

# Alto fator de potência em conversor ca-ca monofásico-trifásico obtido em malha aberta

**Euzeli Cipriano dos Santos Júnior<sup>1</sup>**

Unidade de Ensino Descentralizada – UNED Cajazeiras  
CEFET-PB

**Valnyr Vasconcelos Lira**

Unidade de Ensino Descentralizada – UNED Cajazeiras  
CEFET PB

**Edson Roberto Cabral da Silva**

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

**Resumo:** O principal objetivo deste artigo é propor um novo conversor ca-ca monofásico trifásico a partir do Conversor de Nabae. O conversor proposto apresenta alto fator de potência e forma de onda senoidal para a corrente de entrada, sem nenhuma estratégia complicada de modulação por largura de pulsos e sem nenhuma malha de controle que necessitaria leituras de correntes e tensões. A configuração proposta pode operar com frequência de saída variável, em aplicações como acionamento de máquinas, ou com frequência de saída fixa, em aplicações como UPS (Uninterrupted Power Supply). As principais características da configuração proposta são também apresentadas. Resultados de simulação e experimentais são mostrados para validação do estudo teórico.

**Palavras-Chave:** Conversores ca-ca, controle do fator de potência, conversão de energia monofásico-trifásica.

**Abstract:** The main goal of this paper is to propose a new single-phase to three-phase ac-ac converter obtained from Nabae converter. The proposed converter topology presents high power factor and sinusoidal shape for input current, without any complicated strategy for pulse width modulation and without any feedback control, which it will need voltage and current measurements. The configuration can operate either with variable output frequency, in applications such as drive machine, or with fixed output frequency, in applications such as UPS (Uninterrupted Power Supply). The mainly characteristics of the proposed configurations are presented, as well. Simulation and experimental results are showed and they are in accordance with expected statements.

**Keywords:** ac-ac converters, power factor control, single-phase to three-phase energy conversion.

---

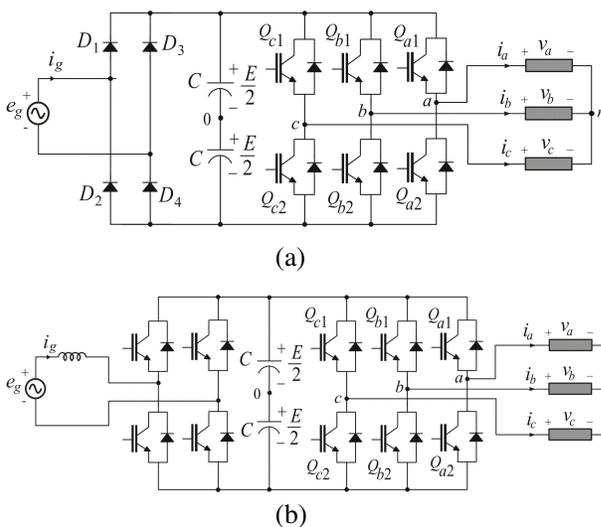
<sup>1</sup> Autor a quem toda correspondência deverá ser endereçada

## 1. Introdução

Em algumas aplicações a rede elétrica de alimentação é monofásica e existe a necessidade de alimentar cargas trifásicas, por exemplo, em aplicações rurais (Bellar et al., 2005; Machado, Buso, Pomílio, 2005).

A conversão monofásica-trifásica de energia usualmente emprega a topologia com retificador a diodos, que tem a desvantagem de apresentar distorção na corrente de entrada e fator de potência não unitário, este conversor pode ser observado na Fig. 1(a). Outra possibilidade de conversão de energia monofásica-trifásica é a partir da configuração que implementa a retificação controlada, como pode ser observado na Fig. 1(b), a partir da qual obtém-se forma de onda senoidal e fator de potência próximo do unitário na entrada do conversor.

No entanto, a configuração com retificação controlada [Fig. 1(b)] emprega dez chaves de potências. Em geral, o uso de muitas chaves aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema de conversão de potência.



**Figura 1. Conversão monofásico-trifásico. (a) Topologia com retificação não controlada. (b) Topologia com retificação controlada.**

Desta forma, o estudo de topologias com número reduzido de componentes constitui um importante tópico em eletrônica de potência (Enjeti, Rahman, 1993; Kim, Lipo, 1995; Jacobina et al., 2001; Machado et al., 2005).

