

UN NUEVO METODO PARA LA PROTECCION DIFERENCIAL DE TRANSFORMADORES

DANIEL SLOMOVITZ, SENIOR MEMBER, IEEE

U.T.E. - LABORATORIO Paraguay 2385, Montevideo, URUGUAY

Resumen. Se presenta un nuevo método de detección de fallas internas en transformadores, basado en la medición de la energía consumida por el transformador. Este método detecta cortocircuitos de muy pocas espiras, aún durante el transitorio de irrupción o trabajado en régimen de sobre excitación. Por otro lado, no es afectado por la operación de conmutadores de relación de transformación bajo carga, tal como sucede en los relés diferenciales de corriente comunmente usados.

INTRODUCCION

Muchos trabajos sobre la protección diferencial de transformadores han sido presentados. En general están basados en la comparación de las corrientes de entrada y salida. Son bien conocidas las restricciones de este método. En primer lugar se debe desactivar el relé durante el transitorio de conexión del transformador. Esto evita que la corriente de irrupción, que atraviesa sólo el primario, de una falsa alarma [1]. Igualmente, el relé debe desactivarse cuando el transformador opera bajo sobre excitación, por el alto valor de la corriente magnetizante. Muchos transformadores poseen conmutación de tensión bajo carga. El relé debe desensibilizarse de manera de contemplar la variación de la relación de transformación provocada por el accionamiento de dichos conmutadores. Finalmente, problemas asociados a errores y saturación de los transformadores de medida de corriente [2] imponen limitaciones a la sensibilidad de estos relés.

Estos motivos llevan a que la curva de sensibilidad de este tipo de relé sea de la forma mostrada en la Fig. 1. I_d es la corriente diferencial e I_n la corriente nominal. El valor umbral de detección (I_r) se ajusta comunmente entre el 20% y 80%, mientras que la pendiente entre el 20% y 60%.

Estos relés brindan protección efectiva en muchos casos. Sin embargo, no lo hacen durante el tiempo que dura el transitorio de conexión, durante el cual la probabilidad de falla es mayor. Este transitorio puede durar varios segundos en transformadores grandes. Tampoco brindan protección durante la operación bajo sobre excitación, ni logran detectar cortocircuitos internos de una o pocas espiras, pues las sobrecorrientes producidas son pequeñas [3]. Durante cortocircuitos externos la sensibilidad se reduce. En estas condiciones aun defectos que involucran un gran número de espiras, pueden no ser detectados.

Otros métodos de detección de cortocircuitos internos han sido propuestos. Phadke et al. [4] proponen vigilar el flujo magnético midiendo las corrientes y voltajes de entrada y salida del transformador. La idea principal reside en detectar la reducción del flujo magnético, cuando se produce un defecto interno. Sin embargo, cortocircuitos de pocas espiras no disminuyen el flujo apreciablemente y este tipo de relé no detecta la falla.

Inagaki et al. [5] proponen vigilar el valor de las inductancias que integran el circuito equivalente en π del transformador. Ese método tampoco logra detectar cortocircuitos de pocas espiras, pues la variación del valor de estas inductancias es muy pequeña cuando el

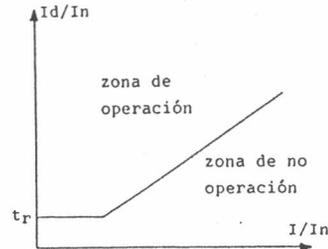


FIGURA 1

porcentaje de espiras en cortocircuito es menor al 10%. Esto surge de las propias figuras mostradas en ese trabajo. Por otro lado ese método supone que durante una falla interna el transformador no puede saturar. Esto no es cierto en cortocircuitos de una sola espira, tal como se muestra en las secciones siguientes.

Por otro lado, ninguno de los dos métodos toma en cuenta la variación de los parámetros medidos cuando se usa conmutador bajo carga. Esto disminuiría aun más la sensibilidad de estos métodos.

Frente a estas limitaciones proponemos un nuevo método de detección basado en la medición de la diferencia de potencias de entrada y salida del transformador.

