

SIMULADOR EM TEMPO REAL PARA MOTOR SÍNCRONO COM ÍMÃ PERMANENTE BASEADO EM DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMÁVEIS

Eisenhawer de M. Fernandes¹, Denis R. Huller^{2,3}, Alexandre C. Oliveira², Maurício B. de R. Corrêa², Welflen R. N. Santos⁴

¹Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande - PB, Brasil

²Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande - PB, Brasil

³Prefeitura Universitária, Universidade Federal do Vale do São Francisco (UNIVASF), Petrolina - PE, Brasil

⁴Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Piauí (UFPI), Teresina - PI, Brasil

e-mail: eisenhawer@ee.ufcg.edu.br

Resumo - Este trabalho apresenta uma plataforma de simulação em tempo real com interface “Hardware-in-the-Loop” (HIL) para o motor síncrono a ímã permanente com fcm senoidal (Permanent-Magnet Synchronous Motor-PMSM). A plataforma é composta por um dispositivo FPGA (Field Programmable Gate Array) que simula em tempo real o motor e um processador digital de sinais (DSP TMS320F28335) que implementa o sistema de controle de velocidade. Os resultados de simulação em tempo real são comparados com simulações do modelo em um software comercial. O simulador em tempo real proposto é validado a partir da comparação com os resultados obtidos em uma plataforma experimental montada em laboratório.

Palavras-Chave – Dispositivos FPGA, Hardware-in-the-Loop, Motor Síncrono a Ímã Permanente, Simulador em Tempo Real.

REAL-TIME SIMULATOR OF PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR BASED ON PROGRAMMABLE LOGICAL DEVICES

Abstract – This paper presents a platform for real-time simulation with “Hardware-in-the-Loop” (HIL) interface for Permanent-Magnet Synchronous Motor (PMSM) with sinusoidal back-emf. The platform is composed of a FPGA device for real-time simulation of a PMSM motor, and a DSP board (TMS320F28335), that implements the speed control algorithm. The simulation results have been compared with those provided by a commercial software. The proposed real-time simulator is validated from the comparison with the results obtained from an experimental test bench built in laboratory.

Keywords – FPGA Devices, Hardware-in-the-Loop, Permanent-Magnet Synchronous Motor, Real-Time Simulator.

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de simulação em tempo real permitem a implementação de algoritmos avançados para o acionamento e controle de máquinas elétricas para avaliar o desempenho desses sistemas através de elementos virtuais [1]. Esses sistemas geralmente utilizam computadores combinados com módulos equipados com dispositivos digitais para a conexão entre o sistema simulado e o sistema real. Os dispositivos tipicamente usados para este tipo de implementação estão os microprocessadores, processadores digitais de sinais (*Digital Signal Processors - DSP*) e os dispositivos lógicos programáveis (*Field Programmable Gate Array - FPGA*).

Na literatura são encontrados diversos trabalhos que utilizam plataformas comerciais de simulação em tempo real como *RT-Lab* [2]-[4] e *dSPACE* [1], [5]-[7]. Contudo, as plataformas “Hardware-in-the-Loop” (HIL) comerciais como o *RT-Lab* e *dSPACE* apresentam uma dificuldade associada ao menor passo de cálculo admissível, geralmente superior a 25 μ s [1]. Essa limitação está associada às latências entre os sistemas de comunicação, entradas e saídas, e também a resolução dos modelos da planta. Uma alternativa para superar essa dificuldade é o emprego da simulação em tempo real baseados em FPGA [8].

De maneira geral, as dificuldades de implementação da simulação em tempo real estão relacionadas à representação numérica das variáveis (ponto-fixa ou ponto flutuante) [9] e ao método de discretização (método de Euler, método de Euler regressivo ou método de Tustin) empregada no modelo matemático da planta. Na Figura 1 está apresentado um diagrama de possíveis combinações para simulação em tempo real de um sistema de controle em malha fechada na configuração HIL.

As simulações em tempo real HIL são utilizadas em diversas aplicações [2]-[5]: indústria automotiva, avaliação de unidades de controle, eletrônica de potência, servoacionamentos, robótica, sistemas de tração para trens e metrô, aplicações educacionais, conversão de energia eólica.

Artigo submetido em 01/12/2014. Primeira revisão em 10/03/2015, segunda revisão em 22/07/2015. Aceito para publicação em 22/09/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

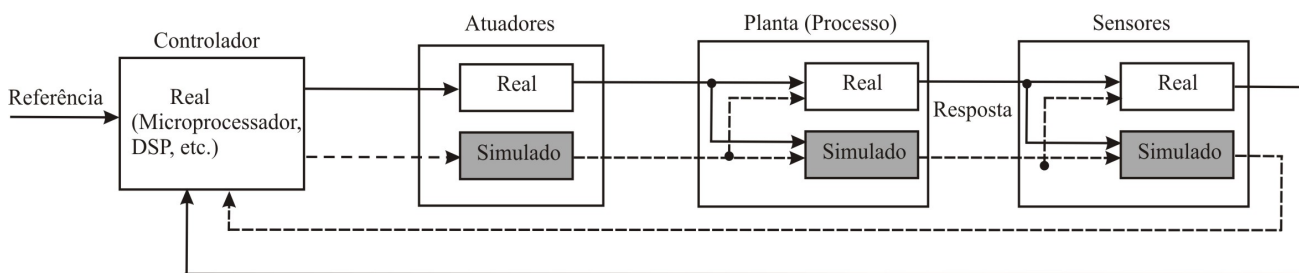


Fig. 1. Combinações possíveis de um sistema de controle simulado em tempo real na configuração “Hardware-in-the-Loop” (HIL).

O uso de sistemas de simulação em tempo real aplicado ao controle de máquinas elétricas vem se difundindo nos últimos anos devido às vantagens como a redução do tempo de análise e utilização de componentes reais em um ambiente controlado [5]-[7], [10]-[15]. Um dos primeiros trabalhos envolvendo máquinas síncronas a ímã permanente e HIL pode ser encontrado em [5]. Em [5], utiliza-se o sistema comercial *RT-Lab* como plataforma de simulação. O trabalho avaliou os efeitos de tempo-morto ao sistema de acionamento. Em [10], o modelo trifásico do motor de indução é definido na representação no espaço de estados de sistemas de equações diferenciais, com sistema numérico em ponto-flutuante de precisão simples. Em [11], é abordada uma metodologia para a obtenção do tamanho das palavras em ponto-fixado considerando uma relação com o passo de cálculo. Um modelo resultante do motor de indução em ponto-fixado é testado com algoritmos de controle baseados em DTC (*Direct Torque Control*).

