Analysis of High Frequency Oscillations in Voltage Transformer

Yoshikazu Shibuya Member (Shibaura Institute of Technology, shibuya@sic.shibaura-it.ac.jp)

Kotaro Wada Member (Mitsubishi Electric Corp., Wada.Kotaro@dp.MitsubishiElectric.co.jp)

Hiroataka Muto Member (Mitsubishi Electric Corp., Muto.Hiroataka@da.MitsubishiElectric.co.jp)

Keywords: voltage transformer, high frequency, oscillation, winding, FFT

The high frequency oscillation in voltage transformer (VT) is analyzed using an equivalent lumped circuit with FFT method. Such analysis has been regarded difficult since those used in high voltage distribution systems have a large number of turns.

Figure 1 shows the cross-section of VT and its equivalent circuit. The inductances and capacitances are represented by matrices. Those constants are evaluated on turn-to-turn basis using the structural data. The dissipation constants are introduced considering the skin effect in the conductors and the dielectric loss in the insulation media. Analysis is performed for two examples: one is a simple 1000-turn model and another, an actual 6.6 kV, 50 VA VT with 44 layers.

In the frequency domain analysis, the terminal impedance is obtained as a function of frequency. The frequency characteristic calculated for actual VT agrees well with the measured. Using the series of frequency data, the time domain analysis using inverse FFT technique yields the time-resolved voltage oscillation within the winding. The analysis of interlayer voltages of the 1000-turn model subjected to a step voltage reveals that the interlayer voltage is highest at the spot where the surge enters.

Fig. 1. Voltage transformer and circuit used in analyzing high frequency oscillation

Fig. 2. Interlayer voltages induced by impulse of 100 ns-rise time in actual VT

Figure 2 shows the interlayer voltages induced when an impulse of 100ns-rise time is applied to the actual VT. The analyzed waveforms resemble the experimental ones shown with broken lines. This shows the effectiveness of present method. It is noticed that the induced interlayer voltage level is highest not only around the entrance i.e. interlayer no.1 but also near the last part of the winding whose terminal is grounded.

Although the interlayer voltage level increases with the steepness of incoming surge voltage, it is found that the level estimated for the standard lightning impulse used for withstand testing of VT is within the insulation capability. The present technique hopefully provides an effective tool to be used in optimizing the insulation design of VT taking account the high frequency oscillations in the winding.

計器用変圧器の高周波振動の解析

正 員 渋谷 義一* 正 員 和田耕太郎**
正 員 武藤 浩隆**

Analysis of High Frequency Oscillations in Voltage Transformer

Yoshikazu Shibuya*, Member, Kotaro Wada**, Member, Hirotaka Muto**, Member

The high frequency oscillation in voltage transformer is analyzed using an equivalent lumped circuit with FFT method. Such analysis has been regarded difficult since those used in high voltage distribution systems have a large number of turns. The constants of equivalent circuit are evaluated on turn-to-turn basis. The frequency domain analysis is followed by the time domain using FFT technique. The both characteristics are verified by the experiment on a 6.6 kV voltage transformer. The nature of high frequency oscillation is shown for a simpler model. It is found the interlayer voltage is highest at the entrance of incoming surge.

キーワード：電圧変圧器，高周波，振動，巻線，高速フーリエ変換

Keywords: voltage transformer, high frequency, oscillation, winding, FFT

1. まえがき

計器用変圧器（VT：Voltage Transformer）は変電設備のみならず工場・ビル等の受配電系統においても多く使用される。日本では高圧配電系統に用いられる 6.6 kV 定格の VT が受配電設備では数多く用いられている。これらの VT は使用される系統の状態を考えて十分な耐電圧を持つように設計・製造されているが、近接雷などの非常に大きく急峻な立ち上がりのサージが侵入した場合には焼損事故を起こす可能性がある⁽¹⁾。

同様なサージの問題は電力用変圧器について巻線の電位振動として知られており、古くから解析が行われている⁽²⁾。しかし、VT の高圧側 1 次巻線は数 1000 ターン以上と極めて多いのでこのような解析が困難であると考えられていたためにこれまで解析が行われていなかった。

