UDC 621.382.3:621.314.25.026:621.372

論文

61-B89

回生クリップ回路を用いた GTO 電力 変換装置の構成とその特性

正員 伊瀬 敏史 (大阪大) 正員 村上 吉繁 (大阪大)

1. ま え が き

グレートブリッジ形整流回路において、逆阻止三端子サイリスタ (SCR) をゲートターンオフサイリスタ (GTO) に置き換えると、転流用のコンデンサなどを必要とせずに自励式変換装置が構成でき、進み力率の無効電力も制御できるようになる。このような電力変換装置 (GTO 電力変換装置) を超電導エネルギー貯蔵 (SMES) に用いると、有効電力と無効電力の独立な制御 (有効・無効電力同時制御) が広い力率の範囲にわたって可能となり、電力系統の安定化制御などの用途に非常に効果的となる⁽¹⁾⁻⁽³⁾。GTO 電力変換装置の回路としては、種々のものが提案されているが⁽⁴⁾⁻⁽⁹⁾、それらの主たる用途は電動機の制御である。しかし、ここでは直流側が超電導マグネットという強誘導性素子で定電流源とみなされることをふまえ、主回路もこれに対応して以下のように構成した。

GTO 電力変換装置では、変圧器の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーの転流時における処理方法が大きな問題である。このエネルギー処理をスナバ回路で行う方法も考えられるが、スナバ回路での損失が大きくなり、効率を低下させる。そこで、電力回生形のスナバ回路を用いる方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾、ダイオードクリップ回路で吸収したエネルギーを交流側あるいは直流側へ回生する方式⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾、あるいは交流側にコンデンサを接続する方式⁽⁹⁾などが考えられる。直流側へ転流エネルギーを回生する方法は、交流側へ回生する方法に比べて回路方式が簡単になる傾向にあるが、直流側へエネルギーを放電させるタイミングの取り方に工夫が必要である。交流側へコンデンサを接続する方式で

は、変圧器漏れインダクタンスとコンデンサとの共振を抑制するような工夫が必要となる。そこで開発した GTO 電力変換装置では、転流エネルギー処理に回生クリップ回路⁽¹⁰⁾を用いており、転流時のエネルギーを交流系統に回生している。その際、GTO の転流遅れがある場合にも、定電流源である超電導マグネット端子の開放がないようにしなければならない。本論文では、そのような工夫を回生クリップ回路に施した。

本論文では、開発した GTO 電力変換装置の構成とその動作、および特性試験の結果について述べる。更に、回路設計の指針を得るために回路動作のシミュレーション解析を行った。GTO 電力変換装置の回路設計においては、GTO のターンオフに伴う過渡電圧の把握が重要である。そこで GTO 素子の特性を 2 トランジスタモデルで詳細に表現して回路解析を行った。このモデルは著者の一人が開発し、更に電子回路解析システム ANAP-6 (NEC) に組み入れるように回路表示したものである。ANAP-6 による解析では、転流に関与する素子のみを素子特性を考慮した詳細なモデルとし、他は理想スイッチモデルとした。本解析により、理想スイッチモデルのみを用いる方法では困難であった転流時の詳細な波形が得られ、スパイク電圧の波高値も評価することができた。これにより、スナバ回路およびクリップ回路の設計指針が得られた。

このようにして設計し構成したブリッジ回路方式の GTO 電力変換装置を SMES の有効・無効電力同時制御に応用し、92% 以上の電力変換効率を得ることができた。従来、SMES の変換装置には他励式のグレートブリッジが応用され、無効電力の制御範囲が遅れ力率に限られていた。しかし、本方式の成功により SMES の電力の 4 象限制御が可能であることが実証され、SMES の実用化が促進されると期待される。

2. GTO 電力変換装置の構成

〈2・1〉 主回路構成 図 1 に GTO 電力変換装置

Configuration and Characteristics of the GTO Converter Using Regenerative Voltage Clipper Circuit. By Toshifumi Ise, Member & Yoshishige Murakami, Member (Faculty of Engineering, Osaka University).

