

# Compensador estático de reativos a quatro fios integrado a um sistema de geração PV

Felipe B. Grigoletto, Gabriel M. Cocco

Grupo de Pesquisa em Sistemas Eletrônicos - GPSEL

Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA, Alegrete-RS, Brasil

E-mails: grigoletto@gmail.com, maiercocco@gmail.com

**Resumo**—Geradores de indução que alimentam cargas isoladas da rede necessitam do adequado controle de tensão terminal. Este artigo propõe o controle de um compensador estático de reativos a quatro fios integrado a um sistema de geração PV. Para isto, é empregado um conversor do tipo fonte dividida com quatro braços, pois esta topologia une as características de elevação e inversão de tensão, ambas importantes para sistemas geração PV que podem apresentar baixos níveis de tensão CC de entrada. Além disso, este conversor apresenta reduzido número de componentes ativos e possibilita o adequado controle da tensão trifásica de saída, mesmo alimentando cargas monofásicas. Resultados de simulação são obtidos para demonstrar o bom desempenho do sistema de controle proposto frente a cargas lineares equilibradas e desequilibradas.

**Palavras-chave** – Inversor Fonte Dividida, Sistema Fotovoltaico, Compensador Estático de Reativos, Micro Geração Hidroelétrica.

## I. INTRODUÇÃO

Atualmente as micro-redes de energia tem sido difundidas devido suas vantagens frente aos sistemas tradicionais de geração. Na geração distribuída, geralmente os sistemas de geração são próximos aos pontos de consumo reduzindo a dependência de fatores geográficos inerentes da geração centralizada. Além disso, a crescente utilização de energia renovável, aliada aos conversores estáticos de potência permite um adequado controle da microrede de energia.

Sistemas que empregam Turbinas Hidráulicas (TH) acopladas a Geradores de Indução (GI) conectados diretamente às cargas elétricas necessitam de potência reativa para o controle de tensão terminal [1]–[6]. Neste sentido, [2] apresenta uma estratégia de controle para um sistema de geração composto por máquina de indução, banco capacitivo comutável e conversor trifásico a três fios, para controle da tensão terminal. Este sistema é capaz de alimentar cargas equilibradas lineares e não lineares isoladas da rede elétrica. Já [3] apresenta um sistema de geração a quatro fios onde é possível alimentar cargas desequilibradas. Além disso, apresenta uma estratégia de controle adaptativa para melhorar o desempenho dinâmico da tensão terminal frente a variações de carga no barramento CA. Em [7] é apresentado um sistema híbrido composto

por geração PV, hidráulica e sistema de armazenamento com baterias. O sistema proposto emprega um conversor CC/CC elevador e um conversor CC/CA trifásico sendo capaz de alimentar cargas equilibradas lineares e não-lineares. Ademais, apresenta um sistema de gerenciamento capaz de armazenar o excedente de energia no banco de baterias e controlar a frequência de saída através da comutação de um banco de cargas no barramento CC.

Geralmente, em pequenos sistemas de geração PV são necessários dois estágios de conversão de energia. O primeiro composto por um conversor CC/CC elevador e o segundo estágio composto por um inversor. Por outro lado, o interesse por conversores com reduzido número de componentes ativos motivou o desenvolvimento de conversores do tipo fonte de impedância [8]. Nestes conversores um único estágio é responsável por elevar e inverter a tensão. Recentemente [9] propôs o conversor fonte dividida. Esta topologia dispõe de um inversor trifásico convencional e três diodos adicionais. Comparado aos conversores fonte de impedância este conversor apresenta menores tensões sobre os interruptores de potência quando opera com altos ganhos de tensão. Para conversores fonte de impedância trifásicos a três fios, [10] e [11] apresentam estratégias de controle para conexão com a rede elétrica.

