

Análise de estabilidade de microrredes CC utilizando critérios baseados em região proibida

Marenice M. de Carvalho* Isaías V. de Bessa*
Renan Landau P. de Medeiros* Florindo A. C. Ayres Júnior*
Iury V. Bessa* Luiz E. Sales e Silva* Vicente F. de Lucena Junior*

* Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Amazonas, AM, (e-mails: {marenice; isaias; renanlandau; florindoayres; iurybessa; eduardosales; vicente}@ufam.edu.br).

Abstract: DC microgrid systems can be represented by cascade converter systems. These types of systems are composed of constant power loads that can lead the system to instability. In this context, several stability criteria based on the forbidden region that evaluate the smallest mesh gain are used to assess the stability of the system. This work proposes to evaluate the stability of a cascade converter system against changes in the controller's design. This evaluation was performed using the Nyquist diagram of the lowest loop gain of the system through Middlebrook stability criteria, gain margin and phase margin, and opposite argument.

Resumo: Os sistemas de microrredes CC podem ser representados por sistemas de conversores em cascata. Esses tipos de sistemas são compostos por cargas de potência constante que podem levar o sistema a instabilidade. Nesse contexto, diversos critérios de estabilidade baseados em região proibida que avaliam o menor ganho de malha são usados para acessar a estabilidade do sistema. Este trabalho propõe-se avaliar a estabilidade de um sistema de conversores em cascata frente a alteração do projeto dos controladores. Tal avaliação foi realizada por meio do diagrama de Nyquist do menor ganho de malha do sistema por meio dos critérios de estabilidade de Middlebrook, margem de ganho e margem de fase e argumento oposto.

Keywords: System stability; Nyquist criterion; Minor loop gain; DC microgrid; Impedance criterion.

Palavras-chaves: Estabilidade de sistemas; Critério de Nyquist; Menor ganho de malha; Microrrede CC; Critério de impedância.

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de microrrede (MR) CC são compostos por diversas unidades de geração, unidades de cargas, unidades de armazenamento e também sistema de controle (Kumar et al., 2019). De acordo com equivalência das unidades, a MR CC pode ser agrupada e dividida em dois subsistemas: alimentador e carga. Dos tipos de carga tem-se aquelas que possuem a característica de carga de potência constante (CPL), as quais apresentam uma impedância incremental negativa, o que diminui o amortecimento do sistema e pode levá-lo a instabilidade (Singh et al., 2017).

Em (Farrokhhabadi et al., 2020), são apresentadas definições e classificações relacionadas a estabilidade de microrredes. Uma delas é a estabilidade do sistema de controle dos conversores, que podem ser para pequenos e grandes sinais. Uma das maneiras de verificar a estabilidade das MR CC é por meio do menor ganho de malha desse sistema, tal ganho é resultante da relação entre as impedâncias vista do alimentador e vista da carga (Riccobono and Santi, 2014).

Neste sentido, na literatura encontram-se os critérios de análise de Middlebrook, de margem de ganho e margem de fase (MGMF), critério do argumento oposto (AO), critério do consórcio das fontes de energia que avaliam o menor ganho de malha do sistema baseando-se em uma região proibida para análise da estabilidade, (Riccobono and Santi, 2014; Dragičević et al., 2016; Singh et al., 2017).

Em (Lin et al., 2017), a estabilidade de um sistema de MR CC com múltiplas fontes e múltiplas cargas foi avaliada por meio diagrama Nyquist do menor ganho de malha, e observaram que a estabilidade do sistema foi influenciada por diferentes fatores, como o tamanho da carga e o coeficiente de *droop*. Já em (Miao et al., 2019), a razão das impedâncias de entrada e saída vistas do alimentador e carga, respectivamente, foi usada para avaliar a estabilidade de um sistema eletrônico de potência de fase não mínima, porém, usando um critério mais geral de nyquist-bode. Em (Pidaparthi et al., 2019), a estabilidade de um sistema de conversores em cascata foi avaliada também por meio do menor ganho de malha, mas baseando-se em uma nova região proibida proposta pelos autores.

