分割型 3CT 方式における励磁突入電流の異常上昇を防止可能にした計測法の開発

正員 岩崎 文雄* 非会員 伊部 正之*
非会員 二野瓶耕一郎* 非会員 岡村清一郎*

The Measuring and Protection Method for the Abnormal Rise of Magnetizing Inrush Current in a Divided Type 3 CTs System

Fumio Iwasaki*, Member, Masayuki Ibe*, Non-member, Koichiro Ninohei*, Non-member, Seichiro Okamura*, Non-member

This paper describes the measuring and protection method for the abnormal rise of magnetizing inrush current in a divided type 3 CTs system. By divided type 3 CTs system, it is possible to measure the primary phase current and zero phase current at the same time. In this reason, the divided type 3 CTs system is widely used for the measurement of high voltage distribution line by simply clamping the each phase lines with 3CTs. For the accurate measurement of the phase current and zero phase current, the internal residual current in CT should be small as possible. It is reported that the abnormal rise of the residual current is generated in the practical field use and several ten ampere (converted to the primary current value) is observed in some case. The abnormal rise of the residual current is caused by the primary magnetizing inrush current or by the sum of the influence by electromagnetic field of the nearby conductors. The magnetizing inrush current is caused by the magnetic saturation of the core of CT. It is difficult to eliminate the abnormal residual current by using the bigger size of core. In our test, we used the active elements and independent feed back coils around the right and left core of CT. By using the feed back current from these coils it was observed that the magnetic saturation of the core is improved and the magnetizing inrush current can be controlled.

キーワード：分割型 3CT，励磁突入電流，異常上昇，残留電流，フィードバック電流

Keywords: divided type 3 CTs system, magnetizing inrush current, abnormal rise, residual current, feed back current

1. まえがき

配電線において間欠的に発生する再送電成功事故となるトリップ事故がある。このような事故がおきると、事故原因の発見は容易なことではない。事故原因の究明のため担当者による巡視をおこない事故点の早期発見、再発事故の防止に努めている。このような地絡事故の事故点の検出には、架空配電線路上の任意の箇所でも相電流と零相電流が同時に検出でき、しかも小型、軽量化が可能である分割型 CT を 3 相接続した 3CT 方式による零相電流検出器は有用であり、利用されている。この 3CT 零相電流検出器において、地絡の方向と大きさを確実に得るためには、一次電流による残留電流をできるだけ小さくする必要がある。ところが、定格 1 次電流に対して残留電流を小さくしたものであつて

も、高圧の実電路で使用すると、1 次電流が定格電流以下であるにもかかわらず残留電流が急に大きくなることがある。その大きさは 1 次換算の零相電流で数十 A に達することがある。この原因は無負荷トランスを充電する際のインラッシュ電流によるものである。この現象が起こるために、3CT 方式は高圧交流負荷開閉器の地絡検出器として使用されることはほとんどなくなった。

本研究では、1 次側のインラッシュ電流発生時における残留電流の異常上昇の原因及び対策を検討した。その結果、鉄心にフィードバック電流を流すことが効果的であることを確認した。ここに、その検討結果及び実験結果を報告する。

2. 3CT 方式において残留電流に影響をおよぼす要因

3CT 方式の残留電流に大きく影響を与えるものは鉄心内の磁束密度である。磁束密度に影響を与えるものとして定常状態の 1 次電流、2 次電流、外部磁界の影響、インラッシュ電流がある。CT に対する付近の磁束の流れとして、1 次電流からの影響、2 次電流からの影響、外部磁界の影響

* ミドリ電子（株）草加研究室
〒340-0003 草加市稲荷 5-27-1
Souka Study, Midoridenshi Co., Ltd.
5-27-1, Inari-cho, Souka 340-0003

図1 鉄心への磁束の影響
Fig. 1. Influence of fluxes for core.

図2 3CTの等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit on residual circuit connection.

