

# ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS E CONTROLE DE UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO DURANTE A SINCRONIZAÇÃO COM A REDE ELÉTRICA

Celso R. Schmidlin Jr.<sup>1</sup>, Francisco Kleber de A. Lima<sup>2</sup>, Tobias R. Fernandes Neto<sup>2</sup>, Carlos Gustavo C. Branco<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Maracanaú – CE, Brasil

<sup>2</sup> Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, Brasil

e-mail: celso@ifce.edu.br, klima@dee.ufc.br, tobias@dee.ufc.br, gustavo@dee.ufc.br

**Resumo** – O modelo matemático clássico do gerador de indução duplamente alimentado não considera as perdas no núcleo magnético e suplementares. Porém, ele é válido quando o gerador entrega sua potência nominal, o que não ocorre no processo de sincronização, onde o gerador está a vazio. Em geral, os modelos que consideram essas perdas tornam o equacionamento mais complexo. Neste sentido, este artigo propõe que se considerem estas perdas como agrupadas na resistência do rotor, o que mantém as equações da máquina inalteradas. Ainda, apresenta-se um método simplificado para a estimação dos parâmetros do circuito do rotor, os quais são utilizados para sintonizar os controladores de corrente durante o processo de sincronização à rede elétrica. Os resultados de simulação e experimentais confirmam a eficácia da abordagem proposta.

**Palavras-Chave** – Estimação de Parâmetros, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Sincronização.

## PARAMETER ESTIMATION AND CONTROL OF A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR DURING THE SYNCHRONIZATION WITH THE GRID

**Abstract** – The conventional mathematical model of the doubly-fed induction generator does not take into account the magnetic core and the stray load losses. However, this model is valid when the generator delivers its rated power, which does not occur during the synchronization process, as it is a no-load situation. In general, the models that consider these losses make the equations more complex. Thus, this paper proposes to consider these losses as grouped in the rotor resistance, which keeps unchanged the machine equations. In addition, a simplified method is presented for estimation of rotor circuit parameters, which are used to tune the current controllers during the process of synchronization with the grid. The simulation and experimental results confirm the effectiveness of the proposed approach.<sup>1</sup>

**Keywords** – Parameter Estimation, Doubly-Fed Induction Generator, Synchronization.

## NOMENCLATURA

$x, X$	Variáveis nos domínios do tempo e frequência.
$\bar{x}$	Variável em regime permanente.
$\Delta x$	Varição do valor de $x$ em relação a um ponto.
$\Delta \bar{x}$	Diferença entre dois valores de $\bar{x}$ .
$x_d, x_q$	Variáveis nos eixos $d, q$ .
$x_s, x_r, x_g$	Variáveis do estator, rotor, rede.
$x_{r'}$	Variável do rotor referida ao estator.
$x_l$	Variável de dispersão.
$x_m$	Variável relativa ao eixo mecânico.
$x_\phi$	Variável relativa ao fluxo concatenado.
$r$	Resistência.
$L$	Indutância.
$L_M$	Indutância de magnetização.
$n$	Número de pares de polos.
$a$	Relação de espiras (rotor / estator).
$\omega$	Frequência angular.
$\phi$	Fluxo concatenado.
$\theta$	Ângulo.
$v$	Tensão.
$i$	Corrente.
$P$	Potência ativa.
$Q$	Potência reativa.
$t$	Tempo.
$d$	Derivada.
$s$	Operador de Laplace.
$F$	Função de transferência.
$K$	Constante (ganho).
$T$	Constante de tempo.
$\xi$	Fator de amortecimento.

## I. INTRODUÇÃO

Das diversas fontes de energia renovável, a energia eólica é abundante e limpa, sendo estes os principais motivos do seu crescimento ser mais significativo do que as demais [1]. Hoje, o conceito mais atraente de sistema de conversão eólico-elétrico (SCEE) de alta potência é o de velocidade variável [1], [2]. Dentre suas diversas vantagens, destaca-se a maior extração de energia, já que os sistemas de controle rastreiam o ponto de máxima potência em função da velocidade do vento.

<sup>1</sup>Artigo submetido em 25/07/2017. Primeira revisão em 26/09/2017. Aceito para publicação em 04/11/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

Dos SCEEs de velocidade variável, o baseado no gerador de indução de rotor bobinado, num arranjo em que é tratado como gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês *Doubly-Fed Induction Generator*), tem dominado o mercado [1]-[3]. O estator do gerador é diretamente conectado à rede, enquanto o rotor é alimentado por dois conversores bidirecionais conectados em *back-to-back*, com um elo de corrente contínua (CC) entre eles [3]-[5]. Um destes conversores é conectado à rede (conversor do lado da rede, CLR) através de um filtro (L, LC ou LCL) e é responsável pelo controle da tensão do elo CC, enquanto o outro é conectado ao rotor (conversor do lado da máquina, CLM) e tem como função o controle das potências ativa e reativa geradas no estator do DFIG através do controle das correntes no rotor [4].

A principal vantagem desta topologia de SCEE é o fato do conversor *back-to-back* processar cerca de 30% da potência nominal do gerador [4], [5]. Assim, em comparação com as topologias de SCEEs que fazem uso de conversores de escala plena, este conversor de escala parcial apresenta redução proporcional nas perdas e no custo [1], [5], [6]. Entretanto, isto também traz dificuldades adicionais a esta topologia de SCEE, como uma partida/sincronização mais complexa [3], [7] e um maior número de conexões/desconexões à/da rede elétrica, uma vez que o DFIG somente pode ser controlado numa faixa de velocidades próximas da velocidade síncrona, em geral com escorregamento variando entre 0,3 e  $-0,3$  [3], [7].

Assim, antes de iniciar o processo de sincronização, é necessário que o DFIG esteja na rotação mínima. Para tal, ao ser detectada a velocidade mínima do vento, é ativado o controle de passo das pás que permite que a rotação do sistema se eleve de zero até a mínima (com escorregamento de 0,3), para então se iniciar o processo de sincronização [3].

