

MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA – SOLUÇÃO FLUXO ÓTIMO

Waldiberto de Lima Pires
WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores
Av. Pref. Waldemar Grubba, 3000 – malote 41
Jaraguá do Sul / SC, 89256-900
Brasil
waldibertop@weg.net

Hugo Gustavo Gomez Mello
WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores
Av. Pref. Waldemar Grubba, 3000 – malote 41
Jaraguá do Sul / SC, 89256-900
Brasil
hugom@weg.net

Resumo – Este trabalho apresenta uma técnica desenvolvida para minimizar as perdas dos motores de indução fechados autoventilados (TEFC) alimentados por conversores de frequência em aplicações com cargas de torque constante especialmente nas baixas velocidades, em que o sistema de ventilação é ineficiente. A solução fluxo ótimo permite que sejam evitados a redução de torque, o sobredimensionamento do motor e o uso de ventilação independente, para que a elevação de temperatura do motor seja mantida dentro dos limites da sua classe de isolamento. Por meio da implementação de uma curva ótima de fluxo versus frequência internamente a conversores de frequência comerciais, resultou do trabalho uma solução (motor + conversor) para otimizar os acionamentos de velocidade variável com cargas de torque constante, da qual foi requerida patente.

Palavras-chave — motores de indução fechados autoventilados (TEFC), conversores de frequência PWM, acionamentos de velocidade variável, minimização de perdas, fluxo ótimo.

I. INTRODUÇÃO

Nas aplicações em que um motor de indução autoventilado alimentado por conversor estático de frequência aciona uma carga que exige torque constante em toda a faixa de operação, o funcionamento nas baixas rotações é termicamente crítico, pois as perdas do motor (fontes de calor) variam pouco em função da rotação, porém, como o ventilador está acoplado ao eixo do motor, o efeito da ventilação diminui à medida que a rotação cai. Nesses casos, quando operando em baixas rotações, é comum que a temperatura do motor exceda o limite da classe térmica do seu sistema isolante por falta de ventilação. Para contornar esse problema e manter a temperatura do motor dentro de limites desejados, a indústria tem tradicionalmente utilizado uma dentre duas soluções: ventilação independente (um pequeno motor auxiliar é utilizado exclusivamente para acionar o ventilador que resfria o motor principal) ou sobredimensionamento (um motor mais potente do que o nominalmente necessário para acionar a carga é utilizado na aplicação). No entanto, nenhuma dessas soluções é atraente, pois, em ambos os casos, além de aumentar o espaço requerido para o motor na instalação, também aumenta o preço do motor [1].

Usualmente os conversores de frequência impõem ao motor uma relação tensão/frequência constante por toda a faixa de operação, não havendo dessa forma controle de perdas. Mas o estudo da composição das perdas nos motores elétricos e da sua relação com a tensão, a frequência, o fluxo magnético e a corrente, aliado ao estudo da influência da ventilação sobre a elevação de temperatura

dos motores, permitiu que fosse determinada uma relação tensão/frequência ótima, que minimiza as perdas totais do motor em cada rotação [2]. Assim, incorporando no conversor o recurso de controle automático da relação tensão/frequência, a minimização das perdas do motor pode ser obtida automaticamente, de modo que a elevação de temperatura do motor não ultrapasse o limite da classe térmica mesmo nas baixas frequências de operação, em que a ventilação é reduzida.

II. DETERMINAÇÃO DAS PERDAS

O rápido crescimento do número de aplicações industriais utilizando conversores estáticos de frequência, que se tem observado recentemente em acionamentos de velocidade variável, tem motivado o estudo minucioso das perdas em materiais magnéticos devido à alimentação PWM por diversos pesquisadores [3, 4, 5, 6, 7, 8]. Estes têm mostrado que tais perdas dependem de uma série de parâmetros de controle, como o índice de modulação, o número de níveis e de pulsos do conversor de frequência e a duração dos pulsos do sinal PWM. Por outro lado, Boglietti et alii concluíram que as ondas de fluxo resultantes de uma alimentação PWM diferem daquelas resultantes de uma alimentação senoidal apenas por um pequeno ripple dependente da frequência de chaveamento e que a partir de aproximadamente 5 kHz as perdas no ferro podem ser consideradas independentes desse parâmetro [9]. Tais estudos representam o passo inicial para a compreensão das perdas em motores elétricos submetidos à alimentação PWM, que envolvem maior grau de complexidade, uma vez que não se restringem apenas às perdas nos materiais magnéticos, mas incluem também perdas adicionais nos condutores e devido ao sistema de resfriamento e dependem, além dos parâmetros de controle, de parâmetros de projeto da máquina, como a densidade de fluxo, a geometria da chapa e a ligação dos enrolamentos [3, 10, 11, 12] e ainda de variáveis inerentes ao processo de fabricação [13].

