

GRUPO IV
SISTEMAS DE POTÊNCIA (GSP)

AVALIAÇÃO DOS PROCEDIMENTOS DE CÁLCULO DE SOBRETENSÕES PROVOCADAS POR FERRORESONÂNCIA.

MARCOS ANDRADE

FRANCISCO GIRARDI

DANIEL SLOMOVITZ

USINAS Y TRASMISIONES ELECTRICAS

U.T.E. - MONTEVIDEO - URUGUAY

Resumo: Neste trabalho são analisados sistemas de simulação de sobretensões quando acontece o fenômeno de ferro-ressonância. É discutido em particular um circuito série comparando as soluções obtidas por diferentes programas com medições reais. Diferentes modelos propostos para o ferro são avaliados, sendo analisadas as causas do seu afastamento do comportamento real.

Palavras-chaves: Ferro-ressonância, transformador, sobretensão.

1. INTRODUÇÃO

A existência de sobretensões provocadas por ressonância de circuitos formados por capacitâncias lineais e indutâncias não lineais, produz graves danos às redes elétricas. O elemento típico não linear é a característica magnética do ferro dos núcleos dos transformadores. Embora seja este um fenômeno estudado já há muito tempo, ainda hoje existem dificuldades para prevê-lo na etapa de projeto. A principal dificuldade está em achar um modelo apropriado e simples de usar para o transformador. Muitos autores têm proposto diferentes modelos. O mais simples é usar um indutor L (ver Figura 1a) com uma curva fluxo magnético (ϕ)-corrente (i) dada por duas retas. Dada a grande diferença de declividades, alguns autores usam só uma reta, considerando que a primeira tem declividade infinita.

SWIFT (1) propôs usar um modelo onde a relação ϕ - i é uma curva que é escolhida com base em um levantamento experimental (ver Figura 1b). Para todos estes casos a área delimitada pela curva é nula, então a energia dissipada vale zero. Para incluir o efeito das perdas no ferro (Pfe) alguns autores utilizam uma resistência de valor constante R_p em paralelo com o indutor, tal como mostra a Figura 1c.

É bem conhecido que as perdas no ferro podem ser divididas em perdas por histerese (P_h) e perdas por correntes parasitas (P_e). Apesar de que ambas perdas podem representar-se com uma resistência constante quando a frequência e a tensão de operação são fixas, é fácil ver que em casos nos quais a forma de onda da tensão não é senoidal leva a grandes erros. Melhores modelos incluem uma representação do ciclo de histerese no indutor. Devido a que este fenômeno é altamente complexo, muitos autores têm proposto aproximações ao mesmo. EWART (2) propõe usar um modelo no plano ϕ - i partindo de duas retas utilizadas como assintotas de curvas exponenciais que formam os ciclos de histerese. FRAME (3) propõe usar diferenças lineais entre o início e o fim dos pequenos laços. Em todos os casos P_e continua sendo representada por uma resistência em

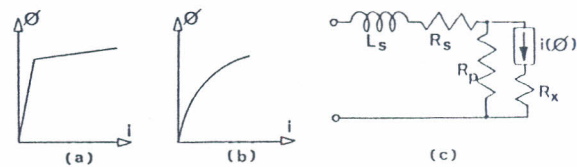


FIG. 1

paralelo com o indutor.

A complexidade na realização dos cálculos aumenta com a exatidão do modelo. Os primeiros modelos citados permitem um cálculo analítico, enquanto nos últimos é imprescindível o uso do computador. Assim foram desenvolvidos vários programas, entre eles o EMTF (4) para a simulação do comportamento destes modelos.

Neste trabalho será avaliada a precisão de cada modelo e as diferenças entre os resultados simulados por diferentes programas de computação.

2. LEVANTAMENTO DE DADOS

Aos efeitos de obter dados experimentais confiáveis, foram medidas as características de um transformador monofásico com os seguintes parâmetros nominais: 8660/230 V, 5 kVA, 50 Hz, núcleo de ferro silício de grão orientado (tipo ORSI 97), $P_{ferro} = 0,97$ W a 1,5 T, $B_{máx} = 1,75$ T, formado por lâminas de 0,30 mm de espessura. Foi levantado seu ciclo de histerese numa baixa frequência (0,1 Hz), variando o fluxo magnético de pico, e foram traçados ciclos que incluem pequenos laços (small loops). Alguns deste pequenos ciclos estão próximos dos extremos do ciclo principal e outros no centro do mesmo. O ciclo foi traçado por um registrador analógico, excitado do lado de baixa tensão do transformador e integrando a voltagem induzida no lado de alta tensão. Por outro lado traçou-se a curva de magnetização até correntes próximas à nominal. Na Figura 2, em traço cheiro são mostrados alguns dos ciclos medidos.

