$$

$$\dot{g}_{G4s} = (-K_R\, g_{G1} - g_{G4s})/T_{G4} \tag{C.92}$$

$$TQ_m = K_G\, f_l(g_{G2}, U_G, L_G) + (1 - K_G) g_{G3} \tag{C.93}$$

付録 D

第 5 章で用いた式の導出

この付録 D においても D.1 節と D.2 節の式では例外的に，付録 C 冒頭で示した実用単位系を用いる。ただし，後半の D.3 節と D.4 節の式では論文本編と同様に単位法による表記を用いる。

D.1　3 次元同期発電機モデルの導出

付録 C に示した 7 次元発電機モデルを簡略化して 3 次元発電機モデルを導く。そのために，

- $\psi_d, \psi_q, \psi_{kd}, \psi_{kq}$ の過渡状態は無視する。即ち対応する微分項を 0 とおく。
- 差し支えない箇所は $\omega_r = \omega_B$ と近似する。
- r_a は十分小さいものとし，$r_a = 0$ とおく。
- 制動巻線の効果等を近似するため，回転子の運動方程式に制動項（制動係数D_g）を加える。

これらの近似を用いると，式 (C.1)–式 (C.16) は次のようになる。

$$e_d = -\omega_B \psi_q \tag{D.1}$$

$$e_q = \omega_B \psi_d \tag{D.2}$$

$$e_f = \dot{\psi}_f + r_f i_f \tag{D.3}$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega_B} \begin{pmatrix} -X_d & X_{md} \\ -X_{md} & X_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \end{pmatrix} \tag{D.4}$$

$$\psi_q = -\frac{X_q}{\omega_B} i_q \tag{D.5}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \end{pmatrix} &= \frac{\omega_B}{{X_{md}}^2 - X_d X_f} \begin{pmatrix} X_f & -X_{md} \\ X_{md} & -X_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{D.6}$$

$$i_q = -\frac{\omega_B}{X_q} \psi_q \tag{D.7}$$

$$J\dot{\omega}_r = \frac{N_p}{2}\left(TQ_m - TQ_e - TQ_B D_g \frac{\omega_r - \omega_B}{\omega_B}\right) \tag{D.8}$$

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \tag{D.9}$$

$$TQ_e = \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{D.10}$$

ただし，TQ_Bは定格出力に相当するトルク (N·m) である。

ψ_d を i_d, i_q, ψ_f で表す。(D.4), (D.6) より，

$$i_f = \frac{\omega_B}{X_f}\psi_f + \frac{X_{md}}{X_f} i_d \ , \tag{D.11}$$

$$\psi_d = -\frac{c_{12}}{c_{11}}\psi_f + \frac{1}{c_{11}} i_d = \frac{X_{md}}{X_f}\psi_f + \frac{1}{\omega_B}\left(\frac{{X_{md}}^2}{X_f} - X_d\right) i_d \ . \tag{D.12}$$

この結果を (D.3) に代入すると，

$$\dot{\psi_f} = -\frac{r_f \omega_B}{X_f}\left(\psi_f + \frac{X_{md}}{\omega_B} i_d\right) + e_f \ . \tag{D.13}$$

また (D.1), (D.2), (D.10) は

$$e_d = X_q\, i_q \ , \tag{D.14}$$

$$e_q = \frac{X_{md}\omega_B}{X_f}\psi_f + \left(\frac{{X_{md}}^2}{X_f} - X_d\right) i_d \ , \tag{D.15}$$

$$\begin{aligned} TQ_e &= \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}\left[\left\{\frac{X_{md}}{X_f}\psi_f + \frac{1}{\omega_B}\left(\frac{{X_{md}}^2}{X_f} - X_d\right) i_d\right\} i_q + \frac{X_q}{\omega_B} i_q i_d\right] \\ &= \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}\left\{\frac{X_{md}}{X_f}\psi_f + \frac{1}{\omega_B}\left(\frac{{X_{md}}^2}{X_f} + X_q - X_d\right) i_d\right\} i_q \ . \end{aligned} \tag{D.16}$$