Para as propostas do trabalho ora apresentado, entretanto, convém simplificar a análise das perdas totais nos motores, separando-as em três componentes predominantes:

$$P = P_{fe} + P_j + P_{mec} \quad (1)$$

onde:

P_{fe} – Perdas no ferro, que dependem da densidade de fluxo (ou indução magnética), da frequência e da qualidade do material ferromagnético.

P_j – Perdas por efeito Joule, que dependem da corrente nos enrolamentos estáticos e nas barras rotóricas.

P_{mec} – Perdas mecânicas devido ao atrito e ao ventilador (acoplado ao eixo), que dependem da rotação.

Classicamente as perdas no ferro são consideradas como sendo constituídas por duas parcelas: perdas por histerese (p_H) e perdas por correntes parasitas de Foucault (p_F). Para amostras de Epstein testadas com alimentação senoidal, as perdas por histerese são diretamente proporcionais à frequência (f) e ao quadrado da indução magnética (B^2), ao passo que as perdas por correntes parasitas são proporcionais ao quadrado tanto da frequência (f^2) quanto da indução magnética (B^2), especialmente para valores de indução magnética acima de um Tesla (1 T). No entanto, no motor de indução as perdas no ferro apresentam um comportamento muito mais dependente da indução, do que a relação quadrática obtida nos testes de Epstein com amostras normalizadas de material magnético. Motores de indução trifásicos de baixa tensão fabricados com chapa siliciosa ensaiados em diferentes níveis de saturação apresentaram perdas no ferro dependentes da indução numa proporção próxima à quarta potência (B^4) para induções acima de 1,2 T (valor usual em motores industriais), como mostra a Fig. 1.

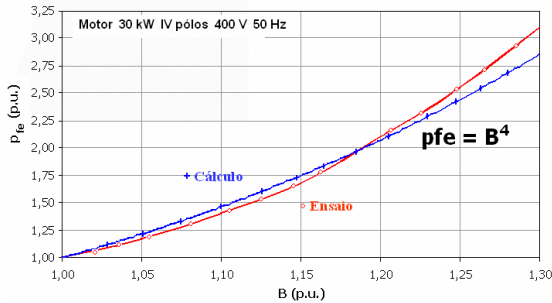


Fig. 1 – Perdas no ferro x Indução magnética para um motor de indução trifásico industrial de 30 kW - 4 pólos – 400 V – 50 Hz.

A teoria fundamental das máquinas elétricas mostra que o torque fornecido pelo motor de indução é diretamente proporcional ao produto do fluxo magnético pela corrente elétrica [14, 15]. Assim, para manter torque constante, se o fluxo aumenta, a corrente pode diminuir (e vice-versa). Como as perdas por efeito Joule são diretamente proporcionais ao quadrado da corrente, então essas perdas podem ser consideradas inversamente proporcionais ao quadrado do fluxo magnético. A partir da Lei de Faraday, demonstra-se sem dificuldade que o fluxo magnético do motor é diretamente proporcional à relação da força eletromotriz (E) pela frequência. Considerando o circuito equivalente do motor de indução em regime permanente por fase (Fig. 2), percebe-se sob condições nominais de operação que a queda de tensão no ramo primário é pouco significativa e que o fluxo pode ser considerado proporcional à relação V_1/f (tensão/frequência).

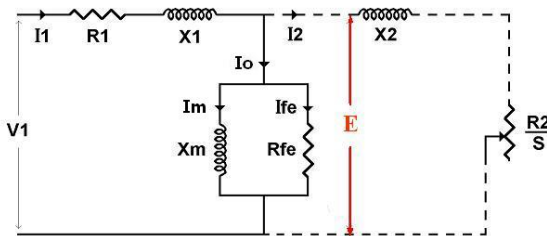


Fig. 2 – Modelo equivalente do motor de indução em regime permanente por fase

Para baixas frequências de operação, contudo, em que a tensão de entrada é também pequena, a queda de tensão na

resistência primária passa a ganhar importância e já não pode ser desprezada. Negligenciando a influência da reatância primária, a força eletromotriz E é dada por:

$$E = V - R_1 I_1 = V - DV \quad (2)$$

A queda de tensão no ramo estatórico (DV) depende então diretamente da corrente estatórica (I_1). Como mostra a Fig. 2, a corrente do motor pode ser decomposta em duas componentes: uma de magnetização e outra de produção de torque.

