



Title	超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御に関する研究
Author(s)	伊瀬, 敏史
Citation	大阪大学, 1986, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2781
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

超電導エネルギー貯蔵の 有効・無効電力同時制御に関する研究

伊 瀬 敏 史

超電導エネルギー貯蔵の 有効・無効電力同時制御に関する研究

— 内容梗概 —

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻後期課程在学中に、同大学超電導工学実験センターにおいて行ってきた超電導エネルギー貯蔵(Superconducting Magnet Energy Storage、以下では、SME Sと略記する)の有効・無効電力制御に関する研究の成果をまとめたものである。

SME Sは電気エネルギーを磁気エネルギーの形で直接貯蔵するためエネルギーの充放電にともなう損失が少なく、エネルギー貯蔵時の損失は原理的にはゼロであるため効率が極めて高い。また、エネルギーの充放電がサイリスタ電力変換装置によって制御されるため、充放電制御の速応性も極めて高い。これらの点が注目され、近年各方面で研究が行われるようになった。

SME Sは、加速器や核融合装置などのパルス電源から、揚水発電所を代替する電力貯蔵装置まで広い範囲の応用が考えられているが、本論文では、夜間の余剰電力の蓄積や系統の安定化など電力系統で活用されるSME Sを対象としている。SME Sの電力系統でのこのような活用方式を裏付けるためには、その制御システムのソフトウェアとハードウェアを開発することが不可欠である。SME Sの制御方式には大別して、マグネット電流を制御する電流制御と充放電電力を制御する電力制御とがあるが、電力系統での運用においては後者の制御方式が不可欠となる。

SME Sの電力制御に関する研究においては、1) SME Sの充放電電力の高速、高精度な制御が安定に行えるような制御系の構成や設計指針を明らかにすること、2) 遅れ力率だけでなく進み力率の電力も制御でき、かつ高効率の電力変換が行えるような自励式電力変換装置の開発を行うこと、等が必要である。これらの点に関しまず筆者は、電力制御の方式として有効・無効電力を同時に制御する方式(P-Q同時制御)を提案し、制御系を構成した。P-Q同時制御を行うと、SME Sは電力系統の安定化や工場等における激しい負荷変動の吸収などの用途に非常に効果的である。さらに、SME Sの交直電力変換装置として、従来他励式変換装置

のほかにゲートターンオフ（GTO）サイリスタを用いた自励式電力変換装置（GTO電力変換装置）を開発し、遅れ力率から進み力率に至る広い範囲内で有効・無効電力を独立に制御することにはじめて成功した。その結果、SME Sの電力制御の性能が飛躍的に向上された。開発したGTO電力変換装置の損失は最大出力の3.5%以下、効率は92%以上であり、高効率の電力変換が行われている。

本論文は、本文6章によって構成される。

第1章は緒論であり、SME Sに関する研究の経緯について触れ、本研究の位置づけを明らかにし、本研究の意義と本論文の構成を示す。

第2章では、SME Sの有効・無効電力同時制御を行ううえで必要な制御システムの構成について述べる。ここでは特に、筆者が有効・無効電力同時制御の実験を行った大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJ SME Sについて述べる。この制御システムは、SME Sの電力制御や電流制御を行う直接デジタル制御部と、エネルギーの充放電、永久電流運転および異常時の保護動作等の各運転モードを制御するモード制御部よりなる。

第3章では、SME SのP-Q同時制御系をフィードバック系として構成するための設計手法を述べる。すなわち、直接デジタル制御のための制御対象（超電導マグネットおよび電力変換装置）のモデル化、補償演算の形式と最適パラメータの設定方法を導出した。これを0.5MJ SME SのP-Q同時制御に適用し、優れた制御特性を得た。設計においては、筆者の研究室で開発されたサイリスタ回路解析プログラムATCAPを用いて回路各部の電圧、電流の時間的推移をシミュレーション解析し、制御系の設計結果の確認および交流側高調波電流の把握を行った。

第4章では、GTO電力変換装置の構成と特性について述べる。開発した回路では変圧器の漏れインダクタンスのエネルギー処理に回生クリップ回路を用いており、転流時のエネルギーを交流系統に回生し、素子に加わる電圧の抑制と電力変換効率の向上を計っている。特性試験の結果、素子に加わる電圧が抑制されて安定な転流特性が得られ、電力損失は最大出力の3.5%以下、効率は92%以上となり、一般の逆阻止三端子サイリスタ（SCR）を用いた自励式電力変換装置より優れている。回路設計においては、電子回路解析システムANAP-6（NEC）に筆者

の研究室で開発したGTO素子のモデルを適用して回路動作のシミュレーション解析を行い、回路設計のための指針を得た。

第5章では、GTO電力変換装置によるP-Q同時制御の特性について述べる。P-Q同時制御の方法として位相制御によるものとパルス幅変調(PWM)制御によるものの2種類について検討し、比較を行った。また、P-Q同時制御の応答特性については、時定数30msecの一次遅れで近似される周波数特性と電力系統安定化に適用可能な速応性および精度が得られた。本研究成果は、SMESによる電力系統の安定化制御へ道を開くものとなろう。

第6章の結論によって本論文の総括を行う。

目 次

第1章 緒 論	1
参考文献	5
第2章 超電導エネルギー貯蔵 (SMES) の制御システム	8
2.1 まえがき	8
2.2 SMESの構成	8
2.3 0.5MJ SMESの制御システム	9
2.3.1 制御システムの構成	9
2.3.2 制御方式	12
2.4 SMESのモード制御と保護	15
2.5 むすび	18
参考文献	18
第3章 直接デジタル制御によるSMESの有効・無効電力の制御	19
3.1 まえがき	19
3.2 有効・無効電力同時制御 (P-Q同時制御)	19
3.3 P-Q同時制御系の設計	22
3.3.1 制御系の構成	22
3.3.2 補償器の設計	25
3.3.3 制御特性のシミュレーション結果	27
3.4 P-Q同時制御の実験結果と検討	28
3.5 交流側高調波電流に関する解析	30
3.5.1 サイリスタ回路解析プログラムATCAPの概要	31
3.5.2 解析手順	31
3.5.3 解析結果と検討	34
3.6 むすび	37
参考文献	38

第4章 GTO電力変換装置	39
4.1 まえがき	39
4.2 GTO電力変換装置の構成	39
4.2.1 主回路構成とその動作	39
4.2.2 ゲート駆動回路	42
4.3 変換装置の試験結果	42
4.3.1 各部波形	42
4.3.2 諸特性の実測結果	45
4.4 回路動作の解析	47
4.4.1 GTO素子のモデル	47
4.4.2 電子回路解析システムANAP-6の概要	49
4.4.3 解析結果と検討	50
4.4.4 回路定数に関する検討	53
4.5 むすび	55
参考文献	55
付録	57
第5章 GTO電力変換装置を用いたSMESの電力制御	61
5.1 まえがき	61
5.2 GTO電力変換装置を用いたP-Q同時制御	61
5.3 位相制御によるP-Q同時制御	63
5.3.1 位相制御回路	63
5.3.2 制御系の構成	65
5.3.3 電力検出回路	69
5.3.4 実験結果と検討	70
5.4 パルス幅変調(PWM)制御によるP-Q同時制御	72
5.4.1 PWMパルスパターンの検討	72
5.4.2 PWMパルス発生回路	74
5.4.3 PWM制御時のGTO電力変換装置の特性	75
5.4.4 実験結果と検討	77

5. 5	両方式の比較検討	77
5. 5. 1	制御特性	80
5. 5. 2	高調波電流	80
5. 5. 3	損失	82
5. 6	むすび	83
	参考文献	84
第6章	結 論	85
	謝 辞	87
	研究業績	88

第 1 章 緒 論

超電導線でインダクタンス L のコイルを作り大きさ I の電流を流した後、コイル両端を短絡すると、電気抵抗がゼロのため電流は永久的に流れ続け、 $\frac{1}{2}LI^2$ の大きさの磁気エネルギーがいつまでも貯蔵できる。この原理に基づくものが超電導エネルギー貯蔵 (Superconducting Magnet Energy Storage、以下ではSME Sと略記する) である。SME Sは電気エネルギーを磁気エネルギーの形で直接貯蔵するためエネルギーの充放電に伴う損失が少なく、エネルギー貯蔵時の損失は原理的にはゼロであるため効率が極めて高い。また、エネルギーの充放電がサイリスタ電力変換装置によって制御されるため、充放電制御の速応性も極めて高い。これらの特徴を持つためSME Sの応用範囲は広く、現在までに考えられている主なものをあげると、1) 大規模電力貯蔵と、2) 電力系統の安定化および、3) パルス電源等である^{(1)~(3)}。さらに、無効電力補償装置⁽⁴⁾、電鉄の変電所⁽⁵⁾⁽⁶⁾、人工衛星への応用⁽⁷⁾等も考えられている。

大規模電力貯蔵用SME Sは揚水発電所にとって代わりうるものであり、夜間の電力需要の少ないときの余剰電力を蓄え、昼間の最大需要時に電力を放出し、電力系統の負荷率の向上に寄与するものである。経済性を考えると、このようなSME Sの貯蔵エネルギーは1~10GWhの大規模のものとなる。その概念設計はアメリカのウィスコンシン大学およびロスアラモス研究所の研究グループによってまづ行われ^{(8)~(10)}、近年日本でも幾つかの概念設計が行われた^{(11)~(13)}。これらの概念設計によると、10GWh級のSME Sのマグネットの直径は200m以上、電流値は100~800kA、貯蔵エネルギーは36,000GJにおよび、従来の超電導マグネットの実績をはるかに越えている。現存する最大の超電導マグネットはヨーロッパ原子核共同研究所(CERN)にある水素泡箱用のもので、貯蔵エネルギー800MJのものである。従って、大規模電力貯蔵用SME Sの実現には技術的に突破すべき多くの事項が残されているが、超電導技術は加速的に進歩しており、技術的な問題点は将来解決可能であると考えられる。

一方、SME Sの充放電制御の速応性を生かし、電力系統の安定度の改善に用いることが提案されている。最近の送電系統の長距離、大容量化にともない、系統の

安定度が送電可能容量を制限する要素となっている。そのため制動抵抗、直列コンデンサー、PSS、SVCなどによる系統安定化対策の検討がさかんに行われている。SMESによると、負荷の急変があって発電機回転子の速度、すなわち系統の周波数が上昇したときには電力を吸収し、逆のときには放出することによって系統の電力動揺の安定化をはかることができる⁽¹⁴⁾。さらにSMESでは有効電力と無効電力を独立に制御することが可能であるので、系統の電圧の制御にも有効であると考えられる。このようなSMESに必要な貯蔵エネルギーは数百～1,000MJ程度、電力変換装置の容量は数百～1,000MVA程度と考えられ^{(15) (16)}、現在の技術の延長で製作可能な範囲内のものと考えられる。一方、アメリカではすでに30MJのSMESを実系統の電力動揺抑制装置として用いるための検討が行われ、多くの実験データが得られている⁽¹⁷⁾。

パルス電源としてのSMESでは短時間にエネルギーの出し入れを行うため、供給電力は大きくても、貯蔵エネルギーは比較的小さくてすむ。加速器、圧延機、核融合ボロイダルマグネットなどパルスの電力を必要とするものにおいては、電力系統から直接に電力を供給すると電力系統に擾乱を与えることになるので、従来、コンデンサーやフライホイール付きMGセットなどを備える対策がとられてきた。SMESをこれらの分野に適用するためにはエネルギー転送の技術が不可欠であり、各方面で研究が進められている^{(18)～(21)}。

本論文で対象とするのは、電力系統で用いられる1)および2)の範疇に属するSMESである。SMESの制御方式には大別して、マグネットの電流を制御する電流制御^{(22) (23)}と、充放電電力を制御する電力制御^{(24)～(27)}とがあるが、電力系統の安定化や電力貯蔵に活用されるSMESでは後者の制御方式が不可欠となる。SMESの電力の制御は、超電導マグネットと交流系統を結合するサイリスタ電力変換装置の点弧角を制御することによって行われる。このとき、1台の変換装置を用いて電力制御を行うと有効電力に対して無効電力が一意に定まり、マグネットの最大電流付近では大きな無効電力を消費する。これに対し、複数台の変換装置を直列に接続すると、よく知られているように無効電力の消費を低減化することができる⁽⁸⁾。また、複数台の変換装置の直列接続では、各変換装置の点弧角を適切に制御することにより有効・無効電力同時制御、すなわち有効電力とは独立に無効電力を

制御することが可能であり、更に変換装置に自励式のものをを用いれば、遅れ力率から進み力率に至る電力の制御が可能となる。また、他励式変換装置を多相構成にすることにより高調波電流補償装置としての運転が行える可能性もある^{(28) (29)}。

有効・無効電力同時制御（P-Q同時制御）は有効電力の制御に伴う無効電力の変化を抑制する目的に利用することができる。また、P-Q同時制御を施したSME Sは、高効率で速応性のある可逆的な有効電力の制御と速応性のある無効電力の制御が可能となるから、電力系統の安定化制御や電鉄の変電所などにおける激しい負荷変動の吸収にも非常に効果的である。

SME SのP-Q同時制御については、アナログ方式による制御系が報告されてきている^{(30) (31)}が、本研究ではマイクロコンピュータを用いた直接デジタル方式による制御系の設計を行い、大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJマグネットを用いてP-Q同時制御の実験を行った。なお、前述の30MJ SME Sも直接デジタル方式を採用している。直接デジタル方式は複雑な制御アルゴリズムもプログラムの変更だけで比較的簡単に実行できる。従ってSME Sの運用方式に合わせた柔軟な制御系を構成できるという利点を有する。

ところで、SME Sの変換装置としては、他励式変換装置を用いる方法が現在のところ一般的である。他励式変換装置では常に遅れ力率の無効電力を必要とし、P-Q同時制御の可能範囲も遅れ力率の部分に限られる。従って、現在までに行われているSME Sの概念設計では、調相設備としてコンデンサーを設置し、さらに変圧器のタップ切り換えや変換装置のバイパス制御を点弧角制御と併用して無効電力の制御を行っている^{(12) (13)}。これに対し、同期調相機を無効電力補償装置として別に設け、無効電力の制御を行う方法も提案されている⁽³²⁾。しかしながら、近年の自己消弧型半導体素子の発達に伴って自励式変換装置を用いる方法が注目されてきている⁽³³⁾。本研究ではゲートターンオフ（GTO）サイリスタを用いた自励式変換装置（GTO電力変換装置）を開発し、広い力率の範囲におけるP-Q同時制御を実現した。その結果、SME Sの電力制御の性能が飛躍的に向上された。

以下、第2章では、SME SのP-Q同時制御を行ううえで必要な制御システムの構成について述べる。ここでは特に、筆者がP-Q同時制御の実験を行った大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJ SME Sについて述べる。この制御シ

システムはSME Sの電力制御や電流制御を行う直接デジタル制御部と、エネルギーの充放電、永久電流運転および異常時の保護動作等の各運転モードを制御するモード制御部よりなる。

第3章では、SME SのP-Q同時制御系をフィードバック系として構成するための設計手法を述べる。すなわち、直接デジタル制御のための制御対象（超電導マグネットおよび電力変換装置）のモデル化、補償演算の形式と最適パラメータの設定方法を導出した。超電導マグネットは定電流源で、変換装置の出力特性は一次遅れで近似した。また、P-Q同時制御が不可能になったときの対策として、有効電力優先モード、無効電力優先モードなる方式を提案した。シミュレーションにより制御系を設計し、その結果を用いて0.5MJ SME SのP-Q同時制御を行い、優れた制御特性を得た。さらに、筆者の研究室で開発されたサイリスタ回路解析プログラムATCAPを用いて回路各部の電圧、電流の時間的推移をシミュレーション解析し、制御系の設計結果の確認と交流側高調波電流の把握を行った。

第4章では、GTO電力変換装置の構成と特性について述べる。GTOを用いるとGTOのターンオフによる転流となり、転流用のコンデンサ等を必要とせずに自励式の変換装置が構成できる。しかしながら、転流時において変圧器の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーの処理が大きな問題として残る。開発した回路では、このエネルギー処理にダイオードブリッジとコンデンサおよびサイリスタインバータにより構成される回生クリップ回路を用いており、転流時のエネルギーを交流系統に回生し、素子に加わる電圧の抑制と電力変換効率の向上を計っている。特性試験の結果、素子に加わる電圧が抑制されて安定な転流特性が得られ、損失は最大出力の3.5%以下、効率は92%以上となり、一般の逆阻止三端子サイリスタ（SCR）を用いた自励式電力変換装置より優れている。回路設計においては、電子回路解析システムANAP-6（NEC）に筆者の研究室で開発したGTO素子のモデルを適用して、回路動作のシミュレーション解析を行い、スナバ回路およびクリップ回路の設計指針を得た。

第5章では、GTO電力変換装置によるP-Q同時制御の特性について述べる。P-Q同時制御の方法として、位相制御によるものとパルス幅変調（PWM）制御によるものの2種類について検討し、比較を行った。PWMのパルス数はスイッチ

ング損失およびスナバ損失を軽減するため最小の2とした。両者の比較の結果、PWMによる方式は制御特性、高調波の低減および素子の順電圧降下による損失の低減などの点で位相制御による方式に比べて有利な面を持つことがわかった。また、P-Q同時制御の応答特性については、時定数30msecの一次遅れで近似される周波数特性が得られ、この特性は電力系統安定化に適用可能なものと考えられる。以上の研究成果は、SME Sによる電力系統の安定化制御へ道を開くものとなろう。

【参考文献】

- (1) 増田編：「超電導エネルギー入門」（聊56）オーム社
- (2) 小山、藤野「超電導コイルによるエネルギー貯蔵」電気学会雑誌
Vol.101、p.525（聊56-6）
- (3) 大型超電導マグネット調査専門委員会「超電導エネルギー装置の
開発動向」電気学会技術報告（Ⅱ部）166号（聊59-5）
- (4) H.J.Boenig and F.Cibulka "A Static VAR Compensator Using a Super-
Conducting Coil" IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, PAS-101,
No.10, P.3988 (1982)
- (5) 未来工学研究所「超電導エネルギー貯蔵システムに関する調査研究 [I]」
NEDO-P-8210（聊58-5）
- (6) 平岩、正田「超電導エネルギー貯蔵装置と無効電力補償装置による
負荷変動補償」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-17（聊58-6）
- (7) Y.M.Eyssa, R.W.Boom, G.E.McIntosh and Q.Li
"A 100kWh Energy Storage Coil for Space Application"
IEEE Trans. Magnetics, MAG-19, No.3, p.1081 (1983)
- (8) R.W.Boom, et.al :Wisconsin Superconductive Energy Storage Project
Vol.1, Univ. of Wisconsin (1974)
- (9) R.W.Boom, et.al :ibid, Vol.2 (1976)
- (10)W.V.Hassensahl and J.D.Rogers "1GWh Diurnal Load-Leveling
Superconducting Magnetic Energy Storage System Reference Design"
Proc. of the International Symposium on Superconductive Energy

- Storage, Osaka, p.68 (1979)
- (11)中丸、他「超電導電力貯蔵システムの概念設計研究」
電気学会 新・省エネルギー研究会 ESC-82-5 (聊57-2)
- (12)清水、他「10GWh トロイダル型超電導電力貯蔵システムの概念設計Ⅰ～Ⅲ」
第29回低温工学発表会、B3-12 ～B3-14 (聊58-5)
- (13)M.Masuda and T.Shintomi "Conceptual Design of 5GWh SMES"
9-th International Confernce on Magnet Technology, 2PG-34,
Zurich, Switzerland (1985)
- (14)石川、秋田、上之蘭、田中、増田、新富、林「超電導エネルギー貯蔵による
電力システムの安定化(その1)」電力中央研究所報告181044 (聊57-8)
- (15)三谷、辻、村上「超電導エネルギー貯蔵装置による電力システムの動態安定度の
改善」電気学会論文誌B、Vol.B104、No.11、p.749 (聊59-11)
- (16)Y.Mitani, K.Tsuji, T.Ise and Y.Murakami "Fundamental Study
on Electrical Power System Stabilization Using Superconducting
Magnet Energy Storage", 9-th International Confernce on Magnet
Technology, 5AB-05, Zurich, Switzerland (1985)
- (17)H.J.Boenig and J.F.Hauer "Commissioning Tests of the Bonneville
Power Administration 30MJ Superconducting Magnetic Energy Storage
Unit" IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, PAS-104, Vol.2,
P.302 (1985)
- (18)H.Fujino, K.Ueda, K.Birei and T.Niimi "Energy Transfer Between
SMES and Pulsed Loads" Proc. of US-Japan Workshop of Super-
conducting Magnet Energy Storage, University of Wisconsin, Madison
U.S.A., p.404 (1981)
- (19)R.L.Kustom, et.al "Control of Energy Transfer with an Inductor-
Converter Bridge" ibid, p.413 (1981)
- (20)T.Shintomi, M.Masuda and K.Asaji "Thyristor Bridges for Energy
Transfer between Two 100 kJ Superconducting Coils"
Proc. of the International Symposium on Superconductive Energy

Storage, Osaka, p.110 (1979)

- (21)大西、立石、小山、竹田、森「超電導コイル間エネルギー転送装置」
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.9、p.86 (聊59-3)
- (22)村上、谷口、平田、西村「超電導マグネットの直接デジタル制御」
電気学会論文誌B、Vol.B102、No.4、p.203 (聊57-4)
- (23)村上、伊瀬、山本、辻「0.5MJ超電導パルスマグネットの特性と
その制御システム」同上、Vol.B104、No.10、P.669 (聊59-10)
- (24)仁田、小嶋、岡田「超電導エネルギー貯蔵の電力吸収・放出実験」
電気学会静止器研究会資料、SA-80-19 (聊55-11)
- (25)舟山、野呂、穴山「超電導エネルギー貯蔵システムの電力制御」
電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-82-46 (聊57-2)
- (26)石山、吾妻、十川「超電導マグネットを用いたエネルギー貯蔵装置の制御
方式と充放電実験」電気学会論文誌B、Vol.B102、No.3、p.137 (聊57-3)
- (27)伊瀬、辻、村上「0.5MJ超電導エネルギー貯蔵装置による有効・無効
電力同時制御」電気学会論文誌B、Vol.B104、No.9、P.545 (聊59-9)
- (28)高橋、藤原、難波江「他励サイリスタ変換器を用いた障害電力補償
システム」電気学会論文誌B、Vol.B101、No.3、p.121 (聊56-3)
- (29)松川、高橋、難波江「障害電力補償機能を有する超電導リアクトルエネルギー
貯蔵システム」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-81-31 (聊56-8)
- (30)白井、仁田、岡田「超電導エネルギー貯蔵装置の電力制御と特性」
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.9、p.76 (聊59-3)
- (31)植田、美麗「直流モータ加減速時の有効・無効電力変動の超電導エネルギー
貯蔵による平滑化」第29回低温工学発表会、B3-10 (聊58-5)
- (32)正田、田村、早船、平岩、坂田「超電導エネルギー貯蔵装置における無効電
力の制御方式」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-78 (聊59-11)
- (33)T.Ise, Y.Murakami, K.Tsuji "Simultaneous Active and Reactive
Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using
GTO Converter", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting
No.85 SM 354-6, Vancouver, B.C. Canada (1985)

第2章 超電導エネルギー貯蔵 (SME S)の制御システム

2.1 まえがき

本章ではまず、電力系統に接続されるSME Sの構成について触れ、ついで本論文の主題である有効・無効電力同時制御を行う上で必要なSME Sの制御システムについて述べる。ここでは、筆者が有効・無効電力同時制御の実験を行った大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJ SME Sについて述べる。このSME Sの制御システムは、SME Sの充放電電力やマグネットの電流を制御する直接デジタル制御部と、SME Sの、1)充放電運転と、2)永久電流運転および、3)異常時の保護動作の各運転モードを制御するモード制御部よりなる。

2.2 SME Sの構成^{(1)~(4)}

電力系統に接続されるSME Sの概略構成を図2.1に示す。図から明らかなよ

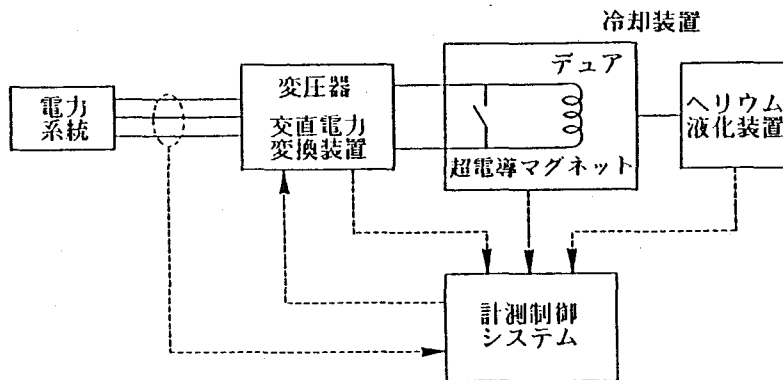


図2.1 SME Sの概略構成

うにSME Sは、1)超電導線を用いたエネルギー貯蔵用コイル(超電導コイル、あるいは超電導マグネットと呼ばれる)、2)超電導マグネットと交流系統との間に接続され、エネルギーの充放電を制御する交直電力変換装置、3)超電導マグネットを極低温まで冷却するための冷却装置、4)電圧、電流、温度等システムの状態を監視し系統からの要求に応じた電力でエネルギーの充放電が行えるように適切な制御を行うとともに、超電導マグネットの常電導状態への転移(クウェンチ)などの非常時におけるシステムの保護を行う計測制御システム、から構成される。

超電導マグネットを構成する導体には、第2種超電導体と呼ばれるNbTiやNb₃Snが現在主に用いられている。マグネットの形状については、ソレノイドとトロイダルがある。ソレノイドは形状が単純であり、同じ貯蔵エネルギーに対して小型化が可能であるが、最大の欠点は磁場の漏洩があるということである。マグネットの電磁力の支持方式としては、1) 岩盤等の常温部の構造物で支持する常温支持方式と、2) 低温部にある構造物で支持する低温支持方式とがある。大規模電力貯蔵用SME Sの概念設計では経済性の観点から前者が採用されている。一方、比較的小型のマグネットでは効率の観点から後者が採用されている。

超電導マグネットと交流系統とを結合する電力変換装置としては、直流送電等で実績のある他励式変換装置が現在主に考えられている。他励式変換装置の場合は常に遅れ力率の無効電力を必要とし、またマグネットの電流の変化に伴う無効電力の変化も大きくなるため、コンデンサなどの調相設備および変圧器のタップ切り換えなどによって無効電力の制御を行う必要がある。しかし、近年の自己消弧能力を持つ素子の発達に伴って、本論文で述べるような自励式変換装置を用いる方式が注目されてきている。

超電導マグネットを極低温に保っておく方法として通常液体ヘリウムが用いられる。液体ヘリウムは常に蒸発するのでそれを再度液化する装置が必要である。冷却装置の消費電力はSME S全体としては損失となり、また冷却系の故障はSME Sにとって致命的なものとなるため、冷却装置の設計はSME Sの効率および信頼性を大きく左右する。

計測制御システムでは、通常の運転時の各種状態を監視し、電力系統からの要求に応じて電力変換装置の点弧角制御を行うほか、充放電運転や永久電流運転、およびクウェンチ時などの異常時の保護動作に伴うシーケンス制御を行う。

2.3 0.5MJ SME Sの制御システム⁽⁵⁾

2.3.1 制御システムの構成

電力系統においてSME Sを運用していくためには、

- (1) 電力系統においてSME Sを効果的に運用するための制御技術
- (2) 要求に応じた電力でエネルギーの充放電が行えるような制御技術

(3) マグネットの保護動作および永久電流運転などに伴うモード制御の技術などを確立することが必要である。大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJ SMESは上記の(2)および(3)に関する技術の開発を目指したものである。図2.2にそのシステムの構成を示す。同図(a)は主回路を(b)は制御回路の構成を示している。

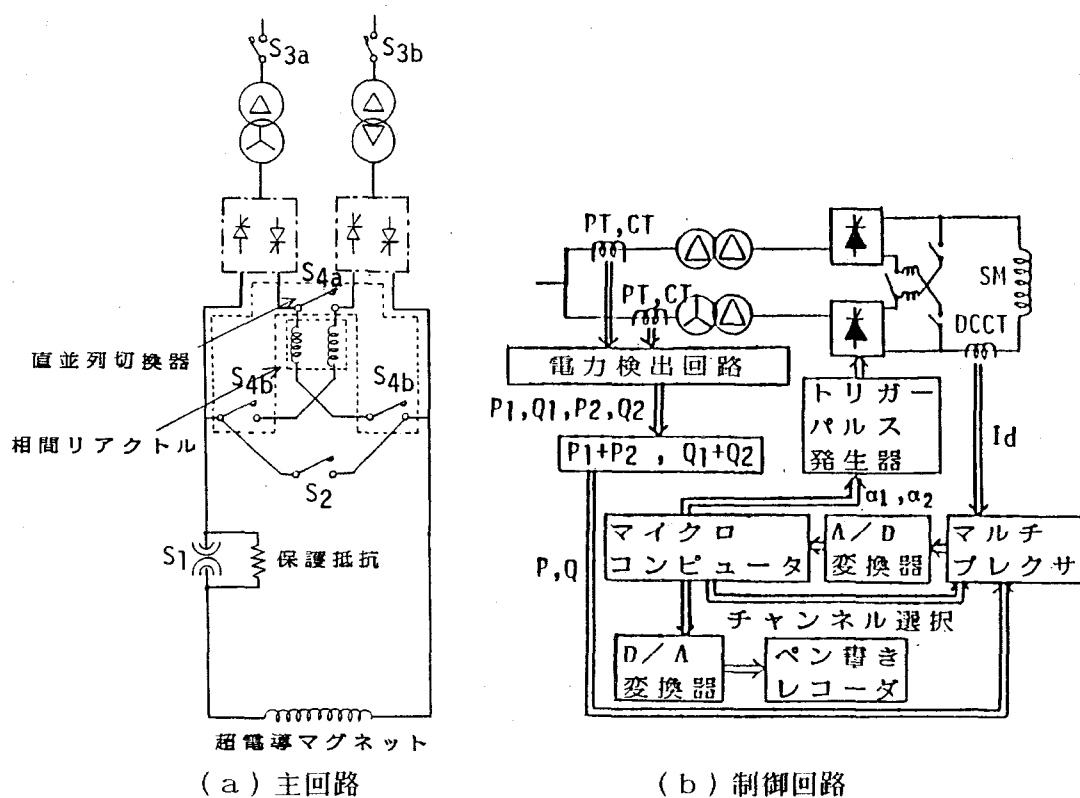


図2.2 0.5MJ SMESの制御システムの構成

主回路には、超電導マグネットがクエンチした場合にそのエネルギーをマグネット外部で消費させるための保護抵抗が設置されている。この保護抵抗の投入・短絡用に S_1 、永久電流運転用に S_2 、電源投入・遮断用に S_3 の各種スイッチがある。これらのスイッチはプログラマブルシーケンサを用いたシーケンス制御のもとにおかれ、マグネットの各種運転モード、すなわち充放電運転、永久電流運転、異常状態における保護などのモード制御が行われる。また、スイッチ S_4 は変換装置の直流出力直列・並列接続切り換え用である。

制御回路においては直接デジタル制御方式を採用している。有効電力 P および

無効電力 Q は P 、 T 、 C 、 T および電力検出回路（電力トランスデューサ）によって検出され、マグネット電流 I_a は DCC を用いて検出される。電力検出回路および DCC の出力はアナログマルチプレクサを通して AD 変換器（12bit）に入力される。マイクロコンピュータはLSI-11/23（16bit, DEC）を用いている。制御ソフトウェアは AD および DA 変換部分、サンプルタイムを決定する部分、および逆余弦関数表参照を経て点弧角をトリガーパルス発生器へ送出する部分がアセンブラで書かれており、それ以外の部分はすべてフォートランで書かれている。マイクロコンピュータはデジタル化された電力量および電流量を取り込んで制御演算を実行し、逆余弦補正を行ったのち、点弧角 α に相当するデジタル量を位相制御回路へ出力する。位相制御回路の構成を図2. 3に示す。同図に示した位相制御回路では三相

