

変圧器回路の再起電圧計算と実測

吉 永 淳*

Circuit model representing transient characteristics of transformer and TRV simulation

Kiyoshi Yoshinaga

The transient characteristics of power transformers at fault current interruption are studied based on electromagnetic field analysis within the lamination of iron core and windings. On the basis of the study on the transient, equivalent model circuits for TRV(Transient Recovery Voltage) estimation are proposed. This paper describes the proposed equivalent circuits and the evaluation. The experimental tests and simulations are performed by using a scale-model transformer and its design parameters. The results show the equivalent circuit model including non-linear elements is quite useful for representing the transient performance and TRV simulation.

1. まえがき

電力システムにおける事故電流遮断時の回路再起電圧を精度よく計算、把握し、その責務に合った遮断器を導入することは系統保護信頼性および経済性の確保にとって重要である。変圧器回路では機器特性が再起電圧（略称：TRV）に影響し、規格値よりも厳しい様相を示すことがしばしばある。したがって電流遮断時の機器の過渡特性とそれを勘案した精度よい計算方法の開発が課題となっている。

変圧器回路におけるTRV周波数領域ではインダクタンスの周波数特性、電流遮断直後の鉄心内残留磁気の拡散現象¹⁾、巻線の抵抗損失変化、鉄損の周波数特性などの問題が生じること、またこれらの特性がTRVに与える影響について「機器の過渡特性」で検討した。⁶⁾ここでは機器の過渡特性をTRVの回路モデルにどのように実現するかを検討し、模擬回路を使用した解析と実スケールに近いモデル機器を使用した実測により評価を行ったのでその要点について述べる。

2. 線形回路によるTRV模擬と2パラメータ評価

変圧器には一次巻線、二次巻線があり、これらの巻線インダクタンスと各巻線に浮遊するキャパ

* 電気工学科

シタンスで構成される複周波回路となるが、TRVは一般的な変圧器の場合単一周波数回路となることは実験的に確認されている。単一周波TRVについては電流遮断時に遮断器に与える苛酷度の評価を2パラメータ法で実施している。2パラメータ法ではTRVの接線上昇率を求めてこれを基準に算出される「規約電圧上昇率 u_m/t_3 」、「規約波高時間 t_3 」、および外接線、内接線から求められる「初期遅れ時間 t_d 」によって苛酷度を計るものである。²⁾ (図1参照) 変圧器の過渡特性を考慮すると線形要素のみの回路では波形表現ができないが、初期遅れ時間はほぼ線形要素に依存することと、パラメータ値に対する構成要素の影響度を知るため、先ず線形回路について考察する。

図2に示すR-C直列、R-C並列回路において、TRVピーク値までの回復電圧を100%とするとs領域におけるTRVは次のように表わすことができる。

$$\frac{u_m}{U_0} = \frac{\frac{1}{LC_p} s + \frac{1}{LC_p C_s r_s}}{s^3 + \left(\frac{1}{r_s C_s} + \frac{1}{r_s C_p} + \frac{1}{r_p C_p}\right) s^2 + \left(\frac{1}{LC_p} + \frac{1}{C_s C_p r_s R_p}\right) s + \frac{1}{LC_s C_p r_s}} \quad (1)$$

分母の根は

$$s_1 = -\eta \quad (2)$$

$$s_2, s_3 = -\delta \pm j\omega \quad (3)$$

分子は並列抵抗 R_p に対して独立であり、分母の実根および共役根を次のように表わせる。

$$\eta = \eta_s + \eta_p \quad (4)$$

$$\delta = \delta_s + \delta_p \quad (5)$$

ここでs、pはそれぞれ直列抵抗 r_s および並列抵抗 r_p の影響を受ける値であるとする。式(1)をt関数に変換すると次式が得られる。

$$\frac{u_m}{U_0} = 1 + \frac{2\eta_s \delta_s}{\lambda^2} \varepsilon^{-(\eta_s + \eta_p)t} - \varepsilon^{-(\delta_s + \delta_p)t} \left[\left(1 + \frac{2\eta_s \delta_s}{\lambda^2}\right) \cos \omega t + \frac{(\delta_s + \delta_p)}{\omega} \left(1 + \frac{2\eta_s \delta_s}{\lambda^2} - \frac{2\eta_s \delta_s}{\lambda^2} \cdot \frac{\eta_s + \eta_p}{\delta_s + \delta_p}\right) \sin \omega t \right] \quad (6)$$

