急峻波サージが変圧器にあたえる影響

正員 藤田 重人* 正員 下村 哲朗*
正員 渋谷 義一** 正員 石井 勝***

Influence of Very Fast Transients on Transformer

Shigeto Fujita*, Member, Tetsuro Shimomura*, Member, Yoshikazu Shibuya**, Member,
Masaru Ishii***, Member

Very fast transients (VFTs) occur in a gas insulated switchgear (GIS) at a disconnecting switch operation. VFTs are high frequency surges and are characterized by a fast steep wavefront and an oscillating waveform. VFTs cause voltage oscillations in a transformer winding connected directly to a GIS.

VFTs in the GIS are simulated using the Laplace transform. The fast steep wavefront and the oscillating waveform attacking on the transformer are shown as a function of GIS constitutional parameters. For a case study, influence of the fast steep wavefront and the oscillating waveform is investigated on 550 kV class transformer. In the case of VFTs at the transformer, a voltage level of the fast steep wavefront is larger than an amplitude of the oscillation waveform. However the interturn voltage oscillation in the winding caused by the oscillation waveform can be larger than that by the fast steep wavefront. The authors deduce that the voltage oscillations do not threaten the reliability of the interturn insulation.

キーワード：very fast transients，GIS，変圧器，電位振動，ラプラス変換
Keywords: very fast transients, GIS, transformer, voltage oscillation, Laplace transform

1. はじめに

ガス絶縁開閉装置 (GIS) 中の断路器を操作する際、電圧の立ち上がりが $0.1\ \mu\text{s}$ 以下で、周波数が数 MHz の振動波形をもつ急峻波サージ、Very Fast Transients (VFTs) が発生する⁽¹⁾。VFTs により、特に GIS と直結した変圧器の巻線中に電位振動が励起されることが指摘されている⁽²⁾。

VFTs のような急峻波サージが侵入した際の変圧器巻線内の電位振動についてはこれまでもいくつかの報告がなされている⁽³⁾⁽⁴⁾。著者等は実規模のモデルコイルを用いてコイルターン間発生電圧を直接測定し、進行波がコイルの巻始めと終りに発生し、コイルターン間を伝搬することを示

した。この二つの進行波の重畳により共振が起ることを明らかにした⁽³⁾。更に、550 kV 級実器変圧器巻線もちいて巻線内電位振動を測定し、実変圧器における電位振動の大きさを明らかにした⁽⁴⁾。これらの報告において著者等は、変圧器巻線内の電位振動は侵入するサージ波形に依存することを指摘した。

VFTs の波形計算には Elecro Magnetic Transients Program (EMTP) を用いるのが一般的である⁽¹⁾。しかしながら、Laplace 変換を用いると VFTs 波形を解析的に解くことができるため、GIS の構成と VFTs 波形の間の関係を検討するのには有効である⁽⁵⁾。

本論文では Laplace 変換の手法に基づき、GIS の構成と変圧器に侵入する VFTs 波形との関係を明らかにし、更に、VFTs が変圧器に侵入した際の巻線内絶縁への影響について検討する。

2. VFTs 波形の一般的性質

簡略化した GIS-変圧器システムを図 1 に示す。後で明らかにするように変圧器に高周波サージが侵入した場合が問題となるため、本論文のシステムでは変圧器から一番近い DS と GCB を検討の範囲としていて、実際の変電所では存在する GIS 母線の分岐等は開放している GCB の先に

* 三菱電機 (株)
〒661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1
Mitsubishi Electric Corporation
8-1-1, Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki 661-8661
** 芝浦工業大学
〒108-8548 東京都港区芝浦 3-9-14
Shibaura Institute of Technology
3-9-14, Shibaura, Minato-ku, Tokyo 108-8548
*** 東京大学生産技術総合研究所
〒153-8505 東京都目黒区駒場 4-6-1
University of Tokyo, Institute of Industrial Science
4-6-1, Komaba, Meguro-ku, Tokyo 153-8505

図 1 解析で用いた GIS-変圧器システム

Fig. 1. GIS-transformer system used in analysis.

