The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	自励式変換器の直流送電への適用に関する研究
Author(s)	木村, 紀之
Citation	大阪大学, 1993, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3072907
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

自励式変換器の直流送電への適用に関する研究

平成５年８月

木村紀之

自励式変換器の直流送電への適用に関する研究

内容梗概

本論文は、自励式変換器の適用によって直流送電を交流系統から自立的に制御可能とし、本来的に変換器に備わっている高速の制御性を活かして、交流系統の制御を積極的に行い、電力系統の安定度および信頼度の向上に貢献することを目標として行ってきた研究の成果である。

直流送電は長距離大容量送電の線路コストを低減できるだけでなく、エレクトロニクスの発達により制御装置が高機能化し、非同期連系や潮流の高速な制御が可能であることから、直流送電は単に経済的な長距離送電に留まらず、大電力系統の連系手段として不可欠な技術となりつつある。

このように直流送電は多くの長所を持っているが、またいくつかの欠点もある。現在の交直変換器は通常のサイリスタを用いているため，転流には線路電圧が必要である。このため交流側系統が事故等により無効電力供給能力が小さくなった場合は、逆変換器側で定余裕角制御を行うと電圧不安定を起こしたり、変換器停止時に交流過電圧を生じるようになる。また発電機や同期調相機等の電圧源のない単独負荷系統に電力の供給が行えない等の欠点を有する。また、交流電源のない系統への電力供給も不可能であり、現在の直流送電の機能は本質的に交流系統に依存しているといえる。

これらの現在の直流送電の持つ様々な欠点は、直流送電に自励式変換器を用いることによって克服できる。例えば、転流失敗がなくなるため、力率1での運転が可能となる。したがって、転流失敗の防止のために定余裕角制御する必要もなく、弱小系統への連系時に電圧不安定を引き起こすこともなくなる。このため、自励式変換器は直流送電の実用化初期から研究が続けられている。

しかしながら、現在のところ、自励式変換器は直流送電に実用されるに至っていない。その原因としては、変換器そのもののコストがさらに高くなること、自励式変換器の利点がまだ十分には認識されず、その特性を活かした系統構成や制御方式が十分に検討されていないことが挙げられる。

本論文では、自励式変換器を用いた直流送電に関して、自励式変換器そのものの特性および、その特徴を活かした系統構成と制御方式について解析を行い、その利点と問題点を明らかにし、幾つかの問題に対しての解決法を提示している。

以下、本論文の構成にしたがって、研究の概要を述べる。

第1章は序論であり、直流送電の歴史的発展の経過をかいつまんで述べ、現在の直流送電が抱える問題点について総括している。また、本論文で用いた解析手法と、論文の内容構成についても述べる。

第2章においては、現在の近代的な高電圧直流送電が運転開始されて以来、自励式変換器を構成する方法として研究されてきた、転流用の逆電圧を発生するための補助回路を付加する方式についての解析結果を述べる。自励式変換器を構成する方法としては、自己消弧機能を持つ素子を用いる方式があるが第4章以降に譲る。

ここでは、補助サイリスタ方式と直列ダイオード方式の二つの方式についての解析結果を示すことによって、補助転流回路方式の得失を明らかにする。

第３章においては上記の直列ダイオード方式の電流型自励式変換器を用いて電源の無い負荷のみの系統と連係した場合の制御についてシミュレータ実験と計算機シミュレーションによる解析を行なった。

電源のない系統に対して従来の他励式変換器は電力供給が行えず、まったく無力であった。しかし、自励式変換器はこのような場合でも電力供給可能である。その適用形態としては、離島などの遠隔地・小規模負荷において、割高なディーゼル発電を停止して電力コストを引き下げ、供給の信頼度を向上させることが考えられる。また、大規模系統の連系においても、系統の事故により、変換所近傍に電源がなくなった場合でも直流送電により、電力供給が継続できる。

このような系統の場合、交流系統の周波数・電圧は変換器によって制御されねばならない。これは２台の自励式変換器を異なる点弧角で運転することにより実現できる。しかし、変換器は短時間には定電流源として働くため、大容量の負荷の遮断が起こった場合、高い過電圧が発生する。この過電圧を変換器により抑制することは、電流型変換器を用いる限り、非常に難しい。交流系統の絶縁を脅かさないためにＺｎＯギャップレス避雷器の設置が必要になる。避雷器のコストはその吸収エネルギーで決る。過電圧期間が長くなると吸収エネルギーも増大するので過電圧期間はできるだけ短くせねばならない。著者らはマイクロプロセッサを用いた非線型の計算方式を用いた新しいデジタル制御方式を提案し、シミュレータ実験と計算機シミュレーションにより高速な交流電圧制御が可能となり、避雷器の吸収エネルギーを半減できることを示す。

第４章では自己消弧素子を用いた自励式変換器として、電圧型変換器の特性解析を行なう。

自励式変換器に自己消弧素子を用いることは理想的である。近年の、パワー・エレクトロニクスの発達と共に自己消弧素子の定格容量がサイリスタ素子に近づき、直流送電用としても採用可能となってきた。ここでは、電圧型変換器が自励式変換器に適用された場合の直流送電および交流系統側に与える影響について考察している。

定常特性に対する解析と考察からは、電圧型変換器が電流型に比べ、交流系統に対してよい特性を持つものと期待できる。一方、直流送電としての動特性を見た場合、直流側に大容量のコンデンサが設置されるため、直流送電線のインダクタンスとの間で電流振動が発生し、条件によっては長時間持続する。第４章においては、この振動の抑制手段として、インダクタンスと抵抗の並列回路による振動抑制（ダンパ）回路の設置が有効であることを示す。

第５章では第４章の議論を踏まえ、電流型と電圧型の自励式変換器を直流送電に適用した場合について、交流系統側の事故時の過渡現象を中心に比較する。

直流送電系統においては通常、事故電流の抑制と高調波による電話線などへの通信障害の低減のため定電流制御される。そのため変換器は交流系統にとって、電流源の様に働くため、交流系統の電圧制御は難しい。交流側の電圧制御が必要な場合には電圧形の方が有利と考えられる。また、ＰＷＭ制御を行って交流側の高調波を抑制する場合、電圧形の方がパルス数を増やせるので有利である。逆耐圧が不要なことも電圧形の利点であるが、系統の短絡事故時などは大きな短絡電流が変換器素子を流れる恐れがある。第５章では特にこの事故時の電圧型変換器の振る舞いに着目して解析と考察を行なっている。

まず、受電系統での負荷変動時の計算結果を示す。それらより、電流型変換器は電流源的にはた

らくため、負荷変動に対する電圧変動は大きいのに対して、電圧型変換器は電圧源的にはたらくため、負荷変動に対する電圧変動は小さく動的応答が優れていることがわかる。次に受電系統側で、交流系統事故が生じた場合の計算結果を示す。模擬した交流系統事故は一線地絡、二線短絡、三線地絡の３種類である。計算結果より、電流型の場合には特に事故対策を施さなくとも過電流・過電圧といった問題はほとんどないが、電圧型の場合には過電流は非常に大きくなるため、スイッチ素子の保護のために高速の停止が必要になること、および停止後にかなり大きな直流過電圧が発生することが示された。この過電流・過電圧と、連系リアクタンスおよび停止時間遅れとの関係も併せて示す。

第６章では電圧型変換器を適用する特殊な例として、電流型他励式変換器を順変換器とし、電圧型自励式変換器を逆変換器とする場合について解析と考察を行っている。

この組み合わせでは、電力潮流方向は一方向に限られるが、順変換器のコストを低減できること、自励式変換器がその能力を特に必要とされるのは逆変換運転のときであることなどから、電力需要地から遠方に立地された大容量の発電所から電力輸送する場合には魅力的なシステム構成となる。さらに、２端子がＩＮＶになった３端子送電系統についてもいくつかの検討を加えた。

その結果、このような変換器の組合せは負荷変動時には所期の動作特性が得られるものの、交流系統事故の場合は、直流側に大きな過電圧が発生するため、機器の耐圧を高めるか、過電圧の抑制装置の設置が必須となり、必ずしもコストが十分低減されるとは期待できないことも有り得ることを明らかにした。

第７章においては、第２章から第６章までの考察を元に、現在の技術の位置付けと今後の研究開発の方向も含めて、本論文の総括を行なう。

自励式変換器の直流送電への適用に関する研究

目次

1章　序論 1
1-1　歴史的背景 1
1-2　現在の直流送電の問題点 2
1-3　自励式変換器の直流送電への適用に関する研究課題 3
1-4　本論文で用いた解析手法 4
1-5　論文の概要 4
参考文献 7
付録1-A　実効値解析の手法について 9
付録1-B　解析に用いた微分方程式 13
付録1-C　計算機シミュレーション定数 19

2章　強制転流回路を用いた直流送電用自励式変換器の定常特性解析 21
2-1　緒言 21
2-2　強制転流回路を用いた自励式変換器 21
2-3　変換器の回路と転流動作 22
2-3-1　補助サイリスタ方式
2-3-2　直列ダイオード方式
2-4　解析結果と考察 23
2-4-1　補助サイリスタ方式
2-4-2　直列ダイオード方式
2-5　まとめ 29
参考文献 30

3章　自励式インバータを適用した直流送電による孤立負荷系統の電圧制御 31
3-1　緒言 31
3-2　無電源系統への電力供給の利点 31
3-3　無電源系統への電力供給の問題点 31
3-4　無電源系統の電圧制御の原理 32
3-4-1　点弧角位相差による電圧制御
3-4-2　負荷インピーダンス推定と直流電流変動値予測による交流電圧制御
3-4-3　順変換器側定電流制御
3-5　デジタル計算機シミュレーションおよびアナログ・シミュレータ 38
3-5-1　アナログ・シミュレータとデジタル制御系
3-5-2　デジタル計算機シミュレーション
3-6　シミュレーション結果 39
3-6-1　系統の構成
3-6-2　負荷変動のシミュレーション結果

3-7　より大きな変動に対する検討 44
3-7-1　避雷器の設置
3-7-2　避雷器を設置した場合の計算機シミュレーション結果
3-7-3　負荷力率の影響
3-7-4　整流器側定電流制御への追加
3-8　まとめ 49
参考文献 49

4章　電圧型変換器を用いた直流送電系統の動特性の改善 51
4-1　緒言 51
4-2　電圧型変換器の構成と定常特性 51
4-2-1　変換器から発生する有効・無効電力
4-3　モデルの構成 53
4-3-1　系統の構成
4-3-2　制御系の構成
4-4　瞬時値シミュレーションプログラム 54
4-5　モデル1(ケーブル系統)の解析 55
4-5-1　高調波解析
4-5-2　固有値解析
4-5-3　瞬時値シミュレーション
4-6　モデル2(超伝導送電線)の解析 59
4-7　まとめ 60
参考文献 60

5章　過渡応答からみた電圧型自励式変換器と電流型自励式変換器の比較 62
5-1　緒言 62
5-2　電流型および電圧型変換器の特性比較 62
5-3　モデル系統 63
5-3-1　電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統
5-3-2　電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)系統
5-4　計算機シミュレーション 65
5-5　負荷変動時応答 65
5-6　交流系統事故時応答 66
5-6-1　電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統
5-6-2　電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)系統
5-6-3　ＧＴＯの事故時高速ターンオフ

5-7　電圧型－電圧型系統における直流事故時応答 78
5-7-1　直流事故発生
5-7-2　交流遮断器による遮断
5-7-3　ＧＴＯ高速ターンオフ及び交流遮断器動作による遮断
5-8　まとめ 81
参考文献 83

6章　電流型変換器と電圧型変換器が混在した直流送電系統の検討 85
6-1　緒言 85
6-2　瞬時値による計算機シミュレーション 85
6-2-1　電流型他励式－電圧型自励式(CL-VF)系統構成
6-2-2　負荷変動のシミュレーション結果
6-2-3　交流系統事故時応答
6-3　実効値による計算機シミュレーション 91
6-3-1　実効値と瞬時値のシミュレーションの比較
6-4　二端子系統の実効値シミュレーション 92
6-4-1　二端子系統の制御
6-4-2　逆変換器ブロック
6-5　三端子系統の実効値シミュレーション 93
6-5-1　系統構成
6-5-2　三端子系統の制御
6-5-3　通常運転時の変動
6-5-4　逆変換器停止
6-6　まとめ 96
参考文献 96

7章　結論 98

謝辞 100

研究業績 101
発表論文（査読あり）リスト
国際会議論文リスト
口頭発表論文リスト

第１章　序論

1-1　歴史的背景

直流送電は、歴史的には初期のエジソンによるディーゼル機関を原動機とした直流発電機からの送電にまで遡ることが出来るが、現在のような整流器を介しての高電圧直流送電の形態は、1954年にスウェーデン本土とゴットランド島の間で水銀整流器を用いた世界初の高電圧直流(HVdc)送電系統が運転開始したことに始まる。以来、サイリスタバルブの採用でアークバックによる逆導通がなくなり、エレクトロニクスの発達により制御装置が高機能化し、直流送電は単に経済的な長距離送電に留まらず、大電力系統の連系手段として不可欠な技術となりつつある[1]。

日本においても、50/60Hz間の連系の手段として、佐久間の周波数変換所が水銀整流器を用いて運転開始したのを始め、その後、サイリスタを用いた新信濃の周波数変換所や北海道ー本州間の長距離海底ケーブル送電が運転されている。

佐久間や新信濃変換所のような異周波連系では、直流連系は高効率の連系手段として不可欠であるが、同一周波数の間でも系統の制御方法が異なる場合や、事故波及を最小化したいような場合には直流送電は有効な連系手段となる。その高速の潮流制御能力を活かして、系統周波数維持のために急速に潮流を立ち上げたり反転したりすることも可能である。佐久間や新信濃ではこのような機能が付加されている。

南米、イグアスの水力発電では、周波数の異なるブラジルとパラグアイの連系とブラジルの電力需要の中心であるリオデジャネイロ近郊までの長距離送電という条件の元で、60Hz交流送電と50Hzから60Hzへの直流送電が並行して建設された。

交直並列送電ではアメリカ合衆国太平洋岸におけるパシフィックインタータイが有名である。この系統では、交流側潮流に振動が現れるという状況が起こったため、直流送電の電力に変調をかけて、交流側の電力振動を抑制することが行われている。直流送電の制御の高速性と柔軟性を活かした好例と言える。

その後、アメリカ合衆国では西海岸側の系統と中西部地域の系統を連系するため、ロッキー山脈付近に数カ所の直流連系設備(Back-To-Back)を設置した。この頃から、直流送電の送電容量に対して、交流側の無効電力供給能力が小さい場合、いわゆる弱小系統への連系時の問題点が盛んに議論されるようになってきた。

近代的直流送電の開祖であるスウェーデンのゴットランド島への送電では、受電側系統には電源となる発電設備がなく、大容量（直流送電電力の８割程度）の無効電力供給能力のある同期調相機が設置されている。また、電源の存在する場合でも、変換器との間の線路リアクタンスが大きい場合には相対的に無効電力供給能力が低下するため、静止型コンデンサのみでは十分に交流電圧を維持できなくなることがあり、同期調相機を設置する必要がある。その代わりに、交流電圧低下時には直流電流の指令値を小さくすることによって変換器の無効電力消費量を低減する、電圧依存電流制限(Voltage Dependent Current Order Limitting)という制御法が考案された。

アメリカ合衆国では電源立地の困難さが増すと共に、電力コストが安いこともあいまってカナダの水力発電からの電力供給を積極的に導入している。そのための連系設備として直流送電が多く採用されている。その中には、本格的多端子構成といえる直流５端子系統も含まれている。

多端子系統としては、イタリアのＳＡＣＯＩ(Sardinia-Corsica-Italy)連系がコルシカ島で小容量の第

3端子（タップ）を設置したのが世界初の実用化といえる。その前には、ネルソンリバーのバイポール1とバイポール2という2つの直流送電を並列接続したような例があるが、実質的に潮流反転（即ち、変換器の運転モードの変更）などの起こらない運転であったので、真の多端子とは言い難い。

日本国内においては、電力融通の重要性が増してきたため、新信濃周波数変換所および北海道－本州間の直流送電が300MWから600MWへ増強された。また、佐久間周波数変換所でも水銀整流器を光点弧水冷サイリスタへの取り替えが行われようとしている。(1993年時点)

このように、国内外を通じて、電力系統における直流送電の比重が増し、機能強化の研究開発が盛んに進められている。

1-2 現在の直流送電の問題点

直流送電は長距離大容量送電の線路コストを低減し、非同期連系や潮流の高速な制御が可能であることから、大電力系統の連系に広く用いられるようになってきている。このように直流送電は多くの長所を持っているが、またいくつかの欠点もある。

現在の交直変換器は通常のサイリスタもしくは水銀整流器を用いているため，転流には交流側線路電圧による逆電圧が必要である。逆電圧期間は交流半サイクルに限られ、サイリスタから次のサイリスタへの電流の移動（これを転流という）には一定の時間を要するため、実際に転流可能な期間は半サイクル以下になる。これ以外の期間では転流が行えず、直流側が短絡状態になる。このような転流失敗を防ぐため、逆変換器側では定余裕角制御が行われる。

このような変換器の形式を他励式と言うが、そのもう一つの特徴として運転可能範囲において常に無効電力を消費することになる。上記の定余裕角制御を行っている状況においては変換電力の6割程度の無効電力の消費が起こる。

定余裕角制御は交流側電圧が低くなると無効電力の消費を増加させる方向に動く。そのため短絡容量の小さな、いわゆる弱小系統につないだ場合、交流電圧の崩壊を招いたりする[(2)]。これを防ぐために、交流電圧が低くなると前述の電圧依存電流制限により直流電流を低減させ変換電力を制限する方法が考案された。

また、変換器交流側には無効電力の供給装置が設置されるが、弱小系統に接続された場合は、変換器の緊急停止時には交流過電圧を生じるようになる。この過電圧はさほど大きくはないものの数サイクル以上持続するため、機器の絶縁に対して脅威となる。これを防ぐためには避雷器の設置などが必要となる。

そのほかに、他励式の変換器であるから当然であるが、発電機や同期調相機等の電圧源のない単独負荷系統に電力の供給が行えない。すなわち、交流電源のない系統への電力供給は不可能であり、現在の直流送電の機能は本質的に交流系統に依存しているといえる。

その様な状況は、北海道－本州間の直流連系において経験されている。この直流連系が運転開始してまもなく、北海道地域の交流系統において厳しい事故が起こり、函館変換所付近の系統が北海道の主系統から切り離されてしまった。函館近くには小容量の水力発電所が存在したが、直流送電変換所を運転できるだけの無効電力を供給できなかった。その結果、函館付近の孤立地域は、直流連系が事故もなく健全であるにもかかわらず、電力の供給が受けられなかった。

現在は、函館近郊に大容量火力発電が建設され、このような心配はなくなっているが、発電所の建設ができない場合、このような問題を解決する手段として、二つの方法が考えられる。ひとつは変

換所への同期調相機の設置である。もうひとつは自励式変換器の適用である。従来は、前者の方式が、例えばゴットランド（スウェーデン）で、採用された。同期調相機は多くの良い特性を持っており、系統の安定性と信頼性を向上させる。しかし、初期投資が大きくなり、電力損失が増大し、保守点検が必要であるなどが欠点として挙げられる。最近では同期調相機は静止型無効電力補償装置(SVC)に取って替られつつある。

以上の他励式変換器による直流送電系統が抱える問題点をまとめると、

1. 転流失敗

他励式変換器は交流系統電圧によって転流するので、点弧角が０度から１８０度の間でしか運転できない。さらに重なり角を考えると点弧角の範囲は０度から１６５度程度になる。これ以外の範囲では転流失敗を起こすため運転不能である。他励式変換器の短所はすべて、この転流失敗が起こることに起因していると言ってもよい。以下にその幾つかを示す。

2. 無効電力消費

直流送電変換器に接続された交流系統へ流入する電力は、点弧角αによって変化する。有効電力は$\cos\alpha$に比例し、無効電力は$\sin\alpha$に比例する。他励式変換器ではαは０度から１８０度であるから、無効電力は常に消費され、その大きさは有効電力と同じ程度になる。この無効電力は交流系統から供給される必要がある。

3. 電圧不安定[2]

逆変換器の転流失敗を防ぐために定余裕角制御が必要となる。交流系統側の電圧が下がると重なり角が大きくなるため無効電力消費が大きくなる。そのため、さらに交流電圧が下がり、もし交流系統にこれを回復するのに十分な無効電力供給能力がないと最終的に電圧崩壊に至る。

このような他励式変換器の欠点に対して自励式変換器を用いることによる問題解決が考えられる。

1-3 自励式変換器の直流送電への適用に関する研究課題

自励式変換器では、転流失敗がなくなるため、運転範囲の制限が緩和され、無効電力の供給や力率１での運転が可能になる。そのため、前節で述べたような他励式の問題点はすべて解決できる。

このため、自励式変換器は直流送電の実用化初期から研究が続けられている[3-7]。しかしながら、現在のところ、自励式変換器は直流送電に実用されるに至っていない。その原因としては、変換器そのもののコストがさらに高くなること、自励式変換器の利点がまだ十分には認識されず、その特性を活かした系統構成や制御方式が十分に検討されていないことが挙げられる。

自励式変換器は他励式変換器に比べ、コストが増大するのは避け難く、直流送電全体のコストを押し上げる。これを幾分かでも低減するため、自励式であることを積極的に利用して、次のような設備の費用を削減することが考えられる。

◎フィルタ設備の縮小：ＰＷＭ制御による低次高調波の除去を期待

◎無効電力供給設備の縮小もしくは撤廃：ゼロ力率、進み力率でも運転が可能

◎離島などへの連系による経済性の悪い小規模発電所の停止

：受電側に電源がなくても逆変換（即ち、電力供給）可能

これらの中では特に、最後の項目は交流側の電源設備を必要とせずに直流による電力供給を可能とするものであり、直流送電が交流送電から自立することができる。また、交流系統への依存が小さ

くなれば、逆に直流送電変換器の高速の制御性を活かして、交流系統の制御を積極的に行うことも可能になると考えられる。

1-4. 本論文で用いた解析手法

新しい装置の電力系統への適用可能性の検討においてはシミュレータ実験や精密な計算機シミュレーションが不可欠である。本論文第３章では電流型自励式変換器を用いたシミュレータによる実験結果を主体に述べている。シミュレータは実時間での検証が重要な、制御系の設計などには不可欠であるが、その建設と保守には多大なコストがかかり、実験のためにはそれなりの経験と準備期間が必要である。また、線路の定数や変換器の損失などを実系統と合わせるのが非常に難しいため、詳細な解析には必ずしも十分ではない。

最近では通称EMTP(Electro-Magnetic Transient Program)のような、回路方程式を基礎として電力系統の各要素を詳細に模擬できる計算機シミュレーションプログラムが発達してきた。このようなプログラムは計算時間の各ステップにおいて要素の電圧・電流の瞬時値を求めることから、瞬時値シミュレーションとも呼ばれる。本論文でも第４、５、６章でこの瞬時値シミュレーションの手法を用いている。瞬時値による精密な計算機シミュレーションにおいては、系統の定数が比較的実際に近いものとして扱われるためサージ計算や、不平衡事故の計算などに威力を発揮している。しかし、系統の規模が大きくなると計算時間が膨大になると共に、入力データの初期設定にはそれなりの経験と準備期間が必要となる。

電力系統の安定度を解析するためには、電力潮流のバランスを元にした計算機シミュレーションが一般的に用いられる。この解析手法においては、三相平衡が仮定され、リアクタンス分は定格周波数(西日本では60Hz)での値に固定して計算される。系統電圧・電流は実効値で表されるため、この手法は実効値シミュレーションとも呼ばれる。但し、直流系統は実効値ではなく、平均値で表されることになる。解析できる現象は系統電圧・電流が正弦波で定格周波数付近にあり、変動が定格周波数に比べゆっくりしているものに限られるが、計算時間は瞬時値シミュレーションに比べはるかに短くて済む。そのため、三相平衡が仮定でき、比較的緩やかな過渡現象を解析するときには有効な手法と言える。特に、解析の初期段階においてはシステムの特性を把握するための知識を集積することが重要である。また、様々なパラメータの値も確定的ではない。この様な状況においては、シミュレーション時間が短く、パラメータ変更が容易な、より簡便なシミュレーションプログラムを用いて、パラメータ変化による効果を検討するのが効果的である。本論文第３、６章ではこの手法を用いている。

本章付録に解析に用いた方程式とデータについて詳しく述べる。

1-5. 論文の概要

本研究の大きな目標は自励式変換器の適用によって直流送電を交流系統から自立的に制御可能とし、本来的に変換器に備わっている高速の制御性を活かして、交流系統の制御を積極的に行い、電力系統の安定度および信頼度の向上に貢献することである。このような研究はいまだ黎明期といえ、本論文では自励式変換器を用いた直流送電に関して、自励式変換器そのものの特性からその特徴を活かした系統構成と制御方式について解析を行い、その利点と問題点を明らかにし、幾つかの問題に対しての解決法を提示している。

以下、本論文の構成にしたがって、研究の概要を述べる。

従来から提唱されている強制転流回路を用いた自励式変換器は様々な回路構成が考えられるが、一部を除いて詳細な動作解析は行われていなかった。そこで、この方式の特性と利点・欠点を明らかにするため、計算機による定常動作解析を行った。その結果を第２章に示す。

現在の近代的な高電圧直流送電が運転開始されて以来、自励式変換器を構成する方法として研究されてきた、転流用の逆電圧を発生するための補助回路を付加する方式についての解析結果を述べる。自励式変換器を構成する方法としては、自己消弧機能を持つ素子を用いる方式もあるが第４章以降に譲る。

従来の研究では補助転流回路方式が専らの対象であったが、その中でも転流電圧をコンデンサから得る方式が主流であった。この方式では交流電圧にコンデンサ電圧を加えた電圧がサイリスタ素子にかかるためサイリスタ・アームの耐圧を高くする必要がある。以下に、３つの方式について簡単に述べる。

１．直列コンデンサ方式

ＤＣ電流が小さいときには、コンデンサ容量が大きいと転流失敗が起こる。

２．補助サイリスタ方式

サイリスタにかかる電圧が比較的低い。補助サイリスタの点弧・消弧のタイミングの制御が必要。

３．直列ダイオード方式

無効電力の供給領域（点弧角180-360度）では大きなサイリスタの耐圧が要求される。

この中で、直列コンデンサ方式の自励式変換器は、従来のサイリスタ変換器と回路構成および点弧制御が最も類似しているため、比較的多くの解析が行われてきた[3-5]。本研究においては残りの２つの方式、補助サイリスタ方式と直列ダイオード方式についての解析結果を示すことによって、補助転流回路方式の得失を明らかにする。

自励式変換器の適用は、必然的に変換器コストの増大をもたらすため、これを補うだけの他の面でのコストの削減や、従来の直流送電に無い有用な機能の追加がなければ難しい。自励式変換器がその利点を活かせる、従来の変換器では不可能だった機能のひとつとして、無電源孤立負荷系統への電力供給が考えられる。この場合、交流側に従来必要だった、同期調相機などが省略できるため、コスト増大の問題も軽減できる。そのような一形態がTuranliら[6]によって提案され、自励式変換器を適用した直流送電によって交流電圧源のない遠隔負荷系統への電力供給が可能なことが示された。これは例えば、離島などのように大容量電力系統から遠隔地にあり、交流連系での電力供給は経済的ではないような地域に連系する場合に有利となる。この場合、連系線路のコスト低減だけでなく、経済性の悪い小規模の発電設備を停止することによる電力コスト低減と供給の信頼度向上も期待できるからである[8]。

この形態は孤立負荷系統だけでなく、大容量電力系統同士の連系においても、一方の系統で事故が起こり、主系統から切り離され弱体化した直流送電変換所近傍の系統に対しても有効である。そして、連系地域が電源から完全に分離されたときでも、直流連系によって電力の供給継続が可能となる。

しかし、このような形態では交流電圧は瞬時的には負荷変動に比例して発生するため、動的過電圧が長時間続く恐れがある。そこで、変換器の制御動作が高速であることを利用して、従来にない高

速な交流電圧制御により過電圧期間の短縮が可能になると考えた。

第３章では、電流型自励式変換器を用いた直流系送電統による無電源孤立負荷系統への電力供給を対象として、変換器制御にマイクロ・プロセッサを応用したデジタル制御系を用い、非線形な演算を駆使して、非常に高速な制御が可能であることを実証した。また、この制御は交流側に過電圧抑制のため設置した避雷器が動作するような非線形性が含まれる場合でも良好な動作が確認され、避雷器吸収エネルギーが低減することに貢献できることを示した。直流送電変換器にデジタル制御系の特性をよく活かした、非線形の高速制御を適用し、交流電圧制御に対し成功を納めた例としては最初である。

自励式変換器に自己消弧素子を用いることは理想的である。近年の、パワー・エレクトロニクスの発達と共に自己消弧素子の定格容量がサイリスタ素子に近づき[8,9]、直流送電用としても採用可能となってきた[10-15]。自己消弧素子の適用に関する課題としては、直並列時の電圧・電流の分担の均一化、点弧・消弧制御回路やスナバ回路の簡単化などがあるが、本研究においてはこれらの問題には触れず、自励式変換器に適用された場合の直流送電および交流系統側に与える影響について考察している。

交流側過電圧の発生といった、交流側に対する好ましくない特性を除去する方法として、自己消弧素子を用いた電圧型自励式変換器の採用が検討され始めた[16]。変換器そのものの動作特性は、モータードライブへの応用などが進んだ現在、よく理解されているが、電力系統に接続された場合の振舞いについては熟知されているとはいいがたい。

第４章前半では、定常特性からみた交流側に対する振舞いを主にＰ－Ｑ線図により検討した。定常特性に対する考察からは、電圧型変換器が電流型に比べ、交流系統に対してよい特性を持つものと期待される。

後半では、計算機によるシミュレーション結果より、条件によっては長時間持続する直流電流振動が発生するという問題点を発見した。電圧型変換器を用いた２端子直流送電系統では直流側に大容量のコンデンサが設置されるため、直流送電線のインダクタンスとの間で電流振動が起こるためである。その抑制策として、抵抗とインダクタンス（リアクトル）が並列された、振動抑制（ダンパ）回路の設置を提案し、シミュレーションにより十分な振動減衰効果があることを確認した。

直流送電用の自励式変換器として、電流型がよいか、電圧型がよいかは、総合的な判断に基づかなければならない。そのためには、様々な状況での両変換器方式の振舞いの比較が必要である。その一環として、受電側交流系統で事故が起こったときの計算機シミュレーションを行なった。

第５章では第４章の検討結果を踏まえ、電流型と電圧型の自励式変換器を直流送電に適用した場合について、交流系統側の事故時の過渡現象を中心に比較する。

直流送電系統においては通常、事故電流の抑制と高調波による電話線などへの通信障害の低減のため定電流制御される。そのため変換器は交流系統にとって、電流源の様に働くため、交流系統の電圧制御は難しい。交流側の電圧制御が必要な場合には電圧形の方が有利と考えられる。また、ＰＷＭ制御を行って交流側の高調波を抑制する場合、電圧形の方がパルス数を増やせるので有利である。逆耐圧が不要なことも電圧形の利点であるが、系統の短絡事故時などは大きな短絡電流が変換器素子を流れる恐れがある。第５章では特にこの事故時の電圧型変換器の振る舞いに着目して解析と考察を行なった。

電流型と電圧型は必ずしも対立する存在ではなく、状況が許せば、それぞれの良いところを取り

入れる方法も存在すると考えられる。そのような状況の一つとして、送電側整流器（ＲＥＣ）側に電流型、受電側逆変換器（ＩＮＶ）側に電圧型を用いる構成がコストパフォーマンスの点で有望視されている。この組み合わせでは、電力潮流方向は一方向に限られるが、順変換器のコストを低減できること、自励式変換器がその能力を特に必要とされるのは逆変換運転のときであることなどから、電力需要地から遠方に立地された大容量の発電所から電力輸送する場合には魅力的なシステム構成となる。

第６章では、この構成を取り上げ、計算機シミュレーションにより負荷変動、交流系統事故についてその振舞いを解析すると共に、さらに踏み込んで２端子がＩＮＶになった３端子送電系統についてもいくつかの検討を加えた。

その結果としては、このような変換器の組合せは負荷変動時には所期の動作特性が得られるものの、交流系統事故の場合は、直流側に大きな過電圧が発生するため、機器の耐圧を高めるか、過電圧の抑制装置の設置が必須となり、必ずしもコストが十分低減されるとは期待できないことを明らかにした。

第１章　参考文献

1) 電気学会、「直流送電の現況と適用技術」、電気学会技術報告(Ⅱ部)、第３４６号、1990（平成２年８月）

2) 林、「交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析」、電気学会論文誌Ｂ、101B (No.7、56-B46)、1981(昭和56年).

3) C. Adamson, N.G. Hingorani, Chap.8 Artificial Commutation, in "High Voltage Direct Current Power Transmission", 1960, Garraway Limited: London. pp.121-132.

4) J. Reeve, J.A. Baron, G.A. Hanley, "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-87(No.10), pp.1830-1840, 1968 (Oct.).

5) A. Gole, R. Menzies, "Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC inverters", IEEE Trans. on PAS, PAS-100(No.5), pp.2258-2262, 1981.

6) H.M. Turanli, R.W. Menzies, D.A. Woodford, "Feasibility of DC trasmission with forced commutation to remote loads", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-103(No6), pp.1256-1262, 1984, (June).

7) K.-S. Tam, R. Lasseter, "Implementation of the hybrid inverter for hvdc/weak AC system interconnection", IEEE Trans. on PD, Vol. PWRD-1(No.4), pp.259-267, 1986.

8) 村岡、他、「1600V、300A ＳＩサイリスタの特性」、電気学会研究会資料、電子デバイス・半導体電力変換合同研究会、EDD-88-56、SPC-88-54、1988.

9) 花倉、他、「ＰＩＮ　９ｋＶ・ＧＴＯサイリスタ」、電気学会研究会資料、電子デバイス・半導体電力変換合同研究会、EDD-88-57、SPC-88-55、1988.

10) 伊藤、他、「直流送電用１２５ＫＶ－１００ＭＷ　ＧＴＯ変換器の検討」、昭和62年電気学会全国大会、1987.

11) 常盤、他、「ＨＶＤＣシミュレータ用ＳＩサイリスタによる自励式変換器」、昭和63年電気学会全国大会、1988.

12) Y. Tokiwa, et al., "Development of Static Induction Thyristor Applications for High-Voltage Converter", PCIM'88 Proceedings, pp.357-365, 1988.

13) Y. Tokiwa, et al., "Trial Manyfacture of Self-Commutated Converter using SI Thyristor for HVDC Simulator", PCIM'88 Proceedings, pp.352-356, 1988.

14) Y. Tokiwa, et al., "Application of a digital instantaneous current control for static induction thyristor converters in the utililty line", PCIM'88 Proceedings, pp.343-351, 1988.

15) Y. Tokiwa, et.al. "Application of self-commutated converter using SI-Thyristor on a HVdc transmission system", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April 2-6).

16) W. McMurray, H. Mehta, "Feasibility of GTOs in HVDC Systems", IEEE/PES 1988 Summer Meeting, 88 WM 586-0(July 24-29), 1988.

【付録1-A】 実効値解析の手法について

ここでは、電流型変換器および電圧型変換器の実効値解析手法について述べる。

【付録1-A-1】 電流型変換器の実効値解析

電流型変換器から出力される直流電圧は脈動分を含む波形となる。自励式変換器の場合、転流重なり角が小さいと考えてこれを無視すると、順変換器の点弧角がαである時、順変換器端直流電圧の平均値V_rは、順変換器側交流電源のa相電圧を

$v_a(\omega t) = \sqrt{2}V_{ph}\cos\omega t$　として、

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{1}{\pi/3}\int_{-(\pi/6-\alpha)}^{\pi/6+\alpha} v_a(\omega t)\,d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi/3}\int_{-(\pi/6-\alpha)}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{2}V_{ph}\cos\omega t\,d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V_{ph}\cos\alpha \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_L\cos\alpha \end{aligned} \tag{1}$$

である。

ここで、　$V_L(=\sqrt{3}V_{ph})$　は線間電圧実効値を表す。

直流系統から電流型変換器を見ると、変換器は直流電圧源のように見える。よって、直流系統は、順変換器及び逆変換器をそれぞれV_r, V_iの電圧源に置き換えた回路となる。この回路を解くことで、I_{dcr}及びI_{dci}を求めることができる。尚、V_rは上述した式で計算した値を用いるが、V_iについての計算式は後で述べる。この回路の微分方程式は瞬時値解析のときと同じである。微分方程式は付録1-B-1に示す。

特に、定常状態におけるI_{dc}（$=I_{dcr}=I_{dci}$）は、

$$I_{dc} = \frac{V_r - V_i}{R_{dr} + R_{di}} \tag{2}$$

である。

先に述べたとおり、電流型変換器は直流系統からみると電圧源のように見えるが、一方、交流系統からみると逆に電流源のように見える。その電流値、すなわち逆変換器から出力される交流電流I_Lを求める。

逆変換器１台から出力される電流$i_0(x)$は、波高値I_{dci}の１２０度導通の矩形波であるので、式で表すと次のようになる。

$$i_0(x) = \begin{cases} 0 & -\pi \le i_0(x) \le -\frac{5}{6}\pi, -\frac{\pi}{6} \le i_0(x) \le \frac{\pi}{6}, \frac{5}{6}\pi \le i_0(x) \le \pi \\ I_{dci} & \frac{\pi}{6} \le i_0(x) \le \frac{5}{6}\pi \\ -I_{dci} & -\frac{5}{6}\pi \le i_0(x) \le -\frac{\pi}{6} \end{cases} \tag{3}$$

この電流の基本波の実効値を求める。

周期Tの関数$i_0(x)$をフーリエ級数展開すると次のようになる。

$$i_0(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}\{a_n\cos nx + b_n\sin nx\} \tag{4}$$

$$a_n = \frac{1}{T/2}\int_0^T i_0(x)\cos nx\,dx \tag{5}$$

$$b_n = \frac{1}{T/2}\int_0^T i_0(x)\sin nx\,dx \tag{6}$$

よって、$i_0(x)$をフーリエ展開したときの基本波成分（$n=1$のとき）a_1及びb_1は、

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} i_0(x)\cos x\,dx = 0 \tag{7}$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} i_0(x)\sin x\,dx \\ &= \frac{2}{\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} I_{dci}\sin x\,dx \\ &= \frac{2}{\pi}I_{dci}[-\cos x]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{dci} \end{aligned} \tag{8}$$

となる。すなわち、$i_0(x)$の基本波成分振幅は、b_1である。

逆変換器１，逆変換器２から出力される電流の基本波$i_{L1}(t)$，$i_{L2}(t)$とすると、$i_{L2}(t)$は$i_{L1}(t)$よりも位相がθ ずれた波形なので、それぞれ次のように表される。

$$i_{L1}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{dci}\sin\omega t \tag{9}$$

$$i_{L2}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{dci}\sin(\omega t+\theta) \tag{10}$$

よって、合成電流$i_L(t)$は、

$$i_L(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi}I_{dci}\cos\frac{\theta}{2}\sin(\omega t+\frac{\theta}{2}) \tag{11}$$

となり、合成電流のピーク値I_{Lpeak}(t)は、

$$I_{Lpeak} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi}I_{dci}\cos\frac{\theta}{2} \tag{12}$$

であるから、合成電流の実効値I_Lは、

$$I_L = \frac{I_{Lpeak}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi}I_{dci}\cos\frac{\theta}{2} \tag{13}$$

である。

次に、逆変換器端直流電圧V_iを求める。これは、直流系統から変換器に流れ込む電力と、変換器から交流系統に送出される有効電力が、等しいことで求めることができる。

今、変換器端に変圧比n_iの変圧器を介して大きさZ_L、力率角ϕ の負荷が接続されているとすると、負荷で消費される有効電力Pは、

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{3}V_{ac}\frac{I_L}{n_i}\cos\phi \\ &= \frac{6\sqrt{2}V_{ac}I_{dci}}{\pi n_i}\cos\phi\cos\frac{\theta}{2} \end{aligned} \tag{14}$$

ここで、V_{ac}は負荷端電圧である。

一方、直流側から供給される有効電力は$P=V_iI_{dci}$だから、変換ロスを無視すると、

$$V_iI_{dci} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi n_i}V_{ac}I_{dci}\cos\phi\cos\frac{\theta}{2} \tag{15}$$

が成り立つ。

以上より、逆変換器端直流電圧V_iは、

$$V_i = \frac{6\sqrt{2}}{\pi n_i} V_{ac} \cos\phi \cos\frac{\theta}{2} \tag{16}$$

となる。ここで、

$$\begin{aligned} V_{ac} &= \sqrt{3} Z_L \frac{I_L}{n_i} \\ &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi n_i} Z_L I_{dci} \cos\frac{\theta}{2} \end{aligned} \tag{17}$$

であるので、これを用いると、

$$V_i = \frac{72}{\pi^2 n_i^2} Z_L I_{dci} \cos\phi \cos^2\frac{\theta}{2} \tag{18}$$

となる。このV_iの値は、先の直流系統の微分方程式に戻される。

【付録1-A-2】 電圧型ー電圧型変換器の実効値解析

電圧型変換器は交流側から見ると電圧源のように見える。その電圧値（変換器用変圧器の二次側電圧）V_{t2}は、順変換器側直流電圧V_rを用いて次のように求められる。

変圧器二次側の交流相電圧の波形は、１８０度毎にプラス，マイナス交互に変わる波形である。従ってその線間電圧$V_{t0}(x)$は、波高値がV_rで１２０度導通の高調波を含む矩形波になる。この電圧の基本波のピーク値をV_{t2peak}とすると、

$$\begin{aligned} V_{t2peak} &= \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} V_{t0}(x) \sin x \, dx \\ &= \frac{2V_r}{\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} \sin x \, dx \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_r \end{aligned} \tag{19}$$

となるので、その実効値V_{t2}は、

$$V_{t2} = \frac{V_{t2peak}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_r \tag{20}$$

となる。よって、変圧器１次側電圧V_{t1}は、変圧比n_rを使って、

$$\begin{aligned} V_{t1} &= n_r V_{t2} \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} n_r V_r \end{aligned} \tag{21}$$

である。一方、電圧型変換器は直流側から見ると電流源のように見える。その電流値、すなわち順変換器から直流系統に流れ込む電流I_rは、変換器損失を無視すると、交流電力と直流電力が等しいことから求めることができる。

変換器用変圧器の一次側電圧をフェーザの基準にとってV_{t1}=V_{t1}とし、無限大母線の電圧を $\dot{V} = Ve^{j\alpha}$ とする。この時、流れる電流Iは、

$$\dot{I} = \frac{Ve^{j\alpha} - V_{t1}}{jx} \tag{22}$$

である。ここで、xは連系リアクトルの大きさである。

よって、無限大母線でみた複素電力 P_{AC}+jQ_{AC} は、

$$\begin{aligned} P_{AC} + jQ_{AC} &= \dot{V}\dot{I}^* \\ &= \frac{V^2 - VV_{t1}(\cos\alpha + j\sin\alpha)}{-jx} \\ &= \frac{VV_{t1}}{x}\sin\alpha + j\frac{V^2 - VV_{t1}\cos\alpha}{x} \end{aligned} \tag{23}$$

であるので、

$$P_{AC} = \frac{VV_{t1}}{x}\sin\alpha \tag{24}$$

$$Q_{AC} = \frac{V^2 - VV_{t1}\cos\alpha}{x} \tag{25}$$

となる。よって、

$$P_{AC} = \frac{\sqrt{6}n_r VV_r}{\pi x}\sin\alpha \tag{26}$$

である。一方、直流電力 P_{DC}は、

$$P_{DC} = V_r I_r \tag{27}$$

であるから、P_{AC}= P_{DC}より、

$$I_r = \frac{\sqrt{6}n_r V}{\pi x}\sin\alpha \tag{28}$$

である。

直流系統から見ると、電圧型変換器を電流源のように見える。よって、直流系統は順変換器，逆変換器をそれぞれV_r,V_iに置き換えた回路となる。この回路を解くことで、V_r, V_i, I_{dcr}, I_{dci}を求めることができる。なお、I_rは上述した式で計算した値を用いるが、I_iについての計算式は後で述べる。この回路の微分方程式は瞬時値解析のときと同じである。微分方程式は付録1-B-4に示す。

特に、定常状態におけるI_{dc}（$=I_{dcr}=I_{dci}$）は、I_rに等しいので、

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{6}V_{t1}V}{\pi x V_{t2}}\sin\alpha \tag{29}$$

