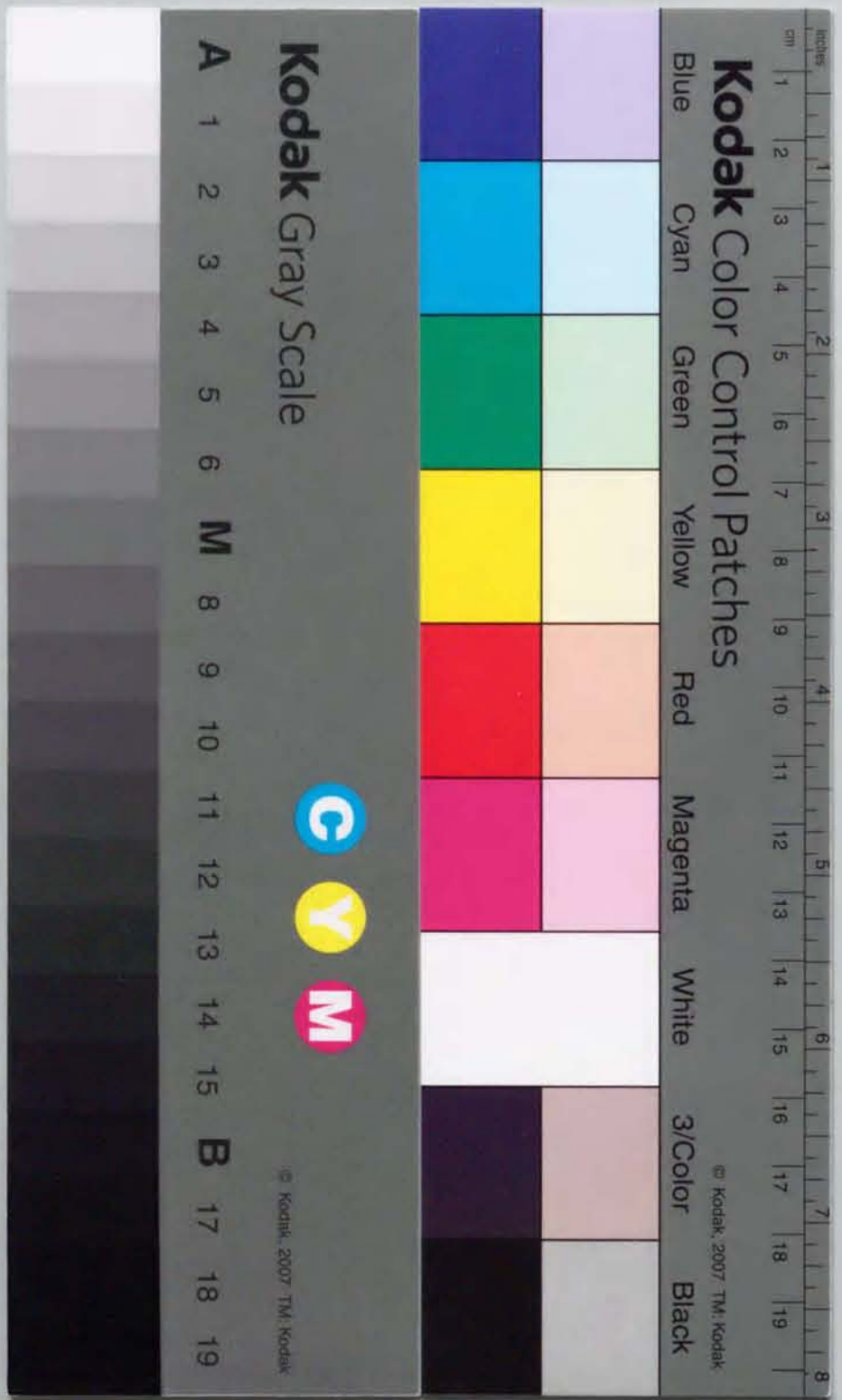


電力系統のモデル化と安定化制御の
評価に関する研究

植川 善 範
平成 0 年



電力動揺のモデル化と安定化制御の
評価に関する研究

瀧川喜義

平成8年

内容梗概

第 1 章は序論として研究の背景について述べ、研究の位置づけおよび工学上の意義を明らかにする。

第 2 章では、電力系統の現状について述べ、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬することの妥当性を示す。

過去に実施された電力系統の特性試験の結果から、長距離串型電力系統において、ある地点で発生した電力動揺は時間遅れを持って他の地点に伝搬していくことが知られている。このことは、電力動揺が位置と時間の関数として与えられる波動、即ち分布定数回路上を伝搬する波として扱えることを表している。そこで、本論文では電力動揺を分布定数回路モデルで表すことで、その伝搬特性を波動の伝搬の形でとらえる手法について検討を行った。また、本手法を用いることで電力動揺の腹と節の位置を容易に求められることから、制御装置の設置個所や制御効果の検討に活用できることを明らかにしている。

第 3 章では、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬する手法について述べる^{[1]~[4]}。本論文では、これまで簡単のため無視していた発電機と線路間のリアクタンスを考慮した詳細モデルをもとに電力動揺の方程式を導出する。さらに分布定数回路モデルと集中定数回路シミュレーションの解析結果を動揺周波数の観点から比較検討し、模擬精度の検証を行うとともに分布定数回路モデルの妥当性を示す。

第 4 章では、分布定数回路モデルに基づく制御方式の一つとして提案されているアクティブシンク法を電力系統の制御に適用する手法について述べる^{[3]~[7]}。本手法を用いることで、電力動揺の腹と節の位置を定量的に把握する事ができ、制御位置と制御効果の関係を容易に把握できることを示す。

第 5 章では、発電機が直流系統に単独接続される場合に発生する可能性のある高調波不安定現象を定量的に評価する手法について述べる。ここでは、交直変換器をスイッチング関数で表現することで、高調波不安定現象の発生の有無を容易に把握する手法を示す^[8]。

第 6 章では本研究で得られた結果と今後に残された課題について述べる。

関連発表論文

- [1] 瀧川, 浜田, 川崎, 有吉:「分布定数回路による分岐路インピーダンスを考慮した電力系統の模擬」, 信学技報, CAS95-100, NLP95-91 (1996-01).
- [2] 瀧川, 浜田, 川崎, 有吉:「分布定数回路による電力系統の模擬における分岐路リアクタンスの影響」, 第9回回路とシステム軽井沢ワークショップ (1996-04).
- [3] K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Stability Control of a Power System with a Distributed Constant Circuit", 1996 International Conference on Circuit/Systems, Computer and Communications (ITC-CSCC'96), (1996-07).
- [4] K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Fundamental Consideration of Modeling of Electric Power Systems with Distributed Constant Circuit", 12th Power Systems Computation Conference, Dresden, (1996-08).
- [5] K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Analysis of Stability Control of a Power System with a Distributed Constant Circuit Model", IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems '96 (APCCAS'96), (1996-11).
- [6] 瀧川, 浜田, 川崎, 有吉:「スイッチング関数を用いた高調波不安定現象の解析」, 平成7年度電気関係学会四国支部連合大会, (1995-11)

目次

第1章 序論	1
第2章 電力系統の特性と制御方式	4
2.1 概要	4
2.2 電力系統とその解析	5
2.3 電力系統試験の概要	7
2.3.1 電力系統試験の条件	7
2.3.2 電力系統試験の結果	9
2.4 電力系統安定化装置	12
2.5 直流送電	16
2.6 まとめ	18
第3章 分布定数回路モデルによる電力動揺の模擬	19
3.1 概要	19
3.2 電力系統のモデル化	20
3.2.1 大規模な電力系統の模擬	20
3.2.2 発電機の模擬	23
3.2.3 送電線の模擬	25
3.3 RLCG 分布定数回路モデル	26
3.4 電力系統の分布定数回路モデル	33
3.4.1 分布定数回路モデル	33
3.4.2 一般解	37
3.4.3 電力系統とLC分布定数回路モデル	42
3.5 分布定数回路モデルと集中定数回路モデル	44
3.5.1 分布定数回路モデルにおける動揺周波数	44
3.5.2 集中定数回路モデルにおける動揺周波数	47
3.5.3 集中定数回路シミュレーション結果	50
3.6 まとめ	52
第4章 電力動揺安定化制御の評価	54
4.1 概要	54
4.2 伝達マトリクスを用いた表現	55
4.3 アクティブシンク法と動揺抑制制御	57
4.3.1 アクティブシンク法	57

4.3.2	単一動揺の抑制制御	64
4.3.3	複数の電力動揺の制御	72
4.3.4	制御量に制約がある場合	76
4.4	まとめ	79
第5章	高調波不安定現象の解析	80
5.1	概要	80
5.2	高調波不安定現象	81
5.3	スイッチング関数を用いた解析手法	83
5.3.1	スイッチング関数	83
5.3.2	直流電圧と直流電流のスイッチング関数を用いた表現	85
5.3.3	交流電圧における擾乱の影響	88
5.3.4	解析例	92
5.4	まとめ	96
第6章	結言	97
謝辞	99
参考文献	100

第1章 序論

社会の高度化や生活の利便性追求の増大に伴い、エネルギー供給にシめる電気エネルギーの役割はますます増大しており、電力供給の経済性と信頼性の両立が強く求められている。このため、従来から電力融通の効率化や発電予備設備力の低減のため、電力系統の広域的な連系が進められている。現在は、数百台におよぶ大型発電機が連系され、電源立地の遠隔化と相まって発電容量だけでなく送電距離の面でも巨大で複雑な系統になっている。このような系統であっても、連系された系統内の全ての発電機は同期を保って運転されることが要求される。落雷などで系統内の電力潮流に動揺が発生したときでも、発電機が同期運転できなくなり系統から分離されることは電力の安定供給のために極力防止しなければならない。このため電力系統の設備計画はもとより日常の系統運用においても詳細な安定度解析を行い、必要な対策が立てられている。

現在電力系統の安定度解析では、発電機や電力系統を詳細に模擬したモデルを用いてシミュレーション計算や線形近似モデルの固有値解析などが行われている。ところがこのような解析方法は大量の詳細なデータを必要とし、電力系統が巨大化・複雑化したことにより取り扱いが非常に煩雑になっている反面、解析結果から個々の発電機等の動揺が分かっても電力系統全体の動きを把握するのは困難である。また、電力動揺は多くの周波数の波が複雑に干渉しあっており、大規模連系系統では対象系統から遠方の系統間で生じている電力動揺の影響についても考慮する必要がある、系統全体の現象や動揺特性を把握するのが困難になってきている。

ところで、電力系統の動揺は、大規模な系統試験などから、あたかも LC 分布定数回路のように一定の時間遅れをもって伝搬していくことが知られている。LC 分布定数回路の伝搬特性は既によく知られていることから、電力系統を分布定数回路で表すことができれば、発電機の接続状況から系統全体の現象を大局的にとらえることが可能となると考えられる。そこで、これまで、簡単のために発電機と線路間の分岐路のリアクタンスを十分に小さいと仮定して簡略化した系統モデルについて検討を行い、電力動揺を分布定数回路モデルを用いて模擬することができ、電力系統の分布定数回路モデルと一般的な LC 分布定数回路モデルの回路パラメータが対応づけられることを

明らかにしてきた。本論文では分岐路のリアクタンスを考慮した詳細な分布定数回路モデルを作成し、内部リアクタンスの大きい発電機が2次系統の送電線や変圧器を介して基幹線路に接続されるような実系統への応用を可能にした。また、電力動揺を分布定数回路モデルを用いて表現することで、潮流と電力系統の発電設備や送電設備の配置から系統安定度上の弱点の抽出が行えるなど多くのメリットがあることが分かった。さらに、分布定数回路モデルに制御方式の一種であるアクティブシンク法を適用し、大容量の電池の一種である BESS や交流系統に並列に接続された直流系統の潮流制御を行うことで電力動揺を抑えるために必要とされる制御位置と制御量の関係を求めた。その結果、集中定数回路モデルを用いた場合には多大な困難を要している制御装置を設置する場合の制御効果の大きさを容易に推定できる手法を見いだした。以下に本論文の構成を簡単に説明する。

まず、第 2 章では、電力系統の現状について述べ、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬することの妥当性を示す。

過去に実施された電力系統の特性試験の結果から、長距離串型電力系統において、ある地点で発生した電力動揺は時間遅れを持って他の地点に伝搬していくことが知られている。このことは、電力動揺が位置と時間の関数として与えられる波動、即ち分布定数回路上を伝搬する波として扱えることを表している。そこで、本論文では電力動揺を分布定数回路モデルで表すことで、その伝搬特性を波動の伝搬のイメージでとらえる手法について検討を行った。また、本手法を用いることで電力動揺の腹と節の位置を容易に求められることから、制御装置の設置個所や制御効果の検討に活用できることを明らかにしている。

第3章では、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬する手法について述べる^{関連発表論文[1]~[4]}。本論文では、これまで簡単のため無視していた発電機と線路間のリアクタンスを考慮した詳細モデルをもとに電力動揺の方程式を導出する。さらに分布定数回路モデルと集中定数回路シミュレーションの解析結果を動揺周波数の観点から比較検討し、模擬精度の検証を行うとともに分布定数回路モデルの妥当性を示す。

第4章では、分布定数回路モデルに基づく制御方式の一つとして提案されているアクティブシンク法を電力系統の制御に適用する手法について述べる^{関連発表論文[3]~[7]}。本

手法を用いることで、電力動揺の腹と節の位置を定量的に把握する事ができ、制御位置と制御効果の関係を容易に把握できることを示す。

第5章では、発電機が直流系統に単独接続される場合に発生する可能性のある高調波不安定現象を定量的に評価する手法について述べる。ここでは、交直変換器をスイッチング関数で表現することで、高調波不安定現象の発生の有無を容易に把握する手法を示す^{関連発表論文[8]}。

第6章では本研究で得られた結果と今後に残された課題について述べる。

第2章 電力系統の特性と制御方式

2.1節 概要

この章では、電力系統の現状について述べ、60Hz 連系系統において実施された系統特性試験の結果をもとに、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬することの妥当性を示す。

環境面や制御性、安全性などから電気エネルギーへの社会の依存はますます増大の傾向にあり、電力コストの低減と同様に供給信頼度の維持は電力供給者にとって重要な課題となっている。このため、電力系統の設備計画や運用時において、供給信頼度を把握するための解析が盛んに行われ、信頼度向上のための対策が随所でなされている。特に近年の電力系統は各電力会社間の連系が密になってきており、障害発生時に影響の波及する可能性のある範囲も以前に増して増大の傾向にある。そこで、大容量電源の脱落による周波数の低下を引き金に、連系線に過大潮流が流れ、その対策として連系を解列することによりますます周波数が低下し、さらには連鎖反応的な電源脱落を引き起こすといった重大事故においては大規模な供給支障が生じる恐れがあり、これまでに多くの検討がなされ必要な対策が講じられてきた。

これらの検討に先立ち、昭和41年に60Hzの中西地域において電力一周波数の関係を表す系統定数をはじめとする系統の諸特性を把握するための試験が実施された。さらに、昭和49年には大容量の火力機が大半を占める当時の実態に即したデータを収集するために、60Hz 全系を対象に6発電機において計7回の発電機カット試験が行われた。その結果、電力系統の特性を把握する上で非常に貴重なデータを数多く収集することができた^[1]。

現在、これらのデータに基づき、発電機や変圧器、送電線等の詳細モデルが作られ、集中定数回路モデルを用いた種々の解析が行われている^{[2]~[4]}。ところが、集中定数回路モデルを用いた解析においては個々の機器について非常に詳細なデータを必要とする反面、解析結果からは局所的な特性や個別の機器の特性が得られるだけで、大局的に電力系統全体の特性を把握することは容易ではない。

一方、系統特性試験では50個所を上回る発電所等の電気所において各種諸量の測定が行われたが、発電機カットにより生じた電力動揺は、発生地点に近いところで

は瞬時に観測されるのに対して、遠く離れるほど観測までに時間がかかることが分かった。このことは、ある地点で発生した電力動揺は時間遅れを持って他の地点に伝搬していくことを表している。このことから、電力動揺は位置と時間の関数で与えられる波動、即ち分布定数回路上を伝搬する波として扱えることが分かった^{[5]~[7]}。この事実を踏まえ、本文では電力動揺を分布定数回路モデルで模擬することの妥当性を明らかにする。また、電力動揺抑制のための制御方式の一種である電力系統安定化装置と直流送電について概要を説明する。

2.2節 電力系統とその解析

電力系統は電力を作り出す原子力、火力、水力などの発電所、電力を送る交流送電線、直流送電線、変電所、配電線、電力を消費する負荷などが電氣的に同期を保って運転される巨大なシステムである。図2.1に国内における27万5千V以上の基幹送電線を示すが、実際にはこれ以下の電力系統や配電線まで考慮すると非常に複雑なものとなる。各電力会社は本四連系線や関門連系線、直流系統の北本連系線などの連系線を介して接続されており、中部地域以西の60Hz地域と関東地域以東の



図2.1 主要な電力系統

50Hz 地域は周波数変換所を介して接続され、経済的理由や緊急時の対応により電力の融通ができるようになってきている。また、電力系統は常に変化しており、長期的には需要増による設備の新設や短期的には季節や昼夜の別による需要変動により発電機出力や送電線の潮流などの系統状態は時々刻々と変化している。さらに、電力系統は常に厳しい自然環境にさらされており、電氣的な接続であるため落雷事故等が発生した場合には故障電流は瞬時に流れ数 μ s ~ 数 ms オーダーで現象を把握することが必要である。従来から電力系統の現象を把握するためにシミュレーション計算がさかんに行われている。電力の需要増に対応するためには新しい発電所を作る必要があるが、立地難などにより電源が需要地から遠隔化する傾向にあり、大電力を長距離送電するために安定度が悪化している。これに伴い、安定度の詳細解析や安定度向上対策の検討の必要性が急速に増している。また、融通送電などの増加により基幹系統の送電線が重潮流化する傾向にあり、安定度のほかルート断時の周波数変動面の詳細な解析が必要となっている。さらにサイリスタ応用技術の急速な進歩により直流送電

表 2.1 電力系統解析技術の変遷

年	1950	1955	1960	1965	1970	1975	1980	1985
安定度解析 手法の導入状況	手計算	交流計算機導入	交流計算機増設	デジタル計算機実施	Z 法導入	Y 法導入 周波数応答法導入	S 法導入 改良 Y 法導入	
発電機・制御の模擬	背後電圧一定モデル、制御系模擬せず (0~1.2秒程度)				発電機詳細模擬 制御系詳細模擬 (0~10秒程度)			
規模	10~20機 ~150線路		50~100機 200母線 300線路		100機 200母線 300線路	500機 1,200母線 1,500線路	500機 1,500母線 2,000線路	
周波数解析	系統定数による手計算				簡略モデルによる シミュレーション			
電子計算機の進歩	32~		39~		57~			
	第一世代 真空管 10KIIPS・2KB	第二世代 トランジスタ 200KIIPS・32KB	第三世代 IC 5MIIPS・2MB	第四世代 VLSI 30MIIPS・8MB				

などのパワーエレクトロニクス機器の導入が進んでいるがこれらの機器は応答が極めて早いため系統に対する安定度の詳細な解析の必要性が増している。

上記のような理由で電力系統の解析にはより高度な技術が要求されている。表 2.1 に系統解析手法の変遷を示すが、初期にはアナログの交流計算盤を用いて解析が行われていたが、1965年頃にデジタル計算機が開発されると安定度のシミュレーションが行われるようになり、その後系統規模の拡大や、より詳細な系統解析の必要性和コンピュータの能力の急速な向上が相まって安定度解析手法の開発と改良が重ねられてきた。デジタル計算の初期には発電機 50 台程度の系統を 1 秒程度解析するのが限度であったが、現在では 500 機程度の解析までこなすことができるようになってきている。

2.3 電力系統試験の概要^[1]

2.3.1 電力系統試験の条件

近代化した電力系統特性を把握し解析の高精度化をはかるため、昭和 49 年 3 月から 10 月にかけて中、西地域の電力会社等が協力して 60Hz 連系系統における電力一周波数特性の実測を行った。ここでは試験の概要と測定条件について説明する。

系統試験は中、西地域の 60Hz 全系を対象とし、表 2.2 および図 2.2 に示すように系統の東西両端部に位置する知多、富山新港、川内発電所と系統中心に位置する海

表 2.2 試験ケース

試験日時	遮断箇所	遮断容量
昭和49年3月14日 17時59分59秒62	中部電力 知多火力4号機	700MW
昭和49年3月18日 11時59分59秒60	中国電力 玉島火力1号機	500MW
昭和49年4月23日 14時20分00秒45	九州電力 川内火力1号機	500MW
昭和49年4月25日 11時15分01秒67	関西電力 海南火力3号機	600MW
昭和49年10月17日 12時04分59秒80	北陸電力 富山新港火力1号機	500MW
昭和49年7月25日 22時50分03秒02	関西電力 奥多々良木揚水2号機	303MW
昭和49年7月25日 23時50分02秒60	関西電力 奥多々良木揚水1,2号機	303×2MW

南, 奥多々良木, 玉島発電所の6変電所において計7回の発電機カット試験が実施された。なお, 奥多々良木発電所は揚水発電所であり揚水運転中の入力遮断は負荷カットに相当し, 残りの5発電所は大容量の火力発電所であり発電中の負荷遮断は電源カットすなわち電源脱落に相当する。一般に電源カットと負荷カットを総称して発電機カットと呼ばれる。試験時の発電端総需要と並列設備容量を表2.3に示す。試験は



図 2.2 試験系統

表 2.3 試験時の発電端需要と並列設備容量

遮断箇所 地域	知多	南海	玉島	川内	富山 新港	奥多々良木 (2号機)	奥多々良木 (1,2号機)
中 部	8,514	8,673	8,521	8,347	7,086	6,380	6,386
	10,886	9,912	10,145	9,656	9,101	9,354	9,134
北 陸	2,465	2,532	2,457	2,585	2,582	2,455	2,307
	3,041	3,265	3,041	3,298	3,064	3,591	3,503
関 西	10,510	10,592	9,988	10,348	8,914	8,261	7,715
	13,897	12,211	12,974	12,450	10,996	15,670	15,753
中 国	5,641	5,818	5,563	5,557	5,352	5,786	5,476
	6,672	6,377	5,596	6,264	5,912	7,066	6,944
四 国	2,469	2,474	2,494	2,423	2,190	2,487	2,427
	2,893	3,038	3,012	2,867	2,799	3,379	3,264
九 州	5,114	4,986	4,807	4,738	4,690	4,712	4,650
	6,145	5,831	5,774	5,736	5,620	6,713	6,647
60Hz全系	34,713	35,075	33,830	33,998	30,814	30,081	28,961
	43,534	40,634	40,542	40,271	37,492	45,773	45,245

上段：発電端需要 [MW]
下段：試験対象機を除く並列設備容量 [MW]

できるだけ平常運転時に近い系統特性が得られるように以下の3点に配慮した。

- ①試験中の系統操作は行わない
- ②発電機の運転は通常の運転(ガバナフリー運転, 自動周波数制御運転, ロードリミッタ運転)とする
- ③佐久間の周波数変換所は通常の運転のままとする

測定は図 2.2 に示すような連系線及び電気所において周波数, 有効電力, 無効電力, 電圧, 電圧位相差等の実測が行われ, 各地点の時刻の照合は電々公社の時報サービスを利用して行った。

2.3.2 電力系統試験の結果

(1)周波数変動

周波数動揺の測定結果を表 2.4 に示す。試験時のオシロ波形から周波数動揺に

表 2.4 周波数動揺の測定結果

測定場所	遮断箇所 項目	知多	海南	玉島	川内	富山新港	奥多々良木 (2号機)	奥多々良木 (1,2号機)
		中部	T Δfm Td Tλ	5.0 0.22 0.0 1.9	5.9 0.18 0.0 4.3	4.2 0.13 0.7 1.9	3.2 0.18 0.9 4.5	5.3 0.14 0.0
北陸	T Δfm Td Tλ	6.1 0.24 0.0 2.1	5.9 0.15 0.0 1.5	5.3 0.12 0.2 1.8	3.6 0.15 0.7 4.0	4.3 0.15 0.0 1.7	— — — —	5.3 0.20 0.0 3.1
関西	T Δfm Td Tλ	6.1 0.20 0.0 4.2	5.9 0.18 0.0 1.8	3.5 0.12 0.2 2.2	3.8 0.16 0.5 4.0	4.5 0.14 0.0	5.0 0.06 0.0	5.8 0.15 0.0
中国	T Δfm Td Tλ	4.1 0.20 0.7 3.5, 4.4	3.8 0.17 0.0 4.4	3.2 0.12 0.0 2.1	6.0 0.17 0.2 4.6	— — — —	3.5 0.08 0.5 4.0	4.0 0.19 0.4 3.5
四国	T Δfm Td Tλ	4.4 0.21 0.8 2.8, 4.5	3.9 0.17 0.5 4.2	3.3 0.14 0.0 2.0	6.2 0.18 0.3 4.6	— — — —	3.5 0.08 0.9 4.1	4.5 0.18 0.5 3.5
九州	T Δfm Td Tλ	3.8 0.23 1.2 4.4	4.0 0.18 0.7 4.3	4.6 0.12 0.3 2.4	5.5 0.17 0.0 1.5, 4.3	— — — —	3.5 0.08 1.0 4.0	4.0 0.20 0.4 4.0

T : 最大値到達時間 [秒]
Δfm : 最大変化値 [Hz]
Td : 不動時間 [秒]
Tλ : 変動周期 [秒]

は複数の周波数をもつ振動波が重なっており、60Hz 全系の非常に長周期の動揺、中地域と西地域間の動揺、電力会社内の短周期の動揺など6つの主要な動揺が確認された。このうち、長周期動揺については指数関数的に変化するよう見え、特に約2秒と4秒の動揺成分が多く含まれていた。また、中地域における発電機カットにおいては中地域で約2秒周期、西地域で約4秒周期の動揺が顕著であり、九州の末端に位置する川内の場合には中西地域ともに約4秒周期の動揺が顕著であったが西地域については短周期の動揺が多く含まれていることが分かった。一般に系統動揺の固有周期は慣性が小さい小規模系統ほど、また発電機カット地点に近く同期化力が大きいほど短くなる。従って、同一地域内でも発電機カット箇所に近い系統では短周期の動揺が多く含まれ、遠いほど長周期の動揺が卓越している実測結果とも一致している。また、関西は系統容量が大きく慣性が大きいので自社内カット以外は長周期分で応動し、全系の中心的な位置にある玉島カットでは中国の慣性が小さいために短周期で応動し、その動揺が各社へなめらかに伝えられたために長周期の動揺はほとんど見られていない。さらに、中地域内で発電機カットした場合には中地域内では短周期動揺、西地域内では長周期動揺が現れるが、周波数変動の最大値は中地域内では短周期動揺の第2～3波目、西地域では長周期動揺の第1波目となる。従って、最大変動値になるまでの時間は発電機カットした系統よりも遠方の系統の方が早くなる。

以上のことから、発電機カットした地点より遠い系統では周波数の変動が認められるまでに時間の遅れすなわち不動時間が見られ、この不動時間は遠距離の系統ほど大きいことが分かる。このことは発電機カットによって系統に加えられた動揺が順次に沿革の系統へと伝搬していくことを表している。

(2)有効電力変動

電源カットによる周波数低下が全系統へ伝搬していくアルゴリズムは図2.3のようになる。ここで、系統の電圧変動に対する周波数の変動は1次遅れの関係があり、連系線両端の周波数差の積分が両端の位相差となってこれが連系線有効潮流に比例する。このような系統慣性に基づく遅れを伴う積分が順番に連なることによって擬

似的なむだ時間すなわち不動時間が生じる。また、表2.5にも示すように不動時間については遠距離の系統ほど値が大きく、系統容量が小さいほど短い傾向があり、その値は周波数の不動時間より幾分小さい。これは連系線有効潮流の応動のほう周波数より先行するからであると考えられる。

以上に示したように電力系統試験により

- ①ある地点で発生した電力動揺は時間遅れをもって他の地点に伝搬する
- ②伝搬遅れ時間は系統容量が小さく慣性の小さい系統ほど短くなる
- ③振動周期は系統容量が小さく慣性の小さい系統ほど短くなる

