

IMPACTO DO TAMANHO DO HORIZONTE DESLIZANTE PARA CONTROLE PREDITIVO EM TURBINAS EÓLICAS BASEADAS EM DFIG

Lucas L. Rodrigues¹, Omar A. C. Vilcanqui², Alfeu J. Sguarezi Filho²

¹Universidade Federal do ABC, Santo André – SP, Brasil

²Universidade Federal do Acre, Rio Branco – AC, Brasil

e-mail: rodrigues.lucas@ufabc.edu.br, omarchu@gmail.com, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

Resumo – Durante os últimos anos, tem-se apresentado diversas topologias de controladores preditivos aplicados ao Doubly Fed Induction Generators. Devido a importância dessa abordagem, neste artigo será analisado a sensibilidade dos horizontes de controle e de predição em um controlador preditivo baseado em modelo, do inglês *Model Based Predictive Control*, que utiliza um modelo de predição em espaço de estados. O presente estudo inclui a análise da resposta ao degrau, propagação do ruído, relativos ao chaveamento do conversor *back to back* e ao ruído do eixo. Além disso, serão analisados o desempenho do controlador quando o gerador opera em diferentes velocidades mecânicas, e o custo computacional do algoritmo do controlador. Finalmente, serão apresentados resultados experimentais para validar as análises feitas.

Palavras-chave – Controle de Potência, Controle Preditivo, Controle Vetorial de Máquinas, Energia eólica, Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG).

IMPACT OF RECEDING HORIZON LENGTH UNDER MBPC APPLIED TO DFIG BASED WIND TURBINE

Abstract – During the last years, there has been presented many predictive controllers applied to Doubly Fed Induction Generators. Due to the importance of this approach, this paper is going to analyze the sensitivity of prediction and control horizon to a Model Based Predictive Control using a space-state prediction model. The current study includes a step response analysis, noise propagation, related to back to back power converter switching and mechanical shaft noise. Furthermore, the performance under different mechanical speed and computational cost of MBPC algorithm are going to be analyzed. Finally, experimental results were used to endorse the proposed analysis.

Keywords – Doubly Fed Induction Generator (DFIG), Machine vector control, Predictive control, Power control, Wind power generation.

I. INTRODUÇÃO

Durante os últimos anos houve um grande aumento da geração de energia eólica, e devido ao crescimento da geração neste setor, países como Alemanha e Espanha já estão enrijecendo as normas para este tipo de energia, sendo um dos fatores o aumento da influência do setor eólico na suas matrizes energéticas. Assim, há necessidade de geradores eólicos capazes de operar satisfatoriamente em diferentes situações e ter uma resposta rápida para se adequar a esta nova realidade [1].

Um dos geradores mais populares para turbinas de médio e grande porte é o *Doubly Fed Induction Generators* (DFIG) [2]. Este gerador tem-se destacado pela sua capacidade de operar em velocidade variável, compensação de reativo, menor estresse mecânico e menor custo com os conversores de potência, quando comparado com geradores de conversão completa [3].

O DFIG tem seu estator conectado à rede e seu rotor conectado a um ramo de derivação através de um conversor de potência *back-to-back*. A função deste conversor é garantir a operação em velocidade variável e permitir o controle de outras grandezas da máquina [4]. Para que isso seja possível é necessário a utilização de um controlador para o conversor do lado do rotor.

Segundo [4]–[6] as estratégias de controle para o conversor do lado do rotor são controle direto de torque, controle direto de potência e controle vetorial. A diferença entre essas estratégias está na malha de controle utilizada, que corresponde a potência ativa e reativa, torque ou fluxo, e corrente do rotor, respectivamente. Dentre essas estratégias, o controle vetorial é uma das estratégias mais populares e conhecidas na literatura [4]. Sendo que, já foram propostos diversos controladores como, os controladores PI [6], *deadbeat* [7], *neuro-fuzzy* [8], [9], realimentação de estados [10], modo deslizante [5], [11], e controle preditivo.

O *Model Based Predictive Control* (MBPC) é uma abordagem de controle que utiliza um modelo do sistema para calcular o comportamento futuro, obtendo-se uma lei de controle a partir dessa característica [12]. Na literatura existem diversas técnicas de controle preditivo aplicado ao DFIG, como controle preditivo generalizado, que usa a função de transferência como modelo [13], [14], MBPCs com modelos não lineares [15], [16], controle preditivo em tempo contínuo [17], MBPC com matriz de conversão direta [18], MBPC com controle direto de potência [19], [20], *finite control set* MBPC [21] e com controle preditivo baseado no modelo em espaço de estados [22], [23]. Dentre os controladores preditivos, modelo em espaço de estados tem a vantagem de ter um baixo custo

Artigo submetido em 20/03/2018. Primeira revisão em 03/05/2018. Aceito para publicação em 04/07/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2018.4.2803>

computacional, quando comparado os modelos não lineares, sua capacidade de lidar diretamente com as componentes de acoplamento e a componente relativa ao fluxo [22].

E ainda, os trabalhos citados se limitam apenas a proposta do controlador. Por isso existe uma lacuna na literatura de trabalhos com ênfase no projeto dos parâmetros relacionados ao horizonte de controle e previsão de controladores preditivos aplicados ao DFIG.

Em virtude disso, o presente trabalho propõe um método para o analisar o desempenho de um controlador preditivo, que utiliza o modelo de espaço de estados, em relação ao horizonte deslizante. A análise será feita em relação ao efeito do horizonte em relação à resposta do sistema, caracterizada pelo tempo de acomodação, erro de regime permanente e sobressinal. Em relação a propagação de ruído devido ao chaveamento do conversor *back-to-back* e em relação às pequenas variações e transitórios na velocidade da máquina. E também, em relação ao custo computacional, representado pelo tempo médio de execução de cada iteração.

