

雷インパルスサージによるスロートランジェント現象の解析とMOVによる保護について

Analysis of Slow Transient Phenomenon caused by Lightning Impulse Surges and Protection against such with MOV

佐藤 徹^{※1}
Tōru Satoh

In recent years, various new methods using vacuum bulbs or thyristors have been adopted for on-load tap-changers for transformers. This report discusses problems related to using MOV (Metal Oxide Varistor) to protect the tap-changer from impulse surge voltages while under load. We also propose several guidelines to handle these problems.

In our analysis of impulse surges, we found that the slow transient phenomenon plays a very important role. Here, we show that analysis of this phenomenon can be performed with a quite convenient method. We also present calculation methods and examples for surge energy.

1 まえがき

近年、変圧器の小型化・ガス絶縁化・長寿命化などの技術動向により、負荷時タップ切換器（LTC）にも新機軸の方向が見られ、その切換開閉器部に真空バルブが採用される様になり、更にサイリスタを用いて半導体化した切換開閉器も考案されている。

このような切換開閉器は従来の機械的スイッチに比して、一般にインパルス耐電圧値が低いので、何らかの保護対策が必要とされる。最近ではZnOを主体としたギャップレスアレスタ（以下 MOV(Metal Oxide Varistor) という）の発達により、サージ電圧抑制（クランプ）に、この応答性能の優れたMOVを利用する方法が採用され始め、すでに一部で実施されている。

インパルスサージ電圧による、変圧器の主巻線・タップ巻線の電位振動については当社を含む変圧器メーカーにおいて精度の高い解析・研究が行われており、十分なデータが得られている。しかし、これらは絶縁設計を主目的としており、外部要素に電流が流れる場合、及び電圧をクランプする場合の解析はあまり行われていない。一方、サージ電圧をMOVによってクランプする場合には、MOVに注入されるサージエネルギーが問題となるため、そのサージ電流（波高値、波尾長）が重要となる。

本論文では、上記の問題点を明確にするために、新たな視点より、従来からの解析の重点がファストランジェントであったのに対してスロートランジェントに注目し、MOVに関してはこのスロートランジェントが重要な問題である事を指摘している。ファストランジェントは印加インパルス電圧波形そのもの、特に立上り部に起因して発生する速い過渡現象であり、スロートランジェントは印加インパルス電圧の積分によって引き起こされる比較的遅い過渡現象のことであり、このスロートランジェントが簡単な方法で解析可能である事、そしてMOV

によってサージをクランプする場合のサージエネルギーの計算方法、及びその計算例についても述べる。

2 サージ吸収の考え方

サージ電圧抑制（クランプ）の基本解析は、図1に示す等価回路により簡便に行う事ができる。

サージ電圧源の電圧(V_0)とサージインピーダンス(Z_s)

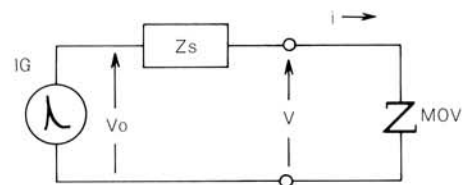


図1 / サージ吸収解析の基本回路

Fig. 1/Fundamental circuit to analyze surge-absorbing

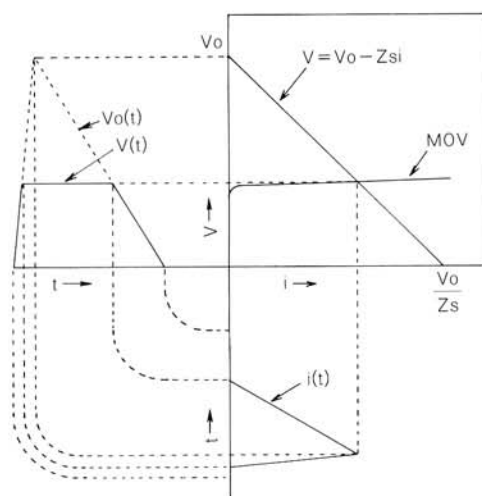


図2 / サージインピーダンスによる解法

Fig. 2/Solution method for surge current

とが分かれば、図2に示す方法で容易にサージ電流を想定する事ができる。ただ、この場合は負荷条件（サージ電流）が変わっても、サージ電圧源の波形及びサージインピーダンスは共に不変という仮定を置いているので、正確な結果は得られない。不整合反射についても考慮していないが、MOVの場合は抵抗負荷の場合のように電圧が大幅に上昇するという問題は生じない。しかし、電流波形は図2のような波形ではなく、正弦波状の滑らかな波形となるのが普通である。

