

Received October 23, 2023; accepted February 12, 2024; Date of publication April 06, 2024.



The review of this paper was arranged by Associate Editor Heverton Pereira and Editor-in-Chief Telles Brunelli Lazzarin.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2024.1.0030>

Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de Único Estágio para Aplicação em Carregadores Veiculares Multifuncionais

Rafael Felipe Van Kan¹, Leonardo Adriano Ramos¹, Marcello Mezaroba¹,
Cassiano Rech²

¹Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Joinville – SC, Brasil.

²Universidade Federal de Santa Maria, Departamento de Processamento de Energia Elétrica, Santa Maria – RS, Brasil.

e-mail: rafaelvankan@gmail.com, leonardoadrianoramos@hotmail.com, marcello.mezaroba@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

RESUMO Este artigo apresenta a análise e operação de um conversor CA-CC trifásico, bidirecional e isolado em alta frequência, de único estágio com correção do fator de potência, destinado para aplicação como carregador embarcado de baterias de veículos elétricos. Este conversor pode operar nos modos *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Grid* (V2G). No lado primário tem-se um conversor boost trifásico intercalado (*interleaving*) com modulação PWM senoidal para conexão com a rede elétrica, e na saída um barramento CC com ponto médio. O lado secundário é composto por uma topologia em ponte completa com modulação PWM convencional de razão cíclica de 50%. A transferência de potência do lado primário ao secundário é realizada por meio da técnica de defasamento angular (*phase-shift*), a mesma utilizada em conversores *Dual-Active-Bridge* (DAB). Devido a defasagem natural do sistema trifásico, é possível obter transferência de potência constante, de reduzida ondulação, por meio do controle do defasamento angular também constante. Resultados experimentais de um protótipo de potência de 3 kW, tensão de entrada da rede elétrica de 127 V/60 Hz, tensão de saída de 300 V e frequência de comutação de 50 kHz são apresentados. Em conformidade com as análises, o protótipo do conversor apresentou fator de potência de 0,997, potência transferida entre primário e secundário constante e de baixa ondulação e dinâmica satisfatória e rápida durante ensaios de inversão do fluxo de potência.

PALAVRAS-CHAVE Carregador de Bateria, Conversor CA-CC Trifásico, Correção do Fator de Potência, G2V, V2G, Veículos Elétricos, *Dual Active Bridge*, *Phase-Shift*.

Three-phase Bidirectional Isolated Single-stage ac-dc Converter for Multifunctional Vehicle Chargers

ABSTRACT This article presents the analysis and operation of a high-frequency isolated single-stage bidirectional three-phase AC-DC converter with power factor correction, designed for use as an on-board charger for electric vehicle batteries. This converter can operate in both *Grid-to-Vehicle* (G2V) and *Vehicle-to-Grid* (V2G) modes. On the primary side, there is a three-phase interleaved boost converter with sinusoidal PWM modulation for connection to the electrical grid, and on the output side, there is a mid-point DC bus. The secondary side consists of a full-bridge topology with conventional PWM modulation at a 50% duty cycle. Power transfer from the primary to the secondary side is achieved using the phase-shift technique, the same technique used in *Dual-Active-Bridge* (DAB) converters. Due to the inherent 120° phase displacement in the three-phase system, power transfer remains constant through a constant phase-shift angle. Experimental results from a 3 kW prototype with an input voltage of 127 V/60 Hz from the electrical grid, an output voltage of 300 V, and a switching frequency of 50 kHz are presented. The converter exhibited a power factor of 0.997, constant power transfer between the primary and secondary sides with low ripple, and satisfactory and fast dynamics during power flow inversion tests.

KEYWORDS Three-Phase ac-dc Converter, Power Factor Correction (PFC), Battery Charge, Electric Vehicles, *Dual Active Bridge*, *Phase-Shift*, G2V, *Vehicle-to-Grid* (V2G).

I. INTRODUÇÃO

A crescente preocupação e conscientização sobre as mudanças climáticas e o apelo pela redução das emissões de gases poluentes provenientes da utilização de combustíveis

fósseis, tem levado ao desenvolvimento de tecnologias de energia alternativa. Uma das tecnologias alternativas são os veículos elétricos (VEs), que rapidamente estão se tornando parte integrante do sistema de transporte moderno [1]. De

acordo com [2], no ano de 2022, houve um crescimento exponencial do mercado de VEs, com vendas que ultrapassaram 10 milhões. Um total de 14% de todos os carros novos vendidos eram elétricos em 2022, em comparação com cerca de 9% em 2021 e menos de 5% em 2020. As vendas de VEs devem continuar em forte crescimento ao longo dos anos. No primeiro trimestre de 2023, foram vendidos mais de 2,3 milhões de VEs, representando 25% a mais do que no mesmo período do ano de 2022.

Nos últimos anos, houve um foco considerável no desenvolvimento de tecnologias relacionadas aos veículos elétricos, com atenção especial para seus componentes individuais, como os motores elétricos, sistemas de acionamento, baterias e carregadores de bateria. Neste cenário, as baterias emergem como elementos-chave, apresentando desafios significativos na disseminação dos VEs. Os principais desafios são o elevado custo das baterias, tempo de vida útil e infraestrutura de recarga [3]. Além dos mais, os VEs com suas tecnologias de armazenamento e conversão de energia, irão desempenhar um novo papel no que se refere ao conceito emergente de redes inteligentes ou *Smart Grids* [4]–[6]. Os veículos elétricos assumirão funções de troca de energia com a rede elétrica de distribuição, com capacidade de drenar ou injetar energia na rede elétrica [7], [8]. Para isso, há necessidade de conversores bidirecionais que possibilitem o gerenciamento da energia, permitindo que os VEs funcionem como sistemas distribuídos de armazenamento de energia, conceito conhecido como *Vehicle-to-Grid* (V2G) [3], [6], [9], [10].

A recarga das baterias dos VEs está condicionada a dois tipos de carregadores: embarcados (*on-board*), referente aos modos 1, 2 e 3 da norma IEC-61851 e não embarcados (*off-board*), modo 4 da mesma norma [11]. Os carregadores embarcados são normalmente projetados para serem utilizados na recarga residencial, com carregamento lento das baterias, associados a recarga noturna ou de oportunidade. Pelo fato de serem embarcados, o peso e volume são requisitos importantes, que devem ser minimizados no projeto [10], [12], [13]. Os carregadores *off-board* geralmente são constituídos por dois estágios de potência, em que um conversor CA-CC é associado a um conversor CC-CC bidirecional. Esses carregadores são usualmente aplicados no carregamento rápido de baterias, com elevada potência, resultando em conversores de maior peso/volume, normalmente conhecidos como estações de recarga [14]–[16].

Foram sugeridas diversas configurações de conversores CA-CC, abrangendo desde estruturas de dois estágios até configurações de um único estágio, tanto bidirecionais quanto unidirecionais. Algumas dessas configurações são projetadas especificamente para funcionar como carregadores de bateria para veículos elétricos (VEs) [12], [17]–[20]. As topologias de dois estágios incluem um barramento CC intermediário antes do transformador de alta frequência, consistindo assim em uma topologia CA-CC seguida por uma estrutura CC-CC. Conversores de dois estágios possi-

bilitam operar um maior número de interruptores de forma independente a fim de alcançar um objetivo de controle [21]. Estas topologias são geralmente soluções padrões na conversão CA-CC, como os trabalhos apresentados em [22], [23], no entanto, possuem maior número de componentes, peso, volume e custos. Os conversores de estágio único realizam a interface das baterias com a rede elétrica por meio de um único conversor CA-CC. São deste modo, soluções que possibilitam a redução de componentes e consequentemente o peso, volume e custos, além de possibilitar melhores rendimentos do sistema.

Observa-se que há uma tendência ao aumento da potência de carregadores embarcados, sendo que os primeiros VEs eram carregados em níveis de potência em torno de 3,3 kW [10], [24]. Embora atualmente o carregamento de alta potência seja principalmente realizado com carregadores *off-board*, um carregador *on-board* de alta potência poderia proporcionar conveniência ao consumidor, com as concessionárias simplesmente oferecendo entradas CA de alta potência em vez de entradas de carregamento CC rápido. No entanto, novos desafios são apresentados em termos de soluções compactas, leves e eficientes, pois estes requisitos são especialmente importantes na indústria automobilística, uma vez que o carregador precisa se encaixar entre vários outros componentes dentro do VE [11].

Neste contexto, este artigo propõe uma nova topologia de conversor CA-CC trifásica de único estágio, isolada em alta frequência e com capacidade de operação no modo V2G, para aplicação como carregador *on-board* modo 3 ou *off-board* modo 4 (IEC61851). O conversor é a combinação das características do retificador PFC *interleaving* e um conversor *Dual-Active-Bridge* (DAB), possibilitando a conexão de fontes de energia ou cargas nas três portas: a rede CA, o barramento CC primário e o barramento CC secundário. A topologia proposta possibilita o fluxo de potência quase constante, com reduzida ondulação, proporcionando redução das capacitâncias de filtro e menores esforços de controle. Além disso, é uma solução para a redução da ondulação de potência em baixa frequência e ondulação da variação do ângulo de defasamento presente na topologia monofásica apresentada em [25], [26]. Na Figura 1 é apresentada a proposta da topologia trifásica baseada na estrutura monofásica estudada em [27]. O conversor proposto é uma estrutura de único estágio, eliminando a necessidade do capacitor de barramento entre o estágio de entrada e o estágio CC-CC conectado a saída, como em conversores de dois estágios. Outra característica é a redução do número de interruptores no lado secundário, tornando-se uma solução mais simplificada e proporcionando redução de custos em comparação com a topologia estudada em [28].