伊瀬敏史: 正員, 大阪大学工学部超電導工学実験センター〔現在, 奈良工業高等専門学校電気工学科〕

村上吉繁: 正員, 大阪大学工学部超電導工学実験センター

の主回路構成を示す。ダイオード $D_1 \sim D_8$ およびコンデンサ C で交流側の漏れインダクタンスのエネルギーを吸収し、サイリスタ $S_1 \sim S_6$ からなる他励インバータで、そのエネルギーを交流側へ回生する。この他励インバータは一定点弧角で制御され、この点弧角でクリップコンデンサ C の電圧がほぼ決定される。

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

〔モードⅠ〕 素子 U がオフし始めると、主回路電流はスナバ回路のダイオード D_1 およびコンデンサ C_1 を流れる。コンデンサ C_1 が充電され、素子 V が順バイアスされる〔図2(a)〕。

〔モードⅡ〕 素子 V が導通し、 S 相にも電流が流れ始める。一方、変圧器の漏れインダクタンスのため R 相の電流も流れ続け、スナバコンデンサ C_1 は充電を続ける。素子 U のアノード・カソード間電圧 V_{ak} がクリップ回路のコンデンサの電圧を越えると、ダイオード D_1 および D_7 がオンする〔図2(b)〕。

〔モードⅢ〕 D_1 および D_7 が導通を始めると、スナバ回路を流れていた電流は $D_1 \sim C \sim D_7$ へと転流を始める。スナバ回路を流れる電流が零になると D_1 がオフする〔図2(c)〕。

〔モードⅣ〕 R 相の電流がすべて $D_1 \sim C \sim D_7$ を通

して流れ、素子 U の両端電圧 V_{ak} はクリップコンデンサ電圧で抑制されながら R 相の電流は減少し、 S 相の電流は増加を続ける。 R 相の電流が零になると D_1 および D_7 がオフし、転流が完了する〔図2(d)〕。

GTO に加わる電圧はモードⅢあるいはモードⅣ終了時点で最大となる。なお、 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ の範囲では、素子 U がオフする時点で既に素子 V が順バイアスされているため、直ちにモードⅡより転流が起これ始めると考えられる。

本変換装置において、直流回路は超電導マグネットのインダクタンスであり、転流動作において電流遮断による過大な起電力の発生がないようにしなければならない。そこで、ダイオード D_7 および D_8 を設けた。上記の転流動作において、素子 V に加えるオンゲート信号が遅れた場合や、パルス列で与えられているオンゲートパルスのはざまで素子 V が順バイアスされ、素子 V の導通が遅れた場合においても D_7 が存在するため、GTO オフ直後の電流路が円滑に形成され、過電圧は生じない。同様に、素子 X から Y の転流動作において素子 Y の導通が遅れた場合には D_8 が存在するため過電圧は生じない。以上のように、GTO の導通遅れがある場合においても超電導マグネットのインダクタンスによる起電力はダイオード D_7 , D_8 を通じて C に吸収される。 D_7 , D_8 がなければ、この起電力はスナバ回路のわずかな C_1 に吸収されるのみとなり、ほぼ $\sqrt{C/C_1}$ 倍の過電圧を生じる。

3. 変換装置の試験結果

(3・1) 各部波形 図3に直流電流 $I_d = 300\text{A}$ 、点弧角 $\alpha = 270^\circ$ において観測した各部波形を示す。(a) 図は GTO 両端電圧 V_{ak} の1周期分を示している。転流時の過渡電圧がほぼクリップコンデンサの電圧 (400~430 V) で抑制されていることがわかる。(b) 図はターンオフ部分の拡大波形である。スナバ回路の配線を最短距離としたことによって、モードⅠの期間で発生する GTO ターンオフ直後のピーク電圧が約 100 V で抑えられている。 V_{ak} が 330 V を越えるあたりで素子 V が導通し始め V_{ak} の立上りも若干緩やかになる。モードⅢの期間終了時に発生するピーク電圧は約 460 V (電源電圧の波高値の 1.4 倍) である。その後、モードⅣの転流期間に移り、 V_{ak} はクリップコンデンサ電圧で抑制される。(c) 図はモードⅣの期間における V_{ak} と R 相の交流電流 I_R を示している。これよりモードⅣの期間は約 300 μs であり、この期間で交流側電流が 300 A から零まで減少していることがわかる。なお、交流電流 I_R が減少し始める直前

図1 GTO 電力変換装置の主回路構成

Fig. 1. Configuration of the main circuit of the GTO converter.

図2 転流動作

Fig. 2. Commutation process.

図 3 GTO 電力変換装置の各部波形

Fig. 3. Voltage and current waveforms of the GTO converter.