をCT_bの付近で表すと図1となる。図1で I_a, I_b, I_c は1次電流, R, Tは鉄心の分割箇所から離れた箇所, Z_{la}, Z_{lb}, Z_{lc} は2次負担抵抗, Z_b は零相負担, 矢印の方向は磁束の向き, 添字は各相を示す。

つぎに, 残留電流に影響をおよぼす要因を検討する。

2・1 定常の1次負荷電流 CTを3個使用した三相接続における2次側から見た等価回路を図2に示す。ここで, N_2 は2次巻数, Z_e は損失を含んだ励磁インピーダンス, Z_2 は2次巻線抵抗と漏れリアクタンスを含んだ漏れインピーダンス, Z_b は2次巻線側の零相負担である。

通常, $\frac{1}{Z_b} \geq \frac{1}{Z_{ea}} + \frac{1}{Z_{eb}} + \frac{1}{Z_{ec}}$ であるため, 残留電流 I_r は次式で表せる。

$$I_r \cong \frac{1}{N_2} \cdot \left(\frac{Z_{2a}}{Z_{ea}} I_a + \frac{Z_{2b}}{Z_{eb}} I_b + \frac{Z_{2c}}{Z_{ec}} I_c \right) \dots\dots\dots (1)$$

残留電流を小さくさせるため, $Z_e \geq Z_2$ とする⁽¹⁾⁽²⁾。

2・2 外部磁界による影響 CTと1次導体の位置関係が図1のように配置されたときを考える。中央に配置されたCT_bの鉄心は I_a, I_c からの外部磁界の影響を受ける。R, T側のコイルの巻数を N_R, N_T , R側に対する I_a からの漏れインピーダンスを m_{bra} , T側は m_{bta}, I_c からの漏れ

図3 外部磁界の影響の等価回路
Fig. 3. Equivalent circuit on influence of external magnetic field.

インピーダンスはそれぞれ $m_{bra}, m_{bta}, m_{brc}, m_{btc}$, 外部磁界による励磁電流を $I_{ra}, I_{ta}, I_{rc}, I_{tc}$ 外部磁界による出力電流を I_s とすると簡易等価回路は図3で表すことができる。

ここで, $Z_{eb} \gg$ 各 $m, N_r \cong N_t$ とすると外部磁界の影響による電流 I_s は次式となる。

$$I_s \cong \frac{I_a (m_{bta} - m_{bra}) + I_c (m_{brc} - m_{btc})}{N_r (Z_{eb} + Z_{2b} + Z_b)} \dots\dots\dots (2)$$

(2) 式より鉄心のR側は自線電流 I_b の他に $-I_a$ と I_c からの影響を受ける。外部磁界による鉄心への励磁電流と, 鉄心の磁束密度の関係を, I_a からの影響を受ける鉄心R側で考えてみる。図3の I_{ra} と m_{bra} の積は外部磁界による巻線に誘起する電圧である。したがって次式で表せる。

$$\sqrt{2} I_{ra} m_{bra} = N_r S B \omega \dots\dots\dots (3)$$

ここで, I_{ra} はCT_bのR側における1次電流 I_a からの影響, S は鉄心の断面積, B は磁束密度, $\omega = 2\pi f$ である。 SB は I_a の大きさと I_a と鉄心R側との空間領域の距離及び鉄心の形状とで決まる。そこで, 通常は外部磁界の影響による鉄心の磁束密度の上昇を防ぐためには断面積 S を大きくする。

2・3 インラッシュ電流による影響 3CT方式を使用した零相電流の検出でもっとも厳しい条件は, トランスの無負荷時における過渡励磁現象で, いわゆる直流電流を含んだインラッシュ電流である。ここでは, インラッシュ電流と鉄心内の磁束との関係を求める。

図4は無負荷トランスに3CT方式を取り付けたときの結線を示す。トランスの1相あたりのインダクタンスを L_1 , 抵抗を R_1 とし, 1次側のスイッチSを投入したとき一次側に流れる相電流を I_1 とする。1次側から見た3CTのインピーダンスは十分小さいので無視する。相電圧を

$$E = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \theta) \dots\dots\dots (4)$$

とすると次式が成立する。

図4 無負荷トランス結線時

Fig. 4. Unloaded condition of transformer.

図5 励磁突入電流時の3CT2次側等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit on inrush current.