As vantagens que se destacam na topologia proposta em comparação com as demais, são: a independência entre os controladores do primário em relação ao controlador do secundário, redução significativa da ondulação de potência do barramento CC, possibilidade de implementação de

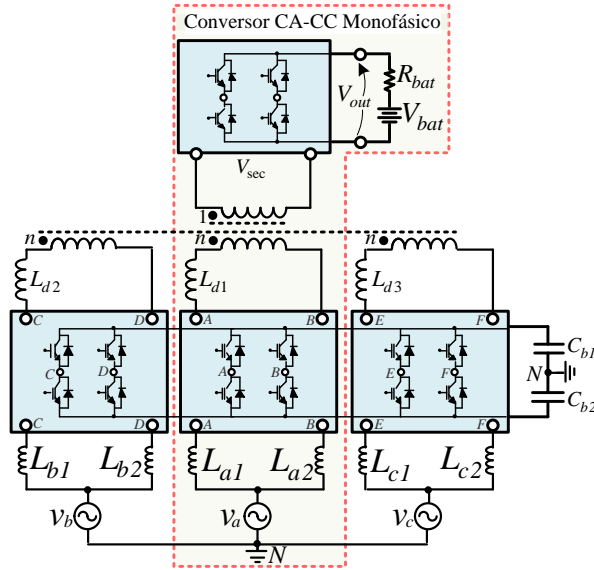


FIGURA 1: Proposta preliminar de conversor CA-CC trifásico a partir de topologia monofásica [25], [27].

um controlador lento para o controle da tensão de saída, simplificação da estratégia de controle e utilização de transformador acoplado.

Nas seções seguintes apresentam-se as análises do conversor proposto, o qual consiste em seis seções. A seção II apresenta a estrutura do conversor proposto. Análises qualitativas, como a modulação aplicada, estados de operação, definição das regiões de operação são apresentadas na seção III. As análises quantitativas que são a análise matemática e definição da característica de saída são desenvolvidas na seção IV. Por fim, nas seções V e VI são mostradas a estratégia de controle e resultados experimentais, respectivamente, as quais comprovam a fiabilidade e auxílio matemático a trabalhos e aplicações futuras.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

Com base nos estudos realizados no conversor CA-CC monofásico apresentado em [25]–[27], foi proposta uma topologia de conversor trifásico bidirecional e isolado de único estágio apresentada na Figura 2.

No lado primário da topologia, cada estrutura de quatro interruptores (S_{1x} , S_{2x} , S_{3x} e S_{4x}) conectados a cada uma das fases da alimentação trifásica ($x = a, b, c$) é constituída pela associação de dois conversores em meia-ponte que operam em paralelo. Essa associação paralela é realizada por meio da técnica de intercalamento (*interleaving*) dos indutores de entrada (L_{xy} , $x = a, b, c$ e $y = 1, 2$). A estrutura do primário realiza a correção do fator de potência e a regulação da tensão no barramento CC com ponto médio, composto pelos capacitores C_{dc1} e C_{dc2} .

O lado secundário é isolado do lado primário por meio de um transformador acoplado de quatro enrolamentos (T_{Ra} , T_{Rb} , T_{Rc} e T_s) que proporciona a transferência de potência

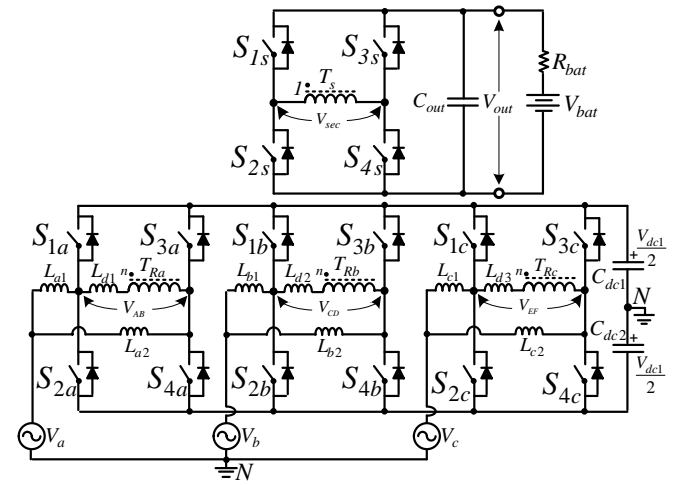


FIGURA 2: Conversor CA-CC trifásico proposto.

e isolamento galvânica. A isolamento por transformador proporciona proteção ao usuário ao manipular o plugue de carregamento do veículo elétrico, pois a bateria não estará em contato direto com o lado primário do conversor. Para a regulação da tensão de saída V_{out} , composto de um filtro capacitivo (C_{out}), utiliza-se um circuito em ponte completa formado pelos interruptores S_{1s} , S_{2s} , S_{3s} e S_{4s} .

III. ANÁLISE QUALITATIVA

O funcionamento do conversor é compreendido pelas suas análises qualitativas. As análises apresentadas nessa seção são: estratégia de modulação e definição das regiões de operação do conversor.

A. Estratégia de Modulação

As estratégias de modulação propostas, aplicadas nos lados primário e secundário do conversor, podem ser visualizadas na Figura 3. Apresenta-se somente a modulação aplicada na estrutura conectada na fase a da alimentação, sendo que nas outras fases considera-se somente o defasamento de 120° do sinal modulante, devido ao sistema trifásico.

Os interruptores do lado primário (S_{1x} , S_{2x} , S_{3x} e S_{4x} , $x = a, b, c$) são acionados aplicando-se a modulação PWM senoidal simétrica. Os comandos dos interruptores S_{1x} e S_{2x} são complementares, assim como S_{3x} e S_{4x} . Utilizam-se dois sinais triangulares defasados em 180° , um para cada braço em meia-ponte (V_{tri1p} , V_{tri2p}). Estas portadoras triangulares são comparadas com os sinais senoidais (moduladoras) referentes a cada fase do sistema trifásico, gerando os pulsos de comando para os interruptores de cada braço. Estes sinais moduladores são representados por:

$$\begin{cases} d_a(\omega_g t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \text{sen}(\omega_g t) \\ d_b(\omega_g t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \text{sen}(\omega_g t - 120^\circ) \\ d_c(\omega_g t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \text{sen}(\omega_g t + 120^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

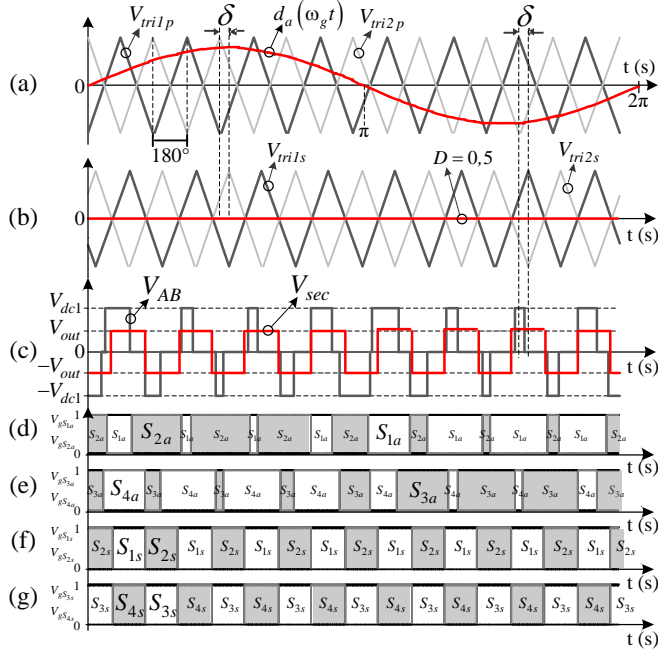


FIGURA 3: Estratégia de modulação: (a) Modulação PWM senoidal aplicada no primário; (b) Modulação PWM aplicada no secundário; (c) Formas de onda de tensão no primário da fase a (V_{AB}) e secundário (V_{sec}); (d) Pulsos de comando de S_{1a} e S_{2a} ; (e) Pulsos de comando de S_{3a} e S_{4a} ; (f) Pulsos de comando de S_{1s} e S_{2s} ; (g) Pulsos de comando de S_{3s} e S_{4s} .

em que $M_d = 2V_{gpk}/V_{dc1}$ é o índice de modulação do conversor, sendo V_{gpk} a tensão de pico da rede elétrica. Esta estratégia gera um onda retangular de três níveis em V_{AB} , V_{CD} e V_{EF} , que varia conforme a razão cíclica e possui valor máximo igual a tensão no barramento CC V_{dc1} . A modulação PWM senoidal possibilita correção do fator de potência e correntes senoidais na entrada, com reduzida distorção harmônica.

Os interruptores do lado secundário S_{1s} , S_{2s} , S_{3s} e S_{4s} operam sob modulação PWM convencional com razão cíclica de 50% ($D = 0,5$). Entretanto, os interruptores S_{3s} e S_{4s} operam com sinais defasados em 180° . Deste modo, uma onda retangular de dois níveis é imposta no enrolamento secundário do transformador (V_{sec}). Realizando-se o defasamento angular entre as portadoras triangulares dos lados primário e secundário, definida pelo ângulo δ , é possível definir a direção e intensidade do fluxo de potência do conversor, podendo operar como retificador ou inversor.

