

ORIGEM DO PROBLEMA DE ESTABILIDADE DE CONVERSORES CC-CC CONECTADOS EM CASCATA

Rodrigo P. França¹, Fabricio H. Dupont² José R. Pinheiro^{1,3}

¹Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria-RS, Brasil

²Universidade Comunitária da Região de Chapecó-UNOCHAPECO, Chapecó-SC, Brasil

³Universidade Federal da Bahia - UFBA, Salvador-BA, Brasil

e-mail: rodrigopazfranca@gmail.com

Resumo – O presente trabalho objetivou apresentar uma metodologia de associação de métodos de análise da estabilidade para aplicação em conversores CC-CC interconectados, validada por um estudo de caso. A combinação dos critérios de Middlebrook e Nyquist para a análise da estabilidade possibilitou detectar o surgimento de dinâmicas não-modeladas em função do acoplamento dos subsistemas que puderam ser identificadas por meio do Teorema do Elemento Extra (TEE). Além disso, foi demonstrado como a variação paramétrica afetou a estabilidade do sistema interconectado, apontando para a relevância que os valores de carga e os parâmetros do filtro de entrada têm nesta condição. Por fim, resultados experimentais foram obtidos de maneira a validar as análises supracitadas. Conclui-se que a associação de métodos de análise da estabilidade de sistemas em cascata foi essencial para identificar mais precisamente a origem do problema de estabilidade. Além disso, entendeu-se que as dinâmicas não-modeladas precisam ser consideradas na lei de controle empregada nos subsistemas para garantir a estabilidade do sistema interconectado por completo.

Palavras-chave – Cascata, Estabilidade, Middlebrook, Nyquist, Sistema de Geração Distribuída, Teorema do Elemento Extra.

ORIGIN OF THE STABILITY PROBLEM OF DC-DC CONVERTERS CASCADE CONNECTED

Abstract – This study presented a case study-validated methodology of stability analysis with the association of two methods for the application in interconnected DC-DC converters. The combination of the Middlebrook and Nyquist criteria for the stability analysis made it possible to detect non-modeled dynamics when subsystems were coupled, which were identified through the Extra Element Theorem (TEE). In addition, it was demonstrated how the parametric variation affected the stability of the interconnected system, emphasizing the influence that the load values and the parameters of the input filter exercises on this condition. Finally, experimental results were obtained in order to validate the aforementioned analyzes. As a conclusion, the association of Middlebrook and Nyquist stability analysis methods was essential to identify

more precisely the origin of the stability problem in the cascade system. In addition, it was understood that the control solution employed in the subsystems must consider the non-modeled dynamics to guarantee the stability of the hole interconnected system.

Keywords – Cascade, Distributed Generation System, Extra Element Theorem, Middlebrook, Nyquist, Stability.

I. INTRODUÇÃO

O fornecimento de energia por meio do princípio da Geração Distribuída (GD), fundamentado na interconexão de diversos subsistemas, dentre eles, conversores de energia, filtros, inversores, motores, painéis solares, turbinas eólicas, etc., tem sido considerado uma abordagem emergente [1]. Vale ressaltar que, em função da complexidade e do tamanho total de um sistema GD, a integração dos subsistemas via conexões em série (cascata), em paralelo, híbridas, entre outras [2], ocorre somente após cada elemento ser projetado separadamente, de forma a garantir a sua estabilidade e um desempenho individual satisfatório. No entanto, como pode ser visto na Figura 1, a interligação dos subsistemas pode originar oscilações a partir da tensão dos barramentos de entrada e saída que deterioram o desempenho do sistema acoplado podendo, em determinadas situações, torna-lo instável [3]. Frente a isso, torna-se imprescindível analisar a estabilidade de sistemas formados por elementos interconectados [4].

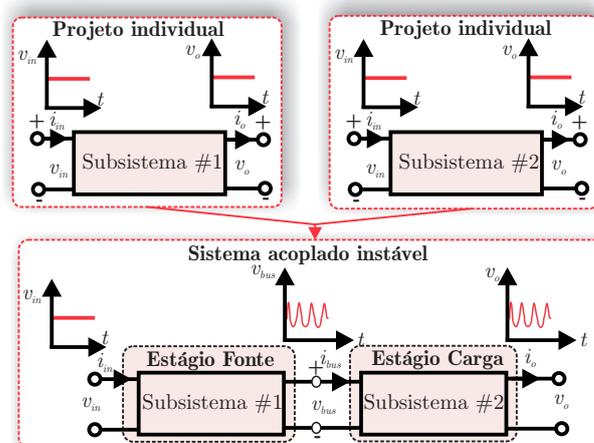


Fig. 1. Exemplo do problema da interconexão de sistemas.

Manuscript received 04/20/2020; first revision 06/25/2020; accepted for publication 07/29/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. "http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.3.0024"

Middlebrook [5] desenvolveu o primeiro método de análise

da estabilidade de um sistema em cascata, que investigava como um filtro de entrada afetava a estabilidade de um conversor operando em malha fechada. Conforme apresentado na Figura 1, tal abordagem dividia o sistema em cascata em estágios fonte (EF) e carga (EC). Segundo Middlebrook, o sistema seria estável se a impedância de saída $Z_{o,F}(s)$ do EF fosse menor que a impedância de entrada $Z_{in,C}(s)$ do EC em todo o espectro de frequência. No entanto, por ser considerado conservador [6], este critério resultou em projetos de filtros de entrada para conversores com componentes maiores do que o necessário para garantir a estabilidade do sistema em cascata. Não obstante, o emprego de componentes menores passou a ser solicitado com a evolução da eletrônica de potência e dos sistemas de geração distribuída, o que por sua vez, motivou o desenvolvimento de métodos alternativos menos conservadores que Middlebrook [7]. Apesar desta evolução, tais métodos de análise ainda se fundamentavam na investigação das impedâncias do sistema interconectado. Do mesmo modo, as técnicas de estabilização deles proveniente também eram direcionadas a modificar as impedâncias para atender o critério de estabilidade.

Dentre os métodos de estabilização, são considerados passivos (soluções via hardware) aqueles que inserem componentes como resistores, capacitores e indutores para garantir a estabilidade do sistema [8]. Isto faz com que essa abordagem possua desvantagens tais como, o aumento de perdas [9], maior custo, aumento do peso global do sistema, por exemplo, em aplicações aeroespaciais [10], entre outras. Por outro lado, os métodos de estabilização denominados ativos costumam ser de maior praticidade em função de suas soluções serem baseadas em software, nas quais as técnicas de controle geralmente são projetadas para alterar a impedância de saída do EF [11], [12] ou de entrada do EC [13]–[15]. Mesmo assim, a exemplo da técnica da impedância virtual de Zhang [14], os métodos ativos baseados nas impedâncias costumam adicionar mais uma lei de controle no sistema, que muitas vezes necessitam também da adição de um sensor extra, aumentando o custo de implementação.

Tanto as metodologias de análise quanto as técnicas de estabilização supracitadas são atreladas, respectivamente, à investigação e à modificação das impedâncias porque foram desenvolvidas acreditando que o problema de estabilidade em sistemas interligados estivesse associado aos efeitos produzidos por elementos que se comportavam como cargas de potência constante (CPL - Constant Power Loads) [7], [14], [16]–[18] geralmente alimentados por uma fonte de tensão não ideal, onde a impedância de saída era maior que $-R$ em amplitude [17]. Contudo, o problema da estabilidade também pode estar relacionado com dinâmicas que não foram modeladas (incertezas não estruturadas), oriundas do acoplamento entre os sistemas [19], e com variações paramétricas (incertezas estruturadas).

O fato é que os métodos fundamentados na análise das impedâncias acabam por não entregar informações suficientes para orientar o projeto de soluções via controle tradicionais, como as técnicas clássicas (PID), de controle robusto e até adaptativas, caso se deseje utilizar esse tipo de abordagem. A exemplo das informações faltantes, têm-se aquelas referentes aos dados das margens de fase e de

ganho do controlador necessárias para que a estabilidade do sistema seja atendida. Considerando tal limitação, uma associação de métodos de análise da estabilidade talvez possa resultar em uma investigação mais completa, que contemple o máximo de informações necessárias e um conhecimento mais abrangente sobre a origem do problema de estabilidade. A partir disso, um modelo que melhor representasse o problema, ao invés daqueles que somente consideram o CPL, também poderia ser produzido para orientar a busca por uma solução estabilizadora ativa baseadas nas técnicas de controle mencionadas acima.

Diante do exposto, este trabalho objetivou criar uma metodologia de associação de métodos de análise da estabilidade para aplicação em conversores DC-DC conectados em cascata, onde um estudo de caso foi empregado para validação. Para tanto, foram associados os critérios de Middlebrook [5] e Nyquist [20]. A partir disso podê-se tanto investigar mais detalhadamente a origem do problema de estabilidade do sistema interconectado por meio da aplicação do Teorema do Elemento Extra (TEE) [21] e da análise das variações paramétricas quanto fornecer informações suficientes, que não se restringissem somente ao comportamento de CPL mas também abordassem as incertezas do sistema, para orientar a busca por soluções de controle mais adequadas.