あると仮定している。また、分岐がある場合の VFTs の振幅は、GIS 母線に分岐がない場合と比較して小さくなると報告されている⁽⁶⁾。VFTs は、片方が開放端になっている GIS 母線（負荷側：母線 1）と直接変圧器がつながっている GIS 母線（電源側：母線 2）の間の断路器操作により発生するものとする。

図 1 のモデルにおいて以下の仮定をする。

(1) 変圧器は、静電容量 C_t と抵抗 r_t の直列回路で等価的に表わされる。

(2) GIS 母線はサージインピーダンスが z の伝送線路で表わされる。

(3) 変圧器内油中の印加線のサージインピーダンスは GIS 母線と同じ z である。

(4) 断路器放電の際のアーキ抵抗を r とし、断路器はこのアーキ抵抗 r で表わされる。

GIS から変圧器巻線までの導体には紙で覆う油浸絶縁が施されている。この導体の比誘電率を油のしみ込んだ紙の比誘電率とし、その値を ε とする。これにより、GIS 母線中のサージ伝搬速度を ν_s とすると、変圧器内印加線のサージ伝搬速度は $\nu_s/\sqrt{\varepsilon}$ となる。

図 1 のモデル回路に示すように GIS 母線 1（負荷側）の長さを l_1 とし、GIS 母線 2（電源側）の長さを l_2 とする。また、変圧器内の印加線の長さ l_0 を $\sqrt{\varepsilon}$ 倍にすることにより、この部分のサージ伝搬速度の違いを考慮する。

一度の開あるいは開操作の際に断路器電極間では放電が繰り返し発生する⁽¹⁾。解析では一つ前の放電により GIS 母線 1（負荷側）は残留電荷による電圧 E_1 があり、時間 $t = 0$ で変圧器の瞬時電圧が E_2 の時に、断路器で放電し VFTs が発生したとした。また、この解析においては以下のパラメータを導入した。

$$\left. \begin{aligned} l &= l_1 + l_2, \quad l_2 = l_g + \sqrt{\varepsilon}l_0, \\ T &= \frac{l}{\nu_s}, \quad T_1 = \frac{l_1}{\nu_s}, \quad T_2 = \frac{l_2}{\nu_s}, \\ T_t &= zC_t, \quad \delta T = rC_t, \quad \delta T_t = r_tC_t \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

表 1 解析に用いた GIS システムのパラメータ

Table 1. Parameters of GIS system analyzed.

l_1	l_2	z	ν_s	r	r_t	C_t	E_1	E_2
50m	50m	70Ω	300m/μs	1Ω	5Ω	1500pF	1p.u.	-1p.u.

図 2 解析による VFTs 波形

Fig. 2. Calculated VFTs waveform.

Laplace 変換による図 1 の回路から得られる解を付録 1 に示す。数値計算の例として、表 1 に示すパラメータの GIS システムにおける GIS 母線 1 の開放端の VFTs 波形 ($e_1(x_1 = 0, t)$) と変圧器に侵入する VFTs 波形 ($e_2(x_2 = l_2, t)$) の計算結果を図 2 に示す。

VFTs 波形の特徴である $0.1 \mu s$ 以下の電圧の急峻な立ち上がり数 MHz の周波数をもつ振動波形が図 2 の開放端の波形に見られる。そのため、これら 2 つの成分の変圧器にあたえる影響は分けて考察する必要がある。変圧器入力端では VFTs 波形の大きさが GIS 母線の開放端に比べて小さい。これは、変圧器の静電容量 C_t の影響である。また、電圧の立ち上がりは開放端と比較して遅くなっている。

なお、Laplace 変換による解析と EMTP を用いた解析が一致することは確認している⁽⁵⁾。本論文では、VFTs 波形の電圧の急峻な立ち上がり振動波形の二つの成分の変圧器巻線に与える影響について議論する。

3. 変圧器に侵入する VFTs 波形

3.1 VFTs の急峻な電圧の立ち上がり 変圧器入力端における VFTs 電圧の立ち上がりの様相を図 3 に示す。この図で最初の T_2 の区間は断路器で発生した進行波が変圧器に達するまでの時間である。次の $2T_1$ の区間は母線

1 の電圧 E_1 により, 時定数 T_t で変圧器の静電容量 C_t が充電される時間である。これが図 2 で変圧器入力端の VFTs の立ち上がり開放端と比較して遅くなった原因である。この電圧のピーク値 Δe_0 は, (2) 式から求められる⁽⁵⁾。

$$\Delta e_0 = |E_1 - E_2| \left\{ 1 - \exp \left(\frac{-2T_1}{T_t} \right) \right\} \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式から明らかなように母線 1 の長さ l_1 が長いほど Δe_0 の値は大きくなるが, $\Delta e_0 < |E_1 - E_2|$ である。

