

MPPT DE SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA BASEADOS EM PMSG USANDO CONTROLE PREDITIVO

Camila Mara V. Barros¹, Wellington S. Mota², Péricles R. Barros², Luciano S. Barros³

¹Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa – PB, Brasil

²Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – PB, Brasil

³Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal – RN, Brasil

e-mail: cmaravb@gmail.com, wsmota@dee.ufcg.edu.br, prbarros@dee.ufcg.edu.br, lsalesbarros@dee.ufrn.br

Resumo – Atualmente, dentre as topologias de sistemas de conversão de energia eólica (SCEE), as baseadas em conversores de potência plenos estão em crescimento, uma vez que este tipo de conversor permite a operação da máquina em largas faixas de velocidade, o que resulta em um melhor aproveitamento da potência disponível no vento. Para este tipo de aplicação utiliza-se principalmente o gerador síncrono de ímã permanente, devido à sua possibilidade de operação em uma larga faixa de velocidade. Se o esquema de conversores é do tipo *back-to-back*, um conversor do lado da máquina é responsável pelo rastreamento da potência máxima, enquanto o conversor do lado da rede é responsável por controlar as potências ativa e reativa entregues à rede elétrica. Convencionalmente, os dois conversores são controlados por métodos vetoriais baseados em malhas PI. Neste trabalho propõe-se uma estratégia de controle baseada em realimentação de estados em que, a fim de obter precisão, é utilizado o controle preditivo GPC (*Generically Predictive Control*). Simulações em MATLAB/Simulink para um sistema teste mostram que a estratégia proposta possibilita um controle preciso da velocidade.

Palavras-Chave – Controle Preditivo, Energia Eólica, Gerador Síncrono de Ímã Permanente, Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.

MPPT OF WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS BASED ON PMSG THROUGH PREDICTIVE CONTROL

Abstract – Currently, among the wind energy conversion systems topologies, one based on fully-rated power converters is in growth, since this kind of drive allows operation over wide speed ranges, resulting in improved power income from the available wind energy. This application mainly uses permanent magnet synchronous generators, due to its operability on wide range of speeds. When the converters link is of *back-to-back* type, the machine side converter is responsible for maximum power point tracking (MPPT), while the grid side converter is responsible for active and reactive powers delivered to the grid. Conventionally, both

converters are controlled by vector methods based-on PI loops. In this work, a control strategy based on state feedback and GPC (*Generically Predictive Control*), for null steady-state error, is proposed. Simulations in MATLAB/Simulink of a test system show that the proposed strategy results in practical null steady-state error performance.

Keywords – Maximum Power Point Tracking, Permanent Magnet Synchronous Generator, Predictive Control, Wind Energy.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, há muito interesse no crescimento da energia eólica uma vez que esta é uma fonte de energia com grande potencial para geração de eletricidade e com impacto ambiental bastante reduzido. Estes sistemas de geração estão recebendo muita atenção também devido ao baixo custo e por serem um tipo de fonte renovável segura se comparada aos combustíveis fósseis e à geração de energia nuclear [1]-[3]. Os SCEE de velocidade variável são os mais utilizados na atualidade, devido à possibilidade de ajuste da velocidade do gerador, o que permite o rastreamento da máxima potência. A operação com velocidade variável de geradores conectados à rede é possível graças aos conversores. Os SCEE são classificados de acordo com os conversores utilizados, em que se destacam dois tipos: os de potência parcial e os de potência total ou plenos. Os conversores de potência parcial equipam principalmente o gerador de indução duplamente alimentado (*Double Fed Induction Generator* - DFIG) e os conversores plenos equipam o gerador síncrono de ímã permanente (*Permanente Magnet Synchronous Generator* - PMSG) [4]. Conversores plenos apresentam como principal vantagem a possibilidade de operação do gerador em largas faixas de velocidade, o que amplia a capacidade de MPPT do SCEE. O PMSG de polos múltiplos apresenta algumas vantagens: pode ser conectado diretamente à turbina sem necessitar de caixa de engrenagens, o que reduz a frequência de manutenção, tornando-o mais viável para empreendimentos *off-shore*; operam em baixa velocidade e tem peso reduzido. Ainda que não seja de polos múltiplos, o PMSG apresenta baixas perdas elétricas e baixo custo [5]-[7].

A tecnologia para PMSG utiliza principalmente um retificador seguido por um inversor do tipo IGBT [8]-[11]. Para obter uma tecnologia eficiente, deve-se utilizar a configuração com dois módulos de IGBTs, denominada CC-CA-CC (*back-to-back*) [12], [13], apresentada na Figura 1.

Artigo submetido em 20/05/2015. Primeira revisão em 20/07/2015. Segunda revisão em 23/12/2015. Aceito para publicação em 23/12/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

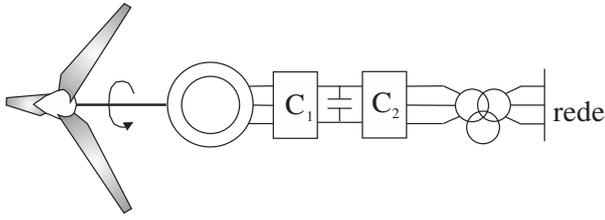


Fig. 1. Configuração de um SCEE baseado em PMSG.

O conversor do lado da máquina, C_1 , é responsável pelo controle de velocidade do rotor, ou seja, pelo rastreamento do ponto de máxima potência. Para que seja possível entregar à rede a potência extraída pela turbina eólica, deve-se fazê-la passar pelo *link* CC, de modo que as correntes de frequência variável provenientes da máquina, sejam transformadas em correntes de 60 Hz e, por fim, sejam entregues à rede elétrica. O conversor do lado da rede, C_2 , possibilita o controle das potências ativa e reativa entregues à rede.