Embora, tenhamos diversas formas de analisar a estabilidade desses sistemas com múltiplos conversores, essas abordagens são comumente usadas para avaliar a estabilidade frente a inserção e/ou retirada de elementos passivos do sistema. Neste sentido, este trabalho visa analisar a estabilidade de uma MR CC representada por um sistema em cascata de conversores buck frente a alteração do projeto dos controladores, um estável e um instável. Tal análise baseia-se no diagrama de Nyquist do menor ganho de malha, T_{MLG} , em que observa-se se a resposta do sistema atende aos critérios de Middlebrook, MGMF e AO.

Neste sentido, este trabalho está organizado da seguinte forma: a seção 2 apresenta o funcionamento de cada um dos critérios de análise, a seção 3 apresenta a modelagem do sistema, a seção 4 apresenta a metodologia e os resultados

* Este trabalho foi parcialmente financiado por: CNPq, CAPES e FAPEAM.

e discussões são apresentados na seção 5, e por fim a conclusão na seção 6.

2. CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE

Dentro dos critérios de análise de estabilidade empregados em sistemas de conversores de potências tem-se o critério de Middlebrook, o critério da margem de ganho e margem de fase (MGMF), critério do argumento oposto (AO) e o critério do consórcio das fontes de energia. Tais critérios avaliam o menor ganho de malha (T_{MLG}) do sistema (Riccobono and Santi, 2014).

A Figura 1 apresenta o sistema dividido em dois subsistemas, em que o primeiro é a fonte e o segundo a carga (Dragičević et al., 2016). Nesse sentido, a função de transferência global, G_{AB} , é obtida conforme apresentada em (1).

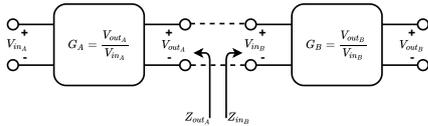


Figura 1. Sistema representado por dois subsistemas.

$$G_{AB} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} G_A G_B \quad (1)$$

Reestruturando as impedâncias em (1), obtém-se o menor ganho de malha, T_{MLG} , conforme apresentado em (2).

$$T_{MLG} = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \quad (2)$$

A estabilidade global do sistema dependerá do menor ganho de malha, mesmo que os subsistemas sejam isoladamente estáveis (Dragičević et al., 2016). Nas seguintes subseções é apresentado em maiores detalhes os critérios de estabilidade.

2.1 Critério de Middlebrook

Supondo um sistema em que se conhece a impedância vista da entrada da carga, e deseja-se estabelecer a impedância de saída a partir do projeto de um filtro de entrada, o critério de Middlebrook garante estabilidade ao sistema se o módulo da impedância de saída sobre o módulo da impedância de entrada for muito menor que 1, conforme apresentado na equação (3) (Riccobono and Santi, 2014; Dragičević et al., 2016).

$$T_{MLG} = \frac{\|Z_{out}\|}{\|Z_{in}\|} \ll 1 \quad (3)$$

Com base no critério de Nyquist o sistema será estável se a curva do diagrama de polos do T_{MLG} não circundar o ponto (-1,0). Neste sentido, a curva do T_{MLG} estaria limitada a uma circunferência de raio 1, e fora desse limite encontra-se a região proibida, apresentada na Figura 2. O critério é suficiente, mas não necessário para garantir estabilidade, ou seja, mesmo que a curva cruze o limite do raio 1 nada se pode afirmar sobre a estabilidade (Dragičević et al., 2016).

2.2 Critério da margem de ganho e margem de fase

Neste critério, a estabilidade será limitada tanto pelo módulo quanto pela fase do T_{MLG} , sendo assim, as equações

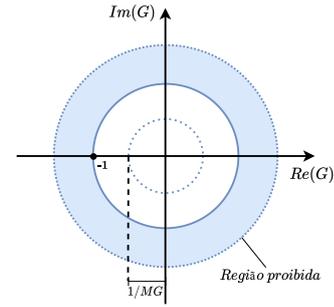


Figura 2. Região delimitada pelo critério de Middlebrook.

