変圧器のインパルス試験における故障判定方法

正員 松山 亮 正員 和田 元生 正員 江上 悌治 正員 山田 守
(富士電機) (富士電機総合研究所)

Discussion on Fault Diagnosis of Transformer Impulse Test

Akira Matsuyama, Member Motoo Wada, Member Teiji Egami, Member
(Fuji Electric Co., Ltd.)
Mamoru Yamada, Member (Fuji Electric Corp. R&D, Ltd.)

As a transformer fault diagnostic method at impulse voltage test, directly comparing possible variance in impulse voltage wave form and current wave form under two different conditions, namely at reduced voltage and predetermined voltage has long been and, still is, commonly practiced.

With the recent improvement in digital measuring techniques, a new diagnosis method by comparing resonance frequencies is also expected. The new method is based on comparing resonance frequencies which are derived from frequency transfer function which in turn is calculated from voltage and current wave forms converted to frequency ranges. In the event that the specimen transformer has failed in the impulse voltage test, the impulse voltage wave form should show rapid voltage drop and the current wave form should show increase in direct current component. In the frequency range, on the other hand, resonant frequency of frequency transfer function should change.

In this paper, we have attempted to compare these two fault diagnosis methods, namely direct wave form comparison method and frequency transfer function method, based on the results of wave form simulation and simulated fault test using transformer model. As a result, it has been confirmed that both of the method can diagnose not only whether or not fault has occurred but also the magnitude of the fault.

キーワード：変圧器，インパルス試験，故障判定，周波数伝達関数

1. まえがき

変圧器のインパルス試験における故障判定の方法として電圧・電流波形の変歪の有無を低減電圧と規定電圧で直接比較する方法が古くから行われ¹⁾、実績も有している。また、近年のデジタル計測技術の向上に伴い、新しい故障判定方法として、電圧・電流波形を周波数領域に変換し、周波数伝達関数を求め、その共振周波数を比較して故障の有無を判定する方法も期待されている。^{2),3),4),5)}

インパルス試験において、供試変圧器内部に故障が発生

図1 雷インパルス波形
Fig. 1. Lightning impulse wave form

した場合、時間領域では図1に示す様に、故障発生時点から供試器のインダクタンスが正常時の L から故障時の L_s に減少 ($L > L_s$) する為、電圧波形は降下し、電流波形は直流成分が大きくなる。一方、周波数領域については、図2に示す電流波形のフーリエ変換 $I(j\omega)$ を電圧波形のフーリエ変換 $V(j\omega)$ で除することで定義される周波数伝達関数 $T(j\omega)$ を用いた場合、故障が発生した場合は $T(j\omega)$ の共振周波数が変化する。

本論文では、3相変圧器モデルを使用した、繰り返しサージ発生器による模擬故障試験の結果および、インパルス波形シミュレーション結果を基に、波形の直接比較法と、周波数伝達関数比較法の両者による変圧器のインパルス試験における故障判定方法について検討したので報告する。

図2 周波数伝達関数の計算
Fig.2. Calculation of Transfer function

2. インパルス波形算定および模擬故障試験方法

2-1. インパルス電圧・電流算定方法⁶⁾

図3に変圧器のインパルス試験時の等価回路を示す。供試器の回路定数は簡略化して漏れインダクタンス L 、侵入容量 C で表してある。図3において、インパルス発生器の充電電圧を V_0 、電荷量を Q とし、各部の電圧、電流の方向を図示の様に考えると次式が成り立つ。

$$pI_1 = \frac{V_1}{L} \quad pV_1 = \frac{I_c}{C} \quad pQ = -I_0 \quad Q = C_0 V_0$$

$$I_c = \frac{\frac{R_d}{C_0} Q - (R_d + R_0) V_1}{R_0 R_d + R_0 R_s + R_s R_d} - I_1$$

$$I_0 = \frac{(R_d + R_s) \frac{Q}{C_0} - R_d V_1}{R_0 R_d + R_0 R_s + R_s R_d}$$

(但し p は演算子で $p \equiv d/dt$ である。)