Quando é necessário alimentar cargas desequilibradas, sistemas trifásicos a quatro fios geralmente são empregados. Estes sistemas são formados basicamente por dois arranjos: (i) divisor capacitivo, onde o terminal neutro é conectado ao ponto central dos capacitores. (ii) conversor com quatro braços, onde o ponto neutro é conectado ao ponto central da quarta perna. No primeiro caso, o sistema de conversão é formado por três conversores meia-ponte, que resulta em reduzida utilização do barramento CC. Além disso, é necessário um elevado banco capacitivo devido as correntes oriundas do condutor neutro [12]. Por outro lado, o divisor capacitivo reduz as tensões de modo comum produzidas pelo conversor, que impactam diretamente nas emissões eletromagnéticas.

Diversas estratégias de controle têm sido propostas para sistemas a quatro fios, tais como: modos deslizantes (*Sling-mode*) [13], tempo mínimo (*dead-beat*) [14], modelo preditivo (*model predictive*) [15], alocação de polos adaptativa [16], entre outros. O principal objetivo das estratégias de controle é o de manter as tensões de saída equilibradas mesmo em situações com cargas desequilibradas. Ainda, dependendo das características de controle poderão ser minimizadas as distorções harmônicas de tensão de saída na presença de cargas não



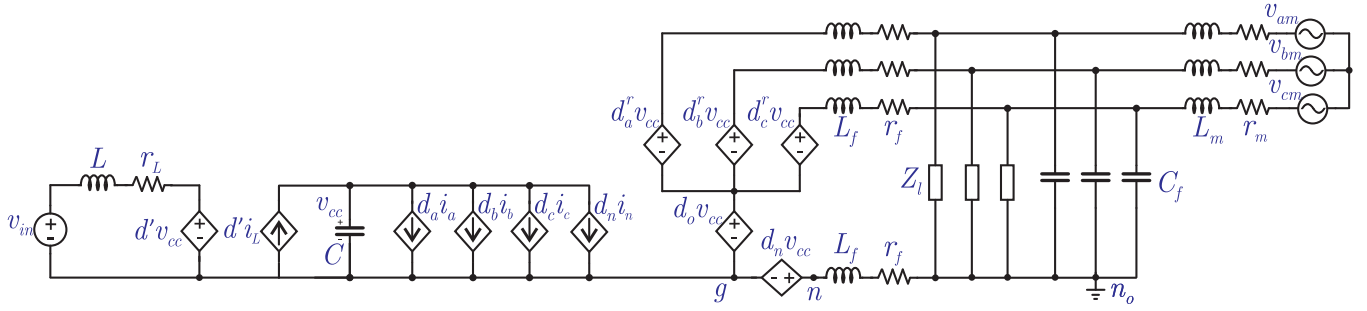


Figura 2: Modelo do conversor fonte dividida a quatro fios em coordenadas.

Desta forma, as funções de transferência que relacionam as correntes de saída do conversor em função das tensões do conversor em eixos síncronos podem ser escritos por:

$$G_{id,iq}(s) = \frac{i_d(s)}{u_q(s)} = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{L_f s + R_f}{L_f^2 + 2L_f R_f + (L_f^2 + \omega^2 R_f^2)} \quad (8)$$

$$G_{io}(s) = \frac{i_0(s)}{u_0(s)} = \frac{1}{4(L_f s + R_f)}. \quad (9)$$

Já a função de transferência que relaciona a tensão de eixo direto com a corrente de eixo em quadratura é dada por:

$$G_{vd}(s) = \frac{v_{Cd}(s)}{i_q(s)} = \frac{L_f s + R_f}{L_f^2 + 2L_f R_f + (L_f^2 + \omega^2 R_f^2)}, \quad (10)$$

e a função de transferência que relaciona  $v_{C0}$  em função de  $i_0$  é dada por:

$$G_{vo}(s) = \frac{v_{C0}(s)}{i_0(s)} = \frac{Z_i}{C Z_i s + 1}. \quad (11)$$

A modelagem do barramento CC parte do princípio que as potências do lado CC e do lado CA estejam em equilíbrio, desprezando as perdas no processo de conversão. Assumindo que  $v_{qC} = 0$ , devido a transformação de eixos estacionários para eixos síncronos, a equação do balanço de potência pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} = -\frac{3}{2} v_{Cd}(t) i_d(t). \quad (12)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (12), obtém-se

$$G_{cc}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_d(s)} = \frac{-3v_{Cd}}{sC_{cc}}. \quad (13)$$