逆変換器のＰＷＭ制御信号波の振幅をA_{sig}とすると、逆変換器側直流電圧V_iと逆変換器側交流電圧（線間実効値）V_{L2}には次のような関係がある。

$$V_{L2} = \frac{\sqrt{6}}{4}A_{sig}V_i \tag{30}$$

逆変換器端直流電圧I_iは、直流系統から変換器に流れ込む電力と、変換器から交流系統に送出される有効電力が、等しいことで求めることが出来る。

今、変換器端には変圧比n_iの変圧器を介して大きさZ_L、力率角ϕ　の負荷が接続されているとすると、負荷で消費される有効電力Pは、

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{3}V_{L1}I_L\cos\phi \\ &= \frac{V_{L1}^2}{Z_L}\cos\phi \\ &= \frac{3}{8Z_L}A_{sig}n_i^2V_i^2\cos\phi \end{aligned} \tag{31}$$

V_{L1}, V_{L2}はそれぞれ変圧器１次側，２次側電圧、I_Lは負荷電流である。一方、直流側から供給される有効電力は$P=V_iI_i$だから、変換ロスを無視すると、

$$V_iI_i = \frac{3}{8Z_L}A_{sig}n_i^2V_i^2\cos\phi \tag{32}$$

が成り立つ。

以上より、逆変換器端直流電流I_iは、

$$I_i = \frac{3}{8Z_L}A_{sig}n_i^2V_i\cos\phi \tag{33}$$

である。この値I_iは、先の微分方程式に戻される。

【付録1-B】 解析に用いた微分方程式

計算機シミュレーションにおける回路の微分方程式を示す。付録1-B-2，1-B-3，1-B-5は瞬時値解析用であるが、付録1-B-1，1-B-4，1-B-6は実効値解析・瞬時値解析の両方に使用可能である。なお、微分方程式を解く手法として、実効値解析ではルンゲクッタ公式を、瞬時値解析では台形公式を用いた。

【付録1-B-1】 電流型一電流型変換器の直流系統微分方程式

直流系統は、順変換器及び逆変換器を電圧源に置き換えた図Aのような回路となるので、微分方程式は次のようになる。

$$(L_r + L_{dr})\frac{dI_{dcr}}{dt} + R_{dr}I_{dcr} = V_r - V_L \tag{34}$$

$$(L_i + L_{di})\frac{dI_{dci}}{dt} + R_{di}I_{dci} = V_L - V_i \tag{35}$$

$$C_L\frac{dV_L}{dt} = I_{dcr} - I_{dci} \tag{36}$$

【付録1-B-2】 電流型一電流型変換器の逆変換器側交流系統微分方程式

逆変換器側交流系統の１相分等価回路は、逆変換器を電流源に置き換えた図Bのようになるので、微分方程式は次のようになる。

$$L_5\dot{i}_1 + R_5 i_1 + \frac{1}{C_5}q_1 = L_L\dot{i}_L + R_L i_L \tag{37}$$

$$L_7\dot{i}_2 + R_7 i_2 + \frac{1}{C_7}q_2 = L_L\dot{i}_L + R_L i_L \tag{38}$$

$$L_{11}\dot{i}_3 + R_{11} i_3 + \frac{1}{C_{11}}q_3 = L_L\dot{i}_L + R_L i_L \tag{39}$$

$$L_{13}\dot{i}_4 + R_{13} i_4 + \frac{1}{C_{13}}q_4 = L_L\dot{i}_L + R_L i_L \tag{40}$$

$$L_{17}\dot{i}_5 + \frac{1}{C_17}(q_5 + q_6) = L_L\dot{i}_L + R_L i_L \tag{41}$$

$$L_{17}\dot{i}_6 = R_{17} i_6 \tag{42}$$

$$\dot{q}_1 = i_1 \tag{43}$$

$$\dot{q}_2 = i_2 \tag{44}$$

$$\dot{q}_3 = i_3 \tag{45}$$

$$\dot{q}_4 = i_4 \tag{46}$$

$$\dot{q}_5 = i_5 \tag{47}$$

$$\dot{q}_6 = i_6 \tag{48}$$

ここで、

$$i_L = i_0 - i_1 - i_2 - i_3 - i_4 - i_5 - i_6 \tag{49}$$

を代入して、整理すると、

$$(L_5+L_L)\dot{i}_1+L_L\dot{i}_2+L_L\dot{i}_3+L_L\dot{i}_4+L_L\dot{i}_5+L_L\dot{i}_6=-\frac{1}{C_5}q_1+L_L\dot{i}_0+R_Li_0$$
$$-(R_5+R_L)i_1-R_Li_2-R_Li_3-R_Li_4-R_Li_5-R_Li_6 \tag{50}$$

$$L_L\dot{i}_1+(L_7+L_L)\dot{i}_2+L_L\dot{i}_3+L_L\dot{i}_4+L_L\dot{i}_5+L_L\dot{i}_6=-\frac{1}{C_7}q_2+L_L\dot{i}_0+R_Li_0$$
$$-R_Li_1-(R_7+R_L)i_2-R_Li_3-R_Li_4-R_Li_5-R_Li_6 \tag{51}$$

$$L_L\dot{i}_1+L_L\dot{i}_2+(L_{11}+L_L)\dot{i}_3+L_L\dot{i}_4+L_L\dot{i}_5+L_L\dot{i}_6=-\frac{1}{C_{11}}q_3+L_L\dot{i}_0+R_Li_0$$
$$-R_Li_1-R_Li_2-(R_{11}+R_L)i_3-R_Li_4-R_Li_5-R_Li_6 \tag{52}$$

$$L_L\dot{i}_1+L_L\dot{i}_2+L_L\dot{i}_3+(L_{13}+L_L)\dot{i}_4+L_L\dot{i}_5+L_L\dot{i}_6=-\frac{1}{C_{13}}q_4+L_L\dot{i}_0+R_Li_0$$
$$-R_Li_1-R_Li_2-R_Li_3-(R_{13}+R_L)i_4-R_Li_5-R_Li_6 \tag{53}$$

$$L_L\dot{i}_1+L_L\dot{i}_2+L_L\dot{i}_3+L_L\dot{i}_4+(L_{17}+L_L)\dot{i}_5+L_L\dot{i}_6=-\frac{1}{C_{17}}(q_5+q_6)+L_L\dot{i}_0+R_Li_0$$
$$-R_Li_1-R_Li_2-R_Li_3-R_Li_4-R_Li_5-R_Li_6 \tag{54}$$

$$L_{17}\dot{i}_5=R_{17}i_6 \tag{55}$$

$$\dot{q}_1=i_1 \tag{56}$$

$$\dot{q}_2=i_2 \tag{57}$$

$$\dot{q}_3=i_3 \tag{58}$$

$$\dot{q}_4=i_4 \tag{59}$$

$$\dot{q}_5=i_5 \tag{60}$$

$$\dot{q}_6=i_6 \tag{61}$$

ここで、

$$\mathbf{x}={}^t\begin{pmatrix} i_1 & i_2 & i_3 & i_4 & i_5 & i_6 & q_1 & q_2 & q_3 & q_4 & q_5 & q_6 \end{pmatrix} \tag{62}$$

$$\dot{\mathbf{x}}={}^t\begin{pmatrix} \dot{i}_1 & \dot{i}_2 & \dot{i}_3 & \dot{i}_4 & \dot{i}_5 & \dot{i}_6 & \dot{q}_1 & \dot{q}_2 & \dot{q}_3 & \dot{q}_4 & \dot{q}_5 & \dot{q}_6 \end{pmatrix} \tag{63}$$

とすると、この１２個の微分方程式は、

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{B}\mathbf{x}+\mathbf{c} \tag{64}$$

と書ける。ただし、A，Bは12×12の行列、x， cは12次元のベクトルである。

ルンゲクッタ法・台形法などで連立微分方程式の解を数値的に求めるためには、方程式を

$$\dot{\mathbf{x}}=f(\mathbf{x}) \tag{65}$$

の形にする必要がある。

そこで、行列Aの逆行列を計算し、それを両辺に左からかけることにより、

$$\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{x}+\mathbf{A}^{-1}\mathbf{c} \tag{66}$$

を得る。

【付録1-B-3】 電圧型一電圧型変換器の順変換器側交流系統微分方程式

順変換器側交流系統は、順変換器を電圧源に置き換えた図Cのような回路となるので、微分方程式は次の通りである。

$$L_t\dot{i}_1 + R_t i_1 + L_t(\dot{i}_1 - \dot{i}_2) + R_t(i_1 - i_2) = (v_{pa} - v_{pb}) - (v_{ta} - v_{tb}) \tag{67}$$

$$L_t\dot{i}_2 + R_t i_2 + L_t(\dot{i}_2 - \dot{i}_1) + R_t(i_2 - i_1) = (v_{pb} - v_{pc}) - (v_{tb} - v_{tc}) \tag{68}$$

この2式より、

$$\dot{i}_1 = \frac{-3R_t i_1 + (2v_{pa} - v_{pb} - v_{pc}) + (2v_{ta} - v_{tb} - v_{tc})}{3L_t} \tag{69}$$

$$\dot{i}_2 = \frac{-3R_t i_2 + (v_{pa} + v_{pb} - 2v_{pc}) + (v_{ta} + v_{tb} - 2v_{tc})}{3L_t} \tag{70}$$

を得る。

【付録1-B-4】 電圧型一電圧型変換器の直流系統微分方程式

直流系統は、順変換器及び逆変換器を電流源に置き換えた図Dのような回路となるので、微分方程式は次のようになる。

$$L_{dr}\frac{dI_{dcr}}{dt} + R_{dr}I_{dcr} + R_D(I_{dcr} - I_{D1}) = V_r - V_L \tag{71}$$

$$L_{di}\frac{dI_{dci}}{dt} + R_{di}I_{dci} + R_D(I_{dci} - I_{D2}) = V_L - V_i \tag{72}$$

$$C_L\frac{dV_L}{dt} = I_{dcr} - I_{dci} \tag{73}$$

$$C_r\frac{dV_r}{dt} = I_r - I_{dcr} \tag{74}$$

$$C_i\frac{dV_i}{dt} = I_{dci} - I_i \tag{75}$$

$$L_D\frac{dI_{D1}}{dt} = R_D(I_{dcr} - I_{D1}) \tag{76}$$

$$L_D\frac{dI_{D2}}{dt} = R_D(I_{dci} - I_{D2}) \tag{77}$$

【付録1-B-5】 電圧型一電圧型変換器の逆変換器側交流系統の微分方程式

逆変換器側交流系統は、逆変換器を電圧源に置き換えた図Eのような回路となるので、微分方程式は次のようになる。

$$\begin{aligned} L_0(2\dot{i}_1 - \dot{i}_2) + R_f(2i_1 - i_2 - i_3 + i_4 - i_6 - i_7) \\ + \frac{1}{C_f}(2q_1 - q_2 - q_6 - q_7) = v_{pa} - v_{pb} \end{aligned} \tag{78}$$

$$\begin{aligned} L_0(2\dot{i}_2 - \dot{i}_1) + R_f(2i_2 - i_1 - i_3 - i_4 + i_5 - i_6 - i_7) \\ + \frac{1}{C_f}(2q_2 - q_1 - q_6 + 2q_7) = v_{pb} - v_{pc} \end{aligned} \tag{79}$$

$$L_0\dot{i}_3 + R_f(i_3 - i_1 - i_6) = 0 \tag{80}$$

$$L_0\dot{i}_4 + R_f(i_4 + i_1 - i_2 - i_7) = 0 \tag{81}$$

$$L_0\dot{i}_5 + R_f(i_5 + i_2 - i_6 + i_7) = 0 \tag{82}$$

$$L_{La}\dot{i}_6 + L_{Lc}(\dot{i}_6 - \dot{i}_7) + R_{La}i_6 + R_{Lc}(i_6 - i_7) + R_f(2i_6 - i_1 - i_2 + i_3 - i_5 - i_7) + \frac{1}{C_f}(2q_6 - q_1 - q_2 - q_7) = 0 \tag{83}$$

$$(L_{Lb} + L_{Lc})\dot{i}_7 + (R_{Lb} + R_{Lc})i_7 + R_f(2i_7 - i_1 + 2i_2 - i_4 + i_5 - i_6) + \frac{1}{C_f}(2q_6 - q_1 + 2q_2 - q_6) = 0 \tag{84}$$

$$\dot{q}_1 = i_1 \tag{85}$$

$$\dot{q}_2 = i_2 \tag{86}$$

$$\dot{q}_6 = i_6 \tag{87}$$

$$\dot{q}_7 = i_7 \tag{88}$$

ここで、

$$\mathbf{x} = {}^t\begin{pmatrix} i_1 & i_2 & i_3 & i_4 & i_5 & i_6 & i_7 & q_1 & q_2 & q_6 & q_7 \end{pmatrix} \tag{89}$$

$$\dot{\mathbf{x}} = {}^t\begin{pmatrix} \dot{i}_1 & \dot{i}_2 & \dot{i}_3 & \dot{i}_4 & \dot{i}_5 & \dot{i}_6 & \dot{i}_7 & \dot{q}_1 & \dot{q}_2 & \dot{q}_6 & \dot{q}_7 \end{pmatrix} \tag{90}$$

とすると、この１１個の微分方程式は、

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{c} \tag{91}$$

と書ける。ただし、A, Bは11×11の行列、x, cは11次元のベクトルである。

ルンゲクッタ法・台形法などで連立微分方程式の解を数値的に求めるためには、方程式を

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) \tag{92}$$

の形にする必要がある。そこで、行列Aの逆行列を計算し、それを両辺に左からかけることにより、

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{c} \tag{93}$$

を得る。

【付録1-B-6】 電流型ー電圧型変換器の直流系統微分方程式

直流系統から電流型の順変換器から見ると電圧源に見え、電圧型の逆変換器を見ると電流源に見える。よって、直流系統は、図Ｆのような回路となる。よって、微分方程式は次の通りである。

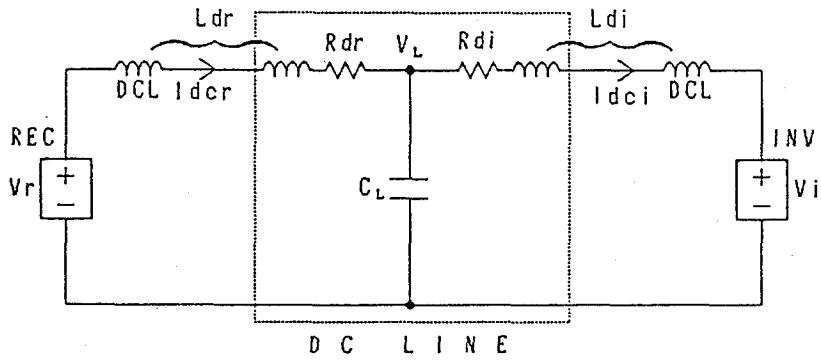
$$(L_r + L_{dr})\frac{dI_{dcr}}{dt} + R_{dr}I_{dcr} = V_r - V_L \tag{94}$$

$$L_{di}\frac{dI_{dci}}{dt} + R_{di}I_{dci} = V_L - V_i \tag{95}$$

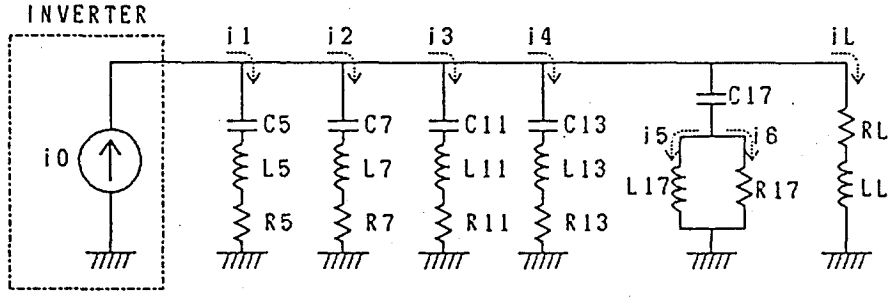
$$C_L\frac{dV_L}{dt} = I_{dcr} - I_{dci} \tag{96}$$

$$C_i\frac{dV_i}{dt} = I_{dci} - I_i \tag{97}$$

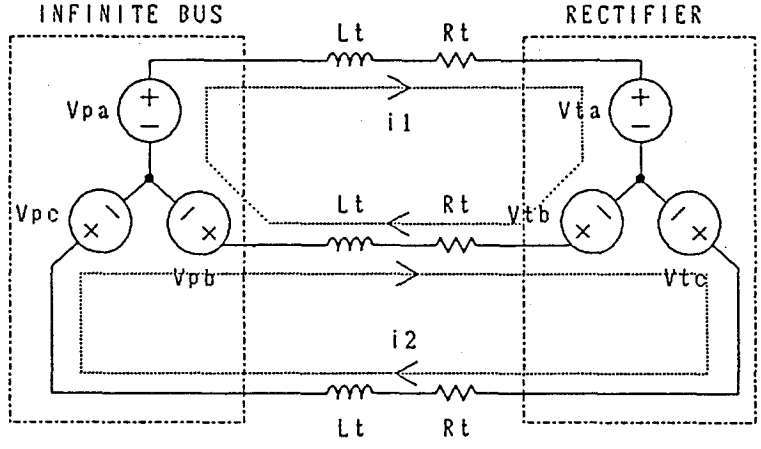
なお、電流型－電圧型系統の逆変換器側交流系統は、電圧型－電圧型系統と同じであるので、付1-B-5を参照してほしい。



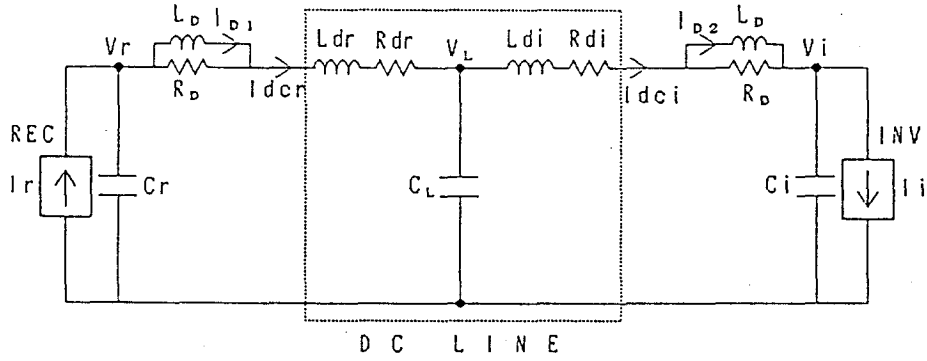
図A　電流型－電流型系統の直流系統回路図



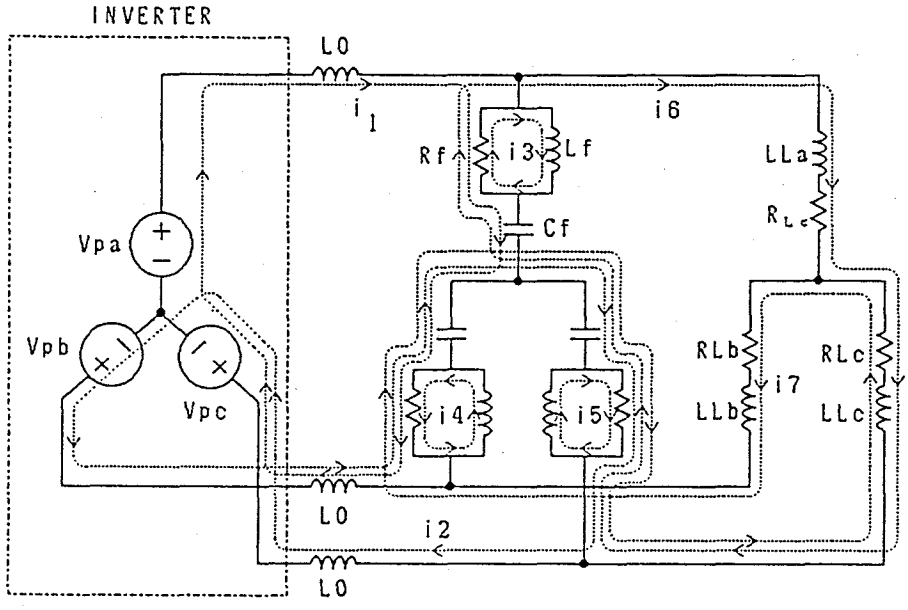
図B　電流型－電流型系統の逆変換器側交流系統回路図



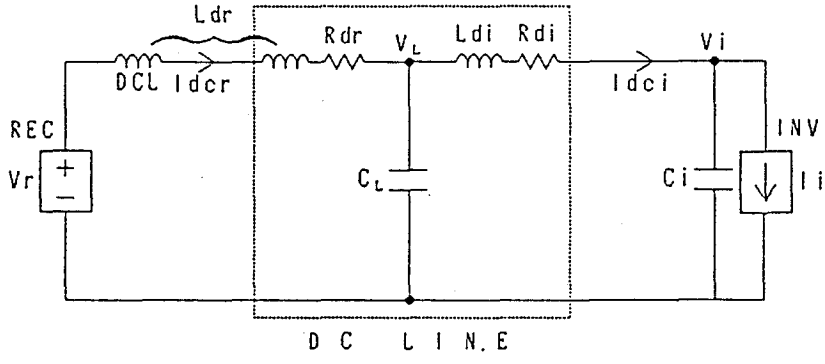
図C　電圧型－電圧型系統の順変換器側交流系統回路図



図D　電圧型－電圧型系統の直流系統回路図



図E　電圧型－電圧型系統の逆変換器側交流系統回路図



図F　電流型－電圧型系統の直流系統回路図

【付録1-C】計算機シミュレーション定数

計算機シミュレーションで用いた代表的な定数を示す。第４、５、６章では特に断りがある場合を除いて、これらの値が用いられている。

計算刻み時間　　実効値解析:　278 [μsec] (1/60/60 sec.)
　　瞬時値解析:　16.3 [μsec] (1/60/1024 sec)

負荷　1.00 [pu]
　力率 0.9（力率角 25.8°）

◎電流型－電流型系統

・直流系統（ＤＣベース）

Ldr, Ldi	8.93	[pu]	（直流リアクタンス含む）
Rdr, Rdi	0.0400	[pu]	
CL	0.251	[pu]	

・逆変換器側交流系統（ＡＣベース）

フィルタ

５次	C5	4.71	[pu]
	L5	0.188	[pu]
	R5	0.0308	[pu]
７次	C7	9.23	[pu]
	L7	0.188	[pu]
	R7	0.0573	[pu]
１１次	C11	15.2	[pu]
	L11	0.126	[pu]
	R11	0.0600	[pu]
１３次	C13	15.9	[pu]
	L13	0.0942	[pu]
	R13	0.0500	[pu]
ハイパス	C17	2.46	[pu]
	L17	5.65×10^{-3}	[pu]
	R17	0.0833	[pu]

◎電圧型－電圧型系統

・順変換器型交流系統（ＡＣベース）

連系リアクトル	0.666	[pu]

・直流系統（ＤＣベース）

Cr, Ci	0.251	[pu]
Ldr, Ldi	0.572	[pu]
Rdr, Rdi	0.0400	[pu]
CL	0.251	[pu]

ダンパ

LD1, LD2	1.20	[pu]
RD1, RD2	0.286	[pu]

・逆変換器側交流系統（ＡＣベース）

連系リアクトル　0.400　[pu]

ハイパスフィルタ

Ｃ17　2.46　[pu]

Ｌ17　5.65×10^{-3}　[pu]

Ｒ17　0.0833　[pu]

◎電流型－電圧型系統

・直流系統（ＤＣベース）

Ｌdr　8.94　[pu]　（直流リアクタンス含む）

Ｌdi　0.572　[pu]

Ｒdr，Ｒdi　0.0400　[pu]

ＣＬ　0.251　[pu]

Ｃi　0.251　[pu]

・逆変換器側交流系統（ＡＣベース）

連系リアクトル　0.400　[pu]

ハイパスフィルタ

Ｃ17　2.46　[pu]

Ｌ17　5.65×10^{-3}　[pu]

Ｒ17　0.0833　[pu]

第２章　強制転流回路を用いた直流送電用自励式変換器の定常特性解析

2-1 緒言

第１章序論でも述べたように、自励式変換器を直流送電に適用することにより、現在の直流送電が持つ欠点の多くを解消することができる。そのため、自励式変換器は直流送電の実用化初期の頃から検討されている[1]。

変換器の構成としては、1980年代後半になるまでは、直流送電変換器に用いることができるほど大容量の自己消弧素子が開発されなかったため、サイリスタを用いた変換器を基本として、これに転流に必要な逆電圧を発生する補助転流回路を設置したものが検討されてきた。

自励式変換器には電流型変換器と電圧型変換器があるが、現在の直流送電系統が基本的に一定の直流電流で運転するよう制御されることから、直流送電用には電流型自励式変換器が従来から研究されてきた。特に転流コンデンサを用いる方式についてはいくつかの研究報告がなされてきた[2,3]。

強制転流回路を用いると、転流用のコンデンサが必要になり、サイリスタやダイオードにかかる電圧が高くなるため、変換器のコストが高くなる。しかし、ＶＢＯフリーサイリスタによる直列数の低減や、制御系の絶縁設計を容易にする光点弧方式による点弧回路の簡素化など、全体の信頼性の向上が期待できる[4-6]。一方、自己消弧素子を用いる場合でも、過電圧防止用に変圧器線間にコンデンサが必要となり、他励式変換器に比べ素子にかかる電圧は高くなる[7]。また、消弧のための制御回路が必要となるため、周辺回路は複雑となり、絶縁設計も難しくなる。したがって、自励式変換器を採用するに当たっては、状況に応じて、強制転流回路を用いるか、自己消弧素子を用いるかの比較検討は必要と考える。そこで、本章では転流回路を設ける方法による電流型自励式変換器の定常特性についての検討を試みた。

Tamら[8]によって転流回路を用いた変換器の様々な構成方式に対する比較検討が加えられた。しかし、各構成方式における転流コンデンサやリアクトルの値の求め方には触れておらず、必ずしも最適設計されているとはいえない。本章では、強制転流回路を用いた自励式変換器のうち幾つかの点で有利と考えられる直列ダイオード方式と補助サイリスタを用いた方式について検討する。直流送電に適用した場合の定常特性を計算機による数値計算で求め、サイリスタやコンデンサにかかる電圧などから、コンデンサ容量や制御方法の選定の指針とすることを目的とする。また、これらの結果は自己消弧素子を用いた変換器構成との比較の一助となると思われる。

2-2 強制転流回路を用いた自励式変換器

強制転流回路を用いた自励式変換器については既にいくつかの論文が発表されている(1,2,8,9)。初期の論文(2,9)では変圧器巻線に直列にコンデンサを挿入した、直列コンデンサ方式が検討された。その理由はブリッジ構成が他励式の構成のままでよいためと思われるが、サイリスタ素子にかかる電圧が高いこと、電流が小さくなると運転不能になることなどの問題点があった。

最近の検討[8]では、補助サイリスタを用いた方式が経済的であるとの報告があるが、その制御性や運転可能範囲については検討されていない。また、これらの検討では変換器の特性を決める重要な要素であるコンデンサ容量の選定方法については詳しく触れられていない。

一方、直列ダイオード方式と呼ばれる自励式変換器は運転範囲も広く転流時間も短いため制御性が良いとされ、電動機制御によく用いられている。直流送電にこの方式の自励式変換器を採用する

大きな理由のひとつはその制御性の良さであるが、もうひとつはダイオードがサイリスタに比較し安価であるため、コスト的にも有利な点があることである。第３章ではシミュレータにこの方式を採用し、その制御性の良さが実証されている。

そこで、本章では補助サイリスタ方式と直列ダイオード方式を選んで、転流コンデンサの最適値の選定法も含めて検討する。

2-3 変換器の回路と転流動作

2-3-1 補助サイリスタ方式

補助サイリスタ方式の変換器の回路構成を図2.1に、定常動作波形の計算結果を図2.2に示す。主ブリッジ部は他励式変換器と同じであるが、変換器変圧器の２次側中性点に転流用コンデンサの一端を接続し、他の一端をサイリスタを介して、直流端子側に接続している。

転流動作は次のように行われる。最初にサイリスタTh.1とTh.2が導通しているとして、Th.1からTh.3への転流を考える。一旦、Th.Aが点弧され、転流コンデンサの電荷がTh.1とTh.Aを通って放電され、Th.1の電流が次第に減少し、ついにはゼロとなる。従って、Th.1は消弧され直流電流はすべてTh.Aを通って、転流コンデンサを逆充電していく。次に転流コンデンサが十分に逆方向の電圧になったところで、Th.3を点弧する。Th.3に電流が流れ込み、Th.Aの電流が次第に減少し、ついにはゼロとなる。これによって、Th.Aは消弧されTh.3への転流が完了する。

Th.Aが点弧されてからTh.3が点弧されるまでの時間は任意に制御できるパラメータである。この主サイリスタの点弧タイミングと補助サイリスタの点弧の時間差をここでは充電時間(Tch)と呼ぶことにする。

2-3-2 直列ダイオード方式

直列ダイオード方式の変換器の回路構成を図2.3に、定常動作波形の計算結果を図2.4に示す。

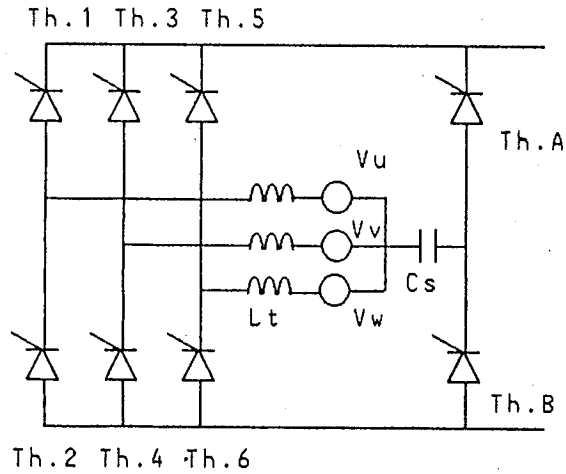


図2.1　補助サイリスタ方式変換器の回路構成

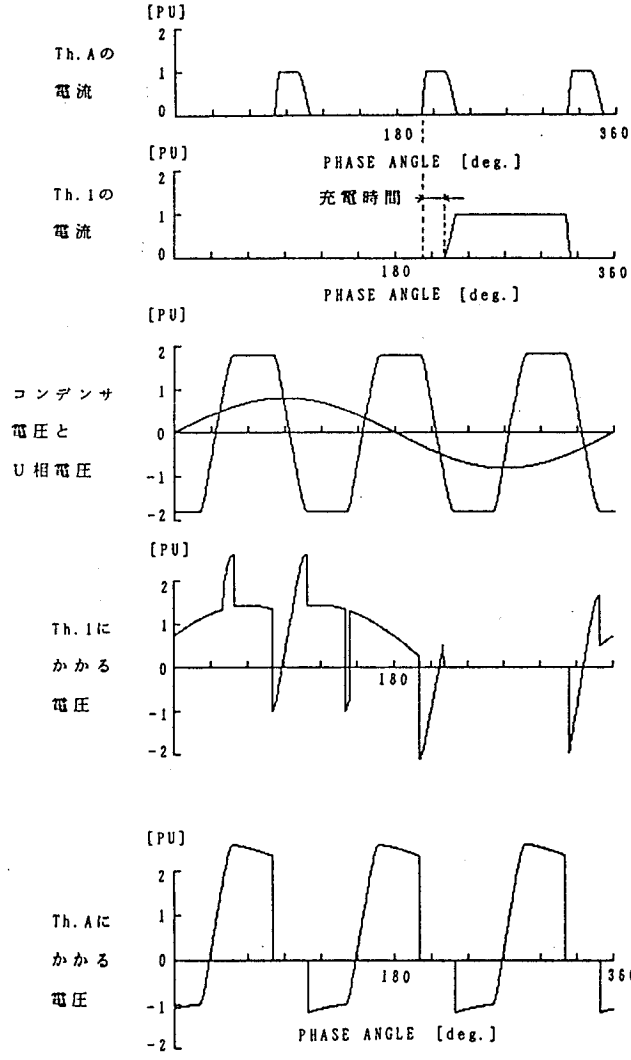


図2.2　補助サイリスタ方式の各部波形
(点弧角170度,充電時間20度,
コンデンサ容量0.111PU)

また、図2.5に示したのが実験と計算機シミュレーションで求めたＤＣ電圧、サイリスタ電圧およびダイオード電圧の波形の比較である。これらはよく一致している。図2.6に示したのがコンデンサ容量を0.015PUとしたときの逆変換領域での電流・電圧特性の比較である。丸で示したのが実験値、点線及び実線が計算値である。ＤＣ電流1.2PU以上ではほぼ直線的な特性となり、他励式変換器と同様にＤＣ電圧を次式で表せる。

$$Vd=Vd_0 \cos\alpha - Rc\,Id \qquad ...(1)$$

ここで、Vd:直流電圧、Vd_0:最大直流電圧、α:点弧角、Rc:転流リアクタンス、Id:直流電流である。

この方式の動作と解析方法についてはすでに論文[10,11]に詳しいので、ここでは簡単に触れるにとどめる。転流動作は次のように行われる。最初にサイリスタTh.1とTh.2が導通しているとして、Th.1からTh.3への転流を考える。Th.3が点弧されると転流コンデンサの電圧により、ほとんど瞬時にTh.1は消弧される。しかし、電流はDi.1を通って、転流コンデンサからTh.3へと流れ、変圧器を流れる相電流はまだ転流していない。その後、コンデンサが逆方向に十分に充電されると、Di.1からDi.3への転流が起こり、Di.1の電流がゼロとなったところで転流が完了する。

2-4 解析結果と考察

変換器にはリップルのない一定な直流電流が流れるものとして定常状態での電流・電圧波形を求めた。また、変換電力はＤＣ側の電圧と電流の積で計算した。このため、高調波に起因する電圧の変動や電力の損失は考慮していない。また、素子の電力損失も無視している。ＰＵベースは変圧器２次側（直流側）定格電圧と定格直流電流を用いた。その理由はこの２つの値が変換器の転流現象を決定する要因だからである。また、変換器から出力される交流電流は転流時間の変化の影響で変動する。また、定格容量や定格直流電圧は交流電圧が同じでも変換器の定

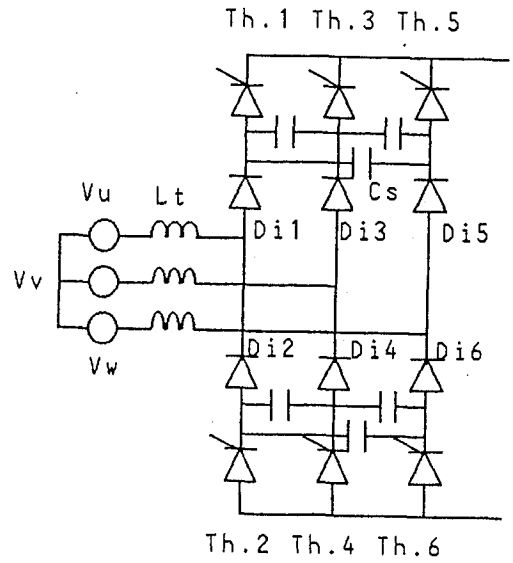


図2.3　直列ダイオード方式の回路構成

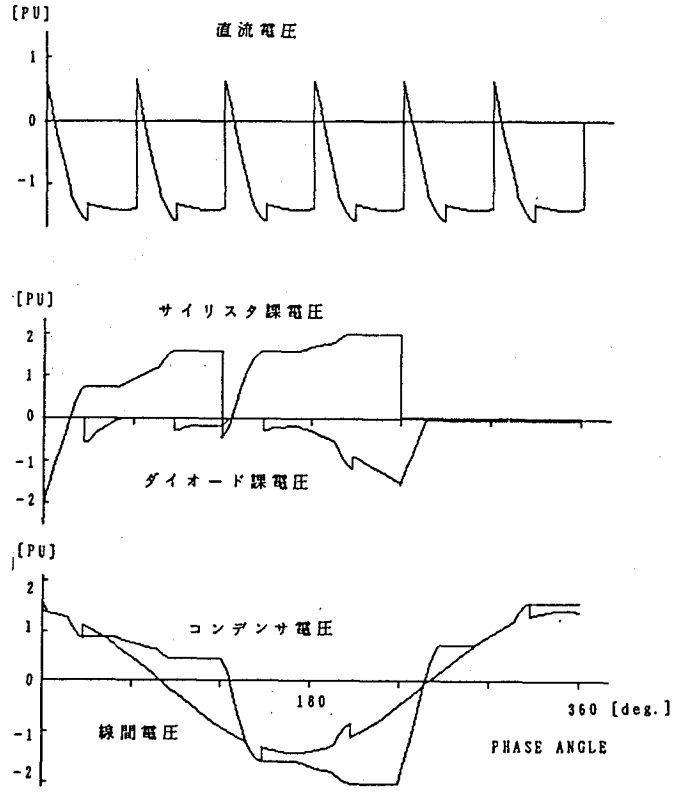


図2.4　直列ダイオード方式の各部波形
（点弧角160度、コンデンサ容量0.1PU）

格制御角により異なるため、変換器のＰＵ基準としては不適当である。変圧器の漏れリアクタンスは変圧器の機器定格インピーダンスの５％とした。サイリスタ等にかかる電圧に関しては既存の他励式との比較を容易にするため、他励式のサイリスタにかかる電圧($\sqrt{2}$PU)を基準としての倍数で表示している。また変換電力についても、他励式変換器で重なり角を無視したときのＤＣ最大電圧と定格ＤＣ電流の積、

$$P_{dcMAX}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL}I_{dc} \quad ...(2)$$

を変換電力の基準として相対的な電力値で表している。点弧角の範囲は、インバータ動作である９０度から２７０度で検討を行なった。

2-4-1 補助サイリスタ方式

充電時間Tchによってコンデンサ電圧が決まるので、コンデンサ電圧をできるだけ低くするにはTchを最小にしなければならない。一方、コンデンサは転流期間中に逆充電され次の転流に十分な電圧にならなければ次の転流時に転流失敗を引き起こす。Tchはこの逆充電に十分な長さが必要である。

転流に必要な条件はコンデンサ電圧が相電圧より十分高いことで、その大きさは主サイリスタ直流電流を位相角３０度以下で零にできる必要がある。サイリスタにかかる電圧の最大値は相電圧＋コンデンサ電圧である。したがって、コンデンサ電圧を最小にすることがサイリスタにかかる電圧を最小にする。

サイリスタにかかる電圧は主サイリスタと補助サイリスタで若干異なり、補助サイリスタの方がわずかに高くなる。ここでは補助サイリスタにかかる電圧にのみ注目した。計算機による定常動作解析の結果の一例を図2.7に示す。

図2.7よりサイリスタにかかる電圧はコンデンサの容量が大きく、充電時間が短いほど小さくなることがわかる。転流時間の最小値は７度程

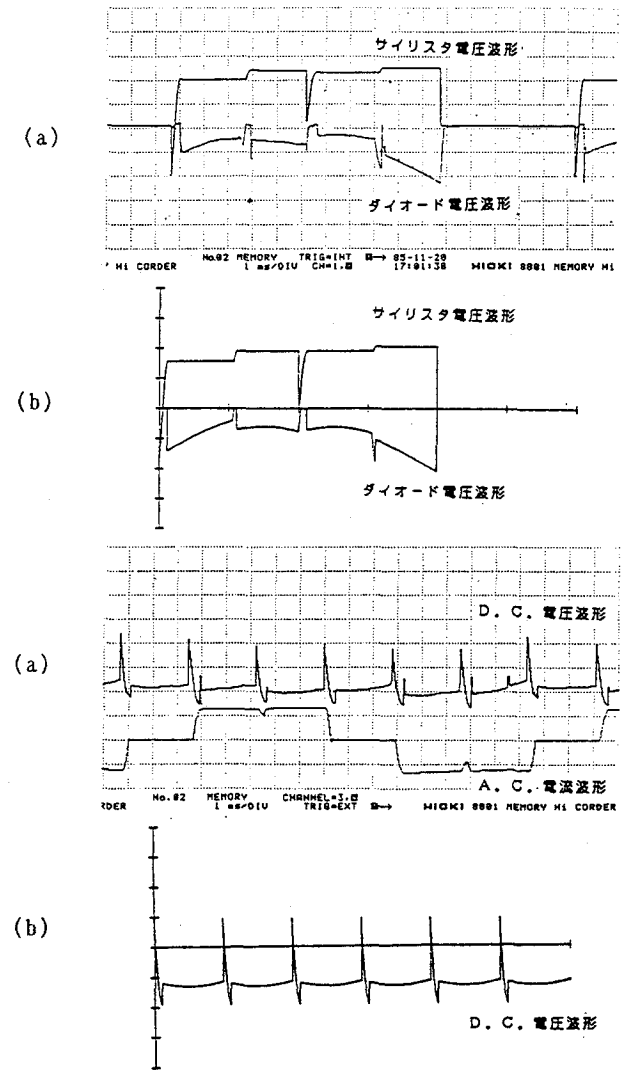


図2.5 実験波形(a)とシミュレーション波形(b)の比較

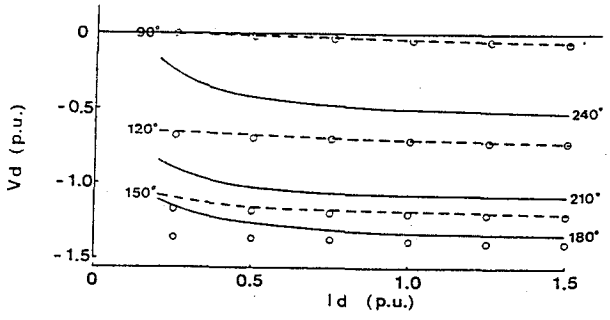


図2.6 自励式変換器の電流・電圧特性

度、コンデンサ電圧の最小値は1.5PU程度になる。したがって、サイリスタにかかる電圧の最大値は2.5PU程度である。

一方、コンデンサ容量を大きくすると、サイリスタにかかる電圧最大値は下がってくるが、相電圧最大値の逆充電時間(Cs･2Em/Idc)が長くなるため転流時間が長く必要になり、交流側に電流が流れている時間が短くなって、変換器の変換電力が小さくなる。その様子を図2.8に示す。例えばコンデンサ容量を0.037PUから0.259PUに変化したとき、電力の変化は0.96から0.77である。一方、サイリスタ電圧の変化は1.8倍から1.4倍である。この比較では、変換器のエネルギー利用率を考えると、サイリスタにかかる電圧の最大値を下げたほうが得策である。しかし、サイリスタ電圧は相電圧以下には下がらないので、変換電力とのかねあいで最適なコンデンサ容量が決まることになる。

