

Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede com Capacidade de Compensação de Potência Reativa

José Henrique S. Carvalho*. Bartolomeu F. Santos Jr.**
Silvangela Lilian Barcelos***. Walbermark M. dos Santos****

* Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Piauí,
Brasil (e-mail: josehenriquee12@ufpi.edu.br).

** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Piauí,
Brasil (e-mail: bartolomeuf@ufpi.edu.br)

*** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão,
Brasil (e-mail: silvangela.barcelos@ufma.br)

**** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo,
Brasil (e-mail: walbermark.santos@ufes.br).

Abstract: This paper presents the development of a photovoltaic system that, in addition to generating active power, is capable of compensating the reactive power at the point of common coupling (PCC). The system consists of photovoltaic modules, a dc-dc converter, a three-phase inverter and an output L filter. The output filter dimensioning and the controller design with the aid of the dq0 transformation are presented. The system was validated through computer simulations in PSIM software. The simulations showed that the system is capable of performing active power transfer and reactive compensation, injecting current with low harmonic content into the PCC.

Resumo: Este artigo apresenta o desenvolvimento de um sistema fotovoltaico que, além de gerar potência ativa, é capaz de compensar os reativos no ponto de acoplamento comum (PAC). O sistema é composto pelos módulos fotovoltaicos, por um conversor cc-cc, um inversor trifásico e um filtro L de saída. Apresenta-se o dimensionamento do filtro de saída e também o projeto dos controladores com o auxílio da transformada dq0. O sistema foi validado através de simulações computacionais no software PSIM. As simulações demonstraram que ele é capaz de realizar a transferência de potência ativa e a compensação de reativos, injetando no PAC corrente com baixo conteúdo harmônico.

Keywords: Three-phase Inverter; Active Power; Reactive Compensation; Controller; dq0 transformation.

Palavras-chaves: Inversor trifásico; Potência Ativa; Compensação de reativos; Controlador; Transformada dq0.

1. INTRODUÇÃO

Por causa das preocupações climáticas e da busca por fontes alternativas e renováveis de energia, a energia solar fotovoltaica vem crescendo significativamente nos últimos anos. Embora ainda seja pouco utilizada em relação a outras fontes, esse tipo de geração tem recebido cada vez mais incentivos governamentais e já começa a ocupar parcelas maiores da matriz energética de países desenvolvidos (Pinho & Galdino, 2014). Devido a esses fatos, a energia solar fotovoltaica é um ramo muito atraente no mercado mundial, na atualidade.

Se a energia solar é uma solução relativamente nova para o setor de geração, o excesso de reativos na rede, ao contrário, é um problema antigo; e este ainda vem sendo agravado pela introdução cada vez maior de cargas não lineares na rede de distribuição (Nicholson, Gosbell & Parsotam, 2007). Uma grande quantidade de energia reativa fluindo pelo sistema acarreta perdas e degradação do perfil de tensão nas barras

(Gomes et al., 2018), o que torna a compensação de reativos necessária para a manutenção da qualidade de energia.

Além disso, a compensação de reativos também interessa aos consumidores, pois, atualmente, a ANEEL estabelece que, se um consumidor possui fator de potência abaixo de 0,92, ele pagará um adicional na sua tarifa de energia, proporcional à diferença entre esse valor mínimo e o valor medido na sua unidade consumidora. Essa restrição do FP, contudo, vale apenas para os consumidores do grupo A, ou seja, consumidores em média e alta tensão (ANEEL, 2012).

Para lidar com o problema do excesso de energia reativa na rede e em cargas específicas, uma série de tecnologias foi desenvolvida. As primeiras topologias utilizadas consistiam em bancos de capacitores, condensadores síncronos e compensadores tiristorizados. As tecnologias mais recentes e mais eficientes envolvem a utilização de conversores autocomutados e filtros ativos (Dixon et al., 2005). Estes últimos podem não somente compensar o fluxo de potência reativa, mas também as harmônicas no sistema. Muitos

apresentados em Alavi e Dolatabadi (2015). Neste sistema, foi utilizado um conversor Boost de topologia Full-Bridge. O conversor é apresentado na Fig. 2.

Para dimensioná-lo, utiliza-se a metodologia de Hart (2011), levando em consideração que a tensão desejada na entrada do inversor é 900 V, que o ciclo de trabalho, na potência nominal, deve estar na metade da faixa de valores permitida (0,5 a 1,0) e que a frequência de chaveamento é 10 kHz. Como a malha do capacitor de saída do conversor será diretamente controlada, ignora-se o cálculo da capacitância obtido pelo método utilizado e normalmente escolhe-se um capacitor com valor de alguns miliFaraday. Os valores obtidos no dimensionamento do conversor são apresentados na tabela I.

