

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 8/6

Marcos José de Moraes Filho, Luciano Coutinho Gomes, Darizon Alves de Andrade, Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira

Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica, Laboratório de Acionamentos Elétricos (LAcE)
Uberlândia, Minas Gerais, Brasil
marcos.jmf@hotmail.com, lcgomes2005@gmail.com

Resumo - Neste artigo é apresentado um estudo com relação ao comportamento do motor a relutância variável 8/6. O conjunto completo é simulado utilizando o ambiente MatLab/Simulink®. A representação da matriz de estados da máquina a relutância variável, que inclui em seu modelo a saturação do circuito magnético é mostrada, e com base neste estudo é proposto um sistema de acionamento para operar o motor em ambiente com velocidades variáveis a fim de se verificar viabilidade e a eficiência com relação a outros tipos de máquinas amplamente utilizadas.

Palavras-Chave - Conversor, DSP, motor, máquina a relutância variável.

STUDY AND IMPLEMENTATION OF A DRIVE SYSTEM FOR 8/6 VARIABLE RELUCTANCE MOTOR

Abstract – This paper presents a study on the behavior of the 8/6 variable reluctance motor. The complete set is simulated using MatLab/Simulink®. The matrix representation of the state of variable reluctance machine, which includes in its model the saturation of the magnetic circuit is shown, and based on this study is suggested a drive system to operate the motor in an environment with variable speeds in order to verify feasibility and effectiveness to other widely used machines.

Keywords - Drive, DSP, motor, variable reluctance machine.

I – INTRODUÇÃO

Apesar de possuir o primeiro registro de sua aplicação em meados do século XIX, e vantagens tanto construtivas quanto operacionais com relação a algumas máquinas elétricas amplamente utilizada como motores de indução (MIs) e motores de corrente contínua (MCC), a máquina a relutância variável teve seu potencial pouco aproveitado e com lenta

evolução, devido principalmente à forte dependência de um sistema eletrônico de potência para chaveamento de suas fases. Nas últimas décadas, porém, os sistemas de acionamento das máquinas elétricas evoluíram de forma rápida, apresentando significativos avanços em eficiência e controlabilidade o que fez com que novos tipos máquinas elétricas passassem a fazer parte do conjunto de alternativas disponíveis e, dentre estas novas alternativas encontram-se as máquinas a relutância variável.

Construtivamente, conforme pode ser observada na figura 1, a máquina a relutância variável é constituída de um conjunto de lâminas formando “dentes” ou polos, diametralmente opostos, procedimento o qual é aplicado tanto ao rotor quanto ao estator, tornando desta forma, a única máquina elétrica a possuir estas características. Observa-se também a disposição dos enrolamentos das fases da máquina, que são concentrados, aspecto que permite que as interações magnéticas entre suas fases, quando trabalhamos com máquina com um menor número de polos, sejam praticamente desprezíveis ou inexistentes, com reflexos positivos no acionamento e controle de operação da mesma. Na figura 1, temos um perfil da máquina utilizada neste trabalho, uma máquina 8/6.

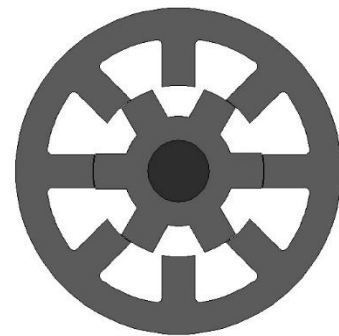


Fig. 1. - Perfil transversal da máquina a relutância variável 8/6.

Na máquina a relutância nota-se que, a indutância varia de acordo com a posição do rotor em relação ao estator, existindo uma posição onde a indutância é máxima, correspondente a posição onde os polos do rotor e do estator estão completamente alinhados, e uma posição onde a indutância é mínima, correspondente a posição onde os polos estão completamente desalinhados. Estas posições recebem o nome de posição de equilíbrio estável e posição de equilíbrio instável, respectivamente. Energizando a fase da máquina na posição de equilíbrio estável o rotor permanecerá parado indefinidamente. Por outro lado, energizando a fase da máquina na posição de equilíbrio instável, o rotor poderá se



movimentar no sentido horário ou anti-horário buscando a posição de equilíbrio estável.

