

OPERAÇÃO DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE SEIS FASES TOLERANTE A FALTAS

Reginaldo S. Miranda^{1,2}, Cursino B. Jacobina¹, Antonio Marcus N. Lima¹, Mauricio B. R. Corrêa¹, Luiz Antonio S. Ribeiro²

¹Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande
Caixa Postal 10105; 58109-970 Campina Grande, PB; Brasil
Fax: ++55(83)3310-1015; Fone: +55(83)3310-1136

²Departamento de Eletro-eletrônica – Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão
São Luis, MA, Brasil
e-mail: {rmiranda, jacobina, mbeltrao, amnlima }@dee.ufcg.edu.br

Resumo - Este trabalho investiga estratégias de controle de tensão e corrente de um motor de seis fases operando sob condições de falta. As estratégias de controle permitem a operação contínua e livre de perturbação do sistema de acionamento sem conexões adicionais de hardware com a perda completa de um braço do inversor ou fase do motor. As estratégias de controle apresentadas aqui são indicadas para operação sem ou com malha de controle de corrente (iguais ao controle Volts/Hz e controle vetorial com orientação pelo campo). Uma análise completa dos controles em tensão e corrente são apresentadas. Resultados de simulação e Experimentais demonstram a validade dos sistemas propostos.

Palavras-Chave – motor de seis fase, controle de corrente, tolerância a faltas.

FAULT TOLERANCE OPERATION OF A SIX-PHASE AC MOTOR DRIVE SYSTEM

Abstract – This paper investigates the voltage and current control strategies of a six-phase induction motor drive under fault conditions. The control strategies allow for continuous and disturbance free-operation of the drive without additional hardware connections with complete loss of one leg of the inverter or motor phase. The controls presented here are suitable for operation without or with current loop control strategies (like Volts/Hz control or Field Oriented Control strategies). A complete analysis of voltage and current controls are presented. Experimental and simulations results demonstrate the validity of the proposed systems.

Keywords – Six-Phase motor, Current control, Fault tolerance.

Artigo submetido em 3/2/2005. Primeira revisão em 15/4/2005.
Aceito sob recomendação dos editores especiais Marcelo G. Simões e Humberto Pinheiro.

I. INTRODUÇÃO

Máquinas de indução usadas em acionamentos em corrente alternada são normalmente acionadas por inversores fonte de tensão com Modulação por Largura de Pulso (PWM). Este tipo de acionamento é sensível a vários tipos de faltas. Quando uma dessas faltas ocorre, a operação do sistema deve ser interrompida para um procedimento de manutenção não programado. O custo deste procedimento pode ser alto e, portanto justifica o desenvolvimento de sistemas de acionamento tolerante a faltas para aplicações onde a confiabilidade é um fator importante. As soluções mais comuns nestes casos usam projetos conservativos ou sistemas que forneçam redundância total ou parcial ao sistema de acionamento.

Vários trabalhos têm sido publicados, tendo como foco principal o motor de indução trifásico, com o objetivo de fornecer algum tipo de tolerância a faltas. Os principais aspectos estudados investigam: o efeito das faltas no inversor sobre a operação da máquina elétrica [1], métodos de diagnósticos [2], [3], [4], [5], [6], [7], esquemas de reconfiguração para isolar o dispositivo de potência sob falta [8], [9], e técnicas de compensação para melhoria da confiabilidade no sistema de acionamento do motor [10], [11]. Recentemente em [12], foi realizada uma comparação entre as principais topologias de sistemas tolerantes a faltas encontradas na literatura. As topologias tratadas envolvem configurações com redundância de componentes (chaves e/ou fases do inversor), topologias com número reduzido de componentes, inversores em cascata e inversores trifásicos a quatro braços.

Como alternativa para fornecer tolerância a falta, sistemas multifases (mais de três fases) tem recebido atenção, devido a sua inerente redundância. O uso de máquinas multifases fornece um maior grau de liberdade como resultado do maior número de fases, além de diversas vantagens sobre a máquina de indução trifásica tais como: redução das oscilações de conjugado [13], redução da corrente por fase, redução no conteúdo harmônico da corrente do barramento CC [14], maior potência/conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume [15]. Técnicas PWM podem ser usadas para minimizar os harmônicos das correntes e diminuir as perdas na máquina além de fornecer capacidade

de operação sob condições de falta. Diferentemente da máquina trifásica na qual é necessária uma componente de seqüência zero para fornecer operação estável quando sujeita a uma falta, a máquina multifases, operando sob falta, com adequado controle não necessita de conexão do neutro para operar de forma balanceada [16].

O custo do conjunto conversor-máquina pode eventualmente aumentar com o número de fases. Mas quanto maior a potência, menos significativo se torna o aumento de custo [15]. Com isto, os acionamentos com máquinas multifases tornam-se convenientes em aplicações de alta potência tais como veículos elétricos, propulsão de navios, aplicações aeroespaciais, entre outras. Além disso, uma máquina multifases pode ser obtida do rebobinamento de uma máquina trifásica convencional. Estas características motivam o uso da máquina multifases como alternativa para solucionar os problemas associados aos custos, à confiabilidade da operação e ao desempenho do sistema de acionamento tolerante a faltas.

