

# MODELO EM MALHA FECHADA PARA O GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO BASEADO EM CONTROLADORES PROPORCIONAL E INTEGRAL

Francisco Kleber de A. Lima, Carlos Gustavo C. Branco  
Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, Fortaleza-CE, Brasil  
e-mail: klima@dee.ufc.br, gustavo@dee.ufc.br

**Resumo** – Este trabalho tem por objetivo analisar o modelo do gerador de indução duplamente alimentado no referencial  $dq$  síncrono através de estudo teórico. Através da análise dos circuitos que relacionam o rotor e o estator desta máquina nos eixos direto e em quadratura, um modelo matemático em malha fechada será deduzido e analisado em detalhes. Um desenvolvimento matemático baseado em controladores proporcional e proporcional-integral será proposto. Por fim, resultados experimentais a partir de um protótipo de 8 kW montado em laboratório, onde o comportamento dos controladores diante de variações em degrau na referência de corrente do rotor tanto no eixo direto quanto no eixo em quadratura serão apresentados e discutidos, a fim de validar a teoria proposta.

**Palavras-chave** – Geração Eólica, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Modelagem Matemática.

## CLOSED-LOOP MODEL FOR DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR BASED ON PROPORTIONAL AND INTEGRAL CONTROLLERS

**Abstract** – This work aims to analyze the double induction generator model fed (DFIG) in synchronous  $dq$  reference frame through theoretical study. Through analysis of the circuits relating the rotor and the stator of this machine in the direct and quadrature axes, a closed-loop mathematical model will be deduced and analyzed in detail. A mathematical development based on proportional and proportional-integral controllers is proposed. Finally, experimental results from a 8 kW prototype builded on laboratory, where the behavior of controllers under step change in rotor current references both the direct axis as the quadrature axis are presented and discussed in order to validate the proposed theory.

**Keywords** – Doubly-Fed Induction Generator, Mathematical Modeling, Wind Generation.

### NOMENCLATURA

$LVRT$	Low voltage ride through.
$x_d$	Componente da variável no eixo direto.

$x_q$	Componente da variável no eixo em quadratura.
$\Psi_s$	Fluxo magnético do estator.
$\Psi_r$	Fluxo magnético do rotor.
$v_s$	Tensão nos terminais do estator.
$v_r$	Tensão nos terminais do rotor.
$i_s$	Corrente no estator.
$i_r$	Corrente no rotor.
$R_s$	Resistência do enrolamento do estator.
$R_r$	Resistência do enrolamento do rotor.
$L_s$	Indutância própria do estator.
$L_r$	Indutância própria do rotor.
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator.
$L_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor.
$s$	Escorregamento da máquina.
$\omega_s$	Frequência angular da rede elétrica.
$\omega_{sl}$	Frequência angular de escorregamento.
$\xi$	Coefficiente de amortecimento.
$k_p$	Ganho proporcional.
$k_i$	Ganho integral.

## I. INTRODUÇÃO

No Brasil, a geração de energia elétrica a partir de fontes eólicas tem aumentado significativamente nos últimos anos e, atualmente, contribui com aproximadamente 4,8% da matriz energética brasileira [1]. Experiências em países com alta penetração de geração de energia provenientes dos ventos já demonstraram que este cenário é técnica e economicamente viável [2]–[12]. Entretanto, um importante ponto a ser discutido, e que, por vezes, está sendo negligenciado é a adequação às condições brasileiras dos atuais aerogeradores instalados.

Por outro lado, dada a iminente expansão dos parques eólicos atuais que são comumente equipados a partir de aerogeradores com potências entre 1,5 MW e 3,5 MW, podendo chegar em alguns casos a 5 MW, a concepção de modelos de aerogeradores capazes de representar com precisão estes equipamentos, apresenta-se como um tema de alta relevância. Muitos estudos são necessários desde a concepção de um parque eólico até a sua conexão de fato ao sistema elétrico. Daí a importância da busca por modelos capazes de representá-los o mais fielmente possível. Muitos autores nacionais e internacionais têm dedicado esforços a fim de contribuir neste sentido [13]–[27].

Apesar do fato de que a operação de aerogeradores baseados em gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), como o mostrado na Figura 1, seja satisfatória estando a rede elétrica em condições equilibradas, não se pode afirmar o mesmo de seu desempenho estando a tensão no

Artigo submetido em 16/07/2015. Primeira revisão em 06/10/2015. Segunda revisão em 15/02/2016. Aceito para publicação em 17/05/2016, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

ponto de conexão comum (PCC) afetada por afundamentos ou desequilíbrios. Sob tais condições, o transitório eletromagnético do DFIG dá origem a elevadas correntes no conversor, que podem produzir o seu desligamento, a fim de evitar danos nos semicondutores [10], [22], [25], [28]–[31].

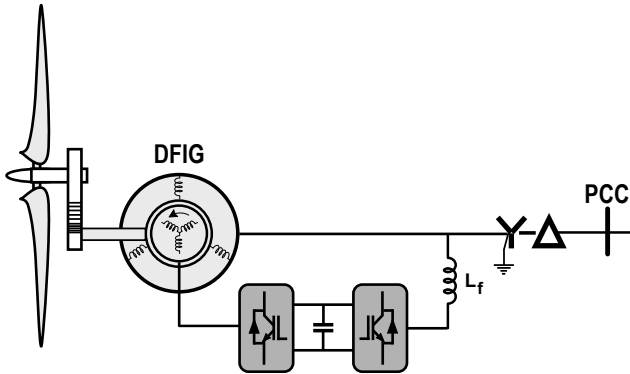


Fig. 1. Diagrama de um aerogerador baseado em DFIG.

O modelo clássico de quinta ordem do DFIG origina expressões complicadas, quando se avalia a máquina sob condições transitórias, algo que não contribui para a realização de um estudo analítico simples

Diante desse contexto, este artigo irá apresentar um modelo em malha fechada para o DFIG, que leva em consideração o tipo de controlador usado no conversor do lado do rotor. O modelo apresentado é baseado no trabalho [20], contudo, nesta nova abordagem o modelo matemático desenvolvido sugere que controladores proporcional e proporcional-integral sejam levados em consideração no sistema de controle de corrente do conversor do lado do rotor (RSC - Rotor Side Converter). A determinação analítica dos ganhos destes controladores também será apresentada.

O resultado pode ser interessante na medida em que poderá facilitar a elaboração de novas soluções de controles capazes de atender aos requisitos atuais dos códigos de rede.