でスパイク状の波形が観測されているが、これは GTO のターンオフ時の雑音によるものと考えられる。(d)図はターンオフ時の V_{ak} とゲート電流 I_g の波形である。これより GTO の少数キャリア蓄積時間は約 $5\mu s$ であることがわかる。

〈3・2〉 特性試験の結果 点弧角 α を $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲で変化させ、特性試験を行った。図 4 は変圧器二次側で測定した有効電力 P と無効電力 Q の関係である。実線は P と Q の関係を最も単純化した次式により描いたものである。

図 4 有効電力と無効電力の関係

Fig. 4. P - Q characteristics of the GTO converter.

$$P = E_{a0} I_a \cos \alpha \dots \dots \dots (1)$$

$$Q = E_{a0} I_a \sin \alpha \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 E_{a0} は無負荷時の最大直流電圧 (310.5 V)、 I_a は直流電流、点弧角 α は $0^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ である。

実測結果は(1)式および(2)式を用いて描いた円より若干遅れ力率側に片寄った円となっているが、これは回生クリップ回路の他励インバータの無効電力分および転流の重なりによるものと考えられる。

電力変換に伴う損失 (コンバータモードでは、交流側電力-直流側電力、インバータモードでは、直流側電力-交流側電力) と効率 (コンバータモードでは、直流側電力/交流側電力、インバータモードでは、交流側電力/直

流側電力) を電源電圧 230 V、直流電流 $I_a = 300$ A において実測した結果を表 1 に示す。なお、損失および効率において変圧器の損失は含まれていない。表 1 より損失は最大 3.3 kW となっており、この値は最大出力電力 ($1.35 \times 230 \times 300 = 93.2$ kW) の 3.5% に相当する。また、効率は 92% 以上であり、高効率の電力変換が行われている。ここで、効率は点弧角が 90° あるいは 270° のところでは定義できないことに注意が必要である。しかし、損失(%)はすべての点弧角で求めることができ、本電力変換装置の性能を表わす指標として適切なものと考えられる。

表 1 損失と効率の実測結果

Table 1. Measured values of power loss and efficiency.

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

4. 回路動作の解析

〈4.1〉 GTO 素子のモデル^{(11)~(13)} 回路動作の解析に用いた GTO の詳細モデルでは、サイリスタを 2 トランジスタとみなして各々のトランジスタにエバース・モルモデルを適用している。すなわち、半導体デバイスにおける様々な物理過程から主要なものを抽出し、それらを等価な回路素子で表現し、組合せてモデルを構成する。用いたモデルでは、サイリスタの各接合における次の物理過程を抽出している。

- (1) 少数キャリアの注入
- (2) 空間電荷層における少数キャリアの再結合・生成
- (3) なだれ増倍
- (4) 少数キャリアの蓄積効果
- (5) 空間電荷層容量
- (6) ベース領域における少数キャリアの輸送

以上の特性を考慮したサイリスタモデルを図 5 に示す。なお、モデルの構成要素の特性は付録に示した。

解析に用いた素子モデルは図 6 に示す不純物分布、表 2 に示す基本定数をもつものとする。GTO サイリスタについて与えた図 6 の不純物分布、および表 2 の基本定数は p-n-p-n 接合サイリスタについて標準的な数値である。これらのパラメータより図 5 の等価回路の素子特性が与えられる。そのなかで C_{DL} ($L=1\sim 3$) は GTO のターンオフ特性に最も影響の大きい少数キャリアの蓄積効果を表わし(付 7)~(付 8)式で与えられる。他のパラメータも表 2 の数値から求められるが、詳細は文献(11)に記述している。

なお、この素子モデルは一次元モデルでターンオフ時の蓄積時間を表現している。ゲート電極構造に伴う蓄積キャリアの除去特性をより正確に表現するには、素子を横方向に分割してそれぞれをモデル化し、並列

に接続する方法が考えられる。ここでは、回路動作の把握と回路パラメータの設計が目的であるから、以下にみるように一次元モデルによって十分正確に特性の解析がなされている。

