

CONTROLE DIRETO DE POTÊNCIA DO TIPO DEADBEAT COM DESACOPLAMENTO DO FLUXO DO ESTATOR PARA O GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Juan Sebastián Solís-Chaves¹, David Joel Figueroa Cortés², Mauricio B. C. Salles², Valdemir Martins Lira¹, Rogerio V. Jacomini³, Alfeu J. Sguarezi Filho¹

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

²Universidade de São Paulo – USP, São Paulo – SP, Brasil

³Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo – IFSP, Hortolândia – SP, Brasil

e-mail: sebastian.chaves@ufabc.edu.br

Resumo – Neste artigo é proposto um algoritmo de controle direto de potência, operando a velocidade variável e robusto às variações nos parâmetros de um gerador de indução duplamente alimentado, cuja aplicação é realizada em sistemas eólicos em condições normais de operação. O controlador possui duas malhas de controle: uma para o desacoplamento do fluxo do estator e outra malha de controle *Deadbeat*. O controlador calcula o vetor de tensão fornecido ao rotor a fim de garantir que a potência ativa e reativa atinjam seus valores de referência desejados. A dependência do algoritmo às variações dos parâmetros foi investigada, assim como a influência dos erros na estimativa desses parâmetros. Simulações em *Matlab/Simulink* e testes com uma bancada experimental foram feitos para analisar a eficácia do algoritmo proposto.

Palavras-chave – Controle Deadbeat, Controle Direto de Potência, Energia Eólica, Gerador de Indução Duplamente Alimentado.

A DEADBEAT DIRECT POWER AND DECOUPLED STATOR FLUX CONTROL FOR DFIG

Abstract – This paper proposes a direct power control algorithm, operating at variable speed and robust to parameter variations for a Doubly Fed Induction Generator-based wind power generation system. This scheme uses two control loops, one for decoupled stator flux and another one for *Deadbeat* direct power controller. The control algorithm estimates the voltage vectors to be supplied to the rotor in order to guarantee that active and reactive powers reach their desired reference values. The algorithm parameter dependence and their variations were investigated, together with the influence of the estimation errors for these parameters. Simulations in *Matlab/Simulink* and experimental results are carried out to validate the effectiveness of the proposed controller during normal operation conditions.

Keywords – Deadbeat Controller, Direct Power Control, Doubly-Fed Induction Generator, Wind Energy.

Artigo submetido em 17/10/2016. Primeira revisão em 20/11/2016. Aceito para publicação em 05/03/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

I. INTRODUÇÃO

O Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) é amplamente utilizado nos sistemas de geração de energia eólica, pois apresenta vantagens como: operação com velocidade variável, em comparação com uma possível operação de velocidade fixa para geradores gaiola de esquilo e diretamente conectados à rede elétrica, e, também, porque o conversor eletrônico bi-direcional é projetado para consumir cerca de 25% da potência do gerador [1], [2]. O estator do GIDA pode ser ligado diretamente à rede e o rotor por meio de um conversor eletrônico de potência usando a topologia *back-to-back*. O conversor do rotor tem como objetivo o controle das potências ativa e reativa fornecidas do estator à rede.

O controle independente de potência ativa e reativa do GIDA é obtido usando o controle vetorial pela orientação da tensão do estator [3], ou usando o controle vetorial pela orientação do fluxo de estator [4]. Uma forma de alcançar o controle independente das potências ativa e reativa é por meio do controle das correntes do rotor nos eixos d e q . Pesquisas apresentadas em [5]–[7] utilizaram controle de potência baseado no controle *PI* e pela realimentação no espaço de estados, respectivamente. Em tais controladores é difícil o ajuste dos ganhos devido ao acoplamento cruzado do modelo matemático do GIDA e à operação com velocidade variável.

Investigações com controladores preditivos funcionais [8], [9] para a coordenação de sistemas eólicos e de baterias [10], para a comutação com baixas frequências usando o Controle Direto de Corrente (*CDC*) [11] e controladores de modo interno [12], [13], oferecem respostas de potência satisfatórias comparadas com a resposta de potência do controlador *PI*, embora eles sejam difíceis de serem implementados.

As estratégias de Controle Direto de Potência (*CDP*) aplicadas no GIDA foram estudadas por Datta e Ranganathan [14]. Eles utilizaram uma tabela para a seleção dos vetores de tensão do rotor com base nos erros de potência ativa e reativa. Esta estratégia apresenta uma resposta dinâmica rápida com baixa ondulação de potência, mas é necessária uma elevada taxa de amostragem, resultando em uma comutação de alta frequência. Isso leva a algumas desvantagens como a alta perda nos semicondutores do conversor eletrônico de potência e, o projeto de filtros torna-se mais complexo, devido à operação com frequência de comutação variável [15].

Alguns métodos de *CDP* para operar com comutação de

freqüência constante têm sido apresentados em [15], a técnica de Modulação por Vetores Espaciais (*MVE*) é empregada com base na relação entre variáveis de estado do GIDA e as variáveis de controle. Em [16] a estratégia proposta elimina os erros de potência ativa e reativa em cada período de tempo fixo, sendo calculadas as variáveis de controle diretamente com base no fluxo do estator, a posição do rotor, as potências ativa e reativa e seus erros correspondentes.

Em [17] é proposta uma estratégia de controle baseada no *CDP* para as potências ativa e reativa do estator, selecionando os vetores de tensão apropriados no lado do rotor. O método de controle utiliza apenas o fluxo estimado do estator, de modo a eliminar as dificuldades associadas à estimativa de fluxo do rotor. Zhi e Xu [17] propuseram um método para o *CDP* usando a *MVE*. Nela, o cálculo da tensão de controle do rotor é feito diretamente, dentro de cada período de amostragem com base na estimação do fluxo do estator, determinando as potências ativa e reativa e seus erros, pode-se notar que o controlador apresentou estabilidade mesmo com uma variação de 25 % da indutância mútua nominal. Os resultados da simulação mostraram resposta satisfatória de potência.

Franco et al. [18] propuseram um controlador *Deadbeat* para o *CDP*. Apesar do desempenho satisfatório do controlador durante operação normal e em afundamento de tensão, não foram consideradas variações paramétricas na formulação do controlador e isso pode degradar o desempenho do controlador. Ao respeito das estratégias de controle robusto, Pinto et al. [19] propuseram um controle multivariável baseado em uma ação integral para um GIDA usado em um sistema de geração de energia eólica, Holtz et al. [20] propuseram um projeto de reguladores de corrente rápidos e robustos para acionamentos de alta potência com base em variáveis de estado complexas que é usado em um motor de indução.

O objetivo deste artigo é apresentar um algoritmo para o *CDP* para um GIDA operando a velocidade variável, e o mesmo pode ser aplicado em sistemas eólicos em condições normais de operação. Tal algoritmo usa o desacoplamento do fluxo de estator e uma malha de controle *Deadbeat*, ele calcula o vetor de tensão fornecido ao rotor para garantir que as potências ativa e reativa utilizem os valores de referência desejados a partir das equações discretizadas do gerador.

As variações dos parâmetros do GIDA são consideradas no projeto do controlador para analisar a influência dos erros de estimativa que foi incorporada nas equações do algoritmo de controle, e para analisar a eficácia do algoritmo proposto. Além disso, foram realizadas simulações e testes experimentais em condições normais de operação para validar o desempenho do controlador proposto.

II. MODELO DO GIDA NO REFERENCIAL DA ORIENTAÇÃO DO FLUXO DO ESTATOR

Esta seção apresenta o modelo dinâmico do GIDA desenvolvido no referencial fixo do fluxo do estator, ou seja quando $v_{sq} = |\vec{v}_{s,dq}|$, $v_{sd} = 0$ e $v_{sq} = \omega_1 \lambda_s$. As equações do rotor e do estator podem ser escritas na forma de vetores espaciais, assim:

$$\vec{v}_{s,dq} = R_s \vec{i}_{s,dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{s,dq}}{dt} + j\omega_1 \vec{\lambda}_{s,dq} \quad (1)$$

$$\vec{v}_{r,dq} = R_r \vec{i}_{r,dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{r,dq}}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\lambda}_{r,dq}. \quad (2)$$

As equações para os fluxos podem ser escritas como:

$$\vec{\lambda}_{s,dq} = L_s \vec{i}_{s,dq} + L_m \vec{i}_{r,dq} \quad (3)$$

$$\vec{\lambda}_{r,dq} = L_m \vec{i}_{s,dq} + L_r \vec{i}_{r,dq}. \quad (4)$$

Os subscritos *s* e *r* representam os parâmetros de estator e rotor, ω_1 é a velocidade síncrona, ω_{sl} é a velocidade de escorregamento ($\omega_{sl} = \omega_1 - PP\omega_{mec}$), sendo ω_{mec} a velocidade mecânica do GIDA. R_s e R_r são as resistências dos enrolamentos de estator e rotor por fase, assim como L_s e L_r são as indutâncias cíclicas de estator e rotor, respectivamente. L_m é a indutância de magnetização, v é a tensão, i é a corrente, λ é o fluxo e *PP* representa os pares de polos da máquina.

