

Modelo acoplado de conversores CC-CC bidirecionais para a microrrede CC de um veículo elétrico

Márcio V. R. Campos* Lucas Jonys R. Silva** Thales A. Fagundes**
Rodolpho V. A. Neves* Joseph J. Kalil*** Ricardo Q. Machado**

* Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Viçosa, MG, (e-mail: marcio.campos, rodolpho.neves@ufv.br).

** Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, SP, (e-mail: lucasjonys, thales.fagundes, rquadros@usp.br).

*** Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Viçosa, MG, (e-mail: joseph.kalil@ufv.br).

Abstract: This paper presents the multiple input multiple output (MIMO) average model of a DC microgrid (DC MG) of an electric vehicle (EV) composed by two coupled DC-DC converters sharing power on the same bus. The model inputs are the battery voltage and the EV load profile, which represents the current required during accelerations and recharges on braking process for driving on a specific lane. The four outputs of the model are obtained as linear combinations of the inputs through a gain matrix, whose elements are functions of the electrical parameters of the MG. The influence of parasitic resistances on the model response was also analyzed through the representation of gains in three-dimensional curves. The model is validated through simulations for three load profiles, including a driving cycle for EV Formula SAE (FSAE) on the Piracicaba-SP track. For all cycles, the average model presented errors of lesser than 5% in relation to the switched circuit of the MG. In this context, the parasitic resistances have a low level of influence on the model, showing small variations in the gain matrix as their values were varied. The developed model allows a more reliable analysis of the dynamic behavior of the MG state variables, which allows the design of control systems and sizing of the converters.

Resumo: Este artigo apresenta o modelo médio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) de uma microrrede CC (MR CC) de um veículo elétrico (VE) composta por dois conversores CC-CC acoplados compartilhando potência ao mesmo barramento. As entradas do modelo são a tensão da bateria e o perfil de carga do VE, que representa a corrente solicitada durante acelerações e recargas nas desacelerações para a condução em uma dada pista. As quatro saídas do modelo são obtidas como combinações lineares das entradas por meio de uma matriz de ganho, cujos elementos são funções dos parâmetros elétricos da MR. A influência das resistências parasitas na resposta do modelo também foi analisada através da representação dos ganhos em curvas tridimensionais. O modelo é validado através de simulações para três perfis de cargas, incluindo um ciclo de condução para VE Fórmula SAE (FSAE) na pista de Piracicaba-SP. Para todos os ciclos, o modelo médio apresentou erros inferiores a 5% em relação ao circuito chaveado da MR. As resistências parasitas tiveram pouca influência no modelo, apresentando pequenas variações na matriz de ganho à medida que seus valores foram variados. O modelo desenvolvido permite uma análise mais confiável do comportamento dinâmico das variáveis de estado da MR, o que possibilita o projeto de sistemas de controle e dimensionamento dos conversores.

Keywords: DC microgrid; Batteries; Supercapacitors; Modeling; Electric Vehicle.

Palavras-chaves: Microrrede CC; Baterias; Ultracapacitores; Modelagem; Veículo Elétrico.

1. INTRODUÇÃO

Em virtude do crescente aumento da demanda energética com o passar dos anos e da busca por frear as mudanças climáticas e problemas de saúde em consequência do

* Reconhecimentos aos suportes financeiros: Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) processo nº 2022/00628-9 e 2020/05865-3, CNPq 204540 e 312664/2021-4 (PQ), FAPEMIG APQ – 01028-19, CAPES 88887.682783/2022-00 e Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa-Fundep Rota 2030/Linha V 27192/27.

uso de fontes de energia altamente poluidoras, a inserção de fontes de energia renováveis como, por exemplo, a solar e eólica tem sido cada vez mais comum (Zolfaghari et al., 2022). Nesse sentido, a integração dessas fontes no sistema elétrico como uma microrrede (MR) contribui para o aumento da eficiência, segurança e flexibilidade na geração de energia (Leal et al., 2020). Ainda, a coordenação de baterias, ultracapacitores (UCs) e células de hidrogênio ganham cada vez mais destaque em ramos de aplicação

que vão desde o setor doméstico até o setor industrial, agrícola e automobilístico (Amaral et al., 2021).

No setor automobilístico, a busca pela redução da emissão de gases de efeito estufa (GEE) e da poluição atmosférica converge para a eletrificação dos veículos que, atualmente, são predominantemente movidos por motores à combustão (Wang et al., 2022). Com isso, contribui-se para a melhoria da qualidade do ar urbano e para a saúde das pessoas. De forma a aumentar a participação de veículos elétricos (VEs) no setor, pesquisas que buscam contornar os problemas de eficiência, custo e durabilidade têm sido desenvolvidas (Alkhulaifi et al., 2019).

Em Borba (2020) uma análise de vários cenários foi feita visando a inserção dos VEs com resultados positivos financeiramente e ambientalmente no Brasil e internacionalmente, para um cenário de referência que considera o envelhecimento populacional e a alteração da venda de veículos leves devido ao maior uso de uma economia compartilhada. A partir desse cenário, considera-se que as tecnologias avançadas de veículos automotivos, que incluem os VEs, apresentem uma redução no custo de aquisição e manutenção, de forma mais acentuada até 2030 (Lutsey e Nicholas, 2019). A redução dos custos está associada, principalmente, ao avanço científico da tecnologia dos conversores CC-CC, à tecnologia das baterias e ao desenvolvimento de motores elétricos no país.