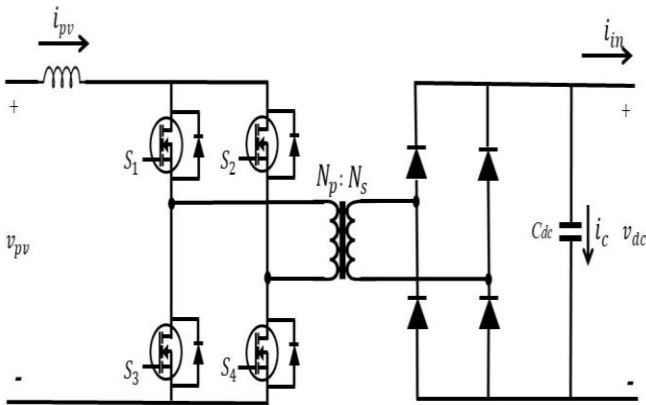


Fig. 2. Conversor cc-cc Boost de topologia Full-Bridge.

O conversor é ainda utilizado para garantir a retirada da máxima potência dos módulos. Através dele, implementa-se o método Perturba e Observa (P&O), conforme é mostrado em Coelho (2008). Este método consiste em alterar periodicamente o ciclo de trabalho, averiguar se a potência entregue pelos módulos cresceu ou decresceu e então definir se o ciclo de trabalho deve aumentar ou diminuir na próxima modificação. O P&O é o método mais utilizado na literatura, tanto pela sua eficácia como pela sua relativa simplicidade.

2.3 Inversor Trifásico fonte de tensão (VSI)

O elemento fundamental de todo o sistema é o inversor trifásico. Controlando-o de modo adequado, é possível não só garantir a injeção de potência ativa na rede, como também a compensação do fator de potência da carga. Para gerar os sinais de controle das chaves do VSI é utilizada a técnica de modulação por largura de pulso (PWM), técnica bastante eficiente e largamente empregada. Nela, o acionamento das chaves, para cada fase, é definido pela comparação entre o sinal de referência, no caso, uma senoide, e uma portadora triangular de alta frequência. No sistema apresentado, utilizou-se um PWM convencional.

O VSI é sincronizado com a rede por meio de um circuito PLL (*phased-locked loop*), constituído por um compensador e um VCO (*voltage-controlled oscillator*), conforme mostrado na Fig. 3. A função desse circuito, no sistema proposto, é rastrear a fase dos sinais de tensão da rede V_{gabc} e gerar um

sinal que serve como referência síncrona na transformação $dq0$. O projeto do PLL é apresentado em Yazdani & Iravani (2010). A matriz de transformação $dq0$ é apresentada em (1). Por meio dela, é possível obter a tensão de fase da rede no eixo direto d e em quadratura q .

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

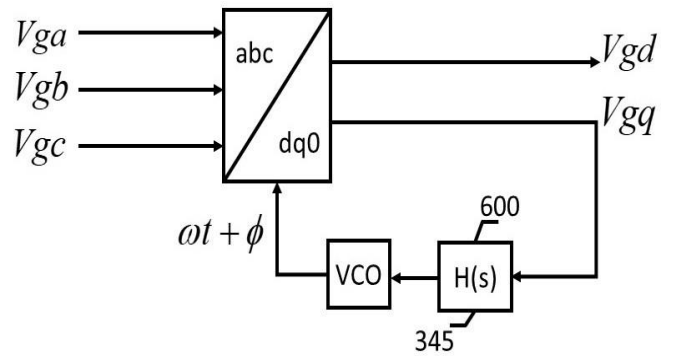


Fig. 3. Diagrama esquemático do PLL.

2.4 Filtro de Saída do Inversor

Na saída do VSI, é absolutamente necessária a utilização de um filtro, tanto para garantir a qualidade da energia entregue à rede como para o desenvolvimento de um mecanismo de controle. Quando se utiliza o inversor como fonte controlada de corrente, em potências menores que 100 kW, o filtro mais adequado é o filtro L. O dimensionamento do filtro, para um inversor com modulação a dois níveis, é feito através de: (Pupo, 2015)

$$L_f = \frac{V_{dc}}{4\sqrt{3}f_s I_1 THD} \quad (2)$$

Sendo V_{dc} a tensão de entrada do inversor, f_s a frequência de chaveamento, I_1 a parcela de corrente na frequência da rede (f_g) e THD a distorção harmônica total.

Com $f_s = 12$ kHz, $f_g = 60$ Hz, e desejando que a THD permaneça abaixo de 5% para uma extensa faixa de operação do sistema, determinou-se que $L_f = 13.6$ mH. Um pequeno resistor r de 1 mΩ também é adicionado para representar a resistência do condutor.

O valor da indutância foi escolhido considerando não somente os requisitos de qualidade de energia, mas também para que o sistema possa transferir a quantidade máxima de potência reativa requisitada pela carga. O dimensionamento da indutância para esse fim é mostrado em (González, Ramirez & Jimenez, 2015).

