

Estratégias de controle aplicadas para mitigação de oscilações decorrentes de CPL em uma microrrede CC do tipo boost-buck

Isaiás V. de Bessa* Renan L. P. de Medeiros*
 Iury V. de Bessa* Florindo A. C. Ayres Junior*
 Marenice M. de Carvalho* Nei J. S. Farias*

* Faculdade de Tecnologia, Departamento de Eletricidade,
 Universidade Federal do Amazonas - UFAM, AM, (e-mail:
 isaías.97.ib@gmail.com, renanlandau@ufam.edu.br,
 iury.bessa@gmail.com, florindoayres@ufam.edu.br,
 marenice.m.carvalho@gmail.com e neijunior1995@outlook.com).

Abstract: The use of renewable energy sources in parallel with the development of power electronics enabled the development of DC microgrids. In this sense, this work carries out a review of classic control strategies applied to mitigate oscillations in a boost converter connected to CPL based on buck converter, where these strategies are applied to the boost converter that operates as a feeder. The methodologies use an output feedback structure, through the Diophantine equation solution and the root locus, and state feedback structures, through the Lyapunov equation solution and the Riccati equation solution.

Resumo: A utilização de fontes renováveis de energia em paralelo com o desenvolvimento da eletrônica de potência possibilitou o desenvolvimento de microrredes CC. Nesse sentido este trabalho realiza uma revisão de estratégias de controle clássicas aplicadas para mitigar oscilações de um conversor *boost* conectado a uma CPL *buck*, onde essas estratégias são aplicadas ao conversor *boost* que irá operar como um regulador de tensão. As metodologias escolhidas utilizam estrutura de realimentação de saída, através da solução da equação Diofantina e lugar geométrico das raízes, e estruturas de realimentação de estados, através da solução da equação de Lyapunov e da solução da equação de Riccati.

Keywords: DC microgrids; Diophantine equation; root locus; Lyapunov equation; Riccati equation.

Palavras-chaves: microrredes CC; equação Diofantina; lugar geométrico das raízes; equação de Lyapunov; equação de Riccati.

1. INTRODUÇÃO

Uma microrrede pode ser separada em dois subsistemas básicos: o de fornecimento de energia (*feeder*) que garante a alimentação constante do barramento CC, e as cargas responsáveis por solicitar energia do *feeder* (Marcillo et al., 2019). Algumas cargas conectadas ao barramento CC podem ocasionar oscilações indesejadas devido as características de potência constante (*constant power load-CPL*). Uma CPL é caracterizada por ter uma dinâmica mais rápida que o *feeder* onde as variações instantâneas de potência diminuem a estabilidade do sistema (Singh et al., 2017).

Mosskull (2018) explica os efeitos que a CPL pode ocasionar em um sistema de distribuição CC, em seguida apresenta diversas técnicas para mitigar estes efeitos via amortecimento passivo ou ativo e pelo uso de técnicas de controle lineares Mosskull (2018). Riccobono and Santi (2014) e Dragicevic et al. (2016) realizam uma revisão de critérios de estabilidade aplicados a sistemas de distribuição CC, onde através do conhecimento das características da carga, realizam o projeto do *feeder*. Marcillo et al. (2019) investiga uma microrrede *buck-buck* e realiza a mitigação dos efeitos da CPL utilizando estratégias de controle robusto.

Neste presente trabalho é proposto a utilização do conversor *boost* como *feeder* alimentando uma CPL baseada na

topologia *buck*. Projeta-se controladores para o *feeder* baseado em técnicas clássicas para a mitigação das oscilações decorrentes da conexão com a CPL. Para isso, projeta-se uma CPL com dinâmica mais rápida que o *feeder* e avalia-se o desempenho de cada controlador proposto através de índices de desempenhos como a integral do erro quadrático (IEQ), a integral do erro quadrático ponderado pelo tempo (IEQT) e a integral do sinal de controle quadrático (ISCQ). Os controladores propostos nesse trabalho utilizam duas estruturas distintas: realimentação de saída e realimentação de estados. O cálculo dos ganhos da estrutura de realimentação de saída é realizado via solução da equação Diofantina (SED) e com o auxílio da ferramenta gráfica do lugar geométrico das raízes (LGR). Já os ganhos da estrutura de realimentação de saída são determinados por meio da solução da equação de Lyapunov (SEL) e da solução da equação de Riccati que resulta em solução ótima para o projeto de um regulador linear-quadrático (*linear-quadratic regulator-LQR*).

