UDC 621.382.3: 621.314.517/.572.017

論文

61-B130

GTO スナバ回路の損失低減

正 員 中 野 博 民 (名古屋大)
 准 員 土 屋 秀 雄 (名古屋大)
 正 員 松 尾 強 (名古屋大)
 正 員 岩 田 幸 二 (豊田工専)

1. 緒 言

近年、電力用半導体技術の発展により、GTO、SIT、SI サイリスタなど種々の電力用半導体素子が開発、実用化されている。その中で最近幅広く用いられている GTO は、高速スイッチングであり、高耐圧、大電流が可能である。反面、一般に可制御電流増加のためスナバ回路を必要とする⁽¹⁾。そして、そのスナバ回路として従来よりコンデンサ、ダイオード、抵抗で構成されたものが広く使用されている。この種のスナバ回路はターンオンおよびオフ時にスナバ回路内部に蓄積されたエネルギー（以後、スナバエネルギーと略記）を回路内で熱として消費する。このスナバ回路内での損失（以後、スナバ損失と略記）はスイッチング周波数に比例して増加する。そのため PWM 運転が盛んに行われている現在、従来のスナバ回路は電力変換装置での不要な損失や熱の発生源となるため、装置設計上の大きな問題となっている。

これに対し、スナバエネルギーを負荷や電源に回生するスナバ回路⁽²⁾⁽⁶⁾が種々立案されている。これらの中には、高い回生効率をもつもののゲート回路を必要とする能動素子を使用したり、出力電圧および素子にスパイク電圧を重畳し余分な耐圧を素子に要求するなどの不利な点を有するものもある。

そこで著者らは種々検討した結果、受動素子のみで構成し、かつ損失の少ないスナバ回路を立案した。そ

して、その回路をまず GTO チョップ主回路に、次に GTO インバータ主回路に用いた。その際、インバータ主回路では上下アームのスナバ回路を接続することにより、より一層の低損失化が図れた。

本論文では、まずスナバ損失発生に関する従来のスナバ回路の問題点について検討を行い、その問題点を解決するスナバ回路を提案する。そして、その動作解析を行いスナバ損失の低減ができることを示す。次にそのスナバ損失を最小とするスナバ定数の決定方法について検討を行い、その決定方法が妥当であることを確認する。

2. 従来のスナバ回路の問題点

ここでは、GTO チョップ主回路およびインバータ主回路における従来スナバ回路の問題点について簡単な検討を行い、それによりチョップとインバータ主回路とのスナバ回路の問題点の差異を明確にする。

(2・1) チョップにおける従来スナバ回路 図 1

(a) オフ時の動作

(b) オン時の動作

図 1 従来スナバ回路の動作 (チョップ)

Fig. 1. Behavior of a conventional snubber circuit for a GTO chopper.

Reducing Power Loss in the Snubber Circuits for Gate Turn-Off Thyristors. By Hirofumi Nakano, Member, Hideo Tsuchiya, Associate, Tsuyoshi Matsuo, Member (Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Nagoya University) & Koji Iwata, Member (Toyota College of Technology), 中野博民: 正員, 名古屋大学工学部電気工学科 土屋秀雄: 准員, 名古屋大学工学部電気工学科 松尾 強: 正員, 名古屋大学工学部電気工学科 岩田幸二: 正員, 豊田工業高等専門学校

(a) にターンオフ時の動作を示す。GTO がターンオフすると負荷電流はスナバ回路へバイパスされコンデンサ C_s を充電する。 C_s の電圧が電源電圧 E に等しくなったのち、線路インダクタンスのエネルギーを C_s が吸収するまで充電は続く。そのため、オーバシュートの分だけ余分に蓄えられた C_s のエネルギーは抵抗 R で消費される。図 1 (b) にターンオン時の動作を示す。GTO がターンオンすると C_s に蓄えられた電荷は C_s - R -GTO のループで放電し、 R と GTO で熱を発生する。そのため 1 回のターンオンで $C_s E^2/2$ の損失が発生する。従って、スナバ回路の損失低減の方法は次の二点にまとめられる。