3.2 VFTs の振動成分 減衰を考慮しない $\delta T = \delta T_t = 0$ の場合は, Laplace 変換による解より付録 2 に示したような VFTs の振動波形成分に関する関係が得られる。

VFTs の振動波形の第 i 高調波の周波数 $\omega_0^{(i)}$ は, 付録 2 の (付 8) 式より

$$\frac{\tan(\omega_0^{(i)} T)}{\omega_0^{(i)} T} = \frac{T_t}{T} \dots \dots \dots (3)$$

の関係を満たす。本論文では, $i = 1$ の振動を基本波と呼ぶことにする。変圧器に侵入する VFTs 波形は付録 2 の (付 9) 式より以下のように算出される。

$$e_0(t) = e_2(l_2, t) = E^{(0)} + \sum_{i=1}^{\infty} E_0^{(i)} \cos(\omega_0^{(i)} t) \dots \dots \dots (4)$$

図 3 VFTs の立ち上り部の波形
Fig. 3. Initial part of VFTs waveform.

図 4 高調波の周波数 $\omega_0^{(i)}$ とパラメータ T_t/T の関係
Fig. 4. Harmonic frequency $\omega_0^{(i)}$ as a function of parameter T_t/T .

この式で, $E_0^{(i)}$ は変圧器に侵入する VFTs の第 i 高調波の振幅である。

(3) 式より, 高調波の周波数 $\omega_0^{(i)}$ は母線長 l と変圧器の静電容量 C_t によって決まることがわかる。図 4 に高調波の周波数 $\omega_0^{(i)}$ ($i = 1 \sim 3$) の関係と GIS の構成を T_t/T をパラメータとして示す。

第 i 高調波の振幅は, 付録 2 の (付 10) 式で表わされるので, 断路器の位置にも依存する。振幅を最大にする断路器の位置は,

$$\omega_0^{(i)} T_1 = \omega_0^{(i)} (T - T_2) = \frac{\pi}{2} \dots \dots \dots (5)$$

より得られ, 振幅の最大値 $E_0^{(i)}_{\max}$ は

$$E_0^{(i)}_{\max} = \frac{2 \cos \omega_0^{(i)} T (E_1 - E_2)}{\omega_0^{(i)} T \left\{ 1 + \frac{T_t}{T} \cos^2 \omega_0^{(i)} T \right\}} \dots \dots (6)$$

となる。

図 5 に (6) 式から得られる $i = 1 \sim 3$ の高調波の振幅の最大値 $E_0^{(i)}_{\max}$ と GIS の構成の関係を T_t/T をパラメータとして示す。この図より基本波の振幅が他に比べて 2 倍以上大きいことがわかる。

3.3 各成分の大きさの比較 変圧器に侵入する VFTs 波形を構成する成分の大きさの比較の一例として, 断路器が GIS の真中にあり ($T_1/T = 0.5$), 最大の放電 ($|E_1 - E_2| = 2$ p.u.) が起った場合について, T_t/T をパラメータとして電圧のピーク値 Δe_0 と 3 次までの高調波の振幅 $E_0^{(i)}$ ($i = 1 \sim 3$) を図 6 に示す。電圧のピーク値 Δe_0 は, 基本波の振幅 $E_0^{(1)}$ の 2 倍程度である。また図 5 と図 6 より高次の高調波 $E_0^{(i)}$ ($i > 1$) の振幅は, $E_0^{(1)}$ に比べて十分に小さく, その変圧器に与える影響は基本波に比べて限定されることがわかる。

VFTs の高調波の周波数は, (5) 式より変圧器の静電容量 C_t と GIS の長さ l によって変化する。図 7 に変圧器の

図 5 高調波の振幅 $E_0^{(i)}_{\max}$ とパラメータ T_t/T の関係
Fig. 5. Amplitude $E_0^{(i)}_{\max}$ as a function of parameter T_t/T .

図 6 Δe_0 および $E_0^{(i)}$ の大きさとパラメータ T_t/T の関係 ($T_1/T = 0.5$, $|E_1 - E_2| = 2$ p.u.)