Usando o circuito mostrado na Figura 3 foi simulado um caso de ferro-ressonância série. O interruptor S fecha em um ângulo de fase não controlado, mas o registro oscilográfico permite medi-lo. Com relação às condições iniciais, o capacitor C foi descarregado e o transformador desmagnetizado antes de cada operação de fechamento do interruptor. O valor de C foi escolhido de modo a produzir ferro-ressonância em uma frequência fundamental e a 1/3 da fundamental. A Figura 4 mostra os oscilogramas obtidos com diferentes ângulos de

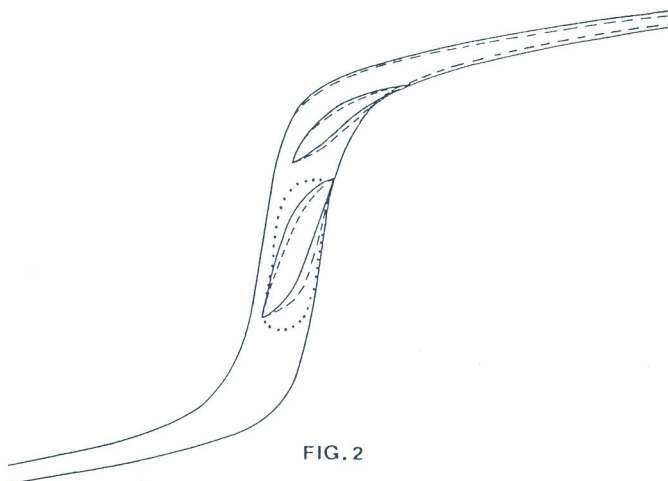


FIG. 2

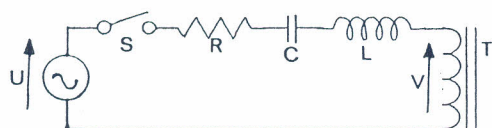
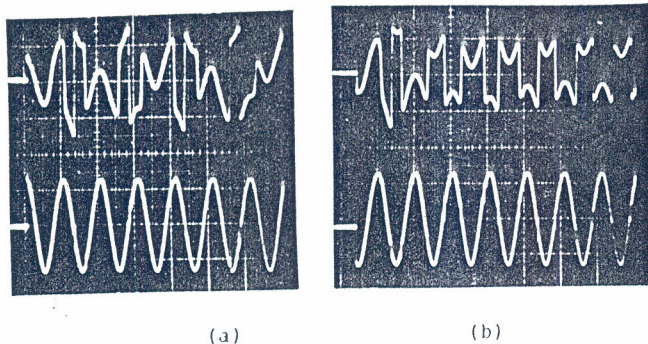


FIG. 3

fechamento do interruptor θ (Fig. 4a: $\theta=0$, Fig. 4b: $\theta=160^\circ$).

Aos efeitos de achar um modelo para o transformador foi realizado um ensaio a vazio incluída a zona de saturação, chegando a corrente a vazio até o dobro da corrente nominal. A Tabela 1 mostra nas colunas 1 e 2 os valores da tensão aplicada, medidas por um voltímetro com resposta ao valor médio (V_m) e um com resposta ao valor rms (V_{rms}). Nas colunas 3 e 4 figuram a potência consumida (P) e o valor rms da corrente a vazio (I_{rms}). Entre V_{rms} e V_m existe certa diferença que aumenta ao aumentar o grau de saturação. Isto é devido basicamente à impedância interna do variador de tensão. Este variador é de potência nominal de 150 kVA (30 vezes maior que a do transformador em ensaio), o que mostra a dificuldade em obter uma forma de onda senoidal neste tipo de ensaio. Aos efeitos de estudar a incidência da forma de onda nos resultados deste ensaio, foi aumentada a impedância da fonte adicionando um elemento resistivo-indutivo em série com a mesma. Os valores desta impedância, referidos às características nominais do transformador em ensaio, são $r = 3\%$, e $l = 12\%$. As formas de onda da tensão no transformador são mostradas na Figura 5. A Figura 5a corresponde à conexão direta, enquanto que a Figura 5b corresponde ao circuito com a impedância adicionada. Os valores medidos no ensaio a vazio com a impedância colocada são mostrados nas quatro últimas linhas da Tabela 1. Comparando as

