

# INVERSOR INTEGRADO ZETA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS AUTÔNOMOS MONOFÁSICOS DE GERAÇÃO DE ENERGIA

Anderson A. Dionizio, Leonardo P. Sampaio, Sérgio A. Oliveira da Silva  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Departamento de Engenharia Elétrica  
Campus Cornélio Procopio - PR - Brazil  
e-mail: dionizio@alunos.utfpr.edu.br, sampaio@utfpr.edu.br, augus@utfpr.edu.br

**Resumo** – Este trabalho apresenta uma nova topologia integrada de inversor monofásico para aplicações autônomas em sistemas de geração de energia. A topologia proposta, nomeada como Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM), é projetada para fornecer uma tensão senoidal, regulada e com baixa distorção harmônica para cargas locais a partir de fontes de tensão CC, em um sistema de geração autônomo. O I2ZM é construído a partir da integração de conversores CC-CC Zeta, sendo este projetado para operar no modo de condução descontínua. Por ser uma estrutura de inversor integrado, o I2ZM apresenta vantagens como a de não precisar de um conversor de potência para realizar a elevação da tensão de entrada, ou da necessidade de possuir níveis elevados de tensão na entrada do inversor para realizar a conversão CC/CA. Neste sentido, é realizado um estudo completo do I2ZM, envolvendo análises quantitativa e qualitativa, bem como a análise de pequenos sinais. Por meio de resultados de simulação computacional e experimentais, a viabilidade e a funcionalidade do inversor I2ZM proposto são apresentadas e avaliadas.

**Palavras-Chave** – Conversão de energia CC/CA, Conversor Zeta, Inversor integrado, Inversor Zeta.

## INTEGRATED ZETA INVERTER FOR APPLICATIONS IN SINGLE-PHASE AUTONOMOUS ENERGY GENERATION

**Abstract** – This work presents a novel integrated single-phase inverter topology for autonomous applications in distributed generation systems. The proposed topology, called Single-Phase Integrated Zeta Inverter (I2ZM), is designed to supply a sinusoidal and regulated voltage with low harmonic distortion to local loads from DC voltage sources in off-grid single-phase systems. The I2ZM is deployed from the integration of DC-DC Zeta converters, which are intended to operate in discontinuous conduction mode. As an integrated inverter topology, the I2ZM presents some advantages since it does not require a power converter to step up the input voltage or the need for a high voltage level at the inverter input to carry out the DC/AC power conversion. Hence, a complete study of the I2ZM is performed, involving quantitative and qualitative analysis, as well as the small signals analysis. The

feasibility and functionality of the proposed I2ZM inverter are presented and evaluated through computational simulations and experimental results.

**Keywords** – DC/AC Power conversion, Integrated inverter, Zeta converter, Zeta inverter.

## I. INTRODUÇÃO

As pesquisas e desenvolvimentos tecnológicos envolvendo as energias renováveis vêm crescendo de forma considerável nos últimos anos [1]-[3]. Isto se deve à necessidade de expansão da geração e distribuição da energia elétrica empregando tecnologias que causem menores impactos ambientais em contraponto às fontes tradicionais de geração, tais como aquelas baseadas em combustíveis fósseis e carvão mineral [3],[4]. Neste sentido, agências regulatórias (ANEEL) são fundamentais na regulamentação e fiscalização da crescente utilização de fontes de energia elétrica que propiciem menores impactos ao meio ambiente [5], [6].

Dentre as fontes renováveis de energia elétrica, destacam-se: a energia solar fotovoltaica, eólica, hidráulica, geotérmica, dentre outras [1]-[4]. No entanto, nem sempre é possível a utilização direta destas fontes de energia nas aplicações residências, comerciais e industriais. Neste sentido, é necessário a adequação dos níveis e formas de tensão para o seu apropriado uso. Uma das formas de realizar o condicionamento desta energia é por meio da eletrônica de potência, empregando topologias de conversores estáticos CC/CC e CC/CA [7]-[9].

Tradicionalmente, para realizar a interface de fontes de tensão CC com as aplicações de cargas locais que demandam energia em CA, é realizada a associação em cascata de um conversor CC/CC elevador com um inversor de tensão. Esta configuração, a qual se caracteriza por possuir duplo estágio de conversão de energia, é muito empregada pela sua simplicidade. No entanto, como desvantagem, tal configuração, em algumas situações, pode apresentar menor eficiência, bem como pode apresentar maiores volume e peso, uma vez que em algumas topologias é adotado um maior número de componentes [6], [8], [10], [11].

Por outro lado, com o objetivo de se obter uma estrutura com maior eficiência e contornar as desvantagens supramencionadas, têm-se estudado e proposto topologias de inversores de simples estágio de conversão de energia, também conhecidas como estruturas integradas [12]-[14].

Uma das principais vantagens deste tipo de topologia é a sua capacidade de realizar a elevação da tensão CC e, simultaneamente, fornecer na saída do conversor uma tensão ou corrente regulada e controlada em CA. Por possuir menor número de componentes e/ou configuração topológica distinta, as topologias integradas geralmente apresentam menores pesos, volumes e perdas. Por outro lado, pela unificação dos estágios de potência e a presença de características de fase não-mínima, pode-se levar a maiores dificuldades no controle de tensão e/ou corrente [14]-[16]. No entanto, algumas estruturas integradas podem apresentar eficiência reduzida, principalmente quando os interruptores e diodos precisam processar correntes com valores eficazes elevados.

As topologias apresentadas em [17] e [18] possuem um número reduzido de interruptores. Em [17] é proposto um microinversor baseado no conversor CC/CC Zeta isolado, no qual é utilizado um transformador em alta frequência para obtenção de ganhos elevados de tensão. Por operar no modo de condução contínua, o inversor apresenta alta eficiência e reduzido estresse nos componentes. Já em [18] é apresentado um inversor derivado dos conversores Ćuk e Watkins-Johnson, que visa minimizar os problemas de capacitâncias parasitas por meio do aterramento entre a saída e a fonte de energia de entrada, podendo operar tanto conectado à rede elétrica quanto de forma autônoma (off-grid).

Em [13] é apresentada uma família de inversores integrados, a qual é concebida considerando os conversores elevadores de tensão tradicionais. Nesta abordagem é realizada a integração dos conversores elevadores com inversores de tensão, de modo a trabalharem em um único estágio. Como desvantagem, esta família de inversores integrados apresenta o mesmo número de interruptores que a configuração tradicional de duplo estágio de conversão de energia elétrica.

Desta forma, este trabalho visa contribuir na proposição de uma topologia integrada capaz de realizar a interface entre fontes de tensão em CC e cargas locais alimentadas em tensão CA monofásica. A topologia proposta é obtida a partir da combinação de conversores CC/CC Zeta, aqui nomeada de Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM). O I2ZM é capaz de realizar a elevação da tensão de entrada e, simultaneamente, entregar uma tensão CA em sua saída com baixa distorção harmônica total (DHT). A partir de resultados de simulação e experimentais, toda análise e desenvolvimento do I2ZM é avaliada e validada.

O I2ZM proposto opera de forma semelhante ao inversor integrado proposto em [15], [16]. Adicionalmente, de acordo com as características apresentadas pelo I2ZM, as seguintes vantagens do I2ZM em relação aos trabalhos [15], [16] podem ser destacadas: i) ganho estático no modo de condução descontínua (MCD) idêntico ao conversor Zeta convencional; ii) tensão reduzida nos interruptores e diodos; iii) nível de tensão inferior nos capacitores intermediários, iv) menor circulação de corrente nos indutores. No entanto, devido a presença do diodo em série com o interruptor, o I2ZM somente opera com fluxo de potência unidirecional, o que pode ser uma desvantagem quando pretende-se trabalhar com fluxos bidirecionais de energia.

Este trabalho está dividido como segue: A Seção II descreve o funcionamento e operação do I2ZM proposto, enquanto a modelagem e controle do conversor são introduzidos na Seção III. Na Seção IV são apresentados e discutidos os resultados obtidos via simulações computacionais bem como por testes experimentais. Por fim, a Seção V traz as conclusões do trabalho.

## II. I2ZM: FUNCIONAMENTO E OPERAÇÃO

Nesta seção são descritos o funcionamento e a operação do I2ZM, o qual é projetado para realizar a interface entre fontes de tensão em CC e cargas locais que demandam energia em CA monofásica, conforme ilustra a Figura 1. O I2ZM é formado a partir da integração de conversores CC/CC Zeta modificados, no qual cada estrutura opera em um semiciclo da tensão de saída. A topologia integrada proposta atua fornecendo uma tensão CA monofásica regulada e controlada a partir de uma fonte de geração CC, que pode ser proveniente de arranjos fotovoltaicos, bancos de baterias, dentre outras.