Em relação ao motor síncrono a ímã permanente, nos trabalhos de [12], [13], os autores apresentam uma plataforma HIL para o desenvolvimento de um controlador baseado em FPGA que utiliza técnicas para a estimação da posição do rotor de uma máquina síncrona a ímã permanente. As estratégias são baseadas em observadores de fluxo e técnicas de injeção de sinais de alta frequência para a estimação da posição e/ou velocidade do rotor da máquina. Em [14], é proposto um simulador de tempo real que tem como principal característica a emulação do sistema de potência com características detalhadas das chaves do conversor. O sistema total de simulação no FPGA contempla o inversor trifásico, um motor de indução, um controlador baseado na orientação pelo campo e o módulo de geração dos sinais de disparo das chaves do inversor.

Em [15], é apresentada a simulação em tempo real o acionamento do motor síncrono a ímã permanente a velocidade inicial nula. Para garantir toda a simulação em uma placa FPGA, os autores utilizaram técnicas que combinam o reuso de recursos considerando o paralelismo e a otimização dos módulos. Em [16], é proposto um simulador em tempo real para o sistema de acionamento do motor síncrono a ímã permanente, para estimação em alta velocidade. O trabalho propõe a configuração HIL entre duas placas FPGAs, uma implementando o sistema de controle e outra o modelo da máquina. Todavia, o sistema apresenta a desvantagem de restrição de incorporação de novas funções/módulos por parte da placa de FPGA responsável pelo sistema de controle.

Este trabalho apresenta um simulador em tempo real do motor síncrono a ímã permanente baseado em FPGA em uma configuração HIL. O trabalho está organizado em sete seções. Na Seção II apresenta-se o modelo matemático do motor síncrono a ímã permanente com força contra-eletromotriz senoidal. Na Seção III, é detalhado o modelo discreto do motor. Na Seção IV, é descrita a estratégia de controle de velocidade implementada. Na Seção V, é tratada a implementação da plataforma HIL. Na Seção VI, são apresentados os resultados de simulação em tempo real e o critério de validação do modelo simulado. Por fim, a Seção VII apresenta as conclusões do trabalho.

II. MODELO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE

O modelo tensão-corrente do motor síncrono a ímã permanente em variáveis de fase (123) é expresso por (1):

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + L_{ss} \frac{di_{s123}}{dt} + \omega_r \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123} + \omega_r \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r}. \quad (1)$$

O modelo tensão-corrente expresso em (1) é válido assumindo-se que:

- (a) O motor não apresente saturação do circuito magnético durante o seu funcionamento.
- (b) Distribuição senoidal do fluxo magnético;
- (c) O torque de borda (*cogging torque*) é desprezível.

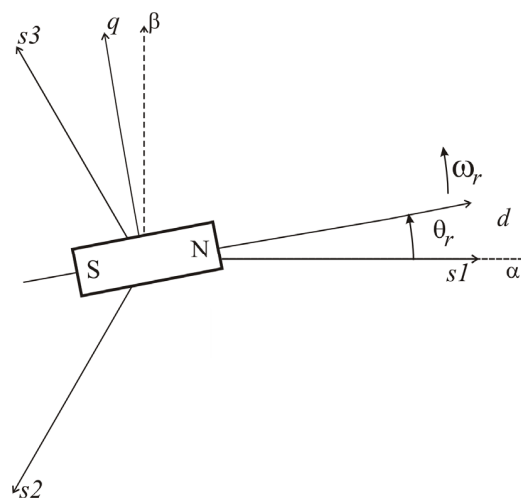


Fig. 2. Representação dos referenciais 123, estacionário ($\alpha\beta$) e síncrono do rotor (dq).

Onde v_{s123} é o vetor das tensões de fase, i_{s123} é o vetor das correntes de fase, R_s é a resistência dos enrolamentos do estator, L_{ss} é a matriz de indutâncias do estator, ω_r é a velocidade elétrica do rotor, θ_r é a posição elétrica do rotor, ϕ_{r123} é o fluxo produzido pelo ímã permanente do rotor e d/dt é o operador derivada.

O torque eletromagnético (T_e) produzido pelo motor pode ser escrito como:

$$T_e = \frac{P}{2} i_{s123}^T \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123} + P_{s123}^T \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r}. \quad (2)$$

Em (2), P é o número de pares de pólos, L_{ss} é a matriz de indutâncias do estator, ϕ_{r123} é o vetor de fluxos totais das fases do estator.

Por outro lado, com a finalidade de simplificar o sistema de controle do motor, seu modelo tensão-corrente é expresso no referencial síncrono do rotor (Figura 2). O modelo tensão-corrente no referencial dq é o seguinte:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sq} \\ \omega_r L_{sd} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Em (3), $[v_{sd} \ v_{sq}]^T$ é o vetor de tensão e $[i_{sd} \ i_{sq}]^T$ é o vetor corrente de fase, L_{sd} é a indutância de estator de eixo d , L_{sq} é a indutância de estator de eixo q , λ_{pm} é o valor de pico do fluxo produzido pelo ímã permanente.

A expressão para o torque eletromagnético é escrita como:

$$T_e = P [\lambda_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) \dot{i}_{sd} i_{sq}]. \quad (4)$$

O torque eletromagnético (T_e) apresenta duas componentes. A primeira componente é diretamente proporcional à corrente i_{sq} , a segunda é proporcional à saliência do motor ($L_{sd} - L_{sq}$).

Por outro lado, o comportamento dinâmico do motor pode ser descrito pela equação mecânica de movimento:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - f_w \omega_m. \quad (5)$$

Em (5), ω_m é a velocidade mecânica do rotor, J é o momento de inércia do motor, T_L é o torque de carga e f_w é o coeficiente de atrito cinético do rotor.