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2^2} \quad (3)$$

Tomando a tensão nominal como base, então a relação E/f por unidade pode ser escrita como:

$$\frac{E}{f} = \frac{V}{f} - \frac{\Delta V_n}{f} \sqrt{\frac{k_r^2 \cdot k_m^2}{\left(\frac{E}{f}\right)^2} + k_{i0n}^2 \cdot k_{i0}^2} \quad (4)$$

onde:

DV_n - Queda de tensão por unidade com frequência e carga nominais.

f - Frequência de operação do motor por unidade considerando a frequência nominal f_n como base.

Em (4), resulta da raiz quadrada um fator de correção, que é função da corrente e cujos termos são explicados nos parágrafos seguintes.

Deve ser levado em conta, que à medida que a frequência (e, conseqüentemente, a rotação) é reduzida, as perdas mecânicas são reduzidas numa proporção aproximadamente cúbica com aquela (f^3). As perdas mecânicas não afetam as perdas no ferro, mas agem como uma carga adicional ao motor, logo devem ser consideradas como uma parcela de torque a ser adicionada ao torque nominal disponível na ponta de eixo. Sua redução implica diminuição de corrente e, portanto, redução das perdas por efeito Joule nos condutores (P_j).

Assim, podem-se reescrever as perdas totais p por unidade de um motor de indução operando com tensão e frequência variáveis da seguinte forma:

$$p = p_{in} \left[\frac{k_r^2 \cdot k_m^2}{\left(\frac{E}{f}\right)^2} + k_{i0n}^2 \cdot k_{i0}^2 \right] + p_{Hn} \left(\frac{E}{f}\right)^4 + p_{Fn} \left(\frac{E}{f}\right)^4 f^2 \quad (5)$$

onde:

p_{in} – Perdas Joule totais do motor sob condições nominais de carga, tensão e frequência.

p_{Hn} – Perdas por Histerese totais do motor sob condições nominais de carga, tensão e frequência.

p_{Fn} – Perdas por correntes parasitas totais do motor sob condições nominais de carga, tensão e frequência.

Motores fabricados com núcleo magnético de baixas perdas (aço silício totalmente processado) operando em condições nominais apresentam tipicamente valores de 80%, 12% e 8%, respectivamente, para os parâmetros p_{in} , p_{Hn} , e p_{Fn} . Os demais parâmetros da equação serão explicados oportunamente ao longo do texto.

O termo em colchetes de (5) refere-se às perdas Joule dependentes da corrente total do motor. O segundo e terceiro termos referem-se às perdas no ferro, respectivamente por

histerese e correntes parasitas. A indução magnética foi substituída convenientemente pela relação E/f . Não existe na equação um termo explícito para as perdas mecânicas totais do motor, porque elas estão embutidas no primeiro termo, em concordância com o mencionado anteriormente, por meio do fator k_m definido abaixo.

$$k_m = \left(\frac{1 + p_{mn} f^3}{1 + p_{mn}} \right) \quad (6)$$

onde p_{mn} é a relação entre as perdas mecânicas nominais do motor (p_{mec} na rotação nominal) e a potência útil nominal P_n .

O objetivo deste trabalho é minimizar as perdas do motor, para que a elevação de temperatura seja reduzida, evitando assim a necessidade de redução de torque, o sobredimensionamento e o uso de ventilação independente. Em (5) isso é considerado por meio do fator de redução de torque k_T (derating), que será abordado mais detalhadamente adiante. Nota-se, que o torque influencia apenas as perdas dependentes da corrente, não afetando as perdas no ferro. k_m e k_T , portanto, são fatores de correção de torque, necessários para compensar os efeitos da variação de velocidade do motor, que exerce influência sobre a parcela das perdas que diz respeito à corrente de carga.

K_{i0n} é o fator de corrente em vazio, definido por (7).

$$K_{i0n} = \frac{I_o}{I_n} \quad (7)$$

onde:

I_o – Corrente em vazio sob tensão e frequência nominais.

I_n – Corrente com plena carga sob tensão e frequência nominais.