Dentre as vantagens oferecidas pela máquina a relutância encontram-se:

- Robustez, permitindo trabalho em ambientes sujeitos a altas temperaturas e vibrações;
- Confiabilidade;
- Tolerância à falha de fase, em motores multifásicos;
- Alta relação conjugado por volume, que possibilita construção de motores de menores dimensões;
- Possibilidade de trabalhar com velocidade variável de maneira econômica;
- Construção simples, com enrolamentos concentrados em volta dos polos e laminação simplificada;
- Inexistência de enrolamentos no rotor diminuindo perdas por efeito joule;
- Elevado rendimento;
- Baixa inércia, possibilitando trabalho como servo-motor;
- Alimentação a partir de uma fonte de corrente contínua, com correntes unidirecionais, diminuindo o número de dispositivos eletrônicos em seu conversor;
- Ausência de escovas.

Devido ao conjunto de vantagens citadas acima decidimos investir no estudo de aplicações da máquina a relutância variável 8/6 acionada como motor.

II – MODELAGEM MATEMÁTICA

A partir das equações básicas que descrevem o comportamento do motor a relutância variável (MRV) foi utilizado um modelo em MatLab/Simulink para expressar o sistema completo do acionamento do mesmo.

Para o desenvolvimento da modelagem matemática foi considerado um MRV 8/6, tetrafásico, a partir do qual foi implementada a integração da matriz de estados do mesmo. Para se obter esta matriz é necessário o conhecimento das equações básicas que relacionam as grandezas mecânicas e elétricas deste tipo específico de máquina. A matriz de estados do motor é mostrada abaixo, o desenvolvimento completo da mesma ou das equações que a geraram foge ao escopo deste trabalho e portanto não serão abordados.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & \omega \frac{\partial L_{12}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{13}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{14}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \omega \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} & r_2 & \omega \frac{\partial L_{23}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{24}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \omega \frac{\partial L_{31}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{32}}{\partial \theta} & r_3 & \omega \frac{\partial L_{34}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \omega \frac{\partial L_{41}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{42}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{43}}{\partial \theta} & r_4 & 0 & 0 \\ \frac{\partial W_1}{\partial \theta} & \frac{\partial W_2}{\partial \theta} & \frac{\partial W_3}{\partial \theta} & \frac{\partial W_4}{\partial \theta} & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} & 0 & i_1 \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} & 0 & i_2 \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} & 0 & i_3 \frac{\partial L_{33}}{\partial \theta} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} & 0 & i_4 \frac{\partial L_{44}}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}$$

Fig. 2. - Matriz de estados do MRV 8/6.

Onde:

v_n - Tensão na fase n (V)

r_n - Resistência de fase n (Ω)

C_m - Conjugado do motor (N.m)

L_{nn} - Indutância própria da fase n (H)

L_{nm} - Indutância mútua da fase n em m (H)

W_n^{co} - Co-energia da fase n (J)

i_n - corrente na fase n

D - Coeficiente de atrito viscoso ($\text{Kg.m}^2/\text{s}$)

J - Momento de inércia do motor (Kg.m^2)

ω - Velocidade angular do rotor (rad/s)

\dot{i}_n - Derivada da corrente na fase n em relação a t

θ - Ângulo instantâneo entre o rotor e o estator (rad)

Com a matriz de estado mostrada acima iniciamos o desenvolvimento da simulação no ambiente do Simulink, a partir de um base disponível na própria plataforma.

III – SIMULAÇÃO DINÂMICA DO MRV 8/6

Inicialmente discutiremos os resultados obtidos por meio da ferramenta MatLab/Simulink. O modelo computacional utilizado para a topologia do conversor estático é mostrado na figura 3. O conversor utiliza chaves do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) e cada enrolamento da máquina usa duas chaves que correspondem a um braço do conversor. Os pulsos para o acionamento destas chaves são gerados através do bloco de geração de pulsos de disparos das chaves; a figura 4 enfatiza o mesmo. Cada pulso deste bloco é obtido através do ângulo de condução das chaves que é dependente do perfil da indutância incremental e define a operação da máquina.

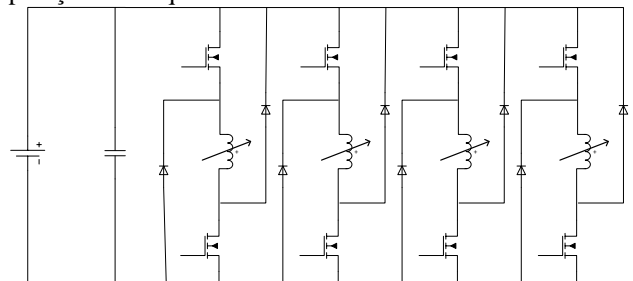


Fig. 3. - Topologia do conversor half-bridge para a MRV 8/6.

