

移相器のスライディングモード制御による
電力系統安定化に関する研究

(A Study on the Power System Stabilization
by a Sliding Mode Control of Phase Shifters)

横山 和哉

新潟大学大学院 自然科学研究科
情報理工学専攻

平成 11 年 3 月

概要

本論文では、移相器のスライディングモード制御を用いた電力系統の安定化について述べている。

第1章：本研究の背景について述べている。電力系統の安定化制御において、過渡安定度の向上が重要な問題とされている。安定化制御系の構成には現代制御理論が広く用いられているが、制御対象の正確なモデリングが行えず制御効果が損なわれているなどの問題が指摘されている。この対策として不確かなモデルにおいても満足いく制御機能をもつロバスト制御理論が登場し、様々な安定化制御器への応用が考えられてきた。スライディングモード制御はロバスト制御法の一つであり、簡単な制御則により制御構造を切り換えるという特徴を持っている。また、パワーエレクトロニクス技術の進歩にともない、既存の交流送電系統に最新の半導体技術などを用いて積極的な安定化制御を行い、高品質・高信頼度の系統運用を目指すという FACTS 理論が提唱された。現在、FACTS 機器にロバスト制御を用いた制御システムが広く研究されている。高速移相器は FACTS 機器の一つであり、発電機の位相角を高速に制御することにより過渡安定度を向上させることができる。以上の背景から、本論文では高速移相器にスライディングモード制御を適用した制御システムによる過渡安定度の向上を目的とする。

第2章：移相器の過渡動揺抑制効果について、既存のタップ付き移相器を用いた実験を行っている。過渡動揺は事故に起因する加速エネルギーによって故障除去後も発電機の相差角が増大して最大値に至る初期動揺と、この初期動揺に引き続く後続の動揺の二つに分けることができる。タップ付き移相器を用いた制御では後者の動揺抑制を目的として、最適な挿入移相角が得られるタップ切替え則について検討する。なお、タップ切替え則は電力-移相角特性曲線による等面積法を用いて導出する。実験は一機無限大母線系を模擬した小型（発電機容量 3kVA）の実験系統装置を用い、移相器制御による後続動揺抑制の有効性を検証する。なお、制御系はタップ付き移相器をサイリスタスイッチの高速切替えによって構成し、発電機の過渡時の相差角と角速度の状態量を利用して「if（前件部）then（後件部）」形式の簡単な制御規則をパーソナルコンピュータで比較演算することによってタップ切替え信号を与えている。

第3章：本研究の元となるスライディングモード制御の制御理論を説明し、高速移相器によるスライディングモード制御の構成方法を示している。スライディングモード制御は構造切換型のフィードバック制御であり、状態空間に設定した超平面の両側で制御システムの構造が切り換わる。そして状態が超平面に達するとその面に拘束され、状態が面上を滑らされて安定平衡点に達する。そのため、系統の非線形特性や系統モデルに含まれる不確かさを許

容できるロバストな制御系が構成できる。また、移相器を用いた制御系は制御入力が系統の非線形関数の変数に発電機の相差角との差で含まれるため、システムの非線形特性を簡潔に表現できるという特徴を持っている。

スライディングモード制御系構成において、一機無限大母線系統を対象に線形化モデルを構成し、スライディングモードの発生する条件を導出した。線形化モデルにおいてシステムの非線形性を表すために、動特性式に含まれる非線形関数を安定平衡点で直線近似し、線形化された関数の傾きに関するパラメータが変動することを許容した。これにより非線形性をパラメータ変動として表すことができ、スライディングモード制御がパラメータ変動にロバストであるという特徴を十分活用できると考える。そして、移相器のスライディングモード制御による動揺抑制効果を検証するために、高速移相器を想定した数値シミュレーションおよび第2章で用いたタップ付き移相器による実験を行う。

第4章：一般に、スライディングモード制御系は状態空間内に安定な超平面を設定し、スライディングモードの発生する条件を満足するように構成される。しかし、電力系統は本質的に非線形性の強いシステムであるため、系の安定平衡点を含む漸近安定領域には限界があり、その領域を超えると系統は不安定になる。したがって、単にスライディングモードの存在条件を与えるだけでは安定化制御として十分とはいえず、スライディングモードの切換え面への到達条件を与えることが必要である。本システムでは超平面への到達について制御開始時における状態の漸近安定性に注目し、到達条件を十分条件として導出することとしてリアプノフ関数を利用する。導出した到達条件の妥当性を確認するために、移相器制御を施さない場合に不安定となる系において数値シミュレーションを行っている。

第5章：前章までで述べた移相器によるスライディングモード制御系の構成理論をもとに、多機電力系統において簡潔にスライディングモード制御を構成する。一般に多機系統における安定化制御法の理論構成を行うとき、発電機の入出力にかかわる系統の非線形関数の取り扱いについて難しさが生じるため、一機無限大母線系統での理論をそのまま応用することはできない。そこで、過渡安定度解析などに通常用いられるいくつかの仮定を想定した多機電力系統においてスライディングモード制御を構成する。また、多機系統においては多入力・多出力による制御系構成の煩雑さがあり、通常は評価関数などを用いて試行錯誤により求められる。本論文では制御システムを1入力・1出力のサブシステムに分割し、そのサブシステムにおいてスライディングモードの発生条件および切換え面への到達条件を満足する制御利得を決定する。これにより多機系統における制御利得導出手順を試行錯誤でない方法で求めることができる。

第6章：第3章から第5章において制御系の理論的な構成を行うために、送電線路の伝達コンダクタンスを無視する仮定をおいてきた。しかし、系統の規模が大きくなるとそれらの

値が大きくなり、伝達コンダクタンスを無視したことによる制御効果の劣化も考えられる。本システムでは伝達コンダクタンスを考慮することによって生じる特性を、線形化モデルにおけるパラメータ変動として取り扱う方法を示し、数値シミュレーションにより本制御の有効性を確認する。

第7章：全体を総括し、今後の課題について述べている。本論文の成果は移相器のスライディングモード制御による電力系統の過渡安定度向上である。特にスライディングモードの切換え線（面）への到達条件、非線形特性をパラメータ変動として表した線形化モデル、多機系統において移相器の制御利得を一意に選定する手法などを示した。本論文では数値シミュレーションおよびタップ付き移相器を用いた小型模擬送電装置による実験的な検証により、移相器のスライディングモード制御による動揺抑制効果を確認した。今後は実系統への応用を考え、他の安定化制御器との協調制御や移相器の効果的な配置などについて検討を進めたい。

A study on the Power System Stabilization by a Sliding Mode Control of Phase Shifters

Kazuha YOKOYAMA

Doctoral Program in Information Science and Engineering Graduate School of
Science and Technology
Niigata University

abstract

This dissertation describes the power system stabilization by a sliding mode control of phase shifters as follows.

Chapter 1: The background and aims of this study are described. In the stabilizing control of power systems, the improvement of the transient stability is a significant problem. Though the modern control theorem is widely used for synthesis of stabilizing controllers, a problem that control effects are spoiled because the subject of control is not modeled exactly is pointed out. For solving this problem, robust control method is studied and applied to various stabilizing controllers. A sliding mode control is one of robust controls and it has a feature that control structures change according to a simple control logic.

On the other hand, the development of power-electronics technology leads to FACTS (Flexible AC Transmission Systems) theorem. The concept is that new semiconductor technology is introduced into conventional power systems and accordingly the power systems are controlled actively. An application of robust controls to various FACTS machines is widely investigated. A high speed phase shifter is one of FACTS machines and improves the transient stability by controlling phase angle of generators.

In these back grounds, this dissertation aims to improve the transient stability by applying a sliding mode control to high-speed phase-shifters.

Chapter 2: The inhibition of oscillations by phase shifters is tested by experiments using a phase shifter with taps, in which phase-shift angles are controlled by switching these taps. Phase shifters govern the power output of generators. When an accident happens in power systems, generators are usually accelerated and excess energy is generated. Phase shifters improve the transient stability by controlling the phase angle of generators to cancel this excess energy.

A transient oscillation is separated into two; one is the first swing that is caused by an accelerated energy of generators and another is succeeding swings that follow the first swing. A phase shifter with taps inhabits the succeeding swing by switching taps according to an optimal phase shifting rule. This rule is expressed by "if A then B ", where A is the condition of phase angles of generators. B is a phase-shift angle and it is defined by computing quantity of the compensating energy of phase shifters.

Chapter 3: The principle of a sliding mode control is explained, and a way to apply a sliding mode control to phase shifters is described. A sliding mode control is a kind of switching feedback control. The control scheme is to define a hyperplane in the state space and to switch the system structures between both sides of the hyperplane according to a suitable switching law. Once a state trajectory reaches onto the plane, the system dynamics is sustained on a hyperplane and converges to a stable equilibrium point. Therefore, this system is not influenced by parameter variations and nonlinearities, that is, this control system is robust.

In a control system using phase shifters, the control input of a phase-shifter is expressed by the sum of phase angles of generators to form the variables of a power transmission function. Hence, the system equation does not become complex.

A sliding mode controller is synthesized in a single machine – infinite bus power system. The subject of control is approximated by a linear model and the condition that a sliding mode occurs is derived. For expressing nonlinearities in a linearized model, the nonlinear function in the system dynamics is approximated by a straight line at a stable equilibrium point and a parameter corresponding to slope of a linearized function is permitted to vary. Hence, nonlinearities are expressed by parameter variations and robustness of a sliding mode control is utilized. The inhibition of oscillations is tested by computer simulations and experiments using a phase shifter with taps.

Chapter 4: The sliding mode control system is usually designed as satisfying the existence condition of a sliding mode. However, power systems essentially have strong nonlinearities and thus there is the border of an asymptotically stable region. If a system state exists out of an asymptotically stable region, it cannot reach onto a switching plane. Therefore, it is not sufficient only to give the existence condition of a sliding mode for the stabilizing controller design, and it is necessary to give a reaching condition onto a switching plane.

To evaluate an asymptotic stability as the necessary and sufficient conditions are gener-

ally difficult. The Lyapunov function is known to be well evaluated to check an asymptotic stability in the first quadrant of the phase plane. Hence, we derive a sufficient condition to reach a switching plane by using the Lyapunov function.

Chapter 5: The sliding mode control system is simply designed in multimachine power systems. When stabilizing controllers are designed in multimachine power systems, the designing method in a single machine - infinite bus power system is not applied as it is, because there are difficulties caused by nonlinearities that represents power outputs of generators. Therefore, some assumptions that are usually used in analysis of the transient stability are applied to multimachine power systems. There are also difficulties of determining feedback gains of phase shifters and they are usually determined in a trial and error manner by using a certain evaluating function. In this paper, a control system is separated into some of single-input single-output subsystem and control parameters of sliding mode controllers are uniquely determined in each of subsystems.

Chapter 6: The transfer conductance of transmission lines is neglected for simple controller design in Chapter 2 and 3. However, it is large in large scale systems, and if it is ignored, control efficiency is spoiled and the system becomes unstable in the worst case. Therefore, sliding mode controllers are designed in a system model with components of the transfer conductance and the control effect is confirmed by computer simulations.

Chapter 7: This chapter concludes the dissertation. This dissertation describes the improvement of the transient stability by applying a sliding mode control to phase shifters. The result of this study is to derive reachability onto a switching plane. Moreover, parameter variations are introduced for expressing nonlinearities in linearized model and a way uniquely to determine control parameters of sliding mode controllers is shown. Further works are a cooperative control with other stabilizers and effectual placement of phase shifters in multimachine power systems.

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 本論文の構成	4
1.3 記号の表記	7
第2章 移相器制御による過渡動揺抑制効果の実験と解析	8
2.1 緒言	8
2.2 移相器の構成	9
2.3 加・減速エネルギーの補償による過渡動揺抑制の原理	10
2.3.1 等面積法による過渡動揺のモデル	10
2.3.2 移相器による過渡動揺抑制のモデル	13
2.3.3 タップ切替え規則	13
2.4 実験と解析	15
2.5 結言	18
第3章 移相器におけるスライディングモード制御の構成	20
3.1 緒言	20
3.2 スライディングモード制御の原理	22
3.2.1 VSS 理論	22
3.2.2 スライディングモード制御	23
3.3 スライディングモード制御系の構成	25
3.3.1 移相器を含むシステムの記述	25
3.3.2 スライディングモードの発生条件	28
3.4 タップ切替え移相器による実験と解析	29
3.4.1 制御信号の構成	31
3.4.2 シミュレーション解析	32
3.4.3 実験による動揺抑制効果の検証	34
3.4.4 高速移相器を想定した数値シミュレーション解析	34
3.5 結言	35
第4章 スライディングモード切換え線への到達条件	37
4.1 緒言	37
4.2 到達条件の考え方	37
4.3 到達条件導出の準備	38

4.3.1	制御対象および発生条件	38
4.3.2	移相器制御を施さない場合のリアプノフ関数の構成	39
4.3.3	移相器制御を施す場合のリアプノフ関数の構成	40
4.4	リアプノフ関数を用いた到達条件の導出	41
4.4.1	$sx_1 > 0$ の領域に初期値が存在する場合	42
4.4.2	$sx_1 < 0$ の領域に初期値が存在する場合	44
4.5	数値シミュレーションによる検討	45
4.6	結言	47
第 5 章	多機系統における移相器のスライディングモード制御	48
5.1	緒言	48
5.2	多機系統におけるスライディングモードの発生条件	48
5.3	切換え面への到達条件	52
5.3.1	$s_i x_{1i} > 0$ の領域に初期値が存在する場合	54
5.3.2	$s_i x_{1i} < 0$ の領域に初期値が存在する場合	56
5.4	例題系統の数値シミュレーションによる検討	57
5.5	結言	59
第 6 章	伝達コンダクタンス成分を考慮したスライディングモード制御系の構成	61
6.1	緒言	61
6.2	伝達コンダクタンス成分を考慮したシステムの記述	61
6.3	スライディングモード制御系の構成	64
6.4	数値シミュレーション	66
6.5	結言	67
第 7 章	結論	69
付 録 A	模擬送電系統の構成	71
A.1	実験装置の仕様	72
A.2	観測系の構成	72
A.2.1	電気出力	72
A.2.2	端子電圧	75
A.2.3	角速度	76
A.3	励磁系の構成	77
A.3.1	A/D コンバータ	77
A.3.2	D/A コンバータ	78
A.3.3	遅延回路	78
A.3.4	励磁電源	78
A.4	測定機器	79
A.5	事故発生回路	79
A.6	移相器の構成	80

付 録 B	シミュレーション解析における計算機モデル	84
B.1	一機無限大母線系統 (実験系統)	84
B.2	多機系統	85
謝 辞		89
参考文献		90
本研究に関する著者の発表		95

目 次

2.1	移相器の構成	10
2.1(a)	タップ付き移相器	10
2.1(b)	半導体化移相器	10
2.2	一機無限大母線系統	11
2.3	電力-位相角曲線	12
2.4	後続の過渡動揺	12
2.5	最適移相角 ϕ_{opt} による電力-相差角曲線と位相面軌跡	14
2.6	挿入移相角の選択例による位相面	14
2.7	実験系統の構成	16
2.7(a)	模擬送電系統装置	16
2.7(b)	AVR	16
2.8	サイリスタスイッチの高速タップ切替えによる移相器	17
2.9	加・減速エネルギーの補償に基づく移相器制御による発電機の時間応答 (ケース 1)	18
2.9(a)	実験結果	18
2.9(b)	シミュレーション結果	18
2.10	加・減速エネルギーの補償に基づく移相器制御による発電機の時間応答 (ケース 2)	19
2.10(a)	実験結果	19
2.10(b)	シミュレーション結果	19
3.1	VSS の一例	23
3.1(a)	$\zeta = \psi$	23
3.1(b)	$\zeta = -\psi$	23
3.1(c)	漸近安定なシステム	23
3.2	パラメータ ξ の変動による動特性の変化	24
3.2(a)	c 変動前	24
3.2(b)	c 変動後	24
3.3	スライディングモード現象	24
3.3(a)	$x-\hat{x}$ 位相面軌跡	24
3.3(b)	切換え線近傍の軌跡	24
3.4	一機無限大母線系統	25
3.5	発電機の電力-位相角特性	25
3.5(a)	一般的な表現方法	25

3.5(b)	移相角を変数に含む表現方法	25
3.6	大幅なパラメータ変動に囲まれた非線形関数	27
3.7	実験系統の構成	30
3.7(a)	模擬送電系統装置	30
3.7(b)	AVR	30
3.8	スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)	32
3.8(a)	ケース 1	32
3.8(b)	ケース 2	32
3.9	切換面の境界層における移相器のフィードバック利得 (準スライディングモード制御)	32
3.10	準スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)	33
3.10(a)	ケース 1	33
3.10(b)	ケース 2	33
3.11	準スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (実験解析結果)	34
3.11(a)	ケース 1	34
3.11(b)	ケース 2	34
3.12	準スライディングモード制御に基づく高速移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)	35
3.12(a)	ケース 1	35
3.12(b)	ケース 2	35
4.1	x_1-x_2 位相面軌跡	38
4.2	$sx_1 < 0$ 領域における到達条件	44
4.3	例題系統	45
4.4	位相面軌跡 (無制御)	46
4.5	位相面軌跡 (スライディングモード制御)	46
5.1	発電機 i の相差角-電気出力特性	50
5.2	$s_ix_{1i} < 0$ の領域における到達条件	57
5.3	例題系統	58
5.4	発電機の時間応答	59
5.4(a)	発電機 1	59
5.4(b)	発電機 2	59
6.1	非線形関数 $f_k^*(\sigma_k)$ を囲む扇形の領域	64
6.2	例題系統	65
6.3	シミュレーション結果 (時間応答)	67
6.3(a)	発電機 1	67
6.3(b)	発電機 2	67

A.1 模擬送電系統装置	71
A.2 電力変換回路の構成	73
A.3 電力変換回路の原理図	73
A.4 プログラマブルフィルタ	74
A.5 全波整流回路	75
A.6 シフト回路	76
A.7 リミッタ回路	76
A.8 A/D コンバータの変換特性	77
A.9 D/A コンバータの変換特性	78
A.10 遅延回路	78
A.11 ワンボードマイコンプログラムのタイムチャート	80
A.12 タップ付き移相器	81
A.13 調整変圧器	81
A.14 サイリスタスイッチの動作回路	82
B.1 2機一無限大母線系統	86
B.2 D-Q 座標軸と d-q 座標軸の関係	87

表 目 次

2.1 模擬系統の諸定数	16
3.1 模擬系統の諸定数および運転条件	30
3.2 移相器のパラメータの一選定例	30
4.1 発電機の機器定数および初期値	46
4.2 パラメータ選定の一例	46
5.1 発電機の機器定数および初期値	58
5.2 制御パラメータの一選定例	58
6.1 発電機の機器定数および初期値	65
6.2 送電線路のインピーダンス (pu)	65
6.3 F_{kk}^+ および F_{kk}^- の値	66
6.4 パラメータの一選定例	66
A.1 模擬系統の諸定数	71
A.2 電力変換回路の変換比率	74
A.3 全波整流回路の変換比率	76
A.4 F/V コンバータの変換比率	77
A.5 励磁電源の変換比率	79
A.6 デジタルレコーダの仕様	79
A.7 調整変圧器 (JEC204(1978))	82
A.8 直列変圧器 (JEC204(1978))	82
A.9 サイリスタ (US-K30SSTE)	82
A.10 出力ポートと挿入移相角	83

第1章 序論

1.1 研究の背景

電力は大量貯蔵が困難なエネルギーであり消費と生産が同時でなければならず、時々刻々変化する需要に対してリアルタイムに対応しなければならない。また、電力網に異常が生じた場合には速やかに異常を除去するかまたは異常箇所を除去し、周波数や電圧などの電力品質を保ちつつ早期に健全な送電を行う必要がある。電力系統は多数の同期発電機が系統網を介して同期運転され負荷を応分に担っているが、系統には常に負荷変動や事故などの擾乱が加わり、時には各発電機が同期を保つことができなくなり脱調 (out of step) などの大事故に至ることがある。

電力系統の安定運用に関しては「安定度」がキーワードとなる。安定度とは系統の負荷変動や何らかの外乱が加わったときに安定送電を維持できるかの度合いであり、電圧安定度や相差角（発電機と発電機の電圧位相角）の安定度などがある。電圧安定度は系統の無効電力供給バランスが崩れたときに電圧不安定現象（無効電力供給能力が負荷の消費する無効電力や損失分の変化に追いつけなくなり、負荷端の電圧が急激に低下し系統が崩壊してしまう現象）が発生するものであり、局所的に現れる現象である。この対策としては電力用コンデンサ (Static Condensor: SC) や静止型無効電力補償装置 (Static Var Compensator: SVC)、同期調相器 (Rotary Condensor: RC) などの調相設備の投入があげられる。これらは負荷に見合った無効電力を系統に供給し、電圧安定度を向上させることができる。一方、相差角の安定度は同期発電機の同期運転に関するものであり、電力動揺などが生じた場合は系統全体に影響を及ぼす。相差角の安定度は時間領域において、定態安定度 (steady state stability) と過渡安定度 (transient stability) に分類できる。定態領域安定度は通常の需要変動（送電系統の負荷が徐々に変化する）などの定常的な状態において、継続的に送電できる能力をいう。過渡安定度は短絡事故などの外乱により電力動揺が生じた場合にも、この動揺の第1波、または遅くとも第2～3波を抑制し脱調することなく新しい平衡状態に回復して安定送電を継続しうる能力をいう。系統の制御系がこの電力動揺を抑制するように機能すれば動揺は収

束するが、制御系が適正に動作しない場合は動揺が拡大し系統が不安定になってしまう。過渡安定度向上の対策としては電力系統安定装置 (Power System Stabilizer: PSS) や自動電圧調整装置 (Automatic Voltage Regulator: AVR) により発電機励磁系を制御し、電力動揺を抑制する方法がある。これは、発電機位相角が増加する傾向にある場合は AVR 出力を大きくし、発電機端子電圧を増大させて発電機が加速するのを防ぐ、逆に位相角が減少傾向にあるときは AVR 出力を低下させ、発電機電圧を小さくすることで発電機が減速するのを防ぐものである [Ook98, Ser96, SHS⁺79, ST97]。

以上述べてきた定態安定度および過渡安定度の向上には、これまで広く現代制御理論 [HMT97a, HO97] が用いられてきた。現代制御理論は設計思想の合理性と数学的な厳密さから、1950 年代から注目されるようになった。その特色はそれまでの古典制御が制御対象のモデルとして入出力特性を伝達関数で与えるのに対して、状態変数と呼ばれる制御対象内部の変数の動的な変動を微分方程式として時間領域で記述し、制御性能を統一された評価関数として与えそれを最適にする制御則を見つけだすところにある。現代制御理論はリアプノフ (Lyapunov) の安定性などの線形システム理論の安定性、可制御・可観測性、状態フィードバック、オブザーバ、最適制御などの概念を導入し、回路理論やパラメータ推定などと共に展開される [WW70, PM74, PV77, KOH80, AMT82, KT84, TUY86]。現代制御理論はプラント内部変数の動的な挙動が完全に記述されることを前提とし、最適な制御システムの設計を目指すものである。この制御システムの特徴は、その機能を観測・推定と制御に分けられるところにある。観測・推定ではオブザーバやカルマンフィルタなどを用いてシステム内部の状態を推定する。また、制御は制御量の速応性などを制御性能として、LQ (Linear Quadratic) 法や極配置によって最適な制御システムを設計する。現代制御理論の問題点は制御対象の数式モデルが得られることを前提としていたところであり、実際にはこの要求が満たされないのが普通であった。そこで、1980 年頃に不確かなモデルにおいても満足のいく制御機能をもつロバスト制御理論 (Robust Control Theorem) が展開された。ロバスト制御は制御システムの設計において避けられない制御対象のモデル化誤差に対しても制御性能を劣化させない制御システムであり、古典制御における伝達関数か現代制御における状態方程式かという表現形式にとらわれない設計手法である。ロバスト制御として代表的なものが H_∞ 制御理論である。これはロバスト制御設計法としてモデル化誤差を周波数領域でとらえ、フィードバック制御システムの周波数域条件として定式化することによって多くの制御問題の解決を可能にした設計手法である。スライディングモード制御 (Sliding Mode

Control) [Utk77, Utk, SS83, Slo84, HH85, DZM88, DU92, ND94, WH96, SR96] もまたロバスト制御法の一つであり、パラメータ切換型のフィードバック系である。これは状態空間内に安定な超平面を設定し、システムの軌道がいったん超平面に到達すればその後の動特性は超平面に拘束され、状態が安定平衡点に収束するという制御手法である。スライディングモード制御は制御則が簡便であるなどの利点がある。

以上の制御理論は線形制御理論に基づくものであるが、そのほかにも適応制御や非線形制御のようなより高度な制御理論も研究されている。適応制御は制御対象の特性が未知で時間ともにゆっくり変化するとき、そのモデルの同定とそれに基づく適切な制御入力を同時に求める制御方法である。適応制御機構にはリアプノフ安定性やポポフの安定理論が適用されている。また、非線形制御システムの設計手法にはファジー制御やニューラルネットワークを用いたニューロ制御などがある。ファジー制御はファジー理論を用いた言語表現による制御則に基づいて設計され、ニューロ制御は階層的な非線形関数を与えて多くの学習によりその特性を学び、それを汎用的な特性として与える設計手法である。

電力系統の安定化制御はこれまで述べてきた制御理論によってその制御性能が向上してきたが、その一方で安定化制御装置に対して高速な応答などハード面に対する性能向上も求められてきた。この要求を満足できるようになったのはパワーエレクトロニクス技術の大容量化による電力用半導体デバイスの登場である。電力用半導体デバイスとして一番はじめに実用化されたのはシリコンダイオードであるが、1958 年に米国 GE 社がサイリスタ (thyristor) を開発して以来、今日まで大きな発展を遂げてきた。また、その種類も多様化しゲートターンオフサイリスタ (Gate Turn Off Thyristor: GTO) など自己消弧形デバイスの誕生により、整流回路が不要となり回路が簡単になったことからデバイスでの損失を低減できるようになった。電力分野への応用としては、サイリスタの高圧 AC スイッチを中間調相設備に用いられるコンデンサやリアクトルの開閉装置として実用化されているのをはじめ、サイリスタ制御リアクトル型の SVC や GTOPWM インバータを用いた半導体化高速移相器 (Solid State Phase Shifter) などが研究開発されている [Den92, HS97, Ima97, Nak98, Sak98]。

このようなハード面の進歩にともない、1980 年米国 EPRI の Hingorani らにより FACTS (Flexible AC Transmission System) 理論が提唱された [Hin, faca, fach]。これは既存の電力系統安定化装置に最新の半導体技術や計測制御技術、高速通信技術などを用いてより積極的な安定化制御を行い、高品質・高信頼度の系統運用を目指すというものである。これまでに直列補償コンデンサや高速移相器などの FACTS 機器を活用し、送電網の能力を向上さ

せる試みが種々提案されている [Shi92, Aki93, Gyu92, KTSA97, KMM⁺97, BD92, ARS93, YWW92, KT76]. これら直列コンデンサの調整量や移相器の移相角などを可変にすることは一種のパラメータ制御を行うことに対応することから、可変インピーダンス型電力系統 VIPS (Variable Impedance Power System) の安定化制御法として統一的に取り扱う方法が提案されている [HMT97b, OYS96, SU94b]. 可変直列コンデンサなどと並んで高速移相器 (Solid State Phase Shifter ; SSPS または High Speed Phase Sifter ; HSPS) は電力の流れを連続可変し、逆流も可能にする点で新送電技術を構成する有力な制御器の一つと考えられる [CS91, Edr91, HAN⁺94, IM94, JCS97, HIK97, ISM94, IHIK97, Sat93, TCI⁺94, LJO98, BTOG93]. 現在、電力系統安定化制御の分野において、FACTS 機器を用いたロバスト制御 [JK97, CH83, SI93, WMMM94, YRC95, IO92, WO97, TT95, OK96] や適応制御 [Suz82, AUO94], ファジー制御 [SJU94a, HKKM95] などによる制御系の設計に関して広く研究されている。

その中で、制御則が簡便であるなどの点からスライディングモード制御系の構成について様々な報告がされている [IKT93, SGU94a, SGU94b, SJU94b, AUO93, MCHK93]. 通常、スライディングモード制御系は状態空間内に安定な超平面を設定し、スライディングモードが発生する条件を導出することで構成される。しかし、電力系統のような強い非線形性をもつシステムにおいては制御開始時の状態 (初期状態) によって状態が超平面に到達せず系が不安定になってしまうことも考えられる。したがって、単にスライディングモードの存在条件を与えるだけでは安定化制御として十分とはいえず、任意の初期値から超平面に到達する到達条件を求めることが必要となる。以上の背景をもとに、本論文では高速移相器によるスライディングモード制御の一構成方法を示し、特に超平面への到達について検討する。そして、数値シミュレーションおよび小型模擬送電装置による実験により、移相器によるスライディングモード制御の安定化性能を検証する。

1.2 本論文の構成

本論文は以降、第2章から第7章までで構成される。

第2章では、移相器による過渡動揺抑制効果を検証するために既存のタップ付き移相器を用いた実験を行う。過渡動揺は事故に起因する加速エネルギーによって故障除去後も発電機の相差角が増大して最大値に至る初期動揺と、この初期動揺に引き続く後続の動揺の二つに

分けることができる。タップ付き移相器では後者の動揺抑制を目的として、最適な挿入移相角が得られるタップ切り替え則について検討する。なお、タップ切り替え則は電力-移相角特性曲線による等面積法を用いて導出する。実験は一機無限大母線系を模擬した小型 (発電機容量 3kVA) の実験系統装置を用い、移相器制御による後続動揺抑制の有効性を検証する。なお、制御系はタップ付き移相器をサイリスタスイッチの高速切り替えによって構成し、発電機の過渡時の相差角と角速度の状態量を利用して「if (前件部) then (後件部)」形式の簡単な制御規則をパーソナルコンピュータで比較演算することによってタップ切り替え信号を与えている。

第3章では、スライディングモード制御およびその元となる VSS 理論の基本原則を説明し、一機無限大母線系統を対象に移相器におけるスライディングモード制御の構成手順を示す。特にシステムのモデリングに関して、発電機の電気出力特性に関する非線形性を線形化モデルにおいて線形化した関数の傾きに関するパラメータの変動として取り扱う手法について説明する。その線形化モデルに基づきスライディングモードの発生する条件を導出し、それを満足するように移相器の制御利得およびパラメータを選定する。そして、移相器のスライディングモード制御による動揺抑制効果を検証するために、高速移相器を想定した数値シミュレーションおよび第2章で用いたタップ付き移相器による実験を行う。

第4章では、スライディングモード切換え線への到達条件を与える。通常、スライディングモード制御系は状態空間内に安定な超平面を設定し、その超平面でスライディングモードが発生する条件を求めることにより構成される。しかし、電力系統のような強い非線形性をもつシステムにおいては制御開始時の状態 (初期状態) によって状態が超平面に到達せず系が不安定になってしまうことも考えられる。したがって、単にスライディングモードの存在条件を与えるだけでは安定化制御として十分とはいえず、任意の初期値から超平面に到達する到達条件を求めることが必要となる。切換え線への到達条件を必要・十分条件として一般的に求めるが、本制御システムでは初期状態の漸近安定性に注目し、到達条件を十分条件として導出することとしてリアプノフ関数の利用する。導出した到達条件の妥当性を検証するために、移相器制御を施さない場合に不安定となる系において数値シミュレーションを行う。