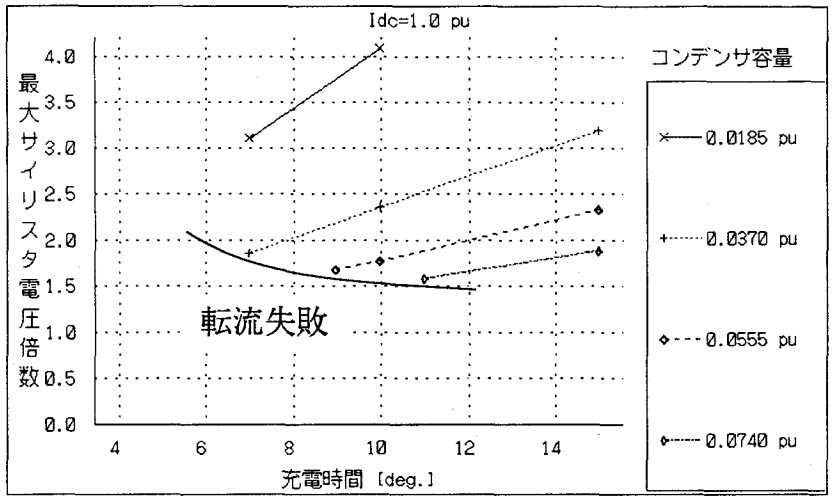


図2.7　補助サイリスタ方式の補助サイリスタにかかる電圧最大値の他励式に対する倍数

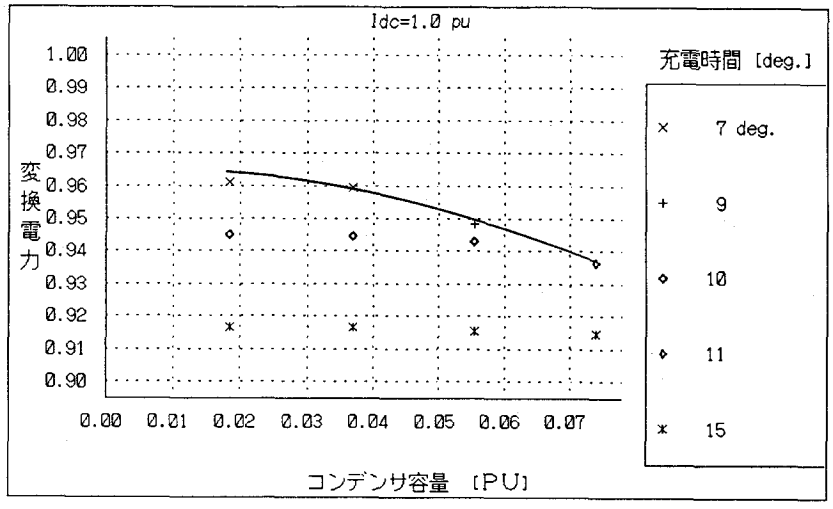


図2.8　補助サイリスタ方式の変換電力の変化

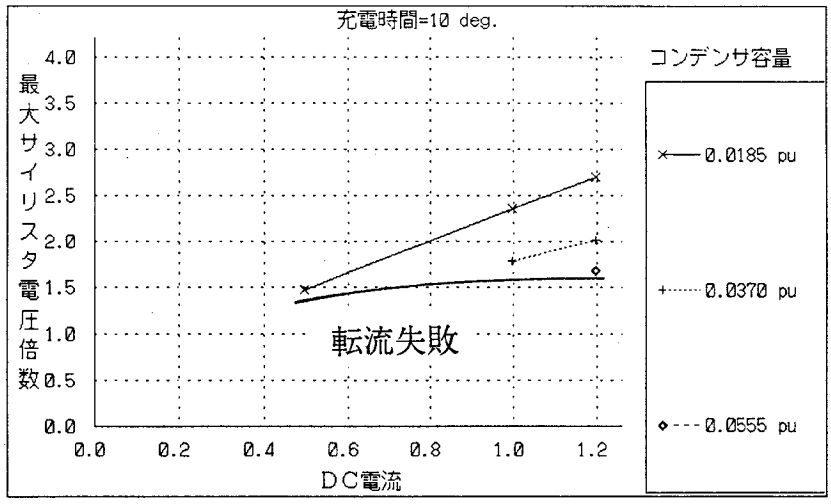


図2.9　補助サイリスタ方式の補助サイリスタにかかる電圧最大値の
他励式に対する倍数の直流電流による変化と運転可能範囲

もう一つ重要な観点は変動に対する転流動作の確保である。あるコンデンサ容量に対して最小転流時間で運転を行うと、直流電流が低下すると転流失敗が起こる。その様子を図2.9に示す。同じ充電時間に対して、コンデンサ容量が大きいとサイリスタにかかる電圧は低いが、直流電流の低下に弱く、コンデンサ容量が小さいとその逆になっている。この点から、充電時間は最小にせず、現在の運転電流に対してある程度の裕度を持った値とし、直流電流の変動に応じて変化させる制御が必要となる。コンデンサ容量については、この裕度と変換電力対素子電圧比(P/V比) により最適値を選定するのがよいと思われる。

P/V比は、同じ耐圧に設計した変換器により逆変換される最大電力量の比較を意味し、機器の利用率といったものに相当する。図2.10にP/V比を示す。この図からＤＣ電流が１PUの場合にはコンデンサ容量0.111PU、充電時間１７度の場合が最適であることになる。

但し、前述のように直流電流の変動を考慮すると充電時間はもう少し長くする必要がある。そこで、ほぼ同じP/V比を示すCs=0.111PU、Tch=30度の場合とCs=0.185PU、Tch=30度の場合について運転範囲とサイリスタにかかる電圧の変化を調べた。その結果を図2.11に示す。運転範囲は0.8PU以上でほぼ同じ、サイリスタにかかる電圧も変化率でみればほぼ同じであり、これらの点からは同等とみなされる。従って、同じP/V比に対しては小容量のコンデンサを選択すればコストが安くなると考えられるので、コンデンサ容量としては0.11PU程度を選定するのが最適であろう。また、充電時間はＤＣ電流１PUでは２０度程度が最適である。

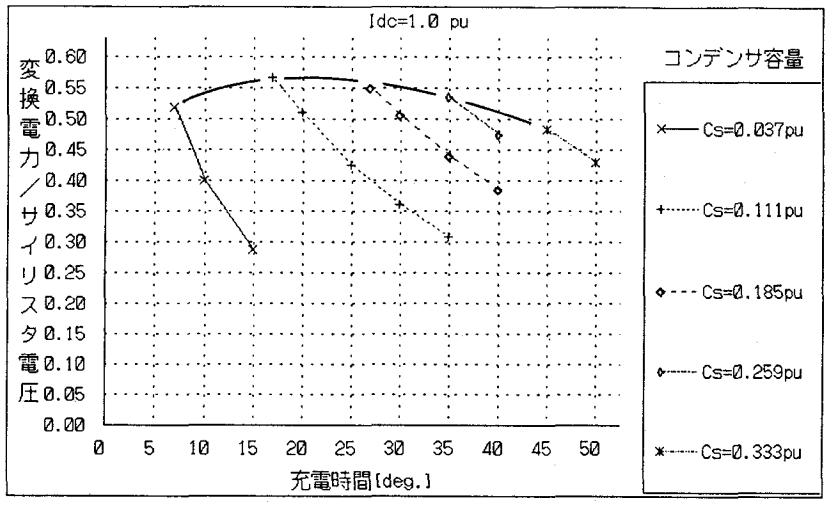


図2.10　補助サイリスタ方式のP/V比の変化

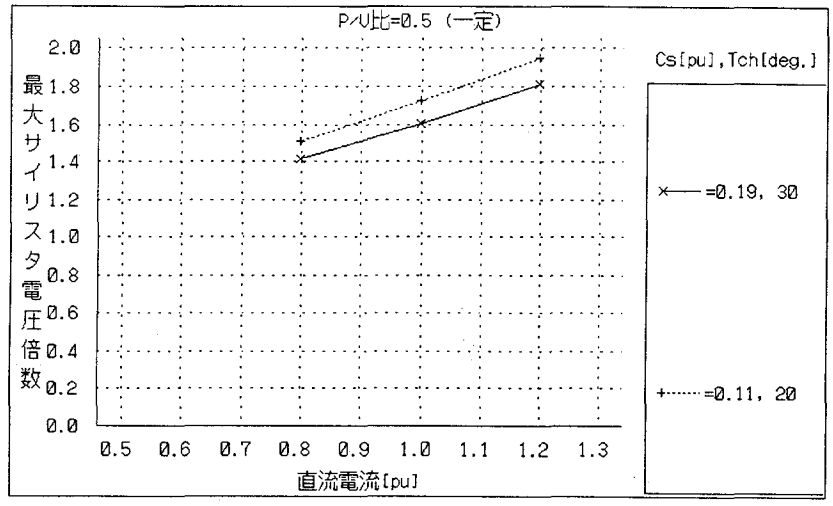


図2.11　補助サイリスタ方式の同一P/V比での最大電圧倍数の直流電流による変化と運転可能範囲

2-4-2 直列ダイオード方式

転流に必要な条件はコンデンサ電圧が線間電圧より幾分高いことである。線間電圧より高い必要からコンデンサ電圧は補助サイリスタ方式に比べてその分高くなる。しかし、サイリスタにかかる電圧はコンデンサ電圧のみであり、ダイオードが線間電圧＋コンデンサ電圧を引受る。ダイオードは比較的安価であるから変換器のコストを大幅に上昇させることなく実現が可能と考えられる。ただし、電流は常時サイリスタとダイオードを流れるので変換器での電力損失は大きくなる。その点からは、

この変換器はあまり大容量の応用には向かないと考えられる。

コンデンサ容量によるサイリスタとダイオードにかかる最大電圧倍数の変化を図2.12に示す。コンデンサ容量0.12PUではサイリスタ電圧は1.4倍まで下がり、ダイオードの電圧は約2.5倍となっている。その時の最大逆変換電力を図2.13から見ると、0.77倍とかなり小さい。そこで、補助サイリスタ方式と同様に変換電力対素子電圧比(P/V比)を図2.14にとってみた。サイリスタとダイオードの両方についてとってみたが、どちらもコンデンサ容量0.06PUから0.1PUにかけて緩やかなピークとなっている。サイリスタに対するP/V比が最も大きい点からは0.09PUが最適である。但し、コンデンサのコストが重視されるならば、コンデンサ容量0.06PUでも十分といえる。

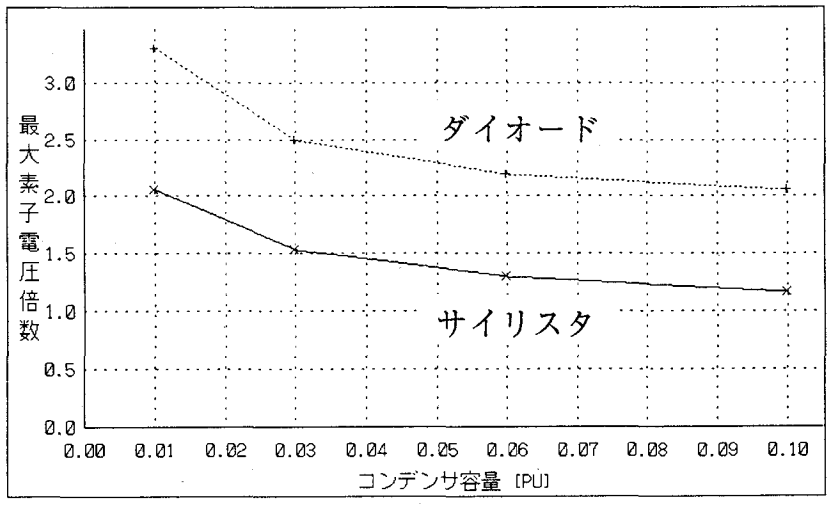


図2.12　直列ダイオード方式のスイッチ素子にかかる電圧最大値の他励式に対する倍数

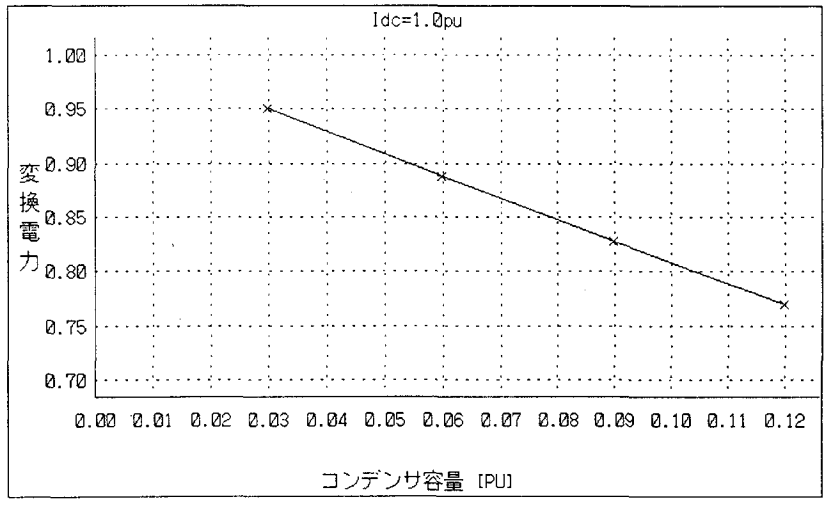


図2.13　直列ダイオード方式の変換電力の変化

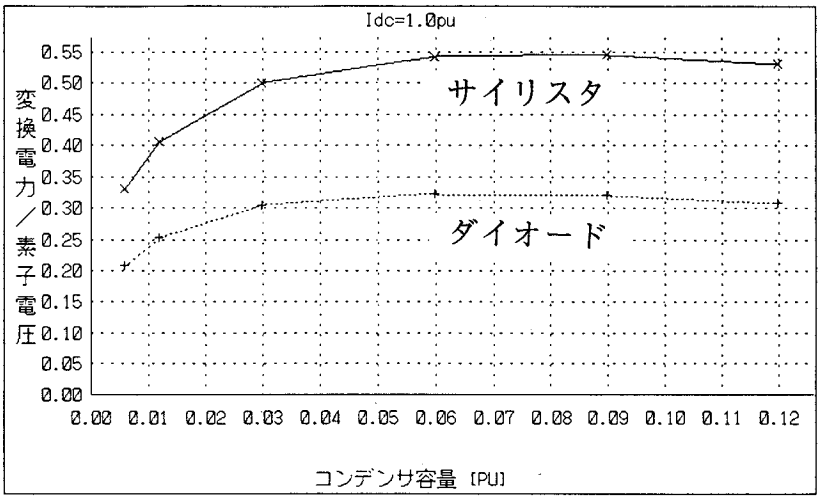


図2.14　直列ダイオード方式のP/V比の変化

制御性の面では、特に直流電流の変化に考慮することなく、十分小さな直流電流まで運転可能であり、電流による運転範囲の制限が少ない。ただし、制御角はサイリスタの転流のタイミングを決定しているだけで、実際の相電流の転流のタイミングはコンデンサへの充電の状況により大きく遅れることがある。特に第３象限（制御角180-270度）でずれが大きいので、精密な制御を行うときには注意が必要である。

2-5 まとめ

補助転流回路を用いた電流型自励式変換器の２方式を直流送電に適用した場合の定常動作解析を行い、スイッチング素子とコンデンサにかかる電圧および変換電力の、コンデンサ容量や直流電流などのパラメータへの依存性を調べ、最適なコンデンサ容量を求めた。補助サイリスタ方式はコンデンサおよびサイリスタにかかる電圧が低く、もっとも経済性が高いと考えられるが、主サイリスタと補助サイリスタの点弧間隔の最小値が直流電流によって変わるので制御に注意を要する。最適な転流コンデンサ容量は0.11PU程度、ＤＣ電流1PUでの充電時間は２０度程度となる。但し、直流電流の変化に伴って、充電時間を制御する必要がある。

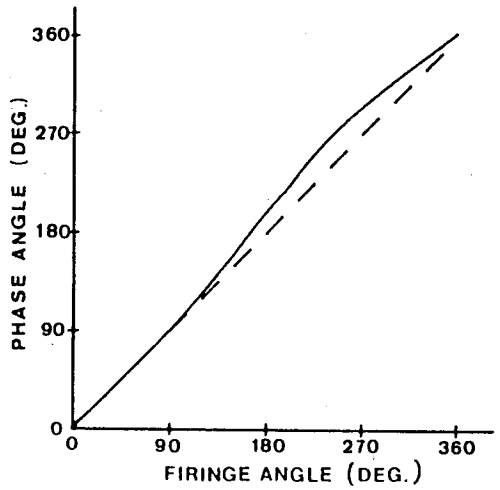


図2.15　直列ダイオード方式のサイリスタ点弧位相に対する相電流転流開始位相

直列ダイオード方式はサイリスタにかかる電圧は低いが、ダイオードにかかる電圧が高くな

る。しかし、点弧制御については転流失敗を防ぐための特別の注意は必要なく、ほぼ従来の他励式変換器もしくは自己消弧素子を用いた変換器とと同様に扱える。また、ダイオードはサイリスタに比較して安価なので経済的には自己消弧素子を用いた場合との比較が必要である。ただし、直流電流が常にサイリスタとダイオードの両方に流れるため、変換器での電力損失は他励式変換器や前述の補助サイリスタ方式に比べ大きくなる。最適なコンデンサ容量は0.09PU程度であるが、コンデンサのコストを下げたい場合は0.06PU程度でも良いと考えられる。

第２章　参考文献

1) C. Adamson, N.G. Hingorani, Chap.8 Artificial Commutation, in^"High Voltage Direct Current Power Transmission", 1960, Garraway Limited: London, pp121-132.

2) A. Gole, R. Menzies, "Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC inverters", IEEE Trans. on PAS, 1981. PAS-100(No.5), pp2258-2262.

3) H.M. Turanli, R.W. Menzies, D.A. Woodford, "Feasibility of DC trasmission with forced commutation to remote loads", IEEE Trans. PAS, 1984, (June), Vol. PAS-103(No.6), pp1256-1262.

4) 堀内、「直流送電における絶縁設計合理化技術」、平成元年電気学会全国大会シンポジウムS.12-3、1988.

5) 高橋、他、「直流送電用新型サイリスタバルブの検討」、昭63年電気学会全国大会 932、1988.

6) 柏崎、他、「新技術を適用した直流送電用新型サイリスタバルブの検討」、昭63年電気学会全国大会 933、1988.

7) W. McMurray, H. Mehta, "FEASIBILITY OF GTOs IN HVDC SYSTEMS". IEEE/PES 1988 Summer Meeting, 88 WM 586-0(July 24-29), 1988.

8) K.-S. Tam, R. Lasseter, "Implementation of the hybrid inverter for hvdc/weak AC system interconnection", IEEE Trans. on PD, Vol.PWRD-1(No.4), pp259-267, 1986.

9) J. Reeve, J.A. Baron, G.A. Hanley, "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-87(No.10), pp.1830-1840, 1968 (Oct.).

10) 数野、「直列ダイオード方式三相サイリスタブリッジの転流について」、電気学会論文誌Ｂ、1960、(昭45−10).

11) N. Kimura, N. Yamamoto, "Analysis of Forced Commutation Converter Furnished with Commutation Capacitors and Series Diodes Applied for HVDC Transmission". 大阪大学工学報告 第36巻, pp75-81, 1986.

第３章　自励式インバータを適用した直流送電による無電源孤立負荷系統の電圧制御

3-1 緒言

自励式変換器のコストは従来の変換器に比べかなり高くなる。そのため、自励式変換器を高電圧直流送電に適用する場合、そのコスト上昇に見合うだけの利点が生じるようでなければならない。無電源孤立負荷系統への電力供給は、第一章序論でも述べたように、そのような利点を持つ応用例と考えられる。

この章では、自励式電流型変換器をインバータとして用い、無電源孤立負荷系統への直流送電による電力供給について、問題点とその解決策を示す。

そして特に変換器の制御性の良さを活かすため、デジタル制御を用いて交流系統電圧を高速制御する新しい演算方式を提案している。従来のＰＩ制御方式では、設定値からのずれに応じて、点弧角の変化量を算出していたが、提案方式は逆変換器の点弧角の値そのものを直接計算する。この計算方式はＤＣ線路の時定数を必要とするが、従来のＰＩ制御方式のようにゲインや時定数の調整を必要としない。この演算方式の有効性をシミュレータ実験と計算機シミュレーションにより確認した。

しかし、負荷が急激に変化した場合に発生する瞬時過電圧は、制御系では抑制が困難である。このため、酸化亜鉛避雷器を設置して瞬時過電圧を抑制することが必要となる。その場合でも新演算方式は、その非線形な特性にも関わらず、有効に働くことをシミュレータ実験と計算機シミュレーションにより確認した。また、これらの結果から新演算方式は、過電圧期間を短縮し、逆変換器端に設置されたＺｎＯ避雷器の吸収エネルギーを減少できる、ということを明らかにした。

3-2 無電源孤立負荷系統への電力供給の利点

現在の他励式直流送電変換器では、逆変換器交流系統が弱体化した場合、不安定現象が起きる[(1)]などの問題点があり、自励式変換器の適用が望まれている。

自励式変換器の直流送電系統への応用の有用な一形態がTuranliら[(2)]によって提案された。そして自励式変換器を適用した直流送電によって交流電圧源のない無電源孤立負荷系統への電力供給が可能なことが示された。無電源孤立負荷系統の例としては、離島などのように大容量電力系統から遠隔地にあり、交流連系での電力供給は経済的ではないような地域が挙げられる。そのような場合、連系線路のコスト低減だけでなく、経済性の悪い小規模の発電設備を停止することによる電力コスト低減と供給の信頼度向上も期待できるため、自励式変換器の適用によるコスト上昇を十分に吸収できる。

この形態はコストの点を除けば、孤立負荷系統だけでなく、大容量電力系統同士の連系においても有用である。それは、直流送電変換所近傍の系統がさらに遠方の事故により主系統から切り離され弱体化したり、完全に分離されたときでも、直流連系によって電力の供給継続が可能となるため、電力供給の信頼度の向上につながるからである。このような利点に対して、いくつかの困難もある。次節においては、自励式電流型変換器により無電源孤立負荷系統へ電力供給する場合の問題点を明らかにする。

3-3 無電源孤立負荷系統への電力供給の問題点

無電源交流負荷系統へ電力を供給する場合、系統の周波数及び電圧の制御はすべて自励式変換器で行えば、同期調相機などの余分な装置を設置する必要がなくなり、経済的に有利である。

周波数は点弧信号を一定周期で発生させることによって一定に維持できるため、容易に実現でき

る。それに比べて電圧の制御は難しく、電流型インバータの点弧角に位相差をもたせる方式[2,3]や、電圧型インバータを用いる方式[4,5]が提案されている。

ここでは、前者の２台の電流型自励式変換器に点弧角位相差をもたせる方式を用いる。この方式の問題点は、大容量の負荷の遮断が起こり、負荷系統のインピーダンスが大きく増加した場合、電流型変換器は短時間には定電流源として働くため、高い過電圧が発生することである。この過電圧を変換器制御により抑制することは、電流型変換器では非常に難しい。交流系統の絶縁を脅かさないためにＺｎＯギャップレス避雷器の設置が必要になる。避雷器のコストはその吸収エネルギーで決まる。過電圧期間が長くなると吸収エネルギーも増大するので過電圧期間はできるだけ短くせねばならない。

ここでは、その解決策をまず変換器の制御に求める。変換器は半導体装置であるため高速での制御が可能である。さらに現在では強力なデジタル計算機制御方式が、マイクロプロセッサの発達により、容易に利用可能である。著者らはマイクロプロセッサを用いた非線型の計算方式を用いた新しいデジタル制御方式を提案する。この方法は、無電源孤立負荷系統の負荷インピーダンスを推定し、かつ直流電流の変動も予測して、点弧角位相差を計算し、系統の電圧を高速に制御するものである。以下では、その原理を示すとともに、シミュレータ実験と計算機シミュレーションにより全システムの良好な特性が得られることを示す。この系統の安定性を確認するため様々なパラメータの元で計算機シミュレーションを行った。

3-4 無電源孤立負荷系統の電圧制御の原理

無電源孤立負荷系統はインピーダンス負荷と交流フィルターから構成される。交流電圧Vacはインバータから流入する電流によって決り、電流Iacと負荷系統のインピーダンスZ_Lの積で表される。

$$Vac = \sqrt{3} \cdot Z_L \cdot Iac \qquad ...(1)$$

Iacを変換器で変化させる方法は３つある。ひとつはＤＣ電流を変化させる方法だが大きなＤＣリアクトルのため応答が遅い。ふたつめはパルス幅変調によりインバータの出力電流の基本波成分を変化させる方法である。しかし、それには制御範囲の制限がつく[6]。最後の方法が、２台の変換器ブリッジの点弧位相角の差（θ）を使って２台のインバータブリッジからの出力電流のベクトル和の基本波成分の振幅を変化させるものである。以下で、この方法の原理について述べる。

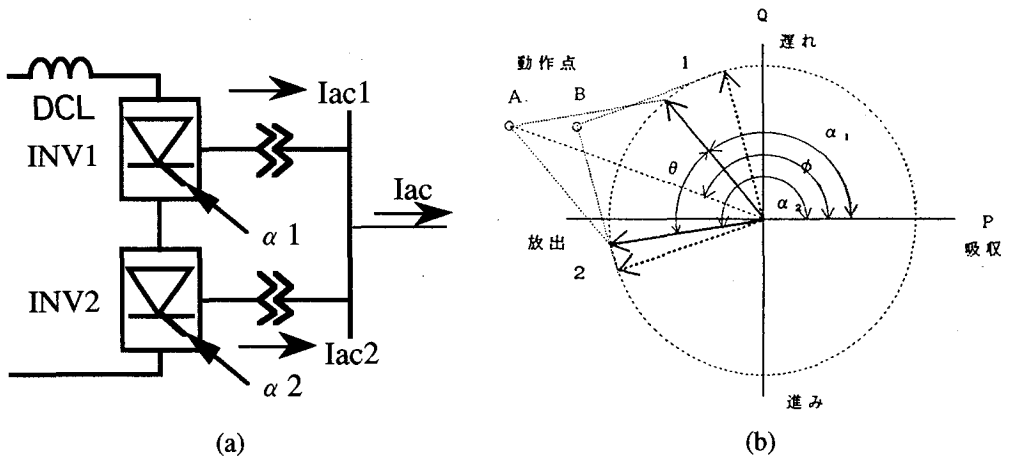


図3.1 位相差制御した電流型変換器の構成図と出力ＰＱ線図

3-4-1 点弧角位相差による電圧制御

位相差による電圧制御は文献[3]で提案されており、Turanliら[2]は一般的な比例・積分（ＰＩ）制御系による制御シミュレーションが示された。

この方式では図3.1(a)に示すように、２台の電流型変換器を直列接続して、それらの点弧角に位相差をもたせて交流側電流の大きさを制御し、交流電圧を制御している。各々のインバータから出力される電流の基本波がフィルタによって取り出され、それらに位相差がある場合はベクトル合成された電流が負荷側に流れ出す。このときの交流電流の大きさは位相差をθとして、実効値で、

$$I_{ac}=2\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_{dc}\cos(\frac{\theta}{2}) \qquad ...(2)$$

となる。但し、Idcは変換器に流れる直流電流、Iacは負荷に流れ込む交流電流の実効値である。

交流電圧Ｖacと位相差θの関係は、負荷を定インピーダンスと考えると次のように表せる[6]。負荷の一相当たりのインピーダンス絶対値をZ_Lとすれば、負荷系統の電圧Ｖacは

$$V_{ac}=\frac{6\sqrt{2}}{\pi}I_{dc}\cos(\frac{\theta}{2})\cdot Z_L \qquad ...(3)$$

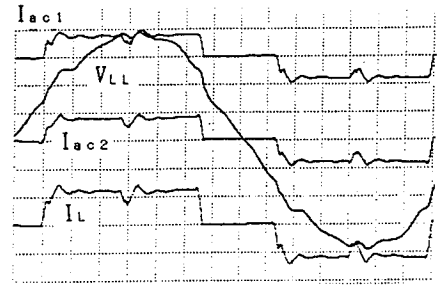
となる。ここで、

Vac;負荷系統電圧、
ZL;負荷系統インピーダンス、
Iac;インバータ出力ＡＣ電流、
Idc;直流電流、
θ;点弧角位相差

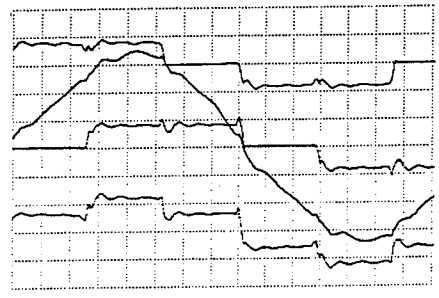
である。

(3)式より点弧角位相差θを変化させることで系統電圧Ｖacの調整が可能なことがわかる。図3.2にＤＣ電流1.53Ａ一定として、インピーダンス負荷に対して電力供給をおこなった場合の２台の変換器それぞれからの出力電流(Iac1,Iac2)とその合成電流および負荷側交流電圧の実験波形を示す。位相差θが広がるとともにＡＣ電圧が低下しているのがわかる。

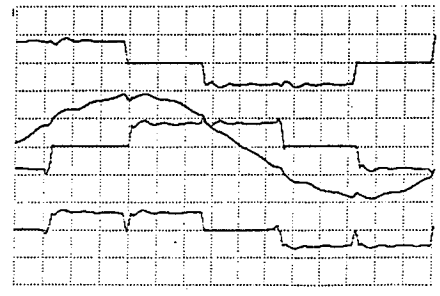
このときの、交流系統の有効・無効電力（Ｐ，Ｑ）と変換器の発生するそれとは完全に一致しており、定常状態を考えると、図3.1(b)に示すように、Idcを一定として、



(a) θ = 0°



(b) θ = 60°



(c) θ = 120°

図3.2 位相差制御した電流型自励式変換器の定常動作電流・電圧波形

AC系統のP，QがA点からB点に変わるとθを調整して変換器のP，Qを合わせる。

なお、インバータの点弧角$\alpha 1$、$\alpha 2$は交流系統の力率と点弧角位相差から自動的に決まり、

$$\alpha 1=\phi-\theta/2,\quad \alpha 2=\phi+\theta/2 \quad ...(4)$$

となる。

一方、Idcとθは負荷変動の瞬時には変化しないため、(3)式は負荷系統の電圧が負荷インピーダンスに比例するため、その急激な変化が過渡的に大きな過電圧を引き起こすことを示している。

このとき注意したいのは、電流型変換器を用いると、Idcは短時間ではほぼ一定のため、変換器端子は電流源のように動作することである。そのため端子電圧は端子からみた交流系統のインピーダンスとそこに流れ込む電流Iacで決まる。これはおもに無効電力によって電圧制御される一般の交流系統と異なり、有効電力の変動も、無効電力と同様の影響を電圧に与えることを意味する。一方、(3)式からわかるように、交流系統の力率の変化は直接交流電圧Vacに影響を与えないが、以下で述べるように、インバータの直流電圧を変動させるため、直流電流Idcが変動し、結果的にVacの変動を引き起こすことになる。インバータDC電圧は負荷系統の力率と点弧角位相差（θ；これによって負荷系統AC電圧を制御する）によって決まる。

$$V_{dc}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{ac}\{\cos(\phi+\frac{\theta}{2})+\cos(\phi-\frac{\theta}{2})\}$$
$$=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{ac}(2\cos\phi\cos\frac{\theta}{2}) \quad ...(5)$$

負荷系統の有効電力はインバータ端での出力電力に一致する。(3)、(5)式からVdcIdcと$\sqrt{3}$ VacIac cos ϕが等しいことは容易に導かれる。

点弧角位相差θの変化に対する電圧変化をグラフにしたのが図3.3-3.5である。丸が実験値、実線が理論値である。実験値は理論値より高く出ているが、形状はほぼCOS関数である。また(4)式からわかるように、AC電圧は負荷インピーダンスの絶対値にのみ依存するのであって、力率には依存しない。図3.5はこのことを実験的にも確かめている。

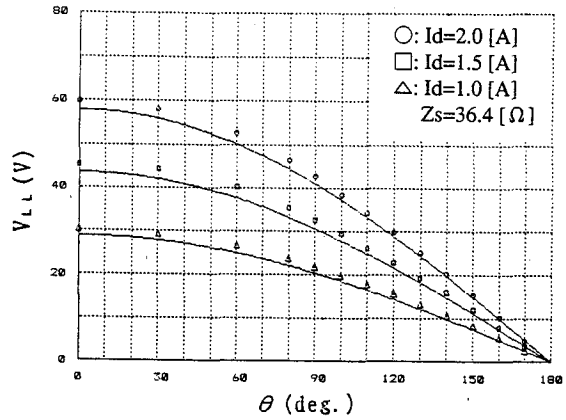


図3.3 直流電流Idをパラメータとしたときの制御角位相差と交流電圧の関係

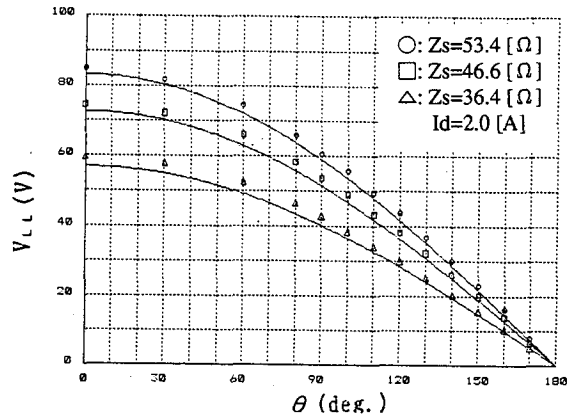


図3.4 負荷インピーダンス値Zsをパラメータとしたときの制御角位相差と交流電圧の関係

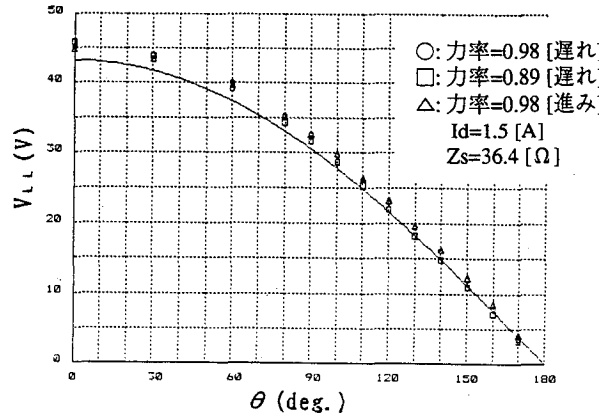


図3.5 負荷の力率ϕをパラメータとしたときの制御角位相差と交流電圧の関係

3-4-2 負荷インピーダンス推定と直流電流変動値予測による交流電圧制御

(2)式からわかるように、直流電流と点弧角位相差が一定の時は負荷インピーダンスによって交流電圧が変化する。負荷変動瞬時においては、直流電流は直流線路の平滑リアクトルのため、即座には変化せず、また位相差は制御系で決定されているため、交流電圧の変化の大きさは負荷インピーダンスの変化を反映している。このことから逆に負荷インピーダンスを推定することができ、そのインピーダンスにおいて交流電圧を設定値にする点弧角位相差を求めることができる。しかし、交流電圧の変動や、点弧角位相差の変更は(4)式に示すようにインバータ直流電圧の変動を引き起こし、その結果、直流電流を変動させるため、交流電圧はすぐには設定値に整定しない。このとき、直流電流の変動を予測し、これも考慮した点弧角位相差の指令を出せば、より高速の電圧制御が可能となる。このような制御は、次のような原理により実現できると考えられる。

負荷インピーダンスと力率が初期状態 $Z_{Lold}\angle\phi$ から、$Z_{Lnew}\angle\phi_{new}$に変動したとき、受電側交流系統電圧Vacとインバータ端直流電圧Vdcは、直流電流をIdc、2台のインバータの位相差を θ として、

$$V_{ac\,new}=\frac{6\sqrt{2}}{\pi}I_{dc}\cos(\frac{\theta}{2})\cdot Z_{L\,new}$$

$$V_{dc\,new}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{ac\,new}(2\cos\phi_{new}\cos\frac{\theta}{2}) \qquad ...(6)$$

に変化する。交流系統電圧Vacに注目するとその変化は Z_{Lnew}/Z_{Lold} に比例していることが判る。そこで、新たな θ_{new} を

$$\theta_{new}=2\cos^{-1}(\frac{V_{REF}}{V_{ac\ new}}\cos\frac{\theta}{2}) \qquad ...(7)$$

とすれば、交流系統電圧をV_{REF}にもっていくことができる。

ところが、交流系統電圧Vacを制御するために θ を変化すると、交流電圧のみならず、直流電圧が変化し、それによって直流電流が変化するため、そのままでは再び交流電圧が目標値からずれる。Idcは、AC電圧制御系がVacの変動を検出しそれに対する制御を行うまでの1サンプル・制御時間Tの間に次のように変化する。

$$\Delta I_{dc}=-\frac{V_{dc}-V_{dc\,old}}{r_{dc}}(1-p) \qquad ...(8)$$

$$p=\exp(-T/\tau),\quad \tau=L_{dc}/r_{dc}$$

$$I_{dc\,new}=I_{dc}+\Delta I_{dc}$$

ここで、△Idcは1制御ステップTの間のIdcの変動分、Idcnewは制御開始時のIdc、τ は直流線路の時定数である。直流電流の変化も考慮して、制御後に、

$$V_{REF}=6\frac{\sqrt{2}}{\pi}I_{dc\,new}\cos(\frac{\theta}{2})\cdot Z_{L\,old} \qquad ...(9)$$

となるθ newを見いだせばよい。したがって、

$$\theta_{new}=2\cos^{-1}\left(\frac{V_{REF}}{V_{ac}}\frac{I_{dc}}{I_{dcnew}}\cos\frac{\theta}{2}\right) \qquad ...(10)$$

となる。

このような予測制御系では、予測がずれた場合には不安定になる恐れがある。実際、順変換器側定電流制御が働くため、直流電流の変動予測は常に誤差を生ずることになるが、定電流制御系に対する応答は直流リアクトルがあるため、１制御ステップではそれほど大きくならないため補正そのものの影響が少ないこと、そして予測はその時点でのＤＣ電流値に基づいて１制御ステップ先のみを行なうことから、誤差が増大して行くことはない。そのため、予測制御による補正は必ず補正の無い場合より制御を改善する方向に行くといえるので不安定になることはないと考える。

ここでは、この制御を「負荷インピーダンスの推定及び直流電流の変動の予測による点弧角位相差の制御」と名付け、以下では「推定・予測制御」と略する。

図3.6に推定・予測制御の入出力を示す。

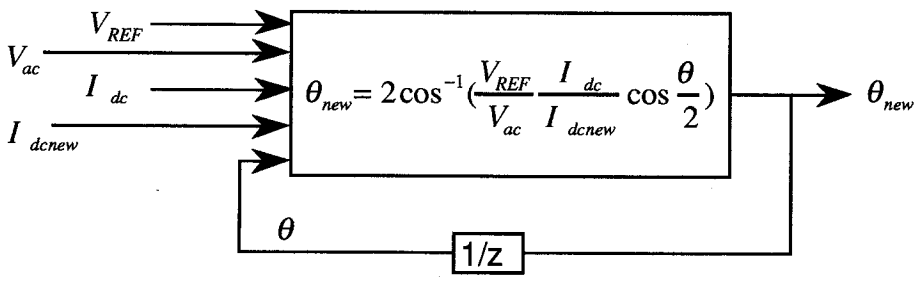


図3.6 推定・予測制御の入出力線図

3-4-3 順変換器側定電流制御

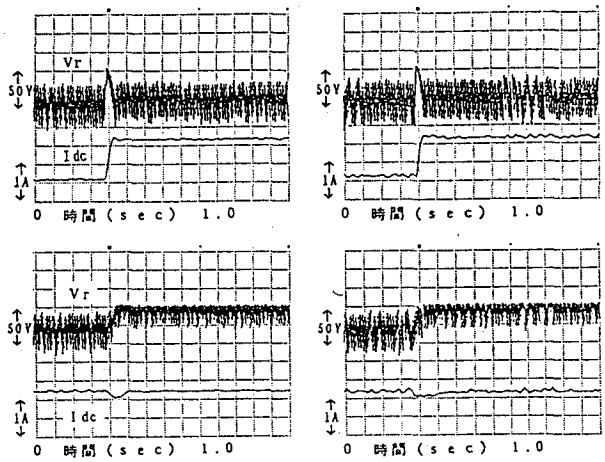
推定・予測制御を行なった場合、制御そのものがまた直流電圧の急激な変動とそれに起因する直流電流の変動を引き起こすため、交流電圧が設定値付近で振動的になり整定時間が長くなる場合がある。順変換器側の定電流制御系が十分高速であれば、より速い電圧の整定が可能となる。定電流制御の方法としては一般的に比例・積分（ＰＩ）制御が用いられるが、応答速度は比較的遅い[7]。より高速の制御法としては有限時間整定制御[8,9]及び比例・積分・微分制御（以下、ＰＩＤ制御）があり、変動後の直流電流の振動抑制に効果的であることが示されている[10,11]。

有限時間整定はデジタル離散値制御で実現できる最短時間の制御であり、１サンプル時間で目標値に達した後、その値を一定に保つ。整流器による直流電流制御に対するこの制御法の適用と制御特性が森田ら[8]によって示された。この制御の特徴は、１サンプル先の制御量と出力の関係を予測し、変動をゼロにするよう制御指令を与えることである。ＰＩＤ制御は微分（Ｄ）動作を組み込むことによって振動の抑制に効果がある。

これらの制御系を用いて、電流設定値を増加させたときと、インバータ側直流電圧が低下した場合の応答を図3.7に示す。これらは、後述する図3.8の制御系構成を用いたシミュレータ実験結果であ

る。有限時間整定の方が若干速いがほとんど同程度の応答速度を示す。また、設定値到達後の行き過ぎや振動もほとんどない。インバータ直流電圧の低下は負荷の力率が変動した場合などに相当するが、定電流制御系の応答は高速で、変動は量的にも時間的にも小さい。

しかし、推定・予測制御にこれらの異なる定電流制御を組み合わせた場合、制御系の相互作用が起こるため、応答が変わってくる可能性がある。本論文ではＰＩＤ制御と有限時間整定制御の２つの定電流制御法を推定・予測制御と組み合わせて、比較検討した。



(a) PID 制御　　(b) 有限時間整定制御

アナログシミュレーション，V_r：順変換器側 DC 電圧，
I_{DC}：直流電流
上側：電流設定値の変更（0.5 → 1.5 A）
下側：インバータ側直流電圧の変動（I_{DC}＝1.2 A）

図3.7 電流制御系の応答のシミュレータ実験結果

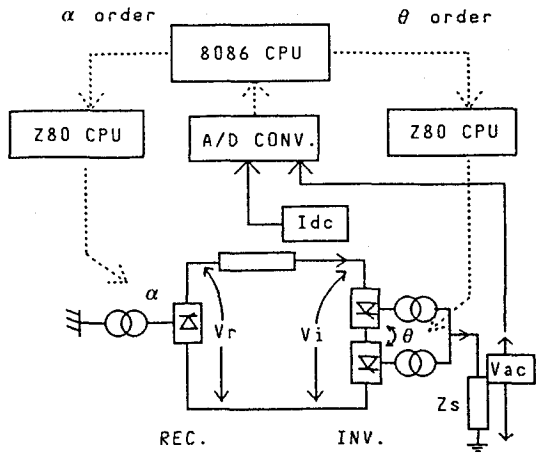


図3.8 シミュレータ制御系

3-5 アナログ・シミュレータおよびデジタル計算機シミュレーション

3-5-1 アナログ・シミュレータとデジタル制御系

計算機シミュレーションの結果の確認と、制御系の動作の検証を行うために実際にマイクロコンピュータによる制御装置を用いてシミュレータ実験を行った。本性で示した計算機シミュレーションでは交流側電圧・電流は実効値で、直流側電流電圧は平均値で取り扱ったため、高調波の影響などで実際の計測系や、制御系の入出力とは異なることがある。計算機シミュレーションの有効性を確認し、制御系の実現性を調べるために、シミュレータ実験との比較が必要である。

マイクロプロセッサの発達にともない電力変換器にも、これを用いたデジタル制御系がその柔軟性のゆえに広く用いられるようになってきた。本実験においてもマイクロ・プロセッサによるデジタル制御系を用いたので、その構成について以下に説明する。

3.3節で述べたような非線形の関数を用いた制御系を構築するにはマイクロプロセッサによるデジタル制御は最適である。しかし、実時間直接デジタル制御のためにはマイクロプロセッサおよび周辺回路が、十分高速なデータ処理能力を持つことが不可欠である。そこで、本シミュレータにおいては、複数のＣＰＵによってジョブを分担することにより十分な性能を実現している。

図3.8にマイクロプロセッサを用いた直流送電シミュレータ用制御系の構成を示す。制御系は、点弧角を計算する数値演算コプロセッサ付の１６ｂｉｔマイクロプロセッサ(Intel 8086 + 8087)と、点弧角αとθに相当する適切な時刻に点弧パルスを発生するようカウンタＩＣ(Zilog Z80CTC)にデータを設定する８ｂｉｔマイクロプロセッサ(Zilog Z80CPU)から構成されている。高速のマイクロプロセッサとコプロセッサの組み合わせは提案した制御方法で必要となる三角関数と逆三角関数の計算を２ｍｓ以内に行うことを可能にする。

計測値は（10μsecの変換時間で）アナログ／デジタル変換され10MHz、16bitの８０８６マイクロプロセッサに引き渡される。この、数値演算プロセッサ８０８７のついた、強力な16bitプロセッサは（8）式に基づいて新しい点弧位相角を計算する。新しい点弧角は８bit、４MHzのＺ８０マイクロプロセッサに引き渡され、Ｚ８０ＣＴＣカウンタータイマＩＣに設定され、もうひとつのブリッジからの同期パルスによりカウントを開始する。このシミュレータでは、下側インバータを６０Ｈｚ一定の周波数で点弧させ、上側インバータをその点弧信号から計算された位相差分だけ遅らして点弧信号を発生させる。

