

# TÉCNICA DE CONTROLE ADAPTATIVO PARA CONVERSORES CC-CC UTILIZANDO REALIMENTAÇÃO DE VARIÁVEIS DE ESTADO

João P. A. Lopes<sup>1</sup>, Aleksandra C. Ribeiro<sup>2</sup>, Bárbara M. A. Ribeiro<sup>2</sup>, Luiz C. G. Freitas<sup>2</sup>, Gustavo B. de Lima<sup>1</sup>, Danilo B. Rodrigues<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>Universidade Federal do Triângulo Mineiro, Faculdade de Engenharia Elétrica, Uberaba-MG.

<sup>2</sup>Universidade Federal de Uberlândia, NUPEP – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência, Uberlândia-MG.  
danillorodrigues@yahoo.com.br, alexsandracarmonaribeiro@gmail.com

**Resumo** - Sabe-se que uma das grandes dificuldades em se controlar conversores CC-CC está na implementação e nos critérios de projeto dos compensadores. Muitos desses controladores são projetados para apenas um ponto de operação devido à complexidade do sistema em malha fechada, atuando de forma insatisfatória em condições de operação transitórias. Neste contexto, o presente trabalho apresenta uma técnica de controle de fácil implementação e projeto utilizando modelagem no domínio do tempo e realimentação de variáveis de estado, que tem como vantagem o fato de ser adaptativo às diversas condições de operação que um conversor CC-CC possa ser submetido, tais como variações de carga, variações de referências de tensão e/ou corrente e distúrbios na tensão de alimentação.

**Palavras-Chave** - Controle adaptativo, conversores CC-CC, espaço de estados, realimentação de estados.

## CONTROL ADAPTIVE TECHNIQUE FOR DC-DC CONVERTERS USING STATE VARIABLE FEEDBACK

**Abstract** - It is known that one of the great difficulties in controlling DC-DC converters is in the implementation and the compensating project criteria. Many of these controllers are designed for only one operating point due to the complexity of the closed-loop system, performing unsatisfactorily in transient operating conditions. In this context, this paper presents a control technique that has easy implementation and easy project using modeling in the time domain and state variables feedback, which has the advantage of being adaptive to the various operating conditions that a DC-DC converter can be subjected, such as load variations, variations of voltage and/or current references and disturbances in supply voltage.

**Keywords** – Adaptive control, DC-DC controllers, state feedback, state space.

## I. INTRODUÇÃO

A técnica de análise e modelagem de conversores CC-CC utilizando o domínio do tempo, ou a representação no espaço de estados, é, conhecidamente, um dos métodos mais utilizados para a obtenção da função de transferência do conversor e, dessa forma, dar prosseguimento ao processo de projeto dos compensadores destinados ao controle das malhas de tensão e/ou corrente. Dentro dessa análise no domínio do tempo, destaca-se a técnica de modelagem por espaço de estados médio, onde é possível obter a característica do conversor para um determinado ponto de operação, seja este ponto de operação caracterizado por uma amplitude de tensão e/ou corrente de referência desejada, uma condição de carga pré-estabelecida, ou uma condição de tensão de alimentação fixa do conversor.

Visto que o projeto dos compensadores designados ao controle do conversor CC-CC se restringe a estes pontos de operação pré-definidos, muitas vezes, determinados conversores operam de forma inadequada diante de condições de degraus de carga e de referências de tensão e/ou corrente, ou perante condições de afundamentos temporários da tensão de alimentação do conversor.

Com o objetivo de garantir que a operação dos conversores CC-CC siga as especificações de projeto independente do ponto de operação, inovando a ideia de controle apresentada em [1] e [2], este trabalho propõe uma técnica de controle adaptativo utilizando a realimentação das variáveis de estado do conversor.

De modo a estabelecer a fundamentação para a abordagem do controle proposto, considera-se que todo conversor CC-CC pode ser representado por um sistema de controle genérico, cujas representações matriciais no espaço de estados são dadas por (1) e (2). O diagrama de blocos do sistema representado no espaço de estados é ilustrado na Figura 1.

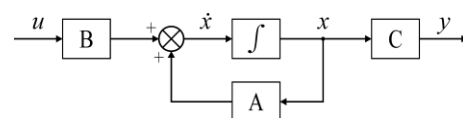


Fig. 1. Representação no espaço de estados de uma planta genérica.

