AC Line Conditioner for Non-Linear Loads – Closed Loop Operation

Clóvis A. Petry * João C. S. Fagundes ** Ivo Barbi ***

Universidade Federal de Santa Catarina
INEP/EEL – Campus Universitário
Caixa Postal 5119 – Cep: 88040-970 – Fone: 048-3319204
* petry@inep.ufsc.br ** fagundes@inep.ufsc.br *** ivobarbi@inep.ufsc.br

***Abstract* — This work presents the study and design of an AC line conditioner with closed loop operation, that can provide energy to linear and non-linear loads. The converter has the capability of act like an active filter performing the line voltage. Simulations and experimental result of a 10 kVA conditioner are presented.**

***Palavras chaves* — Estabilizador, cargas não-lineares, conversão CA-CA.**

I. INTRODUÇÃO

Estabilizadores com respostas dinâmicas rápidas, que tenham a capacidade de operar corretamente com cargas lineares e não-lineares, corrigindo também distorções presentes na tensão disponibilizada pela rede de energia elétrica, entregando na sua saída uma tensão senoidal com baixa distorção harmônica, não são encontrados comercialmente, da mesma forma que não são encontrados em publicações na área da Eletrônica de Potência, seja no Brasil ou no exterior.

Nos últimos anos tem-se buscado topologias que possam atuar como condicionadoras de tensão e que resolvam o problema da comutação inerente à conversão CA-CA. Em [1] apresentaram-se conversores que operam com sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. As vantagens destas topologias são sua simplicidade e robustez. No entanto, apresentam problemas de continuidade de corrente. Em [2] e [3] foram apresentadas topologias utilizando quatro interruptores bidirecionais em corrente, as quais têm a desvantagem de exigir um comando complexo. A topologia apresentada em [3] é semelhante e tem as mesmas características da topologia proposta em [2].

Um estabilizador de tensão com capacidade de elevar e abaixar a tensão de saída foi apresentado em [4] e [5]. O mesmo utiliza 8 interruptores bidirecionais em corrente. Mesmo com o elevado número de interruptores, seu comando é simples e robusto, e ainda pode ser utilizada a teoria de inversores PWM senoidais. A topologia apresentada em [4] foi utilizada em [5] para implementar um condicionador para 10 kVA, com modulação em três níveis de tensão, atuando como estabilizador e filtro ativo, alimentando cargas lineares e não-lineares. Neste trabalho este estabilizador de 10 kVA será estudado do ponto de vista do controle em malha fechada e serão apresentados os resultados experimentais.

II. ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

A estrutura do estabilizador é mostrada na Fig. 1. Os interruptores S_1/S_2 e S_3/S_4 formam o retificador bidirecional em corrente, sendo comandados em baixa freqüência, a fim de que na sua saída se tenha a tensão da rede retificada. O transformador T_1 tem a finalidade de aplicar a tensão de compensação à saída. O capacitor C_o e o indutor L_o formam o filtro de saída do inversor de tensão, que é formado pelos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8. Considera-se que todos os interruptores contenham diodos em antiparalelo.

O retificador bidirecional formado pelos interruptores S_1/S_2 e S_3/S_4 tem duas etapas de funcionamento. Estas dependem da polaridade da tensão da rede (V_i). O inversor ponte completa formado pelos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8 tem cinco modos de funcionamento [5]. O capacitor de filtro C_o pode ser colocado no secundário do transformador T_1, aproveitando-se, desta forma, a indutância de dispersão do transformador no papel de filtragem da tensão de saída do inversor, conforme mostrado na Fig. 2.

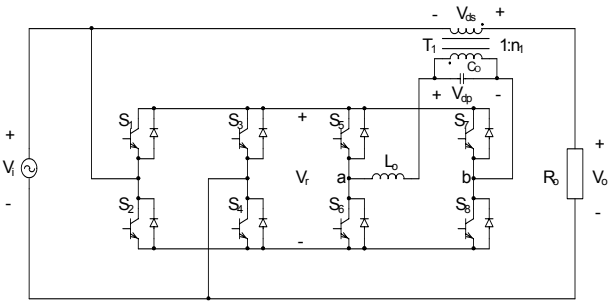

Fig. 1. Estrutura do estabilizador com filtro no primário.

