

CONVERSOR CA-CA DIRETO PARA CARGAS NÃO-LINEARES

CLÓVIS A. PETRY, JOÃO C. S. FAGUNDES, IVO BARBI

Instituto de Eletrônica de Potência, Depto. de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina
Caixa Postal 5119, 88040-970, Florianópolis, SC, Brasil

E-mails: petry@inep.ufsc.br, fagundes@inep.ufsc.br, ivobarbi@inep.ufsc.br

Resumo— Este artigo apresenta um conversor direto de tensão alternada senoidal operando em alta frequência, para alimentação de cargas não-lineares. O conversor proposto opera como regulador de tensão (estabilizador) e como filtro ativo, corrigindo distorções da tensão de entrada e fornecendo na saída uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico. Apresenta-se o princípio de operação, análise teórica e resultados de simulação e experimentais.

Abstract— This article presents a high frequency direct AC voltage converter for non-linear loads feed. The considered converter operates as a voltage regulator and as active filter, correcting the distortions from the input AC voltage and providing a low harmonic distortion AC output voltage. Principle of operation, theoretical analysis, simulation and experimental results are shown.

Keywords— Conversor ca-ca, estabilizador de tensão alternada, filtro ativo, carga não-linear.

1 Introdução

O tema qualidade de energia tem tomado importância em diversos campos da pesquisa no país, atraindo a atenção da sociedade em geral, e especialmente da área de eletrônica de potência.

Nesse contexto e devido ao aumento de cargas não-lineares, que degradam a qualidade da tensão fornecida aos consumidores, o uso de estabilizadores e filtros ativos, atualmente, vem se alastrando a todas as áreas que envolvem o uso de equipamentos eletrônicos, quer sejam residenciais, comerciais ou industriais. Assim, a indústria nacional vem tentando suprir este mercado potencial com soluções simples e confiáveis.

Do ponto de vista do estabilizador de tensão, alimentar cargas não-lineares acarreta uma série de cuidados adicionais, quer sejam no projeto dos filtros da tensão de saída, quer nas características da malha de controle, visto que é necessária operação em malha fechada para estabilizar a tensão de saída.

A atuação como filtro é imprescindível, já que a tensão da rede de energia elétrica também se apresenta distorcida. Portanto, o circuito de controle deve ser sensível à forma de onda da tensão de entrada e atuar no sentido de compensar as distorções presentes na tensão de entrada, visando disponibilizar na saída uma tensão com baixo conteúdo harmônico, ou seja, praticamente senoidal.

Dentre as topologias existentes para atuação como estabilizadores, têm-se as seriais: (Cardoso, 1986), (Fagundes, 1983), (Campos et al, 1996) e (Oliveira et al, 1997); e as não-seriais: (Barbi et al, 1991), (Oliveira et al, 1996). As primeiras processam parte da potência da carga, enquanto as segundas processam toda potência da carga. Buscando melhorar a comutação foram apresentadas: (Fagundes et al, 1993), estrutura sem tempo morto, (Villaça et al, 1995) e (Oliveira et al, 1999), comutação suave.

2 Estrutura Proposta e Princípio de Funcionamento

A estrutura apresentada por (Cardoso, 1986) tem bom ganho estático, é isolada e possibilita elevar e abaixar a tensão de saída. No entanto, pelo fato de usar tempo morto, necessita de circuitos de ajuda à comutação, resultando em baixo rendimento.

Na estrutura apresentada por (Fagundes et al, 1993), eliminou-se o tempo morto, resolvendo o problema de sobretensões nos componentes. Por sua vez, não é isolada e não permite elevar a tensão de saída.

Aliando as vantagens de ambas as estruturas citadas acima, apresenta-se na Fig. 1 a estrutura proposta neste trabalho.

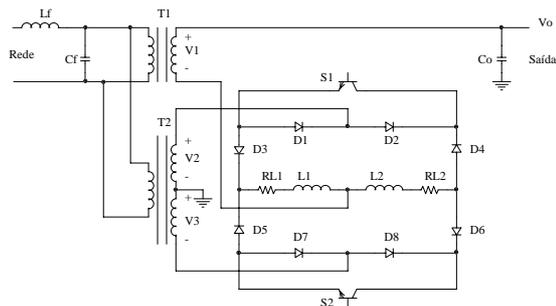


Figura 1 - Estrutura do estabilizador proposto.

