大容量3レベルGTOインバータに適用可能な 全回生スナバ回路方式の提案

正員 岡山 秀夫 (三菱電機株式会社)
正員 土谷 多一郎 (三菱電機株式会社)
非会員 下村 弥寿仁 (三菱電機株式会社)

Proposal of Newly Regenerative Snubber Circuit for Large Capacity 3-Level GTO Inverter System

Hideo Okayama, Member Taichiro Tsuchiya, Member (Mitsubishi Electric Corporation)

Yasuhito Shimomura, Non-member (Mitsubishi Electric Corporation)

Abstract : Increase in the capacity of GTOs has made remarkable progress in recent years. At present, 4.5kV-4.0kA GTOs are commercially available. Now, 6kV-6kA GTOs which are made from 6-inch silicon wafer are developing. The 6-inch GTOs are going to be applied to our 3-level GTO inverter system. In order to apply GTOs to voltage-source-inverters, snubber circuits are necessary for limiting on turn-on di/dt and turn-off dv/dt . To realize the system of high efficiency, regenerative snubber circuit is applied. A conventional circuit, which could be applied to 3-level GTO inverter, had a problem that long paths are created for snubber circuits of inner GTOs. In order to solve the problem, a circuit using a transformer which is provided for recovering the trapped energy of snubber circuits for inner GTOs was presented. In this paper, newly regenerative snubber circuit is proposed, which is more suitable for 3-level GTO inverter system with many phase-legs. By applying this snubber circuit, snubber energy generated by the switching of all GTOs in the main circuit can be regenerated to DC-link capacitors. High turn-off capability of both inner GTO and outer GTOs are verified by several successful experimental results using 6-inch (6kV, 6kA) GTO.

キーワード：3レベルインバータ、GTO、スナバ回路、回生スナバ回路、 dv/dt 、 di/dt

1. はじめに

大容量電力変換器を実現するための1つのアプローチとして3レベルGTOインバータがある。最近では鉄鋼圧延ドライブ、電力調相設備などに幅広く適用されている。またGTO素子自体の開発も目覚ましく、シリコンウエハー口径の6インチ化により世界最大級の定格6kV・6kAを実現している。現在最も多く市販されている4インチGTOでは4.5kV・4kAが最大定格であることから、定格容量としては一挙に2倍となった。

さて、鉄鋼圧延ドライブに3レベルGTOインバータを適用する場合にはトルクリップルの低減が求められる。従ってGTOの高周波化が必要不可欠となる。前述した大容量GTOを500Hz程度のスイッチング周波数にて駆動するためには、特にスイッチング損失、具体的にはターンオン時の電流上昇率 di/dt 、ターンオフ時の電圧上昇率 dv/dt 、更にはピークオフ電圧などを抑制しなければならない。このためにスナバ回路が必要となる。また高効率運転の要求からスナバ回路に蓄積されたエネルギーを

抵抗で消費せずに再利用するための回生スナバ回路が必要となり、従来から各種の方式が提案されている。また3レベルGTOインバータの回路構成上の固有の問題としては、内側GTOについて外側GTOと同等の大電流遮断性能を簡素なスナバ回路を用いて実現することが難しいことが挙げられる。

本論文では大容量3レベルGTOインバータに適用可能な全回生スナバ回路方式を提案し、従来方式との比較を行なうことにより本方式の特長を明確にする。また本方式では、スナバ回路に蓄積されたエネルギーをインバータの直流電源に回生するエネルギー回生回路をインバータの複数の相に対して共通化できる。このためインバータ・コンバータシステムへ適用した場合にはシステムの小型化が可能となる。更に本方式についての動作解析を行ない、GTOにかかるスイッチング責務を把握する。特に内側GTOのターンオフ時にかかる dv/dt が原理上外側GTOに比較して低減できることを示す。これにより内側のターンオフ損失を外側GTOに比較して低減できる。また素子定格6kV、6kAのGTOを用いた実験結果を示し、本方式

図1 従来の回生スナバ回路方式A
Fig.1. Conventional snubber circuit (Type A).

