



**XXI SNPTTE
SEMINÁRIO NACIONAL
DE PRODUÇÃO E
TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Versão 1.0
23 a 26 de Outubro de 2011
Florianópolis - SC

GRUPO -GPC

GRUPO DE ESTUDO DE PROTEÇÃO, MEDIÇÃO, CONTROLE E AUTOMAÇÃO EM SISTEMAS DE POTÊNCIA - GPC

CONTROLADOR DE POTÊNCIAS DEADBEAT PARA O GERADOR DE INDUÇÃO COM ROTOR BOBINADO APLICADO À GERAÇÃO EÓLICA

Alfeu J. Sguarezi Filho(*)
DSCE/FEEC/UNICAMP

Ernesto Ruppert
DSCE/FEEC/UNICAMP

RESUMO – Este trabalho apresenta a proposta de um controlador de potências ativa e reativa deadbeat para o gerador de indução duplamente alimentado aplicado em sistemas de geração eólica com velocidade variável. O controlador deadbeat utiliza a técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator e calcula em cada período de amostragem o vetor espacial tensão do rotor a ser aplicado ao rotor do gerador de forma a atender as referências das potências ativa e reativa. Resultados experimentais são apresentados para validação do controlador proposto.

PALAVRAS-CHAVE - Energia eólica, gerador de indução com dupla alimentação, GIDA, controlador de potências, controlador deadbeat.

1.0 - INTRODUÇÃO

Os sistemas de energia renovável, e especialmente a energia eólica tem atraído interesse devido à crescente preocupação com as emissões de CO₂. Os sistemas de energia eólica com um gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) têm algumas vantagens devido à operação em velocidade variável e operação em quatro quadrantes em comparação com velocidade fixa geradores de indução que foram apresentados em (1), (2). O estator do GIDA é ligado diretamente à rede e seu o rotor é conectado à rede por um conversor bidirecional como mostrado na Figura 1.

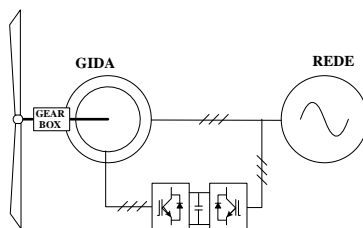


FIGURA 1: Configuração do GIDA conectado diretamente à rede de alimentação.

Algumas investigações com controladores PI que geram correntes de referência a partir dos sinais de erros das potências ativa e reativa para o conversor ou uma cascata de controladores PI que geram um vetor tensão de rotor foram apresentados em (3), (4). O problema na utilização do controlador tipo PI é a afinação dos ganhos devido ao acoplamento dos componentes do GIDA. Para tentar resolver os problemas causados pelo uso de controlador PI em (5) foi proposto um controle de potências com a utilização do controle preditivo funcional (PFC) com base na linearização dinâmica do modelo do gerador. Este tipo de controlador resposta dinâmica satisfatória, mas sua implementação é complexa devido à sua formulação.

Este trabalho propõe uma solução alternativa ao controle de potências apresentados em (6) e (7), para gerador de indução duplamente alimentado aplicado à aerogeradores eólicos. O controlador de potências deadbeat visa o controle das potências ativa e reativa do GIDA com a utilização das suas equações discretizadas no sistema síncrono de coordenadas. O controlador calcula as tensões de rotor necessárias para garantir as

(*) Av. Albert Einstein, n° 400 – DSCE/FEEC/UNICAMP – CEP 13.083-852 Campinas, SP – Brasil
Tel: (+55 19) 3521-8961 – Email: alfeu_sguarezi@yahoo.com.br

potências ativa e reativa alcancem suas referências desejadas alguns intervalos de amostragem. Resultados de simulação deste controlador foram apresentados em (8). Os resultados experimentais são apresentados para validar o controlador proposto.

