

Título : EVALUACION DEL MODELADO DEL HIERRO DE TRANSFORMADORES Y SU INCIDENCIA EN LOS PROCEDIMIENTOS DE CALCULO DE SOBRETENSIONES CAUSADAS POR FERRORESONANCIA.

Autores : Daniel Slomovitz, Marcos Andrade, Francisco Girardi

Institución: U.T.E., Paraguay 2385, Montevideo, URUGUAY

Resumen: En este trabajo se analizan sistemas de simulación de sobretensiones cuando se da el fenómeno de ferroresonancia. Se discute en particular un circuito serie comparando las soluciones logradas por diversos programas, con mediciones reales. Distintos modelos propuestos para el hierro son evaluados, analizándose las causas de sus apartamientos del comportamiento real.

Palabras claves: Ferroresonancia, transformador, sobretensión.

1. INTRODUCCION

La existencia de sobretensiones causadas por resonancia de circuitos formados por capacidades lineales e inductancias no lineales, produce graves perjuicios a las redes eléctricas. El elemento típico no lineal es la característica magnética del hierro de los núcleos de los transformadores. Si bien este fenómeno ha sido estudiado desde largo tiempo, aun actualmente existen dificultades para preverlo durante la etapa de diseño. La principal dificultad reside en encontrar un modelo apropiado y simple de usar para el transformador. Varios autores han propuesto diversos modelos. El más simple consiste en usar un inductor L (ver Figura 1a) con una curva flujo magnético (ϕ) - corriente (i) dada por 2 rectas. Dada la gran diferencia de pendientes, algunos autores utilizan solo 1 recta asumiendo que la primera tiene pendiente infinita. SWIFT [1] ha propuesto usar un modelo en el cual la relación $\phi - i$ es una curva que se elige en base a un relevamiento experimental (ver Figura 1b). Para todos estos casos el área encerrada por la curva es nula, por lo cual la energía disipada vale cero. Para incluir el efecto de las pérdidas en el hierro (P_{fe}) algunos autores utilizan una resistencia de valor constante en paralelo con el inductor, tal como lo muestra la Figura 1c.

Es bien conocido que las pérdidas en el hierro pueden dividirse en pérdidas por histéresis (P_h) y pérdidas por corrientes parásitas (P_e). Si bien ambas pérdidas pueden modelarse con una resistencia constante cuando la frecuencia y el voltaje de operación son fijos, es fácil ver que en casos en que la forma de onda del voltaje no es sinusoidal conduce a grandes errores.

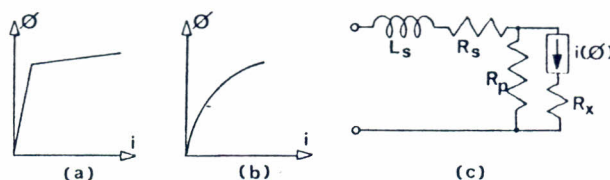


FIG. 1

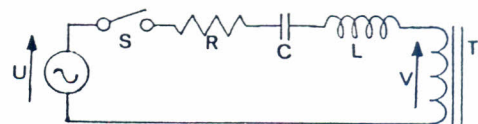
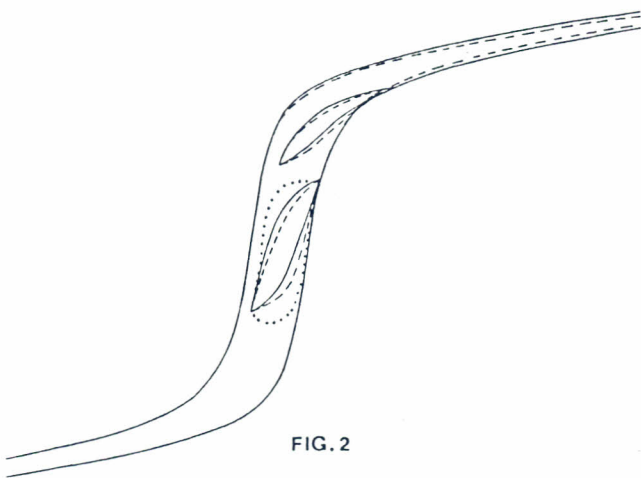
Mejores modelos incluyen una representación del ciclo de histéresis en el inductor. Dado que este fenómeno es altamente complejo, varios autores han propuesto aproximaciones al mismo. EWART [2] propone modelarlo en el plano $\phi - i$ a partir de 2 rectas que se utilizan como asíntotas de curvas exponenciales que forman los ciclos de histéresis. FRAME [3] propone usar diferencias lineales entre el inicio y el final de los pequeños bucles. En todos los casos P_e se sigue modelando por medio de una resistencia en paralelo con el inductor.