Há na literatura diversos trabalhos tratando da modelagem e controle do DFIG, em geral com o CLM e o CLR controlados pelo controle vetorial. No caso do CLM, normalmente faz-se uso da orientação pelo campo com o referencial no fluxo do estator [3]-[16]. Por sua universalidade, esta técnica também foi estendida ao processo de sincronização à rede elétrica.

Assim, o arranjo de controladores mais comum tanto para a operação normal do DFIG quanto para se obter a sincronia entre as tensões do estator e da rede elétrica é composto por duas malhas com dois controladores proporcional-integral (PI) em cascata cada [3], [7], [8]. As malhas internas controlam as correntes do rotor e, externamente a estas, há malhas de controle das tensões do estator (durante a sincronização) ou outras relativas à operação normal após a conexão (potências ativa e reativa do estator, torque ou velocidade). Assim, as malhas internas de corrente podem ser compartilhadas pelos controles anteriormente descritos [3], [7]-[9].

Há na literatura um limitado número de publicações descrevendo a sincronização do DFIG à rede elétrica [3], [7]-[12]. Ainda, como são esperadas modificações no sistema a ser controlado após a conexão do DFIG à rede elétrica (devido à inserção do circuito do estator), essa variação deve ser considerada no projeto dos controladores de corrente caso estes sejam mantidos para as duas situações: sincronização e operação normal após a conexão [7], [9].

A Figura 1 traz o modelo clássico da máquina de indução em coordenadas  $dq$ , que despreza as perdas no núcleo magnético (perdas no ferro) e outras de menor relevância (perdas su-

plementares) [17]. Como muitos esquemas de controle se baseiam neste circuito, eles também ignoram estas perdas. Assim, o projeto dos controladores tem como base um circuito que não reflete de todo a realidade da planta. Desta forma, os resultados reais serão diferentes dos de projeto. Ainda, diversos trabalhos relatam que o sistema de controle pode perder a sintonia caso as perdas no ferro sejam desprezadas [17], [18].

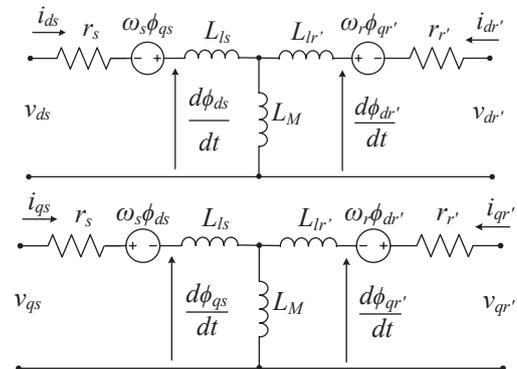


Fig. 1. Modelo clássico do DFIG em coordenadas  $dq$ .

Como a frequência das variáveis elétricas do rotor é igual à do estator vezes o escorregamento, para o caso de motores de indução, em que o escorregamento é cerca de 0,05, a perda no ferro do estator trata-se da parte dominante da perda total no ferro [9]. Por isso, estas perdas são comumente modeladas por uma resistência conectada em paralelo com a indutância de magnetização  $L_M$ . Apesar de apresentar boa precisão, essa abordagem torna as equações da máquina mais complexas o que implica em alta demanda computacional [19].

Entretanto, as perdas no ferro do rotor do DFIG são mais elevadas que a de motores de indução, pois seu rotor opera com frequências maiores em especial durante a sincronização, em que o escorregamento é igual a 0,3. Além disso, como o rotor do DFIG é alimentado por um conversor eletrônico de potência, as componentes harmônicas de tensão oriundas do chaveamento (da ordem de 2 a 20 kHz) também contribuem com a elevação das perdas no ferro do rotor [17].

Neste contexto, o presente trabalho propõe considerar todas as perdas do DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica como agrupadas na resistência do rotor. Para tal, é proposto um método simplificado de estimação deste e outros parâmetros da máquina, o qual faz uso da vantagem proporcionada pelo DFIG que é o acesso ao circuito do rotor [10].

Como este trabalho faz uso do controle vetorial orientado pelo campo para a sincronização do DFIG à rede elétrica (o mais utilizado, conforme tratado anteriormente), o método simplificado de estimação proposto também será realizado considerando as variáveis representadas no referencial  $dq$ .

Para tal, este artigo está organizado da seguinte forma. A Seção II traz a modelagem clássica do DFIG em coordenadas  $dq$ , obtendo as funções de transferência (FTs) durante a sincronização com a rede elétrica. A Seção III apresenta o método simplificado proposto para estimação dos parâmetros destas FTs, com a respectiva verificação experimental. Por sua vez, a Seção IV apresenta o projeto dos controladores de corrente e tensão, com a respectiva verificação experimental. Por fim, a Seção V apresenta as conclusões do trabalho.

## II. MODELAGEM DO DFIG NA SINCRONIZAÇÃO

### A. Modelo Clássico em Coordenadas $dq$

A representação do DFIG em coordenadas  $dq$  foi desenvolvida primeiramente em [20] e consta em diversos textos sobre máquinas elétricas, como [21]-[23]. Assim, as equações das tensões do rotor referidas ao estator são:

$$v_{dr'} = r_{r'}i_{dr'} + L_{r'} di_{dr'}/dt + L_M di_{ds}/dt - \omega_r \phi_{qr'} \quad (1)$$

$$v_{qr'} = r_{r'}i_{qr'} + L_{r'} di_{qr'}/dt + L_M di_{qs}/dt + \omega_r \phi_{dr'} \quad (2)$$

$$\phi_{dr'} = L_{r'}i_{dr'} + L_M i_{ds} \quad (3)$$

$$\phi_{qr'} = L_{r'}i_{qr'} + L_M i_{qs} \quad (4)$$

$$L_{r'} = L_M + L_{lr'}. \quad (5)$$

Por sua vez, as equações das tensões do estator são:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_s di_{ds}/dt + L_M di_{dr'}/dt - \omega_s \phi_{qs} \quad (6)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_s di_{qs}/dt + L_M di_{qr'}/dt + \omega_s \phi_{ds} \quad (7)$$

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr'} \quad (8)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr'} \quad (9)$$

$$L_s = L_M + L_{ls}. \quad (10)$$

A partir de (1) a (10) são obtidos os circuitos equivalentes do DFIG em coordenadas  $dq$  mostrados na Figura 1.