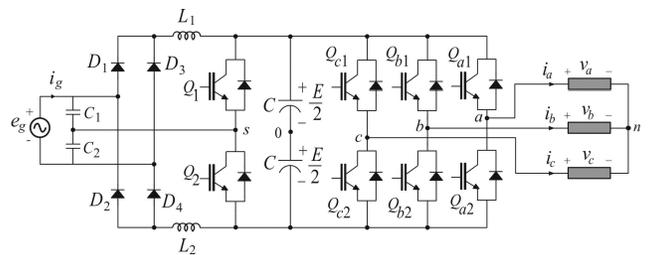
Uma alternativa usual para redução do número de chaves são os conversores de potência que utilizam a conexão no ponto central do barramento cc (Salmon, 1995; Salmon, 1995b; Jacobina et al., 2005). Contudo, esta configuração apresenta menor

capacidade de tensão se comparada com a configuração ponte completa.

Outra possibilidade para reduzir o número de chaves é obtida com configurações nas quais as unidades retificadoras e inversoras do conversor são conectadas a partir de um braço compartilhado (Jacobina, 2005).

Contudo, todas estas topologias apresentam uma complicada estratégia de controle e necessita medição de tensão e corrente para obtenção de um alto fator de potência e corrente senoidal na fonte primária.

Em contra partida a correção do fator de potência utilizando conversor *boost* é a mais popular técnica para obtenção do fator de potência unitário (Nabae, Nakano, 1994). A operação do conversor *boost* no Modo de Condução Descontínuo (DCM – *Discontinuous Inductor Current Mode*) da corrente do indutor é popular em aplicações de baixo até médio nível de potência. A corrente de entrada deste conversor segue automaticamente a tensão da fonte primária senoidal e, além disto, a malha de controle da corrente pode ser removida, e o sistema global de controle é simplificado. Contudo, o controle do fator de potência com conversor *boost*, operando no DCM, está sendo adaptado na indústria para aplicações de alta potência (Bento, da Silva, Jacobina, 2005).



**Figura 2. Topologia proposta monofásico trifásico usando Conversor de Nabae na unidade retificadora.**

O principal objetivo deste artigo é propor uma nova topologia de conversor ca-ca monofásico-trifásico baseado no Conversor de Nabae (Nabae, Nakano 1994), a partir do qual se obtém alto fator de potência e forma de onda senoidal na corrente de entrada do conversor sem nenhuma estratégia complicada de controle, tal como modulação por largura de pulsos ou sistema de controle com realimentação de variáveis.

Desta forma, com a configuração proposta não é necessária a leitura de variáveis como corrente e tensão, o que representa um aspecto positivo para as topologias, já que não é preciso utilização de

sensores, o que geralmente eleva o custo e reduz a confiabilidade do sistema de conversão de potência.

A configuração proposta pode ser observada na Fig. 2 e pode operar com frequência de saída variável em aplicações como sistemas de acionamento de máquinas ou com frequência de saída fixa em aplicações como as Fontes de Energia Ininterruptas (UPS *Uninterrupted Power Supply*).

A unidade de entrada de todos os conversores propostos é composta por uma ponte a diodos, um par de capacitores de baixa capacitância, um par de indutores e um par de chaves de potência. Enquanto o conversor de saída é composto por um conversor com braço compartilhado e dois braços, como observado na Fig. 2.

## 2. Características do Conversor de Nabae (pré-regulador de fator de potência)

### 2.1 Princípio de operação

O Conversor de Nabae pode ser observado na Fig. 3. Este conversor consiste de uma ponte de diodos ( $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$ ), um par de capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ), um par de indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e um par de chaves de potência ( $Q_1$  e  $Q_2$ ). Este conversor tem desempenho melhorado com relação ao conversor *boost* padrão [Fig. 1(b)] a Fig. 4 ilustra esta melhoria no desempenho do conversor de Nabae frente o conversor *boost*, ambos operando no MDC.

