Ratings of Thyristors at High Frequencies

和 島 幸 一* 天 野 比 佐 雄** Kôichi Wajima Hisao Amano

要

旨

高周波数運転に適用するサイリスタはスイッチング速度の速い特性をもつこと(高速度サイリスタ)が必須 の条件である。しかし、スイッチング特性は接合温度に感受性が強く、このため高周波数運転の場合はサイリ スタの熱損失の発生現象と周波数によって損失量がどのように変わるか、また通例商用周波数またはその近傍 で表示されているサイリスタの一般定格にどう影響するか、これらの問題を加味して適用上スイッチング特性 を確保する協調が欠かせない条件である。本報告では日立 CJ01V 形 250A-600V 高速度サイリスタを中心 にサイリスタの特性自体の見地から、これらの問題を述べている。

1. 緒 言

サイリスタ (SCR 素子。以下素子という) は,スイッチング応答 性がよいところから高周波数適用が行なわれ,インバータ,チョッ パはじめ超音発振回路などのパルス応用回路,高速応答スイッチ回 路に用いられ,適用周波数領域も最近では 25 kc に広がってきた。 高周波数運転に適用上,素子のスイッチング特性として重要なパ 均的な考えからでは素子全体に占める値は無視できるほど小さい。 しかし高周波数ではこのダイナミック損失が素子全体の損失に占め る率が大きくなり、それだけスタテック損失を規制している定格値 を下げる必要性がでてくる。スイッチング素子としてはスイッチン グ特性がよいことが条件の一つであるが、高周波数領域でダイナミ ック損失の小さなものも高速度サイリスタの評価になるのである。 以上のようにスイッチング特性は高周波数領域ではダイナミック

ラメータには次のものがある。

- (i) ターンオフタイム
- (ii) 順電圧上昇率 dv/dt
- (iii) ターンオンタイム
- (iv) 順電流上昇率 di/dt

これらの特性はスイッチング速度特性を示すものであるが,スイ ッチング特性の最も重要な特性であるターンオフタイム (dv/dt も 含む) についてみるとターンオンタイムは, dv/dt ターンオフタイ ムを確保するパラメータにもなっている。すなわちターンオンタイ ム, di/dt は接合温度を変動させる損失に連なる現象で ある。

スイッチング特性は接合温度に重大な影響をうけるの で,接合温度を変動させるエネルギー源の性格を認識し なければならない。接合のスイッチング過程は必ずしも 接合全域での現象でない。接合はある時間かかってはじ めて接合全域の現象として取り扱えるのであるため,こ の過渡的プロセスと定常状態とでは損失の発生機構も異 なっている。時間的プロセス上次のように損失を分類し て考えることにする。

- (i) スイッチング損失 ~1-3 µs のオーダ
- (ii) スプレデング損失 1-3 µs~20-300 µs のオーダ

(iii) 定常の順損失 20-300 µs~のオーダ 時間のオーダは素子によって異なるが,だいたい上記で 考えられる。スイッチング損失およびスプレデング損失 は接合が全域の現象でなく,ローカル接合領域の現象で あるため単位面積あたりでは巨大なエネルギーを分担し ている。これは素子の信頼性のうえでも重大な影響を 損失に影響をうけるものであるからダイナミック損失のパラメータ となっている特性および現象を十分考慮して適用する必要がある。 これらのパラメータは適用回路の回路常数や回路状態に大きく支配 されるものが大部分なので、この点から回路と素子の協調が必要と なる。これらの見地より本報告ではCJ01V形高速度サイリスタを 具体例として、素子からみたこれらの問題を考察する。