As potências ativa e reativa do estator são dadas por:

$$P_s = \frac{3}{2} \Re(\vec{v}_{s,dq} \cdot \vec{i}_{s,dq}^*) = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (5)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \Im(\vec{v}_{s,dq} \cdot \vec{i}_{s,dq}^*) = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}). \quad (6)$$

De acordo com (3) e (4), as correntes de estator e rotor podem ser calculadas como:

$$i_{sd} = \frac{\lambda_{sd}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (7)$$

$$i_{sq} = \frac{\lambda_{sq}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rq}. \quad (8)$$

Usando a relação existente entre as correntes e os fluxos do rotor (3) e (4), e substituindo as componentes *d* e *q* da corrente do rotor em (7) e (8), resultam as expressões para a corrente de estator somente em função dos fluxos:

$$i_{sd} = \frac{\lambda_{sd}}{\sigma L_s} - \frac{\lambda_{rd}}{\sigma L_s} \quad (9)$$

$$i_{sq} = \frac{\lambda_{sq}}{\sigma L_s} - \frac{\lambda_{rq}}{\sigma L_s} \quad (10)$$

onde σ é o fator de dispersão $\sigma = (L_s L_r - L_m^2) / L_s L_r$.

Se em (1) a mudança do fluxo do estator é diretamente controlada pela aplicação de tensão no estator durante um período curto de tempo, quando a resistência do estator é desprezível ($R_s = 0$), e se a magnitude do fluxo de estator é assumida constante ($\lambda_{sd} = |\lambda_{s,dq}| = \lambda_s$), a relação entre os eixos *d* e *q* da tensão do estator com os eixos *d* e *q* do fluxo do estator é dada por $v_{sq} = \omega_1 \lambda_s$, sendo que $\lambda_{sq} = 0$.

Assim, as fórmulas das potências ativa (5) e reativa (6) calculadas usando (9) e (10) podem ser escritas na seguinte forma:

$$P_s = -\frac{3}{2} \omega_1 \lambda_s \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{rq} \quad (11)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \omega_1 \lambda_s \left(\frac{L_r}{L_m} \lambda_s - \lambda_{rd} \right). \quad (12)$$

Consequentemente, os fluxos do rotor nos eixos d e q serão refletidos nas potências ativa e reativa do estator como mostrado em (11) e (12).

Esse artifício pode ser usado no controle das potências do estator no lado do rotor do GIDA quando o estator é ligado diretamente à rede.

A. Equações do Rotor

Para a implementação do CDP do GIDA, necessita-se do modelo dinâmico matemático do gerador, com as potências como variáveis de estado [21].

Então, substituindo (11) e (12) na tensão de rotor (2) e considerando que a resistência do rotor é nula, as seguintes equações podem ser escritas:

$$\frac{dQ_s}{dt} = \frac{v_{rd}}{B_m} + \omega_{sl} P_s \quad (13)$$

$$\frac{dP_s}{dt} = \frac{v_{rq}}{B_m} - \omega_{sl} Q_s - \omega_{sl} \frac{L_r}{L_m B_m} \lambda_s \quad (14)$$

onde $B_m = -\frac{2\sigma L_r L_s}{3v_s L_m}$.

Considerando também que devido à orientação do fluxo de rotor pelo estator, $\lambda_r = \lambda_s = |\lambda_s|$, rescrevendo as equações no modelo de espaço de estados, tem-se:

$$\dot{\vec{x}} = A\vec{x} + B\vec{u} + G\vec{w} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{Q}_s \\ \dot{P}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_s \\ P_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{B_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{B_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{sl} L_r}{L_m B_m} \lambda_s \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\dot{\vec{y}} = C\vec{x} \quad (17)$$

sendo que: $\vec{x} = [Q_s, P_s]^T$, $\vec{u} = [v_{rd}, v_{rq}]^T$, $\vec{w} = [0, \lambda_s]^T$ denota o vetor de perturbação e, A , B , G são matrizes (2×2) , sendo C a matriz Identidade $C = I$.

A equação (15) pode ser discretizada considerando um período de amostragem T e k como o tempo de amostragem usando *Zero-Order-Hold* (ZOH) sem atraso:

$$\vec{x}(k+1) = A_d \vec{x}(k) + B_d \vec{u}(k) + G_d \vec{w}(k) \quad (18)$$

onde:

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} \cong I + AT \\ B_d &= \int_0^T e^{A\tau} B d\tau \cong BT \\ G_d &= \int_0^T e^{A\tau} G d\tau \cong GT. \end{aligned} \quad (19)$$

Assim, (15) é discretizada usando (18) e o resultado é dado

por:

$$\begin{bmatrix} Q_s(k+1) \\ P_s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T \\ -\omega_{sl} T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_s(k) \\ P_s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{B_m} & 0 \\ 0 & \frac{T}{B_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd}(k) \\ v_{rq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{sl} T}{L_m B_m} \lambda_s(k) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Assume-se que a constante de tempo mecânica é muito maior do que as constantes de tempo elétrica, ou seja: $\omega_{mec} = cte$ é uma aproximação válida para cada período de tempo [20], [22], [23].

III. CONTROLE DIRETO DE POTÊNCIA INDEPENDENTE DEADBEAT APLICADO AO GIDA

Esta seção apresenta o controlador direto e independente de potência *Deadbeat* para o GIDA, empregando a malha de potência do estator e seu modelo dinâmico. O diagrama de blocos do controle digital de potência é apresentado na Figura 1.

A. Teoria do Controlador Deadbeat Independente

Esta técnica de controle digital permite determinar a entrada requerida para garantir que a saída pode alcançar uma resposta dinâmica rápida, usando a equação discreta de um sistema linear contínuo [24], [25].

A entrada \vec{u} em (18) no instante de amostragem $(k-1)$ é dada por:

$$\vec{x}(k) = A_d \vec{x}(k-1) + B_d \vec{u}(k-1) + G_d \vec{w}(k-1). \quad (21)$$

Combinando (18) e (21), e assumindo que $G_d \vec{w}(k)$ e $G_d \vec{w}(k-1)$ são aproximadamente iguais, uma expressão que contém somente as entradas \vec{u} e as saídas \vec{x} pode ser escrita:

$$\vec{u}(k) = \vec{u}(k-1) + B_d^{-1} [(\vec{x}(k+1) - \vec{x}(k)) - A_d(\vec{x}(k) - \vec{x}(k-1))]. \quad (22)$$

A equação (22) mostra que a entrada pode ser calculada usando as saídas no instante de amostragem $(k-1)$, (k) e $(k+1)$.

Esta relação pode ser empregada para calcular a entrada, necessária para atender a referência em cada instante de controle, pois as realimentações e as referências nos instantes $(k-1)$ e (k) são úteis quando (22) é calculada e qualquer uma delas pode ser usada como entrada.

A lei de controle faz uso da referência \vec{x}^* ao instante de amostragem $(k+1)$ e (k) para calcular a entrada \vec{u}_{ff} pode ser escrita da seguinte forma:

$$\vec{u}_{ff}(k) = \vec{u}(k-1) + B_d^{-1} [(\vec{x}^*(k+1) - \vec{x}(k)) - A_d(\vec{x}^*(k) - \vec{x}(k-1))] \quad (23)$$

sendo que $\vec{x}^*(k+1)$ e $\vec{x}^*(k)$ são as referências nos instantes de amostragem $k+1$ e k , respectivamente.