## II. MODELAGEM MATEMÁTICA CLÁSSICA DO DFIG

O equacionamento da máquina de indução de rotor bobinado é bastante conhecido e pode ser escrito através do modelo de 5ª ordem no referencial  $dq$  síncrono, como segue:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \quad (1)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \quad (2)$$

onde  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$ ,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  são os módulos das componentes da tensão e corrente estatórica nos eixos direto e em quadratura, e  $\psi_{sd}$  e  $\psi_{sq}$  são os módulos das componentes do fluxo magnético estatórico nos eixos direto e em quadratura, respectivamente.

Considere, a seguir, as expressões para os fluxos estatóricos nos eixos  $dq$ , de acordo com o que segue:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (4)$$

Trabalhando, agora, sobre o circuito rotórico, pode-se escrever as equações das tensões nos eixos  $dq$ , como:

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (5)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (6)$$

onde  $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$ ,  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  são os módulos das componentes da tensão e corrente rotórica nos eixos direto e em quadratura, e  $\psi_{rd}$  e  $\psi_{rq}$  são os módulos das componentes do fluxo magnético rotórico nos eixos direto e em quadratura, respectivamente.

As expressões para os fluxos rotóricos nos eixos  $dq$  são:

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (7)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (8)$$

O torque eletromagnético da máquina compõe o modelo de 5ª ordem, o qual é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sq} i_{sd} - \psi_{sd} i_{sq}) \quad (9)$$

A partir das equações anteriores é possível desenhar os seguintes circuitos que representam a máquina de indução de rotor bobinado para os eixos  $dq$ , como ilustrado na Figura 2.

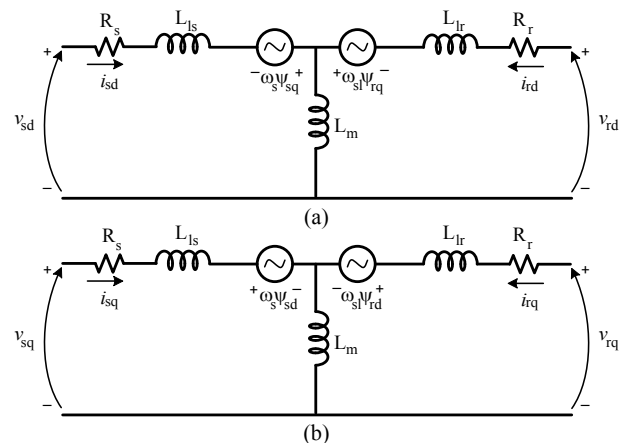


Fig. 2. Circuitos equivalentes nos eixos  $dq$  do DFIG.

## III. MODELAGEM PROPOSTA

Esta seção será dedicada à dedução da modelagem proposta para a máquina de indução duplamente alimentada. Basicamente, o desenvolvimento matemático proposto consiste na formulação de um modelo baseado nas características do sistema, que, ao final, propõe que tipo de controladores devem ser usados para as correntes dos eixos direto  $d$ , e em quadratura  $q$  do RSC.

O modelo proposto é baseado em [20]. Contudo, a principal diferença entre ambos é que enquanto a atual proposta leva em consideração os controladores utilizados para as correntes do rotor, e até sugere que controladores são mais adequados, aquele não leva em consideração o sistema de controle.

### A. Modelagem para o Eixo Direto

Considerando a utilização de um sistema de sincronização rápido e preciso o suficiente de maneira que, o vetor fluxo magnético do estator coincida perfeitamente com o eixo direto. Ainda, admitindo valores baixos para a resistência do estator, a componente direta da tensão do estator é nula.

A fim de simplificar a planta do sistema, é possível, ainda, desprezar as parcelas das tensões devido aos fluxos magnéticos do estator e rotor. Isto não chega a ser um exagero, dado que no caso de supostas variações na tensão do estator e/ou rotor, os respectivos fluxos magnéticos experimentarão variações mais lentas.

Assim, a simplificação do modelo mostrado na Figura 2(a) pode ser vista na Figura 3.

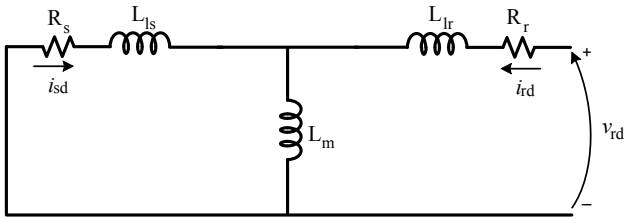


Fig. 3. Circuito simplificado no eixo  $d$ .

Considerando que o controle vetorial orientado pelo campo alinha o eixo direto do sistema de referência ao fluxo magnético do estator [32], e como consequência a componente direta da tensão do estator é nula, tem-se:

$$v_{rd}(s) = i_{rd}(s) \left\{ (R_r + L_{lr}s) + \frac{L_{ls}L_m s^2 + R_s L_m s}{L_s s + R_s} \right\}. \quad (10)$$

Desenvolvendo (10), pode-se escrever:

$$v_{rd}(s) = i_{rd}(s) \left\{ \frac{(L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2}{L_s s + R_s} + \frac{(R_r L_s + R_s L_r)s + R_r R_s}{L_s s + R_s} \right\}. \quad (11)$$

Então, resolvendo (11) para  $i_{rd}$ , tem-se:

$$i_{rd}(s) = \frac{L_s s + R_s}{(L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2 + (R_r L_s + R_s L_r)s + R_r R_s} v_{rd}. \quad (12)$$

Logo, considera-se a planta no eixo direto como:

$$H_d(s) = \frac{i_{rd}(s)}{v_{rd}(s)} = \frac{L_s s + R_s}{(L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2 + (R_r L_s + R_s L_r)s + R_r R_s}. \quad (13)$$

As equações anteriores revelam que este sistema é pobremente amortecido. Sendo necessário, portanto, o correto projeto do sistema de controle, a fim de conferir ao sistema um amortecimento adequado.

O diagrama de blocos mostrado na Figura 4 pode ser considerado para o controle da planta no eixo direto, cuja função de transferência em malha fechada pode ser escrita como:

$$FT_d(s) = \frac{i_{rd}(s)}{i_{rd}^*(s)} = \frac{C_d(s)H_d(s)}{C_d(s)H_d(s) + 1} \quad (14)$$

sendo  $C_d(s)$  a função de transferência do controlador no eixo direto.