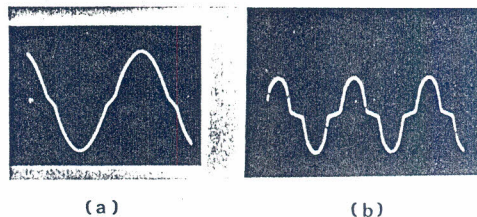


(a)

(b)

FIG. 4

Curva superior (V): 500V/div
Curva inferior (V): 250V/div
Escala horizontal : 20ms/div



(a)

(b)

FIG. 5

potências e as correntes a vazio entre ambos casos conclue-se que não há diferenças significativas, sempre que seja tomado como valor da tensão o indicado por V_m . Este resultado é bem conhecido para o caso da potência. Com respeito à corrente, mostra que a curva $V_m - I_{rms}$, frequentemente usada para o cálculo da relação: fluxo magnético - corrente, não está afetada maiormente pela forma de onda da tensão, na zona de saturação. Pelo contrário com tensões baixas, menores ou iguais ao valor nominal, podem existir grandes diferenças, já que nessas condições o valor da corrente é baixo e influem as capacitâncias parasitas do transformador. A potência mostrada na terceira coluna da referida Tabela representa a potência total consumida pelo transformador. Uma parte corresponde às perdas no cobre (P_{cu}) e outra às perdas no ferro (P_{fe}). Usualmente P_{cu} é desprezível no ensaio a vazio, mas não é assim neste caso. Aqui o grau de saturação é muito alto, assim como a corrente a vazio, portanto P_{cu} é comparável e as vezes maior do que P_{fe} .

TABELA 1
Ensaio a vazio do 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	

A resistência do cobre do lado de baixa tensão do transformador vale 0.100 Ω à temperatura ambiente. Para separar o valor de P_{cu} das perdas totais deve-se ter grande cuidado com a temperatura do cobre, pois a alta corrente a vazio esquenta o cobre aumentando a sua resistência e em consequência as perdas. Na coluna 5 da Tabela 1 mostra-se o valor da resistência em paralelo R_p a usar no modelo do transformador mostrado na Figura 1c ($R_s=R_x=0$), para que dissipe a mesma potência que a medida no ensaio. Seu valor decresce à metade quando é aplicada uma sobretensão de 30%. Isto mostra o grande erro que apresentam estes modelos, na avaliação das perdas no ferro, quando a tensão varia numa larga faixa de valores como acontece nos fenômenos de ferro-ressonância.

Para obter um melhor comportamento, propomos agregar um pequeno resistor R_x em série com o ramo que representa a bobina. Deste modo, quando a corrente a vazio atinge valores elevados por efeito da saturação, começará a incrementar-se a potência dissipada. Para o

transformador ensaiado o melhor valor é $R_x = 0,047 \Omega$. Usando os valores: $R_p=1000 \Omega$, $R_x=0.047 \Omega$ os erros na potência dissipada no ferro durante o ensaio a vazio estão por abaixo do 16 % (V_{rms} : 270V - 345V).

3. AVALIAÇÃO DO MODELO DO TRANSFORMADOR

Os modelos mais simples mostrados nas Figuras 1a e 1b apresentam como erros principais o fato de não levar em conta as perdas de energia e a existência do campo remanente. Mesmo assim é possível usa-los em algumas aplicações, como o cálculo da corrente de partida de transformadores. No entanto, a utilização em outros casos conduz a grandes erros.

Agregar uma resistência paralelo que inclua as perdas no ferro conduz a um modelo que sob onda senoidal e a frequência fixa, coincide como o comportamento real. No entanto, ao variar a frequência, prediz que P_{fe} será proporcional ao quadrado da tensão rms

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

Isto claramente está errado, pois não contempla o fato de que P_h depende do fluxo magnético de pico. Os erros na potência podem atingir até 100%, como mostram os exemplos da referência (5).

Varios autores têm proposto modelos matemáticos que realmente estão baseados no modelo anterior. Por exemplo Lin et al, (6) propõem representar o ciclo de histerese mediante uma curva de saturação $i(\phi)$ sem área, sumando a ésta uma função de consumo $f(\phi)$ que representa a largura do ciclo de histerese em cada ponto ϕ . Para a função f propõem a forma:

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

Sob onda senoidal isto representa uma ellipse no plano $\phi - i$. A área desta curva é incrementada à razão do dobro das perdas reais, quando varia a frequência.

