

IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL E ANALÓGICA DE UM CONTROLADOR DE CARGA ROBUSTO VIA ABORDAGEM LMI

Paulo Eduardo Menegheti Gonçalves¹, Edson Italo Mainardi Júnior¹, Diogo Ramalho de Oliveira¹, Estelio da Silva Amorim¹,
Luciano de Souza da Costa e Silva¹, Lucas Rangel de Oliveira¹

¹Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia do Mato Grosso do Sul – Três Lagoas - MS

paulo.goncalves@estudante.ifms.edu.br, edson.mainardi@ifms.edu.br, diogo.ramalho@ifms.edu.br,
estelio.amorim@ifms.edu.br, luciano.souza@ifms.edu.br, lucas.rangel@ifms.edu.br

Resumo

Controladores de carga solar são de grande interesse da comunidade científica devido sua vasta aplicação em sistemas industriais, por exemplo, no sistema de conversão de energia de veículos elétricos e sistemas de controle de potência de energia solar. A temática proposta possui grande relevância na área de controle industrial e inovação tecnológica, uma vez que é comum que os controladores de carga estejam sujeitos a variações de incertezas em sua planta, por exemplo, variações de carga e variações de tensão de entrada, podendo assim levar o sistema a instabilidade. Assim, o projeto propõe como inovação o desenvolvimento e implementação de um controlador de carga, o qual deverá se adequar/suportar as variações de carga, tensão de entrada que podem estar presente no sistema. A metodologia para o desenvolvimento do controlador é baseada em sistemas chaveados afins, função quadrática de Lyapunov e Desigualdades Matriciais Lineares (do inglês, Linear Matrix Inequalities - LMIs).

Palavras-chave: Conversor CC-CC, Modelagem, Lyapunov.

Introdução

Sabendo que atualmente o uso de conversores é grande importância no universo da eletrônica, logo surge a grande necessidade de estudo quanto a essas metodologias e suas estratégias de controle quanto ao alcance de uma determinada referência na carga.

A grande motivação do uso e aperfeiçoamento das técnicas de controle para os conversores é devido ao grau de eficiência na taxa de conversão que pode-se obter. Como exemplo, podemos citar a técnica clássica de controle por PWM (do inglês – Pulse Width Modulation) a qual pode chegar, geralmente, a 85% de eficiência de conversão. No entanto, conversores CC-CC são modelos matemáticos não-lineares e o controle clássico por PWM é efetuado com base na técnica de linearização de sistemas. Assim, este método de controle linear não assegura estabilidade do sistema para grandes variações de sinais.

Desse modo, sabendo que a dinâmica dos conversores CC-CC pode ser descrita por sistemas chaveados afins que

consideram em seu modelo todas as não linearidades do sistema, o objetivo principal deste trabalho consiste em estudar e implementar uma nova estratégia de controle. Logo, a técnica de controle deverá garantir a estabilidade do conversor com uma garantia de desempenho adequada (DECARLO et al., 2000; SUN; GE, 2005; LIBERZON; MORSE, 1999).

Baseado em funções quadráticas de Lyapunov, vários autores têm proposto controladores não lineares a fim de garantir a estabilidade de sistemas chaveados afins (DEAECTO et al., 2010; YOSHIMURA et al., 2011; YOSHIMURA et al., 2013).

Dessa forma, propõe-se nesse trabalho a modelagem, considerando a não linearidade do indutor, de uma topologia: PV em conjunto com o conversor CC-CC Buck, o qual irá realizar a correção do valor da tensão de entrada alimentando a carga com os parâmetros desejados. Mais especificamente, propõe-se o estudo de novas condições suficientes, baseadas em LMIs que, quando factíveis, asseguram a estabilidade do sistema, visando assim uma melhor performance dos conversores.

