

APLICAÇÃO DE CONTROLE DE POTÊNCIAS PARA A GERAÇÃO EÓLICA E FILTRAGEM DE CORRENTE HARMÔNICA COM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Adson B. Moreira^{1,2}, Tércio A. S. Barros², Vanessa S. C. Teixeira^{1,2}, Ernesto Ruppert Filho²

¹Universidade Federal do Ceará – Campus Sobral, Sobral – CE, Brasil,

²Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Universidade Estadual de Campinas, Campinas – SP, Brasil
e-mail: adsonbmoreira@gmail.com, ruppert@fee.unicamp.br

Resumo – Neste trabalho descreve-se uma nova proposta de um sistema de geração eólica que controla as potências ativa e reativa e realiza a função de filtragem ativa das componentes harmônicas de correntes da rede elétrica. A compensação harmônica é realizada por um algoritmo aplicado ao conversor do lado da rede elétrica na presença de uma carga trifásica não linear no ponto de acoplamento comum. Esta técnica quando empregada de modo correto melhora a qualidade de energia. O conversor do lado da máquina controla as potências ativa e reativa que são entregues à rede através do controle vetorial por orientação de fluxo do estator. Uma metodologia de projeto dos controladores utilizados nessas técnicas propostas é apresentada. Resultados de simulações e experimentais confirmaram a eficácia e desempenho do sistema proposto.

Palavras-Chave – Conversor Back-to-back, Filtragem Harmônica, Filtro Ativo de Potência, Geração de Energia, Gerador de Indução Duplamente Alimentado.

APPLICATION OF THE POWER CONTROL FOR WIND POWER GENERATION AND CURRENT HARMONIC FILTER WITH DFIG

Abstract – This paper describes a new proposed wind power system which controls the active and reactive generated power as well as performs filtering of the grid currents harmonic components. The harmonic compensation is achieved by an algorithm applied for grid side converter in the presence of a non-linear three-phase load in the point of common coupling. This technique when correctly used improves the power quality. The machine side converter controls the active and reactive power that is delivered to the grid by vector control with the stator field orientation. A design methodology of the controllers used in these techniques is presented. Simulation and experimental results confirmed the effectiveness of the proposed system.

Keywords – Active Power Filter, Back-to-back Converter, Doubly Fed Induction Generator, Harmonic Filter, Power Generation.

I. INTRODUÇÃO

A qualidade de energia é um importante aspecto nas aplicações de sistemas de energia elétrica que usam conversores eletrônicos de potência conectados à rede elétrica. O aumento da utilização de aparelhos eletrônicos, tais como os acionamentos de velocidade variável e fontes de computadores resultam na injeção de harmônicas de corrente elétrica na rede elétrica. Essa poluição harmônica causa vários problemas tais como: distorce as formas de ondas de tensão e de corrente na rede elétrica, diminui o fator de potência, aumenta as perdas por aquecimento, causa flutuações de potência reativa, cintilações de tensão (flicker) e elevações repentinas de tensão (swell).

O filtro ativo de potência (FAP) é uma solução difundida na redução de harmônicas de corrente elétrica, pois detecta a corrente elétrica harmônica da carga não linear e injeta uma compensação de corrente elétrica para mitigar as componentes harmônicas que passam para a rede elétrica [1].

Aplicações de FAP vêm sendo realizadas por meio de modificações no controle do conversor do GIDA (Gerador de indução duplamente alimentado), o que pode melhorar a qualidade da energia elétrica fornecida e mitigar as componentes de correntes elétricas harmônicas [1-7]. Em [2] propõe-se uma estratégia de controle, através do conversor do lado da máquina (CLM), que controla a energia gerada, a compensação reativa e realiza filtragem ativa das correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordens. Enquanto [3] apresenta uma proposta semelhante a [2], porém o sistema administra a prioridade entre o rastreamento de máxima potência e a melhoria da qualidade de energia. Os artigos [1,4,5,6] utilizam a estratégia de controle das potências ativa e reativa e realizam a mitigação das correntes harmônicas pelo controle do CLM, através de controlador de modos deslizantes. Nos estudos [1,6], as correntes de referência para a compensação de correntes harmônicas são determinadas a partir da corrente de carga, calculadas pela teoria de potência instantânea PQ (potências ativa e reativa) [8]. Em [4] propõe-se um sistema de geração eólica que também realiza a mitigação de correntes harmônicas da rede elétrica, utilizando controladores de corrente por modulação por histerese com frequência de chaveamento constante obtendo maiores TDH que em [5], que utilizou o controlador de corrente por histerese com frequência de chaveamento variável. Os autores, em [7], apresentam o GIDA com função de FAP e controle de potências, através do

Artigo submetido em 04/07/2016. Primeira revisão em 06/10/2016. Aceito para publicação em 16/11/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

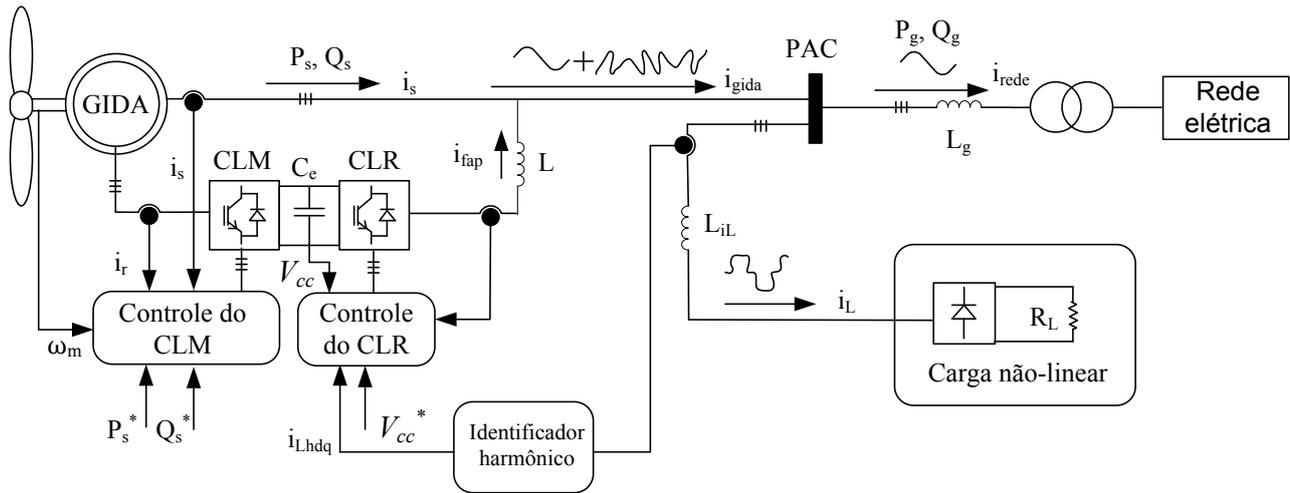


Fig. 1. Diagrama de operação do GIDA/FAP proposto.

controle vetorial sem sensor de velocidade, realizando o rastreamento da máxima potência e a mitigação das correntes harmônicas da rede elétrica.