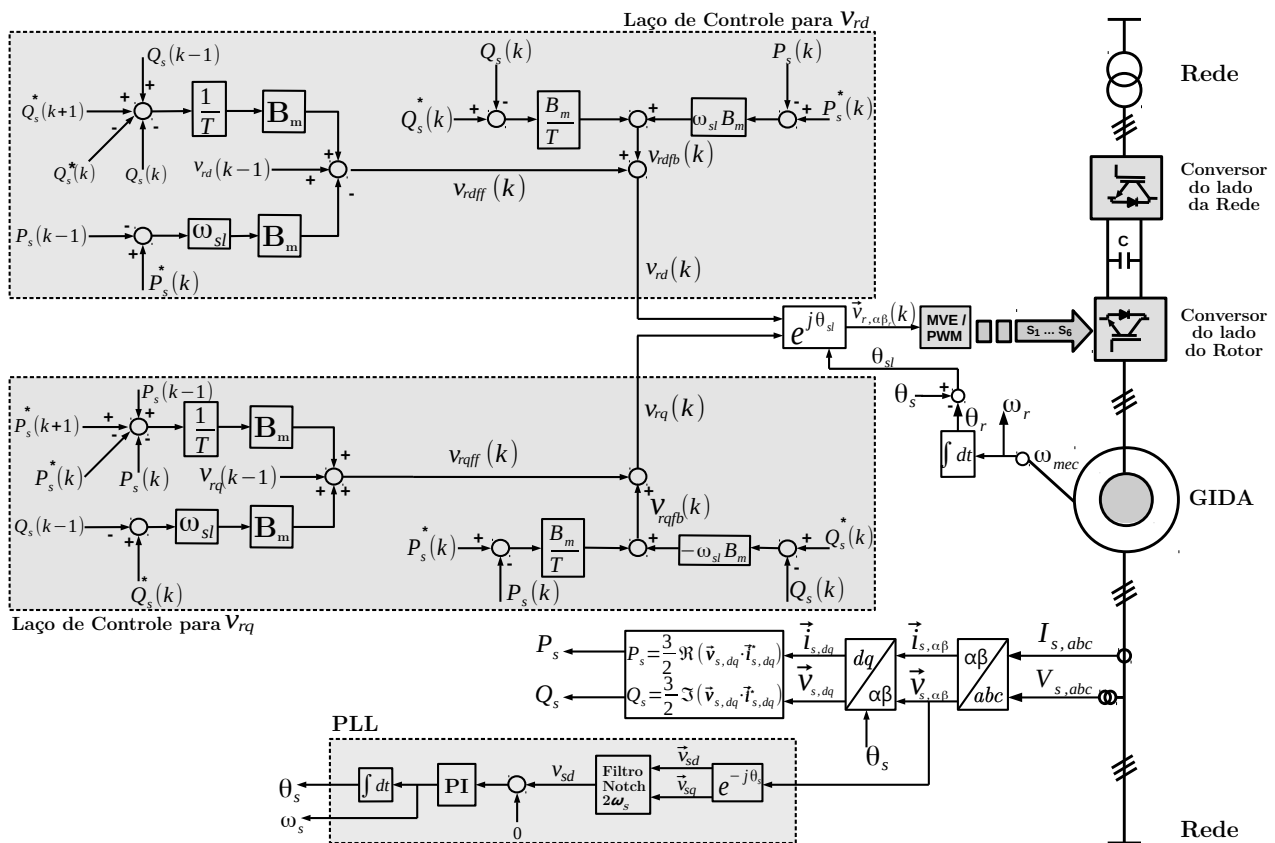


Fig. 1. Diagrama de blocos do controlador direto de potência *Deadbeat*.

Porém, (23) não tem um desempenho satisfatório. Neste caso, o tempo de acomodação da resposta do sistema torna-se relativamente alto. Para melhorar a resposta dinâmica do controlador, ou seja, para diminuir o tempo de acomodação da resposta do sistema controlado, será adicionada uma malha de controle *Deadbeat* baseada na variação da saída [26], que é diferente do controlador *Deadbeat* proposto por Franco et al. [18]. Assim, a entrada total é dada por:

$$\vec{u}^*(k) = \vec{u}_{ff}(k) + \vec{u}_{fb}(k) \quad (24)$$

onde \vec{u}_{fb} é obtida a partir da subtração de (22) e (23), considerando que A_d e B_d são estimadas corretamente, e os erros do modelo, devidos as variações na estimação dos parâmetros do gerador, são ajustados como distúrbios no controle do sinal da saída. Assim, o controle do sinal da saída pode ser simplificado pela substituição pelos erros da saída, e são dadas por:

$$\Delta \vec{x}(k+1) = A_d \Delta \vec{x}(k) + B_d \vec{u}_{fb}(k) \quad (25)$$

onde $\Delta \vec{x}(k) = \vec{x}_{ref}(k) - \vec{x}(k)$.

Para obter uma resposta de saída rápida e um erro de estado estacionário nulo, um controlador *Deadbeat* separado

é implementado usando (25) e fazendo $\vec{u}_{fb}(k) = -G_c \Delta \vec{x}(k)$. Então, (25) torna-se:

$$\Delta \vec{x}(k+1) = (A_d - B_d G_c) \Delta \vec{x}(k) \quad (26)$$

Observa-se que no controle, $\vec{x}^*(k+1)$ não é utilizado no instante de tempo quando \vec{u}_{ff} é calculado. Por essa razão, $\vec{x}^*(k)$ deve ser empregado no lugar de $\vec{x}^*(k+1)$. Ressalte-se que, a referência do controle deve ser atrasada em um período de tempo de amostragem, no algoritmo de controle. O efeito do atraso da referência de um período de amostragem no algoritmo, acarretará no atrasado da resposta da saída, mas a forma da resposta da saída se mantém a mesma.

Em (26), os ganhos requeridos para anular o erro do estado estacionário são calculados por meio de $(A_d - B_d G_c) = 0$.

O diagrama de blocos do sistema de controle com emprego de (23) e (26) é apresentado na Figura 2.

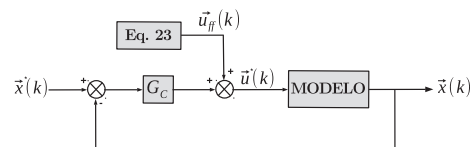


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle por fluxo desacoplado de estator e *Deadbeat*.

B. Controladores Deadbeat Independentes para o Controle da Potência do Estator Durante Operação Normal.

O esquema de controle usa o fluxo desacoplado do estator e um laço de controle *Deadbeat* para obter as tensões do rotor que podem ser aplicadas ao gerador, para assim garantir que o controle das potências ativa e reativa possa atingir os seus valores de referência desejados $P_s^*(k)$ e $Q_s^*(k)$.

O conversor ligado no lado da rede, controla a tensão do barramento de corrente contínua. Isso permite seu controle usando qualquer estratégia, como as realizadas por Rodríguez et al. [27].

A tensão do rotor pode ser calculada usando a potência do estator nos instantes de amostragem $(k-1)$, (k) e $(k+1)$, como pode ser observado em (20) e (23), é dada por:

$$\begin{aligned} v_{rdff}(k) &= v_{rd}(k-1) + \\ \frac{B_m}{T} [(Q_s^*(k+1) - Q_s(k)) - (Q_s^*(k) - Q_s(k-1))] \\ &- B_m \omega_{sl} (P_s^*(k) - P_s(k-1)) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} v_{rqff}(k) &= v_{rq}(k-1) + \\ \frac{B_m}{T} [(P_s^*(k+1) - P_s(k)) - (P_s^*(k) - P_s(k-1))] \\ &+ B_m \omega_{sl} (Q_s^*(k) - Q_s(k-1)) \end{aligned} \quad (28)$$

onde $P_s^*(k+1)$, $Q_s^*(k+1)$, $P_s^*(k)$ e $Q_s^*(k)$ são as referências nos instantes de amostragem $(k+1)$ e (k) .

A entrada total aplicada é dada por:

$$\vec{v}_r^*(k) = \vec{v}_{rff}(k) + \vec{v}_{rfb}(k) \quad (29)$$

onde, \vec{v}_{rfb} é obtida a partir da subtração de (22) e (23), considerando que A_d e B_d são corretamente calculados e tentando que os erros de estimativa sejam considerados como perturbações na saída de controle.

