



SCQ/004

21 a 26 de Outubro de 2001
Campinas - São Paulo - Brasil

STE I

SEÇÃO TÉCNICA ESPECIAL DE INTERFERÊNCIAS, COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA E QUALIDADE DE ENERGIA – SCQ

PERDAS NO FERRO EM ALTA FREQUÊNCIA

Roberto Meza Cubilla (*)
UNIOESTE

RESUMO

Este trabalho permite avaliar as perdas suplementares em dispositivos eletromagnéticos conhecidos. É proposto um método de cálculo para as perdas em alta frequência. Também fornece subsídio para a determinação da melhor combinação de ranhuras para o estator e rotor, bem como, entreferro, abertura de ranhura e curva de torque otimizado. Sendo assim, permite otimizar projeto de máquinas polifásicas girantes.

Em essência o método de cálculo, a partir das forças magnetomotrices (fmm's) do estator e rotor, que aparecem em função da variação da carga no eixo do motor, calcula a variação de fluxo, para cada par de dentes estator/rotor, que por sua vez são responsáveis pela geração destas perdas.

Os valores obtidos do ensaio de Epstein, não são convenientes para o uso direto no cálculo das perdas nos motores, pois:

- A curva diverge significativamente após a estampagem e montagem;
- Aparecimento de harmônicas de saturação nos motores e
- Uma pequena parte do fluxo dos dentes, passa pelas ranhuras e do fluxo da coroa, passa pelo ar.

PALAVRAS-CHAVE: Perdas no ferro, máquinas elétricas, ensaio Epstein, alta frequência, otimização, perdas suplementares.

1.0 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Entre os equipamentos de maior uso na indústria, nos eletrodomésticos, etc., encontram-se as máquinas

polifásicas rotativas. A larga aplicabilidade que encontram estes dispositivos eletromagnéticos, coloca-o, em primeiro lugar quanto ao responsável pelo maior consumo da energia elétrica. Existe uma necessidade urgente da utilização mais inteligente da energia elétrica, através do adequado dimensionamento dos sistemas. Medir as perdas envolvidas no projeto, ou ter uma noção mais acurada através de modelos e cálculos, leva o projetista a melhorar o produto, isto é, otimizar. Minimizar estas perdas significam, em primeiro lugar, aumento de rendimento, que por sua vez conduz a uma abertura maior de mercado. Igualmente, a possibilidade de baratear o custo, mantendo a mesma performance requerida dos equipamentos eletromagnéticos em geral.

A grande finalidade é a de diminuir o consumo, tornar mais leve o produto, bem como a sua miniaturização. Da mesma forma, elevar a competitividade das empresas brasileiras do ramo e criar a consciência das vantagens da utilização de equipamentos mais eficientes.

2.0 PERDAS NO FERRO

2.1 – Aspectos Gerais

As perdas no ferro localizam-se na coroa, nos dentes e no “entreferro”, isto é, na cabeça e superfície dos dentes do estator e rotor, como mostrado na Figura 1.

2.2 – Classificação das Perdas no Ferro

2.2.1 – Quanto à Frequência

As perdas no ferro podem classificar-se quanto à frequência em:

(*) Av. Andradina (ou 08), 516 – Vila “A”, Foz do Iguaçu, Paraná, Brasil
Tel.: (045) 5291018 – cubilla@unioeste.br

- Perdas em frequência nominal W_n , isto é, devido as harmônicas de enrolamento que induz frequência da rede;
- Perdas por harmônicas de saturação W_{HS} , como é sabido, estas harmônicas induzem frequência múltipla da harmônica que a produziu (ex.: 3^a , 5^a , ...);
- Perdas em alta frequência W_{AF} (ver mais detalhes na referência 1) que varia com a rotação e que no caso da partida é igual a zero.

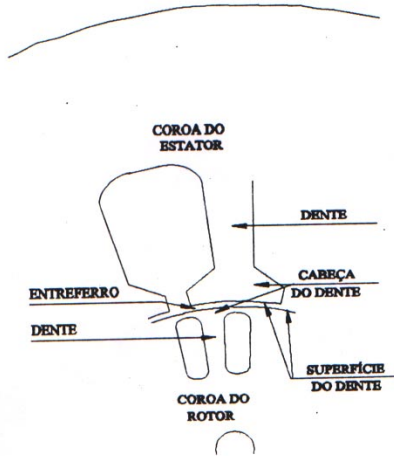


FIGURA 1.- Corte transversal de uma máquina comum onde são mostrados as ranhuras, dentes e coroas do estator e rotor.