Para desempenhar suas tarefas satisfazendo aos requerimentos de regulação da rede, tais conversores deverão possuir estratégias de controle eficientes de modo que as respostas do sistema estejam dentro dos limites pré-estabelecidos. Atualmente na indústria de SCEE, as estratégias de controle do lado da máquina e do lado rede são baseadas em métodos vetoriais utilizando controladores do tipo proporcional-integral (PI). No entanto, estes controladores não garantem erro de regime permanente nulo para as grandezas controladas de plantas de ordem elevada e não lineares como é o caso de geradores de corrente alternada, em particular do PMSG.

Relativamente ao MPPT, a variável de interesse é a velocidade de rotação do conjunto turbina-gerador. Se esta apresentar erro de regime permanente não nulo em relação à referência, o rastreamento da máxima potência não será satisfatoriamente realizado. Neste trabalho se apresenta o desenvolvimento e aplicação de uma estratégia de controle baseada na realimentação de estados e utilizando o controle preditivo na modalidade GPC.

A fim de validar a estratégia proposta, foram realizadas as seguintes etapas:

- desenvolvimento de modelos dinâmicos de turbinas eólicas, PMSG e seus controles, e rede elétrica.
- Integração destes modelos no MATLAB/Simulink, constituindo uma plataforma de simulação de SCEE baseado em PMSG conectado à rede elétrica.
- Implementação de um controlador preditivo no conversor do lado da máquina.
- Realização de simulações com ocorrência de distúrbios no vento, afim de comparar o desempenho das estratégias de controle clássica e proposta aplicadas ao MPPT.

Este artigo está organizado conforme a seguinte estrutura: na Seção II é apresentado o modelo mecânico de SCEE, composto pela parte aerodinâmica da turbina eólica e pelo modelo dinâmico do eixo. Na Seção III é apresentado o modelo dinâmico do gerador elétrico do tipo PMSG. Na Seção IV são apresentados os controles do lado da máquina e do lado da rede. Na Seção V é apresentada a estratégia de controle proposta. Na Seção VI os resultados e após as conclusões.

II. MODELO MECÂNICO

A energia mecânica é obtida pela conversão da energia cinética através da rotação das pás. No entanto, a potência disponível no vento não pode ser totalmente aproveitada pela turbina eólica. Para levar em conta esta característica física, é introduzido um índice denominado coeficiente de potência, c_p , que pode ser definido como a fração da potência eólica disponível que é extraída pelas pás do rotor. Portanto, o torque mecânico, T_{mec} , captado por uma turbina eólica, é dado por:

$$T_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 \frac{c_p(\beta, \lambda)}{\lambda} v_w^2 \quad (1)$$

onde:

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{v_w} \quad (2)$$

- ρ - densidade do ar (kg/m^3);
- R - comprimento da pá (m);
- λ - razão de velocidade na ponta da pá;
- β - ângulo de *pitch* ($^\circ$);
- v_w - velocidade do vento (m/s);
- ω_t - velocidade da turbina (rad/s).

A. Modelo Aerodinâmico

O modelo utilizado para a aerodinâmica de turbinas eólicas foi apresentado em [14] e baseia-se no coeficiente de potência dado por:

$$c_p(\lambda, \beta) = 0,5 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} \quad (3)$$

onde:

$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

As curvas $c_p(\lambda, \beta)$ são apresentadas na Figura 2.

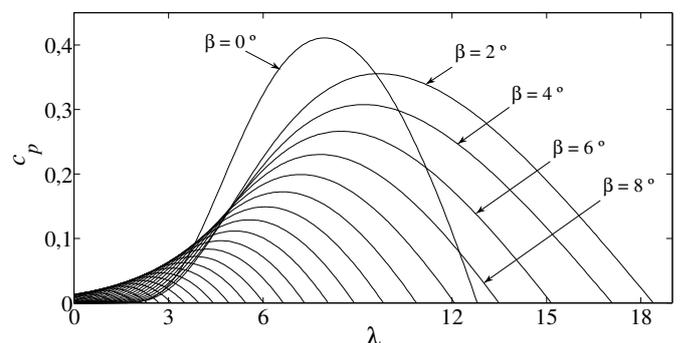


Fig. 2. Curvas $c_p \times \lambda$ para diferentes valores de β .

O sombreamento da torre foi considerado primeiramente por [14]. Este fenômeno causa perda de rendimento a cada vez que uma das pás passa pela região encerrada pelo ângulo δ , de acordo com a Figura 3. Este fenômeno pode ser modelado por:

$$T_{somb} = K_{somb} \left(\frac{1}{2} \cos(FPOS(\theta_t)) - \frac{1}{2} \right) T_{mec} \quad (5)$$

onde:

T_{somb} - torque aerodinâmico devido ao sombreamento da torre;

K_{somb} - fator de perdas devido ao sombreamento;

$FPOS(\theta_t)$ - função que assume os valores mostrados na Figura 3, conforme a posição θ_t do rotor da turbina eólica.

O sombreamento da torre influencia no torque total da turbina, T_t , resultando em

$$T_t = T_{somb} + T_{mec} \quad (6)$$

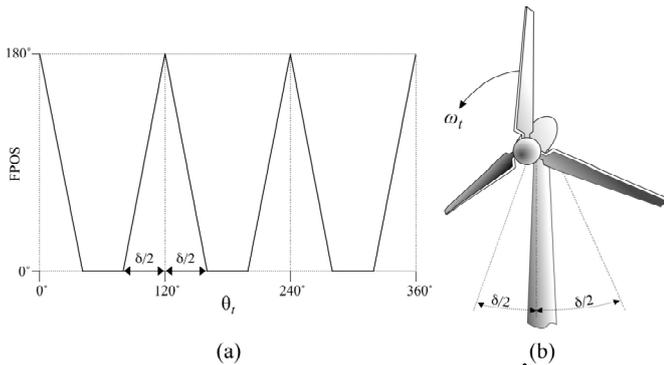


Fig. 3. Sombra da torre. (a) Definição de FPOS; (b) Ângulo δ .

