

# SISTEMA AUTOMÁTICO DE CARACTERIZAÇÃO DE MÁQUINAS DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL E MODELAGEM NÃO LINEAR POR INTERPOLAÇÕES UTILIZANDO *SMOOTHING SPLINES*

Tárcio A. S. Barros, Paulo S. Nascimento Fo., Adson B. Moreira, Vanessa S. C. Teixeira, Marcelo G. Villalva, Ernesto Ruppert

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP  
Campinas - SP, Brasil

e-mail: [tarcio@dsce.fee.unicamp.br](mailto:tarcio@dsce.fee.unicamp.br), [ruppert@fee.unicamp.br](mailto:ruppert@fee.unicamp.br)

**Resumo** - Este trabalho apresenta em detalhes um sistema automático que permite obter as curvas de magnetização da máquina a relutância variável (MRV). São estudadas técnicas de interpolações no processamento dos dados dos ensaios para obter o modelo não linear de uma MRV 12/8. É proposto o uso da técnica *smoothing splines* que permitiu obter um modelo preciso e condizente com o funcionamento da MRV. Resultados de simulações e ensaios experimentais confirmaram a eficiência do sistema e a importância da obtenção de curvas reais quando se deseja ter modelos precisos de uma MRV.

**Palavras-chave** - Curvas de Magnetização, Máquina de Relutância Variável, *Smoothing Splines*.

## AUTOMATIC CHARACTERIZATION SYSTEM OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINES AND NONLINEAR MODELING BY INTERPOLATION USING SMOOTHING SPLINES

**Abstract** - This study presents an automatic system that allows to obtain the magnetization curves of switched reluctance machine (SRM). Interpolation techniques are studied in the processing of test data for the nonlinear model of an SRM 12/8. It was observed that smoothing splines technique allowed to obtain a more accurate and consistent model. Simulation and experimental results have proved the efficiency of the system and confirm the importance of achieving real curves when it is desired to have accurate models of a SRM.

**Keywords** - Magnetization Curve, Smoothing Splines, Switched Reluctance Machine.

### I. INTRODUÇÃO

A MRV (Máquina a Relutância Variável) é uma máquina de dupla saliência (no rotor e no estator) que possui bobinas de campo nas ranhuras do estator, e não possui bobinas ou ímãs no seu rotor. O rotor é composto por material ferromagnético com saliências regulares [1]. Na Figura 1, observa-se uma MRV 12/8 (número de polos do estator/polos do rotor). O funcionamento da MRV como motor baseia-se no princípio da relutância mínima, ou seja, quando o enrolamento sobre

um par de polos do estator é energizado, os polos do rotor são atraídos para uma posição que represente a relutância mínima (eixos alinhados), gerando um torque no rotor. Enquanto dois polos do rotor estão alinhados com os polos do estator, os outros polos do rotor estão desalinhados. Estes outros polos do estator são acionados trazendo os polos do rotor para o alinhamento. Pelo chaveamento sequencial dos enrolamentos do estator, há produção de torque eletromagnético. Para a operação como gerador, a máquina deve ser excitada durante o desalinhamento dos polos do rotor e estator e um torque mecânico deve ser aplicado no eixo da máquina [2]. Devido às características como robustez mecânica, alto torque de partida, alta eficiência e baixo custo de fabricação, a MRV tem se tornado uma forte candidata para aplicações que trabalham em regime de velocidade variável seja como motor ou gerador. Dentre as principais aplicações destacam-se a utilização da MRV em veículos elétricos, geração eólica e bombas propulsoras de petróleo [3], [4]. Os principais empecilhos para a utilização da MRV são as oscilações de torque, os ruídos sonoros e a necessidade de sensores de posição. São grandes os esforços para aumentar o rendimento das MRV e a mitigação destes empecilhos [5].

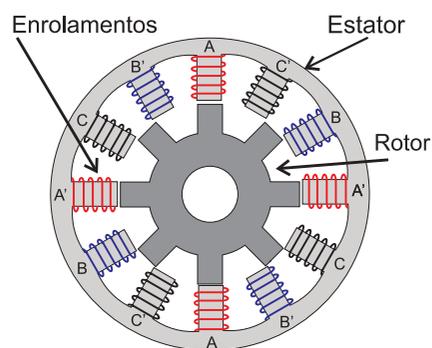


Fig. 1. MRV 12/8 polos.

Devido às saliências duplas e ao fato de operarem geralmente na região de saturação magnética, as MRVs têm características altamente não lineares que dificultam o projeto e o desenvolvimento de controles visto que não é possível representar a MRV por um modelo linear eficiente como é feito para a máquina de indução e a máquina síncrona [6]. Diversos modelos não lineares vêm sendo estudados e são de fundamental importância para viabilizar os estudos de novas técnicas de controle, projeto e estimação de velocidade das MRVs [7], [8].

Artigo submetido em 19/06/2014. Primeira revisão em 11/10/2014.  
Aceito para publicação em 07/04/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

A eficiência das simulações está inteiramente relacionada com a precisão do modelo matemático utilizado. Assim, o modelo matemático deve representar fielmente o comportamento das grandezas do sistema a ser simulado. Este trabalho apresenta um sistema automático de alta resolução capaz de realizar ensaios de caracterização magnética e obtenção de dados necessários para a realização de modelos precisos para a MRV. Além da descrição detalhada do sistema de instrumentação realizado, este trabalho tem como contribuição a aplicação de técnicas de interpolação matemática no processo de tratamento dos dados dos ensaios para obter um modelo não linear baseado em *lookup-tables*. Observou-se que o uso de regressões polinomiais pode causar imprecisões nas características finais dos dados do modelo. Portanto, foi realizado o uso de *smoothing splines* que permite obter resultados precisos e condizentes com o funcionamento da MRV. Dessa forma, com o modelo obtido é possível a realização de projetos de controles, técnicas de diminuição de oscilação de conjugado, sistemas de otimização e estudos avançados por meio de simulações computacionais. Por final, apresentam-se simulações de um sistema de controle realizado com o modelo obtido. A comparação das simulações com os resultados experimentais confirmam a precisão do modelo obtido.

## II. CARACTERÍSTICAS NÃO LINEARES DAS MRVs

O fluxo  $\Phi$  enlaçado pelas bobinas do estator das MRVs relaciona-se diretamente com a corrente elétrica do circuito da fase e com a relutância (1) do circuito magnético, que em máquinas de dupla saliência apresenta variações com a posição angular do rotor devido às suas características construtivas, pois o entreferro e conseqüentemente a permeabilidade equivalente variam em razão ao movimento relativo entre o rotor e o estator [9], de tal forma que:

$$\mathfrak{R}(\theta) = \frac{l(\theta)}{A(\theta)\mu(\theta)} \quad (1)$$

sendo que  $\mu$  é a permeabilidade equivalente,  $l$  é o comprimento médio do circuito magnético,  $A$  é a área transversal por onde circula o fluxo enlaçado e  $\theta$  é a posição angular do rotor.

A tensão nos terminais de um enrolamento da máquina de relutância variável é dada por:

$$v(t) = RI(t) + \frac{\partial \Phi(I, \theta)}{\partial t} \quad (2)$$

em que:  $v(t)$  e  $I(t)$  são respectivamente a tensão e a corrente instantâneas;  $R$  é a resistência ôhmica do enrolamento;  $\Phi$  é o fluxo enlaçado pelas bobinas do estator.

