

ESTUDO DE UM CONDICIONADOR DE TENSÃO COM COMPENSAÇÃO SÉRIE, UTILIZANDO UM CONVERSOR INDIRETO CA-CA COM ALIMENTAÇÃO À JUSANTE

THIAGO B. SOEIRO, CLÓVIS ANTÔNIO PETRY, ARNALDO J. PERIN

*Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Catarina*

Caixa Postal: 5119 – CEP: 88040-970 – Florianópolis - SC

E-mails: (tbsoeiro, petry, perin)@inep.ufsc.br

Abstract— It is presented the study of an ac line conditioner with closed loop operation. The proposed topology has serial ac voltage compensation, which configuration allows operate with only a part of the load power. The principle of operation is basically a controlled voltage source, which provides the conditioning of output voltage in front of systems perturbation. For analysis of closed loop operation, a technique of linear control is used. The methodology, simulation and experimental results of a 10 kVA prototype are presented, verify the theory and proving the characteristics of the proposed topology.

Keywords— Voltage Regulator, Conditioner, ac-ac Converter, Nonlinear Loads.

Resumo— Apresenta-se o estudo de um condicionador de tensão ca operando em malha fechada. A topologia proposta possui compensação série de tensão alternada, cuja configuração lhe permite operar com apenas parte da potência de carga. O princípio de funcionamento é basicamente o de uma fonte de tensão controlada, que objetiva o condicionamento da tensão de saída, frente a perturbações do sistema. Para a análise da operação em malha fechada, utiliza-se uma técnica de controle linear. São apresentados a metodologia de cálculo, os resultados por simulação e os ensaios de um protótipo de 10 kVA, validando a teoria e comprovando as características da topologia proposta.

Palavras-chave— Estabilizador, Condicionador, Conversor ca-ca, Cargas não-lineares.

1. Introdução

Atualmente, as exigências de qualidade de energia elétrica em fontes de tensão alternada estão se tornando mais significativas. A crescente utilização de cargas com características não-lineares contribui de maneira relevante para a degradação da forma de onda da tensão da rede de energia, influenciando em todos os outros dispositivos nela conectados. Isto causa uma deterioração da qualidade de energia elétrica gerando perdas econômicas, como é o caso dos processos industriais que podem sofrer interrupções devido às variações momentâneas de tensão, implicando em significativas perdas de produção.

Este contexto faz com que ocorra uma crescente demanda por fontes de tensão de alta qualidade, com estabilidade e baixo conteúdo harmônico. Os estabilizadores de tensão alternada surgem como uma forma atrativa para suprir o nicho de mercado de condicionadores de tensão e energia, pois têm como característica a correção dos distúrbios de amplitude e forma de onda na tensão da rede elétrica, ou seja, uma regulação de tensão frente à perturbações ou assimetrias no sistema elétrico.

Verifica-se na literatura uma busca por topologias de conversores ca, que possam atuar como condicionadores de tensão e resolver o problema de comutação inerentes da conversão ca-ca (Kwon, 2002). Em (Kwon, 1996; Kwon, 1998; Kim, 1998; Shinyama, 2002) foram apresentados conversores formados por quatro interruptores bidirecionais em corrente, cuja desvantagem é a necessidade de um comando complexo.

Recentes estudos em condicionadores de linha são as topologias propostas em (Petry, 2005; Kwon, 2002). Estas topologias possuem comando simples e robusto, operam com modulação PWM em alta frequência e processam

somente parte da potência de carga, aumentando a eficiência total da estrutura. Em (Rodrigues, 2005) é apresentado um conversor baseado em (Petry, 2005; Kwon, 2002), cuja vantagem está no uso de seis interruptores bidirecionais em corrente (menos um *braço*). Porém, para uma mesma potência de carga exige-se um transformador de isolamento muito maior do que o transformador das estruturas que lhe deram origem.

A estrutura de potência proposta (Fig.1) foi inspirada nos conversores de (Petry, 2005; Kwon, 2002), utilizando um conversor ca-ca indireto com *link* direto, apresentado por (Kwon, 2002). As principais vantagens da topologia são as facilidades de comando, 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.

O objetivo é apresentar o estudo de um condicionador de tensão ca operando em malha fechada, que visa o fornecimento de energia de qualidade a qualquer tipo de carga, seja ela linear ou não-linear. São apresentadas as metodologias de cálculo, os resultados por simulação e os ensaios de um protótipo de 10 kVA operando em malha fechada, validando a teoria e comprovando a viabilidade do estudo realizado.

2. Estrutura Proposta

O circuito de potência do compensador proposto é mostrado na Fig. 1. Esta estrutura possui compensação série de tensão alternada (Petry, 2005), cuja configuração lhe permite operar com apenas parte da potência de carga.

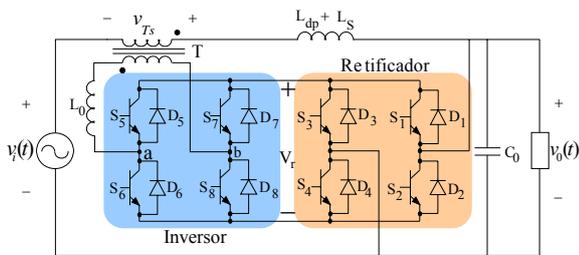


Fig. 1 - Topologia do condicionador de tensão alternada.

A topologia é uma derivação das propostas por (Petry, 2005; Kwon, 2002), onde se utiliza um conversor ca-ca indireto, 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. Porém, na prática, para evitar sobretensões nos interruptores do retificador e inversor, que podem ser geradas pelas indutâncias parasitas existentes no circuito, utiliza-se *snubbers* de pequeno tamanho. Há também, um transformador de isolamento 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_0 encontra-se em paralelo com a carga, atribuindo-lhe a característica de saída em tensão e, conseqüentemente, há uma melhora na dinâmica da tensão de saída do condicionador. A alimentação do conversor ca-ca é 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 maior do que a proposta por (Petry, 2005), acarretando em menores custos do estágio de potência.

Devido à disposição do capacitor C_0 , a indutância de dispersão L_{dp} intrínseca do transformador junto com a indutância intrínseca da rede de alimentação L_s auxilia na filtragem da tensão de saída do inversor, além de atuarem na saída do condicionador, resultando assim em um filtro multifuncional. Esta característica faz com que em determinados projetos não haja a necessidade de acréscimo físico de um indutor de filtragem L_0 , pois os valores de ($L_s + L_{dp}$), referidos ao lado primário do transformador T , são suficientes para a filtragem da tensão de saída do inversor.

3. Estratégia de Modulação

Para que na saída do retificador bidirecional em corrente se tenha o sinal de tensão $v_0(t)$ retificado, seus interruptores, S_1/S_2 e S_3/S_4 , serão comandados a conduzir em baixa frequência, com frequência de comutação fixa e igual a da rede elétrica F_r (Fig.2), onde $T_r = 1/F_r$.

O funcionamento do inversor de tensão está relacionado à estratégia de modulação utilizada. Existe um grande número de estratégias propostas (Perin, 2000). Porém, devido ao tipo de aplicação requerida, ou seja, deseja-se uma tensão de saída com forma senoidal e pouca harmôni-

ca, interessa analisar apenas as modulações por largura de pulsos (PWM), entre as quais se cita: PWM senoidal (SPWM) e PWM retangular (RPWM), sendo que estas podem ser de dois ou três níveis.

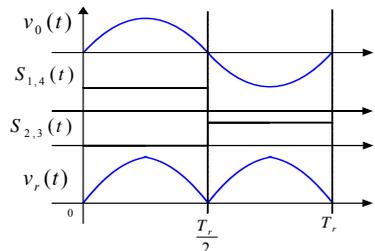


Fig. 2 - Estratégia de modulação do retificador bidirecional.

Nas modulações SPWM e RPWM pode-se utilizar uma portadora dente-de-serra ao invés de um sinal triangular para a comparação com a referência. Em (Holmes, 2003), é demonstrada a diferença entre as duas portadoras, onde se chega à conclusão que a utilização da dente-de-serra possui resultados piores em relação ao espectro harmônico de $v_{ab}(t)$, se comparada com a portadora triangular.

Em operação a três níveis há a necessidade de filtros de saída de menor volume se comparado com a estratégia a dois níveis (Perin, 2000). Assim, a modulação a três níveis com portadoras triangulares $v_{srr}(t)$ será utilizada para o comando dos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8 .

Em (Petry, 2005), demonstra-se que a modulação RPWM a três níveis possui vantagens, se comparada com a SPWM a três níveis, pois o espectro harmônico da tensão $v_{ab}(t)$ apresenta melhor resultado. Define-se então, a modulação RPWM a três níveis para o comando do inversor bidirecional.

Para se obter a razão cíclica no tempo $d(t)$, como uma relação entre a tensão de saída do inversor $v_{Tp}(t)$ e a tensão em sua entrada $v_r(t)$, assume-se que a frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência da rede elétrica e que a tensão de saída do inversor seja maior que zero e em fase com a tensão de saída do condicionador. Utilizando a modelagem por valores médios instantâneos, pode-se escrever as expressões (1) e (2) para um inversor RPWM.

$$d_{RPWM}(t) = \frac{v_{Tp}(t)}{v_r(t)} = \frac{V_{Tp} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t)}{V_r \cdot |\text{sen}(\omega_r \cdot t)|} = k \cdot \frac{\text{sen}(\omega_r \cdot t)}{|\text{sen}(\omega_r \cdot t)|} \quad (1)$$

$$d_{RPWM}(t) = \begin{cases} +k & 0 \leq \omega_r \cdot t < \pi \\ -k & \pi < \omega_r \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad k = \frac{V_{Tp}}{V_r} \quad (2)$$

A Fig. 3 mostra a lógica de modulação e a tensão de saída do inversor. A tensão de referência $v_{ref}(t)$ representa o comportamento da razão cíclica no tempo que, para RPWM, é uma tensão retangular.

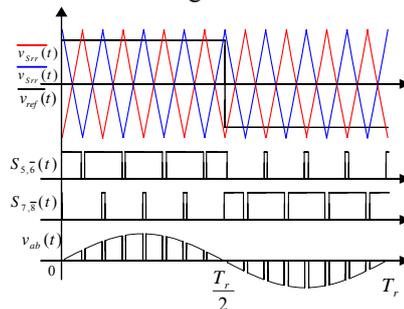


Fig. 3 – Exemplo da modulação RPWM a três níveis.

4. Etapas de Funcionamento

O funcionamento do conversor ca-ca bidirecional em corrente está relacionado à estratégia de modulação utilizada, tanto em sua parte retificadora, como na inversora (Holmes, 2003). Definida a estratégia RPWM a três níveis, e considerando uma carga do tipo linear resistiva e indutiva, em regime permanente, verificam-se duas etapas de funcionamento oriundas da parte retificadora e cinco etapas da inversora, que são dependentes da polaridade da tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ e da corrente de entrada $i_s(t)$.

Durante a descrição das etapas de funcionamento, foram consideradas algumas simplificações: a resistência série da rede foi desprezada e a sua indutância intrínseca L_s referida ao primário do transformador. Assim, L_s fica associada em série com a indutância de dispersão do transformador L_{dp} , junto com a indutância do filtro do inversor, resultando em uma indutância única L_o ; todos os outros elementos do circuito foram considerados ideais.

As duas etapas de operação do retificador bidirecional são determinadas pela polaridade de $v_o(t)$:

1 – Para $v_o(t) > 0$: S_1 e S_4 estão comandados a conduzir, porém conduzem apenas quando $i_s(t) < 0$. Com $i_s(t) > 0$, D_1 e D_4 conduzem (Fig. 4).

2 – Para $v_o(t) < 0$: S_2 e S_3 estão comandados a conduzir, porém conduzem apenas quando $i_s(t) > 0$. Com $i_s(t) < 0$, D_2 e D_3 conduzem (Fig. 5).

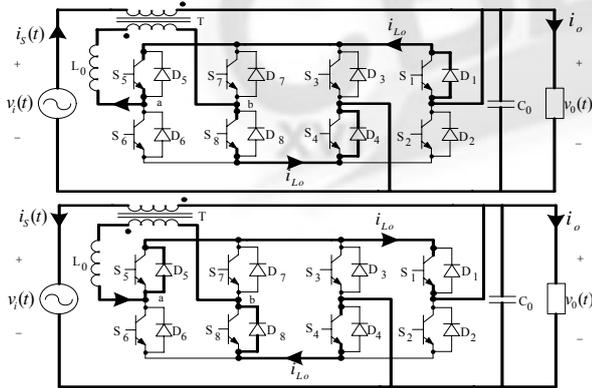


Fig. 4 - 1ª Etapa de operação do retificador.

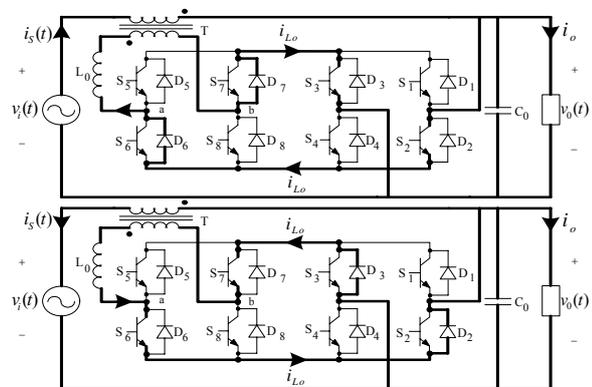


Fig. 5 - 2ª Etapa de operação do retificador.

No caso do inversor de tensão, os interruptores serão comandados de acordo com a estratégia de modulação RPWM a três níveis. As suas cinco etapas de operação são:

1 – S_5 e S_8 são comandados a conduzir. As tensões $v_o(t)$ e $v_{ab}(t)$ são positivas. Com $i_s(t) > 0$, S_5 e S_8 conduzem i_{L_o} . Com $i_s(t) < 0$, D_5 e D_8 a conduzem (Fig. 6).

2 – Os interruptores S_5 e S_7 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é nula, e $v_o(t)$ pode assumir qualquer sinal. S_5 e D_7 conduzem i_{L_o} apenas quando $i_s(t) > 0$. Caso $i_s(t) < 0$, D_5 e S_7 a conduzem (Fig. 7).

3 – S_6 e S_7 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é negativa. Os diodos D_6 e D_7 conduzem i_{L_o} quando $i_s(t) > 0$. Caso $i_s(t) < 0$, S_6 e S_7 conduzem (Fig. 8).

4 – S_6 e S_8 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é nula. E $v_o(t)$ pode assumir qualquer sinal. D_6 e S_8 conduzem i_{L_o} quando $i_s(t) > 0$. Com $i_s(t) < 0$, S_6 e D_8 conduzem (Fig. 9).

5 – S_5 e S_8 estão bloqueados. $v_{ab}(t)$ é positiva se $i_s(t) < 0$, $v_{ab}(t)$ é negativa se $i_s(t) > 0$. D_6 e D_7 conduzem i_{L_o} para $i_s(t) > 0$. Com $i_s(t) < 0$, D_5 e D_8 conduzem (Fig. 10).

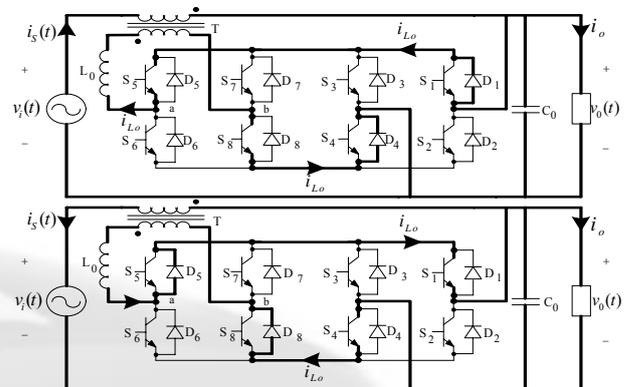


Fig. 6 - 1ª Etapa de operação do inversor.

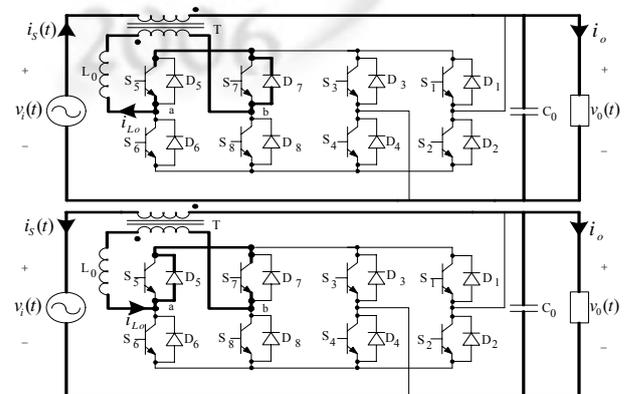


Fig. 7 - 2ª Etapa de operação do inversor.

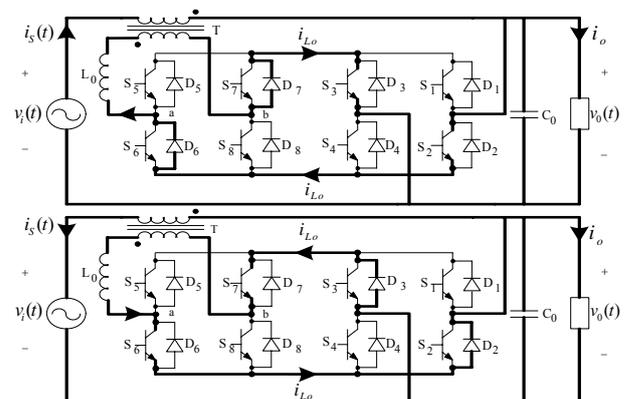


Fig. 8 - 3ª Etapa de operação do inversor.

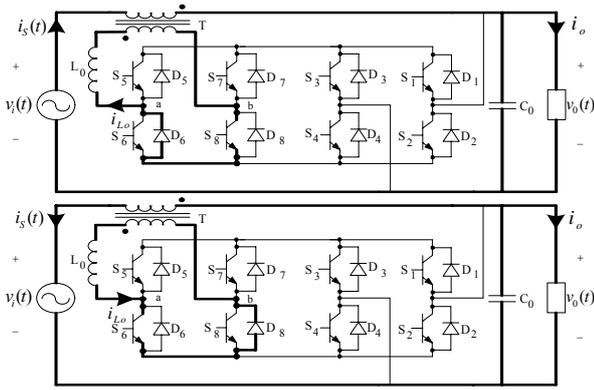


Fig. 9 - 4ª Etapa de operação do inversor.

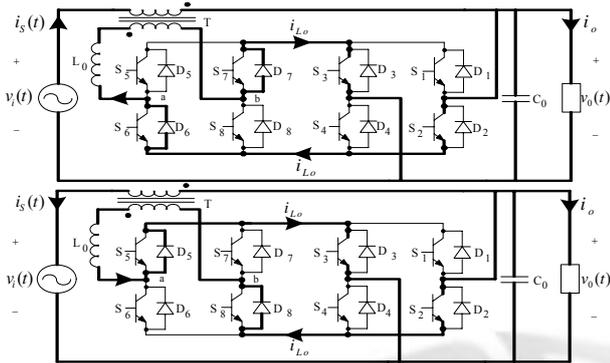


Fig. 10 - 5ª Etapa de operação do inversor.

Na Fig. 11 têm-se as principais formas de onda do conversor, nas condições de soma e subtração da tensão de compensação.

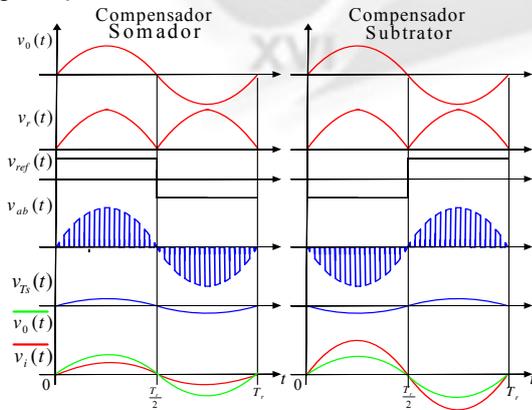


Fig. 11 – Principais formas de onda para operação RPWM a três níveis.

5. Estudo Analítico e Controle do Conversor

5.1. Principais expressões analíticas

A análise matemática foi realizada para o conversor operando com modulação RPWM três níveis, considerando-se que a tensão de entrada possa ter uma variação (Δ), de $\pm 20\%$ em relação ao seu valor nominal dado pela expressão (3). A partir da análise da tensão $v_{ab}(t)$ da parte inversora do conversor ca-ca, obteve-se o ganho estático da estrutura (4). A relação de transformação de T é dada por (5).

No dimensionamento do filtro da saída do condicionador e do inversor é necessário determinar as ondulações

máximas de tensão e de corrente no mesmo. Para isto, considerou-se as indutâncias do circuito L_{dps} , L_S e L_o referidas ao lado secundário do transformador como L_{eq} . Através da análise das formas de onda da tensão do capacitor C_o e da corrente em L_{eq} no período de comutação, obteve-se as respectivas expressões (6) e (7), onde T_s é o período de comutação e D_{max} é a máxima razão cíclica de operação.

É importante ressaltar que a expressão (7) representa a situação onde ocorrem as máximas ondulações de tensão para toda a faixa de variação da razão cíclica $d(t)$ em qualquer projeto, ou seja, em regime permanente nenhuma combinação de parâmetros do conversor levará a uma ondulação maior do que a dada por (7).

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

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{N}{N - d(t)} \quad (4)$$

$$n_1 = \frac{v_{Tp}(t)}{v_{Ts}(t)} = \frac{1}{\Delta} \cdot D_{max} \quad (5)$$

$$\Delta I_{Leq}(t) = \frac{v_o(t) - |(v_o(t) - v_i(t)) \cdot N|}{2 \cdot L_{eq} \cdot N} \cdot d(t) \cdot T_s \quad (6)$$

$$\Delta V_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \left[\frac{\Delta I_{Leq}(t) \cdot (N - |d(t)|) \cdot T_s}{16 \cdot N} + \frac{i_o(t)^2 \cdot |d(t)| \cdot (1 - |d(t)|) \cdot T_s}{4 \cdot \Delta I_{Leq}(t) \cdot (N - |d(t)|) \cdot (N - 1)} \right] \quad (7)$$

5.2. Controle do Conversor:

Para o estudo da operação em malha fechada, escolhe-se a técnica de controle linear da tensão de saída do tipo realimentada. O circuito completo é mostrado na Fig. 12.

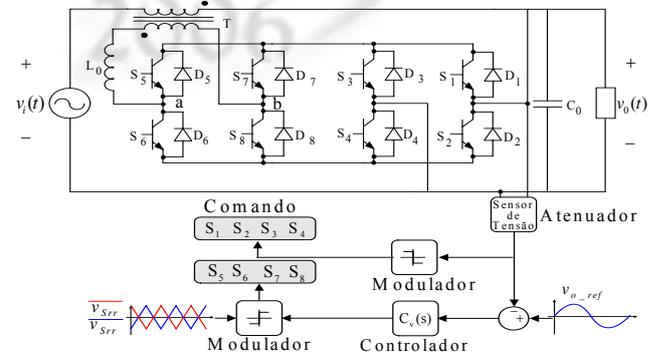


Fig. 12 – Circuito de controle do conversor.

