

# ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO ROTÓRICA DE MOTOR PMSM COM MINIMIZAÇÃO DA DISTORÇÃO DA TENSÃO DE ALTA FREQUÊNCIA

Eisenhaver de M. Fernandes, Alexandre C. Oliveira, Antonio M. N. Lima, Cursino B. Jacobina

Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, CEP 58.429-900, Campina Grande-PB, Brasil  
e-mails: eisenhaver@ee.ufcg.edu.br, [aco,amnlima,jacobina]@dee.ufcg.edu.br

**Resumo** – Este artigo apresenta os resultados de um estudo referente ao acionamento de um motor a ímã permanente (PMSM) sem sensor de posição rotórica em baixa velocidade. A estimação de posição rotórica em baixa velocidade é realizada com a aplicação de um sinal de alta frequência, contudo, este sinal pode ser distorcido durante a geração pelo conversor de tensão do sistema de acionamento. Dessa forma, é proposto uma modificação no processo de demodulação do sinal de corrente resultante da injeção de sinal, com o objetivo de minimizar o erro de estimação produzido pela distorção da tensão de alta frequência. Resultados de simulação e experimentais, utilizando a plataforma montada em laboratório, são apresentados demonstrando a melhoria do desempenho do estimador de posição rotórica utilizando o método proposto.

**Palavras-chave** – Motor Síncrono a Ímã Permanente, Estimação de Posição Rotórica, Controle Sensorless.

**ROTOR POSITION ESTIMATION FOR PMSM MOTOR WITH MINIMIZATION OF DISTORTION OF THE HIGH FREQUENCY VOLTAGE**

**Abstract** - This paper presents the results of the rotor position estimation for a permanent-magnet synchronous motor (PMSM) at low speed. Rotor position estimation at low speed is achieved by the injection of a high-frequency voltage, however, this test signal can be distorted while is synthesized by the drive system voltage converter. Therefore, is proposed a variation of the demodulation process of the high-frequency current in order to minimize the rotor position estimation error caused by high-frequency voltage distortion. Simulated and experimental results, obtained with a laboratory test setup, are presented to show the improvement of rotor position estimator with the proposed method.

**Keywords** – Permanent-Magnet Synchronous Motor, Rotor Position Estimation, Sensorless Control.

## I. INTRODUÇÃO

O controle vetorial de motor síncrono a ímã permanente (PMSM) é baseado na informação de posição fornecida por sensores ou transdutores de posição rotórica. Entretanto, o uso desses sensores representa em algumas desvantagens tais

Artigo submetido em 14/12/2011. Primeira revisão em 24/02/2012, segunda revisão em 28/02/2012. Aceito para publicação em 29/02/2012 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

como aumento do custo, aumento do volume, necessidade de adaptação mecânica, além de reduzir a confiabilidade do sistema de acionamento [1]-[16]. Dessa forma, soluções tem sido propostas com o objetivo de substituir o uso de sensores de posição por métodos que extraíam a informação de posição rotórica a partir da própria máquina.

As estratégias de estimação de posição rotórica podem ser classificadas em duas categorias: técnicas baseadas na estimação da fcm e técnicas baseadas no rastreamento das saliências magnéticas. As técnicas baseadas no rastreamento das saliências magnéticas utilizam a aplicação de um sinal de teste (tensão ou corrente) em baixas velocidades.

Existem na literatura uma variedade de métodos baseados no rastreamento das saliências magnéticas a partir da injeção de sinais persistentes ou transitórios [1]-[10]. Em [1] é apresentado um estudo comparativo entre as técnicas de injeção (tensão ou corrente) no qual a forma de injeção em tensão, em relação a técnica de injeção de corrente, propicia ao estimador de posição uma largura de faixa mais ampla como também uma implementação mais simples em um conversor industrial. Dessa maneira, a injeção de tensão de alta frequência tem se tornado a forma mais empregada para o rastreamento das saliências magnéticas em máquinas CA na região de baixa velocidade.

As formas de injeção de tensão podem ser divididas em duas categorias: portadora pulsante ou portadora girante. Alguns estudos foram elaborados visando a comparação entre as formas de injeção de tensão referentes aos seguintes atributos: influência do tempo morto do inversor [2], [3], processamento do sinal [2], [4], complexidade de implementação [2], [4], [5], [6], largura de faixa de estimação [5], efeitos da presença de saliências múltiplas [7], [8], efeitos de saturação magnética da máquina [7], [8], [9], influência da resistência do estator [7], precisão da conversão A/D no sistema de medição de corrente [10], [11].

Esses atributos correspondem a efeitos que podem modificar a corrente de alta frequência que contém a informação de posição. Além disso, uma característica muito importante para extração da informação de posição é a distorção da tensão de alta frequência provocada por uma ação indevida do controlador de corrente ou como característica intrínseca do conversor de tensão [11] do sistema de acionamento.

Diferentemente do trabalho proposto por [11], este artigo apresenta a utilização de um algoritmo de filtragem da corrente de alta frequência com o objetivo de minimizar os efeitos da distorção da tensão de alta frequência durante a sua geração. O filtro utilizado apresenta atraso mínimo para a frequência selecionada, dessa forma, o filtro não introduz um atraso no estágio de demodulação da corrente de alta

frequência. O artigo discute os resultados para potenciais causas para a distorção de tensão de alta frequência, além disso, é demonstrada a melhoria do desempenho do estimador de posição rotórica para um sistema experimental.

O artigo está organizado da seguinte maneira: a Seção II apresenta o modelo do motor síncrono a ímãs permanentes utilizado para a estimação de posição em baixa velocidade. A Seção III apresenta o método de estimação de posição rotórica. A Seção IV apresenta os resultados do estudo por simulação. A Seção V apresenta os resultados experimentais obtidos com a compensação da distorção de tensão de alta frequência. A Seção VI apresenta as conclusões do trabalho.

