

# Estabilizadores Virtuais para Conversores CC-CC com Cargas de Potência Constante<sup>\*</sup>

Iury Bessa<sup>\*,\*\*</sup> Pedro H. S. Coutinho<sup>\*</sup> Isaías V. de Bessa<sup>\*\*</sup>  
Renan L. P. Medeiros<sup>\*\*</sup> Reinaldo M. Palhares<sup>\*\*\*</sup>

<sup>\*</sup> Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil  
(e-mail: phcouthino@ufmg.br)

<sup>\*\*</sup> Departamento de Eletricidade, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, Brasil (e-mails: {iurybessa, isaias, renanlandau}@ufam.edu.br)

<sup>\*\*\*</sup> Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil (e-mail: rpalhares@ufmg.br)

---

**Abstract:** This work proposes a new method to use virtual reconfigurable stabilizers for stabilization and oscillation damping in DC-DC converters with constant power loads. This concept, inspired by reconfiguration blocks for fault hiding, is used in this paper for dealing with negative impedance effects while maintaining the operation with a controller previously designed. Thus, design conditions based on linear matrix inequalities are presented to obtain the parameters of the stabilizer for guaranteeing the exponential stability of the converter's operation point. Numerical simulations indicate that the stabilizer is able to improve the system's damping and to guarantee the stability in scenarios where the nominal controller is unable to stabilize it.

**Resumo:** Este trabalho propõe um novo método baseado no uso de estabilizadores virtuais reconfiguráveis para estabilização e amortecimento de oscilações em conversores CC-CC com cargas de potência constante. Esse conceito, inspirado em blocos de reconfiguração para mascaramento de falhas, é utilizado neste trabalho para lidar com os efeitos da impedância negativa mantendo a operação com um controlador previamente projetado. Para isso, condições de projeto baseadas em desigualdades matriciais lineares são apresentadas para obter os parâmetros do estabilizador de forma a garantir a estabilização exponencial do ponto de operação do conversor. Simulações numéricas indicam que o estabilizador é capaz de melhorar o amortecimento do sistema e garantir a estabilidade diante de situações onde o controlador nominal não é capaz de estabilizá-lo.

**Keywords:** DC-DC converters; Constant Power Load; Virtual stabilizer; Linear matrix inequalities; Takagi-Sugeno fuzzy models

**Palavras-chaves:** Conversores CC-CC; Cargas de Potência Constante; Estabilizador virtual; Desigualdades matriciais lineares; Modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno

---

## 1. INTRODUÇÃO

Com o interesse crescente em fontes de energias renováveis, o uso de microrredes CC tem sido bastante difundido devido a propriedades tais como: robustez, eficiência e manobrabilidade. Nessas redes, conversores CC-CC são utilizados para interfacear fontes de energia e cargas. Em geral, a análise e a regulação desses conversores baseiam-se em modelos cujas cargas alimentadas são cargas de potência constante (CPLs, do inglês *constant power loads*) (Jeeninga et al., 2022).

Nesse sentido, a análise de estabilidade (Saublet et al., 2016) e o controle (Ansari et al., 2022) de conversores CC-CC com CPLs vêm sendo objeto de diversos estudos recentes, em particular, o efeito de impedância negativa indu-

zido por essas cargas quando sujeitas a variações instantâneas de potência. Com a impedância negativa, a dissipação de energia se torna insuficiente resultando em oscilações na saída do conversor podendo levar a instabilidade (Ansari et al., 2022). Para lidar com os efeitos das CPLs na dinâmica dos conversores CC-CC, diversas abordagens são propostas baseadas na inserção de blocos virtuais na malha de controle, tais como indutâncias (Cheng et al., 2019), capacitâncias (Magne et al., 2012), impedâncias (Hussain et al., 2018) e inércias (Li et al., 2022a) virtuais.

No entanto, o projeto de blocos virtuais para contornar as questões que emergem da presença de CPLs é particularmente desafiador devido à característica não-linear desses sistemas. Muitas das abordagens para superar esse desafio são baseadas em modelos linearizados em torno do ponto de operação (Bessa et al., 2020a). No entanto, tais abordagens são sensíveis a variações paramétricas ou na potência das cargas, principalmente quando são CPLs. Nesse sentido, técnicas de controle robusto também

---

<sup>\*</sup> Esse trabalho foi financiado pelo CNPq (307933/2018-0; 164692/2020-7), CAPES (Código de financiamento 001) e pelo programa de bolsas de estudos PROPG-CAPES/FAPEAM (88887.199399/2018-00).

são aplicadas para a análise e estabilização desses sistemas (Lucas-Marcillo et al., 2021). Quanto às abordagens de controle não-lineares para lidar com CPLs, destacam-se aquelas baseadas em realimentação linearizante (Li et al., 2022b), *backstepping* (Xu et al., 2020) e controle por modos deslizantes (Jiang et al., 2020).

Uma forma de simplificar o controle e a análise de microrredes CC é por meio de inclusões diferenciais lineares politópicas para modelar a dinâmica não-linear, tais como modelos lineares com parâmetros variantes e modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno (T-S). Em particular, modelos *fuzzy* T-S são utilizados por Herrera et al. (2017) para a obtenção de condições de análise de estabilidade baseadas em desigualdades matriciais lineares (LMIs, do inglês *linear matrix inequalities*) para estimar a região de atração em microrredes CC com CPLs. Com base na mesma representação *fuzzy* T-S e em condições com LMIs, Vafamand et al. (2019) propõe uma estratégia de compensação paralela distribuída para controle robusto desses sistemas.

