

UDC 621.382.333.32.062.2 : 621.314.63.027.3 : 621.3.015.51
621.315.051.024

論文

47-B 13

直流送電用高電圧サイリスタバルブ の絶縁設計に関する考察

東京芝浦電気株式会社

沢田 芳 夫

東京芝浦電気株式会社

松 下 徹 志

東京芝浦電気株式会社

藤 原 直 義

1. ま え が き

直流送電用高電圧サイリスタバルブを設計する場合に、基本的な問題として直列接続技術があげられる。サイリスタ素子の構造上、定格電圧には限度があり必然的に多数のサイリスタを直列接続して使用しなければならない。このように接続された多数のサイリスタはあたかも一個のサイリスタであるかのように安定した変換器運転が可能でなければならないのはもちろんであるが、これについては従来も各方面においてかなり研究されており、文献がいくつか発表されている。⁽¹⁾

しかし、サイリスタバルブを実際の高電圧系統に使用される機器の一つとしてみると、これだけではじゅうぶんでなく、このほかにも種々の性能が要求される。なかでも実系統における高電圧機器という観点からすれば、直流変換所における種々の過電圧に耐える絶縁性能が特に重要視されるであろう。しかしながら従来サイリスタバルブをこの面からとらえた論文はほとんどなく、わずかに直流変換所における過電圧責務についての特殊性を論じたもの二、三を数えるのみである。⁽²⁾⁽³⁾

サイリスタ直列接続数が常時の運転特性からではな

く、アレスタの保護レベルをベースとしたサージ試験電圧から決めることから明らかなようにサイリスタバルブの絶縁設計技術はコストを直接的に左右する重要な要素であると考えられる。このような情勢にかんがみ、今回筆者らは直流送電用サイリスタバルブの絶縁設計に関する二、三の考察を行なったので、ここにその結果を報告する次第である。本論文の概要を記せば次のとおりである。

〈1・1〉 分圧技術 まず絶縁設計の基本ともいべきべき分圧技術について考察する。一般に直流変換所において発生する過電圧の周波数成分はかなり広い範囲にわたり、各サイリスタ素子はこれらの過電圧について平等に分担するよう設計する必要がある。サイリスタを多数直列接続する場合は対地ストレイキャパシタンスの影響が大きくなり、分圧特性に及ぼす影響が顕著となるから、本論文では特にこの点について理論的検討を行なった。

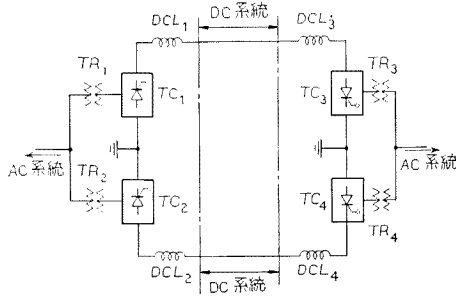
〈1・2〉 ダンピング回路 サイリスタバルブの転流時に発生する逆電圧オーバシュートはアレスタに毎サイクル印加されるものであるから、アレスタの定格電圧はこの値以上に選ぶことが望ましい。バルブの試験電圧はアレスタの保護レベルをベースとして決定されるから、このオーバシュートはできるだけ小さくなるようダンピング回路の設計をしないと、素子直列数が増加し不経済なサイリスタバルブとなる。本論文では特に経済的なサイリスタバルブの設計という観点から、ダンピング回路の設計法について理論的考察を行なった。

なお、本論文において直接対象とする回路構成は

Some Considerations on Insulation Design of High Voltage Thyristor Converters for H.V.D.C Transmission, By Y. SAWADA, Member (Toshiba Heavy Apparatus Engineering Laboratory), T. MATSUSHITA, Member (Toshiba Fuchu Workes), & N. FUJIWARA, Member (Toshiba Heavy Apparatus Engineering Laboratory).

沢田芳夫：正員，東京芝浦電気技術研究所，直流送電用機器開発担当
松下徹志：正員，東京芝浦電気府中工場，整流装置設計担当

藤原直義：正員，東京芝浦電気技術研究所，直流送電用機器開発担当



第 1 図 直流送電系統基本接続図

Fig. 1. Schematic diagram of a typical HVDC transmission system.

第 1 図のようであるが、ここで述べる結果は多少の修正により他の回路構成についても適用可能と考える。

2. 分圧回路

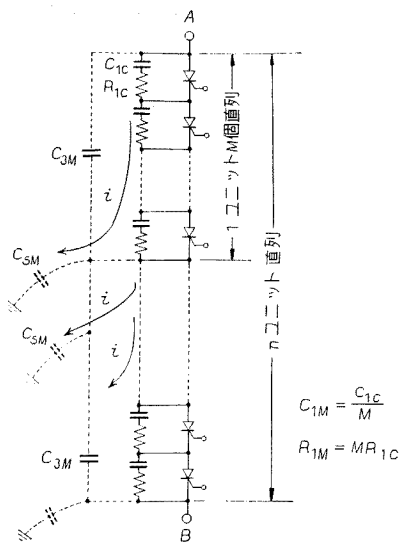
現在、直流送電に適用可能なサイリスタの定格電圧としては最高数千ボルトであるから、高電圧サイリスタバルブに適用するためには多数個の素子を直列接続して使用しなければならない。このような場合、単に直列接続したのみでは様な電圧分担を行なわせるのは困難であるので、バルブの設計上分圧回路は重要な要素を持つことになる。このような分圧回路の設計にあたり考慮しなければならない状態を大別すると、

- (1) 通常運転時に対する分圧 (特にターンオン、ターンオフ時)
- (2) 定常電圧 (直流分電圧) に対する分圧
- (3) 過渡過電圧に対する分圧

のように考えられる。(1)項はサイリスタがスイッチとして持つ特殊性から考慮すべき事からで、第 4 図中の各定数もこれにより大きく影響を受けるが、これについては従来もかなり論文が発表されている。⁽¹⁾⁽⁵⁾ (2)、(3) 項はサイリスタバルブが準定常状態および過渡状態においてさらされる電圧に対する分圧技術であって、対象とすべき周波数は直流分～開閉サージ領域～インパルス領域と広い範囲にわたる。本論文においては特にこれらについて順次考察していく。

〈2・1〉 サージ電圧に対する分圧回路 本節においては (商用周波)～(開閉サージ領域)～(インパルス領域)における分圧技術について考察する。サイリスタ素子の特性として、最も注目すべきことは普通の絶縁物と異なり、いわゆる $V-t$ 曲線がきわめて一様なことである。したがって、サイリスタバルブにとって、サージ性過電圧に対する分圧技術が一そう重要な意義を持つことになる。

まず、一般に高圧サイリスタバルブにおいては、多



第 2 図 サイリスタバルブ基本接続図

Fig. 2. Fundamental circuit connection of the thyristor valve.