O modelo do ciclo de histerese utilizado no programa de transitórios eletromagnéticos (EMTP) descreve o comportamento das diferentes trajetórias em função do chamado ciclo maior, o qual contém todos os pontos de operação.

Os pontos utilizados em trajetórias interiores, incluindo laços menores, são definidos através de uma distância vertical ou horizontal mostrada na Figura 6, dependendo da variável de entrada.

Assume-se que esta função $D(\phi)$ depende linearmente de ϕ e para laços menores se define esta aproximação linear de modo que esta curva contenha os dois pontos extremos do laço. Esta hipótese difere muito do comportamento real para o caso do ciclo do transformador em consideração. Mesmo assim trata-se de uma suposição que permite realizar um programa simples, e que representa adequadamente a dependência das perdas com a saturação.

Acreditamos que com esta representação obtém-se uma melhor aproximação, ao mesmo tempo que se evitam alguns inconvenientes, tais como obter valores fora do laço maior, se são utilizados para aproximar $D(\phi)$ dois segmentos de reta em vez de uma, de maneira que o primeiro segmento contenha os dois pontos do laço

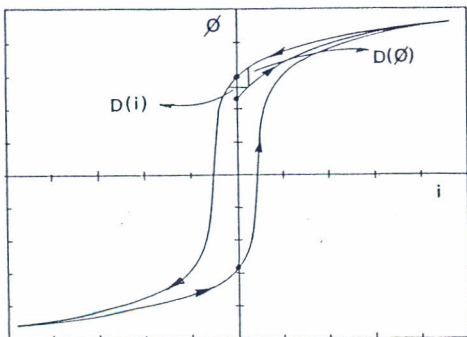


FIG. 6

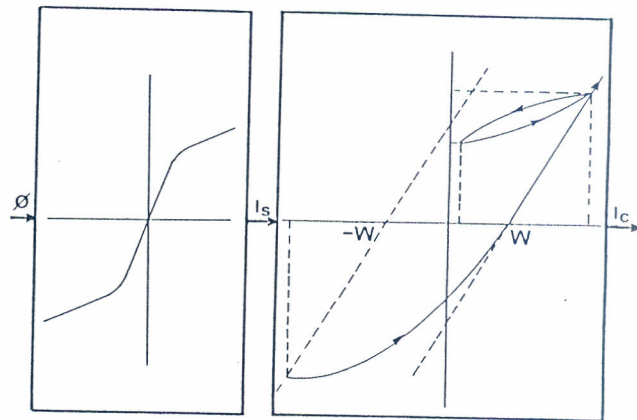


FIG. 7

pequeno e o segundo segmento una o ponto final deste laço com o ponto de saturação. A Figura 2 mostra em linha pontilhada um laço menor calculado desta forma.

O segundo modelo estudado para representar o comportamento não-linear do transformador, levando em conta a histerese, foi implementado utilizando a hipótese de separação entre os fenômenos de histerese e saturação (Ref. 2).

Nesta aproximação admite-se que estes efeitos são independentes e calcula-se a função multivalorada fluxo-corrente em duas etapas. A primeira representa exclusivamente a curva de saturação, calculada por pontos, os quais são ligados através de segmentos de reta e são obtidos da curva média traçada com os dados levantados no ciclo estático. Deste cálculo obtém-se uma corrente I_s , valor usado normalmente nos modelos que não representam histerese. Neste caso esta corrente I_s é o parâmetro de entrada à segunda etapa, a que determinará somente a histerese do material. As curvas fluxo-corrente estão representadas por trechos de exponenciais contidas na região delimitada por duas retas de declividade unitária, situadas a distâncias $\pm W$ amperes da origem das coordenadas (ver Figura 7). Estas retas combinadas com a curva de saturação da etapa anterior representam os ciclos limites do material.

As exponenciais são definidas de forma a conter os pontos extremos para pequenos laços e a partir de um destes calcula-se uma nova exponencial que têm por assintota a reta limite. Assim são representadas as mudanças de declividade que acontecem no final de cada laço.

Com a finalidade de poder representar pequenos laços, vão sendo armazenados no programa os valores de correntes e fluxos no instante anterior e para os dois pontos anteriores de mudança de sentido da curva-crescente ou decrescente. Na figura 2 são representados em linha tracejada dois pequenos laços, os quais podem ser comparados com os graficados durante as medidas experimentais.