Visando facilitar a descrição das etapas de funcionamento, mostra-se na Fig.2, a estrutura de maneira simplificada. As resistências R_{L1} e R_{L2} , que representam a resistência dos condutores dos indutores L_1 e L_2 foram desconsideradas, por serem de pequeno valor.

O filtro de saída é formado pelos indutores L_1 e L_2 e pelo capacitor C_o . O indutor L_f e capacitor C_f constituem o filtro de entrada. R_o representa a carga na saída do conversor, que pode ser linear ou não-linear (exemplo: retificador com filtro capacitivo).

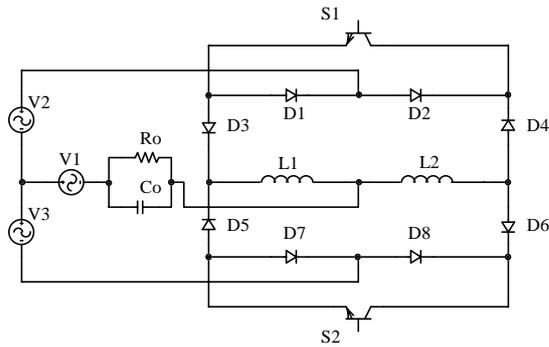


Figura 2 - Estrutura simplificada do conversor ca-ca.

Na descrição das etapas de funcionamento assume-se que:

- Os interruptores de potência são ideais;
- Durante um período de comutação, as tensões de entrada e de saída são constantes, isso porque a frequência de comutação (f_c) é muito maior que a frequência da rede (f_r);
- A carga é puramente resistiva.

As etapas de funcionamento são as seguintes:

Primeira etapa (t_0, t_1), (Fig. 3): O interruptor S_1 está conduzindo. A corrente de carga circula através de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2, i_{L2} , circula através de L_2, D_4, S_1, D_3 e L_1 . Durante esta etapa é transferida energia de V_1 e V_2 para a carga. Esta etapa é finalizada no instante t_1 , quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir.

Segunda etapa (t_1, t_2), (Fig. 4): Esta etapa tem início no momento da entrada em condução do interruptor S_2 . Os interruptores S_1 e S_2 conduzem. A corrente do indutor L_1, i_{L1} , circula através de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2, i_{L2} , circula através de $L_2, D_6, S_2, D_7, V_3, V_1$ e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1, V_2 e V_3 . Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a abrir, no instante t_2 .

Terceira etapa (t_2, t_3), (Fig. 5): No instante t_2 , quando o interruptor S_1 é comandado a abrir tem início a terceira etapa. O interruptor S_2 está conduzindo. A corrente da carga circula por $V_1, V_3, D_8, S_2, D_5, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente i_{L2} circula através de L_2, D_6, S_2, D_5, L_1 e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1 e V_3 . Esta etapa é finalizada no instante t_3 , quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

Quarta etapa (t_3, t_4), (Fig. 6): Quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir no instante t_3 tem início a quarta etapa de funcionamento. Assim como na segunda etapa, os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo. A corrente do indutor L_1, i_{L1} , circula através de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente

de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2, i_{L2} , circula através de $L_2, D_6, S_2, D_7, V_3, V_1$ e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1, V_2 e V_3 . Esta etapa é finalizada quando o interruptor S_2 é comandado a abrir no instante t_4 .

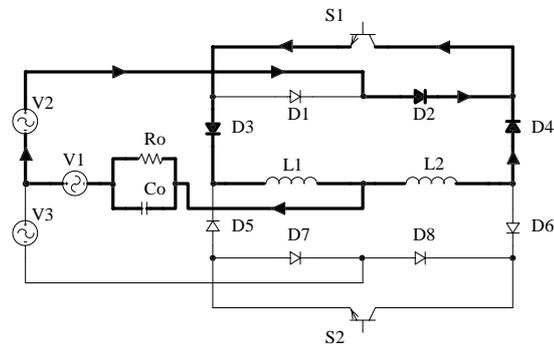


Figura 3 - Primeira etapa de funcionamento.

