

# PROJETO DE CONVERSOR C.C. - C.A. CONTROLADO PARA UMA MICRORREDE

**Heron Alves dos Santos** – santos.heron@gmail.com  
**Antônio José Sousa Dias Júnior** – dias\_junior@live.com  
**Fernando Luiz Marcelo Antunes** – fantunes@dee.ufc.br  
Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica

**Resumo.** Neste trabalho é apresentado um conversor c.c.-c.a. bidirecional de 2 kW, controlado digitalmente, projetado para conectar um barramento de 311 V<sub>cc</sub> a um de 220 V<sub>rms</sub> de uma microrrede. O conversor injeta corrente em fase com a tensão da rede (fator de potência próximo à unidade) e com baixo conteúdo harmônico. Além disso, ele é capaz de drenar potência da rede, a fim de alimentar cargas de corrente contínua ligadas ao barramento de 311 V<sub>cc</sub>, bem como de carregar o banco de baterias, quando as fontes fotovoltaicas não estão aptas a fornecer energia suficiente para o barramento c.c.. A estratégia de controle adotada é responsável por controlar o fluxo de potência e a modulação da corrente injetada na ou drenada da rede. O desempenho do conversor digital é demonstrado através de resultados de simulação.

**Palavras-chave:** Geração fotovoltaica, Conversores estáticos, Conexão à rede, Controle digital.

## 1. INTRODUÇÃO

Hoje em dia, as energias renováveis estão ganhando importância, tais como a energia solar fotovoltaica. Esta fonte não pode ser conectada diretamente às cargas, nem à rede elétrica, devido às suas variações e aos seus parâmetros, que não são normalmente adequados para utilização direta. A fim de adaptar o uso desta fonte, conversores estáticos são utilizados. Esses conversores são responsáveis por processar eficientemente a energia elétrica a partir de várias fontes a fim de torná-la aceitável para a rede de distribuição de energia elétrica.

Conversores de potência controlados digitalmente tem sido frequentemente utilizados, devido à facilidade de implementação de sistemas de controle mais complexos e robustos. Com o avanço da tecnologia de processadores digitais (DSPs, CLPs e FPGAs), principalmente em relação à velocidade de processamento, a utilização de técnicas digitais de comando, em vez de os controles analógicos, tem aumento nos últimos anos.

Neste artigo é apresentado um conversor c.c.-c.a. bidirecional de 2 kW, controlado digitalmente, projetado para conectar um barramento de 311 V<sub>cc</sub> a um de 220 V<sub>rms</sub> de uma microrrede. O conversor injeta corrente em fase com a tensão da rede (fator de potência próximo à unidade) e com baixo conteúdo harmônico, ou seja, THD (*Total Harmonic Distortion*) menor que 5%. Além disso, ele é capaz de drenar potência da rede, a fim de alimentar cargas de corrente contínua ligadas ao barramento de 311 V<sub>cc</sub>, bem como de carregar o banco de baterias, quando as fontes fotovoltaicas não estão aptas a fornecer energia suficiente para o barramento c.c..

A estratégia de controle adotada é responsável por controlar o fluxo de potência e a modulação da corrente injetada na ou drenada da rede e é validada por meio de simulação no PSIM, um software da Powersim Inc.

## 2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

### 2.1 Microrrede

O Sistema em estudo é uma microrrede inteligente que alimenta cargas c.c. e c.a., e é projetado para processar uma potência ativa de 2 kW. É composto por cinco subsistemas: subsistema de geração fotovoltaica, composto por dez módulos c.c., cada um contendo um painel fotovoltaico de 200 W<sub>p</sub> e um conversor c.c.-c.c. para a busca do ponto de máxima potência (*MPPT*); subsistema de banco de baterias, que compreende um conjunto para armazenamento de energia, cuja tensão de operação é de 48 V<sub>cc</sub>; subsistema controlador de carga, responsável pelo controle do fluxo de energia entre o barramento de 311 V<sub>cc</sub> (saída dos módulos c.c.) e o banco de baterias; subsistema de cargas c.c., diretamente conectadas ao barramento c.c.; e subsistema de conversão c.c.-c.a., responsável pela interligação do sistema fotovoltaico à rede elétrica monofásica de 220 V<sub>rms</sub>.

O sistema completo, com seus diversos subsistemas, pode ser observado na Fig. 1.