A diferença fundamental deste modelo com o ciclo que se trata de representar consiste essencialmente em calcular as curvas limites separadas uma distância $2W$ no eixo das correntes de forma independente do fluxo, entando no ciclo real esta distância não é constante mas cresce com o fluxo. Esta diferença é substancial quando calculamos as perdas em função da tensão aplicada, obtendo-se valores menores que os medidos para os voltagens maiores. Aos efeitos da aplicação deste modelo no cálculo do circuito ferro-ressonante, escolhe-se uma largura média $2W$, considerando-a como situação comprometedor e de modo tal que a área abrangida pelo ciclo coincida com o 50% das perdas no ferro medidas para uma voltagem 15% superior à nominal.

4. DESCRIÇÃO DOS PROGRAMAS UTILIZADOS.

Além dos diferentes modelos estudados para o circuito equivalente do transformador, resolveu-se o circuito ferro-ressonante série usando dois procedimentos, que consistiram na aplicação do programa de resolução de transitórios eletromagnéticos EMTP e de um programa que basicamente resolve sistemas de equações diferenciais ao

qual foram introduzidas as modificações necessárias. Na simulação efetuada usando o EMTP, foi considerado em todos os casos a resistência R_x zero, e para o ramo magnetizante foi utilizado o elemento tipo 98, representando-se a curva $i - \phi$ não-linear por vinte pontos da curva de saturação. Estes pontos foram comparados com os resultados obtidos da aplicação da subrotina CONVERT do EMTP e que calcula os valores dos pontos $I(A) - \phi(V.s)$ a partir dos valores I_{rms} e V_{rms} . Com os dados construtivos do transformador, foram calculados valores do excitação H_c (A/m) e campo magnético B_c (T), a partir dos valores I e ϕ dados pelo CONVERT. Calculou-se o erro E_r no campo magnético, comparando o valor B_c com o campo realmente medido B_a .

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

Os resultados são mostrados na Tabela 2. Os resultados mostram que o programa calcula estes valores com um erro entre -37% e 16%.

TABELA 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

A solução do circuito ferro-ressonante série é determinada através de um sistema de equações diferenciais que inclui como subrotina os diferentes modelos descritos para o transformador.

A resolução do sistema é efetuada utilizando os métodos de Euler ou Runge-Kutta. A determinação do sistema é indicado a continuação, onde R_s é a resistência ôhmica do bobinado, R_p representa as perdas devidas às correntes parasitas nos modelos que incluem histerese ou então representa as perdas totais no ferro para os que só simulam saturação, R_x representa uma resistência adicional que têm sido incluída aos efeitos de obter uma melhor aproximação para a dissipação de potência na zona de alta saturação. A resistência R_x pode ser simulada mesmo para os modelos que incluem os efeitos de histerese como forma de compensar por maiores perdas.

A solução para outros circuitos mais complexos do que o circuito série exposto no presente trabalho, podem ser simulados do mesmo jeito substituindo-o pelo conjunto de equações apropriado. Para estes casos pode incluir-se o estudo de modelos ferro-ressonantes monofásicos ou trifásicos que incluem, por exemplo, operação monopolar de transformadores trifásicos.

Mesmo assim, o presente estudo é circunscrito ao circuito série como elemento de comparação de diferentes modelos do transformador.

O estudo experimental realizado para remanência zero mostra que a evolução da solução do presente circuito nos primeiros ciclos de um fenômeno de ressonância fundamental de harmônica 1/3 fica circunscrito exclusivamente ao valor do ângulo do fechamento do interruptor.

Se bem para os modelos mais completos do transformador é possível incluir valores de campo remanente diferentes de zero, somente simularam-se para comparação situações que refletissem o transformador totalmente desmagnetizado. Cálculos da potência média dissipada durante um ciclo ferro-ressonante mostram que a potência dissipada na resistência R_p (total de perdas no ferro) é aproximadamente 10 vezes superior à correspondente a R_s ; como consequência, a não ser que se adicione uma resistência exterior R , influirá debilmente no resultado do cálculo.

Valores de R_x estimados para compensar promedialmente

a maior dissipação de potência para valores de grande saturação têm demonstrado dissipar em média uma percentagem ínfima das perdas.