METODO DE DETECCION PROPUESTO

En todo momento la diferencia de potencias de entrada y de salida es igual a la consumida por el transformador más la almacenada en sus campos magnéticos. En régimen normal la potencia consumida representa un porcentaje pequeño de la potencia nominal del transformador, en general menor al 1%. Por el contrario, cuando se produce un cortocircuito interno la potencia consumida aumenta considerablemente.

Estimaremos la potencia consumida por un defecto interno, suponiendo una sola espira en cortocircuito. En este caso las impedancias de los arrollados del transformador resultan despreciables frente a la impedancia de la espira en defecto. Así mismo, el flujo magnético no disminuye apreciablemente por lo cual la tensión inducida por espira se mantiene. La Fig. 2 muestra el circuito aproximado usado. I_t es la corriente eficaz que circula por la espira en cortocircuito e I_d la corriente diferencial producida por el defecto. R_t y L_t son la resistencia y la inductancia de la espira en defecto y V_{arc} el voltaje del arco. N es la cantidad de vueltas del arrollado. Se cumple que

$$I_d = I_t/N \tag{1}$$

y

$$P_t = R_t I_t^2 + V_{arc} I_t \tag{2}$$

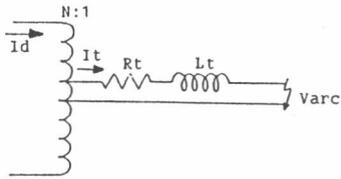


FIGURA 2

siendo P_t la potencia disipada en el defecto. Por simplicidad asumiremos $V_{arc}=0$. La potencia computada será menor que la real, lo cual es defavorable para la evaluación del sistema propuesto.

En la referencia [3] se muestra que para defectos de pocas espiras ($N > 500$) se cumple aproximadamente

$$I_d/I_n = 300/N \quad (3)$$

siendo I_n la corriente nominal del arrollado considerado. Para arrollados con varias ramas en paralelo, N debe interpretarse como el producto de la cantidad de vueltas de una rama por el número de ramas. Entonces, es fácil concluir que

$$\frac{P_t}{P_l} = 300 \frac{R_w I_n^2 I_d}{P_l I_n} \quad (4)$$

donde P_l es la potencia de pérdidas del transformador en condiciones nominales y R_w la resistencia total del arrollado considerado. El valor del cociente $R_w I_n^2 / P_l$ está alrededor de 0.5 y es relativamente independiente de la potencia del transformador. Por lo tanto, la relación P_t/P_l vale aproximadamente $150 I_d/I_n$. Esto significa que para una corriente diferencial del 10%, la potencia disipada en el defecto es unas 15 veces superior a las pérdidas nominales del transformador. Este amplio margen demuestra la gran sensibilidad de detección de defectos del método propuesto.

La idea fundamental es, por lo tanto, vigilar la potencia consumida. Si supera un cierto umbral es que se ha producido un defecto interno. Los parámetros computados son las potencias de entrada y de salida por lo cual este método no es afectado por los cambios de relación de transformación producidos por conmutadores bajo carga.

Esta idea básica de funcionamiento debe complementarse con el análisis del transitorio durante la irrupción, funcionamiento bajo sobretensión y durante cortocircuitos externos.

Funcionamiento durante la irrupción

La corriente transitoria de irrupción puede alcanzar valores varias veces mayores a la corriente nominal [6]. La potencia consumida por el transformador debida a esta corriente transitoria, es principalmente debida a la disipación en R_1 o R_2 . Estos resistores representan las resistencias de los arrollados. La Fig. 3 muestra el modelo de transformador usado en este trabajo. L_1 y L_2 representan las inductancias de fuga y Z_m la impedancia magnetizante. T es un transformador ideal y P_1 y P_2 son las potencias que atraviesan las líneas mostradas.