(i) ターンオフ時の損失の低減方法 スナバコンデンサ電圧のオーバシュートを防止する。

(ii) ターンオン時の損失の低減方法 スナバエネルギーを抵抗で消費させない回路構成とする。

〈2.2〉 インバータにおける従来スナバ回路 インバータ主回路で発生する損失はチョップ主回路で発生する損失と同じもののほかに、一つの GTO のスイッチングで上下のスナバ回路が連動し、チョップ主回路にはなかった損失が発生する。ここでは、その損失について説明する。

図 2 (a) のオフモード 1 において、負荷電流が G_2 を流れている状態で G_2 がターンオフすると負荷電流は C_{s2} を流れ充電し始め、 C_{s1} は放電を開始する。その放電は R_1 を通して行われるため損失が発生する。 C_{s2} の電圧が E になると負荷電流は下アノードリアクトルからダイオード D_{f2} 、 D_{f2} に移りオフモード 2 となる。その際、下アノードリアクトルを流れていた電流は瞬時に零にはなれないから D_{f1} を流

れる。よって、下アノードリアクトルにあったエネルギーは D_{f1} のオン抵抗で消費され損失になる。このようにターンオフ時には二種類の損失が発生する。次に G_2 がターンオンすると、図 2 (b) に示すように C_{s2} は R_2 - G_2 を通して放電し $C_s E^2/2$ の損失を発生する。 C_{s1} はアノードリアクトルを通して電圧が E になるまで充電される。そして、 C_{s1} の電圧が E になったとき C_{s1} を充電したループ電流成分だけアノードリアクトルに余分にエネルギーが蓄えられる。このエネルギーは D_{f1} 、 D_{f2} のオン抵抗で消費され損失になる。このように、ターンオン時にも二種類の損失が発生する。

以上より、インバータ回路では 1 個の GTO のオン、オフによる上下スナバの連動が損失発生の原因になっていることがわかる。そこで、これに対応して GTO インバータのスナバ回路の低損失化の方法として、前節の (i), (ii) 項の他に次の方法が考えられる。

(iii) 上下スナバでのスナバエネルギーの交換

3. スナバ回路における損失の低減

前章で検討したチョップおよびインバータ主回路における従来スナバ回路の問題点を踏まえ、ここでは、まず具体的な損失低減法について述べ、その提案するスナバ回路の素子定数の決定方法について検討する。

〈3.1〉 損失の低減化を施したスナバ回路 図 3 (a), (b) にチョップおよびインバータ主回路における損失の低減化を施したスナバ回路 (以後、低損失スナバ回路と略記) を示す。以下、各々について動作解析を行う。

図 2 従来スナバ回路の動作 (インバータ)

Fig. 2. Behavior of a conventional snubber circuit for a GTO inverter.

図 3 低損失スナバ回路

Fig. 3. Low loss snubber circuits.

図4 ターンオフ時の動作(チョップ)

Fig. 4. Behavior of the low loss snubber circuit for a GTO chopper during turn-off.

(1) チョップにおける低損失スナバ回路 図3 (a)の低損失スナバ回路は、フライホイル回路部の改善、スナバエネルギーの回生という二つの方法によりスナバ損失の低減を図っている。本スナバ回路は過電圧防止用のクランプ回路とスナバコンデンサのエネルギーを電源側に回生する回生回路よりなる。

以下、図3(a)の動作解析を行う。ただし、便宜上トランスの巻線抵抗は無視し、GTOは理想スイッチとする。

ターンオフ時：図4にGTOターンオフ時の動作を示す。

オフモード1：GTOがターンオフし、負荷電流はスナバ回路にバイパスされスナバコンデンサ C_s を充電する。

オフモード2： C_s の電圧が電源電圧 E に達すると、フライホイルダイオード D_f がオンし、負荷電流は過渡的にクランプコンデンサ C_c へ流れ込む。

オフモード3：線路インダクタンスのエネルギーを C_s がすべて吸収すると、フライホイルモードに移る。その際、 C_s の容量が大きければオーバーシュートはなくなる。

