

TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA REDUÇÃO DA DHT DE CORRENTE APLICADA A RETIFICADOR BOOST BRIDGELESS EM MCD

Caio G. da S. Moraes, Mateo D. Roig G., Telles B. Lazzarin

Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis - SC, Brasil
e-mail: caio.guimoraes@gmail.com, mateodaniel.roigg@gmail.com, telles@inep.ufsc.br

Resumo – Tradicionalmente, os retificadores do tipo *Boost* operando no modo de condução descontínua (MCD) não usam controle de corrente e operam com razão cíclica constante, mas apresentam uma distorção harmônica significativa devido à presença de uma componente de 3ª harmônica. O presente artigo equaciona matematicamente o problema e propõe o uso de uma técnica de modulação que corrige a razão cíclica durante o período da rede e, assim, elimina significativamente a distorção harmônica da corrente, sem adicionar sensores de corrente. A técnica de modulação utilizada já foi apresentada na literatura, no entanto, este artigo demonstra um maior detalhamento matemático da estratégia e propõe uma metodologia para determinar o índice de modulação ótimo. Adicionalmente, propõe-se também uma alternativa para tornar a técnica menos susceptível às variações da tensão de entrada. De modo a validar o estudo teórico, construiu-se um protótipo de 500 W do retificador *Boost bridgeless* modificado, com tensão eficaz de entrada de 220 V, tensão de saída de 450 V e frequência de comutação de 58,6 kHz. Resultados experimentais apresentaram uma melhoria na distorção harmônica total de 22,17% para 4,88% e no fator de potência de 0,977 para 0,996, ambos em carga nominal.

Palavras-chave – Condução Descontínua, Correção do Fator de Potência, Redução da Distorção Harmônica, Retificador *Boost Bridgeless* Modificado, Técnica de Modulação.

MODULATION TECHNIQUE FOR REDUCING CURRENT THD APPLIED TO BOOST BRIDGELESS RECTIFIER IN DCM

Abstract – Traditionally, Boost type rectifiers operating in discontinuous conduction mode (DCM) do not use current control and work with constant duty cycle. However, they present a higher harmonic distortion due to the presence of a 3rd harmonic component. The paper mathematically discusses this issue and proposes a modulation technique, which corrects the duty cycle during the grid period. Therefore, it significantly eliminates the harmonic distortion of the current without adding current sensors. The approached modulation technique is already known in literature, however, this paper proposes a greater mathematical detail of the

strategy and a methodology to obtain the optimum modulation index. In addition, an alternative for the technique is proposed for it to become less susceptible to input voltage variations. A 500 W prototype with rms input voltage of 220 V, output voltage of 450V and switching frequency at 58,6 kHz of the modified bridgeless Boost rectifier was built to verify the theoretical study. Experimental results showed an improvement in total harmonic distortion from 22,17 % to 4.88 % and power factor from 0.977 to 0.996, both at rated power.

Keywords – Discontinuous Conduction Mode, Harmonic Distortion Reduction, Modified Bridgeless Boost Rectifier, Modulation Technique, Power Factor Correction.

I. INTRODUÇÃO

Retificadores com correção ativa do fator de potência operando no modo condução descontínua (MCD) são muito utilizados em aplicações de baixa potência devido às reduzidas perdas por comutação, reduzido tamanho do indutor, além de evitarem problemas de recuperação reversa nos diodos e de apresentarem uma estratégia de controle simplificada [1], [2]. Para determinadas topologias, uma das principais vantagens da operação em MCD é o fato da corrente de entrada seguir naturalmente a forma de onda da tensão da rede elétrica, emulando assim uma carga puramente resistiva [3]. Em razão disso, tipicamente, emprega-se apenas uma malha para a regulação da tensão de saída, mantendo-se a razão cíclica constante em um determinado ponto de operação [1], [3]–[6].

Dentre as diversas topologias existentes, o conversor *Boost* em cascata com uma ponte retificadora, conhecido na literatura como retificador *Boost PFC* (do inglês *Power Factor Corrector*), e estruturas derivadas desta configuração, como a família de retificadores *Boost bridgeless*, se destacam pela simplicidade do circuito, baixo custo e pela característica de fonte de corrente para a entrada [7]–[9].

Apesar dessas vantagens, os retificadores do tipo *Boost* não possuem uma excelente característica como seguidores de tensão [3]. Em outras palavras, a operação em condução descontínua com razão cíclica fixa introduz uma distorção indesejável na corrente de entrada [1], diferentemente dos retificadores baseados nos conversores *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta* [4]–[6]. Para contornar esse problema, sem comprometer os esforços de tensão nos semicondutores, torna-se necessário modular a razão cíclica apropriadamente em um período da rede elétrica, em vez de mantê-la constante.

Nesse contexto, diferentes técnicas de modulação podem ser encontradas na literatura [2], [10]–[15]. Em [10] é apresentado um método de controle, o qual utiliza a razão

Artigo submetido em 19/03/2019. Primeira revisão em 25/04/2019. Aceito para publicação em 17/07/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.3.0023>

cíclica variável para reduzir a distorção da corrente de entrada e, ao mesmo tempo, altera a frequência de comutação para regular a tensão de saída. Visto que a frequência de comutação depende das mudanças na carga e na tensão da rede, sua larga faixa de variação pode comprometer o rendimento do circuito, além de exigir maior atenção no projeto do filtro.

Como alternativa, técnicas de injeção de harmônicas foram propostas em [11] e [12]. Apesar de funcionarem com frequência de comutação constante e de apresentarem um ótimo desempenho na redução da distorção harmônica total (DHT) da corrente, estas necessitam de algoritmos ou circuitos complexos para sincronismo com a rede elétrica.

A fim de facilitar a implementação, alguns métodos utilizam uma alimentação direta (ou *feedforward* no inglês) da tensão de entrada para modular a razão cíclica, dispensando assim o sincronismo com a rede [2], [13]–[16]. Dentre estes, os métodos propostos em [15] e em [16] são mais simples de implementar, pois não apresentam operações matemáticas de divisão e de raiz quadrada, o que viabiliza o uso de microcontroladores de menor capacidade de processamento.

De maneira geral, ambos os métodos utilizam um índice de modulação (m) que multiplica a parcela variável da razão cíclica proveniente da alimentação direta da tensão de entrada. [16] utiliza um valor fixo pré-definido para m . Já [15] calcula um m ótimo como sendo uma fração do sinal de erro compensado da malha de tensão, o qual é sensível às variações de carga. Em razão disso, obtém-se baixa DHT de corrente para uma larga faixa de potência. Contudo, nenhum dos trabalhos apresentam um estudo analítico aprofundado nem uma maneira efetiva de se obter o índice de modulação ótimo. Além disso, ambas as técnicas são dependentes da tensão de entrada.

Como contribuição, este artigo propõe um indicativo confiável na escolha do índice de modulação ótimo empregado na técnica proposta por [15]. O valor de m é obtido por meio de ábacos, sendo este equivalente ao ponto no qual ocorre o menor nível da DHT. Com objetivo de reduzir a dependência dessa técnica com relação à tensão de entrada, propõe-se a utilização de uma tabela contendo o índice de modulação ótimo para diferentes níveis de tensão. A tabela é armazenada em um microcontrolador e acessada por uma rotina de controle secundária, que pode ser executada apenas na inicialização do sistema. De forma a validar o estudo teórico, o artigo apresenta resultados experimentais obtidos em um conversor *Boost bridgeless* modificado, proposto por [17], de potência nominal (P_o) de 500 W, tensão eficaz de entrada (V_r) de 220 V, tensão de saída (V_o) de 450 V e frequência de comutação (f_s) de 58,6 kHz. É importante ressaltar que a técnica em questão pode ser aplicada em outros retificadores da família *Boost* operando no MCD.

