UDC 621.382.333.32.014.2: 621.314.57

論文

56-B59

PWM インバータ応用における逆導通サイリスタの電流定格

正員 飯田 隆彦 (三菱電機)

正員 多田 昭晴 (三菱電機)

1. ま え が き

高速スイッチングサイリスタの特性向上ならびに、高効率の各種転流回路の開発によって、自励式サイリスタインバータは広く実用化されるにいたった。しかし、インバータには出力電圧変動率の小さいこと、動作周波数範囲が広いこと、および負荷電流と力率が広い範囲に変化しても安定に動作し、かつ、高調波分が小さいこと、などの厳しい仕様が要求されている。これらの要求を満たす一方式として、出力電圧の基本波半サイクル中に複数個のパルスを与え、パルス幅および、間隔を適当な関数で変調して高調波分を減少させるパルス幅変調インバータ（以下、PWM インバータと略す）がある。

この PWM インバータの主回路においては、各アームは全て高速スイッチング逆阻止サイリスタと逆並列に整流ダイオードが接続されている。これを高速スイッチング逆導通サイリスタ⁽¹⁾⁽²⁾に置換えることによって、下記の特長を得ることができる。すなわち、単に主回路結線が簡単になるばかりでなく、逆並列接続回路中に存在する浮遊インダクタンスにより生じる逆バイアス期間の減少がなくなり⁽³⁾、転流コンポーネントをほぼ半減できて、インバータの電氣的性能が向上するばかりでなく、その重量寸法も削減させることができる。図1に逆導通サイリスタの陽極特性、ベースックエレメントの構造および、等価回路を示す。

逆導通サイリスタを PWM インバータに応用すると、逆導通サイリスタの順方向と逆方向の両方向に負荷電流の一部が流れる。この順方向および逆方向の電流の振幅と通電時間幅は負荷の力率に依存しており、

図1 逆導通サイリスタ

Fig. 1. Reverse conducting thyristor.

力率が変わると、それぞれの電流によって発生するサイリスタ部の電力損失とダイオード部の電力損失も変化する。一方、逆導通サイリスタのサイリスタ部接合とダイオード部接合は近接しているため、熱的相互干渉があり、逆導通サイリスタの順方向および逆方向の許容電流を単独に決めることができず、その設計評価方法が確立されていなかった。

本論文においては、熱的相互干渉による熱抵抗が両電力損失の比率の関数であることを示し、これを数式表示した。これとターンオン広がり現象により生じる過渡オン電圧の増大および、熱抵抗の増加をも考慮した新しい接合温度上昇計算式を示した。この計算式を用いて、PWM インバータの出力周波数 f_0 が数百 Hz 以下の範囲で、パルス変調周波数 f_M がその 1~5 倍であるときの誘導負荷および、純抵抗負荷における逆導通サイリスタの電流定格を求めた。この計算値は等価通電試験によって妥当な値であることが明らかにされた。

2. 許容電流計算

〈2.1〉 逆導通サイリスタの電流責務 単相 PWM インバータの主回路を図2に示す。逆導通サイリスタのサイリスタ部を流れる電流（以下、オン電流と略す）と、ダイオード部を流れる電流（以下、逆電流と略す）とを明らかにするため、図においては、逆導通サイリスタ FR_1, FR_2, FR_3, FR_4 をそれぞれ、逆阻止サイリスタと整流ダイオードとの逆並列接続 $T_1/D_1, T_2/D_2,$

The Current Rating of Fast Switching Reverse Conducting Thyristor for Pulse Width Modulation Inverter Application.
By Takahiko Iida, Member & Akiharu Tada, Member
(Mitsubishi Electric Corporation Kita-Itami Works).
飯田隆彦：正員，三菱電機株式会社北伊丹製作所
多田昭晴：正員，三菱電機株式会社北伊丹製作所

図 2 単相 PWM インバータと各部波形

Fig. 2. Single phase PWM inverter and voltage and current waveforms.

