

SIMULAÇÃO E VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA OPERAÇÃO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

JOSEMAR A. SANTOS JR.^{1,2}, WANBERTON G. SOUZA¹, DARIZON A. ANDRADE¹, GHUNTER P. VIAJANTE^{1,2}, CASSIO A. OLIVEIRA¹, MARCOS J. MORAES FILHO¹, LUCIANO C. GOMES¹

¹LABORATÓRIO DE ACIONAMENTOS ELÉTRICOS (LACE), DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA,
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

²NÚCLEO DE PESQUISA EM SISTEMAS DE ENERGIA (NUPSE), DEPTO. DE ÁREAS ACADÊMICAS, INSTITUTO
FEDERAL DE GOIÁS, CAMPUS ITUMBIARA - GOIÁS.

E-MAILS: JOSEMARJR@GMAIL.COM, JOSEMAR.JUNIOR@IFG.EDU.BR

Abstract— This paper presents mathematical modelling and computer simulation of a synchronous reluctance motor, with the state equations and the results obtained for a 4 pole motor (2 hp), considering the modelling d/q for rotor behaviour analysis and achievement the time values for continuous operation and torque with different loads. Presents too the test bench of the synchronous reluctance motor to start up and measuring speed with variable frequency.

Keywords— Synchronous reluctance motor, Mathematical modeling, Synchronous motor test reluctance.

Resumo— Este trabalho apresenta o modelo matemático e simulação computacional do motor síncrono a relutância, com as equações de estado e resultados obtidos para um motor de 4 polos (2 cv), considerando o modelo d/q para análise do comportamento do rotor e obtenção dos valores de tempo de operação e torque com diferentes cargas. Apresenta também o teste de bancada do motor síncrono a relutância de acionamento e medições com frequências variáveis.

Palavras-chave— Motor síncrono a relutância, Modelagem matemática, Ensaio de motor síncrono a relutância.

1 Introdução

Devido a evolução de novas tecnologias, da eletrônica de potência, conversores e técnicas de controle, tem-se o motor síncrono a relutância (MSR) como uma opção eficiente e de baixo custo (comparado a motores síncronos de ímã permanente) para acionamentos de máquinas, dentre outras aplicações industriais (Ikäheimo et al., 2014).

Este tipo de motor é bem empregado no acionamento de guindastes portuários, para a elevação de cargas em pontos distantes de içamento e que necessitam da mesma velocidade em todos os pontos e conjugado constante (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003), por exemplo. Na indústria também é bastante utilizado no processo de estiramento do nylon e também na produção de fibra óptica, que precisam de velocidade constante e apresentam carga variável (a carga no eixo do motor varia de acordo com a quantidade de material presente na bobina) (Ferraz, 2002).

O MSR pode ser construído com estator idêntico ao do motor de indução, diferindo-se basicamente na construção do rotor, que não requer excitação (ímã permanente ou enrolamentos) e opera de forma semelhante ao motor de polos salientes síncrono (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003), [4].

Torna-se particularmente atrativo este tipo de motor em aplicações que exigem velocidades variáveis, onde os circuitos e estratégias de controle são mais simples que no motor de indução (Yang et. al, 2015). Para MSR não há necessidade de se ter os parâmetros como resistência rotórica e escorregamento (medida ou estimada), que são tarefas muito

complexas e exigidas no controle vetorial de motores de indução (Ferraz, 2002).

O princípio de funcionamento deste motor foi proposto por Kostko em 1923 (Kostko, 2010), onde inicialmente o rotor necessitava de gaiola para ser acionado por não apresentar conjugado de partida (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003) para acionamento direto na rede elétrica. Atualmente, os MSRs sem gaiola podem ser acionados através de conversores (inversores) de tensão que utilizam controle vetorial ou técnicas de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) (Kolehmainen, 2010), (Pellegrino, Cupertino e Gerada, 2015).