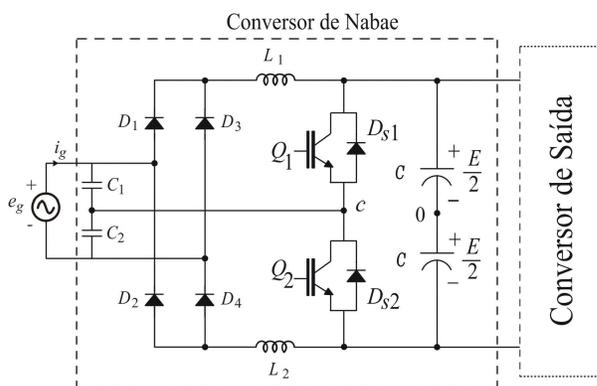


Figura 3. Conversor de Nabae.

Observa-se na Fig. 4(a) o fator de potência e na Fig. 4(b) a distorção harmônica, ambos em função de  $M$ , que representa a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor ( $M = E / E_g$ ). As duas chaves de potência são ligadas e desligadas de forma complementar (com *duty cycle*

de 50%) numa frequência constante muito maior que a frequência da fonte primária de tensão monofásica.

O princípio de funcionamento é composto por quatro modos de operação, como pode ser visto na Fig. 5. No Modo I a chave  $Q_1$  é ligada e a corrente circula através da malha  $C_1 - D_1 - L_1 - Q_1$ . A energia é armazenada em  $L_1$ , enquanto a corrente descarrega o capacitor  $C$  através do lado de saída do conversor. No Modo II, a chave  $Q_1$  é desligada e a chave  $Q_2$  é ligada no mesmo momento. Então a energia armazenada em  $L_1$  é liberada para o lado de saída do conversor, de forma que a corrente agora circula pela malha  $C_1 - D_{s2} - L_1 - Q_1$ , enquanto a indutância  $L_2$  armazena energia através da circulação de corrente pela malha  $L_2 - D_2 - C_2 - Q_2$ .

Depois de toda energia armazenada em  $L_1$  ser transferida, inicia-se o Modo III, similarmente ao Modo I, mas relacionado com a parte de baixo do conversor. Da mesma forma para o Modo IV.

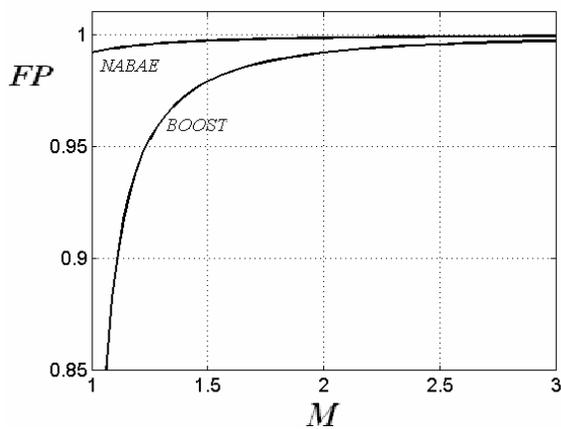
A forma de onda da corrente de entrada é senoidal e contínua, a frequência do *ripple* é duas vezes maior que a frequência de chaveamento, e a amplitude do *ripple* são significativamente diminuídas, comparadas com modo de operação descontínua da corrente no indutor (Nabae, Nakano, 1994; Bento, da Silva, Jacobina, 2005). A corrente média na entrada do conversor é dada por

$$i_g = \frac{e_g T_s}{16L} \frac{1}{\left(1 - \frac{e_g}{2E}\right)} \quad (1)$$

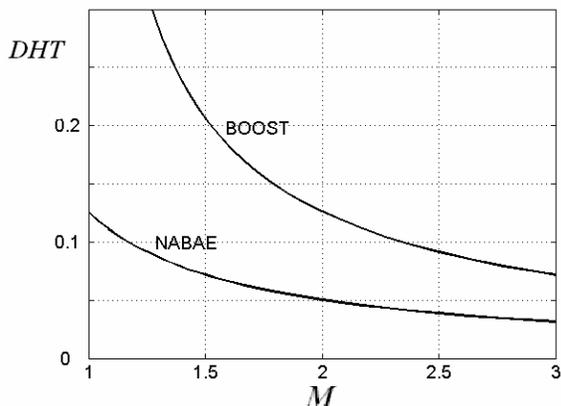
onde  $e_g$  é a tensão da fonte primária,  $E$  é a tensão do barramento cc,  $T_s$  é o período de chaveamento, e  $L$  é o indutor de filtro ( $L = L_1 = L_2$ ).