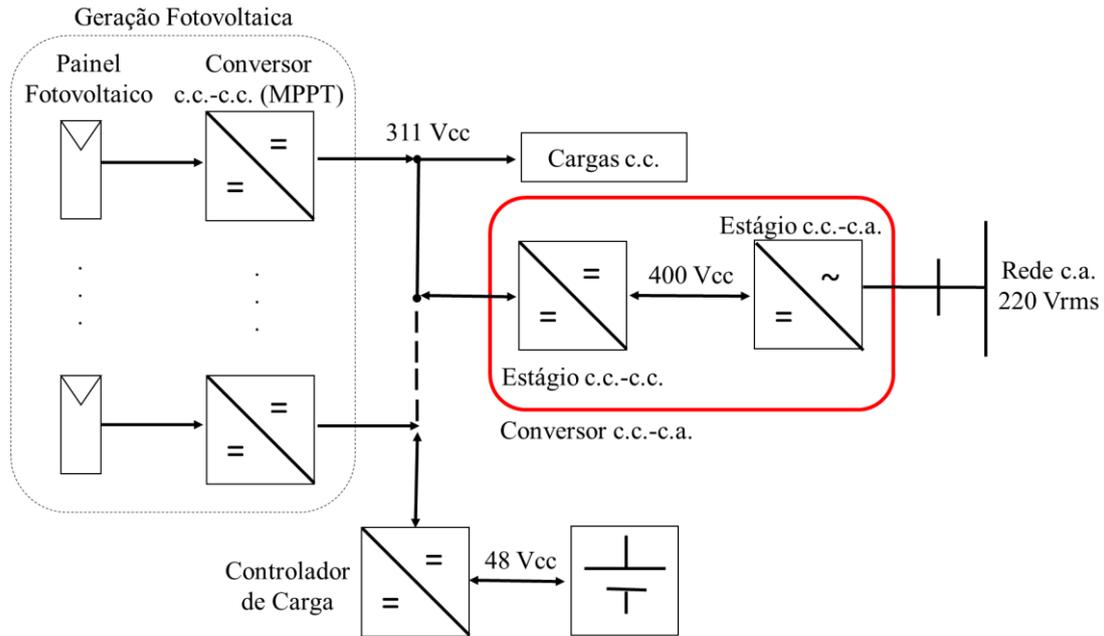


Figura 1 – Representação do sistema.

## 2.2 Conversor c.c.-c.a.

O subsistema que será abordado neste artigo trata-se do conversor c.c.-c.a. mostrado na Fig. 2. Ele possui dois estágios de processamento de energia: um conversor c.c.-c.c. elevador (*Boost*), que eleva a tensão do barramento c.c. ( $311 V_{cc}$ ) para cerca de  $400 V_{cc}$ , e um conversor c.c.-c.a., que alterna tensão e corrente, injetando esta última na rede com baixa distorção ( $THD < 5\%$ ) e com alto fator de potência (maior que 0,98).

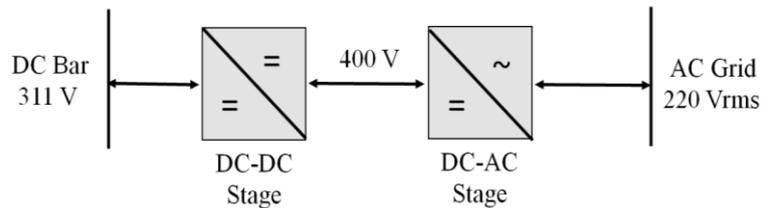


Figura 2 – Conversor c.c.-c.a..

O conversor também deve ser capaz de absorver potência da rede, com a finalidade de alimentar as cargas c.c. e carregar o banco de baterias, quando as fontes fotovoltaicas não tiverem condições de suprir energia suficiente para esse fim. Neste caso, o conversor c.c.-c.a. atuará como retificador *boost* e o conversor c.c.-c.c. funcionará como um abaixador (*Buck*).

## 2.3 Conversor *Boost* bidirecional

O conversor *Boost* bidirecional é apresentado na Fig. 3.

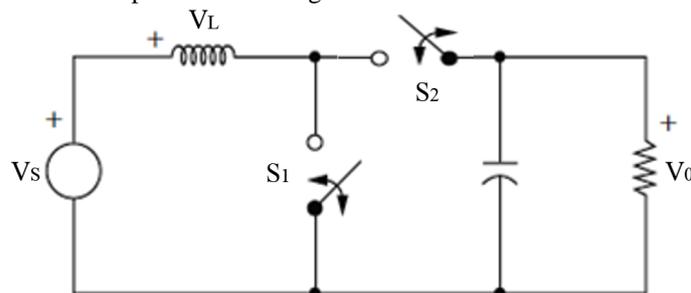


Figura 3 – Conversor *Boost* bidirecional.

Quando a chave  $S_1$  está fechada e  $S_2$  está aberta, uma tensão positiva é aplicada aos terminais do indutor, que começa a acumular energia na forma de corrente. Quando o  $S_1$  é aberta e  $S_2$  é fechada, a tensão entre os terminais do indutor torna-se negativa e a energia armazenada é descarregada sobre a carga.

A relação entre as tensões c.c. de saída ( $V_o$ ) e de entrada ( $V_s$ ) é dada pela Eq. (1).

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

em que  $D$  é a taxa de trabalho da chave estática  $S_1$  ( $S_2$  opera em modo complementar, com ciclo de trabalho de  $1-D$ ).

Esta relação não considera possíveis não idealidades (como resistência interna no indutor ou queda de tensão no diodo, por exemplo) do indutor. O capacitor funciona como filtro para a tensão entregue à carga e esta terá maior ou menor oscilação de acordo com o valor da capacitância escolhido.