一般的に、MOVのサージ電流耐量が大きく、想定サージ電流に比して十分その余裕がある場合は、図2に示す解法で実用的には問題ない。

3 負荷時タップ切換変圧器へのMOVの適用

切換開閉器には、特に、切換途中に変圧器巻線から、大きなインパルスサージが侵入する。

MOVを用いて切換開閉器を保護する場合について、その適用方法、種々予想される問題の解決方法を求めるため、下記の条件及び指針を決めて、実験及び解析を行った。

- (1) 1タップ間に発生するサージを対象とする。
- (2) 印加波形は標準波形全波 ($1.2 \times 50 \mu\text{s}$) とする。
- (3) 実験は実電圧ではなく、低電圧 (100V) で実施する。
- (4) 1タップのサージ電圧—電流特性 (V-Iカーブ) を求め、それを基に解析する。

これらの結果から、MOV適用の場合の問題点を解明し、サージェネルギーを計算した。勿論、1タップ以外の場合にも応用できる様に、計算式などはできる限り一般化を図った。

4 非接地回路条件における雷サージ電圧

非接地雷インパルス試験回路にてタップ間に最も高いインパルス電圧の発生する接続を選んで試験し、電圧—電流特性からサージインピーダンスを求めた。その測定結果を図3に示す。

この試験は、変圧器のタップ間に負荷抵抗 (R) を接続し、その抵抗値を変えて電圧・電流を測定して、内部インピーダンス (Z_s) を求める試験である。電流測定にはカレントプローブ (A6302; Tek社) を用いた。また、接続タップの詳細は図4に示す。

図3の結果から、サージ電圧は無負荷 (V_0 ; $R = \infty$) では30%にも達し、絶縁階級70号相当の400kVインパルスに換算すると120kVにもなる。図3の縦軸、横軸の数値は、低電圧 (100V) のインパルス発生器での実測値を示し、括弧内の数値は400kVインパルス印加に換算した値である (以下同様とする)。

図3からサージインピーダンス Z_s を求めると、

$$Z_s \approx 4 \text{ k}\Omega$$

となり、無負荷電圧 V_0 は、

$$V_0 \approx 120 \text{ kV}$$

であるから、出力短絡電流 I_0 は

$$I_0 = \frac{V_0}{Z_s} \approx 30 \text{ A}$$

となる。これは、通常のMOVのサージ電流耐量に対して

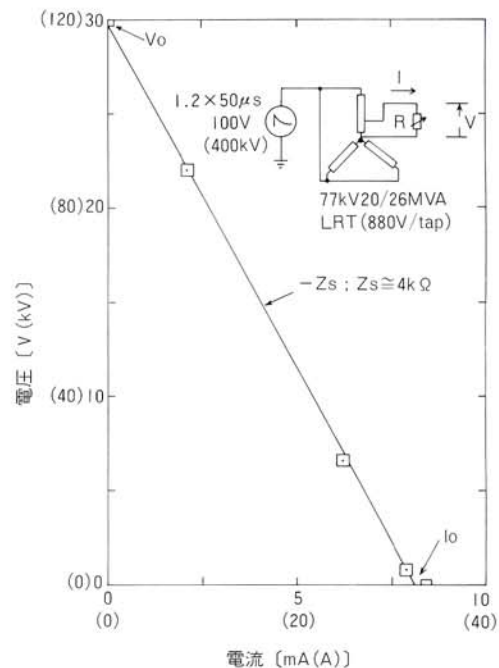


図3/非接地回路のインパルス電圧—電流特性
Fig. 3/Impulse V- I curve of non-grounded circuit

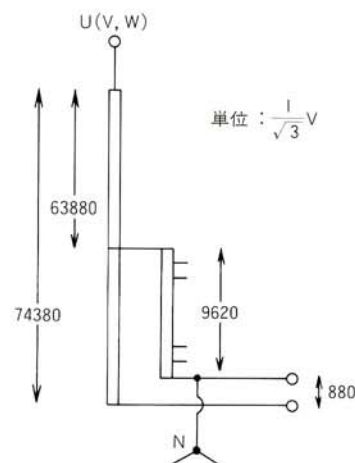


図4/タップ接続図
Fig. 4/Tapping connection

非常に小さい値である。

サージエネルギー (E_s) についても、例えば 2 kV にクランプするとして計算すれば、

$$E_s \approx 30\text{A} \times 2\text{kV} \times 50\mu\text{s} = 3\text{J}$$

となり、殆んど問題にならない値となる。

したがって、非接地回路条件においては、MOV にてサージ電圧を吸収する事は問題がないといえる。

5 接地回路条件における雷サージ電圧

変圧器の巻線の一端を接地してインパルス電圧を印加する場合は、非接地回路条件に比べてサージインピーダンスが低くなるので、サージ電流は大きくなる。変圧器の線路端接地の場合より中性点を接地した場合の方が厳しいので、中性点接地回路にて試験を実施した。

その結果の電圧-電流特性を図 5 に示す。負荷抵抗 (R) が高い時の電圧波形を図 6 に、負荷抵抗が低い時の電流波形を図 7 に示す。

図 5 において、 V_m で示される曲線は最大ピーク値に対する電圧-電流曲線であるが、これは直線にならないのでサージインピーダンスを求める事ができない。しかし、

