

Received March 15, 2025; accepted June 24, 2025; Date of publication July 15, 2025.
The review of this paper was arranged by Associate Editor Renata O. de Sousa[✉] and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira[✉].

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202540>

Desenvolvimento de um Inversor ANPC de 5 Níveis de Tensão Utilizando Célula de Comutação Multiestado

Vinicius G. Hoffmann^{✉1}, Felipe J. Zimann^{✉1},
Cassiano Rech^{✉2}, Alessandro L. Batschauer^{✉1}

¹Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville – Santa Catarina, Brasil
²Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – Rio Grande do Sul, Brasil

e-mail: vinicius.hoffmann@edu.udesc.br, felipe.zimann@udesc.br, rech.cassiano@gmail.com, alessandro.batschauer@udesc.br

RESUMO Este artigo apresenta o projeto de um conversor ANPC (Active Neutral Point Clamped) de 5 níveis de tensão utilizando uma Célula de Comutação Multiestado (MSSC), operando como inversor. O inversor é associado a três opções de filtros indutivos na saída: um indutor convencional, um conjunto de indutores intercalados e um conjunto de indutores acoplados. Os parâmetros avaliados para estes filtros incluem massa, volume, perdas, elevação de temperatura e eficiência quando combinados com o inversor. As principais características do conversor ANPC-5L-MSSC incluem fluxo bidirecional de potência, baixa distorção harmônica de tensão, alto fator de potência, melhor distribuição de perdas em comparação com a topologia NPC convencional, além de massa e volume minimizados dos componentes passivos, possibilitados pela célula MSSC, que aumenta a frequência efetiva no filtro de saída e, consequentemente, reduz o tamanho dos componentes magnéticos. São demonstradas as etapas de funcionamento do inversor, bem como o dimensionamento dos semicondutores de potência, do autotransformador e dos indutores e capacitores utilizados no filtro. A validação dos cálculos é realizada por meio de comparação com resultados obtidos via simulação numérica. Também são apresentados resultados experimentais obtidos em laboratório, a partir de um protótipo de 1,5 kW.

PALAVRAS-CHAVE Célula de comutação multiestado (MSSC), Cinco níveis de tensão (5L), Indutor intercalado, Indutor acoplado, Inversor de ponto neutro grampeado ativo (ANPC).

Design of a 5-Level Active Neutral Point Clamped Inverter with Multi-State Switching Cell

ABSTRACT This paper presents the design of a 5-level Active Neutral Point Clamped (ANPC) converter employing a Multi-State Switching Cell (MSSC), operating as an inverter. The inverter is coupled with three inductive output filter options: a conventional inductor, a set of interleaved inductors, and a set of coupled inductors. The evaluated parameters for these filters include mass, volume, losses, temperature rise, and efficiency when integrated with the inverter. The key features of the ANPC-5L-MSSC converter include bidirectional power flow, low total harmonic distortion of voltage, high power factor, improved loss distribution compared to the conventional NPC topology, and minimized mass and volume of passive components, enabled by the MSSC, which increases the effective output filter frequency and consequently reduces the size of magnetic components. The operational stages of the inverter are demonstrated, along with the sizing of power semiconductors, the autotransformer, and the inductors and capacitors used in the filter. The calculations are validated through comparison with results obtained from numerical simulations. Experimental results from a 1.5 kW laboratory prototype are also presented.

KEYWORDS Multi-State Switching Cell (MSSC), 5-level (5L), Interleaved inductor, Coupled inductor, Active Neutral Point Clamped (ANPC) inverter.

I. INTRODUCTION

Um dos maiores interesses dos pesquisadores do setor da eletrônica de potência se dá pela busca por componentes semicondutores que sejam capazes de conduzir elevados valores de corrente e, ao mesmo tempo, suportar grandes valores de tensão de bloqueio, principalmente para aplicações industriais [1].

No entanto, quanto maiores os valores de corrente e tensão suportados por estes semicondutores, mais caros estes se

tornam. Este fator negativo acabou gerando, por um certo período, o desinteresse e desencorajou o uso das tecnologias de eletrônica de potência em aplicações industriais para média e alta potência [2].

Além disso, o uso de semicondutores em conversores de potência leva a um aumento da degradação da qualidade da energia elétrica, prejudicando a qualidade desta nos sistemas de distribuição [3]. Em função deste agravante, surgiram diversas recomendações internacionais de melhoria da qua-

lidade da energia drenada da rede elétrica, que restringem e definem os limites para o conteúdo harmônico injetado pelos conversores de potência na rede [4]–[6].

Com o objetivo de superar os entraves demonstrados, surge na década de 70 o conceito de conversores multiníveis, os quais se destacam por um menor volume, maior densidade de potência, maior eficiência, menor interferência eletromagnética, reduzidos valores de tensão de modo comum e reduzidos valores de taxa de distorção harmônica (THD), quando comparados aos tradicionais conversores de 2 níveis [7]. Contribuindo assim para uma significativa melhora na qualidade da energia elétrica drenada da rede [8], [9].

Dentre as principais topologias presentes na indústria, destaca-se o conversor multinível de ponto neutro grampeado (NPC - *Neutral Point Clamped*), que é amplamente utilizado em aplicações de média tensão e alta potência [10]. No entanto, a distribuição desigual das perdas entre seus semicondutores acaba sendo uma de suas principais desvantagens [11], [12]. Em [13] o conversor NPC ativo (ANPC - *Active Neutral Point Clamped*) é descrito como uma evolução do NPC convencional, substituindo diodos de grampeamento por interruptores controlados para melhorar a distribuição de perdas e permitir maior processamento de potência [14].

Outra forma de reduzir a corrente processada pelos semicondutores e elevar a densidade de potência é empregando uma célula de comutação multiestado (MSSC - *Multistate Switching Cell*) [15]. A utilização da MSSC proporciona maior capacidade de processamento de corrente na saída, melhora a distribuição de perdas nos semicondutores, aumenta a frequência efetiva nos componentes reativos, permitindo a redução de peso e volume dos elementos passivos do filtro. Como principais desvantagens, aponta-se o aumento do número de interruptores controlados e de circuitos de drivers [16]–[18].

Em [18] e [19] é apresentada a MSSC em conversores NPC operando como inversor e retificador, respectivamente. São gerados cinco níveis de tensão na saída do conversor com o emprego de dois braços NPC de três níveis acoplados por um autotransformador, reduzindo as perdas de condução, a THD de tensão e o peso e volume dos elementos passivos do filtro.

No estudo realizado em [20] é proposto um conversor T-Type utilizando a MSSC, apresentando vantagens semelhantes às do conversor NPC-MSSC. Entretanto, este conversor emprega um número maior de interruptores que o NPC-MSSC e interruptores com o dobro da tensão de bloqueio.

Em [21] é apresentada outra configuração do conversor T-Type utilizando a MSSC. Nesta proposta, são utilizados apenas 8 interruptores, reduzindo os circuitos de drivers. A tensão de bloqueio dos interruptores não é simétrica e há uma elevação no nível de corrente processada pelos interruptores.

Este artigo aprimora características descritas na literatura, como a distribuição desigual de perdas no NPC convencional e o volume elevado dos componentes magnéticos. As contribuições incluem a integração da célula de comutação

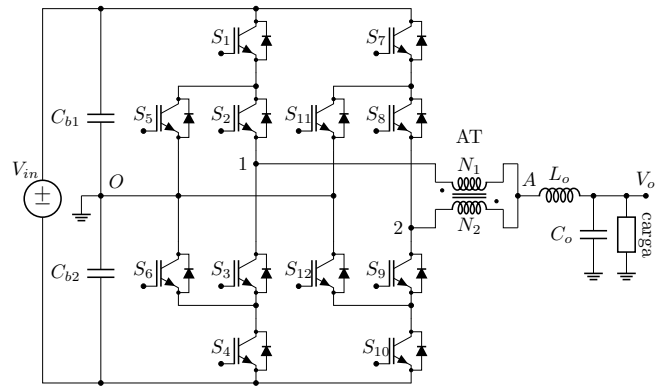


Figura 1. Conversor ANPC de 5 níveis de tensão utilizando célula de comutação multiestado (ANPC-5L-MSSC).

multiestado (MSSC) à topologia ANPC, trazendo melhorias significativas. Especificamente, a evolução do NPC para o ANPC melhora a distribuição de perdas nos componentes, promovendo uma operação mais equilibrada e eficiente. Além disso, a transição do ANPC para o ANPC-MSSC aumenta a frequência efetiva de comutação na saída, o que consequentemente reduz a ondulação de corrente e permite a utilização de componentes magnéticos menores. Esses avanços resultam em uma distorção harmônica total de tensão menor, maior eficiência e redução no volume dos filtros.

