

Modelagem e Controle de duas Topologias de Conversores Usadas em Sistemas de Geração Eólica

Lorrana F. da Rocha* Rodolfo L. Valle** Pedro G. Barbosa*

* Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil, (lorrana.faria@engenharia.ufjf.br, pedro.gomes@ufjf.edu.br)

** Departamento de Eletroeletrônica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), Leopoldina, Minas Gerais, Brasil, (rodolfolacerda@cefetmg.br)

Abstract: This paper presents the modeling and control of two topologies of full capacity power electronic converters applied to a wind energy conversion system connected to the grid. The mathematical models are developed in the synchronous ($dq0$) coordinates systems. The control of the converters is performed in state space and the gains are calculated using a linear quadratic regulator method. Simulation results are used to verify the modeling and the controllers designed for two of the investigated converter topologies.

Resumo: Este artigo apresenta a modelagem e o controle de duas topologias de conversores de capacidade plena aplicados a um sistema de geração eólica conectado à rede elétrica. Os modelos matemáticos são desenvolvidos no sistema de coordenadas síncrono ($dq0$). O controle dos conversores é realizado em espaço de estados sendo os ganhos calculados usando a metodologia baseada no regulador linear quadrático. Resultados de simulação são usados para verificar a modelagem e os controladores projetados para duas as topologias de conversores investigadas.

Keywords: Wind Generation; Permanent Magnet Synchronous Generator; State Feedback; LQR Control; LCL filter.

Palavras-chaves: Geração Eólica; Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes; Realimentação de Estados; Controle LQR; Filtro LCL.

1. INTRODUÇÃO

A integração de fontes renováveis de geração de energia elétrica tem sido responsável por mudanças significativas nas matrizes energéticas de diversos países do mundo (Nehrir et al., 2011). Dentro deste contexto, os sistemas de geração eólicos vêm assumindo um papel de destaque em virtude dos menores custos de produção e o aumento da capacidade das turbinas eólicas (do inglês, *Wind Turbines*, WT) (Yaramasu et al., 2015).

Atualmente, a maioria dos sistemas de conversão de energia eólica (do inglês, *Wind Energy Conversion*, WEC) comerciais são de velocidade variável, onde conversores eletrônicos regulam a quantidade de potência gerada a partir do controle da velocidade do gerador. Estes sistemas são encontrados com potências que chegam até uma dezena de *megawatt*, sendo que diferentes topologias e configurações de conversores eletrônicos podem ser usadas para processar a energia dos geradores eólicos (Barrera-Cardenas and Molinas, 2014). Entretanto, a eletricidade gerada por estes sistemas é intermitente, e conversores eletrônicos devem ser empregados para garantir a frequência e a qualidade da energia injetada na rede elétrica mesmo em condições de frequência variável do gerador eólico.

Visando o desenvolvimento dos sistemas de geração de energia eólica, tanto em termos de eficiência e confiabilidade, diferentes topologias de conversores eletrônicos são propostas na literatura (Abdelsalam et al., 2014; Barrera-Cardenas and Molinas, 2014; Chen et al., 2009). Para o sistema eólico, normalmente são utilizadas duas etapas de conversão para que seja conectado à rede em corrente alternada trifásica. A primeira é a etapa CA-CC e a segunda CC-CA, sendo elas ligadas por um barramento de corrente contínua.

Neste contexto, este trabalho tem o objetivo de estudar a modelagem e o controle de duas topologias de conversores propostas para conexão do sistema eólico à rede elétrica. A primeira topologia é composta por um retificador não controlado conectado a um conversor *boost* e um inversor fonte de tensão de dois níveis. A segunda topologia contém dois conversores fonte de tensão conectados por um barramento CC. O gerador eólico utilizado será o gerador síncrono de ímãs permanentes. A modelagem matemática dos conversores empregados será desenvolvida no espaço de estados utilizando o sistema de coordenadas síncrono. Para o projeto dos controladores por realimentação de estados será utilizado o método do regulador linear-quadrático (do inglês, *Linear-Quadratic Regulator*, LQR). Resultados de simulação serão apresentados para comparar as respostas

dos dois circuitos e o desempenho dos controladores mediante às variações no vento do sistema de conversão de energia eólica.

2. DESCRIÇÃO DAS TOPOLOGIAS

Com exceção dos geradores de indução duplamente alimentados (do inglês, *Doubly Fed Induction Generator*, DFIG), grande parte dos sistemas WEC utilizam conversores plenos de dois estágios para processar e condicionar a energia gerada pelas WT. O primeiro estágio destes conversores é composto de um retificador CA-CC, que pode ser controlado ou não, enquanto o segundo estágio contém um inversor CC-CA, sendo que ambos conversores tem seus terminais CC conectados a um barramento comum (Zhang et al., 2018; Abdelsalam et al., 2014).

As duas principais topologias de conversores utilizadas em sistemas eólicos de velocidade variável são formadas por: (i) retificador não controlado no estágio de entrada, um conversor *boost* conectado ao barramento CC e um conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*, VSC) no estágio de saída, e a (ii) dois conversores VSC na configuração *back-to-back* (Yaramasu et al., 2015).

Na Figura 1 é ilustrado o diagrama de blocos da primeira topologia (i). A utilização de retificadores não controlados nos terminais do gerador eólico é possível pois o fluxo de potência por essas máquinas não é bidirecional. Contudo é importante que o sistema WEC seja composto por um gerador síncrono de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator*, PMSG) ou gerador síncrono de rotor bobinado (do inglês, *Wound Rotor Synchronous Generator*, WRSG) (Liserre et al., 2011). O conversor *boost* conectado ao barramento CC permite controlar a amplitude das correntes drenadas do gerador com apenas um interruptor ativo, enquanto a indutância do conversor limita a ondulação (*ripple*). Contudo, como a forma de onda dessas correntes é retangular, conjugados pulsantes são produzidos no eixo da máquina. Um VSC de dois níveis realiza a interface entre o barramento CC e a rede elétrica injetando correntes senoidais na rede.