2. 高速度サイリスタの一般的定格

10.20 10.00 10.0000

サイリスタの一般定格として阻止電圧に関するもの、電流定格に

Att play La

表 1	CJ 01 V	形サ1	リスタ	の一般 定格,	特性
		1			

形	式		CJ01VC	CJ01VD	C J01 V E	CJ01VF	C J01 V G
定格せん頭逆耐電	電圧 (V)	peak	200	300	400	500	600
定格せん頭過渡逆耐	電圧 (V)	peak	300	400	500	600	720
定格せん頭順阻止	電圧 (V)	peak	200	300	400	500	600
定格平均順電	ī流(A)	ave	250 (単相半波 180° 通流)				
定格瞬時過電	1 流 (A)	peak	5,000 10 ms 50 c/s				
定格せん頭ゲート	電圧 (V)	peak	順方向15, 逆方向5				
定格せん頭ゲート1	電流 (A)	peak	2 (瞬時値)				
定格せん頭ゲート	入力(W)	peak	10 (瞬時值)				
定格平均ゲート。	入力 (W)	ave	2				
動作接合温	度 (℃)			44	$-40 \sim +125$		
保管温	度 (℃)				$-40 \sim +125$		
最大順電圧隆	锋下(V)	peak	1.5 (単相	半波せん頭値	直 780A, 通	流角 180°,7	Γ _j =125°C)
最大点弧ゲート	電圧 (V)	DC	3.0 (Tj	=25℃ 顺	頁電圧 6 V	DC)	
最小点弧ゲート	電圧 (V)	DC	0.15 (T	$j = -25 \sim +2$	125℃ 順常	電圧 6 V	DC)
最大点弧ゲート	電流 (mA) DC	200 (T _j	=25℃ M	頁電 E 6 V	DC)	

接合ベース間熱抵抗 (℃/W)	0.13		
最大順電圧上昇率(dv/dt)	30V/µ sec (T _j =125℃順電圧波高值=0.5×定格順阻止電圧)		
最大順電流上昇率(di/dt)	100A/µ sec(ターンオン直前の順電圧=0.5×定格順阻止電圧)		
標準ターンオンタイム (µ sec)	4 (ターンオン直前の順電圧=0.5×定格順阻止電圧)		
最大ターンオ フ タ イ ム (µ sec)	50		
最大締付トルク(kg/cm)	300		
	接合ベース間熱抵抗 (℃/W) 最大順電 圧 上 昇 率 (dv/dt) 最大順電 流 上 昇 率 (di/dt) 標準ターンオンタイム (µ sec) 最大ターンオフタイム (µ sec) 最 大 締 付 ト ル ク (kg/cm)		

<complex-block>



 $FVD(i) = A + \frac{1}{RT} \ln i + K_1 \sqrt{i} + K_2 i \dots (1)$

333



図4 電流損失波形の模型

関するもの、ゲート特性に関するものとスイッチング特性に関する ものがあげられる。高速度サイリスタでは阻止電圧定格をあげるこ とはほかの特性定格条項が相当犠牲とされることになり、600V 定 格以上では相当に困難な問題が含まれてくる。接合の特性協調を電 子計算機化して最適接合設計と製作技術の向上により 250A-1,200 Vの CJ 02 V 形高速度サイリスタが開発された。しかし高耐圧高速 度サイリスタの開発には多くの問題点があったので阻止電圧と高速 度化は別稿で触れることとして、特に素子の損失に注目して、電流 定格とゲート特性およびスイッチング特性を中心に述べる。CJ 01 V の定格、特性および外観、寸法はそれぞれ表 1、図 1、2 に示してあ る。

2.1 電流定格および特性

素子の電流定格および特性に関するものとして次のものがあげられる。

- (i) 順電流
- (ii) 順電圧降下
- (iii) 熱抵抗
- (iv) 接合, ベース温度
- (v) 瞬時過電流

ここでAは接合面積,接合濃度などの接合パラメータを含む常数で素子固有の値をもつ。 K_1 は接合面積,接合ベース層厚,ライフタイムなどの接合パラメータを有する素子固有の常数であり, Aとともに温度依存性をもっている。 K_2 は素子構成材などによる常数で定格電流近辺では非常に小さいので無視すると,今温度を室温としてkT=40 とすると(1)式は

となる。図3は FVD-(i) 特性を示したものである。 2.1.2 順電流損失 正弦波電流の場合:図4に示した負荷電流に対する損失 (1)は $P_{ON} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} (0.572 + 0.025 \ln i_{p} \sin \theta + 0.0290 \sqrt{i_{p}} \sin \theta) i_{p} \sin \theta \, d\theta$ $= \frac{i_{p}}{\pi} \Big\{ (0.572 + 0.025 \ln i_{p}) \ (1 + \cos \alpha) + \Big[\cos \alpha \ (\ln \sin \alpha - 1) \Big] \Big\} \Big\}$ $-0.3 - \ln \left| \tan \frac{\alpha}{2} \right|$ $\times 0.025$ $P_{AV} = \frac{P_{ON}}{2} \quad \dots \quad (3')$ である。制御角 α=0 の直流角 180 度の場合は $P_{ON}(180^{\circ}) = \frac{i_{p}}{\pi} \left\{ 1.144 + \left[0.05 \cdot \ln i_{p} - 0.015 \right] + 0.0516 \, i_{p}^{0.5} \right\}$ となる。図5(a)は制御角と電流損失の特性を示したものでこ の場合の平均電流は

