

VBO フリー光サイリスタ変換器のスナバ回路ストレスの検討

田辺 茂* 貞森勇人**

Study on snubber circuit stresses of VBO-free light-triggered thyristor converter

Shigeru TANABE, Yuto SADAMORI

The purpose of this study is to clarify the stresses of snubber circuit in the VBO-free light-triggered thyristor (LTT) converter. The VBO-free light-triggered thyristor has a function which protects itself by turning-on when over voltage is applied to it. This device is expected to be widely used for high-voltage converters in the field of high-voltage direct current (HVDC) and static var compensator (SVC) and others. When a VBO LTT continuously turns on from VBO level the snubber circuit stresses become much higher than the stresses during the normal operations. This paper describes the useful findings derived from the computer simulations.

Key Words : HVDC, VBO-free, Light-triggered thyristor, snubber circuit stress

1. 緒 言

順方向過電圧に対して自らターンオンして保護する VBO フリー光サイリスタ（以下 VBO フリー LTT または単に LTT）が国内の SVC や BTB 用サイリスタバルブに使用され始めた¹⁾。この LTT を使用した時の利点の一つは、直列接続された LTT のうちの 1 つの点弧回路が破損したときにもその LTT を破損することなく変換器の運転を継続できることである。現在市場に供給されている VBO フリー LTT はこのような連続 VBO 動作に耐える仕様となっている。²⁾ この機能は通常の電気点弧サイリスタを HVDC などの高電圧システムに使用するとき標準的に付加される過電圧保護回路に替わるものとして、光サイリスタを特に意識して開発されたものである。光サイリスタでは点弧信号が光であるため、電気点弧サイリスタで利用していた過電圧保護回路が使えないためである。

VBO フリー LTT に何らかの理由により過電圧が連続的に印加されると、その LTT は通常運転時よりもはるかに高い電圧（VBO 電圧）から連続ターンオンすることになるので、LTT がそのストレスに耐えられるとしてもスナバ回路が過大ストレスになる可能性がある。このストレスを詳細に把握すること

は VBO フリー LTT 変換器の保護思想を決定するために大変に重要である。我々は VBO フリー LTT が連続 VBO 動作したときのスナバ回路のストレスについて、システム電圧や制御遅れ角さらにはバルブリアクトルの飽和特性をパラメータにして計算機シミュレーションにより検討した。いくつかの興味深い知見を得たので報告する。

2. VBO ターンオン時のストレス

サイリスタを直列接続して使用する時には図 1 に示すようにサイリスタと並列にコンデンサ C_s と抵抗器 R_s の直列回路からなるスナバ回路を接続する。この回路の役割は、ターンオフ時の過電圧（転流振動）を抑制することとサイリスタ毎の逆回復電荷のばらつきに起因するターンオフ時の個々のサイリスタ間の電圧アンバランスを所定値以下に収めることである。³⁾

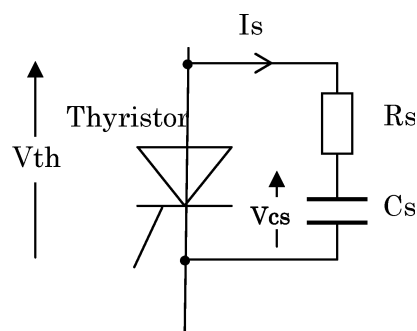


Figure 1 Snubber circuit

原稿受付 平成 21 年 8 月 31 日

* 電気電子工学科

** 専攻科電子情報システム工学専攻

図1において、サイリスタがターンオンするときにスナバ回路で消費されるエネルギー P_s は次式で表される。

$$P_s = \frac{1}{2} C_s V_{cs}^2 \approx \frac{1}{2} C_s V_{th}^2 \quad (1)$$

(1)式における第3項は、通常運転時にサイリスタに印加される電圧は商用周波数であるため、スナバコンデンサ電圧はほとんどサイリスタ電圧と等しいことから成立している。そして P_s はサイリスタと R_s で消費されるが、サイリスタのターンオン損失は小さいので無視でき、大部分は R_s で消費されることになる。