ここで

$$e_q{}' = \frac{X_{md}\ \omega_B}{X_f}\psi_f \tag{D.17}$$

$$X_d{}' = -\frac{\omega_B}{c_{11}} \ = \ X_d - \frac{{X_{md}}^2}{X_f} \tag{D.18}$$

$$T'_{do} = \frac{X_f}{\omega_B\, r_f} \tag{D.19}$$

と置くと，式 (D.15) は

$$e_q = e_q{}' - X_d{}'\ i_d \tag{D.20}$$

また (D.13) は

$$\dot{\psi_f} = -\frac{1}{T'_{do}}\left(\psi_f + \frac{X_{md}}{\omega_B} i_d\right) + e_f \tag{D.21}$$

となり，両辺に $\frac{X_{md}\omega_B}{X_f}$ を掛けると，

$$\frac{X_{md}\ \omega_B}{X_f}\dot{\psi_f} = -\frac{1}{T'_{do}}\left(\frac{X_{md}\ \omega_B}{X_f}\psi_f + \frac{X_{md}\ \omega_B}{X_f}\frac{X_{md}}{\omega_B} i_d - \frac{X_{md}\ \omega_B}{X_f}\frac{X_f}{\omega_B r_f} e_f\right) \tag{D.22}$$

すなわち

$$\dot{e_q'} = -\frac{1}{T'_{do}}\left(e_q{}' + \frac{X_{md}{}^2}{X_f}i_d - \frac{X_{md}}{r_f}e_f\right) \tag{D.23}$$

したがって

$$T'_{do}\dot{e_q'} = -e_q{}' - (X_d - X_d{}')i_d + \frac{X_{md}}{r_f}e_f \tag{D.24}$$

が導かれる。(D.16) も e'_q, X'_d を用いて表すと,

$$TQ_e = \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}\frac{1}{\omega_B}\left\{e_q{}' + (X_q - X_d{}')i_d\right\}i_q \tag{D.25}$$

また (E.40) より発電機の有効出力, 無効出力は

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) = \frac{3}{2}\{X_q i_q i_d + (e_q{}' - X_d{}' i_d)i_q\} \\ &= \frac{3}{2}\{e_q{}' + (X_q - X_d{}')i_d\}i_q \end{aligned} \tag{D.26}$$

$$\begin{aligned} Q &= -\frac{3}{2}(e_q i_d - e_d i_q) = -\frac{3}{2}\{(e_q{}' - X_d{}' i_d)i_d - X_q i_q i_q\} \\ &= -\frac{3}{2}(e_q{}' i_d - X_d{}' i_d{}^2 - X_q i_q{}^2) \end{aligned} \tag{D.27}$$

となる。

従って以下のような微分方程式が得られる。

$$J\dot{\omega}_r = \frac{N_p}{2}\left(TQ_m - TQ_e - TQ_B D_g \frac{\omega_r - \omega_B}{\omega_B}\right) \tag{D.28}$$

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \tag{D.29}$$

$$T'_{do}\dot{e_q'} = -e_q{}' - (X_d - X_d{}')i_d + \frac{X_{md}}{r_f}e_f \tag{D.30}$$

$$TQ_e = \frac{3}{2}\frac{N_p}{2}\frac{1}{\omega_B}\left\{e_q{}' + (X_q - X_d{}')i_d\right\}i_q \tag{D.31}$$

$$e_d = X_q i_q \tag{D.32}$$

$$e_q = e_q{}' - X_d{}'\ i_d \tag{D.33}$$

$$V_t = \sqrt{\frac{3}{2}(e_d{}^2 + e_q{}^2)} \tag{D.34}$$

$$P_e = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \tag{D.35}$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega_B}\begin{pmatrix} -X_d & X_{md} \\ -X_{md} & X_f \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_d \\ i_f \end{pmatrix} \tag{D.36}$$

$$\psi_q = -\frac{X_q}{\omega_B}i_q \tag{D.37}$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_f \end{pmatrix} = \frac{\omega_B}{{X_{md}}^2 - X_d X_f} \begin{pmatrix} X_f & -X_{md} \\ X_{md} & -X_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{pmatrix} \tag{D.38}$$

$$i_q = -\frac{\omega_B}{X_q}\psi_q \tag{D.39}$$

この 3 次元発電機モデルは, 簡易であるにもかかわらず実際の特性を比較的良く近似しているものとして, 励磁系設計あるいは性能検証 [6] や安定度解析等にしばしば用いられる。