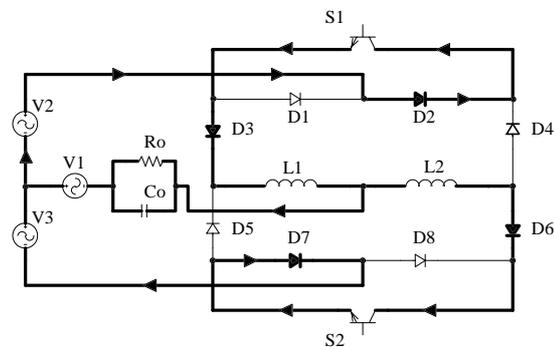


Figura 4 - Segunda etapa de funcionamento.

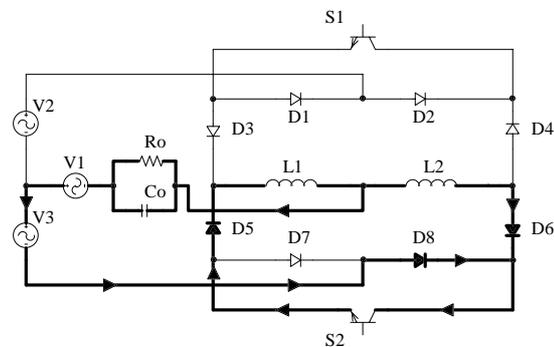


Figura 5 - Terceira etapa de funcionamento.

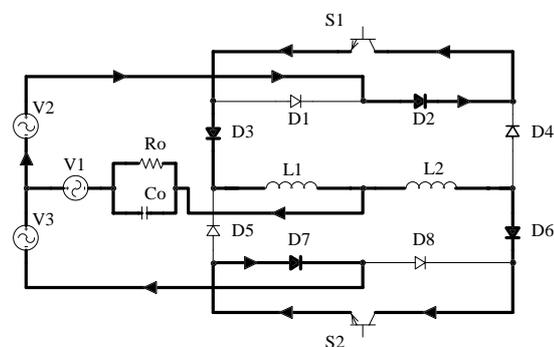


Figura 6 - Quarta etapa de funcionamento.

As principais formas de onda, idealizadas, para um período de comutação são mostradas na Fig. 7.

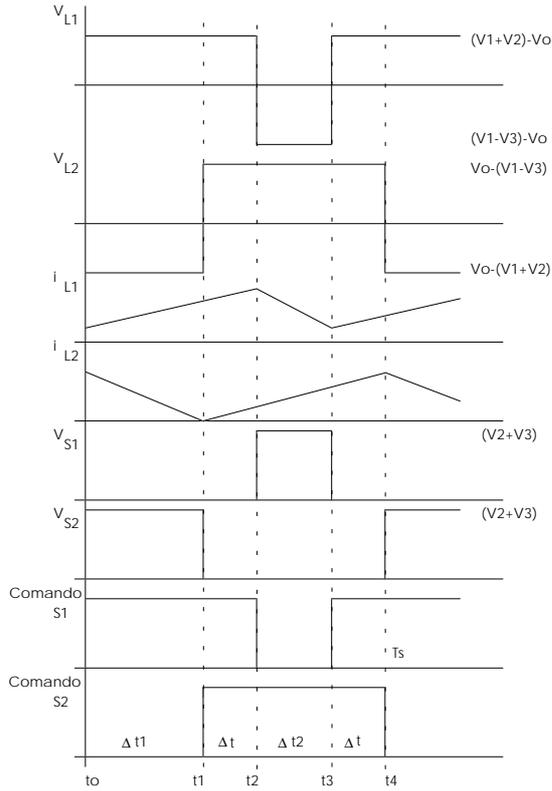


Figura 7 - Principais formas de onda.