La complejidad en la realización de los cálculos es opuesta a la exactitud del modelo. Los primeros modelos citados permiten un cálculo analítico, mientras que los últimos hacen imprescindible el uso del computador. Es así que se han desarrollado varios programas, entre ellos el EMTP [4] para la simulación del comportamiento de estos modelos.

En este trabajo se evaluará la precisión de cada modelo y las diferencias entre los resultados simulados por distintos programas de cómputo.

2. RELEVAMIENTO EXPERIMENTAL

A los efectos de disponer de datos experimentales confiables, se midieron las características de un transformador monofásico con los siguientes parámetros nominales: 8660V/230V, 5kVA, 50Hz, núcleo de hierro silicio de grano orientado (tipo ORSI 97, $\mu_{hierro}=0.97W$ a 1.5T, $B_{max}=1.75T$) formado por chapas de 0.30mm de espesor. Se relevó su ciclo de histéresis a muy baja frecuencia (0.1Hz) variando el flujo magnético de pico y se trazaron ciclos que incluyen pequeños bucles (small loops), algunos cercanos a los extremos del ciclo principal y otros en el centro del mismo. El ciclo fue trazado por un registrador analógico excitando el lado de baja tensión del transformador e integrando el voltaje inducido en el lado de alta tensión. Por otro lado se trazó la curva de magnetización hasta corrientes cercanas a la nominal. En la Figura 2, en trazo lleno se muestra algunos de los ciclos medidos.



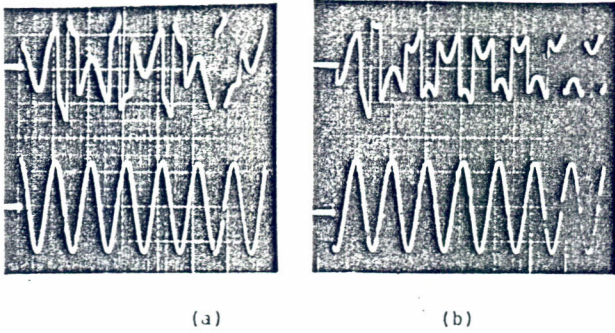


FIG. 4
 Curva superior (V): 500V/div
 Curva inferior (U): 250V/div
 Escala horizontal : 20ms/div

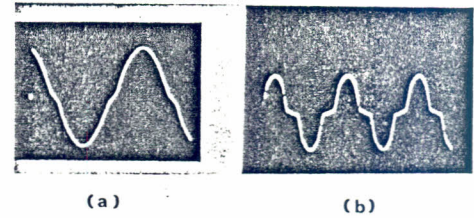


FIG. 5

Mediante el circuito mostrado en la Figura 3 se simuló un caso de ferresonancia serie. El interruptor S cierra en un ángulo de fase no controlado, pero el registro oscilográfico permite medirlo. En lo referente a las condiciones iniciales, el capacitor C fue descargado y el transformador desmagnetizado antes de cada cierre del interruptor. El valor de C fue elegido de manera que se produzca ferresonancia en una zona cercana a la transición entre ferresonancia a frecuencia fundamental y a 1/3 de la fundamental. La Figura 4 muestra los oscilogramas logrados con distintos ángulos de cierre del interruptor θ (Fig. 4a: $\theta=0$, Fig.4b: $\theta=160^\circ$).

A los efectos de poder modelar el transformador se realizó un ensayo de vacío incluyendo la zona de saturación, llegando la corriente de vacío hasta el doble de la corriente nominal. La Tabla 1 muestra en las columnas 1 y 2 los valores del voltaje aplicado, medidos por un voltímetro con respuesta al valor medio (V_m) y uno con respuesta al valor RMS (V_{rms}). En las columnas 3 y 4 figuran la potencia consumida (P) y el valor RMS de la corriente de vacío (I_{rms}). Entre V_{rms} y V_m existe cierta diferencia que aumenta al aumentar el grado de saturación. Esto se debe básicamente a la distorsión armónica causada por la impedancia interna del variador de voltaje. Este variador es de potencia nominal 150kVA (30 veces mayor que el transformador bajo ensayo), lo cual muestra lo dificultoso que es obtener una forma de onda sinusoidal en este tipo de ensayo. A los efectos de estudiar la incidencia de la forma de onda en los resultados de este ensayo, se aumentó la impedancia de la fuente agregando un elemento resistivo-inductivo en serie con la misma. Los valores de esta impedancia, referidos a las características nominales del transformador bajo ensayo, son $r=3\%$ y $l=12\%$. Las formas de onda de voltaje sobre el transformador se muestran en la Figura 5. La figura 5a corresponde a la conexión directa, mientras que la 5b corresponde al circuito con la impedancia agregada. Los valores medidos en el ensayo de vacío con la impedancia agregada se muestran en las 4 últimas filas de la Tabla 1. Comparando las potencias y las corrientes de vacío entre ambos casos se concluye que no hay diferencias significativas, siempre que se tome como valor del voltaje al indicado por V_m . Este resultado es bien conocido para el caso de la potencia. Referente a la corriente, muestra que la curva V_m-I_{rms} , frecuentemente usada para el cálculo de la relación: Flujo magnético-Corriente, no está afectada seriamente por la forma de onda de tensión, en la zona de saturación. Por el contrario, con tensiones bajas, menores o iguales al valor nominal, pueden existir grandes diferencias dado que en esas condiciones el valor de corriente es bajo e influyen las capacidades parásitas del transformador.