2.2.2 – Quanto à Condição de Ocorrência

Quanto à condição de ocorrência, podem ser divididas:

- Em vazio, proporcionais aproximadamente ao quadrado do fluxo principal (perdas por pulsação);
- Em carga, proporcionais aproximadamente ao quadrado da fmm do rotor (perdas suplementares ou adicionais).

2.2.3 – Considerações Adicionais

São somente perdas em alta frequência:

- As perdas em vazio no rotor. Deve-se lembrar que a corrente no rotor, para a condição em vazio, em motores de indução trifásicos é zero, desta forma não há perdas suplementares e só faz sentido falar destas para o caso dos motores monofásicos;
- As perdas suplementares no estator e rotor e
- As perdas no entreferro (ver 15).

3.0 PERDAS SUPLEMENTARES

As perdas suplementares são entendidas como o acréscimo das perdas de alta frequência. À medida que se introduz carga no motor, aparecem fmm's no estator e rotor em oposição, ambas em quadratura com a fmm em vazio (perdas por pulsação), gerando perdas

proporcionais ao quadrado da sua diferença (16, 17 e 18). O cálculo das fmm's para o estator e rotor permite a determinação da variação do fluxo, que pode ser decomposta da seguinte maneira, como mostrado na equação 1 abaixo:

$$v = v_1 + (-v_2) \quad (1)$$

onde v_1 é a variação produzida por fmm no estator e v_2 a variação produzida por fmm no rotor. Somando-se essas variações, são obtidas as variações de fluxo nos dentes, e pela soma dessas, as variações na coroa.

$$v^2 = v_1^2 + v_2^2 - 2v_1v_2 \quad (2)$$

Para a frequência nominal, esta expressão se anula; para alta frequência, representa as perdas suplementares. A expressão geral para as perdas suplementares é apresentada na equação 3 abaixo:

$$P_{Sup} = T_s \omega_s \quad (3)$$

onde T_s é o conjugado resistente devido às perdas suplementares e ω_s a velocidade angular do rotor. Para o motor trifásico o torque desenvolvido é:

$$T_d = I_2^2 R_2 \frac{(1-s)}{s\omega_s} \quad (4)$$

Para motores monofásicos, T_s é decomposto nos conjugados devido aos campos direto e reverso, como apresentado na equação abaixo:

$$T_s = T_{sF} + T_{sB} \quad (5)$$

onde: $T_{sF} = (1 - K_{sF}) T_F \frac{sR_s}{R_2}$ e

$$T_{sB} = (1 - K_{sB}) T_B \frac{(1-s)R_s}{R_2}$$

e T_F é o torque para frente (forward); T_B é o torque para trás (backward); K_{sF} o fator empírico de correção de torque pelo escorregamento, cujo valor prático é =0,7; K_{sB} o fator empírico de correção de torque pelo escorregamento, cujo valor usual é =1,3; R_2 a resistência do rotor; s o escorregamento e R_s o pseudo-resistência de valor proporcional à perdas suplementares.

3.1 – Considerações adicionais

$K_{sF} + K_{sB} = 2$, isto é, igual a uma constante. O pseudo-resistência não faz parte do circuito equivalente. As perdas suplementares são retiradas do conjugado ($T_F - T_B$). O valor de R_s depende do método de cálculo empregado.