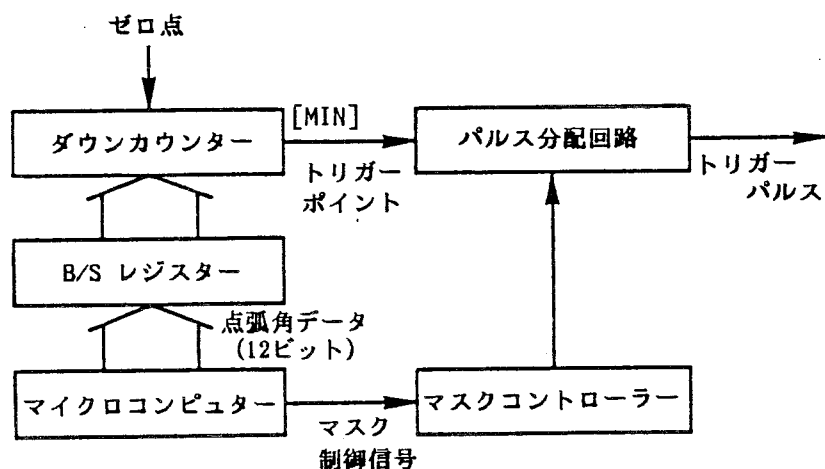


図2. 3 位相制御回路の構成

交流電圧の相電圧の交点（ゼロ点）を検出すると、既にマイクロコンピュータよりバッファーストレッジレジスタ（ B/S レジスタ）に置数されている点弧角に相当するデジタル値よりカウントダウンを開始する。この値がゼロになったときをトリガーパルス信号の始まり（トリガーポイント）としてトリガーパルス信号が得られる。なお、点弧角の分解能は $180^\circ/4000\text{digit}$ である。 DA 変換器はマイクロコンピュータ内部のデジタル値、すなわち設定値や AD 変換された値を記録するために用いられている。

表2. 1に超電導マグネットの概略仕様を示す⁽⁶⁾。超電導線は $NbTi/Cu/CuNi$ の3層構造をもつフィラメントを基本要素とし、フィラメント216本からなる素線（

ストランド) 外皮もCuNi合金で被覆してパルス駆動時における素線間の結合電流を低減する試みを行っている⁷⁾。

表2. 1 超電導マグネットの諸元

定 格 電 流	1 9 7 6 A
中 心 磁 界	5 . 0 T
コイル最大磁界	6 . 1 T
インダクタンス	0 . 2 6 4 H
蓄積エネルギー	5 1 5 k J
巻 線 方 式	ダブルパンケーキ巻き
全 タ ー ン 数	9 5 2 ターン
超 電 導 線 材	NbTi / Cu / CuNi
冷 却 方 式	液体ヘリウム浸漬方式
重 量	約 1 5 0 k g

表2. 2 整流器用変圧器の諸元

	高 電 圧 用	低 電 圧 用
1 次 側 定 格 電 圧	6 6 0 0 V	4 4 0 V
2 次 側 定 格 電 圧	4 6 0 / 2 3 0 V	3 0 V
2 次 側 定 格 電 流	8 1 6 A	1 0 0 0 A
定 格 容 量	6 5 0 k V A	5 4 k V A
インピーダンス電圧	4 . 8 %	3 . 3 %
結 線	$\Delta - \Delta$ 、 $\Delta - Y$	$\Delta - \Delta$ 、 $Y - \Delta$

表2. 3 サイリスタ電力変換装置の諸元

定格出力電圧	5 0 0 V
定格出力電流	1 0 0 0 A
回 路 構 成	3 相純ブリッジ

表2. 2に整流器用変圧器の諸元を、表2. 3にサイリスタ電力変換装置の諸元をそれぞれ示す。変圧器は高電圧用(1次電圧6600V)と低電圧用(1次電圧440V)の2種類のものがあり、実験により使い分けを行っている。すなわち、パルス駆動時には高電圧を必要とするため高電圧用の変圧器を用いる。この場合2台の変換装置の直並列の切り換えにより1000V/1000Aまたは500V/2000Aの直流出力が得られる。一方、有効・無効電力同時制御の実験ではパルスの電流変化をおこさないような範囲、すなわち数十kW程度の有効電力の吸放出の制御を行うことになる。そこで、低電圧用の変圧器を用いて実験が行われる。

2. 3. 2 制御方式

SME Sの充放電電力はサイリスタ電力変換装置の点弧角 α で制御される。 い

ま、1台の6パルスサイリスタ電力変換装置を用いてSME Sの制御を行うとすれば、転流リアクタンス等を見捨てた場合、充放電電力Pは次式で与えられる。

$$P = E_{d0} I_d \cos \alpha \quad \text{..... (2. 1)}$$

但し、 E_{d0} ：無負荷時の最大直流電圧

I_d ：超電導マグネットの電流

α ：変換装置の点弧角

$$0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$$

(2.1) 式より明らかなように $0^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ ではSME Sは電力を吸収し、 $90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ ではSME Sは交流系統に電力を放出することになる。いま、 P_0 の電力を吸収あるいは放出するように制御することを考えると、マグネット電流としては $I_d > P_0/E_{d0}$ の条件が必要である。これは電力制御を行ううえで、マグネット電流が一定値以上必要なことを意味する。そこで、電力制御を行う前に、電流制御により所定の値までマグネット電流を上昇させておくこととした。

電流制御のアルゴリズムとしては、2乗積分形の評価関数を最小化するLQ I制御を適用した。LQ I制御では、 $r(k)$ を基準入力、 $y(k)$ を制御出力、 ω を重み係数として、評価関数を

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \{ (r(k) - y(k))^2 + \omega (\Delta u(k))^2 \} \quad \text{..... (2. 2)}$$

$$\text{但し、} \Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

によって与えれば、 ω を大きくすることによって外乱やノイズ等による操作量の跳躍が緩和され、さらに制御対象(超電導マグネット)と制御系のモデルの動特性の不一致に関する感度も低くなる⁽⁶⁾。

超電導マグネットの動特性は(R-L)の直列回路によって近似している。ここで、Lはマグネットのインダクタンスの設計値で与え、Rは変圧器の漏れインダクタンスおよび配線などの抵抗分によって生じるサイリスタ電力変換装置の直流側の電圧降下を与える等価抵抗値とする。この値は、変圧器のインダクタンスの設計値と、その他の抵抗分の推定値によって定める。更に、1サンプル期間Tの間、同一点弧角が出力されるので、電力変換装置の出力電圧を期間Tのサンプルホールドと利得 K_1 で近似し、制御演算の開始より点弧角の出力に至るまでの期間をむだ時間

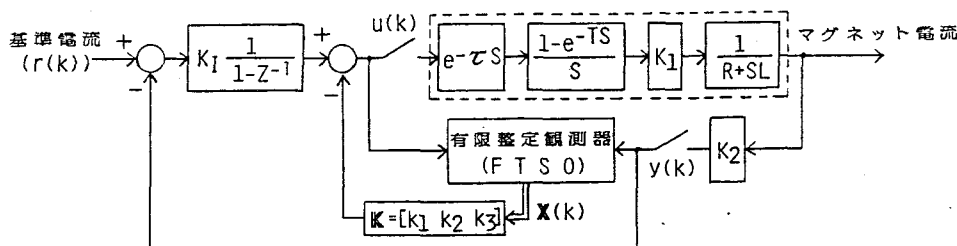


図2. 4 マグネット電流制御系のブロック図

τ で表す。これらの伝達関数とマグネットの動特性を接続した構成を図2. 4の点線内で示し、これを制御対象の動特性とする。この制御対象の動特性はパルス伝達関数

$$G_P(Z) = Z \left(K_1 e^{-\tau s} \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{1}{R + sL} \right)$$

$$= g_1 Z^{-1} + g_2 Z^{-2} + g_3 Z^{-3} / (1 - P Z^{-1}) \quad (2.3)$$

によって表す。このパルス伝達関数を状態方程式によって表せば、状態ベクトル $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ に対する最適フィードバック利得 $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ および積分器利得 K_I がリカッチ方程式の解として求められ、 $k_1 = 0$ と $k_2 = K_I$ および k_3 が得られる。ここで、 $x_1(k) = y(k)$ である。また、図2. 4において、 K_2 は電流検出端であるDCC TとAD変換器の特性をあわせて利得 K_2 で近似したものである。

観測器においては図2. 5に見るように、暫定ベクトル $\hat{\mathbf{x}}_o(k)$ を制御出力 $y(k)$ によって修正し状態ベクトルの

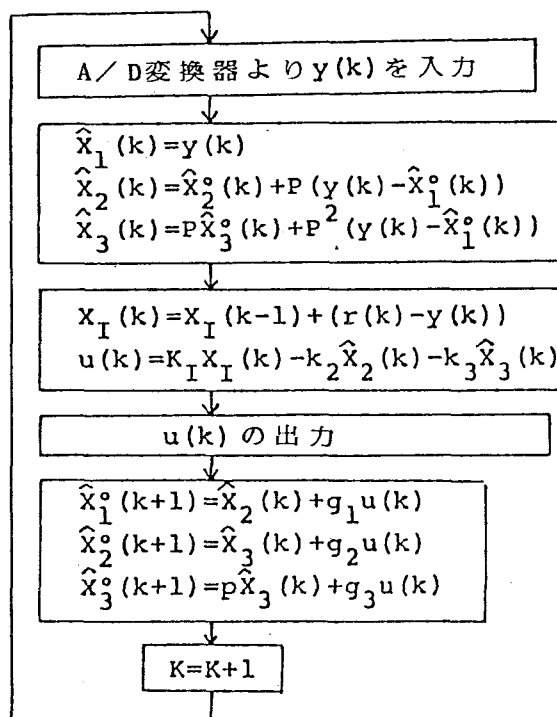


図2. 5 LQI制御のアルゴリズム

推定値 $\hat{u}(k)$ が得られ、それに利得 K を乗じて操作量 $u(k)$ を定めている。

電流制御の実験結果の一例を図2. 6に示す。同図(a)は励磁速度5 T/sec、電流変化率1976 A/sec、(b)は同じく10 T/sec、4000 A/secの連続パルス励磁の実験結果である。これより、高精度、高速度のマグネット電流の制御が行われていることがわかる。

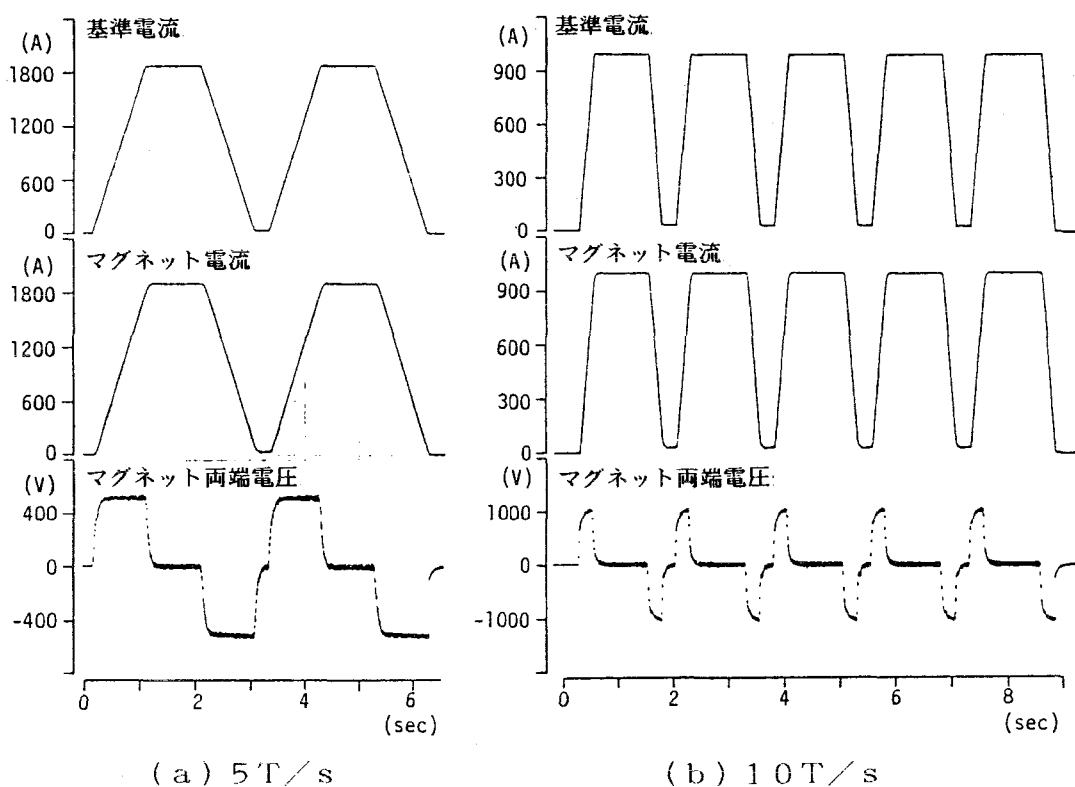


図2. 6 電流制御の実験結果

2. 4 SMESのモード制御と保護⁽⁵⁾

表2. 4に見るような主回路スイッチの開閉によってモード制御を行う。サイリスタ短絡モード（スルーモード）は図2. 7に見るように、カスケードに接続されたサイリスタを同時に導通して3相交流電源を短絡することなくマグネットの電流路を形成するモードである。

充放電と永久電流またはエネルギー消散のモード間の切り換えにおいて、交流電源は電圧源であり、短絡してはならないが、マグネットは電流源であり開放しては

表 2. 4 モード制御

モ ー ド	電力系統との充放電		永 久 電 流		エ ネ ル ギ ー 消 散 (保 護)		サイ リ ス タ 短 絡 (ス ル ー モ ー ド)	
	並 列	直 列	並 列	直 列	並 列	直 列	並 列	直 列
変 換 装 置								
点 弧 角 α_1, α_2	$\alpha_1 = \alpha_2$	$\alpha_1 \neq \alpha_2$	任 意	任 意	任 意	任 意	カスケード 導	カスケード 導
S_1	○	○	○	○	×	×	○/×	○/×
S_2	×	×	○	○	○	○	×	×
S_{3a}/S_{3b}	○	○	×	×	×	×	○/×	○/×
S_{4a}	×	○	×	○	×	○	×	○
S_{4b}	○	×	○	×	○	×	○	×

○：スイッチ閉、×：スイッチ開

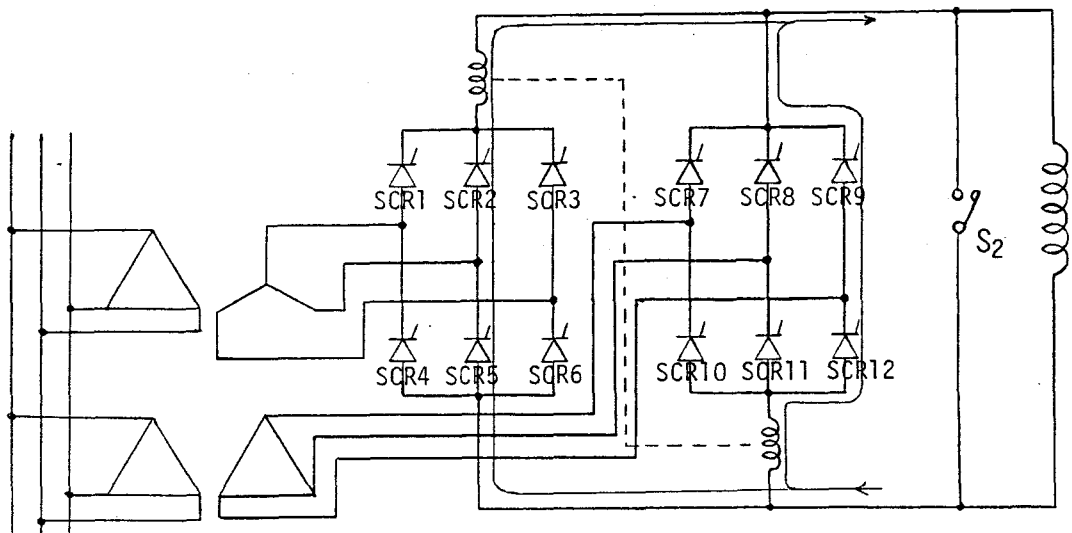


図 2. 7 スルーモード

ならない。スルーモードはこの相入れない条件を満たすことができ、これらのモード間に挿入するものである。例えば、充電より永久電流運転のモードに移るとき、充電モードの次にスルーモードを入れるとマグネット電流は（SCR5～SCR2）と（SCR12～SCR9）を経て通電を続けるが、交流電源とは切り離されている。そののち、 S_2 を閉じて永久電流モードの運転に入る。

電源回路およびマグネットに異常状態が生じたとき、マグネットのエネルギーは保護抵抗（ 0.4Ω ）で消散せしめ、マグネットの過電圧による絶縁破壊や損傷、電

源回路の事故の拡大を防止する。シーケンス制御装置は、サイリスタ変換装置の異常、交流側過電流およびマグネットのクウェンチなどの異常状態を監視しているが、これらの異常現象を検知すると、スルーモードを経てエネルギー消散モードに入るように主回路スイッチをシーケンス制御する。

保護抵抗は変換装置に直列に接続されている。これは、スルーモードにおけるサイリスタによるマグネット短絡状態から、 S_1 開により保護抵抗がマグネットに直列に接続され、エネルギー消散ができることをねらったものである。図2. 8に充電モードよりエネルギー消散モードに至る過渡状態を示す。同図(b)に見るように、55msecの期間のスルーモードに続き、54msecの期間の保護抵抗とサイリスタを通じる電流の減衰があり、次いで S_2 によりサイリスタが短絡される。サイリスタの電流が保持電流以下になるとサイリスタはオフ状態になるが、図2. 7の2組のブリッジ回路において並列につながる2組のサイリスタの中でオフ状態への回復時間に相違があれば、図2. 8に見るように電源の線間電圧に相当する交流電圧波形が現れることがある。

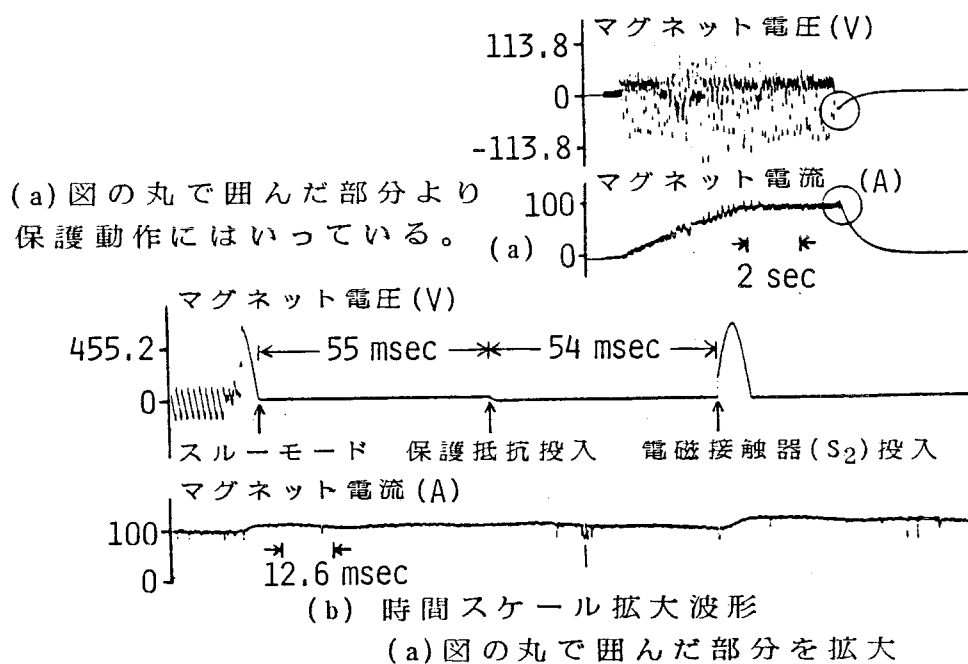


図2. 8 保護動作の実験結果

2. 5 むすび

0. 5 MJ S M E S の制御・保護システムについて述べた。その結果は以下で要約される。

- (1) 電力系統で用いる S M E S の原形となるシステムが構成された。
- (2) マグネットの電流を高速度・高精度で制御する直接デジタル制御系を構成し、状態ベクトルフィードバックを用いた最適制御により正確な電流制御特性を得ている。
- (3) シーケンス制御装置により主回路のスイッチの開閉を制御し、運転モードの切り換えを行うシステムを構成した。モードの切り換えを確実にを行うために、切り換えの中間に直流側と交流側を分離するスルーモードを設けてマグネットの電流路を確保し、かつ交流系統には短絡回路を生じないようにした。この結果、確実な保護動作を行うシーケンスが確立された。

【参考文献】

- (1) 増田編：「超電導エネルギー入門」（聊56）オーム社
- (2) R.W.Boom, et.al :Wisconsin Superconductive Energy Storage Project
Vol.1, Univ. of Wisconsin (1974)
- (3) R.W.Boom, et.al :ibid, Vol.2 (1976)
- (4) 辻、村上「超電導エネルギー貯蔵研究の現状」パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.9、p.96（聊59-3）
- (5) 村上、伊瀬、山本、辻「0. 5 MJ 超電導パルスマグネットの特性とその制御システム」電気学会論文誌B、Vol.B104、No.10、P.669（聊59-10）
- (6) T.Satow, et al. "Development and Characteristics of 0.5MJ Superconducting Magnet" Proc. of ICEC-9, p.309, Kobe (1982)
- (7) H.Takei, et al. "Metallurgical and Electromagnetic Properties of Superconducting Cable for OSAKA Univ.'s 0.5MJ Pulsed Magnet"
ibid, p.485 (1982)
- (8) 高橋：「システムと制御」第2版下（聊55）岩波書店

第3章 直接デジタル制御による S M E S の有効・無効電力の制御

3. 1 まえがき

1 台の変換装置を用いて S M E S の電力制御を行う場合、有効電力に対して無効電力が一意に定まり、マグネットの定格電流付近では大きな無効電力を消費する。これに対し、複数台の変換装置を直列接続すると、無効電力の消費を低減化することができる⁽¹⁾⁽²⁾。更に、複数台の変換装置の直列接続では、各変換装置の点弧角を適切に制御することにより、P-Q同時制御、すなわち有効電力とは独立に無効電力を制御することが可能である^{(3)~(9)}。

本章では2台の変換装置を直列に接続して構成した S M E S について、P-Q同時制御を行うための直接デジタル制御系の原理、構成および設計法について述べる。この制御系は6パルス変換装置1台を用いた場合の有効電力制御および2台の変換装置を用いた無効電力最小化制御も包含している。次に、大阪大学超電導工学実験センターに設置されている0.5MJ S M E S を対象に設計した制御系のシミュレーション結果ならびに実験結果について述べ、さらにサイリスタ回路解析プログラムATCAPを用いて各部波形および交流側高調波電流の時間的变化についてシミュレーション解析を行った結果についても言及する。

3. 2 有効・無効電力同時制御 (P-Q同時制御)

図3. 1は2台の6パルスグレート結線サイリスタ電力変換装置を直列に接続した S M E S の基本的構成を示したものである。よく知られているように、この装置に交流系統から流入する有効電力 (P) および無効電力 (Q) は次のように表される。

$$P = E_{a0} I_a (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad \text{-----} (3. 1)$$

$$Q = E_{a0} I_a (\sin \theta_1 + \sin \theta_2) \quad \text{-----} (3. 2)$$

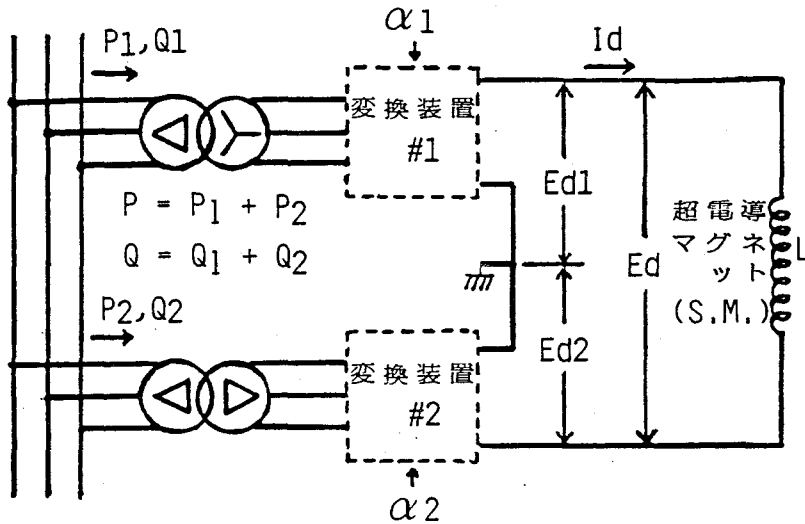
$$\cos \theta_i = \cos \alpha_i - 3 X_c I_a / (\pi E_{a0}) \quad \text{-----} (3. 3)$$

$$5^\circ \leq \alpha_i \leq 145^\circ \quad (i = 1, 2) \quad \text{-----} (3. 4)$$

但し、 α_i : 変換装置No. i の点弧角 ($i = 1, 2$)

X_c : 転流リアクタンス

上記の点弧角の上限値ならびに下限値は転流を保証するための実用的見地より定めた値である。



$P_i, Q_i, \alpha_i, E_{di}$: それぞれ変換装置 i の有効電力、無効電力、点弧角、直流側電圧

E_d, I_d : 変換装置直流側平均電圧、電流

L : 超電導マグネットのインダクタンス

図3. 1 2台の変換装置を用いたSMESの基本的構成

SMESより同時に吸放出可能な P および Q の範囲を $P-Q$ 同時制御可能領域と呼ぶことにする。この領域は I_d を固定すると、(3.1)～(3.4)式において、 $\alpha_1 = \alpha_2$ なる条件のもとで α_1, α_2 を変化させたときに得られる大円、ならびに一方の変換装置の点弧角を 5° あるいは 145° に固定し、他方の変換装置の点弧角を $5^\circ \sim 145^\circ$ の範囲で変化させたときにそれぞれ得られる二つの小円で囲まれた領域となる。図3. 2において太線は $I_d = 1000\text{ A}$ の場合の $P-Q$ 同時制御可能領域を示したものであり、ほかは異なる電流値に対応した領域を示している。

図3. 2から明らかなように、 $P-Q$ 同時制御可能領域は I_d に依存して変化する。従って電力の吸収・放出に伴って I_d が大きく変化する場合には $P-Q$ 同時制御可能領域は非常に狭くなる。例えば図3. 2において I_d が $600\text{ A} \sim 1000\text{ A}$ の範囲で任意に変化すると仮定すると、 $P-Q$ 同時制御可能領域は斜線部で示されるような狭い領域となり、 P および Q を同時に制御する意味はほとんどない。 P および

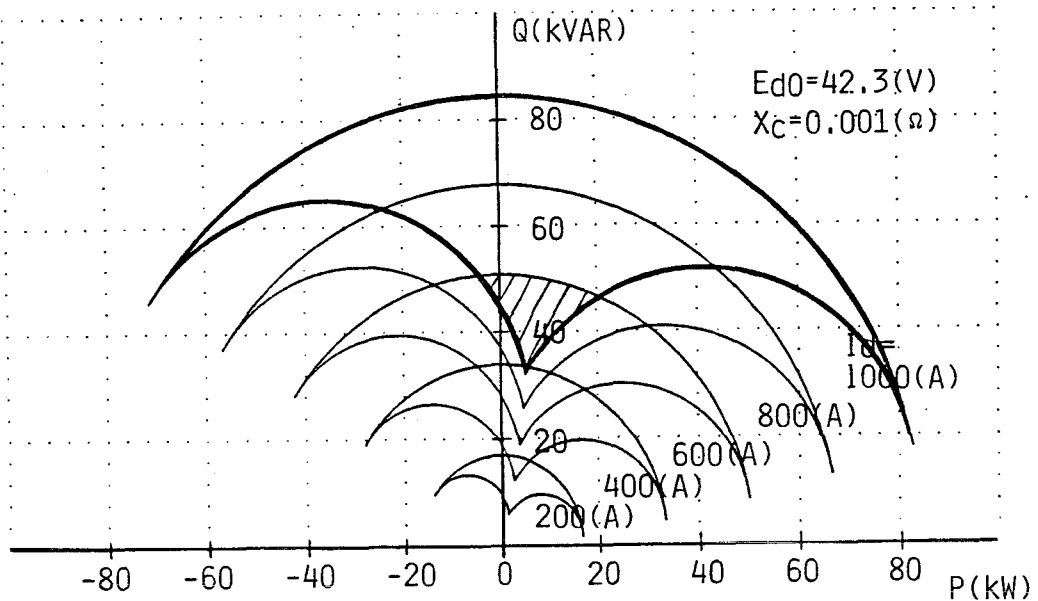


図3. 2 P-Q同時制御可能領域

Qを同時に制御するためには、基本的には与えられた各電力の設定値に対して(3.1)～(3.4)式を解き、変換装置の点弧角 α_1 、 α_2 を決定すればよい。しかし、以上に述べたことから明らかなように、与えられた設定値に対して(3.1)～(3.4)式を満たす α_1 および α_2 が常に存在するとは限らない。そこで、(3.1)式および(3.2)式を次のような最適化問題に書き換える。

$$|P_s - E_{d0} I_d (\cos \theta_1 + \cos \theta_2)| \rightarrow \alpha_1, \alpha_2 \text{ について最小化} \quad (3.1)'$$

$$|Q_s - E_{d0} I_d (\sin \theta_1 + \sin \theta_2)| \rightarrow \alpha_1, \alpha_2 \text{ について最小化} \quad (3.2)'$$

制約条件：(3.3)式および(3.4)式

但し、 P_s ：有効電力の設定値

Q_s ：無効電力の設定値

(3.1)'式は設定値 P_s に最も近い有効電力を吸放出できるように α_1 、 α_2 を決定することを表し、(3.2)'式は設定値 Q_s に最も近い無効電力を吸収するように α_1 、 α_2 を決定することを表している。

この書き換えにより、P-Q同時制御の可能性をより正確に定義することができる。以下では、上記の多目的最適化問題を実行したとき、(3.1)'式がゼロとなる

ような α_1 、 α_2 が決定できるときP制御可能、同様に(3.2)'式がゼロとなるような α_1 、 α_2 が決定できるときQ制御可能、更に(3.1)'、(3.2)'両式が同時にゼロとなる α_1 、 α_2 が決定できるときP-Q同時制御可能であるということにする。

3. 3 P-Q同時制御系の設計

3. 3. 1 制御系の構成

図3. 3は前節の考察に基づいて構成した制御系を示したものである。G1は与えられた設定値 P_s 、 Q_s と出力 P 、 Q との間の誤差を補償するための演算ブロックである。G1の出力が積分されてG2への入力 P_r および Q_r となる。G2は与えられた P_r 、 Q_r およびマグネット電流 I_d とから点弧角 α_1 、 α_2 を決定するための演算ブロックである。