A produção de torque na máquina de relutância variável é resultante da variação da co-energia  $W'_f$  em função da posição do rotor [1] conforme ilustrado na Figura 2. A co-energia é dada por:

$$W'_f = \int \Phi(I, \theta) dI. \quad (3)$$

O torque de relutância é dado por:

$$T_e = \frac{\delta W'_f}{\delta \theta} = \frac{\delta W'_f(I, \theta)}{\delta \theta}. \quad (4)$$

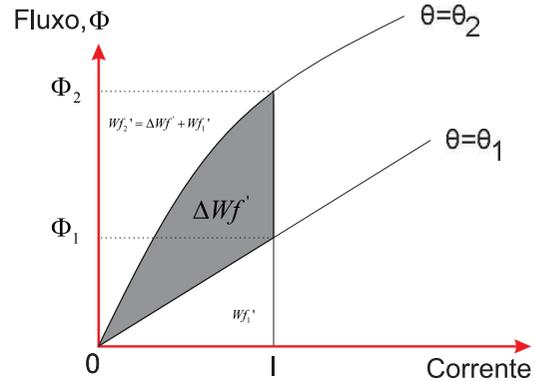


Fig. 2. Variação de co-energia com posição para uma mesma corrente  $I$ .

Observando (2)-(4) tem-se que o fluxo magnético, a corrente elétrica e a posição do rotor estão relacionados diretamente. Dessa forma para modelar o comportamento elétrico e mecânico da MRV é preciso obter as curvas de magnetização  $\Phi(I, \theta)$ .

As curvas de magnetização  $\Phi(I, \theta)$  são altamente não lineares devido ao fato que a MRV opera principalmente na região de saturação. Estas curvas podem ser obtidas sobretudo de três maneiras: calculadas por elementos finitos, aproximações analíticas e por medidas experimentais.

Quando se tem as características e dimensões físicas da MRV é possível utilizar o método de elementos finitos para calcular as curvas de magnetização. Entretanto, para realizar os cálculos por elementos finitos são necessários alguns detalhes construtivos da máquina como: dimensões das lâminas, características magnéticas do material, tamanho do entreferro e o número e as dimensões das espiras do enrolamento do estator. Isto torna este método de difícil realização para casos em que não se tem os dados do projeto da máquina [10], [11].

Quando o objetivo é projetar o conversor e sistemas de controle básicos ou quando apenas os dados básicos da MRV são disponíveis é conveniente determinar as curvas de magnetização por meio de expressões analíticas. Em [12], [13] são apresentadas algumas funções que calculam as curvas de magnetização da MRV de forma aproximada.

As curvas de magnetização da MRV mais precisas (que permitem a obtenção de modelos mais fidedignos) podem ser obtidas por meio de ensaios experimentais. Nestes testes são obtidas as curvas de magnetização para posições diferentes do rotor. Existem os métodos diretos e indiretos para determinar experimentalmente as curvas de magnetização da MRV. O método indireto consiste basicamente em determinar as curvas de magnetização a partir das curvas de torque estático. Este método é complicado de ser realizado com boa precisão, pois qualquer desvio mecânico leva a grandes erros.

Os métodos diretos consistem em aplicar tensões nas fases da MRV e determinar o fluxo magnético. Uma forma de obter

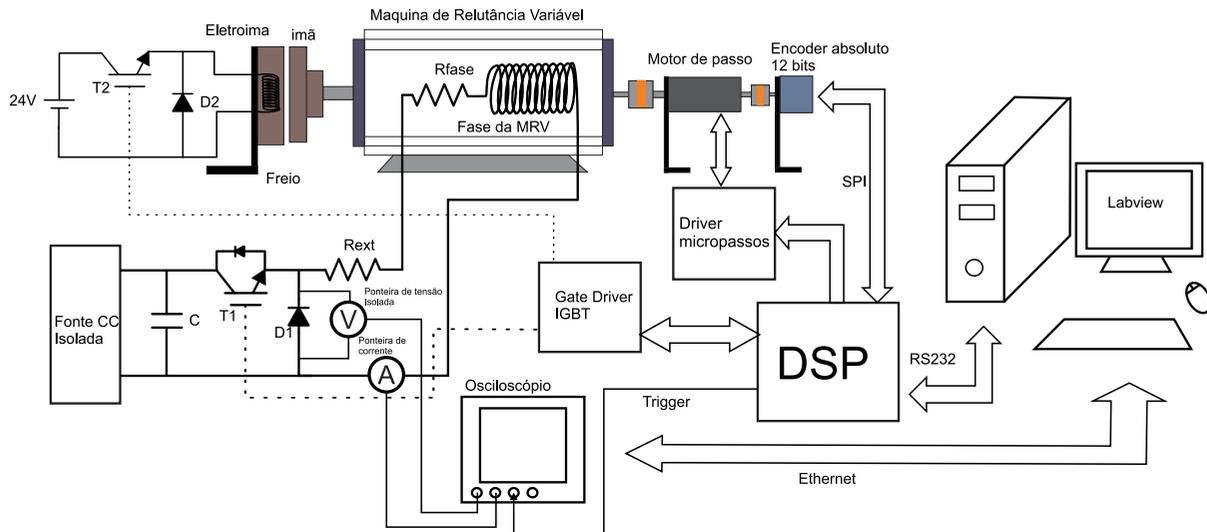


Fig. 3. Diagrama geral do sistema automático para obtenção das curvas de magnetização.

as curvas de magnetização consiste em aplicar uma tensão alternada senoidal no enrolamento do motor em diversas posições [14]. Assim, conhecendo a corrente eficaz resultante  $I_{rms}$ , a defasagem entre a tensão e a corrente  $\theta_d$ , determina-se o fluxo concatenado por:

$$\Phi = L \cdot I = \frac{V_{rms} \cdot \sin(\theta_d)}{I_{rms} \cdot 2\pi f} I_{rms}. \quad (5)$$

Este método apresenta erros caso ocorra saturação magnética, fato que geralmente acontece na MRV. Outra forma de calcular o fluxo é por meio do tempo de subida e descida do transitório de corrente como realizado em [15].

O teste mais empregado consiste em bloquear o rotor e aplicar um degrau de tensão para cada posição do rotor e armazenar sinais de corrente e a tensão. Conhecendo a resistência da fase, então é possível determinar o fluxo concatenado por:

$$\phi(t) = \int_0^t (V - Ri) dt. \quad (6)$$

O método direto foi realizado neste trabalho, pois apresenta melhor resultado conforme discutido em [6]. Entretanto, um sistema automático foi desenvolvido para obter as curvas de magnetização com precisão e para um número de posições suficientes para representar a MRV de forma precisa.

### III. SISTEMA AUTOMÁTICO DESENVOLVIDO PARA REALIZAÇÃO DE TESTES NA MRV

Para realizar os testes de caracterização da MRV, foi montada a configuração experimental apresentada na Figura 3. O ensaio de magnetização consiste em posicionar automaticamente o rotor da máquina em posições conhecidas e aplicar um degrau de tensão a fim de obter a resposta transitória da corrente na fase da MRV. Para posicionar o eixo do rotor automaticamente foi utilizado um motor de passo juntamente com um drive de micro passos (com resolução máxima de 40000 passos por rotação).

Um *Digital Signal Processor* (DSP) modelo TMS320F28335 (Texas Instruments®) é responsável por gerenciar o controle do posicionamento do eixo do rotor. Por meio de um encoder absoluto (RE36SC06112B Renishaw®) que possui 12 bits de resolução (0,087 graus) o DSP obtém a posição do eixo do motor (por comunicação via SPI) e ajusta a posição desejada enviando os pulsos para o drive do motor de passo. Quando o eixo do rotor se encontra na posição desejada, um freio eletromecânico que está ligado ao eixo do rotor é acionado pelo DSP de forma a travar o eixo da MRV. Para aplicar o degrau de tensão na MRV foi construído um circuito de acionamento da fase a ser testada. O degrau de tensão é aplicado na máquina por meio de um comando oriundo do DSP. A tensão e a corrente na fase do enrolamento em teste são obtidas por meio do osciloscópio (Lecroy® 24MXs-B) utilizando ponteiros de corrente e tensão isoladas e de alta resolução.

