変圧器巻線の高周波モデル

正員 渋谷 義一* 正員 藤田 重人**

High Frequency Model of Transformer Winding

Yoshikazu Shibuya*, Member, Shigeto Fujita**, Member

High frequency model of transformer winding is used to analyze the voltage oscillations due to various excitations such as the very fast transient overvoltage which occurs at the time of disconnecting switch operations. Usually, a circuit of interlinked inductances and capacitances is used for this purpose, in which circuit parameters have to be properly determined. Those constants have been hitherto estimated taking the coil section pair as a unit. In the method proposed here, the section pair can be further subdivided. The time-domain calculation is conducted combining the frequency analysis and FFT technique. The voltage oscillations of the winding subjected to the lightning impulse are calculated. The correspondence with the experimental results is satisfactory. The response to a chopped impulse shows this method's applicability to high frequency analysis. Since the constants are calculated directly from the design parameters of transformer winding, this technique is particularly useful in developing and designing transformers.

キーワード：変圧器，内鉄形，高周波，電位振動

Keywords: transformer, core type, high frequency, voltage oscillation

1. まえがき

雷サージあるいは開閉サージが変圧器に到来すると巻線内では複雑な電位振動を生じる。この電位振動が大きいと巻線部の絶縁破壊につながるの、古くからこの電位振動の解析が試みられてきた⁽¹⁾⁽²⁾。

特に、GIS 内の断路器サージは MHz オーダの高周波を含むので、これが変圧器に侵入したときの解析に際しては変圧器巻線の高周波での回路モデルを考えなければならない。高周波では変圧器巻線はインダクタンスと静電容量とが複雑に結合した回路として取り扱われる^{(2)~(5)}。この適切な定数すなわち巻線間のインダクタンスと静電容量の値を求めることが重要となる。

内鉄形変圧器の巻線は数多くのセクションにより構成されるが、巻線のインダクタンスと静電容量はこのセクション（正確にはセクション対）を単位として計算されてきた⁽³⁾⁽⁴⁾。高周波の解析を行う場合には分割単位をこれよりさらに小さくする必要がある。本論文では 1 ターン毎の定数を基にして、セクション対を任意の分割単位に分けてイ

ンダクタンスと静電容量を求める方法を提案する。

この手法をモデル巻線に適用し、標準インパルス電圧に対する電位振動を実験結果と比較する。高周波振動を伴う例として、裁断インパルス波が印加された場合の電位振動の解析を行う。

2. 変圧器巻線形状と定数

〈2・1〉巻線形状 図 1 に内鉄形変圧器の全体形状と巻線構造を示す。一般に高圧(HV)巻線は、低圧(LV)巻線の外側に配置される。HV 巻線は、ドーナツ状コイル（その単

図 1 内鉄形変圧器

Fig. 1. Core-type transformer.

* 芝浦工業大学 電気工学科
〒108-8548 東京都港区芝浦 3-9-14
Elect. Eng. Dept., Shibaura Institute of Technology
3-9-14 Shibaura, Minato-ku, Tokyo 108-8548

** 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
Adv. Tech. R&D Center, Mitsubishi Electric Corp.
8-1-1 Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki 661-8661,

図2 巻線方式
Fig. 2. Winding types.

位をセクションと呼ぶ) からなり、上下端には電位分布を改善するための静電板 (SP) が配せられる。HV 巻線上端に高周波サージが侵入するものとし、ターン数の総数を N_t とする。

内鉄形変圧器の巻線方式としては、HV 巻線には連続巻や、静電容量電位分布を改善する目的で巻線順序をインターリーブさせることにより巻線の静電容量を増した高容量巻線がよく用いられる。図2にこの両者の巻線順序を示す。対になった2つのセクションをまとめてセクション対と呼ぶことにする。

(2.2) ターン単位のインダクタンス 1ターンを単位とした自己および相互インダクタンスは $N_t \times N_t$ の行列で表される。まず鉄心とLV巻線の存在を無視すれば次の算定ができる。

自己インダクタンスは、図3(a)のように1ターンを長さ ℓ の直線導体と見なし、断面の幾何学的平均距離(GMD)を R とすれば

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 \ell}{2\pi} \left(\ln \frac{2\ell}{R} - 1 \right) \quad (1)$$