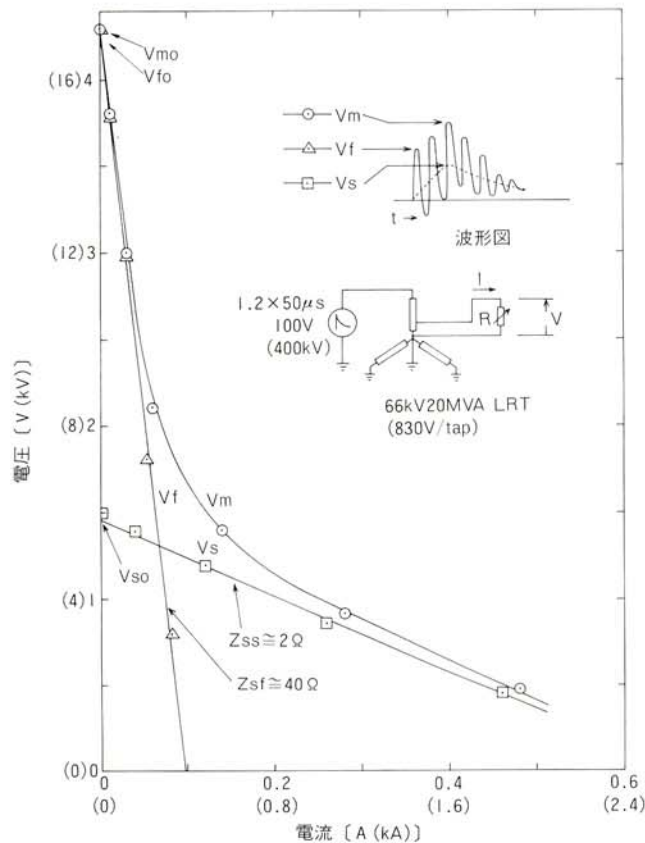


図 5 / 接地回路のインパルス電圧-電流特性
Fig. 5 / Impulse V-I curve of grounded circuit

このサージ電圧をファストランジェント電圧とスロートランジェント電圧の合成 (重ね合わせ) と考え、図 5 の波形図に示すようにファストランジェント電圧 V_f とスロートランジェント電圧 V_s とに分解して、それぞれの電圧-電流をプロットすると、ほぼ直線の V-I 特性が得られる事が判明した。

ファストランジェント電圧 V_f は、非接地回路の場合と同じように、印加インパルス電圧波形の高周波成分が変圧器内部で分圧され (主に C 成分による) サージインピーダンス Z_{sf} を介して出力されるものである (ただし、変圧器内部の LC 成分によって減衰振動波形に変わっている)。したがって、負荷抵抗が変わっても波形は変化せずに、その絶対値のみが変わると考えて良い。

一方、スロートランジェント電圧 V_s は、印加インパルス電圧が、変圧器の内部インダクタンス (L) によって積分される効果のため、入力波形と異なった形となる。特に R が小さくなると、その差は大きくなる。 $R = 0$ の理想的な場合には、出力電流 $i(t)$ は、

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_{so}(t) dt \dots \dots \dots (1)$$

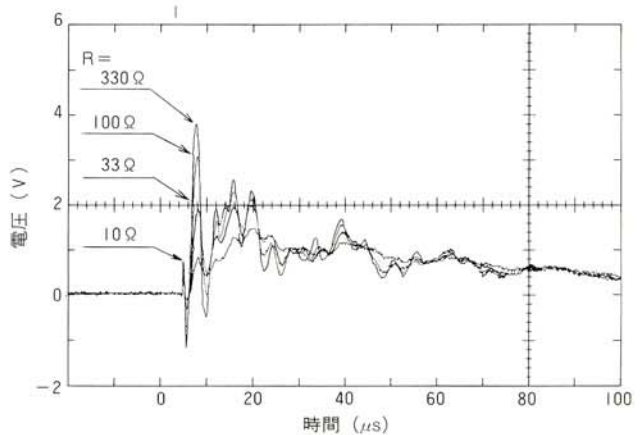


図 6 / サージ電圧波形
Fig. 6 / Waveforms of surge voltage

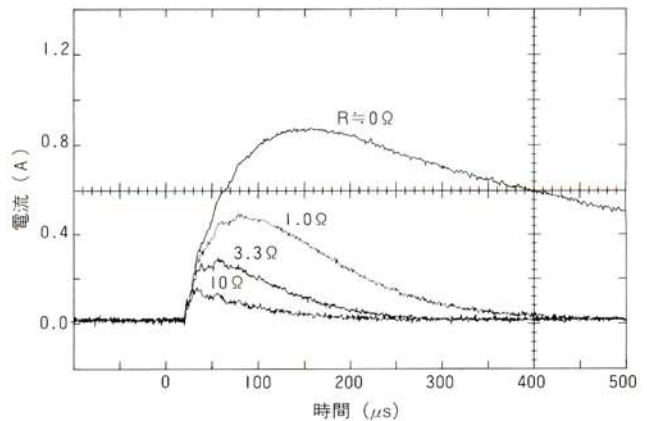


図 7 / サージ電流波形
Fig. 7 / Waveforms of surge current

$V_{so}(t)$: 無負荷サージ電圧
 L : 変圧器出力インダクタンス
 $i(t)$: 出力電流

$N_A = 0.0142$
 $N_B = 0.0113$

となり、インパルス電圧を積分した電流が流れる。この傾向は図7を見るとよく分る。

図5のファストランジェント成分 (V_f) は、非接地回路のV-I特性と傾向は似ている。しかし、電圧値 (V_{fo}) は120kVが16kVに、サージインピーダンス (Z_{sf}) は4k Ω が40 Ω にと絶対値は大きく異なる。