4.0 MÉTODO EMPÍRICO

Neste método, calcula-se R_s pela expressão, como na equação 6 abaixo:

$$R_s = 0,062 \frac{\sqrt{\frac{N_2}{P}}}{\sqrt{\frac{N_1}{N_2} + 1}} (K_{p1} + K_{p2}) Q_f X_0 \quad (6)$$

onde: K_{P1} , K_{P2} são os coeficientes de perdas de alta frequência, para uma indução específica $B=1,0$ [T], de estator e rotor e X_0 a reatância total de dispersão do estator e rotor e o Q_f é dado pela equação

$$Q_f = \sqrt{\frac{f_N}{60}} \quad (7)$$

4.1 - Descrição do Método

Calcula-se os coeficientes geométricos de perdas de alta frequência W_{AF} em função dos dados de laminação. Considera-se conhecido os seguintes parâmetros:

P : número de pares de pólos;

a_1 : fator de contração do entreferro pela abertura do estator (equivalente ao fator de Carter – K_{c1});

a_2 : fator de contração do entreferro pela abertura do rotor (equivalente ao fator de Carter – K_{c2});

N_1 : número de ranhuras do estator;

N_2 : número de ranhuras do rotor;

Assim, vem:

G : coeficiente geométrico de perdas de pulsação (em vazio);

G_s : coeficiente geométrico de perdas suplementares, referentes a dentes e coroa do estator e rotor (4 pares de valores). Como esses coeficientes estão referidos aos dentes e coroa do estator e rotor, teremos quatro pares de valores.

4.2 - Hipótese Simplificadora

a-) Distribuição senoidal de fmm no estator e rotor;

b-) Correntes parasitas no ferro não alteram a distribuição de fluxo;

c-) A indução é nula na abertura efetiva [(1-a).passo de ranhura];

d-) O efeito pelicular não é considerado;

e-) As correntes no rotor, em virtude da inclinação “Skew” nas barras, não ‘abafam’ o fluxo nos dentes e

f-) Só as perdas por Foucault são consideradas (material equivalente).

4.3 – Considerações Adicionais

Observação: a hipótese (f) é válida quando as W_{AF} forem corrigidas para cada frequência f_a , pelo fator de redução F_R por efeito pelicular, dado pela equação abaixo:

$$F_R = \sqrt{\frac{f_N}{f_a}} \quad (8)$$

onde: f_N é a frequência nominal da rede em [Hz] e f_a a frequência em questão em [Hz].

Assim, não diminui a precisão dos resultados.

5.0 MÉTODO DE CÁLCULO

Em essência, o método de cálculo, a partir das fmm’s do estator e rotor, determina a variação do fluxo para cada par de dentes estator/rotor. Somando-se essas variações, obtém-se as variações de fluxo nos dentes, e pela soma dessas, as variações na coroa. As perdas por unidade de volume dependem do quadrado dessas variações.

5.1 – Etapas de Cálculo

O cálculo é feito nas seguintes etapas básicas:

5.1.1 Determinação do número de segmentos, isto é, conjuntos contendo número inteiro de ranhuras de estator e rotor. As perdas são calculadas para um segmento e multiplicada por sua quantidade;

5.1.2 Determinam-se os eventos singulares, que são as seguintes:

A: dois centros de aberturas coincidem;

D: dois centros de dentes coincidem;

T1: dois inícios (ou fins) de dentes coincidem;

T2: um início e um fim coincidem.

Se N_{s1} e N_{s2} são os números de ranhuras por segmento do estator e rotor, o número de eventos (A) e (D), uniformemente espaçados, por rotação será:

$$N_e = N_{s1}N_{s2} \quad (9)$$

Os eventos (T1) e (T2) ocorrerão “ $2N_e$ ” vezes, como pode ser visualizado na Figura 2 abaixo.

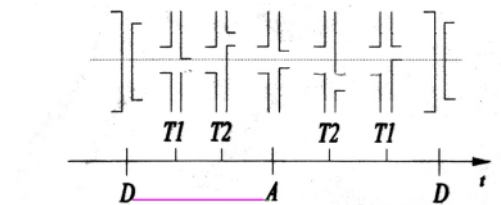


FIGURA 2.- Diversos eventos que podem ocorrer ao longo do tempo.