Este trabalho apresenta uma nova estrutura para a estabilização de conversores CC-CC com CPLs: os estabilizadores reconfiguráveis virtuais. Os estabilizadores são inspirados nos blocos de reconfiguração (por exemplo: sensores e atuadores virtuais (Quadros et al., 2020, 2022), e blocos de passivação (Bessa et al., 2021)) utilizados para controle tolerante a falhas com mascaramento de falhas. No mascaramento de falhas, um bloco de reconfiguração é inserido entre o sistema e o controlador, que não é modificado durante a reconfiguração. Essa ideia é utilizada neste trabalho para mitigar os impactos do fenômeno de impedância negativa na estabilidade do conversor CC-CC. Dessa forma, o estabilizador virtual é utilizado para produzir um sinal suplementar ao sinal de controle nominal com o objetivo de compensar os efeitos da CPL, amortecer as oscilações resultantes dessas cargas, e garantir a estabilidade do sistema. Para o projeto do estabilizador virtual, novas condições construtivas baseadas em LMIs são apresentadas para garantir a estabilização exponencial do sistema que é representado por modelos *fuzzy* T-S. Em resumo, as contribuições deste trabalho são:

- o conceito de estabilizador reconfigurável virtual é proposto, de forma inovadora, para estabilizar e melhorar o amortecimento de conversores CC-CC com CPLs;
- a dinâmica do conversor CC-CC com CPLs é representada por um modelo *fuzzy* T-S que permite a obtenção de condições construtivas de projeto;
- são apresentadas novas condições de projeto para os estabilizadores reconfiguráveis propostos que garantam a estabilização exponencial de conversores CC-CC apesar da variação de potências nas CPLs.

*Organização do trabalho:* O restante desse trabalho é organizado da seguinte forma: a Seção 2 apresenta o modelo *fuzzy* T-S para conversores CC-CC com CPLs e descreve o problema de reconfiguração com os estabilizadores virtuais propostos; a Seção 3 apresenta condições construtivas de projeto dos estabilizadores virtuais para garantir a estabilização dos conversores; a Seção 4 fornece simulações numéricas para avaliar a eficácia da abordagem proposta; e, finalmente, a Seção 5 apresenta as conclusões do trabalho.

*Notação:* Para uma matriz  $X$ ,  $X \succ (\prec) 0$  significa que  $X$  é definida positiva (negativa);  $X^\top$  é sua transposta;  $\text{He}\{X\} = X + X^\top$ . Em uma matriz em blocos simétrica, ‘ $\star$ ’ é o termo deduzido por simetria e  $\text{diag}\{d_1, \dots, d_n\}$  é uma matriz diagonal de bloco com blocos  $d_1, \dots, d_n$  na diagonal principal.  $\mathbb{N}$  e  $\mathbb{N}_{\leq m}$  denotam, respectivamente, os conjuntos dos números naturais e dos números naturais menores ou iguais que  $m$ ;  $\mathbb{B} = \{0, 1\}$  denota o domínio booleano;  $\mathbb{R}^n$  e  $\mathbb{R}^{m \times n}$  denotam, respectivamente, o espaço euclidiano  $n$ -dimensional e o conjunto de matrizes reais  $m \times n$ . Dado um multi-índice  $\mathbf{i} = (i_1, \dots, i_p) \in \mathbb{B}^p$ ,  $\mathbb{B}^p$  denota  $\mathbb{B}^p = \{\mathbf{i} : i_j \in \mathbb{B}, j \in \mathbb{N}_{\leq p}\}$ .

## 2. PRELIMINARES

### 2.1 Modelo *fuzzy* T-S para conversores CC-CC com CPL

Considere o seguinte modelo em espaço de estados de um conversor *buck* conectado a uma CPL:

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_C + \frac{V_{\text{in}}}{L}d \\ \dot{v}_C &= \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_C - \frac{P_\ell}{C} \frac{1}{v_C}, \end{aligned} \quad (1)$$

onde  $r_L$  é a resistência série equivalente do indutor,  $L$  é a indutância,  $C$  é a capacitância do capacitor de saída,  $i_L$  é a corrente que circula no indutor,  $v_C$  é a tensão no capacitor,  $P_\ell$  é a potência da CPL,  $V_{\text{in}}$  é a tensão de entrada, e  $d$  é o *duty cycle* do chaveamento obtido da variável que controla o estado da chave.

Para o ponto de operação  $(i_L^{\text{sp}}, v_C^{\text{sp}}, d^{\text{sp}}) = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{u})$ ,  $R, L, C, P_\ell$  e  $V_{\text{in}}$  dados, aplica-se a transformação de coordenadas:  $x_1 = i_L - \bar{x}_1$ ,  $x_2 = v_C - \bar{x}_2$ ,  $u = d - \bar{u}$ ,  $P_\ell = P_o + \Delta P$ , sendo  $P_o$  a potência nominal da CPL,  $x = [x_1 \ x_2]^\top \in \mathbb{R}^2$  é o vetor de estados, e  $u \in \mathbb{R}$  é o sinal de controle. Com a mudança de coordenadas apresentada, obtém-se o modelo:

$$\Sigma_P : \begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L}x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{V_{\text{in}}}{L}u, \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 + \frac{P_o + \Delta P}{C\bar{x}_2} \frac{x_2}{x_2 + \bar{x}_2}. \end{cases} \quad (2)$$