本論文では VT を詳細に模擬する等価回路とその解析法を提案する。そして、急峻波サージが VT に印加されたときの巻線の電位振動を解析した結果を報告する。一部については実測結果と比較する。

2. 変成器の構造とサージの問題

〈2・1〉 構 造 VT の外観と内部構造の例を図 1 に示す。高圧（HV）1 次巻線は多層になっており、HV 巻線の層間絶縁および低圧（LV）2 次巻線との間の主絶縁には PET フィルムが使われる。HV および LV 巻線はまとめて注型樹脂により一体となっている。

ここでは巻き始めおよび巻き終わりの端子をそれぞれ V 端および U 端と呼ぶものとする。どちらかの端子から高周波サージが HV 巻線に侵入する場合を考える。LV 巻線の電圧は低いので、解析では LV 巻線は鉄心と同じく大地電位

図 1 計器用変圧器の構造

Fig. 1. Configuration of voltage transformer.

* 芝浦工業大学 電気工学科
〒135-8548 東京都江東区豊洲 3-7-5
Dept. of Electrical Engineering, Shibaura Institute of Technology
3-7-5, Toyosu, Koto-ku, Tokyo 135-8548

** 三菱電機（株）先端技術総合研究所
〒661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1
Advanced Technology Laboratory, Mitsubishi Electric Corp.
8-1-1, Tsukaguchi-honmachi, Amagasaki 661-8661

図2 高周波サージの影響を考える時の等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit to consider influence of high frequency surge.

とする。また、LV巻線のターン数は少なくHV巻線への電磁的な結合による影響が無視できるとする。

〈2・2〉高周波サージの影響 高周波のサージに対する巻線の応答を考える際にはターン間のインダクタンスのほか静電容量も考えなければならない。その等価回路は図2に示すようになり、 $[L]$ 、 $[C]$ は行列で表現される⁽²⁾。簡単には高周波では静電容量により巻線の電位分布が決まると考えられるので、サージの入り口の付近、特に最初の層間に大きな電圧が発生することが予想される。

周波数領域で高周波振動を解析するときには、サージが進入する箇所に正弦電圧 E を仮定する。サージの侵入点は V 端(図2)あるいは U 端を考える。このとき、他端は接地電位にあるとみなす。

3. 高周波領域の解析モデル

〈3・1〉回路方程式 ターン毎のノード間に流れる電流ベクトルを (I) 、ノード電圧ベクトルを (V) とすると次の連立方程式が成立する⁽³⁾。

$$(\Delta I) = -[Y] \cdot (V), \quad (\Delta V) = -[Z] \cdot (I) \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 ΔI および ΔV は電流および電圧のノード間の差分を意味する。アドミッタンス行列 $[Y]$ およびインピーダンス行列 $[Z]$ はそれぞれ $j\omega[C]$ および $j\omega[L]$ に後述する損失項を付加した形のものである。

外部回路条件は図2に示す V 端入力の場合には次の条件の下に(1)式を解けばよい。

$$V_0 = E, \quad V_N = 0 \dots \dots \dots (2)$$

〈3・2〉インダクタンス ターン毎の自己および相互インダクタンスを、それぞれ図3に示す平行導体(断面直径 d 、長さ ℓ 、距離 h)および同軸の2つの環(半径 r 、 r' 、軸方向距離 z)で近似すると次のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{\mu_0 \ell}{\pi} \left(\ln \frac{2\ell}{d} + \frac{1}{4} \right) \\ M &= \mu_0 \sqrt{rr'} \left\{ \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right\} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3)$$

ただし、 $K(k)$ 、 $E(k)$: 第1種および第2種楕円積分

$$k^2 = 4rr' / \{(r + r')^2 + z^2\}$$

図3 インダクタンスを計算する際の仮定
Fig. 3. Assumptions in calculating inductances.

図4 考慮する静電容量の種類
Fig. 4. Capacitances taken into account.

図5 ターン間静電容量を計算する際の近似
Fig. 5. Approximations in calculating interturn capacitance.