A soma das perdas faz-se em três fases, e elas são: D-T1; T1-T2 e T2-A. Se T2 ocorre antes de T1, fica no lugar deste;

5.1.3 Calculam-se as variações de fluxo para cada par de dentes estator/rotor, somando-as nos mesmos;

5.1.4 Calculam-se as variações de fluxo na coroa, obtidas por soma das variações nos dentes;

5.1.5 Faz-se uma correção para que a somatória dos fluxos seja nula e

5.1.6 Calculam-se as perdas pelo quadrado da variação de fluxo.

5.2 – Cálculo dos Coeficientes de Perdas

Os coeficientes G de perdas são calculados para:

- G_{11} : aquelas produzidas pelo quadrado da fmm do estator (estator/estator);
- G_{22} : aquelas produzidas pelo quadrado da fmm do rotor (rotor/rotor) e
- G_{12} : aquelas produzidas pelo produto de ambas (estator/rotor).

Os valores G_{11} são usados na determinação dos coeficientes das perdas por pulsação G . No caso do estator, subtrai-se um (1) do valor calculado, para eliminar a componente das perdas em frequência nominal.

Para as perdas suplementares, de acordo com a equação 2, fica:

$$G_s = G_{11} + G_{22} - 2G_{12} \quad (10)$$

As perdas são calculadas, pelo produto do coeficiente de perdas por unidade de volume do material (função da indução e frequência), pelo volume do local considerado. O coeficiente é obtido empiricamente com ensaios em motores, no lugar do indicado pelo ensaio de Epstein do material.

Para perdas por Foucault num material laminado, com fluxo não cortando a laminação e sendo B função senoidal do tempo, de frequência f , o coeficiente por unidade de volume é dado por:

$$K_f = \sigma \frac{(\omega d B)^2}{12} \quad (11)$$

onde: σ é a condutividade do material; $\omega = 2\pi f$ é a pulsação; d a espessura da lâmina (ou chapa) e B a indução (valor eficaz).

Semelhantemente para as perdas por Histerese será dado por:

$$K_h = f A_{ch} \quad (12)$$

onde: f é a frequência da rede e A_{ch} é a área do ciclo de histerese.

5.3 - Coeficiente empírico

O cálculo do coeficiente G , relaciona as perdas por Foucault em alta frequência e a frequência nominal, isto é, dá idéia do peso das perdas por alta frequência, e depende apenas da geometria do motor de referência. Este fator é corrigido, para levar em conta o efeito pelicular, seja no estator ou rotor.

O fator de redução por efeito pelicular R , que é usado no cálculo para as perdas de alta frequência, está baseada na frequência da primeira harmônica, supondo que, nessa frequência, surgem quase as totalidades das perdas. Assim, essa hipótese pode levar a desvios consideráveis nos resultados, pois as harmônicas de

maior ordem terão reduções maiores que a da primeira harmônica.

Considerando só a 1ª Harmônica de alta frequência, o fator de redução será:

$$\text{para o estator } R = \sqrt{\frac{P}{N_1}} \quad (13)$$

$$\text{para o rotor } R = \sqrt{\frac{P}{N_2}} \quad (14)$$

onde P é o número de pares de pólos; N_1 o número de ranhuras do estator e N_2 o número de ranhuras do rotor.

Estes coeficientes dependem da combinação do número de ranhuras de estator e rotor e de suas aberturas, isto é, das ranhuras em relação ao entreferro. Seu cálculo se baseia em hipóteses simplificadoras, tais como:

5.3.1 Perdas por histerese em alta frequência desprezíveis;

5.3.2 Distribuição senoidal de fmm no estator e rotor;

5.3.3 O enrolamento do rotor (gaiola), devido à inclinação, não “responde” à variação de fluxo no dente e

5.3.4 A distribuição de fluxo depende só das correntes nos enrolamentos.

Para elementos irregulares, os volumes são calculados independentemente para cada eixo. Para os materiais normalmente empregados em motores, a frequência nominal F_n fica abaixo da frequência crítica f_c , e às correspondentes às perdas de alta frequência f_{AF} , acima desta.

Considerando o efeito pelicular para as perdas por Foucault, nota-se que o campo varia de forma quadrática com a abcissa, ou variável x , abaixo da f_c , e acima desta, linearmente. Assim como para as perdas por histerese, a abcissa $x = \frac{2}{3} f_c$, abaixo da qual o campo é constante, e varia proporcionalmente a x , acima da frequência crítica.