3 Estudo Analítico

As tensões de entrada do estágio de potência do conversor são tensões senoidais dadas por (1), (2) e (3):

$$v_1(t) = n_1 V_{ipk} \text{sen}(\omega t) \quad (1)$$

$$v_2(t) = n_2 V_{ipk} \text{sen}(\omega t) \quad (2)$$

$$v_3(t) = n_3 V_{ipk} \text{sen}(\omega t) \quad (3)$$

A relação de transformação do transformador T_1 (n_1), que tem a função de isolar galvanicamente a carga da rede de energia elétrica, é escolhida unitária. Já para o transformador T_2 , tem-se as relações n_2 e n_3 que devem ser escolhidas durante o projeto do estágio de potência do conversor.

Desprezando-se os intervalos de sobreposição dos sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 (Δt) da Fig. 7, o ganho estático será dado por (4) ou (5), onde D é a razão cíclica:

$$V_o = V_i - V_3 + (V_2 + V_3)D \quad (4)$$

$$V_o = V_i [n_1 - n_3 + (n_2 + n_3)D] \quad (5)$$

A ondulação de corrente máxima nos indutores L_1 e L_2 é dada por (6), onde D_{max} é a razão cíclica máxima:

$$\Delta i_{L1max} = \Delta i_{L2max} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D_{max} \quad (6)$$

A ondulação de tensão no capacitor da saída do conversor é dada por (7) e (8):

$$\Delta V_{C_{o,max}} = \frac{4}{\pi^3 f_s^2 L_1 C_o} V_k \quad (7)$$

$$V_k = V_o - (V_1 - V_3) + (2V_1 + V_2 - V_3 - 2V_o)D_{max} \quad (8)$$

A queda de tensão no indutor L_1 , quando o interruptor S_1 estiver conduzindo, será dada por (9), onde V_{semi} é a queda de tensão nos semicondutores. Para uma carga não-linear pode-se especificar a máxima derivada de corrente (di/dt), obtendo-se então na expressão (10) a indutância L_1 . Já a capacitância do filtro de saída (C_o) é dada por (11).

$$V_{L1} = V_1(1 + n_2) - V_o - V_{semi} \quad (9)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{V_1(1 + n_2) - V_o - V_{semi}}{di/dt} \quad (10)$$

$$C_o = 100 / \left[(2\pi f_s)^2 L_1 \right] \quad (11)$$

Usando as expressões (9), (10) e (11) pode-se traçar um ábaco (Fig. 8), para determinar a relação de transformação n_2 , a partir da qual pode-se obter n_3 .

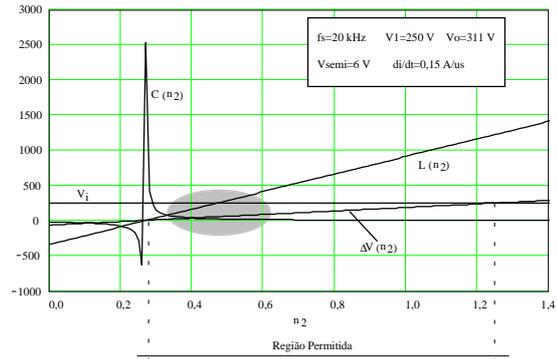


Figura 8 - Ábaco para determinar n_2 .

Pelo ábaco da Fig. 8 pode-se notar que $n_2=0,4$ é um valor que implica em indutores e capacitores menores no filtro de saída.

A função de transferência do circuito, necessária para projetar o compensador de tensão é dada por (12), desprezando a resistência série equivalente do capacitor de saída C_o , onde V_s é a amplitude máxima da rampa usada na geração dos sinais de comando dos interruptores através de modulação PWM.

$$G(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_c(j\omega)} = \frac{(V_2 + V_3)/V_s}{1 + (j\omega)^2 L_1 C_o + (j\omega)L_1/R_o + 1} \quad (12)$$

Um compensador clássico, do tipo PID, é mostrado na Fig. 9, o qual é projetado conforme (Barbi, 1990). Outra possibilidade, um compensador usando controle por modos deslizantes, é mostrada na Fig. 10, projetada conforme (Batistela, 1994).

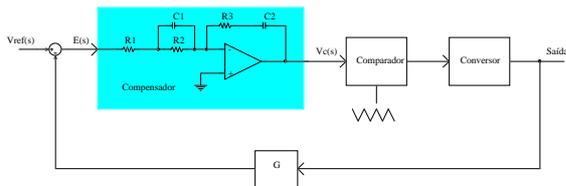


Figura 9 – Controle com compensador PID.