A segunda topologia (ii) estudada neste trabalho é mostrada na Figura 2. Ela é composta por dois conversores VSC conectados pelo barramento CC, na configuração *back-to-back*. Foi adicionado um filtro passivo de primeira ordem indutivo entre os terminais do gerador eólico e o retificador, tendo em vista que as indutâncias próprias da máquina não são suficientes para filtrar os harmônicos de alta frequência gerados pela operação do VSC.

A configuração *back-to-back* permite ao retificador drenar correntes senoidais do gerador, o que reduz os conjugados pulsantes no eixo da máquina presentes na topologia com retificador não controlado. Além disso, esta topologia pode ser aplicada a sistemas com potências mais elevadas e com outros tipos de geradores. Na Tabela 1 são apresentadas algumas das principais características das duas topologias mostradas anteriormente.

3. MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES DOS CONVERSORES

Neste trabalho, a estratégia de controle de todos conversores do sistema WEC foi feita por realimentação de estados

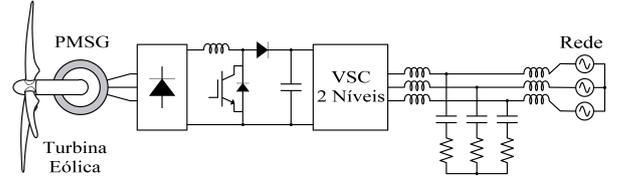


Figura 1. Configuração do sistema eólico com a topologia de retificador não controlado conectado aos terminais do gerador.

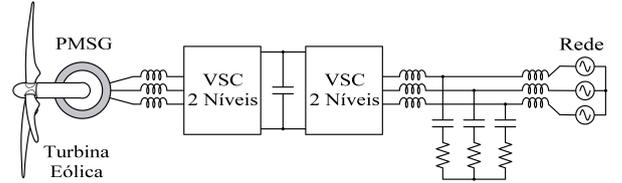


Figura 2. Configuração do sistema eólico com a topologia de conversor *back-to-back*.

Tabela 1. Comparação entre as topologias estudadas (Yaramasu et al., 2015).

Parâmetro	Topologia	
	Ret+boost +VSC	Back-to-Back
Potência Típica	0,75 – 3 MW	0,75 – 10 MW
Ondulação de conj.	Média	Baixa
Corrente do gerador	Não-Senoidal	Senoidal
Interruptores ativos	1 (<i>boost</i>) + 6 (inv.)	6 (ret.) + 6 (inv.)
Complexidade	Baixa	Média-Alta

e os ganhos calculados pelo método LQR. A modelagem do retificador e do inversor controlados foi feita no sistema de coordenadas síncrono dq , tendo sido utilizada a estratégia de chaveamento PWM senoidal para gerar o padrão de disparo dos interruptores semicondutores. A seguir serão apresentados os modelos matemáticos de tais conversores, bem como o projeto dos controladores aplicados.

3.1 Retificador Trifásico com o Conversor Boost

A Figura 3 mostra o circuito retificador da primeira topologia estudada. As forças eletromotrizes induzidas do gerador foram representadas nessa figura pelas fontes de tensão $e_{s,a}$, $e_{s,b}$ e $e_{s,c}$, enquanto que as indutâncias e resistências próprias dos enrolamentos do estator são representadas por L_s e R_s , respectivamente. A indutância L_b representa o indutor do conversor *boost* e R_b a resistência interna do indutor. De forma a simplificar o modelo, o barramento CC foi substituído por uma fonte de tensão.

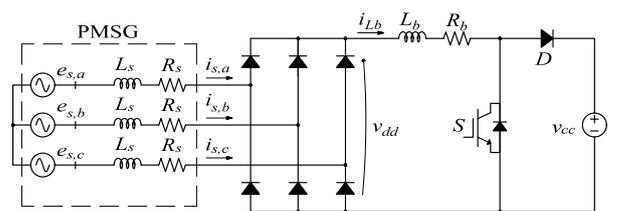


Figura 3. Diagrama esquemático do retificador trifásico com conversor *boost*.

Assumindo que somente duas fases do retificador conduzem a cada período de 60° , tem-se que o valor máximo da tensão v_{dd} será igual ao valor de pico da tensão de linha do gerador. Desprezando as quedas de tensões nas indutâncias e resistências por fase da máquina, tem-se que a tensão média na saída do retificador trifásico é dada por:

$$V_{dd} = \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{\pi} \omega_m, \quad (1)$$

sendo que k_{ge} é a constante eletromotriz da máquina e ω_m é a velocidade angular do eixo do gerador.

Desta forma, a dinâmica da corrente pelo indutor L_b quando o interruptor S do conversor *boost* conduz e o diodo está reversamente polarizado é dada por:

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{(2L_s + L_b)} [v_{dd} - (2R_s + R_b)i_{Lb}]. \quad (2)$$

Já para a condição em que o interruptor S está aberto e o diodo D conduz, a dinâmica de i_{Lb} é dada por:

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{(2L_s + L_b)} [v_{dd} - (2R_s + R_b)i_{Lb} - v_{cc}]. \quad (3)$$

Desprezando as perdas no gerador e no retificador trifásico pode-se igualar o valor da potência nos terminais de entrada do conversor *boost* com o valor da potência mecânica no eixo do PMSG, resultando na seguinte relação:

$$\tau_e = \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{\pi} i_{Lb}, \quad (4)$$

onde τ_e é o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo PMSG.

Substituindo (4) na equação do movimento do PMSG pode-se escrever:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\tau_m}{J} - \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{J\pi} i_{Lb}, \quad (5)$$

em que τ_m é o conjugado mecânico no eixo do gerador e J é o momento de inércia do gerador.

