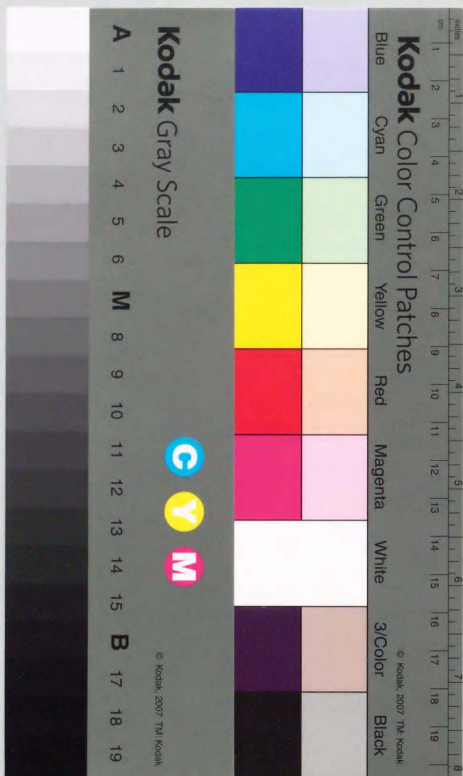


交直連系系統における振動現象と
その安定化制御に関する研究

高崎 昌洋



①

交直連系系統における振動現象と その安定化制御に関する研究

高 崎 昌 洋

目 次

第1章 緒論	1
1.1 直流系統の問題点と研究課題	2
1.2 大容量直流系統の交流系統との相互作用による異常振動問題	5
1.3 本研究の目的と位置づけ	7
付録A 1.1 直流送電の現状	12
第2章 交流／直流系統における軸ねじれ振動とその抑制制御	16
2.1 低周波異常振動の解析手法の開発	16
2.1.1 固有値法による異常現象解析手法の概要	16
2.1.2 異常振動解析プログラムの構成	22
2.1.3 交流／直流系統の新しい状態方程式モデル	24
2.1.4 新しい状態方程式モデルの解析機能と定態安定度解析モデルとの機能比較	47
2.1.5 異常振動解析手法を用いたSVCによる系統安定化限界の検討例	50
2.2 タービン発電機と直流系統の相互作用による軸ねじれ振動	58
2.2.1 軸ねじれ振動の概要と問題点	58
2.2.2 本研究の目的と位置づけ	59
2.3 交・直流電力系統シミュレータ試験による解析手法の検証	60
2.3.1 交・直流電力系統シミュレータ試験系統と試験内容	61
2.3.2 軸ねじれ振動の安定限界実証試験結果と振動様相	63
2.3.3 固有値法によるデジタル解析手法の検証	69
2.4 軸ねじれ振動の発生メカニズムと主要要因の解明	73
2.4.1 周波数応答法による軸ねじれ振動解析	74
2.4.2 電気系のブロック図表現と軸ねじれ振動発生ループ	77
2.4.3 軸ねじれ振動の発生原因	81
2.4.4 直列コンデンサ補償系統におけるSSR現象との比較	85

2.4.5 各種パラメータの軸ねじれ振動安定性への影響	87
2.5 抑制制御方式の提案と効果検証	92
2.5.1 変換装置制御による抑制制御方式	92
2.5.2 電力系統シミュレータによる抑制効果実証試験	95
2.6 第2章のまとめ	98
付録A 2.1	100
付録A 2.2	100
付録A 2.3	102
第3章 弱小交流系統の電圧振動問題とその安定化	104
3.1 直流送電における受電側交流系統の電圧振動	104
3.1.1 弱小交流系統との連系時の電圧振動問題	104
3.1.2 研究の歴史と本研究の目的	106
3.2 電圧振動の解析手法とその検証	108
3.2.1 振動モード解析手法と解析対象モデル系統	108
3.2.2 交直連系系統の主要振動モード解析	111
3.2.3 シミュレータ試験による主要振動モードの検証	117
3.2.4 デジタルシミュレーション手法の検証	122
3.3 電圧振動の発生要因の解明と評価指標の提案	126
3.3.1 電圧不安定振動の発生原因	126
3.3.2 電力動揺の安定性に対する直流系統の影響	130
3.3.3 電圧振動に対する評価指標	132
3.4 弱小交流系統連系時の電圧安定化方式の提案	134
3.4.1 電圧問題に対する基本的な安定化対策	134
3.4.2 電圧安定化制御方式の提案と安定化効果の検証	136
3.5 第3章のまとめ	141
第4章 交流系故障時の直流系統繰り返し転流失敗現象とその防止制御	143
4.1 交流系不平衡運転時の直流系統転流失敗現象	143
4.1.1 転流失敗現象の問題点と防止制御の重要性	143

4.1.2 研究の流れと本研究の目的	146
4.2 電力系統シミュレータによる繰り返し転流失敗の現象解明	147
4.2.1 シミュレータ試験系統と検討項目	148
4.2.2 繰り返し転流失敗による異常振動様相	150
4.2.3 交直変換装置の不平衡交流電圧に対する応動特性の解明	152
4.3 直流系統転流失敗の主要要因分析と転流失敗判別手法の開発	161
4.3.1 不平衡交流電圧の余裕角への影響評価	162
4.3.2 各種系統パラメータの転流失敗に及ぼす影響	176
4.3.3 シミュレーション解析のための転流失敗判別手法	179
4.3.4 転流失敗判別手法の有用性検証	183
4.4 直流系統の転流失敗防止制御方式の提案	187
4.4.1 転流失敗の要因分析に基づく防止方式の基本的考え方	187
4.4.2 転流失敗防止制御方式の提案と効果の検証	190
4.5 第4章のまとめ	195
第5章 結論	196
謝辞	198
参考文献	199
著者発表論文	207

第 1 章

緒 論

第1章

緒論

将来の電力システムへの直流システムの導入方策を考えると、コスト面を中心とした適用性検討だけでなく、系統安定度向上効果、制御性、信頼度、拡張性等の総合的な視点から、直流システムのメリットを適切に評価し、交流系統と協調のとれた導入を図って行くことがますます重要となってくる。また、近年の電力需要の高い伸びに対する輸送力の確保と都市部への高密度電力供給方法等、将来の電力システムの構成法そのものについて、長期的なビジョンが求められる時期にきており、その中で安定かつ高密度な電力輸送が可能となる直流システムの技術的適用可能性と系統構成要素としての位置づけを明確にすることも必要となっている。

直流システムの導入方策の検討に関しては、次のような直流系統の持つ特性上のメリットと問題点という両方の面からの解析・評価を行っていく必要がある。

- (1) 長距離大電力直流送電による輸送力の向上、あるいは直流分割による連系容量の増大等、具体的な直流系統導入のメリットを定量的に明らかにすること。
- (2) 実際の導入形態において、系統計画・運用面での制約要因となる異常振動等の問題点に関して、その発生要因と安定化対策を明らかにすること。

本論文は、将来の大容量直流系統の基幹系統への導入を前提として、これを実現するために解決すべき直流系統の運用・制御上の問題点のうち、特に重要な異常振動問題に関して、その発生要因と安定化対策の検討結果をとりまとめたものである。

本論文では、まず、第1章で、一般的にみた直流系統の技術的問題点と研究課題を概観した後、本研究の対象とする特に重要な異常振動問題、すなわち、

- (i) タービン-発電機-直流系統の相互作用による軸ねじれ振動、
- (ii) 弱小交流系統との連系時の電圧振動、
- (iii) 交流系故障時の繰返し転流失敗現象、

について、研究の現状と本研究の位置づけを明らかにする。

次に、第2章では、前半部分において、上記(i)、(ii)の軸ねじれ振動および電圧振動問題に対して共通に適用可能な固有値法による安定性解析手法について詳

述する。第2章後半部と第3章においては、この解析手法の電力系統シミュレータによる精度検証を行った上で、各々の異常振動問題に関する定量的な発生要因の分析を行い、これら異常振動の安定化制御方式を明らかにしている。

(iii)の転流失敗問題は、波形歪を原因とする非線形現象であり、線形システムの振動モード解析により安定性解析が可能な軸ねじれ振動あるいは電圧振動問題とは本質的に異なる現象である。第4章では、この転流失敗問題に関して、電力系統シミュレータ試験に基づく詳細な現象説明と主要な発生要因の分析を行い、その防止制御方式を確立している。

1. 1 直流系統の問題点と研究課題

直流系統は同期安定度を原因とする系統の不安定問題がなくなること、また発電機の慣性に支配される電圧位相とは無関係に迅速な潮流制御が可能である等のメリットがあり、将来の安定かつ高密度な電力輸送システムとしての適用が期待されている。世界的にみても、付録1. 1に現状をまとめるように、大容量電源送電、交流系統間連系を目的として、41の直流プロジェクトが運転中である。今後、直流系統には、現在運転中のプロジェクトの制御系改良も含めて、連系交流系統の安定化制御など、より高い制御機能が求められるものと考えられる。また、初の本格的な多端子系統であるケベック-ニューイングランド5端子系統の運用(1990年)を契機に、系統構成に柔軟性を有する多端子直流系統の導入もより一層進んで行くことになる。

わが国でも、(財)電力中央研究所に設置されたUHV送電特別委員会(昭和53年~昭和60年:昭和57年から60年にかけてUHV直流送電技術を主要検討事項とした)の下、将来の遠隔地原子力電源からの大容量長距離送電システムへの直流系統の適用可能性が総合的に検討されてきた。本研究における基本的な検討事項は、このUHV送電特別委員会に中でも取り上げられたものであり、それらの検討結果に加えて、より基礎的かつ詳細な現象説明と実用的な安定化対策の検討を実施した結果を取りまとめたものが本論文である。本研究での検討結果を含む委員会活動の成果⁷¹⁾により、現状では、UHV(±500kV級)直流送電における交直変換所機器ハードウェアの設計・製作、および交直変換装置制御・保護方式などの基本的な技術課題は克服された段階にあると考えられる。

しかしながら、実際の適用にあたっては、具体的な導入形態に対して系統の運用・制御面からの最適設計を、個々の直流系統プロジェクトごとに詳細に行う必要がある。このため、直流系統のモデリングを含む各種の安定性解析手法、さらには最適制御系設計手法に関する研究も数多く行われている。最近では、各種解析手法(解析ソース)の精度検証と変換装置制御機能の性能検証を目的として、共通の比較基準となるBenchmark Modelが、CIGREにおいて作成されつつある。基礎的な研究項目では、交流系統特性、負荷特性のモデリングが、直流系統の動特性および制御系設計に及ぼす影響に関しても、詳細な検討が行われるようになってきた。一方、これら基礎的な研究に加えて、実際のプロジェクトを対象とした新しい制御方式の提案と、その制御性能に関するディジタルシミュレーションあるいはシミュレータ検証などの応用研究も盛んに行われている。

直流系統の運用・制御に関する課題と問題点を関連する研究項目とともに列挙すると、以下ようになる。現在までに発表されている論文は、実プロジェクトを対象としたものであれ、すべて以下のいずれかの研究項目に属するものと考えてよい。

(a) 交流系統、直流系統の各種系統故障に対する制御・保護方式

- ・各種系統故障に対する交直連系系統の過渡応答性能の向上、特に故障後の直流系統回復特性向上のための制御方式
- ・交流系統過渡安定度向上を目的としたパルス継続方式の効果検討
- ・直流系統の故障回復特性向上を目的としたVDCOL (Voltage Dependent Current Order Limiter)、および変換装置無効電力制御方式の効果検討
- ・ディジタルシミュレーション解析手法の開発
- ・3相瞬時値ベースでの詳細解析手法の開発
- ・実効値ベースでの効率的な過渡安定度解析手法の開発、特に高精度の不平衡故障模擬手法の検討
- ・安定性解析におけるモデリングの影響評価と解析手法の精度検証
- ・系統特性、負荷特性表現が安定性、さらには制御系設計に及ぼす影響
- ・ベンチマークモデル(標準モデル系統)を基準とした各種解析ソースの精度比較

(b) 直流系統導入効果の定量的評価

— 直流分割、非同期連系による広域電力融通能力の向上効果

・ わが国に特徴的な串形系統構成における長周期動揺モードの安定化効果検討

— 大容量長距離直流送電による輸送力向上効果

(c) 交流—直流系統の相互作用を原因とする異常振動問題

— 交直連系系統における潜在的な異常振動現象の明確化と発生メカニズムの解明

・ タービン—発電機軸ねじれ振動現象の解析

・ 直流系統制御に影響を受ける交流系統振動モードの安定性解析

・ 交流系統特性に影響を受ける直流系統の制御安定性の解析

・ 高調波共振、高調波不安定現象の解析（項目(g)と関連）

・ 交流電圧波形歪による転流失敗現象の解析

— 異常振動現象の主要発生要因の分析と安定化制御方式

(d) 交直連系系統の平常時制御方式

— 交流系統のダンピング向上を目的とした直流系統によるモジュレーション制御方式

・ 固有値感度等に基づく最適制御系設計手法

・ オンライン最適制御方式、適応制御方式の実現

・ 有効／無効電力独立制御方式の検討

— 交直変換装置による無効電力制御方式

・ 交直変換装置による無効電力補償制御の制御範囲および効果検討

・ 交流系統の電圧—無効電力制御との協調制御方式の検討

— 直流系統による潮流制御・周波数制御方式

・ 平常時周波数制御（平常時AFC）方式の検討

・ 直流系統の制御性を利用したループ潮流制御、最適潮流制御方式の検討

(e) 交直連系系統の緊急時制御方式

— 交流系統周波数低下時の直流系統による周波数制御（緊急時AFC）方式およびその効果

(f) 系統故障、調相設備開閉等による過電圧および波形歪の解析

— 過電圧、波形歪解析のための交流系統モデリングの方法

— 瞬時値シミュレーション手法による過渡波形の詳細解析手法と過電圧抑制対策

(g) 交直連系系統の高調波問題

— 高調波潮流計算手法の開発

— 高調波解析における交流、直流系統のモデリングによる影響の評価

— 高調波不安定現象、特に問題となる低次高調波成分による不安定振動の発生原因と抑制対策

1. 2 大容量直流系統の交流系統との相互作用による異常振動問題

本研究で対象とする交直連系系統の異常振動問題は、大容量直流系統の基幹系統への技術的適用可能性を明らかにする上では不可欠の研究項目であり、その成果は直流系統の計画、制御系設計指針に十分活用されるべきものである。

一般には、直流系統送電容量の増大とともに、交流系統との連系時の相互作用^{74, 94, 99}を原因とする交直連系系統に特有の異常振動問題を生じる可能性が高くなる。異常振動の安定性は、直流系統の制御特性と密接に関係しており、直流系統の安定運転を目的とした制御方式が交流系統特性との協調を十分考慮していないと、予期せぬ不安定振動を発生する場合がある。

すなわち、従来の実プロジェクトの多くは、直流系統の計画段階における制御系設計において、連系される交流系統を連系点より見込んだ短絡インピーダンス等の極めて簡略化したモデル表現を用いて検討されてきた。このようなモデル系統表現による直流系統の制御系設計は、交直連系点より見た交流系統の動特性がほぼ線形の静的インピーダンスで表現できるときに限り妥当なものである。しかしながら、近年あるいは将来にわたる直流系統構成の大きな流れとして、大容量化と、交流系統と協調のとれた高度な制御機能（例えば、交流系統の電圧、周波数安定化のためのモジュレーション制御等）への要求が一段と強くなっている。このため、直流系統設計にあたっては、交流系統動特性の適切な表現法といったことも非常に重要な研究項目となっている。

本論文でいう異常振動問題とは、直流系統の交流系統との連系時に生じる以下のような不安定現象を包括的に指すものとする。

(a) 交流系統構成機器〔タービン—発電機、送電線路、調相設備、負荷等〕、あ

るいは交流系統制御装置〔系統安定化装置(発電機 PSS)、静止型無効電力補償装置(SVC)等〕と交直変換装置との相互干渉を原因とする不安定振動現象。

ただし、後者の交流-直流制御装置間の相互干渉については、不安定振動を生じないように協調をとって設計するのが通常であり、むしろ、制御分担を含めた協調制御方式の検討が重要な技術課題となる。

(b) 交直連系系統の全系的な安定度を決定する振動モード、すなわち交流系統に本来存在する電力動揺モード、電圧振動モードが、直流系統制御特性によってはダンピングが低下して発生する不安定振動現象。

このような不安定現象は、直流系統と連系される交流系統の系統容量が小さい、いわゆる弱小交流系統連系時に問題となり易い。

(c) 不平衡電圧、波形歪が原因となって、交直連系系統に特定の高調波成分が発生し変換装置の安定運転に支障をきたす不安定現象。

高調波不安定現象には、交流系統(インピーダンス)の周波数特性との相互干渉により共振的に高調波振動が増大する場合と、直流系統制御系が変換装置の安定運転に対する高調波成分の影響を適切に考慮していなかったために、結果的に安定運転が不可能となる場合、とがある。

このような異常振動が問題となると、適切な対策無しでは、直流系統の定格送電容量や運用限界を制限されることになる。異常振動問題は直流系統制御特性と交流系統動特性の相互作用により生じてくるものであり、系統の計画段階において、それらの発生条件および発生領域を十分考慮して、系統および制御系の設計を行っておく必要がある。さらに、実際の運用において異常振動が問題となる運用潮流断面(運用状況)がある場合には、発生要因の解明に基づく効果的な安定化制御方式の開発が必要となってくる。

現実の直流プロジェクトにおいて異常振動が問題となった、あるいは発生の危険性があったために何等かの対策がとられた例として、次のようなものがある。

(i) タービン-発電機と直流系統の相互干渉による軸ねじれ振動

- ① Square-Butte (USA), ② Cross Channel 2 (England-France: 英仏連系),
③ Finland South-Sweden East, ④ Oklaunion (USA)

(ii) 弱小交流系統との連系時の電圧振動

- ① Miles City (USA), ② Highgate (USA), ③ Itaipu (Brazil),

- ④ Nelson River (Canada)

(iii) 低次(第2,3次)高調波不安定現象

- ① Blackwater (USA), ② Highgate (USA), ③ Chateaugay (Canada)

これらの中には、運用後に問題が顕在化した場合もある。その場合、制御系(ソフトウェア)の設計変更・追加のみで対策が可能であれば、実質的にあまり問題はないが、ハードウェアの見直しが必要となるような場合には、対策コストは莫大なものとなる。異常振動問題に対しては多くの場合、制御系による対策が有効となることも事実であるが、設計時の十分な事前解析と、このための解析手法の整備が必要不可欠であることは言うまでもない。

また、平常時運用における不安定振動としては現われてこないまでも、過渡動揺時の交直連系系統の全系的な振動モードの安定性により、直流系統の運用可能領域が大きく制限されている場合は数多くあり、これらに対する安定化対策の確立も、効率的な直流系統運用にとって重要な課題である。

以上より、大容量直流系統の導入にあたっては、特に計画段階での詳細な事前解析による異常振動問題のチェックと安定運用・制御方式の開発が極めて重要な検討項目であることがわかる。

1. 3 本研究の目的と位置づけ

交直連系系統の異常振動現象の内、将来の大容量基幹系統への直流系統適用時において特に問題となるものに、次の3つがある。

(a) 順変換装置側系統において問題となるタービン-発電機と直流系統の相互干渉による軸ねじれ振動現象

(b) 逆変換装置側系統において問題となる弱小交流系統連系時の電圧不安定振動現象

(c) 逆変換装置側交流系統の不平衡故障に対する直流系統繰り返し転流失敗現象

(a)の軸ねじれ振動は、1977年に米国Square Butteでの実系統試験において経験されたのを契機として、主に変換装置制御系による抑制制御方式の検討が行われてきた。しかしながら、汎用性を有するディジタル解析手法については未だオ

ーソライズされたものがなく、さらに発生メカニズムの解明が不十分であるなどの問題点があった。このため、本研究において以下の検討を行った。

- (1) タービン-発電機-直流系統の軸ねじれ振動について、発生領域、抑制対策検討のための効率的なパラメータ解析を可能とする固有値法による解析手法の開発とシミュレータ試験による精度検証
- (2) 直流系統とタービン-発電機機械系との相互干渉メカニズムの解明による発生要因の詳細分析と安定性を決定する主要パラメータの影響評価
- (3) 交直変換装置制御による抑制制御方式の提案とシミュレータでの効果検証

次に、(b)の電圧振動問題については、従来、交直連系系統の「電圧安定度」(Voltage stability)として解析・検討されてきた静的な不安定現象とは異なる、交流系統の動特性と密接に関係した電圧振動現象が存在することを振動モード解析とシミュレータ試験により明らかにし、これが将来の直流系統の導入形態においてより重要な解析対象となることを示した。すなわち、従来の短絡インピーダンス模擬の交流系統を用いた安定性解析では、理論的には、直流系統の制御安定性を求めているにすぎず、これに基づく安定性指標は、交流系統動特性を静的インピーダンスのみで表現でき、交流系統自体の振動モードはシステムの安定性上問題ないような系統条件に関してのみ妥当である。

将来の大容量直流系統の導入形態では、本来連系交流系統の安定性を支配する振動モードとして、直流系統電圧制御特性に密接に係るような「電圧振動モード」が存在する。本研究では、この電圧振動モードによる新しい電圧振動問題について、次のような課題に対する検討を行った。

- (1) 交直連系系統の安定性を決定するあらゆる主要振動モードが解析可能な解析手法の開発とシミュレータ試験による解析精度検証
- (2) 電圧振動モードの安定性解析と不安定振動発生要因の解明
- (3) 動的モデルをベースとした安定性評価指標と電圧安定化制御方式の提案

最後に、(c)の直流系統繰り返し転流失敗現象は、(a)、(b)がいずれも線形化システムの安定性問題として解析可能であるのに対して、これら線形領域での純粋な振動現象とは異なる性質の問題である。転流失敗の解析にあたっては、厳密に

は、各パルス間の転流動作を詳細に模擬する必要があり、デジタル解析上は時間シミュレーションによらざるを得ない。通常、交直連系系統の過渡安定度は、交流系統 3LG (平衡) 故障を外乱条件として検討されている。しかし、実際の交流系統故障には 1LG (不平衡) 故障が多く、特に 2 回線送電線に多相再閉路方式が採用された場合には、再閉路までの不平衡期間において逆変換装置の余裕角にばらつきを生じるために、平衡故障である 3LG に比べて転流失敗が発生し易くなるという問題がある。

不平衡期間における繰り返し転流失敗現象は、直流系統の送電電力の低下をまねき、交流系統過渡安定度にも悪影響を及ぼす。このため、高い供給信頼度を要求される基幹直流系統に関しては、この転流失敗問題の発生条件と安定化対策を明らかにすることが必要不可欠となる。

しかしながら、現在までのところ、交流系不平衡故障に対する直流系統応動特性について体系的に取り扱った例はほとんどない。このため本研究では、基礎的な現象解明に重点を置いた、以下のような検討を行った。

- (1) 交流系故障時の直流系繰り返し転流失敗現象の主要発生要因に関する、電力系統シミュレータを用いた詳細検討
- (2) 効率的な過渡安定度解析を目的として、実効値ベースでのデジタルシミュレーション解析手法において、転流失敗を等価的に判別する手法の開発
- (3) 不平衡期間を通じて確実に転流失敗を防止できる制御方式の提案と効果検証

以上のように、本研究では、上記(a)、(b)、(c)すべての異常振動問題に対して、安定化制御方式を提案し、その有効性を明らかにしているが、いずれの場合も簡略化したモデル系統を対象としたものであり、実プロジェクトを想定した詳細な最適設計というよりは、直流系統のあらゆる導入形態に共通に適用可能な安定化方策を提案することに重点を置いた。

ここで、本研究における第1の柱であるそれぞれの異常振動問題に対するデジタル解析手法の開発について、その概要を取りまとめておくこととする。

異常振動の解析にあたっては、解析目的に応じて種々の手法が使い分けられている。あらゆるデジタル解析手法は、表1.1に示す解析対象周波数領域、対象系

統規模、数値解法、モデリングよりなる分類項目の組合せとして特徴づけられる。

表1.1 交直連系系統に関するデジタル解析手法の分類

項 目	分 類 内 容		
解析対象 周波数領域	電力動揺領域 (～数Hz程度)	低周波振動領域 (～100Hz程度)	高調波振動領域 (～数kHz程度)
解析対象 系統規模	小規模 発電機：～数機 ノード：～数十	中規模 発電機：～数十 ノード：～数百	大規模 発電機：～数百 ノード：～数千
数値解法	周波数領域 (固有値法、周波数応答法)		時間領域 (時間シミュレーション)
モデリング	正相分実効値	対称分(正, 逆, 零相)実効値	3相瞬時値

本研究で特に問題として取り上げた3つの異常振動に関する解析手法としては、

(1)周波数領域解析手法と、(2)時間領域解析手法とに大別して、次のような手法が一般に用いられてきた。

(a) 軸ねじれ振動現象：

(1) 周波数応答法、固有値法

(2) 3相瞬時値シミュレーション手法 (EMTP^{*1})

(b) 電圧振動現象：

(1) 電圧-無効電力特性法 ($\Delta Q/\Delta V$ あるいは dQ/dV 法^{*2})

(2) 実効値シミュレーション手法 (Y法^{*3})

(c) 転流失敗現象：

(2) 3相瞬時値シミュレーション手法

*1) EMTP: Electro Magnetic Transients Program, 米国BPAにおいて開発された汎用の過渡現象瞬時値解析プログラム

*2) $\Delta Q/\Delta V$ 法: 変換所交流母線に微小無効電力を注入した場合の電圧変動量(あるいはその逆数)を指標とした、電圧安定性判別手法

*3) Y法: (財)電力中央研究所において開発された、汎用の電力系統安定度シミュレーション解析手法

本研究においては、上記各種解析手法の問題点を踏まえ、モデリングに関する現在までの知見と電力系統シミュレータ検証試験を基盤として、それぞれの異常振動問題に対して、次のような特徴を有する新しいデジタル解析手法を開発した。

