

Received April 01, 2024; accepted July 04, 2024; Date of publication July 09, 2024.

The review of this paper was arranged by Associate Editor Fernanda M. Carnielutti and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2005.2.009016>

# Estudo do Inversor ĆUK Integrado Monofásico em Operação Autônoma no Modo de Condução Descontínua

Rafael T. Inoue<sup>1</sup>, Anderson A. Dionizio<sup>1</sup>, Leonardo P. Sampaio<sup>1</sup>,  
Sérgio A. O. da Silva<sup>1</sup>, Moacyr A. G. de Brito<sup>2</sup>, Guilherme M. Pelz<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná-UTFPR-CP, Avenida Alberto Carazzai, 1640, Cornélio Procopio-PR, Brasil.

<sup>2</sup>Universidade Federal do Mato Grosso do Sul-UFMS, Campo Grande – MS, Brasil.

e-mail: rft.inoue@gmail.com; dionizio@alunos.utfpr.edu.br; sampaio@utfpr.edu.br; augus@utfpr.edu.br; moacyr.brito@ufms.br; pelz@utfpr.edu.br

**RESUMO** Estruturas de inversores integrados vêm sendo amplamente adotados na interface de fontes de energia elétrica em CC com aplicações em CA. Desta forma, este trabalho contribui com estudos acerca do inversor Ćuk integrado (ICI) monofásico, apresentando a modelagem da estrutura, além de uma nova estratégia de comutação para os interruptores de potência. O ICI é projetado para operar no modo de condução descontínua, bem como para atuar de forma autônoma, a fim de fornecer tensão senoidal e controlada para cargas locais em CA. A partir da modelagem em espaço de estados, é obtida a função de transferência do inversor, bem como projetado o controlador de tensão. O ICI se destaca por: i) empregar menor número de componentes; ii) operar somente com um interruptor em alta frequência; iii) ser capaz de elevar a tensão de entrada e fornecer uma tensão senoidal de forma simultânea. Por meio de resultados de simulações computacionais e experimentais, a viabilidade do ICI é avaliada e validada. Os testes experimentais demonstram que o ICI possui elevado rendimento e é capaz de fornecer uma tensão senoidal com baixa distorção harmônica.

**PALAVRAS-CHAVE** Conversor Ćuk, Inversor de Único Estágio, Inversor Integrado, Inversor Monofásico, Modo de Condução Descontínua.

## Study of the Single-Phase OFF-Grid Integrated Ćuk Inverter Operating in Discontinuous Conduction

**ABSTRACT** Integrated inverter structures have been widely adopted for interfacing DC electrical energy sources with AC applications. Hence, this paper contributes to the field examining the single-phase integrated Ćuk inverter (ICI), presenting the modeling of this topology, in addition to a novel switching strategy for the power switches. The ICI is designed to operate in discontinuous conduction mode and work autonomously to provide a controlled, sinusoidal voltage to local AC loads. The inverter's transfer function is obtained from state space modeling, and a voltage controller is designed. The ICI distinguishes itself by: i) Employing fewer components; ii) operating with a single switch at high frequency and iii) simultaneously boosting the input voltage while supplying a sinusoidal voltage. The feasibility of ICI is evaluated and validated through computational and experimental results. Experimental tests demonstrate the ICI has high efficiency and can provide a sinusoidal voltage with low harmonic distortion.

**KEYWORDS** Ćuk Converter, Discontinuous Conduction Mode, Integrated Inverter, Single-Phase Inverter, Single Stage Inverter.

## I. INTRODUÇÃO

Atualmente a matriz energética mundial ainda é dependente dos combustíveis fósseis para a geração de energia elétrica [1]. Em contrapartida, os esforços para alterar este cenário são vistos pelo crescente emprego de fontes alternativas e renováveis de geração, proporcionando redução no impacto ambiental aliada à geração sustentável [1]-[3].

Algumas fontes renováveis de energia elétrica geram energia em corrente contínua (CC) como, por exemplo, a solar fotovoltaica. Outras fontes, como a eólica, são capazes de gerar eletricidade em corrente alternada (CA), a qual apresenta diferentes níveis de tensão e frequência que torna

necessária a inserção de etapas adicionais de conversão de energia [3]. Tradicionalmente, as microrredes são constituídas por fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia elétrica [4]-[7]. Logo, a conversão CC-CA é comum nas microrredes, seja para integração com a rede elétrica e/ou alimentação de cargas CA quando a microrrede opera em CC [4]-[7].

A adequação entre fontes geradoras pode ser realizada utilizando a eletrônica de potência, a qual possibilita a conversão e o condicionamento, buscando realizar este processo de forma mais eficiente possível, com elevado rendimento, além de buscar menor peso e volume, aumentando a densidade de potência.

Em vista destes objetivos, quando se trata da interface entre microrredes CC e cargas CA, uma estratégia é o uso de estruturas integradas, ou seja, topologias que apresentam um único estágio de conversão de energia, realizando a elevação e a conversão CC-CA simultaneamente, o que pode resultar em melhor rendimento e redução de tamanho físico [8].

Dentro da proposta de estruturas de único estágio, pode-se citar diversas topologias desenvolvidas [9]-[14]. A topologia proposta em [9] é uma estrutura não-isolada, baseada no conversor Zeta, em que há a conexão de dois conversores em um ponto comum com a utilização de capacitores de derivação na entrada, cada um responsável pela alimentação da saída em um semiciclo. O inversor opera no modo de condução descontínua (MCD), em que há a operação intercalada entre os conversores de acordo com o semiciclo da rede.

A estrutura apresentada em [12] baseia-se no conversor Buck-Boost com a integração de um inversor em ponte completa (full-bridge). Nesta topologia, a estrutura em ponte atua apenas no sentido de condução da corrente, a qual é acionada em baixa frequência, enquanto o conversor Buck-Boost atua na formação da tensão senoidal. O inversor apresenta um bom rendimento, no entanto há o emprego de oito interruptores, o que pode acarretar um maior custo.

A topologia proposta em [13] opera no modo de condução contínua (MCC) e trabalha com base na acumulação de energia capacitiva, a qual ocorre de forma semelhante ao conversor Ćuk. Entretanto, a topologia não emprega um capacitor de filtro na saída, portanto a ondulação de corrente do indutor de saída estará presente na carga em sua totalidade. Tal característica pode requerer o uso de um alto valor de indutância em sua saída com a finalidade de reduzir as ondulações, principalmente quando operado em modo autônomo.

Além das topologias citadas anteriormente, pode-se citar a família de inversores integrados em [8], a qual propõe o inversor Ćuk integrado monofásico. A topologia em questão consiste na integração do conversor Ćuk ao inversor em ponte completa. Tal integração permite que a análise possa ser realizada por um circuito semelhante ao conversor CC-CC Ćuk. Este fator indica que as tensões e correntes nos componentes reativos são os mesmos vistos no conversor CC-CC Ćuk. Esta topologia foi explorada utilizando o modo de condução contínua (MCC) em [15], onde foram estudadas as capacidades de operação da topologia como inversor fotovoltaico conectado à rede. No entanto, o trabalho demonstrou ter baixa eficiência, menor que 90%, e distorção harmônica elevada, maior que 6%, dada as condições de projeto e operação.

Este trabalho possui como principal contribuição a complementação dos estudos relacionados à topologia do inversor Ćuk integrado (ICI) monofásico apresentado em [8], explorando a operação desta estrutura no MCD e de forma autônoma. A vantagem da operação no MCD é o ganho estático linear e menor influência dos zeros no semiplano direito, facilitando o projeto do controlador e da regulação de da tensão da estrutura. Por outro lado, a operação no MCD possui algumas desvantagens como elevados picos de corrente nos indutores, resultando em correntes eficazes elevadas, o que pode limitar a potência de operação. No entanto, é importante notar que o ICI adotado neste trabalho

opera com fluxo unidirecional de corrente. Assim, para a operação com fluxo bidirecional de energia, é necessário modificações na topologia e no controle da mesma.

Diante do acima exposto, o ICI pode ser empregado no condicionamento da energia elétrica entre uma microrrede CC e cargas locais em CA monofásicas, conforme ilustrado na Figura 1. Percebe-se que a aplicação do ICI é especialmente atrativa em microrredes CC, principalmente quando a microrrede opera de forma autônoma e é necessário conectar cargas CA monofásicas ao sistema.

Além disso, este trabalho também contribui ao apresentar a análise matemática completa para o ICI operando no MCD de forma autônoma, onde são apresentadas a metodologia de projeto e o controle do ICI a partir da análise matemática obtida. Adicionalmente, a proposta de controle e operação do ICI operando no MCD permitiu a operação com rendimento superior a 95% em condições nominais e com distorção harmônica inferior a 5%, fato não alcançado pelos demais trabalhos encontrados na literatura.

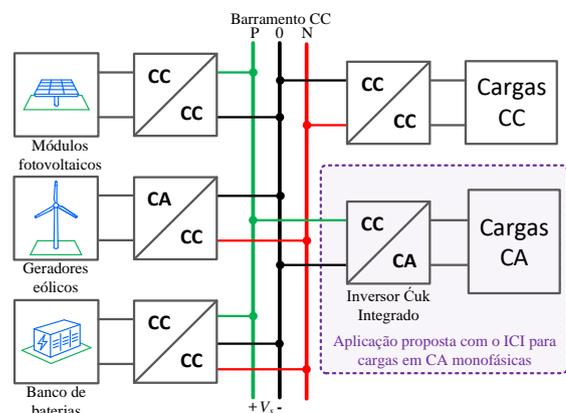


FIGURA 1. Aplicação do ICI em ambiente de microrrede CC.

