

パワースイッチング素子「ゲート ターンオフサイリスタ」とその応用

Power Switching Device, “Gate Turn-Off Thyristor” and Its Application

最近、各種電源の小形化のため大電力スイッチング半導体素子の要求が高まっている。しかし、従来のサイリスタはOFFさせるための転流回路が必要であること、トランジスタは制御電力範囲が狭いなどの問題があり、両者の長所を備えたゲートターンオフ(GTO)サイリスタが改めて見直されてきている。

低周波(～1kHz)用途向き、高周波(～20kHz)用途向きのGTOサイリスタをシリーズ開発した。本稿では、その構造及び電気的特性を、従来のサイリスタ及びトランジスタと比較して述べる。

ターンオフゲインをPベース層の構造制御により向上させ、結果として安定生産を可能にした。動作安全領域は、トランジスタよりも広く、かつ小形で高耐圧・大電流化が容易である。その応用例としてコンバータ、インバータ及びコンタクトブレーカについて詳述する。

荻谷 忠昭* Kariya Tadaaki
矢野日出夫* Yano Hideo
桜田 修六* Sakurada Syûroku
長野 隆洋** Nagano Takahiro

1 緒 言

ゲートターンオフサイリスタ(以下、GTOサイリスタと略す)は、OFF状態からON状態へ、またON状態からOFF状態へといずれもゲートパルスによりスイッチすることができるサイリスタである。通常のサイリスタは、ゲートパルスによりターンオンすることができるが、逆にターンオフすることができない。この点でトランジスタと類似した機能を持っているが、トランジスタの場合、耐圧を高くすると電流容量が極度に低下する。これに対しGTOサイリスタは、簡単な構造で高耐圧・大電流化が可能である。更に、比較的小形で大きな電力の制御能力をもち、二次破壊がなく過電流耐量が

大きいなど、電力用のスイッチング素子として優れた特性を備えており、今後広い範囲での応用が期待されている。

日立製作所では、自動車の点火回路、DC-DCコンバータ回路などを対象とした比較的低周波(～1kHz)用途向きの5A、10A/600V GTOサイリスタ、及びコンピュータ端末機電源などの各種電源インバータ回路を対象とした高周波(～20kHz)用途向きの5A、10A/600V GTOサイリスタをシリーズ開発した(表1)。低周波用素子のフォールタイムは1.0μs(ターンオフゲイン=5)で、高周波用素子のフォールタイムは0.5μsである。非繰返し可制御最大電流は定格5Aの素子で20A、

表1 GTOサイリスタの定格と特性 測定条件欄で“β”はゲートターンオフゲインの記号で、β=アンロード電流/ゲートターンオフ電流の意味である。

項目		形式・測定条件	記号	単位	型 式				測 定 条 件
					GT07	GS07	GT07V	GS07V	
定 格	尖頭阻止電圧	V_{DRXM}	V		600	600	600	600	$R_{G-K}=300\Omega$
	直流順電流	$I_{T(DC)}$	A		5	10	5	10	$T_C=+90^{\circ}\text{C}$ for GT07/GS07 $T_C=+80^{\circ}\text{C}$ for GT07V/GS07V
	1サイクルサージ電流	I_{TSM}	A		35	50	35	50	10ms 正弦半波
	尖頭ゲート逆阻止電圧	V_{GRRM}	V		15	15	15	15	—
特 性	順電圧降下	V_{TM}	V		2.3	2.3	3.0	3.0	$I_T=I_{T(DC)}$
	ゲート点弧電流	I_{GT}	mA		50	100	50	100	$V_D=12\text{V}, R_L=5\Omega$
	ゲート点弧電圧	V_{GT}	V		1.5	1.5	1.5	1.5	$V_D=12\text{V}, R_L=5\Omega$
	ゲートターンオフタイム	t_{gq}	μs		5.0	5.0	3.0	3.0	$\beta=5, I_{TM}=I_{T(DC)}$ $V_D=\frac{2}{3}V_{DRXM}, R_{GK}=300\Omega$
	ストリージタイム	t_s	μs		4.0	4.0	2.5	2.5	
	フォールタイム	t_f	μs		1.0	1.0	0.5	0.5	
	保 持 電 流	I_H	mA		300	300	300	300	$V_D=12V_{DC}, R_{GK}=300\Omega$
	動作周波数	f	kHz		～1		～20		—
パ ャ ケ ー ジ タ イ プ					TO-66	TO-3	TO-66	TO-3	—