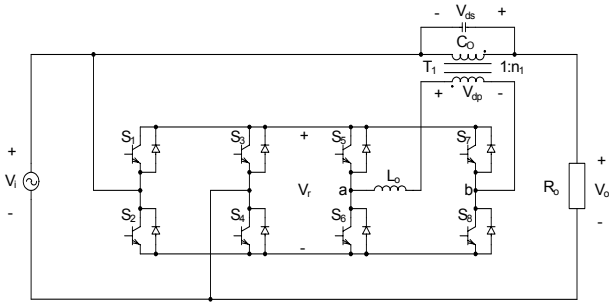

Fig. 2. Estrutura do estabilizador com filtro no secundário.

III. MODULAÇÃO E PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A modulação do inversor formado pelos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8 pode ser de dois ou três níveis. Uma diferença substancial entre um inversor PWM senoidal, utilizado, por exemplo, numa fonte de energia ininterrupta, e o conversor em estudo, é o sinal modulante, o qual é comparado com o sinal triangular de alta freqüência, que constitui a portadora no processo de modulação. Para conversores derivados do conversor Buck, pode-se obter a razão cíclica no tempo (d(t)), como uma relação entre a tensão de saída do inversor ($v_{dp}(t)$) e a tensão em sua entrada ($v_r(t)$). Assumindo-se que a freqüência de comutação do conversor é muito maior que a freqüência da rede de energia elétrica, isto é, usando a modelagem por valores médios instantâneos, pode-se escrever a expressão (1) para um inversor PWM senoidal. Já para o conversor em estudo têm-se as expressões (2) e (3), assumindo que a tensão de saída do inversor seja maior que zero e em fase com a tensão da rede.

$$d(t) = \frac{v_{dp}(t)}{v_r(t)} = \frac{V_{dp} \cdot sen(\omega_r \cdot t)}{V_r} = m \cdot sen(\omega_r \cdot t) \qquad (1)$$

$$d(t) = \frac{v_{dp}(t)}{v_r(t)} = \frac{V_{dp} \cdot sen(\omega_r \cdot t)}{V_r \cdot |sen(\omega_r \cdot t)|} = m \frac{sen(\omega_r \cdot t)}{|sen(\omega_r \cdot t)|} \qquad (2)$$

$$d(t) = \begin{cases} +m & 0 \le \omega_r \cdot t < \pi \\ -m & \pi < \omega_r \cdot t \le 2\pi \end{cases} \qquad m = \frac{V_{dp}}{V_r} \qquad (3)$$

As formas de onda da razão cíclica para um inversor PWM senoidal (expressão (1)) e para o estabilizador (expressão (3)) são mostradas nas Fig. 3. A tensão de controle representa o comportamento da razão cíclica no tempo.

Na Fig. 4 têm-se as principais formas de onda do conversor, mostrando o funcionamento do mesmo nas condições de soma e subtração da tensão de compensação.

IV. CONTROLE DO CONVERSOR

O estudo do estágio de potência no que concerne a ganho estático, relação de transformação do transformador T_1, ondulação de corrente e tensão e metodologia de projeto foi apresentado em detalhe em [5]. Aqui o enfoque principal é o controle em malha fechada do conversor. Para tanto se faz necessário determinar a função de transferência da tensão de saída, que é a variável controlada, pela razão cíclica do inversor, que é a variável de controle. Na modelagem aqui realizada assume-se que:

- Os interruptores S_1 a S_8 são ideais;
- O transformador T_1 é ideal;
- A resistência série equivalente do indutor L_o e do capacitor C_o são desprezíveis;
- A carga é puramente resistiva;
- A freqüência de comutação ($\omega_s = 2\pi \cdot f_s$) é muito maior que a freqüência da rede ($\omega_r = 2\pi \cdot f_r$).

Como o inversor é um conversor do tipo Buck, operando com modulação 3 níveis, pode-se modelar o mesmo como um circuito CC-CC, no ponto de máxima tensão da rede (pico), utilizando o modelo da chave PWM de Vorpérian.