O trabalho foi estruturado em sete seções. Na seção II são descritas a operação e a modelagem do ICI monofásico operando em MCD, enquanto na seção III são apresentadas as equações de dimensionamento da estrutura, bem como do controle adotado. Os resultados de simulação e experimentais são mostrados e discutidos nas seções IV e V, respectivamente. A seção VI apresenta análises comparativas entre o ICI e a topologia de dois estágios de conversão de energia, composta pela associação em cascata de um conversor Ćuk e um inversor monofásico em ponte completa. Por fim, na seção VII são apresentadas as conclusões do trabalho.

## II. OPERAÇÃO E MODELAGEM DO INVERSOR ĆUK INTEGRADO MONOFÁSICO

A estrutura do ICI, bem como os sinais de acionamento dos interruptores são ilustrados na Figura 2. O acionamento dos interruptores desta topologia consiste em modular em alta frequência com envelope senoidal retificado o interruptor  $S_C$ , enquanto os pares de interruptores da ponte  $S_1/S_4$  ou  $S_2/S_3$ , são acionados em baixa frequência, formando uma saída CA regulada e controlada. Esta modulação dos interruptores resulta nas correntes do circuito com envoltórias senoidais, tal como ilustrado.

O ICI é projetado para operar no MCD com o total de seis etapas, divididas entre o semiciclo positivo e negativo da tensão de saída. Durante cada período de chaveamento o inversor apresenta três etapas de operação, sendo que a

segunda etapa possui duas subetapas. As três etapas de operação do conversor associadas a cada período de chaveamento considerando o semiciclo positivo da tensão de saída são apresentadas na Figura 3. Na ilustração destacou-se em vermelho a circulação de corrente.

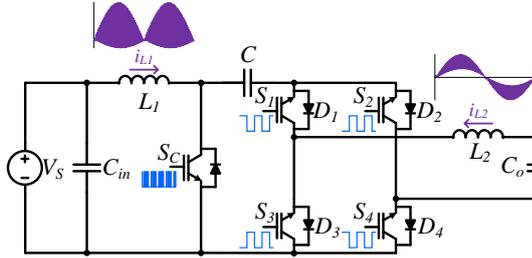


FIGURA 2. Ilustração dos pulsos de acionamento dos interruptores e as formas de onda das correntes através dos indutores.

Durante a primeira etapa de operação ( $D_a$ ), Figura 3(a), o interruptor  $S_C$  é comandado à condução. A energia no capacitor  $C$  é descarregada e o indutor  $L_2$  é magnetizado com esta energia, já o indutor  $L_1$  é magnetizado com a tensão de entrada. A segunda etapa ( $D_b$ ) se divide em duas subetapas:  $D_{b1}$  e  $D_{b2}$ . A Figura 3(b) apresenta a subetapa  $D_{b1}$ , a qual consiste no bloqueio de  $S_C$  e na polarização direta de todos os diodos em antiparalelo aos interruptores que constituem a ponte. Nesta etapa o indutor  $L_1$  é desmagnetizado, transferindo sua energia ao capacitor  $C$ , o qual é carregado pela energia proveniente da fonte e do indutor  $L_1$ , enquanto o indutor  $L_2$  é desmagnetizado com a tensão de saída. Nesta etapa, a corrente que circula nos diodos  $D_1$  e  $D_4$  é  $0,5(i_{L1} + i_{L2})$ , enquanto nos diodos  $D_2$  e  $D_3$  é  $0,5(i_{L1} - i_{L2})$ . A subetapa  $D_{b2}$  inicia quando a corrente que circula nos diodos  $D_2$  e  $D_3$  vem a zero e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  conduzem a corrente circulante, conforme Figura 3(c). Já na terceira etapa ( $D_c$ ), Figura 3(c), os diodos  $D_1$  e  $D_4$  deixam de conduzir, pois a corrente remanescente dos indutores é conduzida na direção oposta aos diodos. Ainda na terceira etapa, a tensão nos indutores é nula, assim como no conversor CC-CC, pois a corrente remanescente dos indutores é constante.

As etapas do semiciclo negativo são análogas ao semiciclo positivo, sendo assim a mesma análise pode ser aplicada neste caso, portanto omitiu-se este processo.

O ganho estático da estrutura pode ser obtido através da relação da tensão média em um dos indutores, já que a tensão neste componente é nula em regime permanente. Analisando o circuito apresentado na Figura 3 e através do indutor  $L_1$  encontra-se:

$$V_{L_1} = D_a V_S + D_b (V_S - V_C) = 0 \quad (1)$$

onde  $D_a$  representa a razão cíclica  $D_a$ , referente ao intervalo de condução do interruptor  $S_C$ ;  $D_b$  representa razão cíclica referente ao intervalo de descarga da indutância equivalente ( $L_1 // L_2$ );  $V_S$  é a tensão média de alimentação e  $V_C$  é a tensão média do capacitor de acoplamento.

Observa-se que o comportamento de tensão e corrente nos elementos passivos é similar ao conversor Cúk convencional. Assim, uma vez que  $V_C = V_S + V_o$ , por meio de (1), encontra-se o ganho estático da estrutura como sendo:

$$G = \frac{V_o}{V_S} = \frac{D_a}{D_b} \quad (2)$$

No entanto, é necessário encontrar a expressão do ganho estático em função de parâmetros conhecidos do circuito. Tal

expressão é determinada através da corrente média no interruptor  $S_C$ , pois seu valor corresponde ao valor médio da corrente de entrada. Uma vez que a corrente média de entrada pode ser determinada por  $I_{in} = \frac{V_o V_o}{V_S R}$ , ao igualar esta relação à corrente média em  $S_C$ , encontra-se a seguinte expressão:

$$I_{S_C} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{D_a T_s}{2} \frac{V_S}{L_{eq}} D_a T_s \right) = \frac{V_o V_o}{V_S R} \quad (3)$$

onde  $R$  é a resistência de carga,  $T_s$  é o período de chaveamento e  $L_{eq}$  é a indutância equivalente ( $L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ ).

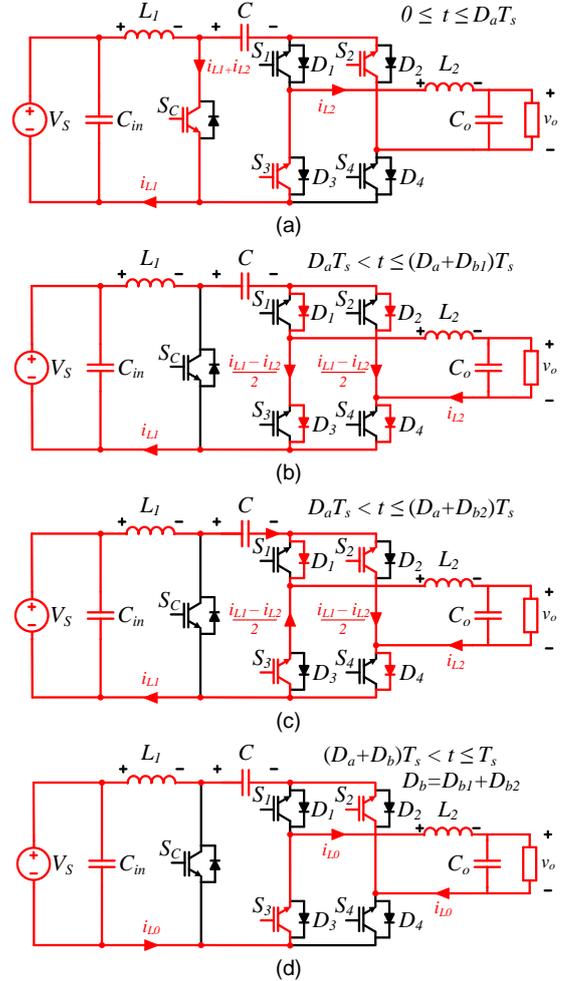


FIGURA 3. Etapas de operação do inversor Cúk integrado durante o semiciclo positivo: (a) primeira etapa ( $D_a$ ); (b) subetapa  $D_{b1}$  da segunda etapa ( $D_b$ ); (c) subetapa  $D_{b2}$  da segunda etapa ( $D_b$ ); (d) terceira etapa ( $D_c$ ) de operação.