ターンオン時：GTOターンオン時の動作はスナバ定数により、図5に示す二つのケースに分かれる。ケース1は図6のトランスの二次側を流れる電流 I_2 が C_s の電圧 V_{cs} より先に零になる動作であり、ケース2は V_{cs} が I_2 より先に零になる動作である。そしてケース1はモード1、モード2、モード3を、ケース2はモード1、モード2'、モード3の三つのモードをそれぞれ持っている。まず、この二つのケースに分

図5 ターンオン時の動作波形(チョップ)

Fig. 5. Waveforms for a GTO chopper during turn-on.

図6 ターンオン時の動作(チョップ)

Fig. 6. Behavior of the low loss snubber for a GTO chopper during turn-on.

かれることを示す。モード1において電圧 V_{cs} は(1)式で表わされる(付録参照)。

$$V_{cs}(t) = E \left\{ (L_1 + M) / (L_1 + L_2 + L_r + 2M) + \{ 1 - (L_1 + M) / (L_1 + L_2 + L_r + 2M) \} \cos \omega t \right\} \dots \dots \dots (1)$$

ただし、

$$\omega = (L_1 + L_2 + L_r + 2M) / \{ C_s (L_1 L_2 + L_1 L_r - M^2) \}$$

(1)式は直流項と振動項の和であり、このうち直流項は定常解であり電源電圧をリアクトルで分圧した電圧である。振動項は過渡解であり LC 共振により生じる。この直流項 $(L_1+M)/(L_1+L_2+L_r+2M)$ が $1/2$ より大きいとケース 1 になり、 $1/2$ より小さいとケース 2 となる。次に図 6 を用いて、これらのオンモードを説明する。

オンモード 1: GTO がオンし C_1 から I_1, I_2 が流れる。

オンモード 2: I_2 は零となり、 C_1 からは I_1 だけが流れる。

オンモード 2': V_{cs} は零となり I_1, I_2 は流れ続ける。

オンモード 3: I_2, V_{cs} とともに零となり、 I_1 はスナバダイオード D_1 を流れ、 D_1 のオン電圧により一定の傾きで減衰する。

従って、低損失スナバ回路において再生できないエネルギーは次に示すものとなる。

ケース 1: I_2 が零になったとき (時刻 t_1) の C_1 のエネルギーと L_1 のエネルギー。

ケース 2: I_2 が零になったとき (時刻 t_2') の L_1 のエネルギー。

このように再生できないエネルギーとして C_1 に残ったエネルギーと L_1 に蓄えられたエネルギーの二つが考えられる。以後、前者を LOSS 1', 後者を LOSS 2' と呼ぶ。

さて GTO のスイッチング周波数を高くすると、 I_1 は次のターンオンまでに減衰して零にならなくなる現象が生じる。この場合、スナバ回路は I_1 が初期値 I_{10} を持つことになり、電流 I_2 は (2) 式で表わされる (付録参照)。

$$I_2(t) = E \left\{ -t / (L_1 + L_2 + L_r + 2M) \right. \\ \left. + \{ M / (L_1 L_2 + L_1 L_r - M^2) \right. \\ \left. + 1 / (L_1 + L_2 + L_r + 2M) \} \sin \omega t / \omega \right\} \\ - (L_1 + M) (1 - \cos \omega t) I_{10} / (L_1 + L_2 \\ + L_r + 2M) \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式からわかるように、 I_{10} があると I_2 は小さくなり、再生できるエネルギーは減少することとなる。従って、十分な再生を行うためには、GTO の 1 スwitch ング期間中に I_1 が零にまで減衰するようダイオードのオン電圧とスイッチング周波数を考慮する必要がある。

(2) インバータにおける低損失スナバ回路 本スナバ回路では、フライホイールダイオードの接続に改良を加えアノードリアクトルに並列なダイオードを必要せず、またオーバシュートもクランプコンデンサに

図 7 ターンオフ時の動作 (インバータ)

Fig. 7. Behavior of the low loss snubber for a GTO inverter during turn-off.