#### 2.4 Conversor c.c.-c.a.

O conversor c.c.-c.a. mais simples e utilizado em sistemas fotovoltaicos (conversor ponte completa monofásico) é apresentado na Fig. 4.

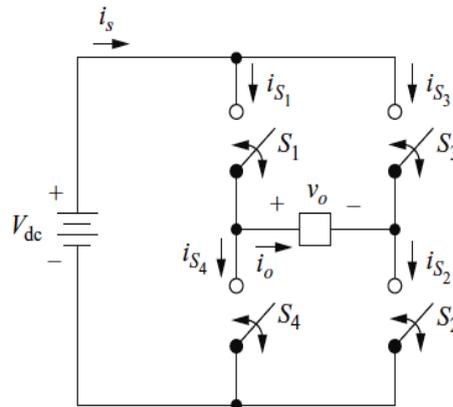


Figura 4 – Conversor Ponte Completa Monofásico (Hart, 2011).

Em sua entrada, há uma fonte de tensão o alimentando. Quando as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão fechadas ( $S_3$  e  $S_4$  estão abertas), a tensão  $+V_{dc}$  é aplicada aos terminais da carga ( $V_o$ ). Quando as chaves  $S_3$  e  $S_4$  estão fechadas ( $S_1$  e  $S_2$  estão abertas), a tensão  $-V_{dc}$  é aplicada aos terminais da carga ( $V_o$ ). Quando  $S_1$  e  $S_3$  estão fechadas (e  $S_2$  e  $S_4$  abertas) ou quando  $S_2$  e  $S_4$  estão fechadas (e  $S_1$  e  $S_3$  abertas), a tensão na saída é nula.

É importante observar que as chaves  $S_1$  e  $S_4$  operam de modo complementar, ou seja, não podem estar fechadas ao mesmo tempo (caso isso ocorra, fechar-se-á um curto-circuito nos terminais da fonte). O mesmo vale para  $S_2$  e  $S_3$ .

Para reduzir a distorção harmônica e aproximar essa forma de onda de uma senoide pura, pode-se utilizar a técnica de SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), em que o acionamento das chaves é feito a partir da comparação de uma referência senoidal (moduladora) com uma onda triangular em alta frequência (normalmente a partir de 20 kHz), como mostra a Fig. 5.

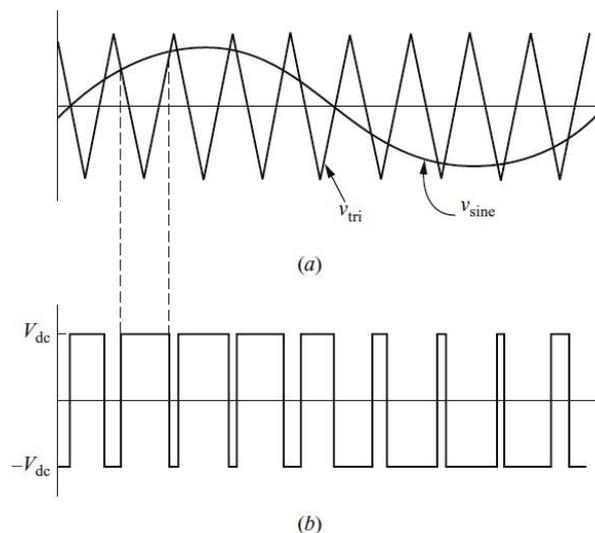


Figura 5 – (a) SPWM bipolar e (b) Forma de onda da tensão de saída (Hart, 2011).

Essa forma de onda não é senoidal e possui conteúdo harmônico elevado, mas os harmônicos de ordem mais baixa aparecem em torno da frequência de chaveamento (da onda triangular) e, como estão muito distantes da frequência fundamental (50 ou 60 Hz), podem ser facilmente filtrados com filtros passivos relativamente pequenos.

### 3. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

Para projetar o conversor proposto, os parâmetros apresentados na Tab. 1 foram considerados.

Tabela 1. Especificações do conversor.

PARÂMETRO	VALOR / UNIDADE
Tensão do barramento c.c. ( $V_s$ )	311 V <sub>cc</sub>
Tensão da rede monofásica ( $V_{rede}$ )	220 V <sub>rms</sub>
Frequência da rede monofásica ( $f$ )	60 Hz
Tensão no <i>link</i> c.c. ( $V_c$ )	400 V <sub>cc</sub>
Frequência de chaveamento das chaves ( $f_s$ )	21 kHz
Potência ativa nominal dos conversores ( $P$ )	2 kW
Oscilação na tensão do <i>link</i> c.c. ( $\Delta V_c$ )	2% . $V_c$
Oscilação máxima de corrente no indutor do filtro L ( $\Delta I_{Lmax}$ )	10% . $I_{Lpico}$
Oscilação máxima de corrente no indutor do <i>Boost</i> ( $\Delta I_{Lbmax}$ )	50% . $I_{Lbmed}$