Ao rearranjar os termos de (3), encontra-se o ganho estático, conforme:

$$G = \frac{V_o}{V_S} = D_a \sqrt{\frac{RT_s}{2L_{eq}}} \quad (4)$$

A razão cíclica  $D_b$  pode ser encontrada ao substituir (4) em (2). Assim, a razão cíclica  $D_b$  é dada por:

$$D_b = \sqrt{\frac{2L_{eq}}{RT_s}} \quad (5)$$

## A. MODELAGEM

A modelagem foi realizada com base no modelo médio no espaço de estados e na rede de comutação generalizada, apresentada em [16] e empregada em [17]-[19]. A rede de comutação generalizada possibilita aplicar o modelo médio encontrado no modo de condução contínua em conversores

no modo descontínuo através da razão de conversão ( $\mu$ ). Esta razão de conversão é apresentada como segue:

$$\mu = \frac{1}{1 + R_e \frac{(i_{SC})}{(v_d)}} \quad (6)$$

Em que  $R_e$  é a resistência efetiva, a qual surge da relação proposta em [16], que estabelece a relação ôhmica entre a tensão e corrente média do interruptor em conversores operando no MCD. Desta forma a literatura sugere a expressão para  $R_e$  definida por:

$$R_e = \frac{2L_{eq}}{D_a^2 T_s} \quad (7)$$

Para estabelecer a modelagem com a rede de comutação, é necessário encontrar os coeficientes ligados à linearização da parcela CA de pequenos sinais da razão de conversão. Os coeficientes são dados pelas equações (8) à (11).

$$k_{i_{SC}} = \left. \frac{\partial \mu(i_{SC}, v_d, D)}{\partial i_{SC}} \right|_{i_{SC}=I_{SC}} = -\frac{R_e D_a^2}{V_S (D_a + D_b)^2} \quad (8)$$

$$k_{v_d} = \left. \frac{\partial \mu(i_{SC}, v_d, D)}{\partial v_d} \right|_{v_d=V_d} = \frac{1}{V_S} \frac{D_a D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (9)$$

$$k_c = \left. \frac{\partial \mu(i_{SC}, v_d, D)}{\partial D} \right|_{D=D} = \frac{2D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (10)$$

$$k_s = \begin{bmatrix} k_{i_{SC}} & k_{v_d} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Deste modo, a função de transferência (FT), que relaciona a tensão de saída em função da razão cíclica, pode ser obtida pela relação mostrada em (12) [18], [19]. Por outro lado, a FT que representa a tensão de saída, considerando como entrada as variações na corrente da carga, é dada por (13). É importante mencionar que tal corrente de carga se comporta como um distúrbio para a malha de controle e, nesta representação, o sinal de referência de tensão é considerado nulo.

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = Z(I_S - A_{mf})^{-1} B_{mf} \quad (12)$$

$$G_{vdist} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{load}} = Z(I_S - A_{mf})^{-1} B_{mw} \quad (13)$$

onde:

$$A_{mf} = A_m M + \frac{B_d k_s C_m}{1 - k_s E_d} \quad (14)$$

$$B_{mf} = \frac{B_d k_c}{1 - k_s E_d} \quad (15)$$

$$B_{mw} = B_w + \frac{B_d k_c}{1 - k_s E_d} \quad (16)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} A_1 - A_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - A_3 \frac{D_c}{D_b + D_c} \\ \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L2} \\ \bar{v}_C \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 - B_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - B_3 \frac{D_c}{D_b + D_c} \end{bmatrix} V_S \quad (17)$$

$$B_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}' \quad (18)$$

$$E_d = \begin{bmatrix} C_1 - C_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - C_3 \frac{D_c}{D_b + D_c} \\ \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L2} \\ \bar{v}_C \\ \bar{v}_o \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} E_1 - E_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - E_3 \frac{D_c}{D_b + D_c} \end{bmatrix} V_S \quad (19)$$

$$Z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

onde  $I$ ,  $Z$  e  $M$  representam as respectivas matrizes identidade, de saída e de correção do modelo proposta em [19];  $A_m$ ,  $B_m$  e  $C_m$  representam as respectivas matrizes médias relacionadas às variáveis de estado, entradas de estado e saída da rede de comutação;  $A_{1,2,3}$ ,  $B_{1,2,3}$ ,  $C_{1,2,3}$  e  $E_{1,2,3}$  representam as respectivas matrizes de estado, entrada, saída e transição direta para as três etapas de operação do inversor integrado;  $D_c$  representa a terceira etapa de operação para o semiciclo positivo.

### III. DIMENSIONAMENTO DO INVERSOR E CONTROLE

O dimensionamento dos componentes reativos do ICI foi realizado conforme mostrado de (19) a (21). Dimensionou-se os indutores com base no valor crítico de indutância, portanto a indutância paralela ( $L_{eq}$ ), definida em (18), deve permanecer abaixo do valor crítico a fim garantir a operação no MCD na potência nominal.

$$L_{eq} < \frac{R(1 - D_{max})^2}{2f_s} \quad (21)$$

onde  $f_s$  é a frequência de chaveamento e  $D_{max}$  representa a razão cíclica máxima permitida.

Deste modo, pode-se atribuir um valor de indutância para  $L_2$  a fim de se determinar o valor de  $L_1$ . A indutância  $L_2$  pode ser determinada com base em (22). Além disso, é possível atribuir um valor a  $L_2$  com base na frequência de corte de um filtro LC ( $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_o}}$ ).

$$L_2 = \frac{V_{op}(1 - D_{max})}{\Delta_{I_{L2}} f_s} \quad (22)$$

onde  $V_{op}$  é a tensão de pico de saída e  $\Delta_{I_{L2}}$  representa a ondulação máxima de corrente permitida no indutor  $L_2$ .

Com  $L_2$  definido,  $L_1$  é obtido como segue:

$$L_1 < L_2 \frac{L_{eq_{cri}}}{L_2 - L_{eq_{cri}}} \quad (23)$$

onde  $L_{eq_{cri}}$  é a indutância equivalente crítica.

A capacitância de acoplamento  $C$  pode ser dimensionada com base na ressonância entre a capacitância de acoplamento e as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  conforme descrito em [19], [20]. Portanto pode-se dimensionar a capacitância  $C$  com base em uma faixa de valores, conforme segue:

$$\frac{1}{(0,1\omega_s)^2(L_1 + L_2)} < C < \frac{1}{(10\omega_r)^2(L_1 + L_2)} \quad (24)$$

onde  $\omega_r$  e  $\omega_s$  representam as respectivas frequências angular da rede e de chaveamento. A capacitância de saída  $C_o$  pode ser dimensionada através da ondulação de tensão de saída do conversor, conforme segue:

$$C_o = \frac{\Delta_{I_{L2}}}{8f_s \Delta V_o} \quad (25)$$

onde  $\Delta_{I_{L2}}$  é a máxima ondulação de corrente do indutor  $L_2$  e  $\Delta V_o$  representa a máxima ondulação de tensão de saída.

Como o ICI opera no MCD, a corrente drenada da fonte é descontínua. Portanto, em algumas aplicações é necessário o uso de filtros para melhor aproveitamento da energia da fonte. A solução mais simples é o emprego de um filtro capacitivo

na entrada do conversor, o qual pode ser projetado para filtrar a oscilação da corrente do indutor  $L_1$ , conforme segue:

$$C_{in} = \frac{P_o}{2\pi f_o V_S \Delta V_{C_{in}}} \quad (26)$$

onde  $P_o$  é a potência de saída,  $V_S$  é a tensão média de entrada,  $f_o$  é a frequência de operação da tensão de saída e  $\Delta V_{C_{in}}$  representa a ondulação de tensão no capacitor  $C_{in}$ .

Os principais parâmetros, após dimensionamento do circuito, podem ser vistos na Tabela 1. Comumente, as microrredes CC bipolares residenciais e *datacenters* empregam tensão de  $\pm 170V$  e  $\pm 190V$  [21],[22]. Portanto, foi adotada uma tensão de entrada de 180V. O procedimento de projeto dos elementos do ICI é apresentado no Apêndice I.

TABELA 1. Parâmetros do ICI

| Parâmetro   | Valor       |
|---|-------------|
| Potência nominal de saída ( $P_o$ )                 | 400 W       |
| Frequência de chaveamento ( $f_s$ )                 | 30 kHz      |
| Frequência de operação da tensão de saída ( $f_o$ ) | 60 Hz       |
| Tensão média de entrada ( $V_S$ )                   | 180 V       |
| Tensão eficaz de saída ( $V_{o_{ef}}$ )             | 127 V       |
| Razão cíclica máxima permitida ( $D_{max}$ )        | 0,6         |
| Indutância $L_1$                                    | 110 $\mu$ H |
| Indutância $L_2$                                    | 1 mH        |
| Capacitância de filtro de entrada $C_{in}$          | 1,4 mF      |
| Capacitância de acoplamento $C$                     | 2,2 $\mu$ F |
| Capacitância de saída $C_o$                         | 2,2 $\mu$ F |

A operação da topologia  $\acute{C}$ uk integrado no MCD tem como consequência um valor elevado da corrente de pico no indutor  $L_1$ . Assim optou-se pela potência de 400 W para limitação dos valores eficazes de corrente circulante nos interruptores. Já a frequência de chaveamento se relaciona diretamente com as perdas por comutação e a capacidade dos filtros de saída, onde frequências mais baixas resultam em menores perdas por comutação e filtros com indutâncias e capacitâncias elevadas, enquanto altas frequências resultam em perdas elevadas por comutação e menores indutâncias e capacitâncias de filtro. A escolha do conjunto de valores de  $L_2$  e  $C_o$  correspondem aproximadamente à frequência de corte de uma década abaixo da frequência de chaveamento ( $f_c = f_s/10$ ).

### A. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO INVERSOR

A partir da modelagem descrita na Seção 2 encontrou-se a resposta em frequência do sistema conforme diagrama de Bode mostrado na Figura 4, o qual foi comparado à resposta do conversor chaveado, utilizando o *software* de simulação PSIM®.

Observa-se que o modelo possui grande similaridade com a resposta obtida através do *software* PSIM®, principalmente para frequências abaixo de 7 kHz.

### B. CONTROLE DO INVERSOR

O controle do ICI foi realizado com um controlador do tipo proporcional-integral multi-ressonante (PI-MR) em modo tensão de controle, visando a operação autônoma do sistema, fornecendo tensão senoidal com baixa distorção harmônica total (DHT) para cargas locais em CA. Portanto, em (27) é apresentado a função de transferência do controlador PI-MR utilizada no ICI. Neste trabalho foi empregado os termos ressonantes de 1ª, 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem para compor o

controlador MR [23]. O diagrama de controle utilizado é ilustrado na Figura 5.

$$G_{PI-MR}(s) = k_{PI} + \frac{k_I}{s} + \sum_{n=1}^9 \frac{k_n s}{s^2 + (n\omega_1)^2} \quad (27)$$

onde  $k_P$  e  $k_I$  são os ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente,  $k_n$  representa o ganho da parcela ressonante para a respectiva frequência de ressonância,  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental da tensão de saída e  $n = 1, 3, 5, 7$  e  $9$ .