より抑圧される。更に、GTO ターンオン時において再生回路により損失の低減を行うと共に、上下スナバ回路を接続する手法を用い、上下スナバエネルギーを交換することにより一層の損失低減を図っている。

以下、フライホイールダイオードの接続改良と、上下スナバの接続による効果についてその動作を説明する。

ターンオフ時: 図 7 に G_2 ターンオフ時の動作を示す。

オフモード 1: G_2 がターンオフすると、負荷電流は C_{12} を流れると同時に上下スナバ接続線を通して C_{11} にも流れる。

オフモード 2: C_{12} 電圧が E になると負荷電流は D_{12} に移る。このとき負荷電流は下アノードリアクトルを流れ続けるため、図 2 (a) に示されるアノードリアクトル短絡による損失は発生しない。また、上下スナバを接続することにより上下スナバのエネルギーの交換ができ、図 2 (a) オフモード 1 で示される C_{11} による損失は発生しない。更に、図 7 オフモード 1 において負荷電流は上下スナバに二分され、 C_{11} の dv/dt は上下接続しないときの $1/2$ となる。これは上下スナバ接続によりスナバコンデンサを従来の $1/2$ にできることを意味し、スナバ損失低減に有用な手法となる。

ターンオン時: 従来の回路ではアノードリアクトルを通してのみ C_{11} の充電が行われるが、本回路では図 8 (a) に示すように充電電流の一部が再生回路を流れる。また C_{12} のエネルギーは、図 8 (b) に示すようにチョップ回路の場合と同様、再生される。ここで、ターンオン時の動作も二つのケースに分かれ、図 9 に各々の動作波形を示す。同図において図 5 と異なる点は、アノードリアクトルを流れる電流 I_1 があること

図 8 ターンオン時の動作 (インバータ)

Fig. 8. Behavior of the low loss snubber for a GTO inverter during turn-on.

図 9 ターンオン時の動作波形(インバータ)

Fig. 9. Waveforms for a GTO inverter during turn-on.

と、 i_1, i_2, i_1 のそれぞれの $1/2$ が C_{s1}, C_{s2} から流れることである。また、各々のケースで発生する損失は次のようになる。

ケース 1: i_2 が零になったとき (時刻 t_1) にコンデンサに残存したエネルギー、アノードリアクトルおよび L_1 に蓄えられたエネルギー。

ケース 2: 時刻 t_2' にアノードリアクトルおよび L_1 に蓄えられているエネルギー。

このようにインバータでは三種類の損失が発生し、そのうちアノードリアクトルにより発生する損失は、チョップではなかった損失である。以後、このアノードリアクトルによる損失を LOSS 3' と呼ぶことにする。

(a) チョップにおける低損失スナバ等価回路

(b) インバータにおける低損失スナバ等価回路

図 10 回生時等価回路

Fig. 10. Equivalent circuits of the low loss snubbers during regeneration.