Devido à não linearidade da curva de magnetização do material ferromagnético, a corrente em vazio aumenta com o aumento da relação E/f de acordo com (8). Esse peculiar comportamento da corrente em vazio foi observado experimentalmente (Fig. 3) e é levado em consideração em (5) por meio do fator k_{i0} .

$$k_{i0} = \left(\frac{E}{f} \right)^{3,4} \text{ para } \frac{E}{f} \geq 1 \quad (8)$$

$$k_{i0} = \left(\frac{E}{f} \right) \text{ para } \frac{E}{f} < 1$$

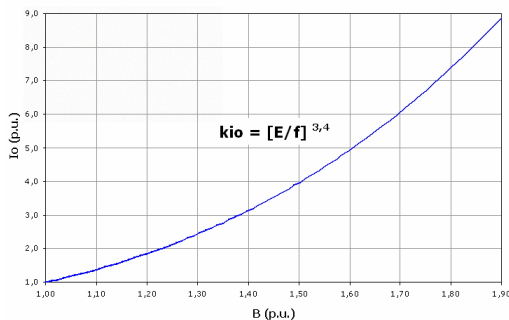


Fig. 3 – Corrente magnetizante x E/f

III. MINIMIZAÇÃO DAS PERDAS

A análise de (5) leva à conclusão que as perdas globais do motor de indução dependem da frequência de operação e da indução (ou fluxo magnético) do motor. Portanto, os valores de V/f que minimizam as perdas globais do motor mudam com a frequência de operação e, dessa forma, torna-se necessário encontrar as mínimas perdas relativas a cada frequência, com diferentes valores de V/f . A Fig.4 mostra as perdas totais calculadas em função da frequência para vários valores de V/f .

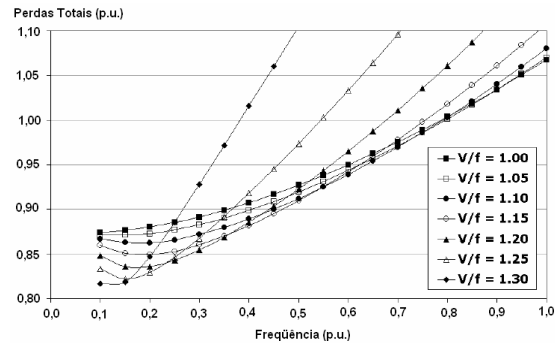


Fig. 4 – Perdas totais x frequência para diferentes valores de V/f

A Fig.5 provém da família de curvas acima e representa as relações V/f obtidas teoricamente, que minimizam as perdas totais do motor em cada frequência de operação.

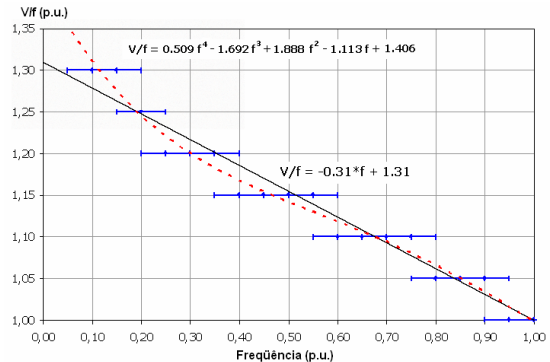


Fig. 5 – Curva V/f x frequência para minimização de perdas

IV. INFLUÊNCIA DA REDUÇÃO DE VENTILAÇÃO

Experiências realizadas com vários motores acionando carga nominal e variando separadamente a velocidade do ventilador de zero até a rotação base, aliado a cálculos térmicos implementados para uma gama de motores de distintas carcaças e potências considerando variação de velocidade, mostraram que motores trifásicos TEFC de uma ampla faixa de potências apresentam comportamento térmico similar. A Fig. 6 representa a elevação de temperatura por unidade em função da velocidade do ventilador por unidade de motores de indução de gaiola de baixa tensão 4 pólos fabricados com carcaça de ferro fundido.

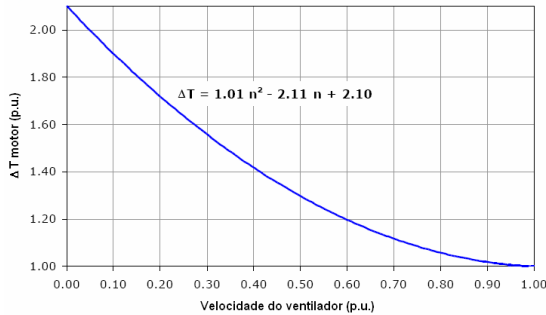


Fig. 6 – Elevação de temperatura x rotação sob carga nominal

Nesta abordagem, para cada valor de freqüência desejado e para cada relação V/f conforme Fig. 5 as perdas totais p são calculadas de acordo com (5). A Fig.6 determina a influência da redução de ventilação na elevação de temperatura do motor (ΔT_{motor}). Para que se tenha então a elevação de temperatura requerida, precisa-se calcular um novo valor de p , que será denominado p' , de acordo com (9).