Além disso, este estudo também apresenta o projeto, a análise e a validação experimental de três opções de filtros indutivos na saída. Sendo o primeiro um indutor convencional (L_o), o segundo um conjunto de indutores intercalados ($L_{1,2}$) e o terceiro um conjunto de indutores acoplados ($L_{11,22}$). Onde avalia-se aspectos como volume, perdas nos elementos magnéticos, elevação de temperatura e o rendimento destes junto ao inversor proposto.

II. CONVERSOR ANPC DE 5 NÍVEIS DE TENSÃO UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO MULTIESTADO

A topologia proposta neste artigo está ilustrada na Figura 1, trata-se de um conversor monofásico, formado por: doze interruptores controlados ($S_1 - S_{12}$); um autotransformador (AT) com dois enrolamentos ($N_1 - N_2$); dois capacitores de barramento ($C_{b1} - C_{b2}$); e na saída, após o autotransformador, pode-se utilizar um filtro de segunda ordem ($L_o - C_o$) para reduzir componentes de alta frequência, caso esteja operando como inversor, ou um indutor boost (L_b), caso esteja operando como retificador. É importante ressaltar que o conversor é avaliado neste artigo operando como inversor e no modo de condução contínua (CCM).

O inversor ANPC-5L-MSSC possui 5 níveis de tensão na saída, devido ao arranjo da topologia, todos os semicondutores são submetidos ao mesmo valor de tensão. A corrente de carga é dividida igualmente entre os dois braços inversores, o que o torna interessante para aplicações que requerem elevados valores de corrente na saída. Com a modulação utilizada neste estudo, a frequência aplicada ao

filtro é o dobro da frequência de comutação nos interruptores, o que faz reduzir o peso e volume dos elementos passivos utilizados.

A topologia do tipo NPC e ANPC utilizada neste artigo são particularmente adequadas para aplicações que demandam alta eficiência e qualidade de energia. Uma de suas aplicações é na correção do fator de potência (PFC) de até 3 kW, onde a capacidade de operar com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica é fundamental [22]. Além disso, essas topologias podem ser aplicadas em inversores e retificadores que requerem alto fator de potência, aproveitando a redução de perdas e a melhoria na eficiência energética. Já a utilização da célula de 3 estados contribui para uma menor ondulação de corrente, ou seja, ideal para aplicações sensíveis a variações de corrente. Ainda, a compatibilidade com transistores de banda larga (*wide bandgap*), como os de carbeto de silício (SiC) ou nitreto de gálio (GaN), permite aumentar a frequência efetiva de comutação, minimizando o tamanho e o peso dos componentes magnéticos, como indutores e transformadores [23]. Isso permite otimizar o projeto para aplicações onde espaço disponível e densidade de potência sejam críticos.

A. Estados de operação

Os estados de operação do inversor, assim como seus estados topológicos, são descritos e apresentados na sequência para o semi-ciclo positivo, com o objetivo de verificar com maiores detalhes o seu funcionamento.

Porém, antes é necessário estabelecer algumas definições importantes desta topologia: assim como acontece no NPC convencional, os interruptores S_1 , S_2 , S_7 e S_8 são complementares aos interruptores S_3 , S_4 , S_9 e S_{10} , respectivamente; os interruptores S_5 , S_6 , S_{11} e S_{12} são comandados no mesmo instante em que S_3 , S_2 , S_9 e S_8 são comandados, respectivamente.

1º Estado: neste estado os interruptores S_1 e S_7 encontram-se bloqueados, enquanto os interruptores S_2 e S_8 estão em condução. Os enrolamentos do autotransformador estão em curto-circuito, isto confere 0 V a tensão de saída V_{AO} . A carga impõe o sentido da corrente, sendo o seu valor dividido entre: os braços do inversor, os semicondutores que se encontram no caminho e os enrolamentos N_1 e N_2 , como pode ser visto no estado topológico da Figura 2 (a).

2º Estado: neste estado o interruptor S_1 encontra-se bloqueado, enquanto os interruptores S_2 , S_7 e S_8 estão em condução. Isto impõe $+V_{in}/4$ a tensão de saída V_{AO} , o valor da corrente de saída está dividido entre os braços do inversor, os semicondutores que se encontram no caminho e os enrolamentos N_1 e N_2 , como mostra o estado topológico da Figura 2 (b).

3º Estado: este estado é muito semelhante ao 2º Estado, entretanto, agora é o interruptor S_7 que se encontra bloqueado, enquanto os interruptores S_1 , S_2 e S_8 estão em condução, isto impõe novamente $+V_{in}/4$ a tensão de saída V_{AO} . Como visto anteriormente, o valor da corrente de

saída é dividido entre cada braço do inversor, através dos semicondutores que se encontram no caminho, e nos enrolamentos N_1 e N_2 , conforme apresenta o estado topológico da Figura 2 (c).

4º Estado: neste estado os interruptores S_1 , S_2 , S_7 e S_8 estão em condução. Os enrolamentos do autotransformador estão novamente curto-circuitados, porém, conferindo agora $+V_{in}/2$ a tensão de saída V_{AO} . A corrente de carga mantém o seu valor dividido entre cada braço do inversor, pelos semicondutores que se encontram no caminho e nos enrolamentos N_1 e N_2 do autotransformador, como pode ser notado no estado topológico da Figura 2 (d).

B. Técnica de modulação

A técnica de modulação empregada é a convencional modulação por largura de pulso senoidal (SPWM). São utilizadas portadoras triangulares dispostas em fase e, para o caso da célula de comutação multiestado, é necessário que as portadoras estejam defasadas em 180° entre cada braço, conforme mostra a Figura 3.

Durante seu funcionamento, o inversor atua em dois modos de operação, sendo estes: modo de não sobreposição (NOM - *Nom-overlapping Mode*) e o modo de sobreposição (OM - *Overlapping Mode*), estes modos ocorrem quando o módulo da razão cíclica é menor ou maior que 0,5, respectivamente, e estão representados na Figura 4.

No modo NOM os interruptores S_1 e S_7 não conduzem corrente no mesmo instante no semi-ciclo positivo, isto também é equivalente aos interruptores S_4 e S_{10} no semi-ciclo negativo. No modo OM os interruptores S_1 e S_7 passam a conduzir corrente ao mesmo tempo em determinados períodos do semi-ciclo positivo, isto é novamente equivalente aos interruptores S_4 e S_{10} no semi-ciclo negativo.

III. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Nesta seção são apresentadas as equações necessárias para o dimensionamento dos componentes do circuito de potência do inversor monofásico ANPC-5L-MSSC.

A. Dimensionamento dos semicondutores de potência

Antes da realização do dimensionamento dos interruptores de potência, é necessário dividi-los em três principais grupos. O primeiro grupo é constituído pelos interruptores mais externos a saída do inversor S_1 , S_4 , S_7 e S_{10} . Estes interruptores comutam em alta frequência durante o processamento de energia. O segundo grupo é formado pelos interruptores mais internos e próximos a saída do inversor S_2 , S_3 , S_8 e S_9 , os quais comutam em baixa frequência. O terceiro grupo é composto pelos interruptores de grampeamento S_5 , S_6 , S_{11} e S_{12} , que também comutam em baixa frequência. Serão dimensionados, no entanto, apenas os interruptores S_1 , S_2 e S_5 , que representam seus respectivos grupos.

Nas deduções seguintes, que estão baseadas no trabalho apresentado por [24], considerou-se que o inversor estivesse alimentando uma carga com fator de potência na saída

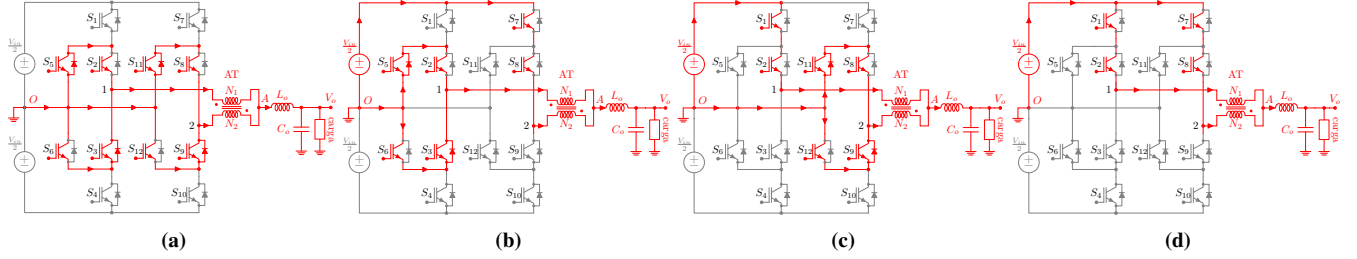


Figura 2. Estados de operação do inversor proposto: (a) 1º Estado, (b) 2º Estado, (c) 3º Estado e (d) 4º Estado.

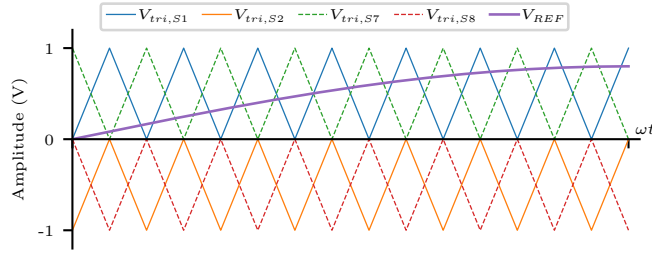


Figura 3. Formas de onda teóricas dos sinais de referência e das portadoras utilizadas na modulação do ANPC-5L-MSSC.

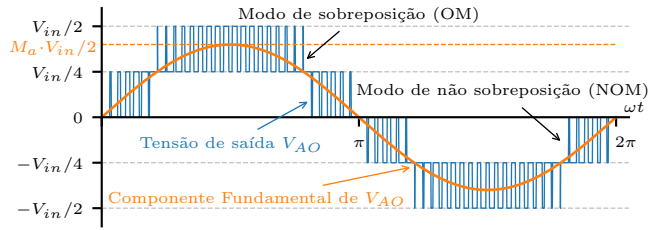


Figura 4. Forma de onda teórica da tensão de saída V_{AO} .

aproximadamente unitário. Um fator de potência não unitário alteraria os caminhos de circulação de corrente, impactando principalmente os interruptores de grameamento (S_5, S_6) e (S_{11}, S_{12}) e a distribuição de perdas. Nos testes comparativos, o mesmo fator de potência unitário foi aplicado a todas as topologias, garantindo que as variações observadas sejam consistentes entre os filtros.

Por este motivo, os diodos em antiparalelo (D_{S1}) com os interruptores do grupo S_1 não entram em condução.

O valor máximo de tensão aplicado sobre os semicondutores é igual à metade do valor da tensão do barramento CC, conforme define a Equação 1.

$$V_{SX,max} = \frac{V_{in}}{2} \quad (1)$$

As formas de onda de corrente, desconsiderando ondulações em alta frequência, assim como os valores de pico da corrente, em cada interruptor são mostradas na Figura 5.

A corrente que flui através do interruptor S_1 , quando comandado a conduzir no semi-ciclo positivo, é a metade da corrente requerida pela carga, inclusive seu valor de pico. A Equação 2 indica o valor total da corrente média no interruptor S_1 .

$$I_{S1,med} = \frac{M_a}{8} \cdot I_{o,pk} \quad (2)$$

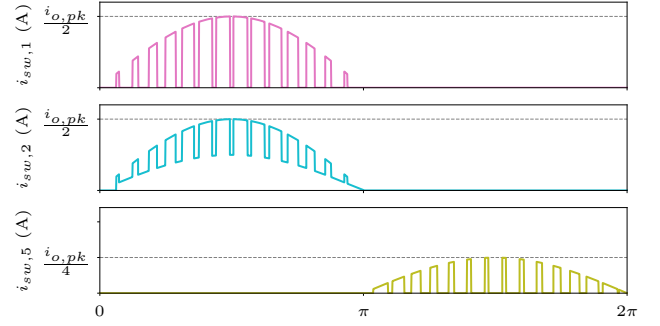


Figura 5. Formas de onda da corrente nos interruptores S_1, S_2 e S_5 , respectivamente.

O valor da corrente eficaz através no interruptor S_1 é obtido na Equação 3.

$$I_{S1,ef} = \sqrt{\frac{M_a}{6\pi}} \cdot I_{o,pk} \quad (3)$$

Destaca-se neste artigo que, as equações das correntes dos interruptores dos grupos S_2 e S_5 foram obtidas pelos autores.

O interruptor S_2 está sempre conduzindo durante o semi-ciclo positivo da tensão de saída, no entanto, a corrente que flui através do mesmo comuta entre metade e um quarto do valor da corrente de saída. A Equação 4 apresenta o valor da corrente média no interruptor S_2 .

$$I_{S2,med} = \frac{4 + M_a\pi}{\pi} \cdot \frac{I_{o,pk}}{16} \quad (4)$$

O valor total da corrente eficaz através do interruptor S_2 é mostrado na Equação 5.

$$I_{S2,ef} = \sqrt{\frac{\pi + 8M_a}{\pi}} \cdot \frac{I_{o,pk}}{8} \quad (5)$$

Ao analisar o interruptor S_5 percebe-se que a corrente de pico através do mesmo é de um quarto da corrente de saída. A Equação 6 demonstra o valor da corrente média no interruptor S_5 .

$$I_{S5,med} = \frac{4 - M_a\pi}{\pi} \cdot \frac{I_{o,pk}}{16} \quad (6)$$

O valor da corrente eficaz através do interruptor S_5 é obtido através da Equação 7.

$$I_{S5,ef} = \sqrt{\frac{3\pi - 8M_a}{3\pi}} \cdot \frac{I_{o,pk}}{8} \quad (7)$$

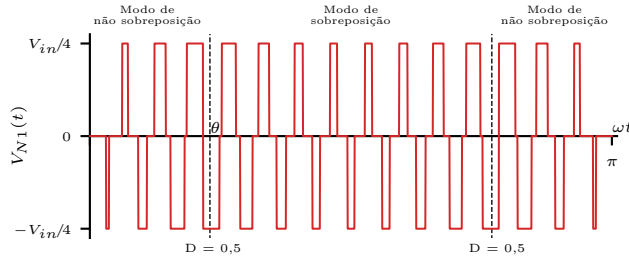


Figura 6. Forma de onda teórica da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador, no semi-ciclo positivo.

B. Dimensionamento do autotransformador

A tensão V_{AO} é compreendida como a tensão que surge na saída do inversor antes do filtro passa-baixa. Analisando a Figura 4 é possível visualizar sua forma de onda, assim como o ângulo θ , o qual indica o momento em que ocorre a transição entre os modos NOM e OM da célula de comutação multiestado.

Realizando a análise dos estados de operação do inversor, nota-se que a tensão sobre os enrolamentos N_1 e N_2 do autotransformador apresenta três níveis, $+V_{in}/4$, 0 e $-V_{in}/4$, conforme for o estado de comutação dos interruptores. A forma de onda da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador está representada na Figura 6, para o semi-ciclo positivo.

O núcleo do autotransformador é calculado por meio do produto das áreas A_e e A_w , obtido através da Equação 8 [18].

$$A_e A_w = \frac{\sqrt{2} P_o}{8 M_a K_c J \Delta B f_{sw}} \quad (8)$$

Após ser determinado o núcleo utilizado no projeto, obtêm-se então o número de espiras necessárias em cada enrolamento do autotransformador através da Equação 9.

$$N = \frac{V_{in}}{8 A_e \Delta B f_{sw}} \quad (9)$$

Por se tratar de um elemento magnético que opera em alta frequência, alguns aspectos construtivos devem ser levados em consideração como, por exemplo, o efeito pelicular (*skin*) presente nos enrolamentos, para isto, usou-se como referência as recomendações feitas em [25].

C. Dimensionamento do indutor de filtro

O circuito de saída equivalente do inversor está representado na Figura 7. Com base nesta representação pode-se obter a tensão sobre indutor do filtro de saída, conforme mostra a Equação 10.

$$v_{Lo}(t) = L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} = v_{AO}(t) - v_o(t) \quad (10)$$

Por meio de cálculos realizados através da análise do circuito demonstrado na Figura 7 e dos estados de operação do inversor, chega-se na Equação 11, que mostra a expressão parametrizada da ondulação de corrente no indutor de filtro,

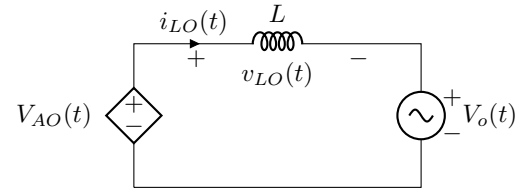


Figura 7. Circuito de saída equivalente do inversor ANPC-5L-MSSC.

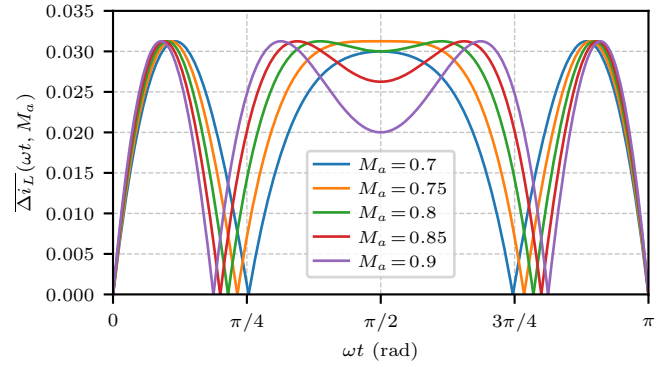


Figura 8. Ondulação parametrizada de corrente ΔI_L no indutor do filtro de saída, para variados índices de modulação M_a , durante o semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

no semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{M_a \sin(\omega t) [1 - 2M_a \sin(\omega t)]}{4}, & 0 \leq \omega t \leq \theta \\ \frac{[2M_a \sin(\omega t) - 1] [1 - M_a \sin(\omega t)]}{4}, & \theta < \omega t \leq (\pi - \theta) \\ \frac{M_a \sin(\omega t) [1 - 2M_a \sin(\omega t)]}{4}, & (\pi - \theta) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (11)$$

A Equação 11 está representada graficamente, para variados índices de modulação M_a , por meio da Figura 8.

Observa-se que a ondulação de corrente no indutor do filtro de saída é nula para $\omega t = \theta$ e para $\omega t = \pi - \theta$, em que θ significa o momento em que o módulo do sinal da tensão de referência, que representa a razão cíclica D nos interruptores, é igual a 0,5.

A maior ondulação de corrente (ΔI_L) ocorre em $\omega t = \theta/2$. Embora a ondulação de corrente seja observada em vários pontos da curva, a análise do ponto de máxima ondulação é suficiente para determinar o valor da indutância que limita a ondulação de corrente ao valor máximo desejado em todo o período da componente fundamental, como ilustrado na Figura 8.

A equação empregada neste trabalho tomou como base o estudo apresentado em [18], que propôs uma formulação para o cálculo da ondulação de corrente em conversores multíniveis. Contudo, o equacionamento da ondulação de corrente foi deduzido especificamente para o conversor ANPC-5L-MSSC aqui proposto, considerando suas particularidades e os filtros utilizados.

Se a ondulação de corrente for um critério restritivo no projeto do inversor, a mesma pode ser especificada no projeto

Tabela 1. Especificações do projeto do inversor.

Símbolo	Descrição	Valor
P_o	Potência de saída	1,5 kW
V_o	Tensão eficaz de saída	63,65 V
V_{in}	Tensão do barramento CC	200 V
f_{sw}	Frequência de comutação	100 kHz
f_o	Frequência fundamental de saída	60 Hz
f_c	Frequência de corte do filtro LC	$\frac{2}{10} \cdot f_{sw}$
ΔI_{L_o}	Ondulação máxima da corrente do filtro	10%
R_o	Carga	2,7 Ω
L_o	Indutor de Filtro	18,72 μ H
C_o	Capacitor de Filtro	3,38 μ F

do indutor, conforme mostra a Equação 12.

$$L_o = \frac{V_{in} M_a \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \left[1 - 2M_a \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right]}{4\Delta I_{L_o} f_{sw}} \quad (12)$$

D. Dimensionamento do capacitor de filtro

Para que a saída do inversor possua uma tensão com forma de onda senoidal, de reduzido conteúdo harmônico, se faz necessário a utilização de um filtro de segunda ordem. A frequência de corte (f_c) recomendada deste filtro é de pelo menos uma década abaixo da frequência de ondulação da tensão de saída V_{AO} [26]. Pelo fato desta topologia empregar a MSSC, esta frequência se torna o dobro da frequência de comutação (f_{sw}) dos interruptores.

A capacitância necessária é obtida através da Equação 13. A frequência corte pode ser reajustada para 1/5 da frequência de comutação dos interruptores, o que reduz significativamente o peso e o volume dos elementos passivos do filtro.

$$C_o = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_o} \quad (13)$$

E. Validação das equações

Com o objetivo de verificar a análise teórica e validar as equações apresentadas anteriormente, um exemplo de projeto é realizado para o inversor monofásico ANPC-5L-MSSC. As especificações do projeto para o dimensionamento dos componentes do inversor estão indicadas na Tabela 1.

Na Tabela 2 é apresentada uma comparação entre os valores calculados analiticamente com os resultados obtidos por simulação numérica. Os resultados mostram diferenças inferiores a 5%, confirmando a validade das equações propostas.

IV. COMPARATIVO ENTRE A TOPOLOGIA NPC E ANPC

A Tabela 3 mostra um comparativo entre a circulação da corrente e a distribuição de perdas nas topologias NPC-MSSC e ANPC-MSSC com as especificações deste projeto. São apresentados os valores da corrente eficaz (I_{ef}) e média (I_{med}), das perdas de condução (P_{cond}) e de comutação (P_{com}) e das perdas totais (P_{tot}) para ambas as topologias. O comparativo evidencia que a topologia ANPC não reduz as perdas totais em relação ao NPC, mas divide melhor as

Tabela 2. Comparação entre os resultados teóricos e simulados.

Símbolo	Calculado	Simulado	Erro
I_{S1med}	3,75 A	3,72 A	0,81%
I_{S1ef}	7,28 A	7,25 A	0,41%
I_{S2med}	4,53 A	4,60 A	-1,52%
I_{S2ef}	7,56 A	7,63 A	-0,92%
I_{S5med}	783 mA	790 mA	-0,89%
I_{S5ef}	2,02 A	2,12 A	-4,72%
V_{AOef}	67,12 V	67,19 V	-0,1%
ΔI_{L_o}	3,33 A	3,37 A	-1,19%

Tabela 3. Comparação para a distribuição de perdas teóricas para as topologias NPC-5L-MSSC e ANPC-5L-MSSC.

NPC-5L-MSSC					
	I_{ef} (A)	I_{med} (A)	P_{cond} (W)	P_{com} (W)	P_{tot} (W)
S_1	7,27	3,74	7,72	0,524	33,0
D_1	-	-	-	-	-
S_2	8,32	5,29	10,70	0,741	45,8
D_2	-	-	-	-	-
S_5	-	-	-	-	-
D_5	-	-	-	-	-
$D_{C,1}$	4,05	1,56	1,73	0,154	7,5
Total					86,3
ANPC-5L-MSSC					
	I_{ef} (A)	I_{med} (A)	P_{cond} (W)	P_{com} (W)	P_{tot} (W)
S_1	7,27	3,74	7,72	0,524	33,0
D_1	-	-	-	-	-
S_2	7,54	4,52	9,05	0,633	38,7
D_2	2,02	0,779	0,78	0,077	3,4
S_5	2,02	0,779	1,33	0,109	5,8
D_5	2,02	0,779	0,78	0,077	3,4
$D_{C,1}$	-	-	-	-	-
Total					84,4

perdas entre os componentes, melhorando a distribuição térmica do conversor, possibilitando o incremento de potência processado pelo conversor para estes semicondutores.

Na topologia NPC 5 níveis, cada braço do conversor é composto por quatro interruptores semicondutores e dois diodos de grameamento, enquanto na topologia ANPC 5 níveis, cada braço contém seis interruptores semicondutores ativos. A configuração do ANPC, por utilizar exclusivamente elementos ativos bidirecionais em corrente, permite o controle dos instantes de comutação. Em contraste, no NPC, os diodos, sendo elementos passivos, conduzem de forma dependente das condições de tensão e corrente, o que resulta em uma distribuição de perdas menos equilibrada.

V. FILTROS UTILIZANDO INDUTORES INTERCALADOS E ACOPLADOS

Outra importante contribuição deste artigo se dá através da análise de duas opções de filtros indutivos que podem ser utilizados na saída do inversor ANPC-5L-MSSC.

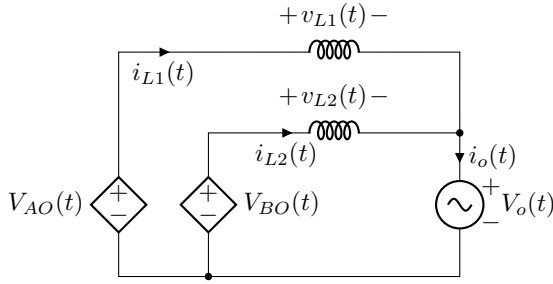


Figura 9. Circuito de saída equivalente do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando filtro com indutores intercalados $L_{1,2}$.

Nesta seção realiza-se o equacionamento do filtro indutivo utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$). Posteriormente, é demonstrada uma análise dos resultados experimentais obtidos em laboratório dos três possíveis arranjos.

Como requisito de projeto foi estabelecida a mesma ondulação máxima de corrente em todos os filtros. Além disso, foi escolhido uma relação de transformação de 0,5 entre os indutores acoplados, o que assegura a divisão igualitária das correntes entre os braços de comutação do inversor, promovendo uma distribuição equilibrada de perdas e uma circulação de corrente uniforme. Sem essa divisão igualitária, haveria um desbalanceamento nas correntes, resultando em perdas desiguais nos semicondutores, especialmente nos interruptores de grampeamento, e maior estresse térmico nos componentes.

O circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores intercalados é demonstrado na Figura 9. A partir desta representação, pode-se obter a tensão sobre indutores intercalados do filtro de saída, conforme mostram a Equação 14 e a Equação 15.

$$v_{L1}(t) = L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = v_{AO}(t) - v_{BO}(t) - L_2 \frac{di_{L1}(t)}{dt} + L_2 \frac{di_o(t)}{dt} \quad (14)$$

$$v_{L2}(t) = L_2 \left(\frac{di_o(t)}{dt} - \frac{di_{L1}(t)}{dt} \right) = v_{BO}(t) - v_o(t) \quad (15)$$

Utilizando a mesma metodologia de cálculos do indutor convencional (L_o) chega-se à Equação 16, que denota a expressão parametrizada da ondulação de corrente nos indutores de filtro, para o semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor ANPC-5L-MSSC.

$$\overline{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{M_a \sin(\omega t) [1 - 2M_a \sin(\omega t)]}{2}, & 0 \leq \omega t \leq \theta \\ \frac{[2M_a \sin(\omega t) - 1] [1 - M_a \sin(\omega t)]}{2}, & \theta < \omega t \leq (\pi - \theta) \\ \frac{M_a \sin(\omega t) [1 - 2M_a \sin(\omega t)]}{2}, & (\pi - \theta) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (16)$$

A Equação 16 está detalhada graficamente, para variados índices de modulação M_a , através da Figura 10.

O circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores acoplados está representado na Figura 11 (a). Para

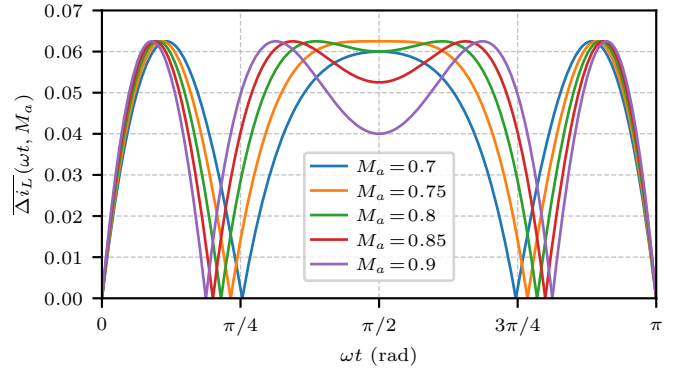


Figura 10. Ondulação parametrizada de corrente ΔI_L nos indutores intercalados do filtro de saída, para variados índices de modulação M_a , durante o semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

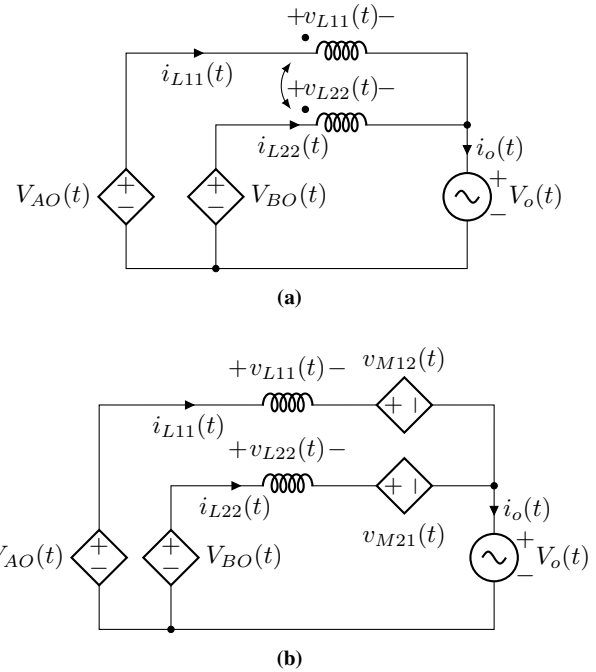


Figura 11. Circuito de saída equivalente do inversor ANPC-5L-MSSC: (a) utilizando filtro com indutores acoplados $L_{11,22}$, (b) circuito equivalente remodelado.

simplificar a análise deste circuito, é possível realizar uma representação equivalente do mesmo utilizando indutores desacoplados, para isto é necessária a inserção de fontes de tensão dependentes, que representam as indutâncias mútuas M_{12} e M_{21} interagindo com o circuito, conforme mostra a Figura 11 (b).

Através desta nova representação, tem-se a tensão sobre os indutores acoplados do filtro de saída, conforme demonstram a Equação 17 e a Equação 18.

$$v_{L11}(t) = L_{11} \frac{di_{L11}(t)}{dt} = v_{AO}(t) - v_{BO}(t) + M_{21} \frac{di_{L11}(t)}{dt} + L_{22} \left(\frac{di_{11}}{dt} - \frac{di_{11}(t)}{dt} \right) + M_{12} \left(\frac{di_{L11}(t)}{dt} - \frac{di_o(t)}{dt} \right) \quad (17)$$

$$v_{L22}(t) = L_{22} \left(\frac{di_o(t)}{dt} - \frac{di_{L11}(t)}{dt} \right) = v_{BO}(t) - v_o(t) - M_{21} \frac{di_{L11}(t)}{dt} \quad (18)$$

Considerando que os indutores L_{11} e L_{22} possuem um forte acoplamento magnético, com $k \rightarrow 1$, pode-se considerar $L_{11,22} = M_{12,21}$. Utilizando a metodologia de cálculos apresentada no indutor convencional L_o , obtém-se a Equação 13, que determina a capacitância (C_o) necessária para o filtro de saída.

VI. PROJETO DO INVERSOR

O inversor construído em laboratório conta com 12 IGBTs IRGP50B60PD1, fabricados pela International Rectifier, e utiliza as mesmas especificações de projeto apresentadas na Tabela 1. Os componentes passivos são obtidos por meio das equações desenvolvidas anteriormente.

A. Cálculo de Perdas nos Semicondutores

Utilizando os valores médios e eficazes de corrente dos semicondutores, obtidos através das equações apresentadas anteriormente, as perdas em condução e comutação para cada interruptor são calculadas por meio da Equação 19 e da Equação 20, respectivamente, seguindo diretrizes apresentadas em [27].

$$P_{cond,sw} = I_{sw,med} \cdot V_{TO} + I_{sw,ef}^2 \cdot r_T \quad (19)$$

$$P_{com,sw} = (V_{in}/4) \cdot I_{sw,med} \cdot f_{sw} (t_r + t_f) \quad (20)$$

onde $I_{sw,med}$ é valor médio da corrente no interruptor, V_{TO} é a variável que caracteriza a parcela constante da oposição à passagem de corrente no semicondutor, $I_{sw,ef}$ é o Valor eficaz da corrente no interruptor, r_T é a variável que caracteriza um aumento linear em função da corrente da oposição à passagem de corrente no semicondutor, f_{sw} é a Frequência de comutação do interruptor, t_r é o tempo de subida da corrente e t_f é o Tempo de descida corrente.

As perdas em condução e em comutação para os diodos em antiparalelo com os interruptores, que são necessários na operação do inversor, são calculadas através das equações (21) e (22), respectivamente.

$$P_{cond,Dsw} = I_{Dsw,med} \cdot V_{TO} + I_{Dsw,ef}^2 \cdot r_T \quad (21)$$

$$P_{com,Dsw} = (V_{in}/4) \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_{sw} \quad (22)$$

onde I_{RRM} é a Corrente de recuperação reversa máxima e t_{rr} é o Tempo de recuperação reversa.

As perdas totais calculadas entre interruptores e diodos utilizados no inversor são de 63,91 W.

Tabela 4. Especificações dos magnéticos.

Componente	Número de Espiras	Fios em Paralelo	Número de Núcleos
Autotransformador	2×14	18 AWG 30	3 pç
Indutor L_o	10	10 AWG 20	2 pç
Indutor $L_{1,2}$	2×20	5 AWG 20	2×1 pç
Indutor $L_{11,22}$	2×10	5 AWG 20	2 pç

Tabela 5. Perdas teóricas nos componentes magnéticos.

Componente	Perdas no Cobre (W)	Perdas no Núcleo (W)	Perdas Totais (W)
Autotransformador	4,07	1,47	5,54
Indutor L_o	5,12	0,31	5,43
Indutor $L_{1,2}$	7,95	0,16	8,11
Indutor $L_{11,22}$	5,12	0,31	5,43

B. Componentes magnéticos

As especificações do projeto de cada componente magnético utilizado no protótipo estão demonstradas na Tabela 4.

Optou-se pelo emprego de núcleos toroidais e, como requisito de projeto, estabeleceu-se que não houvesse sobre camadas entre os enrolamentos, evitando assim diferença de potencial significativa sobre os mesmos.

O autotransformador e os indutores são montados nos núcleos MMT140T4916 e MMTS75T4015, respectivamente, da fabricante Magmattec.

O cálculo de perdas dos componentes magnéticos foi baseado na metodologia apresentada por [25]. A Tabela 5 mostra os valores das perdas no cobre e no núcleo, para cada elemento montado junto ao inversor.