O restante do trabalho é dividido como se segue: na Seção 2 é discutida a modelagem dos conversores utilizados bem como uma breve descrição do comportamento da CPL; na Seção 3 é descrita o dimensionamento dos conversores e os cálculos dos ganhos dos controladores; na Seção 4 descreve-se a metodologia para a implementação dos testes e tratamento de dados que foram coletados; na Seção 5 é realizada a análise dos resultados obtidos; por fim, na Seção 6 realiza-se as considerações finais do trabalho.

2. MODELAGEM DO SISTEMA

Conversores de potências são dispositivos intrinsecamente não lineares assim como o comportamento de uma CPL. Dessa forma, o modelo a pequenos sinais (MPS) é adotado para a implementação dos controladores propostos, partindo de um ponto de operação (PdO) desejado.

2.1 Comportamento da CPL

Uma CPL é caracterizada pelo consumo constante de potência Marcillo et al. (2019); Emadi et al. (2006), dessa forma o circuito equivalente para MPS é mostrado na Figura 1a. O comportamento gráfico deste tipo de carga é indicado na Figura 1b.

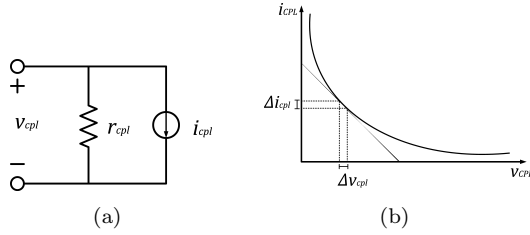


Figura 1. (a) Circuito equivalente de uma CPL com MPS. (b) Curva de uma CPL.

A potência consumida pela CPL pode ser descrita, através da equação (1).

$$P_{cpl} = v_{cpl} i_{cpl} \quad (1)$$

Na ocorrência de uma variação instantânea de corrente, com a potência mantendo-se constante, tem-se

$$\frac{\partial i_{cpl}}{\partial v_{cpl}} = -\frac{P_{cpl}}{v_{cpl}^2} = -\frac{1}{r_{cpl}} \quad (2)$$

que indica uma característica de impedância negativa que ocasiona instabilidade no sistema, podendo-o levar ao colapso (Singh et al., 2017; Marcillo et al., 2019).

2.2 Modelagem do conversor boost conectado a CPL

Para o trabalho proposto, o barramento CC é regulado por meio do conversor *boost* apresentado na Figura 2 com sua saída conectada a CPL. O conversor é modelado a partir de um modelo de espaço de estados médio (Tofoli, 2018).

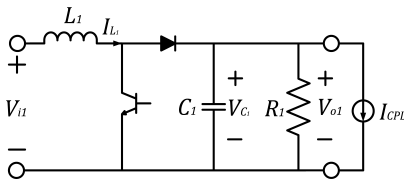


Figura 2. Conversor *boost* conectado a uma CPL.

Para um determinado PdO ($d_1^o, I_{L_1}^o, V_{C_1}^o$) com $I_{L_1}^o = \frac{V_{i1}}{R_1(1-d_1^o)}$ e $V_{C_1}^o = \frac{V_{i1}}{1-d_1^o}$ determinado pelo ciclo de trabalho d_1^o , o modelo de espaço médio linearizado do conversor *boost* conectado a uma CPL, tal que $I_{CPL} = \frac{P_o}{V_{C_1}}$ é indicado na equação (3), onde $R_o = -\frac{V_{C_1}^o{}^2}{P_o}$ é o efeito da impedância negativa no sistema.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \delta \dot{I}_{L_1} \\ \delta \dot{V}_{C_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_1^o}{L_1} \\ \frac{1-d_1^o}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} - \frac{1}{R_o C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta I_{L_1} \\ \delta V_{C_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{C_1}^o}{L_1} \\ -\frac{I_{L_1}^o}{C_1} \end{bmatrix} \delta d_1 \\ \delta V_{o1} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} \delta I_{L_1} \\ \delta V_{C_1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

Calculando a função de transferência do modelo por espaço de estados mostrado na equação (3) obtém-se a equação (4).

$$G_1(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} = \frac{-\frac{I_{L_1}^o}{C_1}s + \frac{(1-d_1^o)V_{C_1}^o}{L_1 C_1}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_o}\right)\frac{1}{C_1}s + \frac{(1-d_1^o)^2}{L_1 C_1}} \quad (4)$$

A estabilidade do polinômio $A_1(s)$ está diretamente relacionada com o valor de R_o , uma vez que R_1, C_1, L_1 e d_1^o são necessariamente positivos, sendo observado que a CPL modifica a característica de amortecimento do sistema.