La potencia mostrada en la tercer columna de la referida tabla representa la potencia total consumida por el transformador. Una parte corresponde a las pérdidas en el cobre (P_{cu}) y otra a las pérdidas en el hierro (P_{fe}). Usualmente P_{cu} es despreciable en el ensayo de vacio, pero no es así en este caso. Aquí el grado de saturación es muy alto al igual que la corriente de vacio por lo cual P_{cu} es comparable y a veces mayor que P_{fe} .

TABLA 1
Ensayo de vacio del transformador.

V_m (V)	V_{rms} (V)	P (W)	I_{rms} (A)	$R_{paralelo}$ (Ω)
101.0	101.0	6.3	0.092	1620
130.2	130.2	10.7	0.120	1580
150.6	150.6	14.8	0.172	1530
175.2	175.2	20.4	0.280	1510
200.3	200.3	27.2	0.512	1480
220.8	220.8	34.4	0.768	1420
230.3	230.3	38.0	0.92	1400
240.3	240.3	44.0	1.12	1310
250.4	250.4	49.2	1.44	1270
260.2	260.2	57.2	1.76	1180
270.2	270.2	67.2	2.32	1190
279.6	279.6	73.0	3.10	1190
289.7	290.4	91.0	4.7	950
299.8	301.1	112.5	7.3	850
305.8	308.6	134	10.3	710
310.1	315.1	150	15.0	
319.8	334.4	330	40	
325.0	345.0	530	58	
268.5	270.8	60	2.3	
289.3	295.1	90	4.8	
309.1	330.0	150	14.9	
316.0	358.0	230	32.7	

La resistencia del cobre del lado de bajo voltaje del transformador vale 0.100Ω a temperatura ambiente. Para separar el valor de P_{cu} de las pérdidas totales debe tenerse gran cuidado con la temperatura del cobre, pues la alta corriente de vacio calienta al cobre aumentando su resistencia y por consiguiente las pérdidas. En la columna 5 de la Tabla 1 se muestra el valor de la resistencia en paralelo R_p a usar en el modelo del transformador mostrado en la Figura 1c ($R_s=R_x=0$), de manera que disipe la misma potencia que la medida en el ensayo. Su valor baja a la mitad cuando se aplica una sobretensión del 30%. Esto muestra el gran error que presenta este modelo, en la evaluación de las pérdidas en el hierro cuando el voltaje varía en un amplio rango tal como sucede cuando se presentan fenómenos de ferresonancia. Para lograr un mejor comportamiento, proponemos agregar un pequeño resistor R_x en serie con la rama que representa la bobina. De esta manera cuando la corriente de vacio llegue a valores altos por efecto de la saturación, comenzará a incrementarse la potencia disipada. Para el transformador ensayado el mejor valor de R_x es 0.047Ω . Usando el modelo: $R_p=1000\Omega$, $R_x=0.047\Omega$, los errores en la potencia disipada en el hierro durante el ensayo de vacio están por debajo del 16% (V_{rms} : 270V a 345V).

3. EVALUACION DEL MODELADO DEL TRANSFORMADOR

Los modelos más simples mostrados en las Figura 1a y 1b presentan como errores principales, el no tener en cuenta las pérdidas de energía y la existencia del campo remanente. Aun así, es posible utilizarlos en algunas aplicaciones, como el cálculo de la corriente de arranque de transformadores. Sin embargo su utilización en otros casos conduce a grandes errores.