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} \times \left\{ \sin(\omega t + \theta - \phi) - e^{-(R_1/L_1)t} \sin(\theta - \phi) \right\} \dots (5)$$

ここで、 $\phi = \tan^{-1}(\omega L_1/R_1)$ である。

この式で最も厳しい過渡電流は $\theta = \phi - \pi/2$ のときである。このときの I_1 を i_1 とすると i_1 は次式で表せる。

$$i_1 = \frac{V}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} \dots (6)$$

ここで $\tau_1 = L_1/R_1$ とすると (5) 式は次式となる⁽³⁾。

$$I_1 = \sqrt{2}i_1 \left(e^{-t/\tau_1} - \cos \omega t \right) \dots (7)$$

この電流 I_1 が CT の 1 次側に流れたとき、励磁電流により鉄心が磁気飽和に達しなければ残留電流の異常上昇はない。図 5 は (5) 式に示す電流が 3CT の 1 つに流れたときの 2 次側の等価回路である。ここで、 r_2 は CT の 2 次側の巻線抵抗値、 L_2 は CT のインダクタンスである。

図 5 の I_e と I_1 の関係を式で表すと次式となる。

$$\frac{L_2}{r_2} \frac{dI_e}{dt} + I_e = \frac{I_1}{N_2} \dots (8)$$

ここで、 $\tau_2 = L_2/r_2$ とすると I_e は次式が得られる。

$$I_e = \frac{\sqrt{2}i_1}{N_2} \left\{ \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right) - \frac{1}{\omega \tau_2} \sin \omega t \right\} \dots (9)$$

I_e と鉄心の磁束密度 ϕ との関係は

$$L_2 \frac{dI_e}{dt} = N_2 \frac{d\phi}{dt} \dots (10)$$

が成立するので、(10) 式の両側を積分すると次式が得られる。

$$L_2 I_e = N_2 \phi = N_2 B S \dots (11)$$

よって、磁束密度 B は次式となる。

$$B = \frac{L_2 I_e}{N_2 S} = \frac{L_2}{N_2 S} \frac{\sqrt{2}i_1}{N_2} \left\{ \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right) - \frac{1}{\omega \tau_2} \sin \omega t \right\} \dots (12)$$

(12) 式の第 1 項は直流電流成分による磁束密度の変化、第 2 項は交流成分によるものである。第 1 項を微分し極大値を求めその時の時間 t_m を求めると次式が得られる。

$$t_m = \frac{\tau_1 \tau_2 \log \frac{\tau_2}{\tau_1}}{\tau_2 - \tau_1} \dots (13)$$

(12) 式中の $\sin \omega t$ の値を -1 とすると磁束密度の最大値が求まる。磁束密度が鉄心の飽和磁束密度を超えると過大な残留電流となる。特に鉄心に残留磁気 B_r が存在するとその地点から磁束密度は上昇するので飽和までの余裕が少なくなる。飽和磁束密度を B_m としスイッチ S を投入後磁束密度が最大になる t_m 後の磁束密度を B_{tm} とすると B_{tm} は次式で表わせる。

$$B_m - B_r \geq B_{tm} = \frac{L_2}{N_2 S} \frac{\sqrt{2}i_1}{N_2} \left\{ \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right) + \frac{1}{\omega \tau_2} \right\} \dots (14)$$

たとえば、CT の鉄心に軟質磁性材の種類 PC 材を使用すると、磁束密度は約 0.6 T で飽和する。

3. フィードバックによる磁束密度の低減

1 次電流のインラッシュによる励磁電流の異常上昇、および隣接する他相からの外部磁界の影響による鉄心の磁束密度の上昇を抑えるために、左右に分割する 1/2 コア毎に 2 次巻線の巻数の 1/2 を検出用、残りの 1/2 を 3 次巻線として、3 次巻線にフィードバック電流を流す。結線例を図 6 に示す。

図 6 で、フィードバック電流を流す方法は左右のコイルとも同一である。相電流出力は左右の 3 次巻線に流れるフィードバック電流を加算する。各相電流毎の出力を加算回路で加算して零相電流を計測する。初段の演算増幅器は定電流変換器で負担 Z_2 の値に影響されず、 I_2 の電流が流れ込む。

図6 分割CTとの結線例

Fig. 6. Example for the connection between the active element and the third coil.