から求める⁽⁶⁾。 R は、高周波では電流が表面に一樣に分布するとして、導体断面長方形四辺に対するGMDを用いる。

図3(b)の2つのターン i, j 間の相互インダクタンスは導体を円環と見なし、次式で近似できる⁽⁷⁾：

$$L_{ij} = \mu_0 \sqrt{r_i r_j} \left\{ \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right\} \quad (2)$$

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

ここで、 $k^2 = 4r_i r_j / \{(r_i + r_j)^2 + z^2\}$; r_i, r_j, z : 図示の寸法; $K(k), E(k)$: 第1種, 第2種の完全楕円積分。

実際には、HV巻線内のその他のターン、LV巻線、鉄心の影響によりインダクタンスの値は式より減少する。高周波の磁束は鉄心や導体に入り難いので、仮に図3(b)に示すように、磁束がゼロに近い柱状の磁束ゼロ領域が存在すると考える。そのときの自己、相互インダクタンスはそれぞれ(1), (2)式を次式により補正することが出来る。

$$L_{ii} - L_{ii}', \quad L_{ij} - \frac{L_{ij}' + L_{ij}'}{2} \quad (3)$$

ここで、 i', j' は磁束ゼロ領域の半径 r_0 での位置の仮想的円環電流 (ただし、電流の方向はターン i, j とは逆向きを考える) を意味する。いまターン i に電流 i が流れるとする。ターン i に交叉する磁束は、 i' を考えなければ L_{ii} であるが、 i' からの磁束を考えると $L_{ii} + L_{ii}' (-i)$ となり、自己インダクタンスとして(3)第1式が得られる。また、ターン j に交叉する磁束は $L_{ji} + L_{ji}' (-i)$ となり、相互インダクタンスは $L_{ji} - L_{ji}' (=L_{ij} - L_{ij}')$ となる。一方電流 j および j' (電流の大きさ: $-j$) が i に交叉する磁束を考えれば相互インダクタンス $L_{ij} - L_{ij}'$ が得られる。前提が異なるこの2つの近似は幾分食い違うため(3)第2式ではこれらの平均を用いているが、以下の解析では問題は生じていない。

(2.3) ターン単位の静電容量 1ターンを単位とした静電容量は2個のSPも含めて考えて $(N_t + 2) \times (N_t + 2)$ の行列で表される。以下では高圧側および低圧側のSPをそれぞれ0および $N_t + 1$ 番目の導体として番号付けする。

図4に示すようにLV巻線の電位はゼロとし、直接対向している部分の次に示す静電容量のみを考慮しその他は無視する。

- (a) 導体-対地間静電容量: C_{gi}
ターン-大地($i = 1, \dots, N_t$), SP-大地($i = 0, N_t + 1$)
- (b) 導体-導体間静電容量: K_{ij}
ターン間($i, j = 1, \dots, N_t$, 隣接ターン間および隣接セクション間), ターン-SP間($K_{0j}, K_{i0}, K_{N_t+1j}, K_{i, N_t+1}$)
これらの静電容量の間には $K_{ij} = K_{ji}$ が成立する。

これら静電容量の計算には平行板近似を用いる。例えば、

図4 平行板近似で評価する静電容量

Fig. 4. Capacitances evaluated by parallel-plate approximation.

隣接ターン間の静電容量は

$$K_{ij} = \epsilon_0 \epsilon_d \frac{W \cdot \ell}{d} \quad (4)$$

とする。ただし、 ϵ_d ：導体間絶縁の比誘電率、 d ：絶縁厚さ、 W ：導体の巾、 ℓ ：その部分での平均的周長。その他の静電容量も同様であるが、次のような空間の比誘電率を区別する：

ϵ_d ：ターン間 ϵ_s ：セクション間 ϵ_l ：HV-LV 巻線間

これらの静電容量からターン単位の静電容量行列 $[C]$ を構成できる。すなわち、次の操作を $0 \leq i, j \leq N_t+1$ の間で繰り返す： C_{gi} は対角要素 C_{ii} とし、 K_{ij} については要素 C_{ij} を $-K_{ij}$ とすると同時に対角要素 C_{ii} を $+K_{ij}$ だけ増やす。結果として次のような行列が得られるが、直接対向しないターン間容量 K_{ij} は考えていないので、多くの非対角要素の値はゼロとなる。

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{g0} + \dots + K_{0j'} + \dots & & -K_{0j'} \\ & \ddots & \\ -K_{ij} & C_{gii} + \dots + K_{ij} + \dots & \\ & & \ddots \\ & & & C_{gN_t+1, N_t+1} + \dots \end{bmatrix} \quad (5)$$