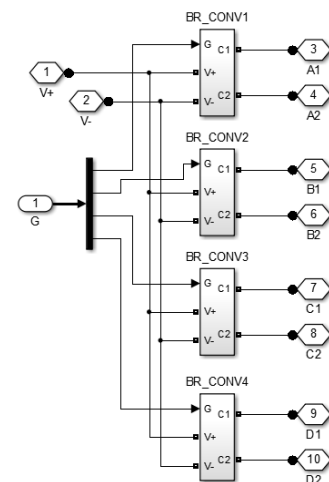


Fig. 4. - Sistema de controle das chaves.

A figura 5 mostra o ambiente completo de simulação destacando os seguintes blocos: conversor, motor a relutância variável e sensor de posição.

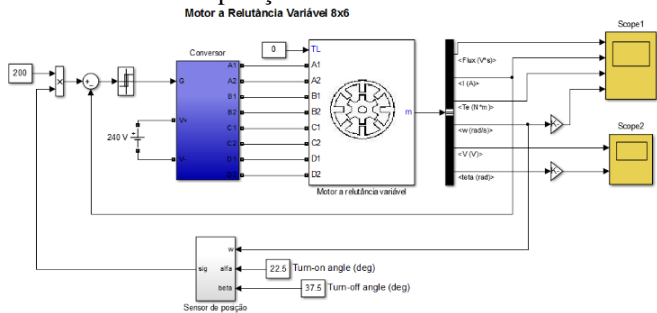


Fig. 5. - Ambiente completo de simulação.

É importante ressaltar que todos os passos descritos e mostrados anteriormente são importantes para implementação e validação experimental. Os gráficos mostrados a seguir são obtidos de uma simulação cuja velocidade do eixo do motor em regime permanente é de 2600 rpm. Na figura abaixo temos o gráfico do comportamento da velocidade, incluindo o período transitório da máquina.

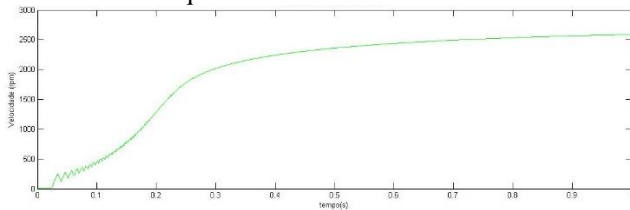


Fig. 6. - Comportamento da velocidade do motor incluído o período transitório.

As figuras 7 e 8 mostram a corrente em cada fase do motor, enfatizando o período transitório e permanente, respectivamente. Analisando-se os gráficos podemos observar a atuação do controle por meio do comportamento da corrente. Também podemos analisar o comportamento elétrico da máquina por meio da análise da indutância em cada fase; pois, em um primeiro momento tem-se uma indutância crescente na fase, o que significa que o motor parte de uma posição de equilíbrio instável para uma posição de equilíbrio estável, e também temos o controle da corrente dentro da histerese estabelecida, a qual é controlada pelo chaveamento dos mosfets. Em um segundo momento tem-se uma indutância máxima, a qual é atingida no ponto de equilíbrio estável e marca o momento no qual ambas as chaves são abertas permitindo que a corrente na fase do motor decresça rapidamente. Em um terceiro momento tem-se a fase com uma indutância mínima, a qual é atingida no ponto de equilíbrio instável e marca o momento no qual o controle volta a atuar.

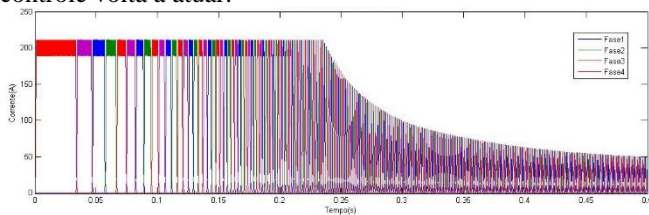


Fig. 7. - Comportamento da corrente nas fases do motor em regime transitório.