2.3 Modelagem do conversor buck configurado como CPL

A modelagem do conversor *buck* apresentado na Figura 3 é descrita novamente segundo um MPS linearizado em torno do PdO ($d_2^o, I_{L_2}^o, V_{C_2}^o$) com $I_{L_2}^o = \frac{d_2^o V_{i2}}{R_2}$ e $V_{C_2}^o = d_2^o V_{i2}$

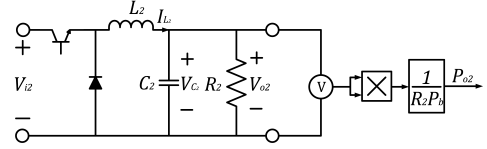


Figura 3. Conversor *buck* analisado a partir da potência de saída.

A potência de saída é dada em *p.u.* Dessa forma é escolhido um ciclo de trabalho base, considerando uma potência de base $P_{b2} = \frac{(d_b V_{i2})^2}{R_2}$, então o modelo por espaço de estados é dado na equação (5).

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \delta \dot{I}_{L_2} \\ \delta \dot{V}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta I_{L_2} \\ \delta V_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{i2}}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \delta d_2 \\ \delta P_{o2} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2d_2^o}{V_{C_2}^o d_{b2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta I_{L_2} \\ \delta V_{C_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

Dessa forma a regulação da potência a partir do projeto de controlador caracteriza o comportamento do conversor buck como CPL.

3. PROJETO DA MICRORREDE

Com o modelo matemático dos conversores, realiza-se o dimensionamento dos elementos passivos baseado em equações estáticas utilizadas na literatura (Tofoli, 2018).

3.1 Dimensionamento dos conversores

O conversor *boost* apresentado na Figura 2 é responsável por elevar o nível de tensão de entrada $V_{i1} = 5$ V e opera com uma frequência de chaveamento $f_1 = 20$ kHz, para uma saída constante de $V_{o2} = 12$ V. O conversor é dimensionado para obter um *ripple* de corrente no indutor

$\Delta I_{L_1} < 1$ A e um *ripple* de tensão no capacitor $\frac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}} < 1\%$. As equações estáticas para o conversor *boost* são apresentadas em (6). Os parâmetros determinados para o conversor *boost* são mostrados na Tabela 1.

$$\begin{cases} V_{o1} = \frac{V_{i1}}{1-d_1^2} \\ \Delta I_{L_1} = \frac{d_1 V_{i1}}{L_1 f_1} \\ \frac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}} = \frac{d_1}{f_1 R_1 C_1} \end{cases} \quad (6)$$

Tabela 1. Parâmetros do conversor *boost*.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	V_{i1}	5,00	V
Tensão de saída	V_{o1}	12,00	V
Ciclo de trabalho	d_1	0,58	-
Frequência	f_1	20,00	kHz
Resistência	R_1	20,00	Ω
Indutância	L_1	1,00	mH
Capacitância	C_1	2,20	mF

O conversor *buck* apresentado na Figura 3 opera como uma carga conectada ao conversor *boost*. Com o projeto visando a potência de saída de $P_{o2} = 0.3$ p.u. para uma entrada de $V_{i2} = 12$ V e um ciclo de trabalho base de $d_{b2} = 1$ e uma potência de base $P_{b2} = 36$ W, realiza-se a determinação dos parâmetros passivos para um *ripple* de corrente $\Delta I_{L_2} < 1$ A e um *ripple* de tensão $\frac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2}} < 1\%$ para uma frequência de chaveamento $f_2 = 20$ kHz. As equações estáticas utilizadas são apresentadas em (7). Os parâmetros do conversor *buck* utilizado são mostrados na Tabela 2.