Um dos primeiros sistemas tolerante a faltas é utilizado em [17]. Neste trabalho a tolerância a falta foi introduzido pelo uso de múltiplas e independentes unidades monofásicas de acionamento para alimentar máquinas multifases. Em [18] foi usado decomposição vetorial para a modelagem de uma máquina de indução hexafásica com uma fase aberta e o conceito de regulação de corrente multi-dimensional para o controle das correntes da máquina. Em [19] é proposto um modelo generalizado para a análise da máquina hexafásica sob condições balanceadas e desbalanceadas. Em [16] a operação da máquina multifases foi estudada quando uma fase do motor é perdida. Este artigo focalizou os aspectos do controle de corrente. Entretanto, existem algumas estratégias de controle de conjugado em malha aberta (como o controle Volts/Hertz) que não usam a malha de corrente. Neste trabalho investiga-se o uso da máquina hexáfásica como parte do sistema de acionamento tolerante a faltas definindo algumas estratégias no controle do conversor para permitir a operação contínua e livre de perturbação do sistema de acionamento sem componentes adicionais ou reconfiguração do inversor. A idéia é definir, após a detecção e identificação da falta, novas referências de tensão ou corrente de forma a manter a operação balanceada das componentes dq no controle de conjugado da máquina. As principais contribuições deste trabalho são: *a*) Controle em tensão da máquina hexafásica sob falta; *b*) Controle em corrente da máquina hexafásica com neutro duplo e *c*) Definição de um controlador de corrente adequado ao sistema sob falta.

II MODELO DO SISTEMA

A. Modelo da Máquina

A máquina usada neste trabalho é uma máquina de seis fases compostas por dois enrolamentos trifásicos separados por um ângulo de 60° (Figura 1). Adotando um eixo de referência fixo no estator, o modelo matemático que descreve o comportamento da máquina de indução hexafásica pode ser escrito como [20].

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \quad (1)$$

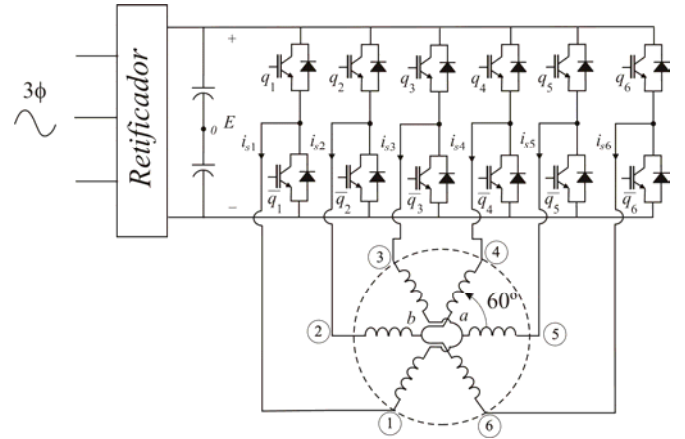


Fig. 1. Topologia do inversor hexafásico

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdq} - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rdq} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq} = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (4)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (5)$$

$$\mathbf{v}_{rxy} = r_r \mathbf{i}_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rxy} \quad (6)$$

$$\mathbf{v}_{soo'} = r_s \mathbf{i}_{soo'} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{soo'} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_{roo'} = r_r \mathbf{i}_{roo'} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{roo'} \quad (8)$$

$$T_e = Pl_{sr} (\mathbf{i}_{sq} \mathbf{i}_{rd} - \mathbf{i}_{sd} \mathbf{i}_{rq}) \quad (9)$$

onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ são os vetores no subespaço dq de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente; $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$ são os vetores no subespaço xy de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente, que não produzem conjugado eletromagnético; $\mathbf{v}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$, $\mathbf{i}_{soo'} = i_{so} + ji_{so'}$ são os vetores do estator para o subespaço oo' associados às componentes homopolares, para tensão e corrente, respectivamente, (as variáveis equivalentes para o rotor são obtidas pela substituição do índice s por r); T_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e rotor, l_s , l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias própria e de dispersão do estator e rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de pares de pólos da máquina.

As variáveis do estator $dqxyoo'$ podem ser obtidas das variáveis naturais 123456 usando a equação de transformação dada por [20]

$$\mathbf{w}_{s123456} = \mathbf{A}_s \mathbf{w}_{sdqxyoo'} \quad (10)$$

com $\mathbf{w}_{s123456} = [w_{s1} \ w_{s2} \ w_{s3} \ w_{s4} \ w_{s5} \ w_{s6}]^T$, $\mathbf{w}_{sdqxyoo'} = [w_{sd} \ w_{sq} \ w_{sx} \ w_{sy} \ w_{so} \ w_{so'}]^T$ e

$$\mathbf{A}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Os vetores $\mathbf{w}_{s123456}$ e $\mathbf{w}_{sdqxyoo'}$ podem ser ou tensão, corrente ou fluxo. Esta matriz de transformação é tal que $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T$ e o coeficiente $\frac{1}{\sqrt{3}}$ tornam a transformação invariante em potência.

B. Modelo do conversor

O conversor é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6$. O estado de condução das chaves é representado por variáveis binárias q_i e \bar{q}_i ($i=1$ a 6): $q_i=1$ ou $\bar{q}_i=0$ indicam chaves fechadas, enquanto $q_i=0$ ou $\bar{q}_i=1$ indicam chaves abertas. Os pares, $q_1 \bar{q}_1, q_2 \bar{q}_2, q_3 \bar{q}_3, q_4 \bar{q}_4, q_5 \bar{q}_5$ e $q_6 \bar{q}_6$ são complementares.