III. MODELO DISCRETO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE

Aplicando-se a Transformada de Laplace em (3)-(5), o modelo tensão-corrente de eixo d pode ser escrito como:

$$I_{sd}(s) = X_{isd1}(s) + X_{isd2}(s) \quad (6)$$

onde:

$$X_{isd1}(s) = \frac{V_{sd}(s)}{sL_{sd} + R_s} \quad (7)$$

$$X_{isd2}(s) = \frac{W_r(s)L_{sq}I_{sq}(s)}{sL_{sd} + R_s}. \quad (8)$$

A equação de tensão-corrente de eixo q pode ser escrita da seguinte forma:

$$I_{sq}(s) = X_{isq1}(s) - X_{isq2}(s) - X_{isq3}(s) \quad (9)$$

onde:

$$X_{isq1}(s) = \frac{V_{sq}(s)}{sL_{sq} + R_s} \quad (10)$$

$$X_{isq2}(s) = \frac{W_r(s)L_{sq}I_{sd}(s)}{sL_{sq} + R_s} \quad (11)$$

$$X_{isq3}(s) = \frac{W_r(s)\lambda_{pm}}{sL_{sq} + R_s}. \quad (12)$$

De maneira análoga, a equação mecânica do movimento é dada por:

$$W_m(s) = \frac{T_e(s) - T_L(s)}{sJ + f_w}. \quad (13)$$

O método de Euler é empregado para o mapeamento entre o plano complexo s e o plano z , isto é:

$$s = \frac{z-1}{T_s}. \quad (14)$$

Em (14), T_s é o intervalo de amostragem das variáveis. O modelo discreto do motor é obtido substituindo-se (14) nas equações (6)-(12).

A equação de tensão-corrente de eixo d é escrita como:

$$i_{sd}(k) = x_{isd1}(k) + x_{isd2}(k) \quad (15)$$

onde:

$$x_{isd1}(k) = c_{d1} x_{isd1}(k-1) + c_{d3} v_{sd}(k) \quad (16)$$

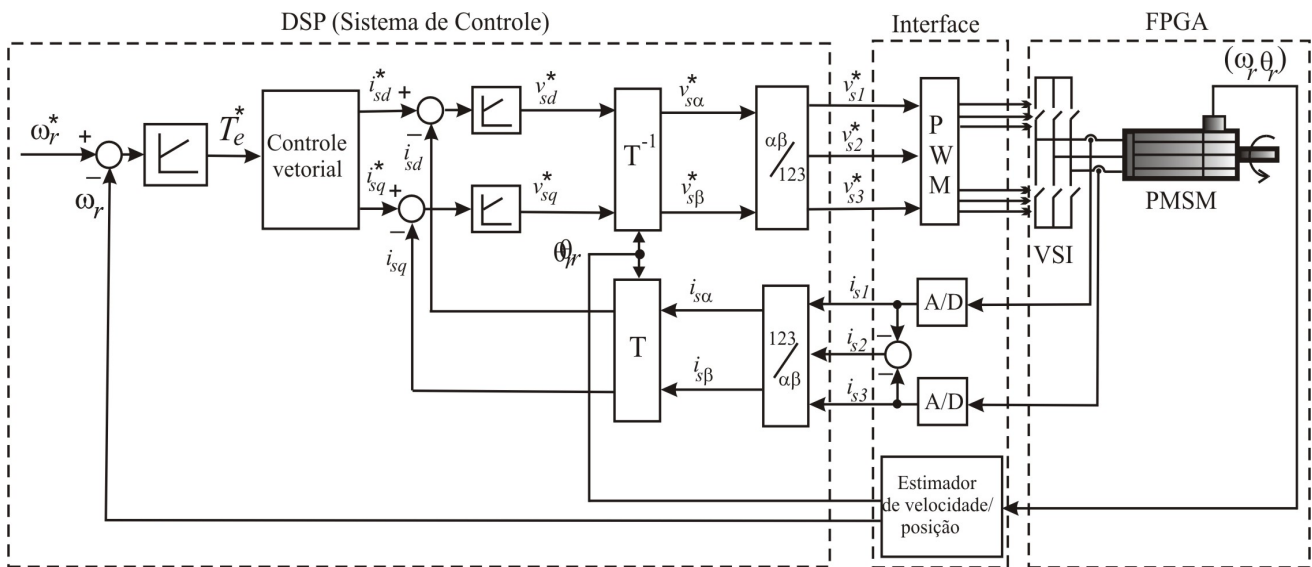


Fig. 3. Diagrama de controle de velocidade do motor síncrono a ímã permanente na configuração "Hardware-in-the-Loop" (HIL).

$$x_{isd2}(k) = c_{d2}x_{isd2}(k-1) + c_{d4}\omega_r(k-1)i_{isq}(k-1). \quad (17)$$

A equação de tensão-corrente de eixo q é escrita como:

$$i_{sq}(k) = x_{isq1}(k) - x_{isq2}(k) - x_{isq3}(k) \quad (18)$$

onde:

$$x_{isq1}(k) = c_{q1}x_{isq1}(k-1) - c_{q2}v_{sq}(k) \quad (19)$$

$$x_{isq2}(k) = c_{q1}x_{isq2}(k-1) - c_{q3}i_{sd}(k-1)\omega_r(k-1) \quad (20)$$

$$x_{isq3}(k) = c_{q1}x_{isq3}(k-1) - c_{q4}\omega_r(k-1). \quad (21)$$

A expressão do torque eletromagnético pode ser escrita como:

$$T_e(k) = P[\lambda_{pm}i_{sq}(k) + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}(k)i_{sq}(k)]. \quad (22)$$

As velocidades mecânica (ω_m) e elétrica (ω_r) do motor são expressas, respectivamente, como:

$$\omega_m(k) = \omega_m(k-1) + c_{vm}T_e(k) \quad (23)$$

$$\omega_r(k) = P\omega_m(k). \quad (24)$$

A posição elétrica do rotor é calculada por:

$$\theta_r(k) = \theta_r(k-1) + \omega_r(k)T_s. \quad (25)$$

As constantes c_{dn} , c_{qn} para o cálculo do modelo discreto do motor síncrono na representação ponto-fixa no formato Q21 [9] estão listadas na Tabela I. As constantes do modelo discreto foram obtidas a partir dos parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente (Tabela II) e do valor do intervalo de amostragem (T_s), definido em 100 μ s.