## II. MODELO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃS PERMANENTES

Os métodos de estimação de posição baseados na força contra-eletromotriz utilizam o modelo fundamental da máquina uma vez que a informação da posição está contida no termo de força contra-eletromotriz. As propostas podem utilizar estimadores baseados no modelo fundamental no referencial síncrono do rotor (1) ou referencial estatórico (2). Dessa forma, o desempenho desses métodos exige a estimação ou conhecimento dos parâmetros da máquina tais como fluxo produzido pelo ímã permanente, a resistência estatórica e as indutâncias de eixos direto ( $d$ ) e quadratura ( $q$ ). O modelo fundamental de um motor síncrono a ímã permanente, simétrico, trifásico, no referencial síncrono do rotor pode ser escrito como [12]:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^r \\ v_{sq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pl_{sd} & -\omega_r l_{sq} \\ \omega_r l_{sd} & r_s + pl_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{sq}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde  $[v_{sd}^r \ v_{sq}^r]^T$ ,  $[i_{sd}^r \ i_{sq}^r]^T$  são os vetores de tensão e corrente do estator no referencial rotórico, respectivamente,  $\lambda_{pm}$  é o fluxo do ímã permanente,  $\omega_r$  é a frequência elétrica do rotor;  $r_s$  é a resistência do estator;  $l_{sd}$  e  $l_{sq}$  são as indutâncias do estator de eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente,  $p$  é o operador derivada.

Por sua vez, o modelo do motor síncrono a ímã permanente no referencial estatórico pode ser escrito como:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{sdd} & pL_{sdq} \\ pL_{sdq} & r_s + pL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde os termos  $L_{sdd}$ ,  $L_{sq}$  e  $L_{sdq}$  são:

$$L_{sdd} = \frac{(l_{sd} + l_{sq})}{2} - \frac{(l_{sd} - l_{sq})}{2} \cos(2\theta_r) \quad (3)$$

$$L_{sq} = \frac{(l_{sd} + l_{sq})}{2} + \frac{(l_{sd} - l_{sq})}{2} \cos(2\theta_r) \quad (4)$$

$$L_{sdq} = -\frac{(l_{sq} - l_{sd})}{2} \sin(2\theta_r) \quad (5)$$

O modelo (2) apresenta dois termos dependentes da posição rotórica. O primeiro termo corresponde a  $f_{cm}$ . O segundo termo, função da posição rotórica é devido a saliência da máquina. A aplicação de um sinal de teste permite a localização da posição do rotor, a utilização deste modelo permite a estimação da posição em baixa velocidade.

## III. MÉTODO DE ESTIMAÇÃO BASEADO EM SALIÊNCIAS MAGNÉTICAS

Esta seção tem por objetivo apresentar os fundamentos do método de estimação de posição/velocidade baseado em saliências magnéticas. O método de estimação de posição rotórica em baixas velocidades corresponde é baseado na técnica de injeção de sinal do tipo vetor de tensão girante no referencial estatórico [13], [14]. A tensão de alta frequência é sobreposta a excitação fundamental na saída do controlador de corrente, com amplitude ( $V_h$ ) e frequência ( $\omega_h$ ). A tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) pode ser definida como:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\omega_h t} \quad (6)$$

As correntes de alta frequência resultantes podem ser escritas como (7). Analisando-se a expressão da corrente resultante de alta frequência, verifica-se que a mesma é composta por duas componentes: uma componente de sequência positiva e uma componente de sequência negativa. A informação da posição da saliência rotórica está contida na componente de sequência negativa, indicada pelo termo  $2\theta_r$ .

$$i_{sdqh}^s = I_{hp} e^{j\omega_h t} + I_{hn} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_r)} \quad (7)$$

onde:

$$I_{hp} = \left( \frac{-jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} + l_{sd}) \quad (8)$$

$$I_{hn} = \left( \frac{jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} - l_{sd}) \quad (9)$$

Existem diversos esquemas de demodulação na literatura para a obtenção da posição rotórica contida na componente de sequência negativa. Na Figura 1(a) é mostrado o esquema de demodulação proposto por [14], no qual as correntes de alta frequência produzidas na máquina são extraídas a partir de um filtro passa-faixa (FPF) sintonizado para frequência de  $v_{sdqh}^s$  ( $\omega_h$ ). Em seguida, o sinal filtrado é aplicado a um processo chamado filtragem síncrona (*Synchronous Frame Filtering - SFF*).

A filtragem síncrona é composta por algumas etapas. Inicialmente, a corrente de alta frequência é transformada para o referencial síncrono de sequência positiva ( $\omega_h$ ). O sinal neste referencial terá um nível CC e um termo função da frequência  $-2\omega_h + 2\omega_r$ . Um filtro passa-faixa de primeira ordem é utilizado para eliminação do nível CC. Posteriormente, os sinais resultantes são transformados para o referencial síncrono  $-2\omega_h$ . A saída desse processo de filtragem correspondem aos sinais  $p_\alpha$  e  $p_\beta$  que contém a informação de posição rotórica ( $2\theta_r$ ). Esses sinais podem ser expressos como:

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{hn} \cos(2\theta_r) \\ I_{hn} \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Após o estágio de demodulação, um produto cruzado com a posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_r$ ) é realizado, denominado de processo heterodino (*Heterodyning Process*) [15]. O

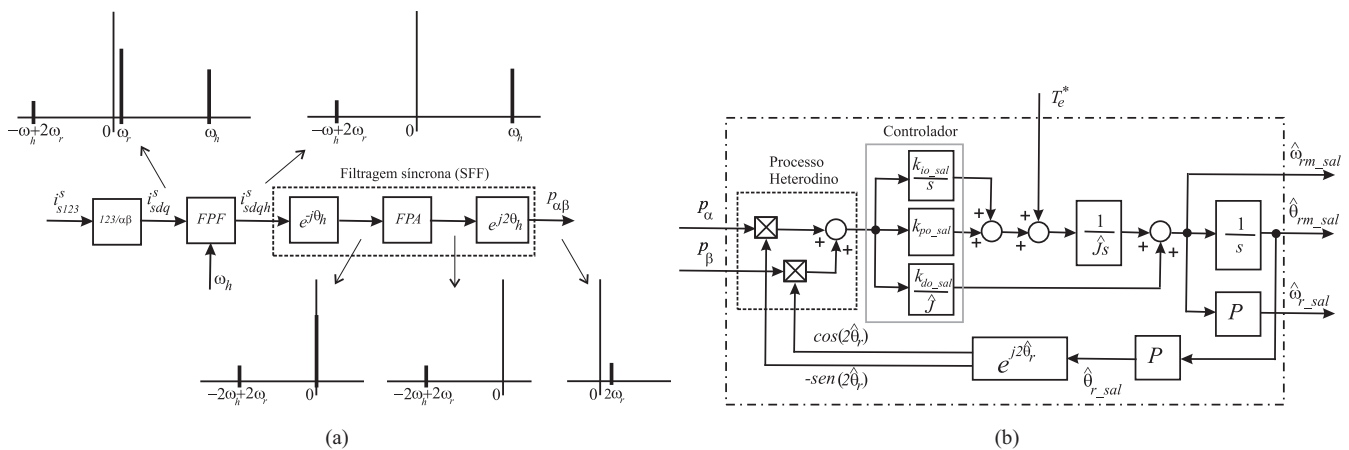


Fig. 1. Estimador de posição rotórica: (a) Esquema de demodulação das correntes de alta frequência (injeção de portadora girante), (b) Observador de posição rotórica.