Com tais definições, calcularam-se os demais parâmetros para o conversor *Boost* através das Eqs. (2) a (4) (Martins e Barbi, 2008):

$$I_{Lbmed} = \frac{P}{V_s} \quad (2)$$

$$D_b = 1 - \frac{V_s}{V_c} \quad (3)$$

$$L_b \geq \frac{V_s \cdot D_b}{\Delta I_{Lbmax} \cdot f_s} \quad (4)$$

Para o conversor c.c.-c.a., calculou-se os seguintes parâmetros apresentados nas Eqs. (5) a (7) (Neto *et al.*, 2013):

$$I_{Lpico} = \frac{2 \cdot P}{V_{rede} \cdot \sqrt{2}} \quad (5)$$

$$L_f \geq \frac{0,25 \cdot V_c}{2 \cdot \Delta I_{Lmax} \cdot f_s} \quad (6)$$

$$C_{lk} \geq \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V_c \cdot V_c} \quad (7)$$

Os resultados das Eqs (2) a (7) são apresentados na Tab. 2.

Tabela 2. Valores calculados.

PARÂMETRO	VALOR / UNIDADE
Corrente média no indutor do <i>Boost</i> ( $I_{Lbmed}$ )	6,43 A
Taxa de trabalho nominal da chave principal do <i>Boost</i> ( $D_b$ )	0,2225
Indutância do <i>Boost</i> ( $L_b$ )	1,02 mH
Pico da corrente no indutor do filtro L ( $I_{Lpico}$ )	12,86 A
Indutância do filtro L ( $L_f$ )	1,85 mH
Capacitância do <i>link</i> c.c. ( $C_{lk}$ )	1,66 mF

Adotou-se como valor de indutância do *Boost* o valor de 1,00 mH, para a indutância do filtro L o valor de 2,00 mH e para a capacitância do *link* c.c. o valor de 1,88 mF. Para as chaves, optou-se pela utilização de IGBT's.

#### 4. CONTROLE

A estratégia de controle digital utilizada consiste em duas malhas: uma malha rápida interna que controla a corrente no indutor variando a razão cíclica e uma malha lenta externa que ajusta a referência da malha de corrente interna com base na variação da tensão observada. As estratégias de controle do conversor c.c.-c.c. e do conversor c.c.-c.a. são mostradas na Fig. 6.

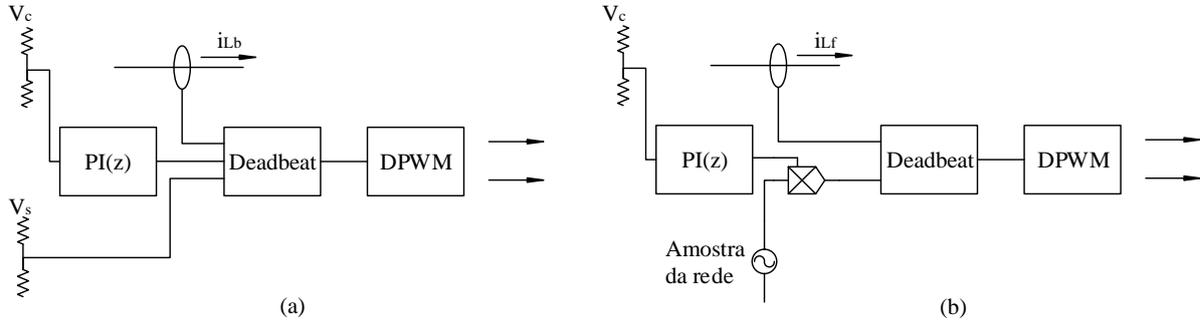


Figura 6 – Esquemático do controle digital a) Conversor c.c.-c.c. b) Conversor c.c.-c.a..

Para o projeto dos controladores PI utiliza-se a técnica de projeto de controladores digitais por emulação de controladores analógicos. Para o controle da tensão no barramento  $V_s$  utiliza-se uma margem de fase de  $60^\circ$  e uma frequência de cruzamento de cerca de cinco vezes a frequência do filtro LC de saída do conversor c.c.-c.c. operando como *Buck*. Para o controle da tensão no link c.c. utiliza-se uma margem de fase de  $60^\circ$  e uma frequência de cruzamento de um terço da frequência fundamental da tensão da rede elétrica para não distorcer a referência de corrente da malha interna do conversor c.c.-c.a.. O método de discretização utilizado é o *Backward Euler*.

Para o projeto dos controladores *deadbeats* das malhas de corrente foi utilizada uma portadora triangular, conforme sugerido por Chen, Erickson e Maksimovic (2007) para aplicações cujo controle de corrente é realizado através de valores médios. Para minimizar o efeito do atraso computacional  $t_d$  foi utilizada a técnica sugerida por He e Mu (2007) e por Zhou, Xu, Wang e Mu (2008). Tal técnica consiste em atualizar a razão cíclica no mesmo período de chaveamento  $T_s$  que ocorre a amostragem. Obviamente, existe um valor máximo que a razão cíclica pode assumir, conforme mostrado na equação Eq. 8, pois deve-se considerar o tempo necessário para amostragem e cálculo computacional dos controladores.

$$d_{max} = \frac{T_s - t_d}{T_s} \quad (8)$$

As formas de onda da corrente no indutor do conversor c.c.-c.c. e do conversor c.c.-c.a. (Buso e Mattavaelli, 2006) são mostradas na Fig. 7.