第5章では、一般系統への応用を考え多機系統における移相器のスライディングモード制御構成手順を示す。多機電力系統においては制御系が多入力・多出力となるため、その制御利得などの選定手順が煩雑になる。そこで制御対象システムを1入力・1出力のサブシステムに分割し、各サブシステムにおいてスライディングモードの発生条件および到達条件を与

える。さらに、2機8母線一無限大母線の例題系統において数値シミュレーションを行い、発電機の相差角偏差や電気出力の時間応答を調べることで本制御の制御効果を検証する。

第6章では伝達コンダクタンスを考慮した制御系の構成方法を示す。これまでの章では理論的な制御系構成のために、送電系統の伝達コンダクタンスを無視するという仮定をおいた。しかし、実際の系統においてはその系統が大規模であるほど伝達コンダクタンスの値が大きくなるため、それらを無視することにより希望する制御性能が得られないことが考えられる。本システムでは伝達コンダクタンスを考慮することによって生じる特性を、線形化モデルにおけるパラメータ変動として取り扱う方法を示し、数値シミュレーションによりその有効性を確認する。

最後に第7章では、全体を総括し今後の課題とともに述べる。

1.3 記号の表記

本文中の記号に関して特に断りがない場合は以下の意味を表す。

A, a	: 状態変数に対する係数行列および係数
B_{ij}	: ノード i - j 間の送電線路の伝達サセプタンス
C, c	: 超平面に関するパラメータ行列およびパラメータ
C_0, C_1	: 定数行列
D	: 制動係数または制動係数行列
E_e	: 無限大母線電圧
E'_q	: 発電機の内部電圧
E_{fd}	: 励磁電圧
H	: 係数行列
K_a, K_g	: AVR 利得および GOV 利得
M	: 慣性定数または慣性定数行列
P_e, P_m, P_t	: 発電機の電気出力, 機械入力および発電機端の電気出力
P_2, P_1, P_f	: 2回線送電, 1回線送電, 故障中の電気出力
S, s	: 超平面 (スライディングモード切換え面または切換え線)
t, t_c	: 時間, 故障除去時間
T_a, T_g	: AVR および GOV の時定数
T'_{do}, T''_{do}	: 直軸開路過渡時定数および初期過渡時定数
T'_{qo}, T''_{qo}	: 横軸開路過渡時定数および初期過渡時定数
u	: 制御入力または制御入力ベクトル
U	: タップ移相器の入力信号
V, V_s, W	: スカラー関数
V_l	: 端子電圧
x_1, x_2	: 状態変数またはベクトル
X_d, X'_d, X''_d	: d 軸同期, 過渡, 初期過渡リアクタンス
X_q, X''_q	: q 軸同期, 初期過渡リアクタンス
X_e, X_l	: 外部リアクタンス, 送電線路のリアクタンス
y	: 座標変換後の状態変数またはベクトル
Z_l, Z_p, Z_t, Z_g	: 送電線路, 移相器, 変圧器, 地絡リアクトルのインピーダンス
α, β	: フィードバック利得, または利得行列
α_D, β_D	: 制御パラメータまたは制御パラメータ行列
δ	: 相差角
σ	: 変数または変数ベクトル
ϕ	: 移相角
ω	: 角速度

ただし、各記号に添え字 i がついたときは i の発電機に関するパラメータであることを示す。また、添え字 s がついた場合は安定平衡点における値であることを示す。

第2章 移相器制御による過渡動揺抑制効果の実験と解析

2.1 緒言

半導体電力変換技術の進歩により、大容量の容量を制御できるサイリスタデバイスが実用化され始めている [HS97, Ima97, Nak98, Sak98]. 近年、既存の交流送電系統に現在進みつつあるパワーエレクトロニクス技術および最新の計測技術、光ファイバ通信技術、高速計算機技術を大幅に取り入れて、高機能な交流送電系統を総合的に再構築することを目的とした「フレキシブル交流送電系統 (FACTS: Flexible AC Transmission Power System)」の構想が提唱された [Hin, faca, facb]. これまでに直列補償コンデンサや移相器を活用し、送電網の能力を向上させる試みが種々提案されている [Shi92, Aki93, SU94a, YWW92]. これら直列コンデンサの調整量や移相器の移相角などを可変にすることは一種のパラメータ制御を行うことに対応することから、可変インピーダンス型電力系統 VIPS (Variable Impedance Power System) の安定化制御法として統一的に取り扱う方法が提案されている [HMT97b, OYS96, SU94b]. 可変直列コンデンサなどと並んで高速移相器 (Solid State Phase Shifter; SSPS または High Speed Phase Sifter; HSPS) は電力の流れを連続可変し、逆流も可能にする点で新送電技術を構成する有力な制御器の一つと考えられている [CS91, Edr91, HAN⁺94, IM94, JCS97, HIK97, ISM94, IHIK97, Sat93, TCI⁺94, LJO98, BTOG93].

移相器による過渡動揺抑制の原理は系統擾乱中の加速 (減速) エネルギーを移相器制御による減速 (加速) エネルギーにより補償するものであり、等面積法により簡単に考察することができる. 本章ではこのエネルギー補償の原理に基づく移相器の過渡動揺抑制効果について、一機無限大母線系を模擬した小型 (発電機容量 3kVA) の実験系統装置を用いて検証する. 制御系はタップ付き移相器をサイリスタスイッチの高速切替えによって構成し、発電機の過渡時の相差角と角速度の状態量を利用して「if (前件部) then (後件部)」形式の簡単な制御規則をパーソナルコンピュータで比較演算することによってタップ切替え信号を与えている.

本章は以下、第2節で既存のタップ切替え式移相器と半導体化移相器の構成について説明する. 第3節で加・減速エネルギーの補償による過渡動揺抑制の原理を説明し、移相器のタップ切替え則を示す. 第4節では小型模擬送電を用いた実験を行い動揺抑制効果を検証し、第5節で本章をまとめる.

2.2 移相器の構成

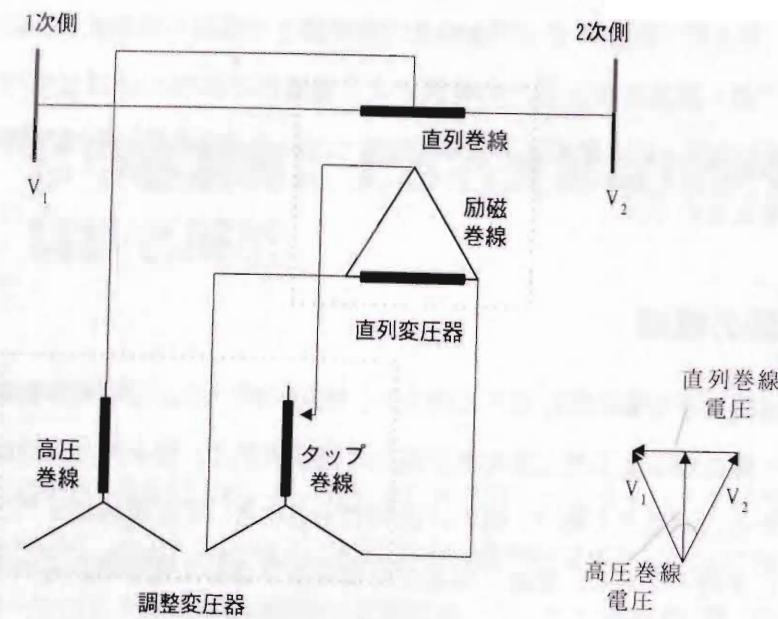
移相器は発電機と送電線の間直列に挿入し、両端の電圧および位相を制御する機器である. 移相器は一般に励磁変圧器と直列変圧器から構成される. 移相器の入力は励磁変圧器によって供給される三相電圧であり、出力は直列変圧器によって送電線に元の三相電圧と直列に注入される三相電圧である. 現在、移相器にはタップ切替え式が用いられているが、次世代の移相器として半導体化移相器が研究されている.

タップ切替え移相器

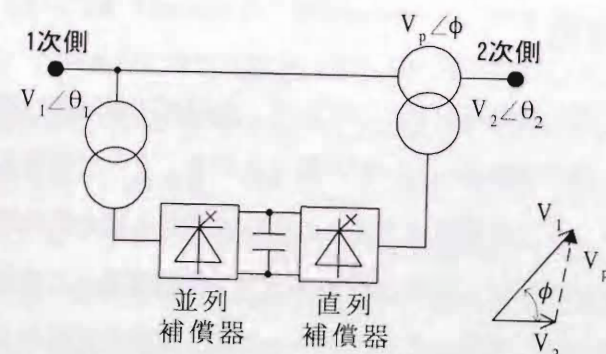
タップ切替え式移相器の概略を図 2.1(a) に示す. 励磁変圧器は高圧巻線とタップ巻線、直列変圧器は直列巻線と励磁巻線からそれぞれ構成される. タップ切替え式移相器では調整変圧器のタップ巻線のタップ比を変更することにより直列変圧器の直列巻線に誘起される直交成分電圧を変化させ、移相器の1次-2次間の移相量を調整する. このため、送電線に流れる電力の送電量と方向を自由に変えることができるため、系統安定度および送電能力の向上に有効な制御方法である. 従来の移相器は調整変圧器のタップ切替えが機械式であったため、動作応答が分オーダーとかなり低速なものであった. 現在では機械式のスイッチに代わりサリスタスイッチが適用され、1秒以内の動作が可能となっている.

半導体化移相器

半導体化移相器は研究途上であり、様々なタイプの移相器が検討されている [LJO98, Kat98, BTOG93]. 図 2.1(b) に半導体化移相器の一例を示す. 同図において、並列補償器および並列補償器には自励式インバータ (GTOPWM インバータなど) が用いられる. 半導体化移相器では直列変圧器による印加電圧を任意に調整できるため、移相角を連続制御可能となる.



(a) タップ付き移相器



(b) 半導体化移相器

図 2.1: 移相器の構成

2.3 加・減速エネルギーの補償による過渡動揺抑制の原理

2.3.1 等面積法による過渡動揺のモデル

図 2.2 に示す一機無限大母線系統において 2 回線送電中に 1 回線の F 点で地絡故障が発生し、故障除去後 1 回線送電を継続した場合について発電機の動揺を考察する。一機無限大母線系統における発電機の電気出力は

$$P_2 = \frac{E'_q E_e}{X_e} \sin \delta \quad (2.1)$$

2.3. 加・減速エネルギーの補償による過渡動揺抑制の原理

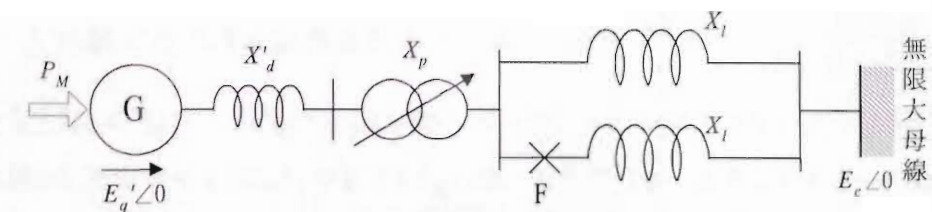


図 2.2: 一機無限大母線系統

で表すことができる。ここで、図中 X'_d , E'_q は過渡リアクタンスおよび背後電圧（一定）、 δ は無限大母線に対する E'_q の位相角、 X_l は送電線 1 回線あたりのリアクタンス、 E_e は無限大母線の電圧である。いま、 E'_q および E_e が一定と仮定するとき、リアクタンス X_e が

$$\begin{aligned} \text{2 回線送電時} & \quad X_e = X'_d + X_p + 0.5X_l \\ \text{1 回線送電時} & \quad X_e = X'_d + X_p + X_l \\ \text{故障中} & \quad X_e = X'_d + X_p \end{aligned}$$

となるため、送電可能な電力は 2 回線送電、1 回線送電、故障中の順に小さくなる。図 2.3 に 2 回線送電 (P_2)、1 回線送電 (P_1) および故障中 (P_f) の電力-位相角曲線を示す。

(a) 第 1 波過渡動揺

図 2.3 の a 点（定常運転点：出力 P_{20} 、位相角 δ_0 ）で運転中に 1 回線の F 点で地絡故障が発生し、故障除去後 1 回線送電に切り代えた場合を想定する。故障発生直後は回転子の慣性により相差角 δ は δ_0 のままであるが、電気出力は P_{f0} （a' 点）に急変する。このとき、機械入力と電気出力の差 $\Delta P = P_M - P_{f0}$ は正であるので、それに応じた加速力が回転子に働き、 δ が増加して動作点は a' 点から b' 点に向かう。b' 点において故障が除去され 1 回線送電に復帰すると、動作点は b' 点から b 点へと移り、a'-b' 間で回転子に与えられた加速エネルギー S_1 のために相差角は増加する。b 点に移ったところでは $\Delta P < 0$ であるために回転子に減速力が働き、 δ の増加速度は徐々に低下する。この減速エネルギー S_2 と加速エネルギー S_1 が等しくなった点（c 点）で δ の増加は止まる。

(b) 後続の過渡動揺

図 2.4 において、c 点では引き続き回転子に減速力が働いているために、動作点は P_1 に沿って d 点に向かう。d 点では $\Delta P = 0$ だから減速力は働かなくなるが、 δ の変化速度が最大であるために、ここにとどまらず δ はさらに小さくなる。d-e 間では $\Delta P > 0$ だから加速

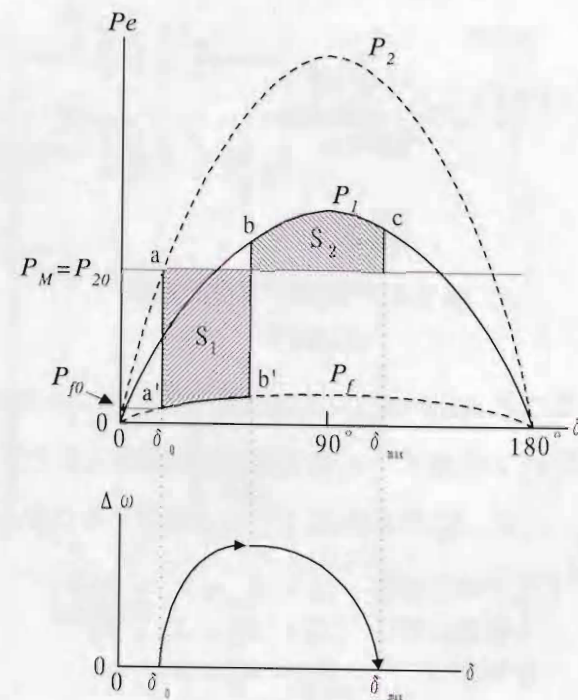


図 2.3: 電力-位相角曲線

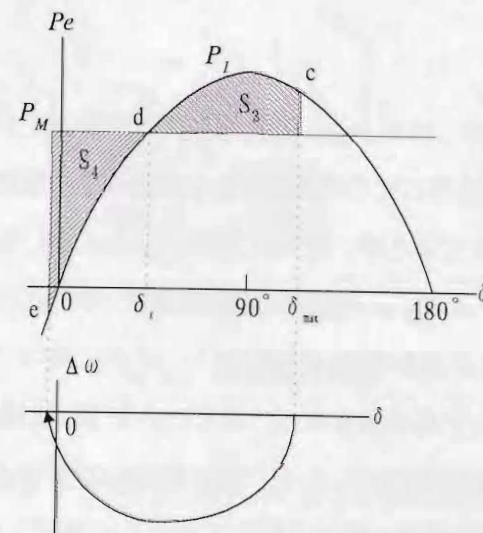


図 2.4: 後続の過渡動揺

力が働くため δ の減少速度は遅くなり、減速エネルギー S_3 と加速エネルギー S_4 が等しくなる e 点で δ の減少は止まる。その後、動作点は $e-d-c$ と移動し、以後この振動を繰り返すことになる。しかし、実際には制動項が存在するため振動は収束し、動作点は新たな安定平衡点 (d 点; $\delta = \delta_s$) に落ち着く。

2.3.2 移相器による過渡動揺抑制のモデル

過渡動揺抑制に際して、初期動揺を抑制して同期はずれを起こさないように制御することが第一義的に重要であるのはいうまでもないが、本節では加・減速エネルギーの補償による後続の過渡動揺抑制に対して有効な移相器のタップ切替え規則を示す。

図 2.4 で考察した後続の動揺を抑制するための制御規則として、図 2.5 に示すように系統状態 $\delta_{max}; \Delta\omega = 0$ を検出した時刻に減速エネルギー S_5 と加速エネルギー S_6 について、 $S_5 = S_6$ の成立する最適移相角 ϕ_{opt} を挿入すれば図の実線の軌跡となり、2 回目の $\Delta\omega = 0$ を検出した時刻に ϕ_s を除去することによって動揺は δ_s の平衡点に収束する。

しかしながら、加・減速エネルギー S_6 および S_5 を正確に予測することは系統の不確定性などのため、通常かなり難しいと考えられる。もし電力特性が線形であれば、挿入すべき移相角は $(\delta_{max} - \delta_s)/2$ がその目安となるが、電力特性は基本的に正弦関数を含む形で表されることを考えれば、図 2.6 の位相面で考察できるように $\delta_{max}; \Delta\omega = 0$ を検出した時刻に挿入する移相角は、ひかえめな値として $\phi = (\delta_{max} - \delta_s/\gamma)$, ($\gamma > 2$) で与えるのが適切と考えられる。このことは、図 2.6 においてを検出した時刻 $\delta_{max}; \Delta\omega = 0$ で過大な移相角 ϕ_1 を挿入すると目標点 δ_s へ至る前に 2 回目の $\Delta\omega = 0$ が検出され、この時点で 2 回目の移相角 ϕ_2 を挿入する必要がある。これに対して、 $\delta_{max}; \Delta\omega = 0$ でひかえめな移相角 ϕ_1 を挿入すれば、図の実線で示すように 2 回目の移相角 ϕ_2 の挿入を必要とする場合でも軌跡はらせんを描くことになり、2 回目に $\Delta\omega = 0$ を検出した時点の移相角切替えによる角加速度の符号に変化はない。このことから、挿入移相角はややひかえめな値であることが望ましいと考える。

2.3.3 タップ切替え規則

以上は 2 回線送電線で連系される一機無限大母線系統について制御規則の基本的な考え方を述べたが、具体的には系統構成や故障回線除去後再開路を行うか否かなどに対応してタップ切替え規則を適切に構成する必要がある。そこで、挿入可能な移相角のタップ間隔や移相範囲の上下限に関する制約があるため、本論文では擾乱整定後に次の擾乱に備えて移相制御量を零に戻しておくことにする。また、前述の目標の相差角 δ_s (最終形態の安定平衡点) は故障回線除去後再開路を行わず当面 1 回線送電で安定運転を確保する方策として述べたが、故障除去後の運転形態の変化に対応して目標の相差角を推定する機構、例えば TAGEC [TUY86] で構築されているような系統状態を把握する演算機構を必要とする。本文では 1

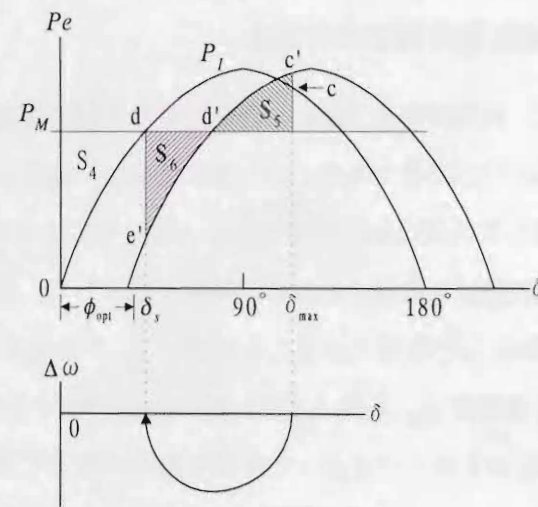
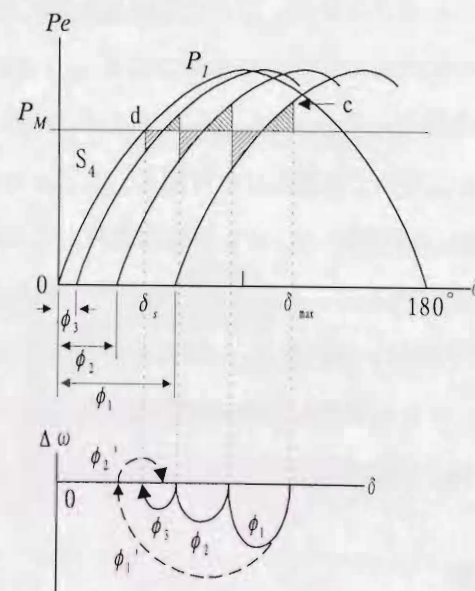
図 2.5: 最適移相角 ϕ_{opt} による電力-相角曲線と位相面軌跡

図 2.6: 挿入移相角の選択例による位相面

回線送電を模擬した実験システムを用いているので平常時の相角を目標の相角として δ_s^0 で表し、平常運転時に δ_s^0 の推定計算を行っておくことにする。

そこで、系統動揺時における検出量 $\Delta\delta = \delta - \delta_s^0$; $\Delta\omega = 0$ に基づき移相器のタップ切替えによる挿入移相角 ϕ のための制御規則を次のように構成する。

$$\left. \begin{array}{l} \text{if } X(k) \text{ is } A \text{ then } \phi = \phi(k) \\ \text{ここに,} \\ X(k) = \Delta\delta(k)/\gamma; \quad \Delta\delta(k) = 0, \quad k = 1, 2, \dots \end{array} \right\} \quad (2.2)$$

ただし、故障除去後最初に $\Delta\delta = 0$ を検出した時点の相角偏差と角速度偏差について $\Delta\delta(1)$; $\Delta\omega(1) = 0$ で表し、以後 $\Delta\omega = 0$ を検出する順に $k = 2, 3, \dots$ とする。また、 γ は前述のように $\gamma > 2$ として具体値はシミュレーションなどの経験的な知識から決定する。本文では試行により $\gamma = 2.15$ を採用した。さらに (2.2) 式を具体的に実行するために、 $X(k)$ の具体値を $X^0(k)$ として前件部の A については移相器のタップ移相角を対応させ、後件部のタップ切替えによる移相角 ϕ を次のように与える。

$$\left. \begin{array}{l} \text{"if"} \\ 0^\circ \leq |X^0(k)| < 1.66^\circ; \\ 1.66^\circ \leq |X^0(k)| < 3.33^\circ; \\ 3.33^\circ \leq |X^0(k)| < 5.00^\circ; \\ 5.00^\circ \leq |X^0(k)| < 6.66^\circ; \\ 6.66^\circ \leq |X^0(k)| < 8.33^\circ; \\ 8.33^\circ \leq |X^0(k)| < 10^\circ; \\ 10^\circ \leq |X^0(k)| < 15^\circ; \\ 15^\circ \leq |X^0(k)| < 20^\circ; \\ 20^\circ \leq |X^0(k)| < 25^\circ; \\ 25^\circ \leq |X^0(k)| < 30^\circ; \\ 30^\circ \leq |X^0(k)| \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{"then"} \\ |\phi(k)| = 0^\circ \\ |\phi(k)| = 1.66^\circ \\ |\phi(k)| = 3.33^\circ \\ |\phi(k)| = 5.00^\circ \\ |\phi(k)| = 6.66^\circ \\ |\phi(k)| = 8.33^\circ \\ |\phi(k)| = 10^\circ \\ |\phi(k)| = 15^\circ \\ |\phi(k)| = 20^\circ \\ |\phi(k)| = 25^\circ \\ |\phi(k)| = 30^\circ \end{array} \quad (2.3)$$

$$\phi = |\phi(k)| \text{sign}[\Delta\delta(k)], \quad k = 1, 2, \dots$$

なお、上式によるタップ切替え制御は故障除去後開始するものとする。

2.4 実験と解析

提案する制御手法の実用性を検証するために模擬系統装置を使用した実験を行った。模擬実験系統装置の概要を図 2.7 に、系統機器定数を表 2.1 に示す。交流発電機は定格電圧、容量、回転速度が 200V, 3kVA, 1,500rpm の非突極機でサイリスタレオナード装置に制御された直流電動機により定トルク運転（発電機の機械入力一定を想定）されており、変圧器、移相器、線路リアクトルを介して無限大母線に接続されている。系統の状態量として発電機の角速度、端子電圧、電気出力を観測している。励磁電圧制御としてデジタル化した AVR を用いているが、移相器制御の効果を顕著に引き出すため図 2.7(b) に示した AVR 利得 K_a の値は小さめに設定している。

サイリスタスイッチの高速タップ切替えによる移相器の概要を図 2.8 に示す。移相器の入力は励磁変圧器によって供給される三相電圧であり、出力は直列変圧器によって送電線に元の三相電圧と直列に注入される三相電圧である。調整変圧器のタップ巻線のタップ比を変

表 2.1: 模擬系統の諸定数

$M = 0.0346(\text{s}^2/\text{rad}), D = 0.0063(\text{s}/\text{rad}), x_d = x_q = 0.5828(\text{pu}), r_a = 0.0254(\text{pu}), x'_d = 0.1585(\text{pu}), x''_d = 0.0583(\text{pu}), T'_{do} = 0.1762(\text{s}), T'_{qo} = 0.0235(\text{s}), T''_{do} = T''_{qo} = 0.007(\text{s}), Z_{t1} = 0.0101 + j0.0372(\text{pu}), Z_{t2} = 0.0150 + j0.0239(\text{pu}), Z_p = 0.0117 + j0.0028(\text{pu}), Z_l = 0.0133 + j0.3670(\text{pu}), Z_g = 0.0033 + j0.2252(\text{pu}), E_e = 1.0(\text{pu}), K_a = 0.7, T_a = 0.1(\text{s})$
pu: 200V, 3kVA(base)

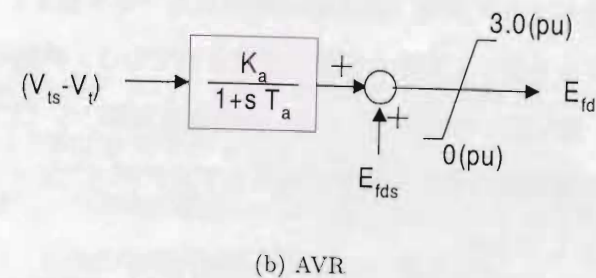
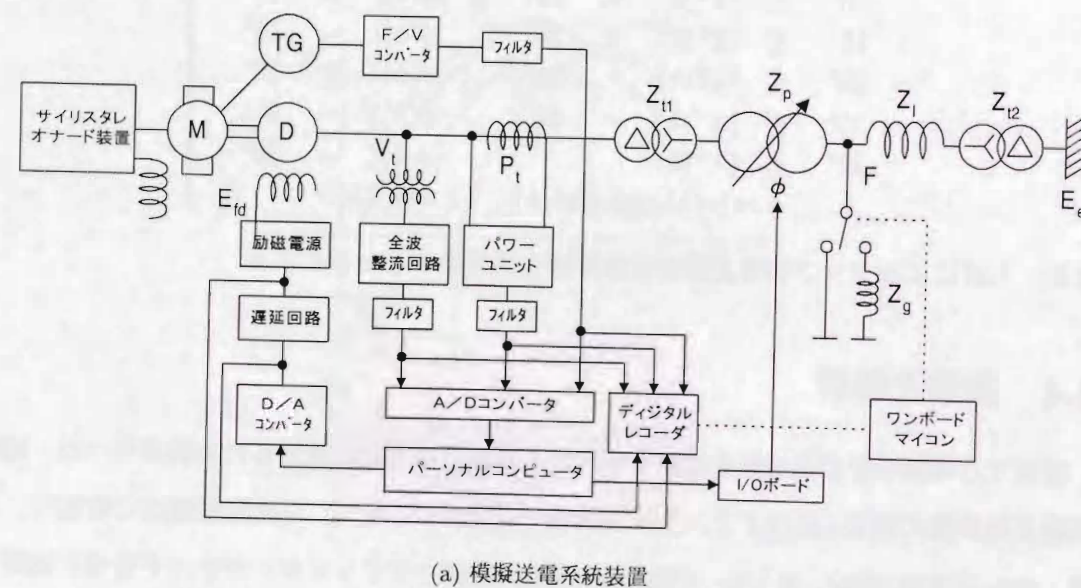


図 2.7: 実験系統の構成

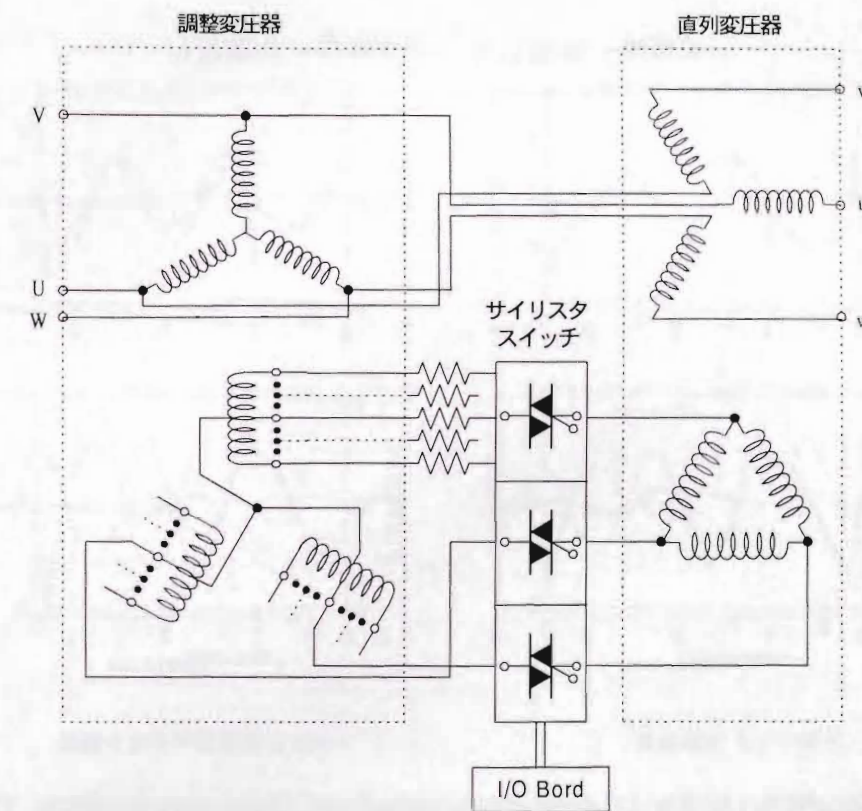


図 2.8: サイリスタスイッチの高速タップ切替えによる移相器

更することにより直列変圧器の直列巻線に誘起される直交成分電圧を変化させ、移相器の1次-2次間の移相量を調整する。

移相器のタップ切替え信号を構成するために必要な状態量のうち、発電機の角速度は直接観測値を用い、相差角偏差については観測した角速度偏差を台形公式の近似積分によって推定した。状態量をA/D変換してコンピュータに取り込み、比較演算してタップ切替え信号を出力するまでのサンプリング間隔は約5msである。なお、短絡事故の発生・除去を行うためのリレーのON-OFF制御および過渡応答記録用のデジタルレコーダの制御にワンボードマイコンを使用した。