La potencia disipada en las resistencias de los arrollados puede alcanzar valores del orden de la potencia nominal por el alto valor del pico de la

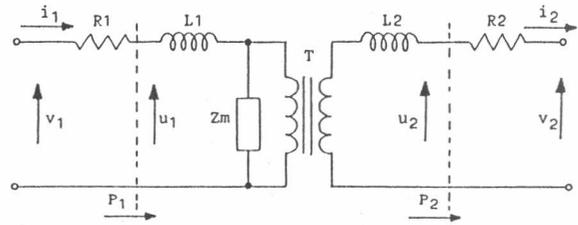


FIGURA 3

corriente de irrupción. Por lo tanto, para poder medir el incremento de potencia consumida por un cortocircuito interno, es imprescindible descontar las pérdidas de potencia en R_1 y R_2 . Estas son fácilmente descontables al calcular la potencia, adicionando a v_1 y v_2 las caídas de tensión en estos resistores ($R_1 i_1$ y $R_2 i_2$).

Por otro lado, durante el transitorio de irrupción la potencia entregada al campo magnético alcanza valores altos. Esta potencia incluso puede superar a la potencia nominal del transformador. Sin embargo, la energía almacenada magnéticamente en la primera parte del ciclo es devuelta a la fuente en casi su totalidad antes de completarse un período. Esto es así pues las pérdidas magnéticas, aun bajo fuerte saturación del hierro, representan un porcentaje pequeño de la energía almacenada de pico.

La Fig. 4-a muestra el oscilograma obtenido de corriente i_1 (trazo superior) y voltaje u_1 (inferior) durante una conexión en vacío. El transformador usado es de 5 kVA monofásico, de 180 V/105 V, $i_0=5.7\%$, pérdidas en los arrollados 2.8% y pérdidas en el hierro 1.2%. La corriente alcanza un primer pico de 200 A. La Fig. 4-b en el trazo inferior muestra los valores de potencia absorbida por el transformador (P_2-P_1). El valor de pico alcanza unos 9 kW. En el trazo superior se muestra la energía absorbida. Esta es, simplemente, la integral de la potencia antes mencionada. Su valor de pico es de 25 J. Ha sido descontada la caída de tensión en el resistor R_1 , y la energía debida a las pérdidas en vacío (1 J).

Todos los oscilogramas mostrados en este trabajo conservan el mismo orden y las mismas escalas: corriente 130 A/div, voltaje 170 V/div, energía 10 J/div y potencia 8 kW/div. La escala de tiempos es 5 ms/div. Las líneas de cero son las contiguas al eje central.

Al cabo de un tiempo menor a un período, la energía vuelve a alcanzar el valor cero inicial. Por lo tanto, la energía almacenada en el campo magnético es posible descontarla, inspeccionando el retorno a cero del valor de la energía absorbida por el transformador. Este método implica que primero debe calcularse la potencia diferencial (P_2-P_1). Cuando este valor supere un cierto umbral debe comenzarse su integración para el cálculo de la energía. Durante un período debe evaluarse esta integral y decidirse si se ha producido un defecto interno o no. Si durante todo el período, la integral es mayor que un cierto nivel, es que se ha producido un defecto interno.

