

論文 / 著書情報  
Article / Book Information

題目(和文)	直流送電用サイリスタバルブの小形化・低損失化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	田辺茂
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3489号, 授与年月日:2000年12月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:深尾 正
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3489号, Conferred date:2000/12/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

直流送電用サイリスタバルブの  
小形化・低損失化に関する研究

平成 12 年 4 月

田辺 茂

# 目 次

第1章 緒論	…… 1
1-1 サイリスタバルブの小形化・低損失化技術の変遷	…… 1
1-2 サイリスタバルブの小形化・低損失化の課題	……12
1-3 本論文の目的と構成	……19
第2章 サイリスタ特性の最適化	……22
2-1 はじめに	……22
2-2 サイリスタ特性とバルブの小型化・低損失化の課題	……23
2-3 サイリスタ定格、特性のトレードオフ	……29
2-4 サイリスタバルブの外形寸法・損失とサイリスタ特性の関係	……36
2-5 ターンオフ時間の影響	……44
2-6 HVDC用サイリスタの特性最適化	……49
2-7 BTB用サイリスタ定格の最適選定	……53
2-8 第2章のむすび	……57
第3章 サイリスタ特性の経時変化	……58
3-1 はじめに	……58
3-2 北海道本州連系第1極用サイリスタバルブ	……61
3-3 調査対象サイリスタ	……64
3-4 運転実績	……66
3-5 特性調査	……67
3-6 考察	……95
3-7 第3章のむすび	……101

第4章 水冷サイリスタバルブの絶縁最適化	……102
4-1 はじめに	……102
4-2 バルブモジュール上下間空間絶縁の縮小化	……107
4-3 沿面絶縁の縮小化	……117
4-4 漏水状態での絶縁特性の変化	……123
4-5 500kV サイリスタバルブ絶縁のプロト器による検証	……134
4-6 第4章のむすび	……137
第5章 光サイリスタバルブのための過電圧保護	……138
5-1 はじめに	……138
5-2 HVDC サイリスタバルブに加わる過電圧	……139
5-3 光サイリスタバルブ用過電圧保護	……144
5-4 北海道本州連系第2極用光サイリスタバルブ	……161
5-5 光サイリスタバルブの運転実績	……167
5-6 第5章のむすび	……168
第6章 結論	……169
謝辞	……173
著者の研究業績	……174
参考文献	……176

# 第1章 緒論

# 第1章 緒論

## 1-1 サイリスタバルブの小形化・低損失化技術の変遷

近年の電力系統は電力需要の増大、発電設備の設置場所の遠隔化と大容量化などにより、ますます大規模化と複雑化が進んでいる。また日本の特殊事情として東地域と西地域の電源周波数が異なり、両地域をまたいだ連系が直接はできないという問題もある。さらにはいくつかの島からなる日本列島では系統間連系に海底ケーブルによる送電が必要になる場合がある。こうした状況から直流送電が注目されている。

一般に広義の直流送電 (HVDC, High Voltage Direct Current Transmission) システムには、直流送電線あるいは直流ケーブルを有する純然たる直流送電システムと、両変換所が同一場所に設置されているBTB (BTB, Back to Back) システムがある。またBTBシステムのうち、特に連系する2つの交流系統の周波数が異なる場合、周波数変換設備 (FC, Frequency Converter) と呼ばれることがある。本論文では特に断らないかぎり狭義の意味で、すなわち直流送電線あるいは直流ケーブルを有するシステムをHVDCと呼び、BTBと区別することとする。

HVDC および BTB 設備の心臓部にあたる交直変換のスイッチの役割を果たす装置を、電流を制御するという意味でバルブと呼ぶ。水銀アークバルブではアームとバルブは同じ回路要素を指すが、回路を論じる時はアーム、装置を意味する時はバルブと使い分けている。世界で最初の高電圧直流送電は水銀アークバルブ (以下水銀バルブ) を使って、1954年にスウェーデンにて実現された。その後17年間に世界で11カ所において水銀バルブによる直流送電設備が建設され、運転された。総容量は6832MWに達した。日本では1965年に電源開発(株)佐久間周波数変換所(300MW, 125kV-1200A×2)が運転を開始し、1993年にサイリスタバルブと置換されるまで稼動した。

水銀バルブは順電圧降下が少ないという特長があるものの、確率的にアークバックやアークスルーなどの不安定現象を起こすことや、温度制御や定期的な化成処理により真空度を維持する必要があり、保守に多大な労力を要するなどの課題があった。

1957年にサイリスタが発表されるとその容量は年を追って大きくなり、1960年代後半には、耐圧で1000V級のものが製作されるようになった。これによりバルブをサイリスタの直列接続により実現する研究が盛んになった。

バルブをサイリスタで構成したものを、水銀バルブとの対比の意味でサイリスタバルブと呼ぶ。本論文では以下特に断らない限り、バルブとはサイリスタバルブのことを示すものとする。世界で最初にサイリスタバルブが電力系統に接続され運転されたのは、1970年、日本においてであった。50Hzと60Hzの境界線上にあたる静岡県の佐久間において、容量37.5MW、直流定格125kV-300Aのフィールド試験設備であった。この時のサイリスタは2500V-500A定格で1アームあたり196個が直列接続された。その後、1972年にはカナダのイールリバーBTBシステムで世界初のサイリスタバルブ商用器が運転に入ったが、それ以降1973年運転開始のカナダネルソン川HVDCを除いて全てのHVDCおよびBTBシステムには水銀バルブでなく、サイリスタバルブが採用されている。

日本では、1973年までの佐久間での運転実績をもとに1977年、国内最初の商用サイリスタバルブが東京電力(株)新信濃周波数変換所で運転に入った。定格は容量300MW、直流定格は125kV-1200A×2setである。その後のサイリスタバルブの進歩はサイリスタの進歩とあいまって目をみはるものがあり、15年程の間に損失は約1/3、容積は約1/2に減少した。

図1-1に、HVDCおよびBTBシステムで使用される片方の端子にあたる12パルスブリッジ回路を示す。交直変換回路は12のアームからなっているが、水銀バルブは、このアームの機能を実現する機器であり、常にアーム=バルブであった。サイリスタバルブが実用化されると、バルブの据付面積縮小化のため直列に接続される2つあるいは4つのアームを1つの構造体で実現することが可能になり、それぞれ2重バルブ、4重バルブと呼ばれている。またこのように複数のバルブを一体構造で構成したバルブを多重バルブと呼んでいる。従ってバルブとは交直変換回路におけるアームの機能を実現する機器の総称を意味し、それは1つのみのアームの場合もあるし、また複数のアームの機能を有することもある。

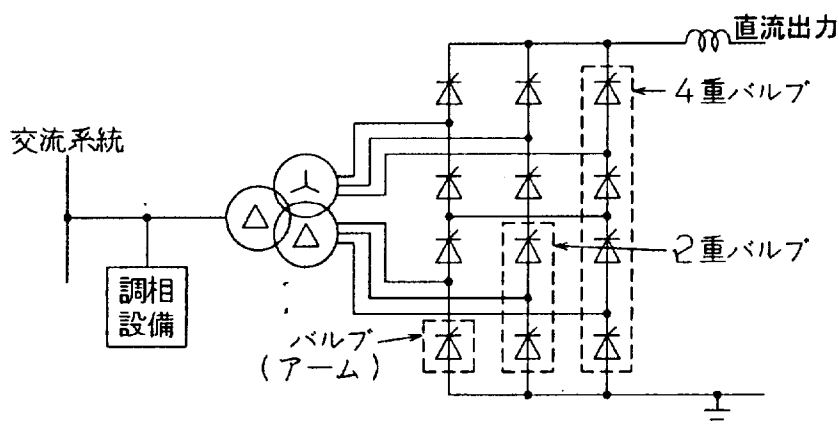


図1-1 12パルスブリッジ回路

表 1-1 に前述の新信濃周波数変換所向けを始めとする、国内向けに製作されたサイリスタバルブを 4 つに分類して示した。BTB 用第 1 世代としての図 1-2 および 1-3 に示す新信濃向けサイリスタバルブは、絶縁と冷却にそれまで変圧器で実績のあった油を使用した。各サイリスタは油を強制循環して冷却し、またサイリスタとその付属回路全体を鉄製のタンク内に収納し油浸けとして絶縁している。また、サイリスタの点弧は当時はまだ油中で使用できる光システムがなかったため、貫通 CT を使用した電磁点弧方式とした。使用したサイリスタの定格は 2.5 kV-1500A で、1 アーム当たり 192 直列して使用した。1 バルブが 1 つのアームを構成している。図 1-2 はこの油冷バルブの内部構造であり、また図 1-3 は現地据付状況である。

次に製作された図 1-4 に示す北海道一本州連系第 1 極用サイリスタバルブは、直流送電用第 1 世代バルブに分類できるもので、保守・点検が容易なことと直流気中絶縁技術が確立したことから、図 1-5 に示す気中絶縁・風冷式とした。またこの頃より発展してきた光通信技術を応用し、将来の光直接点弧技術につながる光間接点弧技術を開発し適用している。光間接点弧方式とは電気トリガサイリスタの点弧方式の一種で、トリガ信号はライトガイドを介して光で送信し、サイリスタのレベルで電気信号に変換してサイリスタを点弧する方式である。使用したサイリスタの定格は 4kV-1500A で、1 アーム当たり 112 直列して使用した。1 つのバルブで 2 アームを構成する 2 重バルブ構造とした。

1992 年に運転を開始した新信濃 2 号 FC 向けサイリスタバルブは、北海道一本州連系第 1 極用バルブが製作された後の技術進歩を大幅にとりいれて設計・製作された。BTB 用第 2 世代に分類できる。第 2 世代バルブのまず第 1 の特徴は、世界で初めて BTB システム用として光サイリスタ(LTT, Light Triggered Thyristor, これに対して従来の電気トリガサイリスタは ETT, Electrically Triggered Thyristor と略す)を採用したことである。これにより使用部品点数は 5 分の 1 以下に減少し大幅な高信頼度化が図られ、またゲート電源を主回路から得る場合に生ずる種々の運転上の制約から解放された。光サイリスタの定格は 6 kV-2500A で、1 アーム当たり 28 個を直列接続して使用した。

第 2 の特徴は、水冷方式の採用である。サイリスタを始めスナバ回路用抵抗器、バルブリアクトルのコイルを水冷とすることにより部品の小形化が図られ、これによってバルブ全体の外形を小さくすることができた。

第 3 の特徴は、4 重バルブ構造の採用である。高度な耐震解析技術を有効に活用し、適切な絶縁支柱構成とすることにより、高さ 6m の 4 重バルブを実現した。4 重バルブ構造の適用により、バルブ据付面積を大幅に縮小することができた。

・ 図 1-6 に新信濃 2 号 FC 向けサイリスタバルブの外形を示す。



北海道本州連系第2極用のサイリスタバルブは直流送電用第2世代に分類できるもので、前述の新信濃2号FC向けバルブの特徴を踏襲した上で、電圧定格を2倍にするため1アーム当たりのサイリスタ直列数を54とした。高電圧化に対応してバルブの高さが11.5mと新信濃2号FC向けの約2倍となったため、絶縁支柱の平面当たりの本数を増加して対応した。図1-7に北海道本州連系第2極用サイリスタバルブの現地据付状況を示す。

図1-8および図1-9に以上に述べたバルブの変遷を、単位変換容量当たりのバルブ容積および損失という観点でまとめて示す。約15年の間に単位変換容量当たりのバルブ容積は約1/3、損失は約1/2になった。容積の減少は水冷式にしたこと、4重バルブにしたこと、およびサイリスタの大容量化によるサイリスタ使用数の低減が大きく寄与している。一方、損失についてはサイリスタの大容量化とバルブアレスタの保護レベル低減によるサイリスタ直列数の低減が大きく寄与した。

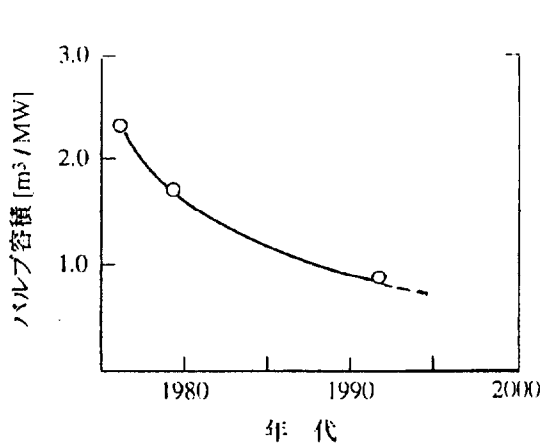


図1-8 バルブ容積の変遷

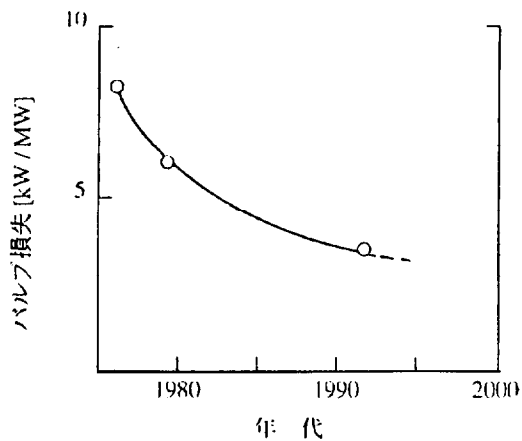


図1-9 バルブ損失の変遷

表 1 - 1 国内の直流送電・BTB 設備用サイリスタバルブ

分類	BTB 用 第 1 世代	直流送電用 第 1 世代	BTB 用 第 2 世代	直流送電用 第 2 世代
設備名	新信濃 1 号 FC	北海道本州連系 第 1 極	・新信濃 2 号 FC ・佐久間水銀バル ブ置換 ・南福光直流連系 ・東清水 FC	北海道本州連系 第 2 極
運転開始年	1977	1979/1980	1992 1993 1999 2000	1993
変換容量	300MW	300MW	各々 300MW	300MW
定格直流 電圧/電流	125kV /1200A	250kV /1200A	125kV /2400A	250kV /1200A
過負荷仕様	なし	なし	なし	なし
絶縁	油	気中	気中	気中
冷却	油強制循環	風強制循環	純水循環	純水循環
使用サイリスタ 定格	2.5kVー 1500A	4kVー 1500A	6kVー 2500A	6kVー 2500A
サイリスタ 点弧方式	電磁点弧	光間接点弧	光直接点弧	光直接点弧
バルブ構成	12 ステージ/アーム 16 素子/ ステージ	28 モジュール/アーム 4 素子/ モジュール	4 モジュール/アーム 7 素子/ モジュール	8 モジュール/アーム 7 素子/ モジュール
素子直列数 /アーム	192	112	28	54
バルブ構造	1 重	2 重	4 重	4 重
バルブアスタ 保護レベル	355kV	355kV	130kV	265kV



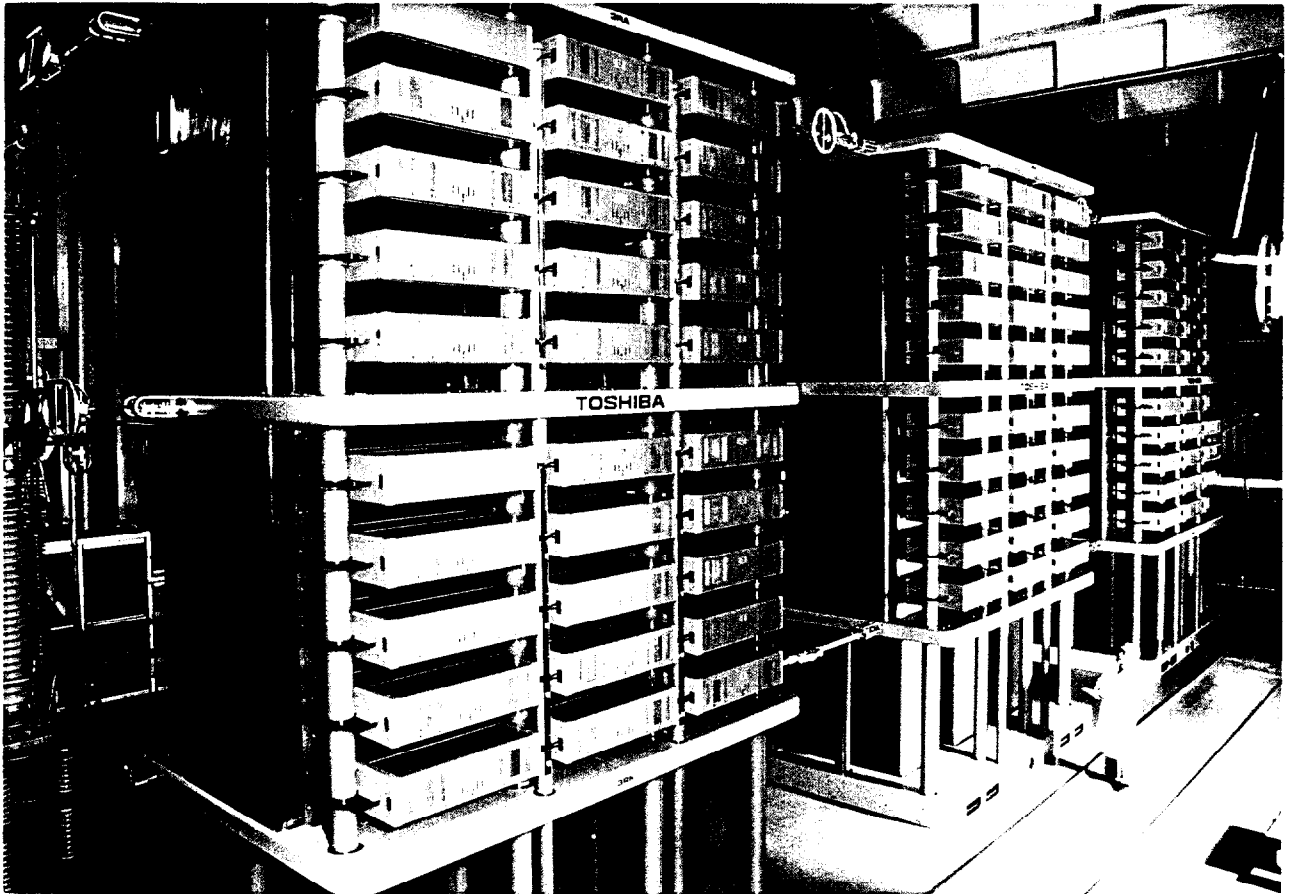
125kV-1200A

図1-2 油冷バルブ内部構造



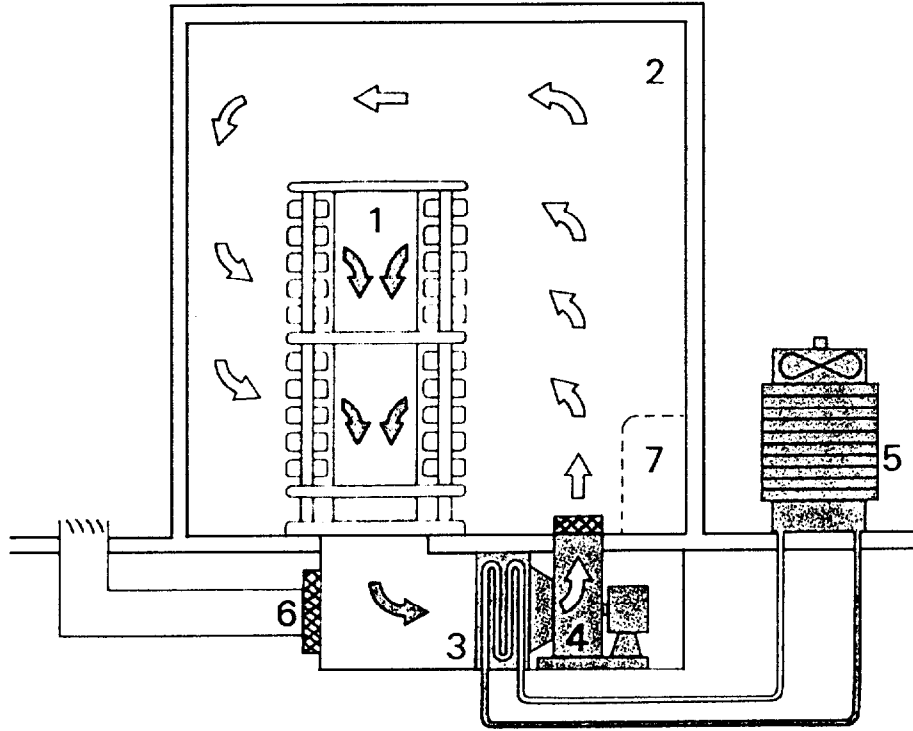
125kV-1200A

図1-3 油冷バルブ現地据付状況



手前から、R相、S相、T相用である

図1-4 北本連系第1極 サイリスタバルブ



- 1.サイリスタバルブ
- 2.バルブホール
- 3.熱交換器
- 4.空気循環ファン
- 5.冷却塔
- 6.メイクアップエアフィルタ
- 7.点検通路

図 1-5 北本連系第 1 極サイリスタバルブ冷却方式

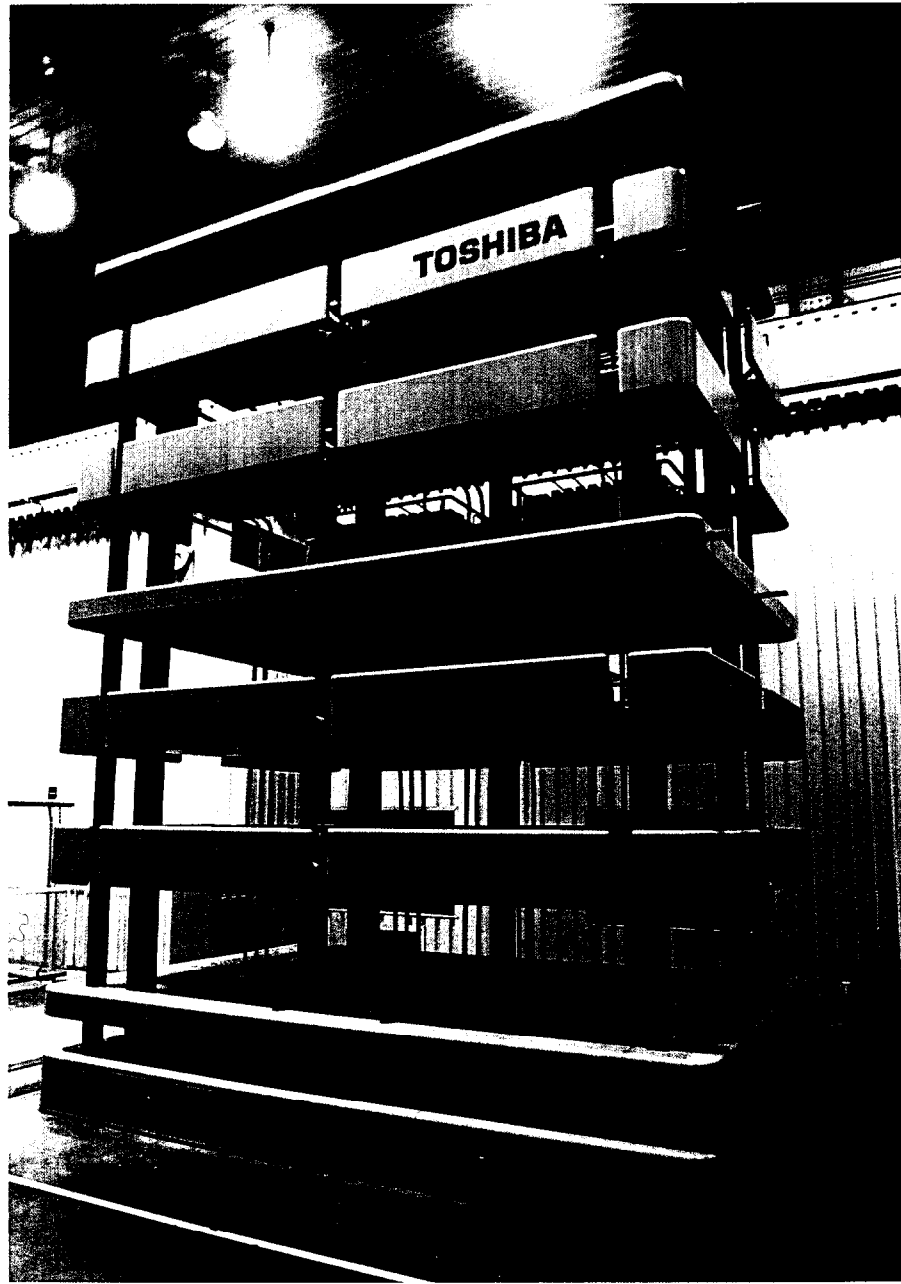


図 1-6 新信濃 2 号 FC サイリスタバルブ

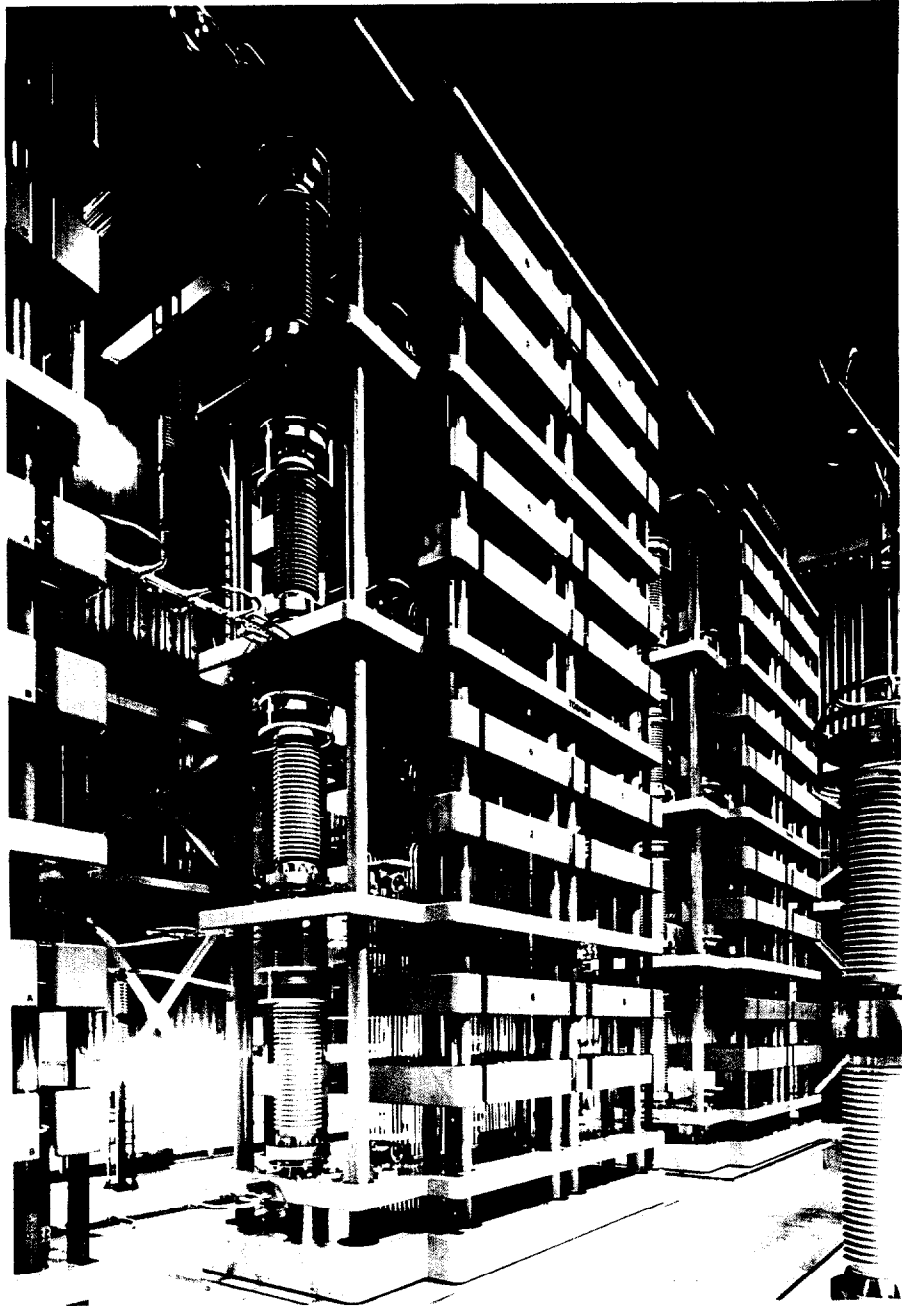


図 1-7 北海道本州連系第 2 極サイリスタバルブ



## 1-2、サイリスタバルブの小形化・低損失化の課題

サイリスタバルブを小形にすることは、特に狭小な国土である日本では極めて優先度の高い要求であるとともに、近年になり関心の高まっている景観への配慮から、高さをできるだけ低くすることも重要になっている。

一方、近年の地球環境への強い関心から、機器損失の低減は従来にも増して重要な技術開発課題となっている。以下にサイリスタバルブの小形化と低損失化のための課題を検討した。

### 1-2-1 サイリスタバルブの小形化

表 1-2 に、サイリスタバルブを小形にするための課題をまとめた。また表には、各課題に対応する本論文の章を示した。

表 1-2 サイリスタバルブ小形化の課題

対象	課題	対応する章	
サイリスタ直列数	(1)サイリスタの高電圧、大容量化	第 2 章	
	(2)バルブ絶縁レベルの低減	第 3 章	
絶縁距離	(3)空間絶縁距離の縮小	第 4 章	
	(4)電界シールドの小形化		
	(5)沿面絶縁距離の縮小		
部品	サイリスタ冷却用ヒートシンク	(6)水冷化	—
	スナバコンデンサ、抵抗器	(7)仕様の緩和 (8)抵抗器の水冷化	第 2 章
	バルブリアクトル	(9)水冷化 (10)仕様の緩和	—
	電圧検出ユニット	(11)回路の簡略化	—
	ゲート電子回路	(12)光サイリスタ化による省略 →光サイリスタの過電圧保護	第 5 章

以下、各課題について詳述する。

(1) サイリスタの高電圧、大容量化

図1-10に国内の電力用サイリスタの定格電圧、定格電流、容量（定格電圧×定格電流）および、シリコンウェーハ径の増加の様子を示す。この20年余りで、電圧定格3.2倍、電流定格7倍そして容量は22倍になった。一方、この間のウェーハ面積の増加率は14倍なので、シリコンウェーハ単位面積当たりの取扱い可能電力容量は1.6倍になったと見ることが出来る。

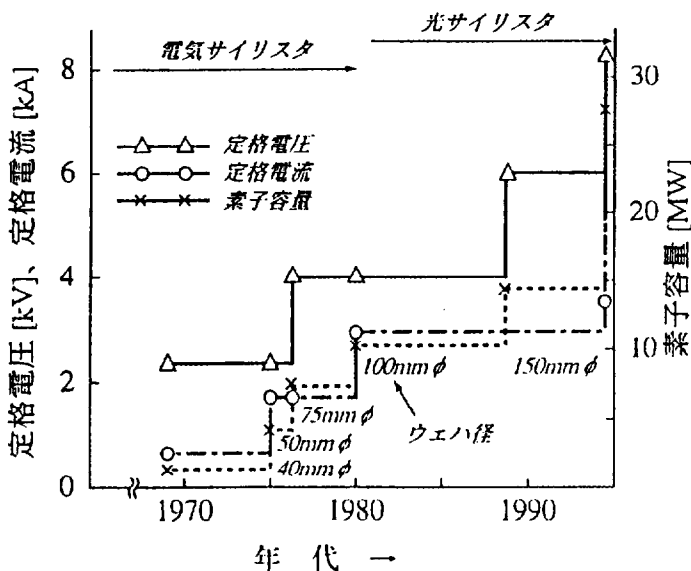


図1-10 サイリスタ大容量化の変遷

しかし今後は従来のような速さでのサイリスタの高電圧化、大電流化は進まないと考えられるが、その理由は以下のとおりである。

(a) 使用サイリスタ数と冗長サイリスタ数の関係

HVDCやBTBシステムで用いるサイリスタバルブには必ず冗長サイリスタを設ける。つまりある点検周期を想定してその期間内で偶発的に壊れるサイリスタ数を予測し、それに余裕を見込んで冗長サイリスタとし、あらかじめ余分に接続しておくのである。

冗長サイリスタ数は通常、最低でも2個とするので、サイリスタ直列数が少ない程冗長サイリスタの全体に占める割合が増加する。このため、現状以上のサイリスタ数の低減は不経済になると共に、万一サイリスタが偶発故障した時残りの健全サイリスタに加わる電圧ストレスの増加割合が大きくなる。

#### (b) 損失低減効果

サイリスタを高耐圧化すれば、サイリスタ直列数を低減できるため従来は損失低減が見込めた。しかし現状の8 kV 耐圧を越える高耐圧サイリスタを設計すると、ターンオフ特性の極端な悪化を招くことになり、スナバ回路損失の増大やインバータ運転時の余裕角を大きくとることによる運転力率の悪化など好ましくない結果が予想される。

#### (c) 適用システムの減少

現状の6 kV-2500 A 光サイリスタおよびこれより小容量のサイリスタはHVDCやBTB用途だけでなく、静止形無効電力補償装置(SVC, Static Var Compensator)、大容量モータドライブ、ガスタービン発電機始動装置などにも使用されている。

一方、現状の最大容量光サイリスタは8 kV-3500 A 定格であり、600 MW を越える容量のシステムに適している。しかし600 MW を越えるようなシステムは多くない。上記のサイリスタより更に大容量のサイリスタを開発したとしても適用システムはごくわずかであり、経済的でない。

以上より今後のサイリスタの主要な課題としては、大容量化ではなく特性改善であると考えられる。サイリスタバルブを最適化する観点から、いくつかのトレードオフの関係にある特性の最適化の手法確立が望まれる。

#### (2) サイリスタバルブ絶縁レベルの低減

サイリスタバルブのサイリスタ直列数はサイリスタバルブの端子間の絶縁レベルを基にして決定する。そしてその絶縁レベルは、端子間に接続されるサージアレスタ(これをバルブアレスタと呼ぶ。)の保護レベルに試験安全係数を乗じて決定する。

バルブアレスタの保護レベルは、表1-3に示すようにZnOギャップレスタイプの開発により大幅に低減されたが、その後の更なる低減は進んでいないことが表1-3より明らかである。

従って、バルブの絶縁レベルを更に低減するには試験安全係数の低減が望まれる。そしてそのためには、サイリスタの耐電圧の経時変化を知ることが課題であるが、従来そうした研究報告はされていなかった。

表 1-3 バルブアレスタの変遷

	北本連系第 1 極	佐久間 FC 1 アームリプレース	北本連系第 2 極	紀伊水道 HVDC
定格直流電圧 (6 パルスブリッジ 当り)	125kV	125kV	125kV	125kV
バルブアレスタ 保護レベル	355kV	280kV	265kV	270kV
協調電流	5kA	2kA	1kA	2kA
アレスタ構成	ギャップ+SiC	ZnO ギャップなし	ZnO ギャップなし	ZnO ギャップなし
運転開始年	1979	1983	1993	2000

(3)、(4)、(5) 絶縁距離の縮小

図 1-6 および図 1-7 のサイリスタバルブの外形をみれば明らかなように、空気絶縁方式のサイリスタバルブの高さ低減に絶縁距離の縮小化が有効である。試験電圧に対して適切な裕度を維持しながら絶縁距離を縮小化するには、空間絶縁と沿面絶縁それぞれについて、その課題と解決へのアプローチは異なる。空間絶縁については、電界緩和シールドの曲率を大きくすれば空間絶縁距離を縮小できるがシールドが大きくなるので、必ずしも機器全体として小形になるとは限らない。シールド曲率と空間絶縁距離との適切な組み合わせを体系だてて検討した例が従来はなかった。一方沿面絶縁については、周囲環境の影響が大きいため、始めに実現可能な環境条件の明確化が必要である。そしてその環境下において、絶縁物の沿面絶縁特性が長期間にわたってどのように劣化するのかを予測し、その予測を基にして沿面絶縁距離を決定する必要がある。しかし従来は沿面絶縁の長期間にわたる劣化特性が十分には明らかになっていなかった。

さらに、後述するように本研究は水冷方式を前提としているが、冷媒である水が漏れたときのサイリスタバルブ絶縁への影響については、従来は必ずしも十分な検討が行われていたとは言えず、また保護との協調についても検討が必要であった。

(6)、(8)、(9) 水冷化

サイリスタバルブ冷却のための冷媒として従来、油、風そして純水が採用されてきたが、1985 年以降世界中で製作されたサイリスタバルブは全て純水冷却が採用されている。それは純水の高い冷却能力により、部品的大幅な小形化が可能となるからである。本論文も冷却は純水冷却を前提としている。

#### (7) スナバコンデンサ、抵抗器の仕様緩和

スナバコンデンサとスナバ抵抗器は、バルブの電気部品のなかで占める体積の割合が大きいが、これらの部品を小形にするには、コンデンサの静電容量を小さくし、抵抗器の消費電力を減少することが有効である。スナバコンデンサの静電容量は、サイリスタの逆回復電荷の大きさと比例関係にあるが、従来はサイリスタ特性のうちオン電圧の低減にのみ注力されていて、逆回復電荷の低減は重要視されない傾向にあった。そのため、サイリスタバルブの小形化の観点から、オン電圧と逆回復電荷の最適特性を定量的に求める手法が課題になっていた。

#### (10) バルブリアクトルの仕様緩和

バルブリアクトルを小形にすれば、その分サイリスタバルブを小形にすることができる。バルブリアクトルはサイリスタの臨界オン電流上昇率  $di/dt$  と臨界オフ電圧上昇率  $dv/dt$  を定格以下に押さえるために接続される。必要なインダクタンスが小さくなれば、その分コイルのターン数を減らせるので小形化が可能となる。サイリスタのこれらの耐量上げることは、今後もサイリスタの課題として継続的に存在し続けると考えられるが、本論文ではとりあげなかった。

#### (11) 電圧検出回路の簡略化

本回路はすでに回路の検討が非常にすすんでおり、更なる簡略化は困難であることと、本回路の占有面積が小さいことから、本論文では研究対象とはしていない。

#### (12) ゲート電子回路

電気サイリスタを使用したときには、光信号として送信されてくるゲート信号をサイリスタを点弧できる電気ゲートパルスに変換するためのゲート電子回路がサイリスタ毎に必要な。光で直接点弧できる光サイリスタを適用すれば、ゲート電子回路が不用となるので、その分サイリスタバルブは小形になる。

光サイリスタは現在、日本が世界に先駆けて実用化している電力用半導体素子の一つである。

しかし、電気サイリスタではこのゲート電子回路の中に過電圧保護回路も内蔵することで、過電圧保護をおこなってきた。光サイリスタにも電気サイリスタと同様、過電圧保護は必要である。ゲート電子回路が不用という光サイリスタの利点を失うことなく、確実に光サイリスタを過電圧から保護する方法を開発する必要がある。

### 1-2-2 サイリスタバルブの低損失化の課題

表 1-4 に、サイリスタバルブの損失低減の課題をまとめた。また表には、各課題に対応する本論文の章を示した。

表 1-4 サイリスタバルブ低損失化の課題

対象		課題	対応する章
サイリスタ直列数		(1)直列数の低減	第 3 章
部品	サイリスタ	(2)オン電圧低減 (3)逆回復電荷、ターンオフ時間の低減	第 2 章
	スナバ抵抗器	(4)スナバコンデンサの静電容量減少	第 2 章
	バルブリアクトル	(5)コイルの直流抵抗低減 (6)インダクタンス仕様の低減	—
	ブスワーク	(7)断面積増大 (8)長さの減少	—

以下、各課題について詳述する。

#### (1) サイリスタ直列数の低減

サイリスタ直列数の低減は、直接的にサイリスタバルブの損失低減となる。1-2-1 の小形化のところで述べたように、サイリスタ直列数はサイリスタバルブの絶縁レベルで決定され、この絶縁レベルを下げるためには、試験安全係数を合理的に低減することが課題であった。

#### (2)、(3) オン電圧、逆回復電荷およびターンオフ時間の低減

従来からサイリスタのオン電圧を低減すれば損失が減少することはよく認識されており、そのためサイリスタ特性において特にオン電圧の低減にのみ注力する傾向があった。しかし、サイリスタを高電圧化するほどオン電圧の減少は困難になるばかりでなく、逆回復電荷やターンオフ時間の増大を招くことになる。こうしたターンオフ特性に関係した特性の悪化は、スナバコンデンサの静電容量増大につながりサイリスタバルブの損失に悪影響を与えることが考えられる。従って、サイリスタ特性を、サイリスタバルブの低損失化の観点から総合的に最適化する手法の開発が課題であった。

#### (4) スナバコンデンサの静電容量減少

サイリスタバルブの損失のなかで、サイリスタの点弧、消弧時にスナバコンデンサが

充放電することにより発生する損失は、サイリスタ自身の損失と同等の大きさになる場合もあり、サイリスタの損失と同様に重要である。上述したように、スナバコンデンサの静電容量の低減にはサイリスタの逆回復電荷の低減が有効である。従って、サイリスタ特性を、サイリスタバルブの低損失化の観点から総合的に最適化する手法の開発が課題であった。

#### (5)、(6) バルブリアクトルの直流抵抗とインダクタンスの低減

バルブリアクトルのコイルの直流巻線抵抗はサイリスタバルブ全体の損失の10%程度をしめる。これを減少するには、まずコイルのターン数を減らすためにインダクタンスの仕様を小さくすればよい。そのためにはサイリスタの  $dv/dt$  耐量、 $di/dt$  耐量を大きくする必要がある。これらはサイリスタ自身の課題であり、本論文では取り上げていない。

#### (7)、(8) ブスワークの断面積増大と長さの減少

ブスワークの損失はサイリスタバルブ全体の損失の2~3%程度と小さい。ブスワークの損失低減のために断面積を増加するのは、その効果が小さい割に機器の外形の大型化を招くことになるので、実際的ではない。ブスワークの長さの減少は、端子の位置などを考慮して合理的なブス配置を立案することにより実現できる。特に困難な課題はない。

### 1-3 本論文の目的と構成

#### 1-3-1 本論文の目的

本論文の目的は、直流送電用サイリスタバルブを更に小形にすると共に電力損失を低減するために必要な手法を開発することにある。従来は、小形・低損失を実現するために、①サイリスタの高電圧、大電流化、②バルブアレスタの保護レベル低減、③バルブ構造の多層化および④水冷方式の採用などを行ってきており、前節までに示したような成果があった。しかし今後、更なる小形化・低損失化を図るためにはこれらの4つの施策は限界に達しており、これ以上の顕著な改良は望めない。

そこで本論文では、互いにトレードオフの関係にあるサイリスタ特性について、サイリスタバルブの外形寸法と損失の観点から、最適特性の組合わせが存在することを、サイリスタの各特性とバルブの外形寸法と損失との関係を明確にすることにより考察した。更にBTBにおいては、システムの定格直流電圧および直流電流を自由に選定することができることから、サイリスタバルブの外形寸法、損失とサイリスタの電圧、電流定格の関係を考察した。

次に、サイリスタ特性の経時変化について検討した。サイリスタバルブの外形寸法、損失はサイリスタの直列数にほぼ比例するが、この直列数はバルブの試験電圧を基にして決定する。そしてバルブの試験電圧を決定する際にサイリスタ特性の経時劣化を5%程見込んでいる。そこで、この経時劣化がないことを明らかにできれば、サイリスタの直列数を低減でき、もってバルブの小形化・低損失化を実現できる。そこで、実際にフィールドで16年間使用されたサイリスタをサンプリングして、その特性を初期値と比較した。更に、加速試験により、余寿命を推定した。

さらに、サイリスタバルブ外形の小型化のために絶縁距離の合理的な短縮法について研究した。バルブの外形寸法は大きく2つの要因により支配されている。第1にサイリスタモジュール上下間の空間絶縁距離の短縮のために、高速表面電荷法による電界解析とモデルによる実験を行った。第2の絶縁距離の決定要因である絶縁物の沿面絶縁距離を短縮するため、まず実際にサイリスタバルブが設置される温度や湿度などの環境条件を従来の実績から決定し、次に想定した環境条件下での絶縁物のV-t特性を取得することにより、想定する期間内にフラッシュオーバーすることがない沿面絶縁距離を求めた。

そして、ゲート電子回路が省略できることからサイリスタバルブの小形化と高信頼度化が図れるという利点のため、近年その適用が拡大している光サイリスタの過電圧保護方式について、光サイリスタの特徴である、サイリスタ周辺回路がきわめて簡素であることを失うことなく実現する最適な回路方式を検討した。

#### 1-3-2 本論文の構成

本論文は緒論と結論を含む6章から構成される。

第1章は緒論であり、直流送電用バルブの現在までの変遷について述べた。また今後バ



バルブをさらに小形、低損失化するために解決する必要がある技術課題についてまとめ、本論分の研究目的を明確にした。

第2章では、サイリスタバルブを構成するサイリスタの特性を最適に選定する手法について検討した。従来はサイリスタ特性のうちオン電圧のみに注目し、これを低くすることに注力してきた。しかしオン電圧と逆回復電荷は互いにトレードオフ関係にあるため、バルブの外形および損失を最小化する観点から最適な特性値の組み合わせが存在することを明らかにした。またサイリスタのターンオフ時間がシステムに与える影響を定量的に明らかにした。さらにBTBシステムでは、任意にシステムの直流電圧、電流を決定できることからサイリスタのシリコンウエーハの大きさを決定したあと、最適なサイリスタの定格電圧、定格電流を選定することで、サイリスタバルブの外形、損失を最小化することができることを述べた。

第3章では、サイリスタバルブの試験電圧を決定する際に考慮しているサイリスタの特性の経時変化について従来まとまった報告がなされていなかったことから、実際にフィールドで16年間使用したサイリスタを8個サンプリングし、諸特性を調査して初期値と比較することにより、検討した。検討にあたっては、初期特性が16年前に実施されていることから、特性測定の再現性を確認するため、調査品と同時期に製作され現在まで使用されていないサイリスタの特性をまず測定した。また試験電圧に直接関係する耐電圧の経時変化について、漏れ電流を指標として温度及び電圧を加速して劣化試験を実施し、今後の余寿命を推定した。これにより、サイリスタバルブの期待寿命の範囲ではサイリスタの耐電圧は低下しないことを示し、バルブの試験電圧の新しい決定法を提案した。

第4章では、水冷、空気絶縁方式バルブの絶縁の合理化による小形化について述べた。バルブの絶縁を構成するいくつかの要素のなかから、特にバルブの外形に影響が強い、サイリスタモジュール上下間の空間絶縁の短縮と沿面絶縁距離の短縮について検討した。空間絶縁については、始めに高速表面電荷法によるバルブモジュール上下間の電界解析により最適なモジュールシールドやモジュール底部の曲率と空間絶縁距離の関係を求めた。次に解析結果の妥当性をモデルによる実験で確認した。さらにバルブの小形化に大きな影響のある沿面絶縁距離の決め方を見直した。まず想定した温度や湿度などの環境条件下での絶縁物の  $V-t$  特性を求め、その結果から想定する寿命を満足するような沿面平均電界を明らかにした。さらに水冷方式で問題となる、冷却水が漏れた時の絶縁への影響について明らかにし、保護装置との協調を検討した。本研究の成果を500kVサイリスタバルブの設計に反映すると、高さを18%低減することができることを示した。

第5章はサイリスタバルブの過電圧保護方式について、特に光サイリスタを適用した時

の最適な方式について検討した結果を述べている。始めにサイリスタバルブに印加される各種過電圧をリストアップし、それぞれに対して提案されている保護方式を検討した。次に、直列接続されたサイリスタの1部のサイリスタにのみ印加される過電圧に対して提案されている複数の保護方式について詳細に比較検討した。その際特にサイリスタ周辺回路が極めて少ないという光サイリスタの特徴を失わない過電圧保護方式に注目した。必要な部品数とその設置位置、過電圧時のサイリスタやスナバ回路のストレスなどについて比較した結果、サイリスタに加わる逆電圧時間幅を常にモニタしておきその幅が所定値以下になった時、常時のゲートパルスが発生するパルス発生器から保護ゲートパルスを全ての光サイリスタに供給する方式が最適であることを示した。

第6章は結論であり、第2章から第5章までに述べた研究成果をまとめ、得られた結果の要点を述べるとともに、今後の課題を述べた。

## 第2章 サイリスタ特性の最適化

## 第2章 サイリスタ特性の最適化

### 2-1 はじめに

サイリスタバルブの損失や外形寸法は、使用するサイリスタの定格・特性に大きく影響される。表 2-1-1 に、サイリスタの各種定格や特性がサイリスタバルブの損失や外形寸法にどのように影響するかを定性的にまとめて示した。サイリスタバルブのスナバ回路損失と外形寸法は、互いに正の相関がある。スナバ回路の損失が大きいとスナバ回路を構成する抵抗器とコンデンサの外形も大きくなり、サイリスタバルブ全体の外形も大きくなるためである。一方、サイリスタの損失増加は、その増加分が比較的小さいうちは、冷却システムの強化などで対応できるため、直接バルブの外形の増加にはならない。しかし、損失増加が更に大きくなると冷却用ヒートシンクや配管の大形化を招き、バルブ外形が大形化する。

表 2-1-1 サイリスタ定格・特性とサイリスタバルブおよびシステムへの影響

サイリスタ定格・特性	サイリスタバルブへの影響	システムへの影響
1. $V_{DSM}$ 非繰返し オフ電圧	・ $V_{DSM}$ 高 → 所要サイリスタ直列数減少。 直列数が減少 → バルブの小形化、低損失化、高信頼化。	—
2. $V_{TM}$ オン電圧	・ $V_{TM}$ 大 → バルブ損失増大。バルブ外形への影響は小。	—
3. $Q_{rr}$ 逆回復電荷	・ $Q_{rr}$ 小 → スナバコンデンサの静電容量小。 ・ コンデンサの静電容量小 → スナバ回路用抵抗器の損失小 → バルブの低損失化、小形化。	—
4. $T_q$ ターンオフ 時間	—	・ インバータ運転時の余裕角は $T_q$ に比例。 ・ 余裕角小 → Var 消費量小 → 調相設備小。
5. $I_{SGB}$ 電流サージ・ ゲートブロッ ク耐量	—	・ サイリスタバルブ短絡事故時の許容故障電流は $I_{SGB}$ に比例 ・ $I_{SGB}$ 大 → 変換器用変圧器のインピーダンス小 → Var 消費量小 → 調相設備小。

本章では、サイリスタバルブの更なる小形化、低損失化を実現するため、従来は単にオン電圧を下げることにのみ注力し十分に検討されていなかった互いにトレードオフの関係にある、サイリスタのオン電圧と逆回復電荷およびターンオフ時間の最適化について検討した。そして、サイリスタバルブの外形や損失の構成要素を分析した上で、サイリスタのオン電圧と逆回復電荷やターンオフ時間とのトレードオフの最適値が、サイリスタバルブの外形や損失の最適化の観点から存在することを示した。またこの時、変換装置の負荷率を考慮することが重要であることを示した。次に、ターンオフ時間を低減した時の、変換装置全体への効果を定量的に検討した。ターンオフ時間を減少すると変換装置の消費無効電力を低減できるので調相設備の容量を減らす事ができ、またこれにより交直変換所の敷地面積を縮小できることを示した。

具体的に本研究を2種類の定格のHVDC用サイリスタバルブに適用することを検討し、外形寸法と損失の低減効果を試算して、その適用効果を示した。更に、BTB用サイリスタバルブに適用するサイリスタについて、サイリスタバルブの小形化、低損失化の観点から最適な定格電圧、定格電流を検討した。すなわち従来はサイリスタの定格は直列数低減の観点から、まず高耐圧化を第一として決定していた。しかし、BTBシステムでは定格容量が指定されるだけで、定格電圧、定格電流は任意に決定できるので、サイリスタバルブの小形、低損失化の観点で最適なサイリスタの電圧定格、電流定格をまず決定し、それに合わせてBTBシステムの定格電圧、定格電流を決めるのが合理的であることを示した。

## 2-2 サイリスタ特性とバルブの小形化・低損失化の課題

直流送電用サイリスタバルブはすでに25年の実績があり高い信頼度を示しているが、今後直流送電システムを更に普及させるためには、益々小形化、低損失化が要求される。ここでは、さらにサイリスタバルブを小形化、低損失化するための技術課題を明らかにする。

### 2-2-1 小形化

バルブモジュールおよびサイリスタバルブの外形を決める主要な要因に下記の5項目がある。

- (1) サイリスタ直列数
- (2) サイリスタ周辺回路や部品の外形寸法
- (3) 空間および浴面絶縁距離
- (4) バルブ設置方式と耐震設計
- (5) 冷却方式

上記のうち、(3)については4章にてサイリスタバルブ絶縁の最適化について述べる。(4)についてはサイリスタバルブを天井から吊り下げる懸垂形バルブと床から立ちあげる自立形バルブの2方式が実用化されている。これらの構造設計の改善もサイリスタバルブ小形化のために重要であるが、文献5)、19)で検討されているのでここでは取り上げない。(5)の冷却方式は、1980年代以降に世界で製作されたサイリスタバルブはすべて水冷式であり、ここでも水冷式を前提とする。水冷式は風冷式や油冷式に比べて冷却効率が高いのでサイリスタにより大きな電流を通電できると共に、スナバ回路用抵抗器を小形にできる。また水冷式は風冷式に比べて補機損失が小さいという利点もある。

ここでは、バルブモジュールおよびサイリスタバルブの小形化の課題について、上記の(1)と(2)に着目して検討する。

#### a) バルブモジュール

図2-2-1にバルブモジュールの回路構成と外形を示す。サイリスタとその周辺回路を製造や保守・点検に便利なように、適切な数量だけ収納している。従ってこのモジュール単品で耐電圧を除いた全てのサイリスタバルブの機能を有しており、このためバルブモジュールをサイリスタバルブの電圧縮約したユニットともいえる。このバルブモジュールはシリコンウエーハ直径150mm、8kV-3500A定格の光サイリスタ(以下LTTと称す。)を7ケとバルブリアクトル2台、その他の周辺回路を収納しており、直流電流定格は3500Aである。平形のLTTとこれらを冷却するヒートシンクはサンドイッチ状に交互に並べられ、この積層体を10トンで圧接する機構を含めた構造体のことをLTTスタックと呼ぶ。

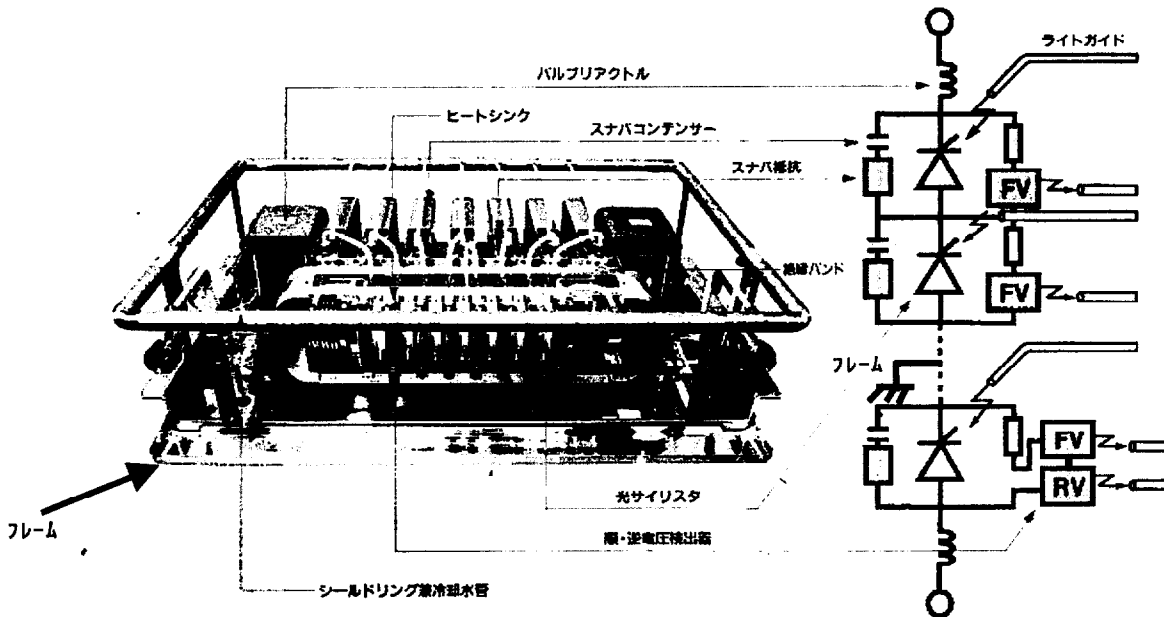


図2-2-1 バルブモジュール回路と外形

このモジュール 6 台で、125kVdc の 3 相ブリッジの 1 アーム分を構成できる。寸法は幅 1500mm、奥行き 1050mm、高さ 430mm で容積は 0.68m<sup>3</sup> である。

表 2-2-1 にモジュールの平面積に占める各構成要素の割合を示す。表から明らかなように平面積の約半分を組み立て・保守および絶縁距離用スペースが占めている。スナバ回路用コンデンサや抵抗器などの部品形状に突起をなくし、端部の曲率半径を大きくすることにより、絶縁距離を縮小することが可能である。しかし、その分加工費が増加すると共に、曲率半径の増加は部品の外形寸法を大きくし占有面積を増加させるので、経済性と部品配置とのかねあいを考慮して外形を決定する。また組み立て・保守スペースは部品取り外し用の専用工具の開発などにより縮小化が可能である。今後も、こうした部分の縮小化の検討は継続して進められるが、さらなる大幅な縮小は困難な状況にある。

表 2-2-1 バルブモジュール占有面積

構成要素	割合
LTT スタック	9%
スナバ回路ユニット	26%
バルブリアクトル	11%
電圧検出ユニット	5%
組み立て・保守スペース及び絶縁距離	49%
合計	100%

一方平面積の残りの半分を占める各種部品の外形寸法の縮小化は、バルブモジュールの小形化に寄与するのは勿論であり、今後も部品自身の小形化への開発、研究は継続されていくと考えられる。

これら部品のなかでは表 2-2-1 から明らかなように、抵抗器とコンデンサからなるスナバ回路ユニットが最も大きなスペースを占めている。スナバ回路用コンデンサの静電容量が大きいと、コンデンサ自体の外形が大きくなるだけでなく、スナバ抵抗の損失が大きくなるのでこの外形も大きくなる。従って、モジュール外形の縮小には、スナバコンデンサの静電容量減少が効果的であることがわかる。これによれば新たな部品の小形化開発をすることなく、モジュールの小形化が達成できることになる。この点に関して 2-4 にて解析する。

#### b) サイリスタバルブ本体構造

前述のバルブモジュールを、所定の電圧に耐える様に必要数を直列接続してサイリスタバルブを構成する。従来、いくつかのサイリスタバルブ本体構造

が提案されているが、以下に示す4重バルブ構造が、占有面積が少ない点で有利であり、ここでも4重バルブ構造を前提とする。図2-2-2に示す3相ブリッジを2段カスケード接続した回路構成において破線で囲った4つのアームを1つの構造体として構成したものを4重バルブと呼ぶ。バルブの占有面積は、1アーム毎に1台のサイリスタバルブ構造とする場合に比べて4重バルブ構造とすることにより約1/4に減少する。4重バルブ構造を実現するためには、積載するバルブモジュールの外形、重量を減少させることと、高度な耐震解析技術に裏付けられた信頼性の高い耐震構造設計が必要である。現在は磁器碍子の約5倍の曲げ強度を有するガラス繊維強化プラスチック（FRP）製の絶縁支柱を開発し、構造材として適用している。