順電流と順電圧降下より順電流損失となり,熱抵抗より接合上昇 温度が決まる。接合,ベース温度二者より許容温度上昇が決まるの で,それに似合った電流が許容電流,定格電流である。瞬時過電流 は接合破壊にいたる損失を発生電流で規定される非繰り返し耐量で ある。

2.1.1 順電圧降下 (FVD)

順電圧降下と順電流の関係は経験的に次式で示される。

である。

— 15 ——

(2) 方形波電流の場合:図4に示す負荷電流に対し平均電流 および損失は次式であらわされる。

 $i_{m} = k i_{p}$ $P_{ON} = FVD(i_{p}) \times i_{p} = \{0.572 + 0.025 \ln i_{p} + 0.0290 \sqrt{i_{p}}\} \cdot i_{p} \}$ $P_{AV} = k P_{ON}$









ただし k は Duty を表わす。

である。 k をパラメータにして電流と平均損失は図 5 (b)に示される。

2.1.3 接合温度 (T_j) , ベース温度 (T_B)

上記に述べた損失がわかると接合温度とベース温度が算出され る。これらの温度計算によりまず接合温度が定格温度にはいるこ とが必要で、この温度に達する許容損失より許容電流が決まるの である。



 $\Delta T_{j} = P_{AV}\theta(t) t = -\infty + (P_{on} - P_{AV})\theta(t_{on})$...(7) となる。高速度サイリスタでは転流過渡時の現象が問 題となるので平均的な接合温度で取り扱うのは妥当で ない。接合温度を転流終期の ΔT_{j} で考えると $T_{j} = \Delta T_{j} + T_{B}$ (8) であり, T_{j} は定格温度 125℃ より小さくなっていなけ ればならない。図7はベース温度 T_{B} とそれより許容 損失となる平均電流との関係を示したものである。

(2) ベース温度 (T_B) : 通電時間 t におけるベース と空気または冷却媒体間の熱抵抗を $\theta_{FIN}(t)$ とすると ベースの温度上昇 ΔT_B は次の式で表わされる。

 $\Delta T_B = P_{AV}(\mathbf{W}) \times \theta_{FIN}(t) (\mathbb{C}/\mathbf{W}) \dots (9)$ 今,冷却媒体の温度を $T_{AMB}(\mathbb{C})$ とするとベース温度

 $T_B = \Delta T_B + T_{AMB}$(10) となる。 $\theta_{FIN}(t) \ge \theta(t)$ では熱時定数が異なるので、負荷状態 が間欠負荷となる場合は接合温度の温度差とともにベース温度 の変化も注意せねばならない。このことは素子の信頼性に大き な影響をもっている。

2.1.4 瞬時過電流

 T_B it

----- 16 -----

熱抵抗 θ(t) は素子構成材の熱容量により決定される熱時定数

(1) 接合温度 (T_i) : ある通電時間における接合とベース間 の熱抵抗を $\theta(t)$ とすると、図6における計算模型に従って、平 均接合温度上昇 ΔT_{jAV} は次のような形で表わされる。 $\Delta T_{jAV} = P_{AV}(W) \times \theta(t) (\mathbb{C}/W) t = -\infty$(6) しかし図5にあるよう実際には損失とともに接合温度が変わる のでより忠実に接合温度の変化を考えるには近似的に図5(b)の模型で ΔT_j を当てると をもっており、一定の値に飽和するまで時間の関数で変化する。 この領域における熱抵抗は過渡熱抵抗と呼ばれており図8で示さ れる。このように飽和値より相当に低くなっているので、1サイ クルの通電では定常状態よりも電流許容値が大きい。瞬時過電流 は非繰り返し耐量で接合破壊温度に達する損失を発生する順電 流で定義されるものである。図9は非繰り返し瞬時過電流耐量を 示したものである。繰り返し過電流特性については多々論じられ