T_3/D_3 , T_4/D_4 で表わしている。なお、この主回路では、サイリスタの電流責務と特に関係のない転流回路が省略されている。また、図はパルス変調周波数 f_M が出力周波数 f_0 の 5 倍 ($f_M/f_0=5$) で、力率 $\cos \phi$ が 0.7 における各素子の通電期間と電流波形とを示す。すなわち、振幅 E_M の直流二等辺三角波形を変調波 (周波数 f_M) とし、インバータ出力電圧と同相で両波整形された可変振幅 E_s の正弦波を信号波 (周波数 f_0) とし、両電圧の瞬時値が一致した時点でサイリスタはオンないし、オフされる⁽⁴⁾。図 2 より判るように、逆導通サイリスタ FR_1 と FR_4 とでは、その通電電流波形が異なっているため、両サイリスタの電流責務を検討する必要がある。

逆導通サイリスタの電流定格に大きな影響を及ぼす要因としては、このほかに次のようなものがある。

(イ) 逆電流により生じる電力損失 (以下、逆損失 P_D と略す) によるサイリスタ部接合・基準点間熱抵抗の増加

(ロ) オン電流のパルス幅の減少に伴うターンオン広がり面積の減少によるサイリスタ部接合・基準点間熱抵抗の増加

(ハ) ターンオン広がり現象によるスイッチング損失

〈2・2〉 定常熱抵抗と過渡熱インピーダンス サイリスタ部とダイオード部とで、それぞれ発生する損失を P_T および P_D とすると、その損失比 x

$$x \equiv P_D / (P_D + P_T) \dots \dots \dots (1)$$

によって、各接合から素子の基準点 (本論文では、基準点をヒートシンク、あるいは、冷却フィンとする) に至るまでの熱流の通路も変化する。従って、接合・基準点間熱抵抗は x の関数となる⁽⁶⁾。一方、逆導通サイリスタには逆阻止サイリスタと同様、ターンオン広がり現象があるため、その接合・基準点間熱抵抗は導通 (オン) 領域の面積 (瞬時値) s の関数でもある。ここで s は広がり速度 v 、時間 t および、陰極の形状に依存する⁽⁶⁾⁽⁷⁾。従って、サイリスタ部接合・基準点間熱抵抗 $R_T(x, s)$ は x と s の関数となり、次の式で表わすことができる。

$$R_T(x, s) = f(x) \cdot g(s) \cdot R_T \dots \dots \dots (2)$$

但し、 $f(x)$ は熱抵抗の x 依存性を表わす関数で、 $x=0$ のとき $f(x)=1$ である。 $g(s)$ は熱抵抗の s 依存性を表わす関数で、接合全面が導通 ($s=S_T$, S_T はサイリスタ部陰極面積) のとき $g(s)=1$ である。 R_T は $x=0$, $s=S_T$ のときのサイリスタ部の接合・基準点間熱抵抗である。

一方、ダイオード部接合・基準点間熱抵抗 $R_D(x)$ は広がり現象と無関係で x のみの関数となり、次の式で表わすことができる。

$$R_D(x) = f'(x) \cdot R_D \dots \dots \dots (3)$$

但し、 $f'(x)$ は熱抵抗の x 依存性を表わす関数で、 $x=1$ のとき $f'(x)$ である。 R_D は $x=1$ のときのダイオード部接合・基準点間熱抵抗である。

次に、定格オン電流/定格逆電流が 150 A/60 A で図 3 に示すような諸元のセンタゲート構造の逆導通サイリスタの $f(x)$, $f'(x)$, $g(s)$ を求めてみる。

$f(x)$ を求めるため、まず、逆導通サイリスタ内部の温度分布をコンピュータを用いて計算で求めた。上記ベーシックエレメントを平素子のパッケージに封入し、更にそのパッケージの両面に厚さ 5 mm の銅製ヒートシンクを圧接したときの、素子内部構造を示す切開図と、X-Z 軸面断面図とを図 4 に太線で示す。上部ヒートシンクの上面と、下部ヒートシンクの下面を同一基準温度とし、両接合での損失値を入力条件と

図 3 逆導通サイリスタのベーシックエレメント諸元

Fig. 3. Dimensions of basic element of 150 A/60 A center gate type reverse conducting thyristor.

(a) 素子内部の切開図

(b) 温度分布

($x=0$, $P_T+P_D=240$ W, $T_{jmax}=19.5^\circ\text{C}$)

図 4 X-Z 軸断面上の温度分布

Fig. 4. Temperature distribution of specimen at cross section on X-Z axis.

図 5 シリコンウエハの X 軸上温度分布

Fig. 5. Temperature distribution on X axis of silicon wafer.

図 6 $f(x)$, $f'(x)$ の x 依存性

Fig. 6. Thermal resistance variation versus reverse power dissipation ratio to total power (x) (measured and calculated values).

