DOI: 10.48011/asba.v2i1.1119

Controle Preditivo de Corrente Aplicado a um Retificador Controlado Monofásico

Marcelino Henrique Corrêa **Enio Roberto Ribeiro**

Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologia da Informação, Universidade Federal de Itajubá
Av. BPS, 1303, Bairro Pinheirinho, Itajubá – MG, Brasil
(marcehc@gmail.com, enio.k@unifei.edu.br)

Abstract: AC-DC converters are widely used in various applications in the industrial and commercial sectors. Among these converters, the single-phase rectifier still occupies an important space. Applications demand from this converter the control of its output current. An alternative for controlling this current is the use of predictive control. Predictive control, due to its fast response, has been applied to polyphase rectifiers. However, there are few studies on this type of control for single-phase rectifiers. This paper retakes and develops, in an expanded and detailed manner, a fast predictive current control method. This predictive control can be performed by using peak current or approximate average current and it works for the continuous and discontinuous conduction modes of the rectifier. The predictive control can be implemented in two ways, integral or simplified. The simplified form requires less calculations. It is able to quickly compensate for the load and source voltage variations. Simulation results are presented, discussed and validate the proposed method, considering different loading conditions.

Resumo: Os conversores CA-CC são largamente utilizados em diversas aplicações nos setores industrial e comercial. Entre esses conversores, o retificador monofásico, ainda, ocupa um espaço importante. As aplicações demandam, desse conversor, o controle de sua corrente de saída. Uma alternativa para o controle dessa corrente é o uso do controle preditivo. O controle preditivo tem sido usado em retificadores polifásicos devido a sua resposta rápida. Entretanto, há poucos estudos sobre este tipo de controle para retificadores monofásicos. Este artigo reapresenta e desenvolve, de forma expandida e detalhada, um método preditivo de controle rápido de corrente. Este controle preditivo pode ser feito pela corrente de pico ou corrente média aproximada e funciona para o modo de condução continua e descontinua do retificador. O controle preditivo pode ser implementado de duas formas, integral ou simplificada. A forma simplificada necessita de menos cálculos. Ele é capaz de compensar, rapidamente, variações na tensão da fonte ou na carga. Resultados de simulação são apresentados, discutidos e validam o método proposto, considerando diferentes situações de carga.

Keywords: current control; predictive control; fast current response; single-phase rectifier; thyristor rectifier.

Palavras-chaves: controle de corrente; controle preditivo; resposta rápida de corrente; retificador monofásico; retificador tiristorizado.

1. INTRODUÇÃO

O retificador tiristorizado é um conversor CA-CC amplamente utilizado em aplicações de potência para fornecer corrente continua à equipamentos de diversos setores da indústria, como o forno a arco elétrico (Srdic et al. 2016) (Ladoux et al. 2005), sistema de carregamento de bateria para veículos elétricos (Zhang et al. 2016), sistema de conversão de energia eólica (Zhang et al. 2013a) e acionamento de motor CC (Colo et al. 2016). Este retificador continua sendo uma opção de escolha para aplicações de potências elevadas em função de sua simplicidade, baixo custo, bom desempenho, robustez e confiabilidade (Dong et al. 2015). O controlador proporcional integral (PI) foi amplamente usado e estudado em retificadores (Li et al. 2011) (Rashed et al. 2008). Porém, esse controlador, em função de sua resposta dinâmica lenta, não é apropriado para responder a mudanças repentinas da carga ou da tensão de entrada do retificador. Para superar esta desvantagem, métodos de controle preditivos têm sido apresentados e estudados, os quais apresentam resposta rápida e são estáveis mesmo com variações nas tensões da fonte ou da carga (Srdic e Nedeljkovic 2011) (Srdic et al. 2016) (Zhang et al. 2013a, b) (Zhang et al. 2016) (Jeong e Song 2007).

De acordo com as referências mencionadas, os métodos de controle preditivos de corrente têm sido amplamente estudados e aplicados em retificadores polifásicos. Somente em Nedeljkovic e Stojiljkovi (2003), o controle preditivo de corrente é apresentado e usado em um retificador monofásico. Nesse trabalho (Nedeljkovic e Stojiljkovi 2003), o controle preditivo de corrente proposto usa a corrente de pico como variável de controle. Foi estabelecida como carga do retificador uma bateria. Essa condição favorece o cálculo

preditivo e a dinâmica de controle. A apresentação do controle proposto é simplificada e contém informações incorretas. Não há resultados de simulação que comprovem o método proposto. Por outro lado, é possível inferir que o método foi implementado com técnica analógica e o único resultado apresentado é um oscilograma experimental - tudo isto desprovido de especificações e informações. Todos esses aspectos dificultam a compreensão e uso do referido método.

Diante do exposto, este artigo reapresenta o método de controle preditivo mencionado, de forma expandida, corrigida e detalhada no sentido de facilitar seu entendimento e aplicação em retificadores monofásicos ou sistemas de conversão similares. O método de controle preditivo, aqui descrito, apresenta a possibilidade de usar a corrente de pico ou a corrente média aproximada como variável de controle e pode ser realizado de duas formas: simplificada ou integral. A forma simplificada realiza a metade dos cálculos que são necessários para forma integral. Além disso, seu desenvolvimento é feito sem restringir o tipo de carga do retificador. O método apresentado foi testado por simulação, no domínio do tempo, em um modelo contínuo e se constatou que ele é funcional para o modo de condução contínua e, também, descontínua do retificador. Outras condições de teste foram feitas, por exemplo, para a variação da carga e da tensão de alimentação do retificador. Os resultados de simulação comprovam a validade e o desempenho do método preditivo apresentado.

2. CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE

O método de controle preditivo de corrente, aqui descrito, está baseado em Nedeljkovic e Stojiljkovi (2003) e será desenvolvido para o retificador monofásico tiristorizado mostrado na Fig. 1. Os componentes do retificador são considerados ideais. O método preditivo não depende do modelo analítico da carga para comandar os tiristores, como ocorre, em geral, quando se usa um controlador proporcional integral.

O princípio desse método é regido pela equação diferencial que relaciona a tensão e a corrente no indutor. Logo, o controle da corrente é baseado na medição dos valores instantâneos das tensões de entrada (v_s) e de saída (v_{carga}), da corrente do retificador (i_d) e da indutância (L_d), de acordo com (1).

$$v_L(\mathrm{t}) = L_d \frac{di_d(\mathrm{t})}{dt} \tag{1}$$

Podemos reescrever (1) como mostrado em (2).

$$\left(\frac{1}{L_d}\, v_L(\mathrm{t})\right) dt = di_d(\mathrm{t}) \tag{2}$$

Com base na Fig. 2(a-b), seja (t_α) o instante inicial de disparo do tiristor e (t_β) o instante em que a corrente (i_d) atinge seu valor máximo. Integramos os dois lados de (2), no intervalo (t_α) a (t_β) para encontrar a variação da corrente nesse semi-ciclo.

$$\frac{1}{L_d}\int_{t_\alpha}^{t_\beta}\left(v_L(\mathrm{t})\right) dt = \int_{i_d(t_\alpha)}^{i_d(t_\beta)} di_d(\mathrm{t}) \tag{3}$$

Resolvendo o segundo membro de (3) constatamos que a relação volts-segundo dividido pela indutância (L_d) é igual à variação da corrente entre os instantes (t_α) e (t_β).

$$\frac{1}{L_d}\int_{t_\alpha}^{t_\beta}\left(v_L(\mathrm{t})\right) dt = i_d(t_\beta)\text{-}i_d(t_\alpha) = \Delta i_d \tag{4}$$

Podemos reescrever (4) de modo que a corrente máxima ($I_{máx} = i_d(t_\beta)$) fique em função da corrente mínima no instante de disparo (t_α), isto é, ($I_{min} = i_d(t_\alpha)$), somada à variação da corrente (Δi_d). Assim, obtemos (5), a qual é a expressão do controle preditivo. Em outras palavras, tendo (I_{min}) que é o valor inicial

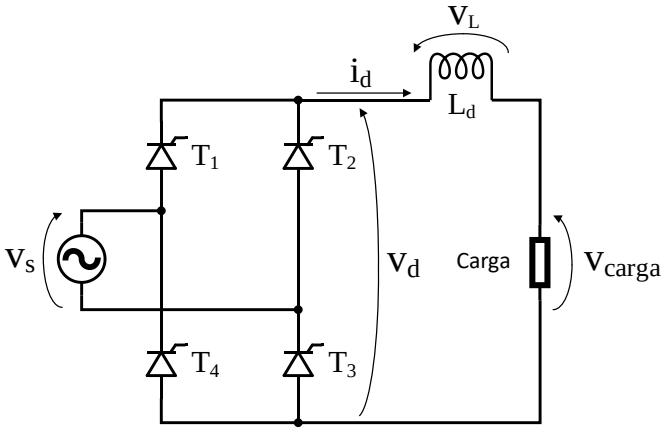

Fig. 1 - Retificador controlado monofásico com indutor e carga.

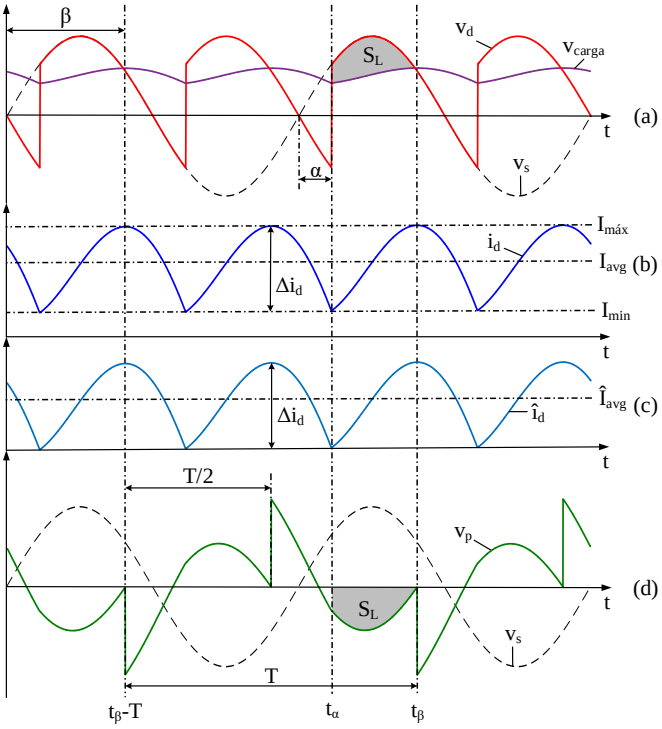

Fig. 2 - Formas de onda do retificador. (a) Tensões do retificador. (b) Corrente retificada. (c) Componente oscilatória da corrente retificada. (d) Tensão de previsão.

da corrente ($i_d(t_\alpha)$) e o quanto ela irá variar (Δi_d), podemos prever ($I_{máx} = i_d(t_\beta)$), seu valor final no instante (t_β).

$$i_d(t_\alpha)+\Delta i_d = i_d(t_\beta) \tag{5}$$

Fundamentado em (5), pode-se desenvolver o controle preditivo da corrente, usando a corrente de pico ou a corrente média aproximada como referência de corrente de controle, como mostrado a seguir.

2.1 Controle pela corrente de pico

Em algumas abordagens de controle preditivo, quando se conhece o modelo da carga, a previsão é obtida mais rápida e facilmente. Quando o modelo da carga é desconhecido não se pode calcular, diretamente, o ângulo de disparo (α), pois não se sabe qual será a resposta do retificador. O controle preditivo, aqui apresentado, não depende da equação do modelo da carga, mas é capaz de determinar, apropriadamente, o ângulo de disparo (α). Dessa forma, precisamos realizar cálculos e comparações continuamente. Esse procedimento permite observar o comportamento das grandezas elétricas do retificador.

O instante do disparo, para o controle pela corrente de pico, é dado no momento em que a soma da corrente instantânea do retificador (i_d(t)) e a previsão da variação da corrente retificada (Δi_d) for igual a corrente de pico desejada ($I_{máx}$) de acordo com (6).

$$i_d(\mathrm{t})+\Delta i_d = I_{máx} \tag{6}$$

Para a previsão da variação da corrente retificada considera-se o instante (t_α), o qual define o ângulo de disparo (α), e o instante (t_β) que determina o ângulo (β), no qual a corrente retificada atingirá seu valor máximo. Nesse momento ocorre a igualdade entre as tensões de entrada e da carga, como mostrado na Fig. 2(a). A referência ou instante inicial para os ângulos (α) e (β) é a passagem por zero da tensão de entrada.

A variação da corrente retificada é dada por (7), na qual ($1/L_d$) é uma constante e (S_L) é a área obtida pela integral da relação volt-segundo do indutor como visto em (8). A parte preditiva desse cálculo é (S_L).

$$\Delta i_d = \frac{1}{L_d} S_L \tag{7}$$

$$S_L = \int_{t_\alpha}^{t_\beta} \left(v_L(\mathrm{t})\right) dt \tag{8}$$

Para realizar a previsão utiliza-se a tensão de previsão (v_p(t)) descrita por (9), que está representada na Fig. 2(d).

$$v_p(\mathrm{t}) = \begin{cases} -v_s(\mathrm{t})-v_{carga}(\mathrm{t}) \text{ para } t_\beta - T < \mathrm{t} < t_\beta - \dfrac{T}{2} \\ -v_s(\mathrm{t})+v_{carga}(\mathrm{t}) \text{ para } t_\beta - \dfrac{T}{2} < \mathrm{t} < t_\beta \end{cases} \tag{9}$$

A previsão da área volt-segundo (S_L) do indutor é obtida calculando-se a integral nula da tensão de previsão dada em (10). Do instante (t_β - T), em que a corrente atinge seu pico, até o instante (t_β), em que a corrente atinge novamente o pico no semi-ciclo de mesmo sinal, fica definido o intervalo (T) de integração de (10). A frequência da tensão de entrada é (f = 1/T = 60Hz).

$$\int_{t_\beta - T}^{t_\beta - \frac{T}{2}} \left(-v_s(\mathrm{t})-v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt + \int_{t_\beta - \frac{T}{2}}^{t_\beta} \left(-v_s(\mathrm{t})+v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt = 0 \tag{10}$$

Podemos reescrever (10) separando a segunda integral em duas: uma de (t_β-T/2) até (t_α) e outra de (t_α), instante do disparo até (t_β), instante em que a corrente atingirá o pico, como mostrado em (11).

$$\int_{t_\beta - T}^{t_\beta - \frac{T}{2}} \left(-v_s(\mathrm{t})-v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt + \int_{t_\beta - \frac{T}{2}}^{t_\alpha} \left(-v_s(\mathrm{t})+v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt - \int_{t_\alpha}^{t_\beta} \left(v_s(\mathrm{t}) - v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt = 0 \tag{11}$$

Usando a lei de Kirchoff das tensões no circuito da Fig. 1, no intervalo (t_α-t_β), a tensão sobre o indutor (v_L) pode ser descrita por ($v_L = v_d - v_{carga}$). Nesse intervalo, os interruptores estão em condução, logo ($v_d = v_s$) e, consequentemente, ($v_L = v_s - v_{carga}$). Dessa forma, o terceiro termo de (11) representa a área volt-segundo (S_L) do indutor e é passado para o outro lado da igualdade, resultando em (12).

$$S_L = \int_{t_\alpha}^{t_\beta} \left(v_L(\mathrm{t})\right) dt = \int_{t_\beta - T}^{t_\beta - \frac{T}{2}} \left(-v_s(\mathrm{t})-v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt + \int_{t_\beta - \frac{T}{2}}^{t_\alpha} \left(-v_s(\mathrm{t})+v_{carga}(\mathrm{t})\right) dt \tag{12}$$

O controlador calcula continuamente a previsão da área volt-segundo (S_L) do indutor usando (12). No instante inicial (t_β - T) o integrador é zerado e é iniciado o cálculo da integral, que poderá se estender até o instante (t_β), como mostrado na Fig. 2(d). A partir do instante que a tensão de entrada (v_s) se torna positiva, o valor de (S_L) é usado em (7), que por sua vez é usado em (6) onde se faz a comparação com o valor da corrente de referência. Quando ocorre a igualdade em (6), o instante de disparo (t_α) é definido.

Em cada semi-ciclo deve existir um instante de disparo (t_α) e um limite para esse instante é estabelecido – estabelecemos o seguinte valor para ($t_{\alpha\text{-}máx}$ = 170º). Caso o instante (t_α) não seja encontrado até ($t_{\alpha\text{-}máx}$), um disparo independente deve ocorrer nesse instante, para que o controle preditivo se mantenha funcional.

A previsão da variação da corrente retificada precisa de um ciclo para ser calculada, como mostrado na Fig. 2(d). Portanto,

após o retificador ser ligado aguarda-se a primeira passagem por zero da tensão de entrada e nos dois primeiros semi-ciclos usa-se o ($t_{\alpha\text{-}máx}$) para comandar o disparo dos tiristores de forma a assegurar o funcionamento do método de controle e evitar o surto de corrente inicial.

2.2 Controle pela corrente média aproximada

Para o retificador trabalhando no modo condução contínua, a corrente média retificada (I_{avg}) é composta da componente contínua somada ao valor médio da componente oscilatória. A componente contínua é a corrente mínima, cujo valor é dado por ($I_{min} = i_d(t_\alpha)$), como mostrado na Fig. 2(b), e a componente oscilatória é descrita por (13).

$$\hat{i}_d(\mathrm{t}) = i_d(\mathrm{t}) - I_{min} \tag{13}$$

Para calcular a corrente média da parte oscilatória ($\hat{I}_{avg}$), admite-se que a forma de onda de ($\hat{i}_d(\mathrm{t})$) se aproxima de uma senoide retificada, com amplitude igual à variação da corrente retificada (Δi_d), como visto na Fig. 2(c), e dado por (14) a (16).

$$\hat{I}_{avg} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} (\hat{i}_d(\mathrm{t}))\, d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} (\Delta i_d \sin\theta)\, d\theta \tag{14}$$

$$\hat{I}_{avg} = \Delta i_d \frac{1}{\pi} [-\cos\theta]_0^{\pi} \tag{15}$$

$$\hat{I}_{avg} = \Delta i_d \frac{2}{\pi} \tag{16}$$

Portanto, para fazer o controle pela corrente média aproximada, o disparo deve acontecer quando a soma da corrente instantânea do retificador ($i_d(\mathrm{t})$) e a variação da corrente retificada (Δi_d) multiplicada por ($2/\pi$) for igual a corrente média estabelecida (I_{avg}) de acordo com (17).

$$i_d(\mathrm{t}) + \frac{2}{\pi}\Delta i_d = I_{avg} \tag{17}$$

A condição (17) é atendida no instante em que ($\mathrm{t} = t_\alpha$) e, portanto, ($i_d(t_\alpha) = I_{min}$). Desse modo, como descrito anteriormente, a corrente média retificada é a soma da componente contínua e da média da componente oscilatória ($I_{min} + \hat{I}_{avg} = I_{avg}$).

A aproximação da componente oscilatória da corrente retificada introduz um erro em regime permanente, que pode ser desconsiderado, quando o retificador trabalha no modo de condução contínua. Essa abordagem também é válida para o modo de condução descontínua, porém quanto maior o tempo de descontinuidade, maior será o erro da corrente média.

3. FORMAS DE IMPLEMENTAÇÃO

No retificador controlado monofásico da Fig. 1, os tiristores (T_1) e (T_3) são disparados e conduzem no semi-ciclo positivo e os tiristores (T_2) e (T_4) são disparados e conduzem no semi-ciclo negativo. Ou seja, dois instantes de disparo devem ser determinados pelo controlador e distribuídos alternadamente para os respectivos tiristores.

3.1 Forma Simplificada

Na forma simplificada usa-se o mesmo ângulo (α) para os dois semi-ciclos, como mostrado na Fig. 3. O ângulo (α) se relaciona com o intervalo de tempo, entre a passagem por zero (t_0) e o (t_α), conforme (18). O instante de disparo (t_α) é calculado uma vez por ciclo e utilizado para o semi-ciclo atual e o seguinte. Ou seja, se o instante de disparo (t_α) é calculado para o semi-ciclo positivo, nesse semi-ciclo ocorre o disparo de (T_1) e (T_3) e, após um atraso de ($t_\alpha + T/2$), no semi-ciclo negativo, ocorre o disparo de (T_2) e (T_4) ou vice-versa.

$$\alpha = (t_\alpha - t_0)\, f\, 360 \tag{18}$$

3.2 Forma Integral

A forma integral consiste no uso de dois ângulos de disparo (α_1) e (α_2), um para cada semi-ciclo. O instante de disparo ($t_{\alpha 1}$), do semi-ciclo positivo, é descrito na seção 3.1 como (t_α). O instante de disparo ($t_{\alpha 2}$), do semi-ciclo negativo, é calculado tomando como referência o cruzamento por zero da tensão de entrada na passagem do semi-ciclo positivo para o negativo. Em outras palavras, a forma de onda ($v_p(\mathrm{t})$) - Fig. 3(b), estará invertida ou defasada ($T/2$) e (($t_{\alpha 2}$) e ($t_{\beta 2}$)) são referentes ao semi-ciclo negativo. Logo, a condição (6) será satisfeita somente quando a tensão de entrada for negativa. Os cálculos dos instantes de disparo são independentes e realizados simultaneamente.

Esta forma de implementação possibilita uma resposta de controle mais rápida e com menor ondulação em regime permanente. Porém, é mais complexa e necessita de mais cálculos que a forma simplificada. A forma simplificada necessita da metade dos cálculos da forma integral e poderia, por exemplo, ser realizada em um sistema microprocessado de menor desempenho.

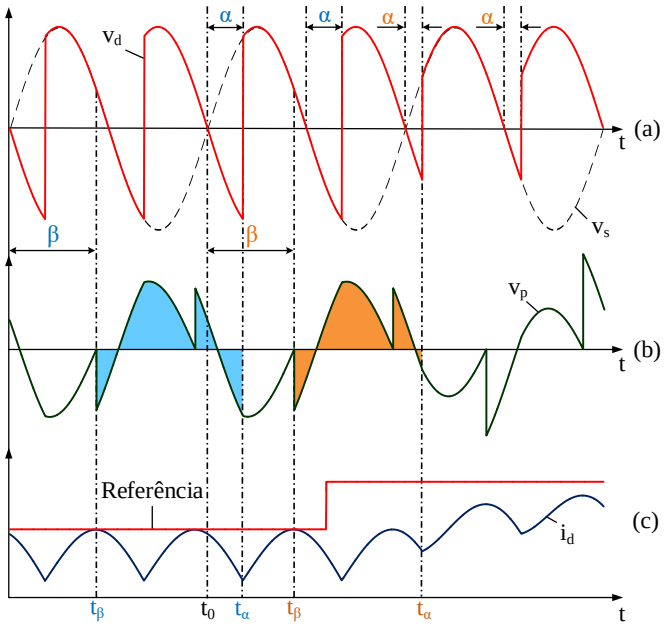

Fig. 3 – Cálculo de α. (a) Tensões do retificador. (b) Tensão de previsão – semi-ciclo positivo. (c) Corrente do retificador.

4. SIMULAÇÃO

Um retificador controlado monofásico e seu respectivo sistema de controle foi, com base nas considerações anteriores, realizado no MathLab/Simulink. O retificador tem a mesma construção da Fig. 1, possui uma fonte de 127 V, o indutor do lado CC de 200 mH, a carga utilizada é uma resistência de 20 Ω e o controlador é baseado no conjunto de equações apresentadas. As duas formas de implementação foram simuladas e a forma integral foi escolhida para ser apresentada neste artigo.

No primeiro ciclo de funcionamento do retificador, os interruptores são ligados com um ângulo de disparo de 170º para evitar surto de corrente e permitir que o controlador preditivo inicie os cálculos de previsão. A Fig. 4 mostra a resposta do retificador com o controle pela corrente de pico. O retificador é ligado com uma referência inicial de 5 A. A cada 0,2 s, a referência de corrente é modificada para 1 A, depois para 4 A e por fim para 2,5 A. Observa-se que o controlador atua de forma adequada e o tempo de resposta do retificador é de três a cinco ciclos de sua frequência de operação. A corrente de pico atinge o valor de referência.

As Figs. 5 e 6 mostram, em detalhes, a resposta do retificador no instante da mudança da referência de corrente. Na Fig. 5 o retificador operava com uma corrente de 1 A, no modo de condução descontínua, e a corrente de referência foi alterada para 5 A. O retificador passa operar no modo de condução contínua. Constata-se que, no quinto ciclo, a corrente alcança o regime permanente. Na Fig. 6 são apresentados resultados similares aos da Fig. 5, onde a condição de operação do retificador é inversa à anterior. O retificador está operando com uma referência de corrente de 5 A, que é reduzida para 1 A. No quarto ciclo, a corrente alcança o regime permanente.

O retificador com o controle pela corrente média aproximada foi testado e o resultado é apresentado na Fig. 7. O retificador é ligado com uma referência inicial de 5 A. A cada 0,2 s a referência de corrente é modificada para 1 A, depois para 4 A e por fim para 2,5 A. Verifica-se que o controlador atua de forma adequada e o tempo de resposta do retificador é de três a cinco ciclos de sua frequência de operação. A corrente média atinge o valor de referência.

A tensão de alimentação do retificador pode variar e o controlador deve considerar essa variação. Admite-se que a tensão de alimentação varia ±20%, em relação ao seu valor nominal, como mostrado na Fig. 8(a). A Fig. 8(b) mostra a referência de corrente e a corrente do retificador. No instante em que a tensão aumenta 20%, a corrente do retificador é maior do que a de referência. Em seguida a tensão decresce em

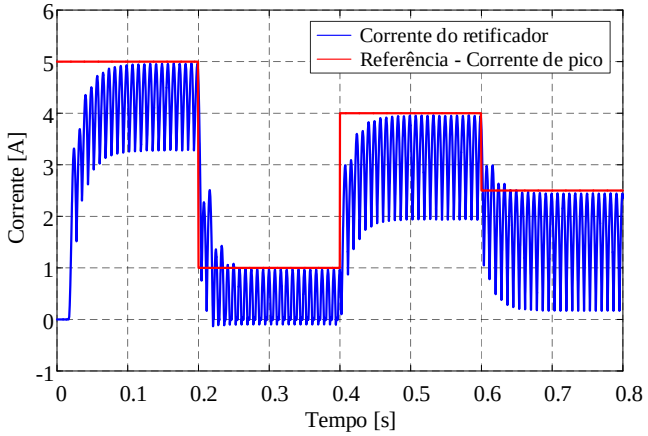

Fig. 4 - Corrente do retificador para referência de corrente de pico, com os valores: (5, 1, 4 e 2,5) A.

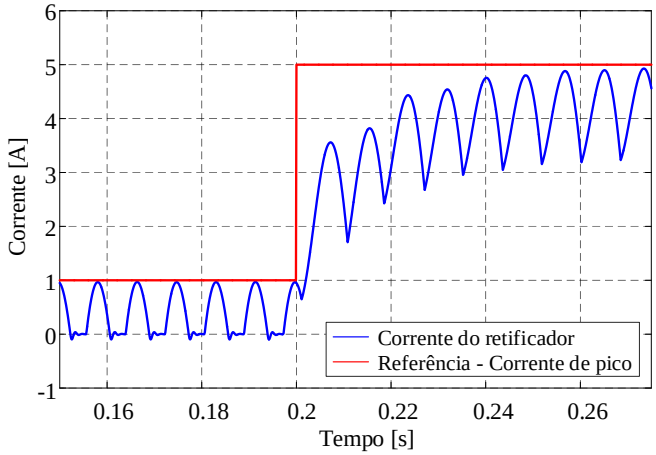

Fig. 5 - Corrente do retificador para referência de corrente de pico variando de 1 para 5 A.

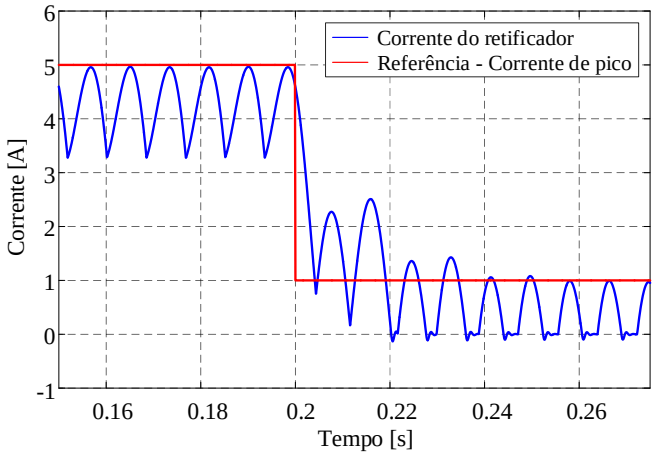

Fig. 6 - Corrente do retificador para referência de corrente de pico variando de 5 para 1 A.

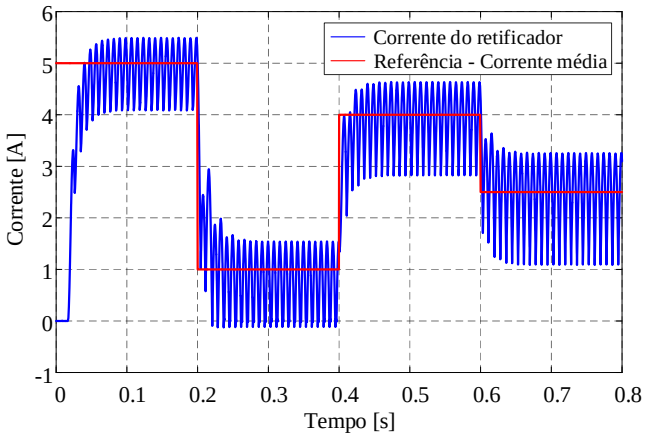

Fig. 7 - Corrente do retificador para referência de corrente média aproximada, com os valores: (5, 1, 4 e 2,5) A.

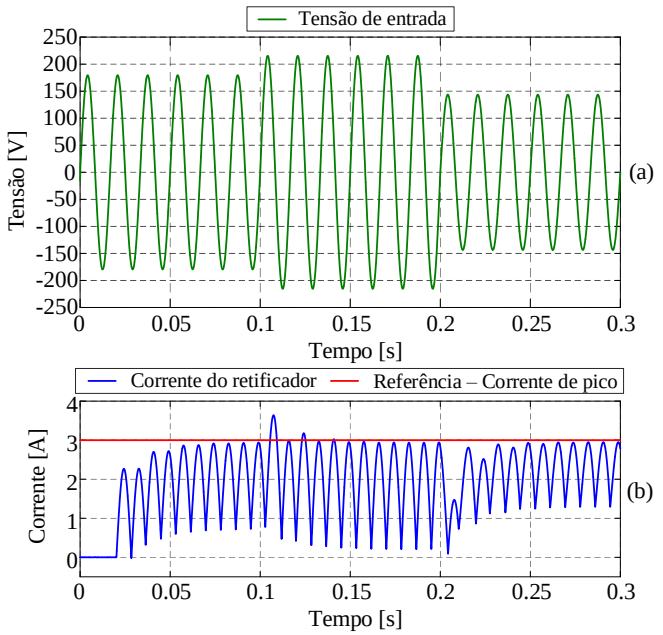

Fig. 8 – (a) Variação da tensão de entrada em ±20%. (b) Variação da corrente do retificador.

40% e a corrente do retificador apresenta um decréscimo acentuado. Apesar desses distúrbios na corrente, a ação do controle é efetiva e, em três a cinco ciclos, a corrente do retificador retorna ao seu valor de referência.

A carga do retificador pode variar durante o seu funcionamento. Com objetivo de verificar o comportamento do controle diante desse distúrbio fez-se uma simulação, na qual a resistência da carga varia de 0,001 a 40 Ω. A Fig. 9(a) mostra que inicialmente a carga possui uma resistência de 20 Ω. No instante 0,1 s, a carga assume o valor de 0,001 Ω e em seguida aumenta para 40 Ω. A Fig. 9(b) mostra a referência de corrente e a corrente do retificador. No intervalo de 0 a 0,1 s, após ter sido ligado, a corrente do retificador atingiu, em quatro ciclos, seu valor de referência. No instante 0,1 s, quando ocorre a mudança de carga, a corrente do retificador ultrapassa o valor de referência por apenas um ciclo da tensão de entrada. Após este ciclo, a corrente do retificador acompanha o valor de referência. Quando ocorre a última variação do valor da carga, a corrente do retificador diminui significativamente e, em seguida, retorna ao valor de referência, porém num tempo maior.

Na Fig. 10 são mostrados: a referência de corrente com dois valores (0,5 e 3) A e a corrente do retificador. Nesta simulação foi testado o tempo de resposta do retificador diante da variação da carga, mantendo-se constante o valor do indutor. A resposta do retificador não depende somente do controlador, pois a variação da resistência da carga muda a impedância total do retificador. Quanto maior a resistência de carga, maior o tempo de acomodação e vice-versa. Independente da variação da carga, o controle permanece funcionando adequadamente.

5. CONCLUSÃO

Neste artigo é apresentado um método preditivo de controle de corrente para retificador tiristorizado monofásico. O método

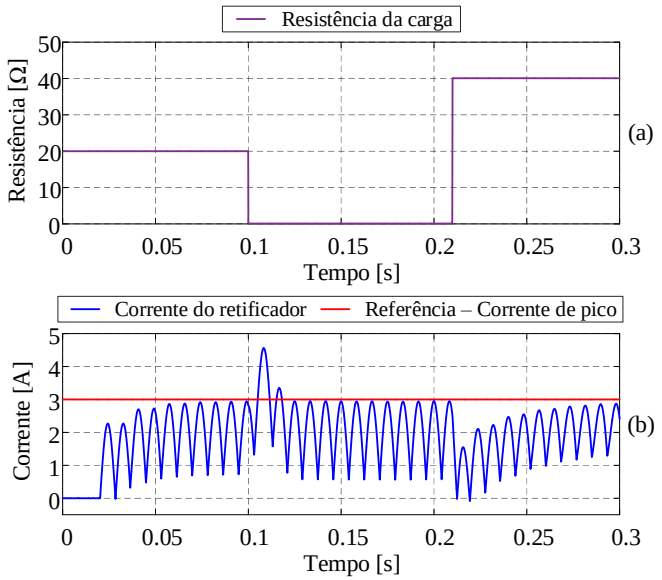

Fig. 9 – (a) Variação da carga: de 0,001 a 40 Ω. (b) Variação da corrente do retificador.

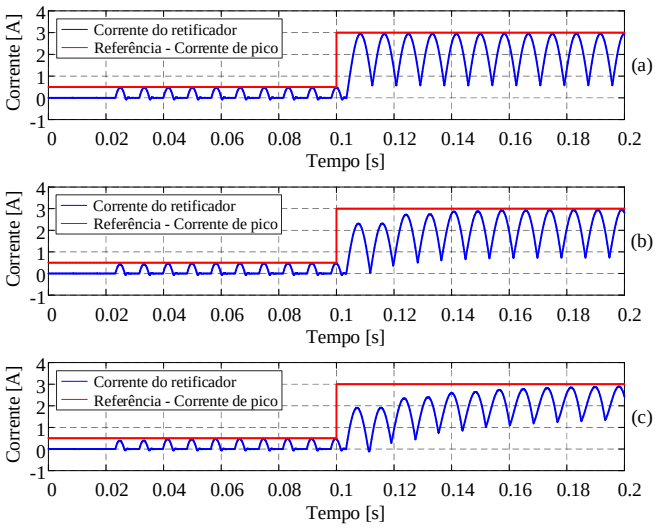

Fig. 10 - Corrente do retificador para referência de corrente pico, com os valores: (0,5 e 3) A. (a) Carga = 0,001 Ω. (b) Carga = 20 Ω. (c) Carga = 40 Ω.

tem como variável de controle a corrente de pico ou a corrente média aproximada do retificador. Ele apresenta resposta rápida, é estável e funciona corretamente para os modos condução contínua e descontínua do retificador. A avaliação visual dos resultados mostra que o erro, em regime permanente, pode ser desconsiderado.

O controle apresentado funciona independentemente do tipo de carga e, particularmente, responde melhor às cargas com baixa variação de tensão e, nesse caso, o tempo de acomodação da corrente é determinado pela rapidez do controlador. Por outro lado, quando a resistência de carga apresenta variação significativa, esse tempo de acomodação não depende somente da rapidez do método de controle. Logo, o tempo de acomodação da corrente será, substancialmente, dependente da resistência da carga, isto é, quanto menor a resistência, menor o tempo de acomodação da corrente e vice-versa. As

variáveis de entrada, usadas pelo controlador, são os valores instantâneos: da corrente do retificador e das tensões de entrada e da carga, as quais são utilizadas em cálculos contínuos do controlador. Assim, ele é capaz de compensar, apropriada e rapidamente, os distúrbios na tensão de entrada e no valor da carga.

O método pode ser implementado de duas formas: (a) simplificada – os ângulos são calculados uma vez a cada ciclo; (b) integral – os ângulos são calculados duas vezes a cada ciclo. Os resultados de simulação comprovam o desenvolvimento analítico e a efetividade do método proposto.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio das seguintes instituições: UNIFEI, FAPEMIG, CAPES e CNPq.

REFERÊNCIAS

Colo, N., Masic, S., Huseinbegovic, S. & Perunicic-Drazenovic, B., 2016. *A discrete-time sliding mode speed controller with disturbance compensation for a 5kW DC motor.* Florença, IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2612-2617.

Dong, D. et al., 2015. *Active fault-current foldback control in thyrister rectifier for DC shipboard electrical system.* Alexandria, 2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), pp. 54-61.

Jeong, S. & Song, S., 2007. Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(5), pp. 1820-1825.

Ladoux, P., Postiglione, G., Foch , H. & Nuns, J., 2005. A comparative study of AC/DC converters for high power DC arc furnace. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3), pp. 747-757.

Li, J., Yan, N., Yue, Y. & You, H., 2011. *Designing of PI controller of thyristor controlled interphase power controller for improving transient stability of power system.* Yichang, 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, pp. 2154-2157.

Nedeljkovic, M. & Stojiljkovi, Z., 2003. Fast current control for thyristor rectifiers. *Proc. Inst. Elect Eng.—Elect. Power Appl.*, 150(6), pp. 636-638.

Rashed, G. I., Shaheen, H. I. & Cheng, S. J., 2008. *Nonlinear PI predictive control design for thyristor controlled series compensator.* Chicago, 2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, pp. 1-7.

Srdic, S. & Nedeljkovic, M., 2011. Predictive fast DSP based current controller for thyristor converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(8), pp. 3349-3358.

Srdic, S., Nedeljkovic, M., Vukosavic, S. N. & Radakovic, Z., 2016. Fast and robust predictive current controller for flicker reduction in DC arc furnaces. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Julho, 63(7), pp. 4628-4640.

Zhang, D., Lin, H., Lu, Z. & Wang, S., 2013a. *Predictive current control based multi-pulse flexible-topology thyristor AC/DC converter and its application in wind energy conversion system.* Melbourne, 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, pp. 1202-1207.

Zhang, D. et al., 2013b. Predictive fast DSP-based current controller for a 12-pulse hybrid-mode thyristor rectifier. *Power Electronics IEEE Transactions*, 28(11), pp. 5263-5271.

Zhang, D., Kang, S., Lin, H. & Lu, Z., 2016. *Application of predictive current control based multi-pulse flexible-topology thyristor rectifier in off-board battery charger for electric vehicle.* Hangzhou, 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-5.