

# CONTROLADOR DE CORRENTE PREDITIVO CONTÍNUO COM ANTI-WINDUP APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICO BASEADO EM DFIG

Samuel V. Dias<sup>1</sup>, Tobias R. F. Neto<sup>2</sup>, Laurinda L. N. dos Reis<sup>2</sup>, Bismark C. Torrico<sup>2</sup>, José C. T. Campos<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Maracanaú – CE, Brasil

<sup>2</sup> Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, Brasil

e-mail: samueldias@ifce.edu.br, tobias@dee.ufc.br, laurinda@dee.ufc.br, bismark@dee.ufc.br, teles@dee.ufc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta uma nova estratégia de controle preditivo contínuo aplicado à malha de corrente elétrica do rotor de um sistema de geração eólico baseado no gerador de indução duplamente alimentado. O projeto do controlador é realizado a partir do modelo matemático da malha de corrente do rotor e sua sintonia é efetuada de forma simplificada através de dois parâmetros de ajuste, um para obter uma resposta rápida no seguimento de referência e o outro para reduzir as oscilações no sinal de controle. Desta forma, diminuindo oscilações no conjugado eletromagnético e nas potências instantâneas produzidas pelo sistema. Além disso, propõe-se a inclusão do modelo da saturação no controlador para evitar problemas de *windup*. Resultados experimentais são obtidos utilizando um protótipo de 3,7 kW que mostram a eficácia do controlador desenvolvido quando o sistema é submetido a variações de potência, velocidade do rotor e afundamento de tensão simétrico.

**Palavras-Chave** – Controlador Preditivo, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Windup.

## CONTINUOUS TIME ANTI-WINDUP PREDICTIVE CURRENT CONTROLLER APPLIED TO DFIG-BASED WIND TURBINE

**Abstract** – This paper presents a continuous time predictive current controller applied to a doubly-fed induction generator based wind turbine. The controller design is carried out through the rotor current model. The controller tuning can be accomplished by means of two parameters. The first parameter is responsible for a fast response, and the second parameter reduces the control signal ripple. Thus, the electromagnetic torque and instantaneous power oscillations are drastically decreased. Furthermore, it proposes the inclusion of the saturation model in the controller to avoid windup problems. Experimental results were carried out, under the changing of the rotor speed, power and voltage sags, for a 3.7kW generator to verify the effectiveness of the designed controller.

**Keywords** – Doubly-fed Induction Generator, Predictive Controller, Windup.

---

Artigo submetido em 01/06/2016. Primeira revisão em 22/07/2016. Aceito para publicação em 31/08/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

## I. INTRODUÇÃO

A energia eólica é considerada uma fonte de energia limpa e disponível na natureza de forma natural, sendo considerada uma das fontes mais promissoras a nível mundial. Segundo dados do GWEC (*Global Wind Energy Council*), o potencial eólico mundial instalado até o final de 2015 é de 432,42 GW [1]. No contexto brasileiro, segundo a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), são produzidos 8,7 GW de eletricidade a partir dos ventos que coloca o Brasil como o maior produtor da América Latina e o 10º maior produtor mundial [1], [2]. Esta marca se deve aos investimentos maciços na instalação e construção de novos parques eólicos, equiparando o valor do MWh gerado com o dos sistemas hidroelétricos [3]. Neste cenário, estudos e pesquisas aplicadas aos sistemas eólicos são fundamentais ao desenvolvimento de novas estratégias de controle que garantam a produção de energia elétrica com qualidade, segurança e eficiência.

Um dos primeiros trabalhos encontrados na literatura utiliza o controlador PI (Proporcional Integral) no controle de velocidade e corrente de um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) [4]. Este controlador continua sendo utilizado em pesquisas com turbinas eólicas, como em [5], devido a sua simplicidade de sintonia e confiabilidade durante a operação em regime permanente. No entanto como os controladores PID (Proporcional Integral Derivativo) são sintonizados a partir dos parâmetros do sistema, e estes podem variar em função de falhas na rede, dos próprios parâmetros da máquina e de variações na velocidade do vento, alguns trabalhos alteram a topologia tradicional do controlador PID visando dar maior robustez em relação às referidas perturbações [5], [6].

Além disso, pesquisas utilizando outros tipos de controladores buscam garantir robustez e estabilidade ao sistema frente a estas adversidades, destacando-se os controladores preditivos. Segundo [7], o MPC (Controlador Preditivo baseado em Modelo) é uma estratégia de controle robusta, pois apresenta baixa sensibilidade a variações paramétricas, rejeição a perturbações externas e rápidas respostas dinâmicas que viabilizam sua aplicação em sistemas eólicos baseados em DFIG. Os trabalhos [8] e [9] propõem o uso do GPC (Controlador Preditivo Generalizado) para controlar o ângulo de passo das pás de uma turbina para reduzir as oscilações de potência mecânica e extrair a máxima potência de uma turbina eólica baseada no horizonte de predição da velocidade do vento como um parâmetro de desempenho. Devido à complexidade da topologia de controle e a quantidade de variáveis a serem controladas,

[10] utiliza a estratégia de controle multivariável baseada na técnica MPC no controle do DFIG. Já [11] utiliza um controlador preditivo aplicado à malha interna de corrente elétrica do DFIG. Considerando as incertezas do sistema eólico, [12] usa o MPC para aumentar a eficiência e a capacidade de carga do sistema através do uso de restrições ao sinal de controle baseando-se nas variáveis reais da planta eólica. Mais especificamente em [11],[13]-[14] utilizam o controlador preditivo para garantir resposta rápida à corrente elétrica mesmo durante variações de parâmetro do sistema com DFIG.

Neste contexto, este trabalho tem o objetivo de propor um novo tipo de controlador preditivo contínuo com *anti-windup* que mantenha o sistema estável quando submetido a variações na referência de potência e velocidade de rotação do rotor, e afundamento de tensão na rede elétrica. A vantagem do uso deste controlador consiste na sua simplicidade de sintonia e capacidade de reduzir o tempo de permanência do sinal de controle em saturação, caso ocorra. Além disso, mantém o controle das oscilações no conjugado eletromagnético do gerador e das distorções da corrente elétrica injetada na rede de alimentação, através de um único parâmetro de sintonia.

Este artigo está organizado como segue. A seção II apresenta a topologia de conexão e controle do DFIG na rede elétrica, e seu respectivo modelo matemático. Enquanto que a seção III apresenta o modelo representativo da malha de corrente elétrica do rotor e a formulação matemática dos controladores GPC clássico, GPCBC (Controle baseado no Controlador Preditivo Generalizado) e do novo controlador GPCAW (Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup*). Além disso, apresenta-se o projeto do filtro utilizado pelos controladores preditivos. Finalmente, nas seções IV e V são apresentados os resultados experimentais que validam o uso do controlador proposto e as conclusões obtidas, respectivamente.