(4) e (5) definem um limite para a margem de ganho e a margem de fase (Dragičević et al., 2016) (Riccobono and Santi, 2014).

$$\frac{\|Z_{out}\|}{\|Z_{in}\|} \leq \frac{1}{MG} \quad (4)$$

$$\|\angle Z_{out} - \angle Z_{in}\| \leq 180 - MF \quad (5)$$

A região proibida formada nesse critério é apresentada na Figura 3, e tanto a margem de ganho, MG , quanto a margem de fase, MF , são determinadas pelo projetista, dessa forma é possível aumentar a região de estabilidade e reduzir a região proibida (Dragičević et al., 2016; Riccobono and Santi, 2014). O critério da MGMF é menos conservador que o critério de Middlebrook, no entanto, também é suficiente, mas não necessário para sinalizar a estabilidade do sistema.

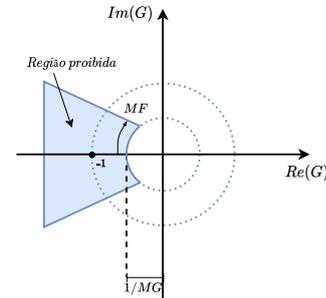


Figura 3. Região delimitada pelo critério de margem de ganho e margem de fase.

2.3 Critério do Argumento oposto

Diferente dos critérios anteriores, o critério do AO tem a vantagem de permitir analisar um sistema com diversas cargas (Figura 4). Supondo que se conhece a impedância do filtro de entrada, é possível determinar a impedância de saída para cada carga (Dragičević et al., 2016; Riccobono and Santi, 2014). Nesse sentido, a impedância equivalente dessas n cargas pode ser calculada por (6).

$$\frac{1}{Z_{ieq}} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{Z_{ij}} \quad (6)$$

Esse critério faz uso apenas da parte real da relação das impedâncias, conforme apresentado em (7). No plano complexo a região proibida é limitada por uma reta vertical, apresentada na Figura 5. Todo semiplano direito a linha vertical sinaliza estabilidade, entretanto no semiplano esquerdo nada pode ser afirmado quanto a sua condição de

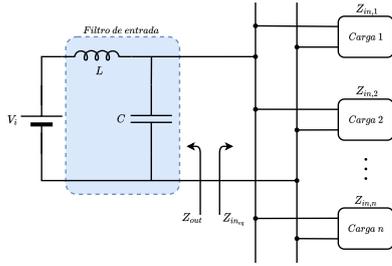


Figura 4. Circuito com múltiplas cargas.

estabilidade (Dragičević et al., 2016)(Riccobono and Santi, 2014).

$$\operatorname{Re}\left(\frac{Z_{out}}{Z_{ieq}}\right) \leq -\frac{1}{MG} \quad (7)$$

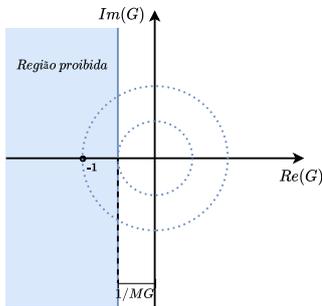


Figura 5. Região delimitada pelo critério do argumento oposto.

Verifica-se que no critério do argumento oposto é possível, assim como nos critérios anteriores, desenvolver uma análise por meio da alimentação de pelo menos uma das cargas. Deste modo, a equação (8) apresenta a potência em cada carga (Dragičević et al., 2016; Riccobono and Santi, 2014). Além disso, a potência entregue para o barramento é determinada pela expressão (9).

$$P_{ij} = \frac{V_{bus}^2}{\operatorname{Re}(Z_{ij})} \quad (8)$$

$$P_o = \frac{V_{bus}^2}{\operatorname{Re}(Z_{out})} \quad (9)$$

Dessa forma, uma análise de estabilidade local pode ser feita a partir da equação (10) (Dragičević et al., 2016; Riccobono and Santi, 2014).

$$\operatorname{Re}\left(\frac{Z_{out}}{Z_{ieq}}\right) < -\frac{1}{MG} \frac{P_{in}}{P_o} \quad (10)$$

3. MODELAGEM DO SISTEMA

Em um sistema de conversores em cascata, o primeiro conversor é visto como um alimentador enquanto o segundo é visto como uma CPL, que apresenta esta característica por ser um sistema estritamente controlado. A Figura 6 apresenta um conversor do tipo buck como alimentador e a carga CPL representada por uma fonte de corrente em paralelo com uma resistência (Bessa et al., 2020). Neste sentido, o modelo matemático não linearizado desde sistema é apresentado em (11).