D.2　送電線路の静特性モデル

付録 C の式 (C.42)，式 (C.43) において，過渡状態を無視し $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q = 0$ と置き，$\omega_r = \omega_B$ とすると，定常状態での特性を表す静特性モデルが次式のように得られる。

$$e_d = R_e i_d - X_e i_q + \sqrt{\frac{2}{3}} V_\infty \sin\delta \tag{D.40}$$

$$e_q = R_e i_q + X_e i_d + \sqrt{\frac{2}{3}} V_\infty \cos\delta \tag{D.41}$$

ただし, $X_e = \omega_B L_e$ である。また, 発電機端子電圧, 無限大母線電圧, 発電機電流の関係を

$$\boldsymbol{E_t} = (a_1 + \mathrm{j}a_2)\boldsymbol{E_\infty} + (a_3 + \mathrm{j}a_4)\boldsymbol{I} \tag{D.42}$$

と表すと,

$$e_d = a_1 e_{d\infty} - a_2 e_{q\infty} + a_3 i_d - a_4 i_q \tag{D.43}$$

$$e_q = a_1 e_{q\infty} + a_2 e_{d\infty} + a_3 i_q + a_4 i_d \tag{D.44}$$

となる。 (付録 E.3 参照)

D.3　3 次元一機無限大母線系統モデルの導出

本節以降の節の式では単位法表記を用いる。

付録 E.1 に示した単位法の基準値に基づいて式 (D.28)–式 (D.39) を pu 化すると

$$M\dot{\omega} = P_m - P_e - D_g\,\omega \tag{D.45}$$

$$\dot{\theta}_r = \omega_B\,\omega \tag{D.46}$$

$$T'_{do}\dot{e}'_q = -e'_q - (X_d - X'_d)i_d + e_f \tag{D.47}$$

$$P_e = \left\{e'_q + (X_q - X'_d)\,i_d\right\} i_q \tag{D.48}$$

$$Q = -e'_q i_d + X'_d {i_d}^2 + X_q {i_q}^2 \tag{D.49}$$

$$e_d = X_q\, i_q \tag{D.50}$$

$$e_q = e'_q - X'_d\ i_d \tag{D.51}$$

$$V_t = \sqrt{{e_d}^2 + {e_q}^2} \tag{D.52}$$

また，式 (D.40)，式 (D.41)，式 (D.43)，式 (D.44) を同様に単位法化すると次式となる。

$$e_d = R_e i_d - X_e i_q + V_\infty \sin\delta \tag{D.53}$$
$$e_q = R_e i_q + X_e i_d + V_\infty \cos\delta \tag{D.54}$$

$$e_d = a_1 e_{d\infty} - a_2 e_{q\infty} + a_3 i_d - a_4 i_q \tag{D.55}$$
$$e_q = a_1 e_{q\infty} + a_2 e_{d\infty} + a_3 i_q + a_4 i_d \tag{D.56}$$

ただし

$$e_{d\infty} = V_\infty \sin\delta \tag{D.57}$$
$$e_{q\infty} = V_\infty \cos\delta \tag{D.58}$$

である。式 (D.50), (D.51) と式 (D.55), (D.56), (D.57), (D.58) から e_d，e_q を消去すると，

$$X_q\, i_q = a_1 V_\infty \sin\delta - a_2 V_\infty \cos\delta + a_3 i_d - a_4 i_q \tag{D.59}$$
$$e'_q - X'_d\, i_d = a_1 V_\infty \cos\delta + a_2 V_\infty \sin\delta + a_3 i_q + a_4 i_d \tag{D.60}$$

したがって，

$$a_3\, i_d - (a_4 + X_q) i_q = -a_1 V_\infty \sin\delta + a_2 V_\infty \cos\delta \tag{D.61}$$
$$(a_4 + X'_d) i_d + a_3\, i_q = -a_2 V_\infty \sin\delta - a_1 V_\infty \cos\delta + e'_q \tag{D.62}$$

が成り立ち，これを

$$i_d = -c_1 V_\infty \sin\delta - c_2 V_\infty \cos\delta + c_3\, e'_q \tag{D.63}$$
$$i_q = \quad c_4 V_\infty \sin\delta - c_5 V_\infty \cos\delta + c_6\, e'_q \tag{D.64}$$