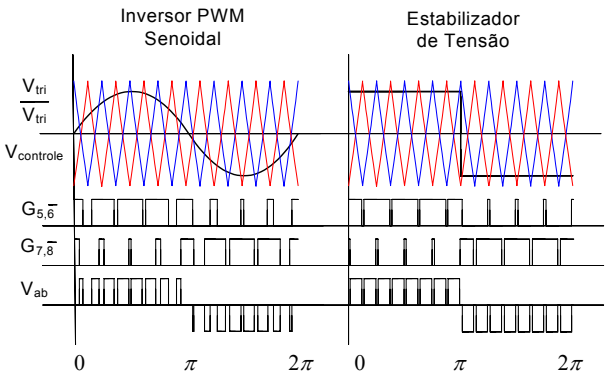

Fig. 3. Modulação de um inversor e de um estabilizador.

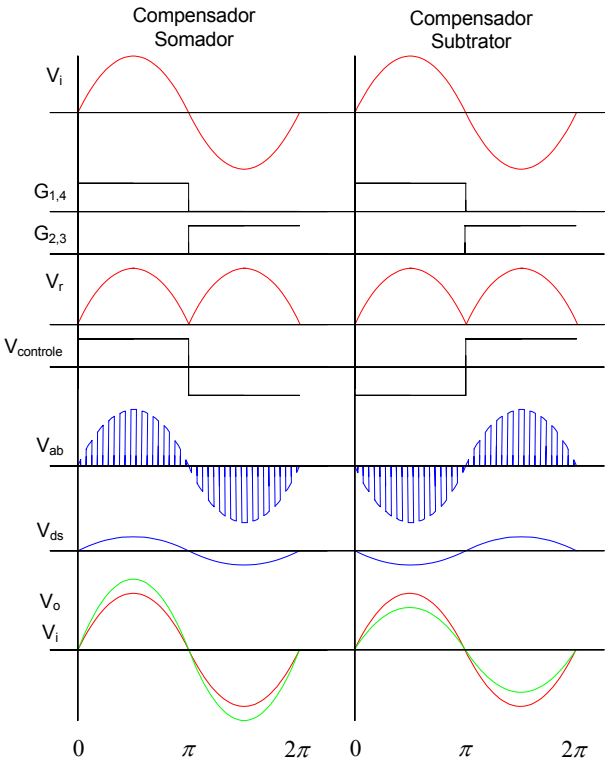

Fig. 4. Principais formas de onda do estágio de potência do conversor.

O circuito equivalente para modelagem de pequenos sinais do conversor é mostrado na Fig. 5. A partir deste circuito podem-se obter as expressões (4), (5) e (6).

$$G = \frac{V_o}{V_i}\bigg|_{\hat{v}_i = \hat{d} = 0} = \frac{n_1 + D}{n_1} \tag{4}$$

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}\bigg|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{V_i \cdot R_o \cdot n_1}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o \cdot n_1^2} \tag{5}$$

$$F(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}\bigg|_{\hat{d} = 0} = \frac{R_o \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o + n_1^2 + n_1 \cdot D\right)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o \cdot n_1^2} \tag{6}$$

Visando comprovar a validade das expressões (4), (5) e (6) realizaram-se simulações usando os programas Matlab e Simcad. Os resultados destas simulações são mostrados na Fig. 6, na qual se tem uma perturbação na tensão de entrada no instante 10 ms e na razão cíclica no instante 20 ms. Os parâmetros usados na simulação são os mesmos do projeto apresentado a seguir.

Com auxílio do diagrama de blocos da Fig. 7 podem-se obter as funções de transferência de laço aberto (7) e de malha fechada do sistema (8). A saturação do controle não foi modelada neste trabalho. A expressão (9) representa o modulador PWM (Fm), onde V_t é o pico da tensão triangular, e H é o ganho do sensor da tensão de saída.