* 日立製作所日立工場 ** 日立製作所日立研究所

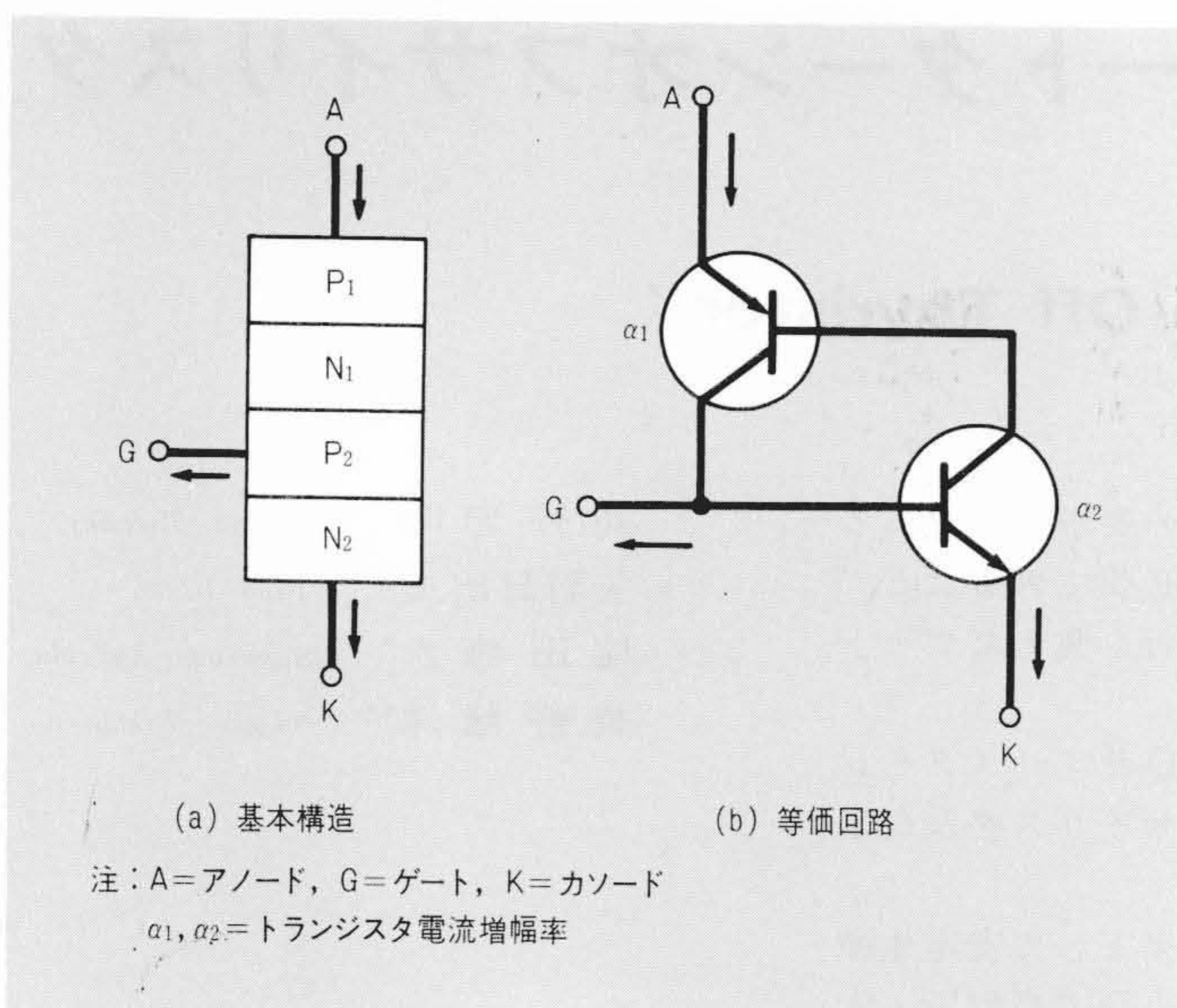


図1 GTOサイリスタの基本構造 α_1, α_2 はそれぞれのトランジスタの電流増幅率を表わす。

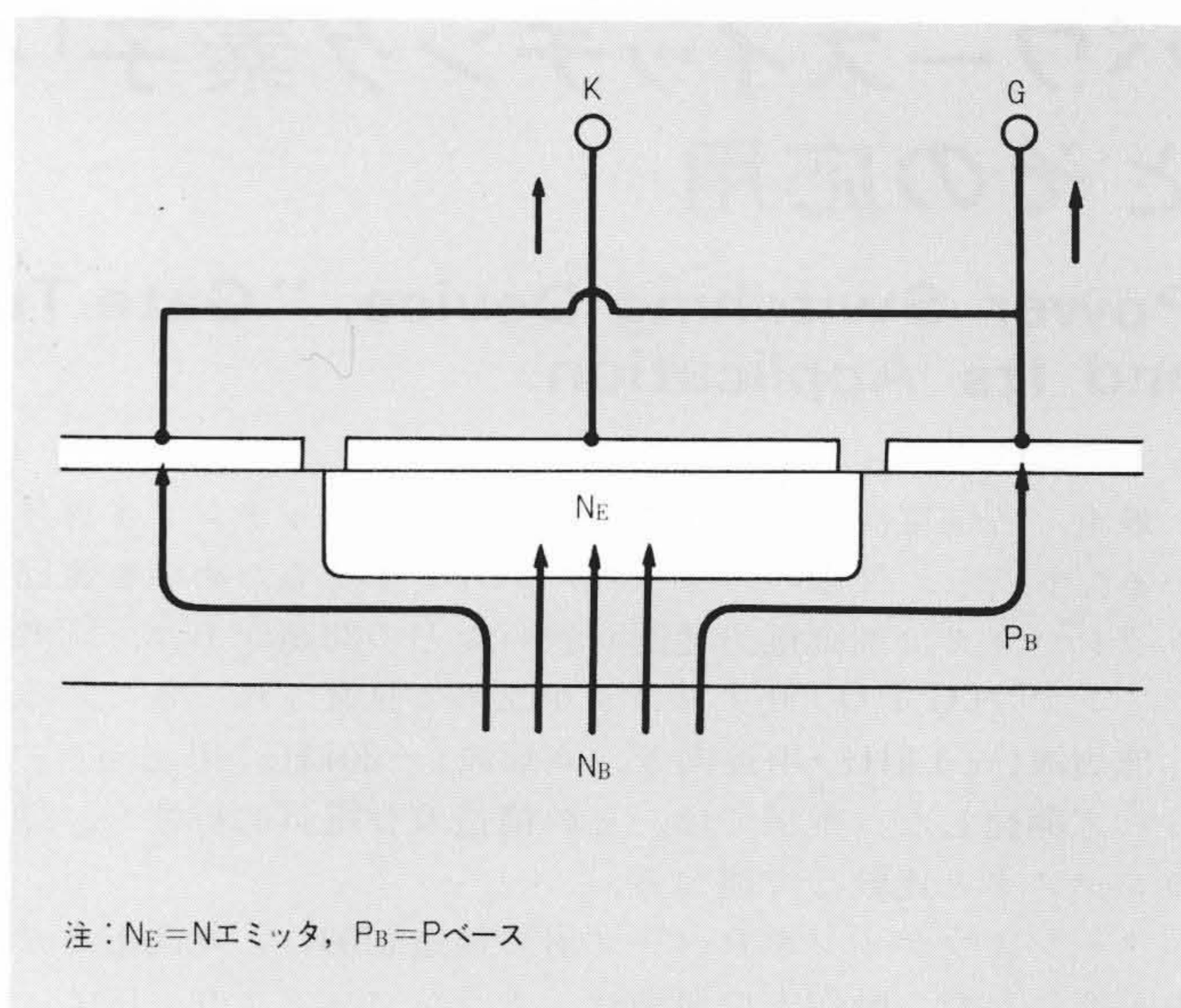


図2 ゲートターンオフ過程での電流集中 電流通路を矢印で示す。

定格10Aの素子では40Aである。

高い可制御最大電流を得るため、エミッタを細い島状に分離して配置した。また、ターンオフゲイン向上に適したPベース層構造を見だし、比較的低い重金属ドープレベルでターンオフゲイン5を得た。ペレット端部に露出した接合は、ガラスパッシベーションで安定化している。

2 GTOサイリスタの構造

GTOサイリスタの基本的構造は通常のサイリスタと同じく、図1(a)に示すようにPNPNの4層構造となっており、等価的には同図(b)の二つの部分トランジスタの組合せと考えられる。負荷電流 I_A とそれをターンオフさせるのに必要な最少ゲート電流 I_G との比は、ターンオフゲイン β と呼ばれ、よく知られているように^{1), 2)}

$$\beta = I_A / I_G = \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) \dots\dots\dots (1)$$

となる。

ターンオフゲインを向上させるためには、 $\alpha_1 + \alpha_2$ がわずかに1よりも大きくなるように重金属不純物を拡散する方法が知られている。しかし、重金属不純物を拡散することは、同時に順電圧降下を増大させ、この方法だけでは最適条件は極めて狭い。一方、(1)式でターンオフゲインは、 α_1, α_2 のそれぞれを独立に小さくさせても向上することが分かる。そこで、主にPベース層の厚み、及び不純物プロファイルを制御して α_2 を小さくし、ターンオフゲインと順電圧降下のバランスの良い量産に適した条件を見いだした。

GTOサイリスタの構造に関するもう一つの基本的な問題は、ターンオフの過程でON領域が図2に示すように部分的に収縮することである³⁾。このON領域が収縮している間は、アノード電流は一定である。したがって、素子内部での電流密度が増大し、ついには熱破壊に至る。そこで、この収縮したON領域を広い範囲に一様に分散させるため、Nエミッタの中心とゲート電極間の距離が常に一定となるような、細長いエミ