A construção do rotor pode ser feita basicamente de três formas diferentes: Rotor com polos salientes simples ou cortes no rotor do motor de indução (Fig. 1-a), onde lâminas de aço silício são cortadas de forma semelhante ao rotor de relutância chaveado (Raminosoa, 2006) ou cortes externos são realizados paralelos ao eixo do rotor de indução convencional. O rotor com laminação transversal (Fig. 1-b) é produzido com lâminas circulares com chanfros realizados de forma transversal à face da chapa, que são empilhadas e fixadas para se obter o rotor. Estes cortes, chamados de barreira de fluxo, definem o fluxo magnético em torno do rotor (Taghavi e Pillay, 2015). Por último, o rotor com laminação axial (Fig. 1-c), produzido com lâminas cortadas e fixadas axialmente ao eixo do rotor e entre as lâminas são colocados isolantes magnéticos para que sejam bem definidos os fluxos magnéticos em torno do rotor (Kolehmainen, 2010).

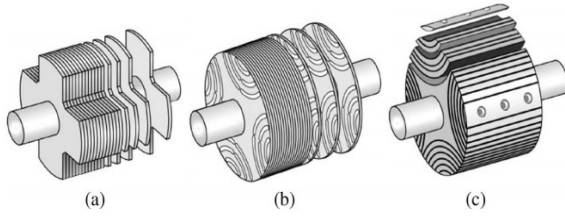


Figura 1. Exemplo de rotor para motor síncrono a relutância de (a) polos salientes, (b) transversalmente laminado e o (c) axialmente laminado (Kolehmainen, 2010).

As dimensões das barreiras de fluxo e a distância entre elas são os fatores que influenciam diretamente no valor das indutâncias diretas e de quadratura do rotor (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003), (Pellegrino, Cupertino e Gerada, 2015). Para rotores sem gaiola é possível a obtenção de maiores valores de L_d / L_q em relação ao mesmo modelo de rotor com gaiola.

Neste trabalho é proposta a simulação matemática para estudo do comportamento do rotor transversalmente laminado com gaiola construído a partir de um rotor de motor de indução convencional. A Fig. 2 apresenta um rotor com as regiões que facilitam (eixo direto) e as que dificultam a passagem do fluxo magnético (barreiras de fluxo), apresenta-se também o ensaio de um motor síncrono a relutância da primeira geração.

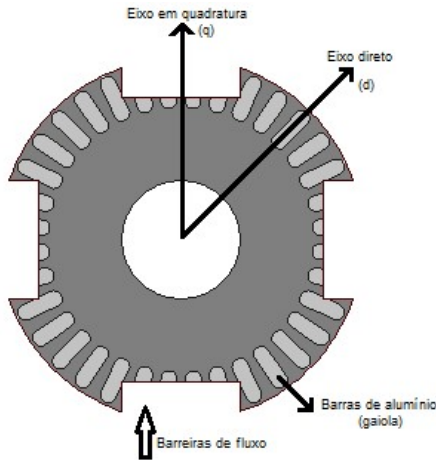


Figura 2. Rotor do motor síncrono a relutância com gaiola de partida.

2 Modelo da Máquina no Sistema D/Q

2.1 Análise estática

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

$$T_{em} = \frac{m}{2} p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{sd} \cdot I_{sq} \quad (1)$$

onde m é número de fases, p é o número de pares de polos, I_{sd} e I_{sq} são as correntes 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. 3 (Lubin, Razik e Rezzoug, 2002).

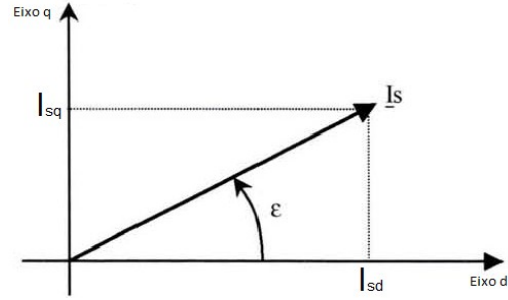


Figura 3. Posição da corrente do estator no referencial d/q .

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (2)$$

onde I_{sd} e I_{sq} são respectivamente, a corrente direta e a corrente de quadratura no estator.