図2 従来の回生スナバ回路方式B
Fig.2. Conventional snubber circuit (Type B).

図3 提案する全回生スナバ回路方式
Fig.3. Proposed regenerative snubber circuit.

の有効性を明らかにする。

2. 回生スナバ回路方式

臨界オン電流上昇率、臨界オフ電圧上昇率が規定されたGTOをインバータに適用するためにはスナバ回路が必要となる。スナバ回路の構成要素としてはアノードリアクトル、スナバコンデンサ等が挙げられ、これらのエネルギー蓄積動作により所望の機能を実現する。蓄積されたエネルギーはGTOのスイッチングの度毎にリセットする必要がある。リセット動作を放電抵抗により実現した場合には放電抵抗における損失がスイッチング周波数に比例する。このため装置効率の低下などが問題となる。GTO素子数が増える3レベルインバータにおいてはこの問題は顕著となる。この問題を解決するために従来から様々な回生スナバ回路方式が提案されている。

図1、図2には3レベルGTOインバータに適用可能な従来の回生スナバ回路方式を示す。

図1の従来方式A⁽¹⁾は原理的に内側GTO (GTO2、GTO3) のスナバ回路は不要である。しかしながら大電流遮断が要求される場合には図1に示すスナバ回路を追加する必要がある。この方式はエネルギー回収回路ERCを多相共通接続できる特長を持つ。しかしスナバエネルギーを一旦回収するための回収コンデンサCOの耐圧としては直流電源を分割するフィルタコンデンサCF1、CF2の各々の電圧E以上が必要となる。更に外側GTO (GTO1、GTO4) のターンオフ動作によって3つのスナバコンデンサの電荷移動が生じる。例えばGTO1のターンオフ動作ではCS1の充電とCS3、CS4の放電が伴うため、エネルギー回収回路の容量が増加する。またGTO1のターンオン動作におけるCS1の放電経路はCS1→DR1→CO1→CF1→LA1→GTO1→CS1となり、GTO1のターンオン、オフ動作に伴うLA1の蓄積エネルギーの回収経路はLA1→DS1→DR1→CO1→CF1→LA1となる。この様に各々の電流経路には必ず直流電源部(フィルタコンデンサ)が含まれるため、フィルタコンデンサの定格電流容量が増加する。また内側GTOに関するスナバエネルギーを変成器を用いて回生する方式⁽²⁾も提案されているが、変成器は各相個別に必要である。

図2の従来方式B⁽³⁾は全てのスナバエネルギーを各相にある2つの回収コンデンサに回収できる特長を持つ。また原理上3つのスナバコンデンサがGTOのターンオフ時に並列動作する。例えばGTO2のターンオフ動作では、遮断電流は以下の3経路に分流し、CS2、CS4、CS6の3つのスナバコンデンサがGTO2に対して並列に動作する。

経路1: DC1→CS2→DS2→出力端子

経路2: CS4→CO2→DR2→DS2→出力端子

経路3: CS6→DS6→DF3→出力端子

従ってスナバコンデンサ1個当たりの静電容量を低減できる。

しかしながらエネルギー回生回路は各相個別に2台接続する必要がある。

図3に提案する全回生スナバ回路方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾を示す。この方式の特長を以下にまとめる。

(1) クランプダイオードDCに並列に接続したスナバ回路と外側GTOに並列に接続したスナバ回路により内側GTOの dv/dt を抑制する。

(2) 全てのスナバエネルギーは直流電源部を介さない経路で回収コンデンサに回収できる。

(3) スナバエネルギーを回収する経路に直流電源部が含まれないので、回収コンデンサの耐圧を電圧Eの数分の1程度に低減できる。

(4) 正負直流母線と中間電位点に設けた合計4つの回収コンデンサに全てのスナバエネルギーを回収できる。

(5) 回収コンデンサCO1~CO4の各々の端子の片方はフィルタコンデンサに接続されており、ほぼ電位が一定である。このため異なる相に分散して回収コンデンサを接続した場合には、それらを並列に共通接続できる。従ってエネルギー回生回路の台数は相数に関わらず4台とすることが可能である。