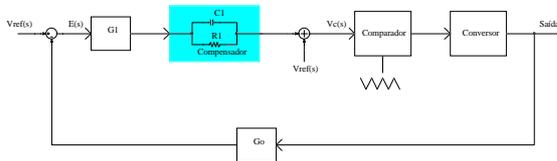


Figura 10 - Controle por modos deslizantes.

4 Resultados de Simulação e Experimentais

Para demonstrar o funcionamento do conversor proposto e validar as expressões anteriormente apresentadas realizaram-se simulações e construiu-se um protótipo de 1 kW, com as seguintes especificações:

$V_i = 311\text{ V}$ (Valor de pico)	Tensão de entrada
$V_o = 311\text{ V}$ (Valor de pico)	Tensão de saída
$n_1 = 1 \quad n_2 = 0,4 \quad n_3 = 0,267$	Relações de transf.
$P_o = 1\text{ kW}$	Potência de saída
$L_1 = L_2 = 200\text{ }\mu\text{H}$	Indutor do filtro
$C_o = 35\text{ }\mu\text{F}$	Capacitor do filtro
$R_{L1} = R_{L2} = 3,6\text{ m}\Omega$	Resistência. do ind.
$R_o = 10\text{ k}\Omega$	Resistor de amort.
$f_r = 60\text{ Hz}$	Frequência da rede
$f_s = 20\text{ kHz}$	Frequência comut.
$\Delta t = 500\text{ ns}$	Tempo de sobrepr.
IRG4PSC71U	S_1 e S_2
HFA30PA60C	D_1 à D_8

As figuras 11 a 13 mostram os resultados experimentais para operação em malha aberta. Na Fig. 11 mostra-se as tensões de entrada e saída para carga linear.

Na Fig. 12 apresenta-se as tensões de entrada e saída para carga não-linear, onde é evidenciada a necessidade do conversor atuar como filtro ativo, pois a distorção provocada pela carga não-linear acarreta fornecimento de tensão com alto conteúdo harmônico na saída, podendo provocar funcionamento inadequado em cargas sensíveis.

A corrente no interruptor S_1 e as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 são mostradas na Fig. 13. Nota-se que as tensões sobre os interruptores condizem com os propósitos do conversor, evitando-se sobretensões nos referidos componentes.

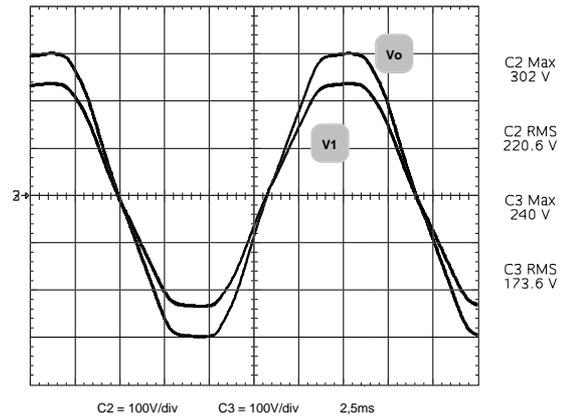


Figura 11 - Tensões V_1 e V_o com carga linear: malha aberta.

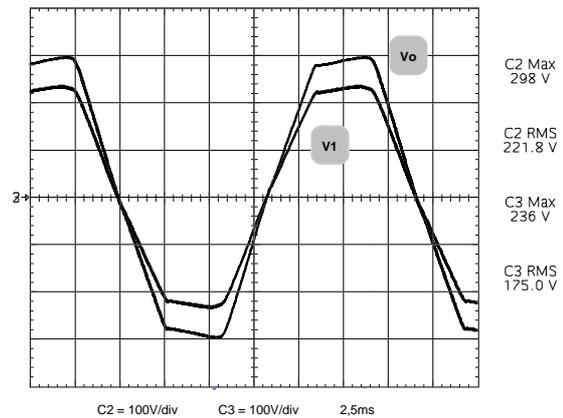


Figura 12 - Tensões V_1 e V_o para carga não-linear: malha aberta.