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + E \cdot u(t) \quad (2)$$

Onde,  $x(t)$  é o vetor de estados;  $\dot{x}(t)$  é a derivada do vetor de estados;  $u(t)$  é o vetor de entrada;  $A$  é a matriz de sistema;



$B$  é a matriz de entrada;  $C$  é a matriz de saída e  $E$  é a matriz de ação avante.

Para o sistema de controle genérico apresentado na Figura 1, a posição dos polos do sistema depende da matriz de sistema  $A$ , onde a equação característica do sistema não compensado é dada por (3) [3].

$$\det(s \cdot I - A) = 0 \quad (3)$$

A estratégia de controle proposta consiste em realimentar as variáveis de estado para o controle,  $u$ , através de um vetor de ganhos  $K$  [3], conforme ilustrado na Figura 2. Cada ganho que compõe o vetor  $K$  é projetado com o objetivo de alterar a equação característica do sistema de modo a posicionar os polos do sistema em malha fechada de acordo com as especificações de projeto.

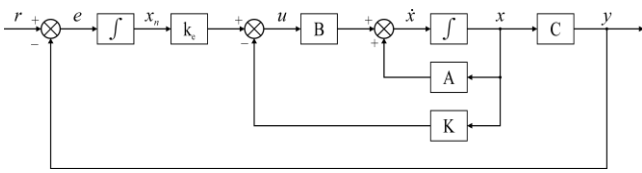


Fig. 2. Planta com realimentação de variáveis de estado e controle integral para anulação de erro em regime permanente para entrada em degrau.

Além disso, um caminho de realimentação a partir da saída do sistema é acrescentado para verificar o erro, o qual é alimentado à frente para a planta controlada através de um integrador com ganho  $k_e$  [3]. Esse integrador é responsável por aumentar a ordem do sistema e reduzir o erro em regime permanente a zero para uma entrada em degrau. Com isso, além de projetar o sistema para uma resposta transitória desejada, é possível projetá-lo também, através dos cálculos do vetor de ganhos  $K$  e do ganho  $k_e$ , a fim de se obter um erro em regime permanente nulo para uma entrada em degrau [3]. Uma vez que uma variável de estado adicional,  $x_n$ , foi criada, o sistema compensado pode ser representado através de (4) e (5), onde a equação característica modificada do sistema em malha fechada pode ser determinada por (6) [3].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - B \cdot K) & B \cdot k_e \\ -C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \cdot r \quad (4)$$

$$y = [C \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\det \left( s \cdot I - \begin{bmatrix} (A - B \cdot K) & B \cdot k_e \\ -C & 0 \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (6)$$

Portanto, a finalidade do controle adaptativo proposto neste trabalho é estabelecer a realimentação das variáveis de estado do conversor CC-CC e promover os cálculos do vetor de ganhos  $K$  e do ganho  $k_e$  em tempo real, de tal forma que o conversor CC-CC opere independente da condição de degrau do ponto de operação, conforme as especificações de projeto. A vantagem desta técnica de controle é que, independentemente da ordem do sistema, é possível projetar os ganhos para que se obtenha uma operação seguindo as características de sistemas de primeira ou de segunda ordem,

os quais são facilmente controláveis e cujas especificações de resposta transitória e erro em regime permanente são facilmente projetáveis.

De modo a validar a eficácia do controle adaptativo proposto, utilizou-se um conversor Buck como sistema de análise, e todo o equacionamento necessário para a determinação do vetor de ganhos  $K$  e do ganho  $k_e$ , bem como os resultados de simulação computacional são apresentados nas seções que se seguem.

## II. DETERMINAÇÃO DO VETOR DE GANHOS $K$ E DO GANHO $K_E$

Para a obtenção das expressões matemáticas que determinam os valores do vetor de ganhos  $K$  e do ganho  $k_e$ , primeiramente é necessário dar início à análise por espaços de estado médio, conforme estabelecido em [4]. Uma vez que em circuitos elétricos, tradicionalmente, o número de variáveis de estado suficientes para a completa representação do sistema coincide com o número de elementos armazenadores de energia presentes no circuito, as variáveis de estado dos conversores CC-CC são definidas pelas tensões nos capacitores e pelas correntes nos indutores.

