

ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA DO TIPO COMPENSADORES DE TENSÃO

Thiago B. Soeiro¹, Clóvis A. Petry², Arnaldo J. Perin³

¹Power Electr. Syst. Lab. - PES Lab
ETH Zurich
ETH-Zentrum, ETL H16, Physikst. 3
CH-8092 Zurich, Suíça
soeiro@lem.ee.ethz.ch

²Depart. Acad. de Eletr. - DAELN
Inst. Fed. de Ed., Cien. e Tecn.- IF/SC
88020-300 - Florianópolis- SC- Brasil
petry@cefetsc.edu.br

³Inst. de Eletr. de Potência - INEP
Depart. de Eng. Elétrica - EEL
Univ. Fed. de Santa Catarina - UFSC
88040-970 - Florianópolis- SC- Brasil
arnaldo.perin@inep.ufsc.br

Resumo: Este trabalho apresenta o estudo de condicionadores de tensão alternada com compensação série de tensão, cuja configuração lhe permite operar com apenas parte da potência de carga, aumentando-se assim a eficiência do sistema. São apresentados o princípio da compensação série, a estratégia de modulação e uma breve revisão sobre condicionadores de tensão. É selecionada e analisada uma topologia de condicionador de tensão para validar a teoria explanada. Apresenta-se uma técnica de controle linear capaz de prover o condicionamento da tensão de saída frente às perturbações do sistema. Apresentam-se os ensaios de um protótipo de 10 kVA, validando a teoria e comprovando as características da topologia proposta

Palavras-Chave– condicionadores de tensão, controle em malha fechada, conversores ca-ca.

LINE CONDITIONER STABILIZERS

Abstract –This paper presents the study of *ac* line conditioners with *ac* voltage compensation that allows them to operate with only part of the load's total power, increasing the efficiency of the system. It is presented the series compensation principle, modulation strategy and a review of line conditioners' topologies. It is chosen and analyzed one topology of line conditioner to validate the theory. To provide the conditioning of the output voltage face perturbations, a feedback control technique is presented. Experimental results of a 10 kVA prototype are included to verify the proposed study.

Keywords – *ac-ac* converters, *ac* line conditioner, feedback control.

I. INTRODUÇÃO

A qualidade da energia elétrica é, atualmente, um tema de destaque tanto no meio acadêmico quanto no setor industrial. Existe um grande esforço intelectual por parte de grupos de pesquisas no mundo todo desenvolvendo e experimentando métodos para melhorar a confiabilidade dos sistemas de energia elétrica [1]. No sistema de transmissão, o conceito de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) está amplamente difundido, com dispositivos como DVR (*Dynamic Voltage Restorer*), AF (*Active Filter*), D-STATCOM (*Distribution Static Synchronous Compensator*)

e condicionadores de energia, visando justamente prover melhores condições de condicionamento e controle do fluxo de energia nesse sistema [2]. No sistema de distribuição é utilizado o conceito de *Custom Power* para a melhoria da qualidade da energia elétrica [2] e [3].

No lado do consumidor é necessário controlar o fluxo de potência ativa junto às concessionárias de energia. Essa tarefa pode ser desempenhada pelos estabilizadores de tensão, cujo objetivo primordial é corrigir distúrbios de amplitude na tensão da rede de energia elétrica, sejam de aumento ou de diminuição do valor nominal. Estima-se que 92% dos distúrbios sejam de afundamentos de tensão [1]. Conforme [2], apud [1], a grande maioria dos distúrbios se restringe a uma variação de menos de 40% e com duração de no máximo 10 ciclos de rede; assim um compensador capaz de corrigir a tensão na saída numa faixa de $\pm 30\%$ eliminaria em torno de 95% dos distúrbios presentes no sistema.

Estabilizadores de tensão alternada são equipamentos usados na alimentação de cargas sensíveis e em locais onde a tensão disponível é de má qualidade como, por exemplo, em centros hospitalares e comerciais, indústria automobilística e de semicondutores, laboratórios de pesquisa e sistemas de transmissão de dados/imagens. Conforme [4], os estabilizadores citados na literatura e de domínio industrial podem ser divididos em dois grandes grupos: conversores seriais e não-seriais. Os conversores seriais atuam como compensadores, pois têm a característica de processar apenas uma parcela da potência de carga, que é proporcional à variação da tensão de entrada. Já os conversores não-seriais processam toda a potência de carga e são denominados de não-compensadores.

Em [1] há uma diferenciação entre os termos estabilizadores de tensão e condicionador de tensão. Os estabilizadores são considerados estruturas que atuam como reguladores de tensão, corrigindo apenas o valor eficaz da tensão de saída. As topologias condicionadoras agrupam a função de regulação do valor eficaz e a correção da forma de onda da tensão, ou seja, tem a capacidade de disponibilizar para a carga uma tensão com valor eficaz estabilizado e com formato pré-definido por uma referência.

O objetivo deste trabalho é apresentar o estudo de uma estrutura compensadora de tensão que englobe todas as características desejadas para um bom condicionador de tensão, que seriam: capacidade de elevar e abaixar a tensão, estabilizando a mesma em um valor pré-definido; bidirecionalidade de tensão e corrente; tensão de saída estabilizada em valor e forma pré-definidos, ou seja, com distorção harmônica que atende a norma [9]; bom rendimento e alta confiabilidade.

Artigo submetido em 25/06/2008. Revisão em 12/02/2009. Aceito por recomendação do editor Fernando L. M. Antunes.

Por isso, na etapa inicial deste trabalho são apresentadas topologias de estabilizadores conhecidas no meio científico e industrial que operam de acordo com o princípio da compensação série de tensão e que corrijam os problemas inerentes da conversão *ca-ca* de energia. Introduce-se, então, um condicionador de tensão indireto com *link* direto baseado em [1] e [5], mostrando de forma sucinta as características, estratégias de modulação, princípios de funcionamento, principais formas de onda e equacionamento do seu estágio de potência.

Além disso, será definida uma estratégia de controle para estabilizar, de maneira eficiente, a tensão de saída da estrutura estudada. Realiza-se a modelagem do condicionador de tensão em grandes e pequenos sinais, bem como a análise das principais funções de transferência obtidas. Verifica-se a influência da carga na dinâmica do sistema e técnicas de amortecimento de oscilações de tensão.

Apresenta-se o desenvolvimento de um protótipo condicionador de tensão com capacidade de fornecimento de 10 kVA operando em malha fechada. Busca-se comprovar o estudo realizado e avaliar o comportamento do protótipo em diversas situações práticas. Desta forma, são realizados ensaios para operação com perturbações na tensão de entrada (variação e distorção), operação com carga nominal linear e não-linear e de grau de carga nominal.

II. CONVERSORES CA-CA

Com a utilização de conversores *ca-ca* operando com comutação em alta frequência e utilizando filtros passivos é possível obter baixo conteúdo harmônico na saída e respostas dinâmicas rápidas.

Um dos principais pontos que diferenciam os conversores de tensão alternada dos conversores de tensão contínua é a dificuldade em realizar a comutação, a qual exige a presença de circuitos grameadores ou comandos complexos, que resultam em baixo rendimento e perda de robustez.

Para demonstrar o problema da comutação escolhe-se o conversor *buck* da Figura 1, com interruptores na configuração de módulos comerciais. Observa-se que para comutar de T_1/T_3 para T_2/T_4 existem duas alternativas: a superposição dos sinais de comando dos interruptores ou o uso de tempo-morto. No primeiro caso, provoca-se um curto-circuito na fonte de alimentação v_i , enquanto que no segundo caso a corrente do indutor é interrompida, resultando em sobretensões nos interruptores [6].

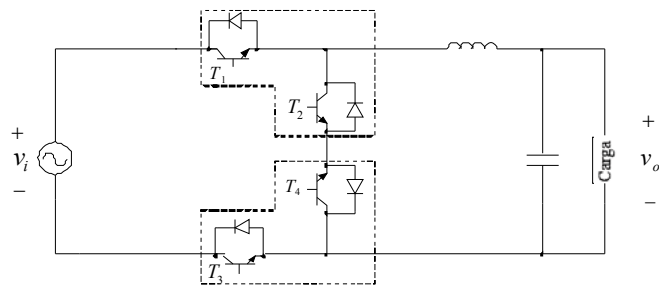


Fig. 1. Conversor Buck *ca-ca* com módulos interruptores comerciais.

Uma solução para o problema da comutação seria o uso de conversores indiretos [7], no entanto, a quantidade de interruptores é maior do que nos conversores diretos.

Uma estratégia de comutação foi apresentada em [8] e aperfeiçoada em [10], eliminando a necessidade de circuitos de grameamento. Nesta estratégia é necessário sincronizar os sinais de comando dos interruptores com o sinal de entrada do conversor.

Em [11] propôs-se um conversor *ca-ca* direto robusto, resolvendo o problema da comutação. Contudo, a topologia apresentou problemas com valor médio da corrente nos indutores e com a impossibilidade de uso de módulos com configuração comercial.

Foram propostas diversas topologias de conversores *ca-ca* com a utilização de módulos interruptores comerciais em [12], [13], [14] e [15].

III. PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE DE TENSÃO

O princípio da compensação série foi aplicado em estabilizadores em 1950 por G. N. Patchett [16]. Estes estabilizadores, conhecidos como seriais ou condicionadores de tensão, processam apenas um percentual da potência de carga e tem por objetivo compensar variações de tensão da rede elétrica, somando ou subtraindo da mesma um valor de tensão Δv para estabilizar a tensão de saída de acordo com uma referência pré-estabelecida. A Figura 2 mostra a estrutura básica de um estabilizador serial.

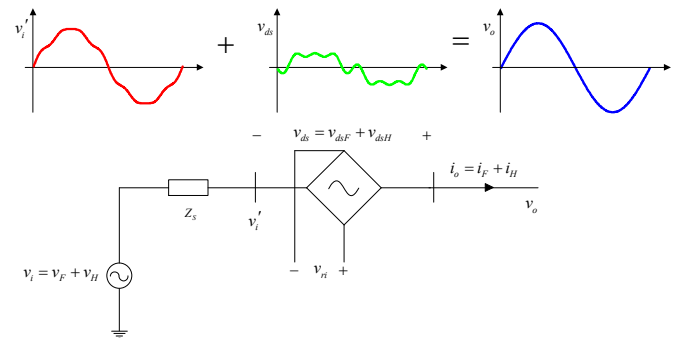


Fig. 2. Estrutura básica do estabilizador do tipo condicionador de tensão.

No Brasil os estabilizadores de tensão monofásica operando com tensão de saída alternada e com potências de até 3 kVA seguiam (na época de desenvolvimento deste trabalho) a norma NBR 14373 [17]. Esta norma estabelece que o estabilizador deva suportar uma variação de 25% do valor nominal especificado (+10% e -15%). Por isso, utilizando o princípio da compensação, o compensador série necessitaria operar compensando no máximo 15% da potência da carga.

Além da estabilização da tensão de saída é interessante a operação como filtro ativo, com correção da forma de onda da tensão de entrada, com taxa de distorção harmônica THD menor que 5%, de acordo com a norma IEEE 519-1992 [9]. O condicionador tem então a tarefa de fornecer a diferença entre uma referência senoidal desejada, por exemplo, e a tensão disponibilizada pela rede. Este princípio de funcionamento é ilustrado na Figura 2.

IV. COMPENSADORES SÉRIE DE TENSÃO

Na literatura existem diversas topologias de compensadores de tensão do tipo série e nesta seção serão apresentadas aquelas que influenciaram significativamente o desenvolvimento deste trabalho. Em [18] foram utilizados transistores de potência comandados em alta frequência para comutar o secundário de um transformador, somando ou subtraindo sua tensão com a de outro transformador com função isoladora. A partir deste trabalho, alterando o estágio de comutação, foi realizado o estudo apresentado em [19].

Em [20] foram apresentadas topologias baseadas na tecnologia *half-bridge*. Para a compensação de tensão são utilizados capacitores ao invés de transformadores, perdendo a vantagem do isolamento entre o conversor e a rede de alimentação, porém reduzindo peso e volume.

Em [21] utilizou-se a conversão indireta de tensão alternada para gerar a tensão de compensação série. Esta tensão é obtida por meio de dois conversores, um retificador e um inversor, o que torna a estrutura complexa e de alto custo. Neste trabalho o retificador foi alimentado por um transformador isolador pelo lado da rede elétrica.

Topologias de condicionadores de tensão utilizando conversores *ca-ca* diretos e com módulos interruptores comerciais foram apresentadas em [15].

Estudos recentes em condicionadores de linha são as topologias propostas em [1] e [5], onde se utiliza um conversor *ca-ca* indireto com *link* direto, ou seja, composto pelo acoplamento elétrico de um retificador e de um inversor, sem elementos armazenadores de energia entre eles. O circuito de potência do compensador é mostrado na Figura 3.

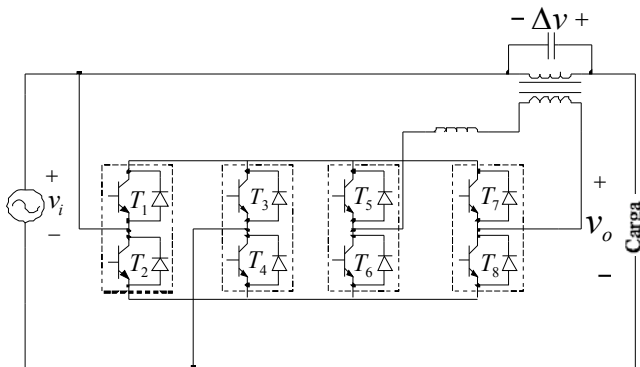


Fig. 3. Condicionador de tensão com conversor *ca-ca* indireto com *link* direto alimentado pelo lado da rede.

A estrutura de condicionador de tensão escolhida para o desenvolvimento de um protótipo pode ser vista na Figura 4. Esta topologia foi inspirada no conversor da Figura 3, diferenciando-se principalmente pela alimentação do conversor *ca-ca* que, neste caso, é realizada pelo lado da carga, além da utilização do capacitor de filtro em paralelo com a carga. As características da topologia são: facilidade de comando dos interruptores; possibilidade de utilização de *snubbers* clássicos para inversores; robustez; reduzido volume e aproveitamento das não-idealidades do transformador isolador e rede de energia elétrica, devido à disposição do seu filtro capacitivo.

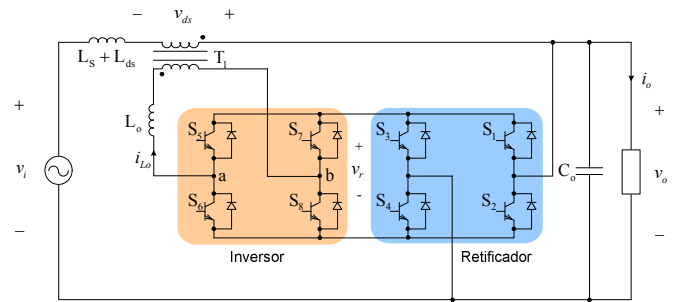


Fig. 4. Condicionador de tensão com conversor *ca-ca* indireto com *link* direto alimentado pelo lado da carga.

V. CONDICIONADOR DE TENSÃO COM ALIMENTAÇÃO PELO LADO DA CARGA

A estrutura apresentada na Figura 4 é uma derivação das topologias propostas por [1] e [5], onde se utiliza um conversor *ca-ca* indireto bidirecional em corrente, com *link* direto, ou seja, composto pelo acoplamento elétrico de um retificador (S_1/S_2 e S_3/S_4) e um inversor (S_5/S_6 e S_7/S_8), ambos bidirecionais em corrente, sem elementos armazenadores de energia entre eles. Há também um transformador de isolamento T na saída do conversor, que tem a finalidade de aplicar a tensão de compensação na saída, somando-a ou subtraindo-a da tensão de entrada, realizando a compensação série de tensão.

Nesta topologia, o elemento capacitivo do filtro C_o encontra-se em paralelo com a carga, atribuindo-lhe a característica de saída em tensão. E, devido à sua disposição, a indutância de dispersão do transformador L_{ds} junto com a indutância intrínseca da rede de alimentação L_s auxiliam na filtragem da tensão de saída do inversor, além de atuarem na saída do condicionador, constituindo assim um filtro multifuncional.

É importante ressaltar que a característica multifuncional faz com que em determinados projetos não haja a necessidade do acréscimo de um indutor físico de filtragem L_o , pois os valores de $(L_s + L_{ds})$, referidos ao lado primário do transformador T , são suficientes para a filtragem da tensão de saída do inversor.

A tensão de entrada do conversor *ca-ca* encontra-se à jusante, ou seja, a alimentação da parte retificadora é feita pelo lado da carga, cuja entrada é garantidamente em tensão, o que conseqüentemente diminui as sobretensões nos interruptores, originadas pelas indutâncias parasitas do circuito e da rede. Além disso, apresenta, para uma mesma potência de carga, um transformador com relação de transformação N maior do que a proposta por [1], acarretando em menores custos do estágio de potência, uma vez que a corrente elétrica nos interruptores do condicionador será menor.

Há a necessidade de oito interruptores com isolamento dos sinais de comando, pois não possuem a mesma referência no circuito. Devido à disposição do transformador, em casos de sobrecarga ou curto-circuito na saída a corrente circula pelo seu enrolamento secundário e é referida para o lado primário, podendo danificar o conversor. Por isso, é importante acrescentar um circuito de *bypass*, que pode ser constituído

de dois tiristores em antiparalelo ou por um contator, que estarão em condução no caso de sobrecorrente fazendo com que esta corrente destrutiva circule apenas pelo transformador, tornando a estrutura mais robusta.

É importante ressaltar que o capacitor de filtragem é dimensionado para a tensão nominal da saída com uma capacitância que eleva o volume da estrutura, se comparado ao conversor proposto por [1]. Além disso, este elemento acaba sendo uma carga para o conversor, aumentando a circulação de energia reativa, elevando as perdas, além de exigir um circuito de partida, a fim de evitar sobrecorrentes no circuito.

A. Estratégia de Modulação e Funcionamento

Para que na saída do retificador bidirecional em corrente se tenha um sinal de tensão $v_r(t)$ retificado, seus interruptores, S_1/S_2 e S_3/S_4 , serão comandados a conduzir em baixa frequência, com frequência de comutação fixa, igual a da rede elétrica f_r e sincronizada com a tensão de saída do condicionador $v_0(t)$, conforme a Figura 5, onde $T_r = 1/f_r$. Apesar da possibilidade desses interruptores serem comandados em baixa frequência, tiristores não poderiam ser utilizados devido ao fato que na passagem por zero da tensão de saída, dependendo do caminho da corrente solicitada pelo inversor, a comutação do tiristor poderia curto-circuitar a carga.

O funcionamento do inversor de tensão está relacionado à estratégia de modulação utilizada. Existe um grande número de estratégias propostas na literatura, estudadas em [22]. Porém, devido ao tipo de aplicação especificada, ou seja, deseja-se um sinal de saída com forma senoidal e baixo conteúdo harmônico, interessa analisar apenas a modulação por largura de pulsos (PWM) a três níveis.

Para inversores de tensão, a razão cíclica $d(t)$ é obtida como a razão entre a tensão de saída do inversor $v_{dp}(t)$ e sua tensão de entrada $v_r(t)$. Considerando que a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede e utilizando valores médios instantâneos, as expressões (1) e (2) são obtidas para a modulação PWM a três níveis.

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

$$d(t) = \begin{cases} +m & 0 \leq \omega_r \cdot t < \pi \\ -m & \pi < \omega_r \cdot t \leq 2\pi \end{cases}; \quad m = \frac{V_{dp}}{V_r}; \quad \omega_r = 2\pi \cdot F_r \quad (2)$$

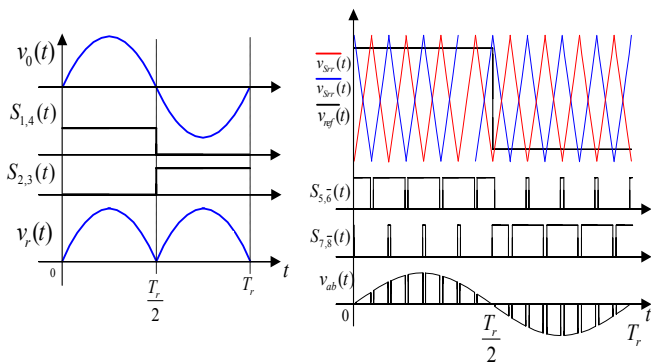


Fig. 5. Estratégias de modulação para os estágios retificador e inversor.

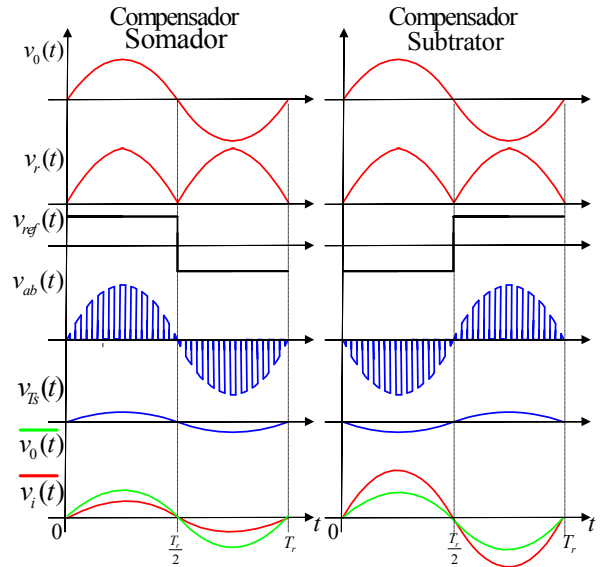


Fig. 6. Principais formas de onda para operação com modulação PWM três níveis.

Acionando os interruptores do conversor de acordo com as modulações definidas na Figura 5, e considerando uma carga do tipo linear resistiva e indutiva, em regime permanente, verificam-se duas etapas de funcionamento oriundas da parte retificadora e quatro etapas da inversora, que são dependentes da polaridade da tensão de carga $v_o(t)$, da saída do inversor $v_{ab}(t)$ e da corrente de rede $i_s(t)$. A descrição completa da operação do circuito da Figura 4 foi apresentada em [23].

Na Figura 6 têm-se as principais formas de onda do conversor, nas condições de soma e subtração da tensão de compensação.

B. Expressões Analíticas do Conversor

As expressões matemáticas apresentadas nesta seção são válidas quando o conversor é acionado com modulação PWM a três níveis. A frequência de comutação é assumida como sendo muito maior do que a frequência da rede.

Para o conversor *ca-ca* a razão cíclica é obtida como sendo a razão entre o intervalo em que os interruptores S_5 e S_8 conduzem simultaneamente, e o período de comutação T_s , quando o semiciclo positivo de v_0 é considerado. No semiciclo negativo de v_0 , D é definido como a razão entre os intervalos em que S_6 e S_7 conduzem simultaneamente e T_s .

Considera-se aqui que a tensão da rede aplicada na entrada do condicionador pode ter uma variação de amplitude de $\pm \Delta$ e que ela é dada por (3). As expressões (4) e (5) representam respectivamente a relação de transformação n_l do transformador T_l e o ganho estático do conversor, onde D_{max} é a razão cíclica máxima.

No dimensionamento do filtro de saída do condicionador e do inversor é necessário determinar as ondulações máximas de tensão e de corrente no mesmo. Para isto, considera-se as indutâncias do circuito L_{ds} , L_s e L_o referidas ao lado secundário do transformador como L_{eq} . A equação (6) determina a ondulação de corrente ΔI_{Leq} , onde f_s é a frequência de comutação. A ondulação no capacitor C_o (ΔV_{Co}) é calculada por (7), onde I_0 é definida como a máxima corrente de carga.

$$v_i(t) = V_i \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (3)$$

$$n_1 = \frac{v_{dp}(t)}{v_{ds}(t)} = \frac{1}{\Delta} \cdot D_{max} \quad (4)$$

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{n_1}{n_1 - D} \quad (5)$$

$$\Delta I_{Leq} = \frac{V_0 \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot n_1 \cdot f_s \cdot L_{eq}} \quad (6)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{I_0 D (1-D)}{2 f_s C_0 (n_1 - D)} \quad (7)$$

C. Modelo Matemático do Condicionador em Análise

O modelo matemático da estrutura é obtido considerando-se o conjunto conversor *ca* e transformador como sendo uma fonte de tensão controlada conforme mostrado na Figura 2. Neste modelo, as variáveis de interesse são analisadas dentro de um intervalo de comutação e por questões de simplificação, considera-se: (I) frequência de comutação muito maior do que a frequência da rede, (II) Carga Z_L sendo linear; (III) interruptores e diodos ideais; (IV) resistência série de C_o desprezível; (V) resistência equivalente de todos os indutores R associada em série com a rede. O funcionamento da estrutura no modelo de grandes sinais pode ser representado pelo sistema de equações (8).

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_{Leq}(t)}{dt} = v_i(t) + v_o(t) \cdot \left(\frac{D - n_1}{n_1} \right) - R \cdot i_{Leq}(t) \\ C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{Leq}(t) \cdot \left(\frac{n_1 - D}{n_1} \right) - i_o(t) \end{cases} \quad (8)$$

Para a análise da resposta dinâmica do sistema, o modelo de pequenos sinais do condicionador é determinado linearizando-se o circuito no ponto de pico da tensão da rede. Este modelo é representado em (9). A Figura 7 ilustra o diagrama de blocos do condicionador de tensão, pelo qual as funções de transferência *TF* de interesse são determinadas. Sendo assim, o sistema pode ser modelado pela expressão (10), onde $G(s)$ é dado por (11) e $F(s)$ por (12).

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{d\hat{i}_{Leq}}{dt} = \hat{v}_i + \frac{V_0 \cdot \hat{d}}{n_1} - R \cdot \hat{i}_{Leq} + \hat{v}_o \cdot \left(\frac{D + \hat{d} - n_1}{n_1} \right) \\ C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{I_0 \cdot \hat{d}}{n_1 - D} - \hat{i}_{Leq} \cdot \left(\frac{D + \hat{d} - n_1}{n_1} \right) - \hat{i}_o \end{cases} \quad (9)$$

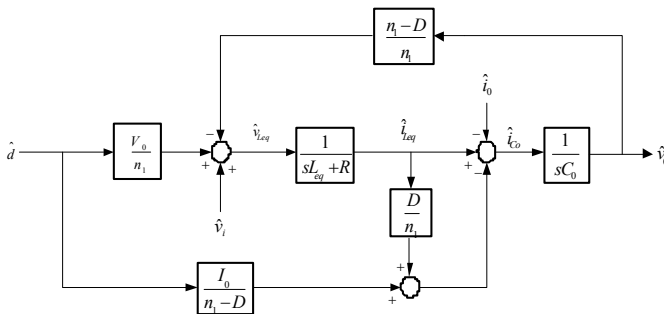


Fig. 7. Diagrama de blocos do condicionador de tensão.

$$v_o(s) = F(s) \cdot v_i(s) + G(s) \cdot d(s) \quad (10)$$

$$G(s) \Big|_{\hat{v}_i=0} = \frac{-sL_{eq} \frac{I_0 n_1^2}{n_1 - D} Z_L + \left(Z_L V_0 (n_1 - D) - R \frac{I_0 n_1^2}{n_1 - D} Z_L \right)}{s^2 C_0 Z_L L_{eq} n_1^2 + s n_1^2 (L_{eq} + C_0 Z_L R) + (Z_L (n_1 - D)^2 + R n_1^2)} \quad (11)$$

$$F(s) \Big|_{\hat{d}=0} = \frac{Z_L n_1 (n_1 - D)}{s^2 C_0 Z_L L_{eq} n_1^2 + s n_1^2 (L_{eq} + C_0 Z_L R) + (Z_L (n_1 - D)^2 + R n_1^2)} \quad (12)$$

Analisando a expressão (11), observa-se que $G(s)$ apresenta um zero no lado direito do plano imaginário, cujo efeito pode ser interpretado como o de um atraso na resposta da tensão de saída frente a variações na razão cíclica. Um incremento na razão cíclica traduz-se como um aumento na tensão de compensação v_{TS} e corrente de linha i_{Leq} . A corrente i_{Leq} atravessa a impedância de linha, reduzindo a tensão na entrada do condicionador. Isto fará com que inicialmente a tensão de saída diminua durante um intervalo Δt , para só depois aumentar atingindo o valor em regime permanente especificado. O tempo de atraso Δt é inversamente proporcional ao valor do zero positivo.

Ainda pela análise de (11), pode-se verificar a sensibilidade do sistema à variação de carga, onde o caso crítico é na operação sem carga, ou Z_L tendendo a infinito [23]. Para estudar a influência da carga sobre a resposta dinâmica do sistema traça-se o diagrama de Bode da expressão (11) para dois valores distintos de Z_L (Figura 8).

Analisando-se a Figura 8, observa-se que a dinâmica do sistema é mais oscilatória e pouco amortecida quando o valor da carga aumenta. Por isso, em malha fechada, a utilização de cargas não-lineares pode levar o sistema à instabilidade, uma vez que estas podem ser modeladas como uma variação abrupta do estado de carga da estrutura. Na prática, resistências parasitas no circuito ajudam a amortecer as oscilações de tensão no sistema.

Existem algumas estratégias para compensar a ausência de carga no sistema, mas neste artigo abordará apenas a estratégia de controle de resistência virtual [24], [25] e [26].

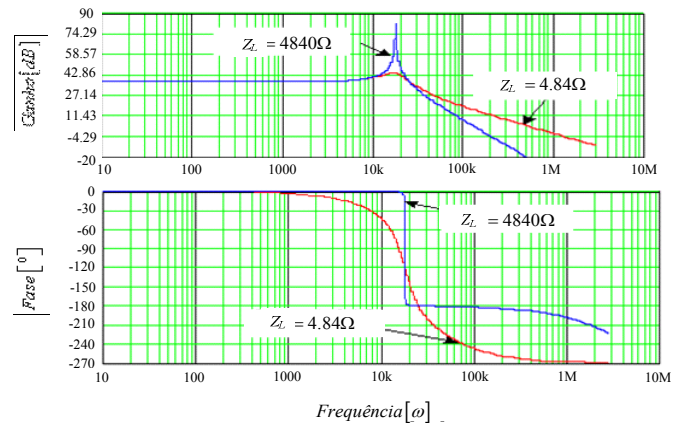


Fig. 8. Diagrama de Bode: Magnitude e Fase de $G(s)$.

VI. CONTROLE DO CONVERSOR

A estratégia de controle em malha fechada do conversor será implementada a partir de três malhas. A malha de

controle principal promove o condicionamento da tensão de saída com uma rápida dinâmica. A segunda malha é incorporada à malha de tensão com o intuito de controlar valores médios de tensão na entrada do transformador T_1 , evitando assim sua saturação. Por fim, a última malha de incorpora ao controle o conceito de resistência virtual para amortecer oscilações de tensão no sistema. A Figura 9 ilustra o circuito de controle completo do conversor.

A. Malha Principal: Malha de Controle de Tensão

Na teoria clássica de controle as variáveis diretamente controladas são realimentadas com auxílio de sensores e então comparadas com um sinal de referência. O sinal de erro é compensado usando controladores do tipo proporcional, integral e derivativo, ou uma combinação destes como mostra a Figura 10. Simulações efetuadas em programa de computador são necessárias para avaliar a estabilidade do sistema contra incertezas paramétricas do circuito como, por exemplo, a impedância intrínseca da rede na entrada do condicionador de tensão. O projeto do compensador de tensão $C_v(s)$ é realizado a partir da metodologia clássica empregada nos conversores *Buck* e *Forward* utilizando-se um controlador do tipo *PID*.

A referência senoidal é gerada por um circuito com microcontrolador mostrado na Figura 11, o que facilita o procedimento de sincronização que deve ser realizada entre as tensões de entrada e de saída do condicionador. Na memória do PIC tem-se armazenada uma senóide, que é aplicada nos terminais de saída, com o início determinado pelo sinal de sincronismo gerado pela passagem por zero da tensão de entrada. O conversor digital/analogico converte os sinais digitais fornecidos pelo PIC em sinais analógicos e, com ajuda do amplificador operacional LM741, disponibiliza na saída uma tensão senoidal, conforme o conteúdo da memória do microcontrolador. Esta técnica de sincronismo possibilita o ajuste da referência se a frequência da rede variar. No entanto, na presença de tensões com alto conteúdo harmônico podem ocorrer problemas para detectar a passagem por zero da tensão da rede. Nestes casos é recomendado utilizar sincronismo com circuitos PLL [3].

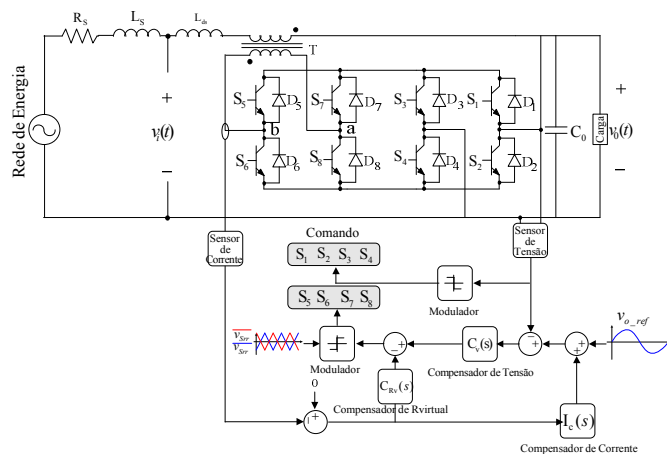


Fig. 9. Circuito de controle do conversor.

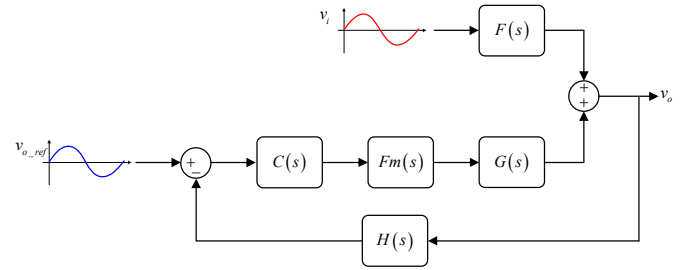


Fig. 10. Diagrama de blocos do controle usando a teoria clássica.

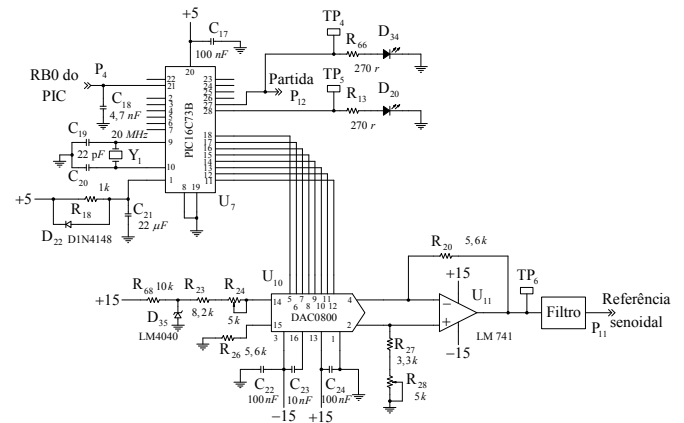


Fig. 11. Circuito de geração da tensão de referência.

B. Malha de Controle de Corrente

A malha de controle de corrente objetiva eliminar valores médios de tensão no transformador T_1 , sem prejudicar o funcionamento da malha de tensão. Esta malha é usada para evitar a saturação do transformador e proteger o sistema de problemas no circuito de modulação e interruptores que poderiam causar a saturação da malha de tensão.

O controle é implementado monitorando-se a corrente no transformador e comparando-a a uma referência nula. O sinal de erro é então compensado utilizando-se um controlador do tipo *PI* com frequência de cruzamento dez vezes menor do que a frequência da rede para que não interfira no funcionamento da estrutura.

Na Figura 12 é apresentado o diagrama de blocos da malha de controle de corrente. Na saída do controlador *PI* um sinal cc é gerado para compensar valores médios de tensão no transformador. O sinal é então somado à malha de tensão, ocasionando um valor médio na saída do inversor.

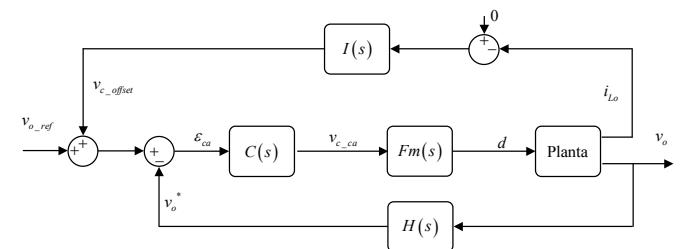


Fig. 12. Diagrama de blocos da malha de controle de tensão e de corrente.

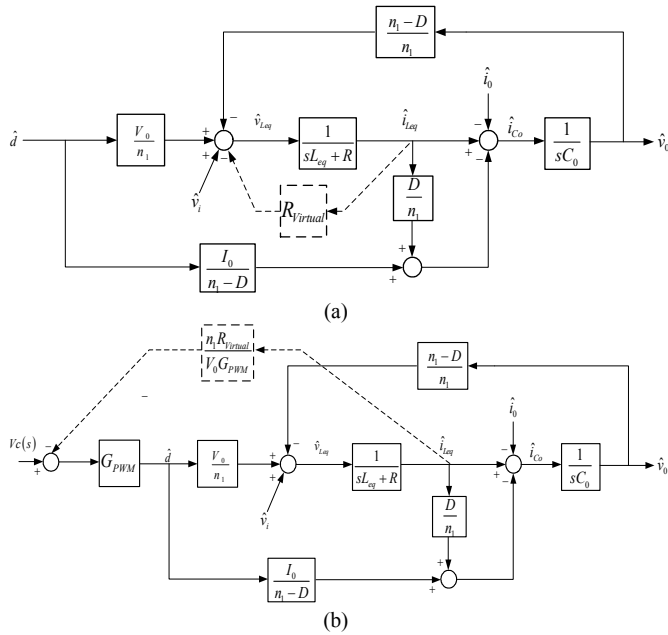


Fig. 13. Desenvolvimento do conceito de resistor virtual conectado em série com o filtro indutivo de saída.

C. C Malha de Controle de Resistência Virtual

Em operação normal, condicionadores de tensão necessitam de uma resposta dinâmica rápida e robusta. Em [24], [25] e [26] estudam-se os conceitos da inserção de capacitores e resistores virtuais na malha de controle de corrente para um conversor *cc-cc*, onde um capacitor virtual é usado para garantir erro nulo em regime permanente na corrente de saída enquanto o resistor virtual é usado para amortecer as oscilações no filtro de saída.

A Figura 13(a) mostra um diagrama de blocos que representa o sistema quando uma resistência virtual é conectada em série com o filtro indutivo de saída (L_{ds} and L_s). Pode-se notar que a função do resistor é reduzir a tensão sobre o filtro, proporcionalmente ao valor de corrente que passa por ele. O valor de resistência desejado determina o ganho proporcional $R_{virtual}$. Usando a teoria de circuitos, um resistor virtual, como mostra a Figura 13(b), pode ser repositado na malha de controle para atuar sobre o sinal de controle.

O efeito de R no circuito é o mesmo da resistência virtual $R_{virtual}$, ou seja, reduzir a tensão sobre o filtro. Por isso, as expressões de $G(s)$ e $F(s)$ permanecem inalteradas.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Especificações do Conversor

Os parâmetros seguintes caracterizam o condicionador de tensão implementado apresentado na Figura 14:

- $V_i = 220 \pm 20[V]$ – Tensão de Entrada;
- $V_o = 220[V]$ – Tensão de Saída;
- $S_o = 10[kVA]$ – Potência de Saída;
- $F_r = 60[Hz]$ – Frequência da Rede;
- $F_s = 20[kHz]$ – Frequência de Comutação;
- $n_l = 4$ – Relação de Transformação de T_l ;
- $L_{eq} = 150[\mu H]$, $C_o = 20[\mu F]$ – Filtro de Saída.

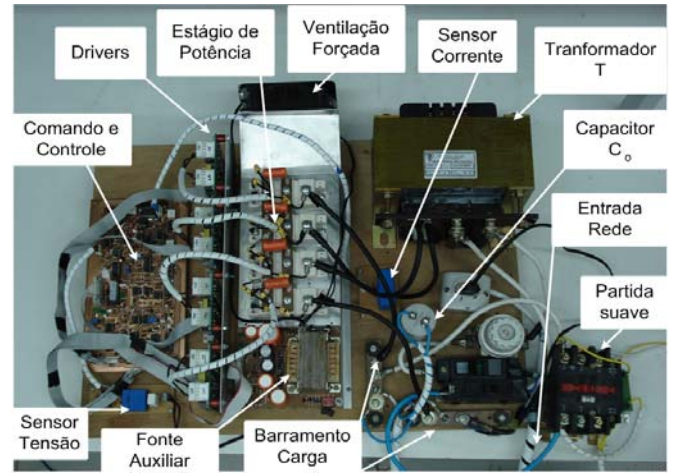


Fig. 14. Protótipo do condicionador de tensão.

B. Operação com perturbações na carga e tensão de entrada.

Um transiente de +50% na carga foi aplicado no conversor operando com carga linear e o resultado pode ser visualizado na Figura 15. Pode-se verificar que a tensão de saída é rapidamente corrigida, mostrando a robustez do sistema frente às perturbações de carga.

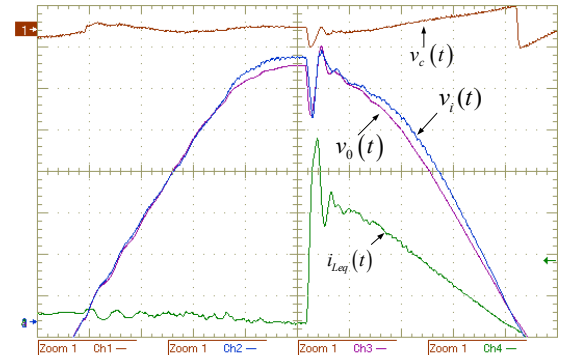


Fig. 15. Resposta da tensão de saída para degrau de carga.

A resposta da tensão de saída e sinal de controle para uma variação abrupta de +20% e -20% na tensão de entrada pode ser observada respectivamente nas Figura 16 e Figura 17. Nas duas situações o sistema corrigiu rapidamente a tensão de saída, mantendo-a dentro de limites seguros para a carga.

C. Operação com tensão de entrada distorcida

Na Figura 18 pode ser observado o comportamento da tensão de saída do protótipo para uma tensão de entrada com alta distorção harmônica (*THD* 4,16%). Verifica-se que o condicionador possui a característica de correção de *THD* de tensão, uma vez que fornece à carga uma tensão de saída com forma senoidal (*THD* 1,98%).

D. Operação com carga não-linear

Para uma carga não-linear com fator de crista três, o comportamento da tensão de saída é mostrado na Figura 19. Verifica-se que a tensão de saída apresenta forma sinusoidal com distorção harmônica abaixo de 5% (3,7%) e que nenhuma de suas componentes harmônicas possui valor maior que 3%, atendendo aos limites de *THD* da norma *IEEE 519/92*.

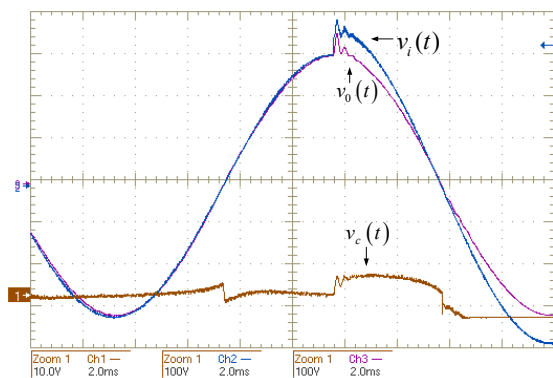


Fig. 16. Resposta da tensão de saída para degrau em $v_i(t)$.

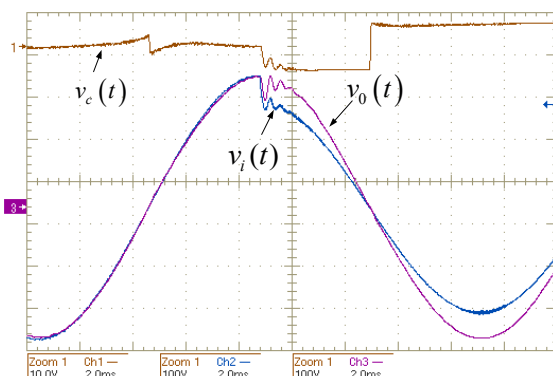


Fig. 17. Resposta da tensão de saída para degrau em $v_i(t)$.

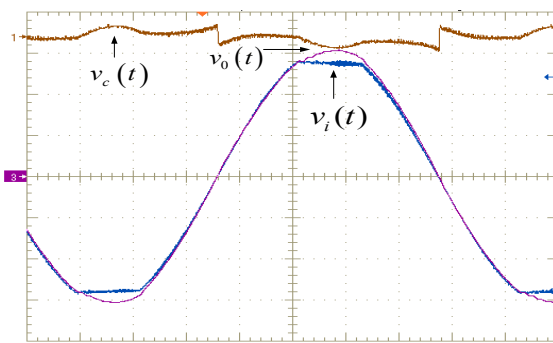


Fig. 18. Operação com tensão de entrada distorcida.

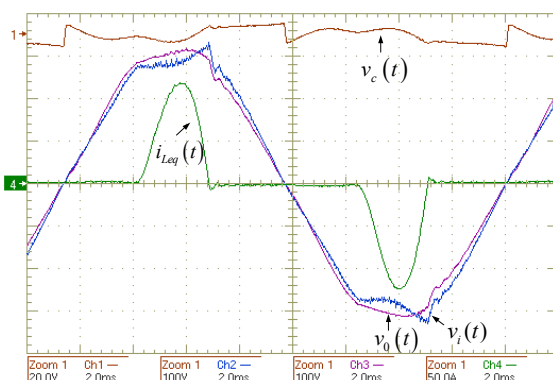


Fig. 19. Operação com carga não-linear.

VIII. CONCLUSÃO

Neste artigo foram apresentadas topologias de estabilizadores conhecidas no meio científico e industrial que operam de acordo com o princípio da compensação série de

tensão. Introduziu-se, então, um condicionador de tensão indireto com *link* direto baseado em [1] e [5], mostrando de forma sucinta as características e princípios de funcionamento do seu estágio de potência. Foi definida uma estratégia de controle para estabilizar a tensão de saída da estrutura estudada. Realizou-se a modelagem do condicionador de tensão, bem como a análise das principais funções de transferências obtidas. Verificou-se a influência da carga na dinâmica do sistema e apresentou-se uma técnica de amortecimento de oscilações de tensão.