El agregado de una resistencia paralelo que incluya las pérdidas en el hierro conduce a un modelo que bajo onda sinusoidal y a frecuencia fija, coincide con el comportamiento real. Sin embargo si se varía la frecuencia, predice un incremento de las pérdidas que es el doble del real. Esto es así porque todas las pérdidas están asignadas a P_e , resultando $P_h=0$. Bajo ondas no sinusoidales este modelo predice que P_{fe} será proporcional al cuadrado del voltaje rms

$$P_{fe} = V_{rms}^2 / R_p \quad (1)$$

ésto claramente es erróneo, pues no contempla el hecho que P_h depende del flujo magnético de pico. Los errores en la potencia pueden llegar hasta el 100% , como lo muestran los ejemplos de la referencia [5].

Varios autores han propuesto modelos matemáticos que en realidad están basados en el modelo anterior. Por ejemplo Lin et al [6] proponen modelar el ciclo de histéresis por medio de una curva de saturación $i(\phi)$ sin área, sumándole una función de consumo $f(\phi)$ que representa al ancho del ciclo de histéresis en cada punto ϕ . Para la función f proponen la forma

$$f = D \cdot d\phi/dt \quad (2)$$

Bajo onda sinusoidal esto representa una elipse en el plano $\phi-i$. El área de esta curva se incrementa a razón del doble de las pérdidas reales, cuando varía la frecuencia.

El modelo del ciclo de histéresis utilizado en el programa simulador de transitorios EMTP, calcula las distintas trayectorias en base a un ciclo máximo, dentro del cual están todos los puntos de operación. Las trayectorias interiores, incluyendo los pequeños ciclos, son definidas a través de una distancia vertical u horizontal tal como lo muestra la Figura 6, dependiendo de la variable independiente usada. Se asume que la función $D(\phi)$ depende linealmente de ϕ y para pequeños ciclos, se define esta recta de modo que haya coincidencia en los 2 puntos extremos del pequeño ciclo.

Esta hipótesis difiere mucho del comportamiento real para el caso del ciclo del transformador en consideración. A pesar de ésto, se trata de una suposición que permite realizar un programa simple, y que representa adecuadamente la dependencia de las pérdidas con la saturación.

Si son usados como aproximación de $D(\phi)$ 2 segmentos de recta en lugar de uno, se obtiene una mejor aproximación al mismo tiempo que se evitan algunos inconvenientes, tales como obtener valores fuera del lazo mayor. El primer segmento contiene los dos puntos del lazo menor y el segundo une el punto final de este lazo con el punto de saturación. La figura 2 muestra en línea punteada un lazo menor calculado de esta forma.

El segundo modelo estudiado para representar el comportamiento no lineal del transformador, incluye el ciclo de histéresis y la saturación [2]. En esta aproximación se admite que estos efectos son independientes y se calcula la función multivaluada, flujo ϕ vs corriente i en dos etapas. La primera representa exclusivamente la curva de saturación, calculada por puntos, unidos por segmento de recta, los que son obtenidos de la curva media trazada con los datos

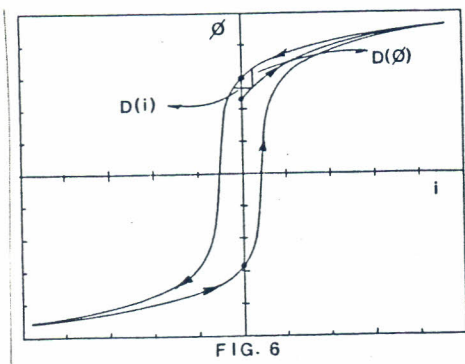


FIG. 6

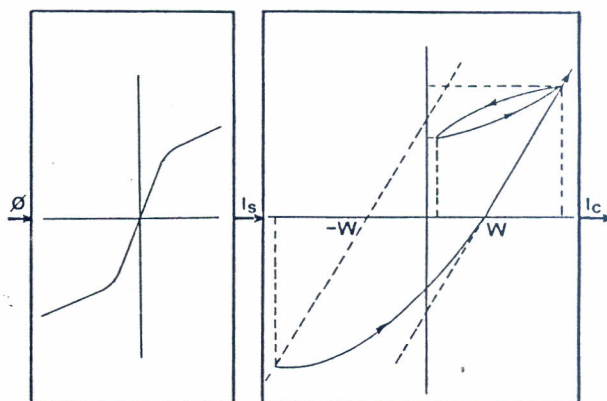


FIG. 7

relevados del ciclo estático. De éste cálculo se obtiene una corriente I_s , cuyo valor es usado normalmente en los modelos que no incluyen histéresis. En este caso esta corriente I_s es el parámetro de entrada a la segunda etapa, la que determinará solamente la histéresis del material. Las curvas flujo vs corriente están representadas por tramos de exponenciales contenidos en la región delimitada por dos rectas de pendiente unitaria, situadas a distancias $\pm W$ del origen de coordenadas (figura 7). Estas rectas combinadas con la curva de saturación de la etapa anterior representan los ciclos límites del material.