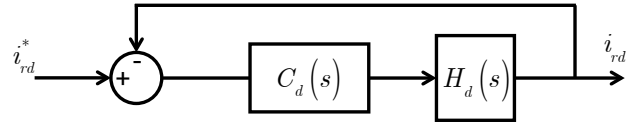


Fig. 4. Diagrama de blocos do sistema em malha fechada no eixo  $d$ .

Substituindo (13) em (14), e considerando um controlador proporcional  $k_p$  para o controle da corrente do rotor no eixo direto, tem-se:

$$FT_d(s) = \frac{\left\{ \frac{L_s s + R_s}{(L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2 + (R_r L_s + R_s L_r)s + R_r R_s} \right\} k_p}{\left\{ \frac{L_s s + R_s}{(L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2 + (R_r L_s + R_s L_r)s + R_r R_s} \right\} k_p + 1}. \quad (15)$$

Desenvolvendo (15) é possível escrever:

$$FT_d(s) = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (16)$$

para o qual, tem-se:

$$A(s) = L_s k_p s + k_p R_s \quad (17)$$

$$B(s) = (L_{lr}L_s + L_{ls}L_m)s^2 + (R_r L_s + R_s L_r + L_s k_p)s + k_p R_s + R_r R_s. \quad (18)$$

A partir da análise do polinômio característico mostrado em (18), é possível constatar que o controlador proporcional é capaz de conferir à planta o amortecimento necessário para que ela não apresente comportamento oscilatório pobremente amortecido.

Comparando o denominador da função de transferência em malha fechada, mostrado em (18) com a função de transferência de um sistema de segunda ordem, pode-se verificar que:

$$2\xi\omega_n = R_r L_s + R_s L_r + L_s k_p \quad (19)$$

onde  $\xi$  é o amortecimento do sistema e  $\omega_n$  é a frequência natural não amortecida.

Assim, pode-se escrever:

$$\omega_n^2 = k_p R_s. \quad (20)$$

Combinando (19) e (20) é possível escrever:

$$\xi = \frac{R_r L_s + R_s L_r + L_s k_p}{2\sqrt{R_s k_p}}. \quad (21)$$

A partir de (21) é possível escrever:

$$k_p [L_s^2 k_p + 2L_s(R_r L_s + R_s L_r) - 4\xi^2 R_s] = 0 \quad (22)$$

cujas raízes são:

$$k_{p1} = \frac{4\xi^2 R_s - 2L_s(R_r L_s + R_s L_r)}{L_s^2} \quad (23)$$

$$k_{p2} = 0. \quad (24)$$

Entretanto, para máquinas de potência elevada, a nível de MW, os valores das resistências dos enrolamentos estático e rotórico podem, em determinadas condições serem desprezados, especialmente quando aparecem nas equações elevado ao quadrado, ou mesmo quando multiplicados entre si. Assim, para máquinas com maiores valores de potência nominal vale a modelagem que segue.

Então, a partir de (21), considerando as parcelas  $R_r L_s$  e  $R_s L_r$  desprezíveis, dado que se trata de produtos de valores muito menores do que a unidade, (21) pode ser reescrita como:

$$\xi = \frac{L_s k_p}{2\sqrt{R_s k_p}}. \quad (25)$$

Ou ainda:

$$L_s^2 k_p^2 - 4\xi^2 R_s k_p = 0. \quad (26)$$

A equação (26) admite duas soluções. Uma delas é nula e, portanto, não faz sentido ser considerada. A outra solução é:

$$k_p = 4\xi^2 \frac{R_s}{L_s^2}. \quad (27)$$

A equação (27) mostra que o ganho do controlador proporcional é função da característica do enrolamento do estator da máquina, e do amortecimento que desejamos para o sistema. O valor parametrizado do ganho  $k_p$  é:

$$k'_p = k_p \frac{L_s^2}{R_s}. \quad (28)$$

Assim, tem-se:

$$k'_p = 4\xi^2. \quad (29)$$

Considerando o valor parametrizado do ganho,  $k'_p$ , em função do amortecimento podemos traçar o gráfico mostrado na Figura 5.

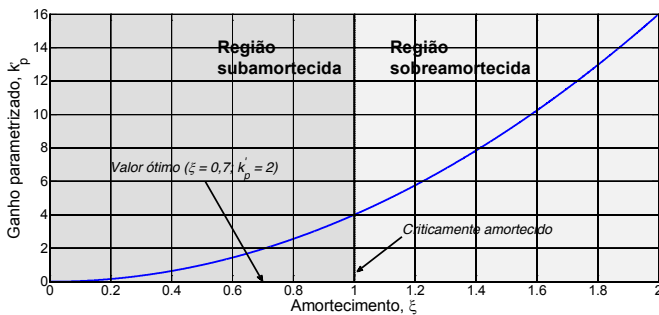


Fig. 5. Ganho parametrizado do controlador proporcional em função do amortecimento.

### B. Modelagem para o Eixo em Quadratura

Por outro lado, considerando o circuito equivalente para o eixo em quadratura,  $q$ , e desprezando-se as contribuições dos fluxos magnéticos do estator e rotor, é possível desenhar o

circuito mostrado na Figura 6.

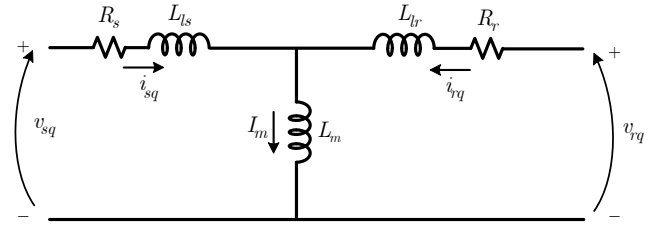


Fig. 6. Circuito simplificado no eixo  $q$ .