図3.9、3.10に、より詳しく制御系の構成を示す。

図3.9に示す整流器側の定電流制御系では、直流電流はホールＣＴで検出され、Ａ／Ｄ変換された後、８０８６ＣＰＵで点弧角が計算される。その点弧角のデータはＩ／Ｏポートを通じてＺ８０ＣＰＵに渡されカウンタLSI (Z80CTC)にセットされる。そして、カウンタLSIは交流電圧のゼロ・クロス検出でトリガされ、設定された時間後に点弧信号を発生する。

図3.10に示すインバータ側の交流定電圧制御系では、インバータ２を電源周期（ここでは60Hz）に対応した一定の周期(360Hz)で点弧させ、その点弧信号から位相差分だけ遅らした時刻にインバータ２に点弧信号を送ることで、点弧角位相差を発生させる。そのため、交流系統の三相電圧と直流電圧がＰＴ及び分圧器で検出され、Ａ／Ｄ変換された後、８０８６ＣＰＵで点弧角位相差が計算される。この位相差のデータはＩ／Ｏポートを通じてインバータ２を制御するＺ８０ＣＰＵに渡されカウンタLSI (Z80CTC)にセットされる。そして、インバータ２の点弧信号はインバータ１の点弧信号をトリガとして、カウンタを起動して位相差分の時間遅れをつくる。どちらの制御系においても，Ａ／Ｄ変換からカウンタLSIにセットするまでの時間は2mS以内である。

しかし、カウンタＩＣで点弧の時刻を決定するため、制御系には時間遅れが生ずる。この遅れは点弧角の値、すなわちカウント値、によって変わる。インバータ制御系での平均時間遅れは、ＣＰＵでの計算時間とカウンタＩＣでのカウント時間を含めて、約13mSである。そのため、ここで提案する推定・予測制御方式でのサンプル時間は１周期(60Ｈｚで16.67mS)とした。

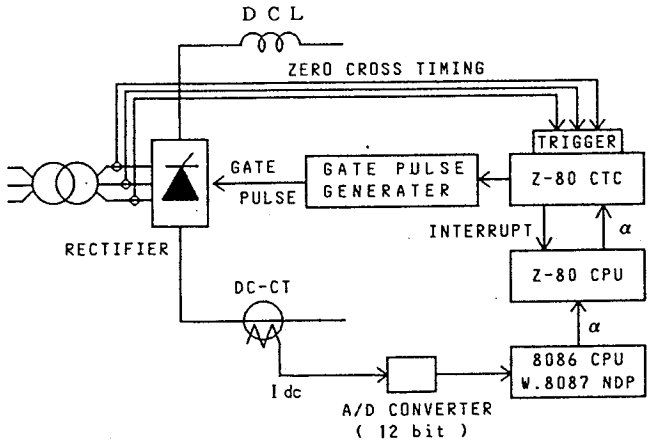


図3.9 整流器制御系

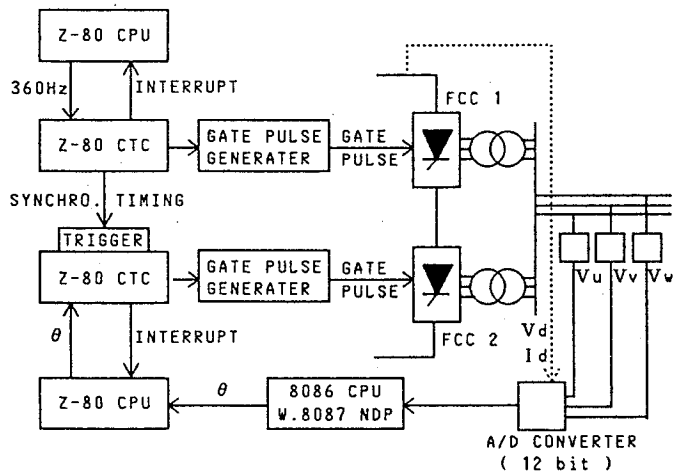


図3.10 インバータ制御系

3-5-2 デジタル計算機シミュレーション

計算機シミュレーション・プログラムは交流側を３相平衡として、実効値ベースで取り扱い、直流側の電圧はサイリスタ点弧周期（６０Ｈｚ交流系統に対して1/360 sec.）での平均値で表し、電流は完全に平滑されるものとして、リップルの影響は無視している。

系統モデルはシミュレータ実験系と同じで、インバータ側定格ＤＣ電圧40Ｖ、定格ＤＣ電流1.2A、直流リアクタンス1.0H、直流線路抵抗2.1Ωである。

3-6 シミュレーション結果

3-6-1 系統の構成

図3.11に無電源孤立負荷系統へ電力供給する自励式変換器を用いた直流送電の系統構成図を示す。図3.12にシミュレータ実験回路を、表3-1にその定格と実験条件を示す。

送電端は強い系統であると考え、整流器は無限大母線に接続されている。そのため、整流器には電流型他励式変換器を用いる。一方、インバータは無電源孤立負荷系統に接続されている。交流電圧の制御を行うため、インバータは直列接続された２台の電流型自励式変換器で構成されている。

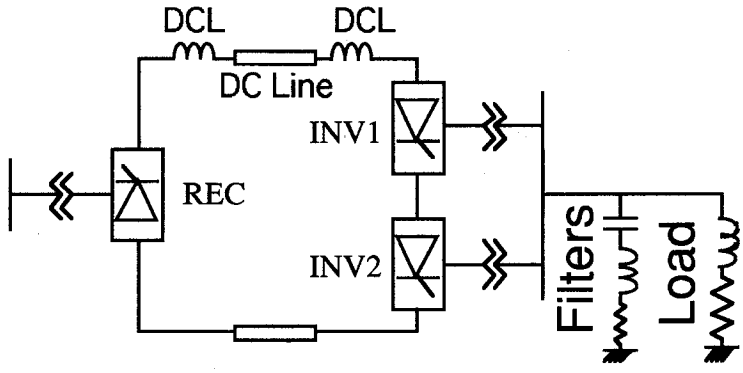


図3.11 系統構成図

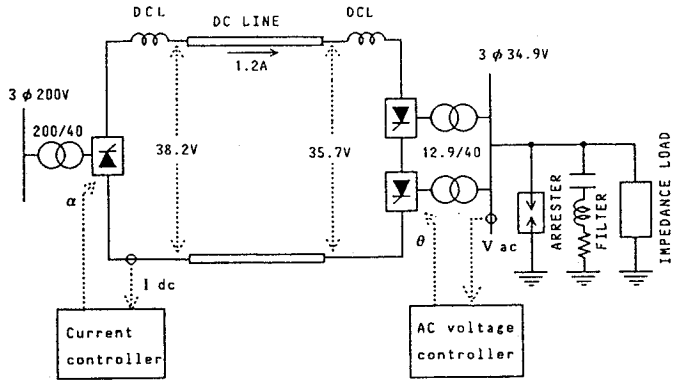


図3.12 実験回路構成

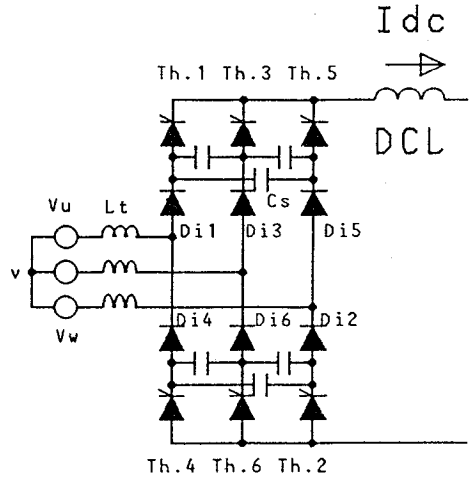


図3.13 直列ダイオード方式変換器回路構成

表3-1　シミュレータ実験回路の定数

a) 送電側

ＡＣ系統

ＡＣ母線電圧	200 V
変換器用変圧器	
１次側	200 V
２次側	46 V

ＤＣ系統

レクティファイア電圧	47.0 V
直流電流	2 A

b) 受電側

ＡＣ系統

ＡＣ母線電圧	40 V
変換器用変圧器	
１次側	40 V
２次側	13.5 V
転流用コンデンサ	4 μF

ＤＣ系統

インバータ電圧	42.7 V
直流電流	2 A

c) 直流線路

抵抗値	2.1 Ω（帰路を含む）
直流リアクトル	0.5 H

d) 負荷

容量	56.3 W
インピーダンス	28Ω∠10°(遅れ)
フィルタ容量	23.2 VA
全インピーダンス	69 Ω∠89°
避雷器制限電圧	68 V (peak)

e)

高調波フィルタ	R	L	C
５次	1.85 Ω	30 mH	9.39 μF
７次	3.44 Ω	30 mH	4.79 μF
１１次	3.6Ω	20 mH	2.9μF
１３次	3Ω	15 mH	2.78 μF
ハイパス	5Ω	0.9mH	18μF

f)

各負荷状態での系統定数	負荷1.0pu時	負荷0.5pu時	負荷0.3pu
α	30°	57°	61°
θ	49°	126°	148
負荷ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ(ﾌｨﾙﾀを含む)	27.5 Ω∠13°	56.7 Ω∠48°	108.6 Ω∠1°
ﾚｸﾃｨﾌｧｲｱ電圧	47.0 V	28.7 V	26.8 V
ｲﾝﾊﾞｰﾀ電圧	42.7 V	24.5 V	22.5
負荷電流(ﾌｨﾙﾀを含む)	0.87 A	0.44 A	0.32 A

(注)負荷ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽの力率は進みである。

無電源孤立負荷系統は定インピーダンス負荷とＡＣフィルタの並列接続回路で構成されている。ＡＣフィルタの構成は５次、７次、１１次、１３次とハイパスフィルタである。ここでは負荷系統の送電線路長は短いものとして線路インピーダンスは無視している。受電側交流系統は受動インピーダンス負荷なので、直流送電は一方向送電となる。

この系統ではインバータがＡＣ系統の定電圧制御を行う。インバータ側では２台の変換器が直列接続され、点弧角に位相差をもたせて交流側電流の大きさを制御する。整流器は従来の直流送電と同様にＤＣ定電流制御を行う。整流器側は強い系統に接続されているので、従来から用いられている他励式の６相変換器を用いる。

第２章で述べたように、電流型自励式変換器の方式は大別して、補助転流回路を付加する方式と自己消弧素子を使用する方式に分けられる。サイリスタ変換器に補助転流回路を付加して、自励式運転を行う方式は直流送電の実用化初期から考えられてきた[12]。一方、大電力を扱える自己消弧素子は近年になってわが国で急速な進歩を見ており、直流送電への適用が可能になってきたと考えられる[4,5]。ここでは２章で解析を行なった図3.13に示すような直列ダイオードと転流コンデンサを付加した補助転流回路方式の変換器を用いる。

整流器とインバータの制御には、共にマイクロプロセッサを用いた直接デジタル制御を用いる。整流器制御系はデジタルＰＩ制御を用いた。ＰＩ制御のゲインは、Ｋｐ：1.81[rad/pu]、Ｋｉ：0.181 [rad/pu.sec.]である。インバータ制御系は前述の推定・予測制御を用いている。

3-6-2 負荷変動のシミュレーション結果

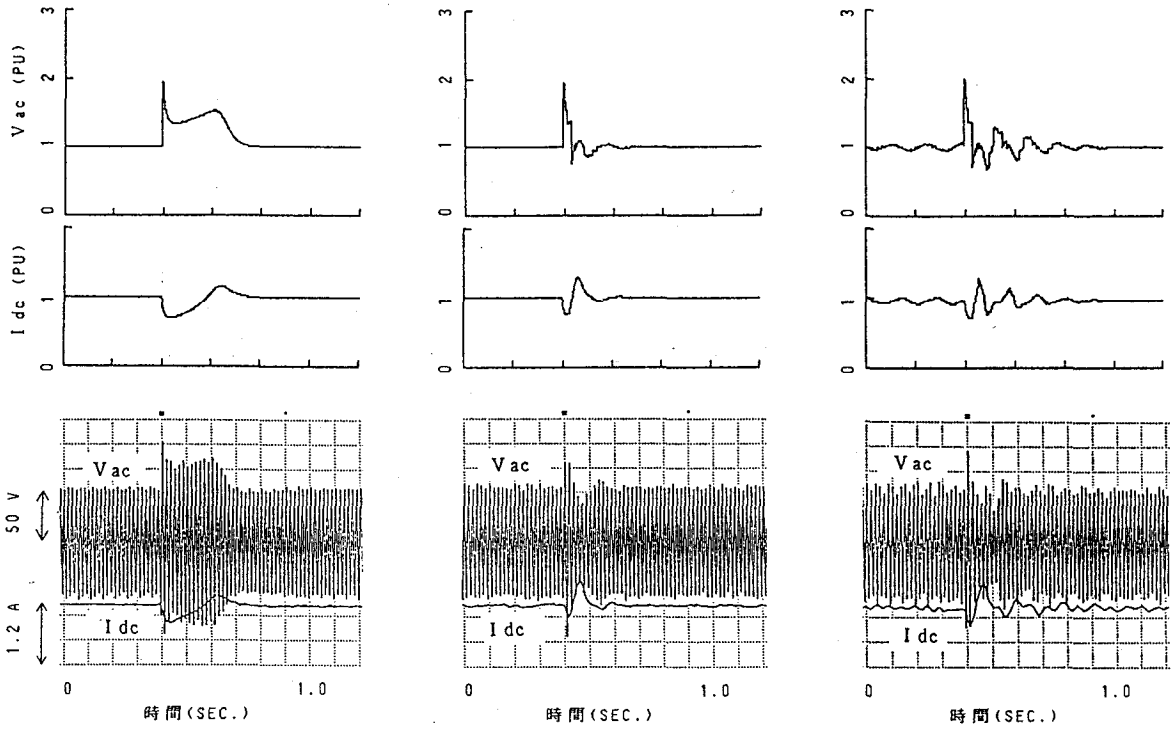
負荷変動のシミュレーション結果を図3.14に示す。時刻0.4秒で負荷容量を1/2にステップ変化させている。力率は1.0で、変化させていない。図3.14(a) はインバータ点弧角位相差の制御にＰＩ制御を用い、図3.14(b),(c) は推定・予測制御を用いた場合のシミュレーション結果を示す。また、定電流制御系には、図3.14(a),(b)はＰＩＤ制御を用い、図3.14(c)は有限時間整定制御を用いている。上側が計算機シミュレーション、下側がシミュレータ実験である。推定・予測制御での過電圧時間は、ＰＩ制御による場合の1/5程度となり、推定・予測制御で非常に高速の電圧制御が可能なことがわかる。

シミュレータ実験と計算機シミュレーション結果とはよく一致している。これにより計算機シミュレーションの正当性も裏付けられた。但し、定電流制御系に有限時間整定制御を用いた場合には、直流電流に比較的短い周期の振動がみられる。これは計算機シミュレーションでは現れなかったもので、直流電流のリップルや交流電圧歪などからくる制御入力の微少な外乱が原因と考えられ、この実験条件においては、有限時間整定制御は外乱に対して弱いのではないかと考えられる。

図3.15に負荷力率のみが変動した場合の計算機シミュレーション結果を示す。図3.15(a),(b),(c)は図3.14と同様に制御系の組合せが異なるものである。直流電流の変動によって交流電圧が増大するが、推定・予測制御によって急速に低減されている。このとき、有限時間整定を用いると応答に振動が残る。これは、計算機シミュレーションであるから、パラメータのずれやリップルの影響などはないので、この振動は直流電流制御と交流電圧制御の相互干渉のためと考えられる。有限時間整定制御と推定・予測制御は、どちらも１制御ステップで大きく点弧角を変更するため、それぞれの予測と実際の応答に振動を誘起する方向にずれが生じるのが原因と考えられる。この防止は今後の課題であるが、適切な予測を行うために、直流電流および交流電圧の制御を統合することが考えられる。

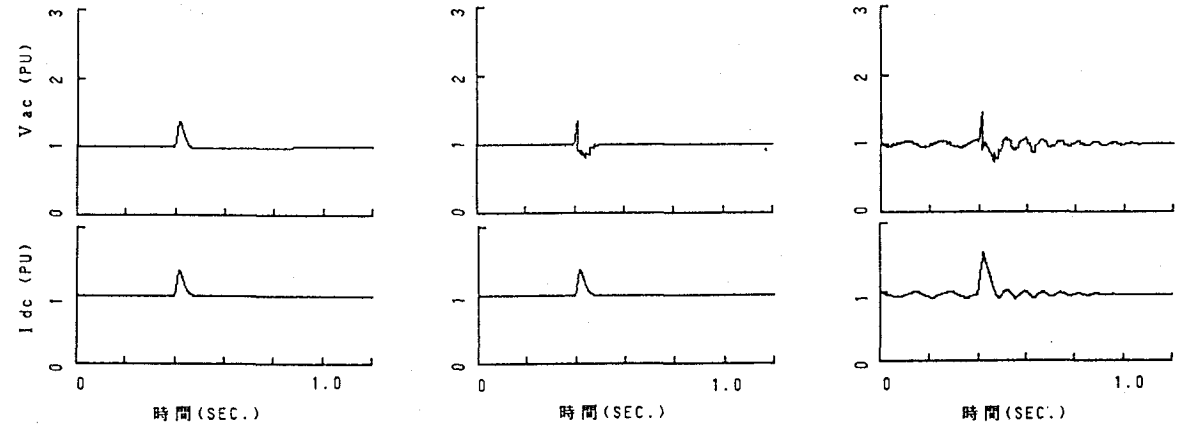
負荷のインピーダンスと力率の両方が同時に変化した場合のシミュレーション結果を図3.16に示す。制御系の組合せは図3.14と同じで、(a)は定電流制御にＰＩＤ制御交流電圧制御にＰＩ制御を適用した。以下、同様に (b)はＰＩＤ制御と推定・予測制御、(c)は有限時間整定と推定・予測制御を適用した。負荷変動は時刻 0.4秒で起こり、負荷インピーダンスは２倍となり、力率は0.98から0.34に悪化する。予測されるように、交流電圧の変動は大きくなるが、推定・予測制御により速やかに電圧は低減されている。ここで、計算機シミュレーションではシミュレータ実験のような負荷変動瞬時の直流電流の

減少は現れていない。これは、インバータ直流電圧の変動に力率変化の影響はすぐに出ず、遅れがあることを示唆している。しかし、その後の応答はほぼ一致しており、この現象は電圧変動を抑制する方向であることも考慮すると、計算機シミュレーションは十分有効と考えられる。いずれの場合も、定電流制御系にはＰＩＤ制御を用いた方が応答の振動が抑制される。



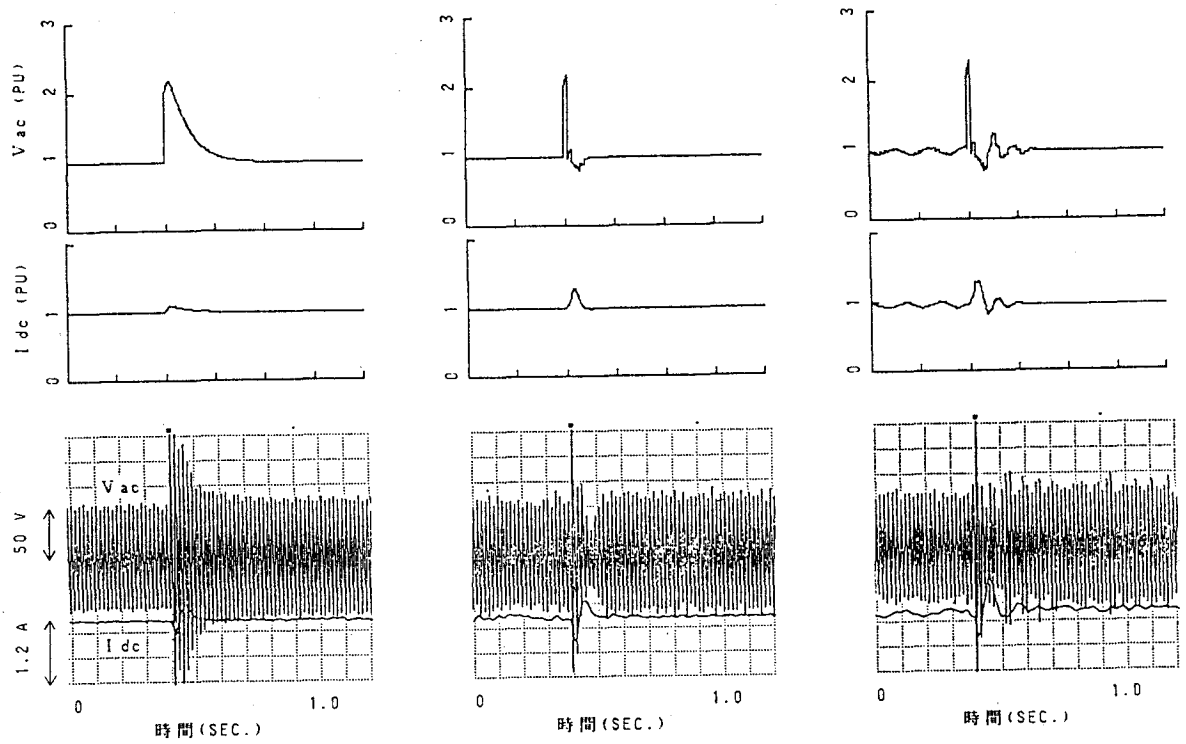
(a) R_{ec}：PID 制御，I_{nv}：PI 制御　(b) R_{ec}：PID 制御，I_{nv}：推定・予測制御　(c) R_{ec}：有限時間整定制御，I_{nv}：推定・予測制御

図3.14 負荷インピーダンス倍増時のシミュレーションおよび実験結果
（上側：計算機シミュレーション、下側：シミュレータ実験；負荷力率=1.0）



(a) R_{ec}：PID 制御，I_{nv}：PI 制御　(b) R_{ec}：PID 制御，I_{nv}：推定・予測制御　(c) R_{ec}：有限時間整定制御，I_{nv}：推定・予測制御

図3.15 負荷力率のみが変動した場合の計算機シミュレーション結果

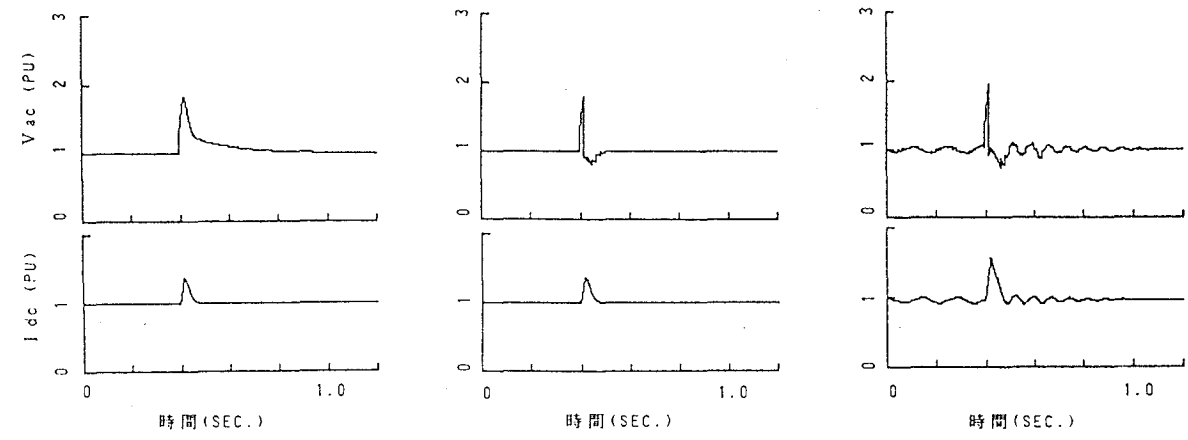


(a) REC:PID制御,INV:PI制御　(b) REC:PID制御,INV:推定・予測制御　(c) REC:有限時間整定,INV:推定・予測制御

図3.16 負荷のインピーダンス(1->2pu)と力率(0.98->0.34)が同時に
変化した場合のシミュレーションおよび実験結果
(上側：計算機シミュレーション、下側：シミュレータ実験)

3-7 より大きな変動に対する検討

ここで検討しているような無電源孤立負荷系統へ電流型自励式変換器で直流送電による電力供給を行う場合、変換器端子からみた負荷系統インピーダンス増加時の過電圧が変換器および負荷系統への脅威となる。また、力率が悪くなる方向へ大きく変化するとインバータ直流電圧が急激に低下し、直流電流が増加するため負荷系統へ過電圧を生じる。



(a) REC:PID制御,INV:PI制御　(b) REC:PID制御,INV:推定・予測制御　(c) REC:有限時間整定,INV:推定・予測制御

図3.17 大容量のコンデンサを設置した場合の計算機シミュレーション結果

直流電流の増加は高速の定電流制御系を適用すれば、かなり抑制できる。これに対し、負荷系統インピーダンス増加時の瞬時過電圧は制御系では抑えることができない。過電圧を小さくする方法としては、変換器端子に大容量のコンデンサを接続することも効果がある。コンデンサが接続されていると、負荷が遮断されたような極端な場合でも系統インピーダンスにはコンデンサのインピーダンスが残り、過電圧の発生が抑えられる。例えば、負荷の大きさがP=0.8pu 遅れ力率0.8で運転されているとき、変換器端子にQ=0.6puのコンデンサを接続していれば、このときの負荷系統インピーダンスZs=1.25puであり、負荷遮断後の系統インピーダンスはコンデンサのそれと等しくZs'=1.66puとなる。したがって、瞬時過電圧は1.33puにとどまる。

大容量のコンデンサを設置した場合のデジタル計算機シミュレーションを図3.17に示す。瞬時過電圧の大きさは予測どおり図3.14、3.16に比べて小さくなっておりコンデンサの効果がわかるが、その後の直流電流の増大により過電圧は増大している。このことからも直流電流の制御は交流電圧制御に大きな影響を与えることがわかる。直流電流の変動を抑えるためには制御系を最適設計することや、平滑リアクトルの値を大きくする必要がある。しかし、実系統では部分負荷遮断などにより、負荷インピーダンスがちょうどコンデンサと共振するなどの現象が起こって、さらに大きな電圧を生じることも有り得るので、より安全を見積もるためには過電圧抑制用避雷器を設置することが望ましい。現在の直流送電系統でもこのような動的過電圧(Dynamic Overvoltage:DOV) を抑制する目的で酸化亜鉛型避雷器が設置されている[13]。

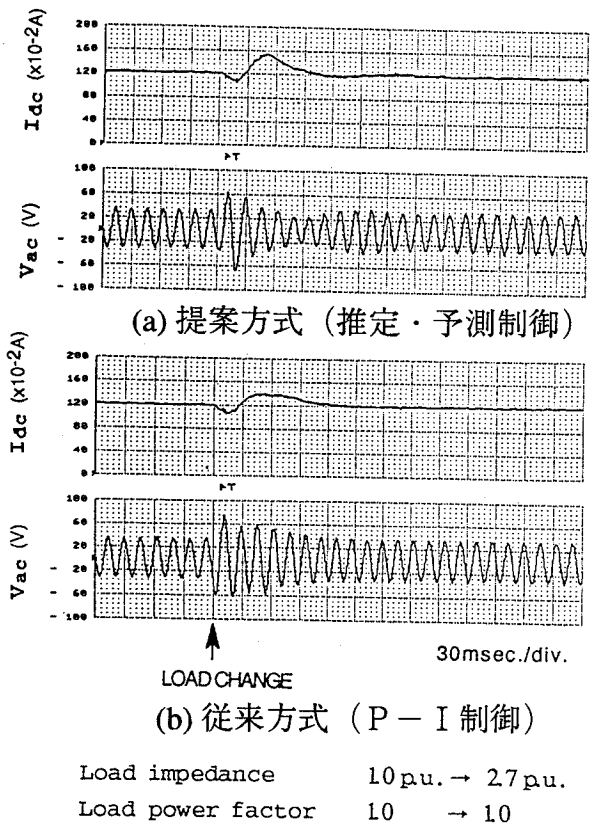


図3.18 避雷器を設置しない場合の負荷変動のシミュレータ実験結果

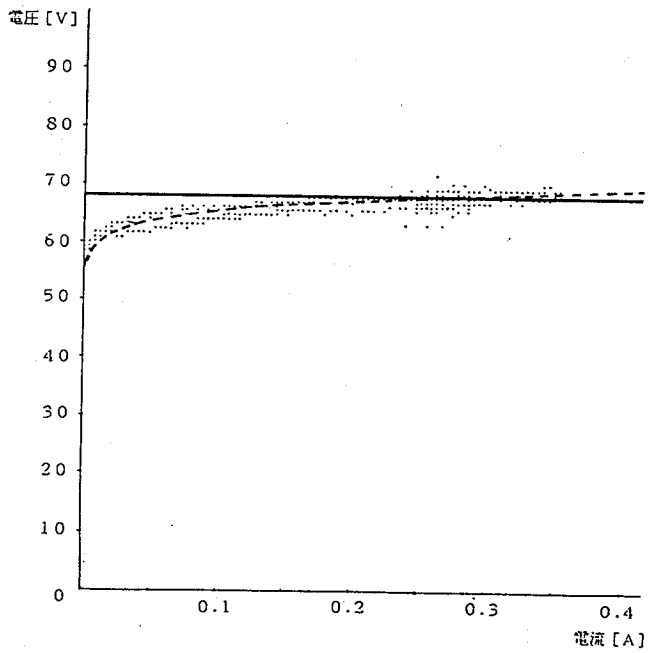


図3.19 避雷器の電圧・電流特性

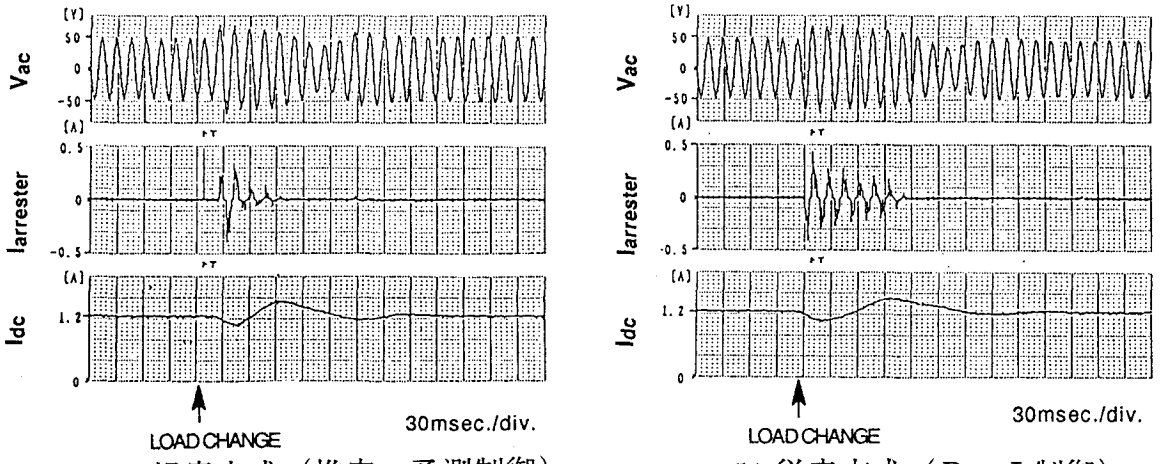
3-7-1 避雷器の設置

過電圧の抑制のために避雷器を設置することがよく行われる。過電圧のほとんどはサージ電流により起こり、ピーク値は大きいが過電圧期間は比較的短い。これに対して、動的過電圧（ＤＯＶ）は通常の負荷電流によって起こり、ピーク値は低いが、過電圧期間は数サイクル以上と長い。このことはＤＯＶによって避雷器に流れる電流はサージのそれに比べかなり小さいが、吸収エネルギーは同程度またはそれ以上になる可能性がある。

まず、避雷器を設置しなかった場合のシミュレータ実験結果を図3.18に示す。これは負荷インピーダンスが初期の２倍になった場合である。図3.18(a)はインバータを推定・予測制御した場合、図3.18(b)は古典的Ｐ－Ｉ制御で、ゲインをＫｐ：0.045[rad/pu]、Ｋｉ：0.090[rad/pu.sec.]とした場合について示す。推定・予測制御の場合、負荷変動の瞬間の過電圧は定格のほぼ２倍になっているが、インバータの制御により速やかに減少され過電圧期間は２サイクル以下である。Ｐ－Ｉ制御の場合、初期の過電圧は推定・予測制御の場合と同じだが、過電圧期間は数サイクル以上である。

避雷器の動作電圧は、ＡＣ定格電圧のピーク値を1ｐｕとすると、1.3ｐｕに設定した。図3.19に避雷器の交流波形に対する電流電圧特性を示す。細かな点が実測結果、点線がその平均特性を示している。実線は、後で述べる計算機シミュレーションで仮定した避雷器の制限電圧である。

図3.20にＺｎＯギャップレス避雷器が設置された場合の実験結果を示す。図3.20(b)はインバータにＰ－Ｉ制御を用いたときの結果である。過電圧期間、すなわち避雷器の通電期間、は６サイクルで避雷器の吸収エネルギーは0.138Ｊに達する。図3.20(a)に今回提案した負荷推定制御の結果を示す。過電圧期間は４サイクルで、吸収エネルギーは0.0635Ｊであった。これらの吸収エネルギー量は3.07*10-3 pu secと1.41*10-3 pu secとなり、300MWの直流系統に換算して、1.1MJと0.5MJに相当する。



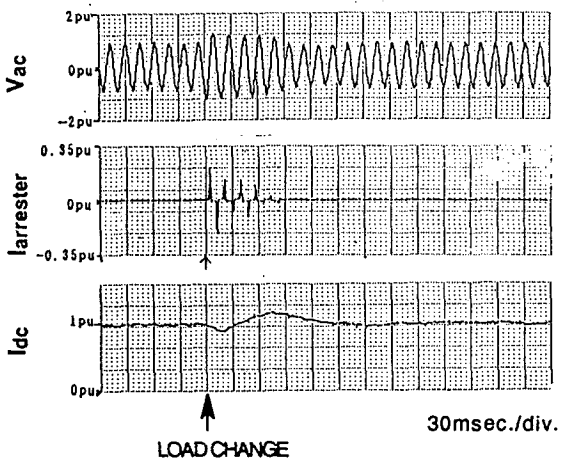
(a) 提案方式（推定・予測制御）　　(b) 従来方式（Ｐ－Ｉ制御）

Load impedance　1.0pu.→ 2.5pu.
Load power factor　0.87 → 0.41

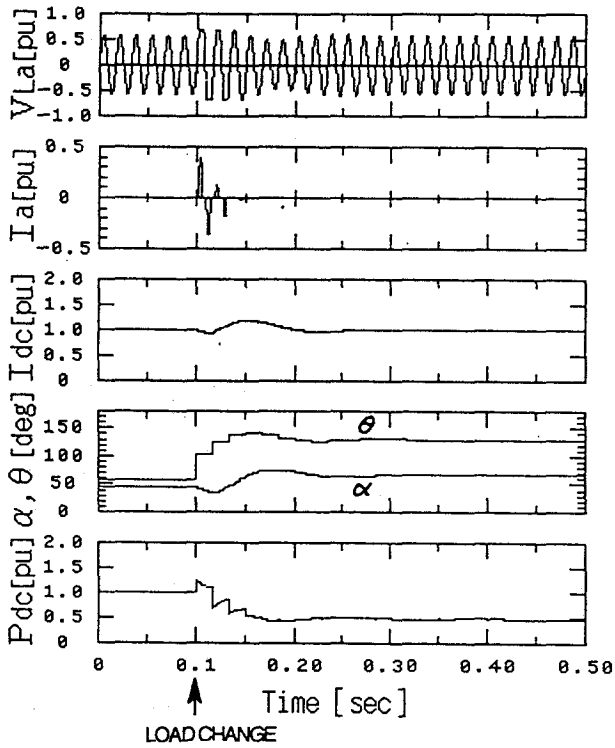
図3.20 避雷器を設置した場合の負荷変動のシミュレータ実験結果

3-7-2 避雷器を設置した場合の計算機シミュレーション結果

提案した推定・予測制御方式は非線型性が強く、従来の線型安定度解析では十分に評価できない。したがって、系統パラメータの広い範囲にわたって動特性を把握することが重要となる。この目的には計算機シミュレーションが最適である。避雷器を含めたシミュレーションプログラムでは次の仮定を行なった。



(a) シミュレータ実験

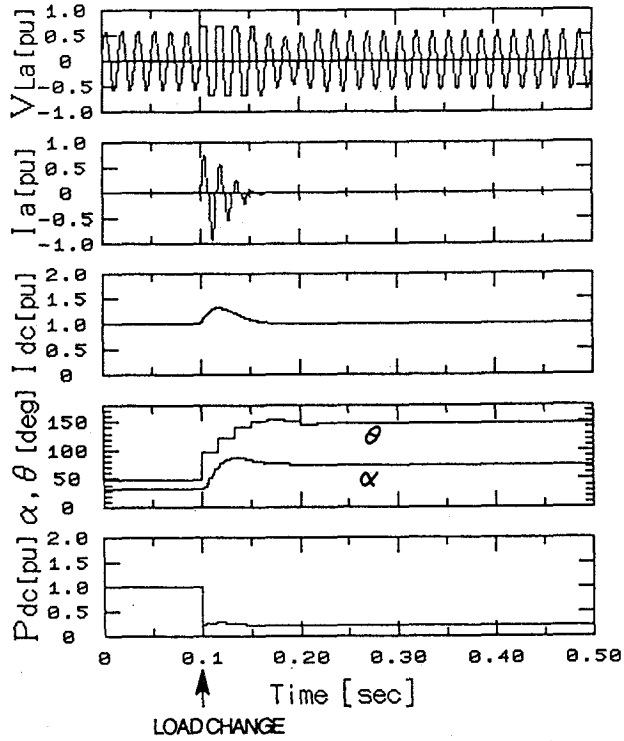


(b)計算機シミュレーション

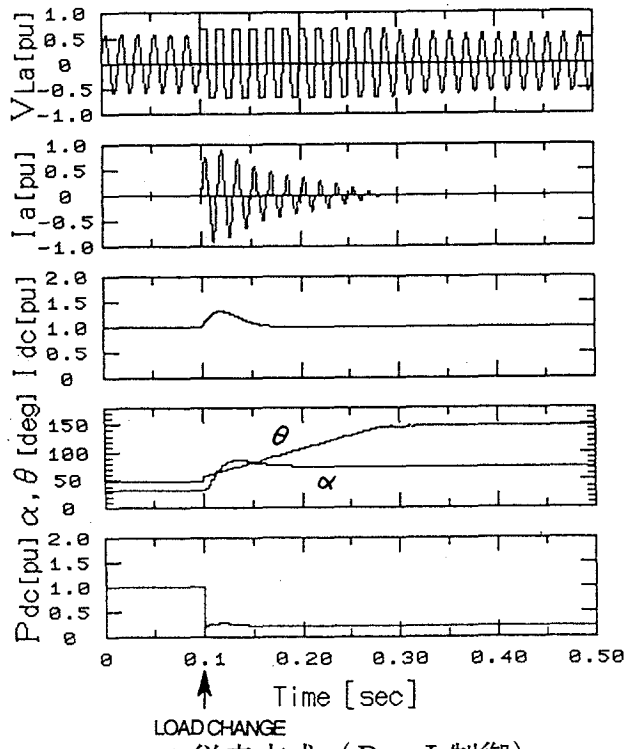
Load impedance　1.0pu.→ 2.0pu.

Load power factor　0.83 → 0.54

図3.21 避雷器を設置した場合の負荷変動のシミュレータ実験結果と計算機シミュレーション結果の比較



(a) 提案方式（推定・予測制御）



(b) 従来方式（P－I制御）

Load impedance　1.0pu.→ 3.3pu.

Load power factor　1.0 → 0.0

図3.22 負荷力率が大きく変動した場合の計算機シミュレーション

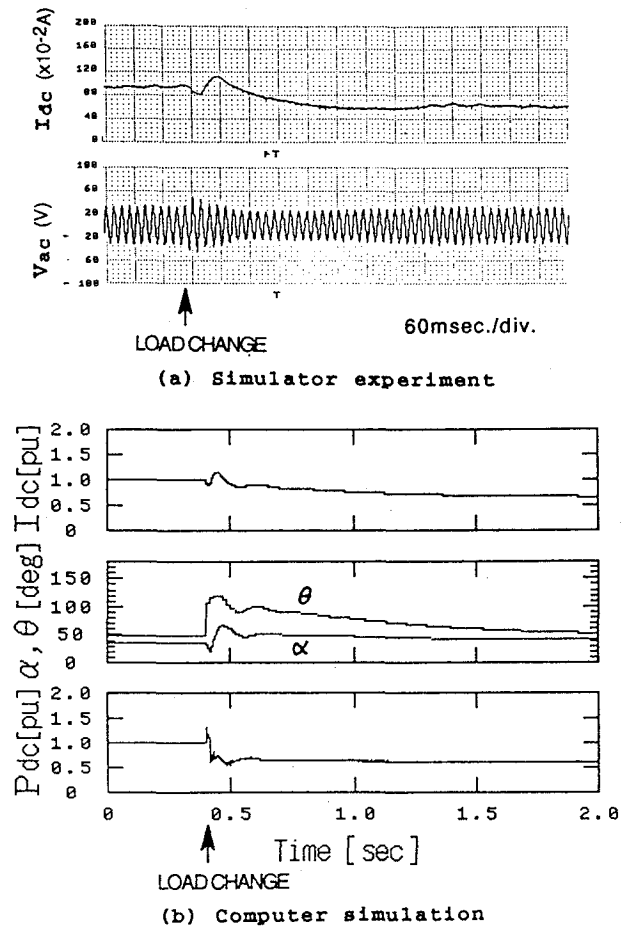
1. ３相は平衡しており、交流系統は実効値で扱われる。
2. 変換器の損失はない。
3. 負荷系統の交流線路は短いものとして無視する。
4. 完全なフィルタリングが行われるものとし、高調波の影響は無視する。
5. 交流電圧波形は避雷器の制限電圧で抑えられるものとする。

図3.21に示されるようにシミュレータ実験と計算機シミュレーションはよく一致している。この結果では負荷推定制御を用いた場合、従来のＰＩ制御方式に比べ、いずれの条件下でも過電圧期間とＺｎＯ避雷器の吸収エネルギーは、それぞれ半分になった。

3-7-3 負荷力率の影響

(3)式によると負荷系統の力率は系統電圧には直接影響しない。しかし、(4)式が示すように力率の変化はインバータ端のＤＣ電圧に影響する。ＤＣ電圧の変化はＤＣ電流を変化させ、交流系統電圧が変化する。結局、力率の変化も負荷系統の電圧に影響する。負荷インピーダンスが増加し同時に力率が小さくなるとＤＣ電流が増加するためより大きな過電圧が発生する可能性がある。

この場合、過電圧は負荷インピーダンスの変化に比例した初期変化の後、力率変化により起こるＤＣ電圧の低下によりＤＣ電流が増加するため、更に上昇していく。このような状況は、例えば、変換器近傍の遮断機が動作して全負荷が切り離され、インバータ交流側のフィルタのみが残された場合が考えられる。図3.22にそのような場合の計算機シミュレーションの結果を示す。初期変化はさほど大きくないが、負荷力率が大きく変化しＤＣ電圧を変化させるため、その後にＤＣ電流と交流電圧が大きく動揺する。負荷推定制御とＰＩ制御を比較すると負荷推定制御の方が良好な特性を示しているのは明らかである。



Load impedance　1.0 p.u. → 1.5 p.u.
Load power factor　0.97 → 0.91

図3.23 インバータ位相差に依存した直流電流指令制御の(a)シミュレータ実験と(b)計算機シミュレーションの結果

3-7-4 整流器側定電流制御への追加

点弧角位相差（θ）の変化は基本波に対する高調波の大きさを変化させる。とりわけ、位相差が大きい場合、高調波の振幅は基本波の振幅と同程度になる。したがって、点弧角位相差はできるだけ小さく保つのが望ましい。１１次と１３次の高調波を低減し、高速電圧制御のための余裕を持つために、点弧角位相差θの定格値は４９度に選んだ[14]。負荷インピーダンスが変化すると、制御系はθを急速に変化させる。θを４９度付近に保つために付加的な制御が必要となる。このような制御は整流器のＤＣ電流の指令値を次式のように変化させることで実現できる。

$$Idcref = Kref\,(\theta\,ref - \theta) \qquad ...(11)$$

この関数はデジタル積分制御である。時定数はＤＣ定電流制御より十分長い。図3.23のシミュレータ実験(a)と計算機シミュレーション(b)の結果は定電流制御系と電流指令値制御系との干渉もなく、良好な動特性を示している。この制御のひとつの欠点はθを知るために整流器制御系とインバータ制御系との間で通信が必要になることである。

3-8 まとめ

電流型自励式インバータを直流送電に適用することによって、同期発電機や同期調相機を持たない無電源孤立負荷系統への直流送電による電力供給が可能となる。また、２台直列接続した電流型自励式インバータの点弧角位相差を制御することにより無電源系統の電圧制御が可能である。

一方、電流型変換器を用いると、変換器端子は電流源のように動作し、端子電圧は端子からみた交流系統のインピーダンスとそこに流れ込む電流で決まる。これはおもに無効電力によって電圧制御される一般の交流系統と異なり、有効電力の変動も、無効電力と同様の影響を電圧に与えることを意味する。一方、交流系統の力率の変化は直接交流電圧に影響を与えないが、インバータの直流電圧を変動させるため、直流電流が変動し、結果的に交流電圧の変動を引き起こす。このとき、負荷インピーダンスの推定と直流電流の変動値を予測する、推定・予測制御によって交流電圧制御を行わせると高速で安定な交流電圧制御が実現されることを計算機シミュレーションおよびシミュレータ実験で示した。特に、孤立負荷系統で問題となる負荷減少時の過電圧期間は比例制御に比べて、数分の一に短縮される。また、推定・予測制御方式には制御系の微調整の必要がないという利点もある。

一方、整流器側の定電流制御系としては有限時間整定制御に比べ、ＰＩＤ制御が適していることがわかった。但し、これはインバータと整流器側で独立に交流電圧・直流電流の制御を行った場合のことであり、両者を統合してデジタル制御する場合には、再検討が必要である。また、より最適な応答を得るためにはこれらの制御系の設計方法を確立する必要がある。

さらに制御系では抑制の困難な瞬時過電圧を酸化亜鉛避雷器を設置して抑制した場合でも、その非線形な特性にも関わらず推定・予測制御方式は有効に働き、過電圧期間を短縮し、逆変換器端に設置されたＺｎＯ避雷器の吸収エネルギーを約半分に減少できることをシミュレータ実験と計算機シミュレーションにより確認した。

第３章　参考文献

1) 林、「交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析」、電気学会論文誌Ｂ、101B(No.7、 56-B46)、 1981(昭和56年).

