

ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA PARA CARGAS NÃO-LINEARES

Clóvis Antônio Petry, João Carlos dos Santos Fagundes e Ivo Barbi

Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica

Instituto de Eletrônica de Potência, Caixa Postal 5119

88.040-970 – Florianópolis – SC – Brasil

Tel.: (048) 331 9204 – Fax: (048) 234 5422

Internet: www.inep.ufsc.br E-mail: petry@inep.ufsc.br

Resumo – Este artigo apresenta um conversor direto de tensão alternada operando como estabilizador de tensão para alimentação de cargas não-lineares. Apresenta-se a topologia utilizada, o projeto de um protótipo e os resultados de simulação e experimentais para uma potência de 1 kVA.

Abstract – This article presents a direct AC converter operating as voltage regulator for non-linear loads feed. Used topology, prototype design, simulation and experimental results for a 1 kVA power are shown.

I. INTRODUÇÃO

O aumento de cargas não-lineares, que devido ao fato de suprirem da rede uma corrente não-senoidal, degradam a qualidade da tensão fornecida aos consumidores, é iminente devido à utilização cada vez maior de equipamentos eletrônicos, que se caracterizam como cargas desta natureza. Assim sendo, faz-se necessário o uso de estabilizadores de tensão que além de regularem a tensão disponível para os consumidores, atuam também como filtros, corrigindo as distorções presentes na tensão da rede.

A atuação como filtro ativo de tensão acarreta num projeto cuidadoso do estágio de potência do conversor utilizado, com especial atenção ao filtro da tensão de saída, bem como do estágio de controle, onde é necessária resposta rápida a fim de compensar as distorções presentes na tensão de entrada.

Já do ponto de vista de estabilizar a tensão de saída, a operação em malha fechada, com erro nulo em regime permanente, é imprescindível para regular instantaneamente a tensão disponibilizada à carga.

Em [1] tem-se o estudo detalhado do presente trabalho, no qual é feita uma revisão bibliográfica e mostra-se a origem da topologia utilizada.

II. ESTRUTURA PROPOSTA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A estrutura proposta [1] está apresentada na Fig. 1. A mesma apresenta as vantagens de ser robusta do ponto de vista da comutação, visto que os interruptores são comandados com sobreposição de sinais e permite elevar a tensão de saída.

O transformador T_1 tem a finalidade de isolamento, possuindo relação de transformação unitária ($V_1 = V_{rede}$). O transformador T_2 além de isolar a saída da entrada, fornece as tensões (V_1 e V_2) de compensação, para obter-se na saída a

tensão desejada. Os indutores L_1 e L_2 e o capacitor C_o constituem o filtro de saída. R_{L1} e R_{L2} são as resistências dos indutores L_1 e L_2 . L_f e C_f formam o filtro de entrada.

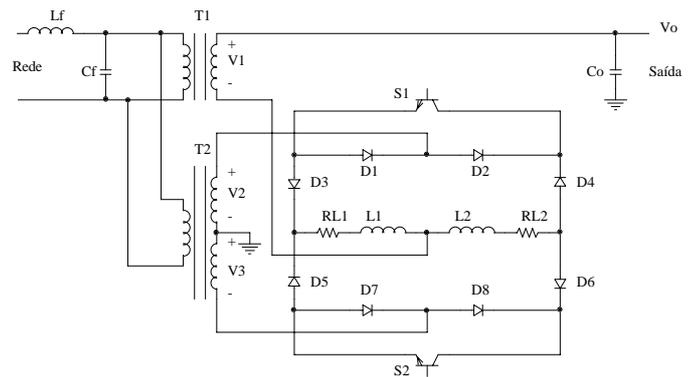


Figura 1 - Estrutura do estabilizador proposto.