O I2ZM é controlado por meio de uma única malha de controle de tensão. Nesta malha, a tensão de saída ( $v_{Co}$ ) é regulada por meio de um controlador proporcional-integral (PI), o qual gera a razão cíclica ( $d$ ) utilizada no acionamento dos interruptores do I2ZM. A referência de tensão ( $v_{Co}^*$ ), empregada no controle da tensão de saída, é obtida pelo produto do pico de tensão de referência ( $V_p$ ) com uma função senoidal ( $sen(\theta)$ ) somada a uma tensão de controle do desbalanço do barramento CC ( $u_{unb}$ ). O controle de desbalanço atua equalizando os níveis das tensões ( $v_{Cdc1}$  e  $v_{Cdc2}$ ) dos capacitores de entrada do I2ZM.

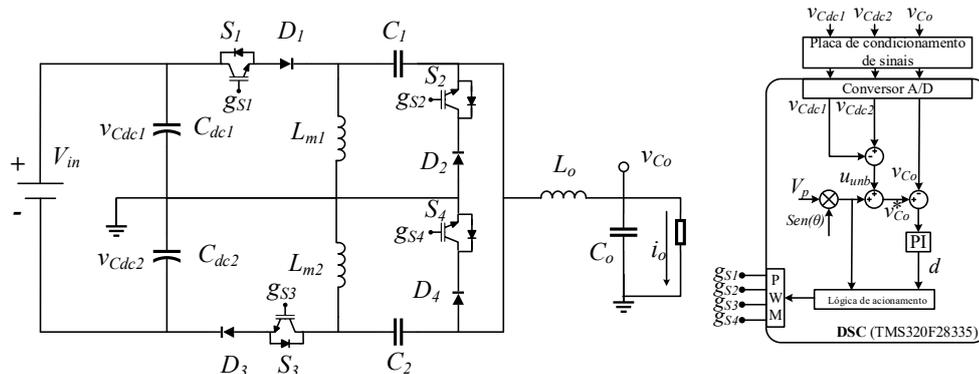


Fig. 1. Circuito esquemático do I2ZM.

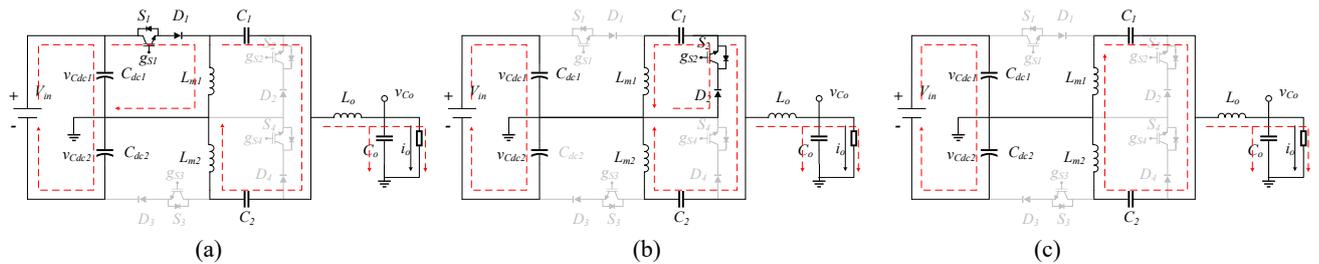


Fig. 2. Etapas de operação do I2ZM durante o semiciclo positivo da tensão de saída: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.

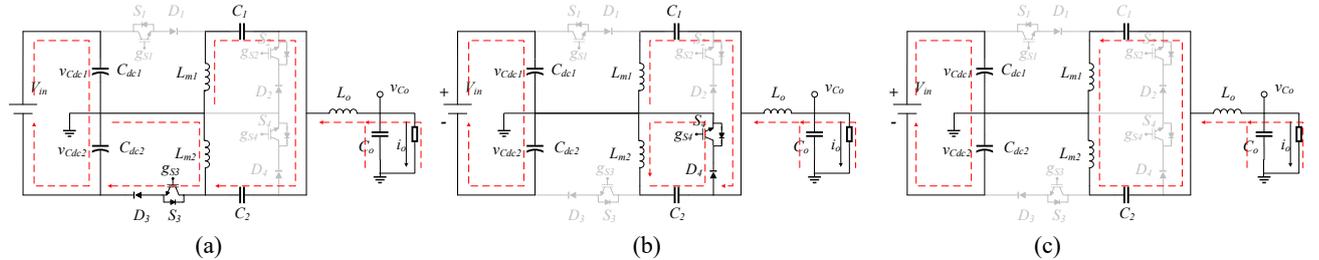


Fig. 3. Etapas de operação do I2ZM durante o semiciclo negativo da tensão de saída: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.

O funcionamento da topologia I2ZM é representado por seis etapas de operação, divididas entre o semiciclo positivo e negativo da tensão de saída fornecida às cargas. De forma simplificada, a divisão entre os semiciclos da tensão de saída permite que a topologia apresente as mesmas etapas de operação que o conversor CC/CC Zeta convencional.

Neste trabalho, o I2ZM é projetado para operar no modo de condução descontínua (MCD), uma vez que neste modo de operação o controle da tensão de saída é mais simples. As seis etapas de condução podem ser verificadas nas Figuras 2 e 3.

Para a análise do funcionamento do I2ZM, as perdas nos semicondutores de potência (interruptores e diodos) são desprezadas, uma vez que estes são considerados ideais. Além disso, assume-se que as tensões nos capacitores de entrada são constantes e equilibradas.

#### A. Princípio de Funcionamento do I2ZM

Na primeira etapa de operação ( $D_a T_s$ ) o interruptor  $S_1$  é comandado a entrar em condução, enquanto os demais interruptores se encontram bloqueados. A tensão no indutor  $L_{m1}$  é igual a tensão do capacitor  $C_{dc1}$ , a qual equivale à metade da tensão de entrada  $V_{in}$ . A tensão no indutor  $L_o$  é dada por  $v_{L_o} = v_{C_{dc1}} + v_{C_1} - v_{C_o}$ , onde  $v_{C_1}$  e  $v_{C_o}$  são as respectivas tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_o$ . Pela análise do circuito elétrico,  $v_{C_1} = v_{C_o}$ , assim, a tensão no indutor  $L_o$  é a própria tensão  $v_{C_{dc1}}$ . Esta etapa de operação pode ser visualizada na Figura 2.a.

A segunda etapa de operação ( $D_b T_s$ ) inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir. Assim, a energia armazenada no indutor  $L_{m1}$  é transferida para o capacitor  $C_1$  por meio do interruptor  $S_2$  e diodo  $D_2$ . A tensão no indutor  $L_{m1}$  é a mesma que do capacitor  $C_1$  ( $v_{L_{m1}} = v_{C_1}$ ), enquanto a tensão no indutor  $L_o$  é igual à do capacitor  $C_o$  ( $v_{L_o} = -v_{C_o}$ ). Esta etapa de operação pode ser visualizada na Figura 2.b.

O início da terceira etapa ( $D_c T_s$ ) ocorre quando a corrente no indutor  $L_{m1}$  atinge seu valor mínimo. Nesta etapa as correntes nos indutores se igualam, porém, com sentidos opostos. Durante esta etapa todos os diodos estão bloqueados, fazendo com que a corrente circule somente pelos elementos

passivos, assim, as tensões nos indutores são aproximadamente nulas. Pelo fato de as tensões médias nos indutores serem aproximadamente nulas em regime permanente, as tensões médias dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são aproximadamente iguais. Esta etapa de operação pode ser visualizada na Figura 2.c.

Por meio do acionamento dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ , a análise da operação do I2ZM para o semiciclo negativo da tensão de saída é realizada de forma similar à operação do conversor no semiciclo positivo, conforme pode ser observado na Figura 3.

#### B. Principais Formas de Onda do I2ZM

Como pode ser observado nas Figuras 4 e 5, um período de chaveamento do I2ZM é dividido em três intervalos de tempo:  $D_a T_s$ ,  $D_b T_s$  e  $D_c T_s$ . Na primeira etapa, a corrente do indutor  $L_{m1}$  aumenta linearmente com o tempo, com uma taxa de crescimento  $v_{C_{dc1}}/L_{m1}$ , partindo de um valor mínimo  $I_{L_{m1}min}$  e atingindo um valor máximo  $I_{L_{m1}p}$  no fim da primeira etapa de condução. O mesmo ocorre para a corrente do indutor  $L_{m2}$ . Na segunda etapa ocorre a desmagnetização do indutor  $L_{m1}$ , diminuindo linearmente na razão  $-v_{C_1}/L_{m1}$ . Já a desmagnetização do indutor  $L_{m2}$  ocorre com uma taxa de decremento linear de  $-v_{C_2}/L_{m2}$ . Ao fim desta etapa ocorre a troca de energia entre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  com o indutor de saída  $L_o$ .

A corrente do indutor  $L_o$  também apresenta variações entre valores máximos e mínimos, porém, a oscilação é reduzida, de forma que possa ser aproximado para um valor médio em determinadas condições. Em regime permanente e considerando um período de chaveamento, a Figura 4 apresenta as formas de ondas de tensão e corrente nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_o$  e nos capacitores  $C_1$  e  $C_o$ .

Na Figura 5.a são ilustradas as tensões e correntes ( $v_{S1}$ ,  $v_{S2}$ ,  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$ ), respectivamente dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para um período de chaveamento. A Figura 5.b apresenta os pulsos de acionamento dos interruptores de potência do I2ZM para um período completo da tensão CA de saída.