の形に表すと，

$$c_0 = a_3^2 + (X_q + a_4)({X_d}' + a_4) \tag{D.65}$$
$$c_1 = \frac{a_1 a_3 + a_2 (X_q + a_4)}{c_0} \tag{D.66}$$
$$c_2 = \frac{a_1 (X_q + a_4) - a_2 a_3}{c_0} \tag{D.67}$$
$$c_3 = \frac{X_q + a_4}{c_0} \tag{D.68}$$
$$c_4 = \frac{a_1 ({X_d}' + a_4) - a_2 a_3}{c_0} \tag{D.69}$$
$$c_5 = \frac{a_1 a_3 + a_2 ({X_d}' + a_4)}{c_0} \tag{D.70}$$
$$c_6 = \frac{a_3}{c_0} \tag{D.71}$$

となる。$a_1 = 1$，$a_2 = 0$，$a_3 = R_e$，$a_4 = X_e$ の場合，

$$c_0 = {R_e}^2 + (X_q + X_e)\left({X_d}' + X_e\right) \tag{D.72}$$
$$c_1 = \frac{R_e}{c_0} \tag{D.73}$$

$$c_2 = \frac{X_q + X_e}{c_0} \tag{D.74}$$

$$c_3 = \frac{X_q + X_e}{c_0} \tag{D.75}$$

$$c_4 = \frac{{X_d}' + X_e}{c_0} \tag{D.76}$$

$$c_5 = \frac{R_e}{c_0} \tag{D.77}$$

$$c_6 = \frac{R_e}{c_0} \tag{D.78}$$

と表される。また式 (C.57) の関係もあり，以上より式 (5.1)–式 (5.12) が得られる。

D.4　部分線形化モデルの導出

${}^t(\delta, \omega, e_q', g_V)$ を状態変数とする微分方程式 (5.1)–(5.14) の線形化方程式の係数行列

$$(m_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & \omega_B & 0 & 0 \\ \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial \delta} & -\frac{D}{M} & \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial e_q'} & 0 \\ \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial \delta} & 0 & \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial e_q'} & \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial g_V} \\ \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial \delta} & 0 & \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial e_q'} & -\frac{1}{T_V} \end{pmatrix} \tag{D.79}$$

は, 以下のように求められる。

$$\frac{\partial i_d}{\partial \delta} = V_\infty(-c_1 \cos\delta + c_2 \sin\delta) \tag{D.80}$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial e_q'} = c_3 \tag{D.81}$$

$$\frac{\partial i_q}{\partial \delta} = V_\infty(c_4 \cos\delta + c_5 \sin\delta) \tag{D.82}$$

$$\frac{\partial i_q}{\partial e_q'} = c_6 \tag{D.83}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_e}{\partial \delta} &= (X_q - X_d')\frac{\partial i_d}{\partial \delta} i_q + \left\{ e_q' + (X_q - X_d') i_d \right\} \frac{\partial i_q}{\partial \delta} \\ &= (X_q - X_d') V_\infty(-c_1 \cos\delta + c_2 \sin\delta) i_q \\ &\quad + \left\{ e_q' + (X_q - X_d') i_d \right\} V_\infty(c_4 \cos\delta + c_5 \sin\delta) \end{aligned} \tag{D.84}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_e}{\partial e_q'} &= \left\{ 1 + (X_q - X_d')\frac{\partial i_d}{\partial e_q'} \right\} i_q + \left\{ e_q' + (X_q - X_d') i_d \right\} \frac{\partial i_q}{\partial e_q'} \\ &= \{1 + c_3(X_q - X_d')\} i_q + c_6 \left\{ e_q' + (X_q - X_d') i_d \right\} \end{aligned} \tag{D.85}$$

$$\frac{\partial e_d}{\partial \delta} = X_q V_\infty(c_4 \cos\delta + c_5 \sin\delta) \tag{D.86}$$

$$\frac{\partial e_d}{\partial e_q'} = X_q c_6 \tag{D.87}$$

$$\frac{\partial e_q}{\partial \delta} = -X_d' V_\infty(-c_1 \cos\delta + c_2 \sin\delta) \tag{D.88}$$

