

# MODELO SIMPLIFICADO PARA AS SEQUÊNCIAS POSITIVA E NEGATIVA DO SISTEMA DE CONVERSÃO EÓLICO-ELÉTRICO BASEADO EM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Celso R. Schmidlin Jr.<sup>1</sup>, Francisco Kleber de A. Lima<sup>2</sup>, Tobias R. Fernandes Neto<sup>2</sup>, Carlos G. 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** – Para melhorar o desempenho e aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão do gerador de indução duplamente alimentado durante desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, muitos estudos propõem que o sistema de controle também atue nas componentes de sequência negativa. Porém, isso eleva ainda mais a complexidade, o esforço computacional e o tempo de simulação deste sistema. Assim, este artigo apresenta um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa deste gerador, permitindo mais facilmente estimar seu comportamento e realizar estudos de parques eólicos baseados nessas máquinas. Para mostrar que o modelo é adequado para modelar o comportamento do gerador durante afundamentos e desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, são apresentados resultados experimentais e de simulação sob tais condições.

**Palavras-Chave** – Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Modelo Simplificado, Sequências Positiva e Negativa.

## SIMPLIFIED MODEL FOR THE POSITIVE AND NEGATIVE SEQUENCES OF THE DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR BASED WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM

**Abstract** – In order to improve the performance and to increase the low voltage ride through of the doubly-fed induction generator during unbalanced grid voltages, many studies propose the control system to also act on the negative sequence components. However, this increases the complexity, computational effort and simulation time of this system. Thus, this paper presents a new simplified model for the positive and negative sequences of this generator, making possible to estimate its behavior more easily and to carry out studies of wind farms based on these machines. To show that the proposed model is suitable to model the behavior of the generator during grid voltage sags and imbalances, experimental and simulation results are presented under such conditions.

**Keywords** – Doubly-Fed Induction Generator, Simplified Model, Positive and Negative Sequence.

## NOMENCLATURA

$x_0, x_1, x_2$	Variáveis de sequência 0, positiva e negativa.
$x_a, x_b, x_c$	Variáveis nos eixos $a, b$ e $c$ .
$x_d, x_q$	Variáveis nos eixos $d$ e $q$ .
$x_\alpha, x_\beta$	Variáveis nos eixos $\alpha$ e $\beta$ .
$x_s, x_g$	Variáveis do estator e 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.
$r, L$	Resistência e indutância
$L_M$	Indutância de magnetização.
$n$	Número de pares de polos do DFIG.
$a$	Relação de espiras (estator/rotor) do DFIG.
$\omega$	Frequência angular.
$\phi$	Fluxo concatenado.
$\theta$	Ângulo.
$v$	Tensão.
$i$	Corrente.
$\mathbf{M}$	Matriz de transformação entre referenciais.
$P$	Potência ativa.
$Q$	Potência reativa.
$t$	Tempo.
$d$	Derivada.
$s$	Operador de Laplace.
$F$	Função de transferência.
$K$	Constante (ganho).
$\sigma$	Fator de dispersão do DFIG.
$\tau$	Constante de tempo.

## I. INTRODUÇÃO

Dos sistemas de conversão eólico-elétricos (SCEEs), o que faz uso gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês *doubly-fed induction generator*), tem dominado o mercado [1]-[3]. Seu estator é ligado à rede elétrica, enquanto o rotor é alimentado por um conversor (do lado da máquina, CLM) eletrônico de potência. Este é conectado em *back-to-back* a outro conversor (do lado da rede, CLR) com um elo de corrente contínua (CC) entre eles [1], [4]. O CLR controla a tensão do elo CC, enquanto o CLM as potências ativa e reativa do estator do DFIG via o controle das correntes no rotor [5].

Artigo submetido em 18/09/2017. Primeira revisão em 07/11/2017. Aceito para publicação em 26/12/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

A principal vantagem do DFIG é apresentar menores perdas e custo [2], [4], [5] que as demais topologias de SCEE com conversores de escala plena, dado o conversor *back-to-back* processar cerca de 30% da potência nominal do gerador [4], [5]. Entretanto, isto traz dificuldades adicionais a este tipo de SCEE, como uma partida/sincronização mais complexa [1] e um maior número de conexões/desconexões à/da rede, já que o DFIG só pode ser controlado a velocidades próximas à síncrona (com escorregamento entre  $\pm 0,3$  [1]) e ainda devido o conversor não ser capaz de suportar as sobrecorrentes originadas durante afundamentos de tensão [6]-[8].

Para aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão (LVRT, do inglês *low voltage ride through*) e melhorar o desempenho do DFIG durante situações de desequilíbrio das tensões da rede elétrica (a partir da redução das oscilações no torque eletromagnético, nas potências ativa/reactiva do estator, e/ou nas correntes de estator/rotor), muitos trabalhos têm proposto que o sistema de controle atue também nas componentes de sequência negativa [9]-[13], já que a maioria dos afundamentos e os desequilíbrios de tensão dão origem a estas componentes [14].

Com isso, elevam-se ainda mais a complexidade, o esforço computacional e o tempo de simulação deste sistema [15]. Assim, abre-se espaço para a utilização dos modelos de ordem reduzida que, apesar de menos precisos, reduzem os esforços computacionais e o tempo de simulação, além de tornar a análise do comportamento do sistema mais simples [6].

Diante do exposto, este artigo apresenta um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. O mesmo se baseia no modelo e hipóteses simplificadoras apresentadas em [6], mas com a separação das componentes de sequência positiva e negativa.

Com este modelo, objetiva-se facilitar o estudo, por exemplo, do impacto de grandes parques eólicos nas matrizes energéticas, já que o modelo proposto implica em menor esforço computacional para simulações de grande porte.

Para mostrar que o modelo simplificado proposto é adequado para modelar o comportamento do DFIG durante afundamentos e desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, são apresentados resultados experimentais e de simulação relativos à operação do sistema sobre tais condições.

## II. VETOR ESPACIAL TRIFÁSICO

Como as três fases dos elementos elétricos trifásicos (tensões, correntes e fluxos concatenados) se comportam de forma coordenada, estes sistemas devem ser entendidos como vetores constituídos de três componentes [16].

Pela teoria das componentes simétricas [17], a componente zero (subscrito "0") representa o elemento não girante. Como em sistemas a três fios não há as respectivas correntes e fluxos concatenados, essas não serão consideradas. Já as componentes de sequência positiva e negativa (subscritos "1" e "2") representam os elementos com sentido de giro, respectivamente, anti-horário e horário.

### A. Sistemas Trifásicos de Sequências Positiva e Negativa

Sistemas trifásicos equilibrados genéricos de sequências positiva e negativa e livres de harmônicas são dados por:

$$\mathbf{x}_{abc1} = \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{bmatrix} = \begin{cases} x_{a1} = X_1 \cos(\omega_1 t) \\ x_{b1} = X_1 \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ x_{c1} = X_1 \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_{abc2} = \begin{bmatrix} x_{a2} \\ x_{b2} \\ x_{c2} \end{bmatrix} = \begin{cases} x_{a2} = X_2 \cos(\omega_2 t) \\ x_{b2} = X_2 \cos(\omega_2 t + 2\pi/3) \\ x_{c2} = X_2 \cos(\omega_2 t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

em que  $x$  é uma variável elétrica qualquer,  $X$  é sua amplitude e  $\omega$  é sua frequência angular. As frequências angulares dos vetores espaciais  $\vec{x}_1$  e  $\vec{x}_2$  são  $\omega_1$  e  $\omega_2$ , respectivamente. Ainda,

$$|\vec{x}_{(1,2)}| = \sqrt{x_{a(1,2)}^2 + x_{b(1,2)}^2 + x_{c(1,2)}^2} = 1,5X_{(1,2)}. \quad (3)$$

A Figura 1 mostra a representação de  $\vec{x}_1$  nos referenciais  $\alpha\beta$  (estacionário) e  $dq_1$  (girando no sentido anti-horário).

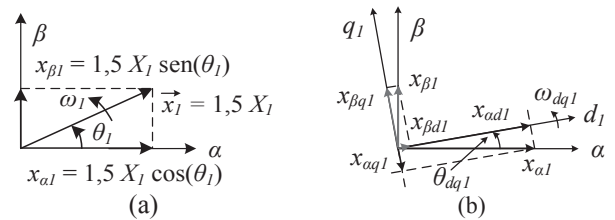


Fig. 1. Representação do vetor espacial. (a)  $\alpha\beta$ . (b)  $dq_1$ .

Os referenciais  $abc$  e  $\alpha\beta$  são invariantes, qualquer que seja o sentido de rotação do vetor espacial. Assim, os mesmos não apresentam os subscritos "1" e "2". Por sua vez, dado que os referenciais girantes seguem os respectivos vetores espaciais, os mesmos são identificados como  $dq_1$  e  $dq_2$ .

A partir da Figura 1(a) e acrescentando-se as componentes de sequência zero, tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \\ x_{01} \end{bmatrix}_{x_{\alpha\beta 01}} = K \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{bmatrix}_{x_{abc1}} = 1,5X_1 K \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

em que  $K = 2/3$  e  $K = \sqrt{2/3}$  para as transformações com invariância em amplitude e potência. Caso nenhuma destas seja utilizada,  $K = 1$ .