A dinâmica acima pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Sigma_P : \dot{x} = [A(z(x, \theta)) + \Delta A(z(x, \theta))]x + Bu, \quad (3)$$

com

$$\begin{aligned} A(z(x, \theta)) &= \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} + \frac{P_o}{C\bar{x}_2}z_1(x) \end{bmatrix} \\ \Delta A(z(x, \theta)) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C\bar{x}_2}z_2(x, \theta) \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{\text{in}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

sendo  $z = [z_1 \ z_2]^\top$  o vetor de variáveis premissas  $z_1(x) = 1/(x_2 + \bar{x}_2)$ ,  $z_2(x, \theta) = \theta/(x_2 + \bar{x}_2)$ , e  $\theta = \Delta P$  corresponde à variação de potência da CPL que pertence ao conjunto:

$$\Theta = \{\theta \in \mathbb{R} : \theta^0 \leq \theta \leq \theta^1\}. \quad (4)$$

Assumindo que  $z_1^0 \leq z_1(x) \leq z_1^1$  e  $z_2^0 \leq z_2(x, \theta) \leq z_2^1$ , é possível obter um modelo *fuzzy* T-S da forma:

$$\Sigma_P : \dot{x} = \sum_{\mathbf{i} \in \mathbb{B}^2} \alpha_{\mathbf{i}}(z(x, \theta)) (A_{\mathbf{i}} + \Delta A_{\mathbf{i}})x + Bu, \quad (5)$$

onde  $\mathbf{i} = (i_1, i_2) \in \mathbb{B}^2$ ,  $\alpha_{\mathbf{i}}(z) = \prod_{l=1}^2 \alpha_{i_l}^l(z)$ ,  $i_j \in \mathbb{B}$ ,  $j \in \mathbb{N}_{\leq 2}$ , são funções de pertinência com  $\alpha_0^l(z) =$

$(z_j^1 - z_j)/(z_j^1 - z_j^0)$ ,  $\alpha_l^1(z) = 1 - \alpha_0^l(z)$ ,  $l \in \mathbb{N}_{\leq 2}$ . É fácil notar que a propriedade de soma convexa é satisfeita:

$$\sum_{i \in \mathbb{B}^2} \alpha_i(z) = 1, \quad \alpha_i(z) \geq 0, \quad \forall i \in \mathbb{B}^2. \quad (6)$$

Além disso, os vértices da representação *fuzzy* T-S (5) são

$$A_{00} = A_{01} = \begin{bmatrix} -\frac{rL}{C} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} + \frac{P_o}{C\bar{x}_2} z_1^0 \end{bmatrix},$$

$$A_{10} = A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{rL}{C} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} + \frac{P_o}{C\bar{x}_2} z_1^1 \end{bmatrix},$$

$$\Delta A_{00} = \Delta A_{10} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C\bar{x}_2} z_2^0 \end{bmatrix}, \quad \Delta A_{01} = \Delta A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C\bar{x}_2} z_2^1 \end{bmatrix}.$$

## 2.2 Estabilizador reconfigurável virtual *fuzzy*

Neste trabalho, assume-se que o controlador  $\Sigma_C$  é dado e foi originalmente projetado para regular o conversor *buck*. Em particular, assume-se que  $\Sigma_C$  é um controlador com realimentação de estados definido a seguir:

$$\Sigma_C : u_c = Ky_c, \quad (7)$$

onde  $y_c \in \mathbb{R}^2$  é o sinal de medidas injetado no controlador.

Geralmente, os controladores dos conversores de potência são projetados a partir de um modelo linearizado em torno do ponto de operação do sistema. Dessa forma, esses controlados costumam ser nominalmente eficazes, no entanto, para variações suficientemente grandes nas condições de operação, esses controladores podem falhar em garantir a regulação e  $(\Sigma_P, \Sigma_C)$  pode se tornar instável. Por exemplo, o efeito de impedância negativa induzido pelas CPLs pode causar a instabilidade desse sistema que é nominalmente estável, principalmente quando ocorrem variações instantâneas na potência da CPL.

Para lidar com os efeitos da CPL no conversor, este trabalho propõe a inserção de um bloco estabilizador reconfigurável virtual  $\Sigma_R$  entre o conversor e o controlador nominal. Em particular, quando ocorre uma variação de potência na CPL, o estabilizador virtual atua modificando dois sinais: as medidas dos estados do conversor  $x$ , que são substituídas pelo sinal de medidas reconfiguradas  $y_r \in \mathbb{R}^2$  que é efetivamente injetado no controlador, ou seja:

$$y_c = \begin{cases} x, & \text{se } \Sigma_R \text{ estiver inativo,} \\ y_r, & \text{se } \Sigma_R \text{ estiver ativo;} \end{cases} \quad (8)$$

e o sinal de controle  $u_c$  é somado a um sinal de controle suplementar  $u_r \in \mathbb{R}$  gerado pelo estabilizador virtual, tal que o sinal  $u$  transmitido para o conversor CC-CC seja

$$u = \begin{cases} u_r + u_c, & \text{se } \Sigma_R \text{ estiver ativo,} \\ u_c, & \text{se } \Sigma_R \text{ estiver inativo.} \end{cases} \quad (9)$$