Para o controle e gerenciamento automático do ensaio foi desenvolvido um *software* de interface em LabView® que se comunica com o DSP por comunicação serial (RS-232) e com o osciloscópio por meio de *Ethernet* (protocolo IP). A Figura 4 representa o fluxograma do programa desenvolvido no LabView®. Inicialmente, o programa obtém os dados do ensaio (tipo do motor, ângulos para ensaio, resistência da fase da máquina, resistência externa). Então, o *software* de gerenciamento envia o comando para o DSP calibrar a posição do *encoder* em relação à posição do rotor. Isto é feito desbloqueando o freio magnético e acionando a fase a ser testada. Assim, o polo do rotor se alinha com o do estator e esta posição é tomada como posição zero. Em seguida a posição desejada é enviada para o DSP que posiciona o eixo do rotor na posição de teste e envia a confirmação para o LabView®.

Com a confirmação do rotor na posição desejada o osciloscópio é configurado via *Ethernet* ficando no aguardo do *trigger* externo para captar os dados. Então, o DSP envia o pulso para o *trigger* do osciloscópio e em seguida aciona a fase. Os dados lidos no osciloscópio são obtidos via *Ethernet*.

Por conseguinte o fluxo é calculado utilizando por (6) e plotam-se os gráficos  $\Phi(I, \theta = \text{ensaio})$ . Em seguida o sistema repete o procedimento até a posição final do ensaio. E por final tem-se os dados das curvas  $\Phi(I, \theta)$  obtidos no ensaio.

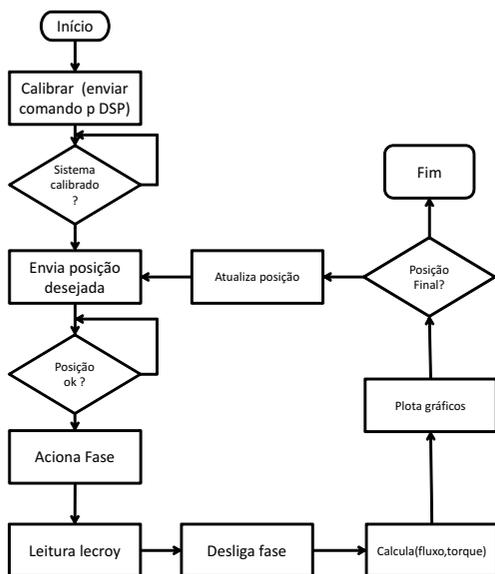


Fig. 4. Fluxograma do *software* de gerenciamento do ensaio.

#### IV. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E RESULTADOS DOS ENSAIOS

A Figura 5 apresenta o sistema montado em que uma máquina de relutância industrial foi submetida ao ensaio para obtenção das curvas de magnetização. Com os dados iniciais fornecidos pelo fabricante da máquina (Apêndice) foi possível determinar qual seria o valor necessário da fonte de corrente contínua para obter a corrente máxima na máquina durante o ensaio. Para possibilitar a aplicação de uma tensão maior no ensaio, foi adicionado um resistor externo em série com o enrolamento sob teste. Com um multímetro de precisão (Kethley® 2700), foi realizado um teste com 4 pontas e determinou-se a resistência do enrolamento em série com a resistência externa. A determinação deste valor é de fundamental importância para garantir a precisão do ensaio. Foi realizado um ensaio da posição alinhada até a posição desalinhada que no motor 12/8 corresponde a  $22,5^\circ$  ao passo de  $2,5^\circ$ , obtendo 10 curvas de magnetização para o motor em teste. A Figura 6 apresenta os dados obtidos no Labview com a realização do ensaio.

#### V. METODOLOGIA PARA OBTER TABELAS PARA O MODELO MATEMÁTICO

Através de (6) pode-se modelar o circuito elétrico da MRV conforme apresentado na Figura 7.

A equação do modelo mecânico é dada por:

$$T_m = T_{emag} - B\omega - J \frac{d\omega}{dt} \quad (7)$$

em que:  $T_m$  é o torque mecânico,  $T_{emag}$  torque eletromagnético,  $B$  é a constante de atrito viscoso e  $J$  é o

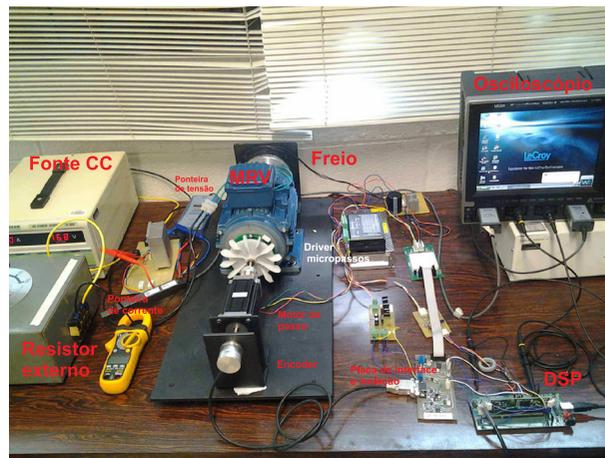


Fig. 5. Bancada experimental montada para realização dos ensaios.

momento de inércia.

Como discutido anteriormente, o torque eletromecânico é função da corrente e da posição. Dessa forma na Figura 7 representa-se o modelo mecânico para a MRV.

Pela Figura 7 observa-se que para realizar o modelo matemático para simulação da MRV é necessário conhecer os pontos  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$ . A partir das curvas de magnetização experimentais pode-se ter as relações  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$  de diversas formas. A forma mais intuitiva é utilizar tabelas com os dados de  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$ . As correntes nas fases do estator são funções não lineares  $I(\phi, \theta)$  que podem ser calculadas através das curvas de magnetização  $\Phi(I, \theta)$ .

Em [7], [16] utiliza-se lógica fuzzy ou redes neurais inteligentes para calcular as características magnéticas e modelar a MRV. Outra forma é obter equações analíticas que relacionem  $I(\Phi, \theta)$  a partir de dados de ensaios experimentais. Dos modelos analíticos destacam-se os métodos utilizados por [8] em que se utiliza uma expansão em série de Fourier para representar as equações necessárias para simular a MRV.

A utilização das tabelas  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$  permite obter simulações mais rápidas que nas outras formas supracitadas. Entretanto, para obter um modelo preciso é necessário ter inúmeras curvas de magnetização. Fato que é inviável de se realizar experimentalmente. Como por exemplo, obtenção de curvas de magnetização para 200 posições. Porém, com o processamento matemático sobre os dados dos ensaios é possível obter as curvas intermediárias a partir das curvas obtidas experimentalmente.

#### VI. PROCESSAMENTO DOS DADOS OBTIDOS NOS ENSAIOS

O procedimento realizado neste trabalho consiste em processar os dados obtidos nos ensaios de magnetização a fim de obter a tabelas com os pontos  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$ . Inicialmente, é considerado que o objetivo é ter tabelas com  $N$  colunas (posição) e  $N$  linhas (fluxo) em que para a tabela  $I(\Phi, \theta)$  o fluxo esteja variando de 0 até o fluxo máximo  $\Phi_{max}$  (obtido no ensaio na posição alinhada) ao passo de  $\frac{\Phi_{max}}{N}$  e a posição angular esteja variando de  $0^\circ$  até  $45^\circ$  ao passo de  $\frac{45^\circ}{N}$ .