数のサイリスタを直列に接続して使用するため必然的にかんがりの対地ストレイキャパシタンスが存在し、大容量変圧器などにおいても経験されるように、印加端部分への過電圧集中という不つごうが生ずることが予想される。この様子を調べるために、第 2 図のような基本接続について電位分布を検討した。厳密にいえばこのような分布回路は差分方程式により解くべきであるが、簡単のため連続的な分布とみなして解析する。第 2 図はサイリスタを多数直列接続して構成されるサイリスタバルブの基本接続図で、 M 個のサイリスタが直列接続されて構成されるユニット (以下モジュールと称する) をさらに n 個直列接続されたものとして一般的に表示した。 C_{1c} 、 R_{1c} は各素子分圧用の定数であり、 C_{SM} は各モジュールごとの対地ストレイキャパシタンスである。点線で示されている C_{3M} は一般にサージ性過電圧に対するモジュール分圧用のコンデンサである。最初にモジュール分圧用 C_{3M} を接続しない場合を考えてみる。端子 A に電圧 V を加えたとき、各モジュールの対地電位 $V(x, p)$ は (1) 式を解くことによってラプラス変換した形において解が得られる。

$$\frac{\partial^2 V(x, p)}{\partial x^2} = \gamma^2 V(x, p) \dots\dots\dots (1)$$

ここで

$$\gamma = \sqrt{p R_{1M} C_{SM} + \frac{C_{SM}}{C_{1M}}} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $C_{1M} = C_{1c}/M$ 、 $R_{1M} = MR_{1c}$

バルブにとって最も過酷な場合として、B 点が接地されているときを考えれば(1)式の解は、(3)式のようになる。

$$V(x, p) = \frac{\sinh \gamma(n-x)}{\sinh \gamma n} \times V \dots\dots\dots(3)$$

ここで、x: 印加端から数えたモジュール番号

いま

$$V(t) = V_0 \{1 - \exp(-\alpha_0 t)\}$$

とすれば、(3)式をラプラス変換して(4)式が得られる。

$$V(x, p) = \frac{\sinh \alpha(n-x)}{\sinh \alpha n} \times \frac{\alpha_0 V_0}{(p + \alpha_0)} \dots\dots(4)$$

(4)式を逆変換すれば、各モジュール分岐点の対地電位が時間 t の関数として得られるが、これらの分岐点の対地電位の差として各モジュールの分担電圧を求めることができる。

このようにして(4)式をもとに電子計算機によりモジュール分担電圧波高値がバルブ内平均分担電圧に対する倍率を計算した結果と、これに対応する条件で実際のサイリスタスタックについて実測した結果とを第3図に示す。ただし $V_a = V_0/n$, V_{MPeak} : モジュールの過渡最高電圧である。具体的な条件は次のとおりである。

(1) 計算条件

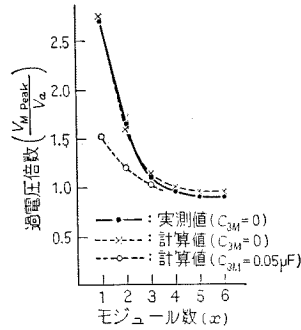
- $\alpha_0 = 3 \times 10^6, 0.3 \times 10^6$
- $n = 6, M = 20$
- $C_{1c} = 2 \times 10^{-6} \text{ F}, R_{1c} = 10 \Omega, C_{SM} = 1,000 \times 10^{-12} \text{ F}$

(2) 測定条件

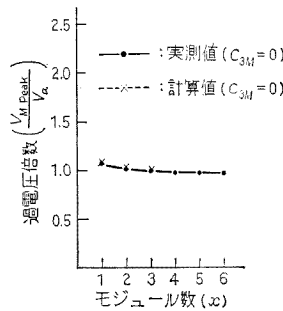
- サイリスタ素子定格, 1,300 V-300 A
- 印加電圧 400 V, $1 \times 40 \mu\text{s}$
- $C_{1c} = 2 \times 10^{-6} \text{ F}, R_{1c} = 10 \Omega, C_{SM} \approx 1,000 \times 10^{-12} \text{ F}$
- $n = 6, M = 20$

第3図から明らかのように、計算値と実測値とは非常によく一致しているととも印加端への過電圧の集中が顕著である。

この理由としては第2図中に図示されているようにインパルス印加時に各分圧要素を介して、ストレイキャパシタンス C_{SM} に流れ込む充電電流 i が印加端に集中すること、さらに R_{1c} によって決まる時定数だけ充電電流が遅れることが主な原因である。これは立上りの緩やかな電圧に対しては電位分布が良いことから裏づけられる。 R_{1c} を小さくすることは常時の運転特性から限度があるから、このような不つづを緩和するため第2図のようにキャパシタンス C_{3M} を接続すれば非常に効果的と考えられる。この C_{3M} の



(a) 印加電圧 $1 \times 40 \mu\text{s}$ ($\alpha_0 = 3 \times 10^6$)



(b) 印加電圧 $10 \times 40 \mu\text{s}$ ($\alpha_0 = 0.3 \times 10^6$)

第3図 サージ電圧に対するモジュール分担

Fig. 3. Voltage across each module under surge voltage.