$$\begin{cases} P_{o2} = \left(\frac{d_2}{d_b}\right)^2 \\ \Delta I_{L_2} = \frac{V_{o2}(1-d_2)}{L_2 f_2} \\ \frac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2}} = \frac{1-d_2}{8f_2^2 L_2 C_2} \end{cases} \quad (7)$$

Tabela 2. Parâmetros do conversor *buck*.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	V_{i2}	12,00	V
Potência de saída	P_{o2}	0,30	p.u.
Ciclo de trabalho	d_2	0,55	-
Frequência	f_2	20,00	kHz
Resistência	R_2	4,00	Ω
Indutância	L_2	1,00	mH
Capacitância	C_2	2,20	mF

3.2 Projeto do feeder *boost*

Com os parâmetros do conversor *boost* determinados, realiza-se o cálculo dos ganhos dos controladores. O projeto é baseado em especificação de tempo de acomodação $t_{ssF} \leq 0.04$ seg e máximo sobressinal $ovs_F \leq 10\%$ que determinam um coeficiente de amortecimento ζ e uma frequência natural ω_n mostra a seguir.

$$\begin{cases} ovs_F = 100e^{-\frac{\zeta_F \pi}{\sqrt{1-\zeta_F^2}}} \rightarrow \zeta_F \geq 0,59 \\ t_{ssF} = \frac{4.6}{\zeta_F \omega_{nF}} \rightarrow \omega_{nF} \geq 195,91 \text{ rad/seg} \end{cases}$$

Para a estrutura de realimentação de saída apresentada na Figura 4 determina-se o polinômio desejado $\Lambda(s)$ em malha fechada, apresentado em (8) a partir das especificações de projeto, tal que $p_1 = r_1 \zeta_F \omega_{nF}$ e $p_2 = r_2 \zeta_F \omega_{nF}$ com r_1 e r_2 sendo determinados pelo projetistas.

$$\Lambda(s) = (s^2 + 2\zeta_F \omega_{nF} s + \omega_{nF}^2)(s + p_1)(s + p_2)$$

$$\Lambda(s) = s^4 + \alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4 \quad (8)$$

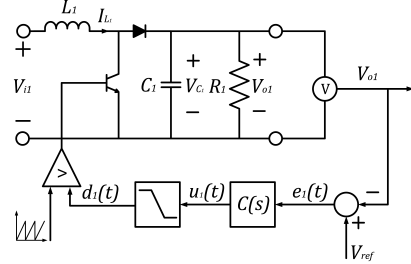


Figura 4. Projeto do controlador com estrutura de realimentação de saída

O conversor *boost* tem uma planta genérica descrita pela equação (9), enquanto a estrutura do controlador $C(s)$ adotada é indicada na equação (10).

$$G_1(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} = \frac{b_0 s + b_1}{s^2 + a_1 s + a_2}, \quad (9)$$

$$C(s) = \frac{N(s)}{M(s)} = \frac{n_0 s^2 + n_1 s + n_2}{s^2 + m_1 s} \quad (10)$$

A determinação dos ganhos do controlador $C(s)$ pode ser calculado, por meio da SED conforme apresentada na equação (11) (Chen, 1999).

$$\Lambda(s) = A_1(s)M(s) + B_1(s)N(s) \quad (11)$$

Outra forma de calcular os ganhos do controlador $C(s)$ é com o auxílio da ferramenta gráfica LGR que permite visualizar a disposição gráfica dos polos da planta em malha fechada sob a ação dos ganhos do controlador de forma que as especificações de projeto determinam uma região de desempenho desejado, como indicado na Figura 5.

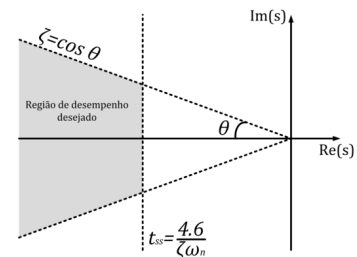


Figura 5. Região de desempenho utilizando LGR.

Outra estrutura de controle utilizada é a realimentação de estados mostrada na Figura 6. Para garantir a regulação de tensão, utiliza-se o ganho integral que ocasiona o aumento da ordem do sistema. A primeira forma de determinar os ganhos é através da SEL mostrada na equação (12) (Chen, 1999).