II. DESCRIÇÃO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Conforme mencionado, o conversor utilizado neste trabalho foi proposto por [17] e está ilustrado na Figura 1. Comparado com a topologia *Boost bridgeless* convencional, este apresenta um ruído em corrente de modo comum reduzido devido à presença dos diodos D_3 e D_4 , que fornecem um caminho de baixa frequência entre a fonte de alimentação CA e o terra de referência do circuito CC [9]. Essa característica,

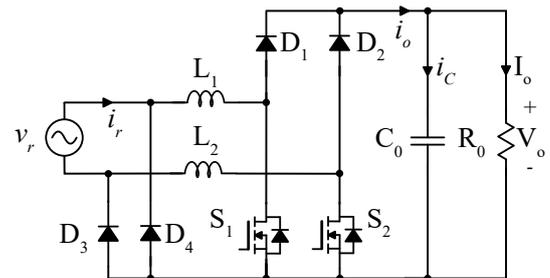


Fig. 1. Retificador *bridgeless* com dois circuitos *Boost* [17].

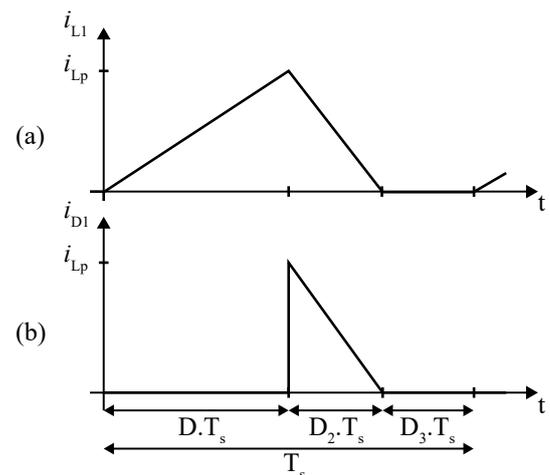


Fig. 2. Formas de onda das correntes: (a) no indutor L_1 e (b) no diodo D_1 para um período de comutação.

todavia, é mais predominante no modo de condução contínua, visto que em condução descontínua a tensão sobre esses diodos varia em alta frequência. No entanto, a escolha dessa topologia no MCD se justifica pelo fato dos semicondutores e dos indutores operarem em apenas um semiciclo da rede elétrica, diminuindo os esforços de corrente sobre eles. Por esse motivo, torna-se possível trabalhar com potências mais elevadas do que o recomendável para o modo descontínuo e, assim, alcançar melhores rendimentos.

Com relação ao modo de funcionamento, pode-se tratar essa topologia como um retificador *bridgeless* com dois circuitos *Boost*, um para cada semiciclo da rede elétrica. Durante o semiciclo positivo, o primeiro conversor *Boost* ($L_1 - S_1 - D_1$) é ativado pela polarização do diodo D_3 , que conecta a fonte de alimentação CA ao terra de referência do circuito CC. Já durante o semiciclo negativo, o segundo conversor *Boost* ($L_2 - S_2 - D_2$) entra em operação por meio do diodo D_4 . Dessa maneira, devido à simetria do circuito, pode-se analisar o funcionamento do conversor durante um único semiciclo da tensão de entrada considerando o comportamento do circuito equivalente a um conversor *Boost* convencional [2], [17].

Embora não esteja representado na Figura 1, a operação no modo de condução descontínua requer um filtro na entrada para limitar o conteúdo harmônico da corrente pulsada nos indutores L_1 e L_2 . Tipicamente, utiliza-se um filtro LC passa baixas, que pode ser dimensionado conforme os procedimentos descritos em [18].

III. ANÁLISE DA DISTORÇÃO NA CORRENTE DE ENTRADA

A análise matemática apresentada nesta seção considera apenas o semiciclo positivo da rede elétrica. Sendo assim, a Figura 2 mostra as formas de onda das correntes no indutor L_1 e no diodo D_1 para um período de comutação (T_s). Devido à operação no modo de condução descontínua, existem três etapas de funcionamento, que são evidenciadas pelos intervalos $D.T_s$, $D_2.T_s$ e $D_3.T_s$.

Assumindo que a tensão da rede elétrica (v_r) é constante em um período de comutação, a primeira etapa se caracteriza pelo armazenamento de energia no indutor, na qual se verifica o crescimento linear da corrente, dado pela taxa v_r/L_1 . Do ponto de vista da rede elétrica, no entanto, a tensão v_r tem uma variação senoidal, com valor de pico V_p . Logo, considerando $L_1 = L_2 = L$, o valor de pico da corrente no indutor é, então, definido por

$$i_{L_p} = \frac{v_r D T_s}{L} = \frac{V_p D T_s}{L} \text{sen}(\omega t), \text{ para } 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (1)$$

Ao analisar (1), verifica-se que se a razão cíclica (D) for mantida constante durante um período completo da rede elétrica, i_{L_p} apresentará uma envoltória senoidal, assim como a tensão de entrada. Essa é a grande vantagem da operação no modo de condução descontínua, visto que a corrente de entrada segue a forma de onda da tensão, sem a necessidade de uma malha de controle.

A segunda etapa de operação, por sua vez, se caracteriza pelo fornecimento da energia armazenada na etapa anterior, por parte do indutor. A corrente nesse elemento decresce linearmente até se anular, com uma taxa $(v_r - V_o)/L_1$, onde V_o representa a tensão média de saída. O intervalo de tempo correspondente a essa etapa é descrito por

$$D_2 T_s = \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{V_o - V_p \text{sen}(\omega t)} D T_s \xrightarrow{\alpha = V_p/V_o} \frac{\alpha \text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} D T_s, \quad (2)$$

em que α equivale à razão entre a tensão de pico na entrada do conversor e a tensão média na saída, $\alpha = V_p/V_o$.

Com a adição do filtro na entrada, a corrente vista pela a rede elétrica (i_r) pode ser aproximada pelo valor médio quase instantâneo da corrente no indutor, que é determinado conforme

$$i_r = \underbrace{\frac{V_p D^2 T_s}{2L} \text{sen}(\omega t)}_{i_{a(med)}} + \underbrace{\frac{D^2 T_s}{2L} \frac{V_p^2 \text{sen}(\omega t)^2}{V_o - V_p \text{sen}(\omega t)}}_{i_{f(med)}}, \quad (3)$$

onde $i_{a(med)}$ é o valor médio da forma de onda da corrente no indutor durante a primeira etapa e $i_{f(med)}$ durante a segunda etapa de operação. A soma de ambos fornece o comportamento do valor médio quase instantâneo da corrente no indutor em um período de comutação. É importante salientar que a corrente de entrada filtrada terá o mesmo comportamento.

Visto que $i_{a(med)}$ é proporcional à tensão de entrada, essa parcela não irá conter harmônicas de baixa frequência. Por

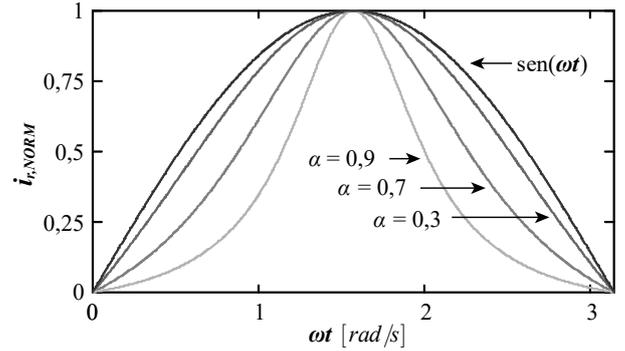


Fig. 3. Forma de onda teórica da corrente de entrada normalizada.

outro lado, nota-se que $i_{f(med)}$ é uma função não linear dessa tensão e, por isso, irá contribuir com harmônicas de baixa frequência, principalmente as de terceira, quinta e sétima ordem [11]. Isto posto, pode-se concluir que a distorção na corrente de entrada ocorre devido à variação do intervalo da segunda etapa, quando a razão cíclica é mantida constante [1].

Além disso, essa distorção depende da relação entre o valor de pico da tensão da rede elétrica e a tensão de saída. Isso pode ser verificado pela expressão (4), que foi obtida a partir de (3).

$$i_r = \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{V_o V_p \text{sen}(\omega t)}{V_o - V_p \text{sen}(\omega t)} = \frac{V_p D^2}{2f_s L} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)}. \quad (4)$$

Para melhor analisar essa dependência, a Figura 3 mostra a forma de onda da corrente de entrada normalizada, conforme (5), em função de α . Observa-se que quanto maior for α , maior será a distorção na corrente. Em contrapartida, a medida que α diminui, a forma de onda da corrente se aproxima cada vez mais de uma onda senoidal pura.

$$i_{r,NORM} = i_r \left[\frac{2f_s L (1 - \alpha)}{V_p D^2} \right] = \frac{(1 - \alpha) \text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)}. \quad (5)$$

IV. ESTRATÉGIA PARA REDUÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA NA CORRENTE DE ENTRADA

Diante do que foi exposto na seção anterior, uma maneira simples de reduzir a distorção na corrente de entrada é diminuir o valor de α . Para isso, deve-se elevar a tensão de saída, de modo que a corrente se anule mais rapidamente durante a segunda etapa, reduzindo assim o seu intervalo de duração. Entretanto, essa abordagem resulta num elevado estresse de tensão nos semicondutores do retificador, e também do segundo estágio de regulação [2], caso este seja usado.

Uma outra maneira de resolver o problema é alterar a razão cíclica de tal forma que a corrente de entrada se torne proporcional à tensão da rede elétrica. Sendo assim, reescrevendo (4) com base na relação (2), obtém-se

$$i_r = \frac{D(D + D_2) T_s V_p}{2L} \text{sen}(\omega t). \quad (6)$$

A equação (6) demonstra que se o termo $D(D + D_2)$ for

mantido constante, a corrente i_r será proporcional à tensão de entrada. Logo, define-se

$$D(D + D_2) = K, \quad (7)$$

em que K representa uma constante.

Substituindo D_2 pela relação (2) e manipulando matematicamente o resultado, determina-se uma expressão para a razão cíclica, conforme

$$D = \sqrt{K} \sqrt{1 - \alpha \sin(\omega t)}. \quad (8)$$

Evidentemente, quando a tensão da rede elétrica passar por zero, o termo senoidal da expressão (8) se anula e a razão cíclica atinge seu valor máximo (D_{max}), o que permite escrever

$$K = D_{max}^2, \quad (9)$$

e, por fim

$$D = D_{max} \sqrt{1 - \alpha \sin(\omega t)}, \text{ para } 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (10)$$

Substituindo (10) em (4), verifica-se que a proporcionalidade entre a tensão e a corrente de entrada é alcançada, tal como reforçado em (11).

$$i_r = \frac{V_p D_{max}^2}{2f_s L} \sin(\omega t) \quad (11)$$

Essa técnica de modulação foi proposta inicialmente por [2] e permite reduzir significativamente o conteúdo harmônico da corrente, além de manter o fator de potência próximo a unidade para uma larga faixa de variação da tensão da rede. Contudo, visto que a técnica exige operações de multiplicação, divisão e raiz quadrada, sua implementação analógica se torna muito complexa. Já a implementação digital requer microcontroladores de alta performance, alta velocidade de processamento e com unidades aritméticas específicas.

Uma alternativa para tal problema é armazenar os resultados de (10) em uma tabela, o que evita os cálculos mais complexos pelo processador. Entretanto, seria necessário uma quantidade relativamente grande de dados para garantir uma boa resolução da razão cíclica, além de uma estratégia para sincronizar a tabela com a tensão da rede elétrica (como por exemplo um circuito detector de passagem por zero). Uma solução semelhante a essa foi proposta em [19].

Outra opção é simplificar a expressão (10), com o intuito de facilitar a sua implementação. Nesse sentido, adotar-se-á $u = |\sin(\omega t)|$, conforme proposto em [13]. Ao substituir essa variável em (10), obtém-se a seguinte expressão

$$D = D_{max} \sqrt{1 - \alpha u}. \quad (12)$$

Expandindo (12) em uma série de Taylor e tomando apenas os termos de primeira ordem, é possível linearizar a expressão de D , como segue

$$\begin{aligned} D &= D_{max} \left[\sqrt{1 - \alpha u_0} - \frac{\alpha}{2} \frac{1}{\sqrt{1 - \alpha u_0}} (u - u_0) \right]; \\ &= D_y \left(1 - \frac{\alpha}{2 - \alpha u_0} u \right). \end{aligned} \quad (13)$$

Nas equivalências em (13), D_y é definido por

$$D_y = \frac{[(2 - \alpha u_0) D_{max}]}{[2\sqrt{1 - \alpha u_0}]}, \quad (14)$$

sendo que u_0 representa o ponto de linearização.

Seja α constante, o único termo que pode ser ajustado é u_0 . A equação (13) é semelhante à obtida analiticamente por [13] e, tal como apresentado no mesmo, uma forma de se obter o valor de u_0 consiste em determinar a expressão do fator de potência e, posteriormente, calcular seu valor máximo. Esse valor é obtido derivando a expressão em função de u_0 e igualando o resultado a zero. Ou seja, a partir desse processo obtém-se o valor de u_0 que leva a um fator de potência unitário. Entretanto, devido à complexidade dos cálculos, propõe-se adotar um índice de modulação dado por

$$m = \frac{\alpha}{(2 - \alpha u_0)}, \quad (15)$$

de modo que (13) possa ser reescrita como

$$D = D_y (1 - m |\sin(\omega t)|). \quad (16)$$

Vale salientar que a estratégia de modulação definida em (16) se assemelha àquela desenvolvida por [15]. No entanto, o trabalho não deixa claro como obteve tal expressão, nem como determinou o índice m . Sendo assim, como contribuição, uma solução para o cálculo do índice de modulação ótimo é descrita no decorrer dessa seção.

Para proceder a análise, substitui-se (16) em (4), o que resulta em

$$i_r = \frac{V_p D_y^2}{2f_s L} \frac{\sin(\omega t)}{1 - \alpha \sin(\omega t)} (1 - m |\sin(\omega t)|)^2. \quad (17)$$

Assim, a potência média de entrada pode ser determinada conforme indicado por

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_r i_r d\omega t; \\ &= \frac{V_p^2 D_y^2}{2f_s L} \int_0^\pi \frac{\sin(\omega t)^2}{1 - \alpha \sin(\omega t)} (1 - m |\sin(\omega t)|)^2 d\omega t. \end{aligned} \quad (18)$$

O fator de potência teórico da estrutura, considerando a razão cíclica descrita em (16), é, portanto, obtido segundo

$$\begin{aligned} FP &= \frac{P_{in}}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{P_{in}}{\frac{V_p}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_r^2 d\omega t}}; \\ &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\int_0^\pi \frac{\sin(\omega t)^2}{(1 - \alpha \sin(\omega t))} (1 - m \sin(\omega t))^2 d\omega t}{\sqrt{\int_0^\pi \frac{\sin(\omega t)^2}{(1 - \alpha \sin(\omega t))^2} (1 - m \sin(\omega t))^4 d\omega t}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Já a distorção harmônica total (DHT) da corrente de entrada pode ser calculada a partir de

$$DHT = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1}. \quad (20)$$

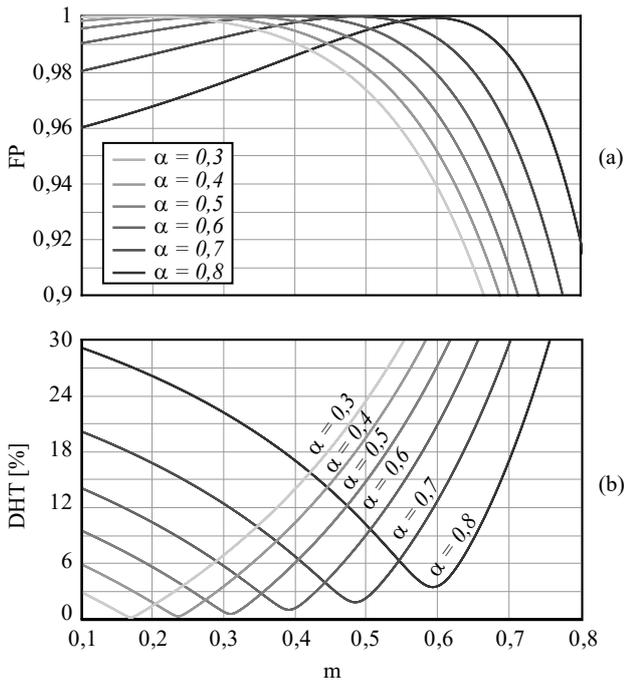


Fig. 4. (a) Fator de potência e (b) Distorção harmônica total, em função do índice de modulação m para diferentes valores de α .

Plotando (19) e (20) em função do índice de modulação m para diferentes valores de α , obtém-se os ábacos das Figuras 4.a e 4.b, respectivamente. Por meio destes é possível determinar o valor ótimo de m que garante o fator de potência próximo à unidade e a menor DHT possível. Assim sendo, chega-se a uma estratégia de modulação de fácil implementação, comparada à estratégia definida em (10), ao passo que a obtenção de m não exige cálculos complexos, apenas a análise dos ábacos.

A título de exemplo, adotando-se uma relação $\alpha = 0,7$, determina-se um índice de modulação ótimo de aproximadamente 0,48, isto é, o valor de m que resulta na menor DHT, de acordo com a Figura 4.b. Com isso, obtém-se, teoricamente, $FP = 1$ e $DHT = 1,82\%$. A Figura 5 ilustra a comparação entre as formas de onda da corrente de entrada normalizada para a topologia com razão cíclica variável e com razão cíclica fixa (convencional). Observa-se que a técnica aqui apresentada melhora consideravelmente o aspecto da corrente, aproximando-a de uma onda senoidal pura.

Nesse mesmo exemplo, isolando-se u_0 da expressão de m ,

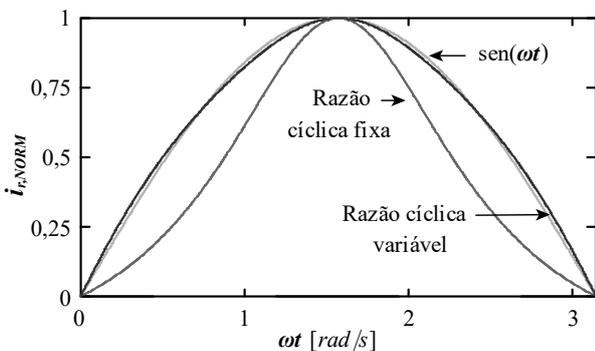


Fig. 5. Formas de onda normalizadas da corrente de entrada com razão cíclica variável e com razão cíclica fixa.

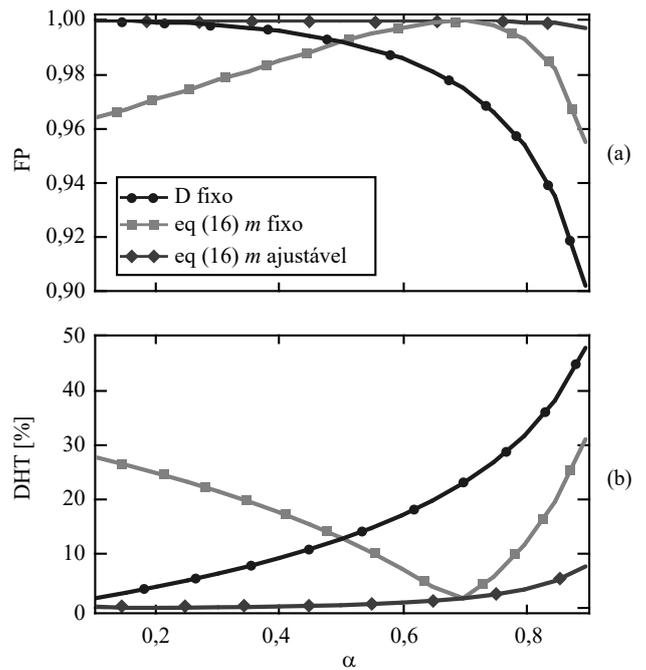


Fig. 6. (a) Fator de potência e (b) DHT em função de α para três controles diferentes da razão cíclica.

e levando-o em D_y , obtém-se $D_y = 1,077D_{max}$. Ou seja, a manipulação matemática feita anteriormente resulta num pequeno ganho adicionado à razão cíclica D_{max} , que determina o ponto de operação. Dado que o sistema funcionará em malha fechada, o próprio controlador se encarregará de corrigir essa diferença. Em razão disso, é válido considerar $D_y \approx D_{max}$.

V. SOLUÇÃO PARA A DEPENDÊNCIA DA TENSÃO DE ENTRADA

Embora a estratégia discutida anteriormente seja eficiente na redução da DHT e na melhoria do fator de potência, esta é dependente da tensão de entrada, uma vez que o índice de modulação m é obtido para um certo valor de α . Por esse motivo, a qualidade da energia tende a piorar quando o conversor opera com uma tensão de entrada diferente daquela utilizada na obtenção de m . Isso pode ser verificado na Figura 6, que mostra o comportamento do fator de potência e da distorção harmônica total para diferentes valores de α .

A fim de contornar o problema supracitado, torna-se necessário ajustar apropriadamente o índice de modulação, com base na tensão de entrada. A Figura 6 mostra o caso com m ajustável e é evidente que essa abordagem mantém o fator de potência próximo à unidade e garante a DHT baixa para uma larga faixa de variação da tensão da rede. Desse modo, o presente trabalho propõe uma solução simples, que funciona a partir de uma tabela contendo os valores ótimos de m , para diferentes relações de α , conforme consta na Tabela I. Os valores foram obtidos a partir dos pontos mínimos das curvas mostradas na Figura 4, não sendo necessário armazenar todas as curvas do ábaco. Ademais, vale ressaltar que a solução proposta é interessante para aplicações em que o conversor apresenta uma tensão de entrada universal (100 V a 240 V). Caso contrário, implementa-se o controle com o índice de modulação fixo (determinado previamente), o que prescinde

o uso da tabela.

TABELA I

Índice de Modulação Ótimo para Diferentes Valores de α

α	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
m	0,05	0,11	0,17	0,24	0,31	0,39	0,48	0,59	0,73

Em um microcontrolador, o valor de α pode ser calculado, em tempo real, multiplicando-se o valor de pico da tensão de entrada por $1/V_{ref}$, onde V_{ref} é a referência da malha de controle da tensão de saída. Uma vez que esse valor é fixo, basta armazená-lo em uma constante, dispensando o cálculo da divisão. Após obter α , aplica-se uma interpolação linear simples na Tabela I para determinar o índice de modulação ótimo, conforme (21). Esse processo de atualização do índice de modulação pode ser realizado apenas na inicialização do sistema, ou, periodicamente, a partir de uma rotina funcionando em segundo plano.

$$m = m_0 + \frac{\alpha - \alpha_0}{\alpha_1 - \alpha_0} (m_1 - m_0). \quad (21)$$

VI. OBTENÇÃO DE UM MODELO DINÂMICO DE PEQUENOS SINAIS

A modelagem do conversor apresentado neste trabalho é realizada com o objetivo único de encontrar a função de transferência que descreve a dinâmica da tensão de saída frente às variações na razão cíclica. Isso pode ser feito com base no circuito equivalente do estágio de saída, representado na Figura 7.

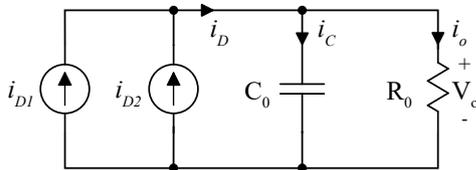


Fig. 7. Circuito equivalente do estágio de saída.

A partir da forma de onda da Figura 2.b, obtém-se a expressão do valor médio quase instantâneo da corrente em cada um dos diodos de saída, segundo (22).

$$\langle i_{D1} \rangle_{T_s} = \langle i_{D2} \rangle_{T_s} = \frac{V_p D^2}{2f_s L} \cdot \frac{V_p \text{sen}(\omega t)^2}{V_o - V_p \text{sen}(\omega t)}. \quad (22)$$

Devido às diferenças entre a potência alternada da entrada e a potência contínua da saída, existe uma ondulação característica na tensão sobre o capacitor C_o , que oscila no dobro da frequência da rede elétrica. Consequentemente, a malha de controle da tensão deve garantir um ganho suficientemente pequeno nessa frequência, a fim de filtrar a ondulação. Sendo assim, na modelagem que se segue não é necessário considerar o comportamento do sistema em alta frequência e nem na frequência da rede elétrica (e suas harmônicas).

Para eliminar a ondulação de baixa frequência da modelagem, uma vez que o valor médio quase instantâneo já é isento de harmônicas de alta frequência, deve-se aplicar o operador média móvel novamente, considerando-se, dessa

vez, um período igual ao período da rede elétrica. Portanto, a corrente i_D passa a ser descrita por (23). É importante salientar, que ao fazer isso a parcela alternada da razão cíclica também é eliminada, por consequência a expressão (16) não é levada em conta nos seguintes cálculos.

$$\bar{i}_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 2 \langle i_{D1} \rangle d\omega t = \frac{V_p D^2}{2f_s L} \cdot \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\alpha \text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} d\omega t}_{L_{par}} \quad (23)$$

Em (23), L_{par} é uma indutância parametrizada, adotada para simplificar a análise. Assim, considerando $0 < \alpha < 0,9$, uma boa aproximação para essa variável é dada por (24) [20].

$$L_{par} = \frac{0,48}{1/\alpha - 0,92} = \frac{0,48}{v_o/v_p - 0,92}. \quad (24)$$

Substituindo (24) em (23), obtém-se:

$$\bar{i}_D = \frac{V_p D^2}{2f_s L} \cdot \frac{0,48}{v_o/v_p - 0,92}. \quad (25)$$

Posto que \bar{i}_D depende tanto da razão cíclica quanto da tensão de saída, ao se aplicar uma pequena perturbação em D , a tensão v_o , também se altera, provocando uma variação na corrente. Desse modo, verifica-se que \bar{i}_D possui uma variação direta, relacionada à razão cíclica, e uma variação indireta devido à tensão de saída.

Visando obter um modelo dinâmico mais completo, a linearização de \bar{i}_D deve ser feita em função de D e de v_o . Para isso, expande-se (25) por meio da série de Taylor, tomando-se, posteriormente, apenas os termos lineares, conforme consta em (26).

$$\hat{i}_D(\hat{d}, \hat{v}_o) = \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial D} \hat{d} + \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial v_o} \hat{v}_o. \quad (26)$$

Assim,

$$\hat{i}_D = \underbrace{\frac{0,48 V_p D}{f_s L_{in} (1/\alpha - 0,92)}}_{\beta} \hat{d} - \underbrace{\frac{0,48 D^2}{2 f_s L_{in} (1/\alpha - 0,92)^2}}_{\gamma} \hat{v}_o. \quad (27)$$

sendo D a razão cíclica no ponto de operação, dada por $D = 1 - \alpha$.

Ainda com base no estágio de saída do conversor, pode-se escrever a seguinte relação linear:

$$\hat{i}_D = C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{\hat{v}_o}{R_o}. \quad (28)$$

Por fim, igualando-se (27) e (28), e fazendo uso da transformada de Laplace, determina-se a função de transferência que relaciona as pequenas variações da tensão de saída com a razão cíclica, de acordo com (29).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\beta}{s C_o + \left(\frac{1}{R_o} + \gamma\right)}. \quad (29)$$

A fim de validar a função de transferência obtida,

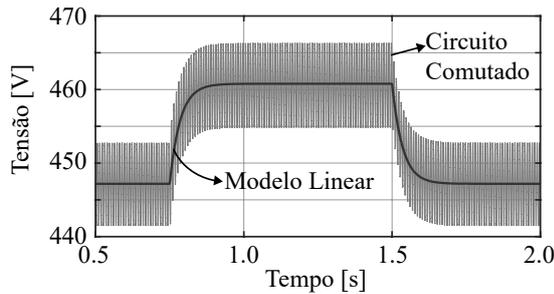


Fig. 8. Tensão de saída do conversor frente a uma perturbação na razão cíclica.

comparou-se, via simulação, o comportamento dinâmico da mesma com o circuito do conversor, encontrando-se os resultados ilustrados na Figura 8. Partindo-se do ponto de operação foi aplicado, em $t = 0,75 s$, um degrau positivo de 5% na razão cíclica, simultaneamente no modelo comutado e no modelo de pequenos sinais. Seguindo o mesmo procedimento, aplicou-se em $t = 1,5 s$ um degrau de perturbação negativo de mesmo valor. Mediante simulação, verifica-se que o modelo descrito pela equação (29) apresenta o mesmo comportamento dinâmico do circuito comutado.

VII. SISTEMA DE CONTROLE E MODULAÇÃO

A Figura 9 mostra o esquemático elétrico do conversor com a estratégia para redução das harmônicas de corrente. Nota-se que um sinal proporcional à tensão retificada da rede elétrica ($|v_r|$) é utilizado para modular a razão cíclica. O ganho K_{AC} , referente ao sensor da entrada, é responsável por manter esse sinal com valor de pico unitário.

A malha de controle é implementada realimentando-se a tensão de saída e comparando-a com a referência desejada. O erro gerado por essa diferença é compensado por um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI) e a saída resultante passa por uma subtração com a parcela responsável por modular a razão cíclica. Nota-se que um multiplexador (MUX) foi utilizado para diferenciar os modos de operação

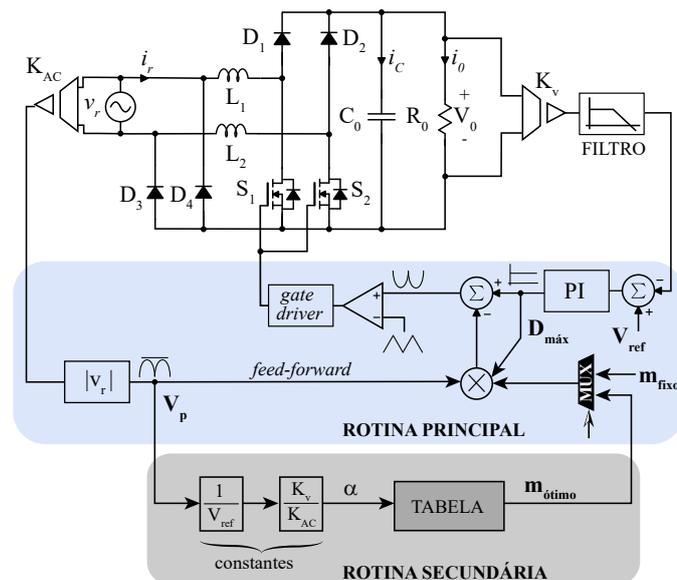


Fig. 9. Sistema realimentado com a estratégia para redução de harmônicas.

com o índice de modulação fixo (m_{fixo}) e com o índice de modulação ajustável ($m_{ótimo}$), o qual é calculado em uma rotina secundária, conforme proposto na seção V. O ganho K_v representa o valor base da tensão de saída para normalizar a grandeza em valores por unidade (pu). Além disso, um filtro passa baixas é empregado na realimentação para reduzir a ondulação em $120 Hz$.

Comparado ao método convencional, este não requer a adição de circuitos complexos, apenas o sensoriamento da tensão de entrada, que pode ser feito por meio de resistores. Já a estratégia de controle é facilmente implementada em um microcontrolador de propósito geral.

Quanto ao projeto do controlador, foi empregado o método da resposta em frequência, considerando como parâmetros de projeto a margem de fase (M_ϕ) e a frequência de cruzamento (ω_c) desejadas para o sistema em malha fechada. A Figura 10 mostra o diagrama de blocos da malha de controle, sendo K_{PWM} o ganho do modulador PWM, $C_v(s)$ a função de transferência do controlador e $FPB_v(s)$ a função de transferência do filtro passa baixas de primeira ordem.

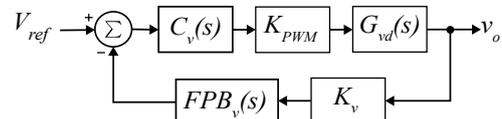


Fig. 10. Diagrama de blocos para o controle da tensão de saída.

Haja vista a simplicidade do modelo dinâmico obtido previamente, e o fato deste não apresentar nenhum polo na origem, optou-se por utilizar um controlador do tipo PI, dado por (30), para garantir erro nulo ao degrau de referência. Além de facilitar o ajuste da dinâmica, por meio da sintonia da frequência do zero (ω_z) inserido no sistema.

$$C_v(s) = K_c \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right). \quad (30)$$

Conforme discutido anteriormente, a malha de controle deve apresentar uma frequência de cruzamento baixa o suficiente para atenuar a ondulação presente na tensão de saída. Nesse caso, optou-se por um valor de $2 Hz$ e uma margem de fase de 60° . Para contribuir com a atenuação, sintonizou-se o filtro da realimentação em $20 Hz$. Como resultado, obteve-se um ganho $K_c = 0,183$ e uma frequência $\omega_z = 57,85 \text{ rad/s}$.

O diagrama de bode da Figura 11 apresenta a resposta em frequência do sistema compensado buscando ressaltar a robustez do controlador projetado. Em potência e tensão nominal, o sistema se comportou de acordo com as especificações de projeto. Todavia, ao considerar variações paramétricas na tensão de entrada e na carga, percebe-se pequenas mudanças na resposta em frequência do sistema. No pior dos casos – tensão de entrada 10% menor e potência de saída 10% da nominal – houve uma redução na margem de fase de 60° para 38° , enquanto a frequência de cruzamento se manteve a mesma. Apesar disso, o sistema continuou estável comprovando a robustez do controlador projetado.

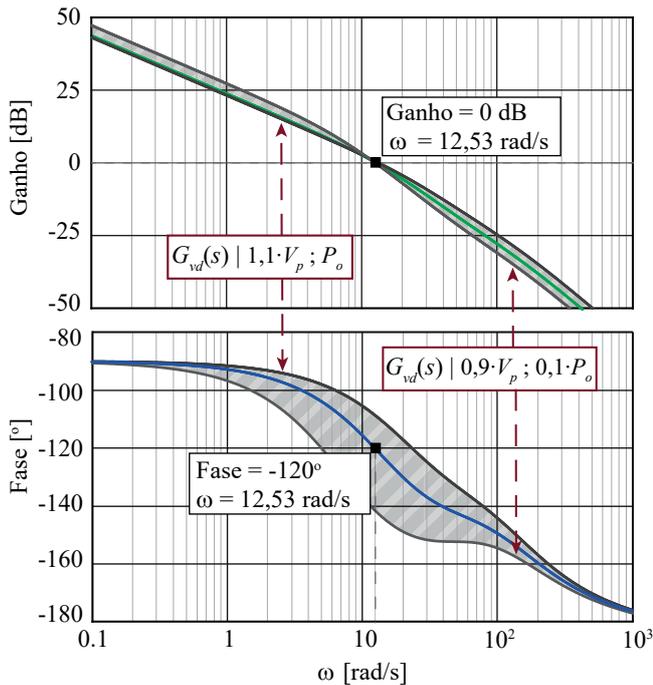


Fig. 11. Resposta em frequência do sistema compensado.

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de verificar a análise teórica realizada, bem como validar a modelagem do circuito, a estratégia de controle e, principalmente a técnica de modulação, desenvolveu-

TABELA II
Especificações de Projeto do Conversor

Variáveis	Valores
Tensão CA de entrada (V_r)	220 V
Tensão de saída (V_o)	450 V
Potência de saída (P_o)	500 W
Frequência de rede (f_r)	60 Hz
Frequência de comutação (f_s)	58,6 kHz
Frequência de amostragem (f_a)	19,5 kHz

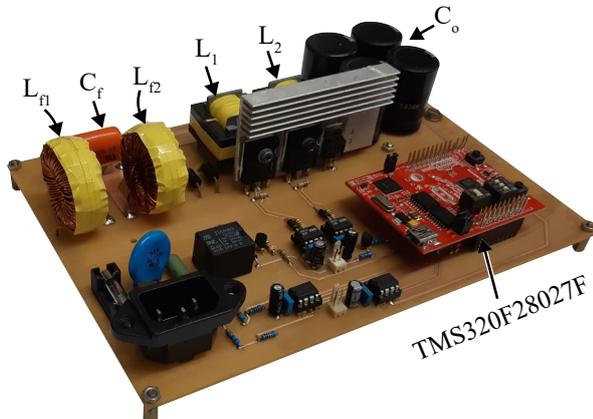


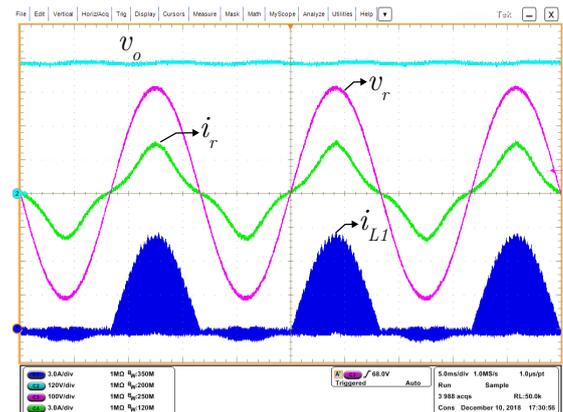
Fig. 12. Fotografia do protótipo implementado.

TABELA III
Componentes do Estágio de Potência

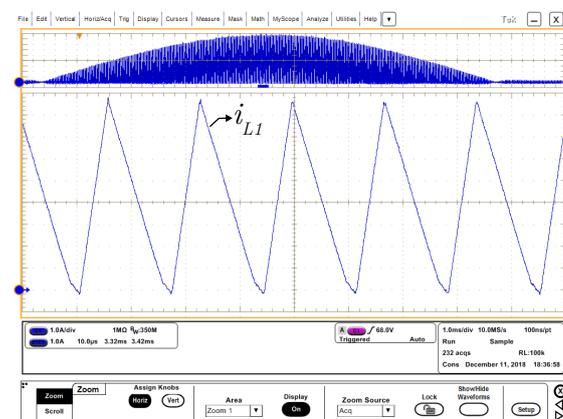
Componentes	Valores
Capacitância de saída (C_o)	560 μF
Indutância de entrada (L_1, L_2)	180 μH
Capacitância do filtro de entrada (C_f)	470 nF
Indutância do filtro de entrada (L_{f1}, L_{f2})	850 μH
Interruptores de Potência (S_1, S_2)	IRFP460
Diodos Rápidos (D_1, D_2)	MUR1660
Diodos de Retorno (D_3, D_4)	MUR460

se um protótipo de laboratório, conforme ilustrado na Figura 12, cujas especificações de projeto estão resumidas na Tabela II. Por meio dessas especificações, determinou-se os componentes do estágio de potência listados na Tabela III. Os resultados experimentais apresentados em sequência foram obtidos com uma fonte de corrente alternada, modelo 6813B da Agilent®, utilizando cargas resistivas.

A Figura 13.a mostra as principais formas de onda em regime permanente, considerando a razão cíclica fixa no ponto de operação. Nesse caso, observa-se a distorção característica

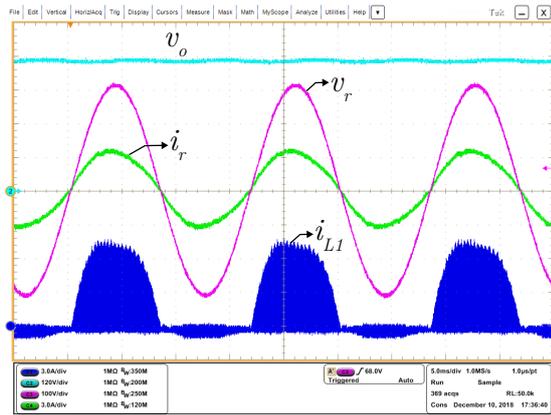


(a)

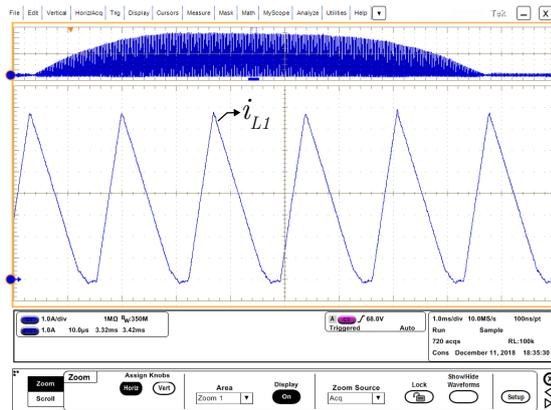


(b)

Fig. 13. Resultados experimentais com razão cíclica fixa: (a) formas de onda em regime permanente e (b) detalhes da corrente no indutor L_1 .



(a)



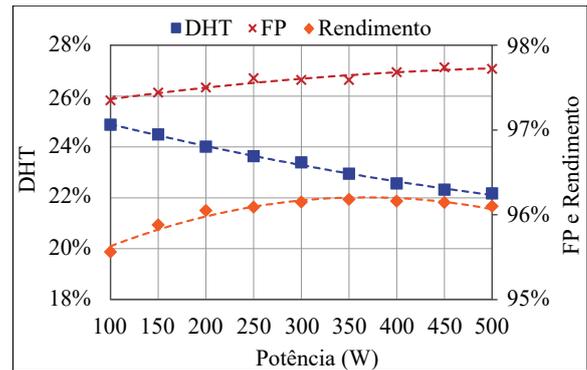
(b)

Fig. 14. Resultados experimentais com razão cíclica variável: (a) formas de onda em regime permanente e (b) detalhes da corrente no indutor L_1 .

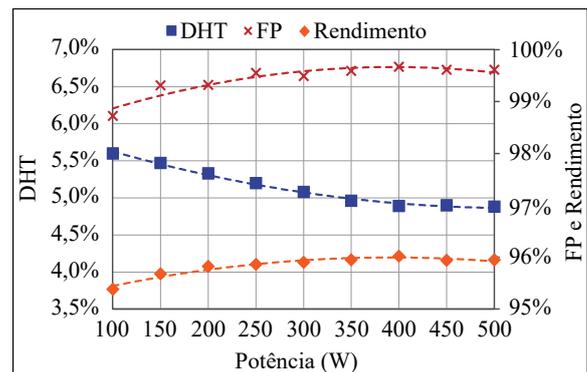
na corrente de entrada, conforme estudado na seção III. Na Figura 13.b é possível analisar em detalhes a corrente no indutor L_1 , confirmando a operação no modo de condução descontínua.

A Figura 14.a, por outro lado, apresenta as formas de onda em regime permanente obtidas com a razão cíclica variável. Verifica-se uma melhoria considerável no aspecto da corrente de entrada e uma mudança na forma de onda da corrente no indutor L_1 , comparado à técnica convencional. Entretanto, a operação continua próxima à região crítica (Figura 14.b), o que garante maior rendimento.

Na Figura 15.a tem-se as curvas de rendimento, DHT e FP em função da carga para o controle com razão cíclica fixa e na Figura 15.b para o controle com razão cíclica variável. A distorção harmônica total apresentou uma melhoria de 22,17% para 4,88% em potência nominal e o fator de potência aumentou de 0,977 para 0,996, nas mesmas condições de operação, confirmando assim a eficiência da técnica de modulação da razão cíclica. Já o rendimento em ambos os casos ficou em torno de 96% em plena carga. Acredita-se que a distorção harmônica total pode ser ainda mais reduzida, diminuindo-se a ondulação na tensão de saída. Isso se explica, pois o controlador de tensão busca, mesmo que minimamente, compensar a oscilação de 120 Hz presente na tensão do barramento CC. Em razão disso, nota-se na Figura 14.a uma



(a) Razão cíclica fixa.



(b) Razão cíclica variável.

Fig. 15. Curvas de rendimento, FP e DHT em função da carga.

leve deformação na corrente que acaba por descaracterizar a forma de onda desejada.

A fim de validar a estratégia proposta para ajuste do índice de modulação, testou-se o conversor com diferentes níveis de tensão na entrada. Nesse trabalho, o ajuste foi realizado logo após a energização do conversor, antes de iniciar o controle da tensão de saída. Os resultados obtidos para uma carga de 250 W podem ser analisados na Figura 16, a qual mostra as curvas de DHT em função da tensão de entrada para as três técnicas de modulação. Como esperado, a modulação com razão cíclica fixa apresentou uma DHT sempre crescente, chegando a 30,08% na máxima tensão eficaz de teste, que foi de 246 V. A técnica com razão cíclica variável e índice de modulação fixo em 0,484 apresentou uma DHT mínima em

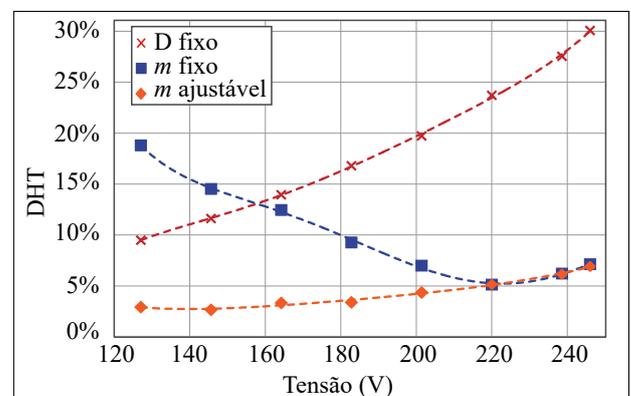


Fig. 16. Curvas de DHT em função da tensão de entrada para três técnicas de controle: razão cíclica fixa, razão cíclica variável com m fixo e razão cíclica variável com m ajustável.

IX. CONCLUSÃO

220 V, ponto no qual o índice de modulação foi calculado, mas apresentou uma piora nas demais tensões, conforme previsto. Já a estratégia com ajuste do índice de modulação se mostrou mais eficiente, atingindo baixa distorção harmônica em uma larga faixa de variação da tensão de entrada. Vale ressaltar que se o valor de α for calculado considerando-se também a leitura de V_o , em vez da constante V_{ref} , resultados similares podem ser obtidos para variações na tensão de saída.

Uma comparação entre as harmônicas individuais de corrente foi realizada para o conversor em plena carga, como pode ser visto na Figura 17. Observa-se uma forte presença da componente de terceira ordem com a técnica de controle convencional, sendo esta a principal causa da distorção na corrente de entrada. Já com a técnica de modulação da razão cíclica foi possível reduzir consideravelmente essa componente harmônica.

Por fim, o conversor foi submetido a degraus de carga, empregando-se o controle com razão cíclica variável, para análise de seu desempenho dinâmico. A Figura 18 mostra a resposta do sistema para uma variação de carga de 50% para 100% e vice-versa, conforme se evidencia pela corrente de saída (i_o). Nessas condições, o sistema se mostrou robusto em termos de estabilidade, apresentando um tempo de assentamento próximo de 200 ms e sobre/subtensão máxima de 7%.

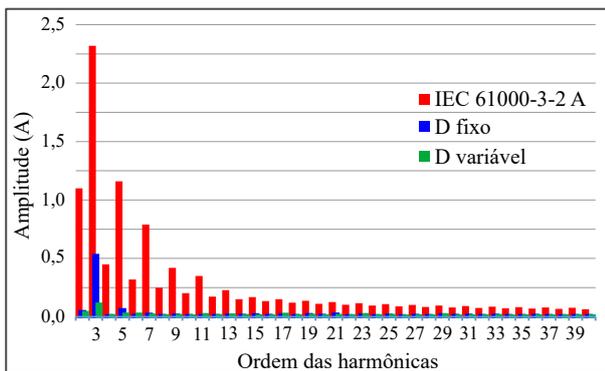


Fig. 17. Comparação da amplitude de corrente por ordem harmônica entre a modulação com razão cíclica fixa, com razão cíclica variável e os limites da norma IEC 61000-3-2 Classe A.

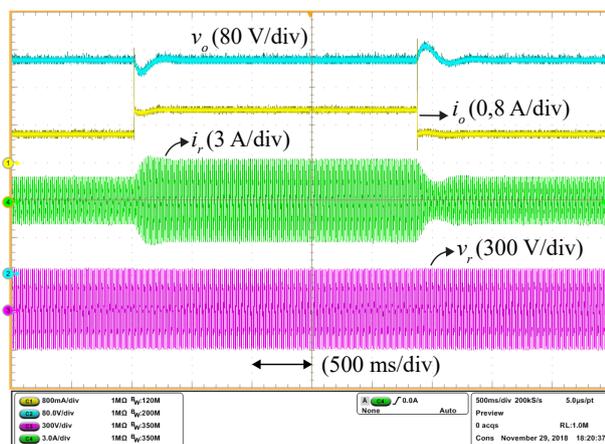


Fig. 18. Degraus de carga de 50% para 100% e vice-versa.

Este artigo apresentou uma solução para reduzir a distorção presente na corrente de entrada, típica de retificadores da família *Boost* operando no MCD. Como contribuição à técnica utilizada, propôs-se uma maneira teórica para determinar o índice de modulação ótimo, por meio de equações e dos ábacos da Figura 4. Também foi proposta uma estratégia para ajuste do índice de modulação, conforme a tensão de operação na entrada do conversor, eliminando assim a dependência que a técnica de modulação tem em relação a essa tensão. Com base nos resultados experimentais obtidos, pode-se afirmar que a estratégia aplicada à topologia apresentou ser uma alternativa robusta e simples, devido à sua facilidade de implementação, com um grande nível de confiabilidade no que se refere a eficiência do processamento de energia e na interferência harmônica do sistema para com a rede. Por fim, é importante destacar que a estratégia utilizada não emprega sensor de corrente, o que mantém esta característica atraente dos retificadores MCD.

REFERÊNCIAS

- [1] K. . Liu, Y. . Lin, “Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 825–829 vol.2, June 1989.
- [2] J. Lazar, S. Cuk, “Open loop control of a unity power factor, discontinuous conduction mode boost rectifier”, in *Proc. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 671–677, Oct 1995.
- [3] H. Wei, I. Batarseh, “Comparison of basic converter topologies for power factor correction”, in *Proceedings IEEE Southeastcon '98 'Engineering for a New Era'*, pp. 348–353, April 1998.
- [4] J. Chen, D. Maksimovic, R. Erickson, “A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications”, in *Proc. Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 1, pp. 343–349 vol.1, March 2001.
- [5] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda, “The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 630–637, Oct 1997.
- [6] A. D. Callegaro, I. Barbi, D. T. da S. Borges, D. C. Martins, “Retificador Trifásico Isolado Modular com Correção do Fator de Potência Baseado no Conversor Zeta Operando no Modo de Condução Descontínuo”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 2, pp. 204–215, abr./jun. 2018.
- [7] W. Zhang, L. Ruan, P. Ye, “The design and analysis of power factor pre-regulator based on boost circuit”, in *Proc. International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 2, pp. 706–709 vol.2, Aug 2000.
- [8] F. T. Wakabayashi, C. A. Canesin, “Retificador Pré-Regulador Boost com Elevados Fator de Potência e

Rendimento, para Sistemas de Telecomunicações”, *Eletrônica de Potência*, vol. 7, no. 1, pp. 71–78, Nov 2002.

- [9] L. Huber, Y. Jang, M. M. Jovanovic, “Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1381–1390, May 2008.
- [10] Y. Lo, J. Lin, S. Ou, “Switching-Frequency Control for Regulated Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 760–768, April 2007.
- [11] D. Weng, S. Yuvarajan, “Constant-switching-frequency AC-DC converter using second-harmonic-injected PWM”, in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, pp. 642–646 vol.2, March 1995.
- [12] D. S. Schramm, M. O. Buss, “Mathematical analysis of a new harmonic cancellation technique of the input line current in DICM boost converters”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, May 1998.
- [13] K. Yao, X. Ruan, X. Mao, Z. Ye, “Variable-duty-cycle control to achieve high input power factor for DCM boost PFC converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1856–1865, May 2011.
- [14] Z. Z. Ye, M. M. Jovanovic, B. T. Irving, “Digital implementation of a unity-power-factor constant-frequency DCM boost converter”, in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, pp. 818–824 Vol. 2, March 2005.
- [15] H. S. Athab, “A duty cycle control technique for elimination of line current harmonics in single-stage DCM boost PFC circuit”, in *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 1–6, Nov 2008.
- [16] R. Redl, “Reducing distortion in boost rectifiers with automatic control”, in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, vol. 1, pp. 74–80 vol.1, Feb 1997.
- [17] A. F. de Souza, I. Barbi, “High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses”, in *Proc. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 158–, June 1999.
- [18] A. D. Callegaro, “*Retificador Trifásico Isolado de Único Estágio com Fator de Potência Unitário Baseado no Conversor Zeta cc-cc Operando no Modo*

de Condução Descontínuo”, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 2013.

- [19] H. Luo, J. Xu, Y. Luo, J. Sha, “A Digital Pulse Train Controlled High Power Factor DCM Boost PFC Converter Over a Universal Input Voltage Range”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2814–2824, April 2019.
- [20] D. Simonetti, E. Pascual, J. Sebastian, J. Uceda, “A representative small-signal model for the single-phase discontinuous boost PFP [power factor preregulator]”, in *Proc. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON)*, vol. 2, pp. 862–865 vol.2, Nov 1997.

DADOS BIOGRÁFICOS

Caio Guilherme da Silva Moraes, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS) e atualmente é mestrando do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Suas áreas de interesse incluem modelagem dinâmica de conversores, sistemas conectados à rede elétrica, controle digital aplicado a conversores estáticos e gerenciamento de energia em microrredes CC.

Mateo Daniel Roig Greidanus, atualmente é mestrando em Engenharia Elétrica no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Possui Graduação em Engenharia Elétrica (2017) pela UFSC. Suas áreas de interesse incluem gerenciamento energético em microrredes inteligentes, controle de conversores estáticos em sistemas conectados à rede elétrica e modelagem de sistemas lineares e não-lineares.

Telles Brunelli Lazzarin, nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro eletricista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC e pesquisador no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). A área de concentração do prof. Telles é em eletrônica de potência, com ênfase em energias renováveis (principalmente eólica de pequeno porte), inversores de tensão e conversores estáticos a capacitor chaveado. Prof. Telles é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da IEEE Society.