3. 巻線モデルと次元の低減

〈3・1〉 回路方程式 高周波での巻線のモデルとして図5のように結合したインダクタンスおよび静電容量の回路が考えられる。各ノード電圧 V_i およびノード間電流 I_i に対して次の回路方程式が成り立つ⁽⁵⁾。

$$(\Delta V) = -[Z] \cdot (I), \quad (\Delta I) = -[Y] \cdot (V) \quad (6)$$

ここで、 $()$ はベクトル、 $[]$ は行列を示し、 (ΔV) および (ΔI) はそれぞれ $V_i - V_{i-1}$ および $I_i - I_{i-1}$ からなるベクトルを表す。(6)式をターン単位で考えると、 $[Z]$ および $[Y]$ は前節で求めたインダクタンス行列 $[L]$ および静電容量行列 $[C]$ より次のように設定できる：

$$\begin{cases} [Z] = (j\omega + \sqrt{2\omega/(\sigma\mu_0 d^2)})[L] \\ [Y] = (j\omega + \omega \tan\delta)[C] \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 ω は正弦波入力 E_0 の角周波数である。上式の $()$ 内第2項は損失項で導体での表皮効果を

図5 高周波における巻線の回路モデル

Fig. 5. Circuit model of winding at high frequencies.

考えたジュール損と絶縁物の誘電損を考慮している (σ ：導体の導電率、 d ：代表的導体間距離、 $\tan\delta$ ：絶縁の誘電正接) ⁽⁸⁾。

入力正弦波電圧 E_0 に対して (6)、(7)式を解けば原理的には各部の電圧・電流が算出可能であるが、ターン単位の定数をそのまま用いると未知数の数が膨大となり現実的ではない。

〈3・2〉 グループ単位の定数 これまではセクション対を単位とするモデルが使われてきた⁽⁴⁾。MHz オーダの高周波領域に対しては図6のようにセクション対を複数のターングループに分割する必要がある。そのとき、ターン i が属すグループ番号を示す関数 $n_g(i)$ が定義される。

まず、〈2・3〉節の方法でターン単位のインダクタンス L_{ij} が得られているとすると、次の操作によりグループ単位のインダクタンス行列 $[L']$ を求めることができる：

$$L_{ij} \text{ の値を } L'_{n_g(i) n_g(j)} \text{ に追加} \xrightarrow{i, j=1, \dots, N_t} [L'] \quad (\text{繰り返す})$$

行列 $[L']$ の次元はグループ単位の総数 N となる。

次に、グループ単位の静電容量 $[C']$ について考える。2・3節で(a)(b)でターン単位の静電容量： C_{gi} 、 K_{ij} が求まっているとして、(5)式のような形の行列をターングループに対して求める。

最初に、 C_{gi} について次の操作をする：

$$(A) \quad C_{gi} \text{ の値を } C'_{n_g(i) n_g(i)} \text{ に追加する} \xrightarrow{i=0, \dots, N_t+1} [C'] \quad (\text{繰り返す計算})$$

ターン間容量 K_{ij} に対しては、ターン相互間で変圧器作用が働いているとして、次式のグループ間の等価静電容量を考える⁽⁹⁾：

$$K'_{ij} = \left(\frac{i-j}{N_{n_g(i)} - N_{n_g(j)}} \right)^2 \cdot K_{ij} \quad (8)$$

ここで、 N_k は第 k ターングループの代表ターン番号を示す。なお、 $n_g(i) = n_g(j)$ となる場合には、最も近い隣り合うターングループに置き換える（すなわち隣接ターングループ間に割り振る形となる）。 K_{ij} をグループ単位の静電容量 C'_{ij} に反映するには次の操作を考える。

$$(B) \quad \begin{cases} K'_{ij} \text{ を } C'_{n_g(i) n_g(i)} \text{ に} \\ -K'_{ij} \text{ を } C'_{n_g(i) n_g(j)} \text{ に} \end{cases} \text{ 追加する} \xrightarrow{i, j=0, \dots, N_t+1} [C'] \quad (\text{繰り返す計算})$$

図6 セクション対を分割したターングループの設定

Fig. 6. Formation of turn groups by dividing section pair.