As pesquisas com mitigação harmônica da corrente da rede elétrica a partir do CLM utilizam a injeção harmônica no GIDA, contudo a máquina elétrica não foi projetada para essa finalidade, podendo acarretar no aumento das perdas, operação inadequada e redução da vida útil da máquina. Recentemente, alguns estudos apresentam sistemas de geração eólica com GIDA realizando a compensação de correntes harmônicas baseada em modificações no controle do conversor do lado da rede (CLR) [9-11]. Em [9], as correntes de referência para a compensação de corrente harmônica são determinadas a partir da corrente de carga e calculadas pela teoria de potência instantânea PQ [8]. Em [10,11] as referências de corrente harmônica são extraídas da comparação da fundamental da corrente de carga com a corrente total da carga, baseada na teoria de coordenadas de referência síncrona [12].

Na literatura consultada, a maioria dos trabalhos possui resultados de simulação, enquanto poucos apresentam resultados experimentais [7,11]. Os autores em [7] implementam as funções do sistema GIDA/FAP utilizando uma plataforma experimental desenvolvida com microcontrolador que possui a função de filtragem a partir do CLM. No entanto, os autores não determinam a TDH da corrente da rede elétrica antes e depois da filtragem ativa, o que dificulta a análise da estratégia do sistema GIDA/FAP. Em [11], a operação do sistema GIDA/FAP é implementado no sistema dSPACE (DS1103) comercializado no mercado e que possui custo elevado. Os autores apresentam os resultados de simulação e experimentais de TDH com e sem filtragem ativa no CLR, utilizando uma técnica de controle que utiliza controladores de corrente por histerese.

Neste trabalho propõe-se uma nova estratégia de controle para o sistema de geração eólica com GIDA, Figura 1, que melhora a qualidade da energia através do uso do conversor conectado à rede elétrica (CLR) que realiza a função de filtragem ativa no ponto de acoplamento comum (PAC) da rede elétrica na presença de uma carga não linear. O controle das potências ativa e reativa é baseado no controle da

orientação do campo do estator do gerador. O controle de potências com função de FAP são executados simultaneamente. Também, é apresentada uma metodologia de projeto dos controladores empregados nestas técnicas.

II. CONTROLE DE POTÊNCIAS DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Neste trabalho controla-se o GIDA utilizando a referência de rotação síncrona com o fluxo do estator orientado ao longo do eixo d. Deste modo, a potência ativa e a reativa do estator são desacopladas. O modelo matemático do GIDA em coordenadas d-q é descrito a partir de [13],

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \quad (1)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} \quad (2)$$

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (3)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (4)$$

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \quad (5)$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (6)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (7)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (8)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (9)$$

$$T_e = 3 \frac{p}{2} L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (10)$$

onde v_{sd} , v_{sq} e v_{rd} , v_{rq} são as tensões do estator e rotor em coordenadas d-q; r_s , r_r são as resistências elétricas do estator e do rotor por fase; i_{sd} , i_{sq} e i_{rd} , i_{rq} são as correntes do estator e rotor em coordenadas d-q; ψ_{sd} , ψ_{sq} , e ψ_{rd} , ψ_{rq} são os fluxos do estator e rotor em coordenadas d-q; L_s , L_r e L_m são as indutâncias do estator, rotor e magnetização por fase; ω_e , ω_r e ω_{sl} são as velocidades angular síncrona, do rotor e de escorregamento, respectivamente; T_e é o torque eletromagnético e p é o número de pares de polos.

A velocidade do gerador é dada por:

$$\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r. \quad (11)$$

A dinâmica do sistema mecânico é expressa por:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_e - B\omega_m \quad (12)$$

onde J é o momento de inércia e B é o coeficiente de atrito viscoso do sistema e T_m é o torque de carga.

O diagrama vetorial em coordenadas síncronas dq é mostrada na Figura 2. Devido à baixa resistência do estator pode se considerar a tensão no estator (v_s) adiantada de 90° do fluxo magnético do estator (ψ_s) em regime permanente e a tensão da componente de eixo direto torna se zero ($v_{sd} = 0$) [14].

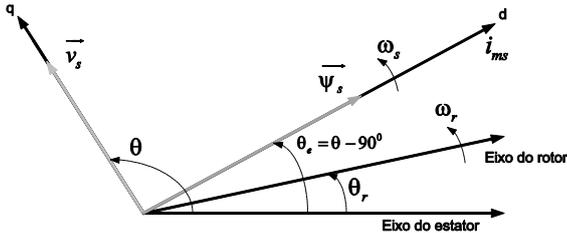


Fig. 2. Diagrama vetorial utilizado no controle da máquina.

Assume-se que os fluxos magnéticos no estator no eixo d e q são constantes e determinados, respectivamente, por:

$$\psi_{sd} = |\psi_s| = L_m i_{ms} \quad (13)$$

$$\psi_{sq} = 0. \quad (14)$$

A partir de (6)-(9), (13) e (14), as componentes da corrente elétrica de eixo direto e quadratura do estator podem ser obtidas, respectivamente, por meio de:

$$i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (15)$$

$$i_{sd} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (16)$$

A potência ativa do estator é definida por (17):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (17)$$

Substituindo (15) em (17) e considerando $v_{sd} = 0$, a potência ativa pode ser reescrita como:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_s i_{rq} \quad (18)$$

A potência reativa do estator é dada por (19):

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \quad (19)$$

De modo análogo ao cálculo da potência ativa, substituindo (16) em (19), assim a potência reativa do estator pode ser reescrita como:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_s \left(\frac{v_s}{\omega_e L_m} - i_{rd} \right) \quad (20)$$

A partir de (18) e (20), observa-se que as potências ativa e reativa podem ser controladas pelas componentes em quadratura da corrente do rotor, considerando a tensão elétrica constante. Na Figura 3, apresenta-se o diagrama de controle

para o conversor do lado da máquina (CLM) [15]. O diagrama de controle é obtido a partir de (1) a (20). O conversor controla as potências ativa e reativa do estator do GIDA, em que $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ e i_{ms} é a corrente de magnetização. O bloco PLL (Phase Locked Loop) é responsável pelo sincronismo entre as tensões da rede elétrica e as produzidas pelo inversor, gerando um ângulo, θ em fase com a tensão da rede. No esquema de controle, Figura 3, θ_{sl} é o ângulo de escorregamento calculado como,

$$\theta_{sl} = \theta_e - \theta_r, \quad (21)$$

em que θ_r é o ângulo elétrico do rotor.

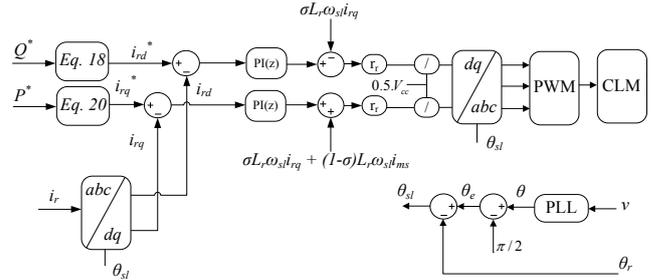


Fig. 3. Esquema de controle do conversor do lado da máquina.

O diagrama de bloco do CLR (Figura 4) utiliza malhas de controle de corrente para i_d e i_q , e i_d^* como referência a partir do controle de tensão do barramento CC. Para $i_q^* = 0$, o conversor opera com fator de potência unitário.