Para reduzir os erros de regime permanente das potências, de variação paramétrica e do tempo de acomodação da resposta do sistema, é calculado o ganho requerido por meio de (25) e (26). Este ganho é determinado isolando-se G_c de (26). Os erros de estado estacionário das potências ativa e reativa, causados pela incompatibilidade dos parâmetros do sistema, são modelados como distúrbios nas potências, e para melhorar a precisão do algoritmo de controle de potência proposto, o ganho requerido é:

$$G_c = -\frac{2\sigma L_s L_r}{3v_s L_m} \left(\frac{1}{T} - j\omega_{sl} \right). \quad (30)$$

Assim, as componentes da tensão nos eixos d e q são calculadas de acordo com (27), (28) e (30) e aplicadas ao gerador, então as potências ativa e reativa convergem para seus respectivos valores de controle. A tensão desejada para o rotor no referencial rotórico ($\alpha\beta_r$), gera as sinais de comutação para o conversor do lado do rotor usando (*MVE*), por meio de $v_{r,\alpha\beta} = v_{r,dq} e^{j\theta_s - \theta_r}$.

As correntes e tensões do estator, as tensões e a velocidade do rotor, são mensuradas considerando a estimação da posição angular da tensão do estator θ_s , a magnitude λ_1 , a frequência de sincronismo ω_1 e a frequência de descarregamento ω_{sl} .

C. Impacto das Variações dos Parâmetros no Desempenho do Sistema.

Uma análise do impacto das variações dos parâmetros foi feita via emprego de (27), (28) e (30), isto possibilitou estimar o valor da tensão do rotor. Os parâmetros necessários podem ser simplificados, considerando uma indutância de dispersão relativamente pequena L_{l1} e L_{l2} em comparação com a indutância mútua L_m que é mostrada no Apêndice A.

$$\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \cong (L_{ls} + L_{lr}) \quad (31)$$

A equação (31) mostra que as variações de L_m tem um impacto pequeno em $\frac{\sigma L_1 L_2}{L_m}$ e portanto, sua influência no desempenho da estratégia de controle proposta poderia ser insignificante.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de avaliar o desempenho do controlador *Deadbeat*, resultados de simulação feitos com ajuda do *Matlab/Simulink* são apresentados.

O modelo dinâmico do GIDA foi simulado usando os parâmetros descritos no Apêndice B, e o algoritmo de controle descrito na Figura 1. Os tipos de testes feitos são brevemente explicados, assim:

O primeiro teste foi feito para uma velocidade angular do rotor constante de 1725 rpm.

Para a operação com velocidade do rotor variável, um degrau de velocidade foi simulado, diminuindo de 1975 rpm para 1600 rpm a velocidade angular do rotor.

Para verificar a robustez do algoritmo de controle proposto, um incremento de 50% nos parâmetros R_r e L_m do GIDA foi executado.

Finalmente, uma comparação com o clássico controlador Proporcional-Integral (PI) foi feito com o propósito de avaliar a resposta dinâmica do controlador tipo *Deadbeat* descrito na Seção II, durante condições normais de operação.

A. Teste de Entrada ao Degrau de Referência para Velocidade de Rotor Constante.

As Figuras 3, 4 e 5 apresentam as respostas dinâmicas das potências ativa e reativa do estator e suas referências, as tensões nos eixos d e q do rotor e a corrente e tensão do estator quando P_s^* e Q_s^* mudam de -2 kW para -1 kW e, de 0 var para -500 var, respectivamente.

O seguimento das potências ativa e reativa é quase perfeito (ver Figura 3), tornando-se necessário ampliar o detalhe na Figura 4(a) entre 1,69 segundos e 1,71 segundos para observar melhor a resposta transitória ao degrau das referências, apresentando um erro do regime estacionário igual a zero.

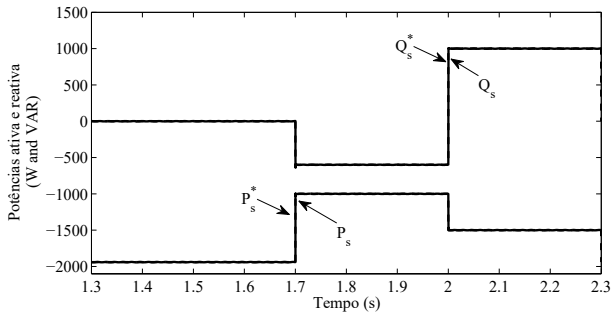


Fig. 3. Respostas com referências de P_s e Q_s para uma velocidade angular constante de $\omega_r=1725$ rpm.

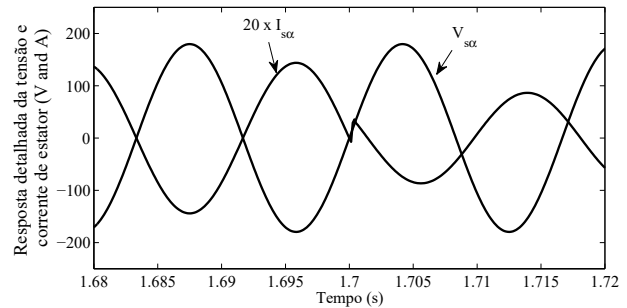
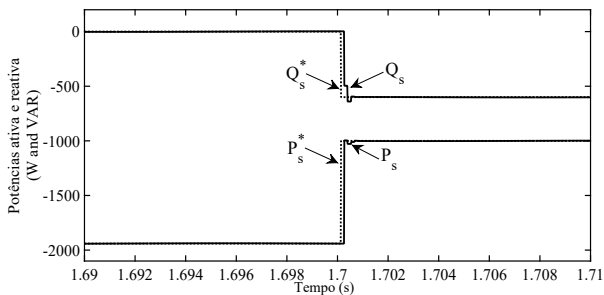
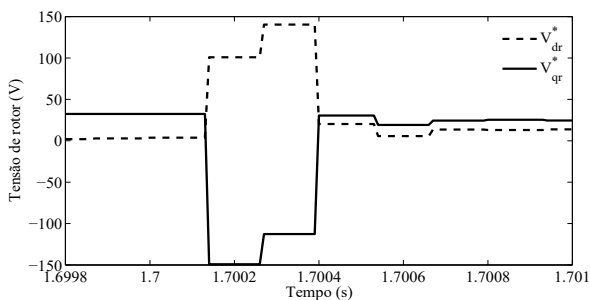


Fig. 5. Corrente e tensão quando P_s^* e Q_s^* mudam de -2 kW para -1 kW e, de 0 var para -500 var.



(a)



(b)

Fig. 4. (a) Potências ativa e reativa. (b) Tensões nos eixos d e q do rotor.

Sendo que as variáveis controladas são as potências, ao alterar-se suas referências, o controle *Deadbeat* gera as tensões v_{rd}^* e v_{rq}^* necessárias decorrentes dos erros entre as referências e os valores atuais das componentes no eixo d e no eixo q da corrente de rotor, o que pode ser visto na Figura 4(b).

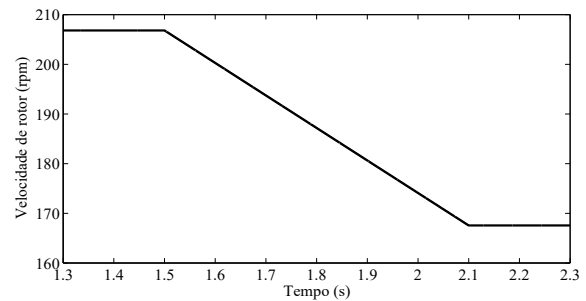
Finalmente, na Figura 5 pode-se observar que a componente alfa da tensão ($V_{s\alpha}$) e da corrente ($I_{s\alpha}$) do estator permanecem em fase devido ao gerador operar com um fator de potência unitário, e quando a potência reativa altera-se (1,7 segundos), o GIDA começa a operar com fator de potência adiantado.

B. Operação com Velocidade do Rotor Variável.

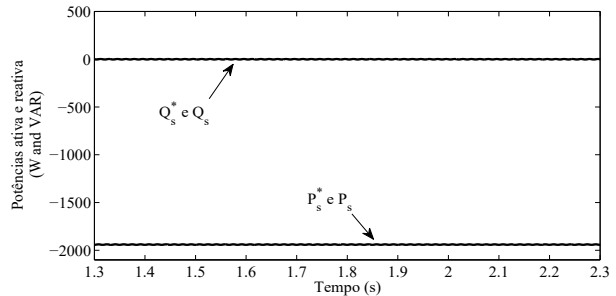
O degrau de velocidade angular é apresentado na Figura 6(a). Em um período de 600 ms (partindo de 1,5 segundos até 2,1 segundos) a velocidade do rotor diminui de 1975 rpm para 1600 rpm.