$$p' = \left(\frac{\Delta T}{\Delta T_{motor}} \right) p_n \quad (9)$$

onde

p' – perdas totais do motor para o valor de ΔT requerido, considerando a influência da redução de ventilação.

p_n - perdas totais do motor operando nas condições nominais. Se, por exemplo, a máxima elevação de temperatura requerida é o limite da classe térmica do sistema isolante do motor, então $DT = DT_{classe}$. Se, de outra maneira, a máxima elevação de temperatura requerida é DT_n , então $DT=1$.

Conhecendo-se as perdas totais p' , que provocarão no motor com ventilação reduzida a elevação de temperatura requerida, pode-se agora calcular o fator de redução de torque conveniente a partir de (10):

$$k_T = \frac{k_{HVF}}{k_m} \left(\frac{E}{f} \right) \sqrt{\frac{p' - p_{Hn} \left(\frac{E}{f} \right)^4 f - p_{Fn} \left(\frac{E}{f} \right)^4 f^2}{p_n}} - k_{r0n}^2 \cdot k_{r0}^2 \quad (10)$$

onde k_{HVF} é o fator harmônico de tensão conforme definido pela NEMA [16]. Ele foi inserido na equação concebida originalmente em (5), para que a influência das harmônicas de tensão do sinal PWM proveniente dos conversores estáticos seja também considerada sobre a elevação de temperatura do motor. Para a maioria dos conversores de freqüência modernos k_{HVF} vale 0,95.

Por consequência da redução de ventilação, usualmente k_T é menor do que 1. No entanto, se as perdas totais minimizadas forem tais que reduzam a elevação de temperatura do motor mesmo apesar da pouca ventilação, k_T pode valer mais do que 1. Da mesma forma, se o motor possuir grande folga térmica e a máxima elevação de temperatura permitida for o limite da classe de isolamento, k_T poderá igualmente resultar em um valor maior do que 1.

A Fig. 7 apresenta um exemplo de redução de perdas obtido pelo método proposto com um motor de indução trifásico de 30 kW - 4 pólos testado com torque nominal constante na faixa de freqüências compreendida entre 0,1 e 1,0 (p.u.). São mostrados os resultados para três diferentes situações: cálculo com fluxo constante, cálculo com fluxo ótimo e ensaio com fluxo ótimo.

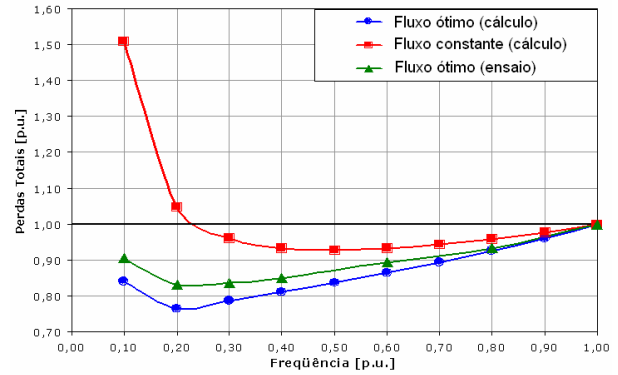
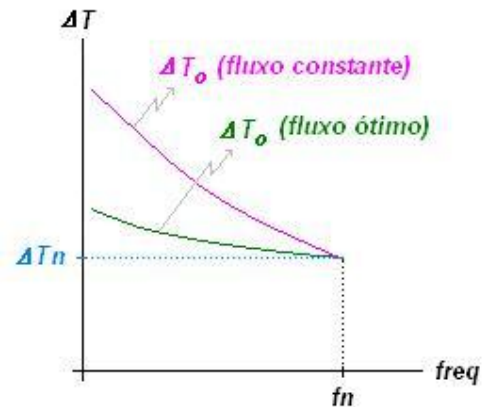


Fig. 7 – Perdas totais (p.u.) x freqüência (p.u.)

A redução de perdas proporcionada pela técnica proposta, como mostra a Fig. 7, resulta em um desempenho térmico melhor dos motores operando sob fluxo ótimo. Comparando as elevações de temperatura de motores operando na condição de fluxo constante e na condição de fluxo ótimo, verifica-se um comportamento similar ao esboçado na Fig.8, conforme poderá ser verificado nos resultados práticos apresentados adiante.