Fazendo $R_{eq} = (2R_s + R_b)$ e $L_{eq} = (2L_s + L_b)$ pode-se escrever as seguintes relações no espaço de estados para (2) e (5):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lb} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{\pi L_{eq}} \\ \frac{-3\sqrt{3}k_{ge}}{J\pi} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lb} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cc} \\ \tau_m \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Já quando considera-se o estágio descrito por (3), tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lb} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{\pi L_{eq}} \\ \frac{-3\sqrt{3}k_{ge}}{J\pi} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lb} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cc} \\ \tau_m \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Para a equação de saída do sistema, a qual não se diferencia de acordo com o estado do interruptor S , tem-se:

$$\mathbf{y} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} i_{Lb} \\ \omega_m \end{bmatrix} + [0 \ 0] \begin{bmatrix} v_{cc} \\ \tau_m \end{bmatrix}, \quad (8)$$

em que percebe-se que a variável a ser controlada através do conversor *boost* é a velocidade angular mecânica do PMSG.

O sistema descrito por (6) e (7) pode então ser linearizado considerando o ciclo de trabalho d do conversor (Corradini et al., 2015) e reescrito da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_u\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{B}_w\tilde{\mathbf{w}} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}_u\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{E}_w\tilde{\mathbf{w}}, \end{cases} \quad (9)$$

onde $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_{Lb} \ \tilde{\omega}_m]^\top$ é o vetor de estados, $\tilde{\mathbf{u}} = [\tilde{d}]$ é o sinal de entrada de controle, $\tilde{\mathbf{w}} = [v_{cc} \ \tau_m]^\top$ é o vetor de distúrbios, o sobrescrito (\top) representa o vetor transposto, o símbolo ($\tilde{}$) denota as variáveis de pequenos sinais do modelo matemático, e as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B}_u , \mathbf{B}_w e \mathbf{C} são dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{3\sqrt{3}k_{ge}}{\pi L_{eq}} \\ \frac{-3\sqrt{3}k_{ge}}{J\pi} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} \frac{(D-1)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [1 \ 0],$$

sendo as matrizes \mathbf{E}_u e \mathbf{E}_w nulas.

Com o objetivo de anular o erro de regime permanente para entradas contínuas foram adicionados estados ao sistema (9), representados pela integral dos erros, tal que:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}_c} = \tilde{\mathbf{r}} - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{e}}, \quad (11)$$

em que $\tilde{\mathbf{x}}_c$ é o vetor de estados relacionados à dinâmica do controlador, $\tilde{\mathbf{r}}$ é o vetor dos sinais de referências, \mathbf{C} é a matriz de sensores da planta, $\tilde{\mathbf{x}}$ é o vetor dos estados da planta e $\tilde{\mathbf{e}}$ é o vetor de erro.

No método de controle por realimentação de estados, todos os estados devem ser medidos e multiplicados por ganhos adequados, buscando estabilizar o sistema em malha fechada. Com isso, a entrada de controle do conversor é representada por:

$$\tilde{\mathbf{u}} = -[\mathbf{K}_1 \ \mathbf{K}_2] \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{x}}_c \end{bmatrix}, \quad (12)$$

onde \mathbf{K}_1 é uma matriz dos ganhos dos estados da planta, e \mathbf{K}_2 é uma matriz dos ganhos dos estados do controlador. O diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada com a realimentação de estados é ilustrado na Figura 4.

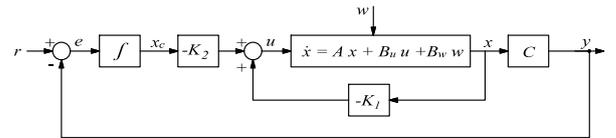


Figura 4. Diagrama da malha fechada com o controle por realimentação de estados (Ogata, 2010).

As matrizes que determinam o sistema aumentado, descrito pela modelagem da planta e do controlador em espaço de estados, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{x}}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_u \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_w \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{w}} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}, \quad (13)$$

em que, define-se:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}_a} = \mathbf{A}_a \tilde{\mathbf{x}}_a + \mathbf{B}_{ua} \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{B}_{wa} \tilde{\mathbf{w}} + \mathbf{B}_r \tilde{\mathbf{r}}. \quad (14)$$

Os ganhos do controlador LQR foram obtidos com auxílio do *software* Matlab a fim de minimizar a função custo dada por (Ogata, 2010):

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (15)$$

sendo \mathbf{Q} uma matriz simétrica positiva semi-definida que tem dimensão de acordo com o número de estados do sistema aumentado, \mathbf{R} uma matriz simétrica positiva definida cuja dimensão tem relação com a ação de controle, e o símbolo (\top) denota o vetor ou matriz transposta.

As matrizes definidas para o cálculo dos ganhos do controle do conversor *boost* pelo método LQR estão apresentadas a seguir:

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \text{diag} ([1 \times 10^{-4} & 1 \times 10^{-4} & 1 \times 10^6]) \\ \mathbf{R} = 3 \times 10^5, \end{cases} \quad (16)$$

sendo que o termo *diag* representa a diagonal principal da matriz de ganhos.

3.2 Retificador Controlado de Dois Níveis

A modelagem do retificador controlado da topologia *back-to-back* será feita no sistema de coordenadas síncrono, sendo as variáveis de estados escolhidas para modelagem: as correntes de eixo direto e de quadratura do estator, e a velocidade angular mecânica do rotor. O circuito do conversor está detalhado na Figura 5, na qual novamente o capacitor do barramento CC foi substituído por uma fonte de tensão. A indutância L_r e a resistência R_r caracterizam os parâmetros do filtro de entrada do conversor.

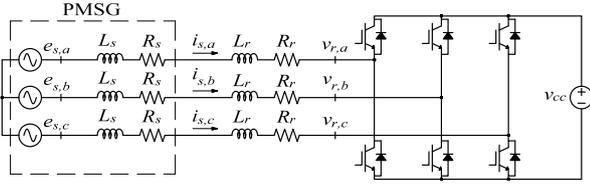


Figura 5. Circuito do retificador controlado com VSC de dois níveis.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões em cada uma das fases do circuito da Figura 5 pode-se escrever o seguinte sistema de equações diferenciais:

$$\frac{di_{s,k}}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} [e_{s,k} - R_{eq}i_{s,k} - \frac{v_{cc}}{2} m_{r,k}]. \quad (17)$$

onde $k \in \{a, b, c\}$ é referente às fases, $R_{eq} = (R_s + R_r)$, $L_{eq} = (L_s + L_r)$ e, devido a PWM senoidal, tem-se que $v_{r,k} = m_{r,k}(v_{cc}/2)$, sendo $m_{r,k}$ o índice ou fator de modulação da fase k do conversor.

Transformando (17) para o sistema de coordenadas síncrono, tem-se:

$$\begin{cases} \frac{di_{s,d}}{dt} = P\omega_m i_{s,q} + \frac{1}{L_{eq}} [-R_{eq}i_{s,d} - \frac{v_{cc}}{2} m_{r,d}] \\ \frac{di_{s,q}}{dt} = -P\omega_m i_{s,d} + \frac{1}{L_{eq}} [P\omega_m \lambda_s - R_{eq}i_{s,q} - \frac{v_{cc}}{2} m_{r,q}], \end{cases} \quad (18)$$

onde P representa o número de pares de polos do gerador, os subíndices d e q representam respectivamente as variáveis no sistema nas coordenadas direta e quadratura, e λ_s é o fluxo enlaçado produzido pelas bobinas do estator.

As grandezas referente a coordenada *zero* foram desprezadas em (18) pelo fato do PMSG não ter o quarto fio.

Krause et al. (2013) mostram que o conjugado eletromagnético produzido por uma máquina síncrona de ímãs permanentes é calculado por :

$$\tau_e = \frac{3P}{2} [\lambda_s i_{s,q} + (L_{s,d} - L_{s,q})i_{s,q} i_{s,d}]. \quad (19)$$

Assumindo que $L_{s,d} = L_{s,q}$ pode-se mostrar que o conjugado eletromagnético dado em (19) dependerá somente da corrente de eixo de quadratura, e a equação de dinâmica do PMSG pode ser escrita como:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\tau_m}{J} - \frac{3P}{2J} \lambda_s i_{s,q}. \quad (20)$$

Da mesma forma que no caso anterior pode-se linearizar (18) e (20) reescrevendo as equações de pequenos sinais como mostrado em (9), sendo $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_{s,d} \ \tilde{i}_{s,q} \ \tilde{\omega}_m]^T$ o vetor de estados do sistema, $\tilde{\mathbf{u}} = [\tilde{m}_{r,d} \ \tilde{m}_{r,q}]^T$ o vetor das entradas de controle, $\tilde{\mathbf{w}} = [\tilde{\tau}_m \ \tilde{v}_{cc}]^T$ o vetor de distúrbios, e as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B}_u , \mathbf{B}_w e \mathbf{C} dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & P \Omega_m & P I_{s,q} \\ -P \Omega_m & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & -P I_{s,d} + \frac{P\lambda_s}{L_{eq}} \\ 0 & -\frac{3}{2} \frac{P\lambda_s}{J} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{cc}}{2L_{eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{cc}}{2L_{eq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} -\frac{M_{r,d}}{2L_{eq}} & 0 \\ -\frac{M_{r,q}}{2L_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

sendo as matrizes \mathbf{E}_u e \mathbf{E}_w nulas.

O objetivo deste conversor é o controle da velocidade angular mecânica e da corrente de eixo direto nos valores de referência. Além disso, o controle da corrente de quadratura também é realizado de forma interna. O sinal de referência da velocidade angular mecânica será dado por um algoritmo de rastreamento de máxima potência. Já o sinal de referência da corrente de eixo direto será nulo. O controle em espaço de estados é feito em etapa única. Com isso, o controle da corrente de quadratura, que tem relação com o conjugado eletromagnético, é implícito e o seu valor é determinado internamente pelo controle da velocidade.

Para o retificador controlado, determinou-se os seguintes valores para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} :

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \text{diag} ([1 \times 10^{-5} & 1 \times 10^{-5} & 5 & 5 \times 10^1 & 1 \times 10^6]) \\ \mathbf{R} = \text{diag} ([1 \times 10^4 & 5 \times 10^2]) \end{cases} \quad (22)$$

que, com as matrizes do sistema aumentado de acordo com (14), foram utilizadas para o cálculo dos ganhos pelo método do LQR.

3.3 Inversor de Dois Níveis

A Figura 6 ilustra a topologia do inversor usado para injetar a potência convertida pelos retificadores das Figuras 3 e 5 na rede CA. Um filtro LCL é conectado entre os terminais do inversor e o ponto de acoplamento com a rede CA. A fonte de corrente i_o modela a injeção de potência no barramento CC. Nessa figura, as grandezas $v_{t,a}$, $v_{t,b}$, $v_{t,c}$ e $i_{t,a}$, $i_{t,b}$, $i_{t,c}$ representam as tensões e as correntes de fase nos terminais do inversor, respectivamente. L_t e R_t são as

indutâncias e resistências por fase na saída do inversor e L_g e R_g são as indutâncias e resistências conectadas nos terminais do PAC. A capacitância do filtro LCL é definida como C_f e a resistência de amortecimento do pico de ressonância como R_f . As tensões no PAC são definidas como $v_{pac,a}$, $v_{pac,b}$, $v_{pac,c}$ e as correntes injetadas na rede são representadas por $i_{g,a}$, $i_{g,b}$, $i_{g,c}$.