2.0 - MÁQUINA DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADA E CONTROLE VETORIAL

O modelo matemático da máquina de indução duplamente alimentada no referencial síncrono é dado por, (9).

$$\vec{v}_{1dq} = R_1 \vec{i}_{1dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} + j\omega_1 \vec{\lambda}_{1dq} \quad (1)$$

$$\vec{v}_{2dq} = R_2 \vec{i}_{2dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{2dq}}{dt} + j(\omega_1 - NP\omega_{mec}) \vec{\lambda}_{2dq} \quad (2)$$

As relações entre os fluxos e as correntes são dadas por:

$$\vec{\lambda}_{1dq} = L_1 \vec{i}_{1dq} + L_m \vec{i}_{2dq} \quad (3)$$

e

$$\vec{\lambda}_{2dq} = L_m \vec{i}_{1dq} + L_2 \vec{i}_{2dq} \quad (4)$$

Sendo que \vec{v} , \vec{i} , $\vec{\lambda}$ são o vetor espacial tensão, corrente e fluxo, R resistência do enrolamento, L indutância do enrolamento, os subíndices 1, 2, m representam estator, rotor e mútua respectivamente, NP número de pares de pólos e ω_{mec} velocidade mecânica do rotor.

A potência ativa P da máquina de indução é calculada por

$$P = (v_{1d} i_{1d} + v_{1q} i_{1q}) \quad (5)$$

E a potência reativa Q é dada por

$$Q = (v_{1q} i_{1d} - v_{1d} i_{1q}) \quad (6)$$

O controle das potências do GIDA visa o controle independente das potências ativa e reativa através do controle das correntes do rotor. Para este propósito as potências ativa P e reativa Q são representadas em função das componentes individuais do vetor espacial da corrente do rotor. Com o emprego da técnica de orientação de campo pelo o fluxo do estator, as correntes do rotor da Equação (3) tornam-se

¶(9pt)

$$i_{1d} = \frac{\lambda_1}{L_1} - \frac{L_m}{L_1} i_{2d} \quad (7)$$

e

$$i_{1q} = -\frac{L_m}{L_1} i_{2q} \quad (8)$$

Então a potência ativa (7) e a potência reativa (8) podem ser calculadas com o emprego de (9) e (10) e são dadas por

$$P = -\frac{3L_m}{2L_1} v_1 i_{2q} \quad (9)$$

e

$$Q = \frac{3}{2} v_1 \left(\frac{\lambda_1}{L_1} - \frac{L_m}{L_1} i_{2d} \right) \quad (10)$$

Assim, as correntes de rotor refletirão nas correntes do estator e sobre as potências ativa e reativa do estator. Consequentemente, esta princípio pode ser usado no controle das potências ativa e reativa com a utilização do controle de corrente no lado do rotor do GIDA com o estator conectado diretamente à rede.

2.1 Equações rotóricas

O controle das correntes do rotor das Equações (11) e (12) possibilitam o controle das potências do GIDA. As tensões do rotor (2) no referencial síncrono com emprego da posição espacial do fluxo do estator e com as relações apresentadas nas Equações (9) e (10) tornam-se

$$\vec{v}_{2dq} = (R_2 + jL_2\omega_{sl})\vec{i}_{2dq} + \left(\frac{L_1L_2 - L_m^2}{L_1}\right)\frac{d\vec{i}_{2dq}}{dt} + jL_m\omega_{sl}\vec{i}_{1dq} \quad (11)$$

Sendo que $\omega_{sl} = \omega_1 - NP\omega_{mec}$.

A representação em espaço de estado da Equação (13) é apresentada abaixo.

$$\dot{\vec{i}}_2 = H\vec{i}_2 + K\vec{v}_2 + L\vec{i}_1 \quad (12)$$

O que significa

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_2}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl}}{\sigma} \\ -\frac{\omega_{sl}}{\sigma} & \frac{-R_2}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d} \\ v_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl}L_m}{\sigma L_2} \\ -\frac{\omega_{sl}L_m}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Sendo que $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1L_2}$.

Para a Equação (13) ser considerada linear é assumido que as constantes de tempo elétricas são muito maiores que as constantes de tempo mecânicas da máquina. Então, ω_{mec} = constante é uma aproximação válida para cada período de amostragem (10), (11), (12), (13). Como a velocidade síncrona é fixada pela frequência da rede, o escorregamento ω_{sl} também pode ser considerado constante para cada período de amostragem.

3.0 - TÉCNICA DE CONTROLE DEADBEAT.