〈3・2〉 スナバ定数決定法 ここではスナバ損失を最小とすため、スナバ回路構成要素定数の決定方法について検討する。

(1) チョップ回路のスナバ定数 図10(a)に回生時の等価回路を示す。同図において電源側に回生されるエネルギーを大きくするには、 L_1 に電流を流れにくくし、回生電流 I_{rec} を流しやすくすれば良い。すなわち L_r を小さく、 L_1 を大きくすれば C_s のエネルギーは多く回生される。しかし、 L_1 を無限に大きくすることは回路構成上問題が生じる。そこで、トランスの一次巻数 N_1 と二次巻数 N_2 との総和 $N_1 + N_2$ を固定して L_1 の最適値を求める。また、 L_r を小さくするとスナバコンデンサから流れ出る電流 i_1, i_2 が急しゅんになり GTO が完全にオン状態でないターンオン期間中にスナバエネルギーの回生が完了することとなる。GTO はターンオン期間中理想スイッチと見なせないで、その期間中に回生が終了しないよう dI_1/dt を制限することとする。ここで、 dI_1/dt は(3)式で与えられる。

$$dI_1/dt = E * (L_2 + L_r) / L_1 L_r \dots\dots\dots (3)$$

従って、本論文では $N_1 + N_2$ と dI_1/dt を制限した際の決定方法について検討する。

図 11 に従い LOSS 1, LOSS 2 を計算すると図 12 (a)を得る。ただし、図中の LOSS 1, LOSS 2 はそれぞれエネルギー $C_s E^2 / 2$ に対する LOSS 1', LOSS 2' の百分率であり、また回生率は(4)式で定義される。

$$\text{回生率} = 100 - \text{LOSS 1} - \text{LOSS 2} (\%)$$

$$\dots\dots\dots (4)$$

図 12(a)において、ケース 1 とケース 2 との境目よ

図 11 計算アルゴリズム

Fig. 11. Algorithm for calculation.

り幾分ケース 1 より最大回生率の点があることがわかる。直感的には LOSS1' のないケース 2 のほうが良いように思われるが、これはケース 1 とケース 2 の境目、LOSS1=0, LOSS2=0 の点より巻数比 N_1/N_2 を徐々に大きくしていくと LOSS2 が減少を続け LOSS1 がゆっくりと傾きを増しながら増加するためである。ケース 1 で LOSS2 が滑らかでない点があるが、この点は I_1 が初期値 I_{10} を持ち始めた点であり、(2)式より回生できるエネルギーは更に減少することとなる。また同図においては、 N_1+N_2 の値による回生率への影響を調べるため、 N_1+N_2 が 40 ターンと 80 ターンの場合について示している。その結果、巻数を大きくすると回生率の良い領域が広がっていくが、最大回生率の上昇は小さいことがわかる。すなわち、巻数をむやみに大きくしてもその効果は小さいと言える。

(2) インバータ回路のスナバ定数 回生時の等価回路図 10(b) はチョップ回路のものと同種の形状となるため、チョップ回路の場合と同様なアルゴリズムでスナバ定数を決定できる。ただし、アノードリアク

(a) チョップの低損失スナバ回路

(b) インバータの低損失スナバ回路

図 12 回生率と損失

Fig. 12. Regeneration ratio and losses.

トルは与えられたものとする。 N_1/N_2 に対して LOSS1, LOSS2, LOSS3, 回生率を求めると図 12(b) となる。ただし LOSS3 は $C_s E^2/2$ に対する LOSS3' の百分率であり、回生率は(5)式で定義される。

$$\begin{aligned} \text{回生率} = & 100 - \text{LOSS1} - \text{LOSS2} \\ & - \text{LOSS3} (\%) \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

4. 実験結果

本スナバ回路の計算結果と実験結果を比較するため、以下の条件で実験を行った。

スイッチング周波数=4kHz, 直流電源電圧=200V, 負荷電流=18A, スナバダイオードオン電圧=1.4V (2個), クランプコンデンサ $C_c=0.98\mu\text{F}$, $N_1+N_2=40$ ターン, スナバコンデンサ $C_s=0.1\mu\text{F}$, $dI_1/dt=10\text{ A}/\mu\text{s}$, アノードリアクトル $l=25\mu\text{H}$, $K=5.5 \times 10^{-7}$ (ただし, K は $L=KN^2$ の K で実測値であり, フェライトコアを用いた)。

〈4.1〉 チョップ回路

ターンオフ時: 図 13(a), (b) はそれぞれ従来スナ

(a) クランプ回路なし

(b) クランプ回路あり

図 13 ターンオフ時のアノード電流 I_A 、アノード-カソード間電圧 V_{AK} の波形 (チョップパ)

Fig. 13. Waveforms of current I_A and voltage V_{AK} at turn-off for a GTO chopper.