Para estas expressões, pode-se determinar um compensador de tensão (C(s)) que permita obter um sistema estável em malha fechada, e que fará o conversor operar como estabilizador e como filtro ativo. Se C(s) for dado pela expressão (10) têm-se as formas de onda da Fig. 8. Nesta simulação usou-se uma tensão distorcida na entrada e a carga foi não-linear, exigindo assim uma resposta dinâmica muito rápida do conversor.

$$FTLA = C(s) \cdot Fm \cdot G(s) \cdot H \tag{7}$$

$$FTMF = \frac{C(s) \cdot Fm \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot Fm \cdot G(s) \cdot H} \tag{8}$$

$$Fm = \frac{1}{V_t} \qquad H = 0{,}01V/V \tag{9}$$

$$C(s) = \frac{8 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 1{,}8 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1}{s \cdot \left(5{,}44 \cdot 10^{-11} \cdot s + 8{,}544 \cdot 10^{-6}\right)} \tag{10}$$

Na prática, um estabilizador será conectado na rede de energia elétrica, com a possibilidade de usar-se um transformador isolador na entrada do mesmo. Assim sendo, na entrada do conversor tem-se uma impedância não-nula devida à resistência e indutância das linhas e dos transformadores. A função de transferência considerando esta impedância fica bastante alterada, conforme se pode verificar nos diagramas de bode de módulo e fase mostrados na Fig. 9. A ordem do sistema considerando a impedância de linha aumenta, não sendo possível, a priori, a aproximação do mesmo por um sistema de primeira ou até mesmo de segunda ordem, o que pode ser notado claramente no diagrama de bode de módulo, mostrado na Fig. 9.

Com a inserção da impedância de linha no circuito e usando o compensador projetado anteriormente (10), o sistema pode tornar-se instável. Uma solução é projetar um compensador robusto, comprometendo o desempenho dinâmico do sistema, mas garantindo a estabilidade do mesmo. O novo compensador será dado pela expressão (11), e será usado na implementação em laboratório do estabilizador.

$$C(s) = \frac{3{,}6 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 4{,}6 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1}{s \cdot \left(1 \cdot 10^{-8} \cdot s + 2 \cdot 10^{-4}\right)} \tag{11}$$

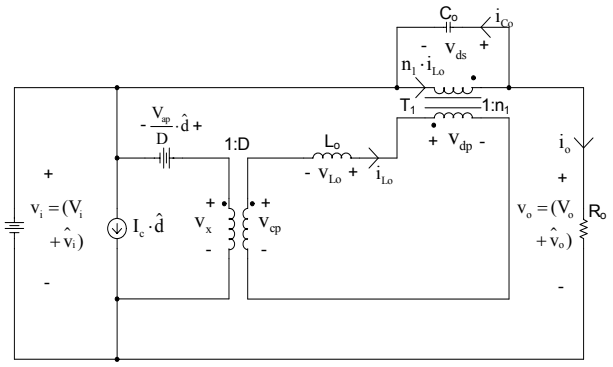

Fig. 5. Circuito equivalente para modelagem de pequenos sinais.

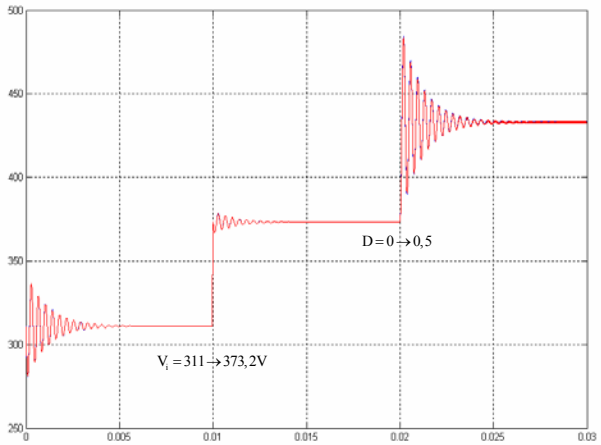

Fig. 6. Simulação para transitórios de v_i e d.

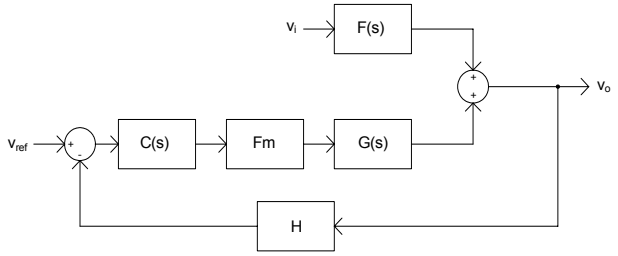

Fig. 7. Diagrama de blocos para controle do conversor.