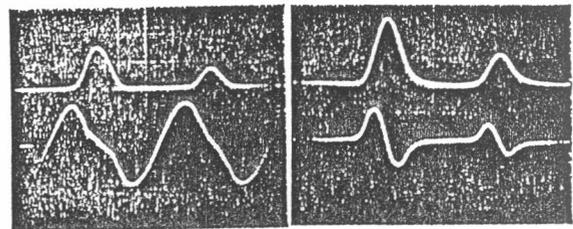


FIGURA 4

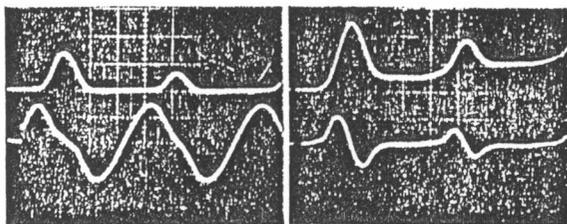


FIGURA 5

Para simular el efecto de un cortocircuito interno de muy pocas espiras se conectó un resistor en el secundario del transformador. El valor de dicho resistor se ajustó a 44 Ω , para producir una corriente diferencial del 5% de la corriente nominal. Según las curvas mostradas en la referencia [3] ésto corresponde a un cortocircuito de 0.02% espiras. Ese pequeño porcentaje de incremento de la corriente no es detectado por relés convencionales, y menos aún durante el transitorio de irrupción. La Fig. 5-a muestra el oscilograma de corriente i_l y voltaje u_l durante el transitorio, con el resistor externo conectado. El primer pico de corriente llega a 180 A, equivalente a 5 veces el valor de pico de la corriente nominal. Las formas de onda son similares a las mostradas en la Fig. 4-a. Sin embargo, la Fig. 5-b muestra claramente el incremento de energía consumida. En un período (4 divisiones) la energía consumida alcanza el valor de 5 J. El máximo de energía almacenada magnéticamente llega a unos 24 J. Esto muestra que para el transformador ensayado, el incremento de energía debido al cortocircuito es fácilmente detectable. Es fácil concluir que la relación entre la máxima energía magnética almacenada (W_s) y la potencia nominal (S) es

$$\frac{W_s}{S/f} = \frac{i_m^2 p}{2 \sqrt{2} \pi} \quad (5)$$

donde i_m es la máxima corriente durante la saturación y p es la pendiente de la inductancia del arrollado con núcleo de aire, ambas expresadas en p.u. Esto muestra que dicha relación es independiente del tamaño del transformador. Las conclusiones obtenidas en los ensayos del pequeño transformador usado son válidas para grandes unidades.

A modo de ejemplo, en la referencia [7] se estudia un transformador de 25 MVA de 110/44/4 kV. La inductancia con núcleo de aire del arrollado de 44 kV vale $p=0.13$. Con una corriente de pico 5 veces la nominal ($i_m=5$), el valor $W_s/(S/f)$ es de 0.36. Este valor es del mismo orden que el obtenido con el pequeño transformador ensayado $W_s/(S/f)=0.25$.

Funcionamiento bajo sobre excitación

Las condiciones de funcionamiento son similares a las de irrupción. Esto es, existen grandes corrientes magnetizantes causadas por la saturación del hierro, aunque de valores menores que las de irrupción. Al igual que en el caso anterior, la potencia diferencial alcanzará valores altos. Sin embargo, la energía retornará a cero en cada período si no hay defectos internos en el transformador. Por lo tanto, este método no es afectado por sobre excitación.

Funcionamiento durante cortocircuitos externos.

En principio esta condición de funcionamiento no afectaría al método de detección propuesto. La gran potencia disipada en R_1 y R_2 debida a las altas corrientes, es descontada al calcular P_1 y P_2 . Esta potencia puede llegar a valores cercanos a la potencia nominal del transformador, si la corriente de cortocircuito alcanza a 10 veces la corriente nominal.

Sin embargo, en la práctica pueden aparecer dificultades. En primer lugar R_1 y R_2 varían con la temperatura, aunque el coeficiente de variación es menor que el de los arrollados. Esto es porque parte de las pérdidas representadas en estos resistores son debidas a las pérdidas adicionales. Estas pérdidas varían en forma inversa a la temperatura. En segundo lugar, los valores R_1 y R_2 son afectados por cambios en la relación de transformación, cuando actúa el conmutador bajo carga.

Sin embargo, todos estos efectos representan errores de segundo orden que no invalidan al método propuesto. Es así que bastaría con ajustar el nivel de detección, durante cortocircuitos externos, a un valor algo mayor para contemplar las variaciones de las resistencias. Como ejemplo, se usaron los datos constructivos de un transformador monofásico de 150/ $\sqrt{3}$ / 34/ $\sqrt{3}$ / 10.5 kV, 33 MVA. El arrollado externo (20 kV) está formado por 14 secciones en paralelo de 120 espiras de 48 mm² de sección cada una. Se computó mediante métodos numéricos los valores de R_t y L_t de la Fig. 2, causados por el cortocircuito de una espira en una de las secciones. La corriente diferencial generada sería del 19%, mientras que la potencia consumida alcanzaría el 13% de la potencia nominal.