A partir da Figura 1(b) e de (4), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \end{bmatrix}_{x_{dq1}} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{dq1} t) & \text{sen}(\omega_{dq1} t) \\ -\text{sen}(\omega_{dq1} t) & \cos(\omega_{dq1} t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \end{bmatrix}_{x_{\alpha\beta 1}} = 1,5X_1 K \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_1 - \omega_{dq1})t\} \\ -\text{sen}\{(\omega_1 - \omega_{dq1})t\} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Já para a sequência negativa, tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \\ x_{02} \end{bmatrix}_{x_{\alpha\beta 02}} = \mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{x}_{abc2} = 1,5X_2 K \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) \\ \text{sen}(\omega_2 t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Considerando o referencial  $dq_2$  como girando em sentido contrário ao  $dq_1$  com frequência  $\omega_{dq2}$ , obtém-se:

$$\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{\alpha\beta 1-dq1}^{-1} \\ \mathbf{M}_{\alpha\beta 2-dq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \end{bmatrix} = 1,5X_2K \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_2 - \omega_{dq2})t\} \\ -\sin\{(\omega_2 - \omega_{dq2})t\} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

### B. Métodos de Separação de Sequências

Nos referenciais  $abc$  e  $\alpha\beta$  as quantidades elétricas são:

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{x}_{abc1} + \mathbf{x}_{abc2} \quad (8)$$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta 1} + \mathbf{x}_{\alpha\beta 2}. \quad (9)$$

Sendo as frequências angulares dos referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$  ( $\omega_{dq1}$  e  $\omega_{dq2}$ ) iguais às dos respectivos vetores girantes ( $\omega_1$  e  $\omega_2$ ),  $\mathbf{x}_{dq1}$  e  $\mathbf{x}_{dq2}$  de (5) e (7) apresentam elementos constantes.

Durante situações equilibradas, as componentes  $abc$  de sequência negativa ( $\mathbf{x}_{abc2}$ ) são nulas e a aplicação de (4) em (8) resulta em  $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta 1}$ , com  $\mathbf{x}_{\alpha\beta 2} = 0$ . Assim, aplicando-se (5) em (9), obtêm-se  $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1}$ , com  $\mathbf{x}_{dq2} = 0$ .

Por sua vez, se as componentes  $abc$  de sequência negativa ( $\mathbf{x}_{abc2}$ ) não forem nulas, ao se proceder de forma semelhante resulta que  $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1} + \mathbf{x}_{dq2\sim}$ , em que  $\mathbf{x}_{dq2\sim}$  é dado por:

$$\mathbf{x}_{dq2\sim} = \mathbf{M}_{\alpha\beta 1-dq1} \cdot (\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{x}_{abc2}) = 1,5X_2K \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_{dq1} + \omega_2)t\} \\ -\sin\{(\omega_{dq1} + \omega_2)t\} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Assim,  $\mathbf{x}_{dq}$  é composto por uma parte contínua ( $\mathbf{x}_{dq1}$ ) e outra ( $\mathbf{x}_{dq2\sim}$ ) oscilando com frequência  $\omega_{dq1} + \omega_2$  [16]. Como durante desequilíbrios de tensão os referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$  continuam girando na frequência angular da rede elétrica [9],  $\mathbf{x}_{dq2\sim}$  apresenta frequência igual ao dobro da rede elétrica.

Vale ressaltar que a aplicação de (6) em (8) e então de (7) ao resultado durante situações de desequilíbrio, resulta em  $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1\sim} + \mathbf{x}_{dq2}$ , com  $\mathbf{x}_{dq1\sim}$  dado por equação semelhante a (10), ou seja, oscilando com frequência  $\omega_{dq2} + \omega_1$ , também igual a duas vezes a frequência da rede elétrica.

Para ser possível o controle por meio de controladores proporcional-integral (PI) clássicos, esses termos oscilantes devem ser retirados. A alternativa mais direta é a que faz uso de filtros do tipo *notch* [18] ou *band-trap* [9], [10]. Entretanto, esse método tem o inconveniente de influenciar no ramo direto de controle, reduzindo a margem de fase [16].

Outra alternativa seria primeiramente separar  $\mathbf{x}_{abc}$  ou  $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$  em suas componentes de sequência. Uma opção para tal, mas que apresenta desvantagem semelhante (por fazer uso de filtros adaptativos), é utilizar o duplo integrador generalizado de segunda ordem com malha de captura de frequência (DSOGI-FLL, do inglês *double second-order generalized integrator - frequency-locked loop*) [19] para se obterem primeiramente as componentes  $\alpha\beta_1$  e  $\alpha\beta_2$ . Como este já é utilizado neste trabalho para se determinar o ângulo da sequência positiva das tensões da rede, estas são separadas em suas componentes  $\alpha\beta_1$  e  $\alpha\beta_2$  por meio deste método.

Pode-se, também, utilizar referenciais síncronos duplos desacoplados (DDSRF, do inglês *decoupled double synchronous reference frame*) [20] ou subtrair de um sinal um outro atrasado de 1/4 do respectivo período [12]. Tais métodos apresentam período de assentamento de cerca de dois ciclos, mas sem interferir no ramo direto de controle. Este trabalho faz uso do DDSRF para as demais quantidades em  $\alpha\beta$ .

Por fim, é possível não se efetuar a respectiva separação, mas se fazer uso de controladores PI em  $dq_1$  com um termo ressonante (R) sintonizado na frequência de oscilação, como proposto por [13], [21] com base em [22], [23]. Este trabalho fará uso desta opção no controle das correntes do rotor. Assim, a respectiva margem de fase é mantida.

## III. MODELAGEM DO SCEE BASEADO EM DFIG

### A. Modelo Padrão de 5ª Ordem

As tensões do estator do SCEE baseado em DFIG são [9]:

$$v_{sd(1,2)} = r_s i_{sd(1,2)} + d\phi_{sd(1,2)}/dt - \omega_{s(1,2)}\phi_{sq(1,2)} \quad (11)$$

$$v_{sq(1,2)} = r_s i_{sq(1,2)} + d\phi_{sq(1,2)}/dt + \omega_{s(1,2)}\phi_{sd(1,2)} \quad (12)$$

$$\phi_{sd(1,2)} = L_s i_{sd(1,2)} + L_M i_{rd(1,2)} \quad (13)$$

$$\phi_{sq(1,2)} = L_s i_{sq(1,2)} + L_M i_{rq(1,2)} \quad (14)$$

$$L_s = L_M + L_{ls}. \quad (15)$$

Por sua vez, as equações das tensões do rotor referidas ao estator (a ausência do apóstrofo nas quantidades do rotor indica que estas estão referidas ao estator) são:

$$v_{rd(1,2)} = r_r i_{rd(1,2)} + d\phi_{rd(1,2)}/dt - \omega_{r(1,2)}\phi_{rq(1,2)} \quad (16)$$

$$v_{rq(1,2)} = r_r i_{rq(1,2)} + d\phi_{rq(1,2)}/dt + \omega_{r(1,2)}\phi_{rd(1,2)} \quad (17)$$

$$\phi_{rd(1,2)} = L_r i_{rd(1,2)} + L_M i_{sd(1,2)} \quad (18)$$

$$\phi_{rq(1,2)} = L_r i_{rq(1,2)} + L_M i_{sq(1,2)} \quad (19)$$

$$L_r = L_M + L_{lr}. \quad (20)$$

As frequências angulares são:  $\omega_{s1} = \omega_s$ ,  $\omega_{s2} = -\omega_s$ ,  $\omega_{r1} = \omega_{s1} - n\omega_m = \omega_s - n\omega_m$  e  $\omega_{r2} = \omega_{s2} - n\omega_m = -\omega_s - n\omega_m$ , em que  $n$  é o número de pares de polos do DFIG e  $\omega_m$  a rotação do eixo do rotor. A partir de (11)-(20), são obtidos os circuitos equivalentes do DFIG mostrados na Figura 2.

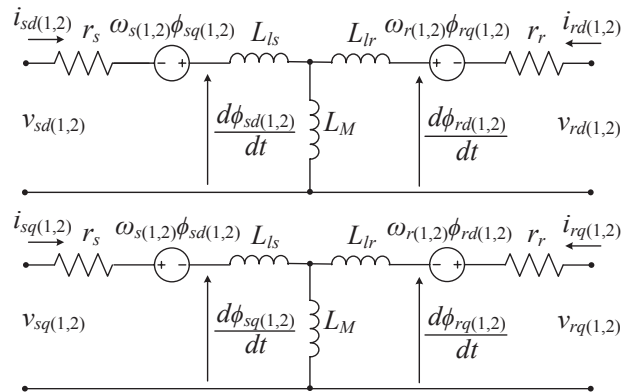


Fig. 2. Modelo do DFIG nos referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$ .