ここで鉄心の空間を含む全空間の透磁率を μ_0 としている。この場合、低周波ではそれぞれを過小評価することになるが、数100kHz以上の高周波においては鉄心に磁束が入り難いので、上記算定法を用いることが妥当とされる。

〈3・3〉静電容量 図4に示すターン-大地間静電容量 C_0 、 C_e 、 C_g およびターン間の静電容量 K 、 K_s を考慮する。これらは平行板近似により次のように評価される。

$$C = \frac{\epsilon a W}{D}, \quad K = \frac{\epsilon a \bar{W}}{\bar{D}} \dots \dots \dots (4)$$

ここで a はターン長さ、 ϵ は関係する部分の誘電率である。対地容量 C の算定では電極間距離 D および電極の巾 W は定義しやすい。ターン間容量 K についてはターン間距離 δ 導体直径 d に対し図5の近似をして

$$\bar{D} = \frac{\int_0^{\theta/2} D(t) dt}{\theta/2} = \delta + d \left(1 - \frac{\sin \theta/2}{\theta/2} \right), \quad \bar{W} = d \sin \frac{\theta}{2}$$

を求める。 $\bar{D}$ は距離 $D(t) = \delta + d(1 - \cos t)$ の開き角 θ での平均である。 δ が d に比べて小さいときには、 $\theta = 60^\circ$ とするのがよい近似になることを確かめている。

〈3・4〉損失項 表皮効果を考えた巻線の抵抗および絶縁物中での誘電損により損失を評価する。

高周波（角周波数 ω ）の電流は導電率 σ 、透磁率 μ の導体表面の表皮厚み $\sqrt{2/(\sigma\mu\omega)}$ に集中すると考え、直径 d 、ターン長 a の抵抗を次式で近似する：

$$R = \begin{cases} \frac{a}{\pi d} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}}, & \omega > 32/(\sigma\mu d^2) \\ 4a/(\pi\sigma d^2), & \omega \leq 32/(\sigma\mu d^2) \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

第 2 式は断面に一樣に電流が流れる場合の抵抗である。 $32/(\sigma\mu d^2)$ は両方の式が同じ値を与える角周波数である。

複素誘電率 $\epsilon^* = \epsilon(1 - j \tan \delta)$ を用いると、簡単に誘電損を表現できる。たとえば、(4) 式第 1 式にこれを用いてアドミッタンスを求めると

$$Y_C = j\omega \frac{\epsilon^* a W}{D} = j\omega \frac{\epsilon a W}{D} + \omega(\tan \delta) \frac{\epsilon a W}{D} \dots\dots\dots (6)$$

となり、純粋な静電容量に並列にコンダクタンス $G = \omega(\tan \delta) \epsilon a W / D$ が存在する形となっている。この G は (5) 式の R と同様に周波数依存性を持つ。

〈3・5〉 数値解析 (1) 式の未知数の数はターン数の 2 倍となり、特にターン数が多い VT の場合に数値計算が困難である。次の工夫によりこの解析が行えるようにできる。

筆者らが変圧器に対して開発した複数ターンのグルーピング手法⁽³⁾を用いると解析可能なレベルまで、アドミッタンス行列 $[Y]$ およびインピーダンス行列 $[Z]$ の次数を減少できる。さらに、Wilcox による行列操作の手法⁽⁴⁾によれば、図 2 の正弦波入力 E が与えられると各ノード電圧 (V) を未知数として一次方程式