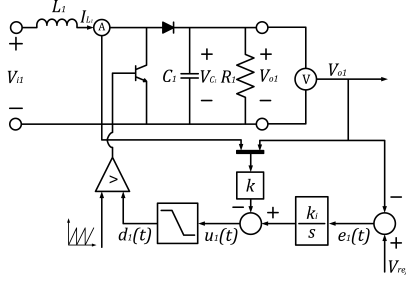


Figura 6. Projeto do controlador com estrutura de realimentação de estados

$$AT - TF = B\bar{K} \quad (12)$$

Para o conversor *boost* a matriz A e B de ordem aumentada são determinadas por meio da seguinte relação.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_1^o}{L_1} & 0 \\ \frac{1-d_1^o}{C_1} & \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

enquanto, a matriz F representa o desempenho desejado em malha fechada e \bar{K} é o valor inicial para o ganho de realimentação de estados, tal que obedece a seguinte relação.

$$F = \begin{bmatrix} -\zeta_F \omega_{nF} & \omega_{nF} \sqrt{1-\zeta_F^2} & 0 \\ -\omega_{nF} \sqrt{1-\zeta_F^2} & -\zeta_F \omega_{nF} & 0 \\ 0 & 0 & -r_1 \zeta_F \omega_{nF} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\bar{K} = [1 \ 1 \ 1]$$

A solução da equação (12) retorna a matriz T que permite o cálculo do vetor $K = [k - k_i]$ de realimentação de estados como indicado na equação (15).

$$K = \bar{K}T^{-1} \quad (15)$$

Os ganhos de realimentação de estados também são calculados por meio da solução da equação de Riccati, um desenvolvimento baseado no segundo critério de Lyapunov (Barbosa et al., 2016) que permite a ponderação entre esforço de controle e desempenho através da escolha das matrizes \bar{R} e \bar{Q} , como indicado na equação (16).

$$AP - P\bar{R}\bar{B}^T P + PA = -\bar{Q} \quad (16)$$

Para o conversor *boost*, as matrizes \bar{R} e \bar{Q} escolhidas são mostradas na equação (17).

$$\bar{R} = 2, \bar{Q} = \begin{bmatrix} 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0,05 & 0 \\ 0 & 0 & 900 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Em seguida, determina-se a matriz P , solução da equação (16). Dessa forma, calcula-se o ganho K como indicado na equação (18). Os ganhos dos controladores propostos são indicados na Tabela 3, com $k_i = n_0$.

$$K = P\bar{B}R^{-1} \quad (18)$$

Tabela 3. Ganhos dos controladores propostos.

Method	n_0	n_1	n_2	m_1	k
SED	1,18	218,6	$26,5 \times 10^3$	$3,7 \times 10^3$	-
LGR	1,34	409,5	$47,7 \times 10^3$	5×10^3	-
SEL	12,51	-	-	-	[0,08 0,07]
LQR	21,21	-	-	-	[0,11 0,17]

3.3 Projeto da CPL *buck*

Para o projeto da CPL, é necessário as especificações de tempo de acomodação inferior ao selecionado para o *feeder*, dessa forma adotou-se $t_{ssC} \leq 0,02$ seg e um máximo sobressinal de $ovs_C \leq 10\%$. Dessa forma, utilizou-se a estrutura de realimentação de estados para realizar o controle de potência para o conversor *buck*, como apresentado na Figura 7.

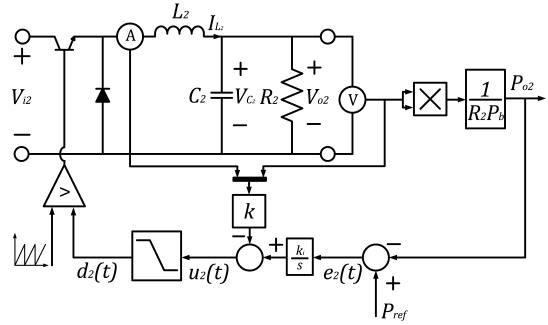


Figura 7. Projeto da CPL *buck* utilizando estrutura de realimentação de estados.

Os ganhos são calculados via SEL com os procedimentos apresentados na seção anterior. Dessa forma, os ganhos de realimentação são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4. Ganhos dos controladores da CPL.

k_i	k
$1,11 \times 10^3$	[0,20 0,25]

4. PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

A microrrede proposta utiliza um conversor *boost* operando como regulador de tensão alimentando um determinado barramento CC. Conectado a este barramento tem-se a CPL baseada em um conversor *buck*. A topologia da microrrede é mostrada na Figura 8.

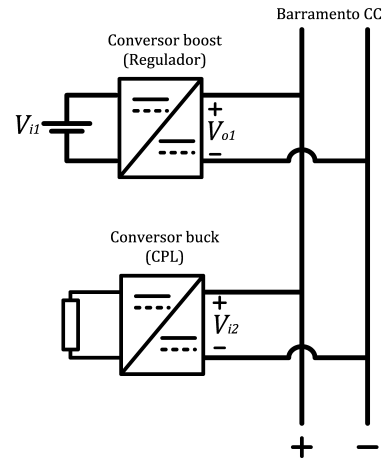


Figura 8. microrrede *boost-buck* proposta para ser analisada.

A simulação da microrrede é realizada no MATLAB através da ferramenta SIMULINK utilizando os blocos de simulação da interface *PowerGui*. A simulação ocorre em um intervalo de 3,5 s para um passo fixo de 10^{-6} s. Aciona-se o *feeder* colocando-o em malha fechada e em seguida conecta-se a CPL. Coloca-se a CPL no PdO e realiza-se o teste de variação de referência de potência, observando o comportamento da tensão fornecida pelo *feeder* para cada variação.

O objetivo do experimento é verificar a capacidade das metodologias adotadas em mitigar as oscilações decorrentes da variação instantânea de potência da CPL. Para avaliar o desempenho de cada controlador são utilizadas três índices de desempenho. O primeiro é a IEQ, que tem por objetivo verificar o acúmulo de erro de cada controlador durante a mitigação da oscilação. O segundo índice é a IEQT que tem função similar ao IEQ, contudo realiza uma ponderação temporal, permitindo avaliar a velocidade de cada metodologia em mitigar as oscilações indesejadas. Por fim, tem-se a ISCQ que tem por objetivo avaliar a energia do esforço de controle durante cada oscilação.

5. ANÁLISE DE RESULTADOS

Nesta seção é comentado os resultados obtidos durante a realização do teste de variação de referência de potência mostrado na Figura 9.

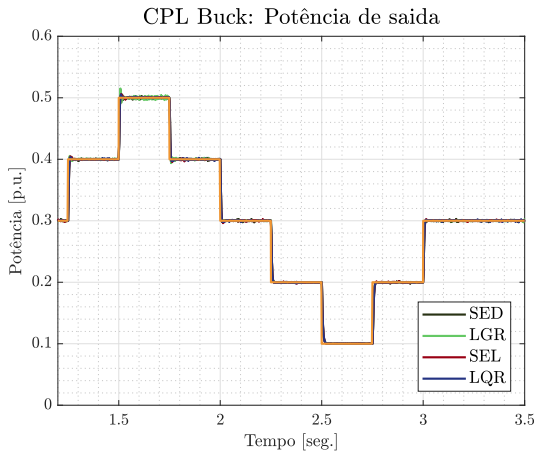


Figura 9. Realização da simulação de variação de potência da CPL.

Como esperado, o aumento de potência ocasiona uma elevação da corrente para a manutenção da tensão no barramento CC que é mostrada na Figura 10a. Observa-se a capacidade das quatro metodologias de regular a tensão no barramento na ocorrência da variação de potência. No entanto, é possível observar as oscilações que a CPL causa em cada intervalo na Figura 10b. O efeito de impedância negativa é observado nos primeiros instantes da variação, onde para variações positivas de potência tem-se o aumento de corrente e uma inicial redução de tensão que logo é regulada para o valor nominal de 12 V, contudo nesse intervalo tem-se uma característica de impedância negativa pois $\Delta I > 0$ enquanto $\Delta V < 0$.