図7 フィードバック方式の等価回路

Fig. 7. An equivalent circuit of the feedback system circuit.

2段目の演算増幅器はV/I変換器で3次巻線の温度上昇による巻線抵抗の変化に影響されず、 $I_2 \cdot Z_2 / Z_s$ のフィードバック電流を流す。

図7は図6のフィードバック電流部分の等価回路である。

図7の中で、 $N_3 I_3$ は1次電流を打ち消す方向に電流が流れるので下記の3式が成り立つ。

$$I_2 = \frac{\left(\frac{I_1}{N_2} - \frac{N_3 I_3}{N_2} \right) Z_e}{Z_e + Z_r} \quad (15)$$

$$I_2 Z_2 = E_2 \quad (16)$$

$$\frac{E_2}{Z_s} = I_3 \quad (17)$$

これより、フィードバック電流 I_3 と1次電流 I_1 との関係を表すと次式が得られる。

$$I_3 = \frac{Z_e Z_2}{Z_s N_2 (Z_e + Z_r) + Z_2 Z_e N_3} I_1 \quad (18)$$

ここで、鉄心のインピーダンス Z_e は2次巻線を含めた漏れインピーダンス Z_r よりも十分大きく、2次巻数と3次巻数を同じにすると $Z_1 \gg Z_r$ 、 $N_2 = N_3$ より、 I_3 は次式が得られる。

$$I_3 = \frac{I_1}{N_2 \left(1 + \frac{Z_s}{Z_2} \right)} \quad (19)$$

図8 電流ベクトル

Fig. 8. Vector of current.

すなわち、 I_1 / N_2 に対する I_3 の誤差原因は Z_s と Z_2 であり、 Z_s を小さくするか、 Z_2 を大きくすると誤差は小さくなる。鉄心の励磁電流 I_e と磁束密度 B は図7と(11)式により次式で表せる。

$$I_e = \frac{\left(\frac{I_1}{N_2} - \frac{N_3 I_3}{N_2} \right) Z_r}{Z_e + Z_r} \quad (20)$$

$$B = \frac{L_2 Z_r (I_1 - N_3 I_3)}{N_2^2 S (Z_e + Z_r)} \quad (21)$$

フィードバック電流を流さないときは、CTの2次巻線の出力をショートしたとき、すなわち I_3 が零のときに鉄心の磁束密度は最小値となる。フィードバック電流を流し、しかも Z_s / Z_2 を小さくすると、 I_3 は(19)式より I_1 / N_2 に近づく。すると、磁束密度 B は(21)式より零に近づけることができる。1次側でインラッシュ電流が流れたときの鉄心の磁束密度は、(19)式と(21)より次式として得られる。

$$B = \frac{L_2 Z_r}{N_2^2 S (Z_e + Z_r)} I_1 \left(1 - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_s} \right) \quad (22)$$

この中で、 $Z_r I_1 / Z_1 + Z_r$ は励磁電流である。この励磁電流は1次側でインラッシュ電流が流れたとき、(9)式で示す I_e の電流となる。フィードバックをおこなったときの最大磁束密度 B_{im} は(9)、(14)、(22)式より次式が得られる。

$$B_{im} = B_{im} \left(\frac{Z_s}{Z_2 + Z_s} \right) \quad (23)$$

ここで $Z_s / Z_2 = 0.1$ に設定すると鉄心の磁束密度はフィードバック電流を流さないときに比べて1/11に減少する。この磁束密度 B_{im} が0.1T以下であるならば残留電流は小さい。0.1~0.3Tでは磁気飽和に達しないが残留電流に第3次調波電流が含まれる。0.3Tを越えると磁化飽和が始まり透磁率が小さくなり励磁電流が大きくなる。その結果残留電流が増加する。鉄心の磁気飽和の0.6Tを超えると透磁率が急に低下し残留電流は異常値に達する。