Antes da falta (Fig. 1) as tensões de pólo da máquina são dadas por

$$v_{10} = v_{s1} + v_{a0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (12)$$

$$v_{20} = v_{s2} + v_{b0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (13)$$

$$v_{30} = v_{s3} + v_{a0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (14)$$

$$v_{40} = v_{s4} + v_{b0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \quad (15)$$

$$v_{50} = v_{s5} + v_{a0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} \quad (16)$$

$$v_{60} = v_{s6} + v_{b0} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} \quad (17)$$

onde E é a tensão do barramento CC , v_{si} ($i=1$ a 6) são as tensões de fase da máquina e v_{a0} e v_{b0} são as tensões de neutro da máquina referidas ao ponto central, '0', do barramento CC , respectivamente.

II. CONTROLE DE TENSÃO

Admitindo que a fase 1 ou o braço 1 do sistema mostrado na Fig. 1 está aberto, o conversor pós-falta é um conversor de cinco braços composto pelas chaves $q_2 \bar{q}_2, q_3 \bar{q}_3, q_4 \bar{q}_4, q_5 \bar{q}_5$ e $q_6 \bar{q}_6$. Neste trabalho, a compensação da falta é baseada na modificação das tensões de referência usadas para comandar as chaves remanescentes do inversor. Para obter as novas referências, é necessário analisar as condições de contorno após a falta. A análise é realizada no plano $dqxyoo'$ a partir da transformação (10). Consideram-se dois casos: no primeiro, os neutros dos dois conjuntos trifásicos são

isolados e no segundo o neutro é único para os dois conjuntos.

A. Neutros desconectados

Com neutro desconectado, as componentes de tensão v_{so} e $v_{so'}$ são naturalmente nulas, e o modelo da máquina se reduz àquele representado pelas componentes de eixos dq e xy . Se a fase 1 está aberta, a tensão v_{s1} torna-se uma variável de saída que pode ser representada algebricamente a partir de (10) com $v_{so} = v_{so'} = 0$, por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{sd} + v_{sx}) \quad (18)$$

Para manter a operação balanceada da máquina, é necessário impor as componentes de eixos dq para controlar o conjugado eletromagnético da máquina. Como v_{s1} agora é uma variável de saída, v_{sx}^* deve ser definida de forma a satisfazer (19), o que resulta diretamente em

$$v_{sx}^* = \sqrt{3} v_{s1} - v_{sd}^* \quad (19)$$

A escolha da componente de tensão v_{sy}^* não é única. Ela pode ser determinada a partir da imposição de algumas restrições. Uma solução é obtida se $v_{sy}^* = 0$, de forma a minimizar as distorções nas correntes de fase. Note que se um braço diferente for perdido, v_{sx}^* dependerá de v_{sy}^* e uma outra condição deverá ser incluída para determinar v_{sx}^* e v_{sy}^* . Para simplificar a análise a matriz de transformação dada em (10) pode ser usada, para rotacional o sistema de coordenadas, de forma que o problema possa ser tratado considerando-se que a falta sempre ocorre na fase 1.

As tensões de referência de v_{s2}^* a v_{s6}^* podem ser obtidas aplicando-se em (10) as referências $v_{sd}^*, v_{sq}^*, v_{sx}^*$ e v_{sy}^* com $v_{so}^* = v_{so'}^* = 0$ e v_{s1} medido o que resulta em

$$v_{s2}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t - 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (20)$$

$$v_{s3}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (21)$$

$$v_{s4}^* = 2V_m \cos(\omega t - 180^\circ) + v_{s1} \quad (22)$$

$$v_{s5}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (23)$$

$$v_{s6}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t + 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (24)$$

A operação balanceada da máquina hexafásica é obtida se estas tensões forem sintetizadas pelo conversor e aplicadas de forma adequada. Note que as amplitudes das tensões não são iguais e em algumas delas a magnitude é maior que o caso com seis fases. Devido a presença da tensão de fase aberta somada às referências, fica difícil obter um equilíbrio nas amplitudes das tensões. No entanto, é possível obter uma outra solução pela escolha adequada de v_{sy}^* diferente de zero. Definindo novas restrições como $|v_{s2}^*| = |v_{s3}^*|$ e $|v_{s5}^*| = |v_{s6}^*|$ chega-se a um valor de $v_{sy}^* = -\frac{1}{3}v_{sq}^*$. Dessa forma as tensões de fase de referência tornam-se:

$$v_{s2}^* = 1.1547V_m \cos(\omega t - 30^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (25)$$

$$v_{s3}^* = 1.1547V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (26)$$

$$v_{s4}^* = 2V_m \cos(\omega t - 180^\circ) + v_{s1} \quad (27)$$

$$v_{s5}^* = 1.1547V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (28)$$

$$v_{s6}^* = 1.1547V_m \cos(\omega t + 30^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (29)$$

Apesar das amplitudes mais equilibradas, com neutro duplo não há liberdade para impor mesmas amplitudes a todas as parcelas que compõem as referências de tensão.