〈4.2〉 電子回路解析システム ANAP-6 の概要⁽¹⁴⁾

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

図 7 は図 5 に示した素子モデルを ANAP-6 で取り扱えるように等価的に変換した回路表示である。図 5 の I_1 は、図 7 では従属電源と非線形抵抗を用いて表現されている。すなわち、ANAP-6 では一つの非線形素子の特性は 1 変数の関数でなければならない。しかしながら、(付 11)式にみるように I_1 は接合 1 の電圧 v_1 と接合 2 の電圧 v_2 の関数である。従って、 I_1 は図 7 では DV_{11} を制御枝とし DE_{11} を被制御枝とする電圧制御電圧源、 DV_{21} を制御枝とし DE_{21} を被制御枝とする電圧制御電圧源、非線形抵抗 G_{1D1} , G_{M11} および DI_1 を制御枝とし DJ_1 を被制御枝とする電流制御電流源によって表現されている。図 7 の DV_{11} , DE_{11} および DV_{21} , DE_{21} の関係をそれぞれ

$$DE_{11}, DV_{11} = \ln \{M_{J1}(v_1)\} \dots\dots\dots (3)$$

$$DE_{21}, DV_{21} = \ln \{i_2(v_2)\} \dots\dots\dots (4)$$

図 5 GTO の詳細モデル
Fig. 5. Detailed GTO model.

図 6 GTO の不純物分布
Fig. 6. Impurity density of the GTO.

表 2 GTO の基本定数

Table 2. Fundamental parameters of the GTO.

有効通電面積	A_s	6.67 cm ²
正孔の寿命	τ_p	4.5 μs
電子の寿命	τ_n	0.5 μs
正孔の拡散定数	D_p	13.0 cm ² /s
電子の拡散定数	D_n	13.5 cm ² /s
接合 1 の降伏電圧	V_{B1}	3,000 V
接合 2 の降伏電圧	V_{B2}	2,000 V
接合 3 の降伏電圧	V_{B3}	28 V
絶対温度	T	300 K

図 7 ANAP-6 のための GTO の詳細モデル
Fig. 7. Detailed GTO model for ANAP-6.

とすれば、非線形抵抗 G_{ID1} の両端にかかる電圧は

$$\ln \{M_{J1}(v_1)\} + \ln \{i_2(v_2)\} \\ = \ln \{M_{J1}(v_1) \cdot i_2(v_2)\} \dots\dots\dots (5)$$

であり、非線形抵抗 G_{ID1} の特性が $I = \exp V$ (V : 端子間電圧, I : 枝電流) とすると、その電流は $M_{J1}(v_1) \cdot i_2(v_2)$ となる。図 7 のように非線形抵抗 G_{ID1} に直列に DI_{11} を挿入して、 DJ_{11} に $\beta_{IN} \cdot M_{J1}(v_1) \cdot i_2(v_2)$ を発生させればよい。以下、 I_2 , I_3 および I_4 も同様に等価的に変換して表現されている。また、非線形素子の特性は、実際非線形関数を折れ線で近似し、その折れ点の独立変数値と従属変数値を組にしてテーブルの形で与えている。

〈4・3〉 解析結果と検討 図 8 に示した回路は、GTO 電力変換装置の U 相から V 相への転流動作を解析するための回路である。ここで、 L_{s1} , L_{s2} はそれぞれスナバ回路およびクリップ回路の配線の漂遊インダクタンスである。 U 相と V 相以外の GTO は、転流に関与しないので開スイッチまたは閉スイッチで表現した。すべての GTO を詳細なモデルで表現すると非線形素子の数が増加し、解の収束が悪くなる。なお、GTO のゲート電流は独立電流源で与えている。

ダイオードのモデルは図 9 に示すように、指数関数の非線形抵抗およびそれに並列接続したコンデンサ ($1,000 \text{ pF}$) としている。この等価回路は、ダイオードのスイッチング特性を適切に表現すると共に、計算機シミュレーションで生じる不具合を解決するものである。すなわち、ダイオードを非線形抵抗のみで表現すると、非線形関数の折れ線近似の折れ点に起因して解析結果の波形に振動が現れると共に、解の収束も悪くなり計算時間も長くなる。また、並列接続されたコ

図 8 シミュレーション回路
Fig. 8. Simulation circuit.

図 9 ダイオードのモデル
Fig. 9. Diode model.