スロートランジェント成分に関しては、サージインピーダンス (Z_{ss}) が更に低くなる。また、図5の V_s の曲線の大電流領域 (図示よりも更に大電流側) では、直線性が失われ、短絡電流は予想よりも大幅に増加する。その上、上式(1)及び図7からも分るように、パルス波尾長が大幅に伸びるので、ファストランジェント成分のようにサージインピーダンスによる解析が適用できない。

これらの結果から、次の事がいえる。

①発生電圧はファストランジェント電圧とスロートランジェント電圧との合成電圧である。

②開放電圧については $V_{fo} > V_{so}$ であるが、一方、サージインピーダンスに関しては $Z_{sf} \gg Z_{ss}$ である。

したがって、比較的高電圧レベルでクランプする場合はサージインピーダンスで解析できるが、 V_{so} よりも大幅に低い電圧では別の方法で検討しなければならない。

6 スロートランジェント

ファストランジェントが優勢な小電流域では、図6の波形から分るように波尾は短く、MOVにとってはそれ程過酷なエネルギーとはならない。しかし、スロートランジェントが優勢となる大電流域では波尾が大幅に延び、また電流も Z_{ss} で計算するよりも大きくなるので、MOVにとってはサージエネルギーが大きな問題となる。

そこで、次にスロートランジェントについて解析を試みる。

6.1 開放電圧 (V_{so})

スロートランジェントについて、変圧器 (20MVA) のタップ接続を変えて電圧-電流特性を測定した例を図8に示す。また、そのタップ接続を図9に示すが、 $V_{s(A)}$ が接続Aに、 $V_{s(B)}$ が接続Bに各々の図で対応している。

図8において、各々の開放電圧は

$$\begin{aligned}
 V_{so(A)} &= 1.45V && (100V \text{印加に対して}) \\
 V_{so(B)} &= 1.16V && (\quad \quad \quad)
 \end{aligned}$$

であり、一方、接続A、Bにおける巻線比は図9に示すように、それぞれ、

であり、巻数比とスロートランジェント電圧 (比) は殆んど一致する事が判明した。

この結果から、スロートランジェント電圧は、印加電圧が、そのまま巻数比で変圧されてタップ間に出力されると考えられる。

6.2 スロートランジェント電流

V_{so} が巻数比による事が分かったので、等価回路は図10(a) と考える事ができる。ここで L_p 、 L_s はスロートランジェントに対するリーケージインダクタンスである。スロートランジェントの等価周波数成分が商用周波数程度であれば、通常のリーケージインダクタンスと同じであるが、等価周波数成分が非常に高くなって、鉄心の比

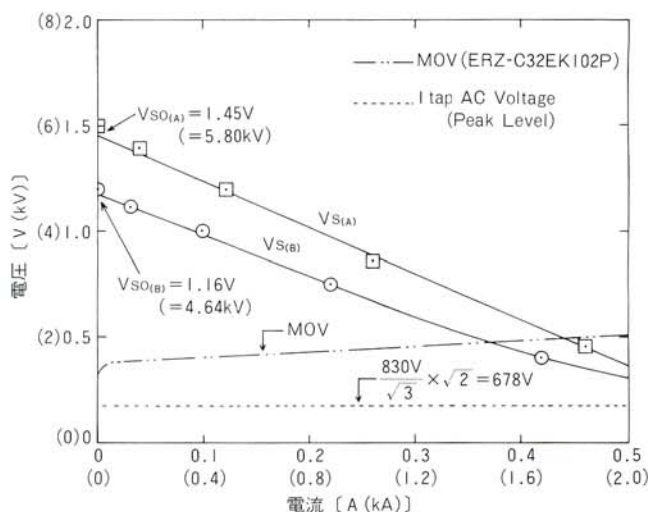


図8/スロートランジェントの電圧-電流特性
Fig. 8/V-I curve of "Slow-transient"