Como foi mencionado anteriormente o valor equivalente de R_p depende fortemente da tensão aplicada, por tanto a escolha deste valor será fundamental para obter uma adequada representação dos circuitos sem histerese.

Esta situação é consequência direta do fato de que a dissipação de potência entre ciclo e ciclo será responsável do estabelecimento ou não de uma situação de ferro-ressonância.

O procedimento de convergência para um ou outro tipo de solução depende da carga armazenada em cada ciclo, pois sucintamente o processo pode ser analisado qualitativamente da seguinte forma: se a tensão aplicada ao transformador, no momento do ciclo em que se soma a voltagem da fonte e do condensador, é suficiente para levá-lo à região de alta saturação, e em consequência produzir um pico de corrente que mude a polaridade da carga do condensador de forma tal que adquira a energia suficiente o processo se repetirá. A dissipação total de energia se produz na resistência R_p durante a maior parte do ciclo, na zona de altas tensões e baixa corrente que descarregará lentamente o condensador, mais a dissipação nas resistências série durante o pequeno período de alta corrente que produz a troca de polaridade na carga do condensador.

Evidentemente o estado inicial de carga pode ser obtido ou não dependendo do campo remanente e do momento de fechamento da onda de tensão.

O outro valor que influi substancialmente para que exista uma solução ferro-ressonante ou não é o valor da tensão aplicada ao circuito.

A inclusão do ciclo de histerese no modelo do transformador será importante na determinação de uma ou outra condição de regime se simula adequadamente a potência dissipada em cada ciclo incluindo pequenos laços que acontecem com frequência neste tipo de oscilação.

Uma vez estabelecida uma ou outra condição as soluções de regimes máximos de tensões e correntes dependem apenas levemente do que tinha sido incluído ou não na representação do ciclo de histerese, pois os valores de alta saturação respondem praticamente a uma função univalorada.

Uma vez estabelecida uma ou outra condição as soluções de regimes máximos de tensões e correntes dependem apenas levemente do que tinha sido incluído ou não na representação do ciclo de histerese, pois os valores de alta saturação respondem praticamente a uma função univalorada.

4.1 AVALIAÇÃO DA SIMULAÇÃO DO EMTP

Foram efetuados múltiplas simulações variando o ângulo de fase no momento de fechamento do interruptor e o valor de R_p variando entre infinito e 250 Ω .

Na Figura 8 são mostradas as curvas $V(t)$ e $I(t)$ para $R_p=500 \Omega$ e $\theta = 0$ e na Figura 9 é mostrada a curva $V(t)$ para θ igual a 160° e R_p igual a 960 Ω .

Da análise comparativa entre os resultados reais e os simulados em EMTP, conclui-se que a representação do transformador com uma resistência R_p fixa e o elemento tipo 98 (pseudo-non-linear inductante) não é adequado completamente.

Das numerosas rodadas do programa extrai-se, por exemplo, que para o ângulo $\theta = 0$, entanto R_p varia entre infinito e 960 Ω , a curva obtida do EMTP apresenta ressonância à frequência fundamental já nos primeiros ciclos, enquanto para o valor $R_p = 500 \Omega$ há coincidência com a curva empírica com ressonância a $w = 1/3 w_f$.

Para o ângulo $\theta = 97^\circ$ para valores de R_p entre infinito e 250 Ω , a curva simulada apresenta ferro-ressonância à fundamental, o qual não coincide com o resultado experimental que indica também $w = 1/3 w_f$.

Tal como será visto nos parágrafos seguintes, a simulação através de um programa simples que resolve equações diferenciais, forneceu resultados quase coincidentes com as curvas experimentais.

4.2 PROGRAMA DE RESOLUÇÃO DE EQUAÇÕES

Tal como foi mencionado anteriormente, também foram comparados os resultados dos ensaios do transformador em estudo com os valores resultantes do programa de resolução de equações diferenciais modificado.

Esta comparação efetuou-se para diferentes valores do ângulo de fase no momento de fechamento do interruptor,

e para todos os modelos de transformador citados nos parágrafos anteriores. Este procedimento incluiu diferentes combinações, as quais resultam de variar os seguintes parâmetros: resistência R_p entre infinito e 250Ω , R_x igual a $0,045 \Omega$ ou zero, curva de saturação com e sem inclusão do ciclo de histerese.

A diferença do que acontece com o programa do EMTF, para valores de R_p na ordem de 960Ω , R_x igual a zero e com curva de saturação sem área, foi possível obter soluções que concordam adequadamente com a solução real em quanto à forma de onda, para todos os valores de θ ensaiados.