Fig. 6. Δe_0 and $E_0^{(i)}$ as a function of T_t/T .

図 7 GIS の長さ l と基本波の周波数 $\omega_0^{(1)}$ の関係

Fig. 7. Relation between fundamental frequency $\omega_0^{(1)}$ and GIS length l .

図 8 GIS 母線の長さ l と基本波の振幅を最大にする断路器の位置 $l_{2\max}$ の関係

Fig. 8. Relation of l and $l_{2\max}$ which maximizes amplitude of fundamental wave in GIS bus.

静電容量 C_t が決まった場合の GIS 長さ l と VFTs の基本波の周波数 $\omega_0^{(1)}$ の関係を示す。基本波の周波数は GIS 長さ l が長くなるほど低くなるが、変圧器の静電容量 C_t にはあまり依存しない。

一方、高調波の振幅は (5) 式より GIS 中の断路器の位置 l_2 にも依存する。図 8 に GIS 母線の長さ l と基本波の振幅が最大になる断路器の位置 $l_{2\max}$ の関係を示す。振幅を最大とする断路器の位置は変圧器の静電容量 C_t が大きくなるほど、また、GIS 母線の長さ l が短くなるほど変圧器に近くなるのがわかる。

4. VFTs により変圧器巻線ターン間に誘起する電圧

巻線内電位振動の一例として 550 kV 外鉄形変圧器巻線のターン間発生電圧の実測結果⁽³⁾ をもとに、VFTs の急峻な電圧の立ち上がりと振動波形が巻線に与える影響について議論する。外鉄形変圧器巻線内の数 MHz までの高周波電位振動はコイル間の静電容量結合とコイル-大地間の静電容量結合による容量性電位分布とコイルの巻始めと終わりに発生しターン間を伝搬する進行波から構成される⁽⁴⁾。ターン間に発生する電圧は 2 つの進行波の重畳により共振を起こす。しかし、この共振は変圧器全体のインピーダンスに大きな影響はあらず、図 1 で示した変圧器をコイル間の静電容量結合とコイル-大地間の静電容量結合から得られる静電容量で表わす等価回路は、外鉄形変圧器の場合、数 MHz の周波数領域まで適用可能であることが実験的に確かめられている⁽⁷⁾。

4.1 急峻な電圧の立ち上がりの巻線に与える影響

図 9 に変圧器巻線に 1 周期の正弦波パルス（正弦波成分の周波数 = 2 MHz）を印加した場合の印加電圧と巻線入り口部分のターン間発生電圧の波形を示す。この場合、変圧器に急峻波パルスが侵入した際のターン間発生電圧は、印加電圧の 0.04 倍となっている。

変圧器にパルス印加した際のターン間に発生する進行波の振幅は容量性電位分布する隣り合うコイル間の電圧差に依存する⁽⁴⁾。そのため、数 MHz まで進行波の振幅は周波数にほとんど依存しない。

一方、(2) 式より、VFTs の立ち上がりの大きさは GIS 母線 1（負荷側）の長さ l_1 が長くなる程大きくなり、最大 2 p.u. となる。そのため、VFTs の電圧の立ち上がりによるターン間発生電圧は最大で 0.08 p.u. と推定される。

4.2 振動波形の巻線に与える影響 図 10 に図 9 とおなじ変圧器巻線に正弦波を印加して得られた巻線入り口部分のターン間発生電圧の周波数特性の一例を示す。この図でターン間発生電圧 V_{turn} は、ターン間に発生した電圧の振幅を印加電圧の振幅で規格化した結果である。 V_{turn} は周波数特性をもち、共振によるピークが存在するのがわかる。このため VFTs の高調波の周波数とターン間発生電圧の共振周波数が一致した場合の変圧器巻線に与える影響について議論する必要がある。

図9 変圧器巻線に正弦波パルスを印加した際のターン間発生電圧

Fig.9. Interturn voltage at application of sinusoidal pulse to transformer winding.

図10 550 kV 変圧器巻線巻線ターン間発生電圧の周波数特性例

Fig.10. Frequency characteristic of interturn voltage at 550 kV-class transformer.