これらを連立方程式として数値演算を行うことによって正常時のインパルス電圧・電流波形の算定ができる。

次に、供試器に故障が発生した場合の波形の算定は、故障発生時刻 t_s から L を $L_s (L > L_s)$ として計算することで求められる。

C_0 : インパルス発生器主コンデンサ容量 R_0 : 制動抵抗
 R_d : 放電抵抗と等価充電抵抗の合成抵抗
 R_s : 波頭調整用直列抵抗
 L : 供試器インダクタンス C : 供試器侵入容量

図3 等価回路

Fig.3. Equivalent circuit

2-2. 模擬故障試験方法

模擬故障試験の供試器には3相変圧器モデルを使用し、繰り返しサージ発生器によって低電圧インパルスを印加した際の電圧・電流波形を計測した。図4に繰り返しサージ発生器による模擬故障試験回路(1相分)を示す。

表1に試験時における模擬故障条件を示す。表1においてインダクタンス L_s は、供試器の各試験条件におけるインダクタンスの実測値を示す。故障の模擬にはサイリスタチョッパーを用い、表1の短絡条件で故障させる巻線を短絡することで模擬した。尚、故障発生時刻 t_s は、インパルスの印加から $3 \mu s$ 、 $10 \mu s$ の2種類について実施した。

インパルスの周波数伝達関数 $T(j\omega)$ は、上記の試験にて得られたインパルス電圧、電流波形の各時刻での電圧値および、電流値をもとに、電圧波形および電流波形をそれぞれフーリエ変換し、電流のフーリエ変換 $I(j\omega)$ を電圧

のフーリエ変換 $V(j\omega)$ で除することで求めた。⁷⁾

供試器の故障判定に用いる事のできる $T(j\omega)$ の特性としては、振幅特性 $|T(j\omega)|$ と位相特性 $\angle T(j\omega)$ ⁸⁾があるが、本論文では、振幅特性 $|T(j\omega)|$ について検討した。

図4 試験回路

Fig.4. Test diagram

表1 試験条件

Table 1. Test conditions

Case	供試器状態	短絡条件	インダクタンス L_s (H)
1	正常	—	0.0656
2	1タップ間短絡	B2-B1間	0.0600
3	2タップ間短絡	B3-B1間	0.0483
4	3タップ間短絡	B4-B1間	0.0423
5	5タップ間短絡	B6-B1間	0.0340
6	9タップ間短絡	B10-B1間	0.0255
7	全タップ短絡	B12-B1間	0.0178

3. 試験結果

3-1. 直接比較法による故障判定

模擬故障試験に用いた変圧器モデル($L=0.0656H$)について、表2に示す試験回路定数での故障発生時刻 $3 \mu s$ におけるインパルス電圧(V_1)・電流(I_c+I_1)の算定波形の一例を図5、波形算定と同一試験条件における模擬故障試験での実測波形を図6に示す。尚、模擬故障試験で用いたデジタルサイザのサンプリングは $100MHz$ であり、インパルス波形算定時の時間刻みは $10ns$ として計算した。

表2 各回路定数

Table 2. Circuit constants

サージ発生器回路定数				供試器回路定数	
C_0 (μF)	R_0 (Ω)	R_s (Ω)	R_d (Ω)	L (H)	C (pF)
0.47	10	47	210	0.0656	2000

図5 算定波形
Fig.5. Impulse wave form of simulation

図6 供試器実測波形
Fig.6. Measured lightning impulse wave form

図5、図6において、波形算定時に詳細な回路定数を設定していない為、急峻な波形変化を起こす波頭部分については算定波形と実測波形に差異があるものの、波頭以降については計算と実測はよく一致している。

次に、表3に実測での電圧波尾長、図7に、電圧波形の波尾長変化率 $(\Delta T/T_t) \times 100$ (但し、正常時の波尾長を T_t 、故障発生時の波尾長を T_{ts} とし、 $\Delta T = T_t - T_{ts}$ を示す。) と供試器インダクタンス変化率 $(\Delta L/L) \times 100$ (但し、正常時のインダクタンスを L 、故障発生時のインダクタンスを L_s とし、 $\Delta L = L - L_s$ を示す。) を用いた故障発生時刻 $3 \mu s$ 、 $10 \mu s$ における各々の波形の変歪と供試器インダクタンス低下の関係をそれぞれ示す。

表3 模擬故障試験結果

Table 3. Test results

Case	電圧波尾長 $T_{ts} (\mu s)$	
	故障発生時刻 $ts=3 \mu s$	故障発生時刻 $ts=10 \mu s$
1	59.2	59.2
2	57.8	58.2
3	55.3	56.1
4	54.2	55.3
5	51.3	53.4
6	48.2	51.2
7	43.3	47.0