(A), (B)の操作を行うことにより、グループ単位の N 次元静電容量行列 $[C']$ を求めることができる。

〈3・3〉 周波数領域および時間領域の解析 前節で求められる $[L']$, $[C']$ を(6)式に用いることにより、グループ単位の回路方程式が得られる。入力正弦波電圧 E_0 に対するノード電圧(V)は Wilcox の行列演算手法⁽⁹⁾に従えば比較的簡単に求めることができる。

ある点の電圧(あるいは電流)の周波数特性は入力周波数を変化させて求められる。FFT 解析では f_0 を定数として、 n_F+1 個の一連のフーリエ周波数:

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

の入力電圧 $E_0=\exp(j2\pi ft)$ に対する値を計算する。この複素数列が考えている点の電圧(あるいは電流)の入力に対する伝達関数を FFT 形式の数列である。ただし、 $f=0$ に対しては(6)式の代わりに次式を用いる ($R:1$ ターンの直流抵抗)。

$$\Delta V_i = -R I_i, \quad \Delta I_i = 0 \quad (i = 0, \dots, N)$$

任意の入力に対するその点の電圧の時間変化は、この FFT と入力波形の FFT との積を求め、さらにその逆 FFT から算出できる。これが周波数解析を用いて時間領域の解析を行う方法であり、その結果 $2n_F$ の時点:

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

における電圧(あるいは電流)値が得られる。 t_0, T と f_m, f_0 の間には次の関係がある。

$$t_0 = 1/(2f_m), \quad T = 1/f_0 \quad (9)$$

4. 解析および実測に用いた巻線と定数

〈4・1〉 モデル巻線 図7のようなモデル巻線を用いて電位振動の実測を行った。HV 巻線はインターリーブを施した高容量巻である。領域 A, B, C に対する巻線の寸法を表1に示す。全セクション数は76, 全ターン数 N_t は960である。LV 巻線の位置には筒状の接地アルミの板を置いている。HV 巻線上端にインパルス電圧を印加したとき、巻線最外ターンのいくつかの点で電圧波形を電圧プローブにより測定

図7 モデル巻線形状と電位分布の測定方法

Fig. 7. Outline of model winding and measuring method of voltage oscillations.

している。測定時のノイズを軽減するため、低電圧インパルス発生装置の出力 (50V) を約1mの同軸ケーブルを通じて供給した。

〈4・2〉 巻線の定数 第2, 3章で述べた方法により、モデル巻線の寸法を用い定数を計算した。セクション対当りの分割数と磁束ゼロ領域の設定が解析結果に与える影響をみるため、表2に示す4つのケースについて定数を求めた。①および②の電束ゼロ領域半径 r_0 はアルミ板の表面位置 (323 mm) としている。

表1 モデル巻線の寸法

Table 1. Dimensions of model winding.

region	A, C	B
number of sections	14	48
number of turns per section	12	13
conductor cross-section (mm)	3.2×9.5	3.2×9.5

表2 モデル巻線の定数計算ケース

Table 2. Cases of calculating winding constants.

zero-flux region	Yes	No
number of divisions	($r_0=323$ mm)	
4 divisions / section pair	①	③
1 division / section pair	②	④

(a) 4 div / section pair

(b) 1 div / section pair

図8 モデル巻線のインダクタンス分布例

Fig. 8. Examples of inductance distribution of model winding.

(a) 4 div / section pair (①③)

(b) 1 div / section pair (②④)

図9 モデル巻線の静電容量分布例

Fig. 9. Examples of capacitance distribution of model winding.

図8は計算されたインダクタンス L'_{ij} の一部をグラフに示したものである。電束ゼロ領域を仮定した①②は③④に比べて小さい値となっている。インターリーブが実施されているため、セクション対を分割した①あるいは③では分布に不規則な起伏が見れる。

図9は誘電率を $\epsilon_d=3.0$ (ターン間), $\epsilon_s=1.77$ (セクション間), $\epsilon_i=1.0$ (HV-LV) において求めた静電容量 C'_{ij} の一部をグラフ化したものである。インターリーブのため、セクション対を分割した(a)の①③の場合では対角部分から少し離れたところにもゼロと異なる要素が分布している。

5. 巻線モデルの電位振動

〈5.1〉 正弦波入力に対する電圧分布 3.3 節の方法によれば連続正弦波に対する巻線各部の電位分布を計算できる。図10は0.5および1.8 MHzにおいて、表2の4つのケースに対する電位分布の計算結果を示している。ただし、(7)式に用いる損失に関係した定数： $\sigma=5 \times 10^7$ S/m, $\tan\delta=0.04$ を用いている。

図10(a)に見られるように、100 kHz ではターンに対し一様な電位分布が4つすべてのケースにおいて見られる。(b)の1.8 MHzでは分割数が4の場合(ケース①, ③)に中間のセクションの電圧が共振する形で大きくなっている。しかし、セクション対当たり1分割のモデルではこのような共振は見られない。

磁束ゼロ領域の有無による影響は少ないが、図10(a) 100 kHz において、磁束ゼロ領域を仮定した場合(ケース①, ②)の方が仮定しない場合(ケース③, ④)よりも幾分下

図10 モデル巻線の電位分布計算例

Fig. 10. Examples of voltage distribution of model winding.