(6) 1つのGTOのスイッチングに対して電荷移動を伴うスナバコンデンサは必ず2つである。

このように提案方式は従来方式と比較して差別化された特長を備えている。

3. 回路動作

ここではGTOを理想スイッチとして取り扱い、各フィルタコンデンサを電圧Eの電圧源、各回収コンデンサを電圧eの電圧源と仮定する。また全てのスナバコンデンサの静電容量をCS、アノードリアクトルのインダクタンスをLAとする。

< 3. 1 > 外側GTOターンオン動作 クランプダイオードDC1、GTO2が導通している状態からのGTO1のターンオン動作について述べる。GTO1がターンオンするとDC1からGTO1への転流が始まる。このときアノードリアクトルLA1にはフィルタコンデンサCF1の電圧Eが印加される。GTO1の di/dt はLA1により抑制される。

$$\left[\frac{di}{dt} \right]_{GTO1} = \frac{E}{LA} \quad \dots\dots\dots (1)$$

DC1がオフした後にGTO1には負荷電流に加えてスナバコンデンサCS1の放電電流とCS3の充電電流が流れる。この時GTO1に流れる電流の最大値は次式となる。

$$I_{on\max-GTO1} = I_o + E\sqrt{\frac{2CS}{LA}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

LA1とのLC共振動作によりCS1がゼロ電圧まで放電し、CS3はフィルタコンデンサCF1の電圧と回収コンデンサCO1の電圧との和(E+e)の電圧まで充電される。CS1、CS3の電圧が確立した直後はLA1に過剰

なエネルギーが蓄積されている。このエネルギーは還流動作によりCO1に回収される。この動作でCO1に回収されるエネルギーは次式で与えられる。

$$E_{on-GTO1-CO1} = CS(E+e)^2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

< 3. 2 > 外側GTOターンオフ動作 GTO1、GTO2が導通している状態からのGTO1のターンオフ動作について述べる。GTO1がターンオフするとCS1に負荷電流がバイパスされる。従ってGTO1の電圧上昇率はCS1により抑制される。この時CS3も放電するがその放電経路にはLA3が存在するためGTO1の電圧上昇率の抑制に殆ど寄与しない。

$$\left[\frac{dv}{dt} \right]_{GTO1} = \frac{I_o}{2CS}(1+\cos\omega t) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\omega^2 = (CS \cdot LA)^{-1} \quad \dots\dots\dots (5)$$

CS1は(E+e)まで充電される。この直後はLA1に過剰なエネルギーが蓄積されているが、還流動作によりCO1に回収される。一方、CS3がゼロ電圧まで放電された後はDC1が導通し転流動作が完了する。この動作でCO1、CO3に回収されるエネルギーは次式で与えられる。

$$E_{off-GTO1-CO1} = \frac{1}{2} LA \cdot I_o^2 \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$E_{off-GTO1-CO3} = \frac{1}{2} CS(E+e)^2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

< 3. 3 > 内側GTOターンオン動作 フリーホイールダイオードDF3、DF4が導通している状態からのGTO2のターンオン動作について述べる。GTO2がターンオンするとDF3、DF4からGTO2への転流が始まる。このときLA4にはフィルタコンデンサCF2の電圧Eが印加される。同時にCS2の放電がLA2とのLC共振動作により行なわれる。この共振動作は負荷電流の転流動作に対して独立である。結局GTO2の電流上昇率はLA4及びLA2により抑制される。

$$\left[\frac{di}{dt} \right]_{GTO2} = \frac{E}{LA} (1+\cos\omega t) \quad \dots\dots\dots (8)$$

DF3、DF4がオフした後、GTO2には負荷電流に重畳してCS4の充電電流が流れる。この電流の最大値は次式となる。

$$I_{on\max-GTO2} = I_o + E\sqrt{\frac{CS}{LA}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