A tabela I apresenta os parâmetros da rede, da carga, do conversor Boost e do filtro de saída do VSI.

TABELA 1. Parâmetros da rede, da carga e dos conversores.

Rede		
Tensão nominal Fase-Neutro (V)	Frequência (Hz)	
220	60	
Carga		
Máxima potência ativa (kW)	Máxima potência reativa (kVAr)	
5,1	12	
Conversor Boost		
Relação de espiras (N2/N1)	Indutor (mH)	Capacitor (mF)
1.53	4.23	2.0
Filtro de saída do inversor		
Indutância L_f (mH)	Resistência (mΩ)	
13,6	1,0	

2.5 Controlador de Corrente

O controlador de corrente tem a função de gerar os sinais de referência para o PWM. Com o objetivo de projetar esse controlador, é necessário modelar a dinâmica da corrente de saída do inversor \dot{i}_{invabc} no eixo de coordenadas $dq0$, procedimento que resulta em (Yazdani & Iravani, 2010):

$$L_f \frac{\partial \dot{i}_{invd}}{\partial t} + r i_{invd} = \frac{m_d V_{dc}}{2} - v_{gd} - \omega L_f i_{invq} \quad (3)$$

$$L_f \frac{\partial \dot{i}_{invq}}{\partial t} + r i_{invq} = \frac{m_q V_{dc}}{2} - v_{gq} - \omega L_f i_{invd} \quad (4)$$

Onde ω é a frequência angular da rede e m_{dq} é o índice de modulação da amplitude. Pela ação do PLL, v_{gq} se torna igual a zero; realizando uma substituição da variável m pela variável u e utilizando a transformada de Laplace:

$$\frac{I_{invd}}{U_d} = \frac{1}{L_f s + r} \quad (5)$$

$$\frac{I_{invq}}{U_q} = \frac{1}{L_f s + r} \quad (6)$$

Através de (5) e (6), é possível observar claramente a vantagem da utilização da transformada $dq0$, pois as referências de corrente são valores constantes e não sinais senoidais. Assim, é possível projetar controladores PI convencionais para controlar separadamente cada componente da corrente de saída, conforme mostrado na Fig. 4.

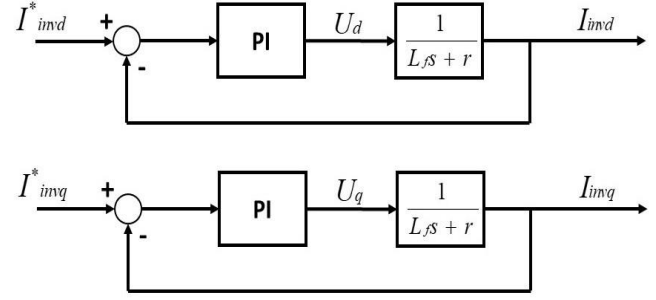


Fig. 4. Malhas de controle de cada componente da corrente de saída do inversor.

Por ser o controlador mais interno na malha de controle, o controlador de corrente também precisa ser o mais rápido entre todos. Por isso, escolhe-se uma banda de passagem ω_i em malha fechada de 1000 rad/s, ou seja, define-se a constante de tempo da malha como 1 ms. Dessa forma, o ganho proporcional k_p assume o valor 13,6 e o ganho integral k_i 1,0. Utilizando a transformada bilinear para discretizar o controlador e escolhendo 12 kHz como frequência de amostragem, para que haja sincronismo entre as ações de controle e o PWM, obtém-se o seguinte controlador:

$$G_{Ci}(z) = \frac{13,6z - 13,59}{z - 1} \quad (7)$$

Na discretização dos controladores, foi considerado o atraso de tempo introduzido pelo funcionamento do PWM digital (Mattavelli & Buso, 2006). Esse atraso, se não for considerado, pode prejudicar a estabilidade do sistema.

2.6 Geração da referência de corrente de saída do inversor

No sistema de coordenadas $dq0$, as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s), que fluem do inversor para o PAC, são dadas pelas seguintes equações:

$$P_s = 1,5(v_{gd} \dot{i}_{invd} + v_{gq} \dot{i}_{invq}) \quad (8)$$

$$Q_s = 1,5(v_{gd} \dot{i}_{invq} - v_{gq} \dot{i}_{invd}) \quad (9)$$

Como referido no item anterior, o PLL torna v_{gq} igual a zero, logo, o segundo termo de (8) e (9) desaparece. Isso implica que se pode controlar de modo independente a potência ativa e reativa através das correntes \dot{i}_{invd} e \dot{i}_{invq} , respectivamente. Assim, a geração da referência das componentes de corrente, a partir dos sinais de referência da potência ativa e reativa, é feita por simples ganhos proporcionais, como mostrado na Fig. 5, onde $G_i(s)$ é a malha de corrente.