図10で示したターン間発生電圧のピークA~Fが偶然にもVFTsの基本波と一致して共振を起こす場合について考察する。すなわち、図10中の各々のピークの周波数と等しい基本波の周波数をもつシステムのGISの長さ l は、図7から定まる。その他のパラメータ C_t と l_2 については以下のような場面を想定して計算を行った。

(1) 外鉄形変圧器の静電容量 $C_t = 1500$ pFとする。

(2) l_2 としては図8の $l_{2\max}$ の値を用いる。ただし、 l_2 は11 m以下にはならないものとする。

(2)の仮定の根拠は次のとおりである。変圧器内部の絶縁油中巻線までの結線の長さは少なくとも $l_o = 3$ mは必要である。この部分の油浸絶縁の比誘電率 $\varepsilon = 4$ とすると⁽⁵⁾、GIS母線部(サージ伝搬速度 $v_s = 300$ m/ μ s)換算

表2 GISの構成と基本波の周波数 $\omega_0^{(1)}$ 、振幅 $E_0^{(1)}$ の関係

Table 2. Fundamental frequency $\omega_0^{(1)}$ and amplitude $E_0^{(1)}$ dependent on l and l_2 of GIS.

	l (m)	l_2 (m)	$f_0^{(1)}$ (MHz)	$E_0^{(1)}$ (p.u.)	$E_0^{(1)} \cdot V_{\text{turn}}$ (p.u.)
A	151	61.0	0.84	1.14	0.046
B	81.1	27.9	1.4	1.01	0.041
C	56.1	16.8	1.9	0.91	0.051
D	47.0	13.1	2.2	0.85	0.051
E	30.9	11	3.1	0.70	0.083
F	21.7	11	4.2	0.49	0.133

で6 mとなる。更に、変圧器—断路器間距離はもっとも短くても5 mはあると考えるからである。

表2にこのようにして求めた図10の共振のピークA~Fと同じ周波数の基本波をもつVFTsが発生するGISの構成を示す。またこの表に、ここで示したGISにおいて母線1(負荷側)と2(電源側)の電位差が最大の $|E_1 - E_2| = 2$ p.u.の場合に発生するVFTsの基本波の振幅の解析結果を示す。更に、図10で示したターン間発生電圧の共振のピーク値 V_{turn} と基本波の振幅 $E_0^{(1)}$ の積を記す。この値は、VFTsの基本波の周波数がターン間発生電圧の共振周波数と一致した場合に発生するターン間電圧を意味する。

VFTsの立ち上がりによりターン間に発生する電圧は最大で0.08 p.u.になることは先に述べた。一方、VFTsの基本波の周波数とターン間発生電圧の共振周波数が一致した場合、ピークE、Fの場合に見られるように、変圧器巻線ターン間に誘起される電圧レベルは、VFTsの電圧の立ち上がり部分の寄与によるものより大きくなる場合もあり得る。

ターン間に最大の電圧が発生するのは、ピークFの周波数にVFTの基本波の周波数が一致する場合で、その場合のターン間発生電圧は

$$0.133 \times 550 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 59.7(\text{kV}) \dots\dots\dots (7)$$

であり絶縁上問題ではない⁽⁵⁾。更に、今回の解析においては波形の減衰を考慮していないので、実際の電圧はこれより低いものとなる。

表2より基本波の周波数が高くなるほど、振幅 $E_0^{(1)}$ が小さくなるのがわかる。図11に $|E_1 - E_2| = 2$ p.u.の場合の基本波の周波数 $\omega_0^{(1)}$ と振幅 $E_0^{(1)}$ の関係を示す。この場合も、 $C_t = 1500$ pFとした。また、 $E_0^{(1)}$ の値が最大になるように断路器の位置を $l_{2\max}$ とするが、 l_2 の値が11 m以下になった場合は $l_2 = 11$ mとした。

$E_0^{(1)}$ が図11に見られるように $\omega_0^{(1)}$ が大きくなると減少するのは、変圧器の静電容量により高周波になるほど変圧器のインピーダンスが小さくなり、定在波の節が変圧器の位置に近づくためである。

図 11 基本高調波の周波数 $\omega_0^{(1)}$ と振幅 $E_0^{(1)}$ の関係

Fig. 11. Amplitude of fundamental wave $E_0^{(1)}$ dependent on its frequency $\omega_0^{(1)}$.