B. Regiões de Operação

Devido ao elevado número de etapas de operação da topologia trifásica e complexidade das análises matemáticas, as regiões de operação foram obtidas a partir do modelo de circuito fundamental, ilustrado na Fig 4. Além disso, apenas a fase a é considerada nas análises, sendo que a única

diferença entre as outras está no defasamento de 120° , o que não prejudica na compreensão e equacionamentos do conversor trifásico.

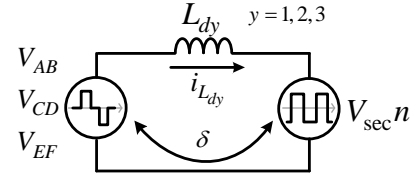


FIGURA 4: Circuito fundamental para análise do conversor.

As regiões de operação do conversor são definidas conforme a variação da razão cíclica e do ângulo de defasamento. Considerando $\delta > 0$, foram obtidas três regiões para razões cíclicas menores que 0,5 e outras três regiões para valores maiores que 0,5.

Para a determinação das regiões de operação a partir do circuito fundamental, foram consideradas as análises das formas de onda de tensão no primário e secundário e a corrente no indutor L_{dy} , durante um período de comutação. Conforme a variação da razão cíclica senoidal no lado primário para $\Delta d < 0,5$ e $\Delta d \geq 0,5$, em conjunto com a variação do ângulo de defasagem (δ) de 0° a 180° em intervalos de 15° é possível observar o comportamento das formas de onda e as transições entre regiões.

Seguindo esta análise, obteve-se 12 regiões de operação com suas respectivas condições de transição, representadas no gráfico ilustrado na Figura 5. As condições de transição são definidas por inequações com as variáveis de razão cíclica (Δd) e ângulo de defasamento. As regiões de operação compreendidas nos intervalos de $\delta > 0^\circ$ e $\Delta d < 0,5$ são denominadas: R1, R2, R3, R4, R5 e R6. Já para os intervalos de $\delta < 0^\circ$ e $\Delta d \geq 0,5$ são: R7, R8, R9, R10, R11 e R12. Na Figura 6, são apresentadas as formas de onda obtidas da análise do circuito, as quais serão utilizadas na análise matemática para a obtenção de equações de projeto. Vale destacar que por simplificação, foram considerados somente ângulos de defasagem positivos, sendo que para valores negativos há somente a inversão do sentido da potência.

IV. ANÁLISE QUANTITATIVA

Nesta seção são apresentadas as principais análises quantitativas. Apresentam-se as metodologias de análises utilizadas para a obtenção de equações e gráficos que descrevem o funcionamento do conversor proposto. Considerando a simetria existente na operação do conversor, a análise de apenas três regiões é suficiente para descrever seu funcionamento.

A. Análise Matemática

Nesta subseção apresenta-se o desenvolvimento matemático para a obtenção das equações que caracterizam o funcionamento do conversor. As equações obtidas de cada região de

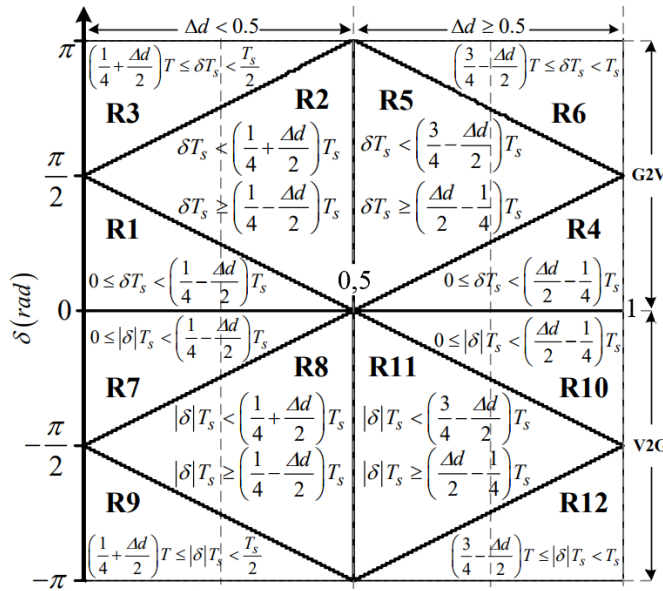


FIGURA 5: Gráfico das regiões de operação em função da razão cíclica e do ângulo de defasagem e suas condições de operação.

operação são fundamentais na obtenção das curvas de transferência de potência, essenciais na metodologia de projeto do conversor. Cada região é caracterizada por uma sequência diferente de etapas de operação, implicando complexidade nas análises pertinentes a sistemas trifásicos e 192 etapas. Portanto, cada região é analisada separadamente dentro do período de comutação, considerando-se somente a fase *a* da alimentação trifásica.

A fim de facilitar a definição das etapas e regiões de operação e realizar suas análises matemáticas, as hipóteses a seguir são assumidas: todos os elementos do conversor são considerados ideais; a frequência de comutação é muitas vezes maior que a frequência da rede, portanto considera-se que as tensões e correntes de entrada permanecerão constantes durante o período de comutação; o conversor opera em regime permanente, desconsiderando-se a dinâmica de transitórios; o transformador é ideal e as correntes de magnetização dos enrolamentos são desprezíveis; a bateria pode ser representada por uma fonte de tensão cujo valor médio é igual a V_{out} .

Com o objetivo de auxiliar o equacionamento e obter equações genéricas e simplificadas, algumas definições são realizadas. Estas definições são parametrizadas e referem-se a potência ativa (2), corrente (3), ganho estático do transformador (4), indutância de transferência de potência (5) e ângulo de defasamento normalizado (6), conforme abaixo:

$$P_{base} = \frac{V_{dc1} V_{sec}}{L_{dy} f_s} \quad (2)$$

$$I_{base} = \frac{V_{sec} n}{L_{dy} f_s} \quad (3)$$

$$q = \frac{V_{sec} n}{V_{dc1}} \quad (4)$$

$$L_{dbase} = \frac{V_{dc1} V_{sec} n}{P_{out} f_s} \quad (5)$$

$$\delta_{norm} = \frac{\delta_{graus} * 0,5}{180^\circ} \quad (6)$$

sendo que $L_{dy, y = 1, 2, 3}$ representa as indutâncias de transferência de potência, f_s a frequência de comutação, n a relação de transformação do transformador acoplado e P_{out} a potência de saída do conversor. A equação do ângulo de defasamento normalizado δ_{norm} é fundamental para a determinação das condições de transição entre as regiões de operação, pois permite realizar a relação entre a variação da razão cíclica senoidal imposta no lado primário com a variação deste ângulo de defasamento.

1) Equacionamento Região 1: A operação do conversor na região R1 ocorre nas seguintes condições:

$$\begin{cases} \Delta d < 0.5 \\ 0 \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} - \frac{\Delta d}{2}\right) T_s. \end{cases} \quad (7)$$

As formas de onda da região R1, considerando o semiciclo positivo da tensão da rede são apresentadas na Figura 6.a. O comportamento da corrente no indutor L_{dy} na operação da região 1 é representado por (8), enquanto os intervalos de tempo correspondentes as etapas de operação são representadas por (9)-(11)

$$i_{L_{dy}}^{R1}(t) = \begin{cases} i_{L_{dy}}^{R1}(t_0) - \frac{nV_{sec}}{L_d}(t - t_0), & \text{if } t > 0 \\ i_{L_{dy}}^{R1}(t_1) - \frac{(V_{dc1} + nV_{sec})}{L_d}(t - t_1), & \text{if } t > t_1 \\ i_{L_{dy}}^{R1}(t_2) - \frac{nV_{sec}}{L_d}(t - t_2), & \text{if } t > t_2 \end{cases} \quad (8)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} - \delta\right) T_s \quad (9)$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = d T_s \quad (10)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} + \delta\right) T_s. \quad (11)$$

2) Equacionamento Região 2: As formas de onda para a obtenção das equações pertinentes a região de operação R2 são ilustradas na Figura 6.b. A operação desta região segue as seguintes condições:

$$\begin{cases} \Delta d > 0.5 \\ \left(\frac{1}{4} - \frac{\Delta d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} + \frac{\Delta d}{2}\right) T_s. \end{cases} \quad (12)$$

O comportamento da corrente no indutor L_{dy} é apresentado por (13). Os intervalos de tempo determinados que definem a operação em R2 são dadas por (14)-(16).

