

CONVERSOR CC-CC APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM CONTROLE DIGITAL POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

SAMUEL POLATO RIBAS¹, EDUARDO DA SILVA², LEONARDO ALMEIDA AMARAL³, RAI RATKO PAES⁴

¹Msc. em Engenharia Elétrica, Prof. Titular, Escola Politécnica, UNINTER, Curitiba-PR, samuel.r@uninter.com;

²Msc. em Engenharia Elétrica, Prof. Titular, Escola Politécnica, UNINTER, Curitiba-PR, eduardo.si@uninter.com;

³Aluno, de Engenharia Elétrica, UNINTER, Curitiba-PR, leonardo.almeida.amaral@hotmail.com

⁴Aluno, de Engenharia Elétrica, UNINTER, Curitiba-PR, rai.ratko@gmail.com

Apresentado no
Congresso Técnico Científico da Engenharia e da Agronomia – CONTECC
15 a 17 de setembro de 2021

RESUMO: Este artigo apresenta um conversor CC-CC elevador de tensão, com controle digital projetado utilizando uma técnica de controle por realimentação de estados, para aplicação em sistemas fotovoltaicos. É apresentada a modelagem matemática do conversor operando no modo de condução contínua e o projeto do controlador. Para o projeto dos ganhos de realimentação, é utilizada a técnica do regulador linear quadrático discreto. Como resultado, é apresentado o desempenho do conversor em malha fechada, frente a variações de carga e da tensão de entrada.

PALAVRAS-CHAVE: Sistemas fotovoltaicos, conversor CC-CC, controle digital.

DC-DC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS WITH DIGITAL CONTROL BY STATE FEEDBACK

ABSTRACT: This paper presents a DC-DC voltage boost converter, with digital control designed using a state feedback control technique, for application in photovoltaic systems. The mathematical modelling of the converter operating in continuous conduction mode and controller design is presented. For the project of feedback gains the technique of the discrete quadratic linear regulator is used. As a result, the closed loop converter performance is shown in front of load variations and in the input voltage.

KEYWORDS: Photovoltaic systems, DC-DC converter, digital control.

INTRODUÇÃO

A demanda por fontes alternativas e limpas de energia elétrica é cada vez maior, devido às restrições típicas dos combustíveis fósseis, seja por questões ambientais ou por limitação da matéria prima. Mesmo em países que utilizam hidrelétricas, como o Brasil, o combustível fóssil é utilizado para suprir a demanda em tempos de secas (Oliveira, 2007). Com isso, fontes renováveis como a fotovoltaica vêm ganhando espaço na matriz energética brasileira (Masson et al., 2012). Com o aumento da popularidade da geração distribuída e de sistemas fotovoltaicos, há uma crescente demanda por estudos e desenvolvimento de conversores, capazes de garantir um desempenho satisfatório.

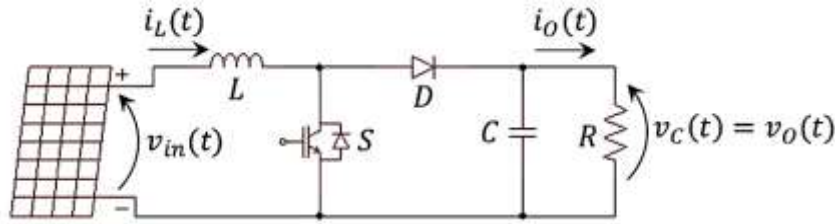
Os conversores eletrônicos devem possuir controladores robustos, que garantam as condições de operação diante de possíveis variações climáticas e de carga. Uma técnica que garante estabilidade e robustez frente às variações paramétricas, é o regulador linear quadrático (LQR – *Linear Quadratic Regulator*) (Ogata, 2010). Em controladores discretos, a versão discreta do LQR é denominada DLQR (*Digital Linear Quadratic Regulator*) (Ogata, 1995). Programas especializados como o *Matlab*[®], por exemplo, possuem rotinas específicas para a resolução de problemas utilizando DLQR.