Considerando que o controle vetorial orientado pelo campo alinha o eixo direto ao fluxo magnético do estator, e como consequência a componente em quadratura da tensão do estator concentra toda a tensão do estator, pode-se escrever:

$$I_m = i_{rq} + i_{sq} \quad (30)$$

$$v_{sq}(s) = i_{sq}(R_s + L_{ls}s) + I_m L_m s \quad (31)$$

$$v_{rq}(s) = i_{rq}(R_r + L_{lr}s) + I_m L_m s. \quad (32)$$

Substituindo (31) em (32), tem-se:

$$v_{rq}(s) = i_{rq}(R_r + L_{lr}s) + v_{sq} - i_{sq}(R_s + L_{ls}s). \quad (33)$$

Agora, resolvendo (31) para  $i_{sq}$  e substituindo o resultado em (33), tem-se:

$$v_{rq}(s) = i_{rq}(R_r + L_{lr}s) + v_{sq} - (I_m - i_{rq})(R_s + L_{ls}s). \quad (34)$$

Desenvolvendo (34), segue que:

$$v_{rq}(s) = i_{rq}\{R_r + R_s + (L_{lr} + L_{ls})s\} + v_{sq} - I_m(R_s + L_{ls}s). \quad (35)$$

Resolvendo (35) para  $i_{rq}$ , pode-se escrever:

$$\begin{aligned} i_{rq}(s) &= \frac{1}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} v_{rq} + \\ &+ \frac{R_s + L_{ls}s}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} I_m - \\ &- \frac{1}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} v_{sq}. \end{aligned} \quad (36)$$

Ainda, considerando:

$$I_m = \frac{v_{sq}}{L_m s}. \quad (37)$$

Substituindo (37) em (36), pode-se escrever:

$$\begin{aligned} i_{rq}(s) &= \frac{1}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} v_{rq} + \\ &+ \frac{R_s + L_{ls}s}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} \frac{v_{sq}}{L_m s} - \\ &- \frac{1}{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s} v_{sq}. \end{aligned} \quad (38)$$

Desenvolvendo (38), chega-se a:

$$i_{rq}(s) = \frac{1}{\underbrace{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s}_{H_q(s)}} v_{rq} + \frac{R_s + (L_{ls} - L_m)s}{\underbrace{(L_m L_{lr} + L_m L_{ls})s^2 + L_m(R_r + R_s)s}_{D(s)}} v_{sq}. \quad (39)$$

Admitindo o diagrama de blocos para o controle da planta do eixo em quadratura mostrado na Figura 7, pode-se escrever uma das funções de transferências,  $FT_{q1}(s)$ , como:

$$FT_{q1}(s) = \frac{i_{rq}(s)}{v_{sq}(s)} = \frac{D(s)}{C_q(s)H_q(s) + 1}. \quad (40)$$

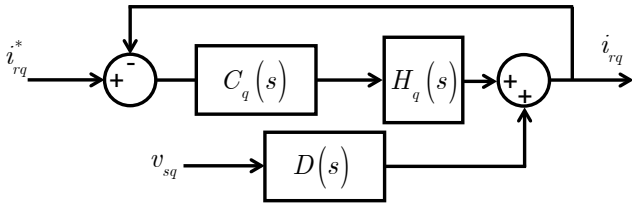


Fig. 7. Diagrama de blocos da planta no eixo  $q$ .

A outra função de transferência,  $FT_{q2}(s)$ , pode ser escrita como:

$$FT_{q2}(s) = \frac{i_{rq}(s)}{i_{rq}^*(s)} = \frac{C_q(s)H_q(s)}{C_q(s)H_q(s) + 1}. \quad (41)$$

De acordo com as equações anteriores pode-se escrever:

$$i_{rq}(s) = \frac{C_q(s)H_q(s)}{C_q(s)H_q(s) + 1} i_{rq}^* + \frac{D(s)}{C_q(s)H_q(s) + 1} v_{sq}. \quad (42)$$

Substituindo (39) em (42), e considerando um controlador PI, tem-se:

$$i_{rq}(s) = \frac{1}{\underbrace{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s}_{H_q(s)}} \left( \frac{k_p s + k_i}{s} \right) i_{rq}^* + \frac{1}{\underbrace{(L_{lr} + L_{ls})s + R_r + R_s}_{H_q(s)}} \left( \frac{k_p s + k_i}{s} \right) + \frac{R_s + (L_{ls} - L_m)s}{\underbrace{(L_m L_{lr} + L_m L_{ls})s^2 + L_m(R_r + R_s)s}_{D(s)}} v_{sq}. \quad (43)$$

Desenvolvendo (43), segue que:

$$i_{rq} = \frac{k_p s + k_i}{(L_{lr} + L_{ls})s^2 + (R_r + R_s + k_p)s + k_i} i_{rq}^* + \frac{1}{L_m} \frac{R_s + (L_{ls} - L_m)s}{(L_{lr} + L_{ls})s^2 + (R_r + R_s + k_p)s + k_i} v_{sq} \quad (44)$$

Comparando (44) com a função de transferência de um sistema de segunda ordem, pode-se verificar que:

$$2\zeta\omega_n = R_r + R_s + k_p \quad (45)$$

e:

$$\omega_n^2 = k_i. \quad (46)$$

Combinando (45) e (46), pode-se escrever a seguinte expressão para o amortecimento:

$$\xi = \frac{R_r + R_s + k_p}{2\sqrt{k_i}}. \quad (47)$$

Desenvolvendo (47), pode-se escrever:

$$k_p^2 + 2(R_r + R_s)k_p\xi + (R_r + R_s)^2 - 4\xi^2 k_i = 0 \quad (48)$$

cujas raízes são:

$$k_{p1} = 2\xi\sqrt{k_i} - (R_r + R_s) \quad (49)$$

$$k_{p2} = -2\xi\sqrt{k_i} - (R_r + R_s). \quad (50)$$

A mesma observação feita na seção anterior vale para máquinas com potências elevadas. Portanto, dado o baixo valor das resistências dos enrolamentos do estator e rotor da máquina é possível desprezar o efeito destas em (49) e (50). Assim, estas equações podem ser reescritas como:

$$k_{p1} = 2\xi\sqrt{k_i} \quad (51)$$

$$k_{p2} = -2\xi\sqrt{k_i}. \quad (52)$$

É necessário que o valor do ganho  $k_p$  seja positivo, caso contrário, o sistema apresentará um zero no semi-plano direito, como pode ser observado em (44), e se comportará como sistema de fase não mínima. Assim, tem-se:

$$k_p = 2\xi\sqrt{k_i}. \quad (53)$$

A partir do equacionamento desenvolvido é possível plotar o gráfico mostrado na Figura 8, que relaciona os ganhos proporcional e integral do controlador PI em função das regiões de operação subamortecida e sobreamortecida.

Foi utilizado um cenário no qual o DFIG encontra-se em regime permanente.