Um controle aerodinâmico do tipo *pitch control* é usado para limitar a potência mecânica, quando esta está acima da nominal devido a altas velocidade do vento. A malha de controle de *pitch* é mostrada na Figura 4, a qual foi apresentada em [13]. O bloco com a constante de tempo, T_{servo} , representa o tempo de atraso do mecanismo de ajuste do ângulo.

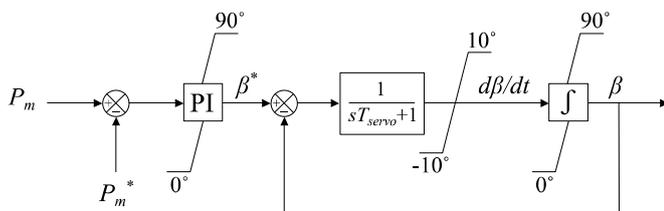


Fig. 4. Controle de *pitch*.

B. Modelo do Eixo

Nesta seção são descritas as equações dinâmicas do movimento do eixo da turbina. Uma vez que o PMSG considerado neste trabalho possui múltiplos polos, não se faz necessário a presença de caixas de engrenagens. No entanto, uma vez que o eixo acopla dois momentos de inércias diferentes, turbina e máquina, há um torque de torção sobre ele, portanto um modelo de duas massas deve ser considerado. Sendo J_t e J_m os momentos de inércia da turbina e da máquina, respectivamente, (7) a (9) descrevem as dinâmicas relacionadas ao movimento do eixo da turbina:

$$T_t - T_{torção} = J_t \frac{d\omega_t}{dt} \quad (7)$$

$$T_{torção} - T_e = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (8)$$

$$T_{torção} = K_{torção} \int (\omega_t - \omega_m) dt \quad (9)$$

onde:

$T_{torção}$ - torque de torção;

$K_{torção}$ - constante de torção do eixo;

ω_t - velocidade de rotação da turbina;

T_e - torque eletromagnético da máquina;

ω_m - velocidade de rotação da máquina.

III. MODELO DO PMSG

O gerador síncrono de ímã permanente apresentado na Figura 5 consiste de um estator ligado em estrela, com bobinas aa' , bb' e cc' deslocadas de 120° entre si. O rotor é um ímã permanente de seção reta circular, de múltiplos polos. A frequência elétrica de rotação é ω_G , correspondente à frequência do estator, em que $\omega_m = \omega_G/P$, sendo P o número de pares de polos da máquina.

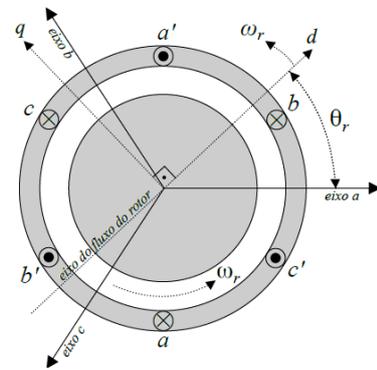


Fig. 5. Gerador síncrono de ímã permanente com múltiplos polos.

Deste modo, os fluxos do estator, as tensões do estator e o torque eletromagnético da máquina são obtidos respectivamente por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \lambda_{PM} \begin{bmatrix} \cos(\theta_G) \\ \cos(\theta_G - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_G - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$T_e = -P\lambda_{PM} \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_G) \\ \cos(\theta_G - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_G - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)$$

onde:

i_s - correntes do estator;

λ_{PM} - fluxo magnético do ímã permanente;

θ_G - ângulo elétrico do rotor;

L_s - indutância própria das bobinas do estator;

M_s - indutância mútua entre as bobinas do estator;

R_s - resistência das bobinas do estator.

Substituindo (10) em (11) resulta em

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \lambda_{PM} \omega_G \begin{bmatrix} \sin(\theta_G) \\ \sin(\theta_G - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_G - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

em que o terceiro termo do lado direito corresponde à força contra-eletromotriz (f.c.e.m.).

A partir de (13), obtém-se o circuito equivalente da Figura 6, em que a f.c.e.m. é representada pelas fontes.

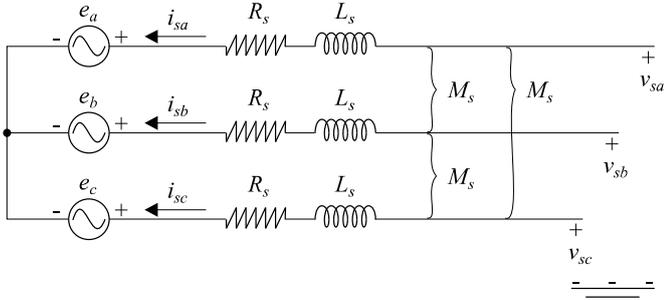


Fig. 6. Circuito equivalente da máquina.

O modelo do PMSG após aplicar a transformação de Park invariante em potência para o referencial síncrono em que o eixo d está alinhado com o fluxo rotórico, de acordo com a Figura 5, resulta em:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_G l_s i_{sq} \quad (14)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega_G l_s i_{sd} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_G \lambda_{PM} \quad (15)$$

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} P \lambda_{PM} i_{sq} \quad (16)$$

onde:

- l_s - indutância cíclica do estator;
- r_s - resistência do estator, sendo $r_s = R_s$.

IV. SISTEMAS DE CONTROLE

A seguir serão apresentadas as estratégias de controle convencionais, baseadas em malhas PI, utilizadas para os conversores do lado da máquina, C_1 , e do lado da rede, C_2 .

A. Controle do Lado da Máquina

O MPPT é realizado por meio do controle de ω_t a fim de responder a mudanças em v_w , para manter a operação a λ_{opt} (razão de velocidade ótima), de acordo com (2).