## II. SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICO BASEADO EM DFIG

### A. Topologia de Conexão

A Figura 1 apresenta a topologia de conexão do gerador eólico do tipo DFIG com a rede de alimentação. A turbina eólica é um dispositivo mecânico que converte o movimento linear do vento em rotação e conjugado através de suas pás, sendo projetada para extrair a máxima potência do vento. Geralmente é utilizada uma caixa de engrenagens entre a turbina e o gerador, para multiplicar a rotação da turbina para um valor próximo a velocidade de rotação síncrona da máquina elétrica.

Dentre os mais variados tipos de geradores eólicos, o DFIG é mais utilizado, pois possibilita a geração de energia elétrica à velocidade variável e os conversores de potência processam em torno de 30 a 40% da potência nominal do gerador [15]. Seu estator está conectado diretamente a rede elétrica, enquanto o rotor é conectado indiretamente através de conversores de potência CA-CC-CA bidirecionais.

O conversor do lado da rede (ver Figura 1) é responsável em manter a tensão do barramento CC constante. O conversor do lado da máquina ou do rotor controla as

potências ativa e reativa geradas no estator do DFIG através do controle das correntes do circuito rotórico [16]. Portanto, o controle destas correntes em relação a perturbações no sistema, variações paramétricas ou a não linearidades presentes na dinâmica deste sistema de geração influenciam diretamente na potência gerada, na vida útil do gerador e dos demais componentes. A Tabela I apresenta os parâmetros do DFIG utilizado nos ensaios experimentais.

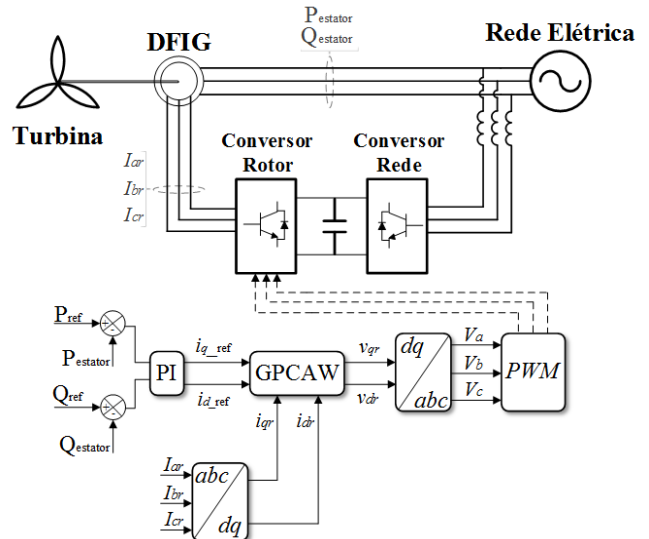


Fig. 1. Topologia de conexão do DFIG.

TABELA I  
Parâmetros do DFIG

Parâmetro	Valor
Potência	3,7 kW
Tensão de Fase	220 V
Frequência da Rede	60 Hz
Número de Pólos	4
Resistência do Estator ( $R_s$ )	0,84 $\Omega$
Resistência do Rotor ( $R_r$ )	0,49 $\Omega$
Indutância do Estator ( $L_s$ )	617 mH
Indutância do Rotor ( $L_r$ )	617 mH
Indutância Mútua ( $L_m$ )	544,3 mH
Velocidade Síncrona	1800 RPM

### B. Modelo matemático do DFIG

O modelo matemático que representa a dinâmica do DFIG utiliza os eixos de referência ortogonais  $dq$ . As tensões e correntes desenvolvidas no estator e rotor da máquina estão associadas com as velocidades síncronas  $\omega_s$  e de escorregamento  $\omega_{slip}$ , respectivamente [17]. As relações entre as variáveis são dadas por:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds} + L_m \frac{d}{dt} (i_{ds} + i_{dr}) \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_{slip} \lambda_{qr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{dr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{dr} + i_{ds}) \quad (3)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{slip} \lambda_{dr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{qr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qr} + i_{qs}) \quad (4)$$

onde  $v_{ds}$  e  $v_{qs}$  são as tensões no estator;  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  são as tensões no rotor;  $R_s$  e  $L_{ls}$  são a resistência e a indutância no estator;

$\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qs}$ ,  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  são o fluxo e as correntes elétricas de eixo direto e quadratura no estator;  $R_r$  e  $L_{lr}$  são a resistência e a indutância no rotor;  $\lambda_{dr}$ ,  $\lambda_{qr}$ ,  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  são o fluxo e as corrente elétricas de eixo direto e quadratura no rotor;  $p$  é o número de pólos;  $L_m$  é a indutância mútua ou de magnetização [18], [19].

Considerando o controle do DFIG com orientação pelo campo do estator e desprezando sua indutância, tem-se:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_s \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

onde  $\lambda_s$  representa o fluxo no estator.

Logo, tem-se que o conjugado eletromagnético ( $T_e$ ), a potência ativa ( $P_{estator}$ ) e reativa ( $Q_{estator}$ ) são dadas por:

$$T_e = -\frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr} \quad (6)$$

$$P_{estator} = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \omega_s i_{qr} \quad (7)$$

$$Q_{estator} = \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s^2}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s \lambda_s}{L_s} i_{dr}. \quad (8)$$

Considerando constantes os parâmetros da máquina em (7) e (8), tem-se que as potências ativa e reativa são uma função de  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$ , respectivamente.

### III. SISTEMA DE CONTROLE DO DFIG

#### A. Modelo da Malha de Corrente do Rotor

A obtenção de um modelo matemático que represente fielmente a dinâmica do processo é um passo fundamental na sintonia de controladores baseados em modelo, uma vez que relaciona os sinais de entrada com os de saída através de uma função de transferência contínua e/ou discreta. Desta forma, o processo (ver Figura 2) é composto pelos blocos em serie do modelo dinâmico da corrente do rotor e do modelo dinâmico do conversor estático, que no caso foi considerado como sistema de primeira ordem com a constante de tempo igual ao tempo de amostragem.

A função de transferência contínua que define a dinâmica das correntes do rotor  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  é obtida a partir dos parâmetros elétricos do gerador, conforme (3), (4) e (5), sendo dada por:

$$G(s) = \frac{i_{dr}}{v_{dr}} = \frac{i_{qr}}{v_{qr}} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (9)$$

onde  $\sigma$  é o índice de dispersão que relaciona as indutâncias da máquina, conforme:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (10)$$

Substituindo os valores da Tabela I em (9) e (10), reescreve-se (9) como sendo:

$$G(s) = \frac{1}{0,1368s + 0,49} \quad (11)$$

que discretizada a taxa de amostragem de 0,25 ms é dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{0,001826q^{-1}}{1 - 0,9991q^{-1}}. \quad (12)$$

A partir do modelo da malha de corrente descrito em (12), e do modelo dinâmico do conversor, é possível controlar as potências ativa ( $P_{estator}$ ) e reativa ( $Q_{estator}$ ) da máquina através das correntes rotóricas  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$ , respectivamente. Além disso, é importante destacar que a corrente  $i_{qr}$  está diretamente relacionada com o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo gerador, veja (6), e quanto menor forem às oscilações desta variável, mais constante será a potência ativa entregue a rede de alimentação.