II. ANÁLISE DA ESTABILIDADE E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

A metodologia proposta para análise da estabilidade e identificação da origem de uma possível instabilidade em conversores DC-DC conectados em cascata constituiu-se das seguintes etapas:

- A. Modelagem e controle: obtenção da função de transferência (FT) da impedância de saída $Z_{o,F}(s)$ do EF, das FTs que representam as dinâmicas do EC, e projeto do sistema de controle do EC;
- B. Análise da estabilidade: aplicação do critério de Middlebrook em conjunto com o critério de Nyquist;
- C. Determinação da origem física do problema de estabilidade: Aplicação do Teorema do Elemento Extra na FT que relaciona a tensão de saída pela razão cíclica do EC;
- D. Reparametrização das equações: reparametrização das equações do EF e EC evidenciando os parâmetros Q , w_0 e ζ utilizados no estudo das variações paramétricas;
- E. Análise de variações paramétricas: realização de um estudo das variações nos parâmetros do EF e EC, separadamente, para identificação de quais foram os parâmetros que mais influenciaram a estabilidade do sistema em cascata.

A Figura 2 ilustra o sistema interligado utilizado como estudo de caso para validação da metodologia proposta, formado por um estágio fonte conectado em cascata a um estágio carga. Um filtro LC compõe o estágio fonte, enquanto um conversor Buck, operando com um compensador PID na tensão de saída, constitui o estágio carga. A escolha por esta configuração baseou-se na busca por um cenário onde o problema de estabilidade fosse mais frequente, como o que costuma ocorrer quando filtros LC são conectados à entrada de conversores

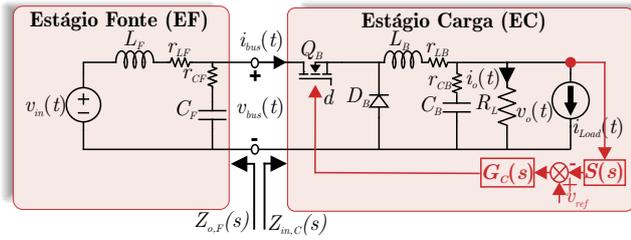


Fig. 2. Sistema interconectado estudado.

DC-DC, já que a impedância de saída do filtro LC é maior que a impedância de entrada do conversor DC-DC [14],[22]. Além do mais, o modelo da impedância de saída do filtro LC se equivale à grande maioria dos conversores estáticos operando em malha aberta, sendo compatível com outros sistemas em cascata.

A. Modelagem e Controle

A etapa inicial da metodologia de análise da estabilidade do sistema em cascata representado na Figura 2 compreendeu a obtenção da FT da impedância de saída do estágio fonte e das FTs que representam o EC em malha aberta e fechada, e a especificação do sistema de controle do EC.

1) *Modelagem do Estágio Fonte:* A análise da Figura 2 permite identificar que a impedância de saída do EF foi representada pela relação V_{bus}/i_{bus} , onde V_{bus} e i_{bus} são respectivamente a tensão e a corrente do barramento. O modelo matemático desta relação, ou seja, da impedância de saída do EF, foi definido a partir da impedância equivalente de Thevenin $Z_{eq} = V_{bus}/i_{bus} = (L_F + r_{LF}) || (r_{CF} + C_F)$. Por fim, para descrever a impedância de saída do EF como uma FT aplicou-se a transformada de Laplace em Z_{eq} para obter

$$Z_{o,F}(s) = \frac{r_{LF} + s(L_F + C_F r_{LF} r_{CF}) + s^2 L_F C_F r_{CF}}{1 + s C_F (r_{LF} + r_{CF}) + s^2 C_F L_F}. \quad (1)$$

2) *Modelagem e Controle do Estágio Carga:* Como apresentado na Figura 2, o EC foi composto por um conversor Buck. Assim, a aplicação da técnica do modelo médio para pequenos sinais [19] neste conversor permitiu que o modelo matemático das dinâmicas do EC fosse determinado e, em seguida, submetido à transformada de Laplace para obter as seguintes FTs referentes ao estágio carga em malha aberta

$$G_{vd,C}(s) = \frac{C_B R_L V_{in} r_{CB} s + R_L V_{in}}{\lambda_C}. \quad (2)$$

$$G_{vg,C}(s) = \frac{C_B D R_L r_{CB} s + D R_L}{\lambda_C}. \quad (3)$$

$$Z_{o,C}(s) = -\frac{R_L ((C_B L_B r_{CB}) s^2 + (L_B + C_B r_{CB} r_{LB}) s + r_{LB})}{\lambda_C}. \quad (4)$$

$$Z_{in,C}(s) = \frac{\lambda_C}{D^2 (C_B r_{CB} + C_B R_L) s + D^2}. \quad (5)$$

em que, $G_{vd,C}(s)$, $G_{vg,C}(s)$, $Z_{o,C}(s)$, $Z_{in,C}(s)$ são as FTs, respectivamente, da tensão de saída v_o pela razão cíclica d , da tensão de saída v_o pela tensão de entrada v_{in} , e da impedância de saída e de entrada do EC. A partir da equação (2), projetou-se um controlador do tipo PID para tensão de saída do EC

representado por

$$G_C(s) = k \frac{(s + z_1)(s + z_2)}{s(s + p_1)}. \quad (8)$$

em que, k , z_1 , z_2 e p_1 são, respectivamente, o ganho DC, o zero, e o polo do controlador. Foram especificados para o controlador uma margem de fase com aproximadamente 60°, uma frequência de corte de $f_c = 5$ kHz, e rastreamento assintótico para entradas constantes e distúrbios do tipo degrau, que resultaram nos parâmetros para $G_C(s)$, $k = 0,4103$, $z_1 = 5052$, $z_2 = 1884$ e $p_1 = 7,035 \times 10^4$.

De posse das FTs apresentadas nas equações (2) até (8), pôde-se, via diagrama de blocos [23], representar a dinâmica da tensão de saída do EC tanto em malha aberta quanto fechada. Por fim, um novo diagrama de blocos foi obtido, considerando que $Z_{in,C,MF}(s) = v_{bus}(s)/i_{Load}(s)$, quando $i_{Load}(s) = 0$ e $v_{ref}(s) = 0$. A análise deste diagrama de blocos resultou na FT da impedância de entrada em malha fechada do EC $Z_{in,C,MF}(s)$ definida por

$$Z_{in,C,MF}(s) = \frac{Z_{in,C}(s)(1 + T_{v,C}(s))}{1 + T_{v,C}(s) - Z_{in,C}(s)G_{ind,C}(s)T_{vg,C}(s)}, \quad (9)$$

sendo, $T_{v,C}(s)$ e $T_{vg,L}(s)$ os ganhos em malha aberta do EC definidos

$$T_{v,C}(s) = S(s)G_C(s)G_M(s)G_{vd,C}(s). \quad (10)$$

$$T_{vg,C}(s) = G_C(s)S(s)G_{vg,C}(s)G_M(s). \quad (11)$$

em que, $S(s)$ e $G_M(s)$ representam, respectivamente, as funções de transferência do sensor de tensão e do modulador PWM.

B. Análise da Estabilidade

A estabilidade do sistema em cascata apresentado na Figura 3 foi analisada por meio do critério de Nyquist, dividindo o sistema em estágios Fonte (sistema A) e Carga (sistema B) e considerando A e B individualmente estáveis [6],[7],[24]–[27]. A FT total do sistema foi representada por

$$G_{AB}(s) = \frac{V_{o,B}(s)}{V_{o,A}(s)} = G_A(s)G_B(s) \frac{Z_{in,B}(s)}{Z_{in,B} + Z_{o,A}(s)} = \frac{1}{G_A(s)G_B(s) \frac{1}{1 + T_{GLM}(s)}}. \quad (12)$$

em que, $Z_{o,A}(s)$ e $Z_{in,B}(s)$ são, respectivamente, as FTs da impedância de saída do EF e de entrada do EC. A divisão entre $Z_{o,A}(s)/Z_{in,B}(s)$ é definida como o ganho do laço menor $T_{GLM}(s)$, sendo $G_A(s)$ e $G_B(s)$ FTs estáveis. Pela equação (12) foi possível deduzir que o fator $1/(1 + T_{GLM}(s))$ modificou as propriedades do sistema em cascata. Uma condição necessária e suficiente para estabilidade do sistema em cascata foi alcançada quando o critério de Nyquist em $1 + T_{GLM}(s)$ é aplicado.