実験は発電機の平常運転として端子電圧1.015pu、電気出力0.5pu、励磁電圧1.129pu (puは200V, 3kVA基準)を設定した。また、事故の想定として一回線送電中に三相短絡故障を発生させ、次の二つのケースについて実験を行った。

ケース1: 故障発生から除去までが1秒間の場合 (故障突入電流を軽減するためにリアクトルを介して短絡)

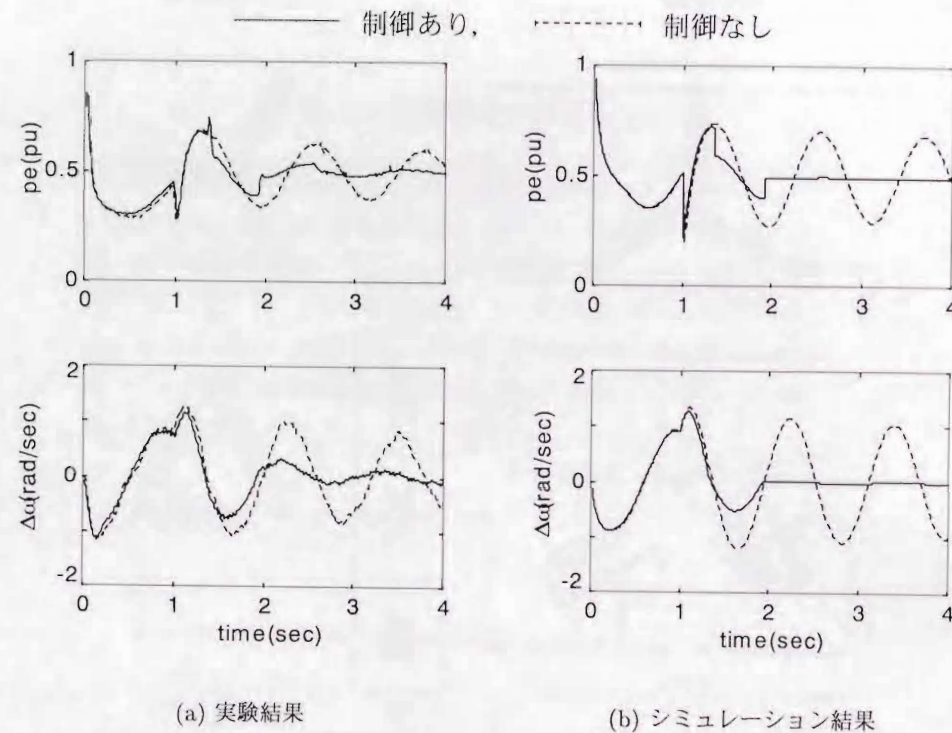


図 2.9: 加・減速エネルギーの補償に基づく移相器制御による発電機の時間応答 (ケース 1)

ケース 2: 故障発生から除去までが 0.04 秒間の場合 (リアクトルを挿入せず直接短絡)

発電機の電気出力 (pe) および角速度偏差 ($\Delta\omega$) の時間応答について、図 2.9(a) および図 2.10(a) にケース 1 およびケース 2 の実験結果をそれぞれ示す。各図において実線が本制御を行った場合であり、破線は制御なしの場合を示す。図 2.9(b) および図 2.10(b) はケース 1 およびケース 2 について、それぞれ数値シミュレーション解析の結果を示したものである。解析は系統機器の抵抗分をすべて考慮し、数値計算の刻み幅を 5ms として発電機の制動巻線効果と電機子側の準渡現象を考慮した厳密計算法で行っている。移相器のタップ切替え制御のシミュレーションモデルについては、移相器の挿入移相角の時間遅れおよびサイリスタスイッチの遅れを無視しタップが瞬時に切り替わる理想的な場合を想定しているが、両ケースとも実験結果とのよい一致をみた。

2.5 結言

送電線路に地絡故障などが発生した場合の系統動揺は、事故に起因する加速エネルギーによって故障除去後も発電機の相差角が増大して最大値に至る初期動揺と、この初期動揺に引

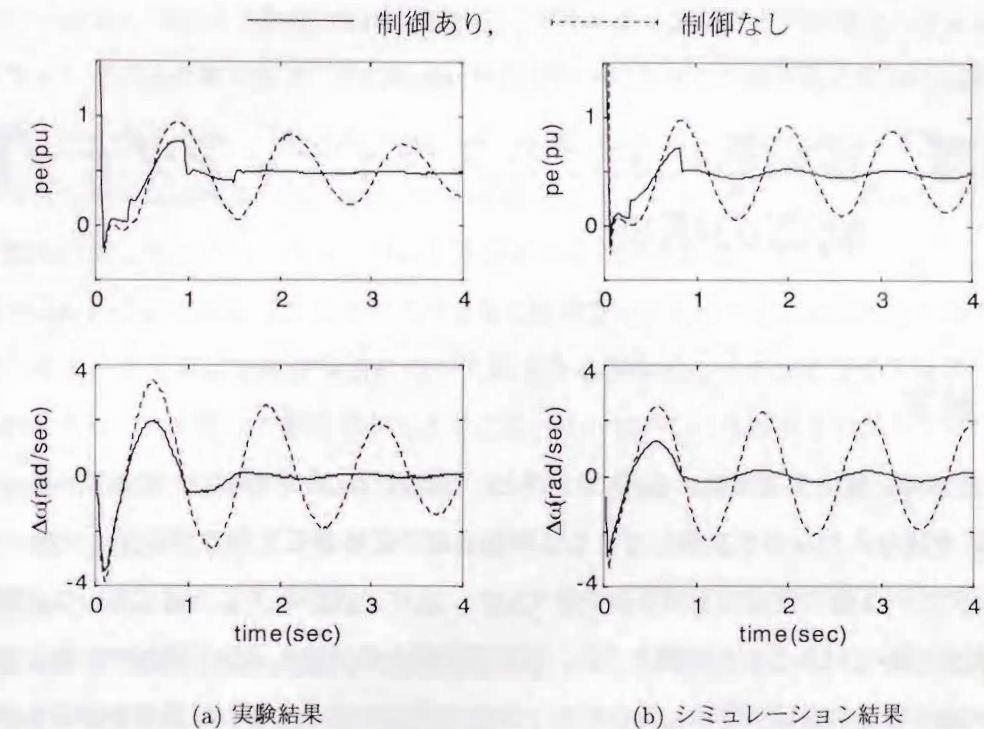


図 2.10: 加・減速エネルギーの補償に基づく移相器制御による発電機の時間応答 (ケース 2)

き続く後続の動揺に分けることができる。過渡動揺抑制においては、初期動揺を抑制して同期はずれを起こさないように制御することが第一義的に重要であるが、高信頼度・高品質の電力送電の観点から、後続動揺の速やかな抑制も必要となる。

本章ではタップ付き移相器による後続動揺の抑制について検討を行った。まず、移相器の加・減速エネルギー補償について等面積法を用いて説明し、後続の動揺抑制に効果的な移相器のタップ切替え規則を示した。つぎに、移相器の高速タップ切替えによる動揺抑制効果について、小型の模擬送電装置 (一機無限大母線系統) による実験と数値シミュレーション解析を行った。オンライン試験では移相器のタップ切替え信号を構成するために必要な状態量のうち、発電機の角速度は直接観測値を用い、相差角偏差については観測した角速度偏差を台形公式の近似積分によって推定している。実験の結果、第 2 波以降の後続動揺が抑制され、本制御の有用性が確認された。また、数値シミュレーションにおいては移相器の挿入移相角の時間遅れおよびサイリスタスイッチの遅れを無視し、タップが瞬時に切り替わる理想的な場合を想定しているが、実験結果とほとんど一致することが確認された。

第3章 移相器におけるスライディングモード制御の構成

3.1 緒言

1950年以降、電力消費量は約10年で2倍という急激な割合で増加し、供給側も時々新しい技術を取り入れながら成長してきた。今後も電力需要の年平均伸び率が1~2%としても、50年で2~3倍の需要増加が見込まれている。近年、既存の送電設備において送電容量が限界に近づいていることが問題とされ、送電線の電力輸送量の増強が緊急に必要とされている。一方、現在の送電効率は送電限界の35~50%程度であり、これは過渡安定度上の制限によるものである。過渡安定度は地絡故障などの発生により発電機に過剰電力が生じた場合でも、電力動揺の第1波（遅くとも2~3波）を抑制し、新しい平衡状態に回復して安定送電を継続しうる能力である。系統の制御系がこの電力動揺を抑制するように機能すれば動揺は収束するが、制御系が適正に動作しない場合は動揺が拡大し系統が不安定になってしまう。過渡安定度向上の対策には、発電機励磁系を電力系統安定装置（Power System Stabilizer: PSS）や自動電圧調整装置（Automatic Voltage Regulator: AVR）などを用いて直接制御する方法や、発電機に直列コンデンサや移相器をなど接続して発電機の電気出力を制御する方法などがある。

これら安定化制御器の構成には、これまで現代制御理論が広く用いられてきた。現代制御理論はプラント内部変数の動的な挙動が完全に記述されることを前提とし、最適な制御システムの設計を目指すものであった。しかし、実際には制御対象を完全に数式モデル化することは不可能であり、この問題を解決するためロバスト制御や適応制御、ファジー制御などの制御理論が取り入れられてきた。このうちロバスト制御は、制御システムの設計において避けられない制御対象のモデル化誤差に対しても制御性能を劣化させない制御システムであり、不確かなモデルにおいても満足いく制御機能を得ることができる。ロバスト制御としては H_∞ 制御 [CM95] がよく知られているが、スライディングモード制御（Sliding Mode Control: SMC）は制御則が簡便であるなどの利点を持っている [Utk77, Utk, SS83, Slo84,

HH85, DZM88, DU92, ND94, WH96, SR96]。スライディングモード制御はパラメータ切換型のフィードバック系であり、その特徴は状態空間内に設定した超平面の両側で制御構造を切り換えることである。これにより、システムの軌道がいったん超平面に到達すればその後の動特性は超平面に拘束され、状態は安定平衡点に収束する。そのため、外乱やパラメータ変動などに対してロバストなシステムが実現することができる。

電力系統の安定化制御はこれまで述べてきた制御理論によってその制御性能が向上してきたが、その一方で安定化制御装置に対して高速な応答などハード面に対する性能向上も求められてきた。この要求を満足できるようになったのはパワーエレクトロニクス技術の大容量化による電力用半導体デバイスの登場によるものである。これらの技術進歩にともない、既存の電力系統安定化装置に最新の半導体技術などをと入れようという FACTS（Flexible AC Transmission System）理論 [Hin, faca, facb] が提唱された。これにより、これまでの受動的な制御方法から積極的な安定化制御を行うことが可能となった。現在、静止型無効電力補償装置や直列コンデンサなどの FACTS 機器を用いたスライディングモード制御系の設計に関して研究されている [IKT93, SGU94a, SGU94b, AUO93, MCHK93]。スライディングモード制御系を構成するとき、制御対象の線形化モデルを用いてスライディングモードの存在条件からスライディングモードの発生する条件を導出し、それを満足するように制御器の制御利得が選定を選定する。しかし、単純な線形化モデルでは電力系統に生じる大擾乱を取り扱うことはできないため、希望する制御効果が得られず、最悪の場合脱調することも考えられる。そのためスライディングモード制御にファジー制御を協調させ、いくつかの運転状態を想定した線形モデルを考えファジー規則によってそれらのモデルを組み合わせることで非線形性を表す手法などが考えられている [SJU94b]。

本章では FACTS 機器の一つである高速移相器を用いたスライディングモード制御の一構成手法について述べ、特に線形化モデルにおいて非線形特性をパラメータ変動として取り扱う方法を示す。本章は以下、第2節でスライディングモード制御の原理を説明する。第3節では一機無限大母線系統を対象とした高速移相器のスライディングモード制御の構成に対して、制御対象のシステムを記述するとともにスライディングモードの発生条件を与える。ここで、システムのモデリングに関して発電機の電気出力特性に関する非線形性を線形化モデルにおいて線形化した関数の傾きに関するパラメータの変動として取り扱う手法について説明する。第4節では既存のタップ付き移相器を用いた小型模擬送電系統装置による実験および高速移相器を想定した数値シミュレーションを行い、本制御による安定化制御効果を検証する。

3.2 スライディングモード制御の原理

スライディングモード制御は可変構造制御理論 (Variable Structure Systems: VSS) に基づいたパラメータ切替型のフィードバック制御系である。VSS 制御系は状態空間内に安定な超平面を設定し、その超平面の両側で制御構造を切り換えるという特徴を持つ。この切り換えによりすべり動作 (sliding mode) を発生させ、系の状態を超平面に拘束することができる。本節では2次の制御対象を例に、VSS 理論およびスライディングモード制御の原理を説明する。

3.2.1 VSS 理論

2次の制御対象として次式で表されるシステムを考える。

$$\ddot{x} - \xi \dot{x} + \zeta x = 0, \quad \xi > 0 \quad (3.1)$$

上式において左辺第三項は線形フィードバックを表す項であり、係数 ζ はフィードバック利得に相当する。これまで広く用いられてきた線形制御理論では、フィードバック利得を極配置法などを用いて一意に定められてきた。一方、VSS では制御対象の状態 x にしたがって係数 ζ に以下のように二つの値をもたせることが特徴である。

$$\zeta = \begin{cases} \psi & (s(x) > 0) \\ -\psi & (s(x) < 0) \end{cases} \quad (3.2)$$

ϕ : 正の定数
 $s(x)$: 制御対象の状態 x の関数
 $s(x) = 0$: 超平面

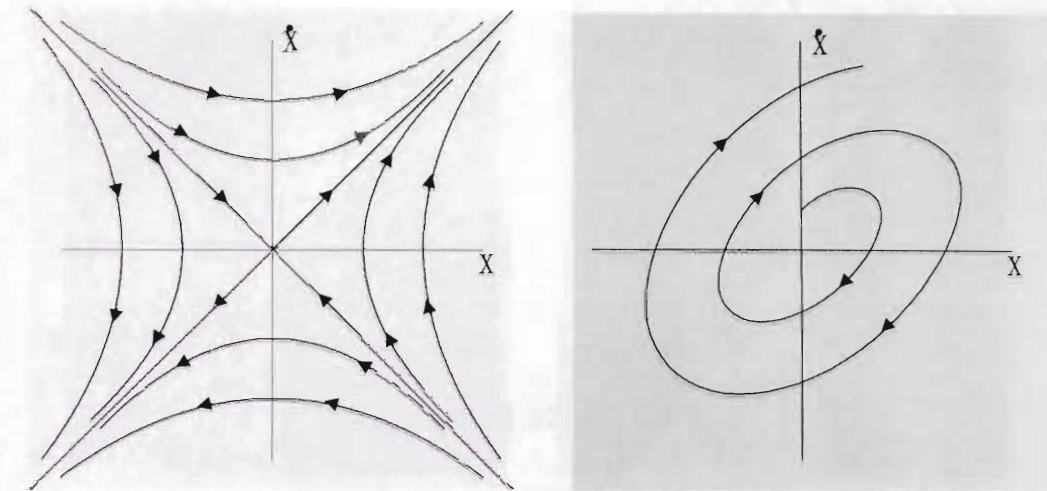
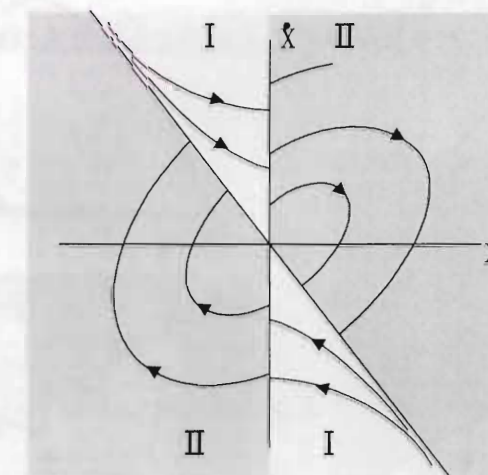
図 3.1(a) に $\zeta = \psi$ の場合、同図 (b) に $\zeta = -\psi$ の場合の制御構造をそれぞれ示す。両者とも不安定な構造を持つが、図 3.1(a) において安定な固有ベクトル (原点を通り負の傾きを持つ直線) に沿うとき状態は原点へ収束する。この固有ベクトルの傾きに注目して切換え則を

$$\zeta = \begin{cases} \psi & (sx > 0) \\ -\psi & (sx < 0) \end{cases} \quad (3.3)$$

$$s = cx + \dot{x}$$

$$c = -\frac{\xi}{2} + \sqrt{\frac{\xi^2}{4} + \psi}$$

のように選べば、図 3.1(c) に示す漸近安定なシステムが構成できる。これは (a) および (b) の制御構造をサブシステムとして $sx > 0$ のときサブシステム $\zeta = \psi$ を、 $sx < 0$ のときサブシステム $\zeta = -\psi$ を選び出して組み合わせたことに相当する。

(a) $\zeta = \psi$ (b) $\zeta = -\psi$ 

(c) 漸近安定なシステム

図 3.1: VSS の一例

3.2.2 スライディングモード制御

図 3.1(c) に示す制御システムは系のパラメータ (ξ や ϕ) が不変である限り、状態は $cx + \dot{x} = 0$ の軌跡に沿って原点に収束する。しかし、図 3.2(a) に示すように状態が $cx + \dot{x} = 0$ の直線 (切換え線) 上の P 点にあり原点に向かっているときに、制御対象のパラメータ ξ が何らかの原因で変動した場合を考えると、(3.3) 式の第 3 式から固有ベクトルの傾きも c から c' と変化する。すると P 点は図 3.2(b) に示すように領域 II に入り、第 3 象限に押し出されてしまう。このように、図 3.1(c) のシステムはパラメータ変動などに対して敏感であるとい

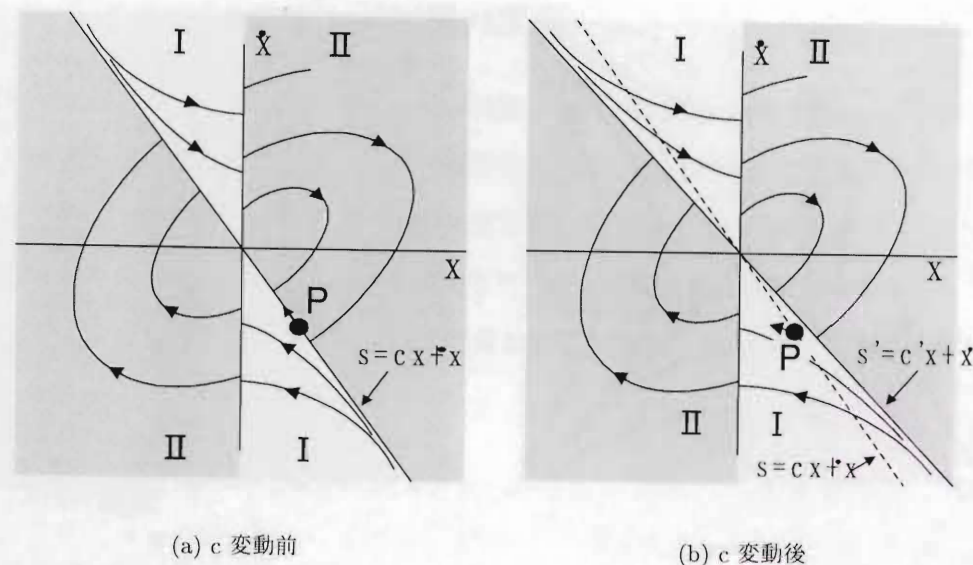
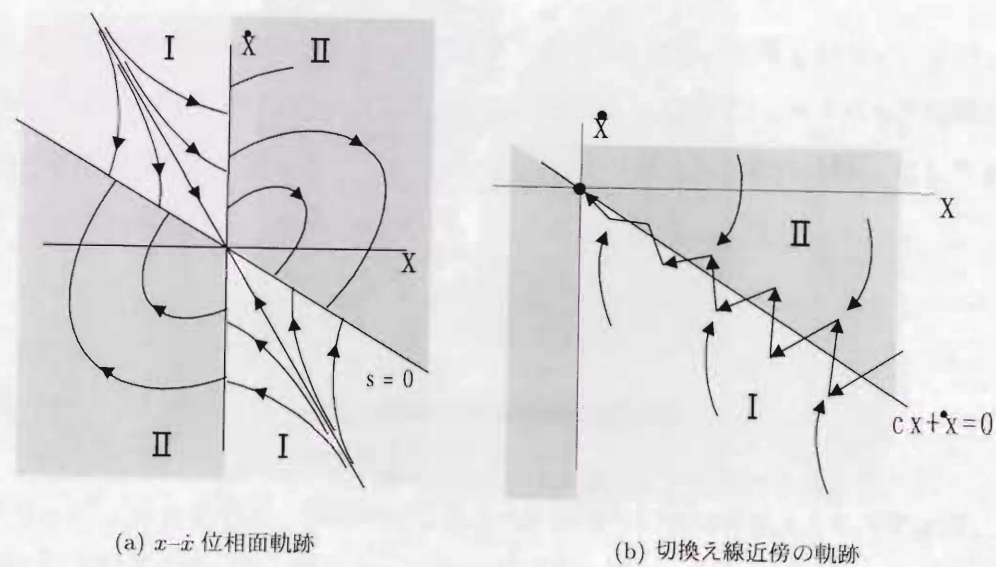
図 3.2: パラメータ ξ の変動による動特性の変化

図 3.3: スライディングモード現象

う問題がある。

これを解決するために $s=0$ の傾き c を固有ベクトルの傾きよりも小さくとり、図 3.3(a) のような位相面軌跡を考える。このとき状態は位相面軌跡に沿って領域 I ($sx > 0$) から $s=0$ に到達し、領域 II ($sx < 0$) に入る。領域 II では $s=0$ に向かうような軌跡をもつため、状態は領域 I に戻される。この後、状態は図 3.3(b) に示すように $s=0$ 近傍において小さな振動を繰り返しながら原点に収束する。この現象をスライディングモード (sliding

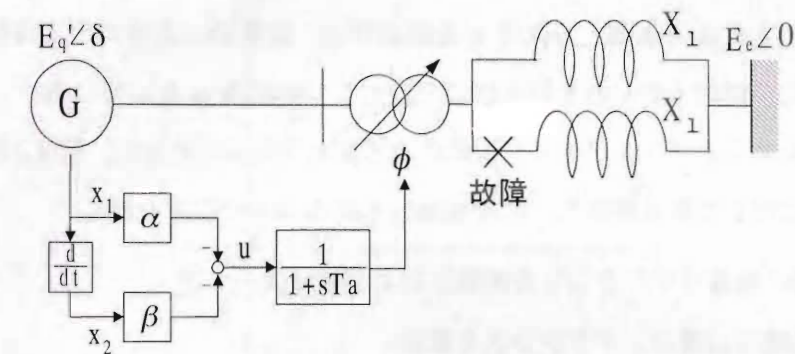


図 3.4: 一機無限大母線系統

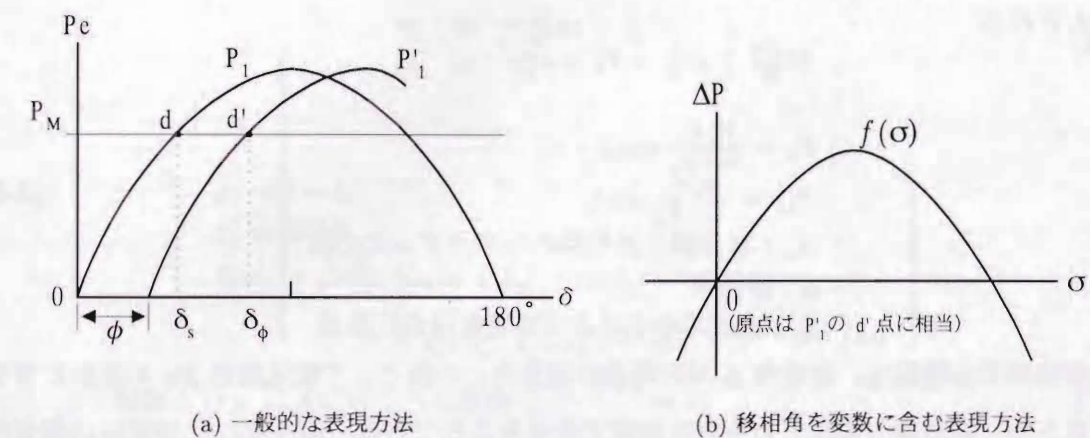


図 3.5: 発電機の電力-位相角特性

mode) という。また $s=0$ は切換え線 (switching line) と呼ばれ $\xi = \psi$, $\xi = -\psi$ のどちらの軌跡にも属さない新しい軌跡となる。スライディングモードでは状態ベクトルが切換え線に拘束されるため、制御対象の運動方程式が切換え線 $cx + \dot{x} = 0$ に取って代わられる。この直線の式から $\dot{x} = -cx$ を解くことにより状態 x は $x = x_0 e^{-ct}$ で表せられ、切換え線の傾き c にのみ依存するため、制御対象のパラメータ変動などに対してロバストな制御系を構成できる。

3.3 スライディングモード制御系の構成

3.3.1 移相器を含むシステムの記述

図 3.4 に移相器を含む一機無限大母線系統の概略を示す。移相器には発電機の相角 δ とその時間微分の角速度を入力し、それぞれ α および β の利得をかける。そして、それらを

足しあわせることにより制御入力信号 u を構成する。実際のシステムでは移相器制御に遅れが生じるため、同図ではそれを一次遅れで近似して移相角 ϕ としている。

移相器によるスライディングモード制御系の理論的な構成のために、図 3.4 に示す一機無限大母線系統に対して過渡解析などに通常用いられる以下の仮定をおく。

- ・発電機の過渡リアクタンス背後電圧および機械入力一定
- ・送電系統の伝達コンダクタンスを無視

さらに、移相器のスイッチングの高速化、移相器の時定数が電力系統の時定数に比べてかなり小さいことなどを考慮して移相器制御の遅れを無視できるとすると、系の動特性式は次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} + P_e &= P_M \\ \text{ここに、} \\ P_e &= \frac{E'_q E_e}{X_e + X'_d} \sin(\delta - \phi) \\ P_M &= \frac{E'_q E_e}{X_e + X'_d} \sin \delta_s \\ X_e &: \text{移相器と送電線のリアクタンスの和} \\ \phi &: \text{移相角} \\ \delta_s &: \text{安定平衡点における発電機の相角} \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

移相器制御の特徴は、移相角 ϕ が発電機の相角との差として電気出力 P_e の変数に含まれるため、発電機の電気出力を直接制御できるところにある。図 3.5(a) に発電機の電気出力-相角曲線 (P_1) を示す。いま、相角の変化分を $x_1 (= \delta - \delta_s)$ とすると、(3.4) 式から発電機の機械入力 P_M と電気出力 P_e の差 ΔP は次のようになる。

$$\begin{aligned} \Delta P &= P_M - P_e \\ &= \frac{E'_q E_e}{X_e + X'_d} \{ \sin(x_1 + \delta_s - \phi) - \sin \delta_s \} \end{aligned} \quad (3.5)$$

上式において新たな変数 $\sigma = x_1 - \phi$ を導入すると、 ΔP は σ を変数とした関数として扱うことができる。この関数を $f(\sigma)$ と表すとき、

$$f(\sigma) = \frac{E'_q E_e}{X_e + X'_d} [\sin(\sigma + \delta_s) - \sin \delta_s] \quad (3.6)$$

となり、図 3.5(b) に示す特性を持つ。これは、図 3.5(a) において電気出力-相角特性 P_1 を移相角 ϕ だけシフトした P'_1 の d' 点 ($\delta = \delta_\phi$, $P_e = P_M$) を原点とした関数になる。

(3.4) 式を行列形式で表すと次式のようになる[†]。

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.7)$$

[†]関数 $f(\sigma)$ について、(3.8) 式では発電機が突極機であること考慮するため " $\sin 2(\sigma + \delta_s) - \sin 2\delta_s$ " の項が存在する。

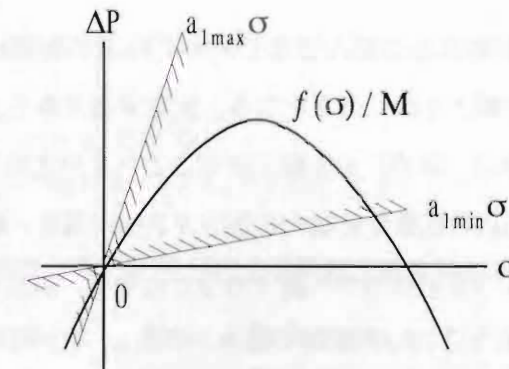


図 3.6: 大幅なパラメータ変動に囲まれた非線形関数

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -\frac{D}{M}x_2 - \frac{1}{M}f(\sigma) \\ \sigma &= x_1 - u \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \delta - \delta_s \\ x_2 &= d\delta/dt \\ f(\sigma) &= \frac{E'_q E_e}{X_e + X'_d} [\sin(\sigma + \delta_s) - \sin \delta_s] \\ &\quad - \frac{(X_q - X'_d)E_e^2}{2(X_e + X'_d)(X_e + X_q)} [\sin 2(\sigma + \delta_s) - \sin 2\delta_s] \end{aligned} \right\}$$

(3.8) 式の制御入力 u は次式のように状態フィードバック

$$u = -(\alpha x_1 + \beta x_2) \quad (3.9)$$

で与える。本文では移相器制御の遅れを無視しているため、 u は (3.4) 式において移相角 ϕ に相当する。

つぎに、(3.8) 式の右辺第 2 項を安定平衡点で

$$\left. \begin{aligned} f(\sigma)/M &= a_1 \sigma, \\ \text{ここに、} \\ a_1 &= \left. \frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} \right|_{\sigma=0} \end{aligned} \right\}$$

と線形近似し、同式を以下のように表す。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -a_2 x_2 - a_1 \sigma \\ \text{ここに、} \\ a_2 &= D/M \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

上式は負荷変動など系統の軽い動揺などの表現方法であり、地絡などによる大擾乱が生じた場合には発電機の運転点が安定平衡点から大きく離れるため、上記の線形モデルでは取り扱うことはできない。そこで、(3.10) 式において本システムの非線形性を取り扱う一方法を

考える。システムの非線形性は発電機内部電圧の相差角 δ の変動に起因することから、発電機の運転点は図 3.6 の曲線上を動くこととなる。安定平衡点から大きく離れた点については、その運転点と安定平衡点（原点）を直線で結ぶことにより近似し、(3.10) 式では直線の傾きに関するパラメータ a_1 の変動と見なすことができる。また、運転点が図の第 1 および第 3 象限に存在すればシステムの安定運用が可能であることから、原点を含む領域で非線形関数 $f(\sigma)/M$ を図 3.6 に示すように二つの直線で囲み、係数 a_1 を大幅なパラメータ変動として許容し

$$a_{1min} \leq a_1 \leq a_{1max}$$

のように設定する。なお、 a_{1max} および a_{1min} は非線形関数を二つの直線で囲むように設定するという意味で基本的に任意である。原理的には図 3.6 の横軸と縦軸を含まない第 1 および第 3 象限をすべて囲むように設定することが非線形関数を囲む意味で望ましいが、反面その囲む領域を必要以上に広げると制御入力が必要以上に大きくなる傾向を持つ。したがって、具体的にどのように設定するかについてはシミュレーションを含む経験的な観点から適切な値を選定することが必要なる。