して、次の X-Z 座標での熱伝導の方程式を解いて温度 T を求めた⁽⁸⁾。

$$K_x \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + K_z \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + Q = 0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 K_x , K_z はそれぞれ x 軸、 z 軸方向の熱伝導率、 Q は損失 (発熱量) である。

この計算で、得られた温度分布図の一例を図 4 に示す。ここで各金属間の接触熱抵抗は、計算上薄い空気層として扱っている。こうして得られた各 x に対する X-Z 軸面断面上での温度分布を図 5 に示す。各 x における、サイリスタ部内での接合温度の最高値を P_T で割って $R_T(x, S_T)$ を算出し、(2) 式から $f(x)$ を求めた (ここで、 $g(S_T)=1$ である)。このようにして求め

た「 $f(x)$ の x 依存性」を図6に実線で示す。一方同図には後述の通電試験から得られた $f(x)$ の実測値を破線で示す。これより計算値と実測値とは比較的良好一致することが確認された。図6に示す $f(x)$ は一般に x の多項式で次のように表わすことができる。

$$f(x) = A_0 + A_1x + A_2x^2 + A_3x^3 + A_4x^4 + A_5x^5 \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $A_0, A_1, \dots, A_5$ は素子で決まる定数である。コンピュータの多項回帰プログラムを用いて、これらの定数を求めると、図の $f(x)$ (実線)に対しては、 $A_0=0.9878, A_1=1.6467, A_2=-31.178, A_3=205.37, A_4=-431.075, A_5=322.126$ であった。

また、 $f'(x)$ の x 依存性は、 $f(x)$ と同様の計算で求め、それを図6に示す。この $f'(x)$ 曲線も同様に x の多項式で表わすことができる。

$$f'(x) = A_0' + A_1'(1-x) + A_2'(1-x)^2 + A_3'(1-x)^3 \dots\dots\dots (6)$$

一方、 $g(s)$ を求めるため、図3に示すダイオード部を除去した通常のセンタゲート構造のサイリスタに近似した円筒座標(r - z 座標)での熱伝導方程式をコンピュータで解いて温度 T を求めた。

$$K_r \left(\frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} \right) + K_z \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + Q = 0 \dots (7)$$

ここで、 K_r は r 軸方向の熱伝導率である。

計算で得られた $R_T(0, s)$ と、 s で決まる有効陰極外径 d (d はオン領域の陰極外径で、 $d=(4s/\pi + D_1^2)^{1/2}$ で与えられる)との関係を図7に示す。

また、同図には比較のために、熱抵抗の実測値をも

図7 $R_T(0, s)$ 対有効陰極外径

Fig. 7. Thermal resistance versus actual outer cathode diameter (measured and calculated values).

示す。 $R_T(0, s)$ の d 依存性は、実測値、計算値ともよく同じ傾向を示すことが判った。図7と(2)式とから求めた $g(s)$ は次の式で近似できることが判った⁽⁶⁾⁽⁹⁾。

$$g(s) = 1 - 1.163 \log \left[\frac{\pi}{4} (d^2 - D_1^2) / S_T \right] \dots\dots\dots (8)$$

以上は、 x と s とが所定の値のときの定常熱抵抗について考察したものである。

一方、過渡熱インピーダンスとして、本論文ではターンオン後1ms以内は次の式で表わされる過渡熱インピーダンス $Z_{(t, s)}$ を用い⁽⁶⁾、1ms以上は実測値を用いた。

$$Z_{(t, s)} = Z_{(1ms)} \cdot \sqrt{1,000t \cdot (S_T/s)} \dots\dots (9)$$

但し、 $Z_{(1ms)}$ は接合が全面導通状態における1msでの過渡熱インピーダンスである。

〈2・3〉 オン損失と逆損失 オフ状態のサイリスタを、ゲート電流でターンオンさせたときの陽極電圧(瞬時値) v_T はサイリスタ部の接合の電流密度の関数となって次式で近似することができる⁽⁶⁾⁽⁹⁾。

$$v_T = B \cdot \left(\frac{i_T}{s} \right)^{0.0561} + C \cdot \left(\frac{i_T}{s} \right)^{0.8952} \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 i_T はオン電流(瞬時値)、 B と C は素子の定常オン特性から決まる定数で、供試素子では $B=1.1147, C=0.2063$ である。 s は広がり速度 v を一定とし、次の式から求めた。

$$s = [(D_1 + 2vt)^2 - D_1^2] \cdot (\pi/4) \dots\dots\dots (11)$$

なお、(11)式が成立するには、ゲートトリガとともに、ゲートと相対向している陰極が一斉にオンし、そのオン領域が陰極の外周へと同心円状に広がっていくことが前提となっている。このターンオン広がり状況は図8に示すように、高時間分解能のチャンネルプレート形赤外線イメージコンバータを用いて確認された。

図8 ターンオンが均一に広がっている状況
Fig. 8. Uniform spreading of turn-on area.