O conversor mostrado na Fig. 1 apresenta basicamente quatro etapas de operação. Quando da condução do interruptor S_1 tem-se a magnetização do indutor L_1 (no semiciclo positivo da tensão da rede). Já com o interruptor S_2 conduzindo, a energia armazenada no indutor é transferida para a carga. Antes da abertura de qualquer um dos interruptores, o outro interruptor é comandado a conduzir, caracterizando o intervalo (500 ns) de sobreposição dos comandos dos interruptores.

III. ESTUDO ANALÍTICO

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

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

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

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

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

$$V_o = V_1 - V_3 + (V_2 + V_3)D \quad (4)$$

$$V_o = V_1 [n_1 - n_3 + (n_2 + n_3)D] \quad (5)$$

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

$$\Delta i_{L1\max} = \Delta i_{L2\max} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D_{\max} \quad (6)$$

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).

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

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

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

Usando as expressões (9), (10) e (11) pode-se traçar um ábaco (Fig. 2), para determinar a relação de transformação n_2 , a partir da qual pode-se obter n_3 .

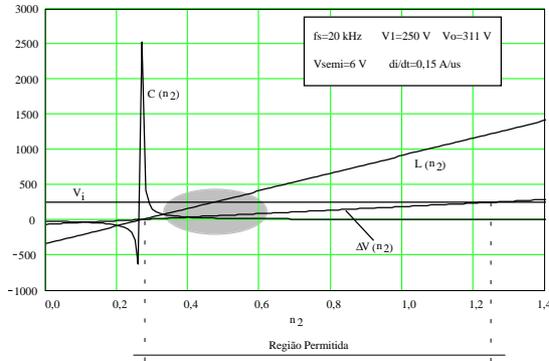


Figura 2 - Ábaco para determinar n_2 .

Pelo ábaco da Fig. 2 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.

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

Um compensador clássico, do tipo PID, é mostrado na Fig. 3, o qual é projetado conforme [4]. Outra possibilidade, um compensador usando controle por modos deslizantes, é mostrada na Fig. 4, projetada conforme [5] e [6].

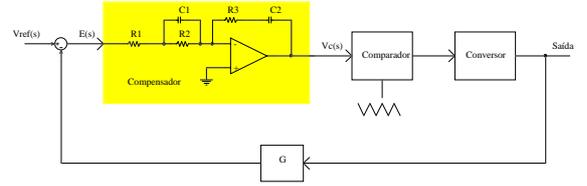


Figura 3 - Controle com compensador PID.

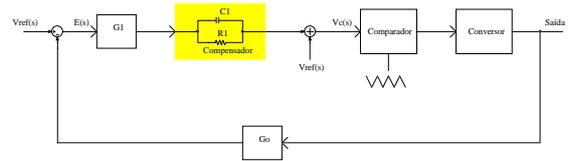


Figura 4 - Controle por modos deslizantes.

Devido aos intervalos (Δt) de comando simultâneo dos dois interruptores (S_1 e S_2) aparece sobre os indutores (L_1 e L_2) uma tensão média dada por (13).

$$V_{L\text{med}} = 2 \cdot \Delta t \cdot f_s (V_2 + V_3) \quad (13)$$

A potência média, devido a $V_{L\text{med}}$, será dada por (14).

$$P_{L\text{med}} = \frac{2 \cdot f_s \cdot \Delta t^2 \cdot (V_2 + V_3)^2}{L} \quad (14)$$

A potência dos transformadores T_1 e T_2 pode ser determinada por (15) e (16), respectivamente.

$$P_{T1} = P_o (1 + \Delta) \quad (15)$$

$$P_{T2} = P_o \frac{2\Delta}{(1-\Delta)} \cdot \frac{1}{(2D_{\max} - 1)} \quad (16)$$

Onde P_o é a potência de saída, D_{\max} a razão cíclica máxima e Δ a variação admissível na tensão de entrada.