2) H.M. Turanli, R.W. Menzies, D.A. Woodford, "Feasibility of DC trasmission with forced commutation to remote loads", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-103(No6), pp.1256-1262, 1984, (June).

3) J.P. Bowles, "Alternative Techniques and Optimization of Voltage and Reactive Power Control at HVDC Converter Stations", IEEE conference on "Overvoltage and Compensation on Integrated AC-DC systems", 1980, (July 9-11), Winnipeg, Canada:

4) 伊藤、他、「直流送電用１２５ＫＶ－１００ＭＷ　ＧＴＯ変換器の検討」、昭和62年電気学会全国大会、1987.

5) 常盤、他、「ＨＶＤＣシミュレータ用ＳＩサイリスタによる自励式変換器」、昭和63年電気学会全国大会、 1988.

6) N. Kimura, "Voltage Control of TEG-Inverter System with Pulse Width Modulation", Fifth International Conference on Thermoelectric Energy Conversion, pp 139-143, 1984.

7) B.K. Kalra, "Application of Recent Controller Configurations to an HVDC System", Electric Power Research, 14pp.169-182, 1988.

8) 森田、他、「他励変換器出力電流の最短時間制御法とその制御回路へのマイクロＣＰＵの導入」、電気学会情報処理研究会資料、IP-79-31979.

9) 村上、他、「超電導マグネットの直接ディジタル制御」、電気学会論文誌Ｂ、102B(No.4)、pp.203-210、1982（昭和57年）.

10) 木村、松井、「超電導送電線の直流系統への適用時の電流振動抑制制御法」、電気関係学会関西支部連合大会、1987、

11) 木村、「直流送電自励式インバータによる無電源負荷系統の電圧制御」、昭和６３年電気学会全国大会、1988、

12) C. Adamson, N.G. Hingorani, Chap.8 Artificial Commutation, in "High Voltage Direct Current Power Transmission", 1960, Garraway Limited: London, pp.121-132.

13) E. Klenk, et al., "Advanced Concepts and Commissioning Experiences with the Sidney Converter Station", CIGRE Conference, 1988 (August-September), Paris:

14) 木村、「電流型自励式変換器による無電源交流系統の電圧制御」、電力技術研究会資料、PE-86-149、1986.

第４章　電圧型自励式変換器の定常および動特性

4-1 緒言

自励式変換器は大きく分けて電流型と電圧型の二つの形式がある。

現在、実用されている直流送電用変換器が電流型他励式であるため、過去の直流送電用自励式変換器の研究も専ら電流型で行われてきた[1-5]。ところが電流型変換器は交流側から見て電流源として働くため、交流系統テブナン・インピーダンスの変動に比例した電圧変動を起こす[6,7]。また過去の自励式変換器の研究は補助転流回路を用いるものであったため、変換器の容量が従来の他励式に比べ相当大きくなりコスト高になる上、電力損失も増加する。これらの欠点を解消するには自己消弧素子の採用が望ましい。

高速の自己消弧能力を持った大電力高周波半導体スイッチ素子の発展はパワーエレクトロニクスの応用分野を飛躍的に広げることになり、パルス幅変調(PWM)制御などの新技術がモータードライブの分野などで実用化されてきた。そして、これらの技術の直流送電への適用が検討されはじめた[8,9]。自己消弧素子を直流送電用変換器に適用した場合、電圧型の方がコストを低くできるという検討結果もある[10]。また、交流系統に対する特性も、電圧型の変換器は交流側から見て電圧源として働くため交流系統インピーダンスの変動に対して電圧変動が小さい[11]、直流系統の多端子構成が容易に実現できる[12]等のメリットがあると考えられる。しかし、新しいシステムが全体として魅力的な特質を持っている事がはっきりしなければ実用化のための研究開発の促進には至らない。

本章では電圧型変換器を適用した直流送電の振舞いについて検討する。本章前半においては電圧型自励式変換器の定常特性からみた利点を論ずる。後半ではその動特性について計算機シミュレーションを主体に論じる。

電力系統の動特性の研究方法には計算機による方法と模擬実験装置（シミュレータ）による方法がある。我々は、主に計算機シミュレーションにより電圧型変換器を適用した直流送電の動的振舞いを検討してきた[11,13]。その過程で、電圧型変換器を両端に設置した2端子送電系統の場合、線路リアクタンスに対して両端に平滑用ＤＣコンデンサ(DCC)が入るため、大きな動揺が起こった場合に直流線路電流の振動の減衰が悪くなる現象が経験された[14,15]。このような振動を抑制するには、制御系を振動モードに対して減衰を与えるように設計することが考えられるが、あらゆる系統条件下において、大きな動揺時には強くなる非線型性をも考慮して十分な抑制効果を保証することは大きな困難が伴う。

そこで、本章ではインダクタンスと抵抗を並列接続したダンパ回路を直流線路に挿入し、電流振動を抑制する効果について検討を行った。

4-2 電圧型変換器の構成と定常特性

電圧型変換器の回路構成図を図4.1に示す。電圧型変換器における変換器素子はオン／オフが制御可能な自己消弧型素子を用いるのが適当である。直流送電のような大容量の応用に対しては、GTOおよびSIサイリスタが検討されている[9,16]。ここでは素子を理想的なスイッチとして扱うことにする。

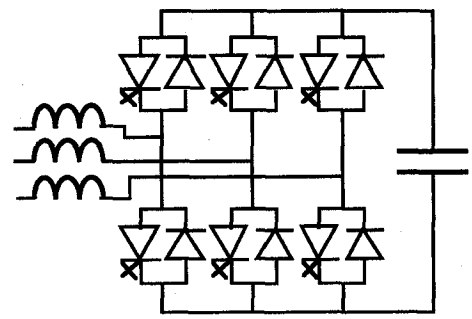


図4.1 電圧型変換器の回路構成

4-2-1　変換器から発生する有効・無効電力

電圧型変換器から発生する交流側有効・無効電力は次の式で表される。

$$P=E\,V/X\,\sin\beta \qquad ...(1)$$

$$Q=E\,V/X\,\cos\beta - V\,V/X \qquad ...(2)$$

ここで、Vは変換所交流母線電圧、Eは変換器内部起電力、Xは変圧器リアクタンスを含む交流側連系リアクタンス、そしてβは変換器の点弧制御角である。但し、変換器での重なり角による位相の変動などは考慮していない。

発生する有効・無効電力(P,Q)の範囲を点弧制御角βが-90°から90°の変化範囲で変換器内部起電力Eの変化について見たのが図4.2である。任意のP,Qを出力するにはβとEが可変でなければならない。

定格出力を有効電力±1pu、無効電力±0.5puとすると、交流電圧が定格値の場合は図4.3に示す網掛け部分が運転範囲となる。このときの変換器制御位相角は±12.5度、変換器の発生する内部起電力は0.9puから1.12pu程度の変化範囲となる。

また、交流側連系リアクタンスXをパラメータとしてP,Qの変化について見たのが図4.4である。βが変化するに連れて動作点は半円の円周上を動くことになる。電力円の中心の位置は連系リアクタンスの大きさXで決まり、Xが小さい方が同じP,Qの変化に対して、βとEの変化が小さくてすむ。したがって、PQ制御の点からはXは小さい方がよい。

一方、交流側の変動は電圧Vの変動として現れる。もし変換器が図4.5のA点に於てインバータ運転状態にあり、母線電圧Vが低下した場合、瞬時的にはE及びβが変化しないことから電力線図における変動は図4.5のA点からB点への変化となって現れる。すなわちAの円からBの円への変化となって現れる。無効電力を供給している場合は電流型では減少するが電圧型では増加する。したがって、電圧型変換器は変換器端母線電圧Vの低下を抑制するような特性を持っていることが判る。

以上のような考察から、電圧型変換器の直流送電への適用は交流側系統にとって非常に好ましいものと考えられる。

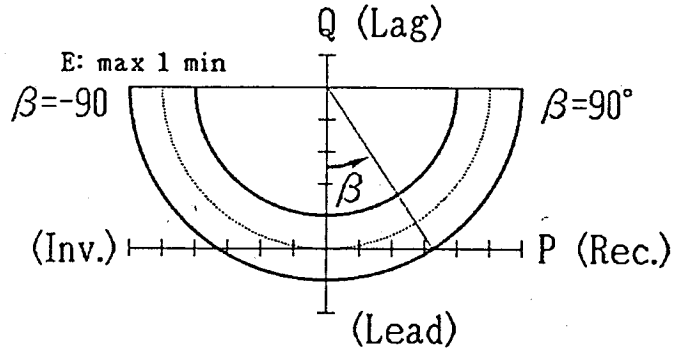


図4.2 電圧型変換器の出力P－Q線図

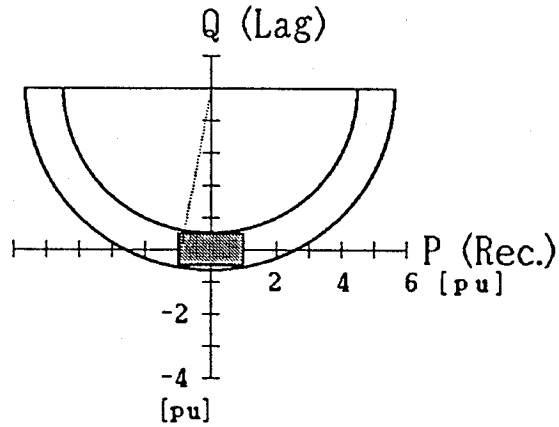


図4.3 電圧型変換器の定格出力範囲

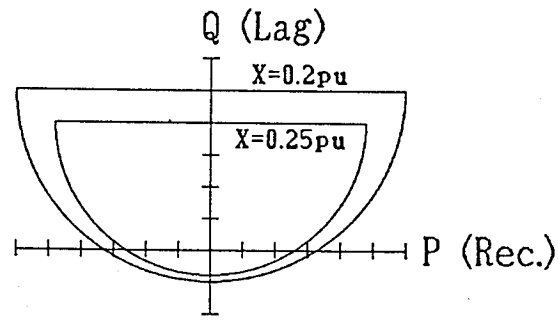


図4.4 交流側連系リアクタンスXに対する変換器の出力P、Qの変化

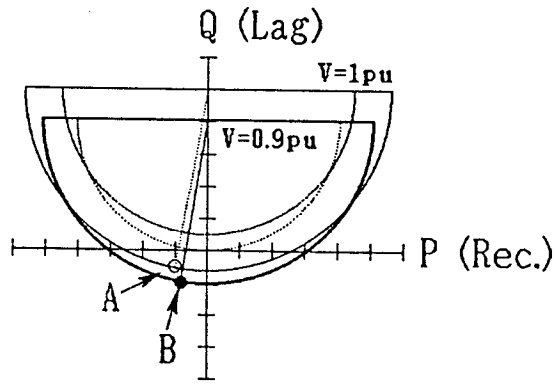


図4.5 母線電圧Vが低下した場合の変換器の出力P、Qの変化

4-3 モデルの構成

4-3-1 系統の構成

ケーブル送電では数十km程度になると線路の静電容量が大きくなり、交流送電ではケーブルに流れる無効電流が大きくなり、ケーブルの熱損失を増大させ温度上昇の限界を越えるようになるため、無効電流の流れない直流送電が有利となる[1]。本章では長距離ケーブル線路を含む次の2つの線路モデルを設定した。

・モデル１：　長距離海底ケーブル線路
　　架空線(50km)+海底ケーブル(50km)+架空線(50km)

・モデル２：　長距離超伝導線路
　　超伝導ケーブル(150km)

各モデルのパラメータを表4.1に示す。また、系統の概略を図4.6に示す。モデル1は北海道-本州直流連系の構成を参考とし、陸上部は架空線、海底部はケーブル線路と想定している。またモデル2は、将来超伝導送電線が実用化された場合冷却の必要性からケーブル線路となると考え、単位長さ当たり線路静電容量とリアクタンスは通常ケーブルと同等として扱いモデル1と比較する意味で直流系統の距離を同じにした。

表4.1　モデル構成

(a)　系統

・交流系統	REC　無限大母線	500KV,	606MVA
	INV　単独負荷	500KV,	555MVA
	力率	0.9,	500MW
・直流系統			
モデル 1:	線路抵抗	9Ω	
	線路リアクタンス	0.2H	
	線路キャパシタンス	12.5μF	
モデル 2:	線路抵抗	0.01Ω	
	線路インダクタンス	0.6H	
	線路キャパシタンス	37.5μF	

各々INV dc 側ベースで500kv, 1kA, 500MWとした。

(b)　構成要素

・変換器構成	(REC,INV共)	電圧型	6相ブリッジ
	直流側コンデンサ	(DCC)	25μF
	連系リアクトル(各変換器有効電力ベース)		0.24PU
交流系統－直流系統接続変圧器変圧比	(REC)	1.5:1	
	(INV)	2:1	
・交流ハイパスフィルタ（図4.6参照）			
L:21.2mH　C:2.12μF　R:100Ω　Z(総合):1243Ω(at 60Hz)			
・DCL	0.5H(×2)		
・ダンパ	1H、50Ω(×2)　(モデル 1,2 線路+ダンパ)		
	0.5H、25Ω(×2) (モデル1, 線路+ダンパ+DCL)		

ケーブル線路はT型集中定数等価回路を用いて模擬し、架空線の線路容量はDCC及びケーブル線路容量に比べて小さいので無視した。

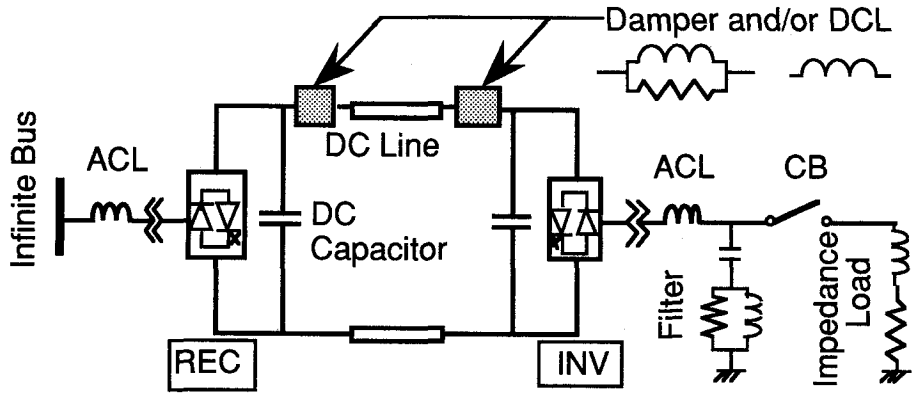
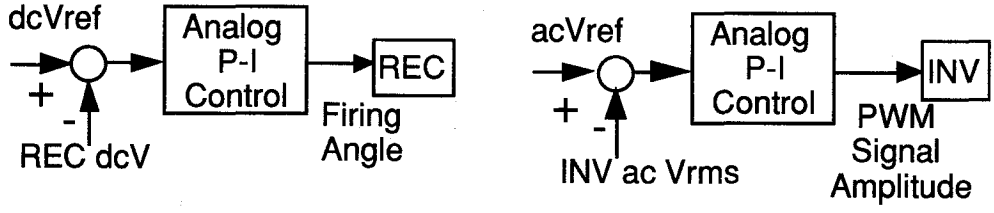


図4.6　解析対象系統



(a) REC制御系
Pゲイン: 0.3 (rad・pu^{-1})
Iゲイン : 5 (rad・pu^{-1}・ sec^{-1})

(b) INV制御系
Pゲイン: 0.3 (pu^{-1})
Iゲイン : 5 (pu^{-1}・ sec^{-1})

図4.7 制御系の構成

4-3-2 制御系の構成

INVは無電源系統である単独負荷に接続されているものとする。その点弧角は接続される負荷の力率によって自ずと決定されるため、PWMを用いて出力電圧を変化させ負荷端定電圧制御する。PWMパルス数は三相交流で高調波を低減する条件で、3の倍数かつ奇数という条件を満たし、将来GTOのスイッチングロスが低減されることを期待して15パルス(900Hz)を採用した。但し、同様の効果は変換器を多重化することにより現在の技術で達成できる[8,17]。制御系は従来の直流送電で用いられているアナログPI制御を用いた。制御系の定数は起動、種々の負荷変動、停止等の計算機シミュレーションを繰り返し、適当な値を得た。図4.7に制御系の構成を示す。

4-4　瞬時値シミュレーションプログラム

瞬時値シミュレーションでは構成要素を詳細に模擬すると、計算が膨大になる。そこで、解析するべき現象に大きく影響しない範囲で、簡略化のため次のような仮定を行なった。

- 変換器自己消弧素子は理想スイッチとみなし、素子による電圧降下、順方向内部抵抗は無視した。
- スナバ回路は無視した。
- 直流送電線路は集中定数T型等価回路で表現した。
- 順変換器側交流系統・直流系統・逆変換器側交流系統に分けて別々に回路解析し、それらの間を変換器のオン／オフ動作で関連付けた。
- 実際の変換器では、ターンオフ遅れに基づく各アームの半導体デバイスの直流導通状態の発生を避けるためオン時間を遅らせる、いわゆるデッドタイムを設けるが、これも無視した。

4-5　モデル1(ケーブル系統)の解析

4-5-1 高調波解析

直流送電においては変換器の発生する高調波を十分に抑制し、電力機器や近隣の通信線に障害を及ぼさぬようにせねばならない。直流側はDCCによる平滑効果があるが、更に直流リアクトル(DCL)の追加が必要であるという考えもある(10)。表4.2はシミュレーションで求めた直流線路電流をFFT解析し、主たる高調波成分である360Hz成分の振幅を直流線路電流を基準として比較したものである。線路のみでDCCが小さいと高調波成分が多くなっている。DCCの容量を大きくするとこれを改善できるが、容量が数倍以上大きくなる。DCLを使用する方が有利と考えられる。360Hz以上の周波数成分は、360Hz成分に比べ1/5から1/10以下であり、DCCやDCLによる抑制効果は360Hz成分に対するのと同程度以上である。

表4.2　360Hz高調波強度

線路条件	強度(100%=1kA)
線路のみ(DCC:25μF)	5.22%
線路のみ(DCC:50μF)	2.43%
線路のみ(DCC:100μF)	1.16%
線路+DCL	0.67%
線路+ダンパ	4.75%
線路+ダンパ+DCL	0.67%

4-5-2 固有値解析

負荷変動に対する瞬時値シミュレーションを行ったところ、後で図4.9に示すように直流線路電流が持続的に振動する現象が見られた。特にDCLを使用すると特性が悪化する。これは直流線路の持つ固有振動モードに起因すると考えられる。そこで、制御系を含まない直流系統の固有値解析を行った。

固有値解析に用いたモデルを図4.8に、式を以下に示す。

$$\frac{d}{dt}I_{dcr} = \frac{V_{dr} - V_{dc} - (R_{dr} + R_{ddr})I_{dcr} + R_{ddr}I_{ddr}}{L_{dr}} \quad ...(3)$$

$$\frac{d}{dt}I_{dci} = \frac{V_{dc} - V_{di} - (R_{di} + R_{ddi})I_{dci} + R_{ddi}I_{ddi}}{L_{di}} \quad ...(4)$$

$$\frac{d}{dt}V_{dr} = \frac{I_r - I_{dcr}}{C_r} \quad ...(5)$$

$$\frac{d}{dt}V_{dc} = \frac{I_{dcr} - I_{dci}}{C_c} \quad ...(6)$$

$$\frac{d}{dt}V_{di} = \frac{I_{dci} - I_i}{C_i} \quad ...(7)$$

$$\frac{d}{dt}I_{ddr} = \frac{-R_{ddr}(I_{ddr} - I_{dcr})}{L_{ddr}} \quad ...(8)$$

$$\frac{d}{dt}I_{ddi} = \frac{-R_{ddi}(I_{ddi} - I_{dci})}{L_{ddi}} \quad ...(9)$$

但し、上記のモデルはダンパを使用した時である。ダンパを使用しない時はLddr,Rddr,Lddi,Rddiに関する項を除く。

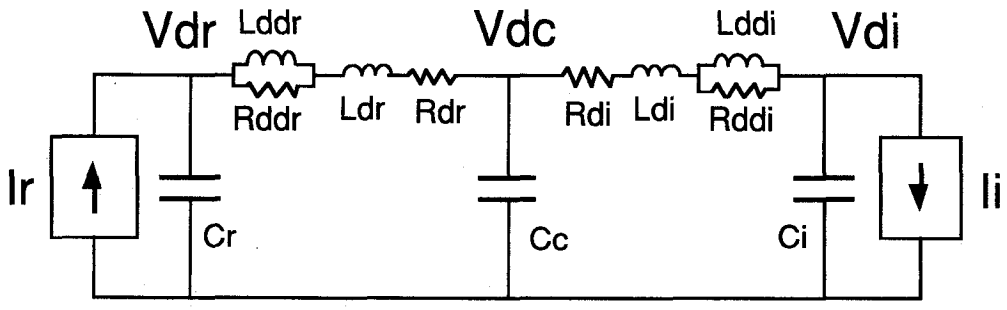


図4.8　固有値解析に用いたモデル

解析結果の内、固有値実部のみを表4.3に示す。モデル1で高調波抑制のためのDCLを使用した場合、線路のみの場合に比較して減衰が悪くなる。線路抵抗を増加すれば減衰は良くなるが線路損失が増加する。

そこでインダクタンスと抵抗を並列にしたダンパ回路を直流線路に直列に挿入する事を考えた。ダンパの各素子の値の決定は、固有値解析で減衰が十分大きくなるようリアクトルの値を選び、ダンパ抵抗はそのリアクトルの値に対する減衰が最大となるような値を選んだ。線路のみに対しても、DCLを挿入した場合にもダンパを使用すると大きい減衰を得られることが表4.3よりわかる。

表4.3　固有値解析結果

	固有値実数部(sec^{-1})
線路のみ	-26.6
線路+DCL	-7.79
線路+ダンパ	-40.6
線路+ダンパ+DCL	-28.5

4-5-3 瞬時値シミュレーション

ダンパの効果を確認するため瞬時値シミュレーションを行なった。

まず変動として負荷のインピーダンスが2倍となる負荷変動を与えた。線路のみの場合、変動発生後に過電圧(1.25PU)が発生するがこれをRECの直流定電圧制御によって0.4sec以内に抑制することができる(図4.9)。DCLを使用した場合でも電圧変動は殆ど変わらない(図4.10)。

次に最大級の負荷インピーダンス上昇としてINV側の交流遮断機(CB)の開極によって生じる負荷遮断について検討を行なった。このような開極動作は変換所近傍もしくは所内での重故障や、遮断器の誤動作により発生する。線路のみの場合大きな振幅の電流振動が起こる(図4.11)。しかしダンパの使用で電流振動を抑制することが可能となる(図4.12)。DCLを使用した場合は図4.13に示すように、この直流電流の振動の減衰が非常に悪くなる。この場合でもDCLにダンパを併用することで、図4.14のように電流振動を抑制する事が可能である。

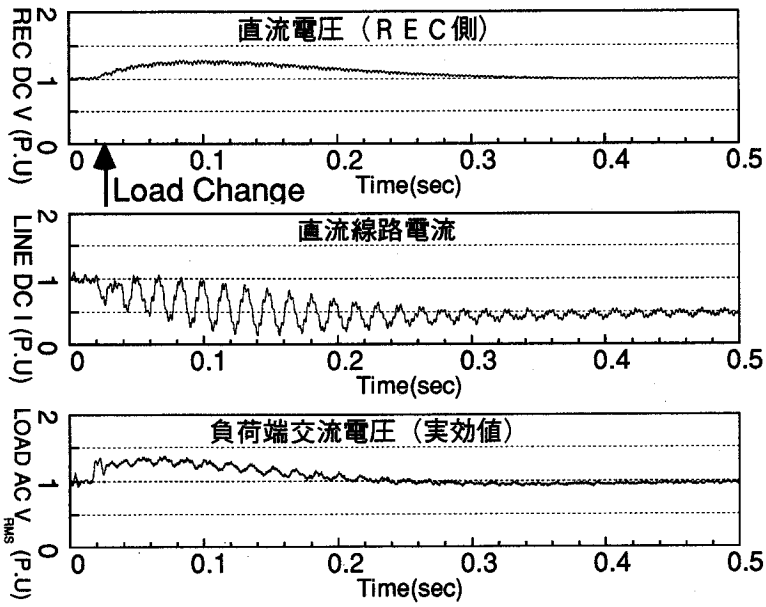


図4.9 負荷変動時の応答(モデル1,線路のみ)

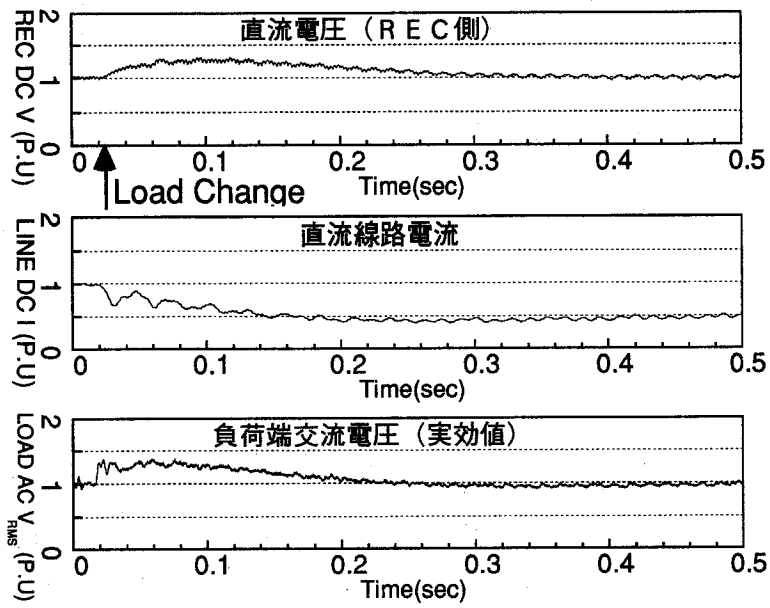


図4.10 負荷変動時の応答(モデル1,線路+DCL)

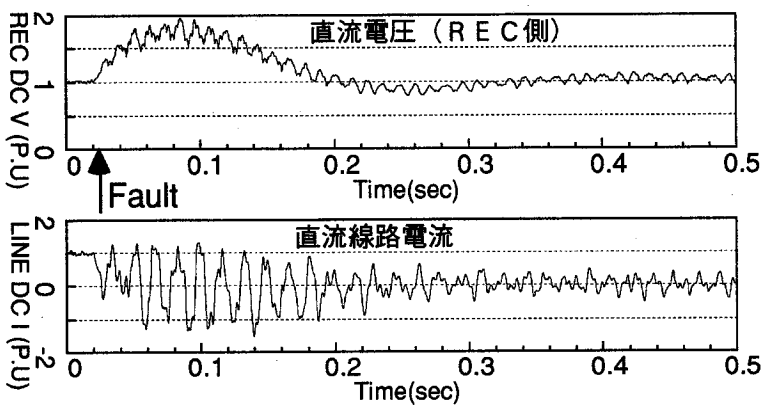


図4.11 負荷遮断時の応答(モデル1,線路のみ)

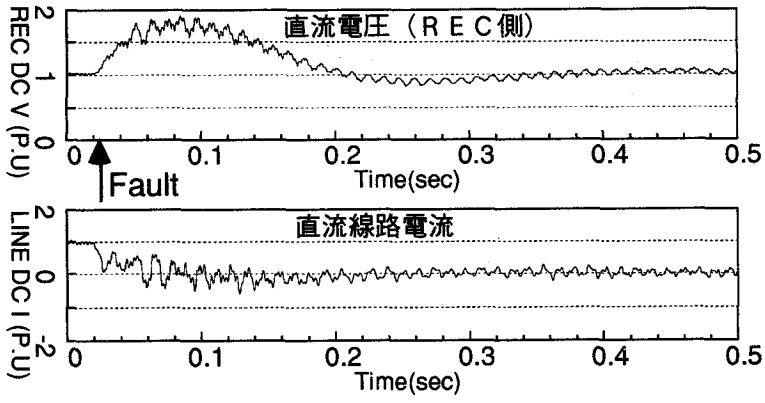


図4.12 負荷遮断時の応答(モデル1,線路+ダンパ)

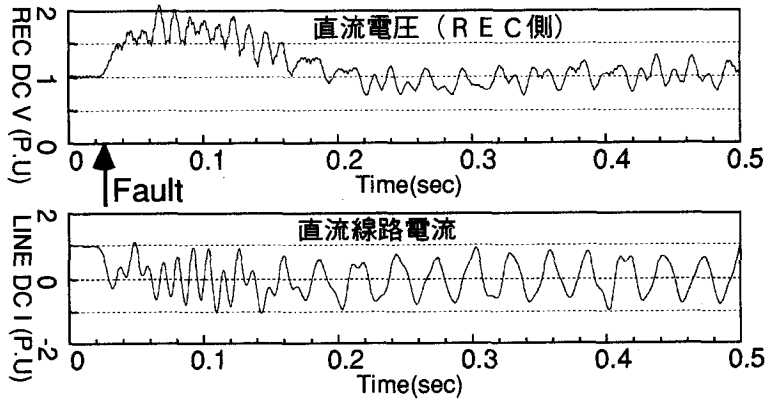


図4.13 負荷遮断時の応答(モデル1,線路+DCL)

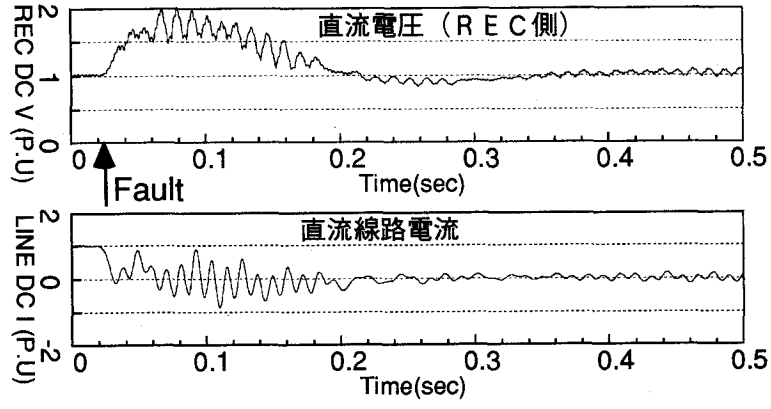


図4.14 負荷遮断時の応答(モデル1、線路+DCL+ダンパ)

ダンパ回路での損失は非常に小さく、ダンパ回路を設置することによるシステム全体の効率の低下はほとんど無い。モデル1のダンパ損失を表4.4に示す。

表4.4　ダンパ損失

条件	ダンパ損失
定格運転定常状態時	193.6 kW
負荷変動時（負荷インピーダンスが２倍）	341.8 kJ/sec (for 0.5sec)
全負荷遮断時	1267 kJ/sec (for 0.5sec)

4-6 モデル2(超伝導送電線)の解析

将来超伝導送電線が実用化された場合、直流送電で用いる方が交流損失がなく有利である。しかし超伝導線は線路抵抗がないため、変動の際には電流の振動が非常に収まりにくい系統となる。この系統に高調波抑制用のDCLを使用すると更にこの電流振動を助長することになる。ダンパを使用することにより電流振動を速く減衰させることが可能である。

変換器との接続部などの配線を考慮して、0.01Ωの抵抗を線路に加えた。モデル2では全てケーブル線路としたためモデル1に比べ線路キャパシタンスが大きく、高調波は小さく抑えられているので，DCLは不要と考えられる。モデル2で線路のみの場合線路抵抗が殆ど無いため電流振動は減衰せず長時間持続する(図4.15)。ダンパの使用で電流振動を抑えることが可能であることがわかる(図4.16)。超伝導送電線を用いたモデル2に対してはモデル1以上にダンパは効果的である。

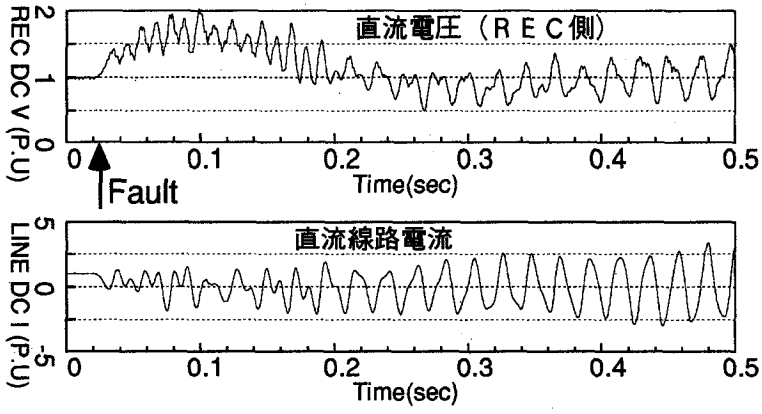


図4.15 負荷遮断時の応答(モデル2、線路のみ)

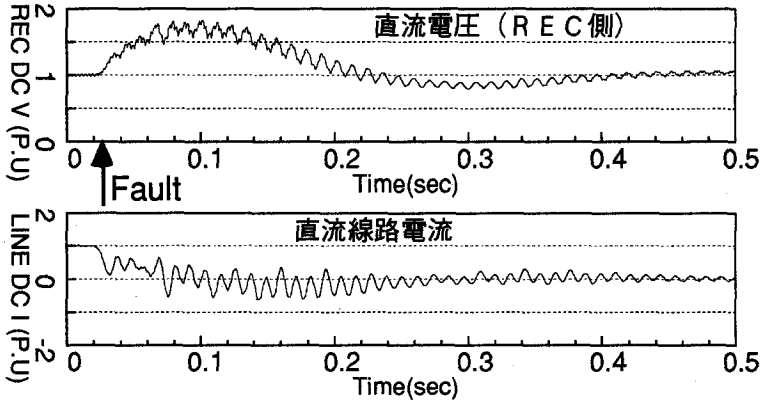


図4.16 負荷遮断時の応答(モデル2、線路+ダンパ)

4-7 まとめ

電圧型自励式変換器の定常特性と通常運転時の動特性について検討を行った。定常特性の考察からは、電圧型変換器が交流系統にとって好ましい特性を持っていることが示された。一方、系統の変動に対する動特性を見ると、電圧型変換器を直流送電系統に適用する場合は、線路リアクタンスと直流コンデンサの間で振動が起こる。線路高調波抑制のため直流リアクトルを線路に直列に挿入するとこの振動はさらに持続的になる。そのとき線路に直列にLとRの並列回路からなるダンパ回路を挿入することで送電損失をほとんど増やすことなく、線路電流の高調波を抑制するとともに、系統全体の過渡動特性を向上することができる。その効果は線路の抵抗分に対して線路インダクタンスとキャパシタンスが大きい海底ケーブル線路や将来の実用化が期待される超伝導線路で著しい。

第4章　参考文献

1) C. Adamson, N.G. Hingorani, Chap.8 Artificial Commutation, in"High Voltage Direct Current Power Transmission". 1960, Garraway Limited: London, pp.121-132.

2) J. Reeve, J.A. Baron, G.A. Hanley, "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-87(No.10), pp.1830-1840, 1968 (October).

3) A. Gole, R. Menzies, "Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC inverters", IEEE Trans. on PAS, PAS-100(No.5), pp.2258-2262, 1981.

4) H.M. Turanli, R.W. Menzies, D.A. Woodford, "Feasibility of DC trasmission with forced commutation to remote loads", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-103(No6), pp.1256-1262, 1984 (June).

5) K.-S. Tam, R. Lasseter, "Implementation of the hybrid inverter for hvdc/weak AC system interconnection", IEEE Trans. on PD, Vol. PWRD-1(No.4), pp.259-267, 1986.

6) 木村、「自励式インバータを適用した直流送電による孤立負荷系統の電圧制御」、電気学会論文誌B、109(12)、pp.531、1989 (平成元年).

7) N. Kimura, M. Kishimoto, K. Matsui, "New digital control of forced commutation converter supplying into load system without ac source", IEEE Trans. on Power Systems, Vol.6(No.4), pp.1425-1431, 1991 (November).

8) W. McMurray, H. Mehta, "Feasibility of GTOs in HVDC Systems", IEEE/PES 1988 Summer Meeting, 88 WM 586-0(July 24-29), 1988.

9) B.T. Ooi, X. Wang, "Voltage Angle Lock Loop Control of the Boost Type PWM Converter for HVDC Application", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5(No. 2), 1990 (April).

10) H. Yamada, et.al., "GTO Thyristor applications for HVdc transmission systems", IEEE Trans. on PD, Vol.5(No.3), pp.1327-1335, 1990 (July).

11) N. Kimura. "Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April).

12) B.T. Ooi, et al. "Voltage Source Type HVDC Transmission System", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April).

13) N. Kimura, M. Kishimoto, K. Matsu-ura. "Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter in AC Fault ", Proceedings of 4th European Conference on Power Electronics in Firenze, 1991 (Sep.).

14) 舟木、市原、木村、「電圧型変換器の直流送電への適用（直流電流の振動抑制）」、電気関係学会関西支部連合大会、1990.

15) 舟木、他、「電圧型変換器を用いた直流送電の動特性」、電力技術研究会資料、PE-91-170、1991 (平成３年10月).

16) Y. Tokiwa, et.al. "Application of self-commutated converter using SI-Thyristor on a HVdc transmission system", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April 2-6).

17) T. Hasegawa, et.al., "Development of GTO-SVG for improving power system stabililty", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April).