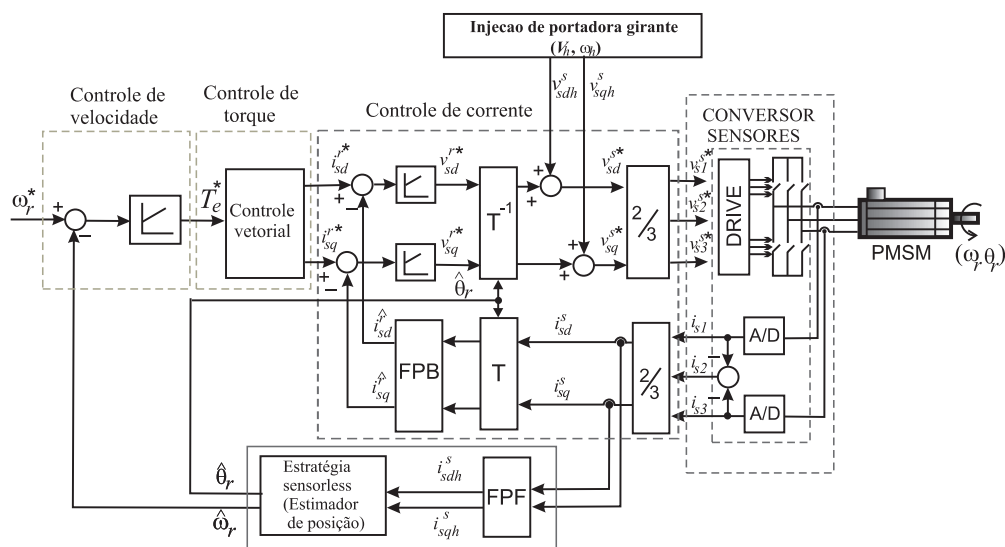


Fig. 2. Diagrama do sistema de controle de velocidade sem sensor de posição rotórica em baixa velocidade utilizando a técnica de injeção de portadora girante.

estimador de posição rotórica baseado na injeção de portadora girante está ilustrado na Figura 1(b). O observador é composto por um controlador e pelo modelo físico do sistema [5]. A largura de faixa de estimação é determinada pela sintonia dos ganhos do controlador ( $k_{io\_sal}, k_{po\_sal}, k_{do\_sal}$ ). O observador de rastreamento das saliências permite estimar a posição mecânica do rotor ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ) e a velocidade mecânica do rotor ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ). Este tipo de observador realiza a filtragem do ruído contido nos sinais  $p_{\alpha}$  e  $p_{\beta}$ . Esta configuração de estimador tem a propriedade de apresentar atraso nulo devido ao termo *feedforward* de torque de referência ( $T_e^*$ ) [5].

#### IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema simulado em C++ corresponde ao controle de velocidade de um motor síncrono a ímã permanente sem sensor de posição/velocidade rotórica e está ilustrado na Figura 2. O controlador de velocidade é composto por controlador PI convencional. O controle de corrente é implementado a partir de dois controladores PI síncronos

no referencial síncrono do rotor. O controlador de corrente implementa o desacoplamento da fcm gerada e dos termos de acoplamento cruzado entre os eixos  $d$  e  $q$ . A referência de corrente do eixo  $d$  é definida como zero. Dessa forma, o torque eletromagnético desenvolvido é função apenas da componente de corrente de eixo  $q$ .

A tensão de alta frequência aplicada tem magnitude e frequência de 60 V e 1,0 kHz, respectivamente. O conversor de potência é um inversor fonte de tensão sem efeitos de tempo morto. Os sinais de comando das chaves do conversor são gerados a partir da modulação senoidal do tipo escalar. A frequência de chaveamento do conversor vale 10 kHz. A tensão de barramento é 300V. O período de amostragem das variáveis é igual a 100 $\mu$ s. Na Figura 3 é mostrado um resultado para o controle de velocidade sensorless para uma referência constante de 22 rad/s (14 Hz).

Para verificar a influência da distorção da tensão gerada foram testadas 5 situações distintas: (i) inversor ideal (VSI Ideal), (ii) inversor com tempo morto sem

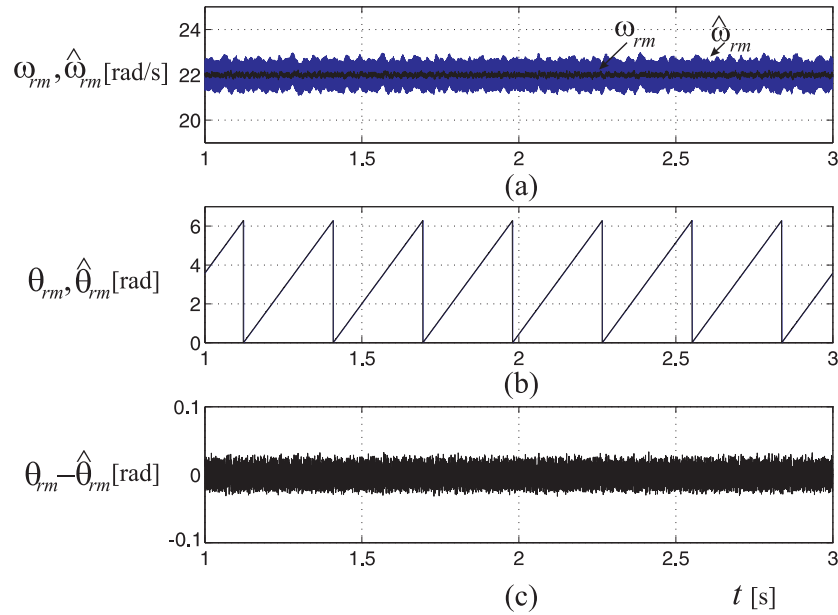


Fig. 3. Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora girante: (a) velocidades rotóricas medida ( $\omega_{rm}$ ) e estimada ( $\hat{\omega}_{rm}$ ), (b) posições rotóricas medida ( $\theta_{rm}$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{rm}$ ), (c) erro ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ).