O gerador de referência de sinal (Figura 4) produz as referências de corrente (i_d^* , i_q^*), a partir de (22) e (23):

$$P_{ref} = \frac{3}{2} [v_d i_d^* + v_q i_q^*] \quad (22)$$

$$Q_{ref} = \frac{3}{2} [-v_d i_q^* + v_q i_d^*] \quad (23)$$

Considerando que $v_q = 0$, (22) e (23) podem ser simplificadas como (24) e (25):

$$i_d^* = \frac{2}{3v_d} P_{ref} \quad (24)$$

$$i_q^* = -\frac{2}{3v_d} Q_{ref} \quad (25)$$

O bloco gerador de sinal de referência apresenta como saídas as correntes i_d^* e i_q^* calculadas com base nos valores de potências ativa e reativa desejadas, que são, P_{ref} e Q_{ref} , como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 4.

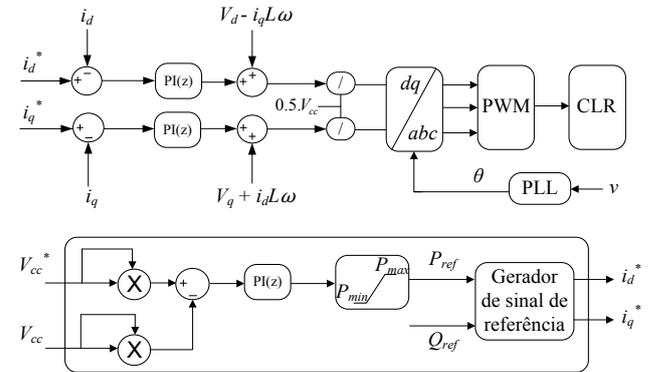


Fig. 4. Esquema de controle do conversor do lado da rede elétrica.

III. FILTRO ATIVO NO CLR

A presença de uma carga não linear no PAC pode distorcer a corrente da rede elétrica, logo a utilização de filtro ativo tem o objetivo de diminuir a distorção da corrente que flui pela rede elétrica.

A estrutura de controle do conversor do lado da rede é modificada com a inclusão de i_{Lhd} na malha i_d e i_{Lhq} na malha i_q , Figura 5. A modificação mantém a tensão no barramento CC constante e permite mitigar harmônicas de corrente na rede elétrica, operando como filtro ativo, como mostrado no algoritmo de controle da Figura 5.

As novas correntes de referências para a compensação harmônica, i_d^r e i_q^r , são expressas como:

$$i_d^r = i_d^* + i_{Lhd} \quad (26)$$

$$i_q^r = i_q^* + i_{Lhq} \quad (27)$$

em que: i_{Lhd} e i_{Lhq} , são as componentes harmônicas da corrente da carga não linear, i_d , i_q , são as correntes do conversor do lado da rede, em coordenadas d-q.

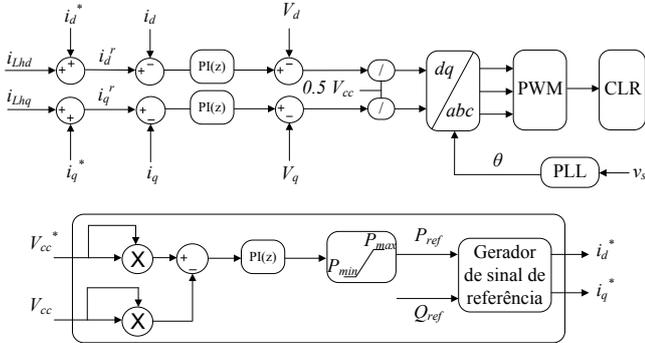


Fig. 5. Esquema de controle do filtro ativo proposto.

A filtragem da corrente no PAC é realizada a partir da medição das correntes da carga não linear trifásica e da extração das componentes desejadas. As componentes medidas são transformadas para coordenadas dq (i_{Ld} , i_{Lq}) por (28).

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Em que: i_{Ld} e i_{Lq} , são as correntes da carga não linear em coordenadas d-q.

As correntes da carga não linear trifásica (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) são processadas por filtros passa baixas para extrair a componente fundamental (Figura 6). O filtro passa baixas adotado possui uma frequência de corte de 12 Hz.

A componente fundamental da corrente é extraída da corrente total da carga, logo as componentes harmônicas de corrente são isoladas a partir de (29) e (30).

$$i_{Lhd} = i_{Ld} - i_{Lfd} \quad (29)$$

$$i_{Lhq} = i_{Lq} - i_{Lfq} \quad (30)$$

Em que: i_{Lfd} e i_{Lfq} , são as componentes fundamentais da carga não linear; i_{Lhd} e i_{Lhd} , são outras componentes harmônicas da corrente da carga não linear, em coordenadas d-q.

As componentes harmônicas identificadas pelo esquema da Figura 6 são somadas as referências de correntes produzidas pelo gerador de sinal na Figura 5.

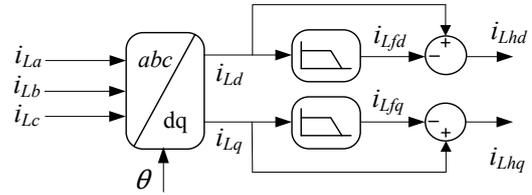


Fig. 6. Identificador harmônico de corrente proposto.

IV. CONTROLE DE CORRENTE E TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CLR

A dinâmica do conversor fonte de tensão trifásico conectado à rede com filtro L (Figura 7) é representado pelos blocos: controlador $PI(s)$, $G(s)$ representa a dinâmica do PWM do conversor CA/CC, $G_p(s)$, é a função de transferência das malhas de controle de corrente da planta do conversor fonte de tensão trifásico com filtro L [13], $G_{p2}(s)$ é $G(s)$ em cascata com $G_p(s)$.

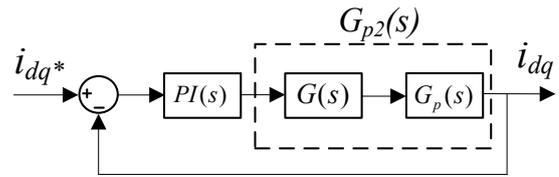


Fig. 7. Diagrama de blocos simplificado do controlador de corrente do CLR com filtro L em coordenadas dq.

A função de transferência $G_p(s)$ é dada por (31):

$$G_p(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (31)$$

Sendo: L , é o filtro do conversor CC/CA com a rede elétrica, R , é a resistência do filtro.

O projeto dos controladores do CLM e CLR é baseado no método de resposta em frequência, em que a dinâmica do PWM do conversor é representada por meio de um atraso representado pela função $G(s)$ (32) [16]:

$$G(s) = \frac{1 - s \frac{T_s}{4}}{1 + s \frac{T_s}{4}} \quad (32)$$

A metodologia de projeto de controladores PI utilizados é descrita de (33) a (39).

A função de transferência do PI é dada por (33):

$$PI(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (33)$$

Para $s = j\omega$, tem-se:

$$PI(j\omega) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega} \right) \quad (34)$$

$$\angle PI(j\omega) = -\arctan\left\{\frac{1}{T_i \cdot \omega}\right\} \quad (35)$$

A margem de fase desejada para o sistema controlado é calculada por (36) [17]:

$$MF_d = \pi + \angle G_{p2}(j\omega_c) + \angle PI(j\omega_c), \quad (36)$$

em que ω_c é a frequência de cruzamento.