$$[A](V) = (E) \dots\dots\dots (7)$$

に帰着できる。ここで、行列 $[A]$ およびベクトル (E) は、 $[Y]$ および $[Z]$ などから数値計算できる。

(7) 式の解（複素数）は特定の周波数に対する交流の定常解に対応する。FFT 解析では一連のフーリエ周波数：

$$f = 0, f_0, 2f_0, \dots, nf_0 (= f_m)$$

に対応してノード電圧を計算する。

各周波数に対する複素数解 (V) を求めておくと、任意の入力波形に対する各部の電圧を逆 FFT の手法により

$$t = 0, t_0, 2t_0, \dots, 2nt_0 (= T)$$

で求めることができる⁽³⁾。ここで次の関係がある：

$$t_0 = 1/(2f_m), \quad T = 1/f_0 \dots\dots\dots (8)$$

4. 解析の対象巻線と実測

〈4・1〉 解析した VT の形状 表 1 に解析した 2 種類の VT の概略の諸元を示す。Model C は解析をチェックするために用いたもので、Model A は実際の高圧配電盤に用いられている 6.6 kV、50 VA の VT を模擬している。Model C のターン数は少ないが、ターン間距離を増やして、全体の大きさが同程度になるようにしている。

表 1 検討した計器用変圧器

Table 1. Voltage transformers studied.

	Model C (for calculation)	Model A (6.6kV actual VT)
Interturn spacing (mm)	0.16	0.05 - 0.08
No. of layers	10	44
No. of turns per layer	100	68 - 244
No. of turn-groups	100	1000
Max. turn-group length (m)	5.36	0.54
		6.20

これらのモデルでは、導体の導電率 $\sigma = 5 \times 10^7$ S/m、層間絶縁の比誘電率 $\epsilon_s = 2.1$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.05$ としている。 ϵ_s の値は、層間の PET フィルム ($\epsilon_s = 3.3$) と巻線の間に空気があることを考慮している（充填率 50%）。 $\tan \delta = 0.05$ の値は、変圧器巻線の高周波振動の解析⁽⁵⁾において妥当とされた値を踏襲している。

グルーピングの総数は計算時間の点から最大 1000 程度とした。Model C ではグルーピングの仕方の効果を見るためにグルーピングの数を変えた 2 つのケースを設定している。

〈4・2〉 FFT 解析 数値解析には FFT 定数：

$$f_0 = 78 \text{ kHz}, \quad f_m = 40 \text{ MHz}, \quad n = 1024,$$

$$t_0 = 12.5 \text{ ns}, \quad T = 25.6 \mu\text{s}$$

を用いている。この場合、数 10 ns 以上の立ち上がりのインパルス領域の計算は解析が可能であると考えられる。

〈4・3〉 実 測 解析結果と比較するために、50 VA VT（解析モデル Model A に対応）の周波数領域および時間領域の特性を求めた。

鉄心を接地した状態で U 端あるいは V 端のインピーダンス（他端は接地）をネットワークアナライザで測定した。

半導体スイッチ（IGBT）を用い立ち上がり時間 50 ns から 1 μs 、電圧 50 V_{0-p} の単極性パルス電圧を発生し、U 端あるいは V 端に印加した。供試 VT のいくつかのターンには外部で電圧が測定できるようにリード線を設けており、これを利用してパルス印加時の途中ターンでの電圧波形（特に層間電圧波形）を高インピーダンス差動プローブによりオシロスコープで観測した。

5. 周波数領域特性解析

〈5・1〉 グルーピングの数による影響 巻線の高周波特性は入力インピーダンスの周波数特性により表される。これは図 2 に示したように正弦波を印加したとき入口に流れる電流から求められる。

図 6 は Model C の巻線の V 端に対する入力インピーダンスの周波数特性がグルーピングの数（100、1000 の 2 つのケース）によりどのくらい変化するかを示す。表 1 に示すように最大のグループの長さ $\ell_{\max}$ は 10 倍違う。サージの伝搬速度を v_s とすると解析可能な最大周波数として

$$f_{\max} = v_s / (2\ell_{\max}) \dots\dots\dots (9)$$

図6 入力インピーダンスに対するグルーピング数の影響 (Model C, V 端印加)

Fig. 6. Effect of number of grouping on input impedance (Model C, V input).

図7 Model A の V 端入力インピーダンスの周波数特性

Fig. 7. Frequency characteristics of impedance of Model A with V input.