第５章
過渡応答からみた電圧型自励式変換器と電流型自励式変換器の比較

5-1 緒言

本章では自励式変換器を用いた直流送電系統のインバータ側交流系統事故時の動的応答について、電流型変換器と電圧型変換器の比較を含めて述べる。

自励式変換器には電流型変換器と電圧型変換器があり、直流送電用には電流型自励式変換器が従来から研究され転流コンデンサを用いる方式が提案されてきた[1-5]。一方、ＧＴＯサイリスタ（Gate Turn-Off Thyristor）などの自己消弧素子の定格向上により電圧型自励式変換器を直流送電へ適用することが検討され始めた[6]。コストの評価[7]やいくつかの実験結果[8,9]が示されているが、変換器そのものの評価や制御が主であり、直流系統も含めて電圧型変換器の動的な振舞いについて考察したもの[10,11]は少ない。

逆変換器に自励式変換器を用いると変換器コストは高くなる。それに見合うだけの大きな利点のある系統として、基幹系統から離れた発電機を持たない無電源孤立負荷系統に対する電力供給が考えられ、いくつかの検討がなされている[4,12,13]。そこで、ここでも第３章と同様、無電源孤立負荷系統へ一方向送電するモデル系統を考える。このモデルにおいて、順変換器－逆変換器の組合せとして、（１）電流型他励式－電流型自励式(CL-VF)、（２）電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)、（３）電流型他励式－電圧型自励式(CL-VF)が考えられる。（１）は従来の直流送電方式の延長線上にあり、その特性についての検討例も多い[2-4]。（２）は多端子化が容易である点で魅力がある[8]。（３）は一方向送電に用途が限られるがシステム全体のコストが安価になると期待される[7]。本章では、（１）、（２）それぞれの変換器構成について検討を行なった。不平衡事故についても模擬するため、瞬時値による計算機シミュレーションを用いた。その結果より受電系統負荷変動時及び交流系統事故時の応答を調べて、問題点を明らかにし、その対策について検討を行なった。（３）については次の第６章で詳しく述べる。

5-2 電流型および電圧型自励式変換器の特性比較

自励式変換器には電流型と電圧型がある。電流型変換器の回路構成図を図5.1(a)に示す。電流型変換器では、直流側に大きな直流リアクトルが直列に接続される。第３章で示したように電流型変換器から発生する有効・無効電力はほぼ円を描き、点弧角は力率角と等しくなる。実効的に変換器電流を減らせれば、円内の任意のＰＱが出力できる。そのためには、ＰＷＭ制御もしくは２台の変換器の点弧角に位相差をもたせる制御が必要となる。ここでは、第３章と同様、後者を採用する[4,12-14]。

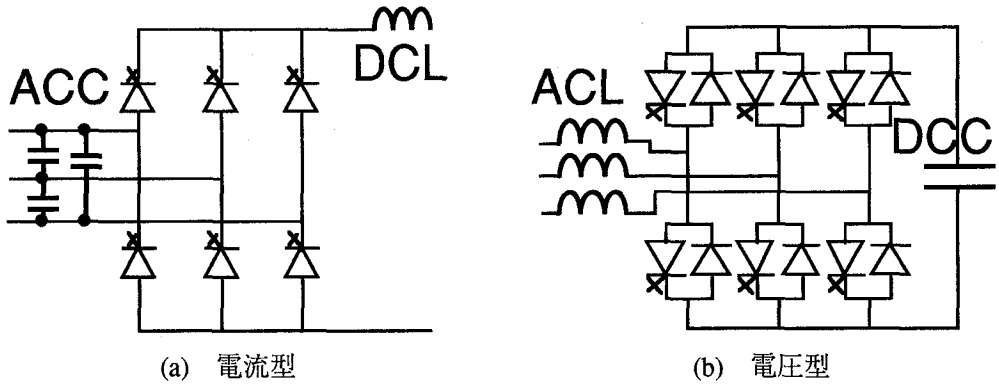


図5.1 自励式変換器の回路構成

電圧型変換器の回路構成図を図5.1(b)に示す。電圧型変換器における変換器素子は、ＧＴＯを用いることを前提として話を進める。電圧型変換器回路では、ＧＴＯと並列に逆方向に電流を流すための帰還ダイオードが接続され、直流側に大きな平滑コンデンサが並列に接続される。無限大母線と順変換器の間には連系リアクトルがあるので、ＧＴＯのオン／オフのタイミングを変化することで、変換器端電圧と無限大母線電圧の間に位相差が生じる。この位相差を電圧型変換器の点弧角と定義する。第４章で示したように電圧型変換器のＰＱ線図はやはり円になるが、その中心はＱの遅れ方向にシフトしたものになる。１台の変換器で任意のＰＱを出力するため、ＰＷＭ（Pulse Width Modulation）による変換器出力電圧の基本波成分の振幅制御を採用する。

5-3 モデル系統

本章で検討を行なったモデル系統を図5.2に示す。強い系統である大電力系統から離れた離島などの中小の電源のない電力系統に対して、直流送電を用いて一方向に送電することを考える。送電を行なう直流線路は架空線路１００ｋｍ－海底ケーブル１００ｋｍ－架空線路１００ｋｍを想定したものである。

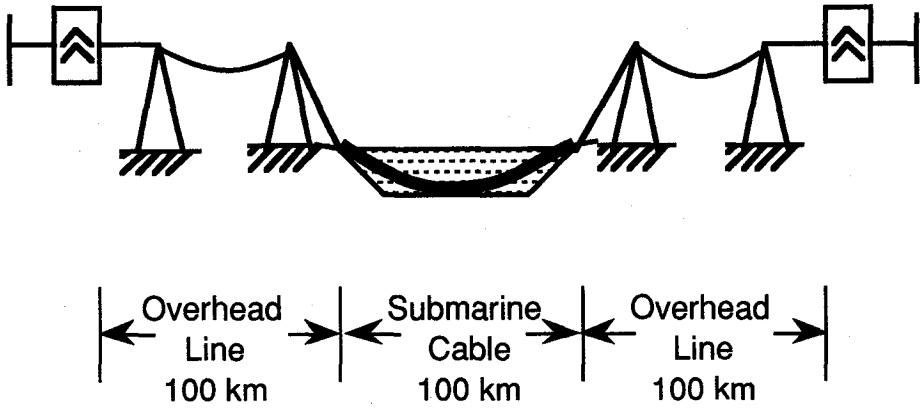


図5.2 モデル系統

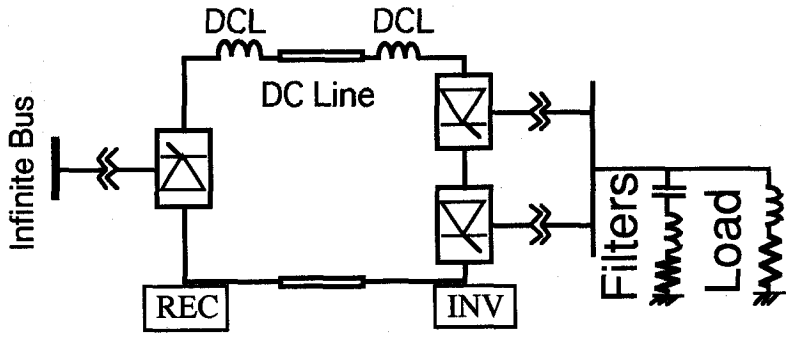


図5.3 電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統

5-3-1　電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統

図5.3は、順変換器・逆変換器とも電流型変換器を用いた系統図である。図中「ＲＥＣ」は順変換器、「ＩＮＶ」は逆変換器を表す。順変換器は、強い系統に接続されているので、従来の他励式変換器(CL)を用いることができる。制御は、直流電流が一定になるように点弧角による直流定電流制御を行なった。制御系にはデジタルＰＩ制御[13,15]を用いた。一方、逆変換器は無電源孤立負荷系統に接続されているので、電流型自励式変換器(CF)を用いる。逆変換器は、自励式変換器を２台直列に接続し、ＩＮＶ１は一定周期で点弧して、ＩＮＶ２の点弧をθだけ遅らせる。

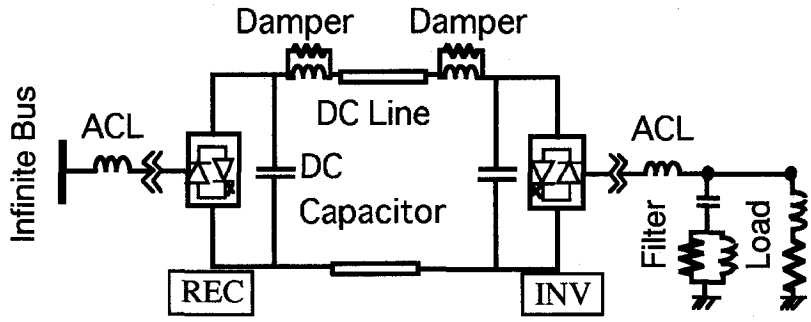


図5.4 電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)系統

5-3-2 電圧型自励式一電圧型自励式(VF-VF)系統

図5.4は、順変換器・逆変換器とも電圧型自励式変換器(VF)を用いた系統図である。順変換器の制御は、直流電圧が一定になるように点弧角による直流定電圧制御を行なった。制御方式にはデジタルＰＩ制御[15]を用いた。逆変換器側は無電源であるため、点弧角は負荷の力率によって自ずと決まる。変換器の直流電圧が一定で、かつ発生電圧のパルス幅が一定であるとすると、負荷系統の交流電圧は交流側連系リアクトル（ＡＣＬ）と負荷インピーダンスの分圧比により決まる。ＡＣＬは一定であるので、負荷インピーダンスが変化すれば負荷系統の交流電圧は変動する。そこで、ＰＷＭ制御を採用し、変換器出力交流電圧の基本波成分の振幅を変化させ、交流電圧を制御することにした。

高調波による影響をなるべく抑えるために、搬送波周波数を高めの３ｋＨｚに設定した。また、逆変換器側交流系統には、この高調波を吸収するためカットオフ周波数１．７ｋＨｚのハイパスフィルタを接続する。電圧型変換器を用いた無効電力補償装置ではＰＷＭ周波数を上げる代わりに、変換器の多段接続・多相整流を行って高調波を低減している[6,16]。いずれにしても高調波が十分に低減され、フィルタの無効電力が同じであれば、本論文のシミュレーション結果に対する高調波およびフィルタ構成の変化による影響は小さいものと考えられる。フィルタにより供給される無効電力は0.4PUである。

また、変動時の直流電流の振動を抑制するために第４章で提案したＬ，Ｒ並列の振動抑制回路（ダンパ）を接続する。その値は表5.1に示す。

表5.1 計算機シミュレーションの条件
(カッコ内は300MW, 250kV　ＤＣ系統に換算した値)

・交流系統	
送受電端交流電圧：	1pu (275kV)
・直流系統	
線路リアクタンス：	0.5pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.16H)
線路抵抗：	0.05pu (4.2Ω)
線路静電容量：	0.86pu (18μF)
・電流型変換器	
ＤＣリアクタンス：	3.7pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 1.2H)
・電圧型変換器	
ＡＣリアクタンス：	0.6pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.18H)
ＤＣコンデンサ：	10pu (200μF)
ダンパリアクタンス：	0.5pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.16H)
ダンパ抵抗：	0.018pu (3.7Ω)

5-4 計算機シミュレーション

不平衡の交流系統事故を取り扱うため、瞬時値による計算機シミュレーションプログラムを作成した。内容は第４章で述べたものと同様である。

なお、計算機シミュレーションにおける回路定数を表5.1に示す。シミュレーション結果を以下に示すが、そのＰＵ値はインバータの初期出力電力と負荷系統交流電圧をベースとした。但し、直流電圧と直流電流については図の見やすさを考慮して、その初期電圧・電流をベースとして表した。

5-5 負荷変動時応答

負荷変動時の応答の例として、受電側無電源孤立負荷系統の負荷減少（負荷インピーダンス増加）の場合を示す。

電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統で、時刻50mSで無電源孤立負荷系統の負荷が減少したときの応答を図5.5に示す。負荷減少は負荷インピーダンスが負荷力率一定(0.9)のまま1PUから2PUにステップ的に増加することで模擬した。但し、フィルタの発生する無効電力は不変である。直流系統には大きな直流リアクトルがあるため、交流系統から電流型変換器を見ると、電流源のように見える。よって、無電源孤立負荷系統の負荷が減少すると、負荷減少直後に定格運転時の１．７倍の過電圧が発生するが、定電圧制御がはたらいて負荷電圧は速やかに設定値に戻る。

電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)系統で、電流型他励式－電流型(CL-CF)自励式系統と同じ条件で無電源孤立負荷系統の負荷が減少したときの応答について、瞬時値シミュレーションを行なった結果を図5.6に示す。直流系統には平滑コンデンサがあるため、交流系統から電圧型変換器を見ると、電圧源のように見える。よって、無電源孤立負荷系統の負荷が減少しても、過電圧は定格運転時の１．３倍に抑えられ、図5.5に見られるような大きな過電圧は発生しない。

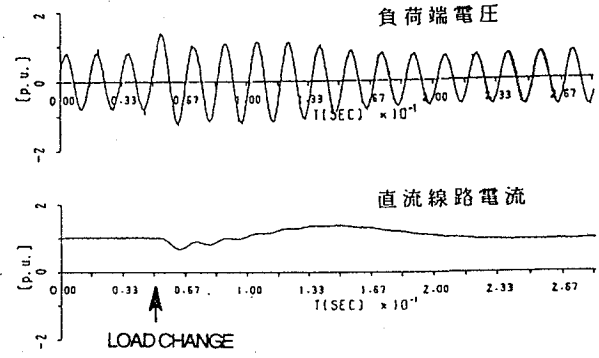


図5.5 CL-CF系統で負荷が減少したときの応答

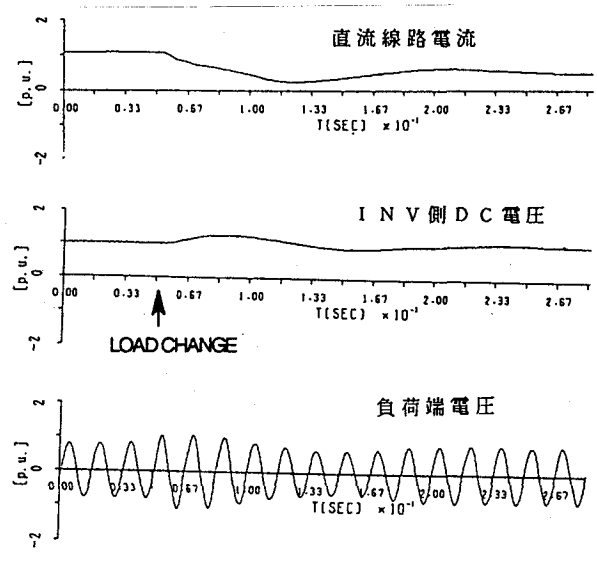


図5.6 VF-VF系統で負荷が減少したときの応答

5-6 交流系統事故時応答

本節では、逆変換器側の無電源交流系統で事故が発生したときの応答について述べる。事故はＩＮＶ側無電源交流系統で、１線地絡、２線短絡及び３線地絡を模擬した。事故は、第１章付録の図Ｂもしくは図Ｅの回路で事故相に応じた回路を短絡j状態にすることによって模擬した。ここで模擬した回路には、中性点接地回路がないため、起こした事故は、ゼロ相電流が流れない状況である。また、受電系統の線路の直列リアクタンスや並列アドミッタンスは小さいものとして無視している。これは、必ずしも現実の回路と同等ではないが、ここで得られた結果は傾向としては正しいと考える。もし、実際の回路構成がわかっている場合には、回路素子の構成をそのように変更すれば、ここで用いたシミュレーションプログラムで容易に計算が可能である。

5-6-1 電流型他励式ー電流型自励式(CL-CF)系統

電流型－電流型系統の逆変換器側交流系統で（ａ）１線地絡・（ｂ）２線短絡・（ｃ）３線地絡事故が発生したときの応答を、図5.7、5.8、5.9に示す。

事故遮断を交流系統遮断器を用いていきなり行なうことは、負荷減少と同じこととなるので、大きな過電圧が発生してしまう。そこで、事故を検出後、２台の変換器の相差角を１８０度まで開いて直流系統を短絡し、直流系統から流れ込む電流を０にして、事故電流を０にする保護制御を行った。この操作はサイリスタの制御で行なわれ、機械的な動作がないので、高速な事故電流遮断が可能である。図5.7-5.9のシミュレーションでは、事故後２サイクルで事故を検出して相差角を１８０度にするものとした。

事故が発生すると、フィルタのコンデンサに蓄積されている電荷が事故点へ流れ込むので、負荷電流は元々の正弦波電流にフィルタからの放電電流が重畳し、一時的に大きくなる。しかしながら、電流型変換器は電流源的に働くので、２台の逆変換器ＩＮＶ１，ＩＮＶ２に流れる電流の増加は小さい。また、交流電圧が低下することで、逆変換器端直流電圧も低下するので、直流電流が一時的に増加するが、大きな直流リアクトルとＲＥＣ側定電流制御のため増加度合は低く抑えられる。次に、２台の逆変換器相差角θを１８０度にして事故電流を遮断すると、ＩＮＶ端交流電流は速やかに減少する。相差角を１８０度にすることは逆変換器を短絡したことになる。よって、１線地絡、２線短絡の場合は直流電流が再び増加するが、これも直流リアクトルとＲＥＣ側定電流制御で十分低く抑制される。３線地絡の場合は、事故発生時にすでに逆変換器端電圧は０になっているので、事故遮断後の直流電流上昇は見られない。

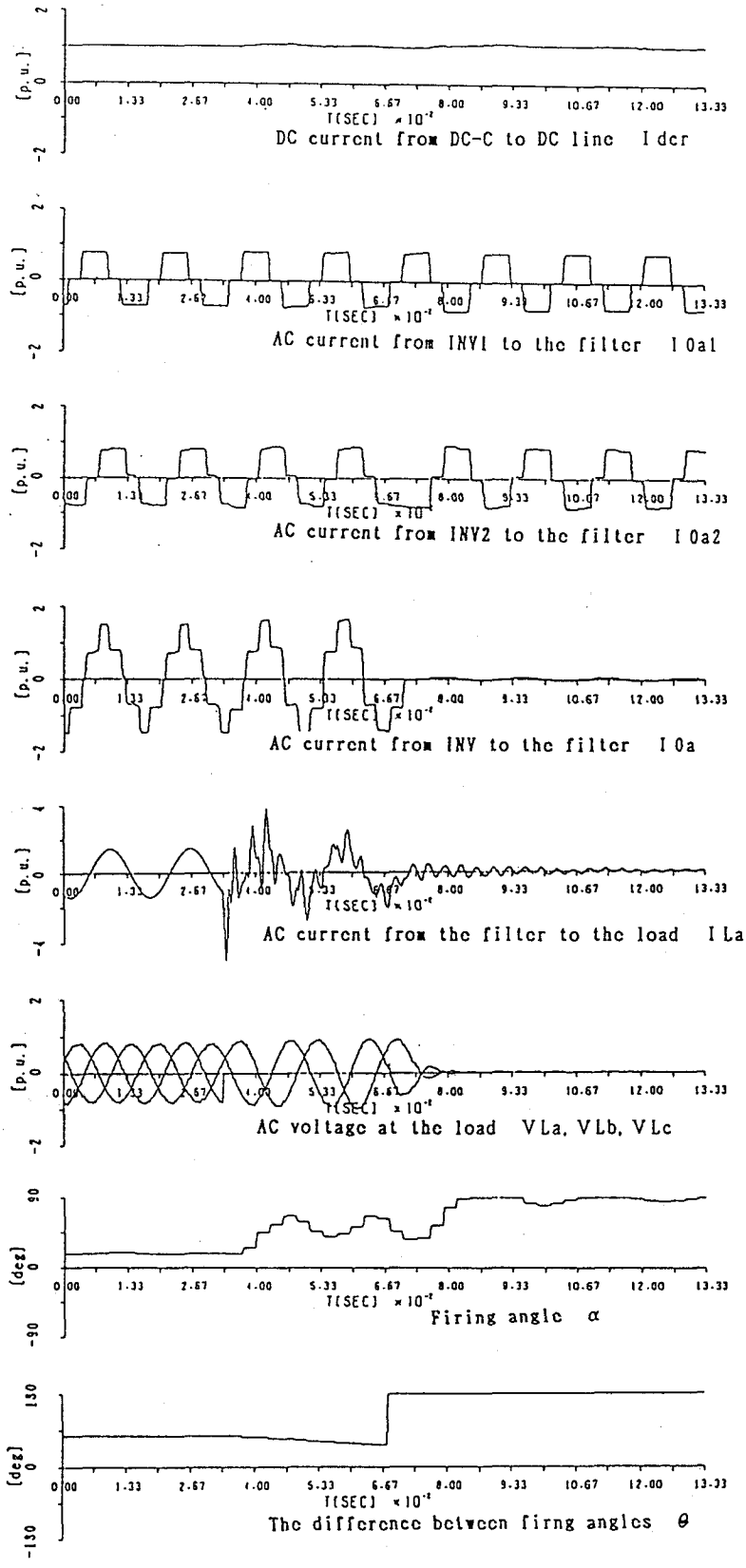


図5.7 電流型－電流型系統における１相地絡時の応答

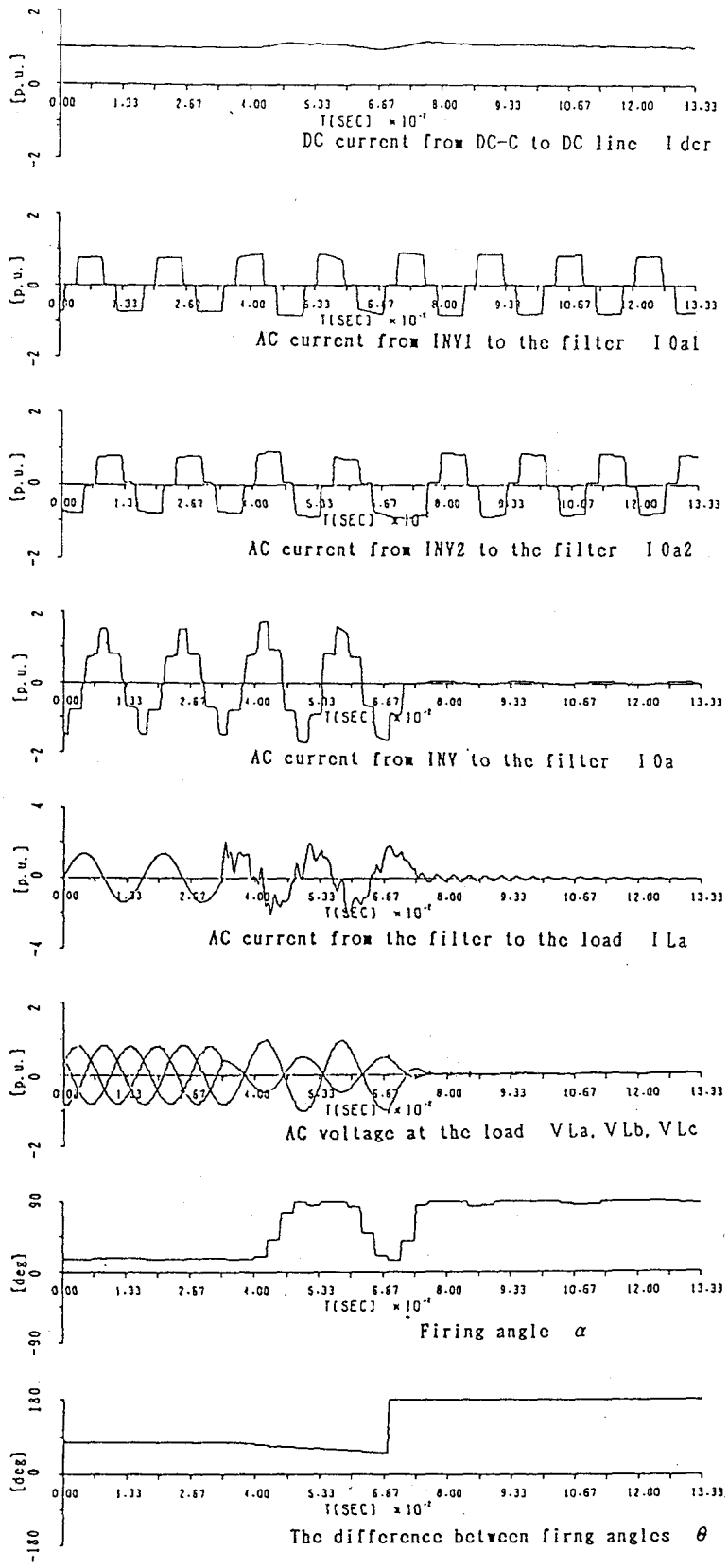


図5.8 電流型－電流型系統における２相短絡時の応答

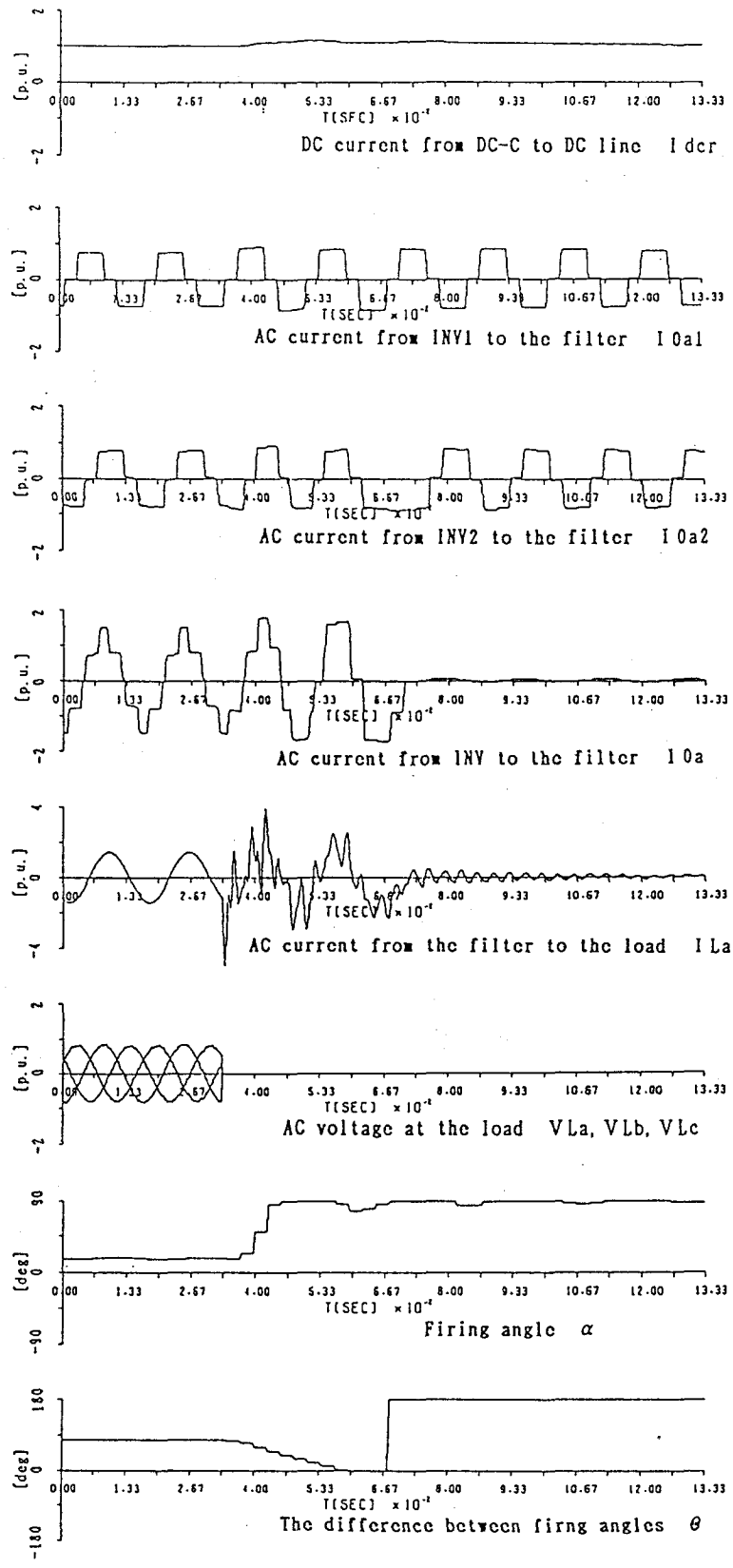


図5.9 電流型－電流型系統における３相地絡時の応答

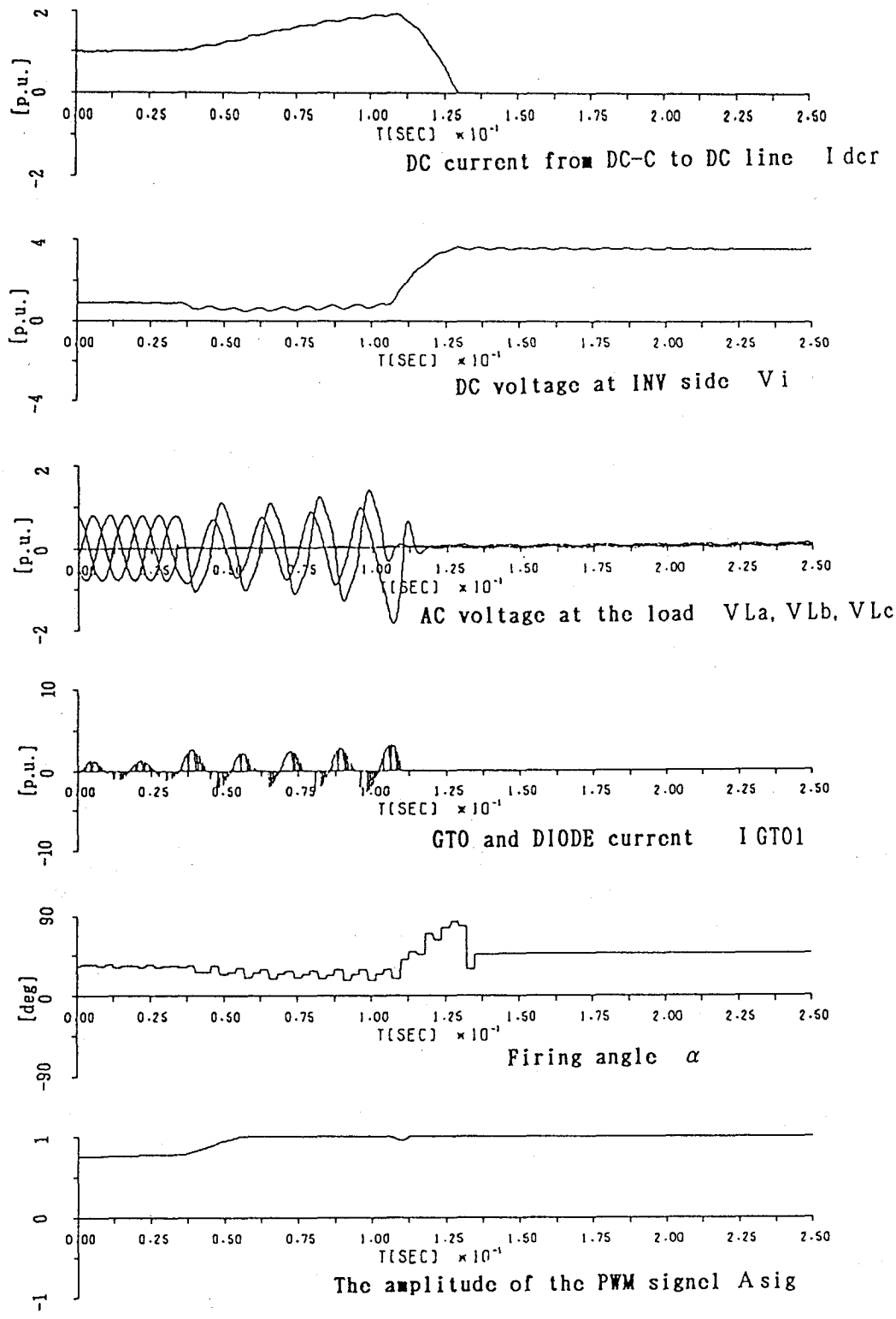


図5.10 電圧型－電圧型系統における１相地絡時の応答

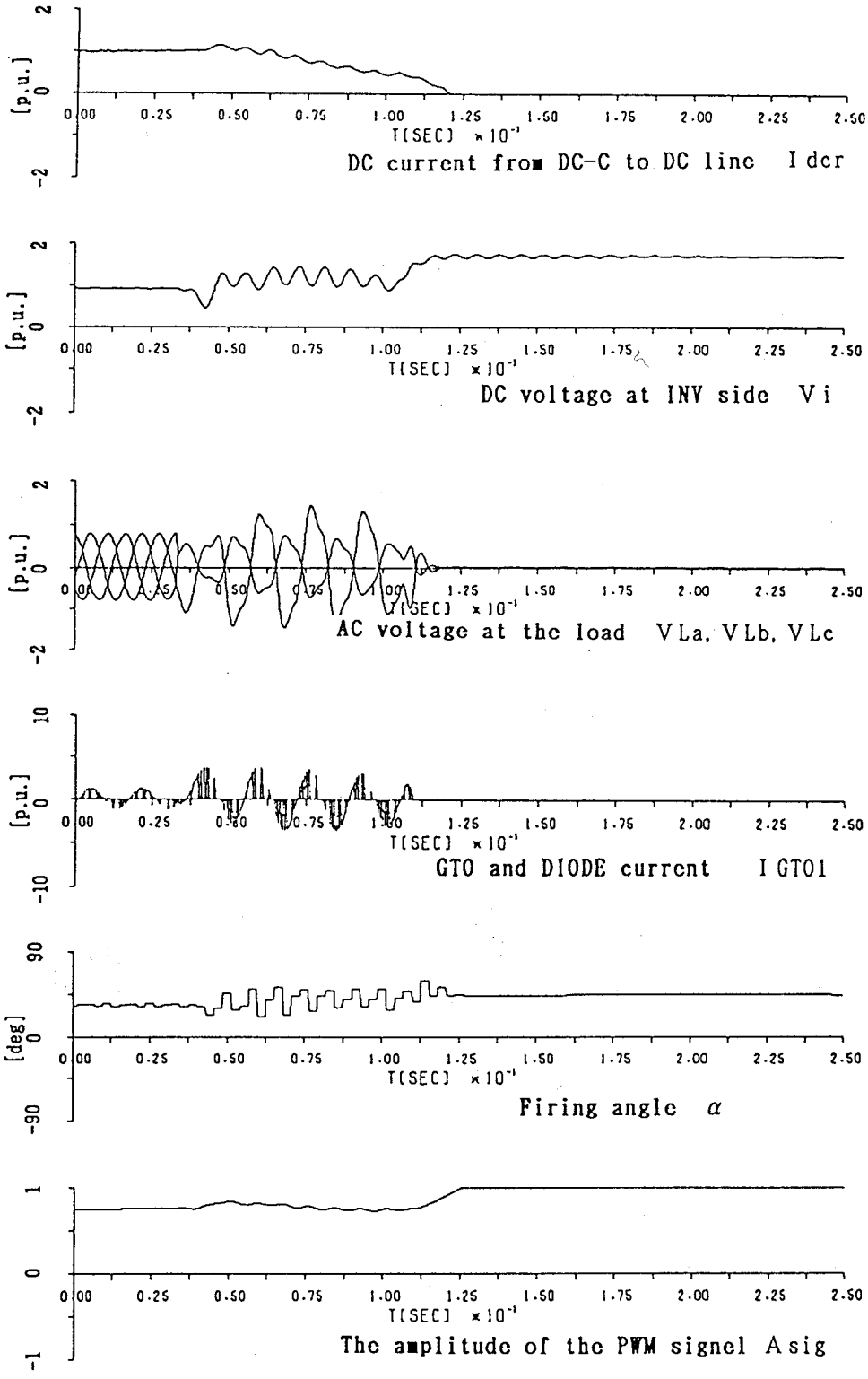


図5.11 電圧型－電圧型系統における２相短絡時の応答

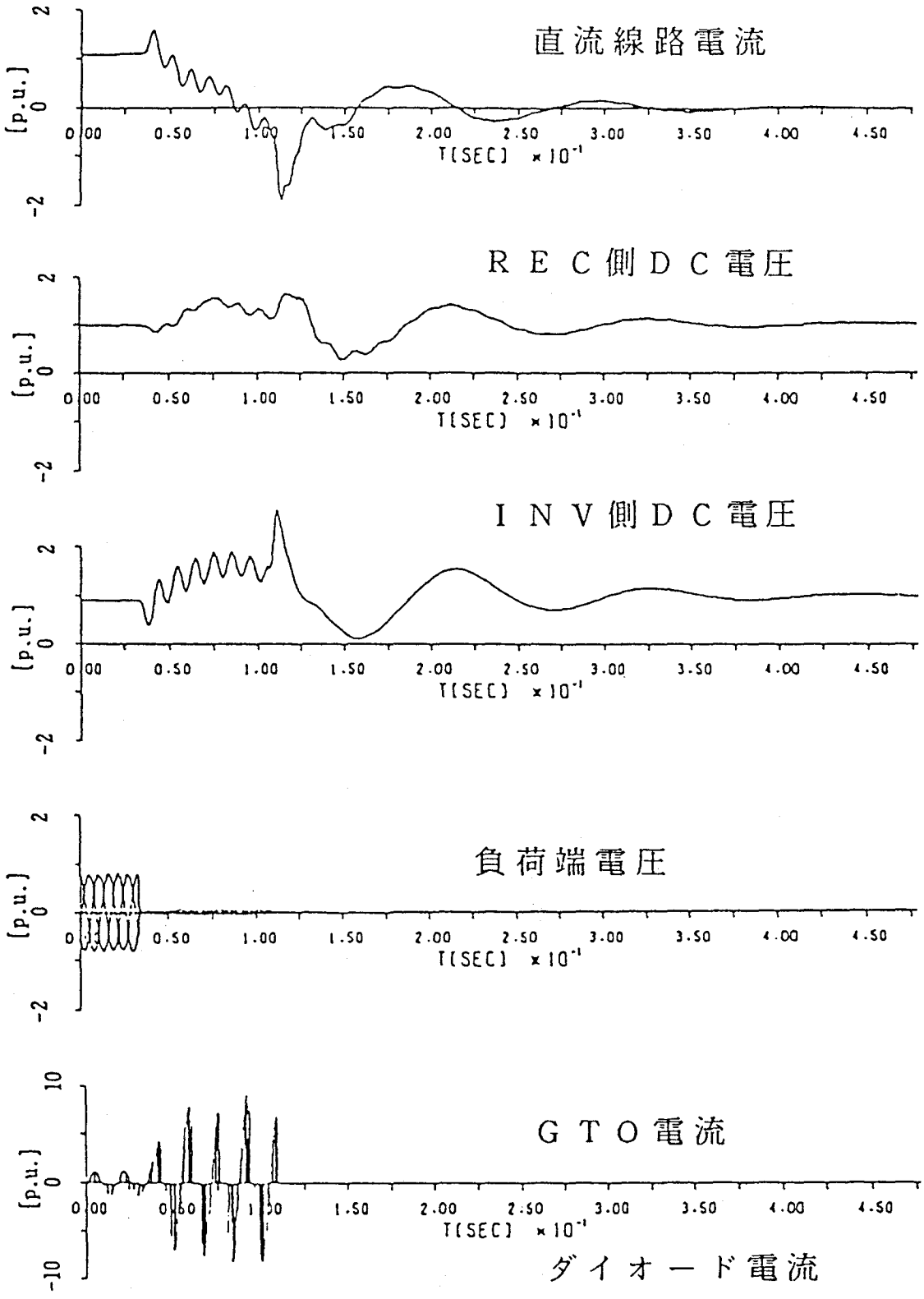


図5.12 電圧型－電圧型系統における３相地絡時の応答

5-6-2 電圧型自励式ー電圧型自励式(VF-VF)系統

電圧型自励式－電圧型自励式(VF-VF)系統の逆変換器側交流系統で（ａ）１線地絡・（ｂ）２線短絡・（ｃ）３線地絡事故が発生したときの応答を、図5.10,5.11,5.12に示す。事故は、負荷のインピーダンスが事故前の１００分の１になることで模擬した。また、事故の遮断は、交流系統に接続した遮断器によって、４サイクル後（検出２サイクル、遮断動作２サイクル）に行なわれるものとした。

電流型他励式－電流型自励式(CL-CF)系統とは異なり、電圧型変換器は電圧源的に働き、事故が発生しても直流系統の平滑コンデンサに電圧が残るため交流側に大きな電流が流れる。このため、素子には過大な電流が流れる。また、遮断器によって事故を遮断すると、連系リアクトル，ダンパリアクトル，線路リアクトルに蓄積していたエネルギーが平滑コンデンサに流れ込み、過電圧が発生するが、その後順変換器のインバータ運転によって設定値に収束する。表5.2に、過電流最大値と逆変換器側平滑コンデンサの過電圧値を示す。

表5.2　電圧型自励式－電圧型自励式系統交流系統事故時の
素子電流最大値と事故遮断後コンデンサ過電圧値

	素子ピーク電流 [p.u.]	ＤＣコンデンサ過電圧 [p.u.]
１線地絡	1.86	2.50
２線短絡	4.00	1.72
３線地絡	6.68	2.77

ここで、１線地絡の方が２線短絡より事故電流が小さい（連系リアクトルのエネルギーが小さい）にもかかわらず、コンデンサ過電圧の値が大きいのは、１線地絡では２線短絡より、事故遮断時の直流電流が大きいためで、ダンパリアクトルのエネルギーが大きく、遮断後平滑コンデンサに流れ込むエネルギーが大きくなるからである。また、３線地絡の場合は、交流系統で消費される有効電力がほぼ0となるために、事故遮断前に直流電流は負となり、順変換器はインバータ運転に移っているので、過電圧の値は、ほとんど連系リアクトルのエネルギーで決まる。

ところで、ここではＧＴＯ素子は事故時もオン／オフを正常に繰り返すと仮定しているが、実際には過電流による熱損失で破壊したり、オフ信号を出してもターンオフできなくなる恐れがある。電圧型変換器は上側ＧＴＯと下側ＧＴＯが交互にオン／オフを繰り返しているが、事故時の過電流により片方のＧＴＯがターンオフに失敗すると、オンしたままもう片方のＧＴＯがオンするので、平滑コンデンサを短絡する形となり、更に過大な電流が流れて素子が破壊してしまう。交流事故時の過電流をもスイッチ可能にする場合、電流値は繰り返し可制御オン電流以下でなければならない。このように、遮断器で事故遮断する場合には、事故時の過電流も十分ターンオフできるように定常運転時の電流定格を低く設定する必要がある。シミュレーション結果によると定常の電流定格を最大定格の約７分の１以下にする必要があり経済的に不利である。

図5.13は、連系リアクトルを変動させたときの素子に流れる過電流最大値である。この図のように、連系リアクトルを大きくすることで過電流を小さくすることができるが、あまり大きくすることはコストを増大させ、電圧型の利点である電圧変動抑制能力も低下するので望ましくない。

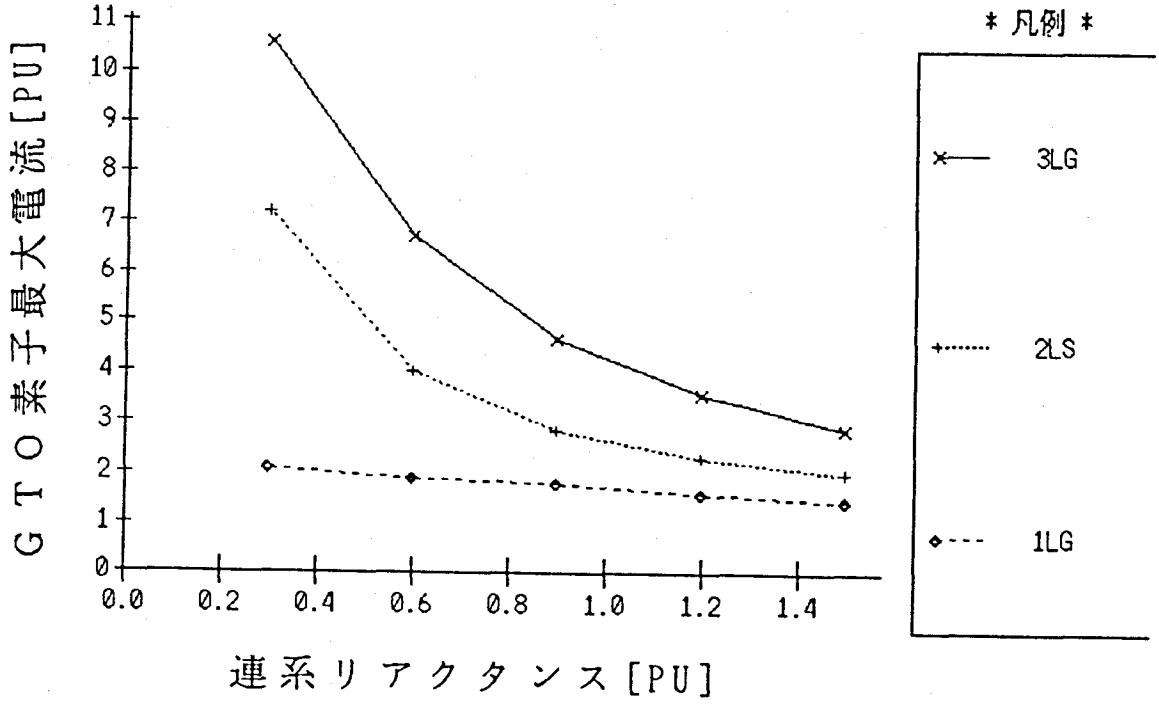


図5.13 連系リアクトルと素子過電流の関係

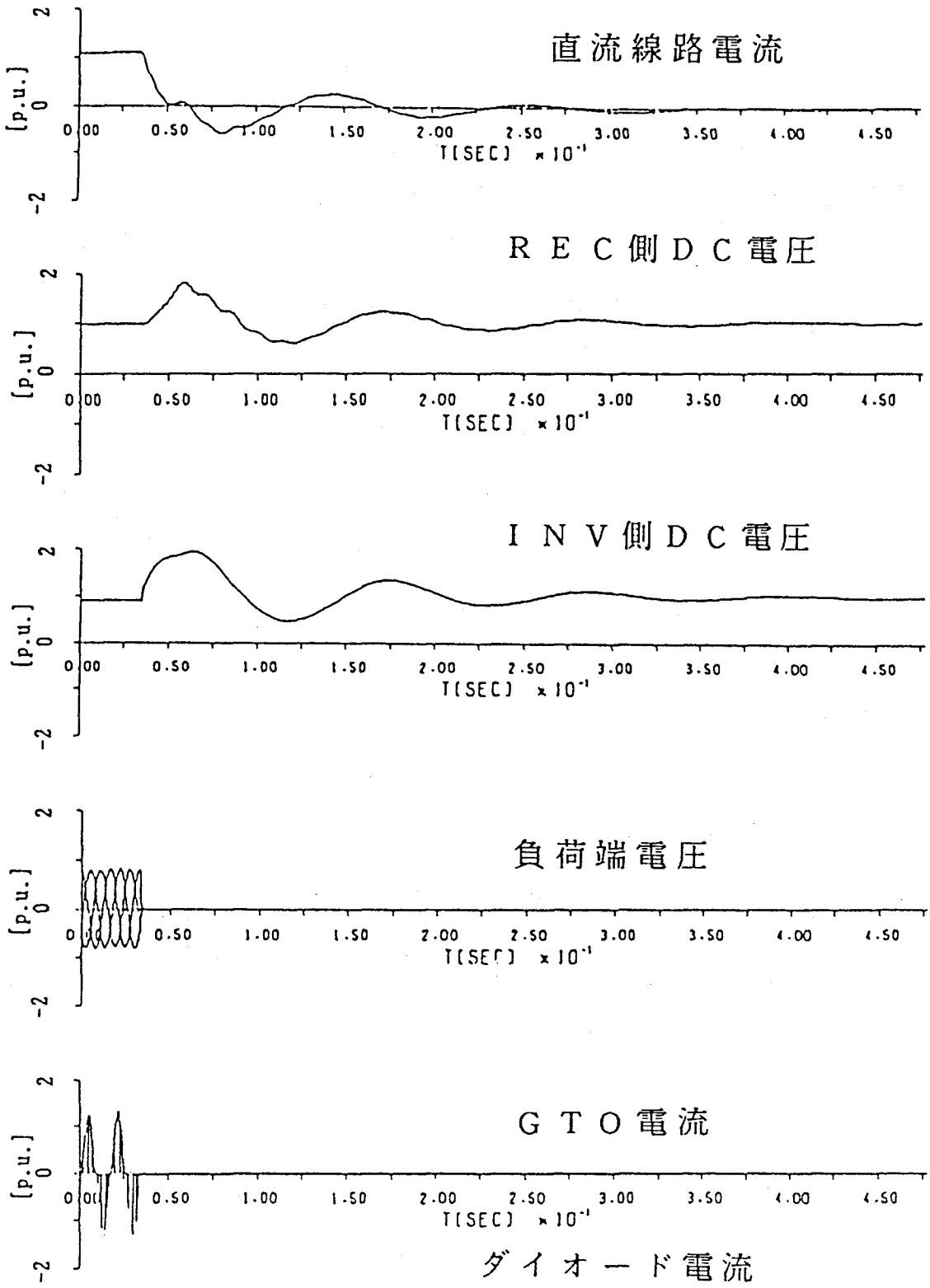
5-6-3 ＧＴＯの事故時高速ターンオフ

5-6-2節で述べたように、交流遮断器では電圧型変換器の保護は十分に行えない。そこで、無停電電源などで行われているように、過電流を検出し全てのＧＴＯを高速にターンオフすることを考える。

図5.14(a)は、３線地絡事故が発生して、ＧＴＯを高速にターンオフしたときの結果である。ａ，ｂ，ｃ各相の電流を監視し、その電流値が定常運転時ピーク電流の１．５倍に増加したときに事故であると検出し、１００μsec後に全てのＧＴＯがターンオフしたとする。また、図5.14(b)は事故発生時刻付近を拡大した図である。

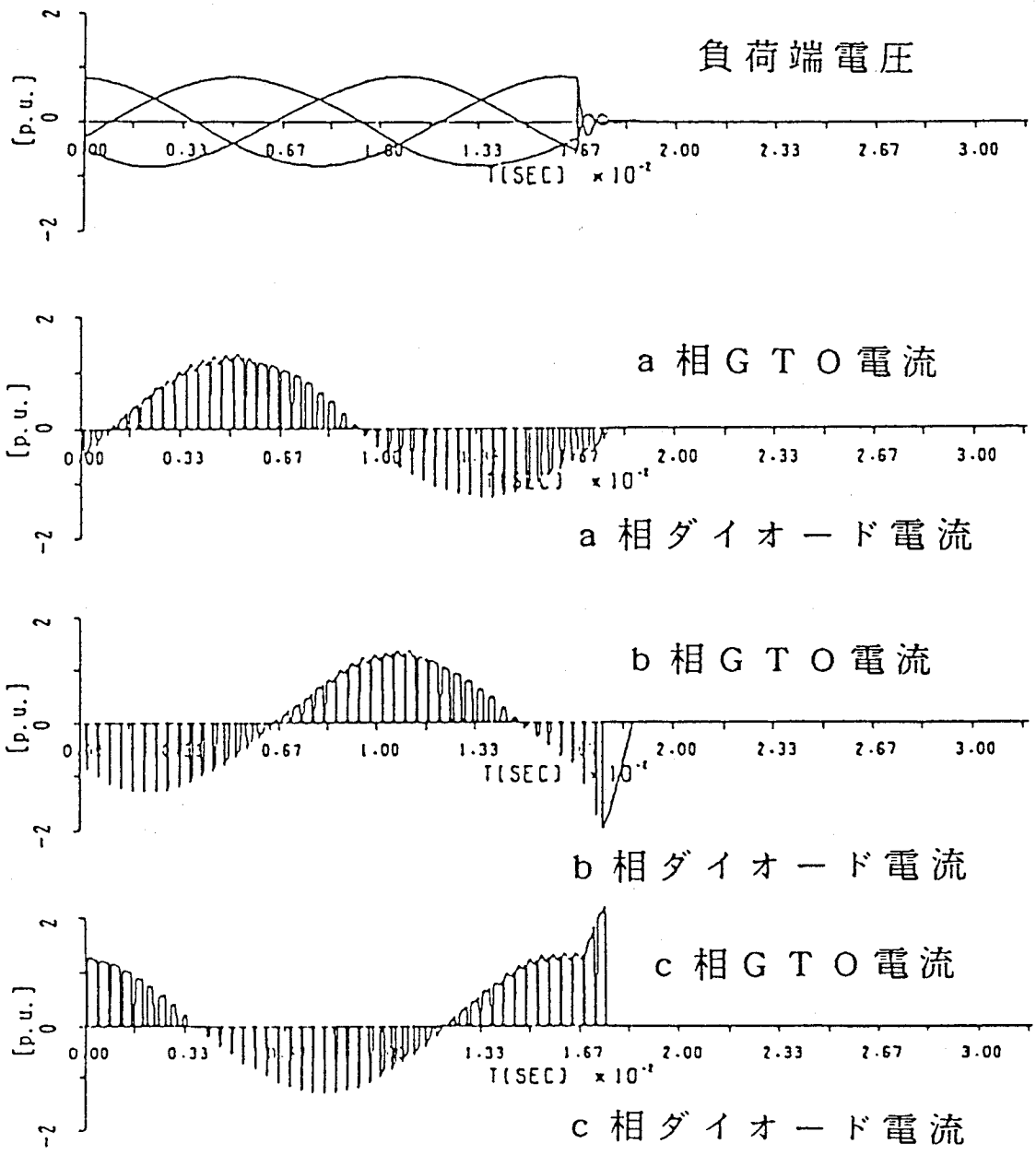
過電流の値は、定常運転時ピーク値の１.５５倍（２.１９[p.u.]）に抑えられる。また、図5.15はターンオフまでの遅れ時間を変化させたときの過電流の値を示し、この図よりターンオフまでの遅れ時間をどのくらいにすればよいかがわかる。繰り返し可制御オン電流を３.０[p.u.]とすると 1m sec以内に全てのＧＴＯをターンオフする必要がある。

一方、コンデンサ過電圧値は１.９５[p.u.]に抑制することができる。さらに、コンデンサ容量を増加することにより過電圧値は若干減少するが、避雷器による抑制も考慮して、絶縁協調の面から決定する必要がある。図5.16にコンデンサ容量と過電圧の大きさの関係のシミュレーション結果を示す。



(a) 0 - 0.5 sec.