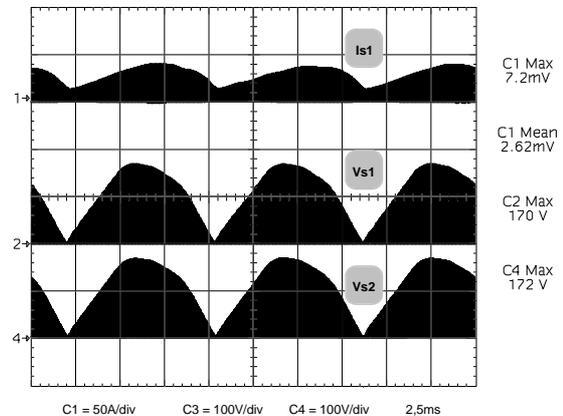


Figura 13 - Corrente em S_1 e tensões sobre S_1 e S_2 : malha aberta.

Na Fig. 14 são mostrados os resultados de simulação para carga não-linear, operação em malha fechada com compensador do tipo PID.

Na Fig. 15 mostram-se os resultados de simulação para carga não-linear, operação em malha fechada com compensador do tipo modos deslizantes.

Pelas Fig. 14 e Fig. 15 pode-se notar o funcionamento do conversor como filtro, mostrando fidelidade na forma de onda da tensão de saída. Conclui-se, então, que a metodologia de projeto do filtro de saída e do circuito de controle é válida. Nestas figuras não foram utilizados os transformadores T_1 e T_2 .

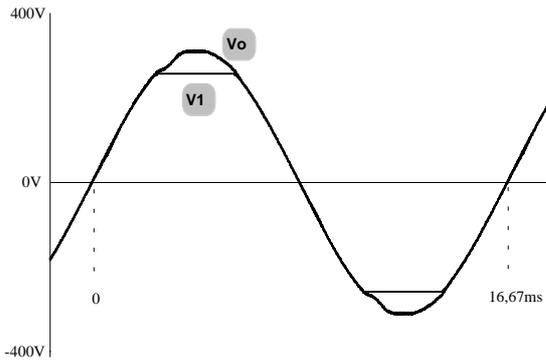


Figura 14 - Tensões de entrada e saída: compensador PID.

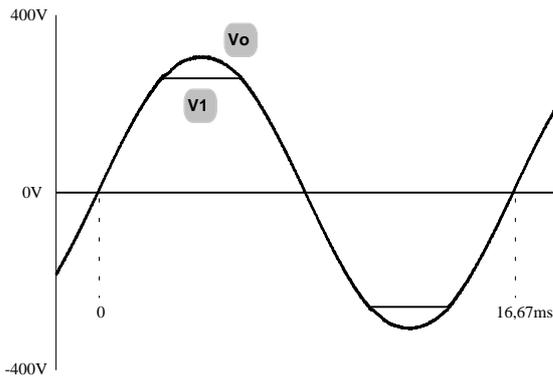


Figura 15 - Tensões de entrada e saída: modos deslizantes.

Na Fig. 16 mostram-se os resultados experimentais para carga linear, operação em malha fechada com compensador do tipo PID e na Fig. 17 para o controle por modos deslizantes.

Verifica-se pelas figuras 16 e 17 que a qualidade das formas de onda da tensão de saída é boa, mesmo com a tensão de entrada distorcida.

Na Fig. 18 mostram-se os resultados experimentais para carga não-linear, operação em malha fechada com compensador do tipo PID e na Fig. 19 para o controle por modos deslizantes.

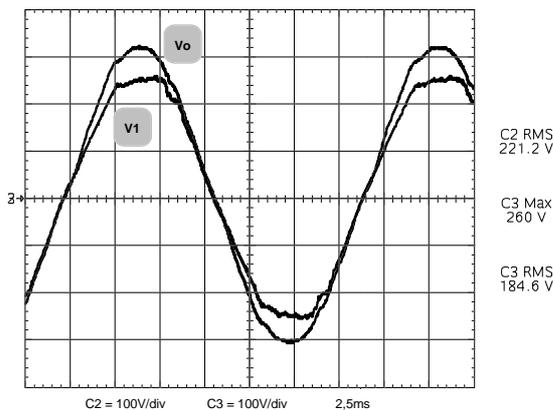


Figura 16 - Tensões de entrada e saída com carga linear: PID.