Com curvas  $\Phi(I, \theta)$  obtidas experimentalmente para as

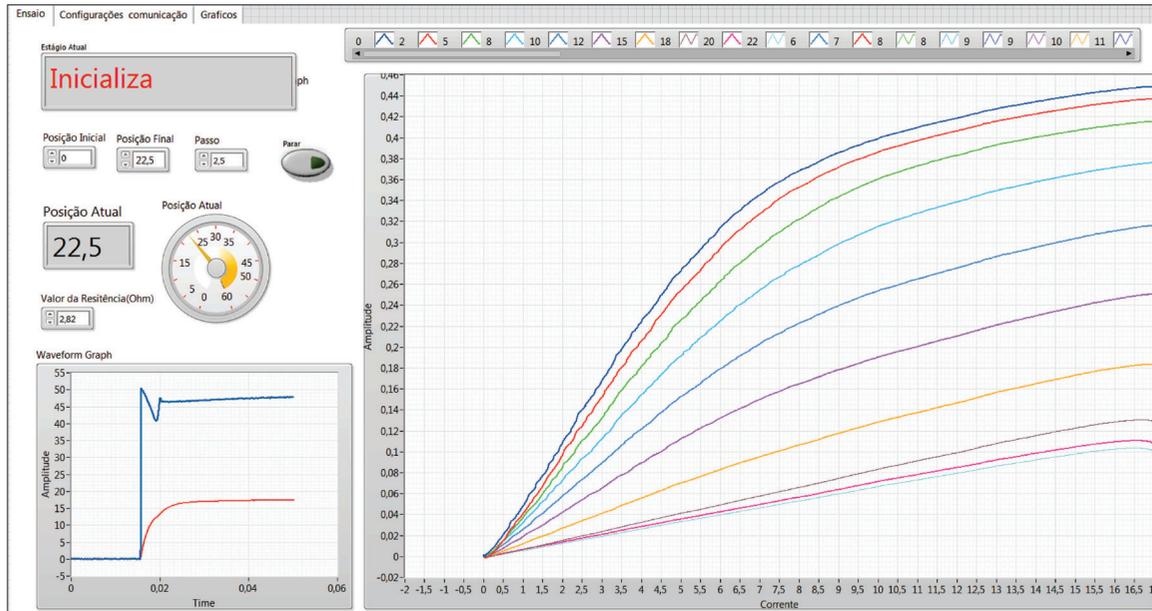


Fig. 6. Resultados dos ensaios de magnetização no software de gerenciamento desenvolvido no LabView.

posições conhecidas, regressões polinomiais são utilizadas para obter as seguintes funções.

$$\Phi(i)_{\theta=n}|_{22.5} = p_0^n + p_1^n i + p_2^n i^2 + p_3^n i^3 + p_4^n i^4. \quad (8)$$

O termo  $n$  identifica que para cada posição existirá as constantes do ajuste polinomial. Neste caso, o resultado das regressões polinomiais é preciso, uma vez que para cada posição existe dez mil pontos  $(I, \Phi)$  obtidos no ensaio.

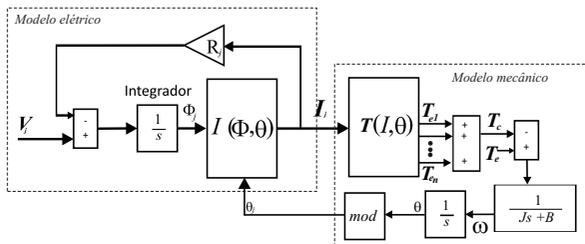


Fig. 7. Modelo de uma fase da MRV.

A partir de (8) para as correntes de 0 até  $I_{max}$  ao passo de  $\frac{I_{max}}{N}$  tem-se a Tabela b da Figura 9 com os ângulos experimentais e as correntes tabeladas. A Figura 8 apresenta as curvas obtidas com a regressão. Com estes dados é possível obter os pontos  $(\theta, \Phi)|_{I=constante}$ , ou seja como o fluxo se comporta variando a posição do rotor para uma corrente constante. Para cada corrente tem-se 10 pontos  $(\theta, \Phi)$  portanto, observa-se a importância de ter um número alto de curvas experimentais para diversas posições de forma a conseguir ajustes condizentes com a realidade da MRV em teste.

O perfil do fluxo magnético em uma fase da MRV, para uma corrente constante, se comporta de forma que para a posição alinhada ( $\theta = 0$ ) a relutância do circuito magnético é mínima

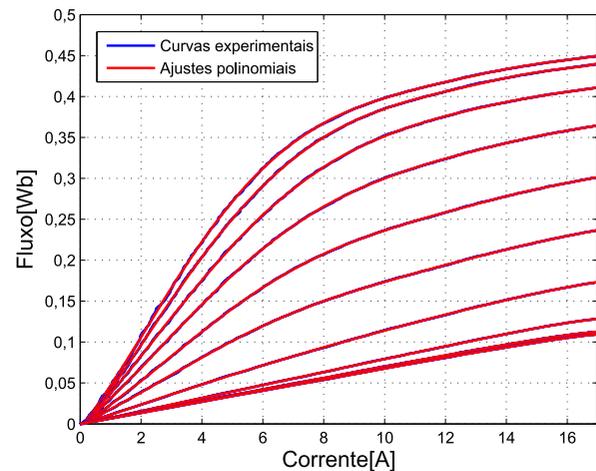


Fig. 8. Curvas de magnetização obtidas pelas regressões polinomiais.

e portanto o fluxo magnético é máximo. À medida que o polo do rotor se alinha com o polo do estator, a relutância aumenta e diminui o fluxo magnético. Isso ocorre até a posição de total desalinhamento ( $\theta = 22.5^\circ$ ) em uma MRV 12/8. No entanto, se a largura dos polos do rotor e estator forem diferentes o fluxo magnético, nas posições próximas à posição desalinhada, fluxo permanece constante. Erros oriundos dos testes experimentais podem resultar em diferentes valores de fluxo magnéticos próximos as regiões de alinhamento e desalinhamento [17]. Estes erros podem causar imprecisões nos modelos obtidos a partir dos dados experimentais.

Assim, a obtenção das funções pode ser comprometida pelo uso de regressões não robustas aos erros e ruídos dos dados experimentais. Dessa forma, foram utilizadas regressões polinomiais, interpolações lineares e cúbicas e foi proposto o uso da técnica *smoothing spline* para obter as curvas

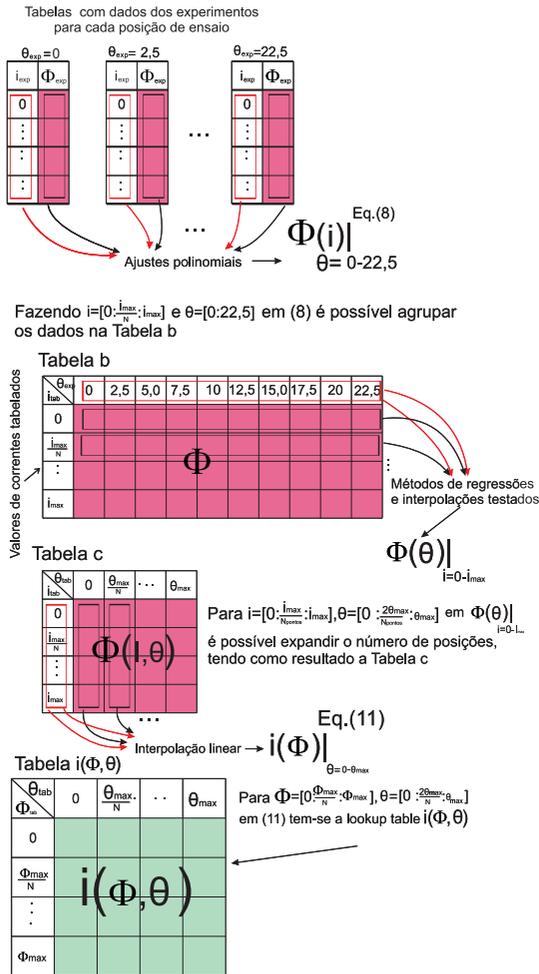


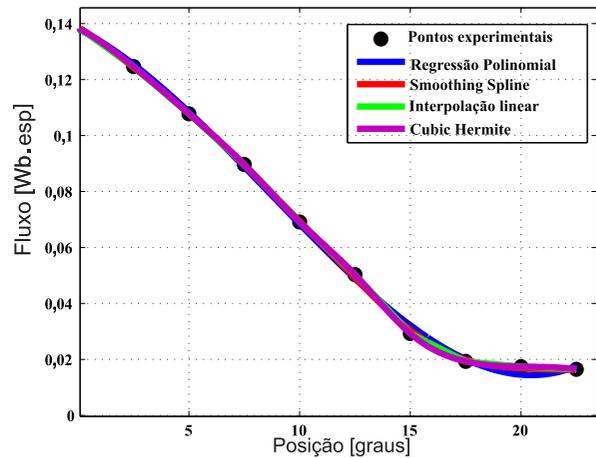
Fig. 9. Procedimento para obter  $I(\Phi, \theta)$ .