(a) 軸ねじれ振動に関しては、汎用性を有し、各種パラメータの影響を効率よく解析できる手法が必要とされるため、固有値法による異常振動解析手法を開発した。

本手法は、表1.1の分類に従えば、周波数領域で100Hz程度まで、系統規模で発電機数数十機程度までを対象としたものであり、実効値モデルを用いた振動モード解析手法である。

(b) 電圧振動に関しては、交流系統および直流系統の制御機能を適切に考慮でき、交直連系系統の動的安定性を決定するあらゆる振動モードが包括的に解析可能な手法が必要とされる。上記(a)に示した異常振動解析手法は、軸ねじれ振動に限らず、線形システムの振動モード解析により安定性が解析可能なあらゆる現象に対して適用でき、低周波振動領域における共通の振動現象解析手法とした。

(c) 転流失敗現象に関しては、3相瞬時値シミュレーション手法を用いた場合、計算機の必要メモリ容量、解析時間等の点から大規模系統を対象とした解析が事実上困難となる。このため、実効値ベースでのシミュレーション手法において転流失敗を等価的に模擬する手法を開発した。

付録A 1. 1 直流送電の現状¹⁰⁴

直流送電の実用的な世界最初のプロジェクトは、水銀バルブを用い1954年に運転を開始したスウェーデン本土ーゴッドランド島間の20MW, 100kV, 100km直流ケーブル送電である。その後、1972年のカナダ Bel River (320MW, 80kV*2) への適用を最初として、サイリスタバルブの技術開発が進むにつれて、高度な制御機能を持つ大容量直流送電の導入が一段と加速されてきている。

現在では、水銀バルブ、サイリスタバルブを合わせて計41システム、30,022MWの直流プロジェクトが運転に入っており、建設・計画中のものも含めると合計61システム、52,000MWにも達する。付表1.1には、1989年現在運転中の世界の直流プロジェクトの設備概要（出典：1989年 CIGRE SC14WG04資料）を、また、付図1.1には設備容量の推移を示す。

付表1.1に示した直流プロジェクトの内、主なものをその導入目的と採用理由により分類したものが付表1.2である。これより直流系統導入の特徴として、次のことが明らかとなる。

- (1) 大容量電源送電（一方向送電）への直流系統の適用は、主に交流送電に比しての経済性と安定度上の有利さを理由として採用されている。
- (2) 交流系統間の電力融通を目的とした直流送電は、主に安定度制約の軽減による送電容量増大、周波数制御の干渉等の面から交流では連系が困難な系統間に対する非同期連系を目的として採用されている。また、非同期連系は、交流系統の運転状態とは独立に迅速な潮流制御を可能にするというメリットもあり、近年のBack-to-back系統はほとんどがこのような目的を併せ持っていると考えてよい。

付表1.1 (a) 世界の直流送電プロジェクトの設備概要（1/2）

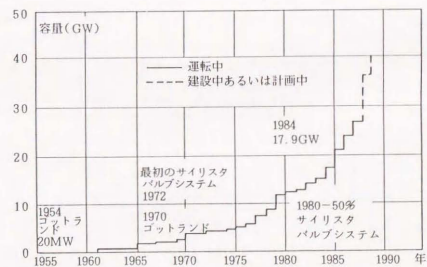
プロジェクト名	諸元	送電線 架空線	ケーブル	距離 (km)	合計	定格電圧 (kV)*回線数	変換容量 (MW)		運用年
							公称	最大連続	
A. 水銀バルブ									
1. Gotland - Swedish Mainland (Sweden)		0	96		96	±150	30	33	1954/70
2. Cross Channel 1 (GB-France)		0	7+50+8		65	±100	160	160	1961
3. Volgograd - Donbass (USSR)		470	0	470	470	±100	720	720	1962-65
4. Konti-Skan (Denmark-Sweden)		55+44	25+60		180	±250	250	275	1965
5. 佐久間 (Japan)						±250	300	300	1965
6. New Zealand		535+35	39		609	±250	600	600	1965
7. SACOI (Italy)		86+156+22	15+105		385	200	200/50	200/50	1967/87
8. Vancouver Pole 1 (Canada)		total 41	total 33		74	+260	312	312	1968/69
9. Pacific Intertie (USA)		1362	0		1362	±500	2000	2000	1970/85
10. Nelson River Bipole 1 (Canada)		890	0		890	±450	1620	1669	1973-77
11. Kingsnorth (GB)		0	59+23		82	±266	640	640	1974
B. サイリスタバルブ									
12. Bel River (Canada)		85+28	127		-	80+2	320	350	1972
13. Skagerrak (Denmark-Norway)					240	±250	500	510	1976/77
14. David A. Hamill (USA)		1414	0		-	30	100	110	1977
15. Cabora Bassa-Apollonio (South Af.-Zai.)		total 41	total 33		1414	±533	1920	1920	1977-79
16. Vancouver Pole 2 (Canada)		749	0		749	±250	370	476	1977/79
17. Square Butte (USA)						±250	500	550	1977
18. 新信濃 (Japan)					-	125+2	300	300	1977
19. Nelson River Bipole 2 (Canada)		930	0		930	±500	1800	2000	1978/85
20. CU - Project (USA)		710	0		710	±400	1000	1100	1979

付表 1.1 (b) 世界の直流送電プロジェクトの設備概要 (2/2)

プロジェクト名	諸 元	送 電 架空線	電 距 離 (km) ケーブル	合 計	定格電圧 (kV)*回線数	変換容量 (MW)		運開年
						公 称	最大連続	
B. サイリスタパルプ								
21. 北海道-本州 (Japan)		27+97	44	168	250	300	300	1979/80
22. Aarary (Paraguay-Brazil)				-	26	50	50	1981
23. EPR Compact Station (USA)			0.6	0.6	100/400	100	100	1981
24. Vyborg (USSR-Finland)		1780	0	1780	±85*3	1070	1070	1982
25. Inga Shaba (Zaire)				-	500	560	560	1983
26. Durnrohr (Austria)		7	91	98	±145	550	633	1983
27. Gotland 2-Swedish Mainland (Sweden)				-	150	130	165	1983
28. Eddy County (USA)		783	0	783	82	200	200	1985
29. Itaipu Bipole 1 and 2 (Brazil)				-	±600	6300	6300	1985/88
30. Chateaugay (Canada)				-	140*2	1000	1000	1984
31. Highgate (USA)				-	56	200	200	1985
32. Oklaunion (USA)				-	82	200	200	1985
33. Blackwater (USA)				-	56	200	220	1985
34. Miles City (USA)				-	82	200	240	1985
35. Madawaska (Canada)				-	130	350	435(-10°C)	1985
36. Cross Channel 2 (GB-France)		0	18+46+6	70	±270*2	2000	2000	1986
37. Intermountain (USA)		788	0	788	±500	1600	1920	1986
38. Comerford-Des Cantons (USA/Canada)		172	0	172	±450	690	690	1986
39. Sidney (USA)		52+10	22+9+56	149	50	200	200	1987
40. Konti-Skan 2 (Denmark-Sweden)				149	285	300	300	1988
41. Gotland 3-Swedish Mainland (Sweden)			98	98	150	130	165	1987

付表 1.2 直流送電プロジェクトの導入目的と採用理由

導入目的 直流採用理由	一方向電源送電	交流系統間連系
直流送電の経済性 (架空, ケーブル)	Inga Shaba (Zaire) Ekibastus-Centre (USSR) Rihand-Delhi (India) Gotland-Mainland (Swe.)	北海道-本州 (Japan) Kontti-Skan (Den.-Swe.) SACO1 (Italy) Finland South-Swe. East Gezhouba-Shanghai (Chi)
異周波数系統連系	Itaipu Bipole 1 (Brazil)	佐久間 (Japan) 新信濃 (Japan) Acaray (Paraguay-Brazil)
安定度制約 送電容量増大	Itaipu Bipole 2 (Brazil) Pacific Intertie (USA) Nelson River (Canada) Intermountain (USA)	Vyborg (USSR-Finland) Durnrohr (Austria) Cross Channel (GB-Fran.) Intermountain (USA) New England 5-terminal Store Baelte (Denmark) Mead-Phoenix (USA)
非同期連系 -潮流制御 -非干渉制御 (周波数)		Eddy County (USA) Chateaugay (Canada) Highgate (USA) Oklaunion (USA) Blackwater (USA) Miles City, Sidney (USA) Madawaska (Canada)



付図 1.1 直流送電の総設備容量の推移

第1章 交流電力系統の基礎	第2章 直流電力系統の基礎	第3章 交流・直流電力系統の相互関係
1.1 交流電力系統の構成要素 1.1.1 送電線路 1.1.2 変圧器 1.1.3 遮断器 1.1.4 避雷器 1.1.5 保護装置	2.1 直流電力系統の構成要素 2.1.1 直流送電線路 2.1.2 変換器 2.1.3 直流電圧源 2.1.4 直流電流源 2.1.5 保護装置	3.1 交流・直流電力系統の相互関係 3.1.1 交流電力系統の特性 3.1.2 直流電力系統の特性 3.1.3 交流・直流電力系統の相互関係
1.2 交流電力系統の解析 1.2.1 送電線路の等価回路 1.2.2 変圧器の等価回路 1.2.3 遮断器の等価回路 1.2.4 避雷器の等価回路 1.2.5 保護装置の等価回路	2.2 直流電力系統の解析 2.2.1 直流送電線路の等価回路 2.2.2 変換器の等価回路 2.2.3 直流電圧源の等価回路 2.2.4 直流電流源の等価回路 2.2.5 保護装置の等価回路	3.2 交流・直流電力系統の相互関係の解析 3.2.1 交流電力系統の解析 3.2.2 直流電力系統の解析 3.2.3 交流・直流電力系統の相互関係の解析
1.3 交流電力系統の設計 1.3.1 送電線路の設計 1.3.2 変圧器の設計 1.3.3 遮断器の設計 1.3.4 避雷器の設計 1.3.5 保護装置の設計	2.3 直流電力系統の設計 2.3.1 直流送電線路の設計 2.3.2 変換器の設計 2.3.3 直流電圧源の設計 2.3.4 直流電流源の設計 2.3.5 保護装置の設計	3.3 交流・直流電力系統の相互関係の設計 3.3.1 交流電力系統の設計 3.3.2 直流電力系統の設計 3.3.3 交流・直流電力系統の相互関係の設計
1.4 交流電力系統の運転 1.4.1 送電線路の運転 1.4.2 変圧器の運転 1.4.3 遮断器の運転 1.4.4 避雷器の運転 1.4.5 保護装置の運転	2.4 直流電力系統の運転 2.4.1 直流送電線路の運転 2.4.2 変換器の運転 2.4.3 直流電圧源の運転 2.4.4 直流電流源の運転 2.4.5 保護装置の運転	3.4 交流・直流電力系統の相互関係の運転 3.4.1 交流電力系統の運転 3.4.2 直流電力系統の運転 3.4.3 交流・直流電力系統の相互関係の運転

第4章 交流電力系統の解析	第5章 直流電力系統の解析	第6章 交流・直流電力系統の相互関係
4.1 交流電力系統の解析 4.1.1 送電線路の解析 4.1.2 変圧器の解析 4.1.3 遮断器の解析 4.1.4 避雷器の解析 4.1.5 保護装置の解析	5.1 直流電力系統の解析 5.1.1 直流送電線路の解析 5.1.2 変換器の解析 5.1.3 直流電圧源の解析 5.1.4 直流電流源の解析 5.1.5 保護装置の解析	6.1 交流・直流電力系統の相互関係の解析 6.1.1 交流電力系統の解析 6.1.2 直流電力系統の解析 6.1.3 交流・直流電力系統の相互関係の解析
4.2 交流電力系統の設計 4.2.1 送電線路の設計 4.2.2 変圧器の設計 4.2.3 遮断器の設計 4.2.4 避雷器の設計 4.2.5 保護装置の設計	5.2 直流電力系統の設計 5.2.1 直流送電線路の設計 5.2.2 変換器の設計 5.2.3 直流電圧源の設計 5.2.4 直流電流源の設計 5.2.5 保護装置の設計	6.2 交流・直流電力系統の相互関係の設計 6.2.1 交流電力系統の設計 6.2.2 直流電力系統の設計 6.2.3 交流・直流電力系統の相互関係の設計
4.3 交流電力系統の運転 4.3.1 送電線路の運転 4.3.2 変圧器の運転 4.3.3 遮断器の運転 4.3.4 避雷器の運転 4.3.5 保護装置の運転	5.3 直流電力系統の運転 5.3.1 直流送電線路の運転 5.3.2 変換器の運転 5.3.3 直流電圧源の運転 5.3.4 直流電流源の運転 5.3.5 保護装置の運転	6.3 交流・直流電力系統の相互関係の運転 6.3.1 交流電力系統の運転 6.3.2 直流電力系統の運転 6.3.3 交流・直流電力系統の相互関係の運転

第2章 交流・直流電力系統の相互関係

第2章

交流／直流系統における軸ねじれ振動と

その抑制制御

交流／直流電力系統の相互関係の解析と設計は、電力系統の安定性と信頼性を確保するために不可欠な要素である。本章では、交流／直流電力系統の相互関係の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。

まず、交流電力系統の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。交流電力系統の解析と設計は、電力系統の安定性と信頼性を確保するために不可欠な要素である。本章では、交流電力系統の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。

次に、直流電力系統の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。直流電力系統の解析と設計は、電力系統の安定性と信頼性を確保するために不可欠な要素である。本章では、直流電力系統の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。

最後に、交流／直流電力系統の相互関係の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。交流／直流電力系統の相互関係の解析と設計は、電力系統の安定性と信頼性を確保するために不可欠な要素である。本章では、交流／直流電力系統の相互関係の解析と設計の基礎となる理論と技術を解説する。

第2章

交流／直流系統における軸ねじれ振動と その抑制制御

大容量直流送電系統におけるタービン発電機と直流系統との相互作用による軸ねじれ振動問題は、米国Square Butteにおける実系統試験での発生を発端として、主にその抑制制御方式の開発を目的とする検討が、GE社、ASEA社を中心として行われてきた。この軸ねじれ振動問題については、その後もいくつかの直流プロジェクトにおいて、発生の危険性が指摘され、直流系統の設計段階で対策を必要とする一つの重要な検討項目となってきた。

このため、まず、軸ねじれ振動を含む交直連系系統の異常振動について、系統設計時に各種パラメータの影響を効率的に解析できる新しい手法を開発し、電力系統シミュレータを用いて精度の検証を行った。さらに、これを用いて軸ねじれ振動の発生メカニズムの解明と各種系統パラメータの影響解析を行い、軸ねじれ振動の効果的な抑制制御方式を開発した。

2. 1 低周波異常振動の解析手法の開発

ここでは、直流系統を含む電力系統における効率的な異常振動解析を目的として、新しく開発した固有値法による解析手法^{59, 60, 69, 105}に関して、プログラムの基本構成とモデリングの詳細、および従来の動的定常安定度解析手法と比較した場合の機能の特徴についてまとめる。

2.1.1 固有値法による異常現象解析手法の概要

電力系統の安定性解析は、通常、解析対象とする周波数領域（時間領域）に応じて、図2.1のように分類できる。ここで、図2.1中の（低周波）異常振動を電力系統の数Hz～数百Hz程度の周波数特性に影響を受け、この領域の不安定振動として発生する現象であると定義すると、具体的には次のような振動現象が挙げられる。

(1) 高速制御装置と系統ネットワーク、負荷特性との相互干渉による不安定振動

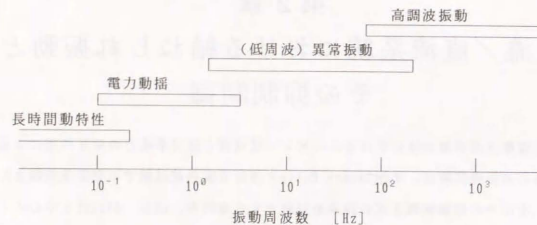


図 2.1 解析対象現象の周波数領域

現象

- (2) 制御装置間の相互干渉による不安定振動現象
- (3) 電気系の共振現象、自励振動現象、あるいはこれらと機械系振動モードとの相互干渉による軸ねじれ振動現象

電力系統の動特性解析手法は、基本的に、(i)時間領域 (time domain) でのシミュレーション解析手法と、(ii)周波数領域 (frequency domain) での固有値解析手法あるいは周波数応答解析手法に大別される。前者は、主に大外乱に対する非線形システムの応動、すなわち過渡安定度を対象としたものであり、後者は、線形システム近似で取り扱い可能な、微小外乱に対する定態安定度を対象としたものであるが、上記の不安定振動現象はいずれも、微小変動分に対する線形システムの安定性として解析可能である。

新しい異常現象解析手法は、通常の定態安定度解析手法と同様、固有値法をベースとしているが、モデルの機能向上、具体的には全ての構成要素をLC共振モードなどが模擬可能なように微分方程式表現することにより、解析対象周波数（解析可能な振動現象の周波数領域）を、数百Hz程度までと大きく広げた点に特徴がある。

本解析手法の解析対象周波数と対象系統規模に関して、標準的に用いられている以下の汎用解析手法との比較を示したものが図2.2である。

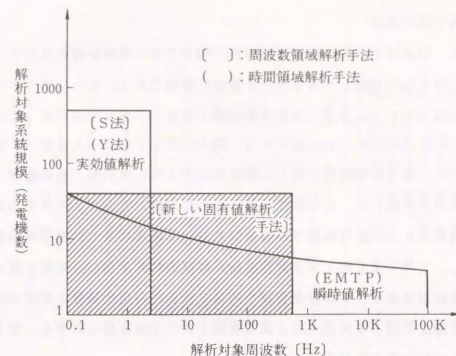


図 2.2 新しい固有値解析手法の解析対象領域

- (i) S法¹⁰⁶：電中研で開発された大規模電力系統の定態安定度解析および制御系設計のための固有値解析手法
- (ii) Y法¹⁰⁶：電中研を中心に開発された大規模電力系統の過渡安定度解析のための実効値ベースシミュレーション解析手法
- (iii) EMT P (Electromagnetic Transients Program)：H.Dommelにより開発された、電力系統の電磁的ならびに電気-機械的な過渡現象解析のための瞬時値シミュレーション解析手法

図2.2よりわかるように、本解析手法は、定態安定度解析手法と瞬時値解析手法の中間領域を補完するものである。また、S法の適用などにより固有値解析の効率化を図ることによって、対象系統規模をさらに大きくすることも可能である。本解析手法の特徴をまとめると、次のようになる。

- (1) 従来、現象毎に個別的にモデル化と解析が行われてきた電力系統の異常振動問題に関して、統一的な解析ツールを与えた。本解析手法は、電力系統における数百Hz程度までの振動現象、すなわち定態安定度を決定する主要振動モードと軸ねじれ振動や制御系の安定性を決定する異常振動モードを包括的に取扱可能な、

汎用解析手法である。

(2) 特に、交直連系システムの異常振動解析に関しては、直流システムのモデリングにおいて、これと交流システムとの相互作用を詳細に模擬できる、オーソライズされた手法が未だ報告されておらず、モデルの精度検証など不十分な点があった。本研究で開発した直流システムモデルについては、電力システムシミュレータを用いて実験的な検証を行い、異常振動解析に対して所要の精度を有していることを確認した。

(3) 交直連系システムには、変換装置制御系および交流／直流フィルタを含む電力回路網の複雑さから、数百Hz以下の周波数を有する非常に多くの電気系振動モードが存在し、これらを原因とする異常振動の数値的解析手法の必要性が極めて高い。特に、本解析手法は、交直変換装置や各種交流システム安定化装置の制御系設計において、実際上問題となるあらゆる異常振動モードの安定性に対する、効率的なパラメータ解析に威力を発揮する。

ここで、電力システムの線形状態方程式表現に基づく固有値解析手法について簡単にまとめておく。

いま、図2.3のように交流／直流システムを一般的なブロック図構成で表現し、このシステム内の制御装置を含む各構成機器、すなわち発電機、負荷、交直変換装置などをシステム解析上のモジュールと定義する。図2.4は、このようなモジュール単位でみた全システム構成を示す。システムの微小外乱に対する各モジュールの動特性は、

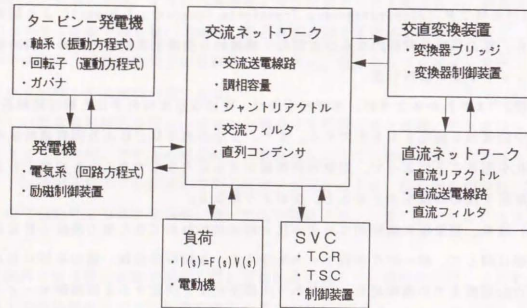


図 2.3 交流／直流系統構成のブロック図表現

モジュール (Module)

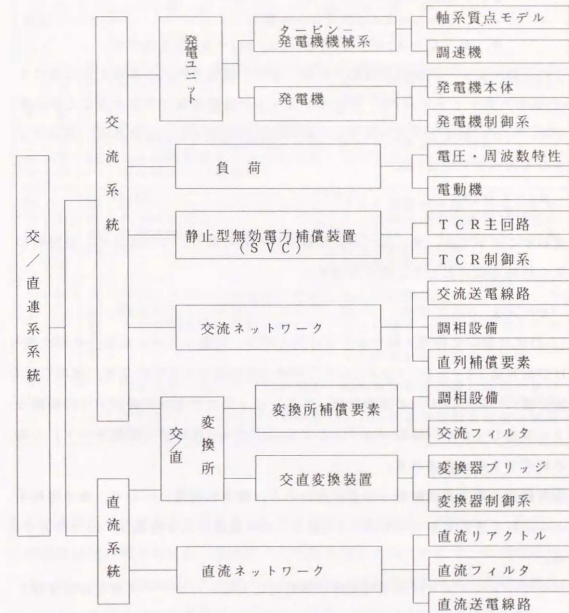


図 2.4 交流／直流システムのモジュール (解析モデル単位) 構成

運転点周りで線形化した連立微分方程式として、次のように表現される。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_j = \mathbf{A} \mathbf{x}_j + \mathbf{B} \mathbf{u}_j \quad (2-1)$$

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{C} \mathbf{x}_j \quad (2-2)$$

ここに x_j : モジュール j の状態変数ベクトル (n_j 次)

u_j : モジュール j への入力ベクトル (r_j 次)

y_j : 観測 (出力) ベクトル (m_j 次)

$j = 1 \sim N$ (モジュール数)

A, B, C : $n_j \times n_j, n_j \times r_j, m_j \times n_j$ 次元数行列

これら各モジュールの状態方程式から、全系の状態方程式を構成するためには (2-1) 式の入力ベクトル u_j を、他のモジュールの状態変数で表現することが必要となる。いま、対象とするシステムへの外部入力変数がないとすれば、各モジュールの入力ベクトル u_j は、

$$u_j = \sum_i D_{ij} x_i \quad (i \neq j) \quad (2-3)$$

と表わすことができ、モジュール間の結合が可能となる。これにより、最終的に全系の状態方程式として、次式を得る。

$$\dot{X} = A X \quad (2-4)$$

(2-4) 式において行列 A をシステム行列と呼び、対象システムには、その次数 N だけの固有値 $\lambda_k = \sigma_k \pm j \omega_k$ ($k = 1 \sim N$) が存在することになる。求められた各固有値について、1 つの実固有値、あるいは 1 対の複素固有値が 1 つの振動モードに対応しており、線形システムの安定性はこれら固有値 (振動モード) の実部の符号により判定される。

固有値法の電力系統解析への適用面からみた基本的特徴について、他の解析手法との比較をまとめたものが表 2.1 である。固有値法の主な特徴は、以下のようになる。

(1) シミュレーションによる時間領域解析に比して、パラメータ変化が安定性に及ぼす影響を効率的に解析できる。また、もう一つの周波数領域解析手法である周波数応答法と比較すると、これがある周波数成分のみに注目した開ループ応答特性より安定性を判定するのに対して、固有値法はシステムに存在するすべての振動モードを包括的に解析できる点に特徴がある。以上のことから、線形システムの最適化アルゴリズムとの組合せにより、制御系の基本設計に広く応用されている。

(2) 固有値解析により得られる振動モードは、微小外乱後の純粋な線形領域においてのみ現われる。すなわち、システムの固有値 (振動モード) は、ある運転点

表 2.1 解析手法の特徴比較

解析ソース		解 析 上 の 一 般 的 得 失	
		利 点	欠 点
デジタル解析手法	時間領域瞬時値	3 相不平衡、高調波成分を詳細に模擬できる	計算機の演算時間、必要記憶容量などの制限から、対象系統規模が限定される
	実効値	対象システムの安定度を支配する数 Hz 以下の振動現象に関して非線形要素を含めた効率的な解析が可能となる	10Hz 程度以上の高調波領域の振動成分の模擬が不可能 不平衡解析が複雑となる
	固有値法	線形化システム内に存在するあらゆる振動モードとその安定性を効率的に解析可能である	非線形要素が考慮できないために、実際に不安定振動に至るかどうかは、シミュレーション解析での検証が必要 不平衡解析が事実上不可能
	周波数領域解析手法	対象システムの安定性を概略的に把握し、制御系設計を行う上で効率的な解析手段となる	ある周波数成分のみに注目した開ループ解析であり、システム内に存在する振動モードとその発生要因の把握が困難 不平衡解析が事実上不可能
アナログシミュレータ		物理現象の基本的な把握が容易となる 実系統に用いる制御・保護装置の開発・検証に有効	解析対象系統規模に制限がある ハードウェアの定数変更の制限から、実系統定数を厳密に模擬することが困難