(a) $ts=3 \mu s$

(b) $ts=10 \mu s$

図7 $\Delta T/T_t$ と $\Delta L/L$ との関係

Fig.7. The relationship between $\Delta T/T_t$ and $\Delta L/L$

図5、6、7および表3より、インパルス電圧・電流波形の変歪についてまとめると以下の通りとなる。

- ① 電圧・電流波形の変歪については、算定波形、実測波形共に故障発生時点から供試器のインダクタンスが低下する為、電圧波形は正常時に比べ早く降下し、電流波形については図5および図6に示す様に、波形後半の直流成分が大きくなっている。また、実測波形に関しては故障発生時刻付近の波形の振動にも若干の変歪がみられる。(図6)
- ② 故障発生時の電圧波形はインダクタンスの変化に伴って波尾長が低下しており、シミュレーション結果と実測値はよく一致している。(図7)
- ③ しかしながら、Case2の様に故障発生時のインダクタンス変化が僅かである場合には波尾長の変化率も僅かであり、また、電流波形の変歪についても大きな変化は見られない。
- ④ 故障発生時刻の違いについては、同一故障レベルであっても早く故障した方が波形変歪への影響が大きい。

以上の結果より、実際のインパルス試験時には、上記の現象の有無に着目する事により故障検出が可能となる。更に、供試器に故障が発生した場合、正常時と故障発生時のオシログラムから波尾長の変化率を求め、シミュレーションによってインダクタンス変化率を定量化し、巻線のインピーダンス計算から求めたインダクタンス変化率と合致させることで故障の大きさの程度の特定が可能となる。しかしながら、本方法では前述の通りインダクタンス変化が僅かである場合には判定が困難となる場合がある。

3-2. 周波数伝達関数比較法による故障判定

図8、図9に故障発生時刻 $3 \mu s$ での、模擬故障試験にて得られたインパルス電圧・電流波形から計算した周波数伝達関数振幅特性および、算定波形から計算した周波数伝達関数振幅特性を示す。また、表4に故障発生時刻 $3 \mu s$ および $10 \mu s$ の各々の振幅特性が最大となる共振周波数を示す。

表4 周波数伝達関数計算結果

Table 4. Calculation results of Transfer function

Case	振幅値が最大となる周波数 F_s (kHz)			
	故障発生時刻 $ts=3 \mu s$		故障発生時刻 $ts=10 \mu s$	
	実測波形	算定波形	実測波形	算定波形
1	1314	1379	1314	1379
2	1397	1436	1391	1430
3	1400	1633	1339	1582
4	1407	1798	1339	1721
5	1582	2223	1576	2058
6	1953	3034	1669	2667
7	2983	4127	2546	3619

図8 実測波形の周波数伝達関数
Fig.8. Transfer function of measured wave form

図9 算定波形の周波数伝達関数
Fig.9. Transfer function of simulated wave form

図8、表4より、供試器に故障が発生した場合の $T(j\omega)$ の特性をまとめると以下の様になる。

- ① 正常時の振幅特性は、共振周波数1314kHzまでの領域は振幅値が徐々に大きくなり、周波数が1400kHzを超えると急激に小さくなっている。これに対して、故障が発生した場合はインダクタンス変化が比較的小さい故障でも1600kHz近辺の振幅値が大きくなる傾向にあり(Case3, 4)、インダクタンス変化が大きくなるに従ってこの傾向が更に進み、振幅値が最大となる共振周波数はこれまでの1300kHz近辺から1600kHz近辺に変化し、共振周波数が2つ現れている(Case5)。また、インダクタンス変化が更に大きくなると、高周波側に多数の共振周波数が現れている(Case6, 7)。
- ② ①に加え、振幅値が最大となる共振周波数もインダクタンスの変化に伴って高周波側へシフトしている。

次に、図10にインダクタンス変化率 $(\Delta L/L) \times 100$ と $T(j\omega)$ の共振周波数変化率 $(\Delta F/F) \times 100$ (但し、正常時の共振周波数を F 、故障発生時の共振周波数を F_s とし、 $\Delta F = F_s - F$ を示す。)の関係を示す。