次にVBOターンオン時を考える。図2はVBOターンオン時の各部の電圧・電流波形である。図において時刻 t_1 で直列接続されたVBOフリーLTTの全てにゲート信号が供給され、1ヶのLTTのみが何らかの理由でターンオンしなかったと考える。黒の太い実線で示したLTT電圧 V_{th} は電源電圧に向かって上昇していく。このときスナバコンデンサには I_s の電流が流れて V_{cs} も上昇していくが、その上昇速度はLTT電圧 V_{th} よりは遅い。時刻 t_2 で V_{th} がVBOレベル V_{bo} に達するとVBOフリーLTTはターンオンし、スナバコンデンサは放電を開始する。VBOターンオンしたときのスナバ回路で消費されるエネルギー P_{svbo} は次式で表される。

$$P_{svbo} = \frac{1}{2} C_s V_{cs}^2 \neq \frac{1}{2} C_s V_{th}^2 = \frac{1}{2} C_s V_{bo}^2 \quad (2)$$

ここで第3項に等号否定がでてくるのは、 $V_{th} \sim V_{cs}$ でないためである。つまり、VBOターンオンすると通常より非常に高い電圧からターンオンすることになるので、その時のスナバ回路損失も非常に大きくなる。しかしそのストレスは電圧を V_{bo} で考えるのではなく、スナバコンデンサ電圧 V_{cs} で考える必要があり、 V_{cs} は V_{bo} より低い。このようにVBOターンオン時のストレスを検討するには、 V_{cs} を正確に求めることが必要であることがわかる。

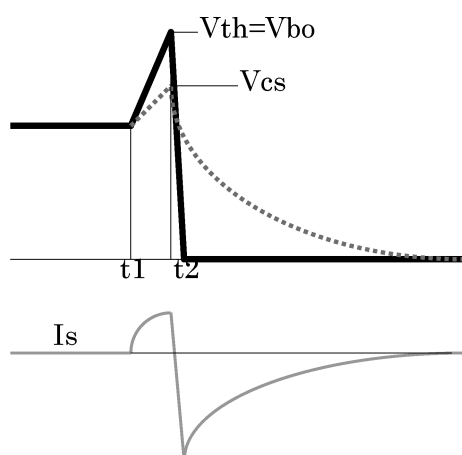


Figure 2 Vbo turn-on waveforms

3. 検討対象モデル

VBOターンオンしたときのストレス解析の対象としてVBOフリーLTTの代表的な適用例である高電圧直流送電(HVDC)用の三相ブリッジ変換器を想定する。ブリッジの定格直流電圧は250kVとして、表1に示す諸元を紀伊水道直流連系設備⁴⁾を参考にして仮定した。

解析は、図3に示す三相ブリッジ回路から等価回路を導出して行った。図3において、サイリスタバルブ(以下バルブ)1がターンオンする瞬間を想定する。 C_t は主として変換器用変圧器の大地間漂遊静電容量であり、 C_v は主としてバルブの大地間漂遊静電容量である。図4に解析に用いた等価回路を示す。バルブは最初にゲート信号によりターンオンする79ヶのLTT(ThT)と、後からVBOフリー機能によりターンオンする1ヶのLTT(ThVBO)の2つの部分で模擬した。変換器用変圧器は漏れインダクタンス L_1 と巻線抵抗 R_1 で模擬した。また、他相の通電中バルブ3と5は R_v と L_v で模擬してある。非通電の他相バルブは影響がわずかなので無視した。バルブリアクトル L_v は特に言及していない限り、他相の通電バルブについては飽和インダクタンスを用い、解析対象バルブのリアクトルについては非飽和値を用いた。解析はATP版EMTP(Electro Magnetic Transient Program)を使用し、LTTはスイッチで模擬した。

Table 1 Thyristor converter constants

定格直流電圧	Vdc	250kV
バルブ巻線電圧	V_2	220kV
使用LTT定格	V_{RRM} V_{BO}	8kV 7.2kV
LTT直列数/バルブ	N_s	80
C-R スナバ/LTT	C_s - R_s	1 μ F-30 Ω
バルブリアクトル 非飽和値/飽和値	L_v	6mH/0.6mH