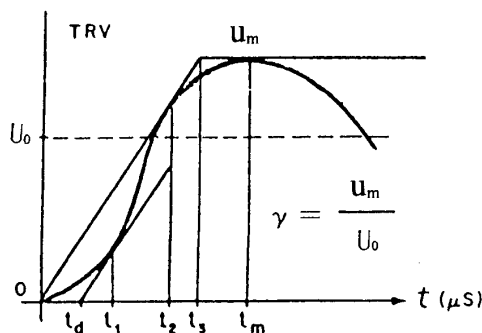


図1 2パラメータ波形評価

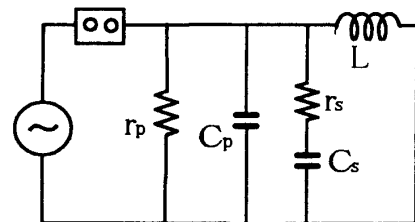


図2 LRC直・並列回路

ここで根の構成要素と回路定数は次の関係にある。

$$\lambda^2 = [(\eta_s + \eta_p) - (\delta_s + \delta_p)]^2 + \omega^2 \quad (7)$$

$$\delta_s = \frac{r_s r_p C_s^2}{2(r_s + r_p)(C_s + C_p)^2} \quad \delta_p = \frac{1}{2(r_s + r_p)(C_s + C_p)} \quad (8)$$

$$\eta_s = \frac{1}{r_s C} + \frac{1}{r_s C_p} - 2\delta_s \quad \eta_p = \frac{1}{r_p C_p} - 2\delta_p \quad (9)$$

さらに ω_0 , ω を導入する。

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L r_s C C_p} \cdot \frac{1}{(\eta_s + \eta_p)} \quad \omega^2 = \omega_0^2 - (\delta_s + \delta_p)^2 \quad (10)$$

またダンピング係数を次のようにとり式を簡略化することができる。

$$\alpha_s = \frac{r_s}{2\sqrt{\frac{L}{C+C_p}}} \quad \alpha_p = \frac{r_p}{2\sqrt{\frac{L}{C+C_p}}} \quad \alpha_c = \frac{C_p}{C} \quad (11)$$

(6) 式は非振動項と正弦波振動項から成る。非振動項は電流零から直後の波形に大きく影響するがこの項には直列抵抗 r_s と並列容量 C_p の影響が大きい。これに対し振動項には並列抵抗、コンデンサの寄与が大きく波高値、振幅率に影響が大きい。波形を評価するパラメータを次のように求めることができる。

<振幅率 AF $\gamma = u_m/U_0$ 波高値となる時間 t_m >

$$\gamma = \frac{u_m(t_m)}{U_0} \quad \frac{d}{dt} \left\{ \frac{u_m(t_m)}{U_0} \right\} = 0 \quad (12)$$

<外接線の接点時間 t_2 >

$$t_2 = \frac{u(t_2)}{\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_2}} \quad (13)$$

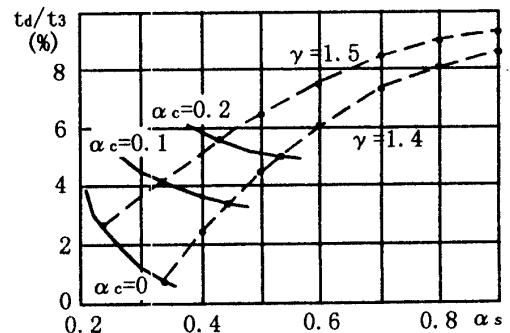
< 外接線と電圧ピークの交わる波高時間 t_3 >

$$t_3 = U_0 \frac{\gamma}{\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_2}} \quad (14)$$

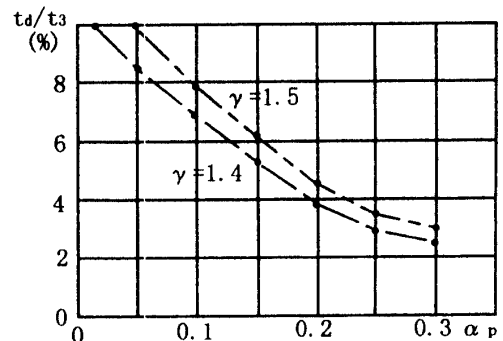
<初期遅れ時間 t_d : 内接線と電圧零の交わる時間>

$$t_d = t_1 - \frac{u(t_1)}{\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_1}} \quad (15)$$