II. CONTROLE DE POTÊNCIA NO DFIG

Segundo [4], [22], o controle vetorial no referencial síncrono do estator utiliza as correntes do eixo direto e de quadratura do rotor para controlar as potências ativa e reativa do estator. Assim, esta seção descreve as relações entre as potências do estator e as correntes do rotor da máquina, o modelo de espaço de estados do rotor e o desenvolvimento do controlador preditivo.

A. Relação das Potências do Estator e as Correntes do Rotor

As expressões das potências ativa, P_s , e reativa, Q_s , do estator são dadas por [2], [4], [22]:

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \\ Q_s &= \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \end{aligned} \quad (1)$$

onde os subscritos d e q referem-se às componentes do eixo direto e de quadratura da corrente, i_s , e da tensão, v_s , do estator. Além disso, os vetores espaciais do fluxo do estator, $\vec{\lambda}_s$, e do rotor, $\vec{\lambda}_r$, são dados por:

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (3)$$

no qual, L_s , L_r e L_m são as indutâncias do estator, do rotor e de magnetização. E ainda, \vec{i}_s e \vec{i}_r são os vetores espaciais da corrente do estator e do rotor.

Considerando que os fluxos do estator no eixo direto e de quadratura são $\lambda_{sd} = 0$ e $\lambda_{sq} = |\vec{\lambda}_s|$, então pode-se utilizar (2) para obter a relação entre as correntes do estator e do rotor:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{|\vec{\lambda}_s|}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} &= -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{aligned} \quad (4)$$

Portanto, as tensões do estator, \vec{v}_s , e do rotor, \vec{v}_r são dadas

por:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} + j\omega_s \vec{\lambda}_s \quad (5)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\lambda}_r \quad (6)$$

onde R_s e R_r são as resistências do estator e do rotor, ω_s é a velocidade síncrona e $\omega_{sl} = \omega_s - p\omega_m$ é a velocidade de escorregamento, no qual ω_m é a velocidade do eixo do rotor e p é o número de pares de polos.

Como o fluxo é aproximadamente constante, pode-se considerar que, $v_{sd} \approx 0$ e $v_{sq} \approx |\vec{v}_s| = \omega_s |\vec{\lambda}_s|$. Utilizando-se desse fato e substituindo (4) em (1) tem-se as relações entre as correntes do rotor e as potências do estator:

$$\begin{aligned} i_{rq} &= -\frac{2L_s}{3L_m |\vec{v}_s|} P_s \\ i_{rd} &= \frac{|\vec{\lambda}_s|}{L_m} - \frac{2L_s}{3L_m |\vec{v}_s|} Q_s. \end{aligned} \quad (7)$$

B. Modelo do Rotor do DFIG

A equação dinâmica entre a tensão do rotor e a corrente do rotor pode ser encontrada ao substituir (3) em (6), obtendo-se:

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + L_r \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_m \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega_{sl} (L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s). \quad (8)$$

Posteriormente, deve-se eliminar a dependência das correntes do estator em (8), utilizando a relação (4), cujo resultado, já separando o eixo direto e de quadratura, é apresentado em:

$$\begin{aligned} v_{rd} &= R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} &= R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \left(\sigma L_r i_{rd} + |\vec{\lambda}_s| \frac{L_m}{L_s} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

onde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ é o fator de dispersão.

Alternativamente, (9) pode ser representada por espaço de estados:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{dx}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}}_u \quad (10)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_{sl} L_m}{\sigma L_r L_s} \\ -\frac{\omega_{sl} L_m}{\sigma L_r L_s} & 0 \end{bmatrix}}_G \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ |\vec{\lambda}_s| \end{bmatrix}}_w$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}}_x \quad (11)$$

Ao passar para o tempo discreto (10) e (11), utilizando o

segurador de ordem zero, tem-se:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd}(k+1) \\ i_{rq}(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k+1)} &= A_d \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd}(k) \\ i_{rq}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} + B_d \underbrace{\begin{bmatrix} v_{rd}(k) \\ v_{rq}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(k)} + G_d \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ |\vec{\lambda}_s|(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}(k)} \\ \mathbf{y}(k) &= C_d \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd}(k) \\ i_{rq}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} \end{aligned} \quad (12)$$

onde:

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT_s} \approx I + AT_s = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & 1 - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \\ B_d &= \int_0^{T_s} e^{A\tau} B d\tau \approx B T_s = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \\ G_d &= \int_0^{T_s} e^{A\tau} G d\tau \approx G T_s = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{T_s \omega_{sl} L_m}{\sigma L_r L_s} \\ -\frac{T_s \omega_{sl} L_m}{\sigma L_r L_s} & 0 \end{bmatrix} \\ C_d &= C \end{aligned} \quad (13)$$

onde T_s representa o período de amostragem e ω_{sl} é considerado aproximadamente constante, pois as constantes mecânicas da máquina são muito maiores que o período de amostragem e as constantes elétricas [22].

C. Controle Preditivo Aplicado ao DFIG

A estratégia de controle preditivo consiste em prever o comportamento futuro de um determinado sistema, para assim determinar quais serão as ações necessárias para que se consiga chegar a um determinado objetivo. Na prática utiliza-se um modelo matemático para prever o comportamento futuro do sistema e o sinal de controle ótimo é determinado a partir da minimização de uma função custo. Esta última quantifica o quão boa é a resposta predita do sistema [12], [24].