O controle do conversor pode ser realizado através de um sistema multi-malhas como mostra a Figura 3. Neste sistema, há uma malha externa de controle do valor quadrático da tensão do barramento CC cuja ação de controle é a referência de corrente de eixo direto. Por outro lado, há uma malha de controle da magnitude da tensão do barramento CA ( $v_{Cd}$ ), cuja saída é a referência de corrente de eixo em quadratura. A malha de controle de corrente no indutor de entrada  $i_L$  resulta em uma ação de controle a ser somada com a componente zero obtida na estratégia de modulação, que será descrita a seguir.

## B. Descrição da estratégia de modulação

As tensões de saída do conversor com quatro braços podem ser relacionadas com as tensões de braço por meio de (14).

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{M_1} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \\ v_{ng} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Note que foi adicionada a variável  $v_0$  que é o grau de liberdade a ser escolhido pelo projetista, podendo seguir critérios tais como a maximização da tensão do barramento CC. A fim de garantir os limites de operação linear do conversor, o valor de  $v_0$  deve estar entre os limites estabelecidos por (15), ou seja:

$$\max \{R_1, R_2, R_3\} \leq v_0 \leq 4v_{cc} + \min \{R_1, R_2, R_3\} \quad (15)$$

onde:

$$\begin{aligned} R_1 &= -3v_{an} + v_{bn} + v_{cn} \\ R_2 &= v_{an} - 3v_{bn} + v_{cn} \\ R_3 &= v_{an} + v_{bn} - 3v_{cn} \end{aligned} \quad (16)$$

Como demonstrado em [9], uma escolha para  $v_0$ , a fim de minimizar as ondulações sobre a corrente  $i_L$  e a tensão  $v_C$  é:

$$v_0 = \min \{R_1, R_2, R_3\}. \quad (17)$$

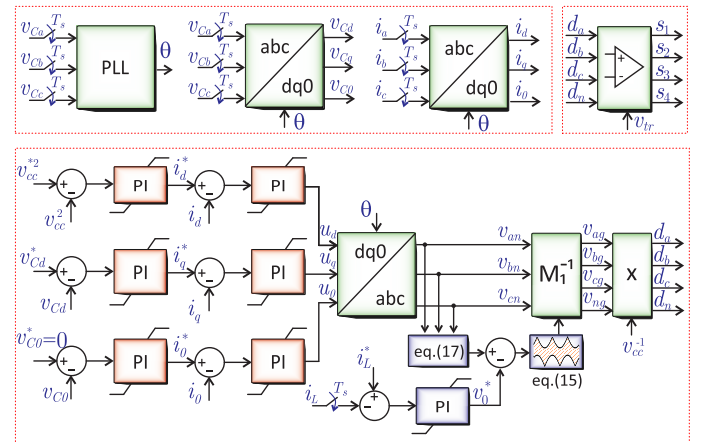


Figura 3: Sistema de controle multi-malhas para o conversor fonte dividida a quatro fios com quatro braços.

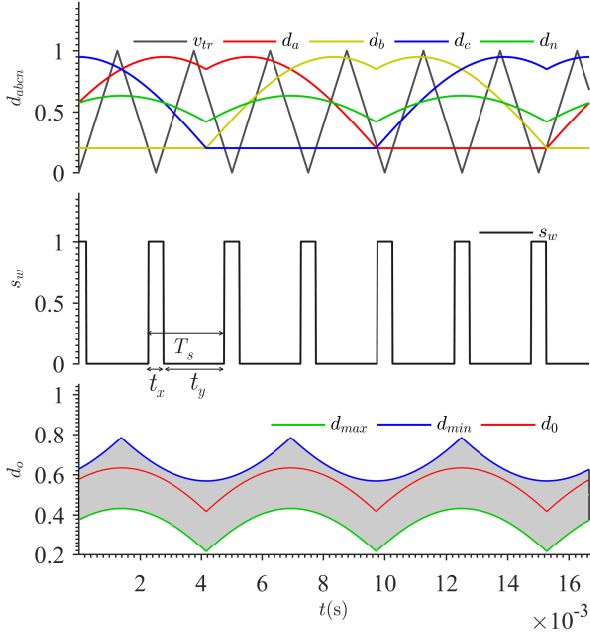


Figura 4: Sinais modulantes, sinal triangular, intervalos para  $d_0$ .