$(\theta, \Phi)|_{I=constante}$ . Ajustes polinomiais podem apresentar oscilações acentuadas principalmente nos limites do intervalo de interpolação [18]. Este fato pode ser acentuado devido à característica do perfil de variação do fluxo para uma dada corrente nas posições próximas ao alinhamento e desalinhamento de polos da MRV. Conforme pode ser observado na Figura 10(b) a regressão polinomial apresentou oscilações não condizentes com a realidade do perfil de variação do fluxo em uma MRV, em que da posição alinhada o fluxo diminui suavemente até a posição desalinhada.

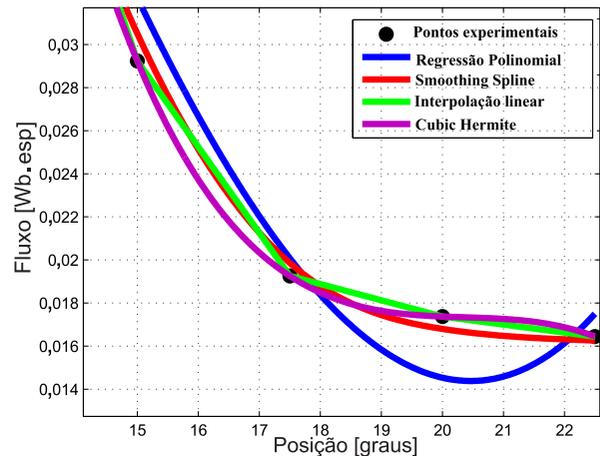
Interpolação linear é uma técnica simples e de fácil realização. A ideia é conectar os pontos por retas. Esta técnica foi utilizada em [19]. Entretanto, quando o número de pontos é pequeno implica em não suavização das curvas principalmente nas regiões próximas aos pontos experimentais.

Para suavizar as interpolações foi testado o método de *splines* cúbicas utilizado em [17], [20] que determina polinômios cúbicos em vez de retas e permite obter interpolações com menos variações. Porém, a interpolação cúbica garante que a curva obtida passará nos pontos interpolantes assim este método não é robusto para sistemas com erros experimentais. Neste caso, principalmente nas regiões próximas ao alinhamento/desalinhamento dos polos.

Assim, é proposto o uso de uma técnica mais robusta e suavizante conhecida como *smoothing spline*. A técnica *smoothing spline* minimiza (9), que representa a soma dos erros quadrados (primeiro termo) e o segundo termo representa a rugosidade, tornando a curva de interpolação mais suave [21]. O parâmetro  $p$  define a suavização da *spline*. Conforme discutido em [22] um valor interessante para o parâmetro  $p$  é dado por (10), onde  $h$  é o espaçamento médio entre os pontos. Na Figura 10(a) observa-se a suavidade obtida utilizando a *smoothing spline*.



(a)



(b)

Fig. 10. Fluxo concatenado para diferente posições com corrente constante. b)Zoom.

$$p \sum_i (y_i - s(x_i))^2 + (1 - p) \int \left( \frac{d^2 s}{dx^2} \right)^2 dx \quad (9)$$

$$p = \frac{1}{1 + \frac{h^3}{6}} \quad (10)$$

Para a curvas  $\Phi(\theta)$  obtidas para a corrente variando de 0 to  $I_{max}$  ao passo  $\frac{I_{max}}{N_{points}}$  e para todas as posições, obtém-se a Tabela c (Figura 9).

Conforme discutido anteriormente, para realizar o modelo computacional precisa-se da corrente em função do fluxo e da

posição. Então, por meio da Tabela c na Figura 9, para cada posição tem-se os pontos  $(\Phi, I)$ . Com estes pontos por meio de uma interpolação linear tem-se as funções  $I(\Phi)$ . Neste caso uma interpolação linear foi utilizada, pois permite extrapolar o valor da corrente do ensaio, caso necessário. Diferentemente do ajuste polinomial que para valores fora dos pontos de ajuste apresenta grandes erros.

$$I(\Phi)_{\theta=constante} = i_0 + (i_1 - i_0) \frac{\Phi - \Phi_0}{\Phi_{(1)} - \Phi_{(0)}}. \quad (11)$$

Com (11) para o fluxo variando de 0 até  $\Phi_{max}$  ao passo de  $\Phi_{max}/Ns$  tem-se a tabela  $I(\Phi, \theta)$  na Figura 9. Esta tabela é espelhada visto que o ângulo polar na MRV é de 45 graus e o ensaio foi realizado de 0 até 22,5 graus. Por final, obtém-se a Tabela necessária para utilizar no modelo de simulação.

Por meio dos dados da Tabela b utilizando o método trapezoidal para calcular a integral calcula-se a co-energia através de:

$$W'_n(i)|_{\theta=const} = \int ((i[1 : n], \Phi[1 : n])|_2^{N_{pontos}}). \quad (12)$$

Então, para uma corrente constante tem-se os pares de ponto  $(W', \theta)$ , que permitem calcular o torque eletromagnético para uma dada corrente em função da posição através de :

$$T = \frac{180}{\pi} \frac{(W'_n - W'_{n-1})}{(\theta_n - \theta_{n-1})} |_{n=2}^{N_{pontos}}. \quad (13)$$

As Figuras 11 e 12 apresentam a indutância e torque em função da posição e da corrente obtidas utilizando os métodos de interpolação descritos. Observa-se que o uso das regressões polinomiais e as interpolações lineares e cúbicas no cálculo das funções  $(\theta, \Phi)|_{I=constante}$  implicou no surgimento de variações no perfil do torque e da indutância não condizentes com o funcionamento da MRV. Estas oscilações podem causar problemas quando técnicas que exijam modelos precisos forem realizadas como diminuição de oscilações de conjugado e estimação de posição. A técnica que apresentou os melhores resultados foi a *smoothing spline*. Por final, os dados obtidos para as tabelas  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$  são apresentados respectivamente nas Figuras 13 e 14.

A Figura 15(a) apresenta as 200 curvas de magnetização estimadas a partir dos dados do ensaios. A co-energia calculada através de (12) é apresentada na Figura 15(b).

## VII. SIMULAÇÕES COM MODELO OBTIDO

Com os dados das tabelas  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$  o modelo para a MRV (Figura 7) foi implementado no Simulink®. Para verificar o funcionamento do modelo desenvolvido, um sistema de controle para MRV operando como gerador foi simulado. A Figura 16 apresenta o diagrama do sistema de controle de tensão de barramento. O gerador de relutância operou com velocidade constante e igual a 1000 rpm. A MRV alimenta cargas resistivas e o controle em malha fechada é responsável por manter a tensão no barramento em 165 V. Um controlador PI processa o erro entre a tensão de referência e a tensão no barramento e atua sobre o ângulo

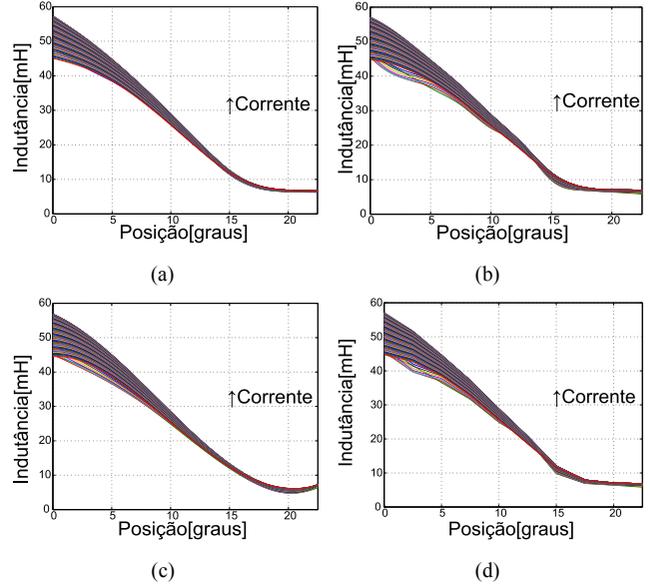


Fig. 11. Indutância em função da corrente para diferentes posições a) *Smoothing spline*. b) Interpolação cubica, c) Regressão polinomial d) Interpolação polinomial.