Como a maioria dos projetos de sistemas de controle, a aplicação do DLQR depende do conhecimento do modelo matemático da planta a ser controlada. Este requer a representação em espaço de estados, uma vez que utiliza uma técnica por realimentação de estados. Sendo assim, este trabalho se inicia pela análise de funcionamento do conversor CC-CC elevador de tensão, seguido da modelagem matemática orientada ao controle, o projeto do controlador, e por fim, a apresentação dos resultados obtidos.

MATERIAL E MÉTODOS

O conversor CC-CC elevador de tensão é um circuito eletrônico de potência, capaz de alterar o nível da tensão de saída, e conseqüentemente o nível de corrente. Neste conversor, o valor médio de tensão na saída é maior que o valor médio da tensão de entrada (Martins et al., 2006). Para este trabalho, é considerada a estrutura da Figura 1.

Figura 1. Conversor CC-CC elevador de tensão.



Na Figura 1, a tensão de entrada do conversor é fornecida pelo painel fotovoltaico, $v_{in}(t)$, enquanto $i_L(t)$ representa a corrente no indutor. A tensão de saída é representada por $v_o(t)$, que é igual à tensão aplicada ao capacitor $v_C(t)$ e à carga, esta, absorve uma corrente denominada $i_o(t)$.

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, uma quando a chave S está fechada, e outra quando a chave S está aberta. Em uma representação por espaço de estados, sendo $i_L(t)$ e $v_C(t)$ as variáveis de estado, para o período em que a chave S permanece fechada, as matrizes dinâmicas que representam o circuito são

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Quando a chave S está aberta, as matrizes dinâmicas que representam o circuito são

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Um modelo matemático linearizado para o conversor CC-CC elevador de tensão pode ser escrito como (Maccari Junior, 2011)

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{d}(t), \quad (3)$$

em que

$$A = [A_1 D_C + A_2(1 - D_C)], \quad B = [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]. \quad (4)$$

Na equação (3), $\tilde{x}(t)$ representa a variação sofrida no valor das variáveis de estado, resultado da análise de pequenos sinais, e $\tilde{d}(t)$, representa a variação da razão cíclica em torno do ponto de operação. Na equação (4), X representa os valores das variáveis de estado, no ponto de operação, e U é o sinal de entrada. Assumindo o sinal de entrada como sendo a tensão de saída do painel fotovoltaico, sem variações, tem-se que

$$\tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_L(t) \\ \tilde{v}_C(t) \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} i_{Lref} \\ v_{Cref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{in} \\ (1 - D_C)^2 R \\ v_{in} \\ (1 - D_C) \end{bmatrix}, \quad U = v_{in}. \quad (5)$$

Definido um período de amostragem, T_α , o modelo de pequenos sinais apresentado na equação (3) pode ser discretizado utilizando uma ZOH (zero order hold), tal que, as matrizes dinâmicas discretas serão dadas por

$$A_d = e^{AT_a} \quad , \quad B_d = \int_0^{T_a} e^{A\tau} B d\tau, \quad (6)$$

o que leva ao sistema discreto

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d \tilde{d}(k). \quad (7)$$

Como o conversor em questão é um sistema sem integrador, é necessário a inclusão de um estado adicional referente à integral do erro para eliminar o erro em regime permanente (Ogata, 2010). Para isso, considera-se que um controlador do tipo proporcional-integral discreto, tem a função de transferência dada por

$$\frac{\sigma(z)}{e(z)} = \frac{T_a}{z-1}. \quad (8)$$

Sabe-se que o erro é a diferença entre um sinal de referência e a variável a ser controlada, podendo matematicamente ser escrito como

$$e(k) = r(k) - v_c(k), \quad (9)$$

portanto a equação (9) pode ser reescrita como

$$e(k) = r(k) - [v_{c_{ref}} + \tilde{v}_c(k)], \quad (10)$$

na qual $v_{c_{ref}}$ é o sinal de referência adotado.