Pré-multiplicando ambos os lados de (14) por  $M_1^{-1}$  resulta em:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \\ v_{ng} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \\ d_n \end{bmatrix} v_{cc} = \left( \begin{bmatrix} d_{ar} \\ d_{br} \\ d_{cr} \\ d_{nr} \end{bmatrix} + [\mathbf{1}]_{3 \times 1} d_0 \right) v_{cc}, \quad (18)$$

onde  $d_a, d_b, d_c, d_n$  são as razões cíclicas associadas respectivamente aos interruptores  $s_1, s_2, s_3$  e  $s_4$ , e:

$$\begin{bmatrix} d_a^r \\ d_b^r \\ d_c^r \\ d_n^r \end{bmatrix} = \frac{1}{4v_{cc}} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (19)$$

A Figura 4 mostra os sinais modulantes e o sinal triangular, que comparados darão origem aos sinais de comando dos interruptores. Além disso, é mostrado os limites máximos e mínimos de operação, onde  $d_{max} = \max\{R_1, R_2, R_3\}/4v_{cc}$ ,  $d_{min} = 1 + \min\{R_1, R_2, R_3\}/4v_{cc}$  e  $d_0 = v_0/4v_{cc}$ .

### C. Descrição do estágio de entrada do inversor fonte dividida

Quando pelo menos um dos interruptores inferiores dos braços do conversor ( $\bar{S}_1, \bar{S}_2$  ou  $\bar{S}_3$ ) estiver em condução, o indutor  $L$  esta em paralelo com a fonte de tensão de entrada  $v_{in}$  e está acumulando energia, de acordo com a Figura 5.a. As equações dinâmicas que descrevem a tensão no indutor  $v_L$  e a corrente no capacitor  $i_C$  nesta etapa, com duração  $t_y$ , são dadas por:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L i_L}{L} + \frac{v_{in}}{L}, \quad \frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{L_o}}{C}. \quad (20)$$

Por outro lado, quando os interruptores superiores dos braços ( $S_1, S_2$  e  $S_3$ ) estiverem em condução, a energia armazenada no indutor é transferida ao capacitor  $C$  do barramento CC,

de acordo com a Figura 5.b. As equações dinâmicas que descrevem a tensão no indutor  $v_L$  e a corrente no capacitor  $i_C$ , com duração  $t_x$ , nesta etapa são dadas por:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L i_L}{L} + \frac{v_{in} - v_C}{L}, \quad \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L - i_{L_o}}{C}. \quad (21)$$

onde  $i_{L_o}$  é a corrente de saída refletida ao barramento CC:

$$i_{L_o} = [2s_1 - 1]i_a + [2s_2 - 1]i_b \dots + [2s_3 - 1]i_c + [2s_4 - 1]i_n \quad (22)$$

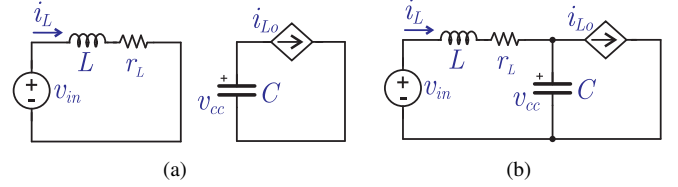


Figura 5: Etapas de operação do conversor fonte dividida: (a) Pelo menos um dos interruptores  $\bar{S}_1, \bar{S}_2$  ou  $\bar{S}_3$  está em condução, (b) Interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_3$  estão em condução.

Definindo a razão cíclica como  $D = t_y/(t_x + t_y)$ , em regime permanente, onde  $t_x + t_y = T_s$ , o ganho estático do estágio de entrada pode ser escrito como [10]:

$$\frac{V_{cc}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (23)$$

onde  $V_{in}$  e  $V_{cc}$  são respectivamente a tensão de entrada e do barramento CC em regime permanente.