が目安になる。層間絶縁の $\epsilon_s = 2.1$ では $v_s = 207 \text{ m}/\mu\text{s}$ として、2つのケースは $f_{\max} = 16, 160 \text{ MHz}$ に対応する。

図6では8MHz以上で両者の特性に食い違いが出ており、その領域ではグルーピング数100の条件の解析では正確な模擬が難しくなることを示している。以下のModel Cではグルーピング数100を用いるが、表1によるとModel Aの $\ell_{\max}$ が同じ程度なので、解析結果は8MHz以上では精度が下がるという制約があるものと考えられる。

〈5・2〉 実測値との比較 Model A の高周波領域の入力インピーダンスの周波数特性を実測値と比較した。

図7は100kHz以上の周波数領域における解析結果を実測と比較したものである。解析と実測結果は20MHz以下

図8 正弦波印加時の電位分布 (Model C, 1.3 MHz)

Fig. 8. Voltage distribution for sinusoidal voltage application (Model C, 1.3 MHz).

図9 正弦波印加時の層間電圧分布 (Model C, 1.3 MHz, V 端入力)

Fig. 9. Interlayer voltage distribution for sinusoidal voltage input (Model C, 3 MHz, V input).

では比較的よく対応している。これはV端入力の場合の結果であるが、U端入力のインピーダンスにおいても同様の結果が得られている。

〈5・3〉 電位分布 高周波正弦波入力に対する各ノードの交流電圧の振幅は高周波における電位分布として解釈できる。

図8はModel CのV端またはU端に振幅1、周波数1.3MHzの正弦波を入力したときの各部の電位の振幅を示す。電位分布の様子は周波数で異なり、高周波になると分布の起伏は拡大する傾向がある。

〈5・4〉 層間電圧の分布 高周波正弦波入力に対する電位分布の様子を見ると、層間絶縁を挟んだノード間に大きな高周波電圧が誘起されるのではないかと推測される。

図9はModel CのV端に振幅1、周波数1.3MHzの正弦波を入力したときの層間に発生する電位差の振幅の分布を示している。層の端の部分で層間電圧が大きくなる傾向が見られるが、しかし層の中間においても局所的に大きくなる点もあることがわかる。

6. 時間領域の解析

〈6・1〉 ステップ応答 逆FFT解析を行うと各種の入力に対する巻線の応答を計算することができる。

図10は電圧1のステップ電圧をModel CのV端に印加したときの内部の特定のターン部分の電位の波形を解析したものである。数10 ns以上かかり電圧が上昇していくことがわかる。これは電力用変圧器に高周波サージが侵入したときに生じる巻線内振動の現象と似ている。

時間をパラメータにとってターン位置を横軸にしてこの電位振動を示したものが図11である。層毎(100ターン)に周期的に上下を繰り返す分布が見られるが、時間とともに直線的な分布に変っていくことがわかる。

実際のVT (Model A) にインパルス電圧を印加し、層間電圧を計測した。図12は立ち上がり100 nsのインパルスに対する測定結果と解析結果を対照させたものである。入口付近の層間電圧が特に大きい。図13は各種の立ち上がりのインパルスに対するNo.1の層間電圧波形を示す。解析は実測とかなりよく対応しているが、減衰項の算定が不十

図10 ステップ電圧印加時の内部電位の振動
(Model C, V端入力)

Fig.10. Voltage oscillation for step voltage input
(Model C, V input).

図11 ステップ電圧印加時の電位分布
(Model C, V端入力)

Fig.11. Voltage distribution for step voltage input
(Model C, V input).

図12 立ち上がり100 nsインパルス印加時の層間電圧 (Model A, V端入力)

Fig.12. Interlayer voltages for impulse of 100 ns-rise time (Model A, V input).

図13 層間電圧に対するインパルス波形の影響
(Model A, V端入力)

Fig.13. Influence of impulse waveform on interlayer voltage (Model A, V input).

図 14 ステップ電圧印加時の層間電圧ピーク値の空間的な分布 (Model C)

Fig. 14. Spatial distribution of maximum interlayer voltage at step voltage application (Model C).