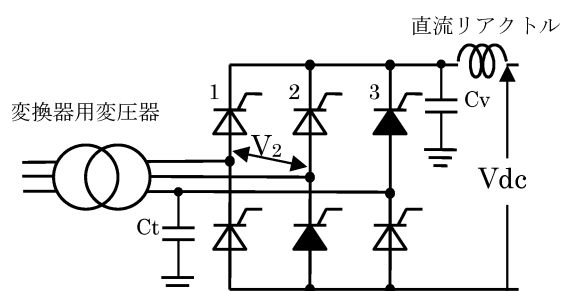


Figure 3 Three phase bridge circuit

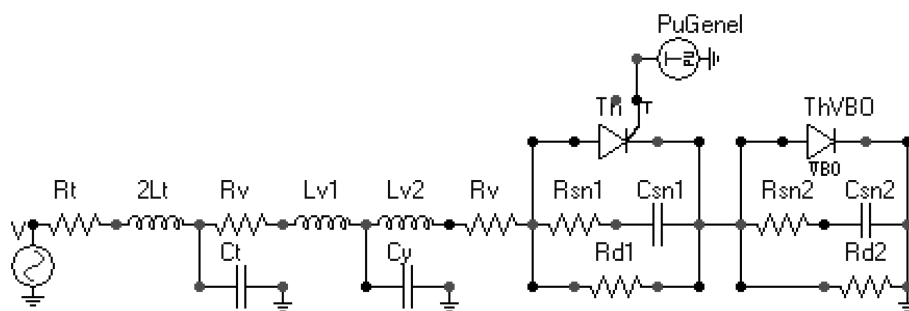
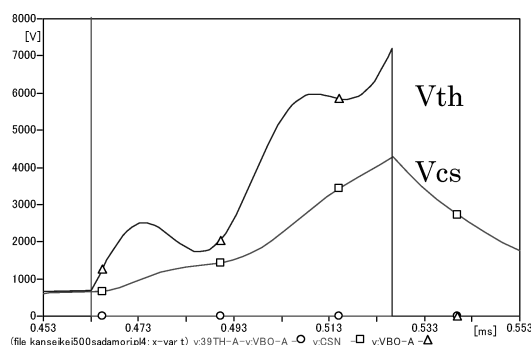
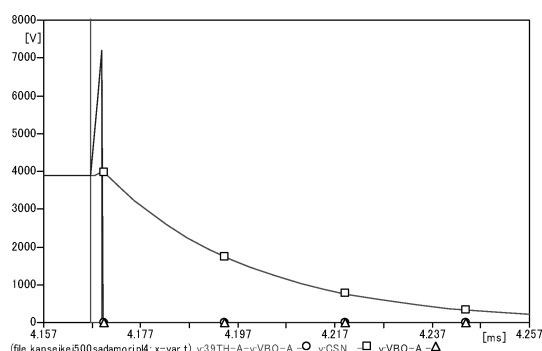


Figure 4 Equivalent circuit for the analysis

4. 解析結果

79ヶのVBOフリーLTTがゲートターンオンした後に、残りの1ヶがVBOターンオンしてから数 μs 経過するまでの解析結果の代表例を図5と図6に示す。図にはVBOターンオンするLTTの電圧 V_{th} とそのLTTのスナバコンデンサ電圧 V_{cs} の波形が示してある。図5は $\alpha=10^\circ$ でターンオンしたときの波形で、時刻0.463msにてゲート信号が供給されている。図中でその時刻に垂直の赤色の線が見えるがこれは79ヶのLTTの電圧である。 V_{th} は振動しながら上昇しているが、これはパルブリアクトル L_{v2} と変換用変

Figure 5 VBO turn-on waveforms ($\alpha=10^\circ$)Figure 6 VBO turn-on waveforms ($\alpha=90^\circ$)

圧器の大地間漂遊静電容量 C_t との振動によるものである。この振動によりLTT電圧がVBOレベルの7.2kVに達するタイミングは大きく影響されることがわかった。この解析例ではゲート供給からVBOターンオンまでの時間は65 μs であった。一方スナバコンデンサ電圧 V_{cs} は V_{th} よりも緩やかに上昇しており、また振動は小さい。

図6は最もターンオン電圧が高くなる $\alpha=90^\circ$ でのターンオンを解析した波形である。時刻4167 μs にてゲートターンオンしたあと、わずか2.4 μs 後にVBOレベルに達してVBOターンオンしている。 V_{th} の立ち上がりは極めて早い。このため V_{cs} はほとんど上昇することなくVBOターンオンに至っている。 V_{th} の立ち上がりが早いのは、ターンオン時にパルブに印加されているシステム電圧が高いためであり、逆に $\alpha=10^\circ$ ではシステム電圧が低いので V_{th} の立ち上がりが遅くなっているのである。