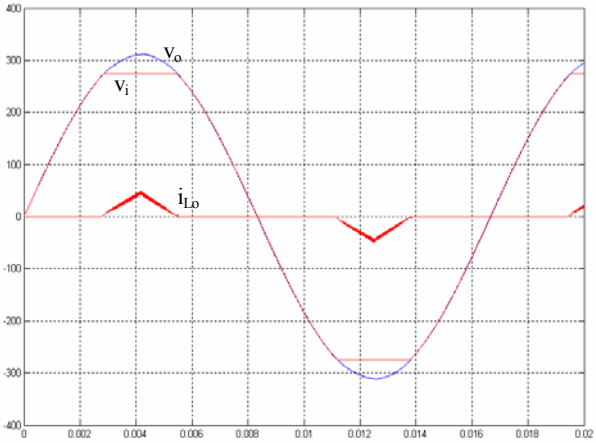

Fig. 8. Simulação do conversor com compensador rápido.

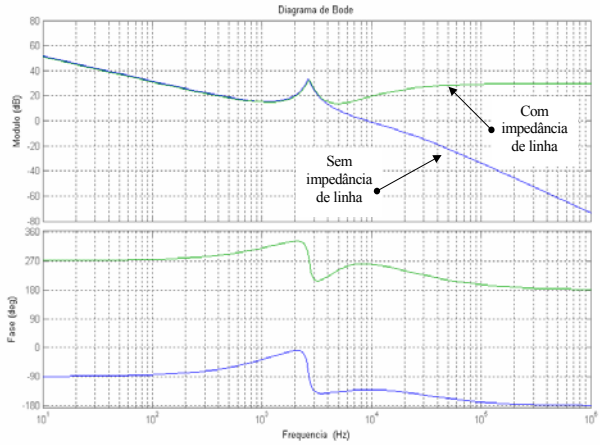

Fig. 9. Diagrama de bode da FTLA sem e com impedância de linha.

V. EXEMPLO DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O estabilizador montado em laboratório, cujo circuito simplificado é mostrado na Fig. 10, possui os seguintes parâmetros:

- $v_i = 220 \pm 20\%\ [V]$ Tensão de entrada;
- $v_o = 220\ [V]$ Tensão de saída;
- $P_o = 10\ [kVA]$ Potência total;
- $f_s = 20[kHz]$ Freqüência de comutação;
- $n_1 = 3$ Relação de transformação de T_1;
- $C_o = 120[\mu F]$ Capacitância do filtro de saída;
- $L_o = 270[\mu H]$ Indutância do filtro de saída.

Na Fig. 11 mostram-se as formas de onda da tensão de sincronismo e dos pulsos de comando dos interruptores do retificador (S_1/S_4 e S_2/S_3).

Já na Fig. 12 têm-se as formas de onda da tensão na saída do retificador e na saída do conversor, e da corrente na saída e no indutor de filtragem (L_o), para operação em malha aberta e com carga nominal.

A operação em malha fechada, com o compensador determinado anteriormente, com carga linear de 10 kVA é mostrada na Fig. 13. Nota-se nesta figura que a tensão tem um formato senoidal e sua amplitude é de 219 V, caracterizando um erro estático muito pequeno.

Na Fig. 14 mostram-se as formas de onda da tensão e corrente na saída, para transitórios consecutivos de carga. Nota-se que a tensão de saída permanece estabilizada, mesmo durante um transitório de retirada de 25% de carga.

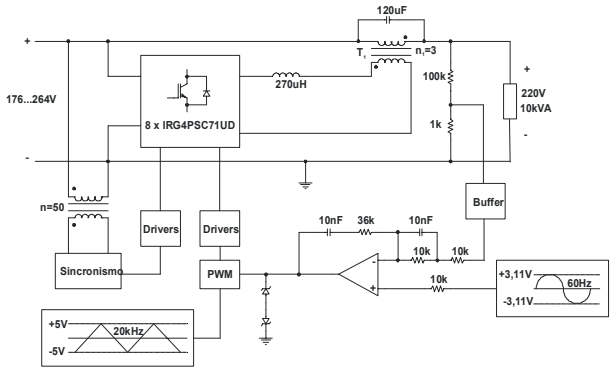

Fig. 10. Circuito simplificado do protótipo montado.