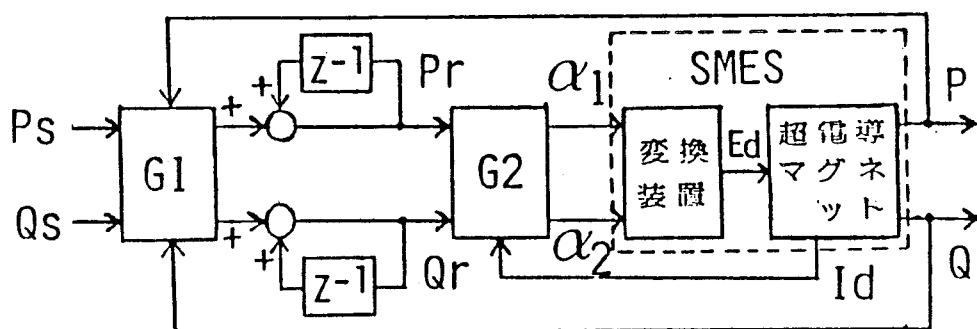


図3. 3 P-Q同時制御系の構成

G2ではまず、 (P_r, Q_r) がその時点の I_d に依存するP-Q同時制御可能領域内にあるか否かを判定する。もし、P-Q同時制御が可能な場合は、(3.1)～(3.4)式を変形して得られる次式により点弧角 α_1 、 α_2 を決定する。

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_1 = \frac{1}{E_{d0}} \left(\frac{P_r}{I_d} + \frac{6 X_c}{\pi} I_d \right) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} & \cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 \\ &= \frac{1}{E_{d0}} \frac{Q_r}{I_d} \sqrt{\frac{4 E_{d0}^2 I_d^2 - (P_r^2 + Q_r^2)}{P_r^2 + Q_r^2}} \quad (3.6) \end{aligned}$$

$$\alpha_1 = \cos^{-1} \frac{(3.5) \text{式} + (3.6) \text{式}}{2} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

$$\alpha_2 = \cos^{-1} \frac{(3.5) \text{式} - (3.6) \text{式}}{2} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

P-Q同時制御が不可能な場合、これに対処するにはいくつかの方法が考えられる。一つの方法として、(3.1)' および(3.2)' 式に示した多目的最適化をそのまま実行することが考えられるが、演算時間の制約があるため実現できない。ここでは、次に示す二通りの制御モードを考えることにした。

(1) P-優先モード このモードはPを優先的に設定値に追従させる制御モードである。このモードでは、図3.4に示すように、与えられた(P_r , Q_r) (×印)がP-Q同時制御可能領域外にある場合、矢印で示すようにその点からQ軸にそってP-Q同時制御可能領域に最も近い点を求め、この点を改めて(P_r , Q_r)とみなし、(3.5)~(3.8)式より点弧角を決定する。P制御可能な場合、この操作は、

$$|Q_r - E_{d0} I_d (\sin \theta_1 + \sin \theta_2)|$$

→ α_1 、 α_2 について最小化

$$\text{制約条件: } P_r = E_{d0} I_d (\cos \theta_1 + \cos \theta_2)$$

(3.3)式および(3.4)式

なる最適化を実行したのと等価である。P制御可能でない場合、すなわち(P_r , Q_r)が図3.4の斜線部内ときは、 $P_r > P_{\max}$ なら $P_{\max}$ の点、 $P_r <$

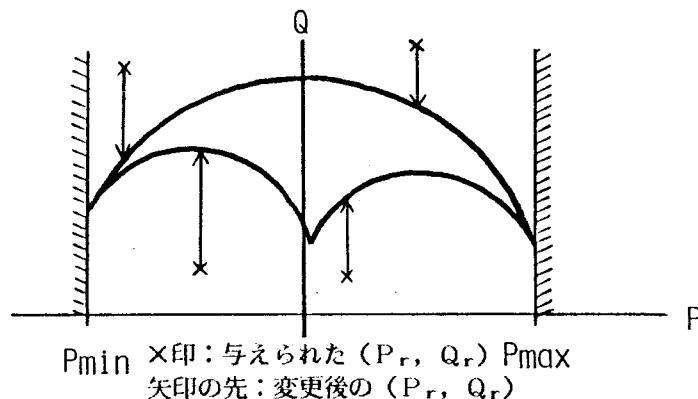


図3.4 P優先モード

$P_{\min}$ なら $P_{\min}$ の点から点弧角を決定する。

(2) Q-優先モード このモードはQを優先的に設定値に追従させる制御モードである。このモードでは、図3.5に示すように与えられた(P_r , Q_r) (×印)がP-Q同時制御可能領域外の場合、矢印で示すようにその点からP軸にそってP-Q同時制御可能領域に最も近い点を求め、その点から(1)と同様にして点弧角を決定する。Q制御可能な場合、この操作は、

$$|P_r - E_{d0} I_d (\cos \theta_1 + \cos \theta_2)|$$

→ α_1 、 α_2 について最小化

$$\text{制約条件： } Q_r = E_{d0} I_d (\sin \theta_1 + \sin \theta_2)$$

(3.3)式および(3.4)式

なる最適化を実行したのと等価である。Q制御可能でない場合、すなわち(P_r , Q_r)が図3.5の斜線部内ときは $Q_{\max}$ または $Q_{\min 1} \sim Q_{\min 3}$ のいずれかの点から点弧角を決定する。

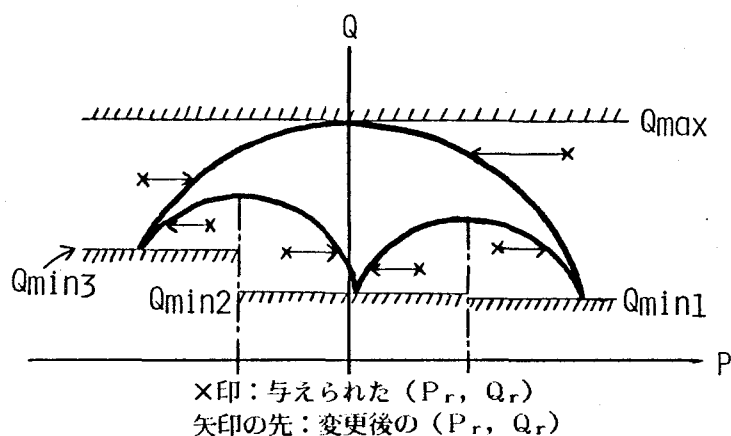


図3.5 Q優先モード

P優先モードはその設定値に依存して、通常のQ最大またはQ最小の電力制御に対応している。Q優先モードは新しい形の制御方式である。これらの制御モードはP-Q同時制御が達成できなくなったときの対応策である。従って、P-Q同時制御が達成できなくなった場合には、あらかじめ指定されたどちらかの制御モードに従って制御が行われることとなる。なお、 $\cos^{-1}$ はテーブル参照によるものとして、G2内の演算に要するCPU時間はLSI-11/23で最大20msecである。

3. 3. 2 補償器の設計

次に、補償器G1について考察する。演算ブロックG2に設定値 P_s 、 Q_s をそのまま与え、開ループ制御を行うとパラメータ X_c や E_{d0} その他の変数に含まれる誤差のため、一般には設定値と出力との間には定常的な誤差が残る。そこで補償器G1が必要となる。G1の設計にあたっては、G2とSMESをまとめて一つの制御対象と考える。この制御対象は2入力、2出力系であるから入力 P_r の変化が出力 P だけでなく Q にも影響を及ぼし、同様に、入力 Q_r の変化が出力 Q だけでなく P にも影響を及ぼすものと考えられる。そこで、まずこのような相互干渉の有無について考察する。

いま、外乱の影響を受けやすい E_{d0} 、および誤差が大きいと考えられる X_c について真の値をそれぞれ E_{d0}' および X_c' で表すと、出力 P は次式で表される。

$$P = \frac{E_{d0}'}{E_{d0}} P_r + \frac{6}{\pi} \left(\frac{E_{d0}'}{E_{d0}} X_c - X_c' \right) I_d^2 \quad (3.9)$$

(3.9)式には Q が含まれず、出力 P は入力 P_r のみに依存することがわかる。しかし、 Q に関する式は陽には得られないので、直接計算することにより相互干渉の大きさを求めた。すなわち、 P_r および Q_r に対し(3.5)～(3.8)式により α_1 、 α_2 を計算し、その α_1 、 α_2 を(3.1)～(3.4)式に代入して出力 P および Q を計算した。

図3. 6はその結果を示

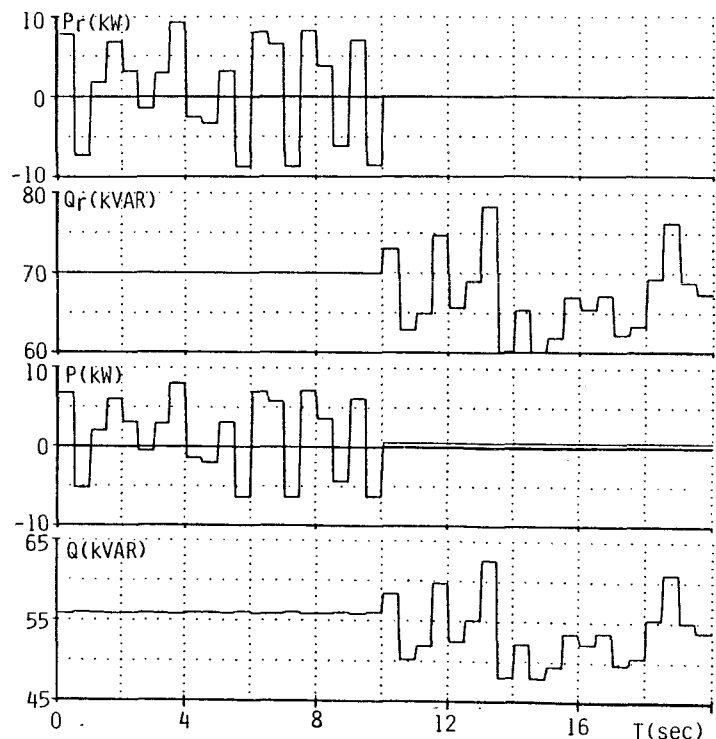


図3. 6 相互干渉のシミュレーション

したものである。ただし、(3.5)～(3.8)式においては $E_{d0}=42.3V$ 、 $X_c=0.001\Omega$ とし、(3.1)～(3.4)式においては $E_{d0}'=33.8V$ 、 $X_c'=0.0005\Omega$ とした。また、マグネット電流 I_d は一定としている。図3.6より、出力 Q は入力 P_r の変化の影響をわずかながら受けるが、出力 P に関しては入力 Q_r の変化の影響を全く受けないことがわかる。従って、 G_1 の設計にあたっては有効電力の制御ループと無効電力の制御ループについて全く独立に行って差し支えない。

各サンプル時点間ではマグネット電流が変化せず、マグネットを定電流源とみなすと、有効電力、無効電力それぞれの制御ループには次のような要素が含まれていると考えられる。すなわち、 G_2 における演算時間と G_2 から変換装置に点弧パルスが送られるまでの時間に起因するむだ時間要素、点弧角の値を新たな点弧角が計算されるまで一定に保っておくゼロ次ホールド要素、変換装置の出力特性である一次遅れ要素、および有効電力の検出特性（電力トランスデューサの特性）を表す一次遅れ要素である。この中で、変換装置の出力特性の時定数は電力トランスデューサの時定数比べて非常に小さいので無視することができる。従って有効電力に関する伝達関数、すなわち P_r を入力、電力トランスデューサの出力 P を出力としたときの伝達関数 $G_P(s)$ は次式のように表される。

$$G_P(s) = K \frac{1 - e^{-sT}}{s} \frac{e^{-s\tau}}{1 + T_1 s} \quad (3.10)$$

但し、 T ：サンプルタイム

τ ：むだ時間

T_1 ：電力トランスデューサの時定数

K ：定常利得

また以上に述べた特性は無効電力に関しても全く同一のものと考えられるから、無効電力に関する伝達関数 $G_Q(s)$ も(3.10)式で表す。(3.10)式の伝達関数は比較的単純で、そのパラメータも大きく変動するものではないから、 G_1 としてはP I D制御で十分であると考えられる。 G_1 の目的は設定値と出力の間の定常偏差を打ち消すことであるから、 G_1 の具体的な形としては積分動作を主体とする以下のような速度形P I 補償の式を用いることとした。

$$\Delta P(k) = K_p (P(k-1) - P(k)) + K_i (P_s(k) - P(k)) \quad (3.11)$$

$$\Delta Q(k) = K_p (Q(k-1) - Q(k)) + K_i (Q_s(k) - Q(k)) \quad (3.12)$$

(3.11)および(3.12)式における利得 K_p 、 K_i は、制御対象を(3.10)式、補償要素を(3.11)式で表した制御系のシミュレーションを行い、ステップ入力に対する出力の過渡応答をみながら、行き過ぎ量なしで応答速度が最も速くなるように決定すればよい。なお、図3.3に示す制御系は $I_d = 0$ の状態から運転することはできないので、第2章で述べたように電流制御により所定の値まで電流を上昇させていくこととした。このような制御方式の切り替えは直接デジタル方式を用いているため容易に行える。

3.3.3 制御特性のシミュレーション結果

ここでは、これまでに述べた方法によって大阪大学超電導工学実験センターに設置されている0.5MJのSMESを対象に設計した制御系の応答特性のシミュレーション結果について述べる。

このシミュレーションでは、SMESのP-Q特性である(3.1)～(3.4)式、制御遅れを表す(3.10)式、およびマグネット電流の変化を表す次式を考慮した。

$$R_1 I_d + L \frac{d I_d}{d t} = E_d, \quad I_d(0) = I_{d0} \neq 0 \quad (3.13)$$

但し、 R_1 ：配線やサイリスタの順電圧降下などによる損失を表す抵抗

L ：超電導マグネットのインダクタンス

I_{d0} ：超電導マグネットの電流の初期値

シミュレーションで用いたパラメータの値は表3.1のとおりである。

図3.7は、有効電力の設定値 P_s をステップ状に変化させ、無効電力の設定値 Q_s は一定

表3.1 シミュレーションで用いたパラメータ

	制 御 装 置	S M E S
E_{d0}	42.3V	38.0V
X_c	0.001 Ω	0.0005 Ω
T_1	75msec	75msec
τ	33msec	33msec
T	50msec	50msec
K_p	0.55	—
K_i	0.38	—
L	—	0.264H
R	—	0.004 Ω

に保ち、P－優先モードでP－Q同時制御を行った場合の結果である。有効電力の出力Pに見られる遅れは主にトランスデューサの特性によるものである。無効電力の出力Qが Q_s に追従していない部分はP－Q同時制御が不可能となった部分である。

図3．8は、 P_s を一定に保ち、 Q_s をステップ状に変化させてQ優先モードでP－Q同時制御を行った場合の結果である。図3．8から、P－Q同時制御が不可能になったときに有効電力の方が設定値に追従していないことがわかる。以上のよう、シミュレーションの結果では設計した制御系によりP－Q同時制御が行え、十分な応答特性が得られることがわかる。

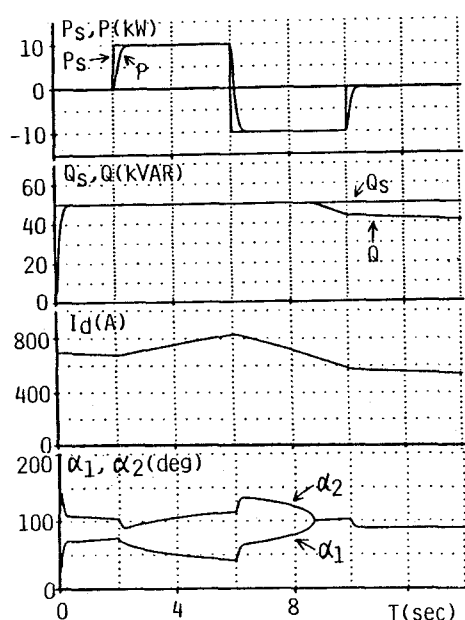


図3．7 P優先モードのシミュレーション

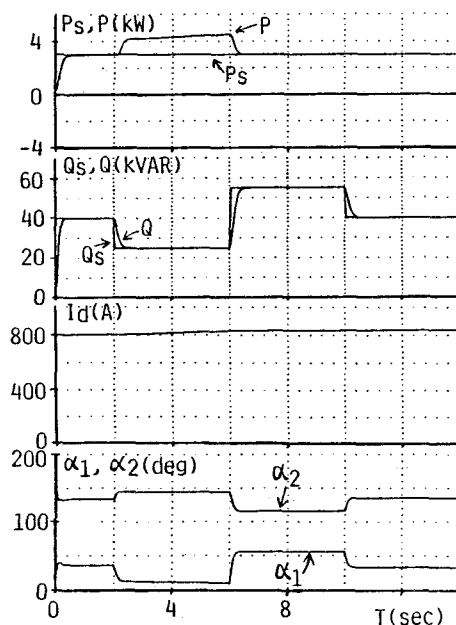


図3．8 Q優先モードのシミュレーション

3．4 P－Q同時制御の実験結果と検討

図3．9は有効電力の設定値 P_s をステップ状に変化させ、無効電力の設定値 Q_s を一定とし、P優先モードでP－Q同時制御を行ったときの実験結果である。この実験は、設計した制御系の過渡応答特性を確認するために行ったものであり、また、コンデンサーなどによる無効電力の補償を行う場合には無効電力をゼロとす

る制御に相当している。区間Ⅰでは電流制御によりマグネット電流 I_d を所定の値(800 A)まで増加させている。初期電流を 800 Aとしたのは、変換装置の定格電流が1000 Aであることを考慮し、有効電力の吸放出がともに可能なように定めたためである。区間ⅡがP-Q同時制御を行っている部分であり、区間Ⅲは一定点弧角でエネルギーを放出している部分である。なお、 V_{sm} はマグネットの両端電圧である。この実験結果の区間Ⅱと図3. 7のシミュレーション結果を比較すると、ほぼ設計時の応答特性が得られていることがわかる。また、この実験結果では I_d の変化によりP-Q同時制御が不可能になり、P優先モードで制御しているため無効電力の出力Qが Q_s に追従できていない部分もみられる。

SME Sを系統安定化装置として利用する場合には、ほぼ正弦波状に変化する有効電力および無効電力の吸放出が要求されることが多い。

図3. 10はこのような場合を想定して、 P_s および Q_s をともに正弦波状に変化させた場合

の実験結果である。図3. 10(a)は P_s および Q_s がP-Q同時制御可能範囲にある場合で、有効、無効電力ともに設定値によく追従している。なお、SME Sの損失分を補償して I_d を一定に保つのに必要な有効電力がほぼ7.5kWであるが、この損失はサイリスタの順電圧降下(約1.2V×4)と変圧器などでの抵抗分(約6mΩ)によるものと考えられる。図3. 10(b)は有効・無効電力の設定値の振幅が図3. 10(a)の場合より大きい場合の実験結果で、(b-1)はP優先モード、(b-2)はQ優先モードでそれぞれ制御した場合である。図3. 10(b)では設定値の振幅が図3. 10(a)に比べて大きいいため、設定値がP-Q同時制

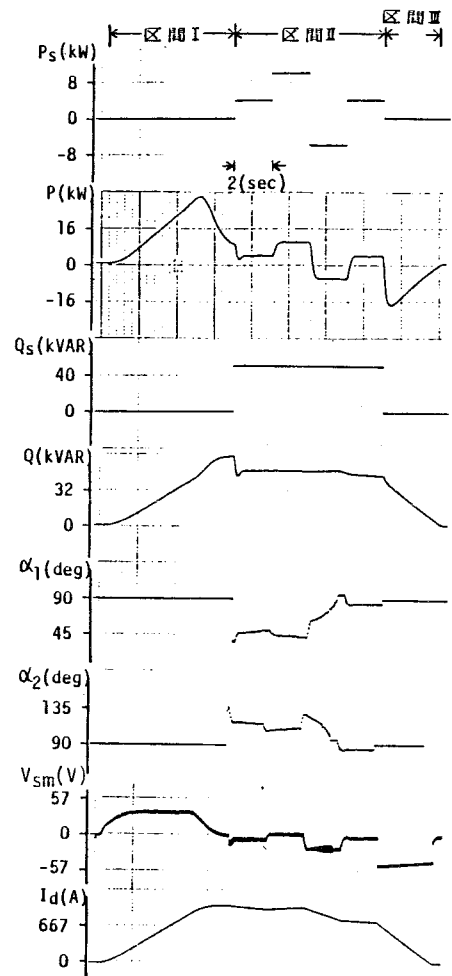
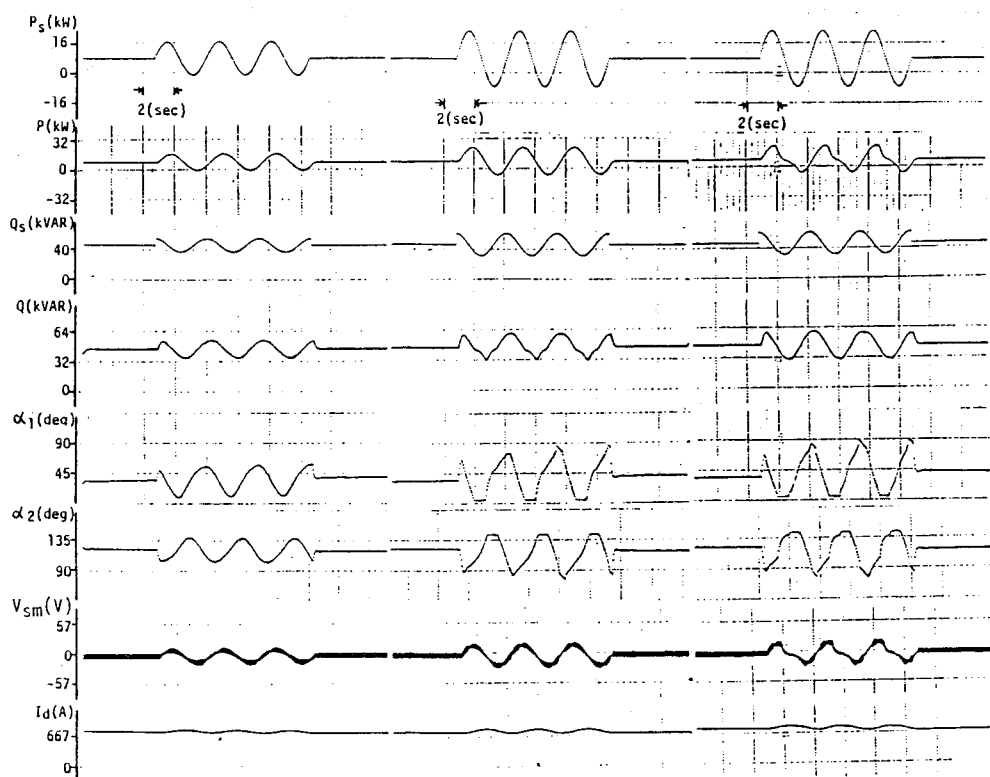


図3. 9 ステップ状有効電力設定値を与えた場合の実験結果

御可能領域よりはずれる場合が存在する。図3. 10 (b-1) ではP 優先モードのため無効電力Qが Q_s に追従できていない部分がみられ、図3. 10 (b-2) ではQ 優先モードのため有効電力Pが P_s に追従できていない部分がみられる。



(a) P-Q同時制御が常に可能である場合 (b-1) P優先モードの場合 (b-2) Q優先モードの場合

(b) P-Q同時制御が不可能になることがある場合

図3. 10 正弦波状有効・無効電力設定値を与えた場合のP-Q同時制御の実験結果

3. 5 交流側高調波電流に関する解析

3. 3. 3節で行ったシミュレーションでは変換装置に関するモデルは(3.1)式～(3.4)式に示すモデルであった。点弧角の変化に伴う回路各部の電流、電圧波形の解析や交流側の高調波の解析を行うためには変換装置の実際の回路を考慮した詳

細モデルを考える必要がある。ここでは、P-Q同時制御時における各部波形および交流側高調波電流の時間的推移について、サイリスタ回路解析プログラムATCAPを用いてシミュレーション解析を行った結果を述べる。

3.5.1 サイリスタ回路解析プログラムATCAPの概要⁽¹⁰⁾

ATCAP(Automatic Thyristor Circuit Analysis Program)はダイオードやサイリスタ等の非線形要素を含む回路の電流や電圧をシミュレーション解析する計算機プログラムである。これらの非線形要素は理想的なオン・オフスイッチとして取り扱われる。従って、これらのスイッチのオン・オフの状態を適当に定めると回路は常に線形回路として表現できる。計算の各ステップにおいてプログラムは非線形要素のオン・オフ状態を判断して回路の接続状態の変化を判定し、状態方程式を導出してその方程式の解を与えられた時間間隔で計算することによって回路各部の電流、電圧を求める。なお、サイリスタのオン・オフ状態の判定は、サイリスタの保持電流、サイリスタ両端電圧の極性、逆バイアス時間、素子のターンオフ時間およびゲート信号の有無に従って論理的に行われる。

図3.11にATCAPのフローチャートを示す。入力データに基づいて全スイッチがオフの状態での接続行列が決定される(I, II)。これよりNormal tree、基本カットセット行列、標準形微分方程式 $\dot{X} = AX + BU$ のA行列およびB行列が求められる(III)。これに基づき与えられた初期条件について節点電圧および非線形要素の電圧と電流が計算される(IV)。以下、非線形要素のオン・オフの判定を行う(V)。回路の接続状態の変化(モード変化)がなければ大ステップ幅 H_1 で積分が進められる。一方、モード変化が検出されるとその時点で積分の継続を一時中止し、モード変化直前の状態へもどる(X)。これからは小ステップ幅 H_2 で積分が進行する(XI)。この場合にも、(IV、V、VI)の過程でモード変化の判定が行われる。モード変化があれば(III)にはいって新しいモードの方程式が求められ、次のステップが H_2 の幅で積分される。モードの変化がなければそのまま積分が進行するが、Mステップ続くと再び H_1 のステップ幅の積分にもどる。以上のような過程で自動的に計算が進められる。

3.5.2 解析手順⁽¹¹⁾

ATCAPを用いてSMES各部の電流、電圧波形のシミュレーション解析を行

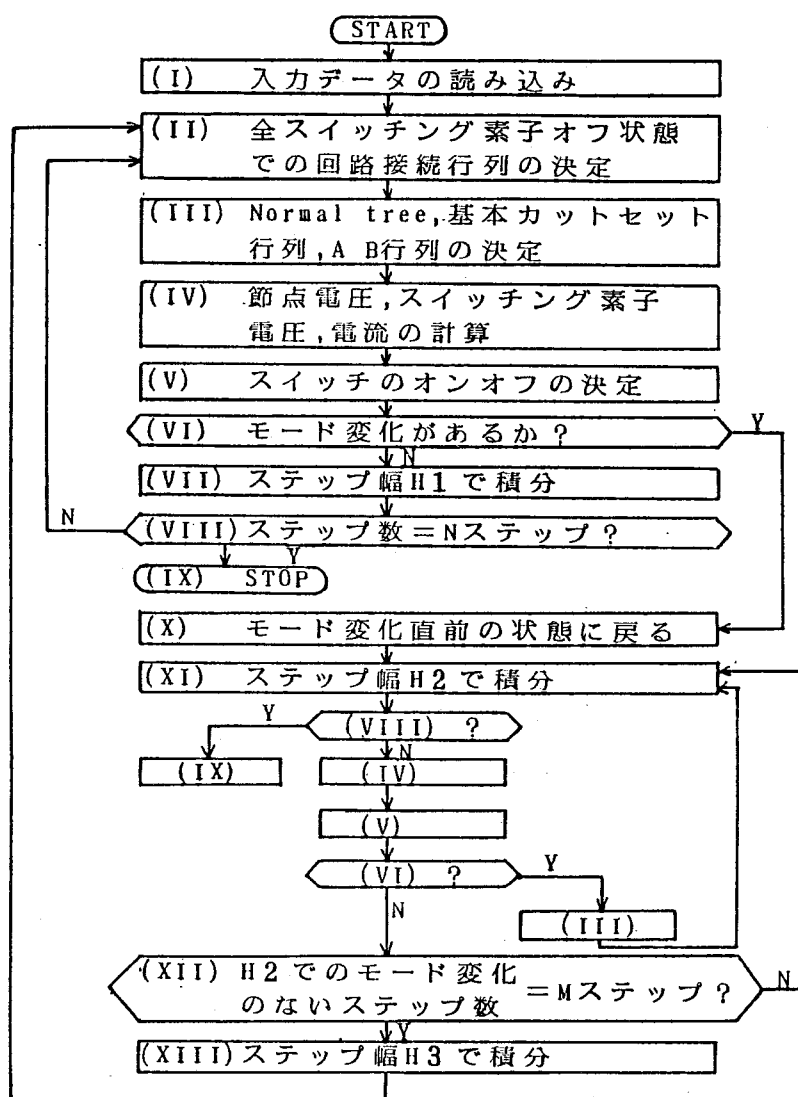


図3. 11 ATCAPのフローチャート

うにあたり、実際の回路を図3. 12に示すようにモデル化した。この回路の特徴は、変圧器の1次側と2次側で回路を分離している点である。これにより、交流側の波形解析を可能にし、回路の接続状態が変わる2次側回路を簡単にして計算時間の短縮を行っている。変圧器の1次側と2次側で回路を分離するために、図3. 13に示すように変圧器等価回路における理想変圧器の部分を変圧源と電流源でおきかえている。すなわち、交流系統から変換装置側をみると変換装置の直流側には大きなインダクタンス（超電導マグネット）が接続されているため、変換装置側は電

流源とみなせる。一方、変換装置側から交流系統をみると、交流系統は電圧源とみなせる。1次側回路（交流系統側の回路）と2次側回路（変換装置側の回路）との結合には次に示す2つの方程式を用いる。

$$V_2 = V_1 / n \quad (3.14)$$

$$I_2 = -n \cdot I_1 \quad (3.15)$$

ここで、添字1および2はそれぞれ1次側回路、2次側回路を示しており、 n は変圧器の巻線比である。

図3.12に示した回路では、変圧器の励磁回路を省略しているが、これは全体の素子数を減らすためであり、この簡略化に伴う影響は少ない。また、実際の回路では変圧器の結線が $\Delta-\Delta$ と $Y-\Delta$ であるのに、図3.12に示した回路では2台とも $\Delta-Y$ となっているが、これは単にプログラム上の制約によるものである。

ところで、ATCAPは2つの独立した回路を解析することは出来ないので若干の変更を行う必要がある。図3.12の回路は2つの独立した回路が(3.14)式および(3.15)式で結合されたものである。一方、ATCAPはそれぞれの回路を解くことは可能であるので、2つの回路を交互に解き、変圧器における相互の結合を考えれば良い。

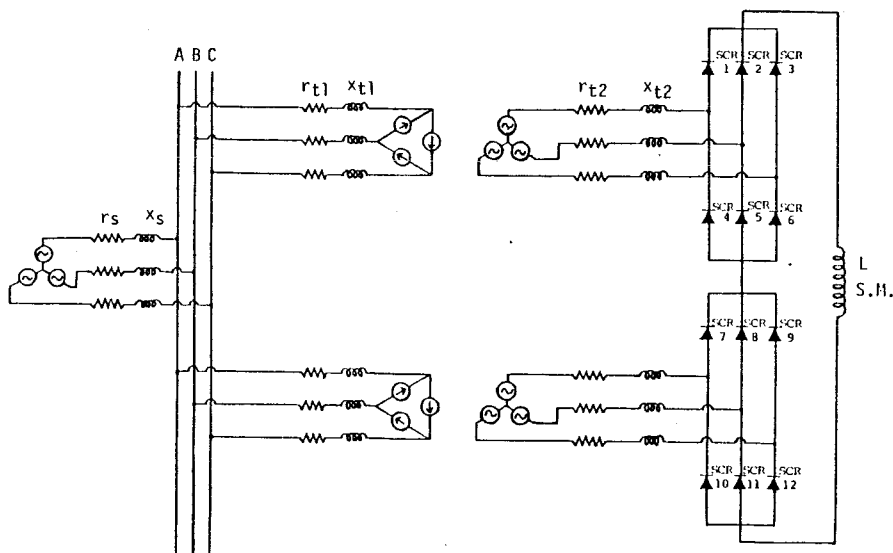


図3.12 変換装置の詳細モデルを用いたシミュレーション回路

図3.14にこの解析手順のフローチャートを示す。まず、1次側および2次側

回路のデータを読み込み、それぞれの回路の接続行列および初期状態を求める。与えられた初期条件について各部の電流、電圧を計算する。そして、2次側回路のサイリスタのオン・オフを判定し、オン・オフに変化があれば新しい接続行列を求め、また変化がなければそのまま2次側回路について1ステップ積分する。次に、(3.15)式により1次側回路の電流源の値を求め、それにより1次側回路を1ステップ積分し、さらに(3.14)式より2次側回路の電圧源の値を求める。このような演算を繰り返し、演算終了ステップになれば終了する。