などが確認された。これらの特性はLC分布定数回路の特性と類似していることから

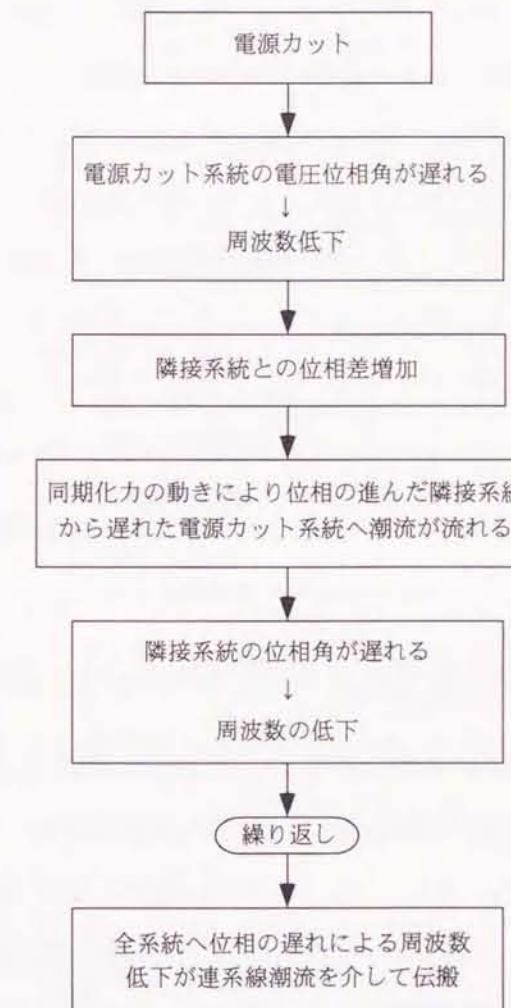


図2.3 周波数低下のアルゴリズム

電力系統を分布定数回路で模擬することができれば一般的な LC 分布定数回路における理論を電力系統の解析に適用することが期待できる。

表 2.5 有効潮流動揺の測定結果

電源遮断箇所		知多	南海	玉島	川内	富山 新港	奥多々良木 (2号機)	奥多々良木 (1.2号機)
連系点	項目							
中部	T	1.1	0.6	1.4	2.5	1.0	0.7	8.9
	ΔP_m	795	260	190	250	235	118	197
	T _d	0.0	0.0	0.1	0.7	0.0	0.0	0.0
	T _λ	2.0		2.2	4.7	2.0	3.8	3.8
北陸	T	3.3	0.6	0.8	2.4	0.9	4.2	4.3
	ΔP_m	116	90	65	68	649	45	71
	T _d	0.0	0.0	0.0		0.0	0.0	0.0
	T _λ	2.1	2.1	2.0	4.2	1.7	1.7	1.7
関西	T	2.1	2.4	1.1	2.4	1.7	2.1	2.3
	ΔP_m	376	255	380	495	260	250	375
	T _d	0.2	0.0	0.0	0.2	0.0	0.0	0.0
	T _λ	4.7	4.4	1.9	4.4	4.4	4.4	4.4
中国	T	2.6	2.2	0.9	2.3	—	2.1	2.4
	ΔP_m	428	240	246	501	—	194	299
	T _d	0.3	0.2	0.0	0.2	—	0.0	0.0
	T _λ	4.3	4.8	1.9	4.7	—	4.2	4.2
四国	T	6.5	7.1	2.7	1.1	—	1.6	3.7
	ΔP_m	114	59	113	139	—	38	69
	T _d	0.8	0.4	0.0	0.0	—	0.0	0.5
	T _λ	2.0, 4.2	1.8, 4.4	2.0	2.6	—	5.4	3.3
九州	T	2.6	7.0	1.2	1.6	—	2.5	2.4
	ΔP_m	228	142	162	478	—	105	155
	T _d	0.9	0.4	0.0	0.0	—	0.5	0.3
	T _λ	4.6	4.6	2.6	1.6, 4.4	—	3.5	4.4

T : 最大値到達時間 [秒]
 ΔP_m : 有効潮流変化量の最大値 [MW]
 T_d : 不動時間 [秒]
 T_λ : 変動周期 [秒]

2.4 電力系統安定化装置(PSS)^{[8]~[12]}

最近の発電機は過渡安定度を向上させる目的で応動速度の早い自動電圧調整器(AVR : Auto Voltage Regulator)を採用した速応励磁方式が用いられるようになってきているが、過渡安定度は向上する反面、負の制動現象により定態安定度が低下することがある。そこで、AVR に補助信号を与えることで励磁制御を行い定態安定度の向上を図ることのできる電力系統安定化装置(PSS : Power System Stabilizer)が設置される場合が多い。AVR と PSS の関係を図 2.4 に示す。本節では PSS による安定化の原

理について簡単に説明する。

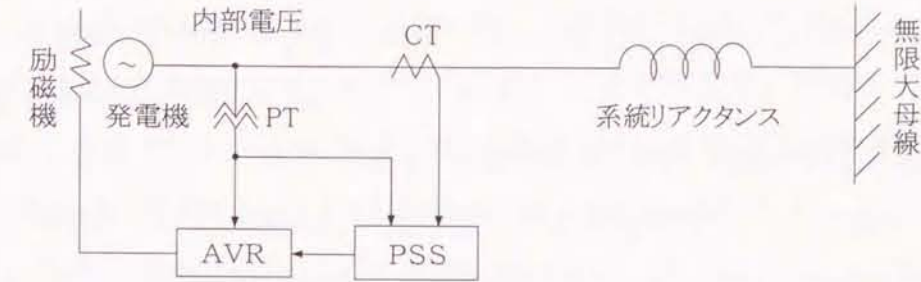


図 2.4 AVR と PSS の関係

何らかの外乱によって発電機に動揺が生じると回転子位相角が離れるのを防ごうとする同期化トルクと回転速度が変化するのを防ごうとする制動トルクが働き、これらがバランスをとることで動揺は抑制される。最も簡単な発電機のブロックは発電機の慣性定数を M 、同期化係数を C 、制動係数を D とし、機械的入力を ΔT_m とすると図 2.5 の上段のように表され、

$$\begin{cases} \Delta T_s = C \cdot \Delta \theta & \text{:同期化トルク} \\ \Delta T_d = D \cdot \Delta \omega & \text{:制動トルク} \end{cases} \quad (2.1)$$

である。ここで

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.2)$$

より、 $\Delta \theta$ と $\Delta \omega$ の間には $\pi/2$ の位相差があるので両者の合成ベクトルは同図右欄のようになる。ここで合成ベクトルが第 1 象限にあるとき、すなわち

$$\begin{cases} C > 0 \\ D > 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

のとき系は安定となる。

次に同図中段のように AVR を付加した場合について考える。電圧の変化が AVR を介して即座に励磁系に伝えられるとすると、励磁系で発生するトルク ΔT_{AVR} は界磁巻線の時定数のため $\Delta \theta$ に比べて位相が約 90 度遅れる。ここで、AVR の係数を D' とす

ると $T_S + T_D + T_{AVR}$ の合成ベクトルは同図右欄のようになる。AVR を付けることで同期化力は増すが制動力は減少しベクトルが第 4 象限に位置することから不安定な状態になっていることが分かる。この傾向は AVR のゲインが大きいほど強くなる。

これに対して同図下段に示すように有効電力の変化分 (ΔP) を入力とする PSS を付加した場合を考える。 ΔP は $\Delta \theta$ とほとんど同じ位相であるので、符号を反転させた $-\Delta P$ を PSS への入力信号とすると、出力信号が AVR のときと同様に励磁系で約 90 度遅れ PSS によるトルク ΔT_{PSS} は同図右欄のようになる。従って、合成ベクトル

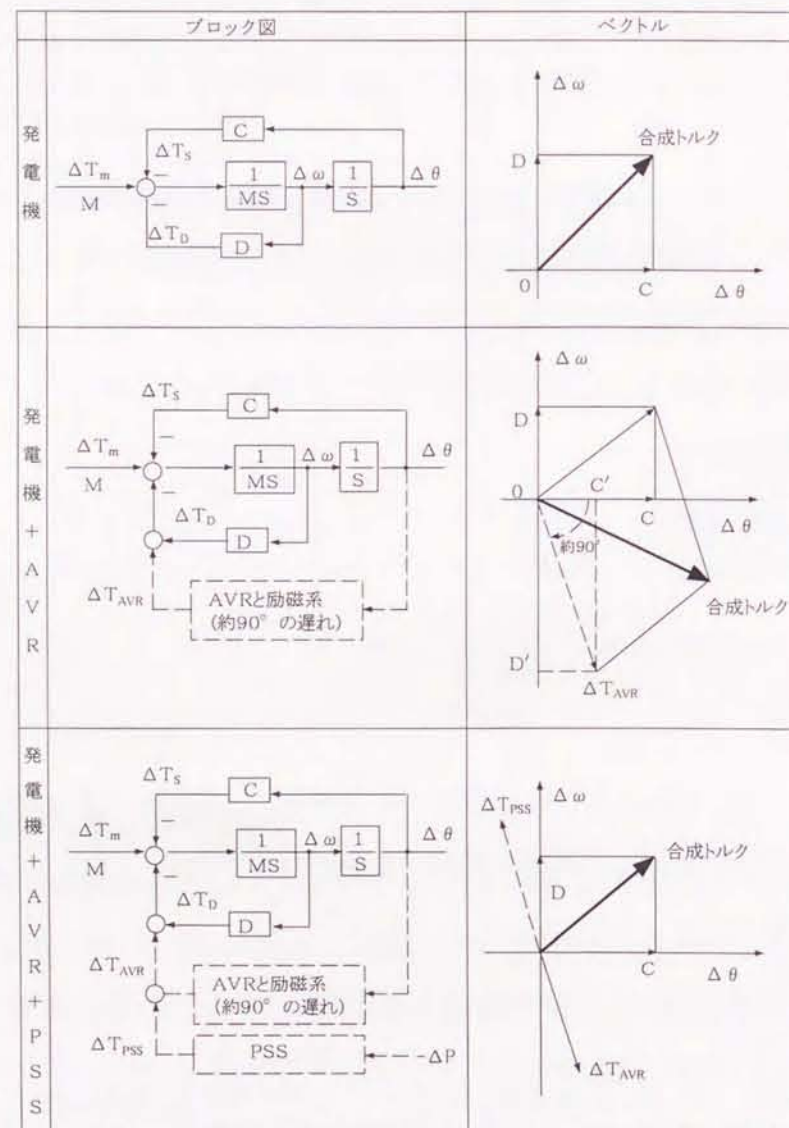


図 2.5 PSS の働き

$T_S + T_D + T_{AVR} + T_{PSS}$ は第 1 象限にもどされ同期化力と制動力ともに安定化することができる。通常 PSS のトルク ΔT_{PSS} は AVR のトルク ΔT_{AVR} と逆位相になるように調節される。そして、発電機出力が減少したとき励磁を強め、増加したとき励磁を弱めるように動作することで制動力を強めている。

標準的な AVR と PSS のブロック図を図 2.6 に示す。AVR は端子電圧の基準値からの偏差を検出し、これを増幅して励磁装置に制御信号を渡す。一方、PSS は発電機出力の基準値からの偏差を検出し、電力系統全体としての制動力が最も大きくなるように位相を調節したあと増幅して AVR に信号を渡す。実際には電氣的出力そのものを出し内部で電力偏差に変換するため定常時の信号を打ち消す必要がありシグナルリセット回路が設けられている。

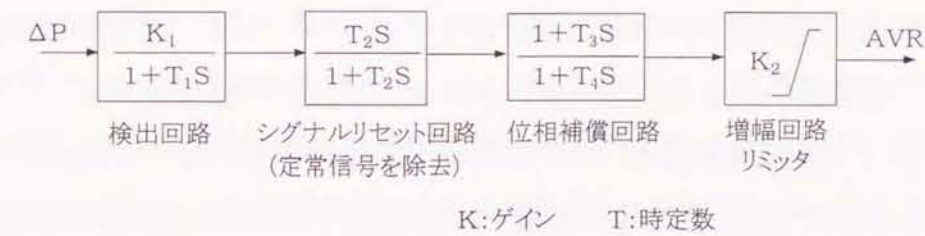


図 2.6 標準的な PSS の構成

図 2.5 で示したように ΔT_{PSS} は励磁系の動作遅れのため PSS の入力信号である電力動揺 $-\Delta P$ に対して約 90 度遅れる。ところが励磁装置は 1 次遅れの伝達特性をもっているため電力動揺の周期が短い短周期動揺の場合には位相の遅れは大きくなるが周期が長い長周期動揺の場合には位相の遅れは小さくなる。そこで、AVR のトルクと逆位相となるように位相を調節するためにはあらかじめ PSS のブロック内で必要なだけ位相を遅らせておく必要があるが、その量は短周期動揺の場合には比較的少なくすむのに対して長周期動揺の場合には大きな位相制御を必要とする。大きく位相を制御する装置を作ることは技術的にも困難な面があるためここで述べたような発電機出力の偏差を入力信号とする PSS は短周期動揺の抑制には効果が大きい長周期動揺についてはあまり効果が期待できない。そこで、発電機の回転角速度偏差 $\Delta \omega$ など

を入力とする PSS が開発されているが、まだ設置台数も少なくそれほど普及していないのが現状である。

2.5 直流送電^{[13]~[19]}

本格的な直流送電は 1954 年にスウェーデンのゴットランド島と本土間 96km を±150kV の海底ケーブルで結んだのが始まりといわれている。当時は変換設備は水銀整流器が使われていたがパワーエレクトロニクスの発達にともない現在ではサイリスタをはじめとする電力用半導体にとって代わられている。設備容量も 1970 年代から急激に増加し 2000 年初頭には 60000MW に達し、世界の発電設備の数%に相当すると予想されている。日本国内では 1965 年に佐久間周波数変換所において直流送電技術が確立され、その後新信濃周波数変換所、北海道本州直流連系が建設されてきた。今後、1997 年には東清水周波数変換所(300MW)、南福光交直連系(300MW、BTB: 同じ周波数の交流系統を非同期連系するための直流送電線をもたない直流設備)が運用を開始するほか 2000 年には橋湾火力発電所建設に伴い紀伊水道を横断して四国と本州を海底ケーブルで連系する橋湾連系の建設が進められている。中でも、橋湾連系は最終的に 50 万 V、280 万 kW 設計の大規模系統であり、完成すれば既存の交流系統を含め図 2.7 に示すような交流系統に並列に接続された構成になる。



図 2.7 橋湾直流連系

1878 年にエジソンが世界で初めて電気照明会社を設立したときには約 2km の範囲で 110V の直流送電が行われた。しかし、遠方まで効率よく電力を送るためには電圧を高くする変圧器を必要とするが、当時は直流変圧器の技術が開発されておらず、しだいに交流送電に取って代わられるようになった。しかし、大容量の火力発電所や原子力発電所が建設され、電力の供給範囲がさらに大規模化するにつれて交流送電には次のような問題点がでてきた。

- ・潮流制御の困難性
- ・安定度の問題
- ・短絡容量の増大

これに対し近年のパワーエレクトロニクスをはじめとする大容量機器の開発に伴い、直流送電機器の技術的問題点が解決された。また、直流送電においては上記の交流送電の問題点が解決できるほか、長距離大容量送電においては建設費が交流送電に比べて安く、段階的に建設が行えるなどのメリットがある。無効電力や高調波などの問題もあるが交流系統の非同期連系や遠隔地電源との連系に多く採用されている。

図 2.8 に直流系統の標準的な構成を示す。直流系統は交流と直流の変換を行う交直変換装置とそれを結ぶ直流線路から成り立っている。交直変換装置のうち一方は交流電力を直流電力に変換する順変換装置で、もう一方は直流電力を交流電力に変換する逆変換装置である。交直変換器は変換器用変圧器により交流から絶縁されており、そのほかに高調波電流を吸収する交流フィルタ、無効電力を供給する調相設

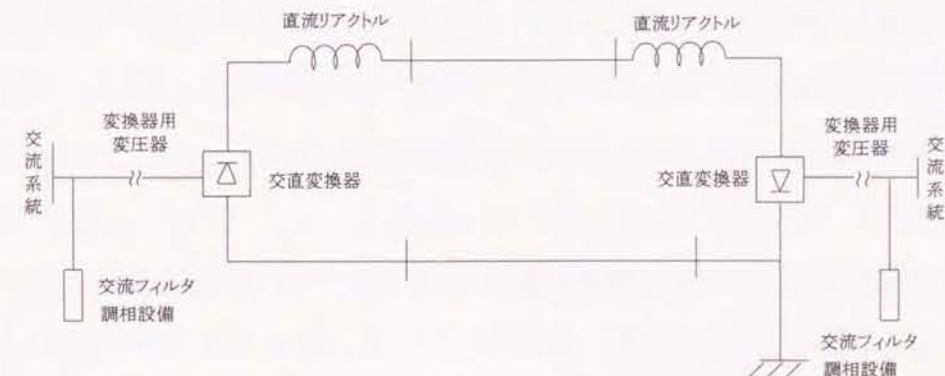


図 2.8 直流系統の構成

備, 直流側のリップル電圧を平滑化する直流リアクトルなどで構成されている。

交直変換器は図 2.9 に示すように $V_1 \sim V_6$ の 6 個のサイリスタバルブにより構成されており, これらのサイリスタバルブが番号の順に順次導通することで交流電圧を直流電圧に変換する。また, 制御角と呼ばれるサイリスタの点弧のタイミングを変えることで直流電圧を容易に設定することが可能である。

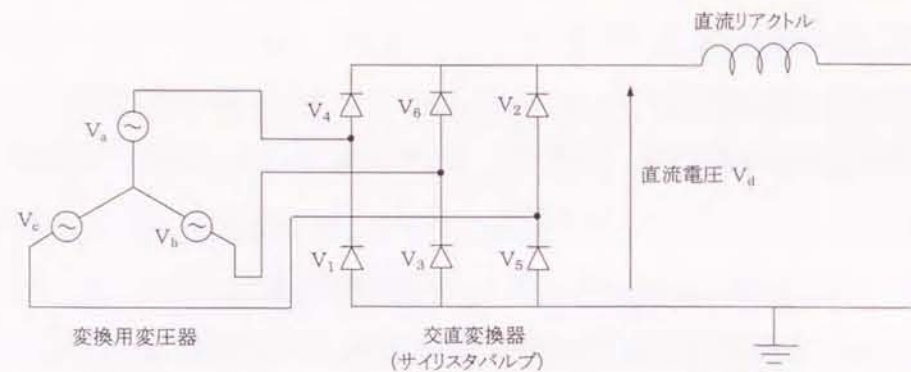


図 2.9 交直変換器

2.6 まとめ

本節では過去に 60Hz 地域において実施された系統特性試験の概要について述べ, 試験結果から, ある地点で発生した電力動揺は時間遅れを伴って他の地点へ伝搬していくことなど電力動揺が一般的な LC 分布定数回路上を伝搬する波動の伝搬特性と類似の特性を有していることを示した。この事実をふまえ, 電力動揺を分布定数回路で模擬することが可能であることを明らかにした。また, 電力動揺の制御装置の一例として発電機に設置し励磁系を制御する電力系統安定化装置と直流送電についての概要を説明した。

第 3 章 分布定数回路モデルによる電力動揺の模擬

3.1 節 概要

この章では, 電力動揺を分布定数回路モデルで模擬する手法について述べ, 動揺周波数の観点から分布定数回路モデルと集中定数回路モデルを比較し, 模擬精度の検証を行う。

まず, モデル系統として串型電力系統を考え, これを送電線路に発電機群が分岐送電線路を介して接続されている分布定数回路モデルで表す手法について述べる。2 点間を流れる電力潮流が両端の電圧とその位相差およびリアクタンスで決まるという一般式に基づき, 送電線路部分, 分岐線路部分の潮流方程式が求まる。また, 発電機群については発電機の慣性定数, 制動定数, 電氣的出力の関係から求めたトルクバランスの近似式が成立する。これまでは, 簡単のために分岐路のリアクタンスを非常に小さいと仮定していたが, 実際の電力系統においては発電機の背後リアクタンスや連系変圧器のリアクタンス, 2 次系統の送電線のリアクタンスがこれに相当し, ある程度大きな値を有するため, 本章では分岐路のリアクタンスを考慮した詳細モデルを作成した。なお, 発電機の制動定数については風損等を表し, 通常の運用においては無視できるものと仮定した。これらの 3 つの特性式を微小区間で一次近似して求めた波動方程式は変数分離法を用いることで解くことができ, 線路部分と分岐線路部分の動揺角周波数および有効電力の振幅の大きさを位置の関数として表すことができる。また, 分岐路部分のリアクタンスを非常に小さいとおくことで, 波動の固有特性を求めることができる。これにより, 電力動揺の分布定数回路モデルが LC 分布定数回路モデルと同型となり, 両者が対応づけられることが分かった。LC 分布定数回路モデルの特性については一般的によく知られており, そのまま電力動揺に適用可能である。

このようにして求めた有効電力と角周波数の特性式から, 電力動揺を波動の伝搬という形で容易にとられることが可能となる。例えば, 系統の末端において, 有効電力は振幅が 0, すなわち動揺の節となり, 角周波数は振幅が 1, すなわち動揺の腹となる。これは, 電源のない系統末端においては有効電力は変化せず, 周波数は変化するという電力系統の一般特性と一致している。また, 電力動揺の伝搬速度は系統のリアクタンスと発電機の慣性定数の積の平方根に反比例しており, 系統特性試験におい

て発電機の慣性定数が大きいほど伝搬の遅れの時間が長くなるという測定結果とも一致している。

次に、分布定数回路モデルと集中定数回路モデルを動揺周波数などの観点から比較検討する。集中定数回路で表したときのモデル系統は同一容量の発電機が等間隔で接続された串型電力系統とし、系統の一端は無限大系統で他端は解放という境界条件を設定した。集中定数回路シミュレーションの解析結果から電力動揺は時間遅れを持って伝搬していき、系統の両端で正負の反射を繰り返しながら定在波動揺になっていく様子が確かめられた。また、電力動揺の波形から周波数、伝搬速度などを求め、分布定数回路から求めた値と比較した結果、多少の誤差は含むものの周波数の低い成分については概ね良好な一致が見られた。このことから、分布定数回路モデルを用いて系統全体に及ぶような長周期動揺の模擬が可能であることが明らかになった。

3. 2節 電力系統のモデル化

3. 2. 1 大規模な電力系統の模擬^[20]

現在の電力系統は電源の偏在化や負荷の集中化、経済的利点、安定化対策などによる電力会社間の連系をはじめ、国外においては国家間の連系により電力が供給される例も多く見られ、大規模・複雑化の一途をたどっている。このような電力系統を解析するに当たっては計算機の計算速度やメモリー容量など多くの制約があり、系統全体を考慮した解析は極めて困難となっている。ところが、通常は電力系統の連系は1本～数本の連系線と呼ばれる大容量の送電線を介して行われ、そこを流れる潮流は常に監視されている場合が多い。従って、解析対象として着目している主要な電力系統のみを詳細模擬し、その他の電力系統の振る舞いは連系線を流れる潮流のやりとりによって模擬することができる。まず、詳細な解析を行っている系統内で何らかの原因で需給バランスが崩れた場合の連系線潮流の変化について以下に検討する。

図3.1に示すように、着目する解析系統を系統*i*とし、周囲にある系統(系統*z*)と連系線を介して接続している系統を考える。

ここで、系統*i*内において負荷が $\Delta P_{D,i}$ [MW]変化したとき、需給バランスをとるために



図3.1 連系系統

発電機がタービン制御を行い $\Delta P_{G,i}$ 出力を変化させたとすると、系統*i*内の電力の変化量は $\Delta P_{G,i} - \Delta P_{D,i}$ となる。この電力の変化は、

- ・系統*i*内の発電機の運動エネルギーが $\frac{d}{dt} W_{kin,i}$ [MW/sec]の割合で変化
- ・負荷が周波数の変化に対して $\frac{\partial P_{D,i}}{\partial f}$ [MW/Hz]の割合で変化
- ・連系線潮流が $\Delta P_{ie,i,z}$ 変化

のいずれかによってバランスがとられる。このとき、系統*i*内での電力量は次式で与えられる。

$$\Delta P_{G,i} - \Delta P_{D,i} = \frac{d}{dt} W_{kin,i} + \frac{\partial P_{D,i}}{\partial f} \Delta f_i + \Delta P_{ie,i,z} \quad (3.1)$$

ここで、定常状態での運動エネルギーを $W_{kin,i}^0$ 、周波数を f^0 とすると、周波数が f_i となったときの運動エネルギーは、

$$W_{kin,i} = \left(\frac{f_i}{f^0} \right)^2 W_{kin,i}^0 \quad (3.2)$$

となる。いま、周波数が定常状態から Δf_i だけ増加したとすると、系統の周波数は、

$$f_i = f^0 + \Delta f_i \quad (3.3)$$

となり、 Δf_i が定常状態に対して非常に小さいと仮定すると、系統i内の運動エネルギーは(3.2)式から、

$$W_{kin,i} = \left(\frac{f^0 + \Delta f_i}{f^0} \right)^2 W_{kin,i}^0 \approx \left(1 + 2 \frac{\Delta f_i}{f^0} \right) W_{kin,i}^0 \quad (3.4)$$

と近似される。従って、(3.1)式の右辺第1項は、

$$\frac{d}{dt} W_{kin,i} = \frac{2W_{kin,i}^0}{f^0} \frac{d}{dt} \Delta f_i \quad (3.5)$$

となる。一方、(3.1)式の右辺第3項の連系線潮流の増加分は、系統iと系統 ζ を結ぶ連系線の潮流増加量を $\Delta P_{ie,i\zeta}$ とすると

$$\Delta P_{ie,i} = \sum_{\zeta} \Delta P_{ie,i\zeta}$$

で与えられる。送電ロスを見捨てると連系線潮流は、

$$\Delta P_{ie,i\zeta} = T_{i\zeta}^0 (\Delta \delta_i - \Delta \delta_{\zeta}) \quad (3.6)$$

となる。ここで、 $T_{i\zeta}^0$ は同期化係数で、

$$T_{i\zeta}^0 = P_{max,i\zeta} \cos(\delta_i^0 - \delta_{\zeta}^0) \quad (3.7)$$

で与えられる。なお、 $P_{max,i\zeta}$ は連系線の送電容量、 δ_i^0 と δ_{ζ}^0 は定常状態における両端の電圧位相角、 $\Delta \delta_i$ と $\Delta \delta_{\zeta}$ は電圧位相角の変化分である。

定常状態での電圧の実効値、位相角、角周波数をそれぞれ $|V_i^0|$ 、 δ_i^0 、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ とすると、系統i内の電圧の瞬時値は

$$v_i = \sqrt{2} |V_i^0| \sin(\omega_0 t + \delta_i^0) \quad (3.8)$$

となる。ここで、両端の電圧位相角が微小量 $\Delta \delta_i$ だけ変化した場合を考えると、

$$\delta_i = \delta_i^0 + \Delta \delta_i \quad (3.9)$$

から、

$$|V_i| = |V_i^0| + \Delta |V_i| \quad (3.10)$$

と近似できる。従って、(3.8)式は、

$$v_i = \sqrt{2} (|V_i^0| + \Delta |V_i|) \sin(\omega_0 t + \delta_i^0 + \Delta \delta_i) \quad (3.11)$$

と表せる。一方、角速度は、

$$\omega_i = \frac{d}{dt} (\omega_0 t + \delta_i^0 + \Delta \delta_i) = \omega_0 + \Delta \omega_0 = \omega_0 + \frac{d}{dt} \Delta \delta_i \quad (3.12)$$

となる。よって、周波数の変動分は、

$$\Delta f_i = \frac{\Delta \omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \Delta \delta_i \quad (3.13)$$

で与えられ、電圧位相角の変化分の関数となる。従って、(3.6)式の連系線潮流の増加分は、

$$\Delta P_{ie,i\zeta} = 2\pi T_{i\zeta}^0 \left(\int \Delta f_i dt - \int \Delta f_{\zeta} dt \right) \quad (3.14)$$

と表される。ゆえに、系統iから連系線を介して送られる潮流は次式となる。

$$\Delta P_{ie,i} = 2\pi \sum_{\zeta} T_{i\zeta}^0 \left(\int \Delta f_i dt - \int \Delta f_{\zeta} dt \right) \quad (3.15)$$

3.2.2 発電機の模擬

発電機は、タービンで受けた機械的入力 P_T をシャフトを介して受け取り、電氣的出力 P_G に変換して電力系統に送り出す働きをする。そして、発電機が同期運転している定常状態においては入力と出力は同じ大きさである。ところが、何らかの原因で両者の間に差が生じた場合には、そのエネルギーは

- ・発電機の運動エネルギー : $\frac{d}{dt} W_{kin}$

- ・ダンパー巻線によるダンピングトルク : P_{damper}

のいずれかの形で吸収され、次式のようにバランスがとられる。

$$P_T - P_G = \frac{d}{dt} W_{kin} + P_{damper} \quad (3.16)$$

ここで、 W_{kin} は発電機とタービンの運動エネルギーで、その変化率は(3.5)式と(3.13)式から、

$$\frac{d}{dt} W_{kin} = \frac{W_{kin}^0}{\pi f^0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} \quad (3.17)$$

で与えられる。なお、 W_{kin}^0 は定格周波数を基準とした発電機の運動エネルギーで、 δ は同期運転時を基準にしたときの回転子の電気的な位相角である。

一方、回転子の回転速度が同期運転時の速度からそれたとき、回転子に設置しているダンパー巻線に電流が流れる。この電流は、回転子の回転数が変化することを妨げ、同期運転を保とうとするトルクとし働く。そのトルクの大きさは、速度の変化率 $\frac{d\delta}{dt}$ に比例して大きくなり、

$$P_{damper} \approx D_0 \frac{d\delta}{dt} \quad (3.18)$$

で与えられる。ここで、 D_0 は発電機のダンピング定数である。(3.5)式と(3.13)式から(3.16)式は、

$$P_T - P_G = \frac{W_{kin}^0}{\pi f^0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D_0 \frac{d\delta}{dt} \quad (3.19)$$

となる。ここで、定格容量 P_r ベースの単位法表現にするために両辺を P_r で割ると、

$$\frac{P_T}{P_r} - \frac{P_G}{P_r} = \frac{W_{kin}^0}{\pi f^0 P_r} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \frac{D_0}{P_r} \frac{d\delta}{dt} \quad (3.20)$$

より、

$$P_{Tr} - P_{Gr} = \frac{W_{kinr}^0}{\pi f^0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D_{0r} \frac{d\delta}{dt}$$

$$= M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} \quad (3.21)$$

が得られる。ここに、 P_{Tr} 、 P_{Gr} は単位法表現をした発電機の機械的入力と電気的出力で、 M は同慣性定数、 D は同制動定数であり、 $\omega_0 = 2\pi f^0$ とおくと、

$$M = \frac{2W_{kinr}^0}{\omega_0} \quad (3.22)$$

$$D = \frac{D_0}{P_r} \quad (3.23)$$

と表される。

3.2.3 送電線の模擬^[3]

図 3.2 に示すように送電線に発電機から電力が供給される系統を考える。両端の電圧の最大値を V_a 、 V_b 、電圧の位相角を δ_a 、 δ_b とし、送電線のリアクタンスを X とすると、発電機から送電線に送り出される電力、すなわち送電線を通る送電電力は、

$$P = \frac{V_a V_b}{X} \sin(\delta_{ab}) \quad (3.24)$$

で与えられる。このとき、潮流 P と電圧相差角 $\delta_{ab} = \delta_b - \delta_a$ との関係は電力-相差角曲線と呼ばれ図 3.3 のようになる。図に示すように同じ相差角でもリアクタンスが大きいほど送電電力は小さくなる。