図5.14 電圧型－電圧型系統における３相地絡後ＧＴＯ高速ターンオフ時の応答



(b) 0 - 33 m sec. （事故付近の拡大）

図5.14 電圧型－電圧型系統における３相地絡後ＧＴＯ高速ターンオフ時の応答

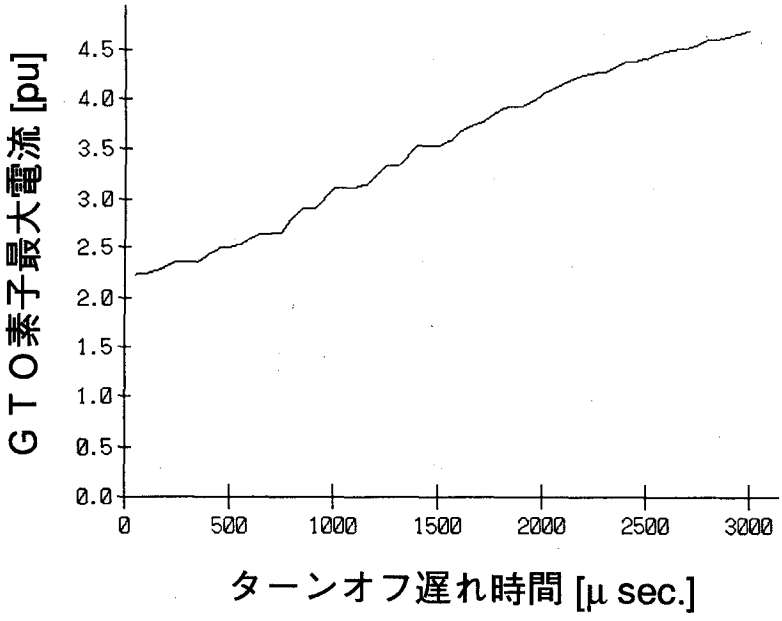


図5.15　ターンオフ遅れ時間とＧＴＯ過電流の関係

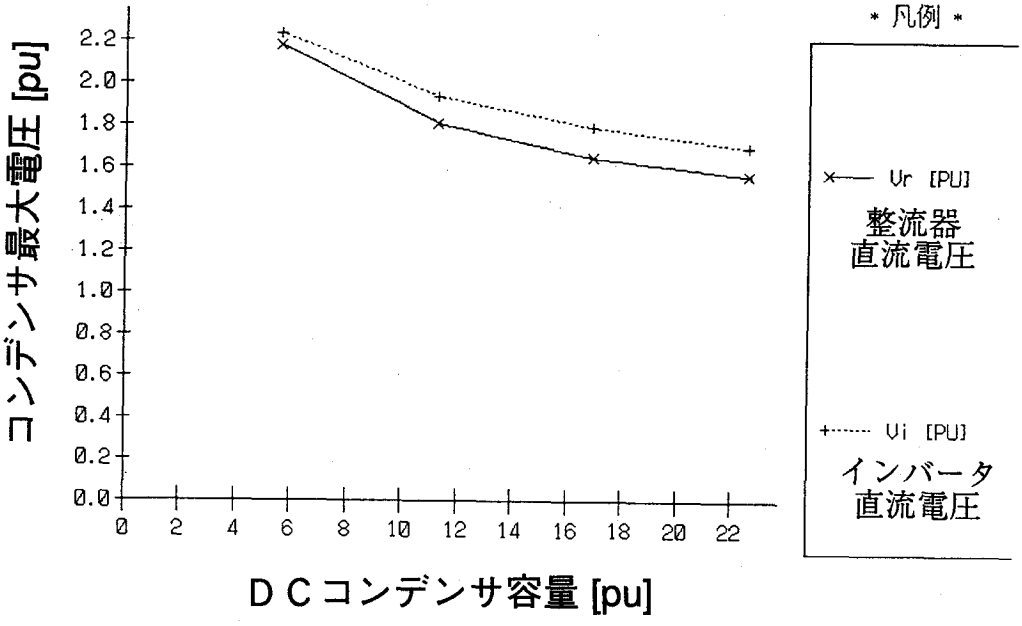


図5.16　コンデンサ容量と過電圧の関係

5.7 電圧型ー電圧型系統における直流事故時応答

5.7.1 直流事故発生

直流線路で短絡事故が発生した場合、その事故電流は零点のない直流であるために、直流系統で遮断することは容易ではない。直流遮断器は、直流電流を切ることのできる遮断器であるが、現段階での直流遮断器は、まだ実用に供されておらず、コストアップにもつながる[16]。もし、変換器の動作で事故を除去することができれば、直流遮断器を使わずに済むので、経済性・信頼性の面から有効であると考えられる。

順変換器が電流型変換器の場合は、事故が発生しても大容量の直流リアクトルがあるため、事故電流の大きさは制限される。また、定電流制御がはたらいて点弧角が開くので、順変換器はほぼ零力率運転となり直流電圧が低下して、直流電流は速やかに設定値にもどる。

これに対して、電圧型変換器を用いた場合に短絡事故が発生すると、たとえ順変換器のＧＴＯ全てをターンオフしても、帰還ダイオードによってダイオード整流器が形成され、事故電流は流れ続けるので、変換器の動作だけでは事故を遮断することはできない。

そこで、電圧型ー電圧型系統の直流系統で事故が発生したときの応答と、その遮断方法について検討を行なった。対象としたのは、図5.17のような直流線路極間短絡事故であり、順変換器側架空送電線路の１０ｋｍ地点で発生したとする、かなり厳しい条件を想定した。

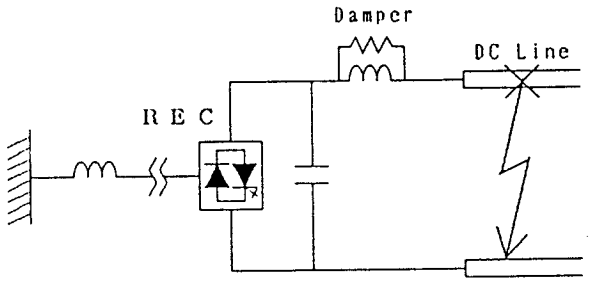


図5.17 直流線路極間短絡事故

直流事故の直流遮断器を使わない遮断方法としては、次の２通りについて検討を行なった。

1．交流遮断器動作による遮断

2．ＧＴＯ高速ターンオフ及び交流遮断器動作による遮断

以下に、この２つの方法を採用した理由を述べながら、それぞれの応答について述べる。

5.7.2 交流遮断器動作による遮断

まず、交流系統の遮断器を動作させる方法について述べる。ＧＴＯをオフしてもダイオード整流器が残ってしまうので、ＧＴＯに特別な事故時制御を施さずに、交流系統の遮断器だけで事故を遮断しようという考えである。

事故の検出方法は、ダンパ抵抗に流れる電流によって検出する方法が考えられる。すなわち、直流事故が発生直後には、直流電流が急激に変動するので、ダンパにおいて電流はほとんどリアクトルには流れず抵抗を流れるので、この電流の上昇で事故を検出する。シミュレーションでは、ダンパ抵抗電流が2.0puとなったときに事故検出したとする。

図5.18は、直流短絡事故が発生し、４サイクル後に交流系統の遮断器を動作させたときのシミュレーション波形である。

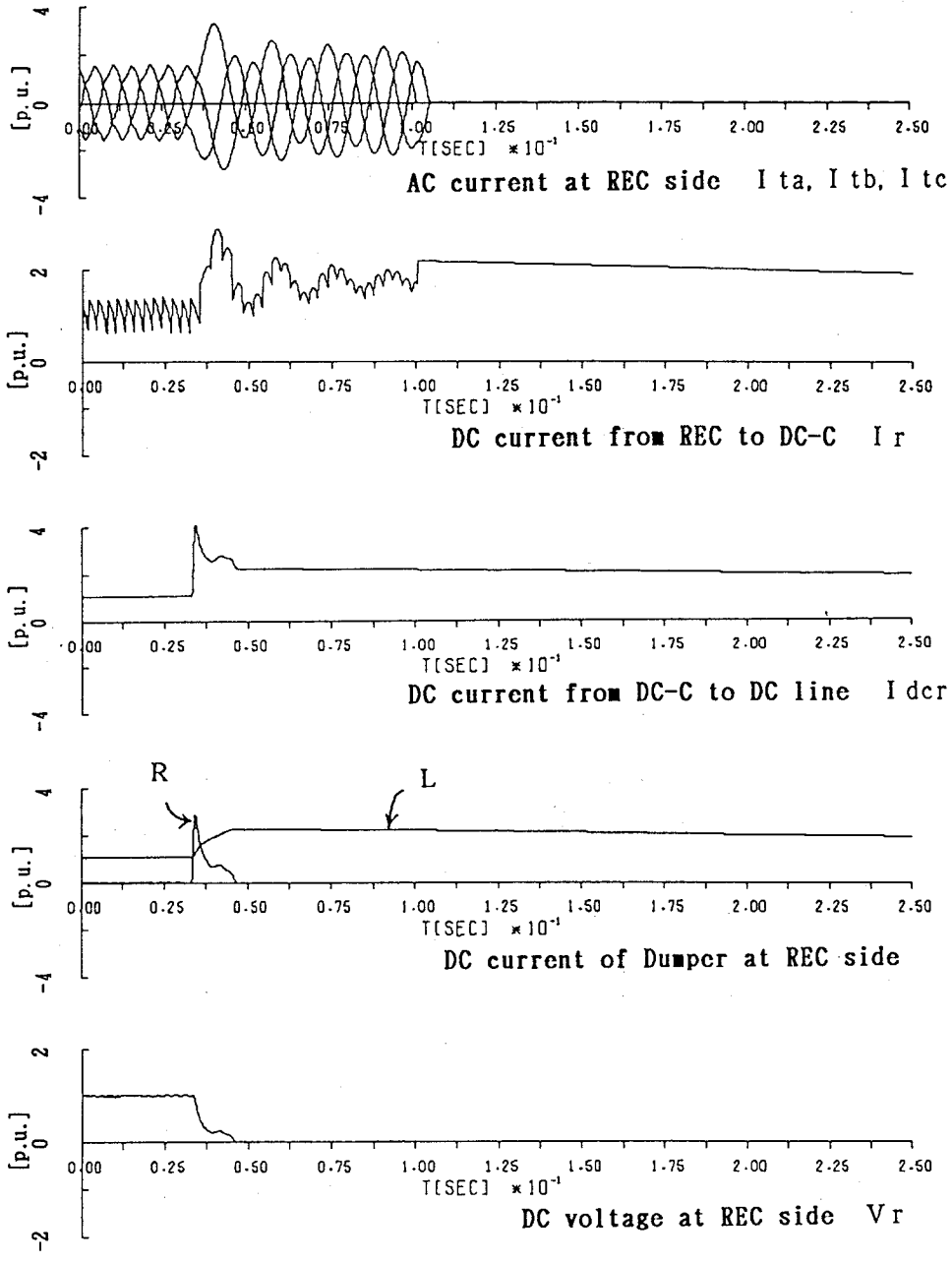


図5.18 電圧型－電圧型系統における直流系統事故時の応答
(事故後4サイクルで遮断器開極により電流遮断)

事故が発生すると、平滑コンデンサから事故点に向かって短絡電流が流れ、事故点に近い順変換器側では事故発生直後に過大な電流が流れる。ダンパは、この過電流を抑制する役割も担っているが、事故直後の直流電流は、先にも述べた通り、その電流変動率が大きいために、事故電流はほとんどがダンパのリアクトルより抵抗に流れる。その後、徐々にリアクトルに電流が流れはじめ、事故電流は減少しはじめる。つまり、事故直後の電流の大きさはダンパのリアクトル値よりむしろ抵抗値により決まり、事故電流抑制の面からいうと、ダンパ抵抗値は大きい方がよいことになる。このように、ダンパの設計は、この点も考慮して行なう必要がある。

また、事故が発生すると、直流電圧が急速に低下してしまうが、整流器は直流定電圧制御を行っているため、順変換器側交流電流は急激に上昇し、順変換器からは事故継続中も電力が流入するので、事故電流は流れ続ける。この交流電流は、ＧＴＯかダイオードいずれかを通る、即ち素子に流れる電流、であるが第４章でも述べた通り、過大な電流はＧＴＯ素子をターンオフできなくし、上側ＧＴＯと下側ＧＴＯの両方ともオンして平滑コンデンサを短絡してしまうので、より過大な電流が素子に流れて破壊に至る恐れがある。

次に、交流系統の遮断器を動作させると、交流系統の電流は零点で切れる。しかし、直流系統ではダンパのリアクトルに蓄積されたエネルギーが事故点を通って流れ、平滑コンデンサの電圧は０となる。平滑コンデンサ電圧が０となると、帰還ダイオードが直列にオン状態になるので、図5.19のようにダイオード・ダンパリアクトル・事故点で閉路を構成して電流が流れ続ける。この電流は、ダンパのリアクトルと線路抵抗によって決まる時定数で減衰するが、順変換器の近くでの事故を仮定したので、事故点までの線路抵抗が小さいために、電流は長時間流れ続ける。実系統では、直流線路抵抗に加えて、事故点のアーク抵抗、ダンパ・変換器等各部での損失抵抗もあるので、これよりは速く減衰すると考えられる。しかし、いずれにしても、このように事故電流が長く持続し、回路の抵抗分で消費されて減衰するのを待つというのは、事故復帰が遅れてしまうので好ましいことではない。

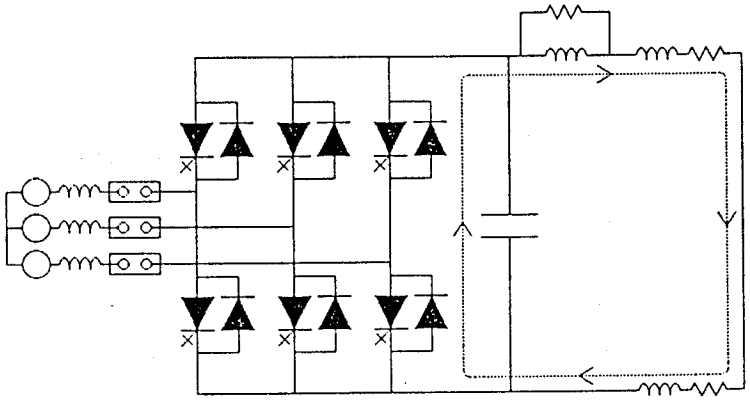


図5.19 遮断器動作時の事故電流の経路

5.7.3 ＧＴＯ高速ターンオフ及び交流遮断器動作による遮断

次に、直流事故時の過電流による素子破壊を避けるために、交流事故時の逆変換器で行なったのと同じように、順変換器のＧＴＯを高速にターンオフすることを考える。図5.20は、短絡事故が発生し、ダンパ抵抗電流による事故検出をしてから100 μ sec後にＧＴＯを高速ターンオフし、４サイクル後に交流系統の遮断器が動作したときの結果である。

ＧＴＯを高速にターンオフすると、ＧＴＯに過電流は流れないので素子破壊は生じないが、帰還ダイオードは残るので、電流はダイオードを通って流れ続ける。４サイクル後に交流系統遮断器を動作させても、5.7.2節と同じく電流が流れ続ける。

結局、直流事故が発生すると平滑コンデンサの電圧が低下して０になってしまうために、ダイオードが導通して電流が流れる。このためにＧＴＯのターンオフはＧＴＯ自身の保護のためにのみ有効である。この持続電流の減衰時定数はダンパのリアクトル値に大きく依存し、リアクトル値が大きくなるほど、電流は長く継続するので、ダンパのリアクトルを小さくすることで、持続電流の減衰をはやめることができる。しかし、ダンパのリアクトルを小さくすると、元来のダンパの役割である直流電流振動抑制の効果が薄れてしまう。

5.8 まとめ

自励式変換器を用いた直流送電により無電源孤立負荷系統に電力供給する場合について、電流型もしくは電圧型を用いた変換器構成を比較検討した結果、次のような結論を得た。

電流型－電流型系統の場合、逆変換器が電流源的にはたらくため、負荷変動に対する電圧変動は大きいが、交流系統で事故が発生した場合の応答は、素子に過電流は流れず、過電圧の発生無しに事故を遮断できる。

これに対して、電圧型－電圧型系統の場合は、逆変換器が電圧源的にはたらくため、負荷変動に対する電圧変動は小さいが、交流系統で事故が発生した場合、変換器素子には過大な電流が流れ、４サイクル後に交流遮断器で事故遮断した場合は平滑コンデンサにかなり大きな過電圧が発生する。過電流抑制対策としては、ＡＣリアクトルの増大が効果があるが、必ずしも十分ではなく、コストと制御の面からは不利になる。そこで、過電流を検出してＧＴＯを高速に遮断するのが有効な手段と考えられる。但し、過電流検出を定格の 1.5倍とすると遮断までの遅れは１mS以内でなければならない。この場合、過電圧もある程度低くなるが、避雷器による抑制も必要と考えられ、絶縁協調の中で考慮していく必要がある。

一方、直流線路事故では事故電流は4PU程度で、それほど大きくはない。これは、連系リアクタンス（ＡＣＬ）が電流を抑制するためで、事故電流抑制のためにはＡＣＬの値は大きい方がよい。また、事故電流の減衰の大きさはダンパ回路の設計に影響される。

電圧型変換器を直流送電に適用した場合は、通常運転時の制御特性が向上し、交流系統にとっても有益である。その適用のために、本論文で指摘したように、交流系統事故時の制御保護についてさらに検討が必要である。

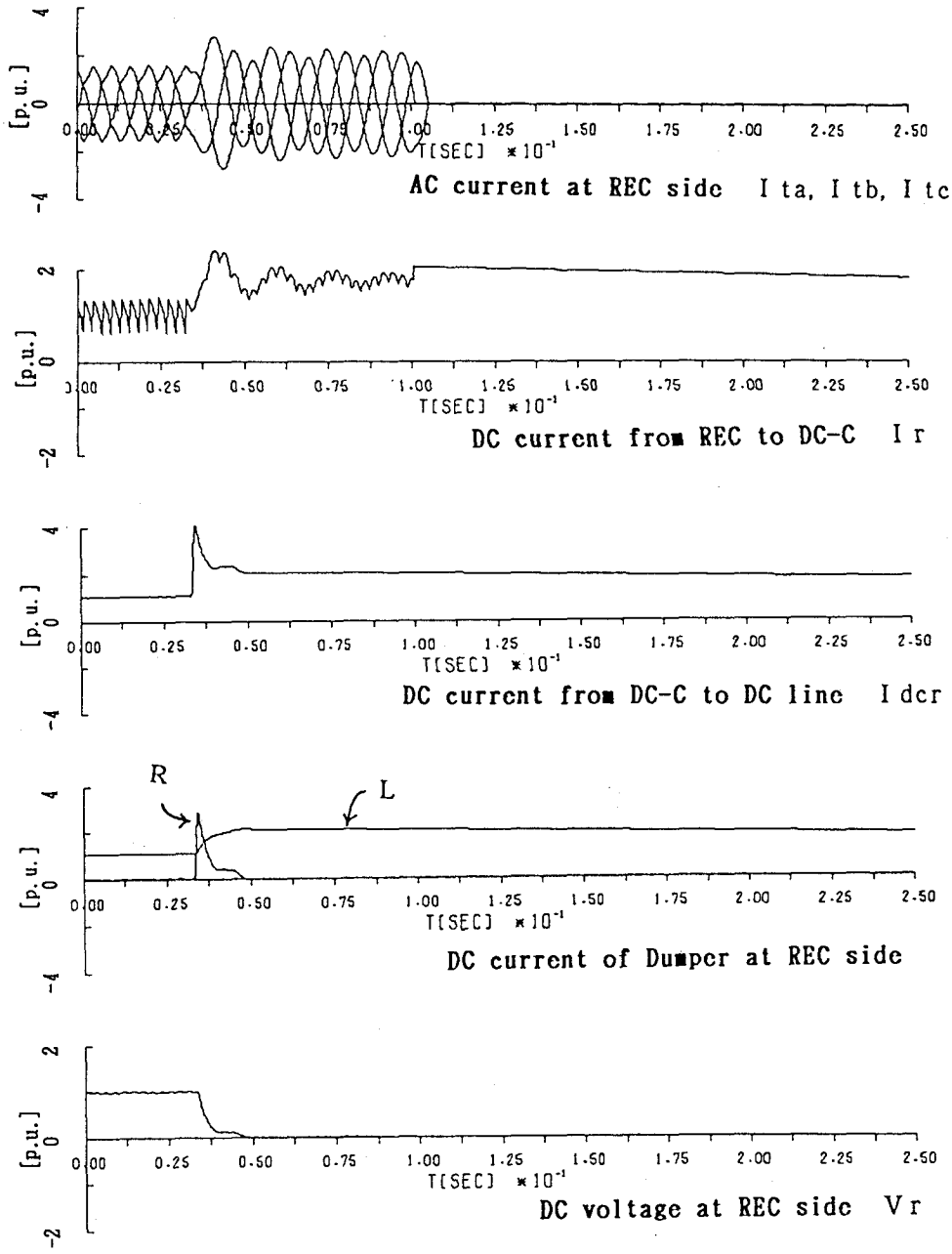


図5.20 電圧型－電圧型系統における３相地絡後ＧＴＯ高速ターンオフ時の応答
（事故後100μsec.でGTOをターンオフ、４サイクルで遮断器により電流遮断）

第5章　参考文献

1) C. Adamson, N.G. Hingorani, Chap.8 Artificial Commutation in "High Voltage Direct Current Power Transmission", 1960, Garraway Limited: London, pp.121-132.

2) J. Reeve, J.A. Baron, G.A. Hanley, "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-87(No.10), pp.1830-1840, 1968 (Oct.).

3) A. Gole, R. Menzies, "Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC inverters", IEEE Trans. on PAS, PAS-100(No.5), pp.2258-2262, 1981.

4) H.M. Turanli, R.W. Menzies, D.A. Woodford, "Feasibility of DC trasmission with forced commutation to remote loads", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-103(No6), pp.1256-1262, 1984 (June).

5) K.-s. Tam, R. Lasseter, "Implementation of the hybrid inverter for hvdc/weak AC system interconnection", IEEE Trans. on PD, Vol. PWRD-1(No.4), pp.259-267, 1986.

6) W. McMurray, H. Mehta, "Feasibility of GTOs in HVDC Systems", IEEE/PES 1988 Summer Meeting, 88 WM 586-0, 1988 (July).

7) H. Yamada, et.al., "GTO Thyristor applications for HVdc transmission systems", IEEE Trans. on PD, Vol.5(No.3), pp.1327-1335, 1990 (July).

8) B.T. Ooi, X. Wang, "Boost type PWM HVdc transmission system", IEEE/PES 1991 Winter Meeting, 91 WM 119-8 PWRD, 1991 (Feb. 3-7).

9) Y. Tokiwa, et.al. "Application of self-commutated converter using SI-Thyristor on a HVdc transmission system", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April 2-6),

10) 飯田, 木村, 「電圧型変換器を用いた直流送電の動特性」, 電気学会電力技術研究会資料, PE-89-95, 1989.

11) N. Kimura, "Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April),

12) 木村,「自励式インバータを適用した直流送電による孤立負荷系統の電圧制御」, 電気学会論文誌 B, 109(12), pp.531, 1989 (平成元年).

13) N. Kimura, M. Kishimoto, K. Matsui, "New digital control of forced commutation converter supplying into load system without ac source", IEEE Trans. on Power Systems, Vol.6(No.4), pp.1425-1431, 1991 (November).

14) J.P. Bowles, "Alternative Techniques and Optimization of Voltage and Reactive Power Control at HVDC Converter Stations", IEEE conference on "Overvoltage and Compensation on Integrated AC-DC systems", 1980, (July 9-11), Winnipeg, Canada:

15) 高橋、「ディジタル制御」、岩波書店、1985.

16) T. Hasegawa, et.al., "Development of GTO-SVG for improving power system stabililty", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April),

第６章　電圧型・電流型変換器の混在した直流送電の動特性の検討

6-1 緒言

これまでにも述べてきたように自励式変換器には大きく分けて電流型と電圧型の二つの形式がある。前章までは、全て電流型同士、もしくは電圧型同士を接続した直流送電系統を検討してきた。本章では電流型と電圧型を相互に接続した系統について検討を加える。

電圧型変換器の通常運転時の動特性は第４、５章で示したように交流系統側にとって好ましい。しかし、コストの点で従来の他励式変換器を大きく上回るのは必然であり、システム構築の際のコストパフォーマンスを考えて、整流器側に従来の電流型他励式変換器を用い、インバータ側にのみ電圧型自励式変換器を用いることが提案されている[1]。この構成の場合、必然的に送電方向は一方向となり、潮流反転はできないので、系統連系には用いることが出来ないが、遠隔地にある大容量電源からの一方向送電には有効と考えられる[2,3]。

ただし、電流型と電圧型の混在した直流送電系統構成の動特性は従来の直流送電とは振舞が異なってくると考えられるので、その得失をいうにはさらに詳しい検討が必要である。本章では、この新しい直流送電系統構成の動特性を計算機シミュレーションにより検討する。シミュレーション手法としては、不平衡を含むような交流系統事故に対しては瞬時値シミュレーションを、三相平衡と見なせる場合には実効値シミュレーションを適用した。

6-2 瞬時値による計算機シミュレーション

不平衡の交流系統事故を取り扱うため、第４、５章と同様に瞬時値による計算機シミュレーションプログラムを作成した。なお、計算機シミュレーションにおける回路定数を表6.1に示す。シミュレーション結果を以下に示すが、そのＰＵ値はインバータの初期出力電力と負荷系統交流電圧をベースとした。但し、直流電圧と直流電流については図の見やすさを考慮して、その初期電圧・電流をベースとして表した。

表6.1 計算機シミュレーションの条件

（カッコ内は300MW, 250kV　ＤＣ系統に換算した値）

・交流系統	
送受電端交流電圧：	1pu (275kV)
・直流系統	
線路リアクタンス：	0.5pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.16H)
線路抵抗：	0.05pu (4.2Ω)
線路静電容量：	0.86pu (18μF)
・電流型変換器	
ＤＣリアクタンス：	3.7pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 1.2H)
・電圧型変換器	
ＡＣリアクタンス：	0.6pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.18H)
ＤＣコンデンサ：	10pu (200μF)
ダンパリアクタンス：	0.5pu (ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ: 0.16H)
ダンパ抵抗：	0.018pu (3.7Ω)

6-2-1 電流型他励式ー電圧型自励式(CL-VF)系統構成

電流型他励式－電圧型自励式(CL-VF)系統の系統図を図6.1に示す。直流線路を挟んで電流型順変換器と、電圧型逆変換器を接続した系統となる。なお、平滑コンデンサがあるのは逆変換器だけなので、電圧型逆変換器同士を用いた系統で必要となる直流電流振動を抑制するダンパ[4,5] は、この場合は不要である。

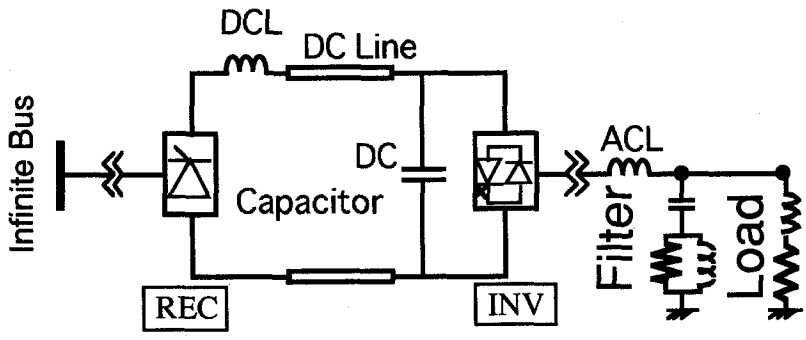


図6.1 電流型他励式－電圧型自励式系統の系統図

6-2-2 負荷変動のシミュレーション結果

負荷変動時の応答の例として、受電側無電源系統の負荷減少（負荷インピーダンス増加）の場合を示す。図6.2は時刻50mSで無電源系統の負荷がステップ的に減少したときの応答である。負荷減少は負荷インピーダンスが負荷力率一定(0.9)で1PUから2PUにステップ的に増加することで模擬した。但し、フィルタのインピーダンス(6PU)は不変である。

CL-VF構成の負荷変動時の応答は、VF-VF構成とほぼ同様で、直流系統には平滑コンデンサがあるため、交流系統から電圧型変換器を見ると、電圧源のように見える。よって、無電源系統の負荷が減少しても避雷器無しで定格運転時の１．３倍に抑えられ、電流型－電流型に見られるような大きな過電圧は発生しない。

6-2-3 交流系統事故時応答

インバータ側交流系統で一線地絡、二線短絡、三線地絡事故が発生したときの応答を、それぞれ図6.3、6.4、6.5に示す。事故の遮断は、交流系統に接続した遮断器によって、４サイクル後に行なわれ、ＧＴＯ素子は事故時もオン／オフを正常に繰り返すものとした。

事故が発生すると、電圧型－電圧型系統の場合と同じように、素子に過電流が流れる。電圧型－電圧型系統と異なる点は、事故遮断後のコンデンサ過電圧である。順変換器が電流型なので、インバータ運転を行なえないため、コンデンサには過電圧が持続して残る。過電圧を電圧型－電圧型系統の場合と比べると、２線短絡の場合には1.7 PUとほとんど変わらないが、１線地絡，３線地絡の場合は3.6PU、3.3PUと大きい。これは、直流線路に接続した大きな平滑用直流リアクトル(DCL)に蓄積したエネルギーがコンデンサに流れ込むためである。３線地絡の過電圧が１線地絡より小さいが、これは事故遮断前に直流電流がゼロとなり、ほとんど連系リアクトルのエネルギーのみで決まるためである。

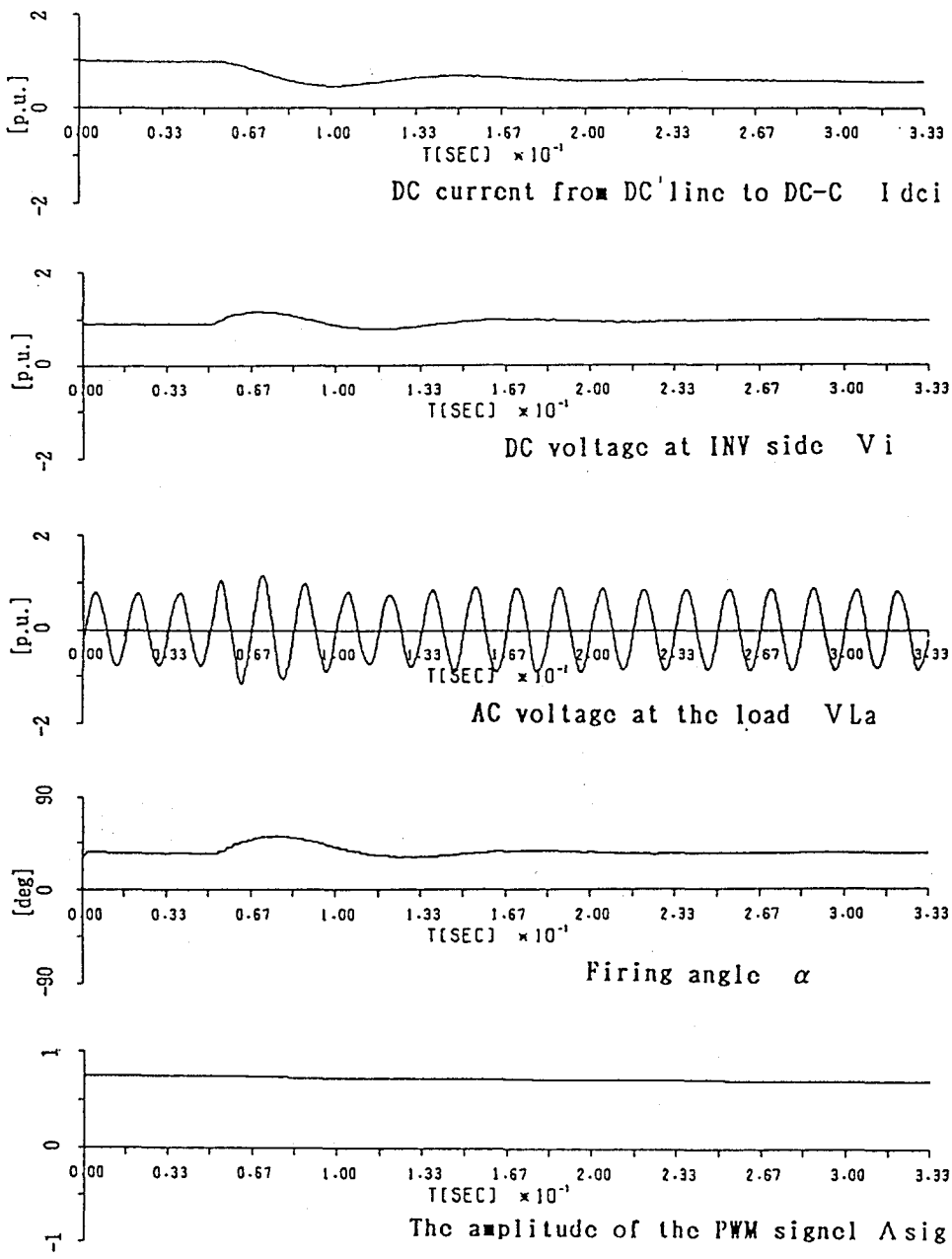


図6.2 電流型他励式－電圧型自励式系統負荷減少時の応答（負荷1.0pu -> 0.5pu)

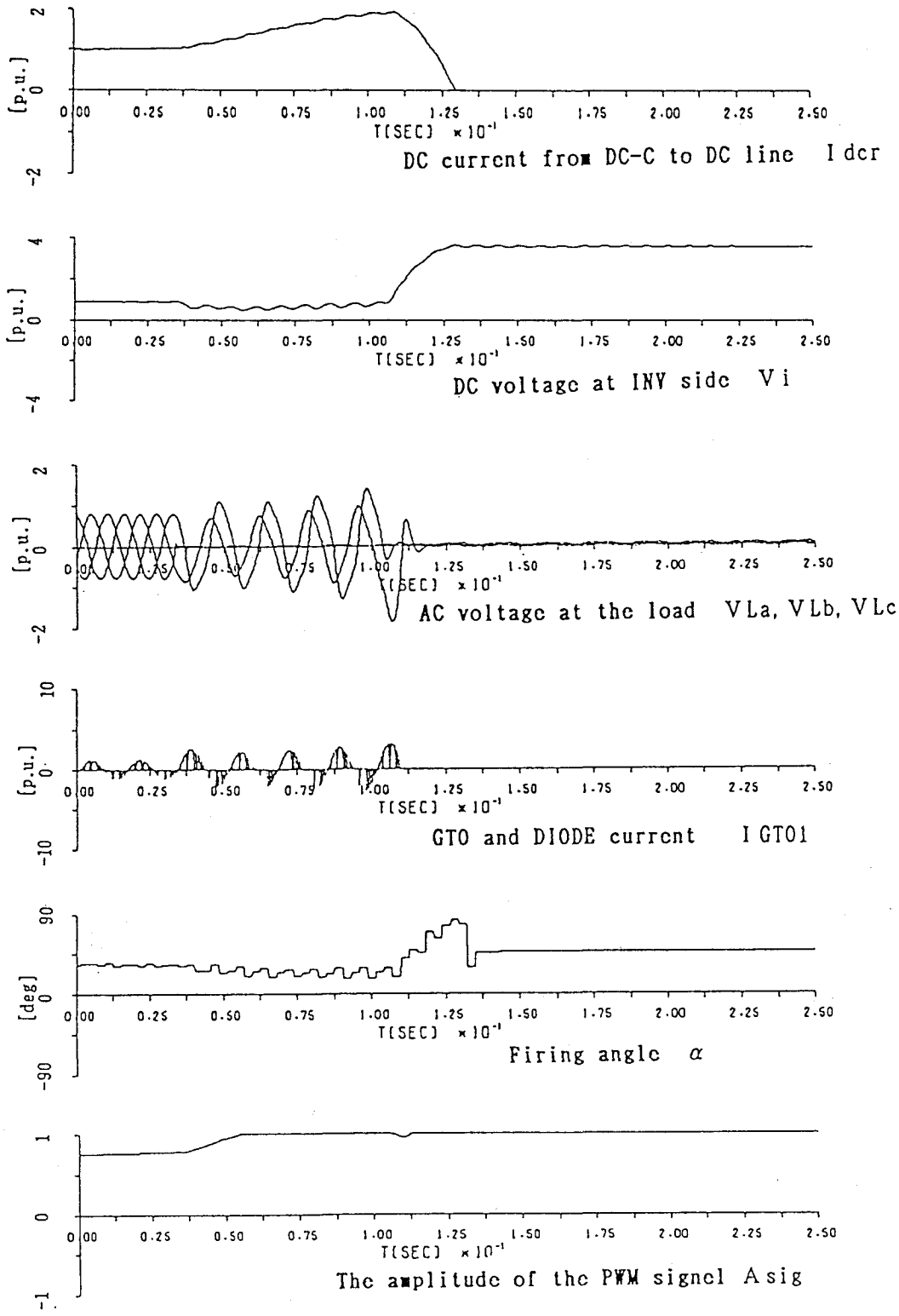


図6.3 電流型他励式－電圧型自励式系統受電側交流系統１線地絡事故時の応答
(事故発生後４サイクルで交流遮断器が動作)