O controlador *deadbeat* é uma técnica de controle digital que permitir calcular a entrada necessária para garantir que a saída alcançará os valores de referências desejados em alguns intervalos de amostragem com o emprego da equação discretizada de um sistema linear contínuo (14).

Um sistema linear contínuo pode ser representado como:

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}} &= A\vec{x} + B\vec{u} + G\vec{w} \\ \vec{y} &= C\vec{x} \end{aligned} \quad (14)$$

Onde \vec{w} denota o vetor de perturbação e A , C , B e G são matrizes $n \times n$. Neste trabalho $C = I$, onde I é a matriz de identidade.

A Equação (16) pode ser discretizada considerando-se como T o período de amostragem e k como o tempo de amostragem, utilizando a técnica zero-order-hold (ZOH) sem atraso,

$$\vec{x}(k+1) = A_d\vec{x}(k) + B_d\vec{u}(k) + G_d\vec{w}_d(k) \quad (15)$$

Sendo que

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} = I + AT \\ B_d &= \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau = BT \\ G_d &= \int_0^T e^{A(T-\tau)} G d\tau = GT \end{aligned} \quad (16)$$

O cálculo da entrada para garantir um erro de regime permanente nulo é dado por

$$\vec{u}(k) = F(\vec{x}_{ref} - \vec{x}) \quad (17)$$

Onde $\vec{x}_{ref} = \vec{x}(k+1)$ é o vetor de referência e F é a matriz de ganho.

Substituindo (17) em (15) e fazendo-se $\vec{x}_{ref} = \vec{x}(k+1)$ a entrada que garante garantir um erro de regime permanente nulo é dada por

$$\vec{u}(k) = B_d^{-1}A_d[A_d^{-1}\vec{x}_{ref} - \vec{x}(k)] - A_d^{-1}G_d\vec{w}_d \quad (18)$$

O diagrama de blocos do controle deadbeat que também representa (17) é apresentado na Figura 2.

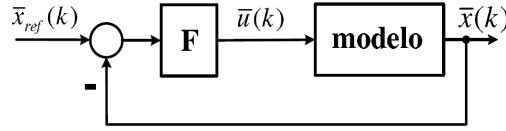


FIGURA 2 – Diagrama de blocos do controlador deadbeat.

3.1 Controlador de Potências Deadbeat

O esquema de controle de potências para o GIDA é o controlador tipo deadbeat apresentado na seção anterior que possibilita a obtenção das tensões do rotor, que devem ser aplicados ao rotor do gerador, a fim de garantir que as potências ativa e reativa atendam aos valores das referências desejadas em alguns intervalos de amostragem. O intervalo de amostragem T é o mesmo do modulador PWM. O controle das potências é realizado através do controle do vetor espacial corrente do rotor no plano de referência síncrono (dq). A Equação (13) poderá ser discretizada, uma vez que a tensão aplicada rotor permanece constante durante um período de controle do inversor PWM fonte de tensão. Assim, a Equação (13) pode ser discretizada usando Equações (15) e (16), considerando as hipóteses acima mencionadas e fazendo-se : $x=i_2$; $A=H$; $B=K$; $u=v_2$; $G=L$ e $\omega=i_1$. A equação discretizada do rotor para o instante $(k+1)$ é mostrada abaixo:

$$\bar{i}_2(k+1) = A_d \bar{i}_2(k) + B_d \bar{v}_2(k) + G \bar{i}_1(k) \quad (19)$$

O que significa:

$$\begin{bmatrix} i_{2d}(k+1) \\ i_{2q}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl} T}{\sigma} \\ -\frac{\omega_{sl} T}{\sigma} & 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d}(k) \\ i_{2q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d}(k) \\ v_{2q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_m T}{\sigma L_2} \\ -\frac{\omega_{sl} L_m T}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}(k) \\ i_{1q}(k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

Sendo que

$$\begin{aligned} A_d = e^{AT} = I + AT &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl} T}{\sigma} \\ -\frac{\omega_{sl} T}{\sigma} & 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ B_d = \int_0^T e^{AT} B d\tau = BT &= \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ G_d = \int_0^T e^{AT} G d\tau = GT &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_m T}{\sigma L_2} \\ -\frac{\omega_{sl} L_m T}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