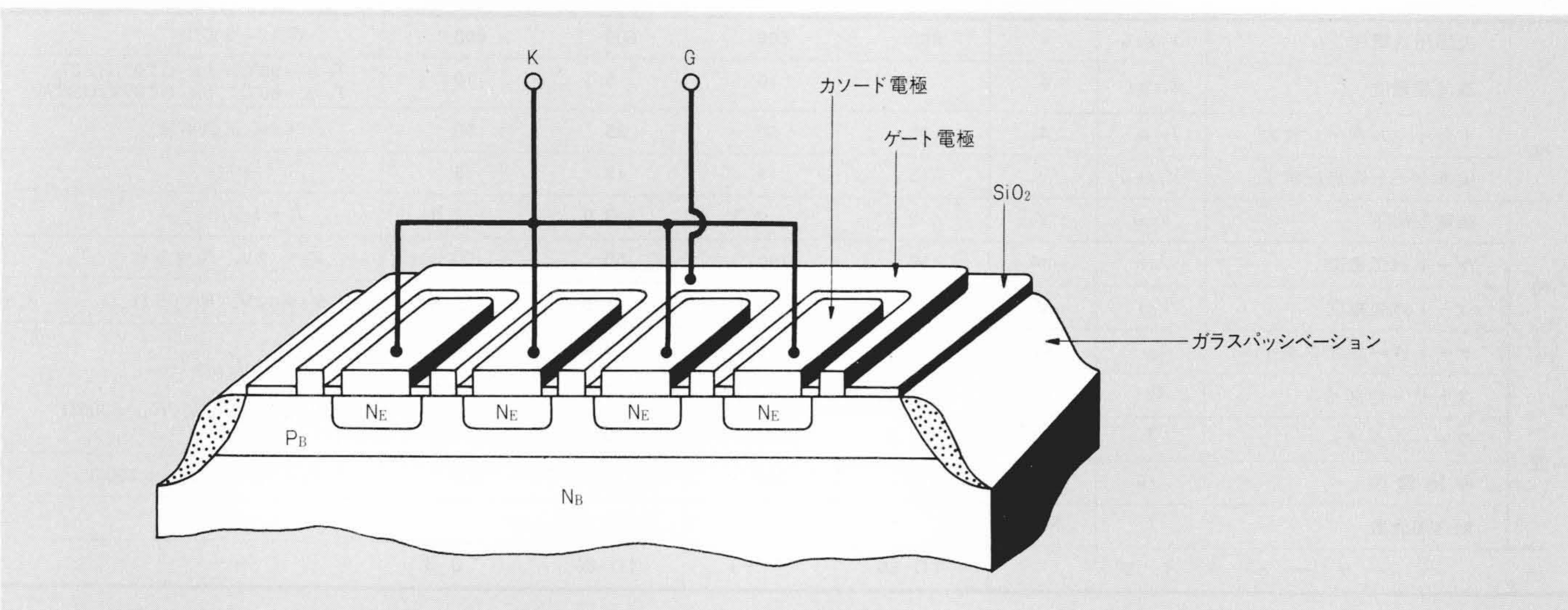


図3 島状に分離したNエミッタ構造 島の周囲をゲート電極で囲みNエミッタ内の各点とゲート電極間の距離とが概略一様となるように配置している。

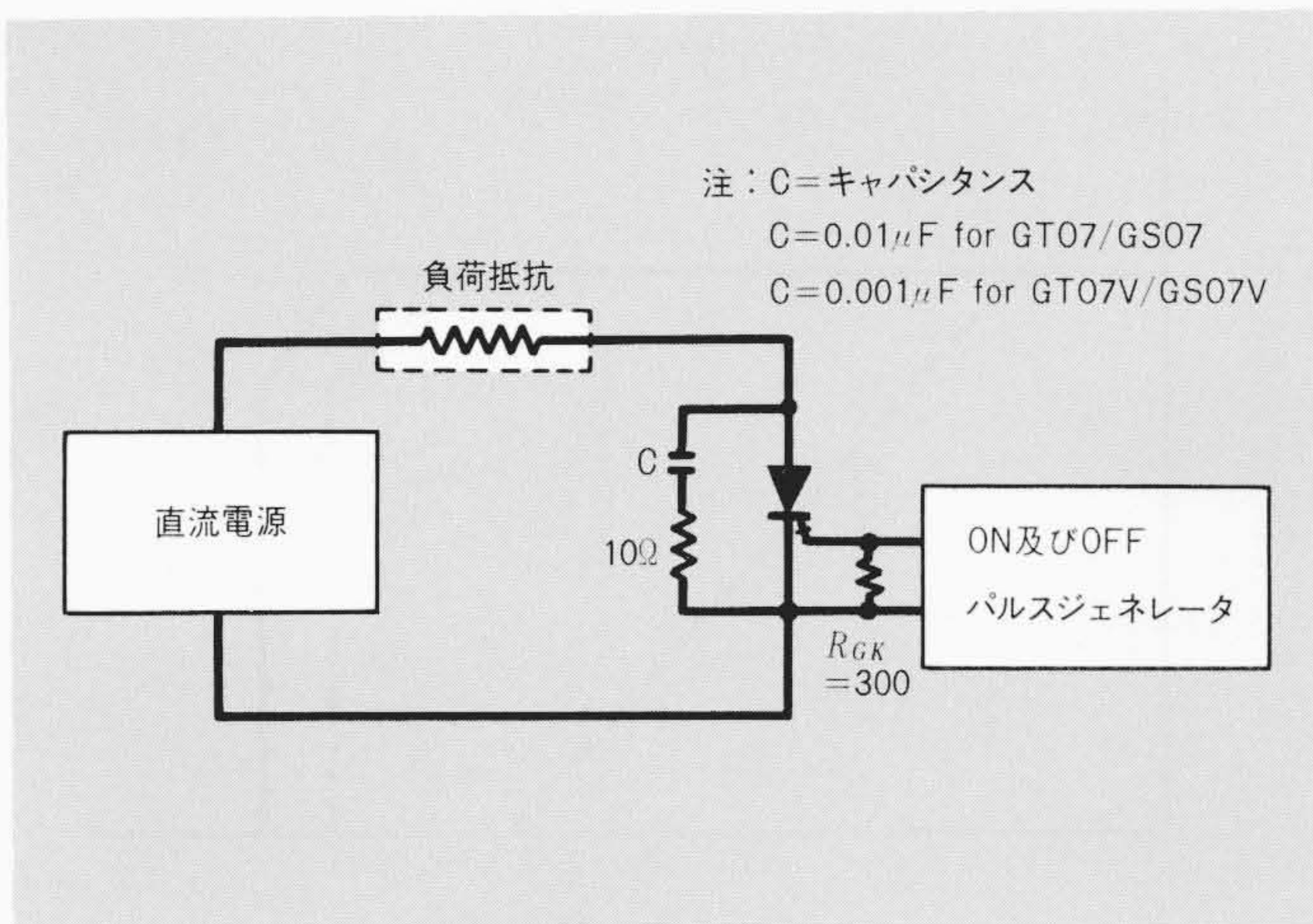


図4 ゲートターンオフ測定回路 スナッパ回路はゲートターンオフ過程でのアノード電圧上昇率を抑えて、素子内部で発生するパワーを少なくする。

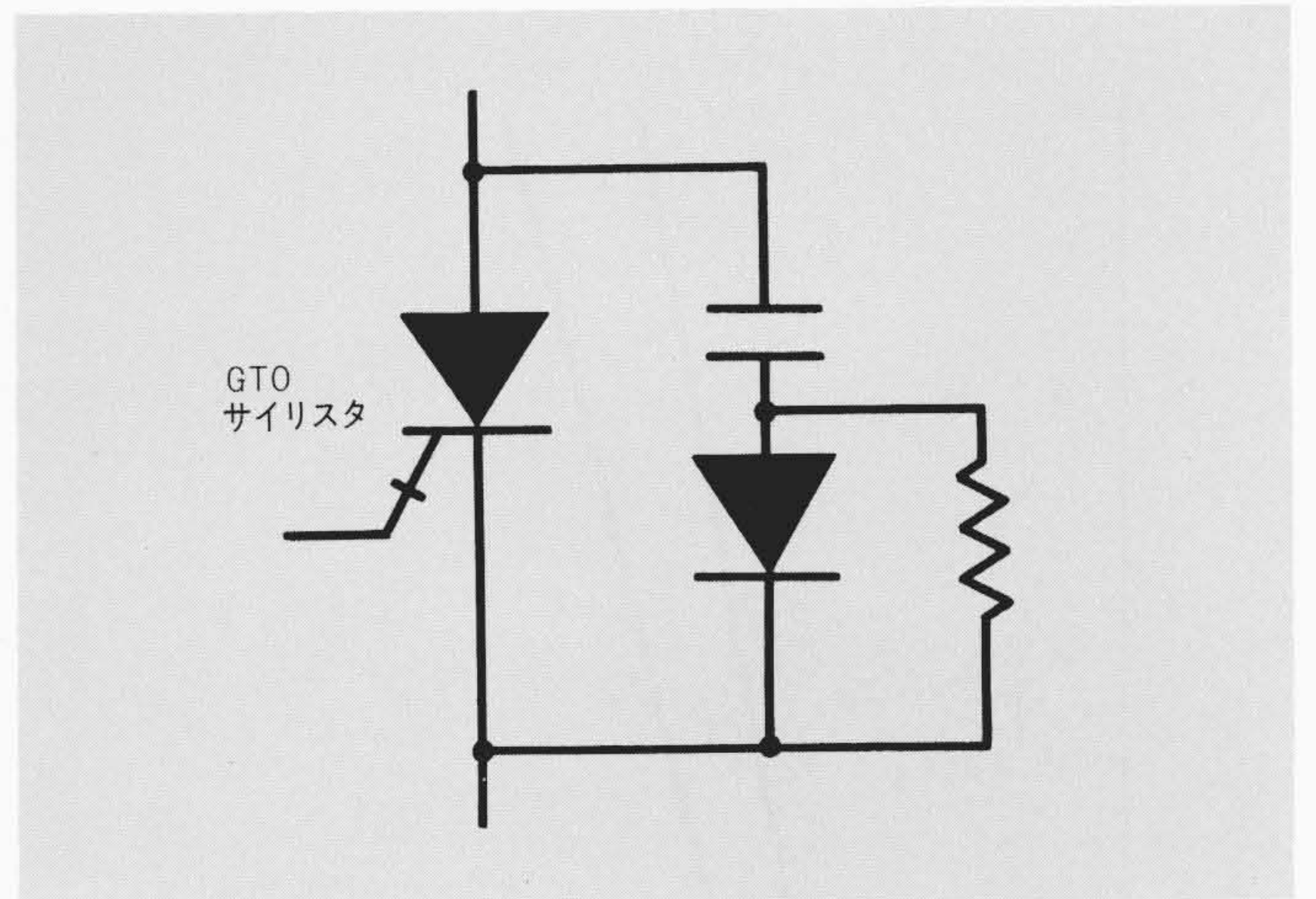


図6 スナッパ回路 GTOサイリスタを交流回路で用いるとき、C (キャパシタンス)-R (抵抗) だけでなく、ダイオードを用いターンオン時とターンオフ時の協調をとる。

ットパターンにする必要がある。

このようなGTOサイリスタの構造を図3に示す。ここで細長いNエミッタは、それぞれ独立してゲート電極に囲まれている。

更に、上述した電流集中による熱破壊を防ぐためには、その製造プロセス上すべてのNエミッタ、Pベースなどが一様に形成されている必要がある。しかし、この効果は以下で述べるスナッパ回路によってある程度低減される。

3 GTOサイリスタの電気的特性

5A、10A GTOサイリスタの定格及び電気的特性を表1に示す。

ここで、ゲートターンオフ測定回路を図4に、その電流波形を図5に示す。