ただし t_1 は内接線の接点時間である。



(a) 並列容量による t_d の変化状況



(b) 並列抵抗による t_d の変化状況

図3 並列要素と t_d 変化計算例

実測によると変圧器回路の場合、振幅率は1.4~1.5である場合が多い。振幅率1.5付近における初期遅れ時間 t_d の計算例を図3に示す。

3. 非線形要素による機器過渡特性模擬

3.1 薄板鉄心構成機器特性と回路

変圧器回路では電流遮断直後に生じる巻線、鉄心によるインダクタンスや抵抗の変化が周波数によって変化する。厚さ d 、幅 W の薄板鉄心の電界、磁界解析に基いて得られる巻線インピーダンスおよびアドミタンスは、磁路長 l 、コイル巻数 N とすると

$$Y(s) = \frac{l}{2WN^2} \sqrt{\frac{\sigma}{\mu_0 \mu_s}} \operatorname{cth} \sqrt{\mu_0 \mu_s \sigma} \frac{d}{2} \quad (16)$$

となり、部分分数で表わすと次のようになる。

$$Y(s) = \frac{1}{sL_{dc}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2/L_{dc}}{\left(s + \frac{n^2}{\tau}\right)} \quad (17)$$

ここで L_{dc} は低周波インダクタンス、 τ は磁気拡散時定数となる。 A_{fe} は薄板の全断面積である。

$$L_{dc} = \frac{\mu_0 \mu N^2 A_{fe}}{l} \quad \tau = \frac{\mu_0 \mu d^2}{4\pi^2} \quad (18)$$

式(17)は基本的には図4(a)のような並列回路群として表わすことができる。回路要素の値はつぎのようになる。

$$L_k = \frac{L_{dc}}{2}; R_k = \frac{k^2 L_{dc}}{2\tau}; L_0 = L_{dc} \quad (19)$$

図4(a)の回路は変圧器の薄板内部電磁界解析に基いた回路であり、鉄心の動特性モデルの基本と考えることができる。変圧器を構成する薄板の各部の飽和現象を模擬するには各インダクタンスに(b)のような非線形特性を考慮すると周波数依存性を模擬することが可能となる。

図5に図4(a)回路によるTRV計算例を示す。周波数の変化による波高値の変化をよく表わし波形模擬回路として有効である。ただ初期時間遅れの設定する上で十分なデータ蓄積が必要である。

3.2 電源による非線形変化模擬³⁾

鉄心の磁気拡散現象は電流遮断後商用周波電圧が時定数 τ で回復する現象と同様である。したがって図6のように電源波形による模擬も可能である。

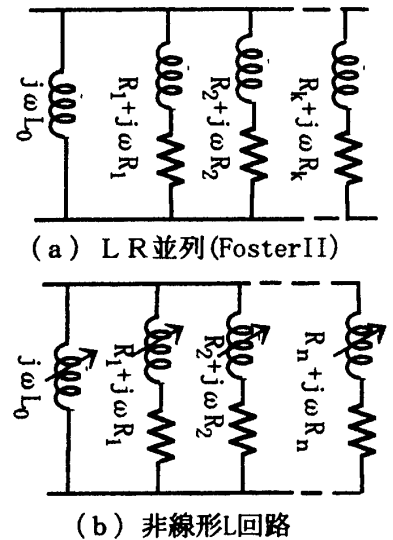


図4 鉄心動特性モデル回路

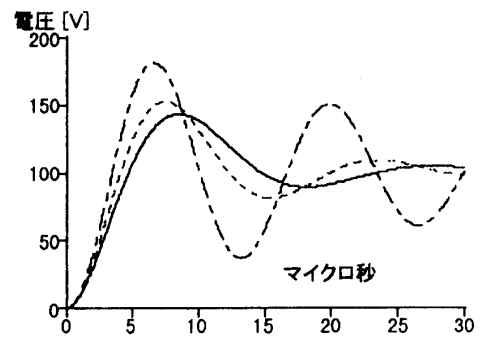


図5 10段LR回路計算例

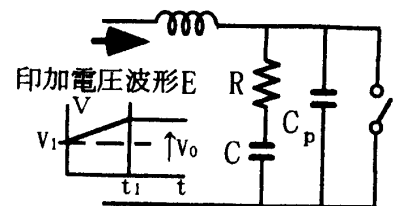


図6 電源波形変化の例

3. 3 非線形抵抗による回路模擬

これまで述べたように変圧器のインダクタンスの周波数特性、鉄損の周波数特性、巻線抵抗の周波数特性および電流遮断時の鉄心内残留磁気拡散による振動中心の時間的变化はいずれも時間に対して非線形の変化である。これらを含めたTRV回路模擬方法について検討する。