Substituindo (35) em (36) e isolando T_i , obtém-se uma condição de projeto (37):

$$T_i = \frac{1}{\omega_c \cdot \tan(\pi + \angle G_{p2}(j\omega_c) - MF_d)} \quad (37)$$

Como a magnitude da função de transferência de malha aberta do sistema controlado é a unidade na frequência de cruzamento, tem-se (38):

$$|PI(j\omega)| \cdot |G_{p2}(j\omega)| = 1 \quad (38)$$

Substituindo (34) em (38) e isolando k_p , obtém-se a segunda condição de projeto do controlador (39):

$$k_p = \frac{1}{|G_{p2}(j\omega_c)| \cdot |1 - j/\omega_c T_i|} \quad (39)$$

Os valores de $k_p = 95,56$ e $T_i = 0,0126$ do controlador de corrente do CLR foram obtidos para a condição de margem de ganho (MG) > 6 dB e margem de fase (MF) de 60°, de acordo com [17], para a frequência de cruzamento de 16.000 rad/s, Figura 8.

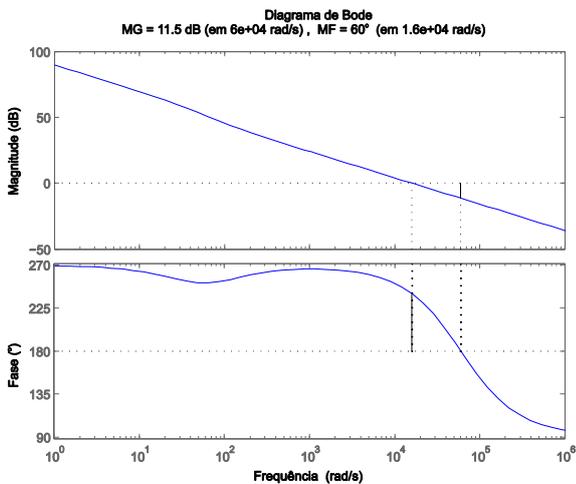


Fig. 8. Resposta em frequência de malha aberta do controlador das correntes i_d e i_q do CLR.

A dinâmica do controlador de tensão do barramento CC do conversor, na Figura 9, é representado por: controlador PI, $G_i(s)$, a malha fechada do controle de corrente do CLR e $G_v(s)$ representa a dinâmica de tensão do barramento CC, $G_{v2}(s)$ é $G_i(s)$ em cascata com $G_v(s)$.

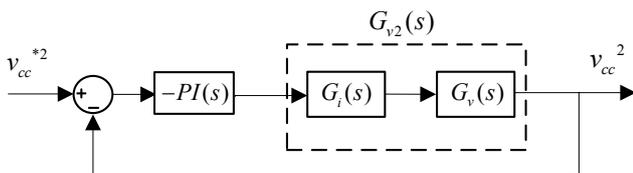


Fig. 9. Diagrama de blocos simplificado do controlador de tensão do barramento CC.

A função de transferência $G_v(s)$ é dada por (40) [13]:

$$G_v(s) = -\frac{2}{C} \left(\tau s + \frac{1}{s} \right) \quad (40)$$

Sendo: C , é a capacitância equivalente do conversor CA-CC.

$$\tau = -\frac{2LP_{exto}}{3V_{sd}^2} \quad (41)$$

Sendo: P_{exto} , é a potência ativa.

A malha de controle de tensão é mais lenta do que a malha de controle de corrente. Os valores de $k_p = 0,0646$ e $T_i = 0,0106$ do controlador de tensão do barramento CC foram obtidos para a condição de MG > 6dB, MF de 60° e frequência de cruzamento de 150 rad/s, Figura 10.

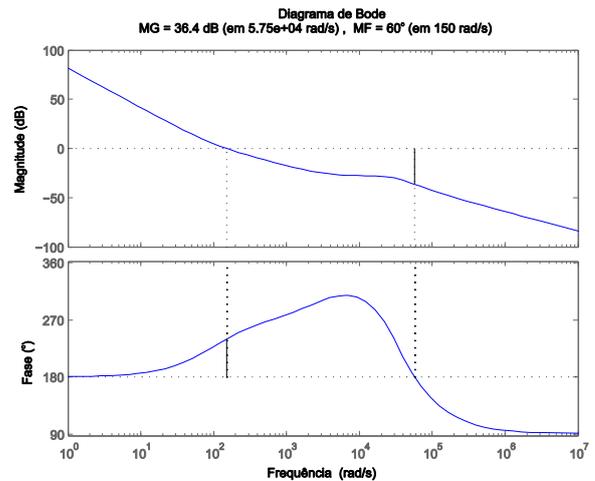


Fig. 10. Resposta em frequência de malha aberta do controlador de tensão do barramento CC do CLR.

V. CONTROLE DE CORRENTE DO CLM

A dinâmica da corrente do conversor fonte de tensão conectado ao GIDA, na Figura 11, é representado por: o controlador PI, $G(s)$ representa a dinâmica do PWM do conversor CC/CA e $G_m(s)$, é a função de transferência das malhas de controle das correntes da planta do GIDA.

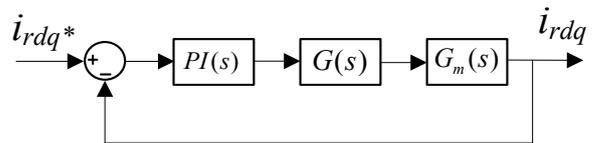


Fig. 11. Diagrama de blocos do controlador de corrente do CLM em coordenadas dq.

A função de transferência $G_m(s)$ corresponde a (42) [13].

$$G_m(s) = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (42)$$

Como o controlador escolhido para o controle do CLM é o PI, foram utilizados os mesmos critérios de projeto do controlador da tensão do barramento CC. Os valores de $k_p = 6,9$ e $T_i = 0,0028$ do controlador de corrente do CLM foram obtidos para os critérios de MG > 6 dB, MF de 60° e frequência de cruzamento de 500 rad/s, Figura 12.

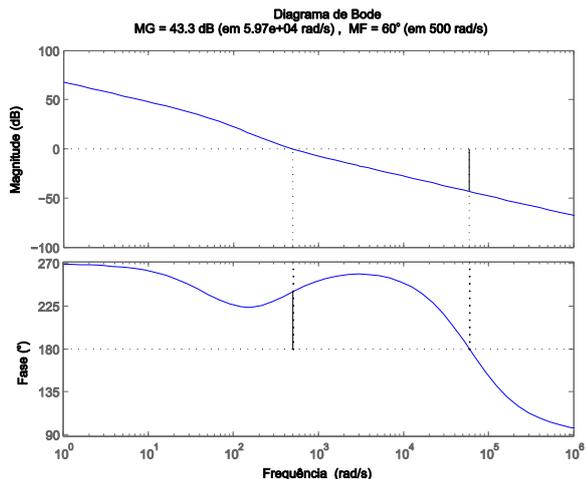


Fig. 12. Resposta em frequência de malha aberta do controlador de correntes do rotor i_{rd} e i_{rq} .