3.3.2 スライディングモードの発生条件

前節で示した非線形性を考慮した線形化モデルを用いて、スライディングモードの発生する条件を導出する。本システムは 2 次系なので、超平面は切換え線となり次式のように設定する。

$$s = cx_1 + x_2, \quad c > 0 \quad (3.11)$$

リアプノフ関数のテスト関数として $s^2/2$ を導入すると、直線 $s = 0$ 近傍におけるスライディングモードの存在条件は

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\dot{s} < 0 \quad (3.12)$$

で与えられる [Utk77, Utk, HH85, DZM88, ND94]。 (3.7), (3.9), (3.10) および (3.11) 式により $s\dot{s}$ を計算すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= (c - a_2 - a_1\beta)s^2 \\ &\quad - \{c(c - a_2 - a_1\beta) + a_1(1 + \alpha)\}sx_1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

上式が (3.12) 式の存在条件を満足するには右辺の第 1 項と第 2 項がそれぞれ負となればよいから、

$$\left. \begin{aligned} (c - a_2 - a_1\beta) &\leq 0 \\ \{c(c - a_2 - a_1\beta) + a_1(1 + \alpha)\} &\geq 0 \quad (sx_1 > 0) \\ \{c(c - a_2 - a_1\beta) + a_1(1 + \alpha)\} &\leq 0 \quad (sx_1 < 0) \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

なる条件が得られる。また、系の非線形特性を考慮するためのパラメータ変動を

$$\left. \begin{aligned} a_{1min} &\leq a_1 \leq a_{1max} \\ a_{2min} &\leq a_2 \leq a_{2max} \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

のように限定すると、(3.14) 式から以下の不等式が導出される。

$$\left. \begin{aligned} c &\leq a_{1min}\beta + a_{2min} \\ \alpha_1 &\geq \max_{a_1, a_2} [-1 + c(a_1\beta + a_2 - c)/a_1] \quad (sx_1 > 0) \\ \alpha_2 &\leq \min_{a_1, a_2} [-1 + c(a_1\beta + a_2 - c)/a_1] \quad (sx_1 < 0) \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

上記の条件を満たすように c , α_1 , α_2 および β を選定することによって $s = 0$ 近傍においてスライディングモードを発生させることができ、系の非線形性やパラメータ変動に対してロバスト性の高い制御系が構成できる。

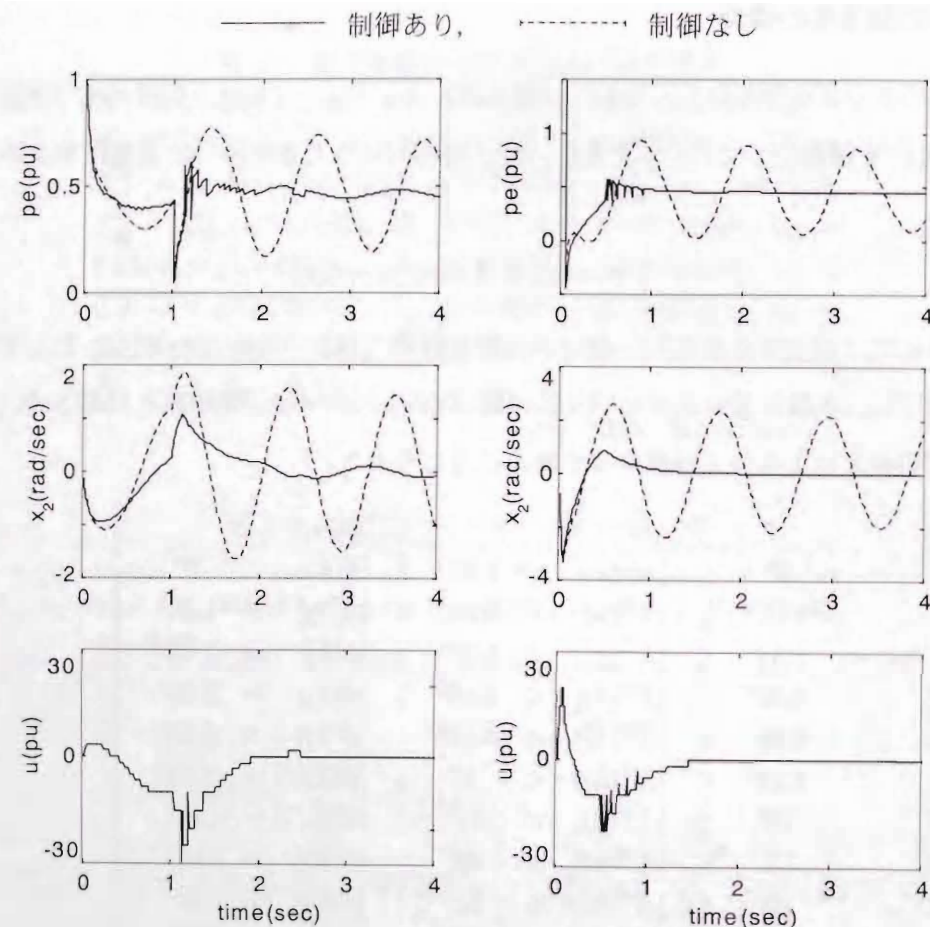
3.4 タップ切替え移相器による実験と解析

本文では、既存の技術で制御系を構築するのが比較的容易と考えられるサイリスタスイッチによるタップ切替え移相器を用いてシミュレーション解析および実験的検討を行った。図 3.7 の交流発電機は定格電圧、容量、回転速度が 200V, 3kVA, 1500rpm の非突極機で、サイリスクレオナード装置に制御された直流電動機により定トルク運転（発電機の機械入力一定）されており、変圧器、タップ付移相器、線路リアクトル、更に変圧器を介して無限大母線に接続されている。系統機器定数および初期運転状態と制御パラメータを表 3.1, 表 3.2 にそれぞれ示す。事故として 1 回線送電中に図 3.7 に示す F 点で 3 相短絡故障の発生を想定し、次の二つのケースについて解析を行った。

ケース 1: 故障発生から除去までが 1 秒間の場合（リアクトル Z_g を介して短絡）、故障発生と同時に移相角制御開始

ケース 2: 故障発生から除去までが 0.04 秒間の場合（リアクトルを挿入せず直接短絡）、故障除去後移相角制御開始

ただし、シミュレーション解析では系統機器の抵抗分をすべて考慮し、発電機の制動巻線効果と電機子側の過渡現象を考慮した厳密計算法で行っている。



(a) ケース 1

(b) ケース 2

図 3.8: スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)

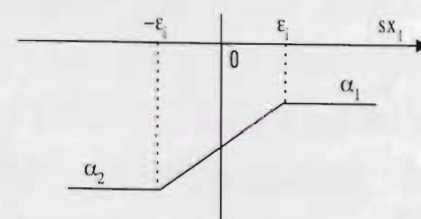
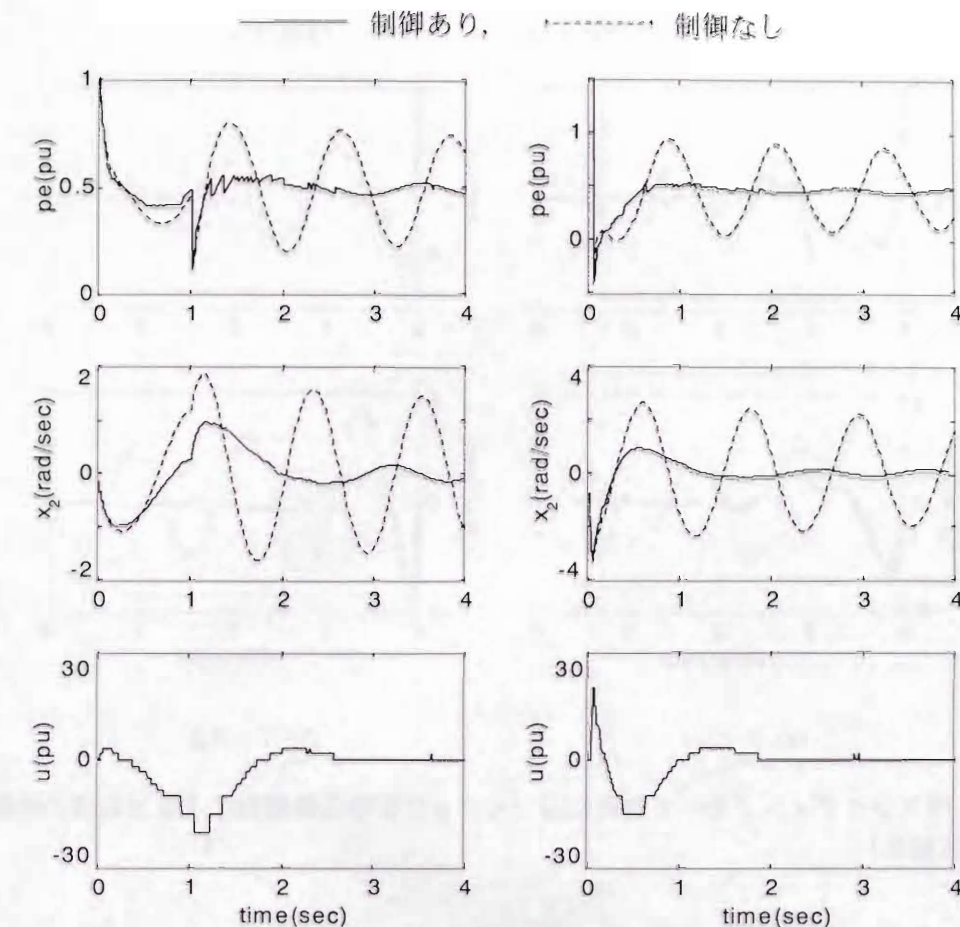


図 3.9: 切換面の境界層における移相器のフィードバック利得 (準スライディングモード制御)

3.4.2 シミュレーション解析

図 3.8(a) および (b) にケース 1 およびケース 2 についてのシミュレーション結果を示す。各図の電気出力において、故障除去後に (3.16) 式に基づく制御入力 $u(t)$ の切換えによるチャ



(a) ケース 1

(b) ケース 2

図 3.10: 準スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)

タリングが現れている。チャタリング現象はスライディングモードの高速な切替えに制御器応答が追いつかず、切換え動作に遅れが生じるためと考えられている。チャタリング現象はハード面において好ましいものではなく、これを抑制するために準スライディングモード制御 (quasi sliding mode control) が提案されている [SS83, Slo84]。準スライディングモード制御は図 3.9 に示すように切換え線近傍に $|sx_1| \leq \epsilon$ の薄い層を敷いて、その領域内で制御入力を連続にする手法である。本移相器制御においては移相器のパラメータ α_1 と α_2 との間の値を連続にすることにより準スライディングモード制御を実現する。

図 3.10(a) および (b) はケース 1 およびケース 2 について、それぞれ $\epsilon = 0.3$ とした場合のシミュレーション結果を示したものである。準スライディングモード制御によりチャタリ

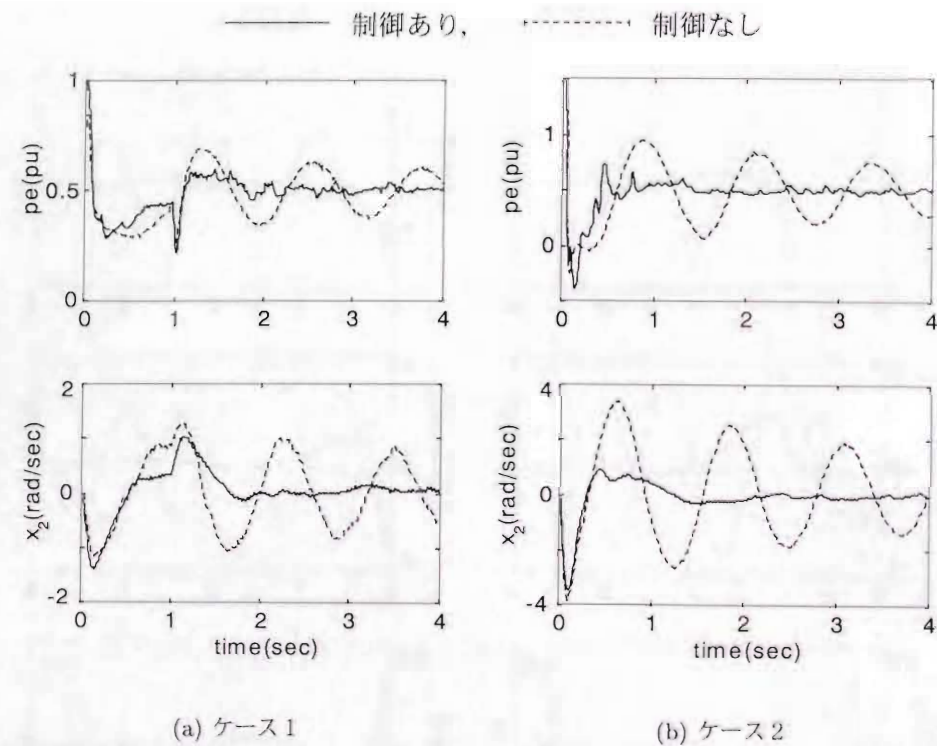


図 3.11: 準スライディングモード制御に基づくタップ切替え移相器による発電機の時間応答 (実験解析結果)

ングが取り除かれ、電気出力、角速度ともに第一波動揺後は一様に定常値に収束している。なお、 ϵ をどのように選定するかについて現在明確な方法がなく、経験的な観点から選定しなければならないのが現状と考えられる。図 3.10 で採用した $\epsilon = 0.3$ は ϵ を変えて種々シミュレーション解析を行った結果、この値でチャタリングがほぼ抑制される値として選定している。

3.4.3 実験による動揺抑制効果の検証

図 3.11 に実験結果を示す。シミュレーション解析の結果を基に、実験では準スライディングモード制御を用いている。実験結果はシミュレーション解析の解析とよく一致しており、電気出力、角速度ともに第一波動揺後速やかに動揺が抑制されていることがわかる。

3.4.4 高速移相器を想定した数値シミュレーション解析

サイリスタスイッチによるタップ切替え移相器の次の世代の移相器として半導体化移相器の研究・開発も進められている。本節では図 3.7(a) の模擬送電系統において、タップ切替え

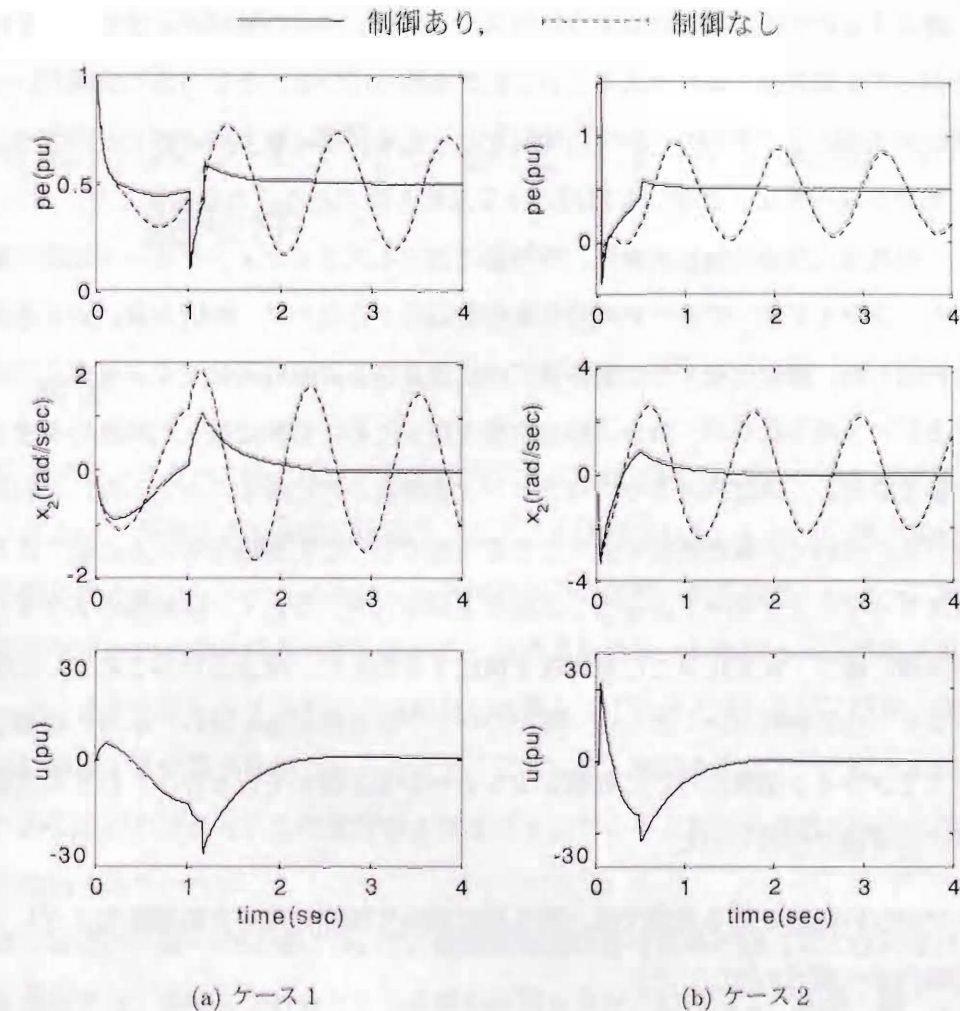


図 3.12: 準スライディングモード制御に基づく高速移相器による発電機の時間応答 (シミュレーション解析結果)

移相器の代わりに移相角を連続制御可能な高速移相器を想定したシミュレーション解析を行う。シミュレーションの条件などは前節と同じものとし、移相器の制御信号 u は準スライディングモード制御 ($\epsilon = 0.01$) に基づいて計算している。図 3.12 に解析結果を示す。高速移相器を用いた場合、移相角は高速・連続に制御できるため、移相器制御の遅れを無視した簡略モデルによる移相器の構成手順においても信頼度の高い制御が可能であると考えられる。

3.5 結言

本章ではスライディングモード制御理論について説明し、移相器によるスライディングモード制御の構成手順を示した。スライディングモード制御は VSS 理論に基づく制御方法

であり、希望する動特性が得られるように制御パラメータおよび制御則を決定し、その制御則にしたがって制御構造を切り換えるという特徴を持っている。そして系の状態がいったん切換え面に到達すると、状態はその面に拘束され安定平衡点に収束させることができ、パラメータ変動や非線形性などに対してロバストな制御方法であることを説明した。

つぎに一機無限大母線系統を対象に、移相器におけるスライディングモード制御の構成手順を示した。スライディングモードの発生条件を導出するために、制御対象に対する線形化モデルを構成した。線形化モデルは動特性式中に含まれる非線形関数を安定平衡点で直線近似することにより得られるが、系の非線形特性を表すために直線近似した関数の傾きを表す係数に変動を許容し、非線形性をそのパラメータ変動として見なすこととした。これにより線形化モデルにおいて非線形特性を表すことを可能にし、この線形化モデルに基づき本制御においてスライディングモードの発生する条件を導出した。そして、移相器のスライディングモード制御に基づく安定化手法の有用性を検証するために、高速移相器を想定した数値シミュレーション解析を行った。さらに、既存のタップ付き移相器を用いた小型の模擬送電系統においてオンライン試験ならびに数値シミュレーション解析を行った。これらの実験結果から以下に示す成果が得られた。

1. タップ付き移相器による実験では、第2章において問題に残った初期動揺に対しても動揺抑制効果が得られた。
2. スライディングモード制御の原理に基づく移相器の高速タップ切替えによっても系統安定化は有効であり、その効果は高速移相器の場合に近い制御性能が得られるものと考ええる。ただし、この場合タップ切替えのタイミング（切替え回数）などの検討が必要となる。

移相器のタップ切替え制御のシミュレーションモデルについては、本実験系統装置でのタップ切替え応答が十分早いと考えられたのでタップ切替え応答の時間遅れを無視している。ただし、移相器容量が大きくなったような場合にタップ切替えの時間遅れを考慮したモデルの構成が必要になることも考えられる。

第4章 スライディングモード切換え線への到達条件

4.1 緒言

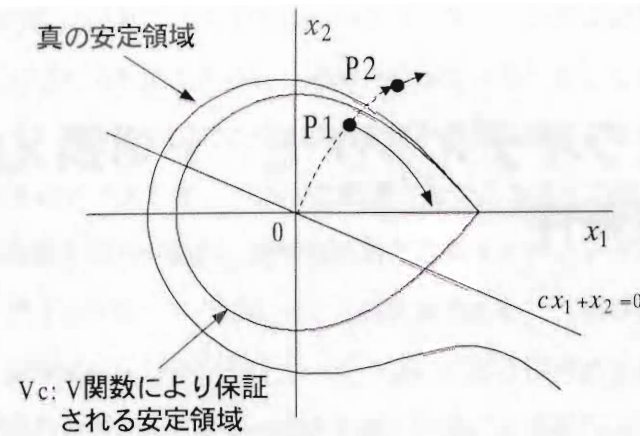
スライディングモード制御系は状態空間内に安定な超平面を設定し、その超平面でスライディングモードが発生する条件を求めることにより構成される。しかし、電力系統のような強い非線形性をもつシステムにおいては制御開始時の状態（初期状態）によって状態が超平面に到達せず系が不安定になってしまうことも考えられる。したがって、単にスライディングモードの発生条件を与えるだけでは安定化制御として十分とはいえず、任意の初期値から超平面に到達する到達条件を求めることが必要となる。到達条件についてはその導出手順が煩雑であるなどの点から、これまでのスライディングモード制御系構成に関する報告ではほとんど触れられていない。

本章では切換え線への到達について、制御開始時における系の漸近安定性に注目して到達条件を導出する。本論文で対象とする非線形制御システムに対して、切換え線への到達条件を必要・十分条件として一般的に求めることは線形系と異なり難しい問題である。そこで、本制御システムでは到達条件を十分条件として導出することとしてリアプノフ関数の利用を考える。

本章は以下、第2節で到達条件の考え方を述べる。第3節で到達条件導出の準備としてリアプノフ関数の構成手順を示す。第4節ではリアプノフ関数を用いて到達条件を導出する。ここで、到達条件は初期値の存在する領域によって2通りに分けて導出した。さらに、計算機シミュレーションにより導出した到達条件の妥当性を確認する。

4.2 到達条件の考え方

スライディングモード切換え線への到達について、制御開始時における制御対象の漸近安定性の面から考察する。送電線路の短絡事故などにより大擾乱が発生すると、発電機は加速され、相差角も大きくなる。よって、運用点は図4.1に示すように x_1 - x_2 位相面上の第1象限

図 4.1: x_1 - x_2 位相面軌跡

に移行する。故障除去時の状態を初期値とすると初期値が真の安定領域内の点 P1 にあるとき、システムの解軌道は第 4 象限に移行し切換え線に到達する。一方、初期値が安定限界の外の点 P2 にあるとき、系は不安定でありシステムの解軌道は第 1 象限内でそのまま発散し切換え線には到達しない。したがって、本制御開始によって系の漸近安定を保証することが切換え線に到達する条件となる。

4.3 到達条件導出の準備

一般に真の漸近安定を評価できるリアプノフ関数を構成することは難しい。しかし、エネルギータイプのリアプノフ関数を用いた第 1 象限における評価は、真の安定限界に対して比較的良い漸近安定の評価を与えることが知られている。本節では到達条件導出の準備として、本制御対象に対して移相器制御を施さない場合の動特性式とリアプノフ関数を示し、つぎに移相器制御を施す場合の動特性式を示す。ここで、二つの動特性式が相似になるように状態変数の座標変換を行うことで、制御を施さない場合と施す場合で同一空間で漸近安定を評価できるようになる。

4.3.1 制御対象および発生条件

前章で示した制御対象および発生条件を再記する。

4.3 到達条件導出の準備

制御対象となる移相器を接続した一機無限大母線系統の動特性式を以下に記す。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{D}{M}x_2 = \frac{1}{M}f(\sigma) \\ \sigma &= x_1 - u \\ u &= -(\alpha x_1 + \beta x_2) \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \delta - \delta_s \\ x_2 &= d\delta/dt \\ f(\sigma) &= \frac{E'_d E_s}{(X_s + X'_d)} [\sin(\sigma + \delta_s) - \sin \delta_s] \\ &= \frac{(X_g - X'_d) E_s^2}{2(X_s + X'_d)(X_s + X_g)} [\sin 2(\sigma + \delta_s) - \sin 2\delta_s] \end{aligned} \right\}$$

(4.1) 式において u が移相器の制御入力であり、 α および β はフィードバック利得である。

また、上記のシステムに対する線形化モデルを

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_1 \\ \dot{x}_2 &= -a_2 x_2 - a_1(x_1 - u) \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} \Big|_{\sigma=0} \\ a_2 &= D/M \end{aligned} \right\}$$

で表し、本線形化モデルにおいて系の非線形特性を表すためのパラメータ変動を

$$\left. \begin{aligned} a_{1min} &\leq a_1 \leq a_{1max} \\ a_{2min} &\leq a_2 \leq a_{2max} \end{aligned} \right\}$$

のように限定する。

スライディングモード切換え線を

$$s = cx_1 + x_2, \quad c > 0$$

と選ぶとき、スライディングモードの発生する条件は

$$\left. \begin{aligned} c &\leq a_{1min}\beta + a_{2min} \\ \alpha_1 &\geq -1 + c(a_{1max}\beta + a_{2max} - c)/a_{1min} \quad (sx_1 > 0) \\ \alpha_2 &\leq -1 + c(a_{1min}\beta + a_{2min} - c)/a_{1max} \quad (sx_1 < 0) \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

で与えられる。

4.3.2 移相器制御を施さない場合のリアプノフ関数の構成

第 3.3 節に示した一機無限大母線系統において、移相器制御を行わない場合の動特性式は次式のように記述できる。

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/M \end{bmatrix} f(x_1) \quad (4.4)$$

ここに,

$$f(x_1) = \frac{E'_d E_e}{(X_e + X'_d)} [\sin(x_1 + \delta_s) - \sin \delta_s] \\ - \frac{(X_q - X'_d) E_e^2}{2(X_e + X'_d)(X_e + X_q)} [\sin 2(x_1 + \delta_s) - \sin 2\delta_s]$$

上式の系の状態変数 x_1, x_2 に対してスカラー関数

$$W(x_1, x_2) = \frac{1}{2} M x_2^2 + \int_0^{x_1} f(x_1) dx_1 \quad (4.5)$$

を導入すると, (4.4) 式の解軌道に沿った時間導関数 \dot{W} は

$$\dot{W} = -D x_2^2$$

となる. 上記の2式において $M > 0, D > 0$ を考慮すると,

$$\cdot W(0, 0) = 0, \dot{W}(0, 0) = 0$$

$$\cdot W(x_1, x_2) > 0, \dot{W}(x_1, x_2) < 0; x_1 \neq 0, x_2 \neq 0$$

なる条件が満足され, (4.5) 式の W 関数はリアプノフ関数となる.