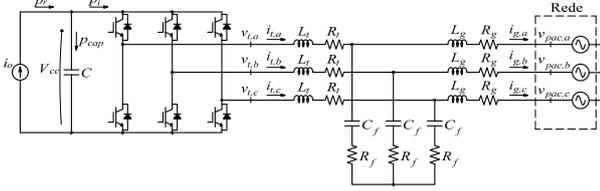


Figura 6. Circuito do inversor com VSC de dois níveis com filtro LCL de saída.

Tendo em mente o circuito da Figura 6 pode-se escrever um equação diferencial para cada fase do inversor, como se segue:

$$\frac{di_{t,k}}{dt} = \frac{1}{L_t} \left[\frac{v_{cc}}{2} m_{t,k} - v_{c,k} - (R_t + R_f) i_{t,k} + R_f i_{g,k} \right], \quad (23)$$

onde $k \in \{a, b, c\}$ é referente às fases, e a tensão $v_{t,k}$ pode ser substituída pela relação $m_{t,k}(v_{cc}/2)$, sendo $m_{t,k}$ o fator de modulação de amplitude das tensões terminais do inversor.

Convertendo (23) para o sistema de coordenadas síncrono têm-se:

$$\begin{cases} \frac{di_{t,d}}{dt} = \omega_g i_{t,q} + \frac{1}{L_t} \left[\frac{v_{cc}}{2} m_{t,d} - v_{c,d} - (R_t + R_f) i_{t,d} + R_f i_{g,d} \right] \\ \frac{di_{t,q}}{dt} = -\omega_g i_{t,d} + \frac{1}{L_t} \left[\frac{v_{cc}}{2} m_{t,q} - v_{c,q} - (R_t + R_f) i_{t,q} + R_f i_{g,q} \right]. \end{cases} \quad (24)$$

Já a equação referente à corrente da rede é:

$$\frac{di_{g,k}}{dt} = \frac{1}{L_g} [v_{c,k} - (R_g + R_f) i_{g,k} + R_f i_{t,k} - v_{pac,k}]. \quad (25)$$

A transformação de (25) para as coordenadas dq resulta em:

$$\begin{cases} \frac{di_{g,d}}{dt} = \omega_g i_{g,q} + \frac{1}{L_g} [v_{c,d} - (R_g + R_f) i_{g,d} + R_f i_{t,d} - v_{pac,d}] \\ \frac{di_{g,q}}{dt} = -\omega_g i_{g,d} + \frac{1}{L_g} [v_{c,q} - (R_g + R_f) i_{g,q} + R_f i_{t,q} - v_{pac,q}]. \end{cases} \quad (26)$$

Finalmente pode-se escrever um terceiro conjunto de equações para as tensões nos terminais dos capacitores no filtro LCL:

$$\frac{dv_{c,k}}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{t,k} - i_{g,k}], \quad (27)$$

que no sistema de coordenadas síncrono é reescrito como:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c,d}}{dt} = \omega_g v_{c,q} + \frac{1}{C_f} [i_{t,d} - i_{g,d}] \\ \frac{dv_{c,q}}{dt} = -\omega_g v_{c,d} + \frac{1}{C_f} [i_{t,q} - i_{g,q}]. \end{cases} \quad (28)$$

Como no modelo do retificador controlado da Seção 3.2, as equações referentes a componente de sequência zero

foram desprezadas em (24), (26) e (28) devido o inversor possuir somente três braços. Além das relações anteriores, foi necessário escrever uma equação adicional relacionando a tensão do capacitor do barramento CC e a potência nos terminais do inversor, conforme mostrado a seguir (Fernandes et al., 2018):

$$p_r = p_{cap} + p_i \quad (29)$$

onde $p_r = v_{cc} i_o$ é a potência de saída da etapa do retificador, p_i é a potência entregue ao inversor e $p_{cap} = v_{cc}(C dv_{cc}/dt)$ é a potência do capacitor.

Desprezando as perdas no inversor pode-se igualar a expressão da potência CC entregue ao inversor com o valor da potência de saída CA. Baseado na teoria das potências instantâneas pode-se escrever a seguinte relação para a potência CC entregue ao inversor:

$$p_i = \frac{3}{2} (v_{t,d} i_{t,d} + v_{t,q} i_{t,q}), \quad (30)$$

onde fator 3/2 foi incluído para igualar as potências calculadas nas coordenadas abc e dq .

Substituindo as expressões de $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$ pela relação com o fator de modulação em cada eixo e tensão do barramento CC em (30), pode-se reescrever p_i como se segue:

$$p_i = \frac{3}{2} \left(m_{t,d} \frac{v_{cc}}{2} i_{t,d} + m_{t,q} \frac{v_{cc}}{2} i_{t,q} \right). \quad (31)$$

Substituindo as expressões de p_r , p_{cap} e p_i em (29) resulta na seguinte relação:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{i_o}{C} - \frac{3}{4C} m_{t,d} i_{t,d} - \frac{3}{4C} m_{t,q} i_{t,q}. \quad (32)$$

Agrupando (24), (26), (28) e (32) e linearizando o sistema resultante em torno de um ponto de operação, obtém-se um modelo médio de pequenos sinais com a mesma forma de (9) sendo as matrizes escritas como se segue:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_t+R_f)}{L_t} & \omega_g & \frac{R_f}{L_t} & 0 & \frac{-1}{L_t} & 0 & \frac{M_{t,d}}{2L_t} \\ -\omega_g & \frac{-(R_t+R_f)}{L_t} & 0 & \frac{R_f}{L_t} & 0 & \frac{-1}{L_t} & \frac{M_{t,q}}{2L_t} \\ \frac{R_f}{L_g} & 0 & \frac{-(R_g+R_f)}{L_g} & \omega_g & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_g} & -\omega_g & \frac{-(R_g+R_f)}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_g & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & -\omega_g & 0 & 0 \\ \frac{-3M_{t,d}}{4C} & \frac{-3M_{t,q}}{4C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-3I_{t,d}}{4C} & \frac{-3I_{t,q}}{4C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 10 \end{bmatrix}^T, \quad (33)$$

e as matrizes \mathbf{E}_u e \mathbf{E}_w nulas.

Nesse novo sistema de equações linearizado as entradas de controle são $\tilde{\mathbf{u}} = [\tilde{m}_{t,d} \tilde{m}_{t,q}]^T$, os estados do sistema são $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_{t,d} \tilde{i}_{t,q} \tilde{i}_{g,d} \tilde{i}_{g,q} \tilde{v}_{c,d} \tilde{v}_{c,q} \tilde{v}_{cc}]^T$ e as entradas de distúrbio são $\tilde{\mathbf{w}} = [\tilde{v}_{pac,d} \tilde{v}_{pac,q} \tilde{i}_o]^T$.

A referência adotada para a transformação de coordenadas utilizada neste trabalho garante que a componente $\tilde{i}_{g,q}$ é proporcional a potência ativa enquanto a corrente $\tilde{i}_{g,d}$ é proporcional a potência reativa nos terminais do inversor. Desse modo, o controle da tensão \tilde{v}_{cc} através do controle interno da corrente $\tilde{i}_{g,q}$ garantirá que toda potência que chega ao barramento CC seja injetada na rede CA.

Para este caso, as matrizes LQR do controle do conversor CC-CA são definidas como sendo:

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \text{diag}([1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \times 10^4 \ 1 \times 10^4]) \\ \mathbf{R} = \text{diag}([5 \times 10^7 \ 5 \times 10^7]) \end{cases} \quad (34)$$

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As duas topologias de conversores de interface do sistema de geração eólico com a rede foram modeladas e simuladas no programa PSCAD/EMTDC. Os modelos da turbina e do gerador eólico de 5 MW implementados em ambas topologias são idênticos, sendo seus parâmetros descritos em (Yaramasu et al., 2014). Para o VSC de dois níveis são necessários seis interruptores de potência. Para a potência e a tensão do barramento CC utilizados seriam necessários a conexão dos dispositivos semicondutores em série e em paralelo. Porém, de forma a simplificar a simulação, esta conexão não foi considerada. Na Tabela 2 são fornecidos os principais parâmetros usados na simulação das duas topologias dos sistemas WEC.

O cálculo dos ganhos do controlador do conversor *boost* pelo método LQR retornou os seguintes valores:

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 4,85025 \times 10^{-4} \\ -1,40968 \times 10^{-2} \end{bmatrix}; \quad K_2 = 1,82574. \quad (35)$$

Já os ganhos do controlador do retificador VSC são:

$$\begin{array}{ll} \text{Malha de } i_{s,d} & \text{Malha de } \omega_m \\ \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -6,45137 \times 10^{-4} \\ 1,24610 \times 10^{-5} \\ -6,17158 \times 10^{-2} \end{bmatrix} & \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 2,49220 \times 10^{-4} \\ -1,54047 \times 10^{-3} \\ 3,07227 \times 10^{-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} 6,86969 \times 10^{-2} \\ 2,36956 \end{bmatrix} & \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} 7,49321 \times 10^{-2} \\ -4,34477 \times 10^1 \end{bmatrix} \end{array} \quad (36)$$

Finalmente o cálculo dos ganhos do controlador do inversor retornou os seguintes valores para as malhas de corrente e de tensão:

$$\begin{array}{ll} \text{Malha de } i_{g,d} & \text{Malha de } v_{cc} \\ \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 3,285015 \times 10^{-4} \\ 2,27870 \times 10^{-5} \\ 2,15611 \times 10^{-5} \\ 4,12109 \times 10^{-6} \\ 9,08695 \times 10^{-6} \\ 4,72888 \times 10^{-7} \\ 1,35141 \times 10^{-4} \end{bmatrix} & \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -6,69346 \times 10^{-5} \\ 2,24754 \times 10^{-4} \\ -1,53332 \times 10^{-5} \\ -6,64862 \times 10^{-7} \\ 6,12397 \times 10^{-7} \\ 8,68997 \times 10^{-6} \\ -1,28032 \times 10^{-4} \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} -1,03096 \times 10^{-2} \\ -9,68047 \times 10^{-3} \end{bmatrix} & \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} -9,68047 \times 10^{-3} \\ 1,03096 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \end{array} \quad (37)$$

Tabela 2. Principais parâmetros dos conversores utilizados na simulação

Etapa CA-CC (Retificador+Boost)	
Tensão eficaz de linha do gerador (E_s)	4160 V
Frequência fundamental do gerador (f_s)	20 Hz
Frequência de chaveamento do conversor <i>boost</i> ($f_{ch,r}$)	2 kHz
Indutância do <i>boost</i> (L_b)	47,2 mH
Resistência do <i>boost</i> (R_b)	50 mΩ
Etapa CA-CC (Retificador PWM)	
Indutância do filtro (L_r)	10 mH
Resistência do filtro (R_r)	30 mΩ
Barramento CC	
Tensão do barramento (V_{cc})	10 kV
Capacitância (C)	1000 μF
Etapa CC-CA (Inversor)	
Tensão eficaz de linha da rede (V_{pac})	4160 V
Frequência fundamental da rede (f_g)	60 Hz
Frequência de chaveamento do inversor ($f_{ch,t}$)	2 kHz
Indutância nos terminais do inversor (L_t)	4,85 mH
Resistência nos terminais do inversor (R_t)	30 mΩ
Capacitância do filtro LCL (C_f)	38,3 μF
Resistência de amortecimento (R_f)	4,7 Ω
Indutância nos terminais do PAC (L_g)	1,03 mH
Resistência nos terminais do PAC (R_g)	30 mΩ

Para investigar o desempenho do sistema foi simulada uma variação de velocidade do vento em rampa entre os valores de 12 m/s e 10 m/s conforme ilustrada na Figura 7. A resposta do sistema eólico para a topologia (i), referente ao retificador não controlado e conversor *boost*, pode ser vista na Figura 8. Já a resposta da topologia (ii), referente a configuração *back-to-back*, é mostrada na Figura 9.