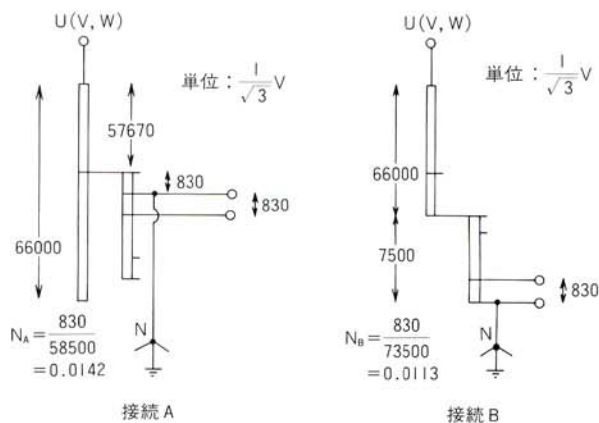


図9/タップ接続図
Fig. 9/Tapping connection

透磁率が1に近づけば、空芯変圧器のリーケージインダクタンスとなる。ここで考慮しているスロートランジェントは数kHz程度の等価周波数域と考えられるから、その値は商用周波数でのそれに近いと考えられる（比透磁率は1000以上ある）。

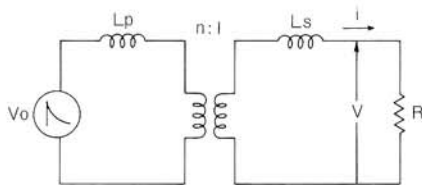
ここで、図10 (a) を更に簡略化すれば図10 (b) と考えても良い。このとき、

$$\left. \begin{aligned} L &= L_s + \frac{1}{n^2} L_p \\ v_{s0} &= \frac{1}{n} v_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

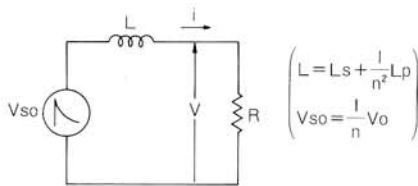
- ただし、L : 等価インダクタンス (リーケージ)
- L_p : 1次 " (")
- L_s : 2次 " (")
- n : 巻数比
- v₀ : 1次印加インパルス電圧
- v_{s0} : 2次開放出力インパルス電圧

となる。なお、ここでは簡略化のため1次の励磁インダクタンスは、リーケージに比べてかなり大きいので無視した。

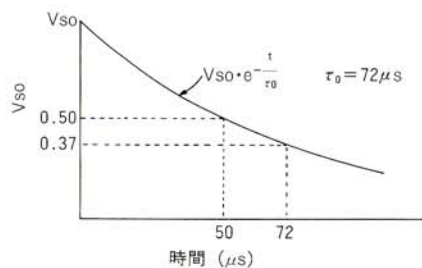
次に、この回路で回路方程式をたてて計算を行い、測定結果と比較して、この等価回路の適否を確認する。



(a) 基本回路



(b) 等価回路



(c) 印加波形

図10/スロートランジェントの解析方法
Fig. 10/Analysis method for "Slow-transient"

まず、印加インパルス電圧を、スロートランジェントのみを考える事により立上りを無視して図10 (C) の如く単純化して考えると、

$$v_{s0} = V_{s0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \tau_0 &= -\frac{50 \times 10^{-6}}{\log_e 0.5} \\ &\approx 72 \mu s \end{aligned}$$

で、表わす事ができる。

これを用いて、図10 (b) の回路方程式をたてると、次のようになる。

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_{s0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} \dots\dots\dots (4)$$