3. 5. 3 解析結果と検討

図3. 15にATCAPを用いて行ったP-Q同時制御のシミュレーション結果を、図3. 15における $t = 1\text{sec} \sim 1.1\text{sec}$ および $t = 3.6\text{sec} \sim 3.7\text{sec}$ の時点における各部の波形を図3. 16に示す。ここで、 I_{ac} は変圧器1次側の交流電流、 V_{ac} は同じく変圧器1次側の交流電圧（相電圧）である。このシミュ

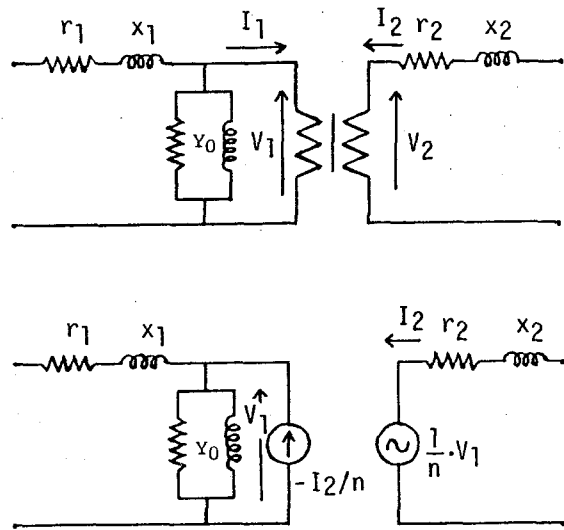


図3. 13 変圧器の等価回路

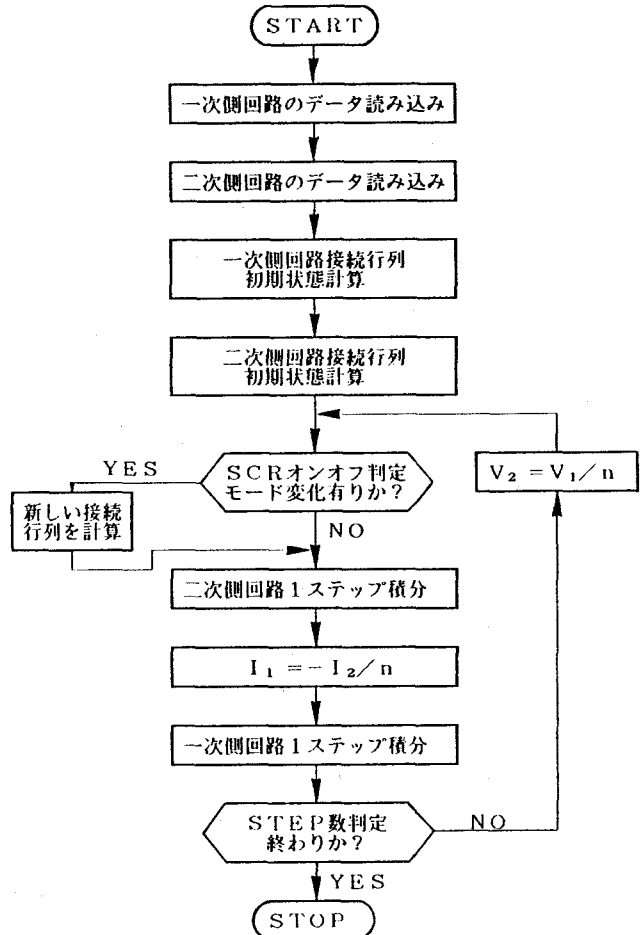


図3. 14 解析手順のフローチャート

レーション結果においてもP-Q同時制御は安定に行われており制御系の設計結果が確認できる。各部の詳細な波形からは変換装置の動作および交流側の高調波電流の様子がわかる。変換装置の転流は正常に行われている。一方、高調波電流は点弧

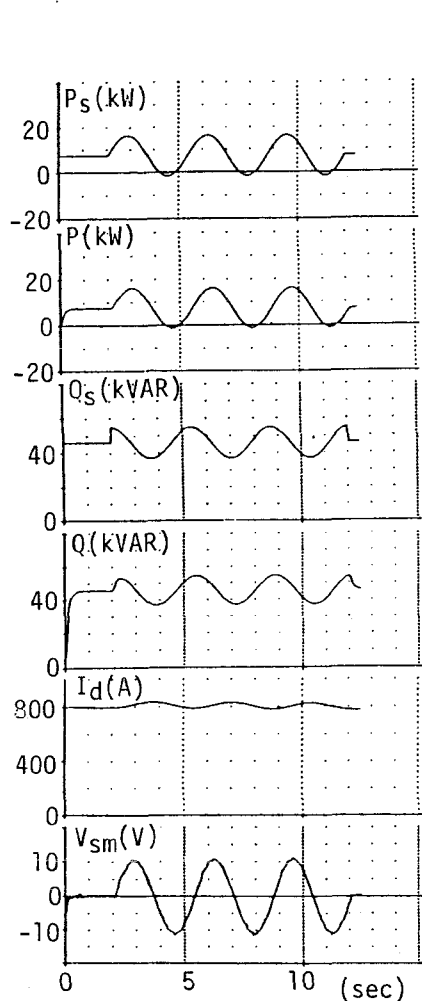
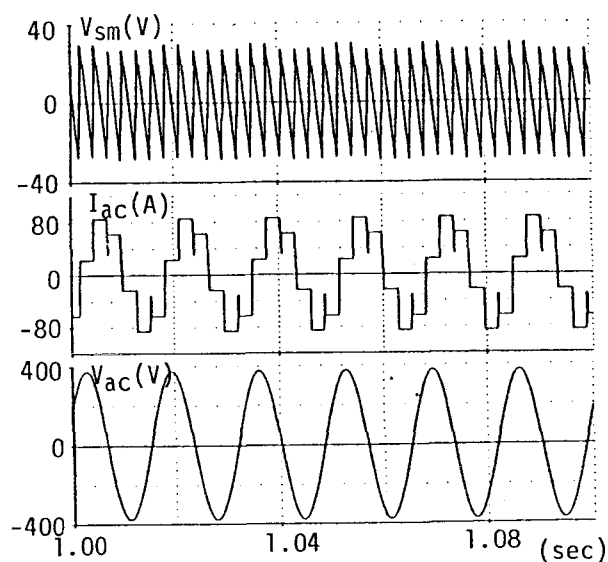
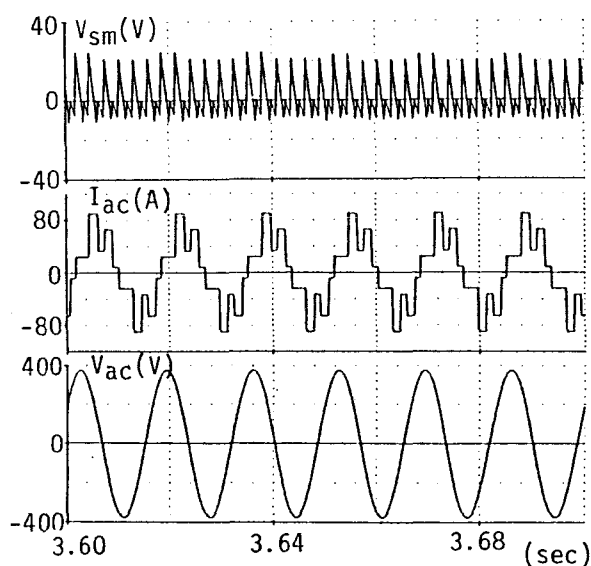


図3. 15 ATCAPを用いた
P-Q同時制御のシミュ
レーション結果



(a) $t = 1 \sim 1.1 \text{ sec}$

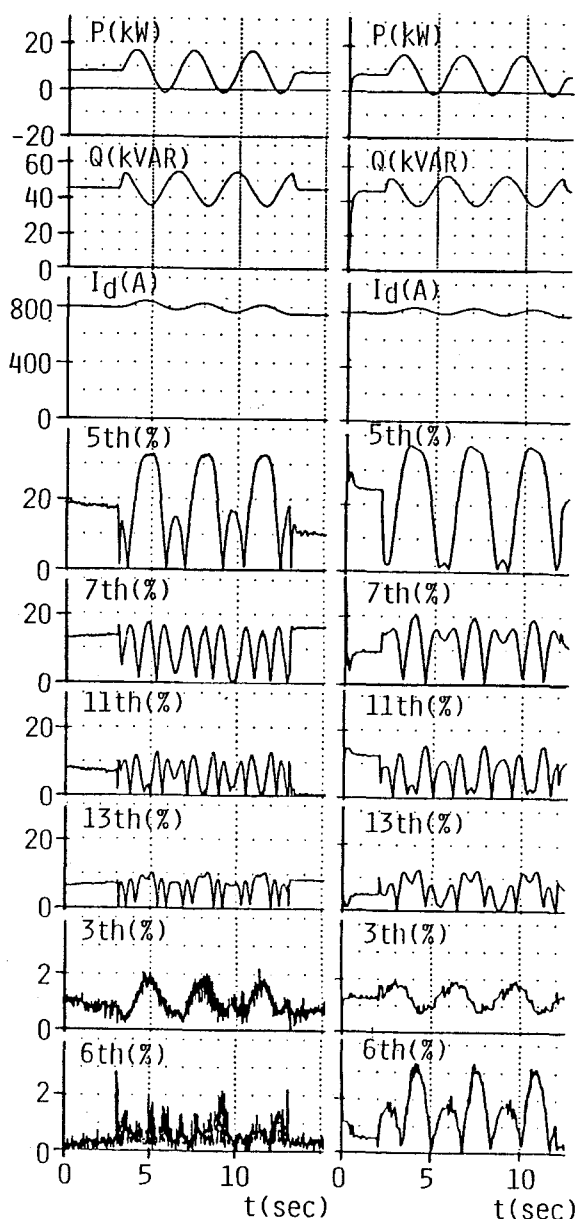


(b) $t = 3.6 \sim 3.7 \text{ sec}$

図3. 16 P-Q同時制御時の各部波形の
シミュレーション結果

角の制御に伴って時々刻々と変化している。交流電流が大きく歪んでいるにもかかわらず交流電圧が全く歪んでいないのは、交流系統のインピーダンスが小さく、短絡容量が大きいためである。

図3. 17はP-Q同時制御時の高調波電流について、実験による実測結果とATCAPを用いたシミュレーション結果とを比較したものである。高調波は各時点における基本波に対する割合で示している。実測結果では実験時の交流側電流をデータレコーダに収録し、それを15kHzのサンプル周期でAD変換し、フーリエ解析したものである。各次高調波の大きさは細かな点では両者は一致していない部分もあるが、傾向として両者は比較的良く一致している。細部における不一致の原因は、実験とシミュレーションとでは各時点における点弧角の値がわずかに異なるためであると考えられる。この結果より、5次、7次、11次、13次等の理論高調波は有効・無効電力の制御に伴って時々刻々と変化していることがわかる。また、3次および6次等の非理論高調波もわずかにあるが観測されている。交流フィルターの設計にあたってはこれらの点に留意すべきである。なお、本シミュレーションに要した計算時間は



(a) 実験結果 (b) シミュレーション結果

図3. 17 P-Q同時制御時の
高調波電流

大阪大学大型計算機センターのACOSシステム1000を用いた場合、1サイクル(16.7 msec)あたり約 8.8秒であった。

3. 6 むすび

2台の6パルスグレート結線サイリスタ電力変換装置と超電導マグネットからなるエネルギー貯蔵装置において、有効・無効電力同時制御を行う直接デジタル制御系を構成し、0.5MJ超電導マグネットを用いて実験を行った。また、サイリスタ回路解析プログラムATCAPを用いて有効・無効電力同時制御時の各部波形および高調波についてシミュレーション解析を行った。得られた結果を要約すると以下のようになる。

(1) 有効・無効電力同時制御が不可能になった場合の対応策として、有効電力を優先的に設定値に追従させる有効電力優先モードおよび無効電力を優先的に設定値に追従させる無効電力優先モードなる制御方式を提案した。

(2) シミュレーションより有効電力制御ループと無効電力制御ループとが独立に設計できることを示し、速度形PI補償器を用いた制御系を構成し、その具体的な設計方法を示した。

(3) シミュレーションより設計した制御系を用いて実験を行い、有効電力優先モード、無効電力優先モードを用いて有効・無効電力同時制御が達成されたことを確認した。また、実際の応答波形からシミュレーションモデルの妥当性が確認された。

(4) ATCAPを用いてP-Q同時制御時の交流側高調波電流の解析を行い、実験における実測結果との比較を行った。両者は比較的良く一致している。点弧角の制御に伴い高調波電流の大きさは時々刻々と変化しており、非理論高調波も発生することがわかった。交流フィルターの設計にあたってはこれらの点に留意すべきである。

なお、本章の無効電力優先モードにおける無効電力の制御可能範囲は比較的限られたものである。しかし、無効電力の設定値が常に制御可能範囲に入るようにマグネット電流を制御すれば、比較的広い範囲で無効電力のみの制御を行うこともできる⁽¹²⁾。

【参考文献】

- (1) R.W.Boom, et.al :Wisconsin Superconductive Energy Storage Project
Vol.1, Univ. of Wisconsin (1974)
- (2) 整流器常置専門委員会「無効電力・高調波のための電力変換技術」
電気学会技術報告(Ⅱ部)76号(聊54-4)
- (3) K.Tsuji, T.Ise and Y.Murakami "A P-Q Simultaneous Control Scheme for
SMES",US-Japan Workshop of Superconducting Magnet Energy Storage,
University of Wisconsin, Madison U.S.A. , p.106 (1981)
- (4) 伊瀬、辻、村上「超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御の一方法」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-82-22 (聊57-6)
- (5) 植田、美麗「直流モータ加減速時の有効・無効電力変動の超電導エネルギー
貯蔵による平滑化」第29回低温工学発表会、B3-10 (聊58-5)
- (6) 平岩、正田「超電導エネルギー貯蔵装置と無効電力補償装置による
負荷変動補償」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-17(聊58-6)
- (7) 白井、仁田、岡田「超電導エネルギー貯蔵装置の電力制御と特性」
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.9、p.76(聊59-3)
- (8) 伊瀬、辻、村上「0.5MJ超電導エネルギー貯蔵装置による有効・無効
電力同時制御」電気学会論文誌B、Vol.B104、No.9、P.545 (聊59-9)
- (9) H.J.Boenig and J.F.Hauer "Commissioning Tests of the Bonneville Power
Administration 30MJ Superconducting Magnetic Energy Storage Unit"
IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, PAS-104, Vol.2, P.302 (1985)
- (10) 村上、小坂、西村、佐久間「サイリスタ回路のシミュレーションプログラム
とその応用」電気学会雑誌、Vol.91、No.7、p.1301 (聊46-7)
- (11) T.Ise, Y.Ikeda, K.Tsuji and Y.Murakami "Digital Simulation of
AC-Side Waveform of Superconducting Magnet Energy Storage
Using ATCAP", Technology Reports of the Osaka University,
Vol.32, No.1661, p.259 (1982)
- (12) 伊瀬、辻、村上「無効電力補償装置を目的とした超電導エネルギー貯蔵の
制御方式」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-83-20 (聊58-8)

第4章 GTO電力変換装置

4.1 まえがき

他励式変換装置を用いた場合、 $P-Q$ 同時制御の可能範囲は遅れ力率の限られた範囲になる。この制御範囲を広げる方法として、1) 他励式変換装置に代えて自励式変換装置を用いる^{(1)~(3)}、2) 同期調相機等の無効電力補償装置を別に設ける^{(4)~(5)}、等の方法が考えられ、それぞれについて検討がなされている。筆者は1)の方法について検討するために、最近大容量化がめざましいGTOサイリスタを用いた自励式電力変換装置(GTO電力変換装置)を開発した。GTOを用いるとGTOのターンオフによる転流となり、転流用のコンデンサー、リアクトル等を必要とせずに自励式変換装置が構成できる。しかしながら、転流時において変圧器の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーの処理が大きな問題として残る。このエネルギー処理の方法として、電力回生型の特別なスナバ回路を用いる方式⁽⁶⁾⁽⁷⁾、ダイオードクリップ回路でエネルギーを吸収してそのエネルギーを交流側あるいは直流側へ回生する方式^{(8)~(10)}、あるいは交流側にコンデンサーを接続する方式⁽¹¹⁾、等が考えられる。開発したGTO電力変換装置ではこのエネルギーの処理に回生クリップ回路⁽¹²⁾を用いており、転流時のエネルギーを交流系統に回生し、高効率の電力変換が行われている。

本章では、開発した電力変換装置の構成とその動作、および特性の試験結果について述べる。さらに、回路設計の指針を得るためにGTO素子の特性を2ポートランジスタモデルで詳細に表現して回路解析を行った。本解析では、転流に関与する素子のみを素子特性を考慮した詳細なモデルとし、他は理想スイッチモデルとした。その結果、理想スイッチモデルのみを用いる方法では困難であった転流時の詳細な波形と、スナバ回路およびクリップ回路の設計指針を得ることができた。

4.2 GTO電力変換装置の構成

4.2.1 主回路構成とその動作

図4.1に開発したGTO電力変換装置の主回路構成を、表4.1に主回路の諸定数を、表4.2には用いたGTO素子の諸定数を示す。

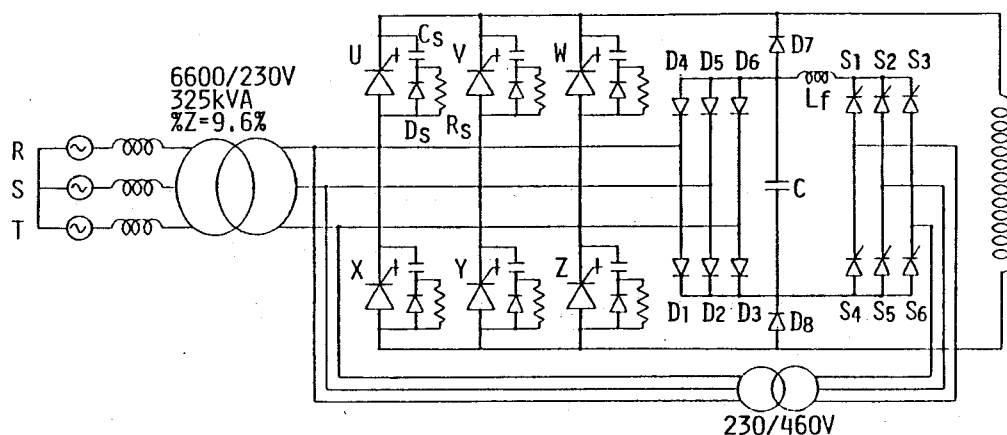


図4. 1 GTO電力変換装置の主回路構成

表4. 1 回路定数

スナバコンデンサ C_s	$2\mu\text{F}$
スナバ放電抵抗 R_s	10Ω
クリップコンデンサ C	$1000\mu\text{F}$
フィルターリアクトル L_f	5mH

表4. 2 GTO素子の諸定数

ピーク繰り返しオフ電圧	1300V
ピーク繰り返し逆電圧	650V
ピークターンオフ電流	600A
実効オン電流	400A

図4. 1において、ダイオード $D_1 \sim D_8$ およびコンデンサー C によって交流側の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーを吸収し、サイリスタ $S_1 \sim S_6$ からの他励インバータでそのエネルギーを交流側へ回生する。なお、この他励インバータは一定点弧角で制御され、この点弧角によってクリップコンデンサー C の電圧がほぼ決定される。

次に、本回路における素子 U から V への転流動作を図4. 2によって説明する。ただし、点弧角 α は $180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ とする。

〔モードⅠ〕

素子 U がオフし始めると、主回路電流はスナバ回路のダイオード D_s およびコンデンサー C_s を通流する。コンデンサー C_s が充電され、素子 V が順バイアスされた時点をこのモードの終了時点とする（図4. 2（a））。

〔モードⅡ〕

素子 V が導通し、 S 相にも電流が流れ始める。一方、変圧器の漏れインダクタンスのため R 相の電流も流れ続け、スナバコンデンサー C_s は充電を続ける。素子 U のアノード・カソード間電圧 V_{ak} がクリップ回路のコンデンサー電圧を越えるとダ

イオード D_1 および D_7 がオンする。この時点がこのモードの終了時点とする（図4. 2 (b)）。

〔モードⅢ〕

D_1 および D_7 が導通を始めるとスナバ回路を流れていた電流は $D_1 \sim C \sim D_7$ へと転流を始める。スナバ回路を流れる電流がゼロになると D_s がオフする。この時点がこのモードの終了時点とする（図4. 2 (c)）。

〔モードⅣ〕

R相の電流が全て $D_1 \sim C \sim D_7$ を通して流れるようになると、素子Uの両端電圧 V_{ak} はクリップコンデンサ電圧で抑制されながらR相の電流は減少し、S相の電流は増加を続ける。R相の電流がゼロになると D_1 および D_7 がオフし、転流が完了する（図4. 2 (d)）。

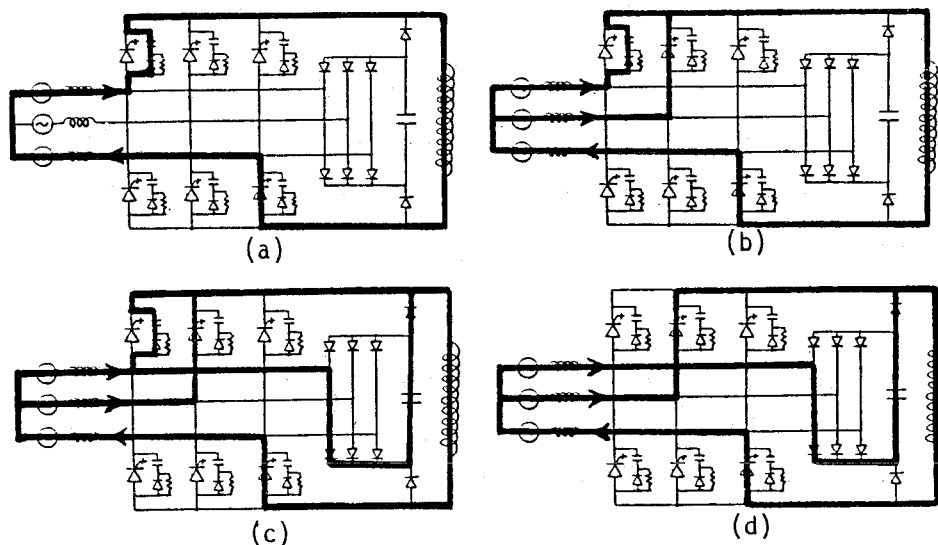


図4. 2 転流動作

GTOに加わる電圧は〔モードⅢ〕または〔モードⅣ〕終了時点で最大となる。

なお、 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ の範囲では、素子Uがオフする時点で既に素子Vが順バイアスされているため、上記の〔モードⅠ〕の期間が存在せず、ただちに〔モードⅡ〕より転流が起こり始めると考えられる。上記の転流動作において、素子Vに加えるゲート信号が遅れた場合やパルス列で与えられているオンゲートパルスのはざままで素子Vが順バイアスされ、素子Vの導通が遅れた場合においても D_7 および D_8 が存在するため、GTOオフ直後の電流路が円滑に形成される。 D_7 および

D_g が存在しない場合には、スナバコンデンサーが過充電され、GTOに加わる電圧は大きくなる。

4. 2. 2 ゲート駆動回路

図4. 3にゲート駆動回路の構成を示す。このゲート駆動回路においてはトリガーとターンオフパルスアンプの主要電源(DC150V)は全てのアンプについて共通としているが、それらの半導体スイッチ制御用の電源はトリガーとターンオフパルスアンプとでは独立させている。さらに、フォトカプラを用いたアイソレータによってトリガーとターンオフパルスアンプを絶縁して相互干渉を防いでいる。GTOの dv/dt 耐量をもめる逆バイアス電源は各GTOに独立したものとなっている。

トリガーパルスアンプでは、3 Aの電流が $40\mu\text{sec}$ の間流れ、 $10\mu\text{sec}$ の休止期間を持つような間欠パルスが得られる。このトリガーパルスがGTOのオン期間中続けて与えられる。

ターンオフパルスアンプでは、ターンオフ信号が与えられると予め充電されたコンデンサーの放電によって急しゅんな立ち上がりのオフパルスを得、後続の電流は電源よりダイオードを通して得ている。得られるターンオフパルスは、立ち上がり $20\text{A}/\mu\text{sec}$ 以上で、ピーク電流値が300 Aのものである。

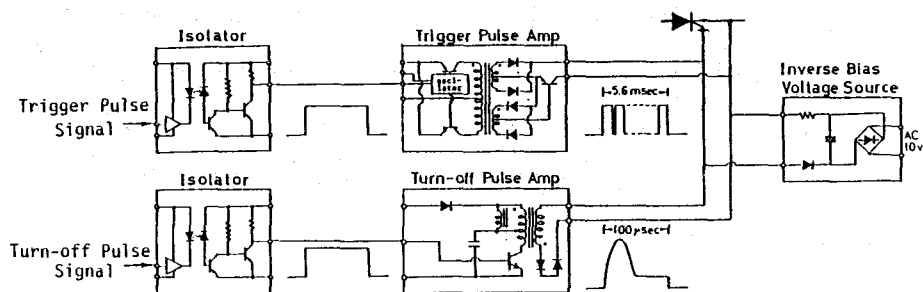


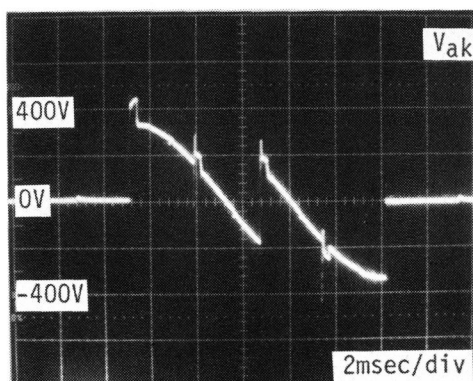
図4. 3 ゲート駆動回路の構成

4. 3 変換装置の試験結果

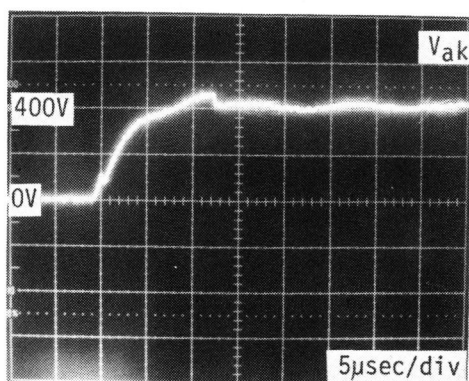
4. 3. 1 各部波形

図4. 4に直流電流 $I_d = 300\text{A}$ 、点弧角 $\alpha = 270^\circ$ において観測した各部波形を示す。図4. 4 (a)はGTO両端電圧 V_{ak} の一周期分を示しており、転流時の過渡電圧がクリップコンデンサーの電圧(400～430 V)で抑制されていることがわ

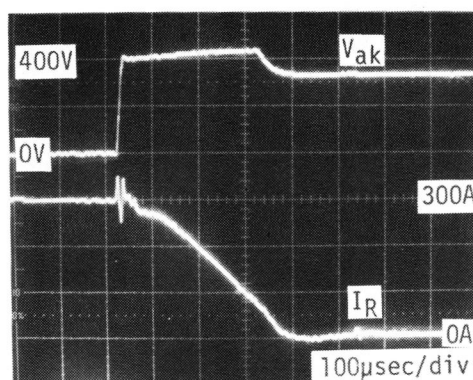
かる。同図（b）はターンオフ部分の拡大波形である。スナバの配線長を最短距離としたことによって〔モードⅠ〕の期間の最初に発生するGTOターンオフ直後のピーク電圧が約100Vで抑えられている。 V_{ak} が330Vを越えるあたりで素子Vが導通し始め、 V_{ak} の立ち上がりも若干ゆるやかになる。そして、〔モードⅢ〕の転流終了時に発生する最大ピーク電圧は約460V（電源電圧の波高値の1.4倍）である。そののち、〔モードⅣ〕の転流期間に移り、 V_{ak} はクリップコンデンサの電圧で抑制される。同図（c）は、〔モードⅣ〕の期間における V_{ak} とR相の交流電流 I_R を示している。これより、〔モードⅣ〕の期間は約300 μsec であり、この期間で交流側電流が300Aからゼロまで減少していることがわかる。図4.4（d）はターンオフ時の V_{ak} とゲート電流 I_g の波形である。これより、GTOの少数キャリア蓄積時間は約5 μsec であることがわかる。



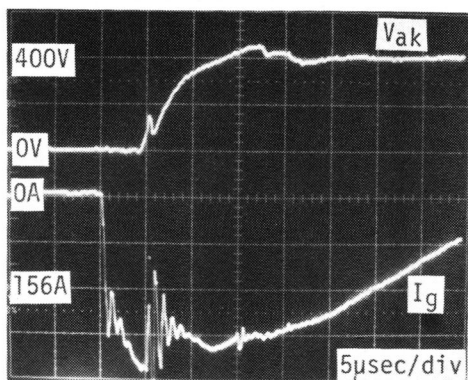
（a）GTO両端電圧 V_{ak}



（b）GTO両端電圧 V_{ak} の拡大



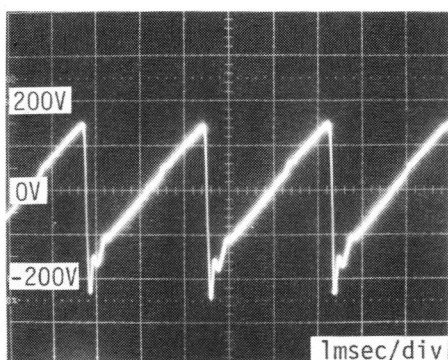
（c）GTO両端電圧 V_{ak} と
R相交流側電流 I_R



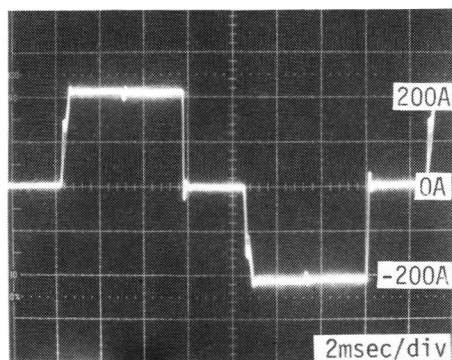
（d）GTO両端電圧 V_{ak} と
ゲート電流 I_g

図4.4 GTO電力変換装置の各部波形（その1）

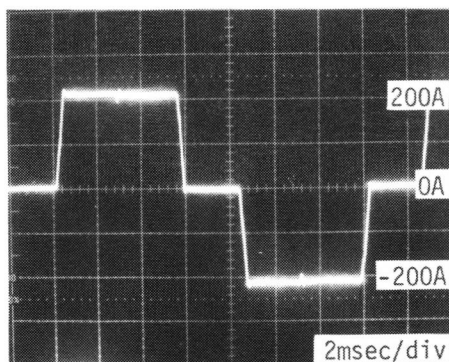
図4. 5は $I_a = 200\text{A}$ 、 $\alpha = 270^\circ$ において観測した波形で、(a)は直流電圧、(b)、(c)、(d)は交流電流である。同図(b)は回生クリップパ回路のダイオードブリッジおよび他励インバータに流れる電流を含まない波形で、GTOとそのスナバ回路に流れる電流に相当する。また(c)は回生クリップパ回路のダイオードブリッジは含み、他励インバータの電流を含まない波形、(d)は他励インバータの電流をも含む波形である。これらより、ダイオードブリッジおよび他励インバータに流れる電流の影響がよくわかる。また、GTOに流れる電流の立ち上がり(di/dt)は、ダイオードD₇ およびD₈ の付加によって抑えられていることが(b)よりわかる。