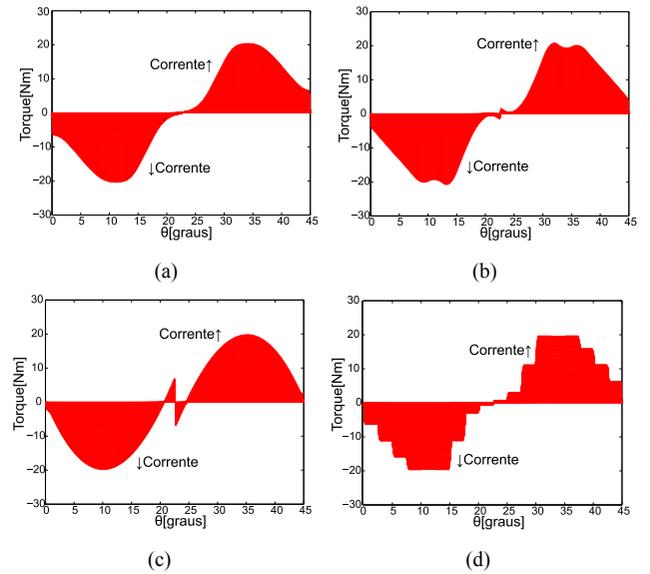


Fig. 12. Torque em função da corrente para diferentes posições a) *Smoothing spline*. b) Interpolação cubica, c) Regressão polinomial d) Interpolação polinomial.

de desligamento das chaves das fases da MRV, controlando o nível de magnetização do GRV de forma a manter o nível CC constante. A simulação foi ajustada para iniciar com uma carga de  $180\Omega$  e com 1,5 s e 2 s de simulação são inseridas outras cargas de  $180\Omega$  no barramento CC.

A tensão no barramento CC é apresentada na Figura 17(a). Como neste caso a MRV opera auto excitada é necessário uma magnetização inicial, que é fornecida neste caso pelo capacitor do barramento CC. Observa-se que quando a segunda e terceira carga são inseridas o controle atuou de forma que aumentou a excitação da MRV para suprir a energia a ser

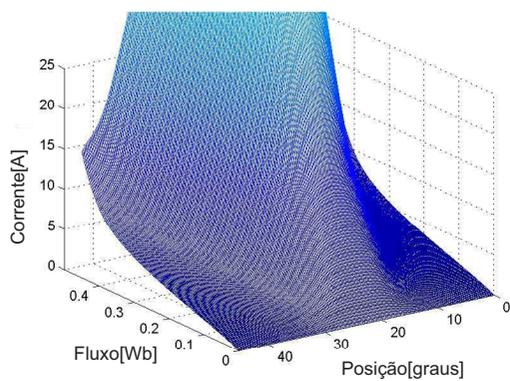


Fig. 13. Dados da tabela  $I(\Phi, \theta)$ .

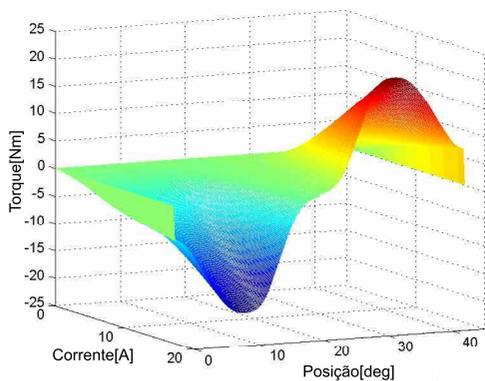


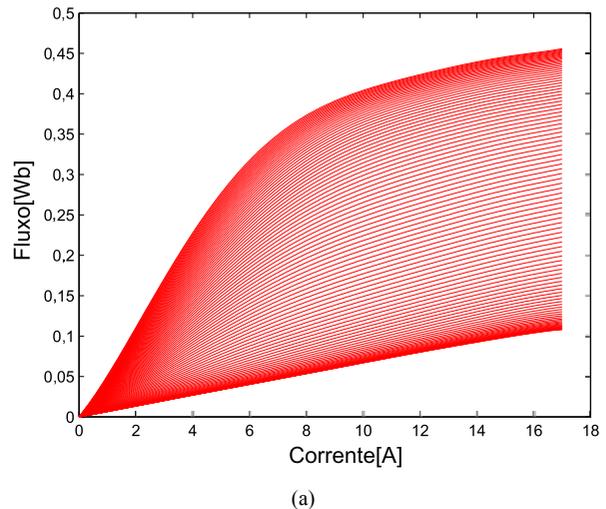
Fig. 14. Dados da tabela  $T(I, \theta)$ .

gerada, mantendo a tensão de barramento CC no valor de referência. Existem várias técnicas para controlar a tensão de barramento CC como as apresentadas por [23]. A Figura 17(b) apresenta as correntes nas fases da MRV, em que observa-se o controle por histerese atuando de forma eficiente.

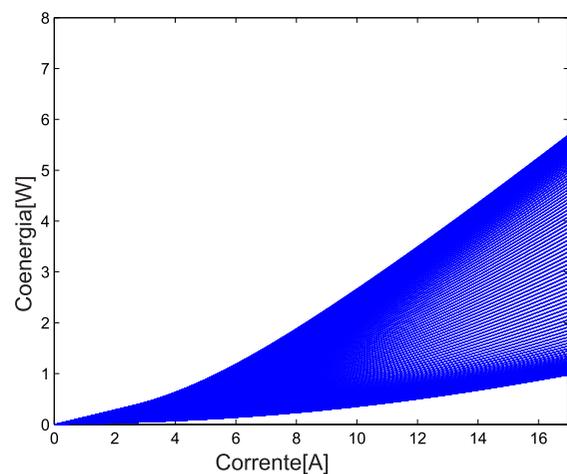
Na Figura 18(a) observa-se a operação da MRV na região de derivada negativa do perfil de indutância comprovando o funcionamento como gerador. Verifica-se que a área na região de geração ( tensão negativa na fase A) é maior que na região de excitação ( tensão positiva na fase A) sendo resultado da energia de excitação mais a energia eletromecânica convertida. Um banco capacitivo ( $3500\mu F$ ) no elo CC é responsável por filtrar a tensão do barramento. O torque eletromagnético produzido pela MRV é apresentado nas Figuras 18(b) no qual observa-se uma oscilação presente no conjugado eletromagnético produzido pela MRV. Sendo esta característica deste tipo de máquina que pode ser reduzida utilizando técnicas como as apresentadas em [2].

## VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para comprovar a precisão do modelo obtido foi realizado a montagem experimental com as mesmas condições do sistema de controle simulado. A Figura 19 apresenta o diagrama do sistema realizado experimentalmente. Um DSP



(a)



(b)

Fig. 15. a) Curvas de magnetização estimadas a partir dos dados do ensaio b) Co-energia.