Desse modo, a equação (8) pode ser convertida em uma equação de diferenças, escrita como

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) - T_a \tilde{v}_c(k). \quad (11)$$

O estado da integral do erro $\sigma(k+1)$, pode ser integrado ao sistema da equação (7), resultando no sistema aumentado dado por

$$\Psi(k+1) = G\Psi(k) + H\tilde{d}(k), \quad (12)$$

em que

$$\Psi(k) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_L(k) \\ \tilde{v}_c(k) \\ \sigma(k) \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ M & 1 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix}, M = [0 \quad -T_a]. \quad (13)$$

Na equação (13) as variáveis $\tilde{i}_L(k)$, $\tilde{v}_c(k)$ e $\sigma(k)$, estarão disponíveis para aplicação de uma lei de controle por realimentação de estados, multiplicando cada variável de estado por seu respectivo ganho. Portanto, basta definir o método de projeto dos ganhos de realimentação, para encontrar os valores dos ganhos K_{iL} , K_{vC} e K_{σ} .

O método utilizado para o projeto do vetor de ganhos K, foi o DLQR (Ogata, 1995). Este controlador ótimo minimiza a função custo dada por

$$J_{DLQR} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \Psi(k)^T Q_{DLQR} \Psi(k) + \tilde{d}(k)^T R_{DLQR} \tilde{d}(k), \quad (14)$$

sendo Q uma matriz semidefinida positiva e R um escalar positivo, por se ter apenas uma entrada de controle.

A lei de controle que minimiza a função custo da equação (14) é

$$u(k) = -K\Psi(k). \quad (15)$$

A solução para o problema do DLQR é dada pela equação de Riccati discreta (Ogata, 1995). Para o sistema aumentado da equação (12), o problema é dado por

$$G^T V G - V - (G^T V H) (H^T V H + R_{DLQR})^{-1} (H V G) + Q_{DLQR} = 0, \quad (16)$$

sendo o vetor de ganhos dado por

$$K = (H^T V H + R_{DLQR})^{-1} (H V G). \quad (17)$$

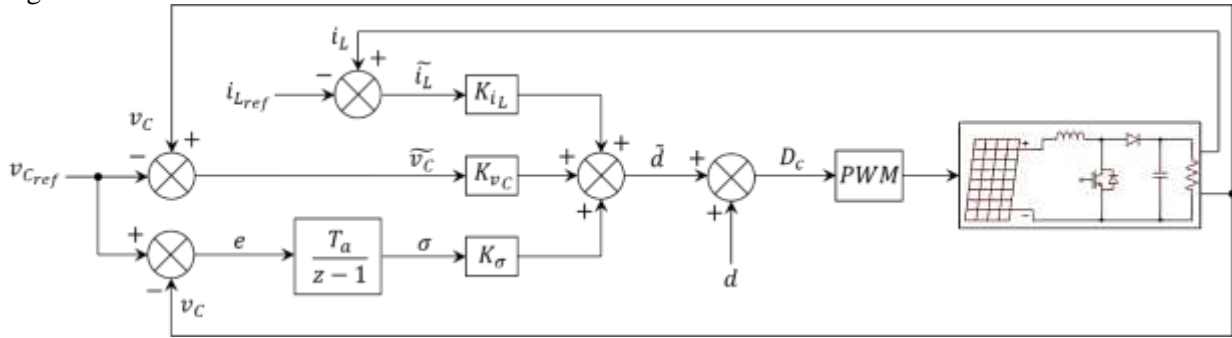
Rotinas especializadas de programas computacionais podem fornecer o vetor de ganhos K a partir do conhecimento das matrizes Q_{DLQR} e R_{DLQR} . Uma dessas rotinas é o *dlqr* do software matemático *Matlab*[®].

Para a determinação dos ganhos de realimentação, foi utilizada a rotina *dlqr* supracitada, sendo atribuída a matriz Q_{DLQR} e o escalar R_{DLQR} , resultando nos ganhos de realimentação K , dados por

$$Q_{DLQR} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1000000 \end{bmatrix}, \quad R_{DLQR} = 10000, \quad K^T = \begin{bmatrix} 0,02963 \\ 0,02803 \\ 9,48785 \end{bmatrix} \quad (18)$$

No caso em questão, os ganhos serão aplicados a um sistema de controle conforme mostrado na Figura 2.

Figura 2. Sistema de controle.



RESULTADOS E DISCUSSÕES

As especificações do conversor, bem como as do painel fotovoltaico da Figura 2, são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1. Especificações do conversor CC-CC e do painel fotovoltaico.