図1のCT(b)において、フィードバック電流を流したとき、外部磁界の影響を含めた測定点R、Tに与える1次電流と、励磁電流の関係をベクトルで表すと図8になる。図

中, I_t, I_r は外部磁界による測定点 T, R への影響, I_a, I_b, I_c は 1 次電流, $-I_{tc}, I_{ta}$ はそれぞれ I_c, I_a から測定点 T への影響, $I_{rc}, -I_a$ はそれぞれ I_c, I_a から測定点 R への影響, I_{rr} は I_a, I_c から測定点 R への影響の和, I_{tt} は I_a, I_c から測定点 T への影響の和, I_t, I_r は測定点 R, T への I_b からの影響と外部磁界 I_a, I_c からの影響の和, I_{er}, I_{et} は外部磁界の影響による測定点 R, T での励磁電流, I_{erb}, I_{etb} は I_b による測定点 R, T の励磁電流, I_{2r}, I_{2t} は各コイルの 2 次電流, I_{3r}, I_{3t} は各フィードバック電流を示す。

4. 実験方法

4.1 試料 分割箇所は磁気抵抗値小さくするため, 鉄心は試料 CT(a), CT(b), CT(c) とも薄板の軟質磁性材を使用して, 分割箇所は重ね合わせかん合方式とした。鉄心寸法と外観を図 9 に示す。各試料の仕様は次の通りである。

CT(a): 巻き数は $\phi 0.35$ で 4000 ターン, 零相負担 400Ω , 零相電流が 1 A のとき出力 100 mV, 1 次負荷電流が 420 A のときは鉄心の磁束密度は約 63 mT, インダクタンスは 104 H, 巻線抵抗は 34Ω である。

CT(b): 鉄心, 巻線の線材, 巻回数とも CT(a) と同じとした。4000 ターンのコイルを左右 2000 ターンづつに分け, 片側 2000 ターンのうち 1000 ターンは 1 次電流を検出用とし, 残りの 1000 ターンはフィードバック電流用とした。結線は図 6 に

図 9 試料寸法及び外観図

Fig. 9. Dimensions and appearances of sample.

示す。零相電流の出力は零相電流が 1 A のとき, 100 mV となるように, 回路内の増幅度を合わせ, CT(a) の出力と合せた。

CT(c): 巻線径は $\phi 0.9$ で 1,000 ターン, 鉄心の断面積 $S = 20 \cdot 15 \cdot 10^{-6}$, インダクタンス L は 12 H, 巻線抵抗値は 3.4Ω , 時定数 $\tau_2 = 2$ である。零相負担 100Ω , 1 次電流が 420 A のとき鉄心の磁束密度は 21 mT である。零相電流の 2 次出力特性は CT(a), CT(b) と同じとした。

CT(a), CT(b), CT(c) とも分割付近は約 20 度が巻線されていない。

4.2 実験方法 CT の 1 次側にインラッシュ電流に相当する電流を流すために, CT の窓内に, 50 Hz の交流電流と直流電流を流した。結線は図 10 に示す。高圧 3 相 200 kVA のトランスで, インラッシュ電流の大きさは実測によりピーク値で約 1000 A であった。そこで, 試験電流は直流電流と交流電流とが加算されたピーク値を 1000 A 及び 1200 A の 2 種類とした。直流電流は, 試料の 2 つの CT に導体を n ターン巻き付け, $C = 68000 \mu F$ のコンデンサに DC 電圧 E で充電させ, その後, 抵抗 $R_x = 2 \Omega$ でコンデンサの電荷を放電させた。時定数は $T = 130 \text{ ms}$ である。ピーク値が 1000 A の場合は, (7) 式より交流電流は 360 A とし, 直流電流のピーク値を 500 A ($n = 100, E = 10$) と

図 10 試験装置

Fig. 10. Experimental setup.

図 11 インラッシュ電流波形

Fig. 11. Inrush current wave forms.

した。ピーク値が 1200 A の場合は、交流電流を 420 A とし、直流電流のピーク値を 600 A ($n = 60$, $E = 20$) とした。図 11 に、インラッシュ電流のピーク値が 1000 A の場合の交流電流と直流放電電流の波形を示す。実験は各試験を数 10 回繰り返しおこない、残留電流の最も大きな値を求めた。

5. 実験結果及び考察

5・1 試料 CT(a) 図 12 は CT(a) の 1 次側に AC360 A を流した状態で、コンデンサ C に充電された電荷を抵抗 $R_x = 2 \Omega$ を通してピーク値が DC500 A の放電電流を加算したときの残留電流を示す。図中、上部の波形は残留電流、下部は C, R_x による放電電流波形を示す。残留電流は 1 次電流換算で 20 A を超えた。