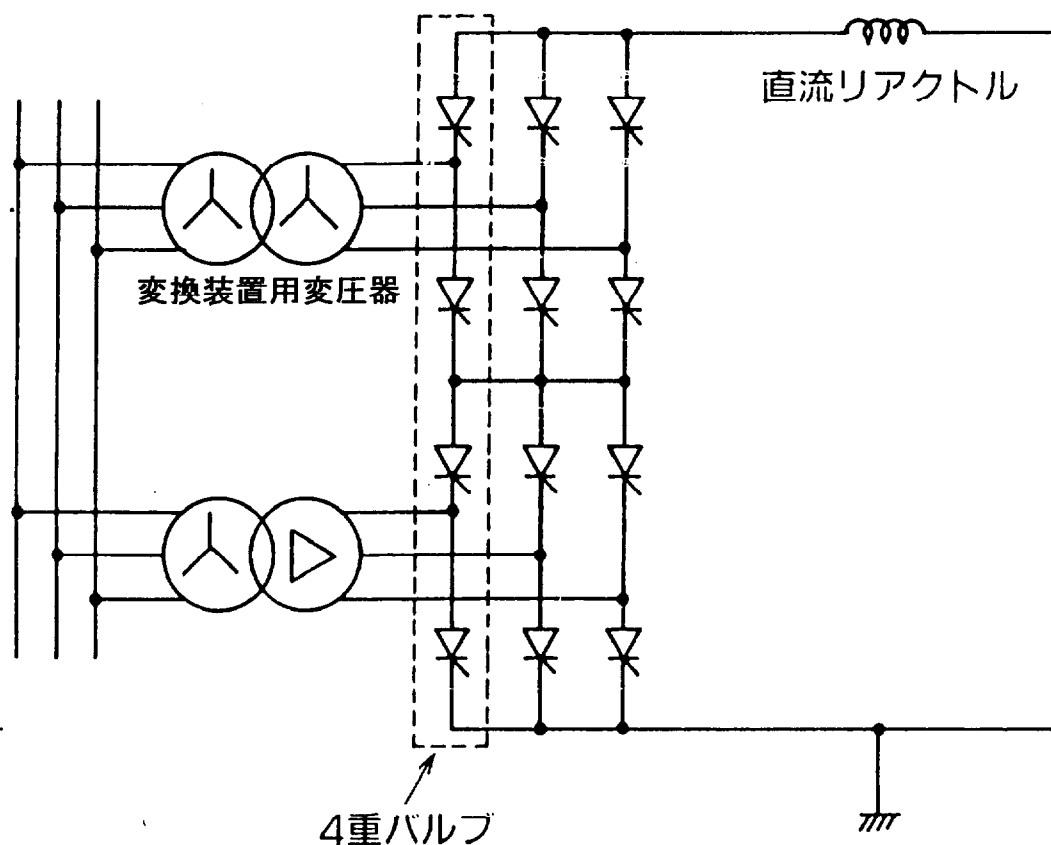


図2-2-2 バルブ結線図

図2-2-3に開発した4重バルブの外形を示す。定格は250kV-3500A<sub>dc</sub>で、図2-2-1に示したバルブモジュールを1アーム当り6台、4重バルブ当りで24台から構成されている。全てのモジュールは直列接続されている。4重バルブ



の寸法は幅 5.4m、奥行き 3.7m、高さ 8.8mである。

4重バルブの幅や奥行き寸法は、バルブモジュールの外形、絶縁支柱の太さ、絶縁距離および保守スペースで決まる。一方、4重バルブの高さの約60%はモジュール上下間の空間絶縁距離で占められているが、実際に4重バルブの高さを決定しているのは、絶縁支柱の沿面絶縁距離である。一般に必要な絶縁支柱の沿面距離を確保すると、バルブモジュール上下間の空間絶縁距離は自動的に十分に確保される。沿面絶縁距離は、使用環境（気温、湿度および汚損度など）に大きく影響を受けるので、その条件下における使用する絶縁材料の長時間使用時のV-t特性を考慮して決定する必要がある。

このように、気中絶縁技術のさらなる高度化は今後の4重バルブの高さ低減の要点の一つであるが、具体的な絶縁距離の縮小については第4章で述べる。本章では、4重バルブの幅や奥行き寸法に影響するバルブモジュールの小形化について解析する。

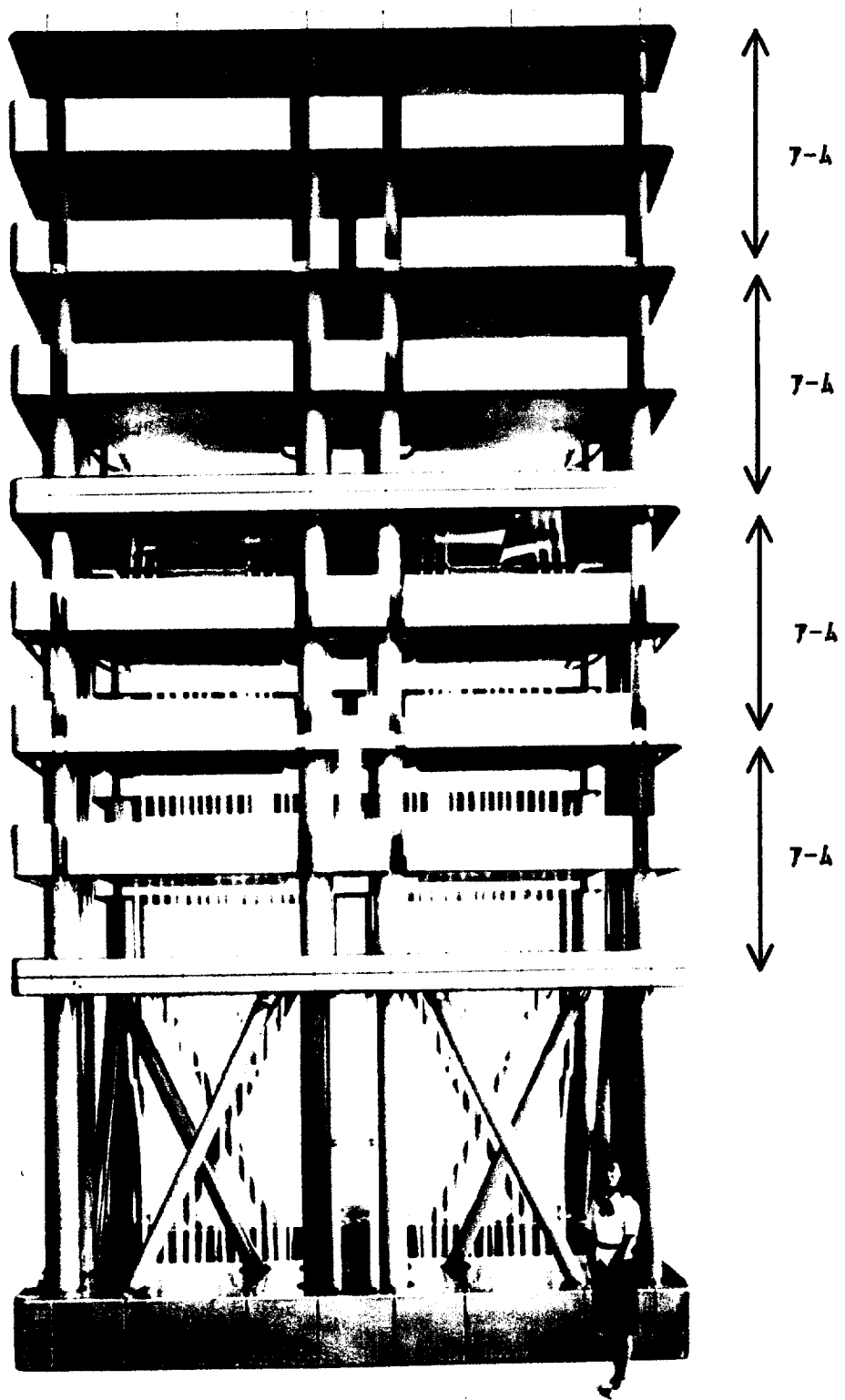


図 2-2-3 4重バルブの外形

### 2-2-2、低損失化

サイリスタバルブの損失は、サイリスタ、バルブリアクトルのコイルおよびブスワークで発生する通電電流に関係した成分（電流損失）と、電流には関係しないスナバ回路やバルブリアクトルのコア（渦電流損）で発生する成分（電圧損失）にわけられる。

その内訳はHVDCとBTBとで異なるが、変換容量を300MWとし直流電流を各々1200Aと2400Aに仮定した時の値を表2-2-2に示す。系統周波数は50Hzを想定した。表は、直径100mmのシリコンウエーハを使った6kV-2500A光サイリスタを使用した場合である。HVDCシステムでは、送電線における損失をできるだけ小さくするため、電圧定格を高め、電流定格を低めに設定する。一方、BTBでは連系容量のみが設定され、電圧・電流定格は任意に決められるので、所要サイリスタ数を最小にするためサイリスタの利用率を最大にするように電圧・電流定格が選定される。また、表は100%負荷の場合であり、負荷率が小さくなれば、電流損の割合が減少し電圧損の割合が増加する。

表 2-2-2 サイリスタバルブ損失の内訳

分類	品名	HVDC (250kV-1200A)	BTB (125kV-2400A)
電流 損失	サイリスタ	40%	57%
	バルブリアクトルコイル 及びブスワーク	12%	14%
電圧 損失	スナバ回路	42%	24%
	バルブリアクトルコア	6%	5%
合計		100%	100%

表から、HVDCシステムでは直流電流が少ないため、電流損失と電圧損失がほぼ等しく、一方、BTBシステムでは、直流電流が大きいため電流損が全損失の70%以上を占めることがわかる。これより、HVDC用とBTB用とで、低損失化の施策が異なるべきであることがわかる。HVDC用ではスナバ回路損失の低減が、BTB用ではサイリスタ損失の低減を行えば効果が大きいと考えられる。

### 2-3 サイリスタ定格、特性のトレードオフ

ここでは、シリコンウエーハ径が決まった時の、サイリスタの電圧、電流定格の相関関係およびサイリスタを高耐圧化する場合の他の特性とのトレードオフ関係について述べる。

### 2-3-1、サイリスタの電圧および電流定格

1-2-2 節で述べたように、この 20 年余りでサイリスタの電圧定格は 3.2 倍、電流定格は 7 倍になった。サイリスタの高耐圧化は、サイリスタバルブにおけるサイリスタの直列数を低減する効果があるので、特に定格電圧の高い HVDC システムに対して有利となる。また、BTB システムでは一般に、直流電流を大きく、直流電圧を低くしたほうが機器を小形にでき、また経済的である。従って、同一口径のシリコンウエーハのサイリスタでも、HVDC 用と BTB 用とでその電圧、電流定格の最適値は異なってくる。

同一のシリコンウエーハ径では、電圧定格を大きくするとシリコンの比抵抗が大きくなると共にシリコンが厚くなるので電流定格が小さくなる。図 2-3-1 は直径 10cm のシリコンウエーハを用いた場合の電圧、電流定格の関係を示している。参考文献 22) および 23) に示されているように、4kV の電圧定格では電流は 3000A であるが、8kV では 1600A となり約半分の電流定格となることがわかる。BTB システムでは、まず最適なサイリスタの電圧、電流定格の選定をする必要があることがわかる。この最適な選定法については 2-7 で解析する。

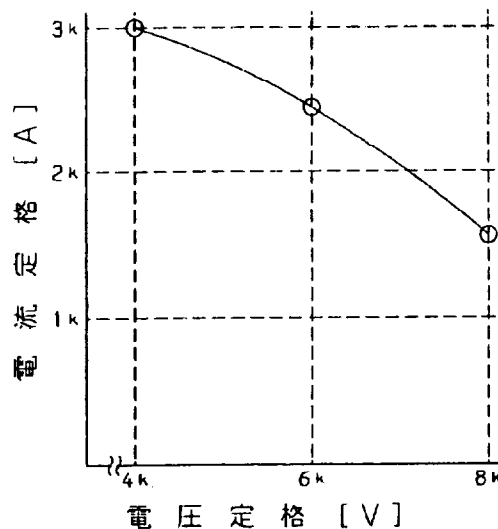


図 2-3-1 サイリスタの電圧、電流定格の関係  
(直径 10 cm ウエーハ)

電流定格と密接な関係にあるサイリスタ特性に電流サージゲートブロック耐量 (以下アーム短絡電流耐量、ISGB) がある。万一アーム短絡事故が発生した時事故電流を検出してただちにゲートパルスの発生をやめ、変換装置の運転を停止する保護を行う。図 2-3-2 に W アームでアーム短絡事故が発生した時の U アームの電圧波形、各アームの電流波形とゲートパルスそして保護の動きを

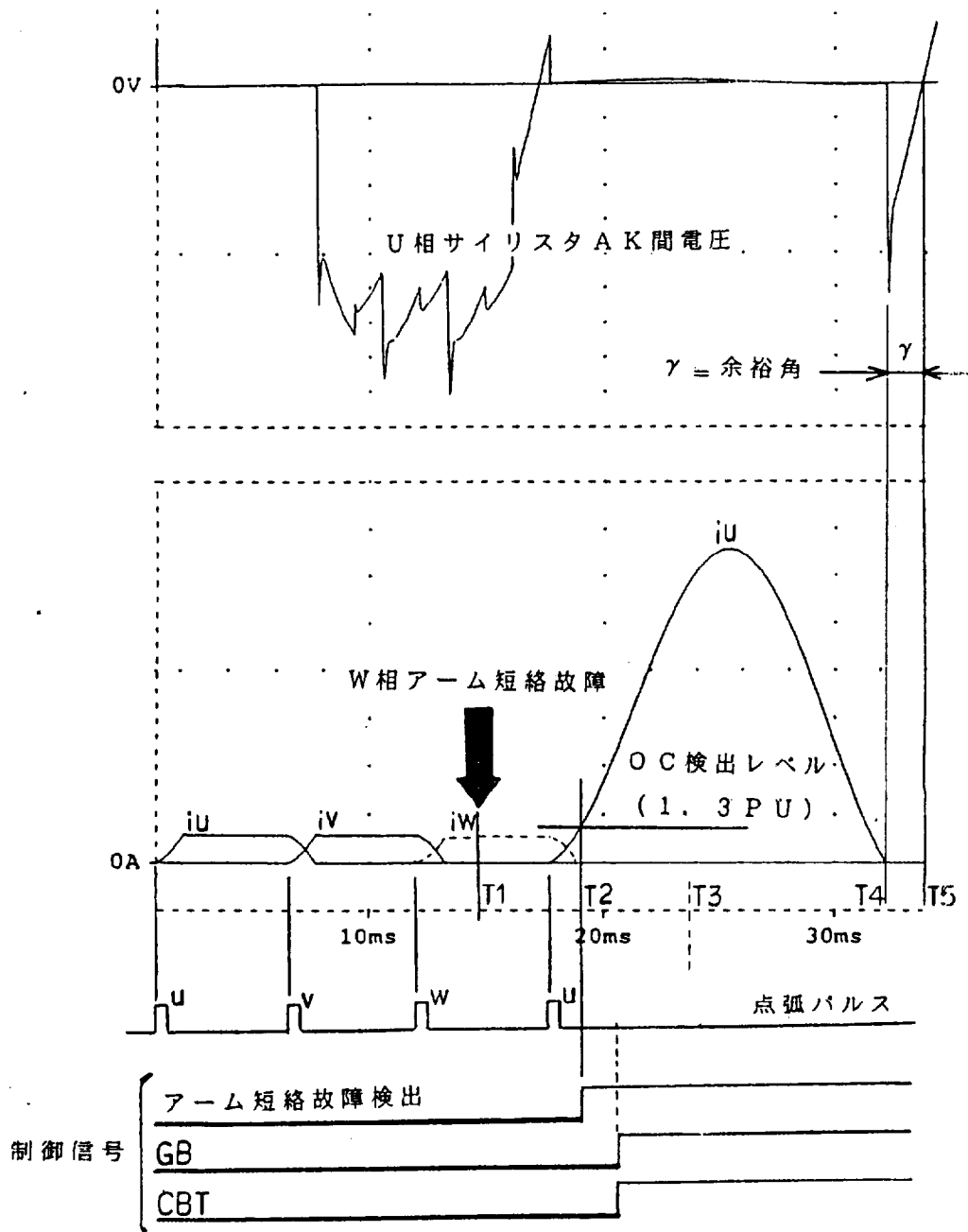


図 2-3-2 アーム短絡事故時のサイリスタ電圧・電流

示す。Wアームでアーム短絡が発生すると次に点弧するUアームが点弧した時、変換装置用変圧器の直流巻線がR相とT相で短絡されるので健全なUアームにも大きな故障電流が流れる。事故電流を検出すると制御装置はただちにゲートを停止し（GB、ゲートブロック）また交流系統と変換装置を接続している遮断器にトリップ指令をだす。（CBT、Circuit Breaker Trip）遮断器が実際に開極するのは指令をうけてから3サイクル程度あとになるのでサイリスタには電流が切れた後交流電圧が2サイクル程度印加される。サイリスタは事故電流を流した後にこの回復電圧に耐えなければならない。

文献4）によれば、故障電流のピーク値  $I_{sp}$  は概略下式で表される。

$$I_{sp} = 2 \times I_{dc} / Z \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで  $I_{dc}$  : 定格直流電流 [A]

$Z$  : 変換装置用変圧器のインピーダンス [PU]

アーム短絡事故時のストレスにたいする耐量はサイリスタの電圧定格が高くなるにつれて低下する。電圧定格が高いほどオン電圧が高く、故障電流によるサイリスタの温度上昇が大きくなるためである。

図 2-3-3 にウエーハ直径 10cm の場合の電圧定格とアーム短絡電流耐量の関係を示した。通電後に電圧が印加されないサージ電流耐量より、電圧ストレスが印加される分だけアーム短絡電流耐量の方が小さい。

以上示したように、バルブの損失や外形の最適化をするため、サイリスタのオン電圧を高く設定する場合、アーム短絡耐量に問題ないことを確認する必要がある。

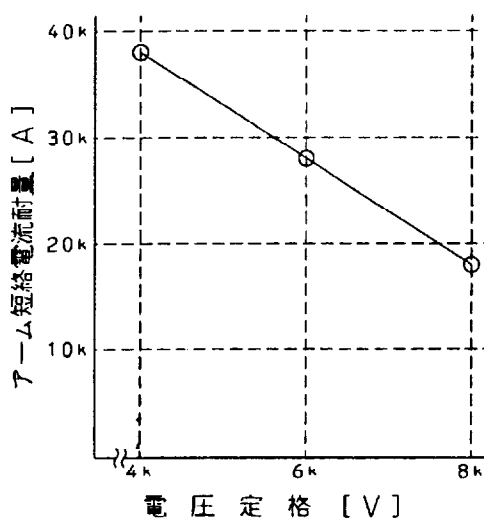


図 2-3-3 電圧定格－アーム短絡電流耐量（10cm ウエーハ）

### 2-3-2、サイリスタ特性のトレードオフ

HVDCでは、システムから決まる適正な直流電圧・直流電流が仕様として与えられるので、直流電流が流せる範囲で、できる限りサイリスタの電圧定格を高くするのがサイリスタの直列数の低減の観点から望まれる。図 2-3-4 にサイリスタを高耐圧化する時のサイリスタ諸特性の相互関係を示した。サイリスタの高耐圧化のためには、シリコンウエーハ内の4層の内、nB層の厚さを増加して電界緩和し、また、比抵抗を大きくする必要がある。しかし、こうした施策はサイリスタの順方向電圧降下であるオン電圧を増加させるので、オン電圧が耐電圧の上昇の割合以上に増加した場合、サイリスタの直列数が減少してもバルブにおけるサイリスタ全体の損失はかえって増加してしまう。

オン電圧の増加を抑制するには、nB層のキャリアのライフタイムを長くする方法が考えられる。しかしその場合、逆回復電荷 $Q_{rr}$ やターンオフタイム $T_q$ が増加する。

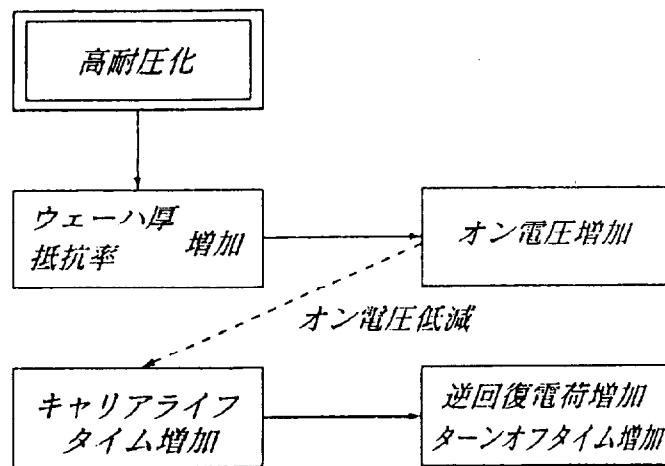


図 2-3-4 サイリスタ高耐圧化の課題

図 2-3-5 にシリコンウエーハ径 150mm、定格 8kV-3.5kA LTT のオン電圧と  $Q_{rr}$  および  $T_q$  の関係を示す。nB層の厚さは 1.7mm、比抵抗は  $500\Omega \cdot \text{cm}$  とした。図において、 $Q_{rr}$  は  $V_T$  が 2.35V の時の値を 100% に規格化し、また  $T_q$  は、 $V_T$  が 2.50V の時を 100% に規格化している。ライフタイム制御をしないと  $V_T$  は 2.0V 程度となり、 $Q_{rr}$ 、 $T_q$  共に図中の一番左側の非常に大きな値になる。ライフタイム制御の方法として金拡散、電子線照射及び放射線照射（例えばプロトンなど）などがあるが、ここではシリコンウエーハの厚み方向の任

意の位置のライフタイム制御ができるプロトン照射の適用を仮定した。プロトン照射の強度などを調整してライフタイムを小さくしていくと図 2-3-5 における右下がりのカーブが得られる。VT=3.0Vまでは実績データであるがそれよりVTが大きい領域は推定値である。QrrとTq共に、オン電圧が低い領域では、オン電圧の増加に伴い急激に小さくなるが、オン電圧が高くなるにつれ、しだいに減少率が減少し飽和傾向を示す。

国内で現在、実際に変換所で運転中のLTTとして、シリコンウエーハ径100mm、定格6kV-2500A定格のLTTのオン電圧とQrrの関係を図 2-3-6 に示す。nB層の厚さは1.2mm、比抵抗は330Ω・cmを仮定した。またライフタイム制御は電子線照射のみ実施するとした。QrrはVT=1.78Vの時の値を100%として相対表示している。Tqの変化もQrrと同様になると予想されるが、今後の検討には使用しないため示していない。2-4節以降の検討におけるオン電圧とQrr、Tqの関係は図 2-3-5 と図 2-3-6 に示す関係をベースにする。



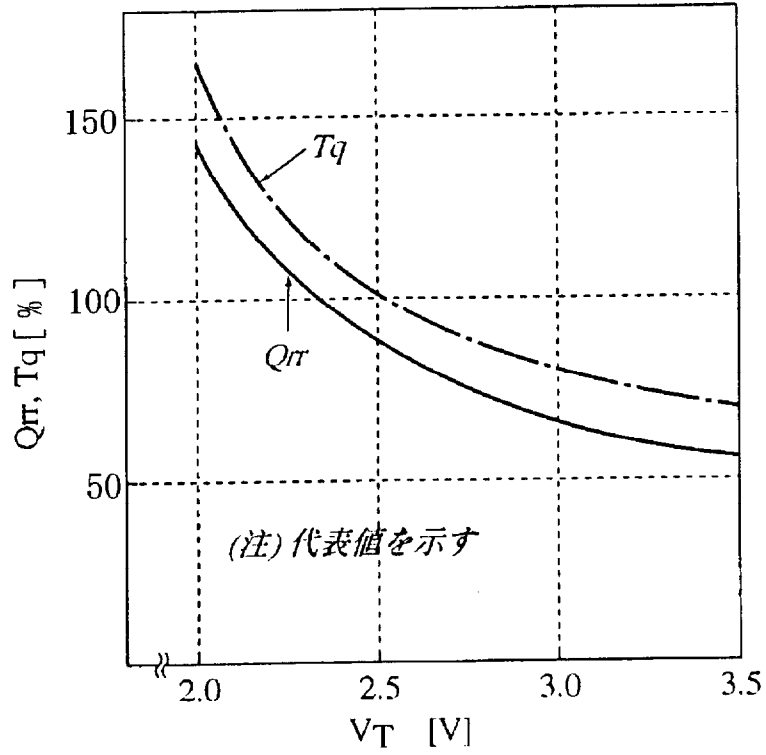


図 2-3-5 オン電圧とターンオフ特性のトレードオフ  
(8 kV L T T)

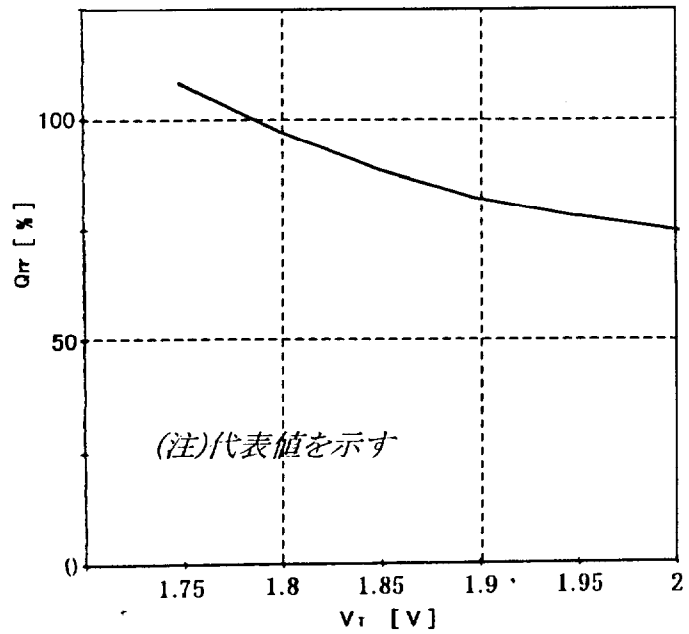


図 2-3-6 オン電圧と  $Q_{rr}$  のトレードオフ  
(6 kV L T T)

## 2-4 サイリスタバルブの外形寸法・損失とサイリスタ特性の関係

### 2-4-1 サイリスタバルブの外形寸法とサイリスタ特性の関係

2-2 節で述べたように、サイリスタバルブの外形を小形化するためにはバルブモジュールの小形化が必要であり、それにはスナバコンデンサの静電容量  $C_g$  低減が有効である。 $C_g$  の値は、サイリスタがターンオフした時の転流振動倍数目標値および、直列接続したサイリスタ間の  $Q_{rr}$  のバラツキ  $\Delta Q_{rr}$  に起因する電圧アンバランスの目標値により決まる。

ここで、転流振動倍数  $K_c$  とは、図 2-4-1 に示すようにサイリスタがターンオフした時の、サイリスタバルブの逆電圧ピーク値  $U_{rp}$  をターンオフ時の交流基本波瞬時値で除したもので 2.1 式で表される。

$$K_c = U_{rp} / (U_{im} \times \sin(\alpha + u)) \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで  $U_{rp}$  : サイリスタバルブの逆電圧ピーク値 [V]

・  $U_{im}$  : 変換装置用変圧器の直流巻線電圧ピーク値 [V]

$\alpha, u$  : 制御遅れ角及び重なり角 [ $^{\circ}$ , el]

この式から明らかなように、サイリスタバルブの運転中の最大電圧ピークはこの転流振動倍数  $K_c$  と  $U_{im}$  で決まり、これがバルブアレスタの保護レベルを決める主要因の一つである。一般にアレスタの保護レベルは常時印加電圧と比例関係にある。このため、 $K_c$  が小さいほどバルブアレスタに加わる常時電圧ピークが小さくなるので、その分保護レベルを下げることができ、ひいてはサイリスタ直列数を低減できる。

サイリスタの  $Q_{rr}$  が  $C_g$  に与える影響を明らかにするため、図 2-4-2 に  $C_g$  をパラメータとした時の  $Q_{rr}$  と転流振動の関係を求めた。検討にあたって、適用サイリスタは 6 kV-2500A 定格とし、以下のシステムを仮定した。

○変換容量 : 300MW

○直流定格 : 125kV-2400A

○変換装置用変圧器定格 : 190MVA-56kV-60Hz、インピーダンス ; 16%

解析は、サイリスタの  $Q_{rr}$  を等価電流源で模擬し、3 相ブリッジ回路におけるターンオフ現象を微分方程式を解くことにより解析した。<sup>(18,91)</sup> 直列接続したサイリスタは一つにまとめて平均の  $Q_{rr}$  として扱った。転流振動はスナバコンデンサ及びスナバ抵抗の値に依存するので、各  $Q_{rr}$  に

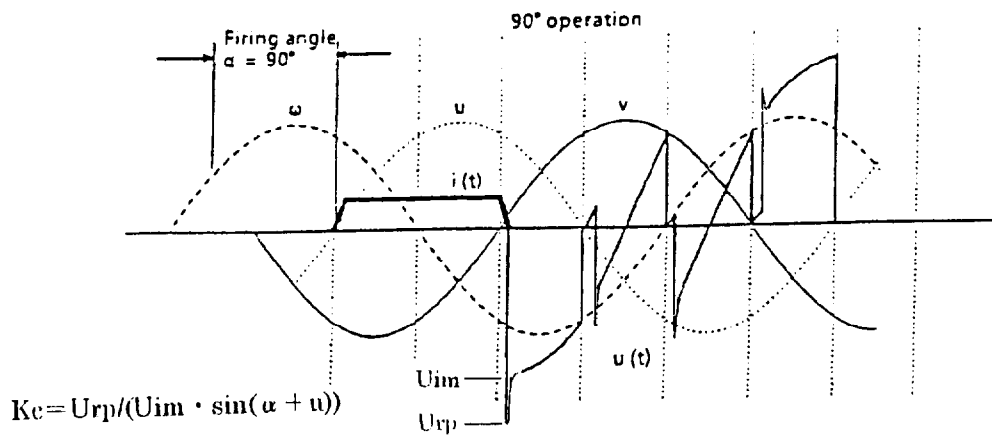


図 2-4-1 転流振動倍数  $K_c$

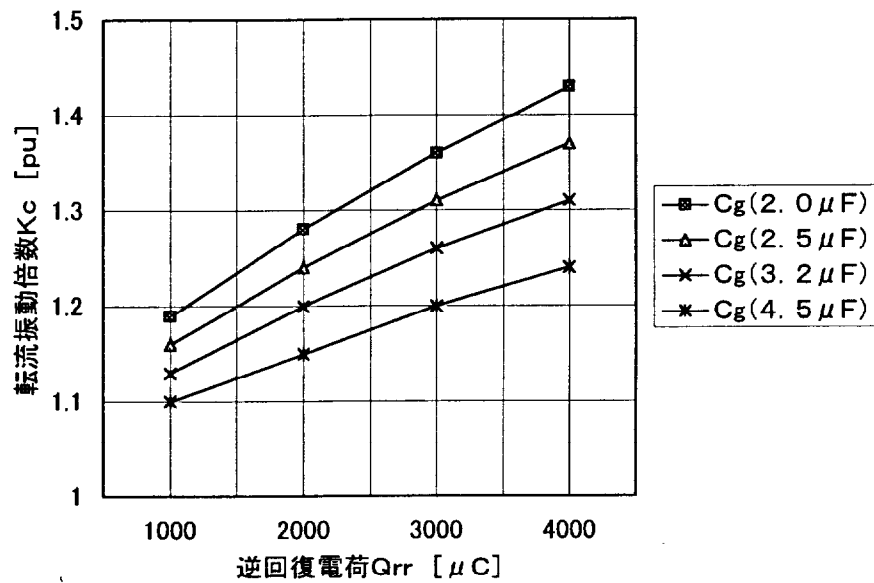


図 2-4-2 逆回復電荷と転流振動倍数の関係

対して転流振動が最小になるスナバ定数が存在する。このため、各  $Q_{rr}$  およびスナバコンデンサに対応して最適なスナバ抵抗を選定している。その値は  $20\Omega$  から  $40\Omega$  の間の値となった。

図から明らかなように、 $Q_{rr}$  が小さければ、小さな  $C_g$  で所定の転流振動倍数を実現できる。例えば  $K_c = 1.4$  を目標とした時  $Q_{rr}$  が  $3000\mu C$  では  $C_g$  は  $2.5\mu F$  が必要になるが、 $Q_{rr}$  が  $2200\mu C$  では  $C_g$  は  $2\mu F$  でよい。

一方、直列接続したサイリスタの  $Q_{rr}$  には製造上のばらつきがあるので、図 2-4-3 に示すように、サイリスタがターンオフした時直列接続したサイリスタ間の電圧アンバランス  $\Delta V$  が発生する。図は単純のため 2 個の LTT を直列接続した場合で、LTT1 の  $Q_{rr}$  のほうが小さいため先に逆電圧を分担しはじめ LTT2 より  $\Delta V$  だけ余分に電圧を分担する様子を示している。 $Q_{rr}$  のバラツキ  $\Delta Q_{rr}$  に起因する電圧アンバランス  $\Delta V$  は次式で表される。

$$\Delta V = \Delta Q_{rr} / C_g \dots\dots\dots (2.2)$$

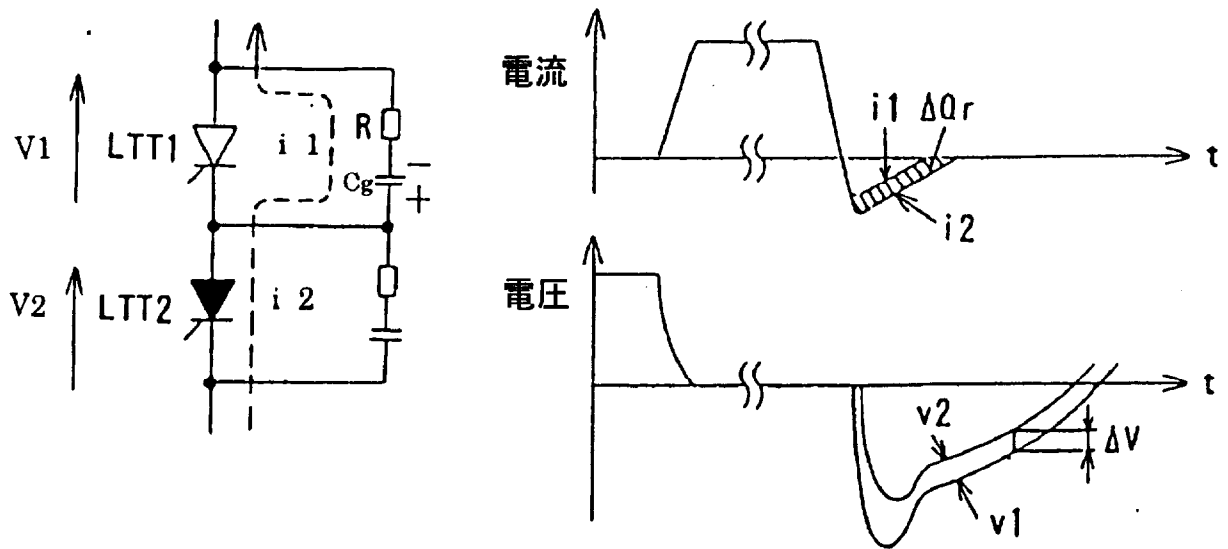


図 2-4-3  $Q_{rr}$  のばらつきによる電圧アンバランス

(2.2) 式から  $\Delta Q_{rr}$  が小さければ、小さな  $C_g$  で所定の  $\Delta V$  を実現できることがわかる。尚  $\Delta V$  は変換器がインバータ運転している時に、最も電圧分担が小さく従ってホールドオフ時間が最も短いサイリスタでも、ターンオフ時間  $T_q$  以下になることがない様に決定する。 $Q_{rr}$  の絶対値が小さければ、 $\Delta Q_{rr}$  は自然に小さくなる。また、製造時の品質管理の良否にも  $\Delta Q_{rr}$  は影響される。

以上より、スナバコンデンサを小さくすることによって、バルブモジュール外形を小さくするには、 $Q_{rr}$ を小さくするのが有効であることがわかる。

次に、サイリスタのオン電圧 $V_T$ とバルブモジュールの外形寸法について考察する。 $V_T$ が大きくなると通電損失が増加し、運転中のサイリスタの接合温度 $T_j$ が高くなる。運転中の $T_j$ は2.3式で表せる。

$$T_j = T_{wi} + (I_d \times V_T + P_{sw}) \times (R_{\theta THY} + R_{\theta HS}) \dots (2.3)$$

ここで  $T_{wi}$  : サイリスタを冷却する冷媒の温度 (K)  
 $I_d$  : 三相ブリッジの直流電流 (A)  
 $P_{sw}$  : サイリスタの導通損失以外の損失 (W)  
 $R_{\theta THY}$  : サイリスタの熱抵抗 (K/W)  
 $R_{\theta HS}$  : サイリスタ用ヒートシンクの熱抵抗 (K/W)

2.3式において、 $V_T$ が増加した時でも $T_j$ を一定に維持するには、 $T_{wi}$ を下げるか、 $R_{\theta HS}$ を下げればよい。 $R_{\theta HS}$ を下げる手段としては、冷媒の流量の増加で、ある程度までは対応可能である。この範囲であればヒートシンクの外形を変えずに即ちバルブモジュールの外形を変えずに対応が可能である。

しかし、 $V_T$ の増加がある限度を超えると、 $R_{\theta HS}$ の低減はもはや冷媒の流量増加ではまかないきれなくなる。この場合は、より熱抵抗の小さな外形の大きなヒートシンクを使用する必要がでてくるため、バルブモジュール外形は大きくなる。

以上、バルブモジュールの外形とサイリスタ特性の関係を定性的に検討した。2-4-3節以降に行うバルブモジュールの外形寸法の定量的検討は、表2-2-1に示した各要素の占有面積を仮定して進める。

### 2-4-2、バルブの損失とサイリスタ特性の関係

2-2 節で述べたように、バルブ損失の大部分はサイリスタの通電損失とスナバ回路損失である。バルブリアクトルの損失は少なく、またその外形はサイリスタの  $d i / d t$  耐量や  $d v / d t$  耐量から主に決まるが、 $V_T$  や  $Q_{rr}$  とは直接の関係はないので、ここでは無視する。

文献 5)によると、サイリスタ損失  $P_{th}$  は次式で表せる。

$$P_{th} = (I_{avg} \times U_{th} + I_{rms}^2 \times R_a) \times N \dots \dots \dots (2.4)$$

ここで  $I_{avg}$  : サイリスタの平均順電流 [A]  
 $I_{rms}$  : サイリスタの実効値順電流 [A]  
 $U_{th}$  : サイリスタの立ち上がり電圧 [V]  
 $R_a$  : サイリスタのスローブ抵抗 [ $\Omega$ ]  
 $N$  : サイリスタの直列数

3相ブリッジ回路におけるアーム電流波形は、図 2-4-4 に示すように ( $120^\circ - u$ ) の期間は一定電流が流れ、その前後に重なり期間の立ち上がりおよび立ち下がりが存在するので、サイリスタ電流を大きさ  $I_d$ 、通電幅  $120^\circ$  の矩形波で近似でき、以下の式が成立する。

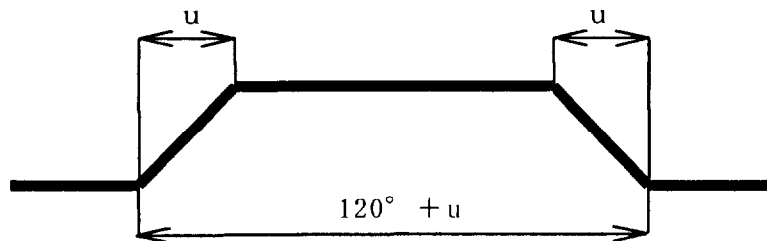


図 2-4-4 サイリスタ電流波形

$$I_{avg} = I_d / 3 \dots \dots \dots (2.5)$$

$$I_{rms} = I_d / \sqrt{3} \dots \dots \dots (2.6)$$

$$V_t = U_{th} + I_d \times R_a \dots \dots \dots (2.7)$$

これより、(2.4)式を以下のように書き直すことができる。

$$P_{th} = (I_d \times V_T / 3) \times N \dots \dots \dots (2.8)$$

一方、スナバ回路損失  $P_{sn}$  は、次式で表せる。

$$P_{sn} = 0.875 \times f \times C_g \times (U_{im}/N)^2 (\sin^2 \alpha + \sin^2 (\alpha + u)) \times N + (2\pi f)^2 \times C_g^2 \times (U_{im}/N)^2 \times (1/3 - (\sqrt{3}/8\pi) \times \cos 2\alpha) \times R_g \times N \dots\dots\dots (2.9)$$

ここで  $f$  : 電源周波数 [Hz]  
 $U_{im}$  : 直流巻線電圧ピーク値 [V]  
 $\alpha, u$  : 制御遅れ角及び重なり角 [ラジアン]  
 $C_g, R_g$  : 1素子当りのスナバコンデンサと抵抗器の定数 [F]、[Ω]

(2.9)式において、第1項はサイリスタのA-k間の急峻な電圧変化に対しスナバコンデンサが充放電する時に発生する損失であり、第2項はスナバ回路に流れる電源周波数成分の電流により発生する損失である。一般に第1項に対して第2項は5%以下と小さい。従ってスナバ損失  $P_{sn}$  は近似的に下式で表される。

$$P_{sn} \approx 0.875 \times f \times C_g \times (U_{im}/N)^2 \times (\sin^2 \alpha + \sin^2 (\alpha + u)) \times N \dots\dots\dots (2.10)$$

(2.8)式から明らかなように、サイリスタの通電損失は、 $V_T$  と比例関係にある。一方、(2.10)式からスナバ損失は  $C_g$  に比例することがわかる。そして、 $C_g$  は2-3節で示したように  $Q_{rr}$  と正の相関がある。従って、サイリスタの  $V_T$  を減少させると  $Q_{rr}$  が増大し、これによりスナバ回路損失が増加する。つまり、サイリスタの通電損失とスナバ回路損失はトレードオフの関係にあることがわかる。

### 2-4-3 モジュール外形寸法、バルブ損失とサイリスタのオン電圧との関係

表 2-2-1 に示したバルブモジュールにおける各構成要素の占有面積の割合と図 2-4-2 に示した  $Q_{rr}$  と  $C_g$  の関係を基にして、バルブモジュール外形寸法とサイリスタバルブ損失が  $V_T$  とともに変化する様子を求めると、図 2-4-5 のようになる。図はサイリスタバルブの定格として、125kV、2800A を想定している。また適用サイリスタは 8kV-3500A の光サイリスタである。

図 2-4-5 において、電流損失はサイリスタバルブの損失のうち通電電流の大きさに依存する損失であり、その大部分をサイリスタの通電損失が占める。ここでは、(2.8) 式により各  $V_T$  に対するサイリスタの通電損失を求めた。一方、電圧損失とはサイリスタバルブ損失のうち通電電流によらず電圧に依存する損失であり、スナバ回路損失  $P_{sn}$  がこれにあたる。 $P_{sn}$  はまず図 2-3-2 により  $V_T$  に対応する  $Q_{rr}$  を求め、次に図 2-4-2 により  $Q_{rr}$  に対応するスナバコンデンサ容量  $C_g$  を求める。この  $C_g$  を使って (2.10) 式により  $P_{sn}$  を求めた。

損失については、サイリスタバルブの電流損失の大部分がサイリスタの通電損失なので、(2.8) 式から明らかなように  $V_T$  に比例するので、カーブは直線的に右上がりとなる。電圧損失は、 $V_T$  の増加につれて  $Q_{rr}$  が減少するので  $C_g$  が小さくなり、右下がりのカーブとなる。

サイリスタバルブ全体としての損失は、電流損失と電圧損失の和であるから、図 2-4-5 から 2.4~2.5V 程度の  $V_T$  のところにサイリスタバルブ損失の最低が表れることが明らかとなった。

一方、バルブモジュール外形寸法は、上述した損失を求める過程で得たスナバコンデンサの静電容量をもとに、表 2-2-1 に示したスナバ回路の占有面積からスナバ回路の外形寸法がコンデンサの静電容量に比例するとして求めた。また、モジュールの外形寸法に対する  $V_T$  の増加の影響は、 $V_T$  が 2.4V までは冷却水流量の増加で対応できるので影響なしとし、2.4V を超える領域では冷却水の増加に伴う配管の太径化とサイリスタ冷却用ヒートシンクの大形化を  $V_T$  に比例するとした。

バルブモジュール外形寸法は、 $V_T$  が大きくなると  $Q_{rr}$  が小さくなるので、スナバ回路が小さくなる。したがって、外形寸法のカーブは右下がりとなる。しかし、 $V_T$  が大きくなるにつれ  $Q_{rr}$  の減少の割合が小さくなってくるとともに、サイリスタの通電損失の増加に伴う冷却系の寸法増加がはじまる。この影響により、 $V_T$  が 2.5V 以上では、モジュール外形寸法はほぼ一定になる。実用的ではないので図には示していないが、3V 以上の  $V_T$  では、バルブモジュール容積は増加に転じる。

以上示したように、 $V_T$  を 2.5V に選定すると、2V に選定した時に比較し、モジュール外形寸法で 16%、バルブ損失で 7%、小形化あるいは低損失化できることが明らかになった。



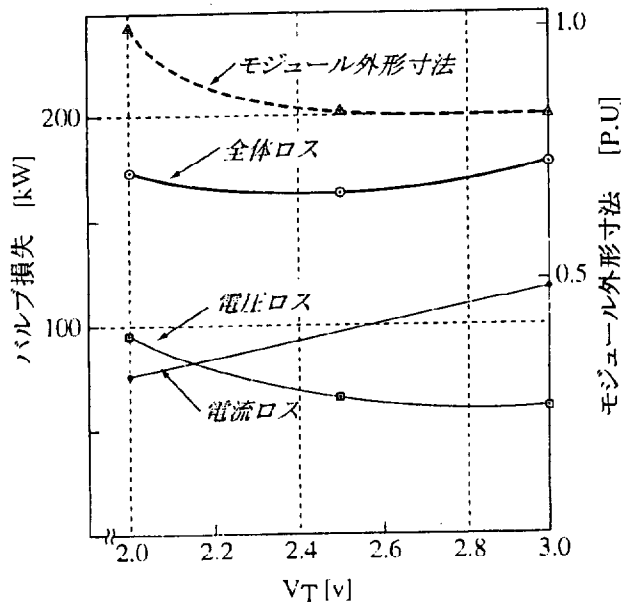


図 2-4-5  $V_T$  とバルブ損失、外形寸法の関係

## 2-5 、 ターンオフ時間の影響

図 2-5-1 に変換装置がインバータ運転した時のバルブ端子電圧、電流およびブリッジ出力電圧の 1 例を示す。図には転流振動は示していない。インバータ運転では制御遅れ角  $\alpha$  が  $90^\circ$  より大きく、電流が 0 となってからバルブ端子間に加わる逆電圧の印加時間すなわち余裕角  $\gamma$  は次式で表される。

$$\gamma = \beta - u = \pi - \alpha - u \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

余裕角  $\gamma$  がサイリスタのターンオフ時間  $T_q$  より小さくなると転流失敗となるので、制御装置は  $\gamma$  の最小値  $\gamma_{\min}$  を設定して、 $\gamma$  が小さくなり過ぎて連続的な転流失敗にならないようにしている。

$\gamma_{\min}$  は  $T_q$  に交流電圧の波形歪みや位相角制御の誤差などを考慮して選定する。一方直流電圧は余裕角と変換装置用変圧器の直流巻線電圧で決まる。このため、 $T_q$  は変換装置用変圧器の直流巻線電圧と関係し、そのためバルブの損失に影響することになる。

また  $T_q$  は変換装置の運転特性や必要とする調相設備の容量に影響する。すなわち  $T_q$  が小さければ、インバータ運転時に転流失敗しにくく、また余裕角が小さい運転ができるので力率の良い運転ができ、調相設備の容量が小さくてすむ。

ここでは、 $T_q$  のバルブ巻線電圧や調相設備への影響を定量的に検討する。

### 2-5-1 $T_q$ と他のサイリスタ特性との関係

$T_q$  は  $Q_{rr}$  と共にキャリアライフタイムに関連した特性である。従って図 2-3-2 に示したように  $Q_{rr}$  と同様に、 $V_T$  を大きくすると  $T_q$  が小さくなる傾向がある。

従来は、一般に  $T_q$  は  $400 \mu s$  にすることを前提にして、他の特性を決定していた。すなわち、サイリスタの定格や適用するシステムによらず同一の値に選定していた。

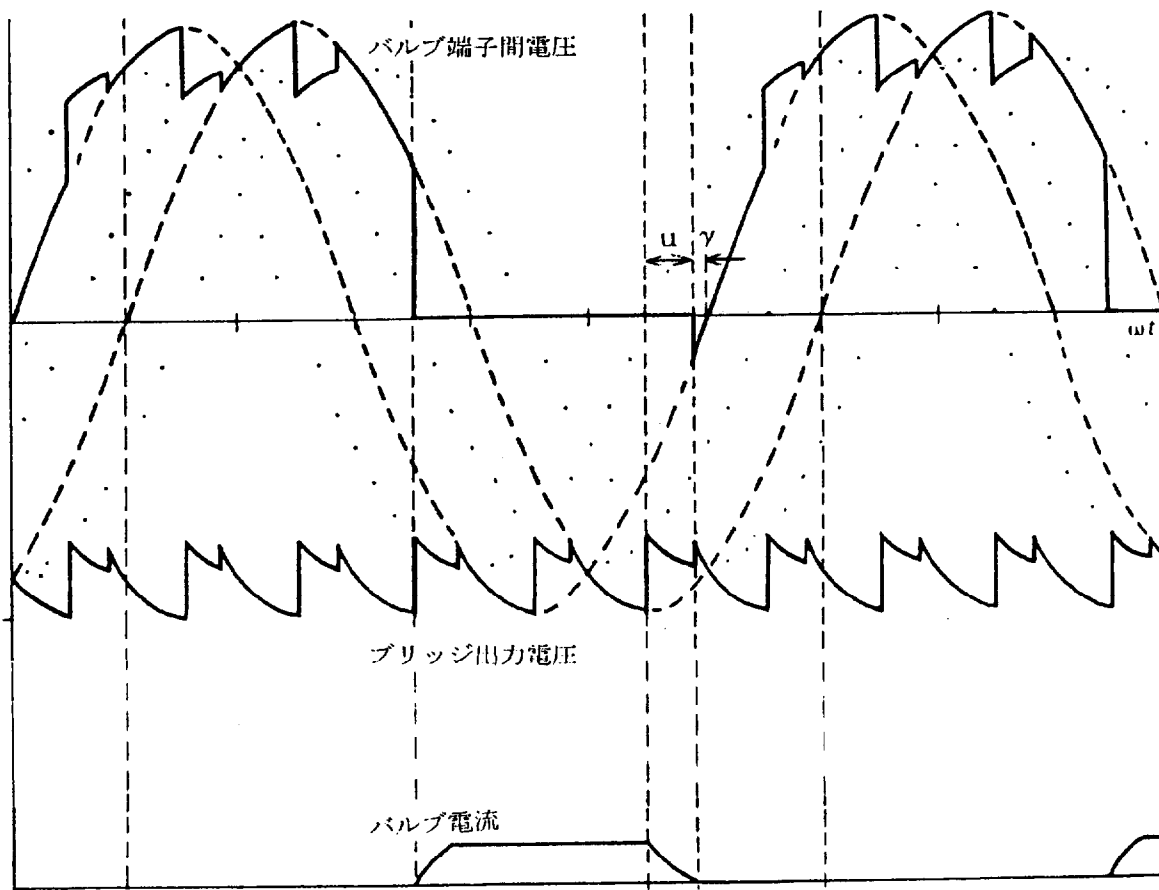


図 2-5-1 インバータ運転時のバルブ電圧、電流波形

### 2-5-2 T<sub>q</sub> とバルブ巻線電圧の関係

サイリスタのT<sub>q</sub>を小さくすることにより、インバータ運転時の余裕角 $\gamma$ を小さくすることが可能になる。これはまた変換装置用変圧器の直流巻線電圧を減少することにもつながる。以下に定量的に検討する。

インバータ運転時の直流電圧E<sub>di</sub>は次式で示される。

$$E_{di} = 1.35 \times U_{im} / \sqrt{2} \times (\cos \gamma - 1/2 \cdot X_c \times i_{pu} / e_{pu}) \dots \dots (2.11)$$

ここで  $i_{pu}$  = 直流電流 [pu]  
 $e_{pu}$  = 直流巻線電圧 [pu]  
 $X_c$  = 転流インダクタンス [pu]

図2-5-2に、(2.11)式を用いて $i_{pu}$ 、 $e_{pu}$ 共に1.0とした時、一定のE<sub>di</sub>を得るために必要なU<sub>im</sub>と $\gamma$ との関係を示す。

T<sub>q</sub>の減少がどの程度の効果があるかを定量的に明らかにするため、現状技術では実現は易しくはないが、現状の一般値400 $\mu$ sより200 $\mu$ s小さくしてT<sub>q</sub>=200 $\mu$ sが実現したとする。これにより $\gamma$ を3.6°小さくできるので、図2-5-2から直流巻線電圧を2.5%低くすることができることがわかる。

これにより、スナバ回路損失は6%減少する。さらに、サイリスタ直列数を2.5%減少できるので、サイリスタ直列数が40ヶ以上の、電圧定格の高いバルブではサイリスタ直列数を減らす事ができ、その分電流損失が減少する。

### 2-5-3 T<sub>q</sub> と消費無効電力Q<sub>d</sub>の関係

サイリスタのT<sub>q</sub>は、変換装置のインバータ運転時の余裕角最小値 $\gamma_{min}$ を決定する主要素の1つである。 $\gamma_{min}$ は次式により決定される。

$$\gamma_{min} = T \cdot q + \Delta t \dots \dots (2.12)$$

ここで  $\Delta t$  : 直列接続されたサイリスタ間のQ<sub>rr</sub>のバラツキに起因するサイリスタ逆電圧期間のバラツキや、交流電圧の波形歪みや高調波に起因する余裕角の減少分。

T<sub>q</sub>が400 $\mu$ sの時の数値を表2-5-1に示す。

表 2-5-1  $\gamma_{\min.}$  の内訳

システム周波数	$T_q$	$\Delta t$	$\gamma_{\min.}$
50Hz	(400 $\mu$ s) 7.2°	12.5°	19.7°
60Hz	(400 $\mu$ s) 8.64°	13.5°	21.6°

表からわかるように、 $T_q$  の減少がそのまま  $\gamma_{\min.}$  の減少につながる。

次に、 $T_q$  の減少が変換装置の消費無効電力量にどの程度影響するかを検討する。

交流側の波形歪みがなく、また変換装置の損失を 0 と仮定すると、変換装置の力率は次式で表される。

$$\cos \phi = (\cos \gamma - X_c / 2 \times i_{pu} / e_{pu}) \dots \dots (2.13)$$

(2.13)式を用いて、 $X_c$  が 15% と 20% の場合で、 $I_d = E_2 = 1.0pu$  と仮定した時、 $\gamma_{\min.}$  の変化で消費無効電力  $Q_d$  の変化の様子を求めたのが、図 2-5-3 である。図から  $T_q$  を 200  $\mu$  s 減少すると、 $\gamma_{\min.}$  は 3.6° 減少し、約 10% の無効電力量の減少になることがわかる。

フィルタを含めた、調相設備容量を変換装置容量の 55% とした時、調相設備の占有面積は変換所全体の 18% 程度である。従って、10% の消費無効電力の減少を全て調相設備容量の減少に割り当てるとすれば、変換所の占有面積を約 2% 減少させることができることになる。

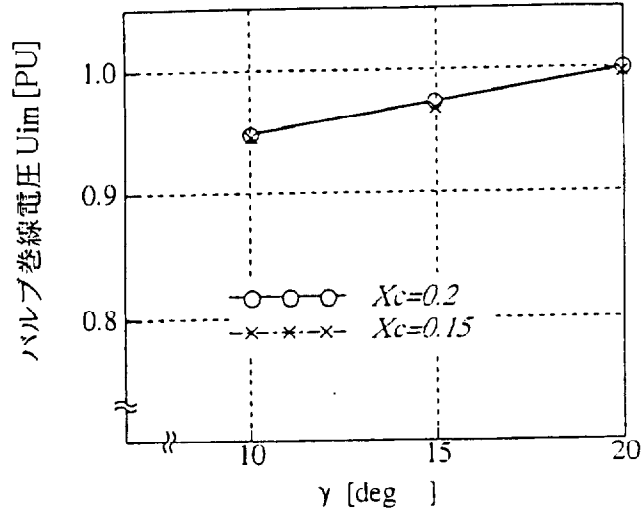


図 2-5-2  $\gamma$  と直流巻線電圧の関係  
(50Hz)

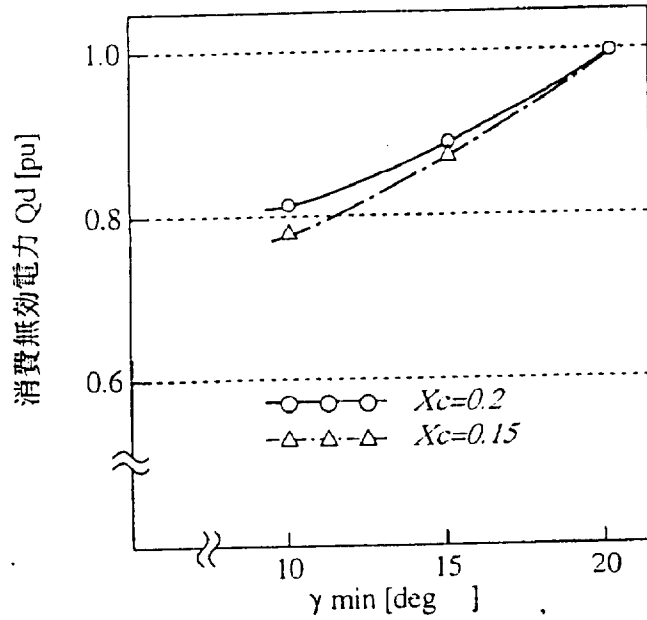


図 2-5-3  $\gamma_{min}$  と消費無効電力の関係  
(50Hz)

## 2-6 、 HVDC用サイリスタの特性最適化

これまで述べたサイリスタ特性の最適化の手法を実際のシステムに適用して、具体的な効果を試算する。

想定するシステムとして、現在東南アジアで計画されている長距離直流海底ケーブルを含むHVDCシステムを取り上げる。想定システムおよびサイリスタバルブの主要な仕様を表 2-6-1 に示す。

表 2-6-1 想定 HVDC システムの仕様

項目	仕様	項目	仕様
定格直流電圧	500kV	変換器構成	12パルスブリッジ
定格直流電流	1400A	バルブ絶縁方式	気中
直流巻線電圧	230kV	バルブ冷却方式	水冷
交流周波数	60Hz	サイリスタ点弧方式	光直接点弧

使用するサイリスタを以下の手順で選定する。

- ①システム電圧が高いので、サイリスタ電圧定格は実現可能な最高定格である 8kV とする。
- ②サイリスタのシリコンウエーハ直径 75mm~125mm のうちで、8kV の電圧定格とした時、1400A が通電できる最小ウエーハ直径を選定すると、100mm となる。
- ③100mm-8kV サイリスタの  $V_T$  と  $Q_{rr}$  のトレードオフを最適化する。

表 2-6-2 に想定したシリコンウエーハ 100mm $\Phi$ -8kV 光サイリスタの定格、特性を示す。このクラスのサイリスタはまだ実際には製品化されていないが、近い将来HVDC向けとして製品化される予定である。

表 2-6-2 100mm $\phi$ -8kVLT の想定定格・特性

定格・特性	記号	想定値
繰り返しオフ/逆電圧	VDRM/VRRM	8000V
非繰り返しオフ/逆電圧	VDSM/VRSM	8800V
オン電圧、1400A	$V_T$	2.7~4.6V
逆回復電荷	$Q_{rr}$	1,880~750 $\mu C$
臨界オン電流上昇率	$di/dt$	250A/ $\mu s$
臨界オフ電流上昇率	$dv/dt$	4000V/ $\mu s$