このように、 α が小さい場合はゲートターンオンからVBOターンオンまでに時間が長くかかるため V_{cs} が大きく増加するが、 α が大きくなるとVBOターンオンするまでの時間が短くなって V_{cs} の増加は小さくなることがわかった。

5. 考察

5.1 点弧角の影響

HVDCシステムでは変換器は整流器運転とインバータ運転の両方の運転モードがあるが、ここでは点弧角の範囲が広い整流器運転で考える。表2は $\alpha=10^\circ$ から 90° まで変化させたときの、VBOターンオン時のスナバ損失 P_{vb} をゲートターンオン時のサイリスタのスナバ損失 P_n と比較したものである。この表から以下のことが明らかになる。

(a) VBOターンオン時の損失 P_{vb} のゲートターンオン時の損失 P_n に対する増加割合は、制御遅れ角 α が小さいほど大きい傾向がある。例えば $\alpha=10^\circ$ では

47倍であるのに対して、 $\alpha=90^\circ$ では1.07倍となっている。

(b) VBO ターンオン時損失の絶対値は α が 40° 程度で最小となり、それより α が大きくても小さくても損失は大きくなる。しかしその変化は一様ではなく、 $\alpha=30^\circ$ で一度増加してから $\alpha=40^\circ$ で最小となっている。これは V_{th} の振動の影響であり、 $\alpha=30^\circ$ のときにはちょうど振動の底に近いタイミングでVBOレベルに達するため、VBOレベルに達するまでの時間が長く、結果として V_{cs} が高くまで充電され、 P_{vb} が大きくなったのである。

5.2 VBO フリーLTT直列数の影響

VBO ターンオン時のスナバ回路損失がターンオン時のパルス電圧に依存することが前節で明らかになった。前節ではパルス電圧は制御遅れ角で変化した。パルスの定格電圧が変わった場合にも同様なことが起こることが考えられる。ここではパルスの電圧定格が増減するためにおきるLTT直列数変化の影響を検討する。

表3に検討の対象とした3種類のパルス電圧定格とLTT直列数の関係を示す。あわせて変換器用変圧器のパルス巻線電圧 V_2 も示した。これらは全て比例関係にあると仮定している。パルブリアクトルも同様に比例変化させている。LTT直列数10というのはHVDCシステムとしては現実的ではないが、直列数の影響を顕著に示すと予想されたので条件に加えた。

解析の結果を図7に示す。図より以下のことが明らかになった。

Table 2 Comparison of turn-on snubber losses

$\alpha [^\circ]$	VBO ターンオン時 $P_{vb}[J]$	通常ターンオン時損失 $P_n[J]$	P_{vb}/P_n 比
10	9.28	0.20	46.49
20	5.61	0.83	6.75
30	9.19	1.82	5.05
40	4.22	3.04	1.39
50	5.19	4.35	1.19
60	6.28	5.60	1.12
70	7.21	6.62	1.09
80	7.84	7.31	1.07
90	8.08	7.56	1.07

Table 3 Variety of series number of LTT

LTT 直列数 / パルス N_s	定格直流 電圧 V_{dc}	パルス巻線電 圧 V_2
10	31kV	27kV
40	125kV	110kV
80	250kV	220kV

(a) 直列数が少ないほど、VBO ターンオン時の損失が増加する傾向がある

(b) VBO ターンオン時の損失増加の割合は α が小さいほど大きい傾向にある

(c) α が 50° 以上では40直列と80直列で差はなくなり、またゲートターンオンによるターンオン時損失との差は7%程度と小さい

(d) 直列数10の場合、 $\alpha=10^\circ$ の時の損失はゲートターンオン時に最大損失が現れる $\alpha=90^\circ$ の時の損失の1.45倍と非常に大きくなる

こうした結果は、パルスに加わる電圧が小さいほどゲートターンオンしなかったLTTの電圧上昇の速度が遅くなり、スナバコンデンサ電圧 V_{cs} がより高くまで充電されることから説明できる。

(e) 直列数80の場合は、 α が増加するにつれて損失は $\alpha=40^\circ$ まで低下傾向を示すものの $\alpha=30^\circ$ で一度増加している。 $\alpha=30^\circ$ が特異点になっている。一方直列数40および10の場合は、 α の増加と共に損失は低下傾向を示し $\alpha=30^\circ$ で最低となり、それ以上の α では損失は増加に転ずるが、 $\alpha=40^\circ$ が特異点となっていて一度小さくなっている。こうした特異点の位置の相違は、図5に示すようなサイリスタ電圧波形 V_{th} の振動周波数（図4の C_t と L_{v2} で決まる）が、LTT直列数によって異なるためである。