測定回路中G (ゲート) ~ K (カソード) 間抵抗 R_{GK} は、高温でのブレイクオーバー電圧の低下を防ぐ目的で 300Ω に設定してある。スナッパ回路は、ゲートターンオフ過程でのアノード電圧上昇率を低減し、素子内部で発生するパワーを少なくするために必要である。更に、実際の回路では図6に示すように抵抗と並列にダイオードを接続することが望ましい。

3.1 オン性能

ゲート点弧電流は、Nエミッタパターンの周辺長が長いから、通常のサイリスタよりやや大きい(20~100mA)。しかし、トランジスタがON状態を維持するために、常にベースドライブが必要なのに比較し、1パルスの信号により制御できるという長所がある。また、そのオンゲイン(I_T/I_{GT})は100~250で、ダーリントトランジスタの h_{fe} と比肩できる。

順電圧降下も、重金属を拡散しているため通常のサイリスタより若干高い(2.0~3.0V)。

3.2 ターンオフ性能

ターンオフゲインとフォールタイムの関係、及びその温度依存性を図7に示す。重金属ドープレベルが低いから、高温でのゲインの低下は比較的小さい。

GTOサイリスタとトランジスタの決定的な差は、その動作安全領域にある。5A/600VのGTOサイリスタを例にとり同じ定格のトランジスタと、繰返し動作安全領域(典型例)を図8で比較すると、高いオフステート電圧で、トランジスタの電流容量が著しく低下しているのが分かる。更に、ここで典型例としてあげたトランジスタのパッケージがTO3型であり、GT07のパッケージはTO66型である点も、GTOサ