335



図13 ゲート電流とパルス幅

る問題があるので別稿であらためて扱うことにしたい。

以上電流に関する定格について考察した。損失と熱抵抗,接合 温度が定格を決定するのであるが,上記では特に触れなかったが, 接合温度差が信頼性に及ぼす影響からも考慮されなければならな い。特にデュティ,通流角が小さくなってきた場合,現行のR.S.M. 電流一定にして考えるとせん頭電流が増大し Pon が大きくなるの で,この場合は特に点流終期の接合温度とともに接合温度差を十 分に考慮せねばならなくなる。

2.2 ゲート特性

ゲート特性がスイッチング特性に及ぼす影響は大きいので,高速 度サイリスタでは特に重要な特性である。ゲート特性として

(i) 点弧ゲート電圧, 電流

(ii) 非点弧ゲート電圧, 電流

(iii) 最大ゲート電圧, 電流, 入力

がおもなものである。素子適用の場合,ターンオンタイムの低減に は、ゲート入力信号は大きい方がよいが、信号入力が大きくなるこ とは、ゲート近傍に過大な損失を与えるので避けなければならない。 以上によりターンオンタイムが十分なゲート電流以上に信号を与え ることを避けて適用することが重要で、高周波数に適用する場合は 特に留意すべき点である。図10はゲート点弧の電流,電圧を示した





R₁=10Ω

PULSE 発振回路

その電流パルス幅によって異なってくる。周波数の高い領域では信 号の幅も狭くなってくるので,適用信号を決める際には特に考慮し なければならない特性である。

2.3 スイッチング特性

スイッチ	領域である。図11は代表的なゲートの電流一電圧特性を示したも
波数領域に:	のである。図12はゲート点弧の温度特性である。高温度において
ば素子の適用	はゲート点弧は小信号でも容易になり、この点より雑音信号による
2.3.1 夕	誤点弧の可能性が生ずる。特に高周波数適用の場合, 雑音に影響す
ターン	る確率が高くなる環境となるので留意すべきである。図13は最大
ゲート電流	許容電流とゲート点弧に要するゲート点弧電流をゲート信号のパル
常数,回	ス幅との関係で示したものであり、ゲート点弧に要する信号電流は

スイッチング特性についてはすでに前述したとおりである。高周 皮数領域においてもできる限りこれらの特性を保つようにしなけれ ば素子の適用を誤ることになる。 2.3.1 ターンオンタイム ターンオンタイムに影響あるパラメータは、ターンオン電圧、 ゲート電流、ターンオン電流がおもなもので、これらはすべて回路 常数、回路状態により変化する。図14はターンオンの模型を、図



ターンオン電圧 V_{AK} がターンオンタイム t_{on} に及ぼす効果は 図 16にかかげてある。ターンオンタイムは図 14に示すようにデ レイタイム t_{a} とライズタイム t_{r} によって構成されている。電圧 V_{AK} による影響は回路常数によって異なるが特に t_{r} に及ぼす影 響が大きい。この場合,初期の電流立ち上り di/dt は回路インダ クタンス L とターンオン電圧 V_{AK} により V_{AK}/L で決まる di/dtとなり, V_{AK} によりラッシュしてくる電流が大きいので,阻止状 態で接合にできる空乏層のデスチャージと電流によるチャージ分 布が容易に行なわれていくものと考えられる。ただし初期状態に おいて,過度の電流立ち上りを行なわせることはスイッチング損 失からも、また初期インジェクションレベルが高いこと、接合の ターンオンの横方向広がりからみても、必ずしもよくない。この 素子では di/dt は 100 A/μ s 程度にしておく必要がある。

ゲート信号電流は特にデレイタイムに影響を与え、ターンオン タイムを小さくする。図 17 はゲート電流とターンオンタイムと の関係を調べたものである。ゲート電流は接合のエミッションを 促進させ、空乏層をデスチャージしデレイタイムを短くしている と考えられる。このようにゲート電流は接合のエミッションを促 進すると考えられるので接合のターンオン初期では接合面積がゲ ート電流により、より大きくなることができる。このことはスイ ッチング損失耐量を大きくし、素子の信頼性上重要な意味をもつ ものである。しかし過度のゲート電流はゲート損失を増大させる だけであり、特にゲート近傍のローカルホットスポットにより接 合破壊の原因となる。