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema mostrado na Figura 1 foi modelado e simulado no software Matlab/Simulink® a fim de analisar a estratégia de controle proposta do GIDA/FAP. Os parâmetros empregados na simulação estão disponibilizados no APÊNDICE. A frequência de chaveamento dos conversores é 15 kHz e a frequência de amostragem do sistema de controle discretizado é 30 kHz. Foram estudados dois casos de operação. No caso 1, o gerador entrega potência ativa para uma carga não linear composta por um retificador trifásico ponte completa a diodos com filtro L na entrada alimentando carga resistiva. No caso 2, o gerador entrega potência ativa e realiza filtragem ativa das correntes da rede elétrica na presença da carga não linear.

A. Caso 1

No primeiro caso, o gerador de indução com rotor bobinado trabalha no modo gerador, fornecendo potência ativa a rede elétrica. As componentes i_{dr} e i_{qr} seguem as referências reguladas em i_{dr}^* e i_{qr}^* , Figura 13, controlando as potências P_s e Q_s , Figura 14. A tensão do barramento CC (V_{cc}) é regulada em 400V. As potências geradas permanecem estáveis sem apresentar sobre sinal.

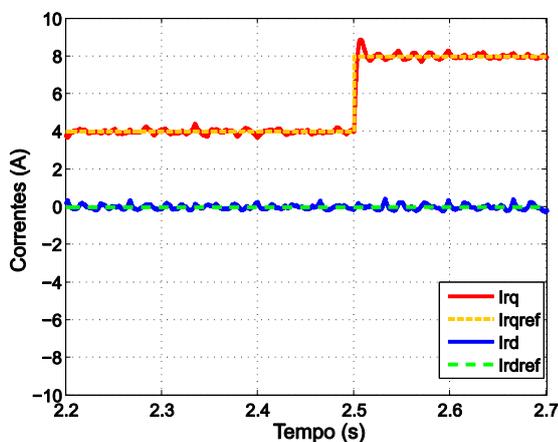


Fig. 13. Resposta da malha de controle para o controlador de corrente do rotor i_{rd} e i_{rq} .

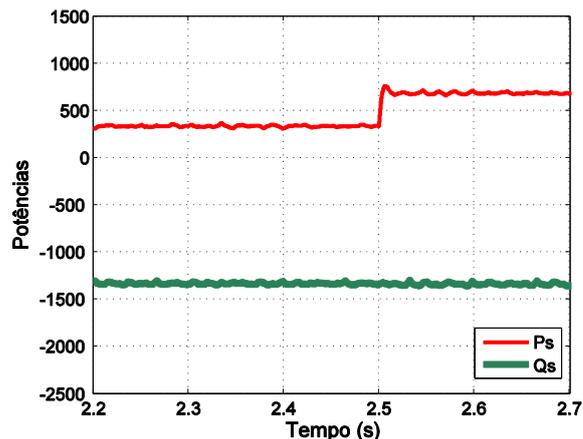


Fig. 14. Resposta das potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) entregues à rede elétrica.

As formas de onda de correntes do gerador, da carga e da rede elétrica são obtidas (Figura 15) para a situação do gerador operando sem filtragem ativa, alimentando parcialmente uma carga não linear para a velocidade do rotor de 177,93 rad/s.

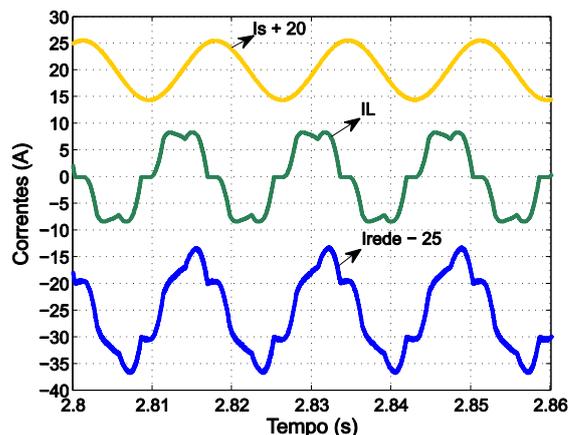


Fig. 15. Formas de ondas das correntes da rede elétrica, da carga e do GIDA operando no modo gerador.

A corrente da carga não linear e seu espectro harmônico são mostrados na Figura 16. A forma de onda da corrente de carga é distorcida e possui uma taxa de distorção harmônica (TDH) igual a 19,45%. Neste modo, a corrente da rede elétrica também é distorcida e apresenta TDH de 16,55% em 177,93 rad/s (Figura 17). Estes valores de TDH estão acima dos valores requeridos pelas normas internacionais que tratam sobre a conexão de geradores à rede de baixa tensão [18].

Esta distorção de corrente na rede pode causar uma distorção na tensão para outros consumidores conectados ao PAC. O espectro da corrente da rede elétrica mostra que entre as principais harmônicas que colaboram para esta distorção estão as harmônicas de ordem ímpar (5^a e 7^a).

B. Caso 2

No segundo caso estudado, o gerador tem as potências controladas e atua com a função de filtragem ativa. O sistema de geração fornece energia a rede elétrica. Os resultados referentes ao controle de potência apresentam comportamento semelhante as Figuras 13 e 14, pois o algoritmo de controle do CLM é o mesmo utilizado nos dois casos.

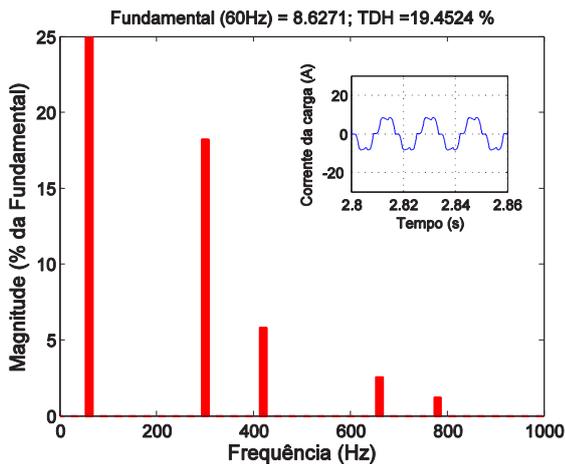


Fig. 16. Espectro harmônico da corrente de carga.

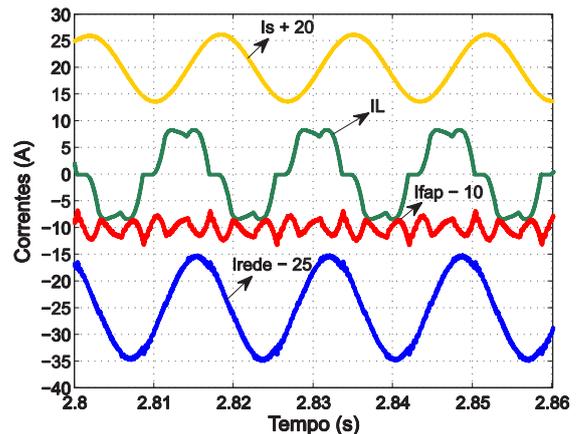


Fig. 18. Formas de ondas das correntes do GIDA, da carga, do filtro ativo e da rede elétrica, operando no modo FAP.