### B. Modelo Simplificado Proposto

Assumindo que o sistema descrito por (11)-(20) é linear, pode-se combinar estas equações [24]. Assim, ao se aplicar a transformada de Laplace, obtêm-se:

$$I_{sd(1,2)} = \frac{(r_s + sL_s)V_{sd(1,2)} + \omega_{s(1,2)}L_s V_{sq(1,2)} + L_M(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s)I_{rd(1,2)} + r_s \omega_{s(1,2)} L_M I_{rq(1,2)}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} \quad (21)$$

$$I_{sq(1,2)} = \frac{-\omega_{s(1,2)}L_s V_{sd(1,2)} + (r_s + sL_s)V_{sq(1,2)}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} + \frac{-r_s \omega_{s(1,2)} L_M I_{rd(1,2)} - L_M (\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s) I_{rq(1,2)}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2R_s L_s + s^2 L_s^2} \quad (22)$$

sendo tais equações semelhantes às apresentadas em [24], mas agora também válidas para a sequência negativa.

Para fins de simplificação de (21) e (22), consideram-se as mesmas situações propostas em [6], as quais têm sua precisão elevada à medida que a potência do SCEE se eleva, ou seja:

1. Despreza-se  $V_{sd1}$ , pois ao se considerar o reduzido valor de  $r_s$  (da ordem de 0,005 pu em máquinas de grande porte [25]), o vetor espacial da tensão do estator de sequência positiva está praticamente alinhado ao referencial  $q1$ ;
2. Despreza-se  $r_s^2$  no denominador, pois este é bem menor que o outro termo sem o operador de Laplace  $s$ , ou seja,  $\omega_s^2 L_s^2$ ;
3. Desprezam-se os termos cruzados das correntes do rotor,  $I_{rq(1,2)}$  em (21) e  $I_{rd(1,2)}$  em (22), dado o baixo valor de  $R_s \omega_{s(1,2)} L_M$  quando comparado com o denominador;
4. Considera-se o quociente presente nos termos de  $I_{rd(1,2)}$  em (21) e  $I_{rq(1,2)}$  em (22) como próximo de 1, ou seja:

$$(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s) / (\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s) \cong 1. \quad (23)$$

Com isso, obtêm-se:

$$I_{sd1} = \frac{\omega_{s1} L_s V_{sq1}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s) L_s} - \frac{L_M I_{rd1}}{L_s} \quad (24)$$

$$I_{sq1} = \frac{(r_s + sL_s) V_{sq1}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s) L_s} - \frac{L_M I_{rq1}}{L_s} \quad (25)$$

$$I_{sd2} = \frac{(r_s + sL_s) V_{sd2} + \omega_{s2} L_s V_{sq2}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s) L_s} - \frac{L_M I_{rd2}}{L_s} \quad (26)$$

$$I_{sq2} = \frac{-\omega_{s2} L_s V_{sd2} + (r_s + sL_s) V_{sq2}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s) L_s} - \frac{L_M I_{rq2}}{L_s} \quad (27)$$

sendo que (24) e (25) são equivalentes às apresentadas em [6]. Já as novas equações obtidas para as correntes do estator de sequência negativa diferem das de sequência positiva pelo fato destas primeiras apresentarem a componente de eixo direto da tensão do estator ( $V_{sd2}$ ). Isso se deve ao fato do sistema de controle garantir que vetor tensão do estator de sequência positiva esteja alinhado ao referencial  $q1$ , o que não acontece com o vetor tensão do estator de sequência negativa.

#### IV. IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO SIMPLIFICADO

A Figura 3 traz um diagrama da implementação do modelo simplificado do DFIG. Notar que na entrada do bloco relativo à (24)-(27) são aplicadas as referências das correntes do rotor em  $dq1$  e  $dq2$ . Assim, o modelo simplificado proposto é mais preciso quanto mais rápido for o controle destas correntes. Ainda, como tal modelo faz uso das tensões do estator em  $dq1$  e  $dq2$ , a rapidez e precisão na determinação destas também é de vital importância à sua precisão, sobretudo em transitórios, como afundamentos de tensão.

Vale ressaltar que, de acordo com [25], os SCEEs baseados em DFIG podem ser representados por fontes de corrente

controladas por corrente, conforme mostrado na Figura 3, desde que estejam conectadas à rede e utilizando controle vetorial orientado pelo campo no CLM. Ainda, estes podem inclusive ser conectados em paralelo sem problemas de interferência entre os respectivos controles.

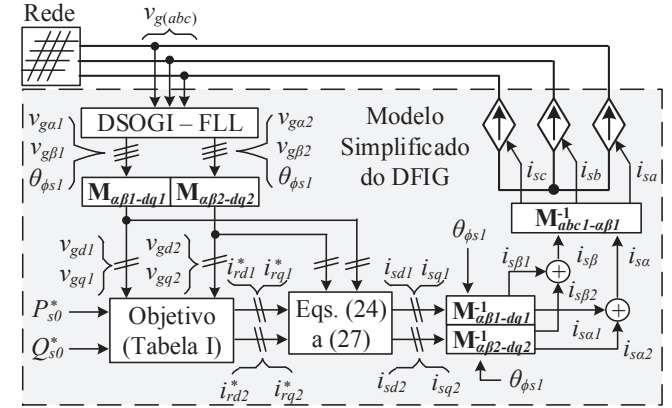


Fig. 3. Diagrama do modelo simplificado do DFIG.

#### A. Ângulo da Sequência Positiva do Fluxo do Estator

No controle vetorial clássico é comum fazer  $\theta_{dq1}$  igual ao ângulo da sequência positiva do fluxo do estator ( $\theta_{\phi s1}$ ). Para tornar o controle vetorial mais estável,  $\theta_{\phi s1}$  é obtido de forma aproximada ao se desprezar a resistência do estator [1]. Com isso,  $\theta_{\phi s1}$  é tido como sendo aquele que garante  $v_{gd1} = 0$  e  $v_{gq1}$  máximo positivo, ou seja, o referencial girante está em fase com o eixo  $q1$  da tensão da rede. Assim,  $\theta_{\phi s1} = \theta_{g1} - \pi/2$ .

Como durante desequilíbrios de tensão os referenciais  $dq1$  e  $dq2$  continuam girando na frequência angular da rede elétrica [9], o ângulo das sequências negativa e positiva do fluxo do estator são iguais, ou seja,  $\theta_{\phi s2} = \theta_{\phi s1}$ .

A Figura 4 mostra o DSOGI-FLL com os ganhos propostos em [16]. Por ele são obtidas as componentes  $\alpha\beta1$  e  $\alpha\beta2$  das tensões da rede ( $v_{g\alpha1}$ ,  $v_{g\beta1}$ ,  $v_{g\alpha2}$  e  $v_{g\beta2}$ ) além da respectiva frequência angular ( $\omega_g$ ). Com isso,  $\theta_{g1} = \tan^{-1}(v_{g\beta1}/v_{g\alpha1})$ .

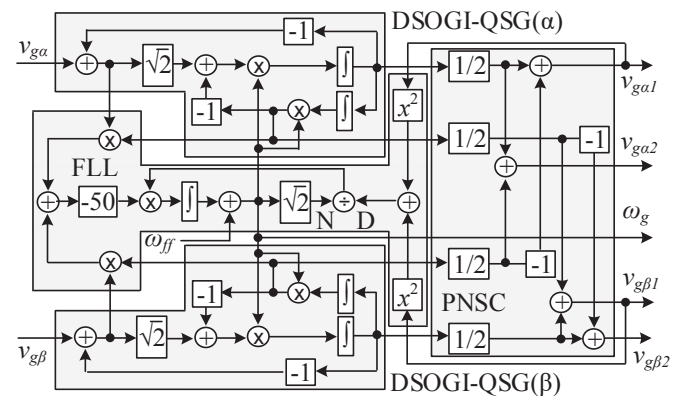


Fig. 4. Estrutura do DSOGI-FLL.

#### B. Determinação das Referências de Corrente

Com a rede desequilibrada, surgem componentes oscilantes nas potências ativa e reativa do estator, as quais apresentam frequência igual ao dobro da rede elétrica [6], [9], [16]. Assumindo que as tensões do estator são iguais às da rede elétrica, suas potências ativa e reativa são dadas por [9], [16]:

$$P_s = P_{s0} + P_{sc2}\cos(2\omega_g t) + P_{ss2}\sin(2\omega_g t) \quad (28)$$

$$Q_s = Q_{s0} + Q_{sc2}\cos(2\omega_g t) + P_{ss2}\sin(2\omega_g t) \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ Q_{s0} \\ P_{sc2} \\ P_{ss2} \\ Q_{sc2} \\ Q_{ss2} \end{bmatrix} = \frac{1}{1,5K^2} \begin{bmatrix} v_{gd1} & v_{gq1} & v_{gd2} & v_{gq2} \\ v_{gq1} & -v_{gd1} & v_{gq2} & -v_{gd2} \\ v_{gd2} & v_{gq2} & v_{gd1} & v_{gq1} \\ v_{gq2} & -v_{gd2} & -v_{gq1} & v_{gd1} \\ v_{gd2} & -v_{gd2} & v_{gq1} & -v_{gd1} \\ -v_{gd2} & -v_{gq2} & v_{gd1} & v_{gq1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Como mostrado anteriormente, as correntes do estator nos referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$  estão relacionadas com as correntes no rotor nestes mesmos referenciais. Assim, as componentes da corrente do rotor podem ser utilizadas para controlar as componentes das potências ativa e reativa.