compensação (VSI nIdeal), (iii) inversor com tempo morto com compensação (VSI comp), (iv) inversor com tempo morto sem compensação e com distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$  (VSI(nIdeal)+Vh(dist)) e (v) inversor ideal e distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$  (VSI(Ideal)+Vh(dist)). A referência de velocidade vale 210 rpm (14 Hz). A tensão de barramento vale 300 V. O valor do tempo morto do inversor utilizado na simulação é igual ao valor apresentado pelo inversor utilizado na plataforma experimental  $2,5\mu s$ . A frequência da tensão  $v_{sdqh}^s$  vale 1 kHz. A tensão de alta frequência gerada pode ser expressa como:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\omega_h t} + \Delta V_h e^{-j\omega_h t} \quad (11)$$

A expressão (11) indica que deve ser produzida pelo inversor uma componente de sequência negativa da tensão  $v_{sdqh}^s$ . As tensões e as correntes de fase produzidas em cada caso são armazenadas, em seguida, é realizado o cálculo do espectro do vetor tensão estatórica ( $v_{sdq}^s$ ) e do vetor corrente estatórica ( $i_{sdq}^s$ ). O espectro do vetor tensão ( $v_{sdq}^s$ ) é mostrado na Figura 4(a). Nas simulações foram adotados  $V_h = 60V$  e  $\Delta V_h = 5V$ . Observando as raízes produzidas pelas diversas situações, verifica-se que o surgimento da componente de tensão de  $v_{sdq}^s$  em  $f_h = -1$  kHz, ocorre apenas nos casos (iv) e (v), nos quais foi intencionalmente criada uma variação da tensão em  $f_h = -1$  kHz. Além disso, pode-se constatar que a presença de tempo morto do inversor não produz uma componente na frequência  $f_h = -1$  kHz.

Na Figura 4(b) é exibido o espectro do vetor corrente estatórica  $i_{sdq}^s$  para cada caso. Mais uma vez, ocorre o surgimento de uma componente de sequência negativa em  $f_h = -1$  kHz nos casos em que foi inserida a variação de tensão. Além disso, a componente de sequência negativa em  $f_h = -1$  kHz corresponde a 40% da amplitude da componente de sequência negativa de interesse em  $-f_h + 2f_r = -972$  Hz.

O surgimento da componente de alta frequência em

$-f_h$  provoca a inserção de um *offset* nas componentes de  $i_{sdqh}^s(-f_h + 2f_r)$ . A Figura 5(a) apresenta o resultado da estimativa de posição rotórica nesta condição. A variação de tensão em  $v_{sdqh}^s$  provoca o deslocamento da componente de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s$ . Consequentemente, a resposta do estimador de posição apresenta-se deslocada em relação a posição medida ( $\theta_r$ ) e com ondulações. O erro de posição nessa condição vale  $\pm 17,19$  graus.

Uma variação da tensão de alta frequência gerada pelo conversor provoca um deslocamento das componentes da corrente  $i_{sdqh}^s$  de sequência negativa. Consequentemente, a resposta do estimador é afetada por atrasos e ondulações. Além disso, a magnitude da variação da tensão de alta frequência aumenta conforme o aumento da tensão de alta frequência aplicada [11]. Este efeito deve ser desacoplado estimando-se a amplitude da corrente de alta frequência produzida em  $-f_h$ . Contudo, devido a dependência da corrente produzida em  $-f_h$  em função da amplitude da tensão  $v_{sdqh}^s$ , pode-se adotar como forma de minimizar este efeito, a utilização de um filtro que elimine a componente CC produzida.

Neste trabalho foi implementado um filtro passa-faixa com ganho unitário na frequência central  $2\omega_r$ . O diagrama de demodulação dos sinais de alta frequência para a condição de minimização da distorção da tensão de alta frequência está ilustrado na Figura 6. A função de transferência do filtro passa-faixa  $H_{FPF}(s)$  é:

$$H_{FPF}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (12)$$

Em (12),  $k$  representa o ganho do filtro na frequência central,  $\omega$  é a frequência central. A Figura 5(b) apresenta o resultado da estimativa de posição rotórica com o uso do filtro passa-faixa para eliminar o nível CC produzido. Verifica-se que a resposta do estimador de posição apresenta-se em

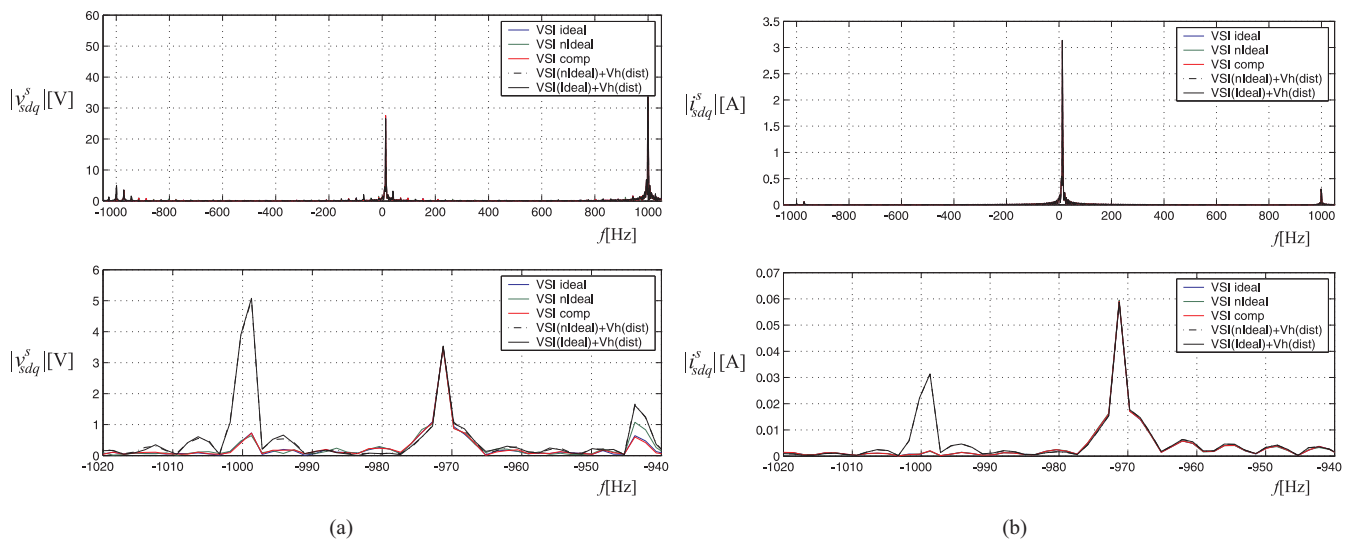


Fig. 4. Distorção da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$ , corrente produzida  $i_{sdqh}^s$ : (a)  $v_{sdqh}^s$  - espectro, componentes de sequência negativa, (b)  $i_{sdqh}^s$  - espectro, componentes de sequência negativa.