$$\frac{\partial e_q}{\partial e_q'} = 1 - c_3 X_d' \tag{D.89}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_t}{\partial \delta} &= \frac{1}{V_t}\left(e_d \frac{\partial e_d}{\partial \delta} + e_q \frac{\partial e_q}{\partial \delta}\right) \\ &= \frac{1}{V_t}\left\{e_d X_q V_\infty (c_4 \cos\delta + c_5 \sin\delta) - e_q X_d' V_\infty(-c_1 \cos\delta + c_2 \sin\delta)\right\} \\ &= \frac{V_\infty}{V_t}\left\{(c_4 X_q e_d + c_1 X_d' e_q)\cos\delta + (c_5 X_q e_d - c_2 X_d' e_q)\sin\delta\right\} \end{aligned} \tag{D.90}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_t}{\partial e_q'} &= \frac{1}{V_t}\left(e_d \frac{\partial e_d}{\partial e_q'} + e_q \frac{\partial e_q}{\partial e_q'}\right) \\ &= \frac{1}{V_t}\left\{c_5 X_q e_d + (1 - c_3 X_d') e_q\right\} \end{aligned} \tag{D.91}$$

(D.92)

また，$\frac{\partial e_f}{\partial g_V}$ については，リミタとして式 (5.13) を用いる場合は

$$\frac{\partial e_f}{\partial g_V} = \begin{cases} 0 & (g_V \geq U_{lV} \text{ または } g_V \leq L_{lV}) \\ 1 & (\text{それ以外}) \end{cases} \tag{D.93}$$

と表される。

以上より，

$$m_{11} = \frac{\partial \dot{\delta}}{\partial \delta} \;=\; 0 \tag{D.94}$$

$$m_{12} = \frac{\partial \dot{\delta}}{\partial \omega} \;=\; \omega_B \tag{D.95}$$

$$m_{13} = \frac{\partial \dot{\delta}}{\partial e_q'} \;=\; 0 \tag{D.96}$$

$$m_{14} = \frac{\partial \dot{\delta}}{\partial g_V} \;=\; 0 \tag{D.97}$$

$$m_{21} = \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial \delta} \;=\; -\frac{1}{M}\frac{\partial P_e}{\partial \delta} \tag{D.98}$$

$$m_{22} = \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial \omega} \;=\; -\frac{D}{M} \tag{D.99}$$

$$m_{23} = \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial e_q'} \;=\; -\frac{1}{M}\frac{\partial P_e}{\partial e_q'} \tag{D.100}$$

$$m_{24} = \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial g_V} \;=\; 0 \tag{D.101}$$

$$m_{31} = \frac{\partial \dot{e}_q'}{\partial \delta} \;=\; -\frac{X_d - X_d'}{T_{do}'}\;\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \tag{D.102}$$

$$= -\frac{X_d - X_d'}{T_{do}'} V_\infty(-c_1 \cos\delta + c_2 \sin\delta) \tag{D.103}$$

$$m_{32} = \frac{\partial \dot{e}_q'}{\partial \omega} \;=\; 0 \tag{D.104}$$

$$m_{33} = \frac{\partial \dot{e}_q'}{\partial e_q'} \;=\; -\frac{1}{T_{do}'}\left\{1 + c_3(X_d - X_d')\right\} \tag{D.105}$$

$$m_{34} = \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial g_V} \;=\; \frac{1}{T_{do}'}\frac{\partial e_f}{\partial g_V} \tag{D.106}$$

$$m_{41} = \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial \delta} \;=\; -\frac{G_V}{T_V}\frac{\partial V_t}{\partial \delta} \tag{D.107}$$

$$m_{42} = \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial \omega} \;=\; 0 \tag{D.108}$$

$$m_{43} = \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial e_q'} \;=\; -\frac{G_V}{T_V}\frac{\partial V_t}{\partial e_q'} \tag{D.109}$$

$$m_{44} = \frac{\partial \dot{g_V}}{\partial g_V} \;=\; -\frac{1}{T_V} \tag{D.110}$$

また AVR による制御を行なわない場合, 式 (5.13) のe_fが一定であり, 式 (5.14) の状態変数g_Vは無視すればよいので, ${}^t(\delta, \omega, e_q')$ を状態変数とする（AVR で制御されない）発電機を表す微分方程式の線形化方程式の係数行列は

$$(m_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & \omega_B & 0 \\ \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial \delta} & -\frac{D}{M} & \frac{\partial \dot{\omega}}{\partial e_q'} \\ \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial \delta} & 0 & \frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial e_q'} \end{pmatrix} \tag{D.111}$$

となる。ただし, $\frac{\partial \dot{\omega}}{\partial \delta}$, $\frac{\partial \dot{\omega}}{\partial e_q'}$, $\frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial \delta}$, $\frac{\partial \dot{e_q'}}{\partial e_q'}$ は (D.98),(D.100),(D.102),(D.105) で与えられる。