更に、このような近似計算をしてもその計算結果に含まれる誤差は、実用上問題とならない値であることが後述の通常試験結果から判明している。

PWM インバータ応用では図2に示すように、一周期中に多数のパルス電流が存在する。この第 m 番目のパルス電流に対するピークオン損失 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = \frac{1}{t_{w(m)}} \int_0^{t_{w(m)}} v_T \cdot i_T dt \dots \dots \dots (12)$$

但し、 $t_{w(m)}$ は第 m 番目のパルスオン電流の通電幅である。

一方、逆損失は(10)式において、 s をダイオード部接合面積 S_D (一定値) とおき、(12)式より同様に求めることができる。

〈2.4〉 接合温度上昇計算 f_0 で繰り返される合計 m_0 個のそれぞれ位相の異なるパルスオン電流が逆導通サイリスタに重じようして流れるものとして、次の新しい接合温度上昇計算式が用いられた。すなわち $(1/f_0)$ 期間中の任意の m' 番目のパルスオン電流終了時点 $t_{2m'}$ での接合温度上昇 $\Delta T_{j(m')}$ は

$$\begin{aligned} \Delta T_{j(m')} = & \sum_{m=1}^{m_0} f_0 \cdot t_{w(m)} \cdot P_m \\ & \times \left\{ R_T(x, S_m) - Z\left(\frac{1}{2f_0}, S_m\right) \right\} \\ & + \sum_{m=1}^{m'} P_m \{ Z[t_{2m'} - t(2m-1)], S_m \} \\ & - Z[t_{2m'} - t_{2m}], S_m \} \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$

で与えられる。

但し、 m' は1から m_0 番目までの間の任意の整数、 m は1から m' 番目までの間の任意の整数、 $t_{(2m-1)}$ は第 m 番目のパルスオン電流の立ち上がり時点の時間、 $t_{2m'}$ は第 m' 番目のパルス電流終了時点の時間、 $R_T(x, S_m)$ は(2)式において $s = S_m$ とおいたときの値 (S_m は

第 m 番目のパルスオン電流幅 $t_{w(m)}$ より決まるサイリスタ部接合のオン領域面積)、 $Z(t_{2m'} - t_{(2m-1)}, S_m)$ は、(9)式において $t = t_{2m'} - t_{(2m-1)}$ ならびに $s = S_m$ とおいたときの値である。なお、各パルスオン電流の時間的相対関係を図9に示す。

(13)式において m' を1から m_0 まで逐次変えてゆき、各 m' での $\Delta T_{j(m')}$ を求めて相互に比較すると、1サイクル中での最高接合温度上昇を求めることができる。また、ダイオード部の接合温度上昇は(3)式と(13)式とから同様に求めることができ、このダイオード部最高接合温度とサイリスタ部最高接合温度とを比較して、高い方の温度を逆導通サイリスタの最高接合温度とする。

誘導負荷の場合、1サイクル中の第一番目のパルスオン電流の通電幅が狭い方の電流モード(以下、S-version と称す)と、広い方の電流モード(以下、L-version と称す)の両モードについて接合温度上昇計算を行なった。一方純抵抗負荷では出力電流波形は完全な方形波となり、各素子に流れる電流波形は一致しそのパルスオン電流の周波数 f_m はパルス変調周波数 f_M と一致するので、同様なプログラムを作成して接合温度上昇計算を行なった。

図10、図11に $f_0 = 600 \text{ Hz}$, $f_M/f_0 = 3$, $\cos \phi = 0.7$, 0.9 における供試素子の「許容フィン温度と電力損失」の計算結果を示す。 f_0 が $60 \sim 600 \text{ Hz}$ の範囲内においては、その「許容フィン温度と電力損失」に顕著な周波数依存性が認められなかったため、本論文では 600 Hz での値を示した。逆損失は力率 $\cos \phi$ によって変化するが、オン損失との和である全電力損失はほぼ同じ値を示す。しかし、許容フィン温度 T_f は $\cos \phi$ によって変化する。また、S-version と L-version とでもその許容フィン温度 T_f の値に相違がみられた。これらは逆損失の全体に占める割合が異なるため、接合・

図9 等価電力パルス

Fig. 9. Equivalent power pulse train.