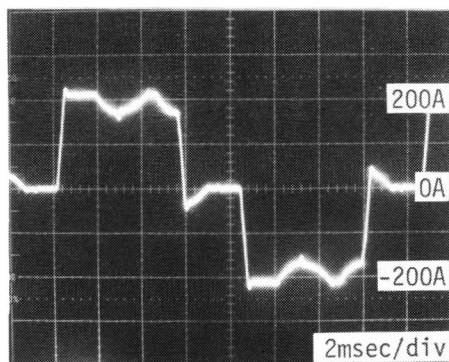
(a) 直流側出力電圧



(b) 交流側電流
(回生クリップパ回路を含まない)



(c) 交流側電流
(ダイオードブリッジを含む)



(d) 交流側電流
(回生クリップパ回路を含む)

図4. 5 GTO電力変換装置の各部波形(その2)

4. 3. 2 諸特性の実測結果

点弧角 α を $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲で変化させ、種々の特性を実測した。図4. 6は、変圧器2次側において測定した有効電力 P と無効電力 Q の関係である。同図における実線は P 、 Q の関係を最も単純化した次の式により描いたものである。

$$P = E_{d0} I_d \cdot \cos \alpha \quad \text{----- (4. 1)}$$

$$Q = E_{d0} I_d \cdot \sin \alpha \quad \text{----- (4. 2)}$$

但し、 $0^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ 、 $E_{d0} = 310.5 \text{ V}$ である。

実測結果は(4.1)および(4.2)式を用いて描いた円より若干遅れ力率側に片寄った円となっているが、これは回生クリップ回路の他励インバータの無効電力分であると考えられる。

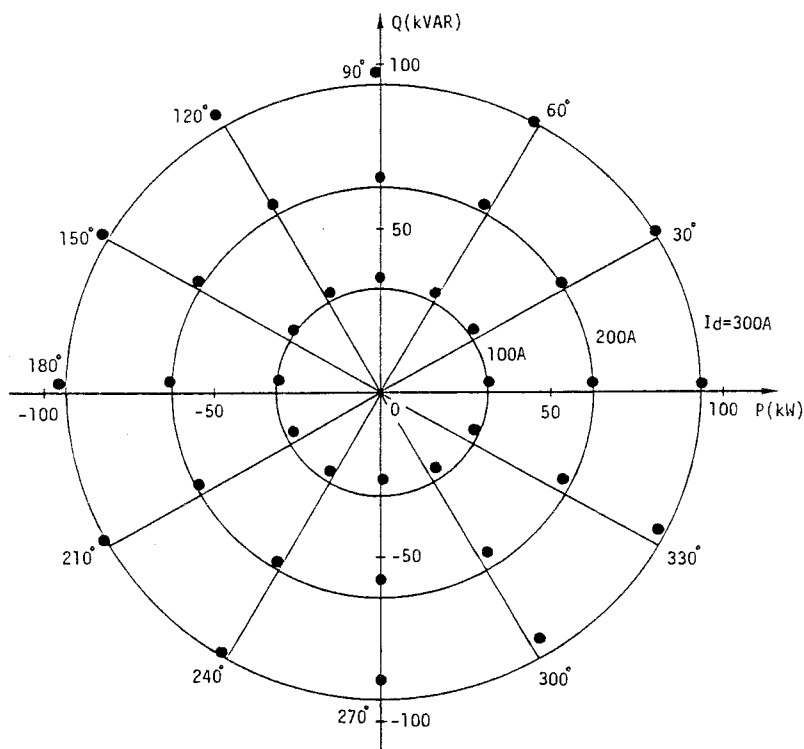


図4. 6 有効電力と無効電力の関係

図4. 7は $I_d = 300 \text{ A}$ における点弧角 α とクリップ回路の処理電力 P_c の関係を示したものである。なお、 P_c はクリップコンデンサの平均電圧と他励インバータの平均電流との積より求めたものである。この図より $\alpha = 270^\circ$ において P_c は最大値約 6.4 kW となっていることがわかる。 6.4 kW は $I_d = 300 \text{ A}$ における変換

装置の最大出力電力93kWの6.9%である。なお、クリッパ回路の処理電力は簡単な解析により求まる次式により概算できる。

$$P_c = \frac{3}{\pi} \frac{V_c \omega L I_d^2}{V_c + (\pi/3) E_{d0} \sin(\alpha + u/2)} \quad (4.3)$$

なお、 u は転流期間を表し、 $V_c > (\pi/3) E_{d0}$ である。

(4.3)式からも P_c は $\alpha \cong 270^\circ$ で最大値をとることがわかる。また、クリッパコンデンサの電圧 V_c を不必要に低く設定すると、 P_c が非常に大きくなることも(4.3)式よりわかる。従って、 V_c の値は用いるGTO素子の耐圧および電力変換に伴う損失と、クリッパ回路の容量とのかねあいで決定される。なお、(4.3)式の導出を付録に示す。

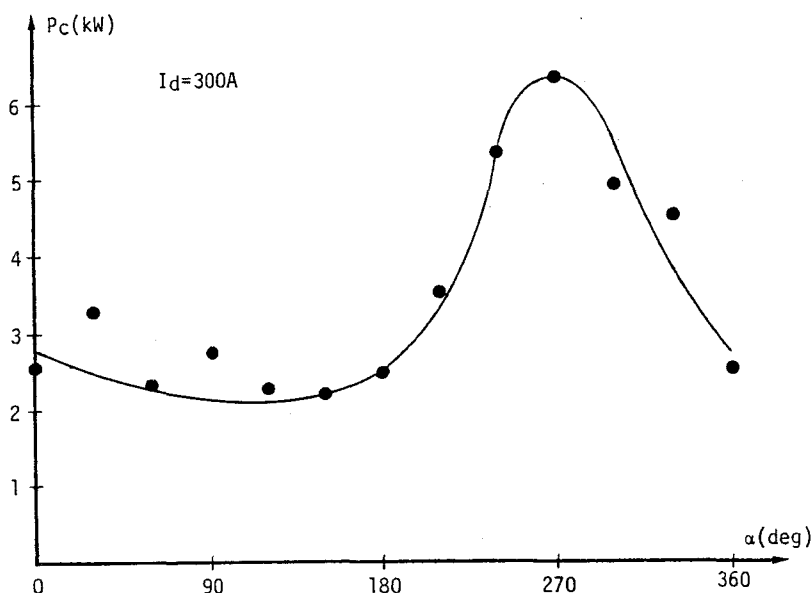


図4.7 クリッパ回路の処理電力

電力変換に伴う損失（コンバータモードでは、交流側有効電力－直流側電力、インバータモードでは、直流側電力－交流側有効電力）と効率（コンバータモードでは、直流側電力／交流側有効電力、インバータモードでは、交流側有効電力／直流側電力）を電源電圧 230V、直流電流 $I_d = 300A$ において実測した結果を表4.3に示す。なお、損失および効率において変圧器の損失は含まれていない。表4.

3より損失は最大3.3kWである。これは、最大出力電力($1.35 \times 230 \times 300 = 93.2$ kVA)の3.5%に相当する。また、効率は92%以上であり、高効率の電力変換が行われている。ここで、効率は点弧角が 90° あるいは 270° のところでは定義出来ないことに注意が必要である。しかし、損失(%)は全ての点弧角で求めることができ、本電力変換装置の性能を表す指標として適切なものであると考えられる。

表4. 3 効率と損失の実測結果

α (deg)	交 流 側 有効電力P (kW)	直 流 側 電力 P_d (kW)	効 率 (%)	損 失 $ P - P_d $ (kW)
0	93.99	90.99	96.8	3.00
30	80.56	77.61	96.3	2.95
60	45.84	42.57	92.9	3.27
90	-1.21	-4.26	—	3.05
120	-49.47	-51.21	96.6	1.74
150	-82.86	-84.78	97.7	1.92
180	-95.68	-97.32	98.3	1.64
210	-82.37	-83.82	98.3	1.45
240	-48.38	-49.50	97.7	1.12
270	0.0	-1.95	—	1.95
300	46.21	44.28	95.8	1.93
330	81.04	78.33	96.7	2.71

4. 4 回路動作の解析

4. 4. 1 GTO素子のモデル^{(13) ~ (15)}

GTO電力変換装置の回路動作の解析にあたっては、転流に関与する素子のみを素子特性を考慮した詳細なモデルで取り扱い、他の素子は理想スイッチモデルとして行った。

GTOサイリスタの詳細モデルでは、サイリスタを2-トランジスタとみなして各々のトランジスタにエバース・モル型モデルを適用している。すなわち、半導体デバイスにおける様々な物理過程から主要なものを抽出し、それらを等価な回路素子で表現し組み合わせてモデルを構成する。用いたモデルでは、サイリスタの $p_1-n_1-p_2-n_2$ 構造の3つの接合における次のような物理過程を抽出している。

(1)少数キャリアの注入

(2)空間電荷層における少数キャリアの再結合・生成

(3)なだれ増倍

(4)少数キャリアの蓄積効果

(5)空間電荷層容量

(6)ベース領域における少数キャリアの輸送

以上の特性を考慮したサイリスタモデルを図4. 8に示す。なお、モデルの構成要素の特性は付録に示した。

解析に用いた素子モデルは図4. 9に示す不純物分布と、表4. 4に示す基本定数をもつものとする。これは実際に用いたGTO素子を想定した値である。図4. 9に示した不純物分布および表4. 4に示した定数と、付録に示した式よりGTOの詳細モデルにおける各素子の特性が求まる。

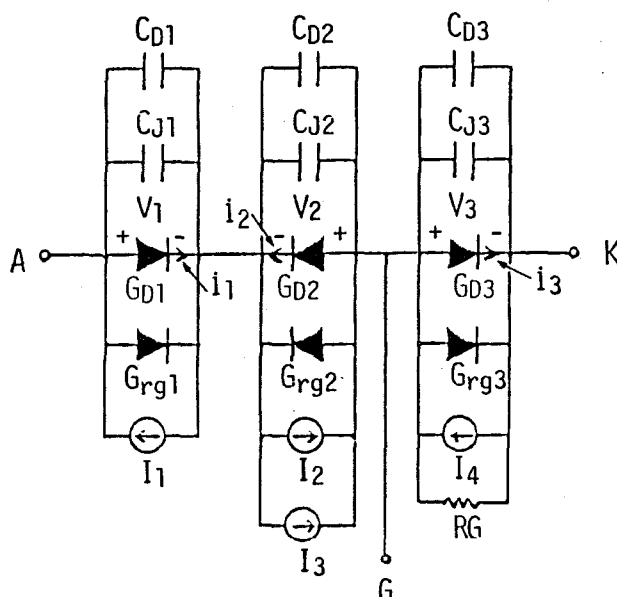


図4. 8 拡張Ebers-Moll型サイリスタモデル

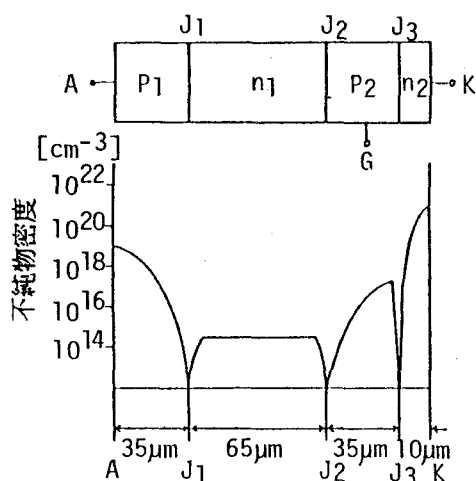


図4. 9 不純物分布

表4. 4 GTOサイリスタの基本定数

有効通電面積 A_s	6.67 cm^2
正孔の寿命 τ_p	$4.5 \mu\text{sec}$
電子の寿命 τ_n	$0.5 \mu\text{sec}$
正孔の拡散定数 D_p	$13.0 \text{ cm}^2/\text{sec}$
電子の拡散定数 D_n	$13.5 \text{ cm}^2/\text{sec}$
接合1の降伏電圧 V_{B1}	3000 V
接合2の降伏電圧 V_{B2}	2000 V
接合3の降伏電圧 V_{B3}	28 V
絶対温度 T	300 K

なお、この素子モデルでは1次元モデルでターンオフ時の蓄積時間を表現してい

る。ゲート電極構造に伴う蓄積キャリアの除去特性をより正確に表現するには、素子を横方向に分割してそれぞれをモデル化し、並列に接続する方法が考えられる。ここでは、回路動作の把握と回路パラメータの設計が目的であるから、以下に見るように1次元モデルによって十分正確に特性の解析がなされている。

4. 4. 2 電子回路解析システムANAP-6の概要⁽¹⁶⁾

ANAP-6は非線形電子回路の直流解析（直流動作点を求める解析）、過渡解析（過渡応答波形を求める解析）、直流伝達特性解析（直流状態において電源の変化に対応する出力の変化—入出力関係—を求める解析）および、それらの統計解析（素子値やパラメータ値が統計的なばらつきを持つ場合、回路の応答の統計的なばらつきを求める解析）を行うためのプログラムである。解析方法は、入力された回路の接続情報、素子特性、解析の種類の指定から回路方程式の一表示であるタブロー方程式を作成する。過渡解析においてはタブロー方程式に含まれる微分方程式を解くための数値積分公式としてBackward-Euler法を用い、非線形連立方程式の解法として非線形素子の区分的表現に基づく改訂Katzenelson法を用いて非線形方程式の収束性の問題を解決している。

図4. 10は図4. 8に示した素子モデルをANAP-6で取り扱えるように等価的に変換した回路表示である。図4. 8の I_1 は図4. 10では従属電源と非線形抵抗を用いて表現されている。すなわち、ANAP-6では1つの非線形素子の特性は1変数の関数でなければならない。しかしながら、(付4.23)式に見るように I_1 は接合1の電圧 v_1 と接合2の電圧 v_2 の関数である。従って、 I_1 は図4. 10では、 DV_{11} を制御枝とし DE_{11} を被制御枝とす

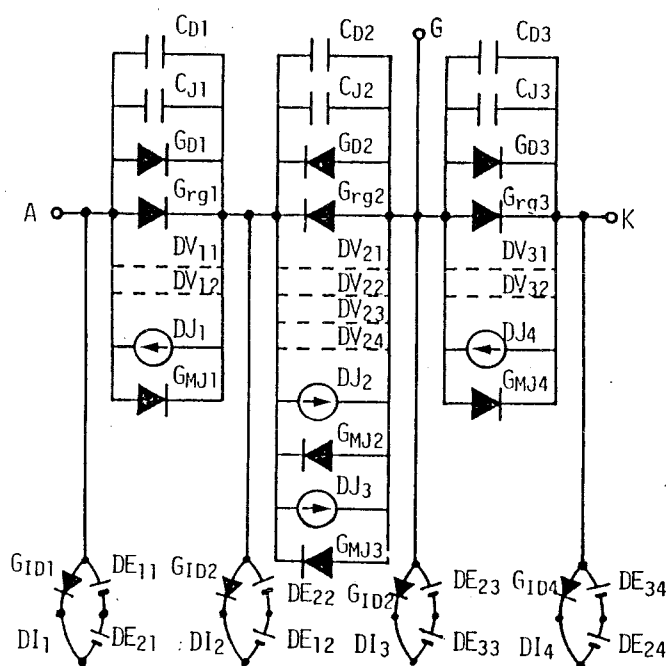


図4. 10 ANAP-6のためのGTOの詳細モデル

る電圧制御電圧源、 DV_{21} を制御枝し DE_{21} を被制御枝とする電圧制御電圧源、非線形抵抗 G_{ID1} 、 G_{MJ1} および DI_1 を制御枝とし DJ_1 を被制御枝とする電流制御電流源によって表現されている。以下、 I_2 、 I_3 および I_4 も同様に等価的に変換して表現されている。また、非線形素子の特性は、実際の非線形関数を折れ線で近似し、その折れ点の独立変数値と従属変数値を組にしてテーブルの形で与えている。

4. 4. 3 解析結果と検討

図4. 1 1 に示した回路はU相からV相への転流動作を解析するための回路である。U相とV相以外のGTOは転流に関与しないので開スイッチまたは閉スイッチで表現した。全てのGTOを詳細なモデルで表現すると、非線形素子の数が増加し解の収束が悪くなる。なお、GTOのゲート電流は独立電流源で与えている。

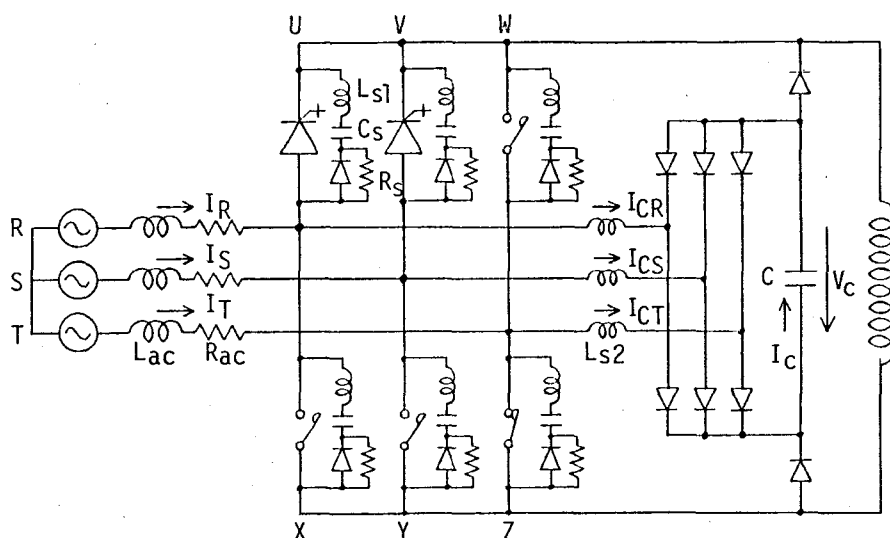


図4. 1 1 素子の詳細モデルを用いたシミュレーション回路

ダイオードのモデルは図4. 1 2 に示すように、指数関数の非線形抵抗およびそれに並列接続したコンデンサ（1000 pF）としている。この等価回路は、ダイオードのスイッチング特性を適切に表現するとともに、計算機シミュレーションで生じる不具合を解決するものである。すなわち、ダイオードを非線形抵抗のみで表現すると、非線形関数の折れ線近似の折れ点に起因して解析結果の波形に振動が現れるとともに解の収束も悪くなり計算時間も長くなる。また、並列接続

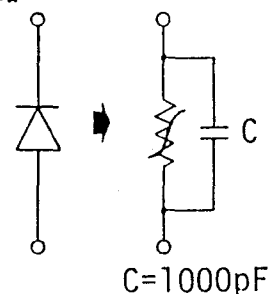


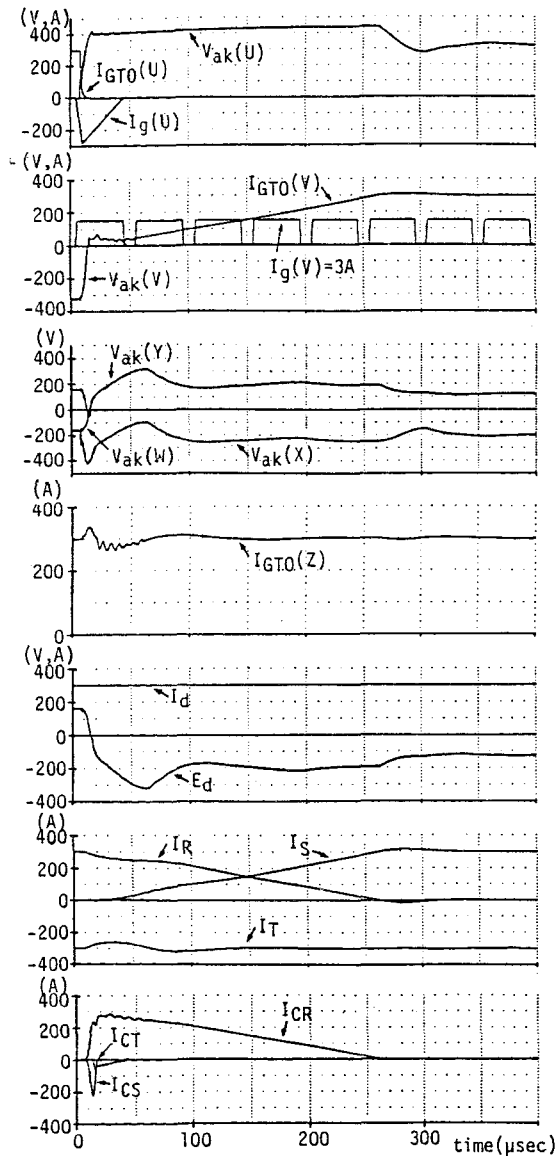
図4. 1 2
ダイオードの
モデル

されたコンデンサはダイオードの少数キャリアの蓄積効果を表している。より正確に少数キャリアの蓄積効果を表現するためには、コンデンサに非線形特性を持たせる必要があるが、ここでは簡単のため線形特性とした。

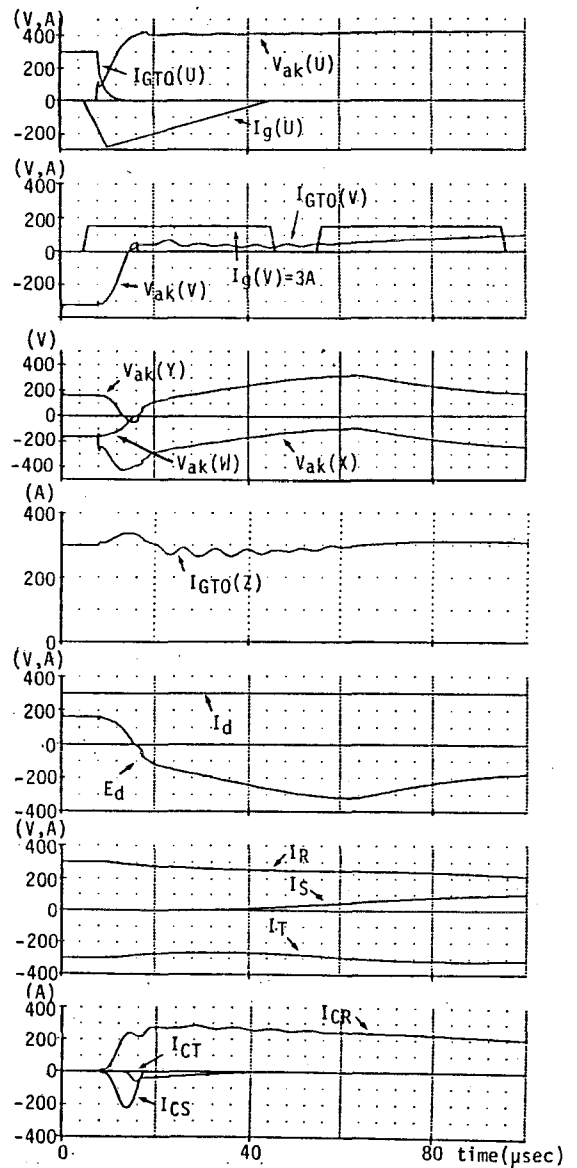
表4. 5 シミュレーション回路の定数

L_{Ac}	$43.1 \mu H$	L_{s1}	$0.5 \mu H$
R_{Ac}	$3.86 m\Omega$	C	$1000 \mu F$
C_s	$2 \mu F$	V_{co}	$400 V$
R_s	10Ω	L_{s2}	$0.5 \mu H$

V_{co} はCの電圧の初期値



(a) 転流時の波形



(b) ターンオフ部分の拡大波形

図4. 13 GTO電力変換装置の転流動作の解析結果

解析結果を図4. 13に、用いた回路定数を表4. 5に示す。この回路定数は開発したGTO電力変換装置の値である。また、点弧角 α は 270° である。図4. 13(b)は(a)のターンオフ部分の拡大で、U相のGTOに関する波形のみを示している。図4. 13において V_{ak} 、 I_{GTO} 、 I_g はそれぞれGTOの両端電圧、電流およびゲート電流を示しており、また括弧内のU、V等の記号は素子の位置を示す。他は図4. 11に示した場所の電流である。U相のGTOに与えるオフゲート電流およびV相のGTOに与えるオンゲート電流は実際の装置と同様の波形を与えた。オンゲート電流はピーク値が3Aのパルス列で与えている。この解析結果と図4. 4に示した実測波形とを比較するとほぼ一致する結果が得られている。すなわち、図4. 4(d)と図4. 13(b)における $V_{ak}(U)$ 、図4. 4(c)の交流電流と図4. 13(a)の I_R とはそれぞれよく一致している。また、図4. 4(a)に示した波形より推測される各GTOに加わるピーク電圧と図4. 13(a)よりわかる各GTOのピーク電圧とはほぼ一致している。すなわち、図4. 4(a)において転流順を考慮すると、ターンオフ直後のピーク電圧の次に観測されるピーク電圧(約300V)は図4. 13(a)では $V_{ak}(Y)$ に相当し、その次に観測されるピーク電圧(約300V)は図4. 13(a)では $V_{ak}(W)$ に、最後に観測されるピーク電圧(約420V)は図4. 13(a)の

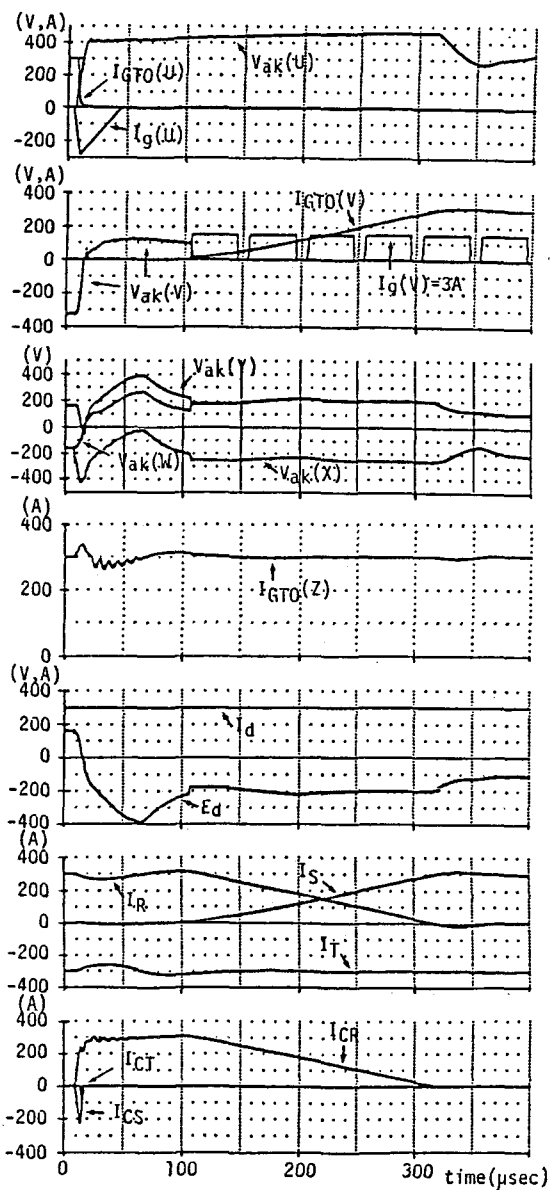


図4. 14 オンゲートが遅れた場合のシミュレーション

$V_{ak}(X)$ に相当する。なお、この解析に要した計算時間は、大阪大学大型計算機センターのACOSシステム1000を用いて5分57秒であった。

図4. 14はオンすべきGTOに与えられるオンゲート電流が $100\mu\text{sec}$ 遅れて出された場合のシミュレーション結果である。このような場合でも本回路においてはGTOに加わる電圧はあまり大きくならず、円滑に転流が行われることがこのシミュレーション結果よりわかる。

4. 4. 4 回路定数に関する検討

本解析によりスナバ回路およびクリッパ回路の設計指針を得るために回路定数を変更して回路の特性を調

べた。スナバ回路およびクリッパ回

路は、 V_{peak} および V_{peak2} の値(図4. 15に示したGTO両端電圧波形のスケッチ参照)を素子耐圧内の適当な値で抑制するように設計される。

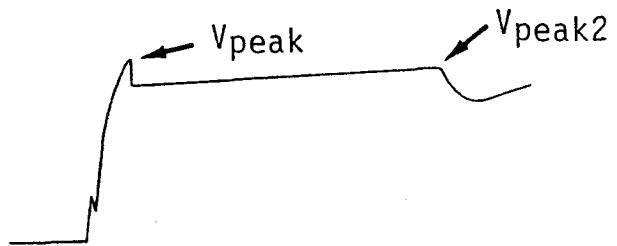


図4. 15 GTO両端電圧のスケッチ

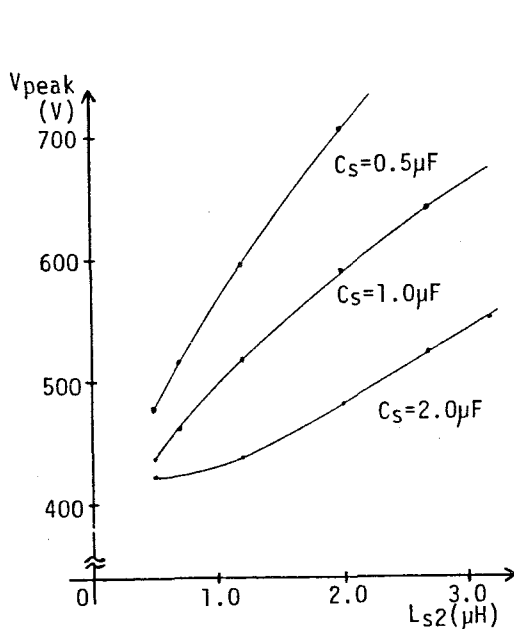


図4. 16 クリッパ回路の配線インダクタンス L_{s2} と V_{peak} の関係(スナバコンデンサ C_s をパラメータ)

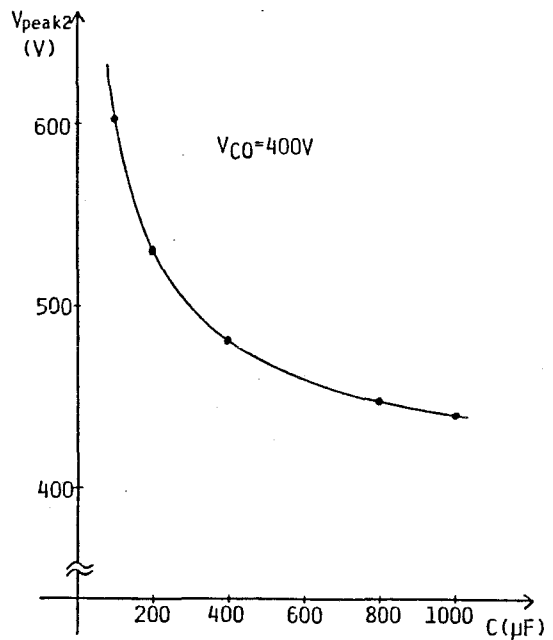


図4. 17 クリッパコンデンサの容量 C と V_{peak2} の関係

まず、 V_{peak} は、スナバコンデンサー C_s およびクリッパ回路の配線の漂遊インダクタンス L_{s2} によって大きく左右される。図4. 16に示した結果は V_{peak} と L_{s2} の関係を C_s をパラメータとして描いたものである。同図から明らかなように C_s 一定のもとでは、 V_{peak} はほぼ L_{s2} に比例して増加する。 C_s を大きくすればするほど V_{peak} を抑制することができるが、電力損失の観点からクリッパ回路の配線のインダクタンス L_{s2} は出来るだけ小さくすることが望ましい。

