

Análise Comparativa de Topologia de Conversores Conectados à Rede Elétrica

Marcelo S. Sousa* Angelo S. Lunardi*,**
 Rafael Bruno F. Figueiredo* Eliomar R. Conde. D*
 Alfeu J. Sguarezi Filho*

* Engenharia Elétrica, Universidade Federal do ABC, Santo André, SP
 Brasil (e-mail:

sousa.marcelo@ufabc.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br).

** Engenharia de Energia e Automação Elétrica, Universidade de São
 Paulo, SP, Brasil (e-mail: angelo.lunardi@usp.br)

Abstract: This article is based on the simulation of a predictive control to inject energy into the grid. The split converter can be operated with low voltage on the DC bus, optimizing the size of components, such as inductors, capacitors, diodes, providing minimal losses and total harmonic distortions. The objective is to compare two topology of three-phase converters, the conventional three-phase system and the Split Source inverter.

Resumo: Este artigo é baseado na simulação de um controle preditivo para injetar energia na rede. O conversor dividido pode ser operado com baixa tensão na barra CC, otimizando o tamanho dos componentes, como indutores, capacitores, diodos, proporcionando perdas mínimas e distorções harmônicas totais. O objetivo é comparar duas topologia de conversores trifásicos, o sistema convencional trifásico e o inversor *Split Source*.

Keywords: Predictive Control, Power Electronics, Split Source Inverter

Palavras-chaves: Controle Preditivo, Eletronica de Potência, Inversor *Split Source*

1. INTRODUÇÃO

O projeto de sistemas elétricos existe para garantir o correto funcionamento do sistema, como o de evitar problemas de perturbações de pequena escala originada por desvios de carga, altas injeções de potência reativa, baixos fatores de potência e elevadas taxas de distorção harmônica. Parte dessas anomalias são atribuídas as características eletromecânicas das máquinas de indução e dos parâmetros de rede Furini and Araujo (2008).

Neste sentido a eletrônica de potência possui um papel de torna possível a conexão das fontes de energias renováveis à rede elétrica de alimentação com emprego de inversores Chang and Kojabadi (2002).

Em sistemas de geração de energia renováveis como eólica Poitiers et al. (2009) e solar Villanueva et al. (2009) os conversores de potência são responsáveis por processar a energia gerada e posteriormente injetar na rede com a amplitude a frequência corretas Soares et al. (2012).

Com a evolução dos conversores de potência, outras topologias foram estudadas com o objetivo de melhorar a tensão no barramento de Corrente Contínua (CC), tal como o *Split Source Inverter* (SSI). Este inversor possui um laço adicional no qual são empregados uma fonte de corrente contínua em série com indutores que são conectados à cada braço do inversor. A partir do acionamento das chaves, pode-se obter um processo de elevação de tensão, que possibilita a injeção de potência na rede em pontos

de operação de tensão do barramento CC, menores que o inversor convencional Abdelhakim et al. (2016).

Os conversores de potência (incluindo o *SSI*) são empregados comumente como inversores para máquinas elétricas ou para aplicações de sistemas eólicos e fotovoltaicos Seghir et al. (2018).

Outra vantagem de um inversor SSI está na redução dos seus componentes passivos, como indutores e capacitores Arnalte et al. (2002). Com os elementos armazenadores de energia menores, é possível utilizar melhor o espaço disponível e invariavelmente obtendo um menor peso do sistema completo.

Para a operação destes inversores conectados à rede elétrica, é necessário o emprego de controladores. Um dos mais utilizados é o Proporcional-Integral (PI) Lunardi et al. (2018). Com este controlador e o sistema orientado pelo vetor tensão da rede, é possível controlar de forma independente as potências ativa e reativa injetada na rede elétrica. Outros controladores podem ser utilizados, como o controle *fuzzy* Capovilla et al. (2014) ou controle por redes neurais Lin et al. (2013).

Os controladores preditivos aplicados a inversores utilizam os modelos matemáticos, considerando a tensão do inversor, o filtro e a rede elétrica. Com isto, é possível prever o comportamento futuro e determinar qual sequência de chaves deverão ser acionadas para obter o menor erro entre o valor futuro e o de referência Filho et al. (2018).

Por fim esse artigo se encarrega de compara as duas topologias, sendo a trifásica convencional e a *Split Source Inverter*, a fim de observar a capacidade do conversor SSI em produzir uma menor corrente devido ao sua capacidade *booster* com a fonte CC auxiliar, possibilitando a redução dos componentes passivos do conversor.