Para realizar a reconfiguração dos sinais de medição e de controle, o estabilizador virtual leva em conta o sinal de controle original  $u_c$ , os estados medidos da planta  $x$  e o erro em relação ao modelo de referência  $\Sigma_{P_o}$ , que representa o comportamento nominal do conversor onde a variação de potência na CPL,  $\Delta P$ , é ignorada e, portanto, o estabilizador virtual é considerado inativo. O modelo de referência  $\Sigma_{P_o}$  é definido como

$$\Sigma_{P_o} : \dot{x}^o = A(z(x, \theta))x^o + Bu^o, \quad (10)$$

onde  $x^o$  e  $u^o = Kx^o$  são os estados do modelo de referência e a entrada em operação nominal. Além de garantir a

estabilização do sistema, é desejável que o estabilizador virtual proposto aproxime o comportamento do sistema daquele para o qual ele foi projetado no ponto de operação. Esse comportamento de referência é representado por  $\Sigma_{P_o}$  em (10). Para isso, o estabilizador virtual leva em conta o erro entre os estados do conversor,  $x$ , e do modelo de referência,  $x^o$ , definido como:

$$\tilde{x} = x - x^o. \quad (11)$$

Inspirado pelo bloco de reconfiguração *fuzzy* estático proposto por Bessa et al. (2020b) para controle tolerante a falhas, o estabilizador virtual *fuzzy* tem a seguinte estrutura de compensação paralela distribuída:

$$\Sigma_R : \begin{cases} u_r = R_1(z(x, \theta))x + R_2(z(x, \theta))\tilde{x}, \\ y_r = R_3(z(x, \theta))x + R_4(z(x, \theta))\tilde{x}, \end{cases} \quad (12)$$

sendo  $R_j(z(x, \theta))$ ,  $j \in \mathbb{N}_{\leq 4}$  ganhos dados por:

$$R_j(z(x, \theta)) = \sum_{i \in \mathbb{B}^2} \alpha_i(z(x, \theta))R_{j,i}, \quad j \in \mathbb{N}_{\leq 4}, \quad (13)$$

e as matrizes  $R_{1,i}$ ,  $R_{2,i}$ ,  $R_{3,i}$ , e  $R_{4,i}$ , para todo  $i \in \mathbb{B}^2$ , são os ganhos a serem projetados com dimensões adequadas. A Figura 1 ilustra o sistema reconfigurado  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$ .

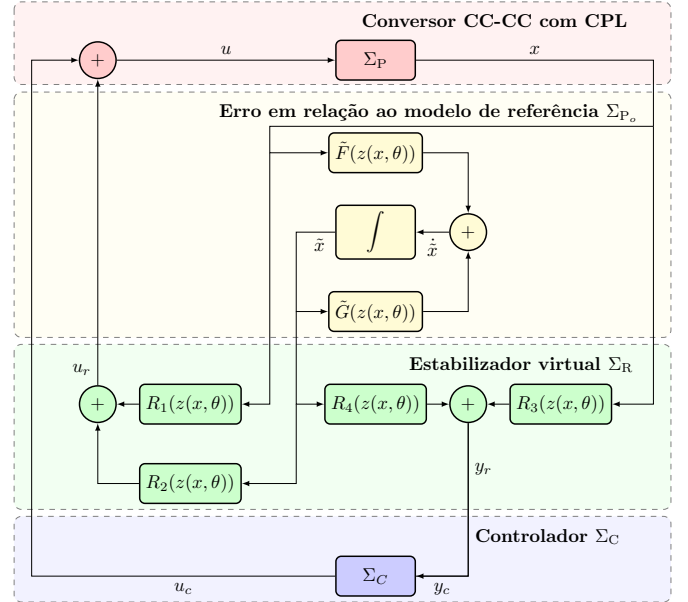


Figura 1. Sistema reconfigurado após a inserção do estabilizador reconfigurável virtual proposto na malha.

Problema 1. Considere um conversor CC-CC representado pelo modelo *fuzzy* T-S  $\Sigma_P$  em (5) alimentando uma CPL sujeita à variação de potência  $\Delta P \in \Theta$  e conectado ao controlador  $\Sigma_C$  em (7), e um modelo de referência  $\Sigma_{P_o}$  em (10). Determine o estabilizador virtual reconfigurável  $\Sigma_R$  de forma que o sistema reconfigurado  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$  seja exponencialmente estável.

## 3. RESULTADOS PRINCIPAIS

### 3.1 Modelo do conversor CC-CC reconfigurado

Considerando o controlador por realimentação de estados  $\Sigma_C$  descrito em (7), o estabilizador virtual reconfigurável *fuzzy* descrito em (12), e suas interconexões ilustradas na

Figura 1, o modelo *fuzzy* T-S para o conversor CC-CC com CPL descrito em (5) pode ser reescrito como:

$$\Sigma_P : \dot{x} = F(z(x, \theta))x + G(z(x, \theta))\tilde{x}. \quad (14)$$

sendo  $F(z) = A(z) + \Delta A(z) + B(R_1(z) + KR_3(z))$  e  $G(z) = B(R_2(z) + KR_4(z))$ .

De forma similar, considerando (7), (10), e (12), a dinâmica do erro em relação ao modelo de referência (11) é:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{F}(z(x, \theta))x + \tilde{G}(z(x, \theta))\tilde{x}, \quad (15)$$

onde  $\tilde{F}(z) = \Delta A(z) + B(R_1(z) + KR_3(z) + K)$  e  $\tilde{G}(z) = A(z) + B(R_2(z) + KR_4(z) - K)$ .