2.4 節で述べた最適化手法により行った、サイリスタバルブ損失の検討結果を図 2-6-1 に示す。 $V_T$  が 3.6V 程度のところにバルブ損失の最小値がある。この最小値は  $V_T$  が 2.7V の場合に比べて損失が 22% 小さい。

このように、HVDC用のサイリスタの最適特性は、一般に予想されるV Tよりも高いところに存在する。

以上の検討は、通電電流が定格値（負荷率 100%）の場合である。実際のシステムでは常に負荷率 100% で運転されることはないので、損失評価は負荷率に応じた重み付けをした方が合理的と考えられる。

表 2-6-3 は想定システムの立案者が公表した、各負荷率に与えた重み付けである。50%の負荷率に最も大きな重み付けをしている。

表 2-6-3 負荷率の重み付け

負荷率 (%)	直流電流 (A)	重み付け (%)
25	350	10
50	700	50
75	1050	30
100	1400	10

表 2-6-3 に示した重み付けをもとに、最適化カーブを見直したのが図 2-6-2 である。この図より、負荷率を考慮すると最適な V T は 4.2V 程度となり、考慮しない時より高めの値になることがわかる。

これは、負荷率を考慮することにより、より電圧損の比重が増し、電流損の比重が減少するので、V T を大きく  $Q_{rr}$  を小さくして、電圧損の低下に主眼をおいたサイリスタ特性にしたほうがよいためと考えられる。

このように、とくに電流が小さいシステムでは、単にオン電圧のみ注目したサイリスタ設計ではバルブが最適にならないことがわかる。

表 2-6-4 に、この節でとりあげた HVDC システムについて、本研究で提案したサイリスタ特性の最適化手法を適用した場合と、従来のオン電圧低め設計とした場合で、サイリスタバルブの損失にどの程度の相違がでるかを、表 2-6-3 の負荷率を考慮して試算した結果を示す。

この試算において、一年間の総合損失を 2 つの設計で比較すると、最適化設計と V T 低めの設計とで各々 30,700MW・h と 42,500MW・h となる。その差は 11,800MW・h/年で、20 円/kW・h として金額に換算すると 236 百万円/年の節約となる。



表 2-6-4 異なるサイリスタ設計の比較

項目	最適化設計	VT 低めの設計
VT	4.2V	2.7V
Qrr	830 $\mu$ C	1,880 $\mu$ C
Cs/素子	1.25 $\mu$ F	3.2 $\mu$ F
25%負荷時損失	1,870kW	3,380kW
50%負荷時損失	3,050kW	4,440kW
75%負荷時損失	4,200kW	5,470kW
100%負荷時損失	5,330kW	6,480kW
年間損失	30,700MWH	42,500MWH

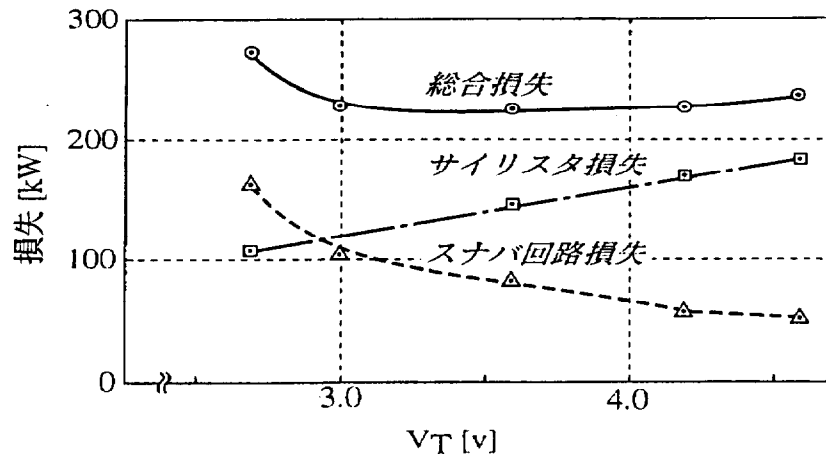


図 2-6-1 オン電圧特性の最適化  
(HVDC 用)

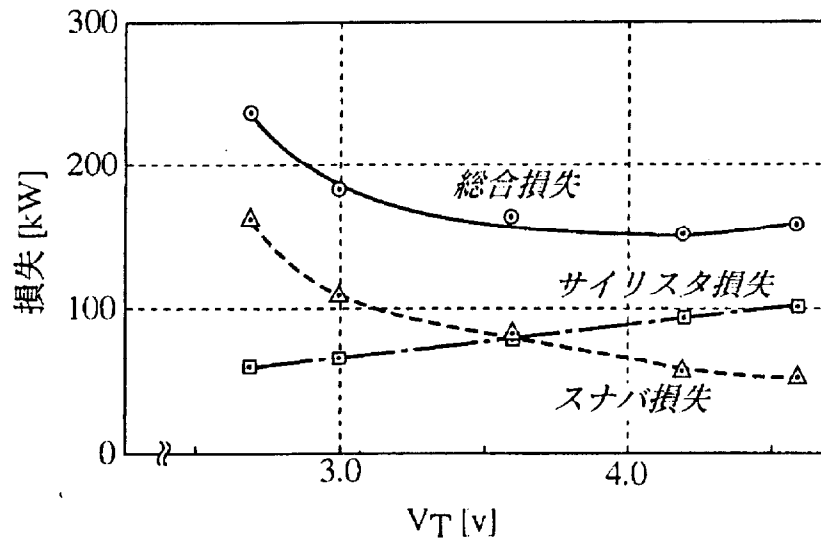


図 2-6-2 オン電圧特性の最適化  
(HVDC用)-損失評価係数考慮-

## 2-7、BTB用サイリスタ定格の最適選定

直流送電線のないBTBシステムでは、変換容量のみがユーザにより指定され、定格直流電圧・直流電流はサイリスタバルブの製造者が任意に選定できるのが一般的である。従って、適用するサイリスタのシリコンウエーハ径を選定した後、サイリスタバルブを最適にするサイリスタの電圧、電流定格を決定する。

図2-7-1は、シリコンウエーハ直径150mmのサイリスタの電圧、電流定格の関係を示したもので、8kVで3500A、6kVで5500A程度となる。同じ図にアーム短絡電流耐量も示した。変換装置の定格電流を決定する際には、使用するサイリスタのアーム短絡耐量も考慮する必要がある。

この図で示した電圧定格と電流定格の関係をもとにして、各種の定格の組み合わせとした時、同一の変換容量のサイリスタバルブの所要サイリスタ数、損失、外形がどのように変化するかを検討した。

・図2-7-2に所要サイリスタ数、損失および外形寸法を算出した手順を示す。サイリスタ特性のうち $V_T$ は定格電圧に応じて決めた。 $Q_{rr}$ は電流定格に応じて使用時の $di/dt$ が大きくなるので、大きな電流定格程大きくした。 $di/dt$ 、 $dv/dt$ 耐量はそれぞれ電圧、電流定格に応じて決めた。定格直流電流 $I_{dN}$ は、アーム短絡電流耐量 $I_{SGB}$ から次式で求めた。

$$I_{dN} = \frac{I_{SGB} \times \%I_z}{2.0} \dots\dots\dots (2.14)$$

ここで  $\%I_z$  : 変換装置用変圧器の漏れインダクタンス 0.16 (PU)

定格電圧 $V_{dN}$ が決まると、必要なバルブアレスタの保護レベルが決まるのでサイリスタ直列数を求めることができる。損失は、(2.8)式と(2.10)式より求めた。更に外形寸法は、実績のある8kV定格のバルブモジュールの外形寸法をベースにして、サイリスタ当りのスナバ回路の寸法は一定とし、バスとバルブリアクトル外形寸法は、電流の2乗に比例させた。系統周波数は60Hzとした。

表2-7-1に各素子定格に対する想定システム電圧・電流を示す。

表2-7-1 想定BTBシステム電圧・電流

素子定格	5kV-6000A	6kV-5500A	7kV-4500A	8kV-3500A
直流電圧	109kV	116kV	143kV	172kV
直流電流	5500A	5200A	4200A	3500A

[フロー]

[検討事項]

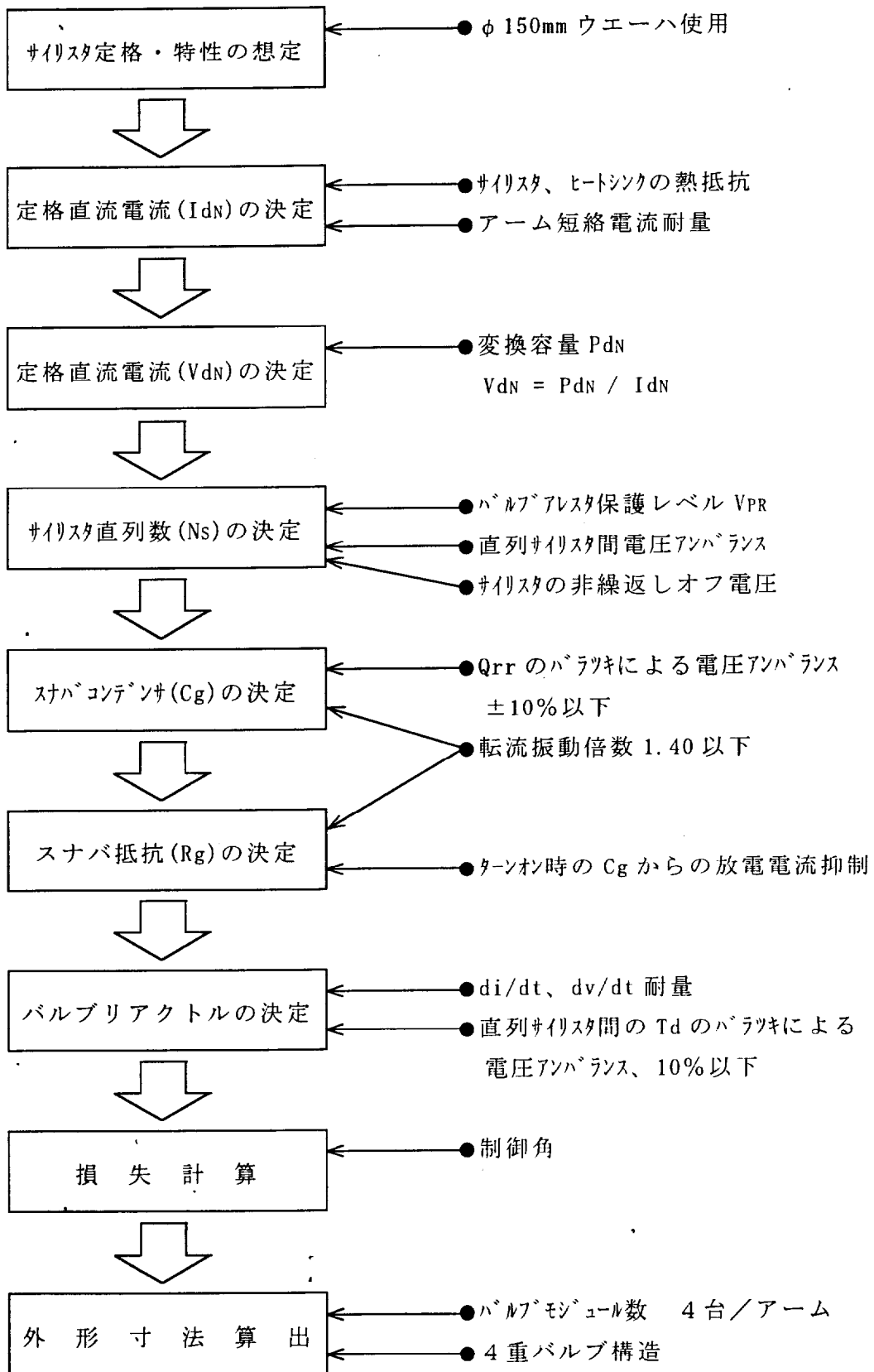


図 2-7-2 所要サイリスタ数、損失、外形の算出フロー

図2-7-3に試算の結果をまとめて示す。所要サイリスタ数は、サイリスタの電圧定格が下がると一旦減少するが、さらに低くなると再び増加する傾向を示す。再び増加するのはサイリスタのアーム短絡電流耐量が、定格電流に比較して増加する割合が小さく、そのためシステムの定格直流電流をサイリスタの定格電流の増加率と同様には増加できないためである。

サイリスタバルブ損失のカーブは、所要サイリスタ数とほぼ同様の傾向を示すが、その変化率は所要サイリスタ数程、大きくはない。

一方、バルブモジュール容積も所要サイリスタと同様な傾向を示すが、その変化率はとくに電流定格の大きい領域で顕著である。その理由は、電流定格の増大に伴い、通電損失を増大させずに主電流を通電させるために、ブスやバルブリアクトルのコイルの断面積が定格電流のほぼ2乗に比例して増加するためである。

図2-7-3からバルブモジュール容積及びサイリスタバルブの損失を最小にする、最適なサイリスタの電流・電圧定格の組合わせが存在することがわかる。

サイリスタの最適な定格電圧、電流が決定した後は、図2-6-2と同様なカーブを作成して最適な $V_T - Q_{rr}$ のトレードオフ関係を見出す。BTBの場合は、電流が大きく電流損失の占める割合が大きいため、 $V_T$ が小さい領域に最適値が存在する。

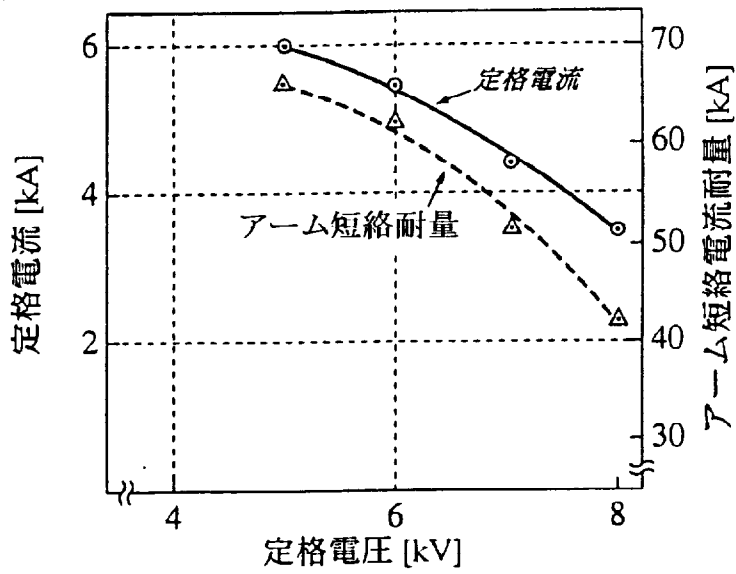


図 2-7-1 150Φサイリスタの電圧-電流定格の関係

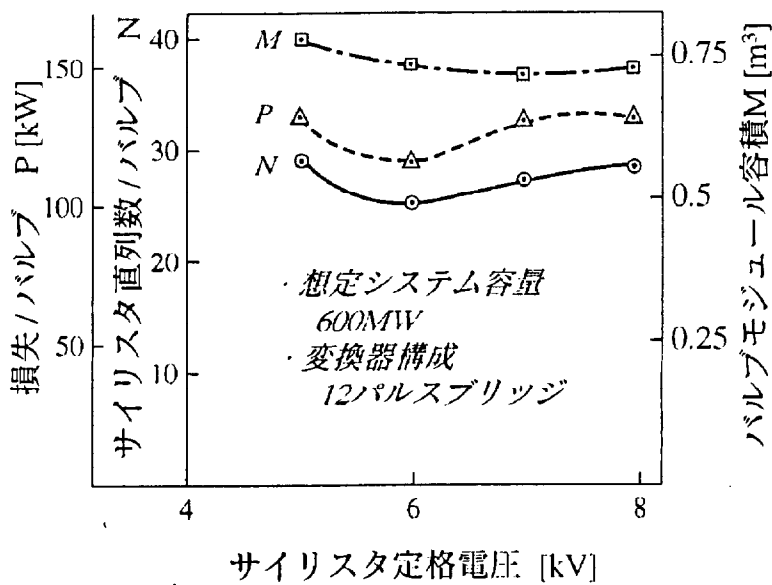


図 2-7-3 BTB バルブ用サイリスタ定格の最適選定

## 2-8 、 第 2 章のむすび

直流送電用サイリスタバルブの外形および損失は、この 20 年でそれぞれ 1/2 及び 1/3 に減少した。こうした進歩には、冷却、絶縁および耐震設計の進歩と共に、サイリスタの大容量化が多いに貢献してきた。

さらなるサイリスタバルブの小形化・低損失化のために、サイリスタの高電圧化、大電流化が有効である。しかし、単なるサイリスタの大容量化だけでは十分ではない。サイリスタの設計および製造技術の進歩を生かし、サイリスタバルブが最適になるようなサイリスタ特性を作り込むことを提案した。

以下に示すサイリスタバルブと協調をとったサイリスタの特性最適化が重要であることを示した。

- (1) バルブモジュールの占有面積を分析した結果、部品の中ではスナバ回路が 26% を占め、最も大きかった。
- (2) HVDC 用サイリスタバルブの発生損失を分析した結果、スナバ回路の損失が 42% を占め、サイリスタとほぼ同等の割合であった。このことと上記の (1) より、スナバコンデンサの静電容量減少が HVDC サイリスタバルブの小形化と低損失化の両方に効果があることを示した。
- (3) BTB 用サイリスタバルブの発生損失を分析し、サイリスタの占める割合が 57% と高いことを示した。
- (4) 同一シリコンウエーハ直径、同一電圧定格でも、サイリスタのオン電圧と逆回復電荷およびターンオフ時間との間に、互いにトレードオフの関係がある。このため、サイリスタバルブの寸法と損失を共に最小とする最適なサイリスタ特性が存在することを示した。
- (5) 変換容量 700MW の HVDC 用サイリスタバルブについて、提案した最適化手法を適用することにより、28% 程度の低損失化が図れることを示した。
- (6) BTB システムでは、サイリスタバルブの小形化・低損失化の観点から最適なサイリスタの電圧、電流定格が存在することを示した。具体的には、600MW の変換容量システムにシリコンウエーハ径 150mm の光サイリスタを適用する場合、サイリスタの電圧定格は 6kV 程度が、最もサイリスタバルブが小形、低損失になることを示した。
- (7) ターンオフ時間を  $200\mu\text{s}$  減少させることにより、スナバ回路損失は 6%、サイリスタ直列数は 2.5%、減少させることができる。さらに、調相設備の容量を約 10% 減少できることを示した。

## 第3章 サイリスタ特性の経時変化



## 第3章 サイリスタ特性の経時変化

### 3-1 はじめに

サイリスタバルブの大きな特徴の1つは保守が容易なことである。水銀バルブでは、定期的に内部の真空度を維持するための化成作業や各種ポンプ類の点検などに多くの保守時間と専門の保守員を必要としていた。このため、予備バルブを設けて保守のためシステムが停止しないような運用としていた。一方、サイリスタバルブの定期点検は経時的に消耗する部品が主回路部分にはないので、水銀バルブに比べると極めて簡単であり短時間で終了する。このため、高価な予備バルブを保有することなく、高い稼働率を実現できる。

但し、これはサイリスタが装置の寿命以内では劣化しないことを前提としている。一般にサイリスタはある確率で故障はするが、寿命は一般の機器期待寿命である20から30年より長いと考えられている。

世界におけるサイリスタのHVDC変換所における故障は、CIGRE WG 14.04により1972年以来調査されており、2年に1回報告されている。<sup>(85)</sup> その報告によると、1980年代後半からサイリスタの故障率は減少傾向にあり現在の平均故障率は180fit (1fit=10<sup>-9</sup>回/時間)程度である。国内では、北海道本州連系の本州側と新信濃FC設備の50Hz側のサイリスタ故障数が各々2個と報告されている。1997年5月現在で前者が18年、使用サイリスタ数1344個、後者が20年、使用サイリスタ数2304個であることから故障率を計算すると7.3fitになる。

しかし運転してから10年以上経過した時点で、サイリスタの特性がどのように変化しているのかを調査した報告は今まで行われていない。1980年以前に建設された多くのHVDC変換所が、近い将来20年を迎えることになるが、サイリスタ特性の状況を知り今後の余寿命を推定することは、今後の設備更新を計画する上で重要なことである。またHVDC用サイリスタバルブではサイリスタを直列接続して使用するため、耐電圧の劣化のみでなくターンオン遅れ時間や逆回復電荷などのスイッチング特性の大幅な変化も許容されない。

サイリスタ特性の経時変化を知ることもう1つの重要な観点は、サイリスタバルブの絶縁協調への影響である。図3-1(a)に示すように、IEC-700(1981)<sup>(62)</sup>においてサイリスタバルブの絶縁レベル(雷インパルス耐電圧LIWV、開閉インパルス耐電圧SIWV)は、バルブアレスタの保護レベルに試験安全係数を乗

じて求めるよう規定している。そして試験安全係数は図 3-1 (b) に示したように、試験時の測定誤差と裕度、バルブアレスタ保護レベルの経時変化と裕度、過電圧解析の不確実性及びサイリスタの耐電圧の経時変化を考慮して決定する。サイリスタバルブで使用している絶縁物の経時劣化も存在するが、一般にサイリスタバルブ内絶縁物の耐電圧は、サイリスタバルブとして要求される耐電圧より十分に高くサイリスタバルブ耐電圧の決定要因にはなっていない。サイリスタバルブの耐電圧決定要因はサイリスタである。サイリスタは高価であるため、できるだけサイリスタ直列数を減らした方が経済的なためである。

サイリスタの耐電圧の経時変化については、前述のように現在までまとまった報告がされていないため、現状は明確な根拠がないまま 5% を見込んでいるが、論議のある所である。実フィールドでの実績に裏付けられた経時変化のデータがこの議論をまとめるのに必要である。

サイリスタの経時変化を調査する方法として以下の 2 つの方法が考えられた。

- ① 特定のサイリスタについて実フィールドにて、定期的に特性を測定しデータを蓄積していく方法
- ② 長期使用したサイリスタを工場に持ち帰って諸特性を測定する方法

①の方法はデータが継続的に得られるので結果の評価がしやすいが、実フィールドでのサイリスタ特性の測定には制約が多く、実際に測定できる特性は限定される。一方、②の方法は工場で測定するためある 1 点の経過時間でのデータしか得られないが、測定条件や測定項目の制約が無いというメリットがある。

そこで本研究では②の方法を採用し、日本で最初の海底ケーブル HVDC である北海道本州連系において 16 年間使用した、4kV-1500A 定格のサイリスタ 8 個をサンプリングし、耐電圧特性を始めとする各種の特性変化を調査した。また電圧と温度を実使用条件より加速した試験を実施し、今後の余寿命を予測した。更に今回得られた知見から試験安全係数の見直しを提案した。

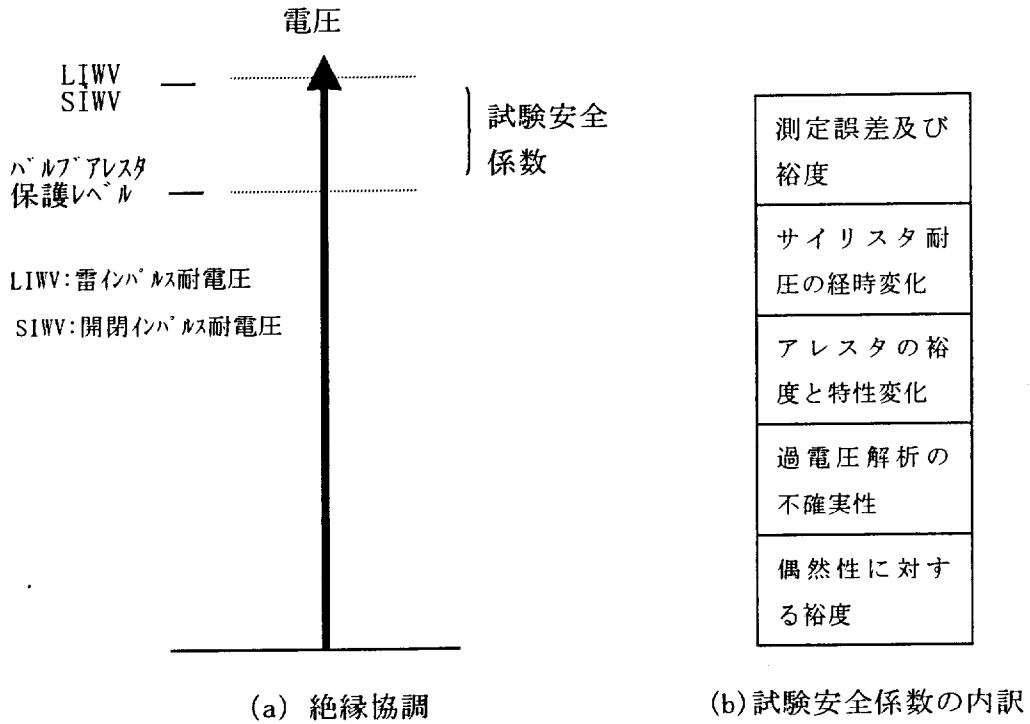


図 3-1 バルブの絶縁協調と試験安全係数

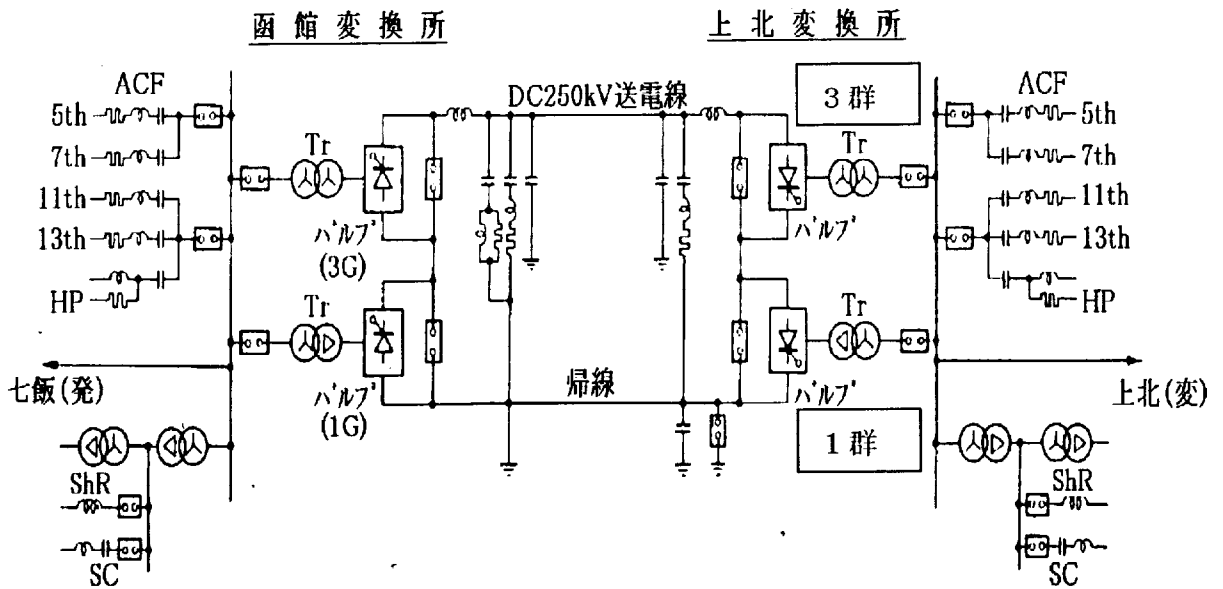


図 3-2 上北変換所 第1極 単線結線図

### 3-2 北海道本州連系第1極用サイリスタバルブ

電源開発株式会社北海道本州HVDC連系は現在 600MW、±250kV-1200Aで運転されている。(3)、(4)、(6)北海道側の函館変換所と本州側の上北変換所を架空線124km、海底ケーブル43kmで結んでいる。第1極(+極側)の単線結線図を図3-2に示す。第1極(+極側)250kVのうちの125kVの部分(第1群と呼ぶ)が1979年12月に、残りの125kV(第3群と呼ぶ)が1980年6月に完成、併せて250kVで運転している。第2極(-極側)はその後の技術進歩を積極的に取り入れて水冷光直接点弧サイリスタバルブを用いて製作され、1993年に運転を開始している。今回調査の対象としたのは、1979年に運転を開始した第1極、第1群用サイリスタバルブに使用していたサイリスタである。

表3-1に調査の対象としたサイリスタバルブの主要データを示す。

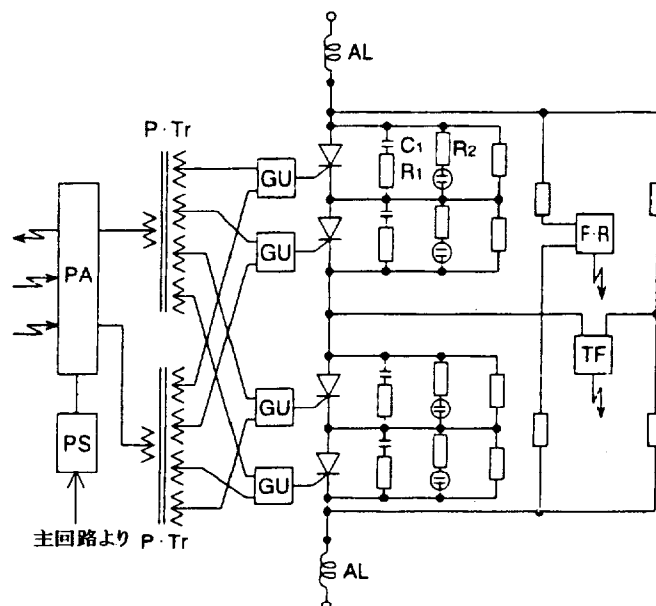
表3-1 北海道本州連系第1極サイリスタバルブの主要データ

定格直流電圧	125kV (6パルスブリッジ当り)	
定格直流電流	1200A (6パルスブリッジ当り)	
定格交流電圧	110kV (50Hz)	
使用サイリスタ	4kV-1500A 電気サイリスタ	
サイリスタ直列数	112/バルブ	
バルブモジュール数	28/バルブ	
絶縁/冷却	空気/空気	
サイリスタ点弧方式	間接光点弧方式	
バルブ極間 SIWV/LIWV	400kV/400kV	
構造	2重バルブ	
電 圧 ス ト レ ス	バルブアレスタ保護レベル	355kV
	試験安全係数	1.13
	電圧設計係数(VDF) (注)	3.58
	整流器運転時ターンオン電圧	480V/素子
	インバータ運転時ターンオン電圧	900V/素子
	通常運転時基本波電圧ピーク値	1390V/素子
	通常運転時転流振動ピーク値	1530V/素子
電 流 ス ト レ ス	電流設計係数(CDF) (注)	3.75
	連続運転時素子接合部温度最高値	90℃
	連続運転時素子接合部温度平均値	70℃

(注) : VDF(Voltage Design Factor) : (サイリスタ定格電圧×直列数) /ブリッジ定格直流電圧

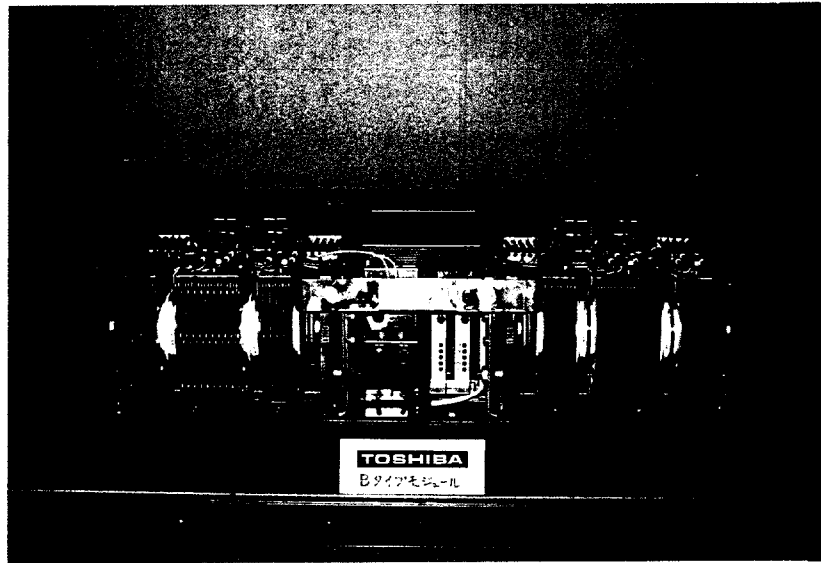
CDF(Current Design Factor) : (サイリスタ定格電流) /ブリッジ定格直流電流

サイリスタバルブの外形は第1章、図1-4に示してあるが2アームが積層された2重バルブ構造である。第1章、図1-5に冷却系統の概念を示す。風冷式であり冷却風は各バルブモジュールに吸い込まれ、バルブの中央にある風洞を通過して地下に導かれ、そこで熱交換されて冷やされた空気をバルブホールに吹き出している。図3-3にバルブモジュールの回路図を示す。サイリスタが4個直列接続されており、各サイリスタへのゲートパルスの分配にはパルストランスを用いている。ゲート電源を含めて2重化されており、1系の故障ではゲートを喪失することがないようにしている。図3-4にバルブモジュールの外形を示す。バルブリアクトルは収納していず、バルブ本体側に設置されている。



- |      |              |     |                |
|------|--------------|-----|----------------|
| PA   | : ゲートパルス増幅回路 | F・R | : サイリスタ電圧モニタ回路 |
| PS   | : 増幅回路用電源    | TF  | : サイリスタ故障検出回路  |
| P・Tr | : パルストランス    | ⚡   | : 光信号          |
| GU   | : ゲートパルス成形回路 | AL  | : バルブリアクトル     |

図3-3 バルブモジュール回路図



バルブリアクトルは風洞内にあり、モジュール内には設置されていない

図 3-4 バルブモジュール外形

1993年に運転を開始した第2極のサイリスタバルブと比較すると、常時の $T_j$ は $20^{\circ}\text{C}$ 程度第1極のほうが高めの設計になっている。これは第2極が水冷であるのに対し、第1極が風冷であり冷却効率が低いことと、使用しているサイリスタの電流定格が第2極では $2500\text{A}$ であるのに対し、第1極では $1500\text{A}$ でありオン電圧が高いためである。一方、常時印加される電圧ストレスのサイリスタの定格電圧に対する割合としては、バルブアレスタの保護レベルが高いことと、冗長サイリスタ数が多いことから、第1極のほうが27%低い。これは第2極のVDFが2.59であるのに比べ、第1極が3.58と大きいことからわかる。

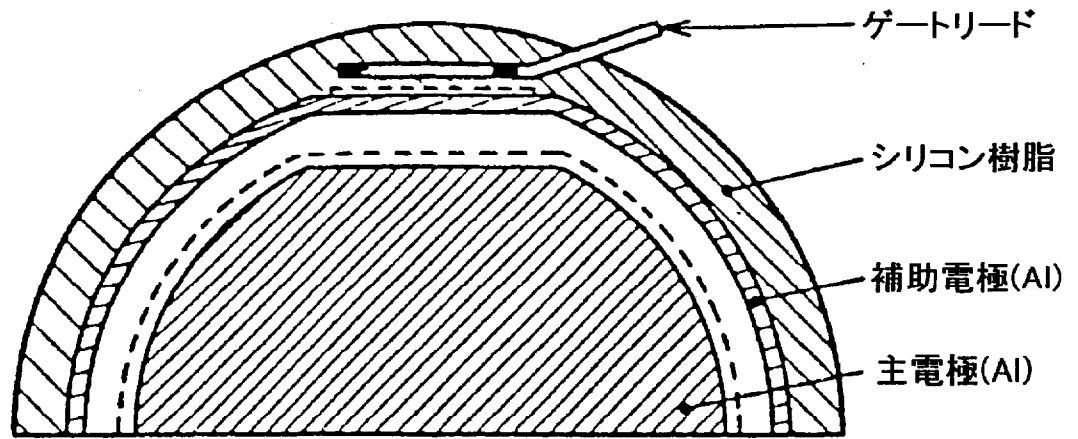
### 3-3 調査対象サイリスタ

上北変換所の第1極用バルブには、1群用と3群用を合わせて1334個のサイリスタが使用されている。表3-2にサイリスタの主要な定格・特性を示す。サイリスタの構造を図3-5に示す。シリコンウエーハの直径は75mmで、セラミックスの外囲器に収納した後、ハーメチックシールされている。このサイリスタの特徴は以下のとおりである。

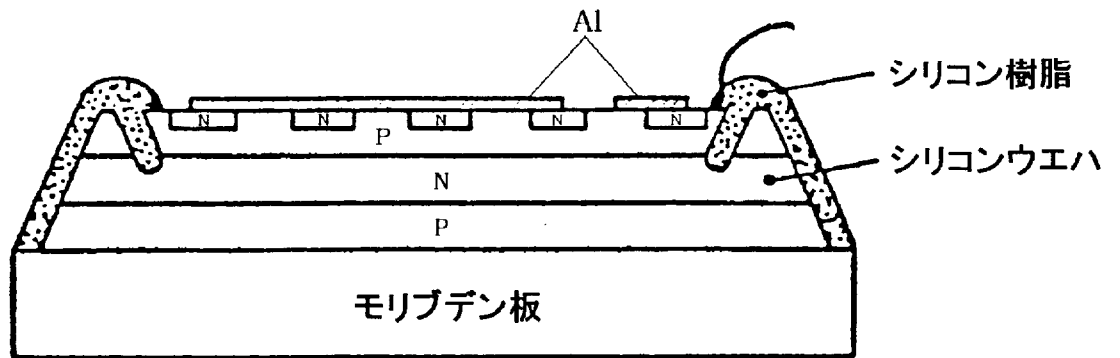
- \* ウエーハ両面半田なし構造
- \* 中性子照射したシリコンウエーハの使用
- \* ダブルポジティブベベル方式
- \* ライフタイム制御に金拡散法を採用
- \* リングゲート構造
- \* スクリーニングとして、工場出荷時全数について±3200Vdc、110℃、各極性毎に3.5時間を印加

表3-2 サイリスタの定格・特性

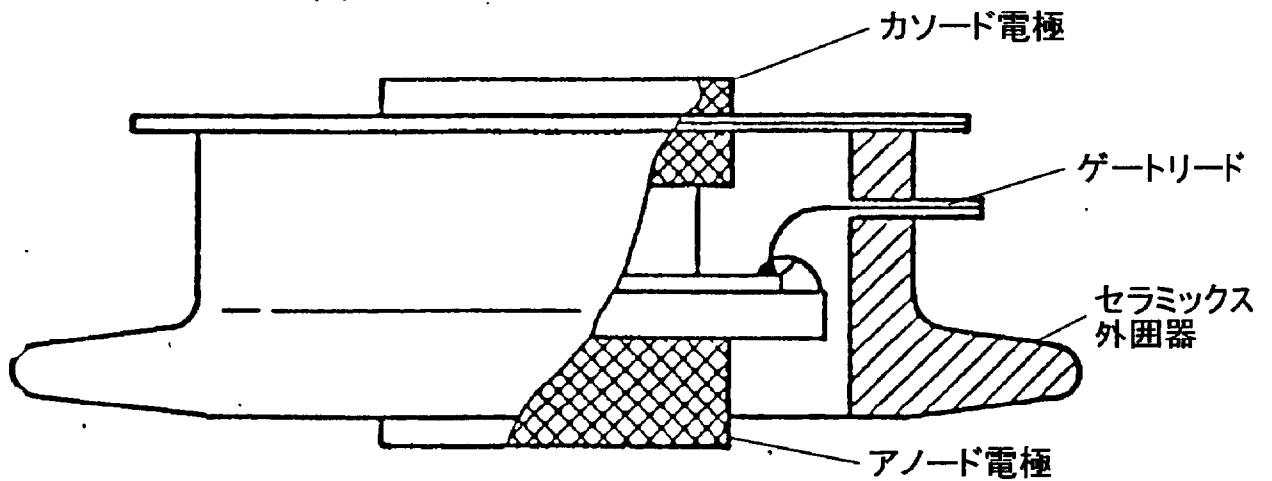
特性	シンボル	特性・定格
繰り返しオフ電圧	$V_{DRM}$	4,000V
繰り返し逆電圧	$V_{RRM}$	4,000V
非繰り返し逆電圧	$V_{RSM}$	4,400V
平均オン電流	$I_T$	1,500A
オン電圧	$V_T$	1.90V
1サイクルサージオン電流	$I_{SG}$	30,000A
臨界オン電流上昇率	$Di/dt$	250A/ $\mu$ s
ピークゲート電力損失	$P_{GM}$	30W
平均ゲート電力損失	$P_{GAV}$	4W
ピークゲート電流	$i_{GP}$	6A
圧接力		4,000kg
ゲートトリガ電流	$i_{Gt}$	400mA
ゲートトリガ電圧	$V_{GT}$	3.5V
臨界オフ電圧上昇率	$dv/dt$	1,500V/ $\mu$ s
ターンオン遅れ時間	$T_d$	4 $\mu$ s
ターンオフ時間	$T_q$	400 $\mu$ s



(a) ペレット平面図



(b) ペレット断面図



(c) アッセンブリ 断面図

図 3-5 サイリスタの構造



### 3-4 運転実績

1979年12月1日から1995年5月31日までの運転実績（15.5年、5,661日）は以下の通りである。

* 融通電力量	6,819,803MWh	
内訳	6,146,946MWh	北海道～本州
	672,857MWh	本州～北海道
* 運転時間	48,839時間	(36.0%)
* フローティング時間	83,744時間	(61.6%)
* 計画停止	2,848時間	(2.1%)
* 事故停止	433時間	(0.3%)

フローティングとは、充電はしているがサイリスタにゲートをあたえず電流を流していない、待機状態を言う。

36%の運転時間のうち、平均の送電電力量は140MWで、この運転状態でのサイリスタ温度 $T_j$ は59℃であった。

全運転時間のうち、約3%が300MWの全負荷運転であった。

全使用期間中の約3分の1が実際に電流を通電した状態であり、また運転の大部分はインバータ運転であったことがわかる。また、約3分の2がフローティング状態であり、サイリスタには交流電圧が印加されるが電流は流していない状態で $T_j$ は低い。

起動・停止は通常1日1回であったので、サイリスタが経験したヒートサイクルは多く見積もっても5,000回程度である。これは、電動機駆動などに用いられるサイリスタと比べると、非常にストレスとしては楽であるということができ、熱疲労に起因する劣化モードは発生しにくいと予想される。

その他、16年間の運転中に冷却システムの異常が発生したことはなく、また年1回の定期点検時に、直列接続したサイリスタ間の電圧分担やゲート電流に変化がないことを確認している。

サイリスタの故障は総使用数1344個に対して2個であった。どちらも3群のサイリスタであった。今回調査のためサンプリングしたサイリスタは1群側なので、他のサイリスタの劣化によるストレス増加は経験していないといえる。1個目の故障は1991年6月に発生し、順方向耐圧のみ劣化していた。逆方向耐圧は正常で、常温の漏れ電流は4kV印加時で0.2mAであったが、順方向は約600Vでブレークダウンした。2個目は1992年8月に発生し、順・逆両方向の耐圧が完全に劣化していた。どちらも、劣化の原因はシリコンウエーハ表面に発生した極く微細なクラックであった。製造初期に、出荷検査ではとらえられない極く微細なクラックが内在していたものが、長年月の運転で顕在化したものと推定される。これらの偶発故障を故障率で表現すると11fitとなる。

### 3-5 特性調査

#### 3-5-1 測定の再現性の確認

サイリスタの特性変化を知るため、実際に使用していたサイリスタを専門工場に引き取って各種特性を測定し、その結果をサイリスタ製作時の測定データと比較するのであるが、測定法の再現性（トレーサビリティ）を始めに確認しておく必要があった。サイリスタの製作から17年が経過しており、測定装置が代わっており、また測定条件が変わっている可能性があったからである。測定の再現性を確認するため、現地に保管されていた全く使用していない予備サイリスタを8個使用して、これらの特性を測定して製作当時のデータと比較することとした。未使用サイリスタの特性が変化していなければ、また測定の再現性が良ければ製作時と17年後のデータは同じ値になるはずである。一方、2つのデータに大きな差がある場合は特性が変化したのか、あるいは測定の再現性が悪いのかを個々に検討し判断した。

測定結果を表3-3に示した。

以下に本データについて検討する。

##### (a) ゲートトリガ特性 IGT, VGT

図3-6にゲートトリガ電流およびゲートトリガ電圧の測定回路を示す。12Vの直流オフ電圧を印加した状態で、ゲート電流、ゲート電圧を除々に増加し続けてサイリスタがオン状態になる直前のゲート電流、電圧を測定する。VGTを測定するときは図中のSWは閉じておく。

図3-7と3-8にゲートトリガ電流、ゲートトリガ電圧について、製作時のデータを横軸、17年後のデータを縦軸にしてプロットした結果を示す。表3-3及びこれらの図からわかるようにゲートトリガ特性については良好な再現性を示し、サイリスタ製作時と今回の調査時のデータの差は8個の平均で各々、 $-1.7\%$ と $+1.9\%$ であった。またゲートトリガ特性が17年の保管で変化しないことも確認できた。

##### (b) オン電圧 VT

図3-9は、オン電圧測定回路を示す。サイリスタに交流半波の電流を流してその時の電圧と電流を観測する。

図3-10はオン電圧について製作時のデータと17年後のデータをプロットしたものである。この測定についても良好な再現性を示し、製作時と今回調査時のデータの差は $-1.8\%$ ～ $+4.9\%$ であった。また17年の保管でVTが変化しないことも確認できた。

##### (c) 逆回復電荷 $Q_{rr}$

図3-11に逆回復電荷の測定回路と測定波形を示す。図中のSW1とSW3をまず閉じ、サイリスタに電流を通電(時間  $t=t_0$ )した後、SW3を開いてゲートの供給を

止める。サイリスタ電流を一定時間流したあとで時間  $t_1$  にて SW2 を閉じてサイリスタに逆電圧を印加し電流を減少させる。

逆回復電荷  $Q_{rr}$  は次式で表される。

$$Q_{rr}=1/2 \times I_{rM} \times t_r \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで、 $I_{rM}$  : 逆回復電流ピーク値 [A]

$t_r$  : 逆回復時間 [s]

図 3-12 と 3-13 に逆回復電荷のデータをプロットしたものを示す。本特性の測定についても良好な再現性が認められ、8 個の平均の製作時と調査時の差は常温で -1.7%、高温で -0.3% であった。また個々のデータの差は -4.2% ~ +10% であった。長期保管による本特性の変化がないことも確認できた。

#### (d) 漏れ電流 $I_{DRM}$ , $I_{RRM}$

図 3-14 に漏れ電流の測定回路を示す。サイリスタに正弦半波でオフ電圧または逆電圧を加えて、それぞれの場合の電流を測定する。

図 3-15 から 3-18 に常温時と高温時漏れ電流の測定結果をプロットした結果を示した。常温の漏れ電流は、順方向と逆方向の 16 個のデータのうち、17 年後のデータのほうが大きかったのは 3 個だけであった。従って全体の傾向として未使用サイリスタの常温漏れ電流に増加傾向はないと言える。No. 1444 は逆方向漏れ電流の絶対値が大きくまた調査時のほうが大きくなっているが、逆方向漏れ電流は変化していない。また No. 1224 は順方向漏れ電流が調査時に極端に小さくなっているが、逆方向漏れ電流にはその傾向が認められない。一方常温漏れ電流のデータの再現性という観点では、±20% のバラツキの範囲に入っているのは 16 個のデータ中 9 個のみであり、個々のデータの再現性は低い。

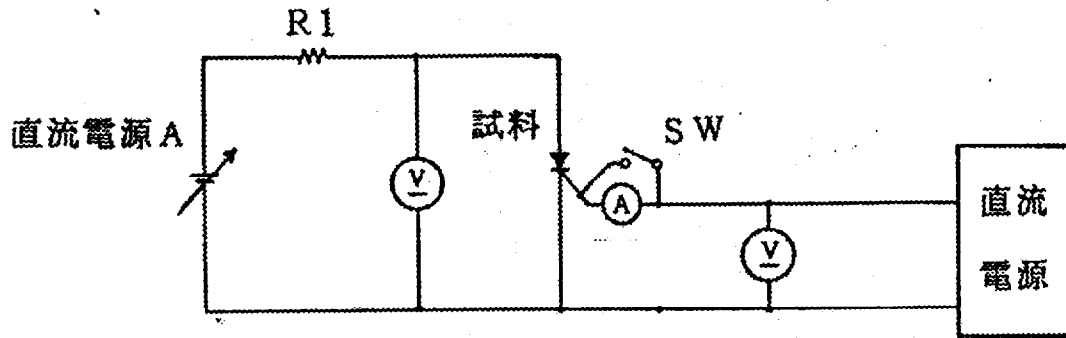
一方、高温 (115°C) 漏れ電流データは、製作時と今回調査時で電流が小さくなった素子と大きくなった素子の数がほぼ等しく、全体の平均で見ると順・逆両方向合せて 17 年後の方が 2.6% 大きくなっているだけである。従って全体の傾向としては常温データと同様に増加傾向は認められない。但し、No. 1444 については順、逆両方向の漏れ電流が 20% 以上増加しており、実際に増加の傾向があると考えられる。一方、データの再現性の観点では、上述の No. 1444 と他に No. 1382 の順方向を除けば ±20% の誤差以内に入っていることがわかった。常温漏れ電流は絶対値が小さいために測定の再現性に難があったが高温については比較的良い再現性を確認できた。

表 3-3 未使用サイリスタの特性調査結果(1/2)

スタック No.	素子 No.	漏れ電流 (mA)								トリガ電流 I GT (mA)		トリガ電圧 V GT (V)		オン電圧 V T (V)	
		順方向		逆方向		順方向		逆方向		12V, 6Ω, 25°C		12V, 6Ω, 25°C		2500A, 25°C	
		4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時
1112A	1444	0.4	0.4	1.00	1.2	14	20	32	45	52	40	0.83	0.86	1.58	1.56
	1365	0.1	0.2	0.25	0.1	16	17	34	38	62	46	0.85	0.93	1.55	1.55
1112B	1264	0.4	0.3	0.1	0.1	26	19	31	31	80	71	1.30	1.32	1.42	1.46
	2556	1.2	0.8	0.2	0.1	34	26	43	40	80	90	0.75	0.81	1.63	1.60
1801A	3196	0.1	0.1	0.8	0.7	21	16	48	38	190	186	1.5	1.42	1.74	1.76
	1252	0.1	0.3	0.1	0.1	22	26	24	26	100	112	1.2	1.18	1.42	1.49
1801B	1224	0.8	0.1	0.1	0.1	12	14	24	25	95	98	1.22	1.29	1.40	1.42
	1382	0.1	0.1	0.1	0.1	15	22	34	38	94	97	0.95	1.01	1.63	1.63
規格値	-	8.0	8.0	8.0	8.0	120	120	120	120	300	300	3.50	3.50	1.90	1.90

表 3-3 未使用サイリスタの特性調査結果(2/2)

スタック No.	素子 No.	ターンオン遅れ時間 Td (μs)				ターンオフ時間 Tq (μs)		逆回復電荷Qrr (μC)							
		2000V, 25°C		4000V, 25°C		2000V, 110°C		全体 -2A/μs, 25°C		前半分 -2A/μs, 25°C		全体 -2A/μs, 110°C		前半分 -2A/μs, 110°C	
		出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時
1112A	1444	2.05	0.9	1.50	0.4	220	150	600	558	460	404	1192	1142	927	815
	1365	2.15	1.1	1.50	0.4	180	150	532	492	399	340	1192	1142	824	843
1112B	1264	2.05	1.1	1.50	0.4	200	120	656	678	471	462	1189	1034	870	740
	2556	1.55	1.0	1.05	0.5	185	130	445	465	313	327	1139	1226	821	884
1801A	3196	2.05	1.4	1.50	0.7	145	120	390	477	285	286	940	957	658	680
	1252	2.15	1.0	1.70	0.5	300	230	763	766	559	540	1166	1283	821	940
1801B	1224	2.45	1.2	1.70	0.4	260	170	810	766	585	540	1139	1114	848	796
	1382	2.35	1.2	1.75	0.7	190	120	551	465	418	310	1050	1087	800	799
規格値	-	-	-	5.0	5.0	400	400	-	-	-	-	1400	1400	-	-



R1:保護抵抗、6Ω

図 3-6 ゲート特性測定回路

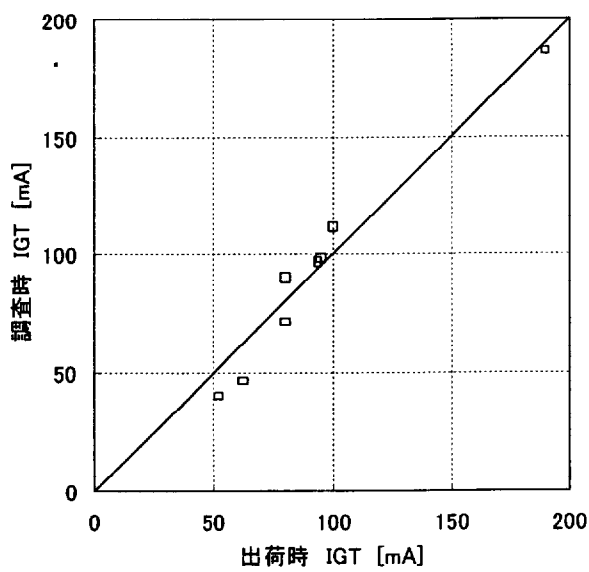


図 3-7 IGT (ゲートトリガ電流) の相関 (未使用品)

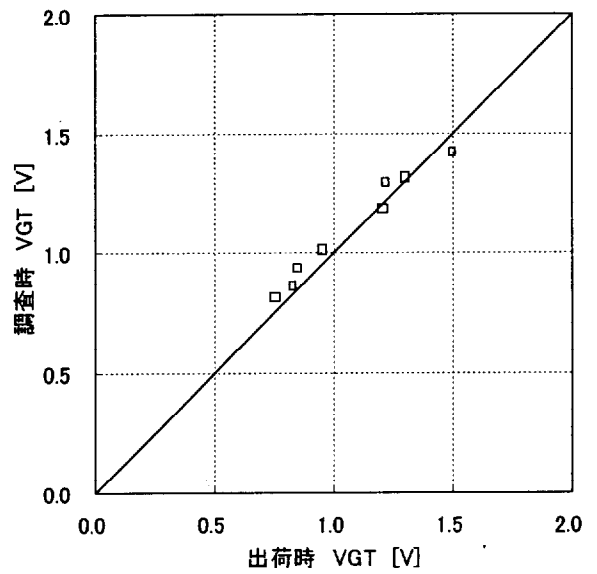


図 3-8 VGT (ゲートトリガ電圧) の相関 (未使用品)

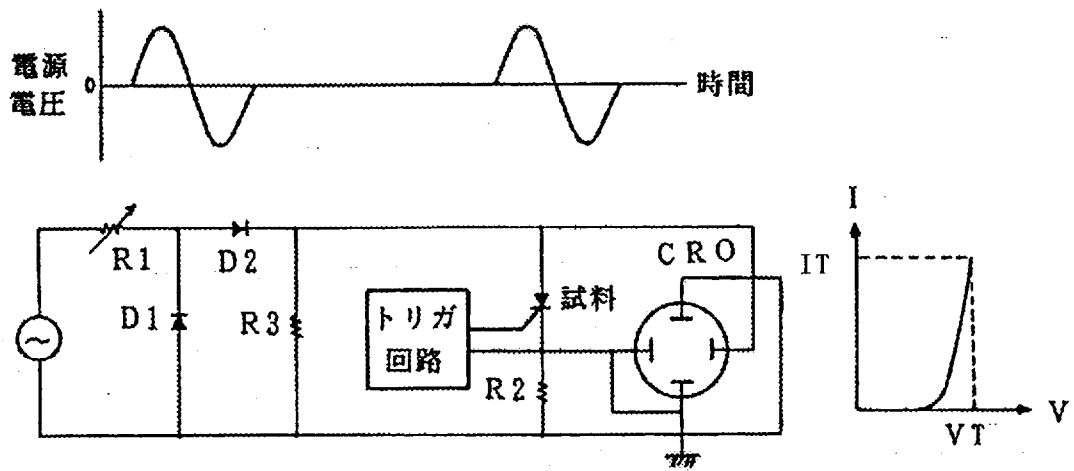


図 3-9 VT(オン電圧)測定回路

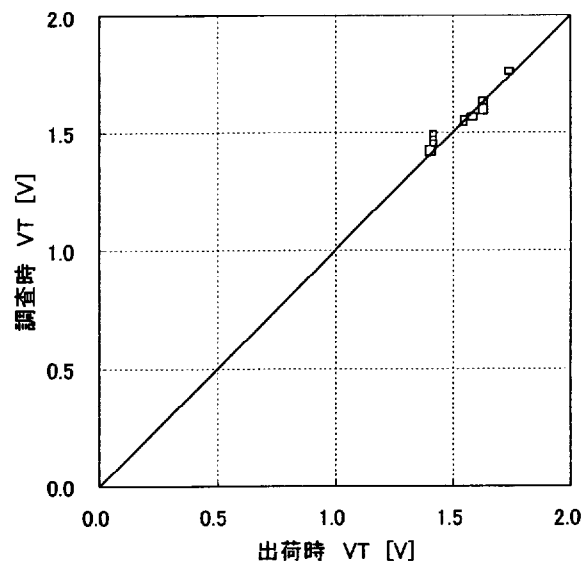
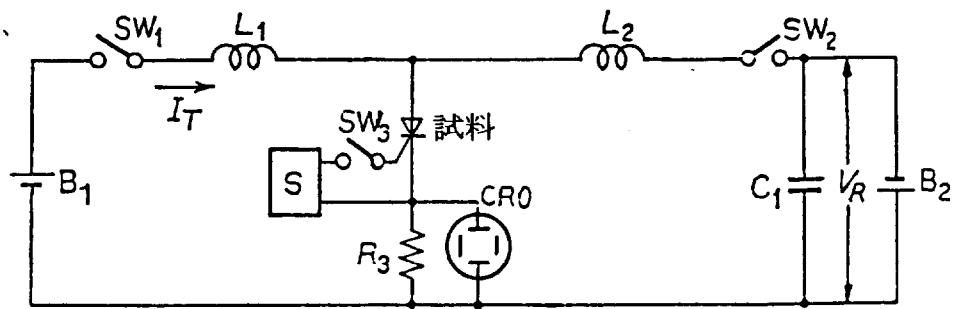


図 3-10 VT.(オン電圧)の相関(未使用品)



B1 : オン電流源

B2 : 逆電圧印加用電源

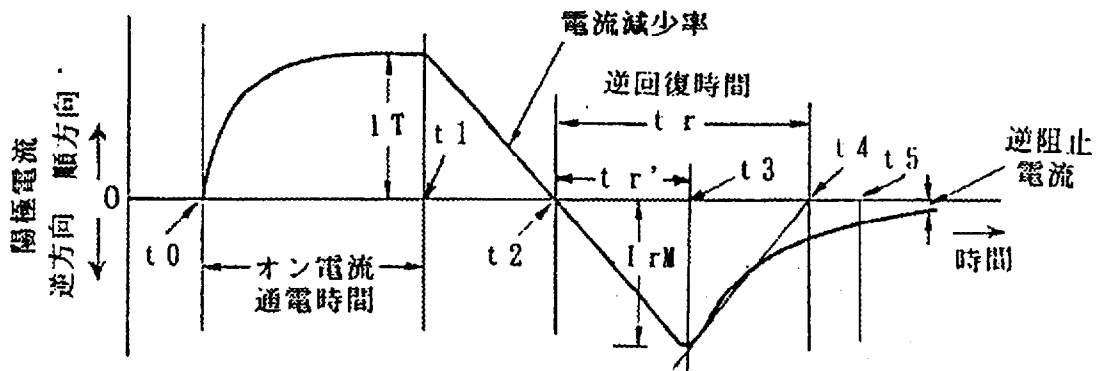
S : ゲートトリガ装置

L1 : オン電流調整インダクタンス、 $240 \mu\text{H}$

R3 : 電流測定用シャント

L2 : 逆電圧波形調整インダクタンス、 $80 \mu\text{H}$

(a) 逆回復電荷測定回路



$t_r$  : 逆回復時間 ( $t_2$ から $t_4$ までの時間)

