

# Dimensionamento de Conversor *Buck* Entrelaçado de N Ramos Para Utilização em Carregadores Rápidos de Veículos Elétricos

Victor C. de Arruda\* Joel F. Guerreiro\* Eduardo R. de Lima\*\*  
José A. Pomilio\*

\*Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade  
Estadual de Campinas, SP, \*\*Instituto de Pesquisas Eldorado  
(e-mail: victorcordeiroarruda, joel.engeletrica@gmail.com,  
eduardo.lima@eldorado.org.br, antenor@unicamp.br).

**Abstract:** This work presents a methodology to select the inductors and the output capacitor for a N-branch interleaved buck converter for electric vehicle charging applications. Using this analysis, its possible to specify the passive components so that the output ripple of the current is below a certain limit, as defined in the IEC 61851-23:2014 standard for electrical vehicles charging. Additionally, it is presented a methodology to define the critical current in each inductor for operation in continuous current mode. Simulations results are shown to validate the proposed design technique and control algorithm.

**Resumo:** Neste trabalho é apresentada uma metodologia para o dimensionamento dos indutores e do capacitor de saída para conversores *buck* entrelaçados de N ramos aplicados em carregamento de veículos elétricos. A partir da análise, se tem a especificação dos componentes passivos de modo que o *ripple* da corrente de saída esteja abaixo de um limite estabelecido, assim como estipulado pela norma IEC 61851-23:2014 de sistema de recarga condutiva para veículos elétricos. Além disso, é apresentada uma maneira de definir a corrente crítica em cada indutor, que define um limite para o conversor operar em modo de condução contínua. Por fim, são apresentados o diagrama de controle de um conversor *buck* entrelaçado de 3 ramos e as respectivas simulações para validar as metodologias proposta e o algoritmo de controle.

**Keywords:** DC-DC converters; interleaved buck; battery charging; passive components design; continuous current mode; discontinuous current mode.

**Palavras-chaves:** Conversores *DC-DC*; conversor abaixado entrelaçado; carregamento de bateria; projeto de componentes passivos; modo de condução contínua; modo de condução descontínua.

## 1. INTRODUÇÃO

O mercado de veículos elétricos (VEs) está em grande expansão, e com ele, toda a infraestrutura necessária: aumento da capacidade da rede elétrica, desenvolvimento de baterias mais eficazes, desenvolvimento de conversores de alto rendimento, entre outros tópicos Khaligh and D'Antonio (2019).

Na Figura 1, pode-se observar que a venda de VEs até 2021 está aumentando de forma exponencial. Na Figura 2 está apresentada a tendência de mercado para os próximos anos publicada pela International Energy Agency (IEA). Portanto, percebe-se que a tendência é que haja um aumento expressivo na quantidade de VEs no mercado até 2060.

\* Este trabalho foi financiado pelo Instituto de Pesquisas Eldorado, pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) projeto #2016/08645-9 e em parte pela agência brasileira de pesquisa Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), código de financiamento 001

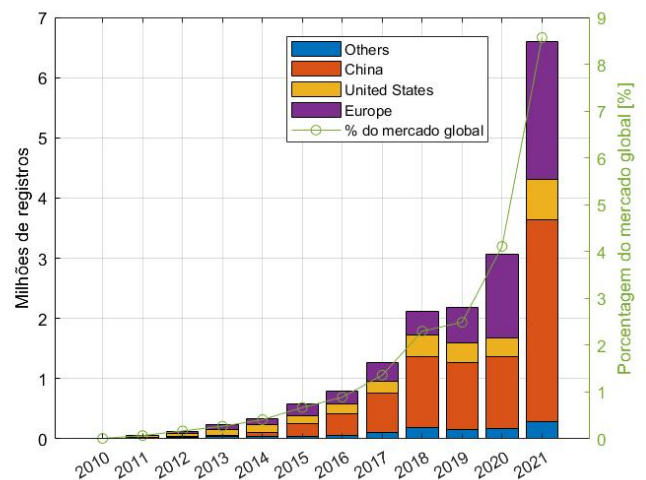


Figura 1. Vendas globais de VEs e porcentagem do mercado global de 2010 a 2021 IEA (2022).

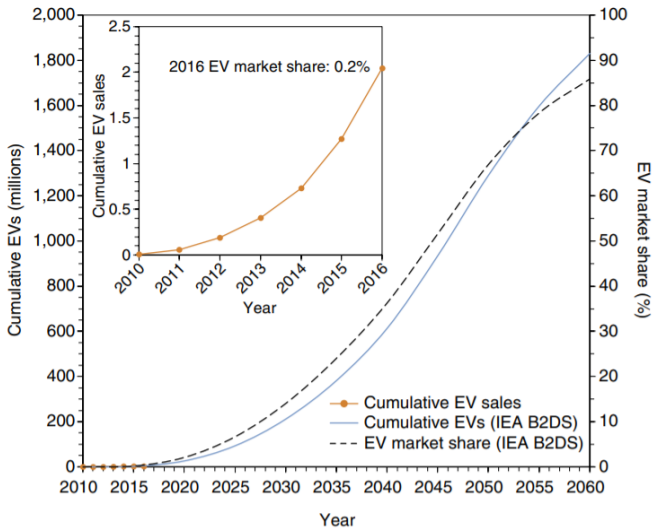


Figura 2. Quantidade estimada de VEs no mercado até 2060 Cano et al. (2018).

Para que VEs tenham grande aceitação do mercado, é necessário reduzir o tempo de carregamento, assim como o custo e aumentar a autonomia. O tempo de carregamento está associado à baixa potência dos carregadores eletrônicos internos do veículo. Uma alternativa é o uso de carregadores rápidos, nos quais o conversor eletrônico de potência está externo ao veículo, podendo chegar até 400 kW dependendo do veículo Khaligh and D'Antonio (2019), Sanguesa et al. (2021).