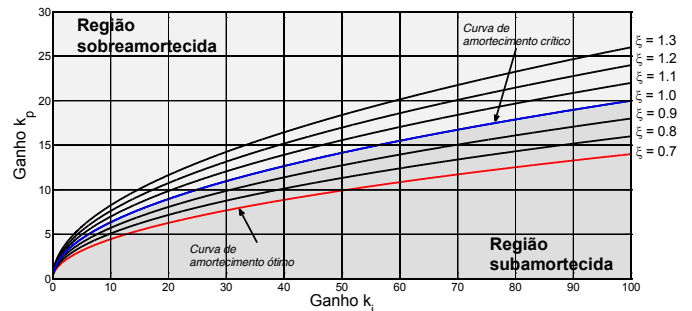


Fig. 8. Ganho proporcional do controlador PI em função do ganho integral.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção é dedicada à apresentação de resultados experimentais de um protótipo montado em laboratório, a fim de validar a teoria apresentada neste artigo. A Tabela I mostra as características do protótipo usado para este trabalho.

**TABELA I**  
**Parâmetros do Modelo Experimental.**

Características do DFIG	
Grandezas	Valores
Potência nominal	8,0 kW
Tensão nominal do estator	380 V
Tensão nominal do rotor	436 V
Frequência nominal do estator	60 Hz
Resistência do estator	1,05 $\Omega$
Resistência do rotor	1,45 $\Omega$
Indutância de dispersão do estator	7,74 mH
Indutância de dispersão do rotor	7,74 mH
Indutância de magnetização	256,96 mH
Número de pares de polos	2
Ganhos dos controladores de corrente	
<b>Controlador proporcional (eixo direto)</b>	
$k_p$	20
<b>Controlador proporcional-integral (eixo em quadratura)</b>	
$k_p$	10
$k_i$	100

Uma fotografia do protótipo desenvolvido em laboratório é mostrada na Figura 9, na qual são destacados os principais componentes do sistema.

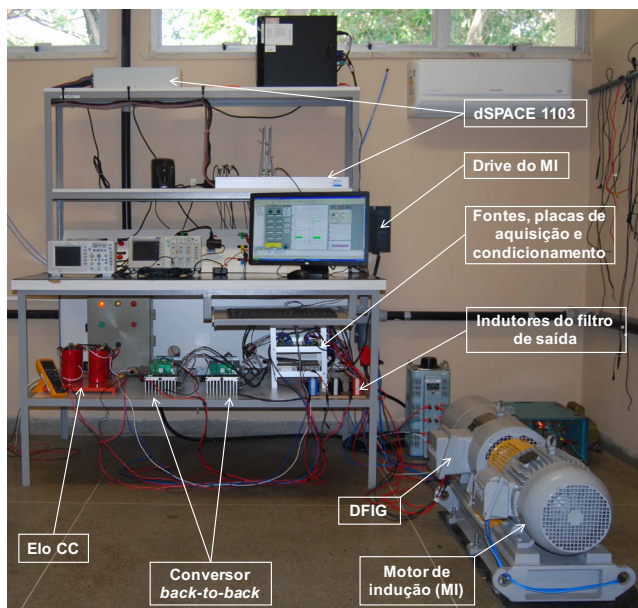


Fig. 9. Plataforma experimental.

A fim de se avaliar a eficácia dos controladores usados, as correntes do rotor nos eixos direto e em quadratura foram submetidas a variações em degrau, como mostrado a seguir. Três cenários foram explorados a fim de avaliar o comportamento dos controladores de corrente do conversor do lado da máquina. No primeiro deles, houve variação em degrau na referência da componente da corrente do rotor no eixo direto, assim como na referência da componente da corrente do rotor no eixo em quadratura para escorregamento igual a 23%. No segundo cenário, as referências nas

componentes das correntes do rotor nos eixos direto e em quadratura também experimentaram variação em degrau, porém, para escorregamento igual a 15%. Assim, os controladores das correntes do rotor foram testados em pontos de operações distintos. Por último, um afundamento na tensão da rede elétrica foi realizado.

A exemplo do que foi sugerido na Seção III, para os resultados experimentais, utilizou-se controlador proporcional no controle da corrente do rotor no eixo direto, e controlador proporcional-integral no controle da corrente do rotor no eixo em quadratura. A determinação destes valores está mostrada no Apêndice.

As Figuras 10 e 11 mostram os comportamentos das correntes de referência e medida para os eixos direto e em quadratura no conversor do lado do rotor, durante variação no valor de referência da corrente no eixo direto.

As Figuras 12 e 13 mostram os comportamentos das correntes de referência e medida para os eixos em quadratura e direto no conversor do lado do rotor, durante variação no valor de referência da corrente no eixo em quadratura, em ambos os testes o escorregamento da máquina era igual a 23%.

Os controladores das correntes do rotor também foram testados noutro ponto de operação, desta vez com escorregamento igual a 15%. As Figuras 14 e 15 mostram os comportamentos das correntes de referência e medida para os eixos direto e em quadratura no conversor do lado do rotor, durante variação no valor de referência da corrente no eixo direto.

As Figuras 16 e 17 mostram os comportamentos das correntes de referência e medida para os eixos em quadratura e direto no conversor do lado do rotor, durante variação no valor de referência da corrente no eixo em quadratura.

Baseado nos resultados mostrados nas Figuras 10 a 17, alguns comentários se fazem necessários a fim de elucidar possíveis dúvidas por parte do leitor. As Figuras 10 e 11 dizem respeito a variação do valor da referência de corrente no eixo direto. Porém é possível observar, na Figura 11, uma pequena variação na corrente do eixo em quadratura durante a dinâmica de  $I_{rd}^*$ . Isso se deve porque, apesar do uso de um sistema de sincronização rápido e bastante preciso, no caso, o D-SOGI [33], o desacoplamento entre os eixos direto e em quadratura não foi perfeito. Isto pode ser explicado porque para os testes dos controladores de correntes do rotor, a malha mais externa, que controla as potências ativa e reativa do estator, foi retirada para que fosse possível a variação das referências de corrente em degrau. Caso contrário, isso não seria possível, dado que os controladores de potência, que irão sintetizar os valores das referências de corrente,  $I_{rq}^*$  e  $I_{rd}^*$ , não permitem respostas em degrau. O mesmo efeito ocorreu para o caso em que houve variação no valor de referência da componente no eixo em quadratura. Assim, dado que os controladores de corrente são mais rápidos do que os de potência, e estando o sistema somente com esta malha, este acoplamento se evidencia mais. Quando o sistema opera com as duas malhas, interna de corrente e externa de potência, em ambos os eixos, o acoplamento mostrado nas Figuras 15 e 17, é minimizado.