$I_{rM}$  : 逆回復電流ピーク値

$Q_{rr}'$  : 逆回復電荷 (前半分)

$$Q_{rr}' = 1/2 \times I_{rM} \cdot t_r'$$

$Q_{rr}$  : 逆回復電荷 (全体)

$$Q_{rr} = 1/2 \times I_{rM} \cdot t_r$$

(b) 逆回復電荷測定波形

図 3-11 逆回復電荷測定回路と波形

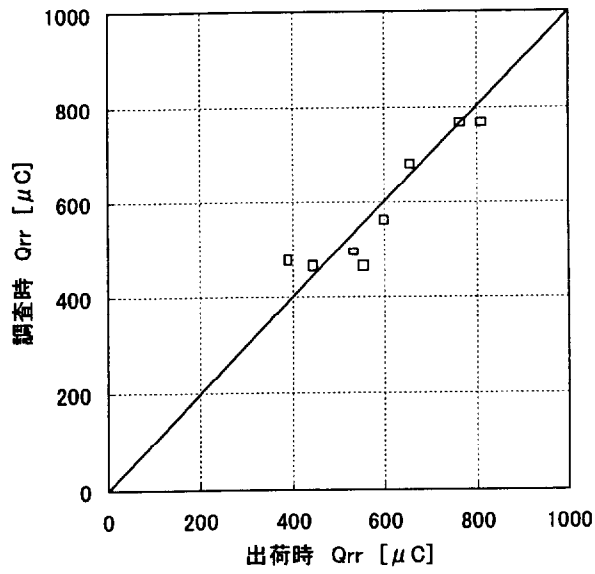


図 3-12 逆回復電荷  $Q_{rr}$  25°Cの相関 (未使用品)

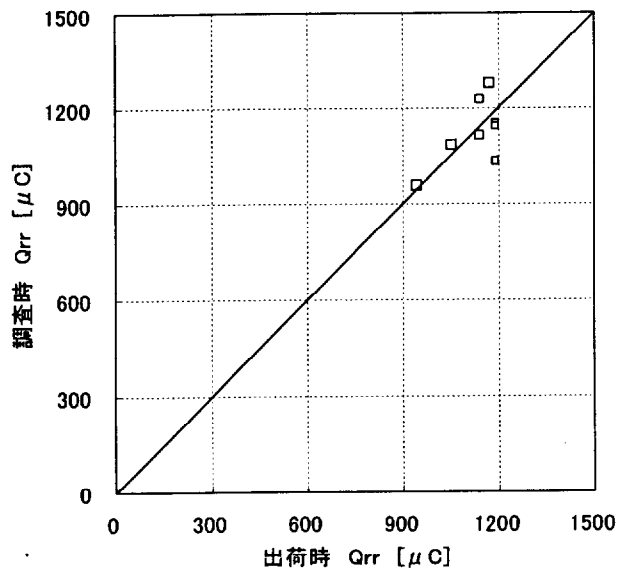


図 3-13 逆回復電荷  $Q_{rr}$  110°Cの相関 (未使用品)



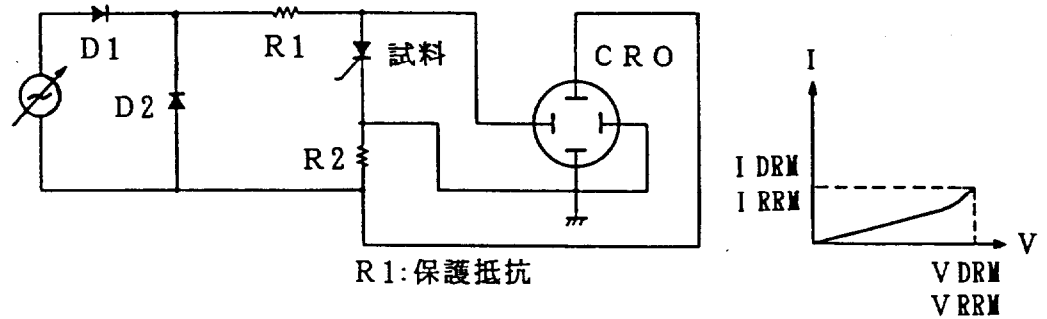


図 3-14 漏れ電流測定回路

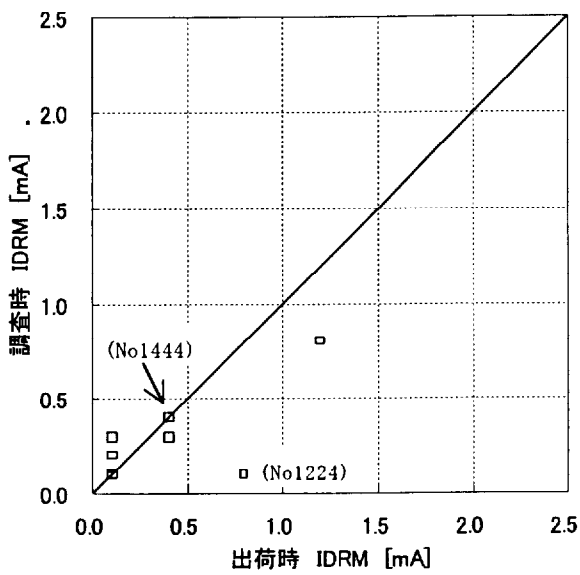


図 3-15 IDR M (順方向漏れ電流 25°C) の相関 (未使用品)

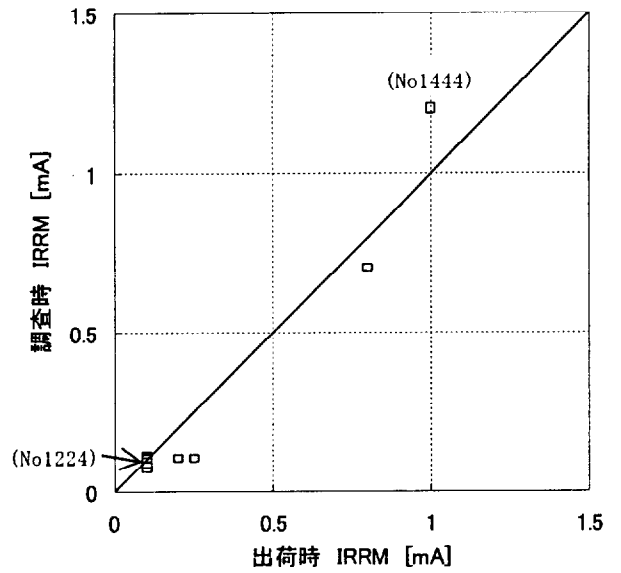


図 3-16 IRR M (逆方向漏れ電流 25°C) の相関 (未使用品)

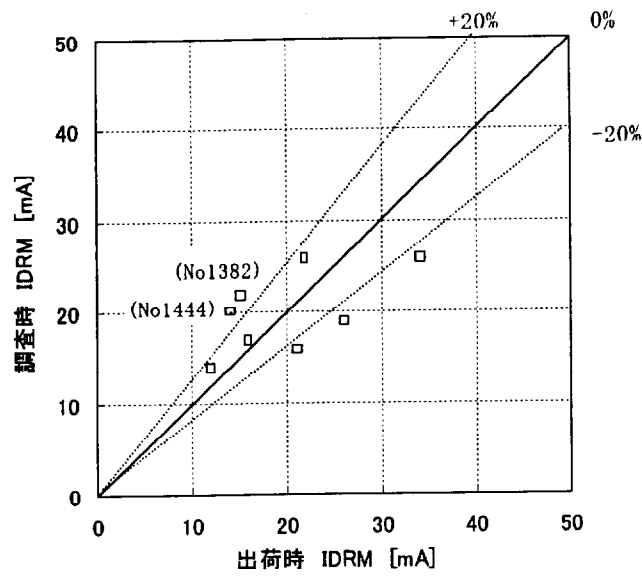


図 3-17 IDRMs(順方向漏れ電流 115°C)の相関 (未使用品)

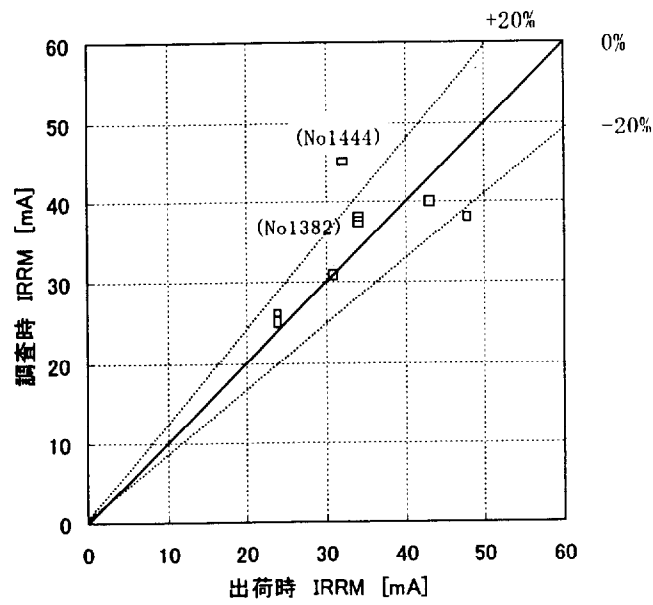


図 3-18 IRRMs (逆方向漏れ電流 115°C) の相関 (未使用品)

(e) ターンオン遅れ時間  $T_d$

図 3-19 にターンオン遅れ時間の測定回路を示す。サイリスタに電源 E1 より DC2000V または 4000V のオフ電圧を印加し、サイリスタをターンオンさせた時のサイリスタ電圧、ゲート電圧およびゲート電流をオシロスコープで観測し、ゲート電圧またはゲート電流に対してアノード電圧がターンオン直前のオフ電圧の 90% に低下するまでの時間を測定する。

図 3-20 と 3-21 にターンオン遅れ時間  $T_d$  の測定結果をプロットした。表 3-4 と合せて見ると、まず素子 No.2556 の製作時データが、1 つだけかけ離れて小さいことがわかる。この素子のデータは全体の傾向を把握するデータ処理には適当でないので除外することとする。残りの 7 素子について  $V_D=2000V$  と  $4000V$  について製作時と 17 年後を平均で比較すると、 $2000V$  にて  $1.05 \mu s$ 、 $4000V$  にて  $1.09 \mu s$  とほぼ同一の差があることがわかる。図 3-20 と 3-21 に、各々  $1.05 \mu s$  と  $1.09 \mu s$  を出荷時データから差し引いた特性一致直線を示しているが、この直線に 8 個中 6 個のデータが乗っていることがわかる。

ターンオン遅れ時間 ( $T_d$ ) が出荷時と今回調査したデータに相違がでたのは、

(i) ゲート条件の差 ( $0.2 \sim 0.4 \mu s$ )

(ii) 測定計測起点の差 ( $0.7 \mu s$ )

の 2 点による影響であることが以下の調査で明らかになった。

(i) ゲート条件の差

実際に、今回測定の手続きと出荷時のゲート波形に近い条件を与えた時のオシロ波形を図 3-22~25 に示す。図 3-22 と図 3-23 は  $2000V$  からターンオンした時の A-K 間電圧とゲート電流波形であるが、これらの図からわかるようにゲート電流の立ち上がり時間は今回調査時は  $1.6 \mu s$  であるのに対し、出荷時は  $2 \mu s$  であった。ゲート電流の立ち上がりが速い程キャリアが速くゲート近傍に供給されるので  $T_d$  は小さくなる。図 3-24 と図 3-25 は  $4000V$  からターンオンした時の A-K 間電圧とゲート電流を示している。図ではターンオン時にサイリスタから発生する電磁ノイズによりゲート電流波形が乱れており、正確な波形を示していないが、図 3-22、3-23 と同じゲート波形である。

$2000V$  からターンオンした時の  $T_d$  (N) で  $0.4 \mu s$ 、 $4000V$  からターンオンした時の  $T_d$  (H) で  $0.2 \mu s$  程それぞれ差が出るということがわかった。

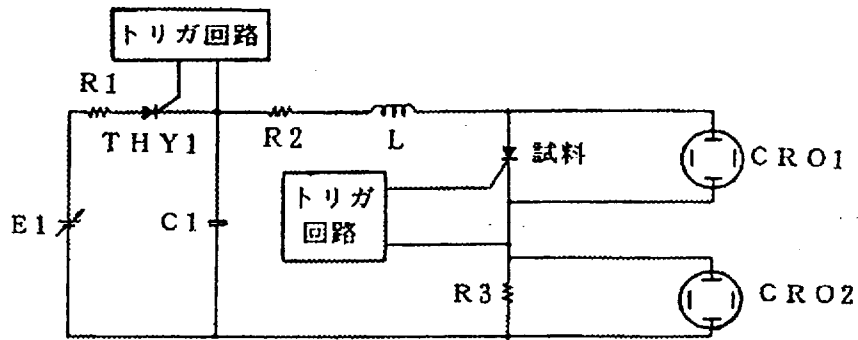
(ii) 測定計測起点の差

図 3-19 (b)、(c) に示したように、出荷時と今回の測定起点がゲートパルストランスの出力側におけるゲート電圧の立ち上がり 10% 時点だったものがゲート電流の立ち上がり 10% 時点に変わっていたため、これらの間に  $0.7 \mu s$  の差が生じた。図 3-26 にゲートパルストランス出力側でのゲート電圧、ゲート電流の波

形を示す。なお、JEC2403 (1996) によれば、ゲート電流のピークの10%を測定計測起点とするよう、規定している。

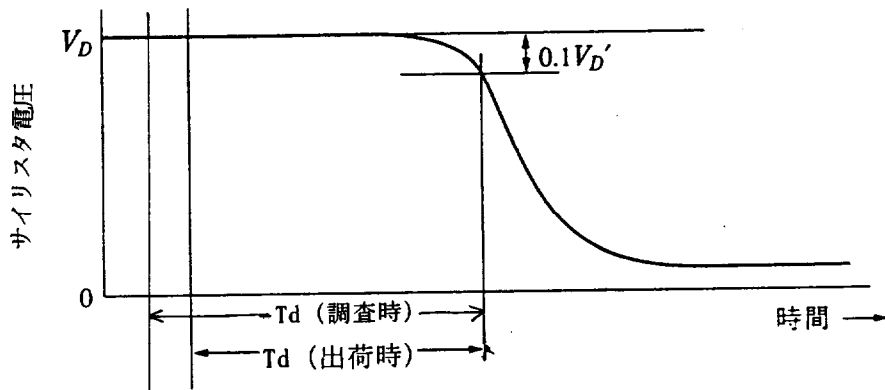
以上のように測定上の2つの要因により、出荷時と今回調査時で  $T_d(N)$  で  $1.1 \mu s$ 、 $T_d(H)$  で  $0.9 \mu s$  の差が出るようになった。

従って、上記の測定条件の差を考慮すると実質的には未使用サイリスタの  $T_d$  は変化していなかったと言える。

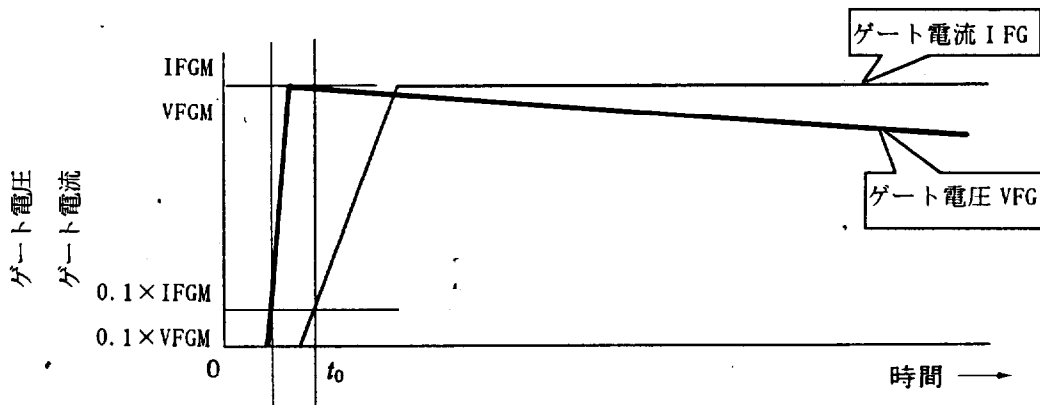


R1:保護抵抗                      CRO1:電圧波形観測用  
R2:無誘導抵抗                    CRO2:電流波形観測用  
L :リアクトル、 $25\mu\text{H}$             C1 :  $2\mu\text{F}$

(a) ターンオン遅れ時間測定回路



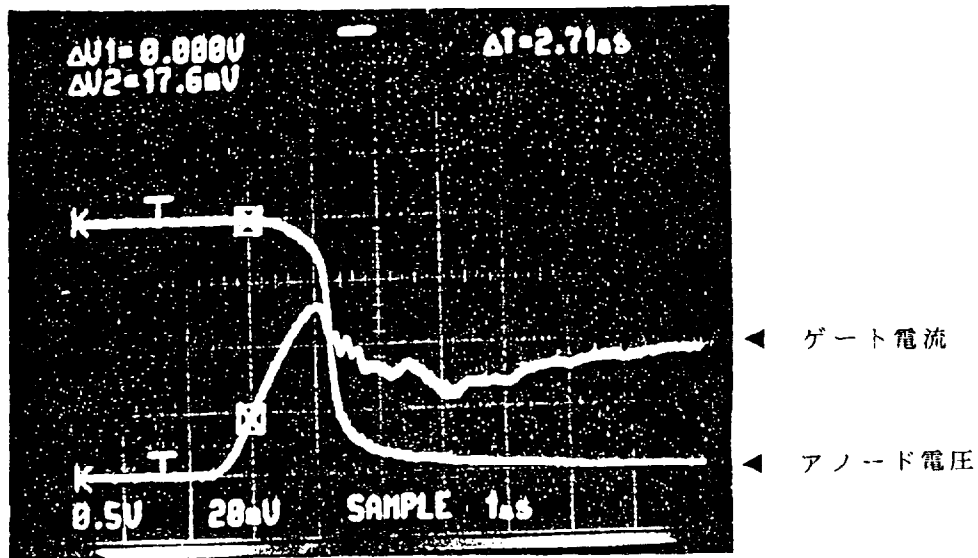
(b) サイリスタ電圧波形



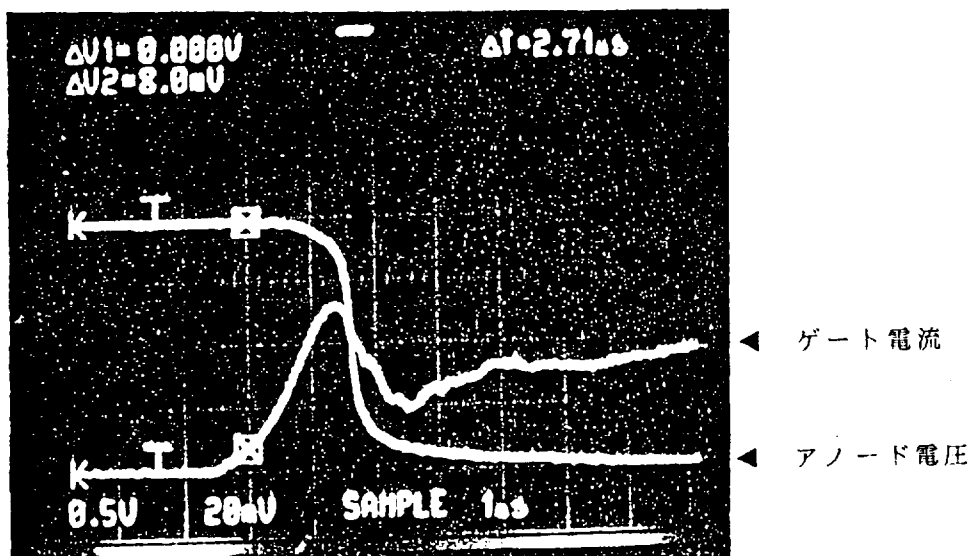
(c) ゲート電圧とゲート電流波形

図 3-19 ターンオン遅れ時間測定回路と波形

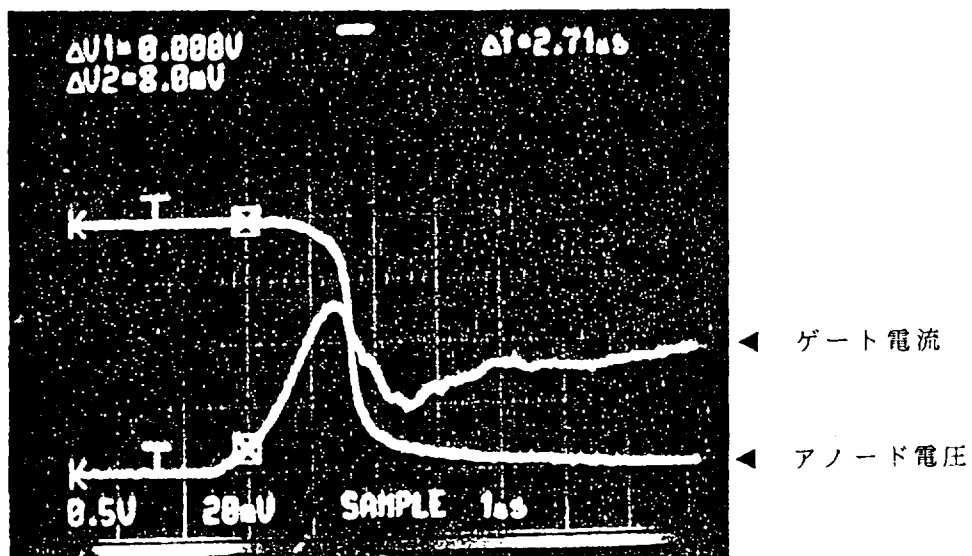




1A/500V/1  $\mu$  s/div  
 図 3-22 今回測定時の  $T_d(N)$  波形  
 (2000V ターンオン)

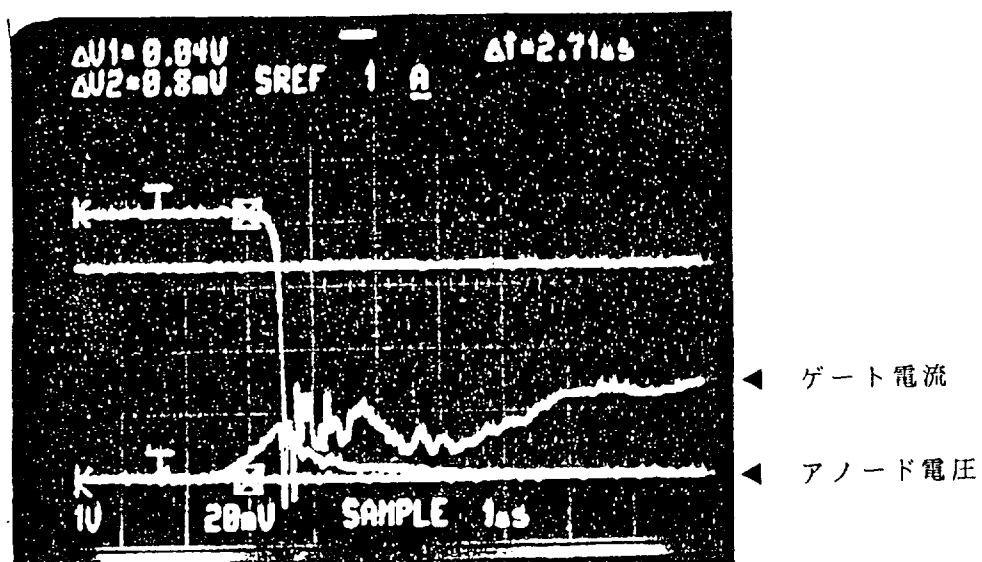


1A/500V/1  $\mu$  s/div  
 図 3-23 出荷時に近いゲート条件を与えた時の  $T_d(N)$  波形  
 (2000V ターンオン)



2 A/1kV/1  $\mu$  s/div

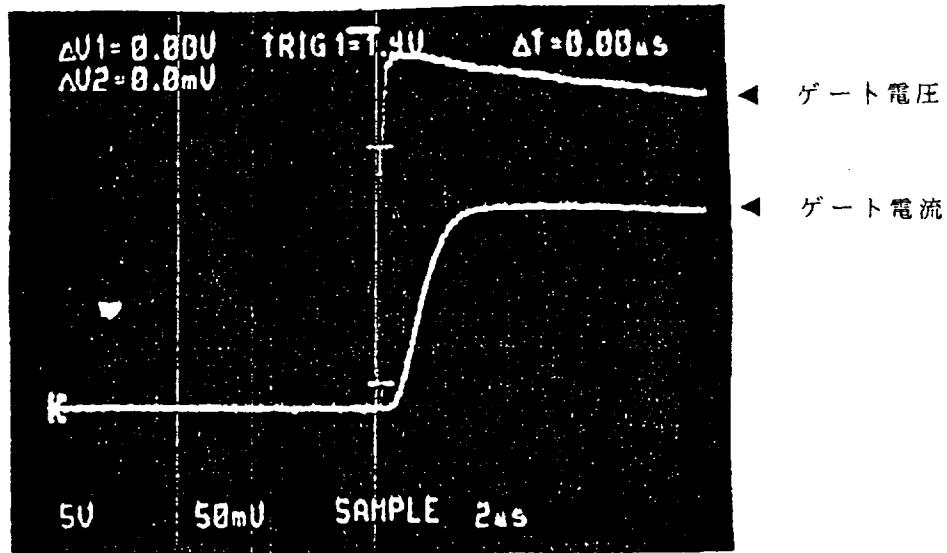
図 3-24 今回測定時の Td (H) 波形  
(4000V ターンオン)



2 A/1kV/1  $\mu$  s/div

図 3-25 出荷時に近いゲート条件を与えた時の Td (H) 波形  
(4000V ターンオン)





5V/0.5A/2  $\mu s$ /div  
 図 3-26 ゲート電圧、電流波形  
 (ゲートパルストランス 2 次側)

(f) ターンオフ時間  $T_q$

ターンオフ時間の測定回路は、図 3-11(a) に示した  $Q_{rr}$  測定回路に再印加オフ電圧用電源を追加したものを使用した。

ターンオフ時間は今回の測定のほうが 8 個の平均で  $61 \mu s$  短くなった。図 3-27 に示す相関グラフでも  $61 \mu s$  の差を考慮した特性一致直線上におおよそのデータが乗り、この差を考慮するとデータの差のバラツキは  $-11\%$  から  $+25\%$  と比較的良い再現性になることがわかる。全てのサイリスタがほぼ同じ値だけターンオフ時間が小さくなることは考えにくいいため、何らかの測定上の差が製作時と今回調査時であったために  $61 \mu s$  の差がでたと推定されるが、現在のところまだ原因は明確になっていない。データの処理としては  $61 \mu s$  のバイアスを考慮して製作時と今回調査時のデータを比較することとする。

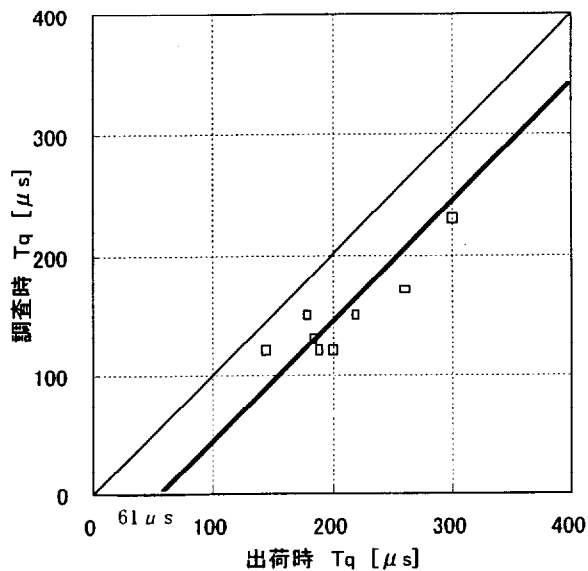


図 3-27  $T_q$  の相関 (未使用品)

以上の未使用サイリスタの測定により、以下の知見が得られた。

- 1) ゲート特性、オン電圧及び逆回復電荷測定の実現性は  $2\%$  と良好である。
- 2) 上記の特性は、課電しなければ 17 年の保管でも変化していないといえる。
- 3) 高温漏れ電流測定の実現性は  $\pm 20\%$  の範囲内であるが、常温については絶対値が小さく実現性は悪い。
- 4) 未使用サイリスタの高温漏れ電流の保管中の変化は小さいといえる。
- 5) ターンオン遅れ時間は、測定条件の相違のため  $1.1 \mu s$  のバイアスを考慮して評価する必要がある。
- 6) ターンオフ時間は、 $61 \mu s$  のバイアスを考慮して評価する。

### 3-5-2、使用したサイリスタの特性測定

表 3-4 に任意に選定した 2 台のバルブモジュール（作業のしやすさから、S 相サイリスタバルブの最下段から 2 台を選定した。）から 8 個のサイリスタをサンプリングし、専門工場にて特性を測定した結果を示す。なお、素子 No.1404 はターンオン遅れ時間  $T_d$  測定時、誤って  $V_D=4000V$  以上を印加したため破損してしまった。そのためこの素子の  $4000V$  における  $T_d$  のデータはない。以下に各特性毎の調査結果を考察する。なお測定回路は、全測定項目について製作時と同一である。但し測定装置は異なっている。

#### (a) 漏れ電流 IDRM, IRRM

図 3-28、3-29 に常温漏れ電流の製作時と 16 年使用後のデータの相関を示した。併せて比較のため未使用品のデータも並べて示した。漏れ電流以外のデータについても同様に未使用品のデータを比較のために併記した。全ての素子について 16 年の使用後は製作時と比較し、等しいかあるいは増加している。但し、増加したと言っても規格上限値を上回ったものはなかった。一方、図 3-30 と 3-31 に高温漏れ電流のデータ相関を示した。図からわかるように、増加したものと減少したものがほぼ半々であった。以上より、16 年の使用により、常温漏れ電流は若干増加傾向にあるが、一方、高温漏れ電流は素子間のバラツキが大きく、一概には増加傾向とも減少傾向ともいえない。これは、常温漏れ電流は絶対値が小さいため、長期の課電によりシリコンウエーハ端面のパシベーションのわずかな分極現象による漏れ電流の増加が顕著に現われるのに対し、高温ではバルクとベベル部のどちらの電流が支配的かは、素子毎に異なるため、一概に長期間の課電による影響の傾向が出てこないためと考えられる。但し、No. 1431 の逆方向漏れ電流は常温、高温共に増加しており、16 年の使用で増加傾向が現われたといえる。また No. 1300 の順方向漏れ電流は今回調査時に約 1/2 に減少しているが、この変化は測定上の問題と考えられる。

#### (b) ゲートトリガ特性 IGT, VGT

図 3-32、3-33 にゲートトリガ電流とゲートトリガ電圧の製作時と 16 年使用後のデータ相関を示した。表 3-5 及びこれらの図よりゲート特性は変化していないことがわかる。これは、16 年の使用によってもゲートの構造、電流増幅率が変化していないことを示している。

#### (c) オン電圧 $V_T$

図 3-34 にオン電圧の製作時と使用後のデータの相関を示す。8 個の平均で 4%、増加したことがわかる。未使用素子のオン電圧測定データの再現性の誤差が 2% 以下だったことから、4% の増加は誤差でなく有意なものと考えられる。オン電圧の増加の要因としては、①ウエーハのアロイ部の酸化などによる接触抵抗の増加、

②ウエーハ内のキャリアライフタイムの減少に起因する物性的な変化が考えられる。しかし、素子の外囲器のハーメティックシールに異常がなかったことから①は想定しにくい。一方、②はターンオフ時間や逆回復電荷にも影響するので、これらのデータと合せて評価する必要がある。詳細は考察で述べる。

表 3-4 使用したサイリスタの特性調査結果(1/2)

スタック No.	素子 No.	漏れ電流(mA)								トリガ電流 I <sub>GT</sub> (mA)		トリガ電圧 V <sub>GT</sub> (V)		オン電圧 V <sub>T</sub> (V)	
		順方向		逆方向		順方向		逆方向		12V, 6Ω, 25°C		12V, 6Ω, 25°C		2500A, 25°C	
		4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 25°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	4kV, 115°C	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時
1701A	1260	0.1	0.2	0.1	0.2	14	12	29	27	115	116.7	1.2	1.119	1.4	1.47
	1257	0.1	0.1	0.1	0.4	23	13	38	33	99	95.6	0.85	0.792	1.4	1.54
1701B	1242	0.1	0.3	0.1	0.2	19	17	26	26	73	70.8	1.3	1.292	1.4	1.45
	1300	0.1	0.4	0.1	0.2	42	19	30	30	115	112	1.25	1.167	1.35	1.44
1107A	1431	1.8	2.2	0.2	0.4	30	32	35	56	90	90.8	1.15	1.167	1.52	1.55
	1404	0.6	0.8	0.1	0.3	22	27	39	42	185	180.3	1.35	1.341	1.58	1.61
1107B	1425	0.2	0.4	0.6	0.6	18	18	40	45	94	92.8	1.17	1.176	1.67	1.74
	1359	0.1	0.3	0.1	0.1	14	13	44	41	88	90.7	0.9	0.975	1.64	1.68
規格値	-	8.0	8.0	8.0	8.0	120	120	120	120	300	300	3.50	3.50	1.90	1.90

表 3-4 使用したサイリスタの特性調査結果(2/2)

スタック No.	素子 No.	ターンオン遅れ時間 T <sub>d</sub> (μs)				ターンオフ時間 T <sub>q</sub> (μs)		逆回復電荷 Q <sub>rr</sub> (μC)							
		2000V, 25°C		4000V, 25°C		2000V, 110°C		全体, -2A μs, 25°C		前半分, -2A μs, 25°C		全体, -2A μs, 110°C		前半分, -2A μs, 110°C	
		出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時	出荷時	調査時
1701A	1260	2.25	1.4	1.6	0.6	280	180	912	534	648	362	1334	969	986	654
	1257	2.2	1.2	1.6	0.6	270	130	955	379	710	263	1433	586	1009	421
1701B	1242	2.3	1.3	1.6	0.5	270	160	967	573	710	394	1339	879	954	631
	1300	2.25	1.2	1.65	0.6	310	160	900	654	675	461	1403	1062	1037	724
1107A	1431	2.4	1.2	1.85	0.6	320	200	589	412	456	290	1050	869	775	601
	1404	2.5	1.5	1.8	-	190	130	620	445	480	302	1025	821	750	562
1107B	1425	2.4	1.4	1.75	0.7	150	110	480	334	350	230	1050	733	800	524
	1359	2.35	1.4	1.75	0.7	195	140	570	365	437	263	1025	879	775	609
規格値	-	-	-	5.0	5.0	400	400	-	-	-	-	1400	1400	-	-

(d) ターンオン遅れ時間  $T_d$

図 3-35、3-36 にターンオン遅れ時間の製作時と使用後のデータの相関を示す。未使用品の調査で明らかになったこととして、 $T_d$  の測定が、製作時と今回の測定とで、2000V ターンオンで  $1.05 \mu s$ 、4000V ターンオンで  $1.09 \mu s$  の差がある。この差を考慮して図 3-35、3-36 に特性一致直線をひくと、図から明らかなように  $T_d$  は 16 年の使用後も変化していないことがわかる。これは、他のゲート特性であるゲートトリガ電流とゲートトリガ電圧が変化していなかったことと一致している。

(e) ターンオフ時間  $T_q$

図 3-37 にターンオフ時間  $T_q$  の製作時と 16 年間使用後のデータの相関を示した。最小でも  $40 \mu s$ 、最大で  $150 \mu s$ 、8 個の素子の平均で  $100 \mu s$  使用後の方が減少していた。未使用素子の  $T_q$  が平均で  $60 \mu s$  小さく測定されたことを考慮すると、16 年間の使用により最大で  $90 \mu s$ 、平均で  $40 \mu s$  だけ  $T_q$  が小さくなったと言える。減少の原因については、次節の考察のところで逆回復電荷と合せて考察する。

(f) 逆回復電荷  $Q_{rr}$

図 3-38、3-39 に逆回復電荷  $Q_{rr}$  の製作時と、16 年間使用後のデータの相関を示した。8 個の素子の平均でみると、常温で  $287 \mu C$ 、62% に減少、高温で  $470 \mu C$ 、61% に減少したことがわかる。未使用サイリスタの  $Q_{rr}$  は変化が認められなかったことから、今回観測された  $Q_{rr}$  の減少は 16 年間の使用に起因すると考えられる。これに  $T_q$  の減少、オン電圧の増加を考え合せると、シリコンウエーハのキャリアライフタイムが小さくなったためと推定される。詳細は考察で述べる。

$Q_{rr}$  の測定は、表 3-5 に示したように全体と前半分を区別して行っている。図 3-40 に示すように前半分  $Q_{rr}$  とは、サイリスタ電流が零クロスしてから逆回復電流のピークに達するまでの電荷量のことである。前半分  $Q_{rr}$  と全体  $Q_{rr}$  の比が変化した場合は、シリコンウエーハ内の不純物プロファイルの変化、電子のホールの再結合速度の変化が考えられる。しかし、表 3-5 より、製作時と 17 年後で前半分  $Q_{rr}$  と全体  $Q_{rr}$  の比を求めると、常温でそれぞれ 70% と 75%、 $110^\circ C$  でそれぞれ 80% と 73% であり、有意な差は認められなかった。

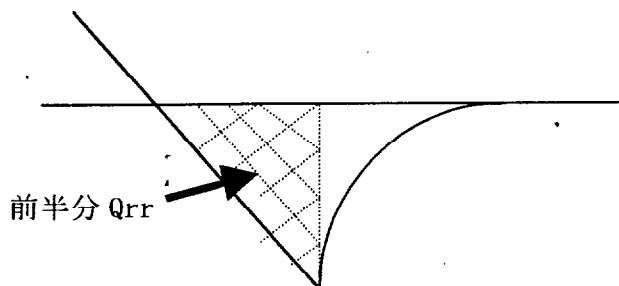


図 3-40  $Q_{rr}$  の測定

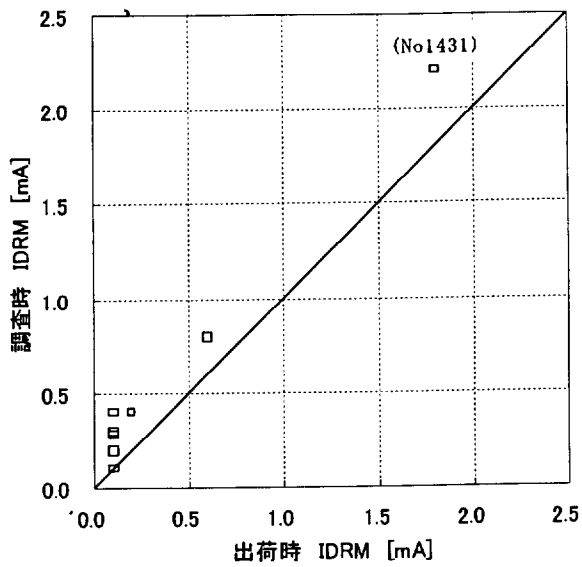


図 3-28 IDRМ (順方向漏れ電流 25°C) の相関 (使用品)

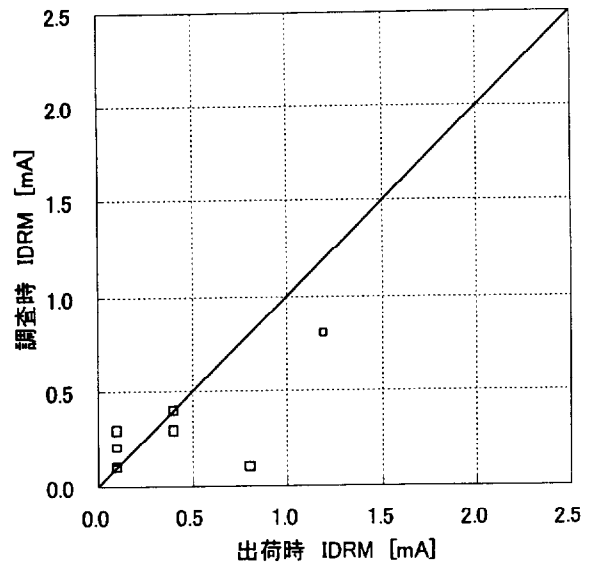


図 3-15 IDRМ (順方向漏れ電流 25°C) の相関 (未使用品) 再掲

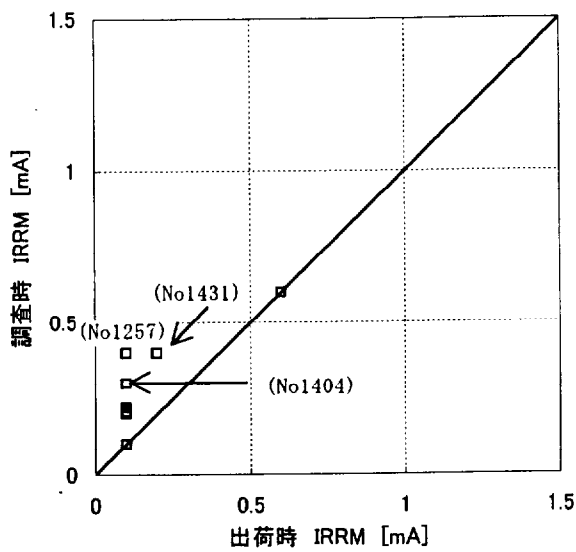


図 3-29 IPRM (逆方向漏れ電流 25°C) の相関 (使用品)

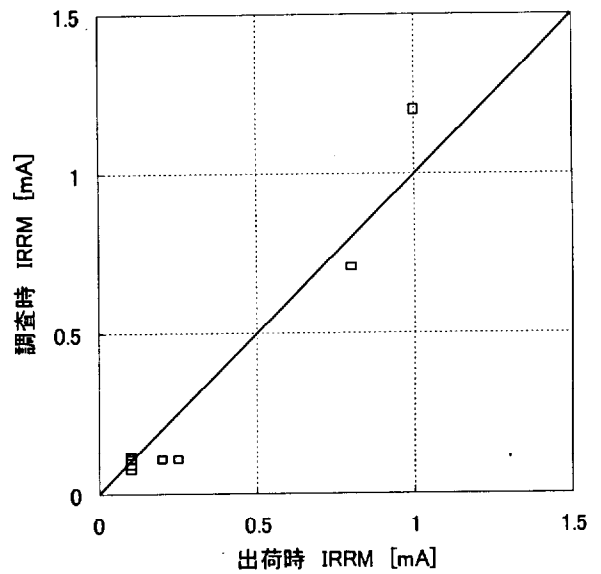


図 3-16 IPRM (逆方向漏れ電流 25°C) の相関 (未使用品) 再掲

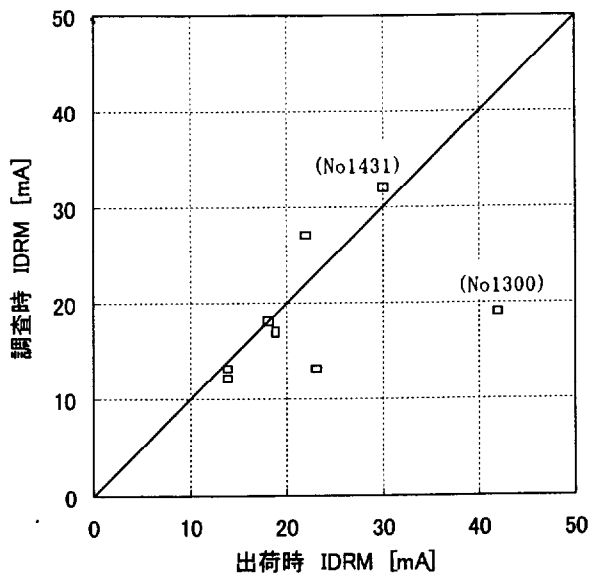


図 3-30 IDRМ(順方向漏れ電流 115°C)の相関(使用品)

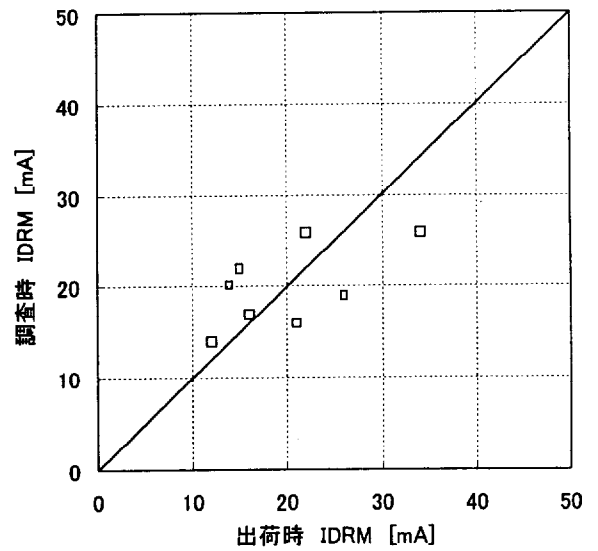


図 3-17 IDRМ(順方向漏れ電流 115°C)の相関(未使用品)再掲

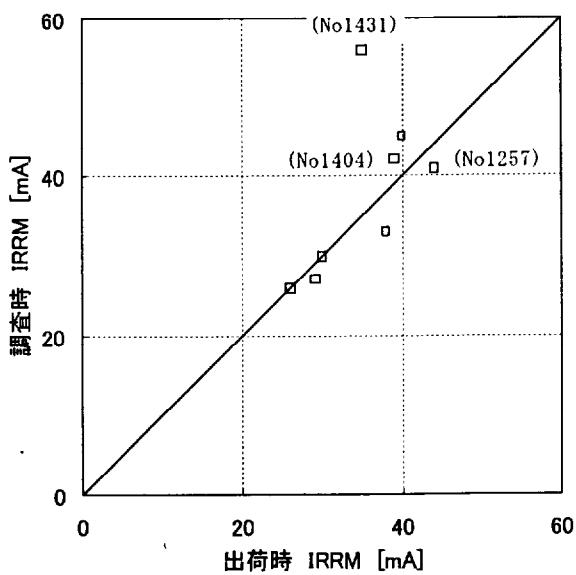


図 3-31 IRRМ(逆方向漏れ電流 115°C)の相関(使用品)

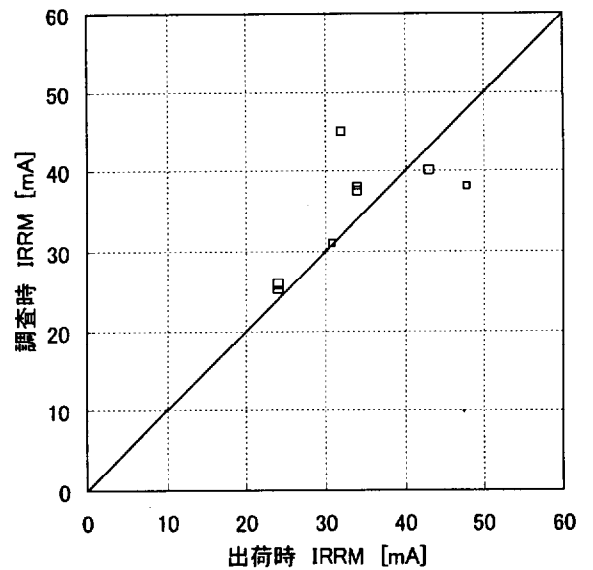


図 3-18 IRRМ(逆方向漏れ電流 115°C)の相関(未使用品)再掲

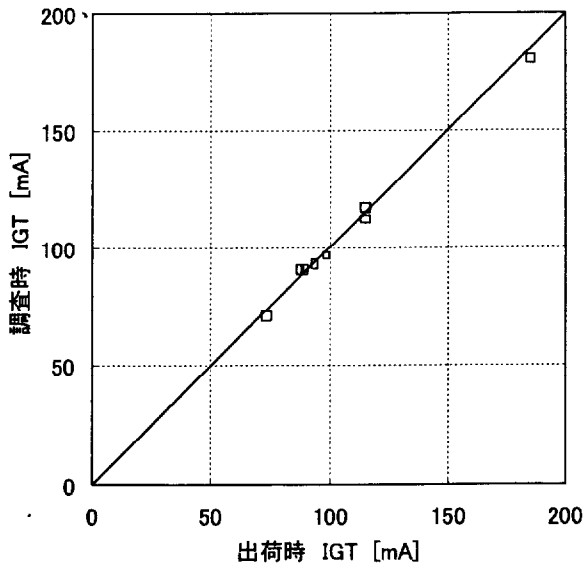


図 3-32 IGT (ゲートリガ電流) の相関 (使用品)

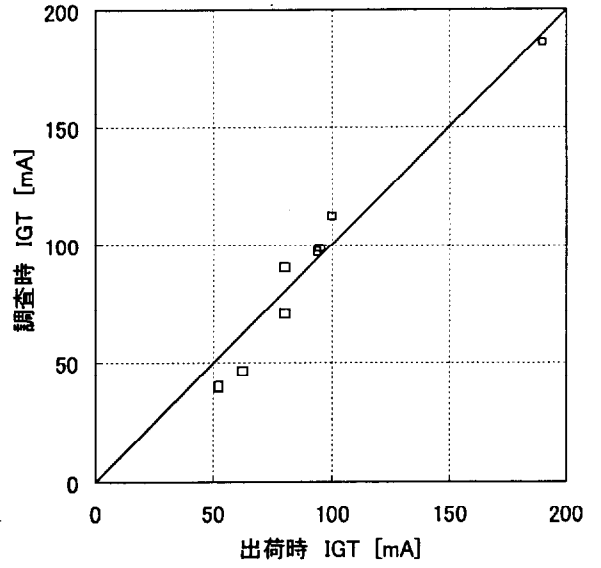


図 3-7 IGT (ゲートリガ電流) の相関 (使用品) 再掲

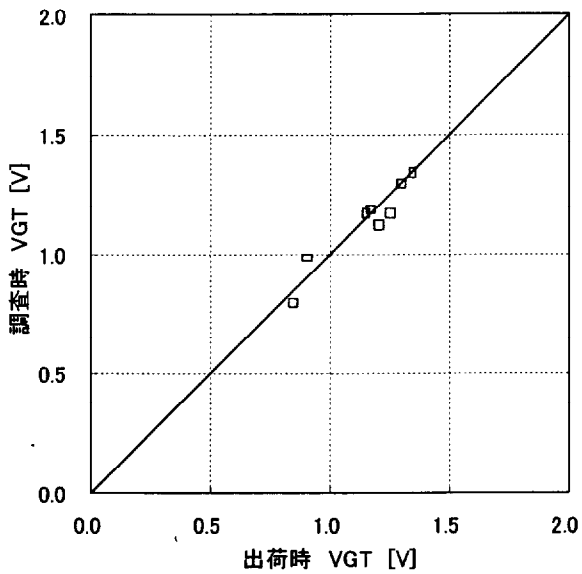


図 3-33 VGT (ゲートリガ電圧) の相関 (使用品)

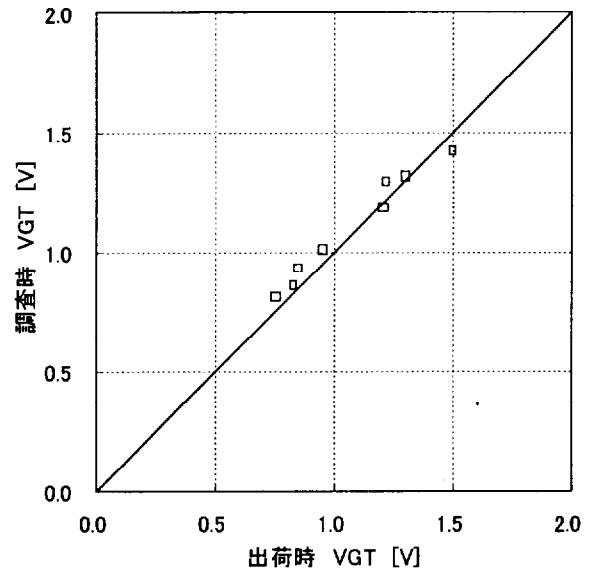


図 3-8 VGT (ゲートリガ電圧) の相関 (未使用品) 再掲



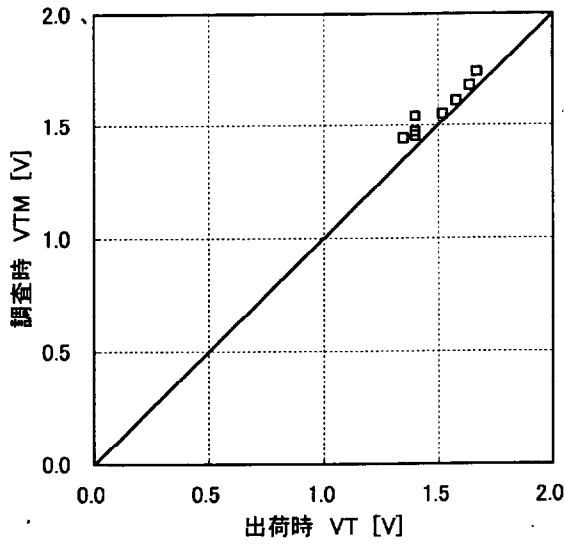


図 3-34 VT (オン電圧) の相関 (使用品)

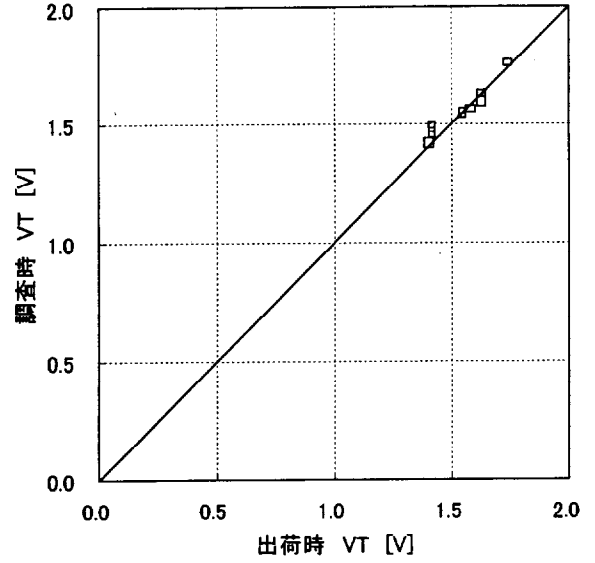


図 3-10 VT (オン電圧) の相関 (未使用品) 再掲

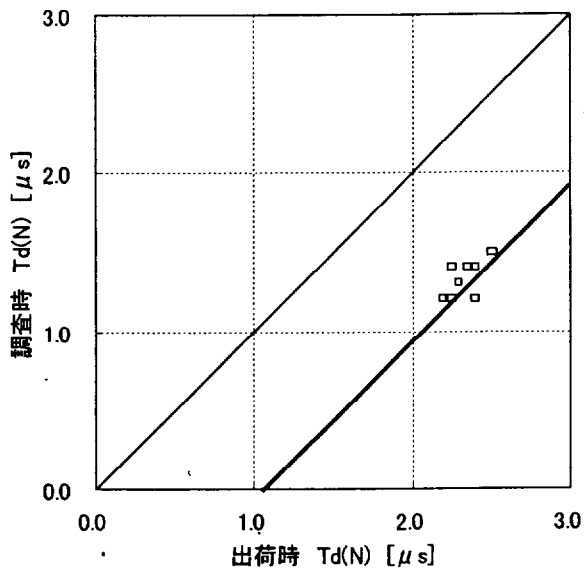


図 3-35 Td (N) (ターンオン遅れ時間 2000V) の相関 (使用品)

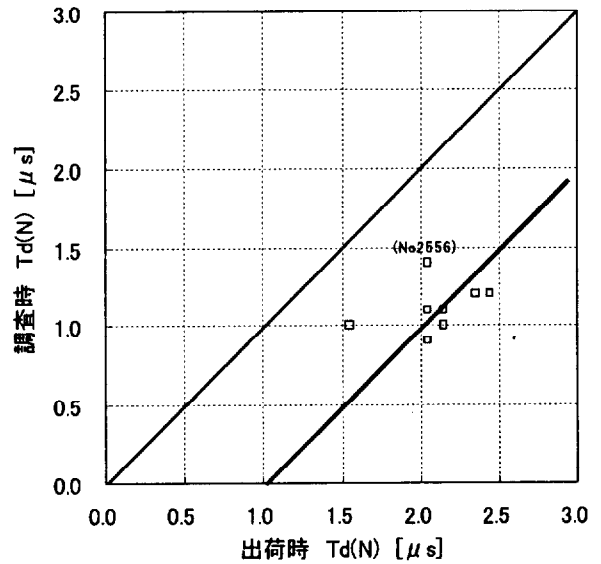


図 3-20 Td (N) (ターンオン遅れ時間 2000V) の相関 (未使用品) 再掲

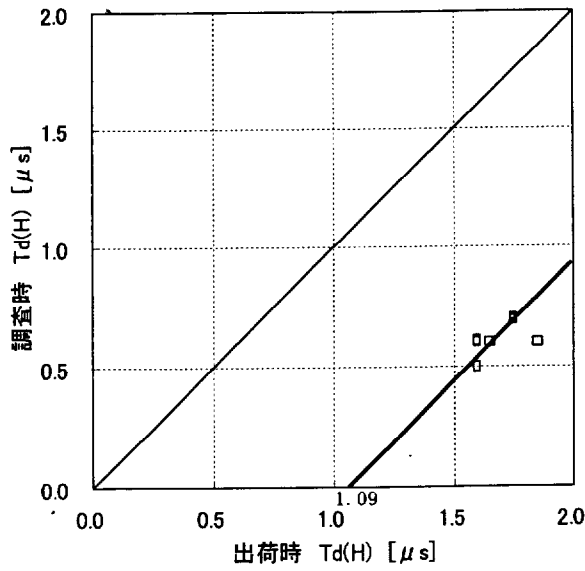


図 3-36 Td(H) (ターンオン遅れ時間 4000V)の相関(使用品)

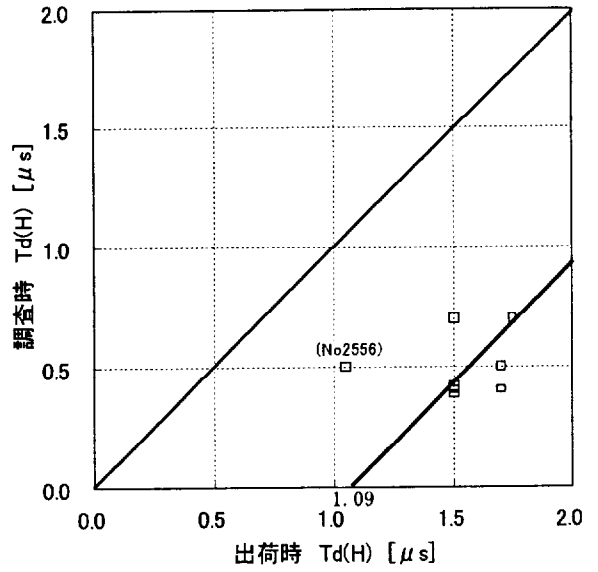


図 3-21 Td(H) (ターンオン遅れ時間 4000V)の相関(未使用品) 再掲

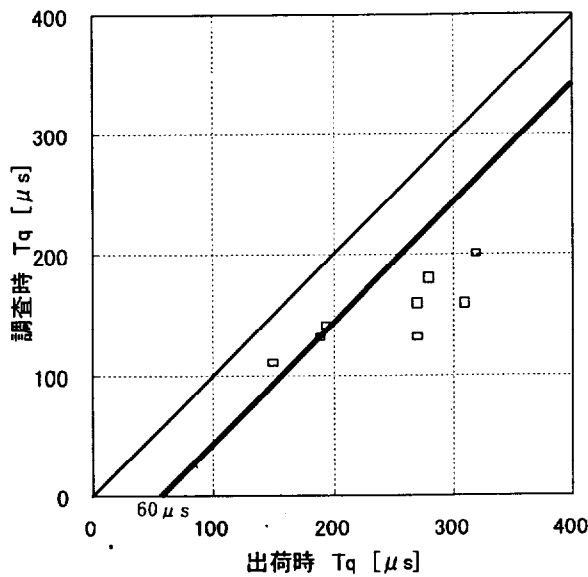


図 3-37 Tq(ターンオフ時間)の相関(使用品)