O modelo médio pode ser obtido multiplicando (20) por  $d$  e (21) por  $(1 - d)$ . Por outro lado, o método de perturbação e linearização pode ser empregado, onde as variáveis são substituídas por uma parcela em regime permanente e um sinal de perturbação ( $d = D + \tilde{d}$ ). Assim, obtém-se (24):

$$\begin{aligned} \tilde{i}_L(s) &= \frac{V_{cc}}{Ls + r_L} \tilde{d}(s) - \frac{1 - D}{Ls + r_L} v_{cc} \\ \tilde{v}_{cc}(s) &= -\frac{I_L + I_{L_o}}{Cs} \tilde{d}(s) - \frac{1 - D}{Cs} \tilde{i}_L(s). \end{aligned} \quad (24)$$

Em (24), os termos de segunda ordem são desprezados, a tensão de entrada é considerada constante e  $i_{L_o}$  é considerado um distúrbio. Assumindo que a tensão do barramento CC seja constante, a função de transferência da corrente de entrada pode ser simplificada como segue:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{cc}}{Ls + r_L}. \quad (25)$$

Um controlador PI pode ser empregado para o controle de  $i_L$ . Além disso, a corrente de referência  $i_L^*$  pode ser obtida empregando uma estratégia de maximização da potência gerada pelo sistema fotovoltaico [18].

## III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Resultados de simulação foram obtidos para demonstrar o bom desempenho da topologia híbrida, bem como a estratégia de controle apresentada. A Tabela I mostra os parâmetros do sistema simulado. Para o projeto dos controladores PI foi adotado margem de fase de aproximadamente 50 graus. Além