Uma vez definida a malha de controle, é necessário obter o modelo matemático da topologia. Para tal serão obtidas as funções de transferência da planta por valores médios instantâneos, que relacionam a tensão de saída com a razão cíclica ($G(s)$) e com a tensão de entrada ($F(s)$). $C_v(s)$ representa o compensador de tensão.

Para a modelagem serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro de um intervalo de comutação. Por simplificação, considera-se: a frequência de comutação muito maior do que a frequência da rede; a carga puramente resistiva; interruptores e diodos ideais; resistência série equivalente dos indutores e capacitor C_o desprezíveis.

Sendo o inversor um conversor do tipo Buck, operando com modulação três níveis, pode-se modelá-lo como

um circuito cc-cc, no ponto de máxima tensão (pico), utilizando o modelo da chave PWM de Vorpérian (Vorpérian, 1988). Obtêm-se então as expressões (8) e (9).

$$G(s) = \frac{\frac{V_o}{d}}{\frac{d}{V_i}} = \frac{\frac{-s \cdot L_{eq} \cdot N^2 \cdot V_o}{R_o \cdot (N-D)} + V_o \cdot (N-D)}{s^2 \cdot L_{eq} \cdot C_o \cdot N^2 + \frac{s \cdot L_{eq} \cdot N^2}{R_o} + (N-D)^2} \quad (8)$$

$$F(s) = \frac{\frac{V_o}{V_i}}{\frac{V_o}{V_i}} = \frac{N \cdot (N-D)}{s^2 \cdot L_{eq} \cdot C_o \cdot N^2 + \frac{s \cdot L_{eq} \cdot N^2}{R_o} + (N-D)^2} \quad (9)$$

Analisando a expressão (8), observa-se a existência de 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. Verifica-se também a influência da carga R_o na dinâmica do sistema.

O efeito do zero no semiplano direito e a influência da resistência de carga na dinâmica do sistema podem ser observadas na Fig. 13, onde se traçou o diagrama de bode da expressão (8) para dois diferentes valores de R_o .

De acordo com as características da topologia, a operação em malha fechada com utilização de um compensador linear rápido poderia levar o sistema à instabilidade frente às perturbações no sistema. Assim, deve-se projetar um controlador linear robusto, limitando a resposta dinâmica do conversor, inibindo a ação de filtragem ativa, porém garantindo-se a estabilidade do mesmo.

Um controlador PID linear (proporcional-integral-derivativo), cuja configuração pode ser visualizada na Fig. 14, permite obter bons resultados em malha fechada e será usado na estrutura. Sua expressão é dada por (10).

$$C_v(s) = \frac{(1 + sR_2C_1)(1 + sR_3C_2)}{s(R_1 + R_2)C_2 \left[1 + s \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} C_1 \right]} \quad (10)$$

É importante ressaltar que a referência de tensão para o controle do conversor deve ser sincronizada com a tensão de entrada do conversor. Caso esta tenha variação de frequência, a referência deve acompanhá-la, pois a tensão de saída sempre deve estar em fase com a da entrada.

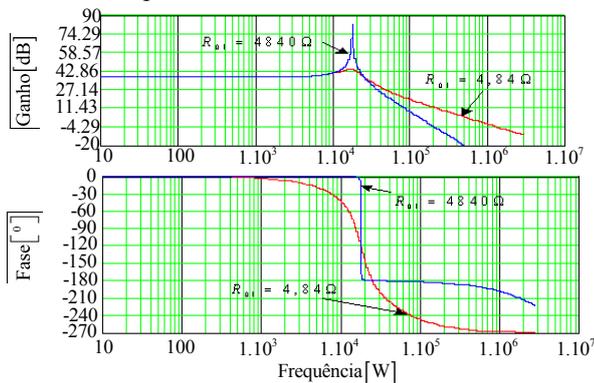


Fig. 13 – Diagrama de Bode de $G(s)$ para diferentes cargas.

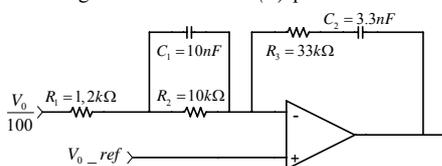


Fig. 14 – Compensador de tensão.