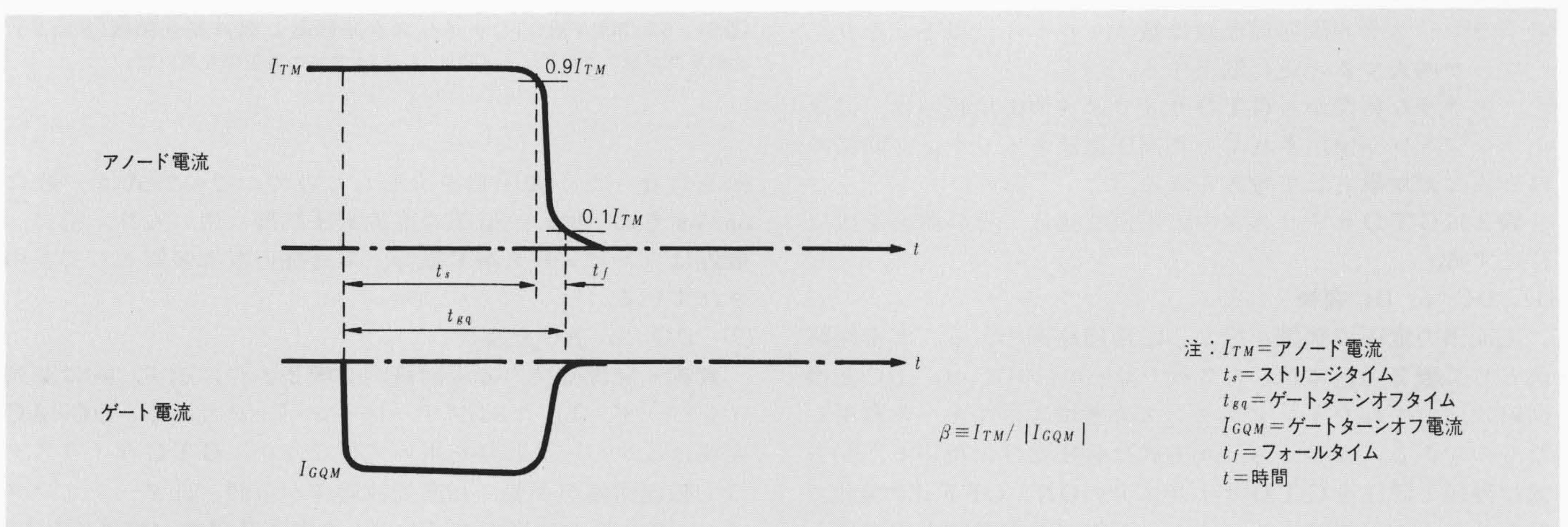


図5 ゲートターンオフ電流波形 素子内部での電流通路の収縮が t_s 期間中に進み、 t_f 期間で接合が回復する。

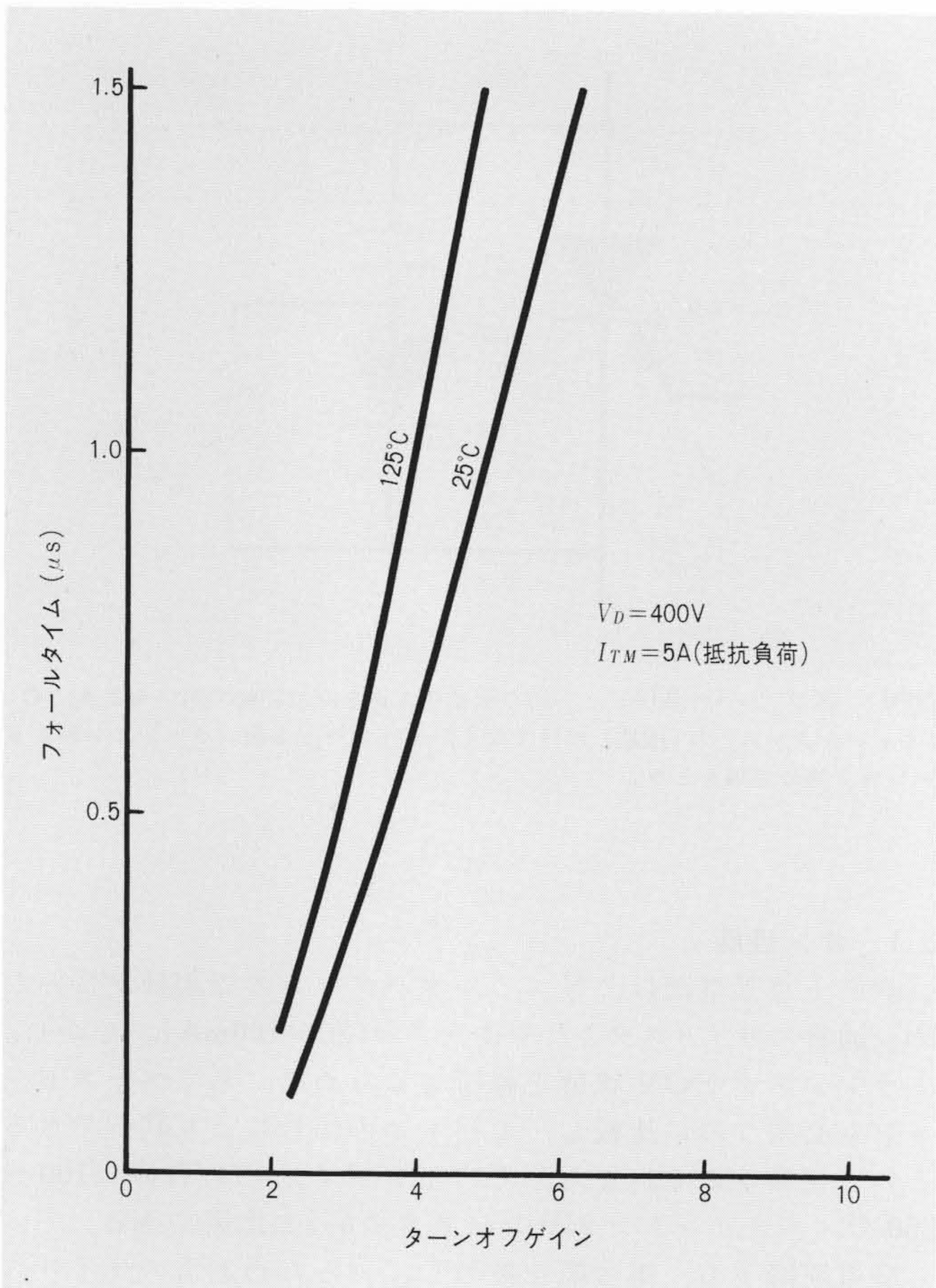


図7 5A/10A GTOサイリスタのターンオフゲインとフォールタイム 高温でのターンオフゲインの低下は概略1である。

サイリスタのトランジスタに対する優位性の一つである。

動作安全領域についてのGTOサイリスタとトランジスタの差は、回路事故時の非繰返し特性で更に拡大される(図9)。

4 GTOサイリスタの応用

図10はCushman⁴⁾らによる種々の電力用スイッチング素子の適用範囲を示したものである。トランジスタの場合、耐圧を高くすると電流容量が低下するため、阻止電圧(V_{CE0})はGTOサイリスタに比べ低い。しかし、電力用として考えたとき、 P_c (コレクタ消費電力)100W以上のトランジスタの限界周波数は数十キロヘルツ以下となり、パワーが増大すると更に低下する。