Observa-se que as perdas no núcleo dos indutores são praticamente desprezíveis, isto ocorre devido a ondulação de alta frequência presente no indutor ter um valor máximo reduzido, conforme estabeleceu-se nas especificações do projeto ($\Delta I_L \approx 10\% I_{opk}$).

Na Figura 12 são apresentados os indutores: convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$), acoplados ($L_{11,22}$) e o autotransformador (AT), respectivamente, confeccionados em laboratório para o protótipo do inversor.

C. Capacitor de filtro

Baseado na Equação 13, calcula-se o capacitor necessário para realizar a filtragem de tensão dos componentes harmônicos de alta frequência. O modelo escolhido para o protótipo é da fabricante WEG, com $15 \mu F/250$ V.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a análise teórica realizada, é desenvolvido em laboratório um protótipo de 1,5 kW, onde são implementadas as três opções de filtros indutivos mostradas até aqui. A Figura 17 mostra a montagem da bancada de testes do protótipo do inversor ANPC-5L-MSSC.

Na Figura 18 é possível visualizar as formas de onda das tensões v_{AO} e v_o obtidas experimentalmente, utilizando o

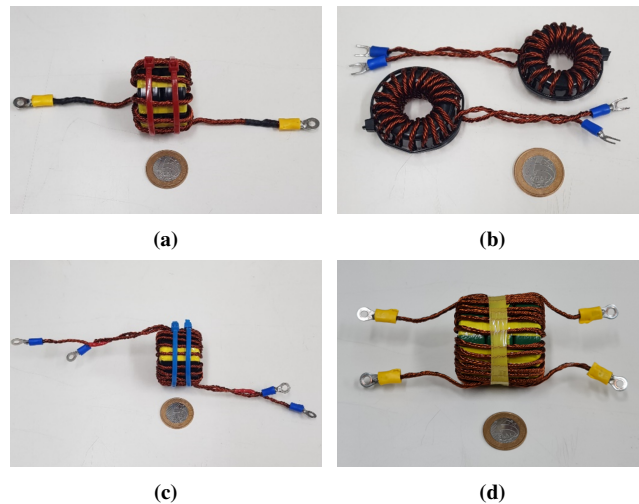


Figura 12. Indutores (a) convencional (L_o), (b) intercalados ($L_{1,2}$) e (c) acoplados ($L_{11,22}$) e (d) autotransformador (AT) confeccionados em laboratório.

indutor convencional L_o na saída. Verifica-se a presença dos 5 níveis de tensão em v_{AO} , conforme demonstrado anteriormente no estudo teórico do inversor.

As formas de onda da tensão de saída v_o e das correntes nos indutores L_o , $L_{1,2}$ e $L_{11,22}$ são apresentadas na Figura 13 (a) (b) (c), respectivamente. Observa-se, que no caso do indutor convencional L_o , a corrente que circula pelo mesmo é igual a corrente total requerida pela carga. Por outro lado, nos indutores intercalados $L_{1,2}$ e acoplados $L_{11,22}$, a corrente que circula é metade da corrente requerida pela carga e igual a corrente nos enrolamentos N_1 e N_2 do autotransformador. Isso resulta na redução das amplitudes máximas e de ondulação da corrente.

Observa-se que os valores de tensão de saída v_o , conforme esperado, está idêntico nas três configurações dos filtros indutivos.

As formas de onda da ondulação de corrente no indutor convencional L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador são mostradas na Figura 14 (a), é possível verificar que a amplitude da ondulação de corrente no indutor L_o é o dobro do valor visto no enrolamento N_1 . São observadas pequenas distorções no cruzamento por zero da corrente, efeito este decorrente da aplicação de 3 níveis em cada braço do conversor em conjunto com a proteção de supressão de pulsos de comando extremamente estreitos, os quais ocorrem próximo da passagem por zero. Entretanto este efeitos, naturais em topologias de 3 níveis, não produzem influência significativa nos resultados obtidos.

Apresenta-se também, na Figura 14 (b) (c), as formas de onda da ondulação de corrente nos indutores intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$), respectivamente. Nota-se que a ondulação de corrente nestes indutores possui o mesmo valor para ambos os casos e atinge o valor máximo de ondulação de aproximadamente 10% do valor da corrente de saída.

Tabela 6. Comparativo entre os filtros propostos.

Descrição	L_o	$L_{1,2}$	$L_{11,22}$
Indutância do filtro de saída (μH)	20,5	2 x 41	2 x 20,5
Número de fios em paralelo	10	2 x 5	2 x 5
Comprimento de cobre AWG 20(m)	15,2	23,2	15,2
Volume total do filtro (cm^3)	27,31	30,63	27,31
Massa total do filtro (g)	182,4	219,2	182,3
Elevação de Temp. do cobre ($^{\circ}\text{C}$)	45	48	42
Rendimento com carga nominal (%)	96,8	94,6	96,8

As formas de onda de tensão e de corrente nos indutores convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$) são mostradas na Figura 15 (a) (b) (c), respectivamente.

As formas de onda de tensão e corrente no enrolamento N_1 do autotransformador são demonstradas na Figura 16 (a) (b) (c), para montagens com indutores convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$), respectivamente.

Como pode ser visto nas na Figura 15 (b) e na Figura 16 (b), há uma maior oscilação nas formas de onda de tensão sobre os indutores intercalados ($L_{1,2}$) e no enrolamento N_1 . Isto ocorre devido à presença de elementos parasitas não modelados no circuito de potência, que geram um comportamento de ressonância em frequência acima da frequência de comutação. Essas oscilações induzem tensões de elevada frequência nos enrolamentos da célula MSSC, como pode ser visto na Figura 15 (b). Entretanto, estas oscilações são suprimidas pelo filtro de segunda ordem e acabam não surgindo na tensão (v_o) e corrente (i_o) de saída. Observa-se ainda, na Figura 15 (c) que o acoplamento entre os elementos magnéticos do filtro de saída reduz significativamente as oscilações observadas na configuração sem acoplamento, resultando em uma forma de onda mais próxima da ideal.

A Tabela 6 apresenta os valores obtidos experimentalmente para cada configuração de filtro. Observando estes valores, pode-se notar que os indutores convencional (L_o) e acoplados ($L_{11,22}$) demonstram grandezas muito semelhantes e com performance ligeiramente superior, se comparados aos indutores intercalados ($L_{1,2}$). A variação percentual do volume é de 12%, enquanto a variação em relação a massa é de 20%, uma melhora significativa com relação aos indutores intercalados.

Operando com carga nominal no inversor, os componentes magnéticos apresentaram uma boa estabilidade térmica. É ressaltada uma pequena vantagem dos indutores acoplados ($L_{11,22}$), que apresentaram uma elevação de temperatura menor que os outros dois arranjos. Este resultado é proveniente da construção de suas espiras, que possuem um maior perímetro nos enrolamentos, o que acabou facilitando a dissipação do calor em relação ao indutor convencional (L_o), por exemplo.

Curvas de rendimento experimental do inversor em função da potência de saída são apresentadas na Figura 19. Observa-se que os valores de rendimento são superiores a 90%,

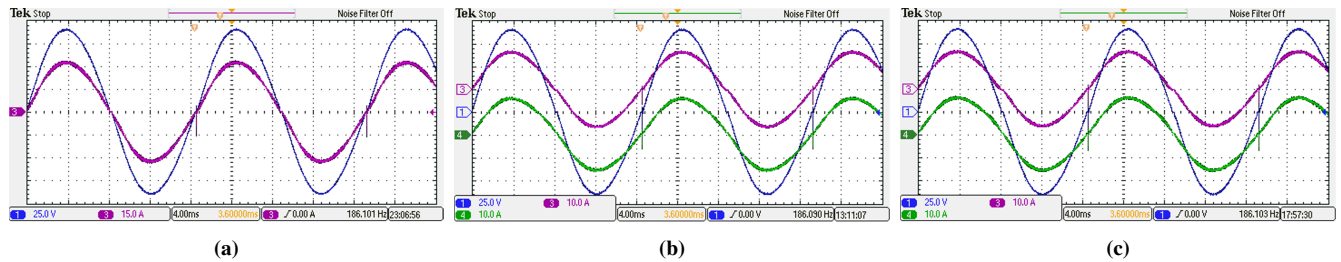


Figura 13. Formas de onda da tensão de saída v_o (CH1) [25V/div] e da corrente: (a) no indutor convencional L_o (CH3) [15A/div], (b) nos indutores intercalados L_1 (CH3) [10A/div] L_2 (CH4) [10A/div] e (c) nos indutores acoplados L_{11} (CH3) [10A/div] e L_{22} (CH4) [10A/div], todas com [4ms/div].