$$i(0) = 0$$

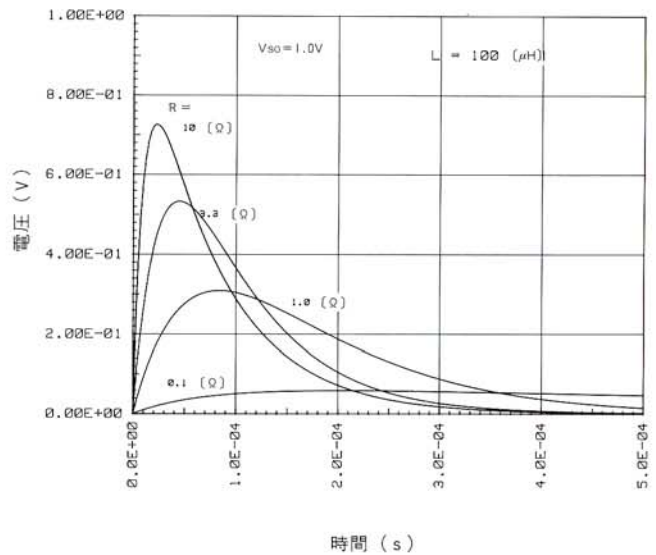


図11/電圧波形(計算値)
Fig. 11/Computed voltage waveforms

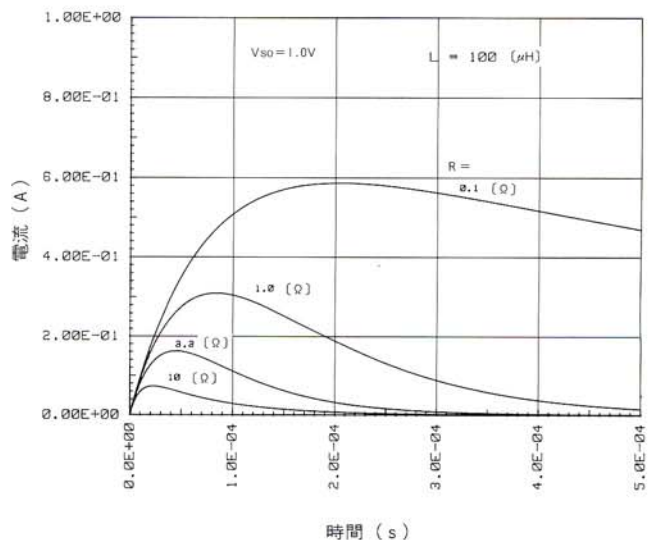


図12/電流波形(計算値)
Fig. 12/Computed current waveforms

これをラプラス変換して $I(s)$ を求めると、

$$I(s) = \frac{V_{SO}}{L\left(s + \frac{1}{\tau_0}\right)\left(s + \frac{1}{\tau_x}\right)} \dots\dots\dots(5)$$

ただし、 $\tau_x = L/R$
と簡単な式となる。

これを逆変換して $i(t)$ を求めると、

$$i(t) = \frac{V_{SO}}{(1 - \tau_x/\tau_0)R} \left(e^{-\frac{t}{\tau_0}} - e^{-\frac{t}{\tau_x}} \right) \dots\dots\dots(6)$$

ただし、 $\tau_x \neq \tau_0$
が得られるが、 $\tau_x = \tau_0$ のときには

$$i(t) = \frac{V_{SO}}{L} t \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} \dots\dots\dots(7)$$

となる。

この式より、計算機にて適当な L の値を算定した。この等価インダクタンス L を $100\mu\text{H}$ として求めた電圧波形を図11に、また電流波形を図12に示す。前出の測定波形図7と図12とを比較すると、よく一致することが分る。なお、本機の設計上のリーケージインダクタンス（商用周波数で）も約 $100\mu\text{H}$ である。

更に、確認のため 10MVA 変圧器についても試験を行った。同じ方法で、巻数比 0.0136 のタップにて測定した。商用周波数における本機のリーケージインダクタンスの設計値は $130\mu\text{H}$ と計算されているので、この値を用いての計算値と実測値とを比較した。その結果を図13に示す。ここにおいても、ほぼ満足できる両者の一致をみた。

これらの検討結果から、スロートランジェントについては、図10 (b) に示した簡単な等価回路で解析可能である事が判明したわけである。

次のステップとして、この等価回路において R を MOV に置き換えて、サージ電圧をクランプする場合についての検討を行う。

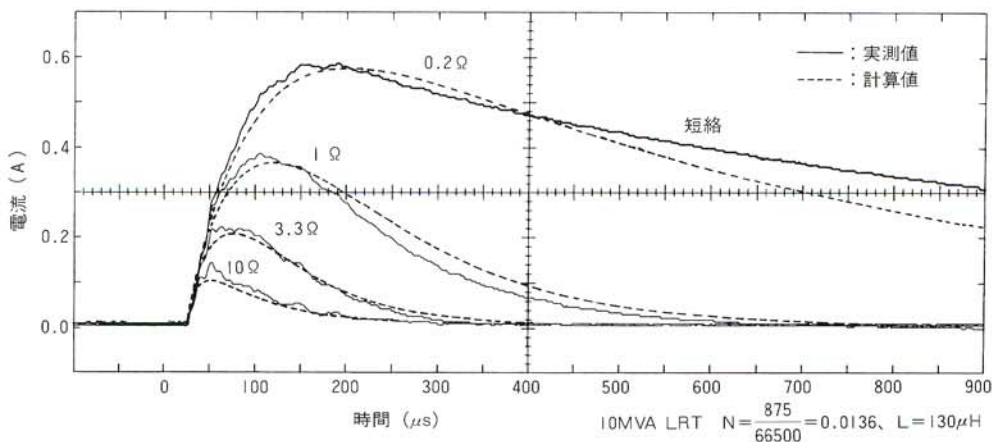


図13/サージ電流波形(実測値と計算値との比較)
Fig. 13/Waveforms of surge current (Comparison between actual and computed waveforms)

7 MOVによるサージ吸収についての検討

切換開閉器にサイリスタを使用する場合には、MOVのクランプ電圧は、かなり低い値が要求される。いままでの検討結果から、スロートランジェントによるMOVへの流入電流は値が大きく、かつ波長も長くなる事が予想される。

例として、図8の $V_{S(A)}$ 曲線について、MOVを適用する場合を考えてみる。1タップの商用電圧の波高値が 678V であるから、バリスタ電圧 (V_{1mA}) が 1000V のMOVが適当である。例として ERZ-C32EK102 P (松下電子部品(株)製) を選んでみる。このバリスタの V - I カーブを図8の2点鎖線に示す。参考までに、その定格を表1に示す。図8の $V_{S(A)}$ とMOVの曲線の交点から、クランプ電圧 (V_Z)、及びその時のピーク電流 I_P の概略値は、

$$V_Z \approx 2\text{kV}, I_P \approx 1.8\text{kA}$$

である。

しかしながら、電流のパルス幅(波尾長)はかなり増大していると予想されるにも拘らず、このようなサージインピーダンスによる解法では電流幅が求められない。このため、この状態が、MOVのサージエネルギー耐量を超えているかどうかの判断が困難である。