4.3.3 移相器制御を施す場合のリアプノフ関数の構成

移相器制御を施す場合の動特性式は次式のように記述できる.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/M \end{bmatrix} f(x_1 - u) \quad (4.6)$$

ここに,

$$u = -(\alpha x_1 + \beta x_2)$$

上式において新たな状態変数 y_1 を

$$y_1 = x_1 - u \\ = (1 + \alpha)x_1 + \beta x_2 \quad (4.7)$$

のように導入する. (4.7) 式の両辺を時間微分し (4.6) 式を代入すると

$$\dot{y}_1 = (1 + \alpha)\dot{x}_1 + \beta\dot{x}_2 \\ = (1 + \alpha - \beta D/M)x_2 - \beta/M f(y_1) \quad (4.8)$$

なる関係が得られる. さらに, (4.8) 式からもう一つの状態変数 y_2 として

$$y_2 = \dot{y}_1 + \beta/M f(y_1) \\ = (1 + \alpha - \beta D/M)x_2 \quad (4.9)$$

4.4 リアプノフ関数を用いた到達条件の導出

を用いると, (x_1, x_2) 空間と (y_1, y_2) 空間の関係は次式に示す座標変換と考えることができる [KT84].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \alpha & \beta \\ 0 & \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

ここに,

$$\gamma = (1 + \alpha) - \beta D/M$$

上式を (4.6) 式に適用すると (4.4) 式に相似な次式の系が得られる.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\beta/M \\ -\gamma/M \end{bmatrix} f(y_1) \quad (4.11)$$

4.4 リアプノフ関数を用いた到達条件の導出

(4.11) 式の系に対してスカラー関数

$$V(y_1, y_2) = \frac{M}{2\gamma} y_2^2 + \int_0^{y_1} f(y_1) dy_1 \quad (4.12)$$

を導入すると, その時間導関数は次式で表される.

$$\dot{V}(y_1, y_2) = -\frac{D}{\gamma} y_2^2 - \frac{\beta}{M} f(y_1)^2 \quad (4.13)$$

このとき, $M > 0, D > 0$ であるから, 系統の解軌道に沿って $\dot{V}(y_1, y_2) < 0$ を満たすためには

$$\left. \begin{array}{l} \gamma > 0 \\ \beta \geq 0 \end{array} \right\}$$

であればよい. そこで, フィードバック利得について

$$\left. \begin{array}{l} \alpha > -1 \\ \beta \geq 0 \end{array} \right\} \quad (4.14)$$

さらに, α と β の関係について

$$(1 + \alpha) - \alpha_2 \beta > 0 \quad (4.15)$$

を満たすように選定すれば, (4.11) 式の系の安定平衡点を含むある有界な領域で

$$\cdot V(0, 0) = 0, \dot{V}(0, 0) = 0$$

$$\cdot V(y_1, y_2) > 0, \dot{V}(y_1, y_2) < 0; y_1 \neq 0, y_2 \neq 0$$

が成立し、(4.12) 式の V 関数は本制御系に対するリアプノフ関数となる。このとき、システムの安定限界を表す正のスカラー値、すなわち、しきい値 V_c に対して

$$V(y_1, y_2) < V_c \quad (4.16)$$

を満たす領域内でシステムの漸近安定が保証される。しきい値は $\text{grad} V = 0$ による次式

$$\left. \begin{aligned} f(y_1) &= 0 \\ \frac{M}{\gamma} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

を y_1, y_2 について解くことによって得られる最小のあん点 $y_1^c, y_2^c = 0$ を用いて

$$V_c = V(y_1^c, 0) \quad (4.18)$$

で与えられる。なお、非線形関数 $f(y_1)$ と無制御 $u = 0$ ($\alpha = \beta = 0$) の場合の $f(x_1)$ は y_1 と x_1 に関して同形であるから、この V_c は利得 α, β の値にかかわらずしきい値として適用できる。また、制御開始時に到達条件をフィードバック利得について評価することの容易さから (4.12) 式の V 関数を (y_1, x_2) 空間で考察することになると、 $y_2 = \gamma x_2$ により $V(y_1, x_2)$ は次式で表される。

$$V(y_1, x_2) = \frac{\gamma M}{2} x_2^2 + \int_0^{y_1} f(y_1) dy_1 \quad (4.19)$$

さて、図 4.1 の $sx_1 < 0$ の領域に初期値が存在する場合、この V 関数を用いて到達条件を導くことはもちろん可能であるが、その評価手順が複雑になること、また十分条件としての到達条件が控え目になり過ぎる場合がある。そこで、本制御システムでは初期値の存在する領域を二つに分け、システムの安定限界に直接かわる $sx_1 > 0$ の領域では上述の V 関数を用いて評価し、 $sx_1 < 0$ の領域では V 関数を用いない簡単な方法で評価する。

4.4.1 $sx_1 > 0$ の領域に初期値が存在する場合

制御開始時間 t_0 の状態を初期値として

$$x_{10} = x_1(t_0), \quad x_{20} = x_2(t_0) \quad (4.20)$$

で表す。本制御に関する (3.16) 式のパラメータ c および移相器のフィードバック利得 α_1 について等号条件を採用すると、それらは

$$\left. \begin{aligned} c &= a_{1\min}\beta + a_{2\min} \\ \alpha_1 &= -1 + c(a_{1\max}\beta + a_{2\max} - c)/a_{1\min} \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

で表され、 $(1 + \alpha_1)$ を β で表すと次式のようになる。

$$\begin{aligned} 1 + \alpha_1 &= (a_{1\min}\beta + a_{2\min})\{(a_{1\max} - a_{1\min})\beta \\ &\quad + (a_{2\max} - a_{2\min})\}/a_{1\min} \end{aligned} \quad (4.22)$$

上式において $\beta \geq 0$ を満たす任意の β の値に対して $(1 + \alpha_1) > 0$ が成立し、 β の増加に対して一様に増加する。また、 $\gamma = (1 + \alpha_1) - a_2\beta$ において、 $\gamma > 0$ の条件を満たす必要があるから、パラメータ a_2 の変動について γ の条件に余裕をもたせた値を採用し

$$\gamma = (1 + \alpha_1) - a_{2\max}\beta \quad (4.23)$$

とする。このとき、 γ は (4.22) 式を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma &= \{a_{1\min}(a_{1\max} - a_{1\min})\beta^2 + a_{2\min}(a_{1\max} - 2a_{1\min})\beta \\ &\quad + a_{2\min}(a_{2\max} - a_{2\min})\}/a_{1\min} \end{aligned} \quad (4.24)$$

ここで、 $a_{1\min}$ について次式の条件

$$a_{1\max} - 2a_{1\min} \geq 0 \quad (4.25)$$

を満たすように設定することになると、 β の増加とともに γ は一様に増加する。

以上 β で表した $(1 + \alpha_1)$ と γ を (4.19) 式のリアプノフ関数に代入し、(4.20) 式の初期値 (制御開始時刻 t_0) における V 関数の評価値を利得 β に依存する形式で次のように表す。

$$V(t_0; \beta) = \frac{M}{2} (k_1\beta^2 + k_2\beta + k_3)x_{20}^2 + \int_0^{Y_{10}} f(y_1) dy_1 \quad (4.26)$$

ここに、

$$Y_{10} = (k_1\beta^2 + k_4\beta + k_3)x_{10} + \beta x_{20}$$

$$k_1 = a_{1\max} - a_{1\min}$$

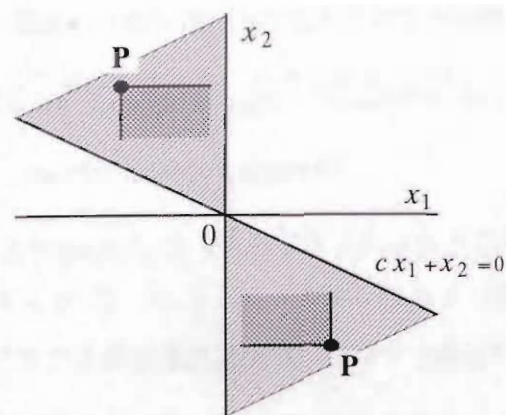
$$k_2 = a_{2\min}(a_{1\max} - 2a_{1\min})/a_{1\min}$$

$$k_3 = a_{2\min}(a_{2\max} - a_{2\min})/a_{1\min}$$

$$k_4 = a_{2\max} - a_{2\min} + a_{2\min}(a_{1\max} - a_{1\min})/a_{1\min}$$

ここで、 β を小さくすると系の安定領域を拡大でき、 $V(t_0; \beta)$ の評価値について

$$\begin{aligned} \lim_{\beta \rightarrow 0} V(t_0, \beta) &= \frac{Mk_3}{2} x_{20}^2 + \int_0^{k_3 x_{10}} f(y_1) dy_1 \\ &< V_c \end{aligned} \quad (4.27)$$

図 4.2: $sx_1 < 0$ 領域における到達条件

の成立する初期値 (x_{10}, x_{20}) に対して系は漸近安定, すなわちスライディングモード切換え線への到達条件が成立する. 一方, (4.13) 式において, リアプノフの漸近安定性定理から β は大きいことが望ましい. しかし, β を大きくしていくと $V(t_0; \beta)$ の値も大きくなり

$$V(t_0; \beta_c) = V_c \quad (4.28)$$

の成立する利得 β の臨界値 β_c が存在する. したがって, β を

$$0 \leq \beta < \beta_c \quad (4.29)$$

の範囲内に選定すれば系は漸近安定, すなわち到達条件が成立する. このように前節で問題に残ったパラメータ選定の曖昧さについて, (4.29) 式の選定条件を示すことができた.

4.4.2 $sx_1 < 0$ の領域に初期値が存在する場合

スライディングモードの発生条件式の等号条件を採用すると

$$\left. \begin{aligned} c &= a_{1min}\beta + a_{2min} \\ \alpha_2 &= \{-1 + c(a_{1min}\beta + a_{2min} - c)/a_{1max}\} \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

となり, この場合任意の β に対して $\alpha_2 = -1$ であるからリアプノフ関数を成立させる (4.14), (4.15) 式の条件を満足しない. このため前述の V 関数を利用せず, 以下のように到達条件を評価する.

一般に, 原点 (安定平衡点) 以外の初期値における系は加速 (または減速) エネルギーを有しており, 移相器はこの外乱に起因する系のエネルギーを減速 (または加速) エネルギーにより補償し動揺を抑制する. いま, 動揺を抑制するためのエネルギーを小さく見積もるこ

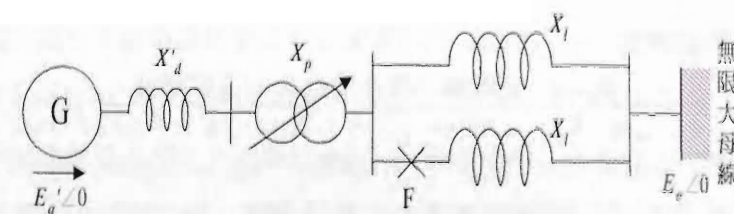


図 4.3: 例題系統

ととして係数 a_1, a_2 の最小値を選び, $\sigma = x_1 - u$ を考慮して (4.2) 式の第2式をつぎのよう

$$\dot{x}_2 = -a_{2min}x_2 - a_{1min}(x_1 - u)$$

このとき, $u = -(\alpha_2 x_1 + \beta x_2)$ において $\alpha_2 = -1$ を考慮すると次式の関係が得られる.

$$\dot{x}_2 = -(a_{1min}\beta + a_{2min})x_2 \quad (4.31)$$

上式の解は

$$x_2(t) = x_{20} \exp\{-(a_{1min}\beta + a_{2min})t\}$$

であるから, 任意の β に対して $|x_2(t)|$ は時間経過とともに常に減少する. また, この $x_2(t)$ を (4.2) 式の第1式 $\dot{x}_1 = x_2$ に代入して解くと, $x_1(t)$ は初期値 x_{10} について $x_{10} < 0$ のとき正方向, $x_{10} > 0$ のとき負の方向へ移動する.

以上より, 領域 $sx_1 < 0$ 内の任意の初期値 (P 点) から出発した系の解軌道は, 図 4.2 の x_1 - x_2 位相面上の二重に斜線を施した部分に動くので直接切換え線に到達するか, または領域 $sx_1 > 0$ との境界に達したのち 4.4.1 節で述べた V 関数利用による到達条件を与えることによって切換え線 $s = 0$ に到達させることができる.

4.5 数値シミュレーションによる検討

制御開始において系が漸近安定であれば, 状態が切り換え線に到達することを示すために, 図 4.3 に示す例題系統の F 点に 3 相短絡故障の発生 ($t = 0$) を想定し, $t_0 = 0.19$ 秒後に故障回線を除去してそのまま一回線送電で系統を安定化する場合について考察した. 表 4.1 に系統の機器定数および初期運転状態を, 表 4.2 に移相器のパラメータ選定の一例をそれぞれ示す. 表中, a_{2max} は図 3.6 の非線形関数の原点における接線の勾配を目安とし, a_{2min} に

表 4.1: 発電機の機器定数および初期値

$X'_d = 0.2\text{pu}$, $X_q = 0.89\text{pu}$, $X_e = 1.02\text{pu}$, $M = 0.012\text{s}^2/\text{rad}$, $D = 0.011\text{s/rad}$, $E'_{qs} = 1.1893\text{pu}$, $E_e = 1.0\text{pu}$, $\delta_s = 0.8833\text{rad}$ (= 50.6deg), $P_{es} = 0.6123\text{pu}$, $V_{ts} = 1.1538\text{pu}$, $\delta_0 = 0.61087\text{rad}$ (= 40.4deg)

表 4.2: パラメータ選定の一例

$a_{1max} = 82$, $a_{1min} = 20$, $a_{2max} = 1.2$, $a_{2min} = 0.5$ (a_2 の ノミナル値: 0.9167), $\beta = 0.069$, $c = 1.88$, $\alpha_1 = -0.532$, $\alpha_2 = -1$
--

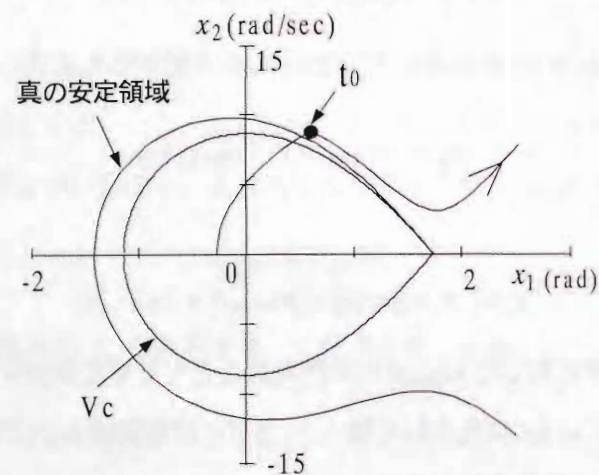


図 4.4: 位相面軌跡 (無制御)

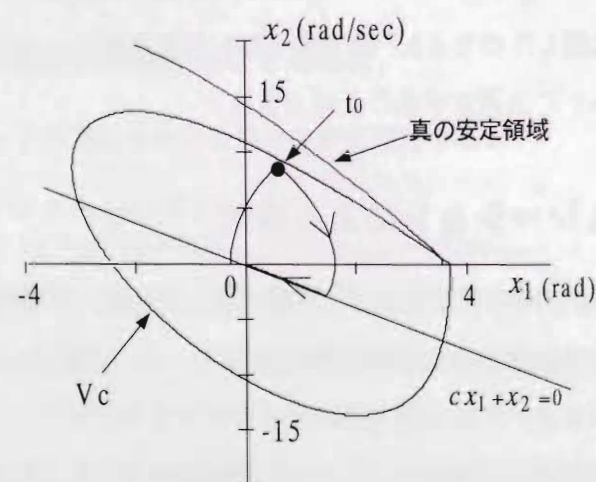


図 4.5: 位相面軌跡 (スライディングモード制御)

についても (4.25) 式の条件を満たすように選定した。また, a_2 の変動幅があらかじめ明確になるわけではないが, そのノミナル値を中心として想定した値である。

図 4.4 は本移相器制御を施さない場合の位相面軌跡を示したもので, 解軌道は第 1 象限内でそのまま発散する。これに対して図 4.5 に示す提案の制御を施した場合は系の安定領域を拡大され, 制御開始時刻 $t_0 = 0.19$ 秒における系統の V 関数による評価は漸近安定となる。すなわち解軌道は第 4 象限に移行し到達条件が満足される。

4.6 結言

電力系統のような強い非線形性をもつシステムにおいては制御開始時の状態 (初期状態) によって状態が切換え線に到達せず系が不安定になってしまうことも考えられる。したがって, スライディングモードの発生する条件だけでなく任意の初期値から超平面に到達する到達条件を求めることが必要となる。切換え線への到達について制御開始時における状態 (初期状態) の漸近安定性の面から考察し, 漸近安定性の評価にはリアプノフ関数を用いた。また, 前章で問題に残った移相器のパラメータおよび利得選定の曖昧さの問題を解決するためフィードバック利得を変数に持つリアプノフ関数を構成し, 系の漸近安定が保証されるフィードバック利得の値の範囲を求めた。

導出した到達条件の妥当性を検証するために, 本制御を施さないとき不安定となる系に対して数値シミュレーションを行った。その結果, 本制御を施すことにより初期状態が漸近安定となり状態が切換え線に到達することを確認した。このことは本制御により漸近安定領域が拡大されたことに相当する。

前章および本章において, 移相器によるスライディングモード制御系の構成手法および安定化制御効果について検討し, その有効性を確認した。今後は一般系統への応用として, 多機系統における移相器のスライディングモード制御系の構成や他の安定化制御器との協調制御などについて検討が必要と考える。

第5章 多機系統における移相器のスライディングモード制御

5.1 緒言

第3章および第4章では一機無限大母線系統においてスライディングモードの発生する条件および切換え線への到達条件を導出した。本章は多機電力系統において簡潔にスライディングモード制御を構成する。一般に多機系統における安定化制御法の理論構成を行うとき、発電機の入出力にかかわる系統の非線形関数の取り扱いについて難しさが生じるため、一機無限大母線系統での理論をそのまま応用することはできない。そこで、一般多機電力系統において過渡安定度解析などに通常用いられるいくつかの仮定を想定し、移相器のスライディングモード制御を構成する。

また、多機系統においては多入力・多出力による制御系構成の煩雑さがあり、制御利得などは評価関数などを用いて試行錯誤により求められることが多く理論的な導出方法が求められている[TCI+94]。本文ではN次の制御システムをN個の1入力・1出力のサブシステムに分割し、各サブシステムにおいてスライディングモードの発生条件および切換え面への到達条件を満足する制御利得を決定する。各サブシステムにおける制御利得選定については、前節で示した一機無限大母線系統における移相器の制御利得選定と同様の手順で行うことができるため、制御利得を一意に決定することが可能となる。

本章は以下、第2節および第3節で多機系統におけるスライディングモードの発生条件、切換え面への到達条件を導出する。第4節では2機8母線一機無限大母線系統において数値シミュレーションを行い、多機電力系統における発生条件・到達条件の妥当性を示し、発電機の相差角偏差および電気出力の時間応答から本制御の過渡安定度向上に対する有効性を示す。

5.2 多機系統におけるスライディングモードの発生条件

一般多機電力系統に対して、通常過渡解析に用いられる以下の仮定をおく。

5.2. 多機系統におけるスライディングモードの発生条件

1. 多機電力系統の中に基準母線の一つ想定できるものとし、これを無限大母線に近似してN機一無限大母線系統を考える
2. 発電機の機械入力および過渡リアクタンス背後電圧一定
3. 系統の伝達コンダクタンス成分を無視
4. 移相器制御の遅れを無視

さらに、多機系統の解析を容易にし簡潔な制御原理を解明するために、N機すべての発電機端に移相器を設置するものとする。このとき、移相器制御を行う一般多機系統の動特性は次式のように表される。

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (5.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -M^{-1}Dx_2 - M^{-1}C_0^T f(\sigma) \\ \sigma &= C_0(x_1 - u) \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

$$u = -(\alpha x_1 + \beta x_2) \quad (5.3)$$

ここに、

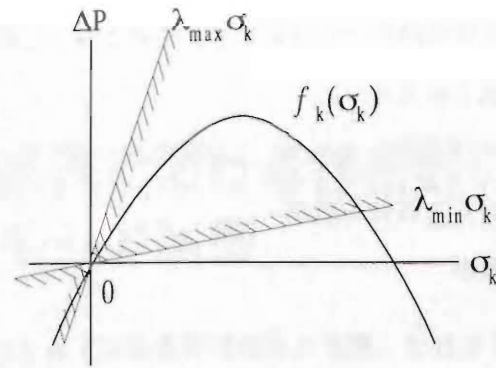
$$\left. \begin{aligned} x_1 &= [\delta_1 - \delta_1^s \quad \delta_2 - \delta_2^s \quad \cdots \quad \delta_N - \delta_N^s]^T, \\ \delta_{N+1} &= \delta_{N+1}^s = 0 \\ x_2 &= dx_1/dt \\ u &= [u_1 \quad u_2 \quad \cdots \quad u_N]^T \\ M &= \text{diag}(M_i) \\ D &= \text{diag}(D_i) \\ \sigma &= [\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \cdots \quad \sigma_L]^T \\ f(\sigma) &= [f_1(\sigma_1) \quad f_2(\sigma_2) \quad \cdots \quad f_L(\sigma_L)]^T \\ f_k(\sigma_k) &= E_i E_j B_{ij} \{ \sin(\sigma_k + \delta_{ij}^s) - \sin \delta_{ij}^s \} \\ \delta_{ij}^s &= \delta_i^s - \delta_j^s \\ k &= (i-1)(n+1) - i(i+1)/2 + j \\ L &= N(N+1)/2 \\ 1 &\leq i < j \leq N+1 \end{aligned} \right\}$$

(5.2) 式の非線形関数 $f(\sigma)$ を一般的な線形化表現を用いて以下のように近似する。

$$f(\sigma) = F\sigma \quad (5.4)$$

ここで、係数行列 F に関して

$$F_{km} = \left. \frac{\partial f_k(\sigma_k)}{\partial \sigma_m} \right|_{\sigma_k=0} \quad (k, m = 1, 2, \cdots, L) \quad (5.5)$$

図 5.1: 発電機 i の相差角-電気出力特性

より, $k \neq m$ のとき $F_{km} = 0$ となるため F は $L \times L$ の対角行列となる. (5.4) 式を (5.2) 式に代入すると

$$\begin{aligned}\dot{x}_2 &= -Ax_2 - M^{-1}C_0^T F \sigma \\ &= -Ax_2 - M^{-1}C_0^T F C_0(x_1 - u)\end{aligned}\quad (5.6)$$

ここに,

$$A = M^{-1}D : N \times N \text{ 次の対角行列}$$

が得られる. 上記の線形モデルは安定平衡点で線形近似を行っているため擾乱が小さい場合に有効な表現方法であり, このままでは大擾乱を扱うことはできない. そこで第3章3.3.2節で示したように, 線形モデルにおいて非線形特性を線形化した関数の傾きに関するパラメータの変動として取り扱う方法を採用する. これにより, 図5.1に示すように係数行列 F の k 次の対角成分 F_k に対して

$$\lambda_{\min} \leq F_k \leq \lambda_{\max} \quad (k = 1, 2, \dots, L)$$

の範囲で変動を許容すると次式に示す線形化モデルが得られる.

$$\left. \begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -Ax_2 - \lambda H(x_1 - u) \\ u &= -(\alpha x_1 + \beta x_2) \\ \text{ここに,} \\ H &= M^{-1}C_0^T C_0 \\ \lambda_{\min} &\leq \lambda \leq \lambda_{\max}\end{aligned}\right\} \quad (5.7)$$

上式において H は $N \times N$ の定数行列である. また, λ_{\min} および λ_{\max} は第3章3.3.2節と同様にシミュレーションなどを含む経験的な観点から適切な値を選定することが必要なる.

つぎに, 本システムのスライディングモード切換え面を次式のように設定する.

$$\left. \begin{aligned}S &= Cx_1 + x_2 \\ \text{ここに,} \\ C &= \text{diag}(c_i), c_i > 0 \quad (i = 1, 2, \dots, N)\end{aligned}\right\} \quad (5.8)$$

また, リアプノフのテスト関数として

$$V_s(x_1, x_2) = \frac{1}{2} S^T S \quad (5.9)$$

を導入すると, $S = 0$ におけるスライディングモードの存在条件は

$$\dot{V}_s(x_1, x_2) \leq 0 \quad (5.10)$$

で与えられる [Utk77, Utk, HH85, DZM88, ND94]. ここで, テスト関数 V の時間導関数は

$$\begin{aligned}\dot{V}_s(x_1, x_2) &= \frac{1}{2} (\dot{S}^T S + S^T \dot{S}) \\ &= S^T \dot{S}\end{aligned}$$

となる. また, S の時間導関数 \dot{S} は (5.7) 式より

$$\begin{aligned}\dot{S} &= C\dot{x}_1 + \dot{x}_2 \\ &= Cx_2 - Ax_2 - \lambda H(x_1 + \alpha x_1 + \beta x_2) \\ &= (C - A - \lambda H\beta)x_2 - \lambda H(I + \alpha)x_1\end{aligned}$$

となる. 以上の二式から \dot{V}_s は次式のようになる.

$$\begin{aligned}\dot{V}_s(x_1, x_2) &= S^T (C - A - \lambda H\beta)S \\ &\quad - S^T \{(C - A - \lambda H\beta)C + \lambda H(\alpha + I)\}x_1\end{aligned} \quad (5.11)$$

ここに, I は $N \times N$ の単位行列

移相器のフィードバック利得 α および β は (5.11) 式が (5.10) 式の条件を満足するように選ばれる. このとき一つの移相器のフィードバック利得は系統全体の状態量を用いて決定されるため, α および β を直接選ぶことは難しい. 本文では移相器のフィードバック利得行列 α, β を一意に選定するために, 制御パラメータ行列として $N \times N$ の対角行列 α_D, β_D (以下, 制御パラメータと呼ぶ) を以下のように定義する.

$$\left. \begin{aligned}\alpha_D &\stackrel{\text{def}}{=} H(\alpha + I) \\ \beta_D &\stackrel{\text{def}}{=} H\beta\end{aligned}\right\} \quad (5.12)$$

制御パラメータ α_D および β_D を (5.11) 式に代入すると

$$\begin{aligned}\dot{V}_s(x_1, x_2) &= S^T (C - A - \lambda \beta_D)S \\ &\quad - S^T \{(C - A - \lambda \beta_D)C + \lambda \alpha_D\}x_1\end{aligned} \quad (5.13)$$

が得られる。上式の係数行列 $(C - A - \lambda\beta_D)$ および $\{(C - A - \lambda\beta_D)C + \lambda\alpha_D\}$ は対角行列となり、 \dot{V}_s は次式のように表せる。

$$\dot{V}_s(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^N \left[(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})s_i^2 - \{(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})c_i + \lambda\alpha_{Di}\}s_ix_{1i} \right] \quad (5.14)$$

ここに、 a_i は定数行列 A の i 次対角成分

上式において (5.10) 式の条件が成り立つためには、右辺の二つの項がそれぞれ負の値をとればよいから

$$\left. \begin{aligned} (c_i - a_i - \lambda\beta_{Di}) &\leq 0 \\ \{(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})c_i + \lambda\beta_{Di}\} &\geq 0 \quad (s_ix_{1i} > 0) \\ \{(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})c_i + \lambda\beta_{Di}\} &\leq 0 \quad (s_ix_{1i} < 0) \\ (i &= 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

なる条件式が得られる。ここで、非線形特性を表すためのパラメータ変動を

$$\left. \begin{aligned} a_{min} &\leq a_i \leq a_{max} \quad (i = 1, 2, \dots, N) \\ \lambda_{min} &\leq \lambda \leq \lambda_{max} \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

のように設定すると、 c_i および α_{Di} について次の条件式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} c_i &\leq \lambda_{min}\beta_{Di} + a_{min} \\ \alpha_{D1i} &\geq \max_{\lambda, a_i} [(\lambda\beta_{Di} - a_i - c_i)c_i/\lambda] \quad (s_ix_{1i} > 0) \\ \alpha_{D2i} &\leq \min_{\lambda, a_i} [(\lambda\beta_{Di} - a_i - c_i)c_i/\lambda] \quad (s_ix_{1i} < 0) \\ (i &= 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\}$$

よって、多機電力系統においてスライディングモードの発生する条件は次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} c_i &\leq \lambda_{min}\beta_{Di} + a_{min} \\ \alpha_{D1i} &\geq (\lambda_{max}\beta_{Di} - a_{max} - c_i)c_i/\lambda_{min} \quad (s_ix_{1i} > 0) \\ \alpha_{D2i} &\leq (\lambda_{min}\beta_{Di} - a_{min} - c_i)c_i/\lambda_{max} \quad (s_ix_{1i} < 0) \\ (i &= 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

この条件式を満たすように適当な c_i , α_{D1i} , α_{D2i} および β_{Di} を選定し、(5.12) 式の逆変換

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= H^{-1}\alpha_D - I \\ \beta &= H^{-1}\beta_D \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

により移相器のフィードバック利得行列 α および β が求められる。

5.3 切換え面への到達条件

本節では第4章に示した手順に従い、切換え面への到達条件を導出する。ここで、一機無限大母線系統と多機系統を比較した場合の大きな違いは、設定する超平面が前者では直線 (switching line) であるのに対して、後者では面 (switching plane) になるところにある。

(5.1) 式および (5.2) 式に対して制御パラメータ α_D , β_D を用いて次式の座標変換を行う。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_D & \beta_D \\ 0 & \gamma_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

ここに、 $\gamma_D = \alpha_D - \beta_D M^{-1}D$

このとき、それぞれの式に相似な次式の系が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 - \beta_D M^{-1}C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ \dot{y}_2 &= -\gamma_D M^{-1}D\gamma_D^{-1}y_2 - \gamma_D M^{-1}C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ \dot{\hat{\sigma}} &= C_0 y_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

上式の系に対してスカラー関数

$$V(y_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2}y_2^T Q y_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \quad (5.21)$$

を導入すると、 V の時間導関数は次式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) &= y_2^T Q \dot{y}_2 + f(\hat{\sigma})^T C_0 \dot{y}_1 \\ &= -y_2^T Q \gamma_D M^{-1}D\gamma_D^{-1}y_2 - y_2^T Q \gamma_D M^{-1}C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ &\quad + y_2^T C_0^T f(\hat{\sigma}) - f(\hat{\sigma})^T C_0 \beta_D M^{-1}C_0^T f(\hat{\sigma}) \end{aligned} \quad (5.22)$$

上式において Q は $N \times N$ の正定値対称行列であり、 $Q = M\gamma_D^{-1}$ に選定すると、(5.21) 式および (5.22) 式はそれぞれ次のように表される。

$$V(y_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2}y_2^T M\gamma_D^{-1}y_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \quad (5.23)$$

$$\dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) = -y_2^T D\gamma_D^{-1}y_2 - f(\hat{\sigma})^T C_0 \beta_D M^{-1}C_0^T f(\hat{\sigma}) \quad (5.24)$$

系の解軌道に沿って $\dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) < 0$ を満たすためには、 $M_i > 0$, $D_i > 0$ から、 $\gamma_{Di} > 0$ および $\beta_{Di} \geq 0$ なる条件が必要となる。そこで、制御パラメータについて

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{Di} &> 0 \\ 0 &\leq \beta_{Di} < \alpha_{Di}M_i/D_i \\ (i &= 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

を満たすように選定すれば、(5.20) 式の系の安定平衡点を含むある有界な領域で

$$\begin{aligned} &\bullet V(0, 0) = 0, \quad \dot{V}(0, 0) = 0 \\ &\bullet V(y_2, \hat{\sigma}) > 0, \quad \dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) < 0 \quad (y_2 \neq 0, \hat{\sigma} \neq 0) \end{aligned}$$

が成立し、(5.23) 式の V 関数は本制御系に対するリアプノフ関数となる。このとき、系の安定限界を表す正のスカラ値、すなわち、しきい値 V_c に対して

$$V(y_2, \hat{\sigma}) < V_c \quad (5.26)$$

を満たす領域で系の漸近安定が補償される。ここで、しきい値は ξ 個 ($\xi \leq 2^{2N-1} - 1$) の鞍点における V の最小値であり、次式のように表される。

$$V_c = \min_{1 \leq i \leq \xi} [V(0, C_0 y_{1i}^c)] \quad (5.27)$$

また、鞍点は $\text{grad } V = 0$ による次式

$$\left. \begin{aligned} C_0^T f(C_0 y_1) &= 0 \\ M \gamma_D^{-1} y_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

を y_1 および y_2 について解くことにより得られる。なお、非線形関数 $f(C_0 y_1)$ と無制御 ($u = 0$) の場合の $f(C_0 x_1)$ は y_1 および x_1 に関して同形であるから、この V_c は利得 α および β の値に関わらずしきい値として適用できる。また、到達条件をフィードバック利得について評価できるという容易さから、(5.23) 式の V 関数を $(x_2, \hat{\sigma})$ 空間で考察すると、 $\hat{\sigma} = C_0 y_1$ より $V(x_2, \hat{\sigma})$ は次式で表される。

$$V(x_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2} x_2^T \gamma_D M x_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \quad (5.29)$$

上記の V 関数を用いて到達条件を導くとき、 $s_i x_{1i} < 0$ ($i = 1, 2, \dots, N$) の領域に初期値が存在する場合はその評価手順が複雑になること、また十分条件としての到達条件が控え目になりすぎることがある。そこで、評価方法を初期値の存在する領域により二つに分け、系統の安定限界に直接かわる $s_i x_{1i} > 0$ の領域では上述の V 関数を用い、 $s_i x_{1i} < 0$ の領域では V 関数を用いない簡単な方法で評価する。

5.3.1 $s_i x_{1i} > 0$ の領域に初期値が存在する場合

制御開始時間 (t_0) の状態を初期値として、状態量 x_1 および x_2 を

$$x_{10} = x_1(t_0), \quad x_{20} = x_2(t_0) \quad (5.30)$$

で表す。制御パラメータおよび利得に関して (5.2) 式の等号条件を採用すると

$$\left. \begin{aligned} c_i &= a_{\min} + \lambda_{\min} \beta_{Di} \\ \alpha_{Di} &= (\lambda_{\max} \beta_{Di} - a_{\max} - c_i) c_i / \lambda_{\min} \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

が得られ、上式の第2式に第1式を代入すると α_{Di} は次式に示すように β_{Di} で表すことができる。

$$\begin{aligned} \alpha_{Di} &= \{(\lambda_{\max} - \lambda_{\min}) \beta_{Di} + (a_{\max} - a_{\min})\} \\ &\quad \times (a_{\min} + \lambda_{\min} \beta_{Di}) / \lambda_{\min} \end{aligned} \quad (5.32)$$

上式から $\beta_{Di} \geq 0$ を満たす任意の β_{Di} に対して $\alpha_{Di} \geq 0$ が成立し、 β_{Di} の増加に対して α_{Di} も一様に増加する。また、(5.19) 式の $\gamma_{Di} = \alpha_{Di} - \beta_{Di} a_i$ において $\gamma_{Di} \geq 0$ を満足する必要があるため、パラメータ変動 a_i について γ_{Di} に余裕をもたせた値を採用し

$$\gamma_{Di} = \alpha_{Di} - \beta_{Di} a_{\max} \quad (5.33)$$

とする。(5.33) 式に (5.32) 式を代入すると、 γ_{Di} は次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma_{Di} &= (\lambda_{\max} - \lambda_{\min}) \beta_{Di}^2 + (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min} \beta_{Di} \\ &\quad + (a_{\max} - a_{\min}) a_{\min} / \lambda_{\min} \end{aligned} \quad (5.34)$$