TABELA I
Parâmetros do Modelo Discreto: Representação Ponto-Fixo (Formato Q21)

c_{d1}	0,999742208333
c_{d2}	0,999742274772749
c_{d3}	$4,16774107558477 \cdot 10^{-5}$
c_{d4}	$1,37464562781253 \cdot 10^{-6}$
c_{q1}	0,99981251515151
c_{q2}	$3,03030303030303 \cdot 10^{-5}$
c_{q3}	$7,27272727272727 \cdot 10^{-7}$
c_{q4}	$2,87212121212121 \cdot 10^{-6}$

TABELA II
Parâmetros Nominais do Motor Síncrono a Ímã Permanente

Potência (kW)	0,45
R_s (Ω)	6,19
L_{sq} (mH)	33
L_{sd} (mH)	24
Cte. de f_{cem} (V/krpm)	56,16
Velocidade (rpm)	3000
Corrente (A)	2,0
Tensão de linha (V)	200
J ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	$0,84 \cdot 10^{-4}$
P	2

IV. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

Para avaliar o funcionamento do simulador em tempo real proposto na configuração HIL foi implementada uma estratégia de controle de velocidade do motor. O diagrama do sistema de controle de velocidade está representado na Figura 3.

A estratégia de controle de velocidade foi implementada em um Processador Digital de Sinais (DSP TMS320F28335). O controlador de velocidade Proporcional-Integral (PI) está em cascata com as malhas de controle de torque e controle de corrente do motor síncrono a ímã permanente.

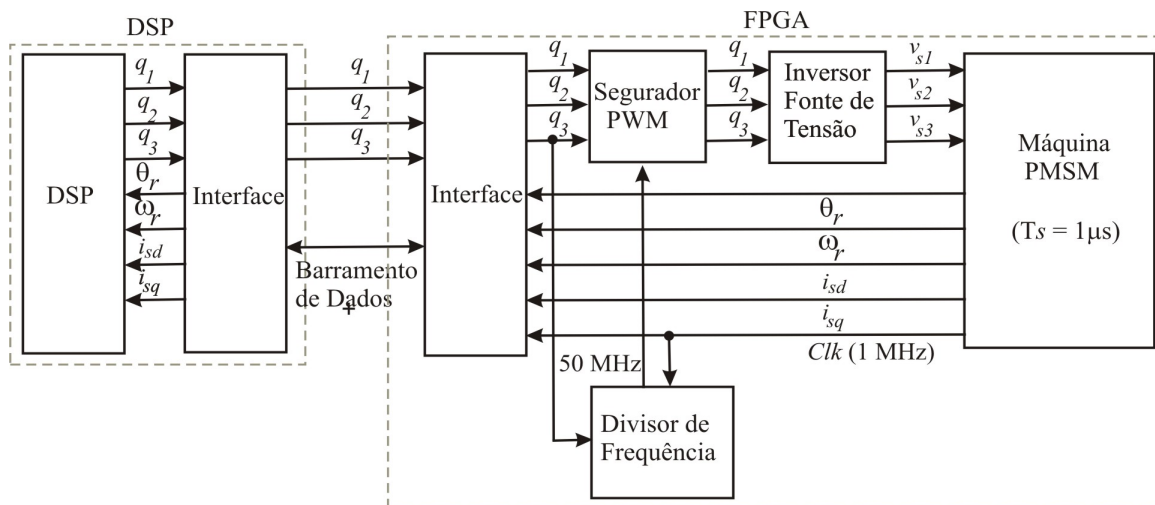


Fig. 4. Diagrama dos módulos implementados nos dispositivos DSP e FPGA, configuração HIL.

O bloco “Controle Vetorial” define as referências de corrente dq . A corrente de referência de (i_{sd}^*) é nula, isto é, $i_{sd}^* = 0$. A corrente de referência de eixo q (i_{sq}^*) é calculada a partir da referência de torque (T_e^*). As correntes de fase são controladas por dois controladores PIs no referencial síncrono do rotor.

A placa de desenvolvimento Altera DE-2 (FPGA Cyclone II 2C35) executa o modelo discreto do motor. Além disso, a placa Altera DE-2 implementa um inversor fonte de tensão ideal e as funções de interface entre os sinais de referência enviados pelo DSP TMS320F28335 e os sinais gerados pela mesma.

As tensões de referência (v_{sd}^*, v_{sq}^*) são transformadas para o referencial 123. As tensões de saída do inversor são produzidas a partir da técnica de modulação por largura de pulsos (Pulse-Width Modulation - PWM). Os tempos de comandos das chaves do inversor (τ_i) são calculados por:

$$\tau_i = \left(\frac{v_{si}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T_s. \quad (26)$$

Em (26), E é a tensão de barramento CC e $i=1,2,3$. Os parâmetros dos controladores de corrente e de velocidade estão mostrados na Tabela III.

TABELA III
Parâmetros dos Controladores e Inversor Fonte de Tensão

Largura de faixa - controlador de corrente eixo d (Hz)	250
Largura de faixa - controlador de corrente eixo q (Hz)	250
Largura de faixa - controlador de velocidade (Hz)	20
Tensão de barramento CC (V)	300
Frequência de chaveamento (kHz)	10

V. IMPLEMENTAÇÃO DA PLATAFORMA “HARDWARE-IN-THE-LOOP” (HIL)

Esta seção tem por objetivo apresentar como foi realizada a implementação do sistema de simulação em tempo real na configuração HIL, principalmente, a descrição dos módulos/funções implementados. A configuração HIL implementada corresponde ao sistema de controle implementado no DSP TMS320F28335 enquanto no dispositivo FPGA são simulados a máquina PMSM (Processo), atuador (Inversor Fonte de Tensão) e sensores.

A. Descrição dos Módulos

A Figura 4 ilustra o diagrama com os módulos implementados no DSP TMS320F28335 e na placa Altera DE-2 (FPGA Cyclone II 2C35). No bloco “DSP” foi implementada a estratégia de controle de velocidade descrita na Seção IV.

No bloco “FPGA DE2”, são implementados os módulos “Divisor de Frequência”, “Máquina PMSM”, “Inversor Fonte de Tensão”, “Segurador PWM” e “Funções”. Todos os módulos foram desenvolvidos através da linguagem de descrição de hardware Verilog.

O módulo “Divisor de Frequência” gera o sinal de relógio do sistema (Clk). Este sinal é gerado a partir do sinal de relógio de 50 MHz presente na placa de FPGA. A cada ciclo de relógio (Clk), o módulo “Máquina PMSM” é executado, realizando as operações das equações do modelo discreto do motor (Seção III).