- DT_n : temperatura de estabilização térmica do motor alimentado com tensão senoidal (rede)
- DT_o : temperatura de estabilização térmica do motor alimentado por conversor
- f_n : freqüência base (nominal) de operação do motor

Fig. 8 – Elevação de temperatura X freqüência, curva ilustrativa do desempenho do motor sob diferentes condições de fluxo

V. IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO DA CURVA DE FLUXO ÓTIMO

Para validar a técnica proposta foram realizados ensaios de elevação de temperatura com variação de velocidade/ventilação de motores industriais de uma ampla gama de potências. Assim puderam ser comparados os desempenhos térmicos de motores alimentados por conversores nas condições de fluxo constante (perdas nominais) e fluxo ótimo (mínimas perdas).

Anteriormente à implementação da função automática de seleção de fluxo ótimo, foram utilizados conversores cujos softwares haviam sido convenientemente modificados, para que permitissem a programação manual de valores específicos de fluxo. A correção prática, por este método, da curva encontrada via cálculos matemáticos permitiu a

obtenção da curva de fluxo ótimo real, a qual foi implantada nos conversores utilizados nos testes, aos quais foi incorporada a função de ajuste automático de fluxo.

Como o modo vetorial *sensorless* possibilita que se varie diretamente o valor do fluxo magnético do motor, esse foi o tipo de controle utilizado em todos os ensaios com conversor. A frequência de chaveamento utilizada em todos os ensaios com conversor foi 2,5 kHz.

Motores EFF1

Foram ensaiados motores de tamanhos variados, obedecendo ao critério de pior relação carcaça/potência, todos de 4 pólos, devido à predominância de máquinas dessa polaridade em aplicações de baixa tensão com variação de velocidade. Tanto motores de frequência base 50 Hz, quanto motores de frequência base 60 Hz foram testados, para uma verificação mais abrangente da solução proposta, conforme relação abaixo.

- $f_{base} = 60$ Hz: 3 hp (IEC 90L), 12.5 hp (IEC 132M), 50 hp (IEC 200L), 75 hp (IEC 225SM) e 150 hp (IEC 280 SM).
- $f_{base} = 50$ Hz: 2hp (IEC 90L), 10 hp (IEC 132M), 40 hp (IEC 200L), 75 hp (IEC 225SM) e 150 hp (IEC 280 SM).

Devem ser feitas as seguintes observações em relação aos ensaios de elevação de temperatura: nos ensaios em 50 ou 60 Hz o motor foi alimentado pela rede. Nos demais ensaios o motor foi alimentado por conversor de frequência, sob condição de fluxo ótimo para minimização das perdas. Vale também lembrar que os motores EFF1 operam ligeiramente mais quentes em testes com baixas frequências, e assim sendo, foram aplicados fatores de redução de torque (derating). No entanto, os ensaios foram realizados também em regime S1.

VI. RESULTADOS PRÁTICOS

Os resultados de alguns ensaios de elevação de temperatura realizados com motores EFF1 na condição de fluxo ótimo estão apresentados em forma gráfica nas Figs. 09 a 12.

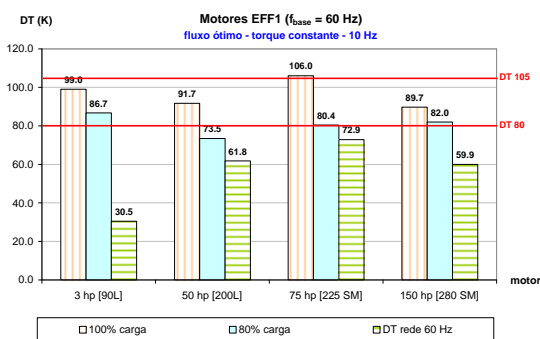


Fig. 09 – Resultados de ensaios de elevação de temperatura realizados com motores EFF1 ($f_{base} = 60$ Hz) operando em 10 Hz

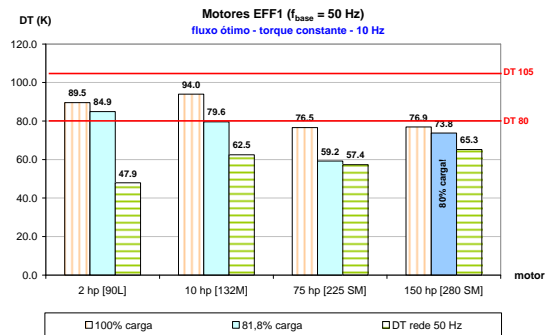


Fig. 10 – Resultados de ensaios de elevação de temperatura realizados com motores EFF1 ($f_{base} = 50$ Hz) operando em 10 Hz