また、 V_{peak2} はクリッパコンデンサー C の容量に大きく左右され、その様子を調べた結果が図4. 17である。転流時の過渡電圧の観点からはクリッパコンデンサーの値は出来るだけ大きくすることが望ましいが、価格およびコンデンサーの設置体積の観点からその最大値が決まる。

さらに、図4. 18はクリッパ回路の処理電力 P_c および転流時の損失 P_{loss} と、クリッパコンデンサーの設定電圧 V_{c0} との関係を示したものである。クリッパ回路の処理電力はクリッパコンデンサー C の電圧と電流との積を積分して求めた。転流時の損失はGTOおよびそのスナバ回路に流れる電流とGTOの両端電圧との積を積分し、その値を変圧器の漏れインダクタンスの貯蔵エネルギー($L_{AC} I_d^2 / 2$)で除して正規化した値である。クリッパコンデンサー C の設定電圧 V_{c0} を上昇させるとクリッパ回路の処理電力は小さくてすむが、電力損失は大きくなり、素子に加わるピーク電圧も高くなる。設計した値($V_{c0} = 400V$)は電力損失および素子に加わる過電

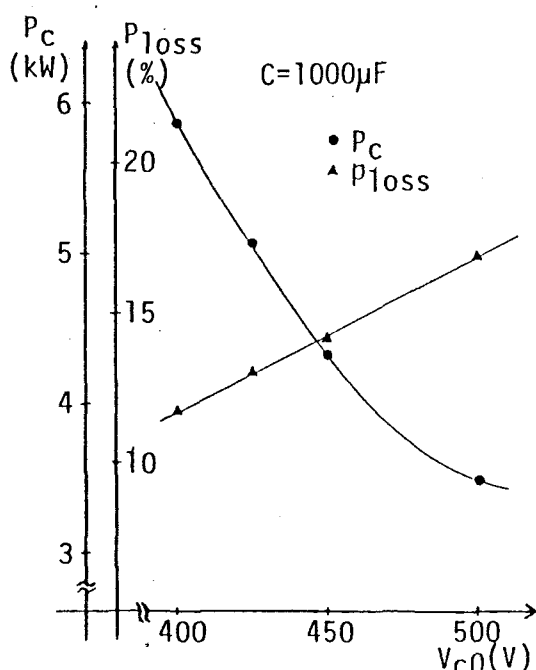


図4. 18 クリッパコンデンサーの設定電圧 V_{c0} とクリッパ回路の処理電力 P_c および転流時の損失 P_{loss} との関係

圧の観点からは適切であり、転流時において変圧器の漏れインダクタンスのエネルギーのほぼ12%が損失となり、88%が交流側へ回生されていることがわかる。

4. 5 むすび

GTOサイリスタを用いた自励式電力変換装置を構成し、特性試験を行った。また、回路動作の把握および回路設計の指針を得るためにシミュレーション解析を行った。得られた結果は以下に要約される。

(1) 変圧器の漏れインダクタンスのエネルギー処理に回生クリップ回路を用い、転流時のエネルギーを交流系統に回生した。その結果、損失(コンバータモードでは、交流側有効電力-直流側電力、インバータモードでは、直流側電力-交流側有効電力)は最大出力の3.5%以下、効率(コンバータモードでは、直流側電力/交流側有効電力、インバータモードでは、交流側有効電力/直流側電力)は92%以上、転流時の過渡電圧も素子耐圧内の値(電源電圧の波高値の1.4倍)で抑えられた。

(2) 点弧角 α を $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲で変化させて種々の特性を調べた。その結果、変換装置は全ての点弧角で安定に動作し、遅れ力率と進み力率双方の電力を制御出来ることを確認した。

(3) 転流に関与する素子のみを詳細なモデルで記述して、転流時の動作のシミュレーション解析を行った。得られた波形はほぼ実験結果とほぼ一致し、スナバおよびクリップ回路の設計に必要なデータが得られた。この解析方法はGTOを用いた他の回路の解析にも適用できるものと考えられる。

【参考文献】

- (1) 村上、中野、伊瀬、湖東、杉田「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御」電気学会半導体電力変換研究会資料
SPC-83-19 (聊58-8)
- (2) 伊瀬、湖東、山田、村上、辻「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御(その2)」同上、SPC-84-77 (聊59-11)
- (3) T.Ise, Y.Murakami, K.Tsuji "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting

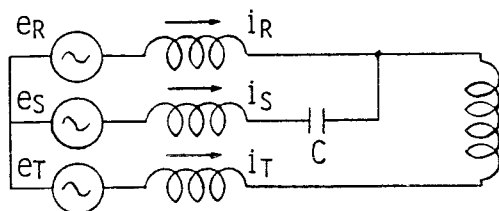
No.85 SM 354-6, Vancouver, B.C. Canada (1985)

- (4) 平岩、正田「超電導エネルギー貯蔵装置と無効電力補償装置による
負荷変動補償」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-17 (聯58-6)
- (5) 正田、田村、早船、平岩、坂田「超電導エネルギー貯蔵装置における無効電
力の制御方式」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-78 (聯59-11)
- (6) 野村、藤原「GTO変換回路のスナバエネルギーの回生」
聯59年電気学会全国大会、452
- (7) 数野「120°通電形GTOブリッジのスナバコンデンサのエネルギー
回収の一方方法」聯60年電気学会全国大会、480
- (8) 伊藤、石坂、野中「GTO電流型インバータの改良回路方式と誘導機
駆動特性について」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-35
(聯59-4)
- (9) 吉岡、久保田、松瀬、鈴木「新転流エネルギー処理方式によるPWM制御
GTOコンバータ」電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-60
(聯59-7)
- (10) 渡辺、飯田、宮入「パワートランジスタ整流回路における素子電圧
抑制の一方方法」聯60年電気学会全国大会、477
- (11) 上田、本部、植田、松田「正弦波入力電流型コンバータ」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-81 (聯59-11)
- (12) 細川、矢野、豊田、赤松「電流形インバータ回生クリップ回路の定常
特性」パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.8、P.31 (聯58-3)
- (13) Y. Murakami, M. Nishimura "Thyristor Modeling for CAD and Simulation
of Thyristor Circuits Based on the Derived Model" Technology
Reports of the Osaka University, Vol.29, No.1502, p.411 (1979)
- (14) 村上、木内「CADのためのサイリスタモデルによる素子特性解析」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-82-25 (聯57-6)
- (15) 青山、村上、福本、西村「CADのためのサイリスタ素子のモデリング」
電子通信学会論文誌、Vol.60-A, No.1, p.63 (聯52-1)
- (16) ACOSアプリケーションシステム

第4章 付録

1. (4.3) 式の導出

素子Uから素子Vへの転流時の等価回路は付図4.1のように表現できる。



付図4.1 転流時の等価回路

同図において次式が成立する。

$$i_R + i_S = I_d \quad \text{..... (付4.1)}$$

$$e_R - L \frac{di_R}{dt} - V_C = e_S - L \frac{di_S}{dt} \quad \text{..... (付4.2)}$$

$$\text{(付4.1) 式より} \quad \frac{di_R}{dt} + \frac{di_S}{dt} = 0 \quad \text{..... (付4.3)}$$

(付4.3) 式を (付4.2) 式へ代入して、

$$2L \frac{di_S}{dt} = e_S - e_R + V_C \quad \text{..... (付4.4)}$$

$$\text{ここで、} \quad e_R = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \pi/3) \quad \text{..... (付4.5)}$$

$$e_S = \sqrt{2}V \cos(\omega t - \pi/3) \quad \text{..... (付4.6)}$$

とすると、

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{V_C + \sqrt{6}V \sin \omega t}{2L} \quad \text{..... (付4.7)}$$

ここで、初期条件： $\omega t = \alpha$ で $i_S = 0$ を考慮すると、

$$i_S = \frac{V_C (\omega t - \alpha) + \sqrt{6}V (\cos \alpha - \cos \omega t)}{2\omega L} \quad \text{..... (付4.8)}$$

となる。

また、 $\omega t = \alpha + u$ (u は転流期間)で $i_s = I_d$ となるから、この関係を(付4.8)式へ代入すると、

$$I_d = \frac{V_c u + \sqrt{6} V \{ \cos \alpha - \cos (\alpha + u) \}}{2 \omega L} \quad \text{----- (付4.9)}$$

ここで、 $\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = 2 \sin (\alpha + u/2) \sin (u/2)$

および、 $u \approx 0$ で $\sin (u/2) \approx u/2$

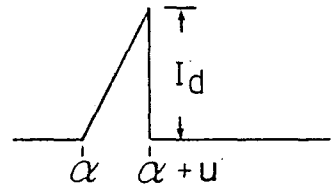
の関係を用いると、(付4.9)式は次のように変形される。

$$I_d = \frac{\{ V_c + \sqrt{6} V \sin (\alpha + u/2) \} u}{2 \omega L} \quad \text{----- (付4.10)}$$

従って、転流期間 u は次式で表される。

$$u = \frac{2 \omega L I_d}{V_c + \sqrt{6} V \sin (\alpha + u/2)} \quad \text{----- (付4.11)}$$

ところで、クリップコンデンサーに流入する電流は付図4.2のようなパルス電流であり、このようなパルス電流が電源の一周期に6回クリップコンデンサーに流れて充電されるから、クリップ回路の処理電力 P_c は次式より求まる。



付図4.2 クリップコンデンサに流入する電流

$$P_c = (6/2\pi) V_c I_d (u/2) \quad \text{----- (付4.12)}$$

(付4.11)式を(付4.12)式へ代入して、(付4.13)式、すなわち(4.3)式が得られる。

$$P_c = \frac{3}{\pi} \frac{V_c \omega L I_d^2}{V_c + (\pi/3) E_{d0} \sin (\alpha + u/2)} \quad \text{----- (付4.13)}$$

ただし、 $E_{d0} = (\pi/3) \sqrt{6} V$ である。

2. サイリスタモデルの構成要素の特性

(1) G_{DL} : 少数キャリアの注入機構を表す非線形抵抗

$$i_L = I_{SL} \{ \exp(q V_L / k T) - 1 \} \quad (L=1 \sim 3) \quad \cdots (付4. 14)$$

q : 電子電荷、 V_L : 接合Lの電圧、 k : ボルツマン定数

T : 絶対温度、 I_{SL} : 接合Lの逆方向飽和電流

$$I_{SL} = A_S \cdot q n_i^2 \{ \sqrt{D_p / \tau_p} N_D + \sqrt{D_n / \tau_n} N_A \} \quad \cdots (付4. 15)$$

D_p 、 D_n : 正孔、電子の拡散定数、 τ_p 、 τ_n : 正孔、電子の寿命

N_A 、 N_D : アクセプタ、ドナ密度、 A_S : 有効通電面積

n_i : 真性キャリア密度

(2) G_{rGL} : 空間電荷層における少数キャリアの再結合・生成機構になだれ増倍を考慮した非線形抵抗

$$i_{rGL} = I_{RGL} \{ \exp(q V_L / 2 k T) - 1 \} M_{JL}(V_L) (1 - V_L / \psi_L)^{1/r} \quad (L=1 \sim 3) \quad \cdots (付4. 16)$$

ψ_L は接合Lの電位障壁で

$$\psi_L = (k T / q) \ln (N_A N_D / n_i^2) \quad (L=1 \sim 3) \quad \cdots (付4. 17)$$

r : 階段接合では2、直線傾斜接合では3

M_{JL} は接合Lのなだれ増倍係数で

$$M_{JL}(V_L) = \{ 1 - (-V_L / V_{BL})^m \}^{-1} \quad (L=1 \sim 3) \quad \cdots (付4. 18)$$

V_{BL} : 接合Lの降伏電圧、 m : 接合の型や材料により定まる定数

I_{RGL} : 零バイアス時の再結合・生成電流

$$I_{RGL} = q n_i \{ 2 \varepsilon \psi_L (N_A^{-1} + N_D^{-1}) / q \}^{1/2} / (\tau_p + \tau_n) \quad \cdots (付4. 19)$$

ε : シリコンの誘電率

(3) C_{DL} : 少数キャリアの蓄積効果を表す非線形容量

$$C_{DL} = \tau q (i_L + I_{SL}) / k T \quad (L=1 \sim 3) \quad \cdots (付4. 20)$$

τ : 少数キャリアの寿命

(4) C_{JL} : 空間電荷容量

$$C_{JL} = C_{J0L} / (1 - v_L / \psi_L)^{1/2} \quad (L = 1 \sim 3) \quad \text{----- (付4. 21)}$$

C_{J0L} : 零バイアス時の接合Lの容量

$$C_{J0L} = A_S \{ \epsilon q N_A N_D / 2 \psi_L (N_A + N_D) \}^{1/2} \quad (L = 1 \sim 3) \quad \text{----- (付4. 22)}$$

(5) I_L : 少数キャリアの輸送機構を表す従属電流源

$$I_1 = \beta_{IN} M_{J1}(v_1) \cdot i_2(v_2) \quad \text{----- (付4. 23)}$$

$$I_2 = \beta_{NN} M_{J2}(v_2) \cdot i_1(v_1) \quad \text{----- (付4. 24)}$$

$$I_3 = \beta_{NP} M_{J2}(v_2) \cdot i_3(v_3) \quad \text{----- (付4. 25)}$$

$$I_4 = \beta_{IP} M_{J3}(v_3) \cdot i_2(v_2) \quad \text{----- (付4. 26)}$$

β_{NP} 、 β_{IP} : $N_1 P_2 N_2$ トランジスタにおける順方向、逆方向輸送効率

β_{NN} 、 β_{IN} : $P_1 N_1 P_2$ トランジスタにおける順方向、逆方向輸送効率

第5章 GTO電力変換装置を用いた SME Sの電力制御

5.1 まえがき

GTO電力変換装置を用いてSME SのP-Q同時制御を行う方法としては、

1) 他励式変換装置を用いた場合と同様に、2台の変換装置を直列接続してそれぞれの変換装置の位相制御により行う方法、2) パルス幅と位相の制御により行う方法、とが考えられる。本章では、その両者の方法に対して制御系を構成し、実験を行い、両方式の比較を行った結果について述べる。どちらの方法によっても広い力率の範囲におけるP-Q同時制御ができることが実証され、フィードバック系で構成したP-Q同時制御系の応答特性についても、電力系統の安定化制御に適応可能な速応性が得られた。

5.2 GTO電力変換装置を用いたP-Q同時制御

SME Sの電力変換装置の構成によるP-Q同時制御可能領域の違いを図5.1に示す。他励式変換装置2台の構成ではP-Q同時制御可能領域は遅れ力率のかさ形の領域に限られる。他励式変換装置とGTO電力変換装置の組み合わせでは、若干の進み電力も制御できるが、中央部に同時制御不可能な部分が存在し、設定値がこの部分に入った場合の処理が繁雑となる。2台のGTO電力変換装置を用いると、遅れ力率から進み力率に至る円形の領域でP-Q同時制御が可能となる。GTO電力変換装置にPWM制御を施した場合には、1台の変換装置だけでも円形の領域内でP-Q同時制御が可能となる。このようにGTO電力変換装置を用いることによってP-Q同時制御の可能領域は大幅に拡張される。

以下では、2台のGTO電力変換装置を用いてP-Q同時制御を行う方法を、位相制御による方式とPWM制御による方式とについて述べ、実験結果をふまえて両者の比較を行う。

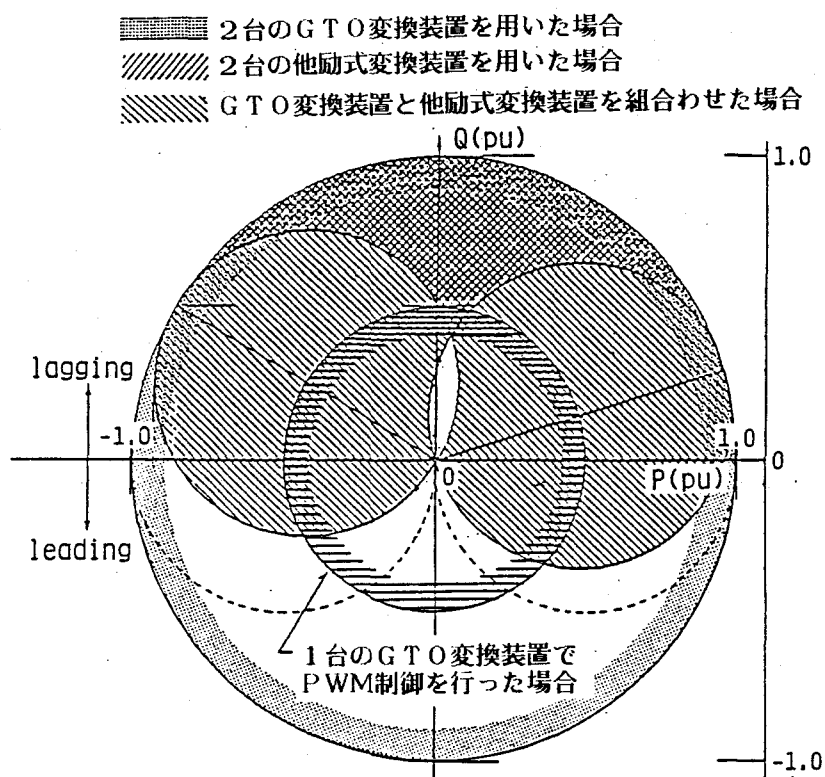


図5. 1 GTO電力変換装置を用いた場合のP-Q同時制御可能領域

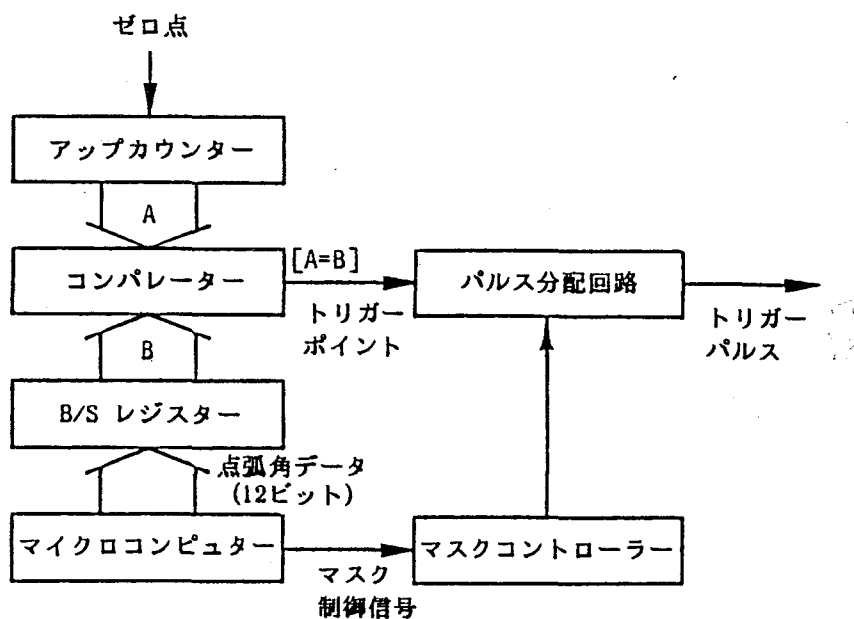


図5. 2 アップカウンタを用いた位相制御回路の構成

5. 3 位相制御によるP-Q同時制御^{(1)×2}

5. 3. 1 位相制御回路

GTO電力変換装置を用いて位相制御によりP-Q同時制御を行う場合、点弧角の範囲が $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ と非常に広いことを考慮して位相制御回路を構成する必要がある。構成した位相制御回路の構成を図5. 2に示す。本回路の特徴は、1) 点弧角が $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ の範囲で急変しても所望の点弧パルスが速やかに出されること、2) 点弧角 0° と 360° は同一点弧角とみなせること、である。カウンタとコンパレータは各GTOごとに独立して設けられている。カウンタは三相交流電圧の相電圧の交点（ゼロ点）に同期してゼロからカウントアップを開始する。カウントアップのクロックは240kHzである。従って、点弧角の分解能は $360^{\circ} / 4000\text{digit}$ となる。カウンタの値がバッファーストレッジレジスタ（B/Sレジスタ）に置数されている点弧角データの値と等しくなった時点をトリガーパルス信号のはじまり（トリガーポイント）としてトリガーパルス信号が得られる。ターンオフパルス信号は、次にターンオンするGTOのトリガーパルス信号の始まりと同時に出力される。

本位相制御回路の動作を図5. 3によって説明する。図5. 3 (b) はU, V, W, X, Y, Zの各相のGTOに対応するカウンタがゼロ点に同期してゼロから4000digit (360°) までカウントを繰り返している様子を示しており、点弧角 α は 90° から 270° に

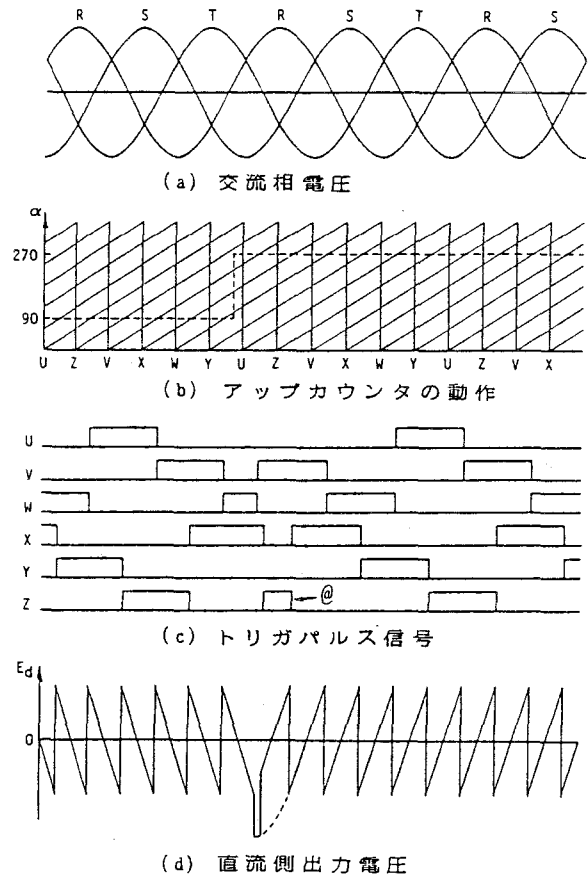


図5. 3 アップカウンタを用いた位相制御回路の動作

急変している。 α の変化後最初にV相のGTOのトリガーポイントが得られ、V相にトリガーパルス信号が与えられる。このままではV相とX相のGTOがオンしており、直流側には同図(d)の点線で示された波形が現れ、これ以後 60° の期間は所望の $\alpha = 270^\circ$ の直流電圧波形が得られない。そこで、GTOの点弧順序を考慮すると、V相のGTOがオンし始める時点においては必ずZ相のGTOがオンしていなければならないことがわかる。このことを考慮して、同図(c)における@のパルスを出すことにする。ただし、@のパルスをV相のパルスと同時に出し始めると正負両側のGTOが

同時に転流することになり、転流機構上好ましくない。そこで@のパルスはZ相のパルスより若干遅れて出される。この遅れ時間は転流時間を考慮して、 $400\mu\text{sec}$ としている。以上のようにトリガーパルス信号を与えることによって、同図(d)に示されるような動作となり、点弧角の変更が速やかに行われる。なお、2.3.1節で述べたようなダウンカウンタを用いた位相制御回路では、図5.4に示されるような動作となり、点弧角の変更が速やかに行われない。このような場合、

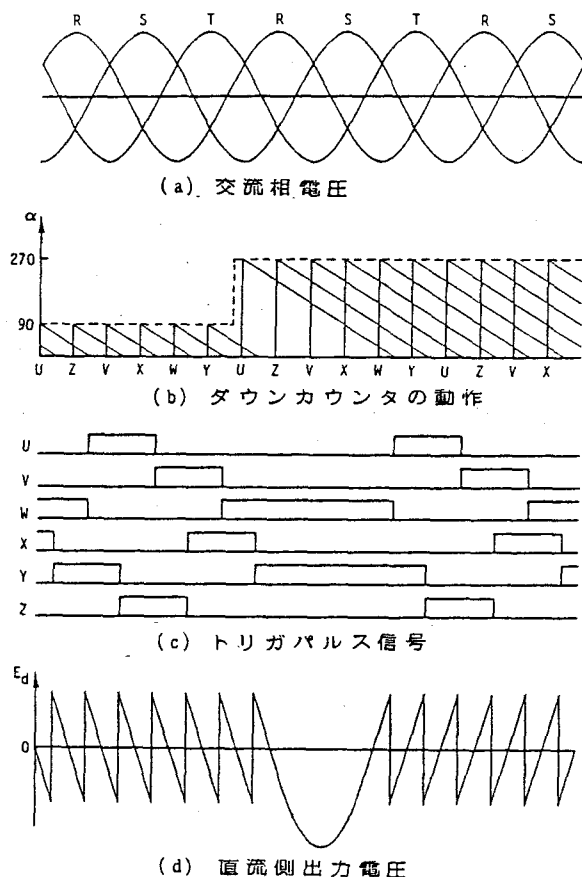


図5.4 ダウンカウンタを用いた位相制御回路の動作

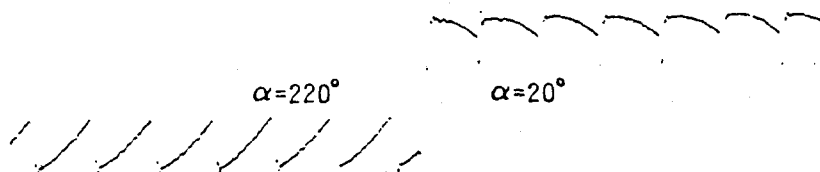


図5.5 点弧角急変時の応答

所望の直流電圧、有効電力および無効電力が速やかに得られず、制御を乱す要因となる。

図5. 5は α が 220° から 20° に急変した時の直流電圧の実測波形で、速やかに点弧角の変更がおこなわれていることがわかる。

5. 3. 2 制御系の構成

第3章で示したP-Q同時制御系はGTO電力変換装置の場合にも適用することができる。ただし、GTO電力変換装置を用いた場合には点弧角の範囲が $0^\circ \sim 360^\circ$ であるため点弧角計算ブロックG2における計算方法が他励式変換装置の場合と若干異なる。G2では、2台のGTO電力変換装置を直列接続した時の有効電力Pと無効電力Qの特性を(5.1)式および(5.2)式で近似して各変換装置の点弧角 α_1 、 α_2 を計算する。

$$P = E_{a0} I_a (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad \text{----- (5. 1)}$$

$$Q = E_{a0} I_a (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) \quad \text{----- (5. 2)}$$

但し、 $0^\circ \leq \alpha_1, \alpha_2 < 360^\circ$ である。

この近似に伴う誤差は補償演算ブロックG1で補償を行う。点弧角算出のための実際の演算は次のように行われる。まず、点弧角演算ブロックG2に与えられた (P_r, Q_r) が図5. 6のどの領域に存在するか判定する。その領域によって点弧角計算式が次のように選択される。

〔領域Ⅰ〕(5.3)および(5.6)式を用いる。ただし、複号は下側のものとする。この領域では、 $0^\circ \leq \alpha_1 \leq 180^\circ$ 、 $180^\circ \leq \alpha_2 < 360^\circ$ となる。

〔領域Ⅱ〕(5.3)および(5.5)式を用いる。ただし、複号は上側のものとする。この領域では、 $0^\circ \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq 180^\circ$ となる。

〔領域Ⅲ〕(5.3)および(5.6)式を用いる。ただし、複号は上側のものとする。この領域では、 $0^\circ \leq \alpha_1 \leq 180^\circ$ 、 $180^\circ \leq \alpha_2 < 360^\circ$ となる。

〔領域Ⅳ〕(5.4)および(5.6)式を用いる。ただし、複号は上側のものとする。この領域では、 $180^\circ \leq \alpha_1, \alpha_2 < 360^\circ$ となる。

$$\alpha_1 = \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2 E_{d0} I_d} (P_r \pm Q_r \sqrt{\frac{4 E_{d0}^2 I_d^2 - (P_r^2 + Q_r^2)}{P_r^2 + Q_r^2}}) \right\} \quad (5.3)$$

$$\alpha_1 = 360^\circ - \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2 E_{d0} I_d} (P_r \pm Q_r \sqrt{\frac{4 E_{d0}^2 I_d^2 - (P_r^2 + Q_r^2)}{P_r^2 + Q_r^2}}) \right\} \quad (5.4)$$

$$\alpha_2 = \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2 E_{d0} I_d} (P_r \mp Q_r \sqrt{\frac{4 E_{d0}^2 I_d^2 - (P_r^2 + Q_r^2)}{P_r^2 + Q_r^2}}) \right\} \quad (5.5)$$

$$\alpha_2 = 360^\circ - \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2 E_{d0} I_d} (P_r \mp Q_r \sqrt{\frac{4 E_{d0}^2 I_d^2 - (P_r^2 + Q_r^2)}{P_r^2 + Q_r^2}}) \right\} \quad (5.6)$$

ただし、 $P_r = Q_r = 0$ の場合には、この関係を満足する α_1 、 α_2 が無数に存在するので、 $\alpha_1 = 90^\circ$ 、 $\alpha_2 = 270^\circ$ とする。

与えられたPおよびQの設定値が、P-Q同時制御可能領域から外れている場合には、第3章で述べたP-優先モード、Q-優先モード、および本章で新たに提案する最短設定値モードのうちいずれかのモードで運転するものとする。最短設定値モードとは、P-Q平面上において、与えられた (P_r, Q_r) に最も近い制御可能領域に (P_r, Q_r) を変更するモードである。これらの3つのモードにおける (P_r, Q_r) 変更の様子を図5.7に示す。これらの設定値の変更により α_1 、 α_2 が必ず求まる。