El transformador posee regulación bajo carga de $\pm 8\%$ en el arrollado de A.T. Esto implica una variación en las pérdidas de dicho arrollado del mismo valor. Sin embargo, ésto significa una variación de solo $\pm 3.7\%$ de las pérdidas de todos los arrollados del transformador.

El porcentaje de pérdidas adicionales es del 24%. Una variación de la temperatura de los arrollados de $\pm 40^\circ\text{C}$ produce una variación en los resistores R_1 y R_2 del modelo del 9.6%. La suma de las variaciones del conmutador y de la temperatura produciría una variación de los resistores del modelo en un 13%. Las pérdidas nominales de los arrollados son del 0.3%. Por tanto, aún durante cortocircuitos externos que produzcan corrientes 18 veces mayores a la nominal, puede detectarse defectos de una sola espira. Con este nivel de corriente de cortocircuito, la incertidumbre del 13% en R_1 y R_2 produce una incertidumbre en la potencia consumida igual a la disipada en la espira en cortocircuito. Esto representa el límite de detección de defectos, para el transformador estudiado.

Comparativamente, en este caso un relé convencional debería limitar su corriente umbral de detección a 1.36 In para no accionar por la variación del conmutador bajo carga. Este valor es 11 veces mayor que la corriente diferencial producida por el defecto y por tanto no resulta detectable. Incluso defectos mucho más severos permanecerían indetectados por estar por debajo del umbral de detección.

ESTUDIO EXPERIMENTAL

Para computar la potencia y energía consumida por el transformador se usó el circuito analógico que aparece en la Fig. 6. T1 es el transformador de 5 kVA mencionado previamente. Las corrientes son medidas por 2 resistores R_{s1} y R_{s2} y los voltajes mediante 2 divisores de tensión. Los circuitos asociados producen

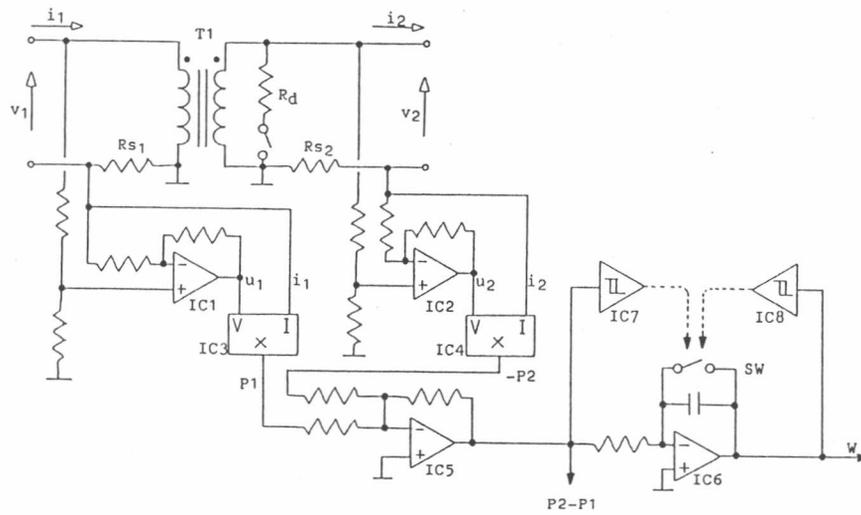


FIGURA 6

un voltaje proporcional a u_1 y u_2 . Esto se logra sumando a las tensiones v_1 y v_2 una cantidad proporcional a las corrientes i_1 e i_2 . IC3 e IC4 son 2 multiplicadores analógicos de bajo costo (XR2208), los que computan la potencia. Mediante el sumador IC5 se obtiene una señal proporcional a la potencia diferencial P_2-P_1 .