As perdas histeréticas são diretamente proporcionais à relação entre a área do ciclo de histerese e a de uma elipse de raios indução máxima, $B_{m\acute{a}x}$ e campo magnético, H correspondente, isto é, à tangente de perdas histeréticas. Para baixas induções, admite-se que este fator de proporcionalidade seja independente de B e μ_0 constante. Neste caso é proporcional a B .

Para o cálculo das perdas por alta frequência, considera-se um material equivalente, com o mesmo valor de perdas para altas frequências, frequência crítica igual a frequência nominal e perdas por histerese igual a zero. Então as perdas podem ser

calculadas como se, apenas perdas por Foucault existissem (material equivalente), corrigidas para cada f_{AF} , pelo fator de redução por efeito pelicular.

A relação entre a constante proporcional às perdas de alta frequência e a constante proporcional às perdas em frequência nominal, praticamente depende apenas da tangente de perdas histeréticas.

O coeficiente G é calculado para cada elemento. Como nos dentes e coroa do rotor não há perdas de frequência nominal, as perdas serão o produto de G pelo fator de perdas por alta frequência. No entreferro, são consideradas apenas as perdas por pulsação nas cabeças dos dentes.

6.0 MEDIÇÃO DAS PERDAS EM ALTA FREQUÊNCIA

Acoplado o motor em teste a um dinamômetro, faz-se o ensaio de elevação de temperatura, para garantir a condição estável dos parâmetros. O dinamômetro I, composto de uma máquina de CC, operando como gerador, alimenta o dinamômetro II, que opera como motor, e a este por sua vez, o motor a ser ensaiado, que servirá como carga, conforme mostrado na figura 3.

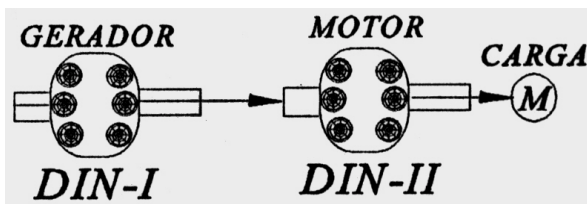


FIGURA 3 – Esquema de acoplamento para o motor a ser testado.

As perdas medidas na rotação síncrona, isto é, escorregamento $s=0$, com o motor desligado, equivale às perdas por atrito e ventilação W_{AV} . Do ensaio com rotor removido, determina-se as perdas no ferro em frequência nominal (incluindo as de harmônicas de saturação).

O ensaio em rotação reversa ($s=2$) simula a condição que permitirá obter as perdas suplementares P_{sup} reais do motor, desta maneira, as perdas por alta frequência, que será dada pela expressão abaixo:

$$W_{AF} = P_{mec} - P_{ele} + W_{JI} + W_{fN} - W_{AV} \quad (15)$$

Onde:

P_{mec} é a potência mecânica;

P_{ele} a potência elétrica;

W_{JI} as perdas Joules no estator;

W_{AV} as perdas por atrito e ventilação e

W_{fN} as perdas em frequência nominal.

7.0 RESULTADOS

TABELA 1 – Cálculo das perdas para os diferentes casos expostos neste artigo. Motor de indução de rotor de gaiola, 1,0 c.v. – 220V – 60Hz – 4 pólos.

	S/Teeth	S/Crown	R/Teeth	R/Crown
ExE	4.454	1.731	46.532	1.184
RxR	4.660	1.728	45.537	1.197
ExR	4.447	1.725	45.636	1.181
SUP	0.219	0.008	0.7960	0.018
DIF	0.007	0.006	-0.100	0.016

Perdas em Watts.

TABELA 2 – Comparação do cálculo das perdas para o método apresentado acima e o convencional para um motor monofásico: 1/2 c.v.- 110/220V- II pólos 60 Hz.

	Mét. Antigo	Mét. Novo*
W_F [W]	0,068	0,067
W_B [W]	0,108	0,105
W_S [W]	0,006	0,009

onde:

W_F : Perdas devido ao campo para frente;

W_B : Perdas devido ao campo para trás e

W_S : Perdas suplementares.

*Perdas medidas de acordo ao método proposto acima.