Neste artigo a previsão é feita através do modelo matemático em espaço de estados apresentado em (12). Segundo [22], [25], a previsão para este modelo pode ser calculada através de:

$$\mathcal{Y} = \mathcal{A}\mathbf{y} + \mathcal{B}\mathcal{U} + \mathcal{G}\mathcal{W} \quad (14)$$

onde as matrizes $\mathcal{A} \in \mathbb{R}^{2n_y \times 2}$, $\mathcal{B} \in \mathbb{R}^{2n_y \times 2n_u}$ e $\mathcal{G} \in \mathbb{R}^{2n_y \times 2n_y}$ são calculadas por:

$$\begin{aligned} \mathcal{A} &= [C_d A_d \quad C_d A_d^2 \quad \cdots \quad C_d A_d^{n_y}]^T \\ \mathcal{B} &= \begin{bmatrix} C_d B_d & 0 & \cdots & 0 \\ C_d A_d B_d & C_d B_d & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_d A_d^{n_y-1} B_d & C_d A_d^{n_y-2} B_d & \cdots & C_d A_d^{n_y-n_u} B_d \end{bmatrix} \\ \mathcal{G} &= \begin{bmatrix} C_d G_d & 0 & \cdots & 0 \\ C_d A_d G_d & C_d G_d & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_d A_d^{n_y-1} G_d & C_d A_d^{n_y-2} G_d & \cdots & C_d G_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

e $\mathcal{Y} \in \mathbb{R}^{2n_y}$, $\mathcal{U} \in \mathbb{R}^{2n_u}$, $\mathcal{W} \in \mathbb{R}^{2n_y}$ são os vetores que contêm

as saídas, sinais de controle e perturbações preditas, definidos como:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y} &= [\mathbf{y}(k+1) \quad \mathbf{y}(k+2) \quad \cdots \quad \mathbf{y}(k+n_y)]^T \\ \mathcal{U} &= [\mathbf{u}(k) \quad \mathbf{u}(k+1) \quad \cdots \quad \mathbf{u}(k+n_u)]^T \\ \mathcal{W} &= [\mathbf{w}(k) \quad \mathbf{w}(k+1) \quad \cdots \quad \mathbf{w}(k+n_y)]^T. \end{aligned} \quad (16)$$

Em (15) e (16) n_y e n_u são os horizontes de predição e de controle, respectivamente. Além disso, como o fluxo é constante, a perturbação predita é considerada constante, ou seja, $\mathcal{W} = [\mathbf{w}(k) \quad \mathbf{w}(k) \quad \cdots \quad \mathbf{w}(k)]^T$.

A função custo é definida por:

$$J = (\mathcal{Y}_{\text{ref}} - \mathcal{Y}) \mathcal{W}_y (\mathcal{Y}_{\text{ref}} - \mathcal{Y})^T + \mathcal{U} \mathcal{W}_u \mathcal{U}^T \quad (17)$$

no qual \mathcal{Y}_{ref} é o vetor de referências futuras e $\mathcal{W}_y \in \mathbb{R}^{2n_y \times 2n_y}$, $\mathcal{W}_u \in \mathbb{R}^{2n_u \times 2n_u}$ são as matrizes de ponderação definidas por:

$$\mathcal{W}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_y & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{W}_y \end{bmatrix} \text{ e } \mathcal{W}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_u & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{W}_u \end{bmatrix} \quad (18)$$

onde $\mathbf{W}_y = \begin{bmatrix} W_{y,d} & 0 \\ 0 & W_{y,q} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{W}_u = \begin{bmatrix} W_{u,d} & 0 \\ 0 & W_{u,q} \end{bmatrix}$.

O sinal de controle que garante a melhor resposta pode ser encontrado ao minimizar (17). Para isto, deve-se fazer $\nabla_{\mathcal{U}} J = 0$ e isolar o \mathcal{U} , resultando em:

$$\mathcal{U} = (\mathcal{B}^T \mathcal{W}_y \mathcal{B} + \mathcal{W}_u)^{-1} (\mathcal{Y}_{\text{ref}} - \mathcal{A}\mathbf{y} - \mathcal{G}\mathcal{W}). \quad (19)$$

Como são utilizados apenas os sinais de controle relativos ao tempo de amostragem atual, então na prática utiliza-se os dois primeiros valores de \mathcal{U} , ou seja, o sinal de controle aplicado na planta é $\mathbf{u}(k) = \mathcal{U}_{(1:2)}$. Por último, na Figura 1 é apresentado o diagrama de blocos do controle preditivo aplicado ao DFIG, onde os índices $\alpha\beta$, e DQ indicam que o vetor espacial está no referencial estacionário e do rotor. No caso do referencial síncrono dq , este índice é omitido. Além disso, os índices abc indicam que é uma grandeza trifásica.

As referências de corrente, $\mathbf{y}_{\text{ref}}(k)$, são calculadas utilizando (7). Ao mesmo tempo, as correntes medidas, $i_{r,abc}$, são convertidas para o referencial síncrono do estator através da transformada de Park e Clarke. Estas informações, em conjunto com o fluxo, $|\vec{\lambda}_s|$, e a velocidade de escorregamento, ω_{sl} , são utilizadas para calcular a lei de controle. O resultado é convertido para referencial do rotor, $\vec{v}_{r,DQ}$, que por sua vez, é aplicado a um SVPWM. O ângulo do estator, θ_s , é estimado através de um *Phase-Locked Loop* (PLL), conforme apresentado em [26], [27], o ângulo do rotor, θ_r , foi medido diretamente, o ângulo de escorregamento, θ_{sl} , é a diferença entre o ângulo do estator e do rotor, $\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r$, e a magnitude do fluxo do estator é calculada por $|\vec{\lambda}_s| = |\vec{v}_s|/\omega_s$ [22].