Pode-se notar nas figuras 18 e 19 que a qualidade das formas de onda da tensão de saída diminuiu em relação à operação com carga linear. Isto ocorreu

devido à queda de tensão nos transformadores de entrada T_1 e T_2 .

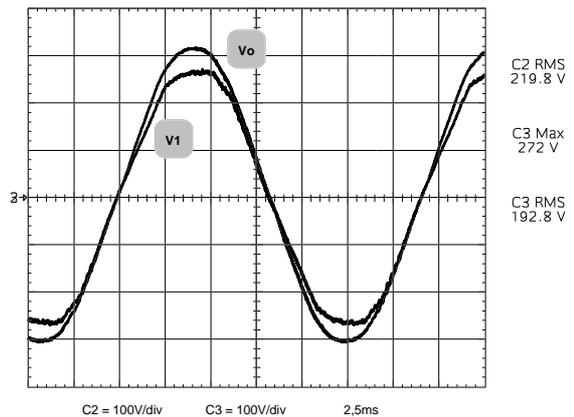


Figura 17 - Tensões de entrada e saída para carga linear: modos deslizantes.

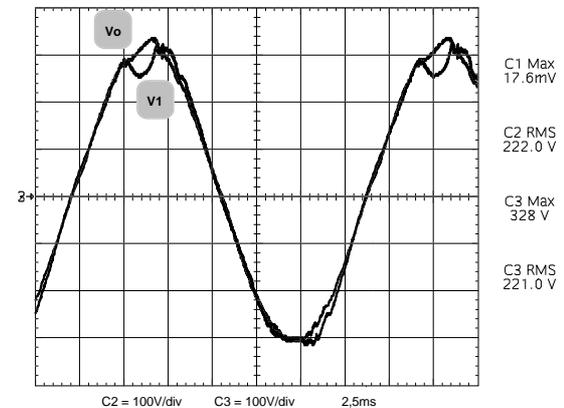


Figura 18 - Tensões de entrada e saída para carga não-linear: PID.

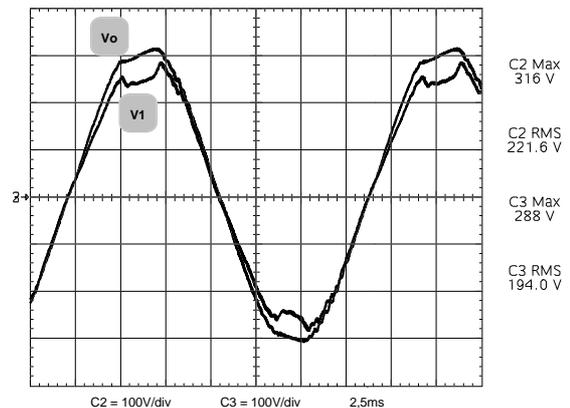


Figura 19 - Tensões de entrada e saída para carga não-linear: modos deslizantes.

Na Fig. 20 apresenta-se a análise harmônica da tensão de saída para operação com carga não-linear e compensador PID. Nota-se que a taxa de distorção harmônica (THD), de 2,33%, está de acordo com a norma IEEE 519-1992, que especifica como THD máxima total 5% e de cada harmônica em relação à fundamental 3%. Com carga linear tem-se uma THD de 2,36% com o PID e 2,16% com o SMC. Para carga não-linear a THD é de 2,67% com o SMC.

Na Fig. 21 mostra-se a corrente no indutor L_1 , onde se nota que existe um problema de continuidade de corrente, o qual se torna acentuado com o acréscimo de capacitores de desacoplamento na saída dos transformadores T_1 e T_2 . Esta continuidade é provocada pela energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 durante os intervalos de comutação (Δt) dos interruptores S_1 e S_2 , aumentando as perdas nos semicondutores, devido ao aumento da energia reativa que circula pelos mesmos.