O controle de velocidade da turbina pode ser realizado controlando-se a velocidade da máquina, devido a estes dois subsistemas estarem mecanicamente acoplados. O controle da velocidade da máquina ω_m , é realizado a partir do controle do torque eletromagnético, de acordo com (8).

Afim de controlar o torque eletromagnético, deve-se controlar a corrente estatórica de eixo em quadratura, i_{sq} , de acordo com (16). Na Figura 7 apresenta-se o diagrama do controle do lado da máquina.

O controle da corrente de eixo direto i_{sd} , deve ser realizado a partir da definição de uma referência nula, para que o termo de acoplamento cruzado que perturba i_{sq} em (15)

seja eliminado. Desta forma, não há necessidade de compensação *feedforward* das correntes estatóricas. No entanto, alguns trabalhos recentes, por exemplo [15], realizam a compensação para as malhas de controle das correntes.

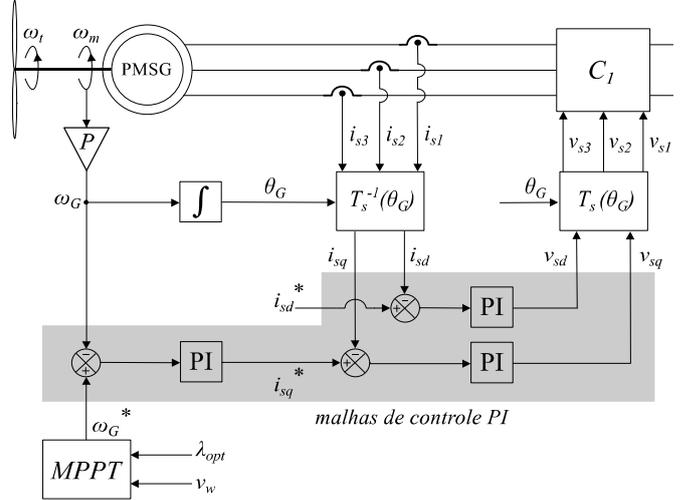


Fig. 7. Diagrama do controle do lado da máquina do SCEE baseado em PMSG.

É importante enfatizar que há uma coordenação entre o MPPT e o controle de *pitch* discutido na Seção II.A. Quando a velocidade do vento for inferior à nominal, β é ajustado para zero e o MPPT é realizado. Para velocidades acima da nominal, o controle de *pitch* é responsável pela limitação da potência e o MPPT será desabilitado. Assim, a potência extraída deve seguir a curva em vermelho da Figura 8.

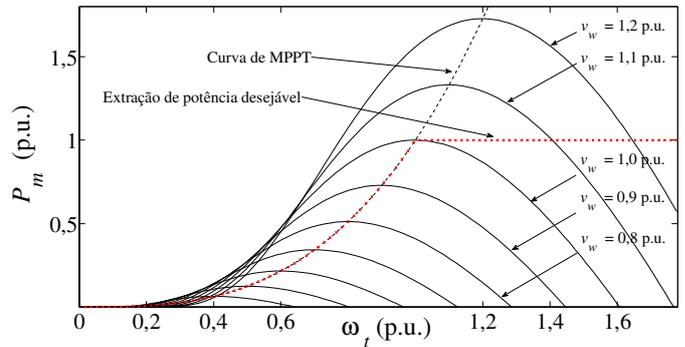


Fig. 8. Extração de potência da turbina eólica.

B. Controle do Lado da Rede

O modelo dinâmico em coordenadas dq que representa a ligação do conversor à rede é dado a seguir, cuja referência adotada é a tensão da rede [12], [16].

$$v_{rd} = v_{id} - R_f i_{rd} - L_f \frac{di_{rd}}{dt} + L_f \omega_f i_{rq} \quad (17)$$

$$v_{rq} = v_{iq} - R_f i_{rq} - L_f \frac{di_{rq}}{dt} - L_f \omega_f i_{rd} \quad (18)$$

onde L_f e R_f são, respectivamente, a indutância e a resistência do filtro (ou transformador) que liga C_2 à rede elétrica, como mostrado na Figura 9. As tensões v_{id} e v_{iq} são as componentes da tensão na saída do inversor.

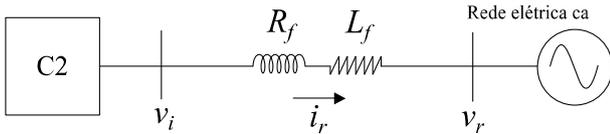


Fig. 9. Esquema do conversor ligado à rede elétrica.

Baseado no referencial da rede, o vetor de tensão da rede, v_r , é dado por:

$$v_r = v_{rd} + j0. \quad (19)$$

As potências ativa e reativa são dadas por:

$$P_r = v_{rd} i_{rd} \quad (20)$$

$$Q_r = -v_{rd} i_{rq}. \quad (21)$$

Analisando (20) e (21) verifica-se que as potências ativa e reativa podem ser controladas alterando as componentes d e q da corrente imposta à rede, de forma independente. Objetivando transferir a potência ativa oriunda do estator da máquina, a tensão do barramento CC deve permanecer constante, portanto:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C} \frac{P_{em} - P_{rede}}{v_{cc}}. \quad (22)$$

Enquanto P_{em} e P_{rede} forem iguais v_{cc} não variará.

Como pode ser visto na Figura 10, o controle da potência ativa contém duas malhas em cascata. A malha mais externa controla v_{cc} enquanto a mais interna é utilizada para controlar a corrente de eixo direto entregue à rede. A potência reativa entregue à rede é regulada através de uma malha de controle independente, da corrente de eixo em quadratura.

V. CONTROLE PROPOSTO

Nesta seção apresenta-se o controle proposto como alternativa às malhas PI ilustradas na Figura 7, para a realização do MPPT de SCEE baseado em PMSG.