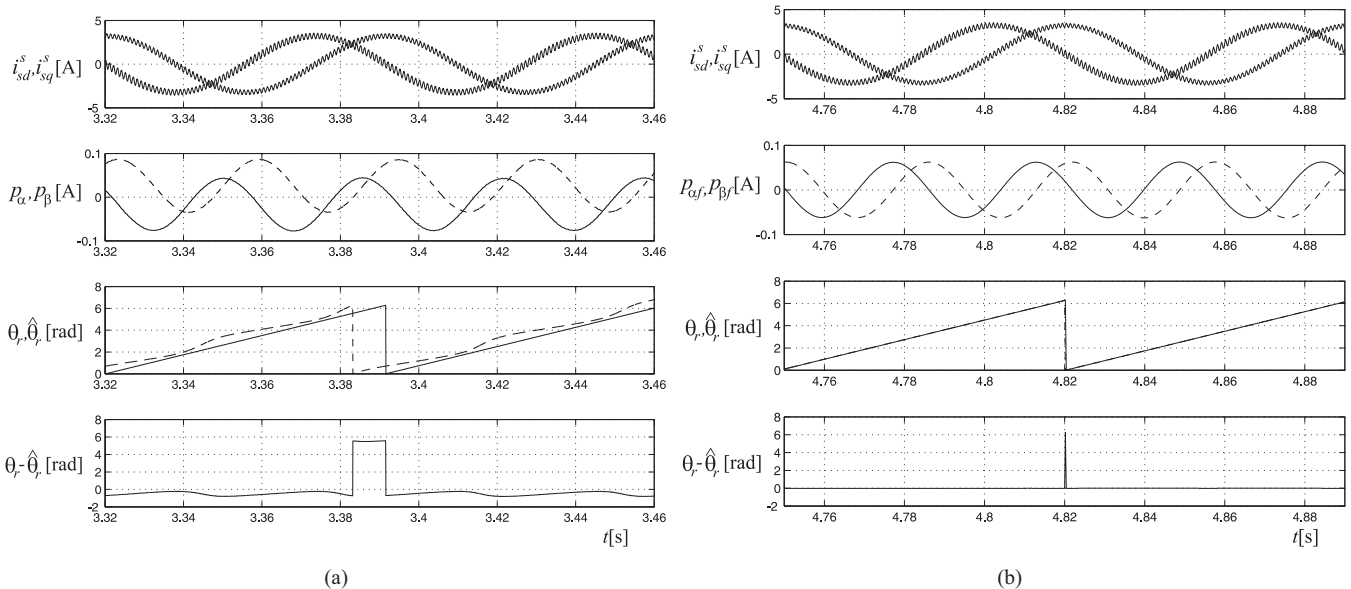


Fig. 5. Distorção da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$ , estimação de posição rotórica: (a) presença da distorção de tensão, (b) minimização da distorção.

fase com a posição rotórica ( $\theta_r$ ) com erro máximo de 2 graus elétricos.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os algoritmos de controle e estimação de posição rotórica em baixa velocidade foram implementados em uma plataforma de acionamento e controle de motores síncronos a ímãs permanentes. A plataforma experimental é composta por um computador, dois conversores industriais, dois motores síncronos a ímãs permanentes e uma placa de interface entre computador e o microprocessador instalado no conversor industrial que aciona o motor de testes (Conversor 1). A Figura 7 mostra um diagrama da plataforma de testes com a indicação dos principais elementos do sistema de acionamento.

A frequência da tensão de alta frequência aplicada é de 446

Hz e amplitude 56 V. O período de amostragem das variáveis é  $140\mu s$ . A largura de faixa do controlador de velocidade foi sintonizada para 10 Hz. A largura de faixa dos controladores de corrente de eixos  $d$  e  $q$  valem 250 Hz. A tensão de barramento CC do inversor fonte de tensão foi mantida em 230 V.

O motor de testes (PMSM1) tem 8 polos, 3.000rpm/400W, 200V/2,0A,  $l_{sd} = 24mH, l_{sq} = 33mH$  e  $r_s = 6,19\Omega$ . O motor PMSM2 é usado para reproduzir o perfil de conjugado de carga desejado, a máquina tem 8 polos, 6.000rpm/1140W, 200V/7,2A,  $l_{sd} = 1,93mH, l_{sq} = 2,28mH$  e  $r_s = 0,66\Omega$ .

Para avaliar a geração de tensão de alta frequência por parte do inversor de fonte de tensão foi realizado um ensaio no qual é aplicada apenas a tensão  $v_{sdqh}^s$  no motor PMSM1. Neste ensaio, não é gerada a excitação fundamental. O motor é



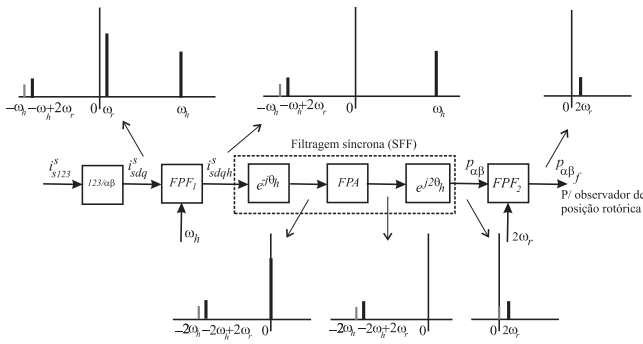


Fig. 6. Minimização da distorção da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ), uso de filtro passa-faixa (FPF) após a demodulação dos sinais  $p_{\alpha\beta}$ .