Com o intuito de evitar-se uma condição de metaestabilidade [9] entre os blocos funcionais do DSP TMS320F28335 e os blocos lógicos implementados na placa Altera DE-2, foi necessária sincronização da entrada assíncrona do DSP com o sinal de relógio da placa Altera DE-2 (Clk).

Dessa maneira, o módulo “Divisor de Frequência” recebe o sinal PWM da chave q_3 , e faz a contagem de tempo com base na borda de subida deste sinal. O módulo “Segurador PWM” tem a função de analisar uma janela com 50 amostras do sinal PWM da chave q_3 (v_{s3}^*) e aplicar os estados dos sinais PWMs ao bloco “Inversor Fonte de Tensão”.

O módulo “Funções” calcula os valores de seno e cosseno do ângulo θ . Estes valores são armazenados em uma tabela de 0° a 359° , com resolução de 1° . Os valores intermediários para a função seno são calculados da seguinte maneira:

$$\text{seno}(\theta_r) = \frac{(1 + \theta_{r\text{int}} - \theta_r) \cdot \text{seno}(\theta_{r\text{int}}) + (\theta_r - \theta_{r\text{int}}) \cdot \text{seno}(\theta_{r\text{int}} + 1)}{2} \quad (27)$$

onde θ é a posição elétrica, θ_{int} é a parte inteira do ângulo θ . Os resultados referentes ao cálculo da função cosseno são obtidos de forma análoga a (27).

O bloco “Inversor Fonte de Tensão” calcula as tensões terminais baseado no estado das chaves do inversor fonte de tensão. O módulo “Interface” tem a função de intercambiar os dados entre o DSP TMS320F28335 e a placa Altera DE-2.

B. Uso de Recursos da Placa FPGA

A Tabela IV apresenta o uso dos recursos da placa Altera DE-2 para a implementação dos módulos descritos anteriormente.

TABELA IV
Uso de Recursos da Placa Altera DE-2 (FPGA)

Descrição	Necessário	Disponível	Uso (%)
Elementos Lógicos	22379	33216	67
Memória (bits)	30120	483840	7
Multiplicadores (9 bits)	70	70	100
PLL	0	4	0

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL E VALIDAÇÃO DO MODELO

A. Simulação em Tempo Real da Plataforma HIL

O sistema de controle de velocidade do motor síncrono a ímã permanente foi testado com o simulador em tempo real com configuração HIL (Figura 3). Para fins de comparação, o sistema de controle de velocidade foi implementado no software PSIM. O passo de cálculo de $1,0 \mu\text{s}$ foi adotado para os dois ambientes. Os parâmetros do motor síncrono e do sistema de controle estão listados nas Tabelas II e III, respectivamente.

Os resultados das simulações para os dois sistemas são exibidos nas Figuras 5 à 8. Na Figura 5, a velocidade de referência é variada em degrau de 0 a 125 rad/s (79,57 Hz) em $t=0\text{s}$. No instante $t=0,325\text{s}$ é aplicado um degrau de carga de 1,0 N.m. Nas Figuras 5 e 6 são exibidas as curvas de velocidade mecânica (ω_m) e posição elétrica rotórica (θ_r), desenvolvidas pelo motor síncrono segundo a referência de velocidade. Verifica-se que as respostas apresentadas pelo modelo simulado em FPGA (HIL) são coerentes a respostas geradas por um programa PSIM.

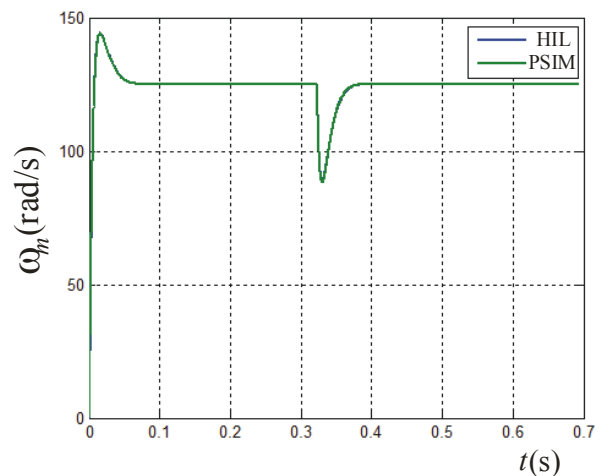


Fig. 5. Desempenho do controle de velocidade, velocidade mecânica (ω_m): simulador em tempo real FPGA-HIL (linha azul); simulação no software PSIM (linha verde).

Nas Figuras 7 e 8, são mostradas as curvas das correntes i_{sq} e i_{sd} , respectivamente. Verifica-se que a dinâmica das variáveis segue a resposta do modelo implementado no software PSIM.

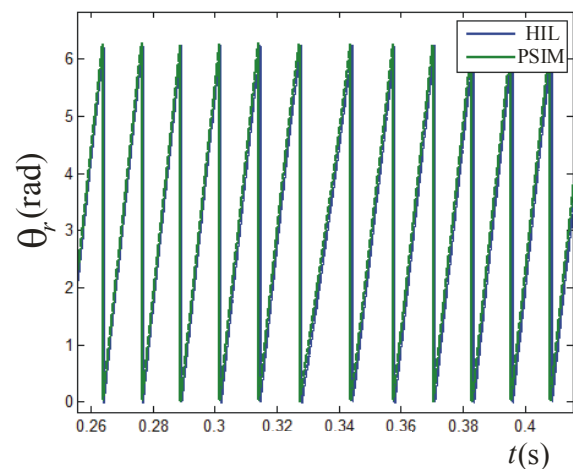


Fig. 6. Desempenho do controle de velocidade, posição rotórica (θ_r): simulador em tempo real FPGA-HIL (linha azul); simulação no software PSIM (linha verde).

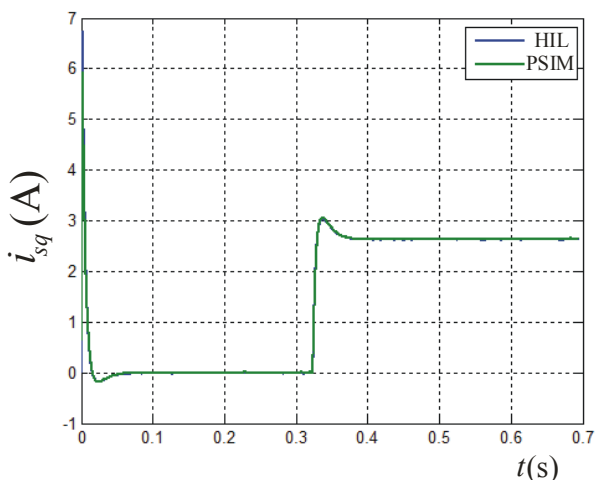


Fig. 7. Desempenho do controle de velocidade, corrente i_{sq} : simulador em tempo real FPGA-HIL (linha azul), simulação no software PSIM (linha verde).