De acordo com o critério de Middlebrook, o sistema em cascata da Figura 3 foi considerado estável quando

$$\|Z_{o,A}(s)\| \ll \|Z_{in,B}(s)\| \text{ ou } T_{GLM}(s) = \frac{Z_{o,A}(s)}{Z_{in,B}(s)} \ll 1. \quad (13)$$

$$\lambda_C = (C_B L_B R_L + C_B L_B r_{CB})s^2 + (L_B + C_B R_L r_{CB} + C_B R_L r_{LB} + C_B r_{CB} r_{LB})s + R_L + r_{LB}. \quad (6)$$

$$G_{ind,C}(s) = \frac{DV_{in}}{R_L + r_{LB}} + \frac{i_{Load} R_L}{R_L + r_{LB}} + \frac{DV_{in}(C_B R_L s + C_B r_{CB} s + 1)}{(r_{CB} r_{LB} C_B^2 R_L^2 + L_B C_B R_L + L_B r_{CB} C_B)s^2 + (L_B + C_B r_{CB} r_{LB})s + R_L + r_{LB}}. \quad (7)$$

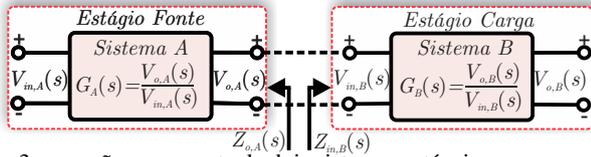


Fig. 3. conexão em cascata de dois sistemas estáveis.

A Figura 4.a refere-se à análise da estabilidade do sistema em cascata pelo método de Middlebrook e apresenta a comparação entre os diagramas de Bode da impedância de saída do EF $Z_{o,F}(s)$ e da impedância de entrada do EC em malha fechada $Z_{in,C,MF}(s)$. Tal comparação foi realizada tanto com metade do valor nominal da carga $Z_{in,C,MF,50\%}(s)$ quanto com 150% acima do valor nominal da carga $Z_{in,C,MF,150\%}(s)$. Já, a Figura 4.b apresenta os diagramas de Nyquist dos laços do ganho menor $T_{GLM}(s)$, $T_{GLM,50\%}(s)$, considerando o sistema com metade do valor nominal da carga, e $T_{GLM,150\%}(s)$ com 150% acima do valor nominal da carga. Ao se analisar a Figura 4.a nota-se que $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$ foi maior que $\|Z_{o,F}(s)\|$ em todo o espectro de frequências apenas quando R_L é 50% do valor nominal, respeitando assim, o critério de Middlebrook.

Entende-se que nada pode ser dito sobre a estabilidade do sistema em cascata para os casos em que este critério é desrespeitado; leia-se, o sistema pode ser estável ou instável. O contorno de Nyquist do $T_{GLM}(s)$ e $T_{GLM,150\%}(s)$, ilustrado pela Figura 4.b, circundou duas vezes o ponto $(-1, 0)$ e, como não foram detectados polos no semi-plano direito, o sistema em cascata foi considerado instável para $R_L = 1,5$ e $R_L = 1$. Por outro lado, o contorno de Nyquist de $T_{GLM,50\%}(s)$ não circundou o ponto $(-1, 0)$ e não foram encontrados polos no semi-plano direito, fazendo com que o sistema em cascata fosse estável para o caso de $R_L = 3$. Pôde-se concluir então, que conforme a carga aumentou/diminuiu, o problema da estabilidade também aumentou/diminuiu.

C. Determinação da Origem Física do Problema de Estabilidade

Apesar de cada estágio do estudo de caso ser individualmente estável, mediante a análise via critérios de Middlebrook e Nyquist, concluiu-se que o sistema tornou-se instável quando seus estágios foram interligados entre si. Este problema tem sido associado ao comportamento de carga de potência constante (CPL) de conversores em malha fechada. No entanto, neste trabalho levantou-se a hipótese de que a origem física da instabilidade detectada no estudo de caso estaria vinculada à mudança na dinâmica do conversor Buck, ocasionada pelo acoplamento do filtro. A partir de então, buscou-se identificar qual seria a dinâmica associada ao acoplamento do filtro responsável por afetar o funcionamento do conversor Buck. Para isso aplicou-se o Teorema do Elemento Extra (TEE) que permitiu identificar como a função de transferência original foi afetada pela

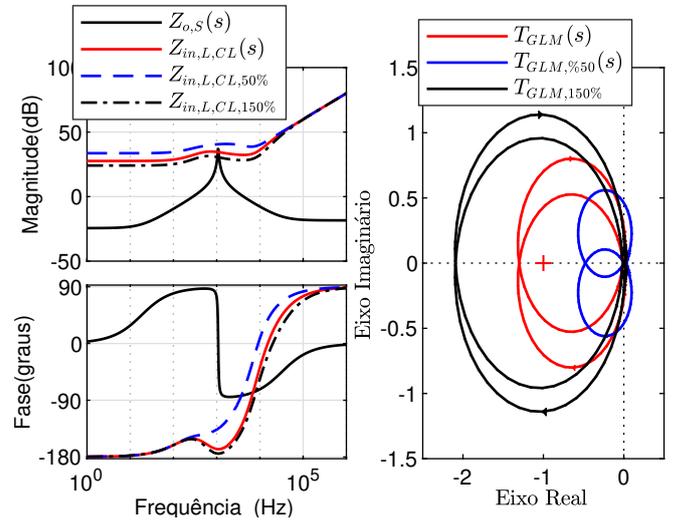


Fig. 4. Análise da estabilidade por Middlebrook considerando o EC operando com o $G_C(s)$:(a) Diagrama de Bode.(b) Diagrama de Nyquist $T_{GLM}(s)$.

adição de um elemento extra no sistema [21]. O TEE foi aplicado na FT $G_{vd}(s)$ definida na equação (2), a qual foi utilizada para o projeto do controlador. Assim, por meio do TEE obteve-se

$$G_{vd,\Delta}(s) = (G_{vd,C}|_{z_o(s)=0}) \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)}, \quad (14)$$

em que, $Z_D(s) = Z_{in,C}(s)$, $Z_o(s) = Z_{o,F}(s)$, $G_{vd,C}|_{z_o(s)=0}$ é a função de transferência do conversor Buck não modificada pelo filtro. A grandeza $Z_N(s)$ é igual a impedância de entrada do estágio carga, sob a condição de que o controlador *feedback* opere idealmente; ou seja, varie a razão cíclica de forma irrestrita para manter a tensão de saída igual a zero. Assim, o valor de $Z_N(s)$ para o conversor Buck correspondeu a $Z_N(s) = -R_L/D^2$ [19]. A equação (14) revelou que a dinâmica do conversor Buck foi modificada pelo fator de correção

$$\Delta_{vd}(s) \triangleq \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)}. \quad (15)$$

em que, Δ_{vd} de forma analítica é definido pela equação (16).

Ao analisar a equação (16) pôde-se perceber que o acoplamento do sistema adicionou: um par de zeros associados com os parâmetros do Filtro de entrada, outro par de zeros associados com os parâmetros do conversor Buck, e

dois pares de polos relacionados com os parâmetros de ambos os sistemas. No entanto, multiplicando a equação (16) pela equação (2), o par de zeros relacionados com os parâmetros do Buck foram cancelados. Logo, foi possível concluir que a dinâmica resultante para $G_{vd,\Delta}(s)$ estava relacionada ao par de zeros atrelado aos parâmetros do Filtro LC e aos dois pares de polos relacionados com os parâmetros de ambos os sistemas.

A análise do diagrama de polos e zeros da Figura 5.a permitiu confirmar tal teoria: em vermelho destacam-se os polos e zeros adicionados pelo acoplamento $\Delta_{vd}(s)$ do filtro de entrada e, em preto, os polos complexos do conversor Buck $G_{vd,C}(s)$. Além disso, na Figura 5.a, nota-se que o par de polos complexos da $G_{vd,C}(s)$ foram anulados por um par de zeros complexos do filtro; assim, a $G_{vd,\Delta}(s)$ compreendeu dois pares de polos complexos e um par de zeros complexos.

Na Figura 5.b são apresentados os diagramas de Bode tanto das FTs da $G_{vd,C}(s)$, modificada pelo filtro $G_{vd,\Delta}(s)$, e do fator de correção $\Delta_{vd}(s)$. Ao analisá-la, pôde-se identificar polos complexos que levaram a fase de $G_{vd,C}(s)$ até -180° em altas frequências. A FT $G_{vd,\Delta}(s)$ apresentou na magnitude: uma anomalia de pequenas variações na frequência de ressonância do filtro LC (1.0858 kHz), um avanço na fase de 360° , um par de polos complexos, e um par de zeros complexos no SPD. Tais pares de polos e zeros complexos do SPD foram associados à dinâmica do filtro como descrito na Figura 5.a, já que apareceram no fator de correção $\Delta_{vd}(s)$ (que indicou qual foi a dinâmica adicionada pelo filtro), contribuindo com um deslocamento de 360° .