De forma a alcançar uma operação eficiente das fontes CCs que atuam na propulsão do VE, sistemas de controle são desenvolvidos para a coordenação do fluxo bidirecional de energia entre elas e o barramento CC. Nesse aspecto, os conversores são dispositivos essenciais para a conexão e controle do fluxo de potência. Diversas pesquisas têm sido realizadas para o desenvolvimento de conversores cada vez mais eficientes e com maior densidade de potência, buscando também a redução de peso e custos (Khan e Wen, 2021; Ríos et al., 2021). Assim, é necessário o desenvolvimento de um modelo matemático preciso que permita o entendimento da operação do conversor e o projeto de seus componentes. Considerando a MR CC de um VE, diversos conversores operam de forma conjunta, em paralelo ou em cascata, o que muitas vezes torna a modelagem mais complexa.

Em Bastos (2016) é desenvolvida uma estratégia de gerenciamento entre baterias e UCs, integrados em uma MR, compartilhando energia para a rede distribuída. A modelagem das correntes dos conversores é feita de forma independente e adicionadas ao mesmo barramento CC. Esse método possui muitas simplificações e não mede adequadamente os esforços de desvio de tensão e perdas nesse barramento, pois ele não recebe informações simultâneas dos conversores em paralelo durante um período inteiro de comutação das chaves. Em razão disso, um método de modelagem acoplada é utilizada em Leal et al. (2020), a qual os capacitores compartilham dois conversores em cascata de dois estágios, elevadores e abaixadores. Os capacitores recebem informações de ambos os conversores e obtém melhores medições quanto aos esforços de tensão e perdas, ampliando as malhas de controle do sistema. Todavia, o trabalho não considerou um perfil de carga real de condução de um VE, mas apenas a troca de energia em um eletroposto.

Este trabalho propõe um modelo matemático para acoplar dois conversores CC-CC que operam em paralelo no gerenciamento de energia na MR de um VE. O modelo matemático aborda os dois conversores como um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), considerando as comutações das chaves dos conversores de forma simultânea e as diversas perdas inerentes aos condutores nas resistências internas dos componentes. A validação é realizada considerando diferentes perfis de condução, incluindo um perfil real em uma pista FSAE. Assim, pode-se contribuir no projeto dos controladores, bem como no dimensionamento dos conversores.

2. DESCRIÇÃO DA MICRORREDE CC

A MR modelada é exibida na Figura 1, na qual r_{bat} é a resistência interna da bateria, r_{L1} e r_{L2} são as resistências dos indutores L_{bat} e L_{UC} , C_{UC} é a capacitância do ultracapacitor de resistência r_{UC} , C_1 é a capacitância do capacitor de resistência r_{c1} , r_{ch} é a resistência das chaves, C_{vcc} é o capacitor do barramento de saída de resistência r_C . Além disso, V_{bat} é a tensão da bateria e I_{carga} é uma fonte de corrente representando uma carga alimentada pelos conversores com tensão de saída V_{cc} . A bateria e o UC compartilham energia para o barramento principal durante a tração do VE.

A escolha do conversor elevador das baterias é devido ao dimensionamento da sua tensão mais baixa em relação a tensão de saída do barramento CC. O conversor abaixador utilizado nos UCs foi escolhido para que este componente opere em altas tensões e reduza os picos de corrente que ocorrem durante as frenagens abruptas, permitindo que o limite máximo de corrente a ser submetido aos indutores dependa da tensão do barramento CC e da potência transferida.

O perfil de carga representa as variações do fluxo de energia necessário para movimentar o VE. Ele permite obter o ciclo de trabalho médio do sistema. Para o modelo do perfil de carga, foram utilizadas equações diferenciais que representam a dinâmica veicular para calcular o consumo de potência através do torque e a velocidade imprimida nas rodas do automóvel.

O modelo da MR considera os parâmetros dimensionados para operar em um ponto médio de potência calculado a partir do perfil de carga obtido durante a movimentação do VE em um determinado ciclo de trabalho. O modelo médio foi configurado para se adequar em uma faixa de operação dentro da estabilidade do sistema do conversor CC-CC MIMO, que é mais adequado para definir os métodos de controle e analisar os seus ganhos na tensão de saída.

3. MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADO MÉDIO

O modelo matemático dos dois conversores CC-CC bidirecionais operando em paralelo como um único sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas é feito utilizando a técnica do modelo de espaço de estados médio. Todas as resistências parasitas são incluídas no modelo, de forma a torná-lo mais próximo da operação real.

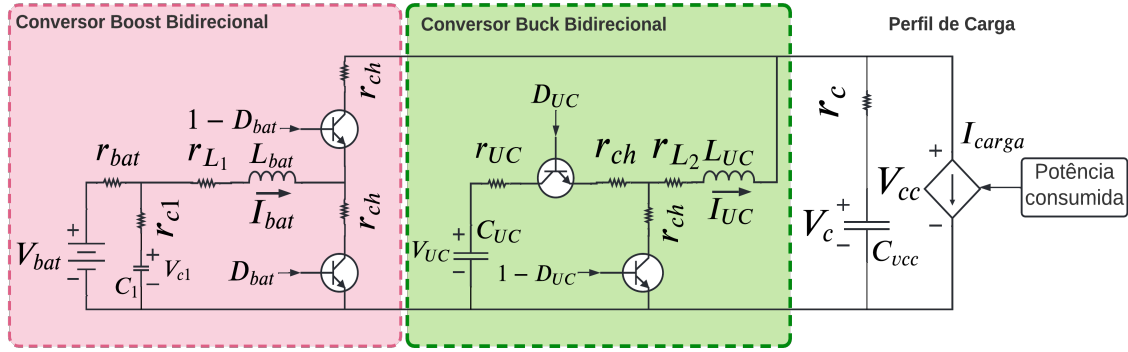


Figura 1. Diagrama da MR com os conversores CC-CC em paralelo alimentando o veículo elétrico conforme perfil de carga solicitado. D_{bat} e D_{UC} são o *duty-cycle* aplicado às chaves do conversor da bateria e do UC, respectivamente.