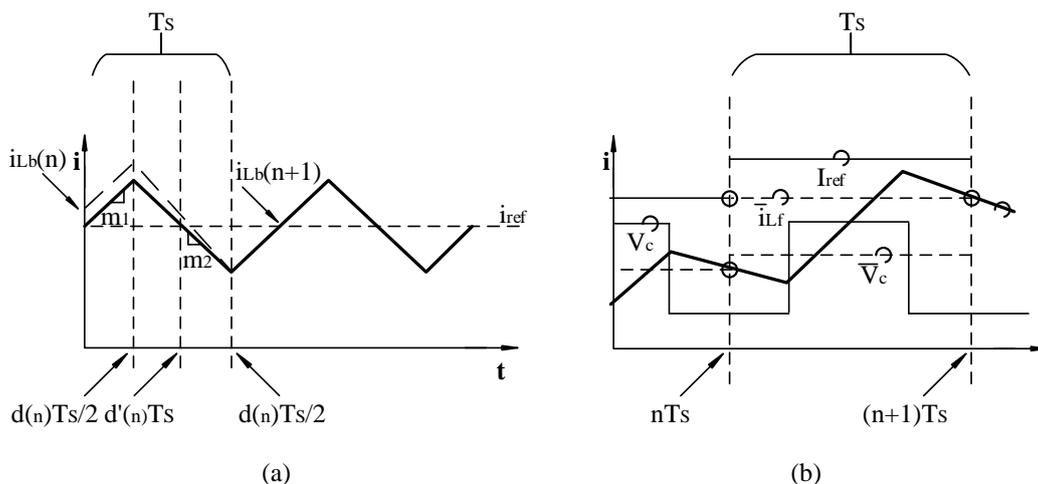


Figura 7 – Formas de onda da corrente no indutor (a)  $L_b$ ; e (b)  $L_f$ .

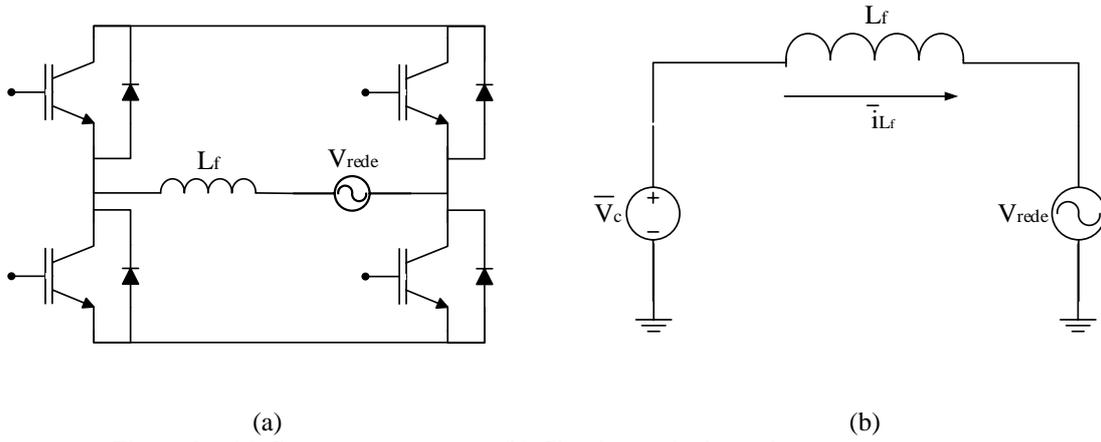


Figura 8 – (a) Conversor c.c.-c.a.; e (b) Circuito equivalente do conversor c.c.-c.a..

Analisando as formas de onda da Fig. 7 e o circuito da Fig. 8, pode-se deduzir o valor da corrente média no indutor  $L_b$  e  $L_f$ , como mostrado na Eq. 9 e Eq. 10, respectivamente.

$$\bar{i}_{L_b}(n) = i_{L_b}(n) + m_1 \frac{d(n)T_s}{2} - m_2(1 - d(n))T_s m_1 \frac{d_n T_s}{2} \quad (9)$$

$$\bar{i}_{L_f}(n + 1) = \bar{i}_{L_f}(n) + \frac{T_s}{L_2} (\bar{V}_c(n) - \bar{V}_{rede}(n)) \quad (10)$$

Sendo que as variáveis denotadas com uma barra superior representam o valor médio da grandeza considerada.

Da Eq. 9 e Eq. 10, as leis de controle do conversor c.c.-c.c. e do conversor c.c.-c.a. podem ser obtidas, como consta na Eq. 11 e Eq.12, respectivamente.

$$d(n) = \frac{i_{ref} - i_{L_b}(n)}{(m_1 + m_2)T_s} + \frac{m_2}{m_1 + m_2} \quad (11)$$

$$d(n) = \frac{L_f}{\bar{V}_{rede}(n)T_s} (i_{ref} - \bar{i}_{L_f}(n)) + \frac{\bar{V}_{rede}(n)}{\bar{V}_c(n)} \quad (12)$$

Sendo  $i_{ref}$  a referência da malha de corrente e  $d(n)$  o valor da razão cíclica.