Conforme discutido, a dinâmica do acoplamento Δ_{vd} modificou a $G_{vd,C}(s)$ original de tal forma que diminuiu o seu amortecimento e a tornou de fase não mínima. Os polos e zeros da FT do sistema acoplado $G_{vd,\Delta,MF}(s)$, considerando o estágio Carga com o controlador $G_c(s)$, são apresentados na Figura 6. A presença de polos no SPD confirmou que o sistema se tornou instável em malha fechada, uma vez que o ganho do controlador foi muito alto, fazendo com que os polos em malha fechada se movimentassem em direção aos zeros de fase não mínima. Na Figura 6 pôde-se verificar como a variação da carga afetou os polos e zeros do sistema em cascata, os quais tenderam ao SPD a medida que a carga diminuiu.

D. Reparametrização das Equações

Para que se pudesse realizar a análise de variações paramétricas, foi feita inicialmente uma reparametrização nas equações (1) e (2). Com isso, foram definidos matematicamente o fator de qualidade Q , a frequência de ressonância ω_0 e o fator de amortecimento ζ para os EF e EC. Sabe-se que uma equação de segundo grau pode ser reparametrizada no seguinte formato padrão [28]

$$H(s) = H_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}} + \frac{s^2}{\omega_{z2}^2}}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} = H_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}} + \frac{s^2}{\omega_{z2}^2}}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (17)$$

em que, ω_{z1} e ω_{z2} são possíveis zeros, se existirem; e, $H_0 = H(0)$ é o ganho de DC.

1) *Reparametrização das Equações do Estágio Fonte*: Para determinar Q_F , $\omega_{0,F}$ e ζ_F do EF foi necessário reparametrizar a equação (1) na forma padrão definida na equação (17). Para isso, primeiramente o denominador da equação (1) foi igualado ao da equação (17), resultando na expressão descrita abaixo

$$1 + \frac{s}{\omega_{0,F} Q_F} + \frac{s^2}{\omega_{0,F}^2} = 1 + s C_F (r_{LF} + r_{CF}) + s^2 C_F L_F \quad (18)$$

A expressão matemática que caracterizou a frequência de ressonância do EF foi obtida quando os termos em s^2 da equação (18) foram igualados

$$\omega_{0,F} = \frac{1}{\sqrt{C_F L_F}} \quad (19)$$

Já, para se chegar na equação que definiu o fator de qualidade Q_F do EF, foi necessário igualar os termos em s da

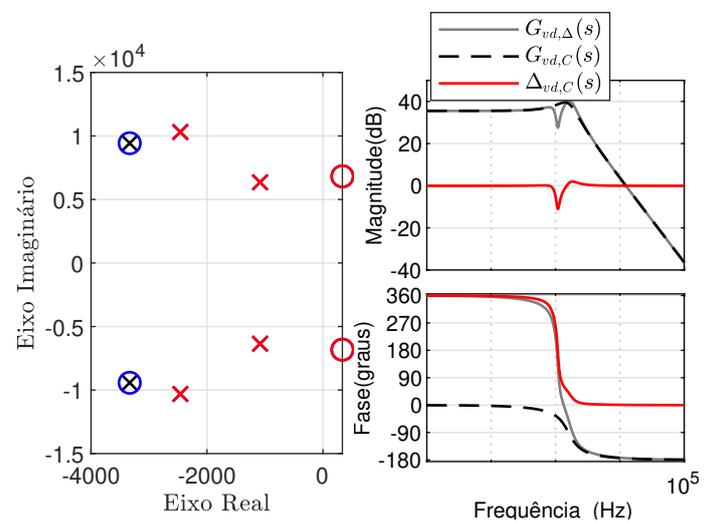


Fig. 5. Análise das dinâmicas oriundas do acoplamento: (a) mapa de polos e zeros de $G_{vd,C}(s)$ (preto), $G_{vd,\Delta}(s)$ (vermelho) e $\Delta_{vd}(s)$ (azul). (b) Diagrama de Bode de $G_{vd,C}(s)$, $G_{vd,\Delta}(s)$ e $\Delta_{vd}(s)$.

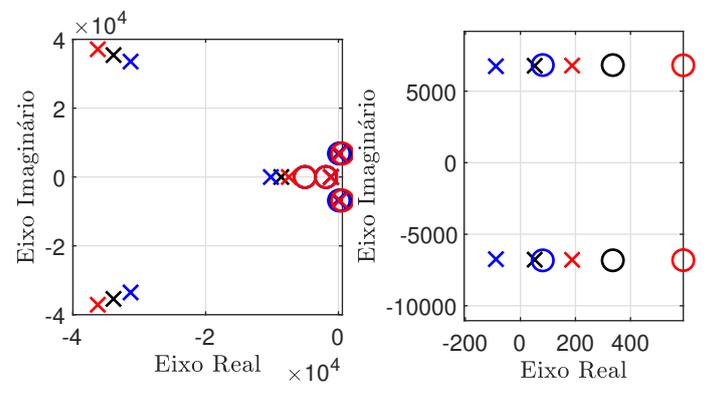


Fig. 6. Mapa de polos e zeros da $G_{vd,\Delta,MF}(s)$ (preto), $G_{vd,\Delta,MF,50\%}(s)$ (azul) e $G_{vd,\Delta,MF,150\%}(s)$ (vermelho).

$$\Delta_{vd} = \frac{(C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L) \left((C_F L_F R_L - C_F D^2 L_F r_{CF}) s^2 + (C_F R_L (r_{LF} + r_{CF}) - D^2 (L_F + C_F r_{LF} r_{CF})) s + R_L - D^2 r_{LF} \right)}{(C_B C_F L_B L_F R_L^2) s^4 + R_L (C_B C_F L_F R_L r_{CF} D^2 + C_F L_B L_F + C_B C_F L_B R_L (r_{LF} + r_{CF})) s^3 + R_L (C_B L_B R_L + C_F L_F R_L + C_F L_B (r_{LF} + r_{CF}) + C_F D^2 L_F r_{CF} + C_B D^2 R_L (L_F + C_F r_{LF} r_{CF})) s^2 + R_L (L_B + C_F R_L (r_{LF} + r_{CF}) + C_B D^2 R_L r_{LF} + D^2 (L_F + C_F r_{LF} r_{CF})) s + R_L (r_{LF} D^2 + R_L)} \quad (16)$$

expressão (18)

$$Q_F = \frac{1}{\omega_{0,F} C_F (r_{LF} + r_{CF})}. \quad (20)$$

O fator de amortecimento ζ_F do EF foi determinado quando igualaram-se os denominadores esquerdo e direito da equação (17)

$$1 + 2\zeta_F \frac{s}{\omega_{0,F}} + \frac{s^2}{\omega_{0,F}^2} = 1 + \frac{s}{\omega_{0,F} Q_F} + \frac{s^2}{\omega_{0,F}^2}. \quad (21)$$

Por fim, os termos em s da equação acima foram igualados para definir a expressão matemática de ζ_F

$$\zeta_F = \frac{1}{2Q_F}. \quad (22)$$

2) *Reparametrização das Equações do Estágio Carga:* Os parâmetros Q_C , $\omega_{0,C}$ e ζ_C do EC foram obtidos reparametrizando a equação (2) que definiu a FT da $G_{vd,C}(s)$. Foi necessário reorganizar a expressão (2) no seguinte formato [28]

$$G_{vd,C}(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{b_0 + s b_1 + s^2 b_2} = \frac{a_0}{b_0} \frac{1 + a_1/a_0 s}{1 + s b_1/b_0 + s^2 b_2/b_0}. \quad (23)$$

Ao se igualarem os denominadores da equação (17) e (23) chegou-se em

$$1 + s \frac{b_1}{b_0} + s^2 \frac{b_2}{b_0} = 1 + \frac{s}{\omega_{0,C} Q_C} + \frac{s^2}{\omega_{0,C}^2} = 1 + 2\zeta_C \frac{s}{\omega_{0,C}} + \frac{s^2}{\omega_{0,C}^2}. \quad (24)$$

A definição matemática de $\omega_{0,C}$ foi determinada quando igualaram-se os termos em s^2 da expressão acima

$$\omega_{0,C} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{R_L + r_{LB}}{(C_B L_B R_L + C_B L_B r_{CB})}}. \quad (25)$$

Além disso, quando os termos em s da equação (24) foram igualados, obteve-se

$$Q_C = \frac{b_0}{b_1 \omega_{0,C}} = \frac{R_L + r_{LB}}{\omega_{0,C} (L_B + C_B (R_L (r_{CB} + r_{LB}) + r_{CB} r_{LB}))}. \quad (26)$$

A expressão matemática que representou ζ_C foi a mesma de ζ_F . Desta maneira, bastou trocar $\omega_{0,F}$ por $\omega_{0,C}$ para que a equação (22) ficasse da seguinte forma

$$\zeta_C = \frac{1}{2Q_C}. \quad (27)$$

E. Análise de Variações Paramétricas

De modo a verificar de que forma as variações paramétricas poderiam afetar a estabilidade do sistema em cascata, os estágios Fonte e Carga foram analisados separadamente. Para o estágio Fonte, investigou-se como Q_F , $\omega_{0,F}$ e ζ_F seriam afetados pela variação de C_F , L_F , r_{LF} e r_{CF} . Possíveis alterações em Q_C , $\omega_{0,C}$ e ζ_C ocasionadas pela variação de C_B , L_B e R_L também foram examinadas para o estágio Carga. Os valores utilizados para variar os parâmetros do EF e EC estão apresentados na tabela I, onde n representa o índice do vetor. O critério de Middlebrook foi empregado para o estudo da estabilidade do sistema em cascata, no qual os modelos dos capacitores e indutores foram considerados constantes, variando-se apenas os valores de capacitância, indutância e resistência parasita.

