CONSTRUÇÃO E ENSAIO DINÂMICO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA SEM GAIOLA DE ESQUILO

JOSEMAR A. SANTOS JR. ^{1,2}, DARIZON A. ANDRADE¹, WANBERTON G. SOUSA¹, MARCOS A. A. FREITAS², GHNTER P. VIAJANTE², MARCOS J. MORAES FILHO¹, CÁSSIO A. OLIVEIRA¹, PAULO H. A. S. SILVA², EDUARDO M. C. S.

¹Laboratório de Acionamentos Elétricos, Engenhari Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia Av. João Naves de Ávila, 2121 - Campus Santa Mônica - Uberlândia - MG - CEP 38400-902

E-mails: josemarjr@gmail.com, darizon@ufu.br

²Núcleo de Pesquisa em Sistemas de Energia, Dep. de Áreas Acadêmcias, Instituto Federal de Goiás Avenida Furnas, n° 55, Village Imperial, Itumbiara, Goiás.Cep: 75524-090

E-mails: josemar.junior@ifg.edu.br

Abstract— This paper presents the state equations for a motor 4 poles (2 hp) three-phase, considering the modeling d/q analysis. Also shown is rotor development and analysis of a synchronous reluctance motor using a finite element software based, and the test bench.

Keywords—Synchronous reluctance motor, Synchronous reluctance motor design, Computer simulation.

Resumo— Este trabalho apresenta as equações de estado para um motor de 4 polos (2 cv) trifásico, considerando a modelagem d/q para análise. É apresentado também o desenvolvimento e análise do rotor de um motor síncrono a relutância com o uso de um software baseado em elementos finitos, bem como os resultados práticos em bancada.

Palavras-chave— Motor síncrono a relutância, Projeto de rotor síncrono a relutância, Simulação computacional.

1 Introdução

O desenvolvimento do motor síncrono a relutância (MSR) vem de encontro a crescente demanda industrial por motores de baixo custo de operação e maior eficiência, e graças ao avanço da tecnologia e o desenvolvimento da eletrônica de potência, conversores e técnicas de controle, tem-se este tipo de motor como uma opção eficiente, síncrona (comparada ao motor de indução) e de baixo custo (comparado a motores síncronos de imã permanente) para acionamentos de máquinas, dentre outras aplicações industriais.

Como o estator é idêntico ao do motor de indução trifásico (MIT), a diferença está na construção do rotor, que não requer excitação (sem enrolamentos ou imã permanente), e opera de forma semelhante ao motor de polos salientes.

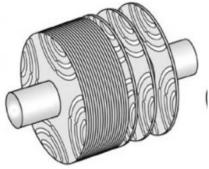


Figura 1. Exemplo de rotor para motor síncrono a relutância transversalmente laminado [Kolehmainen, 2010].

O rotor é constituído de lâminas de aço ferro magnético finas empilhadas ao longo do eixo, com

ranhuras (furos/ barreiras de fluxo) com a função de definir o fluxo magnético em torno do rotor. A Figura 1 apresenta o rotor transversalmente laminado constituído por uma pilha de lâminas dispostas perpendicularmente ao eixo de rotação, lâminas estas, constituídas com cortes transversais à sua face responsáveis por impedir o fluxo magnético em um dado caminho, cortes estes conhecidos como barreiras de fluxo.

A espessura das barreiras de fluxo e a distância entre as barreiras são os fatores que influenciam diretamente no valor das indutâncias diretas e de quadratura do rotor [Martins, 2003], [Pellegrino; Cupertino e Gerada, 2015]. A ausência de gaiola de partida (enrolamento amortecedor) permite a obtenção de maiores valores de L_d/L_q em relação ao mesmo modelo de rotor com gaiola.

O MSR deve ser acionado com o auxílio de controlador eletrônico (conversores de frequência) quando não apresenta gaiola de partida (gaiola de esquilo) e pelo fato de ser síncrono é indicado para aplicações que necessitem de velocidade constante com carga variável.