このような特徴からGTOサイリスタの応用範囲は、従来トランジスタが使用されていた高圧直流スイッチング回路のほとんどが対象として考えられる。

表2にGTOサイリスタの応用例を掲げ、その内容を次に詳述する。

(1) DC to DC変換

直流出力電圧の制御を行なう応用回路例である。応用回路例として表2の1に示した3種[(a)~(c)]のDC to DC変換回路は、いずれもインダクタンスの蓄積エネルギーを利用したものである。このうち、(a)方式は昇圧だけに用いる。(b)方式は昇圧と降圧をGTOサイリスタのON, OFF比の変化で行なうことが可能である。また、(c)方式は電源側と出力側とを絶縁するためフライバックトランスを介しているが、基本的には(b)方式と同じである。更に、(d)方式は電源と出力の絶

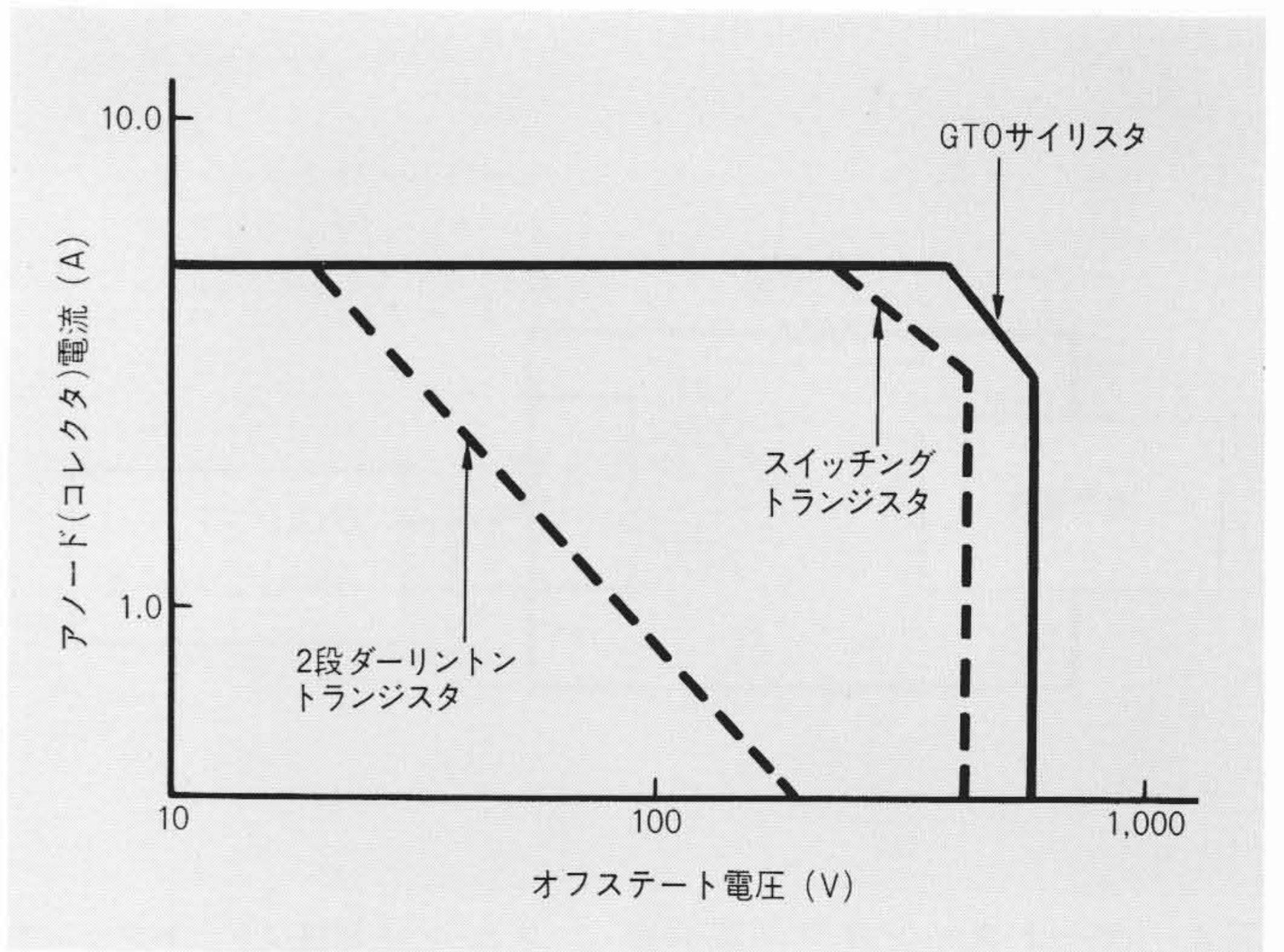


図8 5A/600V級GTOサイリスタ繰返し動作安全領域($\beta = 5$) 比較トランジスタは $V_{CE0} = 600V$, $I_c = 5A$ 定格の典型例を用いた。