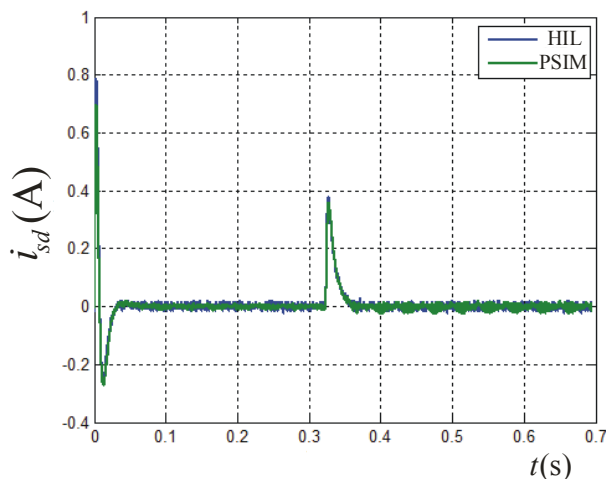


Fig. 8. Desempenho do controle de velocidade, corrente i_{sd} : simulador em tempo real FPGA-HIL (linha azul), simulação no software PSIM (linha verde).

B. Validação do Modelo Implementado na Placa Altera DE-2

Para verificar a qualidade do modelo do motor síncrono a ímã permanente implementado no simulador em tempo real proposto, foi utilizado um procedimento de validação.

Para validação dos resultados, os mesmos foram comparados com os resultados experimentais obtidos em uma plataforma experimental montada em laboratório, mostrada na Figura 9. A plataforma experimental é composta por um microcomputador, uma placa de programação, um autotransformador, dois conversores comerciais e dois motores síncronos a ímãs permanentes. O motor PMSM1 (Figura 9) corresponde ao motor síncrono implementado na placa Altera DE-2 cujos parâmetros nominais estão listados na Tabela II.



Fig. 9. Plataforma experimental montada em laboratório.

O procedimento de validação adotado é o mesmo empregado para a caracterização experimental do motor síncrono a ímã permanente (PMSM1) usado na plataforma experimental [17].

No procedimento de validação, são testadas duas condições de operação: (i) gerador a vazio e, (ii) gerador com carga. O critério de validação adotado é o cálculo do erro médio quadrático (e_{mq}) entre o valor medido com a plataforma experimental (x_{med}) e o valor calculado pelo simulador FPGA-HIL (x_{calc}). O erro médio quadrático é calculado por:

$$e_{mq} = \frac{1}{N_a} \sum_{a=1}^{N_a} [x_{med}(a) - x_{calc}(a)]^2 \quad (28)$$

onde a é o índice da amostra, N_a o número de amostras, x representa o sinal elétrico em análise, tensão ou corrente.

1) *Operação como gerador a vazio*: o modelo do motor do motor síncrono a ímã permanente implementado na placa Altera DE-2 (FPGA) foi testado como gerador a vazio. A máquina é acionada à velocidade síncrona de 900 rpm (60 Hz). As tensões terminais obtidas são as tensões geradas pela máquina. Para os resultados apresentados $N_a = 688$ amostras.

A Figura 10 exibe as formas de onda da fem gerada $v_{s\alpha}$ para os dois sistemas e, o erro instantâneo entre as duas formas de onda. O erro médio quadrático para $v_{s\alpha}$ entre o modelo FPGA e o resultado experimental vale $0,303V^2/\text{amostra}$ ou 1,18%.

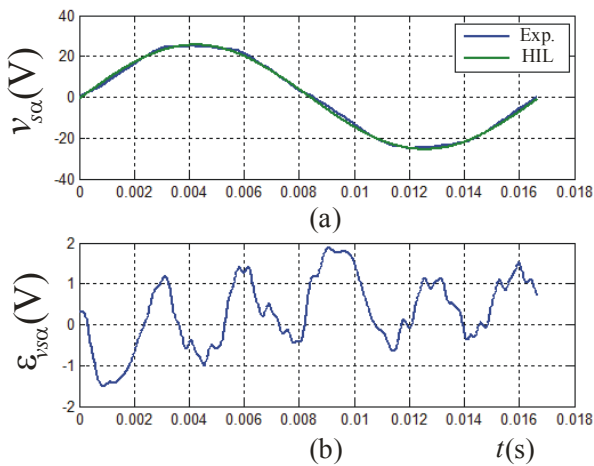


Fig. 10. Tensão $v_{s\alpha}$ gerada, operação como gerador a vazio: (a) plataforma experimental (linha azul) e modelo simulado em FPGA-HIL (linha verde), (b) erro instantâneo.

A Figura 11 apresenta as formas de onda da fcm gerada $v_{s\beta}$ para os dois sistemas e, o erro instantâneo entre as duas formas de onda. O erro médio quadrático para tensão $v_{s\beta}$ entre o modelo FPGA e o resultado experimental vale $0,366 \text{ V}^2/\text{amostra}$ ou $1,39\%$.

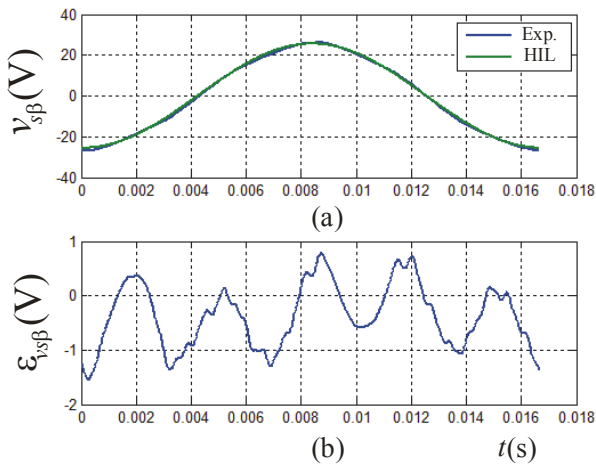


Fig. 11. Formas de onda da tensão $v_{s\beta}$ gerada, operação como gerador a vazio: (a) plataforma experimental (linha azul) e modelo simulado em FPGA-HIL (linha verde), (b) erro instantâneo.