図10 $\Delta L/L$ と $\Delta F/F$ との関係

Fig.10. The relationship between $\Delta L/L$ and $\Delta F/F$

図10において、実線は実測波形、点線はシミュレーション波形から求めた共振周波数であり、実測、シミュレーション共にインダクタンス変化に伴って共振周波数が高くなり、インダクタンスが正常時の50%程度以上低下すると共振周波数は急激に大きくなる傾向にある。また、故障発生時刻の違いについては、波形変歪の場合と同様に故障発生時刻が早い方が共振周波数の変化割合が大きい傾向にある。

以上の結果より、インパルス試験において、 $T(j\omega)$ の振幅特性が最大となる共振周波数を比較する事により供試器の故障の有無を判定する事が出来る。また、インダクタンスの低下が小さく、共振周波数変化が僅かである場合にも、共振周波数より高周波側の振幅特性を比較する事で故障の有無を判定する事が出来る。

特に本方法では、インダクタンス低下が僅かでオシログラムの直接比較では判定が困難となる様な場合においても $T(j\omega)$ のパターン変化に着目することにより比較的精度よく故障の有無を判定することが可能である。

4. まとめ

変圧器のインパルス試験における供試器の故障の有無について、供試器巻線のインダクタンス低下に起因する時間領域でのインパルス電圧・電流波形の変歪および、周波数領域での $T(j\omega)$ の共振周波数特性変化を利用した判定方法について検討し、以下の結果を得た。

- ① 時間領域での波形の直接比較法では、電圧波尾長の変化率からインダクタンスの変化率を定量化することで確度の高い故障範囲の特定が可能となる。
- ② 周波数領域での周波数伝達関数比較法による故障判定は、共振周波数特性の比較により可能となる。特に供試器のインダクタンス変化が小さく波形の変歪が僅かである場合にも有効である。

実際のインパルス試験にあたっては、これら2つの判定方法を組み合わせることがより確実な故障判定方法であると考えられる。

これらの故障判定方法を適用するにあたり、供試器のインダクタンス低下は供試器巻線自身の短絡の他、移行電圧による他巻線の絶縁破壊の可能性もある為、故障点標定の際には注意が必要である。

(平成10年8月25日受付、同10年12月28日再受付)

参考文献

- 1) 電気学会技術報告 第37号
「変圧器の衝撃電圧試験における故障検出」
1959年12月
- 2) Ryszard Malewski and Bertrand Poulin : Impulse testing of power transformers using the transfer function method, IEEE/PES paper 87 - WM 180-3, Winter meeting, 1987 New Orleans.
- 3) E. Hanique : A Transfer function is a reliable tool for comparison of full-and chopped lightning impulse tests, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, July 1994
- 4) Qi Qing-Cheng et al. : Two methods of digital diagnosis in impulse tests of power transformers, ICPST 1994 Beijing, China
- 5) 和田・松山・中島 : 「伝達関数比較法による変圧器のインパルス試験の故障判定」, 平9電気学会全大, No. 1266
- 6) 和田・江上・松山 : 「変圧器の雷インパルス試験における故障個所の標定方法」, 平7電気学会全大, No. 1094
- 7) 松山・和田・中島 : 「インパルスの伝達関数による変圧器故障判定の検討」, 平9電気学会全大, No. 1267
- 8) 松山・和田・中島 : 「変圧器のインパルス試験時における周波数伝達関数位相特性による変圧器故障判定の検討」, 平10電気学会B部門大, No. 537

松山 亮

(正員) 1970年2月3日生。94年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月富士電機(株)入社。主として電力変圧器の品質保証に従事し、現在に至る。

和田 元生

(正員) 1948年1月1日生。68年3月鈴鹿工業高等専門学校電気工学科卒業。同年4月富士電機(株)入社。主として電力変圧器の品質保証に従事し、現在に至る。

江上 悌治

(正員) 1954年9月1日生。79年3月熊本大学工学部電気工学科卒業。同年4月富士電機(株)入社。主として電力変圧器の品質保証に従事し、現在に至る。

山田 守

(正員) 1948年3月28日生。70年3月金沢大学工学部電気工学科卒業。同年4月富士電機(株)入社。80年4月(株)富士電機総合研究所出向。主として高電圧絶縁技術、大電力変電機器の研究開発に従事し、現在に至る。