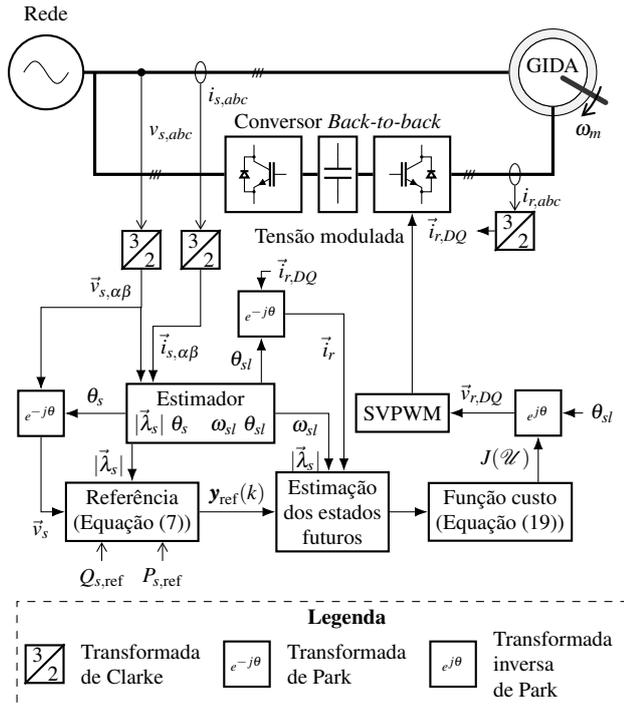


Fig. 1. Esquema de controle preditivo aplicado ao DFIG.

III. IMPACTO DOS HORIZONTES DE CONTROLE E DE PREDIÇÃO

Durante os testes foram variados os horizontes de predição para os valores de $n_y = 1$, $n_y = 2$, $n_y = 5$, $n_y = 10$, $n_y = 50$ e $n_y = 100$. Além disso, os horizontes de controle foram variados em $n_u = 1$, $n_u = 0,2n_y$, $n_u = 0,5n_y$, $n_u = 0,8n_y$, $n_u = n_y - 1$ e $n_u = n_y$. Como os estudos foram feitos em relação aos horizontes de controle e de predição, as matrizes de ponderação em todos os testes foram consideradas constantes e seus valores foram encontrados heurísticamente: $W_y = \begin{bmatrix} 10^3 & 0 \\ 0 & 10^3 \end{bmatrix}$ e $W_u = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 \\ 0 & 10^{-3} \end{bmatrix}$.

Os resultados apresentados foram feitos a partir de simulações no MATLAB/Simulink. E foi utilizado um gerador de 3 kW cujos parâmetros estão disponíveis na Tabela I. Além disso, a frequência de amostragem utilizada é de $f_s = 10$ kHz.

TABELA I
Parâmetros do DFIG

Parâmetro	Valor
Resistência do estator por fase (R_s)	1 Ω
Indutância do estator por fase (L_s)	0,2010 H
Resistência do rotor por fase (R_r)	3,122 Ω
Indutância do rotor por fase (L_r)	0,2010 H
Indutância de magnetização (L_m)	0,1917 H
Velocidade síncrona (ω_s)	120 π rad/s
Número de pares de polos (p)	2
Potência ativa nominal (P_s)	3 kW
Tensão do estator nominal (V_s)	220 V
Tensão do rotor nominal (V_r)	220 V

A. Impacto em Relação ao Desempenho Resposta ao Degrau

Para verificar a relação entre o tamanho dos horizontes e desempenho da resposta ao degrau foi utilizado um degrau de 1 A para 3 A para i_{rd} e i_{rq} , respectivamente. Os parâmetros

aqui analisados foram tempo de acomodação, o erro de regime permanente e o sobressinal, sempre escolhendo o pior parâmetro entre o eixo direto e de quadratura. Além disso, para o cálculo desses parâmetros foi utilizada uma simulação sem *Space Vector Pulsed Width Modulation* (SVPWM) e com a velocidade constante $\omega_m = 1800$ rpm.

O tempo de acomodação é definido por (20), utilizando o critério de 2%. Em (20), $i_{rd,ss}$ e $i_{rq,ss}$ representam o valor médio das correntes em regime permanente.

$$t_{ss} = \max \left(t \text{ em que: } \begin{cases} |i_{rd} - i_{rd,ss}| \leq 0,02(i_{rd,ss} - 1) \\ |i_{rq} - i_{rq,ss}| \leq 0,02(i_{rq,ss} - 1) \end{cases} \right) \quad (20)$$

E ainda, o erro de regime permanente é definido por (21) e o sobressinal é definido por (22).

$$e_{ss} = \max \left(\frac{|i_{rd,ss} - i_{rd,ref}|}{2}, \frac{|i_{rq,ss} - i_{rq,ref}|}{2} \right) \quad (21)$$

$$M_p = \max \left(\frac{|i_{rd,pico} - i_{rd,ss}|}{i_{rd,ss} - 1}, \frac{|i_{rq,pico} - i_{rq,ss}|}{i_{rq,ss} - 1} \right) \quad (22)$$

As Tabelas II, III e IV apresentam os resultados dos parâmetros calculados em (20), (21) e (22).

TABELA II
Impacto no Tempo de Acomodação (ms)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	0,5146	0,5035	0,5028	0,5023	0,7217	0,9257
0,2 n_y	—	—	—	0,5427	0,5411	0,5036
0,5 n_y	—	—	—	0,5413	0,5037	0,5249
0,8 n_y	—	—	0,5299	0,5426	0,5426	0,5197
$n_y - 1$	—	—	—	0,5299	0,5037	0,5527
n_y	—	0,5248	0,5063	0,5063	0,5197	0,5426

TABELA III
Impacto no Erro de Regime Permanente (%)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	0,6882	1,164	5,013	11,42	59,39	102,8
0,2 n_y	—	—	—	0,6221	0,6005	0,592
0,5 n_y	—	—	—	0,5878	0,6024	0,5825
0,8 n_y	—	—	0,5787	0,06257	0,06257	0,5914
$n_y - 1$	—	—	—	0,5802	0,6043	0,5629
n_y	—	0,59	0,6102	0,5696	0,5937	0,06257

TABELA IV
Impacto no Sobressinal (%)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	0,9702	0,9779	0,9471	1,02	1,124	1,28
0,2 n_y	—	—	—	0,9328	1	0,8652
0,5 n_y	—	—	—	0,9239	0,9197	1,083
0,8 n_y	—	—	1,109	0,9316	0,9316	0,9731
$n_y - 1$	—	—	—	0,9737	0,8511	0,9895
n_y	—	0,8298	0,9502	0,9323	0,8714	0,9316

Nas Tabelas II, III e IV não há erro de regime permanente e não há variações consideráveis no tempo de acomodação, exceto para os casos onde $n_y \gg n_u$ e $n_u = 1$. Esse fenômeno é exemplificado na Figura 2, que compara as respostas de $n_y =$

$n_u = 2$ com os dois casos onde $n_y \gg n_u$, $n_y = 10$ e $n_u = 1$, e $n_y = 100$ e $n_u = 1$.