Com base em (14) e (15), pode-se obter a dinâmica estendida para o sistema reconfigurado da forma:

$$(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C) : \dot{\eta} = \Phi(z(x, \theta))\eta, \quad (16)$$

onde  $\eta = [x^\top \tilde{x}^\top]^\top$  e

$$\Phi(z) = \begin{bmatrix} F(z) & G(z) \\ \tilde{F}(z) & \tilde{G}(z) \end{bmatrix}.$$

### 3.2 Estabilização baseada no estabilizador virtual

Para analisar a estabilidade de  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$ , considera-se a função de Lyapunov candidata:

$$V(\eta) = \eta^\top Y^{-1}\eta, \quad (17)$$

sendo  $Y = \text{diag}\{Y_1, Y_2\}$ , e  $Y_1, Y_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  e  $Y_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  matrizes simétricas definidas positivas. A partir disso, o teorema a seguir apresenta condições suficientes para a estabilização exponencial de  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$  descrito em (16).

**Teorema 2.** A origem do sistema reconfigurado  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$  descrito em (16) é exponencialmente estável se existirem matrizes simétricas definidas positivas  $Q$ ,  $Y_1$  e  $Y_2$ , e matrizes  $\bar{R}_{1,i}$ ,  $\bar{R}_{2,i}$ ,  $\bar{R}_{3,i}$  e  $\bar{R}_{4,i}$ , para todo  $i \in \mathbb{B}^2$ , que satisfaçam as seguintes desigualdades:

$$\begin{bmatrix} \Psi_i & Y \\ \star & -Q \end{bmatrix} \prec 0, \quad \forall i \in \mathbb{B}^2, \quad (18)$$

onde  $\Psi_{i,21} = \Psi_{i,12}^\top$ ,

$$\Psi_{i,11} = \text{He}\{(A_i + \Delta A_i)Y_1 + B\bar{R}_{1,i} + BK\bar{R}_{3,i}\},$$

$$\Psi_{i,12} = [B\bar{R}_{1,i} + BK\bar{R}_{3,i} + (\Delta A_i + BK)Y_1]^\top + B\bar{R}_{2,i} + BK\bar{R}_{4,i},$$

$$\Psi_{i,22} = \text{He}\{(A_i - BK)Y_2 + B\bar{R}_{2,i} + BK\bar{R}_{3,i}\},$$

Tendo o estabilizador virtual  $\Sigma_R$  ganhos dados por

$$R_{1,i} = \bar{R}_{1,i}Y_1^{-1}, \quad R_{2,i} = \bar{R}_{2,i}Y_2^{-1}, \quad (19)$$

$$R_{3,i} = \bar{R}_{3,i}Y_1^{-1}, \quad R_{4,i} = \bar{R}_{4,i}Y_2^{-1}. \quad (20)$$

**Demonstração.** Considerando o complemento de Schur e as definições em (19)–(20), as desigualdades em (18) implicam que:

$$\Phi_i Y + Y \Phi_i^\top + Y Q^{-1} Y \prec 0, \quad \forall i \in \mathbb{B}^2. \quad (21)$$

Pré- e pós-multiplicando (21) por  $Y^{-1}$ , obtêm-se:

$$Y^{-1} \Phi_i + \Phi_i^\top Y^{-1} \prec -Q^{-1}, \quad \forall i \in \mathbb{B}^2. \quad (22)$$

Adotando-se a função de Lyapunov candidata em (17), cuja derivada temporal é

$$\dot{V}(\eta) = \eta^\top (Y^{-1} \Phi(z(x, \theta)) + \Phi(z(x, \theta))^\top Y^{-1}) \eta, \quad (23)$$

pode-se observar que se as desigualdades em (22) são satisfeitas, então

$$\dot{V}(\eta) < -\eta^\top Q^{-1} \eta. \quad (24)$$

A partir de (24), conclui-se que:

$$\dot{V}(\eta) < -k_3 \|\eta\|^2, \quad (25)$$

onde  $k_3 = \lambda_{\min}(Q^{-1})$ . Como  $k_1 \|\eta\|^2 \leq V(\eta) \leq k_2 \|\eta\|^2$ , com  $k_1 = \lambda_{\min}(Y^{-1})$  e  $k_2 = \lambda_{\max}(Y^{-1})$ , de acordo com (Khalil and Grizzle, 2002, Teorema 4.10), a inequação (25) implica que a dinâmica estendida (16) é exponencialmente estável. Portanto, se as desigualdades (18) forem satisfeitas para o estabilizador virtual com ganhos dados por (19)–(20), o equilíbrio de  $(\Sigma_P, \Sigma_R, \Sigma_C)$  descrito em (16) é exponencialmente estável.  $\square$

## 4. SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Nesta seção, simulações numéricas<sup>1</sup> são usadas para avaliar o efeito do estabilizador virtual reconfigurável na malha e verificar a eficácia das condições de projeto propostas.

Para tal, considera-se o conversor CC-CC cujos parâmetros são fornecidos pela Tabela 1. Além disso, supõe-se que  $\Sigma_C$  em (7) com  $K = [0.0145 \ 0.0181]$  é utilizado para operar o sistema nominalmente<sup>2</sup>.