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 (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003), (Lubin, Razik e Rezzoug, 2002), (Betz et. al, 2009):

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

onde ε é o ângulo que identifica a posição do fasor da corrente do estator (I_s) em relação ao eixo de regime permanente.

Para o fator de potência máximo ($\cos \varphi_{\max}$), o valor determinante é somente o fator de saliência (L_d / L_q), conforme apresentado pela equação abaixo (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003), (Lubin, Razik e Rezzoug, 2002):

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (4)$$

É possível se determinar o fator de potência máximo para o motor síncrono a relutância para uma faixa de k pré determinada, conforme apresentado na Fig. 3, com k entre 0 e 10 (Martins, Kuo-Peng, e Sadowski, 2003).

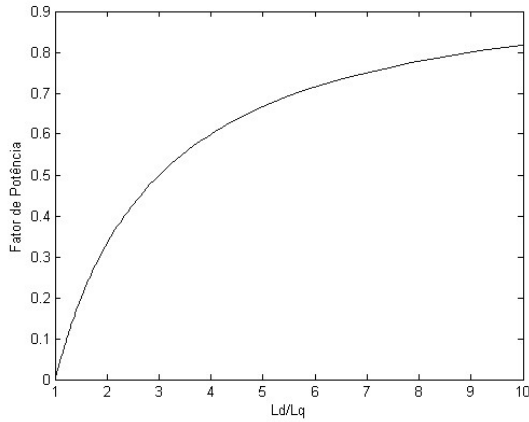


Figura 4. Fator de potência no MSR em função da relação de saliência (L_d/L_q).

A Fig. 4 mostra que para um k acima de 8, o fator de potência fica 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.

2.1 Análise dinâmica

O modelo elétrico equivalente do motor no sistema que leva em consideração o referencial no rotor é representado na Fig. 5. 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 (Alger, 1970), (Alves, Borba e Martins Neto, 2012).

Na Fig. 5 tem-se V_{sd} e V_{sq} como sendo 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 representam as indutâncias mútuas nos eixos d e q , respectivamente.

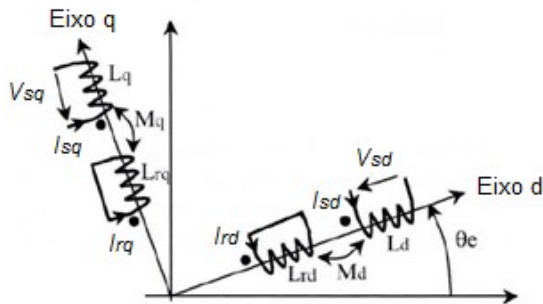


Figura 5. Representação do motor síncrono a relutância

As equações equivalentes das tensões nos terminais dos enrolamentos do estator nos eixos d e q podem ser descritas por (Soltanii e Zarchi, 2011):

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

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

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

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_d \cdot I_{sd} + M_d \cdot I_{rd} \\ \Psi_{sq} &= L_q \cdot I_{sq} + M_q \cdot I_{rq} \end{aligned} \quad (6)$$

Desta mesma forma, descrevem-se as equações das tensões no rotor (enrolamentos em curto) (Soltanii e Zarchi, 2011):

$$\begin{aligned} 0 &= R_{rd} \cdot I_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} \\ 0 &= R_{rq} \cdot I_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (7)$$

Onde os fluxos totais no rotor podem ser dados por:

$$\begin{aligned} \Psi_{rd} &= L_{rd} \cdot I_{rd} + M_d \cdot I_{sd} \\ \Psi_{rq} &= L_{rq} \cdot I_{rq} + M_q \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (8)$$

A expressão do torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é:

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

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

$$J \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega = T_{em} - T_r \quad (10)$$

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 (Fellani e Abaid, 2008).

Para o modelo de fluxos de indutâncias separadas tem-se parâmetros elétricos de difícil obtenção, ou até mesmo 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 são 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) (Pirou e Razek, 1983), até soluções com valores medidos de fluxos totais e verificação da equivalência entre os fluxos no estator e no rotor (Alger, 1970). Uma solução que adotamos para obtenção mais confiável dos valores de fluxos foi proposto em (Lubin, Razik e Rezzoug, 2002), 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 :

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

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

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).