De acordo com os resultados mostrados nas Figuras 10 a 17 é possível observar que as respostas das correntes

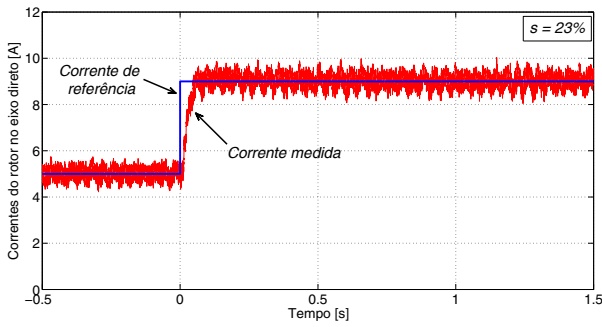


Fig. 10. Correntes do rotor no eixo direto durante degrau no valor de referência  $I_{rd}^*$ .

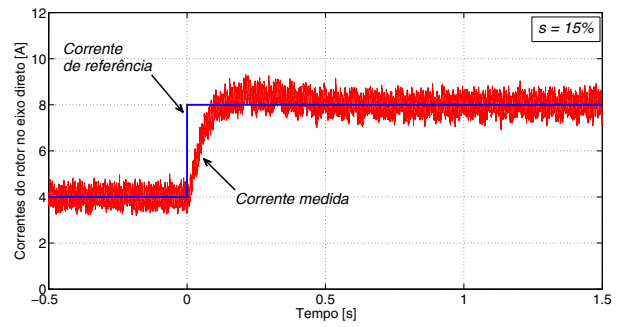


Fig. 14. Correntes do rotor no eixo direto durante degrau no valor de referência  $I_{rd}^*$ .

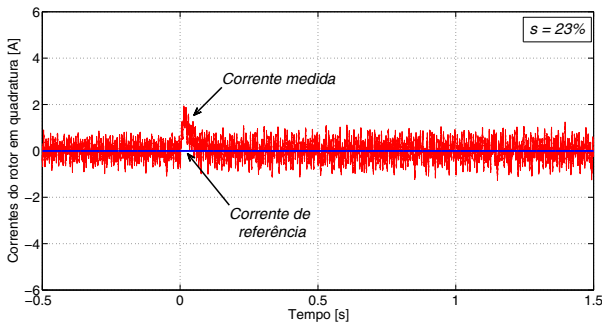


Fig. 11. Correntes do rotor no eixo em quadratura durante degrau no valor de referência  $I_{rq}^*$ .

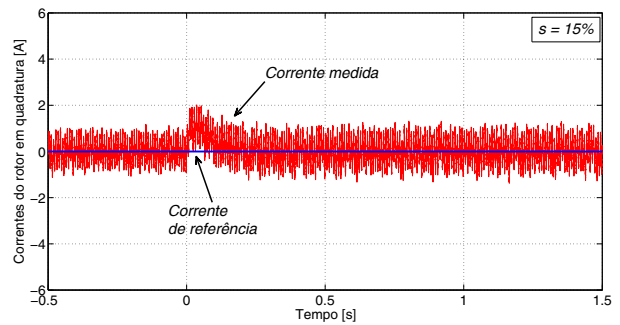


Fig. 15. Correntes do rotor no eixo em quadratura durante degrau no valor de referência  $I_{rq}^*$ .

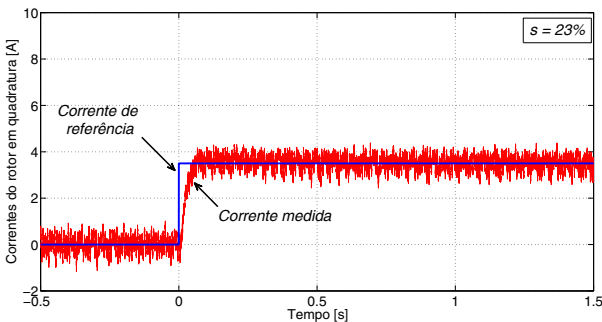


Fig. 12. Correntes do rotor no eixo em quadratura durante degrau no valor de referência  $I_{rq}^*$ .

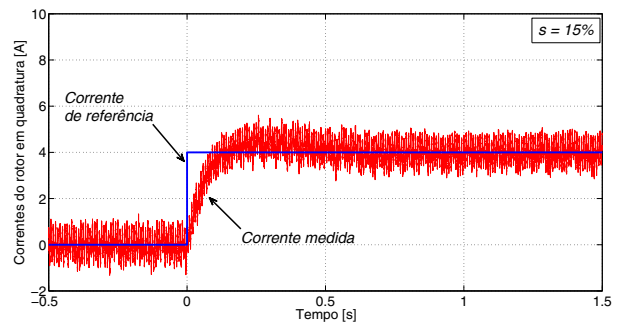


Fig. 16. Correntes do rotor no eixo em quadratura durante degrau no valor de referência  $I_{rq}^*$ .

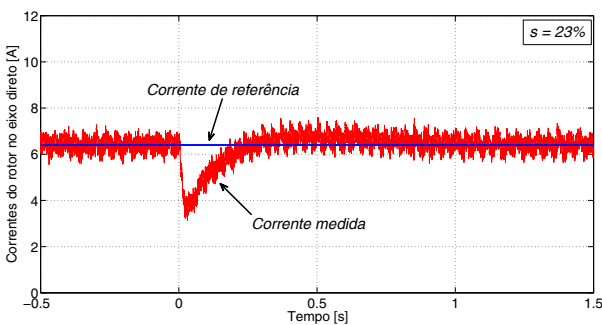


Fig. 13. Correntes do rotor no eixo direto durante degrau no valor de referência  $I_{rd}^*$ .

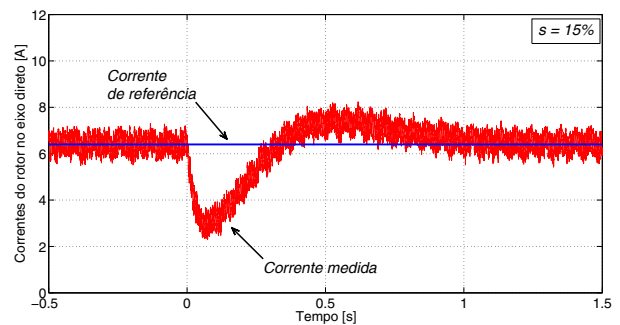


Fig. 17. Correntes do rotor no eixo direto durante degrau no valor de referência  $I_{rd}^*$ .

do rotor nos eixos direto e em quadratura comportaram-se de acordo com a teoria desenvolvida neste trabalho. A qual, previa comportamentos de sistemas de segunda ordem subamortecidos (o valor adotado para o coeficiente de amortecimento foi 0,7), para respostas ao degrau.