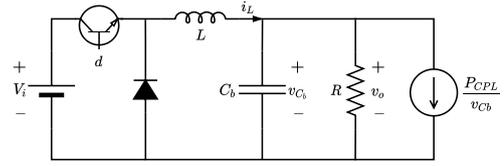


Figura 6. Sistema buck com carga CPL

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L}v_{C_b}(t) + \frac{V_i}{L}d(t) \\ \dot{v}_{C_b}(t) = \frac{1}{C_b}i_L(t) - \frac{1}{RC_b}v_{C_b}(t) - \frac{P_{CPL}(t)}{C_b v_{C_b}(t)} \\ y(t) = v_{C_b}(t) \end{cases} \quad (11)$$

Linearizando o sistema em torno dos pontos de operações dos estados, i_L , v_C , e o sinal de controle, d , tem-se o modelo matemático para o sistema de conversores em cascata em (12).

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \delta x_1 \\ \delta x_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} + \frac{P_o}{Cx_{2o}^2} \end{bmatrix}}_{A_p} \begin{bmatrix} \delta x_1 \\ \delta x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_p} \delta d \\ \delta V_o = \underbrace{[0 \ 1]}_{C_p} \begin{bmatrix} \delta x_1 \\ \delta x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

onde $x_1 = i_L$, $x_2 = v_C$ e x_{2o} é o valor nominal da tensão de saída.

4. METODOLOGIA

Um sistema com um alimentador e duas cargas, uma ativa e uma passiva, foi construído no ambiente de simulação MATLAB/Simulink com o solver ode4 (*Runge-Kutta*) e um passo-fixo de $1e-4$. A carga passiva corresponde a uma carga resistiva e a carga ativa corresponde a uma CPL, representada por um conversor estritamente controlado. Tanto o conversor da CPL quanto do alimentador são compostos por um conversor CC-CC do tipo buck. O sistema de controle desses conversores corresponde a um controlador por realimentação de estados com um integrador na entrada (Figura 7), resultando em um sistema com ordem aumentada.

Os ganhos $K1$, $K2$, e $K3$ do primeiro e segundo conversor foram obtidos por meio da solução de um problema de D-estabilidade utilizando matrizes de inequações lineares (LMI, *Linear Matrix Inequalities*). A D-estabilidade é uma generalização da estabilidade de Hurwitz, em que o objetivo é estabelecer condições LMI para que o sistema seja D-estável em uma certa D-região (Duan and Yu, 2013). O problema de D-estabilização tem solução se e somente se existir uma matriz simétrica positiva definida P e uma matriz W que satisfaça a LMI (13), e a solução será dada por $K = WP^{-1}$.

$$L \otimes P + M \otimes A_p P + M^T \otimes P A_p^T + M \otimes B_p W + M^T \otimes W^T B_p^T \prec 0 \quad (13)$$

As matrizes A_p e B_p referem-se ao sistema, enquanto as matrizes L e M referem-se a uma D-região de desempenho delimitada pela intercessão de três regiões em LMI, uma região de faixa limitada por α , uma região de cone limitada

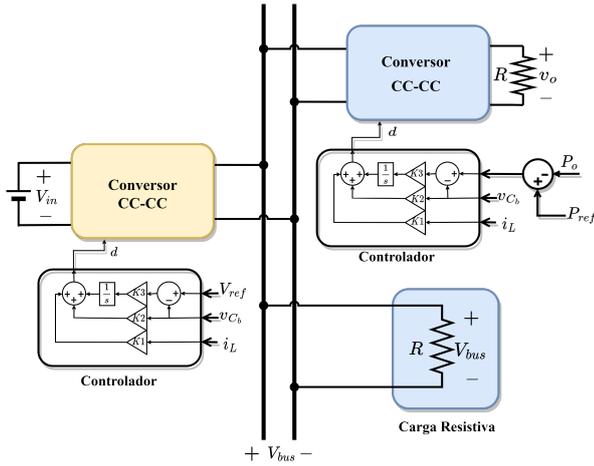


Figura 7. Sistema de conversores com uma carga resistiva e uma carga CPL.

por θ , e uma região de disco limitada por ω_n , conforme Figura 8 (Duan and Yu, 2013).

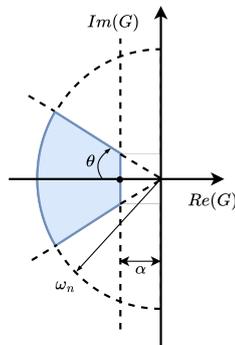


Figura 8. Região LMI $S_{(\alpha,r,\theta)}$. Fonte: Adaptada de (Duan and Yu, 2013)

Os parâmetros α , θ , e ω_n foram obtidos a partir das condições de desempenho desejadas de tempo de acomodação t_s , sobressinal máximo e critério de erro. O sobressinal máximo de 10% e o erro de 1% foram utilizados tanto para o conversor do alimentador quanto para o conversor da CPL. Já o tempo de acomodação do primeiro conversor, foi de $t_{s1} = 150\text{ms}$, enquanto o tempo de acomodação do segundo conversor foi de $t_{s2} = 20\text{ms}$, de forma que a carga fosse mais rápida que a alimentação.

Para os critérios de desempenho delimitados tem-se que $\zeta \approx 0,6$, e $t_s = \frac{4,6}{\zeta\omega_n}$, os quais foram usados para definição dos parâmetros α , θ e ω_n . O limitante do semiplano é definido por $\alpha = \zeta\omega_n$, e a região do cone, limitada por θ , é obtida pela expressão $\zeta = \cos(\theta)$. Neste sentido, os parâmetros para a D-região convexa desejada são apresentados na Tabela 1.

Limitante	Conversor 1	Conversor 2
α	30,70	230,26
ω_n	51,93	389,51
θ	0,94	0,94

Tabela 1. Limitantes para a D-região convexa de desempenho desejada.

Os parâmetros dos aspectos construtivos do sistema são apresentados na Tabela 2. Tais parâmetros foram definidos de forma que os conversores operassem no modo de condução contínua. Após a definição da região de desempenho

a factibilidade da LMI em (13) foi verificada e os ganhos obtidos para manter o sistema estável foram apresentados na tabela 3. A Tabela apresenta também os ganhos utilizados para um projeto de controle que instabiliza o sistema, tais valores foram usados para avaliar a assertividade dos critérios na avaliação da estabilidade.

Tabela 2. Parâmetros do conversor de alimentação da MR CC utilizados para simulação

Parâmetros	Valor	Unidade	Descrição
V_i	12,00	V	Tensão de entrada
d	0,67	-	Ciclo de trabalho
V_{bus}	8,00	V	Tensão de saída
R	4,00	Ω	Resistência de carga
L	1,00	mH	Indutância
C_b	2,20	mF	Capacitância
f	20,00	kHz	Freq. de chaveamento
P_{CPL}	4,8	W	Potência da CPL

Tabela 3. Ganhos obtidos.

Sistema	K1	K2	K3
Conversor 1 (est.)	-0.0026	0.0828	0.0165
Conversor 2 (est.)	-0.0879	0.0707	72.2906
Conversor 1 (inst.)	0.0143	0.0800	-0.0152

4.1 Impedância de saída Z_{out}

Dado o circuito do conversor buck na Figura 9, o modelo matemático para obtenção de Z_{out} é apresentado em espaços de estados em (14). Nesta representação, a corrente de saída i_o é evidenciada como um sinal de entrada do modelo.

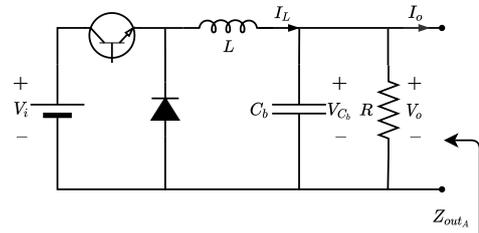


Figura 9. Esquemático do conversor buck com a corrente de saída sinalizada.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{C_b} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_b} \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} d + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_b} \end{bmatrix}}_{B_2} i_o \\ V_o &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_b} \end{bmatrix}}_x \end{aligned} \quad (14)$$

Sabendo que a saída é $v_{C_b} = v_o$, pode-se obter a função de transferência da impedância vista da saída do conversor relacionando-se a saída v_o com a entrada i_o .

$$Z_{out_{MA}}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B_2 \quad (15)$$

em que $Z_{out_{MA}}$ é a impedância vista da saída do conversor em malha aberta.