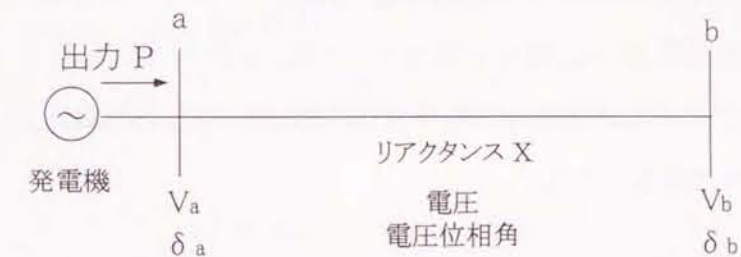


図 3.2 一機一負荷系統

電力系統に何らかの外乱が加わり、相角度が僅かに大きくなった場合を考える。いま、運転点がA点であったとすると、相角度の微小増加に伴い発電機出力は多くなる。

系

統側に変化がないと仮定すると、発電電力が過剰となるために前節で述べたように発電機は発電量の増加を抑えるように制御され運転点はもとの位置にもどされ安定運転をおこなうことができる。一方、運転点がC点であった場合には相角度の増加に伴い発電電力が減少する。すると、発電機は発電電力を増加させるために相角度を増大さ

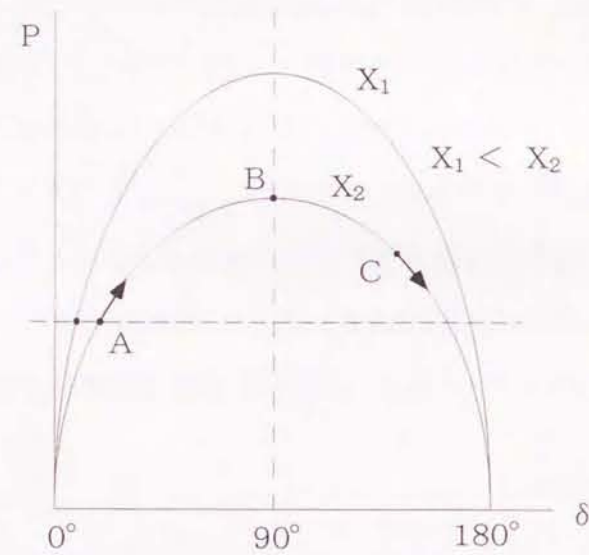


図 3.3 電力-相角度曲線

せる。よって、発電機の相角度はますます大きくなり、発電機は同期運転ができなくなる。これを発電機の脱調といい、発電機は安定運転をできない不安定状態にある。安定と不安定の境界は電力-相角度曲線のピーク点、すなわち相角度が 90 度の場合であり、通常は大きな外乱が加わっても不安定とならないように発電機は 90 度よりある程度小さな相角度で運転される。

3.3 節 RLCG 分布定数回路モデル^[5]

ここでは分布定数回路の分野において最も一般的な RLCG 分布定数回路の特性について述べる。

図 3.4 に示すように抵抗 R [Ω/m] とインダクタンス L [H/m] をもつ 2 本の線路が、静電容量 C [F] とコンダクタンス G [S/m] で結合され、長さ方向に一様に分布する回路を考える。これらの各要素はまとめて、

$$\begin{cases} R + j\omega L : \text{線路直列インピーダンス} \\ G + j\omega C : \text{線路並列アドミタンス} \end{cases} \quad (3.25)$$

と表される。

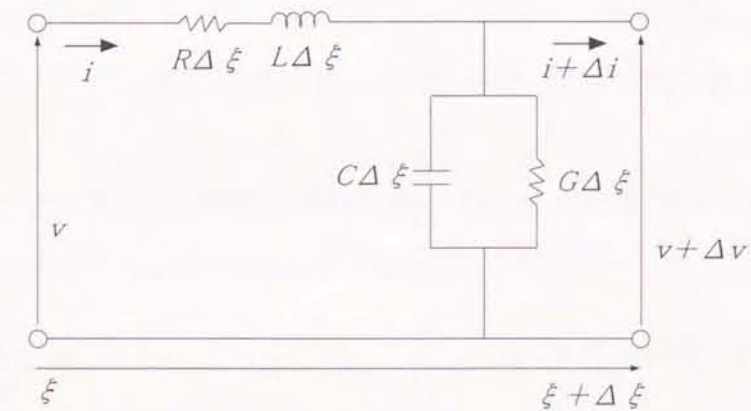


図 3.4 RLCG 分布定数回路モデル

図中の座標 ξ における線路電流を i 、電圧を v とし、微小区間 $\Delta\xi$ だけ離れた $\xi + \Delta\xi$ の点の電流を $i + \Delta i$ 、電圧を $v + \Delta v$ とすると次式の関係式が成り立つ。

$$\begin{cases} v - (v + \Delta v) = R\Delta\xi i + L\Delta\xi \frac{\partial i}{\partial t} \\ i - (i + \Delta i) = G\Delta\xi v + C\Delta\xi \frac{\partial v}{\partial t} \end{cases} \quad (3.26)$$

よって、

$$\begin{cases} -\Delta v = R\Delta\xi i + L\Delta\xi \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\Delta i = G\Delta\xi v + C\Delta\xi \frac{\partial v}{\partial t} \end{cases} \quad (3.27)$$

が得られる。ここで、 $\Delta\xi \rightarrow 0$ とし、偏微分で表すと、

$$\begin{cases} -\frac{\partial v}{\partial \xi} = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial \xi} = Gv + C \frac{\partial v}{\partial t} \end{cases} \quad (3.28)$$

となる。(3.28)式はLC分布定数回路の基本式である。電流、電圧の角周波数を ω とし、

(3.28)式の解を、

$$\begin{cases} v(\xi, t) = V(\xi)e^{j\omega t} \\ i(\xi, t) = I(\xi)e^{j\omega t} \end{cases} \quad (3.29)$$

とおくと、

$$\begin{cases} \frac{dV(\xi)}{d\xi} = -(R + j\omega L)I(\xi) \\ \frac{dI(\xi)}{d\xi} = -(G + j\omega C)V(\xi) \end{cases} \quad (3.30)$$

が得られる。ここで、

$$\begin{cases} Z = R + j\omega L \\ Y = G + j\omega C \end{cases} \quad (3.31)$$

とおくと、(3.30)式は、

$$\begin{cases} \frac{dV(\xi)}{d\xi} = -ZI(\xi) \\ \frac{dI(\xi)}{d\xi} = -YV(\xi) \end{cases} \quad (3.32)$$

とかける。(3.32)式の微分方程式を解くと、

$$\begin{cases} V(\xi) = \alpha e^{-k\xi} + \beta e^{k\xi} \\ I(\xi) = \frac{1}{Z_0}(\alpha e^{-k\xi} - \beta e^{k\xi}) \end{cases} \quad (3.33)$$

が得られる。但し、 k は伝搬定数で、

$$k = \pm\sqrt{ZY} \quad (3.34)$$

であり、 Z_0 は特性インピーダンスで、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.35)$$

α 、 β は定数である。ここで、(3.33)式において $e^{-k\xi}$ の項は ξ とともに振幅が小さくなる波、すなわち進行波を表し、 $e^{k\xi}$ の項は ξ とともに振幅が大きくなる波、すなわち反射波を表している。従って、電圧は進行波と反射波の和、電流は進行波と反射波の差の形となっている。

なお、線路上で損失がない無損失線路であるLC分布定数回路の場合には、抵抗 R とコンダクタンス G がともに0となるので基本式は、

$$\begin{cases} -\frac{\partial v}{\partial \xi} = L \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial \xi} = C \frac{\partial v}{\partial t} \end{cases} \quad (3.36)$$

となる。(3.36)式の解は、(3.33)式と同型となるが、特性インピーダンスは、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.37)$$

となり周波数に無関係となる。

(3.33)式の解は双曲線関数を使って次式のように書くことができる。

$$\begin{cases} V(\xi) = \alpha' \cosh k\xi + \beta' \sinh k\xi \\ I(\xi) = -\frac{1}{Z_0}(\alpha' \sinh k\xi + \beta' \cosh k\xi) \end{cases} \quad (3.38)$$

ここに、 $\alpha' = \alpha + \beta$ 、 $\beta' = -\alpha + \beta$ である。

次に、図3.5に示すような有限長の回路を考える。線路の長さを L とし、 $\xi = 0$ の地点

における電圧を $V(0) = V_s$, 電流を $I(0) = I_s$ とすると(3.38)式から,

$$\begin{cases} V(\xi) = V_s \cosh k\xi - Z_0 I_s \sinh k\xi \\ I(\xi) = -\frac{1}{Z_0} (V_s \sinh k\xi + I_s \cosh k\xi) \end{cases} \quad (3.39)$$

となる。

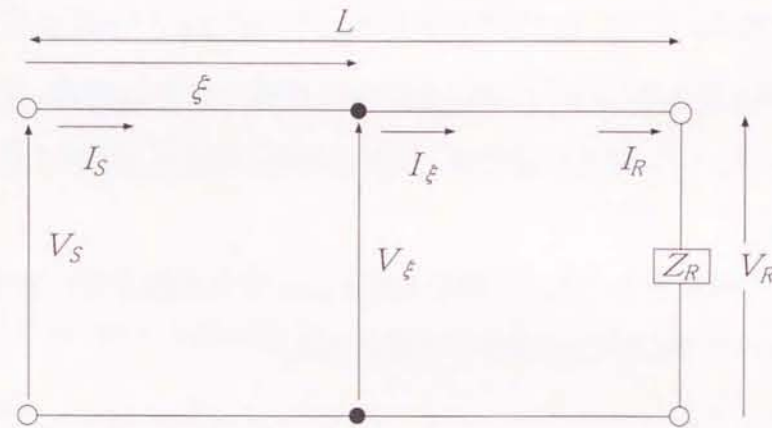


図 3.5 有限長回路モデル

ここで、回路の終端を短絡と仮定して、境界条件として、 $\xi = l$ の地点で、 $V(l) = 0$ とすると、

$$\begin{cases} V_s = I_s Z_0 \tanh kl \\ I_s = \frac{V_s}{Z_0} \coth kl \end{cases} \quad (3.40)$$

より、

$$\begin{cases} V(\xi) = V_s \frac{\sinh k(l - \xi)}{\sinh kl} \\ I(\xi) = I_s \frac{\cosh k(l - \xi)}{\cosh kl} \end{cases} \quad (3.41)$$

が得られる。

一方、回路の終端を解放と仮定して、境界条件として、 $\xi = l$ の地点で、

$I(\xi) = 0$ とすると、(3.39)式から、

$$\begin{cases} V_s = I_s Z_0 \coth kl \\ I_s = \left(\frac{V_s}{Z_0}\right) \tanh kl \end{cases} \quad (3.42)$$

より、

$$\begin{cases} V(\xi) = V_s \frac{\cosh k(l - \xi)}{\cosh kl} \\ I(\xi) = I_s \frac{\sinh k(l - \xi)}{\sinh kl} \end{cases} \quad (3.43)$$

となる。

次に、 $\xi = l$ の地点で電圧、電流をそれぞれ V_R, I_R とすると(3.33)式より、

$$\begin{cases} V_R = \alpha e^{-kl} + \beta e^{kl} \\ I_R = \frac{1}{Z_0} (\alpha e^{-kl} - \beta e^{kl}) \end{cases} \quad (3.44)$$

ここで、

$$\begin{cases} \alpha'' = \alpha e^{-kl} \\ \beta'' = \beta e^{kl} \end{cases} \quad (3.45)$$

とおくと、

$$\begin{cases} \alpha'' = \frac{V_R + I_R Z_0}{2} \\ \beta'' = \frac{V_R - I_R Z_0}{2} \end{cases} \quad (3.46)$$

とかける。よって、一般解は、

$$\begin{cases} V(\xi) = \alpha'' e^{k(\xi - l)} + \beta'' e^{-k(\xi - l)} \\ I(\xi) = \frac{1}{Z_0} (\alpha'' e^{k(\xi - l)} - \beta'' e^{-k(\xi - l)}) \end{cases} \quad (3.47)$$

となる。ここで、

$$\begin{cases} \alpha'' e^{k(\xi - l)} : \text{進行波} \\ \beta'' e^{-k(\xi - l)} : \text{反射波} \end{cases} \quad (3.48)$$

であり、反射波と進行波の比は反射係数 Θ と呼ばれ、

$$\Theta(\xi) = \frac{\text{反射波}}{\text{進行波}} = \frac{\beta'' e^{-k(\ell-\xi)}}{\alpha'' e^{-k(\ell-\xi)}} = \frac{\beta''}{\alpha''} e^{-2k(\ell-\xi)} \quad (3.49)$$

で与えられる。ここで、図 3.5 に示すように負荷のインピーダンスを Z_R とすると、

$$\begin{cases} V(\xi) = \alpha'' e^{k(\ell-\xi)} (1 + \Theta(\xi)) \\ I(\xi) = \frac{1}{Z_0} \{ \alpha'' e^{k(\ell-\xi)} (1 - \Theta(\xi)) \} \end{cases} \quad (3.50)$$

より、 ξ の位置におけるインピーダンスは、

$$Z(\xi) = \frac{V(\xi)}{I(\xi)} = Z_0 \frac{1 + \Theta(\xi)}{1 - \Theta(\xi)} \quad (3.51)$$

よって、

$$\Theta(\xi) = \frac{Z(\xi) - Z_0}{Z(\xi) + Z_0} \quad (3.52)$$

従って、負荷点における反射係数は、

$$\Theta(\ell) = \frac{Z(\ell) - Z_0}{Z(\ell) + Z_0} = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \quad (3.53)$$

となる。(3.53)式より、 $Z_R = Z_0$ のとき $\Theta(\ell) = 0$ となり反射波は生じない。また、 $Z_R = \infty$ のときには $\Theta(\ell) = 1$ となり、進行波と反射波の位相が等しくなり正の反射が生じる。一方、 $Z_R = 0$ のときには $\Theta(\ell) = -1$ となり進行波と反射波の位相が反転し負の反射となる。このように特性インピーダンス Z_0 と異なるインピーダンス Z_R を終端に接続すると線路を伝搬する波は反射を繰り返し進行波と反射波が同時に存在することになる。すると、これらの波が互いに干渉しあい、時間と無関係に静止したように見える定在波を生じる。回路の片端を固定、他端を解放とした場合の定在波動揺の一例を図 3.6 に示す。なお、横に書いた数値は回路中に含まれる波の波数を表している。一般に定在波の振幅が最大のところを腹、最小のところを節と呼ばれる。従って、分布定数回路モデルを用いることで動揺の腹と節の位置を容易にとらえることができ、制御装置の制御効果の

検討や振幅が大きく安定度上厳しい地点の抽出などに応用することが可能となる。

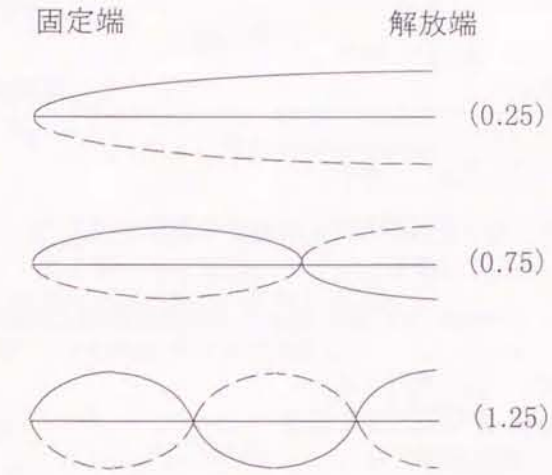


図 3.6 定在波動揺の例

3. 4 節 電力系統の分布定数回路モデル

3. 4. 1 分布定数回路モデル^{[5]~[7], [21]~[31]}

モデル系統として、図 3.7 に示すような同一定格の発電機が等間隔で接続されている串型電力系統を考える。定常状態においては、各々の発電機出力と負荷が平衡を保っており、線路を流れる潮流は零となっているものとする。しかし、電力動揺発生時にはそれらのバランスが崩れ、潮流に変化が生じる。図 3.7 の電力系統を分布定数回路モデルで模擬した場合のモデルを図 3.8 に示す。

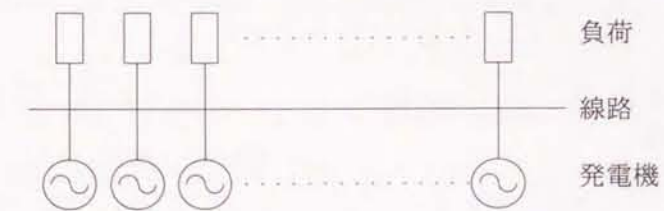
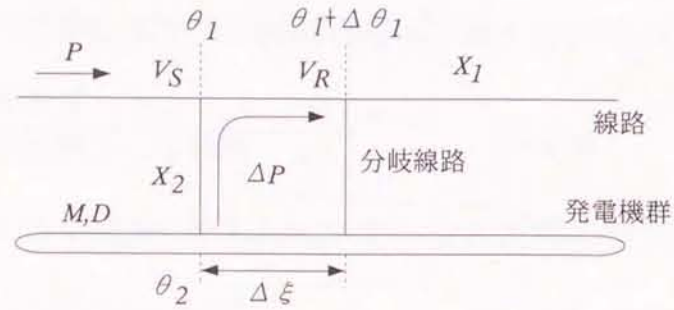


図 3.7 串型電力系統



X_1 (p.u./km): 単位長当たりの線路リアクタンス
 X_2 (p.u./km): 単位長当たりの分岐路リアクタンス
 M (p.u.·sec²/rad/km): 単位長当たりの発電機慣性定数
 D (p.u.·sec/rad/km): 単位長当たりの発電機制動定数
 θ_1 (rad): 線路電圧位相角
 θ_2 (rad): 発電機内部位相角
 P (p.u.): 線路潮流
 V_S (p.u.): 送り側電圧
 V_R (p.u.): 受け側電圧

図 3.8 分布定数回路モデル

ここで、2点(S-R)間に流れる潮流 P は次式で与えられる。

$$P = \frac{V_S V_R \sin \theta_{SR}}{X_{SR}} \quad (3.54)$$

但し、

V_S : 送側電圧, V_R : 受側電圧
 θ_{SR} : 電圧位相差, X_{SR} : リアクタンス

この潮流方程式に基づき、図 3.8 の回路において線路部分と分岐路部分の潮流は、

$$\begin{cases} P = \frac{V_S V_R}{X_1 \Delta \xi} \sin(\theta_1 - (\theta_1 + \Delta \theta_1)) \\ \Delta P = \frac{V_S V_R}{X_2 / \Delta \xi} \sin(\theta_2 - \theta_1) \end{cases} \quad (3.55)$$

となる。簡単のために初期の系統電圧を全て 1[p.u.]とし、電圧変動による負荷の変化

はないものと仮定すると、

$$\begin{cases} P = \frac{-1}{X_1 \Delta \xi} \sin(\Delta \theta_1) \\ \Delta P = \frac{1}{X_2 / \Delta \xi} \sin(\theta_2 - \theta_1) \end{cases} \quad (3.56)$$

微小区間 $\Delta \xi$ について電圧位相差が小さいと考え線路と分岐路の潮流および発電機のトルクバランスの一次近似式を求めると次式が得られる。

$$\begin{cases} P = -\frac{\Delta \theta_1}{X_1 \Delta \xi} & \text{: 線路側} \\ \Delta P = \frac{\theta_2 - \theta_1}{X_2 / \Delta \xi} & \text{: 分岐路部分} \\ \Delta \xi \cdot M \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + \Delta \xi \cdot D \frac{d\theta_2}{dt} + \Delta P = 0 & \text{: 発電機の運動方程式} \end{cases} \quad (3.57)$$

ここで、 $\Delta \xi \rightarrow 0$ とすると、

$$\begin{cases} P = -\frac{1}{X_1} \frac{\partial \theta_1}{\partial \xi} \\ \frac{\partial P}{\partial \xi} = \frac{\theta_2 + \theta_1}{X_2} \\ \frac{\partial P}{\partial \xi} = -D \frac{\partial \theta_2}{\partial t} - M \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial t^2} \end{cases} \quad (3.58)$$

となる。(3.58)式を変形して、

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = -\frac{1}{X_1} \frac{\partial^3 \theta_1}{\partial t \cdot \partial \xi^2} \\ \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = \frac{1}{X_2} \left(\frac{\partial \theta_2}{\partial t} - \frac{\partial \theta_1}{\partial t} \right) \\ \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = -D \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial t^2} - M \frac{\partial^3 \theta_2}{\partial t^3} \end{cases} \quad (3.59)$$

(3.59)式の解は、まず位相角 θ を角周波数 ω で表し、

$$\begin{cases} \omega_1 = \frac{\partial \theta_1}{\partial t} \\ \omega_2 = \frac{\partial \theta_2}{\partial t} \end{cases} \quad (3.60)$$

次式を得る。

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = -\frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \\ \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = \frac{1}{X_2} (\omega_2 - \omega_1) \\ \frac{\partial^2 P}{\partial t \cdot \partial \xi} = -D \frac{\partial \omega_2}{\partial t} - M \frac{\partial^2 \omega_2}{\partial t^2} \end{cases} \quad (3.61)$$

(3.61)式の第1式と第2式より、

$$\frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} = \frac{X_1}{X_2} (\omega_1 - \omega_2) \quad (3.62)$$

(3.61)式の第3式と(3.9)式より、

$$M \frac{\partial^2 \omega_2}{\partial t^2} + D \frac{\partial \omega_2}{\partial t} - \frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} = 0 \quad (3.63)$$

(3.62)式より、

$$\omega_2 = \omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \quad (3.64)$$

(3.63)式に代入して、

$$M \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(\omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \right) + D \frac{\partial}{\partial t} \left(\omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \right) - \frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} = 0 \quad (3.65)$$

同様に ω_2 , P について解くと次式の波動方程式を得る。

$$\begin{cases} M \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(\omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \right) + D \frac{\partial}{\partial t} \left(\omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} \right) - \frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_1}{\partial \xi^2} = 0 \\ M \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(\omega_2 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_2}{\partial \xi^2} \right) + D \frac{\partial}{\partial t} \left(\omega_2 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_2}{\partial \xi^2} \right) - \frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 \omega_2}{\partial \xi^2} = 0 \\ M \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(P - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 P}{\partial \xi^2} \right) + D \frac{\partial}{\partial t} \left(P - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial^2 P}{\partial \xi^2} \right) - \frac{1}{X_1} \frac{\partial^2 P}{\partial \xi^2} = 0 \end{cases} \quad (3.66)$$

3.4.2 一般解

次に、(3.66)式の波動方程式を変数分離法を用いて解き一般解を求める。まず、

$$\omega_1(\xi, t) = Q(\xi)R(t) \quad (3.67)$$

とおき、(3.66)式の第1式に代入する。

$$M \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(QR - \frac{X_2}{X_1} R \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} \right) + D \frac{\partial}{\partial t} \left(QR - \frac{X_2}{X_1} R \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} \right) - \frac{1}{X_1} R \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} = 0 \quad (3.68)$$

$$MQ \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} - \frac{X_2}{X_1} M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} + DQ \frac{\partial R}{\partial t} - \frac{X_2}{X_1} D \frac{\partial R}{\partial t} \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} - \frac{1}{X_1} R \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} = 0 \quad (3.69)$$

$$\left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} \right) Q - \frac{X_2}{X_1} \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} + \frac{1}{X_2} R \right) \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} = 0 \quad (3.70)$$

従って、

$$\frac{X_1 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} \right)}{X_2 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} + \frac{1}{X_2} R \right)} = \frac{1}{Q} \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} \quad (3.71)$$

となり、左辺は t のみの関数、右辺は ξ のみの関数に分離できる。(3.71)式が常に成立

するためには(3.71)式の値が t , ξ によらない定数の場合である。従って, (3.71)式の値を $-k^2$ とすると,

$$\begin{cases} X_1 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} \right) \\ X_2 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} + \frac{1}{X_2} R \right) \\ \frac{1}{Q} \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} = -k^2 \end{cases} = -k^2 \quad (3.72)$$

(3.72)式の第1式より,

$$X_1 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} \right) = -X_2 k^2 \left(M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + D \frac{\partial R}{\partial t} + \frac{1}{X_2} R \right) \quad (3.73)$$

よって,

$$(X_2 k^2 + X_1) M \frac{\partial^2 R}{\partial t^2} + (X_2 k^2 + X_1) D \frac{\partial R}{\partial t} + k^2 R = 0 \quad (3.74)$$

上式の解は,

$$(X_2 k^2 + X_1) M \rho^2 + (X_2 k^2 + X_1) D \rho + k^2 = 0 \quad (3.75)$$

から,

$$\rho = \frac{-(X_2 k^2 + X_1) D \pm \sqrt{(X_2 k^2 + X_1)^2 D^2 - 4k^2 (X_2 k^2 + X_1) M}}{2(X_2 k^2 + X_1) M} \quad (3.76)$$

とすると,

$$R(t) = c_1 e^{(\rho_1 + \rho_2)t} + c_2 e^{(\rho_1 - \rho_2)t} \quad (3.77)$$

但し, c_1, c_2 は正の定数で,

$$\begin{cases} \rho_1 = -\frac{D}{2M} \\ \rho_2 = \sqrt{\frac{D^2}{4M^2} - \frac{k^2}{(X_2 k^2 + X_1) M}} \end{cases} \quad (3.78)$$

である。また, (3.72)式の第2式から,

$$\frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} + k^2 Q = 0 \quad (3.79)$$

上式の解は,

$$\sigma^2 + k^2 = 0 \quad (3.80)$$

から,

$$\sigma = \pm jk \quad (3.81)$$

従って,

$$Q(\xi) = d_1 e^{\sigma \xi} + d_2 e^{-\sigma \xi} \quad (3.82)$$

ここに, d_1, d_2 は正の定数である。(3.77)式と(3.82)式を(3.67)式に代入して,

$$\begin{aligned} \omega_1(\xi, t) &= Q(\xi)R(t) \\ &= (d_1 e^{\sigma \xi} + d_2 e^{-\sigma \xi}) e^{\rho_1 t} (c_1 e^{\rho_2 t} + c_2 e^{-\rho_2 t}) \\ &= \left\{ (c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}) + (c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}) \right\} e^{\rho_1 t} \end{aligned} \quad (3.83)$$

が得られる。

一方, (3.64)式から

$$\omega_2(\xi, t) = \omega_1 - \frac{X_2}{X_1} \frac{\partial \omega_1}{\partial \xi^2}$$

$$\begin{aligned}
&= \left\{ (c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}) + (c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}) \right\} e^{\rho_1 t} \\
&\quad - \frac{X_2}{X_1} \sigma^2 \left\{ (c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}) \right. \\
&\quad \quad \left. + (c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}) \right\} e^{\rho_1 t} \\
&= \left(1 - \frac{X_2}{X_1} \sigma^2 \right) \\
&\quad \left\{ (c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}) + (c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}) \right\} e^{\rho_1 t} \\
&= \left(1 - \frac{X_2}{X_1} \sigma^2 \right) \omega_1(\xi, t) \tag{3.84}
\end{aligned}$$

また, (3.58)式の第1式から

$$\begin{aligned}
P &= -\frac{1}{X_1} \frac{\partial \theta_1}{\partial \xi} \\
&= -\frac{1}{X_1} \frac{\partial}{\partial \xi} \int \omega_1 dt \\
&= -\frac{1}{X_1} \frac{dQ(\xi)}{d\xi} \int R(t) dt \\
&= -\frac{\sigma}{X_1} \left\{ \left(\frac{c_1 d_1}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t + \sigma \xi} - \frac{c_2 d_2}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)} \right) \right. \\
&\quad \left. - \left(\frac{c_1 d_2}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t - \sigma \xi} - \frac{c_2 d_1}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)} \right) \right\} e^{\rho_1 t} \tag{3.85}
\end{aligned}$$

(3.83)式, (3.84)式, (3.85)式をまとめると(3.66)式の一般解は次のようになる。

$$\begin{cases}
\omega_1(\xi, t) = \left\{ (c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}) + (c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}) \right\} e^{\rho_1 t} \\
\omega_2(\xi, t) = \left(1 - \frac{X_2}{X_1} \sigma^2 \right) \omega_1(\xi, t) \\
P(\xi, t) = -\frac{\sigma}{X_1} \left\{ \left(\frac{c_1 d_1}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t + \sigma \xi} - \frac{c_2 d_2}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)} \right) \right. \\
\quad \left. - \left(\frac{c_1 d_2}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t - \sigma \xi} - \frac{c_2 d_1}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)} \right) \right\} e^{\rho_1 t}
\end{cases} \tag{3.86}$$

ここで,

$$\begin{cases}
c_1 d_1 e^{\rho_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)} \\
\frac{c_1 d_1}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t + \sigma \xi} - \frac{c_2 d_2}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t + \sigma \xi)}
\end{cases} \tag{3.87}$$

は後退波を表し,

$$\begin{cases}
c_1 d_2 e^{\rho_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)} \\
\frac{c_1 d_2}{\rho_1 + \rho_2} e^{\rho_2 t - \sigma \xi} - \frac{c_2 d_1}{\rho_1 - \rho_2} e^{-(\rho_2 t - \sigma \xi)}
\end{cases} \tag{3.88}$$

は進行波を表す。従って, 電力動揺の角周波数は進行波と後退波の和, 有効電力は進行波と後退波の差の形となっている。

次に, 発電機の制動係数 D が 0 の場合を考える。(3.78)式より,

$$\begin{cases}
\rho'_1 = -\frac{D}{2M} = 0 \\
\rho'_2 = \sqrt{\frac{D^2}{4M^2} - \frac{k^2}{(X_2 k^2 + X_1)M}} = j \sqrt{\frac{k^2}{(X_2 k^2 + X_1)M}}
\end{cases} \tag{3.89}$$