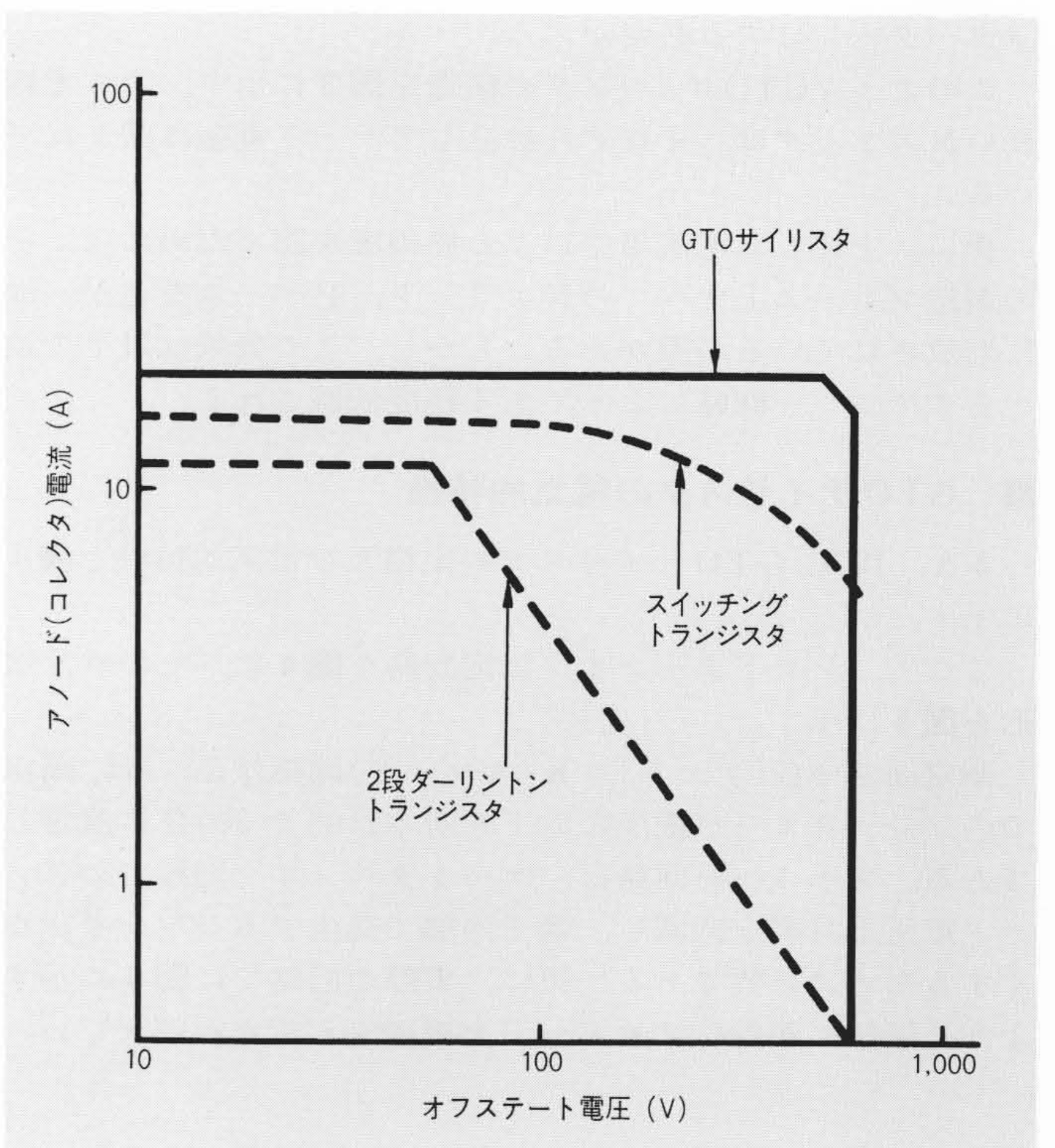


図9 5A/600V級GTOサイリスタ非繰返し動作安全領域($\beta = 5$) 比較トランジスタは $V_{CE0} = 600V$, $I_c = 5A$ 定格の典型例を用いた。

縁を行なうため変圧器を介したもので、この方式は一般にon-on方式と称し、低圧の直流電圧制御に用いられ、特に、最近ではコンピュータ端末機器、事務機の電源装置として多用されている。

(2) DC to AC変換

直流-交流変換の応用回路例を表2の2に示す。(a)は並列インバータ、(b), (c)はブリッジインバータである。DC-AC変換はインバータ回路を用いて行なうが、GTOサイリスタは(i)転流回路が不要、(ii)高周波動作が可能、(iii)ターンオフタイムが短いなどの理由でインバータ主回路構成が簡単になる。また、高周波動作が可能のため変圧器、リアクトルの寸法が小さくなり装置全体を小形、軽量化することができる。応用

表2 GTOサイリスタの応用例 DC to AC電力変換において、GTOに対してダイオードが逆並列に挿入されているのは、一般にGTOが逆耐圧を保証できないことによる。

No.	分類	応用例	基本回路	備考																				
1	DC to DC 電力変換	チョップ (a) Step up チョップ (b) Step up Step down チョップ (c) Step up Step down チョップ (d) Step down チョップ		点線の部分はスナッチャー回路 <table><tr><th>方式</th><th>E_0</th><th>di/dt</th><th>dv/dt</th></tr><tr><td>(a)</td><td>$\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} E_d$</td><td>$E_0/L$</td><td>$I_d/C$</td></tr><tr><td>(b)</td><td>$\frac{t_{on}}{t_{off}} E_d$</td><td>$\frac{E_d + E_0}{L}$</td><td>$I_d/C$</td></tr><tr><td>(c)</td><td>$E_d \frac{t_{on}}{t_{off}}$</td><td>$\frac{(E_0 + E_d)}{L}$</td><td>$I_d/C$</td></tr><tr><td>(d)</td><td>$E_d \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$</td><td>$\frac{E_0 + E_d}{L}$</td><td>$I_d/C$</td></tr></table> $\therefore t_{on}$: GTO on期間 t_{off}: GTO off期間 (d) 方式はスイッチングレギュレータとして、コンピュータ端末機器及び事務機の電源に用いられている。	方式	E_0	di/dt	dv/dt	(a)	$\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} E_d$	E_0/L	I_d/C	(b)	$\frac{t_{on}}{t_{off}} E_d$	$\frac{E_d + E_0}{L}$	I_d/C	(c)	$E_d \frac{t_{on}}{t_{off}}$	$\frac{(E_0 + E_d)}{L}$	I_d/C	(d)	$E_d \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$	$\frac{E_0 + E_d}{L}$	I_d/C
方式	E_0	di/dt	dv/dt																					
(a)	$\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} E_d$	E_0/L	I_d/C																					
(b)	$\frac{t_{on}}{t_{off}} E_d$	$\frac{E_d + E_0}{L}$	I_d/C																					
(c)	$E_d \frac{t_{on}}{t_{off}}$	$\frac{(E_0 + E_d)}{L}$	I_d/C																					
(d)	$E_d \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$	$\frac{E_0 + E_d}{L}$	I_d/C																					
2	DC to AC 電力変換 (インバータ)	(a) 並列インバータ (b) ハーフブリッジ インバータ (c) ブリッジインバータ		GTOサイリスタをインバータ回路に用いると、転流回路が不要となり、主回路構成が簡単となる。																				
3	直流, 交流 コンタクト ブレーカ	交流ブレーカ		主な用途 (i) 電源分岐回路 (ii) バッテリーバンク切替回路 (iii) バッテリーカー など。																				
4	交流位相制御	直流出力制御 交流出力制御		GTOを用いているため、自由にターンオフができる。このため、次の利点がある。 (i) 力率, 高調波の制御が可能 (ii) モータ起動電流の制御が可能 (iii) 高周波数出力が得られる。																				