2.7 Controlador da tensão no link CC

Uma operação fundamental do controle do sistema é a estabilização da tensão de entrada do inversor. Para alcançar esse objetivo, é preciso realizar o balanço de potência no link CC, mostrado na Fig. 6. Esse balanço é feito pelo controlador

de tensão no link CC, cuja função é fazer com que o valor médio da corrente através do capacitor C_{dc} , quando a tensão deste atinge o valor de referência, seja zero; assim, a potência ativa gerada nos módulos é transferida pela corrente que o conversor Boost injeta no VSI.

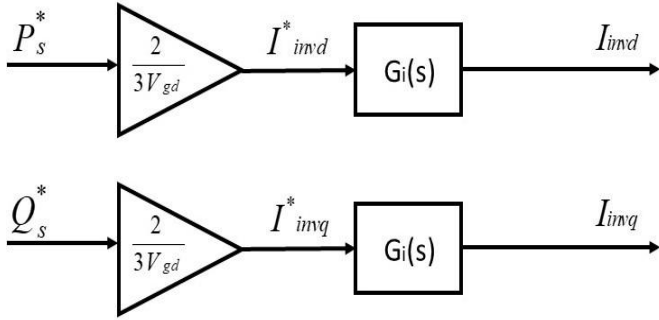


Fig. 5. Geração das referências de corrente a partir da potência ativa e reativa.

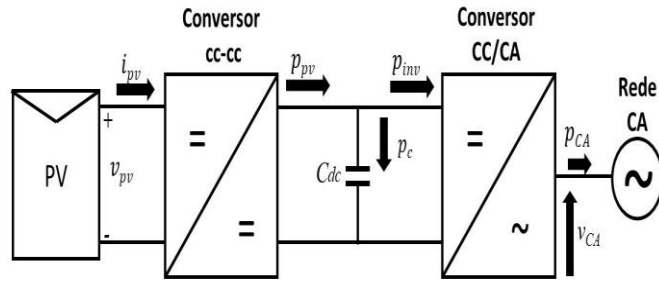


Fig. 6. Diagrama esquemático do link CC e do fluxo de potência.

A potência ativa instantânea no link CC é dada pela seguinte equação:

$$P_{pv} = P_c + P_{inv} \quad (10)$$

Onde P_{pv} é a potência de saída dos módulos, P_v é a potência consumida pelo capacitor C_{dc} e P_{inv} é a potência de entrada do VSI.

Reescrevendo (10), têm-se:

$$\frac{\partial V_{dc}^2}{\partial t} = \frac{2P_{pv}}{C_{dc}} - \frac{2P_{inv}}{C_{dc}} \quad (11)$$

Utilizando o procedimento descrito em Yazdani & Iravani (2010), obtém-se (12), uma expressão linearizada de $G_{Vdc}(s)$, que relaciona o quadrado da tensão sobre o capacitor C_{dc} com a potência ativa P_s entregue pelo inversor:

$$G_{Vdc}(s) = \frac{\tilde{V}_{dc}^2}{P_s} = \left(-\frac{2}{C_{dc}} \right) \frac{1 + \tau s}{s} \quad (12)$$

Em que $\tau = 2L_f \bar{P}_s / 3\hat{v}_g^2$, \bar{P}_s é a potência ativa em regime permanente e \tilde{V}_{dc} e \tilde{P}_s são, respectivamente, a tensão no link CC e a potência ativa em pequenos sinais.

Em geral, na literatura, o zero de (12) é desprezado, porém, ele influencia de modo significativo o sistema, porque τ é proporcional ao valor da potência ativa em regime permanente. Isso significa que, quando τ é negativo, há uma diminuição na fase de G_{Vdc} e um zero no semi-plano direito é introduzido na planta, de modo que ela se transforma num sistema de fase não-mínima. Para contornar os impactos que isso acarreta na estabilidade, além de adicionar-se um integrador, para que haja erro nulo em regime permanente, deve-se projetar um filtro de avanço de fase (lead) para garantir uma margem de fase segura na operação do sistema, mesmo quando ele estiver trabalhando no modo retificador, ou seja, com \bar{P}_s e τ negativos.

Considerando o sinal negativo de G_{Vdc} , que a margem de fase, quando $\bar{P}_s = 0$ kW, seja 70° e que a banda de passagem ω_{dc} do controle de V_{dc} seja 200 rad/s, cinco vezes menor que a banda de G_{ci} , obtém-se o seguinte controlador:

$$G_{Cvdc}(s) = -461,76 \frac{s + 17,47}{s(s + 2282)} \quad (13)$$

A Fig. 7 apresenta a malha de controle da tensão no link CC. A Fig. 8 apresenta o diagrama de bode do circuito em malha aberta após a introdução do controlador e do filtro.