あるいは外乱後の平衡点が安定であるか否かを示しているだけであり、現象としての振動様相を明らかにし、最終的な安定性を判定するためには、時間領域でのシミュレーション解析を行う必要がある。また、固有値解析では安定な運転点であっても、外乱の大きさや装置の可能制御容量・範囲 (リミット要素) によっては非線形特性によるリミット振動に陥る場合がある。

2.1.2 異常振動解析プログラムの構成

異常振動解析プログラムの基本的な流れ図を図 2.5 に示す。各ブロックの主要機能は以下の通りである。

(i) パラメータスキニング部

変化させるパラメータの種類 (同時に 3 種類まで選択可能) と変化方法 (等差

的、等比的等)を指定し、自動的にパラメータ解析を実行する。対象となるパラメータは、系統パラメータ(線路定数等)、機器パラメータ(発電機、負荷定数等)、制御パラメータ(制御装置定数)、潮流パラメータ(潮流指定条件)である。また、ここには、固有値解析部と協調して、指定したパラメータに対する安定限界を求める自動探索サブルーチンも組み込まれている。

(ii)潮流計算部

Newton-Raphson法を用いて、交流系統、直流系統計算の繰り返しによる潮流計算を実行する。本手法ではパラメータ変化に対して、前回の潮流計算結果を初期

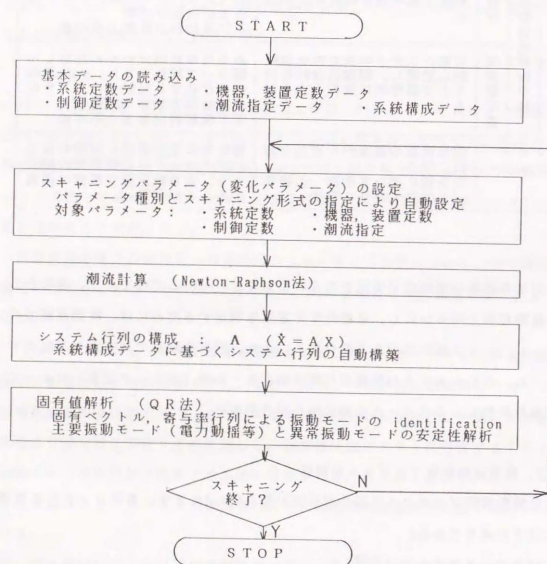


図 2.5 異常現象解析プログラムの基本フローチャート

値としており、潮流指定条件の変化幅が相当大きくない限り、パラメータ変化時の潮流計算にはほとんど計算時間を要しない。

(iii)システム行列構成部

各モジュールの定数行列(2-1式におけるA, B)を作成し、系統構成データ(入力情報)に基づいて入力ベクトル係数行列Bを処理することにより、モジュール間結合を行って、全系のシステム行列(2-4式における行列A)を自動構成する。

(iv)固有値解析部

QR法によりシステム行列の固有値、および固有ベクトル、寄与率行列^{46,47,57}を演算し、システムに存在する振動モードの性質およびふるまい、さらには主要な振動モードの安定性を明らかにする。

ここで、寄与率行列とは、求められた固有値(振動モード)と状態変数との関係の強さを正規化して示す行列であり、振動モードのidentification、すなわち各振動モードの発生要因と振動様相を明確にするための情報を与える。

なお、固有値解析アルゴリズムとしては、汎用のQR法固有値解析パッケージを用いている。

2.1.3 交直連系システムの新しい状態方程式モデル

モデルの適用性は、まず、そのモデルの周波数特性がどの程度の周波数領域まで妥当性を有するかにより決定される。一方、固有値解析においては、計算に要する時間とモデル次数は直接関係しており、効率的な解析のためにはモデリング技術が極めて重要な要素となる。

表2.2は、通常の定態安定度解析と新しく開発した低周波異常振動解析手法におけるモデルを比較したものである。これらのモデル間の主な相違点は、電気系のインダクタンス、キャパシタンス要素に関する電圧-電流関係式を微分方程式表現するか代数方程式表現するかにある。以下では簡単のために、これらのモデルをそれぞれ、異常振動モデル、定態安定度モデルと呼ぶこととする。

異常振動モデルは、系統構成要素を全て、実効値ベースで微分方程式表現するものであり、解析対象周波数として定態安定度領域をも包含し、交流/直流系統に存在する直流から数百Hzまでの幅広い振動モードの安定性を包括的に解析する

表 2. 2 解析対象によるモデルの相違点

解析対象周波数領域	定常安定度解析手法	新しい固有値解析手法
対象となる系統現象	0 ~ 数 Hz 定常安定度を決定する主要な振動現象 ・同期力定式に起因する電圧・電流・電機 ・発電機励磁系に起因する電圧振動	0 ~ 数百 Hz 上記の振動現象を包含し、さらに、同期力定式に起因する電圧・電流・電機 ・発電機励磁系に起因する電圧振動
系統構成要素の振動現象	発電機 励磁機 AVR GOV	発電機 励磁機 AVR GOV
解析モデル	Parkの式に基づく簡略化微分方程式 [相変角、角周波数] Parkの式に基づく詳細な微分方程式 [励磁機制御(励磁) 巻線電流 [励磁機電圧 AVR内部電圧] [機械入力電力、GOV内部変数]	これらはタービン・発電機の軸は 励磁機系モデルを組合せた微分方程式 [タービン・発電機系各変数の位置角、角周波数] Parkの式に基づく詳細な微分方程式 [励磁機制御(励磁) 巻線電流 [励磁機電圧 AVR内部電圧] [機械入力電力、GOV内部変数]
送電ネットワーク	集中定数モデルによる代数方程式 $I = YV$ ここに、 Y : アドミタンス行列	集中定数モデルによる微分方程式 [インダクタンス電流、キャパシタンス電圧]
負荷	動的負荷: 定インピーダンス・負荷等 電動機負荷: 電動機負荷は代数方程式 [負荷制御変数]	定インピーダンス、定電流、定電力負荷要素、電動機負荷 とともに微分方程式 [負荷電流、負荷制御変数]
SVC	主回路は代数方程式表現、制御系のみ微分方程式表現 [制御角、SVC制御内部変数]	制御系は位相制御回路を含めて微分方程式 [制御角、位相同期信号、SVC制御内部変数] 主回路を微分方程式表現 [TCR電流、TSC/F.C電圧]
直流系統	交直変換器制御系は微分方程式表現 [制御角、変換器制御変数] 交直変換器基本関係式は代数方程式 [直流電流]	交直変換器関係式、制御系、直流線路、交流、直流フィルタすべて微分方程式表現 [制御角、変換器制御内部変数、直流線路電流、直流線路電流]

ことができる。

いま、図2.4に示したように、交流/直流系統を次のようなモジュールに分解し、状態方程式の構成単位とする。ただし、[] 内は各モジュール、あるいは構成要素を表わす添字とする。

- ① タービン・発電機系 [ST]
 - ①-1 軸系質点モデル [SH], ①-2 調速機 [GV]
- ② 発電機システム [GA]
 - ②-1 発電機 [GE], ②-2 発電機制御系 (AVR, PSS) [AV]
- ③ 交流ネットワーク [AN]
 - ③-1 送電線路 [TL], ③-2 調相設備・交流フィルタ [SN],
 - ③-3 直列補償要素 (直列コンデンサ等) [SR]
- ④ 負荷 [LD]
 - ④-1 電圧、周波数特性表現負荷 [VF], ④-2 電動機負荷 [MO]
- ⑤ 交直変換装置 [CO]
 - ⑤-1 変換器ブリッジ [BR], ⑤-2 変換器制御系 [CC]
- ⑥ 直流ネットワーク [DN]
 - ⑥-1 直流線路 [DL], ⑥-2 直流リアクトル・フィルタ [DR]
- ⑦ 静止型無効電力補償装置 [SV]
 - ⑦-1 TCR主回路 [TR], ⑦-2 TCR制御系 [TC],
 - ⑦-3 TSC主回路・制御系, ⑦-4 調相容量 (FC)・交流フィルタ

本節では、上記の構成要素モデルのうち、定常安定度モデルと異なる点を中心に、具体的なモデリングについて詳述する。さらに、全系統の状態方程式を構成する際最も重要となる交流ネットワークモデルと交直変換装置モデルの結合法についても詳しく説明する。ただし、負荷モデルについては現実には多種にわたる負荷要素が存在し、解析対象に応じて個別に適切なモデルを採用する必要があり、ここでの検討対象からは除外した。

モデル化にあたっては、状態変数となる系統の電圧・電流正相分実効値值に関し、D-Q座標系 (定格角速度 ω_0 で回転する座標軸) における複素表現を、また、発電機電圧・電流に関しては、d-q座標系 (発電機回転子と同じ角速度で回転する座標軸) におけるParkの式を基本としている。これら状態方程式 (状態変数電圧

・電流) のD-Qおよびd-q座標系表現については、文献57等に詳しい。

以下に、各モジュールの状態方程式モデルについて取りまとめて示す。

(1) 発電機システム

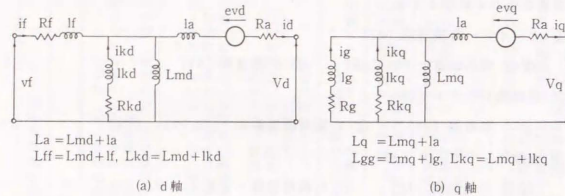


図 2.6 発電機d-q軸等価回路モデル

発電機モデルは、よく知られているParkの式^{3,27,57}をベースとして構成している。いま、図2.6(a), (b)に示すd,q軸とも3巻線よりなる等価回路モデルを用いれば、固定子巻線(d,q)、励磁巻線(f)と仮想的な制動巻線(kd,g,kq)の磁束鎖交数、電圧と巻線電流との間には、以下の関係式が成り立つ。

鎖交磁束数

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \\ \phi_{kd} \\ \phi_g \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{mq} & L_{mq} \\ -L_{md} & 0 & L_{ff} & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & 0 & L_{md} & L_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & 0 & L_{gg} & L_{mq} \\ 0 & -L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & L_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_g \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

電圧—電流(鎖交磁束数)関係式(発電機基本関係式)

$$v_d = p\phi_d - \phi_q p\delta - R_a i_d \quad (2-6)$$

$$v_q = p\phi_q + \phi_d p\delta - R_a i_q \quad (2-7)$$

$$v_f = p\phi_f + R_f i_f \quad (2-8)$$

$$0 = p\phi_{kd} + R_{kd} i_{kd} \quad (2-9)$$

$$0 = p\phi_g + R_g i_g \quad (2-10)$$

$$0 = p\phi_{kq} + R_{kq} i_{kq} \quad (2-11)$$

ここに、

L_{md}, L_{mq} : d, q 軸励磁インダクタンス
 r_a, l_a : 電機子抵抗、もれインダクタンス
 r_f, l_f : 界磁抵抗、もれインダクタンス
 r_{kd}, l_{kd} : d 軸回転子回路(制動巻線)抵抗、もれインダクタンス
 r_g, l_g, r_{kq}, l_{kq} : q 軸回転子回路(制動巻線)抵抗、もれインダクタンス
 v_d, v_q : 発電機端子電圧 d, q 軸成分
 i_d, i_q : 電機子電流 d, q 軸成分
 v_f, i_f : 界磁電圧、界磁電流
 i_{kd}, i_g, i_{kq} : 回転子 k d, g, k q 回路(制動巻線)電流

ただし、各変数は特に断わらない限り、すべて単位法で表わした値とする。なお、図2.6の等価回路モデルは、d,q それぞれの軸上の3つの巻線が1つの3巻線変圧器を構成するとの仮定⁵⁷の下に導かれるものであり、発電機等価回路定数に意味を理解する上で注意を要する。

通常の定態安定度解析では、(2-6), (2-7)式において、電機子電流変化が十分遅く、固定子磁束鎖交数がほぼ一定に保たれるものとして、 $p\phi_d, p\phi_q$ の項が無視されるが、異常振動モデルではこの項も考慮する必要がある。これは、系統側のインダクタンスに関して、微分方程式表現によりその電流(磁束鎖交数)の変化分が考慮されることから、発電機と系統側でモデルの整合性をとるという意味もある。

(2-5)式を(2-6)~(2-11)式に代入し、微小変動分に対する発電機の線形状態方程式としてまとめれば、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ を定角周波数として、次の(2-12)式を得る。

$$\begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{mq} & L_{mq} \\ -L_{md} & 0 & L_{ff} & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & 0 & L_{md} & L_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & 0 & L_{gg} & L_{mq} \\ 0 & -L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & L_{kq} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_f \\ \Delta i_{kd} \\ \Delta i_g \\ \Delta i_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -\omega_0 L_q & 0 & 0 & \omega_0 L_{mq} & \omega_0 L_{mq} \\ \omega_0 L_d & R_a & -\omega_0 L_{md} & -\omega_0 L_{md} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_f \\ \Delta i_{kd} \\ \Delta i_g \\ \Delta i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$\frac{2H}{\omega_0} p^2 \delta + \frac{D}{\omega_0} p \delta = T_m - T_e \quad (2-17)$$

H : 単位慣性定数 (sec)
D : 制動係数 (pu)
T_m : 機械の入力トルク (pu)
T_e : 電気的出力トルク (pu)
 δ : D-Q座標系における発電機回転子位置角 (rad)

$$p \triangle \delta = \triangle \omega \quad (2-18)$$

$$p \Delta \omega = \frac{1}{2H} (\omega_0 \Delta T_m - \omega_0 \Delta T_e - D \Delta \omega) \quad (2-19)$$

$$T_e = \phi d i q - \phi q i d \quad (2-20)$$

$$\Delta T_e = \begin{bmatrix} L d i q + \phi q & -L q i d - \phi d & -L m d i q & -L m d i q \\ * & L m q i d & L m q i d \end{bmatrix} X_{GE} \quad (2-21)$$

$$\mathbf{X}_{GE} = [\Delta i d \quad \Delta i q \quad \Delta i f \quad \Delta i k d \quad \Delta i g \quad \Delta i k q]^T$$
$$\begin{aligned}
 \mathbf{p} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/2H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \omega_0/2H \end{bmatrix} \mathbf{X}_{60} \\
 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{\omega_0(Ld_i q + \phi q)}{2H} & \frac{-\omega_0(Lq i d + \phi d)}{2H} & \frac{-\omega_0 L m d i q}{2H} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-\omega_0 L m d i q}{2H} & \frac{\omega_0 L m q i d}{2H} & \frac{\omega_0 L m q i d}{2H} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{6E} \quad (2-22)
 \end{aligned}$$

$$\begin{array}{l}
\begin{array}{l}
p \\
\Delta \delta 1 \\
\Delta \delta 2 \\
\Delta \delta 3 \\
\Delta \delta 4 \\
\Delta \delta 5 \\
\Delta \omega 1 \\
\Delta \omega 2 \\
\Delta \omega 3 \\
\Delta \omega 4 \\
\Delta \omega 5
\end{array}
= \left[\begin{array}{l}
\begin{array}{l}
\frac{-K_{12}}{2H_1} \\
\frac{K_{12}}{2H_2} \\
\frac{K_{23}}{2H_3} \\
\frac{K_{34}}{2H_4} \\
\frac{K_{45}}{2H_5}
\end{array} \\
\begin{array}{l}
\frac{K_{12}}{2H_2} \\
\frac{-(K_{12}+K_{23})}{2H_2} \\
\frac{K_{23}}{2H_3} \\
\frac{-(K_{23}+K_{34})}{2H_3} \\
\frac{K_{34}}{2H_4} \\
\frac{-(K_{34}+K_{45})}{2H_4} \\
\frac{K_{45}}{2H_5} \\
\frac{-(K_{45}+K_{56})}{2H_5}
\end{array} \\
\begin{array}{l}
\frac{K_{12}}{2H_1} \\
\frac{-(K_{12}+K_{23})}{2H_2} \\
\frac{K_{23}}{2H_3} \\
\frac{-(K_{23}+K_{34})}{2H_3} \\
\frac{K_{34}}{2H_4} \\
\frac{-(K_{34}+K_{45})}{2H_4} \\
\frac{K_{45}}{2H_5} \\
\frac{-(K_{45}+K_{56})}{2H_5}
\end{array}
\end{array} \right]
\end{array}$$

(2-25), (2-26)式の実効値電圧、電流は一定角速度 ω で回転する基準D-Q座標系上で、次式のように複素数表現される。

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_D + j \mathbf{V}_Q \quad (2-27)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_D + j \mathbf{I}_Q \quad (2-28)$$

これらを(2-26)式に代入し整理すれば、D-Q座標系におけるインダクタンス要素モデルとして、次式を得る。

$$\mathbf{p} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_D \\ \Delta \mathbf{I}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \sigma \\ -\omega \sigma & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_D \\ \Delta \mathbf{I}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_D \\ \Delta \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

ここに、

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_D \\ \Delta \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_{SD} \\ \Delta \mathbf{V}_{SQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_{LD} \\ \Delta \mathbf{V}_{LQ} \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

また、ある基準発電機の回転子と同じ角速度で回転するd-q座標系で(2-26)式を表現することを考えると、電圧・電流のd-q軸成分をそれぞれ $\mathbf{v} = [v_d \ v_q]^T$,

$\mathbf{i} = [i_d \ i_q]^T$ 、基準発電機の角周波数変動を $\Delta\omega$ として、次式で表現できる。

$$\mathbf{p} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \sigma \\ -\omega \sigma & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \end{bmatrix} \Delta\omega \quad (2-31)$$

(2-31)式は、D-Q座標系と発電機d-q座標系間の電圧（電流）関係式が、 δ を発電機のD-Q座標系に対する位置角として、

$$\Delta \mathbf{V} = [\mathbf{T}] \Delta \mathbf{v} + [\mathbf{Mv}] \Delta \delta \quad (2-32)$$

$$\Delta \mathbf{I} = [\mathbf{T}] \Delta \mathbf{i} + [\mathbf{Mi}] \Delta \delta \quad (2-33)$$

ここに、

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} \sin \delta & \cos \delta \\ -\cos \delta & \sin \delta \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{Mv}] = \begin{bmatrix} -V_Q \\ V_D \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{Mi}] = \begin{bmatrix} -I_Q \\ I_D \end{bmatrix}$$

として表わされることから、これらを(2-29)式に代入することにより容易に導かれる。

(ii) キャパシタンス要素モデル

インダクタンス要素モデルと同様、印加電圧実効値の過渡変動を表現する微分項を追加したモデルで表現し、図2.9(b)のキャパシタンス要素電圧・電流に関して次の関係式を得る。

$$\Delta \mathbf{I} = (\mathbf{G} + j \omega \sigma \mathbf{C}) \Delta \mathbf{V} + \mathbf{C} \mathbf{p} \Delta \mathbf{V} \quad (2-34)$$

さらに、これらをD-Q座標系、あるいは発電機d-q座標系結量で表現すると、それぞれ次のようになる。

$$\mathbf{p} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_D \\ \Delta \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G/C & \omega \sigma \\ -\omega \sigma & -G/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_D \\ \Delta \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C & 0 \\ 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_D \\ \Delta \mathbf{I}_Q \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

ここに、

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_D \\ \Delta \mathbf{I}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{SD} \\ \Delta \mathbf{I}_{SQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{LD} \\ \Delta \mathbf{I}_{LQ} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

あるいは、

$$\mathbf{p} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G/C & \omega \sigma \\ -\omega \sigma & -G/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C & 0 \\ 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_q \\ -v_d \end{bmatrix} \Delta\omega \quad (2-37)$$

交流ネットワークの各ノードには発電機ノード、変換器ノードが含まれる。図2.9(a)のブランチが発電機に直列接続されたブランチ（例えば、発電機昇圧用変圧器）であり、 \mathbf{V}_S が発電機低圧端子電圧である場合、 \mathbf{I} は電機子電流となり、発電機モデルの状態変数ベクトルに含まれることになる。従って、(2-29), (2-30)式を $\Delta \mathbf{V}_S$ について解き、(2-16)式への入力として処理する必要がある。

また、図2.9(b)のキャパシタンスバンクが変換器用調相設備を表わす場合、電流 \mathbf{I}_L は変換器ノードから変換器ブリッジに流れ込む電流となる。

(2-29), (2-35)式を基本として交流ネットワーク方程式を構成すると、次式を得る。

$$\mathbf{X}_{\Delta n} = [\mathbf{A}_{\Delta n}] \mathbf{X}_{\Delta n} + [\mathbf{B}_{\Delta n}] \mathbf{u}_{\Delta n} \quad (2-38)$$

ここで、 $\mathbf{u}_{\Delta n}$ は発電機電機子電流、変換器流入電流の微小変動分よりなる。

(4) 交直変換装置

直流系統の基本構成を図2.10に示す。この直流系統における変換装置 i の変数記号を次のように定める。

V_i, I_i : 変換器ノード電圧, 変換器流入電流（変換器用変圧器1次側電流； $\sqrt{3}$ 線電流）

E_{di} , I_{di} : 変換器直流電圧, 直流電流
 X_i , Y_{ei} : 転流リアクタンス, 調相容量
 n_i : 変換器用変圧器タップ比
 α_{ci} , β_{ci} : 変換器制御系による遅れ制御角, 進み制御角指令値
 α_i , β_i : 実質的な点弧角, $\beta_i = \pi - \alpha_i$
 γ_i , μ_i : 余裕角, 重なり角, $\gamma_i = \beta_i - \mu_i$
 ϕ_{vi} , ϕ_{ii} : D-Q座標系における V_i , I_i の位相角
 θ_i : $v_i - i_i$ 間の位相差
 L_{dc} , C_f : 直流リアクトル, 直流フィルタキャパシタンス
 R_{dl} , L_{dl} , C_{dl} : 直流線路抵抗, インダクタンス, キャパシタンス

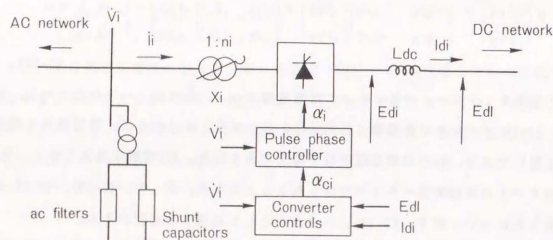


図 2.10 交直変換装置の基本構成

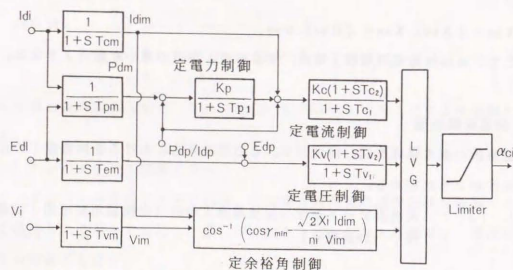


図 2.11 交直変換装置の基本制御ブロック図

図 2.10 において、変換器およびその制御系からなる構成要素を、変換装置モデルと定義する。変換装置の基本制御は、図 2.11 に示すように定電流（定電力付）、定電圧、定余裕角制御より構成され、順変換器定電流、逆変換器定電圧制御が、通常の制御モードとなる。

変換器ブリッジの直流側電圧、電流と交流側電圧、電流間の関係式、いわゆる変換器基本関係式は、次のように表現される。

$$E_{di} = E_{doi} \cos \alpha_i - (R_{ci} + L_{ci} p) I_{di} \quad (\text{順変換器}) \quad (2-39)$$

$$E_{di} = E_{doi} \cos \beta_i + (R_{ci} + L_{ci} p) I_{di} \quad (\text{逆変換器}) \quad (2-40)$$

$$i_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_i I_{di} \quad (2-41)$$

ここに、

$$E_{doi} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_i V_i \quad (2-42)$$

$$R_{ci} = \frac{3}{\pi} X_i \quad (2-43)$$

$$L_{ci} = \frac{X_i}{\omega_0} \left\{ 2 \left(1 - \frac{3}{\pi} \mu_i \right) + 1.5 \cdot \frac{3}{\pi} \mu_i \right\} \quad (2-44)$$

(2-44) 式の L_{ci} は、転流リアクタンスを重なり期間の影響を考慮して等価インダクタンス表現した値である。すなわち、重なり期間において、図 2.12 の 3 相ブリッジ上側あるいは下側パルスグループの転流リアクタンスが並列 ($L_i/2$) となることから、重なり期間のインダクタンス値を $1.5L_i$ として、1 サイクル間の平均値を求めたものである。

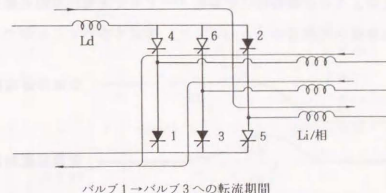


図 2.12 3 相ブリッジ転流期間の導通状態

この(2-44)式、およびこれを用いた(2-39)、(2-40)式については、文献49の報告によれば、実験的に成立することが確認されている。

直流リアクトルに関する関係式が、

$$Ldc \frac{d I_{di}}{dt} = E_{di} - E_{dl} \quad (2-45)$$

で与えられることから、これと(2-39)式から、交流(変換器用変圧器1次側ノード)―直流(直流リアクトル線路側ノード)間の線形化状態方程式を導けば、次式を得る。なお、逆変換器(2-40)式についても同様の基本関係式が求められる。

$$(Lci + Ldc) p \Delta I_{di} = -Rci \Delta I_{di} - \Delta E_{dl} + (E_{doi}/V_i) \cdot \cos \alpha_i \Delta V_i - E_{doi} \cdot \sin \alpha_i \Delta \alpha_i \quad (2-46)$$