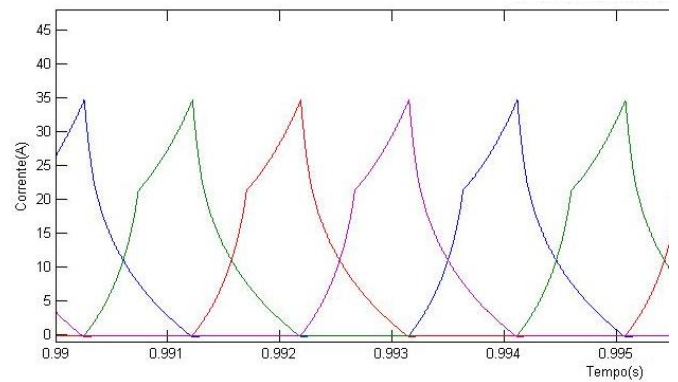


Fig. 8. - Comportamento da corrente nas fases do motor em regime permanente.

Nas figuras abaixo temos o comportamento do torque eletromecânico desenvolvido pelo MRV 8/6, e novamente mostramos tanto o período transitório quanto o permanente.

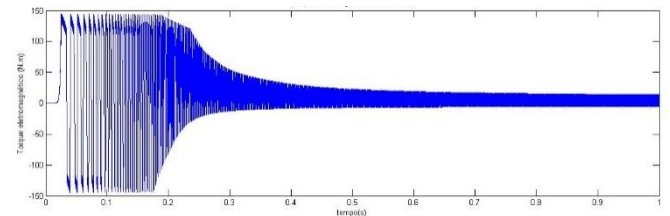


Fig. 9. - Comportamento do torque eletromecânico do motor em regime transitório.

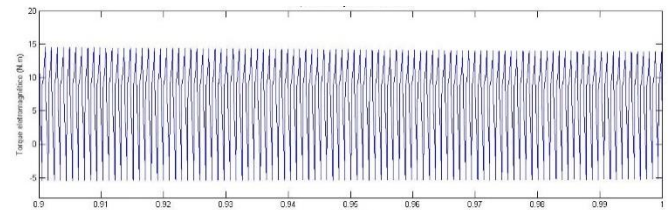


Fig. 10. - Comportamento do torque eletromecânico do motor em regime permanente.

Outra grandeza também obtida durante a implementação computacional e de grande relevância é o fluxo nas fases da MRV, na figura 11 temos a representação desta grandeza.

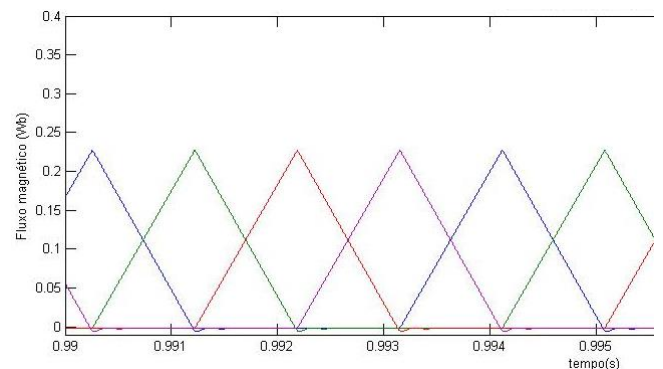


Fig. 11. - Comportamento do fluxo em cada fase do motor em regime permanente.

IV – DEFINIÇÃO DO MICROCONTROLADOR A SER UTILIZADO NESTA IMPLEMENTAÇÃO

Com relação ao microcontrolador a ser utilizado neste controle escolhemos o DSC TMS320F28335, ilustrado na figura 12, o qual é um microcontrolador da Texas Instruments que pertence a um grupo de dispositivos de processamento digital chamado Digital Signal Controller (DSC). É um chip que combina o processamento de um Digital Signal Processor (DSP) com periféricos embarcados de um microcontrolador. Para controle de sistemas em tempo real que necessitem de muitas operações matemáticas um DSC é o dispositivo mais indicado.

O TMS320F28335 possui um núcleo DSP de 32-bit com ponto flutuante da série C2000, a qual é a linha indicada para controle integrado em tempo real. É um processador com arquitetura Harvard, onde os barramentos de memória de dados e de memória de instruções são distintos. Abaixo são citadas as características e os periféricos principais do DSP utilizado.

