

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
2	CONTROLE CPBM APLICADO POTÊNCIAS ATIVAS E REATIVAS DO GIDA . .	2
	REFERÊNCIAS	7

1 Introdução

As preocupações devido às emissões de CO₂ tornaram a utilização de fontes de energias renováveis interessantes. Dentre elas, a energia baseada no vento se mostrou bastante promissora, pois o Brasil tem um dos maiores potenciais eólicos do mundo (AMARANTE et al., 2001).

Com o aumento da participação da matriz eólica surgem novos desafios. A velocidade do vento é uma grandeza com grande variação instantânea, podendo variar bastante em questão de horas ou, até mesmo minutos. Essa variação, se não for contornada, pode trazer problemas de qualidade de energia, como a variação da frequência da rede devido a variação do vento, principalmente em redes mais fracas e dependentes da energia eólica. Além disso, há a presença de harmônicos devido ao movimento caótico do vento e ao efeito de sombra, ou seja, a perda de potência no momento em que uma das pás passa pela torre (PINTO, 2013).

Uma das soluções para melhorar a qualidade de energia de fontes eólicas é uso da eletrônica de potência em conjunto com topologias alternativas de geradores, como o GIDA (Gerador de indução duplamente alimentado). A escolha do GIDA ocorre devido ao seu conversor processar até 30% da potência nominal do gerador, enquanto em outros geradores com conversor acoplado esse valor chega a 100%. Isto possibilita a redução do custo do conversor (DATTA; RANGANATHAN, 2002; SIMÕES; FARRET, 2004). Nessa configuração tanto o estator quanto o rotor estão conectados à rede. Sendo o primeiro conectado diretamente (Figura 1-A) e o rotor é conectado através de uma derivação (Figura 1-C), no qual existe um conversor CA/CA bidirecional *back-to-back* (VOLTOLINI, 2007).

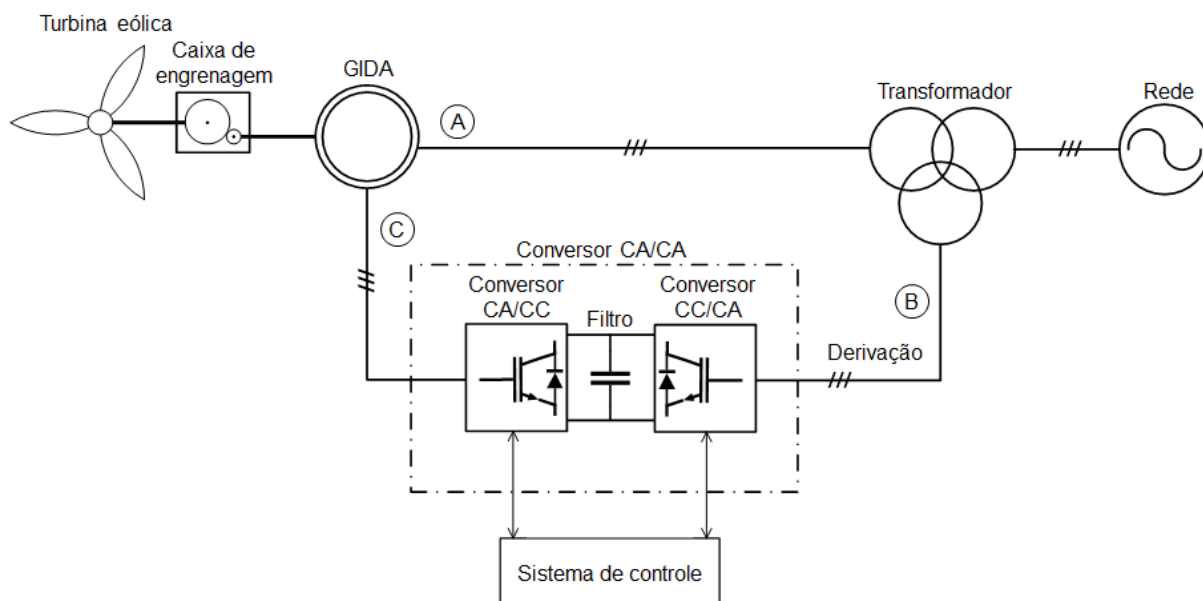


Figura 1 – Esquema do GIDA conectado à rede para geração de energia eólica (Próprio autor).

O conversor *back-to-back* é dividido em dois estágios. O primeiro converte a tensão alternada do lado voltado para a rede (Figura 1-B) em tensão contínua, que é feita através do processo de retificação e com a ajuda de um filtro capacitivo, localizado logo após a saída deste estágio. Já o segundo estágio converte a tensão contínua novamente em tensão alternada, dessa vez aplicada ao rotor (Figura 1-C). Esse processo é feito através da modulação por largura de pulso (PWM). Ambos os estágios são constituídos por pontes de *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), que são chaves semicondutoras para médias tensões. Dependendo de como as pontes de IGBT são chaveadas é possível regular a saída do conversor para tensões e frequências específicas (FILHO, 2010).

As técnicas de controle vetorial por orientação do fluxo do estator, ou de rotor, ou tensão de estator, permitem controlar separadamente as potências ativas e reativas do GIDA, além das grandezas de tensão e frequência. Essas técnicas consistem em controlar as componentes de eixo direto e em quadratura das correntes do rotor (SOUSA, 2011). Inicialmente, utilizavam-se controladores proporcionais-integrais (PI) para este fim (FILHO, 2010). Mais recentemente, com o avanço dos sistemas computacionais e das técnicas de controle digital, surgiram novas alternativas como o *deadbeat* (ALTUNA, 2002; MAHMOUD et al., 2005), controle preditivo de matriz dinâmica de controle (DMC) (HARNEFORS; NEE, 1998), controle preditivo baseado em modelo (CPBM) (FILHO, 2010; FILHO; FILHO, 2012) e controle preditivo generalizado (GPC) (KENNEL; LINDER; LINKE, 2001). Todas elas apresentam excelente desempenho, porém a maioria dos trabalhos encontrados na literatura se limitam apenas a simulação.

Devido ao estator do GIDA estar conectado diretamente à rede elétrica a ocorrência de afundamentos de tensão pode danificar os conversores que estão conectados aos enrolamentos do rotor. Inicialmente, a proteção empregada era um banco de resistores que eram ativados quando a falta era detectada (MORREN; HAAN, 2005; RAN et al., 2006). Com a evolução das técnicas de controle e modelagem matemática propostas como a apresentada em Lima et al. (2010) e Lima et al. (2009) possibilitaram ao GIDA operar durante o afundamento de tensão com seu conversor operando.

Sendo assim, este projeto de pesquisa tem o objetivo de preencher a lacuna existente na implementação do CPBM aplicado ao controle da potências do GIDA apresentado no trabalho de Filho e Filho (2012). Possivelmente, também serão realizados testes do GIDA operando afundamentos de tensão. O sistema de controle será implementado no Laboratório de Eletrônica de Potência e Smart Grids da UFABC.

2 Controle CPBM aplicado potências ativas e reativas do GIDA

Os controladores preditivos levam em consideração o comportamento futuro do sistema, comparando a saída com a referência e encontrando uma função custo de menor valor possível (CAMACHO; BORDONS, 1998; ROSSITER, 2003; WANG, 2009). No CPBM é utilizado o modelo matemático do gerador de indução duplamente alimentado para fazer a predição das saídas futuras. Depois disso, é calculada a lei de controle através da minimização da função custo. A característica antecipativa do controle preditivo é desejável em sistemas onde há a mudança rápida de referência. Além disso, é possível lidar explicitamente com as restrições visto que estas podem ser incorporadas no processo de minimização da função custo (FILHO, 2010). A Figura 2 apresenta um diagrama representativo do sistema de controle preditivo.

Segundo Leonhard (1985), o modelo matemático do GIDA no referencial síncrono dq girando com uma velocidade ω_1 é dado por:

$$\vec{v}_{1dq} = R_1 \vec{i}_{1dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} + j\omega_1 \vec{\lambda}_{1dq} \quad (2.1)$$

$$\vec{v}_{2dq} = R_2 \vec{i}_{2dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{2dq}}{dt} + j(\omega_1 - n_p \omega_{mec}) \vec{\lambda}_{2dq} \quad (2.2)$$

A relação entre os fluxos concatenados em função das correntes são expressas por:

$$\vec{\lambda}_{1dq} = L_1 \vec{i}_{1dq} + L_M \vec{i}_{2dq} \quad (2.3)$$

$$\vec{\lambda}_{2dq} = L_M \vec{i}_{1dq} + L_2 \vec{i}_{2dq}. \quad (2.4)$$

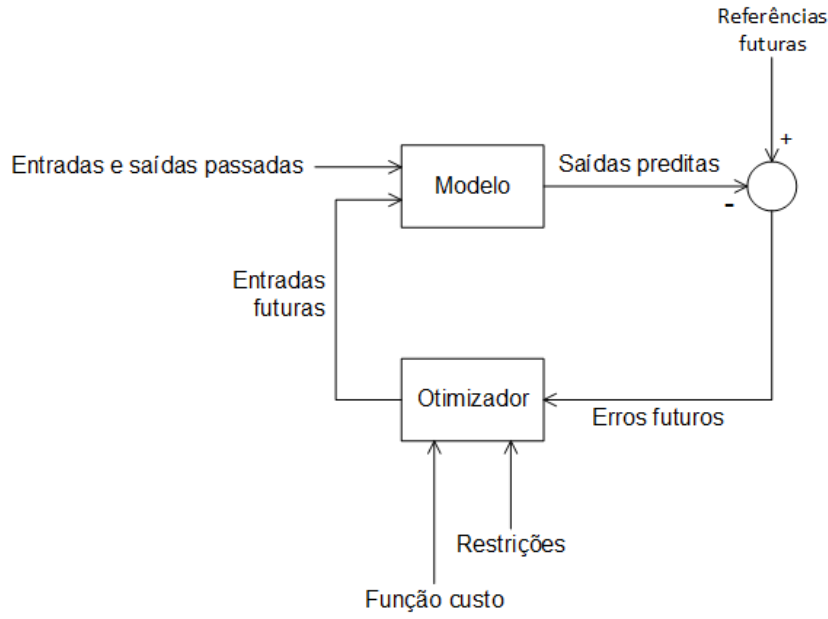


Figura 2 – Diagrama representativo do sistema de controle preditivo (FILHO, 2010).

e as potências ativas e reativas são dadas por:

$$P = \frac{3}{2}(v_{1d}i_{1d} + v_{1q}i_{1q}) \quad (2.5)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{1q}i_{1d} - v_{1d}i_{1q}). \quad (2.6)$$

Nas equações 2.3 à 2.6 \vec{v} , \vec{i} e $\vec{\lambda}$ são os vetores espaciais de tensão, corrente e fluxo magnético, respectivamente. Os subíndices 1 e 2 nas mesmas equações referem-se aos estator e rotor, respectivamente. E ainda, R representa as resistências do estator e rotor por fase, L , as indutâncias próprias do estator e do rotor, L_M , a indutância mútua, ω_1 , a velocidade síncrona, ω_{mec} , a velocidade mecânica e n_p , o número de pares de polos da máquina.

O CPBM deste trabalho visa o controlar a potência ativa e reativa do estator através da regulação de fluxo do rotor. Ao adotar a orientação segundo o fluxo do estator o eixo direto é alinhado com vetor fluxo de estator, ou seja, $\lambda_{d1} = \lambda_1 = |\lambda_{1dq}|$ e $\lambda_{1q} = 0$ (FILHO; FILHO, 2012). Utilizando-se deste fato e das equações 2.3 e 2.4, as equações 2.5 e 2.6 podem ser reescritas:

$$P = -\frac{3v_1L_M}{2\sigma L_1L_2}\lambda_{2q} \quad (2.7)$$

$$Q = \frac{3v_1L_M}{2\sigma L_1L_2}(-\lambda_{2d} + \frac{L_2}{L_M}\lambda_1). \quad (2.8)$$

Onde $v_1 = v_{1q} = |\vec{v}_{1dq}|$ e $\sigma = 1 - (L_M^2)/(L_1L_2)$.

A equação 2.2 indica que o fluxo do rotor pode ser controlado através da tensão aplicada ao mesmo. Desprezando a resistência do rotor no cálculo da tensão em (2.2), as potências ativas (2.7) e reativas (2.8) no referencial síncrono são iguais à:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \frac{v_{d2}(t)}{A_m} + \omega_{sl}P(t) \quad (2.9)$$

$$\frac{dP(t)}{dt} = \frac{v_{2q}(t)}{A_m} + \omega_{sl}Q(t) - \omega_{s1}\frac{L_2}{L_MA_m}\lambda_1. \quad (2.10)$$

Onde $\omega_{sl} = \omega_1 - n_p \omega_{mec}$ e $A_m = -(2\sigma L_1 L_2)/(3v_1 L_m)$.

Segundo Ogata (2000), um sistema linear contínuo no tempo pode ser representado por espaço de estados através da equação 2.11. Onde A , B , C e G são matrizes $n \times n$, \bar{x} , o vetor de variáveis de estado, \bar{u} , o vetor de entradas, \bar{y} o vetor de saídas e \bar{w} o vetor de perturbações.

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= A\bar{x} + B\bar{u} + G\bar{w} \\ \bar{y} &= C\bar{x}.\end{aligned}\tag{2.11}$$

Reescrevendo as equações 2.9 e 2.10 na forma de espaço de estados (2.11), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{Q} \\ \dot{P} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q \\ P \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{A_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{A_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_{sl} \frac{L_2}{L_m A_m} \lambda_1 \end{bmatrix}.\tag{2.12}$$

Neste caso, as variáveis de estado são as próprias saídas do sistema, ou seja, a matriz C é igual a identidade.

O sistema em (2.12) não é linear, pois ω_{mec} varia com o tempo. Entretanto, a constante de tempo mecânica é muito maior que as constantes elétricas. Assim, considerando que o modelo será implementado em um sistema digital, portanto discreto no tempo. Pode-se fazer a linearização, considerando que ω_{mec} é aproximadamente constante para cada período de amostragem, ω_{sl} também é constante, visto que, $\omega_1 = 2\pi f$ é fixado pela frequência da rede, $f = 60Hz$.

A discretização de (2.12) em um período de amostragem T através do *zero-order-hold* (ZOH) sem atraso pode ser feita pela equação abaixo (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1994):

$$\bar{x}(k+1) = A_d \bar{x}(k) + B_d \bar{u}(k) + G_d \bar{w}_d(k)\tag{2.13}$$

Onde:

$$\begin{aligned}A_d &= e^{AT} \cong I + AT \\ B_d &= \int_0^T e^{A\tau} B d\tau \cong BT \\ G_d &= \int_0^T e^{A\tau} G d\tau \cong GT \\ C_d &= C.\end{aligned}\tag{2.14}$$

Substituindo (2.12) em (2.13) e (2.14), tem-se:

$$\begin{bmatrix} Q(k+1) \\ P(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl}T \\ -\omega_{sl}T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q(k) \\ P(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{A_m} & 0 \\ 0 & \frac{T}{A_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d}(k) \\ v_{2q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_{sl} \frac{L_2}{L_m A_m T} \lambda_1 \end{bmatrix}.\tag{2.15}$$

A predição das saídas a partir do modelo matemático dinâmico da equação discretizada (2.15) é dada por:

$$Y = P_{px} \bar{x}(k) + HU + D\bar{w}_d(k).\tag{2.16}$$

Onde:

$$Y = \begin{bmatrix} y(k+1) & y(k+2) & \cdots & y(k+n_y) \end{bmatrix}^T\tag{2.17}$$

$$P_{px} = \begin{bmatrix} C_d A_d & C_d A_d^2 & \cdots & C_d A_d^{n_y} \end{bmatrix}^T\tag{2.18}$$

$$U = \begin{bmatrix} u(k) & u(k+1) & \cdots & u(k+n_y-1) \end{bmatrix}^T\tag{2.19}$$

$$H = \begin{bmatrix} C_d B_d & 0 & 0 & \cdots \\ C_d A_d B_d & C_d B_d & 0 & \cdots \\ C_d A_d^2 B_d & C_d A_d B_d & C_d B_d & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ C_d A_d^{n_y-1} B_d & C_d A_d^{n_y-2} B_d & C_d A_d^{n_y-3} B_d & \cdots \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$D = \begin{bmatrix} C_d & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ C_d A_d & C_d & 0 & \cdots & 0 \\ C_d A_d^2 & C_d A_d & C_d & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_d A_d^{n_y-1} & C_d A_d^{n_y-2} & C_d A_d^{n_y-3} & \cdots & C_d \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

e n_y é o horizonte de predição das saídas.

Substituindo as matrizes A_d , B_d , G_d e C_d (2.14) do modelo de espaço de estados do GIDA discretizado (2.15) nas matrizes Y (2.17), P_{px} (2.18), U (2.19), H (2.20) e D (2.21), e utilizando as matrizes resultantes na equação 2.16, obtêm-se as saídas futuras a partir do modelo. O próximo passo é a obtenção da função custo, que pode ser computada através da equação abaixo (FILHO; FILHO; FILHO, 2011; FILHO, 2010):

$$J = (Y - \omega)^T W_y (Y - \omega) + U^T W_u U \quad (2.22)$$

Sendo que $\omega \in \mathbb{R}^{(n_y \times q) \times 1}$ representa o vetor de referências futuras da saída a ser controlada, $W_y \in \mathbb{R}^{(n_y \times q) \times (n_y \times q)}$ é uma matriz definida-positiva que permite enfatizar cada saída controlada. $W_u \in \mathbb{R}^{n_u \times n_u}$, também uma matriz definida-positiva, pondera o esforço de controle das entrada, $U \in \mathbb{R}^{n_y \times n_y}$ é o vetor de entradas, q o número de saídas e n_u o horizonte de controle.

Substituindo Y de (2.16) em (2.22) resulta numa função de custo quadrático dependente de U . Assim, podemos utilizar a expressão $\frac{\partial J_c}{\partial U} = 0$ para encontrar o valor mínimo e obter a lei de controle:

$$U = (H^T W_y H + W_u)^{-1} H^T W_y (\omega - P_{px} x(k) - D \omega_d(k)). \quad (2.23)$$

Lembrando que as matrizes P_{px} , H e D devem ser calculadas a cada ciclo de controle, pois dependem do modelo linearizado, que pode mudar entre um ciclo e outro. A Figura 3 mostra o diagrama de blocos proposto para esta estratégia de controle.

O algoritmo de controle calcula as tensões de rotor de tal forma que as potências ativas e reativas converjam para os seus valores de referência. O vetor de tensão desejado no referencial $\alpha\beta r$, $\vec{v}_{2\alpha\beta r}$, gera os sinais de chaveamento para o conversor CC/CA com o emprego de qualquer modulação por vetores espaciais, que é dado por:

$$\vec{v}_{2\alpha\beta r} = \vec{v}_{2dq} e^{\delta_s - \delta_r}. \quad (2.24)$$

$\delta_s - \delta_r$ é a diferença dos ângulos do fluxo de estator e de rotor, que pode ser calculada através da integral abaixo:

$$\delta_s - \delta_r = \int \omega_{sl} dt. \quad (2.25)$$

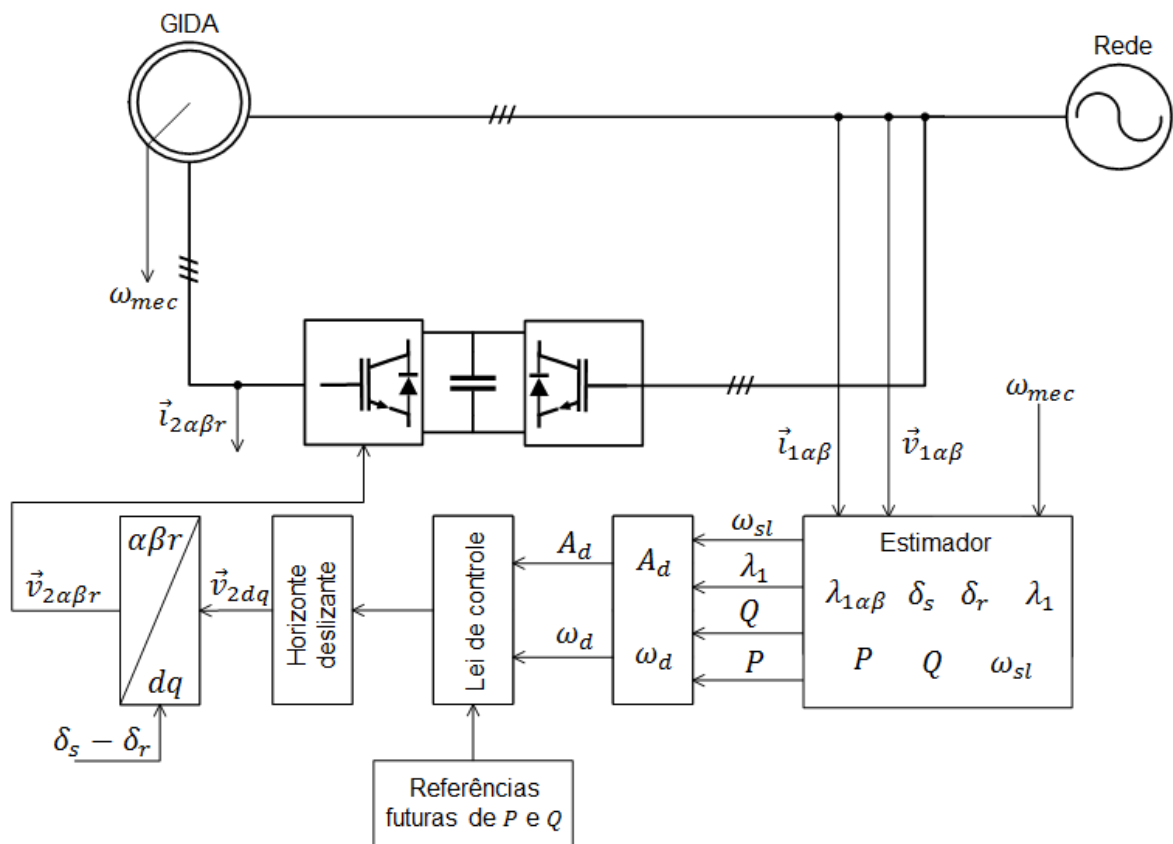


Figura 3 – Diagrama de blocos proposto para a estratégia de controle CPBM (FILHO; FILHO, 2012).

Referências

- ALTUNA, J. A. T. *Análise dinâmica de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor PWM*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Setembro 2002.
- AMARANTE, O. A. C. do et al. In: CEPEL. *Atlas do potencial eólico brasileiro*. Brasil, 2001. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/atlas_eolico/Atlas%20do%20Potencial%20Eolico%20Brasileiro.pdf>. Acesso em: 21 de novembro de 2016.
- CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. *Model predictive control*. London: Springer, 1998. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 3540762418.
- DATTA, R.; RANGANATHAN, V. Variable-speed wind power generation using a doubly fed wound rotor induction machine: A comparison with alternative schemes. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, n. 17, p. 414–421, 2002.
- FILHO, A. J. S. *Controle de potências ativa e reativa de geradores de indução trifásicos de rotor bobinado para a aplicação em geração eólica com a utilização de controladores baseados no modelo matemático dinâmico do gerador*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Novembro 2010.
- FILHO, A. J. S.; FILHO, E. R. Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 3, n. 3, p. 398–406, 2012.
- FILHO, A. J. S.; FILHO, M. E. de O.; FILHO, E. R. A predictive power control for wind energy. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, v. 2, n. 1, p. 97–105, Janeiro 2011.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Feedback control of dynamics systems*. 3. ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1994.
- HARNEFORS, L.; NEE, H.-P. Model-based current control of ac machines. using the internal model control method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, n. 37, p. 133–141, 1998.
- KENNEL, R.; LINDER, A.; LINKE, M. Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications? *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, p. 1839–1844, 2001.
- LEONHARD, W. *Control of electrical drives*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1985.
- LIMA, F. K. A. et al. Controle de gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão. *Eletrônica de Potência*, v. 13, n. 3, p. 189–199, Agosto 2009.
- LIMA, F. K. A. et al. Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 118–130, Janeiro 2010.
- MAHMOUD, S. et al. A simple high performance current control scheme for induction motor drives. *31th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, p. 1762–1767, 2005.
- MORREN, J.; HAAN, S. W. H. de. Ride-through of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, n. 2, p. 435–441, Setembro 2005.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 4. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2000. ISBN 9788587918239.
- PINTO, M. de O. *Fundamentos da energia eólica*. Rio de Janeiro: LTC, 2013. ISBN 9788521621607.
- RAN, L. et al. Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 652–662, Setembro 2006.
- ROSSITER, J. *Model-Based predictive control: A practical approach*. [S.l.]: CRC Press, 2003. (Control Series). ISBN 9780849312915.
- SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. *Renewable energy systems with induction generators*. [S.l.]: CRC Press, 2004. ISBN 9780849320316.
- SOUSA, M. H. de. *Determinação de parâmetros de máquinas síncronas pelo ensaio de resposta a frequência: Proposta de metodologia com inversor de frequência*. Tese (Graduação) — Universidade de São Paulo, 2011.

VOLTOLINI, H. *Modelagem e controle de geradores duplamente alimentados com aplicação em sistemas eólicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Março 2007.

WANG, L. *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB®*. London: Springer, 2009. ISBN 9781848823310.