Uma vez que o modelo definido em (14) e (15) contém termos não-lineares, afim de realizar uma estratégia linear baseada na realimentação de estados, estas equações devem ser linearizadas. As equações linearizadas em torno de um ponto de operação são:

$$\Delta \dot{i}_{sd} = -\frac{R_s}{l_s} \Delta i_{sd} + \omega_{G0} \Delta i_{sq} + i_{sq0} \Delta \omega_G - \frac{1}{l_s} \Delta v_{sd} \quad (23)$$

$$\Delta \dot{i}_{sq} = -\frac{R_s}{l_s} \Delta i_{sq} + \omega_{G0} \Delta i_{sd} - i_{sd0} \Delta \omega_G - \frac{1}{l_s} \Delta v_{sq} \quad (24)$$

$$\Delta \dot{\omega}_G = -\frac{1}{J_g} \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm} \Delta i_{sq} - \frac{F_G}{J_g} \Delta \omega_G \quad (25)$$

onde o índice 0 significa valores das variáveis em torno do ponto de operação considerado para a linearização, neste caso o regime permanente do sistema.

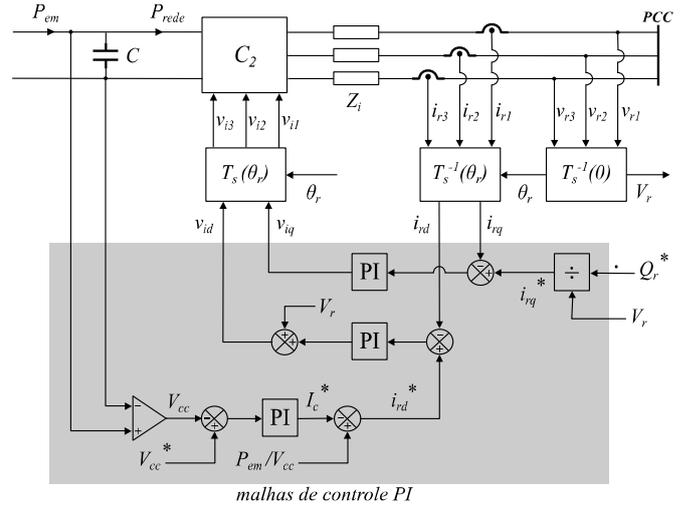


Fig. 10. Esquema de controle no conversor do lado da rede.

As equações (23) a (25) estão na forma $\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u$, em que:

$$\Delta x = \Delta y = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta \omega_G \end{bmatrix} \text{ e } \Delta u = \begin{bmatrix} \Delta v_{sd} \\ \Delta v_{sq} \end{bmatrix}.$$

Para realizar este controle do lado da máquina, foi utilizada a realimentação de estados com o controlador preditivo denominado de GPC.

A ideia básica deste controlador é obter um modelo de predição, baseado no modelo da planta, que possibilite fazer uma predição dos erros futuros, que serão minimizados através de uma lei de controle. Esta lei de controle é obtida a partir da minimização de um índice de desempenho quadrático que tem como variáveis os erros futuros e o vetor de controle futuro [17].

A representação em espaço de estados para o sistema discreto, em que A , B e C correspondem às matrizes do sistema (23) a (25) discretizado, pode ser dada por

$$\Delta x(k+1) = A \Delta x(k) + B \Delta u(k) \quad (26)$$

$$\Delta y(k) = C \Delta x(k). \quad (27)$$

A partir de (26) e (27), pode-se obter o modelo de predição:

$$\Delta x_{\rightarrow k} = P_{xx} \Delta x(k) + H_x \Delta u_{\rightarrow k-1} \quad (28)$$

$$\Delta y_{\rightarrow k} = P \Delta x(k) + H \Delta u_{\rightarrow k-1} \quad (29)$$

em que:

$$\Delta x_{\rightarrow k} = \begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ \Delta x(k+2) \\ \vdots \\ \Delta x(k+n_y) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\Delta u_{\rightarrow k-1} = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+n_c) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\Delta y_{\rightarrow k} = \begin{bmatrix} \Delta y(k+1) \\ \Delta y(k+2) \\ \vdots \\ \Delta y(k+n_y) \end{bmatrix} \quad (32)$$

são, respectivamente, variações dos estados nos instantes $k+1, \dots, k+n_y$; variações dos sinais de controle nos instantes $k, \dots, k+n_c$; variações das saídas da planta nos instantes $k+1, \dots, k+n_y$. Sendo $n_c = n_y - 1$, em que n_c é o horizonte de controle e n_y é o horizonte de predição.

Além disto:

$$P_{xx} = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ A^{n_y} \end{bmatrix}; H_x = \begin{bmatrix} B & 0 & \dots & 0 \\ AB & B & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{n_y-1}B & A^{n_y-2}B & \dots & B \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n_y-1} \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CBA & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{n_y-1}B & CA^{n_y-2}B & \dots & CB \end{bmatrix}.$$

Para o caso do sistema linearizado descrito por (23) a (25), o índice de desempenho pode ser dado por:

$$J = \Delta x_{\rightarrow k}^T Q \Delta x_{\rightarrow k} + \Delta u_{\rightarrow k-1}^T R \Delta u_{\rightarrow k-1}. \quad (33)$$

Cuja minimização em termos de $\Delta u_{\rightarrow k-1}$ leva a:

$$\Delta u_{\rightarrow k-1} = -K \Delta x(k) \quad (34)$$

com

$$K = -(H_x^t Q H_x + R)^{-1} (H_x^t Q P_{xx}). \quad (35)$$

Em que Q e R são matrizes peso constantes, definidas de acordo com a característica de controle desejada, sendo R uma matriz positiva definida e Q positiva semi-definida.

Na Figura 11 é apresentada a estrutura do controle preditivo proposto, em que o vetor L é definido como

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

afim de que apenas o sinal de controle atual $u(k)$ seja imposto à planta.

Uma vez que $\Delta x_{\rightarrow k}$ são variações dos estados futuros preditos, a minimização de J em (33) deve levar os elementos deste termo a zero.

O diagrama de controle do lado da máquina utilizando o controlador preditivo proposto é apresentado na Figura 12, em que o bloco com a matriz de ganhos K corresponde ao bloco otimizador da Figura 11.

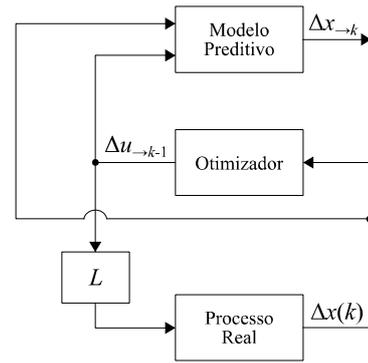


Fig. 11. Estrutura do controlador preditivo.

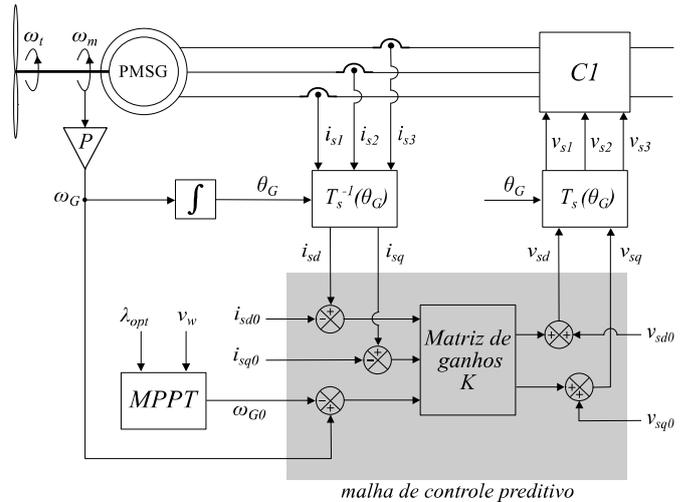


Fig. 12. Diagrama do controle do lado da máquina utilizando o controlador preditivo.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 13 mostra a curva de vento em que a parte destacada, correspondente ao período de 1 minuto, foi utilizada para simular os desempenhos dos controladores. A aquisição deste perfil de vento e sua cessão para utilização neste trabalho, foram feitas pelo INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais).

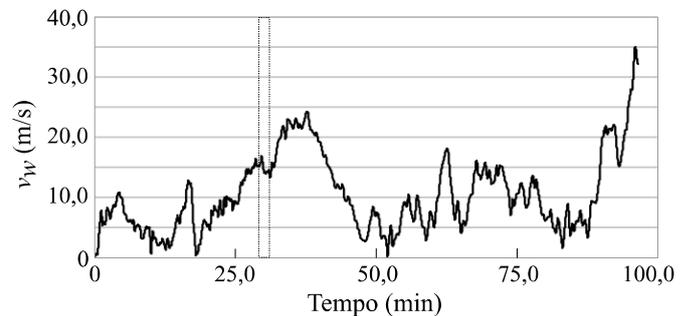


Fig. 13. Gráfico do comportamento do vento.

Para os testes, os controladores PI de velocidade e de corrente foram projetados utilizando a técnica do lugar de raízes. Para a síntese da matriz de ganhos do controlador preditivo, as matrizes Q e R foram encontradas por tentativa e erro. Os projetos e parâmetros dos controladores utilizados são apresentados no Apêndice.

Na Figura 14 é apresentado o período da curva de vento destacado na Figura 13. Verifica-se que até 2 s e após 14 s, quando a velocidade do vento está abaixo da nominal, o MPPT está ativo.

Para o controle de velocidade, o Preditivo e o PI apresentam desempenhos muito próximos, como pode ser observado nas Figuras 15 e 16.

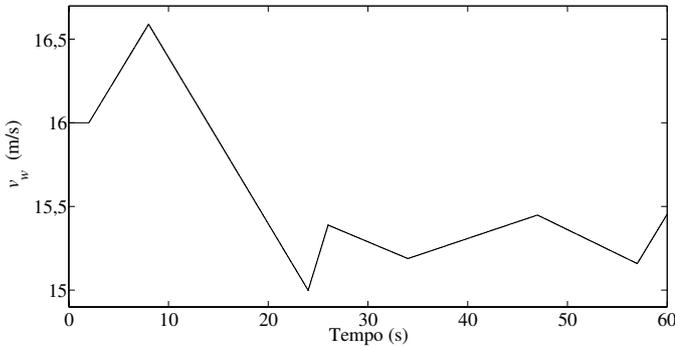


Fig. 14. Perfil de vento utilizado na simulação.

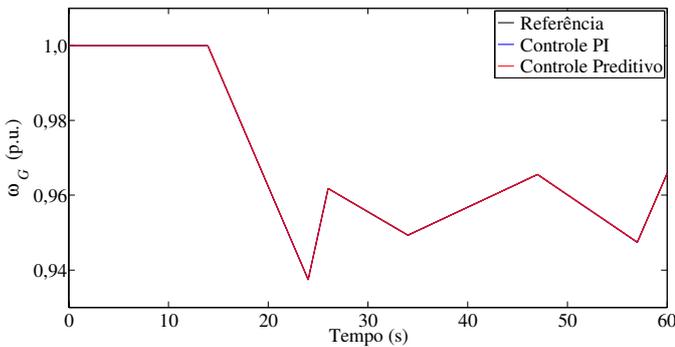


Fig. 15. Comportamento da velocidade do rotor do PMSG.