- Frequência de clock de 150 MHz;
- Conversor Analógico-Digital (ADC) de 12 bits com 16 entradas analógicas multiplexadas com tempo de conversão em torno de 80 ns;
- 2 gerenciadores de eventos independentes (EVA e EVB);
- 56 Portas de I/O digitais com dupla função;
- Memória de programa on-chip (SARAM, DARAM e Flash EPROM);
- Interface de comunicação serial (SCI);
- Interface serial com periféricos (SPI);
- Controlador de rede (CAN);
- PLL - based clock;
- Temporizador watch-dog;
- Registradores de soma e produto de 32 e 64 bits;
- Instruções apropriadas à implementação de rotinas matemáticas e compensadores;
- Estrutura de processamento tipo pipeline.



Fig. 12. - DSC TMS320F28335.

V – DESENVOLVIMENTO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

Na etapa de desenvolvimento das PCBs com a utilização do software CadSoft Eagle, primeiramente fizemos o esquema eletrônico do conversor a ser utilizado, o qual foi construído através de chaves IGBT adquiridas da empresa Fuji Electric, tipo 6MBI100S-060, tendo as ligações especificadas na figura 13. Tanto os circuitos isoladores quanto os circuitos de alimentação que serão explorados adiante, devem ser construídos para a ligação de cada chave, ou seja, teremos oito circuitos isoladores e oito fontes de alimentação. Teremos ainda um circuito para uma fase que será confeccionado e mantido como substituto caso algum dos oito em uso seja danificado.

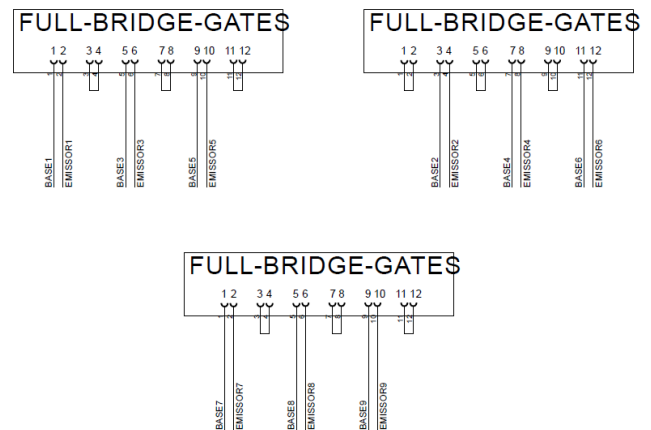


Fig. 13. - Esquema do circuito de ligação dos módulos IGBT.

A fim de implementar um desacoplamento entre sistemas de potência e de controle foi necessária a inserção de acopladores óticos no acionamento geral. Além de isolar a parte de potência da parte de controle, o circuito mostrado na figura 14 também fornece um ganho à tensão de entrada, pois, o máximo valor de tensão na saída do microcontrolador utilizado não é suficiente para acionar os elementos utilizados como chaves no conversor estático, porém, após o sinal passar pelo circuito isolador a tensão recebe um ganho o qual garante o acionamento das chaves quando necessário.

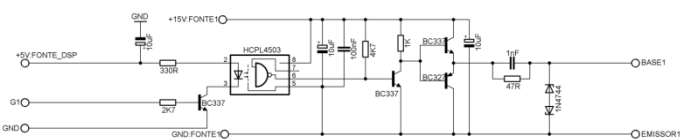


Fig. 14. - Esquema do circuito isolador.

Como o circuito isolador necessita de fontes com referências de terras diferentes, deveremos ter duas fontes de alimentação para cada chave, uma para alimentar o circuito antes do opto acoplador, a qual é a própria tensão fornecida pela placa do microcontrolador utilizado; e outra para a alimentação do próprio opto acoplador e também de todo o circuito após o mesmo; na figura 15 temos o esquema eletrônico destas fontes.

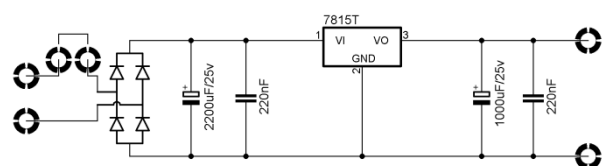


Fig. 15. - Esquema das fontes de alimentação.

Tanto a parte de controle quanto a de potência foram montadas em uma única placa, utilizando ambas as faces da mesma; e com esta medida apesar de encontramos um circuito complexo e de confecção complicada, ganhamos em aspectos estéticos, econômicos e principalmente em eficiência, pois, reduzimos a influência de determinados ruídos provenientes de uma possível ligação entre duas placas distintas.