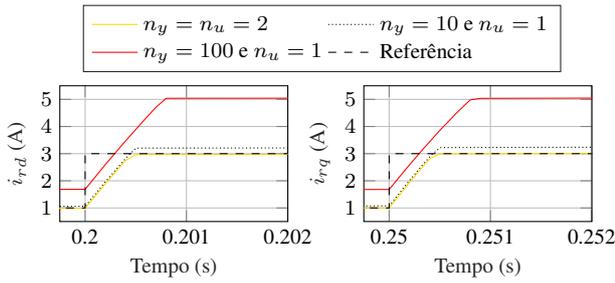


Fig. 2. Comparativo do teste de degrau entre $n_y = n_u = 2$ com casos de $n_y \gg n_u$.

B. Impacto em Relação ao Ruído de Chaveamento

Neste teste foi considerado a influência do ruído causado pelo chaveamento do conversor *back-to-back* com SVPWM. Para quantificar o ruído foi calculado a relação sinal ruído do módulo da corrente do rotor, $|\vec{i}_r| = \sqrt{i_{rd}^2 + i_{rq}^2}$, que em decibéis é dado como:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{\text{mean}(|\vec{i}_r|)}{\text{std}(|\vec{i}_r|)} \right) \quad (23)$$

onde $\text{std}(_)$ representa o desvio padrão e $\text{mean}(_)$ representa a média.

A velocidade foi mantida constante em 1800 rpm e as referências de corrente foram de 1 A para ambos os eixos.

TABELA V
Relação Sinal-Ruído (dB)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	8.464	8.426	8.269	8.086	8.398	8.456
$0,2n_y$	—	—	—	8.445	8.467	8.481
$0,5n_y$	—	—	—	8.456	8.437	8.462
$0,8n_y$	—	—	8.456	8.496	8.501	8.437
$n_y - 1$	—	—	—	8.468	8.476	8.44
n_y	—	8.469	8.484	8.47	8.448	8.461

Por fim, os resultados foram apresentados em V. De uma maneira geral, a mudança no horizonte não reflete em variações no ruído produzido pelo chaveamento.

C. Impacto em Relação aos Ruídos e Flutuações na Velocidade

Para quantificar a influência do ruído na velocidade do eixo é aplicado o degrau de 1 A para 3 A mantendo as condições de chaveamento e velocidade da subseção anterior. Ao mesmo tempo, é adicionado um ruído aleatório de baixa frequência no eixo do rotor. Os resultados são mostrados na Figura 3.

O pior caso ocorre com $n_y \gg n_u$. Embora não seja tão visível por causa do chaveamento. O caso de $n_y = 10$ e $n_u = 1$, na Figura 3, apresenta maior erro de regime permanente que $n_y = n_u = 2$, assim como foi observado no teste ao degrau. Além disso, o eixo q do caso de $n_y = 10$ e $n_u = 1$ é mais sensível às flutuações de velocidade, pois há a presença de oscilações de baixa frequência na corrente de quadratura, e

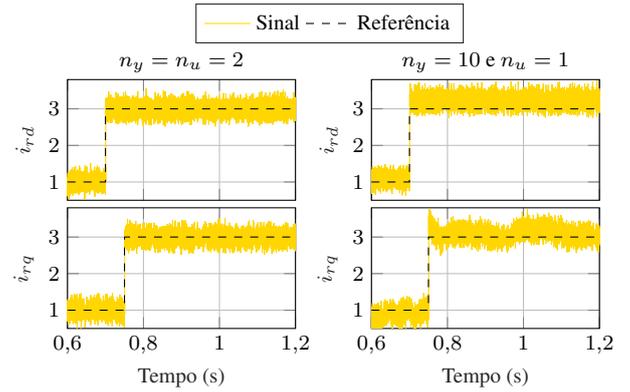


Fig. 3. Comparação entre os casos de $n_y = n_u = 2$ e $n_y = 10$, $n_u = 1$, considerando o teste com ruído na velocidade.

um maior sobressinal quando o degrau é aplicado neste mesmo eixo.

D. Operação em Velocidade Variável

Neste teste são feitas medições do erro de regime permanente do módulo da corrente, para as velocidades entre 1440 rpm e 2160 rpm, definido por (24), onde $|\vec{i}_r^{1440}|$ e $|\vec{i}_r^{2160}|$ representam o módulo médio da corrente nas velocidades de 1440 rpm e 2160 rpm, respectivamente. As correntes do eixo direto e de quadratura são fixadas em 1 A. Os resultados de erro de regime permanente são apresentados na Tabela VI.

$$e_{ss,var} = \max \left(\left| |\vec{i}_r^{1440}| - 1 \right|, \left| |\vec{i}_r^{2160}| - 1 \right| \right). \quad (24)$$

TABELA VI
Máximo Erro de Regime Permanente para Velocidade Variável (%)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	6.779	15.78	47.07	105.3	563.5	940.7
$0,2n_y$	—	—	—	9.427	6.334	7.93
$0,5n_y$	—	—	—	7.168	7.264	7.415
$0,8n_y$	—	—	7.348	6.696	7.404	8.157
$n_y - 1$	—	—	—	7.129	6.349	7.17
n_y	—	7.5	6.604	7.873	7.26	6.553

Para complementar, a velocidade do rotor é variada entre a velocidade de 1440 rpm e 2160 rpm seguindo um perfil de trapézio e as mesmas condições do teste apresentado na Tabela VI (Figura 4). São comparados os casos $n_y = n_u = 2$ com $n_y = 10$ e $n_u = 1$, e $n_y = 100$ e $n_u = 1$.