Las exponenciales son definidas de forma de contener los puntos extremos que delimitan los pequeños lazos y a partir de uno de éstos se calcula un nueva exponencial que tiene por asíntota la recta límite. De esta manera son representados los cambios de pendiente que ocurren en la parte final de cada lazo.

Con el fin de poder representar lazos pequeños, el programa de cálculo almacena los valores de corrientes y flujos para el instante anterior y para los dos puntos anteriores de cambio de sentido de la curva creciente o decreciente. En la Figura 2 son representados en línea punteada dos pequeños lazos, los cuales pueden ser comparados con los graficados durante las medidas experimentales.

La diferencia fundamental de este modelo con el ciclo que se trata de representar consiste esencialmente en que las curvas límite están separadas por una distancia $2W$ en el eje de las corrientes en forma independiente del flujo. En el ciclo real esta distancia no es constante, sino que crece con el flujo. Esta diferencia es sustancial cuando calculamos las pérdidas en función de la tensión aplicada, obteniéndose valores menores que los medidos para los voltajes mayores. A los efectos de la aplicación de éste modelo en el cálculo del circuito ferro-resonante, se elige un ancho medio de $2W$, de modo tal que el área encerrada por el ciclo coincida con el 50% de las pérdidas en el hierro, medidas para un voltaje del 15% superior al nominal.

4. EVALUACION DE LOS PROGRAMAS UTILIZADOS

Además de los diferentes modelos estudiados para el circuito equivalente del transformador, se resolvió el circuito ferro-resonante serie usando dos procedimientos, que consisten en la aplicación del programa de resolución de transitorios electromagnéticos EMTP y de un programa que básicamente resuelve sistemas de ecuaciones diferenciales al que se le introdujeron ciertas modificaciones. En la simulación efectuada usando el EMTP, fue considerado en todos los casos la resistencia R_x igual a cero, y para la rama magnetizante fue usado el elemento tipo 98, representándose la curva $i - \phi$ no lineal por veinte

puntos de la curva de saturación. Estos puntos fueron comparados con los resultados obtenidos de la aplicación de la subrutina CONVERT del EMTP que calcula los valores de los puntos $I(A) - \phi(V.s)$ a partir de los valores I_{rms} y V_{rms} . Con los datos constructivos del transformador, fueron calculados valores de la excitación $H_c(A/m)$ y campo magnético $B_c(T)$, a partir de los valores I y ϕ dados por el CONVERT. Se calcula el error E_r en el campo magnético, comparando el valor B_c con el campo realmente medido B_a .

$$E_r = 100(B_c/B_a - 1) \quad (3)$$

Los resultados son mostrados en la tabla 2 y muestran que el programa calcula estos valores con un error entre el -37% y +16% .

TABLA 2

H (A/m)	B (T)	E_r (%)
6.2	0.15	-37
13.7	0.46	-32
21.8	0.76	-23
38.6	1.06	-13
137	1.44	- 2
252	1.67	0
432	1.86	3
598	1.97	6
1020	2.09	8
1770	2.20	14
2270	2.24	16

La solución del circuito ferro-resonante serie esta determinada mediante un sistema de ecuaciones diferenciales que incluye como subrutina los diferentes modelos descritos para el transformador.

La resolución del sistema se efectuó utilizando los métodos de Euler o Runge-Kutta. La determinación del sistema está indicado a continuación, donde R_s es la resistencia óhmica del bobinado, R_p representa las pérdidas debidas a corrientes parásitas, en los modelos que incluyan histéresis o representan las pérdidas totales en el hierro para los que solo simulan saturación, R_x representa una resistencia adicional que ha sido incluida a los efectos de obtener una mejor aproximación para la disipación de potencia en la zona de alta saturación. La resistencia R_x puede ser simulada también para los modelos que incluyen los efectos de histéresis como forma de compensar por pérdidas mayores.

Las soluciones para otros circuitos más complejos que el circuito serie expuesto en el presente trabajo, pueden ser simulados de forma análoga sustituyendo por el conjunto de ecuaciones apropiado. Para estos casos puede incluirse el estudio de modelos ferro-resonante monofásicos o trifásicos que incluyan, por ejemplo operación monopolar de transformadores trifásicos.

Sin embargo el presente estudio se ha circunscripto al circuito serie como elemento de comparación de diferentes modelos de transformador.