É importante ressaltar que os conversores CC-CC tradicionais a uma chave apresentam duas configurações de circuitos, sendo uma para a chave em condução e outra para a chave em aberto, tornando necessário determinar todas as matrizes de estado e de saída para cada uma das configurações. Dessa forma, as matrizes de sistema, de entrada, de saída e de ação avante por valores médios, em um período de chaveamento, partindo do pressuposto que o conversor está operando no modo contínuo de condução [4], [5], são dadas por:

$$A_{med} = A_1 \cdot D_{med} + A_2 \cdot [I - D_{med}] \quad (7)$$

$$B_{med} = B_1 \cdot D_{med} + B_2 \cdot [I - D_{med}] \quad (8)$$

$$C_{med} = C_1 \cdot D_{med} + C_2 \cdot [I - D_{med}] \quad (9)$$

$$E_{med} = E_1 \cdot D_{med} + E_2 \cdot [I - D_{med}] \quad (10)$$

Onde,  $A_{med}$  é a matriz de sistema por valores médios;  $B_{med}$  é a matriz de entrada por valores médios;  $C_{med}$  é a matriz de saída por valores médios;  $E_{med}$  é a matriz de ação avante por valores médios;  $A_1$  e  $A_2$  são as matrizes de sistema para as condições de chave fechada e chave aberta, respectivamente;  $B_1$  e  $B_2$  são as matrizes de entrada para as condições de chave fechada e chave aberta, respectivamente;  $C_1$  e  $C_2$  são as matrizes de saída para as condições de chave fechada e chave aberta, respectivamente;  $E_1$  e  $E_2$  são as matrizes de ação avante para as condições de chave fechada e chave aberta, respectivamente; e  $D_{med}$  é a razão cíclica média.

De posse das matrizes de estado para as condições de chave aberta e chave fechada, determina-se então o modelo de pequenos sinais, perturbando-se as variáveis de estado e as saídas no ponto de operação, conforme estabelecido em [4]. A partir da análise do modelo de pequenos sinais, obtêm-se as expressões que determinam as perturbações das derivadas das variáveis de estados e a perturbação da saída no ponto de operação através de (11) e (12), respectivamente.

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + B_d \cdot \hat{d}(t) \quad (11)$$

$$\hat{y}(t) = C_{med} \cdot \hat{x}(t) + E_{med} \cdot \hat{u}(t) + E_d \cdot \hat{d}(t) \quad (12)$$

Onde:

$$B_d = (A_1 - A_2) \cdot X_{med} + (B_1 - B_2) \cdot U_{med} \quad (13)$$

$$E_d = (C_1 - C_2) \cdot X_{med} + (E_1 - E_2) \cdot U_{med} \quad (14)$$

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot U_{med} \quad (15)$$

e  $U_{med}$  é representada pela tensão de alimentação do conversor.

Com base em (11) e (12), o sistema do conversor modelado no espaço de estados médio é ilustrado na forma de diagrama de blocos na Figura 3.

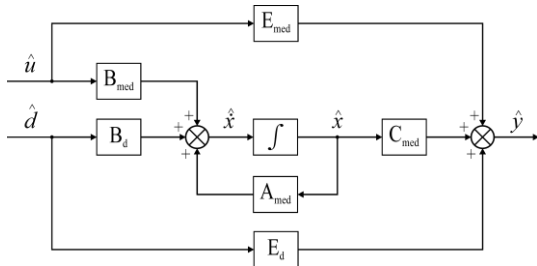


Fig. 3. Representação no espaço de estados médio de um conversor CC-CC a uma chave.

Uma vez que a técnica de controle abordada neste trabalho irá abranger somente o controle da tensão de saída a partir da variação da razão cíclica de operação da chave do conversor, estabelece-se então a realimentação das variáveis de estado através do vetor de ganhos  $K$  para a entrada  $\hat{d}$ , e define-se o caminho de realimentação a partir da saída do sistema para se obter o erro ao qual é alimentado à frente para o sistema controlado através do integrador e do ganho  $k_e$ . O diagrama de blocos do sistema realimentado é apresentado na Figura 4.

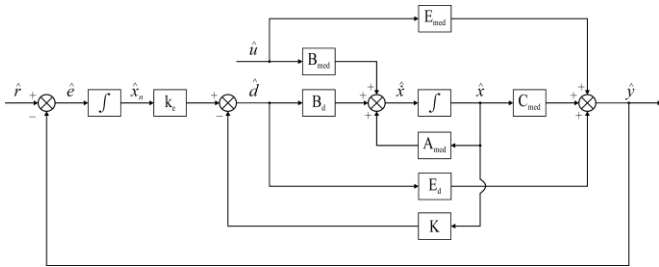


Fig. 4. Sistema do conversor CC-CC com realimentação de variáveis de estado e controle integral para redução de erro em regime permanente.