A velocidade do rotor, mostrada na Figura 18, foi obtida pelo sistema de aquisição para os ensaios cujos resultados são mostrados nas Figuras 16 e 17. É possível observar a velocidade controlada durante a dinâmica da corrente do rotor no eixo em quadratura (variação de potência ativa do estator).

## V. CONCLUSÕES

Neste instante, a máquina apresentava operação subsíncrona com escorregamento de aproximadamente 15%. A velocidade do gerador sofre afundamento após aumento da potência ativa injetada (variação positiva de  $I_{rq}^*$ ), uma vez que este sistema não utiliza malha separada para o controle da velocidade da máquina. Porém, após a dinâmica, a velocidade retorna ao seu valor de origem, mantendo-se controlada.

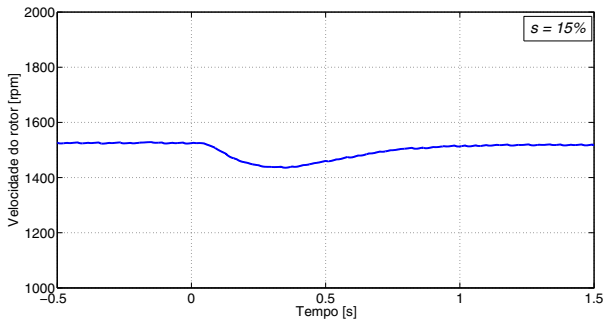


Fig. 18. Velocidade do gerador durante variação em degrau da componente em quadratura da corrente do rotor,  $I_{rq}^*$ .

As Figuras 19 e 20 mostram os comportamentos das correntes de referência e medida para os eixos direto e em quadratura no conversor do lado do rotor, durante afundamento severo da tensão da rede elétrica para 0,37 p.u. de tensão residual. Este resultado mostrou as correntes do rotor e estator controladas, e diminuindo durante o afundamento de tensão. Assim, a exigência de capacidade de LVRT, presente no código de rede brasileiro assim como em todos os códigos de redes atuais, foi atendida.

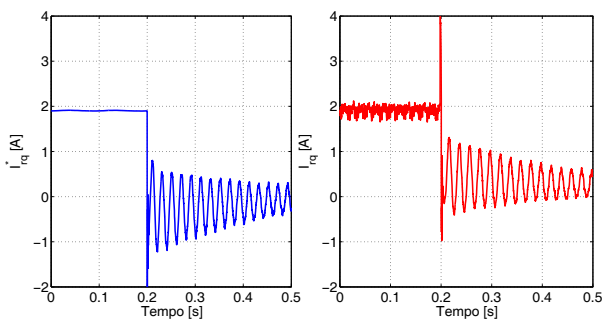


Fig. 19. Correntes do rotor no eixo em quadratura. À esquerda o valor de referência  $I_{rq}^*$ , e à direita o valor medido  $I_{rq}$ .

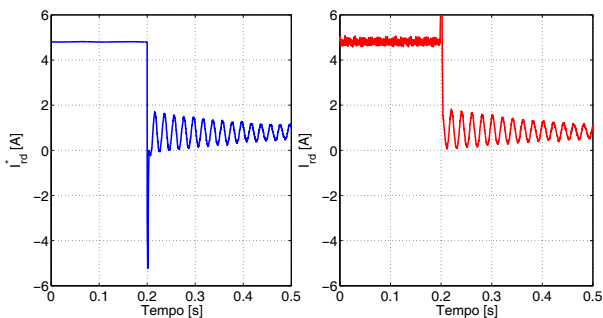


Fig. 20. Correntes do rotor no eixo direto. À esquerda o valor de referência  $I_{rd}^*$ , e à direita o valor medido  $I_{rd}$ .

Este trabalho apresentou o desenvolvimento matemático para o modelo, em malha fechada, do gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), no qual os controladores de corrente do RSC são escolhidos baseados na própria modelagem desenvolvida. A modelagem matemática que descreve o comportamento das correntes do rotor nos eixos direto e em quadratura foi desenvolvida, a qual sugeriu que controladores do tipo proporcional (P) e proporcional-integral (PI) fossem usados como os controladores das correntes do rotor nos eixos direto e em quadratura, respectivamente.

Foi mostrado, em detalhes, as principais equações para a dedução do modelo, a fim de facilitar o entendimento do leitor. Gráficos mostraram as regiões para diferentes condições de operação da máquina, com o objetivo de facilitar a escolha dos valores dos ganhos dos controladores considerados nesta dedução.

Resultados experimentais extraídos a partir de um protótipo de um DFIG montado em laboratório, com ajustes dos controladores das correntes do rotor no eixo direto e em quadratura baseados na teoria proposta foram apresentados e discutidos. O modelo foi validado a partir de dinâmicas nas correntes do rotor para condições de regime permanente da tensão da rede elétrica, assim como para condição de variação brusca da tensão da rede.

A partir dos resultados obtidos, concluiu-se que o modelo apresentado e discutido neste artigo se apresenta como uma ferramenta factível, que pode ser utilizada em estudos de aerogeradores baseados em DFIG.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq, pelo suporte financeiro através do Projeto 486948/2012-9.

## APÊNDICE

A determinação dos ganhos dos controladores P ( $I_{rd}$ ), e PI ( $I_{rq}$ ) se dá a partir dos parâmetros da máquina extraídos da Tabela I, e com o auxílio das equações deduzidas na Seção III.

As simplificações realizadas na Seção III para máquinas com potências elevadas não foram consideradas para os cálculos a seguir, dado que a máquina utilizada no protótipo experimental possui baixo valor de potência, e, portanto, as simplificações mencionadas implicariam em erros consideráveis.

1) *Controlador do eixo direto*: Adotando  $\xi = 0,7$ , e substituindo os respectivos valores em (23), tem-se que:  $k_p = 24,37$ .

2) *Controlador do eixo em quadratura*: Adotando  $\xi = 0,7$  e considerando o valor de  $k_i = 100$ , após a substituição destes valores em (49), tem-se que:  $k_p = 11,5$ .

## REFERÊNCIAS

- [1] ONS, “Banco de Informações de Geração”, [Online], 2015, URL: <http://www.aneel.gov.br>.