ここで、 λ_{\max} および λ_{\min} について

$$\lambda_{\max} - 2\lambda_{\min} \geq 0 \quad (5.35)$$

を満足するように選定されると、 γ_{Di} は β_{Di} の増加とともに単調に増加する。

以上の β_{Di} で表された α_{Di} および γ_{Di} を (5.29) 式に代入すると、初期時間 t_0 における V 関数値は以下のように表せる。

$$V(t_0; \beta_D) = \frac{1}{2} x_{20}^T (k_1 \beta_D^2 + k_2 \beta_D + k_3 I) x_{20} + \int_0^{\hat{\sigma}_0} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \quad (5.36)$$

ここに、

$$\hat{\sigma}_0 = C_0 \{ (k_1 \beta_D^2 + k_2 \beta_D + k_3 I) x_{10} + \beta_D x_{20} \}$$

$$k_1 = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$$

$$k_2 = (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min}$$

$$k_3 = (a_{\max} - a_{\min}) a_{\min} / \lambda_{\min}$$

$$k_4 = a_{\max} + (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min}$$

このとき、制御パラメータ β_D の各対角成分を小さくしていくと系の安定領域を拡大でき、 $V(t_0; \beta_D)$ の評価値について

$$V(t_0; \beta_D=0) = \frac{k_3}{2} x_{20}^T M x_{20} + \int_0^{k_3 C_0 x_{10}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} < V_c \quad (5.37)$$

の成立する初期値 (x_{10}, x_{20}) に対して系は漸近安定となり、スライディングモードの切換え面への到達条件が成立する。

一方、(5.24) 式においてリアプノフの漸近安定性定理から β_D の各対角成分は大きいことが望ましい、しかし、それらの値を大きくしていくと $V(t_0; \beta_D)$ の値も大きくなり

$$V(t_0; \beta_{Dc}) = V_c \quad (5.38)$$

の成立する臨界値 β_{Dc} が存在する。したがって、制御パラメータ β_D について (5.37) 式および (5.38) 式の範囲内に選定すれば系は漸近安定、すなわち到達条件が成立する。また、選定した β_D を用いて C および α_{D1} が (5.31) 式により決定される。

5.3.2 $s_i x_{1i} < 0$ の領域に初期値が存在する場合

(5.2) 式で表されるスライディングモードの発生する条件式の等号条件を採用すると

$$\left. \begin{aligned} c_i &= a_{min} + \lambda_{min} \beta_{Di} \\ \alpha_{D2i} &= (\lambda_{min} \beta_{Di} - a_{min} - c_i) c_i / \lambda_{max} \end{aligned} \right\} \quad (5.39)$$

となり、この場合任意の β_{Di} に対して $\alpha_{D2i} = 0$ であるからリアプノフ関数を成立させる (5.25) 式の条件を満足しない。このため前述の V 関数を利用せず、以下のように到達条件を評価する。

一般に、原点（安定平衡点）以外の初期値における系は加速（または減速）エネルギーを有しており、移相器はこの外乱に起因する系のエネルギーを減速（または加速）エネルギーにより補償し動揺を抑制する。いま、動揺を抑制するためのエネルギーを小さく見積もることとして係数 a_i 、 λ の最小値を選ぶと、線形化モデルは次式のように表すことができる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -a_{min} x_2 - \lambda_{min} H(x_1 - u) \\ u &= -(\alpha x_1 + \beta x_2) \end{aligned} \right\} \quad (5.40)$$

上式において $\alpha_{D2i} = 0$ を考慮すると、 \dot{x}_2 の各成分が

$$\dot{x}_{2i} = -(\lambda_{min} \beta_{Di} + a_{min}) x_{2i}$$

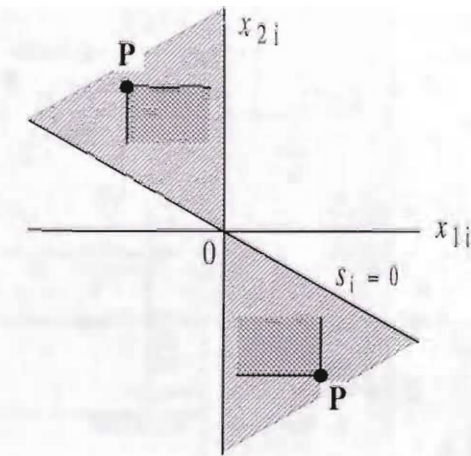


図 5.2: $s_i x_{1i} < 0$ の領域における到達条件

と表される。上式の解は

$$x_{2i}(t) = x_{20i} \exp\{-(\lambda_{min} \beta_{Di} + a_{min})t\}$$

であるから、任意の β_{Di} に対して $|x_{2i}(t)|$ は時間経過とともに常に減少する。また、この $x_{2i}(t)$ を (5.40) 式の第 1 式に代入して解くと、 $x_{1i}(t)$ は初期値 x_{10} について $x_{10} < 0$ のとき正方向、 $x_{10} > 0$ のとき負の方向へ移動する。

以上より、図 5.2 の x_{1i} - x_{2i} 位相面において、領域 $s_i x_{1i} < 0$ 内の任意の初期値（P 点）から出発した系の解軌道は二重に斜線を施した部分に動くので直接切換え線に到達するか、または領域 $s_i x_{1i} > 0$ との境界に達し、そこからは 5.3.1 節で述べた V 関数利用による到達条件を与えることによって切換え面 $s_i = 0$ に到達させることができる。

5.4 例題系統の数値シミュレーションによる検討

多機電力系統の一例として図 5.3 に示す 2 機—無限大母線系統を用い、本制御原理に基づく計算機シミュレーションを行った。表 5.1 に系統の機器定数および初期運転状態を示す。表 5.2 は移相器のフィードバック利得選定の一例である。シミュレーションは送電線路の F 点に $t = 0$ で 3 相短絡故障の発生を想定し、 $t_0 = 0.42$ 秒後に故障回線を除去した場合について考察した。

まず、制御開始時 $t_0 = 0.42$ の発電機の状態量 x_1, x_2 を用いて V 関数値の比較を行った。本数値例におけるしきい値は $V_c = 0.3083$ であるのに対して、無制御の場合は $W(t_0) = 0.3315$

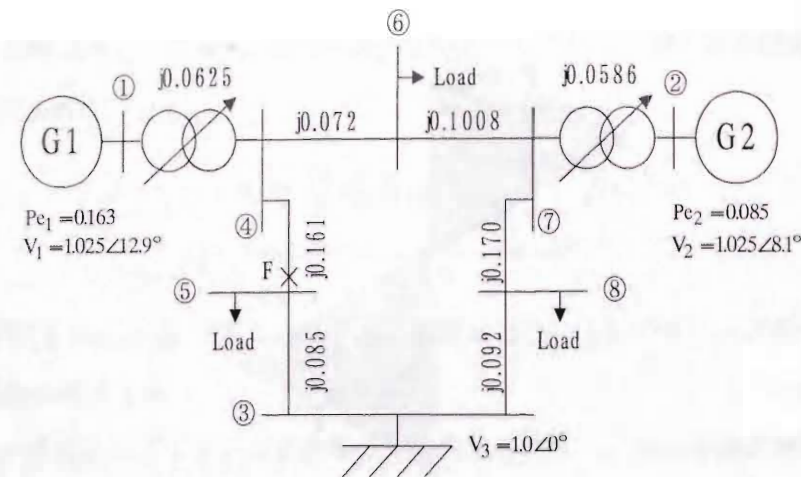


図 5.3: 例題系統

表 5.1: 発電機の機器定数および初期値

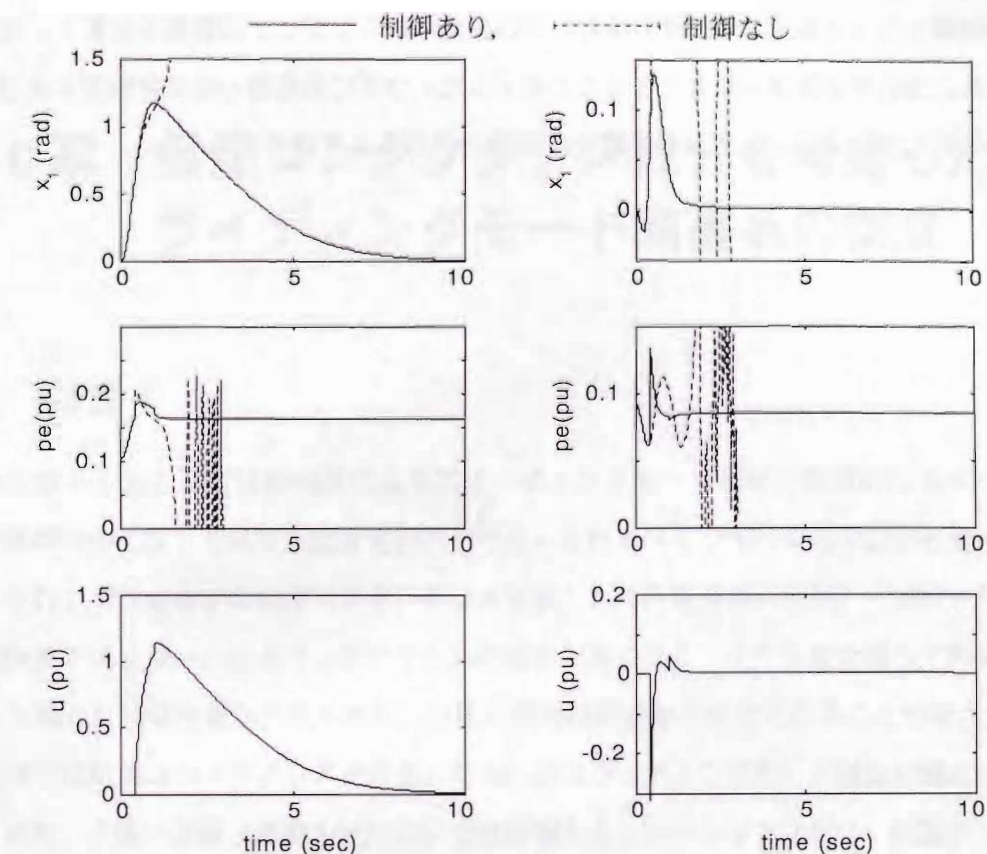
	M (sec)	D (pu)	X_d (pu)	X'_d (pu)	E (pu)	δ^s (rad)
G1	9.0	2.0	1.651	0.232	1.141	1.179
G2	6.0	2.0	1.220	0.174	1.077	0.737

表 5.2: 制御パラメータの一選定例

$a_{max} = 0.2, a_{min} = 0.05, r_{max} = 2.0, r_{min} = 0.5, c_1 = 0.059, c_2 = 0.074, \alpha_{D1_1} = 0.0215, \alpha_{D1_2} = 0.0335, \alpha_{D2_1} = 0, \alpha_{D2_2} = 0, \beta_{D1} = 0.02, \beta_{D2} = 0.05$

(第 4.3.2 節参照), 本制御を行った場合は $V(t_0) = 0.0508$ である. よって, $V(t_0) < V_c < W(t_0)$ が成立し, 本制御により系が漸近安定となり到達条件が満足されることを示している.

つぎに, 発電機の時間応答について検討する. 図 5.4 は発電機 1 (G1) および発電機 2 (G2) の相角 x_1 , 電気出力 pe および制御入力 u の時間応答を示したものである. 図中, 破線は制御を行わなかった場合, 実線は本制御を行った場合のシミュレーション結果を示している. 相角および電気出力の時間応答から, 破線で示した本制御を行わない場合に系統が不安定になるのに対して, 実線で示す本制御を行った場合は各状態量ともに定常値に収束し系統が安定化されていることがわかる. このことは, 先に示した V 関数値の比較結果と一致している.



(a) 発電機 1

(b) 発電機 2

図 5.4: 発電機の時間応答

5.5 結言

本章は多機電力系統における移相器のスライディングモード制御の一構成方法を提案し, その制御効果を示した. 多機系統におけるスライディングモード制御系の構成の難しさは, 各移相器のフィードバック利得を決定するとき系統全体の状態量が必要となるところであり, それらを直接選ぶことは難しい. これを解決するために制御パラメータ行列として対角行列を導入し, 制御対象システムを 1 入力・1 出力のサブシステムに分割した. この方法により個々のサブシステムにおけるスライディングモードの発生条件の導出は, 一機無限大母線系統の場合と同様の手順で行うことができる. また, 到達条件を導出する際にも, 制御パラメータを導入することによって漸近安定の評価を容易に行うことができる.

本文で示した移相器制御の構成方法の妥当性および過渡安定度向上に対する有効性を検証するために, 2 機一無限大母線のモデル系統において計算機シミュレーションを行った. ま

ず、本制御を行った場合と無制御の場合の制御開始時のリアプノフ関数値を比較し、本制御により系の漸近安定領域を拡大できることを示した。つぎに発電機の相差角偏差および電気出力の時間応答を示し、本制御の過渡安定度向上に対する有効性を示した。

第6章 伝達コンダクタンス成分を考慮したスライディングモード制御系の構成

6.1 緒言

第3章から第5章では移相器によるスライディングモード制御を理論的に構成するために、制御対象に対して過渡安定度解析などで用いられるいくつかの仮定や近似を適用してきた。その中で送電系統の伝達コンダクタンス無視という仮定をおいたが、大規模な系統では送電線路が長くなり、伝達コンダクタンスの値が大きくなる。それらを見捨てて制御系を設計した場合に制御性能が劣化したり、最悪の場合は系統が不安定になることが考えられる。

本章では伝達コンダクタンスを考慮した場合のスライディングモード制御の構成方法を示す。また、2機一無限大母線系統において計算機シミュレーションを行い、伝達コンダクタンス成分を考慮した場合の制御系設計手法の妥当性について検証する。

6.2 伝達コンダクタンス成分を考慮したシステムの記述

第5.2節で示した多機電力系統の動特性式において、伝達コンダクタンス成分を考慮した場合には次式のように表すことができる。

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (6.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -M^{-1}Dx_2 - M^{-1}C_0^T g_B(\sigma) - M^{-1}C_1^T g_G(\sigma) \\ \sigma &= C_0(x_1 - u) \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

$$u = -(\alpha x_1 + \beta x_2) \quad (6.3)$$

ここに、

$$\begin{aligned} x_1 &= [\delta_1 - \delta_1^s \quad \delta_2 - \delta_2^s \quad \cdots \quad \delta_N - \delta_N^s]^T, \delta_{N+1} = \delta_{N+1}^s = 0, x_2 = dx_1/dt, \\ u &= [u_1 \quad u_2 \quad \cdots \quad u_N]^T, M = \text{diag}(M_i), D = \text{diag}(D_i), \sigma = [\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \cdots \quad \sigma_L]^T, \\ g_B(\sigma) &= [g_{B1}(\sigma_1) \quad g_{B2}(\sigma_2) \quad \cdots \quad g_{BL}(\sigma_L)]^T, f_G(\sigma) = [g_{G1}(\sigma_1) \quad g_{G2}(\sigma_2) \quad \cdots \quad g_{GL}(\sigma_L)]^T, \\ f_k(\sigma_k) &= E_i E_j B_{ij} \{\sin(\sigma_k + \delta_{ij}^s) - \sin \delta_{ij}^s\}, \delta_{ij}^s = \delta_i^s - \delta_j^s, k = (i-1)(n+1) - i(i+1)/2 + j, L = N(N+1)/2, 1 \leq i < j \leq N+1 \end{aligned}$$

非線形関数 $g_{Bk}(\sigma_k)$, $g_{Gk}(\sigma_k)$ はノード間の電力流の関係を表しており, それぞれ伝達サセプタンス成分および伝達コンダクタンス成分に相当し, 以下のように記述される.

$$\left. \begin{aligned} g_{Bk}(\sigma_k) &= E_i E_j B_{ij} \{ \sin(\sigma_k + \delta_{ij}^s) - \sin \delta_{ij}^s \} \\ g_{Gk}(\sigma_k) &= E_i E_j G_{ij} \{ \cos(\sigma_k + \delta_{ij}^s) - \cos \delta_{ij}^s \} \\ \text{ここに,} \\ k &= (i-1)(n+1) - i(i+1)/2 + j \\ 1 \leq i < j \leq N+1 \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

(6.2) 式の右辺第2項および第3項は発電機の電気出力を表し, 定数行列 C_0^T および C_1^T は発電機の電気出力と電力流の関係を表すものである. 具体的な例として3機一無限大母線系統の電気出力と電力流の関係を示す. $L = N(N+1)/2$ の関係から $N=3$ の時 $L=6$ となる. よって, $f_B(\sigma)$ および $f_G(\sigma)$ は6つの成分からなり, i, j および k の関係は以下の通りである. ただし, i および j は発電機端のノード番号を表し, $j=4$ は無限大母線となる.

k	1	2	3	4	5	6
i	1	1	1	2	2	3
j	2	3	4	3	4	4

上表から, たとえば $g_{B2}(\sigma_2)$ が発電機1から発電機3への電力流の伝達サセプタンス成分を表すこととなる. また, 発電機の電気出力 $[P_{e1} \ P_{e2} \ P_{e3}]^T$ と電力流 $[g_{B1} \ \dots \ g_{B6}]^T$ および $[g_{G1} \ \dots \ g_{G6}]^T$ の関係は以下のように表される.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} P_{e1} \\ P_{e2} \\ P_{e3} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{B1} \\ g_{B2} \\ \vdots \\ g_{B6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{G1} \\ g_{G2} \\ \vdots \\ g_{G6} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} g_{B1} + g_{G1} & g_{B2} + g_{G2} & g_{B3} + g_{G3} & & & \\ -(g_{B1} - g_{G1}) & 0 & 0 & * & & \\ 0 & -(g_{B2} - g_{G2}) & 0 & & & \\ & 0 & 0 & 0 & & \\ * & g_{B4} + g_{G4} & g_{B5} + g_{G5} & 0 & & \\ -(g_{B4} - g_{G4}) & 0 & g_{B6} + g_{G6} & & & \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.5)$$

(6.2) 式において状態方程式が2つの非線形項を持つため, 制御系の構成手順が複雑になる. そこで二つの非線形項を一つにまとめ, 第5.2節で示した制御構成手順を用いることを考える.

非線形関数 $g_{Bk}(\sigma_k)$ および $g_{Gk}(\sigma_k)$ は三角関数の和または差として, 以下のように合成できる.

$$\left. \begin{aligned} f_k^*(\sigma_k) &= g_{Bk}(\sigma_k) \pm g_{Gk}(\sigma_k) \\ &= E_i E_j Y_{ij} \{ \sin(\sigma_k + \delta_{ij}^s \pm \phi_{ij}) - \sin(\delta_{ij}^s \pm \phi_{ij}) \} \text{ (複号同順)} \\ G_{ij} &= Y_{ij} \sin \phi_{ij}, \quad B_{ij} = Y_{ij} \cos \phi_{ij} \end{aligned} \right\} \quad (6.6)$$

上記の非線形関数を用いるとき (6.2) 式はつぎのように書き直すことができる.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -M^{-1} D x_2 - M^{-1} C_0^T f^*(\sigma) \\ \sigma &= C_0(x_1 - u) \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

ただし, 非線形関数 $f_k^*(\sigma_k)$ の複号について, $M^{-1} C_0^T g(\sigma)$ を計算し行列表現するとき $f_k^*(\sigma_k)$ は (i, k) および (j, k) に現れ, 前者においては正, 後者では負を採用する. 以上の手順により, 表現方法の中に場合分けが存在するが第5.2節で示した多機系統の動特性式と相似の式が得られた.

つぎに, 非線形関数ベクトル $f^*(\sigma)$ を

$$\left. \begin{aligned} f^*(\sigma) &= F^* \sigma \\ F_{km}^* &= \left. \frac{\partial f_k^*(\sigma_k)}{\partial \sigma_m} \right|_{\sigma_k=0} (k, m = 1, 2, \dots, L) \end{aligned} \right\}$$

と直線近似すると, (6.7) 式は次のように線形化される.

$$\dot{x}_2 = -A x_2 - M^{-1} C_0^T F^* C_0(x_1 - u) \quad (6.8)$$

ここに, $A = M^{-1} D$: $N \times N$ 次の対角行列

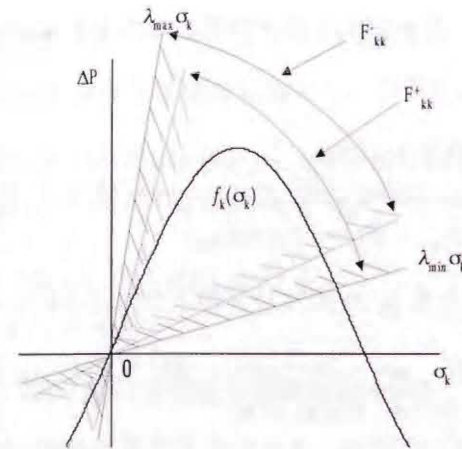
ただし, 係数行列 F^* の対角成分 F_{kk}^* は $f^*(\sigma)$ の場合分けにより以下のように表すことができる.

$$F_{kk}^* : \begin{cases} F_{kk}^+ &= E_i E_j Y_{ij} \cos(\delta_{ij}^s + \phi_{ij}) \\ F_{kk}^- &= E_i E_j Y_{ij} \cos(\delta_{ij}^s - \phi_{ij}) \end{cases} \quad (6.9)$$

さらに, 第3.3.2節で示した系統の大擾乱を考慮するためのパラメータ変動を (6.8) 式に適用し, 非線形関数 $f_k^*(\sigma_k)$ を図6.1に示す扇形の領域で近似する. このときパラメータ変動の幅に関して

$$\lambda_{min} < \min_k (F_{kk}^+) \leq F_{kk}^* \leq \max_k (F_{kk}^-) < \lambda_{max} \quad (6.10)$$

を満足するように選定すれば, 伝達コンダクタンス成分を考慮したことにより発生したパラメータ F_{kk}^* の場合分けの煩雑さをパラメータ変動として取り扱うことができる. この手法

図 6.1: 非線形関数 $f_k^*(\sigma_k)$ を囲む扇形の領域

を用いると伝達コンダクタンスを考慮した場合の線形化モデルは

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -Ax_2 - \lambda H(x_1 - u) \\ u &= -(\alpha x_1 + \beta x_2) \end{aligned} \right\} \quad \text{ここに,}$$

$$\left. \begin{aligned} H &= M^{-1}C_0^T C_0 \\ \lambda_{\min} &\leq \lambda \leq \lambda_{\max} \end{aligned} \right\}$$

となり, 伝達コンダクタンスを無視した場合と同様の式が得られる. ただし, λ_{\min} および λ_{\max} を選定する際に (6.10) 式を満足するように注意しなければならない.

6.3 スライディングモード制御系の構成

前節で示したようなシステムの記述方法を用いると伝達コンダクタンス考慮した場合にも線形化モデルはそれを無視した場合と同型になり, 第5章5.2節で示した手順にしたがいスライディングモード制御系を構成できる. 以下にスライディングモードの発生する条件を記す.

$$\left. \begin{aligned} c_i &\leq \lambda_{\min} \beta_{Di} + a_{\min} \\ \alpha_{Di}^{(+)} &\geq (\lambda_{\max} \beta_{Di} - a_{\max} - c_i) c_i / \lambda_{\min} \quad (s_i x_{1i} \geq 0) \\ \alpha_{Di}^{(-)} &\leq (\lambda_{\min} \beta_{Di} - a_{\min} - c_i) c_i / \lambda_{\max} \quad (s_i x_{1i} < 0) \end{aligned} \right\} \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (6.11)$$

本節では図6.2に示す2機8母線1無限大母線系統を例に, 移相器のフィードバック利得およびパラメータを導出する. 表6.1に発電機の機器定数および初期値を, 表6.2に送電線路

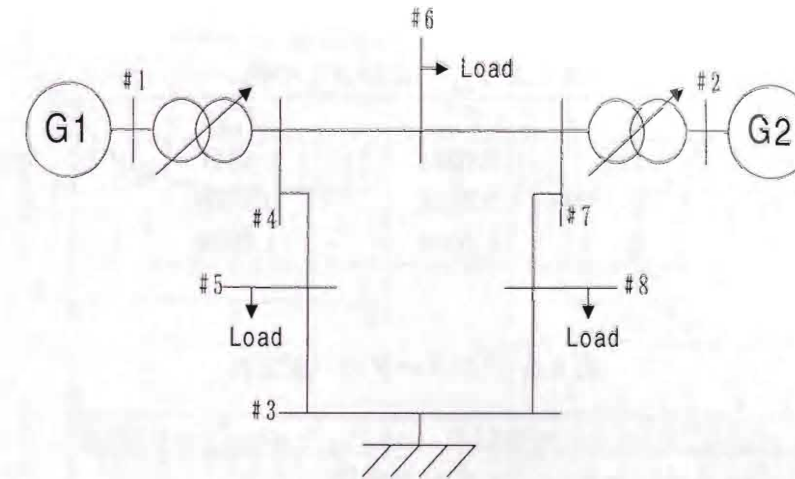


図 6.2: 例題系統

表 6.1: 発電機の機器定数および初期値

	M (sec)	D (pu)	X_d (pu)	X'_d (pu)	E'_q (pu)	δ^s (rad)
G1	9.0	2.0	1.651	0.232	1.141	1.179
G2	6.0	2.0	1.220	0.174	1.077	0.737

表 6.2: 送電線路のインピーダンス (pu)

Branch	1-4	2-7	3-5	3-8	4-5	4-6	6-7	7-8
R	0	0	0.010	0.017	0.032	0.0085	0.0119	0.039
X	0.0625	0.0586	0.085	0.092	0.161	0.072	0.1008	0.170
$B/2$	0	0	0.088	0.079	0.153	0.0745	0.1045	0.179

のインピーダンスをそれぞれ示す. このとき状態方程式は次式で表される.

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_{21} \\ \dot{x}_{22} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0.2222 & 0 \\ 0 & 0.3333 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} \\ &\quad + \lambda \begin{bmatrix} -0.2222 & 0.1111 \\ 0.1667 & -0.3333 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} - u_1 \\ x_{22} - u_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

また, (6.9) 式における傾きに関するパラメータ値は表 6.3 のようになる. 同表の値を参考にパラメータ変動を次のように選定する.

$$\left. \begin{aligned} 0.6 &\leq \lambda \leq 1.8 \\ 0.2 &\leq a \leq 0.4 \end{aligned} \right\}$$

表 6.3: F_{kk}^+ および F_{kk}^- の値

k	F_{kk}^+	F_{kk}^-
1	0.7013	0.8341
2	0.7448	0.8708
3	1.7002	1.7019

表 6.4: パラメータの一選定例

$$\alpha_{D1(+)} = \alpha_{D2(+)} = 0.14, \quad \alpha_{D1(-)} = \alpha_{D2(-)} = 0.0013$$

$$\beta_{D1} = \beta_{D2} = 0.1, \quad c_1 = c_2 = 0.25$$

つぎに、移相器のフィードバック利得およびパラメータの選定手順を示す。制御パラメータ行列 β_D を

$$\beta_{D1} = \beta_{D2} = 0.1 \quad (6.13)$$

と定め、それらを (6.11) 式の第1式に代入すると

$$c_1, c_2 \leq 0.26 \quad (6.14)$$

が得られる。これを満足するように $c_1 = c_2 = 0.25$ を選ぶと、もう1つの制御パラメータ行列 α_D は (6.11) 式の第2, 3式から

$$\left. \begin{array}{l} \alpha_{D1(+)}, \alpha_{D2(+)} \geq 0.1375 \\ \alpha_{D1(-)}, \alpha_{D2(-)} \leq 0.0014 \end{array} \right\} \quad (6.15)$$

となる。最後に上記の不等式を満足するように

$$\alpha_{D1(+)} = \alpha_{D2(+)} = 0.14$$

$$\alpha_{D1(-)} = \alpha_{D2(-)} = 0.0013$$

を選ぶと第5章の (5.18) 式からフィードバック利得行列 α 及び β が得られる。本節で導出した移相器のパラメータを表 6.4 にまとめる。

6.4 数値シミュレーション

構成した移相器の動揺抑制効果を検討するため、表 6.4 に示す制御パラメータを用いてシミュレーションを行った。ただし、チャタリング現象を抑制するために準スライディングモード制御 ($\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.1$) を用いている。シミュレーションは送電線路 4-5 のノード

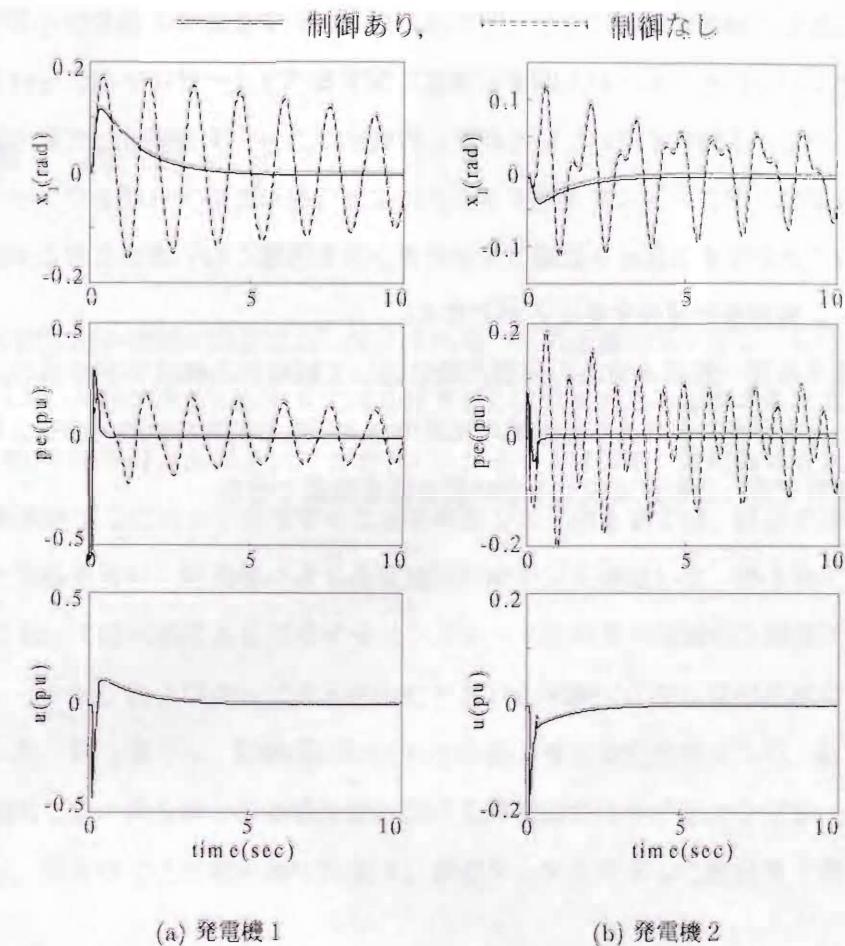


図 6.3: シミュレーション結果 (時間応答)

5 端で 3 線短絡故障が発生し、0.08 秒後に故障回線を除去した場合を想定する。図 6.3 に発電機の相角 x_1 、電気出力 pe 及び制御入力 u の時間応答を示す。図中の実線は本制御を行った場合、破線は制御を行わない場合をそれぞれ表す。発電機の相角および電気出力の時間応答において擾乱発生直後の第1波のあと動揺が速やかに抑制され、移相器によるスライディングモード制御が電力システムの安定化に効果的であることがわかる。すなわち、伝達コンダクタンス成分を考慮した場合の設計手法が妥当であることが確認された。

6.5 結言

本章では多機電力システムにおける移相器のスライディングモード制御に対して、送電システムの伝達コンダクタンス成分を考慮した場合の一制御系設計手法を示した。ノード間の電力流を表す二つの非線形関数が存在するため、それらを三角関数の合成を用いて一つの非線形関数