#### B. Controlador GPC Clássico

A função custo  $J$  do controlador GPC [20-21], é dada por:

$$J = \sum_{k=N_1}^{N_2} \left[ y(t+k|t) - y_r(t+k) \right]^2 + \gamma \sum_{k=0}^{N_u-1} \left[ \Delta u(t+k|t) \right]^2 \quad (13)$$

onde  $N_1$  e  $N_2$  são os limites mínimo e máximo do horizonte de predição;  $y(t+k|t)$  é a saída do sistema  $k$ -amostras a frente;  $y_r(t+k)$  é a referência da saída futura;  $\gamma$  é o fator peso do sinal de controle;  $N_u$  é o horizonte de controle;  $\Delta u(t+k|t)$  é o sinal de controle na forma incremental.

O projeto do controlador GPC baseia-se no modelo CARIMA (*Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*), descrito por [20-21]:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta} e(t) \quad (14)$$

onde  $e(t)$  é um ruído branco com média nula,  $\Delta$  é o operador de defasagem;  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  são polinômios discretos definidos no operador atraso  $q^{-1}$  na forma

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \quad (15)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \quad (16)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}. \quad (17)$$

Para calcular as saídas futuras  $y(t+k)$  para  $k=N_1, N_1+1, \dots, N_2$ , a seguinte equação Diofantina deve ser resolvida:

$$C(q^{-1}) = E_k(q^{-1})\Delta A(q^{-1}) + q^{-k} F_k(q^{-1}) \quad (18)$$

onde  $E_k(q^{-1})$  e  $F_k(q^{-1})$  são polinômios com graus  $k-1$  e  $na$ , respectivamente.

De (14) e (18) e, considerando que o erro  $e(t)$  está no futuro e sua predição ótima é zero, tem-se:

$$y(t+k) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t+k-1). \quad (19)$$

Utiliza-se novamente a solução por equação Diofantina para separar o sinal de controle passado do atual e futuro, neste caso tem-se:

$$E_k(q^{-1})B(q^{-1}) = H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-k}I_k(q^{-1}) \quad (20)$$

onde  $H_k(q^{-1})$  e  $I_k(q^{-1})$  são polinômios com grau  $k-1$  e  $nc-1$ , respectivamente.

Usando (19) e (20), a saída predita é reescrita como sendo:

$$y = F(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} + I(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} + G\Delta u \quad (21)$$

onde  $G$  é uma matriz  $N \times N_u$  obtida dos coeficientes de  $H_k(q^{-1})$ .

Uma vez calculada as saídas futuras (20), é preciso implementar uma solução analítica com menor custo computacional. Neste caso, faz-se  $N_u=1$ ,  $N_I=1$ ,  $N_2=N$  e  $\gamma=0$ , para obter o sinal de controle ótimo [22]:

$$\Delta u = (G^T G + \gamma I)^{-1} G^T (w - f) = K(w - f) \quad (22)$$

onde  $K$  é um vetor constante com dimensão  $1 \times N$ ,  $w$  é um vetor que contém as referências futuras e  $f$  é a resposta livre, dada por:

$$f = F(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} + I(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})}. \quad (23)$$

Substituindo (23) em (22), tem-se a lei de controle do GPC:

$$u(t) = \frac{C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i(q^{-1}) y(t)}{\Delta \left( C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i(q^{-1}) \right)}. \quad (24)$$

Considerando-se uma estrutura de controle RST clássica [23], apresentada na Figura 2, pode-se obter os valores de  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$ , (25)-(27), com base na lei de controle do GPC, definida em (24).

$$R(q^{-1}) = C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i(q^{-1}) \quad (25)$$

$$S(q^{-1}) = \sum_{i=1}^N K_i F_i(q^{-1}) \quad (26)$$

$$T(q^{-1}) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i. \quad (27)$$

Uma análise em (25)-(27) mostra que o GPC apresenta elevado custo computacional, uma vez que apresenta

somatórios e matrizes nos polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$ . Neste escopo, o GPCBC (*GPC based Control*) surge como uma solução analítica simplificada de fácil sintonia.

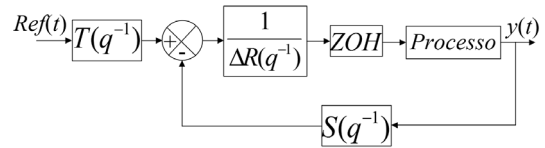


Fig. 2. GPC na estrutura RST.

### C. Controlador GPCBC

O controlador GPCBC baseia-se no modelo CARIMA, apresentado em (14) e nos polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  reescritos como:

$$A(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (28)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 \quad (29)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} \quad (30)$$

em que  $b_0$  é o ganho da planta,  $A(q^{-1})$  é um integrador e  $C(q^{-1})$  é um filtro de segunda ordem utilizado para reduzir as oscilações do sinal de controle [24].

Substituindo-se (28)-(30) em (14) e efetuando-se manipulações matemáticas em (25)-(27), têm-se os polinômios  $R$ ,  $S$  e  $T$  do controlador GPCBC dados por:

$$R(q^{-1}) = 1 - \alpha c_2 q^{-1} \quad (31)$$

$$S(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}}{b_0} \quad (32)$$

$$T(q^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)C(q^{-1})}{b_0} \quad (33)$$

$$\alpha = 1 - \frac{1 + 2 + 3 + \dots + N}{1^2 + 2^2 + 3^2 + \dots + N^2}. \quad (34)$$

A observação de (31)-(33) mostra que neste controlador não existe a presença de somatórios ou matrizes que aumentam os custos computacionais. Além disso, em (34), nota-se que o parâmetro  $\alpha$  apresenta valores contínuos que variam de zero a um, enquanto  $N$  apresenta valores discretos variando de um ao infinito. Neste caso, atribuem-se valores contínuos ao parâmetro  $\alpha$  na sintonia do controlador que influenciam na dinâmica de seguimento de referência.