効果を調査するため、前述の計算条件に C_{3M} を追加して計算した結果を第3図(a)に示す。この場合の $V(x, p)$ は(4)式および(5)式で与えられる。

$$\gamma = \sqrt{\frac{p C_{1M} C_{SM} R_{1M} + C_{SM}}{p C_{1M} C_{3M} R_{1M} + (C_{3M} + C_{1M})}} \dots(5)$$

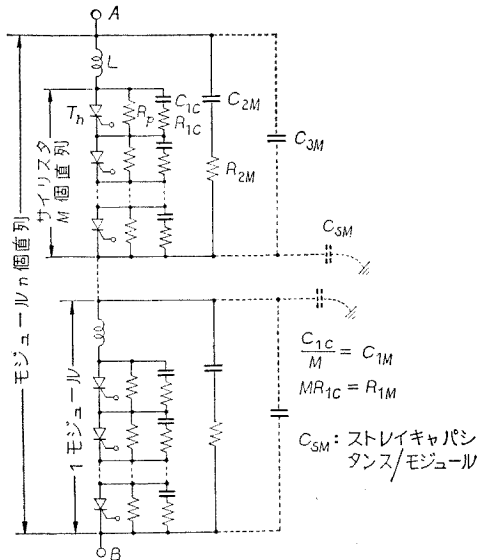
計算条件を次に示す。

- $\alpha_0 = 3 \times 10^6$
- $n = 6, M = 20$
- $C_{1c} = 2 \times 10^{-6} \text{ F}, R_{1c} = 10 \Omega, C_{SM} = 1,000 \times 10^{-12} \text{ F}$
- $C_{3M} = 0.05 \times 10^{-6} \text{ F}$

この結果から C_{3M} を接続すると非常に効果的であることがわかる。以上から次のような結論が得られるであろう。

(1) 高圧サイリスタバルブの電位分布に対して、対地ストレイキャパシタンスの及ぼす影響は顕著である。 C_{SM} としては各回路要素の大地に対するキャパシタンスであるから、当然構造設計方法により大きな差がある。このような悪影響を取り除くためには、ストレイキャパシタンスの小さいような構造にするとともに(2)項で述べるような対策を講ずる必要がある。

(2) 第2図中に示してあるような C_{3M} を接続することは、電圧分担上は非常に効果があるが、常時運



第4図 サイリスタバルブ主回路結線図

Fig. 4. Main circuit connection of the high voltage thyristor valve.

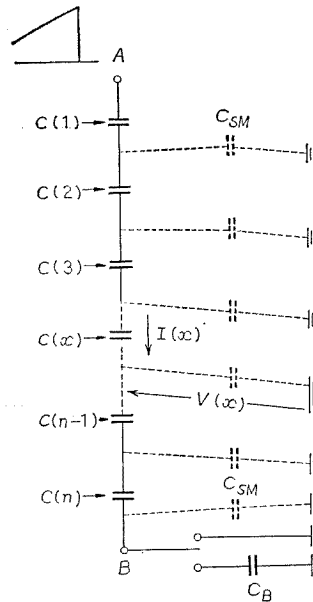
転時にサイリスタがターンオンした場合、 C_{3M} の電荷が直接サイリスタに流入するため好ましくない。したがって、実際に適用する場合、第4図に示すようなリアクトル L をそう入して、ターンオン時の電流上昇率を小さくしてやる必要がある。以上のことから高圧サイリスタバルブの一般的な接続としては、図のような回路を用いるのが適当と考えられる。各要素の持つ目的は概略次のとおりである。

(a) C_{1c} , R_{1c} 常時の運転特性から決まる要求と、⁽¹⁾⁽⁵⁾ サージ電圧に対するモジュール内部の分担特性を良好にする。

(b) R_p バルブに印加される直流電圧分に対する分担特性を良好にするもので<2・2>節において詳述する。

(c) C_{2M} , R_{2M} 第3章で述べるバルブ転流時のオーバシュート電圧を抑制するダンピング回路として働くとともに、(開閉サージ)~(商用周波)程度の比較的緩やかな電圧の分圧に寄与する。後述するようにダンピング回路としての目的から R_{2M} はかなり大きな値となり、 μs 程度の立上りの比較的早いサージの分圧にはあまり寄与しない。

(d) C_{3M} 立上りの早いサージに対する分圧について非常に有効である。しかし、後述するようにこれだけで完全な分担特性を得るのが困難な場合もあるので、文献⁽²⁾⁽³⁾にもあるように直流変換所内部においては立上りの早いサージは値が比較的低く、開閉サ-



$C(x)$: 印加端から x 番目のモジュールの等価キャパシタンス

第5図 サイリスタバルブ等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit network of the high voltage thyristor valve.

ジ程度の緩やかなサージが大勢を占めることを考慮して、経済的な設計を行なうことが必要である。

(e) L サイリスタは周知のようにターンオン時の di/dt が過大であるとターンオン損失が許容値をこえて破損するため、ターンオン時の di/dt を一定値以下に制限する必要がある。したがって、主としてターンオン時に C_{2M} , C_{3M} , C_{SM} から流入する電流の立上りを緩やかにする目的で L を使用するが、これは同時にサージ電圧印加時に個々のサイリスタに印加される dV/dt を小さくする効果もある。

しかし、一般的にはサイリスタのターンオン時のようなきわめて早い電圧変化を除いて、分担電圧に影響を及ぼすことは少ない。

ここで第4図の回路において、印加端に概略どの程度の電圧が集中するか考えてみよう。簡単なため、第5図のように各モジュールのインピーダンスを等価キャパシタンスに置き換えて考える。前述のように各ブランチが分圧に寄与する周波数領域が異なるので、図における等価的な C は対象とするサージの立上りの早さによって異なってくる。すなわち、一般的にいって $1 \mu s$ 前後の立上りに対しては、 C_{3M} のみを考え、中間的な早さに対しては、 $(C_{1M} + C_{3M})$ で考え、開閉サージ程度よりも緩やかな立上りに対しては、 $(C_{1M} + C_{2M} +$

C_{SM} で考えてよいであろう。いま最も簡単な場合として、 $C(x)$ が一様でB点が直接接地されている場合について、印加端における過電圧倍数、すなわち印加端モジュールにおけるストレスが1バルブ中の平均ストレスに対する割合は(3)式を x で微分することにより近似的に(6)式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{(過電圧倍数)} &= \left. \frac{\partial V(x, p)}{\partial x} \right|_{x=0} \bigg/ \left| \frac{V(0, p)}{n} \right| \\ &= \frac{(\gamma n) \cosh(\gamma n)}{\sinh(\gamma n)} \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