2 MODELO DA MÁQUINA NO SISTEMA D-Q

2.1 Análise Estática

Diversos estudos de motores síncronos a relutância apresentam o conjugado eletromagnético (T_e) em relação à indutância direta (L_d) e indutância de quadratura (L_q) do rotor [Lubin, Razik e Rezzoug, 2002], [Im et. al, 2009]:

$$T_e = \frac{3}{2} p.(L_d - L_q).I_s^2 .sen(2\varepsilon)$$
 (1)

onde p é o número de pares de polos, I_s é o módulo da corrente de estator com referencial no rotor em relação ao eixo d e q, respectivamente, L_d e L_q representam as indutâncias do estator nos eixos d e q, respectivamente.

O módulo da corrente de estator (I_s) é dado por (2) e sua representação fasorial ilustrada na Fig. 2 [Betz et. al, 1993].

$$I_{s} = \sqrt{I_{sd}^{2} + I_{sa}^{2}} \tag{2}$$

onde I_{sd} e I_{sq} são respectivamente, a corrente direta e a corrente de quadratura no estator e ε é o ângulo que identifica a posição do fasor da corrente do estator (I_s) em relação ao eixo de regime permanente.

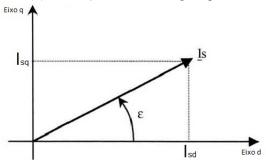


Figura 2. Posição da corrente do estator no referencial d/q.

O fator de potência ($\cos \varphi$) do motor, que corresponde ao deslocamento de fase entre a corrente de linha e a fase da tensão fundamental correspondente está diretamente relacionada ao chamado fator de saliência (k), que é a relação L_d/L_q [Betz et. al, 1993]:

$$\cos \varphi = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} - 1\right) sen\varepsilon}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + \tan^2 \varepsilon}}$$
(3)

Para o fator de potência máximo ($\cos \varphi_{\rm max}$), o valor determinante é somente o fator de saliência (L_d/L_q), conforme apresentado pela equação abaixo [Martins, Kuo-Peng e Sadowski, 2003]:

$$\cos \varphi_{\text{max}} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \tag{4}$$

Para uma faixa de fator de saliência, é possível se determinar o fator de potência máximo para o motor síncrono a relutância conforme apresentado na Fig. 3, para *k* com valores entre 0 e 10 [Martins, Kuo-Peng e Sadowski, 2003].

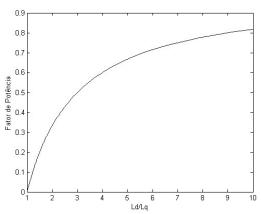


Figura 3. Fator de potência em função da relação de saliência (L_d/L_q) .

De acordo com a Fig. 4, acima de 8 para o fator de saliência, o fator de potência está acima de 0,8 e a medida que k aumenta, mais próximo da unidade o fator de potência se aproxima. Porém para motores de baixa potência, fatores de saliência acima de 10 são difíceis de serem obtidos devido a dimensão do rotor, que para diâmetros pequenos, dificultam a colocação de muitas barreiras de fluxo

2.2 Análise Dinâmica

A Fig. 4 apresenta o modelo elétrico equivalente do motor no sistema que leva em consideração o referencial no rotor. Neste, tem-se um modelo simplificado de uma máquina representada por dois circuitos elétricos acoplados, um no eixo direto d e o outro no eixo em quadratura q [Soltanii e Zarchi, 2011].

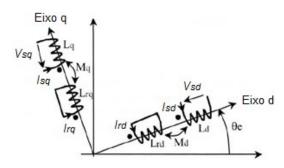


Figura 4. Representação do motor síncrono a relutância.

Na Fig. 4, V_{sd} e V_{sq} representam a tensão no estator para os eixos d e q, respectivamente. I_{rd} e I_{rq} , são as correntes do rotor para os eixos d e q, respectivamente. L_{rd} e L_{rq} são as indutâncias do rotor para os eixos d e q, respectivamente, e M_d e M_q são as indutâncias mútuas nos eixos d e q, respectivamente.