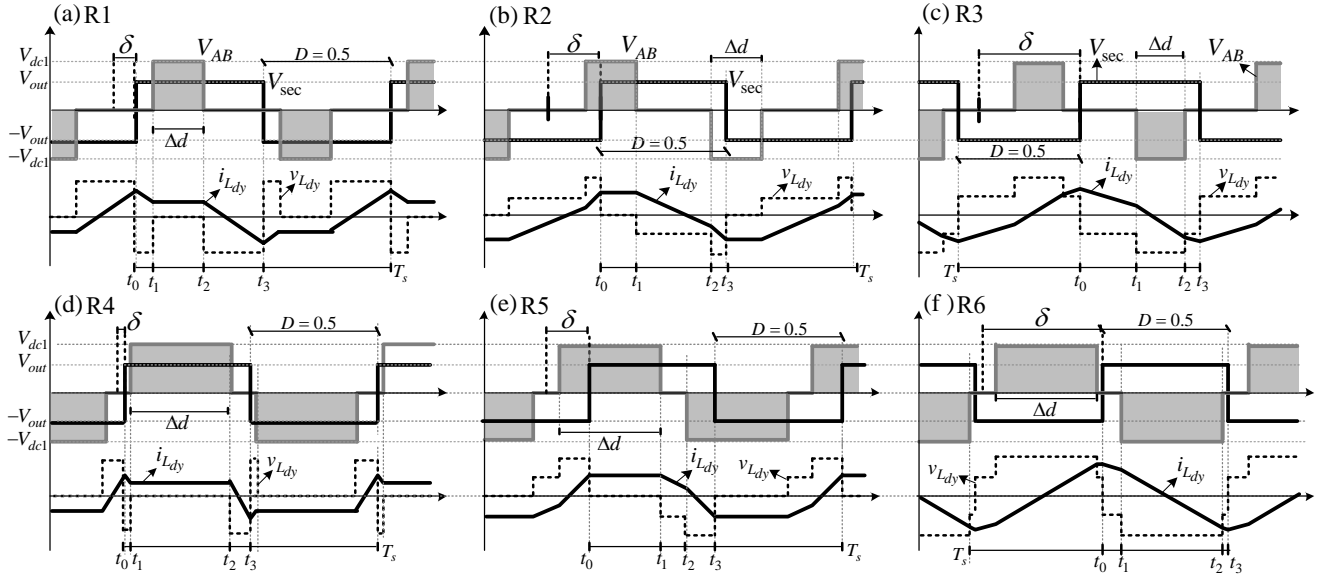


FIGURA 6: Gráfico (a) Região R1, (b) Região R2, (c) Região R3, (d) Região R4, (e) Região R5, (f) Região R6.

$$i_{L_{dy}}^{R2}(t) = \begin{cases} i_{L_{dy}}^{R2}(t_0) + \frac{nV_{sec}}{L_d}(t - t_0), & \text{if } t > 0 \\ i_{L_{dy}}^{R2}(t_1) - \frac{(V_{dc1} - nV_{sec})}{L_d}(t - t_1), & \text{if } t > t_1 \\ i_{L_{dy}}^{R2}(t_2) - \frac{(V_{dc1} + nV_{sec})}{L_d}(t - t_2), & \text{if } t > t_2 \end{cases} \quad (13)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{1}{2} - d\right) T_s \quad (14)$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} + \delta\right) T_s \quad (15)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2} - \delta\right) T_s. \quad (16)$$

3) Equacionamento Região 4: As condições de operação da região 4 são representadas nas inequações a seguir:

$$\begin{cases} \Delta d > 0.5 \\ 0 \leq \delta T_s < \left(\frac{\Delta d}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s. \end{cases} \quad (17)$$

As formas de onda características desta região de operação apresentam-se na Figura 6.d. Da forma de onda da corrente no indutor L_{dy} , obtém-se as equações que descrevem seu comportamento, representadas em:

$$i_{L_{dy}}^{R4}(t) = \begin{cases} i_{L_d}^{R4}(t_0) - \frac{nV_{sec}}{L_d}(t - t_0), & \text{if } t > 0 \\ i_{L_d}^{R4}(t_1) + \frac{(V_{dc1} - nV_{sec})}{L_d}(t - t_1), & \text{if } t > t_1 \\ i_{L_d}^{R4}(t_2) - \frac{nV_{sec}}{L_d}(t - t_2), & \text{if } t > t_2. \end{cases} \quad (18)$$

Os intervalos de tempos correspondentes as etapas de operação da região R4 são dadas por (19)-(21).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} - \delta\right) T_s \quad (19)$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = (1 - d) T_s \quad (20)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} + \delta\right) T_s. \quad (21)$$

Da análise de cada região de operação, obtém-se um sistema de equações com seis incógnitas. Obtém-se portanto, equações que representam as correntes de cada etapa de operação e tensões impostas no transformador. Aplicando-se a definição de potência dada em (22), determinam-se as equações de potência ativa quase instantâneas transferida do primário ao secundário do transformador para cada região de operação, conforme Tabela 1.

$$P_R = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} nV_{sec} i_{L_{dy}}(t) dt. \quad (22)$$

As equações são denominadas de quase instantâneas pelo fato de cada região ser equacionada dentro de um período de comutação. Como o conversor opera com razão cíclica variável no primário, a potência instantânea total transferida em um período da rede elétrica é a composição das diferentes potências quase instantâneas processadas em cada região de operação.

B. Característica de Saída

As curvas da característica de saída do conversor são obtidas considerando-se a contribuição de cada região de operação na transferência de potência do primário ao secundário. A

TABELA 1: Equações de Potência Ativa das Regiões de Operação

Regiões de operação	Potência ativa quase instantânea
R1	$2\delta d$
R2 e R5	$\frac{(-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)}{8}$
R3	$d(1 - 2\delta)$
R4	$\delta(2 - 2d)$
R6	$(d - 1)(2\delta + 1)$
R7	$-2 \delta d$
R8 e R11	$\frac{(16 \delta ^2 - 8 \delta + 4d^2 - 4d + 1)}{8}$
R9	$2d \delta - d$
R10	$(2 \delta d - 2 \delta)$
R12	$(1 - d)(2 \delta - 1)$

operação do conversor durante um período da rede elétrica pode ser ilustrado pela Figura 7.

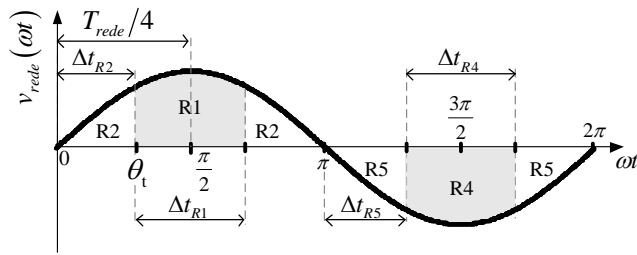


FIGURA 7: Regiões de operação em um período da rede elétrica.

Observa-se que há simetria na operação do conversor em um quarto do período da rede elétrica (0 a $\pi/2$). Considerando-se o ângulo de defasamento δ menor que 90° , as regiões R1 e R2 ocorrem. Caso δ seja maior que 90° , as regiões que operam são R2 e R3.

Utilizando-se das equações de potência quase instantâneas obtidas, é possível determinar os tempos de transição entre as regiões em função do índice de modulação e ângulo de defasamento. A Tabela 2 apresenta estes tempos de transição, considerando as regiões para $\delta > 0$, obtidos igualando-se as equações de potência nas transições entre regiões de operação. Para o fluxo inverso de potência, consideram-se os mesmos tempos devido a simetria na operação do conversor.

Desta forma é possível obter a potência média processada durante um período da rede elétrica. Aplicando-se a definição de potência média e adotando-se os tempos de integração correspondentes as transições entre regiões, conforme a Tabela 2, tem-se

$$P_{med} = \frac{3}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \left[\int_0^{\theta_1} P_{R2}(t) dt + \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} P_{R1}(t) dt \right] \quad (23)$$

 TABELA 2: Tempos e Condições de transição entre Regiões de Operação para $\delta > 0$

Transição entre regiões	Condições	Tempos ($\theta_t = 1, 2, 3$)
R1 para R2 R5 para R4	$\delta \leq \frac{\pi}{2} \wedge 0 \leq \delta < \frac{M_d}{4}$	$\theta_1 = a_{sen}\left(\frac{4\delta}{M_d}\right)$
R2 para R3 R5 para R6	$\delta > \frac{\pi}{2} \wedge \frac{(2-M_d)}{4} \leq \delta < \pi$	$\theta_2 = a_{sen}\left(\frac{4\delta-2}{M_d}\right)$
R2 ou R5	$\frac{M_d}{4} \leq \delta < \frac{(2-M_d)}{4}$	$\theta_3 = \frac{\pi}{2}$

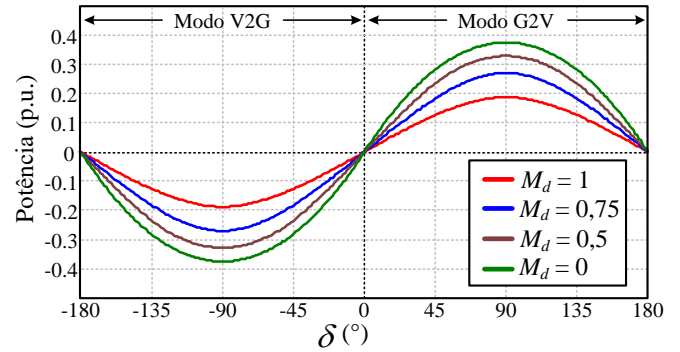


FIGURA 8: Curvas da característica de saída do conversor.

$$P_{med} = \frac{3}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \left[\int_0^{\theta_2} P_{R2}(t) dt + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{2}} P_{R3}(t) dt \right] \quad (24)$$

$$P_{med} = \frac{3}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \left[\int_0^{\theta_3} P_{R2}(t) dt \right]. \quad (25)$$

Substituindo-se os tempos de transição entre as regiões e suas equações de potência quase instantâneas, encontram-se as equações:

$$P_{med(pu)} = 3\delta - \frac{3M_d^2}{8\pi}\theta_1 - \frac{12\delta^2\theta_1}{\pi} - \frac{9M_d\delta}{2\pi} \sqrt{1 - \frac{16\delta^2}{M_d^2}} \quad (26)$$

$$P_{med(pu)} = (A + B \cdot C) \begin{cases} A = \frac{3}{8} (M_d^2 + 32\delta^2 - 32\delta + 8) \theta_2 \\ B = \frac{9}{2} (\delta - \frac{1}{2}) \\ C = \left(M_d \sqrt{\frac{M_d^2 - 16\delta^2 + 16\delta - 4}{M_d^2}} - \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (27)$$

$$P_{med(pu)} = 3\delta - 6\delta^2 - \frac{3}{16}M_d^2. \quad (28)$$

As curvas da característica de saída apresentadas na Figura 8 podem ser geradas considerando-se as equações de potência ativa média dadas por (26), (27) e (28), as condições de operação das regiões mostradas na Figura 5 a variação do ângulo δ e o índice de modulação. A potência ativa média equivale a soma das partes associadas as regiões de operação que ocorrem durante o período da rede elétrica considerado nos cálculos.