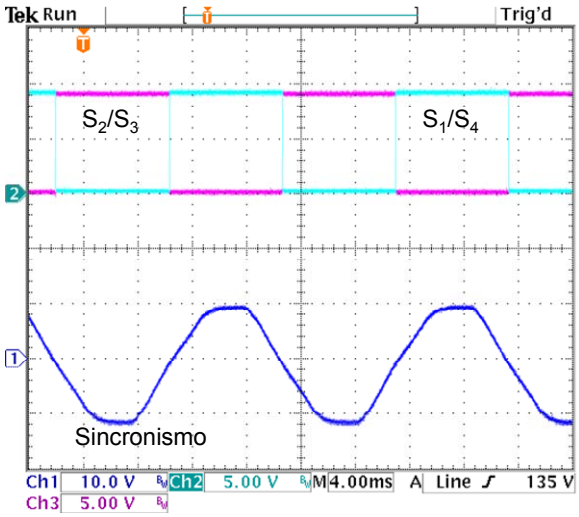

Fig. 11. Sinal de sincronismo e comando do retificador.

A inserção de carga é mostrada na Fig. 15. Ressalta-se que mesmo usando um compensador de resposta dinâmica mais lenta, a tensão de saída é corrigida rapidamente e estabilizada no valor desejado.

Na Fig. 16 mostra-se um transitório de +20% na tensão de entrada. Pode-se verificar que a tensão de saída é rapidamente corrigida, mostrando o bom desempenho do estabilizador no que concerne a variações na tensão de entrada.

Nas Fig. 12, 13 e 16 pode-se notar que as tensões de entrada e de saída do conversor possuem ondulações em alta freqüência. Estas ondulações ocorrem na freqüência de comutação do conversor e são devidas à corrente drenada da rede pelo retificador. Esta corrente não é filtrada, provocando uma queda de tensão na impedância da linha, por isso surge a ondulação de tensão.

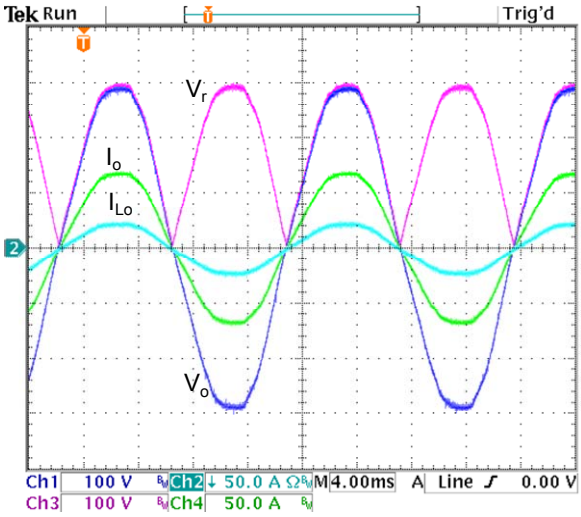

Fig. 12. Tensão na saída do retificador e na saída do conversor, e corrente na carga e em L_o, para operação em malha aberta.

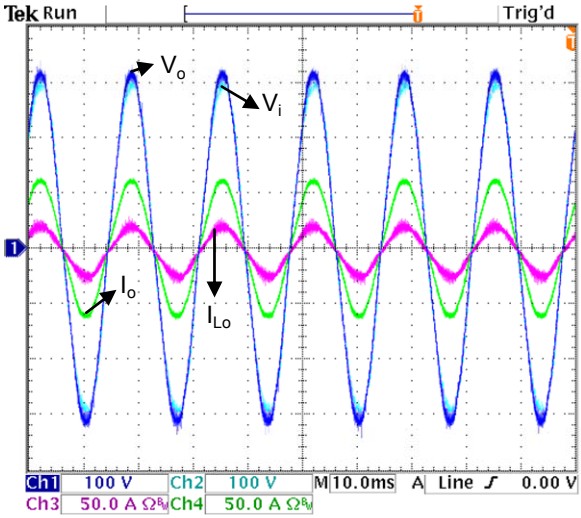

Fig. 13. Tensão na entrada e na saída do conversor, e corrente na carga e em L_o, para operação em malha fechada.