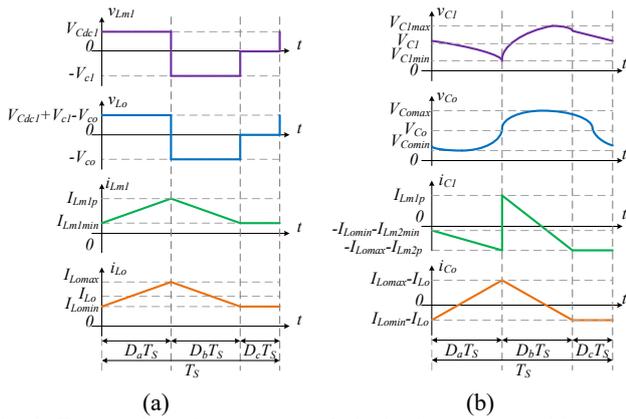


Fig. 4. Formas de onda para um período de chaveamento: (a) tensões e correntes nos indutores; (b) tensões e correntes nos capacitores

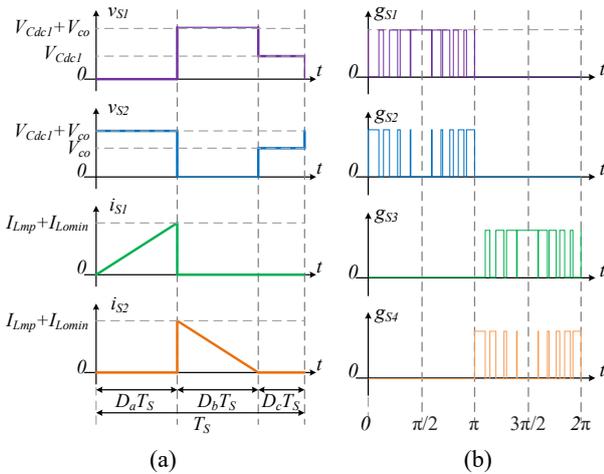


Fig. 5. (a) formas de onda de tensão e corrente nos interruptores para um período de chaveamento; (b) sinais de acionamento para um período completo de operação do I2ZM.

### C. Equacionamento em Relação ao Período de Chaveamento

Por meio das Figuras 4 e 5 pode-se verificar que a tensão média no indutor  $L_{m1}$  para um período de chaveamento e em regime permanente é dada por:

$$V_{L_{m1m}} = V_{dc1}D_a - V_{C1}D_b + 0D_c = 0. \quad (1)$$

A partir de (1) é possível obter a seguinte relação:

$$\frac{V_{Cdc1}D_a}{T_s} = \frac{V_{C1}D_b}{T_s}. \quad (2)$$

Desta forma, a expressão  $D_b$  é determinada em função da razão cíclica ( $D_a$ ), conforme segue:

$$D_b = \frac{V_{Cdc1}D_a}{V_{C1}}. \quad (3)$$

De forma complementar  $D_c = 1 - D_a - \frac{V_{Cdc1}D_a}{V_{C1}}$ .

Por outro lado, o pico de corrente no indutor  $L_{m1}$  ocorre ao final da primeira etapa ( $D_a T_s$ ) [ver Figura 4.a], conforme segue:

$$I_{L_{m1p}} = \frac{V_{Cdc1}D_a T_s}{L_{m1}} + \frac{V_{Cdc1}D_a T_s (D_a + D_b)}{2L_{m1}} - I_{L_{omin}} \quad (4)$$

onde  $I_{L_{omin}}$  é a corrente mínima no indutor  $L_o$ , a qual é determinada conforme:

$$I_{L_{omin}} = \frac{v_{Co}}{R} - \frac{v_{Cdc1}D_a T_s (D_a + D_b)}{2L_o}. \quad (5)$$

O pico de corrente no indutor  $L_{m2}$  também ocorre ao final da etapa  $D_a T_s$  e é calculado por:

$$I_{L_{m2p}} = \frac{V_{Cdc1}D_a T_s}{L_{m2}} - \frac{V_{Cdc1}D_a T_s (D_a + D_b)}{2L_{m2}}. \quad (6)$$

De forma análoga em (1), a tensão média no indutor  $L_o$  é dada por:

$$V_{L_{om}} = (V_{Cdc1} + V_{C1} - V_{Co})D_a - V_{Co}D_b + 0D_c = 0 \quad (7).$$

Portanto, ao substituir (3) em (6) obtém-se a seguinte relação:

$$\left(\frac{V_{C1}D_b}{D_a} + V_{C1} - V_{Co}\right)\frac{D_a}{T_s} - \frac{V_{Co}D_b}{T_s} = 0. \quad (8)$$

Rearranjando os termos em (7) conclui-se que:

$$V_{C1} = V_{Co}. \quad (9)$$

Conforme [19], é possível determinar o termo  $D_b$  no MCD como segue:

$$D_b = \sqrt{\frac{2L_{eq}f_s}{R}} \quad (10)$$

onde  $L_{eq} = \frac{L_{m1}L_o}{L_{m1} + 2L_o}$ .

Finalmente, realizando as adequações e manipulações matemáticas nas equações obtidas anteriormente, o ganho estático é determinado por:

$$G_{eT_s} = \frac{V_{Co}}{V_{Cdc1}} = D_a \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f_s}}. \quad (11)$$

### D. Formas de Ondas em Relação à Tensão na Carga

Neste trabalho o I2ZM é projetado para ter em sua saída uma tensão CA regulada e controlada. Assim, faz-se necessário a determinação dos valores médios e eficazes de corrente e/ou tensão sobre os principais componentes elétricos/eletrônicos empregados no conversor para um período completo de operação da tensão de saída CA. Portanto, estes valores podem ser determinados realizando a integração das expressões obtidas, onde é considerado que tanto a razão cíclica ( $D_a$ ) como a tensão de saída ( $v_{Co}$ ) são funções senoidais com os seus respectivos valores de pico  $D_p$  e  $V_p$ .

O indutor  $L_{m1}$  é responsável por processar a maior parte da energia durante o semiciclo positivo da tensão CA. Neste intervalo a corrente que circula por  $L_{m2}$  apresenta valor médio nulo. Por outro lado, o indutor de saída  $L_o$  atua durante todo o intervalo de operação CA, realizando a transferência de energia processada em cada semiciclo de operação para a carga CA monofásica.

Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  apresentam a mesma tensão média que o capacitor de saída  $C_o$ . A Figura 6.a apresenta as formas de onda de corrente nos indutores de entrada  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ , bem como de tensão no capacitor  $C_o$ . Por outro lado, a Figura 6.b apresenta as formas de onda de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

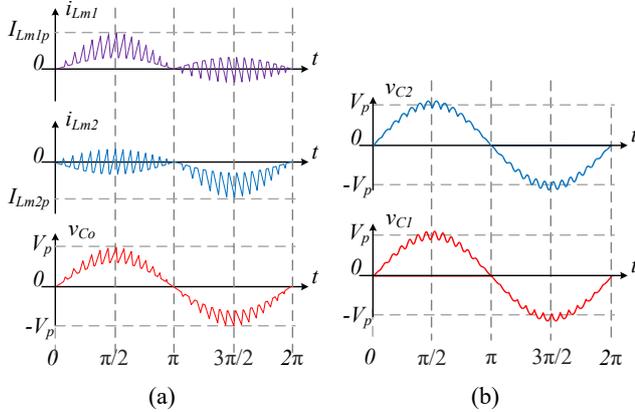


Fig. 6. Formas de onda: (a) corrente nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  e de tensão no capacitor  $C_o$ ; (b) tensões nos capacitores  $C_2$  e  $C_1$ .

#### E. Determinação dos Valores Médios e Eficazes de Corrente

A corrente que circula pelo interruptor  $S_1$  durante a etapa ( $D_a T_s$ ) equivale à soma das correntes nos indutores. O mesmo é válido para o interruptor  $S_2$  durante a etapa ( $D_b T_s$ ). Por simetria, as grandezas de tensão e corrente do interruptor  $S_1$  são equivalentes ao interruptor  $S_3$ , assim como as mesmas grandezas do interruptor  $S_2$  para com o interruptor  $S_4$ .

Para um período de chaveamento, é possível determinar a corrente eficaz ( $I_{Lm1_{rms}}$ ) no indutor  $L_{m1}$  por meio da integral da corrente em cada etapa de operação, como segue:

$$I_{Lm1_{rms}} = \sqrt{I_4 + I_5 + I_{Lomin}^2} \quad (12)$$

onde:

$$I_4 = \frac{V_{Cdc1}^2 D_a^3 T_s^2 (V_{Co} + V_{Cdc1})}{V_{Co} 3 L_m^2} \quad (13)$$

$$I_5 = \frac{V_{Cdc1} I_{Lomin} D_a^2 T_s (-V_{Co} - V_{Cdc1})}{L_m} \quad (14)$$

Considerando que  $L_m$  é dado por:  $L_m = \frac{L_{m1} L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}}$ .