ここで、 $\Delta \alpha_i$ は実質的な変換器制御角の微小変動分を表わし、通常採用されている等間隔パルス制御方式においては、系統の周波数変動に対して、実質的な制御角が、制御系出力(指令値) α_{ci} とは異なってくる。すなわち、位相制御を伴う交直変換装置においては、系統の周波数を検出してPLL(Phase locked loop)により同期信号を発生させ、これを位相基準として点弧角制御を行っている。変換器ノード交流電圧の急峻な周波数・位相変動に対しては、PLL回路は数サイクルの遅れで同期をとることができるが、この応動特性は簡単には図2.13のように示される。図2.13は、変換器ノード電圧の位相変動に対して、実質的な制御角が外乱直後にはば位相変動分に等しいだけ変化し、その後数サイクルでもとの制御角に復帰することを示している。ただし、制御角は厳密には各転流時点(電気角で60°間隔)での離散値でしか定義できないが、ここでは連続量として取り扱うものとする。このような変動特性は変換器ノードの交流電圧位相変動を $\Delta \phi_{vi}$ 、PLL回路の位相基準微小変動分を $\Delta \phi_{pi}$ として、次式で表わすことができる。

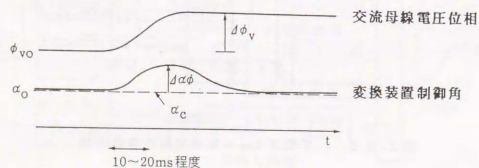


図2.13 位相制御回路の応動特性

$$\Delta \alpha \phi = -\Delta \phi_{pi} + \Delta \phi_{vi} = \frac{T_{pis}}{1 + T_{pis}} \Delta \phi_{vi} \quad (2-47)$$

従って、実質的な制御角の微小変動分 $\Delta \alpha_i$ は、

$$\Delta \alpha_i = \Delta \alpha_{ci} + \Delta \alpha \phi = \Delta \alpha_{ci} - \Delta \phi_{pi} + \Delta \phi_{vi} \quad (2-48)$$

で与えられ、 $\Delta \alpha_{ci}$ 、 $\Delta \phi_{pi}$ が状態変数となる。

以上より、交直変換装置の標準モデルとなる、(i)順変換装置定電流制御モードモデル、(ii)逆変換装置定電圧制御モードモデル、(iii)逆変換装置定余裕角制御モードモデル、を導けば、次のようになる。

(i) 順変換装置定電流制御モードモデル

$$\begin{bmatrix} Lci + Ldc & 0 & 0 \\ -Rci & T_{ci} & 0 \\ 0 & 0 & T_{pi} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta I_{di} \\ \Delta \alpha_{ci} \\ \Delta \phi_{pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rci & -E_{doi} \cdot \sin \alpha_i & E_{doi} \cdot \sin \alpha_i \\ K_{ci} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{di} \\ \Delta \alpha_{ci} \\ \Delta \phi_{pi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{di} \\ \Delta I_{di} \\ \vdots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (E_{doi}/v_i) \cos \alpha_i & -E_{doi} \cdot \sin \alpha_i \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_i \\ \Delta \phi_{vi} \end{bmatrix} \quad (2-49)$$

(ii) 逆変換装置(定電圧制御モード)モデル

$$\begin{bmatrix} Lci + Ldc & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{v2} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{v1} T_{v2} & T_{v1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{pi} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta I_{di} \\ \Delta V_{dm} \\ \Delta \beta_{ci} \\ \Delta \phi_{pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rci & 0 & E_{doi} \cdot \sin \beta_i & E_{doi} \cdot \sin \beta_i \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{v1} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{di} \\ \Delta V_{dm} \\ \Delta \beta_{ci} \\ \Delta \phi_{pi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & \vdots \\ 1 & \vdots \\ 0 & \Delta I_{di} \\ 0 & \Delta V_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(E_{doi}/v_i) \cos \beta_i & -E_{doi} \cdot \sin \beta_i \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_i \\ \Delta \phi_{vi} \end{bmatrix} \quad (2-50)$$

(2-49)、(2-50)式はいずれも、

$[Cco] p Xco = [Aco] Xco + [Bco] Xdn + [Bco] uco \quad (2-51)$
と表わすことができ、入力ベクトル $uco = [\Delta V_i \quad \Delta \phi v_i]^T$ を介して、後の(7)に示すように、交流系統との結合が行われる。

(5) 直流ネットワーク

直流フィルタを含む直流線を、 π 型回路で模擬することとすれば、直流ネットワークモデルとして次式を得る。ただし、ここでの添字1,2は変換装置番号を表わすものとする。

$$\begin{bmatrix} (Cd1/2)+Cf & 0 & 0 \\ 0 & Ld1 & 0 \\ 0 & 0 & (Cd1/2)+Cf \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta E d11 \\ \Delta I d1 \\ \Delta E d12 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & -Rd1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E d11 \\ \Delta I d1 \\ \Delta E d12 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I d1 \\ \Delta I d2 \end{bmatrix} \quad (2-52)$$

上式において、右辺第2項は交直変換装置の状態変数よりなる。なお、直流送電線路距離が長い場合には、対象とする周波数の上限に応じて、分割して表現することも考えられる。

(6) 静止型無効電力補償装置 (SVC)

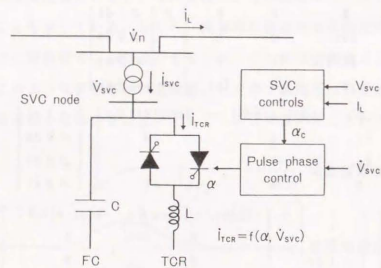
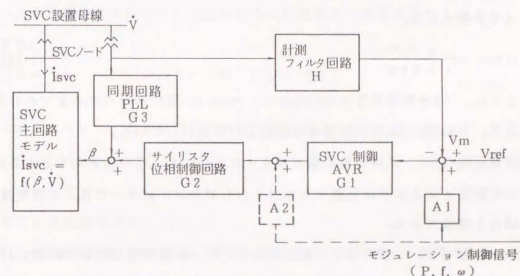


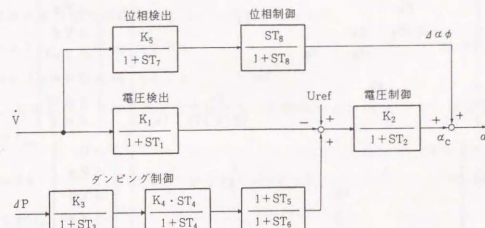
図2.14 F C + T C R型SVCの構成図

図2.14に一般的なSVC構成図を示す。主回路構成と制御特性の詳細については、文献85,86等に詳しい。ここでは、SVCのモデリングについてののみまとめることとする。SVCは、通常、TCR (Thyristor controlled reactor) と、FC (Fixed capacitor) あるいはTSC (Thyristor switched capacitor) の組合せからなる。FC/TSCについては、いずれもON-OFF制御しか行わず、固有値解析においては交流ネットワークのキャパシタンス要素モデルと同様に扱うことができる。問題となるのは、点弧角制御を伴う TCRモデルであり、これについては次のような考え方でモデル化を行った。

(i) TCR制御系モデル



(a) 動特性解析のためのSVCモデル



(b) TCR制御系モデル

図2.15 SVCモデルのブロック図構成

典型的な動特性解析用 SVC モデルを図 2.15(a) に示す。G1 は、通常、SVC 端子電圧を入力とする電圧一定制御 (AVR) であり、次の比例型制御が一般に用いられている。

$$G1 = \frac{K(1+T_{1s})}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad (2-53)$$

A1 あるいは A2 は、ダンピング制御等のモジュレーション制御であり、連系線潮流、周波数などを入力信号として実現される。

サイリスタ位相制御 G2 は、制御電圧に対応するサイリスタの点弧角を演算、出力する回路であり、ここで点弧角と TCR 電流との間の非線形性を補償し、制御出力に比例した TCR 電流を得ている。非線形補償要素を除く動的な伝達関数は、通常、次式で表現される。

$$G2 = \frac{e^{-sT_d}}{1+T_b s} \quad (2-54)$$

ここに、 T_d は制御電圧が入力されて、turn-on 動作が行われるまでのむだ時間である。 T_b は位相制御回路自体の制御遅れを表わしている。

同期回路 G3 は、系統の周波数が増加した場合にも一定の制御角を与える点弧パルスを生じさせるための回路であり、そのモデリングについては、交直変換装置の場合と同様である。

以上にに基づき、一般的な TCR 制御系をブロック図表現したものが図 2.15(b) であり、これに関する状態方程式モデルとして、次式を得る。

$$\begin{bmatrix} \dot{T}_1 \\ \dot{T}_2 \\ \dot{T}_3 \\ \dot{T}_4 \\ \dot{T}_5 \\ \dot{T}_6 \\ \dot{T}_7 \\ \dot{T}_8 \\ \dot{T}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_1 T_4 & T_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_5 & T_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (2/\pi) T_8 & T_8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ T_7 \\ T_8 \\ T_9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta U \\ \Delta P_m \\ \Delta V_d \\ \Delta V_{md} \\ \Delta \alpha_c \\ \Delta \phi_{vm} \\ \Delta \alpha_\phi \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ T_7 \\ T_8 \\ T_9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta U \\ \Delta P_m \\ \Delta V_d \\ \Delta V_{md} \\ \Delta \alpha_c \\ \Delta \phi_{vm} \\ \Delta \alpha_\phi \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} K_1 V_d/V & K_1 V_a/V \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -K_5 V_a/V^2 & K_5 V_d/V^2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta P \quad (2-55)$$

ただしこの場合、交直変換装置とは異なり、 $\Delta \alpha_\phi$ を直接状態変数にとっていることに注意されたい。

また、 $\Delta V_{su} = [\Delta V_d \ \Delta V_a]^T$ は TCR 接続ノードの交流電圧微小変動分、 ΔP は連系線あるいは送電線路潮流の微小変動分を表わす。 ΔP としては交流ネットワークの状態変数を用いて、次式のように任意地点の潮流変動を入力することができる。

$$\Delta P = [I_d \ I_a] \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_a \end{bmatrix} + [V_d \ V_a] \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_a \end{bmatrix} \quad (2-56)$$

(2-55) 式について、左辺係数行列の逆行列を両辺にかけて書き直せば、次式を得る。

$$P X_{TC} = [A_{TC}] X_{TC} + [B_{TC}] \Delta V_{su} + [B_{SP}] \Delta P \quad (2-57)$$

(ii) TCR 主回路モデル

TCR は、点弧角制御により電流の断続が生じるインダクタンス要素であり、電圧-電流関係式を状態方程式で表現する場合には、等価的なインダクタンス値 L_{eq} を制御角の関数として与えることが考えられる。いま、TCR での損失を無視すれば、D-Q 座標系における主回路関係式は、次式で与えられる。

$$L_{eq} I_d = \omega L_{eq} I_q + V_d \quad (2-58)$$

$$L_{eq} I_q = -\omega L_{eq} I_d + V_q$$

一方、定常状態における基本波成分には、制御角を α (rad) として、次の関係式が成り立つ。

$$I_{sr}(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right) \quad (2-59)$$

ただし、

$$L : \text{TCR インダクタンス}$$

これより、実効値ベースでの定常状態 TCR 電圧-電流関係式を

$$I_{TR} = j \beta B_{min} V_{su} \quad (2-60)$$

ここに、

$$\beta B_{min}: \text{等価サセプタンス} \quad (0 \leq \beta \text{ (pu)} \leq 1)$$

$$B_{min} = -1 / \omega o L$$

とせば、 β (pu) と (2-55) 式における α (rad) の間には、

$$\beta = 1 - (2/\pi) \alpha \quad (2-61)$$

また、 α の微小変動分に関しては、次式が成り立つ。

$$\Delta \alpha = \Delta \alpha_c + \Delta \alpha \phi = -\Delta \beta \quad (2-62)$$

(2-60) 式における等価サセプタンス値は、制御角 α に対して、(2-58) 式の非線形性を補償した値である。従って、導通期間より求めた等価インダクタンスは、

$$L_{eq} = \frac{-1}{\omega o k \beta B_{min}} \quad (2-63)$$

ここに、

$$k = \frac{1 - (2/\pi) \alpha - (1/\pi) \sin 2\alpha}{1 - (2/\pi) \alpha} \quad (2-64)$$

となり、(2-62) と (2-63) 式の関係を用いて、(2-58) 式の線形化状態方程式を導けば、次式を得る。

$$p \begin{bmatrix} \Delta I_b \\ \Delta I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega o \\ -\omega o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_b \\ \Delta I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega o k \beta B_{min} & 0 \\ 0 & -\omega o k \beta B_{min} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_b \\ \Delta V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \omega o k B_{min} V_b & 0 & \omega o k B_{min} V_o \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega o k B_{min} V_o & 0 & \omega o k B_{min} V_b \end{bmatrix} X_{TR} \quad (2-65)$$

このような導通期間から比例的に導いた等価インダクタンス表現は、交直変換装置の等価転流リアクタンス値の導出と同様の考え方に基づくものである。交直変換装置に関しては、少なくとも subsynchronous 領域までの妥当性が、実験的にも確かめられている。しかしながら、TCR の場合、交直変換装置と異なり、リアクタンスに流れる電流が断続する正弦波形となることから、(2-65) 式の精度については、実験等により厳密に検証する必要がある。

(7) 交流ネットワークモデルと交直変換装置モデルとの結合

(2-38) 式の交流ネットワークモデルと (2-51) 式の交直変換装置モデルによる交流系統と直流系統との結合法について詳述する。これら両系統の結合点を変換器

ノード (変換器用変圧器 1 次側ノード) に選べば、両モデルの結合は、交流ネットワークへは変換器流入電流を入力として、一方、直流系統へは変換器ノード電圧を入力として行うことができる。

例えば、順変換運転を行っている変換装置 i については、次の関係式が成り立つ。

$$\cos \theta i = \cos \alpha i - \frac{X_i I_{di}}{\sqrt{2} n_i V_i} \quad (2-66)$$

また、変換器ノード電圧-電流位相については、

$$\theta i = \phi v i - \phi l i \quad (2-67)$$

$$\phi v i = \tan^{-1} (V_{io}/V_{id}) \quad (2-68)$$

の関係があるから、これらと (2-41) 式を用いて、次の 2 つの関係式を得る。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_i \\ \Delta \phi v i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{io}/V_i & V_{id}/V_i \\ -\sin \phi v i/V_i & \cos \phi v i/V_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_b \\ \Delta V_o \end{bmatrix} \quad (2-69)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_i \\ \Delta \phi l i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_i & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sin \theta i} & \frac{X_i}{\sqrt{2} \cdot n_i \cdot V_i} & -\frac{\sin \alpha i}{\sin \theta i} & -\frac{\sin \alpha i}{\sin \theta i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{di} \\ \Delta \alpha ci \\ \Delta \phi v i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\sin \theta i} & \frac{X_i \cdot I_{di}}{\sqrt{2} \cdot n_i \cdot V_i^2} & 1 - \frac{\sin \alpha i}{\sin \theta i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_i \\ \Delta \phi v i \end{bmatrix} \quad (2-70)$$

交流ネットワーク入力ベクトル u_{ac} の処理方法

交流ネットワーク方程式への入力ベクトル ΔI_i に関して、次の変換式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{ib} \\ \Delta I_{io} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi l i & -l i o \\ \sin \phi l i & l i o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_i \\ \Delta \phi l i \end{bmatrix} \quad (2-71)$$

これはさらに、(2-69)、(2-70) 式を用いて各モジュールの状態変数で表わすことができ、次式のようにまとめられる。

$$\Delta I_i = [F_{ac}] X_{co} + [F_{an}] X_{an} \quad (2-72)$$

(2-38) 式の入力ベクトル u_{ac} は、発電機機電子電流、変換器電流からなっており、(2-72) 式を用いて次式で表現できることがわかる。

$$u_{ac} = [F_{ac}] X_{ca} + [F_{ac}] X_{co} + [F_{an}] X_{an} \quad (2-73)$$

交直変換装置入力ベクトル u_{co} の処理方法

交直変換装置モデル(2-51)式の入力ベクトル u_{co} は、変換式(2-69)より、変換器ノードの交流電圧微小変動分(交流ネットワーク状態変数)で表現することができ、

$$u_{co} = [F_{co}] X_{an} \quad (2-74)$$

となる。

以上、(2-73)、(2-74)式を用いた入力ベクトル処理により、交流ネットワークと交直変換装置との結合が行われる。

2.1.4 新しい状態方程式モデルの解析機能と定常安定度モデルとの機能比較

前節で詳述した各状態方程式モデルの内、例えばインダクタンス要素に関する(2-29)式を例にとると、付録A2.1に示したように、基本波への重畳成分として現われる数Hz以上の振動成分を表現することができる。本節では、新しい状態方程式モデルの解析機能、すなわち新しいモデルを用いて取扱い可能な現象について基礎的な考察を行う。

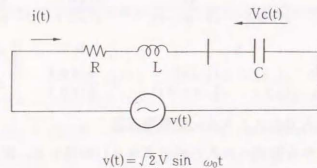


図2.16 R-L-C直列共振回路

いま、図2.16に示すような簡単なLC直列共振回路に、基本波交流電圧を印加した場合を考える。(2-29)および(2-35)式から回路電流 ΔI 、キャパシタンス端子電圧 ΔV_c を状態変数として、次の状態方程式を得る。ただし、印加電圧一定、すなわちD-Q座標系において $\Delta V = 0$ を仮定した。

$$p \begin{bmatrix} \Delta I_b \\ \Delta I_a \\ \Delta V_{cb} \\ \Delta V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega o & -1/L & 0 \\ -\omega o & -R/L & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & \omega o \\ 0 & 1/C & -\omega o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_b \\ \Delta I_a \\ \Delta V_{cb} \\ \Delta V_{ca} \end{bmatrix} \quad (2-75)$$

一例として、 $L=100\text{mH}$ 、 $C=633.26\mu\text{F}$ 、 $f_o=60\text{Hz}$ とし、 $R=0$ と $R=1(\Omega)$ の場合について、(2-75)式のシステム行列の固有値 $\{\lambda = \sigma [1/s] + j\omega [\text{rad/s}] \text{ (} f [1/s]\text{)}\}$ を求めれば、

(i) $R=0$ の場合

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= 0.0 \pm j502.65 \text{ (80.00)} \\ \lambda_{3,4} &= 0.0 \pm j251.33 \text{ (40.00)} \end{aligned}$$

(ii) $R=1(\Omega)$ の場合

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= -5.0 \pm j502.55 \text{ (79.98)} \\ \lambda_{3,4} &= -5.0 \pm j251.43 \text{ (40.02)} \end{aligned}$$

図2.16のLC回路の共振周波数は、 $f_r = 1/\sqrt{LC} = 20.0[\text{Hz}]$ である。すなわち、異常振動モデルを用いた固有値解析により $f_o \pm f_r$ の周波数(固有値虚部)を持つ振動モードが得られることになる。これは、LC回路の微小変動分に対する電流、電圧波形が、周波数 f_o の基本波成分に f_r の共振成分が重畳した振動波形となり、これを成分分析すれば $f_o \pm f_r$ の振動成分を有していることを意味している。

さらに、固有値実部はこれらの振動モードの安定性を示し、 $R>0$ の場合、いずれのモードも微小外乱に対して同じダンピング係数を持つ減衰振動となる。以上のことから、新しい状態方程式により、送電ネットワークLC回路の共振モードとその安定性を表現できることになる。ただし、LC回路の共振周波数が基本周波数よりも十分高い場合には、微分項の定常安定度への影響が非常に小さくなり、定常安定度解析において(2-29)、(2-35)式の微分項を無視し、通常用いられている系統方程式の適用が可能となる。

次に、異常振動モデルと定常安定度モデルを用いた結果得られる固有値に、どのような差異が現われてくるのかを、図2.17に示す簡単な1機-無限大母線系統の

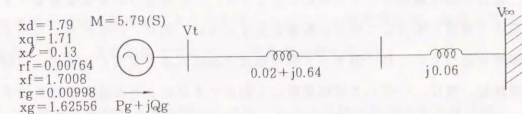


図2.17 解析機能検証用1機-無限大母線系統

解析結果を例にとり説明する。ここでは、発電機制御系 (AVR, Gov) は無視、発電機等価回路において q 軸のみに1つのダンパー巻線を考慮した。

この場合の状態変数は発電機の相変角、角周波数の微小変動分 $\Delta \delta$, $\Delta \omega$ 、および発電機の巻線電流微小変動分 Δi_d , Δi_q , Δi_f , Δi_g である。

表 2.3 1機-無限大母線モデル系統の固有値

(a) 解析対象潮流ケース

ケースNo.	$P + jQ$ (pu)	V_t (pu)	V_∞ (pu)	δ_g (rad)
1-1	$0.5 + j0.080$	1.0	0.997	1.002
1-2	$1.0 + j0.376$	1.0	0.997	1.574

(b) 固有値解析結果

ケースNo.	定常安定度モデル	異常振動モデル	固有値種別
1-1	$-58.5 \pm j1911$ $-2.35 \pm j10.3$ -5.38 -1.05	$-8.65 \pm j377$ $-2.38 \pm j10.2$ -5.41 -1.05	電気系 (共振) 電力動揺 q 軸ダンパー 励磁系
1-2	$-58.6 \pm j1911$ $-2.54 \pm j6.90$ -5.97 0.0519	$-8.65 \pm j377$ $-2.58 \pm j6.81$ -6.10 0.0519	電気系 (共振) 電力動揺 q 軸ダンパー 励磁系

表2.3は全負荷と1/2負荷の2つの潮流ケースについての固有値解析結果である。系統の主要固有値としては、寄与率行列による振動モードの性質の分析等からわかるように、主に動揺方程式に関係して現われる振動モードと、主に励磁系回路に起因する振動モードが存在する。本論文では、便宜上、前者を電力動揺モード、後者を電圧振動モードと呼ぶこととする。これら2つの主要振動モードは励磁電圧(電流)を介して相互に影響を及ぼし合い、特に、いずれかのモードが安定限界に近づくにつれて両モード間の相互干渉は大きくなるとともに、(相変角、周波数、電圧)いずれの状態変数にも関係する似たような振動様相を呈するモードとなるという一般的性質を有する。これら系統の定常安定度を決定する電

力動揺モードと電圧振動モードについては、いずれのモデルを用いてもほぼ一致した結果が得られている。すなわち、通常の定常安定度解析においては、系統を代数方程式で扱ってもLC共振モードの影響による誤差は小さい。なお、電圧振動モードについては、発電機AVRを無視したために実固有値となっており、全負荷ケースでは内部相変角がほぼ $\pi/2$ であることから、安定限界近くとなっていることがわかる。

両モデルを用いた結果で大きく異なっているのは、発電機の電機子巻線リアクタンスを含む電気系振動モードであり、異常振動モデルでは周波数 f_a の振動モードとして現われるのに対し、線路インダクタンスを微分方程式表現しない定常安定度モデルでは、物理的には意味のない固有値となっている。さらに、(2-6)、(2-7)式で $p\phi_d$, $p\phi_q$ の項を無視した、言い換えれば、 Δi_d , Δi_q を状態変数から除外したようなモデルでは、電気系振動モードは求められないことになる。例えば、直列コンデンサ補償系統では、図2.16のLC共振回路解析から明らかなように、発電機リアクタンスを含めた電気系の共振周波数を f_r として、「電気系モード」が分離し、 $f_a \pm f_r$ の周波数を持つ2つの振動モードが現われる。これらはタービン-発電機系との相互作用を原因として、それぞれのダンピングが異なってくる。このような系統の詳細な解析例は、2、4節において直流送電系統との比較として示す。

以上より、モデリングの違いが固有値解析結果に及ぼす影響をまとめると、基本的には、次のようになる。

- (1) 電力動揺モード、電圧振動モードといった、通常の定常安定度領域の振動モードに関しては、低周波領域(2~3次高調波以下)でのLC共振モードが存在しない場合、いずれのモデルを用いても固有値解析結果はほぼ一致する。
- (2) 数Hz程度以上の周波数を有する振動モードの解析を行うためには、異常振動モデルを用いなければならない。特に、電気系の共振モードが2~3次高調波以下の周波数領域に存在するような系統については、安定性解析、制御系設計いずれに関しても、異常振動モデルによる取扱が必要となる。

2.1.5 異常振動解析手法を用いたSVCによる系統安定化限界の検討例

本節では、異常振動解析手法を用いた具体的な検討例として、制御の高速性か

ら異常振動モードの安定性が重要な解析・設計項目となるSVC（静止型無効電力補償装置）を例にとり、簡単なモデルシステムを対象とした系統安定化限界を検討した。⁹⁸

(1) SVC設置点からみた系統特性と安定化限界との関係

系統のダンピング向上を目的としたSVCに関しては、電力動揺周波数領域でのダンピング特性に注目して制御系設計を行うが、低周波振動領域での異常振動に対しても十分の安定度余裕を持たせておく必要がある。

まず、図2.18の1機-無限大母線系統を対象として、SVC制御による異常振動の発生様相とダンピング向上効果の限界について考察する。表2.4には、ここで検討ケースを示す。