2. MODELAGEM E SISTEMA DE CONTROLE

2.1 Modelo Matemático do Conversor Conectado a Rede

O conversor conectado a rede foi modelado em função da tensão da rede, do inversor e o filtro indutivo (RL). O filtro indutivo foi aplicado entre o conversor e a rede, como pode ser observado na Figura 1. A equação a seguir pode ser empregada para representar o sistema e tornando possível analisar o fluxo de potência injetada na rede:

$$\mathbf{v}_{inv,\alpha\beta} = R_g \mathbf{i}_{g,\alpha\beta} + L_g \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \quad (1)$$

sendo que, $\mathbf{v}_{inv,\alpha\beta}$ e $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$ são os vetores de tensão do conversor e da rede, respectivamente. $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ é o vetor de corrente da rede e L_g e R_g são as indutâncias e resistência do filtro, respectivamente.

A potência ativa (P) e reativa (Q) são expressas por:

$$P = \frac{3}{2} \Re(\mathbf{v}_g \cdot \mathbf{i}_g^*), \quad Q = \frac{3}{2} \Im(\mathbf{v}_g \cdot \mathbf{i}_g^*). \quad (2)$$

2.2 Controle Preditivo de Corrente para o Conversor conectado à Rede

O controle preditivo é baseado no modelo da planta na qual torna-se a obter o comportamento futuro do sistema e então, por meio de uma função custo, minimizar o erro entre a referência e a saída. Sguarezi Filho and Ruppert Filho (2012) também conhecido como controlador do *tipo finite control set*. Neste artigo, o modelo tem como objetivo controlar a potência ativa e reativa injetada na rede elétrica, através dos vetores de tensão do inversor Van Der Broeck et al. (1988) de acordo com a Tabela 1 e as posições das chaves superiores do conversor, sendo elas S1, S2 e S3.

Table 1. Vetores de Tensão e Estado de Chaveamento

S_3	S_2	S_1	Tensão do vetor $\mathbf{v}_1(j)$	V_L
0	0	0	$\mathbf{v}_1(1) = 0$	v_{in}
1	0	0	$\mathbf{v}_1(2) = \frac{2}{3} V_{cc}$	v_{in}
1	1	0	$\mathbf{v}_1(3) = \frac{1}{3} V_{cc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$	v_{in}
0	1	0	$\mathbf{v}_1(4) = -\frac{1}{3} V_{cc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$	v_{in}
0	1	1	$\mathbf{v}_1(5) = -\frac{2}{3} V_{cc}$	v_{in}
0	0	1	$\mathbf{v}_1(6) = -\frac{1}{3} V_{cc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$	v_{in}
1	0	1	$\mathbf{v}_1(7) = \frac{1}{3} V_{cc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$	v_{in}
1	1	1	$\mathbf{v}_1(8) = 0$	$v_{in} - v_c$

A Figura 1 apresenta o diagrama em blocos do sistema de controle preditivo do tipo *finite control set* para o conversor conectado à rede.

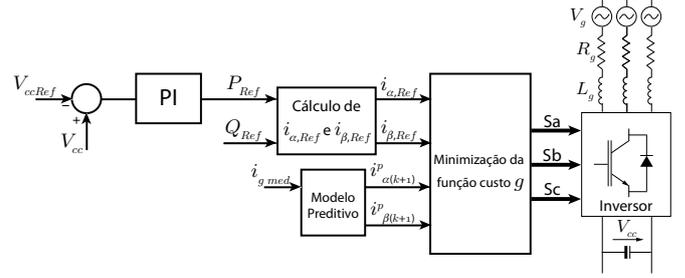


Figure 1. Diagrama em blocos do sistema de controle preditivo para o conversor conectado a rede.

Para a predição da potência é necessário prever a corrente da rede, a partir da corrente da rede $\mathbf{i}_g(k)$ e dos vetores de tensão $\mathbf{v}_{inv}(j)$ discretizados utilizando a derivada de Euler a partir da equação (1) e isolando a corrente da rede, pode se obter:

$$\mathbf{i}_g^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_g}{L_g}\right) \mathbf{i}_g(k) + \frac{T_s}{L_g} (\mathbf{v}_{inv}(j) - \mathbf{v}_g(k)) \quad (3)$$

onde T_s é o tempo de amostragem. Após discretizar a equação da corrente, deve-se obter as referências das correntes a partir das potências ativas e reativas de referência por intermédio das seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,Ref} \\ i_{\beta,Ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3(v_{\alpha}^2(k) + v_{\beta}^2(k))} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(k) & v_{\beta}(k) \\ v_{\beta}(k) & -v_{\alpha}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{Ref} \\ Q_{Ref} \end{bmatrix} \quad (4)$$

A referência de potência ativa é gerada por um controlador PI que processa o erro entre a tensão do barramento CC e sua referência.