Tabela 1. Parâmetros do sistema

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	$V_{in}$	21	V
Tensão da saída de operação	$\bar{x}_2$	15	V
Frequência	$f$	20	kHz
Indutância	$L$	1	mH
Resistência do indutor	$r_L$	1.5	$\Omega$
Capacitância	$C$	2.2	mF
Resistência da carga	$R$	8	$\Omega$
Potência nominal da CPL	$P_o$	20	W
Ciclo de trabalho de operação	$\bar{u}$	0.55	-
Corrente do indutor de operação	$\bar{x}_1$	3.2	A

O Teorema 2 é utilizado para projetar  $\Sigma_R$  para o modelo *fuzzy* T-S (5) do conversor obtido para os intervalos de variações de tensão de saída e de potência dados por:

$$x_2 \in [-1, 1], \quad \Delta P \in [-20, 50].$$

Dessa forma, obtêm-se os ganhos:

$$R_{1,00} = [-0.0844 \ -0.0824], \quad R_{1,01} = [-0.0809 \ -0.0768],$$

$$R_{1,10} = [-0.0843 \ -0.0821], \quad R_{1,11} = [-0.0807 \ -0.0765],$$

$$R_{2,00} = [-0.0257 \ -0.0205], \quad R_{2,01} = [-0.0249 \ -0.0183],$$

$$R_{2,10} = [-0.0257 \ -0.0204], \quad R_{2,11} = [-0.0249 \ -0.0182],$$

$$R_{3,00} = \begin{bmatrix} 2.7870 & 2.8901 \\ 0.1306 & -0.1570 \end{bmatrix}, \quad R_{3,01} = \begin{bmatrix} 2.7882 & 2.8926 \\ 0.1363 & -0.1497 \end{bmatrix},$$

$$R_{3,10} = \begin{bmatrix} 2.7924 & 2.8984 \\ 0.1336 & -0.1560 \end{bmatrix}, \quad R_{3,11} = \begin{bmatrix} 2.7899 & 2.8953 \\ 0.1392 & -0.1463 \end{bmatrix},$$

$$R_{4,00} = \begin{bmatrix} 0.8249 & 0.7851 \\ 0.0793 & -0.1487 \end{bmatrix}, \quad R_{4,01} = \begin{bmatrix} 0.8250 & 0.7862 \\ 0.0808 & -0.1462 \end{bmatrix},$$

$$R_{4,10} = \begin{bmatrix} 0.8261 & 0.7883 \\ 0.0805 & -0.1492 \end{bmatrix}, \quad R_{4,11} = \begin{bmatrix} 0.8254 & 0.7873 \\ 0.0816 & -0.1452 \end{bmatrix}.$$

Para avaliar o estabilizador projetado, são realizadas simulações para instantes de tempo  $t \in [0, 0.6]$  segundos com condição inicial  $x(0) = [-0.1; 0.1]^\top$  e diferentes variações

<sup>1</sup> As simulações são realizadas no MATLAB com ganhos calculados com o solucionador MOSEK e o *parser* YALMIP.

<sup>2</sup> O ganho  $K$  é calculado conforme o descrito em (Boyd et al., 1994, Seção 5.1.3.) para estabilizar o modelo linearizado em torno do ponto de operação com taxa de decaimento garantida.

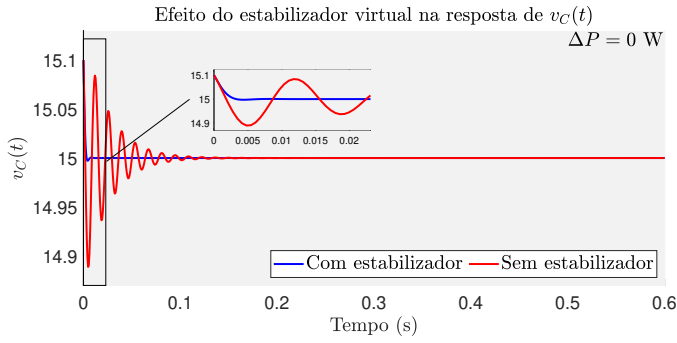
de cargas. Os estabilizadores virtuais são inseridos na malha juntamente com a dinâmica do erro em relação ao modelo de referência como mostrado na Figura 1. Ao ser inserida, a dinâmica do erro possui condições iniciais nulas. Os cenários de simulações a seguir são propostos:

- **Cenário 1:** o estabilizador virtual reconfigurável é inserido na malha desde o princípio da simulação e não há variação na potência da CPL ( $\Delta P = 0$ ).
- **Cenário 2:** o estabilizador virtual reconfigurável é inserido apenas quando acontece variação na potência da CPL, que neste cenário é

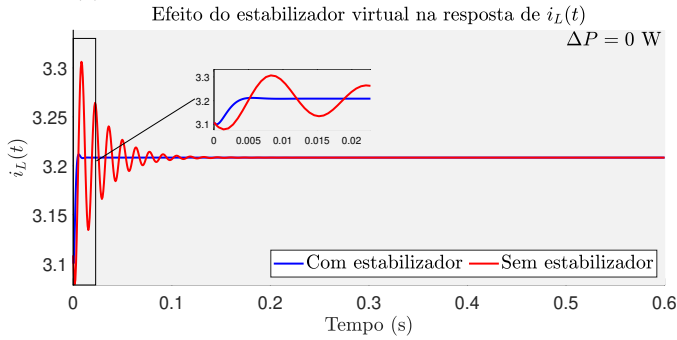
$$\Delta P = \begin{cases} 0 \text{ W}, & \text{se } t \geq 0 \text{ s}, \\ -10 \text{ W}, & \text{se } 0,05 \text{ s} \leq t \leq 0,25 \text{ s}, \\ -20 \text{ W}, & \text{se } t > 0,25 \text{ s}. \end{cases}$$

- **Cenário 3:** o estabilizador virtual reconfigurável é inserido apenas quando acontece variação na potência da CPL, que neste cenário é

$$\Delta P = \begin{cases} 0 \text{ W}, & \text{se } t \geq 0 \text{ s}, \\ 25 \text{ W}, & \text{se } 0,05 \text{ s} \leq t \leq 0,25 \text{ s}, \\ 50 \text{ W}, & \text{se } t > 0,25 \text{ s}. \end{cases}$$



(a) Tensão de saída  $v_C$ .