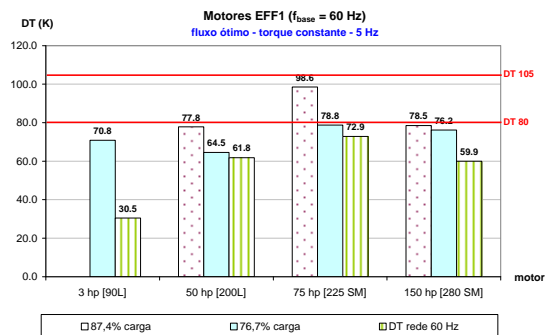


Fig. 11 – Resultados de ensaios de elevação de temperatura realizados com motores EFF1 ($f_{base} = 60$ Hz) operando em 5 Hz

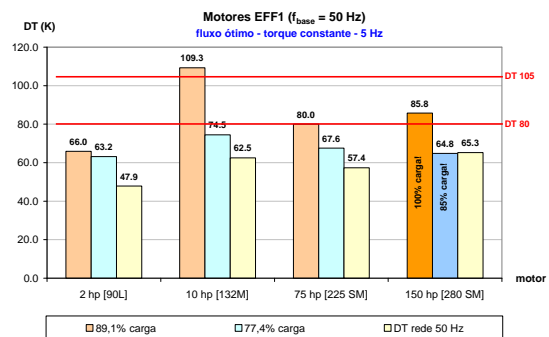


Fig. 12 – Resultados de ensaios de elevação de temperatura realizados com motores EFF1 ($f_{base} = 50$ Hz) operando em 5 Hz

VII. CONCLUSÕES

O estudo do comportamento das perdas nos motores elétricos de indução trifásicos de baixa tensão em função de parâmetros tais como a carga, a frequência e a indução magnética, permitiu que fosse obtida uma expressão para o fluxo magnético, que minimiza as perdas totais do motor em função da frequência de operação, o que é bastante interessante visto que os acionamentos de velocidade variável usualmente envolvem a operação em uma faixa de velocidades. A redução da frequência acarreta redução das perdas no ferro do motor, permitindo que a indução magnética (ou fluxo) seja aumentada nas baixas velocidades de operação, para que o motor mantenha o torque com menos corrente. O aumento de fluxo é obtido pelo aumento

da relação tensão/freqüência de maneira tão mais acentuada quanto mais baixa for a freqüência de operação.

A equação matemática obtida foi implementada em conversores estáticos de freqüência comerciais e a validação do estudo deu-se por meio da análise de linhas específicas de motores e da realização de ensaios com uma variedade de conversores de freqüência e motores de indução de distintas carcaças e potências utilizando as relações de fluxo ótimo determinadas teoricamente. Com os testes, foi possível definir a curva ótima real de fluxo e também determinar novas curvas de derating, válidas para motores operando na condição de fluxo ótimo, que evidenciam as vantagens proporcionadas pela técnica proposta (Fig. 13).

Conforme mostra a Fig. 13, para elevação de temperatura da classe F (105 K), percebe-se que o advento da técnica de minimização de perdas possibilita que não haja redução de torque dos motores na operação em baixas freqüências (até 0,1 p.u.). Para elevação de temperatura da classe B (80 K), a técnica de minimização de perdas possibilita que a redução de torque aplicada seja mais amena do que na condição de fluxo constante (perdas nominais).

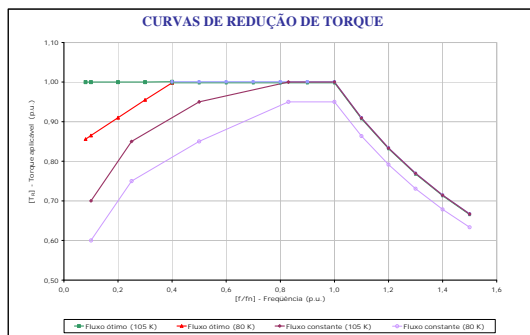


Fig. 13 – As curvas de redução de torque (*derating*) propostas evidenciam as vantagens proporcionadas pelo fluxo ótimo