1) *Estágio Fonte:* A Figura 7 descreve como a variação dos parâmetros C_F , L_F , r_{CF} e r_{LF} afetaram os parâmetros Q_F , $\omega_{0,F}$ e ζ_F . Pôde-se notar que com o aumento de C_F , r_{CF} e r_{LF} o fator de qualidade do circuito diminuiu; enquanto que, Q_F aumentou com o aumento de L_F . O coeficiente de amortecimento cresceu em função do aumento de C_F , r_{CF} e r_{LF} . Por outro lado, o contrário ocorreu quando aumentou-se L_F . Já, a frequência de ressonância permaneceu a mesma frente ao aumento de r_{CF} e r_{LF} , e diminuiu com o aumento de C_F e L_F .

Nas Figuras 8 e 9 demonstrou-se como a variação de C_F , L_F , r_{CF} e r_{LF} afetaram a função de transferência $Z_{o,F}(s)$ e, conseqüentemente, como a estabilidade do sistema em cascata foi afetada sob o ponto de vista do critério de Middlebrook. Neste contexto, a Figura 8.a indica que o aumento da capacitância foi capaz de amortecer o pico de ressonância do filtro e deslocá-lo para esquerda, uma vez que a frequência de ressonância diminuiu e o coeficiente de amortecimento aumentou conforme pode ser analisado nas Figuras 7.b e 7.c. Logo, o aumento da capacitância C_F foi considerado um comportamento benéfico para a estabilidade

TABELA I

Valores dos Parâmetros Utilizados para o EF no Estudo de Variação Paramétrica.

n	$C_F(n)$	$L_F(n)$	$r_{LF}(n)$	$r_{CF}(n)$	$R_L(n)$	$C_B(n)$	$L_B(n)$
1	41.1 μF	522 μH	0 Ω	0 Ω	1.5 Ω	100 μF	100 μH
2	82.3 μF	1000 μH	0.06 Ω	0.12 Ω	3 Ω	200 μF	200 μH
3	123.4 μF	1600 μH	0.12 Ω	0.25 Ω	4.5 Ω	300 μF	300 μH
4	164.6 μF	2100 μH	0.19 Ω	0.38 Ω	6 Ω	400 μF	400 μH
5	205.8 μF	2600 μH	0.26 Ω	0.51 Ω	7.5 Ω	500 μF	500 μH
6	246.9 μF	3100 μH	0.32 Ω	0.65 Ω	9 Ω	600 μF	600 μH
7	288.1 μF	3700 μH	0.39 Ω	0.78 Ω	10.5 Ω	700 μF	700 μH
8	329.2 μF	4200 μH	0.46 Ω	0.91 Ω	12 Ω	800 μF	800 μH
9	370.4 μF	4700 μH	0.52 Ω	1.05 Ω	13.5 Ω	900 μF	900 μH
10	411.6 μF	5200 μH	0.59 Ω	1.18 Ω	15 Ω	1000 μF	1000 μH

do sistema em cascata, já que induziu que $|Z_{o,F}(s)|$ fosse menor que $|Z_{in,C}(s)|$, o que por sua vez, aumentou as chances do sistema em cascata ser estável.

No que tange à indutância, é perceptível na Figura 8.b que a variação deste parâmetro foi capaz de aumentar e deslocar para a esquerda o pico de ressonância do filtro. Esse comportamento é corroborado ao se analisar as Figuras 7.c e 7.b, onde o coeficiente de amortecimento e a frequência de ressonância diminuíram. Do ponto de vista da estabilidade do sistema em cascata, o aumento da indutância foi considerado um comportamento deletério, já que fez com que $|Z_{o,F}(s)|$ fosse maior que $|Z_{in,C}(s)|$; não atendendo assim, o critério de Middlebrook.

A interpretação das Figuras 9.a e 9.b permite identificar que o aumento das resistências parasitas atenuaram o pico de ressonância do filtro, apontando um efeito benéfico para estabilidade do sistema, já que $|Z_{o,F}(s)|$ se tornou menor que $|Z_{in,C}(s)|$, respeitando o critério de Middlebrook. Além disso, percebe-se que o aumento de r_{CF} aumentou o módulo de $Z_{o,F}(s)$ nas altas frequências, enquanto que o aumento de r_{LF} aumentou o módulo de $Z_{o,F}(s)$ nas baixas frequências.

2) *Estágio Carga*: A Figura 10 apresenta como Q_C , ζ_C e $\omega_{0,C}$ foram influenciados pela variação dos parâmetros do estágio Carga R_L , C_B e L_B . Na Figura 10 nota-se que Q_C cresceu conforme R_L aumentou e que o contrário aconteceu quanto C_B e L_B cresceram. Já, o fator de amortecimento aumentou com o aumento de L_B e C_B e diminuiu conforme

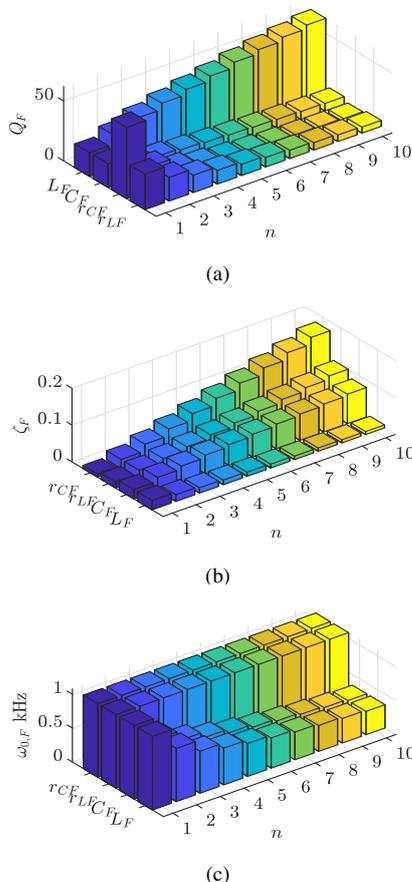


Fig. 7. Como a variação dos parâmetros C_F , L_F , r_{CF} e r_{LF} afetam. (a) Q_F . (b) ζ_F . (c) $w_{0,F}$.

a carga R_L cresceu. A frequência de ressonância se manteve constante com a variação de R_L , mas diminuiu com o aumento de C_B e L_B .

O efeito que o aumento de R_L gerou em $Z_{in,C}(s)$ e $Z_{in,C,MF}(s)$ é apresentado na Figura 11, onde pôde-se perceber que a variação da carga aumentou o ganho tanto de $Z_{in,C}(s)$ quanto de $Z_{in,C,MF}(s)$. Mostrou-se também que o aumento de R_L , quando o estágio carga operou em malha aberta, prejudicou a estabilidade do sistema em cascata. No entanto, o aumento de R_L , quando o estágio carga encontrava-se em malha fechada, produziu um efeito positivo na estabilidade do sistema em cascata. Isto porque o aumento do ganho de $|Z_{in,C}(s)|$ fez com que $|Z_{in,C}(s)|$ permanecesse maior que $|Z_{o,F}(s)|$ em todo espectro de frequência, garantindo a estabilidade do sistema em cascata.

A influência da variação da capacitância C_B na função de

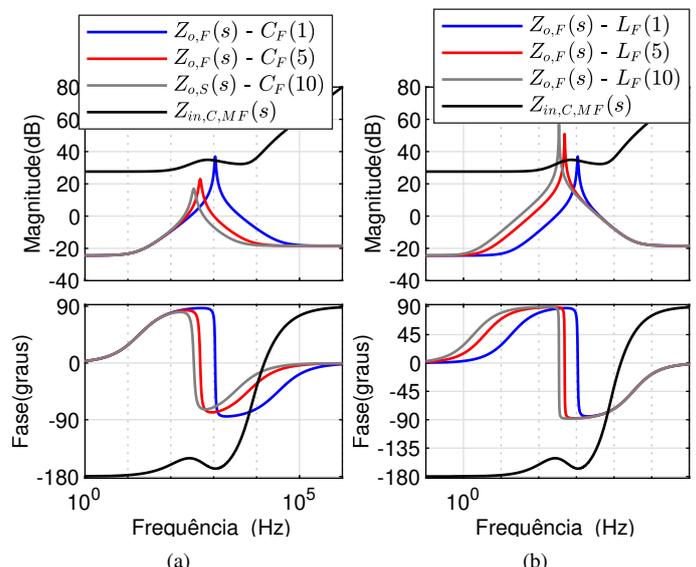


Fig. 8. Análise da estabilidade por meio do critério de Middlebrook frente a variações de: (a) C_F . (b) L_F .

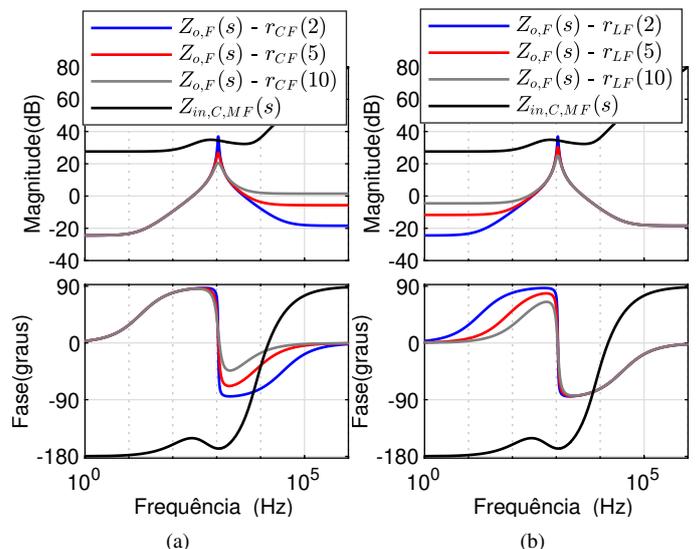


Fig. 9. Análise da estabilidade por meio do critério de Middlebrook frente a variações de: (a) r_{CF} . (b) r_{LF} .

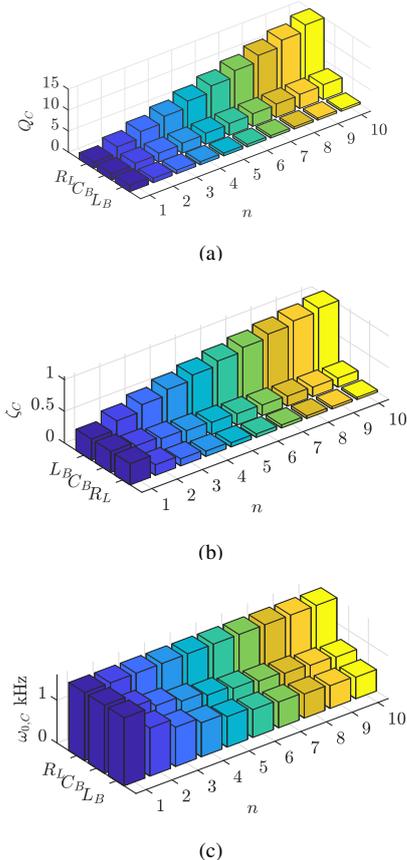


Fig. 10. Como a variação dos parâmetros R_L , C_B , L_B afetam. (a) Q_C . (b) ζ_C . (c) $\omega_{0,C}$.

transferência $Z_{in,C}(s)$ pode ser visualizada na Figura 12.a. Conforme a capacitância do estágio carga aumentou, o pico de ressonância foi atenuado e deslocado para esquerda. Quando o estágio carga estava em malha aberta, o aumento da capacitância C_B atenuou o pico de ressonância em $Z_{in,C}(s)$, causando um efeito negativo na estabilidade do sistema em cascata: tal variação tornou $|Z_{in,C}(s)|$ menor que $|Z_{o,F}(s)|$ em uma certa região do espectro de frequências. Já, quando o estágio carga operou em malha fechada, o aumento de C_B causou um efeito benéfico para estabilidade do sistema interconectado, graças ao aumento na magnitude de $Z_{in,C}(s)$, aproximadamente na frequência de ressonância e que, por sua vez, fez com que $|Z_{in,C}(s)|$ fosse maior que $|Z_{o,F}(s)|$, garantindo a estabilidade do sistema.

Com o aumento da indutância do estágio carga, a função de transferência $Z_{in,C}(s)$ foi modificada, conforme indicado na Figura 13.a. Nota-se que a magnitude de $|Z_{in,C}(s)|$ foi amplificada e deslocada para esquerda na frequência de ressonância, o que acabou por afetar positivamente a estabilidade do sistema em cascata, quando o estágio carga se encontrava em malha aberta. Isto porque tal efeito fez com que $|Z_{in,C}(s)|$ fosse maior que $|Z_{o,F}(s)|$. Como pode ser visto na Figura 13.b, quando o estágio carga operou em malha fechada, o aumento da indutância L_B continuou tendo um efeito benéfico para estabilidade do sistema em cascata, já que também elevou a magnitude de $Z_{in,C}(s)$.

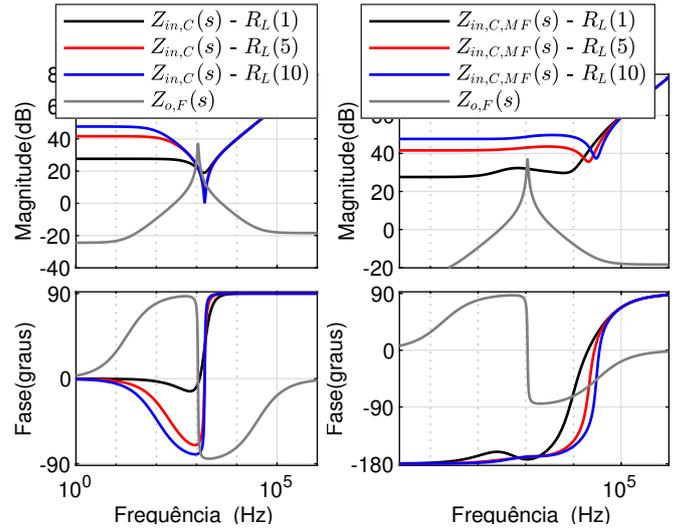


Fig. 11. Análise da estabilidade por meio do critério de Middlebrook frente a variações de R_L . (a) $Z_{in,C}(s)$. (b) $Z_{in,C,MF}(s)$.

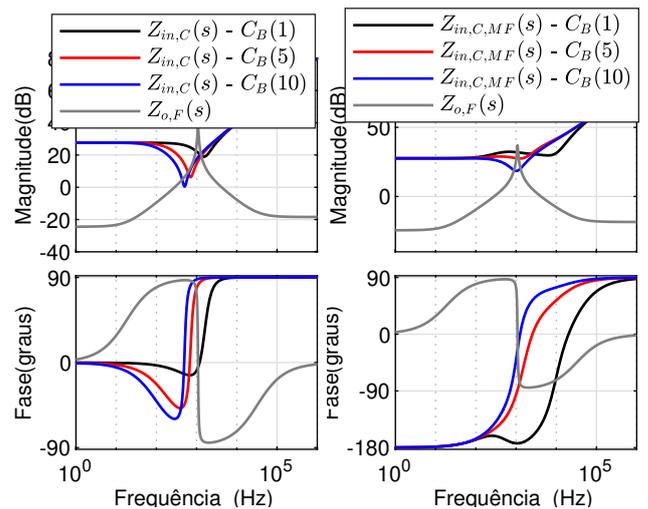


Fig. 12. Análise da estabilidade por meio do critério de Middlebrook frente a variações de C_B . (a) $Z_{in,C}(s)$. (b) $Z_{in,C,MF}(s)$.

III. RESULTADOS

De modo a validar a teoria apresentada, foram extraídos tanto resultados de simulação quanto experimentais realizados a partir do protótipo apresentado na Figura 14, composto por um filtro de entrada LC (Estágio Fonte) e um conversor Buck (Estágio Carga). A lei de controle foi implementada por uma MicroLabbox (DS1202/1302) da dSPACE e as seguintes especificações foram utilizadas para o conversor Buck do estágio carga: $P_o = 150\text{W}$, $C_B = 100\mu\text{F}$, $L_B = 100\mu\text{H}$, $R_L = 1.5\Omega$, $r_{CB} = 0\Omega$, $r_{LB} = 0\Omega$, $f_{sw} = 30\text{kHz}$, $v_{in} = 60\text{V}$ e $v_o = 15\text{V}$.