Para um pequeno tempo de amostragem, devido a dinâmica da tensão da rede pode-se considerar $v_g(k+1) \approx v_g(k)$. Por fim, a equação custo possui a lei de controle do sistema e quando minimizada se obtém a solução ótima:

$$g = |i_{\alpha,Ref} - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta,Ref} - i_{\beta}^p(k+1)|. \quad (5)$$

Após ser aplicado o vetor tensão, em cada passo de amostragem são medidas as correntes, as tensões da rede e os valores de potência ativa e reativa de referência. Os valores medidos são utilizados na predição do comportamento futuro da corrente (3). Cada resultado é aplicado na função custo e minimizado. O vetor com o menor valor de g (5) é escolhido pelo controlador e aplicado no conversor.

3. PROJETO DO CONVERSOR

Nesta seção será apresentada a metodologia de desenvolvimento do cálculo do sistema de controle preditivo aplicado ao conversor. A Tabela 1 descreve como as tensões de entrada são comutadas em função da tensão do barramento. Este inversor carrega o indutor L quando pelo menos um dos interruptores inferiores é acionado.

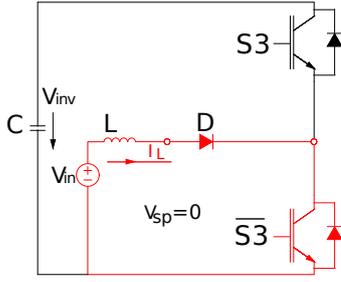


Figure 2. Ciclo positivo da carga do indutor do conversor Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

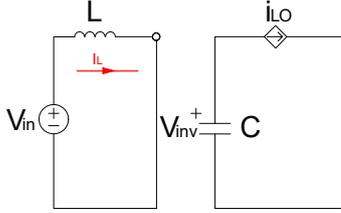


Figure 3. Circuito equivalente à carga de L Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

3.1 Determinação da corrente de saída

Baseado em Azevedo Borges and Grigoletto (2017), a Tabela 1 apresenta os valores de tensão de saída em coordenadas trifásicas abc . A modelagem utilizará o sistema no referencial estacionário composto por inversor, filtro indutivo e rede, conforme apresentada em (3).

3.2 Funcionamento do conversor SSI

O conversor *split source* opera com oito estados de comutação, de acordo com Azevedo Borges and Grigoletto (2017) o indutor L é carregado nos estados de comutação $j = 1$ até $j = 7$. A dinâmica de carga é representada à seguir na Figura 2, representado pela chave $S3$ e $\bar{S}3$. ou seja, quando $S3 = 1$, $\bar{S}3 = 0$ e vice e versa.

Tomando como base Azevedo Borges and Grigoletto (2017) e Abdelhakim et al. (2017), quando todas as chaves são acionadas, o indutor é descarregado, quando $j < 8$. A Figura 3 mostra o circuitos equivalente do conversor referente à carga do indutor:

A Figura 3 se refere a equação característica de carga do indutor que compreende os estados de chaveamento de $j = 1 \dots 7$, que depende da corrente do indutor i_l e da tensão do capacitor i_c , sendo que as equações dessas variáveis encontram-se abaixo:

$$\begin{aligned} \frac{di_l}{dt} &= \frac{v_{in}}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_{Lo}}{C} \end{aligned} \quad (6)$$

Quando $j = 8$, o indutor descarrega, permitindo o funcionamento do conversor. Assim, o capacitor C e os transistores entram em condução.