No controle vetorial clássico, somente as componentes  $dq_1$  da corrente do rotor são controladas e portanto só é possível o controle de duas das componentes de potência de (30), em geral as potências ativa e reativa médias ( $P_{s0}$  e  $Q_{s0}$ ). Porém, ao se controlarem também as componentes  $dq_2$  da corrente do rotor, dois outros parâmetros podem ser controlados, sendo que em [9] são tratados dos seguintes objetivos:

- I. Corrente de rotor equilibrada ( $i_{rd2} = i_{rq2} = 0$ ).
- II. Corrente de estator equilibrada ( $i_{sd2} = i_{sq2} = 0$ ).
- III. Potência ativa do estator constante ( $P_{sc2} = P_{ss2} = 0$ ).
- IV. Potência reativa do estator (e, consequentemente, torque eletromagnético) constantes ( $Q_{sc2} = Q_{ss2} = 0$ ).

Com isso, faz-se uso das referências de corrente da Tabela I (semelhantes às de [10], [11]), as quais são obtidas de (13), (14) e (30), com as seguintes aproximações:

1. Despreza-se  $v_{gd1}$ , pois o vetor espacial da tensão do estator de sequência positiva está alinhado ao referencial  $q_1$ ;
2. Dado o baixo valor de  $r_s$ ,  $\phi_{sd(1,2)} \approx v_{gq(1,2)}/\omega_{s(1,2)}$  e  $\phi_{sq(1,2)} \approx -v_{gd(1,2)}/\omega_{s(1,2)}$ . Assim, têm-se  $\phi_{sd1} \approx v_{gq1}/\omega_s$ ,  $\phi_{sq1} \approx 0$ ,  $\phi_{sd2} \approx -v_{gq2}/\omega_s$  e  $\phi_{sq2} \approx v_{gd2}/\omega_s$ .

**TABELA I**  
**Referências de Corrente**

Objetivo	Referências de Corrente
I	$i_{rd1} = (v_{gq1}^2 - v_{gd2}^2 - v_{gq2}^2 - Q_{s0}\omega_s L_s)/(v_{gq1}\omega_s L_m)$
	$i_{rq1} = -P_{s0}L_s/(v_{gq1}L_m)$ , $i_{rd2} = 0$ , $i_{rq2} = 0$
	$i_{rd1} = [v_{gq1}/(\omega_s L_m)] - [(Q_{s0}L_s)/(v_{gq1}L_m)]$
II	$i_{rq1} = -P_{s0}L_s/(v_{gq1}L_m)$
	$i_{rd2} = -v_{gq2}/(\omega_s L_m)$ , $i_{rq2} = v_{gd2}/(\omega_s L_m)$
	$i_{rd1} = \frac{v_{gq1}(v_{gq1}^2 + v_{gd2}^2 + v_{gq2}^2 - Q_{s0}\omega_s L_s)}{\omega_s L_m(v_{gq1}^2 + v_{gd2}^2 + v_{gq2}^2)}$
III	$i_{rq1} = -P_{s0}v_{gq1}L_s/[L_m(v_{gq1}^2 - v_{gd2}^2 - v_{gq2}^2)]$
	$i_{rd2} = [(v_{gq2}i_{rd1} - v_{gd2}i_{rq1})/v_{gq1}] - 2v_{gq2}/(\omega_s L_m)$
	$i_{rq2} = [2v_{gd2}/(\omega_s L_m)] - (v_{gd2}i_{rd1} + v_{gq2}i_{rq1})/v_{gq1}$
IV	$i_{rd1} = \frac{v_{gq1}}{L_m} \left( \frac{1}{\omega_s} - \frac{Q_{s0}L_s}{v_{gq1}^2 - v_{gd2}^2 - v_{gq2}^2} \right)$
	$i_{rq1} = -P_{s0}L_s v_{gq1}/[L_m(v_{gq1}^2 + v_{gd2}^2 + v_{gq2}^2)]$
	$i_{rd2} = (-v_{gq2}i_{rd1} + v_{gd2}i_{rq1})/v_{gq1}$
	$i_{rq2} = (v_{gd2}i_{rd1} + v_{gq2}i_{rq1})/v_{gq1}$

### C. Obtenção das Componentes em $dq_1$ e $dq_2$

Para se confirmar que as referências de corrente foram devidamente determinadas e que o controle está atuando de forma adequada, é necessário o cálculo das componentes das potências ativa e reativa do estator. Para tal, de (30), as tensões da rede elétrica e correntes do estator devem estar representadas nos referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$ .

Para o caso da tensão da rede elétrica, dado que o DSOGI-FLL já efetuou a separação das componentes  $\alpha\beta$  em  $\alpha\beta_1$  e  $\alpha\beta_2$ , basta realizar as transformações de (5) e (7), sendo que  $\theta_{dq1} = \theta_{dq2} = \theta_{\phi s1}$ . Para as demais quantidades elétricas, no entanto, há a necessidade de se efetuar a separação nas componentes de sequência positiva e negativa.

A Figura 5 mostra a estrutura baseada em malhas de desacoplamento (DDSRF) [20] utilizada para obtenção das componentes  $dq_1$  e  $dq_2$  a partir das componentes em  $\alpha\beta$ . Os blocos identificados como FPB são filtros passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte  $\sqrt{2}$  vezes menor que a frequência da rede elétrica, como proposto em [16].

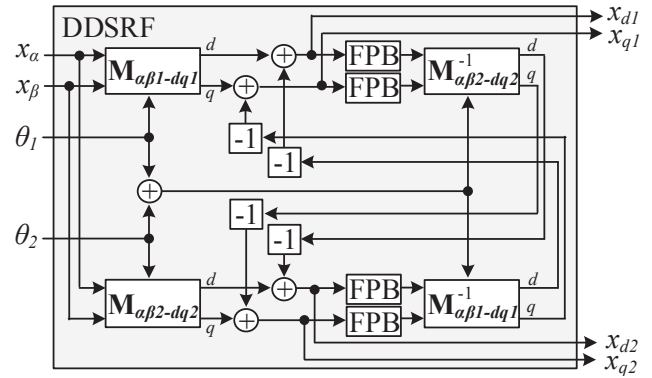


Fig. 5. Estrutura do DDSRF.

Para as variáveis da rede ou do estator,  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são iguais ao ângulo da sequência positiva do fluxo concatenado do estator ( $\theta_{\phi s1}$ ). Já para o caso da corrente do rotor,  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são, respectivamente,  $\theta_{r1} = \theta_{\phi s1} - n\theta_m$  e  $\theta_{r2} = \theta_{\phi s1} + n\theta_m$ , em que  $\theta_m$  é o ângulo do eixo do rotor.

Notar que  $\theta_1 + \theta_2$  é igual a  $2\theta_{\phi s1}$ , seja para variáveis da rede, do estator ou do rotor. Assim, as oscilações a serem eliminadas pelos filtros passa-baixa (FPB) estão sempre em uma frequência duas vezes maior que a frequência da rede.

## V. SISTEMA DE CONTROLE

### A. Malhas Internas de Controle de Corrente

A Figura 6 mostra as malhas fechadas das correntes do rotor, sendo apresentadas em diversos trabalhos. Os termos  $\sigma$ ,  $v_{rd(1,2)}^{ff}$  e  $v_{rq(1,2)}^{ff}$  são o fator de dispersão e as tensões do rotor de alimentação direta (*feed-forward*) de sequência positiva e negativa, sendo dados por:

$$\sigma = 1 - L_M^2/(L_r L_s) \quad (31)$$

$$v_{rd(1,2)}^{ff} = -\omega_{r(1,2)} L_r \sigma i_{rq(1,2)} + v_{sd(1,2)} L_m \omega_{r(1,2)}/(\omega_{s(1,2)} L_s) \quad (32)$$

$$v_{rq(1,2)}^{ff} = \omega_{r(1,2)} L_r [\sigma i_{rd(1,2)} + (1 - \sigma) v_{sq(1,2)}/(\omega_{s(1,2)} L_m)]. \quad (33)$$

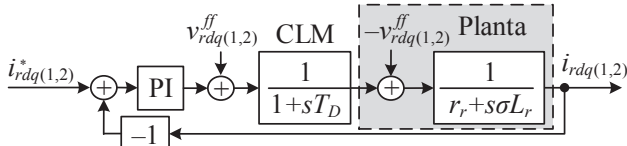


Fig. 6. Malhas de controle das correntes do rotor em  $dq_1$  e  $dq_2$ .

A função de transferência (FT) de primeira ordem com constante de tempo  $T_D$  representa o atraso do CLM. Assim, considera-se  $T_D = 1,5T_{ch}$ , sendo  $T_{ch}$  o período de chaveamento.