A corrente no indutor  $L_{m1}$  apresenta uma envoltória senoidal, conforme mostra a Figura 6.a. Assim, a corrente eficaz ( $I_{Lm1_{rmsCA}}$ ) no indutor  $L_{m1}$ , para um período CA de saída, é determinada realizando a integração em (12), conforme segue:

$$I_{Lm1_{rmsCA}} = \frac{1}{6} \sqrt{\frac{I_6 + I_7 + I_8}{L_m^2 \pi}} \quad (15)$$

onde as respectivas correntes  $I_6$ ,  $I_7$  e  $I_8$  são determinadas por:

$$I_6 = \frac{3\pi T_s^2 V_{Cdc1}^3 D_p^3 - 9 I_{Lomin} L_m \pi T_s V_{Cdc1} D_p^2}{V_p} \quad (16)$$

$$I_7 = 8 T_s^2 V_{Cdc1}^2 D_p^3 - 24 I_{Lomin} L_m T_s V_{Cdc1} D_p^2 \quad (17)$$

$$I_8 = 9 I_{Lomin}^2 L_m^2 \pi. \quad (18)$$

A corrente média ( $I_{Lm1_{avCA}}$ ) do indutor  $L_{m1}$ , para um período completo senoidal da saída CA, é obtida como segue:

$$I_{Lm1_{avCA}} = \frac{I_9 + I_{10}}{8\pi V_p} \quad (19)$$

onde as respectivas correntes  $I_9$  e  $I_{10}$  são dadas por:

$$I_9 = (I_{Lm1p} + I_{Lm2p})(\pi V_p + 4 V_{Cdc1}) D_p - I_{Lomin} \pi D_p V_p \quad (20)$$

$$I_{10} = 4 I_{Lomin} (V_{Cdc1} D_p - 2 V_p + 2 V_p D_p) \quad (21)$$

onde  $I_{Lm1p}$  e  $I_{Lm2p}$  são as respectivas correntes de pico nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ .  $I_{Lomin}$  é corrente mínima no indutor  $L_o$ . Estes valores de pico devem ser determinados considerando (4), (5) e (6) no instante de pico da tensão de saída, ou seja,  $D_a = D_p$  e  $v_{co} = V_p$ .

Na primeira etapa de condução ( $D_a T_s$ ) a corrente que circula pelo interruptor  $S_1$  é igual à soma das correntes dos indutores. Desta forma, os respectivos valores médios e eficazes de corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  para um período CA podem ser determinados por:

$$I_{S1_{avCA}} = \frac{D_p (I_{Lm1p} + I_{Lm2p} + I_{Lomax})}{8} \quad (22)$$

$$I_{S1_{rmsCA}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \sqrt{\frac{D_p (I_{11} + I_{12} + I_{13})}{L_m^2 \pi}} \quad (23)$$

onde as respectivas correntes  $I_{11}$ ,  $I_{12}$  e  $I_{13}$  são calculadas por:

$$I_{11} = D_p T_s V_{Cdc1} (D_p T_s V_{Cdc1} + 3 I_{Lomax} L_m) \quad (24)$$

$$I_{12} = -D_p T_s V_{Cdc1} (3 I_{Lomin} L_m) + 3 I_{Lomax}^2 L_m^2 \quad (25)$$

$$I_{13} = -6 I_{Lomax} I_{Lomin} L_m^2 + 3 I_{Lomin}^2 L_m^2 \quad (26)$$

$$I_{Lomax} = \frac{V_p}{R} + \frac{V_{Cdc1} D_p T_s (2 - D_p - \sqrt{(2 L_e q f_s) / R})}{2 L_o} \quad (27)$$

onde  $I_{Lomax}$  é a corrente de pico no indutor no indutor  $L_o$ .

De maneira complementar ao interruptor  $S_1$ , o interruptor  $S_2$  permite a transferência de corrente apenas na etapa de condução  $D_b T_s$ . Logo, os respectivos valores médio e eficaz de corrente no interruptor  $S_2$ , para um período completo CA, são calculados por:

$$I_{S2_{avCA}} = \frac{V_{Cdc1} D_p (I_{Lm1p} + I_{Lm2p} + I_{Lomax})}{2\pi V_p} \quad (28)$$

$$I_{S2_{rmsCA}} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{\frac{V_{Cdc1} D_p (I_{11} + I_{12} + I_{13})}{L_m^2 \pi V_p}} \quad (29)$$

### III. MODELAGEM E CONTROLE

Esta seção visa demonstrar a obtenção do modelo de pequenos sinais empregado no controle do I2ZM. O modelo obtido é utilizado na etapa de sintonia dos ganhos do controlador proporcional-integrativo (PI), o qual é adotado

para controlar a tensão de saída do conversor. A função de transferência do sistema é obtida por meio da representação em espaço de estados.

Analisando a topologia em um período de chaveamento, nota-se que durante a etapa de operação  $D_a T_s$ , a corrente através do interruptor  $S_1$  se divide entre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ , da mesma forma que acontece entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . De forma análoga, o mesmo ocorre na etapa  $D_b T_s$ , onde a corrente através do interruptor  $S_2$  se divide entre os indutores e capacitores mencionados anteriormente. Finalmente, no intervalo  $D_c T_s$ , a corrente do indutor de saída  $L_o$  é dividida entre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  e, por conseguinte, entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

Considerando o correto dimensionamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , a divisão de corrente entre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  ocorre de forma equivalente, apresentando a mesma oscilação, porém com valores médios distintos. Nessa situação, a soma das correntes nestes indutores equivale à corrente no indutor  $L_m$  do circuito equivalente (ver Figura 7). Analogamente, o mesmo ocorre com as correntes que fluem entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , onde a soma equivale à corrente do capacitor  $C_a$  do circuito equivalente.

Sendo assim o indutor  $L_m$  é equivalente à associação em paralelo dos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  representados na Figura 1. Assim, uma vez que  $L_{m1} = L_{m2}$ ,  $L_m$  será igual à metade de  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ . O mesmo raciocínio é válido para o capacitor de acoplamento  $C_a$  do conversor Zeta convencional (ver Figura 7). Neste caso, assume-se  $C_a$  como uma capacitância equivalente, resultado da associação em paralelo de  $C_1$  e  $C_2$ , ou seja  $C_a = 2C_1$ , onde  $C_1 = C_2$ . Portanto, é possível aproximar o funcionamento do I2ZM como conversor CC/CC com o conversor Zeta convencional.

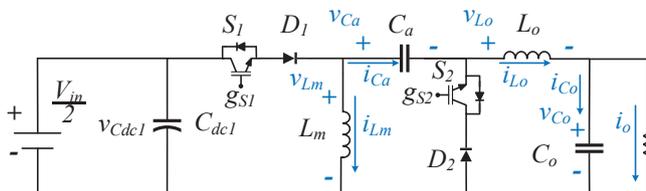


Fig. 7. Circuito equivalente do I2ZM considerando o semicírculo positivo da tensão de saída.

Como forma de corroborar com a equivalência entre o I2ZM e o circuito equivalente, ambos foram avaliados via simulação computacional, utilizando o software Matlab/Simulink®, conforme ilustra a Figura 8. O I2ZM foi simulado e analisado como um conversor CC/CC, empregando duas fontes de tensão na entrada, para evitar o desbalanço de tensão, os demais parâmetros empregados nesta análise encontram-se na Tabela I (ver Seção IV). Nesta análise comparativa ambos os circuitos operaram em malha aberta, na qual foi realizada uma variação (degrau) na razão cíclica  $D_a$  dos conversores de 0,3 para 0,6.

Verifica-se, por meio da Figura 8, uma boa similaridade entre o I2ZM e seu circuito equivalente, validando a solução adotada neste trabalho. Observa-se uma pequena diferença da tensão de saída em regime permanente, ocasionada pela capacitância equivalente  $C_a$ . O incremento dessa capacitância aumenta a proximidade da operação entre o I2ZM e o circuito

equivalente. Em contrapartida valores elevados de capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  podem provocar distorções na passagem por zero, quando o I2ZM opera como conversor CC/CA.

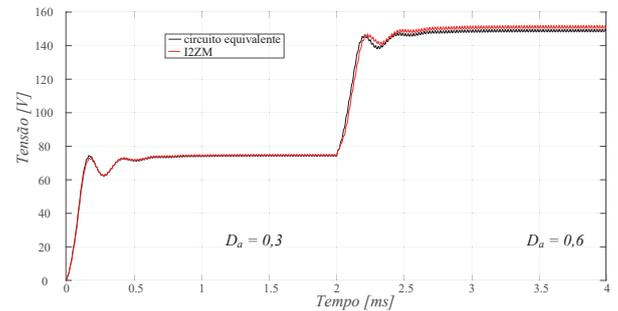


Fig. 8. Comparativo entre a dinâmica do I2ZM e do circuito equivalente mediante degrau na razão cíclica.

### A. Modelo Médio em Espaço de Estados

A obtenção do modelo médio de conversores CC/CC em espaço de estados [20] operando no modo de condução contínua (MCC) é facilmente obtida realizando a média das duas etapas de operação destes conversores [19], [21]. Por outro lado, quando os conversores operam no MCD o procedimento para a obtenção do modelo médio em espaço de estados se torna mais complexo, uma vez que as etapas de operação não são facilmente correlacionadas. Desta forma, as médias das variáveis de estado podem divergir do real valor, fato que pode impedir a adoção deste procedimento [19]-[23].

Como forma a contornar a dificuldade apresentada na modelagem do conversor operando no MCD, em [22] é proposta uma matriz de correção que atua na adequação da corrente de carga do capacitor ao realizar a técnica de modelo médio em espaço de estados, onde bons resultados são obtidos para conversores de segunda ordem. Em [19] e [23] são apresentados uma rede de comutação que visa contornar as questões da descontinuidade da corrente, propiciando um modelo médio preciso e adequado em conversores que operam no MCD.

A modelagem de conversores pode ser baseada na linearização em torno de pontos de operação. Neste sentido, são consideradas pequenas variações em torno do valor médio, de tal forma que uma variável  $\hat{x}$  é representada por um termo CC ( $X$ ) somada a uma pequena variação CA ( $\hat{x}$ ), ou seja  $\bar{x} = X + \hat{x}$ , sendo que  $|X| \gg |\hat{x}|$ . Aplicando esse conceito nas variáveis de estado do sistema e após linearizar e desprezar os termos CA de segunda ordem e superiores, é possível obter a representação do modelo médio de espaço de estados, conforme segue:

$$\dot{\bar{x}} = A_m \bar{x} + B_m \bar{u} \quad (30)$$

onde  $\bar{x}$  é o vetor de estados,  $\bar{u}$  é o vetor de entrada e  $A_m$  e  $B_m$  são as matrizes de proporcionalidade.

Adotando a metodologia descrita em [22], é necessário realizar a adequação para o modelo médio de espaço de estados para o I2ZM operando no MCD, multiplicando os termos que apresentam condução descontínua por um fator “m”, o qual é dado por:

$$m = \frac{1-D_b}{D_a} \quad (31)$$

Inserindo (31) no modelo médio representado por (32), a representação em espaço de estados para o circuito equivalente do I2ZM mostrado na Figura 7 é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{Lm} \\ \dot{\bar{i}}_{Lo} \\ \dot{\bar{v}}_{Ca} \\ \dot{\bar{v}}_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1 & a_2 \\ 0 & 0 & a_3 & a_4 \\ \frac{D_b - D_b^2}{c_a D_a} & \frac{D_b - 1}{c_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_o} & 0 & \frac{-1}{c_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{i}_{Lo} \\ \bar{v}_{Ca} \\ \bar{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_m} \\ \frac{D_a}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{v}_{Cdc1}] \quad (32)$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{i}_{Lo} \\ \bar{v}_{Ca} \\ \bar{v}_{Co} \end{bmatrix} \quad (33)$$

onde  $a_1 = \frac{-(L_m + L_o)D_b - L_m D_c}{L_m(L_m + L_o)}$ ,  $a_2 = \frac{L_m D_c}{L_m + L_o}$ ,  $a_3 = \frac{(L_m + L_o)D_a - L_m D_c}{L_o(L_m + L_o)}$ ,  $a_4 = \frac{-(D_a + D_b)(L_m + L_o) - L_o D_c}{L_o(L_m + L_o)}$  e  $y$  representa o vetor de saída.

Ressalta-se que no caso do I2ZM operar no MCC, ou seja  $D_c = 0$  e  $D_a + D_b = 1$ , a representação matemática apresentada em (32) continua sendo válida.

#### B. Modelo Médio de Pequenos Sinais da Tensão de Saída

A técnica proposta em [19] consiste em dividir o conversor operando no MCD em duas partes. A primeira, denominada rede de comutação, possui características não-lineares, as quais são causadas pelos semicondutores (interruptores e diodos). A segunda é composta pelo sistema linear associada aos elementos passivos, já caracterizados pelo modelo médio de espaço de estados.

A rede de comutação generalizada é formada pelos semicondutores do conversor operando em MCD. De forma similar ao que acontece no modelo médio de espaço de estados, são atribuídas variáveis de entrada e saída para a rede de comutação, sendo estas representadas por tensões e correntes, onde estas são definidas, por exemplo, em variáveis de entrada ( $v_1$  e  $i_1$ ) e saída ( $v_2$  e  $i_2$ ), representadas de forma genérica, como segue:

$$u_s = [v_1 \quad i_2]', \quad y_s = [v_2 \quad i_1]' \quad (34)$$

Por meio da análise do semiciclo positivo do I2ZM, sabe-se que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  apresentam comutação de forma complementar, equivalente à operação de um conversor CC/CC Zeta convencional (ver Figura 7). Desta forma, são definidas as variáveis de entrada e saída para a rede média generalizada de comutação, conforme descrito a seguir:

$$u_s = [i_{S1} \quad v_{S2}]', \quad y_s = [i_{S2} \quad v_{S1}]' \quad (35)$$

Conforme [19] é possível reescrever a saída da rede de comunicação como uma função das variáveis de entrada.

$$y_s = \mu u_s + (1 - \mu)0. \quad (36)$$

Em termos de valores médios e simplificações é possível definir:

$$\mu = \frac{1}{1 + \frac{(i_{S2})}{(v_{S1})} R_e(d)} \quad (37)$$

onde  $R_e(d) = \frac{2L_{eq}}{T_s D_a^2}$  e  $L_{eq} = \frac{L_m L_o}{L_m + L_o}$ .

Aplicando pequenas perturbações em torno do ponto de operação encontra-se  $\mu = \mu_0 + \hat{\mu}$ . Através da expansão em série de Taylor, descartando os termos de segunda ordem e superiores obtêm-se:

$$\mu_0 + \hat{\mu} = \mu(i_{S2}, v_{S1}, D) + \hat{i}_{S2} k_{id} + \hat{v}_{S1} k_{vs} + \hat{d} k_c. \quad (38)$$

Organizando os termos em (38) em valores de regime permanente e de pequenos sinais, encontra-se:

$$\mu_0 = \mu(i_{S2}, v_{S1}, d) \quad (39)$$

$$\hat{\mu} = \hat{i}_{S2} k_{id} + \hat{v}_{S1} k_{vs} + \hat{d} k_c \quad (40)$$

onde os termos  $k_c$ ,  $k_{vs}$  e  $k_{id}$ , para o conversor Zeta, são encontrados através de derivadas parciais de  $\mu$ , dados por:

$$k_c = \frac{2D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (41)$$

$$k_{vs} = \frac{1}{V_{Cdc1}} \frac{2D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (42)$$

$$k_{id} = \frac{R_e}{V_{Cdc1}} \frac{2D_b}{(D_a + D_b)^2}. \quad (44)$$

A saída da rede de comutação é dada por:

$$y_s = C_m \bar{x} + E_m \bar{v}_{Cdc1} \quad (45)$$

onde as matrizes  $C_m$  e  $E_m$  são as matrizes médias para as três etapas de operação do conversor em estudo.

Substituindo (35) em (44) e considerando a adequação do modelo médio para o MCD apresentado em (34), as variáveis de saída da rede de comutação para a média das etapas são descritas por:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{S2} \\ \bar{v}_{S1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D_b - D_b^2}{D_a} & D_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - D_a & -D_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{i}_{Lo} \\ \bar{v}_{Ca} \\ \bar{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 - D_a \end{bmatrix} [\bar{v}_{Cdc1}]. \quad (45)$$

A Figura 9 apresenta o diagrama em blocos do I2ZM operando em MCD em conjunto com a rede de comutação generalizada. Por meio da Figura 9 é possível verificar a relação entre a rede de comutação generalizada e o sistema linearizado, onde  $A_m$ ,  $B_m$  e  $C_s$  são as matrizes do modelo médio de espaço de estados, assim como a matriz  $C_m$  e os ganhos  $k_c$  e  $k_s$ .

Inicialmente, a partir da Figura 9, o termo  $\hat{\mu}$  pode ser obtido por:

$$\hat{\mu} = ks(C_m\hat{x} + E_d\hat{\mu}) + kc\hat{d}. \quad (46)$$

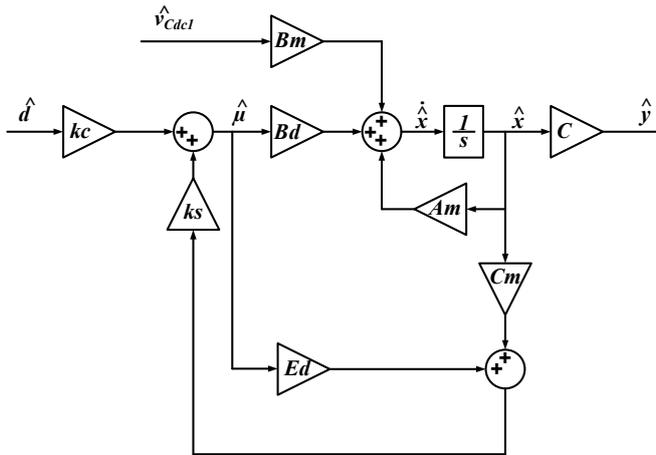


Fig. 9. Representação em diagrama de blocos do I2ZM operando em MCD em conjunto com a rede de comutação generalizada.