であるので,

$$R(t) = c_1 e^{\rho'_1 t} + c_2 e^{-\rho'_2 t} \tag{3.90}$$

従って,

$$\begin{cases}
\omega_1(\xi, t) = (c_1 d_1 e^{\rho'_2 t + \sigma \xi} + c_2 d_2 e^{-(\rho'_2 t + \sigma \xi)}) + (c_1 d_2 e^{\rho'_2 t - \sigma \xi} + c_2 d_1 e^{-(\rho'_2 t - \sigma \xi)}) \\
\omega_2(\xi, t) = \left(1 - \frac{X_2}{X_1} \sigma^2 \right) \omega_1(\xi, t) \\
P(\xi, t) = -\frac{\sigma}{X_1} \left\{ \left(\frac{c_1 d_1}{\rho'_2} e^{\rho'_2 t + \sigma \xi} + \frac{c_2 d_2}{\rho'_2} e^{-(\rho'_2 t + \sigma \xi)} \right) \right. \\
\quad \left. - \left(\frac{c_1 d_2}{\rho'_2} e^{\rho'_2 t - \sigma \xi} + \frac{c_2 d_1}{\rho'_2} e^{-(\rho'_2 t - \sigma \xi)} \right) \right\}
\end{cases} \tag{3.91}$$

さらに、発電機の制動係数 D と分岐路のリアクタンス X_2 がともに 0 の場合には、

$$\begin{cases} \rho'_1 = -\frac{D}{2M} = 0 \\ \rho'_2 = \sqrt{\frac{D^2}{4M} - \frac{k^2}{(X_2 k^2 + X_1)M}} = jk \sqrt{\frac{1}{X_1 M}} \end{cases} \quad (3.92)$$

となる。

3.4.3 電力系統と LC 分布定数回路モデル

ここでは発電機の制動定数 D はタービン系の風損等であり、通常の運転状態では微小な値であるので、簡単のために $D=0$ とする。(3.81)式、(3.82)式、(3.89)式、(3.91)式から波動方程式の解は次式のように整理できる。

$$\begin{cases} \omega_1(\xi) = \alpha e^{jk\xi} + \beta e^{-jk\xi} \\ \omega_2(\xi) = \delta_\omega \cdot \omega_1(\xi) \\ P(\xi) = \delta_p \{\alpha e^{jk\xi} - \beta e^{-jk\xi}\} \end{cases} \quad (3.93)$$

ここで、

$$\begin{cases} \delta_\omega = 1 + \frac{X_2 k^2}{X_1} \\ \delta_p = -\frac{k}{X_1 v} \end{cases} \quad (3.94)$$

$$k = \sqrt{\frac{X_1 M v^2}{1 - X_2 M v^2}} \quad \text{: 波数} \quad (3.95)$$

v : 動揺角周波数

α, β : 定数

である。

なお、(3.58)式の第1式の両辺を t で偏微分し、

$$\begin{cases} \theta_1 = \theta_2, X = X_1, X_2 = 0, D = 0 \\ \omega = \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = \frac{\partial \theta_2}{\partial t} \end{cases} \quad (3.96)$$

とおくと、

$$\begin{cases} -\frac{\partial \omega}{\partial \xi} = X \frac{\partial P}{\partial t} \\ -\frac{\partial P}{\partial \xi} = M \frac{\partial \omega}{\partial t} \end{cases} \quad (3.97)$$

となる。これは(3.36)式で与えられる無損失の LC 分布定数回路の基礎方程式と同型である。(3.97)式の解は(3.93)~(3.95)式において

$$X = X_1, X_2 = 0 \quad (3.98)$$

とすると、

$$\begin{cases} \omega(\xi) = \omega_1(\xi) = \omega_2(\xi) = \alpha e^{jk\xi} + \beta e^{-jk\xi} \\ P(\xi) = \frac{-1}{\sqrt{X/M}} \{\alpha e^{jk\xi} - \beta e^{-jk\xi}\} \end{cases} \quad (3.99)$$

$$k = v/u \quad \text{: 波数} \quad (3.100)$$

$$u = \frac{1}{\sqrt{XM}} \quad \text{: 伝搬速度} \quad (3.101)$$

となる。このときの各定数と LC 分布定数回路の定数との対応を表 3.1 に示す。

表 3.1 LC 分布定数回路と電力系統の分布定数回路モデルの対応

LC 分布定数回路		電力系統	
単位長当たりの静電容量	C	M	単位長当たりの慣性定数
単位長当たりのインダクタンス	L	X	単位長当たりの線路リアクタンス
電圧	v	ω	周波数
電流	i	P	線路潮流
伝搬速度	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{\sqrt{XM}}$	伝搬速度
波動インピーダンス	$\sqrt{L/C}$	$\sqrt{X/M}$	波動インピーダンス
関係式	$v = i \sqrt{L/C}$	関係式	$\omega = P \sqrt{X/M}$

3.5節 分布定数回路モデルと集中定数回路モデル

3.5.1 分布定数回路モデルにおける動揺周波数

前節で示した電力系統の分布定数回路モデルにおける動揺周波数について検討する。図 3.9 に示すような同一定格の発電機が等間隔で接続された全長 L_0 の串型電力系統を考える。電力動揺を引き起こす外乱として図に示すように系統末端における負荷脱落を想定すると、発生した動揺は無限大系統の方向に伝搬していき、無限大系統において有効電力の波は正の反射、周波数変動の波は負の反射をして系統末端に向かって伝搬していく。系統末端まで到達すると今度は有効電力の波は負の反射、周波数変動の波は正の反射をして再び無限大系統の方向に伝搬していく。このような反射を繰り返しながら波はしだいに定在波動揺に変化していく。そこで、系統末端 ($\xi = 0$) と無限大系統 ($\xi = L_0$) における境界条件を、

$$\begin{cases} \omega_1(L_0, t) = 0 \\ P(0, t) = 0 \end{cases} \quad (3.102)$$

とすると、任意の t についてこの条件が成立するためには、

$$\begin{cases} \omega_1(L_0) = 0 \\ P(0) = 0 \end{cases} \quad (3.103)$$

が成り立つ必要がある。(3.93)式より、

$$\begin{cases} \omega_1(L_0) = \alpha e^{jkL_0} + \beta e^{-jkL_0} = 0 \\ P(0) = \delta_p(\alpha e^{jk0} - \beta e^{-jk0}) = 0 \end{cases} \quad (3.104)$$

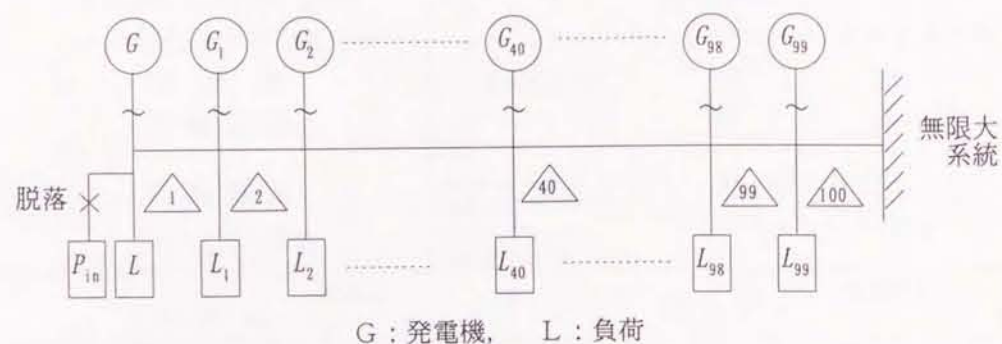


図 3.9 模擬系統

よって、

$$\begin{cases} \alpha e^{jkL_0} + \beta e^{-jkL_0} = 0 \\ \alpha - \beta = 0 \end{cases} \quad (3.105)$$

第 2 式より、

$$\alpha = \beta \quad (3.106)$$

第 1 式に代入して、

$$\alpha(e^{jkL_0} + e^{-jkL_0}) = 2\alpha \cos kL_0 = 0 \quad (3.107)$$

任意の α について成立するためには、

$$\cos kL_0 = 0 \quad (3.108)$$

ゆえに、

$$kL_0 = \frac{\pi}{2} + n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3.109)$$

ここで、

$$\kappa = \frac{\frac{\pi}{2} + n\pi}{2\pi} = \frac{1}{4}(2n+1) \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3.110)$$

とおくと、

$$kL_0 = 2\pi\kappa \quad (3.111)$$

波数 k は、

$$k = \frac{2\pi\kappa}{L_0} \quad (3.112)$$

角周波数 ν は(3.100)式より

$$\begin{aligned} \nu &= u k \\ &= 2\pi\kappa \frac{u}{L_0} \end{aligned} \quad (3.113)$$

また、動揺の波長を λ とすると、

$$\lambda = \frac{u}{v/2\pi} = \frac{L_0}{\kappa} \quad (3.114)$$

となる。

一例として、実系統に相当する値、

$$\begin{cases} L_0 = 1000 \text{ [km]} \\ X_1 = 5.03 \cdot 10^{-4} \text{ [p.u./km]} \\ X_2 = 7.55 \cdot 10^{-3} \text{ [p.u./km]} \\ M = 3.74 \cdot 10^{-3} \text{ [p.u. sec}^2 \text{ / rad / km]} \end{cases} \quad (3.115)$$

但し、

$$\text{基準容量} = 1000 \text{ [MVA]} \quad (3.116)$$

としたときの固有振動数は(3.95)式より、

$$v = \frac{k}{\sqrt{M(X_1 + k^2 X_2)}} \quad (3.117)$$

また、伝搬速度は(3.101)式より求めることができる。分布定数回路からもとめた固有周波数と伝搬速度を表 3.2 に示す。

表 3.2 分布定数回路における固有周波数

κ	0.25	0.75	1.25	1.75	2.25
$f = v/2\pi$ [Hz]	0.182	0.547	0.911	1.275	1.638
u [km/s]	729.1	729.0	728.8	728.4	728.0

次に、(3.115)式の分岐路のリアクタンスの値 X_2 を線路のリアクタンスの η 倍、すなわち、

$$X_2 = \eta X_1 \quad (3.118)$$

とおき、(3.117)式を用いて固有周波数を求めた。その値を分岐路のリアクタンスを無視($\zeta = 0$)したときの周波数を基準にどの程度の誤差が生じるかを計算した結果を図 3.10 に示す。図から η と κ が大きくなるほど誤差が大きくなり、分岐路のリアクタンス値を無視できなくなることが分かる。

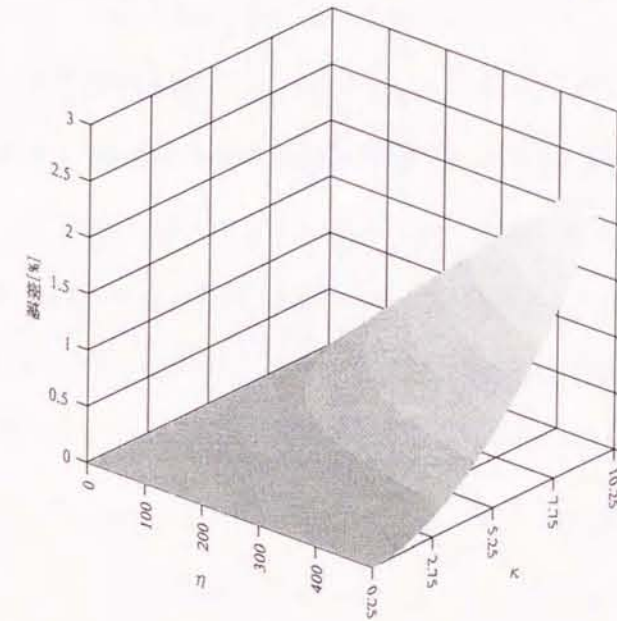


図 3.10 分岐路リアクタンスの影響

3.5.2 集中定数回路モデルにおける動揺周波数

モデル系統として図 3.11 に示すような線路リアクタンス X'_1 と分岐路リアクタンス X'_2 、静電容量 M で構成される 5 段の π 型集中定数回路モデルを考える。図のように線路を流れる潮流 $P_1 \sim P_{10}$ を仮定し、各段について潮流方程式を求めると次のようになる。

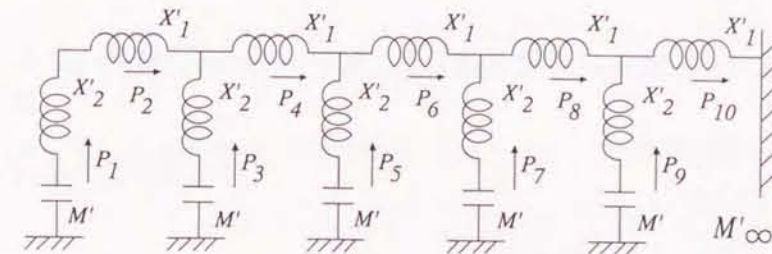


図 3.11 $X'M'$ 集中定数回路

$$\begin{cases} \frac{1}{M'} \int P_1 dt + X'_2 \frac{dP_1}{dt} + X'_1 \frac{dP_2}{dt} - X'_2 \frac{dP_3}{dt} - \frac{1}{M} \int P_3 dt = 0 \\ \frac{1}{M'} \int P_3 dt + X'_2 \frac{dP_3}{dt} + X'_1 \frac{dP_4}{dt} - X'_2 \frac{dP_5}{dt} - \frac{1}{M} \int P_5 dt = 0 \\ \frac{1}{M'} \int P_5 dt + X'_2 \frac{dP_5}{dt} + X'_1 \frac{dP_6}{dt} - X'_2 \frac{dP_7}{dt} - \frac{1}{M} \int P_7 dt = 0 \\ \frac{1}{M'} \int P_7 dt + X'_2 \frac{dP_7}{dt} + X'_1 \frac{dP_8}{dt} - X'_2 \frac{dP_9}{dt} - \frac{1}{M} \int P_9 dt = 0 \\ \frac{1}{M'} \int P_9 dt + X'_2 \frac{dP_9}{dt} + X'_1 \frac{dP_{10}}{dt} + \frac{1}{M_\infty} \int P_{10} dt = 0 \end{cases} \quad (3.119)$$

また,

$$\begin{cases} P_2 = P_1 \\ P_4 = P_2 + P_3 \\ P_6 = P_4 + P_5 \\ P_8 = P_6 + P_7 \\ P_{10} = P_8 + P_9 \end{cases} \quad (3.120)$$

であるので,

$$\begin{cases} \frac{dP_2}{dt} = \frac{dP_1}{dt} \\ \frac{dP_4}{dt} = \frac{dP_2}{dt} + \frac{dP_3}{dt} \\ \frac{dP_6}{dt} = \frac{dP_4}{dt} + \frac{dP_5}{dt} \\ \frac{dP_8}{dt} = \frac{dP_6}{dt} + \frac{dP_7}{dt} \\ \frac{dP_{10}}{dt} = \frac{dP_8}{dt} + \frac{dP_9}{dt} \end{cases} \quad (3.121)$$

が成立する。ここで、各定数の単位長当たりの値が(3.115)式と等価となるよう

$$\begin{cases} L_0 = 1000 \text{ [km]} \\ X'_1 = 0.1005 \text{ [p.u.]} \\ X'_2 = 3.7687 \cdot 10^{-5} \text{ [p.u.]} \\ M' = 0.74723 \text{ [p.u.} \cdot \text{sec}^2 / \text{rad]} \end{cases} \quad (3.122)$$

とすると, (3.119)式, (3.121)式より,

$$\begin{cases} \frac{dP_1}{dt} = -13.31 \int P dt_1 + 13.30 \int P_3 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_5 dt + 1.86 \cdot 10^{-6} \int P_7 dt + 7.00 \cdot 10^{-10} \int P_9 dt \\ \frac{dP_2}{dt} = -13.31 \int P dt_1 + 13.30 \int P_3 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_5 dt + 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_7 dt + 7.00 \cdot 10^{-10} \int P_9 dt \\ \frac{dP_3}{dt} = 13.30 \int P dt_1 - 26.60 \int P_3 dt + 13.30 \int P_5 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_7 dt + 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_9 dt \\ \frac{dP_4}{dt} = -4.99 \cdot 10^{-3} \int P dt_1 - 13.30 \int P_3 dt + 13.30 \int P_5 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_7 dt + 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_9 dt \\ \frac{dP_5}{dt} = 4.98 \cdot 10^{-3} \int P dt_1 + 13.30 \int P_3 dt - 26.60 \int P_5 dt + 13.30 \int P_7 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_9 dt \\ \frac{dP_6}{dt} = -1.87 \cdot 10^{-6} \int P dt_1 - 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_3 dt - 13.30 \int P_5 dt + 13.30 \int P_7 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_9 dt \\ \frac{dP_7}{dt} = 1.87 \cdot 10^{-6} \int P dt_1 + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_3 dt + 13.30 \int P_5 dt - 26.60 \int P_7 dt + 13.30 \int P_9 dt \\ \frac{dP_8}{dt} = -7.00 \cdot 10^{-10} \int P dt_1 - 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_3 dt - 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_5 dt - 13.30 \int P_7 dt + 13.30 \int P_9 dt \\ \frac{dP_9}{dt} = 7.00 \cdot 10^{-10} \int P dt_1 + 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_3 dt + 4.98 \cdot 10^{-3} \int P_5 dt + 13.30 \int P_7 dt - 26.60 \int P_9 dt \\ \frac{dP_{10}}{dt} = -2.62 \cdot 10^{-13} \int P dt_1 - 7.00 \cdot 10^{-10} \int P_3 dt - 1.87 \cdot 10^{-6} \int P_5 dt - 4.99 \cdot 10^{-3} \int P_7 dt - 13.31 \int P_9 dt \end{cases} \quad (3.123)$$

また,

$$\frac{d}{dt} \int P dt = P \quad (3.124)$$

であるので,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 & P_3 & P_4 & P_5 & P_6 & P_7 & P_8 & P_9 & P_{10} \\ \int P_1 dt & \int P_2 dt & \int P_3 dt & \int P_4 dt & \int P_5 dt & \int P_6 dt & \int P_7 dt & \int P_8 dt & \int P_9 dt & \int P_{10} dt \end{bmatrix}^T \quad (3.125)$$

とおくと,

$$\dot{\mathbf{P}} = \mathbf{A} \mathbf{P} \quad (3.126)$$

のとき, 行列 \mathbf{A} は(3.123)式より

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -13.31 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & 7.00 \cdot 10^{-10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -13.31 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & 7.00 \cdot 10^{-10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 13.30 & 0 & -26.60 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & -13.30 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 13.30 & 0 & -26.60 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & -4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & -13.30 & 0 & 13.30 & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 13.30 & 0 & -26.60 & 0 & 13.30 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -7.00 \cdot 10^{-10} & 0 & -1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & -4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & -13.30 & 0 & 13.30 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 7.00 \cdot 10^{-10} & 0 & 1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & 4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & 13.30 & 0 & -26.60 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2.62 \cdot 10^{-13} & 0 & -7.00 \cdot 10^{-10} & 0 & -1.87 \cdot 10^{-6} & 0 & -4.98 \cdot 10^{-3} & 0 & -13.31 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(3.127)

となる。ここで、行列 A の固有値を求めると、小さい順に

$$v = \pm j1.039, \pm j3.031, \pm j4.778, \pm j6.137, \pm j6.998 \text{ [rad/sec]} \quad (3.128)$$

が得られる。よって、図 3.4 の回路の固有振動周波数は

$$f = 0.165, 0.482, 0.760, 0.977, 1.114 \text{ [Hz]} \quad (3.129)$$

となる。これを表 3.2 の分布定数回路モデルから求めた周波数と比較すると、低い周波数ほどよく一致していることが分かる。

3.5.3 集中定数回路シミュレーション結果

電力系統解析プログラムを用いて電力動揺のシミュレーションを行った。モデル系統は図 3.9 の全長 1000km の串型電力系統で、単位長当たりの各定数は(3.115)式の通りに設定した。定常状態で発電機の発電量と負荷の消費量がバランスをとっており線路を流れる潮流は 0 であると仮定し、外乱として系統末端において 0.2[p.u.]の負荷脱落を模擬した。電力動揺と周波数動揺の伝搬の様子をそれぞれ図 3.12 および図 3.13 に示す。図中の線は負荷脱落点である系統末端からの距離をパラメータにとったときの、その地点における電力と周波数の動揺を示している。図から系統の末端において発生した電力動揺は時間遅れを伴って他の地点に伝搬していき、無限大系統におい

正の反射をひきおこし、戻ってきた反射波が今度は系統末端において負の反射をし、再び無限大系統の方向に伝搬していく様子がよく分かる。そしてこのような正負の反射を繰り返すうちに電力動揺はしだいに定在波動に変化していくことが分かる。ま

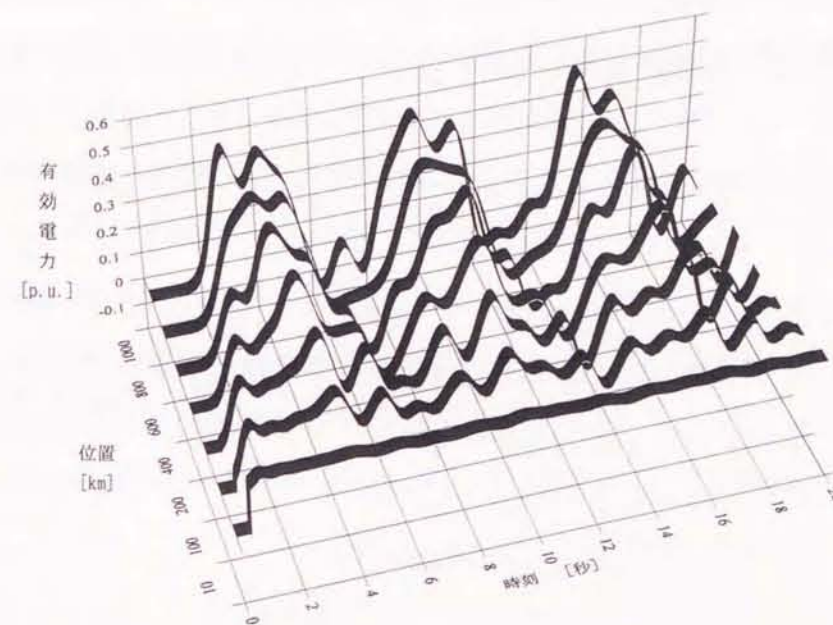


図 3.12 電力潮流の伝搬の様子

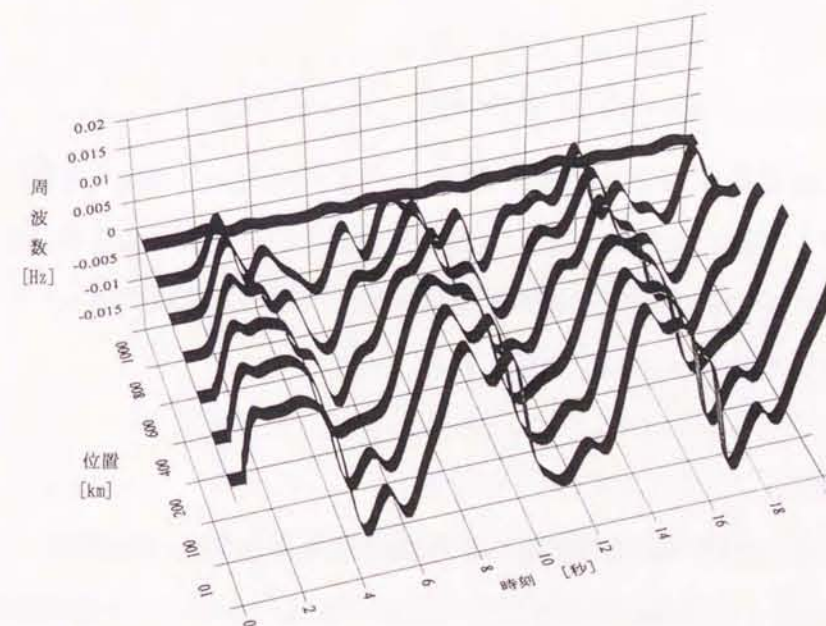


図 3.13 周波数変動の伝搬の様子

た、周波数動揺については系統末端において正の反射、無限大系統において負の反射を繰り返し電力動揺と同様に定在波動揺に変化していくことが分かる。図 3.12 の電力動揺をフーリエ変換して求めた動揺周波数は図 3.14 から分かるように低い方から順に、

$$f = 0.160, 0.475, 0.709 \text{ [Hz]} \quad (3.130)$$

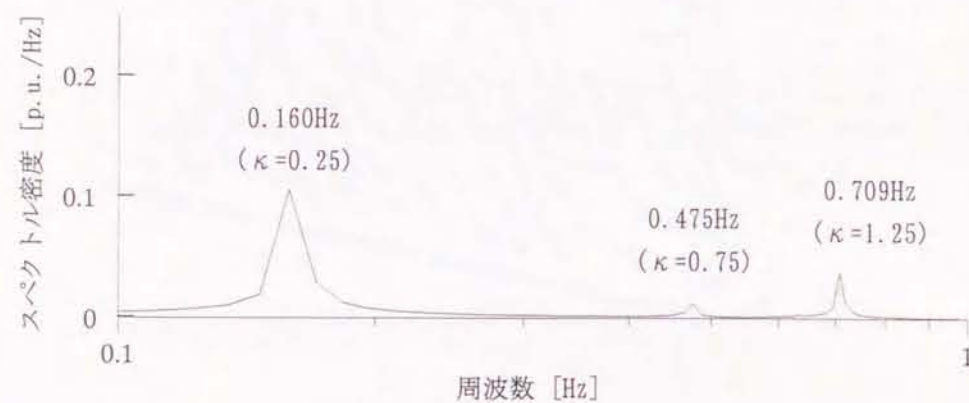


図 3.14 動揺周波数

また、伝搬速度は

$$u = 640.0, 633.3, 567.2 \text{ [km/s]} \quad (3.131)$$

であった。この結果を表 3.2 と比較すると低い周波数においてはよく一致していることが分かる。従って、系統全体におよぶような電力動揺については分布定数回路モデルと集中定数回路モデルにおける主要な特性が一致しており、本章で導入した分布定数回路モデルが妥当なものであることが分かる。

3.6節 まとめ

この章では、連系線を介して接続される大規模電力系統および発電機、送電線のモデルについて述べ、長距離串型電力系統における電力動揺を分布定数回路モデルで模擬する手法を示し、数式モデルである波動方程式を導出した。そして、波動方程式を解くことで動揺周波数や伝搬速度などの諸特性を明らかにした。また、5 個の π 型

の回路を直列に接続することで串型電力系統を集中定数回路で模擬し、固有方程式を解くことにより固有周波数を求めた。さらに、1000 機の発電機を含む電力系統モデルを用いてシミュレーションを行い、電力動揺の波形から動揺周波数と伝搬速度を求めた。これらの結果から分布定数回路モデルと集中定数回路モデルにおける電力動揺を比較した結果、系統末端における反射現象に一致が見られ、動揺周波数の値については低い周波数ほどよく一致していることが分かった。これにより、系統全体におよぶような長周期動揺については分布定数回路モデルと集中定数回路モデルが等価であると見なせることが明らかになった。分布定数回路モデルを用いることで電力動揺を波動の伝搬の形でとらえることができるほか、動揺の腹や節に相当する部分が容易に求められることから電力動揺の特性の把握に有用であることが分かった。

第4章 電力動揺安定化制御の評価

4.1節 概要

電力システムには安定化のための各種の制御装置が設置されているが、制御装置を有効に動作させるために行われる制御方式や制御位置の検討にあたってはシステムの制御特性を十分に把握しておく必要がある。分布定数回路モデルでは動揺の腹と節の位置を定量的に把握できるため、制御位置と制御効果の関係を容易に求めることが期待できる。本章では、分布定数回路における制御方式の一種として提案されているアクティブシンク法^{[31]~[35]}を電力システムモデルに適用することで、対象としている動揺を完全に除去するのに必要な制御量を求める。ある地点で発生した電力動揺は他の地点へ伝搬していき、系統両端において正負の反射を繰り返すうちに波が干渉し合って定在波動となる。従って、もし反射波を抑圧することができれば定在波動の発生を抑えることができる。アクティブシンク法は系統の中間点に制御力を加えることでこの反射波のエネルギーを吸収し定在波動を抑圧する手法である。

まず、電力動揺を状態ベクトルと伝達マトリクスを用いて表現する。ここで、状態ベクトルは分布定数回路上の任意の地点における振幅の大きさを与えるベクトルで、伝達マトリクスは2地点の状態ベクトルの関係を与えるマトリクスである。さらに、外乱発生点と制御点の状態および系統端の境界条件を与えることで、これらの間の関係を定量的に関係づけることができる。これにより、制御点における状態量である制御量が外乱の大きさと境界条件で表され、これらの関係を解くことにより、任意の動揺を抑制するための制御量を求めることができる。

本章では BESS のように1地点に制御を加える場合^[36]と交流系統に並列に直流系統が接続された交直連系系統の潮流制御に代表されるように系統の2地点に制御を加え、一地点で吸収したエネルギーを別の地点で放出し、系統全体のエネルギーの大きさに変化が生じない場合の2通りについて検討を実施した。特に直流制御については異なる2種類の周波数の電力動揺を同時に抑制するための制御位置と制御量の関係を求めた。さらに集中定数回路モデルとして同一容量の発電機が等間隔で接続されている電力システムを考え、分布定数回路モデルとアクティブシンク法を用いて求めた制御条件を集中定数回路のシミュレーションに適用し解析を行った。その結果、対象