Os resultados deste teste podem ser observados nas Figuras 6(b) e 6(c). Na primeira delas, a resposta das potências ativa e

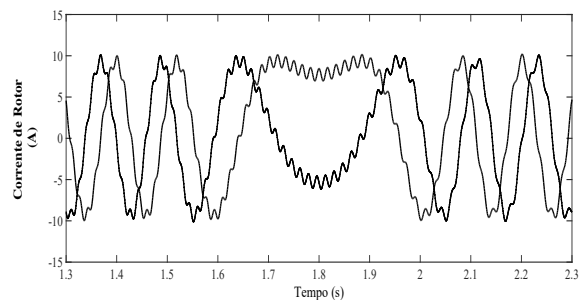
reativa se mantém constante durante o degrau, e na segunda pode-se observar a variação na frequência das correntes do rotor no referencial α e β , durante a ocorrência do degrau de velocidade (partindo de 1,5 segundos até os 2,1 segundos).



(a)



(b)



(c)

Fig. 6. Respostas para operação com velocidade angular variável de 1975 rpm para 1600 rpm: (a) Velocidade angular. (b) Potências ativa e reativa. (c) Correntes nos eixos α e β do rotor.

C. Impacto das Variações dos Parâmetros no Desempenho do Controlador

Para verificar a robustez do controlador *Deadbeat* sobre as variações dos parâmetros, foram feitos testes para uma entrada ao degrau nas referências das potências ativa e reativa com velocidade angular do rotor constante igual a 1725 rpm.

Nas Figuras 7 e 8 são apresentados os resultados obtidos na simulação.

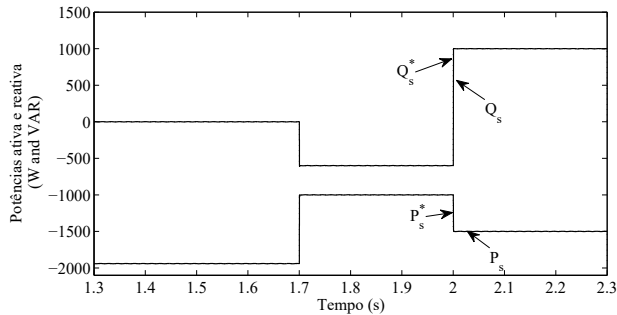
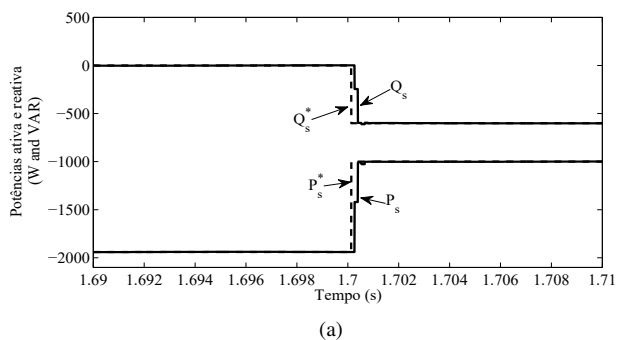
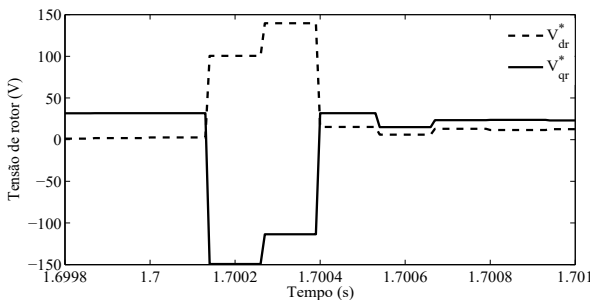


Fig. 7. Respostas para operação com velocidade angular constante ($\omega_r=1725$ rpm) com incrementos de R_r e L_m no controlador de 50%.

Em aplicações de geração eólica, um erro maior ao 5% é considerado muito alto [17], por enquanto um aumento de 50% na resistência do rotor R_r e na indutância de magnetização L_m do GIDA foi proposto e testado por meio da simulação.



(a)



(b)

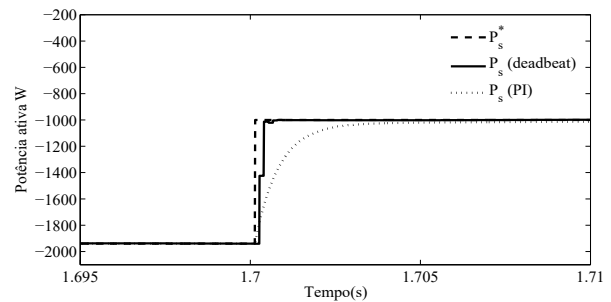
Fig. 8. Resposta detalhada da variação paramétrica: (a) Potências ativa e reativa. (b) Tensões nos eixos d e q do rotor.

Comparando a Figura 4(a) com a Figura 8(a), pequenas diferenças no comportamento transitório podem-se evidenciar, e mesmo com tais diferenças, o controlador mantém um desempenho satisfatório e uma robustez de estado estacionário mesmo tendo um tempo de resposta um pouco maior.

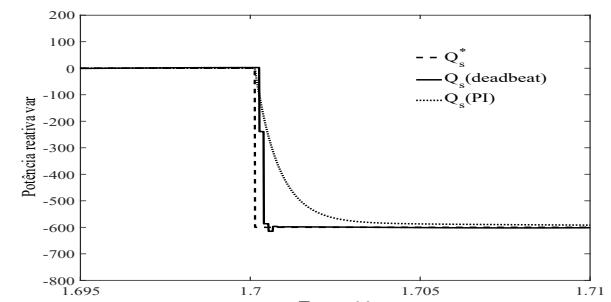
Como pode se ver, comparando a Figura 4(b) com a Figura 8(b), as tensões v_{rd}^* e v_{rq}^* se mantém iguais para os dois cenários de simulação, ou seja, sem e com variações (de 50%) dos parâmetros do GIDA.

D. Comparação com Controlador PI.

Uma comparação adicional com o controle Proporcional-Integral foi feita para avaliar o desempenho e o tempo de estabilização do controlador *Deadbeat*. Os resultados são apresentados nas Figuras 9(a) e 9(b). Nestas pode-se observar uma diferença do tempo aproximadamente igual a 4 ms para alcançar o estado estacionário. Os ganhos k_p e k_i foram projetados pelo método de alocação de polos proposto em [6].



(a)



(b)

Fig. 9. Comparação da estratégia proposta com controlador PI: (a) Potência ativa de estator (b) Potência reativa do estator.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais apresentados, são obtidos com o uso do modelo do GIDA descrito na Seção II. Neste artigo foi empregada a seguinte notação: o sinal (-) significa que a potência está sendo gerada e, por consequência, entregue para a rede de alimentação; e o sinal (+) significa que a potência está sendo absorvida pela máquina. Os parâmetros da máquina estão descritos no Apêndice B.

A. Configuração do Sistema de Controle Implementado no Laboratório

Na Figura 10 é apresentado um diagrama da montagem para uma melhor compreensão da bancada experimental, foi feita para obter os resultados descritos na Seção IV. Com base na Figura 10, um protótipo foi construído, afim da obtenção dos resultados experimentais.

Foi utilizado um GIDA da marca DELORENZO, modelo DL2053A com capacidade de 3,0 kW e $\cos(\phi) = 0,8$, acoplado ao motor de corrente contínua, como pode ser

observado na Figura 11.

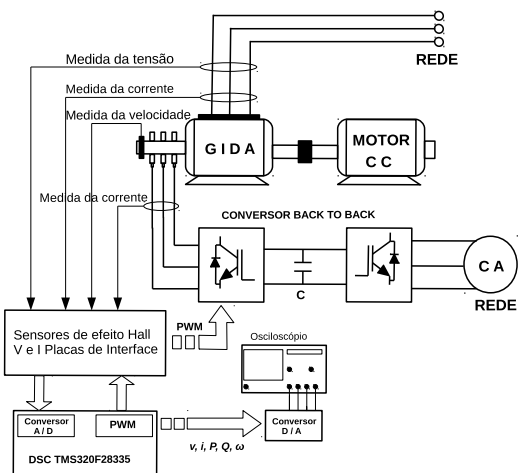


Fig. 10. Diagrama da montagem da bancada experimental.