Para a impedância em malha fechada, a lei de controle por realimentação de estados $d = [k \ k_a] \hat{x}$ foi aplicada em (14).

Em que k_a é o ganho referente a inserção de um integrador na entrada.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_a \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A + B_1 k & B_1 k_a \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{\hat{A}_f} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\hat{B}_r} r + \underbrace{\begin{bmatrix} B_2 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\hat{B}_2} i_o \\ V_o &= \underbrace{[C \ 0]}_{\hat{C}} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

Neste caso, a impedância vista da saída do conversor em malha fechada é obtida pela equação (17).

$$Z_{out_{MF}}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \hat{C} \cdot (sI - \hat{A}_f)^{-1} \cdot \hat{B}_2 \quad (17)$$

4.2 Impedância de entrada Z_{in}

A impedância do conversor buck vista da entrada do corresponde a tensão de entrada V_i sobre a corrente de entrada i_i . Para se obter essa relação a partir de (14) considera-se i_i como saída do sistema. Sendo $i_L = i_{C_b} + i_o$, considerando que $i_{C_b} \approx 0$, e sabendo que em regime permanente $i_i = di_o$, tem-se que $i_i = di_L$. Uma vez que V_i é um sinal de entrada o sistema apresenta uma não linearidade em $d \cdot V_i$, então o sistema é linearizado e apresentado em (18).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ v_{C_b} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_b} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_b} \end{bmatrix}}_{B_{1,2}} \begin{bmatrix} d \\ i_o \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} d \\ \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_3} V_i \\ I_i &= \underbrace{[d \ 0]}_C \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_b} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

A partir de (18) é possível obter a função de transferência I_i/V_i , e a impedância de entrada do conversor em malha aberta é representada por.

$$Z_{in_{MA}}(s) = \frac{v_i(s)}{i_i(s)} = \frac{1}{C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B_3} \quad (19)$$

Dada a lei de controle $d = [k \ k_a] \hat{x}$ para um controlador de realimentação de estados de um sistema aumentado, tem-se o seguinte sistema em malha fechada.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_a \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A + B_1 k & B_1 k_a \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{\hat{A}_f} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta x_a \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\hat{B}_{2,r}} \begin{bmatrix} i_o \\ r \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_3 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\hat{B}_3} V_i \\ I_i &= \underbrace{[C \ 0]}_{\hat{C}} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

Dessa forma, a função de transferência da impedância de entrada do conversor buck é dada pela equação (21)

$$Z_{in_{MF}}(s) = \frac{v_i(s)}{i_i(s)} = \frac{1}{\hat{C} \cdot (sI - \hat{A}_f)^{-1} \cdot \hat{B}_3} \quad (21)$$

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Esta seção apresentada a análise de estabilidade de um sistema de MR CC representado por um sistema de conversores em cascata buck-buck. Este sistema se apresenta de duas maneiras, uma estável, cujos polos do sistema estão contidos em uma região de desempenho do lado esquerdo do plano-s, e uma instável, que apresenta polos no lado direito do plano-s, em decorrência do projeto do controlador. Neste sentido, os critérios de estabilidade apresentados anteriormente foram usados para avaliar a assertividade destes critérios de estabilidade em sistemas de MRs em decorrência do projeto de seus controladores.

Para avaliar a estabilidade dos sistemas o diagrama de polos do T_{MLG} foi apresentado na Figura 10 para uma carga de potência nominal de 0,4 p.u. Baseando-se nos critérios de Middlebrook, MGMF e AO, as margens de estabilidade escolhidas para análise foram $MG = 6$ dB para os três critérios e $MF = 60^\circ$ para o critério de MGMF. Observa-se que o sistema instável violou os três critérios de estabilidade, uma vez que o diagrama de polos cruzou a região proibida de cada um. Uma vez que tratase de um sistema instável em decorrência do projeto de seu controlador, os critérios sinalizaram corretamente a situação de estabilidade do sistema.