<インダクタンス>

設計データ（巻線配置、巻線断面積など）をベースにして解析によりインダクタンスの周波数特性を求めることができることは機器の過渡特性で述べた。^{4,5)} したがって故障の種類によりTRV周波数を概算して、リアクタンス解析データを用いることができる。設計データが不明確の場合は提案した実測データによる実験式を用いることができる。

$$K_f = \frac{L_f}{L_0} = 1 - K_{tr} \log_e f \quad (20)$$

$$K_{tr} \equiv 15 \sim 18$$

ただし f は TRV 周波数、 L_0 は商用周波数におけるインダクタンス、 L_f は TRV 周波数領域のインダクタンスである。TRV 周波数が 10kHz では 60Hz インダクタンスの約 80% である。

<鉄心残留磁気現象>

例えば 100%短絡の場合、短絡電流による変圧器のリアクタンス降下生じ、鉄心のヒステリシス曲線はリアクタンス降下によるマイナーループの曲線で変化していると考えられる。事故電流遮断時にはこの小ループにおける電流零点の残留磁気（図7-(a) A 点）があり電流遮断後に拡散する。拡散時定数は $\tau = \mu \mu_0 \sigma d^2 / \pi^2$ (μ_0 : 真空の透磁率、 μ : 鉄心材料の比透磁率、 σ : 導電率、 d : 鉄心薄板の厚み) で与えられる。また電流遮断直後の回復電圧は 100%回復電圧 E_0 、変圧器インピーダンス Z_{tr} とすると、概略次式が得られる。

$$E_r = E_0(100 - \%Z_{tr}) \quad (21)$$

振動中心のシフト変化はエネルギー消費によるものと考えると、小ループの内面積だけエネルギー損失が生じている。図7 (b) (c) において面積 CDE \equiv 面積 A' B' C' D' と考えられる。

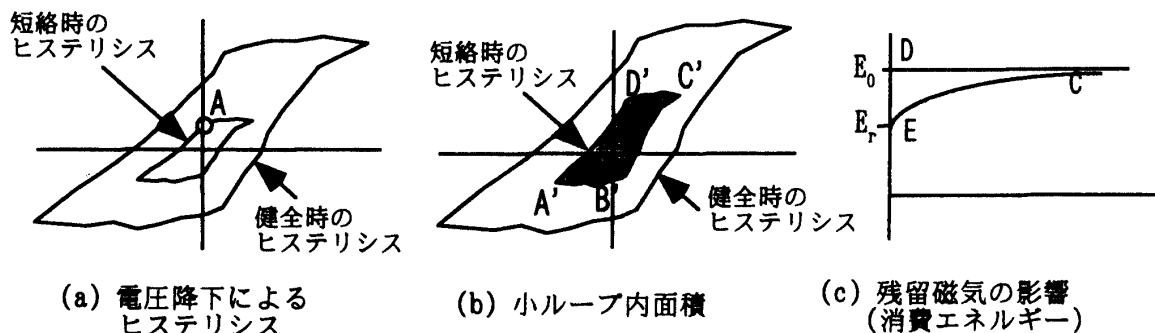


図7 電流遮断時の鉄心ヒステリシスとエネルギー損失

エネルギー損失は $W_{tr} = \text{面積 CDE}$ であるから

$$W_H = \int E_0 \left(1 - \frac{\%Z}{100}\right) \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau}}\right) dt \quad (22)$$

の形で表現できる。電気回路では $R(t) = B + A(1 - \varepsilon^{-t/\tau})$ の並列抵抗として扱うことができる。

<巻線抵抗>

円柱状導体において、インピーダンス $Z_i = R_i + j\omega L_i$ は次のように表わされる。

$$R_i = \frac{1}{\kappa\delta} = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\kappa}} \quad \omega L_i = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\kappa}} \quad (23)$$