第 5 章の表 5.1 に示すパラメータ値での平衡点は

$$\begin{pmatrix} \delta_0 \\ \omega_0 \\ e_{q0}' \\ g_{V0} \end{pmatrix} \simeq \begin{pmatrix} 1.24384 \text{ rad} \\ 0 \text{ p.u.} \\ 1.19608 \text{ p.u.} \\ 1.90929 \text{ p.u.} \end{pmatrix} \tag{D.112}$$

である。式 (D.112) で示される平衡点の周りで発電機モデル（式 (5.1)–(5.12), (5.14)）を線形化し, 線形化係数などを有効数字 2 桁で近似する場合, 以下の式となる。AVR 出力のリミタ特性は, 上限値のみを考慮[*1] した。

$$\dot{x} = y \tag{D.113}$$

$$\dot{y} = -31x - 0.28y - 50z \tag{D.114}$$

$$\dot{z} = (-0.81x - 1.9z + f(w))/T_{do}' \tag{D.115}$$

$$\dot{w} = (20x - 57z - w)/T_V \tag{D.116}$$

$$f(w) = \begin{cases} w & (w \le 1) \\ 1 & (w > 1) \end{cases} \tag{D.117}$$

なお, ${}^t(x \quad y \quad z \quad w)$ が平衡点近傍での

$${}^t(\delta - \delta_0 \quad \omega_B(\omega - \omega_0) \quad e_q' - e_{q0}' \quad g_V - g_{V0})$$

に対応する。

[*1] 元のモデルにおいて上限値を充分小さい値に設定すれば, 定常解はリミタの下限値に届かない。

付録 E

単位法と dq 変換

E.1 pu 化

一般的に与えられる単位法表記の基準値は

定格電圧 (相電圧実効値)E_B (V)，定格出力 P_B (VA)，定格回転速度ω_B (rad/s)

である。 他の諸量の実効値での基準値は

$$V_B = \sqrt{3}E_B \text{ (V)} \tag{E.1}$$

$$I_B = \frac{P_B}{3E_B} \text{ (A)} \tag{E.2}$$

$$Z_B = \frac{E_B}{I_B} = \frac{3{E_B}^2}{P_B} \ (\Omega) \ \left(= \frac{{V_B}^2}{P_B}\right) \tag{E.3}$$

dq 変数に用いる基準値は，

$$e_B = \sqrt{2}E_B \text{ (V)} \tag{E.4}$$

$$\psi_B = e_B/\omega_B = \sqrt{2}E_B/\omega_B \text{ (Wb)} \tag{E.5}$$

$$i_B = \sqrt{2}I_B = \frac{\sqrt{2}P_B}{3E_B} \text{ (A)} \tag{E.6}$$

$$z_B = \frac{e_B}{i_B} = \frac{E_B}{I_B} \ (\Omega) = Z_B \tag{E.7}$$

またトルクの基準値は

$$TQ_B = \frac{N_p}{2}\frac{P_B}{\omega_B} \text{ (N·m)} \tag{E.8}$$

である。

界磁電圧 e_f の基準値は，無負荷の端子電圧が端子電圧基準値になるような e_f の値とする。すなわち，

$$e_{fB} = \sqrt{2}\,E_B\frac{r_f}{X_{md}} \ \left(= \frac{r_f}{X_{md}}e_B = \sqrt{2/3}\,V_B\frac{r_f}{X_{md}}\right) \text{ (V)} \tag{E.9}$$

である。

これらより，

$$e_w^* = e_w/e_B \;=\; e_w/(\sqrt{2}E_B) \tag{E.10}$$

$$\psi_w^* = \psi_w/\psi_B \;=\; \omega_B\psi_w/(\sqrt{2}E_B) \tag{E.11}$$

$$i_w^* = i_w/i_B \;=\; i_w/(\sqrt{2}I_B) \;=\; i_w\frac{3E_B}{\sqrt{2}P_B} \tag{E.12}$$

$$r_w^* = r_w/Z_B \;=\; r_w\frac{I_B}{E_B} \;=\; r_w\frac{P_B}{3{E_B}^2} \tag{E.13}$$