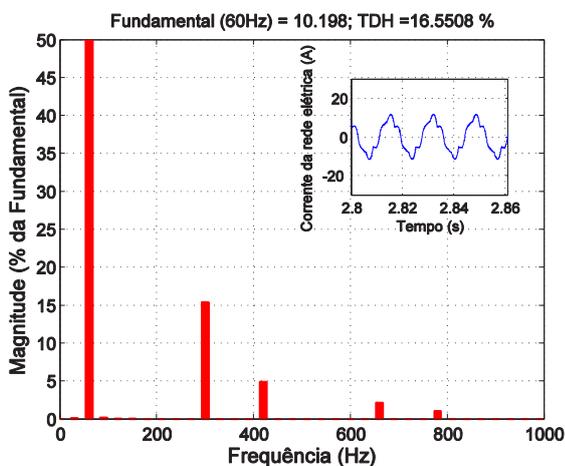


Fig. 17. Espectro da corrente da rede elétrica sem compensação harmônica para velocidade 177,93 rad/s.

A Figura 18 mostra as formas de ondas das correntes de carga, da rede elétrica e do gerador que são obtidas para a situação do gerador operando com a função de filtragem ativa, alimentando uma carga não linear, para a velocidade do rotor de 177,93 rad/s.

A forma de onda da corrente da rede elétrica tem comportamento senoidal, diferente da situação apresentada (Figura 15), devido à compensação harmônica de corrente produzida pelo gerador no modo filtro ativo.

O valor da TDH obtido é adequado pelas principais normas que regem a conexão de geradores à rede elétrica de baixa tensão. Os espectros da corrente da rede antes (caso 1) e depois da filtragem ativa (caso 2) mostram a redução de TDH_i da rede de 16,55% para 3,44% em 177,93 rad/s.

Comparando os espectros harmônicos de corrente da rede no caso 1 com o caso 2, verifica-se que as componentes harmônicas ímpares são atenuadas (Figuras 17 e 19).

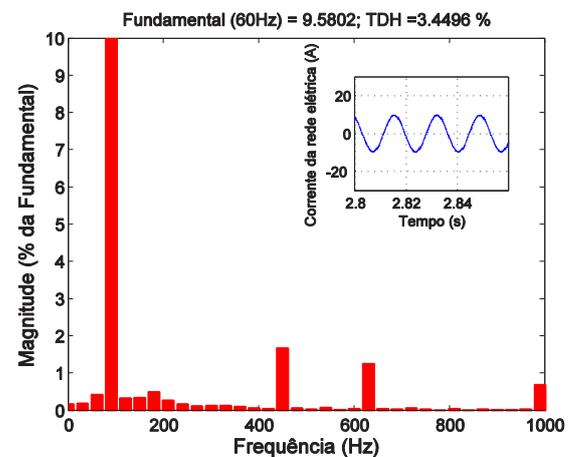


Fig. 19. Espectro da corrente na rede elétrica com filtragem harmônica para velocidade 177,93 rad/s.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Uma bancada experimental do sistema de geração de energia eólica foi montada (Figura 20), sendo composta por: motor de indução de rotor em gaiola (MIT) controlado por inversor de frequência (simulando uma turbina eólica) e um gerador de indução duplamente alimentado (GIDA). Desenvolveu-se um quadro elétrico com os conversores eletrônicos de potência tipo fonte de tensão ligados em antiparalelo (back-to-back), filtros indutivos, dispositivos de proteção, contadores, placa de controle central e placas de condicionamento de sinais. A placa de controle central possui um processador digital de sinais (TMS320f28335), os circuitos de condicionamento de sinais e proteção, os circuitos de isolamento entre os conversores de potência e os circuitos de controle. A placa central apresenta os circuitos de comunicação entre o DSP e os periféricos do sistema: encoder incremental, conversor digital analógico (DAC) que permite obter dados no osciloscópio e interface RS232 para comunicação com um computador.



Fig. 20. Bancada experimental para verificação das estratégias de controle de potências e filtragem de harmônicas da corrente da rede elétrica.

As rotinas em linguagem C foram desenvolvidas para a medição de grandezas (velocidade, correntes e tensões elétricas), proteção, acionamento de relés, geração de pulsos PWM. Os algoritmos de controle do CLR e CLM, mostrados nas seções II e III foram implementados com uma frequência de chaveamento de 15kHz e frequência de amostragem de 30kHz.

A. Caso 1

Neste caso, o gerador de indução com rotor bobinado opera no modo gerador e observa-se o resultado do controle implementado experimentalmente. A tensão do barramento CC, V_{cc} , foi controlada em 400 V. Na Figura 21, verifica-se a resposta das correntes do rotor do GIDA seguindo as referências de correntes e controlando as potências ativa e reativa (Figura 22). O valor da referência da corrente i_{rq} é modificado de 4A para 8A, enquanto que i_{rd} é mantido em 0, mantendo a potência reativa sendo fornecida pela rede elétrica. As correntes i_{rd} e i_{rq} seguem suas referências. Já a potência ativa é modificada de 350W para 700W, enquanto que a potência reativa se mantém em -1300VAr.

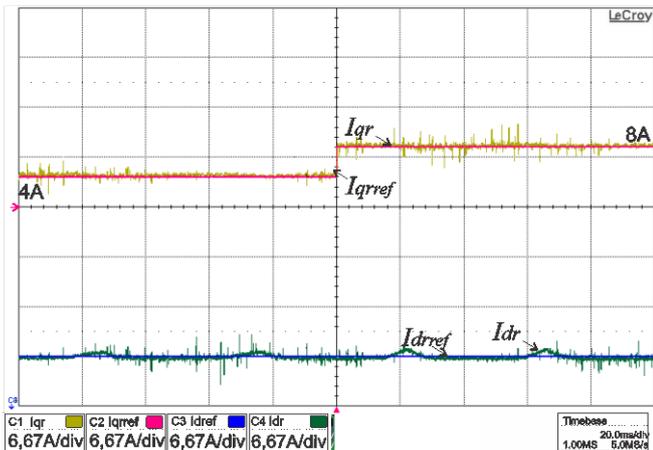


Fig. 21. Resultado experimental da resposta da malha de controle para o controlador de corrente do rotor i_{rd} e i_{rq} .

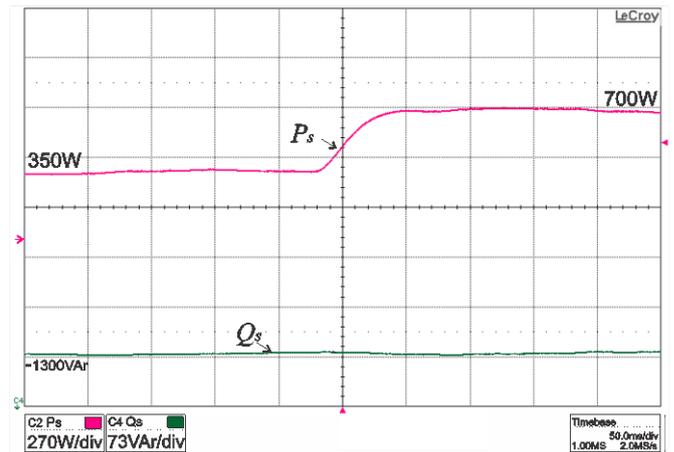


Fig. 22. Resultado experimental da resposta das potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) entregues à rede elétrica.

Na presença da carga não linear, observa-se que as formas de ondas das correntes do gerador e da carga e da rede elétrica, (Figura 23) apresentam comportamentos semelhantes aos obtidos nas simulações (seção VI-A).