鉄心の磁束密度が最大になる時間は (13) 式に $\tau_1 = 0.13 \text{ s}$, $\tau_2 = 3.04 \text{ s}$ を代入すると $t_m \cong 0.4 \text{ s}$ が得られる。このときの鉄心の磁束密度は CT(a) の各定数を (14) 式に代入し $B_{im} = 1.96 \text{ T}$ が得られる。鉄心は飽和域に達している。

実験結果の波形より、励磁突入電流後 $t = 50 \text{ ms}$ で鉄心

は飽和域に達している。CT(a) の各定数を (14) 式に代入して 50 ms 時の磁束密度 B_t を求めると、 $B_t = 0.75 \text{ T}$ となる。鉄心に使用している磁性材は約 0.6 T で飽和する。磁束密度が飽和域に達すると磁束密度はこれ以上大きくならず励磁電流が過大となって流れる。この異常電流が残留電流となって表れる。

図 13 は CT(a) の 1 次側に AC420 A とピーク値 DC600 A を流したときの残留電流の大きさを示す。

$i_1 = 420 \text{ A}$ を (14) 式に代入し、最大磁束密度を求めると $B_{im} 2.3 \text{ T}$ が得られる。 $t = 0.05 \text{ s}$ においても (14) 式より $B_t = 0.88 \text{ T}$ が得られ、実験結果からも磁気飽和に達していることが明らかである。残留電流の大きさは 1 次換算で 24 A である。

5・2 試料 CT(b) 図 14 は CT(b) で図 6 のフィードバック回路を使用し 1 次側に AC360 A と DC500 A を加えたときの残留電流特性である。(19) 式の Z_s と Z_2 は $Z_s = 1$, $Z_2 = 20$ とした。(20), (21), (22) 式より最大磁束密度 B_{im} を求める。CT(a) はフィードバック電流を流していないので $I_3 = 0$ である。CT(a), CT(b) におけるインラッシュ電流による鉄心の最大磁束密度を各々 B_{am} , B_{bm} とす

タイトル: magnetizing inrush current
条件: DC10V 2Ω 88000 μF

図 12 残留電流特性: CT(a) での AC360 A + DC500 A 突入時

Fig.12. Add DC165 A rush current to continuous AC360 A for CT (a).

タイトル: magnetizing inrush current
条件: DC10V 2Ω 88000 μF

図 14 残留電流特性: CT(b) での AC360 A + DC500 A 突入時

Fig.14. Add DC500 A rush current to continuous AC360 A for CT (b).

タイトル: magnetizing inrush current
条件: CT(a)-2 88000 μF 2Ω DC20V

図 13 残留電流特性: CT(a) での AC420 A + DC600 A 突入時

Fig.13. Add DC330 A rush current to continuous AC420 A for CT (a).

タイトル: magnetizing inrush current
条件: CT(b)-2 DC20V

図 15 残留電流特性: CT(b) での AC420 A + DC600 A 突入時

Fig.15. Add DC600 A rush current to continuous AC420 A for CT (b).

図16: magnetizing inrush current
 注: DC10V/88000 μ F 2 Ω

図 16 残留電流特性：CT(c) での AC360 A + DC500 A 突入時

Fig.16. Add DC500 A rush current to continuous AC360 A for CT (c).

図17: magnetizing inrush current
 注: CT(c) DC20V

図 17 残留電流特性：CT(c) での AC420 A + DC600 A 突入時

Fig.17. Add DC600 A rush current to continuous AC420 A for CT (c).