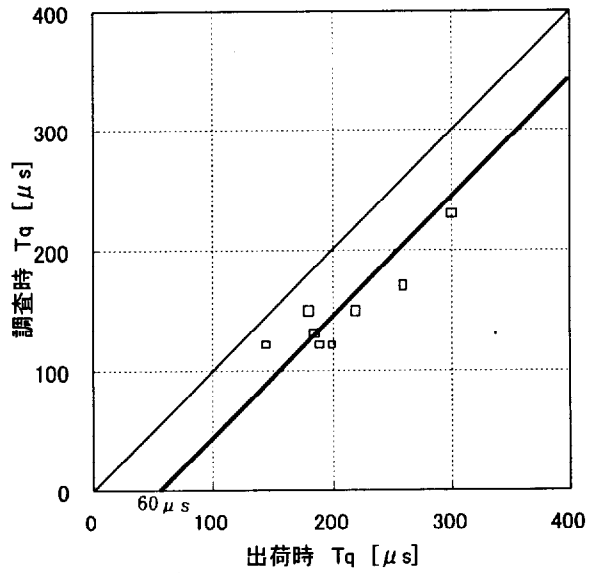


図 3-27 Tq(ターンオフ時間)の相関(未使用品) 再掲

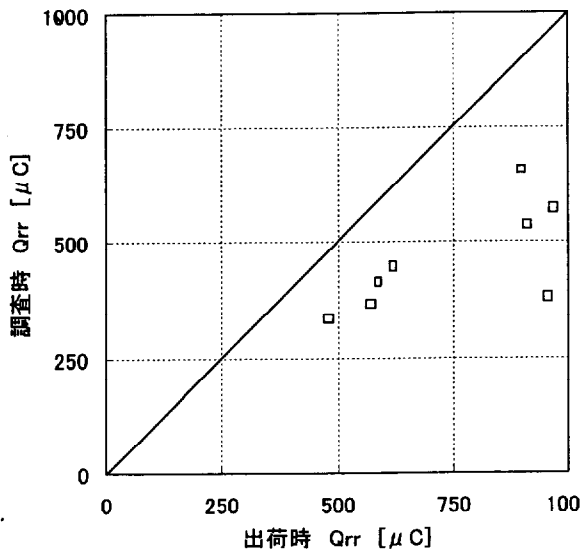


図 3-38 逆回復電荷  $Q_{rr}$   
25°Cの相関 (使用品)

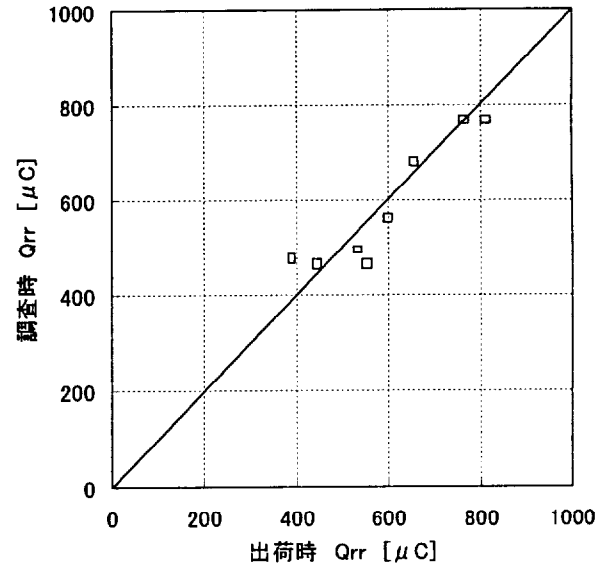


図 3-12 逆回復電荷  $Q_{rr}$   
25°Cの相関 (未使用品) 再掲

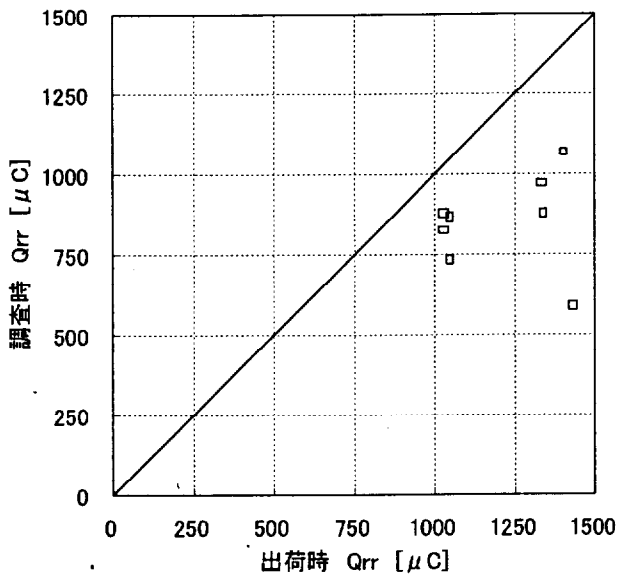


図 3-39 逆回復電荷  $Q_{rr}$   
110°Cの相関 (使用品)

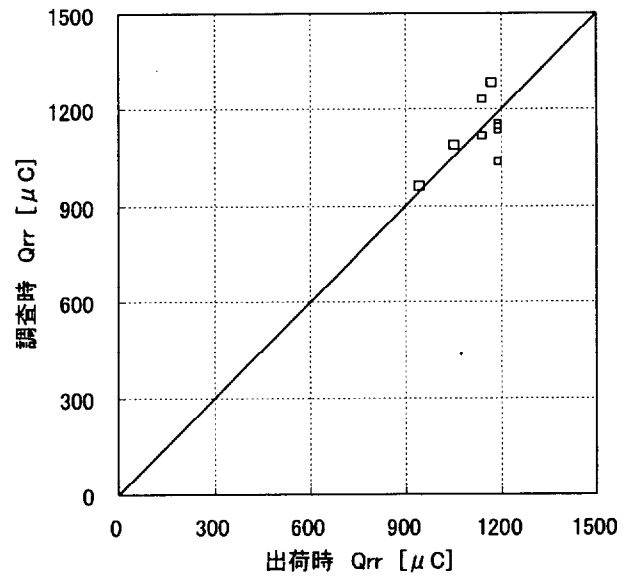


図 3-13 逆回復電荷  $Q_{rr}$   
110°Cの相関 (未使用品)  
再掲

### 3-5-3 加速試験

サイリスタの耐電圧特性の指標として漏れ電流がある。16年間使用したサイリスタの余寿命を予測する手段として、温度及び電圧を実運転より加速した条件で試験して漏れ電流の変化の傾向を調査した。

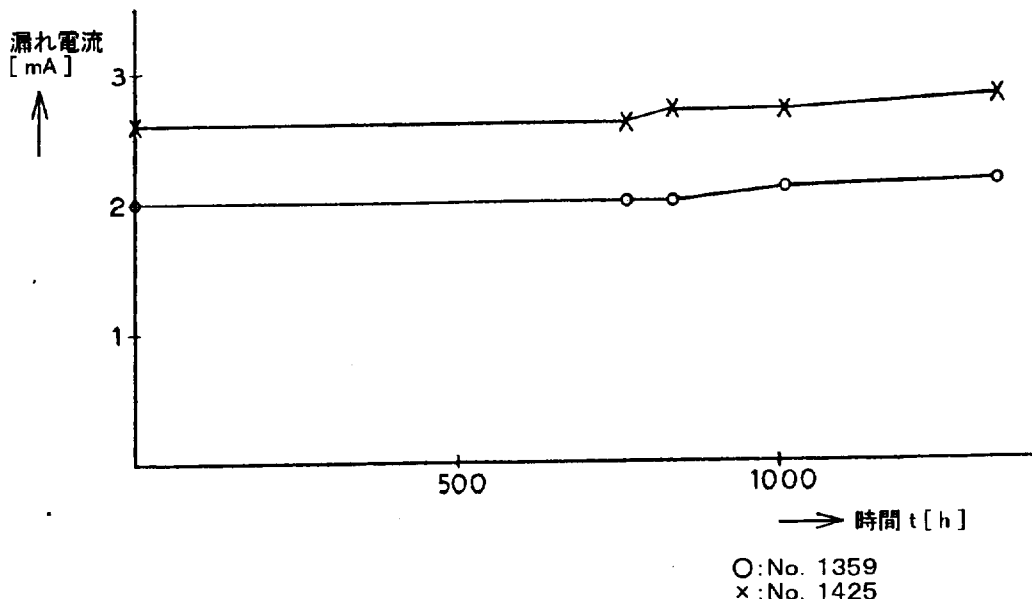
初めに予備試験として、7個のサイリスタについて80°Cの雰囲気中でDC3800Vを3.5時間印加して漏れ電流の変化を調査した。この条件は本サイリスタと同定格サイリスタの現在における出荷時のスクリーニング条件である。表3-5に結果を示す。

表 3-5 予備加速試験結果

サイリスタNo.	漏れ電流変化率		判定規準	判定
	順方向	逆方向		
1260	0.83	1	増加率 50%以下	OK
1257	0.8	1		OK
1242	1	1		OK
1300	0.89	1		OK
1431	0.89	1		OK
1425	0.9	0.96		OK
1359	0.81	0.97		OK

どのサイリスタも漏れ電流の増加傾向は認められなかった。このことより16年間の使用後も、出荷時のスクリーニング条件は満足していることがわかった。

次に比較的漏れ電流の絶対値が大きな2個のサイリスタを選び、順方向に3200V、95°Cの雰囲気中で1342時間の加速試験を実施した。図3-41に2個のサイリスタの漏れ電流の経時変化を示した。漏れ電流は安定しており、8%の増加を示しただけで顕著な増加傾向は認められない。また、加速試験後に表3-4に示した全ての特性について再測定をしたが、加速試験前の値から変化しているものはなかった。



測定条件 : 3200V、95°C  
 漏れ電流規格値 : 40mA 以下

図 3-41 加速試験漏れ電流推移

### 3-6 考察

#### 3-6-1 加速劣化試験による余寿命の推定

サイリスタの寿命を漏れ電流の評価尺度として検討する。漏れ電流が異常に増加すると、漏れ電流による損失が増加しそれが $T_j$ の上昇をもたらす、さらなる漏れ電流の増加をもたらすことになり、正帰還作用によって熱暴走に至ることがあるからである。これは、所定の電圧に耐えられなくなったことと同じであるから絶縁物という絶縁破壊と等価とみなせる。

今回、電圧と温度を実運転状態より厳しくして加速劣化試験をしたが、この試験が実運転の何年に相当するかを、以下の要領で検討した。

まず、電圧による加速は MIL-HDBK-217F<sup>(82)</sup>に示されているように、一般に $n$ 乗則モデルで式(3.2)のように表される。

$$L_1 = L_2 \times (V_2 / V_1)^n \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで  $L_1$  : 電圧 $V_1$ での寿命  
 $L_2$  : 電圧 $V_2$ での寿命

$n$ の値は、2500V-1500A 定格のサイリスタにより行った試験結果から求めた。この試験では印加電圧は1000V、1500V及び2000Vの3レベルで行い、漏れ電流が20mAに達するまでの時間を求めた。温度は120℃とし、試料数は1000V 10ヶ、1500Vと2000Vは5ヶとした。

図3-42に、各印加電圧での漏れ電流平均値の時間変化を示した。この結果を印加電圧対20mA到達時間で整理すると図3-43のようになる。3つのデータがほぼ片対数グラフ上で直線にのっていることがわかる。これより下式により、 $n=6$ を得た。

$$n \cdot \log (V_2 / V_1) = \log (L_1 / L_2)$$

$$n = [\log (L_1 / L_2)] \div [\log (V_2 / V_1)]$$

$$n = [\log (250 / 3.5)] \div [\log (2000 / 1000)]$$

$$n = \log 71.4 \div \log 2 \doteq 6$$

実運転時の電圧は、以下の2つの仮定をして求めた。

① 転流振動は印加時間が100 $\mu$ s程度と短時間のため、寿命への影響は小さいと考

えて無視した。

- ②実際に運転中にサイリスタに印加される電圧はACとDCの重畳波形だが、苛酷側の計算となるのでそのピーク値を印加電圧とした。
- ③1周期のうち、約3分の1は通電期間なので電圧は印加されないが、苛酷側の検討になるので全周期にわたって電圧が印加されると仮定した。

実運転中のサイリスタのピーク電圧は1390Vになるので、電圧加速係数K1は以下のように求められる。

$$K1 = (3200V / 1390V)^6 = 149 \dots\dots\dots (3.3)$$

次に温度による加速は、アレニウスの法則に従うと考えられる。これより温度加速係数K2は次式で求められる。

$$K2 = \exp \left( (Ea / K) \times (1 / T1 - 1 / T2) \right) \dots\dots\dots (3.4)$$

- ここで Ea : エネルギーギャップ、0.6
- K : ボルツマン定数、 $8.616 \times 10^{-5}$
- T1 : 実運転時のサイリスタTj、 $80 + 273 = 353$  (K)
- T2 : 加速試験時サイリスタTj、 $95 + 273 = 368$  (K)

これより、K2 = 2.2 が得られる。

以上より、今回行った3200V、95℃、1324時間の加速劣化試験を実運転に換算すると

$$1323 \text{ (h)} \times 149 \times 2.2 = 434,007 \text{ (h)}$$

即ち49年となる。

実際には、シリコンウエーハ以外の材料の経時劣化も存在するので、必ずしも、あと49年間の余寿命があるとは言えず、あくまでも目安の数字である。この結果から、耐電圧特性の目安である漏れ電流がきわめて長期にわたって安定していることがわかった。

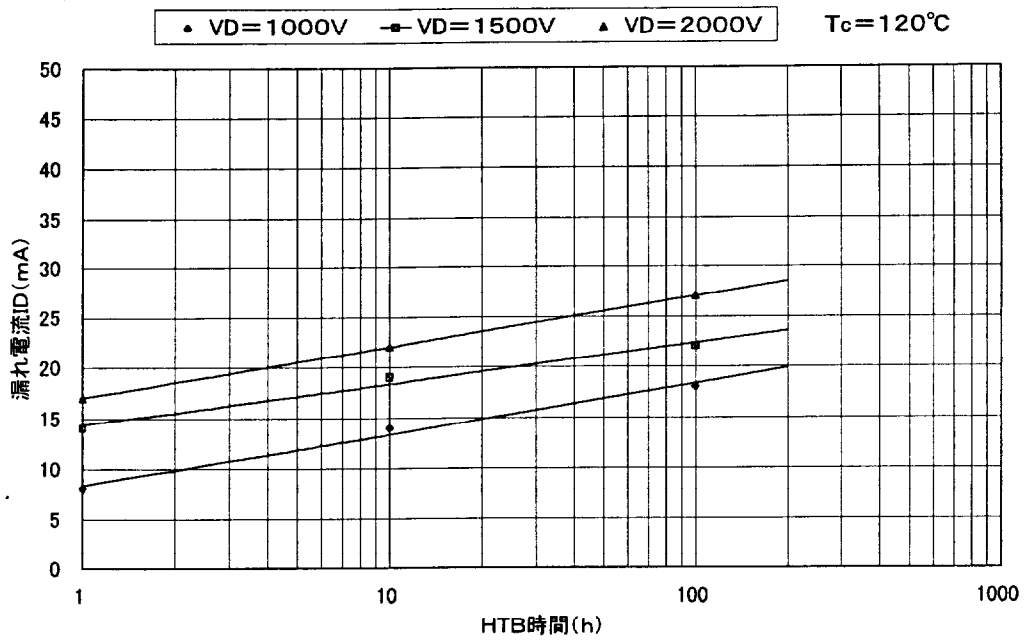


図 3-42 漏れ電流増加特性

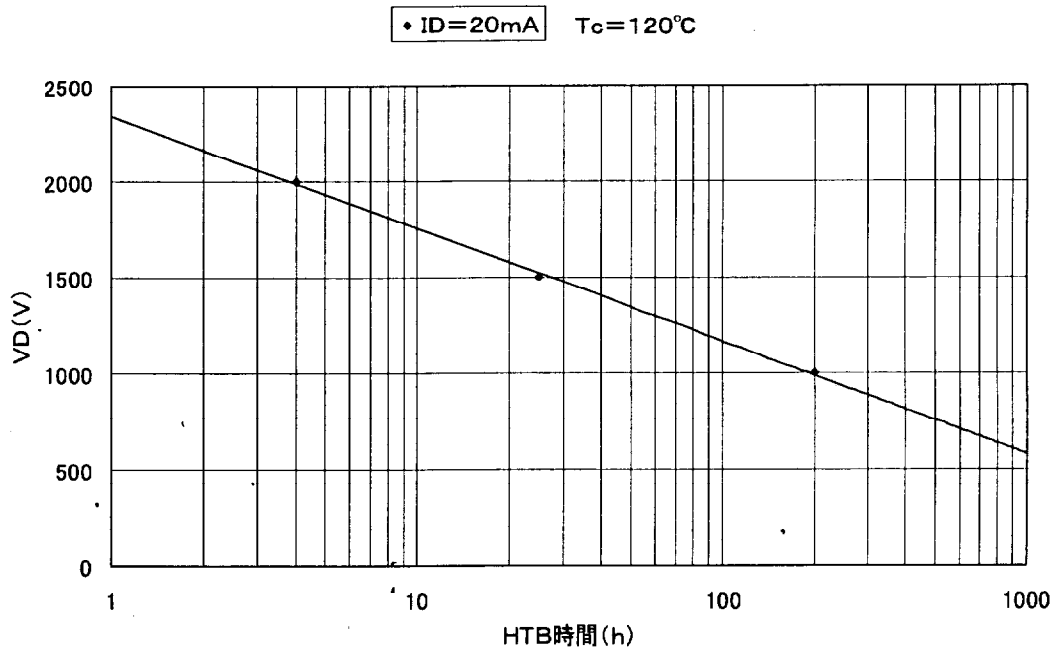


図 3-43 課電電圧-時間



### 3-6-2、ターンオフ時間と逆回復電荷の変化について

8個の使用サイリスタのターンオフ時間と逆回復電荷の平均は製造時に比べ、おのおの39%と38~39%、減少していた。一般に、オン電圧とターンオフ時間及び逆回復電荷は互いにトレードオフの関係にあり、一方が増加すると他方が減少する。これはシリコンウエーハ内のキャリア寿命にこれらの特性が影響されるからであり、キャリア寿命が短くなるとターンオフ時間、逆回復電荷は減少し、オン電圧が増加する。

図3-44と3-45にオン電圧とターンオフ時間及び、逆回復電荷(常温)のトレードオフ関係を製造時と今回について示した。これらの図から、16年間の使用によりオン電圧とターンオフ時間及び逆回復電荷のトレードオフ関係が、図における左側の方向へ、即ち数値が小さくなる方向に改善されたことがわかる。

この減少の原因については今後の研究課題であり現在研究中であるが、一つの可能性として、キャリア寿命の制御のためにシリコンウエーハに拡散している金が、長年の使用でより深く拡散しキャリア寿命が短くなったことが考えられる。現在、これを確認するためシリコンウエーハの厚み方向の金の分布を実測することを検討中である。

### 3-6-3 オン電圧の増加の影響

使用サイリスタのオン電圧が8個の平均で4%増加していることがわかった。この増加の原因は上述した金の更なる拡散による可能性の他に、シリコンウエーハの合金化部分の特性変化による電圧降下の増加も考えられる。しかしサイリスタを分解した後、合金化部分を観察した結果では酸化などの兆候は認められなかったことから、合金化部分の特性変化の可能性は低い。

また、製造時のターンオフ時間、逆回復電荷対オン電圧特性(図3-44と3-45)をもとに、今回判明したターンオフ時間と逆回復電荷の減少量から、オン電圧の増加量を推定すると約10%となるのに対し、実際の増加量4%はこれの半分以下であった。この現象の原因もターンオフ時間、逆回復電荷の減少原因と合わせて今後の研究課題である。

オン電圧の増加は運転中のサイリスタの $T_j$ の高温化と損失の増加をもたらす。4%の増加は $T_j$ で2Kの温度上昇になるが、これはサイリスタの温度設計の余裕や冷却装置能力の余裕範囲内であり、問題にはならない。また損失については、サイリスタバルブ全体で1.8%の増加にとどまるため、冷却装置の余裕の範囲内でありサイリスタバルブ運転性能に影響はない。

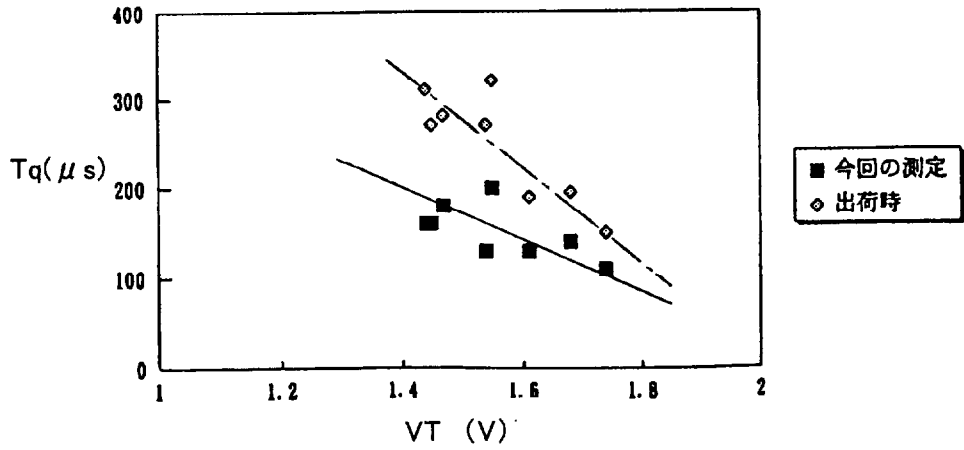


図 3-44 使用サイリスタのターンオフ時間－オン電圧トレードオフ

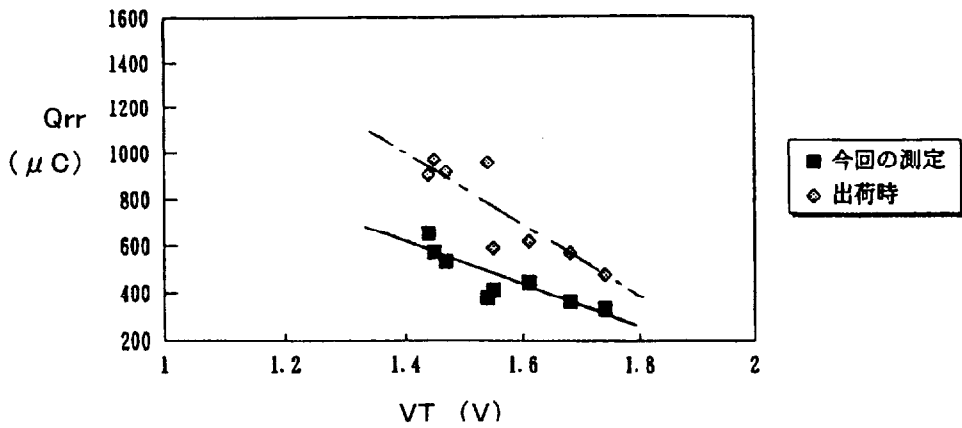


図 3-45 使用サイリスタの逆回復電荷－オン電圧トレードオフ

### 3-6-4、試験安全係数低減の可能性

今回の調査でサイリスタの耐電圧はサイリスタバルブの設計寿命である20～30年では、変化しないことがわかった。ただし、この結論は全てのサイリスタに一般化して言えるものではまだない。少なくとも、今回調査したものと同一設計法、製造法で正常に製作されたサイリスタについては適用できる結論である。従って、異なる製造者のサイリスタについてはこの結論をそのまま適用できないが、正常に製作されたサイリスタであれば、使用材料や製造法に大きな差がなければ同等の寿命が期待できる。

現在、3-1 節で述べたように、サイリスタバルブの絶縁協調はバルブアレスタの保護レベルと試験安全係数を基にして決定している。そしてこの試験安全係数には、サイリスタの耐圧の経時変化として5%が考慮されている。従って、図3-41に示すように今回の調査結果を反映してこの5%を考慮しないようにすると、試験安全係数は従来の1.15から1.12に減少する。サイリスタバルブのサイリスタ直列数はこの試験安全係数に比例しているため、これによれば、約3%のサイリスタ直列数の低減が可能になる。サイリスタバルブの損失で考えると、1～2%程度の損失低減が実現できる。さらに、サイリスタバルブのコストも若干、減少する。

ここで注意が必要なのは、サイリスタバルブを構成しているサイリスタ以外の絶縁物については、その絶縁特性の経時変化がサイリスタバルブの設計寿命内で問題なく所定の電圧に耐えることを、別の手段で検証しておくことである。

この考え方は、HVDC用サイリスタバルブの新しい試験規格<sup>(53)</sup>に取り入れられた。

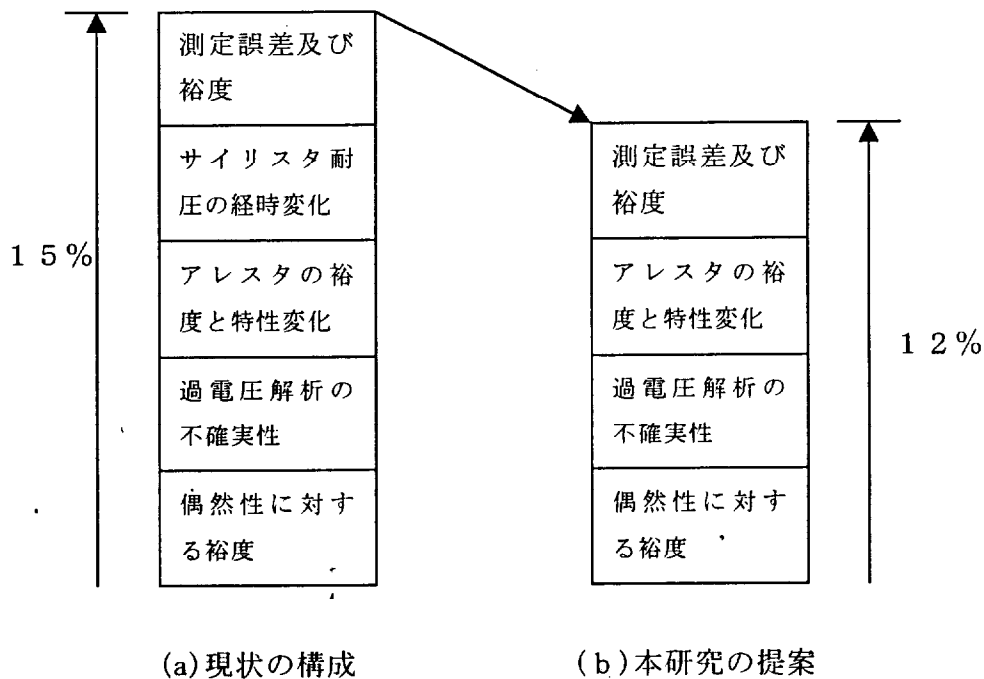


図 3-46 試験安全係数の見直し

### 3-7 第3章のむすび

16年間使用した、4kV-1500A 定格サイリスタ 8個について各種特性の経時変化を調査した。初めに、測定の実現性を確認するため、無課電の予備サイリスタ 8個について、各種の特性を測定し製造時の値と比較した。次に、16年間使用したサイリスタについて特性を測定し製造時からの変化を調査した。さらに余寿命推定をするため電圧と温度を加速した課電試験を実施した。

以上の調査研究より、以下の知見を得た。

- (1) 1344個のサイリスタが16年間使用された。この間に偶発故障で壊れたサイリスタは2個であった。これは、故障率で11fitに相当する。
- (2) 課電していなかった予備サイリスタを使用して各種特性測定の実現性を確認した結果、ゲート特性、オン電圧及び逆回復電荷測定は2%以内の誤差で再現することがわかった。一方、高温漏れ電流測定は20%程度の誤差であったが、常温漏れ電流測定の実値の誤差は更に大きかった。またターンオン遅れ時間は測定方法の差を考慮すれば20%程度の誤差であることがわかった。更にターンオフ時間は61 $\mu$ sのバイアスを考慮して評価すれば良いことがわかった。
- (3) 16年間使用したサイリスタの特性は、16年後も規定値を全て満足した。
- (4) 耐電圧の指標となる漏れ電流の増加は認められず、耐電圧は初期の性能を維持していた。
- (5) ゲートトリガ電圧及び電流特性は変化していなかった。これより、ゲート構造は16年間の使用後も変化していないと考えられる。
- (6) ターンオフ時間と逆回復電荷は各々、平均で39%及び30%減少した。減少した原因は調査中であるが、1つの可能性として16年間の使用により、キャリア寿命を制御するためにシリコンウエーハにドーピングした金の拡散が進んだことが考えられる。
- (7) オン電圧は平均で4%増加した。増加の原因はターンオフ時間等の変化と同じと考えられる。
- (8) 2個のサイリスタについて、実運転で49年に相当する加速劣化試験を実施したが、漏れ電流は8%しか増加しなかった。これより、本サイリスタは今後の長年月の使用に対して、耐電圧の問題はないと考えられる。
- (9) サイリスタバルブの試験電圧を決定する際に考慮していたサイリスタ耐電圧の経時劣化は、今回調査したサイリスタと同等品については考慮不要であることがわかった。サイリスタ耐電圧の経時劣化を考慮しなければ、約3%の直列サイリスタを減少できるので、サイリスタバルブの損失で約1~2%を低減することができる。この考え方は1998年に改定されたIECのサイリスタバルブの試験規格に採用された。

## 第4章 水冷サイリスタバルブの絶縁最適化

# 第4章 水冷サイリスタバルブの絶縁最適化

## 4-1 はじめに

サイリスタバルブ本体の外形を決定する主要因は、バルブモジュール（以下モジュールと略す）の外形、サイリスタバルブ本体の耐震構造、電界緩和シールドの大きさ、空間絶縁距離および絶縁支柱やライトガイドの沿面絶縁距離などである。これらのうち、モジュールの外形寸法は2章で述べたサイリスタ特性の最適化設計を適用することにより縮小化を図ることができる。モジュールの外形はサイリスタバルブ本体の幅と奥行き寸法を決める主要因である。一方電界緩和シールドの大きさと空間絶縁距離および絶縁材料の沿面絶縁距離は主にサイリスタバルブ本体の高さに影響する。サイリスタバルブ本体高さの低減は耐震設計を容易にして構造材の削減に寄与し、またサイリスタバルブを収納する建物の高さを低くできるので建物の建設費を安価にできる。更に近年特に関心の高い環境や景観への配慮からも高さの低い建物が好ましい。

一方、良好な冷却効率が実現できることから、近年製作されたサイリスタバルブはすべて水冷方式が採用されている。冷却水が冷却配管内を正常に流れている時の、冷却水とそれを導いている絶縁配管の絶縁特性についてはよく知られているが<sup>(59)</sup>、<sup>(75)</sup>、運転中に万一、冷却水が漏れた時のサイリスタバルブの絶縁特性については、今まで報告されていない。

以上のような背景から、水冷サイリスタバルブにおける絶縁設計の最適化によるバルブ高さの低減は、大きな意義がある。また運転中に冷却水の漏水が発生した時の絶縁特性を把握することは、運転信頼度の向上のために有益である。図4-1に具体的な絶縁の要点をサイリスタバルブの外形概念図上で示した。対象とするサイリスタバルブは4重バルブ構成で250kVdc定格のバルブベースを有している。以下に各部分について技術的課題と現状の解決策および本章でとりあげ解決を図った問題点を示す。

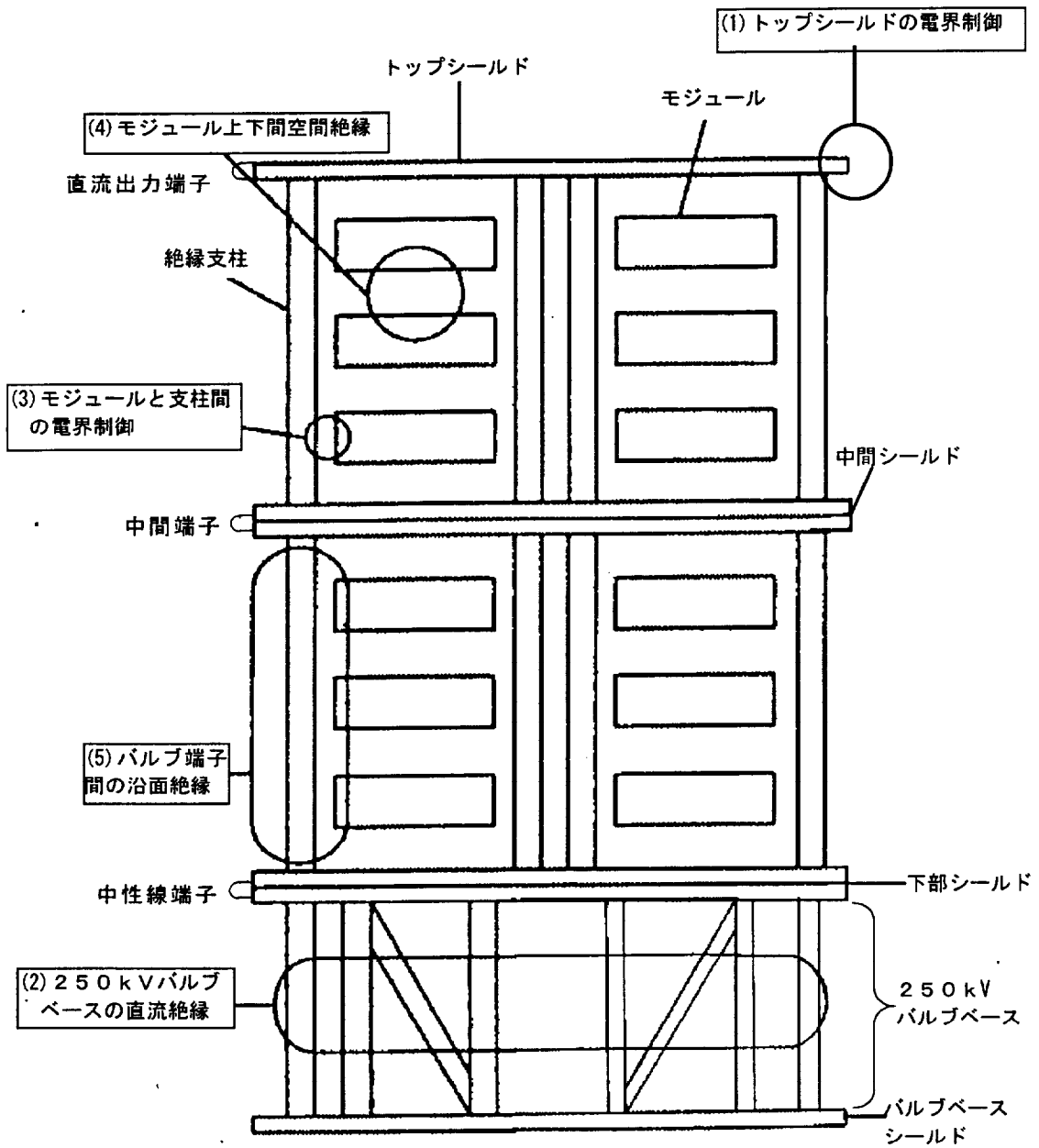


図4-1 バルブにおける絶縁の重要ポイント

### (1) トップシールド

サイリスタバルブの最上部は、大地に対して最も高電位になる。このため、電界集中部でコロナ放電が発生することがないように、適切な曲率のシールドを最上部に取り付ける。これを一般にトップシールドと呼ぶ。

シールドの形状を決定するために必要な電界設計は、種々の高電圧機器の開発・設計に用いられている高速表面電荷法(HSSSD)などの電界解析手法を適用できる。曲率を大きくとれば電界は確実に緩和できるがその分、シールドの外形が大きくなる。必要最小限の曲率とすることが肝要である。筆者他が文献<sup>(66)</sup>にて報告しているように、サイリスタバルブを収納する建屋の天井や壁の凹凸を考慮した、必要最小限の曲率の決定手法が明らかになっている。本研究でもその成果を取り入れたトップシールド形状を前提とする。

### (2) バルブベースの直流絶縁

バルブベースには常時直流電圧が印加されるので、使用する絶縁材料の、特に直流電圧に対する沿面絶縁特性の長期信頼性の把握が重要である。気中沿面絶縁特性は温度、湿度および汚損度などの環境条件に強く影響されるので、バルブを設置する環境条件をまず把握する必要がある。そして、その環境条件下で、必要な沿面絶縁距離を決定する。この際、長期間の直流電圧印加による絶縁特性の経時変化を考慮する必要がある。検討が必要な絶縁材料としては、(5)にて述べるバルブ端子間の沿面絶縁と同様に、絶縁支柱が最も重要となる。従って、バルブ端子間沿面絶縁についての研究成果をそのまま、バルブベース絶縁に活かすことができる。

### (3) モジュールと絶縁支柱間空間の電界制御

モジュール端部と、モジュールを絶縁支柱に取り付けるためのサポートの配置や形状は、モジュールと絶縁支柱間の電界に強く影響する。従来から、モジュールの底部水平面高さを取り付けサポートより下げることにより、モジュールそのものが取り付けサポートをシールドする役目をするような配置が提案されている。<sup>(86)</sup> この方法により効率良くモジュールと絶縁支柱間の空間電界を緩和することができる。本研究でもこのモジュール取り付け高さの工夫によるモジュールと絶縁支柱間の電界緩和の手法を採用することを前提にする。

### (4) モジュール上下間の空間絶縁

モジュール上下間及びサイリスタバルブ中間シールドやトップシールドとモジュール間には、サイリスタバルブ端子間に加わる電圧を縮約した電圧が加わる。これらの空間電界を制御するためには、モジュール端部の曲率とモジュール上下間の空間距離との最適化が必要である。モジュールの底部は、延焼防止などの目的で金属製の底板が取り付けられるので、平坦であり電界は集中しにくい。



一方、モジュールの上方に対しては、モジュール内に収納されているサイリスタやその他の付属部品が、直接上方のモジュール底板やバルブトップシールドあるいは中間シールドに対向することになるため、特に尖頭部に電界が集中しやすい。

このような特徴を有するモジュール上下間空間絶縁について、従来は系統だてた検討がなされていず、モジュール製作の観点からのみ、モジュール端部の曲率が決定されていて、サイリスタバルブ全体からみた空間絶縁距離の最適化や端部曲率と絶縁距離との協調の研究が十分には行われていなかった。

#### (5) サイリスタバルブ端子間の沿面絶縁特性

サイリスタバルブ端子間の沿面絶縁を構成する材料としては、モジュールを支持しサイリスタバルブの構造体を構成する絶縁支柱の他に、サイリスタと制御装置間の光信号の伝送のためのライトガイドおよび冷却水を各部に分配するための絶縁冷却配管がある。これらの構成要素のうちライトガイドや冷却配管は、その沿面長を折り曲げなどによる設置方法の工夫により比較的容易に延長することができる。従ってサイリスタバルブ端子間における沿面絶縁では、絶縁支柱の絶縁特性が最も重要となる。サイリスタバルブ端子間には主に直流成分の多い電圧波形が加わるので、特に直流電圧に対する長期間の沿面絶縁の信頼性の検証が重要である。

従来は碍子の交流電圧に対する沿面絶縁特性に関する研究は多数実施されているが、サイリスタバルブに使用する有機絶縁材料からなる絶縁支柱の直流電圧に関する研究はあまり行われていず、系統立てた研究が必要とされていた。特に、水冷サイリスタバルブの絶縁として考えたときには下記の課題が重要である。

- a) サイリスタバルブを収納する環境の予測、特に汚損と湿度
- b) 直流電圧に対する長期的な絶縁特性
- c) 冷却水が漏れた時の絶縁特性の把握

以上述べた5つの絶縁の要点のなかで、最もバルブの高さに影響し従来十分に最適化が図られていなかった部分が(4)モジュール上下間空間絶縁と(5)バルブ端子間沿面絶縁である。ここでは、特にこれら2つの技術課題について500kV定格のサイリスタバルブを対象に、絶縁最適化によるサイリスタバルブ高さの低減を図った研究成果を述べる。

表4-1に、研究の対象としたサイリスタバルブの定格、主要データおよび試験電圧をまとめて示す。試験電圧はIEC規格<sup>(53)</sup>に準拠して決定した。

表 4-1 サイリスタバルブの定格・試験電圧

定 格 ・ 主 要 デ ー タ	定格直流電圧	125kV (6パルスブリッジ) 250kV (12パルスブリッジ)
	バルブベース定格直流電圧	250kV
	定格直流出力電圧	500kV
	定格直流電流	2800A
	定格交流電圧/周波数	110kV/60Hz
	使用サイリスタ	8kV-3500A 光サイリスタ
	サイリスタ直列数	40/アーム
	バルブモジュール数	6/アーム
	サイリスタ数/モジュール	7個および5個
	絶縁/冷却方式	空気/純水
	極間絶縁レベル	311kV
	構造	4重バルブ
	試 験 電 圧	AC/AC 部分放電
DC/DC 部分放電		200kV(1分間)/150kV(30分間)
雷インパルス		±311kV 各3波
開閉インパルス		±311kV 各3波

#### 4-2 バルブモジュール上下間空間絶縁の縮小化

4-1 節の(4)で述べたモジュール上下間空間絶縁の縮小化について詳細に検討する。要点は、モジュール上部と下部の電界緩和シールドの曲率とモジュール上下間の空間絶縁距離の協調である。シールドの曲率を大きくとれば、空間絶縁距離を短縮できるが、モジュール自体の外形が大きくなるので、サイリスタバルブ全体の外形としては必ずしも小さくならない。

モジュール上下間絶縁の縮小化の手順としては、まず電界解析によりモジュール端部の曲率とモジュール上下間空間絶縁距離の最適値の目安を得る。次に実際にモジュール上下間の絶縁モデルを製作し、実験により解析の妥当性を検証する共に試験電圧に対する裕度を確認した。

##### 4-2-1 モジュール上下間の電界解析

2 台のモジュールの上下間電界を解析するにあたり、解析の効率を考慮して図 4-2 に一点鎖線で示す範囲をモデル化した。サイリスタバルブはモジュールを 6 段に積み上げて構成されているが、モジュールの位置により対向する他のモジュールあるいはシールドとの電位差は異なる。従って最も大きな電位差となる 2 台のモジュール上下間を想定し絶縁支柱と共にモデル化すれば、必要な電界解析が可能となる。図 4-3 に実際に電界解析に使用したモデルを示す。モデルは、モジュール 2 台とそれを支える絶縁支柱及び上下の電界緩和シールドからなる。

モデルの設定と解析条件については以下の仮定をした。

1) モジュールの外殻を構成する金属製モジュールフレームの電位は、第 2 章図 2-2-1 に示すように、そのモジュールが収納する直列接続サイリスタの中間電位に接続した。また、モジュール上面は、電位の異なるサイリスタやその付属部品が上段のモジュールフレームの一部である底板と対向している。部品の高さはほぼ均一になっていること、上段モジュールと下段モジュールの電位差に比べて、モジュール内の電位差は小さいことから、モジュール上面もモジュールフレームと同電位で完全に覆われているとして扱った。

2) モジュールの高さと幅は 8kV 定格のサイリスタ 7 個を収納した時の標準的な値として 425mm 及び 1500mm とした。

3) 絶縁支柱はサイリスタバルブの高さが約 10m に達することから、別途実施した耐震解析結果より  $\Phi 260\text{mm}$  の太さとした。また支柱の上下端にはシールドとの接続のため、実器と同様の金属製フランジを模擬した。絶縁支柱の比誘電率は実測値の 4.5 を用いた。

4) 解析にあたり、中間シールドと上モジュールは同電位とした。これは、実際の絶縁試験を実施する際に、中間シールドと上段モジュールとの間にある他相アームに相当する部分を短絡するのでそれを模擬したためであり、運転時の他相アームの通電に相当している。下部シールドは実際の絶縁試験の時と同じく大地電位、そして下段モジュールを上段モジュールと下部シールドとの中間電位とした。

5) モジュールの絶縁支柱への取り付け位置は、モジュール取り付けサポートがモジュール底部より若干高い位置になるように設定した。

解析のパラメータは、モジュール端部の曲率半径 R と上下モジュール間の空間絶縁距離 d である。

モジュール上下間に加わる試験電圧は下記のようにして求めた。図 4-4 はモジュールの実態配置図である。1 アーム当りサイリスタが 7 個収納されたモジュール 5 台 (No. 1 ~ No. 5) と 5 個収納されるモジュール 1 台 (No. 6) からなり、それらが 2 段積みになっている。No. 5 と No. 1 および No. 6 と No. 2 モジュールがお互いに上下の位置にある。各モジュールの電位は上述の仮定 (1) で述べたように、モジュールフレームの電位を当該モジュールの電位と考える。モジュールフレーム電位は収納している直列サイリスタの中間電位 (ここでは No. 1 ~ 5 モジュールの場合は 4 番目と 5 番目のサイリスタの間及び No. 6 モジュールの場合は 3 番目と 4 番目の間) である。

従ってモジュール上下間に印加される電圧 UTM は以下のようにして求めることができる。なお、絶縁試験時には、サイリスタバルブの試験規格<sup>(53)</sup>に従い、冗長サイリスタ 1 個を短絡するため、アーム当りのサイリスタ直列数は 39 で考える。

①モジュール No. 1-5 間

$$\begin{aligned} \text{UTM} &= \text{アーム試験電圧} \times (3 + 7 \times 3 \text{モジュール} + 4) / 39 \quad \dots (4.1) \\ &= 311\text{kV} \times 0.718 = 223\text{kV} \end{aligned}$$

②モジュール No. 2-6 間

$$\begin{aligned} \text{UTM} &= \text{アーム試験電圧} \times (3 + 7 \times 3 \text{モジュール} + 3) / 39 \quad \dots (4.2) \\ &= 311\text{kV} \times 0.692 = 215\text{kV} \end{aligned}$$

式(4.1)と(4.2)よりモジュール上下間に加わる最大試験電圧は 223kV であることがわかる。従って以下の電界解析はモジュール上下間に 223kV が印加されるとして行なう。比較のため、下段モジュールと下部シールド間にも同じ電圧を印加して解析した。

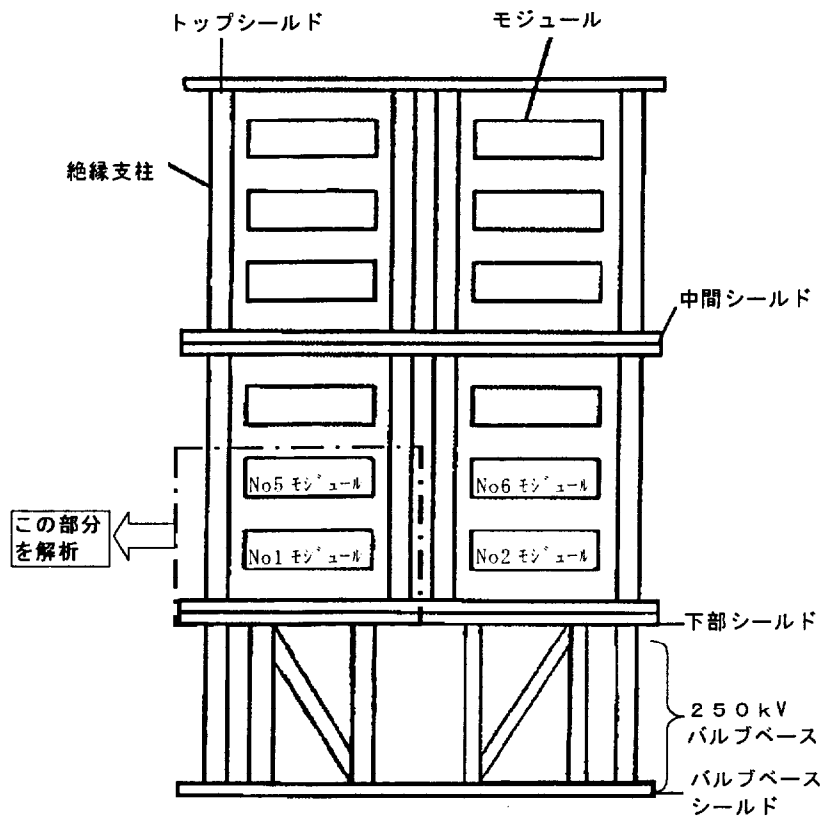


図 4 - 2 電界解析対象部

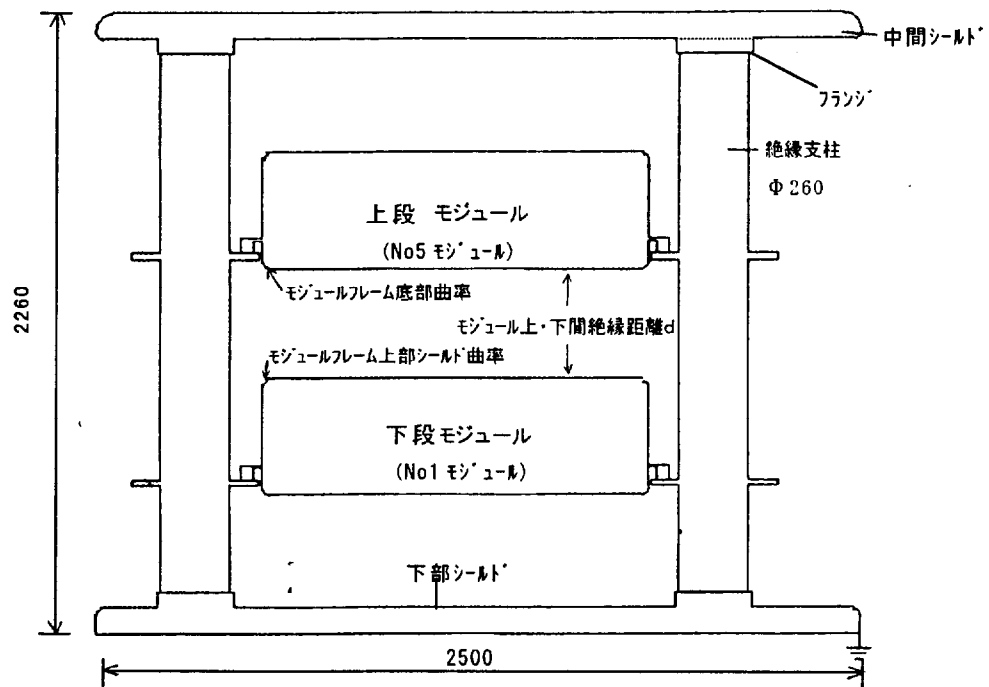


図 4 - 3 モジュール上下間電界解析モデル

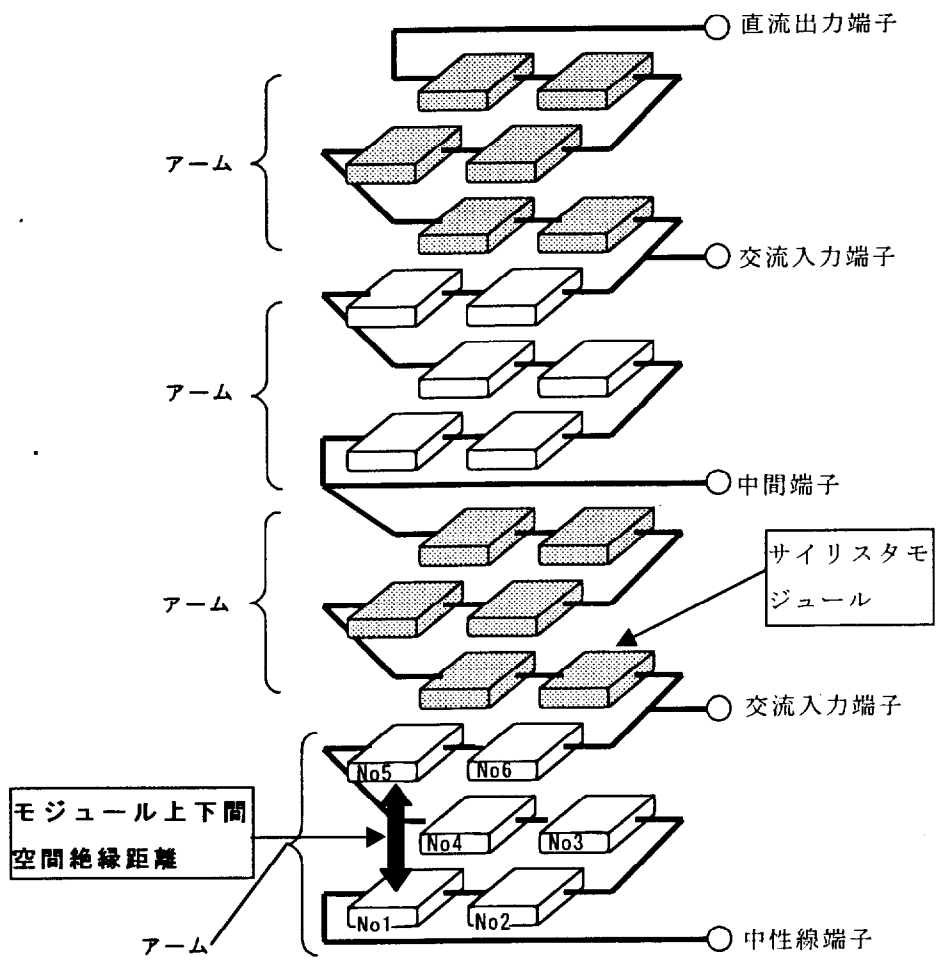
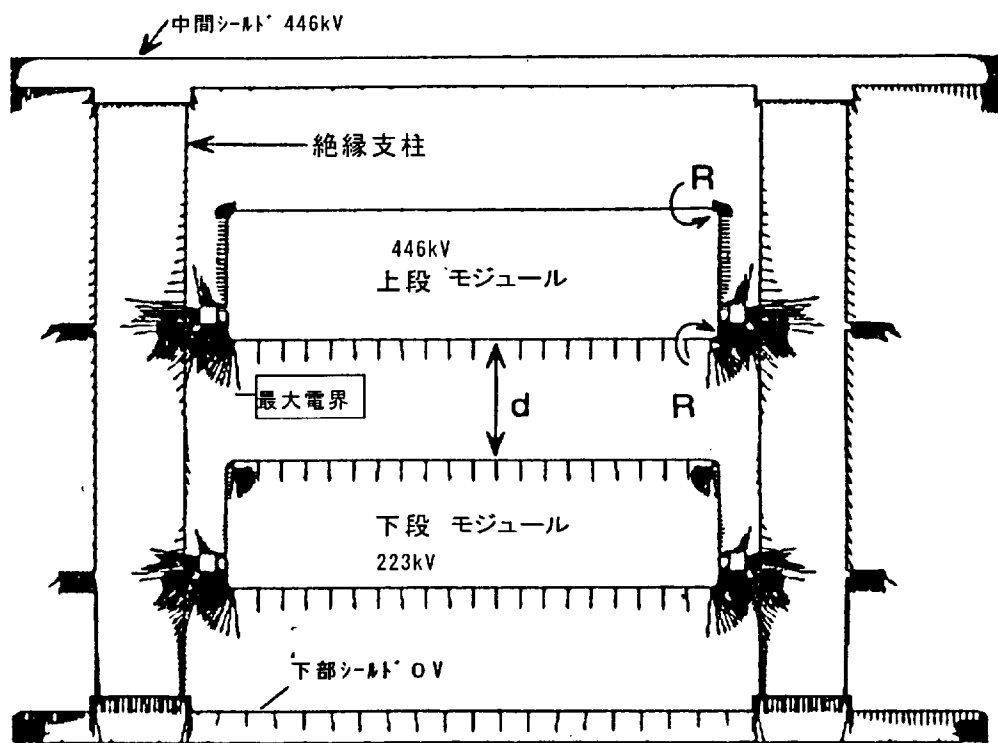


図 4 - 4 モジュール実態配置図

図 4-5 は、 $d = 500\text{mm}$ 、 $R = 25\text{mm}$  の条件で行なった解析結果で、各部の電界ベクトルを矢印で示している。矢印の長さが電界の大きさを、方向が電界の方向に相当している。同じ解析条件であるが、上段モジュールの底部を拡大したものが図 4-6 である。これらの図より、最も電界の強い部分はモジュール底部の R 部であり約  $1.4\text{kV/mm}$  の強さで、そのベクトルは下方を向いていることがわかる。この解析結果では目標電界の 89% の電界強度となった。図 4-6 をみるとモジュールを絶縁支柱にのせるための取付サポート突起端部も比較的強い電界となっているが、これは突起の端部の形状を直角に近い形状としているためである。現物の製作時には R をとって電界集中のないように配慮が必要である。

$d$  を 200 から  $500\text{mm}$ 、 $R$  を  $15\text{mm}$  と  $25\text{mm}$  の範囲で変えて、各条件下での電界解析を実施した。どのケースでも上モジュール底部で最大電界が現われた。図 4-7 はこの電界がもっとも大きかったモジュール下端部の電界と  $d$  及び  $R$  との関係を示している。モジュール上下間の空間距離  $d$  が大きくなれば、モジュール下端部の電界は小さくなっている。また、同じ空間距離  $d$  でも、モジュール端部の曲率が大きい程電界は小さくなることわかる。

最も電界が大きくなるモジュール下端部が設計電界  $E$  以下となる、 $d$  と  $R$  の組み合わせはいくつか考えられるが、モジュール端部の製造のしやすさ、バルブ高さの低減効果および保守性を考慮して、モジュール上下間距離  $d = 500\text{mm}$ 、モジュール端部曲率  $25\text{mm}$  を設計の目安とした。



(注) : 矢印の向きと大きさはそれぞれ電界ベクトルの向きと大きさに相当する。

図 4 - 5 電界解析結果 ( $d=500$ 、 $R=25$ )

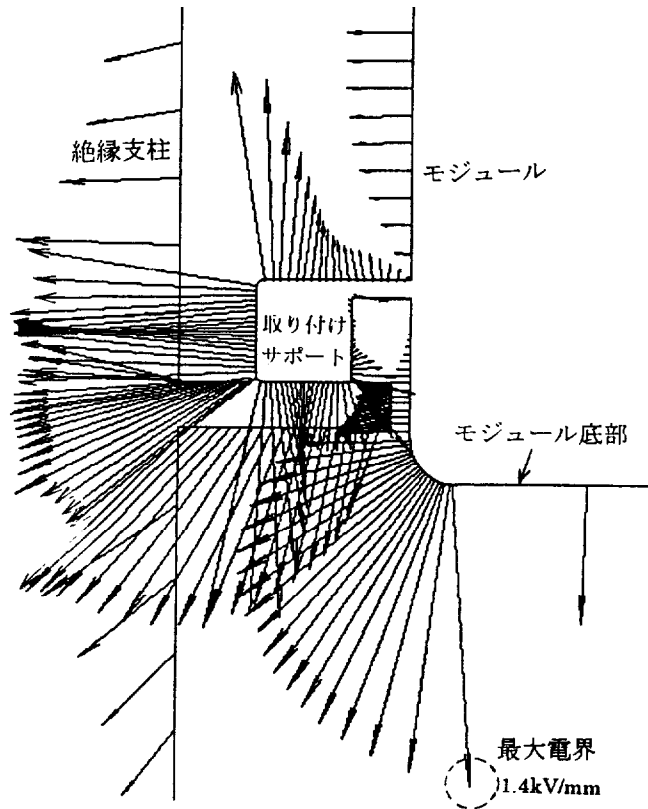


図 4 - 6 電界解析結果 (拡大)