Em sistema de carregamento rápido de VEs, geralmente são utilizados dois conversores em cascata. O primeiro conversor é CA-CC Guerreiro et al. (2021), ou seja, realiza a retificação da tensão da rede e criação de um barramento CC com valor fixo. Este barramento pode ser formado por um retificador ativo utilizando técnicas de controle clássicas ou modernas, como o *Model Predictive Control* (MPC) Guo et al. (2019). O segundo é um conversor CC-CC, tendo a função de realizar o controle da potência transferida para o VE de acordo com os valores de tensão e corrente estabelecidos, Chakraborty et al. (2019), Nayak (2019).

Para a utilização no mercado brasileiro, é necessário que o conversor utilizado no carregador rápido esteja de acordo com os requisitos da norma ABNT NBR IEC 61851-23, que, em conjunto com a NBR IEC 61851-1:2013, apresenta os requisitos necessários para as estações de recarga em corrente contínua com tensão de entrada CA ou CC até  $1.000 V_{CA}$  e até  $1.500 V_{CC}$  de acordo com a IEC 60038. Um dos requisitos desta norma é o limite do *ripple* da corrente de saída, parâmetro necessário para o projeto do filtro de saída do conversor.

Neste contexto, várias topologias podem ser utilizadas Chakraborty et al. (2019). De acordo com Chakraborty et al. (2019), o conversor *buck* entrelaçado de três ramos é popular na indústria automotiva devido ao controle flexível, tamanho compacto, multifuncionalidades, alta eficiência e boa confiabilidade para aplicações em VEs. Além disso, como este não apresenta um transformador em alta frequência, o projeto e construção são mais simples.

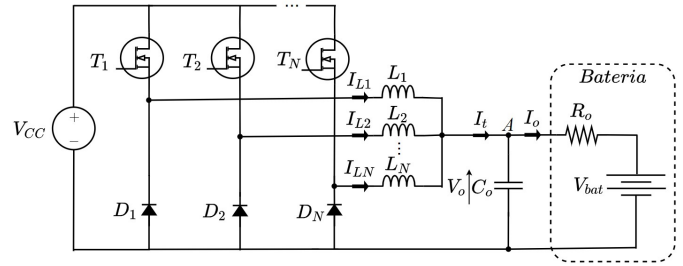


Figura 3. Topologia do conversor *buck* entrelaçado de N ramos conectado a uma bateria.

Relacionado ao conversor *buck* entrelaçado, um tópico de interesse é a definição da corrente crítica nos indutores do filtro quando operando em modo de condução contínua (MCC). Abaixo da corrente crítica, as correntes nos indutores do conversor se tornam zero durante o período de chaveamento. Com isso, o conversor começa a operar em modo de condução descontínua (MCD). Nesta condição, o modelo de pequenos sinais do MCC deixa de ser válido Middlebrook and Cuk (1976) Cuk and Middlebrook (1977), fazendo com que o controlador deixe de responder como o esperado. Para que o conversor sempre opere em MCC, é possível adicionar um transistor em paralelo com cada diodo dos ramos do conversor. Porém, esta estrutura não é sempre utilizada pois implica em um aumento de custo e complexidade, relativo ao acréscimo de N chaves. Deste modo, a definição da corrente crítica se torna necessária em uma gama de aplicações.

Portanto, neste trabalho, será apresentada uma metodologia, a partir da qual, um valor de *ripple* máximo é definido para a corrente da bateria do VE, a partir deste *ripple* é possível definir os valores dos indutores e do capacitor de saída. Após isso será apresentada uma metodologia para a definição da corrente crítica nos indutores do conversor. Por fim, será apresentado o sistema de controle de um conversor *buck* entrelaçado de três ramos e resultados de simulação para a validação das metodologias propostas.

## 2. TOPOLOGIA DO CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE N RAMOS

A topologia de um conversor *buck* entrelaçado de N ramos está apresentada na Figura 3. Como diversos modelos de baterias podem ser conectados em um carregador rápido de VEs e como os parâmetros das baterias podem sofrer significativa variação ao longo da vida útil Wang et al. (2017), o modelo de bateria escolhido para a modelagem foi o equivalente de Thévenin constituído de uma resistência ( $R_o$ ) em série com uma fonte de tensão ( $V_{bat}$ ) Cittanti et al. (2017). O indutor  $L_N$  e o capacitor  $C_o$  são responsáveis pela etapa de filtragem. O dimensionamento destes elementos é apresentado na seção seguinte.

## 3. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO *LC* A PARTIR DO *RIPPLE* DE $I_o$

### 3.1 *ripple* máximo em $I_t$

De acordo com Yang et al. (2017), o *ripple* da corrente triangular  $I_t$  de um conversor *buck* entrelaçado de N ramos é dado por (1).

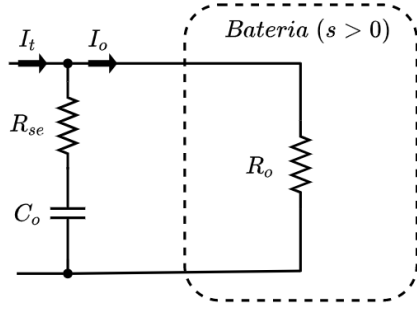


Figura 4. Circuito equivalente da conexão do capacitor com a bateria para  $s = j\omega > 0$ .

$$\Delta I_{t_{max}} = \frac{V_{CC}}{4 \cdot N \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (1)$$

Onde:

- $N$  é o número de ramos do conversor;
- $L$  é o valor dos indutores  $L_1, L_2, L_3, \dots, L_N$ ;
- $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento;
- $V_{CC}$  é a tensão do barramento  $CC$ .

De acordo com Yang et al. (2017), a corrente  $I_t$  tem um valor de *ripple* máximo quando o ciclo de trabalho tem o valor definido em (2).

$$d|\Delta I_{t_{max}} = \frac{1}{2 \cdot N} \quad (2)$$

Perceba que este *duty cycle* define a tensão de saída  $V_o$  na qual se tem o valor de  $\Delta I_{t_{max}}$  máximo.