に位置していることである。従って、磁束ゼロ領域の設定は1 MHz以下の低周波数領域の特性に幾分影響する程度であると推定される。

〈5.2〉 周波数特性 連続正弦波の周波数を変えて特定のターンの電位を計算し周波数特性を求めた。図11は磁束ゼロ領域を設定した場合の定数(①, ②)を用いて、特定のセクションの最外側ターン4箇所(ターン番号および括弧内セクション番号)：

49 (5) 169 (15) 481 (39) 793 (63)

図11 巻線電位の周波数特性

Fig. 11. Frequency characteristics of winding voltages.

図12 標準インパルス入力に対する特定セクションの最外側ターンの電位振動

Fig. 12. Voltage oscillations at outermost turns in selected sections for the standard impulse input.

図 13 裁断インパルス入力に対する解析結果
Fig. 13. Analyzed results for chopped impulse input.

における電位の周波数特性を求めたものである。

分割数 4 では 1 MHz 以上で大きな共振が見られるのに対し、分割数 1 では共振は見られない。これは、セクション対を分割するモデルの採用により従来は困難であったセクション対内部での共振の模擬が行えるようになる利点があることを示唆している。

〈5・3〉インパルスに対する電位振動 図 12 は波形 1.2/50 μs の標準雷インパルスを印加した時のモデル巻線の電位振動解析結果を実験と比較したものである。ここでの FFT 解析では次の定数を用いている：

$$f_0 = 1.22 \text{ kHz}, f_m = 5 \text{ MHz}, n_F = 2048 (t_0 = 0.1, \mu\text{s}, T = 820 \mu\text{s})$$

磁束ゼロ領域を設定した場合 (①, ②) の結果の方が、特に 2 μs 以降において実測波形に近い。これより、磁束ゼロ領域を設定すると、数 μs の時間領域の模擬が精度よくできることがわかる。なお、4 分割の場合 (①, ③) にはインパルス印加直後に高周波の小さな振動がみられる。

〈5・4〉裁断波による電位振動 図 13 は、より高い周波数成分をもつ裁断インパルスをモデル巻線に印加したときの電位振動を①および②の定数を使って解析した結果である。(a)は解析に用いた裁断インパルス電圧、(b)は第 5 セクションの最外側ターン (第 169 ターン) の電位振動、(c)は第 1 セクションの最初の隣接したターン間 (第 1, 13 ターン間) の電圧波形を示している。ここでは次の FFT の定数を用いている：

$$f_0 = 9.75 \text{ kHz}, f_m = 10 \text{ MHz}, n_F = 1024 (t_0 = 0.05 \mu\text{s}, T = 102.4 \mu\text{s})$$

図 13 の波形において、分割数 1 (ケース②) の波形に裁断の時点で振動が見られないのに対して、分割数 4 (ケース①) では約 3 MHz の高周波振動が(b)のターン電位および(c)のターン間電圧で見られる。このことは〈5・2〉節で推定さ

れたことであるが、セクション対の分割により高周波領域の現象解析がより詳細に出来ることを示している。

6. 考察

本方法では、変圧器の HV 巻線の配置・寸法、巻線方式および磁束ゼロ領域を指定することにより、セクション対を任意のグループに分割したときのインダクタンス行列および静電容量行列を求めることができる。

従来の方法はセクション対分割数が 1 (ケース②) に相当するが、図 11~図 13 に見られるように、本方法のようにセクション対を分割した場合に得られるような 2~3 MHz 領域での共振を記述できない。このことは、特に図 13 の時間領域の解析結果において顕著である。裁断波の実測はないが、高周波振動を生じる分割数 4 のモデルの方が巻線の実態に近いものと考えられる。

一方分割数 1 で求めた図 12 の解析波形は分割数 4 のものと殆ど変わらない。このことは、雷インパルス~開閉インパルス領域における巻線の電位振動の解析に対しては従来の分割数 1 によるモデルによっても十分な精度が得られることを示している。