As correntes da carga e da rede elétrica apresentam-se distorcidas com TDH_i de 21,09% (Figura 24) e 17,46% (Figura 25), valores próximos dos obtidos nas simulações.

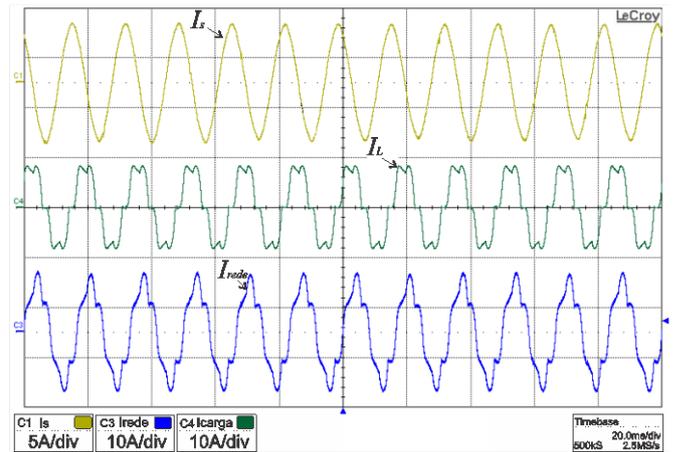


Fig. 23. Correntes da rede elétrica, da carga e do GIDA, operando no modo gerador (resultado experimental).

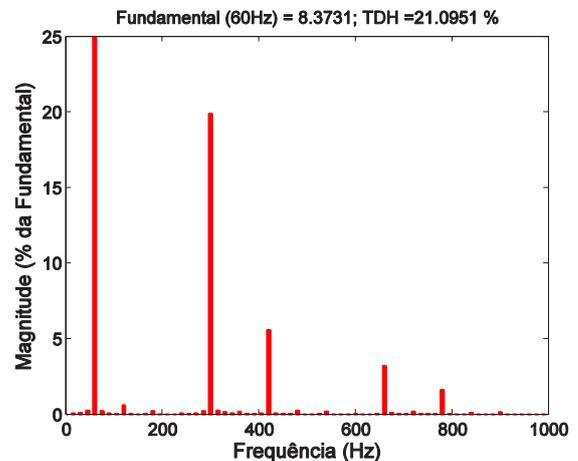


Fig. 24. Resultado experimental do espectro harmônico da corrente de carga.

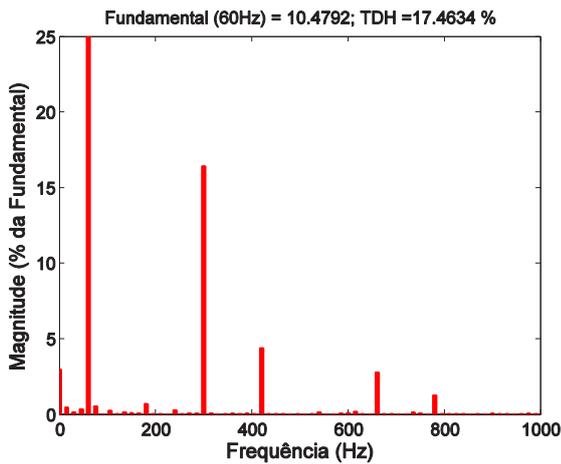


Fig. 25. Resultado experimental do espectro da corrente da rede elétrica sem filtragem harmônica para velocidade 177,93 rad/s.

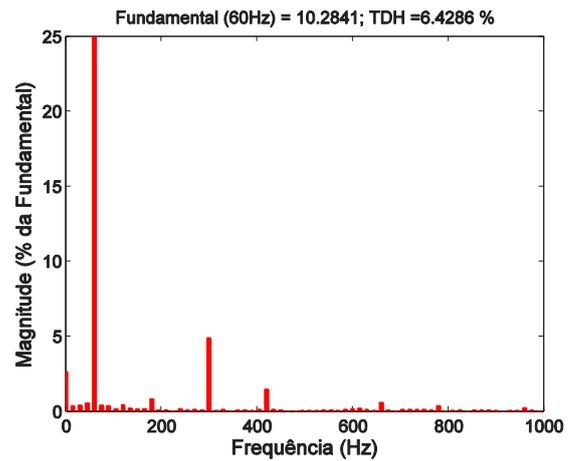


Fig. 27. Resultado experimental do espectro da corrente na rede elétrica com filtragem harmônica para velocidade 177,93 rad/s.

B. Caso 2

No caso 2, o gerador produz energia elétrica e o conversor CLR opera como FAP na presença de uma carga trifásica não linear no PAC. O controle das correntes do rotor tem a referência de corrente i_{rq} modificada de 4A para 8A, sendo rastreada pelos sinais de controle e i_{rd} mantida em zero. Logo, as potências ativa e reativa apresentam comportamento similar ao mostrado na seção VI-A. As formas de ondas de corrente do gerador, da carga, do filtro ativo e da rede elétrica (Figura 26) são similares às obtidas nas simulações (seção VI-B).

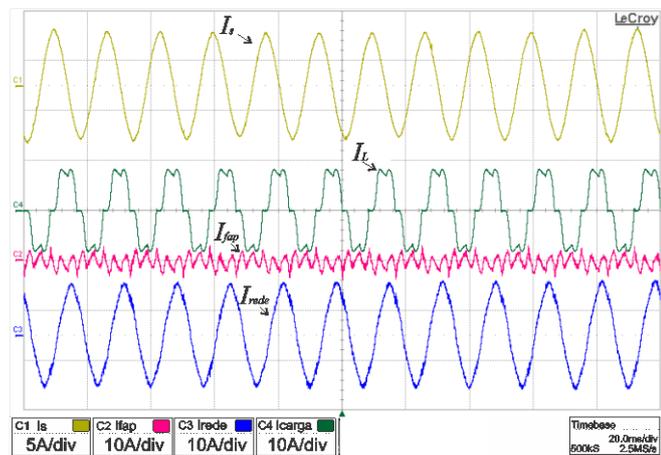


Fig. 26. Resultado experimental das formas de ondas das correntes da rede elétrica, da carga e do GIDA, operando no modo FAP.

A corrente da rede elétrica é senoidal com TDH_i de 6,42% (Figura 27). Observa-se a redução das componentes de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em relação a situação anterior, Figura 21. As componentes de 5ª e 7ª ordens apresentam maior redução na magnitude.

Ensaio experimental foram realizados para diferentes situações de operação do gerador entregando potência a rede elétrica e realizando filtragem harmônica com suas respectivas TDH de corrente da rede elétrica, Tabela I. Para menores potências ativas a compensação de correntes harmônicas mostrou maior eficácia.

TABELA I

Operação de Controle de Potências e Filtragem Ativa Simultânea do GIDA/FAP

Potência ativa(W)	TDH_i (%)
0	5,43
350	5,89
700	6,42
1000	6,70

Comparando os resultados experimentais com os de simulação, verificou-se diferenças na TDH_i , atribui-se essa diferença devido as condições não ideais apresentadas nos ensaios, como TDH_v da tensão da rede elétrica de 3%, erros acumulados na calibração dos sensores e ruídos presentes que não foram modelados e calculados na simulação.