Para manter elevada a velocidade do controle das correntes do rotor, este trabalho usa controladores PI+R, com os termos ressonantes sintonizados numa frequência duas vezes maior que a da rede elétrica. Como mostrado na Figura 7, as referências de corrente no referencial  $dq_2$  são transformadas para  $dq_2\sim$ , de forma que não há a necessidade de se efetuar a separação das correntes do rotor de eixo direto e quadratura.

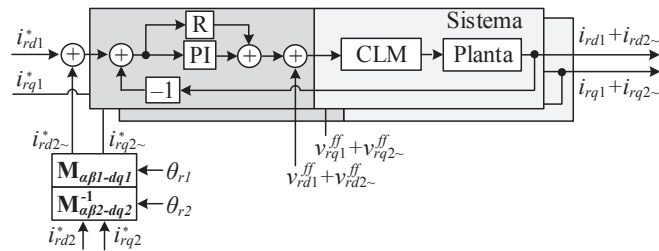


Fig. 7. Malhas de controle das correntes do rotor.

Para se obterem  $v_{rd1}^{ff} + v_{rd2}^{ff}$  e  $v_{rq1}^{ff} + v_{rq2}^{ff}$ , basta substituir os termos com subscrito (1,2) em (32) e (33) por  $v_{sd1} + v_{sd2}$ ,  $v_{sq1} + v_{sq2}$ ,  $i_{rd1} + i_{rd2}$ ,  $i_{rq1} + i_{rq2}$ ,  $\omega_{r1}$  e  $\omega_{s1}$ .

### B. Sintonia dos Controladores de Corrente

A FT do controlador PI+R é dada por [23]:

$$F_{PI+R}(s) = K_p + (K_i/s) + \{K_r \omega_c s / [s^2 + s2\omega_c + 4\omega_g^2]\} \quad (34)$$

em que  $\omega_c \ll 2\omega_g$  representa a frequência angular de corte.

A sintonia da parte PI do SCEE baseado em DFIG simulado é feita pelo método da magnitude ótima [26], [27], um método clássico de otimização usado frequentemente em aplicações de acionamento e eletrônica de potência. Por ele, busca-se manter a magnitude da resposta em frequência unitária para uma larga faixa de frequência. Assim, resulta-se em uma resposta temporal de malha fechada rápida e não-oscilatória para uma grande classe de modelos de processos. Dessa forma, dada a velocidade desse tipo de controlador, garante-se uma maior precisão do modelo simplificado proposto.

Para tal, simplifica-se a FT do sistema a ser controlado (malhas em  $dq_1$ ) para a seguinte forma [28]:

$$F_{sc}(s) = K / [(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)] \quad (35)$$

com  $\tau_1 > \tau_2$ . Comparando (35) e a Figura 6,  $\tau_1 = \sigma L_r / r_r$ ,  $\tau_2 = T_D$ , e  $K = 1/r_r$ . Assim, os ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ) são  $K_p = \tau_1 / (2K\tau_2) = \sigma L_r / (2T_D)$  e  $K_i = K_p / \tau_1 = r_r / (2T_D)$ .

Para a sintonia da parte R, [23] mostra que esse termo em CA tem relação com um integrador em CC e, assim, os autores propõem  $K_r = 2K_i$ . Entretanto, em [13], [21] o valor de  $K_r$  é

mais de 20 vezes superior que  $K_i$ . Para embasar a escolha do valor de  $K_r$ , foi elaborada a Figura 8, que mostra o diagrama de Bode do controlador PI+R em função de  $K_r$  para o SCEE baseado em DFIG simulado (Tabela II) e  $\omega_c = 1$  rad/s.

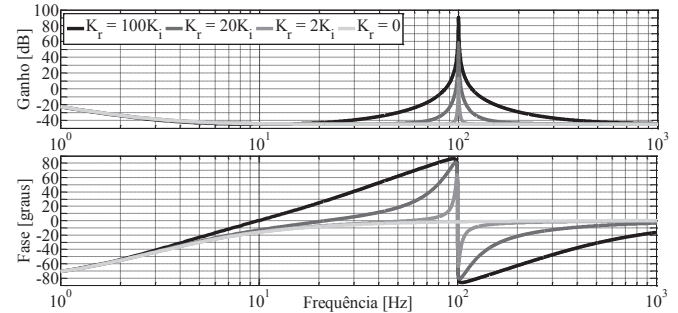


Fig. 8. Diagrama de bode do controlador PI+R em função de  $K_r$ .

Para frequências menores que 10 Hz e maiores que 1 kHz, para  $K_r$  até  $100K_i$ , o ganho dos controladores PI e PI+R são iguais. Entretanto, quanto maior o valor de  $K_r$ , maior a largura de banda do termo ressonante. Dessa forma, dado que na simulação não há componentes harmônicas nesta faixa de frequência, será escolhido  $K_r = 100K_i$ .

Já para o caso experimental, os ganhos dos controladores PI são determinados pelo método tratado em [29], sendo os mesmos são apresentados na Tabela VI. Já o ganho do termo ressonante é tal que  $K_r = 2K_i$  e  $\omega_c = 5$  rad/s, como proposto em [23], para evitar que possíveis ruídos sejam amplificados.

## VI. VALIDAÇÃO DO MODELO SIMPLIFICADO

### A. Simulação – Desequilíbrio de Tensão

Simulou-se no PSCAD/EMTDC um SCEE baseado em DFIG de 2 MW, cujos parâmetros constam na Tabela II e o diagrama esquemático é mostrado na Figura 9. Apesar de alguns parâmetros estarem em por unidade (pu), o controle foi realizado com as variáveis no sistema internacional.

**TABELA II**  
**Parâmetros do SCEE Baseado em DFIG Simulado [3]**

Descrição	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	
Potência Nominal	2 MW	$R_c$	0,0108 pu	$L_{ls}$	0,102 pu	
Tensão do Estator	690 V	$R_r$	0,0121 pu	$L_{lr}$	0,11 pu	
Frequência	50 Hz	$L_m$	3,362 pu	$a$	1	
	$K_p$	0,1056 $\Omega$	$K_i$	1,9203 $\Omega/s$	$K_r$	192,03 $\Omega/s$

Um afundamento de 30% na tensão da fase  $c$  (Figura 10) é aplicado em  $t = 6$  s ao sistema já sincronizado à rede (rotação equivalente a um escorregamento de 0,3, a qual é mantida fixa durante todas as situações apresentadas na sequência) mas sem injetar potências por meio do estator. Essas etapas não são detalhadas pois não se tratam de objetivo do trabalho.

No instante 11 s, iniciou-se a injeção de potências pelo estator ( $P_{s0}^* = -100$  kW e  $Q_{s0}^* = 50$  kvar). A Figura 11 mostra as potências ativa e reativa ( $P_s$  e  $Q_s$ ) e seus valores médios ( $P_{s0}$  e  $Q_{s0}$ ) calculadas por meio de (29) a (31). As referências de corrente do rotor para cada um dos objetivos de controle tratados anteriormente são calculadas conforme a Tabela I.

Pela Figura 11, percebe-se que os objetivos de controle III e IV atingem o resultado esperado, dado que as oscilações das

potências ativa e reativa do estator são reduzidas a zero. O objetivo I, por sua vez, é facilmente alcançado, não sendo mostrado graficamente, dado que está relacionado com a injeção de corrente do rotor de sequência negativa nula.

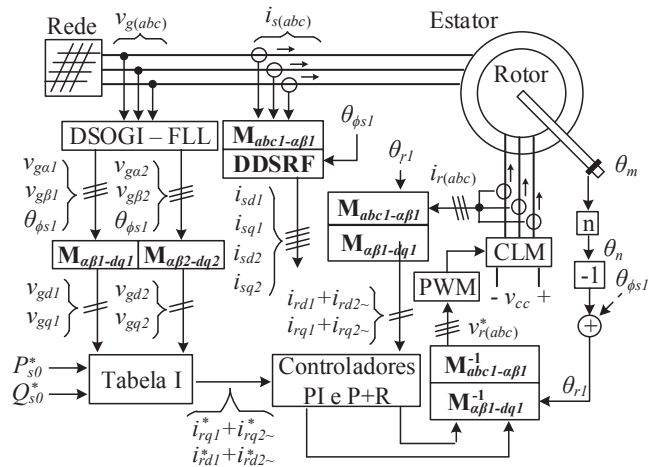


Fig. 9. Diagrama esquemático do sistema implementado.

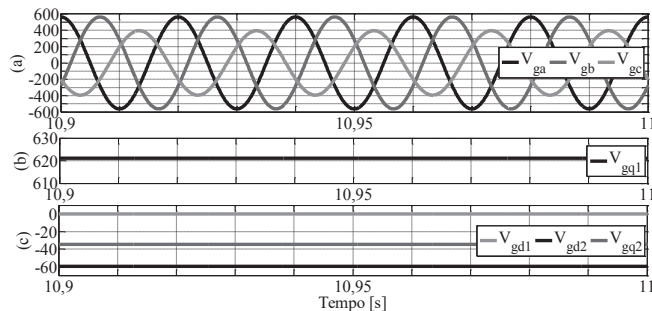


Fig. 10. Tensões [V] da rede: (a) abc; (b) q1; (c) d1 e dq2.