Através da comparação da equação (4) que indica a redução do amortecimento na ocorrência de uma impedância negativa, podendo levar o sistema à instabilidade, observa-se o papel dos reguladores propostos, que permitem a redução desse efeito indesejado. A Figura 11 mostra os gráficos dos índices de desempenho escolhidos para avaliar o desempenho dos controladores para cada intervalo de variação. Na Figura 11a é mostrado a IEQ e na Figura

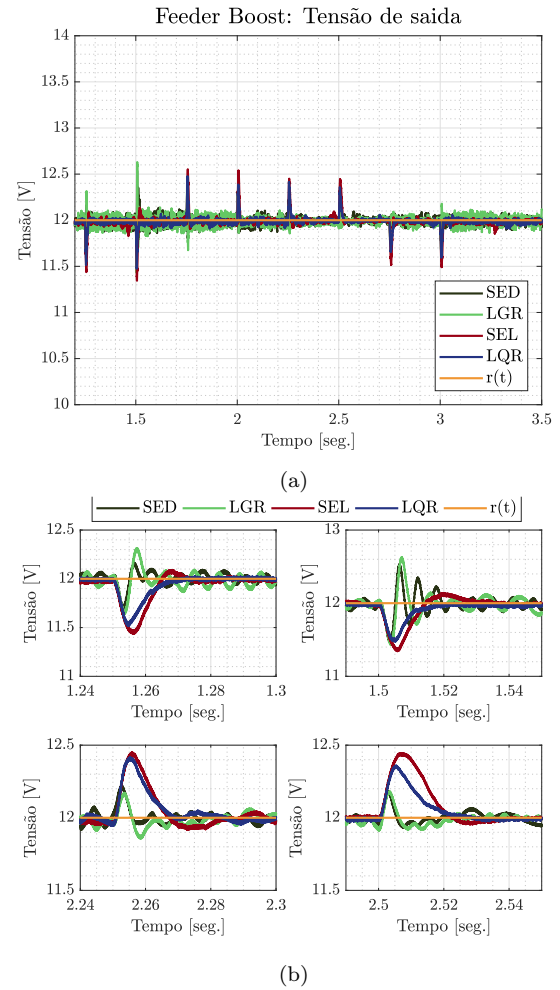


Figura 10. (a) Tensão de alimentação do barramento CC durante a realização da simulação. (b) Comportamento da tensão durante cada variação de potência.

11b é mostrado a IEQT para cada variação. No ponto de operação as quatro metodologias tem o mesmo índice. Para variações negativa de potência observa-se que as metodologias SED e LGR apresentam índices menores, enquanto que a metodologia por SEL apresenta os maiores índices. Para variações negativas de potência, novamente o controlador projetado por SEL apresenta IEQ e IEQT maior que as outras metodologias. Os controladores projetados por SED e LGR tem um aumento de IEQ e IEQT para variações positivas de potência tal que para a variação de +0,2 p.u. o controlador LQR apresenta menor índice.

Dessa forma, é possível inferir que o projeto de controle por SEL apresenta o maior acúmulo de erro na mitigação da oscilação, sendo também o mais lento. Já o controlador LQR apresenta acúmulo de erro similar para toda a faixa de variação. Os controladores SED e LGR apresentam menor acúmulo de erro e são mais rápidos para mitigar as oscilações em variações negativas de potências. Para variações positivas esses controladores tem maior acúmulo de erro e se tornam mais lentos na correção das oscilações.

Por fim, a Figura 11c indica o gráfico da ISCQ do teste realizado. No ponto de operação o controlador LQR apresenta o menor índice enquanto que o controlador SEL apresenta o maior índice. Para todas as variações de potência o controlador SEL apresenta maior índice. Para variações negativas os controladores SED e LGR tem uma redução do índice, enquanto que o controlador LQR tem um aumento. Para variações positivas de potência, os controladores SED e

LGR tem uma elevação de índice, enquanto que o controlador LQR apresenta índice similar ao PdO.

Dessa forma, observa-se que no PdO e para variações positivas de potência, o controlador LQR teve o menor acúmulo de esforço de controle, enquanto as topologias de realimentação de saída (SED e LGR) apresentaram menor acúmulo de esforço para variações negativas de potência. O controlador LGR apresentou um aumento no esforço de controle para variações positivas. O controlador SEL foi a metodologia que apresentou maior esforço de controle para todas as variações de potência.