IV. METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Usando uma relação de transformação de $n_1=1$ para o transformador T_1 e de $n_2=0,4$ para T_2 , para uma tensão de rede de $220 \text{ V} \pm 20\%$ tem-se:

$$V_1 = 220 \pm 44 \text{ V} \quad V_2 \cong 88 \pm 18 \text{ V} \quad V_3 \cong 59 \pm 12 \text{ V}$$

A indutância dos indutores L_1 e L_2 determinada usando-se a expressão (10), para uma derivada de corrente (di/dt) na carga de $0,17 \text{ A}/\mu\text{s}$ e uma queda de tensão de aproximadamente 2 V sobre cada semicondutor, quando S_1 estiver conduzindo e para uma tensão de saída de 220 V , será:

$$L_1 = L_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot (220 - 44)(1 + 0,4) - \sqrt{2} \cdot 220 - 3 \cdot 2}{0,17} = 184 \mu\text{H} \cong 200 \mu\text{H}$$

A capacitância de C_o , para uma frequência de comutação de 20 kHz, é dada por:

$$C_o = 100 / \left[(2\pi \cdot 20 \cdot 10^3)^2 \cdot 184 \cdot 10^{-6} \right] = 34,4 \mu\text{F} \cong 35 \mu\text{F}$$

A potência dos transformadores T_1 e T_2 será:

$$P_{T1} = 1 \cdot 10^3 (1 + 0,2) = 1,2 \text{ kW}$$

$$P_{T2} = 1 \cdot 10^3 \frac{2 \cdot 0,2}{(1 - 0,2)} \cdot \frac{1}{(2 \cdot 0,8 - 1)} \cong 0,83 \text{ kW}$$

A razão cíclica máxima não pode ser unitária, para evitar-se a condução de apenas um interruptor (S_1) na operação como elevador de tensão. Outro motivo é a exigência de um acréscimo de razão cíclica, devido às quedas de tensão nos interruptores e indutores do circuito, causada pela elevada derivada de corrente exigida por cargas não-lineares.

Os semicondutores utilizados no estágio de potência do conversor foram:

IRG4PSC71U p/ S_1 e S_2 e HFA30PA60C p/ D_1 a D_8

O intervalo de condução simultânea dos interruptores foi determinado em função dos tempos de comutação dos mesmos e escolhido igual a 500 ns.

Devido à utilização de transformadores (T_1 e T_2), por estes possuírem indutâncias de dispersão, deve-se utilizar capacitores de desacoplamento na saída dos mesmos, pois do contrário ter-se-á sobretensões elevadas nos interruptores e elevada ondulação na tensão de entrada. Para proteger os interruptores de sobretensões causadas pelas indutâncias dos condutores utilizados no circuito utilizou-se um snubber RCD passivo sobre S_1 e S_2 .

A frequência da tensão de saída é de 60 Hz, que deve ser igual a frequência da tensão de entrada (rede) e sincronizada com a mesma.

Para que o conversor atue como filtro ativo, compensando as distorções da tensão da rede é necessária uma tensão senoidal de referência. Para tal utilizou-se um microcontrolador, no qual estava armazenada uma senóide livre de distorções. Neste microcontrolador implementou-se também um algoritmo para sincronismo da tensão de referência com a tensão da rede.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

O circuito proposto e projetado foi implementado, apresentando-se na seqüência os resultados de simulação e experimentais.

Na Fig. 5 mostra-se o circuito operando em malha aberta com carga linear.

Para operação com carga não-linear os resultados são

mostrados na Fig. 6.

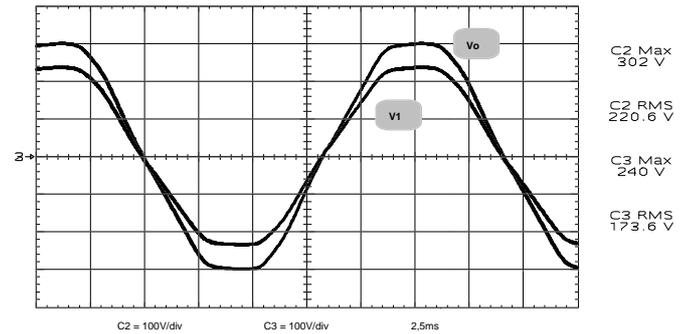


Figura 5 - Tensões V_1 e V_o em malha aberta com carga linear.