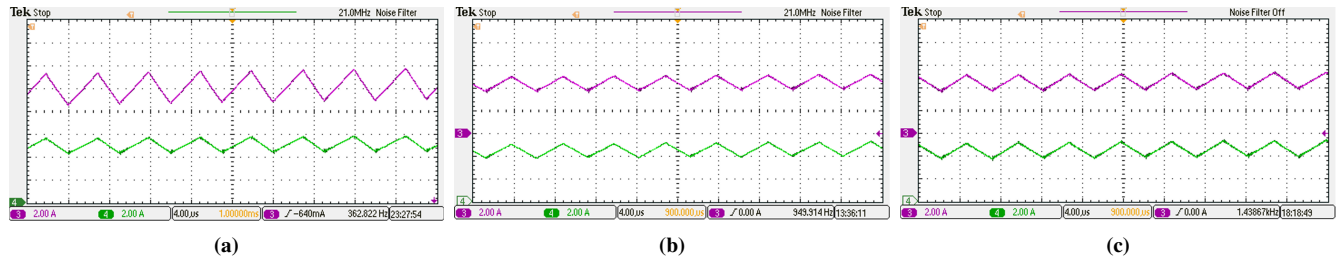


Figura 14. Formas de onda da ondulação de corrente: (a) no indutor L_o (CH3) [2A/div] e no enrolamento N_1 do autotransformador (CH4) [2A/div], (b) nos indutores intercalados L_1 (CH3) [2A/div] e L_2 (CH4) e (c) nos indutores acoplados L_{11} (CH3) [2A/div] e L_{22} (CH4) [2A/div], todas com [4us/div].

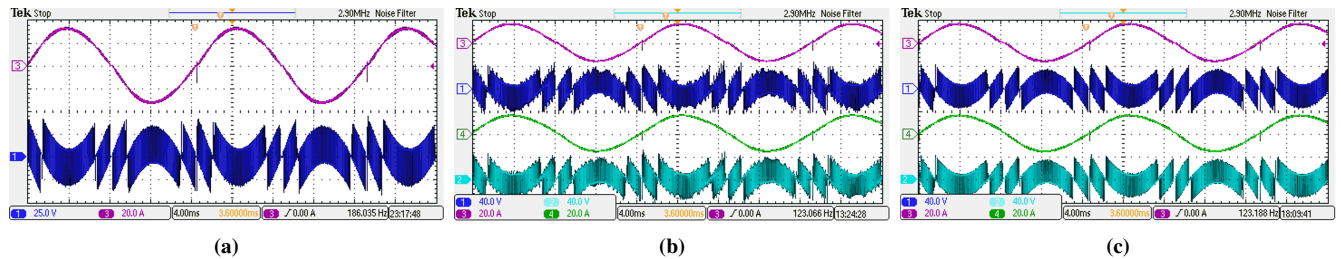


Figura 15. Formas de onda de tensão (CH1) [25V/div] e corrente no: (a) indutor convencional L_o (CH3) [20A/div], (b) no indutor L_1 e L_2 de tensão (CH1, CH4) [40V/div] e corrente (CH2, CH3) [20A/div] (c) no indutor L_{11} e L_{22} de tensão (CH1, CH4) [40V/div] e de corrente (CH2, CH3) [20A/div], todas com [4ms/div].

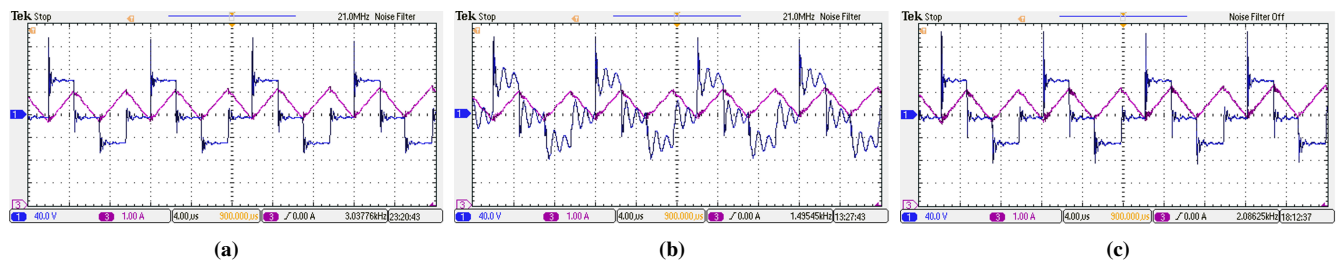


Figura 16. Formas de onda de tensão (CH1) [40V/div] e corrente (CH3) [1A/div] no enrolamento N_1 do autotransformador do inversor, utilizando: (a) o indutor convencional (L_o) de filtro, (b) indutores intercalados ($L_{1,2}$) de filtro e (c) indutores acoplados ($L_{11,22}$) de filtro, todas com [4us/div]

chegando próximo de 97%, de acordo com a carga e a configuração de filtro utilizada no inversor proposto.

VIII. CONCLUSÃO

O presente artigo apresentou o projeto de um inversor ANPC de 5 níveis de tensão utilizando uma célula de comutação multiestado (ANPC-5L-MSSC). Foi realizado o dimensionamento dos semicondutores de potência, do autotransformador e dos componentes do filtro de segunda ordem, o indutor e o capacitor. A validação das equações foi obtida através da comparação dos cálculos com os resultados obtidos via simulação numérica.

O conversor proposto possui as seguintes características: fluxo bidirecional de potência; menor taxa de distorção harmônica de tensão (THD_V) quando comparado às tradicionais topologias de 2 e 3 níveis; perdas de condução reduzidas nos semicondutores; e frequência de ondulação na saída do inversor duas vezes maior que a de comutação nos interruptores, o que possibilita uma redução no peso e volume dos elementos passivos projetados para o inversor.

Foram também analisadas e implementadas outras duas propostas de filtros indutivos, que podem ser combinados com o ANPC-5L-MSSC e outras topologias que empregam a MSSC. Sendo arranjos de indutores intercalados ($L_{1,2}$)



Figura 17. Setup de testes do protótipo de 1,5 kW implementado do inversor ANPC-5L-MSSC.

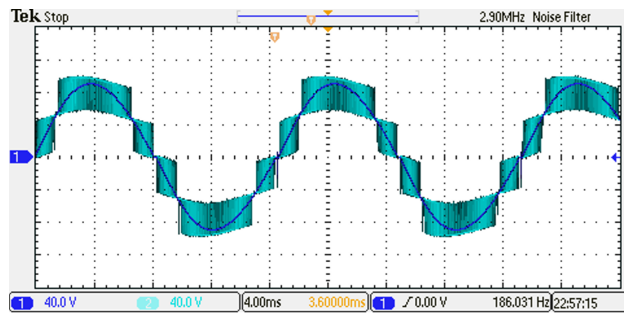


Figura 18. Formas de onda da tensão v_{AO} (CH2) [40V/div] e da tensão v_o (CH1) [40V/div] no inversor ANPC-5L-MSSC.

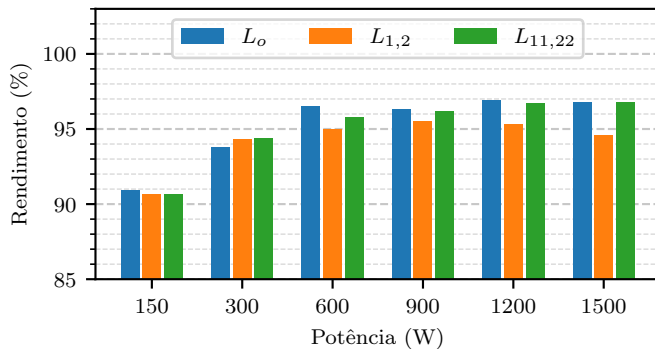


Figura 19. Curvas de rendimento experimental do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando filtros indutivos convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$).

ou acoplados ($L_{11,22}$), os quais aumentam a quantidade de opções e combinações de filtros e o grau de liberdade do projetista na hora da escolha do magnético mais adequado.

Resultados experimentais mostraram que as opções dos filtros indutivos estudados e implementados operaram com bastante similaridade. Notou-se apenas uma pequena desvantagem para os indutores intercalados ($L_{1,2}$), que demonstraram algumas distorções em determinadas formas de onda de tensão e menores valores de rendimento na curva experimental, se comparados aos outros arranjos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) sob

processo PROAP/AUXPE DS 1928/2023, processo 88881.898694/2023-01 e processo 23038.000776/2017-54, ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) processo 465640/2014-1 e processo 303278/2023-4, o INCT-GD, a FAPERGS (17/2551-0000517-1), a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), a Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Estado Santa Catarina (FAPESC - 2023TR000924) e a empresa Supplier Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos pelo suporte financeiro ao projeto.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

V.G.HOFFMANN: Conceitualização, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **F.J.ZIMANN:** Análise de dados, Pesquisa, Administração do projeto, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **C.RECH:** Conceitualização, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Redação - revisão e edição. **A.L.BATSCHAUER:** Conceitualização, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão,

PLÁGIO E SIMILARIDADE

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

DISPONIBILIDADE DE DADOS

Os dados utilizados nesta pesquisa estão disponíveis no corpo do documento.