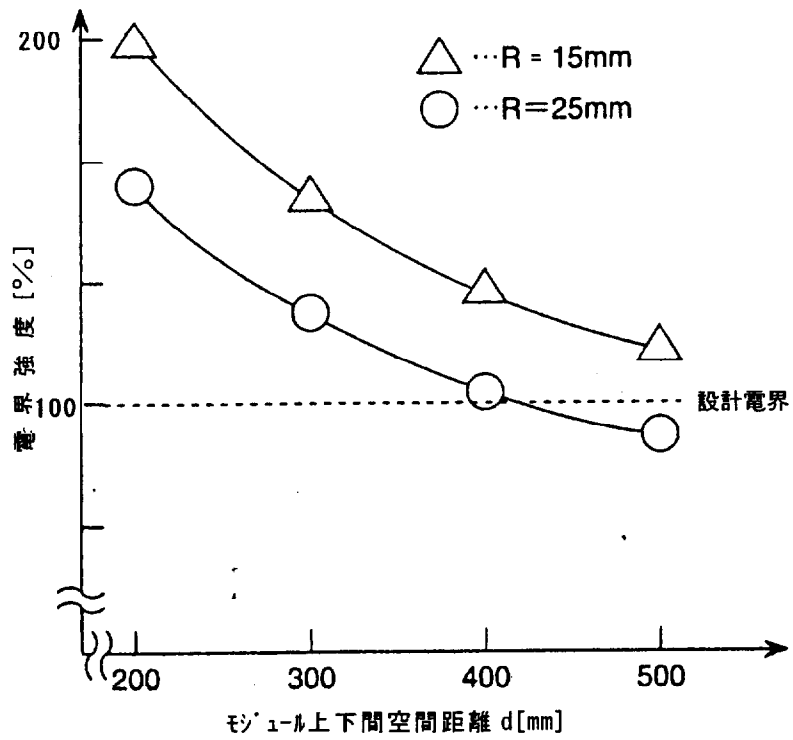


図 4 - 7 電界解析結果 (まとめ)



#### 4-2-2 モジュール上下間モデルによる絶縁試験

次に解析の妥当性を検証し試験電圧に対する裕度を確認するため、解析で目安を得たモジュール底部の曲率 25R を有するモジュール 2 台を空間絶縁距離 500mm の間隔で設置したモジュール上下間モデルを製作し、AC、DC、雷インパルス及び開閉インパルス電圧波形を印加して試験電圧に耐えることと、更に電圧を上昇してフラッシュオーバー電圧を調べた。モデルの外形と寸法を図 4-8 に示す。モジュールには底部と同じ曲率をもつ上部シールドを取り付けた。このシールドはモジュール内部部品の頭頂部の電界緩和を目的とする。使用したモジュール 2 台のうち、上段は内部にはサイリスタやその付属回路などが一切入っていない、モジュールの金属製外殻フレームのみのダミーモジュールであるが、下段は正規のモジュールである。使用した絶縁支柱はガラス繊維強化プラスチック製の実物と同材質で同寸法のものである。2 台のモジュールの上部と下部にはそれぞれ中間シールドと下部シールドを設けた。2 台のモジュール上下間の空間絶縁特性の評価であるから、電圧は図 4-8 中に V と示した部位に印加し、中間シールドは上段モジュールに電位固定した。

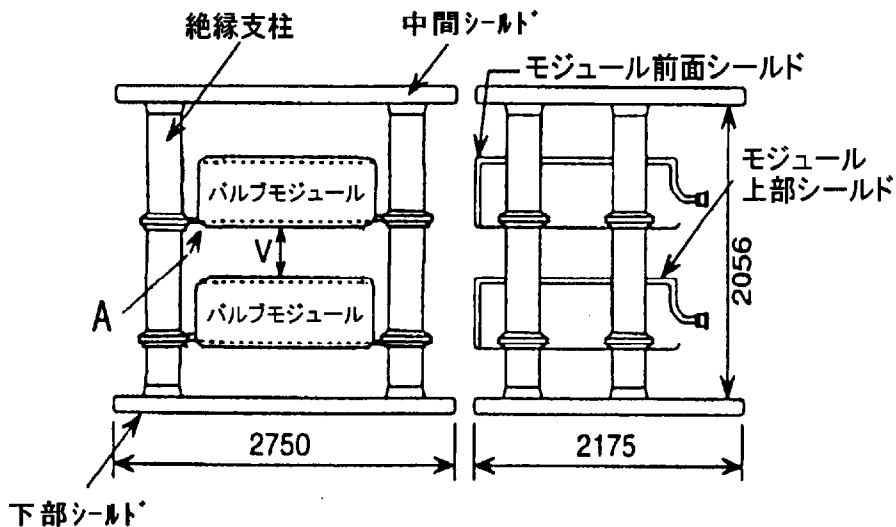


図 4-8 モジュール上下間絶縁モデル

図 4-9 に試験状況を示す。試験は常温、常湿にて実施した。手順として各々の電圧波形について、まず仕様の試験電圧を印加してフラッシュオーバーしないことを確認した。次に印加電圧を徐々に上昇していき、フラッシュオーバー電圧を求めた。電圧の上昇法は、AC 電圧は 15 秒間ステップアップ法、DC 電圧は 1 分間ステップアップ法、各インパルス電圧は 1 回の印加でフラッシュオーバーしなければ電圧を上昇する方法とした。フラッシュオーバー電圧は各電圧波形について 10 回、測定した。

結果を試験電圧と共に表 4-2 に示す。全ての試験波形について、フラッシュオーバー電圧が試験電圧以上であることを確認できた。

表 4-2 モジュール上下間モデルの試験結果

電圧波形	試験電圧 (仕様値)	50%フラッシュオーバ電圧/裕度	標準偏差 $\sigma$
AC	130kV(15 秒)	179kV/1.38	3.0kV
DC	+144kV(1 分)	+290kV/2.01	10.0kV
	-144kV(1 分)	-283kV/1.97	4.6kV
雷インパルス	+223kV(3 波)	+397kV/1.78	12.4kV
	-223kV(3 波)	-374kV/1.68	21.9kV
開閉インパルス	+223kV(3 波)	+299kV/1.34	8.0kV
	-223kV(3 波)	-329kV/1.48	7.4kV

試験電圧に対し、最も余裕が小さかったのは正極性の開閉インパルスで、50%フラッシュオーバ電圧で34%の裕度であった。更に放電ばらつきの標準偏差 $\sigma$ の3倍を差し引いて99.8%不放電レベルを考えると試験電圧に対する裕度は23%となった。実器への適用にあたっては、製作時の寸法誤差やモデルでは考慮していないライトガイドやテフロンパイプの不確定な影響を勘案しても、あと15%程度は絶縁距離の縮小の可能性があることがわかった。

フラッシュオーバの位置は、AC、正極性のDC、正極性雷および開閉インパルス電圧を印加した場合は、図4-8中に“A”と示した上段モジュールのモジュール下端部と下段モジュールの上部シールド間が主であった。図4-9(a)にフラッシュオーバの様子を示す。またときおり図4-9(b)に示すように上段モジュールのフレーム底部と下段モジュール内部の部品との間で、フラッシュオーバした。一方、負極性のDC、負極性雷及び開閉インパルス電圧印加時には、上段モジュールのフレーム底部と下段モジュール内部の部品間でのみフラッシュオーバした。

以上のデータより、最も試験電圧に対する裕度が小さかった正極性の開閉インパルスについて、考察すると以下の知見を得る。

- (1) フラッシュオーバの位置は上段モジュール下端部と下段モジュール上部シールド間であり、また時々下段モジュール内の部品にたいしてもフラッシュオーバした。
- (2) これより、モジュール上下間でもっとも電界の集中している部分は解析で求めたのと同じく上段モジュール下端部であることがわかる。
- (3) 大部分のフラッシュオーバが下段モジュール上部シールドに落ちていることから、モジュール上部シールドの位置は、部品高さとの協調がとれていると考えられる。もしシールド高さが今回より低いと、モジュール内の部品の頭頂部へとフラッシュオーバが起きる。

また、負極性のDCやインパルス電圧では、下段モジュールの部品頭頂部が放電の発端になっていた。これは、負極性であるから下段モジュールが高電圧とな

り、形状が比較的先鋭なモジュール内の抵抗器やコンデンサの突端からストリーマがのびて、フラッシュオーバに至ったためと考えられる。

絶縁性能を非破壊で検証する目的で部分放電の開始電圧 (CSV) および消滅電圧 (CEV) を測定した。結果を表 4-3 に示す。表からわかるように、仕様に対して AC では約 1.5 倍、DC では約 2.2 倍の裕度があることになる。この結果は、シールドの表面処理や、各部品の先端部のエッジ取りが十分に実施されていて、異常に電界の集中している部分がないことを示している。また、フラッシュオーバ電圧の裕度の観点から空間絶縁距離を 15% 程度短縮したとしても、部分放電特性が仕様を下回ってしまうことはないと考えられる。

表 4-3 部分放電試験結果

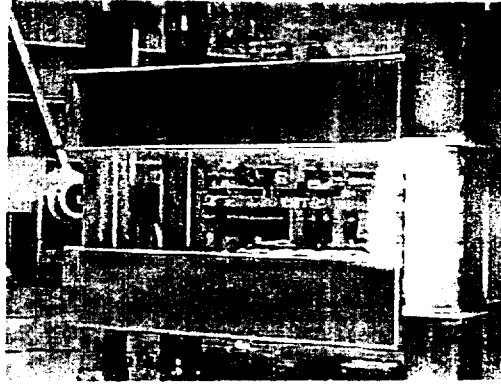
項目	試験電圧 (仕様値)	CSV/CEV (注)
AC	102kV (30 分)	151kV/151kV
DC	+108kV	245kV/245kV
	-108kV	245kV/245kV

(注) コロナ開始/消滅電圧

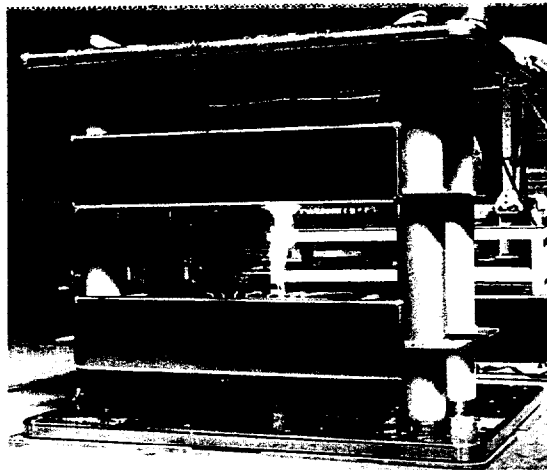
#### 4-2-3 モジュール上下間空間絶縁のまとめ

モジュール上下間の空間絶縁距離を最適にして縮小するため、電界解析による事前検討をし、それに続いてモデルを用いた絶縁試験を実施した。解析及び実験により得られた知見は以下の通りである。

- 1) 電界解析により、もっとも電界が集中するのはモジュールフレーム下端部であると予想された。
- 2) 電界解析より、モジュールフレーム端部曲率 25mm、上下間空間距離 500mm にて、約 10% の裕度をもって設計電界以下となる目安を得た。
- 3) 上記の寸法を有するモジュール 2 台と絶縁支柱他からなるモデルを製作した。このモデルを用いた絶縁試験により、想定した試験電圧はすべての項目についてクリアすることを確認した。
- 4) フラッシュオーバ電圧の試験電圧に対する裕度は、正極性開閉インパルスがもっとも小さく 23% であった。
- 5) AC, DC 部分放電特性は仕様に対して 1.5 倍以上の裕度があることを確認した。
- 6) 実器の製作にあたっては、製作誤差などを考慮しても今回のモデルより 15% 程度の絶縁距離縮小の可能性はある。



開閉インパルス+300 kV印加時  
(a) モジュール下端部-上部シールド間フラッシュオーバ



DC-285 kV印加時  
(b) モジュール底板-内部部品間フラッシュオーバ

図4-9 モジュール上下間モデルのフラッシュオーバの様相

#### 4-3 沿面絶縁の縮小化

4-1 節の (5) で述べたように、水冷サイリスタバルブでは、絶縁支柱、ライトガイド及び絶縁冷却配管が沿面絶縁構成となる。これら 3 種の構成材料のうち、絶縁支柱がバルブの高さにもっとも影響する。それは、ライトガイドや冷却配管は沿面絶縁距離を伸ばすために、ジグザグに設置するなどの工夫ができるが、支柱はそれができないからである。近年、ポリマー製のひだを絶縁支柱の表面に取り付けることで沿面絶縁距離の増加をはかる技術の実用化が始まっているが、サイリスタバルブ用としてはまだ経済性の点で課題がある。このため、以下の沿面絶縁の検討はひだのついていないストレートの絶縁支柱を対象とする。

##### 4-3-1 絶縁支柱の V-t 特性

絶縁支柱はガラスエポキシを主材とする FRP 製円筒と金属製フランジからなり、有機絶縁材料の一種であるから、ある値以上の電圧を長時間印加すると表面の劣化により、印加時間が長いほどフラッシュオーバー電圧 (FOV) が低下することが知られている。<sup>(54)</sup> この特性を定量的に把握する手法が V-t 特性の取得である。図 4-10 に示すように、ある電圧を印加した時にフラッシュオーバーにいたるまでの時間を測定し、電圧を変えて数点のデータを得、それを外推してカーブを得る。

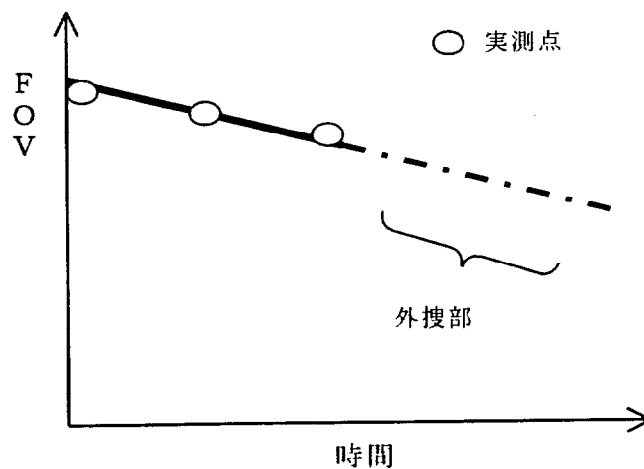


図 4-10 V-t 特性

絶縁支柱の V-t 特性については従来無汚損及び  $0.03\text{mg}/\text{cm}^2$ 、 $50^\circ\text{C}$ 、 $80\%RH$  という条件では取得されていた。<sup>(54)</sup> しかし現実的な汚損度である  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  での V-t 特性は取得されていなかった。そのため、今回新たに  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$ 、 $50^\circ\text{C}$ 、 $80\%RH$  の条件でのデータを取得してカーブを得ることとした。

dc V-t 特性は、実際にサイリスタバルブで使用している絶縁支柱と全く同じ FRP 製の、長さ 250mm、外径と内径がそれぞれ 80mm と 70mm の試料を用いて取得した。図 4-11 に試料の外形を示す。試料の形状は実物より小さいが製造方法、

表面処理法は同一である。試料は図 4-12 に示す恒温恒湿槽内に設置し、50℃、80% RH に維持した。汚損はとのこと食塩 (NaCl) をあらかじめ、所定の汚損度になるように混合した液を試料の表面にスプレーし、立てた状態で自然乾燥させて実現した。試料数は 1 条件当り 1~5 である。FOV のバラツキが大きい傾向がある長時間データは試料数を多めにした。dc 電圧は正極性のみ印加した。これは、正極性の方が、フラッシュオーバー電圧が低いことが知られているためである。(54)

図 4-13 に汚損度 0.01mg/cm<sup>2</sup> の測定結果と V-t カーブを示す。図にはすでに取得済みの無汚損および汚損度 0.03mg/cm<sup>2</sup> の 2 条件についてもカーブを記載している。今回取得したデータがちょうど無汚損と 0.03mg/cm<sup>2</sup> の中間に位置していることから、データの妥当であることがわかる。汚損が多いほどフラッシュオーバー電圧が低いと共に、カーブの傾きが大きく時間と共にフラッシュオーバー電圧の低下する割合が大きくなっている。30 年後でもフラッシュオーバーしない電界強度を各汚損度について求めると、汚損の少ない順に 8.7mm/kV、10mm/kV 及び 13mm/kV となった。

#### 4-3-2. バルブホール内の汚損について

図 4-13 から明らかなように、必要な浴面絶縁距離は汚損度に強く影響される。このため、サイリスタバルブを設置する環境をどのように維持するかで、必要な浴面絶縁距離は変わってくる。

一般に屋外に設置される碍子の汚損については、機器が設置される地域毎に海岸からの距離や卓越する風向などを考慮して標準的な汚損度が知られている。また、屋外では雨による清浄作用があるため、汚損は増減を繰り返しながらもある平均値を維持する傾向にある。

一方、屋内に設置された機器の汚損度については、屋内に設置される高電圧機器が少ないことから従来ほとんど報告されていなかった。そこで、サイリスタバルブを設置するバルブホール内の汚損を、現実的な管理の範囲でどの程度に維持できるかを知るため、1979 年の運転開始である北海道本州連系第 1 極、上北変換所 (本州側) の実績を調査した。(3)、(4) このシステムに使用しているサイリスタバルブは風冷式であるが、バルブホール内の汚損に影響する、外気を取り込むためのエアフィルタの使用方法は水冷バルブの場合と同様なので参考になる。1 章の図 1-5 に本システムの冷却系統図が示されている。

表 4-4 に運転開始して 15 年後に各部の汚損度を測定した結果を示す。測定は所定部位の表面 100mm×100mm の範囲を、蒸留水をひたしたガーゼを用いて蒸留水 100cc の中に洗い落とし後、その電解液の固有抵抗から等価塩分量を求めた。

表より、モジュール内部のサイリスタ表面が最も汚損しており、汚損度は 0.011mg/cm<sup>2</sup> であることがわかる。他の部分は、これより汚損度は低かった。上

北変換所の屋外の汚損条件は海に近いと重汚損となっており、外部条件としては想定される厳しい環境となっていることを考え合せると、一般に適切な管理をすればバルブホールの汚損度を  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  以下に管理することは、実現可能と考えられる。

表 4-4 運転 15 年後のサイリスタバルブの汚損度

位 置	等価塩分付着密度 ( $\text{mg}/\text{cm}^2$ )
絶縁支柱	0.0026
バルブベースシールド上部	0.0030
バルブリアクトル上部	0.0090
サイリスタ表面	0.011

#### 4-3-3 浴面絶縁特性のまとめ

今回の研究により、汚損度  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  と  $0.03\text{mg}/\text{cm}^2$  では必要な浴面絶縁距離が 30% 異なることが明らかになった。また、サイリスタバルブを収納するバルブホールの汚損環境は、実現可能な管理で  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  以下に維持することができることが明らかになった。

以上のことより、従来のように  $0.03\text{mg}/\text{cm}^2$  の汚損度で設計すると高さ 15m 程度になる 500kV サイリスタバルブを汚損度  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  で設計することで、他にバルブ高さを律則する条件がなければ約 4.5m の高さ低減となり、サイリスタバルブおよびバルブホールのコストに大きく影響する。従って、若干高価な空調設備であっても、これを導入することで空調機よりはるかに高価なサイリスタバルブおよびバルブホールをより経済的に製作することができれば、システム全体としての経済効果は大きい。

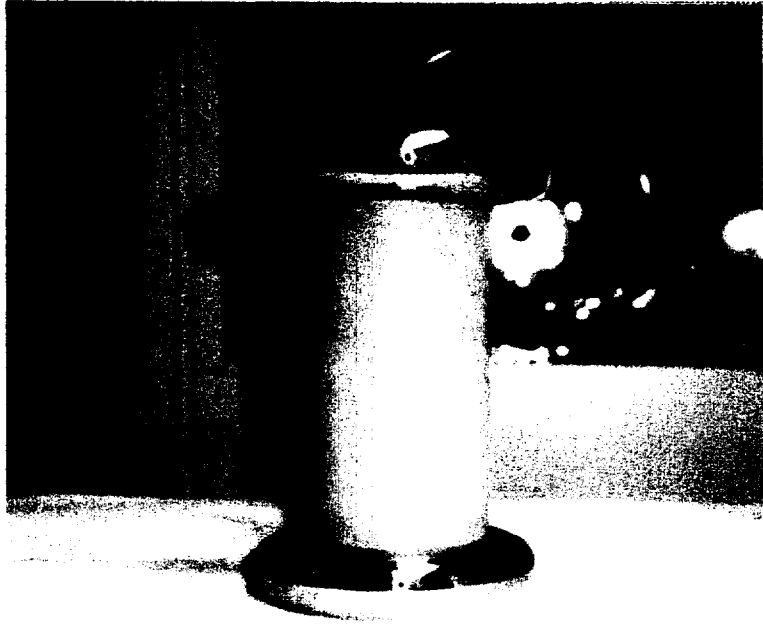


図 4 - 11 DC V - t 試験用試料





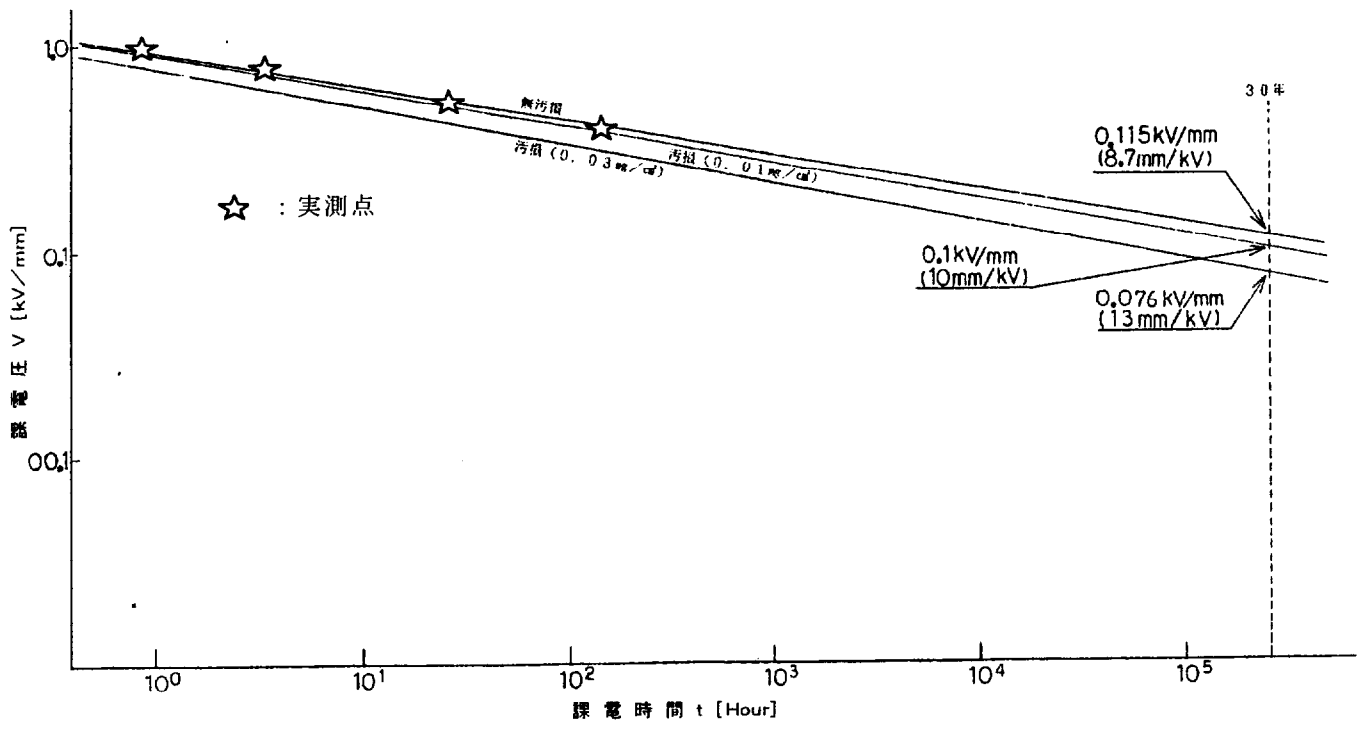


図 4 - 13 DC V - t 試験結果

#### 4-4 漏水状態での絶縁特性の変化

水冷サイリスタバルブは、下記のような施策により漏水の発生がない様に設計、製作されている。

- ① 電位差のない部分の配管はステンレス鋼、電位差のある部分の配管はテフロンをそれぞれ配管材料としている。これらの材料は純水に対して優れた耐腐食性を有していることが知られており、また 20 年以上の使用実績<sup>(5)</sup>、<sup>(6)</sup>がある。
- ② 水冷部品は、設計寿命を考慮した材料の肉厚とするとともに、個々の部品の出荷段階で全数、耐水圧試験を実施して、製造不良をスクリーニングしている。
- ③ 配管接続部は、20 年以上の使用実績のある、袋ナット+パッキン方式を採用している。
- ④ 冷却配管接続部の組立時は、標準化された作業管理の実施と、複数の作業者と検査者による多重チェックシステムを採用している。

こうした厳格な漏水対策が奏効して、現在稼働中のHVDC設備における漏水事故は1回も発生していない。しかし、万一漏水が発生した場合、サイリスタバルブが安全に停止できることは、拡大事故を防止する意味で重要であるが、従来漏水状態での絶縁特性についてはほとんど報告されていなかった。文献(61)は絶縁支柱表面に導電性液体が付着した時のフラッシュオーバー特性を報告しているが、機器に組み込まれた状態で連続的に水がかかる状態での絶縁特性については報告していない。ここでは、万一漏水が発生した場合のサイリスタバルブの絶縁特性を、実験により確認した結果について報告する。

##### 4-4-1 漏水検出

漏水状態での絶縁特性を検討するにあたり、始めに漏水検出保護方式を検討した。保護方式により発生しうる漏水パターンや漏水継続時間が決定され、それが絶縁特性に大きく影響すると考えられるためである。

水冷サイリスタバルブの冷却系統を図 4-14 に示す。冷却水は電位差のある部品間を流れるので純水が使用されるが、それはイオン交換樹脂に冷却水の1部を通すことにより実現している。サイリスタバルブ内部の冷却系統は図 4-15 に示すように、全てのモジュールに並列に通水している。更に、図 4-16 にモジュール内部の冷却系統を示す。水冷するのは、サイリスタのほか、スナバ回路用抵抗器、直流分圧抵抗器及びバルブリアクトルである。多くの水冷部品に冷却水を通水する方法として、図中(a)の並列方式、図中(b)の直列方式あるいは図中(c)に示すそれらのハイブリッド方式など種々考えられがここでは全部のサイリスタ温度を均等にすることができる(a)方式を採用する。

かかる冷却系統をもつ水冷サイリスタバルブにおける漏水検出は、以下に示す3つの手段で行う。

- ①冷却系統内のサージタンクの水位低下検出
- ②各サイリスタバルブの出口における流量低下検出
- ③サイリスタモジュール内部漏水検出

①は、主に冷却装置における漏水や、極く微量だが長期にわたる漏水を検出するためのもので、サージタンクに水位計を設置することにより実現できる。この方式で検出可能などちらの漏水の状況もサイリスタバルブの絶縁特性には影響はない。②は各サイリスタバルブ内部の、主にモジュール間の配管系統の漏水を検出するためのもので、出口側に流量計を設置し、漏水による流量の低下を監視することで実現できる。このタイプの漏水はモジュール上下間を接続している冷却水配管とその接続部から発生するものなので、絶縁支柱に漏水がかかる可能性があり、サイリスタバルブの絶縁特性に大きく影響する。③はモジュール内部の部品や配管接続部からの漏水を検出するもので、その方法はいくつか、提案されている。<sup>(17)</sup> 近年国内で行われているのは、図4-17に示すように、各モジュールのフレーム底板に穴を設けて漏水はその穴から下部へ落下するようにし、また各モジュールには、上記の穴の真下に当る位置に上部からの落下水をうけるロートをもうけ、順次漏水を下部へと導き、バルブベースに設置した漏水受け水槽に集水し、そこに設置した漏水検出器で検出するものである。

こうした漏水検出手段を設置したサイリスタバルブでは、②で示したモジュール上下間漏水で概略10秒程度以内、③で示したモジュール内部の漏水で概略30秒程度以内で検出が可能である。

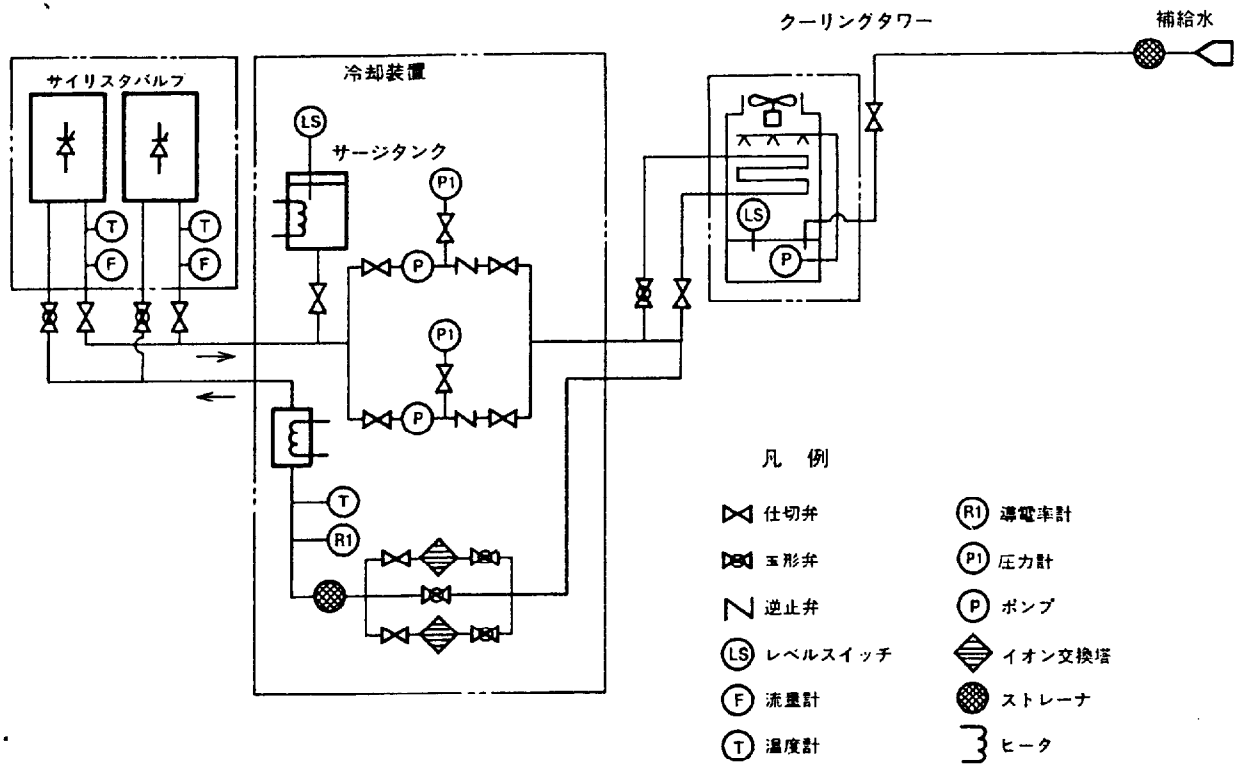


図 4 - 14 水冷サイリスタバルブ冷却系統図

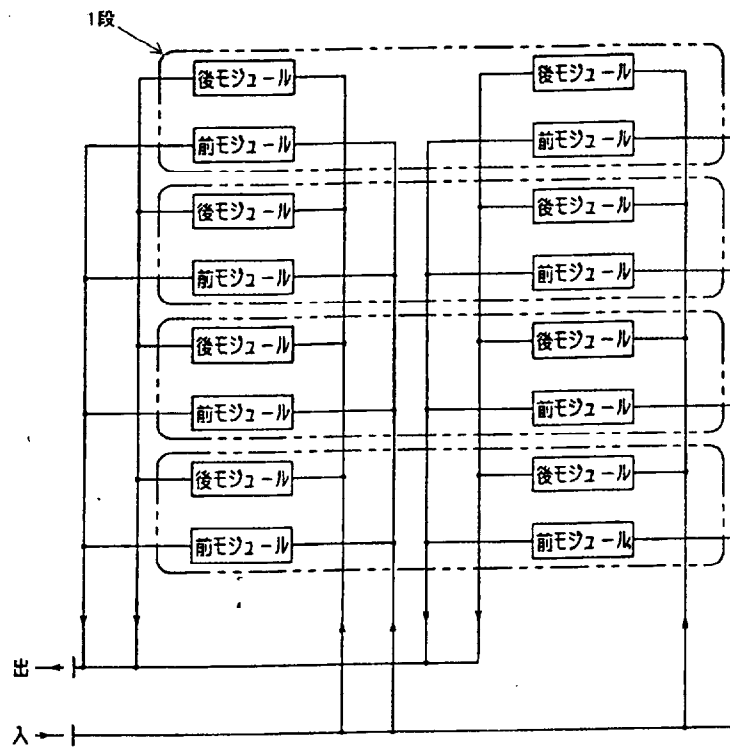


図 4 - 15 水冷サイリスタバルブ内部冷却系統図

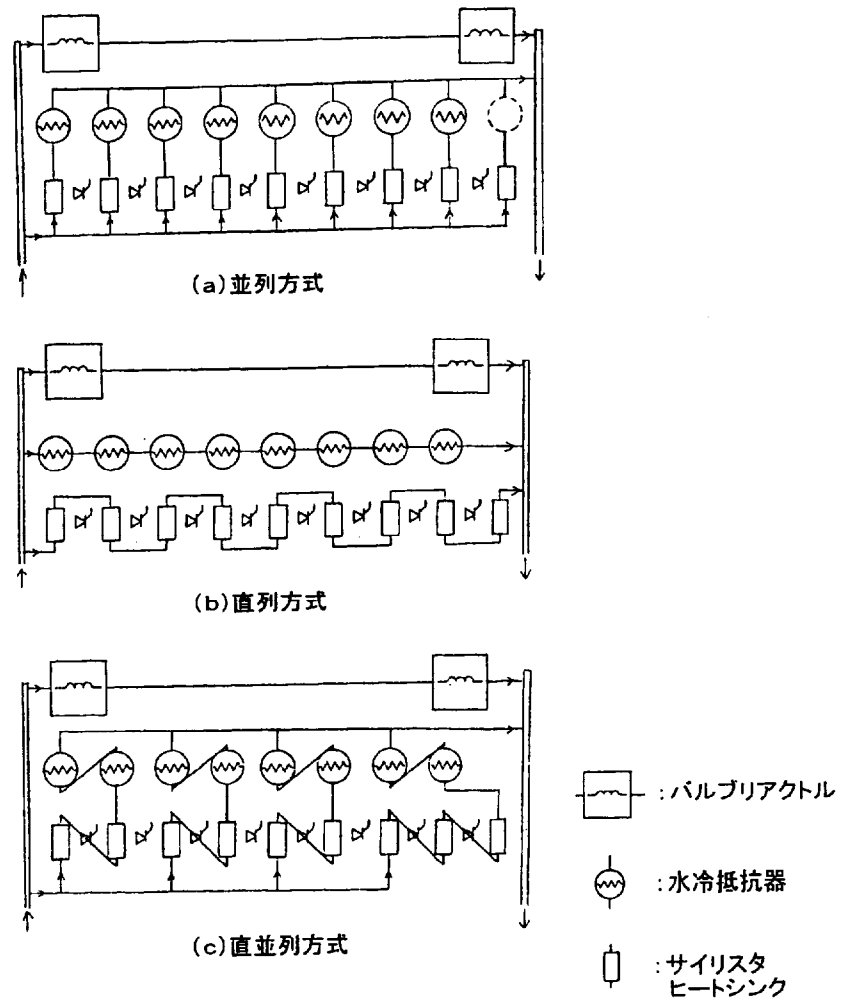


図 4 - 16 水冷バルブモジュール内部冷却系統

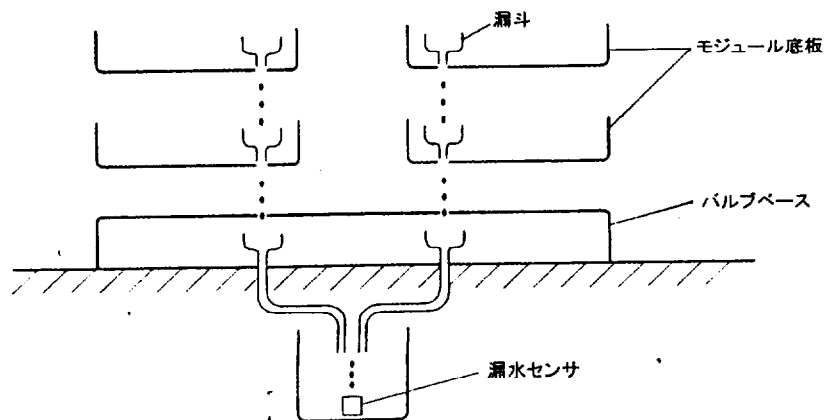


図 4 - 17 モジュール内部漏水検出法の一例

#### 4-4-2、漏水に関する故障解析（FTA）

前節で漏水検出方式を検討したが、次に実際に絶縁物の表面に漏水がかかる状況の特定と、またそのときの漏水検出器やその他の保護の動作との関係を整理するため、漏水箇所を出発点とした故障解析（以下 FTA, Fault Tree Analysis）を実施した。

FTA はモジュール内部についてと、サイリスタバルブ本体についての 2 ケースについて実施した。図 4-18 はモジュール内部についての FTA の結果である。FTA はまず、5 個所の漏水箇所を想定し、それぞれの漏水箇所について漏水が真下に落下するか飛散するかという挙動と、その挙動の結果それがモジュール内のどの部分に影響するか、そして結果として何が発生するのか、更にはその事象は何の保護で検出されるのかを検討してまとめている。解析の結果、モジュール内漏水では、漏水が飛散状態で起きると、サイリスタとバルブリアクトルにてフラッシュオーバーする可能性があるが、素子故障検出にて約 1 秒で検出され保護がかかるので、機器や部品の破損に至ることはないことが明らかになった。

次に、サイリスタバルブ本体についての FTA の結果を図 4-19 に示す。モジュール内部についてと同様な手順で、まず 2 個所の漏水箇所を想定し、それぞれ可能性のある漏水挙動について、影響がある部位を特定して発生する事象を予測すると共に、動作する故障検出を検討した。解析の結果、絶縁上問題であり、直流短絡という重大事故に至る可能性があるのは、モジュール後方母配管およびバルブベース上部母配管のどちらかからの漏水で、漏水が飛散し、絶縁支柱、ライトガイドダクトあるいは冷却水用テフロンパイプの浴面に漏水がかかる状況であることがわかった。この状況では流量低下検出は 10 秒程度で動作する。その他の状況では、素子故障検出が動作するかあるいは絶縁距離が十分あるため、問題ないことがわかった。

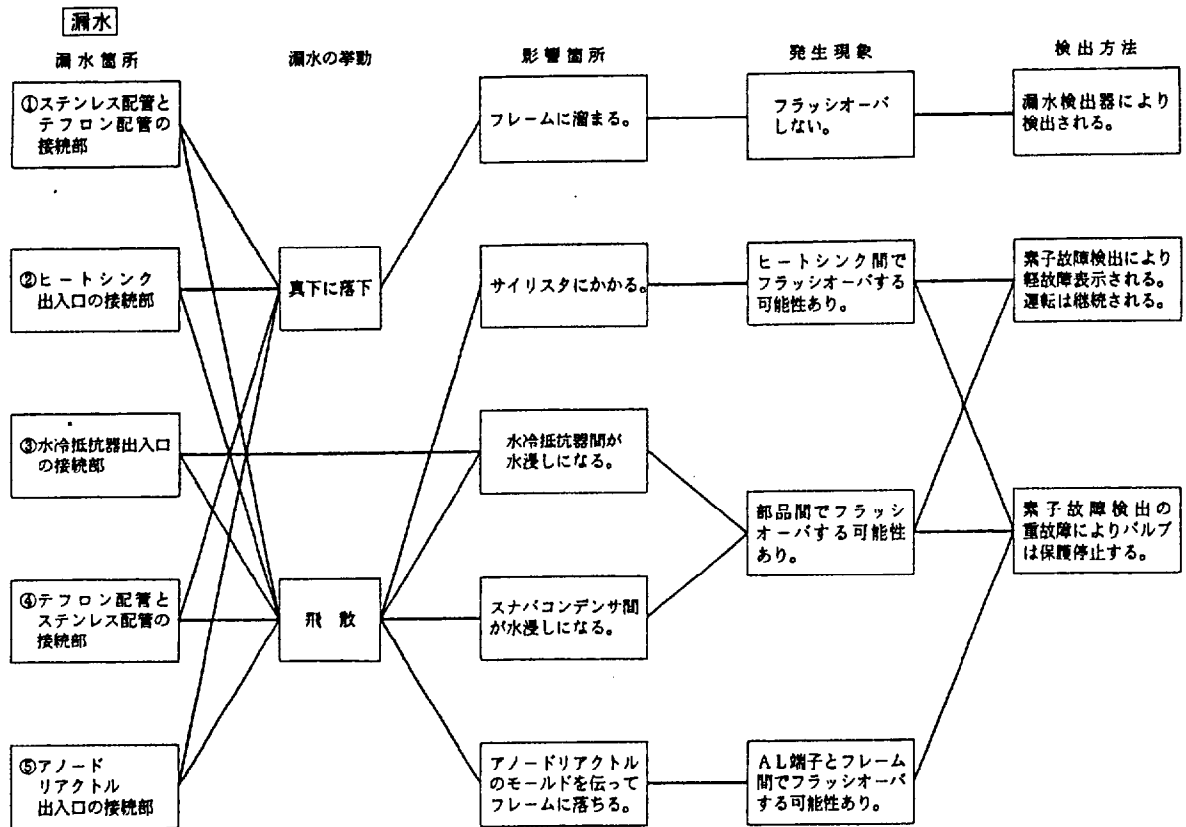


図 4-18 モジュール内漏水の F T A



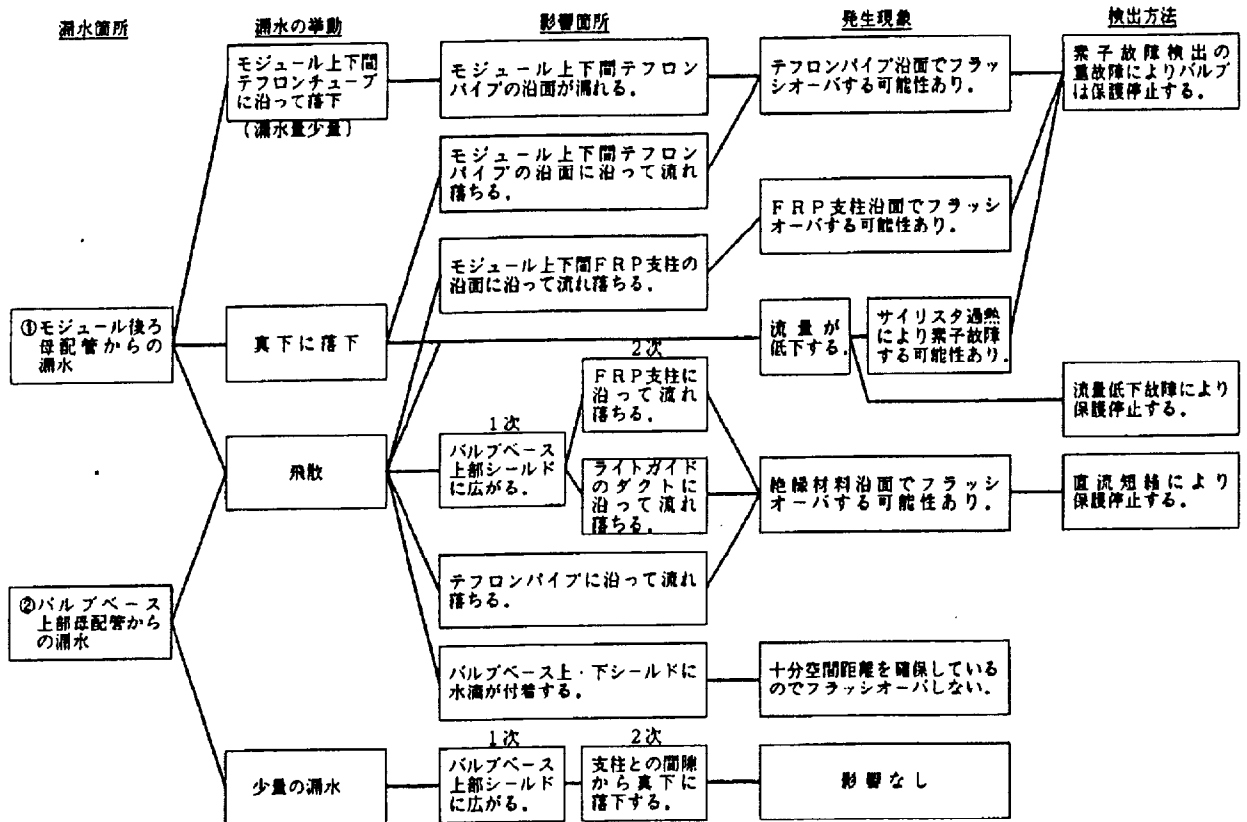


図 4-19 サイリスタバルブ本体内部漏水の FTA

#### 4-4-3、モジュール上下間モデルによる注水時の絶縁特性の検証

前節の FTA 解析にて、サイリスタバルブ本体の漏水のうち絶縁支柱、ライトガイドダクトおよびテフロンパイプの表面に漏水がかかった時が問題であることがわかった。ここでは、対象部位としてモジュール上下間の絶縁支柱を選定して、これに注水した時の絶縁特性を実験により検討した。

試験は 図 4-8 に示したモジュール上下間モデルを用い、以下に示す 2 つの漏水状況を模擬して試験を実施した。

- ① 絶縁支柱に水をスプレー…強い水圧での飛散を想定
- ② 絶縁支柱表面に筋状の流れを形成…弱い水圧での飛散のうち表面を伝い落ちる状況を想定

図 4-20 にスプレー試験の様子を示す。長さ 1m、直径 20mm の塩化ビニール製のパイプの先端に直径 1mm の穴をあけ、そこから  $1\mu\text{S}/\text{cm}$  の電導度の純水を 3～4l/min. で放射した。

図 4-21 に筋状試験の様子を示す。絶縁支柱の表面に、筋状に漏水を約 5dl 付着させる。

印加電圧は、運転中にモジュール上下間に印加される交流電圧に転流振動と試験安全係数として 1.1 倍を考慮して決定した。試験条件としては、スプレーの時には清浄状態のみとした。汚損状態ではフラッシュオーバーすることが確実であるのでその条件は省略した。筋状漏水では、厳しい条件として  $0.01\text{mg}/\text{cm}^2$  の汚損を考慮した。

試験結果を表 4-5 に示す。

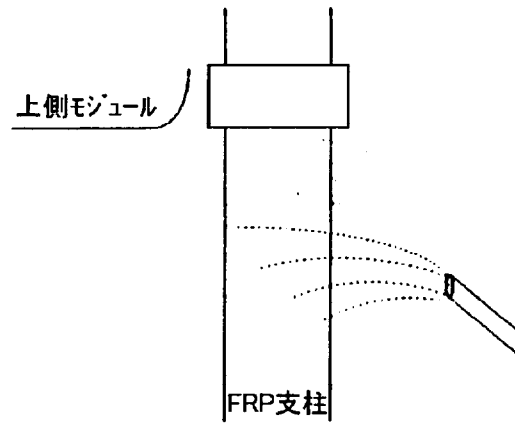
表 4-5 モジュール上下間モデルの漏水時の絶縁特性

汚損条件	印加電圧	漏水条件	結果	CSV	CEV
清浄	94kVac	スプレー	フラッシュオーバーなし	150pC(定常コロナ) 3000pC(間歇コロナ) at 92kV	—
$0.01\text{mg}/\text{cm}^2$	94kVac	スプレー	3秒でフラッシュオーバー	—	—
$0.01\text{mg}/\text{cm}^2$	94kVac	筋状	フラッシュオーバーなし	151kV	151kV

注) CSV : コロナ開始電圧

CEV : コロナ消滅電圧

この試験により、絶縁支柱の表面が清浄であれば、漏水状態でも、部分放電は発生するものの短時間ではフラッシュオーバーには至らないことがわかった。漏水検出が正常に 10 秒程度で動作すれば、フラッシュオーバーがおきて 2 次的被害が



注水量：3～4 l/min

水質：0.7～0.9  $\mu$ S/cm の純水

図4-20 絶縁支柱のスプレー注水試験状況

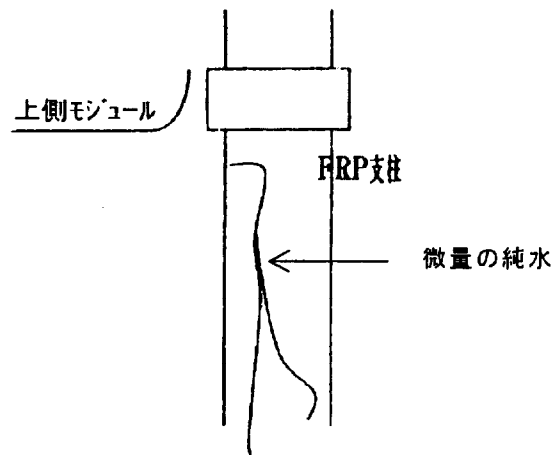


図4-21 絶縁支柱への微量純水付着試験状況

発生する前に、保護停止できる。しかし、絶縁支柱表面が汚損していると運転電圧でもフラッシュオーバーする可能性があることもわかった。こうした事態を避け運転信頼度を向上するため、定期点検時における主要絶縁物の清掃が有効と考えられる。

#### 4-4-4 バルブベースの注水時絶縁特性

2つの12パルスブリッジを独立して構成し、それらをカスケードに接続してシステムを構成する場合には、上段の12パルスブリッジの中性線には下段ブリッジの直流電圧が対地に対して加わるため、図4-2に示すようなバルブベースを設ける必要がある。バルブベースに加わる電圧は、サイリスタバルブ端子間と異なり純粋の直流なので端子間とは別の絶縁検証が必要である。

直流電圧印加状態でかつ漏水状態での絶縁特性を、実物のバルブベースを使用して実験的に検証した。図4-21に実験に使用したバルブベースの外形を示す。試験電圧は常時印加電圧の1.05倍とした。また漏水条件は、モジュール上下間モデルに対する試験時に採用した厳しめの条件であるスプレー条件とした。また、絶縁支柱の表面は清浄とした。汚損状態での試験はフラッシュオーバーが発生することが上下間モデルによる実験から予想されたため、実施しなかった。

試験結果を表4-6に示す。

表 4-6 バルブベースの漏水状態での絶縁特性

印加電圧	漏水条件	結果	C S V	C E V
+263kV	スプレー	フラッシュオーバーせず	130kV	60kV
-263kV	スプレー	フラッシュオーバーせず	100kV	30kV

バルブベースについても、絶縁支柱の表面が清浄であれば運転電圧ではフラッシュオーバーしないことが、確認できた。

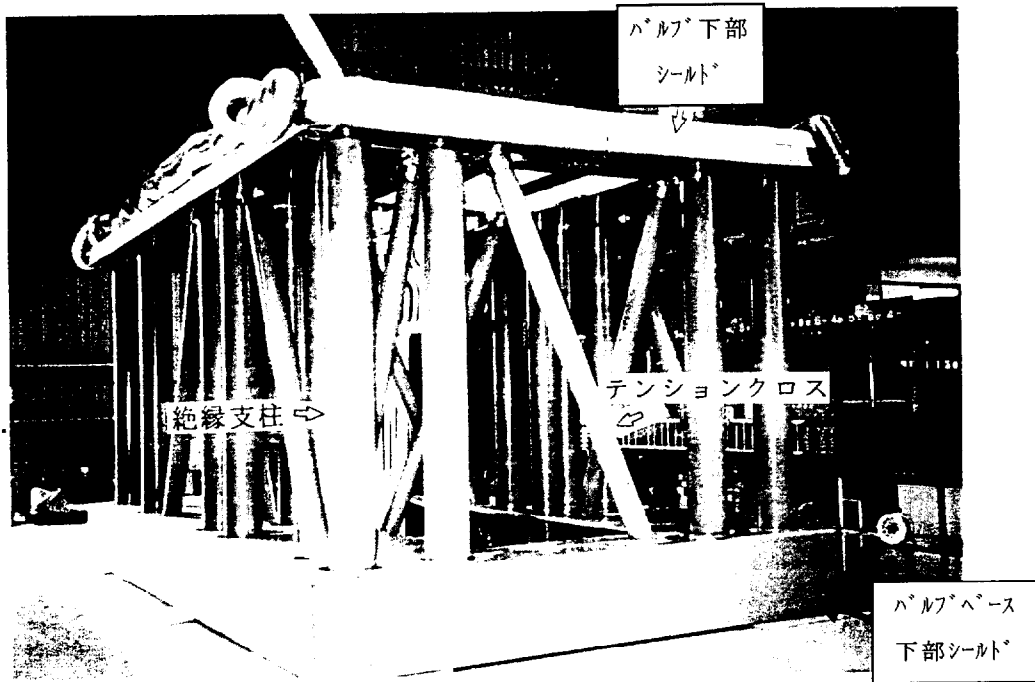


図 4-22 バルブベース外形

#### 4-5 500kV サイリスタバルブ絶縁のプロト器による検証

以上で述べた沿面絶縁と空間絶縁に関する研究の成果を、500kVdc 定格のサイリスタバルブ設計に反映し、実際にプロト器を製作して絶縁試験を実施し、設計の妥当性を検証した。

サイリスタバルブは、直流出力電圧は 250kV であるが、250kV の絶縁架台を有するため、大地に対する直流出力電圧は 500kVdc となる。表 4-7 に、このサイリスタバルブの絶縁仕様を示す。また、プロトバルブの製作範囲を図 4-23 に示す。

表 4-7 500kV サイリスタバルブの絶縁仕様

システム 定格事項	定格容量	2800MW
	定格電圧／電流	±500kVdc/2800Adc
	過負荷 (30 分間)	±500kVdc/3500Adc
バルブ定格事項	6 パルスブリッジ定格電圧／電流	125kVdc/2800Adc
	交流入力電圧	110kVac
	バルブアレスタ保護レベル	270kV at2000A
	冷却／絶縁方式	水冷／空気絶縁
バルブ極間 試験電圧	開閉インパルス (各極性 3 回)	±311kV
	雷インパルス (各極性 3 回)	±311kV
	急峻波インパルス (各極性 3 回)	±306kV
	ac 耐電圧/部分放電 (15 秒/30 分)	197/141kV
	dc 耐電圧/部分放電 (1 分/30 分)	±200/±150kV
バルブベース 試験電圧	開閉インパルス (各極性 3 回)	±650kV
	雷インパルス (各極性 3 回)	±750kV
	dc 耐電圧 (1 分)	±325kV
絶縁設計	モジュール端部曲率	25mm
	モジュール上下間距離	500mm
	沿面絶縁距離	10mm/kV 以上

図 4-24 に製作したプロト器の外形を示す。高さ 10.7m、幅 4.5m、奥行き 3m である。ライトガイド、冷却水用テフロンパイプは実際と同様に布設し、またモジュール内部にも正規の部品が配置されている。

表 4-7 に示した全ての絶縁試験を実施した。

全ての試験は良好に終了し、絶縁仕様を満足することを確認できた。

このバルブの高さは、従来の絶縁規準で設計したバルブに比べて、18%低くなっている。これは、沿面絶縁距離と空間絶縁距離を本研究の成果により短縮できたことによる効果の表れである。

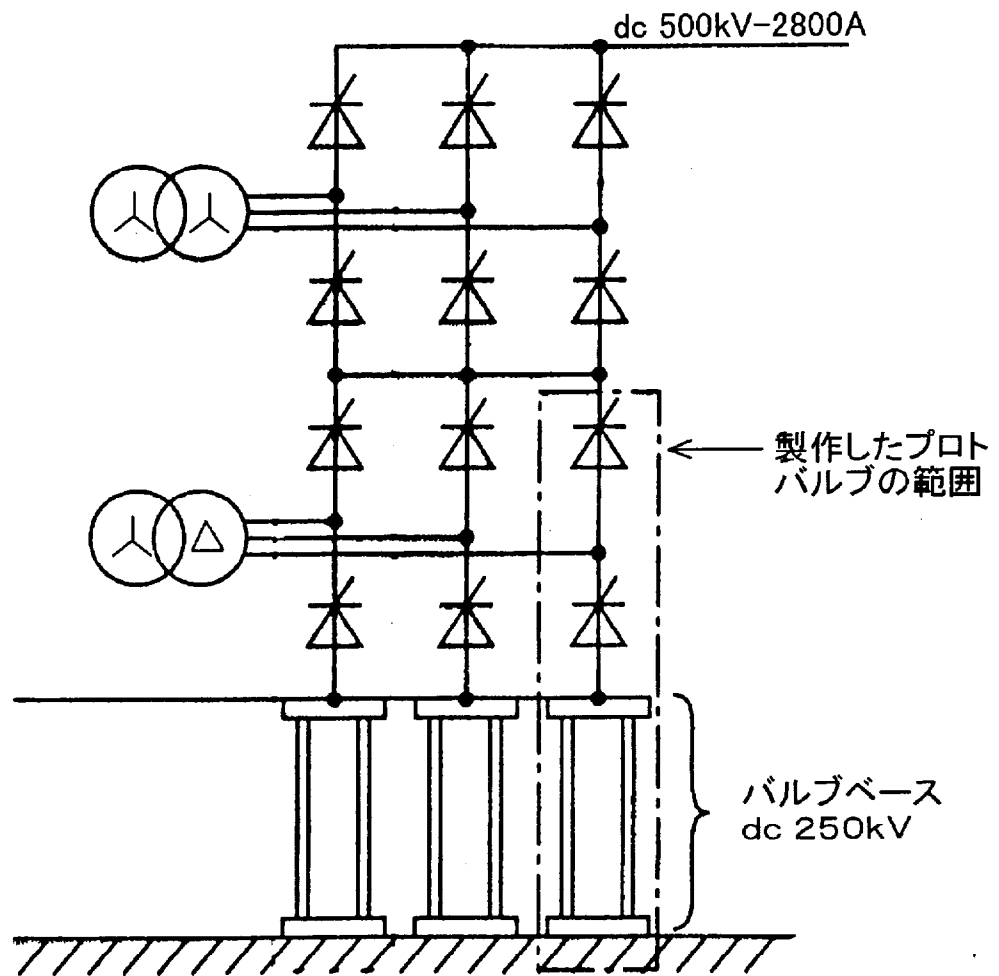


図 4-23 プロトバルブ製作範囲

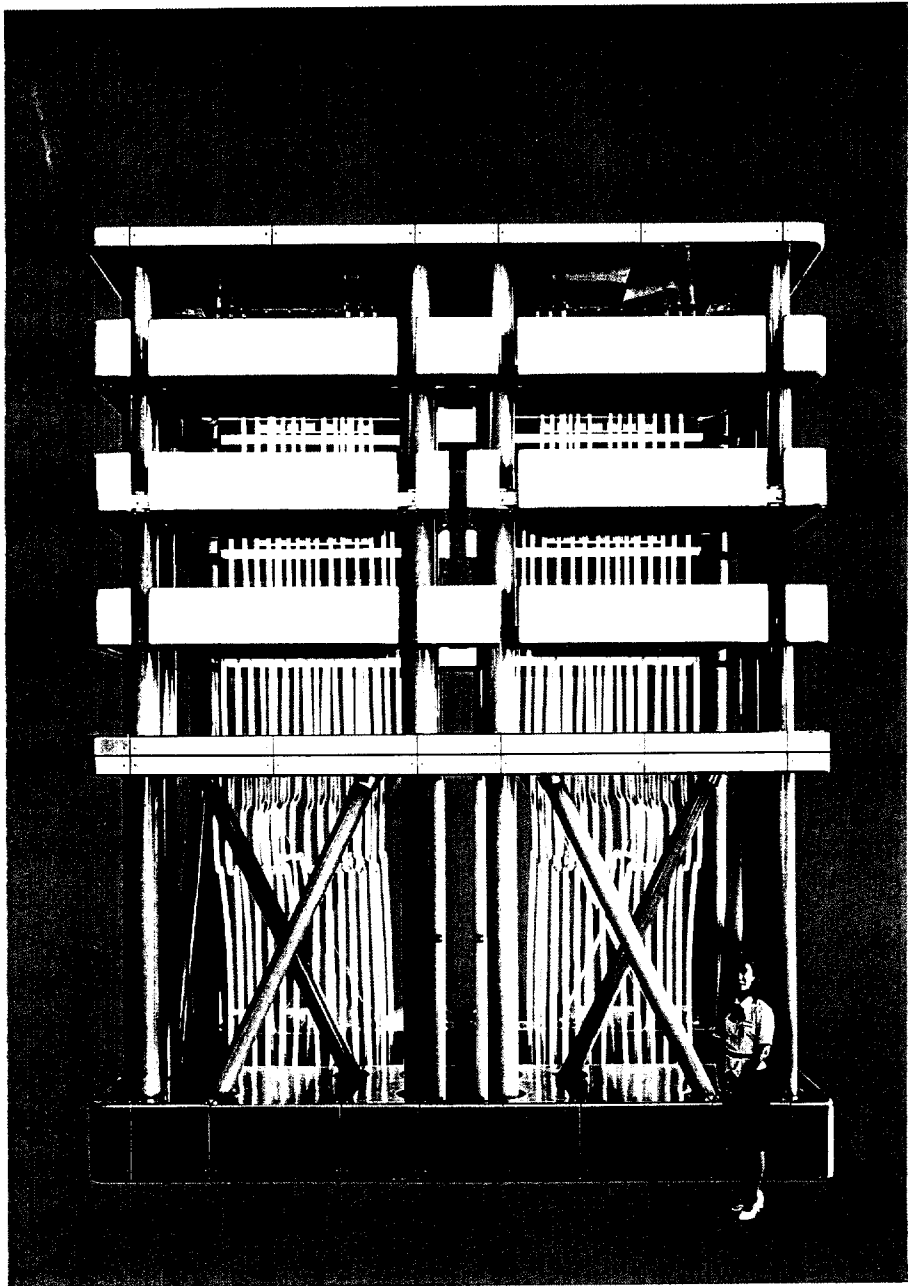


図 4-24 プロトバルブ外形



#### 4-6 第4章のむすび

本章の研究成果をまとめると、以下の通りである。

(1) 本研究の成果を500kVサイリスタバルブの設計に反映すると、従来設計より高さを18%低くすることができることを示し、小形化を実現する上での設計指針を確立した。