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

解析結果を図 10 に示す。ただし、クリップコンデンサの設定電圧 V_{c0} は実験で用いた値 400 V 、点弧角 α は 270° としている。図 10 (b) は (a) 図のターンオフ部分の拡大で、 U 相の GTO に関する波形のみを示している。図 10 において V_{ak} , I_{gro} , I_g はそれぞれ GTO の両端電圧、電流およびゲート電流を示しており、また括弧内の U , V などの記号は素子の位置を示す。他は図 8 に示した場所の電流である。 U 相の GTO に与えるオフゲート電流、および V 相の GTO に与えるオンゲート電流は実際の装置と同様の波形を与えた。オンゲート電流はピーク値が 3 A のパルス列で与えている。この解析結果と図 3 に示した実測波形とを比較すると、ほぼ一致する結果が得られている。すなわち、図 3 (b) および (d) 図の波形と図 10 (b), 図 3 (c) の交流電流と図 10 (a) の I_R とはそれぞれよく一致している。また、図 3 (a) に示した波形より推測される各 GTO に加わるピーク電圧と、図 10 (a) よりわかる各 GTO のピーク電圧とはほぼ一致している。すなわち、図 3 (a) において転流順を考慮すると、ターンオフ直後のピーク電圧の次に観測されるピーク電圧 (約 300 V) は図 10 (a) では $V_{ak}(Y)$ に相当し、その次に観測されるピーク電圧 (約 300 V) は図 10 (a) では $V_{ak}(W)$ に、最後に観測されるピー

図 10 転流動作の解析結果

Fig. 10. Simulation result of the GTO converter during commutation.

ク電圧 (約 -420 V) は図 10 (a) の $V_{ak}(X)$ に相当する。このように本シミュレーションによって転流時の詳細な波形が得られることがわかった。なお、この解析に要した計算時間は、大阪大学大型計算機センターの ACOS システム 1000 で 5 分 57 秒であった。

図 11 はオンすべき GTO に与えられるオンゲート電流が $100 \mu\text{s}$ 遅れた場合のシミュレーション結果である。この場合でも D_1 , D_6 が存在するため GTO に加わる電圧はあまり大きくならず、円滑に転流が行われることが、シミュレーション結果からわかる。

〈4・4〉 回路定数に関する検討 スナバおよびクリップ回路の設計指針を得るために、回路定数を変更して回路の特性を調べた。スナバおよびクリップ回路は、GTO に加わるピーク電圧 V_{peak} および V_{peak2} (図 12 参照) を素子耐圧内の適当な値で抑制するように設計される。

まず V_{peak} は、スナバコンデンサ C_s およびクリップ回路の配線の漂遊インダクタンス L_{s2} によって

図 11 オンゲートが遅れた場合のシミュレーション

Fig. 11. Simulation result when on-gate signal is delayed.

大きく左右される。図 13 の結果は V_{peak} と L_{s2} の関係を C_s をパラメータとして描いたものである。同図から明らかに、 C_s 一定のもとでは V_{peak} はほぼ L_{s2} に比例して増加する。 C_s を大きくすればするほど V_{peak} を抑制することができるが、電力損失の観点からクリップ回路の配線のインダクタンス L_{s2} は、できるだけ小さくすることが望ましい。なお、 $L_{s2} = 0.5 \mu\text{H}$, $C_s = 2.0 \mu\text{F}$ として V_{peak} を実測したところ 460 V であり、ほぼ図 13 の結果と一致している。

また、 V_{peak2} はクリップコンデンサ C の容量に大きく左右され、その様子を調べた結果が図 14 である。クリップコンデンサの設定電圧 V_{c0} は 400 V とした。転流時の過渡電圧の観点からは、クリップコンデンサの値は大きいことが望ましいが、価格およびコンデンサの設置体積の観点からその最大値が決まる。 $C = 1,000 \mu\text{F}$ として V_{peak2} を実測したところ 430 V であり、シミュレーション結果とほぼ一致している。

更に、図 15 はクリップコンデンサの設定電圧 V_{c0} とクリップ回路の処理電力 P_c および転流時の損失 P_{loss} との関係を示したものである。クリップ回路の処理電力 P_c はクリップコンデンサ C の電圧 V_c と電流 I_c との積を積分して求めた。転流時の損失 P_{loss}

図 12 GTO 両端電圧 V_{ak} のスケッチ

Fig. 12. Sketch of the waveform of anode-cathode voltage of GTO.

図 13 ピーク電圧 V_{peak} の特性

(スナバコンデンサ C_s をパラメータ)

Fig. 13. Characteristics of the peak voltage (V_{peak}) (Capacitance of the snubber condenser (C_s) is parameter).