As equações equivalentes das tensões nos terminais dos enrolamentos do estator nos eixos d e q podem ser descritas por [Piriou e Razek, 1983]:

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_e \cdot \Psi_{sd}$$
(5)

A relação dos fluxos totais nos enrolamentos do estator nos eixos segue as equações:

$$\begin{split} \Psi_{sd} &= L_d \cdot I_{sd} + M_d \cdot I_{rd} \\ \Psi_{sa} &= L_a \cdot I_{sa} + M_a \cdot I_{ra} \end{split} \tag{6}$$

Desta mesma forma, descrevem-se as equações das tensões no rotor (enrolamentos em curto) [Piriou e Razek, 1983]:

$$0 = R_{rd} \cdot I_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt}$$

$$0 = R_{rq} \cdot I_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt}$$
(7)

Onde os fluxos totais no rotor podem ser dados por:

$$\Psi_{rd} = L_{rd} \cdot I_{rd} + M_d \cdot I_{sd}$$

$$\Psi_{rq} = L_{rq} \cdot I_{rq} + M_q \cdot I_{sq}$$
(8)

A expressão do torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\Psi_{sd} \cdot I_{sq} - \Psi_{sq} \cdot I_{sd}) \tag{9}$$

O conjugado eletromagnético está diretamente associado com a relação dinâmica fundamental dos sistemas rotativos (10).

$$J\frac{d\omega}{dt} + f.\omega = T_{em} - T_r \tag{10}$$

Onde, ω é a velocidade de rotação do rotor, J é o momento de inércia do sistema e f o coeficiente de atrito viscoso. T_{em} é o conjugado eletromagnético e T_r o conjugado de carga [Choi e Lee, 2007].

O modelo de fluxos de indutâncias separadas apresenta parâmetros elétricos de difícil obtenção, como por exemplo, a impossibilidade de se medir os parâmetros específicos do rotor separadamente (como o L_{rd} , L_{rq} , R_{rd} , R_{rq} , onde L_r e R_r são a indutância e resistência do rotor para cada eixo, respectivamente), assim como as indutâncias mútuas M_d e M_q , que mudam de acordo com as correntes de magnetização e não estão acessíveis à medição.

Várias maneiras de se minimizar erros provocados pela dificuldade de mensuração das variáveis devido a falta ou inexatidão destes parâmetros são propostas na literatura, que vão de *softwares* utilizando elementos finitos para calcular estes elementos (variáveis) [Barta e Ondrusek, 2015], até soluções com valores medidos de fluxos totais e verificação da equivalência entre os fluxos no estator e no rotor [Soltanii e Zarchi, 2011]. Uma solução que adotamos para obtenção mais confiável dos valores de fluxos foi proposto em Betz et. al, (1993), cujo modelo apresenta acessível apenas os parâmetros elétricos mensuráveis nos enrolamentos do estator.

Neste modelo, utiliza-se também os termos σ_d e σ_q , que representam os coeficientes de dispersão de *Blondel* para os eixos d e q:

$$\sigma_d = 1 - \frac{M_d^2}{L_d \cdot L_{rd}}$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{M_q^2}{L_q \cdot L_{rq}}$$
(11)

Estes, por sua vez, são aplicados ao modelo de estado do motor síncrono a relutância para obtenção do fluxo magnético do estator, conforme apresentado em (12).

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_d L_d} \cdot \Psi_{sd} + \omega_e \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s}{\sigma_d L_d} \cdot \Psi_{msd} + v_{sd}
\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = -\omega_e \cdot \Psi_{sd} - \frac{R_s}{\sigma_a L_a} \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s}{\sigma_a L_a} \cdot \Psi_{msq} + v_{sq}$$
(12)

Onde os valores mútuos dos fluxos no estator para cada eixo são obtidos em (13):

$$\frac{d\Psi_{msd}}{dt} = \frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d T_D} \cdot \Psi_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma_d T_D}\right) \cdot \Psi_{msd}$$

$$\frac{d\Psi_{msq}}{dt} = \frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q T_Q} \cdot \Psi_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma_q T_Q}\right) \cdot \Psi_{msq} \tag{13}$$

Com os valores mútuos dos fluxos é possível a obtenção dos valores das correntes no estator para cada eixo:

$$I_{sd} = \frac{1}{\sigma_d \cdot L_d} \cdot (\Psi_{sd} - \Psi_{msd})$$

$$I_{sq} = \frac{1}{\sigma_d \cdot L_d} \cdot (\Psi_{sq} - \Psi_{msq})$$
(14)

3 PROJETO E CONSTRUÇÃO DO ROTOR

Nesta seção são apresentados o projeto do rotor utilizado para construção do MSR e a análise computacional por elementos finitos.