### B. Funções de Transferência na Sincronização

Durante a sincronização do DFIG com o estator em aberto, suas respectivas correntes são nulas [7]. O gerador é assim alimentado pelo CLM, que aplica tensões ao rotor com o objetivo de induzir tensões no estator em sincronia com a rede elétrica. Dessa forma, (1), (2), (6) e (7) tornam-se:

$$v_{dr'} = r_{r'}i_{dr'} + L_{r'} di_{dr'}/dt - \omega_r L_{r'} i_{qr'} \quad (11)$$

$$v_{qr'} = r_{r'}i_{qr'} + L_{r'} di_{qr'}/dt + \omega_r L_{r'} i_{dr'} \quad (12)$$

$$v_{ds} = L_M di_{dr'}/dt - \omega_s L_M i_{qr'} \quad (13)$$

$$v_{qs} = L_M di_{qr'}/dt + \omega_s L_M i_{dr'}. \quad (14)$$

De (13) e (14), percebe-se que, em regime permanente (desprezando os termos contendo derivadas), têm-se:

$$\overline{v_{ds}} = -\omega_s L_M \overline{i_{qr'}} \quad (15)$$

$$\overline{v_{qs}} = \omega_s L_M \overline{i_{dr'}} \quad (16)$$

em que a barra sobre as variáveis denota que estas estão em regime permanente. Com isso, as tensões do estator têm uma relação de proporcionalidade com as correntes do rotor. Ainda, o controle das correntes do rotor garante também o controle das tensões do estator.

Com isso, para se efetuar a sincronização do DFIG com a rede elétrica, serão projetadas malhas internas de controle das correntes do rotor e, externamente a estas, malhas de controle das tensões do estator. Na literatura há outros métodos de controle disponíveis para se executar a sincronização do DFIG à rede elétrica, sendo que se optou por este (como tratado em [7], [10], [13]) dada à sua simplicidade.

Segundo [24], a dinâmica da malha interna de controle deve ser mais rápida que a da malha externa. Para tal, é possível se

projetar a malha interna com uma frequência de cruzamento bem alta, próxima de metade da frequência de chaveamento. Assim, a baixas frequências o ganho da malha interna é bastante baixo e o ganho da malha externa é muito maior.

Impondo ao rotor um degrau de baixa amplitude na tensão  $v_{qr'}$ , com  $v_{dr'}$  mantido constante (ou seja,  $dv_{dr'}/dt = 0$ ), as variáveis de (11) e (12) também irão desenvolver pequenas excursões em relação aos seus respectivos pontos de equilíbrio e, assim, pode-se efetuar a linearização do modelo do DFIG para essa situação. Com isso, aplicando a transformada de Laplace à equação linearizada resultante de (11), obtêm-se:

$$\frac{\Delta I_{dr'}}{\Delta I_{qr'}} = \frac{\omega_r L_{r'}}{r_{r'} + s L_{r'}} \quad (17)$$

em que  $\Delta$  representa um pequeno desvio na respectiva variável em relação ao ponto de equilíbrio.

A forma padrão de uma FT de primeira ordem é dada por:

$$F_1(s) = K_1/[sT_1 + 1]. \quad (18)$$

Comparando a FT de (17) com (18), obtêm-se:

$$T_1 = L_{r'}/r_{r'} \quad (19)$$

$$K_1 = \omega_r L_{r'}/r_{r'} = \omega_r T_1. \quad (20)$$

Aplicando-se agora a transformada de Laplace à equação linearizada resultante de (12) e fazendo uso de (17), chegamos às seguintes FTs:

$$\frac{\Delta I_{dr'}}{\Delta V_{qr'}} = \frac{\omega_r L_{r'}}{s^2 L_{r'}^2 + s 2r_{r'} L_{r'} + (r_{r'}^2 + \omega_r^2 L_{r'}^2)} \quad (21)$$

$$\frac{\Delta I_{qr'}}{\Delta V_{qr'}} = \frac{r_{r'} + s L_{r'}}{s^2 L_{r'}^2 + s 2r_{r'} L_{r'} + (r_{r'}^2 + \omega_r^2 L_{r'}^2)}. \quad (22)$$

A forma padrão de uma FT de segunda ordem é dada por:

$$F_2(s) = K_2/(s^2 T_2^2 + s 2\xi T_2 + 1). \quad (23)$$

Comparando-se (21) e (23), obtêm-se:

$$K_2 = \omega_r L_{r'}/(r_{r'}^2 + \omega_r^2 L_{r'}^2) \quad (24)$$

$$T_2 = L_{r'}/\sqrt{r_{r'}^2 + \omega_r^2 L_{r'}^2} \quad (25)$$

$$\xi = r_{r'}/\sqrt{r_{r'}^2 + \omega_r^2 L_{r'}^2}. \quad (26)$$

Não é necessário detalhar a aplicação ao rotor de um degrau na tensão  $v_{dr'}$ , com  $v_{qr'} = 0$ , dado que o resultado são equações semelhantes a (17) a (26), apenas com  $K_1$  e  $K_2$  com sinais negativos em (20) e (24). Ainda, como será mostrado, o equacionamento apresentado é suficiente para a estimação dos parâmetros do DFIG e sintonia dos controladores de corrente.

## III. ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DAS FTS

### A. Metodologia Proposta

Substituindo-se (20) em (24), chega-se a:



visando garantir maior estabilidade ao controle vetorial, é comum se calcular o ângulo do fluxo do estator de forma aproximada a partir da não consideração da resistência do estator ( $r_s$ ). Assim, utiliza-se o ângulo  $\theta_{\phi_s}$  que garante  $v_{ag}=0$  e  $v_{qg}$  máximo positivo, ou seja, o referencial girante está em fase com o eixo  $q$  da tensão da rede. Dessa forma, depois de conectado, o vetor fluxo concatenado do estator pode ser considerado como alinhado com o eixo  $d$  do referencial  $dq$ , de forma que  $\phi_{qs} \approx 0$  [3], [9].