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_d \cdot L_d} \cdot \Psi_{sd} + \omega_e \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s}{\sigma_d \cdot L_d} \cdot \Psi_{msd} + v_{sd}$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = -\omega_e \cdot \Psi_{sd} - \frac{R_s}{\sigma_q \cdot L_q} \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s}{\sigma_q \cdot L_q} \cdot \Psi_{msq} + v_{sq} \quad (12)$$

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

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

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

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

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

$$I_{sq} = \frac{1}{\sigma_q \cdot L_q} \cdot (\Psi_{sq} - \Psi_{msq}) \quad (14)$$

3 Análise e Simulação Computacional

Utilizando-se das equações de estado apresentadas anteriormente, obteve-se computacionalmente os valores do conjugado eletromagnético (T_{em}) e a rotação do rotor (ω_r), através da simulação desenvolvida

no *software* MATLAB, utilizando o pacote *Simulink*, cujo arranjo é apresentado na Fig. 6.

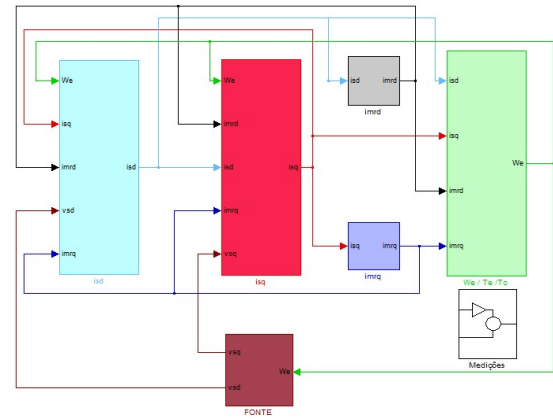


Figura 6. Arranjo da simulação do motor síncrono a relutância.

Com este arranjo, obteve-se a curva de acionamento do motor, onde observa-se que em menos de 0,6 s o rotor atinge a velocidade de sincronismo (ω_r) conforme ilustra a Fig. 7, que para um motor de 4 polos, com a frequência da rede em 60 Hz é de 1.800 rpm com os parâmetros de L_d , L_q e R_s obtidos em ensaios em laboratório.

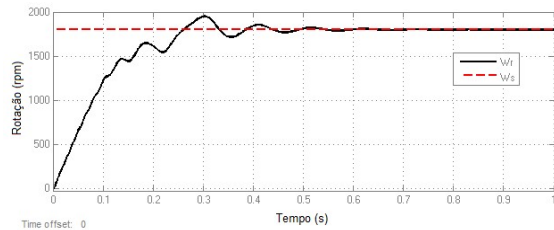


Figura 7. Tempo de simulação versus rotação do rotor.

O conjugado imposto ao rotor também estabiliza quando o rotor atinge a rotação síncrona (Fig. 8) e fica acima do conjugado de carga (T_c), que para o acionamento era nulo (0 N.m).

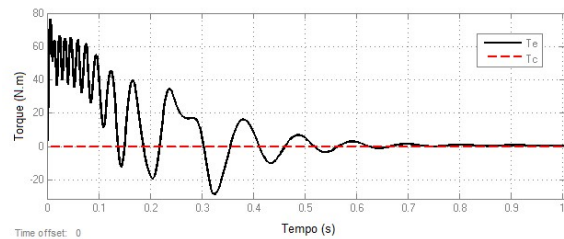


Figura 8. Tempo versus torque eletromagnético e de carga.

Após a verificação dos resultados transientes da máquina, simulou-se em regime permanente a variação de carga no eixo (conjugado de carga) e observa-se, conforme Fig. 9 que o mesmo conseguiu acompanhar a variação voltando ao seu regime permanente logo após a perturbação de carga.