3.1 Projeto do rotor

Para se projetar este rotor, foram utilizadas as informações disponíveis na literatura para o melhor posicionamento e dimensionamento das barreiras de fluxo para obter-se a maior diferença entre L_d e L_q possível [Lubin, Razik e Rezzoug, 2002].

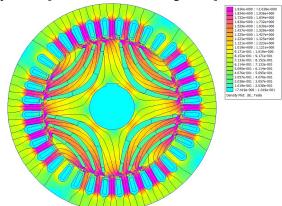


Figura 5 – Análise por elementos finitos da lâmina do rotor.

A Figura 5 apresenta o estudo do comportamento do fluxo sobre a lâmina do rotor através de elementos finitos para a definição da posição dos furos para os parafusos de sustentação da pilha de lâminas

De acordo com a observação do comportamento do fluxo do rotor, foi possível estipular a melhor posição dos furos de modo que os mesmos não interferissem de forma a comprometer o desempenho do rotor, conforme ilustra a Figura 6.

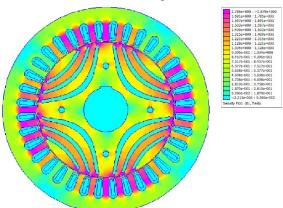


Figura 6 - Rotor com furos para empilhamento das lâminas.

3.2 Construção do rotor

Após a definição do layout do rotor, tem-se então o corte das lâminas de aço silício de acordo com o que foi projetado. Para o motor construído neste trabalho utilizou-se um estator de 2 CV trifásico de 4 polos de um motor de indução. Utilizando lâminas de 0,5 mm de espessura, foram necessárias 188 lâminas para obter-se o comprimento total 94 mm de comprimento. O diâmetro projetado foi de 92 mm, permitindo um entreferro de 0,5 mm. A Figura 7 apresenta a lâmina pronta (a) e o rotor com as lâminas já empilhadas (b).

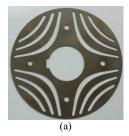




Figura 7 – Lâminas (a) utilizada na construção do rotor (b) do MSR.

Após a confecção do rotor, colocou-se o mesmo em um estator de um motor de indução trifásico (MIT) de 2 cv, 4 polos para finalizar a construção do protótipo.

4 ENSAIO DINÂMICO DO MSR

Após a montagem do protótipo do MSR deu-se início ao acionamento e testes de sincronismo do mesmo na bancada para máquinas elétricas disponível no laboratório de acionamentos de máquinas elétricas (Lace)

Para o ensaio dinâmico o MSR foi acoplado a um motor de corrente contínua (motor CC) para variação de carga no eixo no motor e utilizou-se um conversor de frequência com controle escalar para acionamento do mesmo. A Figura 8 apresenta a banca utilizada.



Figura 8 – Montagem do motor síncrono a relutância.

Observou-se com o protótipo que o motor se comportou perfeitamente como um motor síncrono a relutância. Inicialmente o mesmo foi acionado com frequência inicial de 5 Hz para tensão de entrada (utilizando V/f constante, ou seja, uma razão proporcional a tensão de entrada pela frequência). De acordo com a Figura 9, é possível conferir a linearidade e sincronismo do MSR.

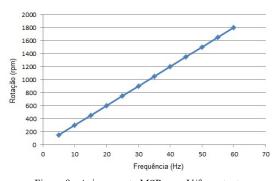


Figura 9 - Acionamento MSR com V/f constante.

Com o sincronismo comprovado após o acionamento anterior sem carga acoplada ao eixo, testou-se a capacidade do motor em se manter síncrono com carga. Aplicou-se a carga máxima disponível na banca de ensaio (6,5 Nm) e o MSR manteve a velocidade síncrona em operação nominal

(frequência de 60 Hz, tensão trifásica de 220 V entre as fases com ligação em delta). Com o motor CC como carga (gerador), acionou-se o motor com o campo do motor CC ligado e verificou-se que o mesmo é capaz de partir com carga linear em seu eixo, conforme ilustra Figura 10.