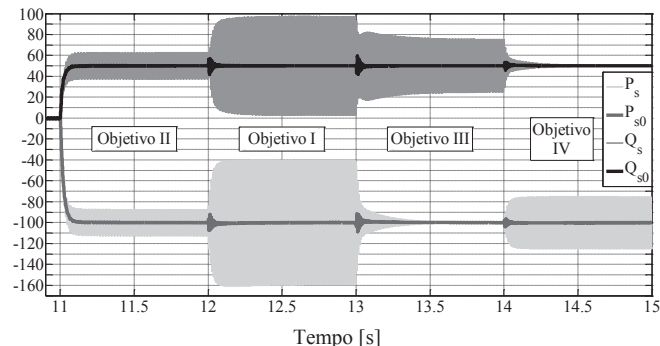


Fig. 11. Potências ativas [kW] e reativas [kVar] do estator.

As Figuras 12(a) e (c) mostram as correntes do estator no referencial abc para os modelos clássico e simplificado, respectivamente, durante a injeção de potência e objetivo de controle II. Nota-se o equilíbrio nas correntes em regime, o que garante que o objetivo de controle foi atingido.

As Figuras 12(b) e (d) mostram as correntes do estator nos referenciais dq1 e dq2 para os modelos clássico e simplificado (termos com sobrescrito "s"), respectivamente, durante a injeção de potência e objetivo de controle II. As oscilações nas correntes  $i_{sd2}$  e  $i_{sq2}$  da Figura 12(b) são devidas ao processo de separação das componentes de sequência positiva e negativa (DDSRF), que apesar de rápido, apresenta essa característica durante os transitórios.

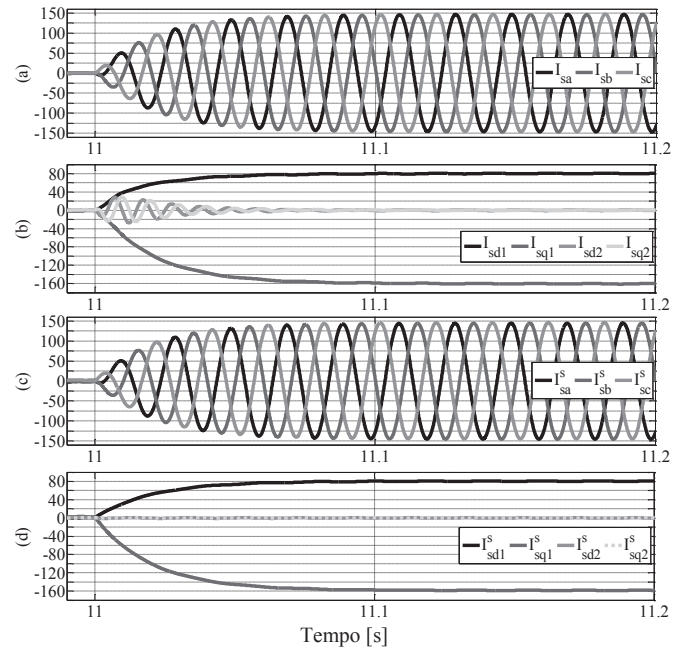


Fig. 12. Correntes [A] do estator. (a) Modelo clássico em abc. (b) Modelo clássico em dq1 e dq2. (c) Modelo simplificado em abc. (d) Modelo simplificado em dq1 e dq2.

Por limitações de espaço, não serão mostradas as correntes do estator durante os objetivos de controle I, III e IV. Porém, verificou-se que quando variam as referências de corrente, há também uma oscilação nas correntes de sequência negativa. Por essa razão, a avaliação da eficácia do modelo simplificado proposto é mais precisa a partir da utilização das correntes do estator no referencial abc, pois não inclui o erro proveniente do DDSRF.

Para avaliar quantitativamente a aproximação entre duas curvas quaisquer, usa-se o índice de desempenho proposto em [30], chamado de integral normalizada do erro absoluto (NIAE, do inglês *Normalized Integral of Absolute Error*) [30]:

$$NIAE = 1 - \frac{\int_0^{\infty} |x_{experimental} - x_{simulado}| dt}{\int_0^{\infty} |x_{experimental}| dt} \quad (36)$$

Assim, quanto mais próximo da unidade o valor de NIAE, mais próximas são as curvas. A Tabela III traz os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator dos modelos padrão e simplificado proposto, que mostra uma aproximação maior que 96,44% para as correntes em abc.

**TABELA III**  
**NIAE para as Correntes do Estator dos Modelos Padrão e Simplificado Proposto em Desequilíbrios de Tensão**

Obj.	Fase a	Fase b	Fase c	d1	q1	d2	q2
II	0,9850	0,9863	0,9880	0,9938	0,9852	-0,0061	-0,0627
I	0,9644	0,9784	0,9773	0,9950	0,9838	0,9343	0,9678
III	0,9715	0,9721	0,9684	0,9954	0,9836	0,8812	0,4853
IV	0,9760	0,9837	0,9816	0,9979	0,9840	0,9732	0,2980

Os valores negativos de NIAE, na comparação entre as correntes  $i_{sd2}$  e  $i_{sq2}$ , devem-se ao fato das respectivas correntes serem iguais a zero. Assim, a oscilação devida ao DDSRF passa a ter um impacto maior na comparação entre tais curvas.

### B. Simulação – Afundamento de Tensão

A maior desvantagem do SCEE baseado em DFIG é a sua suscetibilidade a afundamentos de tensão [7], [8]. Para lidar com as elevadas correntes induzidas no rotor é comum a utilização de circuitos *crowbar* e suas variações [11], [25], que geralmente desconectam o CLM durante estas situações.

Entretanto, os códigos de rede de diversos países vêm requerendo que os SCEE's permaneçam conectados durante afundamentos de tensão. Assim, diversos trabalhos propõem estratégias de controle que visam alcançar este objetivo sem fazer uso de outros circuitos de proteção. Dado este não se tratar de um objetivo específico deste trabalho, faz-se uso aqui das propostas apresentadas em [11], [25], não sendo aprofundado o tema em outras referências. Com isso, visa-se validar o modelo simplificado proposto também durante afundamentos de tensão sem desconectar o sistema.

Propõe-se em [25] que as correntes do estator sejam utilizadas como valores de referência para as correntes do rotor referidas ao estator durante afundamentos de tensão. É mostrado que com essa técnica a tensão do rotor se mantém abaixo de 1 pu para afundamentos equilibrados de até 65%.

Em [8] é mostrado que durante afundamentos assimétricos surge uma componente natural no fluxo do estator que pode induzir elevadas tensões no rotor. Assim, para melhorar o comportamento do DFIG durante este tipo de falha na rede, [11] propõe acrescentar um termo ressonante no controle das correntes do rotor, sintonizado na frequência da rede elétrica.

Assim, simulou-se o sistema detalhado anteriormente com o afundamento da Figura 10 para duas situações: com o pico da componente natural do fluxo do estator 1) máximo e 2) mínimo, respectivamente. A Figura 13 mostra o pior destes casos. Antes do afundamento, o sistema operava com escorregamento de 0,3 e injetando potências pelo estator com valores de referência:  $P_{s0}^* = -1,4$  MW e  $Q_{s0}^* = 0$  Mvar.

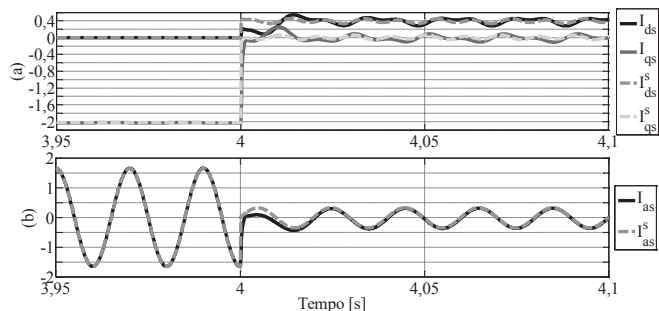


Fig. 13. Correntes [kA] do estator para os modelos simplificado e clássico no afundamento 2. (a)  $dq$ . (b) Fase  $a$ .

Na Figura 13 são mostradas as correntes do estator para os modelos clássico e simplificado em (a)  $dq$  e (b) na fase  $a$ . Optou-se por não apresentar as correntes do estator nos referenciais  $dq_1$  e  $dq_2$  pelo fato dos métodos de separação de sequência serem menos precisos durante transitórios, que se trata justamente da situação que se está analisando.

A Tabela IV traz os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator dos modelos padrão e simplificado, que mostra uma aproximação maior que 70% para as correntes do estator em  $abc$ . Nota-se que no afundamento tipo 2 o modelo simplificado proposto obtém melhor aproximação, devido à menor amplitude da componente natural do fluxo concatenado

do estator. Ainda, os valores de NIAE que são mais próximos de zero na comparação entre as correntes no eixo  $q$  se devem às respectivas correntes se aproximarem de zero.