5.3 パルブリアクトルの飽和特性の影響

以上の検討からVBOターンオン時のスナバ回路損失はゲートターンオン後のスナバコンデンサの充電速度に依存することが明らかになった。充電速度はターンオン時にパルス端子間に印加されている電圧の大きさに依存することが5.2節で示されたが、パルブリアクトルのインダクタンス値にも依存することが予想される。このため図8に示すような2種類の飽和特性をもつパルブリアクトルを接続して解析した。図8においてインダクタンス値はLTT7ヶ当たりで示してある。通常飽和特性とは、圧粉鉄心を使

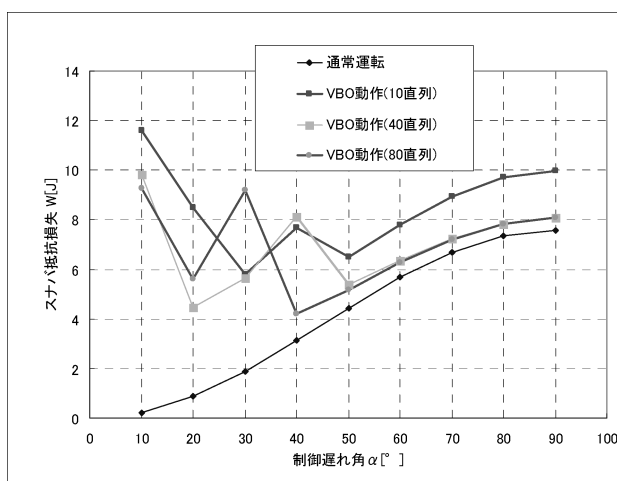


Figure 7 Influence of series connected number

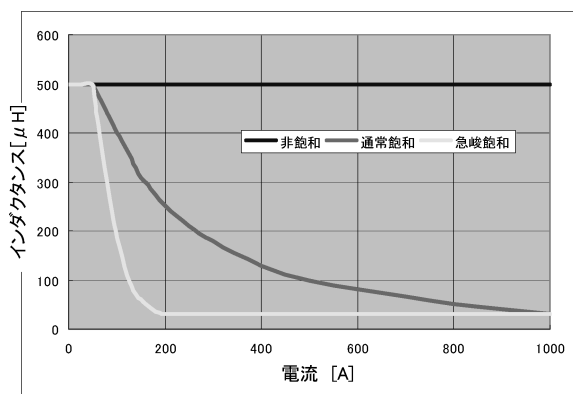


Figure 8 Saturation characteristics of valve reactor

用した国内で利用されているバルブリアクトルの飽和特性を想定している。⁵⁾ また急峻飽和特性は200A程度で飽和する鉄心を使用したバルブリアクトルを想定した。このようなリアクトルはケイ素鋼板を使用して実現することが可能である。

バルブ定格電圧250kVdcの場合の解析結果を図9に示す。可飽和のリアクトルを使用したほうが非飽和のものに比べて、VBO ターンオン時のスナバ抵抗損失は小さくなることがわかる。また同じ飽和形のバルブリアクトルでも飽和特性が急峻な方がスナバ抵抗損失は小さくなることがわかった。その差は $\alpha=10^\circ$ で18%でありまた $\alpha=90^\circ$ では3%と、 α が小さい時の方が顕著であった。

可飽和リアクトルの使用によりVBO ターンオン時のスナバ損失が減少する理由は以下のように説明できる。即ち始めに79ヶのLTTがゲートターンオンすると、まだターンオンしていないLTTのスナバ回路を通して流れる電流で、バルブリアクトルが飽和を始めて電流が増加する、そのためにスナバコンデンサの充電電圧Vcsが非飽和のときよりも小さくなるためである。図9から、これまではどのケースでも $\alpha=10^\circ$ の場合に最もスナバ回路ロスが最大になっていたが、急峻な飽和特性のバルブリアクトルを使用することにより $\alpha=90^\circ$ が最大になるという通常の運転時と同様な傾向をみることができた。また $\alpha=40^\circ$ 以上ではゲートターンオンとVBO ターンオンとの差は13%程度と比較的小さなものとなった。