とした電力動揺を期待通り抑圧できており、分布定数回路モデルと集中定数回路モデルの制御結果が一致することが確かめられた。

集中定数回路モデルを用いた現在の解析では制御装置の詳細モデルを作成し、制御量を変化させながらシミュレーションを行い動揺波形のグラフ等から制御効果を判断しており、多大な時間と労力を必要としている。これに対して本手法を用いることで制御装置の設置場所と制御効果の大きさを容易に把握することができるなど、解析の効率化・省力化に有用であることが明らかになった。

4.2節 伝達マトリクスを用いた表現

分布定数回路モデルの振る舞いを把握するために、系統上の任意の点の状態を表す状態ベクトルと各点の状態が他の点にどのような影響を及ぼすかを示す伝達マトリクスを求める。

系統上の任意の地点 ξ における波動は(3.93)式から、

$$\begin{cases} \omega_1(\xi) = \alpha e^{jk\xi} + \beta e^{-jk\xi} \\ P(\xi) = \delta_p \{ \alpha e^{jk\xi} - \beta e^{-jk\xi} \} \end{cases} \quad (4.1)$$

となる。よって、系統上の ξ の地点における波動の状態をベクトルの形で表した状態ベクトル $S(\xi)$ は、

$$S(\xi) = \mathbf{K} \mathbf{D}(\xi) \mathbf{C} \quad (4.2)$$

となる。ここで、

$$S(\xi) = [\omega_1(\xi), P(\xi)]^T \quad (4.3)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \delta_p & -\delta_p \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{D}(\xi) = \begin{bmatrix} e^{jk\xi} & 0 \\ 0 & e^{-jk\xi} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{C} = [\alpha, \beta]^T \quad (4.6)$$

である。ここに、 $\mathbf{D}(\xi)$ の対角成分は後退波と進行波を表している。

ξ の範囲を $0 \leq \xi \leq l$ とし、境界条件を

$$\begin{cases} \mathbf{S}(0) = \mathbf{S}_0 \\ \mathbf{S}(l) = \mathbf{S}_l \end{cases} \quad (4.7)$$

とすると、

$$\begin{cases} \mathbf{S}_0 = \mathbf{KD}(0)\mathbf{C} \\ \mathbf{S}_l = \mathbf{KD}(l)\mathbf{C} \end{cases} \quad (4.8)$$

ここで、 $\mathbf{D}(0) = \mathbf{1}$ より、

$$\mathbf{S}_0 = \mathbf{KC} \quad (4.9)$$

ゆえに、

$$\mathbf{S}_l = \mathbf{KD}(l)\mathbf{K}^{-1}\mathbf{S}_0 \quad (4.10)$$

$$= \mathbf{T}(l)\mathbf{S}_0 \quad (4.11)$$

が得られる。但し、 $\mathbf{T}(l)$ は伝達マトリクスで

$$\mathbf{T}(l) = \mathbf{KD}(l)\mathbf{K}^{-1} \quad (4.12)$$

である。(4.11)式は $\xi = 0$ の状態 \mathbf{S}_0 が与えられたとき、 $\xi = l$ の状態 \mathbf{S}_l がどのように影響を受けるかを示している。

一方、(4.2)式は次式のように表すこともできる。

$$\mathbf{S}(\xi) = \mathbf{KW}(\xi) \quad (4.13)$$

ここで、 $\mathbf{W}(\xi)$ は前進波と後退波の対角成分からなる波動ベクトルで、

$$\mathbf{W}(\xi) = \mathbf{D}(\xi)\mathbf{C} \quad (4.14)$$

で与えられる。(4.14)式に(4.7)式の境界条件を与えると、 $\mathbf{W}(0) = \mathbf{C}$ から

$$\mathbf{W}(l) = \mathbf{D}(l)\mathbf{W}(0) \quad (4.15)$$

となる。ここで、 $\mathbf{D}(l)$ は $\xi = 0$ の位置の波動ベクトル $\mathbf{W}(0)$ を $\xi = l$ の位置の波動ベクトル $\mathbf{W}(l)$ に移す伝達マトリクスである。

4. 3節 アクティブシンク法と動揺抑制制御

4. 3. 1 アクティブシンク法^{[32]~[35]}

電力系統上を伝搬する動揺に限らず機械工学の分野における梁の振動や通信伝送路における雑音波の共振現象など各種の分野において波動制御に関する研究がなされている。しかしこれらの多くは固有値解析やシミュレーション解析などモード解析に基づいており少数の動揺モードを含む単純なシステムを対象にする場合には効果的であるが、低ダンピングの動揺モードが多く存在するような複雑なシステムの解析に対しては限界がある^{[37],[38]}。また、これらの手法は多くの動揺モードがすでに存在しているという前提で解析を行うため、これらが複雑に干渉しあう場合には動揺モードの把握は極めて困難となる。ところが、先にも述べたように電力動揺の場合にはある地点で発生した電力動揺は時間遅れをもって周囲に伝搬していき系統の末端において正負の反射を繰り返すうちに進行波と後退波が干渉しあい、このときの動揺と動揺モードが同調することで定在波動揺状態に移行していく。従って、定在波動揺発生の原因となっているのは反射波の存在であり、これは動揺のエネルギーが系統末端の境界部分から外部に放出されず系統の内部にとどまるために定在波動揺が発生することを表している。そこで、もし定在波動揺が生じる前に反射波を除去し、進行波と後退波の干渉をさけることができれば定在波動揺の発生を抑圧することが期待できる。アクティブシンク法は動揺モードが回路の境界条件によって支配されることに着目し、回路の中間点に外部から能動的に制御を加えることで反射波のエネルギーを除去して定在波動揺の発生を抑える手法である。反射波が発生しない場合には回路内には進行波のみが存在することになり、動揺のエネルギーは常に進行波となって境界方向に伝搬することになる。この状態は境界が進行波を吸収しているかのように見なすことができ、こ

のような制御法はアクティブシンク法と呼ばれている。以下に、分布定数モデルにより模擬した串型電力系統を伝搬する電力動揺をアクティブシンク法を用いて制御する手法について述べる。

モデル系統として図 4.1 のような N_0 を末端とし、無限大系統 N_3 に至る全長 L_0 の電力系統を考える。ただし、 $N_1 \sim N_2$ 間には長さ L_2 の直流系統が並列に接続されているものとする。なお、ここでは最も基本的な系統として無限大系統を仮定するが、終端条

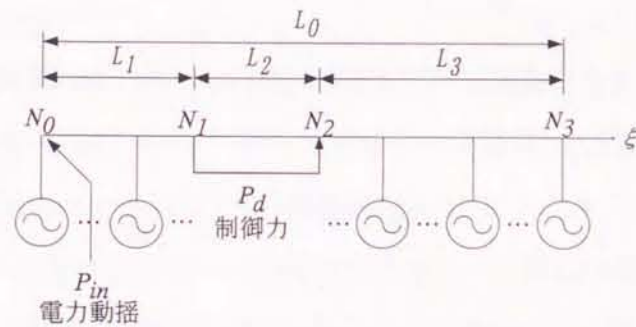


図 4.1 アクティブシンク法

件を変えることで各種の系統に応用が可能である。外乱として系統の末端 N_0 において有効電力に変化が生じたときの電力動揺を直流系統の潮流を制御することで抑制する手法について検討する。

図 4.1 の分布定数モデルは(4.2)式の状態ベクトルで表すことができる。このとき、境界条件は系統末端 N_0 における状態ベクトルは電力変動が 0、周波数変動が ω_0 であるとする、

$$\mathbf{S}_0 = [\omega_0, 0]^T \quad (4.16)$$

また、無限大系統 N_3 における状態ベクトルは電力変動が P_3 、周波数変動が 0 であるとする、

$$\mathbf{S}_3 = [0, P_3]^T \quad (4.17)$$

となる。一方、系統末端 N_0 の地点における電力変動の大きさを

$$\mathbf{P}_{in} = [0, P_{in}]^T \quad (4.18)$$

とすると N_2 における状態ベクトル \mathbf{S}_2 は伝達マトリクス $\mathbf{T}(\xi)$ を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{S}_1 = \mathbf{T}(L_1)(\mathbf{S}_0 + \mathbf{P}_{in}) \quad (4.19)$$

N_1 の地点において制御力として、

$$\mathbf{P}_d = [0, P_d]^T \quad (4.20)$$

を加えるとすると、

$$\mathbf{S}_2 = \mathbf{T}(L_2)(\mathbf{S}_1 - \mathbf{P}_d) \quad (4.21)$$

同様に、

$$\mathbf{S}_3 = \mathbf{T}(L_3)(\mathbf{S}_2 + \mathbf{P}_d) \quad (4.22)$$

となる。ここで、(4.21)式と(4.22)式の \mathbf{P}_d の符号が逆になっているのは一方の制御点から電力を注入したのと同じだけもう一方の制御点から電力を抜き、結果的に系統内に存在する動揺のエネルギーに変化が生じない直流制御を行っているためである。以上をまとめると、各部の状態ベクトルは次のようになる。

$$\begin{cases} \mathbf{S}_0 = [\omega_0, 0]^T & : \text{系統末端 } N_0 \\ \mathbf{S}_1 = \mathbf{T}(L_1)(\mathbf{S}_0 + \mathbf{P}_{in}) \\ \mathbf{P}_{in} = [0, P_{in}]^T & : \text{外乱} \\ \mathbf{S}_2 = \mathbf{T}(L_2)(\mathbf{S}_1 - \mathbf{P}_d) \\ \mathbf{P}_d = [0, P_d]^T & : \text{制御力} \\ \mathbf{S}_3 = \mathbf{T}(L_3)(\mathbf{S}_2 + \mathbf{P}_d) \\ \mathbf{S}_3 = [0, P_3]^T & : \text{無限大系統 } N_3 \end{cases} \quad (4.23)$$

(4.23)式より

$$\begin{aligned}
 S_0 &= T(-L_1)S_1 - P_{in} \\
 &= T(-L_1)\{T(-L_2)S_2 + P_d\} - P_{in} \\
 &= T(-L_1)T(-L_2)S_2 + T(-L_1)P_d - P_{in} \\
 &= T(-L_1)T(-L_2)T(-L_3)S_3 - T(-L_1)T(-L_2)P_d + T(-L_1)P_d - P_{in} \\
 &= T(-L_1 - L_2 - L_3)S_3 - T(-L_1 - L_2)P_d + T(-L_1)P_d - P_{in} \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

ここで、伝達マトリクス $T(\ell)$ は、

$$\begin{aligned}
 T(\ell) &= \mathbf{KD}(\ell)\mathbf{K}^{-1} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \delta_p & -\delta_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{jk\ell} & 0 \\ 0 & e^{-jk\ell} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \delta_p & -\delta_p \end{bmatrix}^{-1} \\
 &= \frac{1}{2\delta_p} \begin{bmatrix} \delta_p(e^{jk\ell} + e^{-jk\ell}) & e^{jk\ell} - e^{-jk\ell} \\ \delta_p^2(e^{jk\ell} - e^{-jk\ell}) & \delta_p(e^{jk\ell} + e^{-jk\ell}) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(k\ell) & \frac{j}{\delta_p} \sin(k\ell) \\ j\delta_p \sin(k\ell) & \cos(k\ell) \end{bmatrix} \quad (4.25)
 \end{aligned}$$

よって、

$$\begin{aligned}
 S_0 &= \begin{bmatrix} \cos k(-L_1 - L_2 - L_3) & \frac{j}{\delta_p} \sin k(-L_1 - L_2 - L_3) \\ j\delta_p \sin k(-L_1 - L_2 - L_3) & \cos k(-L_1 - L_2 - L_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ P_3 \end{bmatrix} \\
 &\quad - \begin{bmatrix} \cos k(-L_1 - L_2) & \frac{j}{\delta_p} \sin k(-L_1 - L_2) \\ j\delta_p \sin k(-L_1 - L_2) & \cos k(-L_1 - L_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ P_d \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} \cos k(-L_1) & \frac{j}{\delta_p} \sin k(-L_1) \\ j\delta_p \sin k(-L_1) & \cos k(-L_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ P_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ P_{in} \end{bmatrix} \quad (4.26)
 \end{aligned}$$

電力動揺 P について展開すると、

$$P_3 \cos k(-L_1 - L_2 - L_3) - P_d \cos k(-L_1 - L_2) + P_d \cos k(-L_1) - P_{in} = 0 \quad (4.27)$$

$$P_3 \cos k(L_1 + L_2 + L_3) - P_d \cos k(L_1 + L_2) + P_d \cos k(L_1) - P_{in} = 0 \quad (4.28)$$

ゆえに、

$$P_3 = \frac{1}{\cos(kL_0)} [P_d \{\cos(k(L_1 + L_2)) - \cos(kL_1)\} + P_{in}] \quad (4.29)$$

が得られる。また、任意の点 ξ における状態ベクトル $S'(\xi)$ は

$$\begin{aligned}
 S'(\xi) &= \mathbf{T}^{-1}(L_0 - \xi)S_3 = \mathbf{T}(\xi - L_0)S_3 \\
 &= \mathbf{KW}'(\xi) \quad (4.30)
 \end{aligned}$$

で与えられる。ここで、波動ベクトル $\mathbf{W}'(\xi)$ を進行波成分 w_f' と後退波成分 w_b' を用いて

$$\mathbf{W}'(\xi) = \begin{bmatrix} w_f' \\ w_b' \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

で表すと

$$\mathbf{W}'(\xi) = \mathbf{K}^{-1}S'(\xi) = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{T}(\xi - L_0)S_3 \quad (4.32)$$

より、

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} w_f' \\ w_b' \end{bmatrix} &= \frac{1}{2\delta_p} \begin{bmatrix} \delta_p & 1 \\ \delta_p & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos k(\xi - L_0) & \frac{j}{\delta_p} \sin k(\xi - L_0) \\ j\delta_p \sin k(\xi - L_0) & \cos k(\xi - L_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ P_3 \end{bmatrix} \\
 &= \frac{P_3}{2\delta_p} \begin{bmatrix} j \sin k(\xi - L_0) + \cos k(\xi - L_0) \\ j \sin k(\xi - L_0) - \cos k(\xi - L_0) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{P_3}{2\delta_p} \begin{bmatrix} e^{jk(\xi - L_0)} \\ -e^{-jk(\xi - L_0)} \end{bmatrix} \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

となる。ここで、 N_3 方向へ向かう進行波の波動成分を除去するための条件は、 $w_f' = 0$

であるから、これが常に成立するための条件は

$$P_3 = 0 \quad (4.34)$$

となる。よって、(4.29)式より、

$$\frac{1}{\cos(kL_0)} [P_d \{\cos(k(L_1 + L_2)) - \cos(kL_1)\} + P_{in}] = 0$$

$$\therefore P_d \{\cos(k(L_1 + L_2)) - \cos(kL_1)\} + P_{in} = 0 \quad (4.35)$$

ゆえに電力動揺の抑制に必要な制御力は次式となる。

$$P_d = \frac{P_{in}}{\cos(kL_1) - \cos\{k(L_1 + L_2)\}} \quad (4.36)$$

この式から、制御力の大きさは $\cos(kL_1) - \cos\{k(L_1 + L_2)\} = 2$ の地点において最小値をとり、 $\cos(kL_1) - \cos\{k(L_1 + L_2)\} = 0$ の地点では無限大となることがわかる。

一方、大容量のバッテリーを用いた BESS 制御のように電力系統内の中間地点で電力の注入したり放出するような制御を行う場合には、

$$\begin{cases} L_0 = L_1 + L_2 \\ L_3 = 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

より、(4.36)式は

$$P_d = \frac{P_{in}}{\cos(kL_1) - \cos\{kL_0\}} \quad (4.38)$$

(3.108)式より

$$P_d = \frac{P_{in}}{\cos(kL_1)} \quad (4.39)$$

となる。この場合には、制御力の大きさは $\cos\{kL_1\} = 1$ の地点において最小値をとり、 $\cos\{kL_1\} = 0$ の地点では無限大となることがわかる。

以上のように、(4.36)式または(4.39)式を計算することで電力系統上の任意の点における系統動揺抑制のために必要な制御量を容易に推測することができる。また、これ

らの式は系統動揺の腹や節の位置の関係を表しており各種の制御装置について制御効果の高い設置個所を知ることができる。例えば BESS 制御の一例として、制御地点を系統末端から L [km] ($0 \leq L \leq L_0$) とした場合、すなわち

$$\begin{cases} L_0 = 1000 & [\text{km}] \\ L_1 = L & [\text{km}] \\ L_2 = L_0 - L_1 & [\text{km}] \\ L_3 = 0 & [\text{km}] \end{cases} \quad (4.40)$$

とし、単位長当たりの定数の値を(3.115)式の通りとしたケースについて L を変化させた

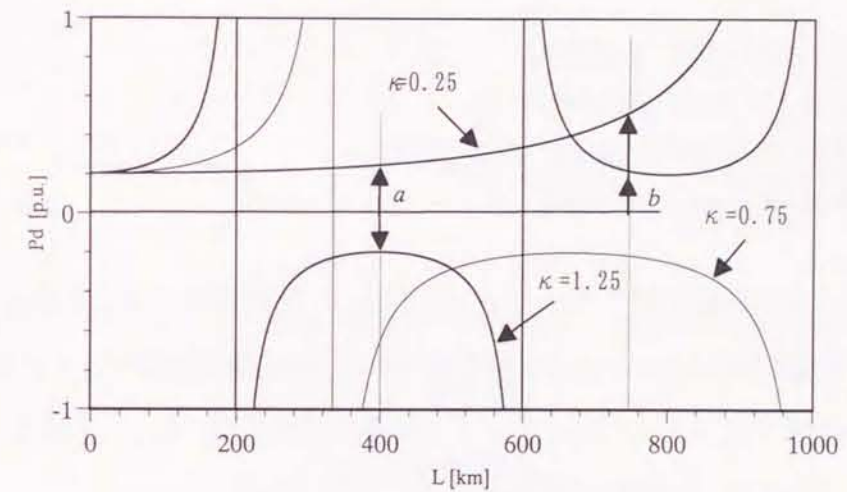


図 4.2 電力動揺を完全に抑圧するための制御量

ときに $\kappa = 0.25$ と $\kappa = 0.75$ および $\kappa = 1.25$ の動揺を完全に抑圧するのに必要な制御量を図 4.2 に示す。図から、 $L = 400$ [km] (a) の位置に制御装置を設置すると $P_d = 0.247$ [p.u.] の制御で $\kappa = 0.25$ の動揺を完全に抑圧できるのに対して $L = 750$ [km] (b) の位置では $P_d = 0.523$ [p.u.] となり (a) に比べて倍以上の大きさの制御を行わなければならないことが分かる。従って、(b) の位置に制御装置を設置するよりも (a) の位置に制御装置を設置すれば小さな設備で効果的な制御が行えることになる。また、(a) の位置では $\kappa = 0.25$ の動揺抑圧に必要な制御量と $\kappa = 1.25$ の動揺抑圧に必要な制御量の符号が異なり、一方の動揺を抑圧しようとするとは他方動揺を逆に大きくす

ることになる。さらに、 $L = 600[\text{km}]$ 付近に制御装置を設置しても $\kappa = 1.25$ の動揺抑圧に必要な制御量は無限大に近くほとんど制御効果は期待できないことが分かる。また、制御装置の制御量に制約がある場合には制御可能量と制御に必要な量を比較することで制御効果の大きさを推測することが可能である。

4.3.2 単一動揺の抑制制御

モデルシステムとして図 4.3 に示すような $1,000[\text{MVA}]$ の発電機が 100 機等間隔で接続された全長 $L = 1,000[\text{km}]$ の長距離串型電力システムを考える。なお、単位長当たり換算した諸定数の値を式(3.115)と同じ、

$$\begin{cases} X_1 = 5.03 \times 10^{-4} [\text{p.u./km}] \\ X_2 = 7.55 \times 10^{-3} [\text{p.u./km}] \\ M = 3.74 \times 10^{-3} [\text{p.u.}\cdot\text{sec}^2 / \text{rad} / \text{km}] \\ D=0 [\text{p.u.}\cdot\text{sec} / \text{rad} / \text{km}] \end{cases} \quad (4.41)$$

とする。外乱としてシステム末端において $P_{in}=0.2[\text{p.u.}]$ の負荷脱落が生じた場合の電力動揺と周波数動揺のシミュレーション波形を図 4.4 に、電力動揺をフーリエ変換して求めたスペクトル密度を図 4.5 にそれぞれ示す。動揺周波数の値から 3.5.3 節でも述べたように $\kappa = 0.25, 0.75, 1.25 \dots$ の動揺が発生していることが分かる。

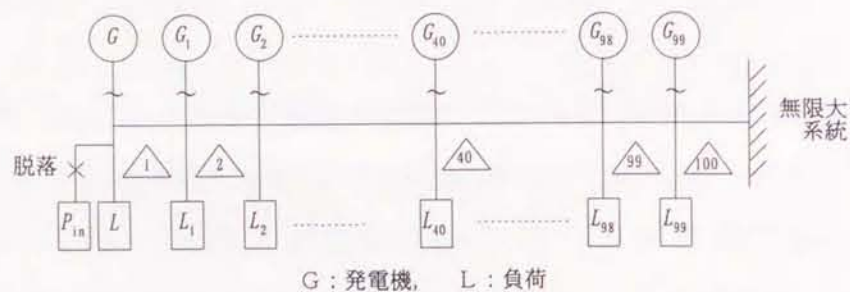
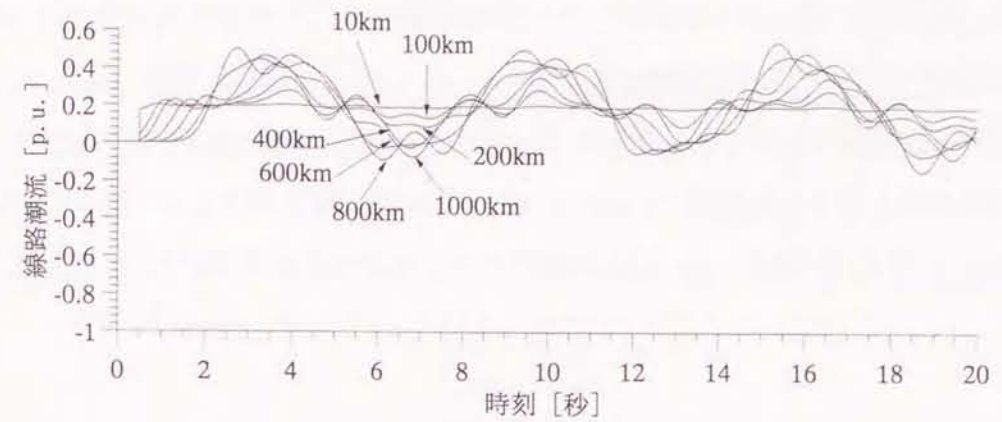
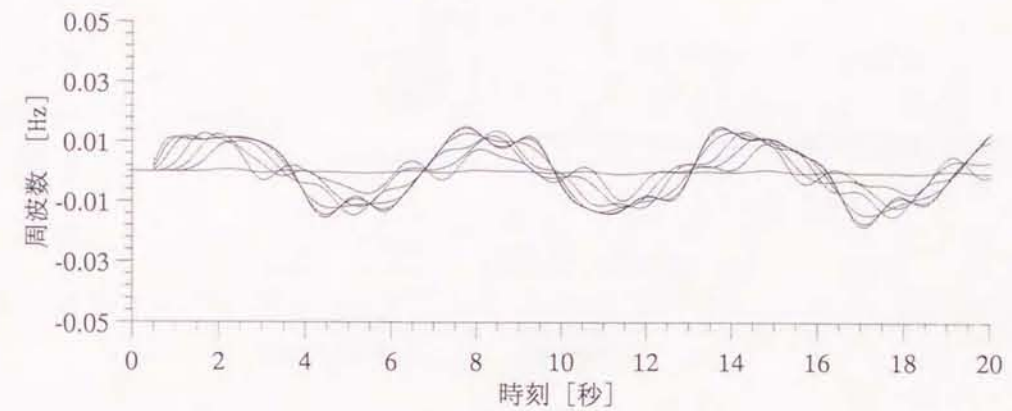


図 4.3 模擬系統

まず、図 4.5 における長周期の電力動揺、すなわち $\kappa = 0.25$ の動揺をアクティブシンク法を使って抑制することを考える。通常、多くの発電機には電力動揺を抑制するために有効電力の変化量を制御信号とする PSS(発電機の励磁系を制御する電力系統



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.4 動揺波形(制御なし)

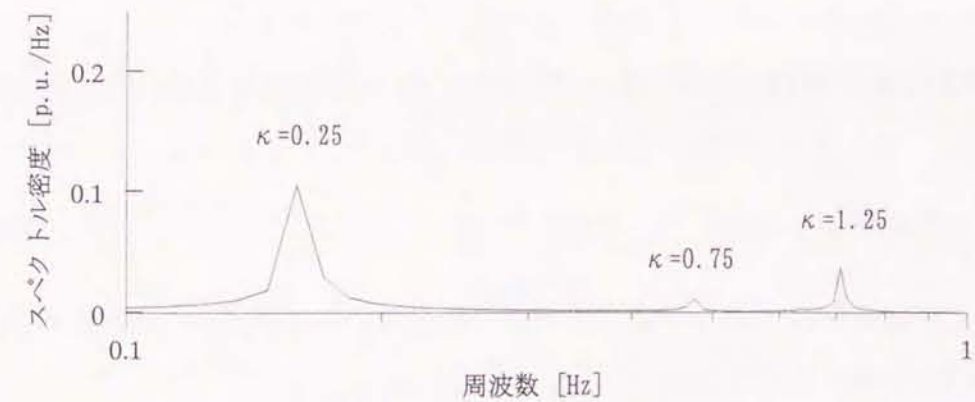


図 4.5 動揺周波数(制御なし)

安定化装置)が設置されているが、このような系統全体にわたる長周期動揺に対してはそれほど大きな効果が期待できない場合が多い。図 4.3 の各発電機に図 4.6 の PSS の制御装置を組み込み安定化制御を行った場合の動揺波形と動揺周波数を図 4.7 と図 4.8 に示す。図 4.5 と比較すると PSS によって比較的短周期の $\kappa = 0.75$ と $\kappa = 1.25$ の動揺は抑圧されているが、 $\kappa = 0.25$ の動揺に対しては効果が少ないことが分かる。

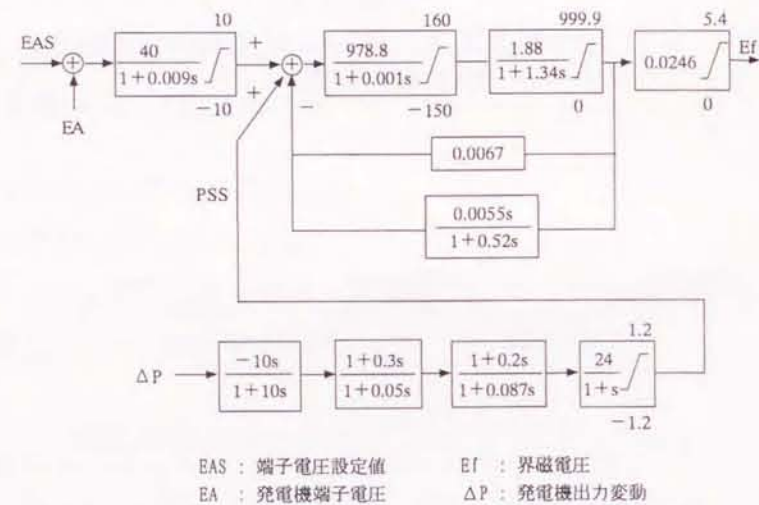


図 4.6 PSS, AVR のブロック図

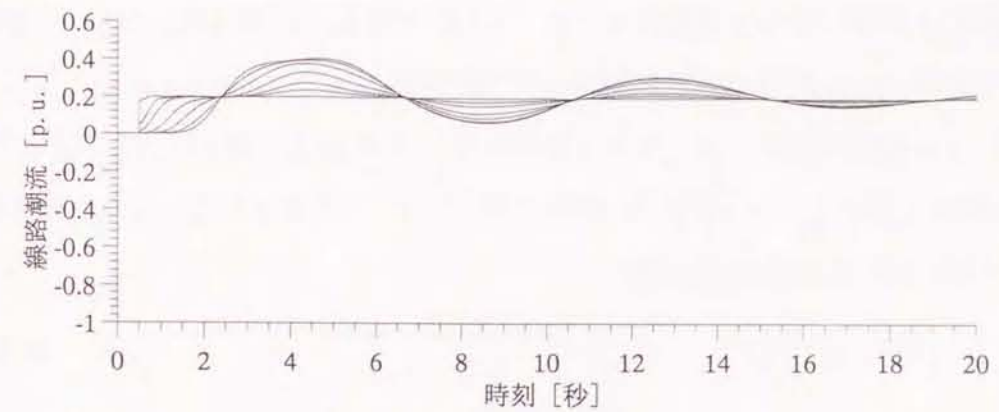
そこで、前節で述べた直流系統の潮流制御を用いて安定化する場合を考える。但し、制御量には特に制約は設けず理想的な制御が行えるものとする。

制御を行う直流系統の位置を $L_1 = 400$ [km], $L_2 = 200$ [km] とする。 $P_m = 0.2$ [p.u.], $k = \kappa / L_0$, L_1, L_2 を(4.36)式に代入すると制御力は

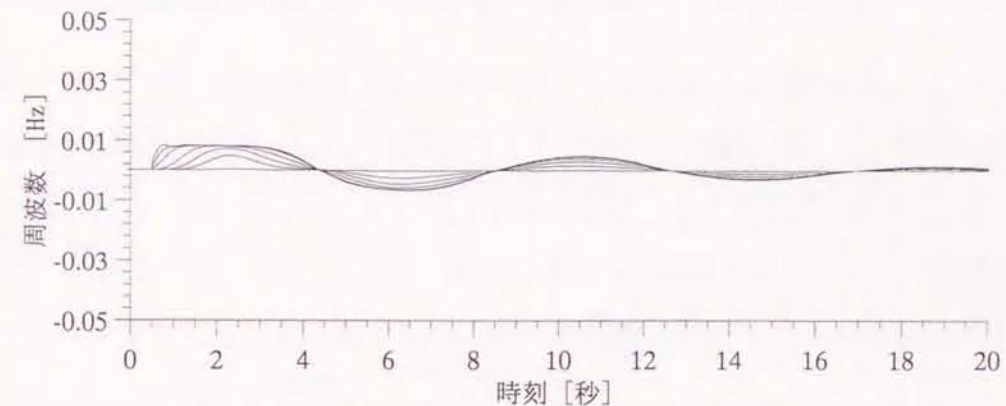
$$P_d = 0.904 \quad [\text{p.u.}] \quad (4.42)$$

