電力差動法による変圧器故障と励磁突入電流との判別

正員 矢部 邦明 (東京電力)

Power Differential Method for Discrimination between Fault and Magnetizing Inrush Current in Transformers
Kuniaki Yabe, Member (Tokyo Electric Power Co.)

To avoid the miss-operation by magnetizing inrush current, the second harmonic component is commonly used for blocking the operation of percentage differential relays. However, we have plans to introduce 1,000kV transmission lines and underground 500kV lines and forecast that the second harmonic component in fault current is increased together with the capacitance in power system. This paper describes a new method to discriminate internal faults from inrush current by the sum of active power flowing into transformers from each terminal. Inrush current flows by the saturation of iron core and instantaneous power flows in and out according to the big change of energy in magnetic field. But the average power is almost zero for energizing. On the other hand, an internal fault with arc discharge consumes large power. Therefore, by watching the average power or the integral of instantaneous power during one period, internal faults can be discriminated from inrush current. To check the performance of this method, actual inrush current and voltage waveforms of 500/154kV transformer are accurately measured by digital equipment. The usefulness of this method is confirmed by applying it for these data.

キーワード：変圧器保護、保護リレー、インラッシュ対策、励磁突入電流、電力差動

1. まえがき

変圧器保護においては差電流により故障を検出する比率差動型リレーが広く用いられているが、励磁突入電流によって誤動作しないような対策が必要である。既に60年近く前に励磁突入電流に第2次高調波が多いことに着目して、フィルターにより検出した第2次高調波が一定値以上の時はリレー動作を抑制する方式が考案され [1]、現在でも一般に使用されている。しかし、近年100万V送電や、50万V長距離地中ケーブルの導入計画が進んでおり、系統の静電容量が大きくなって共振周波数が低くなり、故障電流に含まれる第2次高調波が増加していくことが予想されており、従来方式では内部故障時においても誤不動作となる恐れがあり検討が必要となっている。

100万V用変圧器については、本体輸送上2分割構成となるため、並列接続される2つのタンク間で電流比較を行う方式 [2] が提案されており、この場合は励磁突入電流による誤動作防止対策は不要となると考えられる。既存の50万V以下の変圧器に対しては、変圧器の等価回路上の励磁アドミタンスやその変化に着目する方式 [3] [4] が提案されているが、鉄心飽和時の正確な等価回路を求める際の難しさ等もあり、まだ対策が確立されていない。

一方、最近になって海外では特に外部故障時のCT飽和による誤動作等の対策として、ニューラルネットワーク [5] やファジー推論 [6] を用いた変圧器保護方式も提案され始めたが、まだ基礎研究段階である。

そこで、変圧器内部で絶縁破壊が起きた際にアークの部分から熱として消費されるエネルギーに着目した電力差動方式を考案した。以下、本方式の原理について述べた後、500kV系統に接続した変圧器で実測した励磁突入電流等の詳細波形に基づく、本方式の性能と具体化の方法について考察する。

2. 電力差動法の原理

<2.1> 基本原理 まず、各巻線端子を通じて外部から変圧器内部に流入する瞬時電力について考える。電力用変圧器の効率は99%以上であり、通常運転時に流入する有効電力（瞬時電力の平均）の総和は、鉄損、銅損及び標遊負荷損だがいずれも非常に小さい。巻線のリアクタンス分に蓄積されるエネルギーについては磁束の変化に応じて振動するが、励磁電流が小さいので瞬時電力の出入りも小さい。電圧印加直後は、鉄心に残った残留磁束と投入位相によっては、鉄心が飽和領域に入り定格電流の数倍程度までの励磁電流が流れ、リアクタンスに蓄積されるエネルギーも大きく変化する。しかし、瞬時電力の平均値は鉄損・銅損の若干の増加はあるが、大きく増加することはない。換言すれば、励磁突入電流の位相は電圧とほぼ90度ずれており、増加分はほとんど無効電力である。

一方、変圧器内部で絶縁破壊によるアーク放電が生じ

ると、発熱により絶縁油からガスが発生し、万一リレーで除去できない場合は、タンクの破壊を防ぐため放圧弁が働くことになる。アーク故障の際には大きな有効電力が消費されるので、瞬時電力の平均値は大変大きくなるはずである。