El circuito siguiente (IC6) es el integrador que calcula la energía W . La llave SW controla el momento de comienzo de la integral. Esta es comandada por las salidas de IC7 e IC8. Cuando la potencia diferencial P_2-P_1 supera un cierto umbral, el detector de nivel IC7 abre la llave SW. Comienza la integración hasta que la energía W retorna a cero. En este momento el comparador IC8 cierra la llave y el circuito vuelve a su condición inicial. Si durante todo un período, la energía no retorna a cero se concluirá que existe un defecto interno en el transformador.

Para simular un defecto interno se usó el resistor R_d . Está conectado antes del sensor de la corriente i_2 (resistor R_{s2}). Por tanto, la potencia disipada en R_d es computada como potencia disipada dentro del transformador.

Los oscilogramas mostrados en este trabajo fueron obtenidos mediante este circuito. La Fig. 7 muestra los oscilogramas correspondientes al transitorio de irrupción, estando el transformador conectado a la carga nominal. Las formas de onda de potencia y energía son similares a las de la Fig. 4. Sin embargo, el oscilograma de corriente de entrada (Fig. 4-a, trazo superior) es distinto al de la Fig. 7-a, por estar incluida en este caso la corriente de carga del transformador.

La Fig. 8 muestra los oscilogramas correspondientes a un defecto durante la irrupción, estando el transformador bajo carga nominal. El valor del resistor R_d fue de 44Ω , igual al usado durante la irrupción en vacío. Los oscilogramas de energía y potencia son similares a los de la Fig. 5-b. Esto muestra que la sensibilidad de detección de defectos durante la irrupción no es afectada por el estado de carga del transformador.

La Fig. 9 muestra la detección de un defecto durante el funcionamiento bajo carga nominal. Se usaron las mismas escalas que en los oscilogramas anteriores, a efectos comparativos. El punto A indica el momento en que se conecta R_d (44Ω) simulando un defecto interno. La potencia diferencial resulta difícil de medir en la escala usada, pero la energía alcanza unos 5 J a los 20 ms. El defecto es claramente identificado en el primer período.

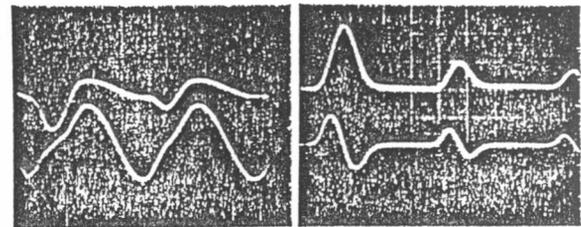


FIGURA 7

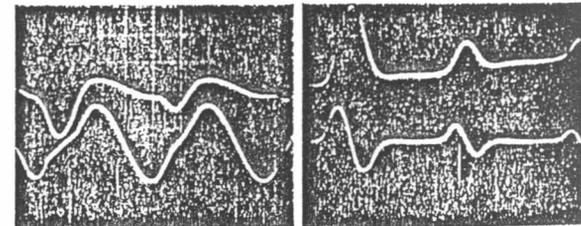


FIGURA 8

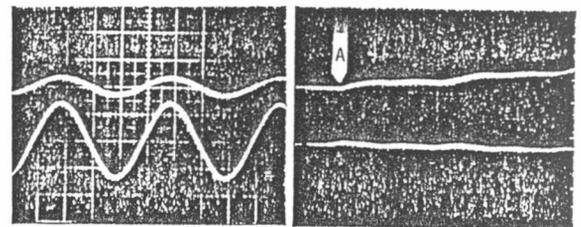


FIGURA 9

Se verificó el funcionamiento del relé bajo un cortocircuito externo. La corriente mostrada en la Fig. 10-a (trazo superior) alcanza un pico de 230 A, correspondiente a una 6 veces la corriente de pico nominal. El factor de potencia de la carga es de 0.16. La tensión de salida del transformador fue de 40 V de pico. El resistor R_d se ajustó a 8Ω de forma de producir una corriente diferencial de 7% de la corriente nominal. La potencia disipada en este resistor fue de 100 W, lo que representa un 2% de la

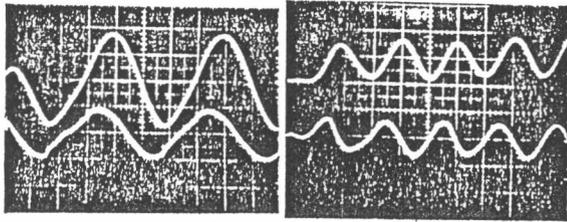


FIGURA 10

potencia nominal del transformador. La Fig. 10-b muestra que en un período la energía alcanza $2 J$ señalando la existencia de un defecto. Cabe resaltar que los relés de tipo convencional no podrían detectar el pequeño porcentaje de incremento de corriente (1% de la corriente real que atraviesa al transformador).