以上のことから、バルブリアクトルの飽和特性は、急峻なほうがVBO ターンオン時のスナバ抵抗ストレスは低減することが分かった。バルブリアクトルの飽和特性は、雷インパルス印加時やバルブアRESTA 通電中のターンオンなどが決定要因であるが、こうしたストレスに対してVBO フリーLTTが耐えることができる範囲で、飽和特性を急峻にすることがVBO ターンオン時のスナバ損失の低減に役立つことがわかった。

5.4 1 サイクル全体でのスナバ抵抗の損失

以上の検討は、VBO ターンオンしたときのスナ

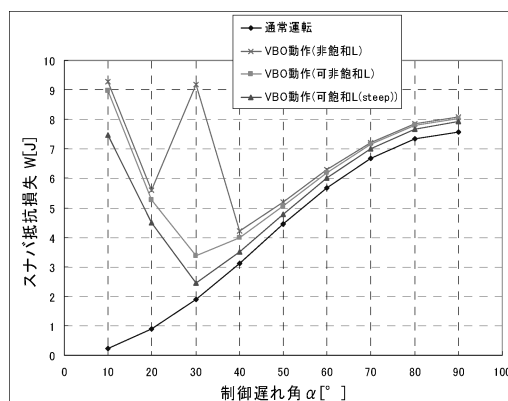


Figure 9 Influence of saturation characteristics of valve reactors

バ回路の損失に着目したものである。実運転時のスナバ回路の抵抗器の損失は、ターンオン時だけでなくターンオフ時や他相のバルブがターンオン・ターンオフしたときにも発生する。従ってスナバ回路の損失を議論するときには1サイクルにわたって発生する損失の合計で議論する必要がある。

図10上段に三相ブリッジにおいて整流器運転したときの、VBO ターンオンするLTTの電圧波形を示し、また下段にはスナバ回路電流Isを示す⁶⁾。転流振動は無視している。Isの正の向きは図1に示したように、Csを充電する向きとしている。図中でuは重なり角である。図において(イ)はターンオフ時であり、(ロ)から(ト)までは他相バルブのターンオンまたはターンオフ時の電圧変化である。(チ)はVBO ターンオン時であるが、LTT電圧は通常のターンオンタイミングである($4\pi/3 + \alpha$)から上昇を始め、VBO レベルまで上昇した後にVBO ターンオンする。このときのIsは図に示したようにまずスナバコンデンサの充電電流が正の方向に流れ、その後に放電電流が逆方向に流れる。このときの充電電流は通常のターンオンでは流れないものであり、また放電電流は通常のターンオン時よりも大きくなっている。

この1サイクルで9回(ゲートターンオンするLTTの場合は8回)の電圧変化で発生する損失の総和がスナバ回路抵抗の損失となる。図11に電圧定格250kVdcの場合の1サイクル合計のスナバ抵抗損失の解析結果を示す。バルブリアクトルは通常飽和特性としている。図には合わせてゲートターンオンするLTTのスナバ抵抗損失も示している。この損失に電源周波数を乗じたものが、スナバ抵抗器の平均損失となる。図から以下のことが明らかになった。

(a) $\alpha=40^\circ$ 以上での運転では、通常のゲートターンオンをしているLTTのスナバ抵抗損失とVBO ターンオンをしているLTTのスナバ抵抗損失とでほとんど差はない

(b) $\alpha=10^\circ$ の運転でVBO ターンオンをしているLTTのスナバ抵抗損失は、ゲートターンオンしているLTTの $\alpha=55^\circ$ の運転時の損失と同等である