そこで、内部で消費される有効電力に相当する瞬時電力の平均値（または1周期分の積分値）に注目すれば内部故障を検出できるはずである。更に、外部事故時の通過電流による銅損の増加をキャンセルするため、流入する瞬時電力から銅損を差し引いたものの1周期間の積分を監視していれば、内部故障と励磁突入電流や外部故障を判別できると考えられる。

<2.2> 判別アルゴリズム ここでは、2巻線変圧器の場合を例として、判別アルゴリズムを示す。1次・2次の瞬時電圧を V_1, V_2 、変圧器内部に流れ込む電流を I_1, I_2 、巻線抵抗を R_1, R_2 、電源の周期を T とすると、

$$W(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t (V_1 I_1 + V_2 I_2 - R_1 I_1^2 - R_2 I_2^2) dt \quad (1)$$

は、内部に流入する電力から銅損を除いたもので、通常はほぼ鉄損（500kV 変圧器の場合定格容量の0.03%程度）に等しい。大きな励磁突入電流が流れる場合においても、巻線のリアクタンスに蓄積されるエネルギーを供給するため、電圧印加直後は一時的に大きくなるが、2周期目以降はほぼ鉄損に等しくなるはずである。

一方、内部故障が発生した場合は、アークの両端の電位差と故障電流の積に相当する電力消費があるので、 $w(t)$ は故障の大きさに比例して大きくなる。つまり、機器に損傷を与えるエネルギーを直接監視することになるので、電流中の高調波含有率等と無関係に故障の検出が可能である。

デジタルリレーでこのアルゴリズムを実現するには、例えば1周期 N 回のサンプリングを行う場合、サンプル時刻 毎に

$$p(t) = V_1 I_1 + V_2 I_2 - R_1 I_1^2 - R_2 I_2^2 \quad (2)$$

を求めてメモリに蓄え、

$$W(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left| p\left(t - \frac{n}{N} T\right) \right| \quad (3)$$

を監視して、 $w(t)$ が整定値以上の時に内部故障と判別する。当然、整定値は、想定される最大の励磁突入電流で動作せず、タンク強度や他のリレーとの保護協調上から見て必要な感度において動作するように設定する。

以上2巻線で説明したが通常の3巻線でも同様であり、また電流のみを監視する場合と異なり、負荷時電圧調整タップによる誤差等は考慮する必要がない。

3. 励磁突入電流の実測結果

<3.1> 測定概要 上述の通り、本方式の感度や動作速度は、過大な励磁突入電流が流れた時に式 (3) の値がどう変化するかに大きく影響を受ける。そこで実際に50万V系統に接続された変圧器で、電圧印加直後の電圧・電流波形を実測した。使用した変圧器の定格を表1に示す。

表1 測定対象変圧器の概要

Table 1. Outline of measured transformer

種別	単相 内鉄型 4脚鉄心3巻線 負荷時タップ切換変圧器
定格電圧	1次：475～512.5～550/ $\sqrt{3}$ kV 2次：147/ $\sqrt{3}$ kV 3次：63kV
定格容量	1次・2次：750/3MVA 3次：375/3MVA
結線	Y-Y- Δ 結線 1次中性点直接接地 2次中性点抵抗接地

変圧器の1次側は、短絡電流50kA程度の強い電源が接続され、2次側、3次側は開放とした。変電所には、測定対象以外に3台の500/154kV変圧器があり、それらはすべて通常運転中であつた。なお、1次電圧は母線PDを用い、過渡特性付きのCTで1次電流・3次環流電流を計測した。1次側しゃ断器により計30回程度開閉を行い、デジタル値で各部の電圧・電流波形を0.1msec毎に約2秒間記録した。これをフロッピーディスクに書き出して、パソコンの表計算ソフトにより解析を行った。

<3.2> 励磁突入電流が最大となったケースの波形

図1は電圧波形で、1次側母線で測った電圧はきれいな正弦波のままだが、3次側は突入電流が流れている間大きく歪んでいる。

図1 励磁突入電流が流れた時の電圧波形
Fig.1 Voltage waveforms after energizing

図2は電流波形で、このケースではR相においてピーク値の比で定格の2.3倍の突入電流が流れている。3次のデルタ巻線にもかなりの電流が流れているが、流入する分を正にとって1次と3次の和をとると、図3に示すよ

うに正弦波の一部で近似できる波形が得られ、これがほぼ励磁電流分と考えられる。このケースでは、S相T相においても鉄心飽和が見られるが、3次環流電流はR相の1次電流とピークが一致しており、S相T相の1次から3次巻線経路でR相へインラッシュ電流が流れている。