Por meio de (46) é possível isolar o termo  $\hat{\mu}$ , tal como segue:

$$\hat{\mu} = \frac{ksC_m}{1-ksE_d}\hat{x} + \frac{kc}{1-ksE_d}\hat{d}. \quad (47)$$

Por meio da Figura 9 e desconsiderando as variações na tensão de entrada,  $\hat{v}_{Cdc1}$ , é possível determinar equação linear de espaço de estados, conforme:

$$\dot{\hat{x}} = A_{mf}\hat{x} + B_{mf}\hat{d} \quad (48)$$

onde  $A_{mf}$  e  $B_{mf}$  são as respectivas matrizes de malha fechada, determinadas como segue:

$$A_{mf} = A_m + \frac{B_d k_s C_m}{1 - k_s E_d} \quad (49)$$

$$B_{mf} = \frac{B_d k_c}{1 - k_s E_d} \quad (50)$$

onde:  $k_s = [k_{id} \ k_{vs}]$ .

Para a obtenção das matrizes de malha fechada do sistema, as matrizes  $B_d$  e  $E_d$  são definidas por:

$$B_d = \left[ A_1 - \frac{D_b}{D_b + D_c} A_2 - \frac{D_c}{D_b + D_c} A_3 \right] + \left[ B_1 - \frac{D_b}{D_b + D_c} B_2 - \frac{D_c}{D_b + D_c} B_3 \right] \quad (51)$$

$$E_d = \left[ C_1 - \frac{D_b}{D_b + D_c} C_2 - \frac{D_c}{D_b + D_c} C_3 \right] + \left[ E_1 - \frac{D_b}{D_b + D_c} E_2 - \frac{D_c}{D_b + D_c} E_3 \right]. \quad (52)$$

As matrizes  $A_1$ ,  $A_2$  e  $A_3$ , correspondem às matrizes de estados para os elementos passivos durante as etapas de operação  $D_a$ ,  $D_b$  e  $D_c$ , respectivamente;  $B_1$ ,  $B_2$  e  $B_3$  são as matrizes de entrada para os elementos passivos. As matrizes  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  representam as matrizes de saída da rede de comutação, enquanto  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_3$  são as matrizes de transição direta da rede de comutação.

A obtenção da matriz  $A_m$  é realizada através da média das etapas de operação, ou seja,  $A_m = A_1 D_a + A_2 D_b + A_3 D_c$ . Levando em consideração a adequação na corrente do indutor  $L_m$  realizada por (31), o mesmo procedimento também é válido para a obtenção da matriz  $C_m$ .

Por fim, a função de transferência que relaciona a tensão no capacitor  $C_o$  com a razão cíclica é determinada por:

$$G_{vd} = C(sI - A_{mf})^{-1} B_{mf}. \quad (53)$$

### C. Controle do I2ZM

Além da tensão de saída  $v_{Co}$ , o esquema de controle do I2ZM inclui também o controle do balanço de tensão dos capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ , conforme apresentado na Figura 10.a. A referência senoidal de tensão ( $v_{Co}^*$ ) é composta por uma função senoidal com amplitude de pico ( $V_p$ ) somada à diferença entre as tensões dos referidos capacitores ( $u_{umb}$ ). Ao sinal de saída do controlador PI, o qual é utilizado para controlar  $v_{Co}$ , é dado um ganho  $K_{PWM}$  [19] de forma a gerar a razão cíclica empregada no controle do I2ZM. A partir da razão cíclica gerada pelo controlador PI, é realizada a lógica de acionamento dos interruptores conforme apresentado pelo diagrama em blocos da Figura 10.b. Ressalta-se que os ganhos do controlador PI foram sintonizados conforme procedimentos de projeto apresentados em [24].

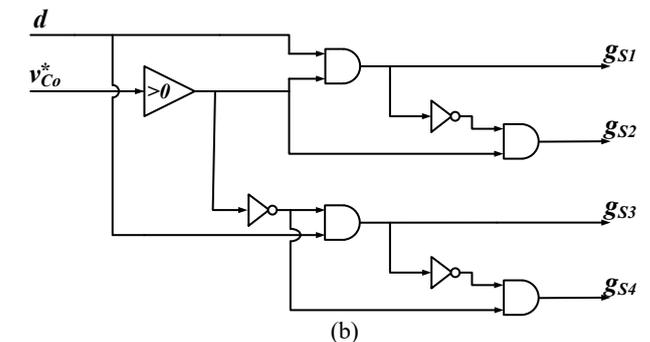
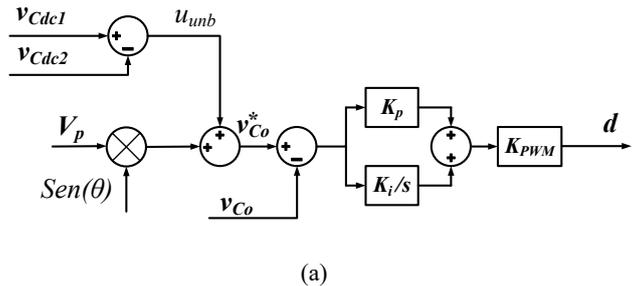


Fig. 10. Esquema de controle do I2ZM: (a) controle da tensão de saída; (b) lógica de acionamento dos interruptores.

## IV. RESULTADOS

Para avaliar experimentalmente o I2ZM proposto, foi desenvolvido o protótipo apresentado na Figura 11, cujo circuito de potência é mostrado na Figura 1. Os interruptores de potência são os IGBTs IRGP4650D (*Infineon*) e os diodos 30ETH06 (*International Rectifier*). Já os acionamentos dos IGBTs foram realizados por meio dos drivers DRO100S25A (*Supplier*). As grandezas de tensão e corrente foram medidas por meio de placas de condicionamento de sinais empregando

transdutores de efeito Hall (*LEM*). Os algoritmos e controladores foram embarcados no controlador digital de sinais (DSC) TMS320F28335 (*Texas Instruments*). A aquisição de resultados foi realizada por meio de um osciloscópio digital de quatro canais isolados modelo TPS2024 (*Tectronix*), enquanto as distorções harmônicas de tensão e corrente foram medidas pelo analisador de qualidade de energia 43B (*Fluke*). A Tabela I apresenta os principais parâmetros empregados nos testes experimentais do I2ZM.

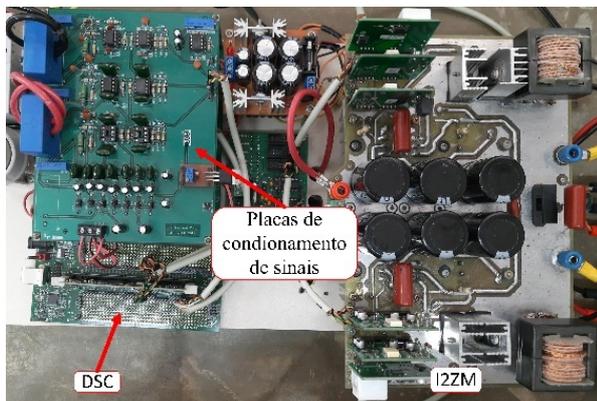


Fig. 11. Montagem experimental para análise do I2ZM.

**TABELA I**  
**Parâmetros Usados nos Testes Experimentais**

Tensão eficaz nominal de saída	$V_o = 127$ V
Frequência nominal de saída	$f = 60$ Hz
Frequência de chaveamento	$f_s = 50$ kHz
Frequência de amostragem do conversor A/D	$f_a = 60$ kHz
Capacitância do barramento CC	$C_{dc1} = C_{dc2} = 4500$ $\mu$ F
Tensão da fonte de entrada	$V_m = 140$ V
Indutância de entrada	$L_{m1} = L_{m2} = 60$ $\mu$ H
Indutância de saída	$L_o = 1,0$ mH
Capacitância de acoplamento	$C_1 = C_2 = 1,5$ $\mu$ F
Capacitância de saída	$C_o = 1,5$ $\mu$ F
Potência nominal	$P = 250$ W
Ganhos do controlador PI	$K_p = 2,4866$ ; $K_i = 77654$
Ganho de modulação PWM	1/2999
Frequência de cruzamento do controlador PI	1000 Hz
Margem de Fase do controlador PI	70 $^\circ$
Frequência da margem de ganho	4410 Hz
Margem de ganho	11 dB

Nos testes experimentais foram utilizadas quatro cargas distintas, como segue: i) carga resistiva de 100  $\Omega$  (carga 1); ii) carga resistiva de 66,67  $\Omega$  (carga 2); iii. carga do tipo RL com resistência de 100  $\Omega$  em série com uma indutância de 196 mH (carga 3); e carga não-linear (carga 4). A carga 4 foi obtida pela associação paralela da carga 1 com um retificador em ponte alimentando uma carga RC (capacitor  $C = 100$   $\mu$ F e  $R = 300$   $\Omega$ ).

As Figuras 12 e 13 apresentam os resultados estáticos e dinâmicos para as cargas 1 e 2. A Figura 13 apresenta os resultados dinâmicos considerando a transição da carga 1 para carga 2 e vice-versa. A partir dos resultados experimentais apresentados nas Figuras 12 e 13, observa-se que o I2ZM foi capaz de fornecer tensões senoidais com valores eficazes próximos a 127 V e frequência igual a 60 Hz. A distorção harmônica total (DHT) da tensão de saída foi menor que 1 %,

como pode ser constatado pelas medições apresentadas na Figura 14.

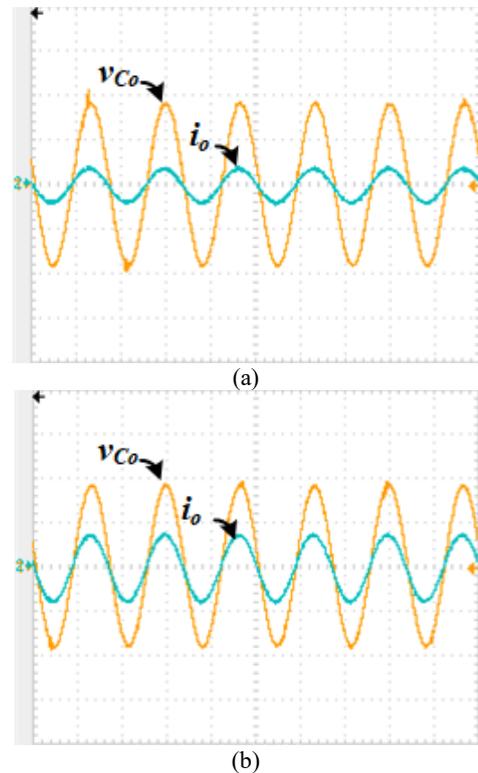


Fig. 12. Resultados experimentais para cargas resistivas (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div): (a) carga 1: 100  $\Omega$ ; (b) carga 2: 66,67  $\Omega$ .

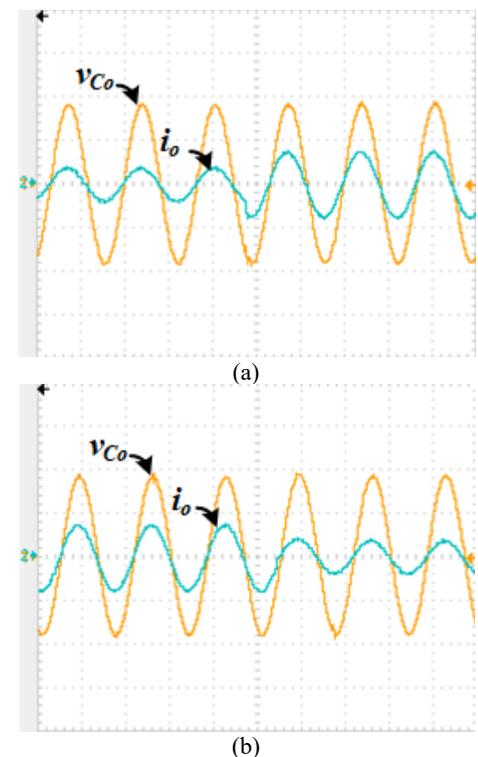


Fig. 13. Resultados experimentais dinâmicos (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div): (a) transição da carga 1 para carga 2; (b) transição da carga 2 para carga 1.

A Figura 15 apresenta os resultados experimentais obtidos utilizando a carga 3. Pode-se observar que o inversor foi capaz de fornecer uma tensão senoidal com DHT igual a 3,7 % [ver Figura 15.b], com índices de qualidade dentro dos estabelecidos por normas [25],[26].

Os testes do I2ZM alimentando a carga 4 estão apresentados na Figura 16. Percebe-se que apesar da carga ser não-linear, cuja corrente drenada possui DHT igual a 40%, o conversor foi capaz de fornecer uma tensão aproximadamente senoidal e com DHT igual a 6,8%.

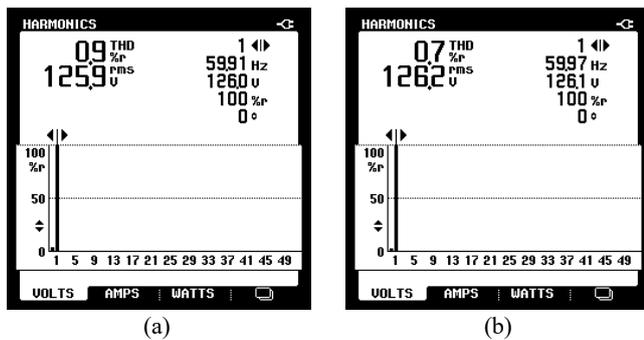


Fig. 14. DHT de tensão na carga: (a) Carga 1; (b) Carga 2.

A Tabela II apresenta a análise comparativa envolvendo o desenvolvimento teórico apresentado na Seção II com os valores obtidos em simulação computacional no ambiente Matlab/Simulink®. Neste sentido, visando realizar os testes de simulação com características mais próximas possíveis do sistema real, foi levado em conta a discretização de todo o sistema I2ZM, incluindo os algoritmos, aquisição de sinais, controladores, além dos atrasos na aquisição introduzidos pelos filtros *anti-aliasing*. Assim, por meio dos resultados apresentados na Tabela II, foi possível validar e corroborar todo o desenvolvimento teórico, uma vez que os valores teóricos calculados estão muito próximos aos obtidos via simulação computacional.

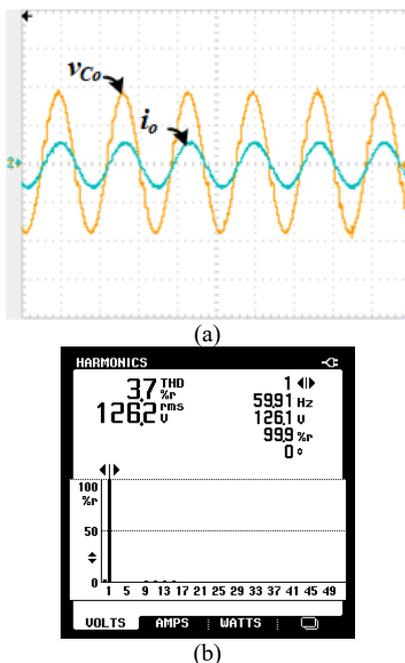


Fig. 15. Resultado experimental para carga 3: (a) Formas de onda (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div); (b) DHT da tensão na carga.

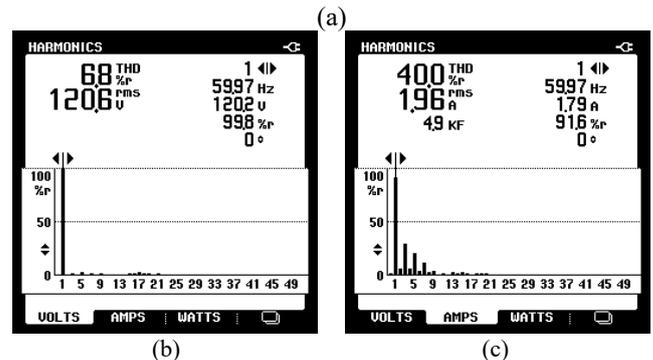
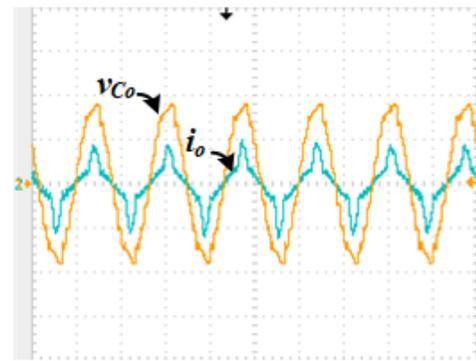


Fig. 16. Resultado experimental para carga 4: (a) Formas de onda (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div); (b) DHT da tensão na carga; (c) DHT da corrente drenada pela Carga 4.

A Tabela II apresenta a análise comparativa envolvendo o desenvolvimento teórico apresentado na Seção II com os valores obtidos em simulação computacional no ambiente Matlab/Simulink®. Neste sentido, visando realizar os testes de simulação com características mais próximas possíveis do sistema real, foi levado em conta a discretização de todo o sistema I2ZM, incluindo os algoritmos, aquisição de sinais, controladores, além dos atrasos na aquisição introduzidos pelos filtros *anti-aliasing*. Assim, por meio dos resultados apresentados na Tabela II, foi possível validar e corroborar todo o desenvolvimento teórico, uma vez que os valores teóricos calculados estão muito próximos aos obtidos via simulação computacional.