ここで

$$\gamma = \sqrt{C_{SM}/C} \dots\dots\dots (7)$$

(6)、(7)式から過電圧倍数を、通常の回路定数のばらつき程度、たとえば+10%におさえようとすると、 $\gamma n \leq 0.6$ にしなければならない。かりにモジュール数 $n=10$ とすると、各モジュールの等価キャパシタンス $C \geq C_{SM}/(0.6/10)^2 \approx 300 C_{SM}$ となる。いま $C_{SM}=100 \mu\text{F}$ としても、 $C \geq 0.03 \text{ mF}$ となり、 $1 \mu\text{s}$ 程度の立上りのサージに対してもこれだけの等価キャパシタンスを設けることは設計上かなりの負担となる場合が多い。したがって、前にも述べたように、直流変換所に侵入しうるインパルスの波高値をじゅうぶん考慮する必要がある。

以上のように $C(x)$ を一様に分布させた状態で、良好な電位分布を得ようとするとき C はかなり大きな値となることが多い。これを避ける手段として印加端に近くなるほど $C(x)$ を大きくして、ストレスを軽減する方法が考えられる。これを合理的に行なうにはいかにすべきかを解析してみよう。

まず最もバルブにとって、過酷な場合として、第5図中で端子Bが接地されている場合を考える。これは第8図において、バルブ No. 4, 6, 2 に相当する。ここで、モジュール対地電位 $V(x, p)$ 、モジュールを通過する電流 $I(x, p)$ 、等価キャパシタンス $C(x)$ の間に(8)式のような関係が成立する。

$$\begin{cases} -\frac{\partial V(x, p)}{\partial x} = \left\{ \frac{1}{pC(x)} \right\} I(x, p) \\ -\frac{\partial I(x, p)}{\partial x} = pC_{SM} V(x, p) \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式から $I(x, p)$ を消去すれば(9)式が成立する。

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 V(x, p)}{\partial x^2} - \frac{1}{\left\{ \frac{1}{pC(x)} \right\}} \times \frac{\partial V(x, p)}{\partial x} \\ \times \frac{\partial \left\{ \frac{1}{pC(x)} \right\}}{\partial x} - \left\{ \frac{C_{SM}}{C(x)} \right\} V(x, p) = 0 \dots (9) \end{aligned}$$

ここで電位分布が完全に平等であるとすれば(10)式が成立する。

$$V(x, p) = V(0, p) \left(1 - \frac{x}{n} \right) \dots\dots\dots (10)$$

(9)、(10)式により(11)式が成立する。

$$\left\{ \frac{C(x)}{n} \right\} \times \frac{d \left\{ \frac{1}{C(x)} \right\}}{dx} = \left\{ \frac{C_{SM}}{C(x)} \right\} \left(1 - \frac{x}{n} \right) \dots (11)$$

$$\therefore C(x) = A - n C_{SM} \left(x - \frac{1}{2n} x^2 \right)$$

A: 積分定数

$x=n$ において、 $C(n) \geq 0$ でなければならないから、(12)、(13)式が成立する。

$$C(0) \geq \frac{1}{2} C_{SM} n^2 \dots\dots\dots (12)$$

$$C(x) = C(0) - n C_{SM} \left(x - \frac{1}{2n} x^2 \right) \dots\dots (13)$$

ここで先ほどと同様に、 $n=10$ とすると $C(1) \geq 40.5 C_{SM}$ となり、先ほどの $300 C_{SM}$ に比べてかなり低減される。次にバルブの陽極側、陰極側両端子とも直接接地されていない場合を考える。これは第8図における No. 1, 3, 5 バルブに相当する。この場合は、明らかにバルブの両端子からサージが印加される可能性があるから、(12)、(13)式に従って $C(x)$ の分布を決定するのは不得策である。

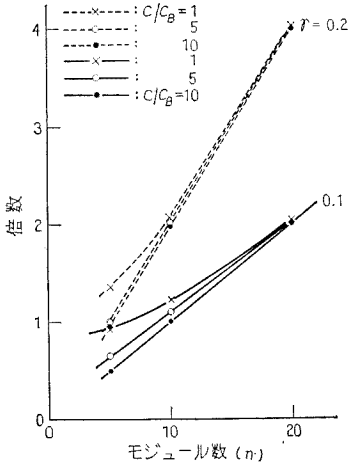
いま仮りに各モジュールの C が全部等しく、B端子に等価キャパシタンス C_B が接続されている状態でA端子からサージが侵入した場合について、印加端における過電圧倍数を求めてみよう。ここで過電圧倍数のベースとしてはB点が直接接地された場合の平等分布状態のストレスを用いる。(8)式を $C(x)=C$ 、 $I(n, p) = p \times C_B V(n, p)$ の条件で解けば(14)式が得られる。

$$\begin{aligned} V(x, p) &= \frac{\left(\frac{C}{C_B} \gamma - 1 \right) \varepsilon^{\gamma(x-n)} \times V(0, p)}{(\varepsilon^{\gamma n} - \varepsilon^{-\gamma n}) + \frac{C}{C_B} \gamma (\varepsilon^{\gamma n} + \varepsilon^{-\gamma n})} \\ &+ \frac{\left(\frac{C}{C_B} \gamma + 1 \right) \varepsilon^{\gamma(n-x)} \times V(0, p)}{(\varepsilon^{\gamma n} - \varepsilon^{-\gamma n}) + \frac{C}{C_B} \gamma (\varepsilon^{\gamma n} + \varepsilon^{-\gamma n})} \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

ここで γ は(7)式と同じ値である。

(14)式を微分して、電位傾度が得られる。

$$\frac{\partial V(x, p)}{\partial x} = \frac{\gamma \left(\frac{C}{C_B} \gamma - 1 \right) \varepsilon^{\gamma(x-n)} \times V(0, p)}{(\varepsilon^{\gamma n} - \varepsilon^{-\gamma n}) + \frac{C}{C_B} \gamma (\varepsilon^{\gamma n} + \varepsilon^{-\gamma n})}$$