図 14 ターンオン時のアノード電流 I_2 、スナバコンデンサ電圧 V_{Cs} の波形 (チョップパ)

Fig. 14. Waveforms of current I_2 and voltage V_{Cs} at turn-on for a GTO chopper.

パ回路と提案するスナバ回路を同一の条件下で実験した際のターンオフ時のアノード電流とアノード・カソード間電圧である。同図より、クランプコンデンサ C_c によりオーバーシュートが小さく抑えられていることがわかる。

ターンオン時：図 12(a) において最大回生率の点の実験波形を図 14 に示す。ここで、 $N_1=22$ ターン、 $N_2=18$ ターンである。この実験結果より回生率を求めると 89% となる。ただし、回生率の実験値は実験波形をもとに (6) 式より求めた。

$$\text{回生率} = \frac{\int E I_2 dt}{(C_s E^2 / 2) * 100 (\%)} \quad \dots \dots \dots (6)$$

また、 N_1/N_2 を変化させたときのこれらの実験結果

を併せて図 12(a) にプロットしている。同図より理論値と実験結果がほぼ一致していることがわかる。

解析においては説明の便宜上トランスの巻線抵抗と回生ダイオード D_r のオン電圧を無視できるとしたが、ここでこの仮定の妥当性について検討する。実験において巻線抵抗の実測値と電流の実験波形から、抵抗損は最大でもコンデンサのエネルギーの 0.57% であり、ダイオードのオン電圧による損失は最大で 0.6% であった。これらの損失は $LOSS_1$, $LOSS_2$ に対し十分小さく、スナバ定数を決めるうえで無視し得る。また解析においてトランスは完全結合としてきたが、試作したトランスの結合係数を測った結果 0.99 であり、近似的に完全結合と見なすことができる。

〈4・2〉インバータ回路 実験は図 7 の G_3 をオン、 G_1 , G_4 をオフ状態とし、 G_2 をオン、オフさせて行った。

ターンオフ時：上下スナバを接続しないと接続したときとのアノード・カソード間電圧を図 15 に示す。同図から接続することにより dv/dt が約 1/2 になることがわかる。従って上下スナバの接続により、スナバコンデンサを従来の 1/2 にすることが可能となる。更に、この接続により上下スナバエネルギーの交換がなされ、オフ時の損失はほとんど発生しなくなり、上下接続手法はスナバ損失低減上極めて有効な手法となる。

(a) 上下接続なし

(b) 上下接続あり

図 15 ターンオフ時のアノード電流 I_A 、アノード-カソード間電圧 V_{AK} の波形 (インバータ)

Fig. 15. Waveforms of current I_A and voltage V_{AK} at turn-off for a GTO inverter.

図 16 ターンオン時のアノード電流 I_A , スナバコンデンサ電圧 V_{cs} の波形 (インバータ)

Fig. 16. Waveforms of current I_A and voltage V_{cs} at turn-on for a GTO inverter.