As componentes do vetor tensão de rotor que são calculadas para garantir erro de regime permanente nulo com o emprego das Equações (17) e (20) são dadas por

$$v_{2d}(k) = \sigma L_2 \frac{i_{2dref} - i_{2d}(k)}{T} + R_2 i_{2d}(k) - L_2 \omega_{sl} i_{2q}(k) - L_m \omega_{sl} i_{1q}(k) \quad (22)$$

e

$$v_{2q}(k) = \sigma L_2 \frac{i_{2qref} - i_{2q}(k)}{T} + R_2 i_{2q}(k) + L_2 \omega_{sl} i_{2d}(k) + L_m \omega_{sl} i_{1d}(k) \quad (23)$$

As referências do vetor corrente de rotor são $i_{2dref} = i_{2d}(k+1)$ e $i_{2qref} = i_{2q}(k+1)$.

Para o controle da potência ativa, a corrente de rotor do eixo em quadratura de referência é calculada através da Equação **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e da potência ativa de referência. A expressão desta corrente é dada por:

$$i_{2q_{ref}} = -\frac{2P_{ref}L_1}{3v_1L_m} \quad (24)$$

Com a utilização da Equação (10) e da potência reativa de referência, calcula-se a corrente de rotor do eixo direto de referência que é dada por:

$$i_{2d_{ref}} = -\frac{2Q_{ref}L_1}{3v_1L_m} + \frac{\lambda_1}{L_m} \quad (25)$$

Então, se as componentes d e q do vetor tensão rotor são calculadas segundo as equações (22) - (25), acima mencionadas, e são aplicadas no rotor do gerador, em seguida, as potências ativa e reativa convergirão para os seus respectivos valores de referências e ocorrerão em alguns intervalos de amostragem. A modulação por vetores espaciais usa a tensão desejada do rotor no referencial estacionário do rotor $\alpha\beta_r$ e gera sinais de comutação para o inversor lado do rotor. A transformação do referencial dq para o referencial $\alpha\beta_r$ é feita através de

$$\begin{aligned} \vec{v}_{2\alpha\beta_r}(k) &= \vec{v}_{2dq} e^{j(\delta_s - \delta_r)} = [v_{2d} \cos(\delta_s - \delta_r) - v_{2q} \sin(\delta_s - \delta_r)] + \\ &+ j[v_{2d} \sin(\delta_s - \delta_r) + v_{2q} \cos(\delta_s - \delta_r)] \end{aligned} \quad (26)$$

Neste trabalho, o conversor back to back é usado na estratégia de controle de potência. A tensão do rotor calculada utilizando a teoria de controle deadbeat permitirá controlar o inversor ligado ao rotor do GIDA. O conversor que está conectado à rede controla a tensão do elo de corrente contínua e este pode ser controlado por um controle de corrente apresentado em (15). O diagrama de blocos do controle de potências deadbeat é mostrado na Figura 3.

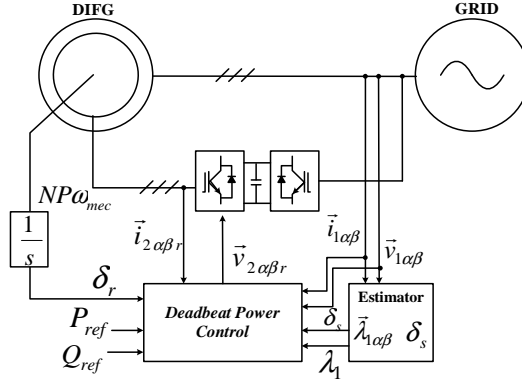


FIGURA 2: Diagrama de blocos do controlador deadbeat de potências.