これらの波形に対し、式(2)(3)に相当する $p(t)$ 、 $w(t)$ を求めると図4と図5が得られた。

図2 突入電流が最大であったケースの実測波形
Fig.2 Measured waveforms of the maximum inrush current

図3 各相の1次電流+3次電流
Fig.3 The sum of primary and tertiary current at each phase

図4 流入する瞬時電力波形
Fig.4 Instantaneous power waveforms

図4から、瞬時電力としてはかなり大きな電力が入りしていることが分かるが、その平均値は、図5の一部を拡大した図6に示す通り電圧印加後30ms程度以降では1相分の定格容量の数%となる。また、銅損については、定格の0.5%程度となっている。

図5 各相流入電力の1周期積分 $W(t)$
Fig.5 One period integral of power flowing into each phase

図6 R相平均電力
Fig.6 Average power at phase-R

<3.3> 実測結果の分析 全体の傾向を見るため、どの相もほとんど突入電流が流れなかった場合等を除く20ケース×3相分について同様の解析を行った。まず、突入電流(1次電流)のピーク値の分布を図7に示す。

電圧 $V=\sin\omega t$ の時、時刻 t_0 で投入する時の磁束密度 B は、残留分を B_r とすると

$$B(t) = B_r + \int_{t_0}^t V dt = B_r + k(\cos\omega t_0 - \cos\omega t) \quad \dots (4)$$

で表され、0度または180度で投入した時に最も大きな突入電流が流れやすい。当然、突入電流の大きさは計測

困難な残留磁束の向きと大きさによるので、0度に近い投入でも突入電流が全く流れていないケースも見られる。

図7 投入位相による1次電流ピーク値の変化(計60ケース)
Fig.7 Inrush current peak vs. energizing phase

しかし図7の通り、投入位相とピーク値のばらつきの大きさには強い相関があり、この変圧器の場合、最悪のケースでも突入電流はピーク比で定格の3倍程度と想定される。

図8 投入位相と20ms以降の平均電力ピークとの関係
Fig.8 Average power peak after 40ms vs. energizing phase

図9 投入位相と40ms以降の平均電力ピークとの関係
Fig.9 Average power peak after 40ms vs. energizing phase

一方、各ケースについて $w(t)$ の電圧投入後それぞれ20ms, 40ms以降のピーク値の分布を図8と図9に示す。

この場合サンプリングを1周期200回(0.1ms周期)として式(3)を用いている。横軸は、電圧投入位相の0度または360度からの距離である。

電流ピークの場合と同様に投入位相とピーク値のばらつきの大きさには強い相関があり、電圧印加後の $w(t)$ として、20ms後で単相容量の6~7%程度、40ms後で4~5%程度が最大になると想定される。これらの値は常時の鉄損と比較すると非常に大きいので、以下に式(3)の $w(t)$ の波形を簡単なモデルで算出して、比較を行う。

B-H曲線におけるヒステリシスを無視し、鉄心非飽和時の透磁率を空芯時よりも極めて大きいことから ∞ とする。また、飽和開始時の磁束密度を B_s とし、飽和後の透磁率も一定としておくと、励磁突入電流 I は、

$$I = \begin{cases} k_2(B-B_s) & (B \geq B_s) \\ 0 & (B < B_s) \end{cases} \quad \dots \dots (5)$$

となる。0度投入の場合、式(4)(5)から、

$$p(t) = \begin{cases} k_2 \sin \omega t \{ B_r - B_s + k_1 (1 - \cos \omega t) \} & (B \geq B_s) \\ 0 & (B < B_s) \end{cases} \quad \dots \dots (6)$$

1周期目に $B=B_s$ となる時刻を t_1, t_2 とすると、式(4)より $\omega t_1 + \omega t_2 = 2\pi$ となる。ここで、 $t-T$ から t まで $p(t)$ を積分した $w(t)$ は、積分区間に $t_1 \sim t_2$ をすべて含んでいれば

($t \geq t_2$)、常に0となる。各定数を適当に決めて $w(t)$ を試算すると、図10のような波形が得られる。

図10 簡略モデルによる $W(t)$ の試算例
Fig.10 Calculated $W(t)$ by simplified model

実測波形と比較すると20ms以降の残留分がないことに大きな差がある。これは、実際の変圧器におけるB-H曲線が鉄心飽和後にかなりの幅を持っていることに起因すると考えられる。

$$W(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t V I dt = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t I \frac{dB}{dt} dt = k \int H dB \quad \dots \dots (7)$$