ただし κ は導電率 (銅 ; $5.8 \times 10^7 \text{ 1}/\Omega\text{m}$)、 μ は透磁率 (銅 ; 1.257×10^{-6})、 f は周波数である。したがって巻線抵抗 R は近似的に周波数の $1/2$ 乗に比例する。

巻線抵抗は各周波数の計算をするか、10 kHz での抵抗を計算し、上の関係で補正することができる。モデル変圧器を用いた解析では、周波数 10kHz から 100kHz の範囲では

$$R \doteq 0.1 f^{0.55} \quad (24)$$

がえられている。

<鉄心損失>

鉄損の周波数特性は、 $\text{Log } W_i = \alpha \log f + K$ あるいは $W_i = K f^\alpha$ となることが実測より求められており 0.3mm の鋼板例では

$$W_i = 2.1 f^{1.5} \quad (25)$$

が得られている。

以上のように①変圧器インダクタンス、②鉄心残留磁気現象、③巻線抵抗、④鉄損 は周波数或いは時間に対して非線形的に変化する。これに対し

- ①インダクタンスは周波数の関数または周波数周波数から予め算出した一定の L 値
- ②鉄心残留磁気現象： 非線形並列抵抗によるエネルギー消費
- ③巻線抵抗： 非線形直列抵抗によるエネルギー消費
- ④鉄損： 非線形並列抵抗によるエネルギー消費

として扱う、また周波数変化は近似的に時間変化特性として扱うこととして図8の模擬回路を設定し解析および実測との比較を行った。

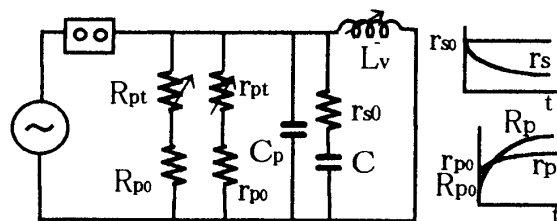


図8 非線形要素による変圧器 TRV 模擬回路

図において各抵抗は次の設定を行っている。

巻線抵抗模擬： $r_s = r_{s0} + r_{st} = r_{s0} + r_0 \varepsilon^{-t/\tau_1}$

鉄損模擬抵抗： $r_p = r_{p0} + r_{pt} = r_{p0} + r_{00} (1 - \varepsilon^{-t/\tau_2})$

磁気拡散模擬： $R_p = R_{p0} + R_{pt} = R_{p0} + R_{00} (1 - \varepsilon^{-t/\tau_3})$

但し τ_1 は巻線抵抗変化率、 τ_2 は鉄損変化率、 τ_3 は磁気拡散時定数を表わす。

4. 非線形抵抗回路計算とモデル変圧器による実測

モデル変圧器（定格：34.5kV/13.8kV Δ-Y（高圧-低圧）回路、3相 20,000kVA）の定数を使用した計算結果の例を図9に示す。また図10に並列抵抗で消費される損失電力（鉄心電力損失）の状況を示している。

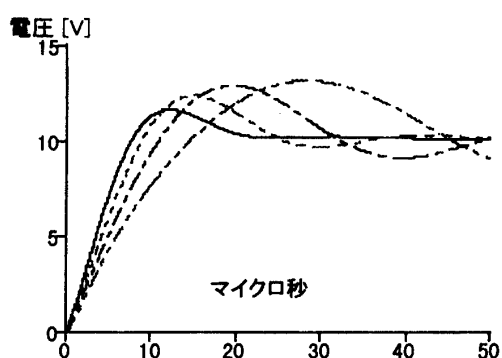


図9 非線形抵抗による計算例

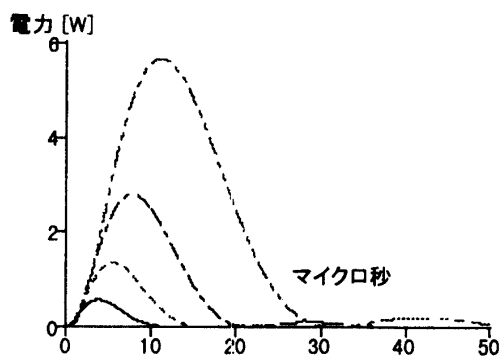


図10 並列抵抗で消費される電力

モデル変圧器でのTRV測定は電流注入法を使用し、高圧側、低圧側の各短絡回路で、接地点の変更（中性点または回路端）を行いながら、3相第1相遮断相当、および2，3相遮断相当に対して実施した。実測ケースの例を表1に示す。