2) *Operação como gerador com carga*: para operação como gerador com carga, máquina síncrona a ímã permanente foi acionada à velocidade síncrona e foram aplicadas a seus terminais uma carga trifásica resistiva de $10\Omega/100\text{W}$.

As correntes calculadas pelo modelo implementado na placa Altera DE-2 (FPGA) foram registradas e comparadas com aquelas obtidas pela plataforma experimental. Para os resultados apresentados $N_a = 688$ amostras.

A Figura 12 mostra as curvas da corrente $i_{s\alpha}$ para as duas plataformas e o erro instantâneo obtido. O erro médio quadrático para $i_{s\alpha}$ entre o modelo implementado no simulador FPGA-HIL e o resultado experimental vale $0,00823 \text{ A}^2/\text{amostra}$ ou $0,35\%$.

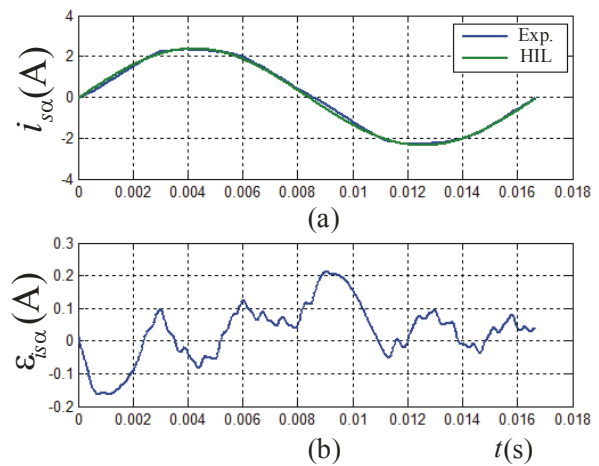


Fig. 12. Corrente $i_{s\alpha}$, operação como gerador com carga trifásica ($10\Omega/100\text{W}$): (a) plataforma experimental (linha azul) e simulador em tempo real FPGA-HIL (linha verde), (b) erro instantâneo.

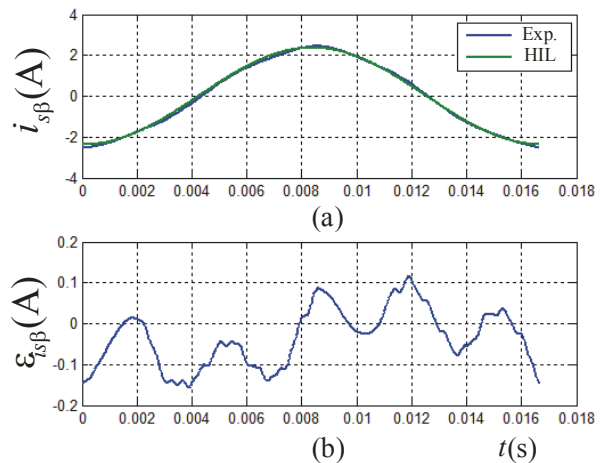


Fig. 13. Corrente $i_{s\beta}$, operação como gerador com carga trifásica resistiva ($10\Omega/100\text{W}$): (a) plataforma experimental (linha azul) e simulador em tempo real FPGA-HIL (linha verde), (b) erro instantâneo.

A Figura 13 exibe as formas de onda corrente $i_{s\beta}$ para os dois sistemas e o erro instantâneo entre as duas formas de onda. O erro médio quadrático para $i_{s\beta}$ entre o modelo FPGA e o resultado experimental vale $0,0061 \text{ V}^2/\text{amostra}$ ou $0,24\%$. A Tabela V lista os valores de erro médio quadrático para as tensões e correntes do modelo quando comparadas àqueles obtidos pela plataforma experimental.

TABELA V
Erros Médios Quadráticos Entre os Resultados do Simulador FPGA-HIL e da Plataforma Experimental

Variável	$e_{mq}(\%)$
$v_{s\alpha}$	1,18
$v_{s\beta}$	1,13
$i_{s\alpha}$	0,35
$i_{s\beta}$	0,24

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho propõe um simulador em tempo real para o motor síncrono a ímã permanente com força contra-eletromotriz senoidal. O modelo do motor síncrono foi implementado em uma placa de desenvolvimento Altera DE-2 (FPGA). O simulador foi integrado com um DSP na configuração HIL.

Os resultados de simulação da configuração HIL para o sistema de controle de velocidade do motor síncrono são coerentes com os resultados apresentados por um software comercial de simulação.

O modelo do motor síncrono implementado no dispositivo FPGA foi validado a partir da comparação com os resultados obtidos de uma plataforma experimental montada em laboratório. O procedimento de validação demonstra que o modelo implementado no simulador descreve adequadamente o modelo dinâmico da máquina.

O simulador em tempo real proposto pode ser utilizado em uma etapa anterior à implementação experimental. O sistema pode ser utilizado para avaliar outras condições de operação do sistema de acionamento, tais como: (i) o desempenho comparativo entre estratégias de controle de velocidade/corrente do motor; (ii) prever o comportamento do sistema em condições de falha da máquina, conversor de potência e/ou sensores. Além disso, a metodologia de implementação do simulador pode ser utilizada para a representação de outras máquinas elétricas (motores de indução trifásicos e motores síncronos a ímã permanente com feems não-senoidais).

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio financeiro para a realização do trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Bouscayrol, "Different Types of "Hardware-in-the-Loop" Simulation for Electric Drives", *In Proc. of IEEE ISIE 2008*, pp. 2146-2151, 2008.
- [2] S. Abourida, J. Bélanger, C. Dufour, "Real-Time HIL Simulation of a Complete PMSM Drive at 10 μ s Time Step", *in Proc. of EPE*, pp.1-9, 2005.
- [3] C. Dufour, G. Dumur, J.-N. Paquin, J. Bélanger, "A Multi-core PC-Based Simulator for the "Hardware-in-the-Loop" Testing of Modern Train and Ship traction Systems", *in Proc. of EPE-PEMC*, pp 1475-1480, 2008.
- [4] T. O. Bachir, J.-P. David, "FPGA-Based Real-Time Simulation of State-Space Models Using Floating-Point Cores", *in Proc. of EPE-PEMC*, pp. 26-31, 2010.
- [5] W. Song, T. Ould, J.-P. David, "FPGA-Based Real-Time Simulation of State-Space Models Using Floating-Point Cores", *in Proc. of EPE-PEMC*, pp. 26-31, 2010.
- [6] A. Gebregergis, P. Pillay, "Implementation of Fuel Cell Emulation on DSP and dSPACE Controllers in the Design of Power Electronic Converters", *IEEE*

Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 1, pp. 285-294, January/February 2010.