### 3.2 Constituição das componentes harmônicas em $I_t$

Como apresentado em Yang et al. (2017) e Garcia et al. (2009), a corrente de saída  $I_t$  é triangular. Tendo como referência, a porcentagem da componente fundamental  $f_{sw}$  e suas múltiplas ímpares até a sétima harmônica Cheever (2005). Deste modo, a constituição da forma de onda segue as seguintes proporções:

- $N \cdot f_{sw} = 81$  %;
- $3 \cdot N \cdot f_{sw} = 9,01$  %;
- $5 \cdot N \cdot f_{sw} = 3,24$  %;
- $7 \cdot N \cdot f_{sw} = 1,65$  %.

### 3.3 Análise do filtro de saída conectado com a bateria e conformidade com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014

Considerando o modelo de bateria escolhido e apresentado na Figura 3, apenas o comportamento principal da bateria é utilizado para o projeto do conversor e do controle. Veja que o sistema funcionará adequadamente para modelos de diferentes fabricantes caso sejam utilizadas margens de estabilidade e dimensionamento adequadas.

Analisando o filtro de saída em paralelo com a bateria, apresentado na Figura 4, pode-se obter o equacionamento para a corrente  $I_o$  (3). Veja que a  $V_{bat}$  não é considerada para a análise quando  $s > 0$ , e portanto, não terá influência na estabilidade do sistema.

$$I_o(s) = I_t(s) \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{(R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (3)$$

A partir de (3), substituindo  $s = j\omega$ , é possível definir a razão entre as correntes  $I_o$  e  $I_t$ . Esta razão foi chamada de  $B$  e está apresentada em (4).

$$B = \left| \frac{I_o(j\omega)}{I_t(j\omega)} \right| = \sqrt{\frac{(C_o \cdot R_{se} \cdot \omega)^2 + 1}{[(R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot \omega]^2 + 1}} \quad (4)$$

Substituindo na parte esquerda de (4) a corrente de *ripple* máxima em  $I_t$  e a corrente máxima admitida na ABNT NBR IEC 61851-23:2014 para  $I_o$  e analisando a equação na  $i$ -ésima componente espectral, obtém-se (5).

$$B = \left| \frac{k_i \cdot \Delta I_{o_{norma}}}{k_i \cdot \Delta I_{t_{max}}} \right| = \sqrt{\frac{(C_o \cdot R_{se} \cdot \omega_i)^2 + 1}{[(R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot \omega_i]^2 + 1}} \quad (5)$$

Onde:

- $\Delta I_{t_{max}}$  é a corrente máxima de *ripple* em  $I_t$ ;
- $\Delta I_{o_{norma}}$  é a corrente máxima de *ripple* admitida na ABNT NBR IEC 61851-23:2014 para  $I_o$ ;
- $k_i$  é fração da amplitude da corrente de *ripple* na  $i$ -ésima componente espectral;
- $\omega_i$  é frequência angular na  $i$ -ésima componente espectral.

Simplificando (5), se obtém (6).

$$B = \left| \frac{\Delta I_{o_{norma}}}{\Delta I_{t_{max}}} \right| = \sqrt{\frac{(C_o \cdot R_{se} \cdot \omega_i)^2 + 1}{[(R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot \omega_i]^2 + 1}} \quad (6)$$

Devido à natureza do filtro passa baixas do circuito da Figura 4, é suficiente considerar  $\omega_i = \omega_{f_{sw}} = 2\pi \cdot N \cdot f_{sw}$  na equação (6) para que o *ripple* fique em conformidade com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014. Isto pode ser visualizado no diagrama de Bode da Figura 5, onde pode-se observar que  $B = 0,5$  em  $\omega_{f_{sw}}$  e  $B < 0,5$  para as harmônicas de ordem mais elevada.

### 3.4 Cálculo de $C_o$ e de $L$

Substituindo (1) em (6) e isolando  $C_o$ , é obtida (7).

$$C_o = \frac{1}{\omega_{f_{sw}}} \cdot \left[ \frac{V_{CC}^2 - (4 \cdot L \cdot N \cdot \Delta I_{o_{norma}} \cdot f_{sw})^2}{(4 \cdot L \cdot N \cdot (R_o + R_{se}) \cdot \Delta I_{o_{norma}} \cdot f_{sw})^2 - (R_{se} \cdot V_{CC})^2} \right]^{1/2} \quad (7)$$

Uma possibilidade para definir os valores dos componentes passivos, é escolher o valor de  $\Delta I_{t_{max}}$  e utilizar (1) para encontrar o valor de  $L$ . Após isso, utilizar o valor de  $L$  em (7) e finalmente encontrar o valor de  $C_o$ .

Outra possibilidade seria que, definidos os outros parâmetros de (7), é possível encontrar os valores de  $C_o$  em função de  $L$  tal que a corrente de saída esteja em conformidade com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014. Um exemplo está apresentado na Figura 6, onde os valores diferentes de zero são os valores reais de (7) e, portanto, possíveis combinações de filtros LC. Na Figura 6, o valor de  $R_o$

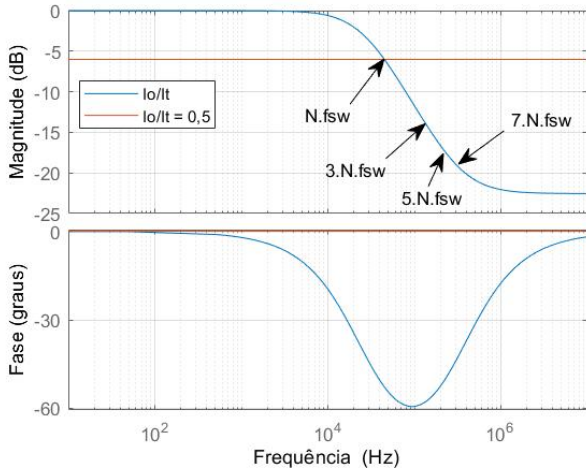


Figura 5. Razão entre as correntes  $I_o(s)$  e  $I_t(s)$ , onde  $C_o = 43\mu F$ ,  $R_{se} = 10m\Omega$ ,  $L_{1,2,3} = 144,4\mu H$ ,  $N = 3$ ,  $f_{sw} = 15kHz$  e  $R_{se} = 10m\Omega$ . Os valores de  $C_o$  e  $L_{1,2,3}$  foram obtidos da Tabela 1.