更に図 11 においては、 $\omega_0^{(1)}$ が高周波の領域では $l_2 = 11 \text{ m}$ として $E_0^{(1)}$ の値を算出しているため、断路器の位置が $E_0^{(1)}$ を最大にするところから外れて行く影響もあらわれている。

このように、高調波の周波数が高くなるほど変圧器に侵入する振動波形の振幅は小さくなり、変圧器巻線への影響は小さくなる。

そのため、外鉄形変圧器について 4 MHz 以上の高い周波数成分の巻線絶縁への影響はほとんどないものと考えられる。

5. 結 論

単純な GIS の形態について変圧器に侵入する VFTs 波形を分析した。VFTs 波形中の変圧器に影響を与える成分として、急峻な電圧の立ち上がりが高調波が考えられる。変圧器に侵入する電圧の大きさは、前者の方が大きい。しかし、高調波の周波数が変圧器巻線のターン間発生電圧の共振周波数と一致した場合、変圧器巻線に与える影響は電圧の立ち上がりによるものより大きくなることもあり得ることを示した。

(平成 15 年 4 月 28 日受付, 平成 15 年 10 月 22 日再受付)

文 献

- (1) S.A. Boggs, F.Y. Chu, N. Fujimoto, A. Krenicky, A. Plessl, and D. Schlicht: "Disconnect switch induced transients and trapped charge in gas-insulated substations", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, Vol.PAS-101, No.10, pp.3593-3602 (1982-10)
- (2) R. Baehr: "Use of ZnO-varistors in transformers", *Electra*, No.143, pp.33-37 (1992)
- (3) S. Fujita, N. Hosokawa, and Y. Shibuya: "Experimental investigation of high frequency voltage oscillation in transformer windings", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol.13, No.4, pp.1201-1207 (1998-10)
- (4) S. Fujita, S. Nakatsuka, and Y. Shibuya: "Voltage oscillation in transformer windings affected by very fast transient surges", *T. IEE Japan*, Vol.120-B, No.5, pp.766-772 (2000-5) (in Japanese)
藤田重人・中塚昭治・渋谷義一:「急峻波サージ侵入時の巻線内電位

振動」, 電学論 B, 120, 5, pp.766-772 (2000-5)

- (5) Y. Shibuya, S. Fujita, and T. Shimomura: "Effects of very fast transient overvoltage on transformer", *Proc. IEE Generation, Transmission & Distribution*, Vol.146, No.4, pp.459-464 (1999-7)
- (6) Y. Ishikawa, A. Iwai, S. Nishiwaki, T. Koshizuka, T. Teranishi, and K. Uehara: "Investigations on VFT surges propagated into transformer and overvoltages applied to winding", *T. IEE Japan*, Vol.122-B, No.10, pp.1068-1073 (2002-10) (in Japanese)
石川靖久・岩井詔彦・西脇 進・腰塚 正・寺西常治・上原京一:「変圧器に侵入する VFT と巻線内部発生電圧の検討」, 電学論 B, 122, 10, pp.1068-1073 (2002-10)
- (7) 藤田重人:「変圧器巻線の急峻波による電位振動に関する研究」, 東京大学学位論文 (2001)

付 録

1. 減衰を考慮した場合の Laplace 変換による解

図 1 から得られる回路方程式を Laplace 変換をもちいて解き、母線 k ($k = 1$ あるいは 2) の電圧を求めると以下のような形となる⁽⁵⁾。

$$e_x(x_k, t) = E^{(0)} + 2 \sum_{i=1}^{\infty} \text{Re} \left[\frac{G_k(x_k, s^{(i)})}{F(s^{(i)})} \exp(s^{(i)}t) \right] \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 1)$$

ここで

$$F(s^{(i)}) = \frac{dF(s^{(i)})}{ds^{(i)}} \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 2)$$

$$E^{(0)} = \frac{T_1 E_1 + (T_2 + T_1) E_2}{T + T_t} \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 3)$$

$$F(s) = \sinh sT + sT_t \cosh sT + S\delta T_t \sinh sT + \frac{1}{2} s\delta T \{ \sinh sT + \sinh(T_1 - T_2) \} + \frac{\delta T}{T_t} (1 + s\delta T_t) \{ \cosh sT - \cosh(T_1 - T_2) \} \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 4)$$

$$G_1(x_1, s) = \frac{F(s)E_1}{s} - \cosh \frac{sx_1}{\nu_s} \left\{ (1 + s\delta T_t) \frac{\sinh sT_2}{s} + sT_t \cosh sT_2 \right\} \times (E_1 - E_2)$$

$$G_2(x_2, s) = \frac{F(s)E_2}{s} - \sinh \frac{sx_1}{\nu_s} \left\{ \cosh s \left(T_2 - \frac{x_2}{\nu_s} \right) + sT_t \sinh \left(T_2 - \frac{x_2}{\nu_s} \right) \right\} \times (E_1 - E_2) \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 5)$$