Sabendo-se que o sinal de saída  $\hat{y}$  será definido pela tensão no capacitor de saída do conversor, a qual, por sua vez é uma das variáveis de estado do sistema, as matrizes  $E_{med}$  e  $E_d$  serão nulas, sendo possível desenvolver o equacionamento a partir do diagrama de blocos da Figura 4 e obter, a partir de (16) e (17), as expressões genéricas das equações de estado e de saída para um conversor CC-CC.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{med} - B_d \cdot K & B_d \cdot k_e \\ -C_{med} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{x}_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{med} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{u}(t) \\ \hat{r}(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} C_{med} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{x}_n(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Desta forma, a equação característica do conversor com realimentação das variáveis de estado é definida por (18).

$$\det \left( s \cdot I - \begin{bmatrix} A_{med} - B_d \cdot K & B_d \cdot k_e \\ -C_{med} & 0 \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (18)$$

Conforme mencionado anteriormente, escolheu-se o conversor Buck para a validação da técnica de controle adaptativa utilizando espaço de estados. A Figura 5 ilustra o circuito de potência do conversor Buck. Sabendo-se que as variáveis de estado do conversor Buck são definidas por (19) e que  $U_{med}$  é definido por (20), seguiu-se os artifícios matemáticos apresentados em [4] para estabelecer a modelagem matemática do conversor Buck no domínio do tempo, obtendo-se, assim, as matrizes  $A_{med}$ ,  $C_{med}$  e  $B_d$ , conforme determinado por (21) a (23).

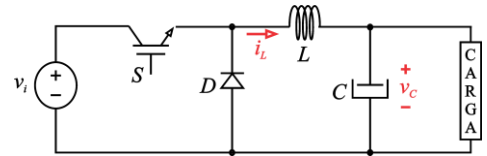


Figura 5. Circuito de potência do conversor Buck.

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$U_{med} = v_i \quad (20)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & -\left(\frac{1}{L}\right) \\ \left(\frac{1}{C}\right) & \left(\frac{1}{R \cdot C}\right) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$C_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \left(\frac{v_i}{L}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Como o conversor Buck apresenta duas variáveis de estado, cada variável deverá ser realimentada por um ganho que compõe o vetor de ganhos  $K$ , sendo a variável  $i_L$  realimentada por  $k_1$  e a variável  $v_C$  pelo ganho  $k_2$ . Desta forma o vetor  $K$  é definido por (24).

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Substituindo as equações (21) a (24) em (18), obtém-se através de (25) a equação característica do conversor Buck realimentado que, por sua vez, depende do valor dos ganhos  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_e$ .

$$s^3 + \left( \frac{1}{R \cdot C} + \frac{v_i \cdot k_1}{L} \right) \cdot s^2 + \left( \frac{v_i \cdot k_1}{R \cdot L \cdot C} + \frac{1 + v_i \cdot k_2}{L \cdot C} \right) \cdot s + \frac{v_i \cdot k_e}{L \cdot C} = 0 \quad (25)$$

Para se obter as expressões que determinam os ganhos  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_e$ , primeiramente é necessário definir uma equação característica desejável cujos polos definam a resposta transitória desejada. Uma vez que a equação característica do sistema realimentado definida por (25) é um polinômio de terceira ordem, é necessário definir uma equação característica desejável também de terceira ordem. De forma a garantir que o conversor opere sempre como um sistema de primeira ordem, definiu-se um polo dominante cujo módulo é diretamente proporcional a quatro vezes a frequência de acomodação desejada. O segundo e terceiro polos foram alocados, respectivamente, com valor 10 e 100 vezes maior que o polo de primeira ordem dominante, fazendo com que, apesar do sistema realimentado apresentar-se de terceira ordem, a resposta do sistema sempre tenha característica de um sistema de primeira ordem. A equação característica desejada para o sistema realimentado do conversor Buck é definida, portanto por (26).

$$\left( s + \frac{4}{T_s} \right) \cdot \left( s + \frac{40}{T_s} \right) \cdot \left( s + \frac{400}{T_s} \right) = s^3 + \left( \frac{444}{T_s} \right) \cdot s^2 + \left( \frac{17760}{T_s^2} \right) \cdot s + \left( \frac{64000}{T_s^3} \right) = 0 \quad (26)$$