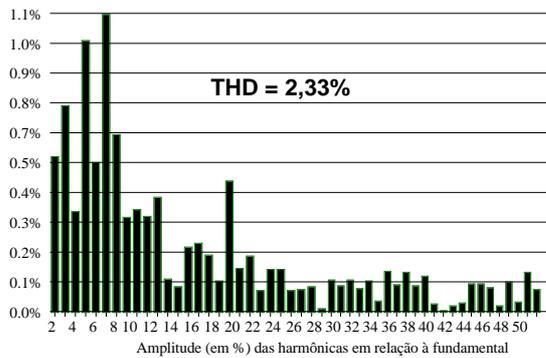


Figura 20 - Análise harmônica da tensão de saída com carga não-linear: PID.

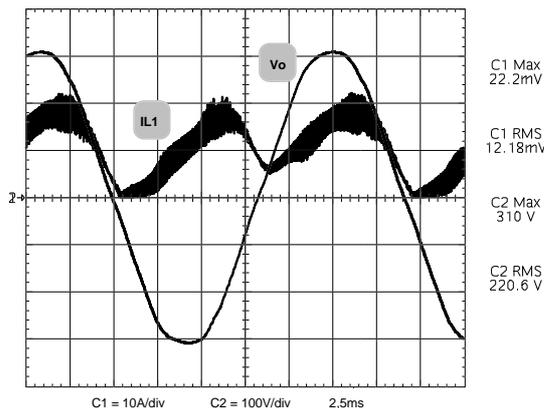


Figura 21 - Problema da continuidade de corrente em L_1 e L_2 .

5 Conclusão

Apresentou-se neste artigo um novo conversor de tensão alternada, operando em alta frequência e para alimentação de cargas lineares e não-lineares.

Na operação como estabilizador de tensão tem-se melhores resultados com o compensador do tipo PID, visto que o mesmo não apresenta erro estático. Já com controle por modos deslizantes, o erro estático, para o sistema de controle específico usado neste trabalho, é relativamente grande, impedindo seu uso para a aplicação em questão.

Operando como filtro ativo ambos os controladores mostraram-se eficientes, obtendo-se sempre taxas de distorção harmônica total inferior a 5%.

O rendimento da estrutura operando com plena carga (1 kW), obtido por meio da medição das po-

tências de entrada e saída do conversor, foi de 85%. Uma das possibilidades para aumentar-se o rendimento do conversor é melhorar os transformadores T_1 e T_2 , visando diminuir as perdas nos condutores dos mesmos.

6 Referências Bibliográficas

- Cardoso, C. M. (1986). Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência. Florianópolis, SC – Brasil. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – CTC, UFSC.
- Fagundes, J. C. S. (1983). Estudo e Realização de um Variador Estático Direto de Tensão Alternada Senoidal. Florianópolis, SC – Brasil. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – CTC, UFSC.
- Campos, A. et al. (1996). Analysis and Design of a Series-Connected PWM Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources. IEEE Transactions on Industry Applications (RIA), Vol. 32, n^o 6, USA, p. 1285-1292, November/December.
- Oliveira, J. C. et al. (1997). A Half-Bridge PWM AC/AC Converter. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 385-390, December.
- Barbi, I. et al. (1991). A Compact AC/AC Voltage Regulator Based on an AC/AC High Frequency Flyback Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 846-852, June.
- Oliveira, J. C. et al. (1996). A Half-Bridge PWM AC/AC Converter. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'96), San Jose, CA - USA, p. 709-715, March.
- Fagundes, J. C. et al. (1993) A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, November.
- Villaça, M. V. M et al. (1995). Variador de Tensão Alternada a Interruptores Bidirecionais com Célula de Comutação ZVS. II Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-95), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 125-132, Agosto.
- Oliveira, J. C. et al. (1999). A Serial Regulator Using a Soft Switching PWM AC/AC Full Bridge Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), Charleston, South Carolina - USA, p. 193-198.
- Barbi, I. (1990). Projeto de Fontes Chaveadas - Curso. Florianópolis, SC – Brasil.
- Batistela, N. J. (1994) Inversor de Tensão com Saída Senoidal Controlado por Modo Deslizante com Frequência Fixa. Florianópolis, SC – Brasil. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – CTC, UFSC.