となる。これは負荷脱落発生時に直流系統の送電電力を 0.904 [p.u.] 増加させることで電力動揺を抑制できることを表している。

このことを集中定数回路モデルのシミュレーションにより確認する。図 4.3 のモデル系統において、系統の末端における 0.2 [p.u.] の負荷脱落を変電所で検出すると仮定し、



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.7 動揺波形 (PSS 設置)

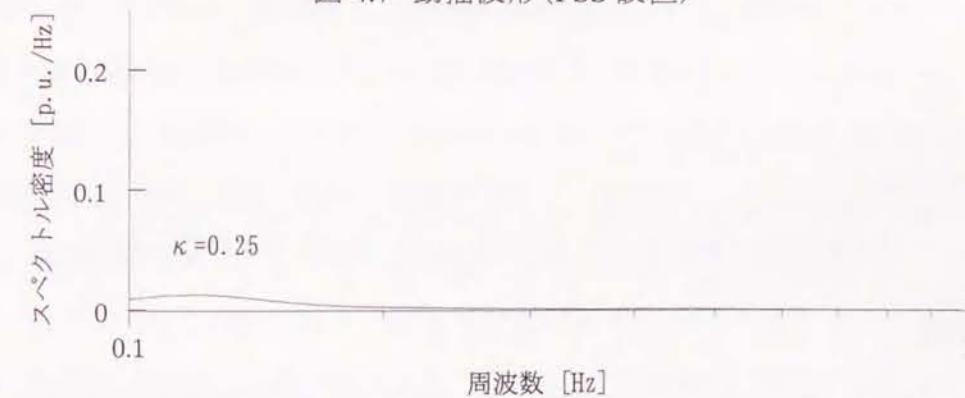


図 4.8 動揺周波数 (PSS 設置)

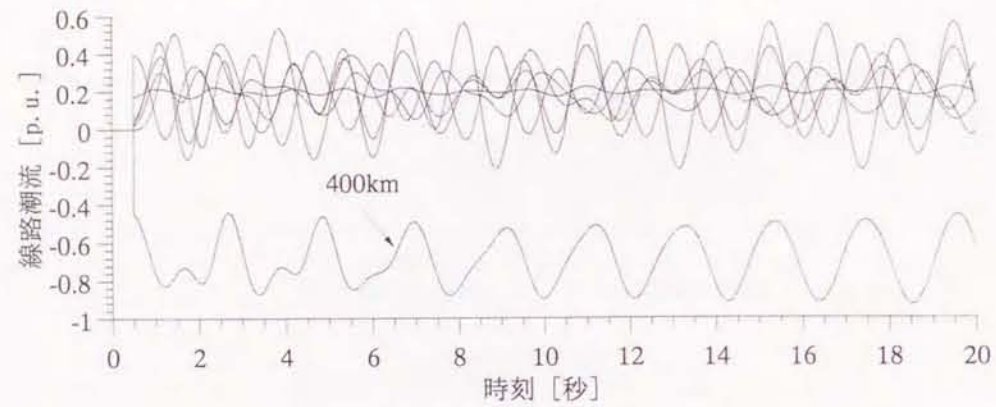
400[km]と 600[km]地点の負荷 L_{40} と L_{60} を調整することで直流系と等価となるような制御を行った。そのときの動揺波形と動揺周波数を図 4.9 および図 4.10 に示す。図 4.5

の制御を行わない場合に見られていた $\kappa = 0.25$ の動揺が抑制されており、分布定数回路モデルで求めた制御方法が期待通りの動作をしていることが分かる。

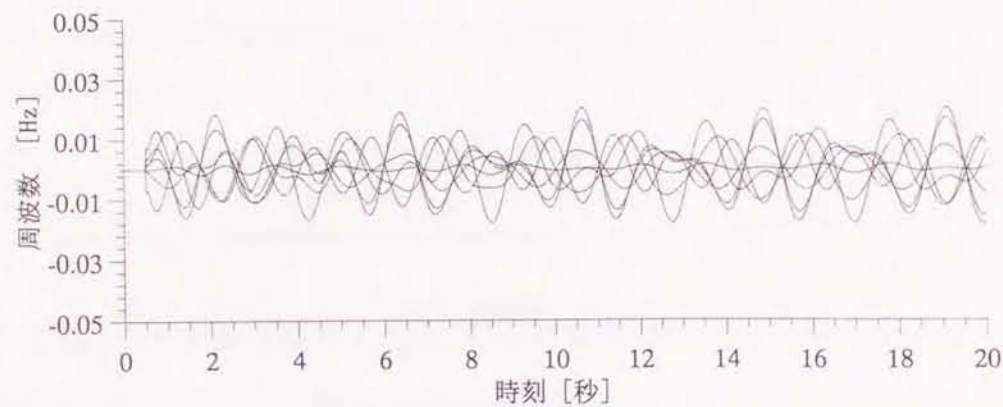
一方、 $\kappa = 0.75$ の動揺については制御前に比べて制御後の振幅が大きくなっている。これは(4.42)式の P_d は $\kappa = 0.25$ の動揺を抑制するための制御量であり、 $\kappa = 0.75$ の動揺を抑制するための制御量は(4.36)式より

$$P_d = 0.312 \text{ [p.u.]} \quad (4.43)$$

となる。従って、 $\kappa = 0.75$ の動揺に対しては $P_d^* = 0.904 - 0.312 = 0.592 \text{ [p.u.]}$ の過剰制御が行われたことになる。この P_d^* は外乱に相当するため、動揺の振幅が大きくなった



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.9 動揺波形(アクティブシンク法 I)

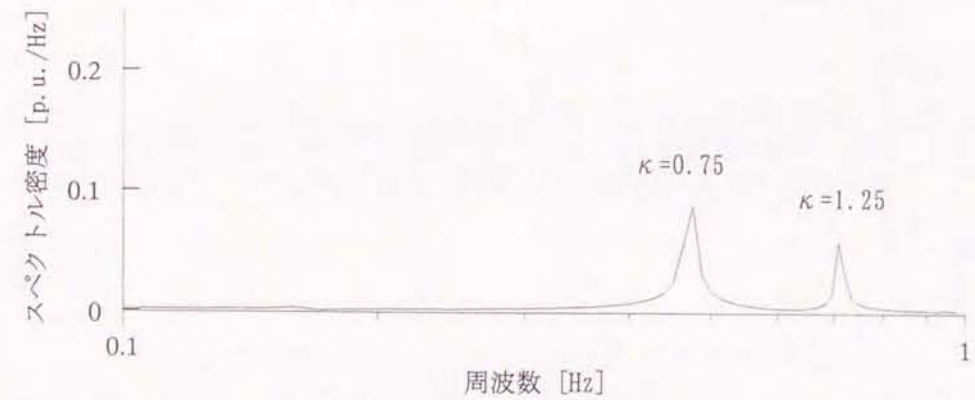


図 4.10 動揺周波数(アクティブシンク法 I)

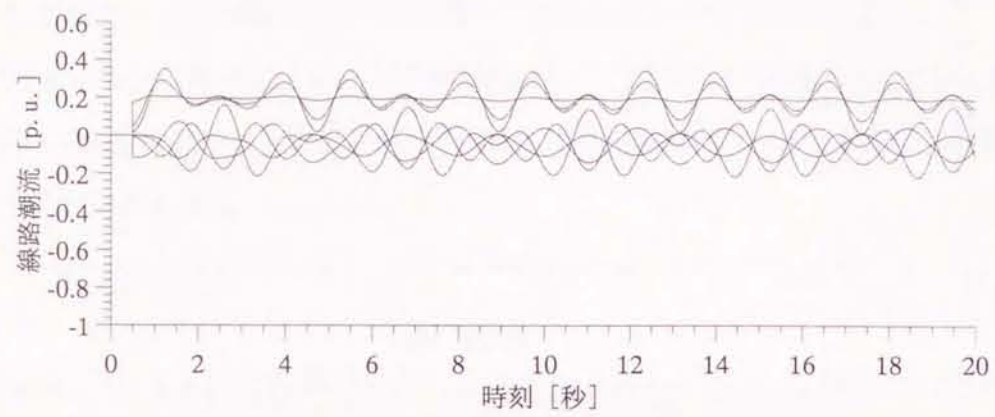
ものである。このことは、系統内のエネルギーに大きな変化がないと考えると $\kappa = 0.25$ の動揺のエネルギーを $\kappa = 0.75$ の動揺のエネルギーに変換したものと等価と考えることができる。

次に、系統内のエネルギーを出し入れする BESS 制御について考える。制御位置を $L_1 = 400 \text{ [km]}$ とすると、(4.39)式より $\kappa = 0.25$ の動揺を抑圧するのに必要な制御量は

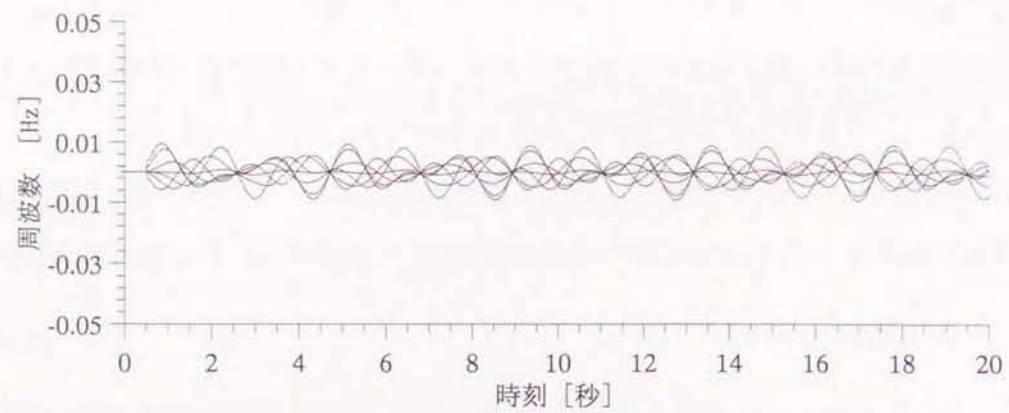
$$P_d = 0.247 \text{ [p.u.]} \quad (4.44)$$

となる。そこで、 400 [km] の地点の負荷 L_{40} を調整して BESS 制御と等価となるような制御を行った。そのときの動揺波形と動揺周波数を図 4.11 および図 4.12 に示す。図から直流系統の場合と同様に $\kappa = 0.25$ の電力動揺が抑圧されていることが分かる。なお、BESS 制御では系統内の動揺のエネルギーを抜いてしまうため必ずしも他の周波数の電力動揺を引き起こすことにはなっていない。

次に、分布定数モデルから求めた(4.43)式の制御を集中定数モデルのシミュレーションに適用した場合の動揺波形と動揺周波数を図 4.13 と図 4.14 に示す。図より $\kappa = 0.75$ の電力動揺が抑制されており、期待通りの効果が得られていることがわかる。但し、このケースについては(4.43)式の制御量が $\kappa = 0.25$ の動揺に対しても抑制するように働くために $\kappa = 0.25$ の動揺の振幅も小さくなっており、エネルギーは $\kappa = 1.25$ の電力動揺に変換されていることが分かる。



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.11 動揺波形(BESS 制御)

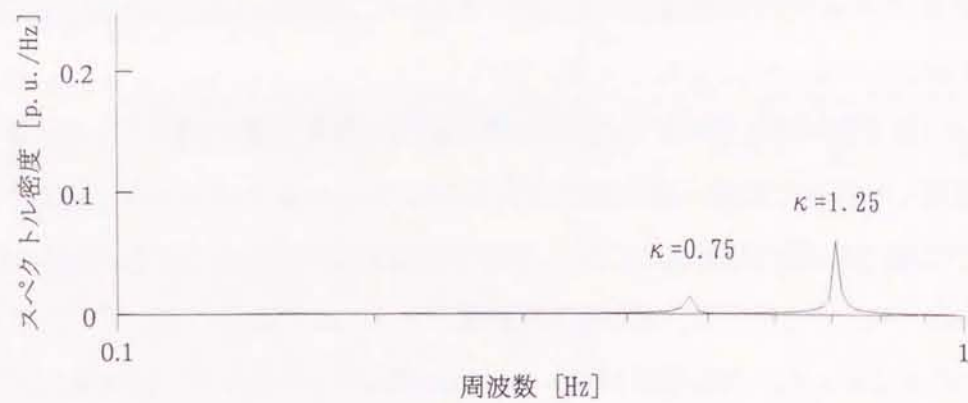
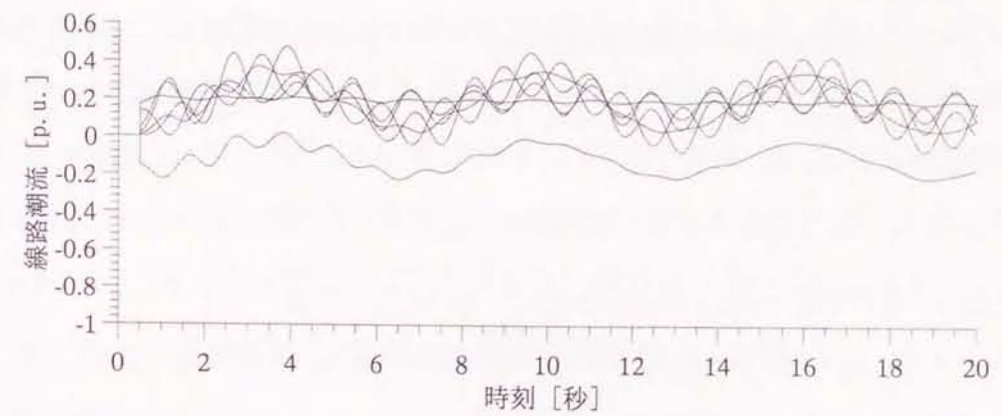
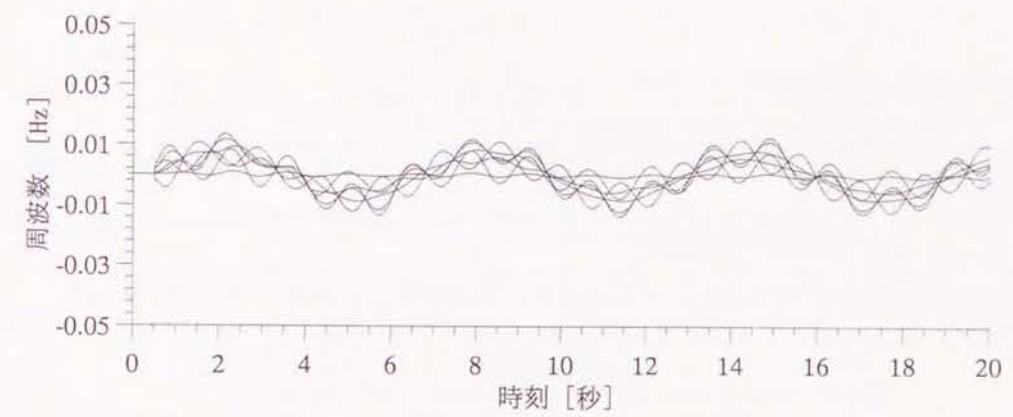


図 4.12 動揺周波数(BESS 制御)



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.13 動揺波形(アクティブシンク法Ⅱ)

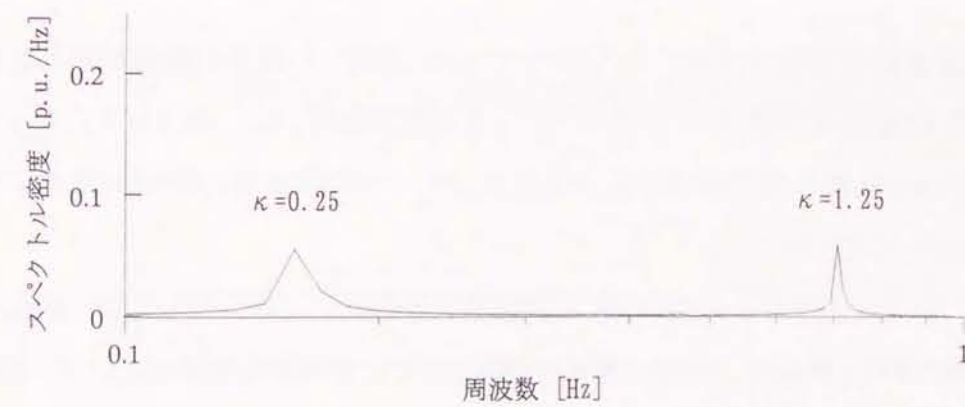


図 4.14 動揺周波数(アクティブシンク法Ⅱ)

4.3.3 複数の電力動揺の制御

次に、図 4.5 における $\kappa = 0.25$ と $\kappa = 0.75$ の動揺を同時に抑制するための直流系統の設置個所について検討する。但し、片側の交流-直流変換所の位置を $L_1 = 400$ [km] とする。 $P_{in} = 0.2$ [p.u.] および k , L_1 を (4.36) 式に代入し、直流-交流変換所の位置 $L_1 + L_2$ を変化させたときの制御力 P_d を求めると図 4.15 のようになる。図から $L_1 + L_2 = 800$ [km] のとき、 $P_d = P_{d,\kappa=0.25} = P_{d,\kappa=0.75} = 0.40$ [p.u.] となることが分かる。これは $L_1 = 400$, $L_2 = 400$ [km] の位置に直流系統を設置し、負荷脱落発生時に直流系統の送電電力を 0.40 [p.u.] 増加させることで、 $\kappa = 0.25$ と $\kappa = 0.75$ の電力動揺を同時に抑制できることを表している。

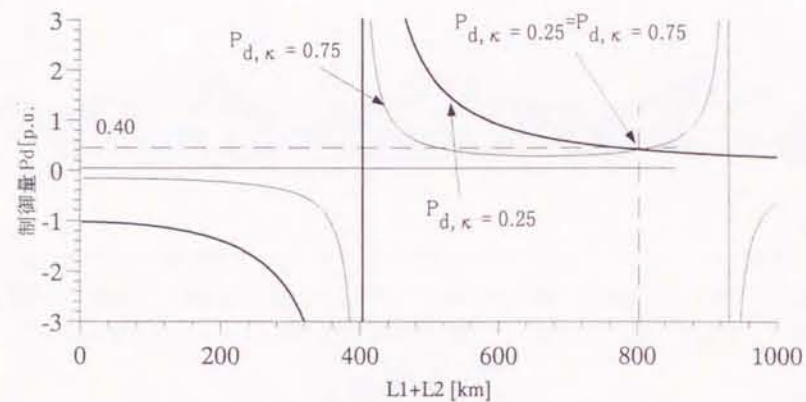
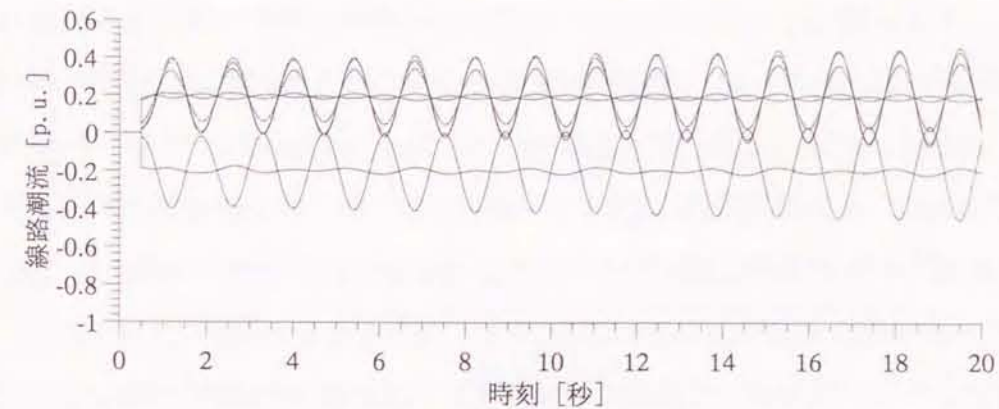


図 4.15 制御量

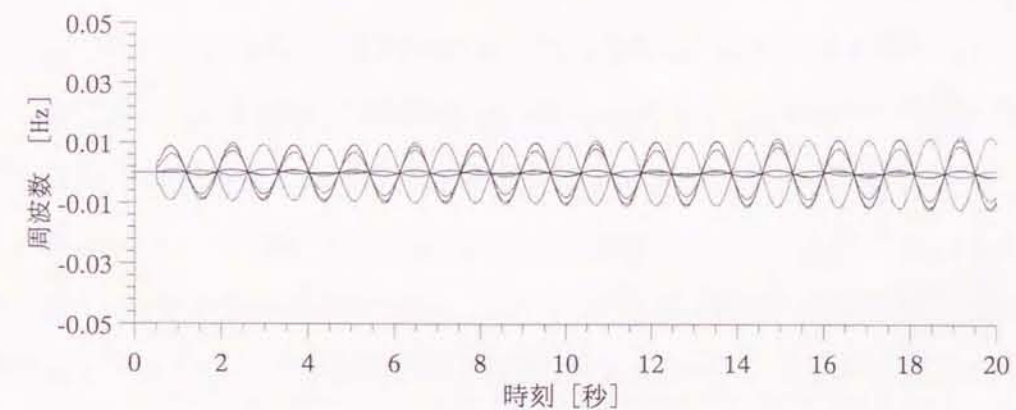
この条件を集中定数モデルのシミュレーションに適用した場合の動揺波形と動揺周波数を図 4.16 および図 4.17 に示す。図 4.5 の制御を行わない場合に見られていた $\kappa = 0.25$ と $\kappa = 0.75$ の電力動揺が抑制されており、2つの周波数の動揺波形が同時に抑圧できていることがわかる。

なお、このケースでは $\kappa = 1.25$ の電力動揺が大きくなっており、これは単一動揺モードの制御の場合と同様に、制御の対象外であるために効果的な制御ができず、抑圧した電力動揺のエネルギーが変換されたためである。

しかし、先に述べたように電力系統には多種の制御装置が設置されており、動揺発生



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.16 電力動揺(アクティブシンク法Ⅲ)

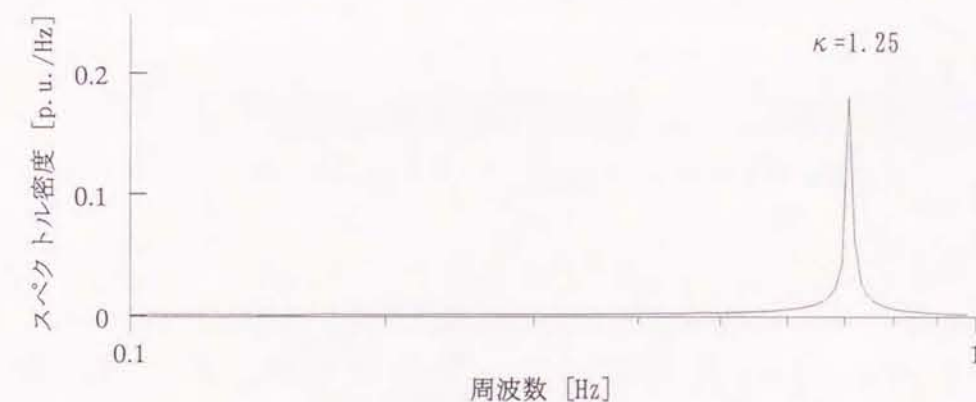
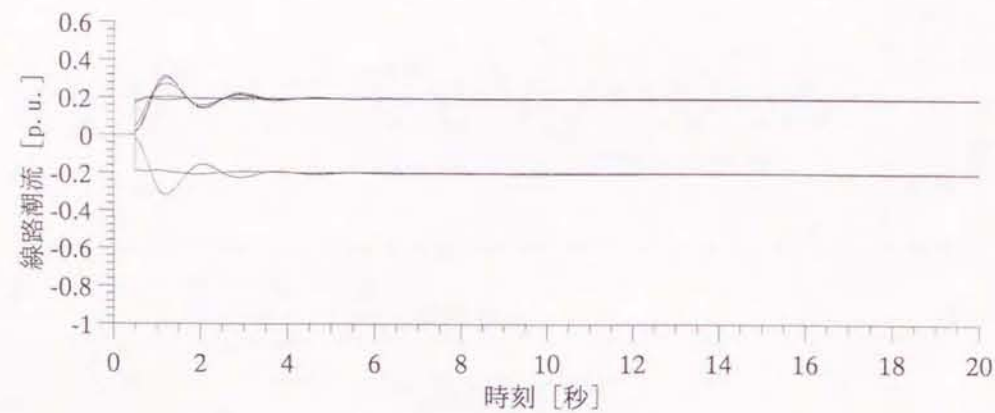
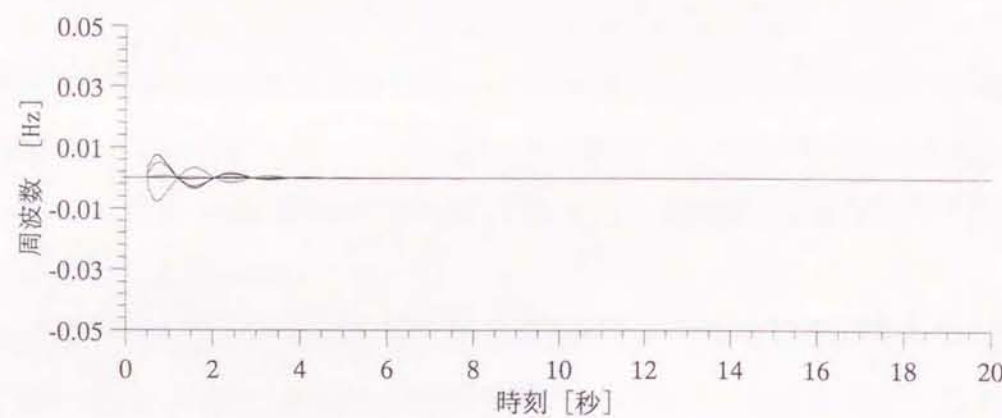


図 4.17 動揺周波数(アクティブシンク法Ⅲ)

時にはこれらが連動して制御が行われる。これらの制御装置の一種である PSS は長周期動揺には効果が少ないが短周期動揺については大きな効果が期待できることが明らかになっている。そこで、集中定数シミュレーションの発電機モデルに PSS の制御装置を組み込み、その他の条件は図 4.17 と同一とした場合の動揺波形と動揺周波数を図 4.18 と図 4.19 に示す。全てのモードの電力動揺が数秒程度で抑制されており、直流系の潮流制御と PSS を組み合わせることで十分な安定化が図れていることが分かる。以上のことから、ここで述べた制御手法は PSS では動揺抑制効果の得られないような長周期動揺を、PSS で抑制可能な比較的短周期の電力動揺に変換するための手法と見ることができる。



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.18 動揺波形(アクティブシンク法+PSS)

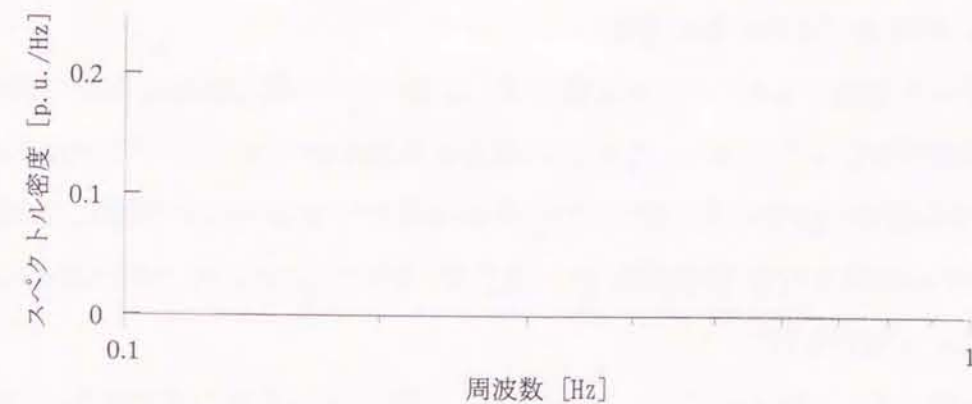


図 4.19 動揺周波数(アクティブシンク法+PSS)

次に、2つのモードを同時に安定化することができる L_1 と L_2 の関係を図 4.20 に示す。図より、例えば、 $L_1=500$ [km] の場合には $L_2=212$ [km] とすることで2つの周波数の電力動揺を同時に安定化することができ、制御量は(4.36)式から、 $P_d=0.74$ [p.u.] となる。なお、図 4.20 は 2 つの周波数の電力動揺を完全に抑制するための条件であり、この値に近いほど大きな制御効果が期待できる。従って、図 4.20 と実際の制御装置の位置および制御量を比較することで制御効果の大きさを即座に判断することが可能である。