Os terminais do estator do GIDA estão conectados à rede elétrica. O rotor é conectado por meio de um conversor eletrônico de potência *back-to-back* e um transformador variável (usado como fonte de CA). Foram utilizadas uma fonte CC como fonte de alimentação da máquina CC e placas de condicionamento de sinais (sensores *Hall*).

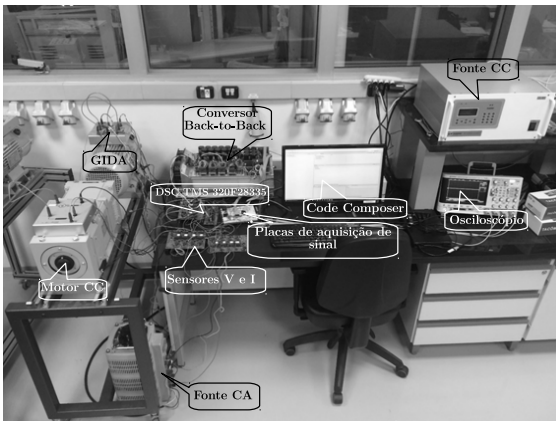


Fig. 11. Ilustração da configuração experimental.

O GIDA é controlado por meio de um conversor e os transistores são controlados por meio de uma placa digital de sinais (*Digital Sign Controller –DSC*) TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

O conversor é alimentado usando uma fonte provida de retificador e filtro capacitivo, instalado no barramento de corrente contínua. A velocidade do rotor foi medida por meio de um *encoder* de 3400 pulsos por revolução.

B. Teste de Entrada ao Degrau de Referência para Velocidade de Rotor Constante

Para testar a resposta dinâmica da estratégia de controle proposta, o gerador foi acionado com rotação subsíncrona de 1725 rpm. A Figura 12 apresenta as respostas dinâmicas das potências ativa e reativa do estator e suas referências.

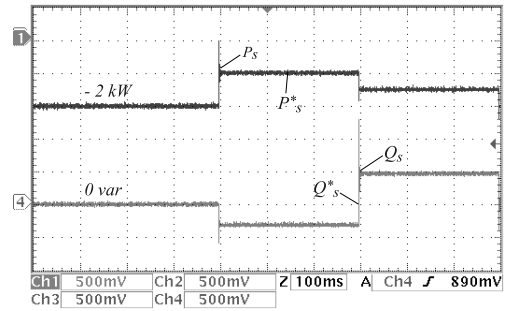


Fig. 12. Resultados experimentais com referências de P_s e Q_s ($\omega_r=1725$ rpm). Escala: 1 kW/div.1 kvar/div. e 100 ms/div.

Os referenciais de potência ativa e reativa iniciais são -2 kW e 0 var. As referências de potência ativa e reativa foram alteradas de -2 kW para -1 kW e de 0 var para -500 var, respectivamente. Finalmente, a referência de potência ativa foi alterada de -1 kW para -1,5 kW e a referência da potência reativa foi alterada de -500 para 500 var.

Observa-se que, ao alterar as referências de potência, que são as variáveis controladas, a estratégia de controle *Deadbeat* gera as tensões necessárias (v_{rd}^* e v_{rq}^*) decorrente dos erros entre as referências e os valores atuais das componentes no eixo d e no eixo q da corrente de rotor.

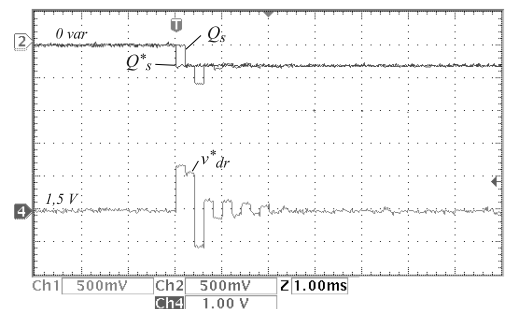


Fig. 13. Resultados experimentais da tensão no eixo d do rotor com referência de Q_s ($\omega_r=1725$ rpm). Escala: 75 V/div. 1 kvar/div. e 1 ms/div.

Isso resulta numa resposta dinâmica das potências ativa e reativa em poucos milissegundos sem a ocorrência de *Overshoot* e o erro de regime estacionário é igual a zero, como é mostrado nas Figuras 13 e 14.

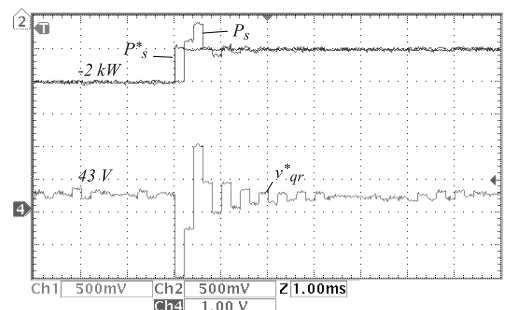


Fig. 14. Resultados experimentais da tensão no eixo q do rotor com referência de P_s ($\omega_r=1725$ rpm). Escala: 75 V/div. 1 kW/div. e 1 ms/div.

Inicialmente pode-se observar que a tensão e a corrente do estator permanecem em fase devido ao GIDA operar com um

fator de potência unitário, e quando a potência reativa altera-se, o gerador opera com fator de potência adiantado.

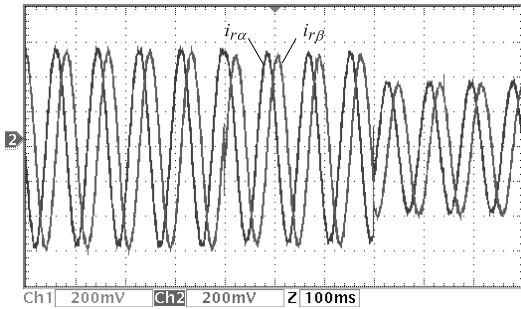


Fig. 15. Resultados experimentais da corrente de rotor $i_{r\alpha}$ e $i_{r\beta}$ ($\omega_r=1725$ rpm). Escala: 4 A/div. e 100 ms/div.

As correntes do rotor são apresentadas na Figura 15. A entrada é do tipo degrau de referência de potência ativa e reativa.

C. Operação com Velocidade do Rotor Variável

Ensaio com velocidade de rotor variável foram feitos para testar a estratégia de CDP proposta. Durante um período de 600 ms, a velocidade do rotor diminuiu de 1975 rpm para 1600 rpm.

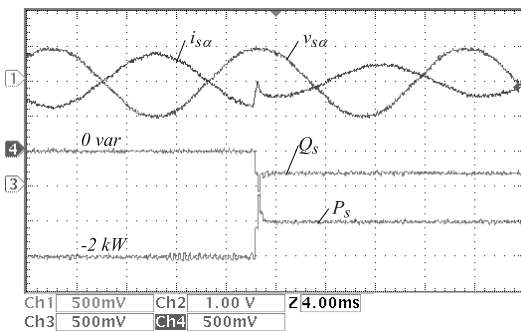


Fig. 16. Corrente e tensão quando P_s^* e Q_s^* mudam de -2 kW para -1 kW e de 0 var para -500 var. Escala: 10 A/div. 180 V/div. 1 kW/div. 1 kvar/div. e 4 ms/div.

A Figura 16 apresenta detalhadamente a componente alfa da corrente e a tensão do estator.

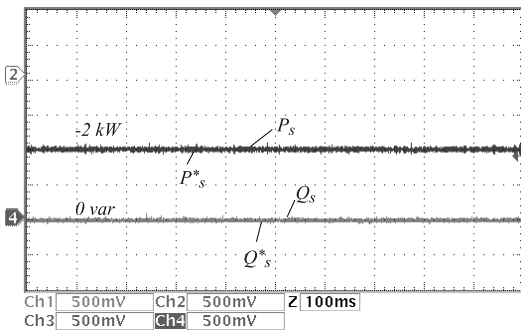


Fig. 17. Respostas de P_s e Q_s . Operação com velocidade angular variável. Escala: 1 kW/div. 1 kvar/div. e 100 ms/div.