したがって、前述のスロートランジェントに関する等価回路にMOVを適用して、解析計算を行う必要がある。

表1/MOVの仕様(例)

Tab. 1/Specification of MOV (example)

品番	バリスタ電圧	最大許容回路電圧	最大制限電圧	最大平均パルス電力	エネルギー耐量(参考値)	サージ耐量
	V _{1mA} (V)	AC _{rms} (V)	V _{20A} (V)	(W)	(J)	8×20μ(A) sec
ERZ-C32EK102	945-1017	495 (700DC)	1425	1.2	660	20000

7.1 等価回路及びサージ電流

等価回路は、図10 (b) の負荷抵抗 R を MOV に置き換え、それを定電圧源 (V_Z) として考えればよく、図14と考えられる。ここでは等価内部抵抗 R_0 を考慮している。これは、図7の短絡電流波形が図12の $R=0.1\Omega$ の波形に相当するという理由によっている。この値は、高周波(数kHz)に於ける変圧器の内部等価抵抗と考えられる。

回路方程式は

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_0 i(t) + V_Z = V_{S0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad \left. \begin{array}{l} \\ i(0)=0 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(9)$$

R_0 : 変圧器の等価内部抵抗
 V_Z : MOVのクランプ電圧

となる。これをラプラス変換すると、

$$I(s) = \frac{V_{S0}}{L} \cdot \frac{(1-k_z)s - \frac{k_z}{\tau_0}}{s(s + \frac{1}{\tau_0})(s + \frac{1}{\tau_x})} \dots\dots\dots(10)$$

ただし、 $k_z = \frac{V_Z}{V_{S0}}$ 、 $\tau_x = \frac{L}{R_0}$

となる。逆変換して $i(t)$ を求めると次式を得る。

$$i(t) = \frac{V_{S0}}{R_0} \left[\frac{1}{(1-\tau_x/\tau_0)} \cdot (e^{-\frac{t}{\tau_0}} - e^{-\frac{t}{\tau_x}}) - k_z (1 - e^{-\frac{t}{\tau_x}}) \right] \dots\dots\dots(11)$$

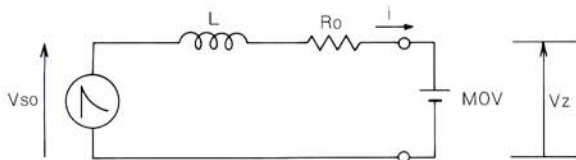


図14/MOVを考慮した等価回路
 Fig. 14/Equivalent circuit with MOV

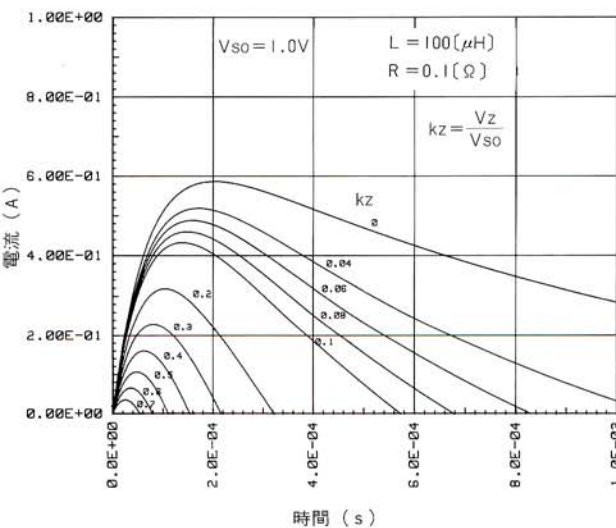


図15/MOVの電流波形(計算値)
 Fig. 15/Computed current waveforms of MOV

ただし、 $\tau_x \neq \tau_0$ である。特殊な場合として、 $\tau_x = \tau_0$ では、

$$i(t) = \frac{V_{S0}}{R_0} \left[\frac{t}{\tau_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} - k_z (1 - e^{-\frac{t}{\tau_x}}) \right] \dots\dots\dots(12)$$

である。

一般的には (11) 式より電流波形が求められる。クランプ電圧比 k_z をパラメータとして、前述の計算例と同様に電流波形を求めた結果が図15である。

図8のMOV適用例について検討すると、 $V_{S0}=5.8kV$ 、 $V_Z = 2kV$ から $k_z=0.35$ となる。図15から電流値は、 $I_p = 0.2A$ である。実際の換算値電流 I_{pe} は、 I_p が $V_{S0}=1V$ 当りの電流値であるから、

$$I_{pe} = V_{S0} \cdot I_p \dots\dots\dots(13)$$

ただし、 V_{S0} は無単位、

で示され、 $I_{pe} = 5800 \times 0.2A \approx 1.2kA$ となる。パルス幅は約 $200\mu s$ (半値幅では $100\mu s$) と想定される。正確な値は、(11) 式に定数を代入して計算すれば求められる。