Os valores dos coeficientes angulares  $m_1$  e  $m_2$  da Eq. 9 e Eq. 11 depende se o conversor c.c.-c.c. opera como Buck ou como Boost, como consta em Chen, Erickson e Maksimovic (2007) e mostrado na Tab. 3.

Tabela 3. Coeficientes angulares.

CONVERSOR BUCK	CONVERSOR BOOST
$m_1 = \frac{v_{in} - v_o}{L_1}$	$m_1 = \frac{v_{in}}{L_1}$
$m_2 = \frac{v_o}{L_2}$	$m_2 = \frac{v_o - v_{in}}{L_2}$

A taxa de amostragem utilizada para esta aplicação é o dobro da frequência de chaveamento, isto é, foi utilizada uma frequência de amostragem de 42 kHz.

## 5. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para validar a estratégia de controle adotada, simulou-se o conversor em dois modos: injetando potência na rede e drenando potência da rede elétrica. No primeiro modo, o conversor c.c.-c.c. atua como um *Boost*, elevando a tensão de 311  $V_{cc}$  para 400  $V_{cc}$ , e o conversor c.c.-c.a. atua como inversor, gerando tensão e corrente alternada. No segundo modo, o conversor c.c.-c.a. atua como um retificador *boost*, retificando e elevando a tensão da rede, cujo pico é de 311 V, para 400  $V_{cc}$ , e o conversor c.c.-c.c. atua como um *Buck* (conversor abaixador), baixando de 400  $V_{cc}$  para 311  $V_{cc}$ , que alimenta o barramento c.c..

A Fig. 9 apresenta um esquemático do circuito de potência no *software* PSIM.

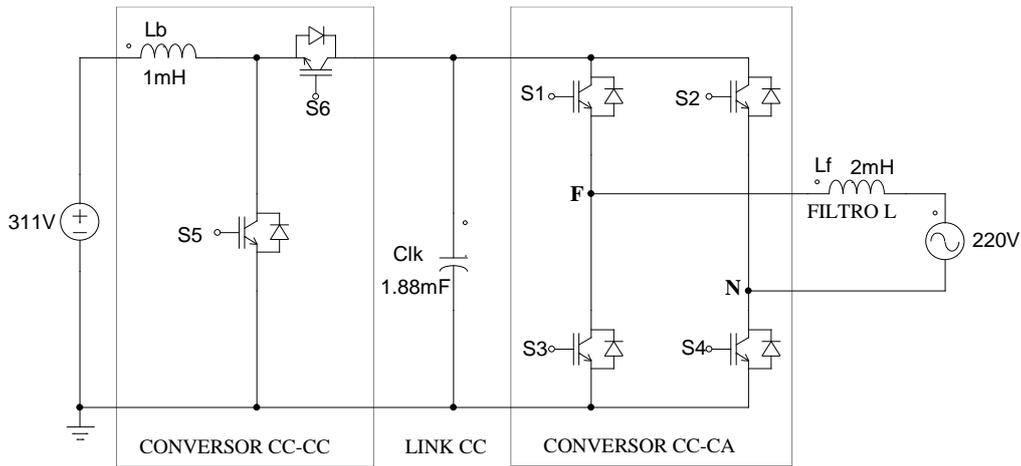
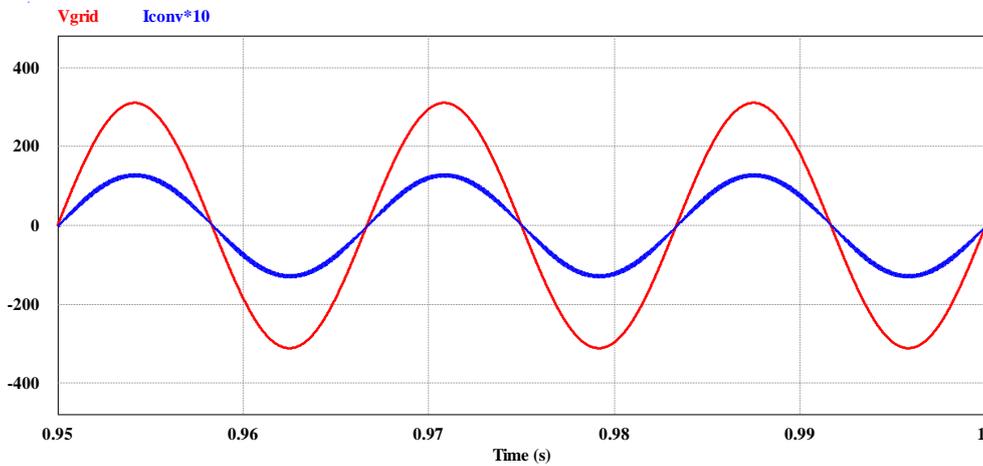
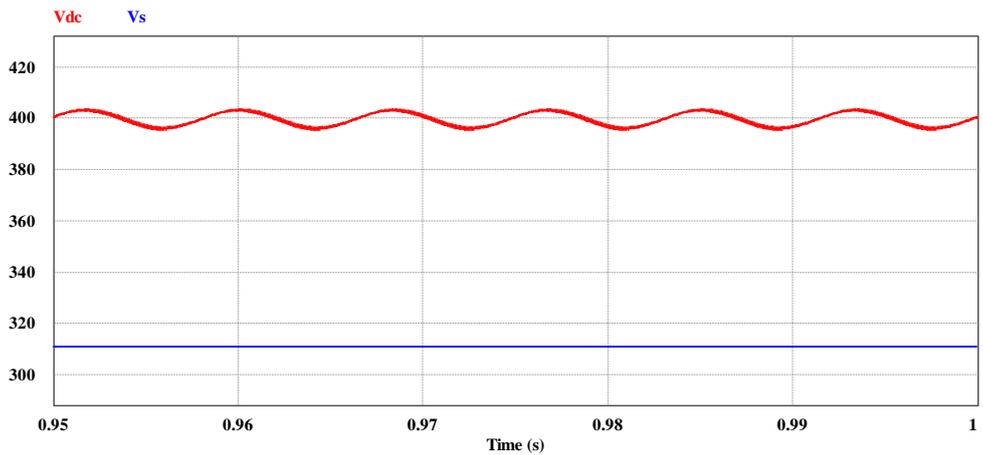