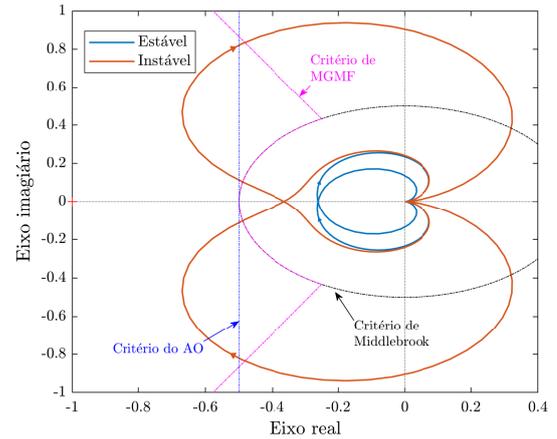


Figura 10. Diagrama de polos do T_{MLG} para os sistemas estável e instável com uma carga CPL.

Já para o caso estável (curva azul) observa-se que o diagrama de Nyquist do T_{MLG} manteve-se dentro das regiões permitidas delimitadas pelos três critérios avaliados, indicando estabilidade e apresentando uma MG de 11,7 dB.

Para avaliar um sistema com múltiplas cargas, foi inserido ao sistema uma nova carga CPL (Figura 11), com parâmetros e configurações idênticas a carga anterior. Neste sentido, a impedância de entrada vista a partir do barramento é a resistência equivalente das cargas em paralelo, como são cargas iguais, tem-se que $Z_{ineq} = Z_{in}/2$. A Figura 12 mostra o diagrama de Nyquist do T_{MLG} para esta configuração. Embora os sistemas apresentem uma MG de 5,65 dB para o sistema estável (curva em azul) e MG de 2,79, MF de 11,9 para o sistema instável (curva em vermelho), ambos violam os critérios de estabilidade de Middlebrook, MGMF, e AO. Tal resultado indica instabilidade para o sistema com duas cargas CPLs, o sistema apresentou uma impedância de saída menor, diminuindo o amortecimento do sistema. Neste caso, os critérios apresentaram êxito ao sinalizar corretamente a situação de instabilidade do sistema.

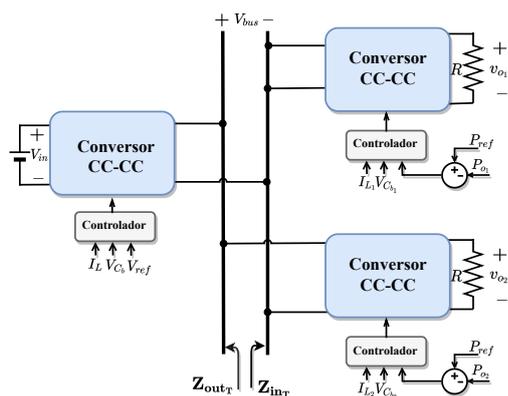


Figura 11. Diagrama para o sistema com duas cargas CPL.

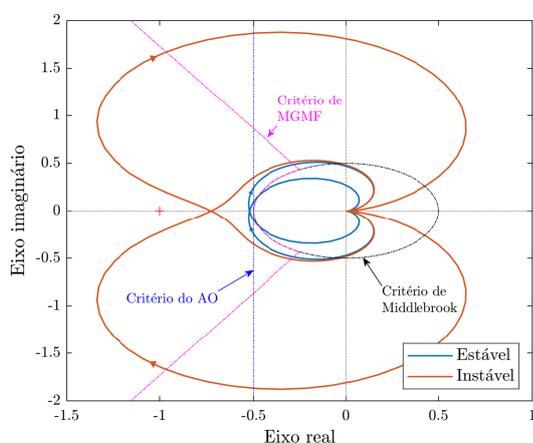


Figura 12. Diagrama de polos do T_{MLG} para os sistemas estável e instável com duas cargas CPL em paralelo.