2.3.2 ターンオフタイム

ターンオフタイムの測定波形は 図 18 に示すとおりである。 この図において、素子がおもな支配をするものは t_{OFF} , Q_r , i_R (相

特に高速度形の素子では小さく, 普例形 (この場合は CJ01 形 250 A-600 V サイリスタ) と比較すると 40%~20% 程度になり, Q, 分布もそろってくる。これは素子の直列接続に重要な意味をもっ てくると考えられる。

ターンオフタイムを積極的に低減するための手法は回路的,素 子上から考えられる問題であるが,目下検討中で定量的には別途 報告の予定である。

3. ダイナミック損失

高周波数領域ではスタテック損失を考慮する場合無視してきた, ダイナミック損失が全損失に占める割合が高くなってくる。これを 無視して素子に適用されると,期待すべきスイッチング特性を得る ことができないばかりでなく素子の永久破壊に連なる恐れがある。 ダイナミック損失として本稿であげるのは特にターンオン時のス イッチングパワーとスプレデング損失である。これらの現象の発生 しているプロセスでは接合が全面で点弧されていない過渡的な状態 の現象である。ゲートに信号が入ってくるとまずゲート近傍より点 弧が始まり,時間とともに点弧面積が広がってゆく。図20はそのタ ーンオン広がりの模型図である。ターンオン現象でターンオンの広 がりの現象が非常に問題となり,スイッチングパワーの耐量,接合 温度を支配する損失などはターンオンの広がりと関連するので,こ れらを十分に考慮しておかなければならない。

3.1 接合のターンオン広がり

ターンオン広がりを接合構造上で改良するにはゲートの配置法よ りリングゲート,センタゲート方式などが従来形のサイドゲート方 式に変わって提案されている。CJ01V形サイリスタは新提案の一

当回路常数による影響がある。), V_{RM} , dv/dt (素子として制限が	
ある)で他の値は測定条件で任意に変わる条件である。なおスイ	
ッチング損失による接合温度上昇があるのでゲート信号の条件も	
必要である。図18における測定条件でターンオフタイムと接合	
温度の関係をプロットしたのが図19である。図18における最大	
逆電圧はリカバリ電流 iR の減少するスロープにより,この diR/dt	
と回路のもつインダクスタンス成分で多少変化をうける。Qrは	

つで、サイドゲート方式の改良形である。この方式では特にライズ タイムが改善され、ライズタイムは 1~1.5 µs とほとんどばらつき がなくなっている。ターンオン波形より従来のサイドゲート方式と 改良形のターンオン広がりの比を示したのが 図 21 である。この形 の接合はターンオン電流に特長があり 0.2~0.3 µs までは電流立ち 上りが押えられており、この時間がすぎると急に電流を流すように なる。図 22 はその例である。これはスイッチング損失を押えるのに



337

di/dt (A/µs)

図 24 di/dt とスイッチングパワー



図 27 $V_{F}-i$ 特 性

大きな働きをし、従来形のサイドゲート方式では di/dt が 25 A/µs の制限値に対し100 A/µs まで許容できる。ゲート信号電流も従来 のサイドゲート方式と変わりない。この改良形ではゲート-カソー ドの等価インピーダンスが高いので、ゲート回路のシリーズ抵抗は 少し小さく 8~10Ω 程度で, 無負荷電圧 15V 程度がゲート信号とし て用いられる。

3.2 スイッチング損失

スイッチングパワーは図23に示したようにターンオン電圧の変 化とdi/dtによって変わる。またターンオンタイムはその領域を決め る要因となり,平均損失として考えられる場合は意味をもってくる。 図24は di/dt とスイッチングパワーを示したものである。図25は スイッチングパワーがターンオン電圧で変化するのをプロットした ものである。このようにターンオン電圧, di/dt などの適用回路状態 によりスイッチングパワーは変わるので適用上協調の必要がある。 3.3 スプレデング損失 ターンオンが完了しても, 接合はまだローカルコンダクションの 状態であるので、順電流も電流密度が非常に高くなっている。(1)



図 28 順損失 (含むスプレデングロス)