B. Neutros conectados

Com os neutros conectados, as componentes de tensão $xyoo'$ podem ser definidas de forma diferente e um maior grau de liberdade é atingido nesta solução. A tensão de fase aberta é definida neste caso como

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(v_{sd} + v_{sx} + \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{so} + v_{so'}) \right) \quad (30)$$

A solução que satisfaz esta equação pode ser obtida impondo-se um conjunto de restrições sobre as tensões de fase de referência. A análise é realizada desprezando-se, inicialmente, a contribuição da tensão de fase aberta. Define-se que as tensões de referência devem ter a mesma amplitude e que o sistema deve ser equilibrado. O termo da tensão de fase aberta é somado a solução final e o conjunto de referências resultantes desta análise será dado por

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - 0.6484v_{sd}^* \quad (31)$$

$$v_{sy}^* = -0.3681v_{sd}^* \quad (32)$$

$$v_{so}^* = 0 \quad (33)$$

$$v_{so'}^* = -0.4972v_{sd}^* \quad (34)$$

Estas referências, definem um novo conjunto de tensões de referência de fase como

$$v_{s2}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t - 24.96^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (35)$$

$$v_{s3}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t - 114.0^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (36)$$

$$v_{s4}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t - 180^\circ) + v_{s1} \quad (37)$$

$$v_{s5}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (38)$$

$$v_{s6}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t + 30^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (39)$$

C. Controle PWM

A síntese das tensões de referência no inversor de tensão é realizada através de modulação PWM. Nesse trabalho a geração do padrão PWM usa uma abordagem por fase [21]. Neste caso a tensão de pólo de referência deve ser determinada das tensões de fase desejadas da máquina. Considerando que as tensões de fase de referência da máquina são dadas por v_{si}^* , ($i = 2$ a 6), e usando (13)-(17), então as tensões de pólo podem ser expressas por

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{b0}^* \quad (40)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + v_{a0}^* \quad (41)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + v_{b0}^* \quad (42)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^* + v_{a0}^* \quad (43)$$

$$v_{60}^* = v_{s6}^* + v_{b0}^* \quad (44)$$

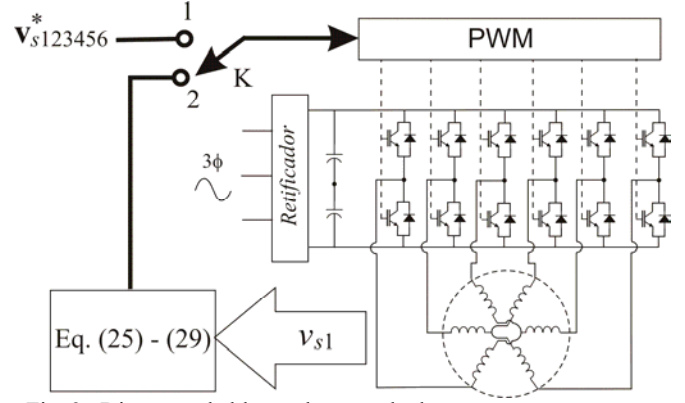


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle de tensão proposto para o sistema tolerante a falta.

Note que estas equações não podem ser resolvidas a menos que v_{a0}^* e v_{b0}^* sejam especificadas. As tensões v_{a0}^* e v_{b0}^* podem ser calculadas como uma função do fator de distribuição μ ($0 < \mu < 1$) para cada grupo, como é considerado para conversores trifásicos [21], [22]. Para o caso de neutros conectados, $v_{a0}^* = v_{b0}^*$. Determinados v_{a0}^* e v_{b0}^* e substituindo v_{s2}^* a v_{s6}^* em (40)-(44), os valores de v_{20}^* a v_{60}^* podem ser calculados em função de v_{sd}^* , v_{sq}^* e v_{s1} .

A largura de pulso dos sinais das chaves de potência é determinada por

$$\tau_i = T_s \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{i0}^*}{E} \right), \quad i = 2 \text{ a } 6 \quad (45)$$

Como v_{s2}^* a v_{s6}^* dependem da tensão de saída v_{s1} , os limites de tensão do conversor necessários para alimentar a máquina dependem dos parâmetros da máquina.

A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle de tensão, considerando que a falta ocorre na fase 1. A chave **K** seleciona as referências de tensão de fase para a operação antes, 1, e após, 2, a falta. Para o caso de neutros conectados, basta substituir as equações (25)-(29) pelas equações (35)-(39) no bloco de cálculo das referências.

IV. CONTROLE DE CORRENTE

Se a máquina é controlada por uma estratégia que necessita de uma malha de corrente, o método apresentado pode ser facilmente adequado ao controle de corrente substituindo-se as tensões por correntes na análise de cada caso. A condição básica nestes casos é que a corrente no braço da fase que está aberto seja nula. Definidas as novas referências de correntes após a detecção da falta é necessário definir uma estratégia de controle das correntes com propriedades de tolerância a faltas. Nesta seção, apenas o caso da máquina com neutro duplo é considerado. Análise da máquina hexafásica com neutro conectado para o controle de corrente pode ser encontrada em [16].

O objetivo é o mesmo do caso em tensão, ou seja, após a falta definir novas referências de modo manter a operação balanceada da máquina. Se a fase 1 é perdida e utilizando a equação de transformação (10) com $i_{so} = i_{so'} = 0$, $i_{s1} = 0$ e segue que

$$i_{sx}^* = -i_{sd}^* \quad (47)$$

A componente i_{sy}^* é livre. Em particular se a escolha for

$$i_{sy}^* = 0 \quad (48)$$

resulta no seguinte conjunto de tensões de referência a partir da matriz de transformação (10):

$$i_{s2}^* = 1.3229I_m \cos(\omega t - 40.1^\circ) \quad (49)$$

$$i_{s3}^* = 0.8660I_m \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (50)$$

$$i_{s4}^* = 2I_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (51)$$

$$i_{s5}^* = 0.8660I_m \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (52)$$