7.2 サージエネルギーの計算

電流波形が計算できれば、クランプ電圧 V_Z を一定と考える事によって、MOVが消費するサージエネルギーも容易に計算できる。サージエネルギー E_s は次式で計算される。

$$E_s = \int_0^{t_0} V_Z \cdot i(t) dt = V_Z \int_0^{t_0} i(t) dt \dots\dots\dots(14)$$

ただし、 $i(t_0) = 0$ 、 $t_0 \neq 0$

ここで、 $i(t)$ には、前出の式 (11) または (12) を代入する。しかし、電流が零点を通過する時刻 t_0 については容易には解けないので、 $i(t)$ のグラフと計算機によって近似値を求める事となる。

さて、サージエネルギーの計算結果は次のようになる。

$$E_s = \frac{V_{S0}^2 \cdot k_z}{R_0} \left[\frac{1}{1-\tau_x/\tau_0} \left\{ \tau_0 (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_0}}) - \tau_x (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_x}}) \right\} + k_z \left\{ \tau_x (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_x}}) - t_0 \right\} \right] \dots\dots\dots(15)$$

ただし、 $\tau_x \neq \tau_0$

特殊な場合として、 $\tau_x = \tau_0$ では、

$$E_s = \frac{V_{S0}^2 \cdot k_z}{R_0} \left[\tau_0 (1 + k_z) (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_0}}) - t_0 (e^{-\frac{t_0}{\tau_0}} + k_z) \right] \dots\dots\dots(16)$$

である。

一般的には、(11) 式と、(15) 式を使ってサージエネルギーを計算する。

これまでの例 (図 8、 $V_{S(A)}$) に従って、 kz を変数としてサージエネルギーを計算した例を図 16 に示す。このグラフには、同時に $t_0(i(t_0)=0)$ の値についても破線で示してある。

前の例では、 $V_{S0}=5.8\text{kV}$ 、 $V_Z=2\text{kV}$ 、 $kz=0.35$ であったから、図 16 から $E_S \approx 8\mu\text{J}$ を読みとる事ができる。これは、 $V_{S0}=1\text{V}$ 当りのエネルギーであるから、実際の消費エネルギー E_{Se} は、

$$E_{Se} = V_{S0}^2 \cdot E_S \dots\dots\dots(17)$$

である。従って、

$$\begin{aligned} E_{Se} &= (5.8 \times 10^3)^2 \times 8 \times 10^{-6} \\ &\approx 270 \text{ (J)} \end{aligned}$$

となる。

この例で適用する MOV の定格サージエネルギー耐量は表 1 より 660J (1 回) であるから、定格の約 41% のサージエネルギーを消費することになる。この値は、本例の MOV の寿命特性から考えると、10 回程度の寿命であると予想され、比較的過酷なエネルギーといえる。

実際の設計においては、信頼性を考えて、他の種々の条件を考慮した上で MOV の選定がなされるのは勿論であるが、本論文ではサージエネルギーを計算する事のみ議論を限定した。

8 あとがき

負荷時タップ切換器のインパルスサージに対する保護対策として MOV を適用するに当り、変圧器の 1 タップ巻線間に発生するインパルスサージ電圧の発生機構(等価回路)、及びスロートランジェントに関する計算方法について明らかにした。

さらに MOV に入力されるサージエネルギーの計算方法、及び簡単な設計例についても説明を行った。

これらの結果は、変圧器に限らず、図 14 の等価回路で表される一般的な場合に、すべてそのまま適用できると考えられる。

これらの結果が、新しい負荷時タップ切換器の開発の一助となる事を期待して止まない。

なお、掉尾ながら、試験測定、解析計算などについて変圧器事業部をはじめとして関係各位の多くの方々に、多大な御協力、御助言をいただいた。ここに感謝の意を表する次第である。

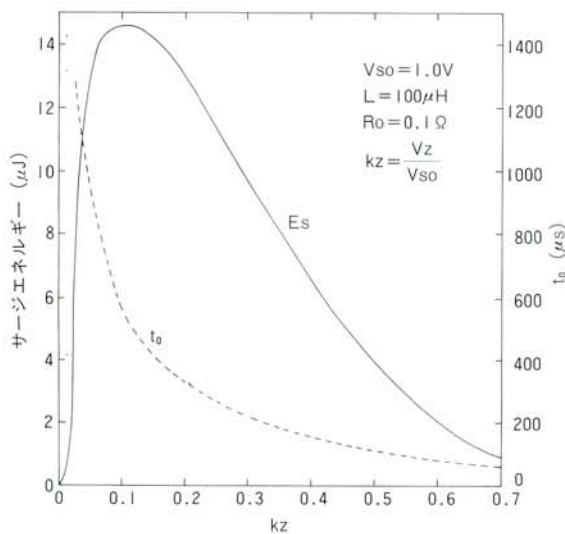


図 16/MOV のサージエネルギー
Fig. 16/Computed surge energy of MOV