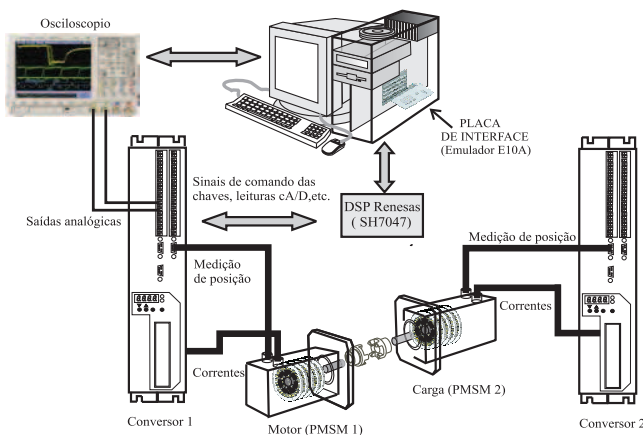


Fig. 7. Diagrama da plataforma experimental montada em laboratório.

mantido a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz) através da máquina auxiliar PMSM2. As tensões de linha ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) e as correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) da máquina foram medidas. Os sinais foram armazenados com uma frequência de amostragem de 100 kHz. Posteriormente, o espectro dos vetores  $v_{sdqh}^s$  e  $i_{sdqh}^s$  foram obtidos através do cálculo da FFT.

A geração da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  foi testada para 3 valores de amplitudes ( $V_h$ ): 27V, 41V e 56V. A tensão de barramento CC é ajustada para 115V. O espectro do vetor tensão de alta frequência é mostrado na Figura 8(a) para os três valores de  $V_h$ . Na Figura, observa-se a produção da componente de tensão de alta frequência em  $f_h = 446,43$  Hz. Contudo, é possível verificar que o inversor também produz componentes de sequência negativa na vizinhança de  $f_h = -446,43$  Hz. Além disso, as magnitudes dessas componentes de alta frequência aumentam de acordo com o aumento da amplitude da tensão gerada  $V_h$ .

A distorção da tensão de alta frequência em  $f_h = -446,43$  Hz, provoca a produção de uma componente de sequência negativa na corrente  $i_{sdqh}^s$  na mesma frequência. Este efeito pode ser constatado no espectro do vetor  $i_{sdqh}^s$  exibido na Figura 8(b). Além disso, verifica-se que a relação entre a magnitude da componente de  $i_{sdq}^s(f = -f_h)$  e a magnitude da componente de interesse em  $i_{sdq}^s(f = -f_h + 2f_r)$

aumenta quanto menor for a magnitude de  $V_h$  (Figura 8(b)). Esses resultados são compatíveis com os resultados do estudo realizado por [11] para avaliação das fontes de distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ . A presença de uma componente fundamental da corrente estatórica  $i_{sdq}^s$ , visualizada na Figura 8(b) deve-se ao fato de que o motor de testes (PMSM1) funciona como gerador durante o ensaio, assim, uma fcm é gerada provocando a circulação de corrente fundamental.

Como apresentado na Seção anterior, o efeito de uma componente adicional de sequência negativa em  $i_{sdqh}^s$  é a geração de um nível CC nos sinais de entrada do observador de posição rotórica ( $p_{\alpha\beta}$ ). Para demonstrar o impacto da distorção de tensão nos sinais  $i_{sdqh}^s$ , um ensaio foi realizado no qual a tensão  $v_{sdqh}^s$  é aplicada para um acionamento a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz). A amplitude de  $v_{sdqh}^s$  vale 56 V e a tensão de barramento CC é igual a 230 V. A Figura 9(a) exibe as formas de onda dos sinais de entrada do observador ( $p_{\alpha\beta}$ ). Os sinais foram calculados a partir do esquema de demodulação implementado, medidos no osciloscópio. O espectro do vetor  $i_{sdqh}^s$  foi obtido a partir do cálculo da FFT. O espectro do vetor  $p_{\alpha\beta}$  é mostrado na Figura 9(a). Portanto, o surgimento de um componente CC do espectro de  $p_{\alpha\beta}$  significa que este componente não é dependente da posição rotórica ( $\theta_r$ ).

O nível CC produzido nos sinais de entrada do observador de posição pode ser minimizado utilizando uma técnica de desacoplamento de saliências estacionárias como a proposta por [16]. Todavia, como apresentado na Seção anterior, o nível CC produzido pela distorção é dependente da amplitude do sinal de alta frequência gerado ( $V_h$ ), é necessário, portanto, se estimar a amplitude  $V_h$  para cada condição de injeção de sinal. A proposta apresentada neste trabalho é a implementação de um filtro passa-faixa com frequência central  $2\omega_r$  e ganho unitário nesta frequência (12), após o estágio de demodulação. A Figura 9(b) mostra as formas de onda dos sinais  $p_\alpha$  e  $p_\beta$  e o espectro do vetor  $p_{\alpha\beta}$  (FFT( $p_{\alpha\beta}$ )) após a utilização do filtro passa-faixa, para as mesmas condições de teste da Figura 9(a).

Em uma condição de distorção da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) gerada pelo inversor, o desempenho do estimador de posição rotórica é afetado, sua resposta apresenta-se atrasada em relação a posição rotórica medida e com ondulações na forma de onda. Para demonstrar este efeito, a resposta do estimador de posição foi medida para um controle de velocidade a 75 rpm (5 Hz). As posições rotóricas medida e estimada são exibidas na Figura 10(a). As grandezas foram medidas com o osciloscópio a partir das saídas analógicas do microprocessador. Na Figura 10(a) os sinais excursionam entre  $-\pi$  rad (10 V) e  $\pi$  rad (10 V). O erro de posição nesta condição vale 9,51 graus elétricos. O resultado do algoritmo de estimação de posição após a eliminação do nível CC utilizando o filtro passa-faixa é mostrado na Figura 10(b). O erro de posição para esta condição é reduzido para 3,87 graus elétricos.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou os resultados de um estudo referente ao acionamento de um motor a ímã permanente sem sensor de posição rotórica em baixa velocidade. A estimação de posição