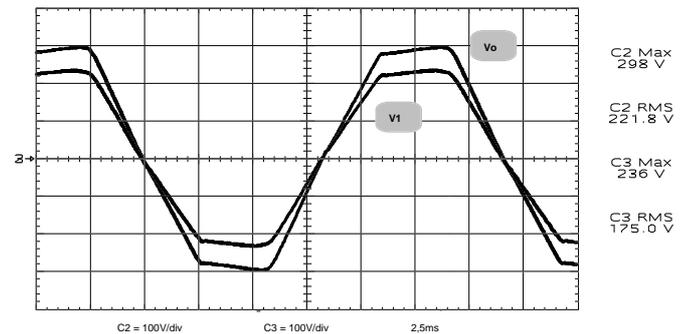


Figura 6 - Tensões V_1 e V_o em malha aberta com carga não-linear.

Pode-se notar pelas figuras apresentadas que a tensão da rede é bastante distorcida, necessitando de compensação ativa, se for desejada uma tensão de boa qualidade na carga. Para as simulações impôs-se uma tensão com forma distorcida na região próxima ao pico.

Verifica-se também que quando da operação com cargas não-lineares, como por exemplo, retificadores com filtro capacitivo, a distorção da tensão da rede aumenta devido às quedas de tensão nas indutâncias presentes nos elementos do sistema elétrico (condutores e transformadores).

As formas de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 e a corrente em S_1 , são mostradas na Fig. 7.

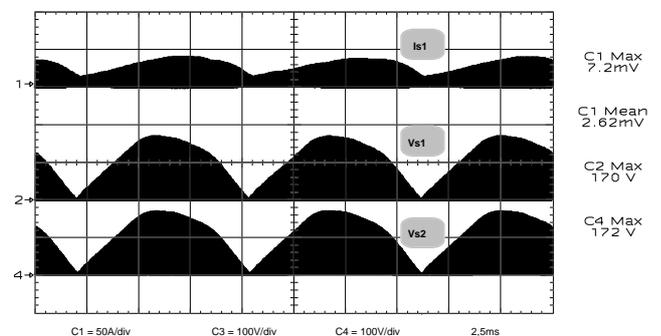


Figura 7 - Corrente em S_1 e tensões em S_1 e S_2 para carga linear.

Quanto às tensões sobre os interruptores, verifica-se que as mesmas condizem com as expectativas teóricas, desde que as

indutâncias de dispersão dos transformadores sejam desacopladas através de capacitores.

Na Fig. 8 mostra-se o circuito operando em malha fechada com o controlador do tipo modos deslizantes, para carga linear e para uma tensão de entrada de aproximadamente 193 V, em torno de 13% abaixo da nominal.

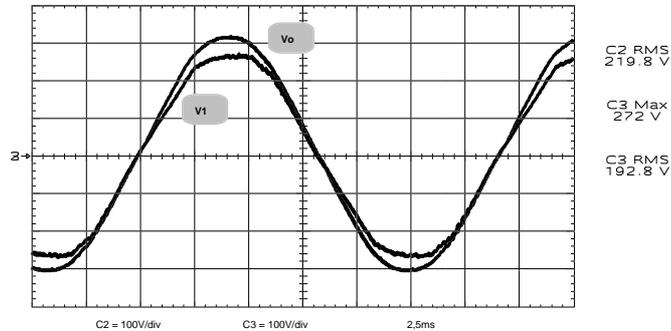


Figura 8- Tensões V_1 e V_o para carga linear com SMC para $V_{in}=V_{inMin}$.

As formas de onda das tensões de entrada e saída, para operação com carga linear, controle por modos deslizantes e tensão de entrada de aproximadamente 235 V, portanto 7% maior que a nominal, são mostradas na Fig. 9.

Verifica-se que o controle por modos deslizantes, da forma como foi implementado, sem a presença de integradores na malha de controle, apresenta um problema de erro em regime. Seu desempenho dinâmico é bom, como pode ser comprovado pelas Fig. 10 e Fig. 11, onde se tem o circuito operando com carga não-linear.

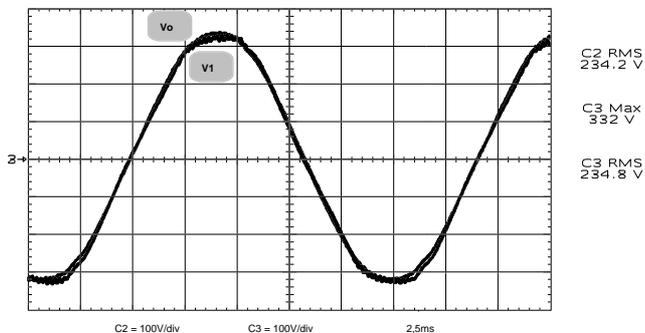


Figura 9 - Tensões V_1 e V_o para carga linear com SMC para $V_{in}=V_{inMax}$.

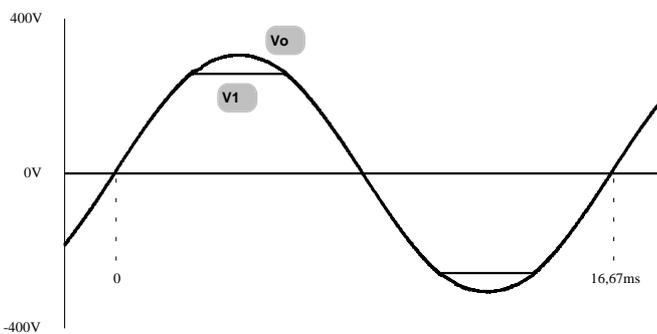


Figura 10 - Tensões V_1 e V_o para carga não-linear com SMC.

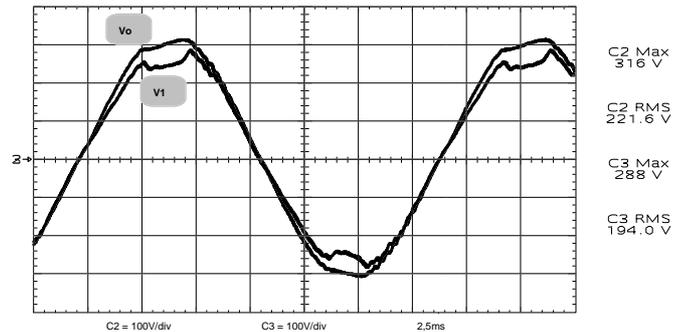


Figura 11 - Tensões V_1 e V_o para carga não-linear com SMC.

As formas de onda da corrente e tensão na carga não-linear são mostradas na Fig. 12.

As análises harmônicas das tensões na entrada (V_1) e na saída (V_o) são mostradas nas Fig. 13 e Fig. 14. Verifica-se pelas mesmas o bom funcionamento do circuito no que concerne a operação como filtro ativo.

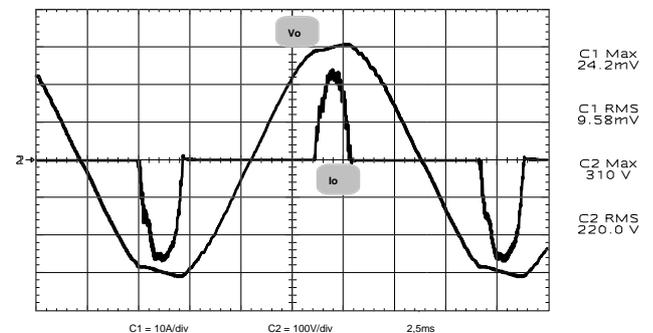


Figura 12 - Tensão e corrente na carga não-linear.