CONCLUSIONES

Se presentó un nuevo método de detección de defectos internos en transformadores. Se propone medir la energía absorbida, a partir del momento en que la potencia diferencial supere un cierto umbral. Si el valor de esa energía no retorna a cero pasado un período, se concluye que existe un defecto interno en el transformador.

Las ventajas de este método residen en que prácticamente no es afectado por el accionamiento del regulador bajo carga del transformador, ni por las condiciones de irrupción o de sobre excitación. Por otro lado tiene gran sensibilidad, lo que permite detectar cortocircuitos de una sola espira.

Se usaron técnicas analógicas para implementar el circuito propuesto. Mejores resultados podrían lograrse utilizando técnicas digitales.

Este estudio está restringido a transformadores monofásicos. Serán necesarias futuras investigaciones para su aplicación en transformadores trifásicos.

Una desventaja del método propuesto es que requiere la medición de los voltajes del transformador.

Debe resaltarse que no han sido tenidos en cuenta los errores de los transformadores de medida. En particular, el método propuesto requiere que los transformadores de corriente mantengan la precisión aún en condiciones de alta sobrecarga. Esto puede parecer una restricción severa, sin embargo existen importantes esfuerzos para lograr transformadores de medida libres de problemas de saturación. Tales son los casos de transformadores no convencionales con núcleo de aire [8], activos [9, 10] o basados en efectos ópticos [11]. De todas formas, cualquier otro método que se proponga para detectar pequeños defectos en transformadores de potencia, requerirá que la información que utilice (voltajes y corrientes) sea precisa. Esto implica la necesidad de transformadores de medida con bajos errores.

REFERENCIAS

[1] C.D. Hayward, "Harmonic-current-restrained relays for transformer differential protection", AIEE Trans., vol 60, 1941, pp.377-82.

[2] C.H. Einvall, J.R. Linders, "A three-phase differential relay for transformer protection", IEEE Trans. on Power and System, vol. PAS-94, 1975, pp. 1971-80.

[3] C.A. Mathews, "An improved transformer differential relay", AIEE Trans., 1954, pp. 645-50.

[4] A.G. Phadke, .S. Thorp, "A new computer-based-flux-restrained current-differential relay for transformer protection", IEEE Trans. on Power and Systems, vol PAS-102, 1983, pp. 3624-9.

[5] K. Inagaki, M. Higaki, Y. Matsui, K. Kurita, "Digital protection method for power transformer based on an equivalent circuit composed of inverse inductance", IEEE Trans. Power Delivery, vol.3, 1988, pp. 1501-10.

[6] T.R. Specht, "Transformer magnetizing inrush current", AIEE Trans., vol. 70, 1951, pp. 323-8.

[7] E.P. Dick, W. Watson, "Transformer models for transient studies based on field measurements", IEEE Trans. Power App. Syst., vol. 100, 1981, pp. 409-19.

[8] "Gapped core current transformers characteristics and performance", IEEE PES 1989 Summer Meeting, 89 SM 802-0 PWRD.

[9] R. Friedl, "Current transformers with electronic error compensation", Messtechnik, vol. 76, 1968, pp. 241-50.

[10] D. Slomovitz, "Electronic compensation of voltage transformers", IEEE Trans. on Instrum. and Measur., vol.37, 1988, pp.652-4.

[11] T.W. Cease, P. Johnston, "A magneto-optic current transducer", IEEE PES 1989 Summer Meeting, 89 SM 732-9 PWRD.