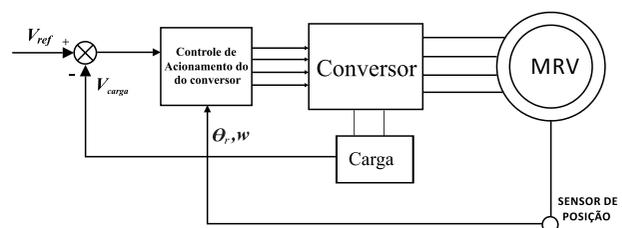
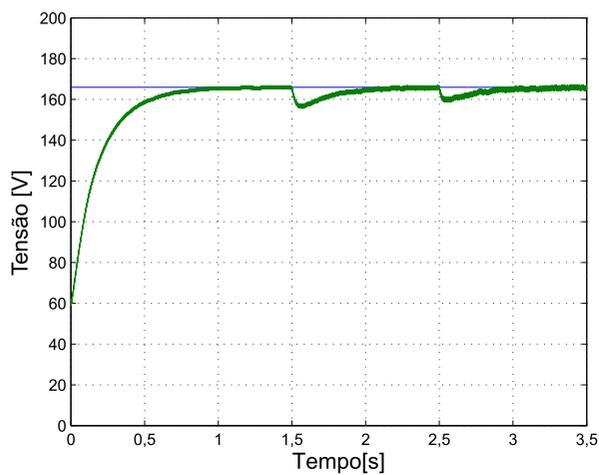


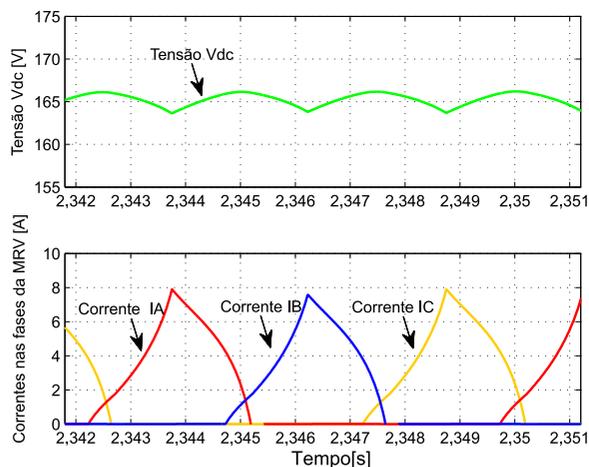
Fig. 16. Sistema de controle simulado.

TMS320F28335 foi utilizado para controlar a tensão do elo CC. O controlador foi discretizado com frequência de amostragem de 40 kHz e foi implementado no DSP. Um conversor AHB (*Asymmetric Half Bridge*) foi desenvolvido para acionar as chaves da MRV. Um motor de indução com um inversor de frequência é responsável por fornecer a energia primária para a MRV. Por meio do encoder absoluto o DSP obtém a posição do rotor e o gerador de pulsos aciona as fases nos momentos corretos. A montagem do sistema experimental é apresentada na Figura 20.

Os resultados dos testes experimentais observados nas



(a)



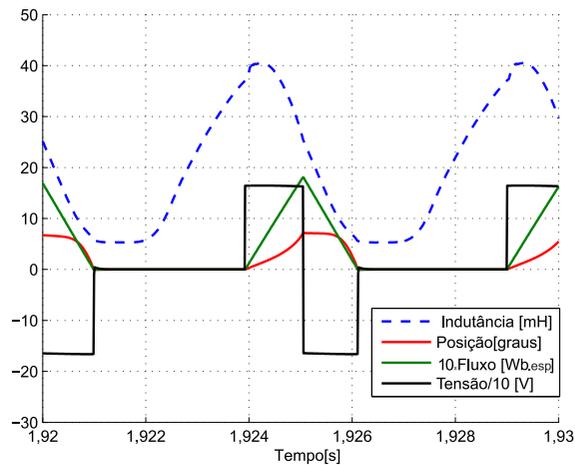
(b)

Fig. 17. a) Tensão Vcc e referência. b) Ripple em Vcc e correntes da MRV.

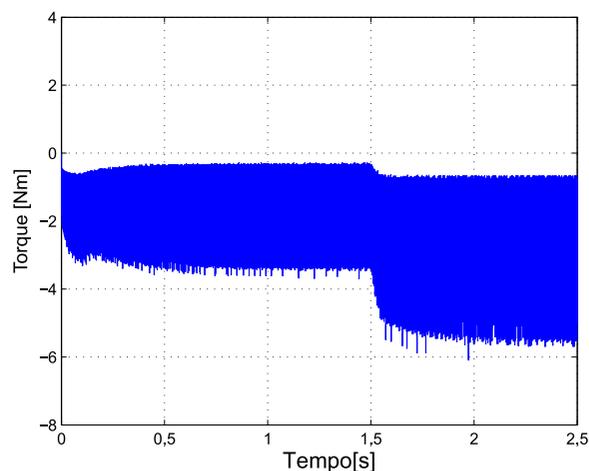
Figuras 21(a) e 21(b) são similares aos resultados obtidos nas simulações para o mesmo instante (Figures 17(a) e 17(b)). Isto confirma a precisão do modelo obtido utilizando a instrumentação desenvolvida e a técnica de *smoothing spline* para obter as tabelas  $I(\Phi, \theta)$  e  $T(I, \theta)$ .

## IX. CONCLUSÃO

O sistema de caracterização eletromagnética para MRV desenvolvido neste trabalho permite obter automaticamente e com precisão as curvas de magnetização para uma máquina a relutância variável 12/8. Com as curvas obtidas experimentalmente pode-se ter modelos fidedignos ao comportamento não linear da MRV que permitem a realização de simulações com objetivo de realizar técnicas de controle e diminuição de oscilação de torque por meio de simulações. Observou-se que o uso da técnica *smoothing splines* permitiu obter um modelo preciso e condizente com o funcionamento da MRV. Um modelo computacional foi discutido e através de simulações utilizando o Simulink obteve-se resultados condizentes com o funcionamento da MRV. A comparação



(a)



(b)

Fig. 18. a) Indutância, corrente, fluxo magnético e tensão na fase A. b) Torque.

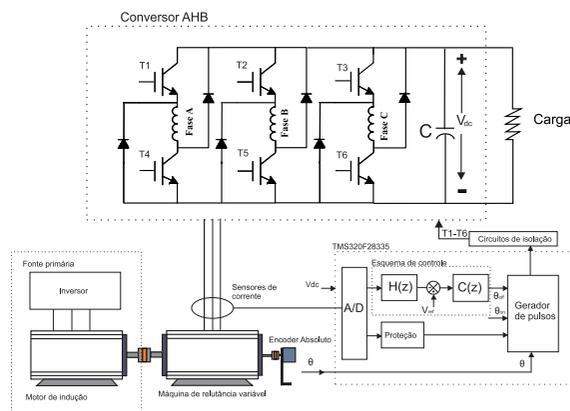


Fig. 19. Diagrama da montagem experimental.

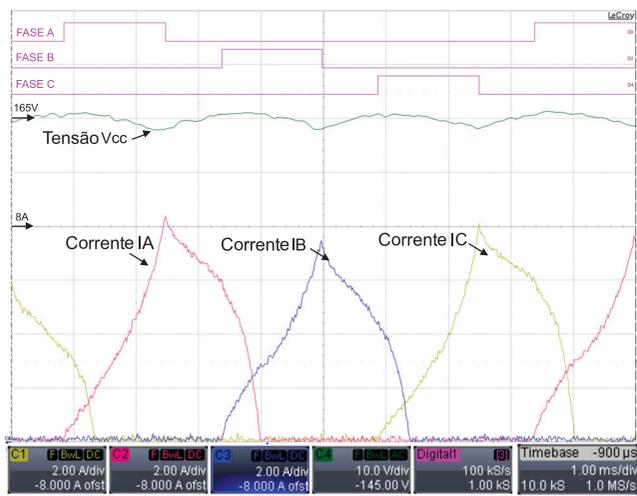
com resultados experimentais permitiu comprovar a precisão do modelo obtido.