ターンオン時: 図 12(b) で回生率が最大になる点, $N_1=24$ ターン, $N_2=16$ ターンでの実験波形を図 16 に示す。同図から回生率を求めると 72% になる。また, N_1/N_2 を変化させた際の実験結果を図 12(b) にプロットすると理論値とはほぼ一致していることがわかる。インバータ回路の回生率は LOSS 3 が発生するためチョップ回路に比べ低いが, スナバコンデンサを従来の 1/2 にでき十分効果的損失低減が達成できる。

5. 結 言

本論文では低損失スナバ回路を提案し, その動作解析と損失を最小にするためのスナバ回路定数決定方法について検討を行った。次に, その方法に従って回路を製作し, 実験を行った結果, チョップ回路では回生率 89%, インバータ回路では 72% が得られた。本スナバ回路は受動素子のみで構成され, かつその回生動作原理が単純な LC 共振であるため, 原理的に大容量装置にも容易に適用可能となる。このように低損失スナバ回路を変換装置に使用することは, 現在問題になっているスナバ損失低減に効果があると思われる。

終わりに, 本スナバ回路の特性改善および実験に際し御尽力いただいた須藤直樹氏に深く感謝いたします。また, 本研究を行うにあたり有益な御討議をいただいた名古屋大学工学部助教授 大熊 繁博士に深く謝意を表す。(昭和 61 年 5 月 26 日受付)

文 献

- (1) 大橋: 「大電力 GTO 用スナバ回路」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-82-46 (昭 57-10)
- (2) 弘田・関: 「スナバエネルギーの回生」, 同上, SPC-81-33 (昭 56-8)
- (3) 徳永・福井・天野・木村: 「GTOサイリスタを直列並列接続した大容量 PWM インバータ」, 昭 58 電気学会大会 No. 472
- (4) 野村・藤原: 「MOSFET によるスナバエネルギーの負荷側への回生」, 電学論 B, 105, 408 (昭 60-4)
- (5) 朝枝・矢野・西: 「スナバエネルギー帰還型 GTO インバータ」, 昭 60 電気学会大会, No. 539
- (6) 入江: 「GTO スナバエネルギーのゲート回路における利用」, 昭 59 同上, No. 478
- (7) 須藤・中野・松尾・岩田: 「低損失スナバ回路の提案」, 昭 58 電気関係学会東海支部連会, No. 121
- (8) 中野・須藤・松尾・岩田: 「低損失スナバ回路」, 昭 59 電気学会大会, No. 477
- (9) 中野・土屋・松尾・岩田: 「低損失スナバ回路の解析」, 昭 59 電気関係学会東海支部連会, No. 98
- (10) 土屋・中野・松尾・岩田: 「低損失スナバ回路の解析 その 2」, 昭 60 電気学会大会, No. 540
- (11) 土屋・中野・松尾・岩田: 「GTO 電力変換装置における低損失スナバ回路」, 電気学会半導体研究, SPC-85-38 (昭 60-8)

付 録

時刻 $t=0$ において図 3 (b) の GTO がターンオンすると以下の方程式が成立する。

$$V_{cs} = L_1 \{S(I_1 - I_{10}) - MS I_2\} \dots\dots\dots (付 1)$$

$$V_{cs} = L_2 S - M \{S(I_1 - I_{10}) + L_r S I_2 + E/S\} \dots\dots\dots (付 2)$$

$$V_{cs} = E/S - (I_1 + I_2)/C_s S \dots\dots\dots (付 3)$$

ただし, S : ラプラス演算子

上式より以下の解を得る。

$$V_{cs}(t) = E \{ (L_1 + M)/(L_1 + L_2 + L_r + 2M) + [1 - (L_1 + M)/(L_1 + L_2 + L_r + 2M)] \cos \omega t \} - I_{10} \sin \omega t / C_s \omega \dots\dots\dots (付 4)$$

$$I_2(t) = E \{ -t/(L_1 + L_2 + L_r + 2M) + [M/(L_1 L_2 + L_1 L_r - M^2) + 1/(L_1 + L_2 + L_r + 2M)] \sin \omega t / \omega \} - I_{10} \{ (L_1 + M)/(L_1 + L_2 + L_r + 2M) \} (1 - \cos \omega t) \dots\dots\dots (付 5)$$

ただし,

$$\omega = \{ (L_1 + L_2 + L_r + 2M) / [C_s (L_1 L_2 + L_1 L_r + M^2)] \}^{1/2}$$