る。CT(b) は CT(a) に比べ N , Z_r は各々 1/2 である。したがって、 $B_{im} = B_{am} \cdot 2 \cdot 1/21 = 1.96 \cdot 1/10.5 \approx 0.19$ T が得られる。この値は磁気飽和に達していない。

図 15 は CT(b) の 1 次側に AC420 A と DC600 A を加えたときの残留電流である。DC500 A のときと同じように鉄心の磁束を求めると、 $B_{im} \approx 0.22$ T が得られる。この値は磁気飽和に達していない。図 14, 図 15 よりインラッシュ電流のピーク値電流が 1000 A 程度ならば分割型 3CT 方式において、異常出力が発生しないことがわかる。

5・3 試料 CT(c) 図 16 は CT(c) の 1 次側に AC360 A とピーク値 DC500 A を加えたときの残留電流である。(13) 式より鉄心の磁束密度が最大となる時間 t_m を求めると $t_m \approx 0.4$ s である。CT(c) の各定数を (14) 式に代入して最大磁束密度を求めると、 $i_1 = 360$, $\tau_1 = 0.13$, $\tau_2 = 3.5$, $N_2 = 1000$, $S = 20 \cdot 15 \cdot 10^{-6}$, $L_2 = 104$ より $B_{im} = 0.66$ T が得られる。この値は飽和付近である。

図 17 は CT(c) の 1 次側に AC420 A とピーク値 DC600 A を加えたときの残留電流である。 $i_1 = 420$ A より最大磁束密度を求めると $B_{im} \approx 0.77$ T が得られる。鉄心は飽和域に

達している。

6. あとがき

3CT 方式の残留電流はインラッシュ電流が問題である。我々は 1 対の分割コアにおいて、分割された 2 つの鉄心に検出コイルとフィードバック電流コイルを各々独立して巻く方法を採用した。そして、フィードバック電流方式はインラッシュ電流対策に効果的であることを確認した。まとめると次のとおりである。

(1) フィードバック電流方式はインラッシュ電流対策に有効である。

(2) 分割 CT でフィードバック電流方式をおこなう場合、左右のコイルは独立して巻くことにより、外部磁界の影響の低減化もでき、対インラッシュ電流が強固なものとなる。

(3) コイルの巻き方は分割箇所も含め、できるだけ均一に巻くことにより効果が高い。

(4) フィードバック式の採用により、鉄心大きさは従来の 1/10 以下で、従来のものと同程度の残留、励磁突入特性が可能となり低コスト、小型軽量化ができる。

終わりに、本研究にあたりご指導いただいた日本大学理工学部教授大西一功氏に感謝いたします。

(平成 14 年 10 月 21 日受付, 平成 17 年 2 月 23 日再受付)

文 献

- (1) D. Tsubouchi: "Magnitude of Residual Currents in Three Phase Current Transformer Connection", *J.IEE Japan*, Vol.98, No.8, pp.65-69 (1978-8) (in Japanese)
 坪内伝次:「変流器の三相接続における残留電流の大きさ」, 電学誌, 98, 8, pp.65-69 (1978-8)
- (2) 岩崎文雄:「3CT による高感度零相電流検出方法」, 特許公告 平 2-26747
- (3) 電気学会:「計器用変成器(保護継電器用)における最近の技術的諸問題」, 電気学会技術報告(II 部), No.227 (1986-8)

岩 崎 文 雄 (正員) 1945 年 10 月 17 日生。1968 年 3 月日本大学理工学部電気工学科卒業。1969 年ミドリ安全(株)入社。主として分割型零相変流器, 3CT 方式零相電流検出器, トラック型零相変流器, クランプ式漏れ電流計測器及び応用計測器の研究, 開発に従事。現在ミドリ電子(株)草加研究室長, 2003 年 4 月より日本大学大学院理工学研究科博士後期課程, 電気設備学会会員。

伊 部 正 之 (非会員) 1956 年 12 月 21 日生。1979 年 3 月山形大学工学部高分子化学科卒業。1985 年 3 月東京理科大学電気工学科卒業 1979 年ミドリ安全(株)入社。主として変流器, 変成器の開発に従事。現在ミドリ電子(株)草加研究室課長。

二野瓶 耕一郎（非会員）1953 年 10 月 11 日生。1981 年 3 月東京電子専門学校 ME 科卒業。1984 年 6 月ミドリ安全（株）入社。主として ZCT の開発に従事。現在ミドリ電子（株）草加研究室に勤務。

岡 村 清一郎（非会員）1974 年 9 月 14 日生。1998 年 3 月福岡大学工学部電気工学科卒業。同年ミドリ安全（株）入社。主として変流器の設計，開発に従事。現在ミドリ電子（株）草加研究室に勤務。