

# METODOLOGIA DE PROJETO PARA CONTROLADOR DE CARGA FOTOVOLTAICO EMPREGANDO CONVERSOR BUCK CCM COM FILTRO DE QUARTA ORDEM NA SAÍDA

Eng. Charles Andre Haab, Dr. Leandro Michels

Departamento de Processamento de Energia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

Santa Maria, Brasil

eng.charleshaab@gmail.com, leandromichels@gmail.com

Dr. Renan Diego de Oliveira Reiter

Sonnen Energia LTDA

Santa Maria, Brasil

renandiego@sonnen.com.br

**Resumo** — Controladores de carga voltados para aplicações fotovoltaicas autônomas utilizam normalmente topologias de conversores clássicas como *Buck*, *Buck-boost*, *Cuk* e *Sepic* empregando filtro de segunda ordem na saída para a carga. A utilização de filtros de segunda ordem resulta em elementos magnéticos volumosos quando comparados a filtros de ordem superior e, com base nisso, esse trabalho propõe a utilização de um conversor do tipo Buck empregando um filtro de quarta ordem ( $LC^2$ ). Para essa topologia é apresentada uma metodologia de projeto dos elementos indutivos e capacitivos baseada nos requisitos de ondulações de tensão e corrente. Além disso é apresentado um exemplo de projeto considerando as normas vigente no Brasil.

**Palavras chave** — Controlador de carga, Conversor Buck, Filtro de quarta ordem, Sistemas fotovoltaicos autônomos

## I. INTRODUÇÃO

Sistemas fotovoltaicos (FV) para a geração de energia elétrica são um conjunto integrado de módulos fotovoltaicos e inversores, e opcionalmente por outros elementos como controlador de carga e baterias. Esses sistemas são classificados principalmente em duas categorias: Sistemas conectados à rede (*grid-connected*) e sistemas autônomos não conectados à rede (*off-grid*) [1]. Um sistema *off-grid* é composto basicamente por quatro elementos: (i) módulos fotovoltaicos, (ii) controlador de carga, (iii) inversor e (iv) banco de baterias.

Denomina-se por controladores de carga FV os sistemas de conversões usados para converter a energia gerada em séries FV e disponibilizá-las para armazenamento em baterias. Esses equipamentos geralmente são desenvolvidos utilizando topologias clássicas como conversores do tipo *Buck* [2], conversores do tipo *buck-boost* [3], *Cuk* [4] ou *Sepic* [5] empregando filtros do tipo LC de segunda ordem na saída para a carga.

Normalmente essa aplicação tem como característica reduzida tensão e elevada corrente processada, uma vez que a tensão é normalmente reduzida. Como resultado, os filtros

tornam-se caros, volumosos e com elevadas perdas, muitas vezes inviabilizando a sua produção. Para mitigar esse problema, propõe-se o uso de uma topologia de conversor cc-cc abaixador do tipo *Buck* síncrono com um filtro de saída para a carga de 4ª ordem ( $LC^2$ ), cujo tamanho dos elementos magnéticos tornam-se significativamente reduzidos.

Contudo, não são encontradas metodologias de projeto específicas para a topologia empregada nesse tipo de aplicação. Dessa forma, o objetivo desse trabalho é apresentar o conversor *Buck* utilizando o filtro  $LC^2$  e propor uma metodologia de projeto para os elementos indutivos e capacitivos e apresentar um projeto considerando as normas e legislações brasileiras.

## II. CONVERSOR BUCK $LC^2$

A topologia do conversor *Buck* síncrono com filtro de 4ª ordem considerado nesse trabalho é apresentada na Fig. 1, onde  $V_{PV}$  é a tensão do arranjo fotovoltaico,  $C_0$  é o capacitor de entrada,  $L_1$  e  $L_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são os indutores e capacitores do filtro de 4ª ordem,  $R_L$  é a carga conectada ao banco de baterias,  $r_B$  e  $V_B$  são respectivamente a resistência parasita e a tensão do banco de baterias.

Como o comportamento dos arranjos fotovoltaicos é não-linear [6], [7], obteve-se modelos linearizados em torno de pontos de operação aproximados por uma fonte de tensão em série com um resistor, conforme mostra a Fig. 2. Diversos métodos para determinação dos parâmetros  $R_{EQ}$  e  $V_{EQ}$  para esse modelo foram propostos na literatura, tal como é apresentado em [8]. O circuito elétrico equivalente resultante é apresentado na Fig. 3.