### D. Controlador GPCAW Proposto

A concepção do controlador GPCAW baseia-se na formulação matemática do controlador GPCBC com adição do modelo de saturação, pois na prática os dispositivos eletrônicos e conversores de potência apresentam limites de tensão de saída, superior e inferior, que geram saturação no sinal de controle. Este fato faz com que durante a saturação a parcela integral da ação de controle seja aumentada demasiadamente. Para que o controlador volte a trabalhar em sua região linear novamente é necessário que o termo integral se anule através da inversão do sinal de erro por certo período de tempo. Como consequência disto tem-se oscilações na variável controlada, que são indesejadas em qualquer sistema de potência. Neste escopo surge o



controlador GPCAW como uma solução analítica que reduz a ação integradora durante a saturação do sinal de controle e mantém o sistema estável no transitório de saída da saturação.

A estratégia de controle (ver Figura 1) para o gerador DFIG utiliza o controlador GPCAW proposto na malha de corrente do rotor e controlador PI na malha de potência. A estrutura de controle do GPCAW é definida na Figura 3.

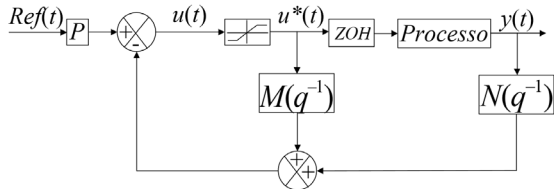


Fig. 3. Estrutura do controlador GPCAW.

Comparando-se as estruturas apresentadas nas Figuras 2 e 3, e efetuando-se manipulações matemáticas em (31)-(34) é possível encontrar o valor do ganho  $P$  e das funções de transferência  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  como sendo:

$$P = \frac{1 - \alpha}{b_0} \quad (35)$$

$$M(q^{-1}) = \frac{(-1 - c_1 - \alpha c_2)q^{-1} + (\alpha - 1)c_2 q^{-2}}{C(q^{-1})} \quad (36)$$

$$N(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}}{C(q^{-1})b_0} \quad (37)$$

Nesta estrutura, caso ocorra saturação do sinal de controle não haverá efeito acumulador, pois as funções  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  são estáveis em malha aberta devido à presença do polinômio  $C(q^{-1})$  no denominador. Como as raízes de  $C(q^{-1})$  são definidas pelo projetista, as mesmas estão localizadas dentro do círculo unitário, garantindo estabilidade ao sistema. O parâmetro  $\alpha$ , definido em (34), permanece o mesmo para este controlador.

#### E. Projeto do Filtro para Redução de Ruído

De acordo com (36)-(37), os coeficientes  $c_1$  e  $c_2$  do filtro  $C(q^{-1})$  influenciam nas funções de transferência  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$ . É considerado neste trabalho que as raízes de  $C(q^{-1})$  estão localizadas sobre o eixo real, portanto não apresentam parte imaginária. Tem-se:

$$C(q^{-1}) = (1 - e^{-\delta} q^{-1})(1 - e^{-\delta} q^{-1}) \quad (38)$$

em que  $\delta$  é o parâmetro de sintonia do filtro.

Para verificar uma melhor sintonia do filtro  $C(q^{-1})$ , é realizado ensaio em bancada na malha de corrente do rotor para verificar a eficácia do controlador GPCAW no seguimento de referência com redução da oscilação no sinal de controle a partir do ajuste do único parâmetro de sintonia  $\delta$ .

A Tabela II mostra que a redução de  $\delta$  diminui a oscilação no sinal de controle através da análise de variância:

$$\text{var}(X) = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n-1} \quad (39)$$

onde  $X$  é um vetor que contém “ $n$ ” termos e  $\bar{X}$  é a média dos termos.

**TABELA II**  
Variância dos Sinais de Controle

Delta ( $\delta$ )	$v_{dr}$	$v_{qr}$
<b>0,2231</b>	4,34	9,04
<b>0,1625</b>	2,87	6,81
<b>0,0513</b>	0,56	1,38

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para analisar a eficiência do controlador proposto foram realizados ensaios experimentais. O controlador GPCAW é comparado com os controladores GPCBC e PI convencional sem ação *anti-windup* aplicados na malha de corrente do rotor. Com o objetivo de ensaiar os controladores descritos neste artigo foi utilizado uma bancada experimental constituída de: um gerador do tipo DFIG de 3,7 kW acionado por motor de indução trifásico de 7,5 kW, um sistema de controle e aquisição de dados desenvolvido em plataforma DSPACE DS-1103, um conversor CC/CA trifásico SEMIKRON SKS 18G B6CI 11 V12 operando com frequência de chaveamento de 10 kHz, um transformador trifásico para conexão do sistema a rede elétrica, reatâncias de entrada de  $L=20$  mH e  $R=0,3$   $\Omega$ , além de um motor de indução de 7,5 cv para gerar o afundamento de tensão. O barramento CC foi ajustando em 80 volts. Uma visão geral da bancada é apresentada nas Figuras 4 e 5.

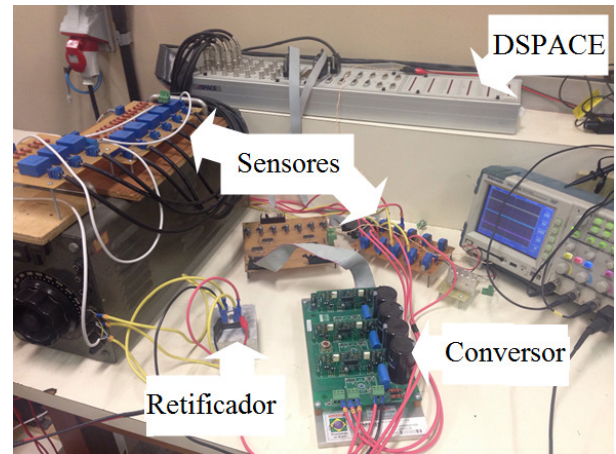


Fig. 4. Principais componentes da bancada de ensaios.

O controlador GPCAW proposto utiliza o parâmetro  $\alpha=0,9268$  para obter tempo de subida próximo a 40 ms, considerado adequado para seguimento de referência em corrente. O filtro  $C(q^{-1})$  é ajustado para  $\delta=0,0513$ , ficando da forma  $C(q^{-1})=1-1,9q^{-1}+0,9025q^{-2}$  como a melhor sintonia obtida para reduzir as oscilações no conjugado eletromagnético desenvolvido pelo gerador eólico. Utilizando uma referência de conjugado em -28 N.m e os

valores de  $\delta$  da Tabela II, a Figura 6 apresenta os resultados obtidos variando o parâmetro  $\delta$ .

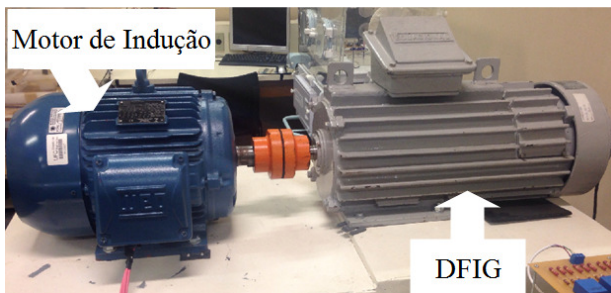


Fig. 5. Motor de acionamento e gerador DFIG.