図 10 許容フィン温度と電力損失 (S-version)

Fig. 10. Allowable fin temperature and average power dissipation versus peak output current for S-version.

図 11 許容フィン温度と電力損失 (L-version)

Fig. 11. Allowable fin temperature and average power dissipation versus peak output current for L-version.

図 12 許容フィン温度と電力損失 (純抵抗負荷)

Fig. 12. Allowable fin temperature and average power dissipation versus peak output current for pure resistive load.

基準点間熱抵抗の値が違ってくるためである。

図 12 に純抵抗負荷での「許容フィン温度と電力損

失」の計算結果を示す。この場合では出力周波数 f_0 が高くなるほど、電力損失が大きくなるため T_f は急激に低下する。

3. 通電試験

前節にて報告した方法による計算値が実使用時の温度上昇値と合致していることを確認するため、以下の通電試験を実施した。

サイリスタ部接合とフィン（基準点）との温度差を求めるためには、まず接合温度を正確に求める必要がある。逆導通サイリスタのターンオフ時間は接合温度上昇とともに増大し、再現性ある安定した温度特性を示す。この温度特性を予め測定しておく、強制転流を行なわせる通電試験において、転流失敗が生じたときの転流余裕時間 t_c から、そのときの接合温度を知ることができる⁽⁶⁾。ターンオフ時間の測定に当たっては、通電による接合温度上昇が無視できるように、その通電周期を 1~2Hz とした。

図 13 に純抵抗負荷に対する等価通電試験回路を示す。転流余裕時間 t_c はリアクトル L_2 、コンデンサ C_0 の共振で充電されるコンデンサ C_1 の充電電圧と、リアクトル L_1 、 C_1 の共振回路定数にて所定の値に設定される。本回路の動作は次の通りである。いま、直流リアクトル L_{dc1} は電磁エネルギーを蓄え L_{dc1} とダイオード D_2 の閉回路に所定の電流が循環しているとする。この状態において、供試素子 T_uT がオンされると、 L_{dc1} の電流は $L_{dc1} \rightarrow D_2 \rightarrow T_uT \rightarrow$ ダイオード $D_1 \rightarrow L_{dc1}$ の閉回路に転流し、所定の振幅をもつパルス電流が T_uT に流れると共に、 L_{dc1} は励振される。この間に補助サイリスタ Th_2 をオンして C_1 を充電しておき、補助サイリスタ Th_1 をオンして $C_1 \rightarrow Th_1 \rightarrow T_uT \rightarrow$ 可飽和リアクトル $S_aL \rightarrow L_1 \rightarrow C_1$ の閉回路に大電流パルスが発生させて、 T_uT をターンオフさせる。 T_uT を通して流れていた L_{dc1} の電流は、 $S_aL \rightarrow L_1 \rightarrow C_1 \rightarrow Th_1$ に転流し、 C_1 の電圧が D_1 と等しくなると、 $L_{dc1} \rightarrow D_2$ の閉回路に再度転流して、1 サイクルを終了する。なお、 S_aL は急しゅんな再印

図 13 等価通電回路 (純抵抗負荷用)

Fig. 13. Equivalent operation test circuit for pure resistive load.

表 1 通電試験結果(純抵抗負荷)

Table 1. Measured and calculated temperature rise for pure resistive load.

通電モード f_M/f_0	基本周波数 f_0 (Hz)	オン電流 波高値 (A)	接合・フィン間温度差(°C)	
			実測値	計算値
3	60	200	18	20
		200	23.5	24
		240	30.5	31

表 2 通電試験結果(誘導負荷)

Table 2. Measured and calculated temperature rise for inductive load.

通電モード f_M/f_0	基本周波数 f_0 (Hz)	オン電流 波高値 (A)	逆電流波 高値 (A)	接合・フィン間温度差 (°C)	
				実測値	計算値
3	60	200	55	7.5	8.6
		250	65	9.9	11.0
		300	80	14.0	14.8

図 14 等価通電回路(誘導負荷用)

Fig. 14. Equivalent operation test circuit for inductive load.

$i: 150 \text{ A/div}, t: 2 \text{ ms/div}$

図 15 供試素子の電流波形

Fig. 15. Current waveform of reverse conducting thyristor at equivalent operation test of Fig. 14.