Na Tabela VI e Figura 4 a diferença $n_y - n_u$ afeta diretamente na capacidade do controlador em seguir a referência quando opera em velocidades diferentes da síncrona. E ainda, ao aumentar n_y com $n_u = 1$, o eixo de quadratura da corrente tende a seguir o inverso do perfil da velocidade. No eixo direto também ocorre um fenômeno parecido, porém com uma amplitude muito menor e sentido inverso do eixo de quadratura.

E. Impacto em Relação ao Custo Computacional

O custo computacional do controle preditivo é mensurado em relação ao tempo de execução médio de cada iteração do algoritmo do controlador preditivo, que inclui a previsão das saídas futuras e a otimização da função custo (Tabela VII).

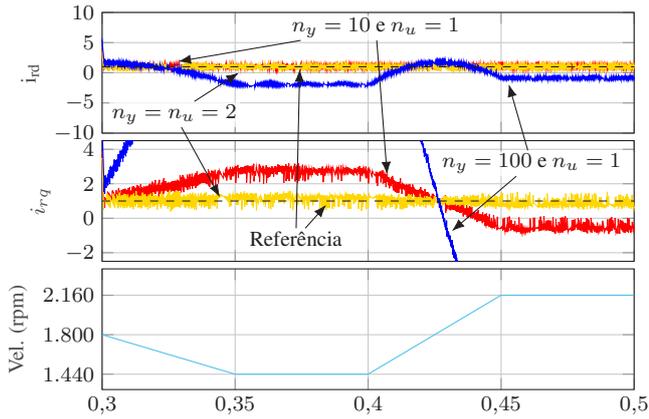


Fig. 4. Comparação entre os casos de $n_y = n_u = 2$ e $n_y = 10, n_u = 1$, para o teste de operação em velocidade variável.

Como resultado, o aumento de n_y e n_u afeta diretamente o custo computacional.

TABELA VII

Tempo médio de cada iteração do controle preditivo (ms)

n_u	n_y					
	1	2	5	10	50	100
1	0,02847	0,03118	0,0384	0,06058	0,9078	3,397
$0,2n_y$	–	–	–	0,05705	1,214	5,295
$0,5n_y$	–	–	–	0,06784	1,634	7
$0,8n_y$	–	–	0,04099	0,1185	1,918	7,319
$n_y - 1$	–	–	–	0,08664	2,275	9,643
n_y	–	0,0276	0,04715	0,09799	2,223	9,329

F. Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são apresentados para os casos de $n_y = n_u = 2$ e $n_y = 10, n_u = 1$ com velocidade de 1710 rpm. Para fazer o controle da bancada de teste foi utilizado um *Digital Signal Processor* (DSP) de ponto flutuante da Texas Instrument modelo TMS320F28335, no qual é embarcado o código do controlador. Além disso, a bancada tem placas de condicionamento, o conversor *back-to-back*, o DFIG, que tem os mesmos parâmetros apresentados na Tabela I, e um motor de corrente contínua, que foi utilizado para emular a velocidade do vento. Uma foto da bancada é apresentada na Figura 5.

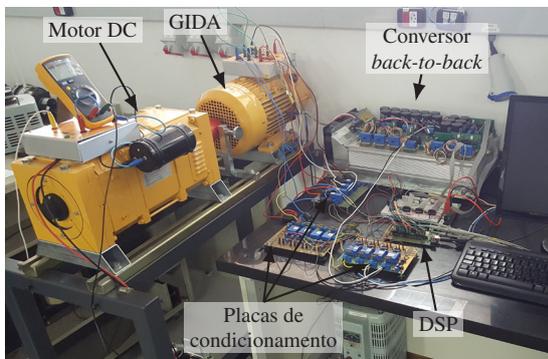


Fig. 5. Foto da bancada de testes.

Nas Figuras 6 e 7 para o caso, $n_y = 10$ e $n_u = 1$, houve um sobressinal de descida no eixo q e transitórios de baixa frequência, enquanto para o caso de $n_y = n_u = 2$ o sinal não

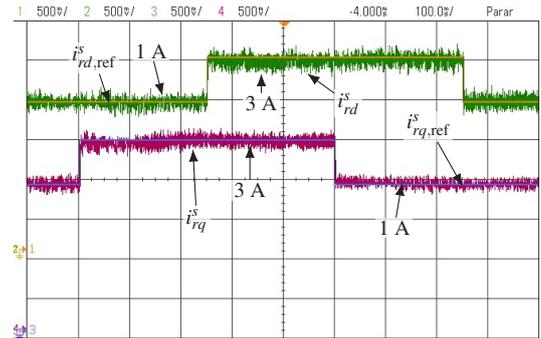


Fig. 6. Resposta para o caso com $n_y = n_u = 2$.

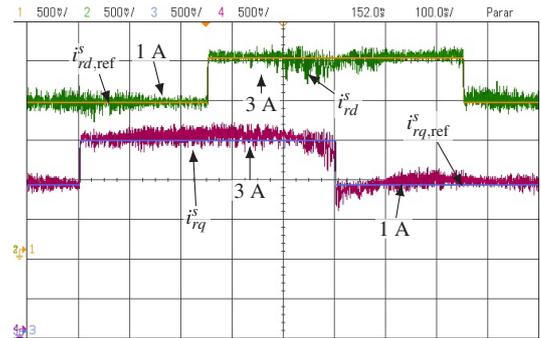


Fig. 7. Resposta para o caso com $n_y = 10$ e $n_u = 1$.