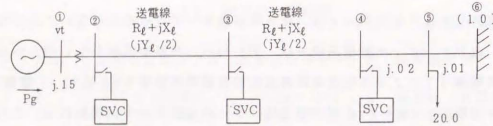


図2.18 1機-無限大母線モデル系統

表2.4 検討ケース（1機-無限大母線系統：SVC中間点設置）
アンダーラインは変化パラメータを示す

ケース 番号	交流系統		発電機		SVC	
	TCR端子 短絡容量	送電線路 X1	出力 Pg(pu)	端子電圧 Vt(kV)	電圧制御 ゲインK2	時定数T2
1-1	—	0.375	<u>0-1.0</u>	<u>0.95-1.05</u>	—	—
2-1	<u>1.5-2.7</u>	<u>0.375-1.25</u>	1.0	1.05	<u>10-200</u>	0.05
2-2	1.5	0.375	<u>0-1.0</u>	1.05	<u>10-200</u>	0.05

*) SVCゲインを1/スローブリアクタンスで表示
電圧制御ゲインK2はSVCゲインをKとして、 $K/(TCR容量)$ となる

(i) モデル系統の基本特性（ケース1-1）

モデル系統は定格運転状態において、ほぼ内部相差角が $\pi/2$ となるような厳し

い条件に設定した。このモデル系統について、発電機出力、端子電圧の変化に対する主要固有値の変化を示したものが図2.19である。定格出力で送電端電圧を低下させていくと、相差角が増大し、電圧振動モードが大きく不安定方向へ動く。図2.19には比較のために、発電機AVRゲインを低下させて行ったときの主要固有値の変化も示したが、ゲインを極めて小さくすると、前節で示したAVR無しの場合と同様、電圧振動モードは実固有値となり、ほぼ安定限界となる。

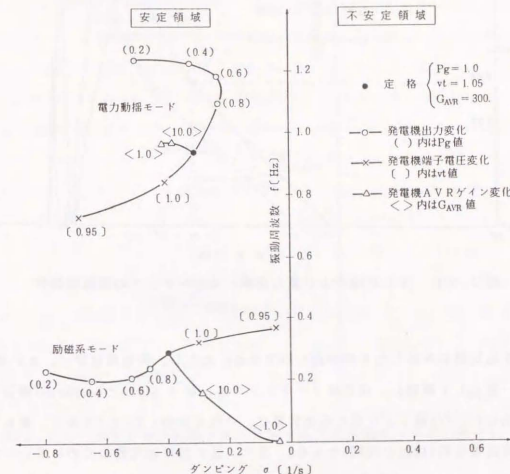


図2.19 モデル系統のパラメータ変化に対する主要固有値のふるまい

(ii) 系統特性とSVC電圧制御設計限界の関係（ケース2-1）

SVCの安定化限界は、SVC設置端子より見た系統特性と密接に関係している。いま、TCR+FC型のSVCを送電線中間点（図2.18ノード3）に設置し、5、7次高調波フィルタを考慮して、TCR端子より見た系統インピーダンスの周波数

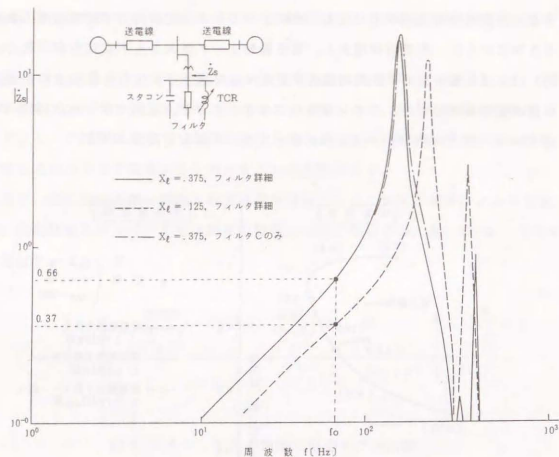


図2.20 TCR端子より見た系統インピーダンスの周波数特性

特性を絶対値のみ示したものが図2.20である。ただし、発電機は単に、 x_d' 背後電圧一定として模擬し、送電線リアクタンス X_L が 0.375puと0.125puの場合について示した。TCR端子より見た短絡容量は、それぞれ約1.5と2.7であり、最も低い共振周波数は約140Hzと205Hzとなる。また、図2.20には比較のために $X_L=0.375$ puの場合について、高調波フィルタを単にキャパシタンス要素のみで表現した時の特性についても示すが、100Hz程度以下の周波数領域では誤差が小さいことがわかる。

図2.21は、SVC電圧制御ゲインの変化に対する主要振動モードのふるまいを示したものである。ここでは、SVCによる制御効果を単なる電圧調整による安定化効果と区別するために、SVCの設置前後での潮流状態（系統電圧）が一定に保たれるように、SVCの電圧指令値を設定した。電圧制御ゲインの増大にと

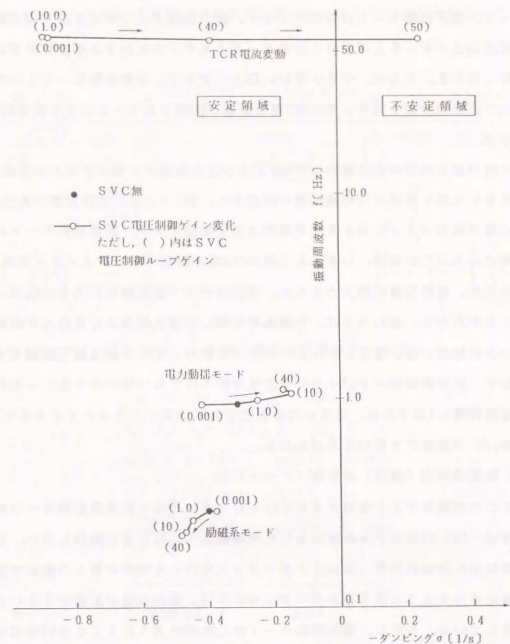


図2.21 SVC電圧制御ゲインに対する主要振動モードのふるまい

表2.5 系統特性とSVC電圧制御設計限界との関係
モデル系統：図2.18，SVC設置点：ノード3
固有値 $\lambda = \sigma (1/s) \pm j f (Hz)$ *) 系統ベースpu値

ケース	系統特性		SVC電圧制御ゲイン設計限界	不安定固有値	異常振動モード
	SVC端子短絡容量	線路リアクタンス X_L			
1-2-1	2.7	0.125	156.	$+0.078 \pm j59.$	TCR電流振動
1-2-2	2.0	0.250	84.	$+0.20 \pm j59.$	TCR電流振動
1-2-3	1.5	0.375	46.	$+0.25 \pm j59.$	TCR電流振動

もなっており、電圧振動モードは安定化するが、電力動揺モードは不安定方向に動く。ある程度以上ゲインを上げていくと両モードともゲインに対する感度が非常に小さくなっていく。さらに、ゲインを50pu以上とすると、主要振動モードとは別に約58Hzの振動周波数を持ち、主にTCR電流変動に関係するモードによる異常振動が発生する。

この種の異常振動の安定限界はTCR端子より見た系統インピーダンスの周波数特性、あるいは最も簡単には短絡容量に関係する。表2.5には、短絡容量が変化した場合の電圧制御ゲインに対する安定限界と主要振動モード、異常振動モードの振動様相を示す。この場合、いずれも上記のTCR電流振動モードにより安定限界が決定されるが、短絡容量の増大とともに、安定なゲイン設定領域が大きく広がっていることがわかる。逆に言えば、系統条件が厳しく導入地点より見込んだ短絡容量が小さい場合には、電圧レギュレーション特性から要求される電圧制御ゲインに対して、異常振動モードが十分の安定度余裕を保てない場合がある。この例では、短絡容量1.5以下では、通常の設計範囲であるスローブリアクタンス2%（ゲイン50pu）が実現できないことがわかる。

(iii) 発電機出力（潮流）の影響（ケース2-2）

SVCの制御系ゲインを増大させて行ったときに発生する異常振動モードの安定限界は、図2.18のモデル系統における発電機出力にはあまり関係しない。これは、電気系の周波数特性（系統インピーダンス特性）と制御定数との関係で安定性が決定されるような異常振動モードについては、潮流状態の影響が小さいことを意味している。ただし、異常振動モードがこの例のようにSVC主回路電流振動モードであるような場合には、その安定限界は、SVCの運転状態、すなわちTCR電流（TCR制御角）により変化する。

(2) ダンピング制御による安定化限界

次に、図2.22のような3機-無限大母線系統を対象として、ダンピング制御による安定化限界について考察する。この系統には、図2.23に簡略表現したモード形として示すように、それぞれ発電機数だけの電力動揺モード（添字P）と電圧振動モード（添字V）が存在する。このうち、系統の安定性を決定する主要振動モードは、2つの全体系的な振動モード1Pと3Vである。

まず、SVC無しの場合について、モデル系統の固有値を求めると、表2.6に示

すように、モード3Vのダンピングが非常に悪くなっていることがわかる。これに

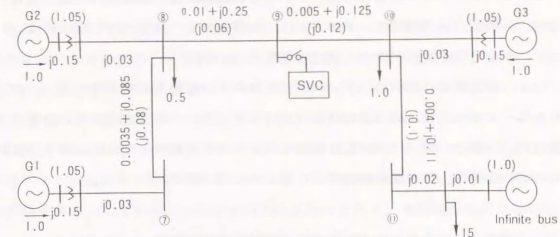


図2.22 3機-無限大母線モデル系統

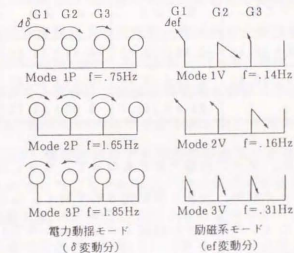


図2.23 モデル系統の簡略表現モード形

表2.6 SVC設置点が主要振動モードに及ぼす影響

SVC制御定数: $X_d=33.3$, $T_d=0.05$, $X_a=0.04$, $T_a=0.3$, $T_S=0.75$, $T_6=0.2$
固有値 $\lambda = \sigma(1/s) \pm j f$ (Hz)

設置ノード	無	7	8	9	10	11
モード1P	-0.10±j0.52	-0.25±j0.66	-0.44±j0.71	-0.58±j0.71	-0.64±j0.63	-0.78±j0.54
モード2P	-0.63±j1.61	-0.64±j1.61	-0.72±j1.61	-0.67±j1.62	-0.71±j1.63	-0.67±j1.62
モード3P	-0.75±j1.74	-0.88±j1.80	-0.75±j1.78	-0.73±j1.74	-0.75±j1.74	-0.75±j1.74
モード1V	-0.36±j0.14	-0.38±j0.15	-0.35±j0.14	-0.35±j0.14	-0.36±j0.14	-0.36±j0.14
モード2V	-0.50±j0.18	-0.46±j0.17	-0.48±j0.18	-0.49±j0.17	-0.50±j0.18	-0.50±j0.18
モード3V	-0.10±j0.41	-0.55±j0.25	-0.53±j0.24	-0.45±j0.28	-0.35±j0.35	-0.11±j0.40

対して、図2.22のノード⑦～⑩にそれぞれ同じ定数設定のSVCを1台のみ設置した場合の主要振動モードの変化を表2.6に示す。

それぞれのモードの安定化効果については、系統定数や潮流条件により変化するが、一般に、全系的なモードである1P, 3Vは、SVC設置点によりそのダンピング、すなわち安定性が大きく変化する傾向にある。

いま、各設置点において、ダンピング制御ゲインを増大させて行くと、これにともなうモード1P, 3Vが安定化されて行くが、それらの安定化限界は設置点で異なる。一例として、ノード⑨設置時のダンピング制御ゲインに対する主要振動モードの変化を、固有値解析結果よりまとめたものが表2.7である。

表2.7 SVCによるダンピング制御の設計限界
モデル系統：図2.22(b)，SVC設置点：ノード9
固有値 $\lambda = \sigma(1/s) \pm j f$ (Hz)

ダンピング制御ゲイン	SVC無	0.04	0.20	0.22
モード1P	$-0.70 \pm j0.52$	$-0.58 \pm j0.71$	$-0.61 \pm j0.65$	$-0.65 \pm j0.65$
モード3V	$-0.10 \pm j0.41$	$-0.45 \pm j0.28$	$-0.47 \pm j0.29$	$-0.47 \pm j0.29$
SVC制御系	—	$-54.3 \pm j11.7$	$-3.00 \pm j7.75$	$+1.30 \pm j7.61$

これよりわかるように、ゲインの増大にともなう、SVC設置前には最もダンピングが悪かったモード3Vが、大きく安定化されて行く。しかし、ゲインをある程度以上大きくすると（この場合は0.21以上としたところで）、主要振動モードとは別の制御系不安定振動が発生する。この異常振動モードは、その性質を関連の強い状態変数でみた場合、表2.5に示した電圧制御ゲインを増大させて行ったときに生じる主回路電流の不安定振動モードとは異なり、ダンピング制御系の出力変数に主に関係したフィードバック制御ループ自体の不安定振動現象である。

以上のように、安定化限界を決定するモードは、系統や制御系構成によって異なるが、本解析手法を用いれば、これら問題となるあらゆる振動モードを考慮した安定化限界の検討が可能となることがわかる。すなわち、制御系設計上問題となるあらゆる振動モードを包括的に取り扱って安定化方策の検討が行える点、極めて有用な解析手法となる。

2.2 タービン-発電機と直流系統の相互作用による軸ねじれ振動

2.2.1 軸ねじれ振動の概要と問題点

軸ねじれ振動現象とは、電力系統においてタービン-発電機の軸系が有する機械的なねじれ固有振動と電気系の電圧、電流振動との相互干渉を原因として、自動的に振動振幅が増大する現象であり、系全体の不安定振動から、場合によっては、タービン-発電機軸系の破損、切断事故を引き起こすものである。

このような軸ねじれ振動は、歴史的にみると、長距離交流系統の送電容量増加を目的とした直列コンデンサ補償系統において、実系統事故として経験されたのが最初である。すなわち、1970年と71年の2回にわたり、米国Nevada州のSouthern California Edison社 Mohave火力発電所で、直列コンデンサ補償系統との相互干渉を原因とするタービン-発電機軸の切断事故が発生した。この現象は、その後の解析により、電気系のLC共振による自動振動と機械系軸ねじれ振動との相互干渉による、商用周波数以下での電気-機械系の共振現象として現われることが明らかとなり、Subsynchronous Resonance (SSRと略称)と呼ばれている。

これらの実系統事故を契機に、軸ねじれ振動の解析・制御技術は急速に発達してきた^{7,9,10,94}。直列コンデンサ補償系統において電気系の自動振動(Self-Excited Oscillation)現象が発生する可能性があることは、上記事故発生前に、すでに明らかにされていたことであるが、1970年までに発表された論文はいずれも電気系の振動現象に限った解析しか行っていなかった^{1,17,28}。電気系と機械系の相互干渉が、電力系統上の問題として取り上げられるようになったのは、まさに上記事故を契機としている。一方では、このような軸ねじれ振動が問題となってきた背景の一つに、ダンピングが悪く、しかも固有周波数が比較的低い軸ねじれ振動モードを有する大容量の火力、原子力機が電力系統に数多く導入されてきたことが挙げられる。

その後、この問題に関しては、実系統試験に基づく現象説明^{15,22}や、解析手法の精度検証、制御方式の効果検証のための共通モデルの作成^{23,25,70}が行われてきた。この結果、すでに各種の安定化制御方式もまとめられ^{27,43,58}、現在では、系統計画・運用上の対策がほぼ確立した段階に至っていると考えられる。直列コンデンサ補償系統における軸ねじれ振動の発生原因については、2.4節に

において交流／直流系統の軸ねじれ振動との比較として、より詳細に述べることにする。

本研究で対象とするタービン発電機と直流系統との相互作用を原因とする軸ねじれ振動現象については、1977年の米国 Square Butte (North Dakota州 - Minnesota州北東部間750km, ± 250 kV, 500MW) における実系統試験での発生を発端として^{38,31}、直流系統の計画・運用上の重要な検討項目の一つとして取り上げられるようになった。交流／直流系統においても、現象としては直列コンデンサ補償系統と同様商用周波数以下での機械的な軸ねじれ振動として発生するものの、電気的なダンピング特性は共振特性を示さないために、通常、Subsynchronous Oscillation と呼んで、SSR現象とは区別する。このような交流／直流系統の軸ねじれ振動は、一方向直流送電において順変換所側の発電機出力をすべて直流系統により送電するような直流単独送電系統において特に問題となり易い。

1977年以降、Square Butte と同様の直流系統構成を有する CU プロジェクト (North Dakota州 - Minnesota州間702km, ± 400 kV, 1000MW) においても1979年から80年にかけて解析と実系統試験が実施された³⁸。しかし、Square Butte と異なり、CU プロジェクトでは、特にダンピング制御を行わなくても軸ねじれ振動問題を生じないことが明らかとなった。これは、順変換所側の Coal Creek 発電所ユニットの軸ねじれ振動第1次モードが19Hzと高いためである。

また、最近では、直流送電系統と直列コンデンサ補償系統が組み合わされた場合の軸ねじれ振動についても、1つの解析例⁹⁷が報告されている。さらには、軸ねじれ振動を直接の解析対象としたものではないが、直列コンデンサ補償と直流系統を含むHydro Quebec系統において、複数台の SVC を協調を取らずに導入して行った場合に、制御不安定振動を生じるという解析結果¹⁰³が報告されている。

2.2.2 本研究の目的と位置づけ

交流／直流系統における軸ねじれ振動については、Square Butte での発生経験に基づく解析により、その抑制制御方式に関していくつかの論文^{24, 35, 39, 44}が発表された。しかしながら、これらの研究ではいずれも、電気-機械系間の相互作用メカニズムの解明による発生原因の詳細分析と、安定性を決定する主要なパラメータの明確化については、十分な検討が行われていなかった。

このため、本研究では、タービン発電機と直流系統の相互作用メカニズムの解明と各種パラメータの影響解析、さらには効果的な抑制制御方式の開発を目的として、以下のような検討を実施した^{52, 53, 56, 63, 65, 77, 98}。

- (1) 直流系統を含む電力系統における軸ねじれ振動等の異常振動に関する、固有値法によるパラメータ解析手法を開発した。本解析手法は、各種の高速性を有する制御装置に起因する制御モードの安定性等、数百Hz程度以下の系統内のあらゆる異常振動モードが包括的に解析可能な、汎用固有値解析手法である。
- (2) (財)電力中央研究所設置の交・直流電力系統シミュレータ (以下、電力系統シミュレータ、あるいは単にシミュレータと略称) を用いて、軸ねじれ振動の不安定振動様相と発生領域に関する実証試験を行い、開発した固有値解析手法の精度検証を行った。
- (3) 上記シミュレータ実証試験結果を詳細に分析することにより、交流／直流系統における軸ねじれ振動の発生メカニズムを明らかにした。あわせて、各種パラメータ変化に対する固有値解析を実施し、軸ねじれ振動の安定性及び主要パラメータの影響を明らかにした。
- (4) 前項の要因分析結果に基づき、変換装置制御による軸ねじれ振動の基本的な抑制制御方式を提案し、電力系統シミュレータを用いてその効果を実験的に検証した。

以下の検討において対象とするモデル系統としては、大容量原子力電源からの長距離直流単独送電系統を想定した。このような系統は、

- (i) 発電機出力をすべて (小規模ローカル負荷、所内電源を除く) 直流電力に変換し送電する、
 - (ii) 原子力ユニットの機械系軸ねじれ振動周波数第1次モードは、通常、7~15 Hz程度と比較的低く、軸系固有のダンピングも小さい、
- ことから、タービン発電機機械系と直流系統の相互作用も大きく現れ、現状での直流系統応用上、軸ねじれ振動からみて最も厳しい系統条件を与えるものである⁷¹。

2. 3 交・直流電力系統シミュレータ試験による解析手法の検証

交・直流電力系統シミュレータを用いてタービン-発電機-直流系統の相互作用を原因とする軸ねじれ振動の発生を実験的に実証するとともに、この実験結果との対比に基づき、新しく開発した異常現象解析手法の検証を行った。これにより、本解析手法が交流/直流系統の軸ねじれ振動解析に対して、実用上問題なく適用できることを明らかにした。

2.3.1 交・直流電力系統シミュレータ試験系統と試験内容

図2.24に交・直流電力系統シミュレータによる軸ねじれ振動試験系統を示す。このシミュレータ設備の開発については、電中研報告書^{54, 55, 56}としてまとめられている。本論文では、以下での実証試験における主要構成要素で、解析条件として詳細に銘記すべき原子力模擬ユニット（タービン-発電機軸系を含む）と交直変換装置モデルについて、付録A2.2に示した。

図2.24の試験系統における(a)系統条件、(b)運転制御条件を以下に列挙する。

(a) 系統条件

直流系統	双極2回線構成(±1500V; 実系統±500kV対応) 直流送電線路 600km
送端交流系統	原子力模擬ユニット(100kVA; 実系統1000MVA対応)より の直流単独送電
受端交流系統	短絡容量(1/変換器ノードより見込んだ短絡インピーダ ンス)=540kVA; 実系統5400MVA対応

(b) 運転制御条件

直流系統	定電流(順変換装置)-定電圧(逆変換装置)制御モード 順変換器用変圧器タップ比 ^{*)} ① nr=0.83, ② nr=0.71
送端交流系統	原子力模擬ユニットは速度一定制御モード運転 (原子力プラント特性を無視した簡略ガバナ運転) 発電機端子電圧一定
受端交流系統	無限大母線電圧一定(所内変電設備母線を無限大母線とみ なし、誘導電圧調整器2次側電圧を一定制御)

(注*) 直流系統の運転状態を変化させるためのパラメータとして、順変換器用変圧器のタップ位置を2つ選択した。本シミュレータにおける変換器用変圧器のタップ位置は、3%刻みで11設けられており、ここの試験では、タップ位置①(位置表示=7, nr=0.83)および②(位置表示=2, nr=0.71)を採用した。

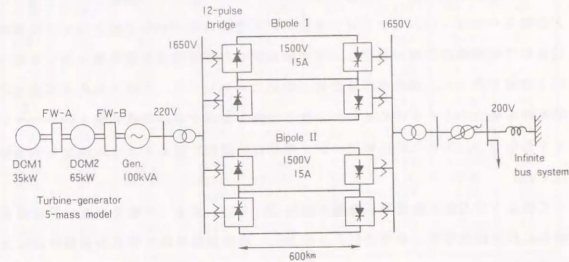


図2.24 交・直流電力系統シミュレータによる軸ねじれ振動試験系統

以上のような条件の下で、主に直流系統の運転状態をパラメータとし、直流電流-直流電圧平面での軸ねじれ振動の安定限界を求めた。

直流系統順変換装置の定常状態に関する基本関係式が、(2-39)、(2-41)式の微分項を無視して、

$$E_{dr} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_r V_r \cos \alpha_r - \frac{3}{\pi} X_r I_{dr} \quad (2-76)$$

$$I_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_r I_{dr} \quad (2-77)$$

で与えられることから、直流系統の運転状態は(i)交流母線電圧、(ii)直流電圧、(iii)直流電流、(iv)変換器用変圧器タップ位置、(v)制御角のうち、いずれか4つが与えられれば、一義的に決定される。

ここでは、交流母線電圧を一定とし、変換器用変圧器タップ位置を指定した上で、直流電流、直流電圧をパラメータとした安定限界解析を行った。従って、制御角は以上の指定条件から一義的に決定される。

タップ位置による直流系統運転状態の変化については、タップ位置①の方が一

定の交流母線電圧に対して、変換器用変圧器2次側電圧が高く、同じ直流電圧を与える制御角 α が大きくなる。逆に言えば、交流母線電圧、制御角一定であれば、タップ位置①の方が高い直流電圧を与えることになる。

解析手法を用いた予備検討により、直流系統運転状態として、直流電流一定であれば、直流電圧が低い(制御角が大きい)ほど、軸ねじれ振動が発生し易いことが明らかとなった。このため、実験的に安定限界を求める方法として、順変換装置の直流電流設定値を固定し、逆変換装置の直流電圧設定値を漸次減少させて行く方法を採用した。直流電圧設定値の変更にあたっては、系統に与える外乱と不平衡性を極力小さくするために、双極2回線を構成する逆変換装置4極のバランスを保ちつつ、小さな変化幅で、かつ準静的な変化に留まるように注意しつつ操作した。

このような方法で直流電圧を低下させて行くと、まず、振幅の小さい持続性の軸ねじれ振動が現れ、さらに低下させると、持続振動振幅の増大から最終的には発散振動に至る。

厳密には、発散振動となった運転状態をもって安定限界と定義すべきであるが、上記のように限界付近で相当振幅の大きい持続性振動が現われることを考慮すれば、限界値の運転状態を実験的に読みとることは困難である。従って、実験では、持続振動ながらも変動分振幅が制御角でみて概ね2~3°(peak-to-peak)となったところで、安定限界とした。

なお、安定限界近傍での持続振動は、変換装置でのスイッチング動作により、定常状態でもシステムには常に微小外乱を与えられていることから、これを原因として、軸ねじれ振動モードのダンピング σ (-固有値実部)が0近くになった場合に、この振動モード成分が継続的に励振されるためであると考えられる。

2.3.2 軸ねじれ振動の安定限界実証試験結果と振動様相

上記の試験手順に基づき、軸ねじれ振動の安定限界をまとめたものが表2.8であり、これを直流電流-直流電圧平面において軸ねじれ振動発生領域として示したものが図2.25である。ただし、直流電圧・電流とも低い運転領域の限界点測定については、直流電圧指令値を固定し、順変換装置の直流電流指令値を増加させることにより行った。