3.2 Estimação

A estimação do fluxo do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$ é dada por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = \int f e m_{1\alpha\beta} dt = \int (\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta}) dt \quad (27)$$

A posição especial do fluxo do estator é encontrada a partir da relação trigonométrica abaixo

$$\delta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}} \right) \quad (28)$$

A estimação da velocidade síncrona é dada por

$$\omega_1 = \frac{d\delta_s}{dt} = \frac{(v_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}) \lambda_{1\alpha} - (v_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) \lambda_{1\beta}}{(\lambda_{1\alpha})^2 + (\lambda_{1\beta})^2} \quad (29)$$

A posição especial do rotor no referencial estacionário do rotor é dada por:

$$\delta_s - \delta_r = \int \omega_{sl} dt \quad (30)$$

4.0 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A estratégia de controle deadbeat de potências foi implementado com uma plataforma TMS320F2812 Texas Instruments DSP com $T = 400\mu s$. O sistema consiste de um inversor fonte de tensão trifásico com transistores bipolares de porta isolada (IGBT) e gerador de indução trifásico duplamente alimentada e com seus parâmetros mostrados no apêndice. Os comandos de tensão do rotor são modulados com a modulação por vetores espaciais simétricos, com frequência de comutação igual a 2,5 kHz. A tensão do barramento CC do inversor é de 36 V. As tensões e correntes do estator e rotor são amostrados na frequência de 2,5 kHz. A resolução do encoder é 3800 pulsos por revolução.

Seis testes foram realizados, cinco em operação subsíncrona de velocidade e um de operação supersíncrona à operação subsíncrona. O primeiro teste foi a resposta de i_{2d} para uma entrada ao degrau de 0,5 a 5 A, que é mostrado na Figura 4(a) e o desempenho satisfatório do controlador pode ser visto devido ao fato de que a referência foi atendida. Neste teste, o i_{2q} é 0,5.

O segundo teste foi a resposta de i_{2q} para uma entrada do tipo degrau de 0,5 a 5 A e pode ser visto na Figura 4(b). O desempenho satisfatório do controlador pode ser observado para este teste devido ao fato de que novamente a referência foi atendida. Neste teste $i_{2d} = 4A$.

O arranjo experimental é mostrado na Figura 5.

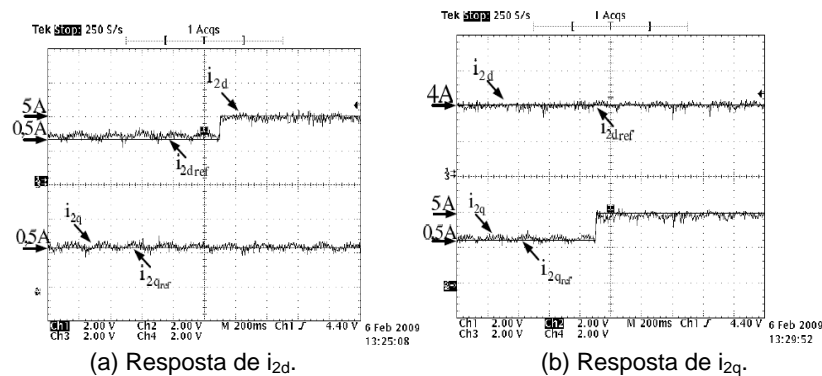


FIGURA 4: Resposta para uma entrada ao degrau de referência das correntes de rotor (1.33A/div.).

O mesmo teste de entrada ao degrau de i_{2q} de 0A a 5A, como mencionado acima, foi realizado. As correntes do rotor no referencial do rotor são apresentadas na Figura 6. Neste teste, o i_{2d} é 5A. A resposta satisfatória do controlador pode ser vista devido ao fato de que a referência foi atendida novamente e a amplitude das correntes alternadas do rotor aumentaram.

O quarto teste foi a resposta da potência reativa para uma entrada ao degrau de -300VA, 300VA e 0VA que significa fator de potência: em atraso, em avanço e unitário. A referência de potência ativa é de -300W. O desempenho satisfatório do controlador pode ser observado na Figura 7(a), devido ao fato de que as referências foram atendidas. As correntes do rotor são mostradas na Figura 7(b).

O quinto teste foi o do fator de potência unitário com potência ativa igual a -300W, em regime permanente. A resposta das potências do estator e das correntes do rotor são apresentados nas Figuras 8(a) e 8(b), respectivamente. A tensão do estator (127Vrms) e corrente do estator (0.8Arms) são mostrados na Figura 8(c). O desempenho satisfatório do controlador pode ser visto porque o ângulo entre a tensão do estator e a corrente do estator é de 180° .

No último teste, o gerador opera com velocidade de 1850 rpm a 1750 rpm e uma referência de energia ativa e reativa constante de 0W e 0VA, respectivamente. As referências a corrente do rotor são: $i_{2dref} = 7A$ e $i_{2qref} = 0A$. Neste caso, este teste só mantém o gerador magnetizado. A resposta das potências ativa e reativa são mostradas na Figura 9(a) e as correntes do rotor são apresentadas na Figura 9(b). A velocidade do rotor em operação variável e a corrente do rotor de fase α , no referencial do rotor, são mostradas na Figura 9(c). O desempenho satisfatório do controlador podem ser visto novamente durante a operação em velocidade variável do gerador, pois as referências foram seguidas.

5.0 - CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentado um modelo e a concepção de um esquema de controle de potências deadbeat para um gerador de indução duplamente alimentado. Este esquema emprega a teoria de controle vetorial e malha do vetor corrente do rotor. A técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator permite o controle independente dos componentes da corrente do vetor espacial do rotor no referencial síncrono, neste caso, o eixo direto e em quadratura do vetor espacial corrente do rotor. Assim, o controle dos componentes corrente do rotor permite controlar as potências ativa e reativa do gerador. O controlador deadbeat usa as equações discretizadas do GIDA para calcular em cada período de amostragem as tensões de rotor necessárias, de modo que, os valores das potências ativa e reativa atinjam os valores das suas referências desejadas. Assim, o controlador deadbeat não precisa ajustar ganhos, como nos controladores do tipo PI. Esta estratégia de controle tem frequência de comutação constante e supera os inconvenientes de controle direto de potência convencional (6). Os resultados experimentais confirmam a eficácia do controlador de potências durante várias condições de

funcionamento de velocidade do gerador. Assim, a estratégia de controle de potências deadbeat é uma ferramenta interessante para controle das potências de geradores de indução duplamente alimentados em turbinas eólicas.



FIGURA 5: Bancada experimental.

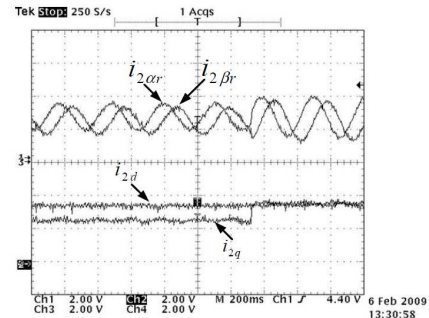
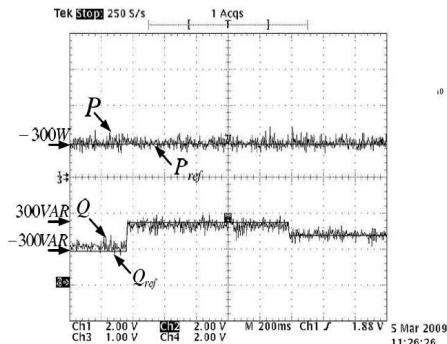
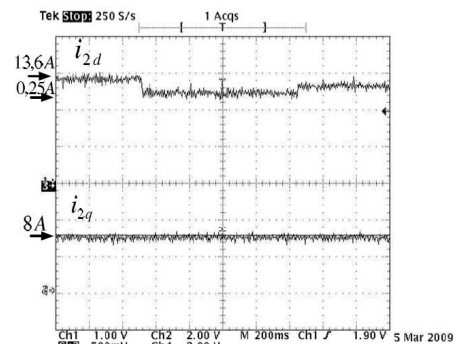


FIGURA 6: Resposta para o teste de entrada ao degrau de i_{2q} (1.66 A/div.).

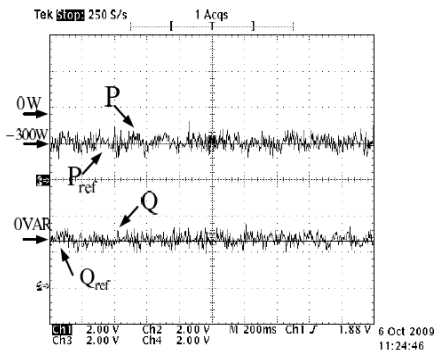


(a) Resposta do teste para um entrada ao degrau da potência reativa (800VA/div.).

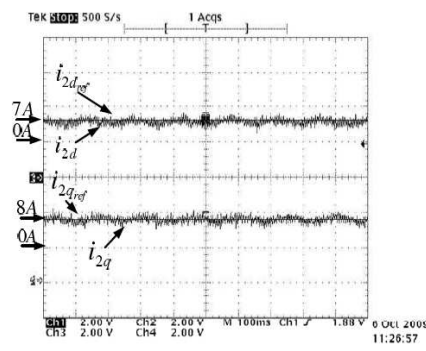


(b) Resposta do teste para um entrada ao degrau de i_{2d} (28A/div.).

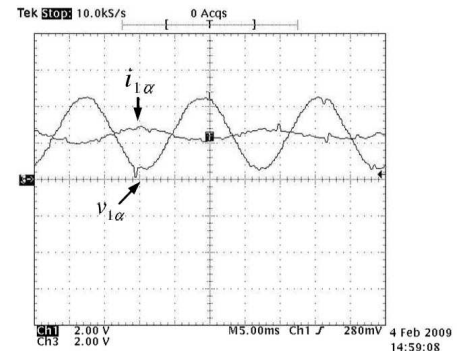
FIGURA 7: Resposta do teste para uma entrada ao degrau da potência reativa e correntes do rotor.



(a) Resposta da potência ativa e da potência reativa (300VA/div.).



(b) Resposta da corrente do rotor (8A/div.).



(c) Tensão (18V/div.) e corrente do estator (0.38A/div.).

FIGURA 8: Resposta para o teste em regime permanente para fator de potência unitário.

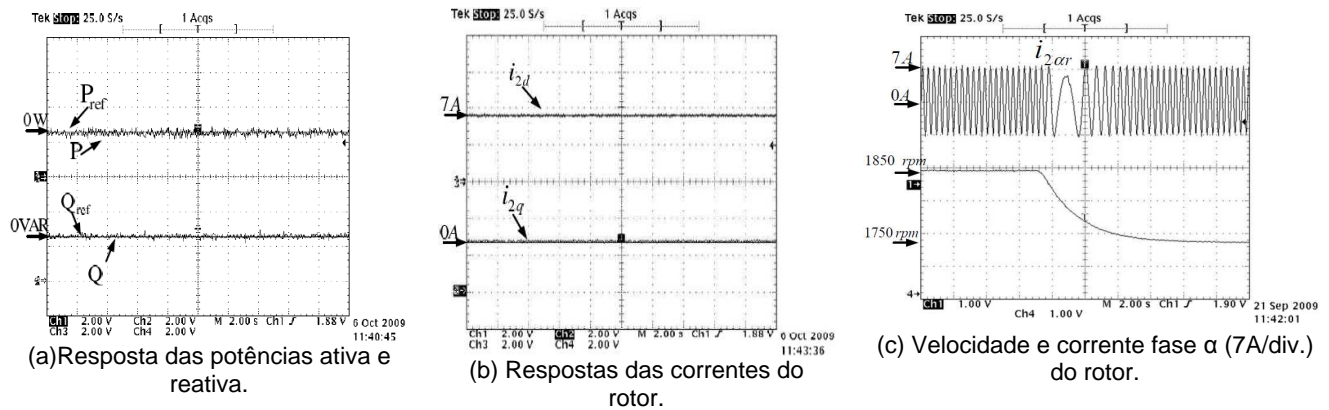


FIGURA 9: Respostas em regime permanente das potências, das correntes, velocidade e corrente fase α (7A/div.) do rotor

6.0 - AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a CAPES e a FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo auxílio financeiro.

7.0 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) M. G. Simões and F. A. Farret, Renewable Energy Systems with Induction Generators. CRC PRESS, 2004.
- (2) R. Datta and V. T. Rangathan, "Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine – a comparison with alternative schemes," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 17, no. 3, pp. 414–421, September 2002.
- (3) A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, and J. R. Sáenz, "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator," IEEE Trans. on Energy Conversion, no. 194-204, June 2003.
- (4) B. H. Chowdhury and S. Chellapilla, "Double-fed induction generation control for variable speed wind power generation," Electric Power System Research, no. 76, pp. 786–800, 2006.
- (5) Z. Xin-fang, X. Da-ping, and L. Yi-bing, "Predictive functional control of a doubly fed induction generator for variable speed wind turbines," IEEE World Congress on Intelligent Control and Automation, June 2004.
- (6) G. Xiao-Ming, S. Dan, H. Ben-Teng, and H. Ling-Ling, "Direct power control for wind-turbine driven doubly-fed induction generator with constant switch frequency," International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 253–258, October 2007.
- (7) A. J. Sguarezi Filho, M. de Oliveira Filho, and E. R. Filho, "A digital active and reactive power control for doubly-fed induction generetator," IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008., pp. 2718 – 2722, June 2008.
- (8) A. J. Sguarezi Filho and E. Ruppert, "A deadbeat active and reactive power control for doubly-fed induction generators," Electric Power Components and Systems, vol. 38, no. 5, pp. 592–602, 2010.
- (9) W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York Tokyo, 1985.
- (10) F. Briz, M. W. degener, and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators usin complex vectors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 817–825, May-June 2000.
- (11) J. Holtz, J. Quan, J. Pontt, J. Rodríguez, P. newman, and H.Mi-randa, "Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables," IEEE Trans.Ind. Applications, vol. 40, pp. 1388–1397, September/October 2004.
- (12) A. J. Sguarezi Filho and E. R. Filho, "The complex controller applied to the induction motor control," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, pp. 1791–1795, Feb. 2008.
- (13) —, "The complex controller for three-phase induction motor direct torque control," Sba Controle e automação., vol. 20, no. 2, pp. 256–262, 2009.
- (14) G. F. Franklin, J. D. Powel, and M. I. Workman, Digital Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley Publishing Company, 1994.
- (15) J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "Pwm regenerative rectifiers: State of the art," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, February 2005.

Apêndice

Doubly-fed induction generator parameters:

$R_1 = 2.2 \, \Omega$; $R_2 = 1.764 \, \Omega$; $L_m = 0.0829 \, \text{H}$; $L_{l1} = 0.0074 \, \text{H}$; $L_{l2} = 0.0074 \, \text{H}$; $J = 0.05 \, \text{Kg.m}^2$; $N_P = 2$; $P_N = 2.25 \, \text{kW}$; $V_N = 220 \, \text{V}$.

8.0 - DADOS BIOGRÁFICOS



Alfeu J. Sguarezi Filho, nasceu em Cuiabá-MT em 1981, recebeu seus graus de bacharel em Engenharia Elétrica pela Faculdade Área 1, Mestre e Doutor pela Universidade Estadual de Campinas no Brasil, respectivamente em 2005, 2007 e 2010. Atualmente, ele está trabalhando como pesquisador no programa de pós-doutorado da FAPESP na Universidade Estadual de Campinas. Seus interesses de pesquisa são acionamentos eletrônicos de máquinas elétricas de indução, sistemas elétricos de potência e gerador de indução duplamente alimentado.

Ernesto Ruppert, nasceu em Jundiaí/SP em 1948, recebeu seu diploma de bacharel em Engenharia Elétrica e graus de Mestre e Doutor pela Universidade Estadual de Campinas, no Brasil, respectivamente em 1971, 1974 e 1983. De 1972 a 1978, ele trabalhou na Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade de Campinas como professor Assistente na área de Conversão Eletromecânica de Energia, de 1979 a 1983, ele trabalhou para a General Electric no Brasil na concepção de motores síncronos e de indução trabalhando como Engenheiro de Aplicação em grandes motores e geradores, de 1983 a 1989, ele trabalhou para Vigesa Equipamentos Pesados. De 1989 a 1992, geriu sua própria empresa e trabalhou com instalações elétricas e de 1992 até agora, ele está trabalhando como Professor Titular da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade de Campinas, em Campinas, Brasil, em pesquisa e ensino nas áreas de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos e sistemas de energia elétrica.