式における順電圧降下の式で常数 A, K1 は点弧面積の関数である ので時間の変数となる。図26は順電圧降下と時間の関係を表わす ものである。図27は電流と順電圧降下を示す図であって電流せん頭 値における順電圧降下よりも初期の順電流が小さいときのほうが大 きくなっているのは点弧面積の時間的変化に起因するものである。 したがってこのプロセスにおける損失は大きくなってくる。高周波 数領域でかつパルス電流の通電幅が狭くなった場合はエミッタ面積 が実効面積になる前に転流完了となる。この場合は通電期間の損失 は大きくなってくる。図28はスプレデング損失を含めた順損失を 示したものである。

3.4 ダイナミック損失

以上前述したようにダイナミック損失はスイッチングパワーとス

プレデング損失との和である。

図29はダイナミック損失の計算図である。損失は上記のように 求めることができるが、数 µs のオーダにおける接合-ベース間の 熱抵抗は測定が困難であるので接合温度の算出は正確には求め得な いし、また仮定のもとに推論しても現状では確認がむずかしい。し





図32 ターンオフ損失の計算モデル

$$t'_{R} = i_{R} \left/ \left| \frac{di}{dt} \right|_{OFF} \right.$$

$$P_{OFF}^{1} = \frac{1}{t'_{R}} \int_{0}^{t_{R}'} V_{F} \cdot \frac{i_{R}}{t_{r}} t dt = \frac{V_{F} i_{R}}{2} \right\} \dots \dots \dots (15)$$

であり,最大逆電圧による損失は

$$P_{OFF} = P_{OFF}^{AV} (Ws) \bullet f = \left\{ \frac{V_F \imath_R}{2} \bullet t'_R + \frac{V_{RM} \imath_R}{6} t''_R \right\} \bullet f$$
.....(18)

となる。この損失は図 31 の回路パラメータにより,条回路条件下で 推定できる。ただし V_F は素子の沿層電圧で約 1V, t'_R は 0.8~1.2 μ s 程度であるので $t'_R \Rightarrow 1 \mu$ s として計算してよい。 $P_{OFF}^1 = 0.5 i_R$ W- μ s となる。

4. 高周波数領域での定格損失

かしターンオンエリヤがターンオン初期では実効エミッタ面積に比べて非常に小さい、それにつれ熱抵抗が非常に大きいことは容易に考えられる。もし図8における過渡熱抵抗が µs の領域まで拡張できるものと考えると接合が過渡状態にあるところでの熱抵抗は

である。 $\theta_{DY}.(t)t=1 \mu s$ では 0.002 C/W である。計算上求められる 接合の全域広がりに要する時間は約 80~100 μs である。温度算出 における方法は(6)~(8)式と同じである。

図30は電流パルス幅と損失をワットーセコンドで表わしたものである。なおこの場合は正弦波電流で,損失は下記のとおりである。

 $\left.\begin{array}{l}P_{on}=P'_{on}/t_{on}\\P_{AV}=P'_{on}/t_{c}\\t_{c}=1/f$ f:周波数 $\end{array}\right\}$(13)

この損失における接合温度は

 $\Delta T j = P_{AV}\theta(t) t = \infty + (P_{on} - P_{AN})\theta_{DY}(t) t = ton.....(14)$ で与えられる。

3.5 ターンオフ損失

スイッチング損失にはターンオフ損失も含まれてくる。このター ンオフ損失も正確には接合面積は過渡的な状態における損失となり 全面でエネルギーを分担しないもので素子の信頼性上留意しなけれ ばならない。しかしこれらについては目下解析中で明確な想定はで きないので、実験的な平均的損失として考えてみる。

ターンオフ損失のパラメータは図18によって,

(i)最大逆電圧 VRM
(ii)最大逆電流 iR (含むリカバリータイム tR)
である。これらを決める回路パラメータは、回路のもつ等価インダクタンス、印加逆電圧、順電流、点流終期における順電流降下率などである。図31 にこれらの関係を示した。図18 にしたがって正確にターンオフ損失を計算するのは困難であるので計算模型として図32 に示した仮定で考察する。順電圧による損失 Porr¹ は

ダイナミック損失が無視できない高周波数領域では、定格表示が 不可能である。この場合は特に素子のスイッチング特性が確保でき るよう接合温度の検討を行なう必要がある。ダイナミック損失は回 路パラメータによるその回路特定の損失となるので、この点より回 路と素子の性格を協調できるようにしなければならない。 図 33 における条件で接合温度計算を行なうと (i) せん頭電流: $i_p = \pi \cdot i_d \cdot t_c/2 \cdot t_{on} = \pi \cdot 50 \text{A} \cdot 100 \, \mu \text{s}/2 \cdot$