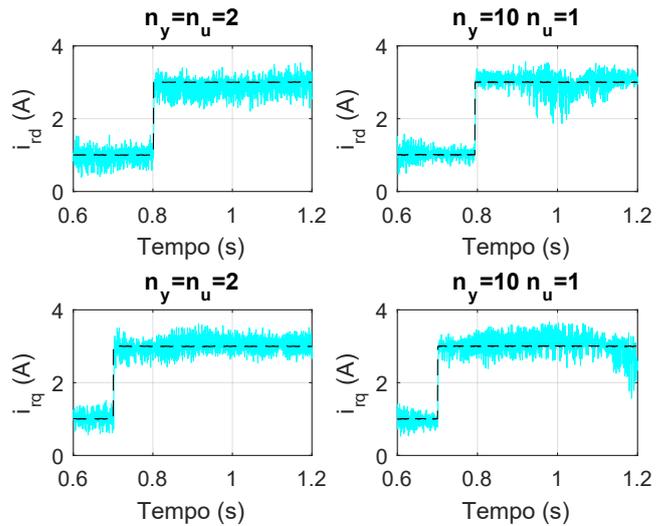


Fig. 8. Comparação entre os casos de $n_y = n_u = 2$ com $n_y = 10, n_u = 1$ de forma escalonada.

apresenta estas oscilações. Além disso, para o mesmo caso de $n_y = 10$ e $n_u = 1$ existe uma degradação na corrente no eixo direto. Por fim, na Figura 8 é apresentado os resultados de forma escalonada. Ao comparar a Figura 8 com os resultados de simulação da Figura 3 percebe-se que há uma tendência de maiores oscilações de baixa frequência para o caso $n_y = 10$ e $n_u = 1$.

Além disso, foi medido o custo computacional para os valores de n_y e n_u estudados. Os resultados foram comparados de forma normalizada com o custo computacional apresentado na Tabela VII, dividindo-se o tempo de processamento do DSP pelo equivalente do calculado no MATLAB.

Os resultados apresentados na Tabela VIII mostram que o tempo de processamento é em torno de 60% a 80% maior

no DSP, e segue a tendência de crescer com o aumento dos horizontes. As colunas de horizonte $n_y = 50$ e $n_y = 100$ não foram calculadas, devido a que o DSP fica sem memória para rodar o código, neste caso foi adicionado o símbolo *Mem* para representar estas situações.

TABELA VIII
Comparação do custo computacional entre o custo computacional entre o DSP e o MATLAB (Normalizado)

n_u	1	2	n_y			
			5	10	50	100
1	0,6944	0,7086	0,7385	0,7399	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>
0,2 n_y	–	–	–	0,6792	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>
0,5 n_y	–	–	–	0,7516	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>
0,8 n_y	–	–	0,73855	0,7516	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>
$n_y - 1$	–	–	–	0,6018	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>
n_y	–	0,6532	0,61035	0,6090	<i>Mem</i>	<i>Mem</i>

IV. DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

O controle preditivo é considerado uma estratégia de controle sub-ótima, pois embora esta estratégia utilize o sinal de controle correspondente ao valor mínimo da função custo, os horizontes de controle e predição são finitos, e por isso, a função custo não caracteriza toda a resposta predita. Como regra, quanto maior o horizonte deslizante, maior será a fidelidade do sistema predito, pois mais amostras estarão sendo adicionadas à função custo e mais sinais de controle serão preditos [24], [28]. Contudo, aumentar os horizontes indefinidamente nem sempre é a melhor opção, ao aumentá-los, aumenta-se o custo computacional, que dependendo do tempo de amostragem e do poder de processamento do sistema pode ser inviável. Além disso, caso a dinâmica do sistema seja rápida o suficiente, o aumento nos horizontes não irá trazer ganhos significativos. Isso pode ser visto ao comparar os dados das Tabelas II, III e IV. Tirando os casos no qual $n_y \gg n_u$, praticamente não houve mudanças significativas nos parâmetros de desempenho da resposta ao degrau, porém ao aumentar os horizontes houve um aumento significativo no tempo de processamento (Tabelas VII e VIII) e causou a falta de memória no DSP (Tabela VIII).

Outro fator que degrada o desempenho do sistema de controle é a diferença $n_y - n_u$, quando n_u é muito pequeno. Quando esta diferença é grande há um maior erro de regime permanente, aumento do tempo de acomodação, propagação do ruído, transitórios na velocidade e a dificuldade de operar sem erro de regime em velocidades diferentes da síncrona. Esta degradação está relacionada com o fato de que a predição é feita em malha aberta. Neste caso a perturbação do fluxo torna-se mais influente na lei de controle causando erros de regime permanente em velocidades diferentes da síncrona.

A influência da velocidade na degradação da resposta do sistema é mais presente na corrente do eixo de quadratura, que está ligado diretamente com a potência ativa. Entretanto, esse efeito pode aparecer no eixo de direto devido ao acoplamento entre ambas correntes, que está relacionada diretamente com a velocidade de escorregamento. Por fim, foi verificado que não tem uma relação entre os horizontes e o ruído de chaveamento causado pelo SVPWM.

V. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou um estudo entre a variação dos horizontes de controle e de predição e a resposta do controlador. Foi analisado o desempenho da resposta ao degrau, a operação com velocidade diferente da síncrona, a sensibilidade ao ruído de chaveamento e as interferências presentes na velocidade do eixo do gerador e o custo computacional do algoritmo de controle.