## 3. Estratégia PWM – (unidade de saída do conversor)

O conversor de saída da configuração proposta (Fig. 2) compreende seis chaves de potência ( $Q_{a1}, Q_{a2}, Q_{b1}, Q_{b2}, Q_{c1}$  e  $Q_{c2}$ ) e um banco de capacitores formando o barramento de tensão cc. Os pares de chaves  $Q_{a1} - Q_{a2}$ ,  $Q_{b1} - Q_{b2}$  e  $Q_{c1} - Q_{c2}$  são complementares. O estado de condução de todas as chaves pode ser representado por uma variável binária homônima  $Q_{a1}$ ,  $Q_{b1}$  e  $Q_{c1}$ , onde  $Q=1$  indica chave fechada e  $Q=0$  indica chave aberta.

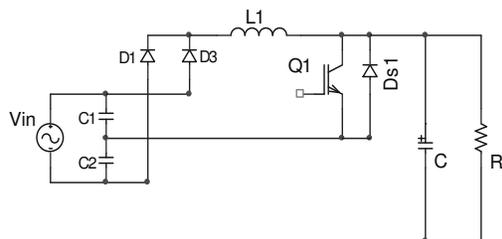


(a)

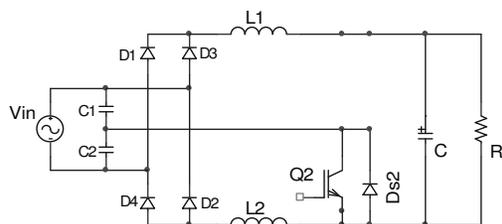


(b)

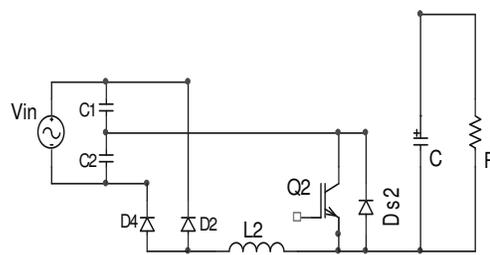
**Fig. 4. Comparação entre o conversor boost e o circuito de Nabae, ambos operando no MCD. (a) Fator de potência. (b) Distorção harmônica total.**



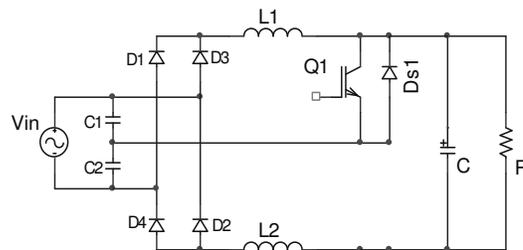
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 5. Modos de operação do Conversor de Nabae. (a) Modo I. (b) Modo II. (c) Modo III. (d) Modo IV.**

Se as tensões de referência da carga são dadas por  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  e  $v_c^*$ , então as tensões de pólo de referência podem ser expressas como segue

$$v_{a0}^* = v_a^* + v_\mu^* \quad (2)$$

$$v_{b0}^* = v_b^* + v_\mu^* \quad (3)$$

$$v_{c0}^* = v_c^* + v_\mu^* \quad (4)$$

As equações (2)-(4) não podem ser resolvidas sem se especificar  $v_\mu^*$ . A tensão  $v_\mu^*$  pode ser calculada em função do fator de distribuição de roda livre  $\mu$ , como segue

$$v_\mu^* = E \left( \mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (5)$$

onde  $v_{\max}^* = \max V$  e  $v_{\min}^* = \min V$  e  $V = \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$ . Esta expressão foi derivada usando a mesma estratégia utilizada em (Jacobina et al., 2001; Blasko, 1996).

Depois do cálculo das tensões de pólo de referência (2)-(4), calcula-se as larguras de pulso  $\tau_a$ ,  $\tau_b$  e  $\tau_c$  através de

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^* \quad \text{para } j = a, b, c \quad (6)$$

os valores das larguras de pulso são usados pelo sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência, alternativamente os sinais de gatilho podem ser gerados pela comparação das tensões de pólo de referência com um sinal

triangular de alta frequência. A estratégia PWM descrita anteriormente é mostrada na Fig. 6(a).