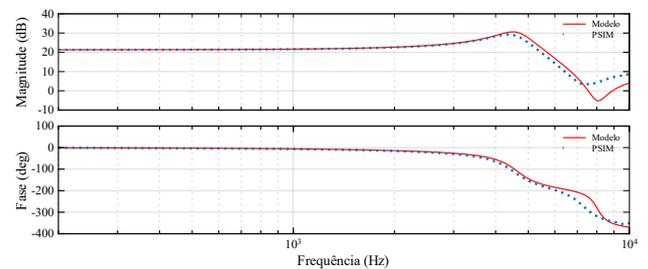


FIGURA 4. Comparação da resposta em frequência resultante da modelagem e a encontrada através do software PSIM®.

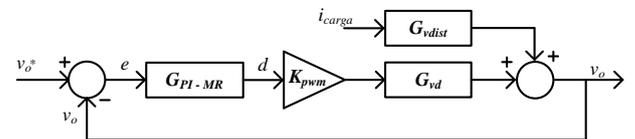


FIGURA 5. Diagrama da estratégia de controle adotada.  $K_{pwm}$  representa o ganho estático do modulador por largura de pulsos.

Optou-se pelo controlador PI dada a característica linear do ganho estático do inversor operando no MCD, o qual garante dinâmica suficiente ao sistema frente a variações de carga. Considerando-se a função de transferência obtida por (12), projetou-se o controlador PI por meio da metodologia proposta em [24], considerando-se uma margem de fase de  $89^\circ$  e frequência de cruzamento de ganho em 700 Hz. Destaca-se que a respostas em frequência obtidas pela modelagem e do conversor chaveado apresentam grande similaridade para a frequência de cruzamento escolhida. Adicionalmente, o controlador MR apresenta ganho de malha aberta infinito nas frequências de ressonância, garantindo erro nulo em regime permanente [24]. Os ganhos do controlador PI-MR são mostrados na Tabela 2.

TABELA 2. Parâmetros de Projeto do Controlador PI-MR

| Parâmetros                     | Valores   |
|--------------------------------|---|
| Ganho do PWM                   | $K_{PWM} = 2,0 \times 10^4$   |
| Ganhos do controlador PI-MR    | $k_P = 4,60; k_I = 44836;$<br>$k_1 = 1143; k_3 = 175,92; k_5 = 114,35;$<br>$k_7 = 114,35; k_9 = 228,71$ |
| Frequência de cruzamento do PI | $\omega_c = 4398 \text{ rad/s}$   |
| Margem de fase do PI           | $MF = 89^\circ$   |

A Figura 6 apresenta as respostas em frequência do sistema em malha fechada para a relação da tensão saída pela tensão de referência e da relação da tensão de saída em função das perturbações na carga. Como pode ser verificado, o sistema é estável e apresenta amplitude e fase próximos a zero para frequências dos ganhos ressonantes. Além disso, o controlador PI apresenta largura de banda suficiente para garantir o comportamento dinâmico do sistema e atuação em frequências sem controladores ressonantes sintonizados. Adicionalmente, pode-se observar que o controlador é capaz

de rejeitar distúrbios da carga nas frequências dos controladores ressonantes com atenuação acima de 100dB. Desta forma, o controlador é capaz de garantir uma tensão senoidal e regulada para diferentes tipos cargas lineares e não-lineares.

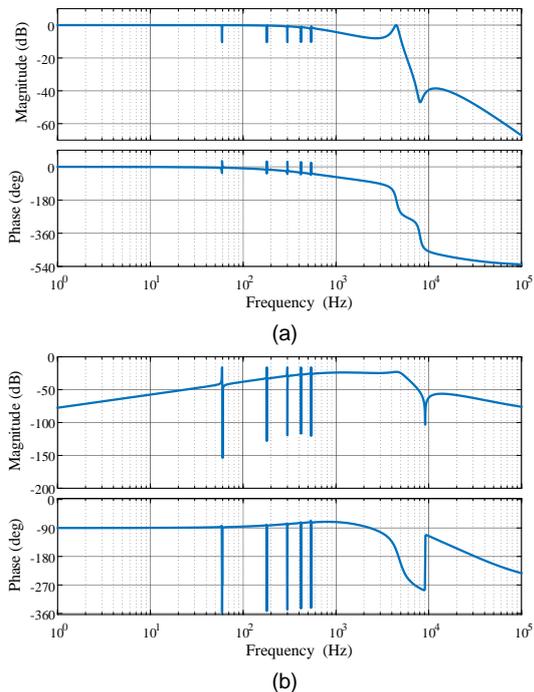


Figura 6. Resposta em frequência em malha fechada do sistema: (a) relação da tensão de saída pela tensão de referência; (b) relação da tensão de saída pela perturbação da carga.

#### IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A simulação foi realizada no *software* de simulação Matlab/Simulink® onde considerou-se dois tipos de carga, sendo elas uma carga resistiva de  $40,5 \Omega$ , a qual consome uma potência nominal (400 W), e uma carga não linear com potência de 296,41 W, como ilustrado na Figura 7, esta é composta pela associação de uma carga resistiva de  $120 \Omega$  em paralelo com um retificador em ponte completa alimentando uma carga RC, onde  $R = 200 \Omega$  e  $C = 100 \mu\text{F}$ .

Os resultados da operação do inversor são apresentados nas Figuras 8, 9 e 10. A forma de onda em laranja representa a corrente da carga, enquanto a forma de onda em azul, a tensão.

Os resultados encontrados em simulação com carga resistiva são mostrados na Figura 8. Observou-se uma distorção harmônica total (DHT) na tensão de saída de 0,6%, com pequenas distorções na passagem por zero, que são consequências da dinâmica do conversor e principalmente da dificuldade do controlador em gerar a razão cíclica próximo a zero.

Além da operação em potência nominal, simulou-se também para um degrau de carga, em que foi avaliada a variação de potência de 200 W para 400 W. O resultado da simulação é mostrado na Figura 9, demonstrando a estabilidade do sistema de controle.

A simulação com a carga não linear é mostrada na Figura 10. Neste caso observou-se DHT na tensão da saída de 3,6%, mesmo que a corrente drenada pela carga apresente 75% de DHT de corrente, estando de acordo com os requisitos das principais normas reguladoras [25]-[27].

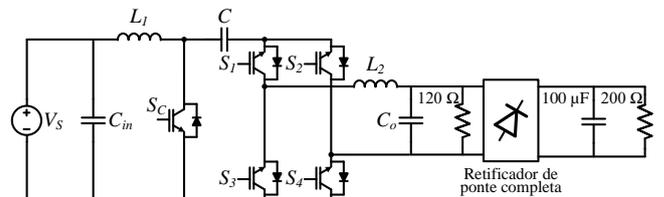


FIGURA 7. Ilustração da configuração da carga não linear utilizada.

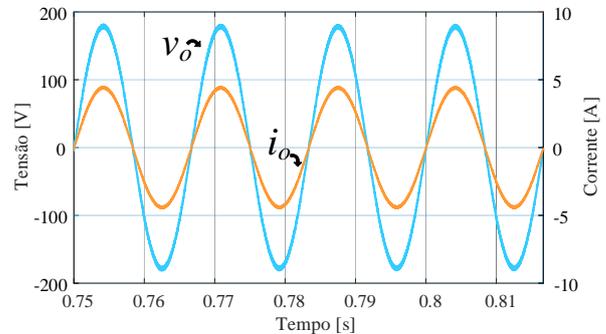


FIGURA 8. Resultado de simulação: formas de onda da corrente e tensão de saída do ICI na operação nominal.

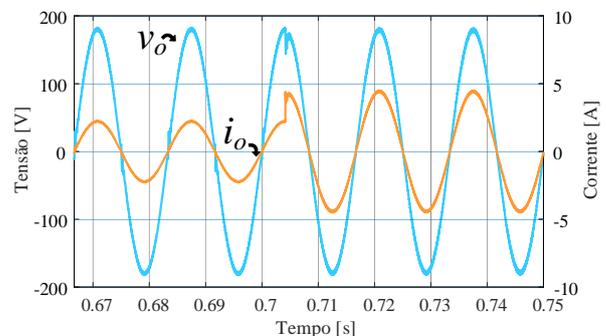


FIGURA 9. Resultado de simulação para degrau de carga.

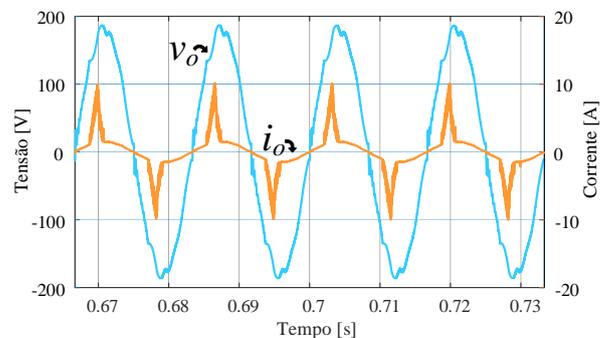


FIGURA 10. Resultados de simulação: formas de onda da corrente e tensão de saída para operação do ICI com carga não linear.