Cabe ressaltar que para algumas soluções, uma pequena variação do ângulo θ , conduz a soluções muito diferentes nos primeiros ciclos; esta conclusão também é obtida dos ensaios de laboratório, coincidindo com valores do ângulo θ dentro dos limites de precisão que podem ser obtidos dos oscilogramas mostrados.

A adição do ciclo de histerese segundo o modelo descrito não muda radicalmente as soluções, obtendo-se, no entanto, valores de tensão máximas mais aproximados aos reais.

A Figura 10 mostra os valores da voltagem terminais do transformador para $\theta = 0$, e a Figura 11 mostra os valores de corrente (11a), tensão nos terminais do transformador (11b) e tensão no condensador (11c), para $\theta = 160^\circ$. Pode-se observar a excelente aproximação da voltagem com relação aos oscilogramas das Figuras 4a e 4b. O modelo para resolver as curvas mostradas usou $R_s = 0,1 \Omega$, $R_p = 1000 \Omega$, $R_x = 0$ e ciclo de histerese representado por exponenciais.

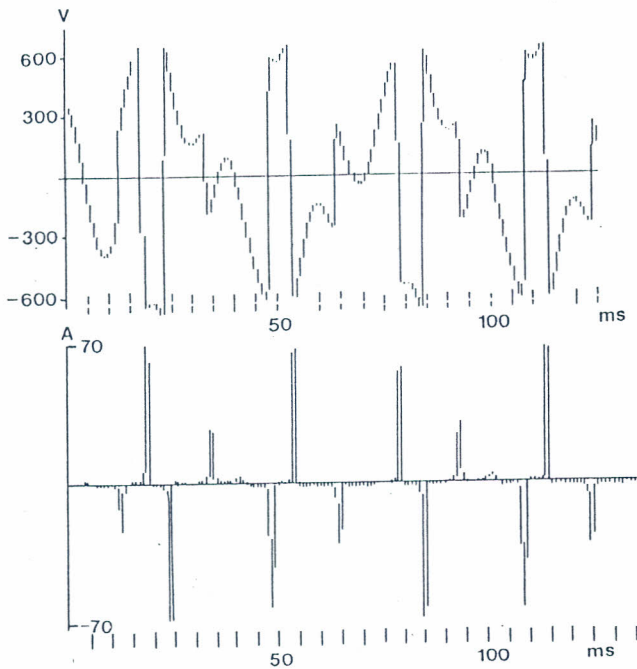


FIG. 8

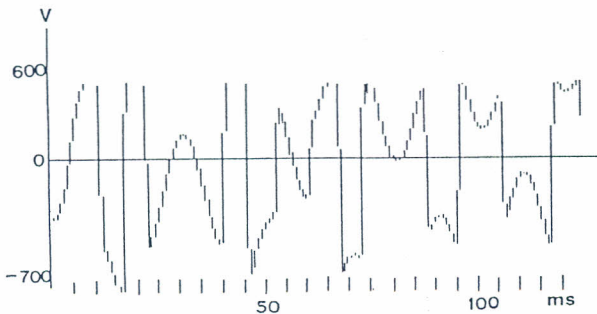


FIG. 9

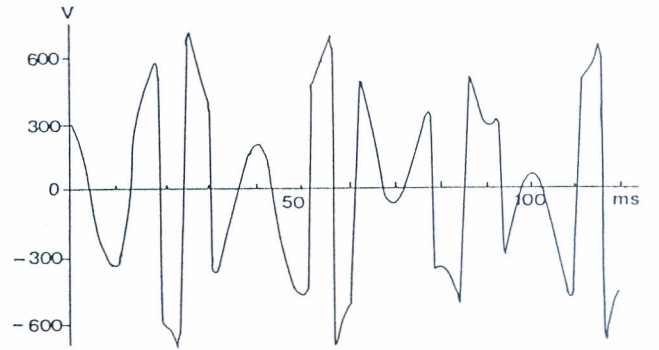


FIG. 10

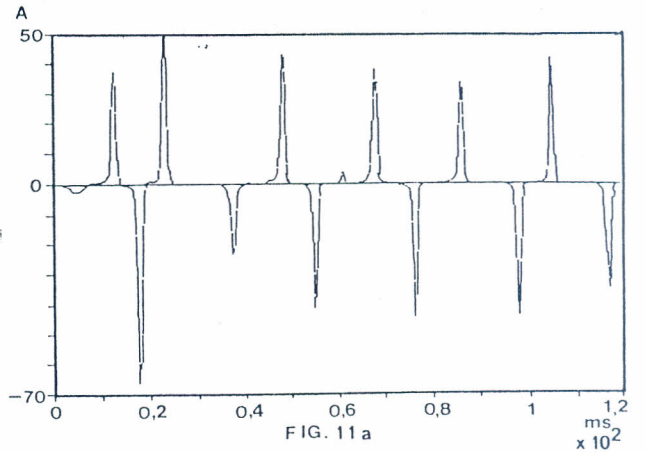


FIG. 11 a

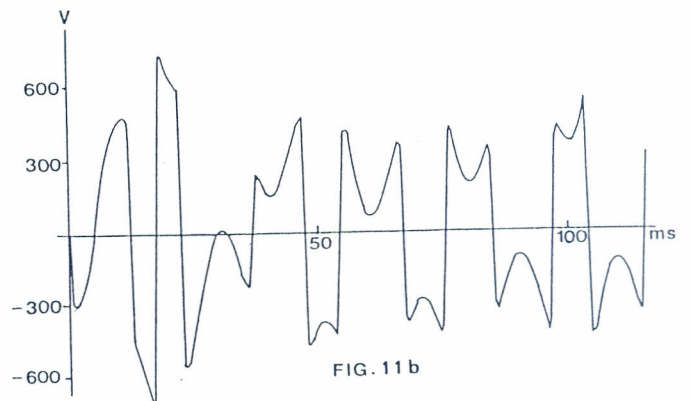


FIG. 11 b

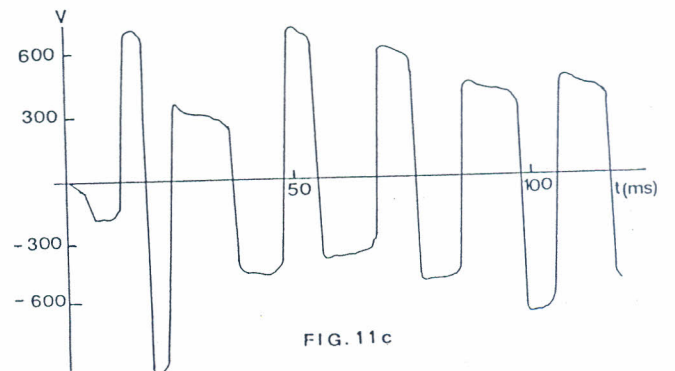


FIG. 11 c

É importante ressaltar que não somente uma curva elementar aproximada por retas falha totalmente ao representar o modelo, mas a curva de saturação deve ser representada com total precisão já que pequenas variações da mesma alteram os resultados.