Para a transformação das correntes do rotor de  $abc$  para  $dq$  é utilizado, por sua vez, o ângulo  $\theta_r = \theta_{\phi_s} - n\theta_m$ , em que  $\theta_m$  é o ângulo mecânico medido por meio de um *encoder* e  $n$  é o número de pares de polos.

Nota-se que as correntes do rotor em  $abc$  ( $i_{ar}$ ,  $i_{br}$  e  $i_{cr}$ ) são multiplicadas pela relação de espiras ( $a$ , obtendo-se  $i_{ar'}$ ,  $i_{br'}$  e  $i_{cr'}$ ). Assim, trabalha-se no dSPACE com variáveis referidas ao estator. Com isso, as tensões do rotor referidas ao estator em  $abc$  ( $v_{ar'}$ ,  $v_{br'}$  e  $v_{cr'}$ ), obtidas da aplicação de  $\mathbf{M}^{-1}$  às tensões de referência advindas do ControlDesk, também são multiplicadas por  $a$  (obtendo-se  $v_{ar}$ ,  $v_{br}$  e  $v_{cr}$ ) antes de serem enviadas ao bloco de modulação por largura de pulsos (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*).

Com o DFIG girando à velocidade mínima de 1260 rpm (escorregamento de 0,3 e  $\omega_r = 113,1$  rad/s), são aplicados degraus na tensão  $v_{qr'}$  (com  $\Delta v_{qr'} = 10$  V) até a sincronização ( $v_{qr'} = 120$  V) e, assim, obtêm-se os dados da Tabela III. Vale ressaltar que apesar de não haver malha fechada de controle da tensão de saída do inversor, estes valores foram verificados por meio de medição.

**TABELA III**  
**Estimação dos Parâmetros das FTs do Rotor**

Ponto de Operação	$v_{qr'}$ [V]	$K_1$	$K_2$	$r_{r'}$ [ $\Omega$ ]	$T_1$ [ms]	$L_{r'}$ [mH]	$T_2$ [ms]	$\zeta$
1	0-10	1,73	0,0647	6,69	15,30	102,38	7,66	0,500
2	10-20	2,66	0,0682	4,83	23,54	113,59	8,28	0,352
3	20-30	3,31	0,0708	3,91	29,25	114,43	8,46	0,289
4	30-40	3,67	0,0726	3,50	32,41	113,31	8,53	0,263
5	40-50	3,90	0,0751	3,20	34,50	110,43	8,57	0,248
6	50-60	4,03	0,0776	3,15	35,61	107,35	8,58	0,241
7	60-70	4,15	0,0804	2,83	36,66	103,91	8,60	0,234
8	70-80	4,29	0,0841	2,63	37,96	99,77	8,61	0,227
9	80-90	4,28	0,0897	2,47	37,82	93,46	8,61	0,228
10	90-100	4,21	0,0995	2,26	37,18	84,13	8,60	0,231
11	100-110	4,01	0,1185	1,98	35,43	70,24	8,58	0,242
12	110-120	3,73	0,1514	1,65	32,98	54,50	8,54	0,259

Como mostra a Tabela III, a indutância  $L_{r'}$  apresenta uma variação de até 10,5 % para os pontos de operação de 1 a 7, com valor máximo próximo ao da Tabela II. Entretanto, à medida que o ponto de operação se desloca para  $v_{qr'}$  com valores maiores que 70 V, verifica-se uma redução em  $L_{r'}$ . Isso se deve à saturação do rotor, como pode ser verificado pela Figura 4, que mostra a variação da potência reativa do rotor ( $Q_r$ ) em função do quadrado da tensão  $v_{qr'}$ . É sabido que a potência reativa varia de forma linear com o quadrado da tensão. Como mostra a Figura 4, essa relação de linearidade é somente verificada até tensões  $v_{qr'}$  de 70 V.

Por sua vez, a resistência  $r_{r'}$  apresenta valor quase doze vezes maior que o da Tabela II (para o ponto de operação 1), o qual vai diminuindo à medida que  $v_{qr'}$  aumenta. Esta variação de  $r_{r'}$  trata-se de uma consequência e desvantagem de se consi-

derar as perdas no ferro e outras perdas de menor relevância (proporcionais ao quadrado da tensão) como agrupadas nesta resistência (que normalmente representa as perdas por efeito Joule no rotor, proporcionais ao quadrado da corrente), como tratado também em [19].

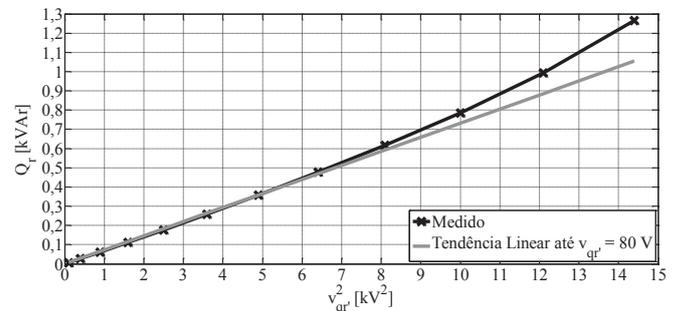


Fig. 4. Variação de  $Q_r$  em função do quadrado de  $v_{qr'}$ .

As Figuras 5 e 6 mostram as respostas do sistema a degraus em  $v_{qr'}$  indo até 20 V e 80 V. As demais curvas obtidas para degraus em  $v_{qr'}$  entre estes extremos apresentam-se de forma semelhante e não são mostradas para não dificultar a visualização. Ainda, não são mostrados os gráficos para tensões maiores, pois, como tratado anteriormente, há a saturação do rotor da máquina, que distorce as formas de onda de corrente. Também são mostradas as respostas do sistema a degraus em  $v_{qr'}$  indo de 0 a 10 V pois as correntes apresentam valores reduzidos e os ruídos de medição tornam difícil a análise visual.