で表した。ただし、関数の係数に対して電力流の向きに関する正負の場合分けが存在し、線形化モデルにおける線形近似された関数の傾きに関するパラメータにも場合分けが生じることになる。しかし、本論文で用いている非線形特性をパラメータ変動として取り扱う手法を用いると、伝達コンダクタンスを考慮することによって生じた場合分けをパラメータ変動の中に取り込むことができるため、伝達コンダクタンスを考慮しない場合と同じ手法でスライディングモード制御系を構成することができる。

また、2機8母線一無限大母線の例題系統において移相器の構成手順を示し、計算機シミュレーションを行うことにより発電機の相差角および電気出力の動揺が抑制されるという結果から、本章で示した制御系構成手順の妥当性を確認できた。

第7章 結論

電力系統の安定化制御器の設計において、系統モデルの正確なモデリングを行えないことはさけて通れない問題である。本論文では系統モデルに含まれる不確かさや非線形性などのに対してロバストな制御方法であるスライディングモード制御を、発電機の電気出力を直接制御できる高速移相器において構成することを検討した。第2章では、既存のタップ付き移相器を用いた実験を行い、移相器による過渡動揺抑制効果を検証した。第3章では一機無限大母線系統において移相器によるスライディングモード制御系の理論的な構成手順を示し、数値シミュレーションおよびタップ付き移相器を用いた実験により本移相器制御の動揺抑制効果を検証した。第4章では、制御開始時における系の漸近安定性の点から、超平面への到達について検討した。第5章では多機系統における移相器のスライディングモード制御の構成方法を示し、第6章では送電系統の伝達コンダクタンスを考慮した制御系の構成について述べた。

本研究で得られた成果を以下に列記する。

1. 移相器の過渡動揺抑制について、加・減速エネルギー補償に基づく最適挿入移相角のタップ切替え則を示した。その切替え則を用いてタップ付き移相器を用いた実験を行い、過渡動揺において第2波以降の後続動揺抑制に有効であることを確認した。
2. スライディングモードの発生する条件の導出に際して、発電機の相差角-電気出力特性に起因する非線形性を、線形化された関数の傾きに関するパラメータの変動として表現した。これにより線形化モデルにおいて非線形性を表現することができ、パラメータ変動に対してロバストであるというスライディングモード制御の特長が最大限利用できた。
3. スライディングモード制御の制御入力をタップ付き移相器の高速タップ切替えにより実現し、小型実験装置により過渡動揺抑制効果について検証した。その結果、事故発生直後の初期動揺とこれに引き続く後続動揺の両者に対して有効であることを確認した。
4. スライディングモード制御系の構成において、状態が切換え線または切換え面に到達する条件を与えた。到達条件導出にはリアプノフ関数を用い、制御開始時において系の漸

近安定が保証されれば状態は切換え面に到達可能となる。また、移相器のフィードバック利得を到達条件を満足するように選定すると系の漸近安定領域を拡大することができ、本制御を行わない時に不安定になるケースに対しても、本制御により制御開始時の状態を漸近安定とすることができ、到達条件が満足されることを確認した。

5. 多機電力系統において移相器のフィードバック利得選定において、多入力・多出力のシステムを1入力・1出力のサブシステムに分解する制御パラメータ行列を導入した。従来評価関数などを用いて試行錯誤により選定されることが多かったが、制御パラメータ行列により各サブシステムにおいて一意に利得を選定することが可能となった。
6. 送電線の伝達コンダクタンス成分を考慮した制御系の構成方法を示した。系の動特性においては発電機の電気出力に関する非線形関数は伝達サセプタンス成分と伝達コンダクタンス成分の二つが存在する。本線形化モデルにおいて非線形特性をパラメータ変動として取り扱うことを考慮して、二つの非線形関数一つにまとめその中で場合分けを入れることにより表現した。

今後の課題と展望

現在、高速移相器は研究途上にあり、試作器によるテストが始められたばかりである。高速移相器のスライディングモード制御の実用化に向けては、まず試験システムによる実証が必要と考える。また、大規模系統への適用や複数点故障などによる総合的な有効性の検証も必要である。さらに、制御効果向上の面から他の安定化制御器との協調制御などの検討や、経済的な面から移相器の効果的な配置なども検討しなければならない。

今後、電力系統はますます大規模・複雑化が進むと考えられ、制御系を構成するに当たり制御対象の正確なモデリングが困難になることは必至である。そこで、安定化制御方法としてスライディングモード制御を用いることにより、不確かなモデルに対するロバスト性を活用できる。スライディングモード制御は高速な制御出力の切替えを必要とするが、高速移相器の登場によりその実現可能性は高いと期待できる。

本制御は過渡安定度向上に有効であり、現在問題とされている送電容量が限界に近づいているという問題に対して、既存の送電線において送電容量の拡大が期待できる。また、移相器は定常状態において電力潮流の制御を行うことから、過渡時から定常時まで幅広い制御が期待できる。

付録A 模擬送電系統の構成

本論文では実際の電力系統に即した形で模擬送電系統装置を図A.1のように構成している。交流発電機は定格電圧、容量、回転速度が200V、3kVA、1,500rpmの非突極機でサイリスタレオナード装置に制御された直流電動機により定トルク運転されており、変圧器、移相器、線路リアクトル（長距離送電線を想定）を介して無限大母線（電力会社線）に接続されている。

表 A.1: 模擬系統の諸定数

$$M = 0.0346(\text{s}^2/\text{rad}), D = 0.0063(\text{s}/\text{rad}), X_d = X_q = 0.5828(\text{pu}), R_a = 0.0254(\text{pu}), X'_d = 0.1585(\text{pu}), X''_d = X''_q = 0.0583(\text{pu}), T'_{do} = 0.1762(\text{s}), T'_{qo} = 0.0235(\text{s}), T''_{do} = T''_{qo} = 0.007(\text{s}), Z_{t1} = 0.0101 + j0.0372(\text{pu}), Z_{t2} = 0.0150 + j0.0239(\text{pu}), Z_p = 0.0117 + j0.0028(\text{pu}), Z_L = 0.0133 + j0.3670(\text{pu}), Z_g = 0.0033 + j0.2252(\text{pu}), E_c = 1.0(\text{pu}), K_a = 0.7, T_a = 0.1(\text{s})$$

pu: 200V, 3kVA(base)

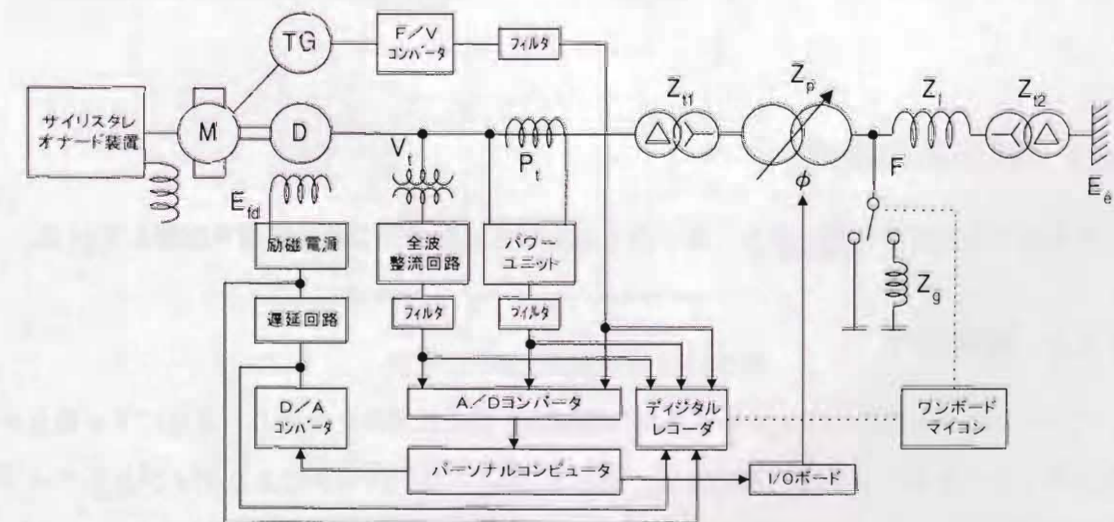


図 A.1: 模擬送電系統装置

A.1 実験装置の仕様

ここでは発電機、発電機を駆動する電動機とその制御装置、励磁電源および変圧器の仕様を示す。

同期発電機	
定格出力	3 kVA
定格電圧	200 V
定格電流	8.67 A
極数	4
周波数	50 Hz
回転数	1,500 rpm

分巻直流電動機	
定格出力	3.7 kW
定格電圧	100 V
定格電流	44 A
極数	4
回転数	1,500 rpm

サイリスタレオナード装置	
定格入力電圧	AC 200 V $\pm 10\%$
定格入力周波数	50 Hz $+1 \sim -3$ Hz
定格出力	3.7 kW
定格電圧	DC 100 V
定格電流	DC 44 A

励磁電源	
定格容量	1 kVA
入力電圧	AC 200 V
最大出力電圧	± 200 V
利得	100 V/V
帯域	DC ~ 44 kHz

変圧器 (Δ -Y, Y- Δ)	
定格容量	4 kVA
定格電圧	200 V
定格電流 (2次)	11.5 A
周波数	50 Hz

(地絡)リアクトル	
定格容量	10 kVA
定格電圧	115/200 V
定格電流	0 \sim 30 A
周波数	50 Hz

A.2 観測系の構成

本実験では発電機の電気出力、端子電圧および角速度の3つの状態量を観測している。

A.2.1 電気出力

パワーユニットを用いて2チャンネルの瞬時電圧を直流電圧に変換し、さらにフィルターを通すことによりリップルを除去する。そして、A/Dコンバータによりデジタルコード化してマイクロコンピュータに入力する。本システムは電気出力 1.6kW を A/Dコンバータに入力するとき、DC3Vに変換している。

A.2. 観測系の構成

(a) パワーユニット

パワーユニットはホール演算器を使用した電力-mV電圧変換回路2チャンネル分と、2つの直流増幅器出力の加算回路1つから構成されている。図A.2に直流増幅器を含むパワーユニットの電力変換回路の構成を示す。パワーユニットの測定レンジは電流端子5A、端子電圧110V/220Vである。また変換出力 V_o は負荷に流入する瞬時電力 $P(=VI)$ に比例し、大きさは $P=1000\text{VA}$ (200V端子) で10mVに調整している。変換出力のうち直流分が有効電力に相当する。また、図A.3に電力変換回路の原理図を示す。($\cos\theta = 1$ の場合、出力の直流分10mVが有効電力500Wに相当)

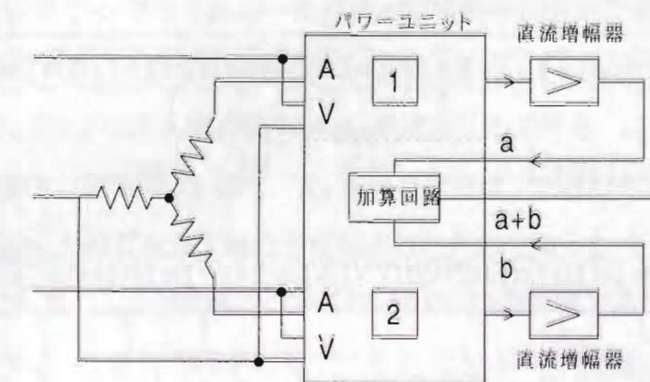


図 A.2: 電力変換回路の構成

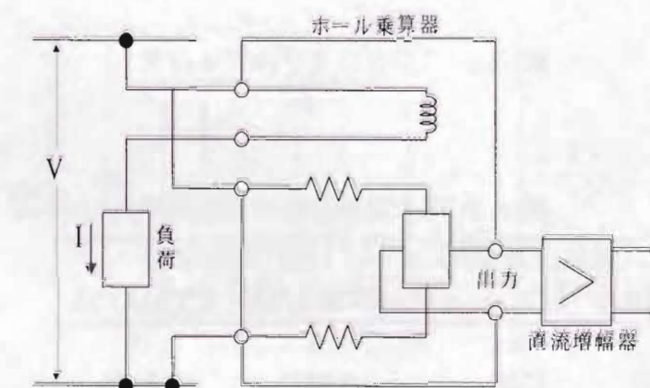


図 A.3: 電力変換回路の原理図

(b) フィルタ

パワーユニットから出力された直流電圧はリップルを含んでいるため、このまま A/D コンバータに入力すると正確な状態量の検出が難しくなり、制御効果の正当な評価が得られない。そこで、プログラマブルフィルタを用いることにより直流電圧を平滑化し、正確な電気出力を取り出す。このプログラマブルフィルタはデジタル信号により遮断周波数を制御できる。図 A.4 に回路図を示す。ここで R_1 は $2.7\text{k}\Omega$ 、 R_2 は $3.3\text{k}\Omega$ である。

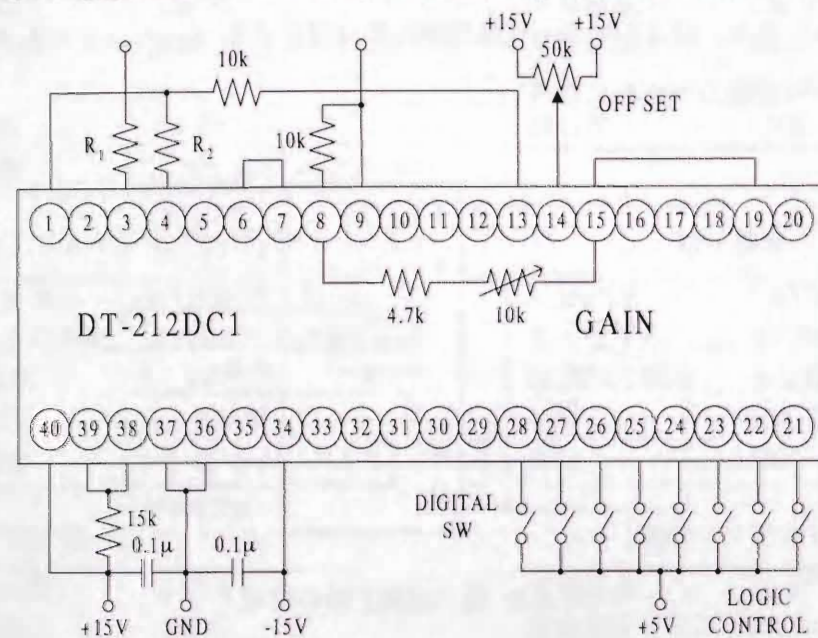


図 A.4: プログラマブルフィルタ

表 A.2: 電力変換回路の変換比率

電気出力 (W)	出力電圧 (V)	
	CT30A/5A	CT30A/5A
0	0	0
1500	0.9375	2.8125
1600	1	3
3000	1.875	5.625

A.2.2 端子電圧

端子電圧は PT で降圧した後、全波整流回路により実効値に比例した直流電圧に変換してフィルタでリップルを除去している。本システムでは端子電圧 AC250V が A/D コンバータに出力されるときに DC5V になるように調整している。

(a) 全波整流回路

一般的にダイオードのみの全波整流はダイオードの順方向電圧降下および逆方向の漏れ電流があるため、理想的な整流波形が得られない。図 A.5 に本実験で用いた全波整流回路の回路図を示す。図は OP アンプを 2 個用いた理想的な全波整流回路であり、入力 V_i の極性により次のように動作する。入力が正極性の時、OP1 は利得 1 の反転増幅回路であり、A 点に負の出力が現れる。OP2 には A 点の出力が R_1 を経由した信号と、 V_i が R_3 を経由した信号が入力され、 R_1 経由の信号は -1 倍に、 R_3 経由の信号は -2 倍にそれぞれ増幅される。また、OP1 の出力は V_i と同じ波形で極性が反転されたものであるから、出力 V_o には V_i の正極成分が現れる。一方、入力が負極性の場合は OP1 の出力は零であり、OP2 には V_i が R_3 を経由して入力され、 -1 倍に増幅される。出力 V_o には V_i の負極性の波形と全く同じ波形が正に反転されて現れる。以上から、入力電圧 V_i の正負に関わらず、電圧の実効値に等しい正の電圧が出力される。

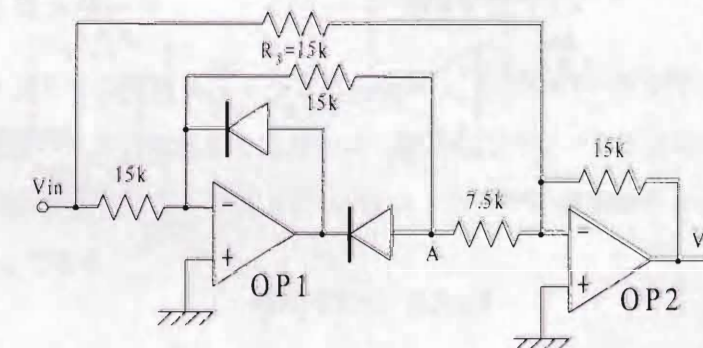


図 A.5: 全波整流回路

(b) フィルタ

パワーユニットと同様に、プログラマブルフィルタ（図 A.4；ただし、 $R_1 = 18\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 12\text{k}\Omega$ ）により直流電圧を平滑化し、正確な端子電圧に対応する直流電圧を得ている。

表 A.3: 全波整流回路の変換比率

入力電圧 (V)	出力電圧 (V)
0	0
200	4

A.2.3 角速度

(a) F/V コンバータ

角速度はタコゼネレータにより観測しているが、出力が非常に小さく変化分が検出しにくくなっている。そこで、図 A.6 に示すシフト回路を用いて、角速度の変化分を明確に検出する。シフト回路はオペアンプを2個用いた反転増幅回路により構成されている。OP1 で直流電圧を調整することにより定常値における直流分を打ち消し、OP2 で変化分のみを増幅している。ただし、発電機停止時および過渡時にシフト回路の出力電圧が過大になり、フィルタ回路の許容入力電圧を超えてしまうことがある。そこで、図 A.7 に示すリミッタ回路を用いてフィルタへの入力を制限している。

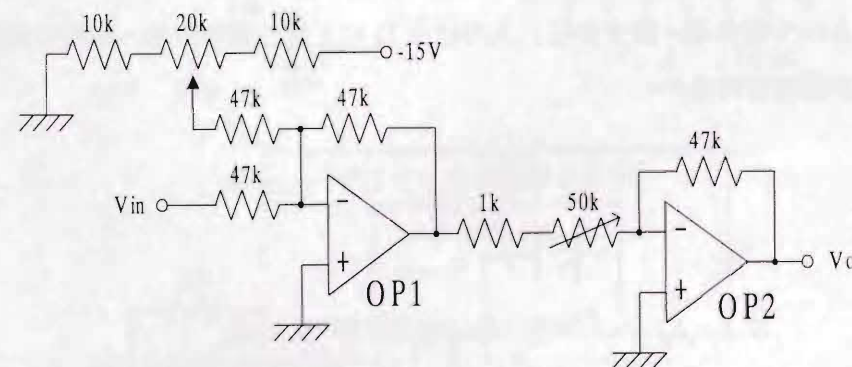


図 A.6: シフト回路

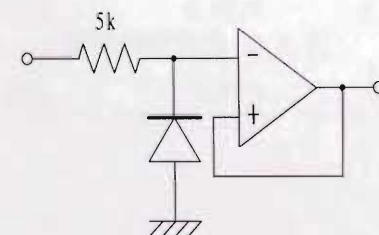


図 A.7: リミッタ回路

A.3. 励磁系の構成

(b) フィルタ回路

パワーユニットと同様にプログラマブルフィルタ (図 A.4) を用いている。ただし、 $R_1 = 18k\Omega$, $R_2 = 12k\Omega$ および 8-15 ピン間の合成抵抗を $10k\Omega$ としている。

表 A.4: F/V コンバータの変換比率

回転数 (rpm)	出力電圧 (V)
1400	0
1500	2
1600	4

A.3 励磁系の構成

発電機の励磁系は A/D コンバータ、マイクロコンピュータ、D/A コンバータ、遅延回路および励磁電源により構成されている。各観測系により出力される直流電圧は、A/D コンバータによりデジタル信号化されてマイクロコンピュータ (NEC 製: PC-9801-FA) に入力する。コンピュータで最適励磁が得られるように演算された信号は D/A コンバータによりアナログ信号に変換され、励磁電源により増幅されて励磁巻線に出力される。

A.3.1 A/D コンバータ

12bit, 8 チャンネルの同時サンプリング可能な A/D コンバータを用い、電気出力、端子電圧および角速度の3つの観測系の出力を同一観測点でデジタル信号に変換してマイクロコンピュータに出力している。図 A.8 に A/D コンバータの変換特性を示す。また、本機の変換速度は $15\mu s$ である。

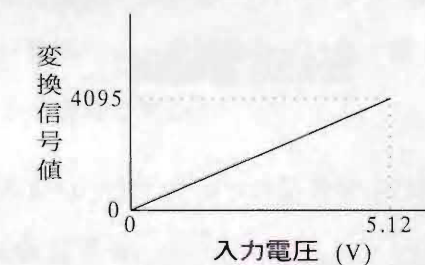


図 A.8: A/D コンバータの変換特性

A.3.2 D/A コンバータ

12bit, 2チャンネル, 電圧出力のものを使用し, マイクロコンピュータから出力されるデジタル信号をアナログ信号(直流電圧)に変換している. 図A.9に変換特性を示す.

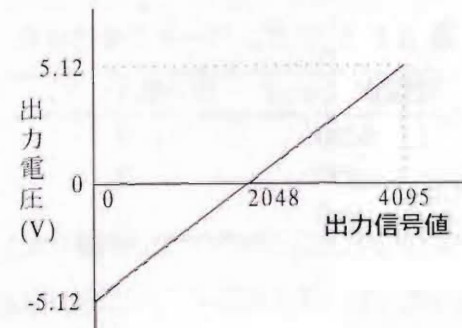


図 A.9: D/A コンバータの変換特性

A.3.3 遅延回路

D/A コンバータの信号を直接励磁電源に接続すると高速制御が可能であるが, 実系統に近づけるためにD/A コンバータで出力された電圧信号に0.1秒の遅延を与えている. 図A.10に遅延回路の回路図を示す.

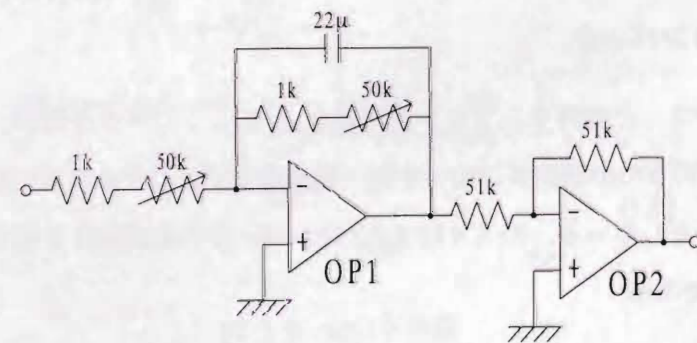


図 A.10: 遅延回路

A.3.4 励磁電源

励磁電源の容量は1000VAであり, 制御信号に応じた電圧を瞬時に出力することができる.

A.4. 測定機器

表 A.5: 励磁電源の変換比率

計算機入力	出力電圧 (V)
0	-200
1248	-200
2048	0
2847	200
4095	200

A.4 測定機器

各測定系の状態量, 制御信号および励磁電源をオフラインで解析するため, 各状態量を電圧値に変換しデジタルレコーダに記録している. デジタルレコーダ(TEAC製DR-1F)は最大8チャンネルまでのアナログ電圧信号をA/D変換し, そのデータを時間順にフロッピーディスクに記録する. また, データ収録の開始および終了は事故信号発生回路(ワンボードマイコン)により制御されている. 本機の主な仕様を以下に示す.

表 A.6: デジタルレコーダの仕様

入力抵抗	1M Ω (電源ON時) 5k Ω (電源OFF時)
最大許容入力電圧	$\pm 25V$ (DC+AC PEAK)
測定レンジ	$\pm 5V$, $\pm 2.5V$, $\pm 1.22V$
最大サンプリング周波数	50 kHz - CH

A.5 事故発生回路

三線短絡事故を発生するために, ワンボードマイコン(MP-85; CPU8085A搭載)を使用して正確な時間間隔だけ短絡リレーを制御している. 図A.11に短絡動作のタイムチャートを示す. 動作課程は以下の通りである.

1. 記録装置(デジタルレコーダ)にトリガ信号を送り記録を開始する.
2. 1秒後短絡リレーをONにする.
3. 一定の故障時間経過後, 短絡リレーをOFFにする.
4. 故障時間を含め6秒後, 記録装置にトリガ信号を送り記録を終了させる.

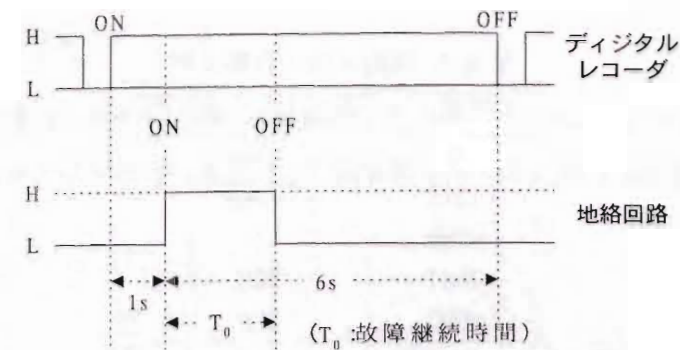


図 A.11: ワンボードマイコンプログラムのタイムチャート

A.6 移相器の構成

図 A.12 に一般的なタップ付き移相器の回路図を示す。本実験で用いた移相器はこれを改良したもので、動揺が大きい場合と小さい場合に対応するため2つの調整変圧器を用いている。結線は単相において図 A.13 となる。切り換えスイッチにはサイリスタを用い、各タップに保護抵抗を接続している。1段目の変圧器で移相角が 5° 間隔に相当する電圧を取り出し、2段目で移相角の正負および $1/3$ 降圧するかを選択している。表 A.7 および表 A.8 に調整変圧器の仕様を示す。また、2次側のタップ電圧は以下の通りである。

1 段目	0 / 11.1 / 21.3 / 30.9 / 40.1 / 49.0 / 57.7 / 66.4 / 75.3 / 84.5 / 94.1 / 104.3 / 115.4 (V)
2 段目	0 / 40.1 / 43.1 / 47.2 / 50.7 / 54.2 / 57.7 / 61.2 / 64.7 / 68.2 / 71.1 / 75.3 / 115.4 (V)

ただし、太字の数字は使用したタップを表す。また、1段目、2段目とも57.7Vのタップはニュートラルであり、2段目の55.7Vのタップは常時短絡している。

移相器のタップ切替えにはサイリスタスイッチを用いており、図 A.14 に示す回路により動作させている。ただし、サイリスタスイッチを短絡電流から保護するために1個のスイッチに対して3相分、3個の保護抵抗 0.2Ω (RWH50G) を挿入している。

コンピュータで演算された制御信号が、I/O ボードからサイリスタスイッチに送られ移相角が挿入される。実験では2つの出力ポートを使用しており、表 A.10 に制御信号に対する挿入移相角を示す。

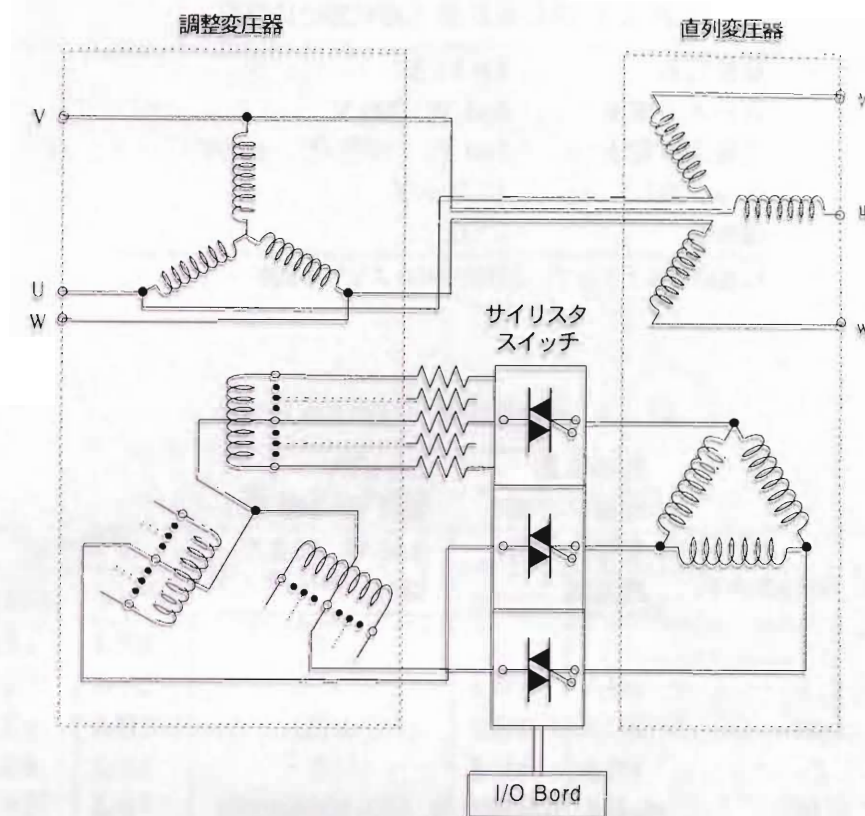


図 A.12: タップ付き移相器

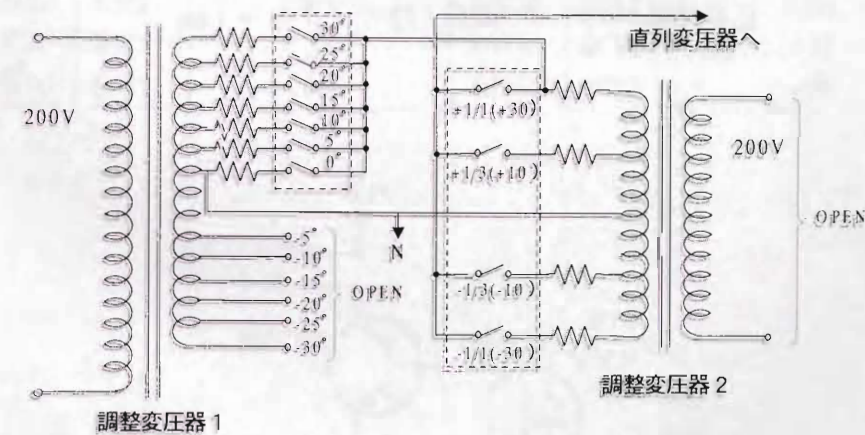


図 A.13: 調整変圧器

表 A.7: 調整変圧器 (JEC204(1978))

定格容量	4.0 kVA
定格入力電圧	3 ϕ 3 W 200 V
定格出力電圧	3 ϕ 3 W 中性点 ± 100 V
タップ数 [†]	13 タップ
周波数	50Hz

[†]1 段目では 7 タップ, 2 段目では 5 タップを使用

表 A.8: 直列変圧器 (JEC204(1978))

定格容量	2.0 kVA
定格入力電圧	3 ϕ 3 W 100 V
定格出力電圧	3 ϕ 6 W 66.7 V
周波数	50Hz

表 A.9: サイリスタ (US-K30SSTE)