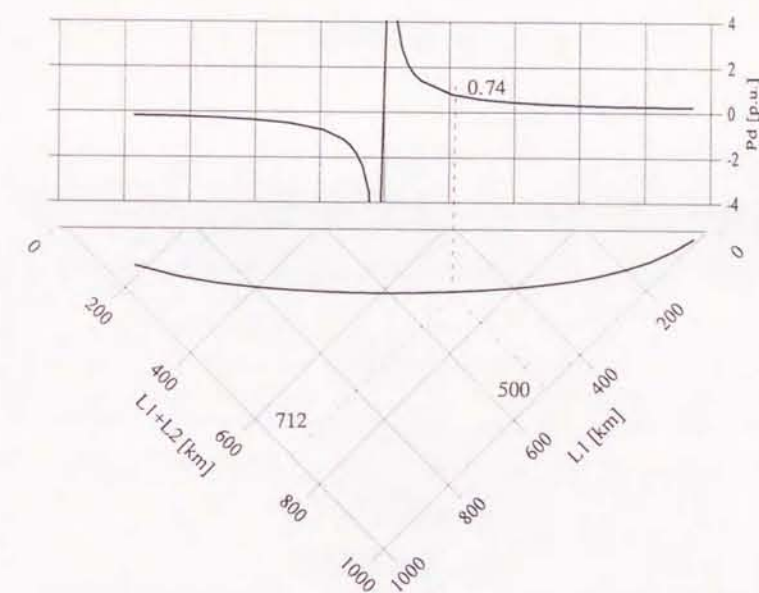
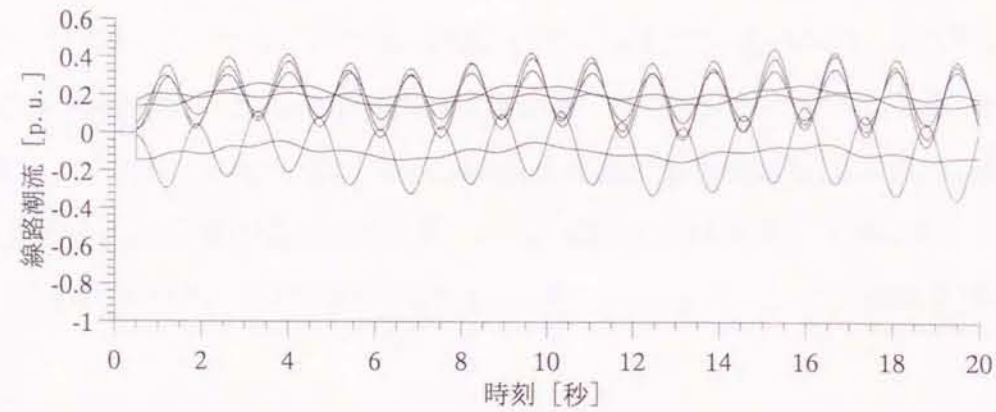


図 4.20 2 つの電力動揺を同時に抑圧するための制御

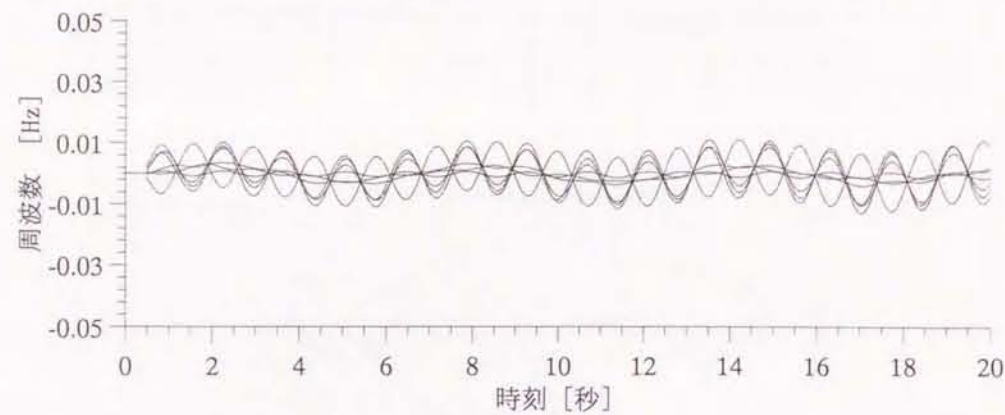
4.3.4 制御量に制約がある場合

前節では制御量の大きさに制約を設けず、着目している電力動揺を完全に抑制するための制御を行った。しかし、現実的には制御装置を制作するうえでの技術的な問題や経済的理由、地理的要因などがあり制御装置の設置場所や制御量には制約があり理想的な制御が行えるとは限らない。そこで、本節ではこれらの制約が加えられた場合について検討を行う。

制御位置を $L_1 = 400$ [km], $L_2 = 200$ [km] とした場合、 $\kappa = 0.25$ の電力動揺を完全に抑圧するための制御量は $P_d = 0.400$ [p.u.] であったが、制御可能量を $P_d = 0.300$ [p.u.] と $P_d = 0.200$ [p.u.] とした場合の動揺波形と動揺周波数を図 4.21～図 4.24 に示



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.21 動揺波形(アクティブシンク法, 制約あり I)

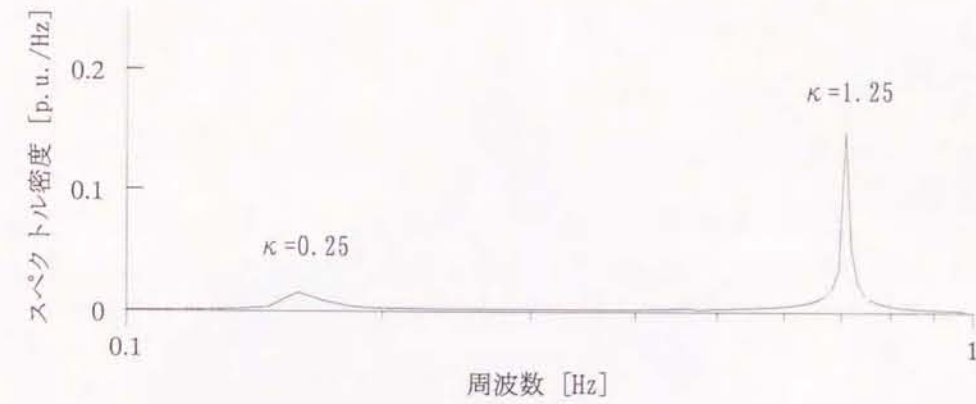
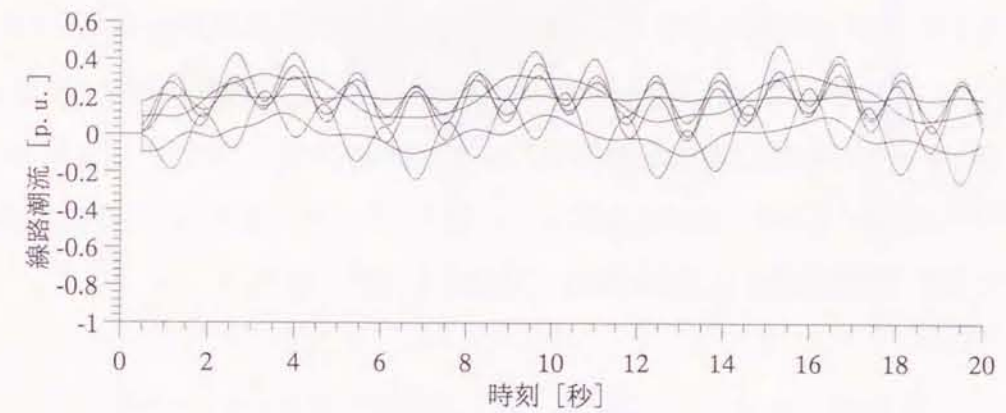
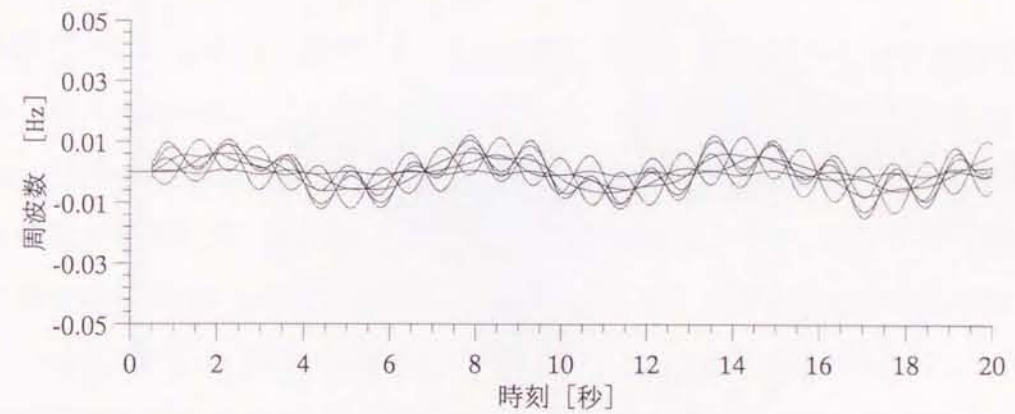


図 4.22 動揺周波数(アクティブシンク法, 制約あり I)



(a) 電力動揺



(b) 周波数動揺

図 4.23 動揺波形(アクティブシンク法, 制約あり II)

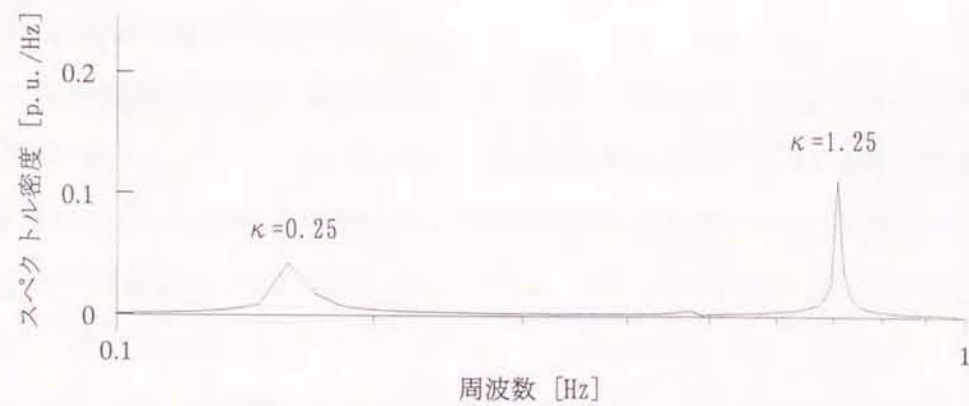


図 4.24 動揺周波数(アクティブシンク法, 制約ありII)

す。図から制御量が理想的な値 $P_d = 0.400$ からはずれるにつれて制御効果も小さくなっていることが分かる。直流系統の両端の位置である L_1 と L_2 を任意に指定した場合に $\kappa = 0.25$ と $\kappa = 0.75$ の電力動揺を抑圧するのに必要な制御量はそれぞれ図 4.25, 図 4.27 のようになる。従って, 実際に設置する装置の位置と制御量をこれらの図の値と比較することで, 制御効果の大きさを瞬時に把握することができる。

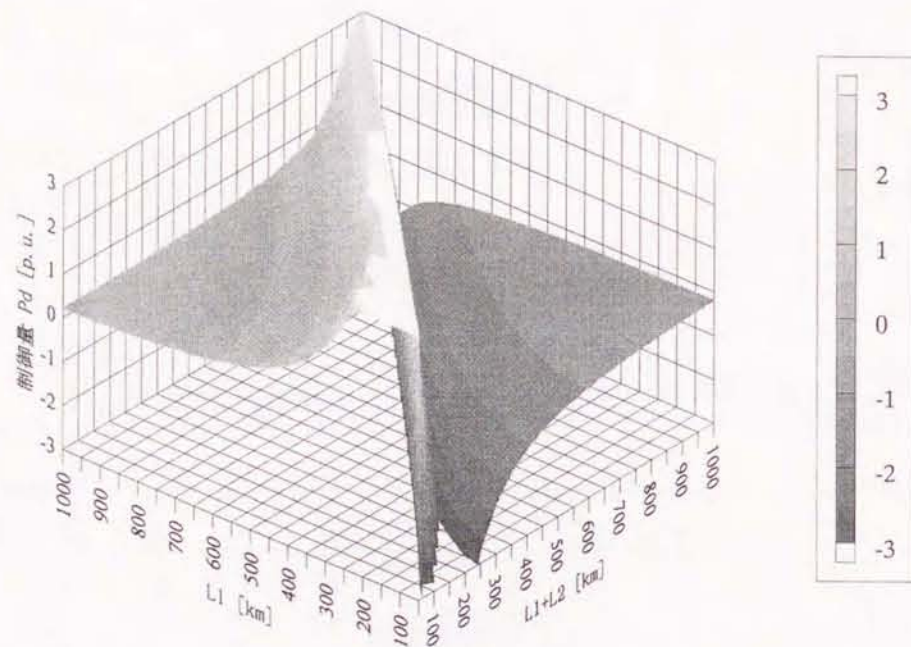


図 4.25 $\kappa = 0.25$ の動揺を完全に抑圧するのに必要な制御量

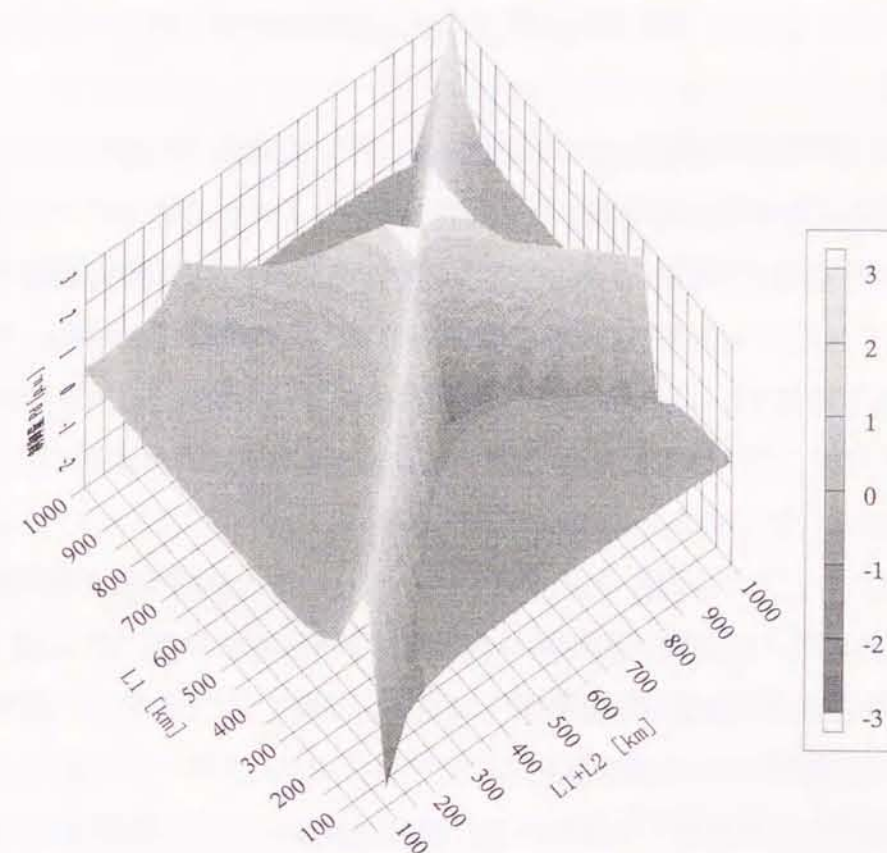


図 4.26 $\kappa = 0.75$ の動揺を完全に抑圧するのに必要な制御量

4.4 まとめ

本章では制御方式の一種であるアクティブシンク法を電力動揺の分布定数回路モデルに適用する手法について述べた。まず, 電力動揺を状態ベクトルと伝達マトリクスで表し, 境界条件と進行波成分を抑圧するという制御条件から系統上を伝搬する任意の周波数の動揺を完全に抑制するのに必要な制御量を求めた。さらに, 長距離串型電力系統をモデルに分布定数回路モデルから得られた制御量を集中定数回路シミュレーションに適用した結果, 制御結果が一致していることが確認された。これにより, 分布定数回路モデルで求めた制御量と実際の制御装置の位置および制御量を比較することで制御効果の大きさを即座に判断することが可能であり, 本手法が制御装置の計画や設計に有用であることが明らかになった。

第5章 高調波不安定現象の解析

5.1 概要

大規模化・複雑化する現在の交流電力系統に対して、経済性や安定度、短絡容量などの面で有利な直流送電系統が近年特に注目されている。国内において現在進行中のもの一つとして四国の阿南と関西の紀北を直流連系する紀伊水道プロジェクトがある。本プロジェクトは25万V、140万kWで平成12年に運用を開始し、将来的には50万V、280万kWに拡張し直流送電系統として世界最大規模となる予定である。直流系統と同時に四国側には総容量280万kWの火力発電所が建設され、そこで発電された電力は直流系統とともに瀬戸大橋を通る50万Vの交流系統を介して本州系に送られる。このような系統を交直連系系統というが、何らかの原因で交流系統の送電が停止し、発電機が直流系統にのみ接続される単独運転状態になった場合には、電圧の高調波成分が交直変換器を介して増大し不安定となる高調波不安定現象が発生する可能性があり系の安定性について十分に確認しておくことが必要である。高調波不安定現象を解析する手法としては、過渡現象解析プログラムを用いた詳細シミュレーションのほか、交流系統の周波数-インピーダンス特性から反共振点の位置を調べる方法などがあるが、簡易にかつ定量的に評価する手法は未だ確立されていない。本章では、交直変換器をスイッチング関数で表現することで高調波不安定現象の発生の有無を容易に把握することのできる手法について検討を行う。

交流電圧のある周波数成分の振幅に変化が生じた場合、交直変換器を介して直流電圧が変化する。さらに、直流系統のアドミタンスにより直流電流が変化し、それが交直変換器を介して交流電流の変化としてフィードバックされる。この交流電流は交流系統のインピーダンスにより交流電圧の変化として最初の変化分に加えられる。古典的な制御理論に基づきフィードバックされる電圧と最初に入力された交流電圧の位相と大きさを比較することで系の安定・不安定を評価することができる。

交直変換器はサイリスタ素子で構成されており、交流-直流間でスイッチング変調を行っているのと等価であると考えることができる。そこで、本論文では、サイリスタの動作をオンとオフの組み合わせで表されるスイッチング関数を用いて定義する。なお、その動作タイミングは点弧角や重なり角の大きさを考慮したものである。このようにして表

した変換装置の特性をフーリエ級数に展開し、周波数特性を求める。また、直流系統のアドミタンス、交流系統のインピーダンスについても周波数特性を求め、これらを掛け合わせることで、入力電圧からフィードバックされる電圧までの一巡伝達関数の周波数特性が得られる。この一巡伝達関数に、ある周波数を入力した場合の出力値を求め評価することで系の安定・不安定を判別することができる。これを全ての周波数について繰り返せば高調波不安定現象の発生の有無を評価することが可能となる。本章ではスイッチング関数を用いた本手法を定式化するとともに、解析手法を例を示しながら説明する。

5.2 高調波不安定現象

2.5節でも述べたように直流送電を行う場合には高調波を吸収するための交流フィルタが設置されている。しかし、交流フィルタにより変換装置の発生する理論高調波は吸収されるもののパルス制御角のばらつきや交流電圧の乱れにより発生する非理論高調波は十分には吸収できない。従って、何らかの原因で非理論高調波が発生した場合には変換器の高調波特性と交流系の特性により高調波が拡大され直流系統が安定に運転できない状態になることがある。このような現象は高調波不安定現象と呼ばれる。変換装置が安定に運転できる限界を高調波安定度限界と呼び、交直連系点から見た交流系のインピーダンスが大きくなるほど非理論高調波が大きく拡大され、高調波安定度限界は低くなる。図5.1に高調波不安定現象発生の原理を示す。交流電圧

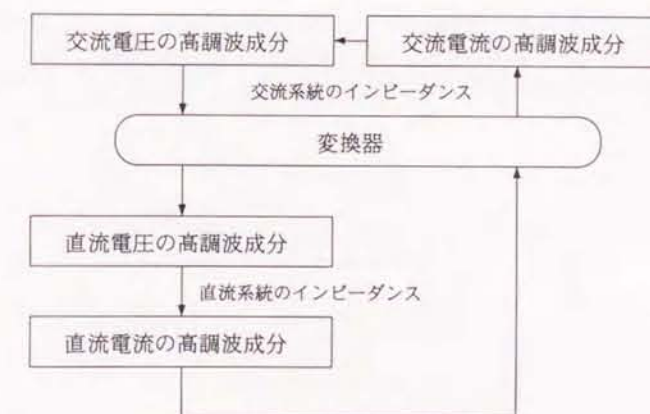


図5.1 高調波不安定現象の発生原理

の高調波成分が図中のループを回って再び交流電圧に重畳されるとき高調波成分を拡大するような振幅と位相となれば高調波不安定現象が発生する。

一般的に交直連系系統は図 5.2 のように表される。このとき、交流系統の電圧・電流特性は次式で与えられる。

$$V_{ac1} = E_1 - Z_{ac1} I_{ac1} \quad (5.1)$$

また、変換所の交流母線から変換所を見たときの電圧・電流特性は

$$I_{ac1} = F_{con}(V_{ac1}) \quad (5.2)$$



図 5.2 交直連系系統

となる。ここで、 F_{con} は交直変換器の特性であり、 F_{con} を用いると図 5.1 の交直連系系統は図 5.3 のようなシステムブロック図で表すことができる。従って、 F_{con} を特性式で表すことができれば(5.1)式と(5.2)式から交流系統の電圧・電流特性を解析的に求めることができる。さらに図 5.3 のようなフィードバック系の安定性は一巡伝達関数を用いる方法により容易に判定できる。ところが、変換所はスイッチング動作を含むことから F_{con} の定式化は困難であると考えられ、解析的ではなく時間領域での収束計算を行いこれをフーリエ変換する方法で安定判別が行われている。しかしこの手法では交流側のイン

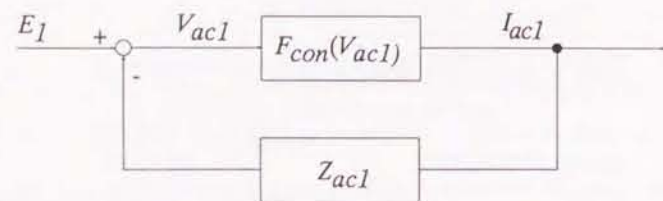


図 5.3 システムブロック図

ピーダンスの詳細な周波数特性や相手端の直流電圧の変動特性などは考慮できていない。そこで本章では F_{con} をスイッチング関数を用いて定式化し、安定判別を行う手法について検討を行った。

5.3 スwitching関数を用いた解析手法

5.3.1 スwitching関数

交直変換器はサイリスタ素子で構成されているがその動作は交流-直流間でスイッチング変調を行っているのと等価と見なすことができる。そこで、交直変換器を図 5.4 に示すようなスイッチで模擬すると、 a 相のスイッチ S_a の動作は図 5.5 のようになり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_a(\theta) = 1, & \alpha \leq \theta \leq \alpha + u + \frac{2\pi}{3} \\ S_a(\theta) = 0, & \alpha + u + \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \alpha + \pi \\ S_a(\theta) = -1, & \alpha + \pi \leq \theta \leq \alpha + u + \frac{5\pi}{3} \\ S_a(\theta) = 0, & \alpha + u + \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq \alpha + 2\pi \end{cases} \quad (5.3)$$

ここに、 α は制御角、 u は重なり角を表す。なお、 b 相、 c 相については $S_a(\theta)$ からそれ

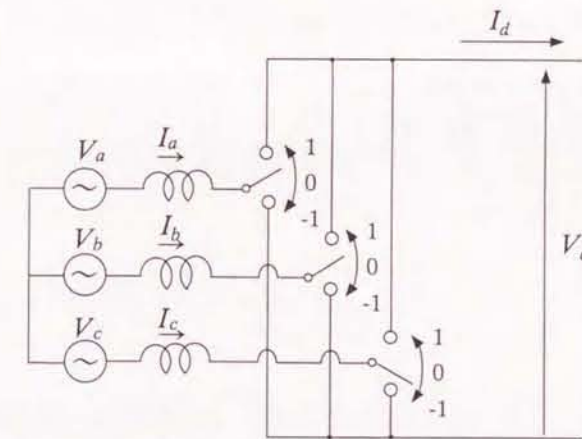


図 5.4 スwitchによる交直変換器の模擬

ぞれ $2\pi/3$, $4\pi/3$ 遅れた位相となり

$$\begin{cases} S_b(\theta) = S_a(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ S_c(\theta) = S_a(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (5.4)$$

と表される。ここではスイッチの動作を表す S_a , S_b , S_c をスイッチング関数と呼ぶことにする。

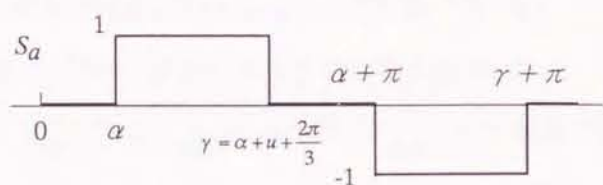


図 5.5 スwitchの動作

図 5.5 のスイッチング関数をフーリエ級数に展開する。まず、

$$S_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n e^{jn\omega t} \quad (5.5)$$

とおくと、

$$s_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_a(\theta) e^{-jn\theta} d\theta \quad (5.6)$$

$$= \frac{j}{2\pi n} \left\{ e^{-jn\gamma} - e^{-jn\alpha} - e^{-jn(\gamma-\pi)} + e^{-jn(\alpha-\pi)} \right\} \quad (5.7)$$

$$= \frac{j}{2\pi n} (e^{-jn\gamma} - e^{-jn\alpha})(1 - e^{jn\pi}) \quad (5.8)$$

ここで、

$$\gamma = \alpha + u + \frac{2\pi}{3} \quad (5.9)$$

である。よって、

$$s_n = \begin{cases} \frac{j}{n\pi} (e^{-jn\gamma} - e^{-jn\alpha}), & n: \text{奇数} \\ 0, & n: \text{偶数} \end{cases} \quad (5.10)$$

となる。

5.3.2 直流電圧と直流電流のスイッチング関数を用いた表現

交流電圧を V_a , V_b , V_c とすると直流電圧 V_d はスイッチング関数を用いて

$$\begin{aligned} V_d &= (V_a S_a + V_b S_b + V_c S_c) \{1 - (S_a S_b S_c)^2\} \\ &\quad + \left(\frac{V_a S_a + V_b S_b + V_c S_c}{2} (S_a S_b S_c)^2 \frac{S_a S_b + 1}{2} \right. \\ &\quad + \left(\frac{V_b S_b + V_c S_c + V_a S_a}{2} (S_a S_b S_c)^2 \frac{S_b S_c + 1}{2} \right. \\ &\quad \left. \left. + \left(\frac{V_c S_c + V_a S_a + V_b S_b}{2} (S_a S_b S_c)^2 \frac{S_c S_a + 1}{2} \right) \right) \right\} \end{aligned} \quad (5.11)$$

となる。ここで、(5.11)式の第1式は非転流中の直流電圧を表し、第2式は a 相から b 相への転流時、第3式は b 相から c 相への転流時、第3式は c 相から a 相への転流時の電圧を表し、これらの和が直流電圧となっている。ここで、転流の順序から

$$\begin{cases} S_a S_b + S_b S_c + S_c S_a = -1 \\ (S_a S_b S_c)^3 = S_a S_b S_c \end{cases} \quad (5.12)$$

であるので、(5.11)式の直流電圧は

$$\begin{aligned} V_d &= (V_a S_a + V_b S_b + V_c S_c) \left\{ 1 - (S_a S_b S_c)^2 \right\} \\ &\quad + \frac{3(S_a S_b S_c)^2}{4} (V_a S_a + V_b S_b + V_c S_c) + \frac{(S_a S_b S_c)^3}{4} (V_a + V_b + V_c) \\ &= (V_a S_a + V_b S_b + V_c S_c) \left\{ 1 - \frac{(S_a S_b S_c)^2}{4} \right\} + \frac{S_a S_b S_c}{4} (V_a + V_b + V_c) \end{aligned} \quad (5.13)$$

よって、

$$\begin{aligned} V_d &= V_a \left\{ S_a + \frac{S_a S_b S_c}{4} - \frac{S_a (S_a S_b S_c)^2}{4} \right\} \\ &\quad + V_b \left\{ S_b + \frac{S_a S_b S_c}{4} - \frac{S_b (S_a S_b S_c)^2}{4} \right\} \\ &\quad + V_c \left\{ S_c + \frac{S_a S_b S_c}{4} - \frac{S_c (S_a S_b S_c)^2}{4} \right\} \end{aligned} \quad (5.14)$$

(5.14)式は時間の関数であるので

$$V_d(t) = V_a(t) \left\{ S_a(t) + \frac{S_a(t)S_b(t)S_c(t)}{4} (1 - S_a^2(t)S_b(t)S_c(t)) \right\} \\ + V_b(t) \left\{ S_b(t) + \frac{S_a(t)S_b(t)S_c(t)}{4} (1 - S_a(t)S_b^2(t)S_c(t)) \right\} \\ + V_c(t) \left\{ S_c(t) + \frac{S_a(t)S_b(t)S_c(t)}{4} (1 - S_a(t)S_b(t)S_c^2(t)) \right\} \quad (5.15)$$

ここで

$$S_V(t) = S_a(t) + \frac{S_a(t)S_b(t)S_c(t)}{4} \{1 - S_a^2(t)S_b(t)S_c(t)\} \\ = S_a(t) + \frac{S_a(t)S_a(t - \frac{T}{3})S_a(t - \frac{2T}{3})}{4} \{1 - S_a^2(t)S_a(t - \frac{T}{3})S_a(t - \frac{2T}{3})\} \quad (5.16)$$

とおくと(5.15)式は

$$V_d(t) = \sum_{i=0}^2 S_V\left(t - \frac{iT}{3}\right) V_a\left(t - \frac{iT}{3}\right) \quad (5.18)$$

と表される。(5.5)式を(5.17)式に代入すると

$$S_V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega t} + \frac{1}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega t} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{T}{3})} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{2T}{3})} \\ \times \left\{ 1 - \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega t} \right)^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{T}{3})} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{2T}{3})} \right\} \quad (5.19)$$