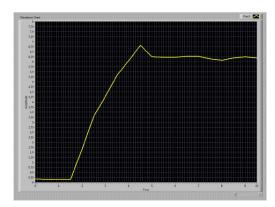


Figura 10 - Acionamento MSR com carga linear (gerador CC).

A Figura 10 apresenta o comportamento do MSR com acionamento realizado por um conversor de frequência escalar, onde o tempo inicial em zero se deve ao tempo necessário para iniciar o teste energizar-se a bancada. Para que nenhuma parte do teste fosse perdido o analisador foi ligado primeiro e em seguida (cerca de 1,5 segundos depois) o MSR.

5 CONCLUSÕES

A modelagem matemática do motor síncrono a relutância foi apresentada neste trabalho, com ênfase aos parâmetros de grande importância para a indústria, tais como conjugado e fator de potência.

Apresentou-se também a análise para projeto do rotor com a utilização de uma ferramenta de elementos finitos (FEMM) para visualização das linhas de campo magnético e definição dos pontos de fixação das lâminas no empilhamento das mesmas.

Ilustrou-se a montagem do protótipo utilizado nos ensaios a vazio e com carga no eixo.

Os resultados obtidos experimentalmente comprovam que o motor síncrono a relutância atende aos requisitos de um motor síncrono como velocidade constante sob variação de carga no eixo e valor da velocidade determinada pela frequência da tensão de alimentação do mesmo.

Para trabalhos futuros, observa-se a necessidade de investigação e construção de um dispositivo de acionamento e controle do motor, que nos ensaios apresentados operava em malha aberta (sem controle).

Agradecimentos

Agradecemos o apoio financeiro da FAPEG/CAPES e da FAPEMIG.

Referências Bibliográficas

- Barta, J.; Ondrusek, C.; "Rotor design and optimization of synhronous reluctance machine", Science Journal, pp. 555-559, 2015.
- Betz, R. E.; Lagerquist, R.;. Jovanovic, M.; Miller, T. J. E.; Middleton, R. H.; "Control of synchronous reluctance machines", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, no. 6, pp. 1110-1122, 1993.
- Choi, Y.-C; Lee, J.-H; "Rotor & Stator Design on Torque Ripple Reduction for a Synchronous Reluctance Motor with a Concentrated Winding using RSM", Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.1216-1221, Oct. 8~11, Seoul, Korea, 2007.
- Fellani, M. A.; Abaid, D. E.; "Sliding-Mode Control of Synchronous Reluctance Motor". International Journal of Mechanical, Aerospace, Industrial, Mechatronic and Manufacturing Engineering, V. 2, Issue 10, pages 1116 – 1120, 2008.
- Im, J.-B; Kim, W.; Kim, K.; Jin, C.-S; Choi, J.-H; Ju Lee; "Inductance Calculation Method of Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss and Cross Magnetic Saturation". Magnetics, IEEE Transactions on, Volume: 45, Issue: 6, June 2009
- Kolehmainen, J.; "Synchronous reluctance motor with form blocked rotor". IEEE Transactions on Energy Conversion, volume 25, number 2, pages 450-456, 2010.
- Lubin, T.; Razik, H.; Rezzoug, A.; "Magnetic Saturation Effects on the Control of a Synchronous Reluctance Machine". IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 17, No. 3, September, 2002.
- Martins, C. E. G.; Kuo-Peng, P.; Sadowski, N.; "Design of synchronous reluctance motors with flux barriers using 2D-FEM". IEMDC'03. IEEE International, p. 1669-1673, Vol. 3, 1-4 june, 2003.
- Pellegrino, G.; Cupertino, F.; Gerada, C.; "Automatic Design of Synchronous Reluctance Motors Focusing on Barrier Shape Optimization". IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 51, No. 2, March/April 2015.
- Piriou, F.; Razek, A.; "Calculation of saturated inductances for numerical simulation of synchronous machines", IEEE. Trans. Magn., vol. 19, no. 6, pp. 2628-2631, 1983.
- Soltanii, J.; Zarchi, H. A.; "Robust Control of Encoderless Synchronous Reluctance Motor Drives Based on Adaptive Backstepping and Input-Output Feedback Linearization Techniques". Article 2, Volume 43, Issue 1, Page 11-23, Spring 2011.