Metodologia

Considerando o estudo do conversor CC-CC de carga ilustrado na Figura 1, propõe-se sua modelagem e aplicação de estratégias de controle para controlar a tensão e corrente de saída obedecendo a referência imposta pela carga. Tendo a Figura 1 como referência seguiu-se a configuração usual do conversor:

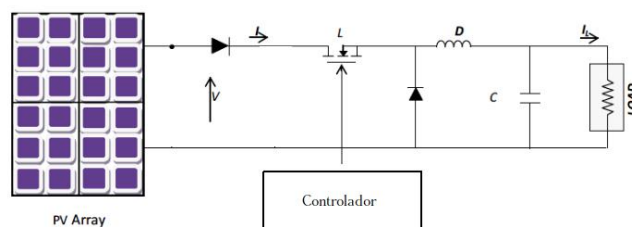


Figura 1. Representação da topologia: PV em conjunto com o conversor CC-CC Buck.

O conversor CC-CC de carga é caracteristicamente classificado como um abaixador de tensão contínua. Logo,

considerando a Figura 01, podemos modelar o sistema através da lei de Kirchoff. Assim, considere o conversor Buck ilustrado na Figura 1. O modelo instantâneo do conversor Buck é dado por:

sendo i_L a corrente no indutor, V_c a tensão no capacitor de saída, r_L a resistência parasita do indutor L , V_g a tensão de entrada do painel (PV Array) que pode variar ao longo do tempo e u_1 a chave eletrônica.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{V}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} + u_1 \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Entretanto, em termos de robustez, é conhecido que em aplicações práticas os sistemas podem estar sujeitos a ocorrência de falhas estruturais (ou incertezas politópicas) em sua estrutura em um certo instante de tempo $t \geq 0$. Logo, considere o sistema chaveado afim definido pela seguinte realização em espaço de estados:

sendo $x(t) \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estado, u_1 a entrada de controle. $V_g(\alpha)$ a entrada exógena. Para a tensão de entrada incerta,

$$\dot{x} = Ax + Bu_1 V_g(\alpha) \quad (2)$$

$V_g(\alpha)$ é definido que o vetor $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_r]'$ representa as incertezas politópicas da planta. Então, $V_g(\alpha) \in \mathbb{R}$ pode ser representada pela combinação convexa dos seus vértices, como abaixo:

$$V_g(\alpha) = \sum_{j=1}^r \alpha_j V_{gj}, \quad \sum_{j=1}^r \alpha_j = 1, \quad \alpha_j \geq 0. \quad (3)$$

Então, o problema de projeto de controle é o seguinte:

Problema 1. Suponha que o vetor de estado $x(t) \in \mathbb{R}^n$ está disponível para realimentação. Determine a entrada de controle $u_1 \in [0,1]$, para todo $t \geq 0$, que tornam um ponto de equilíbrio conhecido $x = x_r$ do sistema (2) globalmente assintoticamente estável e ainda o sistema controlado satisfaça um certo índice de desempenho, por exemplo, um custo garantido.

Assim, suponha a existência de vetores constantes $x_r \in \mathbb{R}^n$ e $u_r \in \mathbb{R}$, tal que substituindo $x = x_r$ e $u_1 = u_r$ em (2) obtemos:

$$0 = Ax_r + Bu_r V_g(\alpha) \quad (4)$$

Desta forma, $x = x_r$ é um ponto de equilíbrio de (1) e $u = u_r$ é a entrada de controle constante associada a este ponto, respectivamente. Da definição $x = x - x_r$, agora definindo $\Delta u = u_i - u_r$, $\Delta x = x - x_r$ e subtraindo (4) de (2), note que:

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u V_g(\alpha) \quad (5)$$

Adicionalmente, a fim de especificar um índice desempenho associado ao sistema (2), o seguinte custo garantido quadrático é proposto:

$$\int_0^{\infty} (y - Cx_r)'(y - Cx_r) dt = \int_0^{\infty} (x_0 - x_r)'Q(x_0 - x_r) dt \quad (6)$$

sendo $Q = C'C \geq 0$. Uma solução para o Problema 1 é proposta a seguir no Teorema 01, o qual apresenta uma estratégia de controle utilizando estrutura variável, a qual fornece a entrada de controle $u_1 \in [0, 1]$.

Teorema 01. Considere o sistema chaveado (2) com entrada de controle $u_1 \in [0,1]$, e seja o ponto de equilíbrio $x_r \in \mathbb{R}^n$ e a respectiva entrada de controle $u_r \in \mathbb{R}$ dados. Se existir uma matriz simétrica positiva definida $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que:

$$A'P + PA + Q < 0,$$

então a estratégia de chaveamento:

$$u_1 = \frac{1 - \text{sgn}(2\Delta x'PB)}{2} \quad (7)$$

torna o ponto de equilíbrio $x_r \in \mathbb{R}^n$ globalmente assintoticamente estável e o custo garantido

$$\int_0^{\infty} (y - Cx_r)'(y - Cx_r) dt < (x_0 - x_r)'P(x_0 - x_r) \quad (8)$$

mantém-se.

Prova: Considerando a candidata a função de Lyapunov $V(x - x_r) = (x - x_r)'P(x - x_r)$, de (3), (5) e (6), têm-se para $(x - x_r) \neq 0$:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \Delta x'(A'P + PA)\Delta x + 2 \sum_{j=1}^r \alpha_j \Delta x'PB\Delta u V_{gj} \\ &< 2 \sum_{j=1}^r \alpha_j \Delta x'PB\Delta u V_{gj} - \Delta x'Q\Delta x. \end{aligned} \quad (9)$$

Note que, de (9) e da estratégia de chaveamento (7), $\Delta x'PB\Delta u \leq 0$. Logo,

$$\dot{V} \leq -\Delta x'Q\Delta x \leq 0. \quad (10)$$

Agora, integrando (10) de zero até o infinito e tendo em conta que $V(\infty) = 0$, (8) mantém-se. Adicionalmente, note que a estratégia de controle (7) não depende da incerteza da tensão de entrada $V_g(\alpha)$. Assim, o Teorema 01 assegura que para qualquer condição inicial $x_2 \rightarrow x_{2r}$ quando $t \rightarrow \infty$. A prova está concluída.

A próxima etapa do projeto é dedicada a aplicação dos resultados teóricos propostos neste tópico, para o controle do modelo de um conversor CC-CC de carga considerando a tensão de entrada advinda de uma painel solar, conforme ilustra a Figura 01.

Resultados e Discussão

Considere o sistema ilustrado na Figura 01. Então, o sistema chaveado em espaço de estados (1) é definido pelas seguintes matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

A entrada de controle $u_1(t)$ controla a chave S. Assim, $u_1(t)=0$ representa uma chave aberta (OFF) e $u_1(t) = 1$ uma chave fechada (ON). Neste exemplo suponha que a tensão de entrada V_g é um parâmetro incerto e que todos os outros parâmetros são bem conhecidos. Então, pode-se definir um polítopo de $r = 2$ vértices que contém todos os valores de incerteza. Assim, considere que o parâmetro incerto V_g está contido dentro do seguinte intervalo $[V_{gmin}, V_{gmax}]$. Ainda, considere os parâmetros nominais de projeto $V_g=30[V]$, $R=15[\Omega]$, $r_L=1m[\Omega]$, $L=3.9[mH]$, $C=10[\mu F]$, $V_c=15[V]$ e $Q = \text{diag}\{0, 1/R\}$ como sendo uma matriz que especifica o índice de desempenho associada com o custo garantido (6). Então, do Teorema 01 proposto, obtêm-se o conjunto de todas as matrizes soluções necessárias para a implementação da estratégia de chaveamento (7).

$$P = 1 \times 10^{-3} \begin{bmatrix} 6,2276 & -0,0191 \\ -0,0191 & 0,5695 \end{bmatrix}$$

$$u_1 = \frac{1 - \text{sgn}(2\Delta x'PB)}{2} = \frac{1 - \text{sgn}(2\Delta x'[57,2854 \quad -0,0053])}{2}$$

A Figura 02 ilustra o circuito de controle proposto, sendo $K(1) = 57,2854$ e $K(2) = -0,0053$.

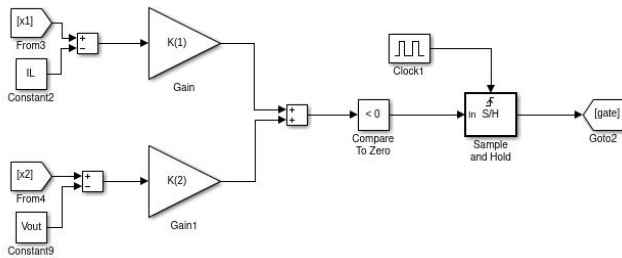


Figura 02 - Representação da topologia de controle para o sistema: PV em conjunto com o conversor CC-CC Buck.