Esse conversor opera tanto em modo de condução contínuo (CCM) quanto descontínuo (DCM). No modo CCM esse conversor apresenta duas etapas de operação, que são apresentadas na Fig. 4(a) e 4(b). Na primeira etapa o interruptor  $S_1$  está em condução e  $S_2$  está bloqueado, sendo a energia transferida dos módulos fotovoltaicos para a carga. Já na segunda etapa o interruptor  $S_1$  está bloqueado e  $S_2$  está em

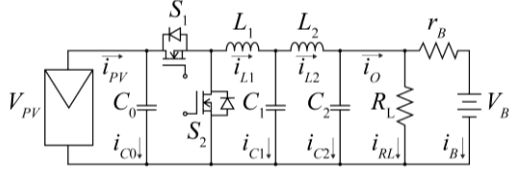


Fig. 1. Circuito esquemático do conversor Buck síncrono com filtro de 4ª ordem na saída

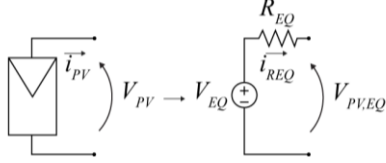


Fig. 2. Circuito elétrico equivalente dos arranjos fotovoltaico

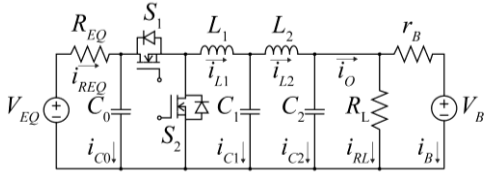


Fig. 3. Circuito elétrico equivalente do conversor considerando a linearização do arranjo fotovoltaico em torno de um ponto de operação

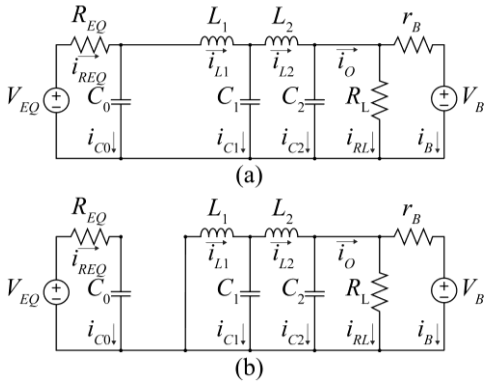


Fig. 4. Etapas de operação do conversor Buck com filtro de 4ª ordem em modo CCM

condução e a energia é transferida dos indutores para a carga. O modo de operação DCM não será abordado neste artigo.

Com base nas etapas de operação, a Fig. 5 apresenta as formas de onda de tensão e corrente que serão utilizadas como base para o projeto dos indutores e capacitores.

### III. METODOLOGIA DE PROJETO

Em regime permanente, dentro de um período de comutação, a tensão média do indutor  $L_1$  é zero. Assim, calculando-se a área da curva  $V_{L1}$ , determina-se o ganho estático  $d_1$  do conversor por:

$$d_1 = \frac{V_{C2}}{V_{C0}} \quad (1)$$

onde a tensão  $V_{C0}$  é igual a tensão  $V_{PV}$  em que o arranjo fotovoltaico foi linearizado. Por meio das leis de Kirchoff de tensão e corrente aplicadas ao circuito esquemático da Fig. 1 e considerando o rendimento do conversor como unitário, o valor de  $V_{C2}$  é determinado por:

$$V_{C2} = \frac{R_L(V_B \pm \sqrt{\delta})}{2(r_B + R_L)} \quad (2)$$

onde,

$$\delta = V_{Bat}^2 + \frac{4I_{PV}V_{PV}r_B(r_B + R_L)}{R_L} \quad (3)$$

O conversor apresentado nesse trabalho para a aplicação de carregador de baterias opera tanto em modo CCM quanto DCM. Contudo, a metodologia proposta considera somente o modo de operação CCM, uma vez que o conversor é projetado para operar nesse modo de operação para as correntes de carga mais elevadas.