遮断条件・基本LC構成	接地条件	等価容量構成	実測周波数	計算周波数
HV側3相短絡第1相遮断 	非接地	$(C_{L1} + C_{CH1}) / 3$	8.2 kHz	7.7 kHz
	低圧片側接地	$C_{L1} / 2 + (C_{CH1} / 2 // C_{CHL} + 3C_{CH1})$	6.6 kHz	6.4 kHz
	中性点接地	$(C_{L1} + C_{CH1}) / 2$	6.3 kHz	6.2 kHz
LV側3相短絡第1相遮断 	非接地	$2(C_{L1} + C_{CH1}) / 3$	2.9 kHz	2.7 kHz
	高圧片側接地	$C_{CH1} + (C_{CHL} // 2C_{CH1} + 3C_{L1})$	2.3 kHz	2.3 kHz
	低圧片側接地	$2(C_{L1} + C_{CH1}) / 3$	2.8 kHz	2.7 kHz

C_{L1} : 低圧巻線-鉄心間容量 C_{CH1} : 高圧巻線-鉄心間容量 C_{CHL} : 高圧-低圧巻線間容量

表1 モデル変圧器TRV実測ケース例

表1における実測 TRV 周波数に対して、非線形抵抗模擬回路による計算結果を併記している。TRV 初期には過渡特性の影響が強いので、周波数は零点から波高値までの時間より換算した値である。実測および計算で求めた周波数はほぼ同様の結果が得られた。図11は実測および計算による波形の比較を行った例であり、波形および波高値評価においてもよい結果が得られた。直並列非線形抵抗回路は t_d など初期パラメータは線形回路計算で事前に把握できる利点があり、TRV 評価に有効であることが分かった。

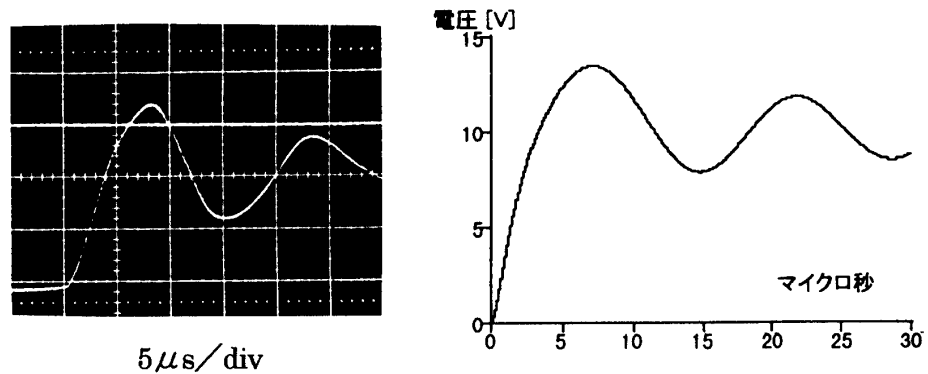


図11 実測および計算波形例

5. 結 言

変圧器故障回路 TRV は周波数が高く、試験規格規定値を超えることがしばしばあることが知られている。このような場合事前に TRV 計算により苛酷度の確認を行い、適切な保護遮断器選定をすることが重要である。精度よいシミュレーションをおこなうためには、電流遮断時における過渡特性の把握とモデル回路の設定が課題であった。これに対し考慮すべき特性、模擬回路の設定を行うとともに、その評価を実施して好結果が得られた。モデル機器による実測にあたっては三菱電機系統変電・交通事業所開発部関係各位の協力を得たものである。ここに謝意を申上げる次第である。

参考文献

- 1) 電気学会技術報告 (II) 部 第46号 「遮断器試験法」
- 2) 交流遮断器規格「JEC-2300」 電気学会標準規格委員会 1985年
- 3) 吉永、波多野、亀井、尾田「変圧器回路TRVの検討」平成10年電気関連学会北陸支部連合大会
- 4) 吉永、小倉、亀井、尾田「TRV周波数と変圧器インダクタンス」平成11年電気関連学会北陸支部連合大会
- 5) 吉永、栗原、亀井、堀之内、尾田「変圧器TRV回路と損失」平成11年電気関連学会北陸支部連合大会
- 6) 吉永「変圧器回路の再起電圧 - 機器の過渡特性 - 」福井工業大学研究紀要 第30号 平成12年3月

(平成12年11月22日受理)