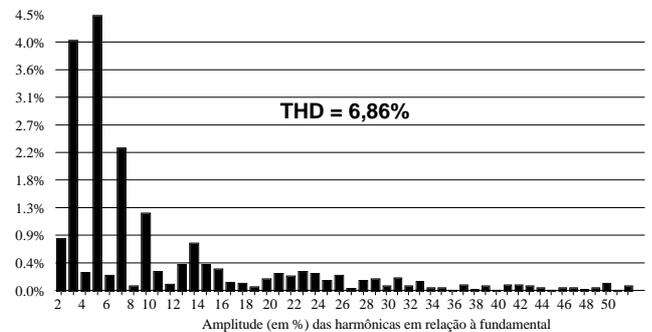


Figura 13 - Análise harmônica de V_1 .

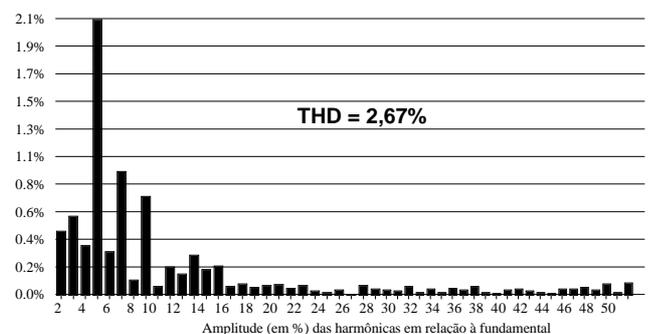


Figura 14 - Análise harmônica de V_o .

Na Fig. 15 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente na carga para um transitório de inserção de carga.

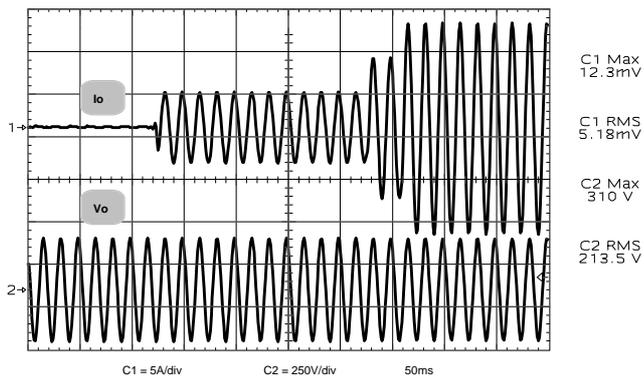


Figura 15 - Variação de carga nula para máxima.

Na Fig. 16 mostra-se o circuito operando em malha fechada com o controlador do tipo PID para carga linear, para uma tensão de entrada de aproximadamente 185 V, em torno de 16% abaixo da nominal.

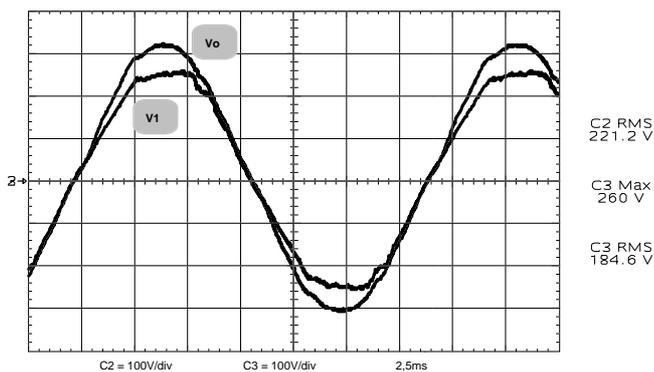


Figura 16- Tensões V_1 e V_o para carga linear com PID para $V_{in}=V_{inMin}$.

As formas de onda das tensões de entrada e saída, para operação com carga linear, controle do tipo PID e tensão de entrada de aproximadamente 245 V, portanto 11% maior que a nominal, são mostradas nas Fig. 17.