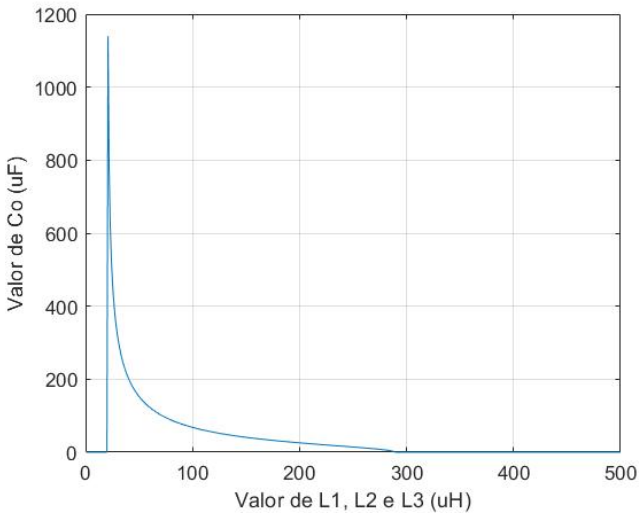


Figura 6. Relação entre  $L_{1,2,3} \times C_o$ , onde  $N = 3$ ,  $R_o = 134m\Omega$ ,  $I_{o,norma} = 25A$ ,  $f_{sw} = 15kHz$ ,  $R_{se} = 10m\Omega$ ,  $V_{CC} = 1300V$ ,  $f_{sw} = 15kHz$ .

foi obtido pela estimação da resistência equivalente da bateria NCR18650BF da fabricante Panasonic, utilizada em VEs Panasonic (2021). Considerando o armazenamento de 90 kWh, implica em 97 baterias em série e 47 ramos em paralelo, como o fabricante não informa a resistência interna, foi utilizada a apresentada em PSIM (2016), de  $65m\Omega$  por unidade.

Desta maneira, o(a) projetista pode avaliar o custo benefício na escolha dos componentes. É importante observar que uma diminuição expressiva no valor de  $L$  implica em um aumento significativo no *ripple* da corrente  $I_t$ .

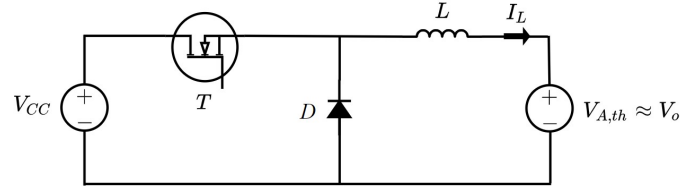


Figura 7. Circuito equivalente de um ramo do conversor buck entrelaçado de  $N$  ramos.

#### 4. CÁLCULO DA CORRENTE CRÍTICA EM $L_N$ EM FUNÇÃO DA CORRENTE MÉDIA EM $I_o$

O cálculo da corrente crítica será feito utilizando-se a Figura 3. Note-se que a tensão  $V_o$  varia pouco em relação a dinâmica da corrente nos indutores  $L_N$ , para aplicações de carregamentos de bateria de VEs. Portanto, a tensão  $V_o$  pode ser considerada aproximadamente constante, no entanto, durante o carregamento da bateria, esta tensão aumenta gradativamente.

##### 4.1 Circuito equivalente de Thévenin

Aplicando o teorema de Thévenin no ponto 'A' da Figura 3, é possível considerar o capacitor  $C_o$  como uma fonte de tensão constante, obtendo como resultado (8) e (9). Deve-se atentar que um bom capacitor de elo CC deve ter baixa indutância e resistência equivalente série (ESR), além de tolerância a *ripple* elevado e capacidade de operar na temperatura da aplicação Elektronik (2021).

$$V_{A,th} \approx V_o \quad (8)$$

$$R_{A,th} = \frac{R_{se} \cdot R_o}{R_{se} + R_o} \approx 0 \quad (9)$$

Pode-se considerar que cada ramo do conversor opera de maneira independente, não ocorrendo fluxo de corrente de um ramo para outro, devido à presença dos diodos  $D_1, D_2, \dots, D_N$ . Deste modo, o circuito equivalente para cada ramo do conversor está apresentado na Figura 7, onde:

- D representa algum dos diodos  $D_1, D_2, \dots, D_N$ .
- T representa algum dos transistores  $T_1, T_2, \dots, T_N$ .
- L representa algum dos indutores  $L_1, L_2, \dots, L_N$ .

##### 4.2 Cálculo de $I_{o,critico}$

Considerando que as correntes estão equilibradas em cada ramo do conversor, que para ocorrer deve ser garantido pelo sistema de controle, quando o sistema está operando com corrente crítica nos indutores  $L_N$ , (10) é verdadeira.

$$\frac{I_{o,critico}}{N} - \frac{I_{L,pico}}{2} = 0, \quad (10)$$

onde:

- $I_{o,critico}$  é a corrente média de  $I_o$  que implica em corrente crítica em  $L$ ;
- $I_{L,pico}$  é o valor de pico da corrente em  $L$ .