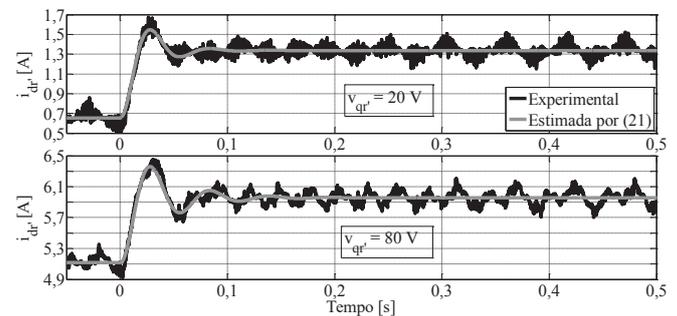


Fig. 5. Respostas de  $i_{dr'}$  a degraus em  $v_{qr'}$  de 10 a 20 V e 70 a 80 V.

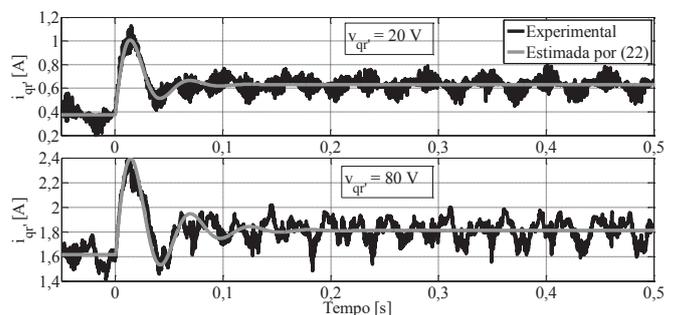


Fig. 6. Respostas de  $i_{qr'}$  a degraus em  $v_{qr'}$  de 10 a 20 V e 70 a 80 V.

Comparando as curvas estimada e experimental das Figuras 5 e 6, percebe-se que o método de estimação proposto mantém o mesmo nível a precisão na determinação do sobressinal e do amortecimento de  $i_{dr'}$  e  $i_{qr'}$ , mesmo com o aumento de  $v_{qr'}$ .

Ressalta-se que as oscilações nas correntes  $i_{dr'}$  e  $i_{qr'}$  que se mantém em regime permanente devem-se a desequilíbrios nas

correntes do rotor (por problemas no próprio circuito do rotor do DFIG utilizado), que ao serem convertidas do referencial *abc* para *dq* refletem-se em oscilações no dobro da frequência das respectivas variáveis elétricas (no caso, 18 Hz e 36 Hz).

#### IV. CONTROLE DO DFIG NA SINCRONIZAÇÃO

A Figura 7 traz um diagrama representativo da bancada experimental da Figura 3 com a inserção dos controladores de corrente e tensão detalhados na sequência. Deve-se observar que as tensões da rede em coordenadas *dq* são consideradas como referências dos controladores de tensão. Assim, na interface do ControlDesk foi inserido um botão que habilita o sistema de controle e sincroniza o DFIG à rede elétrica.

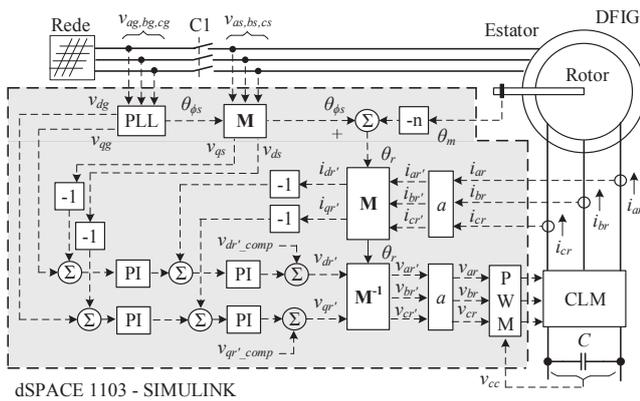


Fig. 7. Representação da estrutura experimental utilizada.

##### A. Projeto dos Controladores de Corrente

Aplicando a transformada de Laplace a (11) e (12), têm-se:

$$V_{dr'} = (r_{r'} + sL_{r'})I_{dr'} - \omega_r L_{r'} I_{qr'} \quad (31)$$

$$V_{qr'} = (r_{r'} + sL_{r'})I_{qr'} + \omega_r L_{r'} I_{dr'} \quad (32)$$

De (31) e (32) é obtida a representação do rotor do DFIG na sincronização, em destaque nas malhas de controle das correntes do rotor da Figura 8. Considerando os termos dependentes de  $\omega_r$  como de alimentação direta (*feed-forward*), garante-se o desacoplamento entre os eixos *d* e *q*.

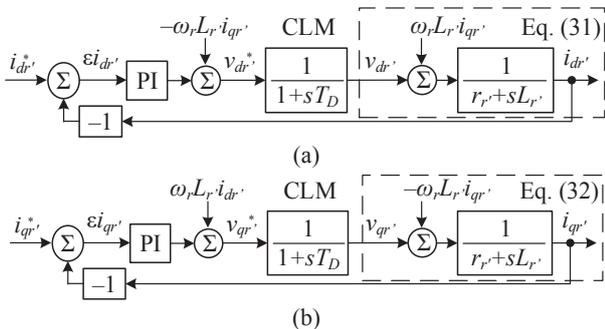


Fig. 8. Malhas fechadas de controle das correntes do rotor referidas ao estator de eixos (a) direto e (b) quadratura.

Na Figura 8, a FT de primeira ordem com constante de tempo  $T_D$  visa representar o atraso do CLM. Assim, considera-se  $T_D = 1,5T_{ch}$ , sendo o período de chaveamento  $T_{ch} = 0,1$  ms (equivalente a uma frequência de chaveamento de 10 kHz).

A sintonia de todos os controladores PI deste trabalho foi feita por alocação de polos através da ferramenta *SISO Design Tool* do MATLAB. Dado que há variações nos polos da planta, como mostra a Figura 9, buscou-se que a resposta ao degrau unitário da planta identificada mais lenta (com  $r_{r'} = 2,63 \Omega$  e  $L_{r'} = 99,77$  mH, sendo esse inclusive o polo relativo à tensão  $v_{qr'}$  a partir da qual o rotor do DFIG começa a saturar) apresentasse máximo sobressinal de 5% e tempo de assentamento de 0,1 s. Assim, os ganhos proporcional e integral obtidos são  $K_{Pi} = 5,2$  V/A e  $K_{Ii} = 232,2$  V/(A.s).