(2) 始めに、水冷サイリスタバルブの絶縁は5つの要点があることを示し、その中で特にバルブ高さに影響した従来十分に検討されていなかった、モジュール上下間空間絶縁とバルブ極間沿面絶縁について検討した。

(3) バルブモジュール上下間空間絶縁距離を、合理的に決定するための電界解析モデルを示し、最適な空間絶縁距離とモジュール端部の曲率の決定方法を検討した。具体例として、500kVバルブのモジュール上下間を想定し、空間絶縁距離500mm、モジュール端部曲率半径25mmを最適値として求めた。

(4) 上記解析で求めた最適値の妥当性を確認するため、モジュール上下間モデルを作成し実際に電圧を印加して、試験電圧に対するフラッシュオーバー電圧の裕度を求めた結果、16%であった。更に、5~10%程度の絶縁距離縮小の余地があることが確認できた。

(5) 水冷サイリスタバルブの沿面絶縁特性を把握するため、50°C、80%RH、汚損度0.01mg/cm<sup>2</sup>および0.03mg/cm<sup>2</sup>の条件で、絶縁支柱の試料を用いてdcV-t特性を求めた。結果は、30年間の絶縁を維持するための電界として、汚損度0、0.01mg/cm<sup>2</sup>および0.03mg/cm<sup>2</sup>に対して、各々8.7mm/kV、10mm/kV、および13mm/kVとなった。

(6) サイリスタバルブを設置するバルブホールの汚損環境として、実プラントにおける調査結果より、0.01mg/cm<sup>2</sup>以下を実現することは現実的な汚損管理により可能であることを明らかにした。この結果と前述の(5)の結果より、500kVサイリスタバルブの沿面絶縁設計電界は、10mm/kVに選定すればよいことを明らかにした。

(7) 水冷サイリスタバルブにおいて万一、漏水が発生した場合、絶縁物の表面が汚損していなければ、運転電圧でフラッシュオーバーすることはないことを実験により示した。

## 第5章 光サイリスタバルブのための 過電圧保護

# 第5章 光サイリスタバルブのための 過電圧保護

## 5-1 はじめに

サイリスタバルブは、交流系統と直流送電線または直流ケーブルの間に介在する機器であるから、交流側と直流側の両方から過電圧が侵入する。こうした過電圧に耐えるようにサイリスタを直列接続して使用するが、サイリスタの直列数は直接的にサイリスタバルブの外形寸法、損失および価格に影響する。このため、サイリスタ直列数はできる限り少なくした方がよい。このような背景からサイリスタバルブのために適切な過電圧保護を施して、サイリスタが耐えなければならない過電圧値を低減し、サイリスタ直列数を減少させることが強く望まれている。

サイリスタバルブの過電圧保護を適切に行うには、まず過電圧の正確な予測が必要である。具体的には過電圧の原因、侵入経路および波形やピーク値などをシミュレーションにより予測して、適切な保護装置および保護方式を選定することになる。

サイリスタバルブの外部から侵入してくる過電圧に対しては、サイリスタバルブの端子間に直接サージアレスタ（これをバルブアレスタと呼ぶ）を接続して保護する。バルブアレスタとしては、交流系統で広く使用されている酸化亜鉛（ZnO）素子を用いたギャップレスタイプを使用する。但し、バルブアレスタとして使用する場合には、交流用と異なり、常時印加される電圧がきれいな正弦波ではなく、交流電圧をつなぎ合わせた上に転流振動を重畳させた複雑な波形であるため、運転中の ZnO 素子の熱暴走や寿命についてこの複雑な波形を考慮する必要がある。<sup>(71,72)</sup>

一方、外部から侵入してくる過電圧のタイミングについても注意が必要である。サイリスタが通電を終了した直後の数  $100\mu\text{s}$  位までの期間に、サイリスタにとって順方向の過電圧が侵入すると、その  $dv/dt$  や電圧ピークが定格値以下であっても、サイリスタはそれに耐えられずに自己点弧し破壊することがある。このようにサイリスタが通電終了直後に所定の  $dv/dt$  や耐圧を回復していない期間のことを順方向回復過程といい、この期間中に印加される順方向電圧に対するサイリスタの保護のことをサイリスタの順方向回復過程の過電圧保護、略してFRP (Forward Recovery Protection) と呼んでいる。

以上述べた外部から侵入してくる過電圧の他に、サイリスタバルブの過電圧として考慮する必要があるのが、内部過電圧である。内部過電圧とはサイリスタバルブ全体としてみた時には過電圧とはなっていないにもかかわらず、個々のサイリスタレベルでみると過電圧になっている状態をいう。内部過電圧は、サイリスタを直列接続して使用するサイリスタバルブにおいて特徴的なものであり、種々の保護方式が実用化されている。しかしどの方式も、サイリスタを点弧して保護することは同じである。具体的な方法として、①各サイリスタ毎に保護回路を設け、サイリスタ個別に保護する方式と、②バルブ内のすべてのサイリスタに対して一括して保護回路を設け、一斉に保護点弧する方式とがある。

ところで、光で直接点弧できる光サイリスタは、光を媒体としたゲート信号伝送がそのままゲート電力輸送にもなるという、この素子特有の本質的な特徴を有する。このため各サイリスタが高い電位を有し、大地から高い絶縁をする必要があるHVDCバルブ用として、光サイリスタは理想に近い素子と考えられる。光サイリスタを使用することにより、従来のように伝送された光信号を個々のサイリスタレベルにおいて電気信号に変換し、更にサイリスタをトリガするに十分な大きさまでに増幅するという機能を持った、ゲート電子回路が不要となる。更には、このゲート電子回路を動作させるための電源を主回路から得るための電源回路も、光サイリスタでは不要となる。このため、光サイリスタを適用したサイリスタバルブは、電気サイリスタを適用した場合に比べて、使用する電気部品数が30%以下に減少するだけでなく、主回路電圧が一定時間以上低下すると運転できなくなるといった運転上の制約がなくなる。こうした特徴を有する光サイリスタバルブには光サイリスタの特徴を生かした過電圧保護方式があると考えられる。

本章ではまずサイリスタバルブに加わる各種の過電圧ストレスについてまとめる。次に従来行われている電気サイリスタに対する過電圧保護方式を検討してその課題を明らかにする。そして、電気サイリスタ用過電圧保護方式の課題を踏まえて、光サイリスタバルブに最適な過電圧保護方式を提案する。最後にその具体的な適用例として北海道本州直流連系第2極向けサイリスタバルブの過電圧保護機能を、試験により確認する。

## 5-2 サイリスタバルブに加わる過電圧

サイリスタバルブの過電圧保護を検討するためには、印加される過電圧の特徴を把握しておく必要がある。図5-1は、過電圧を発生要因別に分類したものである。前節で述べたように、サイリスタバルブの過電圧は、まず外部から侵入してくる外部過電圧と直列接続したサイリスタ間の動作バラツキに起因する内部過電圧に分類される。サイリスタバルブは他の変電機器と異なり建屋内に収納されていること、および交流側は変換装置用変圧器、直流側には直流リアクトルが接続されていることから、直撃雷は考慮する必要がない。

AC側からは変換装置用変圧器を介しての移行サージがある。そして移行サージの中には変圧器の巻線自身および巻線間の漂遊静電容量を介して移行してくる雷サージ領域のものと、変圧器の巻線比に従って移行してくる開閉サージ領域のものがある。図5-2に代表的な移行サージの波形を示す。AC側からの移行サージに比べてDC側からの移行サージは小さいことが多い。それは大きなインダクタンスを有する直流リアクトルを介してくるからである。またBTBシステムでは図5-3に示すように直流リアクトルの2本のブッシングを直接バルブ建屋に侵入させるような構成にすれば、DC側には過電圧発生の要因がなくなるので、DC側からの移行サージは考慮する必要がなくなる。

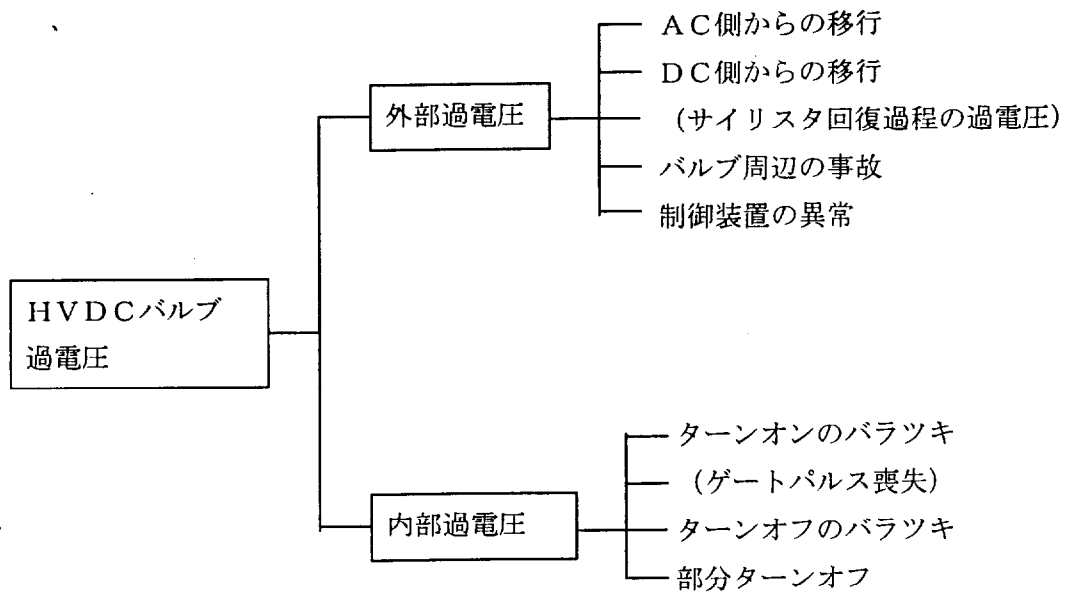
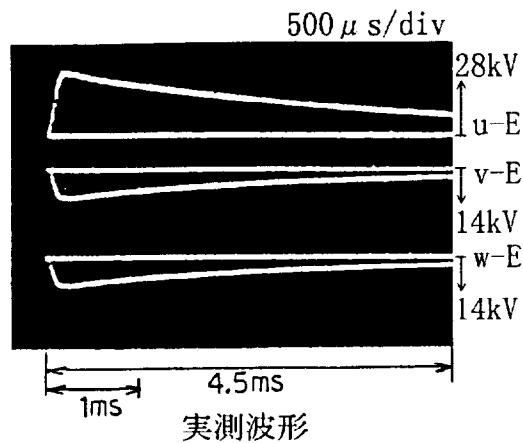


図 5-1 サイリスタバルブ過電圧の分類



(変圧器 1 次側に 100kV 印加時の 2 次相電圧)

図 5-2 開閉サージ移行電圧の例

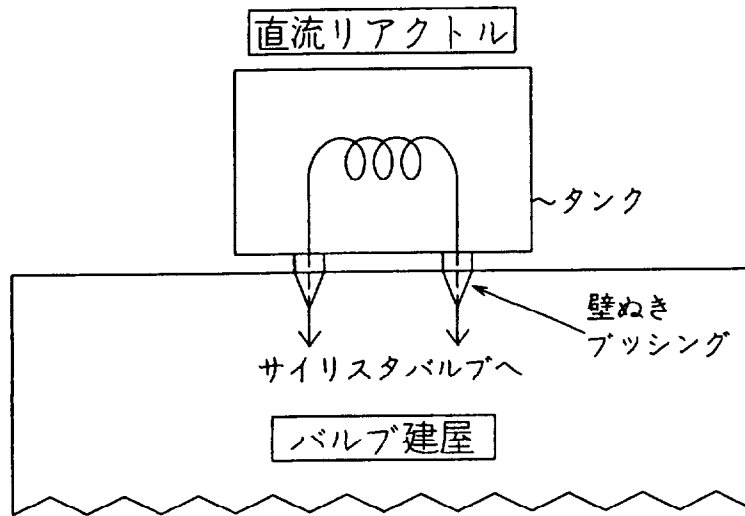


図 5-3 BTBシステムでの直流リアクトル配置

次にバルブ周辺での事故としては、①変換装置用変圧器のバルブ側巻線ブッシングの地絡、②直流リアクトルのバルブ側ブッシングの地絡、③バルブ周辺架線の地絡、④DC-PT、DC-CTの地絡などが考えられる。これらの事故のうちサイリスタバルブにとって最も苛酷なストレスを与えるのが①である。特に直列接続された三相ブリッジの上段側で地絡が発生すると、サイリスタバルブには雷サージよりも立上がりの速いサージ電圧が印加される。このストレスに対してサイリスタの  $dv/dt$  耐量を越えないように、バルブリアクトルのインダクタンスおよび端子間絶縁を適切に設計する必要がある。また、このストレスを工場試験で確認するために、バルブ端子間ステープフロントインパルス試験を実施する。

最後に、制御装置の異常で発生する過電圧としては①インバータ側の負荷しゃ断、②インバータ側オープン状態での整流器側の全電圧起動、③ゲートパルスの1相分喪失などがある。こうした事故に対しては、必ず保護をかけて過電圧の拡大を防止するようにしているので、2重3重の事故をどこまで想定するかで検討しなければならないバルブストレスが大きく変わってくる。一般には、①の事故が、開閉サージ相当の最も大きな過電圧ストレスを与える。このため工場での開閉インパルス試験はこの事故を想定したものと、あるいは前述した交流側からの開閉サージの移行を想定したものとなることが多い。

以上述べた外部過電圧に対してサイリスタバルブを保護するために接続するのがバルブアレスタである。1980年代に入って急速に普及したギャップレス酸化亜鉛アレスタはサイリスタバルブの絶縁レベルを大幅に押し下げ、サイリスタ直列数の低減に大きな効果をあげている。例えば、北海道本州間直列連系の第1極ではギャップ付が、第2極ではギャップレスが使用された。同じ125kV定格のサイリスタバルブ用であるが、その保護レベルを比較すると355kVに対して265kVと25%も低減されている。

バルブアレスタはバルブに印加される過電圧のピーク値を確実に抑制するのでサイリスタバルブの直列数  $N_s$  は、バルブアレスタの保護レベル  $U_{cms}$  に試験安全係数  $k_s$  を見込み、サイリスタの耐電圧を  $U_{thy}$  とすると下式で決定することができる。

$$N_s = \frac{U_{cms} \cdot K_s \cdot K_u}{U_{thy}} \quad \dots (5.1)$$

ここで  $K_u$  : 直列サイリスタ間の電圧分担アンバランス係数[PU]  
 一般には 1.10 程度

このように適切に過電圧を予測し、バルブアレスタを選定し、サイリスタ直列数を決定すれば通常の外部過電圧が印加されても、過電圧はサイリスタの耐電圧を超えることはなく問題はない。

ところがサイリスタの通電終了直後の数  $100\mu s$  の間は、上述のサイリスタの耐電圧や、定格の  $dv/dt$  耐量以下でサイリスタは自己点弧し劣化することがある。図5-4にターンオフ直後のサイリスタの耐電圧特性の回復の様子を模式的に示した。更に直列接続したサイ

リスタのいくつかが自己点弧することにより、残った自己点弧していないサイリスタが過電圧となって破壊することがある。この期間がサイリスタの順方向回復過程（すなわちリカバリ期間）であり、この期間中に順方向の外部過電圧が印加された時のサイリスタ保護はバルブアレスタではできないので別の手段が必要となる。サイリスタが定格の耐電圧特性を有していないからである。この保護手段がFRPである。

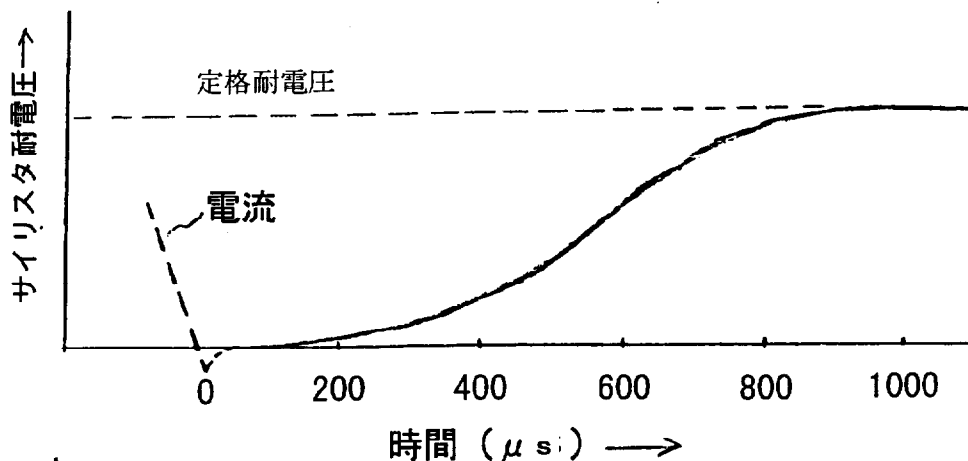


図 5-4 サイリスタの順方向耐電圧回復過程

以上が外部過電圧であり、バルブ全体に過電圧が印加される。一方、もう 1 種類の過電圧である内部過電圧はサイリスタのスイッチング時に直列接続したサイリスタのうちの一部に発生する過電圧である。サイリスタのターンオン時には、ターンオン遅れ時間  $T_d$  および各サイリスタに供給されるゲートパルスのタイミングのバラツキに起因するターンオン過電圧が発生する。直列接続した光サイリスタを点弧するために、点弧用 LED を直列接続して駆動すれば、光サイリスタ間に供給されるゲートパルスのタイミングバラツキはなくなる。すべての LED が同じ電流で駆動されそして LED の発光遅れは無視できるほど小さいためである。このように、光サイリスタバルブでは電気サイリスタバルブに比べてターンオン過電圧に対して有利である。このように光サイリスタバルブではターンオン過電圧は使用するサイリスタの  $T_d$  のバラツキのみ考慮おすればよい。この  $T_d$  バラツキをあらかじめ所定値以下に押えると共に、適切なバルブリアクトルを選定することによって想定値以下のターンオン過電圧とすることが可能である。

更にターンオン時の極端な過電圧として、特定素子のゲートパルス喪失がある。原因として最も発生確率が高いのがゲート電子回路の故障である。ゲート電子回路はサイリスタバルブに使用されている電気部品の 70%以上を占める多数の部品から構成されているので、サイリスタの点弧系の中では最も故障率が高い。光サイリスタを使用すればこの故障モードはなくなる。ゲートパルス喪失のその他の原因としては、信号伝送用光ファイバーの断線やゲート信号発生用光源 (LED やレーザダイオード) の故障がある。しかしこれ



らの部品は単品としての故障率は極めて低いのでこれらの部品の故障でゲートパルス喪失が発生する確率は低い。

一方、ターンオフ時のターンオフ過電圧は各サイリスタの逆回復電荷 $Q_{rr}$ のバラツキにより、サイリスタ間でアンバランスが発生する。このアンバランスが所定値以下になるよう、サイリスタバルブ内の各サイリスタの $Q_{rr}$ が所定値内になるようにサイリスタを選別するなどして対応することができる。

ターンオフ時に過電圧が発生するもう一つの可能性は、部分ターンオフ現象である。例えば直流電流が非常に小さい運転をした時に、電気角で $120^\circ$ の通電期間中に直流電流が一瞬切れてしまった時とか、あるいはインバータ運転中に交流電圧が歪んでホールドオフタイムが減少してしまった時などに、直列サイリスタのうちの1部のみターンオフできたが、残りの素子は自己ターンオンしたという現象をいう。この時、部分ターンオフしたサイリスタ数が少なければ、主回路電圧といえどもこれらのサイリスタにとっては過電圧となり得るので、部分ターンオフしたサイリスタ全部を破壊させてしまう可能性がある。

### 5-3 光サイリスタバルブ用過電圧保護

光サイリスタバルブは、ゲート電子回路が不要でサイリスタ周辺回路が極めて簡素にできるという大きな特徴を有するので、過電圧保護はこの特徴を失うことなく機能を確実に果たすように選定する必要がある。

外部過電圧については電気サイリスタの場合と同様、光サイリスタバルブでもバルブアレスタによって保護することができる。一方、内部過電圧保護については大きく分けて以下の2つの方式が提案されている。

- 1) サイリスタを点弧することによる保護
- 2) サイリスタ個別にアレスタを設置<sup>(88)</sup>

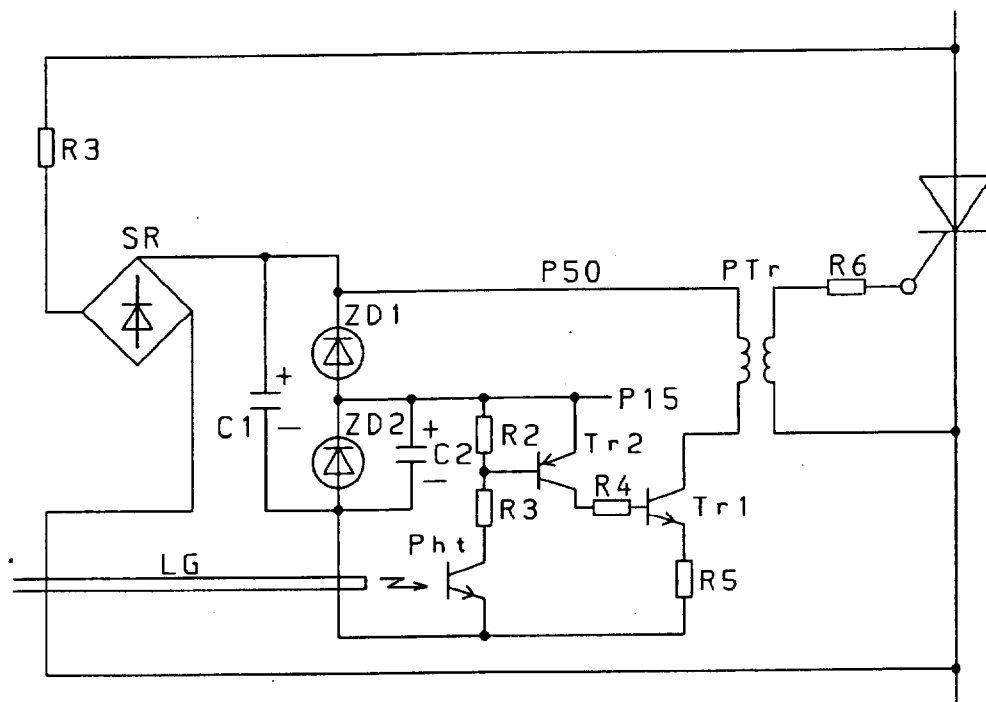
1)の方式は、過電圧が印加されている、あるいは過電圧印加が予測されるサイリスタを強制的に点弧することにより保護するものである。一時的に変換装置としての制御性は喪失するが、比較的簡便な回路で保護することができる。一方、2)の方式はサイリスタ個々にアレスタが接続されるので確実に、遅れなく過電圧保護が実現できるが、経済性の点で問題があり現在までのところ実用にはなっていない。

本研究でも1)の方式を前提にする。この方式はサイリスタを点弧することによる保護となるので、電気サイリスタバルブとは異なる、光サイリスタバルブとして最適な方法を検討する必要がある。具体的には①ゲートパルス喪失、②部分ターンオフおよび③FRPである。以下光サイリスタバルブの過電圧保護の特徴を明らかにするために、まず始めに電気サイリスタバルブに用いられている過電圧保護方式の考え方を整理し、次に光サイリスタバルブに対する上記①～③の各々について詳細に検討する。

#### 5-3-1 電気サイリスタバルブの過電圧保護

電気サイリスタを使用したバルブでは、各サイリスタレベル毎に図5-5に示すようなゲ

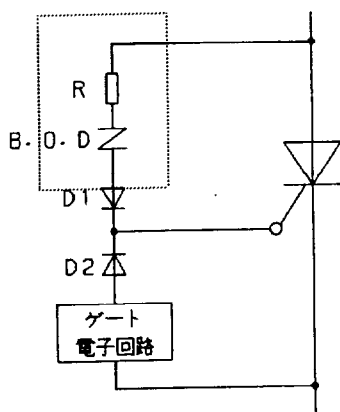
ート電子回路が必要であり、これらの回路にはサイリスタ当り約 70 個程度の電子部品が使用される。このためゲート電子回路の故障率はサイリスタ単品の故障率よりはるかに大きくなる。従って電気サイリスタバルブでは、ゲート電子回路が万一故障した時にも主サイリスタを破壊しないように保護するのが合理的である。



- |                 |                    |
|-----------------|--------------------|
| R1~6 : 抵抗器      | ZD1, 2 : ツェナーダイオード |
| SR : 整流回路       | Tr1, 2 : トランジスタ    |
| C1, 2 : 電解コンデンサ | Pht : フォトトランジスタ    |
| LG : ライトガイド     | PTr : パルストランス      |

図 5-5 代表的なゲート電子回路の構成図

こうした背景から、電気サイリスタバルブでは万一あるサイリスタのゲート電子回路が故障したときにも主サイリスタを破壊しないように、過電圧保護回路をサイリスタレベル毎に接続する。図5-6はサイリスタに接続した過電圧保護回路の一例で、ブレークオーバダイオード（BOD）により過電圧を検出すると同時に、ゲート電流を主回路からBODを介してサイリスタに供給し、過電圧状態になりつつあるサイリスタを点弧することにより過電圧から保護する。過電圧保護回路と通常ゲートを供給するゲート電子回路とはダイオードにより合成される。



B. O. D : ブレークオーバダイオード

図5-6 過電圧保護回路の一例

このような過電圧保護回路の動作レベルはサイリスタの耐電圧より低く、また常時の運転電圧よりは高く設定する。またゲート電子回路の故障は継続するのが普通であるから、過電圧保護回路は毎サイクル、動作可能でなければならない。この時に考慮すべき事項として下記があげられる。

- ① 過電圧保護レベルはサイリスタがその電圧から連続的にターンオンしても劣化しないレベルであること。
  - ② 保護ゲートは、サイリスタが連続的にターンオンするに十分な大きさであること。
  - ③ スナバ回路は連続的な過電圧ストレスに耐えるものであること。
- ③を考慮するとスナバ回路用抵抗およびコンデンサの両方の外形が大きくなり、これは本保護方式の不利な点である。

過電圧保護回路が連続動作した時のスナバ抵抗器の損失増加を、DC125kV-2800A 定格のサイリスタバルブを例にとって検討する。このサイリスタバルブは 8kV 定格のサイリスタが 40 個直列接続されており、スナバ回路は 1 素子当たり  $2.2\mu\text{F}$ - $35\Omega$  である。図 5-7 に検討に使用した等価回路を示す。LI は変換装置用変圧器のもれインダクタンス、CI はサイリスタバルブ自身およびその周辺機器の漂遊静電容量、AL はバルブリアクトルである。

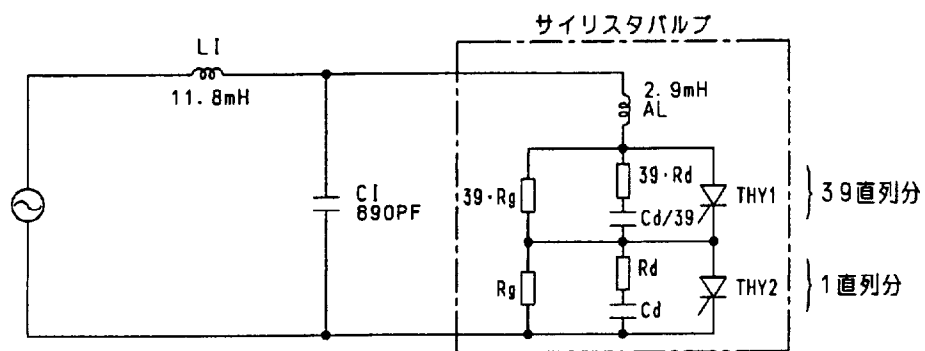


図 5-7 過電圧保護動作時のストレス解析等価回路

図中の THY2 のゲート回路が壊れて、ゲートパルスが供給されないとする。始めに 39 個のサイリスタを一括して模擬した THY1 がターンオンする。THY2 の電圧は THY1 がターンオンすることにより上昇していくが、8kV に達すると過電圧保護回路が動作して、THY2 もターンオンする。この時のスナバ抵抗  $R_d$  の損失を計算した。

ターンオン時のバルブ全体電圧が異なると、過電圧保護が動作するサイリスタ電圧の上昇率が異なるため、損失も異なることが予想されるため、運転条件として整流器運転の  $\alpha = 20^\circ \text{el}$  とインバータ運転の  $\alpha = 135^\circ \text{el}$  の 2 条件で検討した。表 5-1 に計算結果を、図 5-8 に  $\alpha = 20^\circ \text{el}$  の時の THY2 電圧波形、スナバ回路電流およびスナバ抵抗器損失を示す。

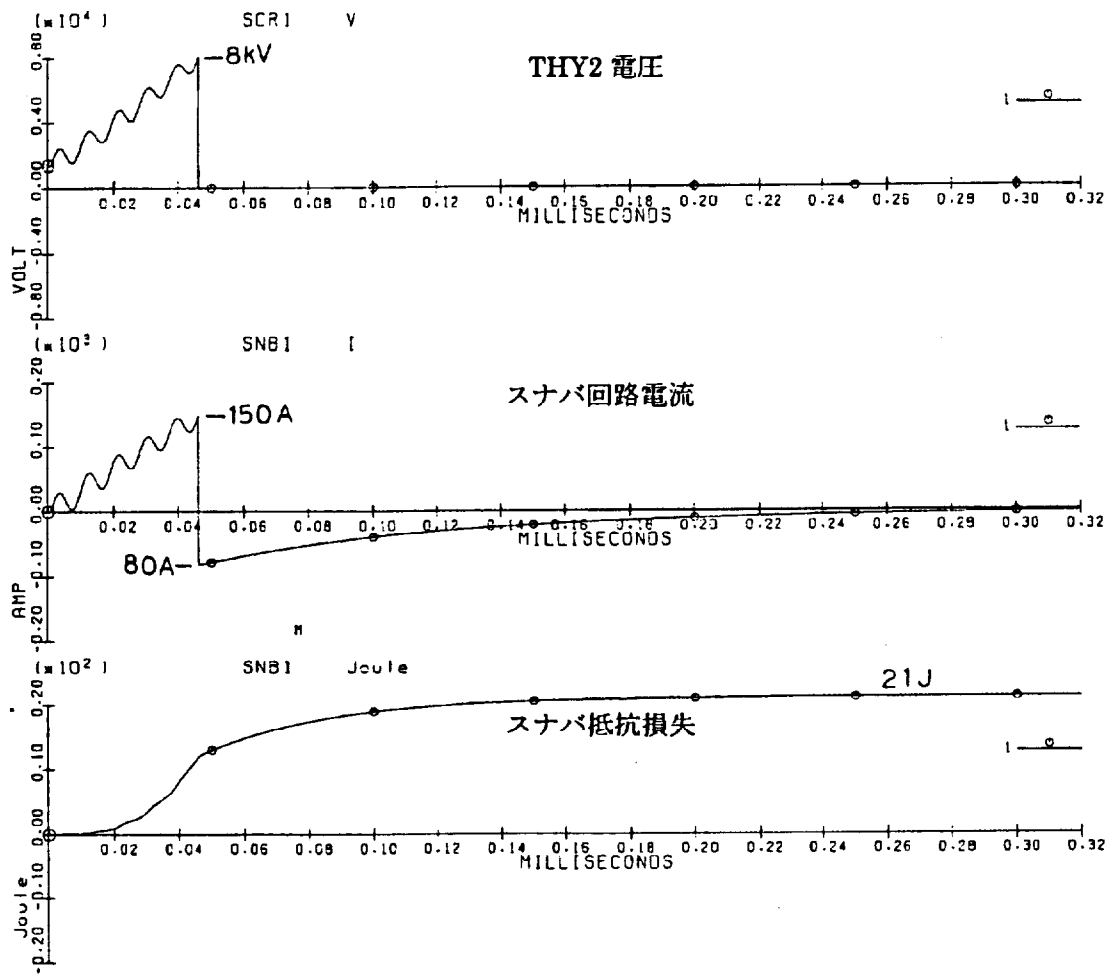


図 5-8 過電圧保護動作時のスナバ損失

表 5-1 過電圧保護動作時のスナバ損失の増加

バルブ点弧電圧	過電圧動作	点弧時のスナバ損失	60Hz での損失増加分
$\alpha = 20^\circ$ 53kV	無	1.9J	1190W
	有	22J	
$\alpha = 135^\circ$ 110kV	無	8.3J	460W
	有	16J	

表から、 $\alpha = 20^\circ$  の場合の方が損失増加の割合が多く、60Hz で運転している場合では 1190W の増加と言うことになる。これはスナバ抵抗器の損失が過電圧にならない通常運転時の損失の 2.2 倍になったことに相当する。つまり、連続的に過電圧保護回路が動作するような運転をする場合は、スナバ抵抗器の容量を通常動作時の約 2.2 倍で考える必要があることを意味する。これは抵抗器の大型化を招き、従ってサイリスタバルブも大型化する。なお、 $\alpha = 20^\circ$  に比べて  $\alpha = 135^\circ$  の方がスナバ損失が小さい理由は、 $\alpha = 20^\circ$  の方がバルブ点弧電圧が低いために THY2 が 8kV に達するまでの時間が長く、その間に発生する損失が大きい為である。THY1 がターンオンしてから、THY2 がターンオンするまでの時間を比較すると  $\alpha = 20^\circ$  では  $46 \mu\text{s}$  であるのに対して  $\alpha = 135^\circ$  では  $20 \mu\text{s}$  であった。

### 5-3-2 光サイリスタのゲートパルス喪失に対する保護

光サイリスタバルブで過電圧保護を行う方法として、例えば図 5-9 (a) のように過電圧保護ゲート用にライトガイドを分岐するか、あるいは図 5-9 (b) のように光ゲートの他に電気ゲートを設けることにより、電気サイリスタと同様な過電圧保護が実現できる。しかしこうした保護回路を付与することにより光サイリスタの大きな利点であるサイリスタ周辺回路の単純さが損なわれるという欠点があるが、これらの方式にはある。

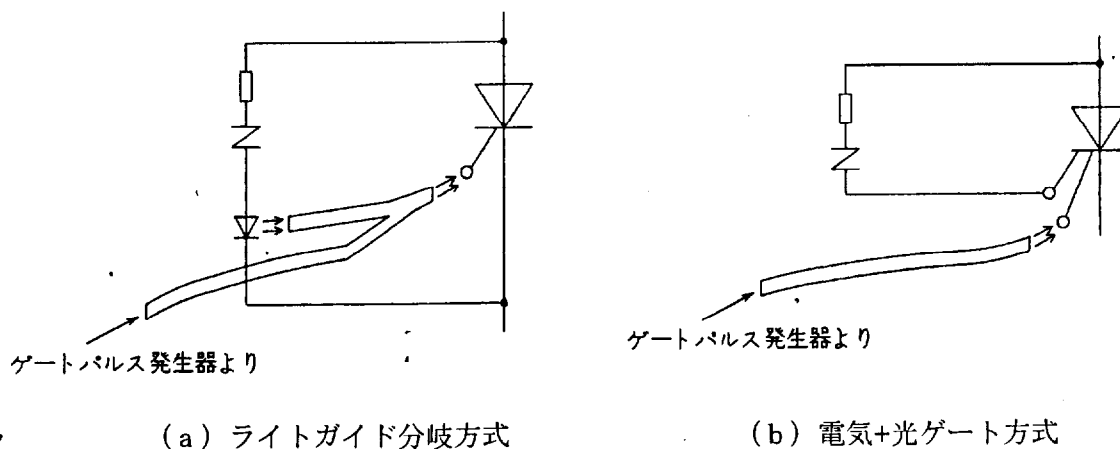


図 5-9 光サイリスタの過電圧保護方式

一方、光サイリスタバルブでは、ゲート電子回路がないので、特定のサイリスタのみにゲートが供給されなくなる確率は非常に少ない。ある特定の光サイリスタにゲートパルスが供給されなくなるのは、点弧用光源かライトガイドの故障しかない。これらの部品の故障率は合わせて 5fit 程度であり、光サイリスタの故障率より小さいと考えられる。電気サイリスタの場合はゲート電子回路の故障率が 100fit 程度なので、光サイリスタバルブにおけるゲート喪失の発生確率は電気サイリスタバルブのわずか 5% と、非常に少ないと考えられる。更に光サイリスタでは、図 5-10 に示すように点弧用光源とライトガイドを 2 重化することは簡単にできる。ライトガイドの LED 端を 2 分岐するには、束ねられた光繊維を LED 端で二股に分ければよいだけである。もともと大きな光量が必要な光サイリスタ用ライトガイドは数十本の光繊維を束ねて使用しているのである。このように特に高信頼度を要求するシステムでは点弧系を 2 重化することにより、ゲートパルスの喪失をほとんど完全に回避することができる。

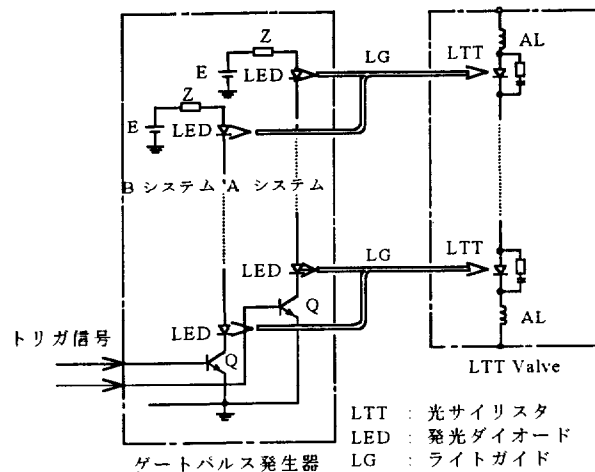


図 5-10 2 重系とした光サイリスタバルブ点弧系

以上のように光サイリスタバルブでは、ゲート系の信頼度が極めて高いので、ゲートパルス喪失による過電圧に対する保護は必要ないことがわかる。図 5-9 に示すような保護回路を接続することにより、光サイリスタバルブの特徴である部品点数の少なさ、回路の単純さを損うよりも、信頼度の高いゲート系の採用によりゲートパルス喪失による過電圧に対する保護回路を省略した方が、全体としてはより信頼度が高くなる。

### 5-3-3 光サイリスタの部分ターンオフに対する保護

部分ターンオフに対する保護として、サイリスタに印加される逆電圧の期間すなわちホールドオフインターバルを計測し、これが所定値以下の時には部分ターンオフが発生する可能性があるため、サイリスタに順電圧が印加されると同時に全てのサイリスタに保護ゲートを出して強制的に点弧する方法が考えられる。全てのサイリスタが点弧してしまうので、部分ターンオフは発生しない。

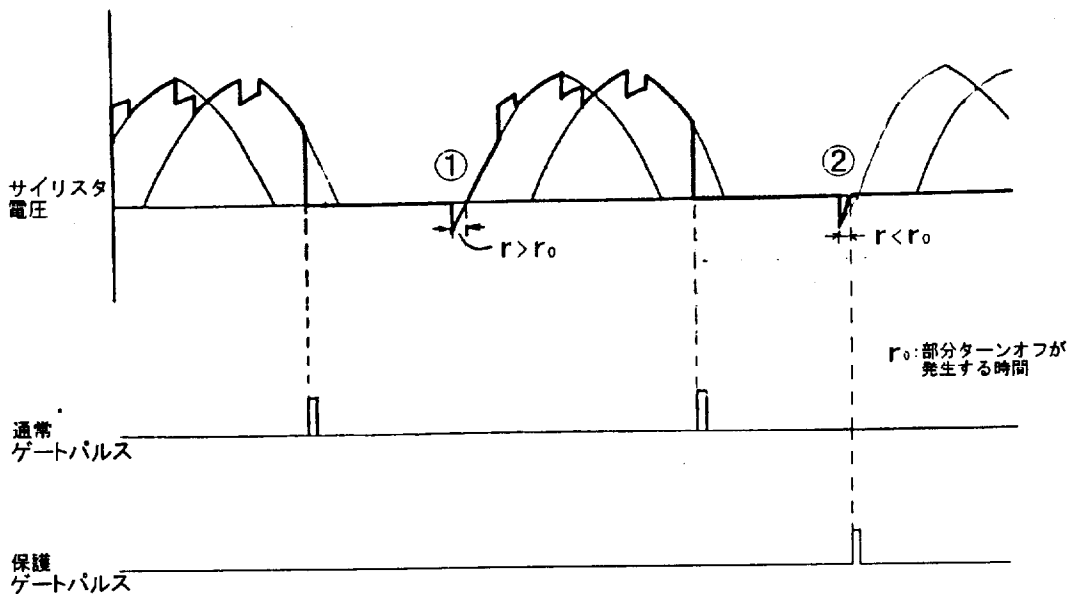


図 5-11 部分ターンオフ防止の保護ゲート

図 5-11 は部分ターンオフを防止するための保護ゲートパルスの動作を説明したものであり、サイリスタ A-K 間電圧波形、通常ゲートパルスおよび部分ターンオフに対する保護ゲートパルスを示している。図中の①のターンオフでは十分なホールドオフインターバルが確保されているので保護ゲートは出ない。次に②のタイミングでは例えば電圧歪みによりホールドオフインターバルが所定値  $r_0$  より短くなっている。こうした短い  $r$  では直列サイリスタの中でターンオフできるものとできないものが現われるので、順電圧がかかるとターンオフできたサイリスタにすべての回路電圧が印加されることになるので、ターンオフできたサイリスタの数量によっては過電圧により破損する。

こうした破損からサイリスタを保護するため、 $r$  が所定値以下の場合には順電圧が印加されると同時に保護ゲートパルスを出して全てのサイリスタを点弧することにより、部分ターンオフを防止する。これは強制的に転流失敗をおこしていることになるが、サイリスタを破損させるよりは良いという考え方である。

この保護を具体的に実現する回路を図 5-12 に示す。保護回路はサイリスタレベル毎に設けることもできるしゲートパルス発生器 (以下 PG と略す。) に集約して設けることも



できる。光サイリスタ用としては、サイリスタレベルのシンプルさを損なうことなく実現できる後者が適している。図はPGに設けた場合で、簡単のため1系のみ示しているが、高信頼度を要求されるシステムでは図5-10に示すように2重系にする。

通常のゲートパルスは以下のようにして生成される。

- ① PGは図示していない制御装置より、導通期間信号PHSを受信する。PHSはサイリスタが導通すべき電気角で $120^\circ$ の期間を規定しフリップフロップFFをセットする。FFの出力をPHSHと呼ぶ。
- ② サイリスタバルブからサイリスタの順電圧信号FVを受信する。サイリスタは複数個あるのでPGが受信するFVも複数あるが、それらはOR合成して扱う。
- ③ 通常のゲートパルスは導通期間中(PHSHが“1”の状態)に順電圧(FV)があれば狭幅のゲート指令を出す。
- ④ ゲート指令を受けた増幅回路AMPは、トランジスタを所定の時間導通させ、LTT点弧用LEDに電流を流し光ゲートパルスを発生する。光ゲートの幅はLTTが点弧するに十分な値として $50\mu\text{s}$ 程度に選定する。
- ⑤ 低電流領域の運転で直流電流が断続した場合はLTTがターンオフし、順電圧が印加された時点で再度ゲートパルスがでてLTTは通電を続けられる。

LTTを部分ターンオフによる過電圧から保護するために付与されているのが、図5-12中に雲マークで囲んだ範囲の回路である。この回路はサイリスタバルブから送信されてくるサイリスタの逆電圧信号受信回路とこの逆電圧信号RVの幅を判定するための遅れ回路Delayからなる。実際にはLTTは複数個ありRV信号もLTTの数だけ存在するが、保護に必要なのは1信号だけなので、RV信号が1つ故障しただけで運転停止に至ることがないように3信号程度をPGにとりこみ、合成して使用する。

以下、本回路の動作を図5-13のタイムチャートを参照しながら説明する。図5-13はサイリスタバルブがインバータ運転をしている時の、サイリスタ電圧波形およびPG内各部の信号波形を示している。図中の“0”の時点では、サイリスタがターンオフして逆電圧が加わっているが、ホールドオフインターバルが十分長いので、RV信号の幅 $\gamma$ は判定値 $\gamma_0$ より大きく、従って、PHSH信号はサイリスタに順方向電圧が印加される時点ではリセットされて、ゲートパルスは出ない。

次に①の時点では、サイリスタに順電圧が印加されておりFV信号がある状態でPHS信号が“1”になり従ってPHSH信号も“1”になるので、通常のゲートパルスが送出されてサイリスタは通電する。そして②の時点でターンオフするが、この時たとえば交流系統側で開閉装置の投入があり波形歪みが発生したと仮定する。この波形歪みにより、サイリスタに加わる逆電圧の幅が小さくなり従ってRV信号の幅が $\gamma_0$ より小さくなる。するとPHSHはリセットされず、再びFV信号が受信された時点で今度は保護ゲートパルスを送出する。FV信号はサイリスタが点弧すると同時に“0”になるので、非常に狭い幅になっている。

このように、一部のサイリスタがターンオフができない様な逆電圧の場合には、全てのサイリスタを強制的に点弧することにより、部分ターンオフによる過電圧保護が実現でき



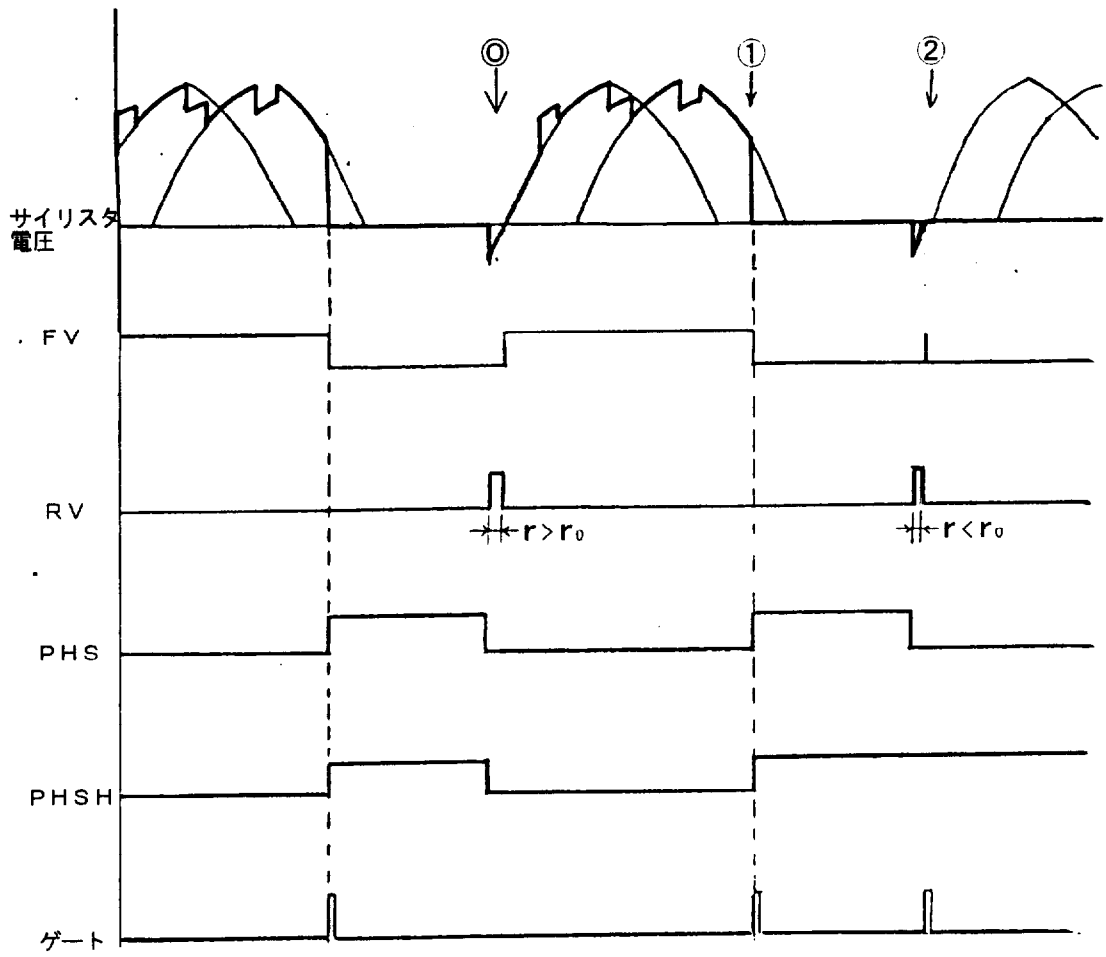


図 5-13 ゲートパルスのタイミングチャート

#### 5-3-4、リカバリ期間中の過電圧に対する保護（FRP）

FRPの方法として、従来発表されている方法には以下のものがある。<sup>(38,88,89)</sup>

- a) 逆電圧期間判定方式
- b) 逆電圧期間+dv/dt 判定方式
- c) 逆電圧期間+過電圧判定方式

a) は前述の部分ターンオフ保護と構成要素は同じである。実際にサイリスタに加わる逆電圧の時間幅を検出して、それが所定値以下の場合にはサイリスタは順方向の回復ができていないと判断し、順電圧が印加されると同時に、保護ゲートパルスをサイリスタに与え強制的に点弧して保護するものである。この方式は前述したようにサイリスタ毎に保護回路を設ける方式と PG にて一括して保護回路を設ける方式が考えられる。

b) は順方向過電圧を早く検出するため、dv/dt を検出して保護に使用するものである。図 5-14 に、サイリスタレベルにおいてこの保護回路を設けた場合の回路を示す。図において、R1 は抵抗器でサイリスタ保護ユニット TPU に電源を供給すると共に、逆電圧を検出するためにも使用されている。R2,R3,C1,C2 はスナバ回路であるが、ここに流れる電流がサイリスタに印加される dv/dt に比例することから、dv/dt 検出にも使用される。これらの逆電圧および dv/dt の情報が TPU に入力され、TPU にて保護の判定をし保護が必要な場合には、光ゲートを送出する。このため、光ゲートを伝送するライトガイドは光サイリスタの受光コネクタ近辺にて、PG からのものと TPU からのものが合成されてからサイリスタに入力される。

c) はサイリスタのリカバリ期間中に、サイリスタが耐え得る電圧をあらかじめ設定し、その電圧を印加電圧が越えた時点で保護をかける方式である。図 5-15 に、サイリスタレベルにおいてこの保護回路を設けた場合の回路を示す。図において、R1 は抵抗器で TPU に電源を供給すると共に、逆電圧を検出するためにも使用されている。R4,C1 はスナバ回路である。R2、R3 はサイリスタに加わる順方向電圧を検出するために接続されている。これらの逆電圧および順電圧の情報がサイリスタ保護ユニット（TPU）に入力され、TPU にて保護の判定をし保護が必要な場合には、光ゲートを送出する。このため、光ゲートを伝送するライトガイドは光サイリスタの受光コネクタ近辺にて、PG からのものと TPU からのものが合成されてからサイリスタに入力される。

更に b)と c)を兼ねた方式も考えられる。

どの方式でもサイリスタが自己点弧する可能性がある場合は、保護ゲートを供給してサイリスタを点弧させることにより保護している。

b)の方法は、dv/dt を検出するので、保護パルスを遅れ少なく早いタイミングで出すことができる利点がある。また c)の方法は、保護に必要なサージ電圧波高値を検出することから、FRP の保護動作を必要最小限に限定でき、保護動作によるシステムへの擾乱を最小限にできるという特徴がある。ただし、b)、c)どちらの方式も、光サイリスタの利点で

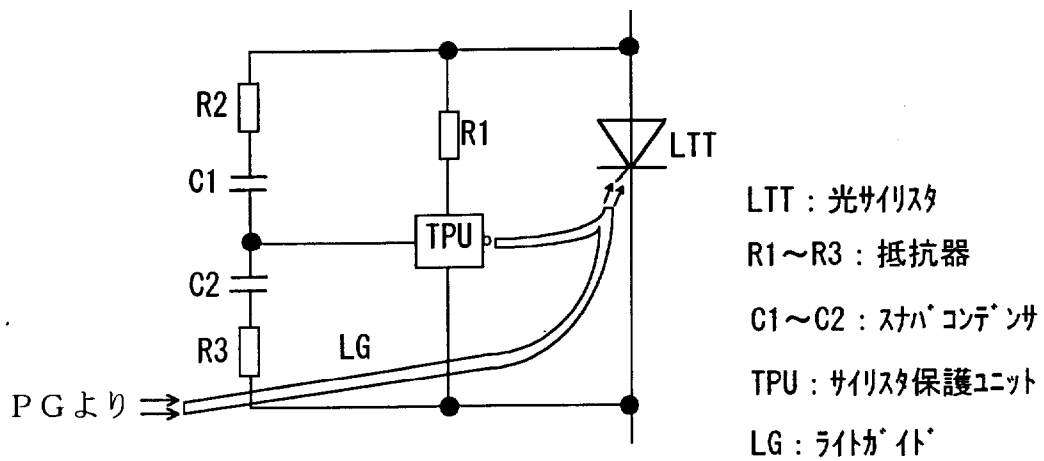


図 5-14  $dv/dt$  検出による FRP 保護

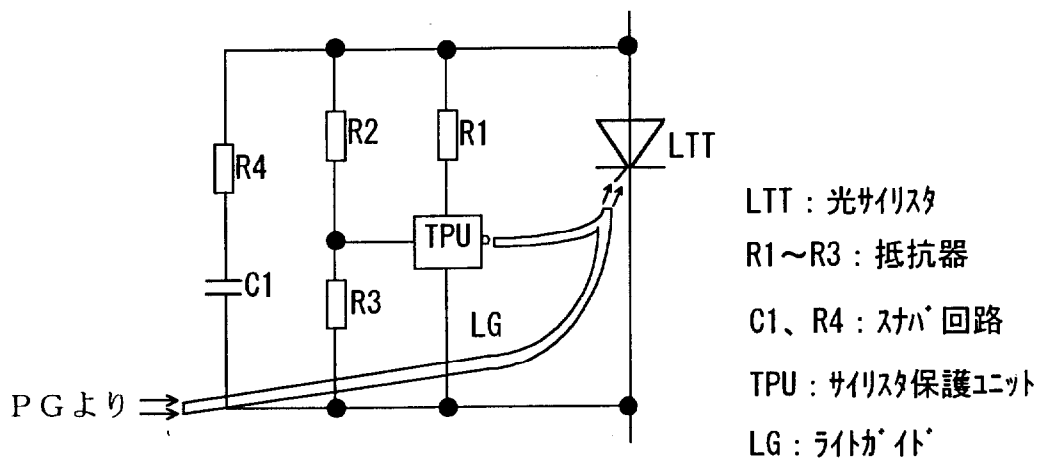


図 5-15 電圧レベル検出による FRP 保護

あるサイリスタ周辺回路のシンプルさが損なわれるという欠点がある。

一方、a)の方法は、保護ゲート送出を通常のゲート送出と同様に行うので、図 5-12 に示した部分ターンオフ防止回路をそのまま使用できる。このため特別な点弧回路を付与する必要がなく簡素であり、光サイリスタの特徴を損なわないという大きな利点がある。したがって、a)方式がもっとも光サイリスタバルブに適した FRP 方式と考えられる。

ただし、一度ゲートパルス発生器 (PG) へ F V 信号を送信するための時間遅れがありその分だけ、保護ゲートのタイミングが送れるという欠点がある。

この欠点にたいして、以下に示す検討をして実用的な対策を見出した。

### 1) リカバリ期間中の光サイリスタの耐量

はじめに、保護ゲートを供給するタイミングを検討するため、光サイリスタのリカバリ期間中の破壊耐量を調べた。

光サイリスタのリカバリ期間中に、順方向過電圧が印加された際に、保護ゲートが出て光サイリスタが点弧するまでは、光サイリスタには順方向電圧が所定の  $dv/dt$  で加わり続ける。従って保護ゲートの遅れは、リカバリ期間中にサイリスタがどれだけの電圧に耐え得るか、またはどれだけの電圧から自己点弧 (ゲートの供給なしに点弧すること) しても破損しないかによって、その許容値が決まる。

図 5-16 は、サイリスタのリカバリ期間中の電圧、電流波形を模式的に示したものである。5つのタイミングでサイリスタに順電圧が印加された時の、各タイミングでの電圧、電流波形を示している。例えば図中の 1 というタイミングの場合は、まだサイリスタのウェーハ内には多くのキャリアが残存しているため、順方向に電圧が印加されるとほとんど同時に自己点弧している。電流は自己点弧により急増している。サイリスタの自己点弧前に電流が流れているが、これはサイリスタに加わる  $dv/dt$  によって生じる変位電流である。図は電流スケールを誇張して示しているため、逆回復電流より大きくなっているが、実際は小さい。タイミングが 2 から 3 に移っていくにつれて自己点弧する電圧が高くなっていく。そして 4 のタイミングではもはや自己点弧はしなくなっている。この図より、通電終了からの経過時間が長くなるほど自己ターンオンする電圧が高くなり、それだけ自己ターンオンした時に破損する確率が高くなることが予想できる。ターンオン電圧が高い程スイッチングストレスが増加するためである。

図 5-17 に、実際に 6kV-2500A 定格の光サイリスタについて、常温にてリカバリ特性を測定した時のサイリスタの電圧波形を示す。ターンオフ時の逆電圧ピークは 950V、定常逆電圧は約 300V である。測定は順電圧の印加タイミングを、リカバリ期間より十分長い、通電終了後 100  $\mu$ s のところから始めて、次第に逆電圧期間が短くなる方向に移動していき、各タイミングでの波形を一枚の写真に撮影している。この図から、実際の光サイリスタのリカバリ特性も、図 5-16 に概念的に示した様相を示していることがわかる。

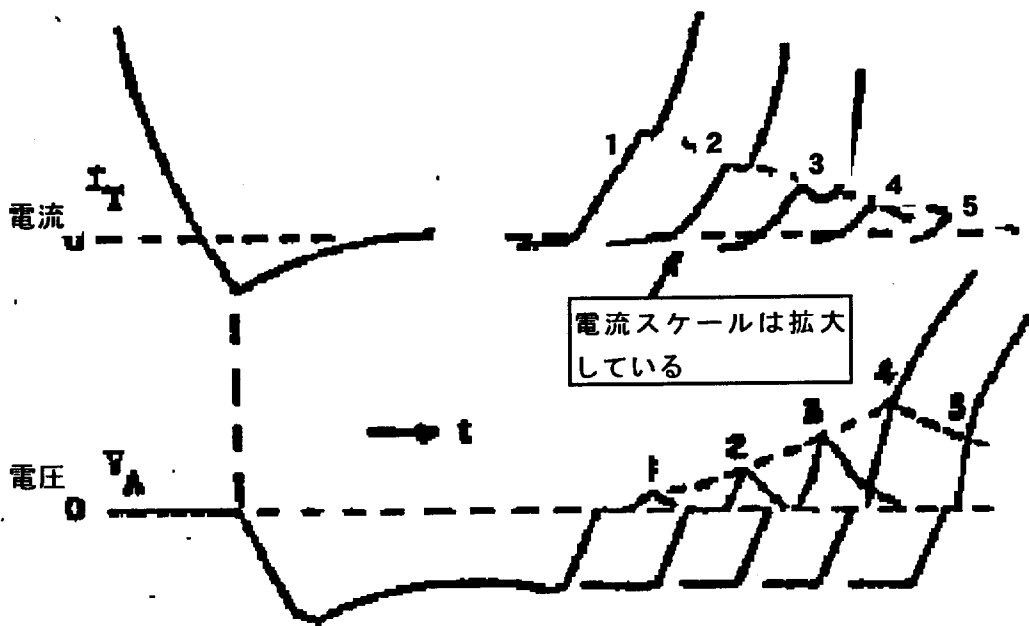
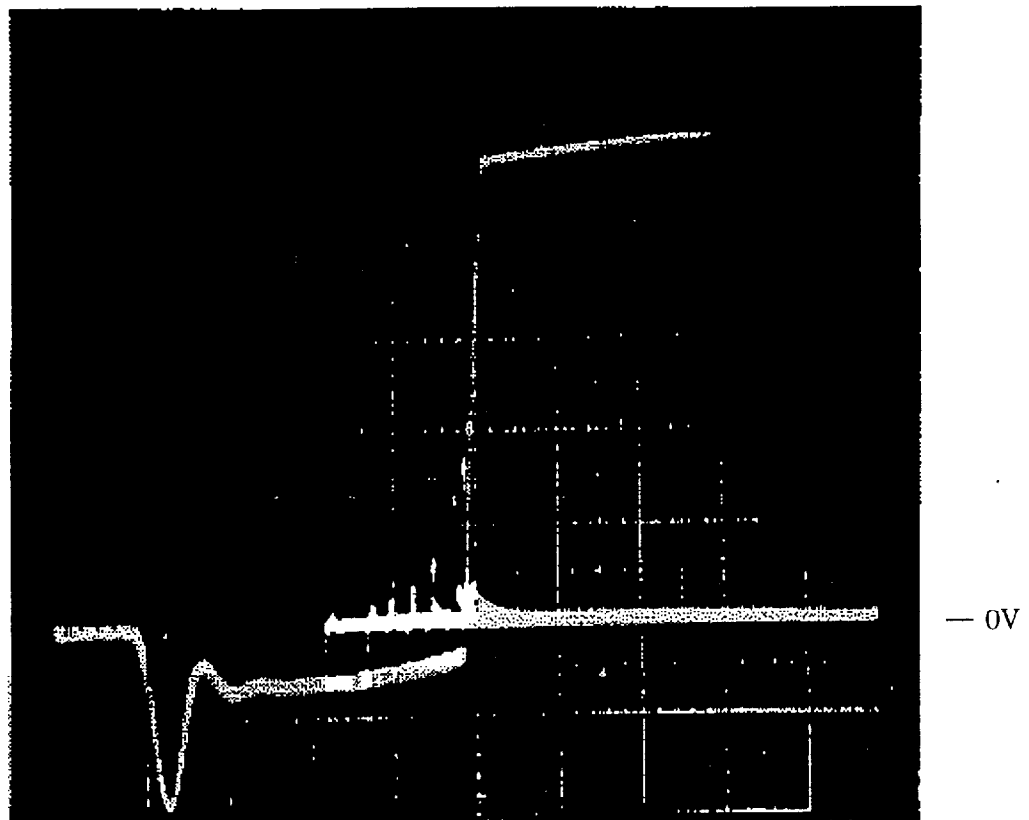


図 5-16 リカバリ特性の概念



500V/20  $\mu$  s/div.