6. Exemplo de Projeto e Resultados Experimentais

6.1. Especificações de Projeto

O condicionador projetado para ensaios em laboratório (Fig. 15) possui as seguintes especificações:

- $V_i = 220 \pm 20[V]$ - Tensão de entrada (valor eficaz);
- $V_o = 220[V]$ - Tensão de saída (valor eficaz);
- $S_o = 10[kVA]$ - Capacidade de potência de saída;
- $F_r = 60[Hz]$ - Frequência da rede;
- $F_s = 20[kHz]$ - Frequência de comutação;
- $N = 4$ - Relação de transformação de T;
- $L_{eq} = 150[\mu H]$, $C_o = 20[\mu F]$ - Filtro de saída;

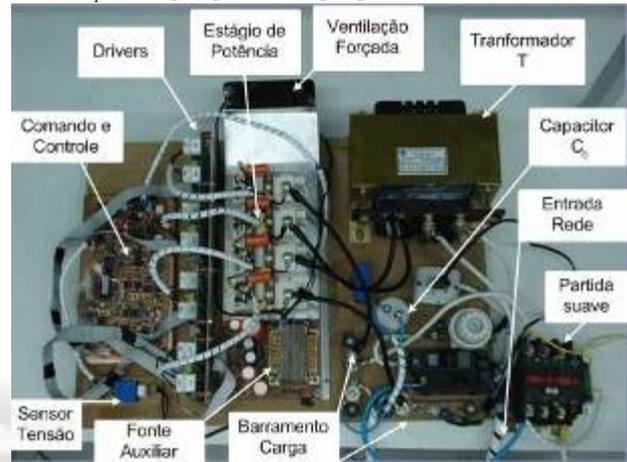


Fig. 15 – Condicionador de tensão ensaiado.

6.2. Ensaio com carga linear

Na operação em malha fechada com uma carga linear utilizando o compensador de tensão da Fig. 14, obtêm-se as formas de onda da tensão de saída (Ch3) e entrada (Ch2), em regime permanente, junto com a tensão de referência $v_{ref}(t)$ (Ch1) e corrente no secundário do transformador T (Ch4), que estão representadas na Fig. 16 (Região 1). Nota-se que a tensão de saída tem um formato senoidal e com baixo conteúdo harmônico. Ainda na Fig. 16 (Região 2) apresenta-se o comportamento da tensão de saída frente a um transitório de carga de 0W para 5kW (50%). Verifica-se que a tensão de saída é corrigida, mostrando que o sistema é praticamente insensível a esta perturbação.

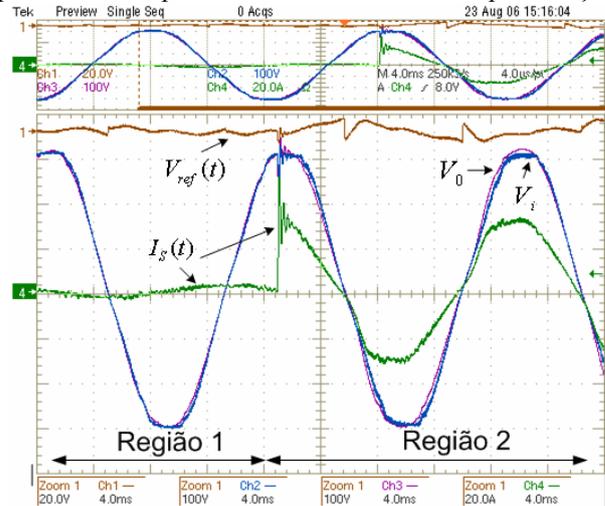


Fig. 16 – Operação com degrau de carga.

Na Fig. 17, em operação sem carga, pode ser observado o comportamento da tensão de saída para uma tensão de entrada com alta distorção harmônica. E por fim, na Fig. 18 demonstra-se um transitório na tensão de entrada de +20% do valor nominal (220V para 264V eficazes). Em ambas as figuras verifica-se que o sistema mantém-se estável corrigindo rapidamente a tensão de saída no valor desejado, mesmo na operação sem carga, onde o sistema tende a ser bastante oscilatório.

Nas Fig. 16, 17 e 18 nota-se que as tensões de entrada e saída possuem ondulação em alta frequência, que é consequência da corrente requerida pelo conversor. Esta corrente provoca uma queda de tensão na impedância da linha, por isso surge a ondulação de tensão na frequência de comutação da parte inversora do condicionador de tensão.