#### A. Projeto de $C_0$

Com base nos gráficos de tensão e corrente no capacitor  $C_0$ , da corrente  $I_{PV}$  e da corrente no interruptor  $S_1$  é possível determinar a variação na quantidade de carga  $\Delta Q_{C0}$  armazenada no capacitor  $C_0$  por:

$$\Delta Q_{C0} = C_0 \Delta V_{C0} \quad (4)$$

$$\Delta Q_{C0} = I_{PV}(1-d_1)T_s \quad (5)$$

substituindo (5) em (4) obtêm-se:

$$C_0 = \frac{I_{PV,max}(1-d_{1,min})}{\Delta V_{C0}f_s} \quad (6)$$

que é a equação utilizada para determinar a capacitância do capacitor  $C_0$ .

Para capacitores com resistência série equivalente (RSE) não desprezível pode-se determinar  $C_0$  adicionando-se um termo relativo à ondulação de tensão devido à essa resistência, de modo que:

$$C_0 = \frac{I_{PV,max}(1-d_{1,min})T_s}{(\Delta V_{i,C0} + \Delta V_{i,RSE})} \quad (7)$$

#### B. Projeto de $L_1$

O valor da ondulação de corrente  $\Delta i_{L1}$  é obtido por meio da análise das formas de onda de tensão e corrente do indutor  $L_1$ , sendo determinada por:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{C2}T_s}{L_1}(1-d_1) = \frac{V_{PV}}{L_1f_s}(d_1-d_1^2) \quad (8)$$

dessa forma o valor de indutância do indutor  $L_1$  pode ser obtido isolando-se  $L_1$  na equação (8) e considerando-se  $V_{PV}$  máximo, obtendo-se:

$$L_1 = \frac{V_{PV,max}}{\Delta I_{L1}f_s} \max(d_1-d_1^2) \quad (9)$$

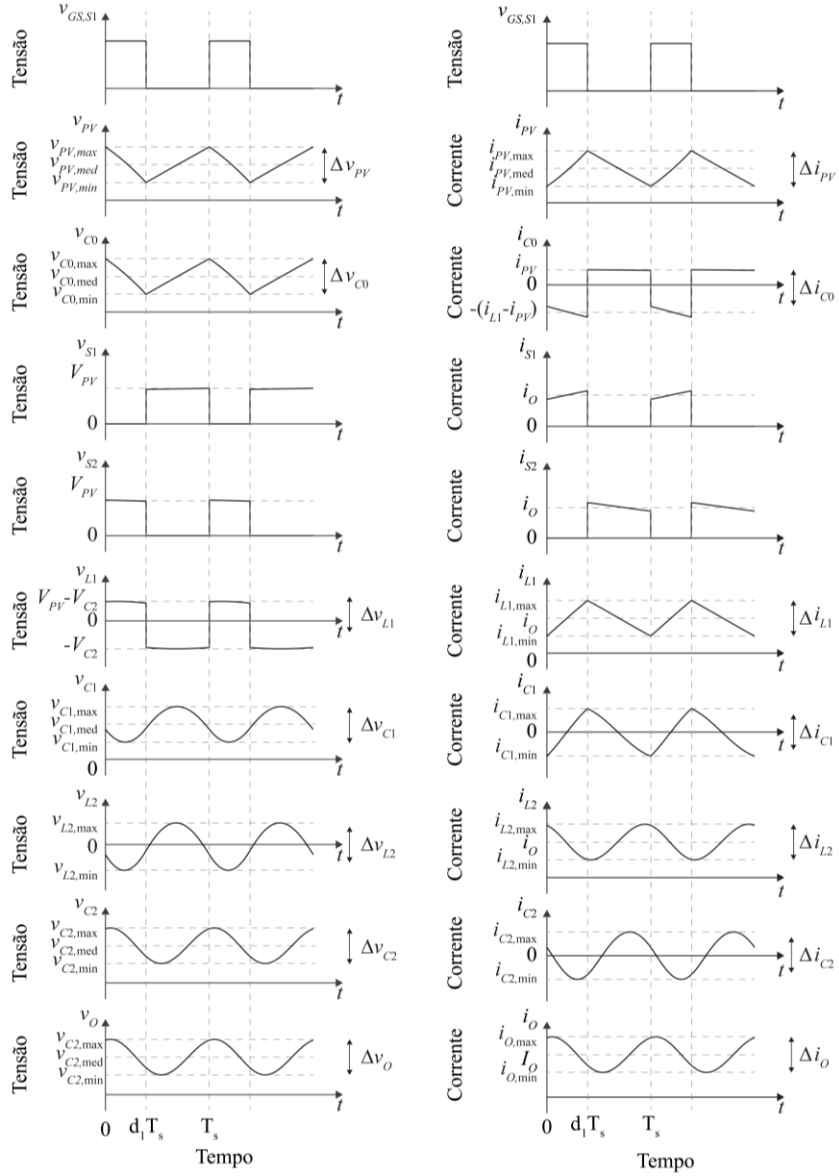


Fig. 5. Formas de onda do conversor *Buck* com filtro de quarta ordem

### C. Projeto de $C_1$

Com base nos gráficos de tensão e corrente no capacitor  $C_1$ , e das correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  a variação da carga  $\Delta Q_{C1}$  no capacitor  $C_1$  é:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_{C1}}{2} &= \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2} \right) \left( \frac{d_1 T_s + (1-d_1) T_s}{2} \right) \\ &= \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{8 f_s} \end{aligned} \quad (10)$$

Assim a ondulação de tensão  $\Delta V_{C1}$  referente à capacitância é obtida por:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{8 C_1 f_s} \quad (11)$$

de modo que o valor de capacitância  $C_1$  é determinado por:

$$C_1 = \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{8 \Delta V_{C1} f_s} \quad (12)$$

A ondulação de tensão ocasionada devido à RSE é defasada em relação à ondulação de tensão  $\Delta V_{C1}$ , de modo que o valor de capacitância  $C_1$ , considerando a RSE, é determinada por:

$$C_1 = \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{8 f_s (\Delta V_{C1} - \Delta V_{C1,RSE})} \quad (13)$$

### D. Projeto de $L_2$

A ondulação de tensão no indutor  $L_2$  é igual a ondulação de tensão no capacitor  $C_1$  somada a ondulação do capacitor  $C_2$ , pois  $V_{C2}$  é defasada em  $180^\circ$  de  $V_{C1}$ . Além disso, para simplificar o equacionamento, considera-se que essa ondulação seja senoidal e sem harmônicos, dessa forma tem-se:

$$v_{L_2}(t) \approx \frac{\Delta V_{C_1} \sin(2\pi f_s t) - [-\Delta V_{C_2} \sin(2\pi f_s t)]}{2} \quad (14)$$

integrando (14) e utilizando a equação característica da corrente no indutor obtêm-se  $i_{L_2}$ :

$$i_{L_2}(t) = \int \frac{v_{L_2}(t)}{L_2} dt + I_{L_2} \quad (15)$$

$$i_{L_2}(t) \approx -\frac{\Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2}}{4\pi L_2 f_s} \cos(2\pi f_s t) + I_{L_2} \quad (16)$$

cujos valores de pico são determinados por:

$$I_{L_2,\min} \approx i_{L_2}(0) = -\frac{\Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2}}{4\pi L_2 f_s} + I_{L_2} \quad (17)$$

$$I_{L_2,\max} \approx i_{L_2}(\pi) = +\frac{\Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2}}{4\pi L_2 f_s} + I_{L_2} \quad (18)$$

A ondulação de corrente é então obtida por:

$$\Delta I_{L_2} \approx I_{L_2,\max} - I_{L_2,\min} = \frac{\Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2}}{2\pi L_2 f_s} \quad (19)$$

Isolando  $L_2$  em (19) obtêm-se a equação para determinar o valor da indutância  $L_2$ .

$$L_2 > \frac{\Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2}}{2\pi \Delta I_{L_2} f_s} \quad (20)$$

#### E. Projeto de $C_2$

Analogamente ao projeto de  $C_1$ , primeiramente obtêm-se a variação de carga no capacitor  $C_2$ , obtida, considerando uma carga puramente resistiva que, teoricamente, apresenta a maior ondulação de tensão, por:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_{C_2}}{2} &= \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{\Delta I_{L_2}}{2} \sin(2\pi f_s t) dt + \\ &+ \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{\Delta I_o}{2} \sin(2\pi f_s t) dt \\ &= \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{\Delta I_{L_2}}{2} \sin(2\pi f_s t) dt + \\ &+ \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{\Delta V_{C_2}}{2 \frac{V_{C_2}}{I_o}} \sin(2\pi f_s t) dt \\ \frac{\Delta Q_{C_2}}{2} &= \frac{\Delta I_{L_2} + \frac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2} / I_{o,\max}}}{2\pi f_s} \end{aligned} \quad (21)$$

Por meio da definição de capacitância obtêm-se:

$$C_2 = \frac{\Delta I_{L_2} + \frac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2} / I_{o,\max}}}{2\pi \Delta V_{C_2} f_s} \quad (22)$$

## IV. EXEMPLO DE PROJETO

Um controlador de carga fotovoltaico deve atender a um conjunto de regulamentações e normas vigentes, como por exemplo, a NBR 5410 [9], NBR 14197 [10] e NBR 14204 [11], assim como a portaria número 4 de 04/01/2011 do INMETRO [12]. E a CISPR 22 [13]. Tanto a NBR 14197 quanto a NBR 14204 recomendam uma ondulação de tensão máxima de 1% da tensão da bateria e de 2  $A_{RMS}$  para cada 100 Ah de capacidade nominal ( $C_{10}$ ). Ainda, a portaria número 4 de 04/01/2011 do INMETRO, no anexo II, estabelece que o controlador de carga deve suportar uma sobretensão de 125 % na conexão com os módulos fotovoltaicos.

Ademais, de acordo com [14] e [15] chega-se a Tab. I, que apresenta os limites de tensões suportados por 3 tecnologias distintas de baterias estacionárias disponíveis no mercado brasileiro.

A partir da breve revisão das normas e dos limites de tensões de baterias de chumbo ácido definiu-se que o controlador de carga será projetado para uma tensão nominal de 12 e/ou 24 V que, de acordo com a Tab. I representa uma ou duas baterias em série. Com isso, a tensão mínima fornecida pelo controlador de carga é de 11,4 V e a máxima de 30,6 V. Além disso definiu-se que a corrente de saída é de 60 A considerando-se um banco de baterias mínimo de 300 Ah. De acordo com a NBR 14197, a ondulação máxima de corrente é de 6 A.

Com base na Tab. I, considerando a utilização de apenas uma bateria serie, a tensão de saída máxima do conversor é de 15,3 V, dessa forma considera-se que a tensão de entrada mínima, no ponto de máxima potência, deve ser superior a 20 V. Por outro lado, considerando a portaria número 4 de 04/01/2011 do INMETRO, definiu-se que a sobretensão máxima à qual o controlador pode ser submetido é de 95 V e, consequentemente a tensão de circuito aberto máximo é de aproximadamente 75 V. Esse limite de tensão foi determinado com base na NBR 5410, que define sistemas de extra baixa tensão (SELV e PELV). Já a CISPR 22 normatiza os limites de interferência eletromagnética irradiada e conduzida entre 150 kHz e 30 MHz. Assim, para a primeira harmônica de comutação ( $f_s$ ) ficar acima de 150 kHz, essa deve ser superior a 75 kHz, com o intuito de minimizar o volume do filtro de EMI. Com base nisso definiu-se  $f_s$  em 100 kHz.

Baseado nesses dados chegou-se a Tab. II, a qual apresenta sucintamente as especificações de projeto do controlador de carga. A Tab. III apresenta os valores de projeto dos capacitores e indutores. A fim de validar a redução de volume dos magnéticos, projetou-se um conversor Buck com filtro LC e comparou-se o volume dos indutores para ambos os projetos. O cálculo dos indutores foi realizado utilizando a ferramenta *Inductor Design*, disponibilizado *online*, pela fabricante Magnetics.

## V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar a metodologia de projeto proposta foi realizada uma simulação considerando um ponto de operação arbitrário tal que:

TABELA I NÍVEIS TÍPICOS DE TENSÃO NAS BATERIAS

Tipo de bateria	LVD	Flutuação	Equalização	HVD
Gel	11,40 V	13,80 V	N/D	15,30 V
Selada	11,40 V	13,80 V	14,30 V	15,30 V
Chumbo ácida	11,40 V	13,80 V	14,90 V	15,30 V

TABELA II ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	$V_{PV}$	20 a 75 V
Ondulação de tensão de entrada	$\Delta V_{PV}$	< 10 %
Tensão de saída	$V_O$	11,4 a 30,6 V
Ondulação de tensão de saída	$\Delta V_O$	< 1%
Corrente de entrada	$I_{PV}$	0 a 60 A
Corrente de saída	$I_O$	0 a 60 A
Ondulação de corrente	$\Delta I_O$	< 6 A
Frequência de comutação	$f_s$	100 kHz

TABELA III COMPARAÇÃO ENTRE OS PROJETOS DOS FILTROS LC E LC<sup>2</sup>

Grandeza	Filtro LC <sup>2</sup>	Filtro LC
$C_0$	67,84 $\mu F$ (100,6 cm <sup>3</sup> )	67,84 $\mu F$ (100,6 cm <sup>3</sup> )
$L_1$	10,42 $\mu H$ (44 cm <sup>3</sup> )	31,25 $\mu H$ (81 cm <sup>3</sup> )
$C_1$	9,8 $\mu F$ (2 x 0,70 cm <sup>3</sup> )	31,20 $\mu F$ (2 x 0,25 cm <sup>3</sup> )
$L_2$	893 nH (7,20 cm <sup>3</sup> )	-
$C_2$	31,2 $\mu H$ (2 x 0,25 cm <sup>3</sup> )	-

$$\begin{aligned}
 V_{PV} &= 67,77V \\
 I_{PV} &= 22,88V \\
 V_O &= 26,51V \\
 I_O &= 58,49V \\
 d_1 &= 0,391 \\
 f_s &= 100kHz
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

e, isolando os termos referentes as ondulações de tensão e corrente de (6), (9), (13), (20) e (23), comparou-se, por meio de uma simulação realizada do *software PSIM*, nesse mesmo ponto de operação, os valores de ondulação de tensão e corrente, chegando-se aos valores apresentados na Tab. IV. Como pôde-se observar, existe uma certa discrepância entre os valores simulados e teóricos. Essas diferenças se devem a simplificações empregadas no desenvolvimento matemático, como ondulação senoidal sem harmônicos para a corrente  $i_{L2}$  e uma carga resistiva para determinação da ondulação de tensão  $\Delta V_{C2}$ . Ainda existe a influência da resistência parasita  $r_B$  que altera as características da carga e, conseqüentemente, as características da corrente  $I_O$ , principalmente em relação a fase na ondulação de corrente na frequência de comutação. A Fig. 6 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos capacitores e indutores simulados no PSIM.

TABELA IV COMPARAÇÃO ENTRE OS VALORES DE ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE PARA OS INDUTORES E CAPACITORES PROJETADOS

Grandeza	Valor simulado	Valor teórico	Erro (%)
$\Delta V_{C0}$	2,05	2,05	0,00
$\Delta I_{L1}$	15,94	15,49	2,82
$\Delta V_{C1}$	2,94	2,62	10,20
$\Delta I_{L2}$	5,56	5,07	8,81
$\Delta V_{C2}$	0,18	0,22	22,2

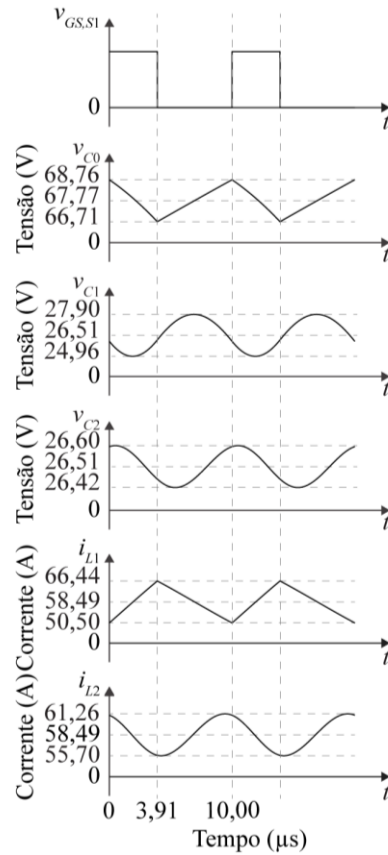


Fig. 6. Resultados de simulação obtidos por meio do software PSIM

## VI. CONCLUSÃO

Este trabalho propôs uma metodologia de projeto do filtro de saída para topologia do conversor *Buck* com filtro LC<sup>2</sup> aplicado a controladores de carga fotovoltaicos, considerando como parâmetros de entrada as amplitudes de ondulação de tensão e corrente nos capacitores e indutores. A metodologia de projeto propôs diversas aproximações para simplificá-la, que se mostraram adequadas por terem pequeno impacto no erro de atendimento das especificações. Os resultados também demonstram que é possível obter especificações de saída similares, para um dado projeto exemplo, com o uso de filtro LC<sup>2</sup> ao invés do filtro LC. Adicionalmente, demonstrou-se que

o filtro LC<sup>2</sup> reduziu em aproximadamente 35 % o volume total dos elementos reativos com relação ao filtro LC.

38, 2016.

- [15] R. A. Reiter, “Controlador de Carga de Acordo com a Portaria 396 do INMETRO”, Universidade Regional de Blumenau, 2014.

## VII. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INCTGD, CAPES, CNPq e FAPERGS pelo apoio financeiro recebido para o desenvolvimento desse trabalho. L. Michels é bolsista do CNPq – Brasil. O presente trabalho foi realizado com apoio do INCT e suas agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo No. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1) e CAPES-PROEX.

## REFERÊNCIAS

- [1] L. Donghui, “On/Off-Grid Integrated Photovoltaic Power Generation System”, *Int. Power Electron. Appl. Conf. Expo.*, nº 60874077, p. 1–4, 2011.
- [2] S. Padhee, U. C. Pati, e K. Mahapatra, “Design of photovoltaic MPPT based charger for lead-acid batteries”, *2016 IEEE Int. Conf. Emerg. Technol. Innov. Bus. Pract. Transform. Soc. EmergiTech 2016*, p. 351–356, 2016.
- [3] J. Panchal, R. Bajaga, P. Aswar, R. Sonawane, e M. Murali, “Design and implementation of an integrated, non isolated, inverted DC-DC buck-boost converter for battery charging”, *Proc. 2017 2nd IEEE Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. ICECCT 2017*, p. 1–6, 2017.
- [4] D. C. Riawan e C. V. Nayar, “Analysis and design of a solar charge controller using Cuk converter”, *2007 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC*, p. 3–8, 2007.
- [5] T. Latif e S. R. Hussain, “Design of a charge controller based on SEPIC and buck topology using modified Incremental Conductance MPPT”, *8th Int. Conf. Electr. Comput. Eng. Adv. Technol. a Better Tomorrow, ICECE 2014*, nº 1, p. 824–827, 2015.
- [6] A. Bouraiou, M. Hamouda, A. Chaker, e M. Sadok, “Modeling and Simulation of Photovoltaic Module and Array based on One and Two Diode Model Using Matlab / Simulink”, *Energy Procedia*, vol. 74, p. 864–877, 2015.
- [7] A. J. N. Junior, M. C. Cavalcanti, F. Bradaschia, E. A. Silva, L. Michels, e L. P. P. Junior, “Parameter Estimation Technique for Double-Diode Model of Photovoltaic Modules”.
- [8] M. G. Villalva e E. Ruppert Filho, “Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array”, *Sba Control. Automação Soc. Bras. Autom.*, vol. 19, nº 4, p. 463–474, 2008.
- [9] Associação Brasileira de Normas Técnicas, “NBR 5410 - Instalações elétricas de baixa tensão”. Rio de Janeiro, p. 217, 2004.
- [10] Associação Brasileira de Normas Técnicas, “NBR 14197 - Acumulador chumbo-ácido estacionário ventilado - Especificação”. Rio de Janeiro, p. 25, 2017.
- [11] Associação Brasileira de Normas Técnicas, “NBR 14204 - Acumulador chumbo-ácido estacionário regula-do por válvula - especificação”. Rio de Janeiro, p. 18, 2018.
- [12] Ministério da Indústria Comércio Exterior e Serviços, “Portaria nº 004, de 04 de janeiro de 2011”. Rio de Janeiro, p. 59, 2011.
- [13] International Special Committee on Radio Interference, “CISPR22 - Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement”. International Electrotechnical Commission, Geneva, p. 19, 2005.
- [14] G. Oliveira, “Manual Técnico: Bateria Estacionária Clean Nano - A bateria para instalações ecoeficientes”, vol. 1.3. Moura, Belo Jardim, p.