VIII. CONCLUSÕES

Este trabalho investigou um sistema de geração eólica com GIDA realizando a geração de potências (caso 1), e a operação do sistema para o controle de potências e filtragem de correntes harmônicas da rede elétrica (caso 2). Ambos casos, a geração de potência através do GIDA permanece a mesma. Assim, a técnica de orientação do fluxo do estator para o controle de potências do gerador é satisfatória.

Comparando o espectro harmônico da corrente da rede elétrica antes da compensação harmônica com o espectro da corrente da rede compensada, seja com a simulação ou com os ensaios experimentais, observa-se que a TDH_i foi reduzida. Logo, a estratégia de compensação harmônica incorporada ao gerador eólico com GIDA melhora a qualidade de energia elétrica.

O trabalho desenvolve uma plataforma experimental com condicionamento de sinais de medição e uma placa central de controle que não requer o custo elevado de investimento de um dSPACE com processamento de 1 GHz. A placa de controle desenvolvida possui o microcontrolador TMS320F28335 (processamento de 150MHz) que permite obter bons resultados com a inclusão da função de filtragem ativa na operação do GIDA.

A nova estratégia de controle proposta foi verificada e discutida em simulações e experimentos confirmando a

eficácia da técnica empregada, e é uma estratégia com viabilidade técnica e econômica dentre os trabalhos na literatura pesquisada. Os controladores do sistema de geração eólica foram calculados e implementados pela metodologia apresentada. Uma das contribuições desse artigo é o caráter tutorial, pois deve auxiliar no desenvolvimento de futuros trabalhos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a FAPESP pelo apoio financeiro (processo 2015/03248-9).

APÊNDICE

Parâmetros do GIDA: $P_n = 2.25$ kW, $n = 1750$ rpm, 60Hz, 220 V, $L_m = 144,14$ mH, $L_{lr} = 11,53$ mH, $L_{ls} = 11,53$ mH, $R_s = 0,47$ Ω , $R_r = 1,31$ Ω ; $I_{rotor} = 20,2$ A; $I_{estator} = 8,8$ A.

Parâmetros da carga não-linear: $R_L = 34$, $L_{iL} = 10$ mH.

Parâmetros do inversor e filtro indutivo: $C_e = 1020$ μ F, $L = 7,5$ mH, $R = 0,31$ Ω .

Parâmetros da rede elétrica: $V_{rede} = 220$ V, 60Hz, $L_g = 2,85$ μ H.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Boutoubat, "Selective harmonics compensation using a WECS equipped by a DFIG," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 745–750.
- [2] D. Kairous, R. Wamkeue, B. Belmadani, and M. Benghanem, "Variable Structure Control of DFIG for Wind Power Generation and Harmonic Current Mitigation", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 4, pp. 167–174, 2010.
- [3] M. Boutoubat, L. Mokrani, and M. Machmoum, "Control of a wind energy conversion system equipped by a DFIG for active power generation and power quality improvement", *Renewable Energy*, vol. 50, pp. 378–386, Feb. 2013.
- [4] M. Kesraoui, A. Chaib and A. Boulezaz, "Using a DFIG based wind turbine for grid current harmonics filtering", *Energy Conversion and Management*, vol.78, pp.968-975, 2014.
- [5] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, and M. Machmoum, "Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation", *Renewable Energy*, vol. 34, no. 6, pp. 1545–1553, Jun. 2009.
- [6] D. Kairous, R. Wamkeue and M. Benghanem, "Towards DFIG control for wind power generation and harmonic current mitigation", in *23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2010.
- [7] M. Abolhassani, "Integrated doubly fed electric alternator/active filter (IDEA), a viable power quality solution, for wind energy conversion systems", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 642–650, 2008.

- [8] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", 1st edn, Wiley-IEEE Press, 2007.
- [9] F. A. K. Lima, D. V. P. Shimoda, J. B. Almada, "DFIG using its FACTS Features through the Grid Side Converter in Grid-Connected Wind Power Application", in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO'12)*, 2012.
- [10] A. B. Moreira, T. A. S. Barros, V. S. C. Teixeira, E. Ruppert, "Harmonic current compensation and control for wind power generation with doubly fed induction generator", In: *INDUSCON 2014-11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications 2014*, v. 14, Juiz de Fora, 2014.
- [11] N. K. Swami Naidu and B. Singh, "Doubly fed induction for energy conversion systems with integrated active filter capabilities", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 4, pp. 1551–3203, Abril, 2015.
- [12] B. Singh and J. Solanki, "A comparison of control algorithms for DSTATCOM", *IEEE Transaction Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2738–2745, Jul. 2009.
- [13] A. Yasdani, R. Iravani, "Voltage-Source Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications", WILEY IEEE, 2010.
- [14] I. R. Machado, "Geração elétrica a partir de ondas do mar – modelo completo e análise do sistema de armazenamento", 2013, Tese de doutorado, Coppe-UFRJ, Rio de Janeiro-RJ.
- [15] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski, "Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation", ed. Wiley, 2011.
- [16] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics", 2006.
- [17] K. Ogata, "Engenharia de Controle Moderno", ed. Pearson, 2003.
- [18] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Std. 519-1992, 1993.

DADOS BIOGRÁFICOS

Adson Bezerra Moreira, nasceu em Fortaleza em 1979, é engenheiro eletricista (2003) e mestre em Engenharia Elétrica (2006) pela Universidade Federal do Ceará (UFC). É professor adjunto do Curso de Engenharia Elétrica da UFC-Campus Sobral. Atualmente é doutorando na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas. Tem experiência nas áreas de máquinas elétricas, eficiência energética, energia renovável, qualidade de energia, eletrônica de potência, filtragem ativa de potência, acionamentos de máquinas de elétricas. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da Sociedade Brasileira de Automática (SBA).

Tárcio André dos Santos Barros, nascido em 1987 em Petrolina-PE é engenheiro eletricista (2011) pela Universidade Federal do Vale do São Francisco, mestre (2012) e doutor (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é pos-

doutorando em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas com bolsa da FAPESP. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em máquinas elétricas, eletrônica industrial, sistemas de controles eletrônicos, instrumentação eletrônica. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do IEEE.

Vanessa Siqueira de Castro Teixeira, nasceu em Fortaleza 1982, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2004) com habilitação em Sistemas Elétricos e Mestrado pela Universidade Federal do Ceará (2008) na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas Elétricas. Atualmente é Professora Assistente do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará - Campus de Sobral. Possui experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas Elétricos, atuando principalmente nos seguintes temas: Projeto de Máquinas Elétricas de Relutância Rotativa,

Motores de Relutância Linear, Técnicas de Modelagem de Máquinas Elétricas e Eficiência Energética em Máquinas Motrizes. É Membro da Sociedade Brasileira de Automática (SBA).

Ernesto Ruppert Filho graduou-se em engenharia elétrica em 1971, obteve o mestrado em 1974, e doutorado também em engenharia elétrica pela FEEC/UNICAMP em 1983, realizou pós doutorado na GE Canadá na área de projeto de geradores síncronos e de sistemas de excitação estática de geradores síncronos nos anos de 1987 e 1988. É Professor Titular da FEEC/UNICAMP desde 2000. Atua nas seguintes áreas de pesquisa: Dinâmica de Sistemas de Energia Elétrica, Limitadores de Corrente Elétrica Supercondutores, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos Elétricos com Velocidade Variável, Energias Renováveis, Qualidade de energia e Eficiência Energética. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP.