

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

VINÍCIUS GUILHERME HOFFMANN

**PROJETO DE UM INVERSOR ANPC MONOFÁSICO DE 5 NÍVEIS DE TENSÃO
UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO MULTIESTADO (ANPC-5L-MSSC)**

JOINVILLE

2021

VINÍCIUS GUILHERME HOFFMANN

**PROJETO DE UM INVERSOR ANPC MONOFÁSICO DE 5 NÍVEIS DE TENSÃO
UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO MULTIESTADO (ANPC-5L-MSSC)**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Cassiano Rech

JOINVILLE

2021

Hoffmann, Vinícius Guilherme

Projeto de um Inversor ANPC Monofásico de 5 Níveis de Tensão Utilizando Célula de Comutação Multiestado (ANPC-5L-MSSC) / Vinícius Guilherme Hoffmann. - Joinville, 2021.

103 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer.

Coorientador: Cassiano Rech.

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2021.

1. Conversor Multinível. 2. Inversor com Grampeamento Ativo do Ponto Neutro. 3. Cinco Níveis de Tensão. 4. Célula de Comutação Multiestado. 5. Filtros Indutivos. I. Batschauer, Alessandro Luiz . II. Rech, Cassiano . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

VINÍCIUS GUILHERME HOFFMANN

**PROJETO DE UM INVERSOR ANPC MONOFÁSICO DE 5 NÍVEIS DE TENSÃO
UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO MULTIESTADO (ANPC-5L-MSSC)**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Cassiano Rech

BANCA EXAMINADORA:

Alessandro Luiz Batschauer, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina (presidente/orientador)

Membros:

Cassiano Rech, Dr.

Universidade Federal de Santa Maria

Marcello Mezaroba, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina

Romeu Hausmann, Dr.

Universidade Regional de Blumenau

Joinville, 30 de novembro de 2021

Dedico este trabalho à minha mãe, pelo apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

À Deus por ter me dado saúde, força e sabedoria para conduzir este trabalho.

À minha mãe Leila, a minha família e meus amigos que souberam compreender os meus momentos de ausência, sem deixarem de me incentivar durante esta jornada.

Ao meu orientador Alessandro Batschauer, pela orientação, pela amizade, pelo conhecimento transmitido e pela paciência ao me orientar, me motivando e me mantendo focado para levar a pesquisa até sua conclusão.

Ao professor Cassiano Rech pela coorientação, que apesar da distância, sempre se manteve disposto ajudar quando era necessário.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao meu padrinho Romário que me incentivou na entrada no mestrado e me acompanhou nos estudos nas disciplinas que cursamos juntos.

Ao meu amigo Felipe Zimann, carinhosamente chamado por "co-co-orientador", por ter colaborado tecnicamente no trabalho desenvolvido.

Aos professores Sérgio, Marcello, Yales e Joselito por todo conhecimento repassado durante este tempo que estive no nPEE.

Aos amigos graduandos, mestrandos, doutorandos, técnicos e pessoal de suporte que participaram ativamente de todo o trabalho realizado, em especial aos colegas Rafael Van Kan, José Adriano, Eduardo Sovrani, Leandro da Silva, Rodrigo Heinrich, Daniel Castellain, Lucas Bona, Lucas Sales, Gustavo Tavares, Mateus Orige, Jackson Maia, Éderson Manarim e Rubens Tadeu, por sempre estarem dispostos a discutir problemas encontrados durante a pesquisa e trocar conhecimentos e experiências já vividas.

E aos membros participantes da banca examinadora que muito me ensinaram com seus questionamentos levantados, auxiliando no aprimoramento deste trabalho.

“Ouço falarem que o esforço vence o talento,
gosto desse argumento
Eu nunca quis ser melhor que ninguém,
apenas tive o comprometimento”
(Major RD)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento teórico e experimental de um conversor com grampeamento ativo do ponto neutro (ANPC - *Active Neutral Point Clamped*) de 5 níveis de tensão, utilizando célula de comutação multiestado (MSSC - *Multi-State Switching Cell*), operando como inversor. Associado-o à três opções de filtros indutivos na saída. As principais características da topologia do conversor desenvolvido são: fluxo bidirecional de potência entre os lados CA–CC; menor taxa de distorção harmônica da tensão de saída (THD_V), operando como inversor, se comparado aos tradicionais inversores de 3 níveis de tensão; perdas de condução reduzidas nos semicondutores; peso e volume reduzidos dos componentes passivos, se comparados a outras topologias de 5 níveis presentes na literatura. São demonstradas as etapas de funcionamento do inversor, o cálculo da distorção harmônica total da tensão de saída, o dimensionamento dos semicondutores, o dimensionamento do autotransformador, o dimensionamento dos indutores e do capacitor utilizados no filtro de saída. O primeiro filtro dimensionado é o já utilizado indutor convencional (L_o), o segundo trata-se um conjunto de indutores intercalados ($L_{1,2}$), associados em série com a MSSC, e o terceiro é um conjunto de indutores acoplados ($L_{11,22}$), também associados em série com a MSSC. Para o projeto e análise dos filtros indutivos foi estabelecido como igual o máximo percentual de ondulação de corrente (ΔI_L) através dos mesmos. Os parâmetros avaliados dos filtros são: volume, perdas, elevação de temperatura e o rendimento de cada conjunto junto ao inversor desenvolvido. A validação dos cálculos é realizada por meio de simulação numérica e são apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1,5 kW, utilizando IGBTs, alimentado por um barramento CC de 200 V, com tensão de saída CA de 63,65 V em 60 Hz e frequência de comutação de 100 kHz.

Palavras-chave: Conversor Multinível. Inversor com Grampeamento Ativo do Ponto Neutro. Cinco Níveis de Tensão. Célula de Comutação Multiestado. Filtros Indutivos.

ABSTRACT

This work presents the theoretical and experimental development of a converter Active Neutral Point Clamped (ANPC) with 5 voltage levels, using Multi-State Switching Cell (MSSC), operating as an inverter. Associated with three options of inductive filters on the output. The main characteristics of the developed converter topology are: bidirectional power flow between the AC–DC sides; lower total harmonic distortion rate of the output voltage (THD_V), operating as an inverter, compared to traditional 3-level voltage inverters; reduced conduction losses in semiconductors; reduced weight and volume of passive components, when compared to other topologies present in the literature. The inverter operation steps, the calculation of the total harmonic distortion rate of the output voltage, the semiconductors sizing, the autotransformer sizing, the inductors and capacitor sizing used in the output filter are demonstrated. The first dimensioned filter is the already used conventional inductor (L_o), the second is a set of interleaved inductors ($L_{1,2}$), associated in series with the MSSC, and the third is a set of coupled inductors ($L_{11,22}$), also associated in series with the MSSC. For the design and analysis of the inductive filters, the maximum percentage of current ripple (ΔI_L) through them was established as equal. The evaluated parameters of the filters are: volume, losses, temperature rise and the efficiency of each set with the developed inverter. The validation of the calculations is performed through numerical simulation and experimental results obtained from a 1.5 kW prototype, using IGBTs, powered by a 200 V DC bus, with an AC output voltage of 63.65 V are presented at 60 Hz and switching frequency of 100 kHz.

Keywords: Multilevel Converter. Inverter with Active Neutral Point Clamped. Five Voltage Levels. Multi-State Switching Cell. Inductive Filters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Inversor multinível proposto por Baker e Bannister. | 20 |
| Figura 2 – Topologia básica do inversor NPC de 3 níveis. | 22 |
| Figura 3 – Topologia básica do inversor NPC de 5 níveis. | 23 |
| Figura 4 – Topologia básica do inversor ANPC de 3 níveis. | 24 |
| Figura 5 – Topologia básica do inversor ANPC de 5 níveis. | 25 |
| Figura 6 – Topologia básica do inversor ANPC-5L. | 26 |
| Figura 7 – Topologia básica do inversor NPC-5L-MSSC. | 27 |
| Figura 8 – Topologia básica do inversor T-Type-MSSC. | 28 |
| Figura 9 – Topologia básica do inversor TT-MSSC. | 29 |
| Figura 10 – Topologia básica do inversor ANPC-5L-MSSC. | 29 |
| Figura 11 – Topologia do inversor monofásico 5N-ANPC-MSSC, destacando os interruptores e seus grupos pertencentes. | 31 |
| Figura 12 – Circuito de comando dos interruptores. | 33 |
| Figura 13 – Formas de onda teóricas dos sinais das portadoras e de referência. | 33 |
| Figura 14 – Sinais de comando dos interruptores SW_1 , SW_7 , SW_4 e SW_{10} , respectivamente. | 34 |
| Figura 15 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 1ª Etapa NOM. | 35 |
| Figura 16 – Estado topológico da 1ª Etapa NOM e 3ª Etapa NOM. | 35 |
| Figura 17 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 2ª Etapa NOM. | 36 |
| Figura 18 – Estado topológico da 2ª Etapa NOM e 2ª Etapa OM. | 36 |
| Figura 19 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 3ª Etapa NOM. | 37 |
| Figura 20 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 4ª Etapa NOM. | 38 |
| Figura 21 – Estado topológico da 4ª Etapa NOM e 4ª Etapa OM. | 38 |
| Figura 22 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 1ª Etapa OM. | 39 |
| Figura 23 – Estado topológico da 1ª Etapa OM e 3ª Etapa OM. | 40 |
| Figura 24 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 2ª Etapa OM. | 40 |
| Figura 25 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 3ª Etapa OM. | 41 |
| Figura 26 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 4ª Etapa OM. | 41 |
| Figura 27 – Forma de onda teórica da tensão de saída V_{AO} e ângulo θ de transição. | 42 |

| | |
|---|----|
| Figura 28 – Sinal de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , e forma de onda da tensão de saída V_{AO} no modo de não sobreposição. | 43 |
| Figura 29 – Sinal de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , e forma de onda da tensão de saída V_{AO} no modo de sobreposição. | 44 |
| Figura 30 – Distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} em função da variação do índice de modulação M_a | 46 |
| Figura 31 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_1 | 47 |
| Figura 32 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_1 , em detalhe. | 48 |
| Figura 33 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_2 | 50 |
| Figura 34 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_2 , em detalhe. | 50 |
| Figura 35 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_5 | 52 |
| Figura 36 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_5 , em detalhe. | 52 |
| Figura 37 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_1 e no diodo antiparalelo DSW_1 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP). | 54 |
| Figura 38 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_2 e no diodo antiparalelo DSW_2 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP). | 55 |
| Figura 39 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_5 e no diodo antiparalelo DSW_5 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP). | 55 |
| Figura 40 – Forma de onda teórica da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador. | 56 |
| Figura 41 – Sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , formas de onda teóricas da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador no modo de não sobreposição e da densidade de fluxo magnético B | 57 |
| Figura 42 – Circuito de saída equivalente do inversor ANPC-MSSC. | 58 |
| Figura 43 – Sinal de comando nos interruptores SW_1 e SW_7 , formas de onda da tensão de saída V_{AO} e corrente no indutor do filtro de saída L_o | 58 |
| Figura 44 – Ondulação parametrizada de corrente $\overline{\Delta I_L}$ no indutor do filtro de saída (L_o), para variados índices de modulação M_a , durante o semiciclo positivo da tensão de saída do inversor. | 60 |
| Figura 45 – Formas de onda das tensões de saída V_{AO} e V_o no inversor ANPC-5L-MSSC. | 66 |
| Figura 46 – Espectro harmônico da tensão de saída V_{AO} do inversor ANPC-5L-MSSC. | 66 |
| Figura 47 – Formas de onda da tensão V_o e da corrente no indutor L_o | 67 |
| Figura 48 – Forma de onda detalhada da corrente no indutor L_o | 67 |
| Figura 49 – Formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador. | 68 |
| Figura 50 – Formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador para $\omega t = \theta/2$ | 68 |

| | |
|--|----|
| Figura 51 – Formas de onda detalhada da tensão V_{AO} e da corrente no indutor L_o | 69 |
| Figura 52 – Formas de onda das correntes nos interruptores SW_1 e SW_5 e de carga I_o | 69 |
| Figura 53 – Topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$). | 71 |
| Figura 54 – Circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$). | 72 |
| Figura 55 – Ondulação parametrizada de corrente $\overline{\Delta I_L}$ nos indutores intercalados do filtro de saída ($L_{1,2}$), para variados índices de modulação M_a , durante o semiciclo positivo da tensão de saída do inversor. | 73 |
| Figura 56 – Topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$). | 74 |
| Figura 57 – Circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$). | 74 |
| Figura 58 – Circuito de saída equivalente remodelado do inversor utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$). | 75 |
| Figura 59 – Circuito elétrico equivalente para o cálculo térmico nos semicondutores do inversor. | 80 |
| Figura 60 – Autotransformador (AT) confeccionado para o protótipo do inversor. | 83 |
| Figura 61 – Indutor convencional (L_o) confeccionado para o protótipo do inversor. | 83 |
| Figura 62 – Indutores intercalados ($L_{1,2}$) confeccionados para o protótipo do inversor. | 84 |
| Figura 63 – Indutores acoplados ($L_{11,22}$) confeccionados para o protótipo do inversor. | 84 |
| Figura 64 – Capacitor (C_o) utilizado como filtro de tensão protótipo do inversor. | 85 |
| Figura 65 – Protótipo de 1,5 kW do inversor ANPC-5L-MSSC montado em laboratório. | 86 |
| Figura 66 – Placa de potência desenvolvida via <i>software</i> | 86 |
| Figura 67 – Placa de potência montada de forma experimental. | 87 |
| Figura 68 – Placa de condicionamento de sinais com DSP desenvolvida via <i>software</i> | 87 |
| Figura 69 – Placa de condicionamento de sinais com DSP montada de forma experimental. | 87 |
| Figura 70 – Modelo do aparelho <i>HIPOT</i> utilizado para ensaios. | 88 |
| Figura 71 – <i>HIPOT</i> conectado à placa de potência e pontos de ensaio. | 89 |
| Figura 72 – Ensaio de <i>HIPOT</i> com <i>setup</i> montado em bancada. | 90 |
| Figura 73 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH2) e da tensão de saída V_o (CH1) no inversor. | 91 |
| Figura 74 – Formas de onda da tensão de saída em cada braço inversor e da tensão de saída V_o (CH1), utilizando indutor convencional L_o | 92 |
| Figura 75 – Formas de onda das tensões de saída nos braços inversores V_{ANPC_1} (CH2) e V_{ANPC_2} (CH3) e da tensão de saída V_o (CH1), em detalhes. | 93 |
| Figura 76 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH1) e da corrente no indutor convencional L_o (CH3), em detalhes. | 94 |
| Figura 77 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH2) e da tensão de saída V_o (CH1) no inversor. | 95 |

| | |
|---|-----|
| Figura 78 – Formas de onda das correntes no indutor L_o (CH3) e no enrolamento N_1 do autotransformador (CH4). | 96 |
| Figura 79 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH1) e de corrente na carga I_o (CH3). | 96 |
| Figura 80 – Formas de onda das tensões e correntes nos indutores. | 97 |
| Figura 81 – Formas de onda da tensão (CH1) e corrente (CH3) no enrolamento N_1 do autotransformador. | 99 |
| Figura 82 – Formas de onda da tensão (CH1) e corrente (CH3) no enrolamento N_1 do autotransformador, para $ D = 0,5$ | 100 |
| Figura 83 – Curvas de rendimento do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$) | 100 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Especificações do inversor. | 62 |
| Tabela 2 – Validação das equações. | 70 |
| Tabela 3 – Principais parâmetros do <i>IGBT IRGP50B60PDI</i> | 78 |
| Tabela 4 – Perdas calculadas nos semicondutores, para $FP = 1$ e $M_a = 0,9$ | 79 |
| Tabela 5 – Parâmetros do indutor convencional L_o confeccionado. | 81 |
| Tabela 6 – Parâmetros dos indutores intercalados $L_{1,2}$ confeccionados. | 81 |
| Tabela 7 – Parâmetros dos indutores acoplado $L_{11,22}$ confeccionado. | 82 |
| Tabela 8 – Parâmetros do autotransformador <i>AT</i> confeccionado. | 82 |
| Tabela 9 – Perdas nos componentes magnéticos. | 82 |
| Tabela 10 – Parâmetros do ensaio de <i>HIPOT</i> | 90 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|-------|--|
| ANPC | <i>Active Neutral Point Clamped</i> - Grampeamento Ativo do Ponto Neutro |
| AWG | <i>American Wire Gauge</i> |
| CA | Corrente Alternada |
| CA-CC | Corrente Alternada para Corrente Contínua |
| CC | Corrente Contínua |
| CC-CA | Corrente Contínua para Corrente Alternada |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais |
| FC | <i>Flying Capacitor</i> - Capacitor Flutuante |
| MMC | <i>Modular Multilevel Converter</i> - Conversor Multinível Modular |
| MSSC | <i>Multi-State Switching Cell</i> - Célula de Comutação Multiestado |
| NOM | <i>Nom-Overlapping Mode</i> - Modo de Não Sobreposição |
| NPC | <i>Neutral Point Clamped</i> - Ponto Neutro Grampeado |
| OM | <i>Overlapping Mode</i> - Modo de Sobreposição |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso |
| THD | <i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total |
| UPS | <i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Alimentação Ininterrupta |
| 3L | <i>Three Levels</i> - Três Níveis |
| 5L | <i>Five Levels</i> - Cinco Níveis |

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 17 |
| 1.1 | OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO | 18 |
| 1.1.1 | Objetivos Específicos | 18 |
| 1.2 | ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO | 18 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 20 |
| 2.1 | INVERSOR NPC (<i>NEUTRAL POINT CLAMPED</i>) | 21 |
| 2.2 | INVERSOR ANPC (<i>ACTIVE NEUTRAL POINT CLAMPED</i>) | 23 |
| 2.3 | INVERSORES BASEADOS EM MSSC (<i>MULTISTATE SWITCHING CELL</i>) | 26 |
| 2.4 | CONCLUSÃO | 30 |
| 3 | ANÁLISE DO CONVERTOR PROPOSTO | 31 |
| 3.1 | ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR | 31 |
| 3.1.1 | Técnica de modulação | 32 |
| 3.1.2 | Etapas de funcionamento | 34 |
| 3.2 | ESTUDO QUANTITATIVO DO CONVERTOR | 42 |
| 3.2.1 | Distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} ($THD_{V_{AO}}$) | 42 |
| 3.2.1.1 | <i>Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} no modo de não sobreposição ($0 \leq \omega t \leq \theta$)</i> | 43 |
| 3.2.1.2 | <i>Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} no modo de sobreposição ($\theta \leq \omega t \leq \pi/2$)</i> | 43 |
| 3.2.1.3 | <i>Cálculo do valor eficaz total da tensão de saída V_{AO}</i> | 44 |
| 3.2.1.4 | <i>Cálculo da distorção harmônica total (THD)</i> | 45 |
| 3.2.2 | Dimensionamento dos semicondutores de potência | 46 |
| 3.2.2.1 | <i>Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_1</i> | 47 |
| 3.2.2.2 | <i>Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_1</i> | 49 |
| 3.2.2.3 | <i>Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_2</i> | 49 |
| 3.2.2.4 | <i>Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_2</i> | 50 |
| 3.2.2.5 | <i>Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_5</i> | 51 |
| 3.2.2.6 | <i>Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_5</i> | 53 |
| 3.2.3 | Dimensionamento do autotransformador | 56 |
| 3.2.4 | Dimensionamento do indutor de filtro (L_o) | 57 |
| 3.2.5 | Dimensionamento do capacitor de filtro (C_o) | 60 |
| 3.3 | CONCLUSÃO | 61 |
| 4 | EXEMPLO DE PROJETO PARA O INVERSOR ANPC-5L-MSSC | 62 |
| 4.1 | ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO | 62 |
| 4.2 | CÁLCULO DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO | 62 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 4.3 | CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA | 62 |
| 4.4 | CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES | 63 |
| 4.4.1 | Cálculo da tensão máxima nos interruptores | 63 |
| 4.4.2 | Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_1 | 63 |
| 4.4.3 | Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_2 | 63 |
| 4.4.4 | Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_5 | 63 |
| 4.5 | CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA | 64 |
| 4.5.1 | Cálculo do ângulo de transição θ | 64 |
| 4.5.2 | Cálculo da indutância L_o | 64 |
| 4.5.3 | Cálculo da frequência de corte f_c | 64 |
| 4.5.4 | Cálculo da capacitância C_o | 64 |
| 4.6 | CÁLCULO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL | 65 |
| 4.6.1 | Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} | 65 |
| 4.6.2 | Cálculo da distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} ($THD_{V_{AO}}$) | 65 |
| 4.7 | SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO INVERSOR ANPC-5L-MSSC | 65 |
| 4.8 | CONCLUSÃO | 70 |
| 5 | FILTROS UTILIZANDO INDUTORES INTERCALADOS ($L_{1,2}$) E ACO- | |
| | PLADOS ($L_{11,22}$) | 71 |
| 5.1 | INDUTORES INTERCALADOS ($L_{1,2}$) | 71 |
| 5.2 | INDUTORES ACOPLADOS ($L_{11,22}$) | 74 |
| 5.3 | CONCLUSÃO | 77 |
| 6 | ESPECIFICAÇÕES DE COMPONENTES | 78 |
| 6.1 | INTERRUPTORES DE POTÊNCIA | 78 |
| 6.2 | DISSIPADOR PARA OS SEMICONDUTORES | 79 |
| 6.3 | COMPONENTES MAGNÉTICOS | 81 |
| 6.4 | CAPACITOR DE FILTRO | 85 |
| 6.5 | CONCLUSÃO | 85 |
| 7 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 86 |
| 7.1 | ENSAIO DE <i>HIPOT</i> | 88 |
| 7.2 | RESULTADOS DE LABORATÓRIO | 90 |
| 7.3 | CONCLUSÃO | 100 |
| 8 | CONCLUSÕES GERAIS | 101 |
| | REFERÊNCIAS | 102 |

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica desempenha um papel fundamental na vida do ser humano. Além da modernização da rede, proveniente de mudanças no cenário econômico global nos últimos anos, pesquisas mostram que a população mundial continua crescendo, com isso, o consumo de energia continuará aumentando na mesma proporção. Dados de mercado mostram que a demanda total aumentará substancialmente até 2030. Nos dias de hoje, o combustível fóssil ainda é a principal fonte de energia elétrica para o mundo, mas esta é uma fonte limitada e que acabará em poucos anos (FERROUKHI et al., 2016; NATH; SEN, 2021).

Nas últimas décadas, recursos de energias renováveis vêm sendo um dos maiores focos de pesquisadores, e diferentes famílias de conversores de energia estão sendo projetadas para tornar a integração desses tipos de sistemas na rede de distribuição elétrica uma realidade. Além disso, nas linhas de transmissão, sistemas eletrônicos de média tensão e alta potência são necessários para garantir a distribuição de energia e a qualidade da mesma. Portanto, os conversores eletrônicos de potência desempenham um papel fundamental para a realização dessas tarefas com alta performance e eficiência (FRANQUELO et al., 2008).

Inversores de tensão são estruturas amplamente revisadas na literatura, sua principal função está concentrada na conversão de um valor de tensão CC em uma tensão CA monofásica, trifásica ou polifásica, limpa e estável, independente da carga a ele conectada, com amplitude e frequência a saída variável (WU; NARIMANI, 2017). Entre suas principais aplicações, os inversores de tensão são usados em *drives* de motores CA, fontes de alimentação ininterrupta (UPS), filtros ativos e sistemas de energia renovável (CACAU et al., 2012).

Para aplicações de média tensão e alta potência, como bombas, ventiladores, compressores e conversores de potência, inversores do tipo multinível demonstram diversas vantagens quando comparados com as topologias clássicas de inversores, entre elas estão uma melhor qualidade na energia processada, reduzindo os requisitos dos componentes do filtro, maior eficiência e mais níveis na tensão de saída, o que consequentemente fornece um menor conteúdo harmônico (SILVA et al., 2011).

Pesquisas mostram que inversores multiníveis também são uma alternativa promissora para aplicações em baixa tensão. Uma das razões para esta afirmação se deve ao fato da capacidade destes inversores dividirem uniformemente a tensão do barramento CC através dos semicondutores de potência (interruptores e diodos), resultando em elementos de menor custo, com tensão de bloqueio reduzida e por consequência uma significativa redução nas perdas de condução (NETO, 2014).

Atualmente, existe um grande interesse em torno do estudo de inversores de tensão multinível, especialmente pelo desenvolvimento de novas topologias e métodos de controle. Diversas técnicas de paralelismo de inversores estão sendo introduzidas na literatura, para aumentar a capacidade de processamento de corrente, das quais pode-se citar a técnica de intercalamento (*interleaving*) de conversores. Os conversores intercalados podem ser classificados de duas

formas: intercalados sem acoplamento magnético e intercalados com acoplamento magnético (NETO, 2014).