第 6 図 印加端モジュールにおける過電圧倍数
Fig. 6. Overvoltage coefficient at the line-end module.

$$\frac{\gamma \left(\frac{C}{C_B} \gamma + 1 \right) \varepsilon^{\gamma(n-x)} \times V(0, p)}{(\varepsilon^{\gamma n} - \varepsilon^{-\gamma n}) + \frac{C}{C_B} \gamma (\varepsilon^{\gamma n} + \varepsilon^{-\gamma n})} \dots (15)$$

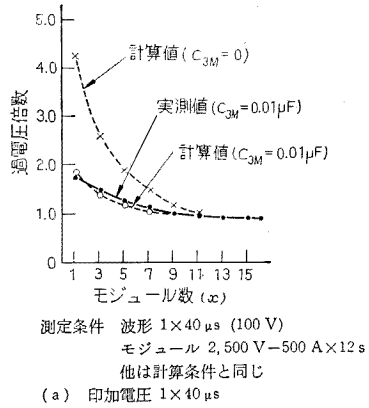
したがって、印加端モジュールにおける過電圧倍数は近似的に (15) 式より次のように導かれる。

(過電圧倍数)

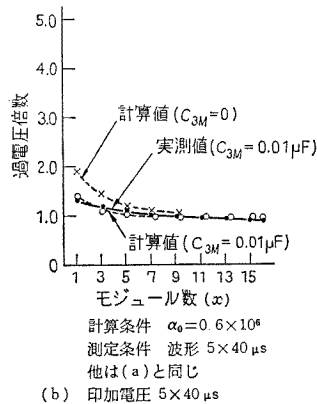
$$\begin{aligned} & \approx \left| \frac{\partial V(x, p)}{\partial x_{x=0}} \right| \left/ \left| \frac{V(0, p)}{n} \right| \right. \\ & = \left| \frac{n \gamma \left\{ \left(\frac{C}{C_B} \gamma - 1 \right) \varepsilon^{-\gamma n} - \left(\frac{C}{C_B} \gamma + 1 \right) \varepsilon^{\gamma n} \right\}}{(\varepsilon^{\gamma n} - \varepsilon^{-\gamma n}) + \frac{C}{C_B} \gamma (\varepsilon^{\gamma n} + \varepsilon^{-\gamma n})} \right| \dots (16) \end{aligned}$$

理論的には、 $V(n, p) > 0$ の分だけ (16) 式の値は (6) 式の値よりも小さくなるはずであるが、その影響を調べるために、 γ と (C/C_B) をパラメータとして、(16) 式により計算した結果を第 6 図に示す。一般的に言って、 C/C_B は通常 1~10 の範囲であろうから第 6 図から $n > 10$ において C_B により過電圧倍数はあまり変わらないといえる。サイリスタを有効に使用するためには、過電圧倍数を 1.0 近辺に設計する必要があるから、実際の設計にあたっては、まず C_B, C_{SM} を正確に計算し、この条件を満足するよう C, n を決定することが望ましい。

以上のような基本的検討をもとに昭和 45 年機械振興協会に納入した、定格 DC 125 kV-300 A、実系統におけるフィールドテスト用サイリスタバルブを設計



測定条件 波形 $1 \times 40 \mu s$ (100 V)
モジュール 2, 500 V-500 A $\times 12 s$
他は計算条件と同じ
(a) 印加電圧 $1 \times 40 \mu s$



第 7 図 サージ電圧に対するモジュール分担 (DC: 125 kV-300 A バルブ)

Fig. 7. Voltage across each module under surge voltage.

した。このバルブの基本的接続は第 4 図に示されたものと同一である。第 4 図において B 点が接地されている場合の各モジュールの対地電位は (4) 式で与えられるが γ は (17) 式ようになる。

$$\gamma = \sqrt{A(p)/B(p)} \dots (17)$$

ここで

$$\begin{aligned} A(p) &= C_{1M} C_{2M} C_{SM} L R_{2M} p^3 \\ &+ (C_{1M} L + C_{1M} C_{2M} R_{1M} R_{2M}) \\ &\times C_{SM} p^2 + (C_{1M} R_{1M} + C_{2M} R_{2M}) \\ &\times C_{SM} p + C_{SM} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(p) &= C_{1M} C_{2M} C_{3M} L R_{2M} p^3 \\ &+ \{ (C_{2M} + C_{3M}) C_{1M} L \\ &+ C_{1M} C_{2M} C_{3M} R_{1M} R_{2M} \} p^2 \\ &+ \{ (C_{2M} + C_{3M}) C_{1M} R_{1M} \\ &+ (C_{1M} + C_{3M} C_{2M} R_{2M}) \} p \\ &+ (C_{1M} + C_{2M} + C_{3M}) \end{aligned}$$

第3図の場合と同様に(4), (17)式を逆変換して、電子計算機により、各モジュールの分担電圧波高値が平均分担電圧に対する倍率を計算した結果と、それに対応する条件で前述の高圧サイリスタバルブ実器で測定した結果とを第7図に示す。具体的な条件は次のとおりである。

(1) 計算条件

$$\alpha_0 = 3 \times 10^6, 0.6 \times 10^6$$

$$n = 16, M = 12$$

$$R_{1M} = 240 \Omega, R_{2M} = 600 \Omega, C_{SM} = 200 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$C_{1M} = 0.04 \times 10^{-6} \text{ F}, C_{2M} = 0.5 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$C_{3M} = 0.01 \times 10^{-6} \text{ F}, L = 400 \times 10^{-6} \text{ H}$$