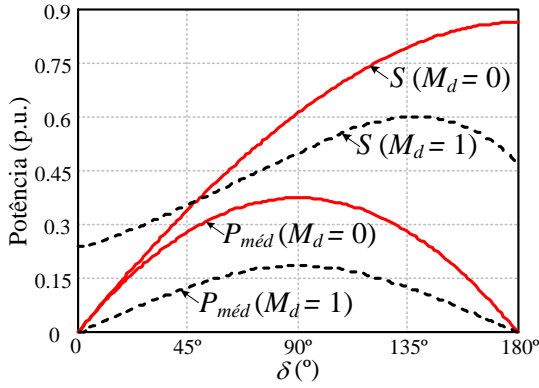


FIGURA 9: Potência ativa média (P_{med}) e potência aparente (S) para índices de modulação: $M_d = 0$ e $M_d = 1$.

A mesma metodologia de análise matemática pode ser utilizada para obter as equações de potência aparente (S) do conversor. Na Figura 9, apresentam-se as curvas de potência ativa média e potência aparente para índices de modulação igual a $M_d = 0$ e $M_d = 1$.

Observa-se que a medida que M_d aumenta, a potência aparente fica maior que a potência ativa média e quando o índice de modulação aproxima-se de zero, o conversor passa a ter operação semelhante ao conversor CC-CC DAB.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle aplicada no conversor é ilustrada na Figura 10. O controle do conversor é composto por malhas de controle das correntes de entrada de cada fase, malha de controle da tensão total (V_{dc1}), malha de controle da tensão diferencial (V_{Diff}) do barramento CC primário e malha de controle da tensão de saída (V_{out}).

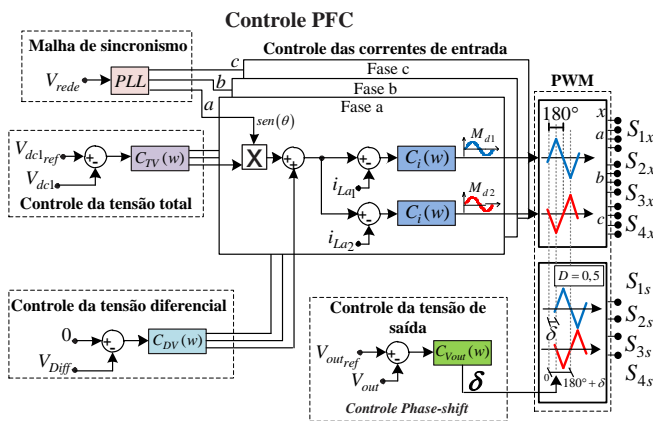


FIGURA 10: Estratégias de controle do conversor.

No lado primário, as malhas de controle das correntes de entrada proporcionam correção do fator de potência e da distorção harmônica. As correntes em cada indutor de entrada, obtidas por sensoriamento, são comparadas com

referências preestabelecidas. Estas referências são geradas a partir da ação de controle da tensão total do barramento CC, multiplicada com a amostra da tensão de entrada e somada ao sinal de controle da tensão diferencial do barramento. O sincronismo com a rede elétrica e a aquisição dos sinais das tensões de entrada realizam-se por meio de uma malha de sincronismo PLL, implementada por meio do *firmware* do microcontrolador.

Para o controle das correntes de entrada, foram implementados compensadores $C_i(s)$ do tipo proporcional-integral (PI) com uma frequência de cruzamento de 3,5 kHz e margem de fase em torno de 45°. Para proporcionar estabilidade na dinâmica da malha de tensão total e diferencial, também optou-se por controladores PI. A frequência de cruzamento foi definida em torno de 12 Hz e margem de fase de 60°, para o controlador da tensão total C_{TV} . Para o controle da tensão diferencial C_{DV} , definiu-se uma frequência de cruzamento de 6 Hz e margem de fase de 60° [29].

O controle da tensão de saída do lado secundário é realizado pelo defasamento angular de δ , proveniente do controlador $C_{V_{out}}$. O ângulo δ defasa as tensões V_{AB} , V_{CD} e V_{EF} em relação a tensão V_{sec} . O controlador $C_{V_{out}}$ projetado foi do tipo proporcional-integral com frequência de cruzamento em 120 Hz e limitação da margem de fase em 45°. O ajuste da tensão de saída é feito por meio da referência de controle, preestabelecida no *setup*, podendo ser alterada durante a operação. A variável de controle do controlador da tensão de saída é o ângulo de defasamento δ , portanto, o controle da tensão V_{out} é realizado pelo DAB. Vale destacar que a mudança do ângulo δ tem influência na transferência de potência ativa e consequentemente na potência reativa processada, assim como a alteração do índice de modulação (M_d) [29].

Outra característica relevante é a obtenção da transferência de potência e tensão de saída em níveis preestabelecidos com operação em malha aberta, aplicando-se ângulo δ constante. Isso é possível devido ao defasamento natural em 120° entre as fases do sistema trifásico. Portanto, as potências de cada fase, também defasadas em 120°, ao serem somadas, tem como resultado uma potência total de reduzida ondulação, quase constante, transferida para a saída.

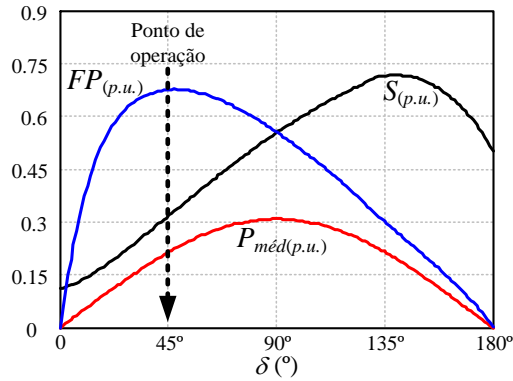
VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de verificar as análises teóricas desenvolvidas, são realizados ensaios experimentais com protótipo do conversor de 3 kW, construído conforme as especificações e parâmetros adotados e calculados, apresentados na Tabela 3.

O ângulo de defasamento foi escolhido com base na potência nominal especificada e na análise das curvas de potência ativa média e potência aparente. Considera-se um ponto de operação que proporcione o menor processamento possível de potência reativa e a influência de transitórios de carga e distúrbios. Além do mais, com este valor de δ , obtém-se o maior valor de fator de potência (FP) do transfor-

TABELA 3: Especificações de Projeto e Parâmetros do Conversor

Especificações	Valores
Tensão da rede/Frequência (v_x/f_{rede} , $x = a, b, c$)	127 V/60 Hz
Indutância interleaving (L_{xy} , $x = a, b, c$; $y = 1, 2$)	1.6 mH
Tensão CC do barramento primário (V_{dc1})	600 V
Tensão CC do barramento secundário (V_{sec})	300 V
Potência de saída (P_{out})	3 kW
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Ângulo de defasamento nominal (δ)	45°
Relação de transformação do transformador (n)	2
Indutância de transferência de potência (L_{d1}, L_{d2}, L_{d3})	515 μ H
Índice de modulação (M_d)	0.6

FIGURA 11: Curvas de potência ativa média, potência aparente e fator de potência para índice de modulação do projeto ($M_d = 0.6$).

mador, obtido pela relação da potência ativa transferida do primário ao secundário com a potência aparente. As curvas de potência ativa, aparente e fator de potência do projeto podem ser visualizadas na Fig 11.

Com base nos parâmetros especificados, das equações de potência média, equação da indutância de transferência de potência de base (5), condições de transição entre regiões e ângulo de defasamento nominal, obtém-se os valores para as indutâncias de transferência de potência L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} :

$$L_{dy} = P_{med(p.u.)} \cdot L_{dbase} \begin{cases} \delta \leq \frac{\pi}{2} \wedge 0 \leq \delta < \frac{M_d}{4} \\ \delta > \frac{\pi}{2} \wedge \frac{(2-M_d)}{4} \leq \delta < \pi \\ \frac{M_d}{4} \leq \delta < \frac{(2-M_d)}{4} \end{cases} \quad (29)$$

Na Figura 12, tem-se a foto do protótipo do conversor. São incorporadas nas placas de potência os circuitos de comando para os semicondutores, os sensores de corrente e tensão e os elementos magnéticos (indutores interleaving de entrada, indutores de transferência de potência e transformador acoplado). Na Tabela 4 são listados os principais componentes do protótipo e suas principais especificações.