#### V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo construído com base nas especificações apresentadas na Tabela 1 é mostrado na Figura 11. Além disso é utilizado o IGBT IKW50N60H3 no interruptor  $S_C$  e IRGP4650D nos interruptores da ponte completa, os quais são acionados através de circuitos *gate-driver* DRO100D25A e DRO100S25A respectivamente, ambos da fabricante Supplier. Os sinais de tensão e corrente são adquiridos por sensores da LEM de efeito Hall. Já o monitoramento e controle dos interruptores é realizado através de um processador digital de sinal (DSC) TMS320F28335, da Texas Instruments.

Por meio do protótipo e do sistema de controle projetado pelos parâmetros mostrados na Tabela 2, obteve-se as formas de onda para uma carga resistiva e para a carga não linear. A Figura 12 mostra a tensão em uma carga resistiva de  $40,5 \Omega$ , a qual apresentou DHT de 0,9%, conforme espectro harmônico da Figura 13. Os resultados envolvendo a análise da DHT foram obtidos por meio do analisador de energia Fluke 435-II.

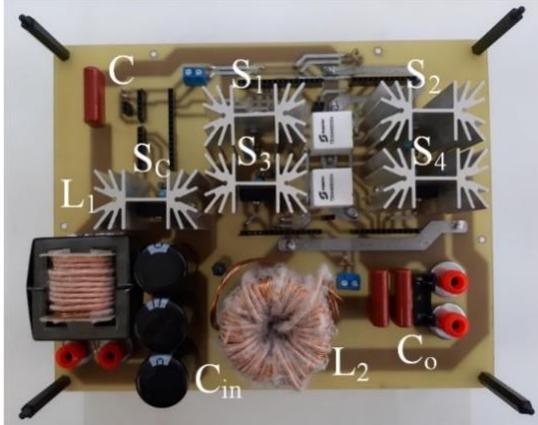


FIGURA 11. Protótipo experimental para avaliação do ICI.



FIGURA 12. Formas de onda da tensão e corrente de saída para uma carga resistiva. Escala de corrente: 5A/div. Escala de tensão: 100V/div.

Como pode ser observado, há pequenas distorções no cruzamento por zero, as quais são decorrentes da dinâmica do sistema, que nestes instantes não é capaz de sintetizar a razão cíclica próxima a passagem por zero da tensão.

O resultado do degrau de carga é mostrado na Figura 14. Como esperado, o controlador manteve a tensão em seu valor nominal após a aplicação do degrau. Este resultado demonstra um bom desempenho do sistema a fim de propiciar o fornecimento de uma tensão senoidal com baixa DHT mesmo diante de variações de cargas.

A forma de onda da tensão, obtida para a carga não linear, pode ser vista na Figura 15. Conforme as Figuras 16 e 17, para esta carga, obteve-se uma DHT de 4,4% na tensão de saída com DHT de 69,7% na corrente de saída. Observa-se que mesmo para uma corrente muito distorcida o ICI conseguiu garantir o fornecimento de tensão adequada para a carga, atendendo as principais normas [25]-[27].

## A. RENDIMENTO

O rendimento foi obtido experimentalmente por meio do uso do analisador de potência Yokogawa WT3000. Os pontos necessários para a confecção da curva de rendimento foram adquiridos realizando a variação de potência fornecida na saída do ICI, partindo de 50 W até operação nominal do

inversor em 400 W. Este procedimento foi realizado para dois casos, no primeiro utilizou-se o interruptor IKW50N60H3 em  $S_c$  e no segundo utilizou-se o interruptor IPW65R037C6 também em  $S_c$ . O interruptor IPW65R037C6 possui baixas perdas de condução e comutação de acordo com suas especificidades. As curvas de rendimento obtidas são apresentadas na Figura 18.

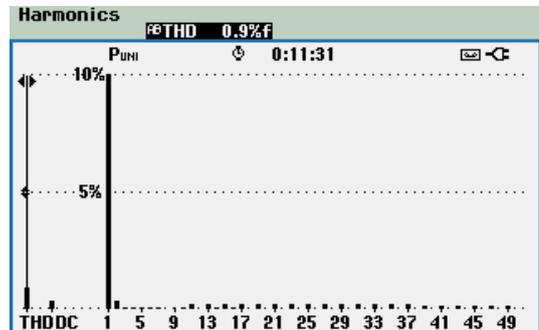


FIGURA 13. Espectro harmônico da tensão de saída com carga resistiva.



FIGURA 14. Resultado experimental da tensão e corrente com o degrau de carga aplicado. Escala de corrente: 4A/div. Escala de tensão: 100V/div.

Na condição de potência nominal utilizando o interruptor IKW50N60H3, obteve-se o rendimento de 95,665%, o qual pode ser considerado um rendimento mais do que satisfatório. Por outro lado, para o interruptor IPW65R037C6 obteve-se o rendimento de 96,664% o que representa um aumento de aproximadamente 1%. Desta forma, verifica-se que mesmo para interruptores comuns de silício, a estratégia de projeto e controle adotada para o ICI obtém um rendimento elevado.

## VI. ANÁLISE COMPARATIVA

Esta seção visa realizar uma análise comparativa do ICI com a topologia de duplo estágio de conversão de energia mostrada na Figura 19, a qual é composta pela associação em cascata do conversor CC/CC  $\hat{C}uk$  (C) com o inversor fonte de tensão (VSI) com filtro LC, resultando na estrutura CVSI. Para uma comparação adequada, o conversor CC/CC  $\hat{C}uk$  foi projetado para operar no MCD. A Tabela 3 apresenta os parâmetros adotados no CVSI.

Comparando os circuitos de potência do ICI e CVSI, pode-se notar que o CVSI emprega uma quantidade maior de componentes em seu circuito elétrico. Além disso, para a operação da topologia CVSI há a necessidade do emprego adicional de um sensor de tensão e uma capacitância de desacoplamento para a formação do barramento CC, aumentando os custos na construção. A Tabela 4 apresenta a comparação quantitativa dos componentes empregados em cada topologia e os seus custos estimados por unidade (em p.u.).



FIGURA 15. Formas de onda obtidas experimentalmente com carga não linear. Escala de corrente: 5A/div. Escala de tensão: 200V/div.

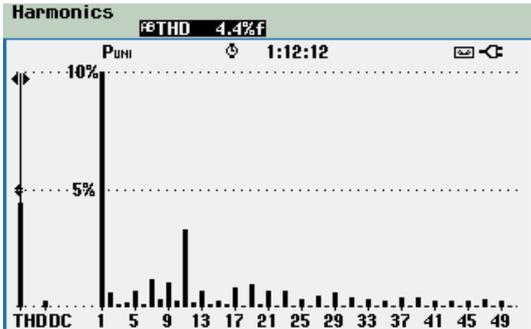


FIGURA 16. Espectro harmônico da tensão de saída com carga não-linear.

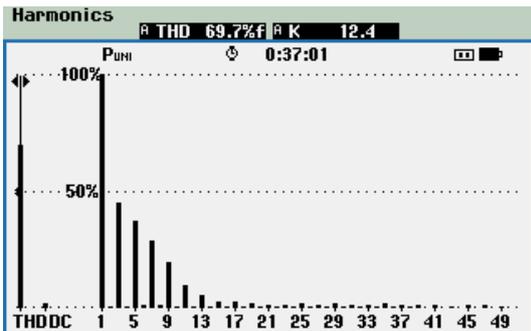


FIGURA 17. Espectro harmônico da corrente de saída com carga não-linear.

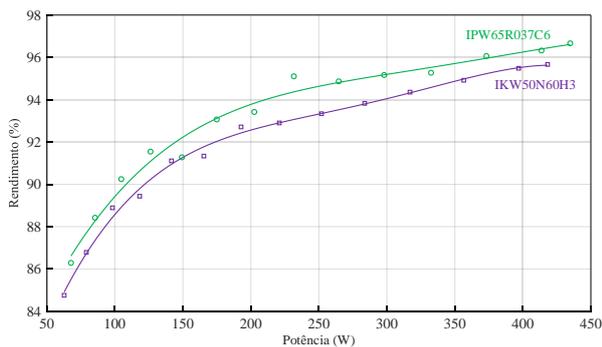


FIGURA 18. Curva de rendimento experimental. Em roxo para o interruptor IKW50N60H3 e em verde para o interruptor IPW65R037C6.

O rendimento das topologias ICI e CVSI foram comparadas por análise matemática das perdas nos componentes, conforme metodologias consolidadas em [28]-[32]. Para a estimativa dos custos e rendimento, foram adotados os seguintes semicondutores: interruptor IKW50N60H3 para  $S_c$ , interruptores IGP4650D para  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  tanto para o ICI quanto para o CVSI. O diodo 30ETH06 foi adotado para o CVSI. Os núcleos magnéticos

NEE-42/21/20 (Thornton) e MMTS75T4015 (Magmattec) foram escolhidos para os respectivos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_f$ . Para o sensor de tensão foi considerado o circuito tradicional com amplificador de isolamento AMC1200, por apresentar custo reduzidos. As curvas de rendimento são ilustradas na Figura 20.

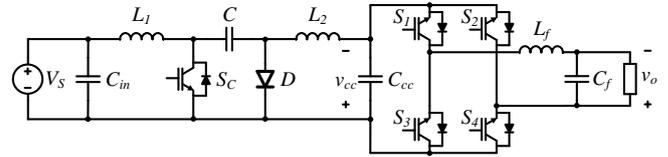


FIGURA 19. Circuito esquemático do CVSI.

TABELA 3. Parâmetros do CVSI.

| Parâmetros  | Valores     |
|---|-------------|
| Potência nominal de saída ( $P_o$ )                 | 400 W       |
| Frequência de chaveamento Ćuk e VSI ( $f_s$ )       | 30 kHz      |
| Frequência de operação da tensão de saída ( $f_o$ ) | 60 Hz       |
| Tensão média de entrada ( $V_S$ )                   | 180 V       |
| Tensão eficaz de saída ( $V_{o,ef}$ )               | 127 V       |
| Tensão média do barramento CC ( $V_{CC}$ )          | 240 V       |
| Razão cíclica máxima permitida Ćuk ( $D_{max}$ )    | 0,6         |
| Indutância de entrada Ćuk ( $L_1$ )                 | 110 $\mu$ H |
| Indutância de saída Ćuk ( $L_2$ )                   | 1 mH        |
| Capacitância de filtro de entrada $C_{in}$          | 1,4 mF      |
| Capacitância de acoplamento do Ćuk ( $C$ )          | 2,2 $\mu$ F |
| Capacitância do barramento CC ( $C_{CC}$ )          | 1,0 mF      |
| Filtro indutivo do VSI ( $L_f$ )                    | 1 mH        |
| Filtro capacitivo do VSI ( $C_f$ )                  | 2,2 $\mu$ F |

TABELA 4. Quantidade e Custos Estimados por unidade dos Componentes Empregados no ICI e CVSI.

| Componentes        | ICI  |              | CVSI |              |
|--------------------|------|--------------|------|--------------|
|                    | Qtde | Custo (p.u.) | Qtde | Custo (p.u.) |
| Indutores          | 2    | 0,20         | 3    | 0,28         |
| Capacitores        | 3    | 0,23         | 4    | 0,34         |
| Interruptores      | 5    | 0,43         | 5    | 0,43         |
| Diodos             | -    | 0            | 1    | 0,02         |
| Sensores de Tensão | 1    | 0,13         | 2    | 0,27         |
| Total              | -    | 1,00         | -    | 1,34         |

Como pode ser observado na Figura 20, o ICI apresenta maior rendimento, atingindo um valor de 96% para a potência nominal. Por outro lado, o CVSI apresenta menor rendimento, com valor de 93,4% para 400 W. O ICI foi capaz de garantir rendimento de 90% para potências acima de 100 W, enquanto o CVSI só atinge esse patamar para cargas superiores a 160 W de potência.

A Figura 21 ilustra as perdas por componentes de cada topologia. As perdas por condução e comutação dos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  foram associados com as perdas de seus respectivos interruptores. Como pode ser verificado em ambas as topologias, as maiores perdas estão concentradas na da ponte inversora ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ).

De acordo com os resultados apresentados nesta seção, verifica-se que a topologia ICI apresenta as seguintes vantagens quando comparadas à topologia de duplo estágio CVSI: i) menor número de componentes; ii) menor custo; iii) maior rendimento.



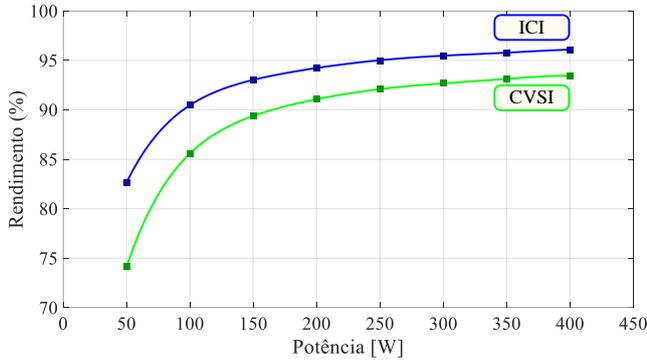


FIGURA 20. Curva de rendimento teórico das topologias ICI (azul) e CVSI (verde).

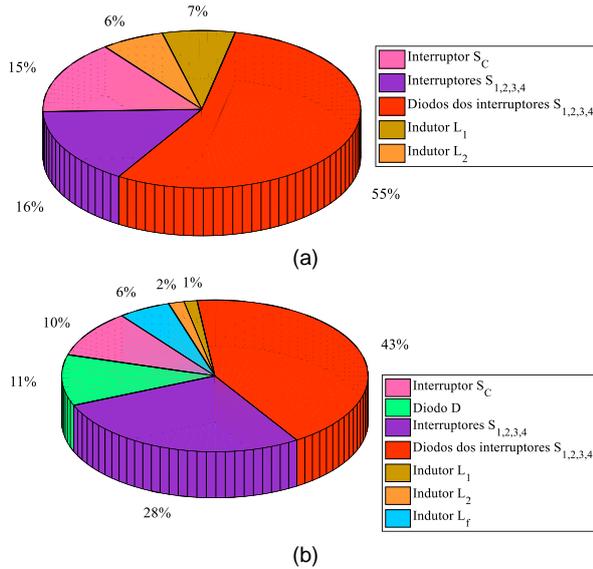


FIGURA 21. Perdas por componentes: (a) ICI; (b) CVSI.

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma proposta de projeto e operação para o inversor Ćuk integrado, nomeado como ICI no modo de condução descontínua para o atendimento de forma autônoma de cargas em CA. Foi apresentada a análise matemática completa do sistema, envolvendo projeto dos elementos do circuito, análise de pequenos sinais e projeto do controlador.

A partir dos resultados obtidos via simulação bem como experimentais, pode-se verificar que o ICI apresentou excelentes resultados, fornecendo uma tensão senoidal em sua saída com baixa distorção harmônica total, tanto para carga resistiva quanto para carga não-linear.

A partir dos resultados experimentais foi possível verificar que o ICI opera com elevado rendimento. O rendimento foi próximo a 97%, rendimento bem superior ao comumente encontrado na literatura.

A topologia ICI quando comparada a topologia de duplo estágio CVSI apresenta maior rendimento, menor número de componentes e menor custo.

Desta forma, a operação do ICI com a metodologia adotada torna o inversor interessante para aplicações que envolvam a interface entre fontes CC e cargas em CA, empregando somente uma única topologia integrada.

## APÊNDICE I

Este apêndice apresenta a determinação dos elementos empregados na construção do ICI, bem como seu projeto.

## A. CÁLCULO DO DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES REATIVOS

O dimensionamento considerou os parâmetros de operação apresentados na Tabela 1. Os quais foram calculados numericamente por meio das equações vistas na Seção III.

Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  foram dimensionados com base na indutância equivalente máxima, levando em consideração a razão cíclica máxima ( $D_{max}$ ) de 0,6. Sendo assim por meio de (21), encontra-se:

$$L_{eq} < \frac{40,5(1-0,6)^2}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} \rightarrow L_{eq} < 108 \mu\text{H}. \quad (28)$$

O valor de  $L_2$  pode ser encontrado pela equação (22), ao admitir a ondulação de 2,5 A (56,13% do valor de pico de  $I_o$ ), assim:

$$L_2 = \frac{180(1-0,6)}{2,5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0,96 \text{ mH} \approx 1 \text{ mH}. \quad (29)$$

Resolvendo (29) para  $L_1$  em função de  $L_{eq}$  e  $L_2$ , pode-se determinar o valor máximo de  $L_1$ , como segue:

$$L_{1max} = \frac{108 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3} - 108 \cdot 10^{-6}} = 121,076 \mu\text{H} \quad (30)$$

Com base nos valores calculados, adotou-se  $L_1$  igual a 110  $\mu\text{H}$ , a fim de garantir a operação no MCD.

A faixa de valores da capacitância de acoplamento  $C$  é calculada por (24) e apresentada como segue:

$$2,536 \mu\text{F} < C < 63,389 \mu\text{F}. \quad (31)$$

Adotou-se o menor valor, mais próximo ao comercial, pois este capacitor apresenta influência na dinâmica do conversor. Sendo assim, optou-se por 2,2  $\mu\text{F}$ . A tensão máxima sobre este capacitor é de 360V.

A capacitância de saída foi projetada considerando a ondulação de tensão de 5V, o que representa 2,78% do valor de pico de  $V_o$ . Este capacitor deverá suportar uma tensão máxima igual ao pico de tensão de saída, ou seja, 180V.

$$C_o = \frac{2,5}{8 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 5} = 2,083 \mu\text{F} \approx 2,2 \mu\text{F} \quad (32)$$

Por sua vez, calculou-se a capacitância de entrada  $C_{in}$  com base na ondulação de tensão de entrada de 2,5% ou 4,5 V. Este capacitor deve suportar o valor da tensão de entrada (180V).

$$C_{in} = \frac{400}{2\pi \cdot 60 \cdot 180 \cdot 4,5} = 1,31 \text{ mF} \approx 1,4 \text{ mF} \quad (33)$$

## B. CORRENTES E TENSÕES NOS ELEMENTOS DO ICI

As correntes máxima, média e eficaz no indutor  $L_1$  podem ser calculadas conforme segue:

$$I_{L1} = \frac{V_S}{L_1 f_s} D_a - I_{L0} \quad (34)$$

$$I_{L1} = \left( \frac{D_a^2 V_S}{4L_1 f_s} - \frac{D_b^2 V_o}{\pi L_1 f_s} \right) + \frac{2}{\pi} \left[ D_b I_{L1max} - I_{L0} (1 - D_b) \right] \quad (35)$$

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{4}{3\pi} a_1 + a_2 + \frac{1}{2} a_3 - a_4} \quad (36)$$

$$\text{onde } I_{L0} = \frac{V_S D_b D_a}{2L_1 f_s} - \frac{V_S D_a^2}{2L_2 f_s}; \quad a_1 = \frac{D_a^3 V_S^2}{3L_1^2 f_s^2} + D_a I_{L0}^2 - \frac{D_a^2 V_S I_{L0}}{L_1 f_s};$$

$$a_2 = \frac{D_b^3 V_o^2}{6L_1^2 f_s^2}; \quad a_3 = D_b I_{L1max}^2 - \frac{D_b^2 I_{L1max} V_o}{L_1 f_s};$$

$$a_4 = \frac{I_{L0}^2 [8D_a - 3\pi(1-D_b)]}{6\pi}.$$

As correntes máxima e eficaz em  $L_2$  são determinadas por:

$$I_{L2max} = \frac{V_S}{L_2} D_a T_s + I_{L0} \quad (37)$$

$$I_{L2ef} = \frac{P_o}{V_{oRMS}} \quad (38)$$

Na sequência, são obtidas as expressões para determinação das correntes máximas e eficazes sobre os semicondutores. Desta forma, as correntes média e eficaz no interruptor  $S_C$  são obtidas como segue:

$$I_{S_C} = \frac{D_a^2 V_S}{4L_{eq} f_s} \quad (39)$$

$$I_{S_Cef} = \frac{2V_S D_a}{3L_{eq} f_s} \sqrt{\frac{D_a}{\pi}} \quad (40)$$

A tensão máxima no interruptor  $S_C$  é determinada a seguir:

$$V_{S_Cmax} = V_{S_nmax} = V_S + V_o + \frac{\Delta V_C}{2} \quad (41)$$

$$\text{onde } \Delta V_C = \frac{V_S D_a^2 + 2f_s I_{L0}(1-D_b)L_2}{2Cf_s^2 L_2}; I_{S_C} = \frac{D_a^2 V_S}{4L_{eq} f_s}.$$

As respectivas correntes média e eficaz em um interruptor da ponte são calculados por:

$$I_{S_n} = a_5 + a_6 + a_7 \quad (42)$$

$$I_{S_nef} = \sqrt{a_8 + a_9 + a_{10} + a_{11}} \quad (43)$$

$$\text{onde } a_5 = \frac{L_1 L_2 (I_{L2max} - I_{L1max})^2}{4\pi T_s V_o (L_2 - L_1)}; a_6 = \frac{D_a^2 L_1 T_s V_S}{8L_1 L_2} + \frac{D_b^2 V_o T_s (L_2 - L_1)}{4\pi L_1 L_2};$$

$$a_7 = \frac{D_b (I_{L2max} - I_{L1max}) + 2I_{L0}(1-D_b)}{2\pi}; a_8 = \frac{a_1 \pi (I_{L2max} - I_{L1max})}{12};$$

$$a_9 = \frac{D_b^3 V_o^2 (L_2 - L_1)^2}{48L_1^2 L_2^2 f_s^2}; a_{10} = \frac{D_b^2 V_o (I_{L2max} - I_{L1max}) (L_2 - L_1)}{16L_1 L_2 f_s};$$

$$a_{11} = \frac{D_b (I_{L2max} - I_{L1max})^2 + 4I_{L0}^2 (1-D_b)}{16} + \frac{D_a^2 T_s V_S (D_a T_s V_S + 3I_{L0} L_2)}{9\pi L_2^2}.$$

As correntes média e eficaz no diodo antiparalelo do interruptor da ponte são determinadas como:

$$I_{S_nD} = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{L_1 L_2 (I_{L2max} - I_{L1max})^2}{2\pi V_o (L_2 - L_1) T_s} + D_b (I_{L1max} + I_{L2max}) - \frac{D_b T_s V_o}{2L_{eq}} \right] \quad (44)$$

$$I_{S_nDef} = \sqrt{a_{12} + a_{13} + a_{14} + a_{15}} \quad (45)$$

$$\text{onde } a_{12} = \frac{a_9 (L_1 + L_2)^2}{(L_2 - L_1)^2}; a_{13} = \frac{-D_b^2 V_o (I_{L1max} + I_{L2max}) (L_1^2 L_2 + L_2^2 L_1)}{16L_1^2 L_2^2 f_s};$$

$$a_{14} = \frac{D_b (I_{L1max} + I_{L2max})^2}{16}; a_{15} = \frac{-L_1 L_2 (I_{L2max} - I_{L1max})^3}{8T_s V_o (L_2 - L_1)}.$$

Os interruptores da ponte são submetidos a uma tensão máxima determinada a seguir:

$$V_{S_nmax} = V_S + V_o \quad (46)$$

A partir das equações descritas nesta seção e adotando os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 1, é possível determinar as correntes e tensões sobre os componentes do ICI para uma operação nominal, conforme mostrado na Tabela 5.

Por meio dos valores apresentados na Tabela 5, realizou-se o projeto dos indutores do ICI. A Tabela 6 resume os principais parâmetros de projeto dos indutores.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro recebido do CNPq (Processos 308620/2021-6 e 304707/2021-0) e o apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

TABELA 5. Correntes e tensões dos elementos do ICI.

| Itens   | Valores   |
|---|-----------|
| Corrente eficaz em $L_1$                      | 5,616 A   |
| Corrente média em $L_1$                       | 2,282A    |
| Corrente máxima em $L_1$                      | 17,336 A  |
| Corrente eficaz em $L_2$                      | 3,15 A    |
| Corrente máxima em $L_2$                      | 5,863 A   |
| Tensão máxima no interruptor $S_C$            | 379,989 V |
| Corrente eficaz no interruptor $S_C$          | 5,401 A   |
| Corrente média no interruptor $S_C$           | 2,222 A   |
| Tensão máxima no interruptor da ponte $S_n$   | 360 V     |
| Corrente eficaz no interruptor da ponte $S_n$ | 1,71 A    |
| Corrente média no interruptor da ponte $S_n$  | 0,8931 A  |
| Corrente eficaz no diodo da ponte $S_n$       | 2,224 A   |
| Corrente média no diodo da ponte $S_n$        | 0,923 A   |

TABELA 6. Principais Parâmetros de Projeto dos Indutores do ICI.

| Parâmetros                         | Valores                  |                          |
|------------------------------------|--------------------------|--------------------------|
|                                    | Indutor $L_1$            | Indutor $L_2$            |
| Núcleo                             | Thornton NEE<br>42/21/20 | Magmattec<br>MMTS75T4015 |
| Número de espiras                  | 23                       | 58                       |
| Espessura do condutor              | AWG 24                   | AWG 24                   |
| Números de condutores em paralelos | 8                        | 8                        |
| Comprimento média de uma espira    | 0,118 m                  | 0,130 m                  |

## CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

**INOUE, R.T.:** Conceptualization, Data Curation, Formal Analysis, Investigation, Methodology, Software, Validation, Visualization, Writing – Original Draft, Writing – Review & Editing. **DIONIZIO, A.A.:** Conceptualization, Formal Analysis, Investigation, Methodology, Validation, Visualization, Writing – Review & Editing. **SAMPAIO, L.P.:** Conceptualization, Formal Analysis, Funding Acquisition, Investigation, Methodology, Resources, Software, Supervision, Validation, Visualization, Writing – Original Draft, Writing – Review & Editing. **DA SILVA, S.A.O.:** Conceptualization, Formal Analysis, Funding Acquisition, Investigation, Methodology, Resources, Supervision, Validation, Visualization, Writing – Original Draft, Writing – Review & Editing. **DE BRITO, M.A.G.:** Conceptualization, Formal Analysis, Investigation, Methodology, Validation, Visualization, Writing – Original Draft, Writing – Review & Editing. **PELZ, G.M.:** Conceptualization, Formal Analysis, Investigation, Methodology, Validation, Visualization, Writing – Review & Editing.

## PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

## REFERÊNCIAS

- [1] N. M. Haegel, S. R. Kurtz, “Global Progress Toward Renewable Electricity: Tracking the Role of Solar (Version 2)”, *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 12, no. 6, pp. 1265–1272, Nov. 2022, doi: [10.1109/JPHOTOV.2022.3206532](https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2022.3206532).
- [2] A. Qazi, F. Hussain, N. A. Rahim, G. Hardaker, D. Alghazzawi, K. Shaban, K. Haruna, “Towards Sustainable Energy: A Systematic

- Review of Renewable Energy Sources, Technologies, and Public Opinions”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63837–63851, Maio 2019, doi: [10.1109/ACCESS.2019.2906402](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2906402).
- [3] Z. Tang, Y. Yang, F. Blaabjerg, “Power Electronics: The Enabling Technology for Renewable Energy Integration”, *CSE Journal of Power Electronics Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 39–52, Jan. 2022, doi: [10.17775/CSEJPE.2021.02850](https://doi.org/10.17775/CSEJPE.2021.02850).
- [4] V. F. Pires, A. Pires, A. Cordeiro, “DC Microgrids: Benefits, Architectures, Perspectives and Challenges”, *Energies*, vol. 16, no. 3, pp. 1–20, Jan. 2023, doi: [10.3390/en16031217](https://doi.org/10.3390/en16031217).
- [5] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero, “DC Microgrids—Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, May 2016, doi: [10.1109/TPEL.2015.2464277](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2464277).
- [6] L. Xu et al., “A Review of DC Shipboard Microgrids—Part I: Power Architectures, Energy Storage, and Power Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5155–5172, May 2022, doi: [10.1109/TPEL.2021.3128417](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3128417).
- [7] Q. Zhang et al., “An Improved Distributed Cooperative Control Strategy for Multiple Energy Storages Parallel in Islanded DC Microgrid”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 455–468, Feb. 2022, doi: [10.1109/JESTPE.2021.3072701](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3072701).
- [8] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, J. C. U. Peña, C. A. Canesin, “Família de Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos”, *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 4, pp. 368–376, Set./Nov. 2014, doi: [10.18618/REP.2014.4.368376](https://doi.org/10.18618/REP.2014.4.368376).
- [9] A. A. Dionizio, L. P. Sampaio, S. A. O. da Silva, “Inversor Integrado Zeta para Aplicações em Sistemas Autônomos Monofásicos de Geração de Energia”, *Eletrônica de Potência*, vol. 27, no. 4, pp. 313–324, Out./Dez. 2022, doi: [10.18618/REP.2022.4.0016](https://doi.org/10.18618/REP.2022.4.0016).
- [10] D. Murodia, A. K. Sharma, S. Singh, “Analysis of Single-Stage Boost Inverter for Renewable Energy Generation System (REGS) in Discontinuous Conduction Mode (DCM)”, in *2019 International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, pp. 1438–1443, 2019, doi: [10.1109/ICCES45898.2019.9002152](https://doi.org/10.1109/ICCES45898.2019.9002152).
- [11] A. A. Khan, H. Cha, “Dual-Buck-Structured High Reliability and High Efficiency Single-Stage Buck–Boost Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3176–3187, Apr. 2018, doi: [10.1109/TIE.2017.2752145](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2752145).
- [12] U. A. Khan, J.-W. Park, “Full-Bridge Single-Inductor-Based Buck–Boost Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1909–1920, Feb. 2021, doi: [10.1109/TPEL.2020.3011462](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3011462).
- [13] S. A. A. Kormath, K. M. Shafeeqe, K. T. Ajmal, “Non-Isolated Five Switch CCM Boost Inverter”, in *2020 International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC)*, pp. 1056–1061, 2020, doi: [10.1109/ICESC48915.2020.9155820](https://doi.org/10.1109/ICESC48915.2020.9155820).
- [14] F. Akbar, H. Cha, H.-G. Kim, “Novel Virtual-Ground Single-Stage Single-Inductor Transformerless Buck–Boost Inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 6927–6938, Aug. 2021, doi: [10.1109/TIE.2020.3007117](https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3007117).
- [15] J. B. B. Quispe, *Inversor Integrado Ćuk para Aproveitamento da Energia Fotovoltaica em Conexão com a Rede em Corrente Alternada*, Master’s thesis, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, Brasil, fevereiro 2019.
- [16] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 1st ed., Springer, Cham, Suíça, 1997.
- [17] A. A. Dionizio, *Análise de Topologias de Inversores Integrados Monofásicos Empregando Conversores Zeta e Ćuk*, Master’s thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procopio, Brasil, 2023.
- [18] R. C. Viero, F. S. dos Reis, “Modelo de Pequenos Sinais do Conversor Zeta Operando no Modo de Condução Descontínua”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 4, pp. 334–346, Set./Nov. 2015, doi: [10.18618/REP.2015.4.2520](https://doi.org/10.18618/REP.2015.4.2520).
- [19] A. A. Dionizio, L. P. Sampaio, S. A. O. da Silva, S. de Jesús Manrique Machado, “Grid-Tied Single-Phase Integrated Zeta Inverter for Photovoltaic Applications”, *Energies*, vol. 16, no. 9, Apr. 2023, doi: [10.3390/en16093622](https://doi.org/10.3390/en16093622).
- [20] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián, F. S. dos Reis, J. Uceda, “Design criteria for SEPIC and Ćuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode”, in *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, vol. 1, pp. 283–288, 1992, doi: [10.1109/IECON.1992.254619](https://doi.org/10.1109/IECON.1992.254619).
- [21] V. F. Pires, A. Cordeiro, C. Roncero-Clemente, S. Rivera, T. Dragičević, “DC-DC Converters for Bipolar Microgrid Voltage Balancing: A Comprehensive Review of Architectures and Topologies”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 981–998, Feb. 2023, doi: [10.1109/JESTPE.2022.3208689](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3208689).
- [22] G. Salagiannis, E. Tatakis, “Review on Non-Isolated Multiport Converters for Residential DC Microgrids”, *Energies*, vol. 17, no. 1–19, 2024, doi: [10.3390/en17010222](https://doi.org/10.3390/en17010222).
- [23] G. M. Pelz, S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio, “Comparative analysis involving PI and state-feedback multi-resonant controllers applied to the grid voltage disturbances rejection of a unified power quality conditioner”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 115, pp. 1–14, Feb. 2020, doi: [10.1016/j.ijepes.2019.105481](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105481).
- [24] B. A. Angélico, L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, “Proportional–integral/proportional–integral–derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram”, *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 10, pp. 2647–2659, Mar. 2014, doi: [10.1049/iet-pel.2013.0789](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0789).
- [25] *PRODIST - Módulo 8 – Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica*, ANEEL, 2021.
- [26] *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Std. 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014), Aug. 2022.
- [27] *Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Electricity Networks*, UNE EN 50160:2023, 2023.
- [28] Scott D. Sudhoff, *Power Magnetic Devices: A Multi-Objective Design Approach*, IEEE-Press, 2ª Edição, New Jersey, 2022.
- [29] M. K. Kazimierczuk, F. Corti, G. M. Lozito, A. Reatti, “Non-Isolated Zeta PWM DC-DC Power Converter Analysis for CCM Including Parasitics”, *IEEE Access*, vol. 12, pp. 2635–2647, 2024, doi: [10.1109/ACCESS.2023.3347750](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3347750).
- [30] M. K. Jutty, M. K. Kazimierczuk, “Efficiency of the transformer Cuk PWM converter”, in *Proc. of the National Aerospace and Electronics Conference-NAECON 1993*, pp. 639–644, 1993, doi: [10.1109/NAECON.1993.290864](https://doi.org/10.1109/NAECON.1993.290864).
- [31] C. A. Canesin, I. Barbi, “Estudo experimental comparativo das perdas entre seis diferentes conversores do tipo boost com 1,6 kW, usando IGBT’s”, *Eletrônica de Potência*, vol. 1, no. 1, pp. 26–34, Jun. 1996, doi: [10.18618/REP.1996.1.026034](https://doi.org/10.18618/REP.1996.1.026034).
- [32] A. V. C. Pereira, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, F. Bradaschia, C. A. Caldeira, E. A. O. Barbosa, “Família de conversores c.c./c.c. de alto ganho com chave única”, *Eletrônica de Potência*, vol. 29, p. e202410, May 2024, doi: [10.18618/REP.2024.1.0001](https://doi.org/10.18618/REP.2024.1.0001).

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Rafael Takeshi Inoue** é engenheiro eletrônico (2023), pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, *Campus* Cornélio Procopio (UTFPR-CP). Atualmente é mestrando do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR-CP, desenvolvendo suas atividades no Laboratório de Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade de energia elétrica, conversores estáticos, inversores integrados, sistemas fotovoltaicos.

**Anderson Aparecido Dionizio** é engenheiro de controle e automação (2021), mestre em engenharia elétrica (2023) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, *Campus* Cornélio Procopio (UTFPR-CP). Atualmente é doutorando do Programa de Pós-Graduação Associado em Engenharia Elétrica da UTFPR-CP, desenvolvendo suas atividades de pesquisa no Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Suas áreas de interesse são: energia renováveis, qualidade de energia elétrica, conversores estáticos, filtros ativos de potência e microrredes bipolares. É membro da SBA e da SOBRAEP.

**Leonardo Poltronieri Sampaio** é engenheiro eletrônica (2008), mestre em engenharia elétrica (2010) e doutor em engenharia elétrica (2013) pela Universidade Estadual Paulista - Ilha Solteira (UNESP/IS). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP) desde 2012. É membro e colaborador do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Atualmente, é bolsista produtividade PQ-2 do CNPq. Atualmente, é coordenador do Programa de Pós-Graduação Associado em Engenharia Elétrica da UTFPR-CP. Suas áreas de interesse são: energias renováveis, qualidade de energia elétrica, conversores estáticos de potência, ferramentas educacionais e programação em Java. É membro da SOBRAEP.

**Sérgio Augusto Oliveira da Silva** é engenheiro eletricista (1987) e mestre em engenharia elétrica (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC); e doutor em engenharia elétrica (2001) pela Universidade Federal de Minas Gerais. É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, (UTFPR-CP) desde 1993. É coordenador do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Atualmente, é coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR-CP. Atualmente, é bolsista produtividade PQ-1D do CNPq. Suas áreas de interesse são: sistemas de energia ininterrupta, condicionadores ativos de energia elétrica, qualidade da energia elétrica, energias renováveis e ferramentas educacionais para o ensino de eletrônica de potência. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Moacyr Aureliano Gomes de Brito** é engenheiro eletricista (2005), mestre em engenharia elétrica (2008) e doutor em engenharia elétrica (2013), pela Universidade Estadual Paulista - Ilha Solteira (UNESP/IS). Atualmente, é professor Adjunto da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – Campus de Campo Grande - MS atuando nos cursos de Graduação em Engenharia Elétrica e de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. É bolsista produtividade PQ-2 do CNPq. Suas áreas de interesse são controle aplicado à Eletrônica de Potência, uso de FPGAs, inversores em conexão com a rede de energia elétrica para fontes alternativas de energia e conversores para veículos elétricos. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Guilherme Masquetti Pelz** é engenheiro de controle e automação (2016), mestre em engenharia elétrica (2018) e doutor em engenharia elétrica (2023) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, *Campus* Cornélio Procopio (UTFPR-CP). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, (UTFPR-CP) desde 2023. É pesquisador no Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Suas áreas de interesse englobam sistemas de energia renováveis, qualidade de energia, filtros ativos de potência, microrredes e controle de conversores.