Para a pesquisa realizada, é dado um destaque aos conversores onde suas células são acopladas magneticamente, através da célula de comutação multiestado (MSSC - *Multi-State Switching Cell*), que utiliza um autotransformador como elemento de acoplamento.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Dentro do contexto apresentado, este trabalho tem como principal objetivo apresentar o desenvolvimento teórico e experimental de um conversor com grampeamento ativo do ponto neutro (ANPC - *Active Neutral Point Clamped*) de 5 níveis de tensão, utilizando a célula de comutação multiestado (ANPC-5L-MSSC), operando como inversor, associando ao mesmo três opções de filtros indutivos na saída, que também são desenvolvidos e projetados de forma teórica e experimental.

1.1.1 Objetivos Específicos

- Avaliar as principais topologias de inversores multiníveis monofásicos que utilizam células de comutação multiestado (MSSC).
- Realizar a análise qualitativa e quantitativa da topologia proposta, assim como dos novos indutores de filtro propostos.
- Projetar e implementar os indutores intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$) em série com a MSSC, e avaliar a viabilidade deles como opções de filtros de corrente.
- Desenvolver um protótipo de 1,5 kW e realizar testes em laboratório que validem os estudos desenvolvidos.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

O capítulo 1 aborda uma introdução sobre os conversores multiníveis e descreve-se suas aplicações. Os principais objetivos deste trabalho são mostrados ao final deste capítulo.

No capítulo 2 é mostrada uma breve história acerca dos conversores multiníveis, através da revisão bibliográfica sobre as principais topologias, topologias de inversores derivados da topologia NPC e topologias que utilizam célula de comutação multiestado (MSSC).

No capítulo 3 são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do inversor proposto na dissertação. Neste estudo é demonstrada a técnica de modulação empregada, as etapas de funcionamento e as principais formas de onda do inversor. Em seguida, as grandezas envolvidas nas análises são quantificadas, fornecendo as equações necessárias para o dimensionamento dos componentes do inversor.

No capítulo 4 realiza-se um exemplo de projeto do inversor proposto, no qual são apresentados resultados obtidos via simulação numérica, que validam a análise teórica realizada anteriormente.

O capítulo 5 apresenta duas propostas de filtros indutivos que podem ser utilizados em série com a célula de comutação de multiestado, os indutores intercalados ($L_{1,2}$) e os indutores acoplados ($L_{11,22}$). São realizados os cálculos que demonstram a indutância necessária para uma máxima ondulação admitida em projeto.

No capítulo 6 são feitas as especificações dos componentes utilizados no circuito de potência, é mostrado também os componentes magnéticos que foram confeccionados para o protótipo.

O capítulo 7 é composto pelos resultados experimentais, obtidos através de um protótipo do inversor proposto, que servem como validação das análises teóricas demonstradas no capítulo 3. Realiza-se também uma avaliação comparativa entre as três propostas de filtros indutivos apresentadas neste trabalho.

Por fim, no capítulo 8 é realizada uma conclusão geral acerca do trabalho desenvolvido, onde os objetivos levantados são retomados e relacionados com os resultados teóricos e experimentais obtidos ao longo desta pesquisa.

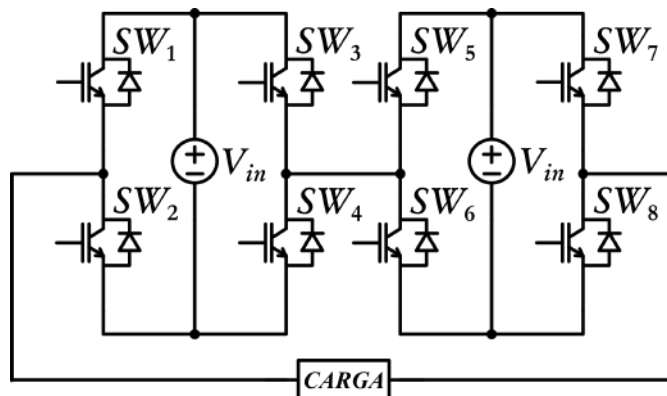
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Dentre um dos maiores interesses dos pesquisadores do setor da eletrônica de potência, destaca-se a busca por componentes semicondutores que sejam capazes de conduzir elevados valores de corrente, ao mesmo tempo, suportando grandes valores de tensão de bloqueio, principalmente para aplicações industriais. No entanto, quanto maiores os valores de tensão e corrente suportados pelos semicondutores, mais caros os mesmos se tornam para as empresas do setor adquiri-los. O que acaba gerando desinteresse e desencorajando o uso das tecnologias de eletrônica de potência em aplicações industriais para média e alta potência (WU; NARIMANI, 2017).

É necessário destacar também que, o uso de semicondutores em conversores de potência nos últimos anos levou a um aumento da degradação da qualidade da energia drenada da rede elétrica. Em função deste agravante, houve o surgimento de diversas normas e recomendações para a melhoria da qualidade da energia drenada da rede e também a criação de padrões internacionais que restringem e definem os limites para o conteúdo harmônico injetado na rede pelos conversores de potência (BRAGA; BARBI, 2000).

Com o objetivo de superar estes entraves, surge na década de 70 o conceito de conversores multiníveis, que consiste em topologias que empregam associações em série e/ou paralelo de semicondutores, visando uma melhor distribuição de tensões e correntes nos circuitos de potência, assim como uma melhora significativa na qualidade da energia drenada da rede elétrica (BAKER; BANNISTER, 1975). Por meio deste conceito, semicondutores que suportam menores valores de corrente e tensão voltaram a se tornar viáveis para serem empregados em aplicações de média e alta potência. Na Figura 1 esta representada uma adaptação do inversor multinível patentado por Baker e Bannister no final dos anos 70.

Figura 1 – Inversor multinível proposto por Baker e Bannister.



Fonte: Adaptado de (BAKER; BANNISTER, 1975).

Nestas associações de semicondutores é preciso seguir procedimentos que não tragam problemas para o conversor durante sua operação, tanto sob o ponto de vista estático quanto dinâmico. Na associação de semicondutores em série, deve-se garantir que todos os componentes estejam submetidos à mesma tensão estabelecida em projeto (dentro de uma certa tolerância).

Sob o ponto de vista estático, problemas ocorrem pelo fato de que os componentes nem sempre possuem o mesmo modelo de estado *ON* (quedas de tensão e impedâncias). A situação se torna mais agravante para componentes de lotes diferentes e se torna menos crítica quando estão dentro de um mesmo lote. Perante o ponto de vista dinâmico, existe a possibilidade de apenas um semiconductor da associação ter que suportar toda a tensão do conversor, caso os demais tenham entrado em condução antes, podendo levá-lo a sua destruição (BRAGA, 1996).

Em associações em paralelo, por exemplo, de um par de semicondutores, um deles pode assumir toda a corrente no início de condução ou de bloqueio do par. Imperfeições de *layout*, indutâncias parasitas de fios e cabos e divergência no comportamento dinâmico dos semicondutores, respondem pela maioria dos problemas na entrada de condução ou de bloqueio dos mesmos, que devem ser contornados pelo projetista. Outro problema que ocorre, na associação paralela de semicondutores, é quando eles possuem o coeficiente de temperatura negativo, no momento em que um conduz mais corrente, maior será a sua temperatura, reduzindo sua tensão de saturação e expondo um melhor caminho para a corrente, causando um desequilíbrio na associação, podendo provocar até sua destruição. Um forma de superar este problema é a busca por semicondutores com coeficiente de temperatura positivo, quanto maior a corrente em um dos semicondutores em paralelo, maior será sua resistência de condução, a qual limitará o crescimento da corrente e forçará o equilíbrio estático da associação (BRAGA, 1996).

Além de diminuir o custo de projeto, os conversores multiníveis operam com maior eficiência, menor interferência eletromagnética, reduzidos valores de amplitude de tensão de modo comum, reduzidas taxas de distorção harmônica (*THD*) e baixo dv/dt (ou di/dt). Contribuindo assim, para melhorar a qualidade da energia elétrica utilizada dos sistemas de distribuição (BRAGA; BARBI, 2000).

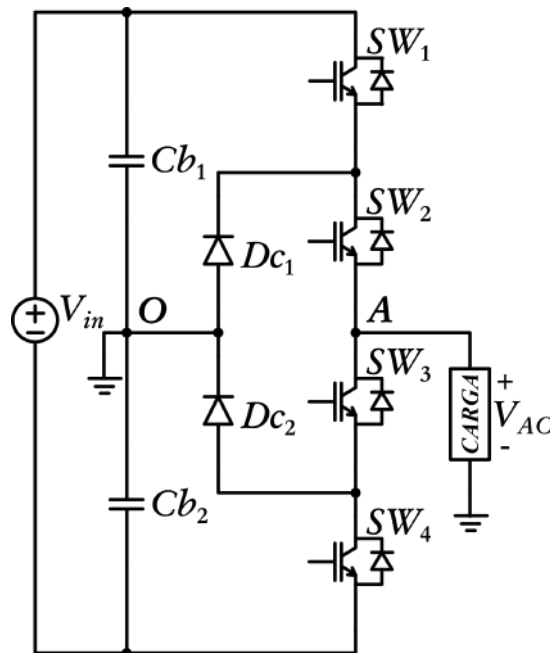
Existe um número limitado de topologias que fornecem tensões multinível e que são adequadas e aceitas para aplicações de média tensão e alta potência. As mais conhecidas são: NPC (*Neutral Point Clamped*), FC (*Flying Capacitor*), Células *H-Bridge* em Cascata e MMC (*Modular Multilevel Converter*). Outras topologias, como os conversores híbridos, também foram propostas, mas não são totalmente aceitas para aplicações industriais (BARBOSA et al., 2005). Nesta pesquisa, um enfoque maior será dado ao conversor NPC e suas topologias derivadas.

2.1 INVERSOR NPC (*NEUTRAL POINT CLAMPED*)

O termo “multinível” começou a ser usado com o inversor de três níveis apresentado por Nabae, Takashi e Akagi no início dos anos 80. Ao aumentar o número de níveis em um inversor, a tensão em sua saída passa a ter mais degraus, gerando uma forma de onda em formato de escada, o que leva a redução dos níveis de distorção harmônica total da tensão de saída (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

No mesmo período foi patenteado por Baker (BAKER, 1981) o inversor de ponto neutro grampeado (NPC - *Neutral Point Clamped*). Que apresenta um arranjo de interruptores conectados em série, proporcionando a divisão de tensão do barramento CC sobre os mesmos, associados com diodos que geram níveis de tensão adicionais a saída do inversor e fornecem o caminho para a corrente entre a carga e o ponto referencial. Além disso, os diodos grampeiam os interruptores controlados, protegendo-os contra sobretensões, a Figura 2 mostra um inversor NPC de 3 níveis de tensão de saída.

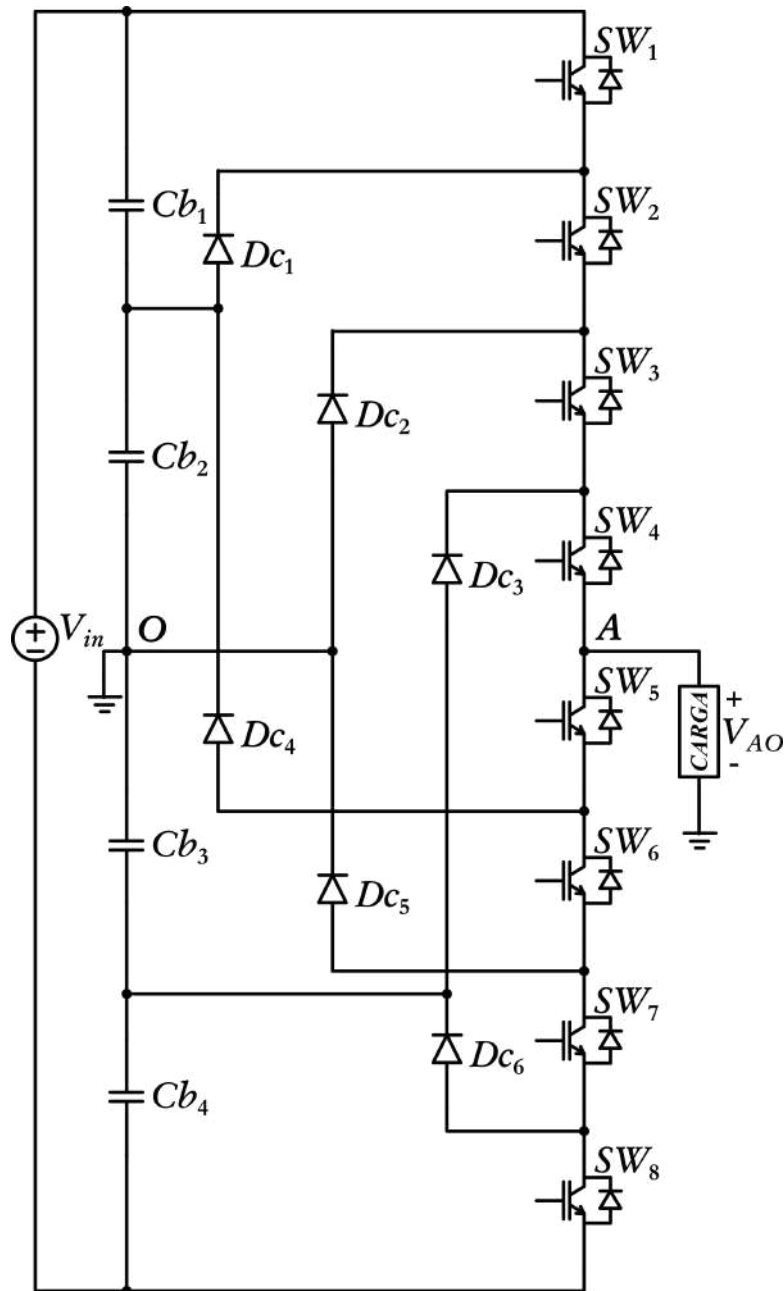
Figura 2 – Topologia básica do inversor NPC de 3 níveis.



Fonte: Adaptado de (BAKER, 1981).

Considerando m como o número de níveis que se quer na saída do inversor, para um projeto de NPC cada braço precisa de $2 \cdot (m - 1)$ interruptores, pelo menos $2 \cdot (m - 2)$ diodos de grampeamento. Se os diodos forem especificados com a mesma tensão dos interruptores devem ser utilizados diodos em série, aumentando sua quantidade para $(m - 1) \cdot (m - 2)$. Para compor o barramento são necessários $(m - 1)$ capacitores, a tensão sobre cada capacitor do barramento é igual à $V_{in}/(m - 1)$ (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). A Figura 3 demonstra um inversor NPC de 5 níveis de tensão de saída.

Figura 3 – Topologia básica do inversor NPC de 5 níveis.



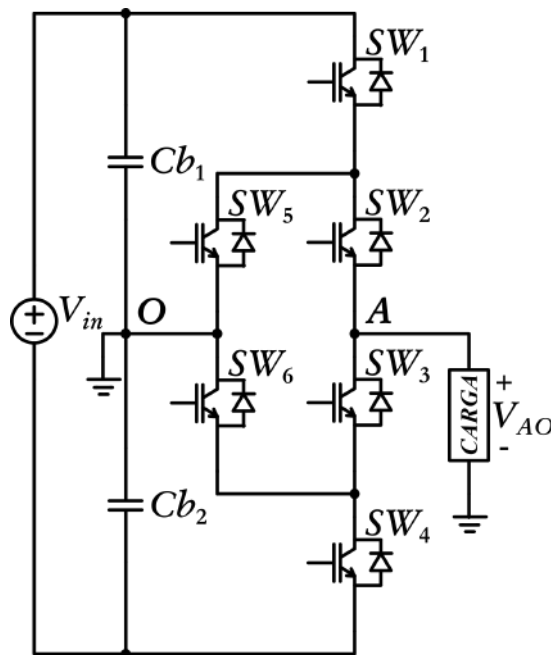
Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

2.2 INVERSOR ANPC (ACTIVE NEUTRAL POINT CLAMPED)

O conversor NPC é amplamente utilizado em aplicações de média tensão e alta potência. No entanto, em um inversor de três níveis, por exemplo, cada braço possui apenas três estados de condução, ou seja, não há estados redundantes para sintetizar a tensão de saída. Além disso, sua principal desvantagem é a distribuição desigual das perdas e a resultante distribuição assimétrica de temperatura nas junções dos semicondutores (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

Ao efetuar a substituição dos diodos de grampeamento por interruptores controlados, a distribuição das perdas pode ser substancialmente melhorada. Em (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005) é apresentado o conversor NPC ativo (ANPC - *Active Neutral Point Clamped*), que reduz satisfatoriamente as desvantagens de desbalanceamento das perdas e de temperatura nas junções dos semicondutores do NPC. Além de oferecer mais graus de liberdade de comutação, o qual permite estados redundantes para sintetizar a tensão de saída, permitindo também um maior processamento de potência na saída. A Figura 4 apresenta um inversor ANPC de três níveis de tensão de saída.

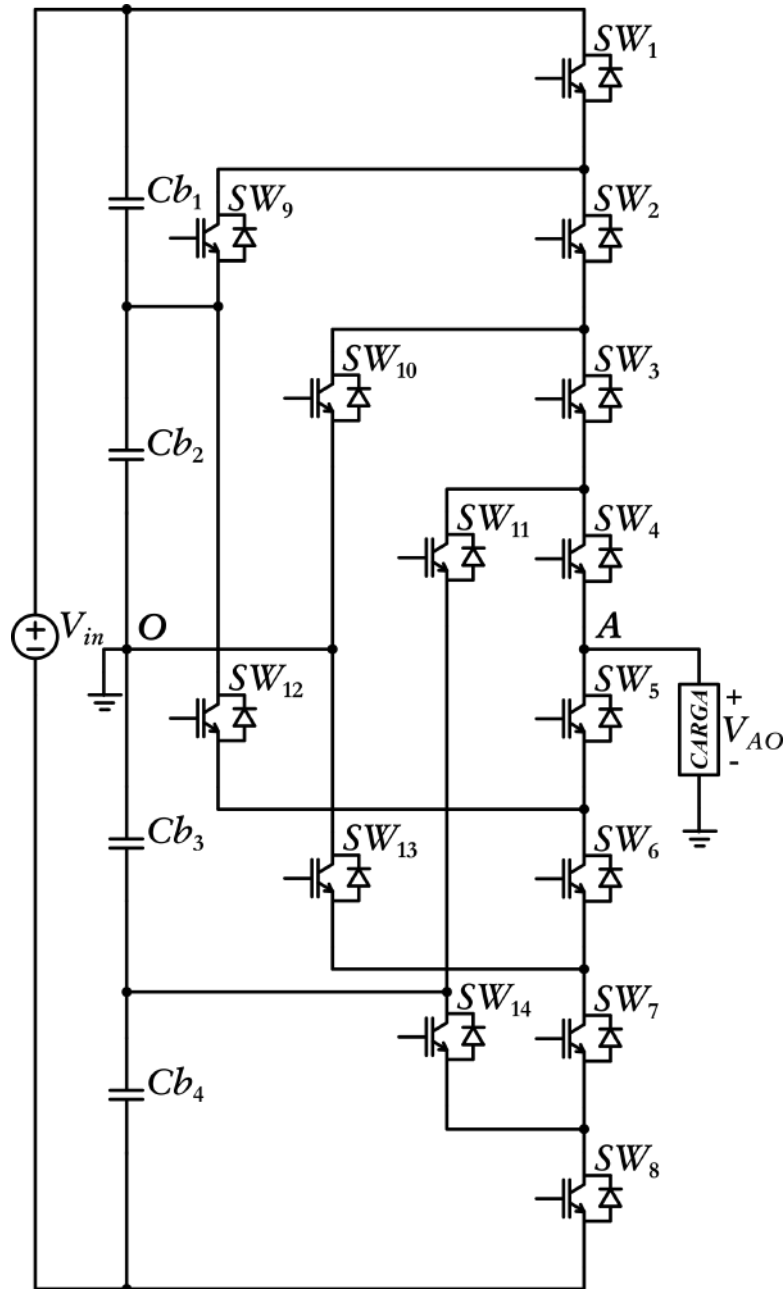
Figura 4 – Topologia básica do inversor ANPC de 3 níveis.



Fonte: Adaptado de (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005).

Em um projeto de ANPC cada braço precisa de $(4m - 6)$ interruptores, deve-se atentar que os semicondutores são submetidos a diferentes valores de tensão conforme a quantidade de níveis aumenta, para compor o barramento são necessários $(m - 1)$ capacitores, a tensão sobre cada capacitor do barramento também é igual à $V_{in}/(m - 1)$ (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005). A Figura 5 exhibe um inversor ANPC de cinco níveis de tensão de saída.

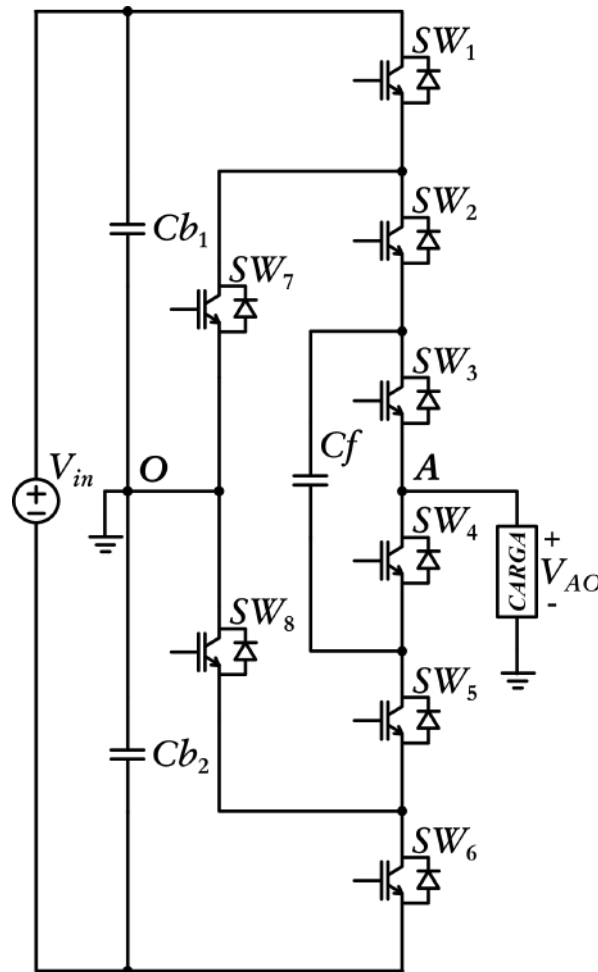
Figura 5 – Topologia básica do inversor ANPC de 5 níveis.



Fonte: Adaptado de (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005).

A partir das topologias básicas apresentadas, outros conversores foram sendo desenvolvidos, cada qual com suas qualidades e características particulares. Em (BARBOSA et al., 2005), por exemplo, é proposto um novo inversor ANPC-5L, que combina a flexibilidade do conversor FC com a robustez do conversor NPC. Possuindo 5 níveis de tensão na saída, o mesmo utiliza apenas oito interruptores controlados, que suportam $V_{in}/4$ do barramento CC, e um capacitor flutuante (C_f), que precisa ter sua tensão controlada. Esta topologia pode ser vista na Figura 6.

Figura 6 – Topologia básica do inversor ANPC-5L.



Fonte: Adaptado de (BARBOSA et al., 2005).

2.3 INVERSORES BASEADOS EM MSSC (*MULTISTATE SWITCHING CELL*)

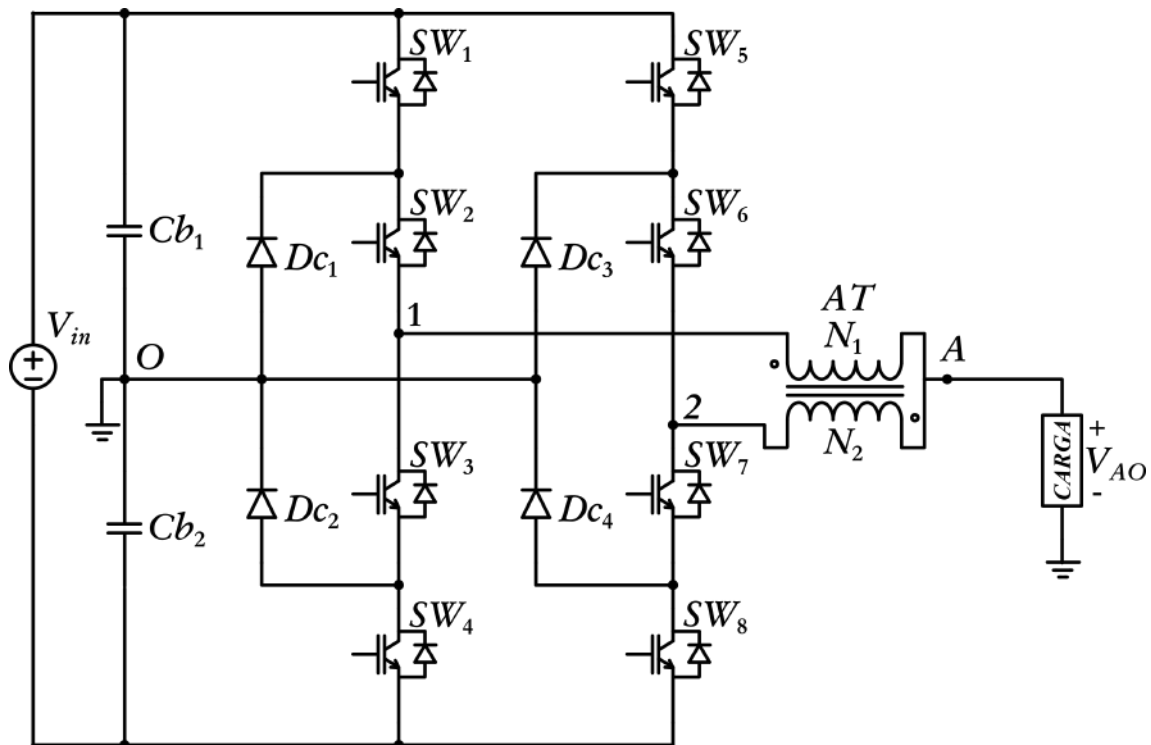
Assim como ocorrem nas associações de semicondutores, linhas de pesquisas vêm estudando a possibilidade de associação de conversores estáticos em série e/ou em paralelo. A principal ideia por trás desta técnica consiste em repartir a tensão ou corrente total de um conversor (em geral inversores) entre um determinado número de conversores menores. Em certas associações é possível também obter níveis intermediários de tensão ou corrente, que sintetizam uma forma de onda com mais degraus, com menor distorção harmônica. (BRAGA, 1996).

Com base neste conceito, é possível melhorar ainda mais a performance dos conversores multiníveis ao associá-los em paralelo e realizando o emprego de células de comutação multiestadado (MSSC - *Multi-State Switching Cell*). A MSSC aumenta a capacidade de processamento de corrente dos conversores, oferece uma excelente distribuição de perdas de condução entre os conversores (devido ao compartilhamento de corrente entre braços de semicondutores), reduz o conteúdo harmônico de alta frequência, o que por consequência diminui os níveis de corrente eficaz nos capacitores, e diminui o peso e volume dos elementos magnéticos, pois na saída de

um inversor, por exemplo, a frequência de chaveamento aumenta conforme mais braços são associados. Como desvantagem é apontado o aumento no número de interruptores controlados, assim como o de circuitos de *drives* (BASCOPE, 2001; ORTMANN, 2012; NETO, 2014).

Em (BASCOPE; NETO; BASCOPE, 2011) e (NETO et al., 2013) são demonstradas aplicações utilizando células de comutação multiestado com conversores multiníveis (NPC-MSSC), operando como inversor e retificador, respectivamente. A principal proposta apresentada foi, através da topologia NPC, gerar 5 níveis de tensão, empregando dois braços de 3 níveis e um autotransformador, como mostra a Figura 7. Como resultado, diminuiu-se as perdas de condução, a taxa de distorção harmônica de tensão (*THDV*), o peso e volume dos elementos passivos, se comparados com as topologias de três e cinco níveis processando as mesma potência. Outro ponto que se destaca nesta solução apresentada é a de que os semicondutores são todos submetidos ao mesmo valor de tensão.

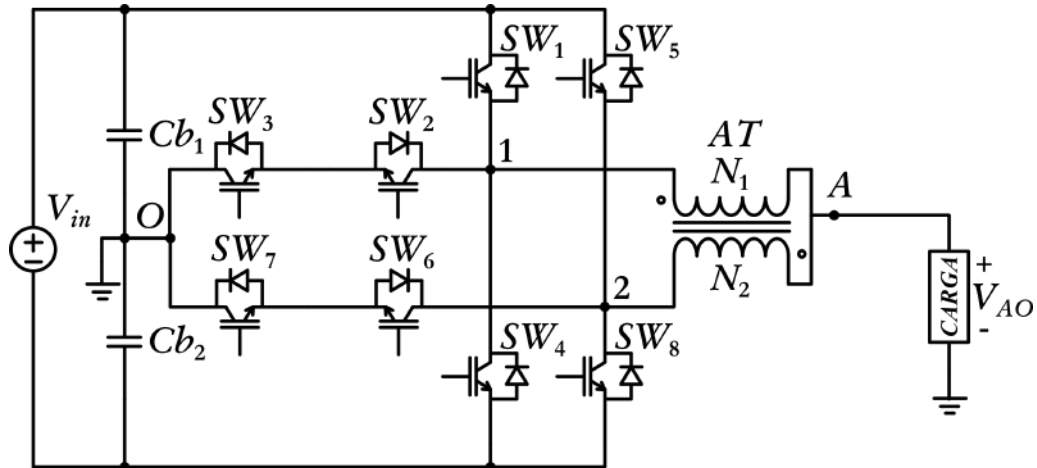
Figura 7 – Topologia básica do inversor NPC-5L-MSSC.



Fonte: Adaptado de (BASCOPE; NETO; BASCOPE, 2011).

No estudo realizado por (CACAU et al., 2012), é apresentado o conversor *T-Type* utilizando célula de comutação multiestado (*T-Type-MSSC*), conforme mostra a Figura 8. Nesta topologia são necessários apenas 8 interruptores controlados, diminuindo os circuitos de *drives*, dispensando os diodos de grameamento e reduzindo o volume do conversor, além de gerar cinco níveis de tensão na saída. Como desvantagens são notadas a falta de estados redundantes, para distribuição de perdas e temperatura dos semicondutores, e que os interruptores controlados são submetidos a diferentes valores de tensão, sendo que os mais externos (SW_1 , SW_4 , SW_5 e SW_8) precisam suportar a tensão total do barramento CC.

Figura 8 – Topologia básica do inversor T-Type-MSSC.

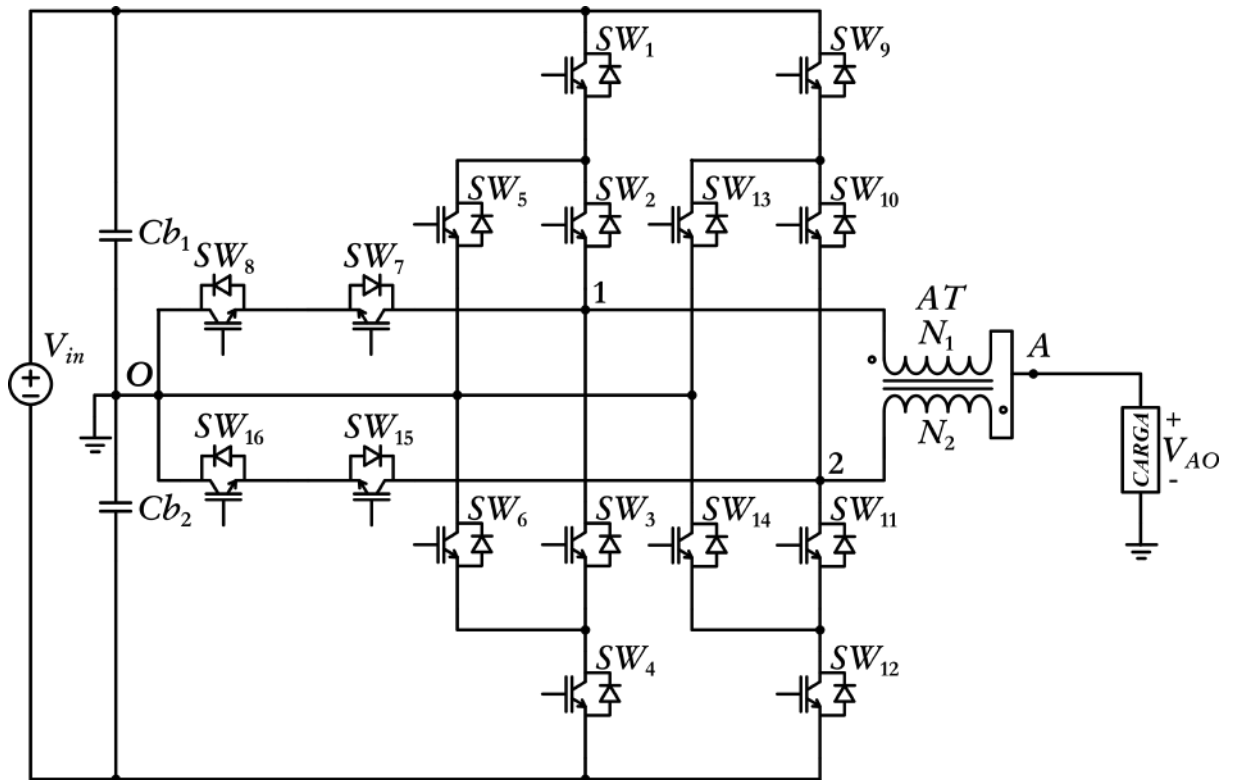


Fonte: Adaptado de (CACAU et al., 2012).

Em outra proposta é mostrado o conversor *T-Type* Modificado, de cinco níveis de tensão, utilizando célula de comutação multiestado (TT-MSSC), conforme é visto na Figura 9. Esta topologia utiliza 16 interruptores controlados, os quais aumentam o grau de liberdade do conversor, distribuindo melhor as perdas e a temperatura entre os semicondutores, o que melhora consequentemente a sua eficiência, outro ponto de destaque é que nesta topologia os semicondutores são submetidos ao mesmo valor de tensão. Como desvantagem é apontado o elevado interruptores controlados assim como o de circuitos de *drives*, o que acaba elevando o custo do conversor (BARBOZA et al., 2015).

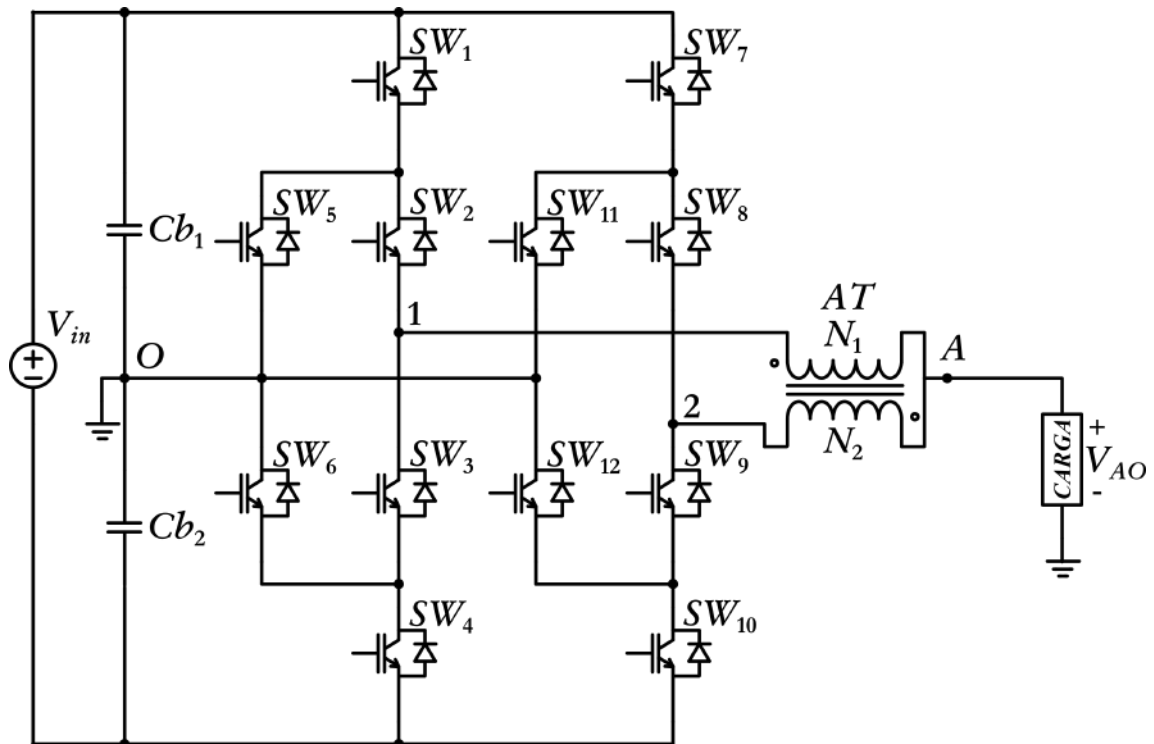
Com base nas ideias apresentadas anteriormente, neste trabalho é realizado um estudo e o desenvolvimento de um conversor ANPC utilizando célula de comutação multiestado (ANPC-MSSC) de 5 níveis, sua topologia é vista na Figura 10, operando como inversor, para ser usado em aplicações industriais. O objetivo é compreender suas características, principais vantagens e desvantagens frente as soluções mostradas. É realizado também um estudo comparativo de novas propostas de filtros indutivos para serem associados em série com a MSSC, sendo o primeiro o já utilizado indutor convencional (L_o), o segundo um conjunto de indutores intercalados ($L_{1,2}$) e o terceiro um conjunto de indutores acoplados ($L_{11,22}$). São avaliados em função de suas características aspectos como peso, volume, perdas, elevação de temperatura e rendimento dos mesmos junto ao inversor desenvolvido.

Figura 9 – Topologia básica do inversor TT-MSSC.



Fonte: Adaptado de (BARBOZA et al., 2015).

Figura 10 – Topologia básica do inversor ANPC-5L-MSSC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre a história e conceito dos conversores multiníveis, com o intuito de familiarizar o leitor ao tema estudado. Dando-se um destaque maior ao inversor NPC e aos inversores derivados do mesmo, principalmente aos que empregam a MSSC. Foram mostradas as principais características destes inversores, assim como suas topologias.

A utilização da MSSC reduz as perdas de condução nos semicondutores, reduz o tamanho dos elementos passivos utilizados no filtro e provém uma melhor utilização do material magnético, que não possui entreferro e tem uma distribuição do campo magnético mais eficiente. Entretanto, esta técnica ainda necessita de um indutor de filtro na saída, porém, com indutância, peso e volume bem menor do que configurações que não empregam a MSSC.

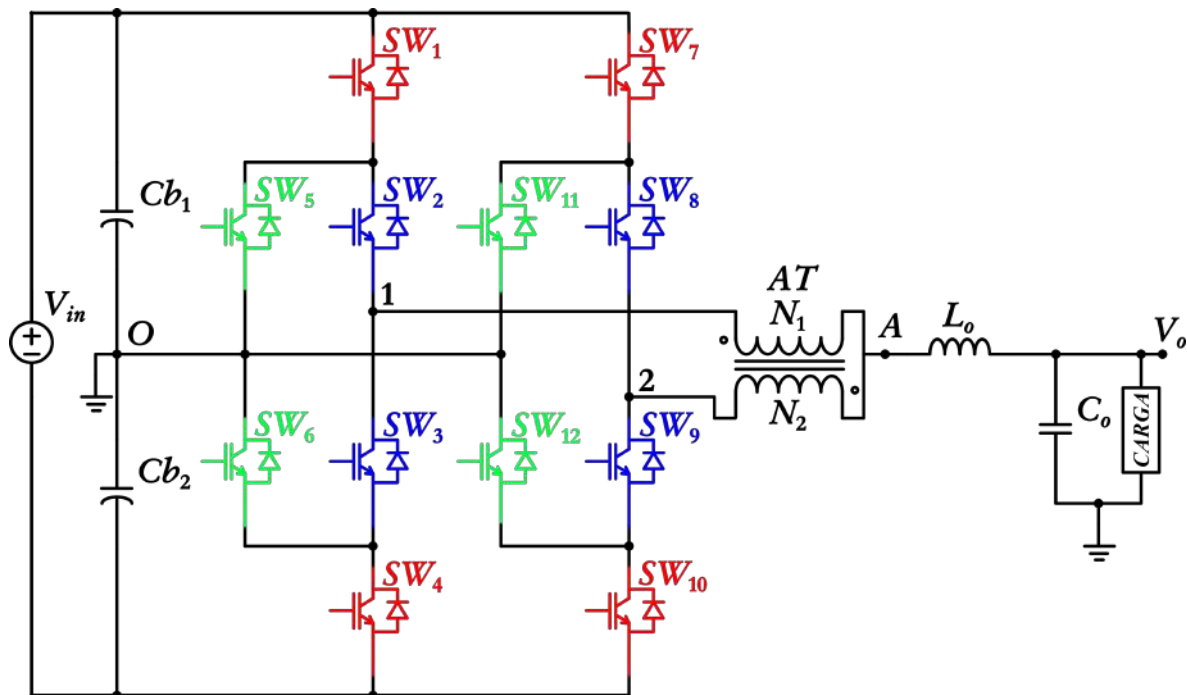
3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo é demonstrada a análise do inversor ANPC-MSSC monofásico de 5 níveis de tensão. O estudo é conduzido com vistas à obtenção de relações qualitativas e quantitativas da topologia. São abordados aspectos como: modulação, modos de operação, etapas de funcionamento e dimensionamento dos componentes.

3.1 ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR

A análise qualitativa do inversor consiste em apresentar a topologia proposta e avaliar seu funcionamento de forma analítica e gráfica, por meio de uma apresentação detalhada de seus modos de operação e de suas etapas de funcionamento. A topologia analisada do inversor monofásico ANPC-MSSC de cinco níveis de tensão é demonstrada na Figura 11, destacando os grupos de interruptores estudados.

Figura 11 – Topologia do inversor monofásico 5N-ANPC-MSSC, destacando os interruptores e seus grupos pertencentes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O inversor é composto por doze interruptores controlados ($SW_1 - SW_{12}$), um autotransformador (AT) com dois enrolamentos ($N_1 - N_2$), dois capacitores de barramento ($Cb_1 - Cb_2$) e na saída, após o autotransformador, um filtro passivo passa-baixa ($L_o - C_o$). É importante ressaltar que o conversor estudado opera modo de condução contínua (CCM).

O número total de níveis do inversor resultante formado pela conexão paralela de outros inversores iguais, utilizando a MSSC, é determinado pela equação (1).

$$m' = m + 2(n - 1) \quad (1)$$

Onde m representa o número de níveis na saída individual de cada inversor, n o número de inversores iguais conectados em paralelo e m' o número de níveis na saída do inversor resultante.

Sendo $m = 3$ (número de níveis na saída de cada braço do inversor ANPC) e $n = 2$ (número de braços em paralelo do inversor ANPC-MSSC), resulta em:

$$m' = 3 + 2(2 - 1) = 5 \quad (2)$$

3.1.1 Técnica de modulação

A técnica de modulação aplicada é a convencional modulação por largura de pulso senoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Foram realizadas simulações numéricas a partir de três possíveis estratégias de serem aplicadas no inversor, sendo:

- Portadoras dispostas em fase (PD - *Phase disposition*)
- Portadoras dispostas em oposição de fase (POD - *Phase oposition disposition*)
- Portadoras deslocadas em fase (PS - *Phase-shift*)

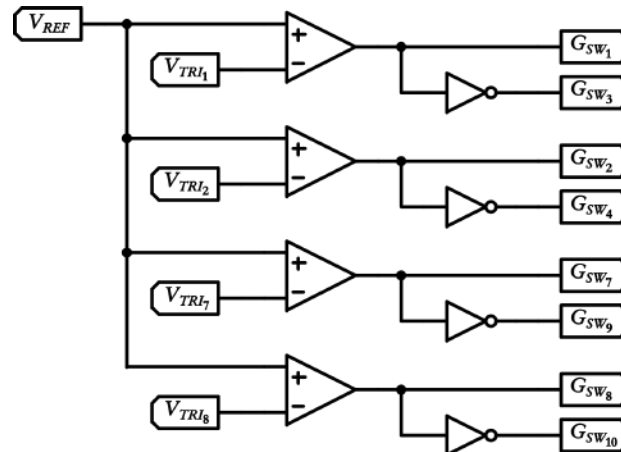
Através da análise dos resultados obtidos nas simulações, descartou-se a utilização das estratégias POD e PS. Na estratégia POD observou-se que em determinados momentos ocorre transição do estado de tensão positivo para o negativo sem a passagem por 0 V, o que pode elevar as perdas sobre os interruptores envolvidos ou até leva-los a destruição, caso o degrau formado seja superior à tensão de bloqueio máxima suportada pelo interruptor. Na estratégia PS notou-se uma falta de lógica na sequência das etapas de funcionamento obtidas, sendo necessário o emprego de uma modulação híbrida para torna-la viável, mas que acaba fugindo do principal escopo deste trabalho. Com resultados satisfatórios, definiu-se a técnica PD como a modulação para o inversor estudado, e é através dela que são demonstradas as etapas de funcionamento do mesmo.

Esta estratégia é amplamente utilizada em conversores multiníveis, geralmente as componentes harmônicas mais significativas estão concentradas na frequência das portadoras, no entanto para a topologia estudada, estas estão concentradas no dobro da frequência das portadoras. O número de portadoras necessárias é dado por $m' - 1$, sendo m' a quantidade de níveis da tensão que se quer obter na saída do inversor.

É necessário estabelecer algumas definições importantes para se compreender o funcionamento deste inversor. Assim como acontece NPC convencional de três níveis, os interruptores SW_1 , SW_2 , SW_7 e SW_8 são complementares aos interruptores SW_3 , SW_4 , SW_9 e SW_{10} , respectivamente. Os interruptores SW_5 , SW_6 , SW_{11} e SW_{12} são comandados no mesmo instante em que SW_3 , SW_2 , SW_9 e SW_8 são comandados, respectivamente, evitando assim estados proibitivos, curto-circuito de braço e tensões de saída indeterminadas.

A Figura 12 ilustra como é realizada a comparação dos sinais de referência e portadoras para realizar o comando dos interruptores.

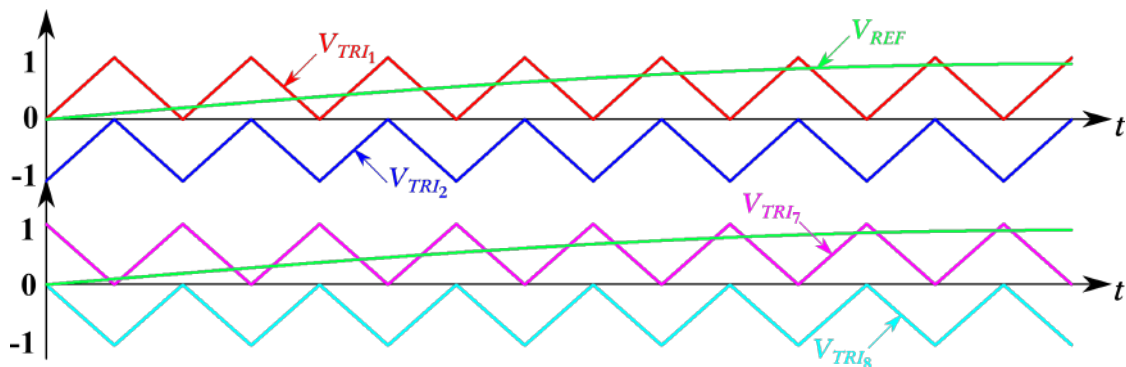
Figura 12 – Circuito de comando dos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Na técnica de modulação aplicada, as portadoras triangulares encontram-se dispostas em fase e, para o caso da célula de comutação multiestado, as portadoras estão defasadas em 180° entre cada braço, conforme ilustra a Figura 13.

Figura 13 – Formas de onda teóricas dos sinais das portadoras e de referência.

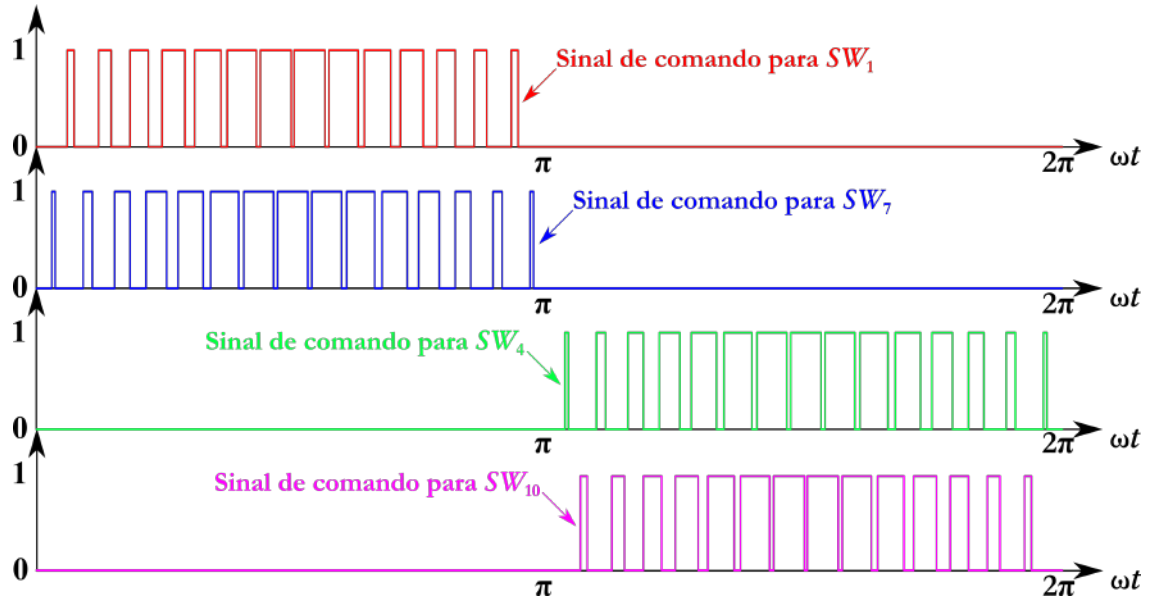


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Durante o seu funcionamento, o inversor atua em dois modos de operação, sendo: o 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 que 0,5 ou maior que 0,5, respectivamente.