Considerando o conversor partindo da origem, a Figura 03 ilustra o sinal da tensão de saída $V_C(t)$, a corrente $i_L(t)$ fornecida a carga, a tensão de entrada V_g , obtidos quando o conversor está operando no ponto de equilíbrio nominal e sofre abruptamente um degrau de tensão, ou seja, a tensão de entrada muda de 30V para 20V em $t=20ms$, retorna para 30V em 40ms, e sofre novamente um degrau de tensão mudando de 30V para 40V em 60ms e retornando aos 30V em 80ms.

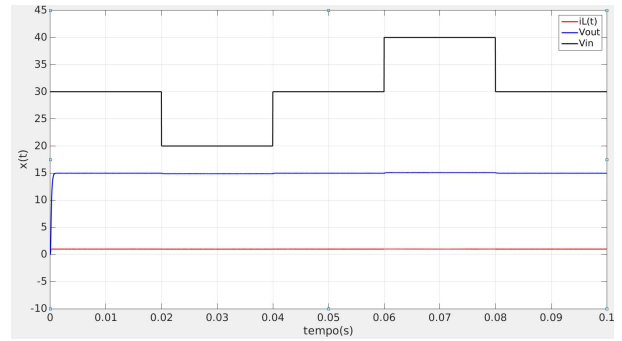


Figura 03 - Sinal da tensão de saída $V_C(t)$ (azul), a corrente $i_L(t)$ fornecida a carga (vermelho), a tensão de entrada V_g (preto), obtidos quando o conversor sofre abruptamente um degrau de tensão.

Através dos resultados de simulação verificou-se que o conversor apresenta em sua saída uma tensão constante de 15V, a qual era desejada, independente das variações de tensão e corrente de entrada. Esse fato demonstra a qualidade do desempenho do controlador (7) proposto. O próximo passo é a implementação do protótipo. Considere o conversor ilustrado na Figura 04.

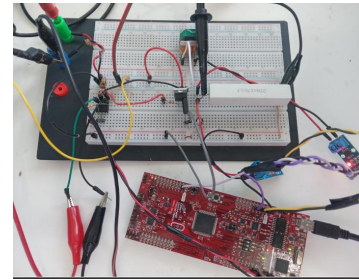


Figura 04 - Protótipo da topologia de controle para o sistema: PV em conjunto com o conversor CC-CC Buck.

As Figuras de 05 - 08 ilustram o sinal da tensão de saída $V_C(t)$ do circuito e da tensão de entrada $V_g(t)$ obtida através do conjunto PV.

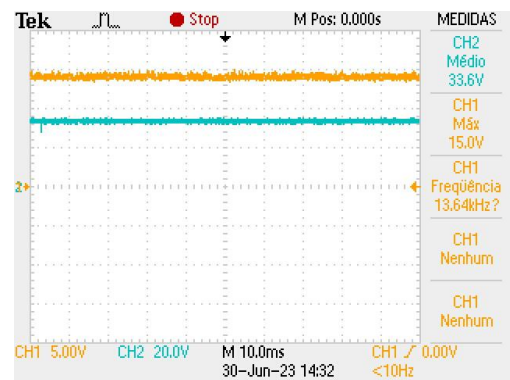


Figura 05 - Conversor operando com tensão de entrada $V_g(t) = 33,6V$ (canal - CH2) e tensão de saída $V_C(t) = 15V$ (canal - CH1).

Mais especificamente, as figuras ilustram a resposta da tensão de saída do conversor para uma tensão de entrada de 33,60V, 25V, 20V e finalmente 50V.

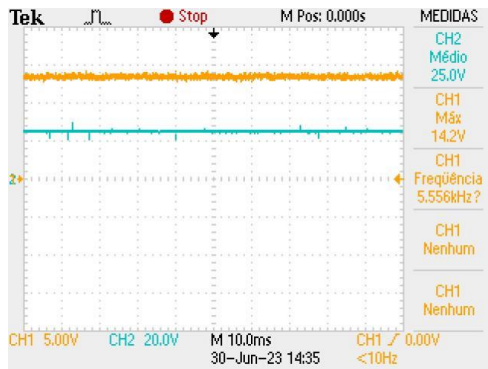


Figura 06 - Conversor operando com tensão de entrada $V_g(t) = 25V$ (canal - CH2) e tensão de saída $V_c(t) = 14,20V$ (canal - CH1).