A implementação da curva internamente a conversores de freqüência comerciais resultou no desenvolvimento de uma solução (inversor + motor) para otimizar os acionamentos de velocidade variável com cargas que demandam torque constante em toda a faixa de operação. A “Solução Fluxo Ótimo” foi patenteada.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] PI 0400456-6, “Conversor estático de freqüência com função automática para otimização do fluxo magnético e minimização das perdas de motores elétricos de indução”. Pedido de Patente protocolo 000022 de 05 de janeiro de 2004.
- [2] S. L. Nau and A. P. Sobrinho, “Optimal voltage/frequency curve for inverter-fed motor”. Proceedings of the 3rd International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS), Treviso, Italy, 2002.
- [3] R. Kaczmarek; M. Amar and F. Protat, “Iron loss under PWM voltage supply on Epstein frame and in induction motor core”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No.1, January 1996.
- [4] A. Boglietti; P. Ferraris; M. Lazzari and F. Profumo, “Iron losses in magnetic materials with six-step and PWM

inverter supply”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, No. 6, November 1991.

- [5] L. T. Mthombeni and P. Pillay, “Core losses in motor laminations exposed to high-frequency or nonsinusoidal excitation”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 5, September-October 2004.
- [6] M. S. Lancarotte; C. Goldemberg and A. A. Penteado Jr, “Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations”. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, June 2005.
- [7] A. J. Moses and N. Tutkun, “Investigation of power loss in wound toroidal cores under PWM excitation”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 5, September 1997.
- [8] A. Boglietti; M. Chiampi; M. Repetto; O. Bottauscio and D. Chiarabaglio, “Loss separation analysis in ferromagnetic sheets under PWM supply”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 4, July 1998.
- [9] A. Boglietti; P. Ferraris; M. Lazzari and M. Pastorelli, “About the possibility of defining a standard method for iron loss measurement in soft magnetic materials with inverter supply”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vo. 33, No. 5, September-October 1997.
- [10] C. Cester; A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, “Iron loss under practical working conditions of a PWM powered induction motor”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 5, September 1997.
- [11] A. Ruderman and R. Welch, “Electrical machine PWM loss evaluation basics”. Proceedings of the 4th International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS), Heidelberg, Germany, 2005.
- [12] M. Sokola; V. Vuckovic and E. Levi, “Measurement of iron losses in PWM inverter fed induction machines”. Proceedings of the 30th Universities Power Engineering Conference (UPEC), London, UK, 1995.
- [13] A. C. Smith and K. Edey, “Influence of manufacturing processes on iron losses”. Proceedings of the 7th International Conference on Electrical Machines and Drives - Conference Publication No. 412. September 1995.
- [14] K. Kostenko e L. Piotrovski, Máquinas Eléctricas – Volume II – Máquinas de Corrente Alternada (tradução de original russo), Ed. Lopes da Silva, Porto, Portugal, 1979.
- [15] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw Hill, New York, USA, 1996.
- [16] NEMA Standard MG1-2003, Part 30 - Application considerations for constant speed motors used on a sinusoidal bus with harmonic content and general purpose motors used with adjustable-voltage or adjustable-frequency controls or both.

IX. CURRÍCULO

Waldiberto L. Pires graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista (UNESP), Brasil, em 2001 e ingressou na WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores – como Analista de Projetos do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto em 2002, passando a fazer parte da Seção Tecnologia do Produto do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto como Pesquisador em 2003. Atualmente está concluindo o curso de mestrado em Máquinas Elétricas Girantes pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Brasil. Ele tem trabalhado na área de máquinas elétricas, especialmente motores de

indução e aplicações com conversores de frequência. Suas áreas de interesse incluem o comportamento dos motores de indução alimentados por conversores de frequência e métodos de avaliação do desempenho de motores sob alimentação não-senoidal.

Hugo G. G. Mello graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Brasil, em 1995 e no mesmo ano ingressou como Pesquisador na Seção Tecnologia do Produto do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto da WEG Equipamentos Elétricos S.A. Especializou-se na área de Máquinas Elétricas Girantes em 2001 e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Brasil, em 2004. Atualmente é o responsável pela Seção Tecnologia do Produto da WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores. Ele tem trabalhado na área de motores elétricos, especialmente motores de indução e aplicações com conversores de frequência. Suas áreas de interesse incluem o comportamento dos motores de indução alimentados por conversores de frequência, métodos de avaliação de desempenho de motores sob alimentação não-senoidal e novas tecnologias de máquinas elétricas.