図33 1サイクルの動作例









(c) 改良形接合のターンオン



(a) 接合順阻止状態

• A

(b) 従来形接合のターンオン図 34 接合の模型

L₁=等価 インダクタンス i

図36 ターンオン時の等価回路

 $25 \ \mu s = 314 A$

- (ii) 順損失は $i_p=314A$, $t_{on}=25\mu s$ より $P_{on1}=324W$
- (iii) タンオン損失 $P_s=10 \text{ kW}, P_{on2}=10 \text{ kW} \cdot 1\mu/25\mu s=400 \text{ W}$
- (iv) 損失は計で Pon=742W, 平均損失 742W×25 µs/100 µs
 =181W。しかし今ターンオフ損失 PoFF^{AV}=1,500 W とし
 リカバリータイム 5 µs とすると平均 75W の損失が加わり
 全損失は 75W+181W=256W となる。さらにゲート信号
 による損失が加わるが今はこれを無視した。
- (v) (14)式により *ΔTj*を求めると *ΔTj*=38.8℃

(vi) 許容ベース温度は 125℃-38.8℃≒86℃

(vii) ふん囲気温度 40℃ とするとベース温度は 46℃ となる。ベ ース一空気間の熱抵抗は 46℃/256=0.18℃/W となる。ベ ースとフイン間の接着抵抗は 0.03℃/W 程度あるので 0.18 ℃/W-0.03℃/W=0.15℃/Wのフインおよび冷却条件を考 えなければならない。

以上のように高周波数領域では相当に損失が大きくなり,一般定 格よりも相当に定格を下げることが必要となってくるのである。

デューテイを変化させた場合として下記の特質に留意することが 必要である(図6参照)。

- (i) デューティを大きくした場合.......接合の最高温度
- (ii) デューティを低くした場合......接合温度差

デューテイを上げてくると損失自体が大きくなってくるのでスイ ッチング特性,素子の信頼性が問題となる。デューテイを下げてき た場合は次の転流まで時間が長くなってくるので Pon で発生した熱 による温度がこの期間で下がるので繰り返えし接合温度差が大きく なる。この温度差は接合の機械的繰り返えしひずみに変換され,素 子の信頼性に影響してくる。これらを加味して接合温度を考える必 要がある。

5. 高速度サイリスタの評価

高周波数域で適用されるサイリスタはスイッチング特性のよいこ とはもちろん望まれるのであるが,適用法によりこれらの特性が維 持できるよう回路条件との協調が必要である。それゆえ高周波数域 では一定定格制定時に無視できたダイナミック損失が加わってくる のであるから,高速度サイリスタは回路条件と協調がとれやすい特 性を有することが一つの評価となるのである。

ターンオフタイムは適用可能最大周波数を決めるのであるが,こ れを保持するパラメータであるターンオン現象の各特性が重要にな るわけである。これらが単独で良好な特性をもっても,普偏的な高 速度サイリスタとしてはその条件を満足させない。

素子の設計,製作上これらの特性を出すため,特殊な方法がとら れる。ターンオフタイムを低減させるには接合ベース層の小数キャ リヤのライフタイムを下げる。しかしライフタイムを下げると,順 電圧降下,ターンオンタイムには利点がなくなるので別にこれらの 特性を確保するために考慮する必要がある。*dv/dt*を上げるとゲー ト点弧電流の増加をまねく。このように素子の各特性間でも協調す るよう,設計,製作法がとられてくるのである。素子の各特性間の 協調法の一つとして,ターンオン時の現象について本素子でとられ ている方法をあげて検討する。

ターンオン時における,ターンオン現象の改良のためさきに述べ たゲート配置の接合構造のうちサイドゲートの改良形を本素子では 採用している。この改良形を Field Initiate 接合構造と呼称する ことにする。この FI 接合構造の構造上の特長は,カソード電極に 近い NE 層 (図 34)の一部を除去するものである。この NE 除去部 の効果は次のように考えられる。図 34 (a) は接合が順阻止状態 にあり J₂ に強い逆バイアスがある。この状態でゲートに信号がはい ると,ゲート近傍が点弧し図 34b,cに示した①の矢印でエミッシ