Figura 9 – Esquemático do circuito de potência.

Simulando a injeção de potência na rede elétrica (entre os instantes 0,95 s e 1,00 s), obtém-se a Fig. 10.



(a)



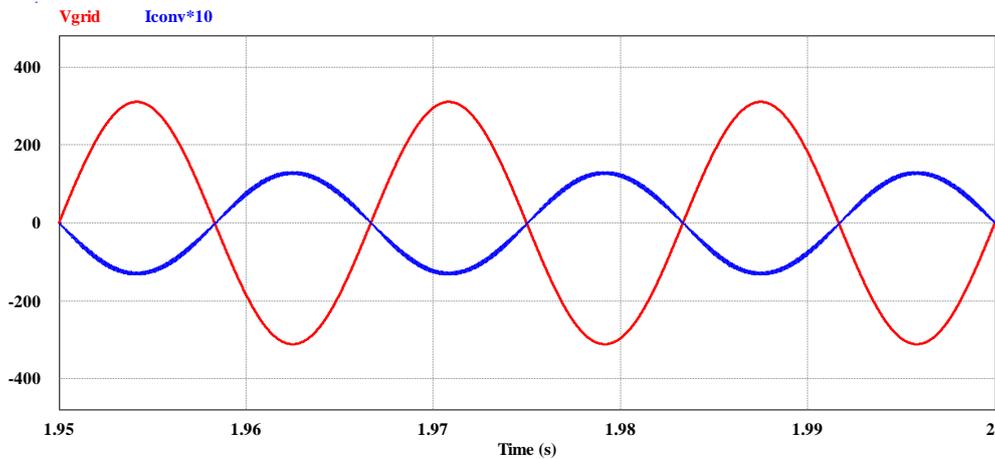
(b)

Figura 10 – (a) Tensão da rede monofásica ( $V_{rede}$ ) e corrente injetada na rede ( $I_{conv}$ ); (b) Tensão da fonte c.c. ( $V_s$ ) e a tensão no capacitor do link c.c. ( $V_c$ ).

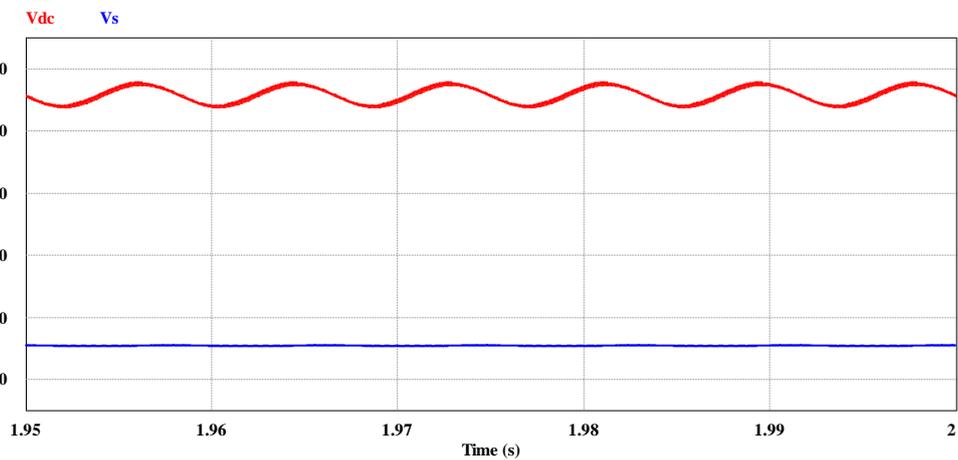
Observa-se que a corrente (multiplicada por 10) está em fase com a tensão da rede. Utilizando-se o próprio *software* para cálculo do THD da corrente, do fator de potência e da potência injetada, obtém-se 3,06%, 0,9995 e 1,986 kW, respectivamente.