É possível observar que para ambos os casos nenhuma das curvas cruzou o ponto crítico $(-1,0)$ do diagrama de Nyquist. Os critérios de análise foram inicialmente utilizados para analisar sistemas em que o circuito de alimentação era composto apenas de filtros passivos, para o caso em que tem-se conversores com elementos ativos, nas condições de projeto citadas anteriormente, os critérios foram capazes de indicar corretamente a situação de estabilidade do sistema.

6. CONCLUSÃO

Esse trabalho propôs-se avaliar a estabilidade de um sistema de conversores em cascata por meio de critérios de estabilidade comumente utilizados na literatura, e verificar a assertividades desses métodos. Contudo foram utilizados três critérios de estabilidade conhecidos na literatura (Middlebrook, AO e MGMT) para avaliar a estabilidade do sistema frente uma alteração de projeto dos controladores, um projeto de controlador estável e um instável, embora tais critérios fossem destinados a avaliar a estabilidade do sistema frente a inserção e/ou retirada de elementos passivos do sistema (filtros e cargas). Fazendo uso do diagrama de Nyquist observa-se que tais critérios conseguem garantir assertivamente a estabilidade do sistema, no entanto em determinadas situações não se pode garantir que o sistema não venha a instabilizar, mesmo observando as condições apresentadas pelos critérios. Observou-se que o critério de Middlebrook é o mais conservador entre todos os avaliados, devido a apresentar uma faixa de valores

admissíveis bem maior que os demais, além disso nota-se que o critério de MGMT é o mais restritivo, visto que aumenta a região proibida para o sistema em questão. Deste modo, verifica-se que os critérios podem ser amplamente utilizados para avaliar a estabilidade de um sistema multi-conversor quando desenvolvido um projeto de controle, até mesmo de forma *on line*, contudo a inobservância momentânea em alguns critérios pode não ensejar uma condição de instabilidade para o sistema, tal fato carece de um extensivo estudo para aprimorar a análise e melhoria dos critérios abordados.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi desenvolvido com o apoio do Governo do Estado do Amazonas por meio Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Amazonas, com concessão de bolsa de estudo.

REFERÊNCIAS

- Bessa, I., Landau, R., Bessa, I., Ayres, F., Menezes, A., Torres, G., and Filho, J.E. (2020). Comparative study of control strategies for stabilization and performance improvement of dc microgrids with a cpl connected. *Energies*, 13, 1. doi:10.3390/en13102663.
- Dragičević, 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.
- Duan, G.R. and Yu, H.H. (2013). *LMI in Control Systems Analysis, Design and Applications*. CRC Press, 1^o edition.
- Farrokhabadi, M., Cañizares, C.A., Simpson-Porco, J.W., Nasr, E., Fan, L., Mendoza-Araya, P.A., Tonkoski, R., Tamrakar, U., Hatzigargyriou, N., Lagos, D., Wies, R.W., Paolone, M., Liserre, M., Meegahapola, L., Kabalan, M., Hajimiragha, A.H., Peralta, D., Elizondo, M.A., Schneider, K.P., Tuffner, F.K., and Reilly, J. (2020). Microgrid stability definitions, analysis, and examples. *IEEE Transactions on Power Systems*, 35(1), 13–29. doi:10.1109/TPWRS.2019.2925703.
- Kumar, J., Agarwal, A., and Agarwal, V. (2019). A review on overall control of dc microgrids. *Journal of Energy Storage*, 21, 113–138. doi:https://doi.org/10.1016/j.est.2018.11.013.
- Lin, G., Wang, Z., Huang, G., Li, Y., Li, C., and Luo, Y. (2017). Impedance-model-based stability analysis of dc microgrid. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1237–1242. doi:10.1109/IECON.2017.8216211.
- Miao, L., Xin, J.Z., and Zhao, B. (2019). Revisit nyquist-bode stability criteria for power electronic system with non-minimum phase system. In *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 1–6. doi:10.1109/IFEEEC47410.2019.9015170.
- Pidaparthi, S.K., Choi, B., and Kim, Y. (2019). A load impedance specification of dc power systems for desired dc-link dynamics and reduced conservativeness. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1407–1419. doi:10.1109/TPEL.2018.2829535.
- 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:10.1109/TIA.2014.2309800.
- 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, 407–421. doi:https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.027. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117300412.