Portanto, a corrente crítica ocorre quando:

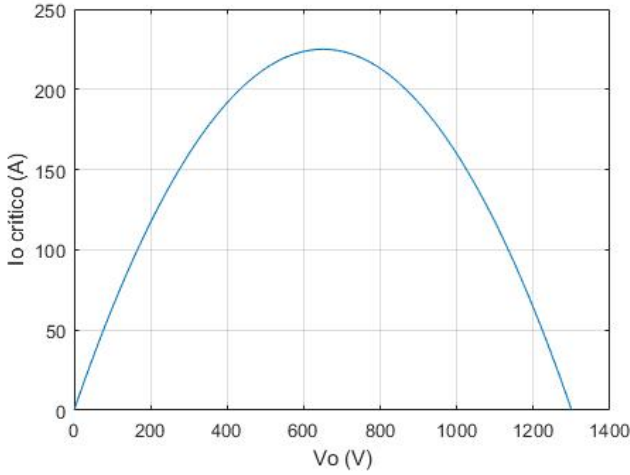


Figura 8. Corrente  $I_{ocrítico}$  que implica modo de condução crítica em  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , onde  $N = 3$ ,  $f_{sw} = 15kHz$ ,  $L_{1,2,3} = 144,44\mu H$  e  $V_{CC} = 1300V$ .

$$I_{ocrítico} = \frac{N \cdot I_{Lpico}}{2} \quad (11)$$

Analisando o circuito da Figura 7, obtém-se (12) e (13).

$$I_{Lpico} = \frac{d \cdot T_{sw} \cdot (V_{CC} - V_o)}{L} \quad (12)$$

$$d = \frac{V_o}{V_{CC}} \quad (13)$$

Onde:

- $d$  é o ciclo de trabalho;
- $T_{sw}$  é o período de chaveamento.

Substituindo (13) em (12), e (12) em (11), tem-se que a corrente crítica é dada por (14).

$$I_{ocrítico} = \frac{N \cdot V_o \cdot T_{sw} \cdot (1 - \frac{V_o}{V_{CC}})}{2L} \quad (14)$$

A Figura 8 apresenta um exemplo da aplicação de (14). Pode-se perceber que a corrente  $I_{ocrítico}$  depende do valor da tensão de saída  $V_o$  e, portanto, da faixa de operação do carregador do VE.

## 5. SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK ENTRELAÇADO DE 3 RAMOS

Utilizando-se como base Balen et al. (2017), serão consideradas 4 malhas de controle: uma para o controle da corrente  $I_t(s)$ , uma para o controle da tensão  $V_o(s)$  e duas para o controle das correntes circulantes  $I_{c1}(s)$  e  $I_{c2}(s)$ .

### 5.1 Modelagem das malhas de corrente e tensão

Para que cada ramo do conversor conduza o mesmo valor de corrente é necessário que haja um controle atuando para diminuir a diferença entre as correntes dos ramos, estas correntes foram definidas como correntes circulantes em

Balen et al. (2017). Para o conversor *buck* entrelaçado, as correntes circulantes são dadas por (15) e (16).

$$i_{c1}(s) = I_{L1}(s) - I_{L2}(s) \quad (15)$$

$$i_{c2}(s) = I_{L2}(s) - I_{L3}(s) \quad (16)$$

A função de transferência para as variáveis de controle  $d_{c1}(s)$  e  $d_{c2}(s)$  em relação as correntes circulantes  $i_{c1}(s)$  e  $i_{c2}(s)$ , respectivamente, estão apresentadas em (17).

$$G_{ic1d}(s) = G_{ic2d}(s) = \frac{i_{c1}(s)}{d_{c1}(s)} = \frac{i_{c2}(s)}{d_{c2}(s)} = \frac{V_{CC}}{sL} \quad (17)$$

A função de transferência da relação entre  $I_t(s)$  e  $d_t(s)$  é dada por (18).

$$G_{itd}(s) = \frac{I_t(s)}{d_t(s)} = \frac{3 \cdot V_{CC} \cdot (R_o \cdot C_o \cdot s + 1)}{L \cdot R_o \cdot C_o \cdot s^2 + L \cdot s + 3 \cdot R_o} \quad (18)$$

A equação da tensão de saída  $V_o$  está apresentada em (19).

$$V_o(s) = I_t(s) \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (19)$$

Portanto, substituindo (18) em (19), leva à obtenção da função de transferência de  $V_o(s)/d_t(s)$  (20).

$$G_{V_o}(s) = \frac{V_o(s)}{d_t(s)} = \frac{3 \cdot V_{CC} \cdot (R_o \cdot C_o \cdot s + 1)}{L \cdot R_o \cdot C_o \cdot s^2 + L \cdot s + 3 \cdot R_o} \cdot \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (20)$$

### 5.2 PWM e Delay

Conforme apresentado em Agorreta et al. (2011), a função de transferência relativa ao PWM juntamente com o atraso de computação, considerando *double-update*, é dada por (21).

$$dl(s) = \frac{1 - 0,5sT_s}{(1 + 0,5sT_s)^2} \quad (21)$$

### 5.3 Controladores PI

São utilizados quatro controladores PI: um para o controle da corrente  $I_t$ , chamado de  $CP_{I_t}$ , e os outros dois para o controle das correntes  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$ . Como os controladores para as correntes  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$  são iguais, ambos foram denominados  $PI_{i_c}$ .

Além destes controladores de corrente, há um controlador em uma malha externa para o controle da tensão  $V_o$ , este foi denominado  $PI_{V_o}$ . Este controlador é utilizado para limitar a corrente de saída, caso a tensão medida de  $V_o$  ultrapasse a referência de tensão, como estipulado na ABNT NBR IEC 61851.

### 5.4 Diagramas de blocos das malhas de controle

A Figura 12 apresenta as malhas de controle da corrente  $I_t(s)$  e da tensão  $V_o(s)$ . Nas Figuras 9 e 10, estão apresentadas as malhas de controle das correntes circulantes



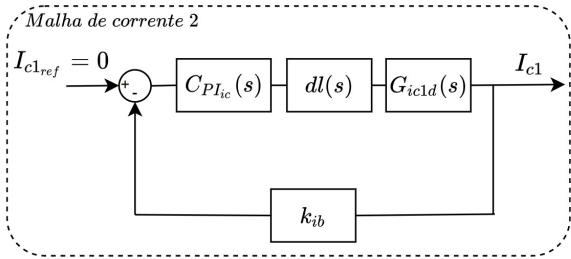


Figura 9. Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de circulação  $i_{c1}(s)$ .