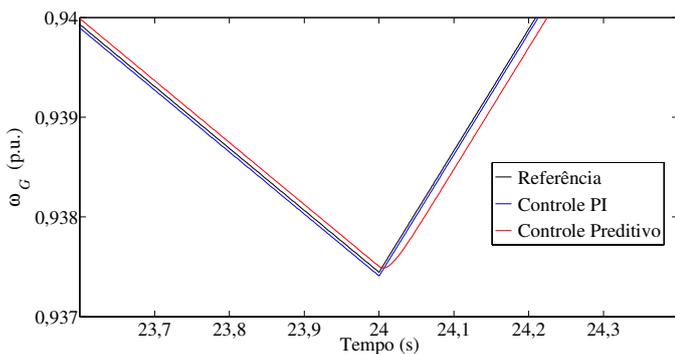


Fig. 16. Visão aproximada do comportamento da velocidade do rotor do PMSG.

Dos controles de velocidade com desempenhos próximos resultam MPPTs de desempenhos similares, o que pode ser comprovado pelos coeficientes de potência apresentados nas Figuras 17 e 18.

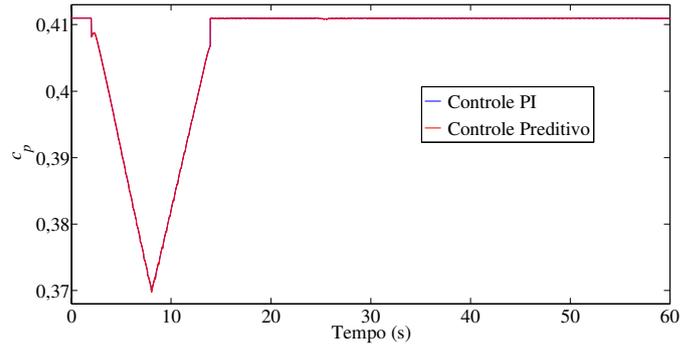


Fig. 17. Coeficientes de potência para as estratégias de controle testadas.

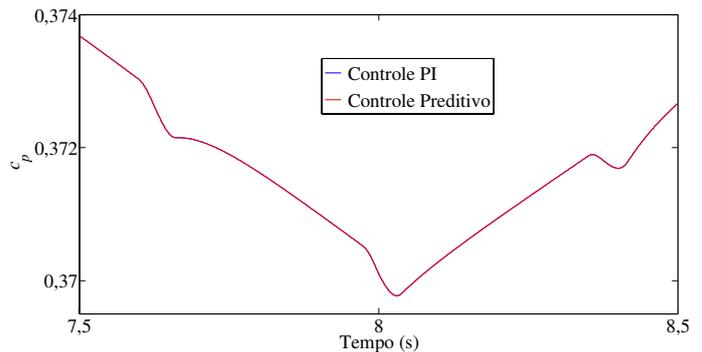


Fig. 18. Visão aproximada dos coeficientes de potência para as estratégias de controle testadas.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta uma nova estratégia de controle de MPPT do conversor do lado da máquina para SCEE baseado em PMSG. Resultados das simulações sugerem que o controlador preditivo apresenta um controle satisfatório da velocidade do rotor do PMSG. Por meio desta nova estratégia o sistema é capaz de controlar o MPPT de uma forma eficiente, em que o rendimento apresentou-se tão satisfatório quanto para a estratégia convencional, baseada em controladores PI. A aplicação do controle preditivo proposto pode ser justificada como uma alternativa viável, uma vez que, além do bom desempenho, não acrescenta custo de implementação por não demandar medições adicionais à estratégia convencional.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à COPELE (Coordenação de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande) pela oportunidade de realização deste trabalho; e ao CNPq (Conselho Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento) pelo apoio financeiro.

APÊNDICE

A. Dados do SCEE Simulado

Os dados do SCEE simulado são apresentados na Tabela I. Os valores em p.u. são calculados para potência base de 100 MVA, velocidade angular base de 5,54 rad/s e tensão base de 690 V.

TABELA I
Parâmetros do SCEE Simulado

Parâmetro	Valor
$P_{nominal}$	1,66 MW
$V_{nominal}$	690 V
$v_{w-nominal}$	16 m/s
K_{somb}	0,2 p.u.
J_t	0,036 p.u.
F_t	$7,2 \cdot 10^{-4}$ p.u.
$K_{torção}$	0,1 p.u.
J_m	0,012 p.u.
F_m	$4,8 \cdot 10^{-4}$ p.u.
λ_{PM}	1,5 p.u.
P	68
r_s	0,5 p.u.
l_s	4,0 p.u.
R_f	0,0 p.u.
L_f	0,01 p.u.

B. Controladores PI Utilizados

Os controladores PI foram discretizados a 0,0001 s. O projeto do controle de ω_r e do controle de i_{sq} , uma vez que suas malhas estão em cascata (ver Figura 7), foram realizados em conjunto.

A partir da técnica do lugar de raízes é possível definir as seguintes expressões para o cálculo dos parâmetros dos PIs:

- $k_{ii} = k \cdot r_s$, para o ganho integral do controle de corrente, em que k é um ganho ajustável;
- $k_{pi} = k_{ii} \cdot l_s / r_s$, para o ganho proporcional do controlador de corrente;
- $k_{iw} = k_{ii} \cdot F_m / 4 \cdot r_s$, para o ganho integral do controlador de velocidade;
- $k_{pw} = k_{iw} \cdot J_m / F_m$, para o ganho proporcional do controlador de velocidade.