Na Figura 17 são apresentados os resultados para as potências ativa e reativa constantes em -2 kW e 0 var, respetivamente.

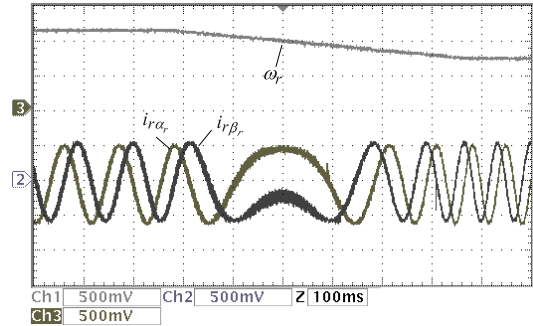


Fig. 18. Respostas de corrente do rotor $i_{r\alpha}$ e $i_{r\beta}$ Operação com velocidade angular variável. Escala: 10 A/div e 100 ms/div.

As correntes do rotor no referencial rotórico e a velocidade do rotor (ω_r) são mostradas na Figura 18.

Observa-se novamente que as referências das potências ativa e reativa do estator são atendidas pelo controlador *Deadbeat*.

D. Impacto das Variações dos Parâmetros no Desempenho do Controlador

Para verificar a robustez do controlador sobre as variações dos parâmetros, a resistência do rotor R_r e a indutância mútua L_m são aumentadas em 7%.

Mesmos testes para uma entrada ao degrau nas referências das potências ativa e reativa com velocidade angular do rotor constante e com variações nos parâmetros são apresentadas nas Figuras 19, 20 e 21.

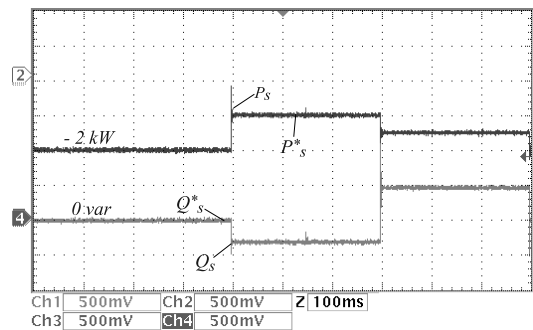


Fig. 19. Resultados experimentais com referências de P_s e Q_s ($\omega_r=1725$ rpm) com incrementos de R_r e L_m no controlador de 7%. Escala: 1 kW/div. 1 kvar/div e 100 ms/div.

Comparando a Figura 19 com a Figura 12, a Figura 20 com a Figura 13, e a Figura 21 com a Figura 14, há pequenas diferenças no comportamento transitório, e mesmo com tais erros, devido a variação da indutância e a resistência do rotor, o controlador mantém desempenho satisfatório e uma robustez de estado estacionário mesmo tendo um tempo de reposta um pouco maior.

O ponto de equilíbrio altera-se quando se apresenta variação nos parâmetros do GIDA, mas o controlador conseguiu seguir as referências das potências. Ou seja, a duração do estado transitório, as magnitudes da potência reativa Q_s e da tensão v_{dr} são menores quando não se apresenta variação (ver Figura 13 e Figura 20).

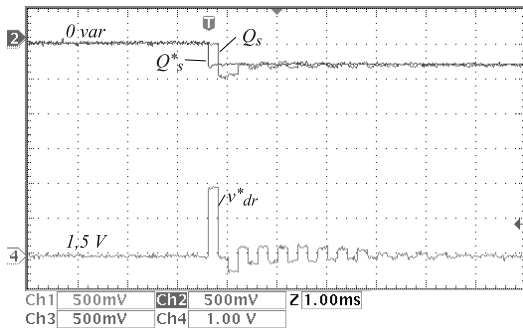


Fig. 20. Resultados experimentais com referências de P_s e Q_s ($\omega_r=1725$ rpm) com incrementos de R_r e L_m no controlador de 7%. Escala: 75 V/div. 1 kvar/div. e 1 ms/div.

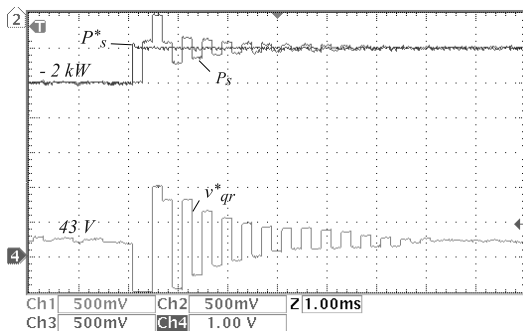


Fig. 21. Resultados experimentais com referências de P_s e Q_s ($\omega_r=1725$ rpm) com incrementos de R_r e L_m no controlador de 7%. Escala: 75 V/div. 1 kW/div. e 1 ms/div.

E. Comparação com Controlador PI

A Figura 22 apresenta a resposta para uma entrada ao degrau de um controle vetorial com emprego de controladores *PI*, projetados pelo método de alocação de polos proposto em [6].

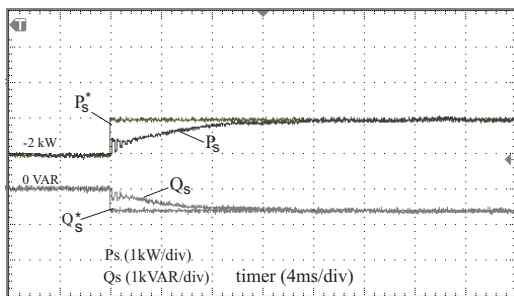


Fig. 22. Corrente de rotor controle PI. Escala. 1,0 kW/div., 1 kvar/div. e 4 ms/div.

O tempo de resposta da potência reativa (Q_s) do controlador *Deadbeat* pode ser observado na Figura 13. Na Figura 14, e apresentado o tempo de resposta da potência ativa (P_s) para este mesmo controlador, as duas variáveis tem desempenho superior ao controlador *PI* mostrado na Figura 22 devido ao seu tempo de acomodação ser menor.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou um esquema de CDP para o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) usando a estratégia de desacoplamento do fluxo do estator e malha de

controle *Deadbeat*.

Os controladores fazem uso das equações do GIDA para calcular as tensões do rotor, requeridas para que as potências ativa e reativa do estator consigam atingir os valores de referência desejados, em condições normais de operação. O controlador é composto por duas malhas de controle: uma de desacoplamento do fluxo do estator e a outra é a *Deadbeat*, o que possibilita a diminuição do tempo de acomodação da resposta do controlador.

O impacto da variação nos parâmetros também foi analisada e o controlador tem um desempenho satisfatório, foi feita uma simulação com o 50% de variação e um ensaio experimental com uma variação de 7% (para R_r e L_m). Ambos resultados confirmam a eficácia e a robustez do CDP durante várias condições de operação. Embora a duração do estado transitório para as tensões nos eixos d e q , e as potências ativa e reativa acrescento-se quando a variação dos parâmetros cresceu, o controlador proposto conseguiu manter as referências impostas.

O desempenho satisfatório do controlador pode ser comprovado devido a o fato do que as potências ativa e reativa atendem aos valores de referências desejados em vários pontos de operação testados por meio dos ensaios experimentais, tais como o degrau de velocidade angular do rotor variável e do teste com variação dos parâmetros, concluindo assim que o algoritmo CDP *Deadbeat* pode ser aplicado para sistemas de energia eólica baseados no GIDA.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à UFABC, CAPES, CNPq e FAPESP pelo apoio financeiro.

APÊNDICES

A. Efeito dos Parâmetros no Cálculo da Tensão do Rotor

Considerando que $L_{ls} \ll L_m$ e $L_{lr} \ll L_m$, a σL_r e $\frac{L_s}{L_m}$ podem ser simplificados assim

$$\begin{aligned} \sigma L_r &= L_r - \frac{L_m^2}{L_s} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} = \\ &= \frac{(L_{ls} L_{lr}) + L_m(L_{ls} + L_{lr}) + L_m^2 - L_m^2}{L_{ls} + L_m} \approx \\ &\approx \frac{L_m(L_{ls} + L_{lr})}{L_m} = (L_{ls} + L_{lr}) \end{aligned}$$

e

$$\frac{L_s}{L_m} = \frac{L_m + L_{ls}}{L_m} = 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}$$

B. Parâmetros do GIDA

Os parâmetros do GIDA usado nos ensaios experimentais são apresentados na Tabela I, os mesmos dados são usados para obter os resultados de simulação.