高周波の巻線モデルとして、多導体伝送線近似が外鉄形変圧器に対して提案されている⁽¹⁰⁾が、インターリーブがある内鉄形の場合には適用が難しい。また、セクション対を単位とするモデルに分布定数線路を模擬する抵抗を付加する試みもある⁽⁴⁾が、抵抗の値の選定に経験的要素が必要である。

なお、本論文では周波数解析と FFT を組み合わせて過渡現象解析を行ったが、ここで得られた回路定数を EMTP などの時間領域計算ソフトに入力するようにすれば、直接時間領域の解析を行うこともできるであろう。

7. 結言

本論文で明らかになったことをまとめると以下のようになる。

(1) 高周波過渡現象の解析に適した内鉄形変圧器巻線の回路定数をそのHV巻線の配置、寸法、巻線方式から求める方法を示した。

(2) 定数計算法、周波数解析とFFTを組み合わせて行う解析法の妥当性は、雷インパルス電圧に対するモデル巻線の電位振動の計算結果が実測とよく対応することにより確かめることができた。

(3) セクション対を分割するモデルによれば、裁断波に対する解析において2~3 MHz程度の高周波振動まで解析が可能であることが確かめられた。

本方法は、変圧器の設計パラメータが与えられればその高周波特性が解析できるという特長を持っている。今後、GISに直結される変圧器が増え、そのため変圧器の高周波過渡現象の解析を必要とする機会も増えることが予想され、本論文がこの分野の研究開発に役立てば幸いである。

(平成14年1月30日受付, 平成14年9月3日再受付)

文 献

- (1) P. A. Abetti: "Bibliography on the surge performance of transformers and rotating machines", *Trans. AIEE*, 77, pp.1150-1168 (1958)
- (2) P. A. Greenwood: *Electrical Transients in Power Systems*, pp.322-346, John Wiley & Sons, New York (1991)
- (3) W. McNutt T. J. Blalock, and R. A. Hinton: "Response of transformer windings to system transient voltages", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-93 No.2, pp.475-467 (1974)
- (4) S. Okabe, et al.: "High frequency model of oil-immersed transformer and lightning surge analysis", *T.IEE Japan*, Vol.119-B, No.8/9, pp.925-930 (1999-8/9) (in Japanese)
岡部成光, 他:「油入り変圧器の高周波モデルと雷サージ解析」, 電学論B, 119, 8/9 pp.925-930 (1999-8/9)

- (5) 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)
- (6) S. Takeyama: *Theory of electromagnetism phenomena*, pp.386-394, Maruzen, Tokyo (1970) (in Japanese)
竹山説三: 電磁気学現象理論, pp.386-394, 丸善 (1970)
- (7) K. Okuyama: "A numerical analysis of impulse voltage distribution in transformer windings", *J.IEE Japan*, Vol.87, No.1, pp.181-189 (1967-1) (in Japanese)
奥山賢一:「変圧器巻線の衝撃電位分布の数値計算」, 電学誌, 87, 1, pp. 181-189 (1967-1)
- (8) Y. Shibuya, S. Fujita, and N. Hosokawa: "Analysis of very fast transient overvoltage in transformer winding", *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, 144 No.5, pp.461-468 (1997)
- (9) Y. Kawaguchi: "Calculation of the circuit constants for the computation of internal oscillating voltage in transformer windings", *J.IEE Japan*, Vol.89, No.3, pp.537-546 (1969-3) (in Japanese)
川口方弘:「変圧器巻線内部電位振動計算のための諸定数の算定について」, 電学誌, 89, 3, pp.537-546 (1969-3)
- (10) Y. Shibuya, S. Fujita, and E. Tamaki: "Analysis of Very Fast Transients in Transformers", *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, 148, No.5, pp.377-383 (2001)

渋谷 義一

(正員) 1941年8月31日生まれ。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㈱入社。同社中央研究所および生産技術研究所において、避雷器の開発、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。PhD, IEE Fellow, 核融合プラズマ学会および放電学会会員。昭和48, 50, 56年電気学会論文賞受賞。

藤田 重人

(正員) 1959年7月26日生まれ。1983年3月埼玉大学理学部物理科卒業。同年4月三菱電機㈱入社。以来、同社中央研究所にてGIS、変圧器などの電力機器の過電圧および絶縁協調に関する研究に従事。現在同社先端技術総合研究所 電機技術部 高電圧機器グループ専任。日本物理学会会員。工学博士。