O comportamento dinâmico no instante quando o capacitor é carregado pode ser descrito conforme o modelo abaixo:

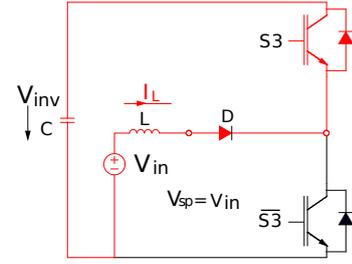


Figure 4. Ciclo negativo que carrega o capacitor do *Split-Converter* Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

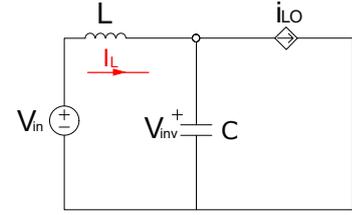


Figure 5. Circuito equivalente à carga de C Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

O conjunto das equações da corrente do indutor e tensão no capacitor para $j = 8$ são:

$$\begin{aligned} \frac{di_l}{dt} &= \frac{v_{in} - v_c}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_{Lo} - i_L}{C} \end{aligned} \quad (7)$$

Para este tipo de controlador, não se utiliza modulação por largura de pulso, devido o fato do sistema de controle preditivo selecionar o vetor de tensão a ser aplicado em cada instante de amostragem.

De acordo com Azevedo Borges and Grigoletto (2017), é necessário discretizar as equações, em função do tempo de amostragem T_s para determinar os valores das tensões por estado fundamental do controlador. Assim, a equação 6 discretizada é representada abaixo:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \vec{i}_L^{p(k+1)} \\ \vec{v}_C^{p(k+1)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_C(k) \end{bmatrix} \\ &+ T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in(k)} \\ i_{Lo(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

A equação 7 pode ser discretizada, assim como a equação anterior, quando $k = 8$, sob a seguinte forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \vec{i}_L^{p(k+1)} \\ \vec{v}_C^{p(k+1)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ -\frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_C(k) \end{bmatrix} \\ &+ T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in(k)} \\ i_{Lo(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

A corrente i_{Lo} da fonte controlada é definida por:

$$i_{Lo(k)} = [2S_{1(k)} - 1] i_{a(k)} + [2S_{2(k)} - 1] i_{b(k)} + [2S_{3(k)} - 1] i_{c(k)} \quad (10)$$

Além do conjunto de equações lineares exibidos anteriormente, há de ressaltar que a função custo é obtida pela determinação dos valores de tensão nos estados fundamentais (VSC) e pela corrente de entrada no indutor, gerada através da fonte de tensão contínua v_{in} Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

4. FUNÇÃO CUSTO PARA O SSI

A estratégia de controle para o conversor consiste na determinação da função de custo (apresentado na Seção 2.2), de forma que possa prever os valores de correntes no referencial estacionário i_α e i_β , além de adicionar o estágio da determinação da corrente de entrada no indutor através da fonte de tensão v_{in} Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

A função custo é determinada pela aquisição das correntes circulantes no conversor, definidas por i_α , i_β e i_L Azevedo Borges and Grigoletto (2017).

$$x_{j(k+1)}^p = f_p \{x(k), S_j\}, \forall j \in \{1, \dots, 8\} \quad (11)$$

É importante ressaltar que a equação para os valores futuros dependem dos estados de comutação das chaves. As correntes de entrada da rede e no indutor do conversor devem ser consideradas em todos os processos iterativos de cálculo, conforme Cortés et al. (2009):

$$g_i = |i_\alpha^* - i_{\alpha j}^P| + |i_\beta^* - i_{\beta j}^P| + \lambda |i_L^* - i_{L j}^P| \quad (12)$$

sendo que i_α^* e i_β^* são, respectivamente, correntes estacionárias do circuito e $i_{\alpha j}^P$, $i_{\beta j}^P$ e $i_{L j}^P$ são os valores medidos das correntes medidas por iteração. A constante λ é definida como um fator que pondera a intensidade do erro associado a corrente do indutor. Além do emprego da função custo, há de ser considerado correntes que circulam nos elementos passivos e mensurar efeitos secundários da rede, conforme visto em Meddouri et al. (2015). Neste caso o usuário pode definir o valor de λ para que o controle preditivo possa priorizar a variável escolhida, que possibilita alcançar a estabilidade do barramento.

5. ANÁLISE DOS RESULTADOS.

Os resultados da simulação foram desenvolvidos no programa do Matlab/Simulink. Os dados utilizados podem ser encontrados na seção de apêndices na Tabela 5.

A simulação do Controle Preditivo do tipo *finite control set* aplicado ao conversor trifásico foi executada no período de tempo $T = 100$ ms, sendo que em $t = 0$ ms os valores das potências são de $P = 1000$ W e $Q = 0$ var. Após os primeiros 50 ms foi definido um degrau de potência ativa inserida no conversor com $P = 2000$ W. Quando o conversor alcançar o instante $t = 75$ ms, este sistema elevará a potência reativa para $Q = 1000$ var, para testar a estabilidade do sistema. Para a simulação inteira, o valor da tensão na rede elétrica foi de $V_g = 220$ V.

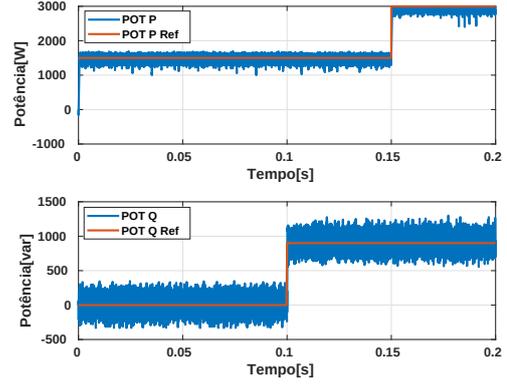


Figure 6. Resposta comparativa das potências P e Q medidas e de referência do conversor.

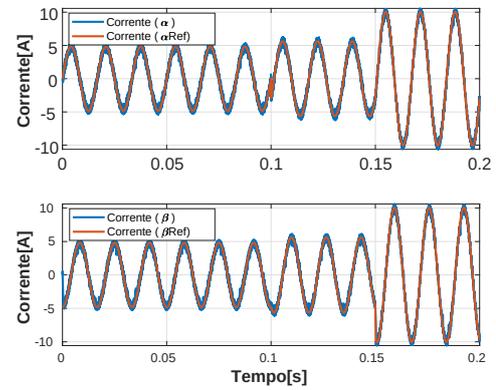


Figure 7. Resposta comparativa das correntes I_α e I_β medidas e de referência do conversor (em A).

Conforme pode ser observado, para o algoritmo estudado, os gráficos gerados pelo Simulink fornecem as formas de onda das potências ativa e reativa pela Figura 6.

Como pode ser visto, no instante do degrau de potências a potência predita aumenta instantaneamente se comparado ao valor de referência. Quaisquer que sejam os valores escolhidos, o respectivo controlador atua até que a referência seja atingida Holmes and Lipo (2003).

A Figura 8 exibe o gráfico da corrente que circula na rede. Devido a escolha dos parâmetros do projeto, o valor aumenta sensivelmente, mas dentro da faixa de 5% como é previsto por normas reguladores de sistemas de potência:

A defasagem da corrente é perceptível, devido as características de projeto da rede. Porém a qualidade de energia observada no instante do degrau das potências não afetou o nível de tensão da rede trifásica.

Para realizar os testes do controle para o lado do conversor SSI, foram aplicadas as equações (6) e (7) para determinar os valores medidos das correntes I_α , I_β e I_L . O algoritmo foi implementado no Simulink, de forma a obter o melhor tempo de acomodação possível. O tempo de acomodação foi obtido através da escolha dos parâmetros que envolvem o conjunto das equações (8) e (9), o ajuste dos valores da indutância de entrada L que influenciam diretamente na corrente média I_L , tempo de amostragem T_s e a tensão de entrada v_C .

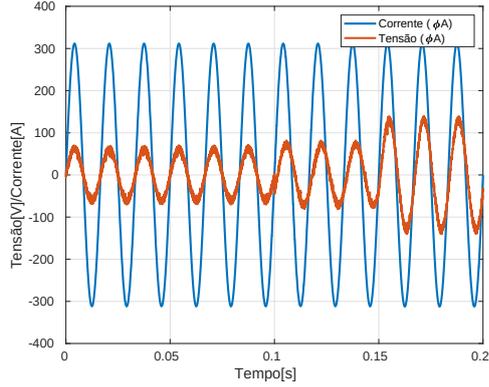


Figure 8. V_{rede} e I_g trifásicas, em função de t .

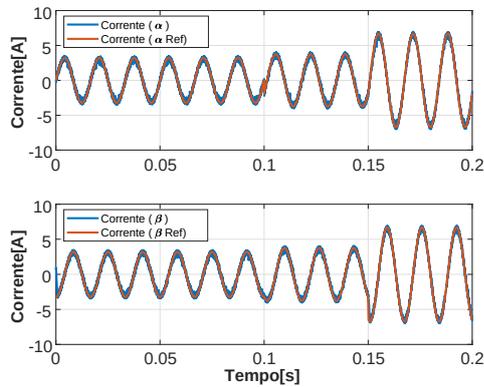


Figure 9. Comparativo das correntes I_α e I_β medidas e de referência do *SSI* (em A).

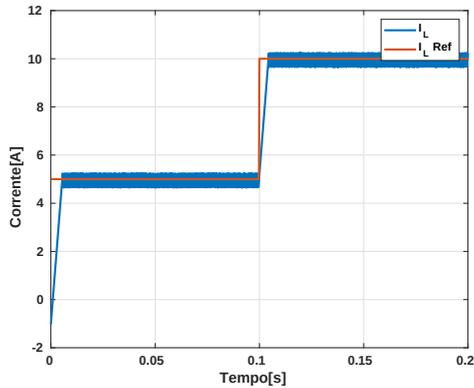


Figure 10. Comparativo das correntes de referência e medida do indutor do conversor (em A).

O algoritmo proposto considera a tensão de saída equivalente aos valores de carga do indutor, do lado do conversor. para o estado final ($k = 8$), há de considerar a descarga no capacitor, do lado da entrada do conversor *SSI*.

Entretanto, com o objetivo de obter melhor filtro possível e resultados mais precisos, foi definido que $y = 40$. As Figuras 9 e 10 apresentam as correntes α , β e i_L e suas referências. Nota-se que a corrente produzida é menor que a da Figura 7, devido a fonte auxiliar assim tornando possível a redução dos componentes passivos.

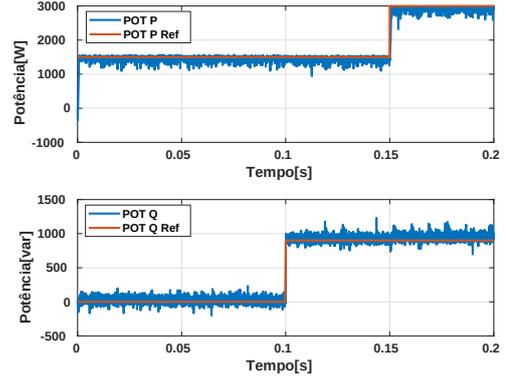


Figure 11. Potências P e Q de referência e medida.

Table 2. Resultados da Simulação para Potência Ativa.

Parâmetros	Controlador FCS	Controlador FCS para o <i>SSI</i>
	Valores	Valores
t_{subida}	0,8943ms	0,8575ms
Sobressinal	0,0223%	0,012681%
t_s	0,1μs	0,1μs
Erro em regime	0,2401%	0,1923%

O teste para entrada degrau para as potências ativa (P) e reativa (Q) são apresentadas na Figura 11.

Pode ser observado que as referências são atingidas durante a simulação. As referências das correntes a partir das equações (8) e (4), que fornecem os valores das correntes necessárias para o controlador seguir as referências de potência.

Por fim as Tabelas 2 e 3 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos.

Table 3. Resultados da Simulação para Potência Reativa

Parâmetros	Controlador FCS	Controlador FCS para o <i>SSI</i>
	Valores	Valores
t_{subida}	0,8575ms	0,1116ms
Sobressinal	0,3641%	0,2365%
t_s	0,1μs	0,1μs
Erro em regime	1,1548%	1,0266%

6. CONCLUSÃO

Este trabalho abordou o estudo detalhado de duas topologias de conversores, o trifásico e o *SSI*. Os resultados mostraram que ambos controladores possibilitam regular a injeção de corrente na rede.

Em todos os casos as referências de potências foram atendidas e as correntes injetadas na rede possuem THD inferior a que 5%.

Nas simulações, é perceptível a diferença de sobressinal em diferentes topologias. A topologia *SSI* fornece valores inferiores. Neste caso, a topologia do tipo *SSI* fornece melhor estabilidade transitória do sinal. Além de que o tempo de subida do controlador do conversor *SSI* é bem inferior quando submetido ao teste de degrau com potência reativa.

APÊNDICE A

A Tabela 4 são os parâmetros da rede. Os valores referentes à corrente que circula no indutor do conversor são referentes ao *SSI*.