Para eliminar o erro devido ao desbalanceamento dos capacitores proveniente da conexão de uma das fases da carga no ponto central do barramento cc, a equação (6) não é mais válida. Desta forma, as larguras de pulso devem ser calculadas usando a equação (9). A nova expressão para o cálculo de  $\tau_a$  e  $\tau_b$  é dada por

$$\tau_j = (v_{j0}^* + v_{c2}) \frac{T}{v_{c1} + v_{c2}} \text{ para } j = a, b \quad (7)$$

Note que neste caso é necessário medir as tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ . A estratégia PWM descrita anteriormente é mostrada na Fig. 6.

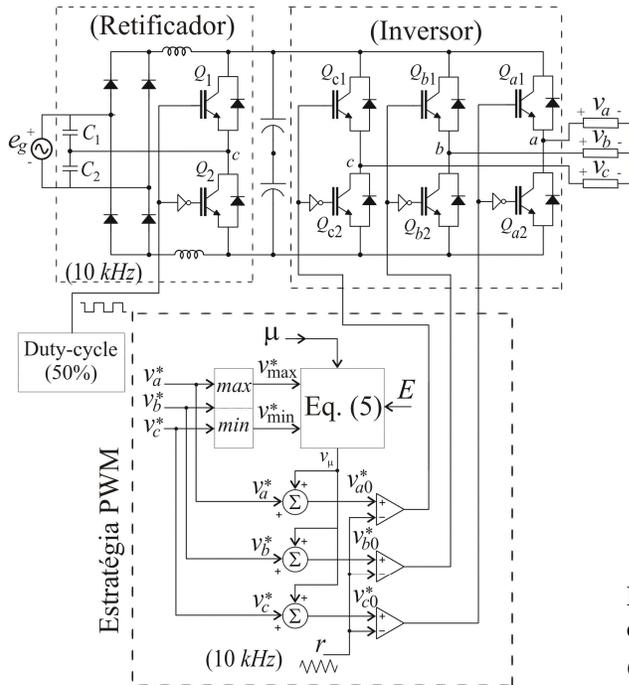
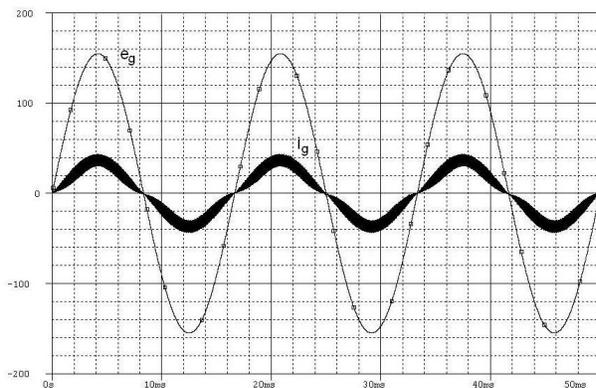
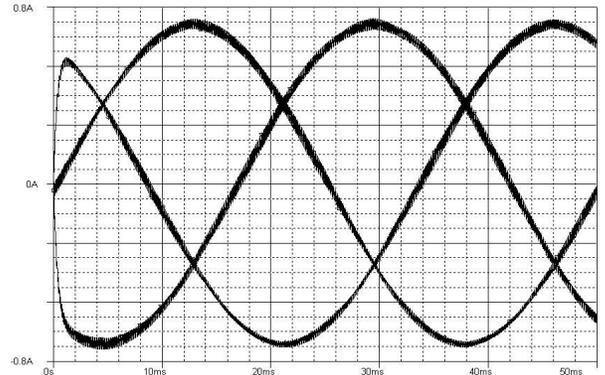


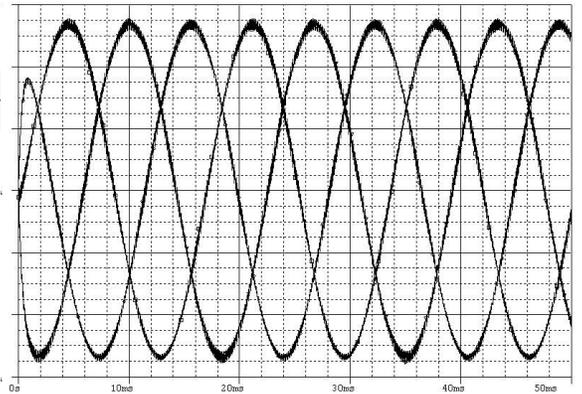
Figura 6. Implementação do conversor proposto.