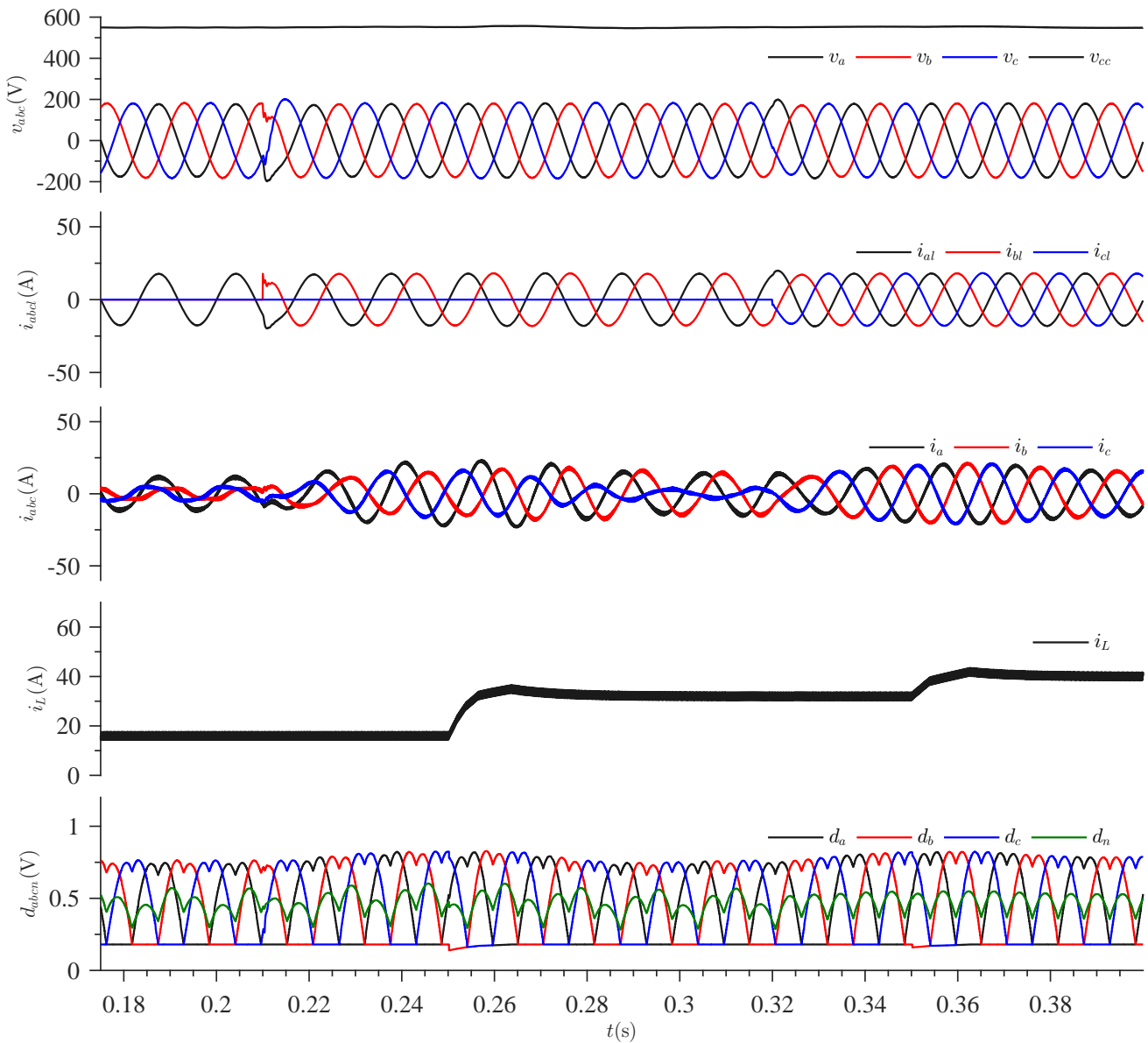


Figura 6: Resultados de simulação: tensões de saída e tensão do barramento CC, correntes de carga, correntes do conversor, corrente de entrada, sinais modulantes.

disso, a banda passante dos controladores de corrente foi de 500 Hz, para o controlador de tensão do barramento CC foi de 10 Hz e para os controladores de tensão de eixo direto e zero foi adotado 50 Hz.

Tabela I: Parâmetros da simulação.

Parâmetro	Valor
Potência aparente ( $S$ )	5 kVA
Tensão de linha ( $V_L$ )	220 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	5 kHz
Tensão do barramento CC ( $v_{cc}$ )	550 V
Capacitância do barramento CC $C$	2 mF
Indutância do filtro de entrada $L$	4 mH
Indutância de filtro de saída $L_f$	3,5 mH
Indutância série do GI $L_m$	0,5 mH
Capacitância de filtro de saída $C_f$	30 $\mu$ F

Para os resultados apresentados na Figura 6, o módulo PV foi considerado uma fonte de tensão constante de 100 V. No instante inicial da simulação uma carga monofásica resistiva de  $10 \Omega$  ( $P_l=1,6 \text{ kW}$ ) é conectada à fase  $a$  do barramento CA e a referência de corrente de entrada é 16 A ( $P_{in}=1,6 \text{ kW}$ ). Apesar da carga drenar correntes desequilibradas, as tensões de saída permanecem equilibradas. No instante 21 ms uma carga de  $10 \Omega$  é conectada à fase  $b$ , formando uma potência bifásica equivalente de  $P_l=3,2 \text{ kW}$ . No instante 25 ms um degrau na referência de corrente entrada é aplicado, onde esta passa ser igual a 32 A ( $P_{in}=3,2 \text{ kW}$ ). Já no instante 32 ms, uma terceira carga de  $10 \Omega$  é conectada à fase  $c$ , formando uma carga trifásica equilibrada com  $P_l=4,8 \text{ kW}$ . Finalmente, um novo degrau na referência de corrente de entrada é aplicado, passando de 30 A para 40 A no instante 35 ms. Nota-se um adequado desempenho dinâmico do sistema

frente as mudanças de carga e de referência de corrente de entrada.