CS4は(E+e)まで充電される。この直後はLA4に過剰なエネルギーが蓄積されているが、還流動作によりCO4に回収される。この動作でCO2、CO4に回収されるエネルギーは次式で与えられる。

$$E_{on-GTO2-CO2} = \frac{1}{2} CS(E+e)^2 \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$E_{on-GTO2-CO4} = \frac{1}{2} CS(E+e)^2 \quad \dots\dots\dots (11)$$

< 3. 4 > 内側GTOターンオフ動作 DC1、GTO2が導通している状態からのGTO2のターンオフ動作について述べる。GTO2がターンオフすると負荷電流はCS2、CS4にバイパスされる。この時CS4はCS

図4 電圧上昇率特性

Fig.4. Characteristics of voltage rate of rise for GTOs

図5 電流上昇率特性

Fig.5. Characteristics of current rate of rise for GTOs

図6 GTO1オン時のスナバエネルギー回収時間

Fig.6. Total commutation time at turn-on of GTO1

2と同じ電圧変化率に従って放電する。これはCS4の放電経路にLA4が介入しないために得られる効果である。従ってGTO2の電圧上昇率はCS2、CS4により抑制される。

$$\left[\frac{dv}{dt} \right]_{GTO2} = \frac{I_o}{2CS} \dots \dots \dots (12)$$

CS2は(E+e)まで充電される。この後負荷電流は、CO4→DR4→DF4→DF3の経路からLA4→DF4→DF3の経路に移る。これにより転流動作が完了する。この動作でCO4に回収されるエネルギーは次式で与えられる。

$$E_{off_{GTO2-CO4}} = \frac{1}{2}CS(E+e)^2 + \frac{1}{2}LA \cdot I_o^2 \dots \dots \dots (13)$$

4. スイッチング責務

スナバ回路の最も重要な機能はGTOにかかるスイッチング責務の軽減である。ここでは前述した回路動作解析結果を用いて、提案する全回生スナバ回路方式における各GTOのスイッチング責務について検討する。

<4. 1> 電圧上昇率 外側GTOと内側GTOのターンオフ動作時における電圧上昇率を比較する。図4はスナバコンデンサをCS=6μFとした場合の、遮断電流に対する電圧上昇率特性を示している。外側GTOの電圧上昇率は、回収コンデンサの静電容量には全く依存しない。これに対して内側GTOの電圧上昇率は、回収コンデンサの静電容量によって変化する。回収コンデンサの静電容量をスナバコンデンサの静電容量のn倍と仮定すると内側GTOに印加される電圧上昇率は(14)式となる。ここでn=20程度に選定すれば、内側GTOにかかる電圧上昇率は外側GTOに比較して概ね1/2となることが分かる。

$$\left[\frac{dv}{dt} \right]_{GTO2} = \left(1 + \frac{n}{1+n} \right)^{-1} \cdot \frac{I_o}{CS} \dots \dots \dots (14)$$

<4. 2> 電流上昇率 外側GTOと内側GTOのターンオン動作時における電流上昇率を比較する。図5はアノードリアクトルLA1、LA2のインダクタンスに対する各GTOのターンオン後における電流上昇率の時間変化を示している。アノードリアクトルのインダクタンスを全て同じであると仮定すると、内側GTOに印加される電流上昇率は外側GTOに比較して厳しくなる。特にターンオン直後は内側スナバコンデンサの放電電流の影響により大きい値を示すが、負荷電流が転流している期間に減少する。なお内側アノードリアクトルのインダクタンスを外側アノードリアクトルの2倍に設定した場合、ターンオン直後の内側GTOの電流上昇率は外側GTOに比較して1.5倍となる。一方、外側GTOの電流上昇率は負荷電流が転流している期間において一定値を示す。