定格電流	30 A
主回路素子数	3
定格電圧	AC 100 \sim 240V 50/60Hz
応答時間	最長 1/2 サイクル + 1ms

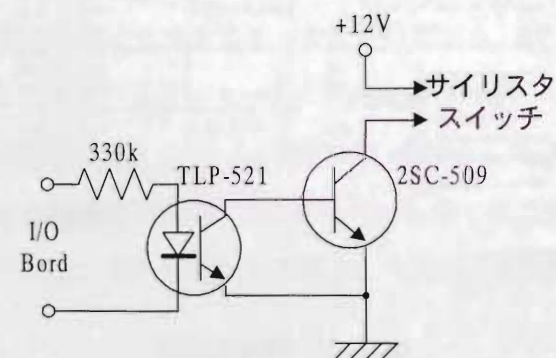


図 A.14: サイリスタスイッチの動作回路

表 A.10: 出力ポートと挿入移相角

出力信号		挿入移相角 (deg)	出力信号		挿入移相角 (deg)
&HD2	&HD4		&HD2	&HD4	
&H1	&H2	0			
&H2	&H2	5/3	&H2	&H8	-5/3
&H4	&H2	10/3	&H4	&H8	-10/3
&H8	&H2	5	&H8	&H8	-5
&H10	&H2	20/3	&H10	&H8	-20/3
&H20	&H2	25/3	&H20	&H8	-25/3
&H4	&H1	10	&H4	&H4	-10
&H8	&H1	15	&H8	&H4	-15
&H10	&H1	20	&H10	&H4	-20
&H20	&H1	25	&H20	&H4	-25
&H40	&H1	30	&H40	&H4	-30

付 録 B シミュレーション解析における計算機モデル

B.1 一機無限大母線系統（実験系統）

本論文で用いた図 A.1 に示す模擬送電系統の動特性式は以下の通りである。なお、予備実験により発電機の逆動揺現象を観測していき、シミュレーション解析において逆動揺現象を表現するため初期過渡成分までを考慮した詳細モデルを用いている。微分方程式は Runge-Kutta-Gill 法（計算ステップは 0.01 秒）を用いて計算した。

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} + P_e = P_{Ms} \quad (B.1)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} \{E_{fd} - (X_d - X'_d)I_d - E'_q\} \quad (B.2)$$

$$\frac{dE_{fd}}{dt} = \frac{1}{T_a} \{(E_{fds} - E_{fd}) - K_a(V_t - V_{ts})\} \quad (B.3)$$

$$\frac{dE''_q}{dt} = \frac{1}{T''_{do}} \{E_{fd} - (X_d - X''_d)I_d - E''_q + E'_q\} + \frac{E'_q}{dt} \quad (B.4)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T''_{qo}} \{(X_q - X''_q)I_q - E''_d\} \quad (B.5)$$

ここで、電気出力 P_e および端子電圧 V_t は

$$P_e = E'_q I_q + (X_q - X'_q)I_d I_q \quad (B.6)$$

$$V_{td} = -R_d I_d + X_q I_q \quad (B.7)$$

$$V_{tq} = E'_q - R_d I_q - X_q I_d \quad (B.8)$$

$$V_t^2 = V_{td}^2 + V_{tq}^2 \quad (B.9)$$

と表すことができる。また、発電機電流の d 軸成分 I_d および q 軸成分 I_q は定常運転時と故障中で、それぞれ以下のように記述される。

1) 定常運転時

$$I_d = \frac{1}{R_s^2 + X_{sd}X_{sq}} \{X_{sq}(E'_q - E_e \cos(\delta - u) - R_s E_e \sin(\delta - u))\} \quad (B.10)$$

B.2 多機系統

$$I_q = \frac{1}{R_s^2 + X_{sd}X_{sq}} \{R_s(E'_q - E_e \cos(\delta - u) + X_{sd}E_e \sin(\delta - u))\} \quad (B.11)$$

ここに、

$$R_s = R_d + R_e, \quad X_{sd} = X'_d + X_e, \quad X_{sq} = X_q + X_e$$

$$R_e = R_{t1}R_t + R_t + R_{t2}, \quad X_e = X_{t1} + X_t + X_l + X_{t2}$$

2) 故障時

$$I_d = \frac{1}{R_s^2 + X_{sd}X_{sq}} \{X_{sq}E'_q - (R_s R_b + X_{sq}X_d)E_e \sin \delta + (R_s R_b - R_d X_{sq})E_e \cos \delta\} \quad (B.12)$$

$$I_q = \frac{1}{R_s^2 + X_{sd}X_{sq}} \{R_s E'_q - (R_s X_b + R_b X_{sd})E_e \sin \delta + (R_s R_b - R_d X_{sd})E_e \cos \delta\} \quad (B.13)$$

ここに、

$$R_s = R_d + R_a, \quad X_{sd} = X'_d + X_a, \quad X_{sq} = X_q + X_a$$

$$R_a = R_1 + R_g - \frac{(R_g^2 - X_g^2)(R_2 + R_g) + 2R_g X_g(X_2 + X_g)}{(R_2 + R_g)^2 + (X_2 + X_g)^2}$$

$$X_a = X_1 + X_g - \frac{2R_g X_g(X_2 + X_g) - (R_g^2 - X_g^2)(R_2 + R_g)}{(R_2 + R_g)^2 + (X_2 + X_g)^2}$$

$$R_b = \frac{R_g(R_2 + R_g) + X_g(X_2 + X_g)}{(R_2 + R_g)^2 + (X_2 + X_g)^2}$$

$$X_b = \frac{R_2 X_g - R_g X_2}{(R_2 + R_g)^2 + (X_2 + X_g)^2}$$

$$R_1 = R_{t1} + R_t, \quad X_1 = X_{t1} + X_t$$

$$R_2 = R_1 + R_{t2}, \quad X_2 = X_1 + X_{t2}$$

B.2 多機系統

第 5 章および第 6 章で用いた図 B.1 に示す 2 機一無限大母線系統の動特性式は以下の通りである。

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} + P_e = P_{Ms} \quad (B.14)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} [E_{fd} + \frac{(L_d - L'_d)(L'_d - L''_d)}{(L'_d - L_l)^2} K_d E''_q]$$

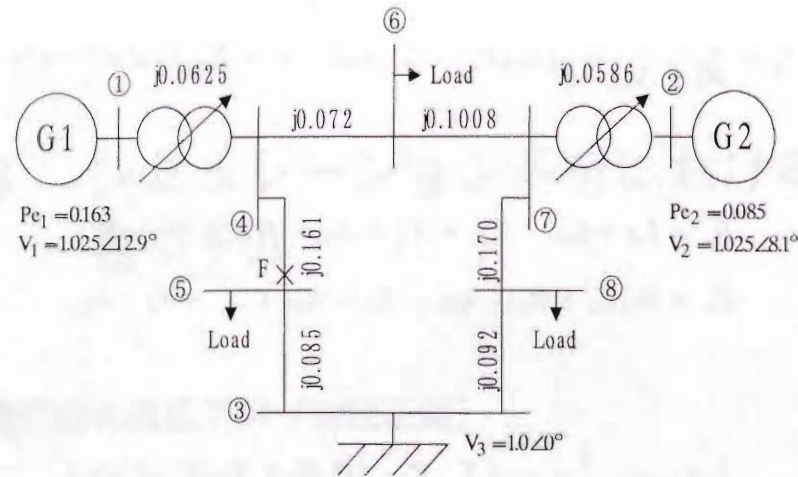


図 B.1: 2機一無限大母線系統

$$- \left\{ 1 + \frac{(L_d - L'_d)(L'_d - L''_d)}{(L'_d - L_l)^2} \right\} E'_q - \omega \frac{(L_d - L'_d)(L''_d - L_l)}{L'_d - L_l} I_d \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{dE''_q}{dt} = -\frac{1}{T''_{do} K_d} \{ K_d E''_q - E'_q + \omega(L'_d - L_l) I_d \} \quad (\text{B.16})$$

$$\begin{aligned} \frac{dE'_d}{dt} = & -\frac{1}{T'_{qo}} \left[-\frac{(L_q - L'_q)(L'_q - L''_q)}{(L'_q - L_l)^2} K_q E''_d \right. \\ & \left. + \left\{ 1 + \frac{(L_q - L'_q)(L'_q - L''_q)}{(L'_q - L_l)^2} \right\} E'_d - \omega \frac{(L_q - L'_q)(L''_q - L_l)}{L'_q - L_l} I_q \right] \quad (\text{B.17}) \end{aligned}$$

$$\frac{dE''_d}{dt} = -\frac{1}{T''_{qo} K_q} \{ K_q E''_d - E'_d - \omega(L'_q - L_l) I_q \} \quad (\text{B.18})$$

ただし、

$$K_d = 1 + \frac{(L'_d - L_l)(L''_d - L_l)}{(L'_d - L''_d)(L_d - L_l)}$$

$$K_q = 1 + \frac{(L'_q - L_l)(L''_q - L_l)}{(L'_q - L''_q)(L_q - L_l)}$$

また、発電機には自動電圧調整器および調速器を接続するものとする。それらの動特性式を一次遅れ近似で表すと以下ようになる。

$$\frac{dE_{fd}}{dt} = -\frac{1}{T_a} \{ E_{fd} - E_{fd0} + K_a(\sqrt{V_d^2 + V_q^2} - V_{t0}) \} \quad (\text{B.19})$$

$$\frac{dP_M}{dt} = -\frac{1}{T_g} \{ P_M - P_{M0} + K_g \left(\frac{\omega}{\omega_0} - 1 \right) \} \quad (\text{B.20})$$

電圧および電気出力は以下の式で表される。

$$V_d = E_{gd} + \omega L''_q I_q - R I_d \quad (\text{B.21})$$

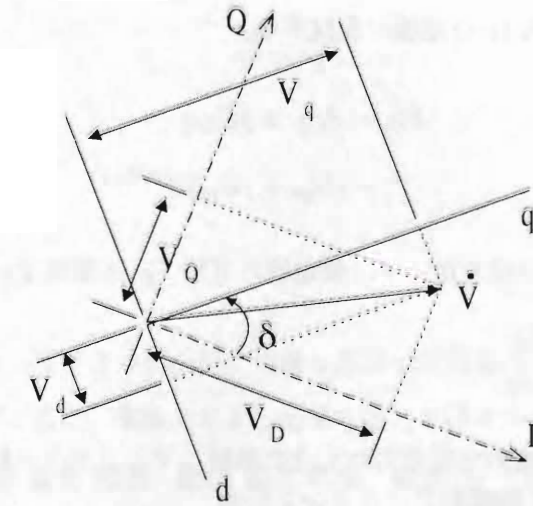


図 B.2: D-Q 座標軸と d-q 座標軸の関係

$$V_q = E_{gq} - \omega L''_d I_d = R I_q \quad (\text{B.22})$$

$$V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (\text{B.23})$$

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q + R(I_d^2 + I_q^2) \quad (\text{B.24})$$

ここに、

$$E_{gd} = K_q \frac{L'_q - L''_q}{L'_q - L_l} E''_d + \frac{L''_q - L_l}{L'_q - L_l} E'_d$$

$$E_{gq} = K_d \frac{L'_d - L''_d}{L'_d - L_l} E''_q + \frac{L''_d - L_l}{L'_d - L_l} E'_q$$

以上に示した発電機の内部状態を表す式は、各発電機の回転子軸を基準に d 軸および q 軸座標で表している。そこで、複数の発電機を同時に取り扱うためには、発電機の内部状態に共通な基準座標に換算しなければならない（本論文では多機系に一つの無限大母線を想定するため、この無限大母線を基準軸とする）。図 B.2 に基準座標軸（D 軸）および横軸（Q 軸）と、発電機の回転子に固定した座標軸の直軸（d 軸）および横軸（q 軸）の関係を示す。

シミュレーションでは以下の手順にしたがい各パラメータを計算する。

1. 微分方程式 (B.14)～(B.18) を Runge-Kutta-G 法で計算し（計算ステップは 0.01 秒）、発電機の内部起電力 \dot{E}_G を計算する。

$$\left. \begin{aligned} E_{gd} &= K_q \frac{L'_q - L''_q}{L'_q - L_l} E''_d + \frac{L''_q - L_l}{L'_q - L_l} E'_d \\ E_{gq} &= K_d \frac{L'_d - L''_d}{L'_d - L_l} E''_q + \frac{L''_d - L_l}{L'_d - L_l} E'_q \\ \dot{E}_g &= E_{gd} + j E_{gq} \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.25})$$

これを, d-q 座標から D-Q 座標に変換する.

$$\begin{aligned}\dot{E}_G &= E_{GD} + jE_{GQ} \\ &= (E_{gd} + jE_{gq})e^{(\pi/2-\delta)}\end{aligned}\quad (\text{B.26})$$

2. 発電機の内部起電力の値を用いて, 発電機の電圧 \dot{V}_G と電流 \dot{I}_G を

$$\left. \begin{aligned}\dot{I}_G &= \dot{Y}_G \dot{E}_G \\ \dot{V}_G &= \dot{Y}^{-1} \dot{I}_G\end{aligned}\right\} \quad (\text{B.27})$$

ここに,
 \dot{Y}_G : 発電機内部起電力から見た系統のアドミタンス行列
 \dot{Y} : ノード間縮約アドミタンス行列

により計算する.

3. 発電機の位相 δ , 電流 \dot{I}_G および 電圧 \dot{V}_G を, D-Q 座標から d-q 座標に変換する.

$$\begin{aligned}\dot{I} &= I_d + jI_q \\ &= (I_{GD} + jI_{GQ})e^{-(\pi/2-\delta)}\end{aligned}\quad (\text{B.28})$$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= V_d + jV_q \\ &= (V_{GD} + jV_{GQ})e^{-(\pi/2-\delta)}\end{aligned}\quad (\text{B.29})$$

これらの値を用いて, 発電機の電気出力 P_e が

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q \quad (\text{B.30})$$

により求められる.

4. 上記の値を用いて, 次のステップの微分方程式 (B.14)~(B.18) を計算し, 以下繰り返す.

謝 辞

本稿を終えるにあたり, 日頃より熱心にご指導くださった新潟大学工学部 菊池 久和 教授に厚く感謝申し上げます. また, 本論文をまとめるにあたり種々のご指導とご配慮をいただいた新潟大学工学部 斉藤 義明 教授, 岡田 徳次 教授, 板垣 厚一 教授に深謝いたします.

本研究の遂行にあたり常々熱心なるご検討と貴重なご意見をいただいた新潟工科大学 貝津 弘幸 教授には大変お世話になりました. 深く感謝申し上げます. また, 実験においてご指導いただいた新潟大学工学部 佐藤 孝雄 技官に心よりお礼申し上げます. 学部および修士課程でお世話になった当時新潟大学工学部, 現在富士電機株式会社 高木 政幸 氏, 現在北陸電力株式会社 沼田 謙二 氏はじめ貝津研究室卒業生および現在東北空調管理株式会社 越部 龍宣 氏, 現在株式会社 NTT ファシリティズ 庭野 剛幸 氏はじめ板垣研究室卒業生の皆様に厚くお礼申し上げます.

博士後期課程において日頃よりご指導と温かい励ましをくださった新潟大学工学部 佐々木 重信 助教授, 当時新潟大学大学院自然科学研究科, 現在新潟大学工学部 朱 相顕 助手, 大日本印刷株式会社 阿部 淑人 博士, 東京農工大 中静 真 助教授, 新潟大学工学部 布川 武司 技官はじめ菊池・佐々木研究室の学生諸君および卒業生の皆様に心よりお礼申し上げます.

ここに記した以外にも数多くの方々からご理解とご協力をいただきました. それがなければ決して本研究を遂行することはできませんでした. 改めて皆様に感謝の意を表して謝辞といたします.

最後に, 研究の遂行, 執筆に当たあたり父 文男, 母 美幸をはじめ家族は陰に日向に著者を支えてくれた. ここに謝意を記す.

参考文献

- [Aki93] 秋山ほか. 「電力系統におけるパワーエレクトロニクス応用機器適用の効果」. 平成4年電気学会電力・エネルギー部門大会, 176, 1993.
- [AMT82] 東, 宮城, 谷口. 「多機送電系統のリアプノフ関数構成」. 電気学会論文誌, Vol. 102-B, No. 9, pp. 25-32, Sept 1982.
- [ARS93] L. Avgquist, B. Rundin, and J. Samuelsson. "Power Oscillation Damping Using Controlled Reactive Power Compensation - A Comparison Between Series and Shunt Approaches". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 8, No. 2, pp. 687-700, May 1993.
- [AUO93] 青柳, 瓜生, 小柳. 「スライディングモードを用いた facts による系統安定化制御」. 電気学会電力技術研究会資料, PE-93-71, 1993.
- [AUO94] 青柳, 瓜生, 小柳. 「適応制御を用いた facts 機器による系統の安定化制御」. 電気学会電力技術研究会資料, PE-94-113, 1994.
- [BD92] T.H.Ortmeyer B.Pilvelaint and D.Maratakulam. "Advanced Series Compensation for Transmission Systems Using a Switched Capacitor Module". In *Paper No.92 WM 276-6 PWRD, IEEE 1992 Winter Meeting*, 1992.
- [BTOG93] S. Z. Dai B. T. Ooi and F. D. Galiana. "A Solid-State PWM Phase-Shifter". *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 8, pp. 573-579, 1993.
- [CH83] Wah-Chun Chan and Yuan-Yih Hsu. "An optimal variable structure stabilizer for power system stabilization". *IEEE Trans. on Power Apparatus System*, Vol. PAS-102, No. 6, pp. 1738-1746, June 1983.
- [CM95] S. Chen and O. P. Malik. " H_{∞} optimisation-based power system stabiliser design". *IEE Proc.-Gener Transm. Distrib.*, Vol. 142, No. 2, March 1995.
- [CS91] 力石, 嶋田. 「半導体高速移相器による同期機のフライホイール効果を利用した電力制御とその応用」. 電気学会論文誌, Vol. 111-B, No. 11, pp. 1192-1198, Nov 1991.
- [Den92] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会 (編). 半導体電力変換回路. 電気学会, 1992.
- [DU92] S. V. Drakunov and V. I. Utkin. "Sliding mode control in dynamic systems". *Int. J. Control*, Vol. 55, pp. 1029-1037, 1992.
- [DZM88] R. A. Decarlo, S. H. Zak, and G. P. Matthews. "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Syatems: A tutorial". *Proc. of the IEEE*, Vol. 76, No. 3, pp. 212-232, March 1988.
- [Edr91] A. Edris. "Enhancement of First-swing Stability using a High-speed Phase Shifters". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 6, No. 3, pp. 1113-1118, Aug 1991.

- [faca] "Flexible AC Transmission Systems (FACTS); Scoping Study, Vol. 1, Part 1; Analytical Studies". EPRI Report EL-6943.
- [facb] "Flexible AC Transmission Systems (FACTS); Scoping Study, Vol. 2, Part 1; Analytical Studies". EPRI Report EL-6943.
- [Gyu92] L. Gyugi. "Unified Power-Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems". *IEEE Proc., Pt. C*, Vol. 139, No. 4, pp. 323-331, 1992.
- [HAN+94] 藤田, 紅林, 野原ほか. 「高速移相器によるループ系統制御」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 5, pp. 475-482, May 1994.
- [HH85] 原島, 橋本. 「sliding mode とその応用-i」. システムと制御, Vol. 29, No. 2, pp. 94-103, 1985.
- [HIK97] 林, 石井, 伊瀬, 熊谷. 「高速移相器による系統安定化制御」. 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-97-29, 1997.
- [Hin] H. G. Hingorani. "Flexible AC Transmission System(FACTS)". In *IEEE Winter Power Meeting*, Atlanta Georgia.
- [HKKM95] 檜山, 木原, 山北, 宮内. 「ファジー論理を用いた facts デバイスのスイッチング制御」. 電気学会電力技術研究会資料, PE-95-88, 1995.
- [HMT97a] 浜田, 松本, 高橋. 「現代制御理論入門」. コロナ社, 1997.
- [HMT97b] 北條, 三谷, 辻. 「直列可変インピーダンスを用いた発電機電力の直接制御によるロバスト系統安定化制御」. 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 7, pp. 985-990, July 1997.
- [HO97] 堀洋一, 大西公平. 「制御工学の基礎」. 丸善, 1997.
- [HS97] 林, 桜井. 「パワーエレクトロニクス応用技術の現状と展望」. 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 7, pp. 901-904, July 1997.
- [IHIK97] 石井, 林, 伊瀬, 熊谷. 「高速移相器を導入した模擬送電系統のデジタルシミュレーション」. 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-97-28, 1997.
- [IKT93] 石亀, 川本, 谷口. 「電力系統のフアジモデルによるスライディングモード制御」. 電気学会論文誌, Vol. 113-B, No. 1, pp. 22-28, Jan 1993.
- [IM94] M. R. Iranvani and D. Maratakulam. "Review of Semiconductor-Controlled (Static) Phase Shifters for Power System Applications". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 9, No. 4, pp. 1833-1839, Nov 1994.
- [Ima97] 今井. 「パワーデバイス技術の現状と展望」. 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 7, pp. 898-900, July 1997.
- [IO92] 井坂, 大山. 「vss 理論による電力システム制御に関する一考察」. 平成4年電気学会電力・エネルギー部門大会, 6, 1992.
- [ISM94] 伊瀬, 清水, 村上. 「pwm インバータを用いた高速移相器による交流系統制御」. 平成6年電気学会電力・エネルギー部門大会, pp. 86-87, 1994.
- [JCS97] F. Jiang, S. S. Choi, and G. Shrestha. "Power System Stability Enhancement using Static Phase Shifter". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 12, No. 1, pp. 207-214, Feb 1997.

- [JK97] S. Jain and F. Khorrami. "Robust decentralized control of power systems utilizing only swing angle measurements". *Int. J. Control*, Vol. 66, No. 4, pp. 581-601, 1997.
- [Kat98] 加藤正直. 「パワーエレクトロニクス機器の交流系統適用の現状と開発動向」. 平成9年度電気学会全国大会, S.23-9, pp. S.23-33-S.23-36, March 1998.
- [KMM⁺97] 加藤, 森岡, 三島ほか. 「サイリスタ制御直列コンデンサの制御方式および縮小モデルの開発」. 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 7, pp. 1016-1023, July 1997.
- [KOH80] N. Kakimoto, Y. Ohsawa, and M. Hayashi. "Transient Stability Analysis of Multimachine Power Systems with Filde Flux Decays via Lyapunov's Direct Method". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. PAS-99, No. 5, Sept/Oct 1980.
- [KT76] 貝津, 谷口. 「直列コンデンサおよび移相器を用いた過渡安定度の向上」. 電気学会論文誌, Vol. 96-B, No. 3, pp. 131-136, March 1976.
- [KT84] 貝津, 谷口. 「リアプノフ関数の利用による電力系統の安定化制御法」. 電気学会論文誌, Vol. 104-B, No. 9, pp. 64-70, Sept 1984.
- [KTSA97] 甲斐, 竹内, 佐藤, 赤木. 「系統安定度解析のためのサイリスタ制御直列コンデンサモデルの検討」. 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 7, pp. 915-920, July 1997.
- [LJO98] Luiz A. C. Lopes, Géza Joós, and Boon-Teck Ooi. "A High-Power PWM Quadrature Booster Phase Shifters Based on a Multimodule AC Controller". *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 357-365, March 1998.
- [MCHK93] 美多, 陳, 藤川, 小林. 「適応ロバストスライディングモード制御とモーター駆動系への応用」. 東洋電機技報 第86号, July 1993.
- [Nak98] 中川興史. 「電力系統におけるパワーエレクトロニクスの応用」. 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-98-14, pp. 25-28, Jan 1998.
- [ND94] 野波健蔵, 田広奇. 「スライディングモード制御」. コロナ社, 1994.
- [OK96] 岡本, 栗田. 「ロバスト安定度指定法に基づく svc の電力動揺抑制制御系の設計手法」. 平成8年電気学会電力・エネルギー部門大会, 6, 1996.
- [Ook98] 大久保仁. 「電力システム工学」. OHM, 1998.
- [OYS96] 岡本, 横山, 関根. 「可変インピーダンス型電力系統の安定化制御方法とその可変直列コンデンサ補償系統への応用」. 電気学会論文誌, Vol. 113-B, No. 3, pp. 203-208, March 1996.
- [PM74] M. A. Pai and P. G. Murthy. "New Lyapunov function for power systems based on minimal realizations". *Int. J. Control*, Vol. 19, pp. 401-415, 1974.
- [PV77] M. A. Pai and S. D. Varwandkar. "On the Inclusion of Transfer Conductances in Lyapunov Functions for Multimachine Power Systems". *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-22, No. 6, pp. 983-985, Dec 1977.
- [Sak98] 桜井武一. 「電力用パワーエレクトロニクス装置: 総論」. 電気学会電力技術・電力系統技術合同研究会資料, PE-98-1, pp. 1-4, Oct 1998.
- [Sat93] 佐藤ほか. 「高速移相器による過渡安定度の向上」. 平成4年電気学会電力・エネルギー部門大会, 181, 1993.

- [Ser96] 芹澤康夫. 「電力システム工学」. 丸善株式会社, 1996.
- [SGU94a] 千住, 宜保, 上里. 「スライディングモードの考えに基づく avr・gov ファジー協調制御による電力系統の安定化制御法」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 3, pp. 242-248, March 1994.
- [SGU94b] 千住, 宜保, 上里. 「状態変数の不確定性を考慮した avr・gov 強調制御による電力系統の過渡安定度改善」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 5, pp. 469-474, May 1994.
- [Shi92] 嶋田隆一. 「パワーエレクトロニクス技術応用による新送電システム」. 電気学会誌, Vol. 112, No. 1, pp. 35-42, Jan 1992.
- [SHS⁺79] 関根, 林, 芹沢ほか. 「電力系統工学」. コロナ社, 1979.
- [SI93] G. V. Subbarao and A. Iyar. "Nonlinear excitation and governor control using variable structures". *Int. J. Control*, Vol. 57, No. 6, pp. 1325-1342, 1993.
- [SJu94a] 千住, 城間, 上里. 「vss 型適応制御を適用した svc, vsr による電力系統の安定化制御法」. 平成6年電気学会電力・エネルギー部門大会, 1994.
- [SJu94b] 千住, 城間, 上里. 「ファジー制御を適用した静止形無効電力補償装置による電力系統の安定化手法」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 12, pp. 1256-1272, Dec 1994.
- [Slo84] J. J. Slotine. "Sliding Controller Design for non-linear Systems". *Int. J. Control*, Vol. 40, No. 2, pp. 421-434, 1984.
- [SR96] H. Sira-Ramirez. "On the sliding mode control of multivariable nonlinear systems". *Int. J. Control*, Vol. 64, No. 4, pp. 745-765, 1996.
- [SS83] J. J. Slotine and S. S. Sastry. "Tracking control of non-linear system using sliding surface with application to robot manipulators". *Int. J. Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 465-492, 1983.
- [ST97] 正田英介, 丹羽信昭 (編). 「電力システム」. オーム社, 1997.
- [SU94a] 千住, 上里. 「直列可変インピーダンス機器による電力系統の安定化制御方法」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 2, pp. 161-166, Feb 1994.
- [SU94b] 千住, 上里. 「直列可変インピーダンス機器による電力系統安定化制御法」. 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 2, pp. 161-166, Feb 1994.
- [Suz82] 鈴木. 「適応制御理論—今後の展開は」. システムと制御, Vol. 26, No. 3, pp. 172-181, 1982.
- [TCI⁺94] 手塚, 趙, 石亀ほか. 「facts 機器による過渡安定化制御」. 電気学会電力技術研究会資料, PE-94-112, 1994.
- [TT95] A. Tesfaye and M. Tomizuka. "Robust control of discretized continuous systems using the theory of sliding modes". *Int. J. Control*, Vol. 62, No. 1, pp. 209-226, 1995.
- [TUYS86] 田中, 植田, 横川. 「多変数最適制御の発電所励磁調速系への応用」. 電気学会論文誌, Vol. 106-B, No. 7, pp. 657-662, July 1986.
- [Utk] V. I. Utkin. "Sliding Modes and Their Application to Variable Structure System". Mir Moscow.

- [Utk77] V. I. Utkin. "Variable structure systems with sliding modes". *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [WH96] M. Won and J. K. Hedrick. "Multiple-surface sliding control of a class of uncertain nonlinear systems". *Int. J. Control*, Vol. 64, No. 4, pp. 693-706, 1996.
- [WMMM94] Y. Wang, R. R. Mohler, W. A. Mittelstadt, and D. J. Maratukulam. "Variable-Structure Braking-Resistor Control in a Multimachine Power System". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 9, pp. 1557-1562, 1994.
- [WO97] 和田, 大山. 「vss 理論による電力系統安定化に関する研究」. 電気学会電力技術研究会資料, PE-97-70, 1997.
- [WW70] J. L. Willems and J. C. Willems. "The Application of Lyapunov Methods to the Computation of Transient Stability Region for Multimachine Power Systems". *IEEE Trans. on Power Apparatus System*, Vol. PAS-89, No. 5/6, pp. 795-801, May/June 1970.
- [YRC95] X. Yu, H. S. Ramirez, and C. Ledwich. "Switching control strategy for the power system stabilization problem". *Int. J. Control*, Vol. 62, No. 5, pp. 1021-1036, 1995.
- [YWW92] R. Spee Y. Wang, R. R. Mohler and W. Mittelstadt. "Variable-Structure FACTS Controllers for Power System Transient Stability". *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 7, No. 1, pp. 307-313, Feb 1992.

本研究に関する著者の発表

1. 論文

- a) 横山, 佐藤, 貝津: 「一機無限大母線系統における同期機逆動揺現象の実験と解析—故障点アークの等価抵抗表現による検討—」, 電気学会論文誌, Vol.113-B, No.12, pp.1450-1451, Dec. 1993
- b) 貝津, 沼田, 横山: 「移相器を用いた電力系統のスライディングモード制御」, 電気学会論文誌, Vol.115-B, No.1, pp.91-92, Jan. 1995
- c) 貝津, 佐藤, 沼田, 横山: 「一機無限大母線系統の移相器制御による過渡動揺抑制効果の実験と解析」, 電気学会論文誌, Vol.115-B, No.7, pp.562-567, July 1995
- d) 貝津, 横山, 佐藤, 菊池: 「移相器のスライディングモード制御に基づく一機無限大母線系統安定化の実験と解析」, 電気学会論文誌, Vol.118-B, No.1, pp.44-51, Jan. 1998
- e) 横山, 貝津, 菊池: 「電力系統におけるスライディングモード制御の到達条件」, 計測自動制御学会論文集, Vol.34, No.8, pp.929-934, Aug. 1998
- f) 横山, 貝津, 菊池: 「多機電力系統におけるスライディングモード制御の到達条件」, 電気学会論文誌, Vol.119-B, No.2, pp.212-217, Feb. 1999

2. 国際会議ほか

- a) 貝津, 目黒, 横山: 「移相器のスライディングモード制御による多機電力系統の安定化」, 電気学会電力技術研究会資料, PE-95-129, pp.149-156, Oct. 1995
- b) 横山, 貝津, 菊池: 「移相器を用いた多機電力系統の安定化」, 平成9年電気学会全国大会, 1506, 1997
- c) K.Yokoyama, H.Kaizu, H.Kikuchi, S.Sasaki, M.Nakashizuka: "Reachability on the Sliding Mode Control of Phase Shifters", *Proc. ITC-CSCC'98*, Vol.2, pp.1643-1646, Sokcho Korea, 1998