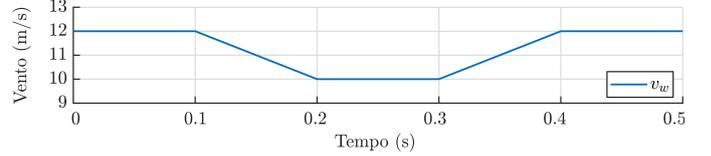


Figura 7. Comportamento da velocidade do vento usado para avaliar o desempenho dos controladores das duas topologias de conversores de interface.

Percebe-se que em ambas respostas o controle acompanha às mudanças impostas, sem que haja a presença de instabilidades. Quando ocorre uma redução na velocidade do vento, a potência do vento abrangida pela rotor da turbina também diminui, reduzindo o valor de pico das correntes do gerador. Nota-se a diferença do perfil das correntes em ambos os circuitos, em que na topologia *boost* tem-se um perfil não senoidal. Devido a isto, uma oscilação pode ser observada na velocidade angular mecânica da Figura 8 no circuito contendo o conversor *boost*.

As Figuras 10 e 11 apresentam os resultados do controle do inversor das topologias (i) e (ii), respectivamente, mediante à variação do vento. Percebe-se um aumento da ondulação (*ripple*) da tensão do barramento CC no transitório da topologia *back-to-back* em relação à topologia *boost*. Porém, em regime permanente, nota-se que a oscilação da tensão CC é maior para a topologia com o *boost*, em consequência da presença do retificador a diodos, o que causa uma oscilação em baixa frequência devido ao maior conteúdo harmônico das correntes drenadas.

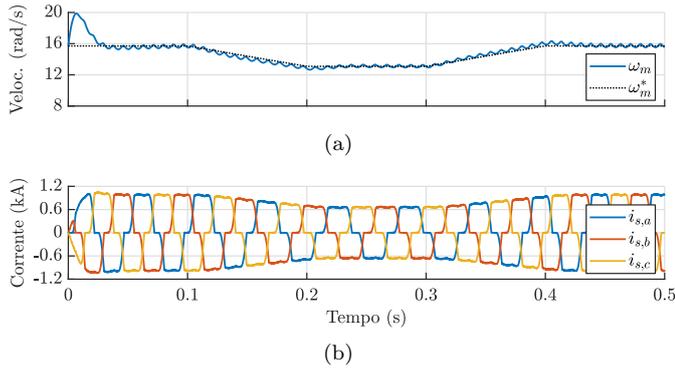


Figura 8. Respostas do controle do conversor *boost* para variação de vento na topologia (i): (a) velocidade mecânica, (b) correntes do gerador.

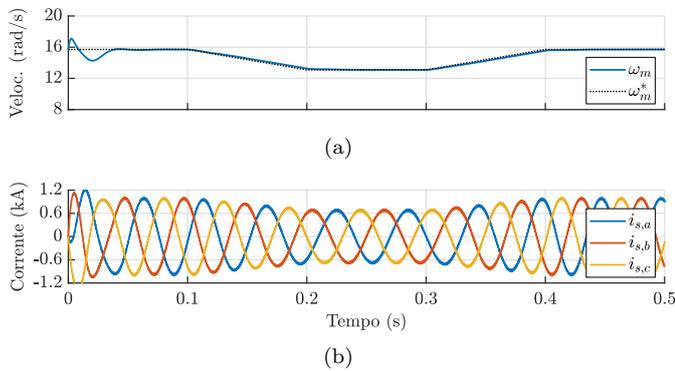


Figura 9. Respostas do controle do retificador para variação de vento na topologia (ii): (a) velocidade mecânica, (b) correntes do gerador.

Na Figura 12 é ilustrado o comportamento do conjugado mecânico e conjugado eletromagnético do PMSG em ambas topologias quando aplicada a variação de vento. O retificador a diodos da primeira topologia faz com que as correntes trifásicas drenadas do gerador não sejam senoidais. Desta forma, tem-se uma maior oscilação no conjugado eletromagnético do gerador, o que diminui o tempo de vida da turbina e do eixo da máquina. Devido a este fato, seria mais apropriado a aplicação de um gerador PMSG com perfil de tensão trapezoidal para esta topologia, o que implicaria na diminuição da oscilação no torque. Uma vez que, nos períodos em que a tensão trapezoidal do gerador é constante, a corrente drenada também seria praticamente constante.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo envolvendo as etapas de modelagem, controle e simulação de um sistema WEC de velocidade variável baseado em um gerador síncrono de ímãs permanentes. Dois arranjos de conexão de conversores foram investigados, sendo que a principal diferença entre os dois está na etapa de conversão CA-CC. As duas topologias propostas foram implementadas e simuladas no programa PSCAD/ EMTDC. Os resultados obtidos se mostraram satisfatórios para as duas topologias, em que o sistema de controle comporta-se de forma esperada.