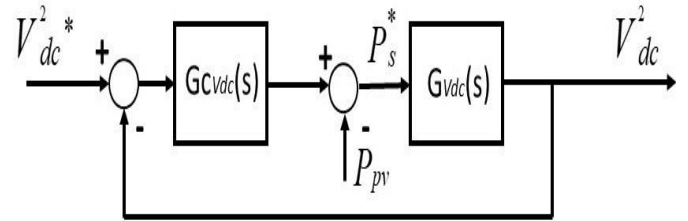


Fig. 7. Malha de controle da tensão do link CC.

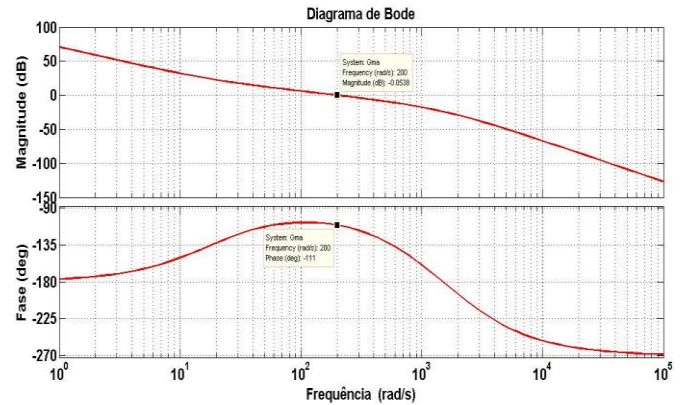


Fig. 8. Diagrama de Bode do circuito em malha aberta com a introdução do controlador e do filtro.

Discretizando através da transformada bilinear, com $T_s = 12$ kHz, chega-se a:

$$G_{Cvdc}(z) = -0,0088 \frac{2,0014z^2 + 0,0029z - 1,9985}{z^2 - 1,8266z + 0,8265} \quad (14)$$

2.8 Complemento do controlador de Potência reativa

Uma vez que se deseja compensar o fator de potência da carga, o inversor deve fornecer o valor de potência reativa consumido por ela. Uma possibilidade de realizar essa compensação é usar diretamente a medição da potência reativa da carga (Q_L) como sinal de referência para gerar a corrente I_{invq}^* de referência; entretanto, para aumentar a robustez do sistema de controle contra variações bruscas na carga durante os transitórios, é necessário fechar a malha e adicionar um controlador PI com banda de passagem ω_q consideravelmente menor que a banda do controlador de corrente, conforme é apresentado na Fig. 9.

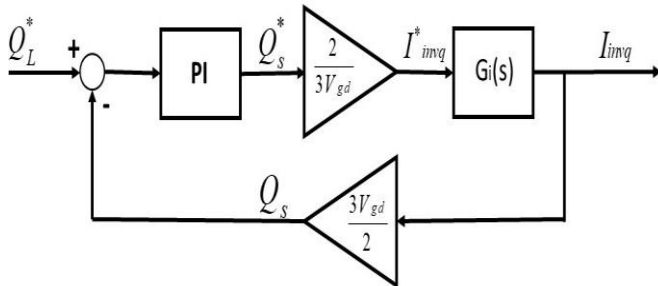


Fig. 9. Malha de controle de potência reativa.

Com $\omega_q = 50$ rad/s, tem-se $k_p = 0.05$ e $k_i = 50$. Novamente discretizando através da transformada bilinear, com $T_s = 12$ kHz, chega-se a:

$$G_{Q_s}(z) = \frac{0,052z - 0,048}{z - 1} \quad (15)$$

3. RESULTADOS

Os resultados a seguir foram obtidos através de simulações no software PSIM. A Fig. 10 apresenta o perfil da irradiância sobre os módulos fotovoltaicos na simulação. A temperatura das células foi considerada constante em 25 °C.

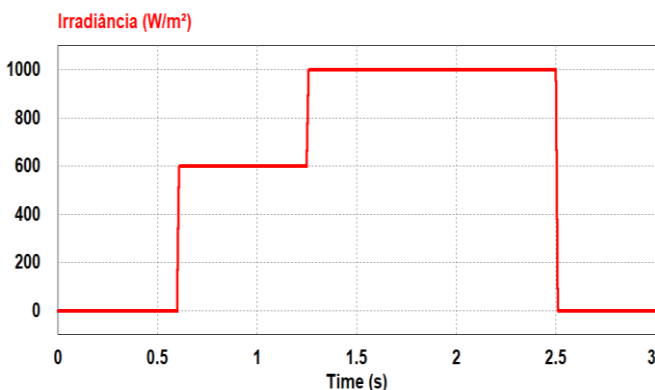


Fig. 10. Irradiância sobre os módulos.