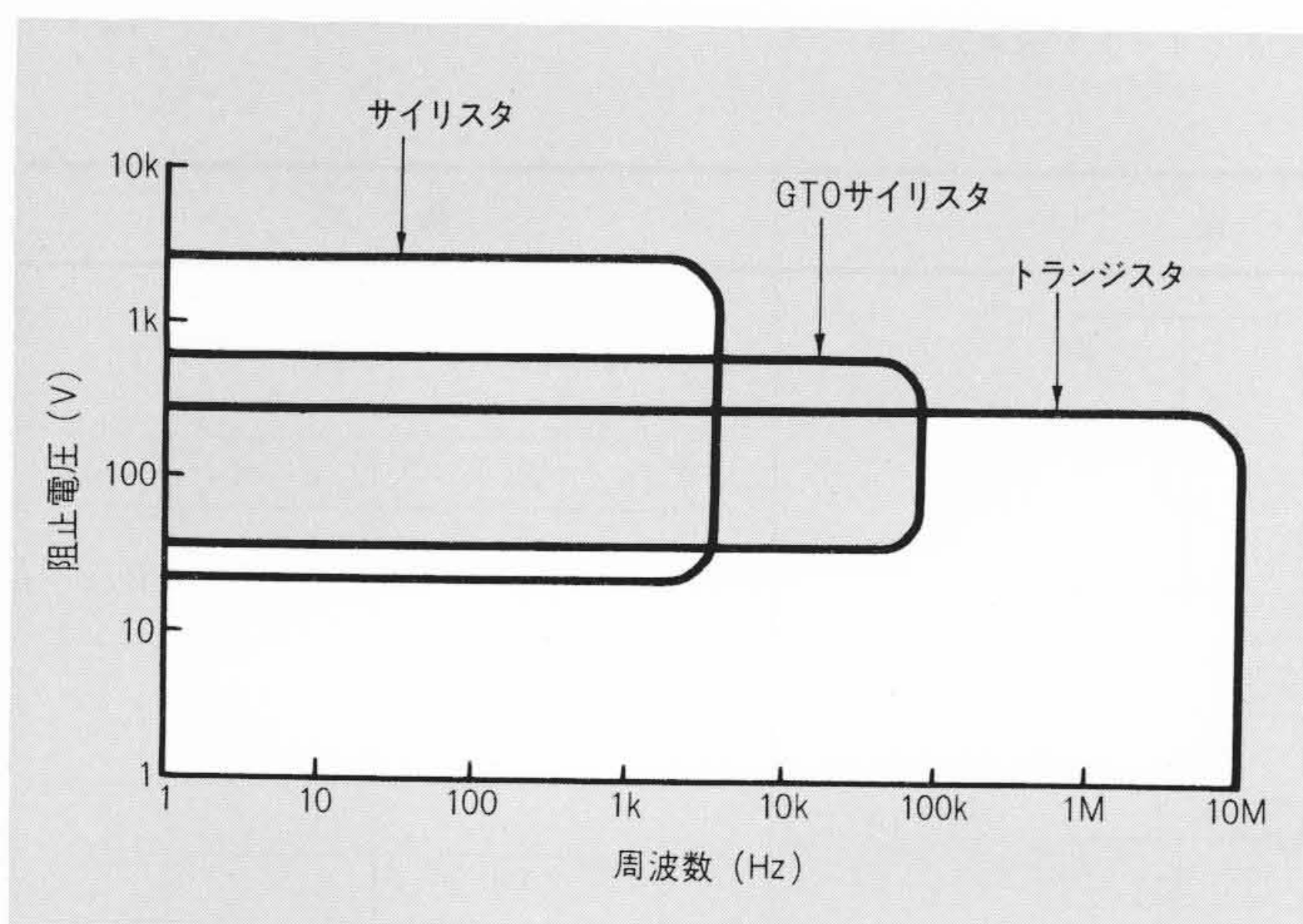


図10 阻止電圧、周波数の適用範囲 GTOサイリスタの阻止電圧は最近1kV以上のものが開発されつつある。

が期待できる分野として、電動機の世界制御、けい光灯電源、誘導加熱炉などがある。

(3) サーキットブレーカとコンタクタ

GTOサイリスタを用いたサーキットブレーカを表2の3に示す。GTOサイリスタを、コンタクタ又はブレーカに用いることで回路のON、OFFを無接点化できる。応用分野として、(i)電源分岐回路、(ii)バッテリーバンク切替、(iii)バッテリーカーなどへの適用があげられる。

(4) 交流位相制御回路

交流位相制御回路を表2の4に示す。GTOサイリスタは交

流のどの位相でもON、OFFが可能のため、出力電圧の波形を制御できる。このため、(i)負荷の力率と高調波の制御が可能、(ii)モータ起動電流の制御が可能、(iii)出力に高周波出力が得られるなどの制御が可能である。

5 結 言

低周波(～1kHz)用途、及び高周波(～20kHz)用途の5A/10A GTOサイリスタをシリーズ開発し、その特性を通常のサイリスタ、トランジスタと比較して応用範囲を検討した。開発したGTOサイリスタは、

- (1) 比較的低い重金属ドープレベルで高いゲインを得る。
- (2) 個々のNエミッタが島状に分離して、これを電極で結線した構造を採用している。

その結果、

- (1) 高温でのゲインの低下が少ない。
- (2) 広い動作安全領域をもつ。

などの特長がある。

参考文献

- 1) R. H. van Liglen and D. Navon: Base Turn-Off of p-n-p-n Switches. IRE WESCON Conv. Record, Pt3, p. 49 (1960)
- 2) J. M. Goldey, I. M. Mackintosh and I. M. Ross: Turn-Off Gain in p-n-p-n Triodes, Solid State Electronics, Vol. 3, p. 119 (1961)
- 3) E. D. Wolley: Gate Turn-Off in p-n-p-n Devices, IEEE Trans., ED-13, p. 590 (1966)
- 4) R. H. Cushman: Gate-Controlled Switches, EDN March 15 (1970)

論文抄録

自動倉庫梱包システムの最適運用に関する一方式

日立製作所 浜田亘曼

電気学会論文誌 96C-12, 273 (昭51-12)

本論文は、多数の離散的な情報を含み、複数の評価要素と制約要素を考慮すべき自動倉庫梱包システムでの制御用計算機による運用制御を対象とし、複雑な決定問題の定式化とシミュレーションによる評価について論じている。

梱包システムでは倉庫設備や運用上の各種の制約条件のもとで、入庫、出庫などのサブシステムと協調を取り、倉庫設備の稼働、格納、梱包などの各能力を有効利用する必要があるが、本論文は、この問題に線形計画法(LP)を適用することにより実用的に最適解を得ることを試みている。

制御用計算機で用いるLPの設計及び適用に当たっては、(1) 記憶容量の削減と処理時間の短縮、(2) 特殊な入力情報の組に対する計算誤差に起因する不自然な出力の抑制、(3) プログラムのモジュール化の徹底、(4) 問題の分割と分割された部分問題間の協調、(5) パラメータの調整などに注意が必要である。特に(1)、(2)項については、

オフライン用大形計算機による場合に比べて、制御用計算機では格段の配慮が必要である。

なぜなら、制御用計算機は小形であるばかりでなく、許容待時間の短い他の仕事をマルチ・プログラム処理の形で実行しているため、処理能力の点でも余裕がない。またスケジュール結果が直接、プラントを制御することになるので、物理的意味のないスケジュール結果をそのまま出力したり、むやみに出力を停止したりすることは許されないからである。

今回のシステムでは、(1)項のために通常用いられる0なる値を記憶しないことに加えて、+1、-1なる値を特殊なパターンによって、他の有意な値とは区別して記憶し、記憶容量の節約と乗算などの演算を省略し、更に定数テーブルを関数化して、繰り返して出現するデータの記憶を省略した。またLPの解法の過程で生ずる基底の交換のたびに内容を変更すべき逆行列について

も、記憶方式に工夫を取り入れた。

この結果、オンライン用LPの適用により、(1) 梱包作業に対する要求や在庫状態の様々な組合せに対して、実用的な意味で常に最適な解を確保でき、(2) スケジュール目標の重み付けを変更することにより、運用状態に適応した所望のスケジュール結果を得ることができた。すなわち、アイル間の関係を考慮した格納方式を採用する場合、最適化手法を用いない簡易な方式に比較して、LPによると故障時に稼働バランスが10%程度改善された。

LPにより適応性も向上したが、これはスケジュールの評価パラメータを1けた程度の範囲で調整することにより、稼働能力が10%、格納能力が1%弱変動することで確認できた。したがって、稼働能力の不足を来した場合には、格納能力を若干犠牲にすることにより稼働能力の最大利用が可能となった。