表 2.8 シミュレータ試験による軸ねじれ振動の安定限界

ケース	発 電 機			順変換 器ノード電圧 V ₁ (V)	直 流 系 統			
	有効 電力P ₀ (kW)	無効 電力Q ₀ (kVar)	端子 電圧V _t (V)		直流 電力P _r (kW)	直流 電圧E _d (V)	直流 電流I _d (A/極)	制御角 α (deg)
ケース1 変換器用 変圧器 タップ 位置 ①	82.	32.	1600	1570	77.	1280	13.5	32
	58.	35.	1600	1570	54.	1180	10.0	40
	38.	42.	1620	1600	33.	1000	7.5	50
	19.	33.	1620	1600	16.	700	5.0	64
	17.	38.	1620	1600	14.	600	4.0	67
	14.	37.	1620	1600	11.	500	3.6	71
	7.	32.	1620	1600	5.	300	3.1	78
	-	-	1620	1600	-	150	3.0	83
ケース2 変換器用 変圧器 タップ 位置 ②	65.	17.	1620	1600	61.	1010	13.5	35
	44.	20.	1620	1600	40.	930	10.0	44
	30.	24.	1620	1600	27.	780	7.5	54
	23.	30.	1620	1600	19.	610	7.0	61
	21.	30.	1620	1600	17.	590	6.5	63
	20.	30.	1620	1600	16.	590	6.0	65
	14.	28.	1620	1600	12.	470	5.0	72
	12.	28.	1620	1600	9.	300	4.9	75

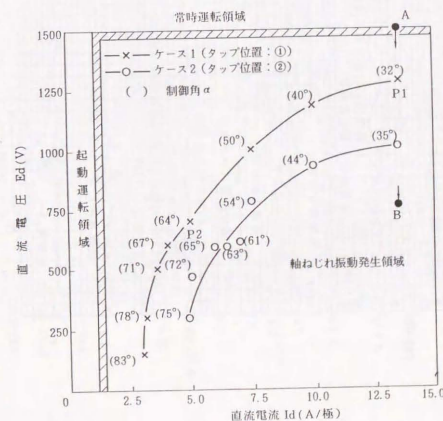
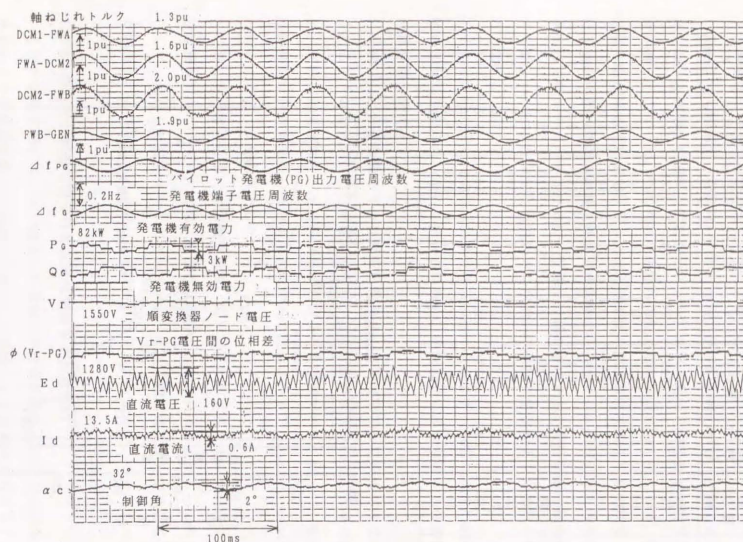
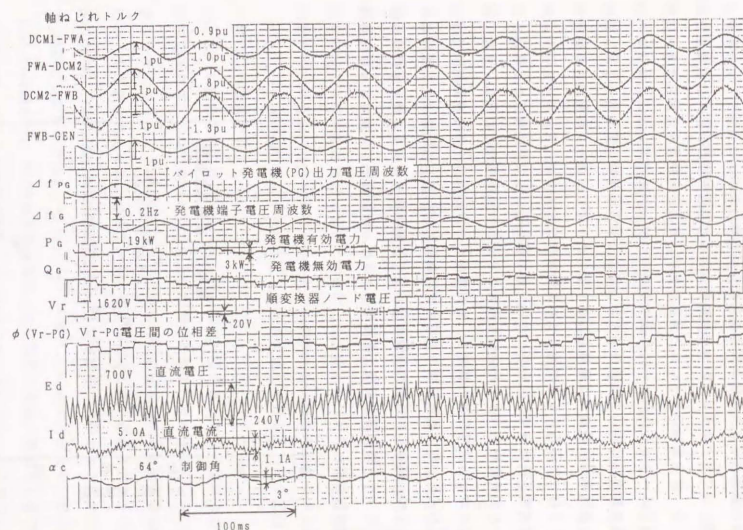


図 2.25 直流系統運転状態平面における軸ねじれ振動発生領域



(a) 運転点: 図2.25 P1
図2.26 軸ねじれ振動発生時の系統量変動オシロ



(b) 運転点: 図2.25 P2
図2.26 軸ねじれ振動発生時の系統量変動オシロ

さらに、図2.26(a), (b)はそれぞれ図2.25の安定限界動作点P1, P2において、軸ねじれ振動が持続し、発散振動に至る直前の試験オシロを示したものである。

これらの結果により、以下のことが明らかとなった。

(1) 図2.25に示すように、軸ねじれ振動は直流系統運転状態でみて、直流電圧が低く、かつ直流電流が大きいほど発生し易い。また、変換器用変圧器のタップ位置をパラメータとした両ケースを比較すると、タップ比が高いほど、すなわち同じ交流母線電圧に対して制御角が大きいほど、不安定領域は広くなる。言い換えれば、直流電圧・電流（直流電力）が一定であっても、タップ調整により制御角を小さく保って運転する方が軸ねじれ振動は発生しにくい。

直流送電系統は通常、起動時において最小電流値一定で直流電圧を定格値まで上げ、その後定格電力まで電流値を増大させるという手順で行われる。また、常時運転における送電電力の調整も、直流電圧を一定に保ち、直流電流制御を行うという方式を取り、直流系統の通常の運転領域は図2.25中に示すような領域となる。従って、軸ねじれ振動発生領域は通常の運転状態ではなく、例えば交流系統事故時のパルス継続運転状態（直流電流＝定格，直流電圧＝0）のような特殊運転状態でしか現れない。

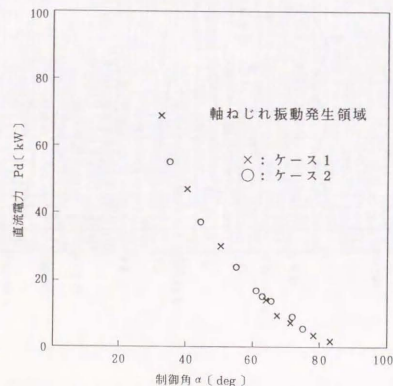


図2.27 直流電力-制御角平面における軸ねじれ振動安定限界

(2) 各限界点を直流電力-制御角平面上にプロットし直したものが、図2.27である。これより明らかなように、制御系数数が同じであれば、軸ねじれ振動の発生条件がタップ位置によらず、ほぼ直流電力と制御角の関数として、すなわち、

$$F(P_d, \alpha) > L_T \quad (\text{軸ねじれ振動安定限界指標}) \quad (2-78)$$

の形で与えられることがわかる。

(3) 図2.26(a)のオシロは軸系において第1次モード(15.6Hz)のねじれ振動が発生していることを示している。これにともなう、電気系の各系統量にも15.6Hzの変動成分が現われており、第1次モード周波数成分の位相関係を、発電機端子電圧周波数変動 Δf_g を基準として読みとるとほぼ次のようになっている。

$$\text{ang}(\Delta I_d) = 50^\circ \sim 60^\circ$$

$$\text{ang}(\Delta \alpha_c) = -50^\circ \sim -40^\circ$$

$$\text{ang}(\Delta P_g) = 130^\circ \sim 140^\circ$$

Δf_g と ΔP_g の間の位相差は 90° 以上、従って、 $\text{real}(\Delta P_g / \Delta f_g) < 0$ となっていることから、電気系は軸ねじれ振動周波数において、 f_g の増加(減少)に対して P_g を減少(増加)させるような伝達特性を持つことになる。これは、発電機回転子角速度の増加に対して電氣的出力が絞られ、さらに発電機回転子角速度が増大するといった不安定フィードバックループ、いわゆる負のダンピング(negative damping)ループを形成することを意味しており、これが原因となって軸ねじれ振動が増大する。

(4) 図2.25に示した限界点はすべて、図2.26と同様、第1次モードの安定性により決定される。この結果については、振動周波数が低いほど負のダンピングが大きくなるというR. J. Piwko等によって示された⁴⁹直流系統の電氣的ダンピング特性からも予測されるものとなっている。質点間の軸トルクが最も大きくなるのは、図2.26(a), (b)ともに、DCM2-FWB間である。発電機出力(軸トルク直流分)は、P1点の方が大きいために、軸トルクピーク値ではP1点の方が大きいにも拘らず、peak-to-peakでは、P2点の方が電気系(直流電圧・電流，制御角)の変動振幅が大きいため、軸ねじれ振動振幅も大きく現われている。また、直流電圧の高調波振動成分(リップル分)は、直流電圧の低下とともに大きくなる。この場合の高調波振動成分(100, 200Hz)は、主に変換器母線交流電圧の各相間の不平衡が原因で生じているものであり、制御角が大きくなるほど転流時の直流電圧変動も大

きくなることから、図2.26(b)のような高調波振動分の増大がみられることになる。

2.3.3 固有値法によるデジタル解析手法の検証

前節ではシミュレータ試験により直流系統運転状態（直流電流—直流電圧）の変化に対する軸ねじれ振動の安定限界を求め、その振動様相を明らかにした。ここでは、新しく開発した異常振動解析のための固有値解析手法に関して、試験結果との対比に基づき、その精度検証を行った。

(1) 試験システムのモデリング

デジタル解析に用いる系統、機器、制御定数については、その導出にあたってモデリング上いくつかの仮定を設けたので、以下にまとめて示す。

(a) タービン—発電機軸系定数

軸系は図2.8に示した5質点モデルで表現した。このモデルにおいて、制動定数、ばね定数は未知であった。このため、慣性定数（既知）および3相突発短絡試験より得られた軸ねじれ共振各モードの周波数と減衰時定数を基に、制動定数、ばね定数の推定を行った。この結果を表2.9に示す。ただし、自己制動定数は、実機においては主に蒸気ダンピングによって生じるものであり、シミュレータモデルでは無視した。表2.10には表2.9の定数を用いて計算した軸系の自由振動モード固有値を示す。各モードの共振周波数と安定性が問題となる第1次モードのダンピングに関しては良い合致を得た。

(b) 発電機定数については、各々3巻線よりなるd, q軸等価回路定数を与える必要があり、試験的に既知の定数に一部推定値を含めて、表2.11の等価回路定数を導いた。

(c) 直流系統は双極2回線系統を単極1回線で等価表現した。すなわち、解析上各極の不均衡は無視した。このときのpu値でみた変換装置定数、制御定数、直流線路定数を表2.12に示す。

(d) 交直変換装置および変換器用変圧器における損失分を簡単に変換器ノードに並列接続された抵抗負荷で模擬する。なお、抵抗値についてはシミュレータ試験実測値より算出した。

表2.9 軸系定数の推定値

慣性定数(s)	自己制動定数(pu)	相互制動定数(pu)	ばね定数(pu/s)
M1=0.26	D11=0	D12=0.06	K12=5.080
M2=1.70	D22=0	D23=0.1	K23=54.800
M3=1.72	D33=0	D34=1.0	K34=30.700
M4=1.74	D44=0	D45=0.1	K45=44.600
M5=2.62	D55=0		

表2.10 軸ねじれ振動モード固有値: $\lambda = \sigma(1/s) \pm j\omega(\text{rad/s})$

第1次モード	-0.095 ± j 98.3	(15.6Hz)
第2次モード	-0.134 ± j 147.3	(23.4Hz)
第3次モード	-0.145 ± j 226.8	(36.1Hz)
第4次モード	-0.443 ± j 286.3	(45.6Hz)

表2.11 発電機d, q軸等価回路定数（機器ベース）

x d=1.864	x q=1.864	x md=1.564	x mq=1.564
r a=0.003	x l=0.30		
r f=0.00147	x f=1.714	r kd=0.01169	x kd=1.674
r g=0.00550	x g=3.074	r kq=0.01840	x kq=1.634

表2.12 直流系統定数（P base=100kVA, V base=1500V）

変換装置定数

X i=0.18(pu), L dc=0.5(H)

変換装置制御定数

K c=10.0(pu), T c1=0.3(s), T c2=0.004(s), T cm=0
K v=5.0(pu), T v1=1.0(s), T v2=0, T om=0.3(s)

直流線路, フィルタ定数 []内は1極等価表現した場合のpu値

C f=1(μF), R d1=0.00765Ω/km [0.051]
L d1=0.85mH/km [0.00567], C d1=0.00944μF/km [0.00051]

(2) シミュレータ試験系統における主要固有値

上記の仮定に基づいて、試験系統の各種運転状態での固有値を求めたものが、表2.13である。ただし、変換器用変圧器のタップ位置は① ($n_r=0.83$) とし、直流電圧、電流を表中ケース a ~ f のように変化させた。

表2.13は試験系統の固有値解析により得られた振動モードの内、(i)タービン-発電機軸系振動モード、(ii)発電機回転子回路モード、と(iii)順変換装置制御による電気系振動モードを、系統の主要固有値として示したものである。全システム固有値(振動モード)には、これらの他に送電線路、補償要素による共振モ

表 2.13 シミュレータ試験系統の各運転状態における固有値
 $\lambda = \sigma (1/s) \pm j\omega \text{ (rad/s)}$

運転状態	(a) E d=1350(V) I d=13.3(A)	(b) E d=1200(V) I d=13.3(A)	(c) E d=1050(V) I d=13.3(A)
軸系第4次モード	-0.462 ± j286.3	-0.468 ± j286.3	-0.472 ± j286.3
軸系第3次モード	-0.315 ± j226.7	-0.316 ± j226.6	-0.305 ± j226.5
軸系第2次モード	-0.138 ± j147.3	-0.132 ± j147.3	-0.127 ± j147.2
軸系第1次モード	-0.056 ± j 98.1	+0.040 ± j 98.0	+0.106 ± j 98.1
軸系第0次モード	-1.68	-1.70	-1.72
電気系振動	-36.9 ± j 68.2	-37.2 ± j 74.2	-37.8 ± j 77.3
発電機d軸回路	-39.5	-40.8	-41.9
発電機q軸回路	-21.7	-22.1	-22.3
(励磁回路)	-2.48 ± j 11.3	-2.45 ± j 12.1	-2.41 ± j 12.7
発電機d軸回路	-0.75	-0.72	-0.70
発電機q軸回路	-11.0	-10.3	-9.90

運転状態	(a) E d=1200(V) I d= 8.3(A)	(b) E d= 900(V) I d= 8.3(A)	(c) E d= 600(V) I d= 8.3(A)
軸系第4次モード	-0.447 ± j286.3	-0.460 ± j286.3	-0.461 ± j286.3
軸系第3次モード	-0.171 ± j226.7	-0.185 ± j226.7	-0.177 ± j226.7
軸系第2次モード	-0.131 ± j147.3	-0.129 ± j147.3	-0.125 ± j147.3
軸系第1次モード	-0.043 ± j 98.1	+0.014 ± j 98.1	+0.054 ± j 98.2
軸系第0次モード	-1.76	-1.78	-1.81
電気系振動	-30.8 ± j 72.2	-31.4 ± j 76.9	-31.5 ± j 78.4
発電機d軸回路	-42.0	-43.2	-45.3
発電機q軸回路	-22.3	-22.4	-22.7
(励磁回路)	-2.92 ± j 12.0	-2.62 ± j 12.9	-2.57 ± j 13.5
発電機d軸回路	-0.64	-0.60	-0.57
発電機q軸回路	-8.93	-8.44	-8.07

ードや発電機、変換装置の制御系モード等が存在する。

(i)のタービン-発電機軸系振動モードとしては、5質点モデルであることから、4つのねじれ振動モードが現れ、これらが先に表2.10に示した第1次～第4次モードに対応している。第0次モードとは、軸系がねじれなしに全体として振動するモードであり、系統安定度解析においては、表2.3に示した通常の電力動揺モードに対応する。ただし、試験系統の直流単独送電系統の山側発電機に関しては同期化力(同期して回転する他の発電機あるいは無限大母線)が存在しないために、実固有値となり、その安定性はほぼガバナの調定率によって定まる。

(ii)の発電機回転子回路モードには、各制動巻線による減衰モードと励磁回路-発電機AVRにより現われる励磁系振動モードが存在する。また、(iii)の電気系振動モードは、順変換装置定電流制御に影響を受け、電気系のダンピング特性と密接に関係したモードとなる。

ケース a ~ c およびケース d ~ f を比較すると、直流電圧の低下にともなって軸系第1次モードのダンピングが低下(減衰が悪化)し、不安定となって行くことがわかる。その他第2次モードについても若干ダンピングの低下がみられるが、第3、4次モード同様、その安定性が問題となることはない。

電気系振動モードは直流電圧の低下とともに、振動周波数、ダンピング(一固有値実部)が増大しているが、これは電圧低下による制御角 α の増加により、順変換装置制御角 \rightarrow 直流電圧間の伝達関数等価ゲイン $\propto E_d/\partial \alpha (\sin \alpha \text{ に比例})$ が増大するためであると考えられる。また、ケース b と d を比較すれば、直流電流が増大した場合、第1次モードが不安定方向に動いていることがわかる。

表2.13の結果により、デジタル解析においても、問題となる軸ねじれ振動モードが第1次モードであることが示された。

(3) 軸ねじれ振動発生領域に関するデジタル解析結果と試験結果との対比

デジタル解析により得られる軸系第1次モードの安定性(固有値実部 >0 となったところで不安定と判定)により、直流電流-直流電圧平面での安定限界を求め、シミュレータ試験結果と比較したものが、図2.28である。実測値とデジタル解析値は通常の運転状態である直流電圧が比較的高い領域においてよく一致しており、線形化モデルによるデジタル解析手法が実用上十分の判別精度を有することが明らかとなった。

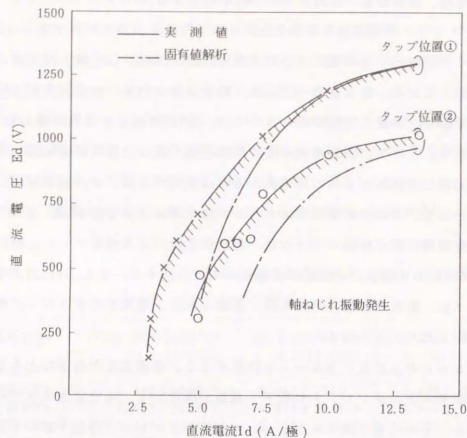


図 2.28 軸ねじれ振動発生領域に関するシミュレータ試験結果と固有値解析結果の比較

また、直流電圧が低い領域でのデジタル解析値の誤差は、直流電圧（直流電力）の高調波振動が主な原因であると考えられる。すなわち試験オシロよりわかるように、直流電圧には交流電圧不平衡を原因とする 100, 200 Hz の高調波振動成分が重畳している。このような高調波成分は直流電圧平均値に対して、運転点 P1（図 2.26(a)）において約 10%、P2（図 2.26(b)）では約 20% にも達している。従って、直流電圧低となるほど安定限界付近で持続振動を呈する領域幅が広がってくるために、試験における安定限界判定基準と解析上の判定基準との間に差異が生じてくるものと考えられる。これはまた、タップ位置によらず、直流電圧の低下にともなってはほぼ同程度の誤差が生じていることから裏付けられる。

2.4 軸ねじれ振動の発生メカニズムと主要要因の解明

固有値法によるデジタル解析手法の検証を受けて、交流／直流系統の周波数

応答解析に基づく、軸ねじれ振動の発生メカニズムと主要要因の解明を行った。不安定振動モードを特定した後、その発生原因（発生メカニズム）を解明するためには、周波数応答解析による分析的なアプローチが適している。以下ではまず、周波数応答法による軸ねじれ振動解析が固有値法とほぼ一致する安定限界を与えることを示し、交流／直流系統のブロック図表現をベースとした不安定ループの解明を行う。次に、直列コンデンサ補償系統における S S R 現象との比較、さらには軸ねじれ振動の安定性に影響を及ぼす主要パラメータについて取りまとめる。

2.4.1 周波数応答法による軸ねじれ振動解析

周波数応答法は、M. Bahrman (GE)^{31, 35} や H. Bjorklund (ASEA)³⁴ らの検討において用いられており、現在までの直流送電系統の軸ねじれ振動解析における一つの有用な解析手法となっている。

(1) 周波数応答法の概要

周波数応答法による軸ねじれ振動解析は以下の手順で進められる。

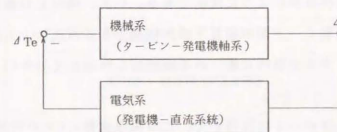


図 2.29 機械系と電気系

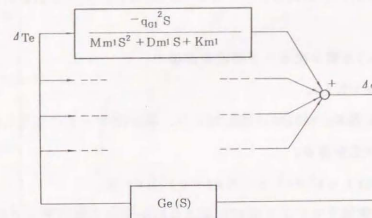


図 2.30 機械系のモーダル分解

(i) 図2.23のような直流送電系統を、発電機質点の角速度微小変動 $\Delta\omega$ と電気系出力トルク微小変動 ΔT_e との間の入出力関係として、図2.29のように機械系と電気系に分離する。

(ii) 機械系（タービン-発電機軸系）が n 質点モデルで表現されているとして、図2.30に示すようなモーダル分解により $(n-1)$ 個の互いに独立な軸ねじれ振動モードに分解し、各モードのモーダルダンピング D_{mk} ($k=1\sim n-1$)を求めらる。

(iii) 電気系の伝達関数 $G_e(s) = \Delta T_e / \Delta\omega$ に関して、その周波数応答の実部 $D_e = \text{Re}\{G_e(j\omega)\}$ を電気的ダンピングと定義する。このとき $D_e < 0$ の場合を負の電気的ダンピングと呼ぶ。

(iv) 軸ねじれ振動第 k 次モードに対して、そのモーダルダンピング D_{mk} と第 k 次モード振動周波数における電気的ダンピング $D_e(\omega_k)$ により、この軸ねじれ振動第 k モードの安定条件を次式で与える。

$$D_{mk} + D_e(\omega_k) > 0 \quad (2-79)$$

(2-79)式の安定条件は次のように説明できる。いま、軸ねじれ振動の各モードが周波数的にみて振動モード間の相互干渉が無視できる程度に十分離れており、電気-機械系がモーダル分解時に唯一の共振状態しか有していないと仮定できるとする。

このとき軸系第 k 次モードに注目して、この角周波数 ω_k での電気系の周波数応答特性 $G_e(j\omega_k)$ より、

$$\text{Re}\{G_e(j\omega_k)\} = D_e(\omega_k), \quad \text{Im}\{G_e(j\omega_k)\} = -K_e(\omega_k)/\omega_k \quad (2-80)$$

とおけば、 $G_e(s)$ は第 k 次モード周波数近傍で、

$$G_e(s) = D_e + K_e/s \quad (2-81)$$

と表わすことが出来る。従って、図2.30より、第 k 次モードに注目した特性方程式を求めれば、次式を得る。

$$M_k s^2 + (D_{mk} + q_k^2 D_e) s + K_{mk} + q_k^2 K_e = 0 \quad (2-82)$$

ここに、 q_k は機械系モーダル分解により D_{mk} を求める際のモード形に対応する変換行列要素であり、 $q_k=1$ となるように選ぶことにより、 s の項の係数が $D_{mk} + D_e$ で与えられることになる。電力系統においては、(2-82)式の定数項 $K_{mk} + K_e$

が大きく、振動系となることから、その安定性は $D_{mk} + D_e$ の符号、すなわち(2-79)式で判別できることになる。

(2) 軸ねじれ振動解析における固有値法と周波数応答法の特徴比較

上記の周波数応答法は固有値法と比較して解析理論上次のような特徴を有している。

一固有値法が全モード解析であるのに対し、周波数応答法は機械系をモーダル分解した上で特定の周波数に対する特性を求めるモーダル解析である。このため周波数応答法では、電気系モードと機械系モードの相互作用を厳密に模擬することができず、機械系の固有振動周波数が接近している場合には注意して解析する必要がある。しかしながら、モーダル解析においては、着目する振動モードの周波数に応じて発電機定数等の設定が可能なることから、特定周波数に対してよりきめ細かなモデリングが可能となる。

(3) 周波数応答法による解析結果

周波数応答法を用いた解析結果を試験結果と比較したものが、図2.31である。

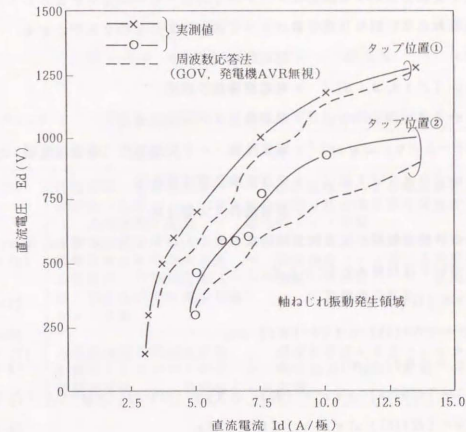


図2.31 シミュレータ試験結果と周波数応答法解析結果との比較

ただし、ここでは、*ガバナ*、発電機AVR、交直変換装置位相同期(PLL)回路は無視した簡略モデルを用いた。固有値法との差異は主にこれらのモデリングの違いに起因しており、同一のモデルを用いれば、ほぼ一致した安定限界値を得ることができる。なお、図2.31の解析値が滑らかでないのは、直流電流(横軸)の解析刻みを0.5A程度と小さくしたために、調相設備の開閉の影響が細かく現われているためである。