3.1 Inicialização do sistema

Entre 0 e 0,2 s, todos os controladores estão desativados e as chaves estão abertas, de modo que o capacitor C_{dc} se carrega

com a corrente que flui da rede até cerca de 520 V. Em 0,2 s, os controles são ativados e o controlador de tensão do link CC atua em cerca de 0,3 s, estabilizando a tensão do link CC em 900 V. Uma vez estabilizada, a tensão não sofre variações significativas com os transitórios e as mudanças de fluxo de potência do sistema. Isso pode ser visto na Fig. 11, na qual observa-se a tensão no link CC ao longo do período total de simulação.

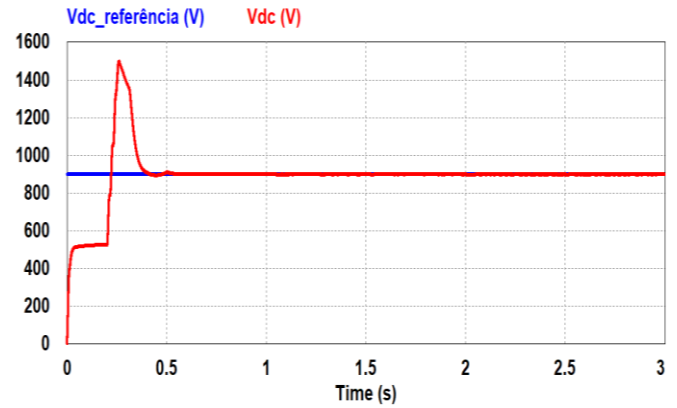


Fig. 11. Tensão no link CC.

A partir do instante 0,6 s, a simulação foi dividida em cinco estágios: no estágio 1, entre 0,6 s e 1,0 s, não há carga conectada e o inversor transfere apenas potência ativa dos módulos para a rede; no estágio 2, entre 1,0 s e 1,5 s, é conectada uma carga RC, com -7,5 kVAR de potência; no estágio 3, entre 1,5 s e 2,0 s, adiciona-se uma carga indutiva, de modo que a nova potência reativa da carga é 7,5 kVAR; no estágio 4, entre 2,0 s e 2,5 s, a potência reativa da carga aumenta para 12 kVAR; no quinto e último estágio, entre 2,5 s e 3,0 s, a potência reativa da carga permanece a mesma, mas a potência dos módulos se torna 0 kW. Desse modo, é possível verificar o funcionamento do sistema nas mais diversas situações de irradiância e carga.

3.2 Estágio 1

A Fig. 12(a) apresenta a potência de saída dos módulos e a potência ativa transferida pelo inversor no estágio 1. A Fig. 12(b) apresenta a potência reativa da carga e a potência reativa transferida pelo inversor. Já a Fig. 12(c) apresenta a corrente de saída na fase a. Observa-se que o MPPT levou cerca de 0,1 s para extrair a potência dos módulos e que esta foi totalmente transferida pelo VSI para a rede. A THD da corrente de saída, nesse estágio, foi de 4,31%.

3.3 Estágio 2

A Fig. 13 apresenta os resultados obtidos neste estágio. Em aproximadamente 0,1 s o sistema compensou a energia reativa da carga. Observa-se o crescimento da corrente de saída do VSI e também a independência entre a injeção de potência ativa e reativa: mesmo com a variação de Q_s , em 1,0 s, e de P_{pv} , em 1,25 s, o sistema não sofreu qualquer perturbação. A THD da corrente de saída foi de 1,55%.

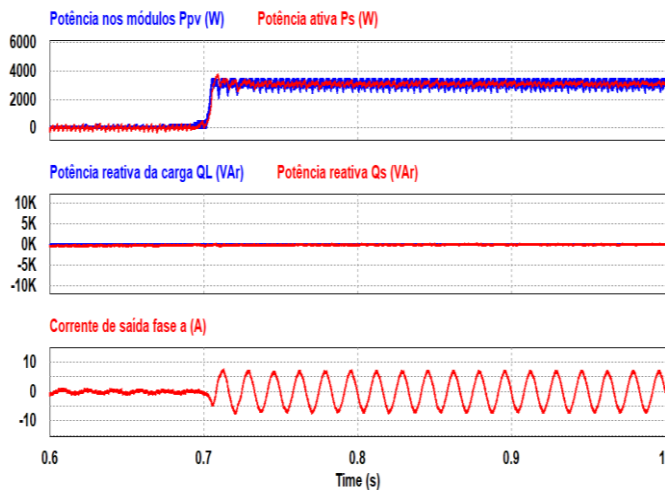


Fig. 12. Saída do sistema: (a) Potência ativa gerada pelos módulos e potência ativa transferida pelo inversor, (b) potência reativa na carga e potência reativa transferida pelo inversor, (c) corrente de saída na fase a.