Table 4. **Parâmetros da Rede.**

Parâmetro	Valor	Unidade
$P_{nominal}$	3000	[W]
$I_{LNominal}$	10	[A]
V_{eficaz}	220	[V]
L_g	20,97	[mH]
f_o	10	[kHz]

Table 5. **Parâmetros do Conversor**

Parâmetro	Valor	Unidade
T_s	1	[μ s]
C	47	[mF]
L_{SSI}	25	[mH]
R	0.2	[Ω]
f	60	[Hz]
ω	377	[rad/s]
L_f	10.97	[mH]
V_{cc}	650	[V]
V_r	25	[V]
y	40	[-]

Agradecimentos

Nos agradecemos o apoio da FAPESP e CAPES para o desenvolvimento desse trabalho de pesquisa.

REFERENCES

- Abdelhakim, A., Mattavelli, P., Boscaino, V., and Lullo, G. (2017). Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8), 6202–6211.
- Abdelhakim, A., Mattavelli, P., and Spiazzi, G. (2016). Three-phase split-source inverter (ssi): Analysis and modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(11), 7451–7461.
- Arnalte, S., Burgos, J., and Rodriguez-Amenedo, J. (2002). Direct torque control of a doubly-fed induction generator for variable speed wind turbines. *Electric power components and systems*, 30(2), 199–216.
- Azevedo Borges, J. and Grigoletto, F.B. (2017). Finite set model predictive control of grid connected split-source inverters. In *Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian*, 1–6. IEEE.
- Capovilla, C., Casella, I.R., Sguarezi Filho, A.J., Azcue-Puma, J., Jacomini, R., and Ruppert, E. (2014). A wind energy generator for smart grid applications using wireless-coded neuro-fuzzy power control. *Computers & Mathematics with Applications*, 68(12), 2112–2123.
- Chang, L. and Kojabadi, H.M. (2002). Review of interconnection standards for distributed power generation. In *Power Engineering 2002 Large Engineering Systems Conference on, LESCOPE 02*, 36–40. IEEE.
- Cortés, P., Kouro, S., Rocca, B.L., Vargas, R., Rodríguez, J., León Galván, J.I., Vázquez Pérez, S., and García Franquelo, L. (2009). Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In *International Conference On Industrial Technology (ICIT), 1-7. Gippsland, Australia: IEEE*. IEEE.
- Filho, A.J.S., Oliveira, A.L., Rodrigues, L.L., Costa, E.C.M., and Jacomini, R.V. (2018). A robust finite control set applied to the dfig power control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1–1.
- Furini, M.A. and Araujo, P.B.d. (2008). Melhora da estabilidade dinâmica de sistemas elétricos de potência multimáquinas usando o dispositivo facts” thyristor-controlled series capacitor-tcsc”. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, 19(2), 214–225.
- Holmes, D.G. and Lipo, T.A. (2003). *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, volume 18. John Wiley & Sons.
- Lin, F.J., Tan, K.H., Fang, D.Y., and Lee, Y.D. (2013). Intelligent controlled three-phase squirrel-cage induction generator system using wavelet fuzzy neural network for wind power. *IET Renewable Power Generation*, 7(5), 552–564.
- Lunardi, A.S., Cambero, E.V., Cardoso, J.G., Casella, I.R., Sguarezi Filho, A.J., and Capovilla, C.E. (2018). Desempenho de controladores inalámbricos codificados aplicados em turbinas eólicas conectadas a una smart grid. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 15(4), 448–456.
- Meddouri, S., Dao, L., and Ferrarini, L. (2015). Performance analysis of an autonomous induction generator under different operating conditions using predictive control. In *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, 1118–1124. IEEE.
- Poitiers, F., Bouaouiche, T., and Machmoum, M. (2009). Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion. *Electric Power Systems Research*, 79(7), 1085–1096.
- Seghir, B., Chandra, A., and Miloud, R. (2018). A new control strategy for power quality improvement using mppt from hybrid pv-wind connected to the grid. In *2018 IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering (CCECE)*, 1–6. IEEE.
- Sguarezi Filho, A.J. and Ruppert Filho, E. (2012). Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 3(3), 398–406.
- Soares, L., Pimenta, C.M., Junior, S., and Silva, S.R. (2012). Modelagem e controle de um conversor back-to-back para aplicação em geração de energia eólica. *IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos. SBA*, 1–6.
- Van Der Broeck, H.W., Skudelny, H.C., and Stanke, G.V. (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*, 24(1), 142–150.
- Villanueva, E., Correa, P., Rodríguez, J., and Pacas, M. (2009). Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11), 4399–4406.