図2.31に比較した安定限界の傾向からみて、このような簡略モデルを用いた周波数応答解析によっても、主要発生要因が保存されていることがわかる。

2.4.2 電気系のブロック図表現と軸ねじれ振動発生ループ

図 2.29 に示した電気系部分についてこれをブロック図表現することを考える。これは、電気系の伝達関数 $G_e(s)$ を系統構成要素単位で記述することを意味し、2.2 節でまとめた状態方程式モデルに基づき、次のような主要状態変数間の関係式を導く。ただし、交流系統諸量はすべて、発電機 d - q 座標系に変換して取り扱う。また、微小変動分に対する線形化システムを対象とした議論であるとして、以下では特に断わらない限り状態変数はすべて微小変動分を指すものとする。

 ΔT_e : 電氣的出力トルク $\Delta \mathbf{i}_G = [\Delta i_d, \Delta i_q]^T$: 発電機電機子電流
$$\Delta \mathbf{v}_r = [\Delta v_{rd}, \Delta v_{rq}]^T$$
: 順變換器ノード交流電圧 $\Delta \mathbf{v}_r' = [\Delta v_r, \Delta \phi_{vr}]^T$: 順変換器ノード交流電圧 (極座標表現)
$$\Delta \mathbf{X}_D = [\Delta \alpha_c, \Delta I_d]^T$$
 : 交直變換裝置狀態變數 $\Delta \omega$: 發電機質点角周波數

これらの状態変数間の伝達関数関係式を導くと以下の各式を得る。なお、各式の導出については付録 A 2.3 に示した。

$$\Delta T_e = [G_1(S)] \Delta i_G \quad (2-83)$$

$$\Delta \mathbf{v}_r = [\mathbf{G}_2(\mathbf{S})] \Delta \mathbf{i}_G + [\mathbf{K}_1] \Delta \omega \quad (2-84)$$

$$\Delta \mathbf{v}_r' = [\mathbf{K}_2] \Delta \mathbf{v}_r \quad (2-85)$$

$$\Delta \mathbf{i}_G = [\mathbf{G}3(S)] \Delta \mathbf{v}_r + [\mathbf{K}3] \Delta \mathbf{X}_D + [\mathbf{G}4(S)] \Delta \omega \quad (2-86)$$

$$\Delta \mathbf{X}_D = [\mathbf{G}_5(S)] \Delta \mathbf{v}_r' + [\mathbf{G}_6(S)] \Delta \omega \quad (2-87)$$

以上(2-83)～(2-87)式に基づいて直流送電系統の動特性をブロック図表現した

ものが図2.32である。このブロック図をベースに、電気系の $\Delta\omega - \Delta T_e$ 間の伝達関数 $G_e(s)$ をまとめれば、次式のように3成分に分離できる。

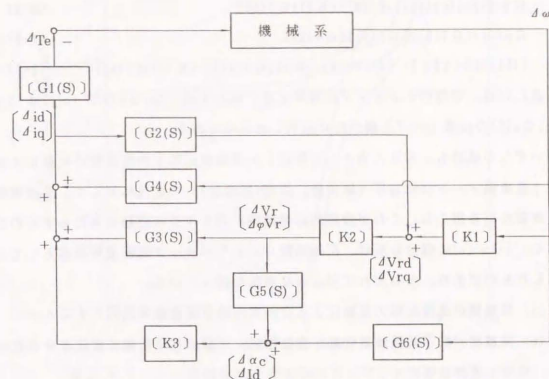


図 2.3.2 直流送電システムのブロック図表現

表 2.14 電気系の伝達関数 $G_e(s)$ における 3 成分の発生ループ

成分	発生ループ
Gv(S)	発電機軸回転角速度変動 → 速度起電力による順変換器ノード電圧絶対値変動 → 直流電流変動(順変換器置定電流制御) → 発電機電流変動 → 電気のトルク変動
Gφ(S)	発電機軸回転角速度変動 → 順変換器ノード電圧位相変動による実質的な制御角変動(パルス間隔一定制御) → 直流電流変動(順変換器置定電流制御) → 発電機電流変動 → 電気のトルク変動
Gα(S)	発電機軸回転角速度変動 → 周波数変化によるフィルタ、調相設備のリアクタンス変化 → 無効電力(電流)変動 → 発電機電流変動 → 電気のトルク変動

$$G_e(s) = G_v(s) + G_\phi(s) + G_a(s)$$

(2-88)

ここに、

$$G_v(s) = [G_1(s)][H_1(s)] \{ [G_3(s)] + [K_3][G_5(s)] \} [K_2][K_1] \quad (2-89)$$

$$G_\phi(s) = [G_1(s)][H_1(s)][K_3][G_6(s)] \quad (2-90)$$

$$G_a(s) = [G_1(s)][H_1(s)][G_4(s)] \quad (2-91)$$

$$[H_1(s)] = \{ [1] - ([G_3(s)] + [K_3][G_5(s)]) [K_2][G_2(s)] \}^{-1} \quad (2-92)$$

表2.14は、電氣的ダンピングに寄与するこれら3成分(a) $G_v(s)$ 、(b) $G_\phi(s)$ 、(c) $G_a(s)$ の伝達ループを概念的に説明したものである。

いずれの成分も、外乱入力として仮定した発電機回転子角周波数の変動にともなう変換器ノード交流電圧〔絶対値、位相(周波数)〕の変化に対して、交流電流の変動を引き起こし、これが最終的に発電機出力トルクの変動をもたらすものである。(a)～(c)の成分分解は、伝達関数 $G_e(s)$ をブロック図構造を基本として分離したものであり、それぞれ次のような意味を持っている。

- (a) 発電機の速度起電力変動による交流電圧絶対値変動を原因とするループ
- (b) 発電機回転子角周波数変動が変換器ノード交流電圧位相を変化させるために生じるループ
- (c) 系統周波数変動がインダクタンス、キャパシタンス要素の電流変動をもたらすことにより発生するループであり、直流系統制御には影響を受けない

これら3つの伝達関数成分に対応したダンピング分、すなわち周波数応答実部をそれぞれ D_v 、 D_ϕ 、 D_a とする。いま、シミュレータ試験系統に対して表2.13におけるケースbの運転状態 ($E_d=1200V$ 、 $I_d=13.3A$) を取り上げ、これら D_v 、 D_ϕ 、 D_a 各成分とこれらの合成として得られる電氣的ダンピング D_e の周波数特性を求めたものが図2.33である。図2.33から明らかなように、 D_v 、 D_ϕ 成分が低周波数領域において負のダンピング特性を示すが、支配的であるのは D_ϕ 成分である。特に問題となる軸ねじれ振動モード周波数(シミュレータにおける原子力模擬ユニット第1次モードは15.6Hz)においては、負のダンピング成分は D_ϕ 成分によってのみ与えられる。なお、実機(大容量原子力発電機)においても軸ねじれ振動第1次モードは7～15Hz程度に分布しており、 D_ϕ 成分が支配的となることに変わりはない。

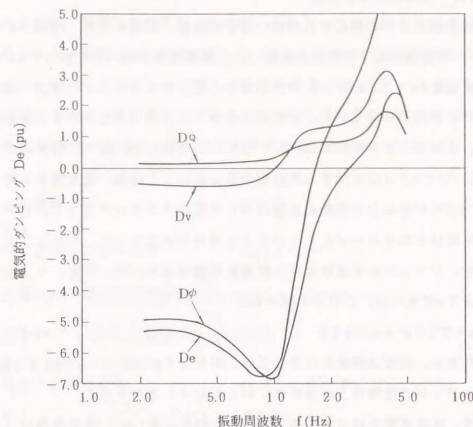


図2.3.3 各伝達関数成分の電氣的ダンピング周波数特性

また、図2.33は10～20Hzの振動周波数領域で電氣的ダンピングが急激に変化することを示しているが、このような電氣系の周波数特性は表2.13に示した電氣系振動モード固有値と密接に関係するものであり、その振動モード周波数(対象としたケースbの運転状態に対しては11.8Hzとなっている)により負の電氣的ダンピング領域がほぼ推定可能である。これは、順変換装置において定電流制御を採用している限り、電氣系が図2.33と類似の周波数特性を示すことによる。

以上により軸ねじれ振動が(b)の $G_\phi(s)$ 成分、すなわち変換器ノード交流電圧の位相変動により順変換装置の実質的な制御角が変化し、これが直流電力変動さらには発電機出力トルク変動をもたらすというループで引き起こされることが明らかとなった。次節では、上記ループによる負のダンピングの発生原因、および周波数が低い(20Hz程度以下)領域で大きな負のダンピングをもたらす理由について詳細に分析する。

2.4.3 軸ねじれ振動の発生原因

直流送電系統における軸ねじれ振動の発生要因は、試験オシロ（図2.26(a), (b)）から、発電機回転子角周波数変動 $\Delta\omega$ と発電機電気の出力変動 ΔP_e との間の伝達特性実部 $\text{Re}\{\Delta P_e/\Delta\omega\}$ が負となること、すなわち、 ω の増加（減少）に対して P_e が減少（増加）し、これが正のフィードバックとしてさらに ω を増加（減少）させることが原因で増大して行くことを示した。次に、電気系の伝達関数 $G_e(s) = \Delta T_e/\Delta\omega$ に関する周波数応答を解析した結果、電気のダンピング $D_e = \text{Re}\{G_e(s)\}$ が軸ねじれ振動周波数において負のダンピングを示し、これが主に $G_\phi(s)$ 成分を発生ループとしていることが明らかになった。ただし、ダンピング特性を、シミュレート試験では直接測定可能な ΔP_e で、一方、デジタル解析では ΔT_e で見たが、これらの間には、

$$\Delta P_e = T_e \Delta\omega + \omega_0 \Delta T_e \quad (2-93)$$

なる関係がある。両者は厳密には異なるが、ほぼ $\Delta T_e(\text{pu}) \gg \Delta\omega(\text{pu})$ なる関係があり、ダンピング特性解析上はほぼ等しいとみなすことができる。

以下では、直流送電系統の電気のダンピング特性において、低周波領域（20Hz程度以下）で負のダンピングを与える原因を詳細に考察する。

軸ねじれ振動第1次モード周波数（ $f_1 = 15.6\text{Hz}$ ）における $G_\phi(s)$ [(2-90)式]の周波数特性より、

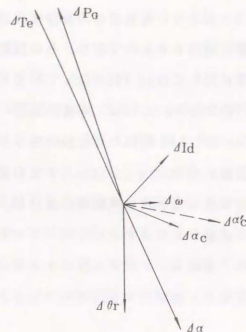


図2.3.4 $G_\phi(j\omega)$ 成分による系統量変動のベクトル図関係

$$\Delta\omega = A_1 \cdot \cos(2\pi f_1) t \quad (2-94)$$

なる入力信号（外乱）を与えたときの表2.13のケースbに対する各系統量変動を求めベクトル図関係として示したものが図2.34である。各系統量変動の位相関係はシミュレート試験オシロ（図2.26(a)）から読み取った $f_1 = 15.6\text{Hz}$ の変動成分の位相関係とはほぼ一致する。すなわち、軸ねじれ振動発生時の電気系の振動が、ほぼ $G_\phi(s)$ 成分の伝達ループにより表現できることが確かめられた。

軸系振動第1次モードによる軸ねじれ振動

① ↓
発電機回転子角速度変動 : $\text{ang}(\Delta\omega) = 0^\circ$

② ↓
変換器ノード電圧の位相変動 : $\text{ang}(\Delta\theta_r) = -90^\circ$

③ ↓ (パルス間隔一定制御方式)

実質的な制御角変動 : $\text{ang}(\Delta\alpha_\phi) = -90^\circ$

④ ↓ $(\frac{\partial E_d}{\partial \alpha} = -E_d \sin \alpha < 0)$

直流電圧変動 : $\text{ang}(\Delta E_d) = -90^\circ$

⑤ ↓ (順変換装置直流側端子よりみた直流系統特性)

直流電流変動 : $45^\circ < \text{ang}(\Delta I_d) < 135^\circ$

⑥ ↓ $(\Delta\alpha_c = K_c \frac{1+T_{ds}}{1+T_{cs}} \Delta I_d)$

定電流制御による制御角変動 : $-45^\circ < \text{ang}(\Delta\alpha_c) < 45^\circ$
: $-90^\circ < \text{ang}(\Delta\alpha) < 0^\circ$

⑦ ↓ $(\frac{\partial P_r}{\partial \alpha} = -E_d I_d \sin \alpha)$

変換装置有効電力変動 : $90^\circ < \text{ang}(\Delta P_r) < 180^\circ$

⑧ ↓
電氣的トルク変動 : $90^\circ < \text{ang}(\Delta T_e) < 180^\circ$

⑨ ↓
電氣的ダンピング $D_e = \text{Re}(\Delta T_e/\Delta\omega) < 0$
トータルダンピング $(D_e + D_m) < 0$ であれば軸ねじれ振動増大

図2.3.5 軸ねじれ振動の発生経路

図2.32のブロック図表現を参考に、軸ねじれ振動周波数領域での各系統量変動の位相関係を原因-結果という直列的な応動特性の積み重ねとして説明したものが図2.35である。電気系伝達関数には、図2.32に示すように内部フィードバックループが存在する。従って、厳密には $\Delta\omega - \Delta T_e$ 間の動特性は直列構造とはなっていないが、図2.34の位相関係を保存していることを条件として、簡明な直列伝達特性として表現した。

図2.35の発生ループを説明すると次のようになる。発電機回転子角周波数変動 $\Delta\omega$ を位相基準とし、これに対応する交流系統の周波数変動により、変換器ノード交流電圧の位相が変動する。この位相変動は $\Delta\omega$ に対して $\pi/2$ だけ遅れ（位相 $:-\pi/2$ ）ている。位相制御方式として通常のパルス間隔一定制御を採用した場合、変換器ノード交流電圧の位相変動 $\Delta\theta_r$ が直接変換装置の制御角変動をもたらすことになり、 $\Delta\theta_r$ と同位相の変動分ベクトル $\Delta\alpha\phi$ として表わされる。直流電圧変動 ΔE_d はこの $\Delta\alpha\phi$ に対して逆位相特性を持つから、ほぼ $+\pi/2$ の位相を持って変動する。直流電流変動分 ΔI_d の位相は順変換装置端より見た直流系統特性と定電流制御の周波数特性により ΔE_d との位相関係が決定され、5~20Hzでは ΔE_d に対して $-\pi/4 \sim \pi/4$ の範囲内の位相を持つ。定電流制御自体は軸ねじれ振動周波数において $1 \ll \omega_1 T_e$ となることから、 ΔI_d に対してはほぼ $\pi/2$ の位相遅れをもつ制御角変動 $\Delta\alpha_c$ をもたらす。従って、 $\Delta\alpha_c$ の位相は $-\pi/4 \sim \pi/4$ の範囲で変化する。実質的な制御角 α は $\Delta\alpha_c$ と $\Delta\alpha\phi$ のベクトル合成により、 $-\pi/2 \sim 0$ の範囲内にある。一方、発電機有効電力変動分 ΔP_e は、

$$\begin{aligned} \Delta P_e &= (E_{d0}/V_r) I_d \cdot \cos \alpha \Delta V_r + (E_{d0} \cdot \cos \alpha - 2R_{cr} \cdot I_d) \Delta I_d \\ &\quad - E_{d0} \cdot I_d \cdot \sin \alpha \Delta \alpha \end{aligned} \quad (2-95)$$

と表わされることから、 α の増大あるいは定電流制御ゲインの増大とともに第3項の影響が大きくなり、 ΔP_e はほぼ $\Delta\alpha$ と逆位相で変動する。この結果、最終的に得られる ΔT_e は、 $\Delta\omega$ に対して $+\pi/2 \sim +\pi$ の位相を示す。すなわち、 $\Delta\omega$ と ΔT_e 間の位相差が $\pi/2$ 以上となることから、電気的ダンピング D_e は負となり、軸ねじれ振動の発生原因となる。

以上の定量的な検討により、軸ねじれ振動は次の2つの主要因により発生していることが明らかとなった。

(a) 変換器ノード交流電圧の位相変動が実質的な制御角変動をもたらし、これに

より直流電圧・電流の変動成分が生じること

(b) 定電流制御が、(a)で生じた直流電流の増加（減少）時に制御角を増加（減少）させるように働き、結果的に発電機角周波数の増加（減少）に対して電気的出力を減少（増加）させるような負のダンピング特性を生じること

図2.36(a), (b)はそれぞれ $G\phi(S)$ 、 $Gv(S)$ 成分に関して7~20Hzの周波数範囲における電気系諸量のベクトル軌跡を示したものである。図2.36(a)は $G\phi$ 成分において、周波数が低いほど直流系統が容量性に見えることから ΔE_d に対する ΔI_d の位相が進み、これに応じて定電流制御による $\Delta\alpha_c$ の位相も進むことから、負のダンピングが増大することを示している。一方、図2.36(b)では Gv 成分の主要要因である速度起電力による変換器ノード電圧変動が主に絶対値変動成分であり、 ΔE_d が $\Delta\omega$ と同相成分となることから ΔI_d が $G\phi$ 成分の場合より遅れ位相を示し、 $G\phi$ に対して全体的にほぼ $\pi/2$ だけ遅れ方向に位相回転した軌跡を示すことになる。これにより、図2.33に示したように $G\phi$ より低い周波数領域でしか負のダンピングを生じないことがわかる。

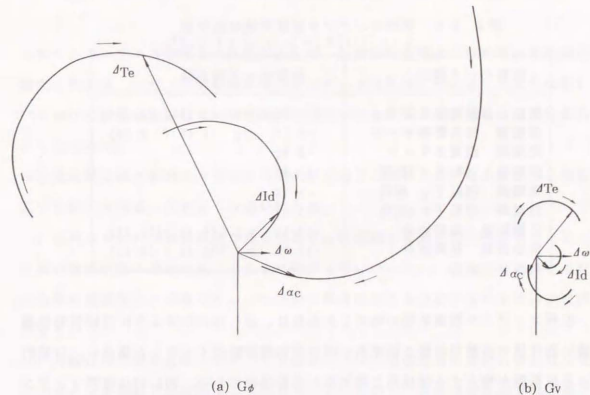


図2.36 伝達関数 $G\phi$ 、 Gv による各系統量変動分のベクトル軌跡

2.4.4 直列コンデンサ補償系統におけるSSR現象との比較

一例として、2質点モデルタービン-発電機から無限大母線に送電されている図2.37に示すような直列コンデンサ補償系統を考え、 $X_c=0.4$ 、 $P_0=0$ 、 $V_t=1.0$ のときの固有値を求めたものが表2.15である。このケースでは軸ねじれ振動モードが不安定となっている。電気系の振動モードを表2.13と比較すると、発電機の電力動揺モード(0次モード)が振動固有値として現われるほか、発電機リアクタンス-送電線のLC共振(角周波数 ω_m)により、自励振動高周波分、低周波分として示した $\omega_0 \pm \omega_m$ の周波数成分が存在することになる。

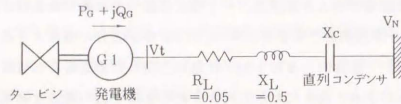


図2.37 直列コンデンサ補償モデル系統

表2.15 直列コンデンサ補償系統の固有値
 $\lambda = \sigma [1/s] \pm j \omega [rad/s] \quad (f [Hz])$

振動モード種別	振動モード固有値
軸ねじれ振動第1次モード	4.59 $\pm j$ 102.27 (16.28)
発電機 電力動揺モード	-3.79 $\pm j$ 14.16 (2.25)
発電機 励磁系モード	-0.60
発電機 回転子kd回路	-27.81
発電機 回転子g回路	-0.73
発電機 回転子kq回路	-15.37
自励振動 高周波分	-13.55 $\pm j$ 646.46 (102.88)
自励振動 低周波分	-11.84 $\pm j$ 104.42 (16.62)

直列コンデンサ補償系統の軸ねじれ振動は、表2.15に示すように自励振動低周波分固有値の振動周波数が機械系の固有振動周波数近くなった場合に、自動的に系統振動が増大する機械系と電気系の共振現象である。図2.38は直列コンデンサ値がそれぞれ0.3、0.4(pu)のときの電氣的ダンピングの周波数特性を描いたものであり、図2.33の直流送電系統と比較して顕著な共振特性を示していることが

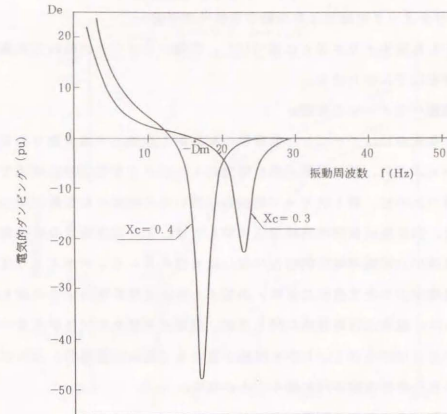


図2.38 直列コンデンサ補償系統の電氣的ダンピング周波数特性

わかる。ダンピング特性上の共振周波数は、自励振動低周波分固有値の振動周波数に一致する。一方、直流送電系統のダンピング特性は、先に述べたように表2.13における直流系統振動モード固有値と関係づけられるが、明確な共振特性を示すことはない。

直流送電系統と直列コンデンサ補償系統における軸ねじれ振動の安定性を現象面と比較した場合、次のような違いがある。

- 直列コンデンサ補償系統では受動素子のLC共振を原因として発生するために、系統の潮流状態(運転状態)にあまり関係しないのに対し、直流送電系統での発生条件は直流電力、制御角といった直流系統運転状態を決定するパラメータに依存する。
- 共振特性を示す直列コンデンサ補償系統では、補償容量の変化にともなって不安定となる軸ねじれ振動モードが変化するのに対し、直流送電系統ではそのダンピング特性から実質的に問題となるのは第1次モードである。

2.4.5 各種パラメータの軸ねじれ振動安定性への影響

図2.35に示した発生メカニズムに基づいて、各種パラメータの軸ねじれ振動安定性への影響を以下にまとめる。

(1) 系統・機器パラメータの影響：

特に問題となるのは、タービン-発電機の軸系第1次モード周波数である。図2.33よりわかるように、直流送電系統の電氣的ダンピングが低周波数領域で負となる特性を持つために、第1次モード周波数が低いほど軸ねじれ振動が発生し易くなる。また、順変換側交流系統構成に関しては、図2.35経路⑥の変換装置電力変動と発電機出力変動の電氣的結合が強いほど負のダンピングが大きくなることから、発電機出力を全て直流に変換・送電する単独送電系統の場合が最も厳しくなる。さらに、直流主回路構成に関しては、直流インダクタンスが大きいほど、図2.34において ΔI_d が小さく、しかも位相が遅れる（図2.35経路⑤）ために、軸ねじれ振動からみれば安定方向に動くことになる。

(2) 運用・制御パラメータの影響：

図2.27に示した直流電力P_d-制御角 α 平面での軸ねじれ振動発生領域より、同じ直流電力であれば、 α が大きい（直流電圧が低く、直流電流が大きい）運転状態では軸ねじれ振動が発生し易い。

図2.35に経路⑥として示した直流系統制御系の影響に関しては、(a)定電流制御定数だけではなく、より一般的に(b)順変換装置制御モード（定電流制御、 α 一定制御）の影響についても考察する。さらに、経路③で示した(c)点弧パルスの位相制御方式、の影響も検討する。変換装置制御系は軸ねじれ振動の発生原因と直接関係しているために、以下では、これら(a)~(c)各々の制御パラメータの影響を定量的に解析・検討した結果について述べる。

(a) 定電流制御定数

図2.39は、定電流制御系の過渡ゲイン K_c/T_c を変化させたときの軸ねじれ振動発生領域をシミュレータ試験により求めたものである。また、図2.40には、デジタル解析により、ゲイン K_c を変化させた場合の軸ねじれ振動発生領域の変化を求めた結果を示す。これらにより、明らかに定電流制御過渡ゲイン K_c/T_c が大きいほど軸ねじれ振動発生領域が広がっていることがわかる。

これは、図2.34のベクトル図において制御角変動 $\Delta \alpha'$ として示すように、ゲ

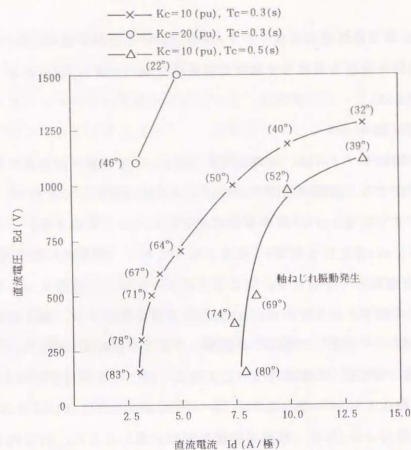


図2.39 軸ねじれ振動安定性に及ぼす定電流制御定数の影響（シミュレータ試験結果）

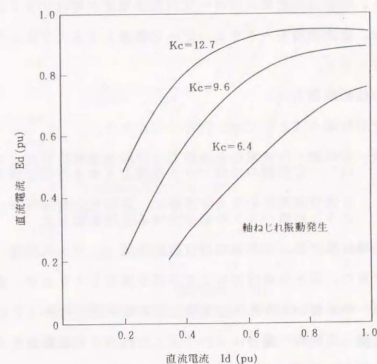


図2.40 軸ねじれ振動安定性に及ぼす定電流制御定数の影響（デジタル解析結果）

インKcが大きいほど絶対値が大きく、Tcが小さいほど位相が進み方向に動くために、負の電氣的トルクをもたらす制御角変動成分 $\{ \Delta \alpha c' / \Delta \omega \}$ が大きくなって行くためである。