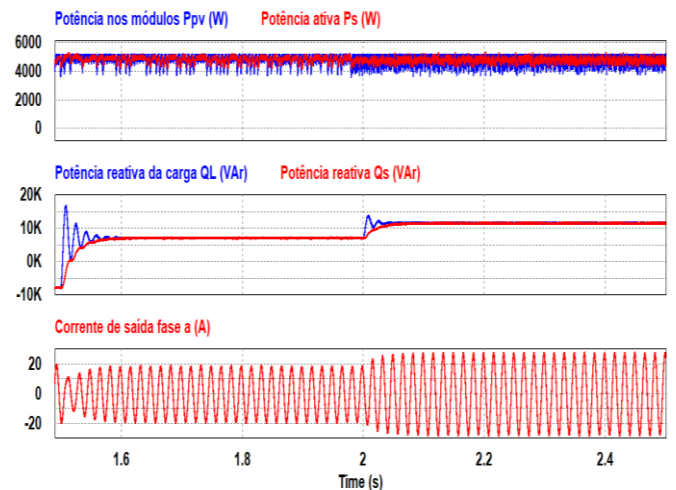


Fig. 14. Saída do sistema: (a) Potência ativa gerada pelos módulos e potência ativa transferida pelo inversor, (b) potência reativa na carga e potência reativa transferida pelo inversor, (c) corrente de saída na fase a.

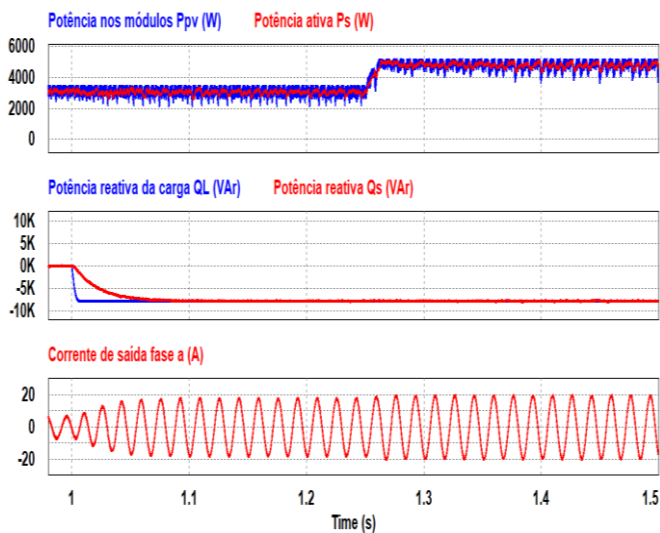


Fig. 13. Saída do sistema: (a) Potência ativa gerada pelos módulos e potência ativa transferida pelo inversor, (b) potência reativa na carga e potência reativa transferida pelo inversor, (c) corrente de saída na fase a.

3.4 Estágios 3 e 4

A Fig. 14 apresenta os resultados obtidos nestes estágios. É possível observar que o sistema não foi afetado pelos transitórios da carga e que toda a energia reativa foi compensada. A *THD* da corrente de saída foi de 1,75%.

3.5 Estágio 5

A Fig. 15 apresenta os resultados para este estágio. As curvas demonstram que o sistema é capaz de compensar os reativos da carga independentemente da geração de potência nos módulos. A *THD* de corrente foi de 1,84%.

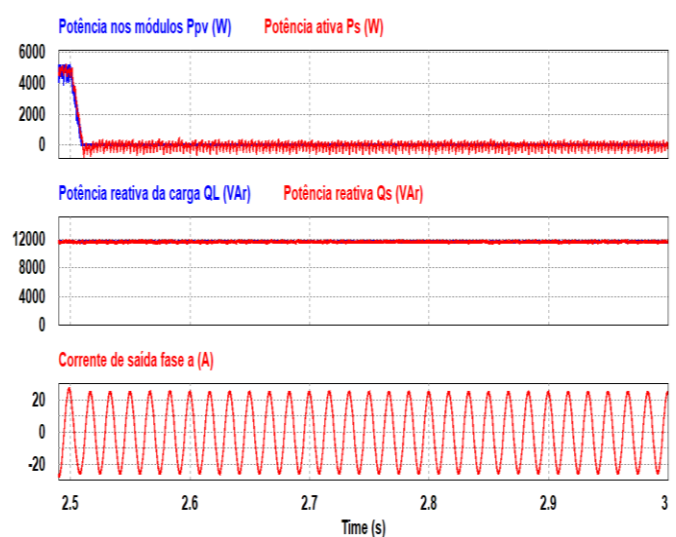


Fig. 15. Saída do sistema: (a) Potência ativa gerada pelos módulos e potência ativa transferida pelo inversor, (b) potência reativa na carga e potência reativa transferida pelo inversor, (c) corrente de saída na fase a.

É possível observar que durante toda a simulação o sistema compensou a potência reativa exigida pela carga, mantendo assim o fator de potência próximo da unidade. A *THD* da corrente de saída permaneceu abaixo dos 5%.

4. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos demonstram que, além de ter realizado a transferência da potência dos módulos fotovoltaicos para a rede, o sistema apresentado também compensou os reativos da carga. O controle da potência reativa transferida pelo inversor mostrou-se robusto aos transitórios da carga, assim como o controle de potência ativa não foi afetado pelas variações de potência de saída dos módulos. Assim, a

modelagem do sistema por meio da transformada dq0 mostrou-se bastante vantajosa, pois além de ter permitido, de modo independente, a transferência de potência ativa e a compensação de reativos, também permitiu a utilização de controles PI convencionais, simplificando o sistema de controle. Verificou-se ainda que, com um filtro simples, do tipo L, foi possível manter a qualidade de energia da saída do sistema, pois a THD de corrente permaneceu abaixo de 5% em todos os estágios.

Portanto, o sistema modelado reúne uma série de vantagens que o tornam especialmente atraente: utiliza uma energia limpa e renovável; realiza a injeção de potência ativa na rede; e compensa a potência reativa da carga local, contribuindo, desse modo, tanto para melhorar a qualidade de energia fluindo pela rede como para evitar que o consumidor pague multas por excesso de reativos.

Entre as possíveis melhorias futuras para o sistema apresentado, estão: a utilização de PWM com injeção de terceira harmônica e a adição de um compensador de harmônicas da carga, para compensar também os reativos causados por cargas não-lineares.

REFERÊNCIAS

- Alavi, O. and Dolatabadi, S. (2015). Analysis and simulation of full bridge boost converter using Matlab. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 3 (2).
- ANEEL- Agência Nacional de Energia Elétrica. Nota Técnica nº 0083: Proposta de abertura de Audiência Pública para o recebimento de contribuições visando aprimorar a regulamentação acerca do fator de potência e cobrança do excedente de reativos. ANEEL, 2012, 19 p.
- Brandão, D. I., Marafão, F. P., Gonçalves F. A. S., Villalva, M. G. and Gazoli, J. R. (2013). Estratégia de controle multifuncional para sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica. *Eletrônica de Potência*. - SOBRAEP, 18 (4), p. 1206-1214.
- Coelho, R. F. (2008). Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos. *Dissertação (mestrado em Engenharia elétrica)*, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Dixon, J., Morán, L., Rodríguez, J. and Domke, R. (2005). Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review. *Proceedings of the IEEE*, New York, 93 (12), p. 2144-2163.
- Gomes, G. N., Moreira, J. H. S., Barba, L. A. D., Bernini, D. S. S. and Volkens, R. (2018). Compensação de reativos e os seus efeitos sobre o SEP (Sistema Elétrico de Potência). *Esfera Acadêmica Tecnológica*, 3 (1).
- González, O. M., Ramirez, J. P. and Jimenez, J. B. (2015). Photovoltaic power injection to the grid with reactive power and harmonic compensation using a simple H bridge converter. *Proceedings of the IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications*.
- Hart, D. W. (2011). *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. McGraw Hill - Artmed, Nova York.
- Machado, R. Q. (2005). Sistema de geração distribuída com fontes CA e CC conectado à rede monofásica e controle eletrônico da qualidade de energia elétrica. *Tese (doutorado em Engenharia elétrica)*, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.
- Mattavelli, P. and Buso, S. (2006). *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, USA.
- Nicholson, G., Gosbell, V. J. and Parsotam, A. (2007). Analysis of harmonic distortion levels on a distribution network. *Proceedings of Australasian Universities Power Engineering Conference*, Perth, 1.
- Pereira, H. A., Xavier, L. S., Cupertino, A. F. and Mendes, V. F. (2015). Single-phase multifunctional inverter with dynamic saturation scheme for partial compensation of reactive power and harmonics. *Proceedings of the European Conference on Power Electronics Applications*, Geneva, 17.
- Pinho, J. T. (org) and Galdino, M. A. (org). (2014). *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. CEPEL-CRESESB, Rio de Janeiro.
- Pupo, A. D. (2015). Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores. *Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica)*, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco.
- Sampaio, L. P., Brito, M. A. G., Melo, G. A. and Canesin C. A. (2016). Grid-tie three-phase inverter with active power injection and reactive power compensation. *Renewable Energy*, 85, p. 854-864.
- Souza, W. G., Rocha, M. A., Serni, P. J. A., Alves, A. F., Andreoli, A. L. and Silva, P. S. (2017). Estudo de Inversor Aplicado a um Sistema Fotovoltaico para Compensação de Reativos. *Book of abstracts and proceedings of the Latin American Congress on Electricity Generation and Transmission*, Argentina, 12.
- Watanabe, E. H. and Aredes, M. (1998). Teoria de Potência ativa e reativa instantâneas e aplicações – Filtros ativos e FACTS-, *Congresso Brasileiro de Automática*, 12, p. 81-122.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, Nova Jersey.