より、 $w(t)$ は、ヒステリシス曲線上の(H,B)の軌跡が囲む面積と等価だからである。実際のB-H曲線を正確に実測することはかなり困難であるが、鉄心材料自体の特性と比較すると、鉄心飽和後の漏れ磁束による鉄損の増加なども考えられる。また、CT、PT等測定系の影響も考えられる。特に、CTとPTに位相誤差等があると、みかけのB-H曲線はリサージュ図形のようなになるので、 $w(t)$ の残留分を生じる結果となる。

例えば、図10と同一の簡略モデルで電圧と電流の位相誤差が仮に0.1ms分(1.8deg)あったとすると、図11のように $w(t)$ に4%近い残留分が生じることになる。

図11 電圧と電流の位相が0.1msずれた時の試算例
Fig.11 Calculation example in the case of 0.1ms phase shift between voltage and current

次に、図2の突入電流波形のもっと長い時間変化を見ると、零点が1.7秒程度の時定数で直流分が減衰する方向にシフトしていく現象が見られた。これは、CT及び2次回路の直流特性の影響と思われるが、これを補償することにより、 $w(t)$ の20ms以降の振動分が小さくなることがわかった。また、突入電流のピーク値自体も1.3秒程度の時定数で減衰している。これは、系統及び変圧器の抵抗分による減衰と考えられるが、やはり $w(t)$ の波形に影響を与えている。試みに図1~6のケースで、突入電流の第2波目以降を、第1波目と同じ波形に置き換えて計算すると、 $w(t)$ の20ms以降は、ほぼ平坦となった。

なお、サンプリング周波数による誤差を検討するため、図1~6のケースに対し、データを1周期あたり12回再サンプリングして、現状リレーと同じサンプル周波数として計算した $w(t)$ を図12に示す。0.1msサンプリングの場合とはほぼ同様の波形が得られたので、サンプリング周波数は現状リレーと同じでもよいという見通しを得た。

4. リレーの具体的構成例と性能

実測結果を基に、実際に本方式をリレーに組み込む際

図12 30度サンプリングの場合のR相平均電力
Fig.12 Average power calculated from 30 deg sampling

の構成例とその性能について考察する。

現状、変圧器の保護は巻線の差電流に注目し、励磁突入電流よりもずっと大きい5~8 [pu] 以上となるような大事故に対しては、高速の過電流リレー (HOC) で4サイクル程度、それ以下で0.3 [pu] 程度までは、第2次高調波によるロック機能付きの比率差動リレー (DfR) で5サイクル程度でしゃ断している。電力差動方式は、電流差動方式と比較すると、瞬時電力を平均して有効電力を求めるという手法をとるため、特に力率の小さい事故に対する感度は、電流差動方式よりも劣ると思われる。また、励磁突入電流との判別は、電流が流れ始めてから1周期間たってから可能となる。

そこで、高調波含有率と無関係に励磁突入電流と故障電流を判別できる特徴を活かして、図13に示すように、従来リレーとOR条件で組み合わせて使う構成例が、有望と思われる。

図13 新しい変圧器保護リレーの構成例
Fig.13 New configuration of transformer protection relay

この例では、想定される最大の励磁突入電流よりも大きな差電流が流れたら、高速にHOCでトリップさせ、それよりも小さい差電流の場合は、第2次高調波が少なければ、従来型のDfRでトリップさせる。第2次高調波が多い場合は、突入電流対策のないDfRが例えば30ms間動作した時点で電力差動リレーが動作していることを条件にトリップ信号を出す。この構成例は、少々冗長だが従来方式

とORとするため、確実に誤不動作を減らす方向で高信頼度化できる。

電力差動法の整定は、励磁突入電流の実測により誤動作しない範囲で高感度とすべきだが、図8、図9によれば、例えば余裕を見て単相容量の5～10%程度以上で動作させることが考えられる。変圧器保護リレーの責務に大きな影響を与えるタンク強度の正確な計算には、複雑な計算が必要だが[7]、測定対象とした変圧器について、放圧弁の動作を考慮しない安全サイドの計算を行った。消費電力量あたりのガス発生量、圧力増に対するタンク膨張量、及びタンクの耐圧限度から計算すると、定格容量の10%の内部故障に対しては、少なくとも1.4秒程度までタンクは安全である。実際には、もっと短時間のうちに内部絶縁異常によるアーク事故は必ず進展し、消費エネルギーも急速に増大して $w(t)$ により検出できるようになるので、電力差動リレーの整定を10%としても、変圧器保護上十分な機能を果たせる。