## APÊNDICE

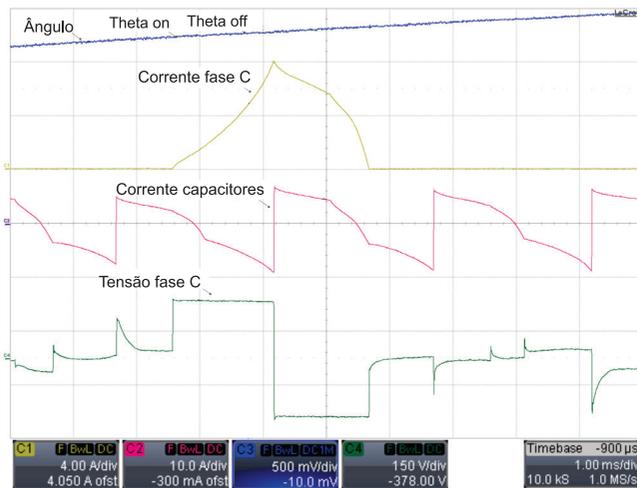
Parâmetros e valores nominais da Máquina de Relutância Variável :



Fig. 20. Foto da bancada experimental.



(a)



(b)

Fig. 21. a) Resultados experimentais para os mesmo instante que que a Figura 17(b). b) Posição, corrente fase MRV, corrente no capacitor e tensão na fase.

Potência  $P_n = 1.5 \text{ kW}$ ; Tensão  $V_n = 220 \text{ V}$ ; Velocidade  $w_n = 1500 \text{ rpm}$ ; Número de polos estator/rotor  $\frac{N_s}{N_r} = \frac{12}{8}$ ; Resistência da armadura  $R_s = 1\Omega$ ; Corrente máxima  $I_{max} = 18 \text{ A}$ ;

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a FAPESP pelo apoio financeiro (processos 2012/04872-0 e 2012/08911-0).

## REFERÊNCIAS

- [1] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives, modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC Press, 2001.
- [2] T. Sawata, *The switched reluctance generator; Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newness Power Engineering Series, 2001.
- [3] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, P. Wheeler, "Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications", *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 20, n. 4, pp. 691-703, Dez. 2005.
- [4] H. Chen, J. Gu, "Implementation of the three-phase switched reluctance machine system for motors and generators", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, n. 3, pp. 421-432, Jun. 2010.
- [5] Y. T. Chang, K. Cheng, "Sensorless position estimation of switched reluctance motor at startup using quadratic polynomial regression", *IET Electric Power Applications*, vol. 7, n. 7, pp. 618-626, Ago. 2013.
- [6] W. Ding, D. Liang, "A fast analytical model for an integrated switched reluctance starter/generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, n. 4, pp. 948-956, Dez. 2010.
- [7] W. Ding, D. Liang, "Modeling of a 6/4 switched reluctance motor using adaptive neural fuzzy inference system", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, n. 7, pp. 1796-1804, Jul. 2008.
- [8] D. A. Andrade, R. Krishnan, "Characterization of switched reluctance machines using fourier series approach", in *IEEE IAS Industry Applications Conference*, pp. 48-54, 2001.
- [9] A. F. V. Silveira, "Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador a relutância chaveado", Tese, Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, Universidade Federal de Uberlândia, Abr. 2008.
- [10] B. Ganji, J. Faiz, K. Kasper, C. Carstensen, R. De Doncker, "Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors", *IET Electric Power Applications*, vol. 4, n. 7, pp. 569-577, Ago. 2010.
- [11] J. Zhang, H. Zhang, R. Gao, L. Wang, "Control simulation studies for switched reluctance motor system based on finite element model", in *Power Electronics, Machines and Drives Conference*, pp. 169-173, 2008.
- [12] D. Torrey, X.-M. Niu, E. Unkauf, "Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics", *IEE Electric Power Applications*, vol. 142, n. 1, pp. 14-22, Jan. 1995.
- [13] J. Sun, Q. Zhan, Y. Guo, J. Zhu, "Back propagation neural network applied to modeling of switched reluctance motor", in *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, p. 151, 2006.

- [14] E. S. L. de Oliveira, “Projeto, construção, simulação, implementação e testes de um gerador a relutância chaveada monofásico”, Dissertação, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, Jul. 2011.
- [15] V. Oliveira, R. Pontes, D. Oliveira, R. C. Almeida, W. Silva, “Investigation the design of a rsrcm through the analysis of the finite elements with experimental validation”, in *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1-6, 2012.
- [16] T. Lachman, T. R. Mohamad, C. H. Fong, “Nonlinear modelling of switched reluctance motors using artificial intelligence techniques”, *IEE Electric Power Applications*, vol. 151, n. 1, pp. 53-60, Jan. 2004.
- [17] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, S. Ho, “Simulation of switched reluctance motor drives using two-dimensional bicubic spline”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, n.4, pp. 471-477, Dez. 2002.
- [18] D. Kahaner, M. Cleve, N. Stephen, *Numerical Methods and Software*. Prentice Hall, 1988.
- [19] T. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes Power Engineering Series, Elsevier Science, 2001.
- [20] J. Moreira, “Torque ripple minimization in switched reluctance motors via bi-cubic spline interpolation”, in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 851-856, 1992.
- [21] C. de Boor, *A Practical Guide to Splines*. Applied Mathematical Sciences, Springer New York, 2001.
- [22] C. Moler, *Numerical Computing with MATLAB*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2004.
- [23] A. W. F. V. da Silveira, “Controle de tensão na carga para motor/gerador a relutância variável de três fases”, Tese, Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, Universidade Federal de Uberlândia, Fev. 2011.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Tárcio André dos Santos Barros**, nascido em 1987 em Petrolina-PE é engenheiro eletricitista (2010) pela Universidade Federal do Vale do São Francisco, mestre (2012) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas UNICAMP. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em eletrônica industrial, sistemas de controles eletrônicos, instrumentação eletrônica e Física de materiais e nanotecnologia. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do IEEE.

**Paulo Sérgio Nascimento Filho**, nascido em 1985 em Belém-PA Graduou-se em Engenharia Elétrica, em 2009, e obteve o título de Mestre em engenharia elétrica em 2011 pela universidade Federal do Pará (UFPA). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica do FEEC/UNICAMP, onde pesquisa estratégias avançadas de controle e eletrônica de potência aplicado à Sistemas Elétricos de Potência e Geração Distribuída.

**Adson Bezerra Moreira**, nasceu em Fortaleza 1979, possui graduação (2003) e mestrado em engenharia elétrica (2006) pela Universidade Federal do Ceará (UFC). É professor assistente do curso de engenharia elétrica da UFC-Sobral. Atualmente é doutorando na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas. Tem experiência nas áreas de eficiência energética, qualidade de energia, acionamentos de máquinas de elétricas.

**Vanessa Siqueira de Castro Teixeira**, nasceu em Fortaleza 1982, possui graduação em engenharia elétrica (2004), mestrado em engenharia elétrica em (2008), pela Universidade Federal do Ceará. Atualmente é Professora Assistente do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará - Campus de Sobral. Possui experiência na área de engenharia elétrica, com ênfase em projeto de máquinas elétricas de relutância, técnicas de modelagem de máquinas elétricas e eficiência energética em máquinas motrizes.

**Marcelo Gradela Villalva** Professor da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Possui experiência em eletrônica de potência, energia solar fotovoltaica, acionamentos elétricos, filtros ativos, sistemas de controle e processamento digital. Áreas de pesquisa atuais: eletrônica de potência, energias renováveis, geração distribuída, redes inteligentes, veículos elétricos e qualidade de energia. Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP, desde 2003.

**Ernesto Ruppert Filho** Graduou-se em engenharia elétrica em 1971, obteve o mestrado em 1974, e doutorado também em engenharia elétrica pela FEEC/UNICAMP em 1983, realizou pós doutorado na GE Canadá na área de projeto de geradores síncronos e de sistemas de excitação estática de geradores síncronos nos anos de 1987 e 1988. É Professor Titular da FEEC/UNICAMP desde 2000. Atua nas seguintes áreas de pesquisa: Dinâmica de Sistemas de Energia Elétrica, Limitadores de Corrente Elétrica Supercondutores, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos Elétricos com Velocidade Variável, Energias Renováveis, Qualidade de energia e Eficiência Energética. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP.