

# CONTROLADOR ROBUSTO MULTIVARIÁVEL COM AÇÃO INTEGRAL APLICADO EM UM SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA

Vandilberto P. Pinto\*, José C. T. Campos\*, Nady Rocha\*\*, Cursino B. Jacobina\*\*\*

\*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará  
CEP 60.455-760, Fortaleza – CE, Brasil

\*\*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba  
CEP 58051-900, João Pessoa– PB, Brasil

\*\*\*Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas-LEIAM  
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande  
CEP 58429-900, Campina Grande – PB, Brasil

e-mails: vandilberto@ufc.br, teles@ufc.br, nadyrocha@ct.ufpb.br, jacobina@dee.ufcg.edu.br

**Resumo** - Este artigo apresenta os resultados experimentais de uma nova aplicação do controlador robusto LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) com ação integral (LQG/LTRI) em um gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generator - DFIG*). A metodologia de controle proposta assegura a robustez em relação à rejeição do erro de rastreamento, insensibilidade a variações paramétricas, além de permitir que erros de medida e modelagem sejam incorporados no projeto. Resultados experimentais, obtidos em um protótipo de laboratório com uma máquina de 2kW são apresentados para validar e demonstrar o bom desempenho do controlador proposto em um sistema de geração eólica com máquinas DFIG.

**Palavras-Chave** – Controle Robusto, DFIG, Filtro de Kalman, Geração Eólica, LQG/LTR.

## MULTIVARIABLE ROBUST CONTROLLER WITH INTEGRAL ACTION APPLICATION IN A WIND POWER GENERATION SYSTEM

**Abstract** – This paper presents the experimental results of a new application of the LQG/LTR robust controller (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) with integral action (LQG/LTRI) in a doubly fed induction generator (DFIG). The proposed control method assures the robustness with respect to the tracking error rejection, insensitivity to parametric variations and permits that measurement and modeling errors are incorporated in the project. Experimental results, obtained in a laboratory prototype with a 2kW machine, are presented to validate and demonstrate the good performance of the proposed controller in a wind power generation system with DFIG machines.

**Keywords** - Robust Control, DFIG, LQG/LTR, Kalman Filter, Wind Generation.

Artigo submetido em 25/11/2010. Primeira revisão em 10/02/2011, segunda revisão em 03/05/2011. Aceito para publicação em 24/05/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

## I. INTRODUÇÃO

Um dos elementos para o desenvolvimento de um país é a disponibilidade de energia elétrica que atenda às necessidades das residências, indústrias e serviços. A energia eólica consiste numa das formas de geração alternativa com potencial de aproveitamento no Brasil. Isto é possível tanto pela facilidade de acesso à sua fonte primária, o vento, como também por sua quantidade disponível.

Para melhorar o aproveitamento da potência capturada pelas turbinas eólicas devido às flutuações da velocidade do vento, é necessário que as estruturas de geração tenham uma velocidade variável no eixo do gerador. Nesse cenário a máquina de indução com rotor bobinado, torna-se uma solução bastante atrativa [1]. Diversos trabalhos vêm abordando o uso desta máquina conectada diretamente à rede de distribuição trifásica e com o rotor alimentado por um conversor *ca-cc-ca* de seis braços [1-3].

O gerador de indução duplamente alimentado é cada vez mais utilizado na geração de energia eólica [4], sendo um dos geradores mais utilizados em turbinas eólicas de grande porte conectadas à rede elétrica [5]. A grande aceitação desta tecnologia está diretamente relacionada com a flexibilidade do controle oferecido pelos conversores estáticos permitindo o controle independente da potência ativa e reativa, com a máxima eficiência no aproveitamento da energia eólica [6].

Muitas estratégias de controle foram propostas na literatura ao longo dos anos para o controle do DFIG. Em [1] é proposta uma estratégia de controle onde a potência ativa e reativa são reguladas a partir de um controle por histerese. Em [3] investiga-se o controle do fator de potência da máquina de indução de rotor bobinado ligada a uma barra infinita utilizando o controle orientado pelo campo. O controlador de lógica *fuzzy* foi aplicado ao conversor do lado do rotor para o controle da potência ativa e regulação de tensão da turbina eólica, conforme apresentado em [6]. Em [7] é utilizado um controlador preditivo funcional onde os resultados de simulação evidenciaram a eficiência do método proposto. Em [8] o controle da malha interna de corrente do rotor e da externa de velocidade são projetados com base no controlador de modo interno (*Internal Mode Control* – IMC).

Algoritmos genéticos (GA) também foram utilizados para determinar os ganhos ótimos para os controladores do tipo proporcional-integral (PI) para o controle do conversor do

lado do rotor, tal como apresentado em [9]. Em [10] foi proposto o controlador SMC (*Sliding-Mode Control*) para o controle da malha interna de corrente. Em [11] foi aplicado o controle ótimo através de um LQR (Regulador Linear Quadrático) e em [12] proporciona um melhor desempenho no comportamento dinâmico e um amortecimento mais rápido das oscilações transitórias para a tensão terminal da máquina. Um esquema de controle para o DFIG é proposto utilizando o controlador *deadbeat*. Os resultados de simulações são utilizados para a validação da eficiência e robustez do controlador durante várias condições operacionais [13].

Resultados de simulações evidenciam a aplicação dos controladores robustos em geradores eólicos, enfatizando as tecnologias que adotam o DFIG [14-15].

Adicionalmente, este trabalho, faz o rastreamento assintótico para obtenção do erro de regime permanente nulo utilizando um integrador na malha de controle. Ele apresenta e discute as estratégias PWM e de controle do conversor *ca-cc-ca*, além de sugerir uma nova aplicação do controlador robusto LQG/LTRI com o objetivo de demonstrar a robustez e o bom desempenho do controlador proposto em um sistema experimental.

O artigo está organizado da seguinte maneira: A Seção II apresenta o sistema de geração eólica e a modelagem da máquina de indução com rotor bobinado. Na Seção III é apresentada a estratégia de modulação por largura de pulso PWM (*Pulse-Width Modulation*). Na Seção IV é apresentada a metodologia para o projeto de controladores robustos LQG/LTRI e o diagrama de controle proposto para o DFIG. A Seção V apresenta os resultados experimentais e finalmente a Seção VI as conclusões.

## II. SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA

O sistema de geração eólica, apresentado na Figura 1 é composto por um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), uma turbina eólica, uma rede elétrica trifásica, um conversor *ca-cc-ca* (formado pelos conversores *G* e *R* e por um barramento *cc*), pelos indutores de filtro trifásicos  $L_f$ , e pelos indutores  $L_g$ . Os indutores  $L_g$  podem representar de forma simplificada as características da rede e do

transformador no ponto de conexão comum (*PCC*) da rede elétrica com o gerador eólico (veja a Figura 1).

O gerador é acoplado à turbina eólica a partir de uma caixa de engrenagens (*Gear Box*), com os terminais do estator conectados diretamente à rede elétrica trifásica enquanto o rotor é conectado ao conversor *R*. Os conversores *G* e *R* são formados pelas chaves  $q_{gk}, \bar{q}_{gk}$  e  $q_{rk}, \bar{q}_{rk}$ , respectivamente, com  $k=1,2,3$ , sendo que os pares das chaves  $q$  e  $\bar{q}$  funcionam de maneira complementar.

### A. Modelo do Sistema

A partir da Figura 1 o conjunto de equações que descrevem o funcionamento da topologia apresentada é:

$$e_{gk} = z_g i_{gk} + z_f i_{fk} + v_{Gk0} - v_{G0} \quad (1)$$

$$v_{rk} = v_{Rk0} - v_{R0} \quad (2)$$

onde  $z_g = r_g + p l_g$ ,  $z_f = r_f + p l_f$ ,  $p=d/dt$ . Os símbolos  $r$  e  $l$  representam a resistência e a indutância dos indutores  $L_g$  e  $L_f$ . A variável  $e_{gk}$  representa as tensões da rede trifásica,  $v_{rk}$  representa as tensões no rotor do gerador,  $v_{Gk0}$  e  $v_{Rk0}$  são as tensões de polos dos conversores *G* e *R*, respectivamente.  $v_{G0}$  é a tensão do neutro da rede (*G*) até o ponto central do barramento *cc* (0) e  $v_{R0}$  é a tensão do neutro do rotor da máquina (*R*) até o ponto central do barramento *cc*.

Considerando a topologia equilibrada, as tensões  $v_{G0}$  e  $v_{R0}$  são definidas por:

$$v_{\delta 0} = \frac{1}{3}(v_{\delta 10} + v_{\delta 20} + v_{\delta 30}), \quad (3)$$

com  $\delta = G, R$ .

Aplicando a transformada *odq* nas equações (1) e (2) em um referencial genérico (representado pelo sobre-índice "g") o modelo torna-se:

$$e_{gdq}^g = z_{gdq}^g i_{gdq}^g + z_{fdq}^g i_{fdq}^g + v_{Gdq}^g \quad (4)$$

$$v_{rdq}^g = v_{Rdq}^g, \quad (5)$$

com  $e_{gdq}^g = [e_{gd}^g \ e_{gq}^g]^T$ ,  $i_{gdq}^g = [i_{gd}^g \ i_{gq}^g]^T$ ,  $i_{fdq}^g = [i_{fd}^g \ i_{fq}^g]^T$ ,

$v_{Gdq}^g = [v_{Gd}^g \ v_{Gq}^g]^T$ ,  $v_{rdq}^g = [v_{rd}^g \ v_{rq}^g]^T$ ,  $v_{Rdq}^g = [v_{Rd}^g \ v_{Rq}^g]^T$  e  $z_{gdq}^g$  e  $z_{fdq}^g$  são matrizes de ordem  $2 \times 2$ .

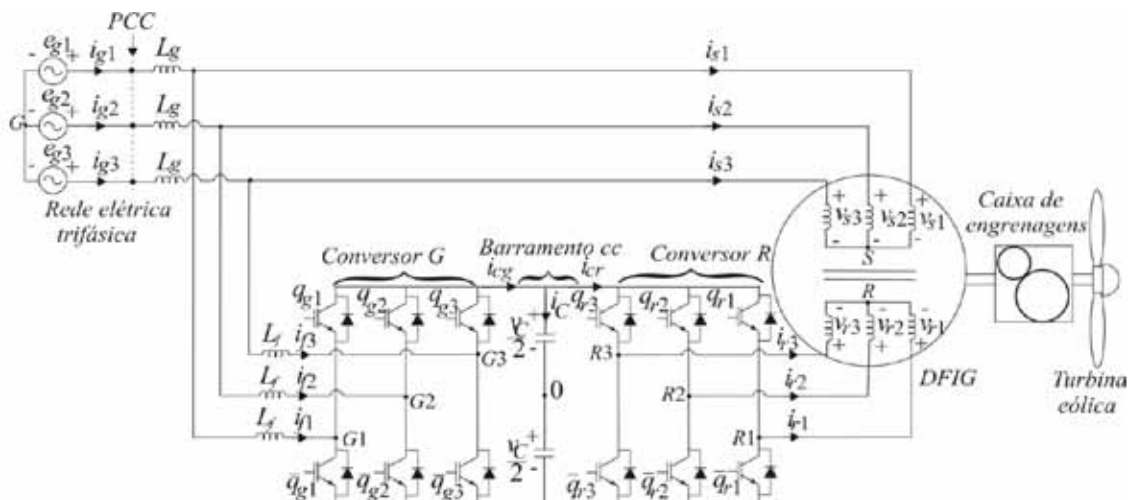


Fig. 1. Sistema de geração com DFIG.

### B. Modelo da Máquina Trifásica de Rotor Bobinado

O modelo  $dq$  da máquina de indução trifásica em um referencial genérico é dado por [16] [17]:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (6)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j\omega_g \lambda_r^g \quad (7)$$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (8)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (9)$$

$$T_g = P \frac{l_m}{l_s} (\lambda_{sq}^g i_{rd}^g - \lambda_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (10)$$

$$P(T_g - T_m) = J_g \frac{d\omega_r}{dt} + F_g \omega_r \quad (11)$$

$$\omega_r = P\omega_m, \quad (12)$$

sendo  $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ ,  $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$  e  $\lambda_s^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$  as tensões, correntes e fluxos no estator, respectivamente. As variáveis  $v_r^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g$ ,  $i_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$  e  $\lambda_r^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g$  são tensões, correntes e fluxos no rotor, respectivamente.  $l_s$  e  $l_r$  são as indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente;  $l_m$  é a indutância mútua.  $\omega_g$  é a velocidade em um referencial genérico;  $T_g$ ,  $T_m$ ,  $\omega_r$  e  $\omega_m$  são o conjugado eletromagnético, o conjugado mecânico, a velocidade elétrica do rotor e a velocidade mecânica da máquina, respectivamente.  $F_g$  é o coeficiente de atrito e  $P$  o número de pares de polos da máquina.

### III. ESTRATÉGIA PWM

As tensões de polo  $v_{Gk0}$  e  $v_{Rk0}$  dependem dos estados de condução das chaves de potência. Por exemplo, para a tensão  $v_{G10}$  encontra-se:

$$v_{G10} = (2s_{qg1} - 1) \frac{v_C}{2}, \quad (13)$$

onde  $v_C$  é a tensão do barramento  $cc$  e  $s_{qg1}$  é o estado de condução da chave (quando  $s_{qg1} = 0$  a chave se encontra aberta e  $s_{qg1} = 1$  a chave se encontra fechada).

A partir das tensões de polo de referência, que são fornecidas pelos controladores, e das equações (6)-(7) as tensões de polo podem ser escritas das seguintes formas:

$$v_{\delta d}^{\alpha*} = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_{\delta 10}^* - \frac{1}{2} v_{\delta 20}^* - \frac{1}{2} v_{\delta 30}^*) \quad (14)$$

$$v_{\delta q}^{\alpha*} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta 20}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta 30}^*), \quad (15)$$

com  $\alpha = r$  se  $\delta = R$  e  $\alpha = s$  se  $\delta = G$ .

Como as equações (14)-(15) não são suficientes para determinar as tensões de polo, então duas variáveis auxiliares ( $v_{hG}^*$  e  $v_{hR}^*$ ) são adicionadas, isto é

$$v_{h\delta} = \frac{1}{3} (v_{\delta 10}^* + v_{\delta 20}^* + v_{\delta 30}^*). \quad (16)$$

Desta forma, as tensões de polo podem ser diretamente determinadas das equações (14)-(16), ou seja:

$$v_{\delta 10}^* = v_{\delta 1}^* + v_{h\delta}^* \quad (17)$$

$$v_{\delta 20}^* = v_{\delta 2}^* + v_{h\delta}^* \quad (18)$$

$$v_{\delta 30}^* = v_{\delta 3}^* + v_{h\delta}^*, \quad (19)$$

com

$$v_{\delta 1}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_{\delta d}^{\alpha*}) \quad (20)$$

$$v_{\delta 2}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (-\frac{1}{2} v_{\delta d}^{\alpha*} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^{\alpha*}) \quad (21)$$

$$v_{\delta 3}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (-\frac{1}{2} v_{\delta d}^{\alpha*} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^{\alpha*}). \quad (22)$$

As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independentemente desde que os valores máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados, isto é

$$v_{h\delta}^* \max = \frac{v_C}{2} - v_{\delta \max} \quad (23)$$

$$v_{h\delta}^* \min = -\frac{v_C}{2} - v_{\delta \min}, \quad (24)$$

onde  $v_C^*$  é a tensão de referência do barramento  $cc$ ,  $v_{\delta \max} = \max\{v_{\delta}\}$  e  $v_{\delta \min} = \min\{v_{\delta}\}$ , com  $v_{\delta} = \{v_{\delta 1}^*, v_{\delta 2}^*, v_{\delta 3}^*\}$ .

Adicionando o fator de distribuição de roda livre  $\mu$  ( $0 \leq \mu \leq 1$ ) as tensões auxiliares podem ser expressas por:

$$v_{h\delta}^* = \mu v_{h\delta \max}^* + (1 - \mu) v_{h\delta \min}^* \quad (25)$$

Uma variação no valor de  $\mu$  significa uma mudança no padrão do PWM gerado pelo conversor [18]. Nota-se que quando o valor  $\mu = 1$  ou  $\mu = 0$  da tensão  $v_{h\delta}^*$  é selecionado, o conversor opera com o chaveamento nulo. Por outro lado, com  $\mu = 0,5$ , é selecionado o valor médio da tensão  $v_{h\delta}^*$  gerando pulsos centrados no período de amostragem, reduzindo a taxa de distorção harmônica (THD) das tensões.

Assumindo que as tensões  $v_{\delta 10}^*$ ,  $v_{\delta 20}^*$  e  $v_{\delta 30}^*$  sejam constantes no intervalo de amostragem  $T_s$ , as larguras de pulsos  $\tau_{\delta 1}$ ,  $\tau_{\delta 2}$  e  $\tau_{\delta 3}$  são determinadas respectivamente por:

$$\tau_{\delta 1} = \left( \frac{v_{\delta 10}^*}{v_C} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (26)$$

$$\tau_{\delta 2} = \left( \frac{v_{\delta 10}^*}{v_C} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (27)$$

$$\tau_{\delta 3} = \left( \frac{v_{\delta 30}^*}{v_C} + \frac{1}{2} \right) T_s. \quad (28)$$

Sendo  $\tau_{\delta 1}$ ,  $\tau_{\delta 2}$  e  $\tau_{\delta 3}$  os instantes de tempo aplicados ao sistema de controle para gerar os sinais de gatilho das chaves dos conversores  $G$  e  $R$ .

#### IV. CONTROLADOR ROBUSTO LQG/LTRI

A planta é representada por [19-20]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t), \end{aligned} \quad (29)$$

sendo  $x(t) \in \mathfrak{R}^n$  o vetor de estados,  $u(t) \in \mathfrak{R}^m$  e  $y(t) \in \mathfrak{R}^q$  são os vetores de entrada e de saída, respectivamente.  $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $C \in \mathfrak{R}^{q \times n}$  são matrizes que representam o modelo do sistema.  $w(t) \in \mathfrak{R}^n$  é o ruído do processo e  $v(t) \in \mathfrak{R}^q$ , o ruído de medida, que são sinais não correlacionados, ambos são ruídos brancos Gaussianos com média zero e matrizes de covariâncias  $W$  e  $V$ , respectivamente, dadas por

$$E\{w(t)w(t)'\} = W \geq 0 \quad (30)$$

$$E\{v(t)v(t)'\} = V > 0, \quad (31)$$

e

$$E\{w(t)v(t)'\} = 0, \quad E\{v(t)w(t)'\} = 0. \quad (32)$$

O procedimento adotado neste trabalho é conhecido como LTR na saída da planta e consiste de dois passos [20-22]: primeiro, projetar o ganho do filtro de Kalman  $K_{FK}$  utilizando as matrizes de covariância  $W$  e  $V$  de modo a obter a razão de retorno desejada na saída da planta  $G_{FK}(s) = -C(sI - A)^{-1}K_{FK}$  (malha objetivo). Em seguida é calculado o ganho  $K$  do LQR através do uso das matrizes de ponderação  $R = I$  e  $Q = \rho I$ . Pode-se aumentar o valor da constante  $\rho$  de modo que a razão de retorno na saída da planta compensada se aproxime suficientemente da razão de retorno desejada. Então se  $\rho \rightarrow \infty$  os valores singulares de  $\lim_{\rho \rightarrow \infty} G(s)K_{LQG/LTRI}(s)$  vão se aproximando de  $-C(sI - A)^{-1}K_{FK}$  das baixas frequências para as altas.

O resultado fundamental é

$$G(s)K_{LQG/LTRI}(s) \approx G_{FK}(s), \quad (33)$$

sendo  $K_{LQG/LTRI}(s)$  a função de transferência do controlador.

A estrutura do controlador LQG/LTRI utilizado neste trabalho pode ser visualizada na Figura 2.

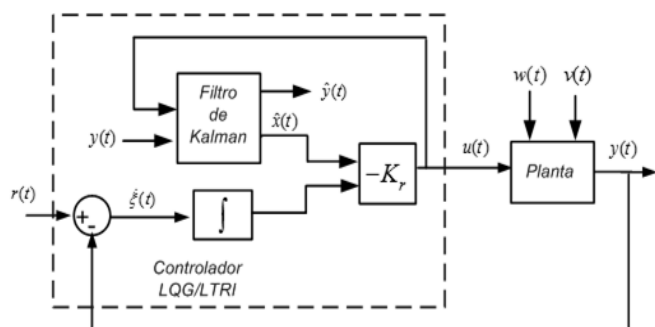


Fig. 2. Estrutura do controlador LQG/LTRI.

A ação de controle pode ser escrita como

$$u(t) = -K\hat{x}(t) - K_I \int_0^t (r(t) - y(t)) dt, \quad (34)$$

sendo

$$K_r = [-K \quad -K_I], \quad (35)$$

em que  $K_r$  é um bloco matricial de ganhos, formado pelas matrizes  $K$  de ganho de realimentação e  $K_I$  de ganho integral.

#### A. Estratégia de Controle

O diagrama de controle completo é apresentado na Figura 3. Os blocos  $K_E$ ,  $K_{igdq}$ ,  $K_\omega$  e  $K_{irdq}$  representam cada um dos controladores LQG/LTRI que possui a estrutura apresentada na Figura 2.

O modelo dinâmico linearizado em um ponto de operação da estrutura apresentada na Figura 1, aplicado nos projetos dos controladores é representado pela seguinte equação:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{rd}^a \\ i_{rq}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{\sigma l_r} & \omega_{sl} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{r_r}{\sigma l_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{F_g}{J_g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_g}{l_g} & \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e & -\frac{r_g}{l_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3 v_{fd}^e i_{fd}^e}{2 C v_c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^a \\ i_{rq}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{l_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{l_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd}^a \\ v_{rq}^a \\ T_g \\ v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \\ i_{cg}^e \end{bmatrix}. \quad (36)$$

A estrutura de controle mostrada na Figura 3 realiza as seguintes tarefas: regulação da potência reativa e da velocidade do gerador (conversor  $R$ ), controle da tensão do barramento  $cc$  e do fator de potência das correntes da rede elétrica (conversor  $G$ ).

No diagrama de controle a tensão no barramento  $cc$   $v_c^*$  é regulada usando o controlador robusto na malha externa (conversor  $G$ ) representado pelo bloco  $K_E$ , como observado na Figura 3. Esse controlador fornece a componente  $d$  da corrente da rede de referência no referencial da tensão  $i_{gd}^{e*}$ . A componente  $q$  é regulada para um valor de referência nulo de forma a garantir um fator de potência unitário. Entretanto, quando se deseja que o conversor do lado da rede opere com

fator de potência unitário, de forma a reduzir a potência reativa processada pelo conversor quando  $Q_s \neq 0$  a referência da corrente  $i_{gq}^{e*}$  pode ser modificada, nesse caso  $i_{gq}^{e*} = i_{fq}^{e*} + i_{sq}^{e*}$  onde a corrente  $i_{fq}^{e*}$  é fornecida pelo controlador da tensão do barramento  $cc$  e  $i_{sq}^{e*}$  é a corrente medida nos terminais do gerador.

O controle das correntes  $i_{gd}^{e*}$  e  $i_{gq}^{e*}$  é realizado pelo controlador robusto na malha interna representado pelo bloco  $K_{igdq}$ . Na saída desse controlador, encontram-se as tensões  $v_{gd}^{e*}$  e  $v_{gq}^{e*}$  de referência, que são aplicadas no transformador de coordenada representado pelo bloco  $e^{j\delta_e}$ . O ângulo de sincronismo aplicado ao bloco  $e^{j\delta_e}$  é obtido a partir de um PLL (*Phase-Locked-Loop*). Na saída do bloco transformador de coordenadas encontram as tensões de referência  $v_{gd}^{s*}$  e  $v_{gq}^{s*}$  no referencial estacionário.

A malha externa de velocidade (conversor  $R$ ) é regulada pelo controlador robusto  $K_\omega$ . Na saída desse controlador, determina-se a componente  $q$  da corrente de referência do rotor no referencial do fluxo do estator  $i_{rq}^{a*}$ . Enquanto que a corrente  $i_{rd}^{a*}$  de referência é determinada a partir da potência

reativa do estator de referência  $Q_s^*$  da máquina a partir do bloco  $G_{ird}$  representado pela equação (37).

$$i_{rd}^{a*} = \frac{\lambda_s}{l_m} - \frac{l_s Q_s^*}{\omega_a l_m \lambda_s}. \quad (37)$$

O controle das correntes  $i_{rd}^{a*}$  e  $i_{rq}^{a*}$  é realizado pelo controlador robusto na malha interna representado pelo bloco  $K_{irdq}$ . Na saída desse controlador, encontram-se as tensões  $v_{rd}^{a*}$  e  $v_{rq}^{a*}$  de referência no referencial do fluxo do estator. Essas tensões são aplicadas ao bloco transformador de coordenadas  $e^{j(\delta_a - \theta_r)}$  encontrando as tensões  $dq$  de referência do rotor  $v_{rd}^{r*}$  e  $v_{rq}^{r*}$  no referencial do rotor.

As tensões  $v_{gd}^{s*}$ ,  $v_{gq}^{s*}$ ,  $v_{rd}^{r*}$  e  $v_{rq}^{r*}$  e as tensões auxiliares  $v_{hG}^*$  e  $v_{hR}^*$  definidas por (25) são aplicadas aos blocos PWM1 e PWM2 para o cálculo das tensões de polo de referência, a partir das equações (17)-(19). Conhecendo as tensões de polo pode-se calcular as larguras de pulsos das chaves  $q_{g1}$ ,  $q_{g2}$  e  $q_{g3}$  do conversor  $G$  e das chaves  $q_{r1}$ ,  $q_{r2}$  e  $q_{r3}$  do conversor  $R$ , usando as equações (26)-(28).

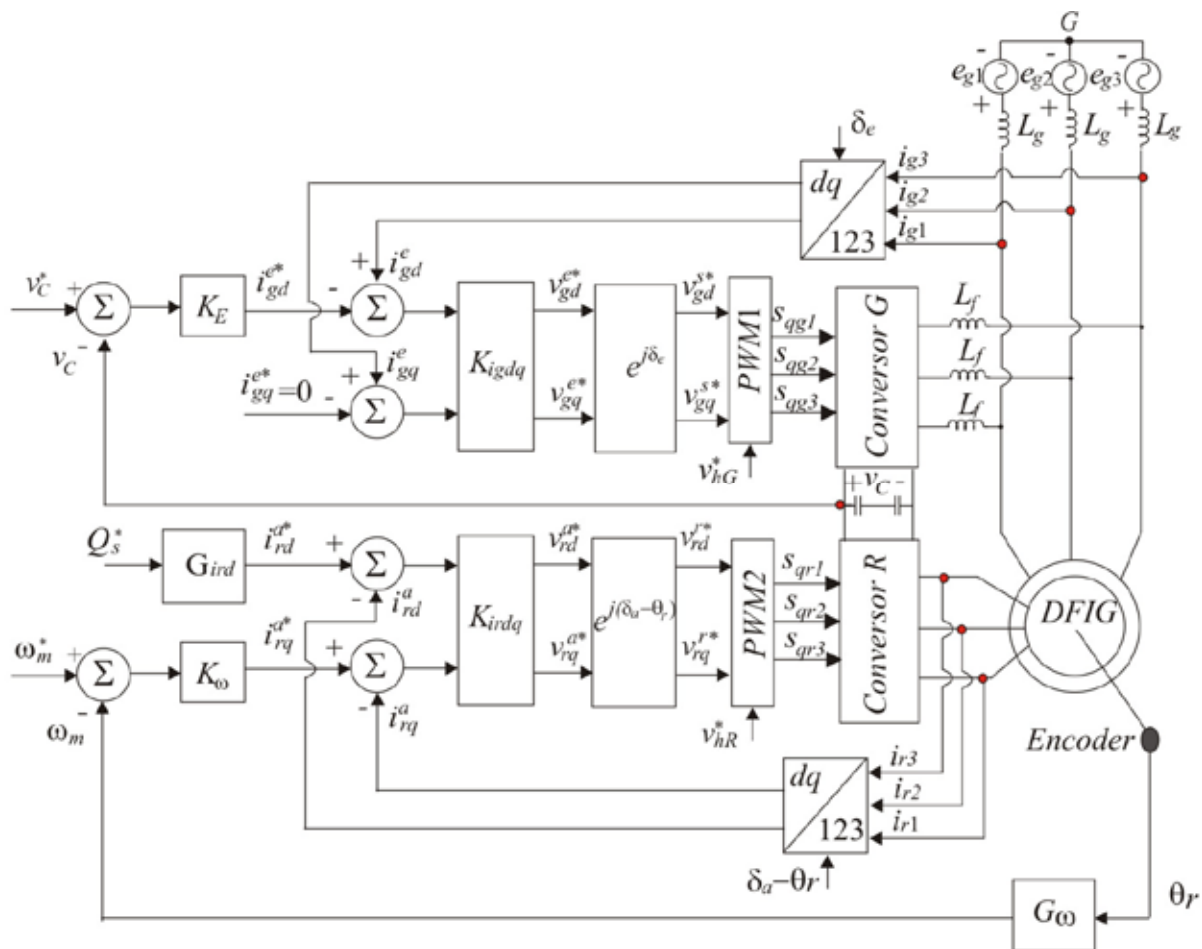


Fig. 3. Diagrama de controle para o DFIG.

**B. Desempenho e Estabilidade Robusta**

As funções de sensibilidade e sensibilidade complementar são definidas respectivamente como:

$$S(s) = [I + G(s)K_{LQG/LTRI}(s)]^{-1} \tag{38}$$

$$T(s) = S(s)G(s)K_{LQG/LTRI}(s). \tag{39}$$

As relações (38) e (39) determinam vários objetivos de malha fechada em adição ao requerimento que o compensador  $K_{LQG/LTRI}(s)$  estabilize  $G(s)$ , conforme [19-20]:

1. Rejeição da perturbação: faz-se o maior valor singular  $\bar{\sigma}[S(s)]$  pequeno.
2. Atenuação de ruído: faz-se o maior valor singular  $\bar{\sigma}[T(s)]$  pequeno.
3. Para o seguimento da referência: faz-se o maior valor singular  $\bar{\sigma}[T(s)] \approx \bar{\sigma}[S(s)] \approx 1$ .
4. Estabilidade robusta na presença de uma perturbação multiplicativa na saída: faz-se o maior valor singular  $\bar{\sigma}(T)$  pequeno.

Para a incerteza do modelo adotada na forma multiplicativa, a condição de estabilidade robusta é dada pela equação (40) [21-23].

$$\bar{\sigma}(T) < \frac{1}{l_M(j\omega)}, \quad \forall \omega \tag{40}$$

**C. Projeto do Controlador LQG/LTRI**

Para o projeto dos controladores propostos foram considerados os parâmetros apresentados em [24-25] e o modelo linearizado representado na equação (36).

A próxima etapa é a avaliação do erro de modelagem. Este erro foi estimado baseado na referência [26] e representado pela seguinte expressão:

$$l_M(j\omega) = \frac{j\omega + 5}{20}, \tag{41}$$

onde  $l_M(j\omega)$  é considerado um limite superior, adotando-se um erro do tipo multiplicativo.

Como o sistema é do tipo 0 (sem polos na origem) um integrador é inserido na malha de controle para ter rastreamento assintótico com erro de estado estacionário nulo, de modo que o sistema original é ampliado e escrito na forma de equação de estados a seguir:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t) + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \\ y(t) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + v(t). \end{aligned} \tag{42}$$

Em seguida foram desenvolvidos os projetos dos controladores LQR e LQG. Na Figura 4 são mostradas as curvas dos maiores valores singulares, denotados por  $\bar{\sigma}_{LQR}$  e  $\bar{\sigma}_{LQG}$  e dos menores valores singulares, denotados por  $\underline{\sigma}_{LQR}$  e  $\underline{\sigma}_{LQG}$ . Observa-se que com a inclusão do estimador o LQG perde as propriedades de robustez do LQR, pois seus valores singulares ficam comprometidos em relação às devidas barreiras de restrições apresentadas em [19-23].

O projeto LQG é justificado devido ao fato que certas variáveis de estados não podem ser medidas ou são muito ruidosas. Desta forma foi considerado um observador de ordem plena na estimação dos estados através do filtro de Kalman.

Para recuperar as propriedades de robustez perdidas com a inclusão do estimador será utilizada a metodologia LTR. O primeiro passo do procedimento da recuperação da malha de realimentação é a determinação do ganho da malha objetivo. O maior valor singular  $\bar{\sigma}(G_{FK})$  e o menor valor singular  $\underline{\sigma}(G_{FK})$  são mostrados na Figura 5. Fixada a malha objetivo, o próximo passo é fazer o sistema completo tender para a malha objetivo que é robusta. Após a dedução do procedimento de recuperação do ganho de malha de realimentação (LTR) na saída, percebe-se que escolhendo-se devidamente as matrizes de ponderação  $R = I$  e  $Q = \rho I$  variando-se o parâmetro  $\rho$  escolhido segundo o método de Bryson [11] pode-se obter a robustez desejada, ou seja, pode-se aproximar o LQG/LTRI do filtro de Kalman que é robusto. De fato, quando  $\rho \rightarrow \infty$  as propriedades de robustez perdidas com a estimação são recuperadas pelos ajustes do ganho do LQR conforme ilustrado nas Figuras 6.a, 6.b, 6.c e 6.d.

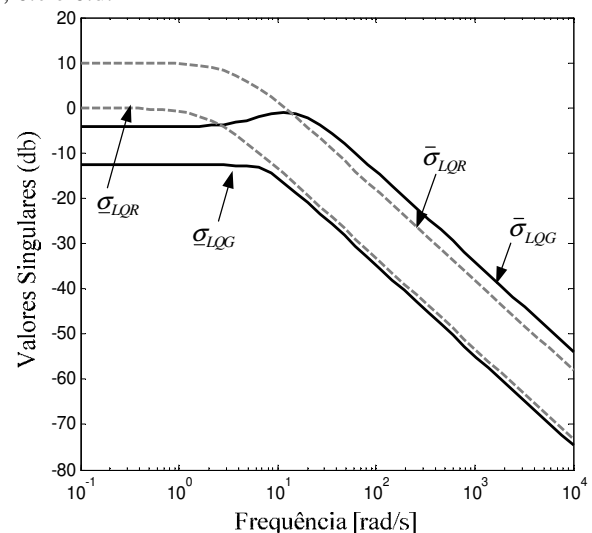


Fig. 4. Valores singulares do LQR e LQG.

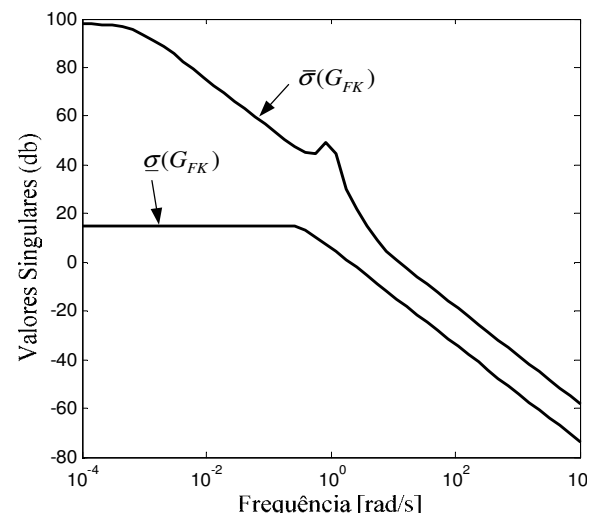


Fig. 5. Ganho da malha objetivo.

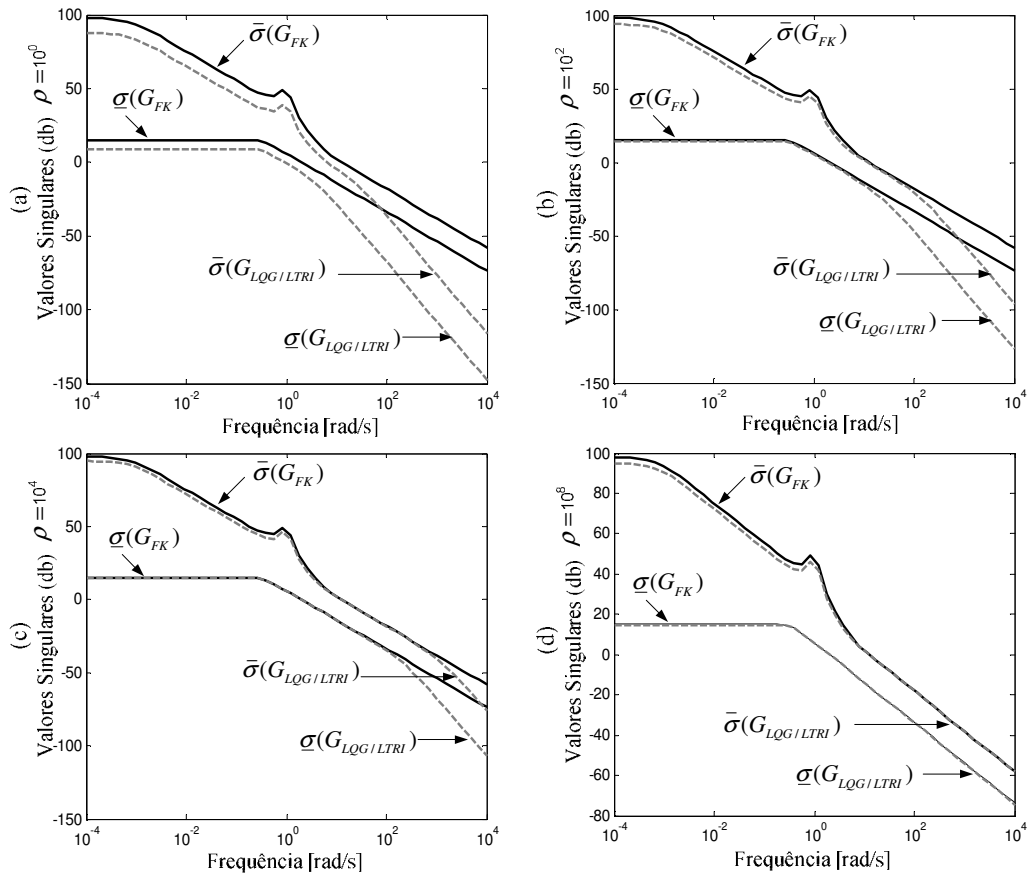


Fig. 6. Recuperação da malha para diferentes valores de  $\rho$ .

A aplicação da metodologia LQG/LTRI determina o compensador  $K_{LQG/LTRI}(s)$ , tal que,  $L = G(s)K_{LQG/LTRI}(s)$  esteja dentro das barreiras de desempenho e robustez conforme mostrado na Figura 7.

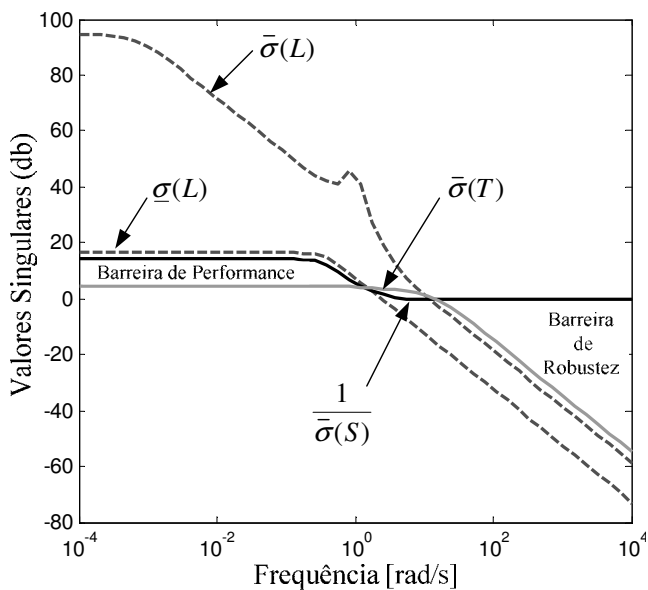


Fig. 7. Barreiras de robustez e desempenho.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo proposto, mostrado na Figura 8 é composto por uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em um microcomputador equipado com placa de aquisição de dados e sensores. Para completar a bancada de testes, uma máquina de indução trifásica com rotor bobinado de 2kW e um par de polos, foi utilizada como gerador, acoplado através de uma conexão mecânica de polias a um motor *cc*, de 5HP com 3 pares de polos, que serve para emular o comportamento de uma turbina eólica [25]. Os resultados foram obtidos para uma frequência de chaveamento de 10kHz, uma capacitância do barramento *cc* de 2200 $\mu$ F e um período de amostragem de 100 $\mu$ s.

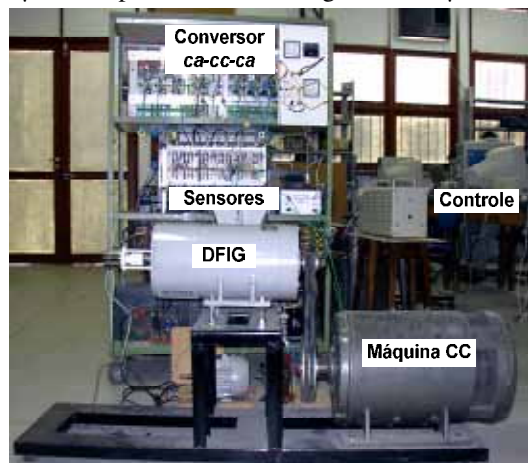


Fig. 8. Bancada experimental do sistema de geração eólica.

A Figura 9 ilustra os resultados experimentais obtidos utilizando apenas as malhas de controle internas das correntes do rotor no referencial do fluxo estatórico. Apresenta-se na Figura 9.a o resultado de um degrau na referência da componente direta da corrente rotórica de 2A para 3A em  $t=0,2s$  e que retorna a 2A em  $t=0,4s$  enquanto a referência do eixo de quadratura foi mantida em -1A. A Figura 9.b mostra a aplicação de um degrau na referência  $i_{rq}^a$  variando de -1A para -2A em  $t=0,1s$  que retorna a -1A em  $t=0,55s$  e a corrente  $i_{rd}^a$  foi mantida constante em 2A. Desses resultados durante os transitórios de corrente nos eixos  $dq$  do rotor foi possível verificar o desacoplamento entre as malhas de controle.

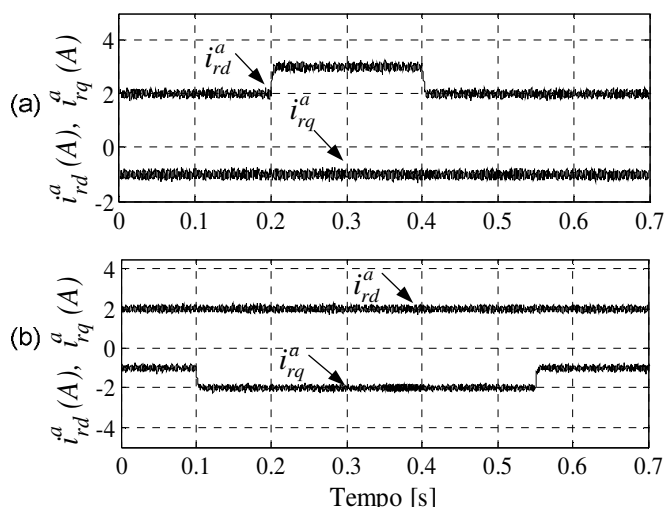


Fig. 9. (a) Degrau de corrente  $i_{rd}^a$ . (b) Degrau de corrente  $i_{rq}^a$ .

Nas Figuras 10-14 são apresentados os resultados experimentais em regime permanente utilizando a metodologia de controle proposta. As curvas mostradas nessas figuras são: as correntes  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator ( $i_{rd}^a$  e  $i_{rq}^a$ ), a velocidade mecânica da máquina ( $\omega_m$ ), a tensão do barramento  $cc$  ( $v_C$ ), as potências ativa e reativa do estator ( $P_s$  e  $Q_s$ ), a corrente e tensão da fase 1 ( $e_{g1}$  e  $i_{g1}$ ) da rede, as correntes  $dq$  do rotor no referencial rotórico ( $i_{rd}^r$  e  $i_{rq}^r$ ) e as tensões ( $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ ) e as correntes  $dq$  no estator ( $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ ).

Desses resultados observa-se que a velocidade da máquina e tensão do barramento  $cc$  estão controladas nos seus valores de referências  $\omega_m^* = 390 \text{ rad/s}$  e  $v_C^* = 250 \text{ V}$ . Conforme mostradas nas Figuras 11.a e 11.b, a potência reativa é nula (Figura 12.b) e a corrente da rede é senoidal apesar da corrente no estator do gerador apresentar uma distorção na sua forma de onda (Figuras 13.a e 14.b). Além disso, percebe-se que a corrente da rede está defasada de  $180^\circ$  de sua tensão. Isso ocorre porque toda potência gerada está sendo enviada para rede de distribuição.

As Figuras 15-19 mostram os resultados experimentais com o objetivo de verificar o desempenho da estratégia de controle diante de um transitório de velocidade. O transitório de velocidade consiste de um degrau na velocidade de

referência de  $380 \text{ rad/s}$  para  $390 \text{ rad/s}$ . Desses resultados, nota-se que o controle da velocidade respondeu adequadamente ao degrau de velocidade (Figura 15.a), a tensão do barramento  $cc$  ficou devidamente controlada apresentando apenas um pequeno *overshoot* no momento em que ocorreu o transitório (Figura 15.b). Percebe-se também que a corrente  $i_{rq}^a$  teve uma variação no momento do transitório (Figura 16.a) e a corrente  $i_{rd}^a$  praticamente se manteve constante (Figura 16.b).

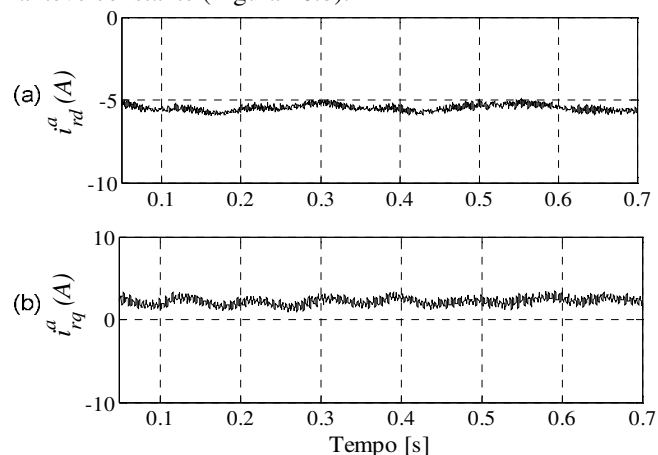


Fig. 10. Corrente  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator. (a) Corrente  $i_{rd}^a$ . (b) Corrente  $i_{rq}^a$ .

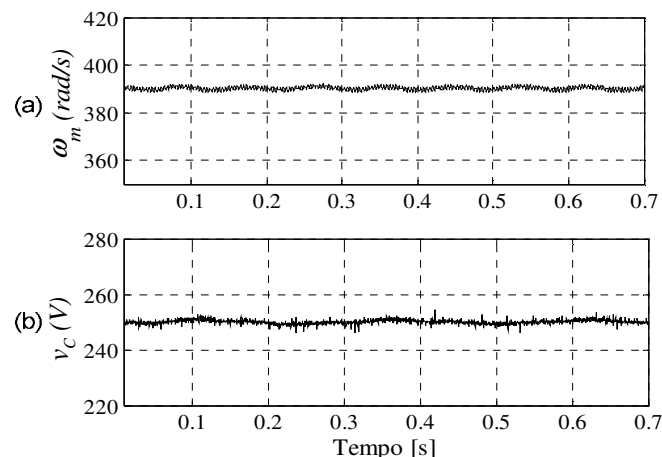


Fig. 11. (a) Velocidade da máquina. (b) Tensão no barramento  $cc$ .

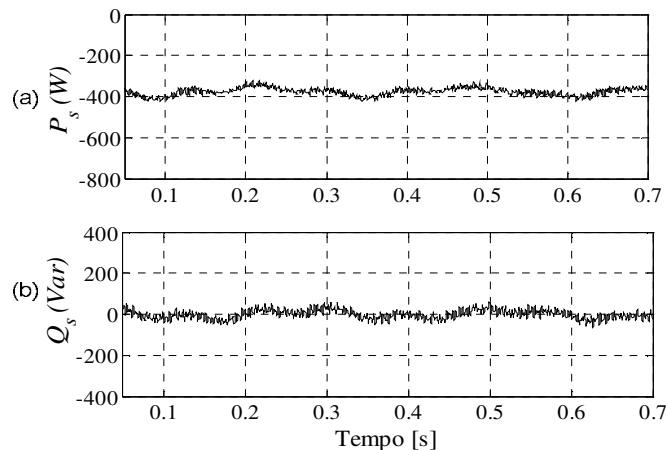


Fig. 12. (a) Potência ativa do estator. (b) Potência reativa do estator.



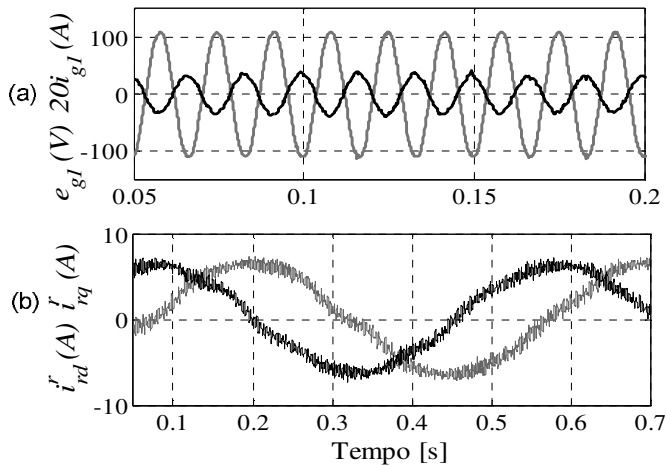


Fig. 13. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica. (b) Corrente  $dq$  do rotor no referencial rotórico.

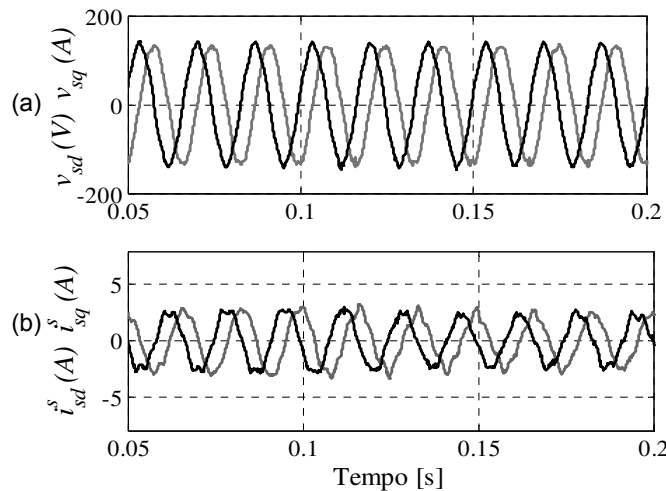


Fig. 14. (a) Tensão  $dq$  do estator. (b) Correntes  $dq$  do estator no referencial estacionário.

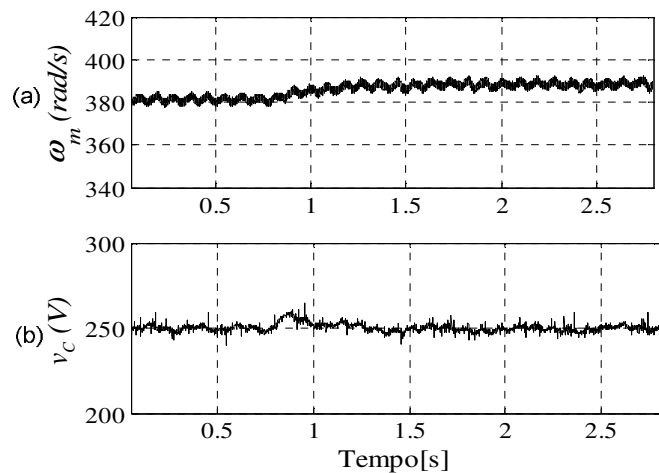


Fig. 15. (a) Velocidade da máquina. (b) Tensão no barramento  $cc$ .

Na Figura 17 observa-se um aumento na potência ativa gerada (Figura 17.a), além disso, percebe-se que potência reativa permaneceu praticamente nula (Figura 17.b). Como a potência reativa é praticamente nula a corrente no estator do DFIG está sincronizada com a tensão, conforme se mostra na Figura 18 (neste caso, defasada de  $180^\circ$  em virtude da máquina está operando como gerador). Além disso, nota-se

também que apesar da corrente da máquina está distorcida, a corrente fornecida à rede elétrica é senoidal e está sincronizada com a tensão da rede (neste caso, a corrente está defasada de  $180^\circ$  da tensão, isso ocorre porque toda potência gerada pela máquina está sendo enviada para rede), conforme mostrada na Figura 18. A Figura 19 apresenta os detalhes das correntes e da tensão nos terminais do estator. Nota-se que a corrente do estator aumenta no momento em que ocorre o transitório de velocidade.

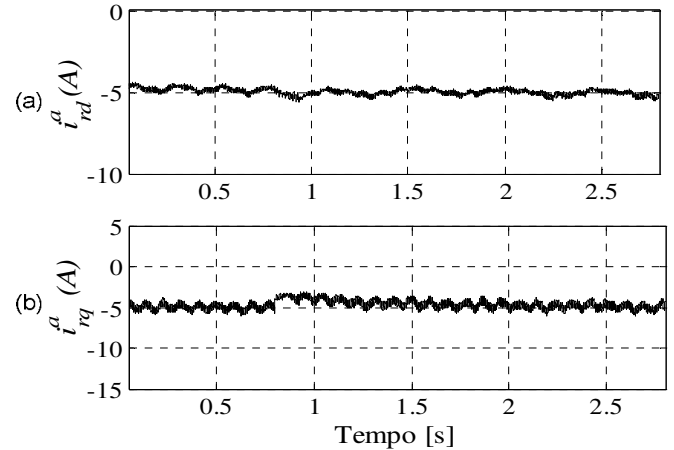


Fig. 16. Corrente  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator.

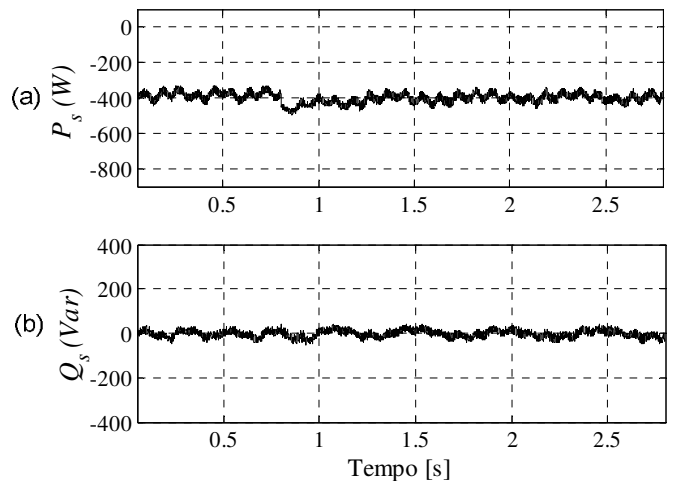


Fig. 17. (a) Potência ativa do estator. (b) Potência reativa do estator.

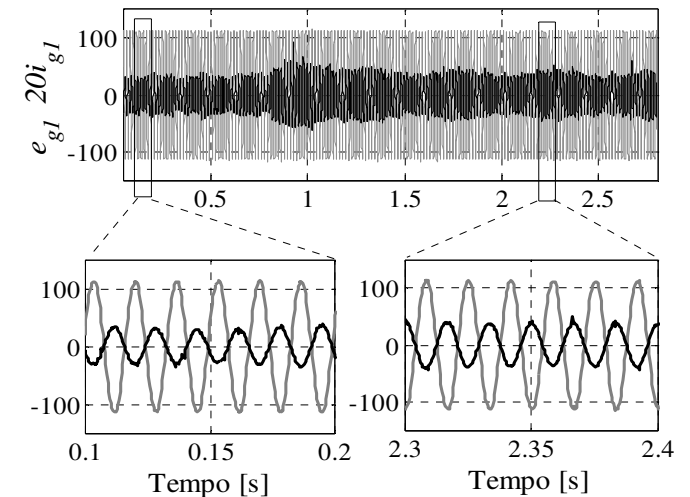


Fig. 18. Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica.

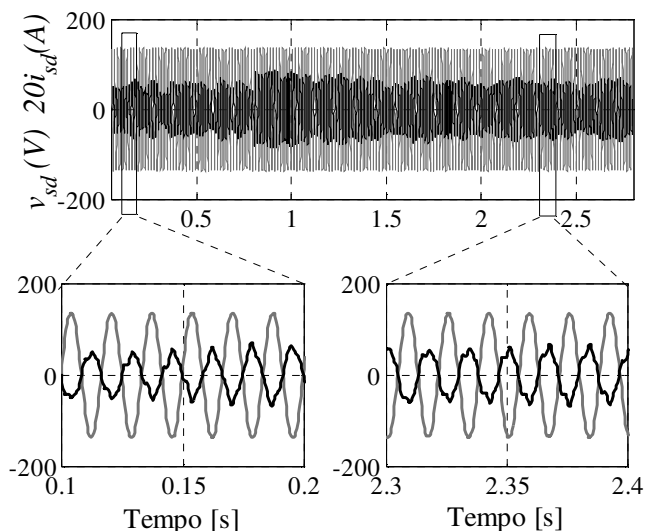


Fig. 19. Correntes dq do estator no referencial estacionário.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto um controlador robusto LQG/LTRI para o controle de um sistema de conversão de energia eólica utilizando um gerador de indução duplamente alimentado. Tal metodologia de controle foi escolhida em virtude de se aproximar de sistemas práticos, pois estudos dinâmicos em turbinas eólicas devem levar em consideração a natureza estocástica da velocidade dos ventos e outras incertezas que podem ser representadas através de ruídos e perturbações na planta.

Os resultados experimentais são apresentados para validar e ilustrar o bom desempenho para o rastreamento assintótico da referência e robustez das malhas internas e externas do sistema em diferentes pontos de operação. A estratégia de controle proposta corresponde uma solução muito atraente para os sistemas de conversão de energia eólica com máquinas DFIG.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos integrantes do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas-LEIAM-UFCG pelo apoio técnico e ao CNPQ pelo apoio financeiro número 620165/2008-1.

## REFERÊNCIAS

- [1] R. Datta, V.T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 390-399, May 2001.
- [2] A.Tapia, G Tapia, X. Ostolaza, and J.R Sáez, "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 194-204, June 2003.
- [3] H.H.A, Segnini and E. Bim, "Análise do fluxo de potência do gerador de indução duplamente alimentado", *XVI Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 417-422, 2006.
- [4] L.Fan, Z. Miao, S. Yuvarajan, and R. Kavasseri, "Hybrid modeling of DFIGs for wind energy conversion systems,

"*Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 18, no. 7, pp. 1032-1045, August 2010.

- [5] J. P. da Costa, J. Marques, H. A, Gründling, H. Pinheiro, "Comportamento Dinâmico Do Gerador De Indução Com Dupla Alimentação Orientado No Fluxo Estatórico", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 11, no. 1, pp. 33-42, Março 2006.
- [6] J.P. Vieira, M.V.Nunes, U. Bezerra et al, "Controladores fuzzy aplicados ao conversor de geradores de indução duplamente excitados em sistemas eólicos integrados a sistemas de potência", *Sba Controle & Automação*, vol. 18, no. 1, pp. 115-126, Março 2007.
- [7] 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*, vol. 4, pp. 3315-3319, June 2004.
- [8] R. Yong-feng, L. Han-shan, Z. Jie, A. Zhong-quan, L. Jin-guo and H. Hong-bin, "Dynamic Characteristics Analysis of DFIG. Based on IMC", *Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, pp. 1-5, March 2009
- [9] M.V. Nunes, J.P. Vieira, U. Bezerra, "Designing Optimal Controllers for Doubly Fed Induction Generators Using a Genetic Algorithm", *IET Generation, Transmission & Distribution (Print)*, vol. 3, no. 5, pp. 472-484, 2009.
- [10] Y. Wang, D. Zhao, B. Zhao and H. Xu, "A New Type of Control Strategy of DFIG in Wind Power System Based on SMC", *Electrical Machines and Systems, ICEMS*, pp 2428 - 2431, 2008.
- [11] V. P. Pinto, J. C. T. Campos, "Modeling and Simulation of a Wind Plant Controlled by Quadratic Regulator Connected to Electric Distribution System", *In: 9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP*, Blumenau - SC, pp. 540-545, 2007.
- [12] L. S. Barros, W. S. Mota, "Optimal Control Design for Dynamic Behavior improvement of Doubly Fed Induction Machine Operating as Wind Generator", *VII International Conference on Industry Applications-INDUSCON*, Recife, 2006.
- [13] A. J. Sguarezi Fi, M. E. Oliveira Filho, and E. Ruppert, "A Power Control Scheme For Doubly-fed Induction Generator", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 14, no. 4, pp. 287- 295, Dez 2009.
- [14] V.P. Pinto, J. C.T. Campos, L.L.N. Reis "Controladores Robustos LQG/LTR-Aplicação em um Gerado Eólico-DFIG", *XIV Congresso de la Asociacion Chilena de Control Automático*, pp. 443-447, Agosto 2010.
- [15] V.P. Pinto, J.C.T. Campo, L.L.N. Reis "Robust Controller Applied To Doubly-Fed Induction Machine Operating As Wind Generator", *9th Portuguese Conference on Automatic Control- CONTROLO'2010*, Coimbra, pp. 513-518, September 2010.
- [16] I. Boldea, *Variable Speed Generators*. 1a Ed. Boca Raton: Crc Press, 2006.
- [17] C. B. Jacobina, E. C. dos Santos and M. B. de R, "Correia Sistema distribuído de geração de energia elétrica com gerador de indução interligado com a rede monofásica", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 11, no. 1, pp. 43- 51, Março 2006.

- [18] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 756-764, May/June 1996.
- [19] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, England: John Wiley and Sons, second edition, 2005.
- [20] J. Maciejowski, *Multivariable Feedback Design*, Wokingham, U.K. Addison Wesley, 1989.
- [21] G. Stein and M. Athans, "The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-32, no. 2, pp. 105-114, Feb 1987.
- [22] J.J. Cruz, *Controle Robusto Multivariável*, Ed. USP, São Paulo, 1996.
- [23] J. C. Doyle and G. Stein, "Multivariable feedback design: concepts for a classical / modern synthesis," *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. AC-26, no. 1, pp. 4-16, Feb 1981.
- [24] N. Rocha, "Sistemas Estáticos de Geração Elétrica com Gerador de Indução a Partir de Fonte Eólica", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica- Universidade Federal de Campina Grande, Março 2008.
- [25] N. Rocha, C. B. Jacobina, E.R.B. Filho, and E. Santos Jr "Sistema De Geração Com Máquina De Indução A Partir De Um Emulador De Turbina Eólica", In: *Congresso Brasileiro De Automática*, 2008.
- [26] F.L. Lewin and S. L. Vassilis, *Optimal Control*. USA: John Wiley and Sons, 1995, second edition.

ANEXO

A transformada  $odq$  é definida por:

$$Y_{\xi 123} = P Y_{\xi odq}$$

Sendo que  $Y_{\xi 123}$  e  $Y_{\xi odq}$  ( $\xi = g, r, s$ ) representam os vetores de tensão, corrente ou fluxo com  $Y_{\xi 123} = [Y_{\xi 1} \ Y_{\xi 2} \ Y_{\xi 3}]^T$ ,  $Y_{\xi odq} = [Y_{\xi o} \ Y_{\xi d} \ Y_{\xi q}]^T$  e  $P$  é a matriz transformação definida por:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\delta_p) & -sen(\delta_p) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\delta_p - \frac{2\pi}{3}) & -sen(\delta_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\delta_p + \frac{2\pi}{3}) & -sen(\delta_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix},$$

onde  $\delta_p$  é o ângulo de transformação genérico:  $\delta_p = \delta_g$  para grandezas do estator da máquina ou da rede e  $\delta_p = \delta_g - \theta_r$  para as grandezas do rotor da máquina. Quando  $\delta_g = 0$  as grandezas  $odq$  da máquina ou da rede estão no referencial estacionário. Quando  $\delta_g = \delta_e$  as grandezas  $odq$  da rede estão no referencial da tensão, quando  $\delta_g = \delta_a$  as grandezas  $odq$  da máquina estão no referencial do rotor. Os referenciais estacionário, da tensão, do fluxo do estator e do rotor são representados pelos expoentes 's', 'e', 'a' e 'r', respectivamente.

**Vandilberto P. Pinto**, nascido em Fortaleza, Ceará em 1977 possui graduação em Matemática pela Universidade Federal do Ceará (2001) e formação técnica Pelo Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará no curso de Telecomunicações (1998) e Mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2005-2007). Desde dezembro de 2008 é professor na área controle e automação no curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará - Campus de Sobral e atualmente aluno de doutorado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de pesquisa de interesse são Controle robusto e energia eólica.

**José C. T. Campos**, possui graduação em Engenharia Elétrica (1979), mestrado (1991) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (2004). Atualmente é professor associado da Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de pesquisa de interesse são sistemas de Controle, Controle de Processos e energia eólica. É membro da CSS (Control System Society - IEEE) e da SBA.

**Nady Rocha**, nascido em São Gabriel, Bahia em 1982. Ele possui graduação em engenharia elétrica (2006), mestrado em engenharia elétrica (2008) e doutorado em engenharia elétrica (2010) pela Universidade Federal de Campina Grande. Desde janeiro de 2011 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, e atualmente vem realizando Pós-Doutorado na Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse de pesquisa são: eletrônica de potência, acionamentos de máquinas e energia eólica.

**Cursino Brandão Jacobina**, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas Elétricas, Sistemas de Controle e Identificação de Sistemas.