5. 回路諸特性

図7 GTO1 オフ時のスナバエネルギー回収時間
Fig.7. Total commutation time at turn-off of GTO1

図8 GTO2 オン時のスナバエネルギー回収時間
Fig.8. Total commutation time at turn-on of GTO2

図9 GTO2 オフ時のスナバエネルギー回収時間
Fig.9. Total commutation time at turn-off of GTO2

ここで用いた主な回路定数は以下の通りである。

- ・直流電源電圧 $2E = 6000\text{ V}$
- ・回収コンデンサ電圧 $e = 600\text{ V}$
- ・スナバコンデンサ $CS = 6\text{ }\mu\text{ F}$
- ・アノードリアクトル $LA = 13\text{ }\mu\text{ H}$

<5. 1> スナバエネルギー回収時間 図6、図7にGTO1の、図8、図9にGTO2のスナバエネルギー回収時間を示している。これらの図から負荷電流及び回収コンデンサ電圧に対するスナバエネルギー回収時間の特性を把握できる。ここでスナバエネルギー回収時間は、スイッチング動作を開始してからスナバ回路要素に蓄積されたエネルギーが全て所望の回収コンデンサに回収されるまでの時間として定義する。

図6、図8に示したターンオン動作に伴うスナバエネルギー回収時間については負荷電流に若干依存する傾向がある。これはスイッチング動作開始直後の負荷電流の転流時間が負荷電流の大きさに依存するためである。なお負荷電流の転流以降の所要時間は回路定数で決まる。一方、図7、図9に示したターンオフ動作に伴うスナバエネルギー回収時間については、負荷電流に大きく依存する傾向がある。なおGTOをPWM駆動するためには最小パルス幅⁶⁾を考慮する必要がある。負荷電流に大きく依存する特性を持つターンオフ動作に伴うスナバエネルギー回収時間は、この最小パルス幅の制約条件のひとつとなる。従って応用上は十分に考慮すべき特性である。

本方式ではスナバエネルギーはフィルタコンデンサを介さない経路で回収コンデンサに回収される。このため回収コンデンサの電圧は比較的自由に設定できる。なお回収コンデンサの電圧はエネルギー再生回路によってほぼ一定値に制御される。この電圧の増加によりアノードリアクトルに蓄積されたエネルギーを回収する時間を低減することができる。その反面、GTOのピークオフ電圧の増加を招く。従って回収コンデンサの電圧は、予め定められたGTOの最小パルス幅の許容値を満足するような最小値を選択すべきである。

<5-2> スナバエネルギー回収量 図10はGTOのスイッチング動作によって回収コンデンサC01に回収されるスナバエネルギーと、回収コンデンサC02に回収されるスナバエネルギーの負荷電流実効値に対する特性を示している。このスナバエネルギーの計算に使用した条件について、前述した以外に導入した条件は以下の通りである。

- ・インバータ相数 $P = 3$
- ・インバータ出力周波数 $f_o = 50\text{ Hz}$
- ・GTOのスイッチング周波数 $f_s = 500\text{ Hz}$

従って、縦軸は3相共通に接続するエネルギー再生回路ERC1或いはERC2が直流電源に再生する再生電力を表していることになる。

図 10 スナバエネルギー特性

Fig.10. Characteristics of snubber energy

図 11 GTO1 ターンオフ波形

Fig.11. Turn-off waveform of GTO1

図 12 GTO2 ターンオフ波形

Fig.12. Turn-off waveform of GTO2

CO2に回収されるスナバエネルギーは負荷電流に依存せず、ほぼ一定値を示す。しかしながらCO1に回収されるスナバエネルギーは負荷電流に大きく依存することが分かる。負荷電流がゼロの場合には負荷電流が約2200Aの場合と同じスナバエネルギーが回収される。また負荷電流が約800Aにおいて最小値を示す。このスナバエネルギーが最小となる負荷電流は次式で求めることができる。

$$I_{oc} = 2e \sqrt{\frac{CS}{LA}} \dots \dots \dots (15)$$

従って負荷電流が2200A以上の領域で3レベルGTOインバータを運転する場合には、エネルギー回収回路の変換容量は最大負荷時のスナバエネルギーを考慮して決定する必要がある。