Por fim, basta igualar os coeficientes dos termos de  $s$  de mesmo expoente da equação (25) com os coeficientes dos termos de  $s$  de mesmo expoente da equação (26) e resolver o sistema de equações para os ganhos  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_e$ , obtendo-se assim as equações (27) a (29) que definem as expressões dos ganhos a serem utilizados no controle do conversor Buck.

$$k_1 = \frac{L}{v_i} \cdot \left( \frac{444}{T_s} - \frac{1}{R \cdot C} \right) \quad (27)$$

$$k_2 = \frac{L \cdot C}{v_i} \cdot \left( \frac{17760}{T_s^2} + \frac{1}{R^2 \cdot C^2} - \frac{444}{R \cdot C \cdot T_s} - \frac{1}{L \cdot C} \right) \quad (28)$$

$$k_e = \frac{64000 \cdot L \cdot C}{v_i \cdot T_s^3} \quad (29)$$

Apesar da determinação das expressões para os cálculos dos ganhos  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_e$  dependerem diretamente da análise prévia a partir de um modelo de pequenos sinais para um ponto de operação, vale salientar que o ponto de operação é genérico, onde o objetivo do controle é recalculá-lo a cada variação desse ponto.

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Conforme mencionado anteriormente, o objetivo deste trabalho é utilizar um conversor Buck para validar a ideia do controle adaptativo utilizando a realimentação das variáveis de estado. Diante desta perspectiva, as especificações do conversor Buck são apresentadas na Tabela I e o diagrama esquemático que ilustra a estratégia de controle proposta é apresentado na Figura 6.

Além das aquisições das variáveis de estado do conversor Buck ( $v_C$  e  $i_L$ ) para a realimentação através dos ganhos  $k_1$  e  $k_2$ ,

e, de forma a estabelecer com que o controle verifique que houve variação do ponto de operação e recalcule o vetor de ganhos  $K$  e o ganho  $k_e$ , se faz necessário também a aquisição da tensão de alimentação do conversor ( $v_i$ ), utilizada nas expressões que determinam os ganhos, conforme definido por (27) a (29), e a aquisição da corrente de carga ( $i_o$ ), utilizada no cálculo da resistência de carga instantânea que, por sua vez, também é utilizada na determinação dos ganhos. Portanto, para que o controle entenda que houve uma variação de carga, é necessário estabelecer o cálculo da resistência de carga a partir da divisão da aquisição de  $v_C$  pela aquisição de  $i_o$  à cada amostragem. Considerando que os valores da indutância  $L$  e do capacitor  $C$  não sofrem variações com a operação do conversor, os mesmos são fixados a partir dos parâmetros de projeto do conversor Buck.

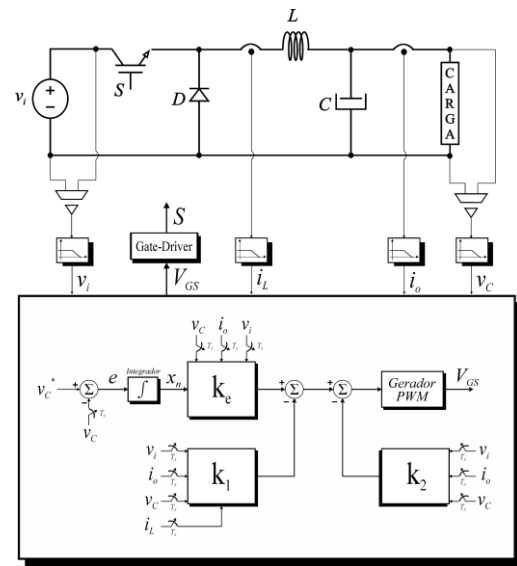


Fig. 6. Diagrama esquemático do circuito de controle.

Tabela I - Especificações de Projeto do Conversor Buck.

Tensão média máxima de saída – 24V
Potência máxima de saída – 300 W
Tensão máxima de alimentação – 180V
Frequência de chaveamento – 20 kHz
Indutor L – 270 uH
Capacitor de saída C – 50 uF

Para corroborar com a teoria exposta e com o equacionamento matemático anteriormente abordado, simulações computacionais utilizando o software *PSIM*<sup>®</sup> são apresentadas.

Afim de provar a eficácia da estratégia de controle proposta utilizando a realimentação de variáveis de estado, projetou-se um controle tradicional PID para o mesmo conversor com a finalidade de comparar as duas técnicas de controle. Levando em conta que a função de transferência do conversor Buck pode ser definida por uma análise por espaço de estados médio [4] através de (30), e que o objetivo do controle adaptativo por realimentação de estados proposto é fazer com que o conversor opere como um sistema de primeira ordem com resposta cuja o tempo de acomodação

seja de 2 milissegundos, projetou-se o controlador PID tradicional para essas mesmas especificações.

Visto que o projeto do controlador PID exige que um ponto de operação seja estabelecido, adotou-se a condição de operação definida por uma tensão de alimentação de 180 V, uma tensão de referência de 12 V e uma potência ativa de saída de 100 W.

$$G_{Buck}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = v_i \cdot \frac{\frac{1}{(L \cdot C)}}{s^2 + \frac{1}{(R \cdot C)} \cdot s + \frac{1}{(L \cdot C)}} \quad (30)$$

Utilizando a ferramenta *Sisotool* do *Matlab*<sup>®</sup> para geração do lugar geométrico das raízes para a função de transferência do conversor Buck, e sabendo-se através de (30) que o sistema do conversor apresenta dois polos complexos e conjugados, considerou-se os seguintes passos para o projeto do controlador PID:

- Inseriu-se dois zeros complexos e conjugados iguais aos valores dos polos complexos e conjugados do conversor, afim de anular os efeitos desses polos, permitindo a alocação do restante dos polos do compensador de modo a fazer com que o conversor opere como um sistema de primeira ordem com erro em regime permanente nulo;
- Inseriu-se um integrador para anular o erro em regime permanente;
- Inseriu-se um polo real no semiplano esquerdo com frequência 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, afim de atenuar os ruídos em alta frequência;
- Ajustou-se o ganho do controlador para a resposta ao degrau apresentar um tempo de acomodação de 2 milissegundos.

O lugar geométrico das raízes e a resposta em frequência do sistema compensado, bem como a resposta do sistema para um degrau de referência de 12 V são ilustrados na Figura 07. A função de transferência do controlador PID projetado é dada por (31).

$$PID(s) = 0,0182 \cdot \frac{s^2 + 13900 \cdot s + 7,41 \cdot 10^7}{s^2 + 126000 \cdot s} \quad (31)$$

Durante a carga inicial do capacitor de saída, os dois controles apresentaram comportamentos satisfatórios, como se pode visualizar na Figura 8. Entretanto, a resposta da tensão de saída ( $V_o$ ) para o controle adaptativo proposto demonstrou-se mais próxima de uma resposta de sistemas de primeira ordem, conforme esperado.

Foram estabelecidos dois degraus de referência de tensão, um onde a referência foi alterada de 12V para 24V, e outro onde a referência foi alterada de 24V para 15V, e verificou-se o comportamento dos dois controles. É possível observar através da Figura 9 que o controle adaptativo demonstrou um comportamento melhor em relação ao controle tradicional PID, principalmente durante o degrau de 24V para 15V, mantendo a característica de primeira ordem da resposta transitória da tensão de saída com tempo de acomodação de 2 milissegundos independente do degrau de referência, o que

demonstra a eficácia da estratégia de controle adaptativa utilizando a realimentação de estados durante condições transitórias de operação.

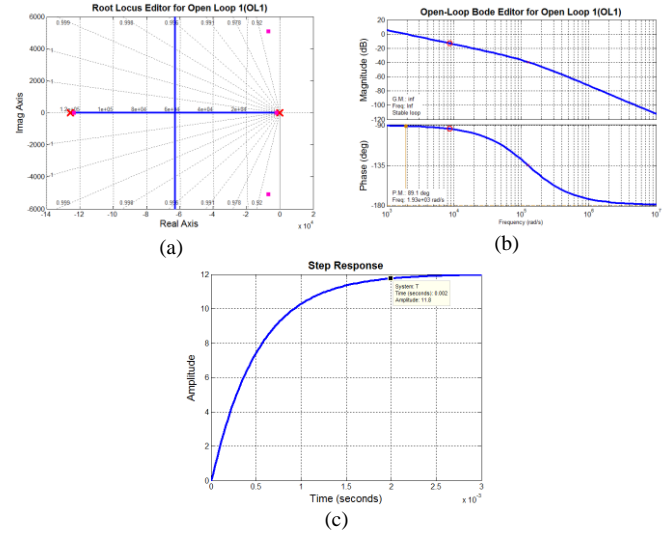


Fig. 7. (a) Lugar geométrico das raízes; (b) resposta em frequência e (c) resposta do sistema do conversor buck compensado em malha fechada a um degrau de 12 V.