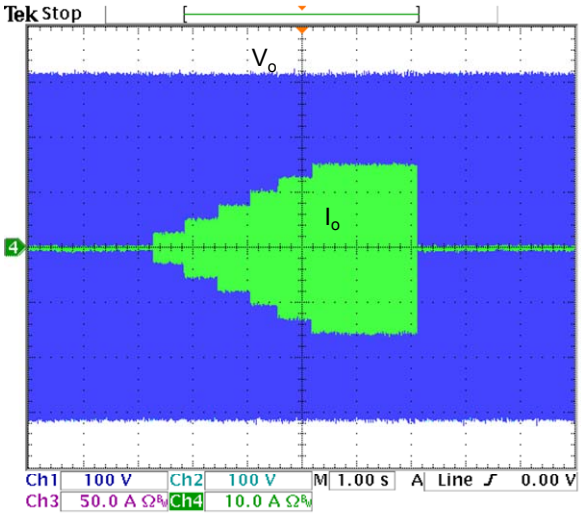

Fig. 14. Transitórios de carga na operação em malha fechada.

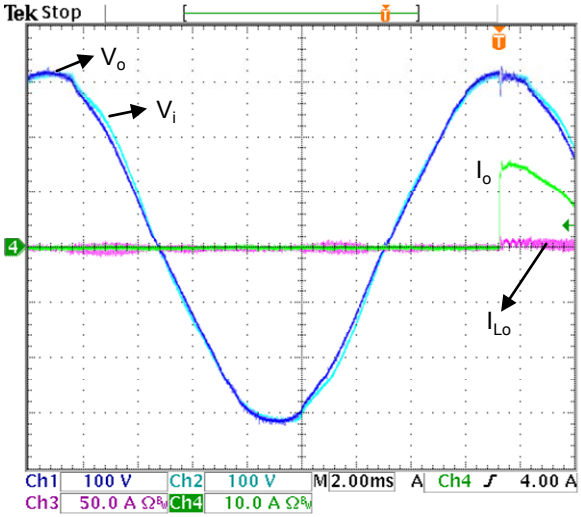

Fig. 15. Transitórios de inserção de 50% de carga.

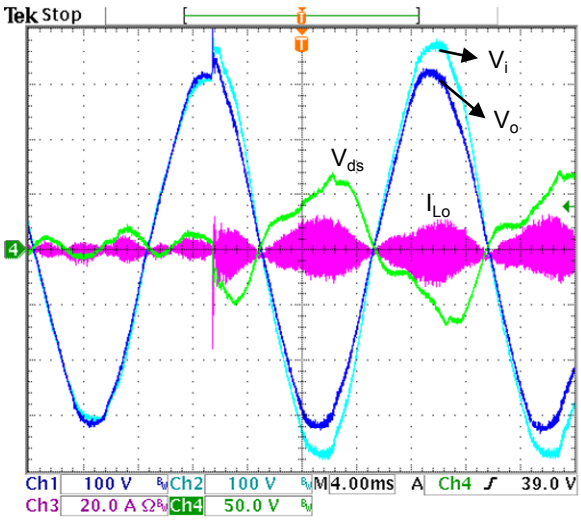

Fig. 16. Transitórios de +20% na tensão de entrada.