No modo NOM os interruptores SW_1 e SW_7 não conduzem corrente simultaneamente durante o semi-ciclo positivo, isto também é equivalente aos interruptores SW_4 e SW_{10} para o semi-ciclo negativo. No modo OM os interruptores SW_1 e SW_7 passam a conduzir corrente no mesmo instante em determinados períodos do semi-ciclo positivo, isto é novamente equivalente aos interruptores SW_4 e SW_{10} para o semi-ciclo negativo. Os sinais de comando destes interruptores estão representados na Figura 14.

Figura 14 – Sinais de comando dos interruptores SW_1 , SW_7 , SW_4 e SW_{10} , respectivamente.



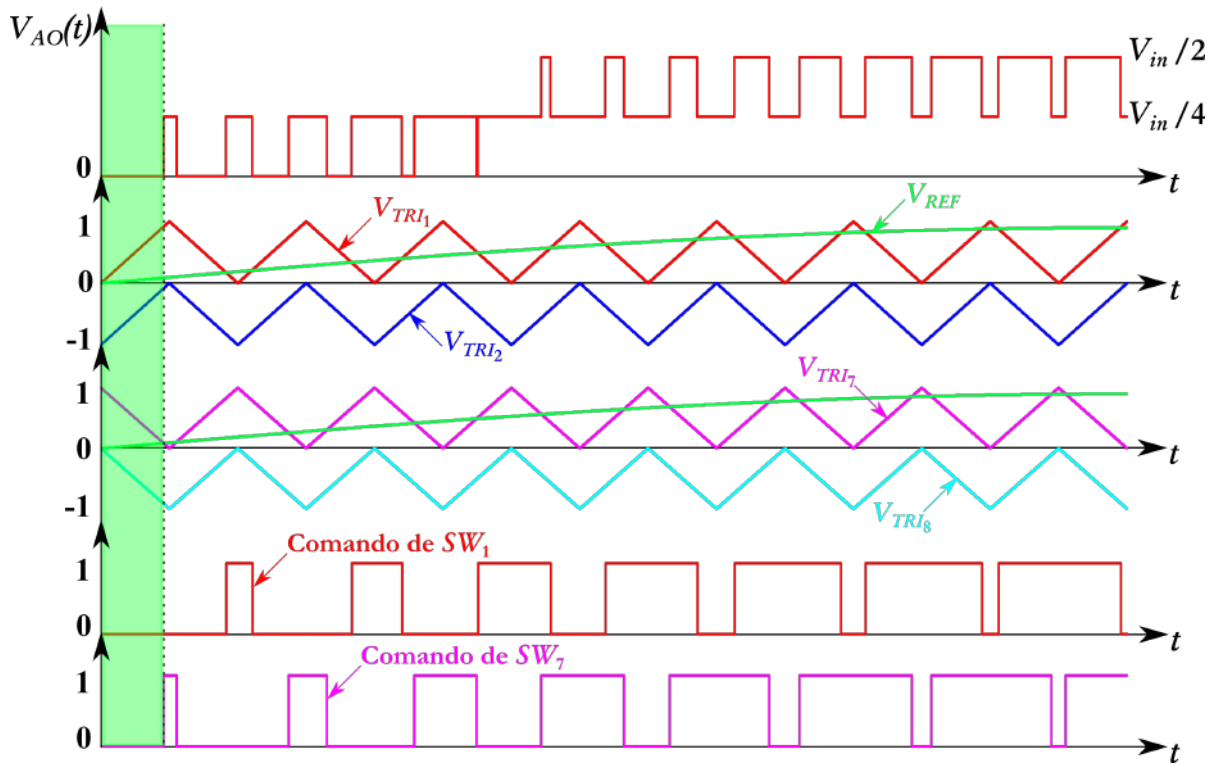
3.1.2 Etapas de funcionamento

As etapas de funcionamento do inversor (compreendida pelos sinais de comparação, forma de onda teórica da tensão de saída V_{AO} e estados topológicos) são descritas a seguir para os modos NOM e OM, durante o semi-ciclo positivo, com o objetivo de verificar com maiores detalhes o seu funcionamento.

1ª Etapa NOM - conforme é observado nos sinais da Figura 15, os interruptores SW_1 e SW_7 encontram-se bloqueados, enquanto os interruptores SW_2 e SW_8 estão conduzindo. Os enrolamentos do autotransformador estão curto-circuitados, 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 e os semicondutores que se encontram no caminho. Os enrolamentos N_1 e N_2 conduzem metade do valor da corrente requerida pela carga. O estado topológico do inversor é visto na Figura 16.

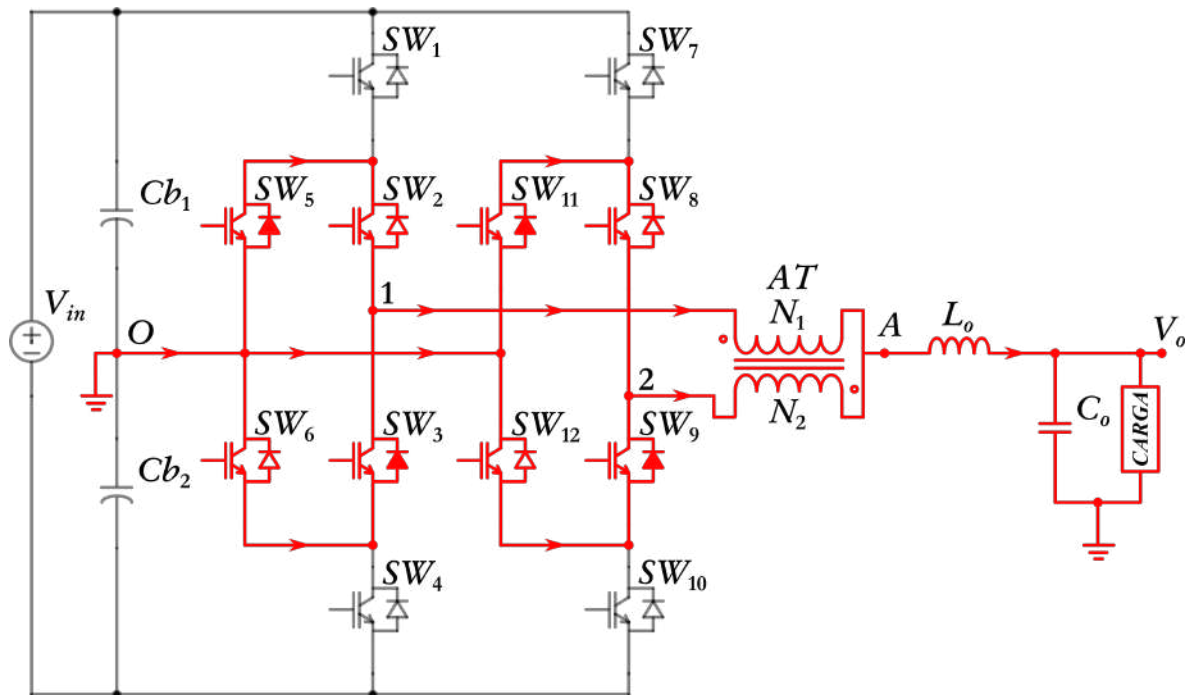
2ª Etapa NOM - conforme é visto nos sinais da Figura 17, o interruptor SW_1 encontra-se bloqueado, enquanto os interruptores SW_2 , SW_7 e SW_8 estão conduzindo. Isto impõe $+V_{in}/4$ a tensão de saída V_{AO} . O valor da corrente de saída é dividido entre os braços do inversor e os semicondutores que se encontram no caminho. Os enrolamentos N_1 e N_2 conduzem metade do valor da corrente requerida pela carga. O estado topológico do inversor está representado na Figura 18.

Figura 15 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 1ª Etapa NOM.



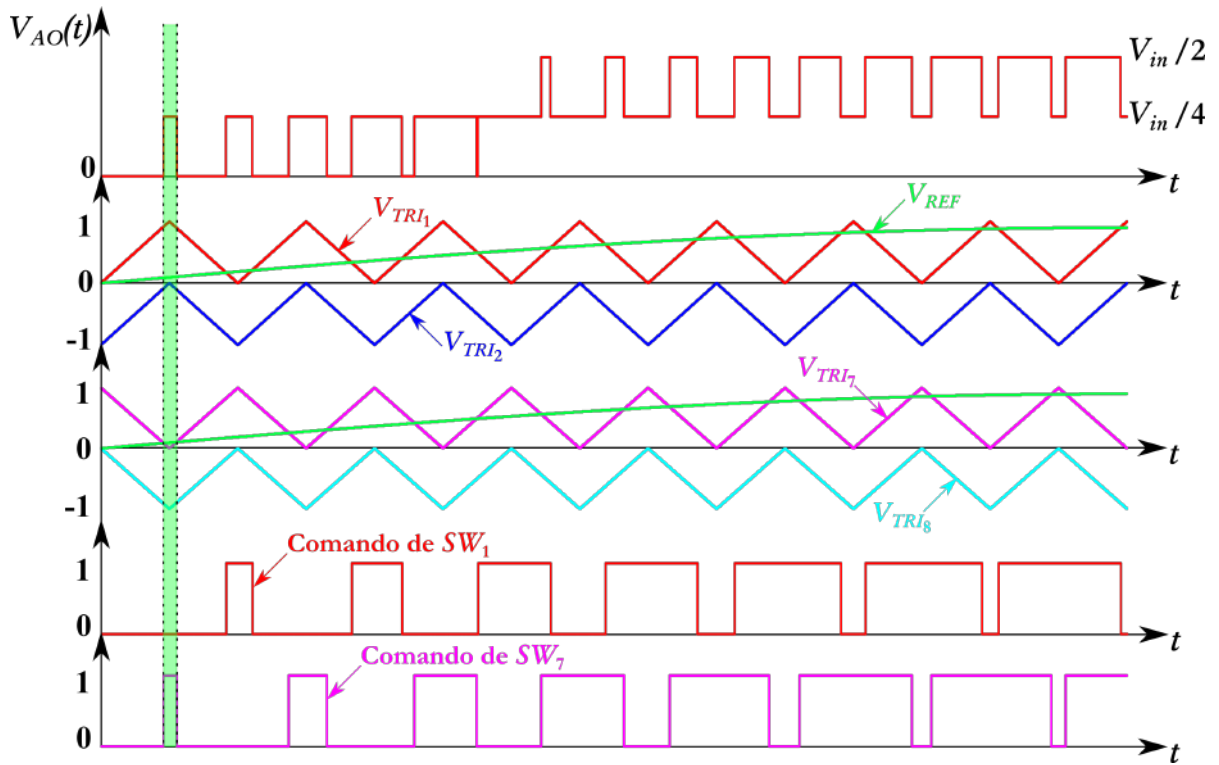
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 16 – Estado topológico da 1ª Etapa NOM e 3ª Etapa NOM.



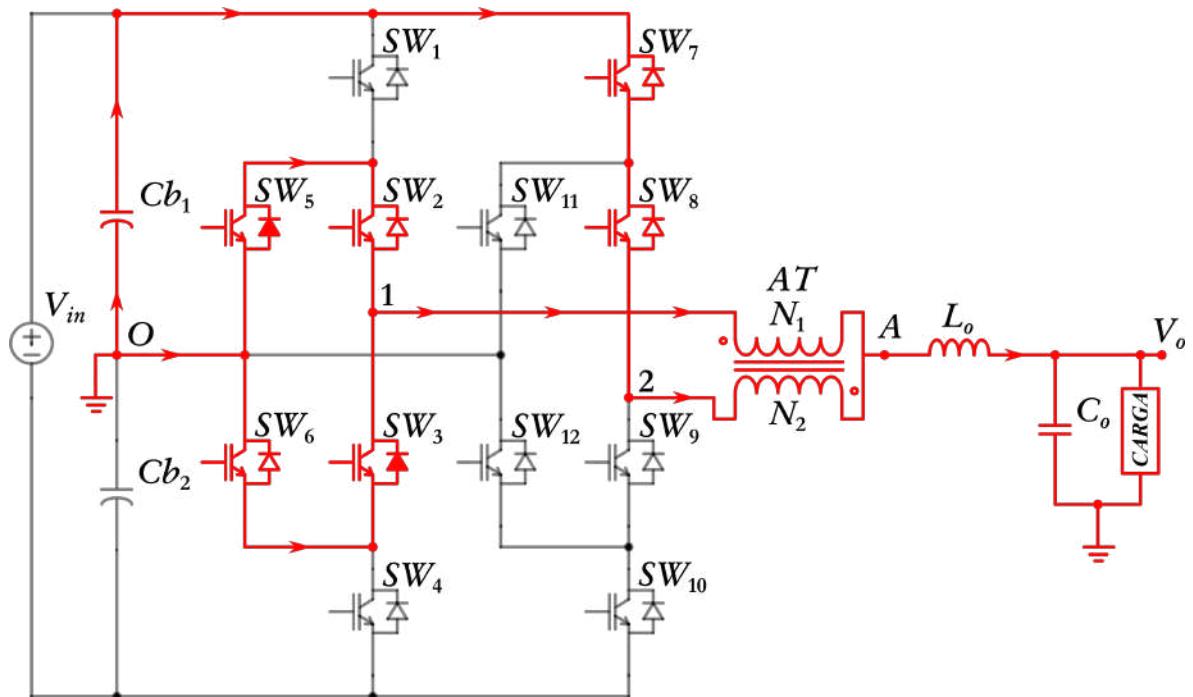
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 17 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 2ª Etapa NOM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 18 – Estado topológico da 2ª Etapa NOM e 2ª Etapa OM.



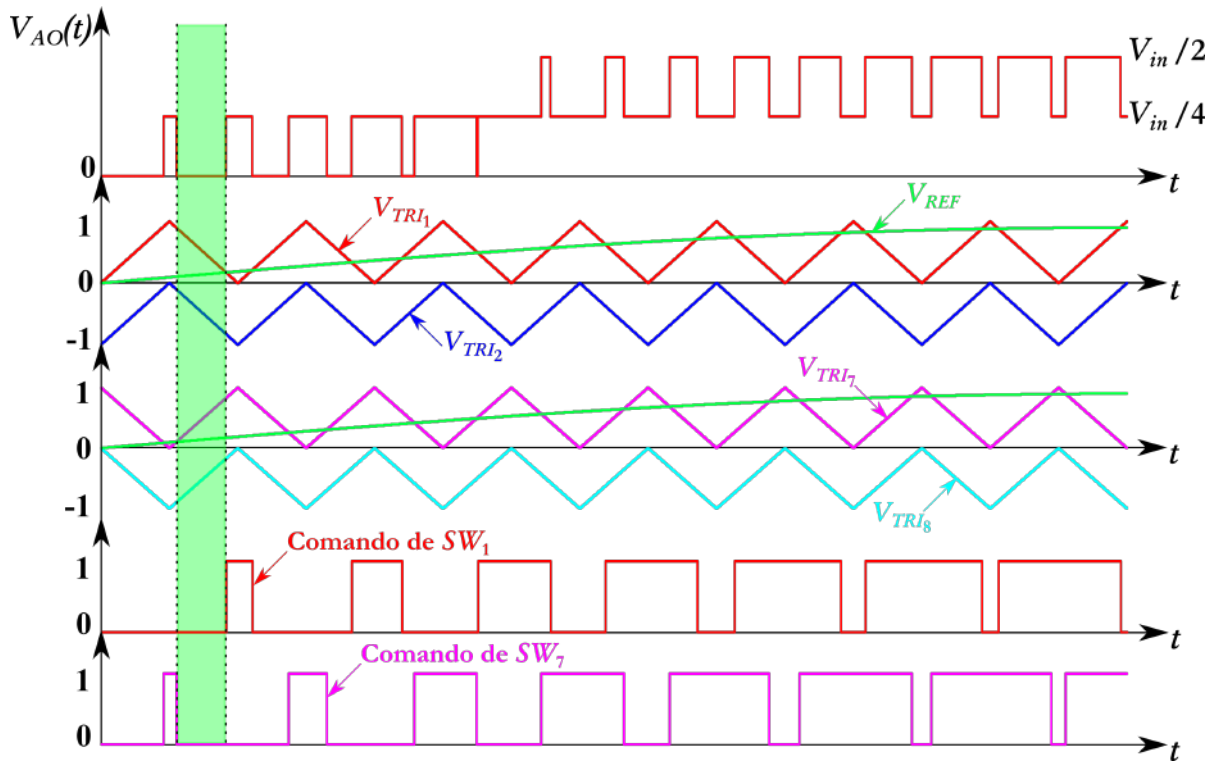
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3ª Etapa NOM - conforme é notado nos sinais da Figura 19, os interruptores encontram-se no mesmo estado que o da 1ª Etapa NOM, repetindo as mesmas características de tensão e corrente no inversor, seu estado topológico é igual ao mostrado na Figura 16.

4ª Etapa NOM - conforme é observado nos sinais da Figura 20, o interruptor SW_7 encontra-se bloqueado, enquanto os interruptores SW_1 , SW_2 e SW_8 estão conduzindo. Isto impõe $+V_{in}/4$ a tensão de saída V_{AO} . O valor da corrente de saída é dividido entre os braços do inversor e os semicondutores que se encontram no caminho. Os enrolamentos N_1 e N_2 conduzem metade do valor da corrente requerida pela carga. O estado topológico do inversor pode ser observado na Figura 21.

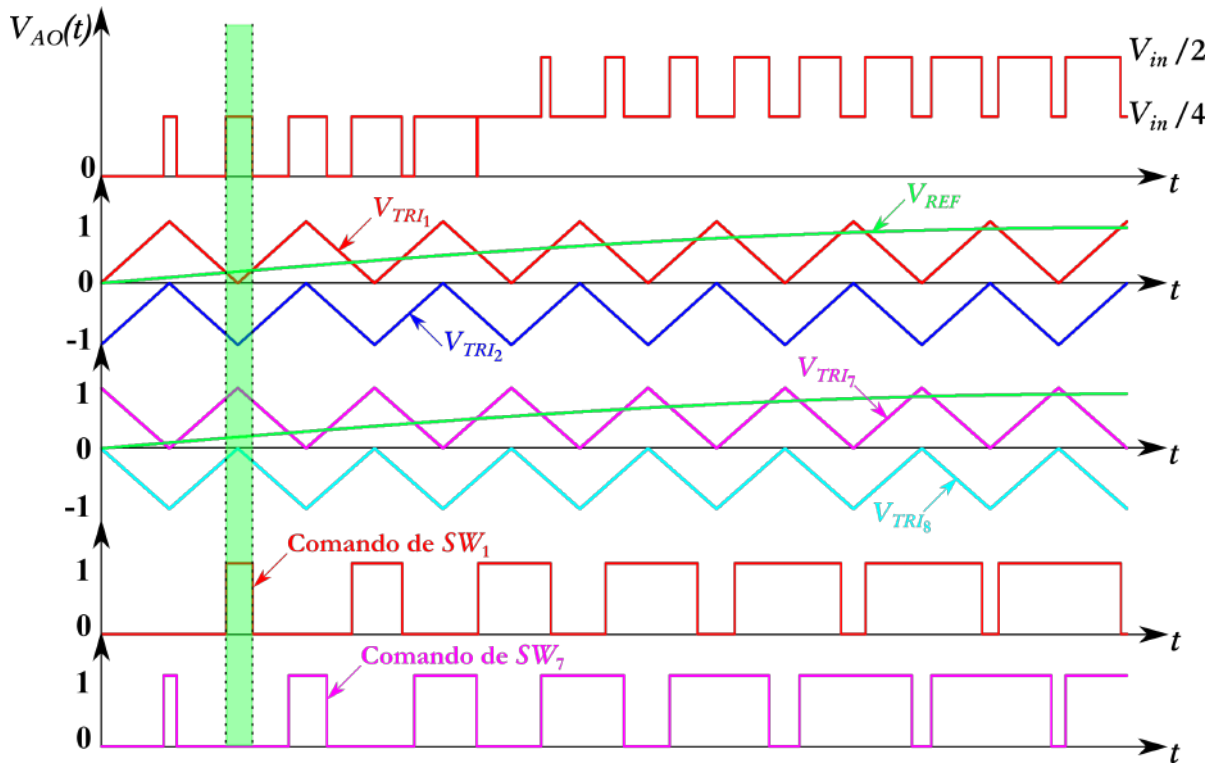
Pode-se concluir que, quando o inversor está operando no modo *non-overlapping* (NOM) durante o semi-ciclo positivo, a tensão de saída V_{AO} assume dois valores, $0V$ e $+V_{in}/4$.

Figura 19 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 3ª Etapa NOM.



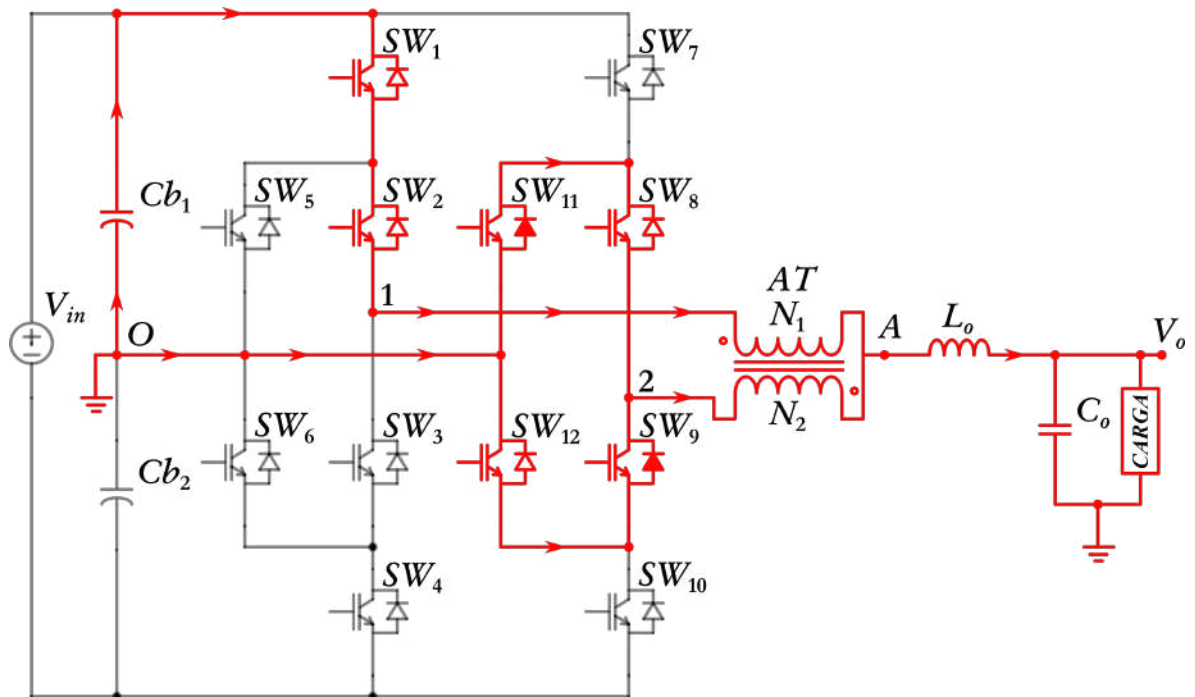
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 20 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 4ª Etapa NOM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

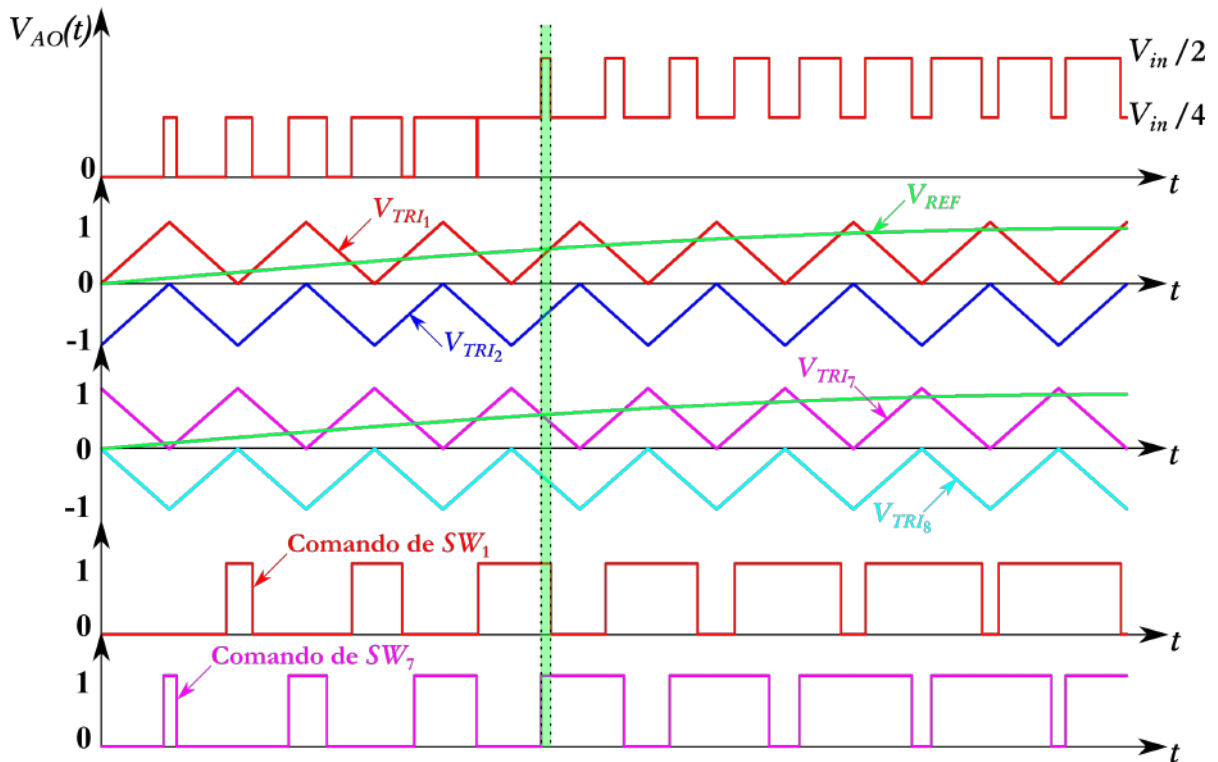
Figura 21 – Estado topológico da 4ª Etapa NOM e 4ª Etapa OM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

1ª Etapa OM - conforme é observado nos sinais da Figura 22, os interruptores SW_1 , SW_2 , SW_7 e SW_8 estão conduzindo. Os enrolamentos do autotransformador ficam 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 os braços do inversor e os semicondutores que se encontram no caminho. Os enrolamentos N_1 e N_2 conduzem metade do valor da corrente requerida pela carga. O estado topológico do inversor é visto na Figura 23.