A placa de condicionamento de sinais foi projetada para ser conectada ao kit de desenvolvimento DSP

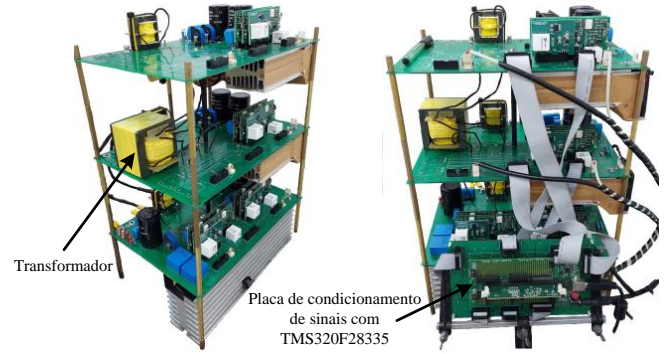


FIGURA 12: Protótipo do conversor CA-CC trifásico de 3 kW com placa de condicionamento e controle.

TMS320F28335 da fabricante Texas Instruments, apresentada na Figura 12.

A distribuição de perdas de potência nos principais componentes do conversor, obtidas por análise teórica, são apresentadas na Figura 13, sendo: perdas nos interruptores do primário ($P_{S_{prim}}$), perdas nos interruptores do secundário ($P_{S_{sec}}$), perdas nos indutores de entrada ($P_{L_{xy}}$), perdas nos indutores de transferência de potência ($P_{L_{dy}}$) e perdas no transformador (P_{Tr}) [29]. A maior parcela de perdas está na condução e comutação dos interruptores do lado primário ($P_{S_{prim}}$), representando 68% das perdas totais. O rendimento estimado do conversor equivale a 83,8% [29].

Os principais resultados experimentais são referentes as operações do conversor nos modos retificador (G2V) e inversor (V2G). O modo de operação inicial do conversor pode ser configurado durante o seu *setup*. Operações como por exemplo: (grid-connected) e de ilhamento podem ser implementadas no *firmware*, mas não serão abordadas neste artigo.

TABELA 4: Principais Componentes do Protótipo e suas Especificações

Componentes	Principais especificações
$S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}$	12 x IKW40N120H3 (1200 V/40 A)
$S_{1s}, S_{2s}, S_{3s}, S_{4s}$	IRGP50B60PD1 (600 V/33 A)
L_{xy} , $x = a, b, c$; $y = 1, 2$	MMTS60T5715 core (77 espiras, 1 x 20 AWG)
L_{d1}, L_{d2}, L_{d3}	E42/21/15 TDK (66 espiras, 4 x 25 AWG)
Transformador	E 65/32/27 TDK ($N_p = 20$, $N_s = 10$)
C_{dc1}, C_{dc2}	B43503-S5477-M91 Epcos (470 μ F/450 V)
C_{out}	B43303-A0687-M90 Epcos (680 μ F/400 V)
Gate Drivers	Supplier DRO100D25A
Sensor de corrente	LEM LTSR 15-NP (15 A)
Sensor de tensão	LEM LV 20-P (500 V)
DSP	Texas Instruments TMS320F28335

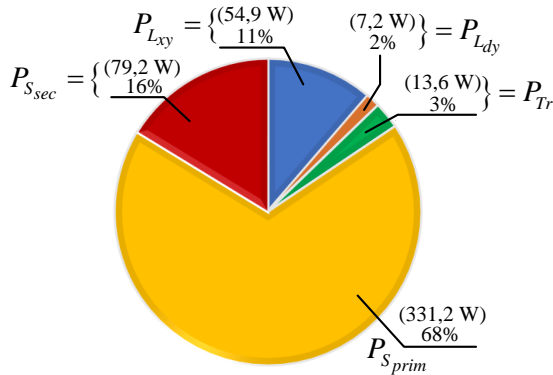


FIGURA 13: Perdas de potência nos principais componentes do conversor.

A. Modo G2V – Retificador

Inicialmente apresentam-se os principais resultados em regime permanente da operação do conversor como retificador (modo G2V), apresentados na Figura 14.

Na Figura 14.a apresentam-se as formas de onda das tensões (v_a , v_b e v_c) e correntes (i_a , i_b e i_c) de entrada. Observa-se que as correntes são senoidais e apresentam-se em fase com as respectivas tensões de entrada, resultando em um fator de potência de 0,99. A taxa de distorção harmônica das correntes de entrada apresentaram valores de aproximadamente 3% e das tensões de entrada de 3,6%, estando em conformidade com a norma IEC 61000-3-2.

Na Figura 14.b, as potências transferidas por cada fase e a potência total são apresentadas. Observa-se que em cada fase tem-se uma potência pulsada ($P_{in;a}$, $P_{in;b}$ e $P_{in;c}$), intrínsecas a conversores monofásicos. Com a estrutura trifásica, a potência transferida ao barramento primário ($P_{in;total}$), resultante da soma das potências de cada fase, é quase constante, devido ao defasamento natural de 120° entre as fases. Observa-se uma potência média equivalente a 1 kW em cada fase e potência total de entrada de aproximadamente 3 kW.

As formas de onda mostradas na Figura 14.c correspondem a tensão de saída (V_{out}), potência de saída (P_{out}) e corrente de saída (I_{out}). Observa-se que o valor médio da tensão de saída equivale a 300 V. A corrente de saída atingiu valor próximo a 10 A, resultando em uma potência de saída de aproximadamente 3 kW.

As formas de onda de tensão V_{AB} , V_{CD} e V_{EF} e correntes nos indutores de transferência de potência i_{Ld1} , i_{Ld2} e i_{Ld3} são mostradas na Figura 14.d. Constata-se os três níveis de tensão nestes pontos, conforme a variação da razão cíclica senoidal. Como a razão cíclica no secundário é 50%, a forma de onda da tensão no enrolamento secundário possui dois níveis, conforme apresentado na Figura 14.e.

O rendimento do conversor na operação no modo retificador é apresentado na Figura 14.f. O ponto máximo de rendimento equivale a 82,5% na potência de 2,7 kW.

Na potência nominal o rendimento alcançou o valor de aproximadamente 81,2%. Uma desvantagem do conversor é a circulação de energia reativa, devido principalmente a modulação empregada, levando ao aumento das perdas, principalmente na comutação dos interruptores. As soluções para aumentar o rendimento são a utilização de melhores semicondutores, emprego de modulação que proporcione comutação suave e análise de melhores pontos de operação do conversor, considerando o ângulo de defasamento e o índice de modulação.

A fim de validar a análise matemática, apresenta-se na Figura 15 a curva teórica de variação de potência em função do ângulo de defasamento em comparação com resultados obtidos experimentalmente. Para a potência nominal, o ângulo de defasamento resultante apresentou valor superior a 45° especificado. No entanto, as variações nas características elétricas dos componentes e suas não idealidades na prática, influenciam na variação do ângulo em comparação com a teoria, principalmente os valores dos indutores de transferência de potência. Mesmo assim, obteve-se concordância dos resultados experimentais com a curva teórica.

B. Modo V2G – Inversor

Para validar a característica de bidirecionalidade do fluxo de potência do conversor, foram realizados alguns ensaios de transição entre os modos inversor e retificador.

Nas Figuras 16.a e 16.b apresentam-se a tensão do barramento CC primário (V_{dc1}), tensão de saída (V_{out}), correntes de entrada (i_a , i_b , i_c) e tensão na fase a (v_a) durante a transição entre os modos inversor (V2G) e retificador (G2V).

A tensão do barramento CC primário e a tensão de saída após o degrau foram controladas em seus respectivos valores de referência dos controladores. Inicialmente o conversor injeta uma potência de aproximadamente 2 kW na rede elétrica e após a inversão do fluxo, passa a drenar os mesmos 2 kW da rede. Neste ensaio, o valor de tensão de barramento CC primário é controlado em torno de 450 V e a tensão de saída em 225 V. As formas de onda das correntes de entrada nas três fases apresentaram uma resposta dinâmica satisfatória durante a transição entre os modos.

A corrente de saída (I_{out}), potência de saída (P_{out}) e ângulo de defasamento (δ) são apresentados nas Figuras 17.a e 17.b.

A corrente de saída apresentou valor de aproximadamente 8,9 A durante os modos inversor e retificador. Constata-se que a potência de saída é constante, apresentando valor igual a 2 kW em ambos os modos de operação. Observa-se também a variação do ângulo de defasamento δ , apresentando-se com comportamento constante, iniciando com valor negativo no modo inversor e valor positivo no modo retificador. Para ter acesso a variável do ângulo de defasamento, utilizou-se uma saída PWM do DSP para emular um conversor DAC (conversor digital-analógico) e um filtro RC passa-baixas em sua saída para filtrar o sinal.