ョン電流が流れる。従来形の接合ではこの状態を横方向に移行させ て比較的等速速度でターンオン広がりを示してあるが, FI 構造の場 合, ①の電流パスで NE 層の一部が削られている部分を通るのでこ この大きなインピーダンス γαδ で電圧降下を作る。この降下電圧は 接合 J₃ をさらに強く順バアイアスする働きをもち, NE 削去部の b 点より二次的なエミッションを発生させる(図35)。これにより新た な電流パス図34(c)の②を作り加速度的にターンオン広がりを早め る。図15のターンオンタイム測定回路において試料素子をターン オン時にダイオードとして考えて,素子の回りを,等価回路的に図示 したのが図36のターンオン時の等価回路である。この等価回路にお いて,従来形のターンオンはスイッチ s-s2 クローズのモードでター ンオンが行なわれるが, FI 構造においては, ゲート信号がはいった らまず s-s1 クローズのモードでターンオンがはじまる。それでエミ ッション電流が流れて γab による電圧降下を作り二次エミッション の条件を満足させたところで s-s1 オフ, s-s2 クローズのモードで電 流が流れる。図 21,22 に示した例のようにこの期間は 0.2~0.3 µs 程 度で行なわれていると考えられる。s-s1 クローズのモードでは Yab を加えているだけターンオン電流は抑制されており,素子自体で,ス イッチング損失をある程度押えている。この状態でターンオン面積 を広げておき、次に、s-s₂クローズで γab がとれ急激に電流が流れ るが、ターンオン面積が大きくなっているので、ターンオン電流密 度を小さく保っていることができる。 以上により FI 構造は、 Yab によりスイッチング損失を抑制しかつ加速的に面積を広げることに より, その損失に対する耐量が向上する。この場合サイドゲート形 の特長である、点弧に要するゲート電流もターンオンのために、過 大にオーバドライブする必要もないため、信号用のパルス発振器の 容量もそう大きいものを必要としない利点がある。

イナミック損失に関連する特性を中心に耐量,特性評価が行なわれ, 適用上自由度の大きい高速度サイリスタとしての考慮が必要であ る。

6. 結 言

ダイナミック損失は高周波数域では無視できない。高速度サイリ スタの条件を CJ 01 V 形 250 A-600 V サイリスタを例に述べた。高 周波数域では各特性測定の困難さが増加する。特に熱抵抗が数マイ クロのオーダでは測定がまだなされておらず完全なものではない。 さらに検討すべき点が多々あるが、サイリスタの高周波数適用の一 つのアプローチとして提案したものである。

日立製作所においては電力用高速度サイリスタとして,阻止電圧 600V クラスで,電流容量1A~250A,阻止電圧 1,200V クラスで 150A, 250Aの各種サイリスタがあるが,これらの素子は述べてき たような考え方で評価された。

終わりに,ご指導いただいた,日立製作所日立工場毛利部長,浅 野課長,守田主任技師,岩田主任研究員はじめ関係各位のご助力に 感謝申しあげる。

参考文献

- R. F. Dyer: Concurrent Characterization of SCR Switching Parameters for inverter applications. Cleveland Electronics Conf. April '64
- (2) N. Mapham: Overcoming Turn-on Effects in Silicon Controlled Rectifiers. Electronics. August '62

以上のように素子の設計が通例のサイリスタに比較し,特にダイ ナミック損失の低減に重点が移り,素子の特性もこれらの特性を中 心に評価されてくる。ただし素子のスイッチング特性は回路条件に 支配されるので適用上十分に考慮すべき点が多い。これにつれて素 子の評価もスイッチングパワー耐量,ターンオン広がり試験などダ

- (3) Von Manfred Meyer: Beansprüchung von Thyristoren in selbstgefuhrten Stromrichtern. Siemens Zeitschrift. Mai. '65
- (4) Wilid Gerlach: Thyristor mit Querfeld-Emitter. Zeitschrift f
 ür angewandte Physik. Heft 5 '65
- (5) F. W. Gutzwiller et, Power Semiconductor Ratings under Transient and Intermittent load. Communication and Electronics. January '61
- (6) I. Somos: Switching Characteristics of Silicon Power Controlled Rectifiers. Nov. '64 IEEE Conf.