$$i_{s6}^* = 1.3229I_m \cos(\omega t + 40.1^\circ) \quad (53)$$

Na tentativa de obter-se uma distribuição mais equilibrada das correntes da máquina hexafásica, uma outra solução pode resultar da escolha da corrente i_{sy}^* diferente de 0. Definindo novas restrições como $|i_{s2}^*| = |i_{s3}^*|$ e $|i_{s5}^*| = |i_{s6}^*|$ chega-se a um valor de $i_{sy}^* = -\frac{1}{3}i_{sq}^*$. Dessa forma as correntes de fase tornam-se:

$$i_{s2}^* = 1.1547I_m \cos(\omega t - 30^\circ) \quad (54)$$

$$i_{s3}^* = 1.1547I_m \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (55)$$

$$i_{s4}^* = 2I_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (56)$$

$$i_{s5}^* = 1.1547I_m \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (57)$$

$$i_{s6}^* = 1.1547I_m \cos(\omega t + 30^\circ) \quad (58)$$

Com ambas as referências é possível produzir o mesmo conjugado do caso em que a máquina opera com as seis fases. Note que não é necessária nenhuma corrente de seqüência zero, pois a corrente no neutro nos dois casos é zero. Se for necessário que as correntes tenham as mesmas amplitudes os neutros dos dois conjuntos trifásicos devem ser ligados juntos.

A. Estratégia de Controle de Corrente

Uma grande variedade de esquemas de controle de corrente tem sido investigadas e propostas para a regulação de corrente em malha fechada de inversores trifásicos. O modelo da máquina hexafásica permite que estas técnicas sejam extendidas para o acionamento da máquina hexafásica. Alguns esquemas de controle de corrente discreto (controle PI estacionário ou síncrono, preditivo e realimentação de estado, por exemplo) podem ser empregados, eficientemente, para controlar as correntes do estator, numa implementação digital. Para operação com sinais CA, uma lei de controle linear do tipo PI ou PID pode ser usada. Entretanto, uma ampla largura de faixa é requisito para operação com erro de regime aceitável. Por outro lado, o controlador PI padrão no referencial síncrono permite obter erro nulo em regime. Entretanto, para operação desbalanceada onde as tensões são contaminadas com componentes de seqüência negativa, o regulador PI síncrono não garante erro nulo.

Na condição pós falta, as componentes de correntes de referência xy são desbalanceadas. Neste caso um regulador que garanta erro de regime nulo na condição desbalanceada se torna necessário. Para atender as exigências antes e após a falta, neste trabalho foi usado um controlador de corrente

linear composto de módulos de controle de seqüência positiva e negativa [23]. Este controlador pode ser implementado em variáveis de fase. No entanto, é mais simples implementar o controlador em termos das variáveis $dqxy$ do estator. Como apenas as componentes de eixo xy são desequilibradas, para a condição pós falta o controlador de dupla seqüência pode ser implementado apenas neste plano, enquanto um controlador síncrono de seqüência positiva é usado para regular as componentes de eixos dq . Esta situação simplifica a estrutura do regulador para operação em ambas as situações.

A implementação do controlador no referencial síncrono de seqüência positiva necessita da matriz de transformação do referencial estacionário para referencial síncrono e vice-versa. Este esquema pode ser emulado no referencial estacionário para evitar estas transformações [24]. O modelo do controlador pode ser descrito por

$$\frac{d\mathbf{x}_{sw}^+}{dt} = k_i^+ \xi_{sw}^+ + j\omega \mathbf{x}_{sw}^+ \quad (59)$$

$$\mathbf{v}_{sw}^{+*} = \mathbf{x}_{sw}^+ + k_p^+ \xi_{sw}^+ \quad (60)$$

onde $\xi_{sw}^+ = \mathbf{i}_{sw}^{+*} - \mathbf{i}_{sw}^+$ é o erro do vetor de corrente; k_i^+ e k_p^+ são os ganhos dos controladores e \mathbf{v}_{sw}^{+*} é a saída do controlador ou tensão de referência. O índice sw representa os eixos d e q do estator. A versão discreta deste controlador é dada por

$$\mathbf{x}_{sw}^+(k) = e^{j\omega h} \mathbf{x}_{sw}^+(k-1) + jk_i^+ \left(\frac{1 - e^{j\omega h}}{\omega} \right) \xi_{sw}^+(k-1) \quad (61)$$

$$\mathbf{v}_{sw}^{+*}(k) = \mathbf{x}_{sw}^+(k) + k_p^+ \xi_{sw}^+(k) \quad (62)$$

O controlador de dupla seqüência é composto por dois controladores PI síncronos, sendo um de seqüência positiva (girando a $+\omega$) e outro de seqüência negativa (girando a $-\omega$). Os dois controladores operam simultaneamente e suas saídas são adicionadas. A lei de controle para o controlador de seqüência negativa emulado no referencial estatórico é obtida substituindo-se o sobrescrito $+$ por $-$ nas equações (59)-(62). Particularmente, o uso dos mesmos ganhos para os controladores PI de seqüência positiva e negativa simplifica o modelo do controlador quando emulado no referencial estacionário. Dessa forma o modelo do controlador de dupla seqüência no referencial estacionário pode ser dado por [23]:

$$\frac{d\mathbf{x}_{sw}}{dt} = \mathbf{x}'_{sw} + 2k_i \xi_{sw} \quad (63)$$

$$\frac{d\mathbf{x}'_{sw}}{dt} = -\omega \mathbf{x}_{sw} \quad (64)$$

$$\mathbf{v}_{sw}^* = \mathbf{x}_{sw} + 2k_p \xi_{sw} \quad (65)$$

onde sw neste caso, representa as componentes de eixos x e y do estator.