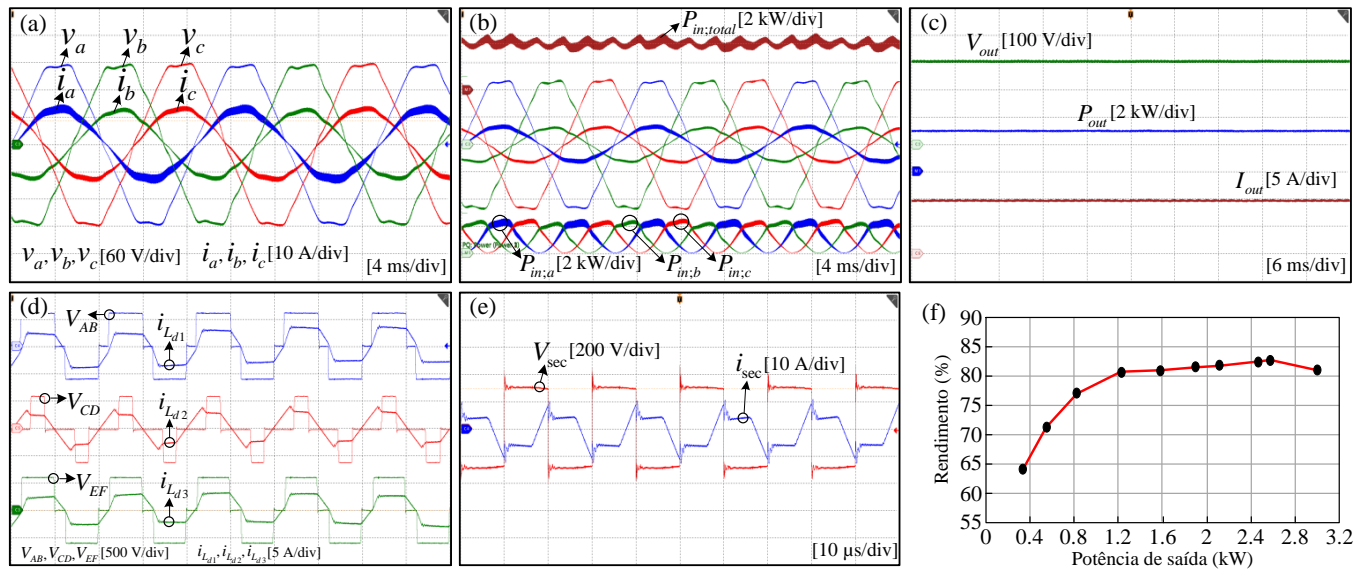


FIGURA 14: Resultados experimentais: (a) Tensões e correntes de entrada; (b) Tensões e correntes de entrada, potências de entrada em cada fase e potência total de entrada; (c) Tensão, corrente e potência de saída; (d) Tensões V_{AB} , V_{CD} e V_{EF} e correntes nos indutores de transferência de potência; (e) Tensão e corrente no secundário do transformador; (f) Rendimento.

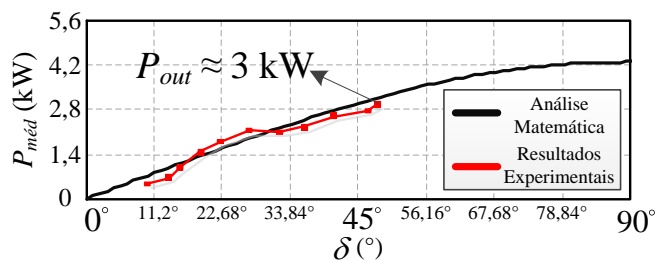


FIGURA 15: Curva teórica da análise matemática comparada com pontos de operação obtidos experimentalmente.

VII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou o estudo e análise de um conversor CA-CC trifásico, bidirecional e isolado com correção do fator de potência, para aplicação como carregador de baterias veicular embarcado modo 3 ou 4 (IEC 61851), podendo operar no modo V2G. A proposta da topologia consistiu na utilização de duas estruturas de conversores amplamente estudadas na literatura, o conversor PFC CA-CC *interleaving* e o conversor DAB.

As principais vantagens encontradas no conversor proposto são: independência entre os controles do lado primário e secundário; ângulo de defasamento constante na transferência de potência nos modos retificador e inversor; reduzida ondulação de tensão e potência em baixa frequência no barramento primário e secundário, possibilitando a redução de capacitores eletrolíticos; reduzido número de interruptores do lado secundário em comparação com outras topologias; estratégia de modulação simplificada, possibili-

tando operação em malha aberta para o controle da tensão de saída. Uma desvantagem evidenciada é a potência reativa, resultante da circulação de harmônicos nos enrolamentos do transformador, devido a estratégia de modulação adotada, o que acarreta aumento de perdas e redução do rendimento do conversor.

Os ensaios de bidirecionalidade, com a inversão do fluxo de potência, avaliaram o desempenho dinâmico do conversor, apresentando respostas satisfatórias nas transições entre os modos retificador e inversor. Com as características de isolamento galvânica em alta frequência, capacidade de correção do fator de potência, operação nas funcionalidades G2V e V2G, o conversor apresentou características condizentes e adequadas para a aplicação como carregador de baterias veicular.

A partir das análises apresentadas no artigo, verificou-se algumas melhorias, sugestões e desafios para trabalhos futuros relacionados ao conversor proposto ou topologias de mesmas características. Alguns pontos que podem ser explorados são: estudo comparativo entre diferentes pontos de operação do conversor, escolhendo valores de índice de modulação, níveis de tensão e potência e ângulo de defasamento, a fim de otimizar as condições de funcionamento e melhorar o rendimento do conversor; propostas de estratégias de modulação que proporcionem menores perdas de energia ou comutações suaves nos interruptores, otimizando também o rendimento; uma modulação em que haja o deslocamento de fase entre os braços do lado primário do conversor, a fim de tentar uma aproximação semelhante entre as formas de onda submetidas nos enrolamentos primário e secundário do transformador, com o objetivo de reduzir a circulação de

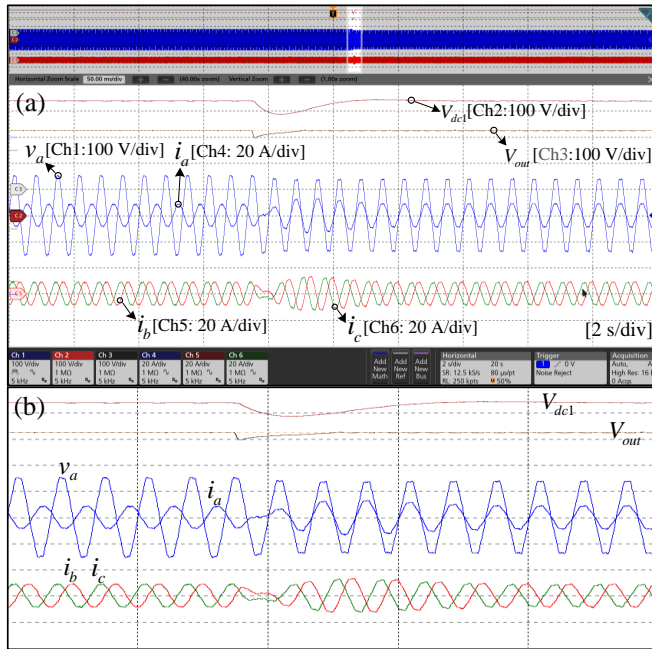


FIGURA 16: Resultados experimentais: Inversão do fluxo de potência (V2G \rightarrow G2V) (a) Tensão de entrada fase a (Ch1), correntes de entrada i_a (Ch4), i_b (Ch5) e i_c (Ch6), tensão no barramento CC V_{dc1} (Ch2) e tensão de saída V_{out} (Ch3); (b) Detalhes com ampliação das curvas.

energia reativa; aplicação de novas tecnologias de semicondutores como o SiC ou GaN; melhorias no protótipo com a compactação de todo o conversor em uma única placa, reduzindo cabeamento, peso e volume.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao INCT-GD e aos órgãos financiadores CNPq (465640/2014-1), CAPES (23038.000776/2017-54 e 88887.808647/2023-00), FAPERGS (17/2551-0000517-1) e a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC – Joinville) e Universidade Tecnológica Federal do Paraná, (UTFPR – Ponta Grossa) pelos laboratórios e ambientes de pesquisa.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original: KAN, R.F.V.; Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original: RAMOS, L.A.; Conceitualização, Curadoria de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Design da apresentação de

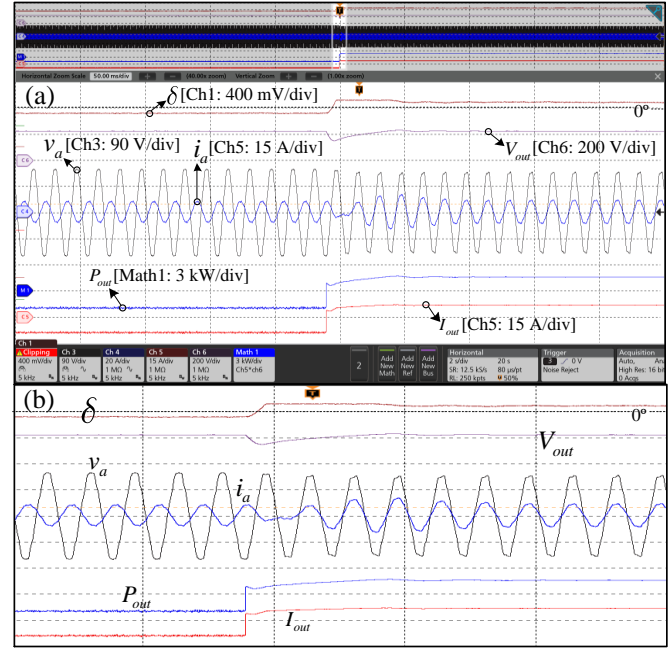


FIGURA 17: Resultados experimentais: Inversão do fluxo de potência (V2G \rightarrow G2V) (a) Ângulo de defasamento δ (Ch1), tensão no barramento CC V_{dc1} (Ch2), tensão de entrada fase a (Ch3), corrente de entrada i_a (Ch4), corrente de saída I_{out} (Ch5), tensão de saída V_{out} (Ch6) e potência de saída P_{out} (Math1); (b) Detalhes com ampliação das curvas.