以上のアルゴリズムに基づいて行ったP-Q同時制御のシミュレーション結果を

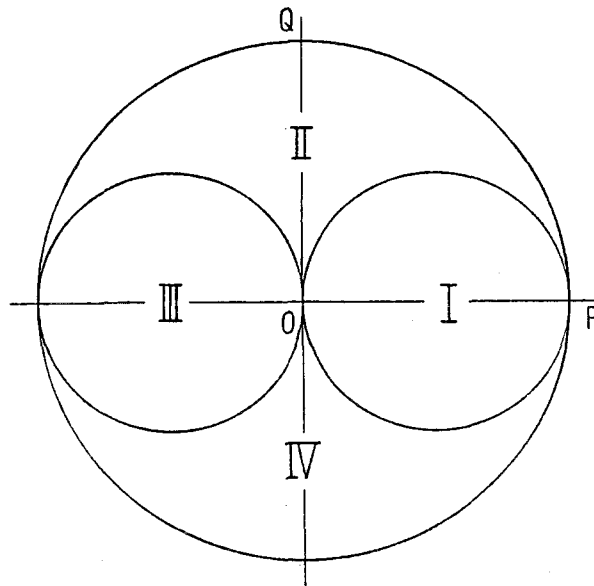


図5. 6 点弧角計算の領域

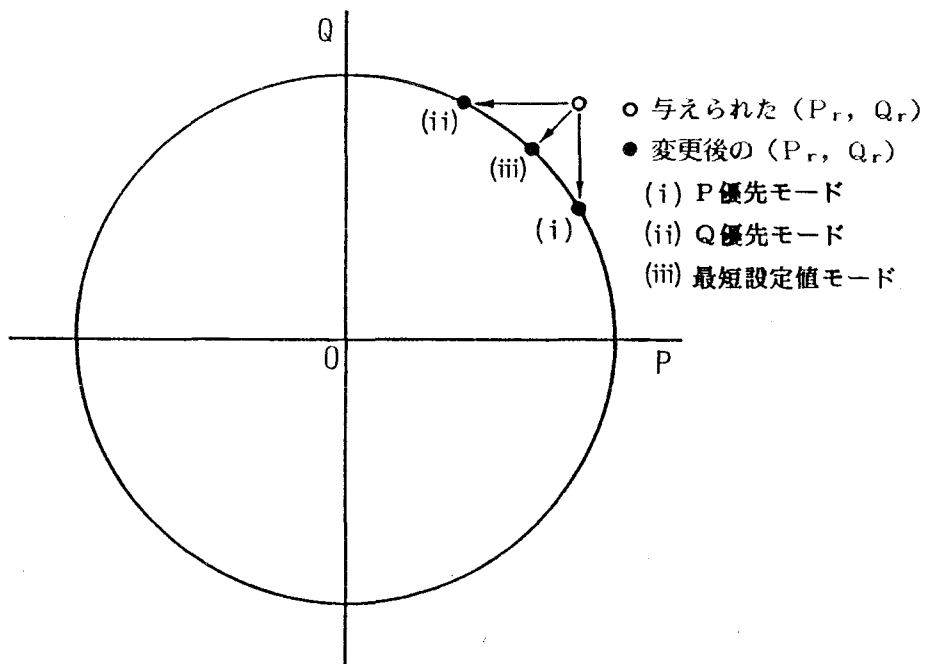


図5. 7 P-Q同時制御が不可能な場合の操作

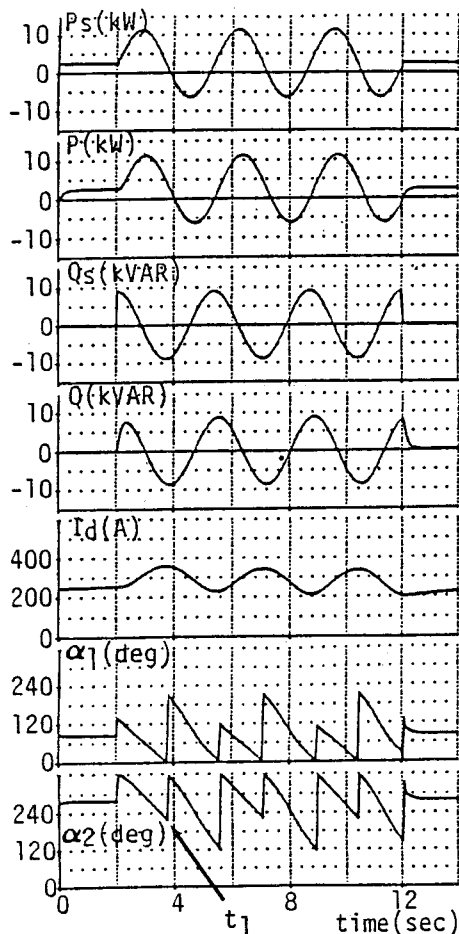


図5. 8 P-Q同時制御のシミュレーション結果

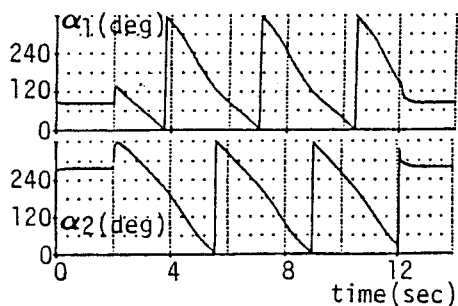


図5. 9 点弧角の動き

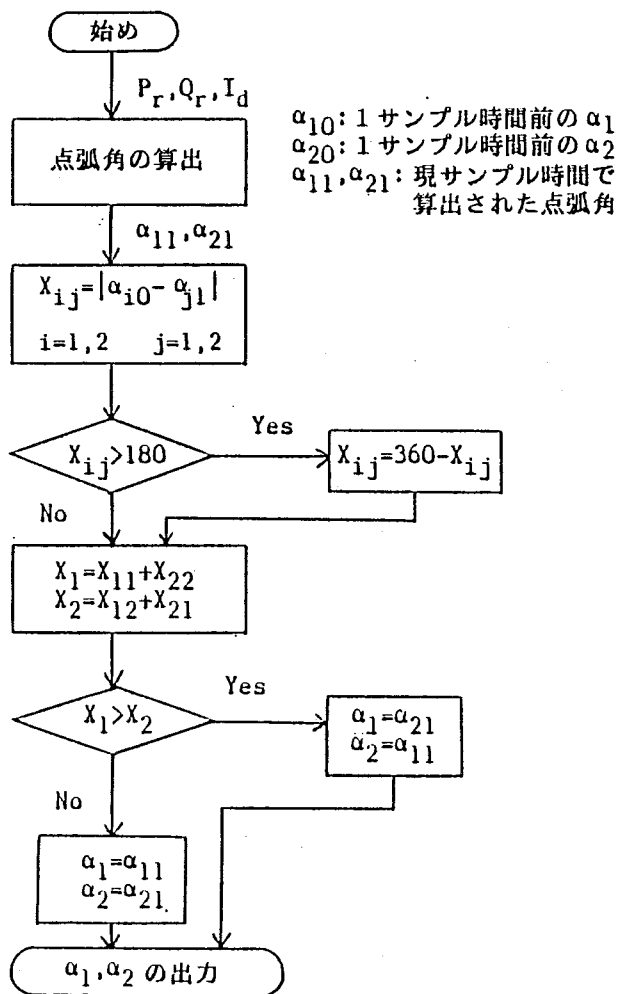


図5. 10 点弧角決定のためのフローチャート

図5. 8に示す。ここで、点弧角 α_1 、 α_2 に注目すると数ヶ所で急変が起こっている。このとき、2台の変換装置の変圧器の結線が $\Delta-\Delta$ と $Y-\Delta$ との組み合わせから成り、また点弧角の値が異なっているため点弧角のデータが変更されてから所望のトリガーパルスが得られるまでの時間が2台の変換装置の間で異なり、その間は所望のPおよびQの出力が得られない。その結果、制御に乱れが生じる。本位相制御回路においては、そのずれが最大5.6msecになる場合がある。この点弧角の変更による影響は1サンプル時間当たりの点弧角の変化量が大きいほど顕著に現れる。従って、出来るだけ点弧角の急変を避けるために、例えば図5. 8の $t=t_1$ の時点において α_1 と α_2 との間で点弧角の値の入れ替えを行うことにする。このような操作によって図5. 9に示すように $t=t_1$ における点弧角 α_2 の急変は無くなっている。また、他の時点で α_2 が 0° から 360° へ急変しているように見えてところがあるが、本位相制御回路では点弧角 0° と 360° とは同一点弧角とみなし、さらに 360° からの点弧角の変化も連続的なものとなるのでこれらは急変とはみなさない。同様に点弧角 α_1 の急変も無い。図5. 10はこのような点弧角の入れ替えを行うためのフローチャートである。このフローチャートにおいて $X_{ij} = 360 - X_{ij}$ の演算は、位相制御回路で 0° と 360° とが同一点弧角とみなせることを利用したものである。

5. 3. 3 電力検出回路

フィードバック系で構成したP-Q同時制御系の応答速度を高めるために、有効・無効電力を高速に検出できるような電力検出回路を制作した。その構成を図5. 11に示す。本回路においては三相交流電圧および電流を(5.7)、(5.8)式により二相に変換し、(5.10)式により瞬時有効電力pおよび瞬时无効電力qを求めている⁽³⁾。

$$\begin{bmatrix} e_p \\ e_q \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} e_R \\ e_S \\ e_T \end{bmatrix} \quad \text{----- (5. 7)}$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} \quad \text{----- (5. 8)}$$

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{----- (5. 9)}$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_p & e_q \\ -e_q & e_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

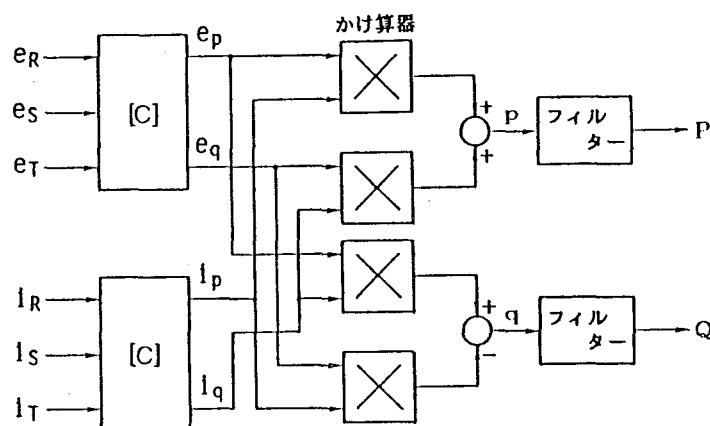
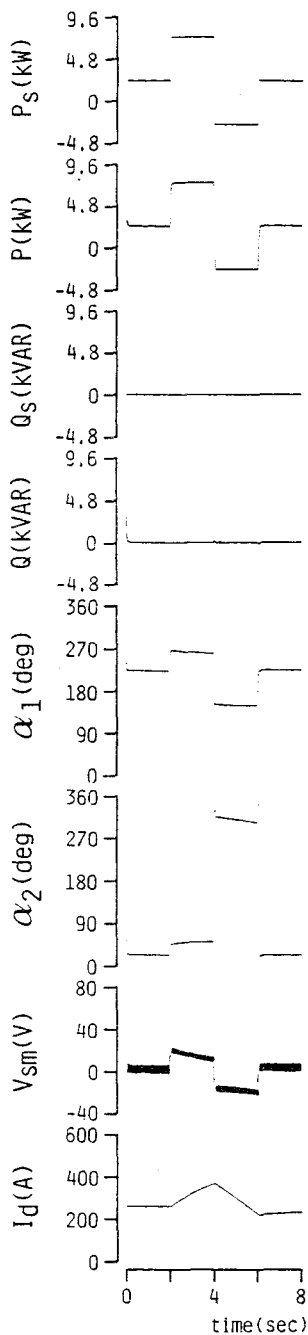


図5. 1 1 電力検出回路の構成

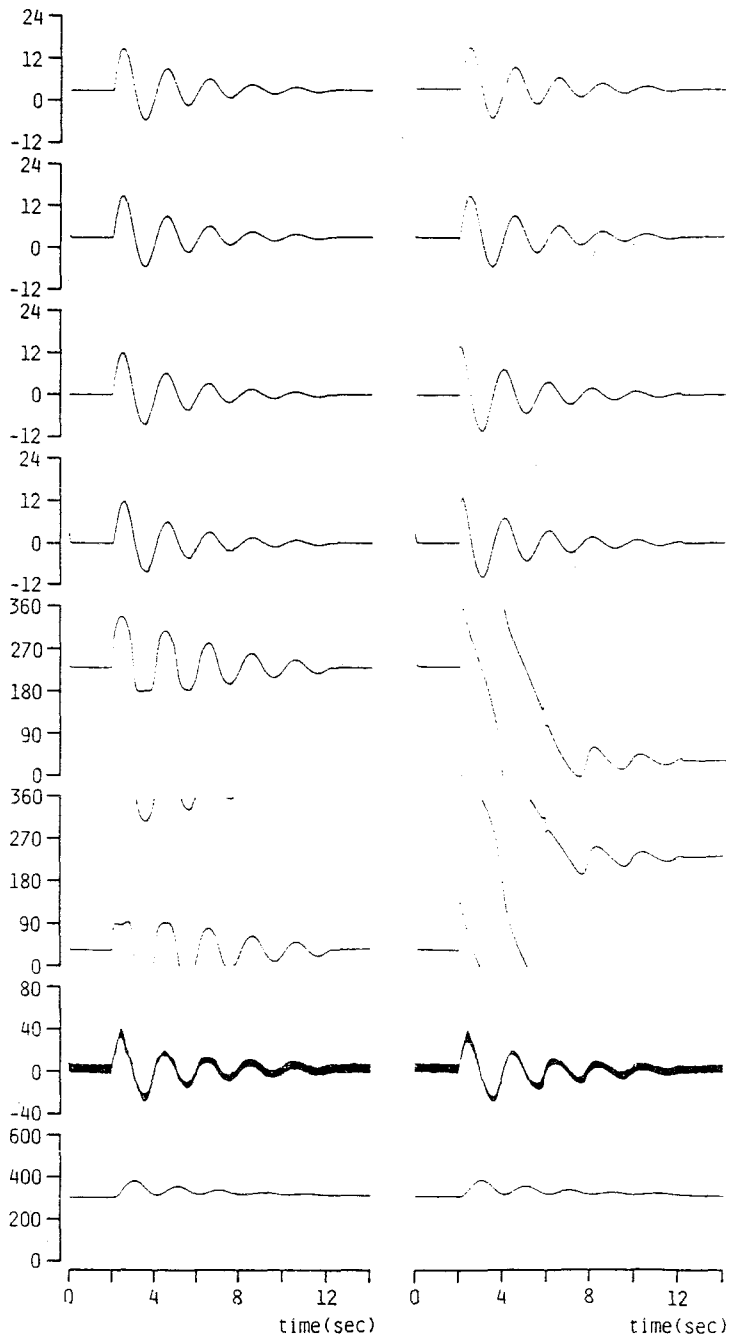
このようにして得た p および q をローパスフィルターに通して高調波成分を取り除くと、有効電力 P および無効電力 Q が得られる。制作した電力検出回路の応答速度（最終出力の90%に達するまでの時間）は50msecで、市販の電力トランスデューサの応答速度（約500msec程度）より早い。

5. 3. 4 実験結果と検討

P - Q 同時制御の実験結果を図5. 1 2に示す。なお、制御プログラムの最適化により、マイクロコンピュータ内での計算に要する時間が約10msecとなったため、サンプルタイムは1/80secとした。また、電源電圧は31.3V ($E_{a0}=42.3V$)、マグネットの初期電流は (a) では 250 A、(b) では300Aである。(a) では Q をゼロに保ったまま P をステップ状に変化させるような設定値を与えている。電力の検出が高速に行われているため設定値に速やかに追従する良好な応答波形が得られている。(b) ではSME Sを電力系統の安定化に用いる場合を想定した設定値を与えている。設定値は P については3kWを中心として振幅14kW、 Q に対しては0kVARを中心として振幅14kVARで、ともに周波数が0.5Hzで正弦波状に変化し、時定数3秒で減衰するものを与えている。(b-1) では P_s と Q_s の位相を一致させており、(b-2) では P_s の位相を Q_s に比べて90°遅らせている。(b-1)、(b-2) とともに設定値によく追従した良好な波形が得られており、遅れ力率から進み力率に至る広い範囲で有効・無効電力の同時制御が可能であることが実



(a) ステップ状有効電力設定値を与えた場合



(b-1) P_s と Q_s が同相の場合
(b-2) P_s が Q_s より 90° 遅れている場合
(b) 電力系統安定化を模擬した設定値を与えた場合

図5. 12 位相制御によるP-Q同時制御の実験結果

証された。

図5. 13はP-Q同時制御の周波数応答を調べた結果である。 P_s 、 Q_s に対してそれぞれ振幅10kW、10kVARの正弦波を与えた。設定値の振幅 V_{Ps} と出力の振幅 V_P からゲイン ($=20\log(V_P/V_{Ps})$)を算出した。この結果より、 P_s を入力としPを出力とした時の伝達関数および Q_s を入力としQを出力としたときの伝達関数はいずれも30msecの時定数をもつ一次遅れで近似されることが分かる。この特性は電力系統の安定化制御に充分適応可能なものと考えられる。

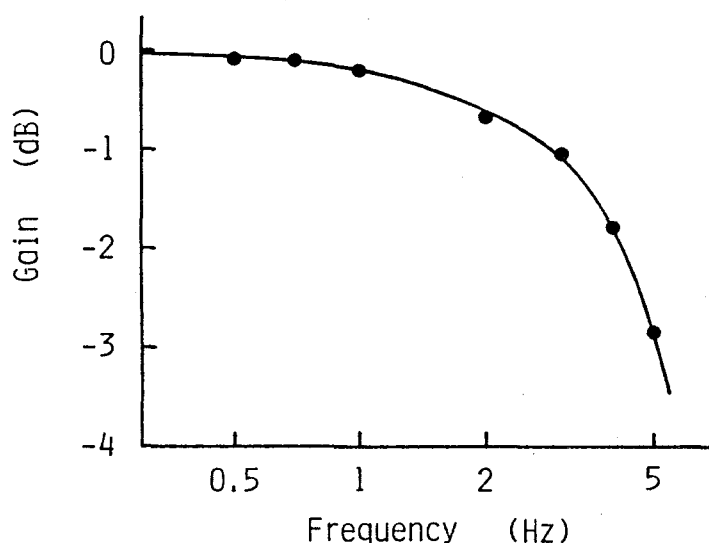


図5. 13 P-Q同時制御の周波数応答特性

5. 4 パルス幅変調 (PWM) 制御によるP-Q同時制御

5. 4. 1 PWMパルスパターンの検討

用いたPWMのパルスパターンを図5. 14に示す。図5. 14のように半サイクルに2パルスを出力し、電源電圧に対する位相 α とパルス幅 θ を制御するようなパターンを用いている。このパルスパターンを選択した理由は、1) 大電流のスイッチングを想定してスイッチング損失やスナバ損失を軽減する、2) 出力の可変範囲を広くとることができることによる。

図5. 14のパルスパターンにおける高調波電流はパルス幅 θ に依存する。変換装置1台あたりの θ に対する高調波含有率の変化の様子を図5. 15に示す。比較

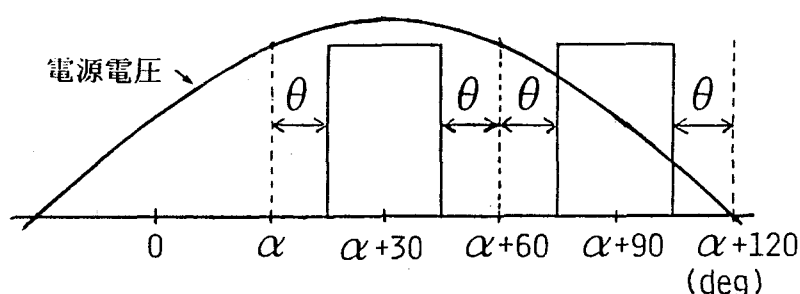


図5. 14 PWMパルスパターン

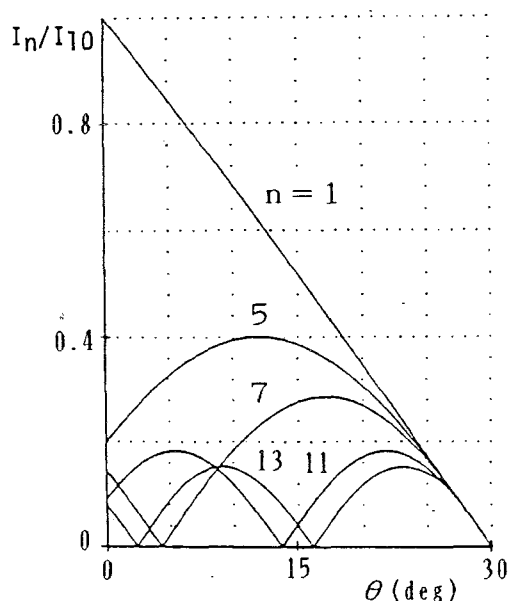


図5. 15 PWM制御時の
高調波含有率

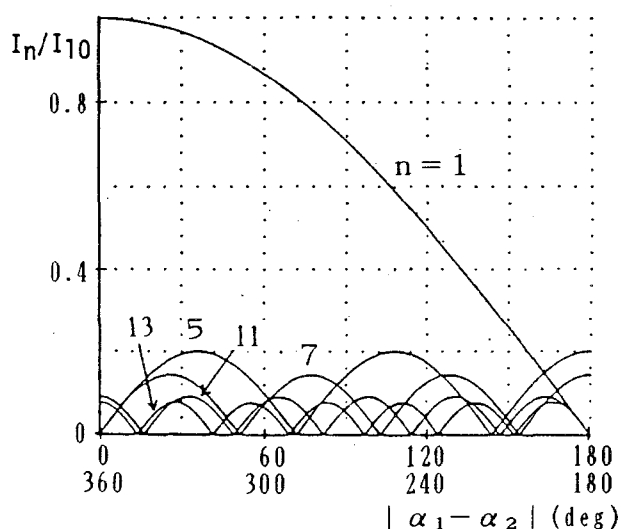


図5. 16 位相制御時の
高調波含有率

のため、変換装置を2台直列にして、位相制御によりP-Q同時制御を行った場合の高調波含有率を図5. 16に示す。この場合、高調波含有率は2台の変換装置の点弧角 α_1 と α_2 の差に依存する。ここで、高調波含有率は $\theta = 0^\circ$ または $|\alpha_1 - \alpha_2| = 0^\circ$ の時の基本波 I_{10} に対する比率として求めた。図5. 15と図5. 16を比べると、PWMを行った方が各次数の高調波とも大きくなっていることがわかる。しかし、変換装置を2台使い、変圧器の結線を $\Delta-\Delta$ 、 $\Delta-Y$ あるいは $\Delta-\Delta$ 、 $Y-\Delta$ とすることによって高調波は $12n \pm 1$ ($n=1, 2, 3, \dots$) 次のものに限られ、5次、7次の低次の高調波成分をゼロにすることができる。従

って、高調波フィルターの設計において有利になると考えられる。

また、PWM制御では2台の変換装置が全く同じ動作をするため、変換装置を直列に接続する必要がなく、GTOの順電圧降下による損失を軽減できる。さらに、変圧器を通して電流が流れる期間が位相制御の場合と比べて短くなるため、変圧器の銅損も少なくなる。

5. 4. 2 PWMパルス発生回路

このパルスパターンを発生する回路の構成を図5. 17に示す。P-Q同時制御を行うためにはパルス幅 θ を制御すると同時にパルスパターンの位相 α をも制御する必要がある。そこで、データバッファ（B/Sレジスタ）とカウンタは α と θ に対して別々に各GTOごとに設けた。なお、 α 用のデータバッファおよびカウンタは先に図5. 2で示した位相制御回路のものをを用いている。位相 α のデータとアップカウンタの値が等しくなると、 θ 用のアップ/ダウンカウンタが以下に示す3回のカウントを始める。1回目はダウンカウントで θ をカウントし、2回目および3回目はアップカウントで $30^\circ - \theta$ をカウントする。1回目のカウント終了後にそのカウンタに対応するGTOにトリガーパルスを与え、3回目のカウント終了後に先にトリガーしたGTOとカスケードに接続されているGTOへトリガーパルスを与える。この状態で交流側へ電流は流れない。このようにして、図5.

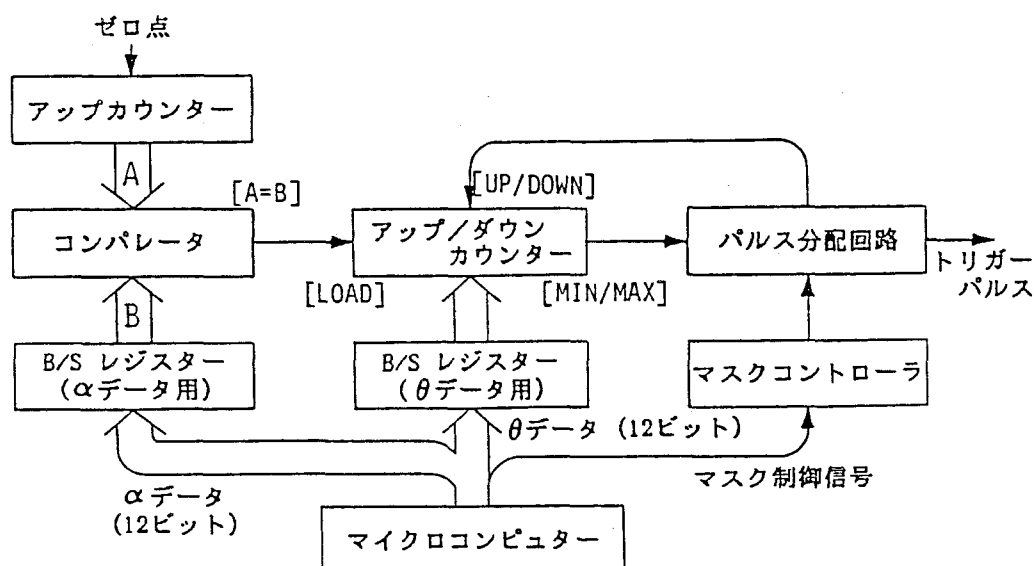


図5. 17 PWMパルス発生回路の構成

14に示したパターンが得られる。なお、 θ データは12ビットのBCD形式で与えられるため 30° が1000digitに相当する。

5.4.3 PWM制御時のGTO電力変換装置の特性

PWMを行った場合の変換装置1台あたりの有効電力 P および無効電力 Q は次式で与えられる。

$$P = 2 E_{d0} I_d \cdot \cos \alpha \cdot \sin(30^\circ - \theta) \quad \text{..... (5.11)}$$

$$Q = 2 E_{d0} I_d \cdot \sin \alpha \cdot \sin(30^\circ - \theta) \quad \text{..... (5.12)}$$

一方、電源電圧 230V ($E_{d0}=310.5$ V)、直流電流 $I_d = 200$ Aにおける P と Q の関係を、位相各 α を $0^\circ \sim 360^\circ$ まで、パルス幅 θ を $0^\circ \sim 24^\circ$ まで変化させて変圧器2次側で実測した結果を図5.18に示す。実線は(5.11)、(5.12)式によって描いたものである。実測した値は全体的に遅れ力率側にずれているが、これは転流時のエネルギーを交流側へ回生する他励インバータの無効電力によるものと考えられ、このずれが大きいところ程クリップ回路の処理電力が大きくなっているも

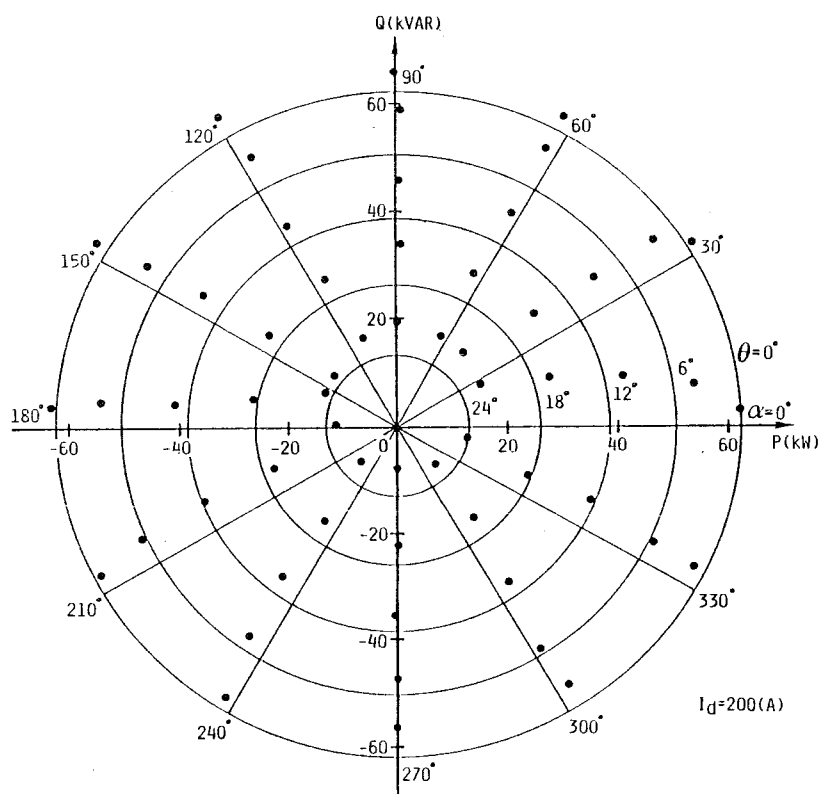


図5.18 PWM制御時の有効電力と無効電力の関係

のと考えられる。

P-Q同時制御を行うにあたり、(5.11)および(5.12)式と実測値とのずれは補償演算ブロックG1で補うものとすれば、 (P_r, Q_r) に対して α および θ は次式より求まる。

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{P_r}{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2}} \quad (Q_r \geq 0 \text{ のとき}) \quad (5.13)$$

$$\alpha = 360^\circ - \cos^{-1} \frac{P_r}{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2}} \quad (Q_r < 0 \text{ のとき}) \quad (5.14)$$

$$\theta = 30^\circ - \sin^{-1} \frac{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2}}{2 E_{d0} I_d} \quad (5.15)$$

ここで、パルス幅 θ は以下のようなゲートパルスの不安定性と転流時の異常現象をさけるため $3^\circ \leq \theta \leq 28.5^\circ$ の範囲に制約している。すなわち、電源電圧の交点（ゼロ点）のずれによって θ がゼロに近い時にゲートパルスが不安定になる。また、 θ が 30° に近い時には主回路の正側のアームと負側のアームで短時間のうちに続けて転流が起こり、転流時のエネルギーを吸収するダイオードクリッ

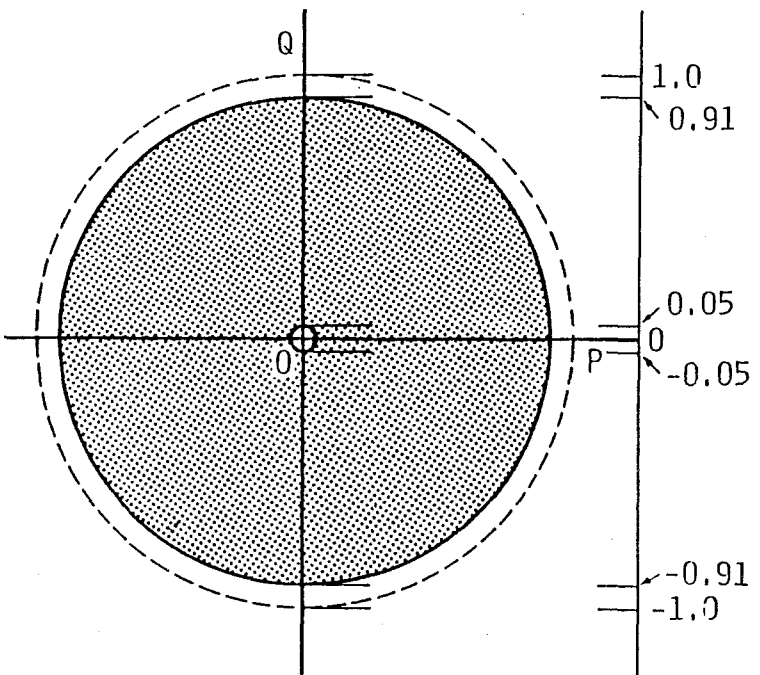


図5.19 PWM制御時のP-Q同時制御可能領域

パ回路のコンデンサの放電が十分に行われず、転流時の過渡電圧が上昇する。この θ の制約のためにPWM制御の場合のP-Q同時制御可能領域は、2組の変換装置の位相制御によるP-Q同時制御可能領域を半径1 p.u.の円内として考えると、