$$X_w^* = X_w/Z_B \tag{E.14}$$

$$(w = d, f, kd, q, kq, md, mq, ...) \tag{E.15}$$

$$TQ_x^* = TQ_x/TQ_B \tag{E.16}$$

$$P_x^* = P_x/P_B \tag{E.17}$$

$$(x = e, m, ms, ...) \tag{E.18}$$

となる。上付きの $*$ は単位法表記であることを示す。
ただし e_f については

$$e_f^* \;=\; e_f/e_{fB} \tag{E.19}$$

であり，慣性定数 M(s) は

$$M = \left(\frac{2}{N_p}\right)^2\frac{{\omega_B}^2}{P_B}J \tag{E.20}$$

と表される。

E.2　dq 変換に関する公式

abc 相の量 $(x_a\ x_b\ x_c)^T$ から dq0 軸上の量 $(x_d\ x_q\ x_0)^T$ への変換

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = \boldsymbol{K}\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \tag{E.21}$$

における変換行列 $\boldsymbol{K}$ としては

$$\boldsymbol{K} = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \tag{E.22}$$

を用いる[*1]。このとき，逆変換に用いる $\boldsymbol{K}^{-1}$ は,

$$\boldsymbol{K}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \tag{E.23}$$

となる。

[*1] ここでは文献 [2] の中で用いられている変換式ではなく，文献 [7] 等の中で用いられている変換式に従った。両者の間には，正弦波を変換した後の表現に $\pi/2$ の位相差があることに注意されたい。

この $\boldsymbol{K}$ について以下の式が成り立つ。

$$\boldsymbol{K}\begin{pmatrix}\sin\phi\\ \sin(\phi-2\pi/3)\\ \sin(\phi+2\pi/3)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\sin(\theta_r-\phi)\\ -\cos(\theta_r-\phi)\\ 0\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\sin(\phi-\theta_r)\\ -\cos(\phi-\theta_r)\\ 0\end{pmatrix} \tag{E.24}$$

$$\boldsymbol{K}\begin{pmatrix}\cos\phi\\ \cos(\phi-2\pi/3)\\ \cos(\phi+2\pi/3)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cos(\theta_r-\phi)\\ -\sin(\theta_r-\phi)\\ 0\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cos(\phi-\theta_r)\\ \sin(\phi-\theta_r)\\ 0\end{pmatrix} \tag{E.25}$$

$$\boldsymbol{K}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\boldsymbol{K}^{-1}\begin{pmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{pmatrix}\right)=\begin{pmatrix}0&-\omega_r&0\\ \omega_r&0&0\\ 0&0&0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{pmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{pmatrix} \tag{E.26}$$

但し，(E.26) において

$$\omega_r=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\theta_r \tag{E.27}$$

である。

E.3　交流フェーザと dq 変換

本節では実用単位系での表記を用いる。
同期機の端子電圧の相電圧を交流フェーザで

$$\boldsymbol{E_t}=E_te^{\mathrm{j}\theta_t}=E_t(\cos\theta_t+\mathrm{j}\sin\theta_t) \tag{E.28}$$

と表すと，その瞬時値は

$$\begin{pmatrix}e_{ta}\\ e_{tb}\\ e_{tc}\end{pmatrix}=\sqrt{2}\,E_t\begin{pmatrix}\sin(\omega_Bt+\theta_t)\\ \sin(\omega_Bt+\theta_t-2\pi/3)\\ \sin(\omega_Bt+\theta_t-4\pi/3)\end{pmatrix} \tag{E.29}$$

(E.24) より

$$\begin{pmatrix}e_d\\ e_q\\ e_0\end{pmatrix}=\boldsymbol{K}\begin{pmatrix}e_{ta}\\ e_{tb}\\ e_{tc}\end{pmatrix}=\sqrt{2}\,E_t\boldsymbol{K}\begin{pmatrix}\sin(\omega_Bt+\theta_t)\\ \sin(\omega_Bt+\theta_t-2\pi/3)\\ \sin(\omega_Bt+\theta_t-4\pi/3)\end{pmatrix} \tag{E.30}$$

$$=\sqrt{2}\,E_t\begin{pmatrix}\sin(\omega_Bt-\theta_r+\theta_t)\\ -\cos(\omega_Bt-\theta_r+\theta_t)\\ 0\end{pmatrix} \tag{E.31}$$