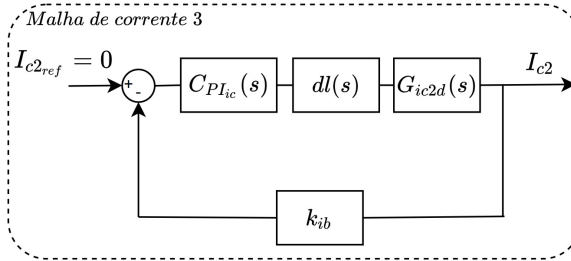


Figura 10. Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de circulação  $i_{c2}(s)$ .

$i_{c1}$  e  $i_{c2}$ , respectivamente, onde  $k_{ib}$  é o ganho do sensor de corrente e  $k_{vb}$  é o ganho do sensor de tensão. Veja que o sistema apresentado na Figura 12 é capaz de carregar a bateria com corrente constante e com tensão constante, que se inicia assim que o valor na saída do bloco  $C_{PI_{V_o}}$  se torna menor do que  $I_{t_{max}} \cdot k_{ib}$ . Como as duas malhas estão em cascata, o sistema continua sendo do tipo *Single-Input Single-Output* (SISO).

## 6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Visando validar os aspectos teóricos apresentados nas seções anteriores, uma simulação em ambiente PSIM™ foi desenvolvida. O circuito foi simulado com os parâmetros da tabela 1. Os parâmetros da bateria foram inseridos conforme a necessidade dos ensaios em simulação a serem apresentados. Os valores de  $C_o$  e  $L_{1,2,3}$  da tabela 1 foram obtidos pela aplicação de (1) e (7), constituindo um ponto do gráfico da Figura 6.

### 6.1 Corrente crítica nos indutores $L_1$ , $L_2$ e $L_3$

Na primeira simulação, os parâmetros da bateria e tensão de referência para  $V_o$  foram escolhidos tal que houvesse corrente crítica nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , com valor  $I_{o_{critico}} = 213$  A. Os parâmetros da bateria e tensão de referência para  $V_o$  foram:  $R_o = 469,48$  mΩ,  $V_{bat} = 400$  V e referência de  $V_o$  em 500 V. Os resultados estão apresentados na Figura 11.

Pode-se perceber, através da Figura 11, que a tensão  $V_o$  medida permanece aproximadamente em 500 V, durante a variação das correntes nos indutores, conforme esperado. O detalhe mostra que as correntes nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  estão com valor crítico, validando (14).

Tabela 1. Parâmetros de Simulação

Parâmetros do sistema	Valores
Tensão do barramento $CC$ ( $V_{CC}$ )	1300 V
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	15 kHz
Frequência de amostragem ( $f_s$ )	15 kHz
Ganho dos sensores ( $k_{ib}$ ; $k_{vb}$ )	(0,002; 0,0009615)
Capacitor de saída ( $C_o$ )	43 μF
Indutores ( $L_1$ ; $L_2$ ; $L_3$ )	144.44 μH
Número de ramos (N)	3
PI malha de corrente 1 ( $C_{PI_{I_t}}$ )	$kp_1=0,163$ ; $ki_1=23,30$
PI malhas de corrente 2 e 3 ( $C_{PI_{i_c}}$ )	$kp_2=0,1716$ ; $ki_2=115,23$
PI malha de tensão ( $C_{PI_{V_o}}$ )	$kp_3=0$ ; $ki_3=12538$
Corrente média máxima em $I_o$	500 A

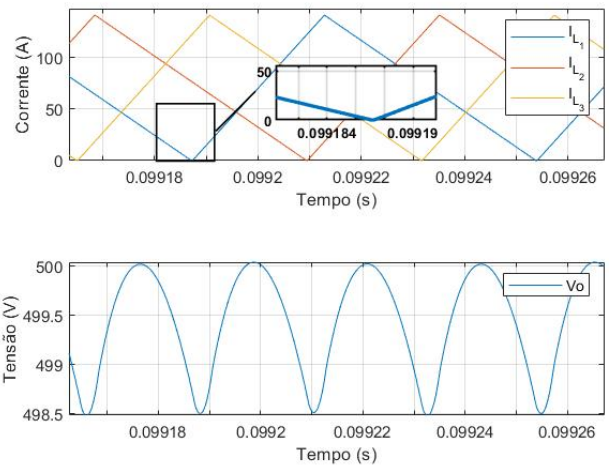


Figura 11. Ocorrência de corrente crítica em  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , onde  $I_{o_{critico}} = 213$  A. O detalhe mostra um zoom aplicado na corrente  $I_{L_1}$ .

### 6.2 Relação entre as correntes $I_t$ e $I_o$ e verificação da conformidade com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014

Conforme visto, o *ripple* máximo ocorre quando o ciclo de trabalho é dado por (2). Como o conversor *buck* entrelaçado da simulação contém 3 ramos,  $d|\Delta I_{t_{max}}| = 0,1666$ . Realizando a simulação neste ponto de operação, tem-se os resultados apresentados na Figura 13.

Pode-se perceber na Figura 13 que a corrente  $I_t$  está com o *ripple* máximo definido de 50 A, conseqüentemente a corrente  $I_o$  também está com o *ripple* máximo, e este está abaixo de  $\Delta I_{o_{norma}} = 25$  A, de acordo com o especificado. Observe que, de acordo com (1),  $\Delta I_{t_{max}}$ , e conseqüentemente  $\Delta I_{o_{max}}$ , não dependem da corrente média de saída do conversor.