は GTO およびそのスナバ回路に流れる電流と GTO の両端電圧との積を積分し、積分して得られた値を変圧器の漏れインダクタンスの貯蔵エネルギー $[(1/2)L_{ac}I_a^2]$ で除して正規化した値である。クリップコンデンサ C の設定電圧 V_{c0} を上昇させるとクリップ回路の処理電力は小さくて済むが、電力損失は大きくなり、素子に加わるピーク電圧も高くなる。設計した値 ($V_{c0}=400$ V) は電力損失および素子に加わる過電圧の観点からは適切であり、転流時において変圧器の漏れインダクタンスのエネルギーのほぼ 12% が損失となり、88% が交流側へ回生されている。

5. む す び

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

(1) 変圧器の漏れインダクタンスのエネルギー処理に回生クリップ回路を用い、転流時のエネルギーを交流系統に回生した。その結果、損失は最大出力の 3.5% 以下、効率は 92% 以上、転流時の過渡電圧も電源電圧の波高値の 1.4 倍で抑えられた。また、GTO

図 14 ピーク電圧 V_{peak2} の特性

Fig. 14. Characteristics of the peak voltage (V_{peak2}).

図 15 クリップ回路の処理電力 P_c および転流時の損失 P_{loss} の特性

Fig. 15. Characteristics of the handling power of the voltage clipper circuit (P_c) and commutation loss (P_{loss}).

の導通遅れがある場合にも、素子に過電圧を生じないような工夫を主回路に施した。

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

(3) 転流に関与する素子のみを素子特性を考慮した詳細なモデルで記述し、転流時の回路動作のシミュレーション解析を行った。得られた波形は実験結果とほぼ一致し、シミュレーションの妥当性が確認され、スナバ回路およびクリップ回路の設計に必要なデータが得られた。この解析方法は GTO を用いた他の回路の解析にも適用できるものと考えられる。

本研究は、大阪大学超電導工学実験センターで行われたものである。

終わりに、大阪大学超電導工学実験センターでの実験に御協力いただいた各氏に対し深い謝意を表する。

また、ANAP-6 について御指導を受けた早稲田大学大附辰夫教授ならびに日本電気(株)川北、松田の両氏、GTO 素子特性について御指導を受けた(株)東芝安部可治部長に深い謝意を表す。なお、GTO 電力変換装置の開発にあたっては(株)根岸製作所、(株)三社電機製作所ならびに(株)東芝の協力を得た。

この研究には、文部省エネルギー特別研究「電気エネルギーの有効利用と高密度化」の補助を受けた。(昭和 60 年 11 月 8 日受付, 同 61 年 5 月 14 日再受付)

文 献

- (1) 村上・中野・伊瀬・湖東・杉田:「GTO 変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-83-19 (昭 58-8)
- (2) 伊瀬, 他:「GTO 変換装置による超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力制御(その 2)」, 同上, SPC-84-77 (昭 59-11)
- (3) T. Ise, Y. Murakami & K. Tsuji: "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter", *IEEE Trans. Power Delivery*, **PWRD-1**, No. 1, 143 (1986)
- (4) 野村・藤原:「GTO 変換回路のスナバエネルギーの再生」, 昭 59 電気学会大会, No. 452
- (5) 数野:「120° 通電形 GTO ブリッジのスナバコンデンサのエネルギー回収の方法」, 昭 60 同上, No. 480
- (6) 伊藤・石坂・野中:「GTO 電流型インバータの改良回路方式と誘導機駆動特性について」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-35 (昭 59-4)
- (7) 吉岡, 他:「新潮流エネルギー処理方式による PWM 制御 GTO コンバータ」, 同上, SPC-84-60 (昭 59-7)
- (8) 渡辺・飯田・宮入:「パワートランジスタ整流回路における素子電圧抑制の方法」, 昭 60 電気学会大会, No. 477
- (9) 上田・本部・植田・松田:「正弦波入力電流型コンバータ」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-81 (昭 59-11)
- (10) 細川, 他:「電流形インバータ再生クリップ回路の定常特性」, パワーエレクトロニクス研究会講演論文集, 8, 31 (昭 58-3)
- (11) Y. Murakami & M. Nishimura: "Thyristor Modeling for CAD and Simulation of Thyristor Circuits Based on the Derived Model", *Technology Reports of the Osaka University*, **29**, p. 411 (1979)
- (12) 村上, 他:「CAD のためのサイリスタモデルによる素子特性解析」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-82-25 (昭 57-6)
- (13) 青山・村上・福本・西村:「CAD のためのサイリスタ素子のモデリング」, 信学論 A, **60**, 63 (昭 52-1)
- (14) ACOS-6 電子回路解析システム説明書(機能編, 言語仕様編, 操作編) 日本電気(株)