8.0 CONCLUSÕES

- O método apresenta-se bem satisfatório para a avaliação das perdas em alta frequência;
- O cálculo aqui apresentado, foi comprovado em laboratório, através de ensaios de separação de perdas, com pequenos desvios;
- Mantendo-se em vista este tipo de perdas, pode-se facilmente achar a melhor combinação de ranhuras para o estator e rotor. Isto possibilita diminuir as perdas, que em motores de maior potência são realmente muito mais significativas, e por sua vez, aumentar o rendimento do motor, isto é, otimiza-lo;
- Fica comprovada que os ensaios realizados no quadro Epstein para o levantamento de curva de perdas para cada tipo de chapas, não são a ideal, pois não apresentam valores confiáveis e seguros;
- As aberturas de ranhuras possíveis podem ser testadas aqui, para as perdas minimizadas;
- A curva de torque pode ser igualmente otimizada, em função deste método de cálculo aqui apresentado;
- Foi comprovada a eficácia do método proposto para a medição das perdas em alta frequência, para motores de indução de pequenas potências, monofásicos e trifásicos.

9.0 BIBLIOGRAFIA

- (1) PACHECO, J, High Frequency Losses. *Tecnology Work - TTI091*, pp 10-20, 1991.
- (2) F. FIORILLO and A. M. RIETTO, Rotating and alternating energy losses magnetizing frequency in SiFe laminations. *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 83, 1990, pp 402-404.
- (3) K. SHAO and J. D. LAVERS, A skin depth-independent finite element method for eddy current problems. *IEEE Trans. Magn.*, vol. 22, pp 1248-1250, 1986.
- (4) P. L. ALGER, *Induction Machines*. 2nd Ed. New York: Gordon and Breach, 1970.
- (5) S. R. HOOLE and C. J. CARPENTER, Surface impedance models for corners and slots. *IEEE Trans. Magn.*, vol. 21, pp 1841-1843, September 1985.
- (6) S. J. LEVINE, An analysis of the induction motor. *A.I.E.E. Trans.* 1935, 54, pp 526-529.
- (7) H. C. STANLEY, An analysis of the induction machine. *Ibid*, 1938, 57, pp 751-755.
- (8) N. CHRISTOFIDES, Origins of load losses in induction motors with cast aluminium rotors. *Proc. IEE*, 1965, 112, pp 2317-2332.
- (9) S. K. SEM and B. ADKINS, The application of the frequency-response method to electrical machines, *Proc. IEE*, vol. 103C, pp 378, 1956.
- (10) H. L. SCHENK and F. J. YOUNG, Iron losses in induction motor teeth. *IEEE Trans. Magn.*, vol MAG-17, 1981, pp 3385-3387.
- (11) P. L. ALGER, G. ANGST, and E. J. DAVIES, Stray losses in polyphase induction machines. *AIEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-78, pt. II-A, pp 349-357, June 1959.
- (12) A. FERRO, G. MONTALENTI and G. P. SOARDO, Non linearity anomaly of power losses vs. Frequency in various soft magnetic materials. *IEEE Trans. Magn.*, vol MAG-11, pp 1341-1343, 1975.
- (13) A. J. MOSES and G. S. RADLEY, Experimental simulation of magnetic flux and power loss distribution in the stator core of a large rotating machine. *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 19, pp 60-62, 1980.
- (14) J. G. BENFORD, Separation of losses in 0.203 to 0.226 mm thick high permeability steels with and without scribing. *Physica Scripta*, vol. 39, pp 496-499, 1989.
- (15) SHENK, H.L. and YOUNG, F. J., Iron Losses in Induction Motor Teeth. *IEEE Trans. Mag.*, Vol. MAG-17, 1981, 3385-7.
- (16) NAKATA, T., Numerical Analysis of Flux and Loss Distributions in Electrical Machinery. *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 20, pp. 1750-1755, Sept. 1984.
- (17) FINDLAY, R. D. Et All., Losses Due to Rotational Flux in Three-phase Induction Motors. *IEEE Electron. Comput.*, Vol. 09, No. 3, Sept. 1994.
- (18) GEYSEN, W. Et All., Flux Distribution in a Three-phase Squirrel Cage Induction Motor. *Révue Electricité*, Belgium, Vol. 7, No. 8, pp. 201-208, 1973.