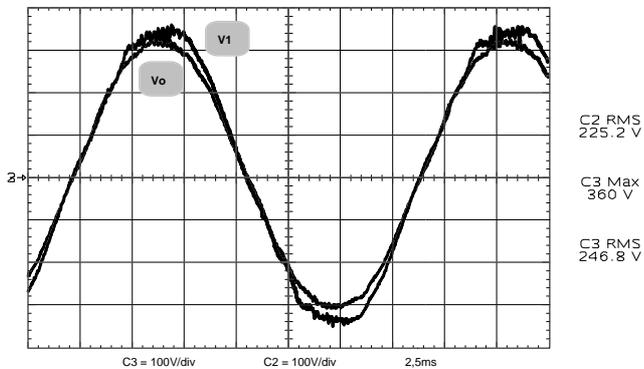


Figura 17 - Tensões V_1 e V_o para carga linear com PID para $V_{in}=V_{inMax}$.

Verifica-se que o conversor não tem o problema de erro em regime, pois o mesmo apresenta a ação integral na malha

de controle.

As formas de onda das tensões de entrada e na carga não-linear são mostradas nas Fig. 18 e Fig. 19.

As análises harmônicas das tensões na entrada (V_1) e na saída (V_o) são mostradas nas Fig. 20 e Fig. 21. Verifica-se pelas mesmas o bom funcionamento do circuito no que concerne a operação como filtro ativo.

Pela Fig. 19 nota-se um afundamento grande na tensão de entrada (V_1), na verdade a tensão de saída do transformador T_1 . Este afundamento é devido às indutâncias de dispersão do transformador, que provocam uma queda de tensão proporcional à derivada de corrente da carga não-linear. Para melhorar o desempenho dinâmico do conversor os transformadores de entrada (T_1 e T_2) devem ser projetados e construídos de modo a diminuir o máximo possível as indutâncias de dispersão, visto que estas provocam afundamentos de tensão e sobretensões nos interruptores.

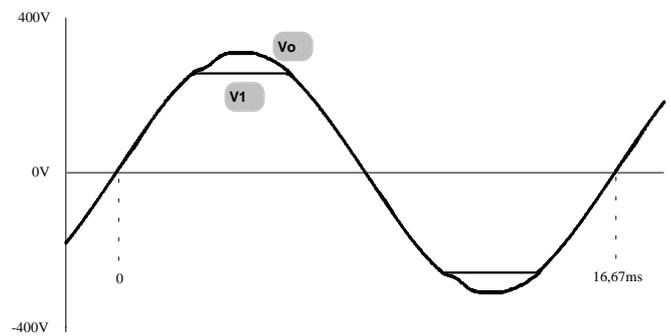


Figura 18 - Tensões V_1 e V_o para carga não-linear com PID.

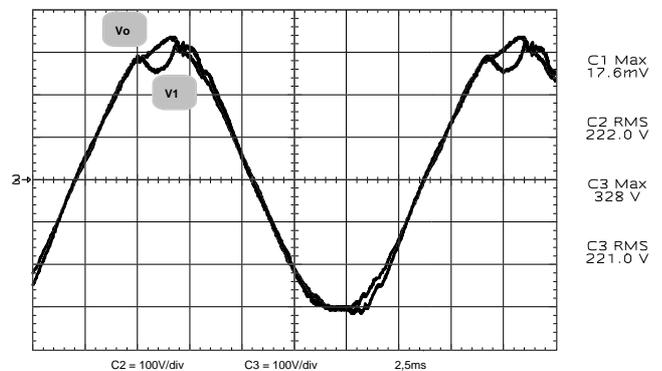


Figura 19 - Tensões V_1 e V_o para carga não-linear com PID.