5. CONCLUSOES

Foram avaliados diferentes modelos, de diferentes graus de complexidade, mostrando-se que aos efeitos de representar as perdas no ferro, a utilização de uma resistência em paralelo com reatância não-linear, leva a grandes erros na avaliação das perdas na frequência industrial e diferentes tensoes.

Ainda os modelos existentes do ciclo de histerese que incluem a representação de laços pequenos, não representam adequadamente as perdas no ferro.

Conclui-se que é necessário um trabalho mais profundo a respeito deste ponto para representar adequadamente as perdas.

A obtenção de um modelo adequado na simulação do fenômeno de ferro-ressonância, pode ser conseguido com uma resistência paralelo, com a qual resultam formas de onda adequadas, mas aos efeitos do melhorar dos valores de voltagem é necessário incluir a representação do ciclo de histerese.

6. RECONHECIMENTO

Agradecemos a colaboração na tradução do Eng. Ma. de Lourdes Albornoz.

7. BIBLIOGRAFIA

- (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. e Mohan, N. e Liu, T. - Hysteresis modeling in an electromagnetic transient program, IEEE Trans., PAS-101, pp. 1403-1412, Set. 1982.
- (4) Electromagnetic Transient Program, versão M 31, Set. 1980.
- (5) SLOMOVITZ, D - Correction of power-transformers no-load-losses, measured under non-sinusoidal voltage waveforms, GIGRE 3er ERLAC, Abr. 1989.
- (6) LIN, C. e Wei, J. e Huang C.L. e Huang, C.J. - A new method for representation of hysteresis loops, IEEE PES Winter Meeting, 88 WM 045-7, Jan. 1988.