A placa que contém as fontes de alimentação foi feita em uma plataforma distinta, pois, como a mesma não trabalha

com manipulação de sinais que sejam provenientes de sensores ou do próprio microcontrolador, não há problemas em fazer sua ligação à outra por meio de fios.

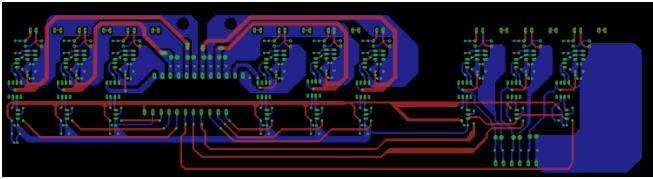


Fig. 16. - Layout da placa de controle e potência.

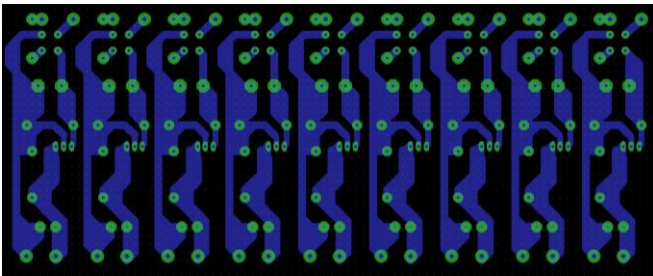


Fig. 17. - Layout da placa da alimentação.

VI – CONCLUSÃO

Analisando a evolução da sociedade, observa-se que é imperativo agregar novas tecnologias e novas fontes motrizes à matriz atual, sempre enfatizando a eficiência energética. A questão ambiental gera grandes preocupações a toda a sociedade e o desenvolvimento de um acionamento da máquina a relutância variável 8/6 para trabalhar como motor se mostra um estudo promissor.

Pelos resultados da simulação computacional confirmamos a importância da utilização das ferramentas de simulação, pois, por meio da mesma podemos visualizar antecipadamente o comportamento de determinado sistema, e implementar mudanças sem grande dispêndio de recursos financeiros ou de tempo.

Neste trabalho foram apresentadas a modelagem, a simulação e os circuitos de acionamento de um motor à relutância variável 8/6, podendo-se perceber, pela simplicidade dos circuitos a viabilidade técnica e financeira do projeto; com isso tendo estímulos a fim de continuar este estudo em âmbito experimental.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. A. Andrade; R.S. Costa; R. S. Teixeira; A. Fleury. Energy efficiency for fractional power loads. *Industry Applications Magazine*, v. 2, n. 6, pp. 12-20, 2006.
- [2] T. T. Borges. Motor a Relutância Chaveado com Controle Fuzzy e Detecção Indireta de Posição. Uberlândia. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, 2002. 185 p.
- [3] R. S. Costa. Estudo da Melhoria de Desempenho de Acionamentos Elétricos Utilizando MRC's Monofásicos. Uberlândia. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, 2004. 119 p.
- [4] J. L. Domingos. Projeto, Construção e Proposta de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado. Uberlândia. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, 2003. 170 p.
- [5] L. O. A. P. Henriques. Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilações de Torque e Remoção do Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável Usando Técnica Neuro-Fuzzy. Rio de Janeiro. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004. 192 p.
- [6] G. R. Hwang. Modelagem da Máquina à Relutância Chaveada Incluindo a Saturação Magnética. Uberlândia. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, 2002.
- [7] I. Kioskeridis; C. Mademlis. Optimal Efficiency Control of Switched Reluctance Generators. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p 1062-1072, 2006.
- [8] R. Krishnan. Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications. CRC Press LLC, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.
- [9] B. Parreira; S. Rafael; A. J. Pires; P. J. Costa Branco. Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched Reluctance Machine: From FEM Analysis to the Experimental Tests. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 6, p 1635-1643, 2005.
- [10] N. Radimov; N. Ben-hail; R. Rabinovici. Switched Reluctance Machines as Three-Phase AC Autonomous Generator. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 42, n. 11, p 3760-3764, 2006.
- [11] J. Reinert; R. Inderka; M. Menne; R.W. Doncker. Optimizing Performance in Switched-Reluctance Drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 6, n. 4, p 63-70, 2000.