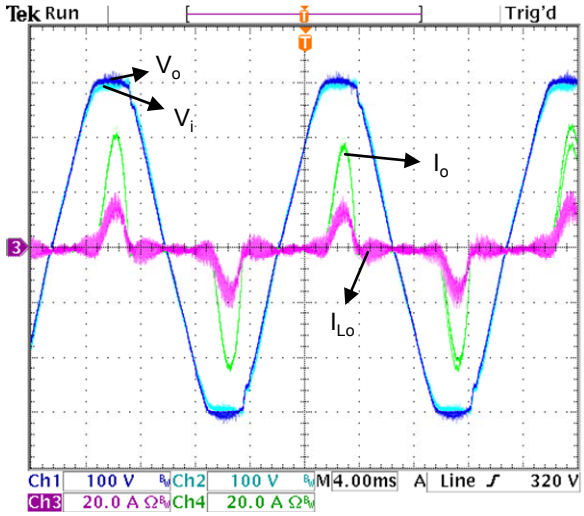

Fig. 17. Operação com carga não-linear.

Tabela I

V_i [V]	V_o [V]	ΔV_i [%]	$\|\varepsilon\|$ [%]
225,3	222,0	+2,4	0,9
249,4	221,2	+11,8	0,5
272,8	221,6	+19,4	0,7
201,4	221,3	-9,2	0,6
177,5	222,0	-23,9	0,9

As formas de onda para operação com carga não-linear são mostradas na Fig. 17. Conforme foi comentado anteriormente, o compensador utilizado tem resposta dinâmica lenta, quando comparado com o que foi utilizado na simulação da Fig. 8. Desta forma, o conversor não corrige corretamente a forma da tensão na saída para operação com carga não-linear.

O erro estático na tensão de saída é bastante pequeno, sendo sempre menor do que 1%, como é mostrado na Tabela I, para várias tensões de entrada diferentes.

VI. Conclusões

Apresentou-se neste trabalho um estabilizador indireto de tensão alternada de 10 kVA operando em malha fechada, o qual processa apenas parte da potência da carga. De forma sucinta mostrou-se o funcionamento deste conversor, enfocando com mais detalhe a modulação empregada, distinguindo-a da empregada em inversores PWM senoidais.

O controle do conversor foi abordado, utilizando-se a modelagem por valores médios instantâneos e o modelo da chave PWM de Vorpérian. Simulações mostraram a validade da modelagem realizada e permitiram estudar o conversor em malha fechada.

Mostrou-se que o estágio de potência pode funcionar como estabilizador e como filtro ativo, desde que o compensador de tensão seja projetado para tal fim. No entanto, devido à impedância de linha, a rede não se mostra como uma fonte de tensão ideal, levando a problemas no controle do conversor. A solução adotada foi diminuir a banda passante do sistema em malha fechada, projetando o compensador a fim de diminuir a freqüência de corte da função de transferência de laço aberto.

Os resultados experimentais mostraram o bom funcionamento do circuito, e permitiram verificar a boa resposta dinâmica do sistema, para variação de carga e variações na tensão de entrada.

Na operação com cargas não-lineares a tensão de saída não apresentou formato senoidal, visto que o compensador implementado é lento e a tensão da rede é muito afetada pelas cargas, justamente devido à impedância de linha, a qual torna a tensão no ponto comum (entrada do estabilizador) dependente da carga na saída do conversor.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer ao CNPq pelo suporte financeiro e aos alunos Marlos Gatti Bottarelli e Paulo Mário dos Santos Dias de Moraes pela colaboração na implementação do protótipo de laboratório.

Referências

[1] Petry, C. A., Fagundes, J. C. S. and Barbi, I. *New AC-AC Converter Topologies*. ISIE´2003 - 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 9-12, 2003, Rio de Janeiro, Brazil.

[2] Kwon, B. H, Min, B. D. and Kim, J. H. *Novel topologies of AC choppers*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, Volume: 143 Issue: 4, Jul 1996, pp. 323 –330.

[3] Shinyama, T, Ueda, A. and Torri, A. *AC chopper using four switches.* Power Conversion Conference, 2002. Proceedings of the PCC Osaka 2002, Volume: 3, 2002, pp.1056 -1060 vol.3.

[4] Kwon, B. H., Jeong, G. Y., Han, S. H. and Lee, D. H. *Novel line conditioner with voltage up/down capability.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 49 Issue: 5, Oct 2002, pp. 1110 –1119.

[5] Petry, C. A., Fagundes, J. C. S. and Barbi, I. *AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner*. COBEP´2003 - 7º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Setembro, 2003, Fortaleza, CE, Brasil.