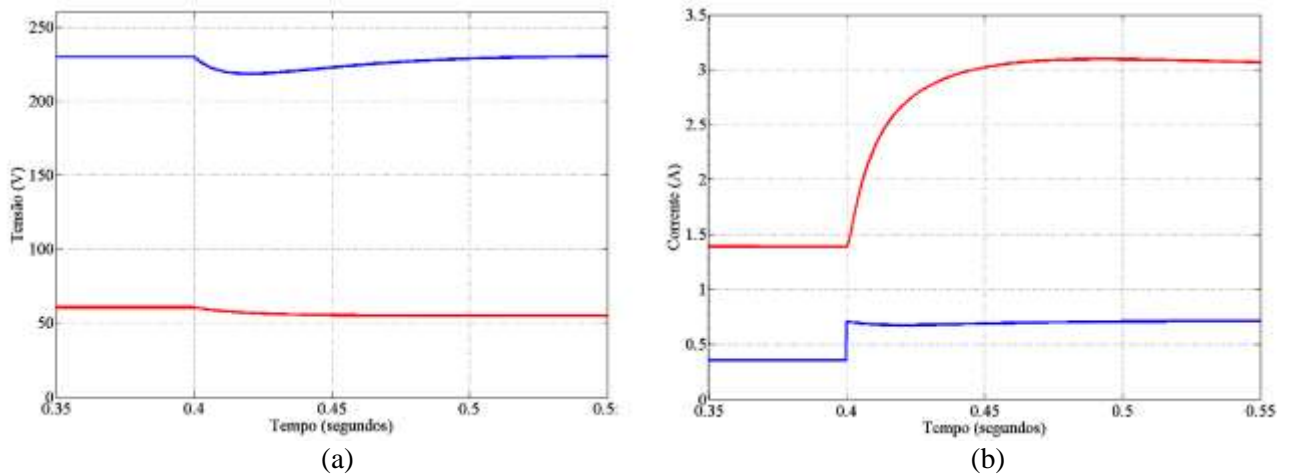
| Conversor CC-CC | | | | | | | |
|--------------------------|--------------------|-----------------------|---------------------------------------|--------------------------|----------------------------------|-----------------------|------------------------------|
| v_{in} | v_o | D_C | L | C | R | f_s | T_a |
| 55 V | 230 V | 0,76 | 1,9 mH | 220 μ F | 323 Ω | 30 kHz | 33,33 μ s |
| Painel fotovoltaico | | | | | | | |
| Númer o de painéis | Potênci a total | Tensã o a vazio | Corrent e de curto- circuito | Intensidad e luminosa | Temperatur a de referência | Resistênci a série | Resistênci a <i>shunt</i> |
| 3 painéis em série | 180 W | 63,6 V | 3,8 A | 1000 W/m ² | 25°C | 0,024 Ω | 3 k Ω |

Percebe-se que a tensão de entrada do conversor CC-CC é de 55V. Esta tensão foi definida em função de ser a tensão disponibilizada pelo painel fotovoltaico quando o conversor opera com a carga de 323 Ω .

Utilizando o elemento *C Block*, do *software* de simulação PSIM®, é possível simular a implementação do controle digital, cuja lógica é mostrada na Figura 2. Na simulação foi levado em consideração a resistência série do indutor no valor de 0,385 Ω .

A Figura 3(a) apresenta o comportamento da tensão de saída painel fotovoltaico e da tensão de saída do conversor, mediante uma variação de 50% a 100% da potência de saída do conversor. Na Figura 3(b) é mostrado o comportamento da corrente fornecida pelo painel fotovoltaico e da corrente de saída do conversor, para a mesma variação de carga.