分のせいか振動が長引き振幅は実測より大きくなっている。

7. 考 察

VTの一次巻線のインダクタンス，静電容量の計算法には用いた物理定数の選定も含めていくつかの仮定を含んでいる。しかし，最終的に周波数特性および時間領域の解析結果は実測結果とかなりよく対応している。このことは，本解析法がVTの高周波解析に適用できることを示している。

インパルス電圧に対する時間領域の解析では，入口近くの層間にある程度電圧が集中することがわかった。図 14 はステップ電圧が Model C に印加されたときに，すべての層間における電圧波形のピーク値が空間的にどのように分布するかを示すものである（図 9 の印加電圧をステップに変更したものに对应する）。誘起電圧の値は図 9 の場合より低く，層の端になるほど電圧が高くなる傾向がよく現れている。印加点で層間電圧が高くなることははっきり見られる。その上昇の度合いは印加点が V 端か U 端かによってあまり違いがないようである。

よく用いられる 6.6kV VT のインパルス耐圧として 60kV が要求される場合がある⁹⁾。図 13 の立ち上がり 1000ns のインパルス（ほぼ標準インパルスに对应）での誘起電圧から推定すると，4.2kV の層間電圧（実測結果ではこれより幾分低い）となる。これは 6.6kV 用 VT の層間絶縁の設計指針となる。

8. む す び

通常の電力用変圧器よりターン数の多い VT についても，グルーピングの一次巻線の高周波振動特性は場合にも集中定数等価回路に基づき解析できることが示された。周波数領域および時間領域の解析結果は実測結果とかなりよく対応している。ただし，振動の減衰の程度を決める損失の模擬については今後さらに検討する必要がある。

解析結果によると，サージの印加点の近くの層間電圧が特に大きくなる傾向を示すが，標準インパルスに対してはあまり大きくはならない。今後，この手法が VT の絶縁設計に役立てば幸いである。

（平成 18 年 5 月 15 日受付，平成 18 年 8 月 4 日再受付）

文 献

- (1) 経済産業省 原子力安全・保安院 電力安全課：「平成 13 年度 電気保安統計」，I 電気事故統計 (2001)
- (2) W. McNutt, T.J. Blalock, and R.A. Hinton: "Response of transformer windings to system transient voltages", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, Vol.PAS-93, No.2, pp.475-467 (1974)
- (3) Y. Shibuya and S. Fujita: "High frequency model of transformer winding", *IEEJ Trans. PE*, Vol.123, No.2, pp.201-207 (2003-2) (in Japanese)
渋谷義一・藤田重人：「変圧器巻線の高周波モデル」，*電学論 B*, **123**, 2, pp.201-207 (2003-2)
- (4) D.J. Wilcox, W.G. Hurley, T.P. McHale, and M. Conlon: "Application of modified modal theory in the modelling of practical transformers", *Proc. IEE*, 139 Pt. C, No.6, pp.513-520 (1992)
- (5) Y. Shibuya, S. Fujita, and E. Tamaki: "Analysis of very fast transients in transformers", *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, Vol.148, No.5, pp.377-383 (2001)
- (6) 電気学会：「試験電圧標準」，電気規格調査会標準規格，JEC-0102 (1994)

渋谷 義一（正員） 1941 年 8 月 31 日生。1966 年 3 月京都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。同社中央研究所および生産技術研究所において，避雷器，ガス絶縁・固体絶縁・油絶縁など高電圧絶縁技術の研究に従事。1999 年 4 月芝浦工業大学工学部電気工学科教授，現在に至る。Ph.D. 1973, 1975, 1981 年電気学会論文賞受賞。IET Fellow, および放電学会会員。

和田 耕太郎（正員） 1974 年 3 月 16 日生。1996 年 3 月東京工業大学工学部電気電子工学科卒業。1998 年 3 月同大学総合理工学研究科創造エネルギー専攻修士課程修了。同年 4 月三菱電機株式会社に入社。現在，インバータ，モータ，電力用機器の絶縁・サージに関する研究に従事。

武藤 浩隆（正員） 1985 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻前期課程修了。同年 4 月三菱電機（株）入社。現在，電力機器およびモータ，インバータ，パワーモジュール等のパワーエレクトロニクス機器の絶縁技術開発に従事。工学博士。