付 録

サイリスタモデルの構成要素の特性

(1) G_{DL} : 少数キャリアの注入機構を表わす非線形抵抗 ($L=1\sim3$)

$$i_L = I_{sL} \{ \exp \{ qv_L / (kT) \} - 1 \} \quad \text{.....(付 1)}$$

q : 電子電荷, v_L : 接合 L の電圧, k : ボルツマン定数, T : 絶対温度, I_{sL} : 接合 L の逆方向飽和電流

$$I_{sL} = A_s q n_i^2 \{ \sqrt{D_p} / (\sqrt{\tau_p} N_D) + \sqrt{D_n} / (\sqrt{\tau_n} N_A) \} \quad \text{.....(付 2)}$$

D_p, D_n : 正孔, 電子の拡散定数, τ_p, τ_n : 正孔, 電子の寿命, N_A, N_D : アクセプタ, ドナー密度, A_s : 有効通電面積, n_i : 真性キャリア密度

(2) G_{rGL} : 空間電荷層における少数キャリアの再結合・生成機構になだれ増倍を考慮した非線形抵抗 ($L=1\sim3$)

$$i_{rGL} = I_{rGL} \{ \exp \{ qv_L / (2kT) \} - 1 \} \times M_{JL}(v_L) (1 - v_L / \phi_L)^{1/r} \quad \text{.....(付 3)}$$

ϕ_L は接合 L の電位障壁で

$$\phi_L = (kT/q) \ln(N_A N_D / n_i^2) \quad \text{.....(付 4)}$$

r : 階段接合では 2, 直線傾斜接合では 3

M_{JL} は接合 L のなだれ増倍係数で

$$M_{JL}(v_L) = \{ 1 - (-v_L / V_{BL})^m \}^{-1} \quad \text{.....(付 5)}$$

V_{BL} : 接合 L の降伏電圧, m : 接合の形や材料により定まる定数, I_{rGL} : 零バイアス時の再結合・生成電流

$$I_{rGL} = q n_i \sqrt{2\varepsilon \phi_L (N_A^{-1} + N_D^{-1})} / q / (\tau_p + \tau_n) \quad \text{.....(付 6)}$$

ε : シリコンの誘電率

(3) C_{DL} : 少数キャリアの蓄積効果を表わす非線形容量

$$C_{DL} = \tau_p q (i_L + I_{sL}) / (kT) \quad (L=1\sim2) \quad \text{.....(付 7)}$$

$$C_{D3} = \tau_n q (i_3 + I_{s3}) / (kT) \quad \text{.....(付 8)}$$

(4) C_{JL} : 空間電荷容量 ($L=1\sim3$)

$$C_{JL} = C_{J0L} / (1 - v_L / \phi_L)^{1/r} \quad \text{.....(付 9)}$$

C_{J0L} : 零バイアス時の接合 L の容量

$$C_{J0L} = A_s \sqrt{\varepsilon q N_A N_D / 2 \phi_L (N_A + N_D)} \quad \text{.....(付 10)}$$

(5) I_L : 少数キャリアの輸送機構を表わす従属電流源

$$I_1 = \beta_{IN} M_{J1}(v_1) \cdot i_2(v_2) \quad \text{.....(付 11)}$$

$$I_2 = \beta_{NN} M_{J2}(v_2) \cdot i_1(v_1) \quad \text{.....(付 12)}$$

$$I_3 = \beta_{NP} M_{J2}(v_2) \cdot i_3(v_3) \quad \text{.....(付 13)}$$

$$I_4 = \beta_{IP} M_{J3}(v_3) \cdot i_2(v_2) \quad \text{.....(付 14)}$$

β_{NP}, β_{IP} : $n_1 p_2 n_2$ トランジスタにおける順方向, 逆方向輸送効率, β_{NN}, β_{IN} : $p_1 n_1 p_2$ トランジスタにおける順方向, 逆方向輸送効率