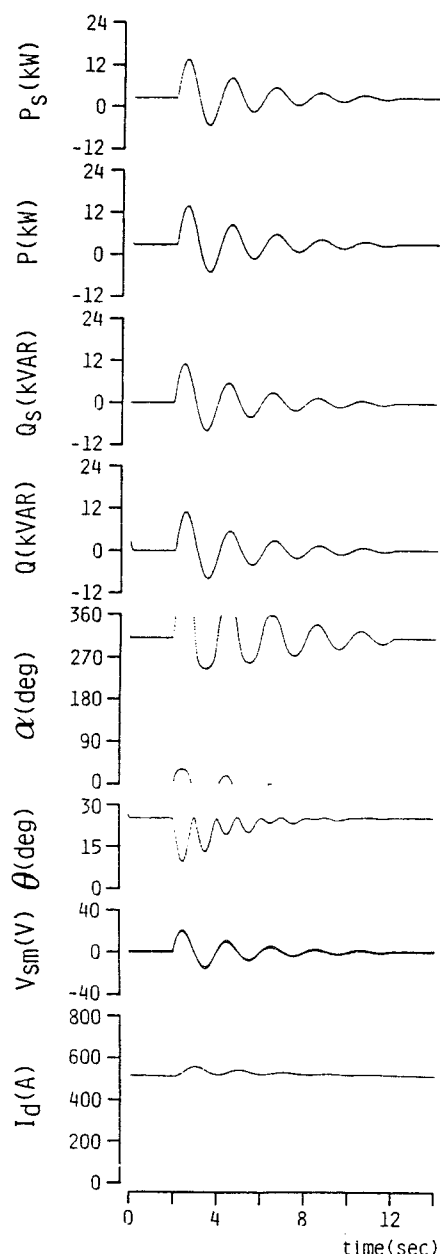
図5. 19に示す領域に制限される。PWM制御による場合もP-Q同時制御が不可能になった時にはP-優先モード、Q優先モードおよび最短設定値モードのうちからあらかじめ設定された運転モードを選択するものとする。

5. 4. 4 実験結果と検討

図5. 20に示す実験では2台の変換装置を並列に接続して行った。サンプルタイムは1/80秒、電源電圧は31.3V ($E_{d0} = 42.3V$)、マグネットの初期電流は500Aである。設定値はPについては2.6kWを中心として振幅13kW、Qに対しては0kVARを中心として振幅13kVARで、ともに周波数0.5Hzの正弦波状に変化し、時定数3秒で減衰するものを与えている。同図(a)では P_s と Q_s の位相を一致させており、P、Qともにほぼ設定値どおりの出力が得られている。同図(b)では P_s と Q_s の位相を 90° ずらせたもので、すべて同じ設定値である。(b-1)、(b-2)、(b-3)ともに5秒程度の所で一部設定値に追従していないところが見られる。これは、図5. 19に示したP-Q同時制御可能領域における原点付近の同時制御不可能な領域に設定値が入ったためである。制御モードは、(b-1)はP-優先モード、(b-2)はQ-優先モード、(b-3)は最短設定値モードであり、制御モードの違いによる応答の違いがよくわかる。

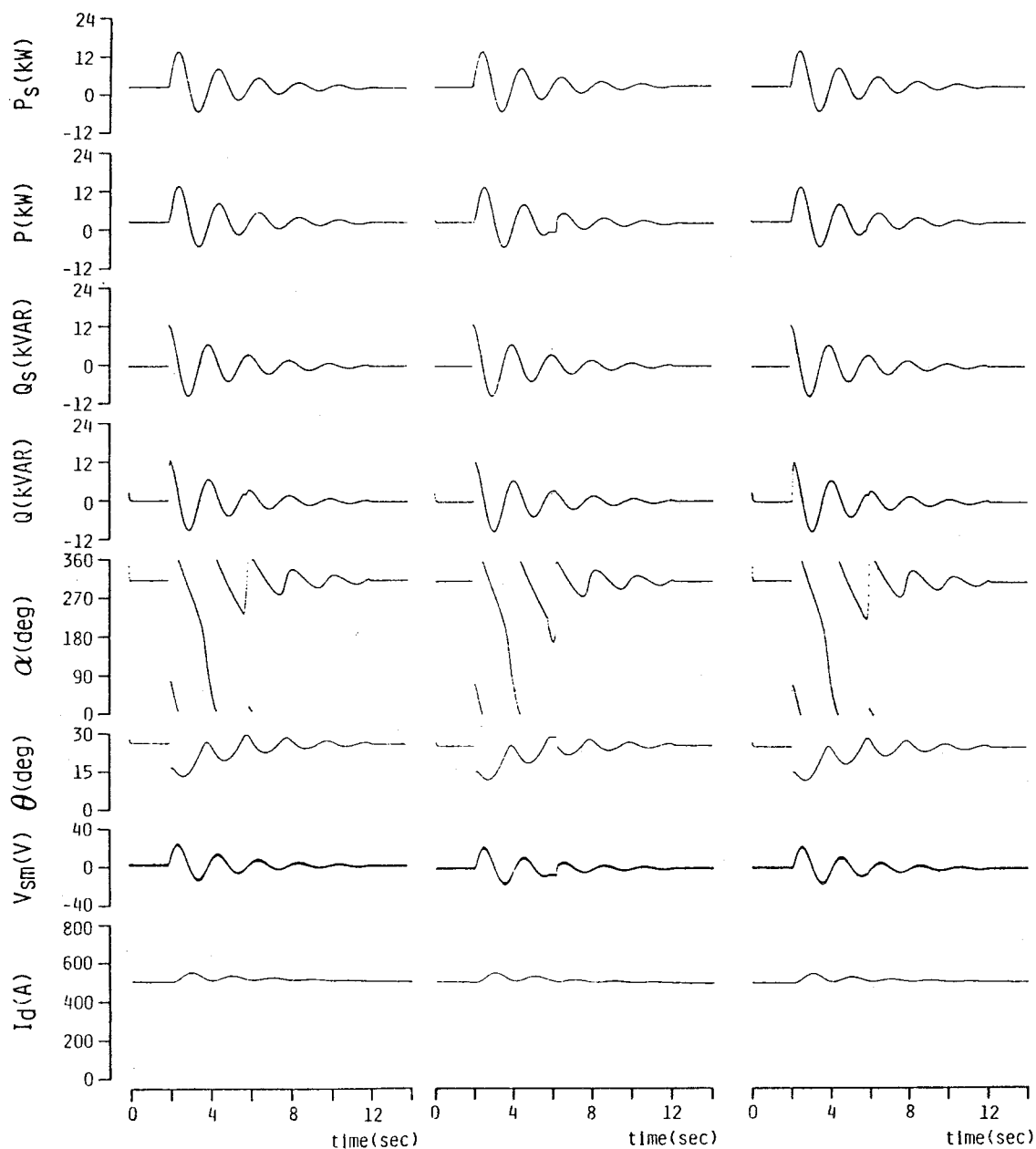
5. 5 両方式の比較検討

位相制御による方式とPWM制御による方式と



(a) P-Q同時制御が常に可能である場合

図5. 20 PWM制御によるP-Q同時制御の実験結果



(b-1)

(b-2)

(b-3)

P優先モードの場合

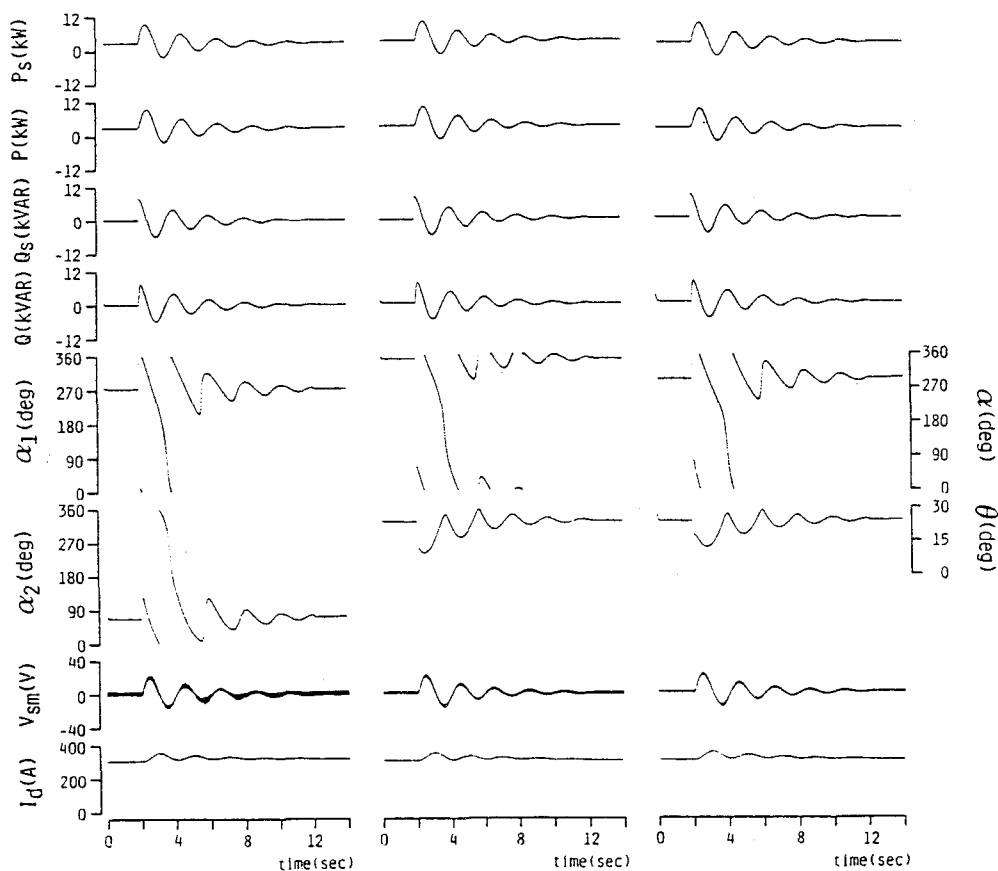
Q優先モードの場合

最短設定値モードの場合

(b) P-Q同時制御が不可能になることがある場合

図5. 20 PWM制御によるP-Q同時制御の実験結果(つづき)

を比較するために行った実験の結果を図5. 21に示す。なお、PWM制御による方式では、2台の変換装置は直列と並列の両方が可能であるので、双方について行った。変換装置の電源電圧は、変換装置が直列の(a)および(b)では15.7V、並列の(c)では31.3Vとしている。変換装置が直列の場合と並列の場合とで変換装置の電源電圧が異なるのは、図5. 21の(a)、(b)、(c)の各場合でマグネット電流が同じ時に、2台の変換装置の最大出力の和も同じになるように考慮したためである。本実験では振幅8kW、周期0.5Hzの正弦波が時定数3秒で減衰するような設定値 P_s 、 Q_s を与えている。なお、 P_s に関しては変圧器や変換装置の損失を補償してマグネット電流をほぼ一定に保つための有効電力として(a)および(b)では2.7kW、(c)では1.5kWを考慮している。



(a) 位相制御 (b) PWM直列 (c) PWM並列

図5. 21 両方式の比較のための実験結果

5. 5. 1 制御特性

図5. 21に示した実験では全て良好な応答波形が得られているが、PWM制御の場合は5. 4. 3節で述べたようにP-Q平面の原点付近に同時制御不可能な領域が存在し、設定値がこの部分に入った場合には設定値に追従が不可能となる。一方、位相制御の場合は5. 3. 2節で述べたように、1サンプル時間あたりの点弧角の変化が大きい時に、制御が乱れる場合がある。すなわち、2台の変換装置の間では変圧器の結線や点弧角の差によって点弧角（または位相角）のデータが変更されてから所望のトリガーパルスが得られるまでの時間が異なり、そのずれの間は所望のPおよびQの出力が得られない。位相制御の場合には2台の変換装置の点弧角および出力が大きく異なるため、この時間差による影響を受けやすい（図5. 22 (a)）。しかし、PWM制御による場合は2台の変換装置の位相角および出力が等しく、また、このずれの時間も変圧器の結線によるものだけとなり影響は少ない（図5. 22 (b)）。図5. 23は、位相制御方式で制御が一時的に乱れた実験結果の一例である。矢印で示した時点で点弧角の変化が大きく、一時的に制御が乱れている。

5. 5. 2 高調波電流

図5. 21のP-Q同時制御時の交流側

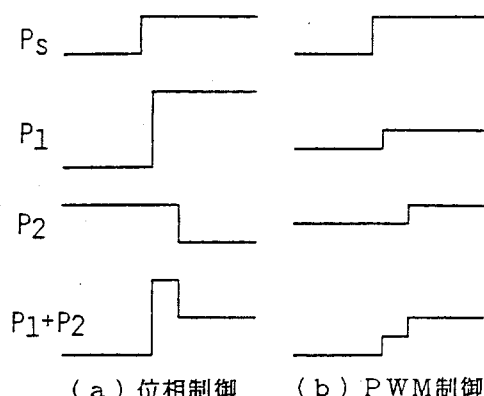


図5. 22 点弧角変更時の出力電力
 P_s : 有効電力の設定値
 P_1 : 変換装置#1の有効電力出力
 P_2 : 変換装置#2の有効電力出力

図5. 22 点弧角変更時の出力電力

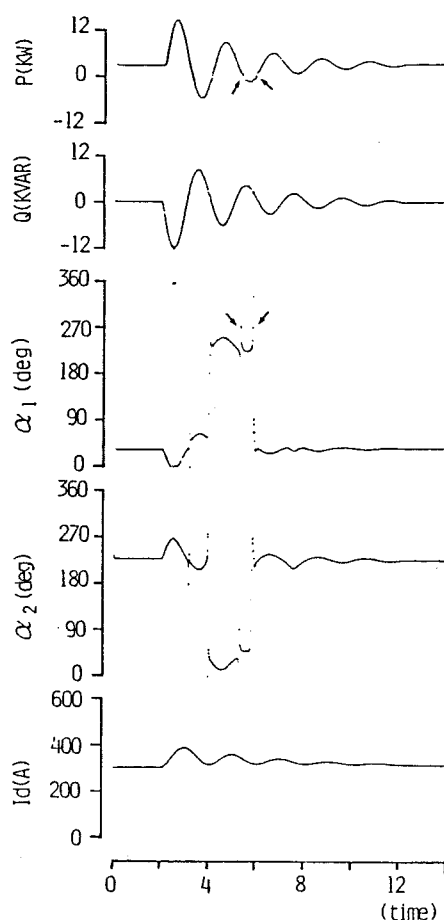


図5. 23 位相制御方式で制御が一時的に乱れた場合の実験結果

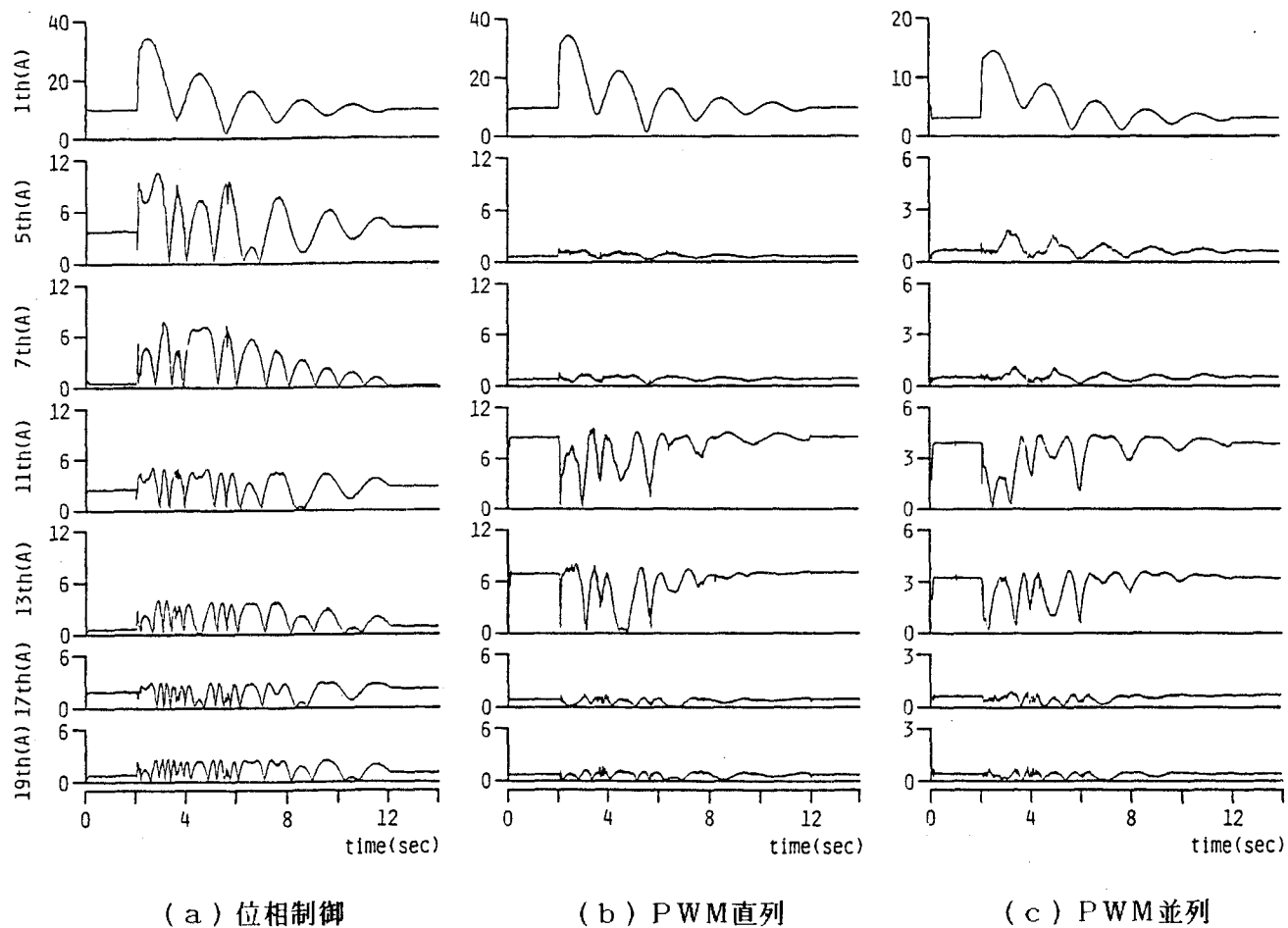


図5.24 P-Q同時制御時の高調波電流

高調波電流の時間的变化について調べた結果を図5. 24に示す。これを見ると、(a)の位相制御の場合は5次、7次の低次高調波電流がかなり大きい。(b)のPWM制御で変換装置を直列に接続した場合は、11次、13次は(a)に比べて大きくなっているが、5次、7次についてはほとんど消去されている。理論的には5次、7次はゼロになるはずであるが、変圧器の巻線比の不ぞろいや、ゼロ点検出のずれ等によってわずかに残っている。また、(c)のPWM制御で変換装置が並列の場合には、5次、7次の成分は(a)の場合に比べて減少しているが、(b)の直列の場合と比べると若干大きい。これは、相間リアクトルが入っているものの、2台の変換装置の間で電流分担に不均衡が生じたためと考えられる。なお、位相制御によって(b)あるいは(c)と同程度に高調波を抑制するためには、4台の変換装置および変圧器が必要となる。

5. 5. 3 損失

図5. 21のP-Q同時制御時における損失の計算結果を表5. 1に示す。損失の計算にあたっては、図5. 21における $t=0$ のときのマグネット電流（マグネット初期電流）と $t=14\text{sec}$ のときのマグネット電流（マグネット最終電流）とからマグネットの貯蔵エネルギーの増加量を計算する。一方、交流系統から流入したエネルギーは図5. 19における有効電力出力 P を積分すれば求まる。ここでは、出力 P が設定値 P_s に正確に追従しているので簡単のため P_s を積分した。交流系統から流入したエネルギーからマグネットの貯蔵エネルギーの増加量を差し引くと、P-Q同時制御時の損失(joule)が求まる。さらにその損失を時間(14sec)で割ると平均損失(W)が求まる。表5. 1より、明らかにPWM制御で変換装置を並列にした(c)の場合が最も損失が小さい。これは、GTOの直列数が(a)、(b)では4であるのに対し、(c)では2となり素子の順電圧降下による損失が

表5. 1 P-Q同時制御時の損失の計算結果

実験条件	マグネット初期電流(A) ／貯蔵エネルギー(J)	マグネット最終電流(A) ／貯蔵エネルギー(J)	貯蔵エネルギー - 増加量 (J)	交流側より 流入した 電力(kJ)	P-Q 同時 制御時の 損失(kJ)	平均損失 (kW)
位相制御	300/11880	314/13020	1140	40.23	39.1	2.79
PWM 直列	300/11880	300/11880	0	40.23	40.2	2.87
PWM 並列	300/11880	298/11720	-160	23.43	23.6	1.69

約半分となるためである。ちなみに、使用したGTO素子の順電圧降下による損失を概算すると、接合温度25℃における素子のオン電圧が300Aにおいて1.83V、

150Aで1.70V（備東芝の資料より）であることから、（a）および（b）の場合は2200W、（c）では1020Wとなる。これより、損失の大半はGTO素子の順電圧降下によるものであることがわかる。残りの損失はおもに変圧器の損失、GTOのスイッチング損失およびスナバ損失であると考えられる。また、変換装置を直列接続した場合に、位相制御による（a）の方がPWM制御による（b）よりも損失が少ない。これは、PWM制御によって転流回数が2倍となってスイッチング損失およびスナバ損失が増加したためと考えられる。

5. 6 むすび

GTO電力変換装置を2台用いた超電導エネルギー貯蔵による有効・無効電力同時制御（P-Q同時制御）に関し、位相制御による方法とパルス数2のパターンを用いたパルス幅変調制御による方法について制御系を構成して実験を行い、両方式の比較を行った。得られた結果は以下で要約される。

（1）位相制御による方式とパルス幅変調制御による方式のいずれによっても、遅れ力率から進み力率に至る広い範囲内でP-Q同時制御が行われることが実証された。

（2）両方式を比較した結果、パルス幅変調制御によってP-Q同時制御を行う方法は位相制御による方法に比べて次の点で有利な面をもつことがわかった。

（a）P-Q同時制御の可能範囲は若干狭くなるものの、より安定な制御特性が得られる傾向にある。

（b）多相化による高調波低減が比較的容易である。

（c）スナバ損失、スイッチング損失等が若干増加するが、変換装置を並列接続してGTOの直列数を減らせば損失は少なくなる。

（3）フィードバック系として構成したP-Q同時制御系の応答特性は時定数30ms程度の一次遅れで近似され、電力系統の安定化に適応し得る速応性が得られた。

【参考文献】

- (1) 伊瀬、湖東、山田、村上、辻「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御（その2）」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-77（聊59-11）
- (2) T.Ise, Y.Murakami, K.Tsuji "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting No.85 SM 354-6, Vancouver, B.C. Canada (1985)
- (3) 赤松、金澤、藤田、難波江「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」
電気学会論文誌B、Vol.B103、No.7、p.483（聊58-7）

第6章 結 論

超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御について研究を行った。得られた成果は以下で要約される。

(1) 電力系統で用いる超電導エネルギー貯蔵の原形となるようなシステムの制御系を直接デジタル方式により構成した。

(2) 超電導エネルギー貯蔵の電力制御の方式として、有効電力と無効電力とを独立に制御する有効・無効電力同時制御なる方式を提案し、シミュレーションにより制御系を設計した。また、有効・無効電力同時制御が不可能になった場合の対応策として有効電力を優先的に設定値に追従させる有効電力優先モードおよび無効電力を優先的に設定値に追従させる無効電力優先モードなる制御方式を提案した。設計した制御系を用いて実験を行い、有効・無効電力同時制御が達成されたことを確認した。また、実際の応答波形からシミュレーションモデルの妥当性が確認された。

(3) 有効・無効電力同時制御の可能範囲を進み力率の領域にまで広げるためにGTOサイリスタを用いた自励式電力変換装置(GTO電力変換装置)を構成した。問題となる変圧器の漏れインダクタンスのエネルギー処理に回生クリップ回路を用い、転流時のエネルギーを交流系統に回生した。変換装置は全ての点弧角で安定に動作し、損失(コンバータモードでは、交流側有効電力-直流側電力、インバータモードでは、直流側電力-交流側有効電力)は最大出力の3.5%以下、効率(コンバータモードでは、直流側電力/交流側有効電力、インバータモードでは、交流側有効電力/直流側電力)は92%以上の高効率を得られた。また、転流に関与する素子のみを素子特性を考慮した詳細なモデルで記述し、GTO電力変換装置の転流時の動作のシミュレーション解析を行った。得られた波形はほぼ実験結果と一致し、スナバ回路およびクリップ回路の設計に必要なデータを得た。この解析方法はGTOを用いた他の回路の解析にも適用できるものと考えられる。

(4) GTO電力変換装置を用いた有効・無効電力同時制御に関し、2台の変換装置の位相制御による方式とパルス数2のパルス幅変調制御による方式とについて検討を行った。いずれの方式によっても、遅れ力率から進み力率に至る広い範囲内で有効・無効電力同時制御が行われることが実証された。両方式を比較した結果、パ

ルス幅変調制御によって有効・無効電力同時制御を行う方法は、制御の安定性、多相化による高調波低減の容易さ、GTOの順電圧降下による損失の低減といった点で位相制御による方法に比べて有利な面をもつことがわかった。

(5) フィードバック系として構成した有効・無効電力同時制御系の応答特性は時定数30msecの一次遅れで近似され、電力系統の安定化に適応し得る速応性が得られた。

現在GTOはSCRに比べて非常に高価であり、しかも大電力の変換装置での実績も少ない。しかし、将来GTOは経済性、実績の面でSCRに近づくことが予想され、SMESにGTO電力変換装置を用いる方法は現実性を増していくものと考えられる。

本論文で述べた結果は、全て交流系統の電圧があまり変化しない状態で得られたものである。電源電圧の変動時における制御特性および制御系の問題点等については今後、模擬電力系統を用いた実験等によって確認する必要がある。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、終始変わらぬ御懇切なる御教示と御指導を賜りました大阪大学・鈴木胖教授ならびに藤井克彦教授に、心より感謝し厚く御礼申し上げますとともに深い敬意を表します。

また、本研究の遂行に際し、数々の御指導と御鞭撻を賜りました大阪大学・西村正太郎名誉教授ならびに犬石嘉雄名誉教授に深く感謝の意を表します。

あわせて、大学院在学中に御指導、御教示を賜りました大阪大学・木下仁志元教授、山中千代衛教授、平木昭夫教授、黒田英三教授、横山昌弘教授、加藤義章教授、三間罔興教授、中井貞雄教授、井澤靖和教授、山中龍彦教授、望月孝晏教授ならびに西原功修教授に謝意を表します。

本研究を直接に御指導戴き、研究の遂行、論文作成に当たり、数多くの有益な御教示、御助言と励ましのお言葉を終始戴きました大阪大学・村上吉繁助教授ならびに辻毅一郎助教授に衷心より深く感謝の意を表しますとともに厚く御礼申し上げます。また、超電導マグネットの冷却に関し、なにかと御指導と御鞭撻を戴きました大阪大学・山本純也助手に感謝しますとともに御礼を申し上げます。

超電導エネルギー貯蔵に関し、なにかと御指導を賜りました高エネルギー物理学研究所・増田正美教授、京都大学・林宗明教授、岡田隆夫教授ならびに仁田旦三助教授に深く感謝致します。

本論文について、貴重な御指摘を戴きました大阪大学・佐々木孝友助教授ならびに吉野勝美助教授に厚く御礼申し上げます。

GTO電力変換装置の構成にあたって御協力を受けた(株)東芝、(株)根岸製作所ならびに(株)三社電機製作所に感謝致します。

大阪大学超電導工学実験センターの0.5MJマグネットの制御システムの構築にあたって御尽力のあった奥田弘幸氏、平田達朗氏、杉田正憲氏ならびに木内勤氏に厚く御礼申し上げます。

最後に、実験、解析等に直接御協力戴いた池戸泰隆、磯部雅哉、中野俊英、湖東幸弘および山田信一の諸氏、ならびに大阪大学超電導工学実験センターでの0.5MJマグネットの実験に御協力戴いた研究室の方々に厚く御礼申し上げます。

研究業績

1. 学会論文誌

- (1) 「0.5MJ超電導エネルギー貯蔵装置による有効・無効電力同時制御」
電気学会論文誌B、Vol.B104、No.9、P.545 (昭和59-9)
- (2) 「0.5MJ超電導パルスマグネットの特性とその制御システム」
電気学会論文誌B、Vol.B104、No.10、P.669 (昭和59-10)
- (3) "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter"
IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, No.85 SM 354-6,
Vancouver B.C. Canada (1985)
- (4) 「GTO電力変換装置を用いた超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御」 電気学会論文誌B 投稿中
- (5) 「回生クリップ回路を用いたGTO電力変換装置の構成とその特性」
電気学会論文誌B 投稿中

2. 研究会論文

- (1) "A P-Q Simultaneous Control Scheme for SMES"
US-Japan Workshop of Superconducting Magnet Energy Storage,
University of Wisconsin, Madison U.S.A. (1981)
- (2) 「超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御の一方法」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-82-22 (昭和57-6)
- (3) "Direct Digital Power and Reactive Power Control of SMES"
presented at the Applied Superconductivity Conference, Knoxville
U.S.A. (1982)
- (4) 「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-83-19 (昭和58-8)
- (5) 「無効電力補償装置を目的とした超電導エネルギー貯蔵の制御方式」
電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-83-20 (昭和58-8)

- (6) 「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御
(その2)」

電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-84-77 (聊59-11)

- (7) 「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御
(その3)」

電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-85-71 (聊60-10)

- (8) 「電子回路解析システムANAP-6を用いたGTO電力変換装置の解析」

電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-85-74 (聊60-10)

3. 大阪大学超電導工学実験センター報告、大阪大学工学報告

- (1) 「超電導エネルギー貯蔵装置の有効・無効電力の同時制御」

大阪大学超電導工学実験センター報告、Vol.2、P.19 (聊57-8)

- (2) "Digital Simulation of AC-Side Waveform of Superconducting Magnet
Energy Storage Using ATCAP"

Technology Reports of the Osaka University, Vol.32, No.1661,
P.259 (1982)

- (3) 「0.5MJ超電導パルスマグネットの特性とその制御システム」

大阪大学超電導工学実験センター報告、Vol.3、P.5 (聊58-8)

- (4) 「超電導エネルギー貯蔵装置の電力制御と無効電力補償装置を目的とした
制御方式」

大阪大学超電導工学実験センター報告、Vol.3、P.16 (聊58-8)

- (5) "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting
Magnet Energy Storage Using GTO Converter"

Technology Reports of the Osaka University, Vol.34, No.1771,
P.261 (1984)

- (6) 「GTO電力変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力
同時制御」

大阪大学超電導工学実験センター報告、Vol.4、P.25 (聊60-3)

4. 学会口頭発表

- (1) 「超電導エネルギー貯蔵装置の電力制御の一方式について」
電気関係学会関西支部連合大会、G4-4 (聊56-11)
- (2) 「超電導エネルギー貯蔵装置の有効・無効電力同時制御の一方式について」 電気学会全国大会、No.861 (聊57-4)
- (3) 「超電導エネルギー貯蔵装置の有効・無効電力同時制御実験」
電気関係学会関西支部連合大会、G4-22 (聊57-12)
- (4) 「超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御」
第29回低温工学研究発表会、B3-15 (聊58-5)
- (5) 「超電導マグネットを用いた無効電力補償装置」
電気関係学会関西支部連合大会、G4-2 (聊58-11)
- (6) 「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵装置の有効・無効電力制御」
電気関係学会関西支部連合大会、G4-3 (聊58-11)
- (7) 「超電導エネルギー貯蔵装置の交流側高調波とそのデジタルシミュレーション」 電気関係学会関西支部連合大会、G4-8 (聊58-11)
- (8) 「GTO変換装置を用いたSME Sの有効・無効電力同時制御方式」
電気学会全国大会、No.847 (聊59-4)
- (9) 「超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御(その2)」
第32回低温工学研究発表会、C1-2 (聊59-11)
- (10) 「回生クリップ回路を用いたGTO電力変換装置」
電気関係学会関西支部連合大会、G3-68 (聊59-11)
- (11) 「GTO変換装置による超電導エネルギー貯蔵装置の有効・無効電力制御(その2)」 電気関係学会関西支部連合大会、G4-28 (聊59-11)
- (12) 「GTO変換装置を用いた超電導エネルギー貯蔵におけるPWM制御」
電気学会全国大会、No.923 (聊60-4)
- (13) 「素子特性を考慮したGTO電力変換装置の解析」
電気関係学会関西支部連合大会、G3-22 (聊60-11)