(2) 測定条件

サイリスタ素子定格 2,500 V, 500 A

印加電圧 400 V, $1 \times 40 \mu\text{s}$ および $5 \times 40 \mu\text{s}$

その他の定数は、計算条件と同じ

第7図から次のような結論が得られる。

(a) 計算結果と実測結果とは、このような実系統で運転される大容量高電圧サイリスタバルブについても実用上じゅうぶんな精度で一致した。

(b) $1 \times 40 \mu\text{s}$ 程度の波形については、印加端のモジュールは平均の 1.7~1.8 倍の電圧を分担する。しかし今回実際に使用される変換所においては、バルブの外部に設置されたブロッキング要素により、急しゅんな立上りの波頭でも $5 \mu\text{s}$ 以上の緩やかな立上りになることが予備検討で確認されているので、(b)図のような分担特性を考えておけばじゅうぶんである。さらに直流変換所内部では急しゅんな立上り成分の値はかなり小さい⁽²⁾⁽³⁾ので、各モジュールのキャパシタンスは全部等しい値としても(b)図の特性からして、問題なくフィールドテストに耐えうるとの確認を得た。

〈2.2〉定常電圧(直流分)に対する分圧回路 定常電圧の分圧要素である R_p (第4図参照)は素子の漏れ電流 (I_r) の特性から決定されるが、漏れ電流は素子の接合温度 (T_j) に相当左右される。常温における場合と、 125°C 近辺における漏れ電流の比は素子により数十~数百にも及ぶ場合もあるので特に注意が必要である。バルブの短絡事故などにおいても均等な電圧分担を得るためにはあらかじめ T_j と I_r の大きさをじゅうぶんにあくしておかなければならない。

いま最も過酷な場合として、全直列素子 (nM 個: 第4図参照) 中1個だけ等価漏れ抵抗が他の素子の k 倍とすれば、その素子の直流分担電圧は平均の $k/(1+(k-1)/nM)$ 倍となり、もし $nM \gg k$ ならば平均の約 k 倍となる。したがって、直流電圧分担の不均衡率が $m\%$ 許容すれば、 R_p は全素子中、等価漏れ抵抗最少

値の $m\%$ の値を選べばじゅうぶんである。実際には R_p の発生損失、および実運転時にバルブにかかる電圧のうち直流分の含まれる割合などを考慮して、漏れ抵抗最少値の数分の 1~1/10 程度の値を選んでいる。

3. ダンピング回路

サイリスタバルブにおいては、系統において生ずる種々の過電圧を抑制するため、ダンピング回路を設けている。(第8図中の C_2, R_2 に相当) この目的を列挙すれば

(1) 転流サージ電圧の抑制

(2) 変換装置用交流しゃ断器開閉サージ電圧の抑制

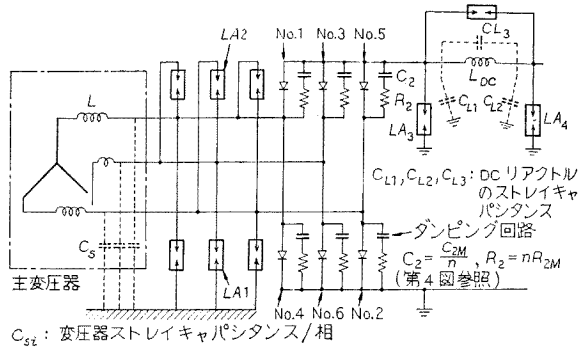
(3) 雷サージ電圧の dV/dt の抑制

(4) 他のバルブのターンオンにおける dV/dt の抑制

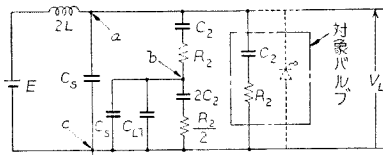
以上のうち、直流変換所の絶縁協調上から(1)項が最も重要である。これはサイリスタバルブに常規運転時にかかる逆電圧を小さくすると同時に、サイリスタバルブを保護するアレスタに毎サイクル印加される振動性逆電圧を軽減し、アレスタの定格電圧を下げることにより、その保護レベルをできるだけ低くしようとするものである。アレスタの保護レベルはバルブのサージ試験電圧のベースとなるから、サイリスタバルブの経済性を直接的に左右する非常に重要な要素である。

本論文ではこのような観点からダンピング回路をいかに設計すればよいかについて述べる。サイリスタバルブの一般的な接続は第2章において述べたように第4図に示されているが、実際に $C_{2M} \gg (C_{1M} + C_{3M})$ であるから、ここでは C_{2M} のブランチのみ考慮すると第8図から明らかなように、第9図のような転流時過渡現象に関する等価回路が成立する。第8図における L_{DC}, C_{L3} などはインピーダンスが大きいので第9図では省略している。厳密に言えばサイリスタの半導体としての特性、たとえば、ターンオフ時の蓄積キャリアの影響などを考慮しなければならないが、通常の使用条件では、ターンオフ時逆電圧の立上りの初期の部分を除けば、この影響はあまり大きくないと考えられるので、ここでは簡単のためサイリスタを完全なスイッチとして取り扱う。第9図の等価回路はかなり複雑な回路であるが、(a)図と(b)図の比較から明らかなように、低圧バルブ (No. 4, 6, 2) の場合のほうが、高圧バルブ (No. 1, 3, 5) よりも C_S の影響が大きく、したがって、振動電圧も大きくでることが予想される。

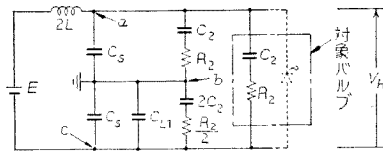
第9図から低圧バルブ電圧 V_L , 高圧バルブ電圧 V_H をラプラス変換した形において解けば(18)式, (19)式



第 8 図 サイリスタバルブのダンピング回路およびアレスタの接続
Fig. 8. Circuit configuration of the HVDC thyristor converter installation.



(a) 低圧バルブの等価回路



(b) 高圧バルブの等価回路

E : 相間電圧 (瞬時値)
 L : 変圧器漏れインダクタンス 1 相
 C_2, R_2 : バルブダンピング定数
 $(C_2 = \frac{C_2 M}{n}, R_2 = n R_2 M)$
 C_s : 変圧器対地キャパシタンス 1 相
 $2C_{L1}$: 直流リアクトル対地キャパシタンス

第 9 図 バルブ転流時等価回路

Fig. 9. Equivalent circuit for the valve commutation.