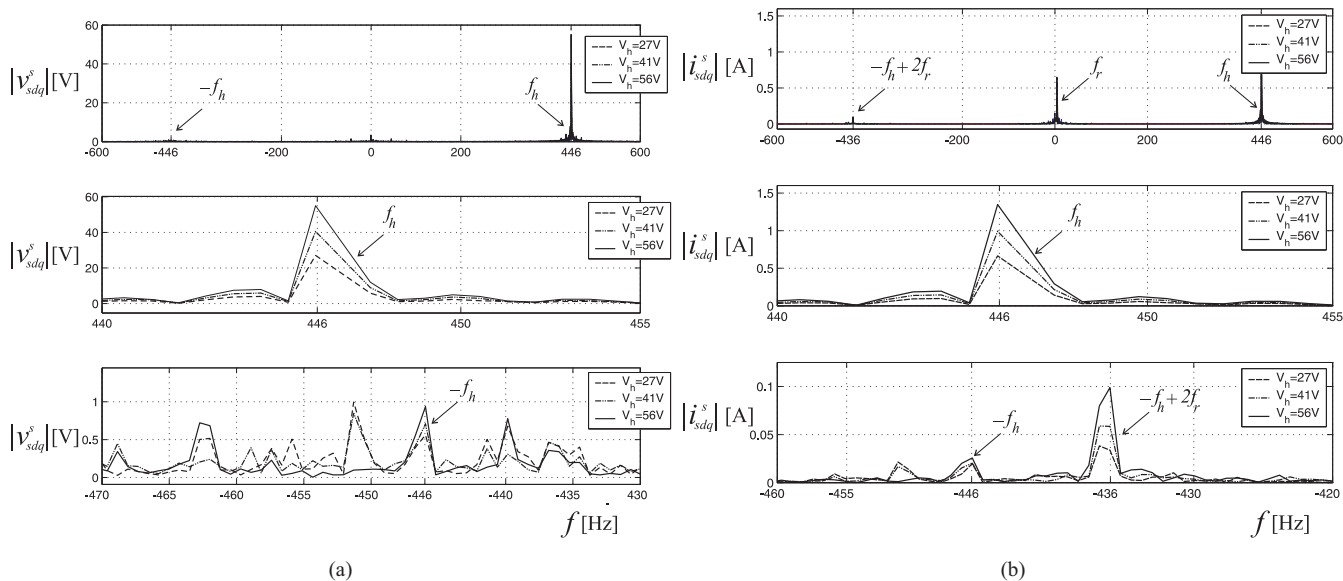


Fig. 8. Espectro experimental para diferentes amplitudes  $V_h$  ( $E_d = 115V$ ,  $f_h = 446, 43Hz$ ): (a)  $v_{sdqh}^s$ , (b)  $i_{sdqh}^s$  - componentes de sequência positiva e negativa, componente de sequência positiva, componente de sequência negativa.

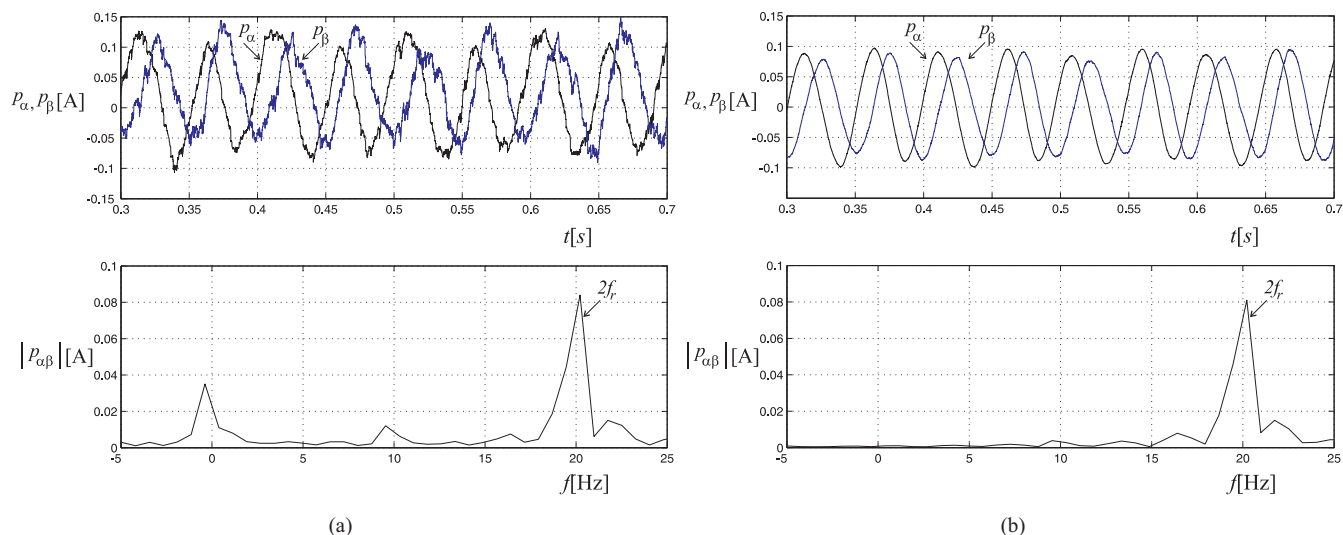


Fig. 9. Sinais de entrada do observador de posição rotórica  $p_{\alpha\beta}$ : (a) sem compensação da distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ , (b) minimização do efeito da distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ .

rotórica em baixa velocidade é realizada com a aplicação de um sinal de alta frequência, contudo, este sinal pode ser distorcido durante a geração pelo conversor de tensão do sistema de acionamento.

A distorção de tensão resulta em degradação das componentes de sequência negativa que contém a informação de posição rotórica. Dessa forma, é proposto uma modificação no processo de demodulação do sinal de corrente resultante da injeção de sinal.

Os resultados experimentais demonstram que o inversor fonte de tensão provoca a distorção de tensão mencionada sem ser uma consequência do tempo morto apresentada pelo mesmo. Além disso, com o método de filtragem proposto é possível a rejeição da componente CC gerada pela distorção de tensão, melhorando o desempenho do estimador de posição

rotórica.