Figura 22 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 1ª Etapa OM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

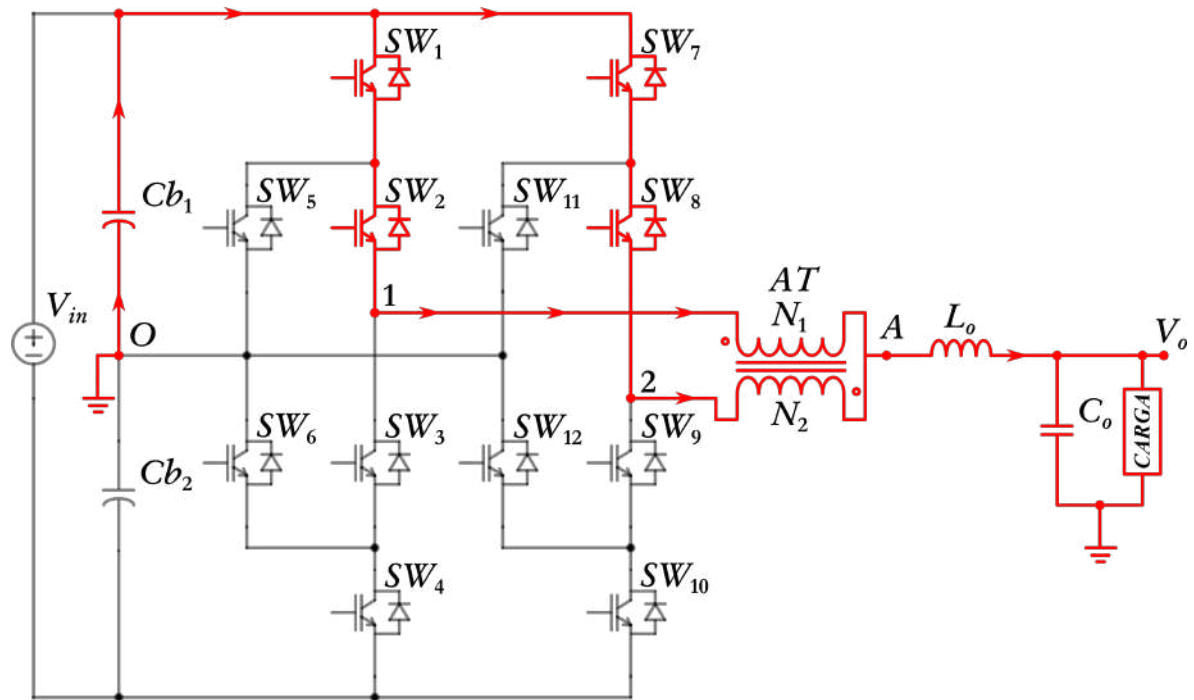
2ª Etapa OM - conforme é visto nos sinais da Figura 24, o interruptor SW_1 encontra-se no estado igual ao dos da 2ª Etapa NOM, reproduzindo as mesmas características de tensão e corrente no inversor, o seu estado topológico é igual ao representado na Figura 18.

3ª Etapa OM - conforme é demonstrado nos sinais da Figura 25, os interruptores encontram-se no estado idêntico ao visto na 1ª Etapa OM, replicando as mesmas características de tensão e corrente no inversor, seu estado topológico é igual ao demonstrado na Figura 23.

4ª Etapa OM - conforme é observado nos sinais da Figura 26, os interruptores encontram-se no estado igual ao visto na 4ª Etapa NOM, seguindo as mesmas características de tensão e corrente no inversor, seu estado topológico é igual ao apresentado na Figura 21.

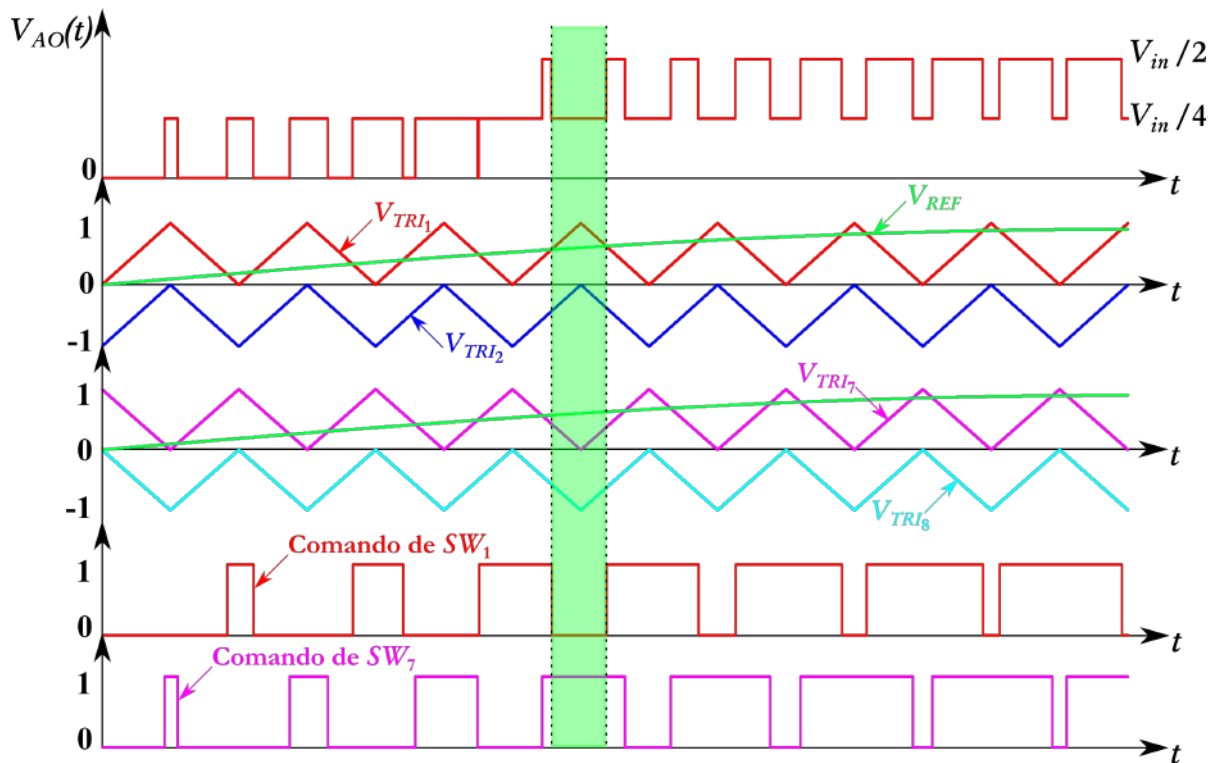
Pode-se concluir que, durante o semi-ciclo positivo, a tensão de saída V_{AO} assume dois valores, $+V_{in}/4$ e $+V_{in}/2$, quando o inversor está operando no modo *overlapping* (OM).

Figura 23 – Estado topológico da 1ª Etapa OM e 3ª Etapa OM.



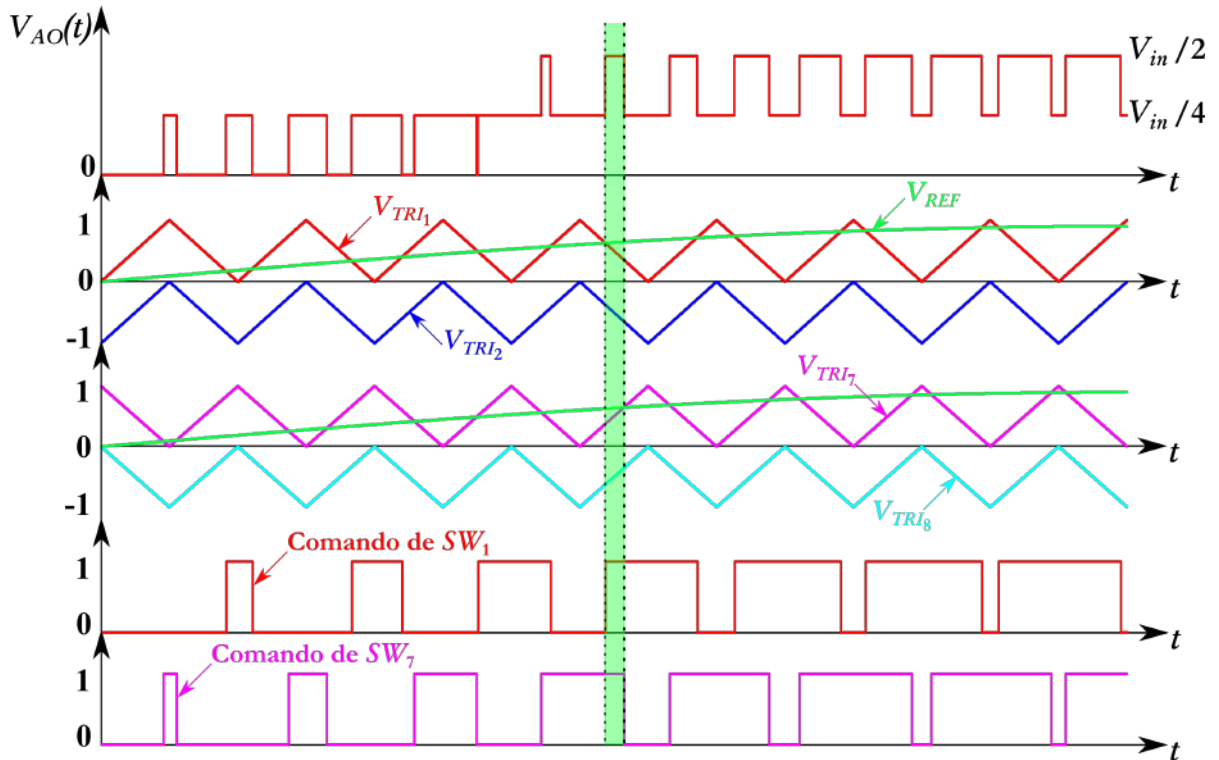
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 24 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 2ª Etapa OM.



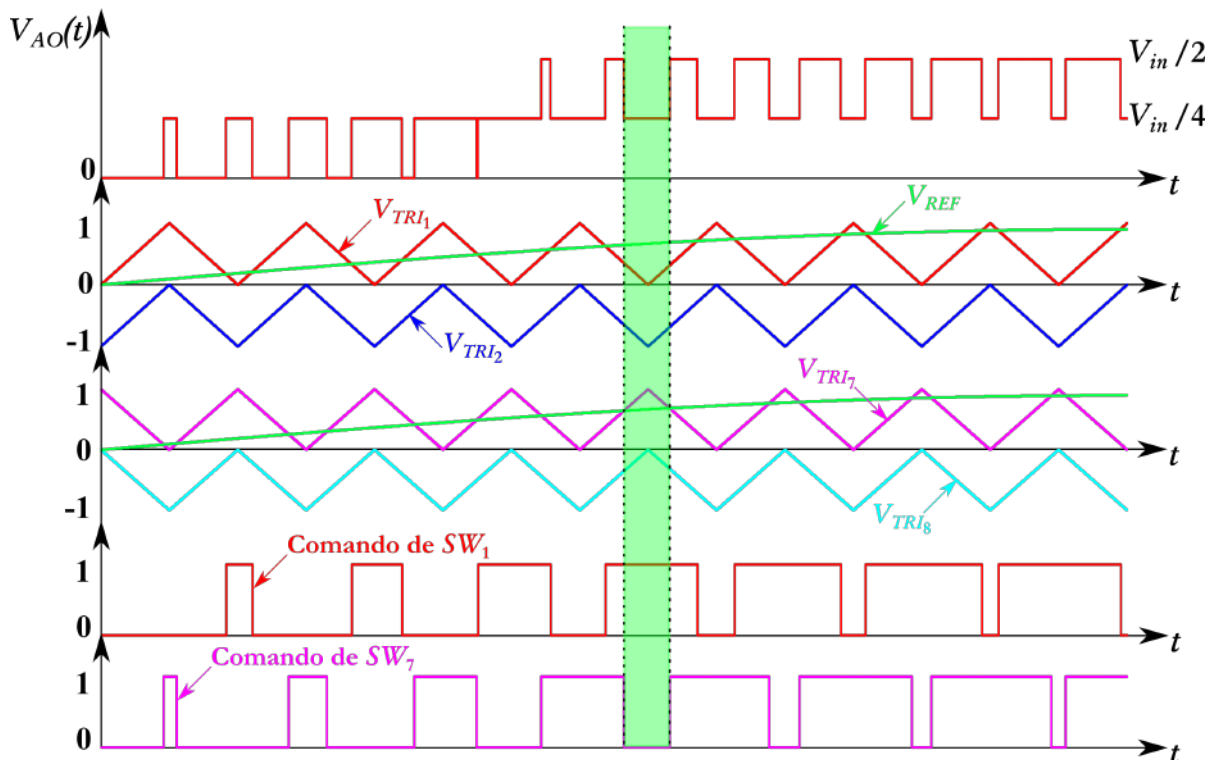
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 25 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 3ª Etapa OM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 26 – Formas de onda teóricas da tensão de saída V_{AO} e dos sinais das portadoras e de referência na 4ª Etapa OM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

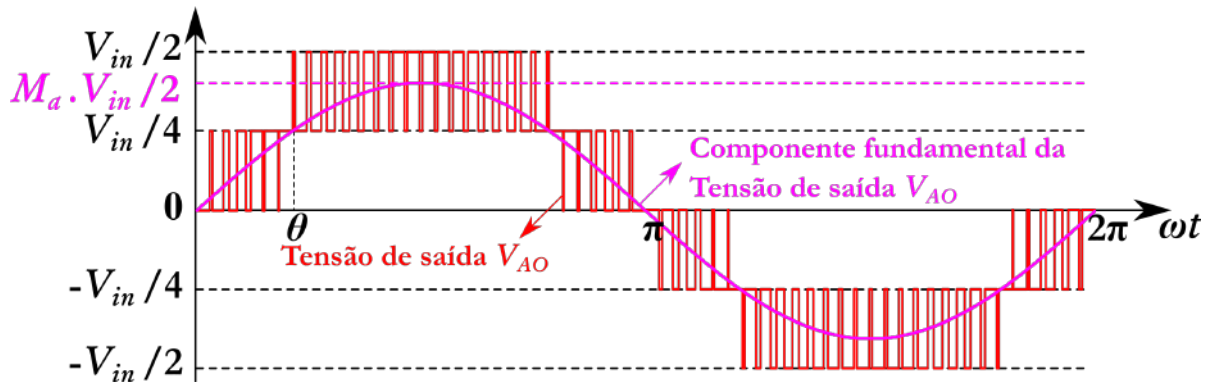
3.2 ESTUDO QUANTITATIVO DO CONVERSOR

Nesta seção, apresenta-se a análise quantitativa do inversor proposto. Baseado nos trabalhos apresentados por (ORTMANN, 2012; NETO, 2014), são detalhadas as equações da distorção harmônica total da tensão de saída $THD_{V_{AO}}$ e as de dimensionamento dos semicondutores de potência, do autotransformador AT , do indutor L_o e do capacitor C_o do filtro passa-baixa, utilizados no circuito de potência do inversor monofásico ANPC-5L-MSSC.

3.2.1 Distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} ($THD_{V_{AO}}$)

A tensão de saída V_{AO} é compreendida como a tensão que surge na saída do inversor antes do filtro passa-baixa ($L_o - C_o$). Primeiramente, antes de efetuar o cálculo da distorção harmônica total desta tensão, é necessária a dedução de uma expressão que demonstre seu valor eficaz. Para isto analisa-se a Figura 27, onde é possível visualizar o ângulo θ , o qual indica o momento em que ocorre a transição entre os modos de não sobreposição (NOM) para o modo de sobreposição (OM) da célula de comutação multiestado.

Figura 27 – Forma de onda teórica da tensão de saída V_{AO} e ângulo θ de transição.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O sinal de tensão de referência da moduladora (V_{REF}), representado abaixo pela equação (3), pode ser considerado igual ao sinal D , que determina a razão cíclica dos interruptores, para o caso em que as portadoras possuem amplitude unitária.

$$V_{REF}(\omega t) = D(\omega t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3)$$

No instante em que $\omega t = \theta$, resulta-se em $V_{REF}(\omega t) = D(\omega t) = 0,5$. Substituindo este resultado em (3), arranja-se a equação (4).

$$0,5 = M_a \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4)$$

Ao isolar o ângulo θ na equação (4), é obtida a equação (5), que representa o ângulo onde ocorre a transição do modo de não sobreposição para o modo de sobreposição da célula de comutação multiestado.

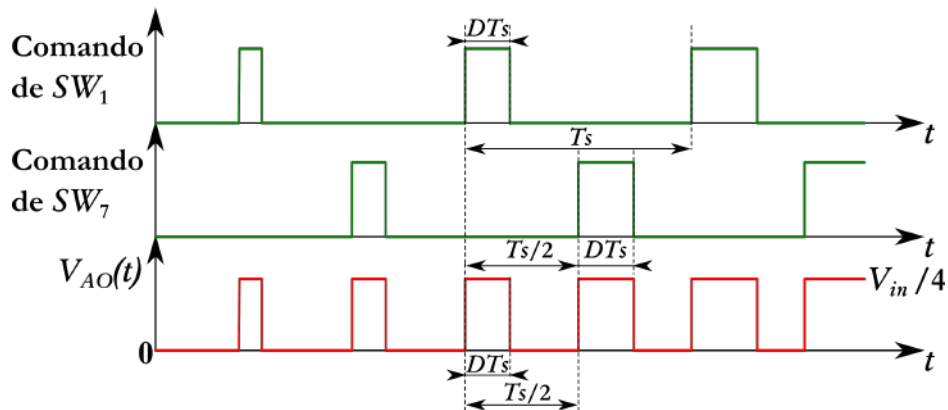
$$\theta = \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{2 \cdot M_a} \right) \quad (5)$$

Para efetuar o cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} , realiza-se a separação do sinal em duas partes, sendo a primeira parte compreendida pelo modo de não sobreposição, onde $0 \leq \omega t \leq \theta$, e a segunda parte pelo modo de sobreposição, em que $\theta \leq \omega t \leq \pi/2$. O estudo se limita ao primeiro quarto da forma de onda da tensão de saída V_{AO} , devido a simetria existente no sinal conforme foi apresentado na Figura 27.

3.2.1.1 Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} no modo de não sobreposição ($0 \leq \omega t \leq \theta$)

Ao analisar a forma de onda da tensão de saída V_{AO} da Figura 27, mais especificamente quando o inversor opera no modo de não sobreposição, obtém-se a Figura 28, que também ilustra os sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 .

Figura 28 – Sinal de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , e forma de onda da tensão de saída V_{AO} no modo de não sobreposição.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através da definição de valor eficaz, apresentada na equação (6), e usando os limites de integração visualizados na Figura 28, tem-se a equação (7).

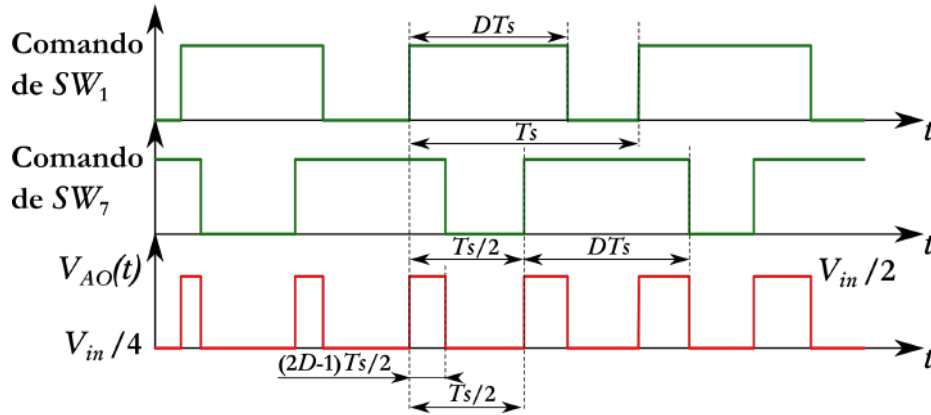
$$x_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x^2(t) dt} \quad (6)$$

$$V_{AO_{efNOM}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{AO}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{V_{in}}{4}\right)^2 dt} = \sqrt{2 \cdot D} \cdot \frac{V_{in}}{4} \quad (7)$$

3.2.1.2 Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} no modo de sobreposição ($\theta \leq \omega t \leq \pi/2$)

Analisando novamente a forma de onda da tensão de saída V_{AO} da Figura 27, porém agora quando o conversor opera no modo de sobreposição, tem-se a Figura 29, que também demonstra os sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 .

Figura 29 – Sinal de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , e forma de onda da tensão de saída V_{AO} no modo de sobreposição.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Por meio da definição de valor eficaz, demonstrada na equação (6), e atribuindo os limites de integração verificados na Figura 29, chega-se a equação (8).

$$\begin{aligned}
 V_{AO_{efOM}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{AO}(t)^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{(2D-1) \cdot \frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 dt + \int_{(2D-1) \cdot \frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_{in}}{4}\right)^2 dt \right]} \\
 &= \frac{V_{in}}{4} \cdot \sqrt{6 \cdot D - 2}
 \end{aligned} \tag{8}$$

3.2.1.3 Cálculo do valor eficaz total da tensão de saída V_{AO}

Integrando as equações (7) e (8) em ωt , com os limites de integração da Figura 27, de 0 à $\pi/2$ devido a simetria de 1/4 na forma de onda, e utilizando a definição de valor eficaz, tem-se a equação (9), que indica o cálculo para o valor eficaz total da tensão de saída V_{AO} .

$$\begin{aligned}
 V_{AO_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{AO}(\omega t)^2 d(\omega t)} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\theta} V_{AO_{efNOM}}(\omega t)^2 d(\omega t) + \int_{\theta}^{\frac{\pi}{2}} V_{AO_{efOM}}(\omega t)^2 d(\omega t) \right)} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left(\int_0^{\theta} \left(\sqrt{2 \cdot D(\omega t)} \cdot \frac{V_{in}}{4} \right)^2 d(\omega t) + \int_{\theta}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{V_{in}}{4} \cdot \sqrt{6 \cdot D(\omega t) - 2} \right)^2 d(\omega t) \right)}
 \end{aligned} \tag{9}$$

Substituindo a equação (3) na equação (9), obtém-se a equação (10).

$$\begin{aligned} V_{AO_{ef}} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left[\int_0^\theta \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot V_{in}^2}{8} d(\omega t) + \int_\theta^{\frac{\pi}{2}} \frac{(3 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot V_{in}^2}{8} d(\omega t) \right]} \\ &= \sqrt{\frac{V_{in}^2}{4\pi} \cdot \left[\int_0^\theta M_a \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t) + \int_\theta^{\frac{\pi}{2}} (3 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) d(\omega t) \right]} \end{aligned} \quad (10)$$

Solucionando as integrais da equação (10), chega-se a equação (11), que apresenta o valor eficaz total da tensão de saída V_{AO} em função da tensão do barramento CC de entrada (V_{in}), do índice de modulação M_a e do ângulo de transição entre os modos de operação θ .

$$V_{AO_{ef}} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \sqrt{\frac{M_a}{\pi} + \frac{2 \cdot M_a \cdot \cos(\theta)}{\pi} + \frac{\theta}{\pi} - \frac{1}{2}} \quad (11)$$

Através da equação (5) e da identidade trigonométrica $\text{sen}^2(x) + \text{cos}^2(x) = 1$, escreve-se a equação (12).

$$\cos(\theta) = \sqrt{1 - \text{sen}^2(\theta)} = \sqrt{1 - \frac{1}{4 \cdot M_a^2}} = \frac{\sqrt{4 \cdot M_a^2 - 1}}{2 \cdot M_a} \quad (12)$$

Inserindo a equação (5) em (12) e o resultado na equação (11), chega-se a equação (13), que também demonstra o valor eficaz total da tensão de saída V_{AO} , porém agora somente em função V_{in} e do índice de modulação M_a .

$$V_{AO_{ef}} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \sqrt{\frac{M_a}{\pi} + \frac{\sqrt{4 \cdot M_a^2 - 1}}{\pi} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{2 \cdot M_a}\right) - \frac{1}{2}} \quad (13)$$

3.2.1.4 Cálculo da distorção harmônica total (THD)

Levando em consideração que as componentes de alta frequência, presentes na forma de onda da tensão de saída V_{AO} , são praticamente suprimidas pelo filtro passa-baixa, pode-se considerar a componente fundamental desta tensão como a própria tensão senoidal de saída V_o que é fornecida a carga. O valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída V_{AO} , que é igual ao valor eficaz da tensão senoidal de saída V_o , é dada pela equação (14).

$$V_{AO_{ef1}} = V_{o_{ef}} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{M_a}{\sqrt{2}} \quad (14)$$

A distorção harmônica total (*THD*) da forma de onda da tensão de saída V_{AO} é calculada conforme mostra a equação (15).