**TABELA IV**  
**NIAE para as Correntes do Estator dos Modelos Padrão e Simplificado Proposto em Afundamentos de Tensão**

Afundamento	Fase $a$	Fase $b$	Fase $c$	$d$	$q$
1	0,9550	0,8541	0,7389	0,9000	0,1131
2	0,9551	0,9250	0,8883	0,9542	0,4179

### C. Experimental – Desequilíbrio de Tensão

A Figura 14 mostra o protótipo utilizado nos ensaios experimentais. O mesmo está implantado no Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia (LAPIS), no Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC). As Tabelas V e VI trazem, respectivamente, os dados de placa e os parâmetros do DFIG de quatro polos ( $n = 2$ ) [29].

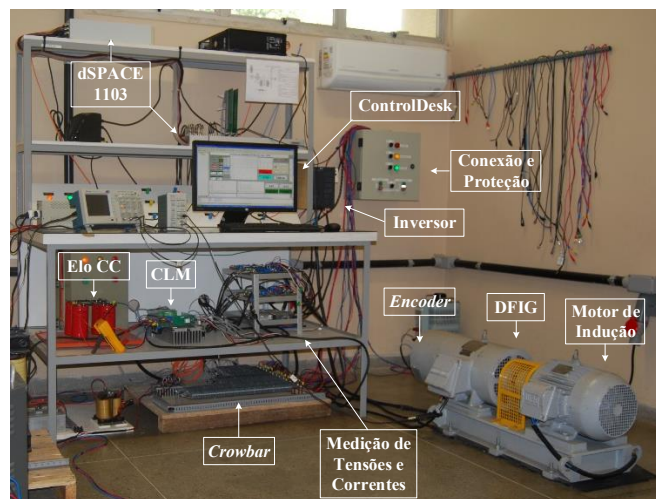


Fig. 14. Plataforma experimental do LAPIS.

**TABELA V**  
**Dados de Placa do DFIG**

Descrição	Valor	Descrição	Valor
Potência Nominal	10 CV	Frequência	60 Hz
Tensão (Linha) do Estator	380 V	Tensão (Linha) do Rotor	436 V
Corrente (Linha) do Estator	12,1 A	Corrente (Linha) do Rotor	8,2 A
Ligação do Estator	Y	Ligação do Rotor	Y

**TABELA VI**  
**Parâmetros do SCEE Baseado em DFIG Experimental**

Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
$a$	1,2854	$L_s$	113,013 mH	$r_r$	0,5712 $\Omega$
$r_s$	0,6719 $\Omega$	$L_M$	108,003 mH	$L_r$	114,426 mH
$K_p$	12 $\Omega$	$K_i$	360 $\Omega/s$	$K_r$	720 $\Omega/s$

O diagrama da Figura 9 também é válido para a estrutura experimental, sendo os sinais medidos enviados à plataforma dSPACE 1103 e tratados no Simulink. Deste, alguns sinais são enviados à unidade eletrônica de controle desenvolvida no *software* ControlDesk (que acompanha o dSPACE), onde são visualizados e salvos. Desta última, também advêm os valores de referência  $P_{s0}^*$  e  $Q_{s0}^*$ .



A Figura 15 mostra as tensões do estator com o DFIG da Figura 14 sincronizado à rede elétrica com rotação equivalente a um escorregamento de 0,3 (mantida fixa por meio do controle vetorial do inversor que aciona o motor de indução acoplado diretamente ao eixo do DFIG).

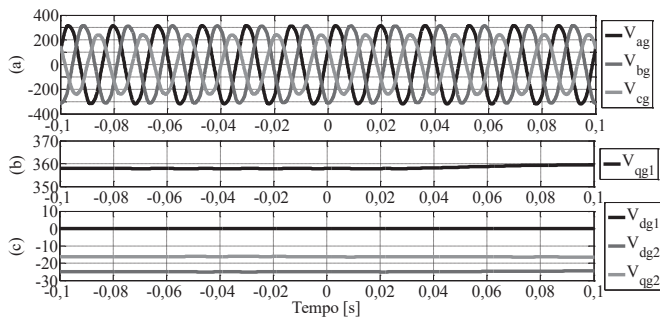


Fig. 15. Tensões [V] da rede: (a) abc; (b)  $q_1$ ; (c)  $d_1$  e  $dq_2$ .

Para desequilibrar a tensão da rede elétrica foi utilizado um auto-transformador trifásico variável de 30 kW, sendo que somente a fase *c* foi variada. Foi necessário se utilizar um dispositivo de elevada potência pois ao se utilizar um de 13,5 kW verificou-se que a saturação deste dava origem a distorções nas tensões aplicadas ao estator do DFIG.

A Figura 16 mostra a injeção de potências ativa e reativa pelo estator com  $P_{s0}^* = -1,0$  kW e  $Q_{s0}^* = 0,5$  kvar, sendo que o sobrescrito “filt” indica que os sinais foram tratados por meio de filtros passa-baixa de Butterworth de primeira ordem com frequência de corte de 10 Hz. Antes e depois da injeção de potências, as referências de corrente do rotor são relativas aos objetivos de controle I e II, respectivamente.

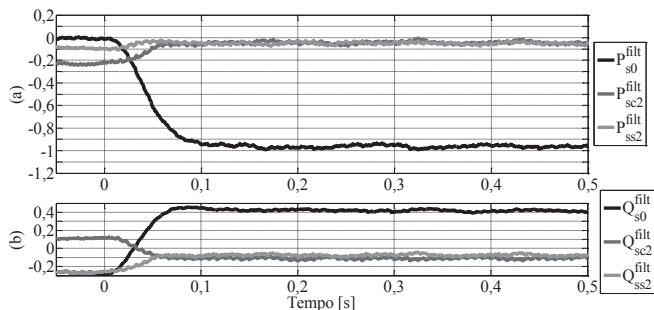


Fig. 16. Injeção de potências (a) ativas [kW] e (b) reativas [kVAR] para o objetivo de controle II.

A Tabela VII mostra as referências de corrente do rotor para os objetivos de controle de I a IV. Como as correntes de sequência positiva praticamente não variam com a alteração do objetivo de controle, a Figura 17 mostra o controle das correntes de sequência negativa na mudança dos objetivos de controle (instante 0 s): (a) de II para I e (b) de III para IV.

TABELA VII

Valores Médios das Referências de Corrente para o Experimento Proposto

Corrente	Obj. II	Obj. I	Obj. III	Obj. IV
$i_{rd1}^*$	8,0507 A	7,9497 A	8,0299 A	7,9815 A
$i_{rq1}^*$	3,1843 A	3,1959 A	3,2116 A	3,1805 A
$i_{rd2}^*$	0,4196 A	0 A	0,6859 A	-0,3812 A
$i_{rq2}^*$	-0,6153 A	0 A	-0,5753 A	-0,5498 A

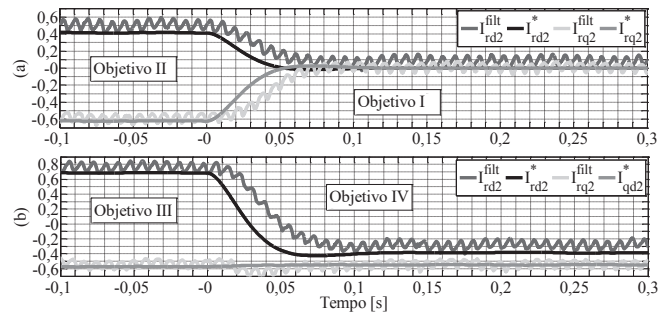


Fig. 17. Controle de  $i_{rd2}$  e  $i_{rq2}$  [A] na mudança dos objetivos de controle: (a) de II para I e (b) de III para IV.

O termo ressonante garante o seguimento das referências, sendo que as oscilações e os erros de regime permanente são devidas ao método de separação de seqüências utilizado (DDSRF). Ressalta-se que as correntes mostradas foram tratadas por meio de filtros passa-baixa de Butterworth de primeira ordem com frequência de corte de 10 Hz, sendo estes os responsáveis pelos atrasos no seguimento das referências.

A Figura 18 mostra que os objetivos III (até 0 s) e IV (a partir de 0 s) são parcialmente atendidos, pois os respectivos termos oscilantes não foram anulados. Isso se deve à não consideração de  $\tau_s$  na obtenção das equações da Tabela I (aproximação válida para máquinas de grande porte, como o DFIG simulado, entretanto não é o caso da bancada de testes) e a possíveis erros nos valores dos parâmetros do DFIG.

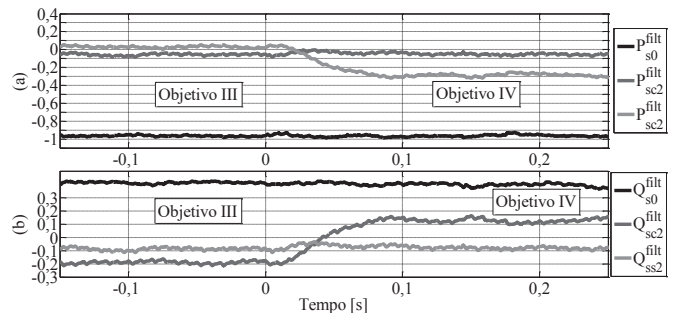


Fig. 18. Potências (a) ativas [kW] e (b) reativas [kVAR] na mudança do objetivo de controle de III para IV.