dados, Redação-revisão e edição: MEZAROBÁ, M.; Conceitualização, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação-revisão e edição: RECH, C.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

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

REFERÊNCIAS

- [1] S. Sharma, A. K. Panwar, M. Tripathi, "Storage technologies for electric vehicles", *Journal of Traffic and Transportation Engineering*, vol. 7, no. 3, pp. 340–361, Jun. 2020, doi:https://doi.org/10.1016/j.jtte.2020.04.004.
- [2] International Energy Agency (IEA), *Global EV Outlook 2023*, Abr. 2023, Disponível em: https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023.
- [3] W. Su, H. Eichi, W. Zeng, M.-Y. Chow, "A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 1, pp. 1–10, Oct. 2012, doi:10.1109/TII.2011.2172454.
- [4] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5673–5689, Nov. 2013, doi:10.1109/TPEL.2012.2227500.
- [5] N. A. Daulatabad, R. M. M. B. M. H. H. A. S. Shankar, "Smart Grid And The Importance Of Electric Vehicles", in *IEEE International Conference on Distributed Computing and Electrical Circuits and Electronics (ICDCECE 2022)*, pp. 1–4, 2022, doi:10.1109/ICDCECE53908.2022.9793038.

- [6] K. P. Inala, B. Sah, P. Kumar, S. K. Bose, "Impact of V2G Communication on Grid Node Voltage at Charging Station in a Smart Grid Scenario", *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 3, pp. 3749–3758, Jul. 2021, doi:10.1109/JSYST.2020.3007320.
- [7] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, J. L. Afonso, "Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies", in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, pp. 5934–5939, 2013, doi:10.1109/IECON.2013.6700108.
- [8] V. Monteiro, J. G. Pinto, J. L. Afonso, "Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp. 1007–1020, Set. 2016, doi:10.1109/TVT.2015.2481005.
- [9] J. A. P. Lopes, F. J. Soares, P. M. R. Almeida, "Integration of Electric Vehicles in the Electric Power System", *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 168–183, Oct. 2011, doi:10.1109/JPROC.2010.2066250.
- [10] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5673–5689, Nov. 2013, doi:10.1109/TPEL.2012.2227500.
- [11] A. Khaligh, M. D'Antonio, "Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3306–3324, Feb. 2019, doi:10.1109/TVT.2019.2897050.
- [12] M. Y. Metwly, M. S. Abdel-Majeed, A. S. Abdel-Khalik, R. A. Hamdy, M. S. Hamad, S. Ahmed, "A Review of Integrated On-Board EV Battery Chargers: Advanced Topologies, Recent Developments and Optimal Selection of FSCW Slot/Pole Combination", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 85216–85242, Mai. 2020, doi:10.1109/ACCESS.2020.2992741.
- [13] H. Wouters, W. Martinez, "Bidirectional Onboard Chargers for Electric Vehicles: State-of-the-Art and Future Trends", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 693–716, Set. 2024, doi:10.1109/TPEL.2023.3319996.
- [14] G. E. Sfakianakis, J. Everts, E. A. Lomonova, "Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated AC-DC converters for automotive battery charging applications", in *10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER 2015)*, pp. 1–12, 2015, doi:10.1109/EVER.2015.7112939.
- [15] V. Monteiro, J. C. Ferreira, A. A. Nogueiras Meléndez, C. Couto, J. L. Afonso, "Experimental Validation of a Novel Architecture Based on a Dual-Stage Converter for Off-Board Fast Battery Chargers of Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1000–1011, Set. 2018, doi:10.1109/TVT.2017.2755545.
- [16] S. Inoue, H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007, doi:10.1109/TPEL.2007.909248.
- [17] U. R. Prasanna, A. K. Singh, K. Rajashekar, "Novel Bidirectional Single-phase Single-Stage Isolated AC-DC Converter With PFC for Charging of Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 536–544, Abr. 2017, doi:10.1109/TTE.2017.2691327.
- [18] J. Everts, J. Van den Keybus, F. Krismer, J. Driesen, J. W. Kolar, "Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter", in *27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012)*, pp. 1048–1055, 2012, doi:10.1109/APEC.2012.6165948.
- [19] W. da S. Lima, L. C. d. S. Mazza, G. A. de L. Henn, D. de A. Honório, P. P. Praça, D. de S. Oliveira, L. H. S. C. Barreto, "A Bidirectional Isolated Integrated AC-DC Converter Based on an Interleaved 3-Level T-Type Power Converters", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 142754–142767, Oct. 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3120345.
- [20] J. Everts, F. Krismer, J. Van den Keybus, J. Driesen, J. W. Kolar, "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, Nov. 2014, doi:10.1109/TPEL.2013.2292026.
- [21] B. Koushki, A. Safae, P. Jain, A. Bakhsai, "Review and comparison of bi-directional AC-DC converters with V2G capability for on-board EV and HEV", in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC 2014)*, pp. 1–6, 2014, doi:10.1109/ITEC.2014.6861779.
- [22] M.-S. Huang, P.-Y. Yeh, J.-R. Huang, C.-H. Liao, "Novel bi-directional AC-DC converter for electrical vehicle battery testing", in *37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011)*, pp. 1480–1485, 2011, doi:10.1109/IECON.2011.6119526.
- [23] G. Castelino, K. Basu, N. Mohan, "A novel three-phase bi-directional, isolated, single-stage, DAB-based AC-DC converter with open-loop power factor correction", in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES 2012)*, pp. 1–6, 2012, doi:10.1109/PEDES.2012.6484404.
- [24] B. M. Conlon, "How Much Capability Do Electric Vehicles Need to Meet Customer Demands? [Viewpoint]", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 4–73, Mar. 2017, doi:10.1109/MELE.2016.2645418.
- [25] L. A. Ramos, R. Felipe Van Kan, M. Mezaroba, A. L. Batschauer, C. Rech, "A Bidirectional Single-Stage Isolated AC-DC Converter for Electric Vehicle Chargers", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2019)*, pp. 1083–1087, 2019, doi:10.1109/ECCE.2019.8912166.
- [26] L. A. Ramos, R. F. Van Kan, M. Mezaroba, A. L. Batschauer, "A Control Strategy to Smooth Power Ripple of a Single-Stage Bidirectional and Isolated AC-DC Converter for Electric Vehicles Chargers", *Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 1000–1009, Feb. 2022, doi:10.3390/electronics11040650.
- [27] R. F. Van Kan, L. A. Ramos, C. Rech, M. Mezaroba, "Nova Estratégia de Modulação aplicada em Conversor CA-CC Monofásico para aplicação em Carregadores Veiculares Embarcados", *Eletrônica de Potência*, vol. 27, no. 1, pp. 26–37, Dez. 2022, doi:http://dx.doi.org/10.18618/REP.2022.1.0020.
- [28] B. R. de Almeida, J. W. M. de Araújo, P. P. Praça, D. de S. Oliveira, "A Single-Stage Three-Phase Bidirectional AC/DC Converter With High-Frequency Isolation and PFC", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8298–8307, Nov. 2018, doi:10.1109/TPEL.2017.2775522.
- [29] R. F. Van Kan, *Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de único estágio para aplicação em Carregadores Veiculares Multifuncionais*, Tese de doutorado, Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, SC, 2022.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rafael Felipe Van Kan recebeu o grau de doutor em Engenharia Elétrica (2022) pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) e os graus de Engenheiro Eletrônico (2014) e Mestre (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Seus principais tópicos de interesse são: conversores estáticos CC-CC e CA-CC, comutação suave, correção do fator de potência, conversores estáticos aplicados como carregadores veiculares, circuitos de acionamento de semicondutores e sistemas de armazenamento de energia em baterias.

Leonardo Adriano Ramos recebeu os graus de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, Brasil, em 2015 e 2019, respectivamente. Atualmente, é Engenheiro de desenvolvimento de produtos na Electrolux do Brasil S.A. Suas áreas de interesse incluem correção de fator de potência, sistemas interligados à rede elétrica e conversores estáticos aplicados em carregadores veiculares.

Marcello Mezaroba recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2002 é Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (DEE/UDESC). Em 2004 foi um dos sócios fundadores da Empresa SUPPLIER onde atua como Diretor Técnico. É membro do IEEE e da SOBRAEP onde entre 2018 e 2019 atuou como Editor Geral da Revista Eletrônica de Potência (REP) e como presidente no biênio 2020-2021. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, processamento de energias alternativas, fontes de alimentação CC e CA, condicionadores de energia elétrica e microrredes de energia.

Cassiano Rech recebeu o grau de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, RS, em 1999, 2001 e 2005, respectivamente. De 2005 a 2008, foi professor associado do Departamento de Tecnologia da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ). De fevereiro de 2008 à agosto de 2009 foi professor adjunto do Departamento de

Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde setembro de 2009 é professor do Departamento de Processamento de Energia Elétrica (DPEE) da Universidade Federal de Santa Maria. É Senior Member da IEEE e membro da SOBRAEP. Suas principais áreas de interesse são: conversores multiníveis, modelagem e controle de conversores estáticos de potência, fontes alternativas de energia e geração distribuída.