Para o controle de i_{sq} e i_{sd} as funções de transferência obtidas para os controladores são a mesma:

$$FT(z) = \frac{54900z - 54900}{z - 1} \quad (37)$$

Para o controlador de ω_r , a função de transferência é:

$$FT(z) = \frac{41,1z - 41,1}{z - 1} \quad (38)$$

C. Controlador Preditivo Utilizado

O controlador preditivo funciona com amostragem de 0,0001 s. A matriz peso R é quadrada de ordem 4 e diagonal, com elementos iguais a $2 \cdot 10^{-5}$. Para a matriz Q , os elementos $q(3,3)$ e $q(6,6)$ têm valores numéricos maiores a fim de priorizar o controle de ω_r em detrimento das demais variáveis do modelo, i_{sd} e i_{sq} .

$$Q = \begin{bmatrix} 90 & 0 & 0 & & & \\ 0 & 90 & 0 & & & \\ 0 & 0 & 6000 & & & \\ & & & 90 & 0 & 0 \\ & & & 0 & 90 & 0 \\ & & & 0 & 0 & 6000 \end{bmatrix} \cdot \begin{matrix} \\ \\ [0]_{3 \times 3} \\ \\ [0]_{3 \times 3} \end{matrix}$$

O ganho projetado é:

$$K = \begin{bmatrix} 223,42384 & 0,0223 & 0,0002 \\ -0,0225 & 226,9099 & -114,17 \\ 111,5550 & 0,0223 & 0,0002 \\ -0,0223 & 111,5452 & 0,3202 \end{bmatrix}$$

Para os valores em regime permanente constantes da Figura 12, tem-se:

- $i_{sd0} = 0$;
- i_{sq0} dado por (16) onde $T_e = \frac{P_{nominal}}{10^8}$ p.u.;
- ω_{G0} dado pelo MPPT;
- v_{sd0} dado por (14) e
- v_{sq0} dado por (15).

REFERÊNCIAS

- [1] G. Poddar, A. Joseph, A.K. Unnikrishnan, "Sensorless Variable-Speed Controller for Existing Fixed-Speed Wind Power Generator with Unity-Power-Factor Operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 1007 - 1015, October 2003.
- [2] T. Tafticht, K. Agbossou, A. Cheriti, M.L. Doumbia, "Output Power Maximization of a Permanent Magnet Synchronous Generator Based Stand-alone Wind Turbine", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, pp. 2412 - 2416, 2006.
- [3] S. M. Muyeen, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura, "Integration of an Energy Capacitor System With a Variable-Speed Wind Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 740 - 749, September 2009.
- [4] Y. Liyong, Y. Peie, C. Zhenguang, C. Zhigang, L. Zhengxi, "A Novel Control Strategy of Power Converter Used To Direct Driven Permanent Magnet Wind Power Generation System", in *IEEE Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, vol. 1, pp. 456 - 459, 2009.
- [5] M. E. Haque, K. M. Muttaqi, M. Negnevitsky, "Control of a Stand Alone Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator", in *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp.1 - 9, 2008.
- [6] R. Tonkonski Jr., L. A. C. Lopes, J. A. Villar, F. D. Adegas, R. S. N. Souza, S. M. Islam, K. Tan, F. S. dos Reis, "Mitigação do Conteúdo Harmônico em aerogeradores usando um Pfp elevador de chave única", *Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 3, pp. 269 - 276, Novembro 2007.

- [7] J. M. Bossio, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, "A Fault Detection Technique For Variable-speed Wind Turbines Using Vibrations And Electrical Measurements", *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 4, pp. 386 – 396, Novembro 2014.
- [8] K. Tan, S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 392–399, June 2004.
- [9] F. Velenciaga, P. F. Puleston, "High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 860 – 867, September 2008.
- [10] North American Electric Reliability Corporation, "Accommodating High Levels of Variable Generation", 2009. [Online]. Available: www.nerc.com/files/IVGTF_Report_041609.pdf.
- [11] J. Belhadj, X. Roboam, "Investigation of different methods to control a small variable-speed wind turbine with PMSM drives", *Journal of Energy Resources Technology*, vol. 129, no. 3, pp. 200 – 213, November 2006.
- [12] M. Chinchilla, S. Arnaltes, J. C. Burgos, "Control of Permanent – Magnet Generators Applied to Variable-Speed Wind –Energy Systems Connected to the Grid", *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol.21, no.1, pp. 130 – 135, March 2006.
- [13] W. Qiao, L. Qu, R. G. Harley, "Control of IPM synchronous generator for maximum wind power generation considering magnetic saturation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 1095 – 1105, June 2009.
- [14] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems – 2nd Edition*, University of Kassel, Germany, 1998.
- [15] V. Yaramasu, B. Wu, "Predictive Control of a Three-Level Boost Converter and an NPC Inverter for High-Power PMSG-Based Medium Voltage Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5308 – 5322, October 2014.
- [16] S. M. Mueeen, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura, "A Variable Speed Wind Turbine Control Strategy to Meet Wind Farm Grid Code Requirements", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 331 – 340, February 2010.
- [17] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control – 2nd edition*, Springer – Verlag, London 2007.

DADOS BIOGRÁFICOS

Camila Mara Vital Barros, graduação (2008) e doutorado (2015) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande. Atualmente é professora do Departamento de Sistemas de Informação da Universidade Federal da Paraíba.

Wellington Santos Mota, engenheiro e mestre em engenharia elétrica da Universidade Federal da Paraíba em 1970 e 1972, respectivamente. Tornou-se Ph.D. em engenharia elétrica pela University of Waterloo, Canadá, 1981. Pós-doutorado na University of British Columbia, Vancouver, 1993, e pós-doutorado na University of Wisconsin, Madison USA, 1997. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

Péricles Rezende Barros, graduação em engenharia elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (1979), especialização em engenharia elétrica pela Philips Institute Eindhoven (1981), mestrado em engenharia elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (1985), doutorado em Electrical and Computer Engineering - Control Syst pela The University of Newcastle, Australia (1990), pós-doutorados pela Uppsala University (1996) e pela Lund University (1997). Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

Luciano Sales Barros, possui graduação, mestrado e doutorado em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande em 2000, 2002 e 2006, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Norte.