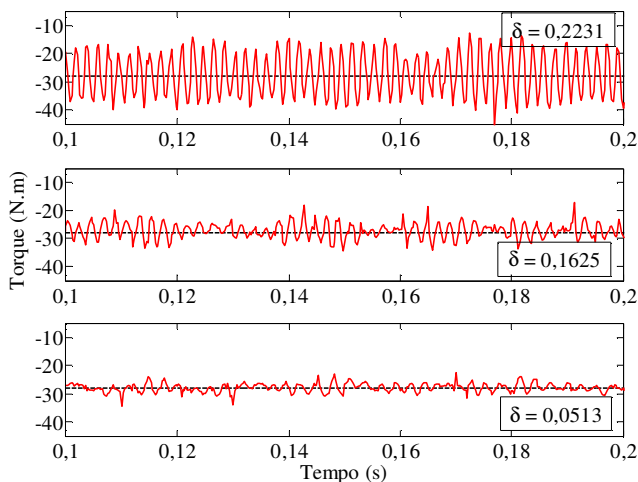


Fig. 6. Redução da oscilação do conjugado eletromagnético.

Observa-se uma redução nas oscilações do conjugado eletromagnético produzido pelo gerador através da diminuição dos valores de  $\delta$ . Numericamente, é possível verificar esta redução através da análise de variância, conforme Tabela III.

**TABELA III**

Variância do Conjugado Eletromagnético	
Delta ( $\delta$ )	Conjugado (N.m)
<b>0,2231</b>	56,52
<b>0,1625</b>	6,27
<b>0,0513</b>	2,53

Com relação às potências injetadas na rede elétrica durante este processo de sintonia, observa-se uma redução das oscilações com a variação do parâmetro  $\delta$  do controlador GPCAW, conforme Figura 7. Neste ensaio, o gerador funciona em velocidade de rotação de 1560 RPM, e referências de potência ativa e reativa em -1000 W e 0 Var, respectivamente. Os controladores de potência são do tipo PI ajustados por alocação de pólos com tempo de subida de 0,23 s e sobressinal máximo de 12%. Com relação à corrente elétrica injetada na rede durante estes ensaios, é observada uma redução no THDi (Taxa de Distorção Harmônica da Corrente) com a redução do parâmetro  $\delta$ , como mostrado na Tabela IV.

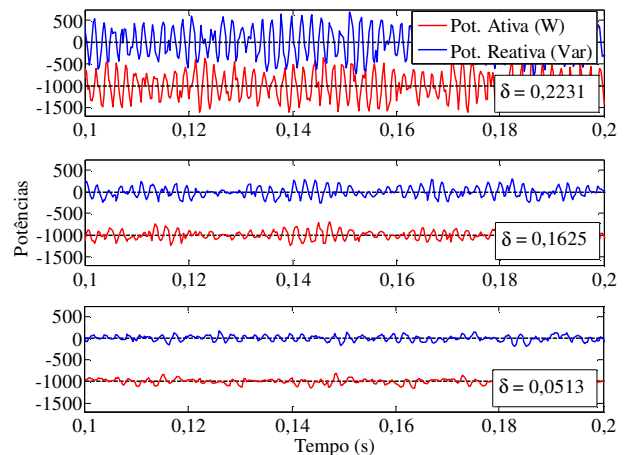


Fig. 7. Potência ativa e reativa na rede elétrica.

**TABELA IV**

Delta ( $\delta$ )	Distorção Harmônica Total (THDi)	
	Corrente Elétrica na Rede	
<b>0,2231</b>	0,39	
<b>0,1625</b>	0,15	
<b>0,0513</b>	0,07	

A THDi é definida como sendo a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental [25]:

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (40)$$

onde  $I_1$  representa o valor eficaz da corrente fundamental e  $I_n$  é o valor eficaz da corrente de ordem "n".

Uma vez sintonizado o controlador GPCAW, segue-se ao projeto de sintonia dos controladores GPCBC e PI. O GPCBC utiliza os mesmos valores dos parâmetros  $\alpha$  e  $\delta$  do controlador GPCAW e com relação ao controlador PI, baseia-se em alocação de pólos para garantir o mesmo tempo de subida que os outros dois controladores. Neste caso, foi utilizado um  $k_p = 3,0455$  e  $k_i = 174,2228$ .

A Figura 8 apresenta os resultados obtidos com o controlador PI e GPCBC no ensaio com  $i_{dr} = 10,2$  A e  $i_{qr} = 0$  A. Os dois controladores apresentaram tempo de subida  $T3$  em 30 ms, conforme especificação de projeto, e overshoot de 16,2% e 12,3%, respectivamente. Este sobressinal decorre do acoplamento entre as malhas de  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ , ocasionado pela saturação do sinal de controle  $v_{qr}$  após  $T3$ . A estabilidade dos controladores é analisada com base no tempo de permanência na região de saturação de  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ . O GPCBC foi mais rápido que o controlador PI, conforme intervalos entre  $T1$  e  $T2$  em  $v_{dr}$ , e entre  $T4$  e  $T5$  em  $v_{qr}$ , apresentados na Figura 8. O tempo de acomodação de ambos controladores é de 0,13 s.

A saturação do sinal de controle pode levar a instabilidade do sistema e oscilações na corrente do rotor devido ao aumento da ação integradora. Neste trabalho, a saturação do sinal de controle na malha de corrente leva a saturação do sinal PWM que acionam os IGBT's do conversor de potência do lado do rotor e conseqüente redução no controle do fluxo de potência entre o gerador e a rede elétrica. Neste cenário, o

GPCAW surge como uma solução que minimiza o tempo de saturação garantindo maior estabilidade ao sistema de geração eólico, como mostrado na Figura 9.

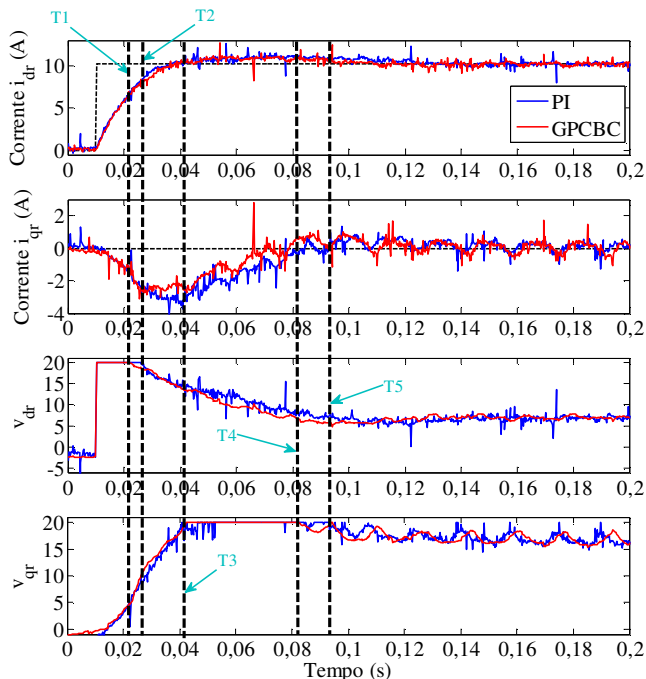


Fig. 8. Correntes e sinal de controle no rotor - controlador GPCBC e PI.

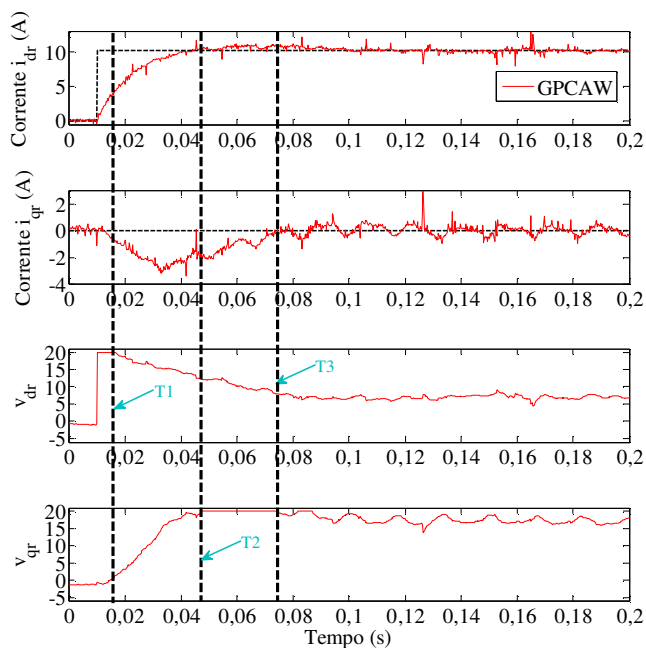


Fig. 9. Correntes e sinal de controle no rotor - controlador GPCAW.

A Figura 9 apresenta os resultados obtidos com o controlador GPCAW. A corrente elétrica  $i_{dr}$  com o controlador GPCAW proposto apresenta tempo de subida em 30 ms e 12,1% de sobressinal, valores idênticos aos dos outros controladores. No entanto, este controlador permanece apenas 6,25 ms e 25,75 ms com as saídas  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  saturadas, ao invés dos 11,25 ms e 40 ms, e 15 ms e 51 ms do GPCBC e PI, respectivamente. Estes valores demonstram que o

controlador proposto propicia uma saída mais rápida da região de saturação da variável de controle e um menor tempo de acomodação 0,10 s.

No ensaio seguinte deseja-se verificar o desempenho do controlador GPCAW, e dos controladores PI convencional e PI com *anti-windup* (PI-AW) quando o sistema é submetido a um afundamento de tensão na rede elétrica, variação de velocidade do gerador e mudanças de referência na potência ativa e reativa, conforme Figuras 10 e 11, respectivamente. O PI-AW baseia-se na anulação da parcela integral do controlador quando o sinal de controle estiver saturado [26].

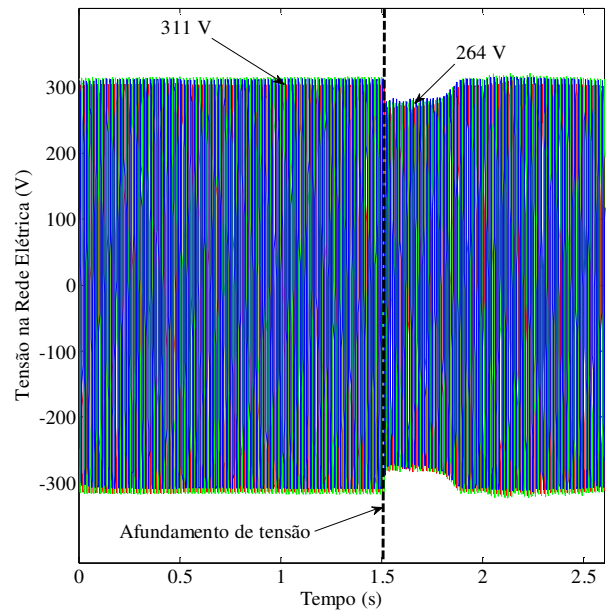


Fig. 10. Afundamento de tensão.

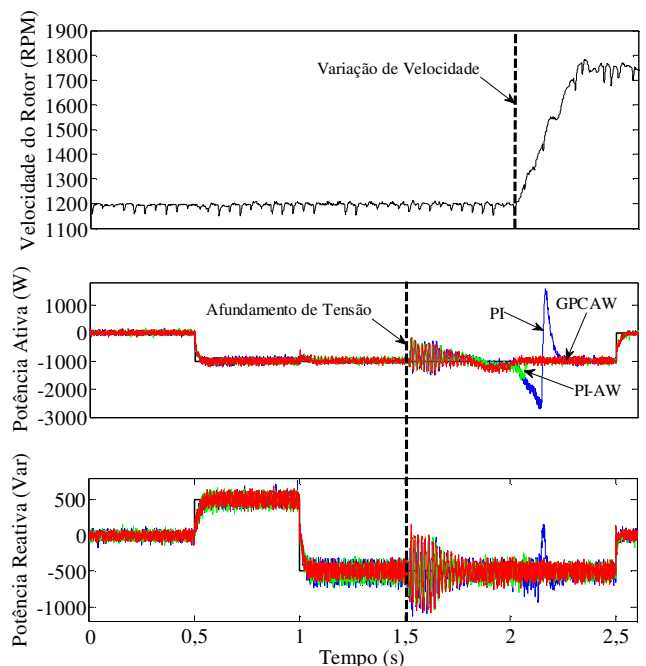


Fig. 11. Variação de velocidade e potências.

Inicialmente as referências de potência são nulas e no instante 0,5 s as referências de potência ativa e reativa são alteradas para -1 kW e 500 Var. No instante de tempo 1,0 s a

referência de potência reativa é alterada para -500 Var, mantendo-se constante a referência da potência ativa. Em 1,5 s o sistema é submetido a um afundamento de tensão de 15% durante 0,4 s, e em 2 s a velocidade de rotação do gerador é alterada de 1200 para 1740 RPM. Em 2,5 s os valores de referência de potência são retornados aos valores iniciais nulos.

Durante as variações de potência, todos os controladores apresentaram comportamento semelhante. Entretanto, durante o afundamento de tensão, aumentaram-se as oscilações de potência que levaram a saturação de  $i_{qr}$  e  $v_{qr}$ , conforme Figuras 12 e 13, respectivamente. Após a saída desta região não linear, o controlador GPCAW continua garantindo estabilidade ao sistema, característica esta que não foi apresentada pelo PI tradicional que gerou oscilações de potência ativa e reativa não controladas de -2700 a 1500 W, e pico de 150 Var, respectivamente. O PI-AW garantiu estabilidade a malha de potência reativa e apresentou um pico de -1600 W em potência ativa. Finalmente, em 2 s o gerador é acelerado, assim um menor esforço de controle dos controladores é demandado, conforme redução dos valores de  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  apresentados na Figura 13.

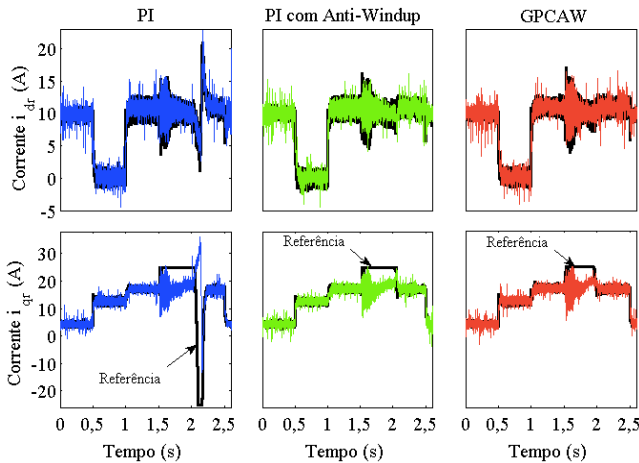


Fig. 12. Correntes de referência  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ .

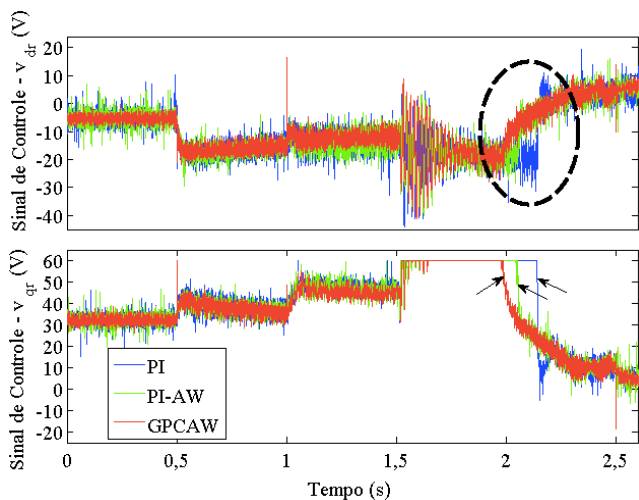


Fig. 13. Sinais de controle  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ .

Conforme já mencionado, o tempo de permanência na região de saturação tende a desestabilizar o sistema quando

ocorrer o retorno às condições normais de trabalho. Portanto, o controlador que propiciar uma saída mais rápida desta não linearidade, deixará o sistema mais estável. De acordo com a Figura 13, o sinal de controle  $v_{qr}$  do GPCAW apresenta menor tempo de permanência em saturação, apenas 0,47 s ao invés dos 0,54 s e 0,64 s do PI-AW e PI tradicional, respectivamente. Além disso, a saturação de  $v_{qr}$  influencia na dinâmica de  $v_{dr}$ , conforme mostra a região tracejada na Figura 13. Finalmente, a Figura 12 mostra que o GPCAW e PI-AW não permitem a inversão do sentido da corrente  $i_{qr}$ , a qual representaria motorização do aerogerador.

A dinâmica das correntes no rotor e estator são apresentadas na Figura 14. Analisando a corrente do rotor é possível observar uma redução da frequência de 20 Hz para apenas 2 Hz, devido ao aumento de velocidade da máquina a partir de 2 s e uma menor oscilação de corrente para o GPCAW. Além disso, na região delimitada pelo retângulo tracejado na corrente do estator, é possível observar que o GPCAW não apresenta qualquer pico de corrente, situação que não acontece com o PI tradicional e PI-AW com picos de 12 A e 6 A, respectivamente. Esta estabilidade é observada nas potências geradas, conforme Figura 11.

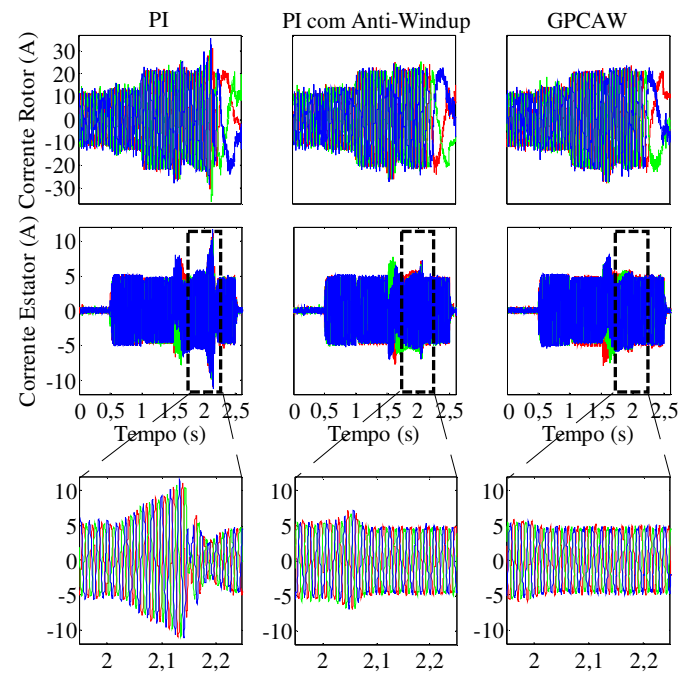


Fig. 14. Correntes no rotor e estator.

## V. CONCLUSÕES

O controlador preditivo contínuo com *anti-windup* (GPCAW) foi aplicado na malha de corrente elétrica do rotor de um gerador eólico do tipo DFIG. Para o ensaio de degrau de corrente, este controlador reduziu o período de permanência na região de saturação do sinal de controle quando comparado ao GPCBC e a um PI tradicional. O filtro  $C(q^{-1})$ , presente na estrutura dos controladores preditivos, é eficaz na redução das oscilações no conjugado eletromagnético e nas potências instantâneas produzidas pelo sistema. Os ensaios com mudança da referência de potência e variação de velocidade utilizando o GPCAW, PI tradicional e



um PI com *anti-windup* apresentaram a mesma dinâmica na malha de potência e corrente. No entanto, o GPCAW mostrou-se mais eficiente durante um afundamento de tensão mantendo o sistema estável e evitando oscilações de potência. Neste contexto, conclui-se que o GPCAW pode ser utilizado com eficácia em sistemas de geração eólico baseado em DFIG.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao IFCE - Campus Maracanaú e aos órgãos de fomento à pesquisa CNPq através do Projeto Universal nº 442754/2014-0, FUNCAP e CAPES.

#### REFERÊNCIAS

- [1] *Global Wind Statistics – Annual Market Update*. Global Wind Energy Council – GWEC. 2015. [Online]. Disponível em: [http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-PRstats-2015\\_LR.pdf](http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-PRstats-2015_LR.pdf).
- [2] *Infraestrutura: Sistema Interligado Nacional atende 98% do mercado brasileiro*. Portal Brasil. 2014. [Online]. Disponível em: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2011/12/sistema-interligado-nacional>.
- [3] K. Gomes, “Para evitar crise, Brasil precisa diversificar matriz energética”. *Reportagem. Deutsche Welle - DW*. 2014. [Online]. Disponível em: <http://www.dw.com/pt-br/para-evitar-crise-brasil-precisa-diversificar-matriz-energ%C3%A9tica/a-17410458>.
- [4] H. L. Nakra, B. Dube, “Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines,” *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 4, nº4, pp. 733-737, Dezembro 1988.
- [5] R. Maharjan, S. Kamalasadán, “A novel online adaptive sensorless identification and control of doubly fed induction generator,” in *IEEE PES General Meeting*, pp. 1-5, 2014.
- [6] A. Boualouch, A. Frigui, T. Nasser, A. Essadki, A. Boukhriss, “Control of a doubly fed induction generator for Wind energy conversion systems by RST controller,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, nº8, pp. 94-99, Agosto 2014.
- [7] S. J. Qin, T. A. Badgwell, “A survey of industrial model predictive control technology,” *Control Engineering Practice*, vol. 11, nº7, pp. 733-764, Julho 2014.
- [8] T. Senjyu, R. Sakamoto, N. Urasaki, T. Funabashi, H. Fujita, H. Sekine, “Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, nº2, pp. 467-475, Junho 2006.
- [9] A. Kaneko, N. Hara, K. Konishi, “Model Predictive Control of DFIG-Based Wind Turbines,” in *American Control Conference*, pp. 2264-2269, 2012.
- [10] M. Soliman, O. P. Malik, D. T. Westwick, “Multiple model predictive control for wind turbines with doubly fed induction generators,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, nº3, pp. 215-225, Julho 2011.
- [11] L. Xu, D. Zhi, B. W. Williams, “Predictive current control of doubly fed induction generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, nº10, pp. 4143-4153, Outubro, 2009.
- [12] X. B. Kong, L. Wang, X. J. Liu, “Predictive Control for DFIG-Based Wind Power Generation,” in *Control and Decision Conference (CCDC)*, pp. 240-245, 2012.
- [13] N. Yu, H. Nian, Y. Quan, “A Novel DC grid connected DFIG System with Active Power Filter Based on Predictive Current Control,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2011.
- [14] M. F. Araya, C. Silva, P. Cortes, “Predictive current control of a doubly fed inductor generator (DFIG) for fast power reference tracking,” in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. DS2a.5-1 - DS2a.5-6, 2012.
- [15] K. F. Silva, *Controle e Integração de Centrais Eólicas à rede elétrica com geradores de indução duplamente alimentados*. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo – USP, 2006.
- [16] V. P. Pinto, J. C. T. Campos, L. L. N. dos Reis, C. B. Jacobina, N. Rocha, “Robustness and Performance Analysis for the Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfer Recovery with Integral Action Controller Applied to Doubly Fed Induction Generators in Wind Energy Conversion Systems,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 40, nº2, pp. 131-146. Dezembro 2011.
- [17] R. J. Lee, P. Pillay, R. G. Harley, “D, Q Reference Frames for the Simulation of Induction Motors,” *Electric Power Systems Research*, vol. 8, nº1, pp. 15-26. Outubro 1984.
- [18] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Wiley-IEEE PRESS, 2a Edição, 2002.
- [19] C. M. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink*, Prentice Hall, 1998.
- [20] D. W. Clarke, C. Mothadi, P. S. Tuffs, “Generalized predictive control—Part I. The basic algorithm,” *Automatica*, vol. 23, nº 2, pp. 137-148, Março 1987.
- [21] D. W. Clarke, C. Mothadi, P. S. Tuffs, “Generalized predictive control—Part II. Extensions and interpretations,” *Automatica*, vol. 23, nº 2, pp. 149-160, Março 1987.
- [22] R. M. C. De Keyser, “Model Based Predictive Control,” *UNESCO Encyclopedia of Life Support Systems (EoLSS)*, vol. 83, article 6.43.16.1, pp. 30, 2003.
- [23] B. C. Torrico, R. N. Almeida, L. L. N. dos Reis, W. Silva, R. S. T. Pontes, “Robust Control Based on Generalized Predictive Control Applied to Switched Reluctance Motor Current Loop,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 136, nº3, pp. 1-7, Fevereiro 2014.
- [24] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer Verlag, 2a Edição, 2004.
- [25] M. N. Nashed, M. N. Eskander, “Comparing the Quality of Power Generated from DFIG with Different Types of Rotor Converters,” *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 4, nº1, pp. 21-29, Janeiro 2012.

[26] K. J. Åström, T. Hägglund, *Advanced PID Control*, ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2005.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Samuel Vieira Dias**, é técnico em Mecânica Industrial (2001), tecnólogo em Mecatrônica Industrial (2004) e especialista em Educação (2007) pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará. Possui graduação em Matemática pela Universidade Estadual do Ceará (2005) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2011). Áreas de interesse destacam-se: Controle Aplicado, Eletrônica de potência com ênfase em conversores CA-CC-CA bidirecionais; energias renováveis.

**Tobias Rafael Fernandes Neto**, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade de Fortaleza (2004), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2007) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Technische Universität Darmstadt (2012). Suas principais áreas de interesse são as máquinas elétricas e eletrônica de potência.

**Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis**, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (1979), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (1984) e doutorado na Universidade Federal de Santa Catarina (2008). Suas principais áreas de pesquisa são acionamento de máquinas elétricas, controle adaptativo e preditivo, técnicas de controle avançadas e controle não-linear.

**Bismark Claude Torrico**, possui graduação em Ingeniería Eléctrica - Universidad Mayor de San Simón (2000), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2003) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2007). Suas principais áreas são controle preditivo robusto aplicado a setores da biomédica, robótica móvel e diferentes processos da indústria.

**José Carlos Teles Campos**, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (1979), mestrado em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (1991) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (2004). Suas principais áreas são filtragem, estimação de estados, sistemas singulares, sistemas descritores, sistemas no tempo discreto, filtro de Kalman. É membro da CSS (Control System Society - IEEE) e da SBA (Sociedade Brasileira de Automática).