El estudio experimental realizado para remanencia nula muestra que la evolución de la solución del presente circuito en los primeros ciclos de un fenómeno de resonancia fundamental de armónica 1/3 queda supeditado exclusivamente al valor del ángulo de cierre del interruptor.

Si bien para los modelos más completos del transformador es posible

incluir valores de campo remanente diferentes de cero, solamente fueron simulados a los efectos de comparación de resultados, situaciones con el transformador totalmente desmagnetizado. Cálculos de la potencia media disipada durante un ciclo ferro-resonante, muestran que la potencia disipada en la resistencia R_p (total de pérdidas en el hierro) es aproximadamente 10 veces superior a la correspondiente a R_s , como consecuencia, a no ser que se adicione una resistencia exterior R , influirá debilmente en el resultado del cálculo.

Valores de R_x estimados para compensar promedialmente la mayor disipación de potencia para valores de alta saturación en régimen sinusoidal, han demostrado disipar en media un porcentaje pequeño de las pérdidas con las formas de onda encontradas.

Como fue mencionado anteriormente el valor equivalente de R_p depende fuertemente de la tensión aplicada, por lo tanto la elección de este valor será fundamental para obtener una adecuada representación de los circuitos sin histéresis.

Esta situación es consecuencia directa del hecho de que la disipación de potencia entre ciclo y ciclo será responsable del establecimiento o no de una situación de ferro-resonancia.

El procedimiento de convergencia para uno u otro tipo de solución, depende de la carga almacenada en cada ciclo, pues sucintamente el proceso puede ser analizado cualitativamente de la siguiente forma: si la tensión aplicada al transformador, en el momento del ciclo en que se suma el voltaje de la fuente y del condensador es suficiente para llevarlo a la región de alta saturación, y en consecuencia producir un pico de corriente que modifique la polaridad de la carga del condensador, de forma tal que adquiera la energía suficiente, el proceso se repetirá. La disipación total de energía se produce en la resistencia R_p durante la mayor parte del ciclo, en la zona de alta tensión y baja corriente, que descarga lentamente el condensador, mientras que la disipación en las resistencias serie de realiza durante el pequeño período de alta corriente que produce el cambio de polaridad en la carga del condensador.

Evidentemente el estado inicial de carga necesario puede ser obtenido o no dependiendo del campo remanente y del momento de cierre de la onda de tensión. El otro valor que influye sustancialmente para que exista una solución ferro-resonante o no es el valor de la tensión aplicada al circuito.

La inclusión del ciclo de histéresis en el modelo del transformador será importante en la determinación de una u otra condición de régimen, si se simula adecuadamente la potencia disipada en cada ciclo incluyendo pequeños lazos que ocurren con frecuencia en este tipo de oscilación.

Una vez establecida una u otra condición, las soluciones de régimen máximo de tensión y corriente dependen solo levemente de haber incluido o no, en la representación del ciclo de histéresis, pues los valores de alta saturación responden prácticamente a una función univaluada.

4.1 Evaluación de la simulación del EMTP

Fueron efectuados múltiples simulaciones, variando el ángulo de fase θ en el momento del cierre del interruptor. El valor de R_p se varió entre 250Ω e ∞ . En la Figura 8 se muestran las curvas $V(t)$ e $I(t)$ para $R_p=500\Omega$ y $\theta=0$, y en la Figura 9 se muestra la curva $V(t)$ para $\theta=160^\circ$ y $R_p=960\Omega$.

Del análisis comparativo entre los resultados reales y los simulados en el EMTP, concluimos que la representación del transformador con una resistencia fija y el elemento tipo 98 (pseudo-non-lineal inductance) no es completamente adecuado.