(b) 順変換装置制御モード

順変換装置の制御モードには、定電流制御と α min一定制御（無制御）の2つの制御モードが存在する。定電流制御時については詳細に検討してきたが、ここに残る制御モードである α min一定制御時の安定性について考察する。

順変換装置の α min設定値は通常 5° 程度となっており、順変換所側交流電圧低下時に α min一定運転モードとなる。ここでは、シミュレート試験において順変換装置側交流電圧を低下させる代わりに α minの設定値を増加させ、順変換装置を強制的に α 一定運転モードとして軸ねじれ振動の安定性を試験的に検討した。

この場合、図2.25に示した直流電圧-直流電流平面での全運転領域において、軸ねじれ振動は発生しなかった。これは、 α 一定制御としたことにより ΔI_d に対する制御角変動成分 $\Delta \alpha c$ が0（順変換装置無制御状態）となり、実質的な制御角変動 $\Delta \alpha$ が、図2.34のベクトル図において $\Delta \theta_r$ 成分によってのみ与えられることから、 $\Delta \alpha$ と逆位相関係にある電氣的トルク変動 ΔT_e の実部がほぼ0となるためである。すなわち、順変換装置側に常時一定の交流電圧が期待できる直流単独送電システムに関しては、直流制御モードを α 一定-定電流とすることにより、軸ねじれ振動は発生しなくなる。

(c) 点弧パルスの位相制御方式

点弧パルスの位相制御方式としては、次の2つがある。

- (i) パルス間隔一定制御：交流電圧と同期した周波数基準信号により、電気角 60° 一定間隔の点弧パルスを発生させる位相制御方式
- (ii) 各相制御：3相交流電圧の交点を基準に、各相毎に制御角が一定となるように点弧パルスを発生させる位相制御方式

現状の大容量変換装置では、非理論高調波振動対策上、パルス間隔一定制御を用いるのが通常であり、以上の検討でもこの方式を採用してきたが、参考のために、軸ねじれ振動への影響からみた各相制御との比較を行っておくこととする。図2.35はパルス間隔一定制御の場合について示した軸ねじれ振動発生ループであるが、各相制御の場合、基本的には交流電圧位相が変化しても制御角は一定に保たれることから、図2.35における経路③が除去されることになる。これは、図

2.33において負のダンピングの主要発生原因であるD ϕ 成分が除去されることを意味し、主にGv成分のみにより電氣的ダンピング特性が決定されることになる。

図2.41は、2つの位相制御方式について、直流電力を一定として変換器用変圧器タップにより α を変化させたときの電氣的ダンピング特性を、周波数応答法により求めたものである。パルス間隔一定制御の方が負のダンピング領域が大きく広がっており、軸ねじれ振動の安定性に関しては各相制御よりも厳しくなることがわかる。また、いずれの方式においても、直流電力一定であれば α が大きいほど負のダンピングが大きくなっている。

この結果、各相制御は軸ねじれ振動の安定性からは有利であるが、高調波振動の安定性からは、逆に不利となる特徴を有する。ただし、発電機と順変換装置が直結された単独送電システムにおいて、高調波の影響が位相制御方式によりどのように変化するかについては、系統インピーダンス模擬の交流システムに接続された場合とは異なっており、別途詳細に解析・評価する必要がある²⁹⁾。

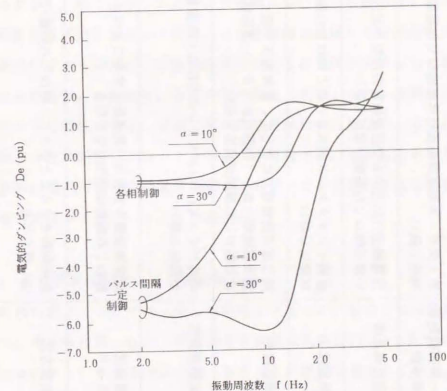


図2.41 変換装置各相制御方式による電氣的ダンピング特性の変化

以上の各種パラメータの軸ねじれ振動安定性への影響を取りまとめたものが、表2.16である。

表 2. 1 6 各種パラメータの軸ねじれ振動安定性への影響

パラメータ	軸ねじれ振動安定性への影響	主 要 要 因
系統・機器パラメータ		
タービン-発電機軸系固有振動周波数	第1次モード周波数が低いほど軸ねじれ振動が発生し易い	図2.33: 電氣的ダンピング特性より、周波数が低いほど負の電氣的ダンピングが大きくなるため
順変換側交流系統構成	発電機出力に占める交直変換電力の割合が大きいほど軸ねじれ振動が発生し易い	図2.35: 経路⑤の伝達特性において、直流電力変動と発電機電氣的トルク変動との結合が大きいため
直流主回路構成	直流インダクタンスが大きいほど軸ねじれ振動が発生し易い	図2.35: 経路⑤の伝達特性において、直流電圧変動に対する直流電流変動が大きくなるため
運用・制御パラメータ		
直流系統運転状態	同じ直流送電電力に対して、直流電圧が低く、直流電流が大きい(制御角が大きい)運転状態ほど軸ねじれ振動が発生し易い	図2.35: 経路④の伝達特性より、制御角変動に対する直流電圧の変動($\sin \alpha$ に比例)が大きくなるため
変換装置制御パラメータ		
定電流制御定数	過渡ゲイン K_c/T_c が大きいほど軸ねじれ振動が発生し易い	図2.35: 経路⑤の伝達特性より、直流電流変動に対する制御角変動の絶対値、位相特性が負の電氣的ダンピングを増加する方向に動くため
順変換装置制御モード	順変換装置を制御角一定運転とすることにより軸ねじれ振動は発生しなくなる	図2.35: 負の電氣的ダンピングを発生させている定電流制御による伝達関数経路③が除去され、主要発生ループが存在しなくなるため
位相制御方式	各相制御とすることにより、軸ねじれ振動は発生し難くなる	図2.35: 位相変動による直流電圧・電流の変動をもたらす伝達関数経路③が除去され、図2.33に示したDφ成分が存在しなくなるため

2. 5 抑制制御方式の提案と効果検証

前節での発生メカニズム解明に基づく各種パラメータの影響の詳細検討により、軸ねじれ振動の基本的な抑制方法が明らかとなる。すなわち、表2.18としてまとめた各種パラメータのいずれかを制御対象とすることにより、抑制制御を実現できる。ただし、実用的な抑制対策とするためには、次のような点を考慮する必要がある。

- (i) 経済性(抑制対策コスト)
- (ii) 抑制対策の導入により、運用・制御上の制約を生じないこと。言い換えれば、変換装置の基本制御性能には何等悪影響を及ぼすことなく、軸ねじれ振動のみの抑制が可能であること。
- (iii) 系統構成や系統運用状態によらず、効果的な抑制が可能であること。

(i) 制御系入力信号が変換所付近の系統状態量から得られること。

一般に、系統・機器パラメータの設計変更による対策は、コスト面から不利となるとともに、他のハードウェアとの協調についても考慮し直す必要が生じてくる。

順変換装置の制御モード切換(α -一定制御の採用)や位相制御方式(各相制御の採用)による対策は、直流単独送電のように交流側系統が強い場合には有効と考えられるが、一般には、本来の制御機能を制限したり、高周波不安定振動を発生させる可能性がある。交流/直流系統の軸ねじれ振動が、本質的には順変換装置制御特性に起因していることから、本研究では、直流系統の導入形態によらず一般的に適用可能な変換装置制御によるダンピング制御方式を提案し、その効果を電力系統シミュレータにより検証した。

2.5.1 変換装置制御による抑制制御方式

負の電氣的ダンピングは、図2.34に示したように、軸ねじれ振動周波数成分に対して、周波数変動 $\Delta\omega$ から順変換装置定電流制御出力 $\Delta\alpha_{dc}$ までの伝達特性(変部 $Re(\Delta\alpha_c/\Delta\omega)$)が大きな正の値となることが原因で発生している。従って、図2.42に示すように、軸ねじれ振動周波数において $\Delta\omega$ と逆位相特性を持つ抑制制御信号 $\Delta\alpha_m$ を制御角指令値に付加することにより、正の電氣的ダンピングが得られる。すなわち、定電流制御出力 $\Delta\alpha_{dc}$ とダンピング抑制信号 $\Delta\alpha_m$ のベクトル合成として、制御系に起因する制御角変動が得られ、これに交流電圧位相変動から

もたらされる $\Delta \alpha \phi (= \Delta \theta_r)$ 成分を加えた $\Delta \alpha'$ が実質的な制御角変動となる。
 電気的トルク変動 ΔT_e は、この制御角変動 $\Delta \alpha'$ とほぼ逆位相の関係にあることから、 $\text{Re} \{ \Delta \alpha' / \Delta \omega \} < 0$ とすることにより正の電気的ダンピングが得られることになる。

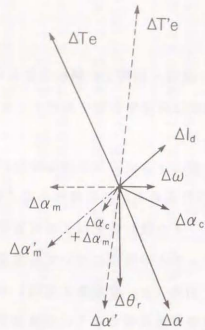


図 2.4.2 ベクトル図上での軸ねじれ振動抑制制御信号

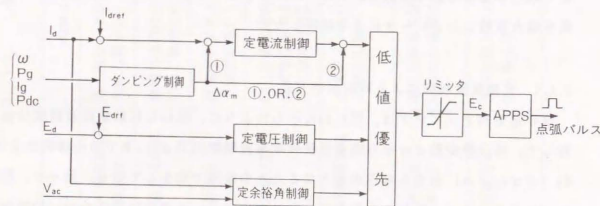


図 2.4.3 変換装置制御による軸ねじれ振動ダンピング制御方式

一方、抑制制御回路への入力信号としては、発電機 PSS と同様 ΔP_g (直流単独送電においては、 ΔP_{dc} に等しい)、あるいは $\Delta \omega$ 等が考えられる。

以上の抑制制御方式の概念的な構成図を示したものが、図 2.4.3 である。ダンピング制御系は、

$$\Delta \alpha_m = \frac{K1 \cdot T1s}{1+T1s} \frac{1+T2s}{1+T3s} \frac{1}{1+T4s} \Delta u_i \quad (2-96)$$

ここに、 $\{ \Delta u_i | \Delta \omega, \Delta P_g, \Delta P_{dc}, \Delta I_g, \dots \}$

なる伝達関数で構成できる。(2-96)式において、一般には、時定数 $T1, T4$ によ

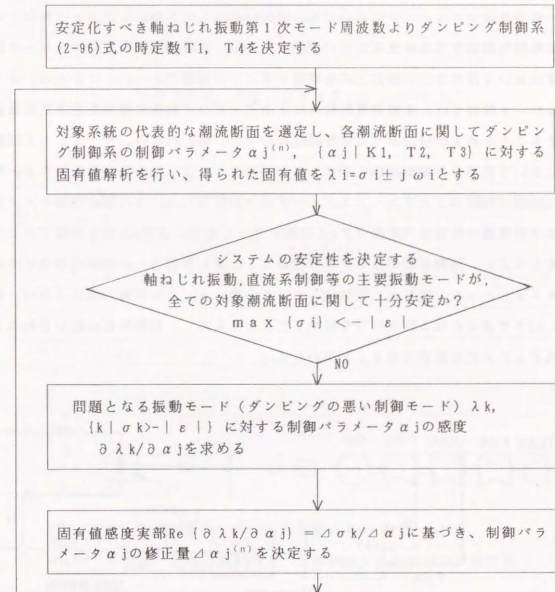


図 2.4.4 抑制制御系の設計手順

固有値感度に基づく具体的な設計手順の一例を示したものが、図2.44である。

図2.44は、軸ねじれ振動の安定性上厳しくなるいくつかの代表的な潮流断面（直流系統運転状態）を同時に最適化の対象とする設計手順の一例である。

電力系統シミュレータにおいても、図2.44に示した手順にしたがって軸ねじれ振動抑制制御方式の最適化設計が可能であるが、各種の制約からシミュレータ設備において詳細な抑制制御方式を実現することが困難であった。このため、シミュレータ試験では、変換装置制御系によるダンピング制御の効果を基本的に確認することを第1の目的とした実証試験を行った。図2.45には、シミュレータ試験において実現した制御回路を示す。入力信号としては、軸ねじれ振動モニター用のDCM2-FWB間のトルクトランスデューサ出力を採用した。この質点間軸トルクは、ほぼ発電機の有効電力変動 ΔP_g と同相となっており、 ΔP_g 入力と同値であると考えてよい。制御系はゲイン $K\alpha$ の簡単な1次遅れ要素とし、制御部指令値へのモジュレーション信号として付加している。従って、この制御方式によれば、図2.42下で α^m なる抑制信号を付加したことに対応し、制御効率は低いが軸ねじれダンピングを改善できることがわかる。

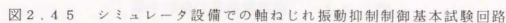
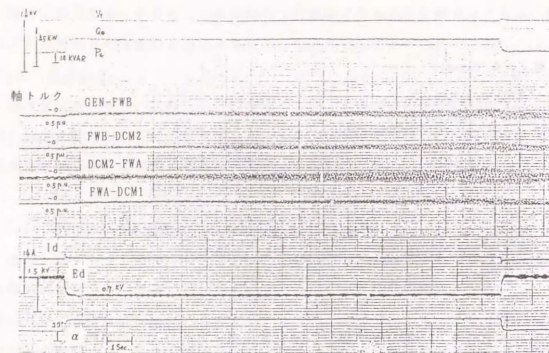
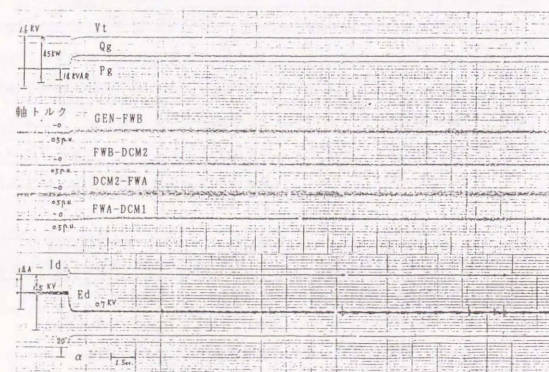


図 2.46 定電流-定電圧制御モードでの軸ねじれ振動抑制試験結果



(a) 抑制制御無, 外乱: 直流電圧 $E_d = 1.5 \rightarrow 0.7$ kV



(b) 抑制制御有, 外乱: 直流電圧 $E_d = 1.5 \rightarrow 0.7$ kV

図 2.47 定電流一定余裕角制御モードでの軸ねじれ振動抑制試験結果

図 2.46 は直流系統が定電流一定電圧モードで運転されている状態で直流電圧設定値 E_d を 1.5 kV から 0.7 kV にステップ的に低下させたときの変動オシロを示したものである。このような外乱は、図 2.25 において、直流系統の運転点を A 点から B 点にステップ変化させたことに対応する。図 2.46(a) はダンピング制御なしの場合であり、軸ねじれ振動は不安定となって質点間トルクが漸次増大して行く発散振動様相を呈する。

これに対し、ダンピング制御回路を付加した場合が、図 2.46(b) である。0.2 pu 程度の持続振動が残るが、不安定な発散振動に至ることはない。また、ステップ外乱直後の直流電流過渡変化を図 2.46(a), (b) で比較すれば、ダンピング制御が直流基本制御特性に悪影響を及ぼしていないことがわかる。

次に、図 2.47 は直流系統定電流制御一定余裕角制御モード時に、(a)ダンピング制御なしと、(b)ダンピング制御ありの場合の応動特性を比較したものである。この制御モードに対しても軸ねじれ振動が安定に抑制されていることがわかる。ただし、シミュレータで実現した単純な制御系では十分なダンピングを得るまでには至らず、図 2.46(b)、図 2.47(b) いずれにおいても質点間トルクに若干の持続振動が残っている。

以上のシミュレータ試験結果により、基本的には、発電機出力変動 ΔP_g を入力とする制御角モジュレーションにより、本来の直流基本制御性能に悪影響を及ぼすことなく軸ねじれ振動の抑制が可能であることが明らかとなった。

2. 6 第 2 章のまとめ

本章での検討により得られた主な結果をまとめると、次のようになる。

- (1) 固有値法による交流／直流系統の低周波異常振動解析手法を開発し、軸ねじれ振動解析について所要の解析精度を有することを電力系統シミュレータ試験により検証した。本解析手法は、実系統設計に適用可能なパラメータ解析手法であり、従来の数 Hz 程度までの周波数領域を対象とした動的定常安定度解析モデルを包含し、異常振動として問題となる 100 Hz 程度までの振動現象を包括的に解析することができる。
- (2) 直流送電系統における軸ねじれ振動は、変換器母線電圧の位相変動による直

流系統動揺とこれに対する定電流制御（順変換器基本制御）の応答特性を原因として発生する。また、軸ねじれ振動の発生領域は直流系統運転状態に依存し、直流電圧が低く、かつ直流電流の大きい運転領域ほど発生し易い。従って、直流系統の起動—停止を含めた通常の運転モードで問題となることは少なく、パルス継続運転時（直流電圧低、定格直流電流）に最も厳しい条件となる。さらに、定電流制御過渡ゲイン（ゲイン／時定数）が大きいほど軸ねじれ振動発生領域が広く、順変換器制御が無制御（ α 一定制御）であれば軸ねじれ振動は発生しない。

- (3) 直流系統制御に付加的なダンピング制御信号を加える方式により軸ねじれ振動を最も効果的に抑制できることを明らかにした。これに基づく軸ねじれ振動抑制制御方式を開発し、電力系統シミュレータの直流制御系に組み込むことにより、基本的な効果を検証した。

付録 A 2. 1

本文図 2.9(a) のようなインダクタンス要素のブランチ電流—端子電圧の関係式は、電圧・電流瞬時値に対して次式で与えられる。

$$v = R i + L \frac{di}{dt} \quad (\text{付2-1})$$

いま、電力系統（基本波角周波数 ω_1 ）に存在する振動モード（角周波数 ω_m ）を、基本波に重畳した電圧・電流の変動成分として表現することを考える。このとき、(付2-1)式における電流は、次式のような振幅変調波として表わされる。

$$i = (I_1 + I_m \sin \omega_m t) \sin \omega_1 t \quad (\text{付2-2})$$

これを、入力信号として(付2.1)式に代入し、端子電圧 v の応答を求めてみる。

$$v = I_1 \left\{ R + \frac{I_m}{I_1} R \sin \omega_m t + \frac{I_m}{I_1} \omega_m L \cos \omega_m t + \frac{1}{I_1} \frac{dI_m}{dt} \sin \omega_m t \right\} \sin \omega_1 t \\ + \omega_1 L I_1 \left(1 + \frac{I_m}{I_1} \sin \omega_m t \right) \cos \omega_1 t \quad (\text{付2-3})$$

ここで、(付2-3)の関係式を ω_1 で回転する座標系に乗って観測し、複素表現すると、

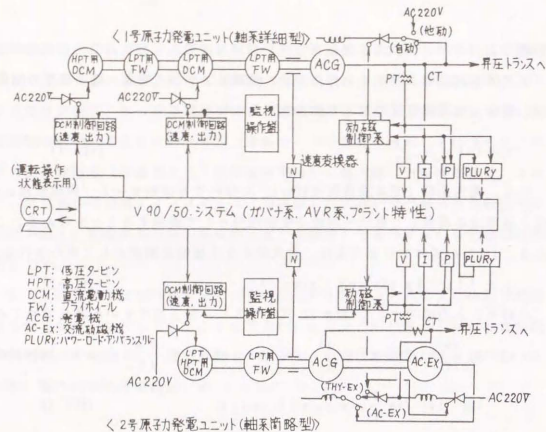
$$\dot{V} = (R + j\omega_1 L) \left(1 + \frac{I_m}{I_1} \sin \omega_m t \right) \dot{I}_1 + L \frac{d}{dt} \dot{I}_1 \frac{I_m}{I_1} \sin \omega_m t \\ = (R + j\omega_1 L + L \frac{d}{dt}) \left(1 + \frac{I_m}{I_1} \sin \omega_m t \right) \dot{I}_1 \quad (\text{付2-4})$$

(付2.4)式の微小変動分に関する線形式を導けば、次式を得る。

$$\Delta \dot{V} = (R + j\omega_1 L + L \frac{d}{dt}) \Delta \dot{I} \quad (\text{付2-5})$$

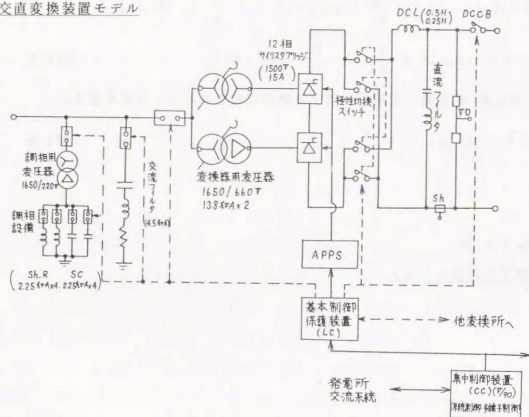
付録 A 2. 2

原子力模擬ユニット



付図 A 2.1 原子力模擬ユニットの構成

交直変換装置モデル



付図 A 2.2 交直変換装置 1 極分の構成

付録 A 2.3

図 2.23 のような直流単独送電系統において、発電機—順変換器ノード間の交流系統インピーダンスを $R_{li} + jX_{li}$ として、順変換器ノード電圧 ΔV_r と発電機電流 Δi_g の関係式は、発電機の基本方程式を用いて次式で表わされる。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_r \\ \Delta V_r q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_{li} + jX_{li}) - (L_d(S) + L_{li})S & \omega_0(L_q(S) + L_{li}) \\ -\omega_0(L_d(S) + L_{li}) & -(R_{li} + jX_{li}) - (L_q(S) + L_{li})S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_{q0} + L_{li}i_{q0} \\ \phi_{d0} - L_{li}i_{d0} \end{bmatrix} \Delta \omega \quad (\text{付 2-6})$$

ここに、

$$L_d(S) = \frac{1 + (T_d' + T_{kda})S + T_d' T_d'' S^2}{1 + (T_{d0}' + T_{kdo})S + T_{d0}' T_{d0}'' S^2} L_d \quad (\text{付 2-7})$$

$$L_q(S) = \frac{1 + (T_q' + T_{kqa})S + T_q' T_q'' S^2}{1 + (T_{q0}' + T_{kqo})S + T_{q0}' T_{q0}'' S^2} L_q \quad (\text{付 2-8})$$

上記、オペレーショナルインピーダンスを用いれば、発電機の電氣的出力トルク変動分は次式で表わされる。

$$\Delta T_e = [-\phi_{q0} + i_{q0} L_d(S) \quad \phi_{d0} - i_{d0} L_q(S)] \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \quad (\text{付 2-9})$$

次に、発電機電流 Δi_g と変換装置流入電流 Δi_r の間には、 Y_{ci} をフィルタ、調相設備の基本波に対するアドミタンス、 R_o を変換装置損失の等価抵抗として、次の関係式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{ci} S + \frac{1}{R_o}}{\omega_0} & -Y_{ci} \\ Y_{ci} & \frac{Y_{ci} S + \frac{1}{R_o}}{\omega_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_r \\ \Delta V_r q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Y_{ci} V_{r0}}{\omega_0} \\ \frac{Y_{ci} V_{r0}}{\omega_0} \end{bmatrix} \Delta \omega + \begin{bmatrix} \Delta i_r \\ \Delta V_r q \end{bmatrix} \quad (\text{付 2-10})$$

(付 2-10) 式における Δi_r は本文 (2-70) 式を導いたのと同様にして、次式で表わすことができる。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_r \\ \Delta V_r q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ld0} & -i_{lq0} \\ i_{lq0} & i_{ld0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_1 \\ -\frac{\sin \alpha}{\sin \phi_1} & -\frac{1}{\sin \phi_1} \frac{X_1}{\sqrt{2} n_1 v_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta i_d \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\sin \phi_1} & \frac{\lambda_1 I_d}{\sqrt{2} n_1 v_1^2} - \frac{\sin \alpha}{\sin \phi_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta \phi v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{S} \frac{\sin \alpha}{\sin \phi_1} \end{bmatrix} \Delta \omega$$

(付2-11)

直流系統の関係式は、順変換装置定電流制御と変換器基本関係式の2つに整理することができ、次式を得る。

$$\begin{bmatrix} 1+T_{e1}S & -K_{e1}(1+T_{e2}S) \\ E_{d01}\sin\alpha & R_{cr}+(L_{cr}+L_{dc})S+Z_{di}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha c \\ \Delta I_d \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{E_{d01}}{v_1} \cos\alpha & -E_{d01}\sin\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta \phi v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{S} E_{d01}\sin\alpha \end{bmatrix} \Delta \omega$$

(付2-12)

ただし、 R_{cr} , L_{cr} : 転流リアクタンスによる抵抗分, インダクタンス分

$Z_{di}(S)$: 直流線路順変換器側より見込んだ等価インピーダンス

(逆変換装置, 受端交流系統の動特性を含む)

以上(付2-6), (付2-9) ~ (付2-12)の各式に、変換器ノード電圧の座標変換式を加え、 ΔT_e , Δv_r , $\Delta v_r'$, Δi_a , ΔX_B , $\Delta \omega$ についてまとめれば、本文(2-83)~(2-87)式を得る。

第 3 章

弱小交流系統の電圧振動問題と

その安定化