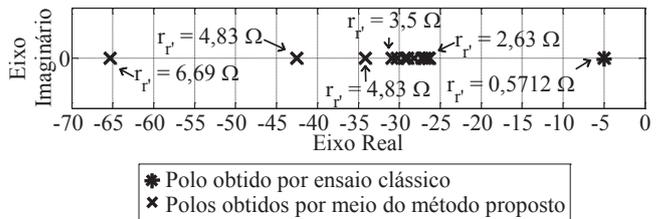


Fig. 9. Variação dos polos da planta.

A Figura 10 mostra como se aproximam as respostas ao degrau unitário simulada e experimental das malhas de controle das correntes do rotor da Figura 8 para as plantas com  $r_{r'} = 6,69 \Omega$  (ponto de operação 1) e  $r_{r'} = 2,63 \Omega$  (ponto de operação 8, sendo esta a planta para a qual foi projetada o controlador de corrente). Além destas, a Figura 9 também traz a resposta simulada da planta com  $r_{r'} = 0,5712 \Omega$  (a planta com os valores de  $r_{r'}$  e  $L_{r'}$  da Tabela II), de forma a mostrar como esta difere das respostas obtidas a partir do método de estimação de parâmetros proposto.

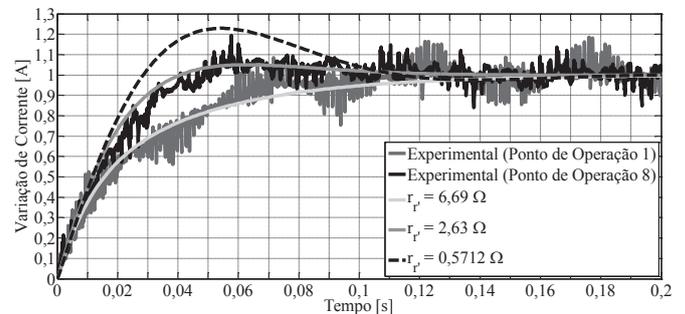


Fig. 10. Resposta ao degrau unitário nas correntes do rotor.

Para avaliar de forma quantitativa a aproximação das curvas simuladas em relação às obtidas experimentalmente, será utilizado o índice de desempenho proposto em [26], chamado de integral normalizada do erro absoluto (NIAE, do inglês *Normalized Integral of Absolute Error*), sendo:

$$NIAE = 1 - \frac{\int_0^{\infty} |x_{experimental} - x_{simulado}| dt}{\int_0^{\infty} |x_{experimental}| dt} \quad (33)$$

Assim, quanto mais próximo da unidade o valor de NIAE, mais a curva simulada se aproxima da experimental. Para a Figura 10, os valores de NIAE para  $r_{r'}$  igual a 6,69  $\Omega$  e 2,63  $\Omega$  são, respectivamente, 0,9578 e 0,9923. Com isso, conclui-se que o projeto do controlador de corrente realizado a partir da planta estimada mais lenta mostra-se adequado, pois os

resultados de simulação se aproximam dos experimentais para os diversos pontos de operação.

Após a sintonia dos controladores de corrente foi aplicado um degrau na referência de  $i_{dr'}$  ou  $i_{qr'}$ , mantendo a outra em zero. Assim, a partir de (30), determinou-se  $L_M = 110,0549$  mH, valor próximo do apresentado na Tabela II.

### B. Controlador de Tensão

Aplicando a transformada de Laplace a (13) e (14), têm-se:

$$V_{ds} = L_M s I_{dr'} - \omega_s L_M I_{qr'} \quad (34)$$

$$V_{qs} = L_M s I_{qr'} + \omega_s L_M I_{dr'} \quad (35)$$

De (34) e (35) é obtida a representação do ramo de magnetização do DFIG na sincronização, em destaque nas malhas fechadas de controle das tensões do estator da Figura 11. Ao contrário dos controladores de corrente, os termos dependentes de  $s/\omega_s$  não serão acrescentados como termos de compensação da corrente do rotor, já que os mesmos são nulos em regime permanente (devido ao termo derivativo  $s$ ) e apresentam valores reduzidos no transitório (devido à divisão por  $\omega_s$ ).

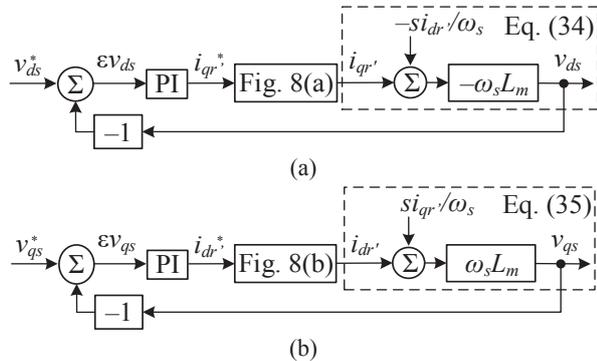


Fig. 11. Malhas fechadas de controle das tensões do estator de eixos (a) direto e (b) quadratura.

Na Figura 11, os blocos nomeados como Fig. 8(a) e Fig. 8(b) tratam-se das malhas fechadas de controle de corrente tratadas nestas figuras.

Na sintonia dos PIs, buscou-se uma resposta ao degrau sem sobressinal e com tempo de assentamento de 1 s. Assim, os ganhos proporcional e integral dos controladores são, respectivamente,  $K_{pv} = \pm 0,0009$  A/V e  $K_{iv} = \pm 0,09$  A/(V.s).

Reforça-se mais uma vez que a dinâmica da malha externa de tensão é mais lenta que a da malha interna de corrente para que, a baixas frequências, o ganho da malha interna seja bastante baixo e o ganho da malha externa muito maior [24].

A Figura 12 mostra as respostas experimental e simulada a um degrau unitário em  $v_{qs}$ . Os sinais filtrados advêm de filtros passa-baixa de Butterworth com frequência de corte de 10 Hz e são apresentados apenas para uma melhor visualização, pois nota-se uma elevada distorção harmônica nas componentes  $dq$  das tensões do estator antes da conexão à rede elétrica (deixando de existir após a conexão). Os autores atribuem essa ocorrência a problemas construtivos da própria máquina (como citado anteriormente) e à impossibilidade de acesso ao centro estrela do estator para ser possível a realização de medições mais precisas das respectivas tensões.