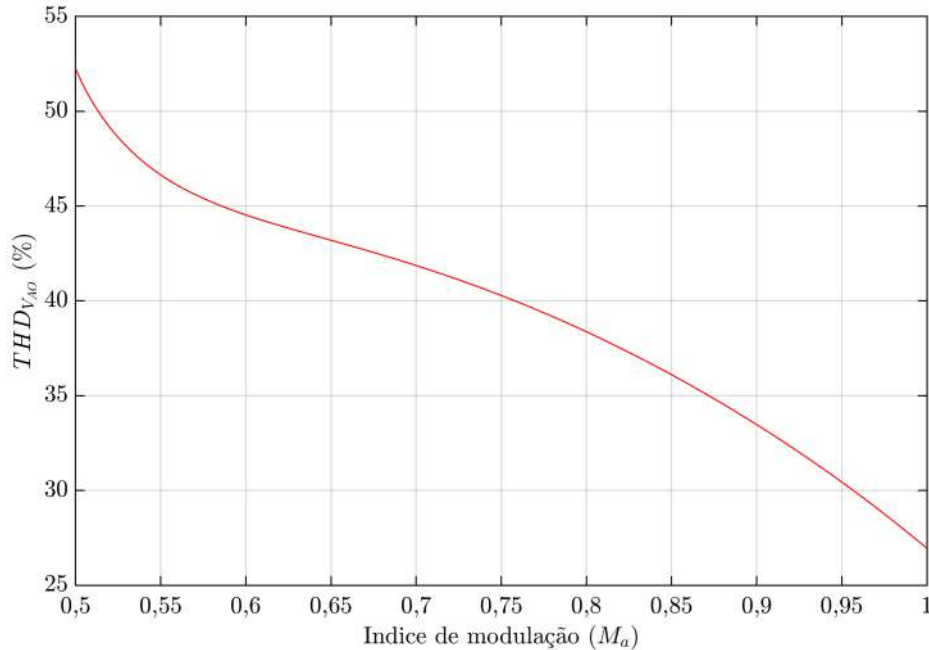
$$THD_{V_{AO}} = \sqrt{\left(\frac{V_{AO_{ef}}}{V_{AO_{ef1}}}\right)^2 - 1} \quad (15)$$

Realizando a substituição das equações (13) e (14) em (15), tem-se a equação (16), que mostra a *THD* da tensão de saída V_{AO} em função do índice de modulação M_a .

$$THD_{V_{AO}} = \sqrt{\frac{2}{M_a^2} \cdot \left[\frac{M_a}{\pi} + \frac{\sqrt{4 \cdot M_a^2 - 1}}{\pi} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{2 \cdot M_a}\right) - \frac{1}{2} \right] - 1} \quad (16)$$

A Figura 30 esta representando, através de um gráfico, a equação (15).

Figura 30 – Distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} em função da variação do índice de modulação M_a .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3.2.2 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 SW_1 , SW_4 , SW_7 e SW_{10} , são interruptores que comutam em alta frequência durante o processamento de energia. O segundo grupo é constituído pelos interruptores mais internos e próximos a saída do inversor SW_2 , SW_3 , SW_8 e SW_9 , os quais comutam em baixa frequência durante o processamento de energia. O terceiro grupo é constituído pelos interruptores de grampeamento SW_5 , SW_6 , SW_{11} e SW_{12} , que também comutam em baixa frequência durante o processamento de energia.

São dimensionados no entanto apenas os interruptores SW_1 , SW_2 e SW_5 , que representam seus respectivos grupos. O inversor vai fornecer uma corrente senoidal à uma carga resistiva, com baixa distorção harmônica na sua saída, nesta condição o fator de potência é praticamente unitário, com isto os diodos em anti-paralelo (DSW_1) com os interruptores do grupo SW_1 não entram em condução. Entretanto, diodos em anti-paralelo (DSW_2 e DSW_5) com os interruptores do grupo SW_2 e SW_5 , possuem seus valores de corrente médios e eficazes definidos conforme as equações que definem estas mesmas grandezas no interruptor SW_5 .

A sequência de equacionamento apresentada segue a mesma metodologia realizada por (NETO et al., 2013). Para iniciar o dimensionamento dos componentes, realiza-se o cálculo do

índice de modulação M_a , que é obtido através da equação (17), em que $V_{mod_{pk}}$ é o valor de pico do sinal de referência senoidal da moduladora e $V_{port_{pk}}$ é o valor de pico do sinal da portadora triangular.

$$M_a = \frac{V_{mod_{pk}}}{V_{port_{pk}}} \quad (17)$$

O valor máximo de tensão aplicado sobre os semicondutores é igual à metade do valor da tensão do barramento CC que alimenta o inversor, conforme apresenta a equação (18).

$$V_{SW_{Xmax}} = \frac{V_{in}}{2} \quad (18)$$

Os valores de pico, médio e eficaz da corrente de cada interruptor são demonstrados graficamente e descritos em suas respectivas seções.

3.2.2.1 Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_1

A corrente que flui através do interruptor SW_1 , quando comandado a conduzir no semiciclo positivo, é a metade da corrente requerida pela carga, inclusive seu valor de pico, já no semiciclo negativo este interruptor encontra-se bloqueado e não conduz corrente. A forma de onda da corrente no interruptor SW_1 para um período de baixa frequência esta representada através da Figura 31. Com o conversor operando em alta frequência, durante um período de comutação a amplitude desta corrente pode ser considerada como constante, conforme mostra em detalhe a Figura 32.

Figura 31 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_1 .

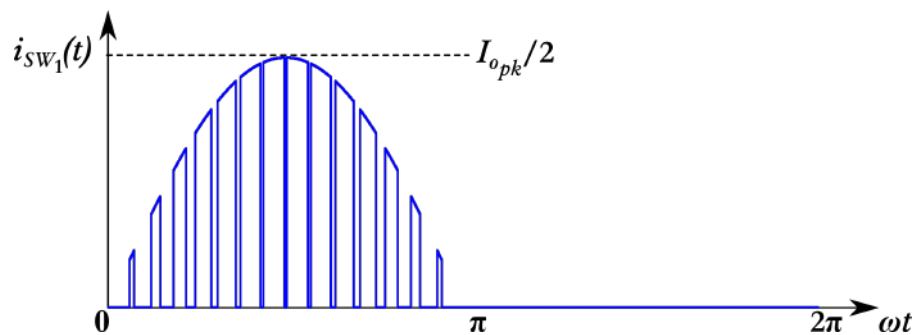
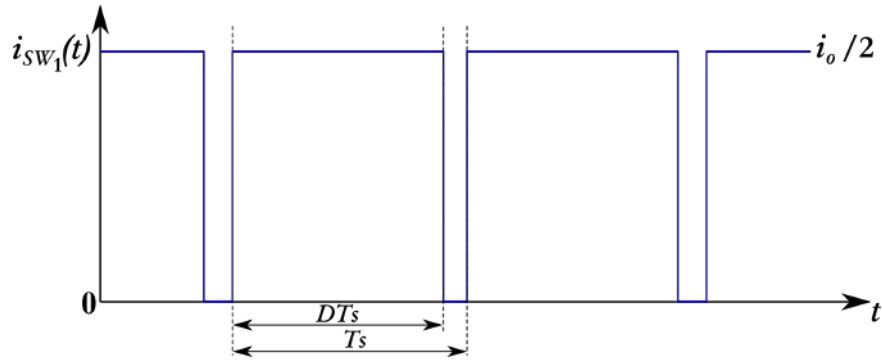


Figura 32 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_1 , em detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Usando a definição do valor médio de um sinal periódico (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), conforme mostra a equação (19), e utilizando os limites de integração observados na Figura 32, obtêm-se a equação (20).

$$x_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) dt \quad (19)$$

$$i_{SW1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW1}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{i_o}{2} dt = D \cdot \frac{i_o}{2} \quad (20)$$

Ao observar a Figura 31, percebe-se que durante um período da baixa frequência a razão cíclica D e a amplitude da corrente de saída i_o variam de forma senoidal, estes valores podem ser obtidos a partir das equações (21) e (22).

$$D(\omega t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (21)$$

$$i_o(\omega t) = I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (22)$$

Para obter o valor total da corrente média através do interruptor SW_1 em um período da baixa frequência, é necessário integrar a equação (20) em ωt , chegando na equação (23).

$$I_{SW1med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW1med}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} D(\omega t) \cdot \frac{i_o(\omega t)}{2} d(\omega t) \quad (23)$$

Realizando a substituição das equações (21) e (22) em (23), chega-se a equação (24).

$$\begin{aligned} I_{SW1med} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t)}{2} d(\omega t) \\ &= \frac{M_a \cdot I_{o_{pk}}}{4\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \end{aligned} \quad (24)$$

Solucionando a integral da equação (24), obtêm-se a equação (25).

$$I_{SW1med} = M_a \cdot \frac{I_{o_{pk}}}{8} = M_a \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{o_{ef}}}{8} \quad (25)$$

Onde $I_{o_{ef}}$ é o valor eficaz da corrente de carga.

3.2.2.2 Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_1

Utilizando agora a definição do valor eficaz de um sinal periódico, segundo mostra a equação (6), e adotando os limites de integração apresentados na Figura 32, chega-se a equação (26).

$$i_{SW_1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW_1}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{i_o}{2}\right)^2 dt} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{i_o}{2}\right)^2} \quad (26)$$

O valor total da corrente eficaz através do interruptor SW_1 , em um período da baixa frequência, é calculado através da integração da equação (26) em ωt , conforme mostra (27).

$$I_{SW_1ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW_1ef}(\omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} D(\omega t) \cdot \left(\frac{i_o(\omega t)}{2}\right)^2 d(\omega t)} \quad (27)$$

Ao substituir as equações (21) e (22) em (27), chega-se a equação (28).

$$\begin{aligned} I_{SW_1ef} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \left(\frac{I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t)}{2}\right)^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{M_a}{2\pi} \cdot \left(\frac{I_{o_{pk}}}{2}\right)^2 \int_0^{\pi} \text{sen}^3(\omega t) d(\omega t)} \end{aligned} \quad (28)$$

Resolvendo a integral da equação (28), obtém-se a equação (29).

$$I_{SW_1ef} = \sqrt{\frac{M_a}{6\pi}} \cdot I_{o_{pk}} = \sqrt{\frac{M_a}{3\pi}} \cdot I_{o_{ef}} \quad (29)$$

3.2.2.3 Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_2

O interruptor SW_2 está sempre conduzindo durante o semiciclo positivo da tensão de saída, no entanto a corrente que flui através dele em um momento é a metade da corrente requerida pela carga e em outro momento é de um quarto desta corrente, o valor de pico considerado é de metade da corrente de pico de carga. No semiciclo negativo este interruptor não conduz corrente. A Figura 33 apresenta a forma de onda da corrente no interruptor SW_2 , em um período de baixa frequência. Conforme abordado anteriormente, para um período de comutação a amplitude da corrente em SW_2 pode ser considerada como contante, este aspecto é demonstrado em detalhe na Figura 34.

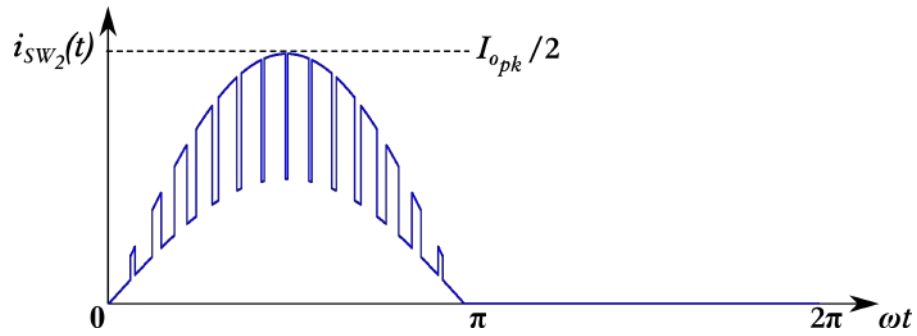
Utilizando a definição do valor médio de um sinal periódico, conforme mostrou a equação (19), e utilizando os limites de integração visualizados na Figura 34, tem-se a equação (30).

$$i_{SW_2med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW_2}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} \frac{i_o}{2} dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_o}{4} dt \right) = (D+1) \cdot \frac{i_o}{4} \quad (30)$$

Para se ter o valor total da corrente média no interruptor SW_2 em um período da baixa frequência, faz-se necessária a integração da equação (30) em ωt , conforme mostra a equação (31).

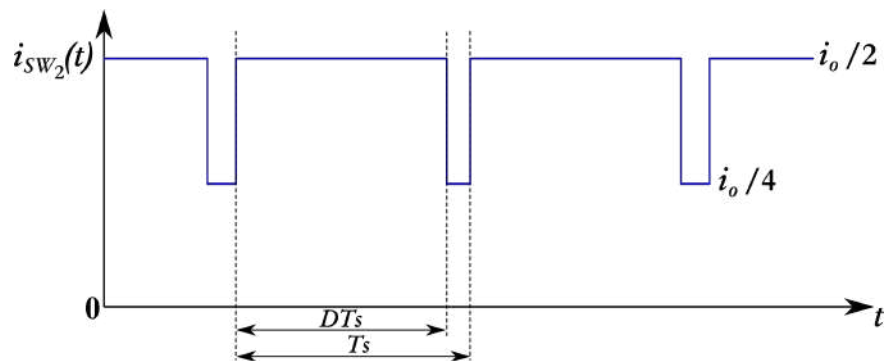
$$I_{SW_2med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW_2med}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (D(\omega t) + 1) \cdot \frac{i_o(\omega t)}{4} d(\omega t) \quad (31)$$

Figura 33 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 34 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_2 , em detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Realizando a substituição das equações (21) e (22) em (31), chega-se a equação (32).

$$\begin{aligned}
 I_{SW_2med} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{I_{0pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4} + \frac{I_{0pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4} d(\omega t) \\
 &= \frac{I_{0pk}}{8\pi} \int_0^{\pi} M_a \cdot \text{sen}^2(\omega t) + \text{sen}(\omega t) d(\omega t)
 \end{aligned} \quad (32)$$

Calculando a integral da equação (32), chega-se a equação (33).

$$I_{SW_2med} = \frac{I_{0pk} \cdot (M_a \pi + 4)}{16\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{0ef} \cdot (M_a \pi + 4)}{16\pi} \quad (33)$$

3.2.2.4 Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_2

Utilizando a definição do valor eficaz de um sinal periódico, conforme foi apresentado na equação (6), e usando os limites de integração demonstrados na Figura 34, tem-se a equação (34).

$$\begin{aligned}
i_{SW_{2ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW_2}(t)^2 dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(\frac{i_o}{2}\right)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left(\frac{i_o}{4}\right)^2 dt \right]} \\
&= \sqrt{3 \cdot D + 1} \cdot \frac{i_o}{4}
\end{aligned} \tag{34}$$

O valor total da corrente eficaz no interruptor SW_2 , para um período da baixa frequência, é obtido através da integração da equação (34) em ωt , segundo é apresentado na equação (35).

$$\begin{aligned}
I_{SW_{2ef}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW_{2ef}}(\omega t)^2 d(\omega t)} \\
&= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sqrt{i_o(\omega t)^2 \cdot (3 \cdot D(\omega t) + 1)}}{4} \right)^2 d(\omega t)}
\end{aligned} \tag{35}$$

Realizando a substituição das equações (21) e (22) em (35), obtém-se a equação (36).

$$\begin{aligned}
I_{SW_{2ef}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{(I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot (3 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t)) + (I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t))^2}{16} d(\omega t)} \\
&= \sqrt{\frac{I_{o_{pk}}^2}{32\pi} \int_0^{\pi} 3 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t)^3 + \text{sen}(\omega t)^2 d(\omega t)}
\end{aligned} \tag{36}$$

Solucionando a integral da equação (36), tem-se a equação (37).

$$I_{SW_{2ef}} = \frac{I_{o_{pk}} \cdot \sqrt{8 \cdot M_a + \pi}}{8 \cdot \sqrt{\pi}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{o_{ef}} \cdot \sqrt{8 \cdot M_a + \pi}}{8 \cdot \sqrt{\pi}} \tag{37}$$

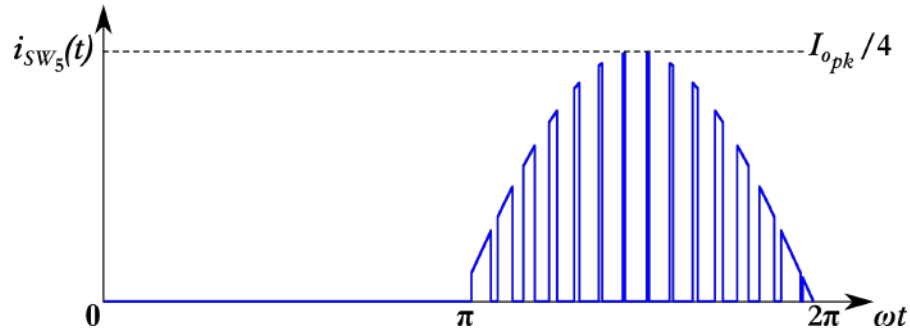
3.2.2.5 Cálculo do valor de corrente médio no interruptor SW_5

Ao analisar o interruptor SW_5 , repara-se que o mesmo encontra-se em condução no semiciclo negativo da tensão de saída. Percebe-se também que a corrente através do mesmo é de um quarto da corrente solicitada pela carga, que também é o valor de pico a ser considerado. Durante o semiciclo positivo o interruptor analisado não conduz. A Figura 35 representa a forma de onda da corrente que atravessa o interruptor SW_5 , para um período de baixa frequência. Já para um período de comutação, a amplitude da corrente no interruptor SW_5 pode ser considerada como constante, isto pode ser visualizado na Figura 36.

Através da definição do valor médio de um sinal periódico, demonstrado na equação (19), e usando os limites de integração representados na Figura 36, chega-se a equação (38).

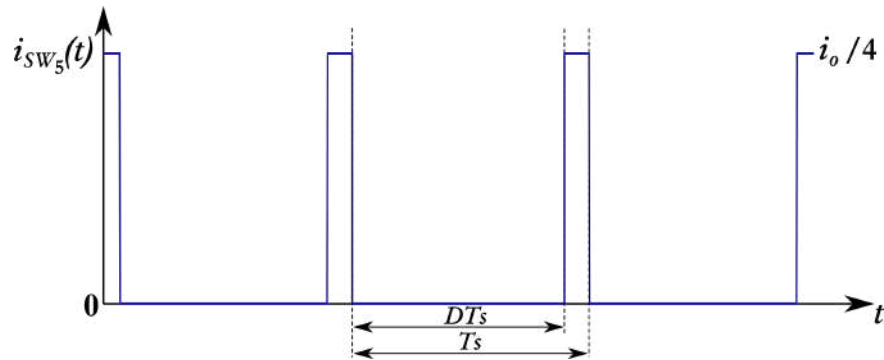
$$i_{SW_{5med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW_5}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_o}{4} dt = (1 - D) \cdot \frac{i_o}{4} \tag{38}$$

Figura 35 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_5 .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 36 – Forma de onda teórica da corrente no interruptor SW_5 , em detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O valor total da corrente média no interruptor SW_5 , em um período da baixa frequência, é obtido através da integração da equação (38) em ωt , conforme pode ser visualizado na equação (39).

$$I_{SW_{5med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW_{5med}}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (1 - D(\omega t)) \cdot \frac{i_o(\omega t)}{4} d(\omega t) \quad (39)$$

Efetuada a substituição das equações (21) e (22) em (39), tem-se a equação (40).

$$\begin{aligned} I_{SW_{5med}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} -M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{I_{oppk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4} - \frac{I_{oppk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4} d(\omega t) \\ &= -\frac{I_{oppk}}{8\pi} \int_{\pi}^{2\pi} M_a \cdot \text{sen}^2(\omega t) + \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \end{aligned} \quad (40)$$

Solucionando a integral da equação (40), chega-se a equação (41).

$$I_{SW_{5med}} = \frac{I_{oppk} \cdot (4 - M_a \pi)}{16\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{oef} \cdot (4 - M_a \pi)}{16\pi} \quad (41)$$

3.2.2.6 Cálculo do valor de corrente eficaz no interruptor SW_5

Empregando a definição do valor eficaz de um sinal periódico, conforme mostrado na equação (6), recorrendo aos limites de integração demonstrados na Figura 35, tem-se a equação (42).

$$i_{SW_{5ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{SW_5}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \left(\frac{i_o}{4}\right)^2 dt} = \sqrt{1-D} \cdot \frac{i_o}{4} \quad (42)$$

O valor total da corrente eficaz no interruptor SW_5 , para um período da baixa frequência, é encontrado através da integração da equação (42) em ωt , conforme é demonstrado na equação (43).

$$\begin{aligned} I_{SW_{5ef}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{SW_{5ef}}(\omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (1-D(\omega t)) \cdot \left(\frac{i_o(\omega t)}{4}\right)^2 d(\omega t)} \end{aligned} \quad (43)$$

Fazendo a substituição das equações (21) e (22) em (43), encontra-se a equação (44).

$$\begin{aligned} I_{SW_{5ef}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \left(\frac{I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4}\right)^2 + \left(\frac{I_{o_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega t)}{4}\right)^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{I_{o_{pk}}^2}{32\pi} \int_{\pi}^{2\pi} M_a \cdot \text{sen}^3(\omega t) + \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t)} \end{aligned} \quad (44)$$

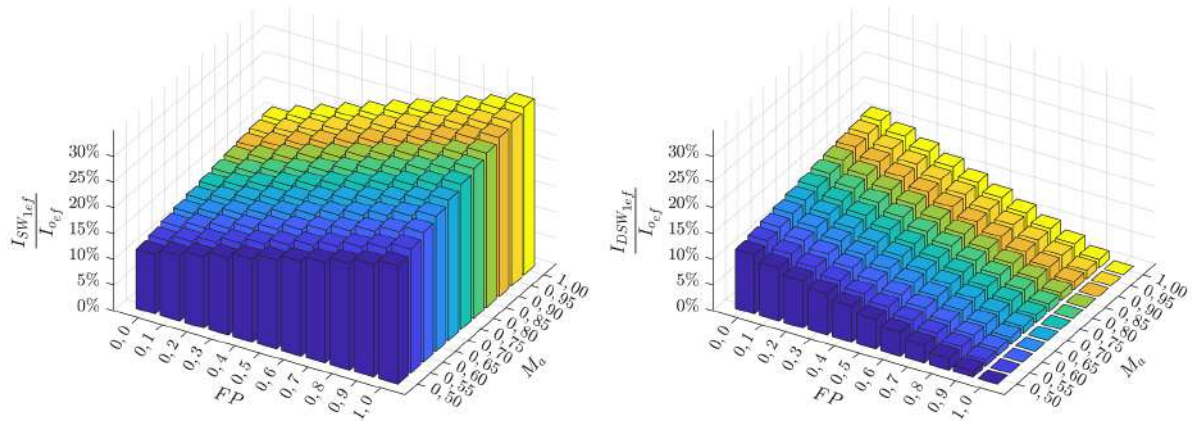
Resolvendo a integral da equação (44), tem-se a equação (45).

$$I_{SW_{5ef}} = I_{o_{pk}} \cdot \sqrt{\frac{1}{64} - \frac{M}{24\pi}} = \sqrt{2} \cdot I_{o_{ef}} \cdot \sqrt{\frac{1}{64} - \frac{M}{24\pi}} \quad (45)$$

Como complemento à análise das correntes nos interruptores, é apresentado graficamente o percentual do valor da corrente eficaz nos interruptores em função do valor da corrente eficaz de saída, com dados obtidos por meio de simulações numéricas, variando-se o índice de modulação (M_a) entre 0,5 e 1,0, sendo necessário $M_a \geq 0,5$ para que o inversor apresente 5 níveis de tensão na saída, e o fator de potência (FP) de 0,0 à 1,0. Os dados levantados são demonstrados nas Figuras 37, 38 e 39.