Os resultados obtidos por simulação no software MATLAB são apresentados nas Figuras 15 e 16. Na Figura 15, o conversor Buck em malha fechada se mostrou estável quando operando individualmente, apresentando um desempenho suficiente. Entretanto, o acoplamento do estágio fonte tornou

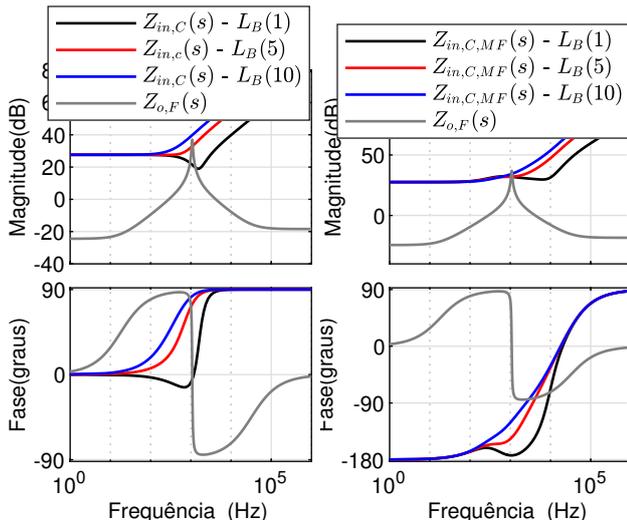


Fig. 13. Análise da estabilidade por meio do critério de Middlebrook frente a variações de L_B . (a) $Z_{in,C}(s)$. (b) $Z_{in,C,MF}(s)$ em malha fechada.

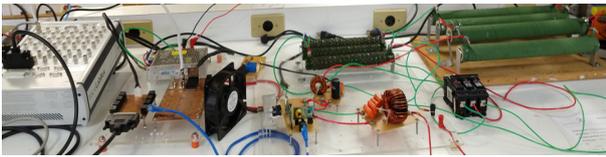


Fig. 14. Protótipo desenvolvido.

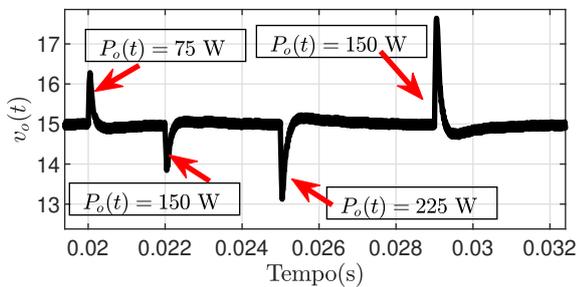


Fig. 15. Resultados obtidos para o EC operando em malha fechada com G_C .

o sistema instável, exceto quando a carga variou para metade de seu valor nominal, como representado na Figura 16.

A despeito dos desfechos experimentais, na Figura 17 são descritos os resultados obtidos para tensão de saída $v_o(t)$ do conversor Buck para variações do tipo degrau nas cargas de 100% para 50% e 50% para 100%. A análise das repostas obtidas apontou para a estabilidade do sistema, que apresentou um desempenho adequado, sugerindo que o controlador foi adequadamente projetado.

Na Figura 18.a são mostrados os resultados obtidos para tensão de saída $v_o(t)$ (linha roxa) e de barramento $v_{bus}(t)$ (linha azul) do sistema acoplado. Pode-se notar pela Figura 18.a que o acoplamento dos sistemas tornou as tensões de saída e de barramento oscilatórias com frequência de 1.038 kHz. Esta instabilidade foi confirmada pela transformada de Fourier ilustrada na Figura 19. Tais achados podem ser correlacionados com os resultados teóricos

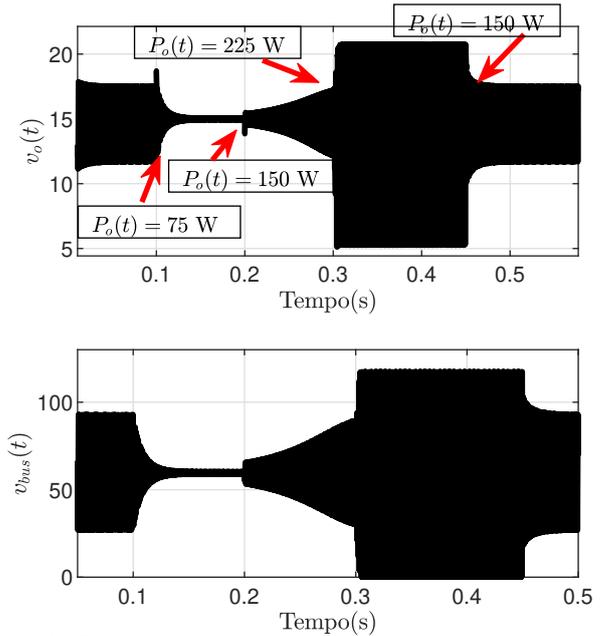


Fig. 16. Resultados obtidos para o sistema em cascata com o EC operando em malha fechada, frente a distúrbios de carga de $\pm 50\%$.

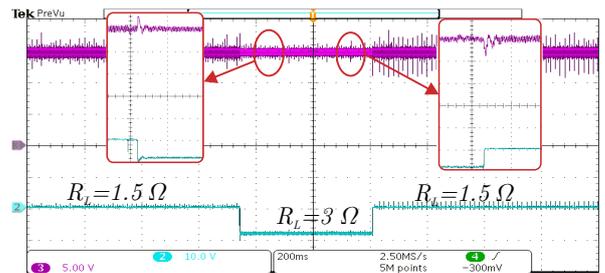


Fig. 17. Resultados obtidos para o conversor Buck em malha fechada frente a variações do tipo degrau na carga de; $\pm 50\%$.

descritos na determinação da origem física da instabilidade (seção anterior) que detectaram polos no SPD, localizados na frequência 1.038 kHz, os quais coincidiram aproximadamente com a frequência de ressonância da oscilação apresentada na Figura 18.a. Além disso, na prática, a oscilação que surgiu no sistema acoplado foi sustentada, ao contrário de tender ao infinito conforme esperado, em teoria, pela análise dos polos e zeros do sistema. Isto ocorreu em função da saturação da ação de controle $u(t)$ que não foi considerada pelo sistema, já que o modulador PWM foi capaz de representar fisicamente apenas um sinal limitado no intervalo $[0 \ 1]$, ao invés de um sinal ilimitado, conforme assumido para os modelos SISO LTI.

Por fim, na Figura 18.b é apresentado o efeito da variação da carga na estabilidade do sistema em cascata. Nota-se que para uma variação do tipo degrau de 100% para 50% do valor nominal da carga, o sistema deixou de ser instável e se tornou estável.

IV. CONCLUSÃO

Frente aos resultados apresentados, pôde-se concluir que a metodologia proposta foi capaz de analisar a estabilidade e de identificar a origem do problema de estabilidade de uma forma detalhada. A instabilidade do sistema em cascata foi

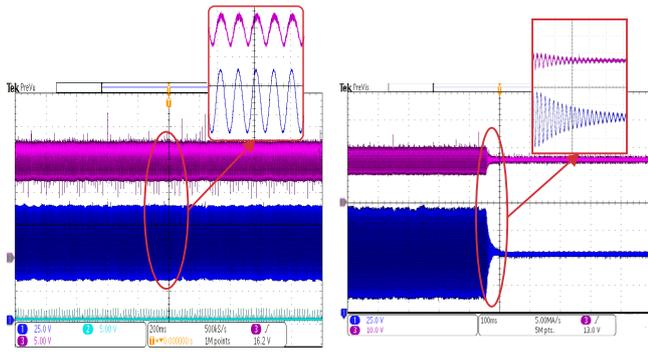


Fig. 18. Resultados obtidos para $v_o(t)$ e $v_{bus}(t)$ do sistema acoplado: (a) sistema operando com a carga nominal. (b) frente a uma variação na carga -50% .

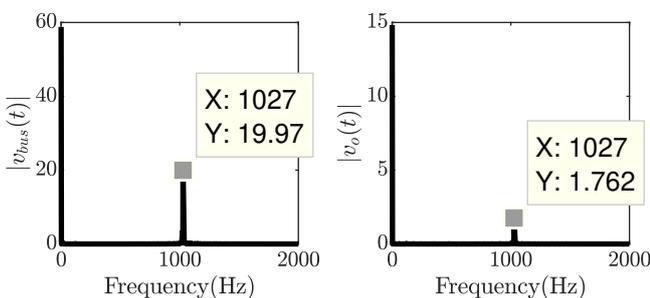


Fig. 19. Transformada rápida de Fourier dos resultados obtidos na Figura 18.a. (a) $v_{bus}(t)$. (b) $v_o(t)$.

relacionada às dinâmicas não-modeladas que surgiram com o acoplamento dos estágios que o compõe, e não apenas ao comportamento de CPL de conversores operando em malha fechada, conforme sugerido pela literatura vigente. De fato, no estudo de caso apresentado, as dinâmicas não-modeladas tornaram o sistema de fase não-mínima, uma vez que surgiram zeros no SPD localizados na frequência de ressonância do filtro. Deveras, ao se fechar a malha do EC com o controlador, que foi projetado levando em consideração apenas o modelo do conversor Buck, o sistema em cascata se tornou instável. Tal instabilidade foi caracterizada por oscilações com frequência de 1.08 kHz. Tanto a carga quanto os parâmetros do filtro de entrada foram relevantes para estabilidade do sistema, que foi afetada diretamente pelos valores empregados nestas variáveis.