3.1 Modos de operação do conversor

Para cada combinação de operação das chaves existe um sub-circuito individual do conversor, que será representado pelo índice i . Assim, para cada modo de operação as equações são dadas como:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{E}_i \mathbf{x} + \mathbf{D}_i \mathbf{u} \end{cases}, \quad (1)$$

sendo $\mathbf{x} = [I_{bat} \ I_{UC} \ V_{UC} \ V_{c1} \ V_c]^T$ o vetor de estado, $\mathbf{u} = [V_{bat} \ I_{carga}]^T$ o vetor de entradas e $\mathbf{y} = [I_{bat} \ I_{UC} \ V_{UC} \ V_{cc}]^T$ o vetor de saídas. As matrizes \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{E}_i e \mathbf{D}_i são constantes para cada sub-circuito e dependem dos parâmetros elétricos dos conversores. Dessa forma, o modelo de espaço de estados médio é calculado como uma combinação linear de cada um dos sub-circuitos:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{E}_m \mathbf{x} + \mathbf{D}_m \mathbf{u} \end{cases}, \quad (2)$$

sendo \mathbf{A}_m , \mathbf{B}_m , \mathbf{E}_m e \mathbf{D}_m , respectivamente, combinações das matrizes \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{E}_i e \mathbf{D}_i . A Figura 2 exibe o padrão de comutações das chaves dos conversores CC-CC acoplados e a Figura 3 seus respectivos sub-circuitos.

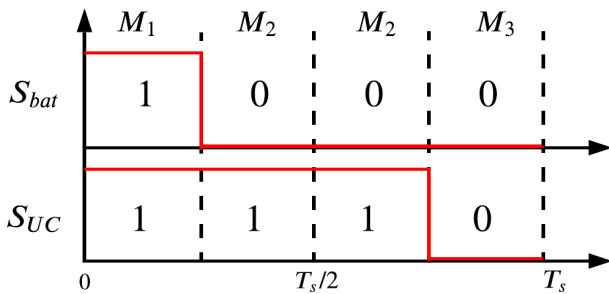


Figura 2. Padrão de comutação das chaves da bateria (S_{bat}) e do UC (S_{UC}). O i -ésimo sub-circuito é denominado M_i . O sub-circuito M_4 , no qual $S_{bat} = 1$ e $S_{UC} = 0$, não ocorre.

Aplicando as leis de *Kirchhoff* nos sub-circuitos, as equações diferenciais podem ser obtidas, o que leva às seguintes matrizes:

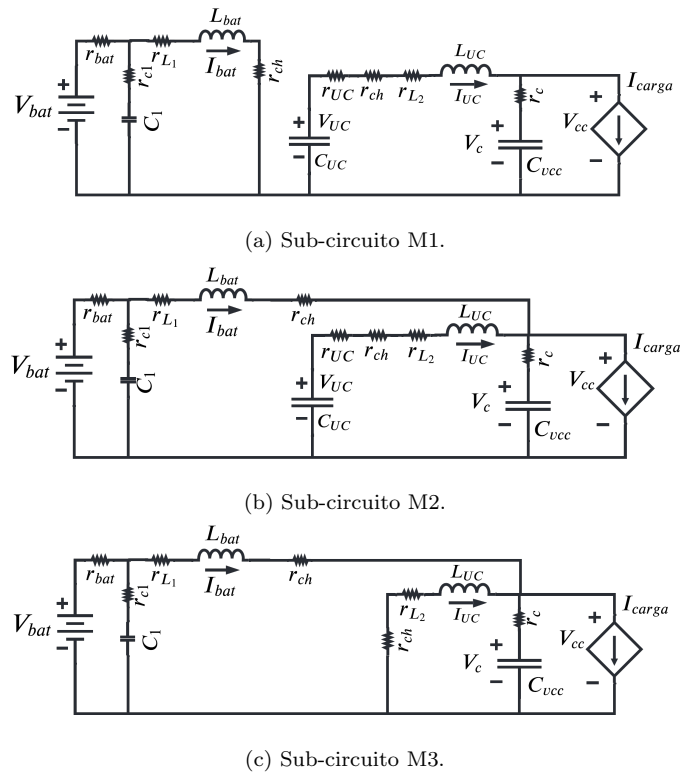


Figura 3. Combinação dos conversores em paralelo para os sub-circuitos a) M_1 , b) M_2 e c) M_3 .

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} & 0 & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_3}{L_{UC}} & \frac{1}{L_{UC}} & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & \frac{-1}{C_{UC}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} - r_c & \frac{-r_c}{L_{bat}} & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & \frac{-1}{L_{bat}} \\ \frac{-r_c}{L_{UC}} & \frac{\alpha_3}{L_{UC}} & \frac{1}{L_{UC}} & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & \frac{C_{UC}}{L_{UC}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ \frac{1}{C_{vcc}} & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} - r_c & \frac{-r_c}{L_{bat}} & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & \frac{-1}{L_{bat}} \\ \frac{-r_c}{L_{UC}} & \frac{\alpha_3 + r_{UC}}{L_{UC}} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ \frac{1}{C_{vcc}} & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

sendo $\alpha_1 = \frac{-r_{bat}}{r_{bat} + r_{c1}}$, $\alpha_2 = r_{c1}\alpha_1 - r_{L1} - r_{ch}$ e $\alpha_3 = -(r_{UC} + r_{ch} + r_{L2} + r_c)$. As matrizes \mathbf{B}_i são dadas por:

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{c1}\alpha_1}{L_{bat}r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{r_c}{L_{UC}} \\ 0 & 0 \\ \frac{-\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{vcc}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{c1}\alpha_1}{L_{bat}r_{bat}} & \frac{r_c}{L_{bat}} \\ 0 & \frac{L_{bat}}{L_{UC}} \\ 0 & 0 \\ \frac{-\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{vcc}} \end{bmatrix}.$$

As matrizes \mathbf{E}_i são dadas por:

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & r_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ r_c & r_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

As matrizes \mathbf{D}_i são as mesmas para todos sub-circuitos, sendo dadas por:

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 = \mathbf{D}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -r_c \end{bmatrix}.$$

3.2 Modelo médio

No modelo médio, as matrizes são ponderadas por um operador que relaciona o tempo de duração de cada sub-circuito (T_i) em relação ao período da chave (T_s) por:

$$d_i = \frac{T_i}{T_s}, \quad (3)$$

o que permite expressar uma dada qualquer matriz \mathbf{P} do modelo médio como sendo:

$$\mathbf{P}_m = \sum_{i=1}^4 \mathbf{P}_i d_i. \quad (4)$$

Analisando o padrão de comutação das chaves exibido na Figura 2:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = \mathbf{A}_1 d_1 + 2\mathbf{A}_2 d_2 + \mathbf{A}_3 d_3 \\ \mathbf{B}_m = \mathbf{B}_1 d_1 + 2\mathbf{B}_2 d_2 + \mathbf{B}_3 d_3 \\ \mathbf{E}_m = \mathbf{E}_1 d_1 + 2\mathbf{E}_2 d_2 + \mathbf{E}_3 d_3 \\ \mathbf{D}_m = \mathbf{D}_1 d_1 + 2\mathbf{D}_2 d_2 + \mathbf{D}_3 d_3 \end{cases}. \quad (5)$$

Sendo $T_s = \sum T_i$ e analisando o tempo que as chaves estão abertas na Figura 2:

$$\begin{cases} T_s = T_1 + 2T_2 + T_3, \\ 2T_2 + T_3 = (1 - D_{bat})T_s, \\ T_3 = (1 - D_{UC})T_s, \end{cases} \quad (6)$$

Utilizando (3) em (6):

$$\begin{cases} T_s = d_1 T_s + 2d_2 T_s + d_3 T_s \\ 2d_2 T_s + d_3 T_s = (1 - D_{bat})T_s, \\ d_3 T_s = (1 - D_{UC})T_s \end{cases}, \quad (7)$$

Analisando (7), o operador de cada estado é dado por:

$$\begin{cases} d_1 = D_{bat} \\ d_2 = (D_{UC} - D_{bat})/2. \\ d_3 = 1 - D_{UC} \end{cases}. \quad (8)$$

Substituindo (8) em (5), as matrizes médias podem ser calculadas:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)D_{bat} + (\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)D_{UC} + \mathbf{A}_3 \\ \mathbf{B}_m = (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)D_{bat} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)D_{UC} + \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{E}_m = (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)D_{bat} + (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_3)D_{UC} + \mathbf{E}_3 \\ \mathbf{D}_m = (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)D_{bat} + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3)D_{UC} + \mathbf{D}_3 \end{cases}. \quad (9)$$

Utilizando as matrizes descritas em (9), o modelo de espaço de estados médio em (2) pode ser calculado. Definindo as variáveis em regime permanente como $\mathbf{X} = \mathbf{x}(\infty)$, $\mathbf{U} = \mathbf{u}(\infty)$ e $\mathbf{Y} = \mathbf{y}(\infty)$, o modelo médio em regime permanente é dado por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_m \mathbf{X} + \mathbf{B}_m \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{E}_m \mathbf{X} + \mathbf{D}_m \mathbf{U} \end{cases}. \quad (10)$$

Em regime permanente não existem variações nas variáveis de estado, isto é, $\dot{\mathbf{X}} = 0$, o que leva a:

$$\begin{cases} \mathbf{X} = -\mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = (-\mathbf{E}_m \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m) \mathbf{U} \end{cases}. \quad (11)$$

Assim, o comportamento dos conversores acoplados como um único sistema MIMO em torno de um ponto de operação fixo pode ser analisado através de (11).

3.3 Modelagem de ganho estático

Através do modelo médio desenvolvido, os conversores em paralelo são transformados em um único sistema com duas entradas e quatro saídas, conforme exibido na Figura 4.

Aplicando a transformada de Laplace em (10) é possível obter uma matriz \mathbf{M} que relaciona as saídas como uma combinação linear das entradas, dada por:

$$\mathbf{M}(s) = \mathbf{E}_m (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m)^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m. \quad (12)$$

A matriz de ganho estático \mathbf{G} é obtida aplicando uma entrada degrau unitário com o tempo tendendo ao infinito

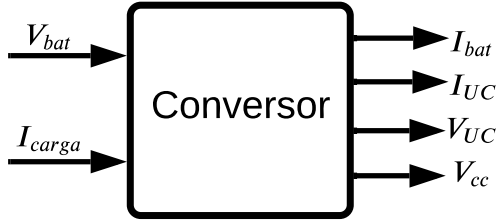


Figura 4. Representação da MR como um sistema MIMO.

em (12) e utilizando o teorema do valor final (Fuzato et al., 2016), que resulta em:

$$\mathbf{G} = \lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{M}(s) \frac{1}{s} = -\mathbf{E}_m \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m. \quad (13)$$

Dessa forma, a k -ésima saída do sistema, sendo $k \in \{1, 2, 3, 4\}$, pode ser escrita como uma combinação linear das entradas ponderadas pelos ganhos estáticos como:

$$\mathbf{y}_{k \times 1} = \mathbf{G} \mathbf{u}, \quad (14)$$

que, na forma matricial, fica:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{UC} \\ V_{UC} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \\ G_{31} & G_{32} \\ G_{41} & G_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ I_{carga} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

A Tabela 1 exibe os elementos de \mathbf{G} em função das resistências do sistema e do *duty-cycle* aplicado às chaves.

Tabela 1. Elementos da matriz de ganho estático \mathbf{G} .

G_{11}	0
G_{12}	$\frac{1}{1-D_{bat}}$
G_{21}	0
G_{22}	0
G_{31}	$\frac{1}{D_{UC}(1-D_{bat})}$
G_{32}	$\frac{-[r_c D_{bat}^2 + r_c D_{bat} + r_{L1} + r_{bat} + r_{ch}]}{D_{UC}(D_{bat}-1)^2}$
G_{41}	$\frac{1}{1-D_{bat}}$
G_{42}	$\frac{-[-2r_c D_{bat}^2 + 3r_c D_{bat} + r_{L1} + r_{bat} + r_{ch} - r_c]}{(D_{bat}-1)^2}$

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, o modelo acoplado dos conversores CC-CC da MR do veículo elétrico como um único sistema MIMO será validado. Para tal, o *software* Matlab/Simulink é utilizado. A Tabela 2 informa os valores dos parâmetros elétricos dos conversores utilizados na MR CC que abastece o sistema de tração do VE estudado.

4.1 Validação do modelo médio

Para validação do modelo médio do conversor, as respostas do circuito chaveado são comparadas com as respostas obtidas em (10), substituindo as matrizes médias. O circuito elétrico chaveado foi construído utilizando o Simulink, enquanto a resposta do modelo médio foi obtida

Tabela 2. Parâmetros elétricos da MR.

Parâmetro	Valor
V_{bat}	96,0 V
L_{bat}, L_{UC}	1 mH
r_{bat}	220,8 mΩ
r_{L1}, r_{L2}	100 mΩ
r_{UC}	891,0 mΩ
C_{UC}	2,0 F
C_{vcc}	3500 μF
r_{C1}	10,0 mΩ
r_C	1,0 mΩ
C_1	1000 μF
r_{ch}	10,0 mΩ
f_s	10,0 kHz

utilizando a *toolbox* Linear System Analyzer do Matlab. O ponto de operação do conversor MIMO foi escolhido de forma que $D_{bat} = 0,1$ e $D_{UC} = 0,65$.

Inicialmente, dois perfis de carga baseados em funções matemáticas foram utilizados para validação do modelo médio, sendo dados por:

$$I_{carga\ 1}(t) = \text{sen}(\omega t), \quad (16)$$

$$I_{carga\ 2}(t) = 50H(20) - 30H(40) - 10H(80), \quad (17)$$

sendo ω a frequência angular para uma senoide de período $T = 25$ s e $H(\tau)$ o degrau unitário iniciando em $t = \tau$, isto é:

$$H(\tau) = h(t - \tau) = \begin{cases} 0, & \text{se } t < \tau \\ 1, & \text{se } t \geq \tau \end{cases}. \quad (18)$$

Além disso, um perfil de carga I_{carga3} coletado na pista fórmula SAE na cidade de Piracicaba-SP foi utilizado, considerando a dinâmica veicular com as perdas aerodinâmicas e de rolagem durante o movimento do VE. A Figura 5 mostra o ciclo de condução dimensionado para uma volta nesta pista, atingindo uma velocidade média de 43 km/h. Os perfis de carga utilizados podem ser analisados na Figura 6.

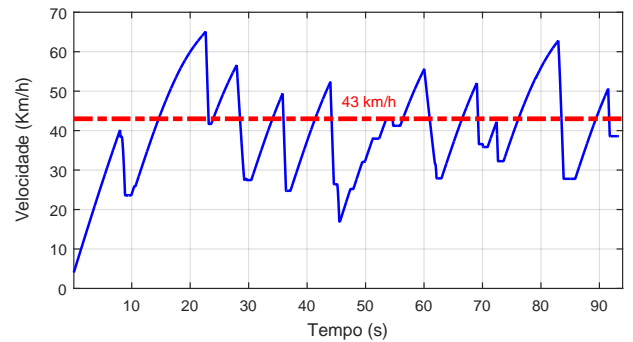


Figura 5. Velocidades atingidas pelo VE FSAE em uma volta no circuito de Piracicaba - SP. A linha tracejada, em vermelho, representa a velocidade média.

Para verificar a precisão do modelo médio desenvolvido em relação à resposta do circuito chaveado em simulação, os erros relativos percentuais para as saídas do modelo foram calculados por:

$$e_v(\%) = \frac{100}{N} \left| \sum_{p=1}^N \frac{v_{ch}[p] - v_{me}[p]}{v_{ch}[p]} \right|, \quad (19)$$

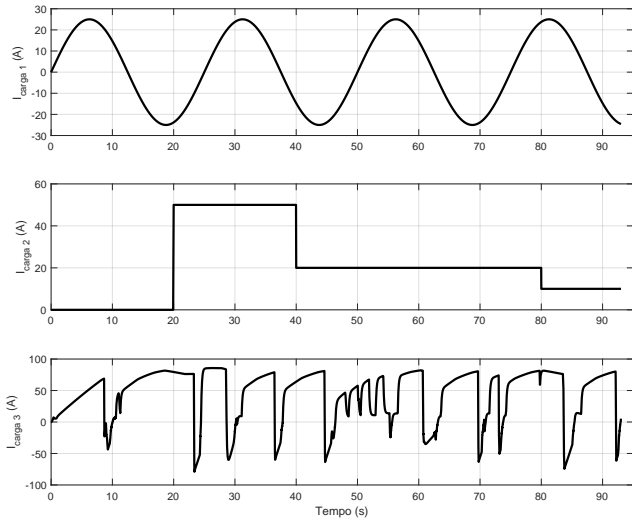


Figura 6. Perfis de carga utilizados como entrada no modelo da MR.

sendo v a variável cujo erro será calculado, N o número de amostras utilizadas, p o índice da amostra e ch e me índices que representam o resultado do circuito chaveado e do modelo médio, respectivamente.

As respostas do modelo e do conversor chaveado simulado para os perfis de carga $I_{carga 1}$, $I_{carga 2}$ e $I_{carga 3}$ são exibidas nas Figuras 7, 8 e 9, respectivamente. Nota-se que para os três perfis a resposta dinâmica do modelo seguiu a dinâmica do circuito chaveado, estabilizando em um valor próximo ao valor de regime das variáveis. Os erros calculados são exibidos na Tabela 3.

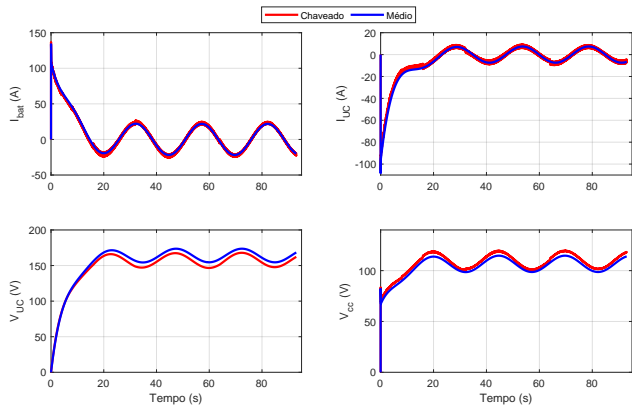


Figura 7. Saídas do conversor para o perfil de carga $I_{carga 1}$ como entrada.

Tabela 3. Erro relativo médio (%) do modelo.

Perfil de carga	$e_{I_{bat}}$	$e_{I_{UC}}$	$e_{V_{UC}}$	$e_{V_{cc}}$
$I_{carga 1}$	3,21	1,78	3,82	3,29
$I_{carga 2}$	3,20	1,01	4,16	3,01
$I_{carga 3}$	2,97	2,76	4,58	2,56

Pela Tabela 3 é possível perceber que todos os erros calculados foram inferiores a 5%. Além disso, os erros para as tensões foram, em média, superiores aos erros para as correntes, corroborando com os resultados gráficos exibidos anteriormente. Isso se deve ao fato de que a tensão

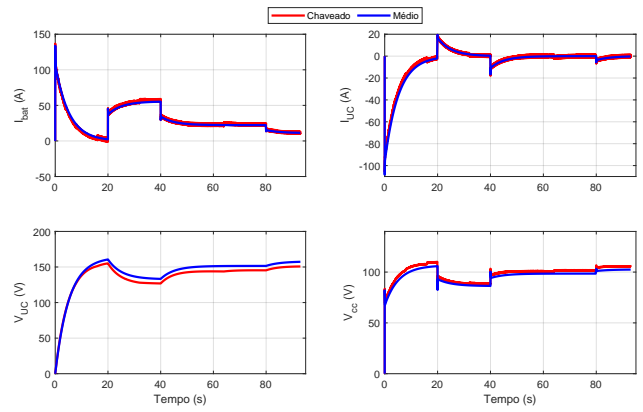


Figura 8. Saídas do conversor para o perfil de carga $I_{carga 2}$ como entrada.

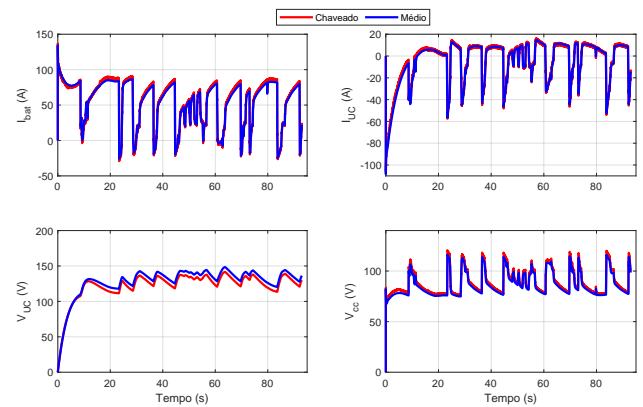


Figura 9. Saídas do conversor para o perfil de carga $I_{carga 3}$ como entrada.

do UC possui maiores oscilações e transitórios em virtude de suas rápidas cargas e descargas, em especial para o perfil veicular da pista, no qual o erro $e_{V_{UC}}$ apresenta o maior valor dentre os erros calculados.

4.2 Matriz de ganho estático

Para validar a análise em regime permanente do conversor MIMO como descrito anteriormente, o circuito chaveado foi simulado para diferentes combinações de *duty-cycle* e comparado com o valor de regime previsto a partir dos ganhos da matriz G . Para simplificar a análise, o perfil de carga utilizado foi o degrau:

$$I_{carga}(t) = 20H(0). \quad (20)$$

Como exibido na Figura 10, as saídas do circuito chaveado alcançam os valores previstos pelo modelo em regime permanente, apresentados na Tabela 4, para todas as combinações. É interessante notar que a corrente no UC possui valor de regime nulo para qualquer combinação, como previsto pelo modelo, uma vez que os ganhos relacionados à esta variável são nulos, conforme apresentado na Tabela 1.

4.3 Influência das perdas das resistências no ganho estático

Uma série de gráficos foram plotados de forma a avaliar a influência do *duty-cycle* e das resistências parasitas