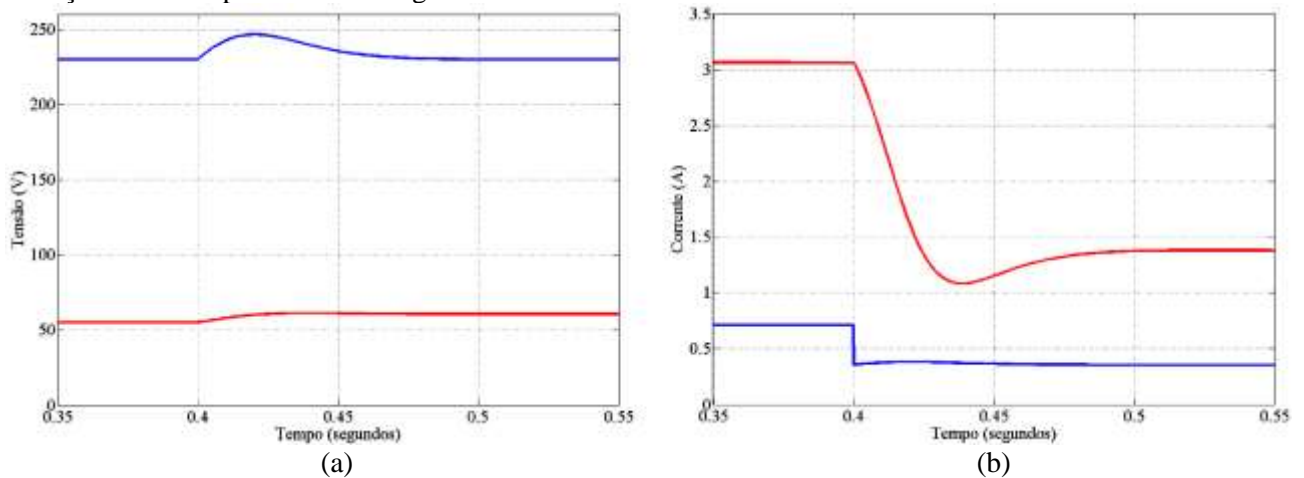
Figura 3. (a) Tensão de saída do conversor (azul) e tensão de saída do painel fotovoltaico (vermelho), e (b) corrente de saída do conversor (azul) e corrente de saída do painel fotovoltaico (vermelho), para variação de 50% para 100% de carga na saída do conversor.



Percebe-se que após o instante em que ocorre a variação, a tensão de saída do conversor demora aproximadamente 100 ms para voltar a um valor com erro menor que 1% do valor nominal. A variação máxima na amplitude de tensão é de 5,2% do valor nominal.

Na Figura 4(a) é apresentado o comportamento da tensão de saída painel fotovoltaico e da tensão de saída do conversor, para uma variação de 100% a 50% da potência de saída do conversor. Na Figura 4(b) é mostrado o comportamento da corrente fornecida pelo painel fotovoltaico e da corrente de saída do conversor, para a mesma variação de carga.

Figura 4. (a) Tensão de saída do conversor (azul) e tensão de saída do painel fotovoltaico (vermelho), e (b) corrente de saída do conversor (azul) e corrente de saída do painel fotovoltaico (vermelho), para variação de 100% para 50% de carga na saída do conversor.



Percebe-se que após o instante em que ocorre a variação, a tensão de saída do conversor demora aproximadamente 100 ms para voltar a um valor com erro menor que 1% do valor nominal. A variação máxima na amplitude de tensão é de 6,5% do valor nominal.

CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a aplicação de um sistema de controle digital por realimentação de estados, aplicado a um conversor CC-CC alimentado por um painel fotovoltaico. A aplicação do conversor, da modelagem matemática e da implementação do sistema de controle, se mostrou viável pela análise do comportamento da tensão de saída frente às variações de carga. A baixa variação percentual na amplitude da tensão de saída e o rápido reestabelecimento do valor nominal, mostram que a metodologia é válida para aplicação em sistemas fotovoltaicos de energia.

AGRADECIMENTOS

À UNINTER, como mantenedora do projeto, pelo incentivo à pesquisa e ao desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- Maccari Junior, L. A. Projeto e validação experimental de um controlador robusto H_2 aplicado a conversores boost. 70f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2011.
- Martins, D. C.; Barbi, I. Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados, 2 ed. rev. Florianópolis, 2006.
- Masson, G.; et al. Global Market Outlook for Photovoltaics 2013-2014. European Photovoltaic Industry Association - EPIA. Renewable Energy House, Belgium, 2012.
- Ogata, K. Discrete-Time Control Systems, 2 ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
- Ogata, K. Engenharia de controle moderno. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2010.
- Oliveira, K. C. Avaliação da conversão da energia fotovoltaica em sistemas isolados. Dissertação de Mestrado (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Pernambuco. Recife, 2007.