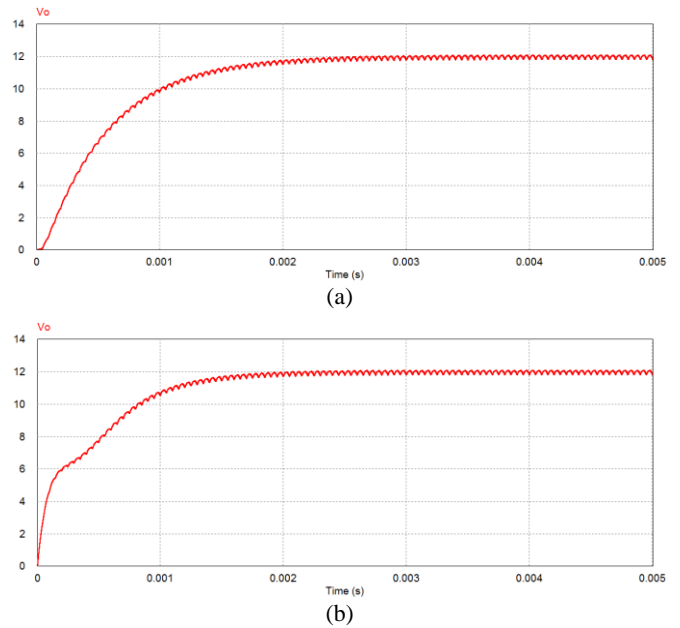
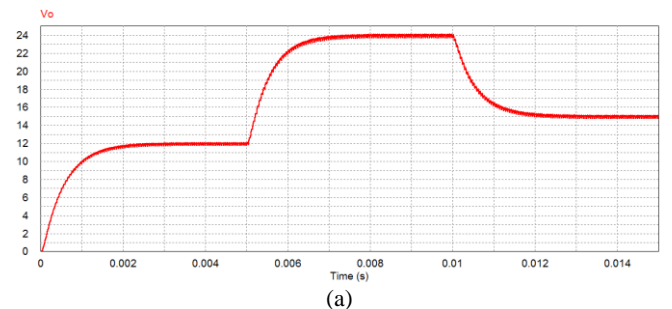


Fig. 8. Tensão no capacitor de saída para a utilização do (a) controle adaptativo por realimentação de estados e do (b) controle tradicional PID.



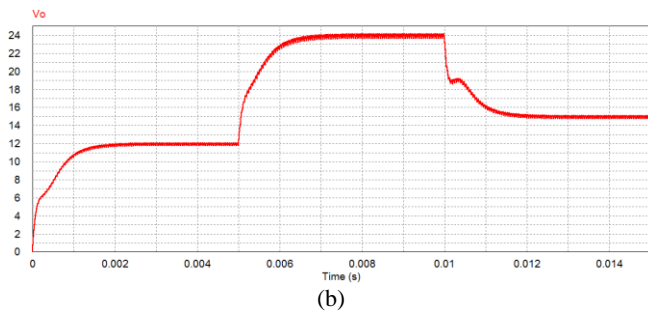


Fig. 9. Condição de degrau de referência de tensão para a utilização do (a) controle adaptativo por realimentação de estados e do (b) controle tradicional PID.

Degraus de 50% de carga também foram simulados, e verificou-se o comportamento das respostas transitórias da tensão de saída e da corrente de carga do conversor diante da operação das duas técnicas de controle, conforme apresentado na Figura 10. Mais uma vez é possível verificar que o controle adaptativo demonstrou um comportamento bem mais eficiente, em termos de resposta transitória, em relação ao controle tradicional PID, principalmente em relação à resposta da tensão no capacitor de saída do conversor Buck, que apresentou pequenos efeitos transitórios durante os degraus de carga.