#### IV. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou o controle de um sistema de geração PV integrado a um compensador estático de reativos para geradores de indução. O conversor do tipo fonte dividida com quatro braços foi utilizado devido este agregar as etapas de elevação e inversão de tensão com um menor número de interruptores de potência. Além disso, a topologia trifásica com quatro braços tem a capacidade de alimentar cargas trifásicas e monofásicas desequilibradas. Os resultados de simulação mostraram o bom desempenho do sistema de controle frente a variações de cargas lineares equilibradas e desequilibradas conectadas ao barramento CA e também ao degraú na referência de corrente drenada da fonte de entrada. Ainda, como trabalhos futuros sugere-se: (i) inclusão do modelo do painel fotovoltaico e emprego de uma técnica de rastreamento de máxima potência. (ii) inclusão de carga adicional controlada ELC (*Electronic Load Controller*) para ajuste da frequência elétrica quando houver energia excedente, (iii) projeto de técnicas de controle que sejam capazes de rejeitar distúrbios de tensão oriundos de cargas não-lineares conectadas ao barramento CA.

#### REFERÊNCIAS

- [1] R. R. Chilipi, B. Singh, and S. S. Murthy, "Performance of a self-excited induction generator with DSTATCOM-DTC drive-based voltage and frequency controller," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 545–557, Sept 2014.
- [2] C. B. Tischer, J. R. Tibola, L. G. Scherer, and R. F. de Camargo, "Proportional-resonant control applied on voltage regulation of standalone SEIG for micro-hydro power generation," *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 5, pp. 593–602, 2017.
- [3] L. G. Scherer, R. V. Tambara, and R. F. de Camargo, "Voltage and frequency regulation of standalone self-excited induction generator for micro-hydro power generation using discrete-time adaptive control," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 4, pp. 531–540, 2016.
- [4] L. G. Scherer, C. B. Tischer, and R. F. de Camargo, "Power rating reduction of distribution static synchronous compensator for voltage and frequency regulation of stand-alone self-excited induction generator," *Electric Power Systems Research*, vol. 149, no. C, pp. 198 – 209, 2017.
- [5] M. H. Nehrir, C. Wang, K. Strunz, H. Aki, R. Ramakumar, J. Bing, Z. Miao, and Z. Salameh, "A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 392–403, Oct 2011.
- [6] S. Das, D. Chatterjee, and S. K. Goswami, "A reactive power compensation scheme for unbalanced four-wire system using virtual Y-TCR model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3210–3219, April 2018.
- [7] M. Rezkallah, S. Sharma, A. Chandra, and B. Singh, "Hybrid standalone power generation system using hydro-pv-battery for residential green buildings," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2015, pp. 003 708–003 713.
- [8] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, and G. E. Town, "Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review," *IEEE Trans. on Power Electro.*, vol. 30, no. 2, pp. 699–716, Feb 2015.
- [9] A. Abdelhakim, P. Mattavelli, and G. Spiazzi, "Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7451–7461, Nov 2016.
- [10] A. A. Abdelrazek, P. Mattavelli, V. Boscaïno, and G. Lullo, "Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [11] J. de Azevedo Borges and F. B. Grigoletto, "Finite set model predictive control of grid connected split-source inverters," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [12] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, May 2002.
- [13] A. Houari, A. Djerioui, A. Saim, M. Ait-Ahmed, and M. Machmoum, "Improved control strategy for power quality enhancement in standalone systems based on four-leg voltage source inverters," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 515–523, 2018.
- [14] M. Pichan, H. Rastegar, and M. Monfared, "Deadbeat control of the stand-alone four-leg inverter considering the effect of the neutral line inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2592–2601, April 2017.
- [15] M. Rivera, V. Yaramasu, A. Llor, J. Rodriguez, B. Wu, and M. Fadel, "Digital predictive current control of a three-phase four-leg inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 4903–4912, Nov 2013.
- [16] "Adaptive robust pole-placement control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems: Considering digital delays," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 2, pp. 1314 – 1324, 2011.
- [17] M. J. Ryan, R. W. D. Doncker, and R. D. Lorenz, "Decoupled control of a four-leg inverter via a new 4x4 transformation matrix," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 694–701, Sep 2001.
- [18] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, Jan 2013.