(a)

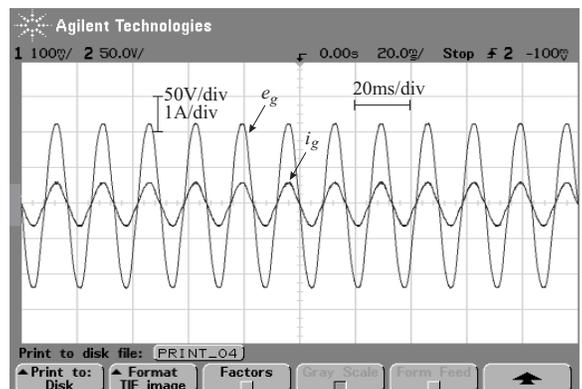


(b)

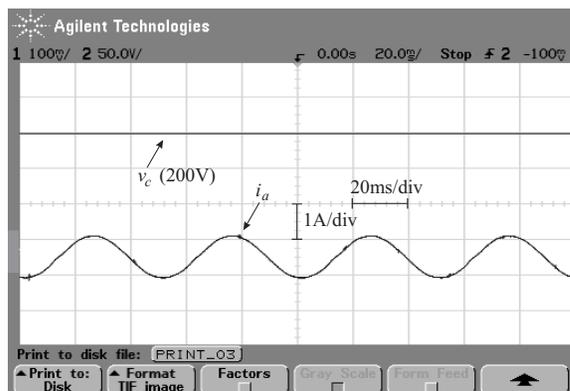


(c)

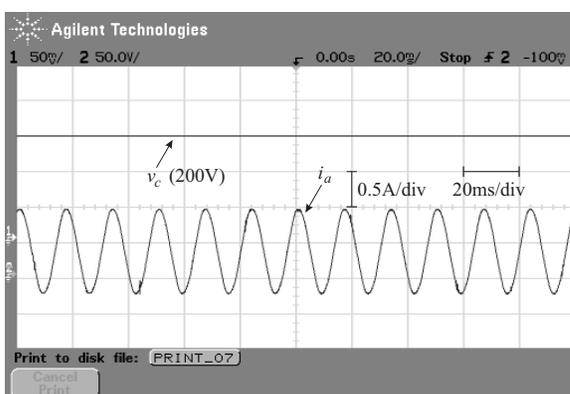
Figura 7. Resultados de simulação. (a) Tensão e corrente da fonte primária ( $e_g$  e  $25i_g$ ). (b) Correntes na carga - 20Hz, (c) correntes na carga - 60Hz.



(a)



(b)



(c)

**Figura 8. Resultados experimentais. (a) Tensão e corrente da fonte primária. (b) Tensão do barramento cc e corrente da fase a com 20Hz (c) e com 60Hz (c).**

#### 4. Resultados de simulação e experimentais

Para a validação das configurações propostas foram realizados procedimentos de simulação e experimentais.

Para obtenção dos resultados de simulação foi utilizado o programa Pspice. Mostra-se na Fig. 7 o resultado de simulação para a configuração proposta. Observam-se nas Figs. 7(a), 7(b) e 7(c), a tensão e a corrente da fonte primária  $e_g$  e  $i_g$ , as correntes da carga operando com 20Hz e com 60Hz, respectivamente.

Na obtenção dos resultados de simulação e experimentais a frequência de chaveamento e a capacitância do barramento cc foram de 10kHz e

2200 $\mu$ F, respectivamente. Os capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) na entrada das topologias propostas foram de 3.3 $\mu$ F, e as indutâncias ( $L_1$  e  $L_2$ ) foram de 3mH.

A plataforma de desenvolvimento experimental é baseada em um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placas e sensores apropriados. As chaves de potência ( $Q_{a1}-Q_{a2}$ ,  $Q_{b1}-Q_{b2}$ ,  $Q_{c1}-Q_{c2}$  e  $Q_1-Q_2$ ) foram implementadas com IGBTs e quatro diodos rápidos ( $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$ ) foram usados na ponte de diodos.