### 6.3 Comportamento do carregador de baterias de VEs mediante distúrbio na tensão $V_{CC}$ e transição entre modos de carregamento

Para verificar o comportamento do sistema mediante distúrbio na tensão de entrada, foi realizada uma simulação onde, durante o carregamento da bateria, há um degrau

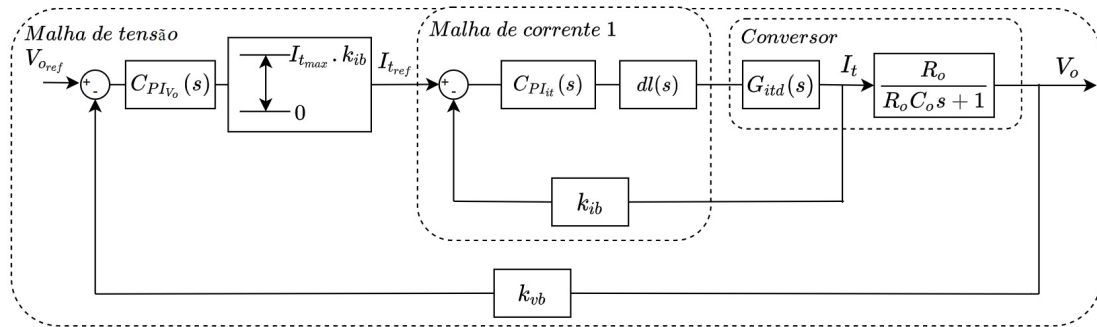


Figura 12. Diagrama de blocos do sistema para o controle da corrente de saída  $I_t(s)$  e a tensão de saída  $V_o(s)$ .

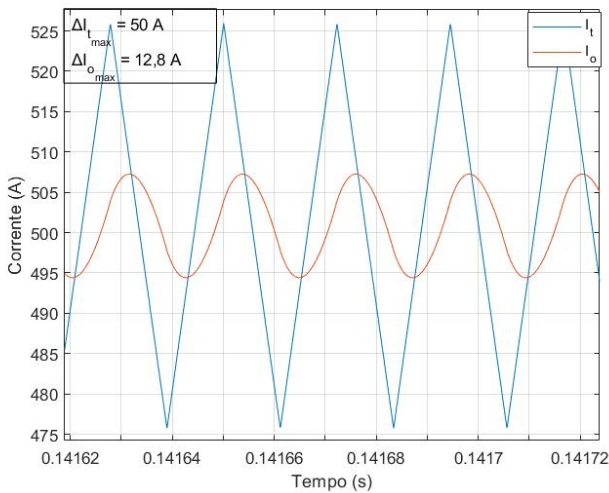


Figura 13. Correntes  $I_o$  e  $I_t$  quando o ripple no conversor é máximo, onde foi definido  $\Delta I_{t_{max}} = 50A$  e  $\Delta I_{o_{norma}} = 25A$ , B especificado foi de 0,5.

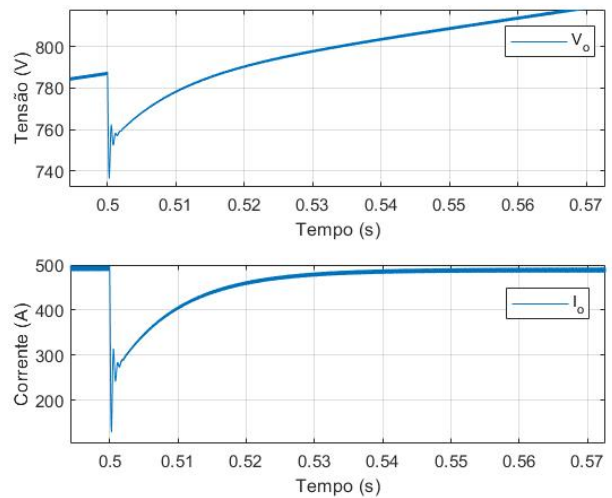


Figura 14. Comportamento da tensão  $V_o$  e corrente  $I_o$  mediante aplicação de um degrau de 1300V para 1100V na tensão  $V_{CC}$  em  $t = 0,5s$  durante o carregamento da bateria.

de 1300V para 1100V na tensão de entrada  $V_{CC}$ . Os resultados podem ser visualizados na Figura 14.

Na Figura 14, pode-se perceber que o sistema se mantém estável após a aplicação do distúrbio. Com os resultados apresentados, a partir de aproximadamente 0,53s, o valor de corrente está suficientemente próximo da referência de 500A, permanecendo de acordo com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014.

Na Figura 15, pode-se observar a transição do modo de carregamento em corrente constante para o modo de carregamento em tensão constante. Percebe-se que há uma transição suave de um modo de operação para o outro, mantendo a tensão na bateria no limite estabelecido de 900 V a partir de aproximadamente 0,47s e diminuindo o valor da corrente  $I_o$  abaixo dos 500A que estavam sendo aplicados no modo de carregamento em corrente constante.

Percebe-se nas Figura 14 e 15 que há um pequeno erro na corrente  $I_o$ . Na Figura 14 este erro é causado pela velocidade de atuação do controlador PI, onde em regime de erro apresentado se torna nulo. Na Figura 15 o erro é causado pela dinâmica na tensão  $V_o$ , onde em uma aplicação real a dinâmica será muito mais lenta, tornando-se válida a consideração que  $V_{bat}$  é um valor aproximadamente constante

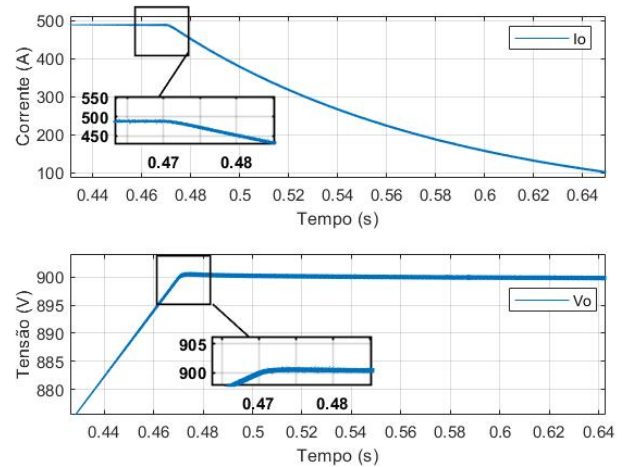


Figura 15. Transição do carregamento em corrente constante para carregamento em tensão constante.

do ponto de vista do controlador e o erro em regime será próximo de zero, conforme projetado.