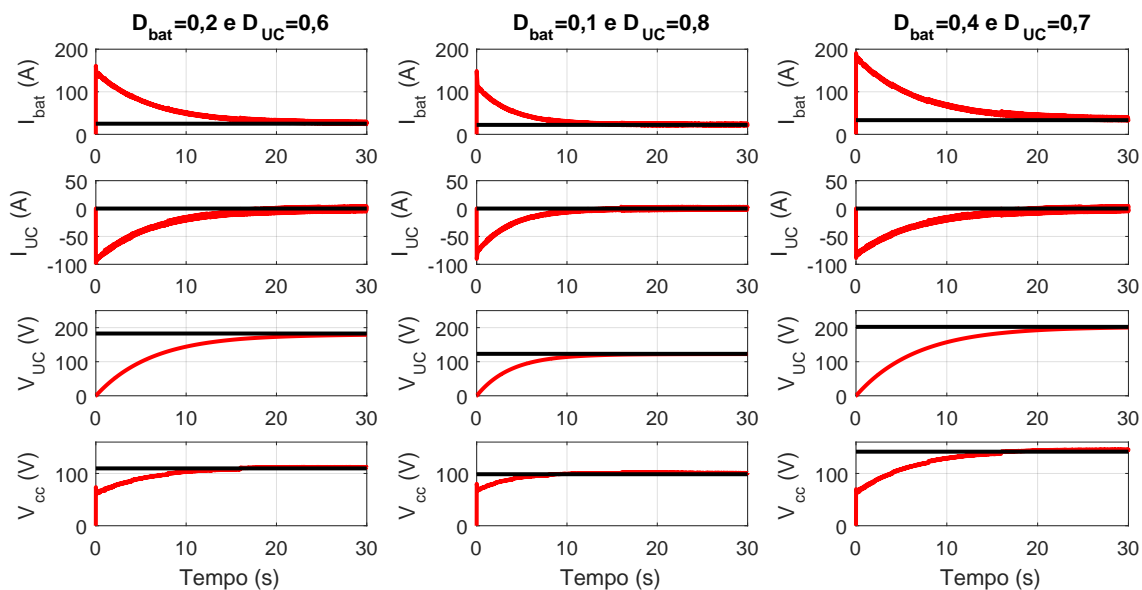


Figura 10. Comparação da resposta do circuito chaveado com a previsão do modelo utilizando a matriz de ganho estático para diferentes combinações de *duty-cycle*. A linha em vermelho apresenta a saída do circuito chaveado enquanto a reta em preto a previsão do modelo médio utilizando (15).

Tabela 4. Valor médio das saídas do conversor.

Saída	$D_{bat} = 0,2$ $D_{UC} = 0,6$	$D_{bat} = 0,1$ $D_{UC} = 0,8$	$D_{bat} = 0,4$ $D_{UC} = 0,7$
I_{bat} (A)	25,00	22,22	33,33
I_{UC} (A)	0,00	0,00	0,00
V_{UC} (V)	182,76	123,12	202,30
V_{cc} (V)	109,68	98,52	141,63

nos ganhos estáticos do conversor, utilizando as equações apresentadas na Tabela 1. As resistências parasitas foram variadas no intervalo $[0 \ 0,5] \Omega$ e o *duty-cycle* variado no intervalo $[0 \ 1]$. Os elementos da matriz que não possuem influência das resistências parasitas ou que são nulo foram desconsiderados.

A Figura 11 exhibe a variação dos ganhos em função das resistências parasitas e do *duty-cycle*. Para tal, apenas os elementos nos eixos x e y de cada curva foram variados, sendo os demais mantidos constantes conforme os valores da Tabela 2. É possível perceber que há pouca influência das resistências parasitas, sendo que os ganhos apresentam maior módulo para valores de D_{bat} próximos à unidade e para valores de D_{UC} próximos de zero. Além disso, apenas os ganhos com relação à entrada I_{carga} são influenciados pelas resistências da MR. Ou seja, os elementos G_{k1} (primeira coluna da matriz \mathbf{G}) não são influenciados pelas resistências. Isso se deve ao fato de que a obtenção dos ganhos com relação à entrada V_{bat} são obtidos fazendo $I_{carga} = 0$, isto é, o veículo não possui demanda de carga para movimento.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma modelagem de dois conversores CC-CC bidirecionais em paralelo a um barramento CC de um controlador de carga aplicado em VEs. Foram utilizadas equações diferenciais para representar as dinâmicas que envolvem os conversores acoplados e,

então, obter o modelo médio desse sistema integrado com múltiplas entradas e saídas.

Diferentes perfis de carga foram adotados como entrada deste modelo de forma a simular o consumo de potência de um VE do tipo FSAE, que considerou suas forças resistivas durante o movimento, com descargas em acelerações e recargas em desacelerações. O modelo médio foi desenvolvido na forma matricial e em espaço de estado, obtendo os ganhos que relacionam cada saída com as entradas dos conversores. As respostas mostraram que a operação média do sistema se adequa a diferentes tipos de entradas relacionadas aos limites máximos de potência consumida pelo VE dimensionado.

As respostas obtidas através da modelagem foram validadas por meio de comparação com a resposta do circuito chaveado em Simulink para três perfis de carga distintos e diferentes combinações de *duty-cycle*. A metodologia utilizada mostrou ser de fácil aplicação, atrelado a uma caracterização da MR com erros inferiores a 5%. Além disso, a abordagem da MR como um sistema MIMO pode contribuir na praticidade do projeto de sistemas de controle e gerenciamento, uma vez que as informações do circuito, fluxo de energia e esquema de comutação das chaves estão todas reunidas no modelo através das equações e matrizes.

A previsão do valor de regime das saídas utilizando a matriz de ganho do modelo forneceu valores condizentes com a resposta chaveada em todas as combinações de *duty-cycle*. Com isso, o projeto de estruturas de controle e o planejamento da operação do veículo podem ser feitos de forma mais segura e eficiente, uma vez que os valores em regime das variáveis podem ser previamente obtidos.