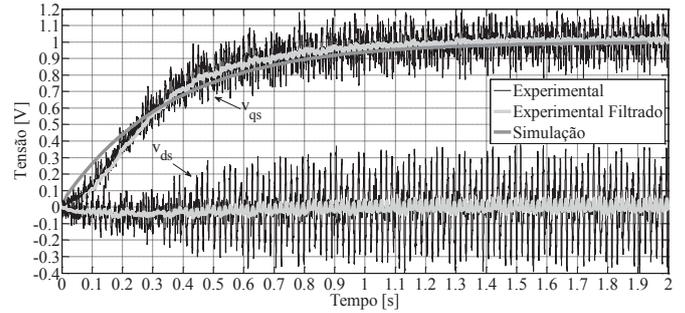


Fig. 12. Resposta ao degrau unitário em  $v_{qs}$ .

Aplicando (33) às respostas das malhas de controle de  $v_{qs}$  obtidas por meio de simulação para qualquer dos valores de  $r_r$  e  $L_r$ , das Tabelas II e III, o valor de NIAE obtido foi de 0,9403. Assim, a partir do projeto adequado do controlador de corrente (ou seja, para a planta mais lenta obtida no ensaio de estimação proposto), quaisquer dos valores de  $r_r$  e  $L_r$ , das Tabelas II e III poderiam ser utilizados para a sintonia da malha de controle de tensão do estator. Esta afirmação é reforçada pelas respostas em frequência de malha aberta dos controladores de tensão, que apresentam margens de fase praticamente iguais (com cerca de  $90^\circ$ ) e frequências de cruzamento de 3,75 rad/s.

Ainda, além do comportamento semelhante das curvas de  $v_{qs}$  simulada e experimental filtrada, percebe-se que a não inclusão dos termos de alimentação direta das correntes do rotor é perfeitamente aceitável.

A Figura 13 mostra as tensões de fase de sequência positiva durante o processo de sincronização. Visando uma melhor visualização, as mesmas foram limitadas até o instante 1 s. Já a Figura 14 mostra que no instante da conexão ( $t = 0$ ) não foram verificadas correntes consideráveis no estator. Isto assegura que a sincronização foi realizada satisfatoriamente.

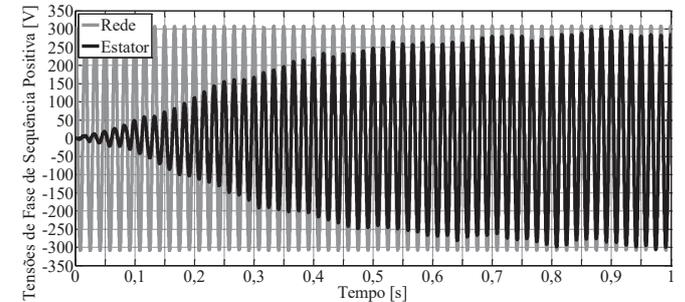


Fig. 13. Tensões de fase de sequência positiva na sincronização.

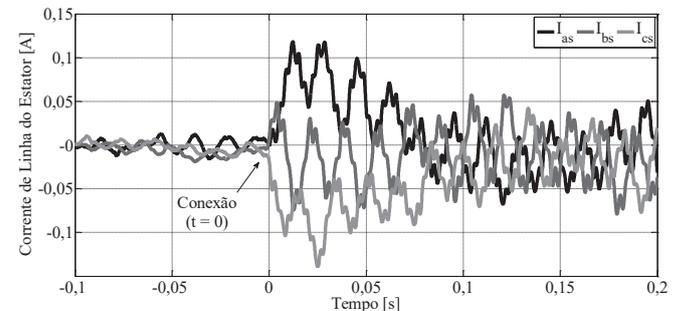


Fig. 14. Corrente no estator no instante da conexão à rede elétrica.

As distorções presentes no sinal de corrente da Figura 14 se devem, como citado anteriormente, a problemas construtivos da própria máquina.

## V. CONCLUSÕES

Este trabalho propõe considerar as perdas suplementares e do núcleo do DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica como agrupadas na resistência do rotor ( $r_r$ ). Para tal, apresenta um método simplificado de estimação dos parâmetros do circuito equivalente do rotor para fins de projeto dos controladores de corrente, o qual necessita apenas de valores em regime permanente das variáveis em  $dq$ .

Os resultados experimentais mostram que o projeto dos controladores de corrente é mais preciso quando realizado considerando um valor de  $r_r$ , maior do que o obtido por meio do ensaio clássico de medição da resistência em CC. Neste sentido, o valor obtido pelo método de estimação proposto mostrou-se adequado.

Ainda, estando os controladores de corrente projetados de forma adequada (ou seja, para a planta mais lenta obtida no ensaio de estimação proposto), poderiam ser utilizados para o projeto dos controladores de tensão os valores de resistência e indutância do rotor referidas ao estator tanto obtidos por meio de ensaios clássicos quanto pela metodologia proposta.

Assim, como vantagens ao SCEE baseado em DFIG, o presente artigo mostra que a utilização dos parâmetros estimados pelo método proposto garante o adequado projeto dos controladores, com a conseqüente sincronização do DFIG à rede elétrica da forma esperada.

Como há modificações na planta após a conexão do DFIG à rede elétrica, essa variação deve ser considerada no projeto dos controladores de corrente caso estes sejam mantidos para as duas situações: sincronização e conexão. Alternativamente, outros controladores de corrente podem ser utilizados após a conexão, projetados para essa situação específica.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao IFCE – Campus Maracanaú, em especial aos professores da área de Indústria, por permitirem a realização deste trabalho.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, K. Ma, “Future on power electronics for wind turbine systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, pp. 139–152, Sep. 2013.
- [2] Z. Q. Zhu, J. Hu, “Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications. Part I – market penetration, current technology and advanced machine systems”, *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, v. 32, n. 1, pp. 7-33, Dec. 2012.
- [3] G. Abad, J. López, M. Rodríguez, L. Marroyo, G. Iwanski, *Doubly Fed Induction Machine*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [4] S. V. Dias, T. R. Fernandes Neto, L. L. N. dos Reis, B. C. Torrico, J. C. T. Campos, “Controlador de Corrente Predi-

tivo Contínuo com Anti-Windup Aplicado a um Sistema de Geração Eólico Baseado em DFIG”, *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 1, p. 71-80, Jan./Mar. 2017.

- [5] A. Petersson, *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.
- [6] R. Pena, J. Clare, G. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation”, *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, v. 143, n. 3, pp. 231-241, May 1996.
- [7] G. Tapia, G. Santamaría, M. Telleria, A. Susperregui, “Methodology for Smooth Connection of Doubly Fed Induction Generators to the Grid”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 24, n. 4, pp. 959-971, Dec. 2009.
- [8] A. Abdelbaset, A.-H. M. El-Sayed, A. E. H. Abozeid, “Grid synchronization enhancement of a wind driven DFIG using adaptive sliding mode control”, *IET Renewable Power Generation*, v. 11, n. 5, pp. 688-695, Mar. 2017.
- [9] G. Yuan, J. Chai, and Y. Li, “Vector Control and Synchronization of Doubly Fed Induction Wind Generator System,” in *4th International PEMC Conference Proceedings*, pp. 886–890, 2004.
- [10] A. Susperregui, J. Jugo, I. Lizarraga, G. Tapia, “Automated control of doubly fed induction generator integrating sensorless parameter estimation and grid synchronisation”, *IET Renewable Power Generation*, v. 8, n. 1, pp. 76–89, Jan. 2014.
- [11] S. Z. Chen, N. C. Cheung, K. C. Wong, J. Wu, “Grid Synchronization of Doubly-fed Induction Generator Using Integral Variable Structure Control”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, n. 4, pp. 875-883, Dec. 2009.
- [12] A. G. Abo-Khalil, “Synchronization of DFIG output voltage to utility grid in wind power system”, *Renewable Energy*, v. 44, pp. 193-198, Aug. 2012.
- [13] H. Voltolini, *Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com Aplicação em Sistemas Eólicos*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2007.
- [14] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, F. Blaabjerg, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, 2011.
- [15] F. K. de A. Lima, C. G. C. Branco, “Modelo em Malha Fechada para o Gerador de Indução Duplamente Alimentado Baseado em Controladores Proporcional e Integral”, *Eletrônica de Potência*, v. 21, n. 2, p. 81-90, Mar./Jun. 2016.
- [16] J. L. Dantas, F. K. de A. Lima, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, C. G. C. Branco, “Um Algoritmo Robusto e Rápido para Detecção de Afundamento de Tensão”, *Eletrônica de Potência*, v. 21, n.1, p. 024-031, Dez. 2015 / Fev. 2016.
- [17] E. Levi, “Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 6, pp. 1287-1296, Nov./Dec. 1995.

- [18] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, “Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 11, n. 5, pp. 698–709, Sep. 1996.
- [19] M. Bašić, D. Vukadinović, G. Petrović, “Dynamic and pole-zero analysis of self-excited induction generator using a novel model with iron losses”, *Electrical Power and Energy Systems*, v. 42, n. 1, pp. 105–118, Nov. 2012.
- [20] D. S. Brereton, D. G. Lewis, C. C. Young, “Representation of induction-motor loads during power-system stability studies”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. Part III: *Power Apparatus and Systems*, IEEE, v. 76, n. 3, p. 451–460, Apr. 1957.
- [21] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Wiley-IEEE Press, 2. ed., 2002.
- [22] I. Barbi, *Teoria Fundamental do Motor de Indução*, UFSC, Florianópolis, 1985.
- [23] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., S. D. Umas, *Máquinas Elétricas: com Introdução à Eletrônica de Potência*, Bookman – Grupo A, 6. ed., Porto Alegre, 2006.
- [24] R. B. Ridley, B. H. Cho, F. C. Y. Lee, “Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 4, pp. 489–498, Oct. 1988.
- [25] *Máquinas elétricas girantes – Parte 1: Motores de indução trifásicos – Ensaios*, NBR 5383-1, 2002.
- [26] H. A. Pereira, A. F. Cupertino, R. Teodorescu, S. R. Silva, “High Performance Reduced Order Models for Wind Turbines with Full-Scale Converters Applied on Grid Interconnection Studies”, *Energies*, v. 7, pp. 7694–7716, Nov. 2014.

**Celso Rogério Schmidlin Júnior** possui graduação (2003) e mestrado (2006) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC). É professor de ensino básico, técnico e tecnológico do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia, inicialmente no Piauí (2007 a 2010) e atualmente no Ceará (desde 2010). Cursa doutorado em Engenharia Elétrica na UFC (desde 2013). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, fontes alternativas de energia, máquinas elétricas e acionamentos de máquinas elétricas.

**Francisco Kleber de Araújo Lima** é Engenheiro Eletricista (1998) e Mestre em Engenharia Elétrica (2003), pela UFC. Recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela COPPE/UFRJ em 2009. É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC. Suas áreas de interesse são: Energias Renováveis, Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia, Acionamentos de Máquinas Elétricas e Filtragem Ativa. Ele é membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Tobias Rafael Fernandes Neto** possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade de Fortaleza (2004), mestrado em Engenharia Elétrica pela UFC (2007) e doutorado em Engenharia Elétrica pela *Technische Universität Darmstadt* (2012). Suas principais áreas de interesse são as máquinas elétricas e eletrônica de potência.

**Carlos Gustavo Castelo Branco** possui Graduação (2002) e mestrado (2005) em Engenharia Elétrica pela UFC. Durante o Mestrado trabalhou em Projetos de P&D na área de Fontes Ininterruptas de Energia (UPS) e Conversores de Alta Potência. Desde 2005 trabalha na área de P&D de sistemas UPS Isolados em Alta Frequência, Sistemas de Energia Fotovoltaica e Acionamentos de Máquinas. É professor assistente do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC. Ele é membro da SOBRAEP e do IEEE.