を得る。

$$V_L = M_L(p) / N_L(p) \dots\dots\dots (18)$$

ただし

$$M_L(p) = \{ p^2 (C_2 R_2)^2 (C_s + C_{L1}) + p C_2 R_2 (3 C_2 + 2 C_s + 2 C_{L1}) + (3 C_2 + C_s + C_{L1}) \} E$$

$$N_L(p) = p^4 2 L C_s (C_2 R_2)^2 (C_s + C_{L1}) + p^3 2 L \{ C_s C_2 R_2 (3 C_2 + 2 C_s + 2 C_{L1}) + 2 C_{L1} \} + 2 R_2 C_2^2 (C_s + C_{L1}) + p^2 \{ 2 L \{ C_s (3 C_2 + C_s + C_{L1}) + C_2 (5 C_2 + 2 C_s + 2 C_{L1}) \} + (C_2 R_2)^2 (C_s + C_{L1}) \}$$

$$+ p C_2 R_2 (3 C_2 + 2 C_s + 2 C_{L1}) + 3 C_2 + C_s + C_{L1}$$

$$V_H = M_H(p) / N_H(p) \dots\dots\dots (19)$$

ただし,

$$M_H = \{ p^2 (C_2 R_2)^2 (2 C_s + C_{L1}) + p C_2 R_2 (3 C_2 + 4 C_s + 2 C_{L1}) + (3 C_2 + 2 C_s + C_{L1}) \} E$$

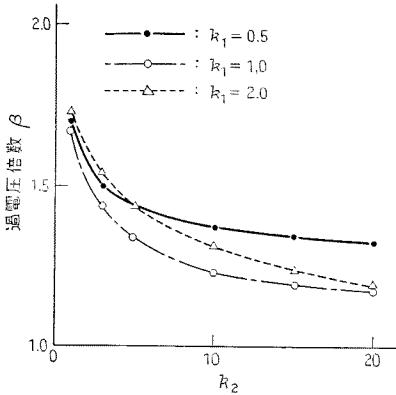
$$N_H = p^4 2 L (C_2 R_2)^2 C_s (C_s + C_{L1}) + p^3 2 L \{ R_2 C_2 C_s (2 C_2 + C_s + C_{L1}) + R_2 C_2 (C_2 + C_s) (C_s + C_{L1}) + R_2 C_2^2 (2 C_s + C_{L1}) \} + p^2 \{ 2 L \{ (C_2 + C_s) (2 C_2 + C_s + C_{L1}) + C_2 (3 C_2 + 2 C_s + C_{L1}) \} + (C_2 R_2)^2 (2 C_s + C_{L1}) \} + p C_2 R_2 (3 C_2 + 4 C_s + 2 C_{L1}) + (3 C_2 + 2 C_s + C_{L1})$$

(18), (19) 式を逆変換すればバルブ逆電圧が時間の関数として得られるが、各定数を(20)式のような関係式で書きかえ、 k_1, k_2 をパラメータとして電子計算機で計算した結果を第 10 図～第 13 図に示す。

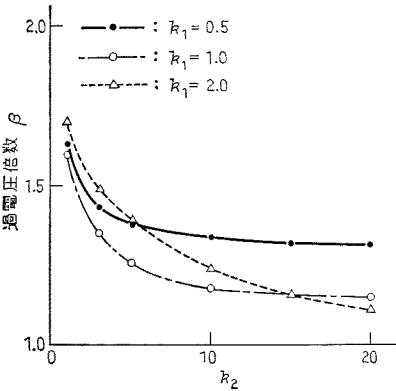
$$\left. \begin{aligned} \frac{3}{5} R_2 &= 2 \times k_1 \sqrt{\frac{2L}{(5/3)C_2}} \\ \frac{5}{3} C_2 &= k_2 C_s \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

なお C_{L1} はいろいろなケースがありうるが、ここでは $C_{L1} = C_s$ とし、 L, C_2 としては前述の機械振興協会納入の変換器に概略相当する値として、 $L = 0.165$ H, $C_2 = 0.03 \times 10^{-6}$ F として計算した。これらの結果から次のような結論が得られる。

(a) $k_1 = 0.5 \sim 1.0$ では $k_2 = 10$ 以上でありあまり高値が小さくならない。 k_1 をあまり大きくすると、たとえば 2.0 程度になると k_2 の変化に対して、波高



第 10 図 転流振動波高値倍数: β
Fig. 10. Peak values of the reverse voltage at turn-off. (LT valves)



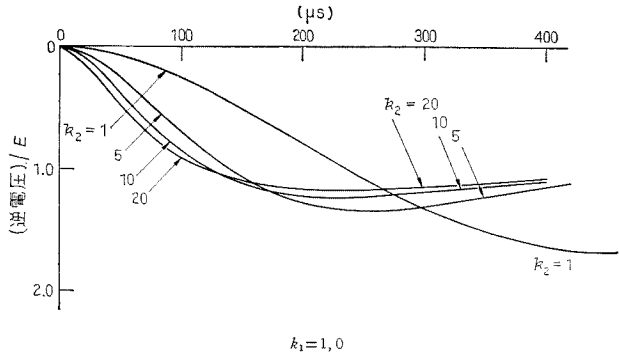
第 11 図 転流振動波高値倍数
(高圧バルブ): β
Fig. 11. Peak values of the reverse voltage at turn-off. (HT valves)

値の変動が大きい。

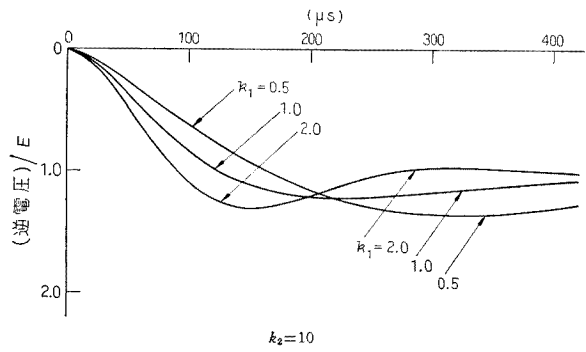
(b) 前にも予想したように低圧バルブ (No. 4, 6, 2) のほうが振動電圧波高値が大きい。したがって低圧バルブについて考えておけばじゅうぶんである。