Nota-se através da Figura 37 que o interruptor SW_1 é submetido no máximo a aproximadamente 30% do valor da corrente de saída, isto acontece quando o índice de modulação e o fator de potência atingem seus valores máximos. Entretanto, no diodo antiparalelo DSW_1 a situação é diferente, quando o fator de potência é máximo não há corrente circulando por este semiconductor, quando o fator de potência diminui surge uma parcela da corrente de saída circulando pelo mesmo, seu valor máximo é atingido quando o fator de potência esta em seu valor mínimo e o índice de modulação está em seu valor máximo, chegando a uma amplitude de aproximadamente 15% do valor da corrente de saída.

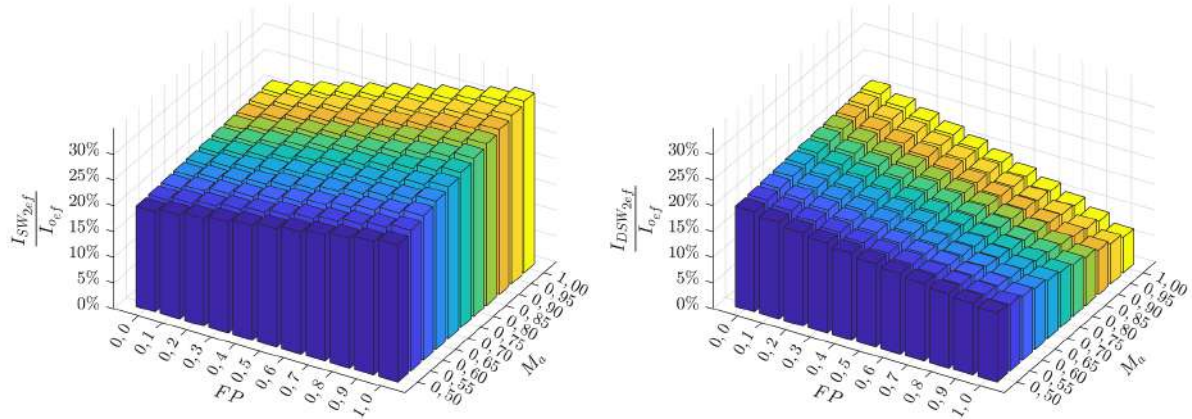
Figura 37 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_1 e no diodo antiparalelo DSW_1 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Verifica-se por meio da Figura 38 que o interruptor SW_2 é exposto a um pouco mais que 30% do valor de corrente de saída, isto acontece quando o índice de modulação e o fator de potência atingem seus valores máximos, este comportamento é semelhante ao apresentado para o interruptor SW_1 , com uma amplitude levemente superior. Isto se deve ao fato de que este semicondutor conduz tanto a parcela de corrente dos interruptor superior, quanto a parcela de corrente do semicondutor de grampeamento. Novamente no diodo em antiparalelo DSW_2 a situação é diferente do interruptor, quando os valores do fator de potência e do índice de modulação são máximos, o mesmo conduz aproximadamente 5% do valor da corrente de saída, porém quando o fator de potência diminui surge um aumento da parcela do valor da corrente de saída circulando pelo através do mesmo, seu valor máximo é atingido quando o fator de potência é mínimo e o índice de modulação é máximo, chegando a uma amplitude de aproximadamente 20% do valor da corrente de saída.

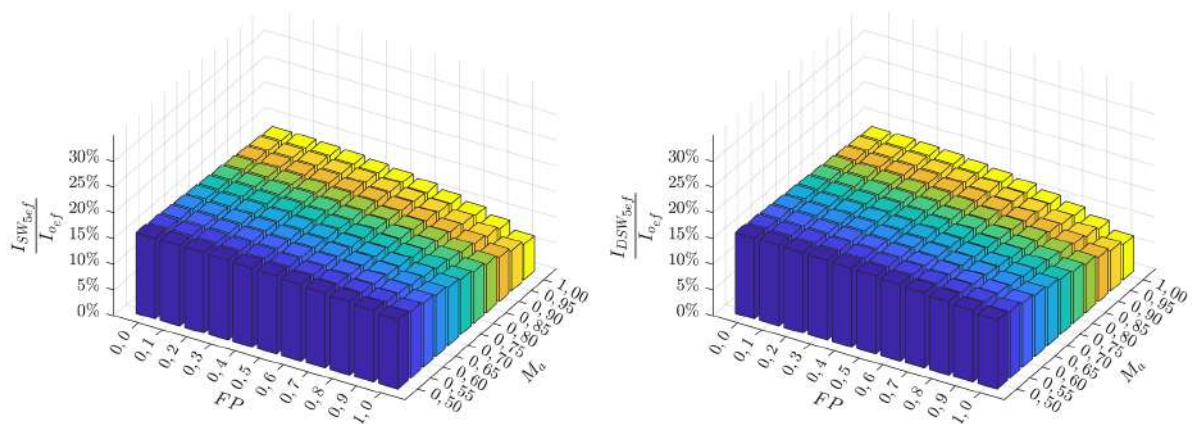
Figura 38 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_2 e no díodo antiparalelo DSW_2 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Observa-se através da Figura 39 que o interruptor SW_5 conduz um valor de corrente que não passa de 15% do valor da corrente de saída, suas amplitudes são mais equilibradas, apresentando poucas variações, ocorre um decréscimo deste valor assim que o índice de modulação e o fator de potência se aproximam de seus valores máximos, ficando em torno de 5% do valor da corrente de saída. No diodo em antiparalelo DSW_5 são notados os mesmos valores percentuais do interruptor, isto pode ser notado através da análise das etapas de funcionamento do inversor, que foram apresentadas anteriormente.

Figura 39 – Percentual do valor de corrente eficaz no interruptor SW_5 e no díodo antiparalelo DSW_5 em função do valor da corrente eficaz de saída, para variações no índice de modulação (M_a) e no fator de potência (FP).

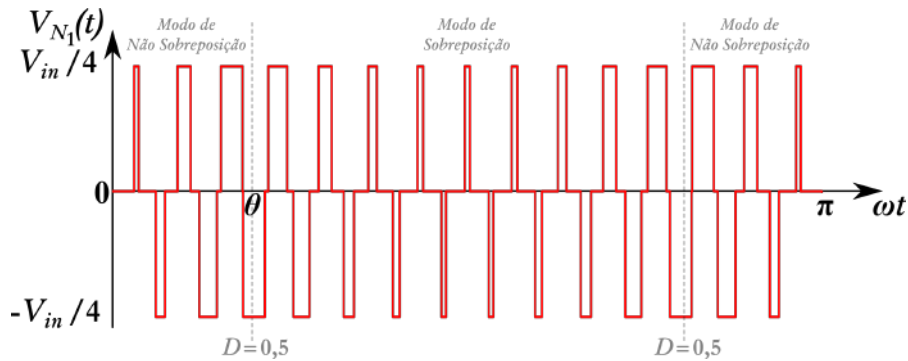


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3.2.3 Dimensionamento do autotransformador

Realizando a análise das etapas de funcionamento do inversor, nota-se que a tensão nos enrolamentos N_1 e N_2 do autotransformador possui três valores, $+V_{in}/4$, 0 V 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 esta representada na Figura 40, para o semi-ciclo positivo, devido a simetria desta forma de onda, análise necessária para o dimensionamento do autotransformador pode ser simplificada para apenas meio ciclo da frequência de saída.

Figura 40 – Forma de onda teórica da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Ampliando a Figura 40 para a região de operação no modo de não sobreposição (NOM), chega-se a Figura 41, onde estão representados também os sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 e a variação da densidade de fluxo magnético (ΔB) no núcleo do autotransformador. Verificando a Figura 40, nota-se que o pior caso, perante a ocorrência de saturação do núcleo, ocorre quando o módulo da razão cíclica nos interruptores é igual a 0,5. Com base nesta informação, determina-se então que o projeto do núcleo do autotransformador deve ser executado para atender a esta condição, a mais severa de operação.

Empregando a lei de Faraday sobre o enrolamento N_1 do autotransformador para o intervalo em que o interruptor SW_1 está conduzindo, obtém-se a equação (46).

$$\frac{V_{in}}{4} \cdot D \cdot T_s = N \cdot \Delta B \cdot A_e \quad (46)$$

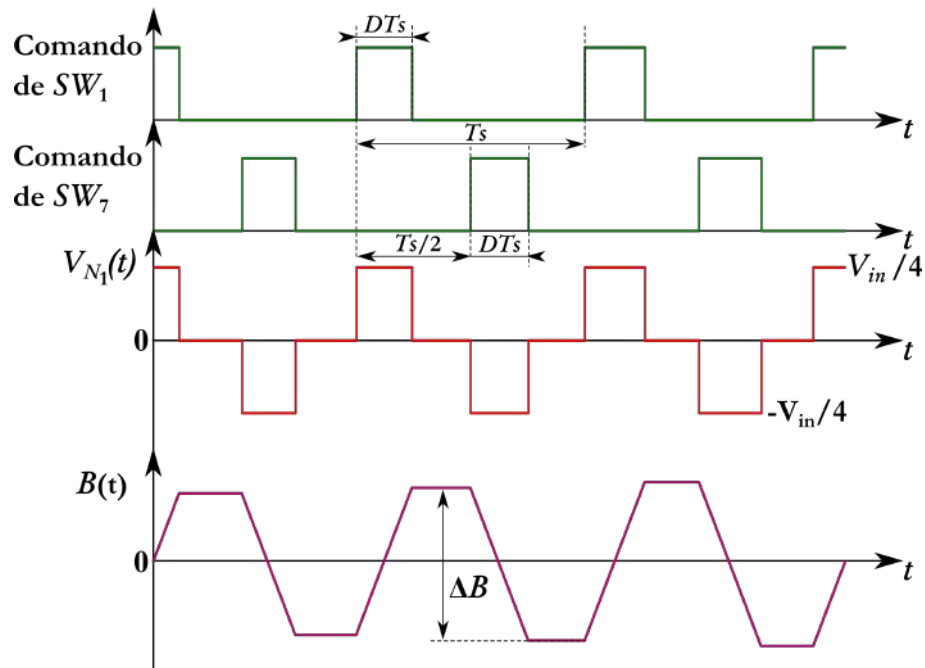
O termo N da equação (46) representa o número de espiras necessários para os enrolamentos N_1 e N_2 e A_e a área efetiva da seção transversal do núcleo. Se A_e for isolado e o período de comutação for substituído pela frequência de comutação, é obtida a equação(47).

$$A_e = \frac{V_{in} \cdot D}{4 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (47)$$

A densidade de corrente J no enrolamento N_1 do autotransformador é estabelecida através da equação (48), leva-se em consideração que o valor eficaz de corrente, em cada enrolamento, é metade do valor eficaz da corrente de saída ($I_{o_{ef}}$).

$$J = \frac{I_{o_{ef}} \cdot N}{2 \cdot K_c \cdot A_w} \quad (48)$$

Figura 41 – Sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 , formas de onda teóricas da tensão sobre o enrolamento N_1 do autotransformador no modo de não sobreposição e da densidade de fluxo magnético B .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O termo K_c , da equação (48), equivale ao fator de ocupação da janela do autotransformador pelo enrolamento e A_w a área da janela do núcleo do autotransformador. Se A_w for isolado, é obtida equação (49).

$$A_w = \frac{I_{oef} \cdot N}{2 \cdot K_c \cdot J} \quad (49)$$

O produto das áreas A_e e A_w , fundamental para a definição do núcleo do autotransformador, é obtido através da multiplicação das equações (47) e (49). Igualando D a 0,5, que seria a condição mais desfavorável ao núcleo, chega-se na equação (50).

$$A_e A_w = \frac{V_{in} \cdot I_{oef}}{16 \cdot K_c \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (50)$$

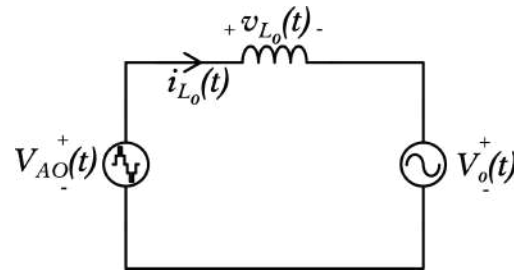
Isolando o termo N da equação (47), obtém-se a equação (51), em que o número de espiras de um enrolamento do autotransformador pode ser determinado após a escolha do núcleo.

$$N = \frac{V_{in}}{8 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (51)$$

3.2.4 Dimensionamento do indutor de filtro (L_o)

O circuito de saída equivalente do inversor é representado na Figura 42, com base nesta representação, pode-se obter a tensão no indutor do filtro de saída (L_o), conforme mostra a equação (52).

Figura 42 – Circuito de saída equivalente do inversor ANPC-MSSC.

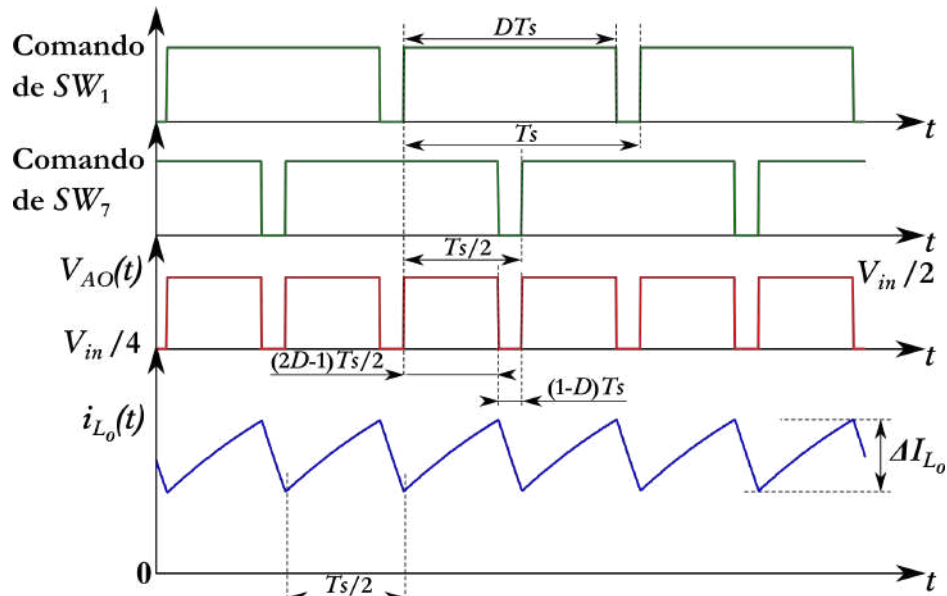


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

$$v_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_o(t) \quad (52)$$

As formas de onda da tensão de saída V_{AO} e dos sinais de comando dos interruptores SW_1 e SW_7 são novamente demonstradas, agora na Figura 43, para o modo de sobreposição (OM), é demonstrada também a forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída.

Figura 43 – Sinal de comando nos interruptores SW_1 e SW_7 , formas de onda da tensão de saída V_{AO} e corrente no indutor do filtro de saída L_o .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Utilizando o intervalo de tempo em que os interruptores SW_1 e SW_7 estão em condução simultânea na equação (52), chega-se a equação (53).

$$L_o \cdot \frac{\Delta I_{L_o}}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}} = \frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \quad (53)$$

Ao isolar o termo ΔI_{L_o} na equação (53) e substituindo o período pela frequência de comutação (f_{sw}), obtém-se a equação (54).

$$\Delta I_{L_o} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \right)}{2 \cdot L_o \cdot f_{sw}} \quad (54)$$

A tensão de saída V_o do inversor é definida pela equação (55).

$$V_o(t) = \frac{V_{in}}{2} \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (55)$$

Substituindo as equações (21) e (55) na equação (54), e realizando algumas simplificações, é obtida a equação (56), que indica a ondulação da corrente no indutor do filtro de saída na região de operação no modo de sobreposição (OM).

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4 \cdot L_o \cdot f_{sw}} \quad (56)$$

Efetuada operações similares, obtém-se a equação (57) que representa a ondulação de corrente no indutor do filtro de saída para a região de operação no modo de não sobreposição (NOM).

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{in} \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4 \cdot L_o \cdot f_{sw}} \quad (57)$$

Através das equações encontradas acima, arranja-se a expressão parametrizada da ondulação de corrente no indutor do filtro de saída, definida pela equação (58), que está representada na equação (59) para o semi ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_{L_o} \cdot L_o \cdot f_{sw}}{V_{in}} \quad (58)$$

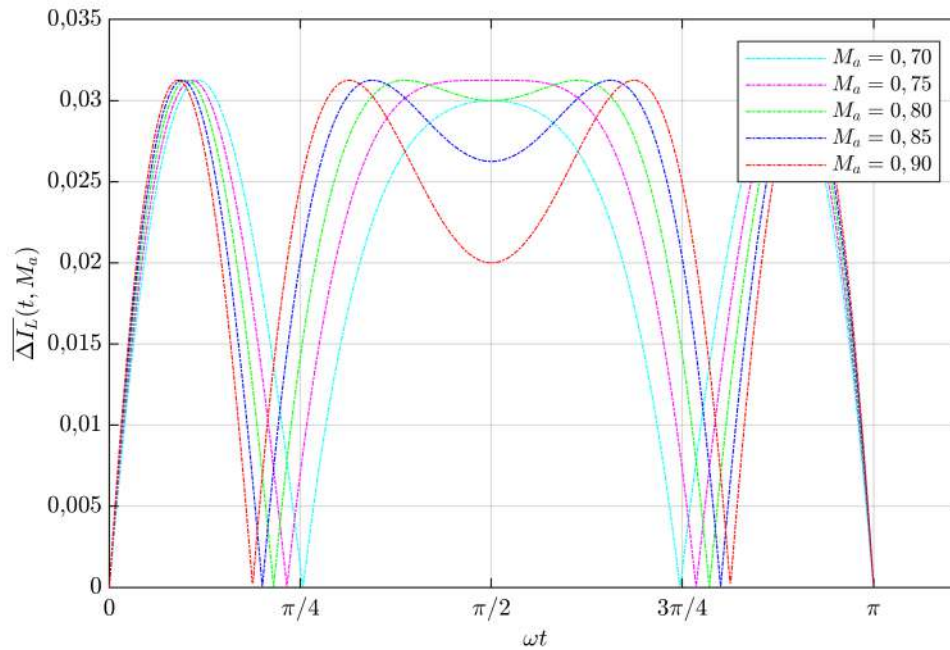
$$\overline{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad 0 < \omega t \leq \theta \\ \frac{(2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad \theta < \omega t \leq (\pi - \theta) \\ \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad (\pi - \theta) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (59)$$

A equação (59) é então representada graficamente, para variados índices de modulação M_a , através da Figura 44. Observa-se que a ondulação de corrente no indutor do filtro de saída é nula para $\omega t = \theta$ e para $\omega t = \pi - \theta$, ou seja, quando 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_o}) ocorre em $\omega t = \theta/2$, caso este seja um parâmetro restritivo no projeto do inversor ele poderá ser utilizado como variável no projeto do indutor, conforme define a equação (60)

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot M_a \cdot \text{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right) \cdot \left[1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right) \right]}{4 \cdot \Delta I_{L_o} \cdot f_{sw}} \quad (60)$$

Figura 44 – Ondulação parametrizada de corrente $\overline{\Delta I_L}$ no indutor do filtro de saída (L_o), para variados índices de modulação M_a , durante o semiciclo positivo da tensão de saída do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3.2.5 Dimensionamento do capacitor de filtro (C_o)

Como já abordado anteriormente, para que na saída do inversor haja uma tensão senoidal de conteúdo harmônico reduzido, é necessário a utilização de um filtro passa-baixa ($L_o - C_o$). A frequência de corte (f_c) deste filtro geralmente é ajustada para uma década abaixo da frequência de comutação apresentada na tensão de saída do inversor (MARTINS; BARBI, 2008), mas nesta topologia a mesma é ajustada para 1/5 da frequência de comutação dos interruptores, conforme mostra a equação (61), devido ao fato de que na saída do inversor a frequência da tensão que surge é o dobro da utilizada na comutação dos interruptores. A capacitância necessária é obtida através da equação (62)

$$f_c = 2 \cdot \frac{f_{sw}}{10} \quad (61)$$

$$C_o = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot L_o} \quad (62)$$

3.3 CONCLUSÃO

Este capítulo foi dedicado ao estudo e análise do inversor proposto, tanto análise qualitativa, quanto quantitativa. Discutiu-se a técnica de modulação aplicada, os modos de operação, as etapas de funcionamento e as principais formas de onda apresentadas pelo inversor. Em seguida foram obtidas todas as equações necessárias para o dimensionamento e projeto dos componentes de potência do mesmo.

O próximo capítulo mostra um exemplo de projeto, seguido de resultados obtidos por meio de simulação numérica que validam as equações levantadas neste capítulo.

4 EXEMPLO DE PROJETO PARA O INVERSOR ANPC-5L-MSSC

Com o objetivo de verificar a análise teórica e validar as equações desenvolvidas no capítulo anterior, um exemplo de projeto é realizado e simulado numericamente para o inversor ANPC-5L-MSSC.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

As especificações do projeto para o dimensionamento dos componentes do inversor são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do inversor.

| Símbolo | Descrição | Valor |
|------------------|---|---------|
| P_o | Potência de saída | 1,5 kW |
| V_{oef} | Tensão eficaz de saída | 63,65 V |
| V_{in} | Tensão do barramento CC | 200 V |
| ΔI_{L_o} | Ondulação máxima de corrente | 10% |
| f_{sw} | Frequência de comutação | 100 kHz |
| f_o | Frequência fundamental da tensão de saída | 60 Hz |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.2 CÁLCULO DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO

Isolando o valor de M_a na equação (14) é obtido o índice de modulação, necessário para o inversor alcançar a tensão de saída especificada, conforme mostra equação (63).

$$M_a = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{oef}}{V_{in}} = 0,9 \quad (63)$$

4.3 CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA

O valor eficaz da corrente de saída drenada pela carga é mostrado através da equação (64).

$$I_{oef} = \frac{P_o}{V_{oef}} = 23,6 \text{ A} \quad (64)$$

4.4 CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES

Nesta sessão são apresentados os valores de tensão e correntes calculados para os interruptores de potência do inversor.

4.4.1 Cálculo da tensão máxima nos interruptores

Conforme abordado anteriormente, nesta topologia os interruptores são submetidos ao mesmo nível de tensão e este valor é calculado por meio da equação (65).

$$V_{SW_{xmax}} = \frac{V_{in}}{2} = 100 \text{ V} \quad (65)$$

4.4.2 Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_1

Os valores de corrente médio e eficaz obtidos para os interruptores do grupo de SW_1 são mostrados nas equações (66) e (67), respectivamente.

$$I_{SW_{1med}} = M_a \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{oef}}{8} = 3,75 \text{ A} \quad (66)$$

$$I_{SW_{1ef}} = \sqrt{\frac{M_a}{3\pi}} \cdot I_{oef} = 7,29 \text{ A} \quad (67)$$

4.4.3 Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_2

Os valores de corrente médio e eficaz obtidos para os interruptores do grupo de SW_2 estão representados nas equações (68) e (69), respectivamente.

$$I_{SW_{2med}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{oef} \cdot (M_a\pi + 4)}{16\pi} = 4,53 \text{ A} \quad (68)$$

$$I_{SW_{2ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{oef} \cdot \sqrt{8 \cdot M_a + \pi}}{8 \cdot \sqrt{\pi}} = 7,57 \text{ A} \quad (69)$$

4.4.4 Cálculo dos valores de corrente no interruptor SW_5

Os valores de corrente médio e eficaz obtidos para os interruptores do grupo de SW_5 são calculados nas equações (70) e (71), respectivamente.

$$I_{SW_{5med}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{oef} \cdot (4 - M_a\pi)}{16\pi} = 0,78 \text{ A} \quad (70)$$

$$I_{SW_{5ef}} = \sqrt{2} \cdot I_{oef} \cdot \sqrt{\frac{1}{64} - \frac{M_a}{24\pi}} = 2,04 \text{ A} \quad (71)$$

4.5 CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA

Nesta sessão são mostrados os valores de indutância e capacitância necessários para a realização da filtragem do conteúdo harmônico, presente na saída do inversor.

4.5.1 Cálculo do ângulo de transição θ

O ângulo θ indica o momento em que ocorre a transição do modo de não sobreposição (NOM) para o modo de sobreposição (OM), além de ser necessário para o cálculo da indutância L_o , seu valor é mostrado na equação (72).

$$\theta = \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{2 \cdot M_a} \right) = 33,7^\circ \quad (72)$$

4.5.2 Cálculo da indutância L_o

Sendo estabelecida em projeto a máxima ondulação de corrente admitida no indutor de filtragem e de posse de outras grandezas calculadas anteriormente, têm-se através da equação (73) o valor da indutância necessária.