Referências

- [1] H. Zhang, *et al.*, "Progress of Ultra-Wide Bandgap Ga2O3 Semiconductor Materials in Power MOSFETs", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5157–5179, may 2020, doi:10.1109/TPEL.2019.2946367.
- [2] B. Wu, M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*, IEEE Press Series on Power Engineering, 2nd ed., Wiley, Hoboken, New Jersey, 2017.
- [3] A. Campos, J. Paez, P. Dworakowski, "Comparison of Modular Multilevel Converter and Neutral Point Clamped Converter Topologies for MVDC Applications", in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, pp. 1–9, sep 2023, doi:10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264438.
- [4] "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", , jun 2014, doi:10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [5] "IEC 61000-3-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16 A per phase)", Accessed: 2023-05-28, jan 2018, URL: <https://webstore.iec.ch/publication/28164>.
- [6] "IEC 61000-3-12: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current > 16 A and < 75 A per phase", Accessed: 2023-05-28, jun 2021, URL: <https://webstore.iec.ch/publication/69084>.

- [7] S. Kouro, et al., “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, aug 2010, doi:10.1109/TIE.2010.2049719.
- [8] Y. Zhou, M. Xu, Y. Zhang, H. Liu, “Research and Simulation of Hybrid ANPC Converter”, in *2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pp. 2399–2404, may 2023, doi:10.1109/CIEEC58067.2023.10165737.
- [9] I. E. Haji, M. Kchikach, A. Elhasnaoui, S. Sahbani, “Performance Analysis of two DC-DC Multilevel Converters and Classic Boost Converter in Terms of Ripples and Voltage Load Overshoot”, in *2023 5th International Conference on Power and Energy Technology (ICPET)*, pp. 59–64, jul 2023, doi:10.1109/ICPET59380.2023.10367677.
- [10] N. F. Nardoto, D. M. Blanco, E. J. Bueno, W. M. Santos, L. F. Encarnação, “Comparative Analysis of Model-Based Predictive Control for NPC and ANPC Multilevel Converters Considering Practical Implementations”, in *2023 9th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, pp. 179–184, jul 2023, doi:10.1109/CoDIT58514.2023.10284172.
- [11] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, I. E. Lizama, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, jul 2010, doi:10.1109/TIE.2009.2032430.
- [12] M. A. Qamar, A. Filba-Martinez, S. Busquets-Monge, W. Kui, “Capacitor Voltage Balancing of Four-Level ANPC and π -type Converters Based on Simplified Virtual-Vector PWM”, in *2023 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, pp. 1–6, mar 2023, doi:10.1109/ESARS-ITEC57127.2023.10114865.
- [13] T. Brückner, S. Bernet, H. Güldner, “The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, jun 2005, doi:10.1109/TIE.2005.847586.
- [14] H. Cao, F. Guo, Z. Ma, L. Du, Y. Zhao, H. A. Mantooth, “An ANPC based High-Power Medium-Voltage Triple Active Bridge (TAB) DC-DC Converter with Enhanced Modulations”, in *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*, pp. 2898–2904, may 2023, doi:10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213647.
- [15] P. H. Feretti, F. L. Tofoli, E. R. Ribeiro, “Family of Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Based on the Multi-State Switching Cell”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 5882–5893, oct 2022, doi:10.1109/JESTPE.2022.3160280.
- [16] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, “Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells”, in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, pp. 858–863, IEEE, Galway, Ireland, 2000, doi:10.1109/PESC.2000.879927.
- [17] M. S. Ortmann, S. A. Mussa, M. L. Heldwein, “Concepts for high efficiency single-phase three-level PWM rectifiers”, in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3768–3775, sep 2009, doi:10.1109/ECCE.2009.5316310.
- [18] R. P. T. Bascopé, J. A. F. Neto, G. V. T. Bascopé, “Multi-state commutation cells to increase current capacity of multi-level inverters”, in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–9, IEEE, Amsterdam, Netherlands, oct 2011, doi:10.1109/INTLEC.2011.6099806.
- [19] J. A. F. Neto, F. J. B. Brito, D. R. Joca, M. A. N. Nunes, R. P. Torrico-Bascope, “A five-level NPC bidirectional converter based on multistate switching cell operating as boost rectifier”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 79–84, IEEE, Gramado, Brazil, oct 2013, doi:10.1109/COBEP.2013.6785098.
- [20] J. A. L. Barboza, O. C. S. Filho, L. C. S. Mazza, R. P. T. Bascopé, “Five-level T-type NPC PFC rectifier based on multistate switching cell”, in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, IEEE, Fortaleza, nov 2015, doi:10.1109/COBEP.2015.7420282.
- [21] R. G. de A. Cacao, R. P. T. Bascopé, J. A. F. Neto, G. V. T. Bascopé, “Five-level T-type inverter based on multi-state switching cell”, in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1–8, IEEE, Fortaleza, CE, Brazil, nov 2012, doi:10.1109/INDUSCON.2012.6453728.
- [22] B. Singh, B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. Kothari, “A review of single-phase improved power quality AC-DC converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, 2003, doi:10.1109/TIE.2003.817609.
- [23] M. Najjar, A. Kouchaki, J. Nielsen, R. Dan Lazar, M. Nymand, “Design Procedure and Efficiency Analysis of a 99.3% Efficient 10 kW Three-Phase Three-Level Hybrid GaN/Si Active Neutral Point Clamped Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 6, pp. 6698–6710, 2022, doi:10.1109/TPEL.2021.3131955.
- [24] J. A. F. Neto, F. J. B. Brito, D. R. Joca, M. A. N. Nunes, R. P. Torrico-Bascope, “A five-level NPC bidirectional converter based on multistate switching cell operating as boost rectifier”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 79–84, IEEE, Gramado, Brazil, 2013, doi:10.1109/COBEP.2013.6785098.
- [25] W. G. Hurley, W. H. Wölfe, *Transformers and Inductors for Power Electronics Theory, Design and Applications*, Wiley, 2013.
- [26] I. Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*, Edição do Autor, 2001.
- [27] A. L. Batschauer, *Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte*, Ph.D. thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

BIOGRAFIAS

Vinicius Guilherme Hoffmann recebeu o título de Tecnólogo em Mecatrônica Industrial em 2017, Licenciatura em Educação Profissional e Tecnológica em 2019, e Especialização em Docência para Educação Profissional também em 2019, todos pelo Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC). Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), em 2021. Lecionou no ensino profissionalizante de 2016 a 2019. Hoje, atua como Projetista de Testes na empresa SUPPLIER e é graduando no Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica pelo Instituto Federal de Santa Catarina. Seus interesses de pesquisa incluem Eletrônica de Potência, Conversores Estáticos, Conversores Multiníveis, Correção do Fator de Potência e Educação Profissionalizante.

Felipe Joel Zimann possui graduação (2013), mestrado (2016) e doutorado (2020) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, Brasil. Em 2016, foi Pesquisador Visitante na Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil. Entre os anos de 2021 e 2022 trabalhou como professor colaborador na Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor na Universidade do Estado de Santa Catarina e no Centro Universitário – Católica SC. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, com interesse de pesquisa em filtros ativos, controle digital e qualidade de energia. É membro efetivo e revisor de artigos da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (Sobraep).

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 a 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. Foi Vice-Presidente da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e Editor da Revista Eletrônica de Potência durante o biênio 2014-2015. Foi Presidente da SOBRAEP no biênio 2016-2017. Atuou como Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM (conceito 6 CAPES) de 2015 a 2017. De 2021 a 2024 foi membro Comitê de Assessoramento em Engenharias Elétrica e Engenharia Biomédica (CAEE) do CNPq. Desde 2018, é Editor Associado da IEEE Transactions on

Industrial Electronics (Qualis A1 CAPES). É Senior Member da IEEE e membro da SOBRAEP. Suas principais áreas de interesse são: mobilidade elétrica, recursos energéticos distribuídos e conversores multiníveis.

Alessandro Luiz Batschauer possui graduação (1999), mestrado (2002) e doutorado (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é pesquisador CNPq com bolsa de produtividade DT2. Desde 2003 é professor titular da Universidade do Estado de Santa Catarina e integrante do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE. Em 2004 foi um dos sócios fundadores da Empresa SUPPLIER onde atua como Diretor. Na UDESC, foi Coordenador do Programa de

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, participou do Conselho de Administração e do Conselho Universitário. Atua no Conselho Técnico e como Pesquisador Associado no Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência e Controle de Conversores, atuando principalmente nos seguintes temas: CFP, comutação suave, filtros ativos e inversores multiníveis. Prof. Alessandro Batschauer atualmente é membro e revisor de artigos da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (Sobraep), da IEEE-PELS e IEEE-IES.