De las numerosas corridas del programa se concluye, por ejemplo, que

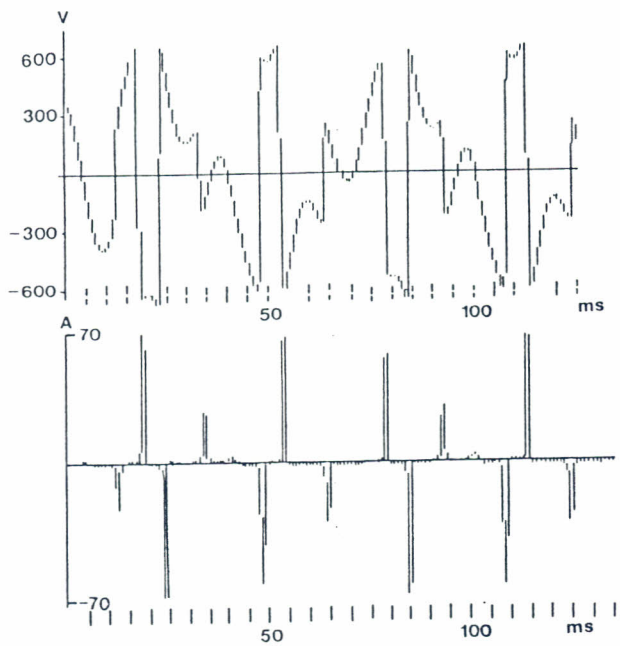


FIG. 8

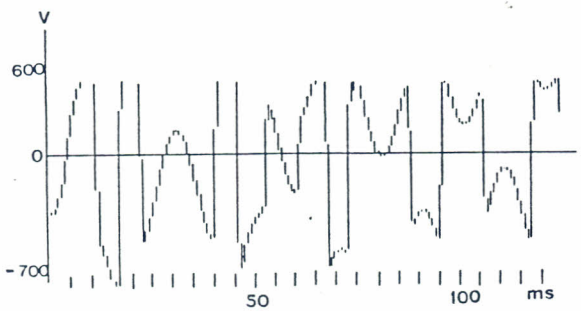


FIG. 9

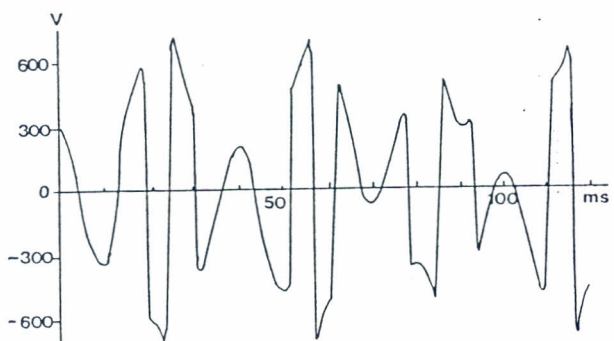


FIG. 10

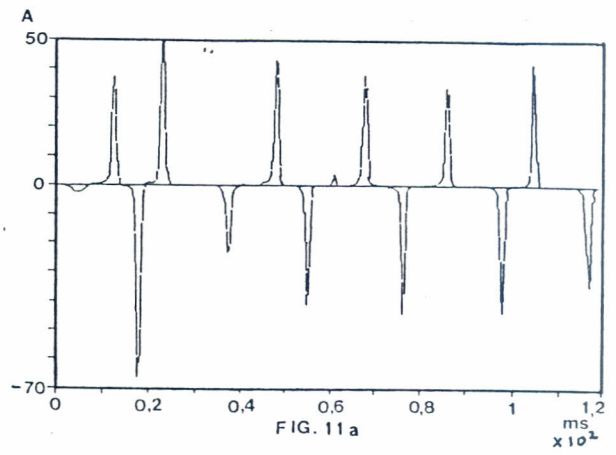


FIG. 11 a

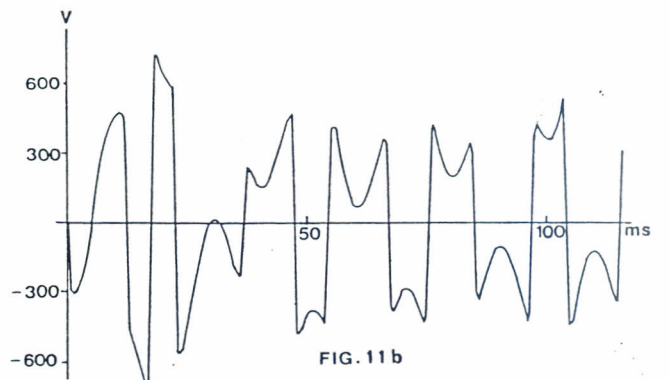


FIG. 11 b

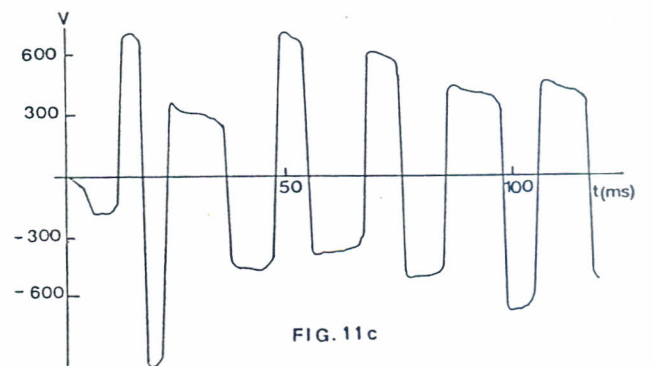


FIG. 11 c

para el ángulo $\theta=0$ y R_p variando entre infinito y 960Ω , la curva obtenida del EMTP presenta resonancia a la frecuencia fundamental en los primeros ciclos, mientras que para el valor $R_p=500\Omega$ hay coincidencia con la curva empírica con resonancia a $W=1/3 W_f$.