TABELA I
Parâmetros do GIDA

Parâmetro	Valor
R_s	1 Ω
R_r	3,1322 Ω
L_m	0,1917 H
L_s	0,2010 H
L_r	0,2010 H
PP	4
P_N	3,0 kW
V_N	220 / 380 $\Delta - Y$ V

REFERÊNCIAS

- [1] M. G. Simoes, F. A. Farret, *Renewable Energy Systems with Induction Generators*, CRC PRESS, 2004.
- [2] R. Datta, V. T. Rangathan, "Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine - A Comparison With Alternative Schemes", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 414–421, Sep. 2002.
- [3] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, R. Lakin, "Stator-Flux-Oriented Control of a DFIM With and Without Position Encoder", *IEE Proceedings -Electronic Power Applications*, vol. 147, no. 4, pp. 241–250, Jun. 2000.
- [4] B. H. Chowdhury, S. Chellapilla, "DFIG Control for Variable Speed Wind Power Generation", *Electric Power System Research*, vol. 76, no. 9-10, pp. 786 – 800, Apr. 2006.
- [5] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, J. R. Saenz, "Modelling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 194–204, Apr. 2003.
- [6] A. L. L. F. Murari, *Proposta de Projeto de Ganhos de Controladores PI Empregados no Controle de Geradores de Indução com Rotor Bobinado Aplicados a Sistemas Eólicos*, Dissertao de Mestrado, Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, SP, Brazil, 2015.
- [7] C. E. Capovilla, A. J. S. Filho, R. V. Jacomini, A. L. L. F. Murari, J. A. T. Altuna, "A State Feedback DFIG Power Control For Wind Generation", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 20, no. 2, pp. 151–159, Março/maio 2015.
- [8] Z. Xin-fang, X. Da-ping, L. Yi-bing, "Predictive functional control of a doubly fed induction generator for variable speed wind turbines", in *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 3315–3319, June 2004.
- [9] R. Errouissi, A. Al-Durra, S. M. Mueen, 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, March 2017.
- [10] P. Kou, D. Liang, F. Gao, L. Gao, "Coordinated Predictive Control of DFIG-Based Wind-Battery Hybrid Systems: Using Non-Gaussian Wind Power Predictive Distributions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 681–695, June 2015.
- [11] Y. Wang, X. Zhang, Z. Xie, H. Yang, "Model Predictive Direct Current Control of DFIG at Low Switching Frequency", in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 1432 – 1435, 2016.
- [12] J. Morren, S. W. H. de Haan, "Ride-through of wind turbines with Doubly-Fed Induction Generator During a Voltage Dip", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 435–441, Jun. 2005.
- [13] J. Guo, X. Cai, Y. Gong, "Decoupled Control of Active and Reactive Power for a Grid-Connected Doubly-Fed Induction Generator", in *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 2620 – 2625, 2008.
- [14] R. Datta, V. T. Ranganathan, "Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 390–399, May 2001.
- [15] L. Xu, P. Cartwright, "Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, Sep. 2006.
- [16] G. Xiao-Ming, S. Dan, H. Ben-Teng, H. Ling-Ling, "Direct Power Control for Wind-Turbine Driven Doubly-Fed Induction Generator with Constant Switch Frequency", in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 253–258, Oct. 2007.
- [17] D. Zhi, L. Xu, "Direct Power Control of DFIG With Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 110–118, Mar. 2007.
- [18] 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 *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1906–1911, Oct 2014.
- [19] V. P. Pinto, J. C. Teles, N. Rocha, C. B. Jacobina, "Controlador Robusto Multivariável Com Ação Integral Aplicado Em Um Sistema De Geração Eólica", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 16, no. 2, pp. 147–157, Maio 2011.
- [20] J. Holtz, J. Quan, J. Pontt, J. Rodriguez, P. Newman, H. Miranda, "Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 5, pp. 1388–1397, Sept 2004.
- [21] A. J. S. Filho, M. E. O. Filho, D. M. da Silva, E. Ruppert, "The implementation of deadbeat power control for DFIG using TMS320F2812", in *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON*, pp. 1–5, 2010.
- [22] S. Yamamura, *Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines*, Clarendon, 1992.

- [23] F. Briz, M. W. Degner, R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors", in *Thirty-Second IAS Annual Meeting*, pp. 1504–1511, 1997.
- [24] S. M. Yang, C.-H. Lee, "A Deadbeat Current Controller for Field Oriented Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 772–778, Sep. 2002.
- [25] A. J. S. Filho, M. de Oliveira Filho, E. R. Filho, "A Digital Active and Reactive Power Control for Doubly-Fed Induction Generator", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2718 – 272, 2008.
- [26] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publishing Company, 1994.
- [27] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, Feb. 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Juan Sebastián Solís-Chaves, nascido em 1980 em Ipiales, Nariño, Colômbia, é engenheiro eletricitista (2006) e mestre em Automação Industrial (2009) pela Universidade Nacional de Colômbia. Ele foi, de 2006 a 2014, professor dos cursos de máquinas elétricas, controle, automação industrial e eletrônica de potência. Atualmente é doutorando em Energia da Universidade Federal do ABC. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, acionamentos de máquinas elétricas, energia eólica e qualidade da energia. Ele é membro do Grupo de Máquinas Elétricas, Sistemas Eletrônicos e de Comunicação (GMSEC), da UFABC.

David Joel Figueroa Cortés, nascido em Colômbia, é engenheiro eletricitista pela Universidade Nacional de Colômbia (2011) e mestre em Engenharia elétrica na área de sistemas de potência - Universidade de São Paulo (2014). Ele possui experiência na indústria Petroleira e em desenvolvimento de projetos de estações de controle de potência. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica na Área de Sistemas de Potência na Universidade de São Paulo (em andamento desde o 2015).

Mauricio Barbosa de Camargo Salles, é professor assistente na Escola Politécnica da Universidade de São

Paulo, desde 2010. Em 2004, obteve o título de mestrado pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). De 2006 a 2008, ele se juntou à equipe do Instituto de Máquinas Elétricas da RWTH Aachen University. Em 2009, ele recebeu o grau de Doutor pela Universidade de São Paulo (USP). Entre 2014 e 2015, foi professor visitante na Universidade Harvard, na John A. Paulson School of Engineering and Applied Sciences. Seus principais interesses estão em geração distribuída, análise dinâmica de sistemas elétricos, estabilidade, integração das energias renováveis, armazenamento de energia e mercados de energia elétrica.

Valdemir Martins Lira, nasceu em São Paulo - SP, Brasil em 1963. Graduado em Tecnologia Mecânica (1991) e Licenciado em Mecânica (1993) ambos pela UNESP, Mestre em Engenharia Mecânica pela FEM/UNICAMP em 2000 e Doutor em Engenharia Mecânica pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo em 2008. Atua como professor de automação desde 1993 e na pós-graduação em engenharia mecânica desde 2015. Seus interesses de pesquisa são: automação de máquinas e equipamentos.

Rogério Vani Jacomini, nasceu em Santa Barbara d Oeste - SP, Brasil em 1979. Recebeu o grau de Eng. Eletricista pela UNISAL, e os graus de Mestre e Doutor pela FEEC/UNICAMP em 2004, 2008 e 2012, respectivamente. Trabalhou como pesquisador na UFABC de 2012 a 2013 pelo programa de pós-doutorado da UFABC. Atualmente, é professor do Instituto Federal de São Paulo (IFSP). Seus interesses de pesquisa são: acionamentos de máquinas elétricas, gerador de indução com dupla alimentação, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.

Alfeu Joazinho Sguarezi Filho, nasceu em Cuiabá MT, Brasil em 1981. Recebeu o grau de Eng. Eletricista pela Faculdade Área 1, e os graus de Mestre e Doutor pela FEEC/UNICAMP em 2005, 2007 e 2010, respectivamente. Trabalhou como pesquisador na FEEC/UNICAMP de 2010 a 2011 pelo programa de pós-doutorado da FAPESP. 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 com dupla alimentação, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.