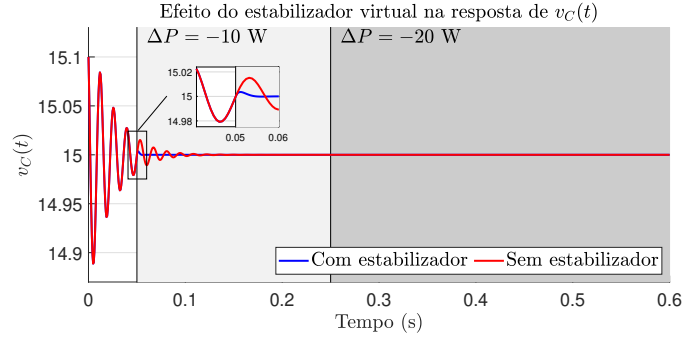


(b) Corrente do indutor  $i_L$ .

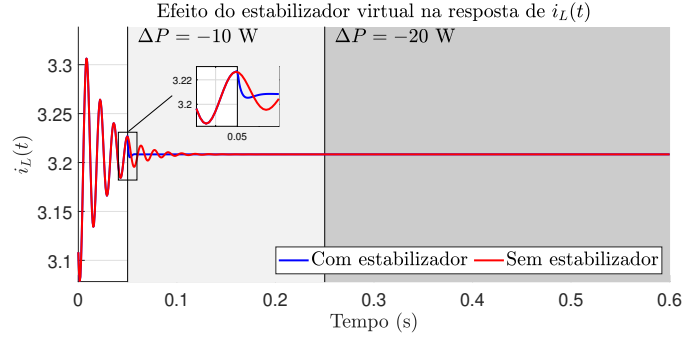
Figura 2. Respostas de  $v_C$  e  $i_L$  na simulação do cenário 1.

O cenário 1 permite avaliar a capacidade de amortecimento de oscilações fornecida pelo estabilizador virtual independentemente da variação da carga. Os cenários 2 e 3 permitem comparar o desempenho do sistema com e sem o estabilizador para reduções e aumentos, respectivamente, da potência da CPL. Os resultados dos cenários 1, 2 e 3 são apresentados respectivamente nas Figuras 2, 3 e 4.

Para o cenário 1, as respostas de tensão e corrente são mostradas nas Figuras 2a e 2b respectivamente. Note que, embora a estabilidade do ponto de operação seja garantida sem o estabilizador, ele é capaz de melhorar o

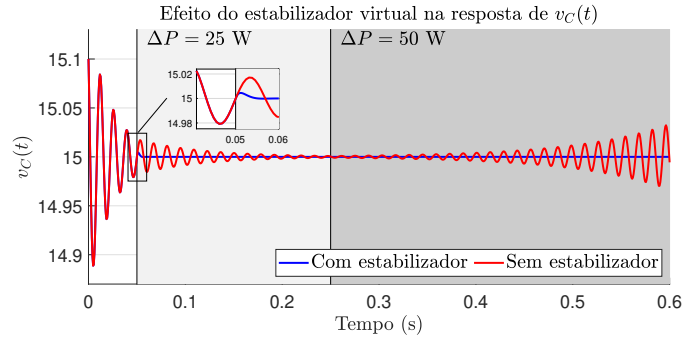


(a) Tensão de saída  $v_C$ .

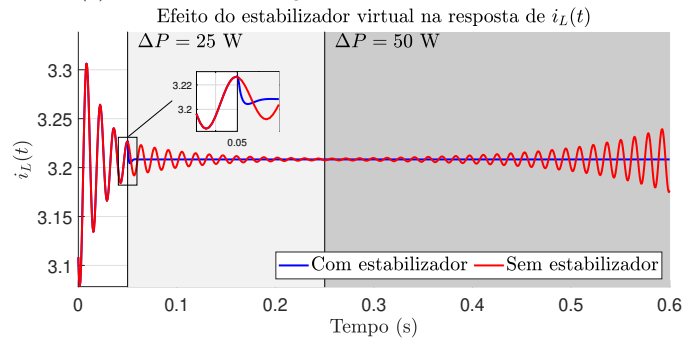


(b) Corrente do indutor  $i_L$ .

Figura 3. Respostas de  $v_C$  e  $i_L$  na simulação do cenário 2.



(a) Tensão de saída  $v_C$ .



(b) Corrente do indutor  $i_L$ .

Figura 4. Respostas de  $v_C$  e  $i_L$  na simulação do cenário 3.

amortecimento do sistema, reduzindo as oscilações, mesmo na ausência de variação de potência da CPL. De forma similar, o amortecimento do sistema é melhorado a partir do momento que o estabilizador é inserido na malha ( $t = 0,05$  s), conforme mostrado pelas respostas de tensão e corrente nas Figuras 3a e 3b, respectivamente. Finalmente,

as respostas de tensão e corrente para o cenário 3 são mostradas nas Figuras 4a e 4b, respectivamente. Com o aumento da potência da CPL, o controlador perde a capacidade de amortecimento para  $\Delta P = 25\text{ W}$ , e de estabilização para  $\Delta P = 50\text{ W}$ . No entanto, com o estabilizador virtual, a estabilidade e o amortecimento são alcançados independentemente da variação de potência, o que é uma das contribuições inovadoras deste trabalho.