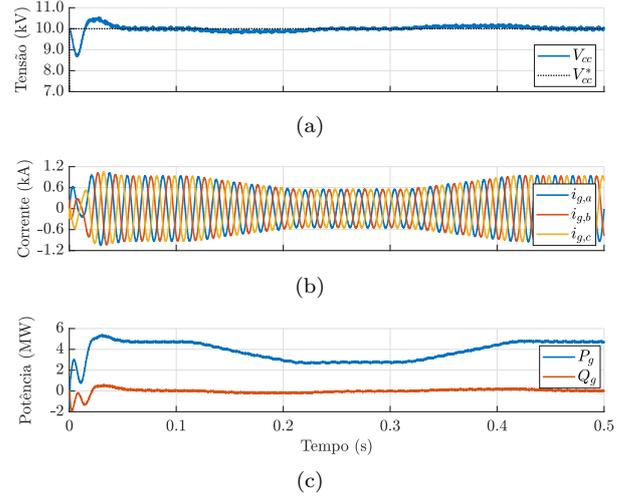


Figura 10. Respostas do controle do inversor para variação de vento na topologia (i): (a) tensão do barramento CC, (b) correntes trifásicas, (c) potências ativa e reativa injetadas na rede CA.

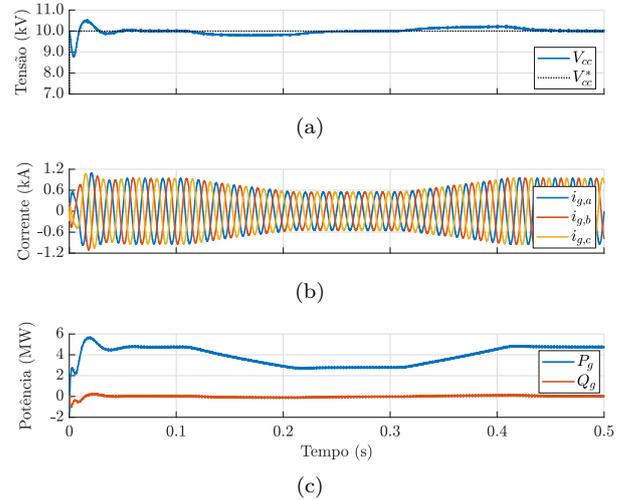


Figura 11. Respostas do controle do inversor para variação de vento na topologia (ii): (a) tensão do barramento CC, (b) correntes trifásicas, (c) potências ativa e reativa injetadas na rede CA.

Com os resultados das duas topologias obtidos, pode-se concluir que a topologia que possui o conversor *boost* é melhor aplicada em sistemas com potências menores, uma vez que possui um menor complexidade no controle do conversor CA-CC e menor número de chaves ativas. Porém, devido a oscilação observada no torque eletromagnético do gerador, ela não é utilizada em sistemas de grande porte. Para estes sistemas, as topologias com conversores *back-to-back* são mais comumente empregadas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro em parte da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) – Brasil – Código de Financiamento 001, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Instituto Nacional de Energia Elétrica (INERGE), Fundação de Amparo à Pesquisa no Estado

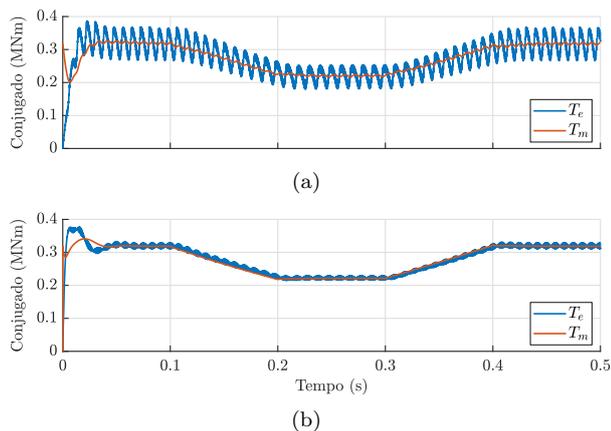


Figura 12. Comparação entre os conjugado obtidos nas duas topologias: (a) retificador+boost, (b) back-to-back.

de Minas Gerais (UFJF), e a Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).

REFERÊNCIAS

- Abdelsalam, I., Adam, G.P., Holliday, D., and Williams, B.W. (2014). Modified back-to-back current source converter and its application to wind energy conversion systems. *IET Power electronics*, 8(1), 103–111.
- Barrera-Cardenas, R. and Molinas, M. (2014). Comparative study of wind turbine power converters based on medium-frequency ac-link for offshore dc-grids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(2), 525–541.
- Chen, Z., Guerrero, J.M., and Blaabjerg, F. (2009). A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(8), 1859–1875.
- Corradini, L., Maksimovic, D., Mattavelli, P., and Zane, R. (2015). *Digital control of high-frequency switched-mode power converters*. John Wiley & Sons.
- Fernandes, M., de Almeida, P.M., Fogli, G.A., et al. (2018). Desenvolvimento de controladores multivariáveis lqr e robusto para integração de um microrrede à rede elétrica. In *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*.
- Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S.D., and Pekarek, S. (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley & Sons.
- Liserre, M., Cardenas, R., Molinas, M., and Rodriguez, J. (2011). Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1081–1095.
- Nehrir, M., Wang, C., Strunz, K., Aki, H., Ramakumar, R., Bing, J., Miao, Z., and Salameh, Z. (2011). A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications. *IEEE transactions on sustainable energy*, 2(4), 392–403.
- Ogata, K. (2010). *Engenharia de controle moderno*. Pearson.
- Yaramasu, V., Wu, B., Rivera, M., and Rodriguez, J. (2014). A new power conversion system for megawatt pmsg wind turbines using four-level converters and a simple control scheme based on two-step model predictive strategy-part ii: Simulation and experimental

analysis. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(1), 14–25.

Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P.C., Kouro, S., and Narimani, M. (2015). High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, 103(5), 740–788.

Zhang, Z., Li, Z., Kazmierkowski, M.P., Rodriguez, J., and Kennel, R. (2018). Robust predictive control of three-level npc back-to-back power converter pmsg wind turbine systems with revised predictions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11), 9588–9598.