Pelo mesmo motivo anterior, o objetivo II também não é atendido completamente. Porém, a Figura 19 (b) mostra que  $I_{sd2} \approx 0$  e  $I_{sq2} \approx 0$ . Para comprovar que o modelo simplificado proposto aproxima o comportamento real, a Figura 19 mostra as dinâmicas das correntes do estator em  $dq_1$  e  $dq_2$  nas mudanças entre os objetivos de controle. As demais correntes não são mostradas pois, apesar da variação do objetivo de controle, estas se apresentavam em regime permanente.

Mais uma vez, as oscilações a 60 Hz nas correntes do estator obtidas experimentalmente se devem ao processo de separação realizado pelo DDSRF. Entretanto, estas têm uma baixa amplitude, sendo menos perceptíveis quanto maior a corrente do estator, como mostra a Figura 19 (a).

#### D. Experimental – Afundamento de Tensão

Para a emulação de um afundamento de tensão, a norma IEC61400-21 [31] recomenda que seja utilizada uma estrutura como um divisor de tensão com indutores. Conforme tratado em [11], também poderia ser utilizado para tal um corruptor

de potência industrial (IPC, em inglês *Industrial Power Corruptor*). Outra opção seria a partida simultânea de diversos motores de indução monofásicos juntamente com utilização um transformador para elevar a impedância da rede.

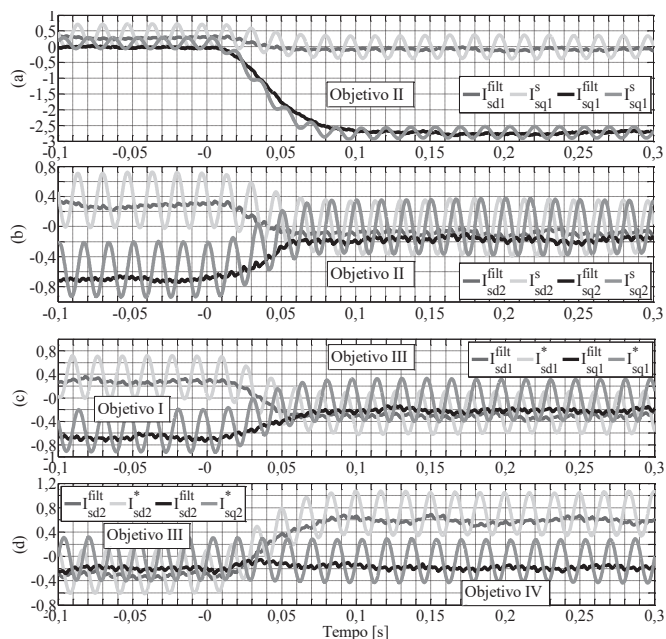


Fig. 19. Dinâmicas das correntes do estator [A]: Na injeção de potências com objetivo de controle II em (a)  $dq_1$  e (b)  $dq_2$ ; (c) na mudança do objetivo de controle I para o III em  $dq_1$ ; e (d) na mudança do objetivo de controle III para o IV em  $dq_2$ .

Entretanto, por limitações de ordem técnica, como a não disponibilidade das estruturas detalhadas anteriormente, não foi possível a realização de tais ensaios.

## VII. CONCLUSÕES

Este artigo propõe um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. Mostrou-se por meio de simulação que este modelo aproxima de forma adequada o comportamento das correntes do estator frente a desequilíbrios e afundamentos desbalanceados na tensão na rede elétrica. Dessa forma, torna-se mais simples, por exemplo, a realização de estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas.

Apesar do modelo simplificado ser mais preciso para máquinas de grande porte, os resultados experimentais obtidos em um protótipo 10 CV mostram que as referências de corrente calculadas aproximaram os objetivos de controle desejados, que o sistema de controle é capaz de controlar as correntes de sequência positiva e negativa e que o modelo simplificado proposto aproxima o comportamento real.

Para a implementação do SCEE tanto em simulação quanto em bancada experimental, foram utilizadas diversas técnicas para se lidar com a sequência negativa, dentre elas destaca-se o DSOGI, o DDSRF e o controle por meio de controladores PI+R. Assim, a implementação realizada também servirá para a realização de estudos futuros, como desenvolvimento de técnicas de LVRT frente a afundamentos assimétricos.

## REFERÊNCIAS

- [1] G. Abad, J. López, M. Rodríguez, L. Marroyo, G. Iwanski, *Doubly Fed Induction Machine*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [2] 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, p. 139–152, Sep. 2013.
- [3] 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, p. 7-33, Dec. 2012.
- [4] A. Petersson, *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.
- [5] 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, p. 231-241, May 1996.
- [6] F. K. de A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodríguez, Á. Luna, “Modelo Simplificado para Aerogeradores Equipados com Gerador de Indução Duplamente Alimentado”, *Eletrônica de Potência*, v. 16, n. 1, p. 47-55, Dez. 2010/Fev. 2011.
- [7] J. López, P. Sanchis, X. Roboam, L. Marroyo, “Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 3, p. 709-717, Sep. 2007.
- [8] J. López, E. Gubía, P. Sanchis, X. Roboam, L. Marroyo, “Wind Turbines Based on Doubly Fed Induction Generator Under Asymmetrical Voltage Dips”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 1, p. 321-330, Mar. 2008.
- [9] L. Xu, Y. Wang, “Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines under Unbalanced Network Conditions”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 22, n. 1, p. 314-323, Feb. 2007.
- [10] V. F. Mendes, H. Pereira, F. F. Matos, W. Hofmann, S. R. Silva, Doubly-Fed Induction Generator Control During Unbalanced Grid Conditions, in *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, p. 1-6, 2015.
- [11] V. F. Mendes, *Ride-Through Fault Capability Improvement Through Novel Control Strategies Applied for Doubly-Fed Induction Wind Generators*. PhD Thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.
- [12] Y. Zhou, P. Bauer, J. A. Ferreira, J. Pierik, “Operation of Grid-Connected DFIG Under Unbalanced Grid Voltage Condition”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 24, n. 1, p. 240-246, Mar. 2009.
- [13] J. Hu, Y. He, L. Xu, B. W. Williams, “Improved Control of DFIG Systems During Network Unbalance Using PI-R Current Regulators”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 439-451, Feb. 2009.
- [14] M. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press, 2000.

- [15] G. G. Richards, O. T. Tan, "Simplified models for induction machine transients under balanced and unbalanced conditions", *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 1, p. 15–21, Jan. 1981.
- [16] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, F. Blaabjerg, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, United Kingdom, 2011.
- [17] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks", *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 37, n. 6, p. 629–716, Jun. 1918.
- [18] H.-S. Song, K. Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter under Unbalanced Input Voltage Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 953–959, Oct. 1999.
- [19] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions", in *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, p. 5173–5178, 2006.
- [20] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, Mar. 2007.
- [21] J. Hu, Y. He, "Modeling and enhanced control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions", *Electric Power Systems Research*, v. 79, n. 2, p. 273–281, Feb. 2009.
- [22] Y. Suh, V. Tijeras, T. A. Lipo, "Control scheme in hybrid synchronous–stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 3, p. 825–835, Jun. 2006.
- [23] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters", *IEEE Proceedings in Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, Sep. 2006.
- [24] F. K. A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodríguez, A. Luna, "Control Strategy for the Rotor Side Converter of a DFIG-WT under Balanced Voltage Sag", in *Proc. of COBEP*, p. 842–847, 2009.
- [25] F. K. de A. Lima *Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2009.
- [26] J. W. Umland, M. Safiuddin, "Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others?", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 3, p. 489–497, May/June. 1990.
- [27] C. Kessler, "Über die vorausberechnung optimal abgestimmter regelkreise teil iii. die optimale einstellung des regelers nach dem betragsoptimum", *Regelungstechnik*, v. 3, p. 40–49, Aug. 1955.
- [28] K. J. Åström, T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2. ed., United States, 1995.
- [29] C. R. Schmidlin Jr., F. K. de A. Lima, T. R. Fernandes Neto, C. G. C. Branco, "Estimação de Parâmetros e Controle de um Gerador de Indução Duplamente Alimentado Durante a Sincronização com a Rede Elétrica", *Eletrônica de Potência*, v. 23, n. 1, p. 118–126, Jan./Mar. 2018.
- [30] 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, p. 7694–7716, Nov. 2014.
- [31] *Wind Turbines – Part 21: Measurement and Assessment of Power Quality Characteristics of Grid Connected Wind Turbines*, IEC, IEC61400, 2008.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Celso Rogério Schmidlin Júnior** possui graduação (2003), mestrado (2006) e doutorado (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC). É professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia, inicialmente no Piauí (2007 a 2010) e atualmente no Ceará (desde 2010). Áreas de interesse: eletrônica de potência, fontes alternativas de energia 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/UF RJ 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.