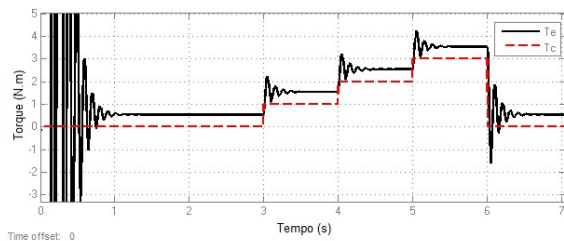


Figura 9. Conjugado Eletromagnético (T_e) e Conjugado de Carga (T_c) com variação em degrau.

Variou-se o conjugado de carga de 0 a 3 N.m. em passos de 1 N.m e após 6 segundos o conjugado de carga voltou para 0 N.m. Observou-se também a velocidade de rotação que após o distúrbio da carga voltou para a velocidade síncrona em menos de 0,5 s após a mudança de carga, conforme ilustra Fig. 10.

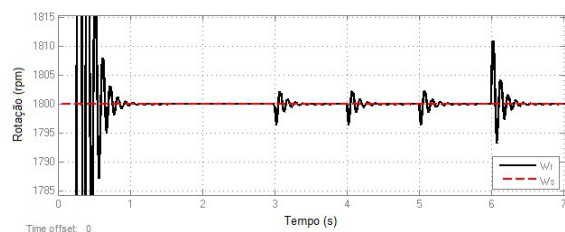


Figura 10. Velocidade do rotor com carga variável em degrau.

4 Ensaio do Motor Síncrono a Relutância

A partir de um rotor de indução convencional de 2 cv, 4 pólos e 1750 rpm (para frequência nominal de 60 Hz), produziu-se um rotor síncrono a relutância (da primeira geração de motores deste tipo) com cortes paralelos ao eixo do rotor conforme ilustra a Fig. 11. Aproveitou-se sem alterações físicas o estator e o acionamento foi realizado com o uso de um inversor de frequência vetorial. Os valores obtidos neste protótipo para as indutâncias foram: $L_d = 39,405$ mH, $L_q = 18,718$ mH e $R_s = 4,5$ Ω .

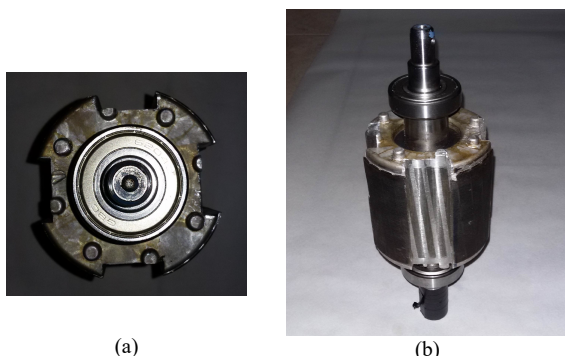


Figura 11 – Rotor do motor síncrono a relutância (1ª geração): (a) vista inferior e (b) vista lateral.

Os cortes no rotor foram realizados com 10 mm de profundidade e comprimento de 36,1 mm e com 36,1 mm de distância entre eles.

Com acionamento através de um inversor de frequência com V/f (tensão/frequência) constante, vari-

ou-se a frequência de 0 a 60 Hz com passo de 5 Hz (a vazio, ou seja, sem carga), e o resultado é apresentado na Fig. 12.

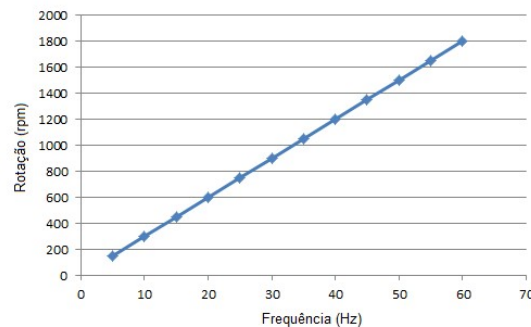


Figura 12. Acionamento MSR com V/f constante.

Na Fig. 12 é possível observar que a rotação se manteve fixa na velocidade síncrona a medida que a frequência variava de 5 a 60 Hz, formando uma reta, que comprova a ausência de escorregamento para este protótipo.