次に、故障電流に含まれる非整数次高調波成分の影響について考察する。式(1)において基本波の1周期分の積分によって平均電力を求めているが、非整数次成分はキャンセルできないため、平均電力に振動分が重畳することになる。しかし、この場合も検出すべき故障に対しては、インラッシュよりも大きな電力消費を伴っているはずなので、例えば $w(t)$ のピークホールドを行うことなどにより、図13のような構成のリレーで十分検出可能である。

5. むすび

故障による有効電力の消費に着目した、電力差動法を提案した。従来方式と比較して、高調波含有率と無関係に内部故障電流と励磁突入電流を判別できるので、今後の系統定数の変化に対応した変圧器保護方式として有効と考える。励磁突入電流波形は、ほぼ半波整流波形に近い決まったパターンを持っているが、故障電流については、事故の様相やその時間変化、系統定数等により大きく変わってくるので、電流波形のみの情報から両者を判別するには限界があると思われる。電圧波形の考慮方法には、次の4方式が考えられる。

- (1) 無電圧からの変化をロジカルに取り込む。
- (2) 電流との商をとってインピーダンスまたはアドミッタンスを求める。
- (3) 電圧波形と等価回路から無故障時の電流波形等を計算して実測値と比較する。
- (4) 電流との積（瞬時電力）を求める。

ここで、方式(1)は、電圧印加直後に内部故障が起きた場合の対応が難しい。

方式(2)では、分母が0に近い時の考慮等演算誤差対策が必要である。

方式(2)(3)では、正確な等価回路をいかに求めるかと、実機との整合確認に難しさがある。

これに対し、電力差動法(4)はアークによる損傷エネルギーという物理現象と直結した値を監視対象とするため、比較的単純な演算で必要な感度と動作速度を得られるものと期待され、実際、励磁突入電流の実測データと変圧器タンクの強度計算等から、本方式の有効性が確認できた。

今後の計画としては、500/275kV変圧器や外鉄型変圧器についても励磁突入電流の実測と解析を行ったり、詳細な内部故障のシミュレーション等を行い、他方式と比較しながら更に具体的な設計や検証を進めていきたい。

最後に、本研究を進めるにあたり、有益な助言を頂いた東京電力系統運用部の大浦好文氏、吉田和芳氏、東芝・日立・三菱の技術者の方々、また実測等にあたってご協力を頂いた関係者の皆様に謝意を表す。

(平成7年8月24日受付、同年11月2日再受付)

文献

- [1] L.F. Kennedy, C.D. Hayward : "Harmonic-Current-Restrained Relays for Differential Protection", AIEE Transactions Vol.57 pp.262-271, May 1938
- [2] 鈴木 守・松田高幸・稲垣恵造・佐々木宏・臼井正司・堀 政夫：「1000kV系統の保護方式の基本検討」電学論 Vol.114-B, 723～731, (平6-7/8)
- [3] 鈴木 守・前田隆文・稲垣恵造・佐野和汪・松井義明：「並列アドミッタンスパターンに着目した新しい変圧器保護方式の実用化検討」平成元年電気学会大会, No.1329
- [4] 穂本能彬・西田正吾・坂口敏明：「非線形励磁特性を考慮した変圧器保護方式」電学論B, Vol. 98 No.8, 703～710, (昭53-8)
- [5] L.G. Perez, A.J. Flechsig, J.L. Meador, Z. Obradovic : "Training An Artificial Neural Network to Discriminate between Magnetizing Inrush and Internal Faults", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.9, No.1 pp.434-441, January 1994
- [6] A. Wiszniewski, B. Kasztenny : "A Multi-Criteria Differential Transformer Relay Based on Fuzzy Logic", IEEE 95 WM 029-9 PWRD
- [7] 電気協同研究会：「変電所防災の実効策」電気協同研究第40巻第5号(昭60-1)

矢部邦明 (正員) 1956年生。1980年東京大学工学部電気工学科卒業。同年東京電力(株)入社。1986-1987年MIT客員研究員。1992年よりシステム研究所AI研究室にて電力系統への知的システム技術の応用等に従事。