Para el ángulo $\theta=97^\circ$ y para valores de R_p entre 250Ω e ∞ , la curva simulada presenta ferro-resonancia a la frecuencia fundamental, lo cual no coincide con el resultado experimental que indica también soluciones a $W=1/3 W_f$.

4.2 Programa de resolución de ecuaciones diferenciales

Tal como mencionamos anteriormente, también fueron comparados los resultados de los ensayos del transformador en estudio con los valores resultantes de un programa de resolución de ecuaciones diferenciales modificado para adaptarlo a este problema.

Esta comparación se efectuó para diferentes valores del ángulo de fase del momento de cierre del interruptor y para todos los modelos de transformador citados en los párrafos anteriores. Este procedimiento incluye diferentes combinaciones, las cuales resultan de variar los siguientes parámetros: R_p entre 250Ω e ∞ , $R_x=0.045\Omega$ o cero, curva de saturación con y sin inclusión del ciclo de histéresis.

A diferencia de lo que ocurre con el programa EMTP, para valores de R_p en el orden de 960Ω , $R_x=0$ y con una curva de saturación sin área, fue posible obtener soluciones que concordaron adecuadamente con la solución real respecto a la forma de onda, para todos los valores de θ ensayados.

Cabe resaltar que para algunas soluciones, una pequeña variación del ángulo θ , conduce a soluciones muy diferentes en los primeros ciclos. Esta conclusión también se obtiene de los ensayos de laboratorio, coincidiendo con algunos valores del ángulo θ . Distintas soluciones se obtienen para ángulos que están dentro de los límites de resolución que muestran los oscilogramas.

La acción del ciclo de histéresis según el modelo descrito no altera radicalmente las soluciones obteniéndose, sin embargo, logra valores de tensión más aproximados a los reales.

La Figura 10 muestra los valores del voltaje en los terminales del transformador para $\theta=0$ y la Figura 11 muestra los valores de corriente (11a), tensión en los terminales del transformador (11b) y tensión en el condensador (11c), para $\theta=160^\circ$. Se puede observar la muy buena aproximación de la tensión con relación a los oscilogramas de las Figuras 4a y 4b. El modelo de transformador usado tiene $R_s=0,1\Omega$, $R_p=1000\Omega$, $R_x=0$ y el ciclo de histéresis representado por exponenciales.

Es importante resaltar que no sólo una curva de saturación elemental aproximada por rectas falla totalmente, sino que pequeñas variaciones en la curva real alteran significativamente los resultados.

5. CONCLUSIONES

Fueron evaluados diferentes modelos, de diferente grado de complejidad, que mostraron que a los efectos de representar las pérdidas en el hierro, la utilización de una resistencia en paralelo con una reactancia no lineal, conduce a errores importantes en la evaluación de las pérdidas a la frecuencia industrial a diferentes tensiones.

Los modelos existentes del ciclo de histéresis que incluyen la representación de lazos pequeños no representan adecuadamente las pérdidas de hierro. Es necesario un trabajo más profundo con respecto a este punto, para representar adecuadamente estas pérdidas.

La simulación del fenómeno de ferro-resonancia, usando una resistencia paralela, logra formas de onda adecuadas, sin embargo a

los efectos de mejorar la precisión en los valores de voltaje es necesario incluir la representación del ciclo de histéresis.

6. REFERENCIAS

- [1] SWIFT, G, "An analytical approach to ferroresonance," IEEE Trans., PAS-88, pp. 42-46, Jan. 1969.
- [2] EWART, D. "Digital computer simulation model of a steel-core transformer," IEEE Trans. on Power Delivery, PWRD-1, pp. 174-183, Jul. 1986.
- [3] FRAME, J. y Mohan, N. y Liu, T. "Hyteresis modeling in an electromagnetic transient program," IEEE Trans., PAS-101, pp. 1403-1412, Set. 1982.
- [4] Electromagnetic Transient Program, Versión M31, Set. 1980.
- [5] SLOMOVITZ, D. "Correction of power transformer no-load-losses, measured under nonsinusoidal voltage waveforms," IEE Proc. C, Vol. 136, pp. 42-47, Jan. 1989.
- [6] LIN, C. y WEI, J. y HUANG, C. y HUANG, C. "A new method for representation of hysteresis loop" IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.4, pp. 413-420, Jan. 1989.