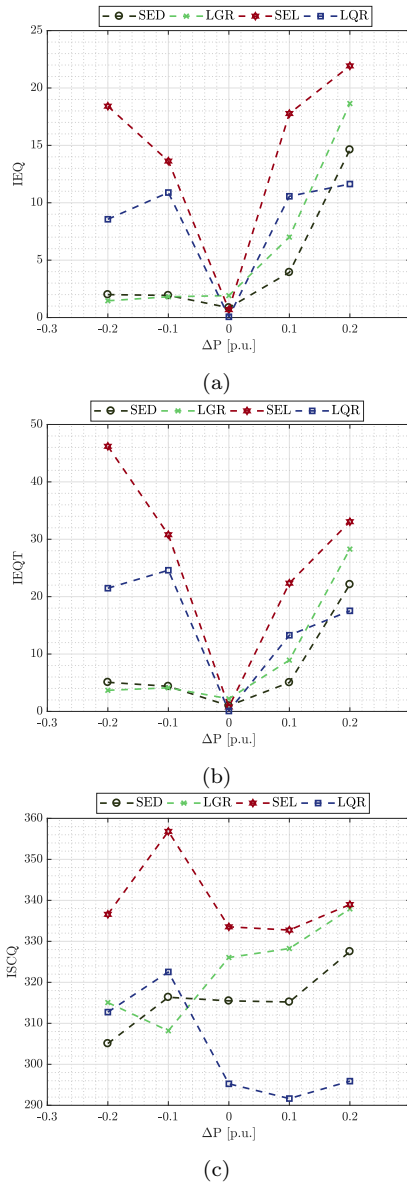


Figura 11. Figuras de mérito para análise de desempenho da microrrede (a) IEQ. (b) IEQT. (c) ISCO.

6. CONCLUSÕES

Este trabalho teve por objetivo apresentar uma análise comparativa de estratégias de controle aplicadas a um conversor *boost* operando como um *feeder* alimentando uma CPL projetada a partir de um conversor *buck*.

Foram utilizadas quatro metodologias de controle para o conversor *boost*: SED, LGR, SEL, LQR. As duas primeiras tem a estrutura de realimentação de saída, enquanto que as

demais utilizam a estrutura de realimentação de estados. Para o conversor *boost*, observou-se que a metodologia SEL teve o pior desempenho na mitigação das oscilações, decorrentes de variações de potência da CPL, uma vez que apresentou o maior acúmulo de erro e teve um maior tempo para mitigar as oscilações.

As estruturas de realimentação de saída apresentaram o melhor desempenho para variações negativas de potência, apresentando menor acúmulo de erro e mitigando mais rapidamente as oscilações, além de apresentar um menor esforço de controle. Por fim, o controlador LQR projetado se mostrou o menos sensível as variações de potência, apresentou um acúmulo de erro similar para todas as variações de potência, bem como apresentou o menor esforço de controle.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado pela Fundação de Pesquisa do Estado do Amazonas - FAPEAM sob o programa PAPAC EDITAL N° 005/2019.

REFERÊNCIAS

- Barbosa, P., Junior, L., Valle, R., Ferreira, A., and Montagner, V. (2016). A Lqr Design With Rejection Of Disturbances And Robustness To Load Variations Applied To A Buck Converter. *Eletrônica de Potência*, 21(1), 7–15. doi:10.18618/rep.2016.1.2551.
- Chen, C.T. (1999). *Linear system theory and design*. Oxford university press, 3^o edition.
- Dragicevic, T., Lu, X., Vasquez, J.C., and Guerrero, J.M. (2016). DC Microgrids - Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 4876–4891. doi:10.1109/TPEL.2015.2478859.
- Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C.H., and Williamson, G.A. (2006). Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(4), 1112–1125. doi:10.1109/TVT.2006.877483.
- Marcillo, K.E.L., Guingla, D.A.P., Barra, W., de Medeiros, R.L.P., Rocha, E.M., Benavides, D.A.V., and Nogueira, F.G. (2019). Interval Robust Controller to Minimize Oscillations Effects Caused by Constant Power Load in a DC Multi-Converter Buck-Buck System. *IEEE Access*, PP(c), 1–1. doi:10.1109/access.2019.2901441.
- Mosskull, H. (2018). Constant power load stabilization. *Control Engineering Practice*, 72(September 2017), 114–124. doi:10.1016/j.conengprac.2017.12.002. URL <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2017.12.002>.
- Riccobono, A. and Santi, E. (2014). Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(5), 3525–3535. doi:10.1016/j.inoche.2014.09.020.
- Singh, S., Gautam, A.R., and Fulwani, D. (2017). Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72(January), 407–421. doi:10.1016/j.rser.2017.01.027.
- Tofoli, F.L. (2018). *Conversores CC-CC não isolados: Análise, Modelagem e Controle*. Artliber Editora.