A Fig. 10(b) mostra a tensão da fonte c.c. e a tensão no capacitor do link c.c.. A oscilação de tensão no *link* c.c. é de 2,10%, sobre um valor médio de 399,8 V<sub>cc</sub>. Além disso, a componente c.a. da tensão no capacitor possui o dobro da frequência da rede, ou seja, oscila a 120 Hz.

Simulando a absorção de potência da rede elétrica (entre os instantes 0,95 s e 1,00 s), obtêm-se as formas de onda para tensão e corrente da rede elétrica, como mostrado na Fig. 11.



(a)



(b)

Figura 11 – (a) Tensão da rede monofásica ( $V_{rede}$ ) e corrente injetada na rede ( $I_{conv}$ ); (b) Tensão da fonte c.c. ( $V_s$ ) e a tensão no capacitor do link c.c. ( $V_c$ ).

Observa-se que a corrente (multiplicada por 10) está em oposição de fase (defasada de 180°) em relação à tensão da rede. Utilizando-se o próprio software para cálculo do THD da corrente, do fator de potência e da potência injetada, obtêm-se 2,96%, -0,9996 e -2,004 kW, respectivamente.

A Fig. 11(b) mostra a tensão da fonte c.c. e a tensão no capacitor do link c.c. para este fluxo de potência contrário.

A oscilação de tensão no link c.c., neste caso, também é de 2,14%, sobre um valor médio de 392 V<sub>cc</sub>, com oscilação em 120 Hz. Entretanto, o barramento c.c. é praticamente constante, com oscilação de apenas 0,13%.

Analisando-se as Figs. 10 e 11 e comparando-as com a Tab. 1, observa-se o atendimento das especificações do projeto, especialmente quanto ao limite de THD e às oscilações da tensão do link c.c..

## 6. CONCLUSÃO

O controle proposto para o conversor c.c.-c.a. conectado à rede mostrou bons resultados e atingiu os seus objetivos. A corrente injetada na rede apresentou baixa distorção harmônica (THD em torno de 3%) e alto fator de potência (próximo da unidade) para as duas operações: a injeção e drenagem de potência da rede elétrica. A tensão no link c.c. apresentou baixa ondulação (em torno de 2% do valor médio).

O circuito proposto está sendo implementado em laboratório e sua eficácia será verificada também experimentalmente.

## REFERÊNCIAS

- 3TIER. Global Mean Solar Irradiance, 2011. Disponível em:  
<http://www.3tier.com/static/ttcms/us/images/support/maps/3tiersolarirradiance.pdf>. Acessado em 27 de outubro de 2013.
- Barbi, I., Martins, D. C. 2008. Eletrônica de potência: Conversores c.c.-c.c. básicos não isolados. 377p. 3ª edição, Florianópolis-SC, Edição dos autores.
- Buso, S., Mattavaelli, P.: Digital control in power electronics, Morgan & Claypool, pp.66-69, 2006.
- Chen, J., Pródic, A., Erickson, R. W., Maksimovic, D.: Predictive digital current programmed control, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 411-419, 2003.
- Hart, D. W. 2011. *Power Eletronics*. 477p. New York-NY, McGraw-Hill Inc.
- He, M., Xu, L.: Improved digital predictive control of switching dc-dc converters, IEEE Applied Power Electronics and Exposition, pp. 1466-1471, 2007.
- Neto, J. A. F., Brito Jr, F. J. B., Joca, D. R., Nunes, M. A. N., Torrico-Bascopé, R. P. 2013. A five-level NPC bidirectional converter based on multi-state switching cell operating as boost rectifier. Gramado – RS, XII COBEP – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência.
- Zhou, G., Xu, J., Wang, J., Mu, Q.: Improved digital average current control of buck converter with dual-edge modulation, IEEE Applied Power Electronics and Exposition, pp. 1309-1313, 2008.

## DESIGN OF A CONTROLLED DC-AC CONVERTER FOR A MICROGRID

**Abstract.** *In this paper, a 2 kW, digitally controlled, bi-directional, dc-ac converter, designed to connect a 311 V<sub>dc</sub> bus to a 220 V<sub>rms</sub> bus of a single-phase micro-grid is presented. The converter injects current in phase with the grid voltage (power factor close to unity) and with low harmonic content. Furthermore, it should be able to drain power from grid, in order to feed dc loads connected to the 311 V<sub>dc</sub> bus, as well as to charge the battery bank when the photovoltaic sources are not able to supply enough power to the dc bus. The control strategy adopted is responsible for controlling the power flow and the current modulation. The performance of the digitally controlled converter is demonstrated by simulation results.*

**Key words:** *Photovoltaic generation, Static converter, Inverter, Grid connection, Digital control.*