ここで

$$\theta_r-\omega_Bt=\theta_0 \tag{E.32}$$

と置くと

$$e_d=\sqrt{2}E_t\sin(\theta_t-\theta_0) \tag{E.33}$$

$$e_q=-\sqrt{2}E_t\cos(\theta_t-\theta_0) \tag{E.34}$$

$$\boldsymbol{E_t} = E_t e^{\mathrm{j}(\theta_t - \theta_0)}\ e^{\mathrm{j}\theta_0} = E_t\{\cos(\theta_t - \theta_0) + \mathrm{j}\sin(\theta_t - \theta_0)\}\ e^{\mathrm{j}\theta_0} \tag{E.35}$$

以上より e_d, e_q でフェーザ $\boldsymbol{E_t}$ を表すと,

$$\boldsymbol{E_t} = \frac{1}{\sqrt{2}}(-e_q + \mathrm{j}\,e_d)\ e^{\mathrm{j}\theta_0} \tag{E.36}$$

$$E_t = \sqrt{(e_q{}^2 + e_d{}^2)/2} \quad \text{：相電圧の実効値} \tag{E.37}$$

$$V_t = \sqrt{3}\,E_t = \sqrt{\tfrac{3}{2}(e_q{}^2 + e_d{}^2)} \quad \text{：線間電圧の実効値} \tag{E.38}$$

同様に端子電流 $\boldsymbol{I}$ は,

$$\boldsymbol{I} = \frac{1}{\sqrt{2}}(-i_q + \mathrm{j}\,i_d)\ e^{\mathrm{j}\theta_0} \tag{E.39}$$

であるから複素電力 $\boldsymbol{P_c}$ は

$$\boldsymbol{P_c} = 3\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{t}}\boldsymbol{I} = P + \mathrm{j}Q = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) - \mathrm{j}\frac{3}{2}(e_q i_d - e_d i_q) \tag{E.40}$$

ただし $\bar{\ }$ は複素共役を示す。

付録に関する参考文献

[1] I. Shimada and T. Nagashima: "A numerical approach to ergodic problem of dissipative dynamical systems", Prog. Theor. Phys., **61**, 6, pp. 1605–1616 (1979).

[2] P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff: "Analysis of Electric Machinery", IEEE PRESS, New York (1995).

[3] 関根："電力系統過渡解析論", オーム社 (1984).

[4] 関根："電力系統過渡解析論", 2.3.6 節, オーム社 (1984).

[5] P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff: "Analysis of Electric Machinery", chapter 6, IEEE PRESS, New York (1995).

[6] F. P. Demello and C. Concordia: "Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, **PAS-88**, 4, pp. 316–329 (1969).

[7] E. W. Kimbark: "Power System Stability Volume-III Synchronous Machine", John Wiley & Sons.,Inc., New York (1956).

本研究に関して公表した論文

章	論文題目	公表の方法と時期	著者
2	アナログシミュレータによるファジー論理を用いた統合型発電機制御システムの制御性能の検証	電気学会論文誌 B, Vol.118, No.1, pp.37-43, 1998	檜山 隆 三宅 健 喜多 敏博 安藤 浩昭
3	Experimental studies of three dimensional fuzzy logic power system stabilizer on damping of low-frequency global mode of oscillation	Fuzzy Sets and Systems, Vol. 102, No.2, pp. 103-111, 1999	Takashi Hiyama Toshihiro Kita Takeshi Miyake Hiroaki Andou
4	発電機制御を考慮した一機無限大母線系統のカオス・分岐現象	電気学会論文誌 B, Vol.116, No.11, pp.1340-1346, 1996	喜多 敏博 野尻 弘輔 上田 睆亮
5	AVR を含む一機無限大母線系統モデルにおけるカオス動揺の発生主要因に関する数値的検討	電気学会論文誌 B, Vol.121, No.12, pp. 130-136, 2001	喜多 敏博
5	Chaos in a 4-dimensional System Consisting of Fundamental Lag Elements and the Relation to the System Eigenvalues	Chaos, Solitons & Fractals, Vol. 23, Issue 4, pp. 1413-1428, 2005	KITA Toshihiro
6	カオス同期現象を利用した発電機モデル定数値同定についての基礎検討	電気学会論文誌 B, Vol.122, No.1, pp. 1833-1839, 2002	喜多 敏博
6	Experimental Studies on the Chaotic Power Swing of a Laboratory Generator	International Journal of Engineering Intelligent Systems, Vol. 11, No.1, pp. 43-50, 2003	KITA Toshihiro