- [2] J. B. Ekanayake, L. Holdsworth, N. Jenkins, "Comparison of 5th Order and 3rd Order Machine Models for Doubly Fed Induction Generator (DFIG) Wind Turbines", *Electric Power Systems Research*, vol. 67, no. 3, pp. 207–215, Dez. 2003.
- [3] M. Molinas, J. A. Suul, T. Undeland, "Low Voltage Ride Through of Wind Farms With Cage Generators: STATCOM Versus SVC", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1104–1117, Mai. 2008.
- [4] S. Müller, M. Deicke, R. W. D. Doncker, "Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, Mai/Jun. 2002.
- [5] M. V. A. Nunes, J. A. P. L. Lopes, H. H. Zürn, U. H. Bezerra, R. G. Almeida, "Influence of the Variable-Speed Wind Generators in Transient Stability Margin of the Conventional Generators Integrated in Electrical Grids", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 4, pp. 692–701, Dez. 2004.
- [6] J. P. Costa, J. Marques, H. A. Gründling, H. Pinheiro, "Comportamento Dinâmico Do Gerador De Indução Com Dupla Alimentação Orientado No Fluxo Estático", *Eletrônica de Potência*, vol. 11, no. 1, pp. 33–42, Mar. 2006.
- [7] V. F. Mendes, *Ride-Through Fault Capability Improvement Through Novel Control Strategies Applied for Doubly-Fed Induction Wind Generators*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [8] V. F. Mendes, C. V. Sousa, S. R. Silva, B. C. Rabelo, W. Hofmann, "Modeling and Ride-Through Control of Doubly Fed Induction Generators During Symmetrical Voltage Sags", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 1161–1171, Set. 2011.
- [9] F. Poirier, T. Bouaouiche, M. Machmoum, "Advanced Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion", *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 7, pp. 1085–1096, Jul. 2009.
- [10] M. K. Bourdoulis, A. T. Alexandridis, "Direct Power Control of DFIG Wind Systems Based on Nonlinear Modeling and Analysis", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 764–775, Dez. 2014.
- [11] S. Yang, Y. Wu, H. Lin, W. Lee, "Integrated Mechanical and Electrical DFIG Wind Turbine Model Development", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 2090–2102, Mai. 2014.
- [12] Y. Tang, L. Xu, "A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 472–478, Jul. 1995.
- [13] J. P. Costa, H. Pinheiro, "Nova Estratégia de Controle de Alto Desempenho para Operação do GIDA Durante Distúrbios Assimétricos na Rede Elétrica", *Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 4, pp. 305–315, Dez. 2009.
- [14] A. S. Filho, M. E. O. Filho, E. Ruppert, "A Power Control Scheme for Doubly-Fed Induction Generator", *Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 4, pp. 287–295, Dez. 2009.
- [15] F. K. A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodriguez, A. Luna, "Controle de Gerador de Indução Duplamente Alimentado Diante de Afundamentos de Tensão", *Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 3, pp. 189–199, Ago. 2009.
- [16] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2013.
- [17] F. Blaabjerg, Z. Chen, "Power Electronics for Modern Wind Turbines", *Synthesis Lectures on Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 1–68, 2005.
- [18] F. K. A. Lima, A. Luna, P. Rodriguez, E. H. Watanabe, F. Blaabjerg, "Rotor Voltage Dynamics in the Doubly Fed Induction Generator During Grid Faults", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 118–130, Jan. 2010.
- [19] A. Luna, F. K. A. Lima, D. Santos, P. Rodríguez, E. H. Watanabe, S. Arnaltes, "Simplified Modeling of a DFIG for Transient Studies in Wind Power Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 9–20, Jan. 2011.
- [20] F. K. A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodríguez, A. Luna, "Modelo Simplificado para Aerogeradores Equipados com Gerador de Indução Duplamente Alimentado", *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 1, pp. 47–55, Fev. 2011.
- [21] L. Xu, Y. Wang, "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 314–323, Fev. 2007.
- [22] I. Erlich, J. Kretschmann, J. Fortmann, S. Mueller-Engelhardt, H. Wrede, "Modeling of Wind Turbines Based on Doubly-Fed Induction Generators for Power System Stability Studies", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 3, pp. 909–919, Ago. 2007.
- [23] G. H. Li, B. H. Zhang, Z. G. Hao, J. Wang, Z. Q. Bo, T. Yip, "Modeling of DFIG Based Wind Generator and Transient Characteristics Analysis", in *10th International Conference on Environment and Electrical Engineering (E3EIC)*, pp. 1–4, 2011.
- [24] J. Hu, H. Nian, H. Xu, Y. He, "Dynamic Modeling and Improved Control of DFIG Under Distorted Grid Voltage Conditions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 163–175, Mar. 2011.
- [25] A. Ostadi, A. Yazdani, R. K. Varma, "Modeling and Stability Analysis of a DFIG-Based Wind-Power Generator Interfaced With a Series-Compensated Line", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1504–1514, Jul. 2009.
- [26] L. Fan, R. Kavasseri, Z. L. Miao, C. Zhu, "Modeling of DFIG-Based Wind Farms for SSR Analysis", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2073–2082, Out. 2010.
- [27] Y.-K. Wu, W.-H. Shu, H.-Y. Cheng, G.-T. Ye, D.-C. Jiang, "Mathematical Modelling and Simulation

- of the DFIG-Based Wind Turbine”, in *International Automatic Control Conference (CACCS)*, pp. 57–62, 2014.
- [28] L. Xu, “Coordinated Control of DFIG’s Rotor and Grid Side Converters During Network Unbalance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1041–1049, Mai. 2008.
- [29] D. Xiang, L. Ran, P. J. Tavner, S. Yang, “Control of a Doubly Fed Induction Generator in a Wind Turbine During Grid Fault Ride-Through”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 652–662, Set. 2006.
- [30] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, S. Arnalte, “Direct Power Control Applied to Doubly fed Induction Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2328–2336, Set. 2008.
- [31] A. Petersson, T. Thiringer, L. Harnefors, T. Petru, “Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 878–886, Dez. 2005.
- [32] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd ed., Dpringer-Verlag, 2001.
- [33] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions”, in *32<sup>nd</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 5173–5178, 2006.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Francisco Kleber de Araújo Lima** nascido em 03 de novembro de 1968 em Fortaleza é Engenheiro Eletricista (1998) e Mestre em Engenharia Elétrica (2003), pela Universidade Federal do Ceará. Recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro em 2009.

Dr. Lima é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. 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.

**Carlos Gustavo Castelo Branco** possui Graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2002) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2005). 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 Pesquisa e Desenvolvimento de sistemas UPS Isolados em Alta Frequência, Sistemas de Energia Fotovoltaica e Acionamentos de Máquinas.

Carlos Gustavo C. Branco atualmente é professor assistente do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. Ele é membro do IEEE e da SOBRAEP.