であり、 $s^{(i)}$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) は $F(s) = 0$ を解いた根であり、以下の形となる。

$$s^{(i)} = -\alpha^{(i)} + j\omega^{(i)} \quad \dots\dots\dots (\text{付 } 6)$$

ここで、 α は減衰定数である。

2. 減衰を無視した場合の Laplace 変換による解

減衰を無視した $\delta T = \delta T_t = 0$ (すなわち、 $r = r_t = 0$) の場合、(付 6) 式は純虚数

$$s^{(i)} = j\omega_0^{(i)} \dots\dots\dots (\text{付 } 7)$$

となる。この場合、 $F(s) = 0$ が成り立つためには

$$\omega_0^{(i)} T_t = -\tan(\omega_0^{(i)} T) \dots\dots\dots (\text{付 } 8)$$

を満足しなければならない。

この場合、Laplace 変換により得られる解は以下のようになる。

$$\begin{aligned} e_1(X_1, t) &= E^{(0)} + \sum_{i=1}^{\infty} \cos\left(\omega_0^{(i)} \frac{x_1}{\nu_s}\right) E_p^{(i)} \cos(\omega_0^{(i)} t) \\ e_2(x_2, t) &= E^{(0)} + \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \cos \omega_0^{(i)} \left(T_2 - \frac{x_2}{\nu_s}\right) \right. \\ &\quad \left. - \tan \omega_0^{(i)} T \sin \omega_0^{(i)} \left(T_2 - \frac{x_2}{\nu_s}\right) \right\} \\ &\quad \times E_0^{(i)} \cos(\omega_0^{(i)} t) \dots\dots\dots (\text{付 } 9) \end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned} E_p^{(i)} &= \frac{2 \sin \omega_0^{(i)} T_1 (E_1 - E_2)}{\omega_0^{(i)} T \left\{ 1 + \frac{T_1}{T} \cos^2 \omega_0^{(i)} T \right\}} \\ E_0^{(i)} &= \frac{2 \sin \omega_0^{(i)} T_1 \cos \omega_0^{(i)} T (E_1 - E_2)}{\omega_0^{(i)} T \left\{ 1 + \frac{T_t}{T} \cos^2 \omega_0^{(i)} T \right\}} \\ &\dots\dots\dots (\text{付 } 10) \end{aligned}$$

藤 田 重 人 (正員) 1959 年 7 月 26 日生。1983 年 3 月埼玉大学理学部物理科卒業。同年、三菱電機(株)入社。以来、同社中央研究所にて GIS、変圧器等の電力機器の過電圧に対する絶縁協調に関する研究に従事。現在、三菱セミコンエンジニアリング(株)に所属。専任。工学博士。日本物理学会会員。

下 村 哲 朗 (正員) 1948 年 4 月 9 日生。1972 年東京大学工学部電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。現在、同社社会 e ソリューション事業所、システムインテグレーション部に所属。主として、電力系統の解析、電力関連機器・システムの開発に従事。1992 年電気学会論文賞受賞。

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。以来、同社中央研究所にて、避雷器、GIS、変圧器等の絶縁技術・絶縁協調などの研究に従事。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、2003 年業績賞受賞。IEEE Fellow。

石 井 勝 (正員) 1949 年 3 月 11 日生。1971 年 6 月東京大学工学部電気工学科卒業。1973 年 3 月同大学大学院工学系研究科修士課程修了。1976 年 3 月同博士課程修了。工学博士。同年 4 月東京大学助教授、生産技術研究所勤務。1992 年同教授、現在に至る。主として系統絶縁、自然雷、高電圧現象の測定に関する研究に従事。1998 年電気学会進歩賞。1999 年同論文賞。IEEE Fellow。AGU、

CIGRE 会員。