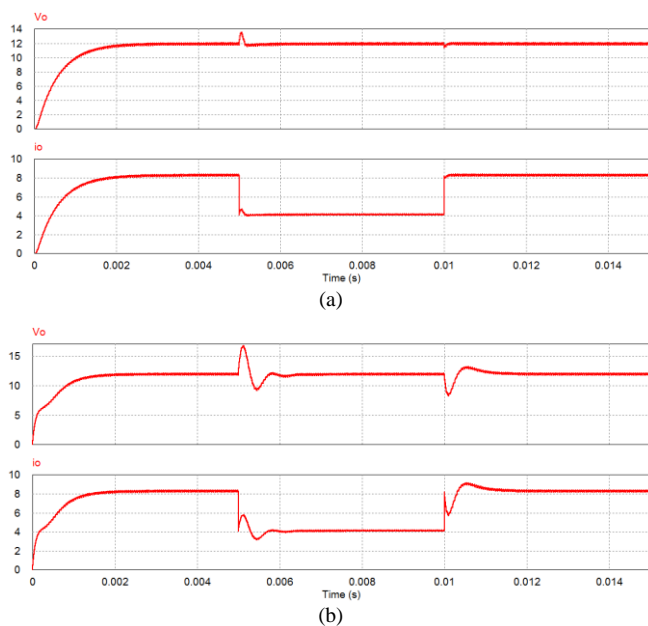


Fig. 10. Condição de degrau de carga para a utilização do (a) controle adaptativo por realimentação de estados e do (b) controle tradicional PID.

Por fim, a Figura 11 demonstra a simulação do efeito de uma queda de 50% na tensão de alimentação do conversor Buck sobre a resposta transitória da tensão no capacitor de saída. Verificando o comportamento dos dois controles diante desta condição de operação nota-se que a queda na tensão de alimentação provoca um efeito imperceptível na tensão de saída do conversor Buck operando com a técnica de controle adaptativo utilizando a realimentação das variáveis de estado, enquanto que o controle tradicional PID permite uma queda considerável na tensão de saída.

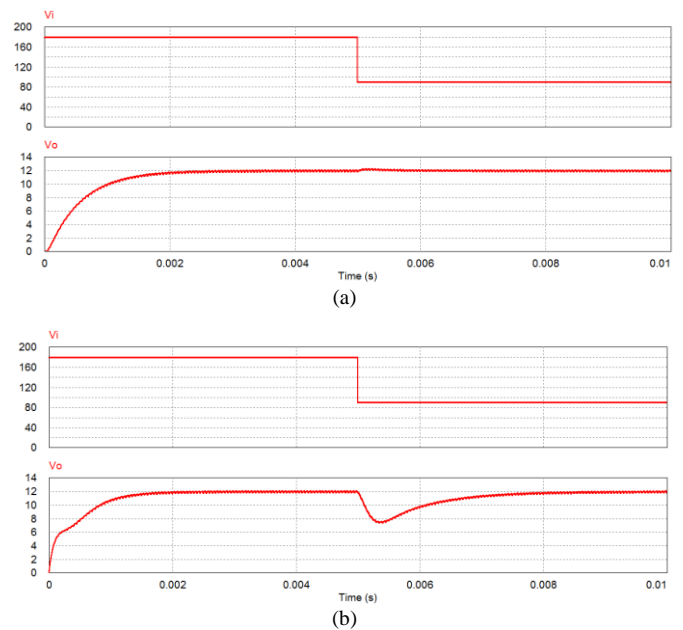


Fig. 11. Condição de afundamento na tensão de alimentação para a utilização do (a) controle adaptativo por realimentação de estados e (b) do controle tradicional PID.

#### IV. CONCLUSÃO

Com base nos resultados de simulação computacional foi possível verificar que o controle adaptativo utilizando a realimentação de variáveis de estado demonstrou-se eficaz quando aplicada ao controle do conversor Buck operando sob condições transitórias. A estratégia de controle apresentou o grande diferencial da possibilidade de se fazer com que o conversor CC-CC opere o mais fiel possível às condições de projeto instituídas, uma vez que, com base no projeto do vetor de ganhos  $K$  e do ganho  $k_e$ , é possível garantir que o conversor apresente uma equação característica desejável fixa independente da condição de operação, seja essa condição um degrau de carga, um degrau de referência ou um afundamento de tensão.

#### REFERÊNCIAS

- [1] Uran, S.; Milanović, M., "Advanced Control of Buck Converter", *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Vol. 1, pp. 602-607, Dec. 2003.
  - [2] Keller, G.; Lascu, D.; Myrzik, J. M. A., "State-Space Control Structures for Buck Converters with/without Input Filter", *IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 10 pp, 2005.
  - [3] NISE, N. S., "Engenharia de Sistemas de Controle". 6. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2012.
  - [4] COSTA, A. V., "Proposta de Técnica para Aumento de Suportabilidade a Afundamentos Temporários de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável". 2013. 200 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.
- PEÑA, J. C. U., "Inversor Buck-Boost integrado para aplicações com microgeradores eólicos". 2012, Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2012.