## REFERÊNCIAS

- [1] L. A. S. Ribeiro, M. W. Degner, F. Briz, and R. D. Lorenz. Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation of flux angle or rotor position. *Conf. Rec. of the 33rd IAS Annual Meeting - IAS 1998*, 1:452–459, Oct. 1998.
- [2] S. Ovrebø and R. Nilssen. New self sensing scheme based on inform, heterodyning and luenberger observer. *IEEE Electric Machines and Drives Conference, 2003, IEMDC'2003*, 3(1):1819–1825, June 2003.
- [3] J. M. Guerrero, M. Leetmaa, F. Briz, A. Zamarron, and R. D. Lorenz. Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control

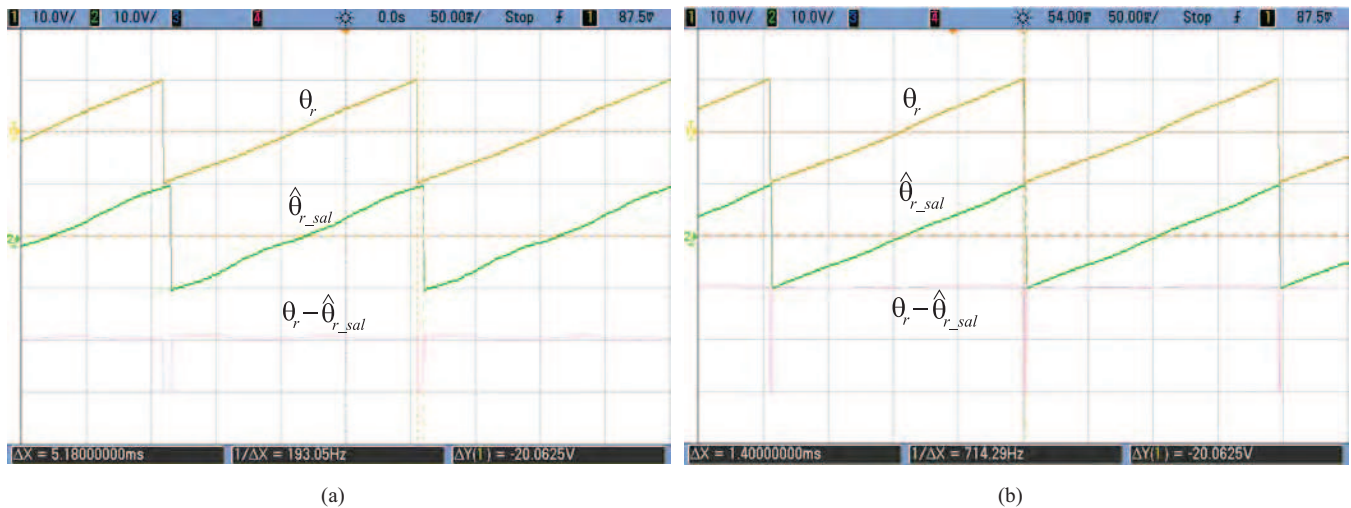


Fig. 10. Desempenho do estimador de posição rotórica: (a) sem compensação da distorção em  $v_{sdqh}^s$ , (b) com minimização da distorção em  $v_{sdqh}^s$  - uso do filtro FPF após o estágio de demodulação.

- methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(2):618–626, Mar./Apr. 2005.
- [4] C. Caruana, G. M. Asher, and M. Sumner. Performance of hf signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction machines under sensorless conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):225–238, Feb. 2006.
- [5] H. Kim and R. D. Lorenz. Carrier signal injection based sensorless control methods for ipm synchronous machine drives. *Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting - IAS 2004*, 2:977–984, 2004.
- [6] E. M. Fernandes, A. C. Oliveira, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Comparison of hf signal injection methods for sensorless control synchronous motors. *IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2010*, 1:1984–1989, Feb. 2010.
- [7] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R. Lorenz. A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control. *IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2008*, (1):879–885, Feb. 2008.
- [8] N. Bianchi and S. Bolognani. Sensorless-oriented design of pm motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(4), July/Aug. 2009.
- [9] D. Raca, P. Garcia, D. D. Reigosa, F. Briz, and R. D. Lorenz. Carrier signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(1):167–178, Jan./Feb. 2010.
- [10] F. Briz, A. Diez, and M. W. Degner. Dynamic operation of carrier signal injection based sensorless, direct field oriented ac drives. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 36(5):1360–1368, Sept./Oct. 2000.
- [11] P. García, F. Briz, M. W. Degner, and D. Díaz-Reigosa. Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal-injection-based sensorless control methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4):990–999, July/Aug. 2007.
- [12] J.-H. Jang, S.-K. Sul, J.-I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(4):1031–1039, July/Aug. 2003.
- [13] C. Silva, G. M. Asher, and M. Sumner. Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless pm motor drives including zero speed. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):373–378, Apr. 2006.
- [14] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, C. Staines, J. Balcells, and J. Cilia. Sensorless direct torque control of a surface mounted pmsm using high frequency injection. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE 2006*, 1:2332–2337, July 2006.
- [15] P. L. Jansen and R. D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2):240–247, Mar./Apr. 1995.
- [16] M. W. Degner and R. D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux position and velocity in ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(5):1097–1104, Sep./Oct. 1998.

## BIOGRAFIAS

**Eisenhower de Moura Fernandes** nasceu em Campina Grande, Paraíba, em 1981, obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) em 2004, 2006 e 2011, respectivamente. Desde maio de 2008 é Professor do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Suas áreas de interesse de pesquisa são sistemas de controle, eletrônica de potência e acionamentos elétricos.

**Alexandre Cunha Oliveira** nasceu em Fortaleza, Ceará, em 1970, obteve os títulos de Engenheiro Eletricista (1993), Mestre (1995) e Doutor (2003) pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, Brasil. De 1996 a 2004, foi Professor do Departamento de Engenharia Elétrica do



Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão, Brasil. Desde novembro de 2004, é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Suas áreas de interesse de pesquisa incluem acionamentos elétricos, eletrônica de potência e sistemas de controle.

**Cursino Brandão Jacobina** nascido em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, Mestre (1980) e Doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, França. De 1978 até março de 2002 foi Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (UFPB). Desde abril de 2002 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Suas áreas de interesse de pesquisa são eletrônica de potência, acionamento de máquinas elétricas, sistemas de controle e identificação de sistemas.

**Antonio Marcus Nogueira Lima** nascido em Recife, Pernambuco, em 1958, obteve os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB) em 1983 e 1995, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, França em 1989. De setembro de 1983 a setembro de 1995 foi Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (UFPB). Desde abril de 2002 é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Suas áreas de interesse de pesquisa são máquinas elétricas, acionamentos elétricos, instrumentação eletrônica, sistemas de controle, identificação de sistemas, sistemas embarcados e robótica.