加オフ電圧によって T_1 が誤動作するのを防ぐためのものである。通電試験結果は表 1 に示すように計算値とよく合致した。

図 14 に誘導負荷に対する等価通電試験回路を示す。 T_1 は商用交流電源と同期してトリガされ、逆損失は逆電流を制御する抵抗 R_2 により所定の値に設定される。実際の PWM インバータにおいては T_1 の逆電流もオン電流と同様、周波数 f_m のパルス電流となるが、 T_1 の熱容量を考慮し本実験では商用周波半波電流で代用させた。 T_1 の電流波形を図 15 に、その通電試験結果を表 2 に示す。表中の接合・フィン間(ここでは基準温度としてフィン温度を用いた)の温度差の計算値は図 15 に示す電流波形について本論文の手法により計算した値であるが、その計算値は実測値とよく一致することが判明した。

表 3 熱抵抗変化比の逆電力依存性

Table 3. Thermal resistance variation versus reverse power dissipation ratio to total power (x) (measured and calculated values).

逆損失 全損失 (x)	0.2	0.33	0.42	0.49
計 算 値	1.11	1.66	2.20	2.75
実 測 値	1.1	1.57	2.05	2.42

また、図 6 に示した $f(x)$ の依存性を確認するためオン電流波形を一定に保ちつつ、逆電流波高値を種々の値に変え、 x の値を 0.2~0.5 の範囲に変えたときの、サイリスタ部接合・フィン間熱抵抗がいかに変化するかを実測した。この測定結果を表 3 に示すが、これもコンピュータのシミュレーション結果と良く致することが判明した。

4. む す び

以上、PWM インバータに逆導通サイリスタを応用したときの、逆導通サイリスタの許容電流に影響を与える諸要因と、許容電流の計算法ならびにその値を検証するための通電試験方法について論じた。

逆導通サイリスタの電流波形は、インバータ主回路中のどのアームに素子が接続されているかということ、負荷の力率および出力周波数とパルス変調周波数によって変化する。逆導通サイリスタの許容電流はこれらの使用回路条件に加え、逆導通サイリスタ自体のダイナミック特性によっても影響を受ける。

本論文において、ターンオン拡がり現象に起因するターンオン損失、ターンオン拡がり損失と局部導通時の熱抵抗の増加ならびに、逆導通サイリスタ特有の現象である逆損失による熱抵抗の増加などが許容電流に及ぼす影響について検討した。特に熱抵抗については、コンピュータによるシミュレーションと各種実験の両面からその増加状況を検討し、その変化を数式表示した。これらの関係式を用いて所与の電流波形における接合温度上昇をコンピュータで計算させ、許容電流値を求めた。

次に、等価通電試験回路で温度上昇試験を行ない、計算値が実測値と良く一致していることを確認した。

最後に、本論文をまとめるに当り、終始あたたかい励ましと御便宜を図って頂いた三菱電機 LSI 研究所所長 岡 久雄工学博士、北伊丹製作所集積回路第一製造部部长 小野 力氏、および実験を遂行するに当りご支援を頂いた、大阪電気通信大学教授 清水潤治工学博士の諸氏に謝意を表します。

(昭和 55 年 5 月 28 日受付, 同 55 年 11 月 12 日再受付)

文 献

- (1) R. A. Kokosa: "A high voltage, high-temperature reverse conducting thyristor" *IEEE Trans. Electron Device* ED-17 (1970)
- (2) H. Oka & H. Gamo: "Electrical characteristics of high-voltage high-power fast switching reverse-conducting thyristor and its application for chopper use." *IEEE Trans. Industry Application* IA-9 (1973)
- (3) 北岡・芦谷・成戸・蒲生・赤松: 「逆導通サイリスタ式 DC チョップ制御装置」, 三菱電機技報, 45, 11, 1463 (昭46-11)
- (4) J. Zubek, A. Abbondanti & Craig J. Norby: "Pulse-width modulated inverter motor devices with improved modulation" *IEEE Trans. Industry Application* IA-11, 6 (1975-11/12)
- (5) 飯田・岩本: 「逆導通サイリスタの定格電流の決定法」, 電子装置・制御装置合同研究会資料 EDD-74-70, PCC-74-11 (昭 49-5)
- (6) 「高速サイリスタの動向」, 電気学会技術報告(Ⅱ), 91号 (昭 55-3)
- (7) H. J. Ruhl: "Spreading velocity of the active area boundary in thyristor" *IEEE Trans. Electron Device* ED-17, No. 9 (1970)
- (8) J. Spanier: "Alternating methods applied to heat conduction problems" *Mathematical Methods for Digital Computers*, 2 (1967)
- (9) 岡・飯田・岩本・石堂: 「サイリスタの高周波電流定格」, 昭 44 電気学会東京支大 353