**TABELA II**  
Análise Comparativa entre os Resultados Obtidos pelo Desenvolvimento Teórico e por Simulação Computacional

	Teórico	Simulação	Erro (%)
$V_{orms}$	127,3	127,4	0,078
$I_{orms}$	1,964	1,976	0,607
$I_{Lm1avCA}$	1,918	1,809	6,025
$I_{Lm1rmsCA}$	4,352	4,401	1,113
$V_{C1rmsCA}$	127,3	127,6	0,235
$V_{S1max}$	250	250,5	0,200
$I_{S1avCA}$	1,786	1,809	1,271
$I_{S1rmsCA}$	5,222	5,285	1,192
$I_{S2avCA}$	0,8842	0,8901	0,663
$I_{S2rmsCA}$	3,535	3,501	0,971

A Figura 17 apresenta a eficiência do I2ZM, a qual foi obtida considerando semicondutores de potência convencionais de silício, os quais apresentam maiores perdas.

Portanto, com emprego de semicondutores de potência de maior eficiência, tais como os que empregam carbeto de silício (SiC), bem como com uso de técnicas de comutação suave estima-se uma eficiência superior a 90 %.

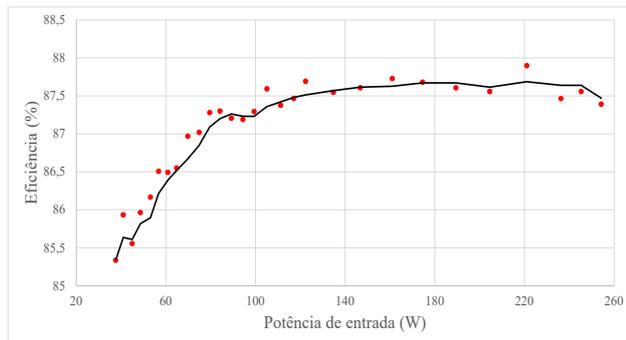


Fig. 17. Eficiência do I2ZM.

## V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma nova topologia de inversor integrado baseado em conversores Zeta, nomeado de I2ZM. O referido conversor foi capaz de elevar a tensão de entrada e simultaneamente entregar à saída uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico para cargas em CA, mesmo quando estas cargas drenam correntes com altos conteúdos harmônicos.

Através dos métodos de modelagem empregados, foi possível obter a função de transferência do I2ZM, com a qual, analisando sua resposta em frequência, pôde-se obter os ganhos do controlador.

Por meio de resultados experimentais a efetividade e viabilidade do I2ZM foi avaliada e comprovada, bem como os resultados apresentados corroboraram com o desenvolvimento teórico apresentado.

O I2ZM demonstrou ser uma topologia promissora a ser utilizada em substituição ao sistema tradicional de duplo estágio, o qual emprega um conversor CC-CC elevador e um inversor de tensão.

## 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.

## REFERÊNCIAS

[1] L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, J. G. de Matos, S. L. Lima, G. Bonan, A. S. Martins, “Design, Control, and Operation of a Hybrid Electrical Generation System Based on Renewable Energy Sources”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 15, nº 4, pp. 313-322, Novembro 2010.

[2] K. M. Muttaqi, M. R. Islam, D. Sutanto, “Future Power Distribution Grids: Integration of Renewable Energy, Energy Storage, Electric Vehicles, Superconductor, and Magnetic Bus”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, nº 2, pp. 1-5, Março 2019.

[3] F. R. Alharbi, D. Csala, “GCC Countries’ Renewable Energy Penetration and the Progress of Their Energy Sector Projects”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 211986-212002, Nov. 2020.

[4] A. Qazi, F. Hussain, N. ABD. 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, May 2019.

[5] M. G. Villalva, *Energia Solar Fotovoltaica – Conceitos e Aplicações - Sistemas Isolados e Conectados à Rede*, Editora Érica, 2ª Edição, [S.l.], 2015.

[5] R. Ruther, *Edifícios solares fotovoltaicos- O Potencial da Geração Solar Fotovoltaica Integrada a Edificações Urbanas e Interligadas à Rede Elétrica Pública do Brasil*, Editora UFSC, 1ª Edição, Florianópolis, 2004.

[6] B. G. de Assis, E. P. C. Braga, C. B. Nascimento, E. Agostini Jr., “High-Voltage-Gain Integrated Boost-SEPIC DC-DC Converter for Renewable Energy Applications”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 24, nº 3, pp. 336-344, Setembro 2019.

[7] R. B. Godoy, H. Z. Maia, F. J. Teixeira Filho, L. Galotto Jr., J. O. P. Pinto, G. S. Tatibana, “Projeto e Desenvolvimento de um Sistema Inversor para Fontes de Energia Renovável com Conectividade à Rede Elétrica”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 12, nº 2, pp. 155-162, Julho 2007.

[8] S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio, F. M. de Oliveira, F. R. Durand, “Sistema Fotovoltaico com Condicionamento Ativo de Energia Usando MPPT Baseado em PSO e Malha Feed-Forward de Controle de Tensão do Barramento CC”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 21, nº 2, pp. 105-116, Junho 2016.

[9] D. H. Wollz, S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio, “Desenvolvimento de um Emulador Eólico Eletrônico Baseado no Modelo Dinâmico do Gerador Síncrono de Ímã Permanente”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 24, nº 4, pp. 448-458, Dezembro 2019.

[10] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau, T. A. Meynard, “Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, nº 1, pp. 591-603, Março 2019.

[11] O. Abdel-Rahim, H. Wang, “A New High Gain DC-DC Converter with Model-Predictive-Control Based MPPT Technique for Photovoltaic Systems”, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, nº 2, pp. 191-200, Junho 2020.

[12] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, M. G. Alves, C. A. Canesin, “Inversor buck-boost tri-state integrado trifásico para aplicações fotovoltaicas”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 19, nº 1, pp. 81-89, Fevereiro 2014.

[13] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, J. C. U. Peña, C. A. Canesin, “Família de inversores monofásicos e trifásicos integrados”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 19, nº 4, pp. 368-376, Novembro 2014.

[14] W. Wu, J. Ji, F. Blaabjerg, “Aalborg Inverter - A New Type of “Buck in Buck, Boost in Boost” Grid-Tied

- Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 9, pp. 4784-4793, Setembro 2015.
- [15] L. P. Sampaio, S. Augusto Oliveira da Silva, P. J. Silva Costa, “Integrated Zeta Inverter Applied in a Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System”, in *Proc. of COBEP/SEPC*, vol. 15, pp. 1-6, 2019.
- [16] L. P. Sampaio, P. J. S. Costa, S. A. O. da Silva, “Modified Zeta Inverter Intended for Single-Phase Grid-Tied Photovoltaic System”, *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 52, pp. 1-16, Agosto 2022, In Press.
- [17] R. K. Surapaneni, A. K. Rathore, “A Single-Stage CCM Zeta Microinverter for Solar Photovoltaic AC Module”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, nº 4, pp. 892-900, Dezembro 2015.
- [18] V. Gautam, A. Kumar, P. Sensarma, “A novel single stage, transformerless PV inverter”, in *Proc of ICIT*, vol. 2014, pp. 907-912, 2014.
- [19] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Editora Springer, 1ª Edição, Boston, 1997.
- [20] K. OGATA, *Engenharia de Controle Moderno*, Editora Pearson Prentice Hall, 5ª Edição, [S.l.], 2010.
- [21] I. BARBI, “Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estado”, [S.l.: s.n.], 2015. [Online]. Disponível: [www.ivobarbi.com.br](http://www.ivobarbi.com.br).
- [22] Jian Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, R. M. Bass, “Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, nº 4, pp. 482-492, Julho 2001.
- [23] R. C. Viero, F. S. dos Reis, “Modelo de Pequenos Sinais do Conversor Zeta Operando no Modo de Condução Descontínua”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, nº 4, pp. 334-346, Novembro 2015.
- [24] B. A. Angélico, S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, “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, Outubro 2014.
- [25] *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*, IEEE Std. 1547-2018, 2018.
- [26] *IEC 61727- Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface*, IEC Std. 61727:2004, 2004.

**Anderson Aparecido Dionizio**, é engenheiro de controle e automação (2021) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, *Campus Cornélio Procópio* (UTFPR-CP). Atualmente é mestrando do Programa de Pós-Graduação 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 englobam sistemas de energia renováveis, qualidade de energia, conversores estáticos e filtros ativos de potência. É membro da SBA

**Leonardo Poltronieri Sampaio**, é engenheiro eletricitista (2008), mestre em engenharia elétrica (2010) e doutor em engenharia elétrica (2013) pela Universidade Estadual Paulista, *Campus Ilha Solteira* (UNESP/IS). É professor associado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP). É membro e colaborador do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). É bolsista produtividade PQ-2 do CNPq. Seus principais interesses são: aproveitamento de energias alternativas e renováveis, aplicações fotovoltaicas, qualidade de energia, modelagem e controle de conversores estáticos empregando DSC, desenvolvimento de ferramentas educacionais e programação em Java e C. É membro da SOBRAEP.

**Sérgio Augusto Oliveira da Silva**, é engenheiro eletricitista (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 (UPS), condicionadores ativos de energia elétrica, controle empregando DSC, qualidade da energia elétrica, energias renováveis e desenvolvimento de ferramentas educacionais para o ensino de eletrônica de potência. É membro da SOBRAEP e do IEEE.