Foi desenvolvido um protótipo de condicionador de tensão com capacidade de fornecimento de 10 kVA operando em malha fechada. Os resultados suportam o ótimo desempenho do sistema na operação com carga não-linear, devido a sua capacidade de prover uma tensão de saída com baixa distorção harmônica (3,7%). Além disso, o condicionador proposto apresenta correção instantânea da tensão de saída, frente a variações na tensão de entrada e de carga.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. A. Petry, “Estabilizadores de Tensão para Alimentação de Cargas Não-Lineares: Estudo de Variações Topológicas e Métodos de Controle”, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2005.
- [2] N. G Hingorani, “Introducing Custom Power”. *IEEE Spectrum*, vol. 32, nº 6, pp. 41-48, June 1995.
- [3] D. R. Costa, “Desenvolvimento e implementação em DSP do Controle de um Restaurador Dinâmico de Tensão – DVR”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – UFRJ, Rio de Janeiro, 2003.
- [4] C. A. Petry, J. C. S. Fagundes, I. Barbi, “High Frequency AC Regulator for Non-Linear Loads”. *COBEP*, Florianópolis, SC- Brasil, pp. 491-496, November 1999.
- [5] B. H. Kwon, G. Y. Jeong, S. H. Han and D. H. Lee, “Novel line conditioner with voltage up/down capability”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49 nº 5, pp. 1110-1119, 2002.
- [6] H. Kragh. “On the control of a DC-link based high frequency AC-voltage regulator”. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’01)*, pp. 1122-1128, June 2001.
- [7] C. A. Petry, J. C. Fagundes, I. Barbi. “AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner”. *7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Fortaleza, CE - Brasil, pp. 509-514, Setembro 2003.
- [8] P. N. Enjeti, S. Choi. “An approach to realize higher power PWM AC controller”. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’93)*, pp. 323-327, Março 1993.
- [9] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE. *IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System*, IEEE 519, 1992.
- [10] T. Shinyama, A. Ueda, A. Torri. “AC chopper using four switches”. *Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC 2002)*, pp. 1056-1060, April 2002.
- [11] J. C. Fagundes, E. V. Kassick, I. Barbi. “A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit”. *2nd*

- Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93)*, Uberlândia, MG - Brazil, pp. 302-307, Novembro 1993.
- [12] G. Venkataramanan. "A family of PWM converters for three phase AC power conditioning". *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, pp. 572-577, January 1996.
- [13] Z. Fedyczak, R. Strzelecki, G. Benysek. "Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications". *33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02)*, pp. 1048-1053, June 2002.
- [14] B. H. Kwon, B. D. Min, J. H. Kim. "Novel topologies of AC choppers". *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, pp. 323-330, July 1996.
- [15] C. A. Petry, J. C. Fagundes, I. Barbi "New Direct AC-AC Converters Using Switching Modules solving the commutation problem". *IEEE International Symposium of Industrial Electronics (ISIE 2006)*.
- [16] G. N. Patchett, "Automatic Voltage Regulators and Stabilizers". *Great Britain, Pitman Press* – Third Edition, 1970.
- [17] ABNT. NBR 14373 – "Estabilizadores de corrente alternada – Potências até 3 kVA", Setembro 1999.
- [18] C. M. Cardoso. "Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência". Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, 1986.
- [19] C. A. Petry, "Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares", Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2001.
- [20] C. Chen, D. Divan, "Simple Topologies for Single Phase AC Line Conditioning". *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'91)*, Dearborn, Michigan - USA, pp. 911-917, September/October 1991.
- [21] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, "Analysis and Design of a Series-Connected PWM Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources". *IEEE Transactions on Industry Applications (RIA)*, vol. 32, n° 6, USA, pp. 1285-1292, November/December 1996.
- [22] D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principle and Practice". *IEEE Press Series on Power Engineering*, 2003.
- [23] T. B. Soeiro, C. A. Petry, A. J. Perin, "Estudo de um Condicionador de Tensão com Compensação Série, Utilizando um Conversor Indireto CA-CA com Alimentação à Jusante". *Brazilian Automatic Conference (CBA 2006)*.
- [24] P. A. Dahono, "A Control Method for DC-DC Converter That Has an LCL Output Filter Based on New Virtual Capacitor and Resistor Concepts", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 2004.
- [25] P. A. Dahono, "A New Control Method for Single-Phase PWM Inverters To Realize Zero Steady-State Error and Fast Response", *PEDS*, pp. 888-892, 2003.
- [26] P. A. Dahono, "A Method to Damp Oscillations on the Input LC Filter of Current-Type AC-DC PWM Converters by Using a Virtual Resistor", *IEEE INTELEC*, pp. 757-761, 2003.
- [27] J. P. Rodrigues, C. A. Petry, I. Barbi, "A Novel Converter Topology and its Application in Line Voltage Conditioner", *ISIE'2005 - 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Dubrovnik, pp. 589 – 594, June 2005.
- [28] J. A. Reis, C. A. Bissochi, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira, E. A. A. Coelho, J. C. de Oliveira, "A new AC/AC voltage regulator". *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 3, pp. 1372-1376, 2004.
- [29] C. B. Jacobina, T. M. Oliveira, E. R. C. da Silva, "Control of the single-phase three-leg AC/AC converter". *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 467-476, April 2006.

DADOS BIOGRÁFICOS

Thiago Soeiro, nasceu em Florianópolis-SC em 03/06/1981. Recebeu os títulos de Eng. Eletricista e mestre em Eletrônica de Potência em 2004 e 2007, respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde outubro de 2007 está vinculado como estudante de doutorado ao Laboratório de Eletrônica de Potência (PES Lab) da Universidade Federal de Zurique (ETHZ)- Suíça.

Clóvis Antônio Petry, nasceu em São Miguel do Oeste - SC em 21/10/1972. Recebeu os títulos de Eng. Eletricista, mestre e doutor em Eletrônica de Potência em 2000, 2001 e 2005, respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde outubro de 2006 é professor titular do Departamento Acadêmico de Eletrônica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IF/SC).

Arnaldo José Perin, nasceu em Nova Prata, Rio Grande do Sul em 1953. Formou-se em Engenharia Eletrônica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul em 1977. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1980 e o título de Docteur Ingenieur (Dr. Ing.) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França, em 1984. Desde 1980 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Já atuou em projetos em conjunto com a indústria, orientou dissertações de Mestrado, teses de doutorado, publicou um livro e tem publicado trabalhos em revistas e congressos no país e no exterior. Sua área de atuação é a Eletrônica de Potência com interesse em conversores estáticos de frequência, técnicas de modulação em corrente alternada e sistemas eletrônicos para iluminação.