A versão discreta do controlador descrito pelas equações (63)-(65) usando um segurador de ordem zero é dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{sw}(k) &= \cos(\omega h) \mathbf{x}_{sw}(k-1) + \frac{1}{\omega} \sin(\omega h) \mathbf{x}'_{sw}(k-1) + \dots \\ &\quad + 2k_i \frac{1}{\omega} \sin(\omega h) \xi_{sw}(k-1) \end{aligned} \quad (66)$$

$$\mathbf{x}'_{sw}(k) = -\omega \sin(\omega h) \mathbf{x}_{sw}(k-1) + \cos(\omega h) \mathbf{x}'_{sw}(k-1) + \dots$$

$$+ 2k_i \frac{1}{\omega} [\cos(\omega h) - 1] \xi_{sw}(k-1) \quad (67)$$

$$\mathbf{v}_{sw}^*(k) = \mathbf{x}_{sw} + k_p \xi_{sw}(k) \quad (68)$$

onde, $k = 0, 1, 2, \dots$, representa o kh tempo discreto, h é o período de amostragem.

A Figura 3 apresenta o diagrama de blocos da estratégia proposta para o controle de corrente. O bloco **R** representa os controladores de corrente dos eixos d , q , x ou y implementados pelas equações (61)-(62) e (66)-(68). O bloco \mathbf{A}_s^{-1} representa a transformação das correntes de fase para o plano $dqxy$. A chave **K** seleciona as referências de correntes xy para a operação antes, 1, e após, 2, a falta.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

A avaliação inicial das estratégias foi realizada com o auxílio de um programa de simulação implementado em linguagem C. Alguns resultados foram condicionados para demonstrar a validade das estratégias. A condição de falta é introduzida no instante $t = 0.04s$. A simulação da máquina com uma fase aberta foi realizada assumindo-se corrente nula na fase como uma restrição. A manipulação das equações da máquina para esta condição define a tensão de fase aberta. Esta tensão é aplicada na máquina para manter a corrente nula na fase. Nas Figuras 4 e 5 são apresentados os resultados relativos à compensação de uma falta de fase na máquina hexafásica de 60° com neutro duplo para a técnica de controle de tensão. Na Figura 4 apresenta-se as correntes i_{sd} e i_{sq} . Nesta figura, observa-se que, a falta é compensada a partir da definição de novas referências de tensão, que mantêm o mesmo vetor corrente da operação normal. Na Figura 5 são apresentadas as correntes de fase da máquina. As correntes de fase não são balanceadas. Nas Figuras 6 e 7 são apresentados os resultados de simulação para a compensação de uma falta de fase com controle de corrente. Na Figura 6, as correntes i_{sd} e i_{sq} para operação antes e depois da falta são apresentadas. Após a falta, novas referências de corrente são definidas e o controlador de corrente impõe as tensões necessárias para manter a operação balanceada das componentes dq . Na Figura 7 são mostradas as correntes de fase da máquina. A Figura 8 apresenta o conjugado eletromagnético da máquina antes e após a falta quando a máquina está operando sob controle com orientação pelo campo. Note que após um pequeno transitório o conjugado não é afetado pela condição de falta.

Alguns resultados experimentais são mostrados nas Figuras 9, 10 e 11. Na realização destes testes, a operação da máquina foi controlada segundo as técnicas de controle em tensão e em corrente. Estes resultados demonstram o comportamento do sistema na condição de operação pós-falta. A Figura 8 apresenta o resultado de correntes i_{sd} e i_{sq} para a máquina com neutro duplo com controle em tensão quando a fase 1 é perdida. Nas Figuras 9 e 10 são mostradas as correntes i_{sd} , i_{sq} e as correntes de fase para a máquina de 60° com neutro duplo com controle em corrente. Estes resultados demonstram como as estratégias de compensação

mantêm as correntes dq equilibradas para a operação pós-falta.

No sistema estudado a operação da máquina pode ser realizada com o mesmo nível de potência da condição pré falta. Para isso a tensão do barramento deve ser aumentada de 30% daquele para o caso antes da falta. Caso contrário, a operação balanceada só é possível com uma tensão de barramento de 70% do caso sem falta. Estas taxas dependem das características da máquina em teste.

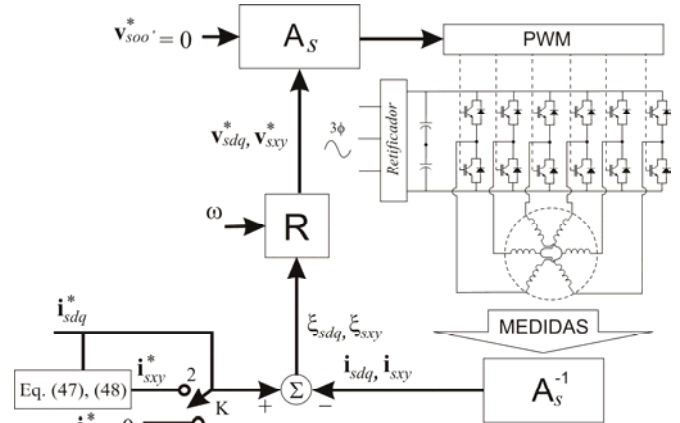


Fig. 3. Diagrama de blocos do controlador de corrente proposto para o sistema tolerante a falta.