Como os UCs são componentes que trabalham com um limite máximo de tensão na MR do VE, geralmente são estabelecidas alternativas para mantê-la dentro deste limite e evitar sobrecarga dos componentes como, por

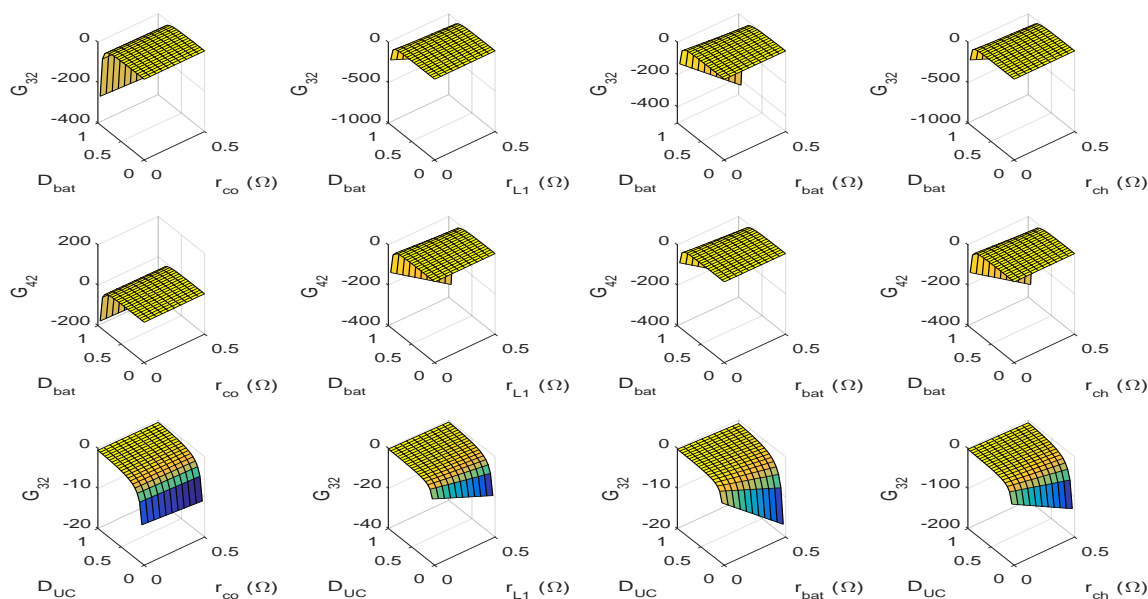


Figura 11. Influência das resistências parasitas e do *duty-cycle* da bateria e do UC na matriz de ganho estático.

exemplo, a adição de um resistor dissipativo chaveado. Todavia, isso pode aumentar a complexidade da modelagem requerida. Outra desvantagem da modelagem utilizada é que a bateria é vista pelo modelo como uma fonte ideal de tensão, não sendo abordado aspectos como estado de carga, número de ciclos, dentre outros.

Como sugestões para continuação do trabalho, uma proposta seria analisar diferentes padrões de comutação das chaves dos conversores, incluindo o chaveamento sincronizado de ambas por apenas um *duty-cycle*. Com isso, novos modos de operação podem ser alcançados, alterando os ganhos do modelo e as respostas elétricas obtidas. Outra continuidade para o trabalho é a análise da estabilidade da MR, que pode ser feita utilizando a teoria de Lyapunov ou técnicas de análise no domínio da frequência, por exemplo. Por fim, realizar a implementação prática da MR em bancada e simulação *hardware-in-the-loop* (HIL) para validação dos resultados computacionais obtidos, bem como o projeto de controle em malha fechada.

AGRADECIMENTOS

Agradecimentos ao suporte financeiro da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) processo nº 2022/00628-9 e 2020/05865-3, CNPq 204540 e 312664/2021-4 (PQ), FAPEMIG APQ – 01028-19, CAPES 88887.682783/ 2022-00 e Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa-Fundep Rota 2030/Linha V 27192/27.

REFERÊNCIAS

Alkhulaifi, Y.M., Qasem, N.A. e Zubair, S.M. (2019). Improving the performance of thermal management system for electric and hybrid electric vehicles by adding an ejector. *Energy Conversion and Management*, 201, 112133.

Amaral, M., Venâncio, R., Peterlevitz, A. e Zanin, H. (2021). Recent advances on quasi-solid-state electrolytes for supercapacitors. *Journal Of Energy Chemistry*, 2021.

Bastos, R.F. (2016). Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos, Tese Ph.D., Universidade de São Paulo.

Borba, B. (2020) Cenários para acelerar a penetração de veículos elétricos leves no Brasil. Em *Big Push para a Mobilidade Sustentável*. CEPAL.

Fuzato, G.H., Aguiar, C.R., Ottoboni, K.d.A., Bastos, R.F., e Machado, R.Q. (2016). Voltage gain analysis of the interleaved boost with voltage multiplier converter used as electronic interface for fuel cells systems. *IET Power Electronics*, 9(9), 1842-1851.

Khan, S.S. e Wen, H. (2021) A Comprehensive Review of Fault Diagnosis and Tolerant Control in DC-DC Converters for DC Microgrids. *IEEE Access*.

Leal, W.C., Godinho, M.O., de Aguiar, C.R., Machado, R.Q., Fuzato, G.H., Piardi, A.B., Braggio, A.A., Sonoda, D.G., Otto, R.B., e Nadal, Z.I. (2020) Management and control of a bidirectional electric station in dc microgrids. Em *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 1133-1138. IEEE.

Lutsey, N. e Nicholas, M. (2019) Update on electric vehicle costs in the United States through 2030. The International Council on Clean Transportation, 2.

Ríos, S.J., Pagano, D.J., e Lucas, K.E. (2021). Bidirectional power sharing for DC microgrid enabled by dual active bridge DC-DC converter. *Energies*, 14(2), 404.

Wang, Y., Biswas, A., Rodriguez, R., Keshavarz-Motamed, Z., e Emadi, A. (2022). Hybrid electric vehicle specific engines: State-of-the-art review. *Energy Reports*, 8, 832-851.

Zolfaghari, M., Gharehpetian, G.B., Shafie-khah, M. e Catalão, J.P. (2022). Comprehensive review on the strategies for controlling the interconnection of AC and DC microgrids. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 136, 107742.