(c) 以上から $k_1=1.0$ 程度, k_2 は 10 以上にするのが振動電圧倍数の点からは望ましいが, 総合的観点から決定する必要がある。以上いろいろと検討した転流サージ電圧が, アレスタの極間にかかる電圧の波高値にどのような影響を与えるかを調べてみる。

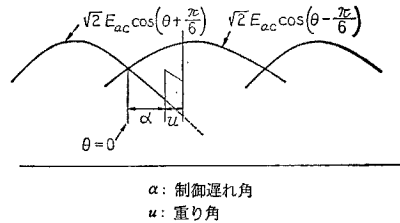
直流変換所に使用されるアレスタの配置は第 8 図に示したようなものが一般的である。各アレスタの極間電圧波高値に対する転流振動の影響は当然変換器の制御遅れ角 α によって変化する。LA 1, LA 2 については明らかに $\alpha=90^\circ$ 付近で極間電圧波高値は最大となり第 1 表に示されたように $\sqrt{2}\beta E_{ac}$ となる。こ



第 12 図 転流振動電圧— k_2 の影響 (低圧バルブ)
Fig. 12. The turn-off reverse voltage. (LT valves)



第 13 図 転流振動電圧— k_1 の影響 (低圧バルブ)
Fig. 13. The turn-off reverse voltage. (LT valves)



第 14 図 直流出力電圧に対する転流振動の影響
Fig. 14. The influence of commutation overshoot on the DC out put voltage.

こで β はバルブ転流振動倍数, E_{ac} は交流線間電圧である。次に LA3 について考えてみよう。第 9 図において直流出力端子は b, c 点であるから, LA3 は bc 間に接続されている。したがって, 同図より明らかなように転流振動電圧の約 $1/3$ が LA3 に印加されることになる。第 14 図のように各符号を定義すれば LA3 に印加される転流振動電圧波高値 V_{Peak} は近似的に (21) 式で表わされる。

$$V_{Peak} \approx \sqrt{2} E_{ac} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{3}(\beta - 1)$$

第 1 表 アレスタの定格電圧
Table 1. Reseal voltages of Arresters.

アレスタ	係 数	系統の電圧変動率 (%)	転流サージ電圧倍数	V_{Arr}	備 考
LA_1		S	β	$(1 + \frac{S}{100})\beta E_{ac}$	交流アレスタ
LA_2		S	β	$(1 + \frac{S}{100})\beta E_{ac}$	交流アレスタ
LA_3		S	$\sqrt{1 + (\frac{\beta-1}{3}) + (\frac{\beta-1}{3})^2}$	$(1 + \frac{S}{100})\sqrt{1 + (\frac{\beta-1}{3}) + (\frac{\beta-1}{3})^2} \sqrt{2} E_{ac}$	直流アレスタ
LA_4		S	1	$(1 + \frac{S}{100})\sqrt{2} E_{ac}$	直流アレスタ

$$\begin{aligned} & \times \sqrt{2} E_{ac} \left\{ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \\ & = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta-1}{3}\right) + \left(\frac{\beta-1}{3}\right)^2} \\ & \times \sqrt{2} E_{ac} \sin(\theta + \varphi) \dots \dots \dots (21) \end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned} \varphi &= \cos^{-1} \left\{ \left(\frac{1}{2} + \frac{\beta-1}{3} \right) / \sqrt{1 + \left(\frac{\beta-1}{3}\right) + \left(\frac{\beta-1}{3}\right)^2} \right\} \\ \theta &= \alpha + u \\ & \dots \dots \dots (22) \end{aligned}$$

$(\alpha + u + \varphi)$ は過渡的な状態も含めると、 $0^\circ \sim 180^\circ$ のほぼ全領域にわたるので V_{Peak} は最大 $\sqrt{2} E_{ac}$ をベースとして $\sqrt{1 + \left(\frac{\beta-1}{3}\right) + \left(\frac{\beta-1}{3}\right)^2}$ 倍までなりうる。 LA_4 にかかる極間電圧については、直流リアクトルによりバルブと切り離なされているので、実用上転流振動の影響を無視できるであろう。以上、検討した転流振動の影響の他、系統電圧の変動 S を考慮して各アレスタの定格電圧は第 1 表における V_{Arr} 以上に選ぶことが望ましい。以上のような検討により前述の機械振興協会納入バルブの転流振動倍数 β が 1.3~1.4 となるよう設計した。

4. む す び

以上、本論文において筆者らは直流送電用高電圧サイリスタバルブの絶縁面から見た主回路設計方法について理論的考察を行なった。これを要約すればサイリスタ素子自身の特性、ならびに直流変換所内における

電圧責務の特殊性をじゅうぶん考慮して設計すれば、経済性および信頼性のあるサイリスタバルブの製作が可能ということである。

なお、本論文では省略したがサイリスタ素子のみでなく、他のもろもろの絶縁構成物についても別途考慮する必要がある。直流送電技術はサイリスタバルブはもちろんのこと、アレスタ、その他の周辺機器の製作技術の向上とあいまって、今後ますます進歩発展するものと考えられるが、現段階における筆者らの考えの一端を述べた次第である。

本論文をまとめるにあたりいろいろとお世話になった機械振興協会に対して厚くお礼申し上げます。

また、日ごろご指導、ごべんたついただいている東京芝浦電気技術研究所 築地所長、同所 山本副部長、ならびに本論文に関して有益な助言を与えられた東京芝浦電気総合研究所 岸主任研究員、同社府中工場 今井部長付、同社電気技術研究所 山口主査に対して深謝致します。

(昭和 46 年 6 月 10 日受付、同 46 年 10 月 1 日再受付)

文 献

- (1) N. Yamada, etc.: CIGRÉ SC 14 (1969)
- (2) Y. Kawaguchi, S. Kobayashi & Y. Sawada: IEEE Trans. Power Appl. Syst. PAS-89, 6, 1134 (1970)
- (3) 川口・小林・沢田: 東芝レビュー 24, 9, 1147 (昭 45)
- (4) L. Csuros: Progress Report 33 CIGRÉ Joint Working Group. June (1970)
- (5) T. Horigome, K. Kurokawa K. Kishi & K. Ozu: IEEE Trans. Electron Devices ED-1, 9 (1970)