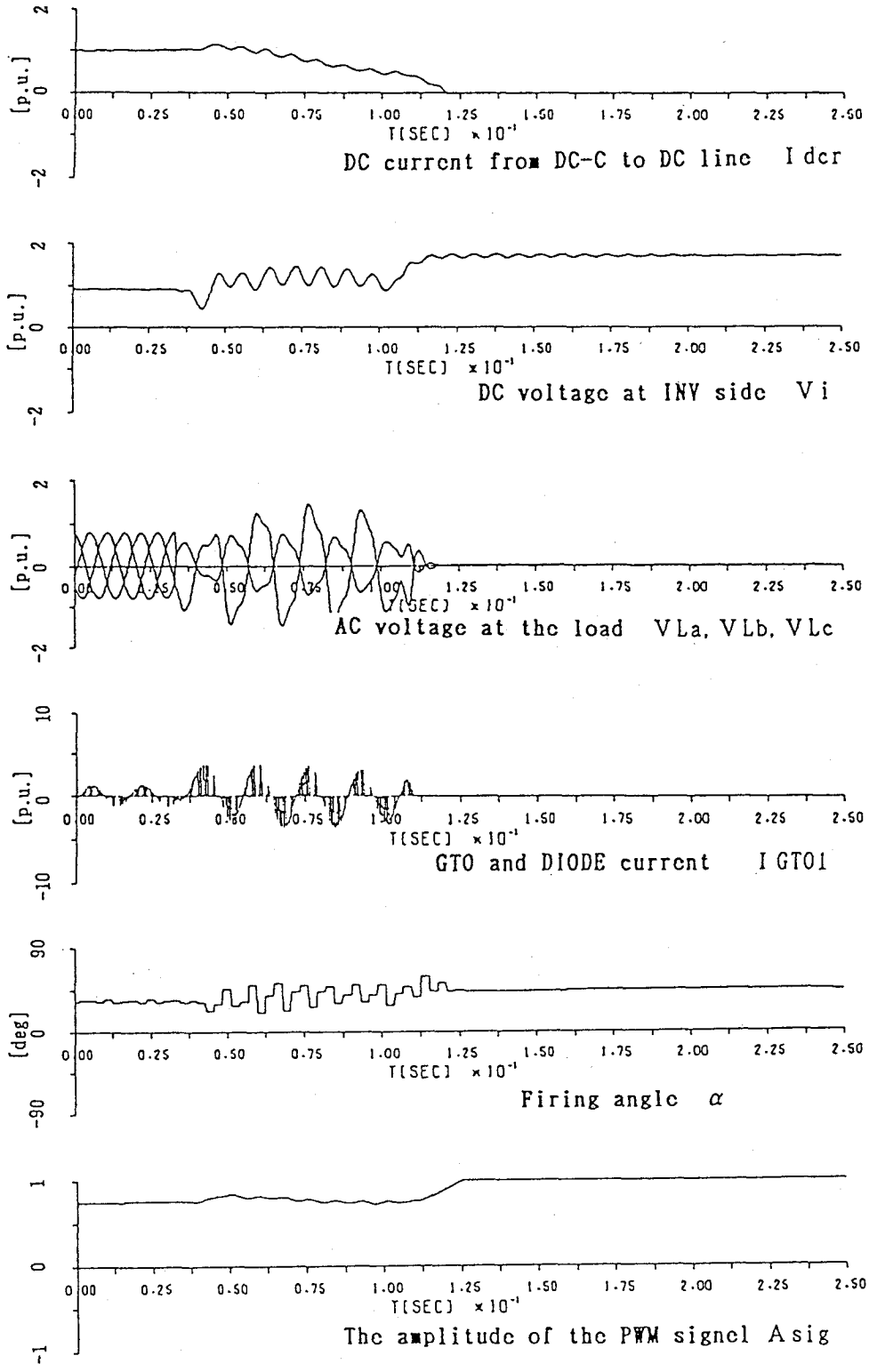


図6.4 電流型他励式－電圧型自励式系統受電側交流系統２線短絡事故時の応答
（事故発生後４サイクルで交流遮断器が動作）

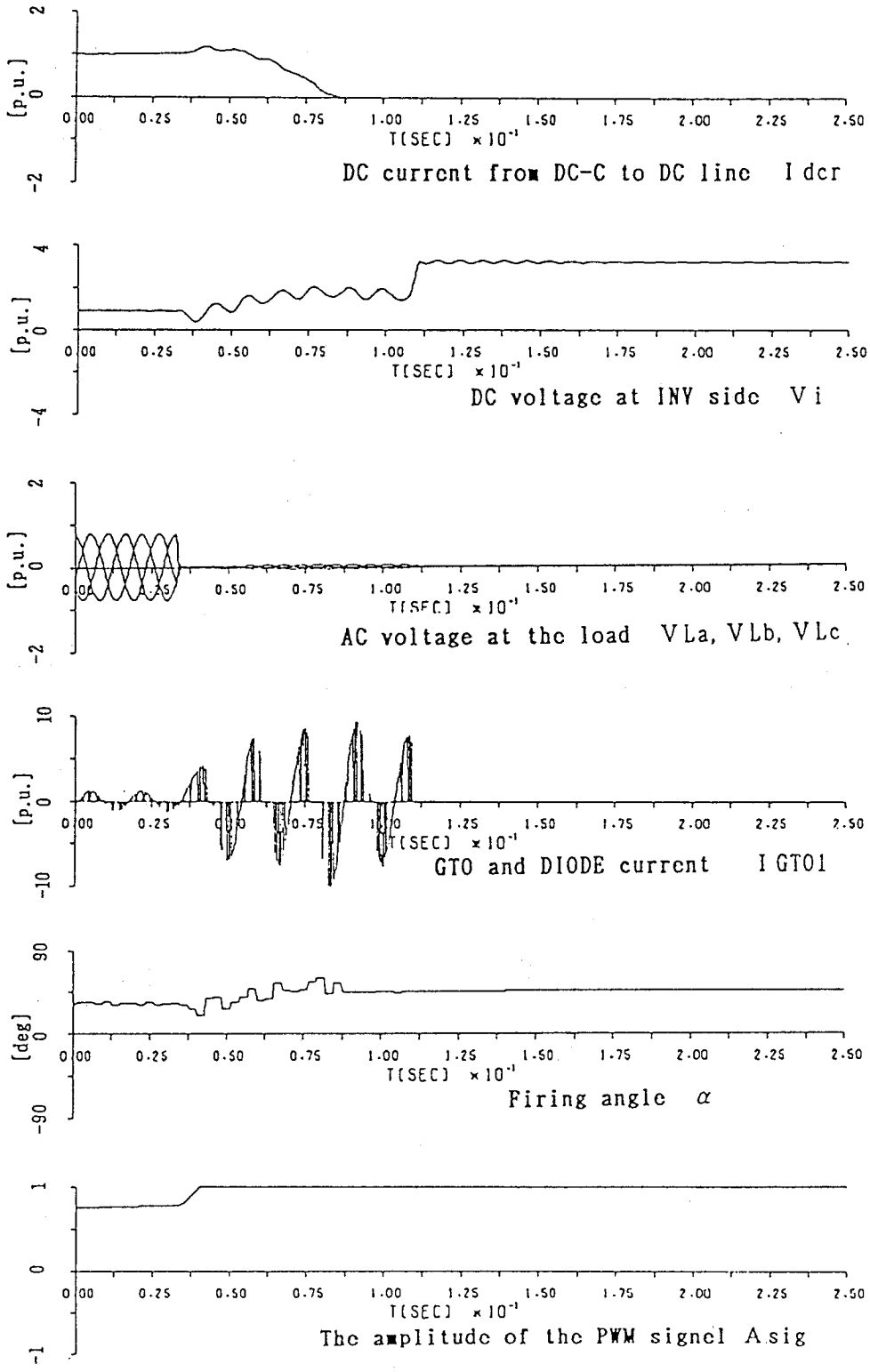


図6.5 電流型他励式－電圧型自励式系統受電側交流系統３線地絡事故時の応答
(事故発生後４サイクルで交流遮断器が動作)

6-3 実効値による計算機シミュレーション

計算機シミュレーションの目的のひとつは、電圧型変換器を適用した直流送電の動特性についての知識を集積することにある。そのためには広範囲のパラメータ変化と多数回のシミュレーションプログラムの実行が必要である。そこで、ここでは実効値ベースの簡便なプログラムを用いることにした。

実効値解析する場合、直流系統側は平均値を用いるが回路は回路方程式をそのまま解く。一方、変換器より交流系統側は三相を平衡として、単相の回路を実効値で潮流計算により解く。この際、変換器の交直変換の動作は式(1)、(2)で表わされる有効電力のやりとりで模擬される。

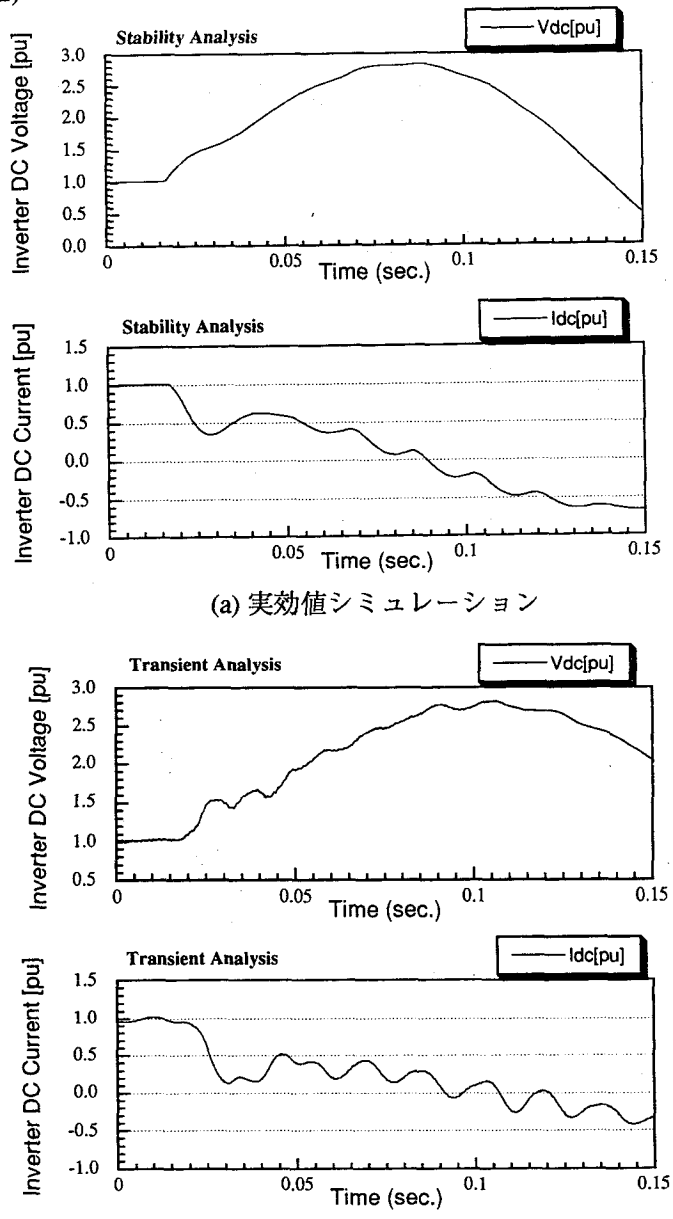
$$P=E\,V/X\,\sin\beta \qquad ...(1)$$

$$Q=E\,V/X\,\cos\beta - V\,V/X \qquad ...(2)$$

ここで、V は変換所交流母線電圧、E は変換器内部起電力、X は変圧器リアクタンスを含む交流側連系リアクタンス、そして β は変換器の点弧制御角である。但し、変換器での重なり角による位相の変動などは考慮していない。

6-3-1 実効値と瞬時値のシミュレーションの比較

実効値シミュレーションの有効性を確認するため、瞬時値シミュレーションと比較をおこなった。なお、制御系は後述のもので、両シミュレーション方法とも全く同じものを用いている。図6.6に変換器ブロック（急速停止）時のシミュレーションの比較を示す。電圧変動の周期と電流振動の振幅が若干異なるが、直流電圧・電流ともによく似た振る舞いをしている。この場合、より軽い変動になる逆変換器側交流系統の負荷変動などでは、より良い一致が得られた。このことより詳細な検討に入る前の予備的検討としては実効値解析でも十分有効であると考えられる。



(a) 実効値シミュレーション

(b) 瞬時値シミュレーション

図6.6 実効値シミュレーションと瞬時値シミュレーションの比較

6-4 二端子系統の実効値シミュレーション

次に示すような２端子系統の検討を行った。

定格電力：　500MW。

定格直流電圧：　±250kV、双極。

送電線：　500km架空線、1H、36Ω。

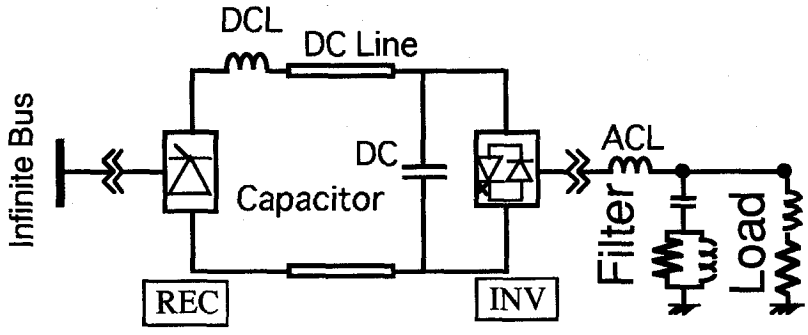
直流コンデンサ（電圧型変換器）：　300μＦ。

直流リアクトル（電流型変換器）：　1H。

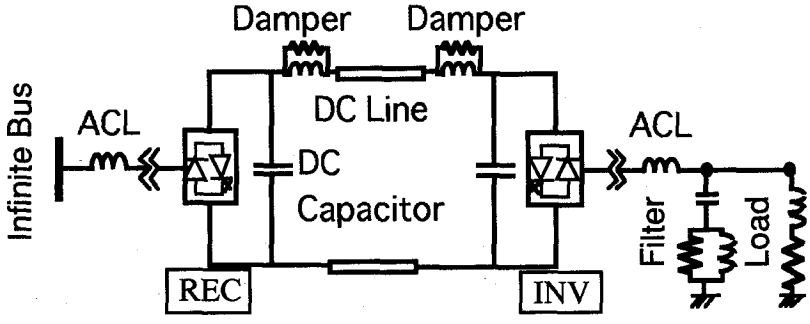
系統の構成図を図6.7に示す。次の２つの変換器の組み合わせを検討した。

a). CL-VF構成：順変換器は電流型他励式(CL)、逆変換器は電圧型自励式変換器(VF)。

b). VF-VF構成：順変換器・逆変換器とも電圧型自励式変換器(VF)。



(a) CL-VF構成



b) VF-VF構成

図6.7 系統の構成図

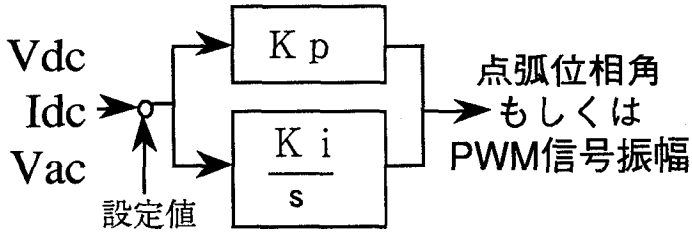


図6.8 変換器の比例・積分（ＰＩ）制御系

6-4-1 二端子系統の制御

逆変換器側の交流系統として弱小系統と負荷単独系統を検討した。各変換器の制御系は図6.8のような比例・積分（ＰＩ）制御系を用いた。それぞれの場合の変換器の制御モードは以下のように設定した。ただし、短絡容量比とは交流側系統の短絡容量の直流送電定格電力に対する比であり、系統の無効電力供給能力の目安である。

(1) 逆変換器側交流系統が弱い場合：(短絡容量比 SCR=2.5)

- CL-VF構成の場合、ＲＥＣはＤＣ電流一定制御(ゲイン:Kp=0.5,Ki=100)で、ＩＮＶはＤＣ電圧一定制御(ゲイン:Kp=0.5,Ki=10)である。
- VF-VF構成の場合、順変換器（ＲＥＣ）はＤＣ電圧一定制御(ゲイン:Kp=0.5,Ki=10)で、逆変換器（ＩＮＶ）はＤＣ電流一定制御(ゲイン:Kp=0.5,Ki=10)とした。

(2) 逆変換器側交流系統が負荷単独系統の場合：(短絡容量比 SCR=0)

- VF-VF構成およびCL-VF構成とも同じ制御方式であり、ＲＥＣはＤＣ電圧一定制御(ゲイン:Kp=0.5,Ki=10)で、ＩＮＶはＡＣ電圧一定制御(ゲイン:Kp=0.05,Ki=10)である。

6-4-2 逆変換器ブロック

逆変換器に接続された交流系統で厳しい事故が生じた場合、変換器の半導体スイッチ素子を保護するために、逆変換器を急に停止（ブロック）することが必要となる。変換器ブロックは系統に大きな動揺を惹き起こす。動揺の大きさは順変換器の形式と送電端交流系統の強さに依存する。

もし順変換器がＤＣ電流一定制御ならば、逆変換器が停止しているにも関らず直流電流が流れ込み逆変換器側並列ＤＣコンデンサを充電するため大きな直流過電圧を発生する。したがって、順変換器制御は逆変換器がブロックされることを考慮するとＤＣ電圧一定制御を行なうべきである。逆変換器制御モードと逆変換器側の交流系統の強さは、受電端交流系事故後瞬時に逆変換器がブロックされると仮定されているので、問題にはならない。

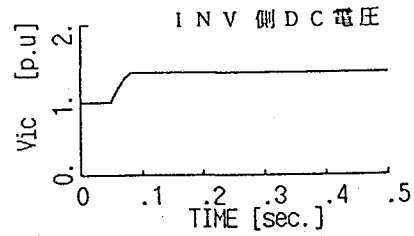


図6.9 CL-VF構成の場合のシミュレーション結果

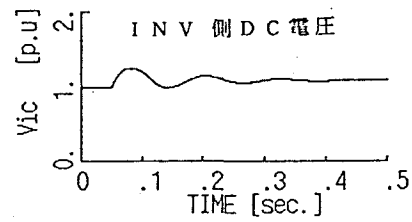


図6.10 VF-VF構成の場合のシミュレーション結果

図6.9はCL-VF構成の場合の結果を示している。ＤＣコンデンサの過電圧は、送電端が強い系統(短絡容量比:SCR=5)であるにも関らず、1.4PU に達している。順変換器に電圧型自励式変換器を用いると、ＤＣ系統に蓄積されたエネルギーを送電端ＡＣ系統に戻すことによって過電圧を減少させられる。図6.10はVF-VF構成の場合の結果を示す。ＤＣコンデンサの過電圧は、送電端ＡＣ系統が弱い(SCR=2.5) にもかかわらず1.25PUである。

6-5 三端子系統の実効値シミュレーション

本論文では多端子系統の一例として３端子系統の解析を行った。イタリアにあるSACOI 直流送電系統は世界初の実用的な多端子系統であり、３端子構成である。また、カナダと合衆国の間を連系する５端子系統も最近運転開始している[6]。３端子以上の多端子構成を建設する際にも、３端子構成での運転が有り得る。したがって、多端子直流系統の解析の第１段階として３端子系統の検討を行うことは十分意味がある。

6-5-1 系統構成

３端子系統には幾つかの構成方式があるが、電圧型変換器を適用するには並列方式を採用するのが自然である[7]。そこで、並列３端子系統を対象として、１端子をＲＥＣ、他の２端子はＩＮＶとして構成し、逆変換器のひとつ(INV1)は弱小交流系統に接続され、もうひとつ(INV2)は負荷単独系統に接続されるものとした。図6.11は３端子直流送電系統の構成図である。REC とINV1との間の送電線を主幹線路といい1000kmの架空線を想定する。主幹線路の中間点にINV2変換所への100kmの架空線による分岐が接続される。

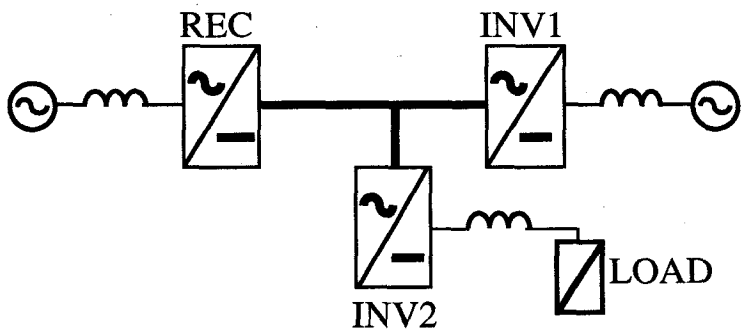


図6.11 ３端子直流送電系統の構成図

このような３端子系統に対して、次のような変換器の組み合わせを選んだ。

a. CL-VF2構成：一方向送電を想定し、ＲＥＣには電流型他励式変換器を適用し、ＩＮＶには２端子とも電圧型自励式変換器を適用する。

b. VF-VF2構成：双方向送電を想定し、ＲＥＣ、ＩＮＶとも全て電圧型自励式変換器を適用する。

直流系統のＲＥＣ端には、電流型他励式変換器を設置した場合、大きな平滑リアクタンスが直流線路に直列に挿入され、電圧型自励式変換器を設置した場合は大きな並列コンデンサと前述したような直列ダンパ回路が挿入される。

順変換器の定格電力は500MW、定格直流電圧は±250kV双極とした。INV1とINV2の電力配分は９：１と５：５の２通りを検討した。また、送電側交流系統は強い(SCR=5) 場合と弱小な(SCR=2.5) 場合を検討した。逆変換所INV1は弱小(SCR=2.5) 交流系統に接続され、変換器母線には交流側フィルターも含めた局所負荷が接続される。局所負荷の容量は３通りが検討された。それらは、逆変換器定格容量の1/2倍、１倍と２倍である。ここでは、最も変動の大きかった、負荷が逆変換器定格容量の２倍の場合のみ示す。

6-5-2 三端子系統の制御

INV2逆変換所は負荷単独交流系統に接続されているので、変換器は交流電圧を制御しなければならない。したがって、INV2は交流電圧一定制御で運転されねばならない。REC とINV1の制御は２端子系統としても運転できるように同じ制御モードが使えるものとする。初期には、REC は直流電圧一定モード、INV1は直流電流一定モードで運転される。ゲインは２端子系統の各変換器のモードに対応するものと同じである。

6-5-3 通常運転時の変動

通常運転時に、INV1局所負荷の変動もしくは交流系統電圧の低下が起こった場合およびINV2交流系統の負荷変動が起こった場合について検討した。負荷変動および交流系統電圧の低下は２端子系統のところで述べたのと同様の方法で模擬した。

送電端の交流系統が強い場合、交流側・直流側の電圧変動は共に0.05PU以下であった。送電端の交流系統が弱い場合は交流系統及び直流系統の電圧変動は大きく、表１に示すような結果となった。そこに示すように、順変換器が電流型他励式の場合、送電端交流系統電圧の変動は0.14PUに、INV2側直流コンデンサの直流電圧の変動は0.08PUとなった。しかるに、順変換器が電圧型自励式の場合は、交流・直流系統の電圧変動の最大はわずかに0.02PUであった。

表１　インバータ側交流系統の負荷変動および電圧変動による系統各部の電圧最大変動(PU)

(a) ＲＥＣが電流型他励式(CL)の場合

	INV1負荷 ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ 1PU -> 2PU	INV2負荷 ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ 1PU -> 2PU	INV1交流 系統電圧 1PU -> 0.9PU
VLi1	1.08	1.05	0.97
VLi2	0.99	1.02	1.00
VLr	0.99	1.14	1.00
Vic1	0.99	1.07	1.00
Vic2	0.99	1.08	1.00

(b) ＲＥＣが電圧型自励式(VF)の場合

	INV1負荷 ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ 1PU -> 2PU	INV2負荷 ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ 1PU -> 2PU	INV1交流 系統電圧 1PU -> 0.9PU
VLi1	1.04	1.00	0.98
VLi2	1.00	1.01	1.00
VLr	1.00	1.00	1.00
Vic1	1.00	1.01	1.00
Vic2	1.00	1.02	1.00

6-5-4 逆変換器停止

２端子のところで述べたように、時として逆変換器を急に停止（ブロック）することが必要となる。ブロックの衝撃はブロックする前に変換していた電力に依存する。

初期状態でINV1とINV2の電力が９：１に分配されていて、順変換器に電流型他励式変換器が使用されたとき(CL-VF2構成)の結果を示す。図6.12はINV2がブロックされたときには微小な変動しか起こらないことを示している。それはINV2がブロック直前に変換していた電力が全直流電力の１０％にすぎず、余分な電力はINV1により、INV1側の直流コンデンサの直流電圧をわずかに上昇させるだけでINV1に吸収されるからである。しかるに、INV1のブロックは、INV1が全電力の９０％を変換しているため、交流側にも直流側にとっても最大級の動揺を惹き起こす。動揺の大きさは順変換器の形式と送電端系統の強さに依存している。図6.13は送

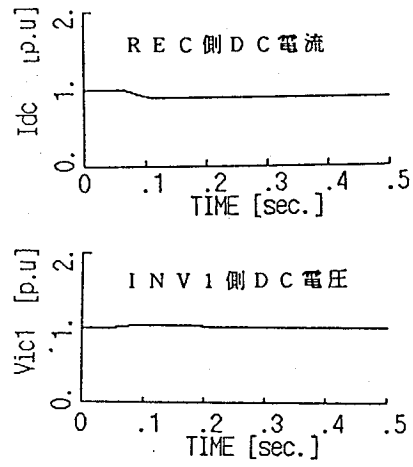


図6.12　CL-VF2構成でINV2がブロックされたときの結果（初期負荷配分＝９：１）

電端が弱い交流系統の場合にINV1をブロックしたときのシミュレーション結果を示している。INV1を流れる電流が急に0になるため線路を流れていた電流は、直流系統の直流コンデンサを充電することになる。一方、INV2は負荷単独系統に接続されているため直流系統の余剰な電力を吸収するには容量が小さすぎる。直流過渡過電圧は1.65PUに達し、送電端の交流系統が強い場合でも1.27PUに達する。

順変換器と逆変換器に異なる形式の変換器を用いることは、送電が一方向となり、順変換器が直流系統の余剰となったエネルギーを交流側に放出できないため、変換器ブロックに対して明らかに不利である。もし、順変換器にも電圧型自励式変換器を用いるならば、順変換器は余剰エネルギーを交流側に放出し、動揺を抑制できる。図6.14は順変換器が電圧型自励式変換器の場合で送電端の交流系統が弱い場合に、INV1をブロックしたときのシミュレーション結果である。直流過電圧の最大値は1.17PUに抑えられている。

INV1とINV2の電力配分が5：5の場合の動揺は、INV1もしくはINV2のブロック時ともに、9：1の場合のINV1のブロック時より小さくなるが同じ様な傾向を示す。

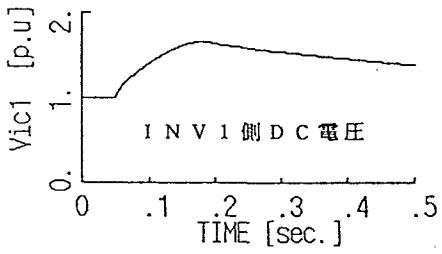


図6.13　CL-VF2構成でINV1がブロックされたときの結果（初期負荷配分＝9：1）

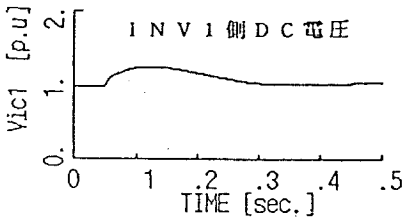


図6.14　VF-VF2構成でINV2がブロックされたときの結果（初期負荷配分＝9：1）

6-6 まとめ

逆変換器に電圧型自励式変換器を用いると、交流系統の負荷変動に対して電圧変動が小さく、系統の安定な運転に寄与できる。しかし、交流系統事故から変換器を保護するために、逆変換器をブロックすると直流コンデンサに過電圧が生じる。この過電圧は順変換器が電圧型自励式であるとさほど大きくはならないが、順変換器が電流型他励式であると、過電圧はかなり大きくなり送電側交流系統が弱小であると一段と厳しくなる。これに対しては避雷器の設置などの保護手段が必要なので、電流型他励式変換器を順変換器として用いてもシステム全体としては必ずしも低コストになるとは限らない。

第6章　参考文献

1) H. Yamada, et.al., "GTO Thyristor applications for HVdc transmission systems", IEEE Trans. on PD, Vol.5 (No.3), pp.1327-1335, 1990 (July).

2) N. Kimura. "Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, 1990 (April).

3) 木村、他、「自励式変換器の直流送電への適用：過渡応答からみた電流型と電圧型の比較」、電気学会論文誌B、112(1)、pp.10-18、1992 (平成4年).

4) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流送電系統の直流線路電流振動抑制」、電気学会論文誌D、113(1)、pp.57-64、1993 (平成5年).

5) N.Kimura, T. Funaki and K. Matsu-ura, "Damping of Current Oscillation in Superconductive Line Applied for HVdc Transmission System", IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol. 3, No.1, March 1993.

6) 電気学会直流送電適用技術調査専門委員会、「直流送電の現況と適用技術」、電気学会技術報告(Ⅱ部)、第３４６号、1990（平成２年８月）.

7) 電気学会直流送電調査専門委員会、「直流多端子送電技術の現状」、電気学会技術報告(Ⅱ部)、第144号、1983（昭和58年2月）.

第７章　むすび

直流送電は特にその変換器の動作特性により、交流送電とは大きく異なる特性を有する。そのため、変換器の動作特性を把握することが、直流送電の研究には不可欠と言える。本論文でも第２章と第４章で変換器の特性を解析し、その他では直流送電システムを解析対象としている。その直流送電変換器はパワーエレクトロニクス機器としては最大容量のものであり、最近のパワーエレクトロニクスの発展とあいまって、ＧＴＯサイリスタの適用や電圧型変換器の適用の可能性が高まってきており、直流送電の研究も過渡期の様相を呈している。

自励式変換器の大容量化は新幹線を始めとする電気鉄道への適用により、大容量の自己消弧素子(おもにGTO)が開発され進んできたわけであるが、最近になって、電力系統への適用も自励式ＳＶＣなどの形態で開発研究が行われている。直流送電への適用にはＧＴＯ素子は、まだスイッチング損失が大きく、ＰＷＭなどの高速の動作には十分な性能とはいえないが、可能性は大きくなってきたと考えられる。

一方、自己消弧素子が大容量化されたことで、電圧型変換器の適用が可能となったため、最近の直流送電用自励式変換器の研究は電圧型に偏っている傾向もある。このような状況を踏まえた上で本論文の内容をまとめてみたい。

本論文でも前半の電流型変換器の研究時点ではＧＴＯなどの自己消弧素子が未発達であったため、強制転流回路を用いた自励式変換器の解析が中心になっている。

第２章で解析した強制転流方式は素子コストや変換器の電力損失が増大するので、現時点では適用の可能性は薄くなったと考えられる。ところが最近、ＧＴＯのスイッチング損失を低減するためにソフト・スイッチングという手法が注目されている。この手法を用いるためには無損失スナバとしてコンデンサを変換器回路に直接つなぐことになるため、回路構成は強制転流方式に非常に似ている。したがって、第２章の解析手法はソフト・スイッチング方式の変換器の解析にも適用できると考えられる。

第３章では無電源孤立負荷系統への電力供給を題材として、変換器の高速制御性を最大限に引き出すようなデジタル制御系の提案と実証を行った。シミュレータ実験に用いた変換器は直列ダイオード方式という強制転流回路方式の電流型自励式変換器であったが、制御手法や解析結果はＧＴＯを用いた電流型自励式変換器にも十分適用できるものである。

ＧＴＯを用いた新しい形式の電流型変換器も提案されており[1]、提案した制御方式をさらに改善して行けば、電流型変換器の適用可能性も増して来ると思われる。

一方、第４章以降では電圧型変換器を主体に計算機シミュレーションを行った。

第４章ではまず電圧型変換器の交流系統側からみた定常特性を示し、交流系統にとって好ましい性質を持つことを明らかにした。その後、電圧型変換器を直流送電に適用した場合の問題点として、直流線路電流の持続的振動の発生を見いだした。その抑制策として、リアクトルと抵抗を並列にしたダンパ回路の設置を提案した。その効果は固有値計算、計算機シミュレーションで確認した。

第５章では、電流型自励式と電圧型自励式を適用した場合の比較を、交流側事故の場合において行った。その結果、電流型自励式は特別の保護を必要としないが、電圧型自励式では大きな過電流や過電圧を発生する恐れがあるため、保護制御や避雷器の設置が必要となることを明らかにした。これらの問題点は既存の技術で十分解決可能と考えられるが、コストの面での比較など、より詳細な検討が必要である。

第６章は経済的には有利になるが、送電方向が一方向となる特殊なケースである、電流型他励式と電圧型自励式変換器を混在使用した直流送電系統について解析している。電圧型自励式変換器を適用した場合と同程度の利点を得られることがわかったが、交流側事故時の過電圧などはより厳しくな

ることが判明した。それらの対策も含めて、コストの検討が必要である。

また、3端子系統についても検討を行ってみたが、その特性は2端子の場合と大きく変わらないことが示された。

全体をまとめてみると、自励式変換器を用いることによって、直流送電変換器の高速の制御性を活かし、自立的な系統制御が行える可能性を示すことができたといえる。特に、最近注目されている電圧型自励式変換器の適用についてはその基本特性を明らかにし、いくつかの問題点と解決策を提示できたと考える。電圧型自励式変換器は交流系統にとって本質的に望ましい特性を持っているが、その適用には、まだまだ解決すべき問題が多いと思われる。それらの困難を克服するためには、良好な特性を十分に活かした制御法や回路構成などを、さらに研究開発する必要がある。また、電流型変換器には事故に対する裕度が大きい魅力があり、やはり制御法や回路技術の進歩によっては電圧型より有利になることも有り得る。本論文がそのような今後の研究開発の一助になれば幸である。

第7章　参考文献

1)　内野, 他,「スナバエネルギ回生形ＧＴＯ変換器」, 平成4年電気学会全国大会478, 1992.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、中心となって御指導、ご鞭撻いただいた大阪大学工学部電気工学科　松浦　虔士教授に心より感謝の意を表します。また、本論文の細部にわたり御検討いただき、御指導をいただいた大阪大学工学部超電導エレクトロニクス研究センター長　村上　吉繁教授、大阪大学工学部電気工学科　辻　毅一郎教授にも心より感謝の意を表します。

また、本研究のきっかけを与えていただいた元大阪大学教授、木下　仁志氏にも感謝の意を表します。

学会、研究会、委員会等の活動を通じて、資料や情報の提供をいただいた小西　博雄氏（日立製作所）、堀内　恒夫氏（東芝）、多田　一彦氏（三菱電機）をはじめとする会社関係の方々にも大いなる謝意を表します。

東京理科大学　中村　福三教授をはじめとする他大学の方々、また竹中　清氏をはじめとする電力中央研究所の方々からも折りに触れ、暖かい御支援をいただいたことに感謝したいと存じます。

また、西垣内　秀俊氏、森岡　靖夫氏、森田　恵氏をはじめとする関西電力総合技術研究所の方々には、さまざまな角度からのご支援を頂いたことに感謝致します。

河崎　善一郎助教授、松原　一郎学内講師、山本　賢司技官をはじめ、研究室の関係の方には日頃の研究活動をご援助いただいたことに感謝致します。

最後に、本論文の研究を遂行するに当たり、大阪大学工学部電気工学科の大学院生として助力いただいた安永君（現、関西電力）、佐伯君（現、三菱重工）、山本君（現、ＮＴＴ）、松井君（現、松下電器産業）、上田君（現、新日本製鐵）、東君（現、阪急電鉄）、飯田君（現、関西電力）、岸本君（現、新日本製鐵）、市原君（現、関西電力）および博士課程に在籍中の舟木君に感謝致します。

発表論文（査読あり）リスト

[電気学会論文誌]

(1) 木村、「自励式インバータを適用した直流送電による孤立負荷系統の電圧制御」、電気学会論文誌Ｂ、１０９、pp.531-538、1989 (平成元年-12月).

(2) 木村、岸本、飯田、松浦、「自励式変換器の直流送電への適用：過渡応答からみた電流型と電圧型の比較」、電気学会論文誌Ｂ、１１２、pp.10-18、1992 (平成4年-1月).

(3) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流送電系統の直流線路電流振動抑制」、電気学会論文誌Ｄ、１１３、pp.57-64、1993 (平成5年-1月).

[IEEE/Trans. on Power Systems論文誌]

(1) N.Kimura, M. Kishimoto and K. Matsui, "New digital control of forced commutation converter supplying into load system without ac source", IEEE Trans. on Power Systems, Vol.6, No.4, pp1425-1431, November, 1991.
(presented at IEEE/PES 1991 Winter Meeting, 91 WM 242-8 PWRD, Feb. 3-7, 1991.)

[IEEE/Trans. on Applied Superconductivity論文誌]

(1) N.Kimura, T. Funaki and K. Matsu-ura, "Damping of Current Oscillation in Superconductive Line Applied for HVdc Transmission System", IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol. 3, No.1, pp.223-225, March 1993.
(presented at 1992 Applied Superconductivity Conference, LHA-9, August 23-28, 1992.)

[電気学会「電力・エネルギー部門大会」論文Ｉ]

(1) 木村、「強制転流回路を用いた直流送電用自励式変換器の定常特性とパラメータ依存性」、平成２年電気学会電力・エネルギー部門全国大会論文集（論文Ｉ）、pp517-522、1990.

(2) 木村、舟木、市原、松浦、森田、森岡、「電圧型変換器と電流型変換器の混在した直流送電系統の動特性の検討」、平成４年電気学会電力・エネルギー部門全国大会論文集（論文Ｉ）、pp55-60、1992.

[工学報告]

(1) N. Kimura and Naohiko YAMAMOTO, "Analysis of Forced Commutation Converter Furnished with Commutation Capacitors and Series Diodes Applied for HVDC Transmission", 大阪大学工学報告, 1986, 第36巻, pp 75-81.

(2) Y. Azuma and N. Kimura, "Control of a Weak AC System with HVDC Transmission Using Forced Commutation Inverters", 大阪大学工学報告, 1988, 第38巻, pp 87-95.

(3) K. Matsui and N. Kimura, "An AC Voltage Control Scheme Using a Forced Commutated HVdc Converter", 大阪大学工学報告, 1988, 第38巻, pp 255-263.

(4) H. Ueda and N. Kimura, "Control of a DC-AC Inverter with Thermo-Electric Generator", 大阪大学工学報告, 1988, 第38巻, pp 247-253.

==========

国際会議リスト

(1) N. Kimura, "Voltage Control of TEG-Inverter System with Pulse Width Modulation", Fifth International Conference on Thermoelectric Energy Conversion, pp 139-143, 1984.

(2) N. Kimura, "Dynamic behavior of HVdc system using forced commutation converter", Proceedings of International Conference on Power Electronics in Tokyo, Vol. 2, pp.1243-1250, 1990.

(3) N. Kimura, M. Kishimoto and K. Matsu-ura, "Dynamic behavior of HVdc system using forced commutation converter in ac system fault", Proceedings of 4th European Conference on Power Electronics and Application (Firenze), Vol. 1, pp.225-230, 1991.

(4) T. Funaki, N. Kimura and K. Matsu-ura, "Effect of installation of L-R damper circuit in dc line of HVdc system using PWM voltage source type converter", IEE JAPAN-IAS'92, 6th Annual Conference of Industry Applications Society, International Session Records, pp.109-113, August 25-27, 1992.

(5) N. Kimura, T. Funaki, An Li, K. Matsu-ura, "Dynamic behavior of forced commutation static VAr compensator applied for reactive power compensation of HVdc converter", Proceedings of Power Conversion Conference-Yokohama, pp.593-598, 1993 (April).

==========

口頭発表論文リスト

[電気学会　全国大会シンポジウム]

(1) 木村、「直流送電への自励式変換器の適用可能性」、平成元年電気学会全国大会シンポジウム、S.12-5, 1989.

[電気学会　全国大会]

(1) 木村、佐伯、松浦、木下、「海洋温度差熱電発電器用変換装置のＰＷＭ制御による電圧調整」、昭和５９年電気学会全国大会、1069、1984.

(2) 木村、山本、木下、「直列ダイオード式自励式変換器の直流送電への適用」、昭和６０年電気学会全国大会、1001、1985.

(3) 木村、「直列ダイオード式自励式変換器の直流送電への適用　－定常および起動動作のシミュレータ実験－」、昭和６２年電気学会全国大会、940、1987.

(4) 木村、「直流送電自励式インバータによる無電源負荷系統の電圧制御、－整流器側定電流制御系の影響－」、昭和６３年電気学会全国大会、936、1988.

(5) 舟木、市原、木村、松浦、「電圧型変換器の直流送電への適用　（電圧型変換器によるＰ－Ｑ制御」、平成３年電気学会全国大会、1179、1991.
(6) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流送電系統におけるダンパ回路による制御性の向上」、平成４年電気学会全国大会、587、1992.
(7) 安、木村、松浦、「弱小系統に接続された直流送電変換器の自励式ＳＶＣによる無効電力補償の検討」、平成４年電気学会全国大会、1079、1992.

[電気学会「電力・エネルギー部門大会」論文II]
(1) 舟木、木村、松浦、森田、森岡、「電圧型変換器を用いた直流送電系統のシステム解析（ダンパ回路による過渡特性の改善）」、平成４年電気学会電力・エネルギー部門全国大会論文集（論文II）、453、1992.
(2) 木村、安莉、松浦、森田、森岡、「自励式ＳＶＣによる他励式直流送電変換器の無効電力補償」、平成４年電気学会電力・エネルギー部門全国大会論文集（論文II）、458、1992.

[電気学会　関西支部大会]
(1) 長谷川、木村、木下、「直流送電系統における遮断時の異常電圧の計算機シミュレーション」、昭和５６年電気関係学会関西支部連合大会、G4-27,1981.
(2) 名田、木村、松浦、木下、「海洋温度差直接熱発電器（Ｔ．Ｅ．Ｇ．）を電源とする系統の電圧制御」、昭和５９年電気関係学会関西支部連合大会、G4-31,1984.
(3) 山本、木村、「直列ダイオード式自励式変換器の直流送電への適用(II)」、　昭和６０年電気関係学会関西支部連合大会、G4-25、1985.
(4) 上田、木村、松浦、「海洋温度差直接熱発電器（Ｔ．Ｅ．Ｇ．）を分散電源にもつ系統の電圧制御」、昭和６１年電気関係学会関西支部連合大会、G4-8,1986.
(5) 東、木村、松浦、「自励式変換器を用いた直流送電系統による弱小系統の制御のシミュレーション」、昭和６１年電気関係学会関西支部連合大会、
G4-26,1986.
(6) 松井、木村、松浦、「電流型自励式変換器による無電源交流系統の電圧調整における過電圧期間短縮」、昭和６１年電気関係学会関西支部連合大会、G4-25,1986.
(7) 木村、「超電導送電線の直流系統への適用時の電流振動抑制制御法」、昭和６２年電気関係学会関西支部連合大会、G4-38,1987.
(8) 飯田、木村、「補助サイリスタを用いた直流送電用自励式インバータの定常運転特性」、昭和６３年電気関係学会関西支部連合大会、G4-6、1988.
(9) 木村、「直流送電自励式インバータの無電源系統の起動制御」、昭和６３年電気関係学会関西支部連合大会、G4-6、1988.
(10) 市原、木村、「直流送電系統で連系した孤立負荷系統の変動による発電機側の過渡現象」、平成元年電気関係学会関西支部連合大会、G4-12、1989.
(11) 木村、岸本、「直流送電用自励式インバータによる電圧制御と負荷特性」、平成元年電気関係学会関西支部連合大会、G4-13、1989.
(12) 舟木、市原、木村、「電圧型変換器の直流送電への適用」、平成２年電気関係学会関西支部連合大会、G4-14、1990.
(13) 木村、舟木、市原、松浦、「自励式変換器の直流送電への適用　（３端子直流系統の動特性」、平成３年電気関係学会関西支部連合大会、G4-26,1991.
(14) 木村、舟木、松浦、「超伝導ケーブルを用いた直流送電の直流電流振動抑制」、平成４年電気関係学会関西支部連合大会、G4-5、1992.

[電気学会　研究会]
(1) 木村、「電流型自励式変換器による無電源交流系統の電圧制御」、電力技術研究会資料、PE-86-149、1986.
(2) 松井、木村、松浦、「直流送電に適用した自励式変換器による負荷系統の電圧制御」、電力技術研究会資料、PE-87-35、1987.
(3) 東、木村、松浦、「自励式変換器を用いた直流送電による弱小系統の制御シミュレーション」、電力技術研究会資料、PE-87-36、1987.
(4) 上田、木村、松浦、「分散型直流電源を有する配電系統システムの電圧制御」、電力技術研究会資料、PE-87-40、1987.
(5) 木村、「直流送電用自励式変換器のデジタル制御による交流系統電圧制御」、電力技術研究会資料、PE-88-112、1988.
(6) 岸本、木村、「直流送電により電力供給される無電源交流系統の動的過電圧抑制」、電力技術研究会資料、PE-89-94、1989.
(7) 飯田、木村、「電圧型変換器を用いた直流送電系統の動特性」、電力技術研究会資料、PE-89-95、1989.
(8) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流送電系統の動特性」、電力技術研究会資料、PE-91-170、1991.
(9) 木村、舟木、松浦、「自励式ＳＶＣによる系統安定化の一考察」、電力技術研究会資料、PE-92-58、1992.
(10) 安莉、木村、松浦、「自励式ＳＶＣと他励式直流送電変換器によるＰ－Ｑ制御の検討」、電力技術研究会資料、PE-92-59、1992.
(11) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流送電における安定解析」、電力技術研究会資料、PE-92-61、1992.

[パワーエレクトロニクス研究会]
(1) 木村、飯田、岸本、市原、「電圧型変換器の直流送電への適用について」、平成２年パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、1990.
(2) 舟木、木村、松浦、「電圧型変換器を用いた直流連系による交流系統制御」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.17、pp.76、March 1992.