6. 実験結果

図11、図12は各々GTO1、GTO2のターンオフ動作についての実験結果である。GTOについては6インチGTO(6kV、6kA)を適用した。各実験でのGTOの遮断電流は約5500Aである。この結果において良好なターンオフ動作波形が得られており、本方式が実機に適用可能であることを示している。特に内側GTOにかかる電圧上昇率については外側GTOの約1/2に抑制されていることが分かる。

7. まとめ

本論文では3レベルGTOインバータに適用可能な全周生スナバ回路方式を提案した。この方式ではスナバエネルギーを直流電源に回生するために必要となるエネルギー回収回路をインバータの相数に関わらず4台とすることができる。従ってインバータが多相構成となる場合、或いはインバータ・コンバータシステムに適用する場合に装置の小型化に貢献できる。本論文で得られた結果は次のとおりである。

(1) スナバコンデンサ容量を全て同じとした場合、内側GTOにかかる電圧上昇率は外側GTOの1/2に低減できる。従って内側GTOのターンオフ損失を低減できる。

(2) GTOのターンオフ時のスナバエネルギー回収時間はターンオン時に比較して負荷電流に大きく依存する。またエネルギー回収回路により制御される回収コンデンサの充電電圧の影響を受ける。このスナバエネルギー回収時間はGTOをPWM駆動する場合に考慮すべき最小パルス幅の制約条件のひとつとなる。

(3) スナバエネルギー回収量については、内側回収コンデンサが回収するエネルギーは回路定数によって決まるため、ほぼ一定値となる。一方、外側回収コンデンサが回収するエネルギーは負荷電流に大きく依存し、エネルギー回収量が最小となる負荷電流は回収コンデンサの充電電圧

に関係する。このエネルギー回収量の把握によりエネルギー回生回路の変換器容量を決定できる。

(4) 素子定格 6 kV、6 kA の大口径 6 インチ GTO を用いた 3 レベル GTO インバータに本方式を適用した場合にも良好な電流遮断性能が実現できることを実験により確認した。

(平成 8 年 5 月 31 日受付, 平成 8 年 9 月 2 日再受付)

文 献

- (1) T. Salzmann, G. Kratz, C. Daubler, "High-Power Drive System with Advanced Power Circuitry and Improved Digital Control", IEEE Trans. Industry Applications. Vol. 29, No. 1, Jan./Feb. 1993, pp. 168-174.
- (2) J. Holtz, S.F. Sarama, "Megawatt GTO-Inverter with Three-Level PWM Control and Regenerative Snubber Circuits", PES C '88 Record, pp. 1263-1270.
- (3) 岡山・小山・下村: 「3 レベルインバータのスナバエネルギー回生方式」, 平 5 電気学会全大, No. 528
- (4) 岡山・下村: 「電力変換装置」, 特開平 7- 673 18
- (5) 岡山・土谷・下村: 「大容量 3 レベル GTO インバータに適用可能なスナバエネルギー全回生方式の提案」, 平 8 電気学会産業応用部門全大, No. 295
- (6) M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata, "Space Voltage Vector-Based New PWM Method for Large Capacity Three-Level GTO Inverter", IEC ON'92 Record, pp. 271-276.

岡山 秀夫

(正員) 1965 年 6 月 28 日生まれ。89 年 3 月関西大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月三菱電機(株)入社。同社産業システム研究所にて主として大容量パワーエレクトロニクスの研究開発に従事。パワーエレクトロニクス研究会会員。

土谷多一郎

(正員) 1969 年 1 月 18 日生まれ。93 年 3 月九州工業大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月三菱電機(株)入社。同社産業システム研究所にて大容量パワーエレクトロニクスの研究開発に従事。

下村弥寿仁

(非会員) 1961 年 1 月 21 日生まれ。85 年 3 月三重大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月三菱電機(株)入社。同社長崎製作所開発部を経て、現在パワーエレクトロニクス部にて可変速ドライブシステムの開発設計に従事。