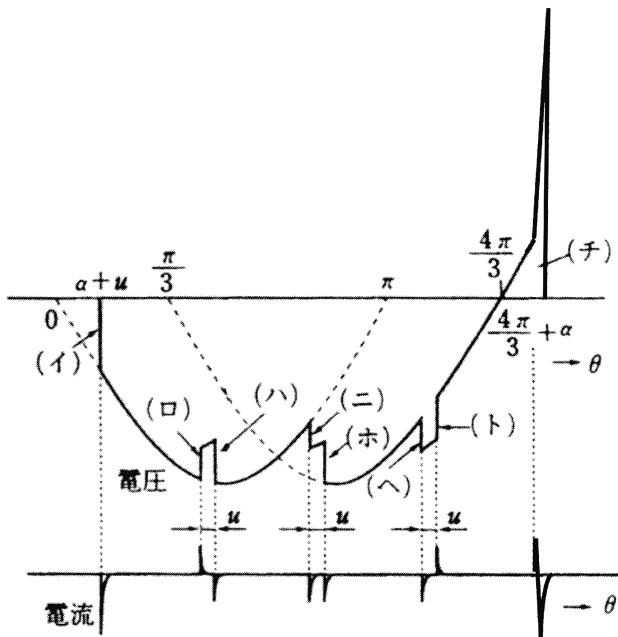


Figure 10 Thyristor voltage and snubber current waveforms in a three phase bridge circuit

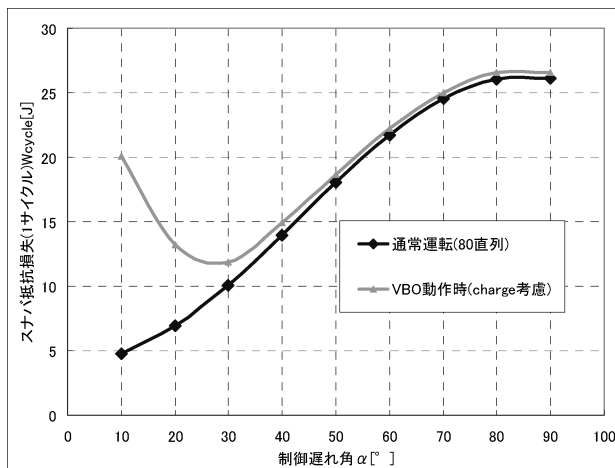


Figure 11 Snubber resistor loss for 1 cycle

(c) 正常時に $\alpha=55^\circ$ まで連続運転をすることができるようスナバ抵抗器の容量を決定した場合は、VBO ターンオンによるストレス増加を考慮する必要はない

(d) 正常時に $\alpha=40^\circ$ まで連続運転をすることができるとようなシステム仕様の場合は、スナバ抵抗器の容量を、正常運転時の損失に加えて VBO ターンオンによるストレス増加を 43% 見込んで決定する必要がある

6. 結 論

順方向過電圧に対して自らターンオンして保護する VBO フリー光サイリスタを適用した変換器として HVDC 用サイリスタバルブを例にとり、ゲート信号が特定の VBO フリー光サイリスタのみに供給されない状況が発生することにより連続的に VBO ターンオンしたときのスナバ回路のストレスを計算機によるシミュレーションにより検討した。ターンオン時のストレスは直列数が少ないほどまた運転時の α は小さいほど大きくなることが明らかになった。また、バルブリアクトルの飽和特性が VBO ターンオン時のスナバ損失に影響し、飽和特性が急峻なほど損失は小さくなることを示した。さらに 1 サイクル全般にわたったスナバ抵抗器の損失については、 $\alpha=40^\circ$ 以上での運転では、通常のゲートターンオンをしている VBO フリー光サイリスタのスナバ損失と同等であることを示した。また、 $\alpha=10^\circ$ の運転では VBO ターンオンによる 1 サイクル全般にわたった損失はゲートターンオンの場合の 4 倍程度と非常に大きく、通常の VBO フリー光サイリスタの $\alpha=55^\circ$ 運転と同等な程度にまで増加するので注意が必要である。

参 考 文 献

- 1) 藤本貴文, 伊村正幸, 杉山隆: 過電圧保護機能付き光サイリスタを適用した SVC 装置の開発, 平成 19 年電学会産業応用部門大会, (2007), No1-61
- 2) J. Dorn, U. Kellner, F. Niedernostheide and H. Schulze, : State of the Art Light Triggered Thyristors with Integrated Protection Functions, eupec Technical Information (2002)
- 3) 今井孝二: パワエレクトロニクス, 電気書院, (1977)
- 4) T. Hasegawa, K. Yamaji, H. Irokawa, and S. Tanabe: A 500kV HVDC Valve using 8kV LTT", 6th International Conf. on AC/DC transmission (1996)
- 5) 堀江宏道, 田辺茂: サイリスタバルブ用アノードリアクトル磁心—パワーエレクトロニクス用粉末磁心の開発動向—, 日本応用物理学会誌, Vol22, No.2, (1998)
- 6) JEC2410-1998, 半導体電力変換装置, 電気学会電気規格調査会, (1998)