As medições realizadas são apresentadas na Tabela I com os valores obtidos para tensão entre 2 fases (V_{AB}), corrente de uma fase (I_A), frequência de saída do inversor e rotação do motor.

Tabela I. Resultados experimentais do protótipo de MSR.

V_{AB} (V)	I_A (A)	Frequência (Hz)	Rotação (rpm)
40	3,5	5	150
74	4,8	10	300
98	5,1	15	450
118,3	5,2	20	599,9
135,5	5,3	25	750
152,1	5,3	30	900
165,8	5,4	35	1049
177,8	6,7	40	1200
189,4	7,8	45	1350
202,5	8,1	50	1499
214,5	8	55	1649
228,5	7	60	1799

5 Conclusão

O motor síncrono a relutância se mostra uma opção eficiente e de baixo custo para aplicações que necessitem de velocidade constante com cargas variáveis.

A modelagem matemática apresenta que o motor responde de forma positiva quando se tem carga variável acoplada ao eixo e com acionamento direto sem carga entra em regime permanente (com velocidade síncrona) em menos de 0,5 segundos. Os valores apresentados são os esperados para um motor síncrono.

Os ensaios em laboratório provaram que o motor de indução com cortes para o fluxo (realizados no rotor) deixa de apresentar o escorregamento característico (do motor de indução trifásico) e passa a se comportar como um motor síncrono a relutância.

Diferentemente dos motores de primeira geração que precisavam de sensor de posição para acionamento, este modelo por apresentar gaiola de partida tem as vantagens do motor de indução em relação ao acionamento (pode ser acionado diretamente na rede elétrica trifásica quando não apresenta carga no eixo), e as características de um motor síncrono, porém de baixo custo (se comparado ao motor síncrono de ímã permanente ou rotor bobinado) e que utiliza acionamento de baixo custo também, como o conversor de frequência com controle vetorial para aplicações com velocidades variáveis.

Agradecimentos

Agradecemos o apoio financeiro da FAPEMIG e FAPEG/CAPES (Chamada Pública nº 009/2013, controle digital 201300997260161).

Referências Bibliográficas

- Alger, P. L.; "Induction Machines", Gordon and Breach Science Publishers, Second Edition, 1970.
- Alves, M. B.; Borba, L. A.; Martins Neto, L.; "Modeling of Synchronous Machines Based on the Interference of Harmonics on Power Systems Feeding Nonlinear Loads. IEEE Latin America Transactions, Vol. 10, No. 2, March 2012.
- 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.
- 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.
- Ferraz, C. A. M. D.; "Contribuição Ao Estudo Do Motor Síncrono De Relutância Com Gaiola". Orientador: C. R. Souza, Dissertação Mestrado, Unicamp, fevereiro de 2002.
- Ikäheimo, J.; Kolehmainen, J.; Käsäkangas, T.; Kivelä, V.; Moghaddam, R. R.; "Synchronous High-Speed Reluctance Machine With Novel Rotor Construction". IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 61, Nº. 6, June, 2014.
- 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.
- Kostko, J. K.; "Polyphase reaction synchronous motors," J. Amer. Inst. Elec. Eng., vol. 42, pp. 1162-1168, Nov. 1923.
- 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.
- Pirou, F.; Razek, A.; "Calculation of saturated inductances for numerical simulation of synchronous machines", IEEE. Trans. Magn., vol. 19, no. 6, pp. 2628-2631, 1983.
- Raminosoa, T. "Optimisation Des Performances Des Machines Synchro-Reluctantes Par Reseaux De Permeances". Micro et nano technologies/Micro'électronique. Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL. França, 2006.
- 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.
- Taghavi, S. M.; Pillay, P.; "A Mechanically Robust Rotor With Transverse Laminations for a Wide-Speed-Range Synchronous Reluctance Traction Motor" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 51, No. 6, Nov/Dec, 2015.
- Yang, F.; Taylor, A. R.; Bai, H.; Cheng, B.; Khan, A. A.; "Using d-q Transformation to Vary the Switching Frequency for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems"; IEEE Transactions On Transportation Electrification, Vol. 1, No. 3, October 2015.