A associação de métodos de análise da estabilidade de sistemas em cascata foi imprescindível para identificar mais precisamente a origem do problema de estabilidade. Somente a partir da utilização do critérios de Middlebrook e de Nyquist em conjunto foi possível detectar que o problema de estabilidade do sistema acoplado se originou a partir de dinâmicas não-modeladas que surgiram com o acoplamento dos subsistemas. Com isso, foi demonstrado que tais dinâmicas devem ser consideradas durante o projeto de controle dos subsistemas para garantir a estabilidade do sistema interconectado, ainda mais porque, de acordo com os resultados obtidos na análise de variações paramétricas, quanto maior for a qualidade do circuito, ou seja, quanto mais bem projetado ele for, maior será a chance do sistema em cascata ser instável.

Por fim, trabalhos futuros que contemplem a investigação de soluções via controle para o problema de estabilidade relatado são necessários. Neste âmbito, projetar um controlador robusto para o conversor do EC, que considere as incertezas oriundas do acoplamento, pode ser uma alternativa promissora.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao PPGEE-PROEX/CAPES e ao projeto INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1). O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] C. Palacio, J. R. Pinheiro, M. Mezaroba, “Controle de um conversor CC-CA para conexão à rede com emulação de máquina síncrona”, *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 24, no. 4, pp. 470–481, 2019.
- [2] S. Luo, “A review of distributed power systems part I: DC distributed power system”, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 8, pp. 5–16, 2005.
- [3] T. Vargas, S. S. Queiroz, G. S. da Silva, C. Rech, “Estudo da controlabilidade do conversor *dual-active bridge* em estruturas de conversores em cascata”, *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 24, no. 1, pp. 18–26, 2019.
- [4] G. Balen, A. R. Reis, H. Pinheiro, L. Schuch, “Estação de carregamento rápido com elemento armazenador de energia e filtro ativo de harmônicos para veículos elétricos”, *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 24, no. 1, pp. 95–106, 2019.
- [5] R. D. Middlebrook, “Input filter considerations in design and application of switching regulators”, *IAS’76*, 1976.
- [6] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, B. Choi, “A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 280–285, 1995.
- [7] S. Singh, A. R. Gautam, D. Fulwani, “Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 407–421, 2017.
- [8] M. Cespedes, L. Xing, J. Sun, “Constant-power load system stabilization by passive damping”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1832–1836, 2011.
- [9] A. M. Rahimi, A. Emadi, “Active damping in DC/DC power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1428–1439, 2009.

- [10] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, “General active global stabilization of multiloads DC-power networks”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1788–1798, 2012.
- [11] M. Karppanen, M. Hankaniemi, T. Suntio, M. Sippola, “Dynamical characterization of peak-current-mode-controlled buck converter with output-current feedforward”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 444–451, 2007.
- [12] X. Zhang, Q.-C. Zhong, W.-L. Ming, “A virtual RLC damper to stabilize dc/dc converters having an LC input filter while improving the filter performance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8017–8023, 2016.
- [13] A. Riccobono, E. Santi, “Positive feedforward control of three-phase voltage source inverter for DC input bus stabilization with experimental validation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 1, pp. 168–177, 2013.
- [14] X. Zhang, X. Ruan, Q.-C. Zhong, “Improving the Stability of Cascaded DC/DC Converter Systems via Shaping the Input Impedance of the Load Converter With a Parallel or Series Virtual Impedance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7499–7512, 2015.
- [15] X. Zhang, Q.-C. Zhong, W.-L. Ming, “Adaptive series-virtual-impedance control strategy for load converters to improve the stability of the cascaded system”, in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016 IEEE 7th International Symposium on*, pp. 1–5, IEEE, 2016.
- [16] IEEE, *IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis: Approved May 31, 1990, IEEE Standards Board: Approved October 26, 1990, American National Standards Institute*, IEEE, 1990.
- [17] X. Feng, J. Liu, F. C. Lee, “Impedance specifications for stable DC distributed power systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 157–162, 2002.
- [18] A. Kwasinski, C. N. Onwuchekwa, “Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads”, *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, 2011.
- [19] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer Science & Business Media, 2007.
- [20] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern control systems*, Pearson, 2011.
- [21] R. Middlebrook, “Null double injection and the extra element theorem”, *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, no. 3, pp. 167–180, 1989.
- [22] R. Weichel, G. Wang, J. Mayer, H. Hofmann, “Active stabilization of DC-DC converters with input LC filters via current-mode control and input voltage feedback”, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 3409–3413, IEEE, 2010.
- [23] R. Ahmadi, D. Paschedag, M. Ferdowsi, “Closed-loop input and output impedances of DC-DC switching converters operating in voltage and current mode control”, in *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2311–2316, IEEE, 2010.
- [24] H. Y. Cho, E. Santi, “Modeling and stability analysis in multi-converter systems including positive feedforward control”, in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 839–844, IEEE, 2008.
- [25] F. Barruel, A. Caisley, N. Retière, J. Schanen, “Stability approach for vehicles DC power network: application to aircraft on-board system”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC’05. IEEE 36th*, pp. 1163–1169, IEEE, 2005.
- [26] S. Abe, T. Ninomiya, M. Hirokawa, T. Zaitso, “Stability design consideration for on-board distributed power system consisting of full-regulated bus converter and POLs”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC’06. 37th IEEE*, pp. 1–5, IEEE, 2006.
- [27] A. Riccobono, E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, 2014.
- [28] C. P. Basso, *Linear circuit transfer functions: An introduction to fast analytical techniques*, John Wiley & Sons, 2016.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rodrigo Paz França, nasceu em Quaraí, RS, Brasil, em 1991. Recebeu o grau de Engenheiro de Controle e Automação e Mestre em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, em 2013 e 2016. Atualmente está realizando Doutorado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seu interesse atual em pesquisa inclui modelagem de sistemas, controle robusto, e análise da estabilidade.

Fabricio Hoff Dupont, nasceu em Cerro Largo, RS, Brasil, em 1984. Possui graduação em Engenharia de Telecomunicações pela Universidade Regional de Blumenau (2007), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Regional de Blumenau (2010) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2014), com período de pesquisa realizado na Universidade Tecnológica Federal do Paraná em missões de estudo pelo Programa Nacional de Cooperação Acadêmica (PROCAD) da CAPES (2011) e doutorado sanduíche na Universitat Politècnica de Catalunya (UPC) pelo Programa de Doutorado Sanduíche no Exterior (PDSE) da CAPES (2013). Atualmente é professor Universidade Comunitária da Região de Chapecó (Unochapecó). Seus temas principais de interesse em pesquisa são: eletrônica de potência, paralelismo de conversores estáticos, controle inteligente, lógica fuzzy, algoritmos genéticos, controle ótimo, células a combustível e painéis fotovoltaicos.

José Renes Pinheiro, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1958. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. Dr. Pinheiro é atualmente Bolsista de Produtividade em Pesquisa do CNPq - Nível 1B, e Professor Visitante Titular do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal da Bahia e Professor Voluntário Titular do Departamento de Processamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, onde atua desde 1985. Em 1987, foi um dos fundadores e líder do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Entre 2006 e 2015 foi coordenador do PPGEE (CAPES ? Nível 6) da UFSM. Foi o coordenador de Programa Técnico do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), em 1999, e do Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC), em 2000, 2005 e 2017. Entre 2001 e 2002, realizou Pós-doutorado na área de Sistemas Distribuídos de Energia, no Center for Power Electronics Systems (CPES), da Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, USA. É autor e co-autor de mais de 300 artigos técnicos publicados em conferências e periódicos nacionais e internacionais. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Projetos Otimizados de conversores estáticos, Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Conversão de Energia em Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores Estáticos e Sistemas Distribuídos de Energia. Dr. Pinheiro é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, da Sociedade Brasileira de Automática, e das Sociedades PELS, IAS, IES e PES da IEEE. Em 2015 foi fundador IEEE Joint Chapter, e em 2016 do UFSM/IEEE Student Branch e do Instituto de Redes Inteligente INRI que atualmente abriga o LabEnsaio de inversores PV (INMETRO) e o INCT em Geração Distribuída de Energia Elétrica.