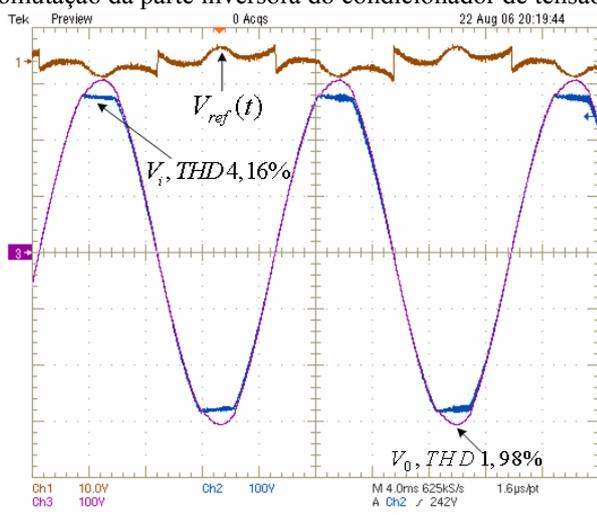


Fig. 17 – Operação com tensão de entrada com 4,16% de THD.

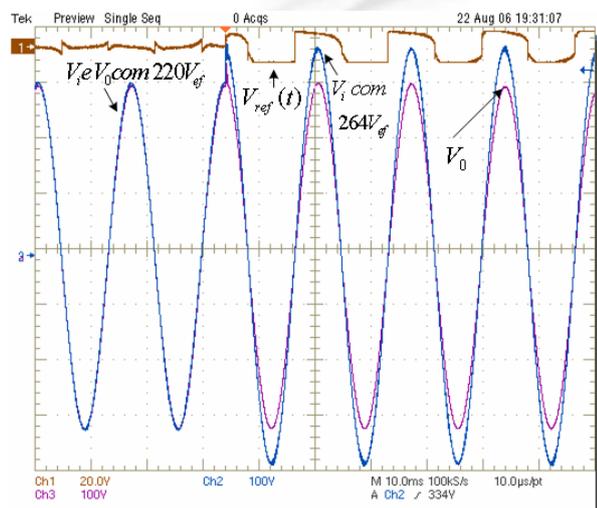


Fig. 18 – Operação com degraus de tensão na entrada de +20%.

8. Conclusão

Neste artigo foi apresentado um condicionador de tensão alternada, operando em alta frequência. Foram expostas as características da estrutura, técnicas de modulação para os interruptores, as etapas de funcionamento e principais formas de onda do conversor ca-ca.

Foram definidas as estratégias de modulação no estágio retificador, em baixa frequência (60 Hz) e em sincronismo com a tensão de saída do condicionador, e no estágio inversor, RPWM de três níveis em alta frequência (20 kHz). Apresentou-se o estudo analítico do circuito de potência da estrutura, bem como o seu controle linear em malha fechada.

Projetou-se um condicionador com capacidade de 10 kVA, cujos resultados experimentais comprovaram a capacidade de fornecimento de uma tensão de saída com baixo conteúdo harmônico, mesmo com grandes distorções na tensão de entrada. Embora tenha sido utilizado um compensador linear lento, a resposta dinâmica para variações de carga e na tensão de entrada é muito boa, levando cerca de 1 ms para condicionar a tensão na saída. Assim, esta topologia se mostra adequada para implementação de condicionadores de tensão alternada.

9. Referências Bibliográficas

- Holmes, D. Grahame and LIPO, Thomas A. (2003). Pulse Width Modulation for Power Converters. USA; John Wiley & Sons.
- Kim, J. H., Min, B. D., Kwon, B. H. and Won, S. C. (1998). A PWM buck-boost AC chopper solving the commutation problem. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, N^o 5, pp. 832-835.
- Kwon, B. H, Min, B. D. and Kim, J. H. (1996). Novel topologies of AC choppers. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 143, N^o 4, pp. 323-330.
- Kwon, B. H, Min, B. D. and Kim, J. H. (1998). Novel commutation technique of AC-AC converters. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 145, N^o 4, pp. 295-300.
- Kwon, B. H., Jeong, G. Y., Han, S. H. and Lee, D. H. (2002) Novel line conditioner with voltage up/down capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49 N^o 5, pp. 1110-1119.
- Patchett, G. N. (1970). Automatic Voltage Regulators and Stabilizers. Great Britain, Pitman Press – Third edition.
- Perin, Arnaldo J. 2000. Curso - Modulação PWM. Florianópolis.
- Petry, Clóvis Antônio. Estabilizadores de Tensão Alternada para Alimentação de Cargas Não-lineares: Estudo de Variações Topológicas e Métodos de Controle. *Tese de Doutorado*, UFSC 2005.
- Rodrigues, J. P., Petry, C. A., Barbi, I. (2005). A Novel Converter Topology and its Application in Line Voltage Conditioner, *ISIE 2005 - 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, June 20-23, 2005, Dubrovnik, pp. 589 – 594.
- Shinyama, T., Ueda, A. and Torri, A. (2002). AC chopper using four switches. *Power Conversion Conference. Proceedings of the PCC Osaka*. Vol. 3, pp. 1056-1060.
- Vorpérian, V. (1988). Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode. *VPEC Seminar Tutorials*, Virginia.