## 5. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs o uso de um estabilizador virtual reconfigurável para amortecimento de oscilações e estabilização de conversores CC-CC com CPLs. O uso desse estabilizador permite a manutenção do controlador nominal previamente projetado, enquanto o estabilizador é inserido para mitigar os efeitos das variações de potência na CPL e melhorar o amortecimento do sistema por meio de duas ações: ajuste das medidas dos estados do conversor antes de injetá-lo no controlador, e adição de um sinal de controle suplementar capaz de compensar as oscilações e garantir a estabilidade. As simulações numéricas ilustraram que o estabilizador virtual proposto é capaz de: 1) melhorar o amortecimento do sistema em situações nas quais o controlador nominal garante a estabilidade e; 2) e estabilizar o sistema quando o controlador nominal não garante estabilidade. Finalmente, a solução apresentada neste trabalho se baseiam na função quadrática (17) com matriz  $Y$  bloco-diagonal que leva a condições conservadores. Em trabalhos futuros, algumas abordagens podem ser empregadas para reduzir esse conservadorismo, além do teste da abordagem proposta em conversores reais.

## REFERÊNCIAS

- Ansari, S., Zhang, J., and Singh, R.E. (2022). A review of stabilization methods for DCMG with CPL, the role of bandwidth limits and droop control. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 7, 2.
- Bessa, I.V., Medeiros, R.L.P., Bessa, I., Junior, F.A.C.A., de Menezes, A.R., Torres, G.M., and Chaves Filho, J.E. (2020a). Comparative study of control strategies for stabilization and performance improvement of DC microgrids with a CPL connected. *Energies*, 13, 2663.
- Bessa, I., Puig, V., and Palhares, R.M. (2020b). TS fuzzy reconfiguration blocks for fault tolerant control of nonlinear systems. *Journal of the Franklin Institute*, 357(8), 4592–4623.
- Bessa, I., Puig, V., and Palhares, R.M. (2021). Passivation blocks for fault tolerant control of nonlinear systems. *Automatica*, 125, 109450.
- Boyd, S., El Ghaoui, L., Feron, E., and Balakrishnan, V. (1994). *Linear matrix inequalities in system and control theory*. SIAM.
- Cheng, Z., Gong, M., Gao, J., Li, Z., and Si, J. (2019). Research on virtual inductive control strategy for direct current microgrid with constant power loads. *Applied Sciences (Switzerland)*, 9.
- Herrera, L., Zhang, W., and Wang, J. (2017). Stability Analysis and Controller Design of DC Microgrids with Constant Power Loads. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(2), 881–888.
- Hussain, M.N., Mishra, R., and Agarwal, V. (2018). A frequency-dependent virtual impedance for voltage-regulating converters feeding constant power loads in a DC microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54, 5630–5639.
- Jeeninga, M., De Persis, C., and Van der Schaft, A. (2022). DC power grids with constant-power loads – part i: A full characterization of power flow feasibility, long-term voltage stability and their correspondence. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1–16. doi:10.1109/TAC.2022.3157076.
- Jiang, W., Zhang, X., Guo, F., Chen, J., Wang, P., and Koh, L.H. (2020). Large-Signal stability of interleave boost converter system with constant power load using Sliding-Mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67, 9450–9459.
- Khalil, H.K. and Grizzle, J.W. (2002). *Nonlinear systems*, volume 3. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.
- Li, C., Yang, Y., Dragicevic, T., and Blaabjerg, F. (2022a). A new perspective for relating virtual inertia with wide-band oscillation of voltage in low-inertia dc microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69, 7029–7039.
- Li, J., Pan, H., Long, X., and Liu, B. (2022b). Objective holographic feedbacks linearization control for boost converter with constant power load. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 134.
- Lucas-Marcillo, K.E., Pagano, D.J., Vaca-Benavides, D.A., Garcia-Arcos, R., Rocha, E.M., Medeiros, R.L.P., and Rios, S.J. (2021). Robust Control of Interconnected Power Electronic Converters to Enhance Performance in DC Distribution Systems: A Case of Study. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4), 4851–4863.
- Magne, P., Marx, D., Nahid-Mobarakeh, B., and Pierfederici, S. (2012). Large-Signal stabilization of a DC-Link supplying a constant power load using a virtual capacitor: Impact on the domain of attraction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48, 878–887.
- Quadros, M.M., Bessa, I., Leite, V.J., and Palhares, R.M. (2020). Fault tolerant control for linear parameter varying systems: An improved robust virtual actuator and sensor approach. *ISA Transactions*, 104, 356–369.
- Quadros, M.M., Leite, V.J., and Palhares, R.M. (2022). Robust fault hiding approach for T-S fuzzy systems with unmeasured premise variables. *Information Sciences*, 589, 690–715.
- Saublet, L.M., Gavagsaz-Ghoachani, R., Martin, J.P., Nahid-Mobarakeh, B., and Pierfederici, S. (2016). Asymptotic stability analysis of the limit cycle of a cascaded DC-DC converter using sampled discrete-time modeling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63, 2477–2487.
- Vafamand, N., Khooban, M.H., Dragičević, T., Blaabjerg, F., and Boudjadar, J. (2019). Robust non-fragile fuzzy control of uncertain DC microgrids feeding constant power loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11), 11300–11308.
- Xu, Q., Jiang, W., Blaabjerg, F., Zhang, C., Zhang, X., and Fernando, T. (2020). Backstepping control for large signal stability of high boost ratio interleaved converter interfaced DC microgrids with constant power loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35, 5397–5407.