図 5-17 6kV 光サイリスタのリカバリ特性

次に、実際に光サイリスタのリカバリ期間中の自己点弧による破壊電圧を測定した。条件を以下に示す。

- a) 試料：6kV-2500A 光サイリスタ、型式 SL2500JX21、10 個
- b) 温度：100°C （実運転時の最高温度相当）
- c) スナバ回路：1  $\mu$ F—25  $\Omega$  （代表的な定数、抵抗値は低めの想定）
- d) 順電圧 dv/dt：160V/ $\mu$ s

結果を表 5-2 に示す。

表 5-2 6kVLTT のリカバリ中の破壊耐量

No.	サンプル No.	破壊電圧
1	1L-13	>4000 V
2	1089	3700 V
3	1071	3500 V
4	1110	3000 V
5	675	2800 V
6	1L-1	2000 V
7	2L-8	>1200 V
8	1111	>1200 V
9	452	1200 V
10	610	1000 V

表より、破壊電圧は個々のサイリスタで大きくばらついていることがわかる。この理由はキャリアの消滅速度がシリコンウエーハの面内でばらついておりサイリスタ毎に異なるためと考えられる。過電圧が印加された時にどの位置のキャリアが多く残存しているかはサイリスタ毎に異なり、ゲート近傍でキャリアが多く残存していたサイリスタは、誤点弧した時に残存キャリアがゲート電流と同等の役割を果たすために、破壊電圧が高くなる。一方、ゲートから離れた位置でのキャリア残存が多いサイリスタは破壊電圧が低くなると推定できる。10 個の光サイリスタの最低の破壊電圧は 1000V であった。

この結果より、サイリスタ電圧が 1000V に達するまでに保護ゲートを供給できれば、リカバリ期間中の過電圧保護は有効と考えられることがわかった。

## 2) 許容される保護ゲートの遅れ

光サイリスタのリカバリ期間中の耐量が 1000V であることがわかったので、保護ゲートはサイリスタに順電圧が加わってからその電圧が 1000V に達する前に供給する必要がある。

サイリスタバルブの運転中に、外部から侵入してくる過電圧は、5-2 節で述べたように、AC または DC 側からの移行サージか、または周辺の事故による地絡過電圧である。移行サージは調相設備の投入・解列により、比較的頻度多く発生すると考えられる。波形は開閉インパルス性である。一方、地絡過電圧は地絡事故が稀頻度であり、さらにそれがサイリスタのリカバリ期間中の数 100  $\mu$ s の間に発生することを想定することになるので、現実的にはリカバリ中の地絡過電圧はその発生頻度が極めて稀なため考慮しなくてもよいと考えられる。



上記の考え方から、リカバリ中の過電圧としては、開閉インパルスを考慮すればよいことになり、その  $dv/dt$  は 1 サイリスタ当たり  $80V/\mu s$  程度となる。

従って、目標とする保護ゲートの遅れ  $T_{dpr}$  は次式で求められる。

$$T_{dpr} = 1000V / 80V/\mu s = 12.5\mu s$$

目標としては、余裕をみて  $10\mu s$  とする。

### 3) 高速な保護ゲート回路の開発

図 5-12 をみれば明らかなように、保護ゲート回路の応答速度は、①FV 信号、②LED 駆動トランジスタとそのベース駆動回路 AMP、③ゲートロジック回路の 3 つの部分の遅れの和として考えられる。そして、③は  $1\mu s$  以下と小さくまた単純なロジック回路であるから、さらに高速化する余地はない。従って保護ゲートの高速化は①と②の高速化が主体となる。

①の FV 検出回路の高速化は、a)発光部に高速、大光出力の LED を採用、b)光伝送に結合効率のよいバンドルタイプの大口径ライトガイドを採用、c)受光部に同一パッケージ内に受光部と増幅部が構成された高速光 IC の採用などの対策を講じた。

②のトランジスタと AMP 部の高速化は、a)高速スイッチングタイプトランジスタの採用、b)オーバドライブベース駆動を行うと共に、c)LED を含めた LED 駆動電流配線ループの極小化と、d)LED 駆動電源の高電圧化による LED 電流立ち上がりの高速化を図った。

これらの施策により、保護ゲートの遅れを  $7\mu s$  程度とすることができ、目標をクリアすることができた。

## 5-4、北海道本州連系第2極用光サイリスタバルブ

### 5-4-1 装置の概要

北海道本州連系第2極用光サイリスタバルブに実際に過電圧保護方式を適用し、その性能を工場にて検証した。そして実系統において1993年3月より現在まで良好に運転している。

図5-18に本州側変換所の単線結線図を示す。直流定格は250kV-1200Aで交流系統は275kVである。表5-3に光サイリスタバルブの主要定格を示す。空気絶縁、水冷式の4重バルブ構造で、6kV定格の光サイリスタを54個直列接続してバルブを構成している。

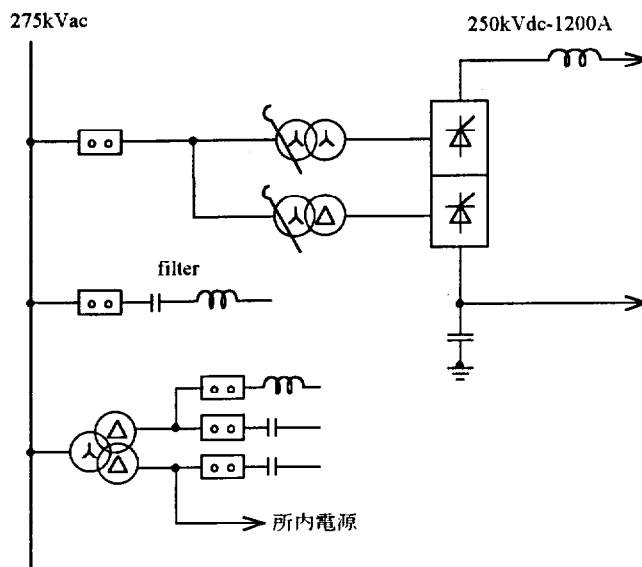
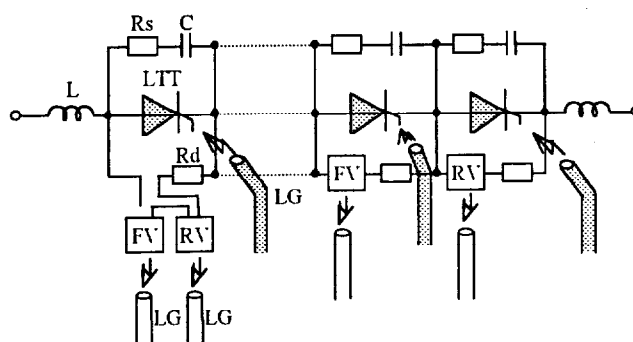


図 5-18 北海道本州連系第2極上北変換所単線結線図

表 5-3 北海道本州連系第 2 極サイリスタバルブ主要定格

項目	定格	項目	定格
直流定格	250kV-1200A	絶縁/冷却方式	空気/水冷
結線	12パルスブリッジ	アーム当り モジュール数	8
交流入力電圧/周波数	110kV/50Hz	バルブ構造	4重バルブ、自立型
使用サイリスタ	LTT, 6kV-2500A	バルブアレスタ 保護レベル	265kV
サイリスタ直列数	54/アーム	SIWL/LIWL	311kV
冗長サイリスタ数	2/アーム	点弧方式	光直接点弧、 光源は2重系

図 5-19 に光サイリスタを 7 個収納したバルブモジュールの回路図を示す。各光サイリスタにはサイリスタに加わる順電圧を検出して、大地電位のゲートパルス発生器へ送信する回路 FV が接続されている。この FV 信号は過電圧保護に利用されるほか、サイリスタ故障検出にも使用される。FV 信号が送信されなくなったことを検出して、当該サイリスタの故障と判定している。また 1 アーム当り 3 個の光サイリスタに対してサイリスタに加わる逆電圧を検出してゲートパルス発生器へ送信する回路 RV が接続されている。



L: バルブリアクトル  
FV/RV: 順電圧/逆電圧検出回路  
LG: ライトガイド  
Rd: 抵抗器

図 5-19 バルブモジュール回路図

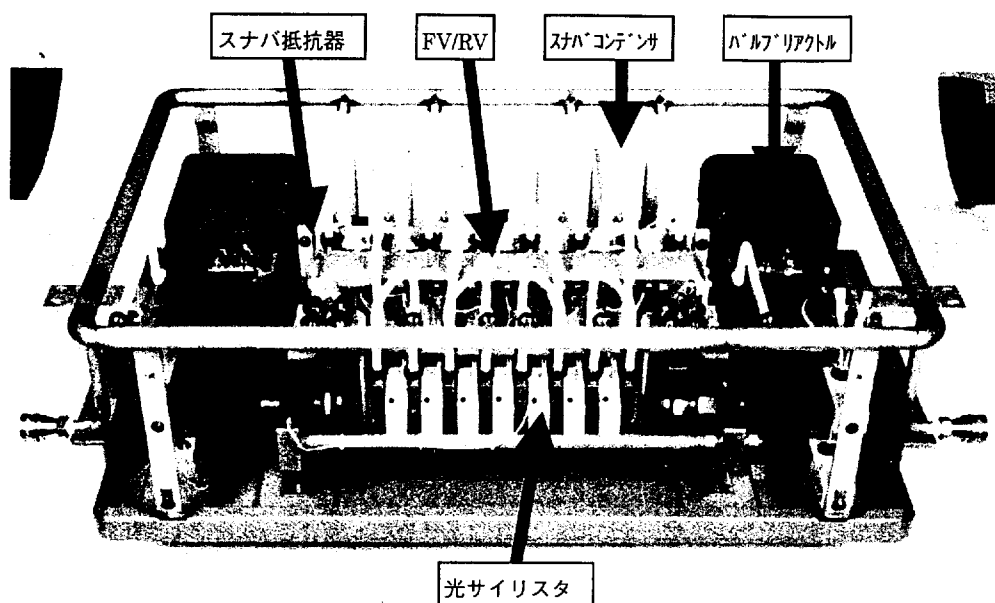


図 5-20 バルブモジュール外形

図 5-20 にバルブモジュールの外形写真を示す。モジュール前面に光サイリスタ 7 個が冷却用ヒートシンクと共にスタッキングされて設置されている。スタックの後部がスナバ回路用抵抗器とコンデンサである。バルブリアクトルはモジュールの左右に設置されている。FV/RV 検出回路はサイリスタの後方、スナバ抵抗器の上に設置されている。サイリスタ、スナバ抵抗器およびバルブリアクトルは水冷されている。外形は 1300 幅×860 奥行き×400 高さである。

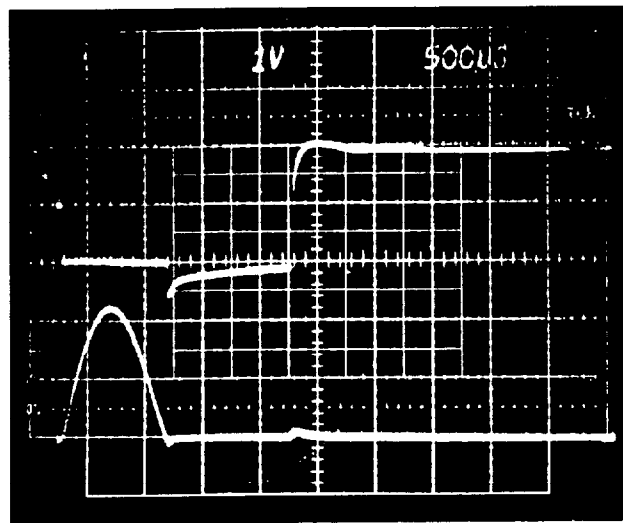
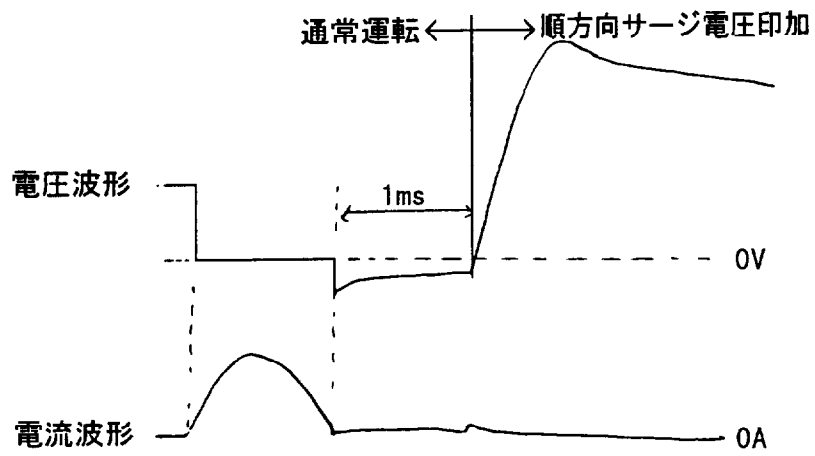
#### 5-4-2 過電圧保護の検証試験

形式試験として実施した過電圧保護の検証試験を以下に述べる。この装置では、保護ゲートを出すべき逆電圧期間を  $600\mu\text{s}$  に設定した。これはサイリスタのターンオフ時間  $400\mu\text{s}$  より  $200\mu\text{s}$  だけ長い時間である。

##### a) FRP 試験

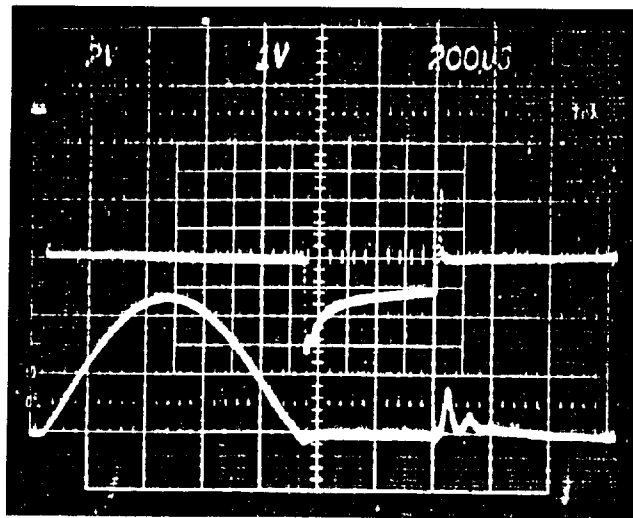
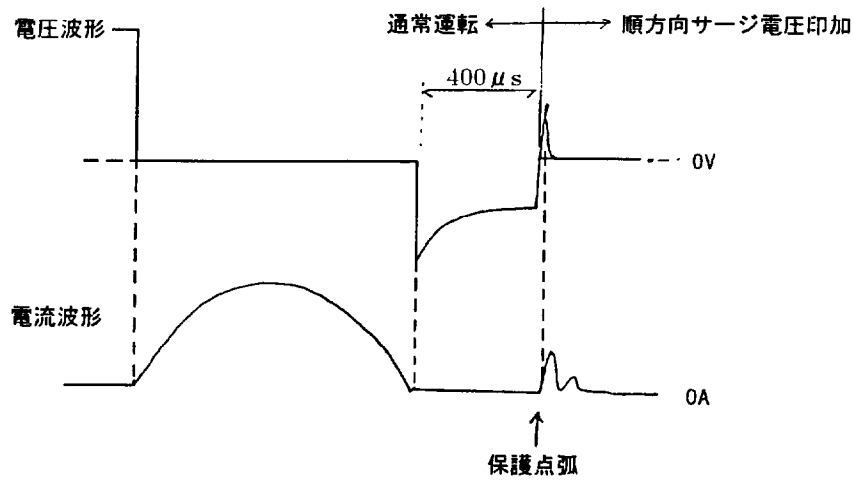
FRP 機能の検証試験は、バルブモジュールがインバータ運転を模擬した動作をしているときに、目標とするタイミングで開閉インパルスを印加することにより行った。印加した開閉インパルス電圧の波頭は規約波頭長である  $250\mu\text{s}$  とした。開閉インパルスの印加タイミングは保護期間外の通電終了後  $1\text{ms}$  および保護期間内の通電終了後  $200\mu\text{s}$  と  $400\mu\text{s}$  の合計 3 回とした。

図 5-21 に開閉インパルスを印加した瞬間のモジュール電圧と電流波形を示す。試験は始めにモジュールを電流ピーク  $1760\text{A}$ 、ターンオン電圧  $10\text{kV}$ 、余裕角  $1\text{ms}$  で連続運転する。そして定常状態に達した後、電流が 0 になってから  $1\text{ms}$  後に開閉インパルスを印加した。この試験ケースでは開閉インパルスが保護期間である  $600\mu\text{s}$  の外側で印加されたため、保護ゲートは出ずサイリスタが開閉インパルス電圧に耐えていることがわかる。



10kV/800A/500μs/div

図 5-21 FRP 試験 (保護点弧しない場合)



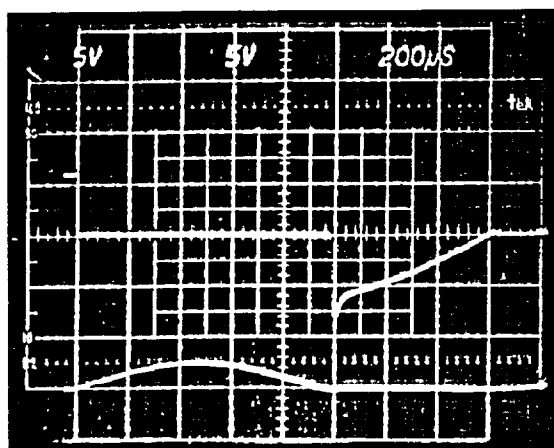
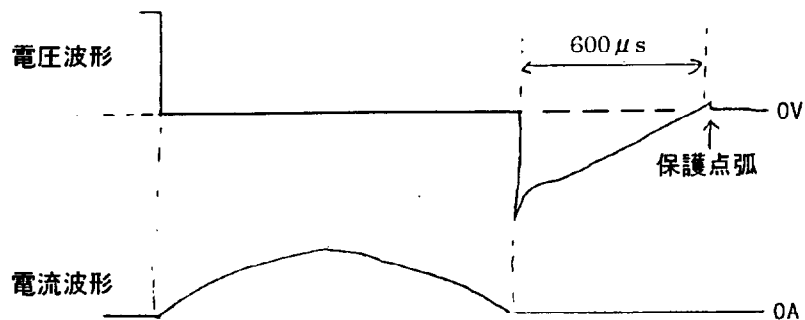
4kV/800A/200 μs/div

図 5-22 F R P 試験 (保護点弧した場合)

一方、図 5-22 は開閉インパルスを通電終了後  $400 \mu s$  経過後に印加した場合のモジュールの電圧、電流波形である。逆電圧幅が保護期間の  $600 \mu s$  よりも短いので、順電圧が印加されると同時に保護ゲートが出て光サイリスタは点弧していることがわかる。順電圧が印加されてからターンオンするまでの時間は  $8 \mu s$  であった。またターンオンした時のモジュール電圧は  $4200V$  であり、光サイリスタ 1 個あたりに換算すると  $600V$  であった。これは目標の  $1000V$  以下を下回っており、目標通りの高速な保護ゲートが送出され、光サイリスタが安全に保護点弧していることを確認できた。

b) 部分ターンオフ保護試験

インバータ運転中に交流電圧波形が歪んだことにより、サイリスタに加わる逆電圧期間が短くなったことを模擬した試験を行った。図 5-23 に試験時のサイリスタ電圧、電流波形を示す。逆電圧の時間が  $600\mu\text{s}$  しかないため、電圧波形が逆電圧から順電圧に切り替わった瞬間に保護ゲートが出てサイリスタはターンオンしている。



10kV/4kA/200μs/div

図 5-23 部分ターンオフ保護試験

#### 5-5、光サイリスタバルブの運転実績

以上に述べた光サイリスタの過電圧保護方式を採用したHVDC設備が現在国内4ヶ所で稼働中である。表5-4にこれらの設備で使用しているサイリスタ数を示すが、合計1656個であり、1999年まで1個の故障素子も発生していない。

これらの設備の稼働率は1996年の場合を例にとると、新信濃2号FCで99.3%、北本連系で93.3%、佐久間で97.5%であった。

これらのことより、ここで提案した過電圧保護方式は極めて有効であることが実運転でも実証されていることがわかる。

表5-4 光サイリスタバルブの運転実績

PJ名	運開年	定格	サイリスタ数/片端	故障サイリスタ数
新信濃2号FC	1992-6	125kV-2400A	336	0
北本連系第2極	1993-3	250kV-1200A	648	0
佐久間FC水銀整流器置換え	1993-6	125kV-2400A	336	0
南福光BTB	1999-3	125kV-2400A	336	0



## 5-6 第5章のむすび

光サイリスタバルブの過電圧保護方式に関する本章の研究結果をまとめると以下の通りである。

- (1) 光サイリスタバルブに加わる外部要因による過電圧（外部過電圧）は、従来の電気サイリスタバルブと同様に、バルブ端子間に接続するバルブアレスタにより抑制することができる。
- (2) 光サイリスタバルブにおけるサイリスタ直列数は、従来の電気サイリスタバルブと同様に、バルブアレスタが抑制する保護レベルをベースにして決定できる。
- (3) 外部要因による過電圧がサイリスタの通電終了直後の数  $100\mu\text{s}$  以内に侵入した場合には、サイリスタの耐電圧が完全に回復していないので、バルブアレスタでは保護できず特別な保護方式が必要である。これに対する保護方式は、電気サイリスタと光サイリスタとでは最適な方式に違いがでてくることを示した。
- (4) 複数個のサイリスタを直列接続して使用することに起因して発生する過電圧（内部過電圧）は、ターンオンおよびターンオフ時に特定のサイリスタに対して発生し、そのメカニズムは電気サイリスタと光サイリスタとで変わらないが、特にターンオン時については光サイリスタの方が過電圧が発生しにくいことを示した。
- (5) 上述の(3)の過電圧も含めて内部過電圧に対する保護は、電気および光サイリスタのどちらでも、サイリスタを強制的に点弧することによって行うことができるが、具体的な最適な方法は電気サイリスタと光サイリスタとで異なることを示した。
- (6) 周辺回路がきわめて簡素であるという光サイリスタバルブの特徴を生かしたままで実現できる内部過電圧保護方式を検討した結果、サイリスタに加わる逆電圧時間幅を常にモニタしておき、その幅が所定値以下になったら、常時のゲートパルスが発生するパルス発生器から、保護ゲートパルスを全光サイリスタに供給する方法が最も適していることを示した。
- (7) 上述の方式を採用した北本連系第2極向け光サイリスタバルブについて内部過電圧に対する保護性能を実験により確認した結果良好であることを示した。
- (8) 本過電圧保護方式を採用した光サイリスタバルブは、現在まで4箇所のHVDC設備で稼働中であるが、きわめて良好な運転実績を示している。

今後の課題としては、(3)で示した過電圧に対する保護領域の拡大がある。どのような保護方式でも、検出から保護ゲートパルスの発生までには遅れ時間がある。サイリスタの  $dv/dt$  耐量が向上するにつれて保護ゲートの遅れは同じであっても、ターンオンする時の電圧が高くなり、極端な場合は保護ゲートが供給される前に光サイリスタが自己点弧してしまい、破損する可能性がある。こうした大きな  $dv/dt$  に対しても確実にサイリスタを保護できれば、従来以上に信頼度を向上させることができる。

## 第6章 結論

## 第6章 結論

本論文は、直流送電用サイリスタバルブを更に小形にすると共に電力損失を低減することを目的として、①使用するサイリスタの特性の最適化、②サイリスタの耐電圧特性の経時変化を明らかにすることによるバルブの絶縁レベルの低減、③絶縁距離の縮小化および④光サイリスタバルブに適した過電圧保護方式の開発という4つの技術課題を解決し、それを実製品に適用する技術開発をおこなったものである。

本研究全般の成果を基本として、紀伊水道HVDC用サイリスタバルブが設計・製作された。図6-1にその外形を示す。紀伊水道HVDC<sup>(31),(60),(66)</sup>は、四国の橋湾に設置された石炭火力発電所で発電した電力を、51kmの直流海底ケーブルと同じく51kmの直流架空線で関西方面に送電するもので、最終定格容量が2,800MW、±500kV-2800Aと、現在稼働中の北海道本州HVDCの600MWに比べて4倍以上の容量であり、世界でも屈指の大容量HVDCシステムである。半分の容量が第1期として2000年7月から営業運転に入る予定である。

また、本研究第5章の光サイリスタバルブの過電圧保護に関する研究成果は、下記に示す5ヶ所のHVDCあるいはBTB設備用サイリスタバルブの設計・製作に適用された。

- (1) 東京電力 新信濃2号FC 300MW
- (2) 電源開発 北海道本州HVDC第2期 300MW
- (3) 電源開発 佐久間FC 300MW
- (4) 中部電力 南福光BTB 300MW
- (5) 中部電力 東清水FC 300MW

東清水FCは現在、現地調整中であるが、その他の設備は良好な実績で運転中である。

本論文で得られた結果をまとめると以下のようなになる。

第2章では、バルブを構成するサイリスタの特性を最適に選定する手法を開発するため、サイリスタ特性のうちオン電圧のみに注目し、これを低くすることにのみ注力してきたためスナバ回路の外形、損失が大きくなっていったという従来の問題点を明らかにした。そして、オン電圧と逆回復電荷は互いにトレードオフ関係にあるため、バルブの外形および損失を最小化する観点から最適な特性値の組み合わせが存在することを示し、具体的な最適値決定手順を示した。オン電圧の最適値は従来よりも大きな値となるが、サイリスタバルブ全体では7~22%程度の寸法縮小と損失低減が図れる。またBTBシステムでは、任意にシステムの直流電圧、電流を決定できることからサイリスタのシリコンウエーハの大きさ

を決定したあと、最適なサイリスタの定格電圧、定格電流を選定することで、バルブの外形、損失を最小化することができることを述べた。さらにサイリスタのターンオフ時間がシステムに与える影響を定量的に明らかにした。

第 3 章では、バルブの試験電圧を決定する際に考慮しているサイリスタ耐電圧の経時変化について、従来まとまった報告がなされていなかったことから、実際にフィールドで 16 年間使用したサイリスタを 8 個サンプリングし、諸特性を調査して初期値と比較することにより、検討した。調査の結果、耐電圧の指標である漏れ電流に増加傾向は認められなかった。また試験電圧に直接関係する耐電圧の経時変化について、漏れ電流を指標として温度及び電圧を加速して劣化試験を実施し今後の余寿命を推定した結果、今後の長年月の使用に対して耐電圧は安定していると予想された。これにより、バルブの期待寿命の範囲ではサイリスタの耐電圧は低下しないことを示し、1998年に改定された IEC のサイリスタバルブ試験規格に反映された。一方、その他のサイリスタ特性は概ね安定していたが、ターンオフ時間と逆回復時間は 39% および 30% の減少、オン電圧は 4% の増加が認められた。これらの変化の原因解明は今後の課題である。

第 4 章では、サイリスタバルブを小形化するため絶縁設計思想の合理化により絶縁距離を縮小化した。具体的にはバルブ絶縁を構成するいくつかの要素のなかから、特にバルブの外形に影響が強い、バルブモジュール上下間の空間絶縁の短縮と絶縁支柱の沿面絶縁距離の短縮を検討した。空間絶縁については、始めに高速表面電荷法によるバルブモジュール上下間の電界解析により最適なモジュールシールドやモジュール底部の曲率と空間絶縁距離の関係を求めた。次に解析結果の妥当性をモデルによる実験で確認した。さらにバルブの小形化に大きな影響のある沿面絶縁距離の決め方を見直した。まず想定した温度や湿度などの環境条件下での絶縁物の  $V-t$  特性を求め、その結果から想定する寿命を満足するような沿面平均電界を明らかにした。これらの研究成果を 500kV 定格のサイリスタバルブに適用すると従来より高さを 18% 低くすることができる。さらに水冷方式で問題となる、冷却水が漏れた時の絶縁への影響について明らかにし、実際にシステムを運用する場合の保護装置との協調法を明らかにした。

第 5 章では、光サイリスタを適用し、ゲート電子回路を不要とすることにより、小形化を図った光サイリスタバルブにおいて、光サイリスタに適した過電圧保護方式を開発し、それを実製品に適用し、性能検証した結果を述べている。始めにサイリスタバルブに印加される各種過電圧をその侵入経路と発生形態の観点から整理し、それらの過電圧に対して提案されている保護方式を検討した。次に、直列接続されたサイリスタの 1 部のサイリスタにのみ印加される過電圧に対して提案されている複数の保護方式について詳細に比較検討した。その際特にサイリスタ周辺回路が極めて少ないという光サイリスタの特徴を失わな

い過電圧保護方式に注目した。必要な部品数とその設置位置、過電圧時のサイリスタやスナバ回路のストレスなどについて比較検討した結果、大地電位に設置された PG 盤に保護回路を設置して、全直列光サイリスタを一括で保護する方式が最適であることを明らかにした。保護ゲートを出力するまでの遅れが大きいというこの方式の欠点を解決して実系統用の光サイリスタバルブに適用し、工場での型式試験により期待通りの性能を有することを確認した。

本研究の成果を生かした光サイリスタバルブは、今後の HVDC システムの更なる普及に大いに貢献すると考えられる。また、今後の課題としては下記が考えられ、今後も継続的な研究、開発が望まれている。

- (1) サイリスタ特性、特にオン電圧とターンオフ特性の更なる改善
- (2) サイリスタの各種特性の長期安定性と変動メカニズムの解明
- (3) 光サイリスタ用過電圧保護の更なる高速化と保護領域の拡大

—以上—

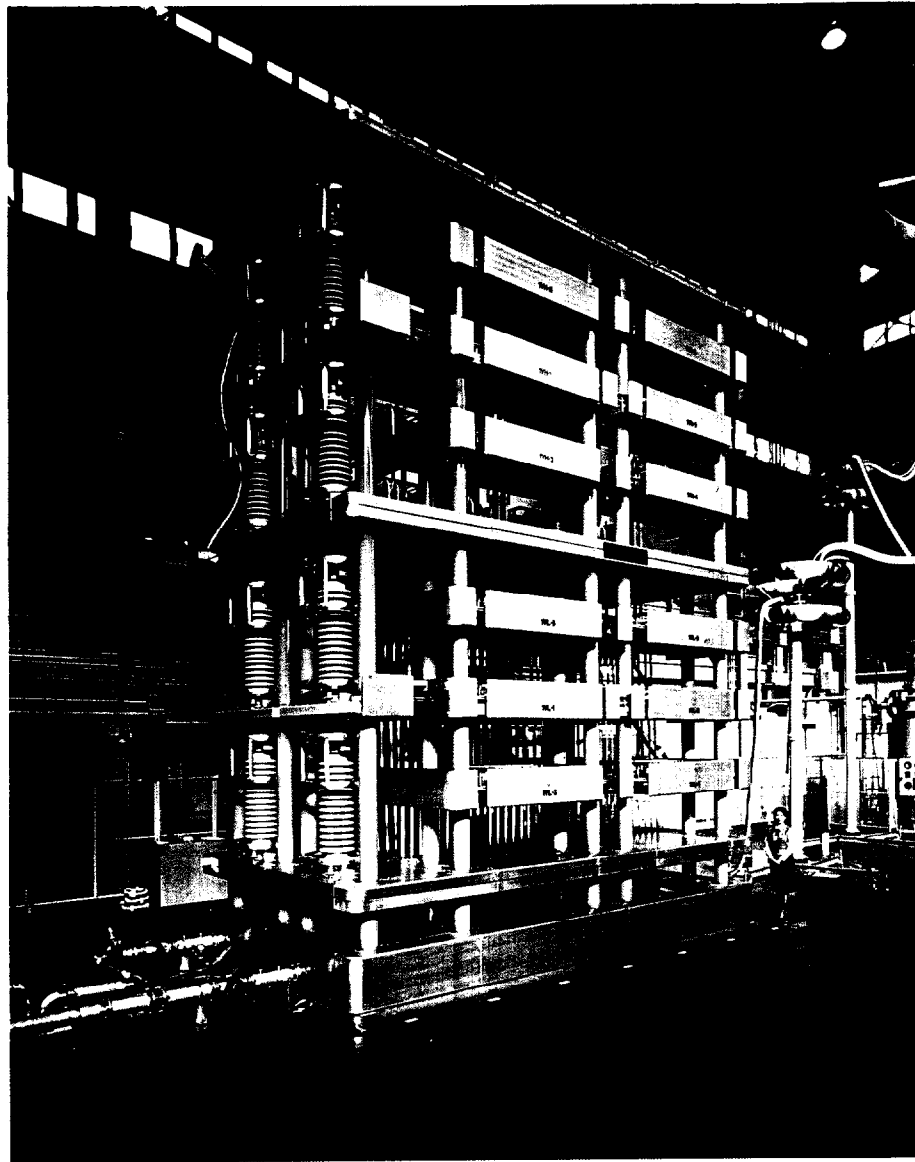


図6-1 紀伊水道 HVDC 用サイリスタバルブ

# 謝 辞

本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なご指導、ご鞭撻を賜りました東京工業大学深尾正教授に厚く御礼申し上げます。

本論文の作成に際し、貴重なご意見、ご指導を戴きました東京工業大学石井彰三教授、安岡康一助教授、高橋宏治助教授、佐藤之彦助教授に厚く感謝いたします。

また、本論文の取りまとめを強く勧めていただき、最後まで激励戴いた、豊田工業大学今井孝二教授ならびに(株)東芝 小林淳男技監に感謝いたします。

日頃より、製品を通じてご指導を頂いている、電源開発株式会社、東京電力株式会社、中部電力株式会社、四国電力株式会社および関西電力株式会社の関係各位に深謝いたします。

また本研究を進めるに際し、深いご理解と有意義なご意見を戴きました、(株)東芝情報社会システム社 井野口晴久技監、池田博技師長、堺高見部長、菊池秀彦グループ長に感謝の意を表します。

部品の開発に際しまして、(株)東芝セミコン社、日金電磁工業株式会社、(株)東芝ディスプレイ・部品材料社、カワソーテクセル株式会社、ニチコン株式会社およびヤギシタ電機株式会社の関係各位に、日頃からのご協力を深謝致します。

## 著者の研究業績

### 1. 電気学会論文誌

- (1) 田辺 茂、小林淳男、「直流送電用サイリスタバルブ用サイリスタの特性最適化についての検討」電学誌B、117巻、7号 (H9年7月)
- (2) S.Tanabe, T.Hasegawa, K.Yamaji, Y.Irokawa. "Insulation Characteristics of Thyristor Valve for HVDC Valve". 電学誌B、117巻、6号 (H9年6月)
- (3) 吉田良男、山地幸司、三瓶雅俊、腰塚正、西脇進、田辺茂、小林昭夫、柳父悟、「ガス遮断器を用いたHVDCバイパススイッチ転流特性」電学誌B、115巻11号 (H7年11月)

### 2. IEEE

- (1) S.Tanabe, S.Kobayashi, M.Sampe. "Study of Overvoltage Protection in HVDC Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.15, No.2 (H12年4月予定)
- (2) S.Tanabe, M.Sampe, H.Takeda, S.Kobayashi. "Secular Change in Characteristics of Thyristors Used in HVDC Valve". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.12, No.3 (H9年7月)
- (3) S. Kobayashi, S.Tanabe, K.Itoh, "Study of Turn-on Test Method for High-voltage Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No.1 (H5年1月)
- (4) H.Nishikawa, M.Sukehara, T.Yoshida, T.Takahashi, S.Tanabe, N.Amiji, T.Sasaki, "Thyristor Valve Gap Less Arrester Element Life Time Performance and Thermal Stability", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-104.No.7 (S60年7月)
- (5) S. Kobayashi, T.Takahashi, S.Tanabe, T.Yoshino, T.Horiuchi, T.Senda, "Performance of High-voltage Light-triggered Thyristor Valves", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-102, No.8 (S58年8月)

### 3. IEEE 以外の海外発表論文

- (1) S.Tanabe, T.hasegawa, K.Yamaji, Y.Irokawa. "A 500-kV HVDC Valve Using 8-kV LTT", 6<sup>th</sup> International Conference on AC/DC Power Transmission, London (H8年4月)
- (2) S.Tanabe, S.Irokawa, "Recent Technical Advancement of Thyristor Valve for HVDC Transmission Systems", International Conference on Energy Management and Power Delivery, EMPD'95, Singapore (H7年11月)



- (3) S.Tanabe, S.Kobayashi, "Operational Test Methods on Valve Sections for HVDC Thyristor Valve", CIGRE Symposium Tokyo 1995 (H7年5月)
- (4) T.Takahashi, H.Ino, S.Kobayashi, S.Tanabe, T.Horiuchi, T.Senda, "125kV-1800A Light-triggered Thyristor Valve for HVDC Transmission", International Conference on DC Power Transmission, Montreal (S59年6月)

#### 4. 雑誌等

- (1) 吉田良男、田辺茂、「交直変換用サイリスタバルブの最新技術」、電気評論、H10年6月号
- (2) 堀江宏道、田辺茂、「サイリスタバルブ用アノードリアクトル磁心—パワーエレクトロニクス用粉末磁心の開発動向—」、日本応用磁気学会誌、Vol.22、No.2 (H10年2月)
- (3) 田辺茂、菅雅弘、武田秀雄、「サイリスタバルブと直流送電機器」、東芝レビュー、Vol.49、No.6 (H6年6月)

## 参考文献

- 1) M.Yasuda, K.Mizushima, Y.Kato, A.Seki, "Shin-Shinano Frequency Converter Station", CIGRE 14-02, 1978
- 2) 桜井武一、大原順次、橋本定治、堀内恒郎、広瀬宏行、関谷恵輔、清水英一、「東京電力(株)新信濃変電所納入300MW周波数変換設備、東芝レビュー、33巻1号、(1978)
- 3) T.Takenouchi, K.Mizushima, Y.Kato, K.Morotani, "Hokkaido-Honshu HVDC Link", CIGRE 14-03, (1980)
- 4) 久野守一、酒井満、堀内恒郎、小林淳男、「北海道・本州間電力連系設備」、東芝レビュー、35巻1号、(1980)
- 5) F.Nakajima, T.Yamazaki, K.Itoh, T.Sakai, "Design and Type Test of a Light-triggered Thyristor Valve for Back-to-Back Systems", IEEE, Transactions on power delivery, Vol18, No1, Jan. 1993
- 6) 田辺茂、菅雅弘、武田秀雄、「サイリスタバルブと直流送電用機器」、東芝レビュー、49巻6号、(1994)
- 7) Y.Sekine, T.Hayashi, K.Abe, Y.Inoue, S.Horiuchi, "Application of Power Electronics Technologies to Future Interconnected Power System in Japan", CIGRE Symposium Tokyo 210-03, May 1995
- 8) Y.Kobayashi, K.Suzuki, K.Hagawa, K.Takanishi, "Planning of Back-to-Back System in Central Area of Japan", CIGRE Symposium Tokyo 210-05, May 1995
- 9) H.Ooi, H.Magoroku, N.Honjo, "Refurbishment and Operational Performance of Sakuma Converter Station", CIGRE Symposium Tokyo 420-01, May 1995
- 10) Takagi, M.Egawa, M.Hirose, M.Ohtsuki, I.Matori, "Analysis on Higashi-Shimizu Frequency Converter Station for Improving System Performance." CIGRE Symposium Tokyo 410-02, May 1995
- 11) 松本寿彰、伊藤克郎、田辺茂、西沢寛、「50MW周波数変換設備用サイリスタバルブ」、昭62電学会全大、No.934、(1987)

- 1 2) H.Ooi, et.al, "Operating Experience of Hokkaido-Honsyu High-Voltage Direct Current Link", IEEE transactions on Power Delivery, vol.12, No.3, July 1997
- 1 3) 村岡泰夫、「変換器、素子技術の現状と開発動向」、平9 電学会全大、S.23-2、(1997)
- 1 4) 田辺茂、松本寿彰、大久保清司、茂木茂、「500kV-1800A 光サイリスタバルブの開発」、昭62 電学会全大、No.936、(1987)
- 1 5) 小林淳男、「パワーエレクトロニクス装置の小形軽量化-冷却・絶縁技術の進歩」昭55 電学会全大、S.7-3、(1980)
- 1 6) 今井孝二、「変換器の技術開発-大変量変換器開発を中心として」、昭50 電学会全大、S.8-4、(1975)
- 1 7) H.Ooi, S.Kobayshi, H.Kashiwazaki, "Development and Operational Experience of Light-triggered Thyristor Valves at Sakuma Frequency Converter Station", IEEE Electric Asia, Oct. 1986
- 1 8) 小林淳男、「サイリスタバルブにおけるターンオフ過電圧の解析」、電学論B、31、25~32 (1976-5)
- 1 9) Nakagaki,T.Uchida et al., "Studies of Aseismic Measure for Multistage Thyristor Valves", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol6, No4, (1991-10)
- 2 0) 電気学会 直流送電専門委員会編、「直流送電技術解説」、電気学会、1978-3
- 2 1) JEC-2410-1998、「半導体電力変換装置」、P 87~93、解説 12. サリスタ変換器の電圧による損失
- 2 2) 竹内南、五十嵐行雄、小宮山富夫、荒木洋一、「3000A-4000V サリスタの特性」、電学会電子デバイス研究会、EDO-79-111 (1979-9)
- 2 3) 田辺茂、高橋忠、角田良昭、金谷昌寿、田所雄一、「高電圧サイリスタバルブ用 6kV-2.5kA 光サイリスタの開発」、平元電学会全大、No.481、(1989)
- 2 4) 長谷川泰三、山地幸司、色川裕之、村尾武、伊村正幸、福田美也子、「500kV 級光サイリスタバルブの開発」、平7 電学会B部門大会、No.617、(1995)

- 2 5) 山田正人、橋本隆輝、色川裕之、松本寿彰、矢野利行、田辺茂、「高電圧・大容量光サイリスタの圧接技術」、平7 電学会全大、No.677、(1995)
- 2 6) 高橋忠、角田良昭、片山貴雄、川口敏雄、「高電圧サイリスタバルブ用高性能、高信頼性の光トリガシステムの開発」、平元電学会全大、No.1114、(1989)
- 2 7) Milan Cepek, Jear Douville, Gilles Fecteau, Ryzard Malewski, "Loss Measurement in High Voltage Thyristor Valves." IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.9, No.3, 1994
- 2 8) S.Tanabe, S.Irokawa, "Recent Technical Advancement of Thyristor Valve for HVDC Transmission System", International Conference on Energy Management and Power Delivery, (1995-8)
- 2 9) 小林淳男、高橋忠、「サイリスタ素子の進歩」、昭60 電学会全大、S.12-4-2、(1985)
- 3 0) S.Kobayashi, T.Takahashi, S.Tanabe et al, "Performance of High Voltage Light-triggered Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-102, No.8, (1983-8)
- 3 1) T.Hasegawa, K.Yamaji, H.Irokawa, S.Tanabe, "A 500kV HVDC Valve Using 8-kV LTT", 6th International Conference on AC/DC Transmission, (1996-4)
- 3 2) T.Nimura, Y.Tsunoda, Y.Tadokoro, N.Yamano, "A 8kV Light Triggered Thyristor", ISPSD 1995, May 1995, Yokohama, Japan
- 3 3) 二村知樹、角田良昭、田所雄一、山野伸明、北澤英明、「3500A-8kV 光トリガサイリスタ」、電気学会電子・デバイス研究会、SPC-95-69、1995
- 3 4) 小林淳男、田辺茂、松下徹志、「高電圧サイリスタバルブにおける素子直列数に関する考察」、昭52 電学会全大、No.1146、(1977)
- 3 5) S.Kobayashi, S.tanabe, K.Itoh, "Study of Turn-on Test Method for High-voltage Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power delivery, Vol8, No1, Jan. 1993
- 3 6) K.Murabayashi, T.Takahashi, S.Tanabe, H.Ikegame, S.Motegi, S.Kobayashi, N.Itoh, "Development of a 500kV Light-triggered Thyristor Valve for HVDC Transmission", IEEE MONTECH86, Oct. 1986, Montreal, Canada

- 3 7) S.Tanabe, S.Kobayashi, "Operational Test Methods on Valve Sections for HVDC Thyristor Valve", CIGRE Symposium Tokyo 420-02, May 1995
- 3 8) T.Takahashi, K.Imai, S.Kobayashi, "The Thyristor Valve Design Considering the Critical Dynamic Condition", IPEC-Tokyo PP1268-1272, April 1990
- 3 9) H.Ohashi, H.Matsuda, T.Ogura, T.Tukakoshi, Y.Yamaguchi, "Directly Light-triggered 4kV-1500A Thyristor(SL1500GX21)", Toshiba Review, No.131 PP19-22, Feb. 1981
- 4 0) 長谷川 泰三、山地 幸司、色川 裕之、竹田 正俊、樽木 博一、「6 インチ光直接点弧サイリスタを適用した高性能サイリスタバルブの開発」、電気学会論文誌 B、117 巻 7 号、(1997)
- 4 1) 吉田 良男、橋本 隆輝、色川 裕之、石田 俊彦、「500kV 大容量サイリスタバルブの開発」、平 8 電学会 電力・エネルギー部門大会、No.48、(1996)
- 4 2) C.V.Thio, J.B.Davies, K.L.Kent, "Commutation Failures in HVDC Transmission Systems." IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.11, No.2,1996
- 4 3) CIGRE WG 14.17, "Semiconductor Power Devices for Use in HVDC and Facts Controllers", CIGRE Pub.112, April 1997
- 4 4) 浅野 勝則、菅原 良孝、「8kV-3.5kA 級光サイリスタの性能指数」、平 10 電学会全国大会、No.736、(1998)
- 4 5) 中川 興史、「電力系統におけるパワーエレクトロニクスの応用」、電気学会 半導体電力変換研究会、SPC-98-14、(1998)
- 4 6) 加藤 修治、渡辺 篤雄、雀 宰豪、横田 武司、石川 勝美、上条 仁、「6kV-5.5kA 大容量光サイリスタ」、平 8 電学会電力・エネルギー部門大会 No.635、(1996)
- 4 7) P.A.Mawby, J.Zeng, M.S.Towers, D.Crees, "Modeling of a Fully integrated Light-triggered Thyristor with Built-in Self-protection", EPE 95, PP2.268-2.272, Sevilla, Spain, 1995
- 4 8) Milan Cepek, Chandra P. Krishnayya, "Thyristor Aging", Powercon '98, Beijing, 1998
- 4 9) V.A.K.Temple, "Controlled Turn-on of High Voltage Light triggered Thyristors", Report No.82CRD325, GE Technical Information Series, Dec. 1982

- 5 0) T.Hasegawa et al. , “ Desigh of 500kV cmpact converter statious of the Kii Channel HVDC Link”, CIGRE Tokyo Symposium , May 1995
- 5 1) 三瓶雅俊、畑野雅幸、助原正巳、大島巖、田辺茂、上野茂、「SF<sub>6</sub>ガス絶縁水冷サイリスタバルブの開発」、昭 63 電学会全大、No.498、(1988)
- 5 2) IEC Publication 700 1981 , “Testing of semiconductor valves for highvoltage d.c. power transmission”
- 5 3) IEC Publication 60700-1 1998, “Thyristor valves for high voltage direct current (HVDC) power transmission-Part1 : Electrical testing”
- 5 4) 大島巖、茂木茂、吉田哲雄、小林淳男、堀内恒郎 , 「風冷サイリスタバルブの絶縁特性」, 電気学会放電研究会資料 , ED-79-67 (1979-11)
- 5 5) 山田慎、黒田博文、谷口安彦、田辺茂、「サイリスタバルブ用 FRP 支柱の直流 V - t 特性」、平 9 電学会全大 No. 304、(1997)
- 5 6) 大植康司、山地幸司、色川裕之、中垣薫雄、伊村正幸、「直流送電用 500kV 級サイリスタバルブの構造開発」、平 8 電学会全大 No.743、(1996)
- 5 7) 長谷川泰三、山地幸司、色川裕之、田辺茂、藤本貴文、「大容量・高電圧直流送電用バルブモジュールの開発」、平 7 電学会全大 No.678、(1995)
- 5 8) 吉田良男、浅野勝則、山地幸司、広瀬昌弘 他、「500kV 大容量サイリスタバルブの耐震性評価手法の検討」、電気学会論文誌 B、115 卷 11 号、(1995)
- 5 9) H. P. Lips, “Water Cooling of HVDC Thyristor Valves.” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.9, No.4, 1994
- 6 0) 竹治直昭、高畑浩二、色川裕之、西脇進、腰塚正、田辺茂、「直流 500kV GIS 用抵抗投入方式断路器によるサイリスタバルブの保護」、平 7 電学会 電力・エネルギー部門大会 No.580、(1995-8)
- 6 1) 茂木茂、寺西常治、村瀬洋、大島巖、田辺茂、「導電性液体が付着した FRP 絶縁筒の沿面放電特性」、平 3 電学会全大 No.311、(1991)

- 6 2) 吉田良男、山地幸司、三瓶雅俊、腰塚正、西脇進、田辺茂、小林昭夫、柳父悟、  
「ガス遮断器を用いた HVDC ハイパススイッチ転流特性」、電学会論文誌 B、115 巻 11 号  
(1995-11)
- 6 3) 茂木茂、谷口安彦、寺西常治、大久保仁、田辺茂、「不平等気中ギャップの直流放電  
特性」、昭 62 電学会全大 No.728、(1987-4)
- 6 4) 助原正巳、大島巖、吉田哲雄、佐々木隆、東畑孝二、「サイスタバルブ A-K 間電圧波  
形印加時の ZnO 素子の寿命特性」、昭 61 電学会全大 No.1231、(1986-3)
- 6 5) 堀内進、栗田篤、佐々木隆、東畑孝二、助原正巳、大木二三男、「酸化亜鉛素子の  
交直変換所用アーク適用評価」、昭 61 電学会全大 No.1227、(1986)
- 6 6) 茂木茂、大久保仁、谷口安彦、高橋忠、池亀博夫、「直流 500kV 気中絶縁(接地構造  
物の影響)」、昭 61 電学会全大 No.1128、(1986)
- 6 7) 小林淳男、高橋忠、堀内恒郎、「最近のサイスタバルブ」、電学会電力技術研究会、  
PE-86-9、P79~88、(1986-3)
- 6 8) 伊藤克郎、吉野輝雄、高橋忠、小林淳男、荒井純一、「サイスタ変換器の過電圧検討」、  
昭 60 電学会東京支部大会 No.132、(1985)
- 6 9) 助原正巳、吉田哲男、池亀博夫、大島巖、「純水循環モデルの長期課電試験」  
昭 60 電学会東京支部大会 No.62、(1985)
- 7 0) 助原正巳、吉田哲男、田辺茂、茂木茂、西川尚男、小林淳男、「DC500kV 用ライカ  
ト絶縁検証」 昭 59 電学会全大 No.305、(1984)
- 7 1) 助原正巳、吉田哲雄、網治登、伊野秀俊、高橋忠、西川尚男、「サイスタバルブ A-K  
間電圧波形印加時の ZnO 素子の寿命特性」、昭 59 電学会全大 No.1217、(1984)
- 7 2) 吉田哲雄、助原正巳、田辺茂、高木邦彦、西川尚男、「サイスタ保護用 ZnO 素子の  
寿命評価」 昭 56 電学会全大 No.167、(1981)
- 7 3) 山田宏、大井寿、佐々木隆、小島宗次、西脇進、大島巖、関谷恵輔、「直流変換所  
用酸化亜鉛形避雷器の開発」 昭 58 電学会全大 No.934、(1983)
- 7 4) 山田宏、小林淳男、西川尚男、高木邦彦、岸本芳幸、田辺茂、吉田哲雄、助原正巳  
「佐久間水冷バルブ直流課電試験結果」 昭 57 電学会全大 No.438、(1982)

- 7 5) 助原正巳、吉田哲雄、池亀博夫、高木邦彦、西川尚男、「純水中の破壊電圧」  
昭 56 電学会東京支部大会 No.17、(1981)
- 7 6) W.Braun、W.Fahnrich、W.Fischer、K.Sadek、"Emergency Replacement of a  
500kV HVDC Converter at Sylmar East." EPE '97、Trondheim、1997
- 7 7) H.P.Lips、J.Matern、R.Neubert、L.Popp、M.Uder、"Light Triggered Thyristor  
Valve for HVDC Application." EPE '97、Trondheim、1997
- 7 8) 山田正人、広瀬昌弘、色川裕之、山内四郎、山本律、樗木博一、「サイリスタバルブ絶縁  
物表面の汚損量評価」、平 7 電学会 電力・エネルギー部門大会、No.376、(1995)
- 7 9) 田中誠、広瀬昌弘、畑野雅幸、江頭務、浜光紀、古賀広幸、「バルブ A-K 間用避雷  
器の開発」、H7 電学会 電力・エネルギー部門大会、No.581、(1995)
- 8 0) K.Imai、S.Kobayashi、T.Senda、"Behavior of HVDC Thyristor Valve on the  
critical Turn-off Condition and Optimized Gate Firing System", IEEE  
Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-101, No.11, 1982,  
pp.4419-4427
- 8 1) S.Tanabe、T.Hasegawa、K.Yamaji、H.Irokawa、"Insulation Characteristics of  
500kV Water-Cooled Thyristor Valve for HVDC Transmission", Transactions  
IEE of Japan, Vol.117-B, No6, June 1997
- 8 2) MIL-HDBK-217F, "Reliability Prediction of Electronic Equipment", 1991
- 8 3) 菅原良孝、堀内利一、「変電所整流装置搭載パワー半導体素子の長期信頼性 (1)」  
H 9 電学会全国大会 No.778、(1997)
- 8 4) 菅原良孝、堀内利一、「変電所整流装置搭載パワー半導体素子の長期信頼性 (2)」  
H10 電学会全国大会 No.737、(1998)
- 8 5) D.J.Christferson、H.Elahi、M.G.Benett、"A Survey of the Reliability of HVDC  
Systems throughout the World during 1995-1996", CIGRE 14-02, 1998
- 8 6) 池亀博夫ほか、実公昭 58-14709、「高電圧サイリスタバルブ」、1983-3-24
- 8 7) S.Kobayashi、T.Takahashi、T.Yoshino、M.Sukehara、"A Unit Arrester Application  
for HVDC Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power Apparatus and  
Systems, Vol. PAS-103, No.10, Oct. 1987



- 8 8) M.L.Woodhouse, J.P.Ballad, J.L.Haddock, B.A.Rowe, "The Controll and Protection of Thyristors in the English Terminal Cross Channel Valves, Particulary during Forward Recovery", IEE Conference Proceedings, Thyristor and variable static ewuipment for AC & DC transmission", PP158-163, London, 1981
- 8 9) CIGRE SC 14 TF01, "Voltage and Current Stress on HVDC Valves", ELECTRA No.125, PP17-87,1989
- 9 0) 中川勉、「パワーデバイスはどこまで進んだ」、電学誌 114 卷 3 号、(1994)
- 9 1) 小林淳男、高橋忠、田辺茂、「サイリスタバルブのターンオフ過電圧の計算」、昭 5 1 電学会全大、No. 5 3 6
- 9 2) S.Tanabe, S.Kobayashi, M.Sampeï, "Study of Overvoltage Protection in HVDC Thyristor Valve", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.15, No.2, 2000、予定
- 9 3) M.Sampeï, T.Yamada, S.Tanabe, H.Takeda, S.Kobayashi, "Secular Change in Characteristics of Thyristor Used in HVDC Valve", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.12, No.3, 1997