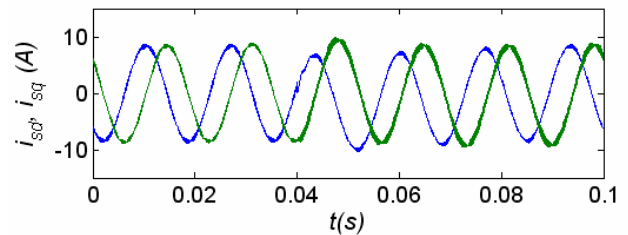


Fig. 4. Correntes i_{sd} e i_{sq} antes e após a compensação da falta.

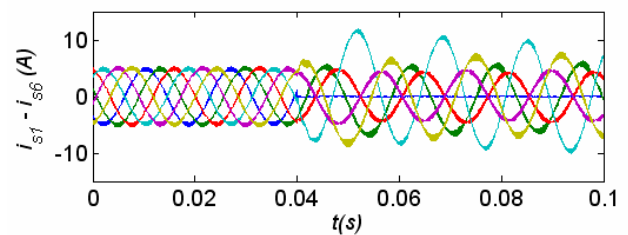


Fig. 4. Correntes i_{s1} a i_{s6} antes e após a compensação da falta.

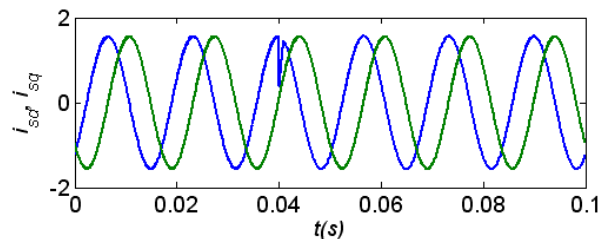


Fig. 6. Correntes i_{sd} e i_{sq} antes e após a compensação da falta.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo investigou o controle de tensão e de corrente de um motor de seis fases sob condições de falta. Falta do tipo fase aberta foi considerada. As estratégias de controle fornecem operação contínua e livre de perturbação sem nenhuma conexão de hardware adicional com perda completa de um braço do inversor ou fase do motor. Resultados experimentais e de simulação demonstram a validade das soluções propostas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro à realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. Kastha, B. K. Bose, "Investigation of Fault Modes of Voltage-Fed Inverter System Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 1028-1038, July/August, 1994.
- [2] K. Debebe, V. Rajagopalan, T. S. Sankar, "Expert System for Fault Diagnosis of VSI Fed AC Drives", in *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 368-373, 1991.
- [3] F. Blabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, P. Thøgersen, "Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VS Inverters: A Review and a Novel Solution", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1241-1253, September/October, 1997.
- [4] K. S. Smith, L. Ran, J. Penman. "Real-Time Detection of Intermittent Misfiring in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction-Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 468-476, August, 1997.
- [5] R. Peugeot, S. Courtine, J. P. Rognon, "Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1318-1326, November/December, 1998.
- [6] A. M. S. Mendes, A. J. Marques, "Voltage Source Inverter Fault Diagnosis In Variable Speed AC Drives, by The Average Current Park's Vector Approach", in *Proc. of IEEE IEMDC*, pp. 704-706, 1999.
- [7] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, EUA, v. 18, no. 2, pp. 587-593, March, 2003.
- [8] T. H. Liu, J. R. Fu, T. A. Lipo, "A Strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 01, no. 5, pp. 1015-1020, 1993.
- [9] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, "Experimental Fault-tolerant Control of PMSM Drive", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1134-1141, October, 2000.
- [10] R. Spee, A. K. Wallace, "Remedial Strategies for Brushless DC Drive Failures", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 2, pp. 259-266, March/April, 1990.

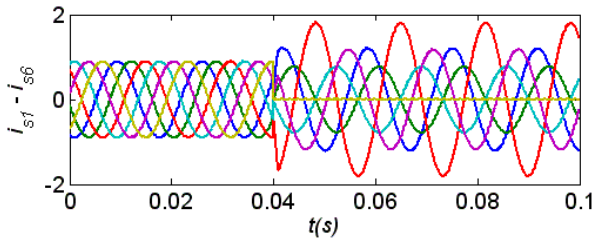


Fig. 7. Correntes i_{s1} e i_{s6} antes e após a compensação da falta.

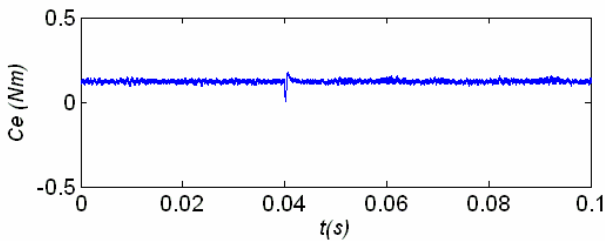


Fig. 8. Conjugado C_e antes e após a compensação da falta

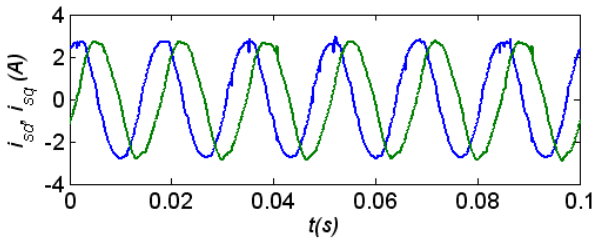


Fig. 9. Correntes experimentais i_{sd} e i_{sq} após a compensação da falta com controle em tensão.