Pelos resultados, deve-se considerar a relação $n_y - n_u$ para n_u muito pequeno, visto que valores muito grandes podem afetar o desempenho da resposta ao degrau, a operação com velocidades diferentes da síncrona e a sensibilidade à ruídos.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, G. Asher, "Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2776–2798, Julho 2013.
- [2] A. A. B. M. Zin, H. M. Pesaran, A. B. Khairuddin, L. Jahanshaloo, "An overview on doubly fed induction generators controls and contributions to wind based electricity generation", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 27, pp. 692–708, Novembro 2013.
- [3] S. Yu, T. Fernando, K. Emami, H. H.-C. Iu, "Dynamic State Estimation Based Control Strategy for DFIG Wind Turbine Connected to Complex Power Systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 2, pp. 1272–1281, Março 2017.
- [4] G. Abad, J. Lopez, M. Rodríguez, L. Marroyo, G. Iwanski, *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [5] B. Hamane, M. L. Doumbia, A. M. Bouhamida, M. Benghanem, "Direct active and reactive power control of DFIG based WECS using PI and sliding mode controllers", in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2050–2055, 2014.
- [6] E. Tremblay, S. Atayde, A. Chandra, "Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: A DSP-based implementation approach", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 288–299, Julho 2011.
- [7] R. Franco, C. E. Capovilla, R. V. Jacomini, J. A. T. Altana, A. J. S. Filho, "A deadbeat direct power control applied to doubly-fed induction aerogenerator under normal and sag voltages conditions", in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1906–1911, 2014.
- [8] W. Zhi-nong, Y. Xiao-yong, W. Jia-jia, H. Lian-shan, X. Xiang, C. Dan, W. Yue, "The intelligent control of DFIG-based wind generation", in *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, pp. 1–5, 2009.
- [9] H. Nguyen-Thanh, D. Q. Phan, C. Vo-Viet, "Modified controls for DFIG under unbalanced voltage dip

for reduction of current harmonic using PI-F plus Resonant controller”, in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, pp. 202–207, 2016.

- [10] A. J. Sguarezi Filho, A. L. de Lacerda Ferreira Murari, C. E. Capovilla, J. A. T. Altuna, R. V. Jacomini, “A State Feedback Dfig Power Control For Wind Generation”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 2, pp. 151–159, Maio 2015.
- [11] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, T. Ahmed-Ali, “Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp. 261–269, Junho 2012.
- [12] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control*, 2st edition ed., Springer-Verlag GmbH, 2004.
- [13] S. V. Dias, T. R. F. Neto, L. L. N. dos Reis, B. C. Torrico, J. C. T. Campos, “Robust analysis of a predictive controller of DFIG wind energy systems”, in *IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–5, Abril 2017.
- [14] S. V. Dias, T. R. F. Neto, L. L. N. D. Reis, B. C. Torrico, J. C. T. Campos, “Controlador de corrente preditivo contínuo com Anti-windup aplicado a um sistema de geração eólico baseado em DFIG”, *Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 1, pp. 72–80, Março 2017.
- [15] X. Liu, X. Kong, “Nonlinear model predictive control for DFIG-based wind power generation”, *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 11, no. 4, pp. 1046–1055, Outubro 2014.
- [16] K. Ouaril, T. Rekioual, M. Ouhrouche, “Nonlinear Model Predictive Controller of a variable speed wind turbine driven Doubly Fed Induction Generator”, *Journal of Electrical Systems*, pp. 243–255, Junho 2013.
- [17] R. Errouissi, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, S. Leng, F. Blaabjerg, “Offset-Free Direct Power Control of DFIG Under Continuous-Time Model Predictive Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2265–2277, Março 2017.
- [18] S. Chikha, K. Barra, A. Reama, “Predictive current control of a wind energy conversion system based DFIG via direct matrix converter”, in *International Renewable Energy Congress*, pp. 1–7, 2015.
- [19] X. Wang, D. Sun, “Three-Vector-Based Low-Complexity Model Predictive Direct Power Control Strategy for Doubly Fed Induction Generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 773–782, Janeiro 2017.
- [20] D. Zhi, L. Xu, B. W. Williams, “Model-Based Predictive Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 341–351, Fevereiro 2010.
- [21] P. Kou, D. Liang, J. Li, L. Gao, Q. Ze, “Finite-Control-Set Model Predictive Control for DFIG Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 15, no. 3, pp. 1–10, Julho 2017.
- [22] A. J. Sguarezi Filho, M. E. de Oliveira Filho, E. Ruppert Filho, “A predictive power control for wind energy”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 97–105, Janeiro 2011.
- [23] X.-B. Kong, L. Wang, X.-J. Liu, “Predictive control for DFIG-based wind power generation”, in *2012 24th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, pp. 240–245, IEEE, 2012.
- [24] J. A. Rossiter, *Model-based predictive control: a practical approach*, CRC press, 2003.
- [25] E. S. De Santana, E. Bim, W. C. do Amaral, “A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4398–4407, Dezembro 2008.
- [26] J. Solís-Chaves, M. S. Barreto, M. B. Salles, V. M. Lira, R. V. Jacomini, A. J. S. Filho, “A direct power control for DFIG under a three phase symmetrical voltage sag condition”, *Control Engineering Practice*, vol. 65, pp. 48–58, Agosto 2017.
- [27] J. Chaves, D. Cortés, M. Salles, V. Lira, R. Jacomini, A. Filho, “A Deadbeat Direct Power And Decoupled Stator Flux Control For Dfig”, *Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 3, pp. 246–257, Setembro 2017.
- [28] J. M. Maciejowski, *Predictive control: with constraints*, Pearson education, 2002.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lucas Lima Rodrigues possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Bahia (2016). Atualmente é aluno de mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do ABC. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, sistemas de controle eletrônicos, controle preditivo, modelagem e controle de máquinas elétricas, gerador de indução duplamente alimentado, energia eólica e algoritmos de otimização.

Omar Alexander Chura Vilcanqui é Engenheiro Eletricista, mestre em Engenharia Elétrica e doutor em Engenharia Industrial pela Universidade Federal da Bahia (UFBA) em 2009 e 2014, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Acre (UFAC). Suas áreas de interesse são processamento de Sinais, controle e eletrônica de potência.

Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho recebeu o grau de engenheiro eletricista pela Faculdade Área 1, e os graus de Mestre e Doutor pela UNICAMP em 2005, 2007 e 2010, respectivamente. É membro da SOBRAEP e membro sênior do IEEE. Atualmente, é professor da UFABC. Seus interesses de pesquisa são: acionamentos de máquinas elétricas, gerador de indução duplamente alimentado, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.