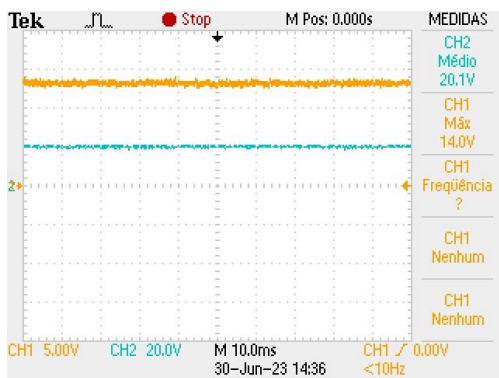


Figura 07 - Conversor operando com tensão de entrada $V_g(t) = 20V$ (canal - CH2) e tensão de saída $V_c(t) = 14V$ (canal - CH1).

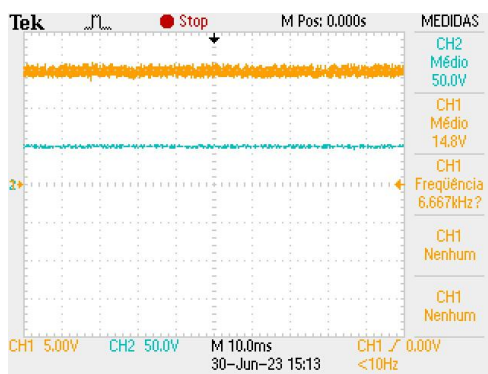


Figura 08 - Conversor operando com tensão de entrada $V_g(t) = 50V$ (canal - CH2) e tensão de saída $V_c(t) = 14,8V$ (canal - CH1).

Através dos resultados experimentais verificou-se que o conversor apresenta em sua saída uma tensão aproximadamente 15V, a qual era desejada, independente das variações de tensão de entrada. Esse fato demonstra a qualidade do desempenho do controlador (7) proposto.

Considerações Finais

O projeto apresentado ilustra a formulação e proposta de um circuito controlador para o sistema: PV em conjunto com o conversor CC-CC Buck. Através dos resultados apresentados pode-se observar que os valores alcançados com a técnica de Lyapunov foram satisfatórios já que a referência foi atingida.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao IFMS pelo apoio financeiro referente ao Edital 029/2022 - Propi / IFMS - Iniciação Científica e Tecnológica - Edital de Pesquisa.

Referências

- DEAECTO, G. S.; GEROMEL, J. C.; GARCIA, F. S.; POMILIO, J. A. Switched affine systems control design with application to DC-DC converters. IET Control Theory & Applications, United Kingdom, v. 4, n. 7, p. 1201–1210, July 2010.
- DECARLO, R. A.; BRANICKY, M. S.; PETERSSON, S.; LENNARTSON, B. Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems. Proceedings of IEEE, New York, v. 88, n.7, p. 1069–1082, July 2000.
- LIBERZON, D.; MORSE, A. S. Basic problems in stability and design of switched systems. IEEE Control Systems, New York, v. 19, n. 5, p. 59–70, October 1999.
- SUN, Z.; GE, S. S. Analysis and synthesis of switched linear control systems. Automatica, Amsterdam, v. 41, n. 2, p. 181–195, February 2005.
- YOSHIMURA, V. L.; ASSUNÇÃO, E.; DA SILVA, E. R. P.; TEIXEIRA, M. C. M.; MAINARDI JÚNIOR, E. I. Observer-Based Control Design for Switched Affine Systems and Applications to DC - DC Converters. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, Campinas, v. 24, n. 4, p. 535–543, May 2013.
- YOSHIMURA, V. L.; ASSUNÇÃO, E.; TEIXEIRA, M. C. M.; MAINARDI JÚNIOR, E. I. A comparison of performance indexes in DC-DC converters under different stabilizing state dependent switching laws. In: XI BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2011, Natal. Proceedings... Natal: IEEE, 2011. p. 1069–1075.