Mostram-se, na Figura 8, os resultados experimentais da configuração proposta. Apresenta-se na Fig. 8(a) a tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da fonte primária monofásica para a configuração proposta. Como esperava-se, o controle do fator de potência foi obtido sem nenhuma malha de controle e sem nenhuma leitura de corrente ou tensão. Observam-se nas Figs. 8(b) e 8(c) a tensão do barramento cc ( $v_c$ ) e a corrente de fase ( $i_a$ ) operando com 20Hz e 60Hz, respectivamente.

Portanto, a topologia de conversor proposta poderá ser aplicada onde houver necessidade de variar a frequência da carga, como em acionamento de máquinas, ou podem ser aplicadas onde houver necessidade de alimentar uma carga com frequência fixa, como em UPS. Nas duas possibilidades de aplicação é possível impor alto fator de potência na entrada do conversor.

#### 5. Conclusão

Este artigo propôs um conversor ca-ca monofásico-trifásico baseado no conversor de Nabae. A configuração proposta apresenta várias vantagens frente às topologias convencionais, por exemplo, comparando a topologia proposta com a configuração convencional mostrada na Fig. 1(a), têm-se as seguintes vantagens: a) obtenção de alto fator de potência; b) forma de onda senoidal na corrente de entrada do conversor. Comparando agora a topologia proposta com a topologia convencional mostrada na Fig. 1(b), têm-se as seguintes vantagens: a) não é necessário a utilização de sensores para leitura de tensão ou corrente; b) não é necessária nenhuma estratégia de controle para obtenção de alto fator de potência; c) redução no número de chaves de potência.

Alguns aspectos da configuração proposta como redução no número de chaves de potência e eliminação de sensores, além de diminuir o custo aumenta a confiabilidade do sistema de conversão de energia.

## 6. Referências

- BELLAR, M. D., SILVA NETO, J. L., D ROLIM, L. G. B., FERNANDES, R. M., AREDES, M., MOTHE, A. S. (2005). Topology Selection of AC Motor Drive Systems with Soft-starting for Rural Applications. In *Proc. IEEE PESC*, pages 2698-2704.
- MACHADO, R. Q., BUSO, S., POMÍLIO, J. A. (2005). Sistema de Geração Distribuída Utilizando Gerador de Indução Trifásico e Fontes CC Conectado a Rede Monofásica. *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 1, no. 10, Junho.
- ENJETI, P. N., RAHMAN, A. (1993). A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 4, pp. 806-813, July/Aug.
- KIM, G. T., LIPO, T. A. (1995). VSI - PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count. in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2327-2332.
- JACOBINA, C. B., CORREA, M. B. DE R., LIMA, A. M. N., DA SILVA, E. R. C. (2001). AC/AC converters with a reduced number of switch. in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1755-1762, Sept.
- MACHADO, R. Q., BUSO, S., POMILIO, J. A., MARAFAO, F. P. (2005). Three-phase to single-phase direct connection rural cogeneration systems. in *Proc. APEC*, pp. 1547-1553.
- NABAE, A., NAKANO, H., ARAI, S. (1994). Novel Sinusoidal Converters with High Power Factor. in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pages 775-780.
- JACOBINA, C. B., LIMA, A. M. N., DA SILVA, E. R. C., ALVES, R. N. C., SEIXAS, P. F. (2001). Digital Scalar Pulse Width Modulation: a Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms. in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, pp. 351-359, May.
- BLASKO, V. (1996) Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods, in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 756-764, May/June.
- SALMON, J.C. (1995) Performance of a 1-phase buck-boost rectifier using two coupled windings and a split dc-rail output voltage, in *Proc. IEEE APEC*, 1995, pp. 427-433.
- SALMON, J.C. (1995) Circuit topologies for PWM boost rectifier operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs, in *Proc. IEEE APEC*, 1995, pp. 473-479.
- JACOBINA, C. B., DOS SANTOS JR., E. C., CORRÊA, M. B. R., DA SILVA, E. R. C. (2005) Single-Phase Input Reduced Switch Count AC-AC Drive systems, in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*.
- BENTO, A. A. M., DA SILVA, E. R. C., JACOBINA, C. B. (2005) Improved Power Factor Interleaved Boost Converters Operating in Discontinuous-Inductor-Current Mode, In *Proc. IEEE PESC*, pages 2642-2647.

### Responsabilidade de autoria

As informações contidas neste artigo são de inteira responsabilidade de seus autores. As opiniões nele emitidas não representam, necessariamente, pontos de vista da Instituição e/ou do Conselho Editorial.