## 7. CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentadas metodologias para a definição dos valores dos componentes passivos para conversores *buck* entrelaçados de N ramos. Além disso, foi feita uma análise da corrente de saída do conversor que implica em corrente crítica nos indutores dos ramos. Em relação ao controle das correntes circulantes, há uma distribuição igual de corrente nos ramos, evitando sub utilização ou sobrecarga de algum dos ramos que podem ocorrer devido a pequenas diferenças entre eles na aplicação real. Por fim, foram apresentados resultados de simulação, validando as metodologias propostas. Pode-se perceber que o sistema apresentado para o *buck* entrelaçado de 3 ramos apresenta uma dinâmica satisfatória mediante distúrbios durante o carregamento da bateria, se mantendo em conformidade com a ABNT NBR IEC 61851-23:2014. Em trabalhos futuros, serão apresentados resultados experimentais referentes às metodologias propostas neste artigo.

## REFERÊNCIAS

- Agorreta, J., Borrega, M., Lopez Taberna, J., and Marroyo, L. (2011). Modeling and control of -paralleled grid-connected inverters with lcl filter coupled due to grid impedance in pv plants. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 26, 770 – 785. doi:10.1109/TPEL.2010.2095429.
- Balen, G., Reis, A.R., Pinheiro, H., and Schuch, L. (2017). Modeling and control of interleaved buck converter for electric vehicle fast chargers. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 1–6. doi:10.1109/COBEP.2017.8257412.
- Cano, Z., Banham, D., Ye, S., and et al. (2018). Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets. *Nat Energy*, 3, 279–289. doi:https://doi.org/10.1038/s41560-018-0108-1.
- Chakraborty, S., Vu, H.N., Hasan, M.M., Tran, D.D., Baghdadi, M.E., and Hegazy, O. (2019). Dc-dc converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends. *Energies*, 12(8). doi:10.3390/en12081569. URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/8/1569>.
- Cheever, E. (2005). Fourier series examples. URL <https://lpsa.swarthmore.edu/Fourier/Series/ExFS.html>.
- Cittanti, D., Ferraris, A., Airale, A., Fiorot, S., Scavuzzo, S., and Carello, M. (2017). Modeling li-ion batteries for automotive application: A trade-off between accuracy and complexity. In *2017 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*, 1–8. doi:10.23919/EETA.2017.7993213.
- Cuk, S. and Middlebrook, R.D. (1977). A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode. In *1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 36–57. doi:10.1109/PESC.1977.7070802.
- Elektronik, T.M. (2021). Dc-link design tips. URL <https://www.tme.eu/gb/news/library-articles/page/42787/dc-link-design-tips/#design-considerations-in-selecting-an-inverter-dc-link-capacitor>.
- Garcia, O., Zumel, P., De Castro, A., Alou, P., and Cobos, J. (2009). Current self-balance mechanism in multiphase buck converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24, 1600 – 1606. doi:10.1109/TPEL.2009.2013859.
- Guerreiro, J.F., Arruda, V.C., Guillard, H., and Pomicino, J.A. (2021). Lcl filter design and damping analysis for grid-connected inverters in modern uncertain grid impedance conditions. In *2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 1–8. doi:10.1109/SPEC52827.2021.9709491.
- Guo, Y., Liu, M., Fang, X., Li, Z., and Zhang, X. (2019). Model predictive control for three-phase pwm rectifier with active power decoupling circuit under unbalanced grid voltages. In *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 1–5. doi:10.1109/PRECEDE.2019.8753277.
- IEA (2022). Global sales and sales market share of electric cars. URL <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/global-sales-and-sales-market-share-of-electric-cars-2010-2021>. Accessed: 2022-02-02.
- Khaligh, A. and D’Antonio, M. (2019). Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(4), 3306–3324. doi:10.1109/TVT.2019.2897050.
- Middlebrook, R. and Cuk, S. (1976). A general unified approach to modeling switching-converter power stages. *International Journal of Electronics*, 42. doi:10.1080/00207217708900678.
- Nayak, S.K. (2019). Electric vehicle charging topologies, control schemes for smart city application. In *2019 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India)*, 1–6. doi:10.1109/ITEC-India48457.2019.ITECINDIA2019-229.
- Panasonic (2021). Company Profile energy company, panasonic corporation. <https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf/ACA4000/ast-ind-198796.pdf>. Accessed: 2022-02-14.
- PSIM (2016). Tutorial lithium-ion battery model. <https://psim.powersimtech.com/hubfs/PDF%20Tutorials/General%20PSIM%20Use/Tutorial-Lithium-Ion-Battery-Model.pdf>. Accessed: 2022-02-14.
- Sanguesa, J.A., Torres-Sanz, V., Garrido, P., Martinez, F.J., and Marquez-Barja, J.M. (2021). A review on electric vehicles: Technologies and challenges. *Smart Cities*, 4(1), 372–404. doi:10.3390/smartcities4010022. URL <https://www.mdpi.com/2624-6511/4/1/22>.
- Wang, D., Bao, Y., and Shi, J. (2017). Online lithium-ion battery internal resistance measurement application in state-of-charge estimation using the extended kalman filter. *Energies*, 10(9). doi:10.3390/en10091284. URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/9/1284>.
- Yang, X., Zong, S., and Fan, G. (2017). Analysis and validation of the output current ripple in interleaved buck converter. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 846–851. doi:10.1109/IECON.2017.8216146.