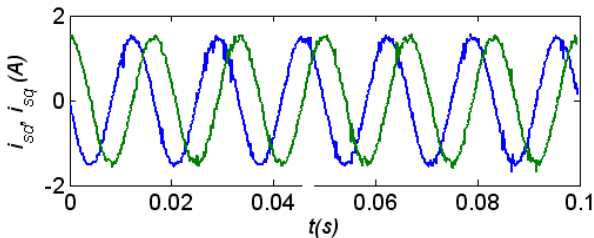


Fig. 10. Correntes experimentais i_{sd} e i_{sq} após a compensação da falta com controle de corrente.

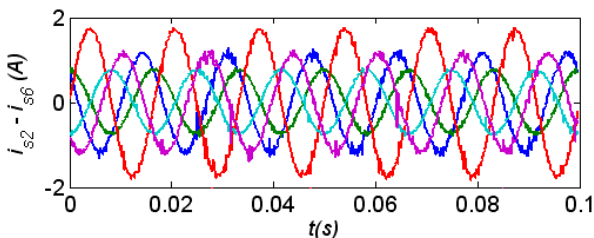


Fig. 11. Correntes experimentais i_{s2} e i_{s2} após a compensação da falta com controle de corrente.

- [11] D. Kastha, B. K. Bose, "Investigation of Fault Modes of Voltage-Fed Inverter System for Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 802-811, July/August, 1995.
- [12] B. A. Welchco, T. A. Lipo, T. M. Janhs, S. E. Schulz, "Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies; A comparison of Features, Cost, and Limitations", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 3, pp. 321-331, May/June, 2003.
- [13] M. A. Abbas, R. Christen, T. M. Janhs, "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 321-331, September/October, 1984.
- [14] R. Bojoi, M. Chiadò Caponet, G. Grieco, M. Lazzari, F. Profumo and A. Tenconi, "Computation and measurements of the dc link current in six-phase voltage source PWM inverters for ac motor drives", in *Proc. of PCC'02*, pp. 953-958, 2002.
- [15] H. A. Tolliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications – Experimental Results", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, December, 1994.
- [16] J. R. Fu, T. A. Lipo, "Disturbance Free Operation of a Multiphase Current Regulated Motor Drive with an Opened Phase", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 1267-1274, September/October, 1993.
- [17] T. M. Janhs, "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 3, pp. 321-331, May/June, 1980.
- [18] Y. Zhao, T. A. Lipo, "Modeling and Control of a Multi-phase Induction Machine with Structural Unbalance", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 570-577, September, 1996.
- [19] V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh, "Modeling of a Multi-phase Induction Machine under Fault Condition", in *Proc. of International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 92-97, July, 1999.
- [20] D. C. White, H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, John Wiley & Sons, 1959.
- [21] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, P. F. Seixas, "Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 351-359, May., 2001.
- [22] V. Blasko, "A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods", in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1872-1878, 1996.
- [23] C. B. Jacobina and M. B. de R. Correa and R. F. Pinheiro and E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, "Modeling and Control of Unbalanced Three-phase Systems Containing Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1807-1816, November/December, 1986.
- [24] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of a current-regulated

pwm inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 687-690, July/August, 1986.

DADOS BIOGRÁFICOS

Reginaldo Sousa Miranda, nascido em 23/11/1972 em São Luis MA, é engenheiro eletricitista (1997) e mestre (2001) pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA). Desde 1998 é professor do Departamento de Eletro-Eletrônica do CEFET-MA, São Luis. Atualmente, está na Universidade Federal de Campina Grande realizando seu Doutorado. Suas áreas de interesse são: acionamentos de máquinas elétricas, Sistemas de Controle e Eletrônica de Potência. É membro do IEEE.

Cursino Brandão Jacobina, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Desde abril de 2002 é professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas Elétricas, Sistemas de Controle e Identificação de Sistemas. É Membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.

Antonio Marcus Nogueira Lima, nasceu em Recife - Pernambuco, em 15/03/1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1982 e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela mesma instituição em 1985. Obteve o grau de doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França, em 1989. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seus principais interesses de pesquisa são sistemas de acionamento com máquinas elétricas, instrumentação eletrônica e sistemas de controle. É Membro da SBA e do IEEE. É Membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, nascido em 1973 em Maceió, Alagoas, é engenheiro eletricitista (1996), mestre (1997) e doutor em Engenharia Elétrica (2002) pela Universidade Federal da Paraíba. De 1997 até junho de 2004 foi professor do CEFET-AL/UNED-P.In.. Desde julho de 2004 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Automação e Energias Renováveis. É Membro do IEEE.

Luiz Antonio de Souza Ribeiro, nasceu em São Luís - Maranhão, em 26 de outubro de 1967. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA). Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, em 1995 e 1998, respectivamente. No período de dezembro/1996 à fevereiro/1998 participou do programa de doutorado Sanduíche (CNPq) na Universidade de Wisconsin - Madison, EUA. Atualmente é Professor do Departamento de Eletro-Eletrônica do CEFET-MA. Sua área de maior interesse é estimação de parâmetros, posição e velocidade de motores de indução e acionamentos com máquinas elétricas. É Membro do IEEE.