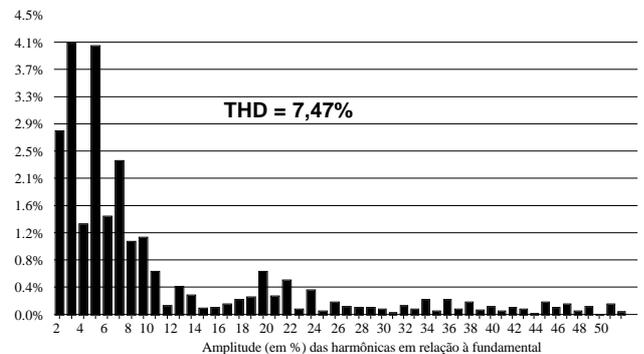


Figura 20 - Análise harmônica de V_1 .

VI. CONCLUSÕES

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 potências 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.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PETRY, Clóvis Antônio. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] CARDOSO, César Mauro. Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência. Florianópolis, SC – Brasil, 1986. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] FAGUNDES, J. C. & KASSICK, E. V. & BARBI, I. A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit. 2nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, November, 1993.
- [4] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas - Curso. Florianópolis, SC – Brasil, 1990.
- [5] BATISTELA, Nelson Jhoel. Inversor de Tensão com Saída Senoidal Controlado por Modo Deslizante com Frequência Fixa. Florianópolis, SC – Brasil, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] FILHO, Wail Metzker Pastorelo. Controle por Modo Deslizante Aplicado a Inversores de Tensão. Florianópolis, SC – Brasil, 1995. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

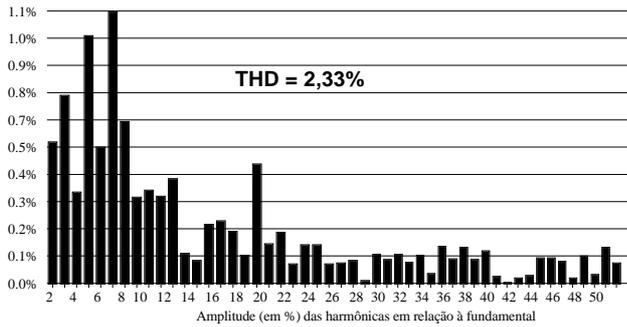


Figura 21 - Análise harmônica de V_o .

Na Fig. 22 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.

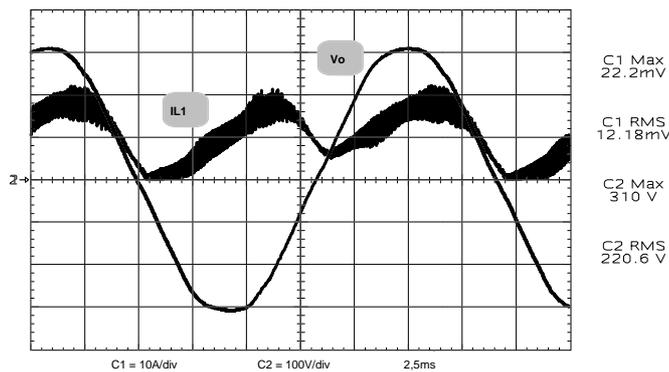


Figura 22 - Problema da continuidade de corrente em L_1 e L_2 .

Conforme se mostra na Tabela 1, o rendimento do conversor foi levantado para diferentes cargas, para operação em malha fechada com controlador linear do tipo avanço-atraso. Nota-se que para operação com pouca carga o rendimento é ruim. Isto se deve à ondulação de corrente em alta frequência, que é solicitada da rede, sem ser transformada em trabalho. Os transformadores T_1 e T_2 também influenciam de maneira negativa o rendimento, visto que não foram projetados visando otimizar as perdas nos mesmos.

Tabela 1 - Rendimento do estabilizador.

R_o	75 Ω	50 Ω	37,5 Ω
V_i [RMS]	188,0 V	188,4 V	188,5 V
I_i [RMS]	8,5 A	9,5 A	10,86 A
V_o [RMS]	220,8 V	220,6 V	218,7 V
I_o [RMS]	2,9 A	4,4 A	5,84 A
P_o	618,1 W	968,8 W	1268,4 W
P_i	796,8 W	1144,0 W	1493,5 W
η	77,6%	84,7%	85,0%