- [7] O. Lucía, I. Urriza, L. Barragán, D. Navarro, "Real-Time FPGA-Based "hardware-in-the-loop" Simulation Test Bench Applied to Multiple-Output Power Converters" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 853-860, March/April 2011.
- [8] C. Washington, J. Doman, "Creating Next Generation HIL Simulators with FPGA Technology", *in Proc. of IEEE AUTOTESTCON*, pp.1-6, 2010.
- [9] F. Vahid, *Sistemas Digitais: Projeto, Otimização e HDLs*, Ed. Artmed, Porto Alegre, 2008.
- [10] E. Duman, H. Can, E. Akin, "Real Time FPGA Implementation of Induction Machine Model - A Novel Approach", *in Proc. of IEEE ACEMP*, pp.600-607, 2007.
- [11] I. Bahri, M.-W. Naouar, E. Monmasson, I. Slama-Belkhouja, L. Charaabi, "Design of an FPGA-Based Real-Time Simulator for Electrical System", *in Proc. of EPE-PEMC*, pp. 1365-1370, 2008.
- [12] V. D. Colli, R. Di Stefano, F. Marignetti, M. Scarano, "Hardware in the Loop Simulation of a FPGA-based Speed and Position Observer for non-Salient Permanent Magnet Synchronous Motors", *in Proc. of IECON*, pp. 992-997, 2007.
- [13] V. D. Colli, R. Di Stefano, F. Marignetti, "A System-on-Chip Sensorless Control for a Permanent-Magnet Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp.3822-3829, October 2010.
- [14] A. Myaing, V. Dinavahi, "FPGA-Based Real-Time Emulation of Power Electronic Systems With Detailed Representation of Device Characteristics", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 358-368, December 2011.
- [15] A. F. Darba, F. De Belie, T. Vyncke, J. Melkebeek, "FPGA-Based Real-Time Simulation of Sensorless Control of PMSM Drive at Standstill", *in Proc. of SPEEDAM*, pp. 1063-1068, 2012.
- [16] E. M. Fernandes, D. R. Huller, A. C. Oliveira, A. M. N. Lima, "Estimação de Posição Rotórica para Motores Síncronos a Ímã Permanente Baseado em Sistema de Simulação em Tempo Real", *in Proc. of CBA*, pp. 1798-1805, 2012.
- [17] E. M. Fernandes, A. C. Oliveira, R. S. Miranda, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, M. B.R. Correa, M. A. Turqueti, "Determination of Parameters of Permanent-Magnet Synchronous Machine", *in Proc. of IEEE INDUSCON*, pp.1-6, 2006.

DADOS BIOGRÁFICOS

Eisenhower de Moura Fernandes, nascido em Campina Grande, Paraíba, em 1981. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2004), mestrado (2006) e doutorado em Engenharia Elétrica (2011) pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Desde maio de 2008, é Professor do Departamento de Engenharia Mecânica da UFCG. Em 2013, Prof. Eisenhower Fernandes foi Pesquisador-Visitante no Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC) na Universidade de Wisconsin-Madison, Madison, E.U.A., trabalhando no projeto de

sistemas de controle self-sensing de máquinas a ímã permanente. Suas áreas de interesse em pesquisa são: eletrônica de potência, sistemas de controle, instrumentação eletrônica e acionamentos de máquinas elétricas.

Prof. Eisenhower Fernandes é membro da SOBRAEP, da SBA, do IEEE e do Industrial Electronics Society (IEEE-IES). Desde 2011, é revisor da Revista Eletrônica de Potência da SOBRAEP.

Denis Ricardo Huller, nascido em Ijuí, Rio Grande do Sul. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2009) pela Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (Unijuí) e mestrado em Engenharia Elétrica (2014) pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Atualmente, é engenheiro na Universidade Federal do Vale do São Francisco (Univasf). Suas áreas de interesse em pesquisa são: eletrônica de potência e acionamentos elétricos.

Alexandre Cunha Oliveira, nascido em Fortaleza, Ceará, em 1970. Possui graduação em Engenharia Elétrica (1993), mestrado (1995) e doutorado (2003) pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Brasil. De 1996 a 2004, foi Professor do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão (CEFET-MA), 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. Prof. Alexandre Oliveira é membro da SOBRAEP.

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, nascido em Maceió, Alagoas. Possui graduação em Engenharia Elétrica (1996), mestrado (1997) e doutorado em Engenharia Elétrica (2002), pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB). Seu doutorado inclui seis meses de estágio na Universidade de Wisconsin-Madison, Madison, E.U.A. Realizou Pós-Doutorado de setembro a dezembro de 2006 na Université Henry Poincaré-Nancy, França. De outubro de 1997 a julho de 2004 lecionou no Centro Federal de Educação Tecnológica de Alagoas (CEFET-AL/Uned-PI). Desde julho de 2004 é Professor Adjunto da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) atuando nos cursos de graduação e pós-graduação. Seus interesses em pesquisa são voltados para as áreas de eletrônica industrial, acionamento de máquinas elétricas, falha em máquinas elétricas e energia renovável.

Welflen Ricardo Nogueira Santos, nascido em São Luís, Maranhão, em 1979. Possui curso técnico/profissionalizante em Eletrotécnica (1998) e graduação em Engenharia Elétrica (2004) pelo Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão (CEFET-MA), mestrado (2006) e doutorado em Engenharia Elétrica (2010) pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Desde 2010, é Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Piauí (UFPI). Suas áreas de interesse em pesquisa são: eletrônica de potência, automação industrial, sistemas de controle e acionamentos elétricos.

Prof. Welflen R. N. Santos é membro da SOBRAEP e do IEEE. Desde 2011, é revisor da IEEE Transactions on Power Electronics.