ゆえに

$$S_V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{V,n} e^{jn\omega t} \\ = \sum_{h=-\infty}^{\infty} S_h e^{jh\omega t} + \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k e^{j\{(h+i+k)\omega t - (i+2k)\frac{2\pi}{3}\}} \\ - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{r=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n S_r e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+r)\omega t - (i+2k+n+2r)\frac{2\pi}{3}\}} \quad (5.20)$$

ここで, $S_{V,n}$ は $S_V(t)$ のフーリエ係数であり, (5.20)式を計算することで $S_V(t)$ の周波数特

性を求めることができる。

一方, 直流電流 I_d は交流電流 I_a, I_b, I_c とスイッチング関数を用いて

$$I_d = \frac{S_a I_a + S_b I_b + S_c I_c}{2} \{1 - (S_a S_b S_c)^2\} \\ + (S_a S_b S_c)^2 \left\{ (S_a I_a + S_b I_b) \frac{S_a S_b + 1}{2} + (S_b I_b + S_c I_c) \frac{S_b S_c + 1}{2} \right. \\ \left. + (S_c I_c + S_a I_a) \frac{S_c S_a + 1}{2} \right\} \quad (5.21)$$

(5.12)式より

$$I_d = \frac{1}{2} S_a \{1 - (S_a S_b S_c)^2 S_b S_c\} I_a + \frac{1}{2} S_b \{1 - (S_a S_b S_c)^2 S_c S_a\} I_b \\ + \frac{1}{2} S_c \{1 - (S_a S_b S_c)^2 S_a S_b\} I_c \\ = \frac{1}{2} (I_a S_a + I_b S_b + I_c S_c) - \frac{S_a S_b S_c}{2} (I_a + I_b + I_c) \quad (5.22)$$

よって,

$$I_d(t) = \frac{1}{2} [S_a(t) \{1 - S_b(t)S_c(t)\} I_a(t) \\ + S_b(t) \{1 - S_c(t)S_a(t)\} I_b(t) + S_c(t) \{1 - S_a(t)S_b(t)\} I_c(t)] \quad (5.23)$$

となる。ここで

$$S_I = \frac{1}{2} S_a(t) \{1 - S_b(t)S_c(t)\} \\ = \frac{1}{2} S_a(t) \left\{ 1 - S_a\left(t - \frac{T}{3}\right) S_a\left(t - \frac{2T}{3}\right) \right\} \quad (5.24)$$

とおくと

$$I_d = \sum_{i=0}^2 S_I\left(t - \frac{iT}{3}\right) \cdot I_a\left(t - \frac{iT}{3}\right) \quad (5.25)$$

と表される。(5.5)式を(5.24)式に代入すると

$$S_I(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega t} - \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega t} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{T}{3})} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega(t - \frac{2T}{3})} \quad (5.26)$$

ゆえに

$$S_l(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_{l,n} e^{jn\omega t} \\ = \frac{1}{2} \sum_{h=-\infty}^{\infty} s_h e^{jh\omega t} - \frac{1}{2} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_h s_i s_k e^{j\{(h+i+k)\omega t - (i+2k)\frac{2\pi}{3}\}} \quad (5.27)$$

ここで、 $s_{l,n}$ は $S_l(t)$ のフーリエ係数であり、(5.27)式を計算することで $S_l(t)$ の周波数特性を求めることができる。

5.3.3 交流電圧における擾乱の影響

簡単のために交流電圧の3相成分が平衡であると仮定し、 a 相電圧 V_a に単一周波数成分 $\omega_a = a\omega$ をもつ次式の信号 V'_a が印加された場合について考える。

$$V'_a(t) = V' \sin(a\omega t) \\ = \frac{1}{2} V' e^{-j\frac{\pi}{2}} (e^{ja\omega t} - e^{-ja\omega t}) \quad (5.28)$$

(5.28)式を(5.18)式に代入すると

$$V'_d = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v'_{d,n} e^{jn\omega t} \\ = \frac{V'}{2} e^{-j\frac{\pi}{2}} \sum_{i=0}^2 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{V,n} \left\{ e^{j(a+n)\omega \left(t - \frac{iT}{3}\right)} - e^{-j(a-n)\omega \left(t - \frac{iT}{3}\right)} \right\} \right] \quad (5.29)$$

ここで、 $v'_{d,n}$ は交流電圧に(5.28)式の信号が入力されたときの直流側に現れる電圧のフーリエ係数であり、(5.29)式を計算することで直流電圧の周波数成分を求めることができる。ここで、直流系統のアドミタンスを Y_{dc} とし、

$$Y_{dc} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{dc,n} e^{jn\omega t} \quad (5.30)$$

とおくと(5.29)式の直流電圧 V'_d に対する直流電流 I'_d は

$$I'_d = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{d,n} e^{jn\omega t} \\ = Y_{dc} \cdot V'_d \\ = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_{dc,n} v'_{d,m} e^{j(n+m)\omega t} \quad (5.31)$$

となり、 I'_d の周波数成分を求めることができる。

ここで、変換器から交流系統を見たときの a, b, c 相のインピーダンスを Z_a, Z_b, Z_c とし、交流電圧を

$$\begin{cases} V_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{a,n} e^{jn\omega t} \\ V_b(t) = V_a\left(t - \frac{T}{3}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{a,n} e^{jn\omega \left(t - \frac{T}{3}\right)} \\ V_c(t) = V_a\left(t - \frac{2T}{3}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{a,n} e^{jn\omega \left(t - \frac{2T}{3}\right)} \end{cases} \quad (5.32)$$

とする。ここで、 a 相から b 相への転流時には次式の関係が成り立つ。

$$\begin{cases} I_d = S_a I_a + S_b I_b \\ S_a (V_a - Z_a I_a) = S_b (V_b - Z_b I_b) \end{cases} \quad (5.33)$$

(5.33)を解くと

$$I_a = \frac{S_a V_a - S_b V_b + Z_b I_d}{S_a (Z_a + Z_b)} \quad (5.34)$$

が得られる。一方転流中は

$$S_a = S_b \quad (5.35)$$

また、

$$S_a = \frac{1}{S_a} \quad (5.36)$$

であるので

$$I_a = \frac{V_a - V_b + Z_b S_a I_d}{Z_a + Z_b} \quad (5.37)$$

さらに、

$$\begin{aligned} I_b &= \frac{I_d - S_a I_a}{S_b} \\ &= \frac{V_b - V_a + Z_a S_b I_d}{Z_a + Z_b} \end{aligned} \quad (5.38)$$

従って、 a 相にフィードバックされる交流電流は

$$I_a = S_a \left\{ 1 - (S_a S_b S_c)^2 \right\} I_d + \left\{ \frac{1 + S_a S_b}{2} \cdot \frac{V_a - V_b + Z_b S_a I_d}{Z_a + Z_b} + \frac{1 + S_a S_c}{2} \cdot \frac{V_a - V_c + Z_c S_a I_d}{Z_a + Z_c} \right\} (S_a S_b S_c)^2 \quad (5.39)$$

で表される。なお、(5.39)式の第1項は非転流中の電流で、第2項は転流中の電流である。ここで、簡単のために交流系統のインピーダンスが3相平衡であると仮定し

$$Z_{ac} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} z_{ac,n} e^{jn\omega t} = Z_a = Z_b = Z_c \quad (5.40)$$

とおくと

$$I_a = S_a \left\{ 1 - (S_a S_b S_c)^2 \right\} I_d + \frac{(S_a S_b S_c)^2}{4Z_{ac}} \left\{ (2 + S_a S_b + S_a S_c) V_a - (1 + S_a S_b) V_b - (1 + S_a S_c) V_c + (2 + S_a S_b + S_a S_c) Z_{ac} S_a I_d \right\} \quad (5.41)$$

また、(5.12)式の関係から

$$I_a = \left\{ S_a + \frac{S_a S_b S_c}{4} - \frac{S_a (S_a S_b S_c)^2}{4} \right\} I_d + \frac{(S_a S_b S_c)^2}{4Z_{ac}} \left\{ (1 - S_b S_c) V_a - (1 + S_a S_b) V_b - (1 + S_a S_c) V_c \right\} \quad (5.42)$$

が得られる。(5.5)式と(5.31)式、(5.32)式、(5.40)式を(5.42)式に代入すると、

$$I_a' = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{a,n}' e^{jn\omega t} = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} S_h c_{d,i} e^{j(h+i)\omega t} + \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k c_{d,\ell} e^{j\{(h+i+k+\ell)\omega t - (i+2k)\frac{2\pi}{3}\}}$$

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n S_p c_{d,q} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q)\omega t - (i+2k+m+2n)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & + \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n Y_{ac,p} V_{a,q} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q)\omega t - (i+2k+m+2n)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n S_p S_q Y_{ac,r} V_{a,u} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q+r+u)\omega t - (i+2k+m+2n+p+2q)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n Y_{ac,p} V_{a,q} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q)\omega t - (i+2k+m+2n+q)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n S_p S_q Y_{ac,r} V_{a,u} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q+r+u)\omega t - (i+2k+m+2n+q+u)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n Y_{ac,p} V_{a,q} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q)\omega t - (i+2k+m+2n+2q)\frac{2\pi}{3}\}} \\ & - \frac{1}{4} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} S_h S_i S_k S_\ell S_m S_n S_p S_q Y_{ac,r} V_{a,u} \\ & \quad \cdot e^{j\{(h+i+k+\ell+m+n+p+q+r+u)\omega t - (i+2k+m+2n+2q+2u)\frac{2\pi}{3}\}} \end{aligned} \quad (5.43)$$

となる。但し、 Y_{ac} は交流系統のアドミタンスであり次式で与えられる。

$$Y_{ac} = \frac{1}{Z_{ac}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{ac,n} e^{jn\omega t} \quad (5.44)$$

このようにして交流電圧に(5.28)式の信号が入力されたときに変換器を介して交流系統にフィードバックされる電流 I_a' の周波数成分が求まる。従って、フィードバックされる交流電圧の周波数成分は

$$V_d^* = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{d,n}^* e^{jn\omega t}$$

$$\begin{aligned}
 &= I_a' \cdot Z_{ac} \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{a,n} z_{ac,m} e^{j(n+m)\omega t}
 \end{aligned} \tag{5.45}$$

から求められる。

よって、交流電圧として入力した(5.28)式の電圧 V_a' と変換装置を介してフィードバックされる(5.44)式の電圧 V_a'' の振幅と位相を比較することで安定判別を行うことができる。

5.3.4 解析例

高調波不安定現象の解析例を示す。まず、

$$\begin{cases}
 \text{交流系統の周波数: } f = 60 \text{ [Hz]} \\
 \text{制御角: } \alpha = 2\pi/10 \text{ [rad]} \\
 \text{重なり角: } u = 2\pi/100 \text{ [rad]}
 \end{cases} \tag{5.46}$$

とすると、(5.10)式からスイッチング関数 S_a のフーリエ係数 s_n は図5.6のような複素数の係数となる。交流電圧における基本周波に変動が発生した場合、すなわち(5.28)式において $a = 1$ とした場合に直流電圧に生じる電圧変動のフーリエ係数は(5.29)式から図5.7のようになる。直流電圧である0次の成分が最も多く、6個のサイリスタスイッチが順次導通することにより発生する6, 12, 18, ... 次の高調波成分が微少ではあるが含まれていることから理論通りの結果が得られていることが分かる。

ここで、直流系統のインピーダンスを

$$Z_{dc} = \frac{1}{Y_{dc}} R_{dc} + j\omega L_{dc} \tag{5.47}$$

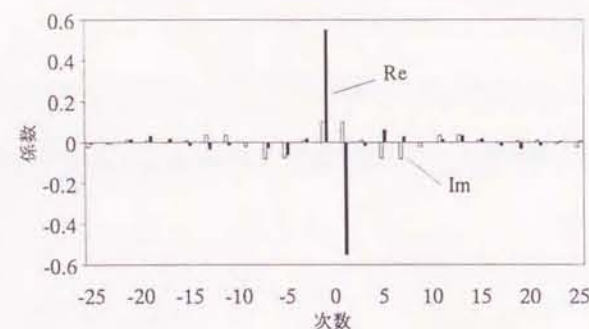


図 5.6 S_a のフーリエ係数

但し、

$$\begin{cases}
 R_{dc} = 0.191 \text{ [\Omega]} \\
 L_{dc} = 0.350 \text{ [mH]}
 \end{cases} \tag{5.48}$$

とすると(5.31)式から直流電流のフーリエ係数は図5.8のようになる。リップル分を平滑化する直流リアクトル L_{dc} が直流系統に含まれているため、高調波成分はほとんど除去され直流電流成分のみが多くをしめていることが分かる。

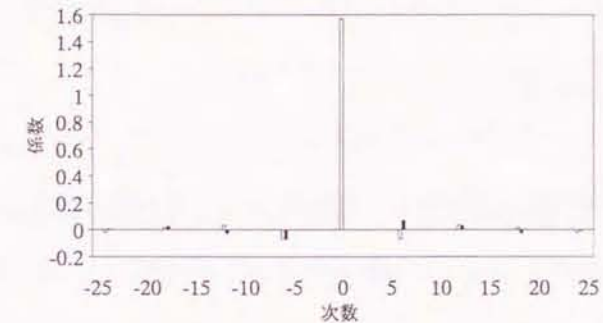


図 5.7 $V_a' S_a$ のフーリエ係数

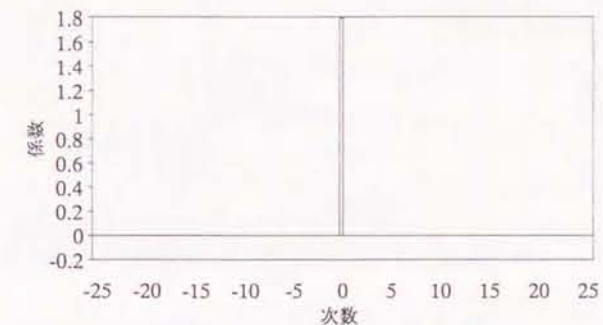


図 5.8 I_a' のフーリエ係数

次に、交流系統の背後インピーダンス、5次、11次、13次、ハイパスの交流フィルタ、調相設備を考慮した周波数特性を図5.9のように仮定すると、変換器を介して交流系にフィードバックされる交流電圧のフーリエ級数は(5.43)式から計算することができ図5.10のようになる。よって、図5.9と(5.45)式から交流電圧の周波数成分は図5.11のようになる。最初に入力された電圧は(5.28)式のように単一の周波数成分であったが、フィードバックしてくる電圧には無限の周波数成分が含まれていることが分かる。

ここで,

$$\begin{cases} A_n = v_{d,n}^* + v_{d,-n}^* \\ B_n = v_{d,n}^* - v_{d,-n}^* \end{cases} \quad (5.49)$$

とおき,

$$\begin{cases} K_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \\ \phi_n = \tan^{-1} \frac{A_n}{B_n} \end{cases} \quad (5.50)$$

とすると、交流電圧は

$$V_n^* = K_n \sin(n\theta + \phi_n) \quad (5.51)$$

で表される。

図 5.12 に A_n, B_n の計算結果を示す。図から $a = 1$ のときの係数は

$$\begin{cases} A_1 = 0.328 \\ B_1 = -0.339 \end{cases} \quad (5.52)$$

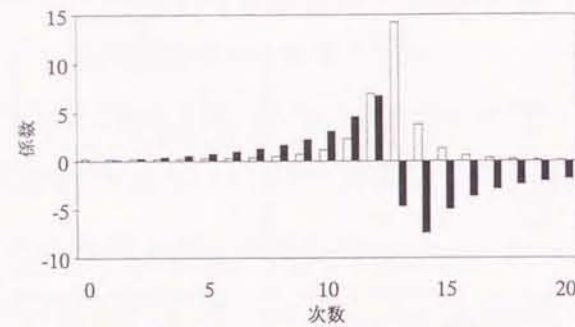


図 5.9 Z_{ac} のフーリエ係数

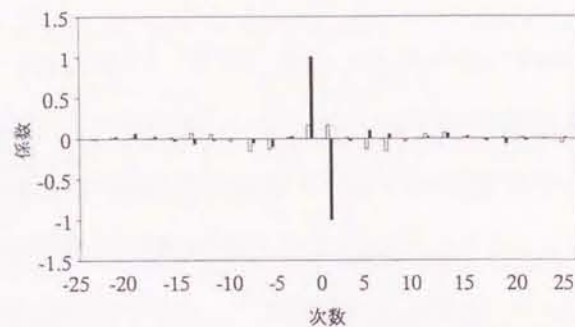


図 5.10 I_a^* のフーリエ係数

よって,

$$\begin{cases} K_1 = 0.472 \\ \phi_1 = -0.769 \text{ [rad]} \end{cases} \quad (5.53)$$

(5.28)式の入力電圧 V_1^* と(5.50)式, (5.52)式で与えられるフィードバック電圧 V_1^* は図 5.13 のようになる。 V_1^* は符号が反転されて V_1^* に加算され V_1^{**} 電圧が生じる。 V_1^{**} は再び交直変換器への入力となり、交流電圧の変化としてフィードバックする動作を繰り返すことになる。図から V_1^* よりも V_1^{**} の方が振幅は小さくなっており、位相はやや遅れていることが分かる。従って、このケースではフィードバックを繰り返すごとに振幅は小さくなっていき振動は収束していくことから系は安定であることが分かる。

ここでは、一例として基本周波のみを考えたが、全ての周波数に対して(5.47)式～(5.53)式の計算を繰り返すことで系の安定判別を行うことができる。

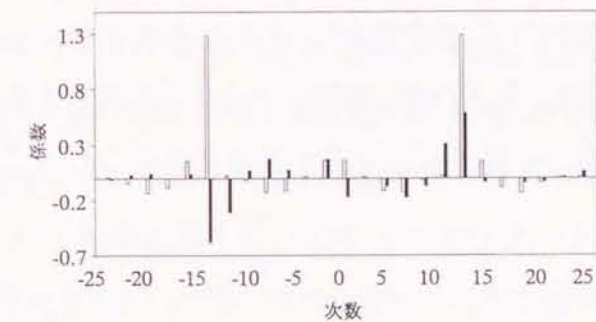


図 5.11 V_a^* のフーリエ係数

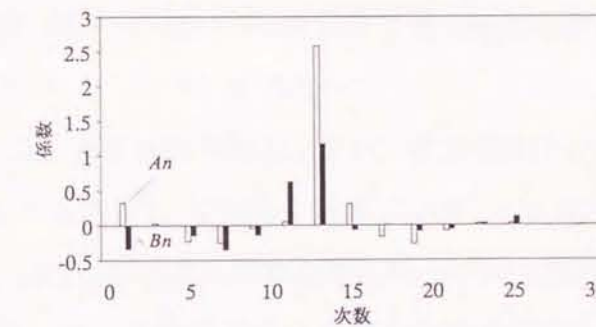


図 5.12 V_a^* のフーリエ係数 (A_n, B_n)

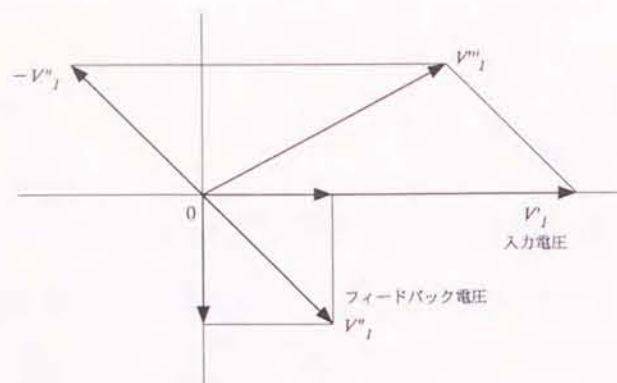


図 5.13 電圧のベクトル図

5.4 まとめ

本章では発電機が直流系統に単独に接続された場合に発生する可能性のある高調波不安定現象を定量的に判別する手法について検討を行った。交直変換器の動作をスイッチング関数で模擬し、交流電圧の任意の周波数に変化が生じた場合に、その変化が交直変換器を介して、交流電流として再び交流系統へフィードバックして来るまでの伝達特性を求めた。その結果、最初に入力された電圧とフィードバックして来る電圧の振幅と位相の関係を調べることで系の安定判別を行えることが分かった。

第6章 結言

本論文では、電力動揺を分布定数回路モデルで模擬する手法について検討を行い、電力動揺を波動の伝搬の形でとらえることを可能にした。これまでのモデル化では発電機と線路の間の分岐路のリアクタンスを簡単のために非常に小さいと仮定していたが、本研究では分岐路のリアクタンスを考慮に入れた分布定数回路の詳細モデルを導出し、動揺の固有周波数や伝搬速度などの基本特性が集中定数回路モデルと一致することを確認した。これにより、内部リアクタンスの大きい発電機が変圧器や送電線を介して系統に連系されているような実系統に対しても本手法を適用することが可能となった。さらに、分布定数回路に基づく制御方式の一種であるアクティブシンク法を電力系統動揺の制御に適用する方法を明らかにし、着目した電力動揺を完全に抑圧するために必要な制御量を求めた。制御装置として電力系統の1地点において電力の供給と消費を瞬時に設定できる BESS 制御や交流系統に並列に接続された直流系統の潮流制御のように系統の2地点で制御を行い、系統上の電力の総和が一定に保たれる場合の2通りについて制御効果の検証を行った。その結果、本手法を用いることで、任意に指定した単一の周波数の電力動揺のみならず複数の電力動揺を同時に抑圧することのできる制御装置の理想的な設置場所や制御量を容易に算定できることが明らかになった。これを応用すると、実際の制御装置の設置場所や制御可能量と分布定数回路モデルとアクティブシンク法を用いて求めた理想的な制御条件を比較することで制御効果の大きさを容易に把握することが可能となった。また、本手法では、電力動揺の腹や節の位置を定量的に把握できるため、電力系統において安定度上厳しい地点やインピーダンスの違いから不安定な電力動揺を生じる可能性のある地点を知るためにも有用であることが明らかになった。

今後の課題としては、実系統は単純なブランチ構造ではなくループ系統なども含み非常に複雑なものとなっており、発電機や負荷の配置については偏りが見られる場合が多い。そこで、このような実系統を分布定数回路モデルで模擬する手法について検討を行う必要がある。また、本検討では分布定数回路モデルを電力系統に応用するための基礎的研究ということで、制御方式として基本特性が分かりやすいアクティブシンク法を用いる簡単なケースについて検討を行った。しかし、現実的な制御としては事

故箇所を特定せずに制御が行えるフィードバック制御が必要であり、今後各種の制御方式についての検討を進める必要がある。

これからも電気エネルギーへの社会の依存はますます増大し、電力の安定供給、品質の向上は今にも増して重要な課題となるであろう。本研究の成果が、今後の電力系統の安定度に関する研究開発を行ううえで少しでも役立てば幸いである。

謝 辞

本研究を行うにあたって、多大なるご指導、ご鞭撻を頂きました本学電気電子工学科有吉弘教授に深く感謝の意を表します。

また、本学在学中、各分野においてご教示を頂きました大澤壽教授、村上研二教授、木谷勇教授、小野和雄教授、大上健二教授、岡本好弘講師に心より感謝いたします。

さらに、本研究を進めるにあたり、数々のご指導、ご支援を頂きました株式会社四国総合研究所 井上博文社長、石井一典研究所長、三木昭二相談役、湊嘉徳部長、川崎憲介主席研究員、また、貴重なご助言、ご協力を頂きました前田龍己主席研究員、浜田敦氏に心より感謝いたします。

参考文献

- [1]中地域技術研究連絡会・系統研究分科会, 西日本研究連絡会:“60Hz 連系系統における電力一周波数特性の実測”, 電気学会論文誌 B, 97,1,pp.45-51 (1977).
- [2]高木:“500kV 大容量長距離送電の安定度向上技術について”, 電気学会雑誌, 95,9,pp.809-816 (1975).
- [3]上之園他:“電力系統安定度解析”, 電気学会雑誌, 100,1,pp.9-15 (1980).
- [4]関根:“電力系統の安定化制御技術の現状”, 電気学会論文誌 B, 106,7,pp.631-633 (1986).
- [5]雨谷:“分布定数回路論”, コロナ社 (1990).
- [6]増淵:“なぜ分布定数システムとしての取り扱いが必要か”, Vol.19,No.11,pp.1003-1015 (1980).
- [7]嘉納:“分布定数系の集中系近似モデル”, 計測と制御, Vol.19,No.11,pp.1044-1056 (1980).
- [8]E.W.Cushing,et.al.: "Fast Valving as an Aid to Power System Transient Stability", IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-91,9, p.1624 (1972).
- [9]垣本他:“タービン高速バルブ制御時における励磁制御”, 電気学会論文誌 B, 111-2,pp.155-163 (1991).
- [10]阿部他:“状態フィードバックによる Power System Stabilizer の設計”, 電気学会論文誌 B,55,32,pp.273-280 (1980).
- [11]小林他:“簡単な系統安定化装置の設計手法と実機試験結果”, 電気学会論文誌 B, 101,5,pp.271-278 (1981).
- [12]土井他:“多機系統における PSS の協調設計法”, 電気学会論文誌 B,58-81,pp.655-662 (1983).
- [13]直流送電技術検討委員会:“直流送電技術と系統問題”, (1978).
- [14]関根:“内外の直流送電の現状と将来展望”, 電気評論 1995.7 , pp13-18 (1995).
- [15]電気学会, 直流送電専門委員会:“直流送電技術解説” (1978).

- [16]木村他:“直流送電による交流系統の電力動揺抑制”, 平成 7 年電気学会全国大会, 1419 (1995).
- [17]松野他:“直流送電による電力動揺抑制制御の検討”, 平成 7 年電気学会全国大会, 1422 (1995).
- [18]松野他:“直流系パワーモジュレーション制御による交流系統安定化制御”, 平成 7 年電気学会全国大会, 1429 (1995).
- [19]長谷川:“開発が進む直流送電システム”, 電気学会誌, 116 巻 10 号, pp658-665 (1996).
- [20]OLLe I. Elgerd: "ELECTRIC ENERGY SYSTEMS THEORY : AN INTRODUCTION", McGraw-Hill, (1971).
- [21]浜田, 川崎, 有吉:“分布定数回路による電力系統のモデル化”, 平成 6 年電気学会全国大会, p.1141 (1994).
- [22]浜田, 川崎, 瀧川, 有吉:“分布定数回路による電力系統動揺模擬”, 電子情報通信学会技術報告, CAS94-50 (1994).
- [23]浜田, 瀧川, 川崎, 有吉:“電力系統の分布定数回路モデルに関する基礎研究”, 第8回回路とシステム軽井沢ワークショップ, pp.191-196 (1995).
- [24]A.Hamada,K.Takigawa,K.Kawasaki,H.Ariyoshi: "Stabilizing Control Method for Electric Power Systems based on Distributed Constant Circuit Model", Proc.JTC-CSCC,pp.519-522 (1995).
- [25]浜田, 川崎, 瀧川, 有吉:“電力系統動揺の分布定数回路モデルによる模擬方法と安定化制御”, 平成 7 年度電気関係学会四国支部連大, 3-3 (1995).
- [26]A.Hamada,K.Takigawa,K.Kawasaki,H.Ariyoshi: "A Stabilizing Control Method based on Distributed Circuit Model for Electric Power Systems", IEICE, Transactions on Fundamentals, 79, 3, pp.378-380 (1996).
- [27]瀧川, 浜田, 川崎, 有吉:「分布定数回路による分岐路インピーダンスを考慮した電力系統の模擬」, 信学技報, CAS95-100, NLP95-91 (1996-01).
- [28]瀧川, 浜田, 川崎, 有吉:「分布定数回路による電力系統の模擬における分岐路リアクタンスの影響」, 第 9 回回路とシステム軽井沢ワークショップ (1996-04).
- [29]K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Stability Control of a Power System with a Distributed Constant Circuit", 1996 International Conference on Circuit/Systems, Computer and Communications (ITC-CSCC'96), (1996-07).

- [30]K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Fundamental Consideration of Modeling of Electric Power Systems with a Distributed Constant Circuit", 12th Power Systems Computation Conference, Dresden, (1996-08).
- [31]K.Takigawa, A.Hamada, K.Kawasaki, H.Ariyoshi, "Analysis of Stability Control of a Power System with a Distributed Constant Circuit Model", IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems '96 (APCCAS'96), (1996-11).
- [32]田中, 菊島: "柔軟はりの曲げ波制御に関する研究(アクティブシンク法の提案)", 日本機械学会論文集 C, 56,522,pp.351-359 (1990).
- [33]田中, 菊島: "柔軟はりの曲げ波制御に関する研究(アクティブシンク系の基本的性質とその検証)", 日本機械学会論文集 C, 56,530,pp.351-359 (1990).
- [34]田中, 菊島: "柔軟はりの曲げ波制御に関する研究(最適フィードバック制御について)", 日本機械学会論文集 C, 58,546,pp.360-367 (1992).
- [35]田中: "波動制御によるアクティブ・コントロールと制御理論", 計測と制御, 32,4,pp.327-333 (1993).
- [36]大澤他: "超伝導エネルギー貯蔵装置による電力系統の安定化制御", 電気学会論文誌 B, 105,1,pp.23-30 (1985).
- [37]駒井他: "固有値制御による電力系統の安定化—直列コンデンサ補償系統の安定化", 電気学会論文誌 B, 104,11,pp.39-46 (1984).
- [38]横山他: "固有値制御のための系統動作点に対する固有値感度解析", 電気学会論文誌 B, 107,4,pp.181-188 (1987).
- [39]福山他: "直流単独送電系統の電源側高調波特性", 電気学会論文誌 B,107-6,pp.283-290 (1987).
- [40]福山他: "直流単独送電系統の高調波安定度解析", 電気学会論文誌 B,107-6,pp.291-298 (1987).
- [41]瀧川, 浜田, 川崎, 有吉: "スイッチング関数を用いた高調波不安定現象の解析", 平成7年度電気関係学会四国支部連合大会, (1995-11)