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot M_a \cdot \text{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right) \cdot \left[1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right) \right]}{4 \cdot \Delta I_{L_o} \cdot f_{sw}} = 18,7 \mu\text{H} \quad (73)$$

4.5.3 Cálculo da frequência de corte f_c

A frequência de corte do filtro passa-baixa, necessária para o cálculo da capacitância C_o , possui seu valor indicado na equação (74).

$$f_c = \frac{2}{10} \cdot f_{sw} = 20 \text{ kHz} \quad (74)$$

4.5.4 Cálculo da capacitância C_o

A partir das grandezas obtidas anteriormente, é possível então realizar o cálculo da capacitância necessária para mitigar o conteúdo harmônico proveniente da tensão de saída V_{AO} , seu valor está demonstrado na equação (75).

$$C_o = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot L_o} = 3,38 \mu\text{F} \quad (75)$$

4.6 CÁLCULO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

Por fim, nesta seção realiza-se o cálculo da $THD_{V_{AO}}$, na sequência apresentam-se os resultados obtidos via simulação numérica que validam as equações levantadas neste trabalho.

4.6.1 Cálculo do valor eficaz da tensão de saída V_{AO}

Antes da realização do cálculo da THD da tensão de saída V_{AO} é necessário obter o valor eficaz de sua tensão, que esta denotada na equação (76).

$$V_{AO_{ef}} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \sqrt{\frac{M_a}{\pi} + \frac{\sqrt{4 \cdot M_a^2 - 1}}{\pi} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{2 \cdot M_a} \right) - \frac{1}{2}} = 67,12 \text{ V} \quad (76)$$

4.6.2 Cálculo da distorção harmônica total da tensão de saída V_{AO} ($THD_{V_{AO}}$)

De posse do valor eficaz da tensão de saída V_{AO} e do valor eficaz da tensão de saída na carga V_o é possível calcular a distorção harmônica total da tensão na saída do inversor, conforme mostra a equação (77).

$$THD_{V_{AO}} = \sqrt{\left(\frac{V_{AO_{ef}}}{V_{o_{ef}}} \right)^2 - 1} = 33,5 \% \quad (77)$$

4.7 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO INVERSOR ANPC-5L-MSSC

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos via simulação numérica do inversor projetado, que validam a análise teórica e as expressões matemáticas obtidas. A Figura 45 mostra as formas de onda das tensões de saída V_{AO} e V_o no inversor, onde é constatada a presença dos cinco níveis na tensão de saída V_{AO} . O gráfico espectro harmônico está representado na Figura 46, onde é possível observar que a componente de alta frequência está presente a partir do dobro da frequência de comutação dos interruptores.

Figura 45 – Formas de onda das tensões de saída V_{AO} e V_o no inversor ANPC-5L-MSSC.

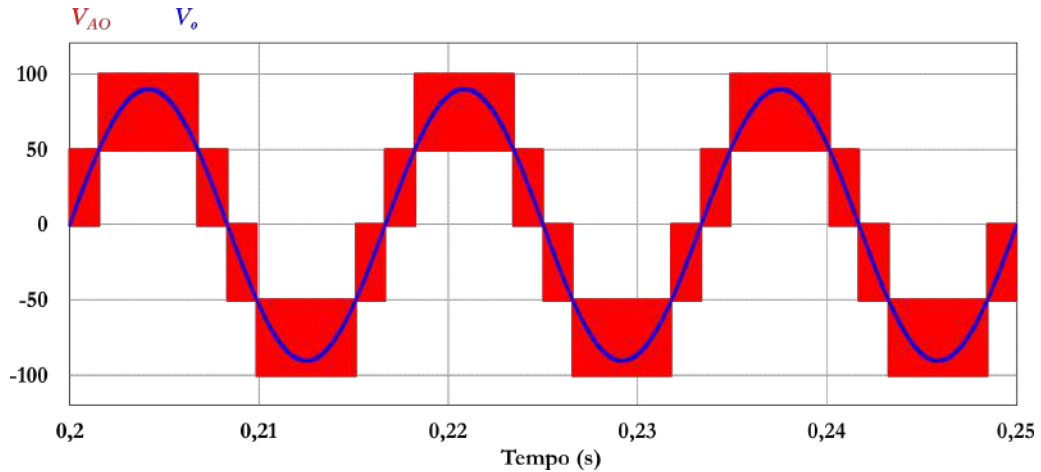
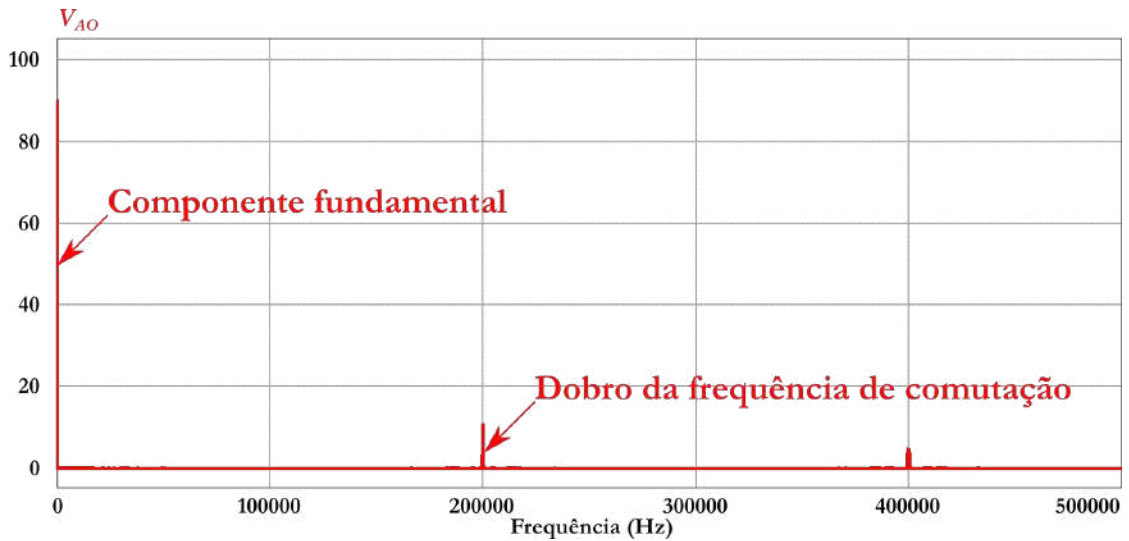


Figura 46 – Espectro harmônico da tensão de saída V_{AO} do inversor ANPC-5L-MSSC.



As formas de onda da tensão de saída V_o e da corrente do indutor de filtro L_o são mostradas na Figura 47. Um forma de onda detalhada da corrente no indutor de filtro L_o é vista na Figura 48, nela visualiza-se o instante de tempo, $\omega t = \theta$, no qual a ondulação de corrente é nula.

Figura 47 – Formas de onda da tensão V_o e da corrente no indutor L_o .

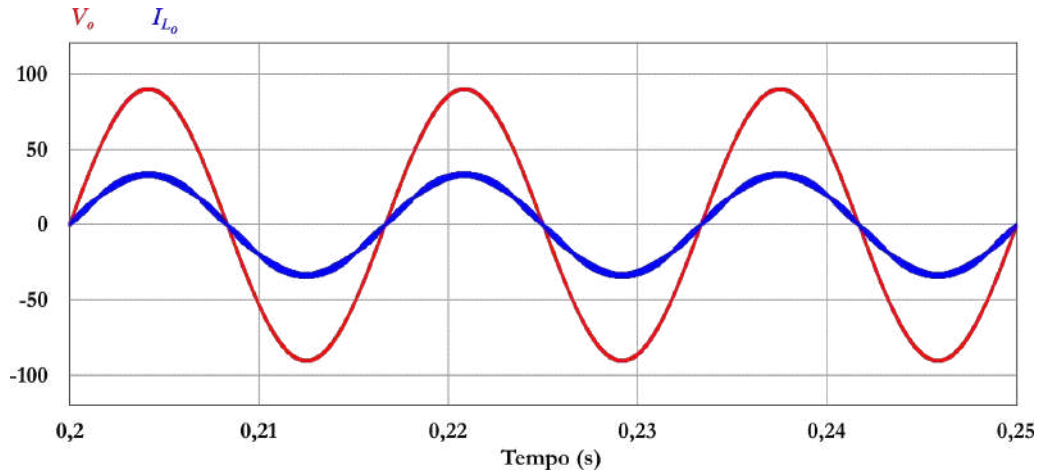
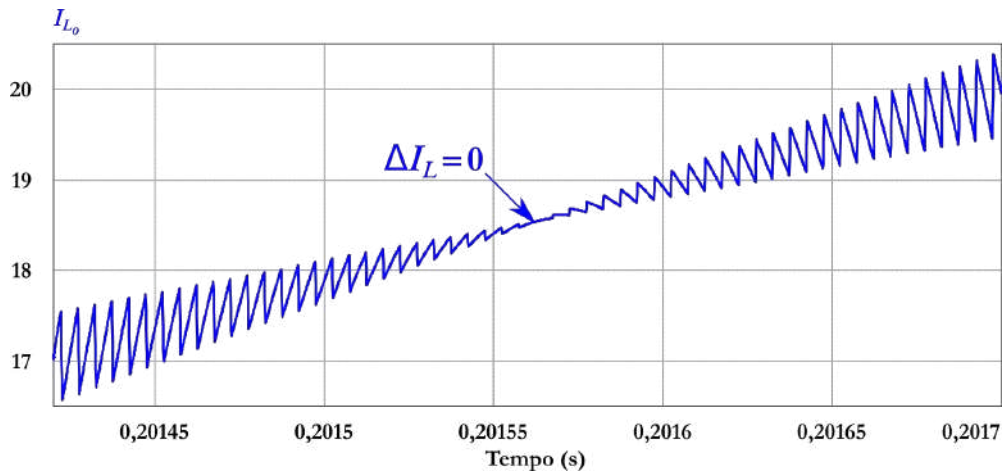
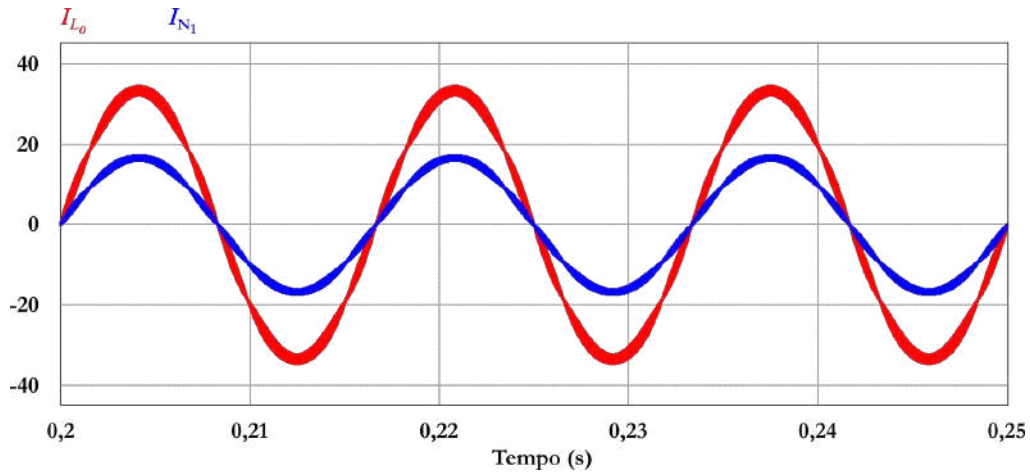


Figura 48 – Forma de onda detalhada da corrente no indutor L_o .



As formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e no enrolamento N_1 do auto-transformador são mostradas na Figura 49, pode-se visualizar que a corrente no enrolamento N_1 é metade da corrente que circula pelo indutor L_o .

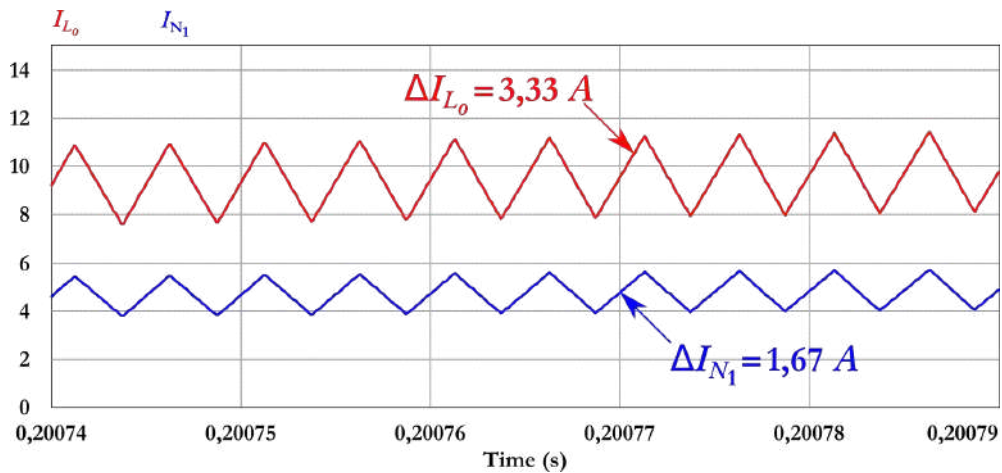
Figura 49 – Formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e do enrolamento N_1 do autotransformador são apresentadas em detalhe na Figura 50, para $\omega t = \theta/2$, no qual se verifica a máxima ondulação de corrente de alta frequência e constata-se que seu valor no enrolamento N_1 é a metade no valor do indutor de filtro L_o .

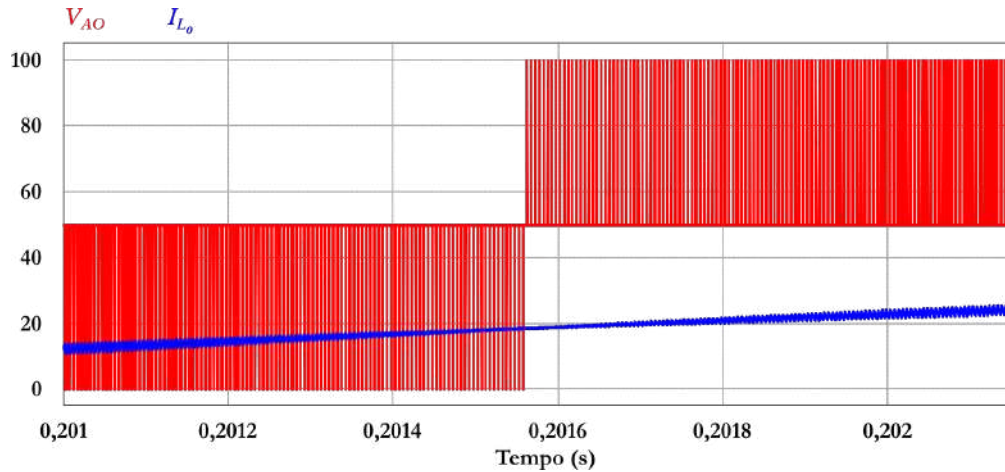
Figura 50 – Formas de onda das correntes no indutor de filtro L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador para $\omega t = \theta/2$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

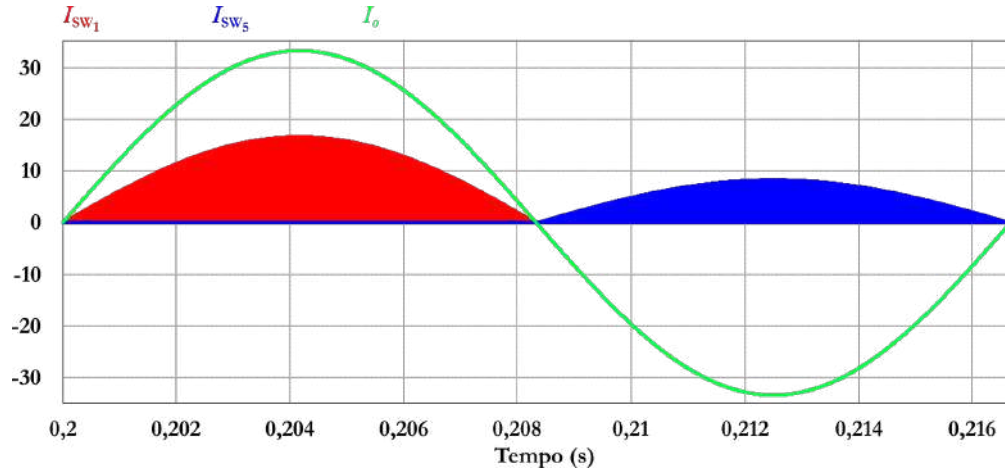
As formas de onda da tensão V_{AO} e da corrente no indutor L_o são apresentadas detalhadamente na Figura 51, nota-se que o instante em que ocorre a troca do modo de operação da tensão de saída V_{AO} , NOM para OM, se dá no mesmo instante em que a ondulação da corrente de I_{L_o} é nula.

Figura 51 – Formas de onda detalhada da tensão V_{AO} e da corrente no indutor L_o .



As formas de onda das correntes dos interruptores SW_1 e SW_5 e de carga I_o são visualizadas na Figura 52. Nela é possível verificar que, o interruptor SW_1 é submetido a no máximo metade do valor da corrente requerida pela carga, e o interruptor SW_5 é submetido a no máximo um quarto do valor da corrente requerida pela carga, conforme foi visto nas análises anteriores

Figura 52 – Formas de onda das correntes nos interruptores SW_1 e SW_5 e de carga I_o .



A Tabela 2 mostra um comparativo de grandezas entre os valores calculados, por meio de equações deduzidas anteriormente, e os valores obtidos por meio da simulação numérica. Consta-se que estes valores estão muito próximos, validando então as equações obtidas para o inversor proposto.

Tabela 2 – Validação das equações.

| Símbolo | Calculado | Simulação |
|------------------|------------------|------------------|
| I_{SW1med} | 3,75 A | 3,72 A |
| I_{SW1ef} | 7,28 A | 7,25 A |
| I_{SW2med} | 4,53 A | 4,60 A |
| I_{SW2ef} | 7,56 A | 7,63 A |
| I_{SW5med} | 783 mA | 790 mA |
| I_{SW5ef} | 2,02 A | 2,12 A |
| V_{AOef} | 67,12 V | 67,19 V |
| $THD_{V_{AO}}$ | 33,46 % | 33,89 % |
| ΔI_{L_o} | 3,33 A | 3,33 A |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado um exemplo de projeto para o inversor ANPC-5L-MSSC, onde utilizou-se as equações obtidas no capítulo anterior para o dimensionamento dos componentes do circuito de potência do inversor proposto. Foram também apresentados resultados obtidos em simulação numérica, os quais se mostraram de acordo com a análise teórica feita para o inversor.

O próximo capítulo aborda acerca de outras duas opções de filtros indutivos que são propostos, para serem implementados em série com a MSSC.

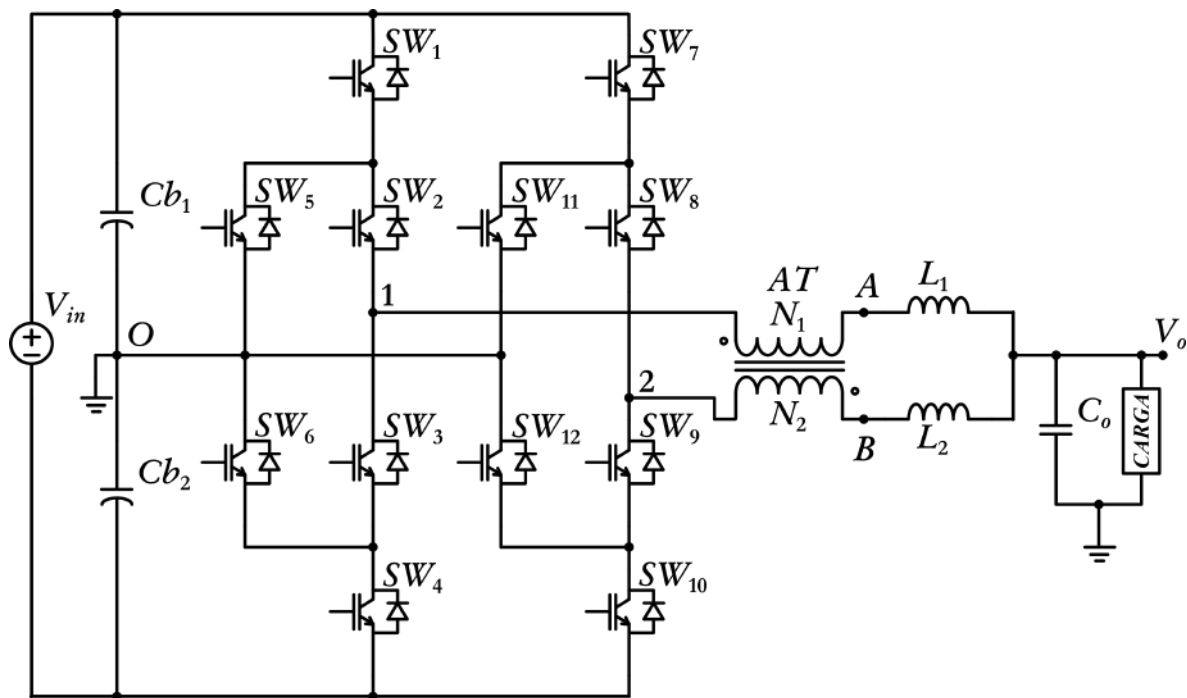
5 FILTROS UTILIZANDO INDUTORES INTERCALADOS ($L_{1,2}$) E ACOPLADOS ($L_{11,22}$)

Nesta etapa do projeto, realiza-se o equacionamento do filtro indutivo utilizando outras duas configurações de indutores em série com o autotransformador (também chamado de MSSC), indutores intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$). Atestando a viabilidade destas duas propostas, realiza uma análise experimental dos três arranjos implementados no inversor ANPC-5L-MSSC. Como requisito de projeto, foi estabelecido o mesmo percentual de ondulação de corrente nos filtros para as três configurações implementadas.

5.1 INDUTORES INTERCALADOS ($L_{1,2}$)

A topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$) para filtragem é visualizada na Figura 53.

Figura 53 – Topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$).



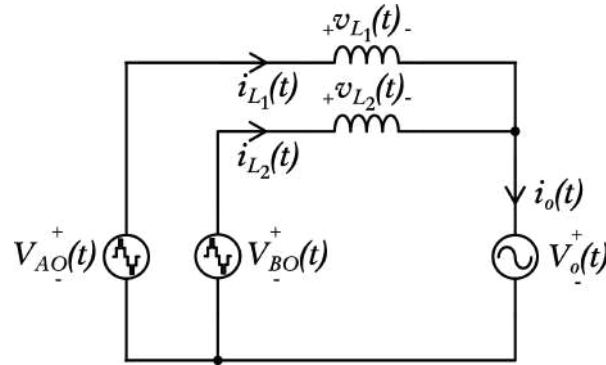
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores intercalados é demonstrado na Figura 54. A partir desta representação, pode-se obter a tensão sobre os indutores, conforme mostram as equações (78) e (79).

$$v_{L_1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) - L_2 \cdot \left(\frac{di_{L_1}(t)}{dt} + \frac{di_o(t)}{dt} \right) \quad (78)$$

$$v_{L_2}(t) = L_2 \cdot \left(\frac{di_o(t)}{dt} - \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \right) = V_{BO}(t) - V_o(t) \quad (79)$$

Figura 54 – Circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores intercalados ($L_{1,2}$).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Somando as equações (78) e (79), e levando em consideração que em uma situação ideal tem-se $i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_o/2(t)$, obtém-se a equação (80).

$$v_{L_{1,2}}(t) = L_{1,2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{di_o(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_o(t) \quad (80)$$

Utilizando o intervalo de tempo em que os interruptores SW_1 e SW_7 encontram-se em condução simultânea, conforme foi apresentado na Figura 43, na equação (80), e considerando o valor de tensão $V_{AO}(t) = V_{in}/2$, chega-se a equação (81).

$$L_{1,2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta L_{L_{1,2}}}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}} = \frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \quad (81)$$

Isolando o termo $\Delta L_{L_{1,2}}$ da equação (81) e realizando a substituição do período pela frequência de comutação, encontra-se a equação (82).

$$\Delta L_{L_{1,2}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \right)}{L_{1,2} \cdot f_{sw}} \quad (82)$$

Fazendo a substituição das equações (21) e (55) na equação (82), e realizando determinadas simplificações, obtém-se a equação (83), que representa a ondulação da corrente nos indutores intercalados do filtro de saída, operando na região do modo de sobreposição.

$$\Delta L_{L_{1,2}} = \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{2 \cdot L_{1,2} \cdot f_{sw}} \quad (83)$$

Executando operações análogas, obtém-se a equação (84) que corresponde a ondulação de corrente nos os indutores intercalados do filtro de saída, operando na região do modo de não sobreposição.

$$\Delta L_{L_{1,2}} = \frac{V_{in} \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{2 \cdot L_{1,2} \cdot f_{sw}} \quad (84)$$

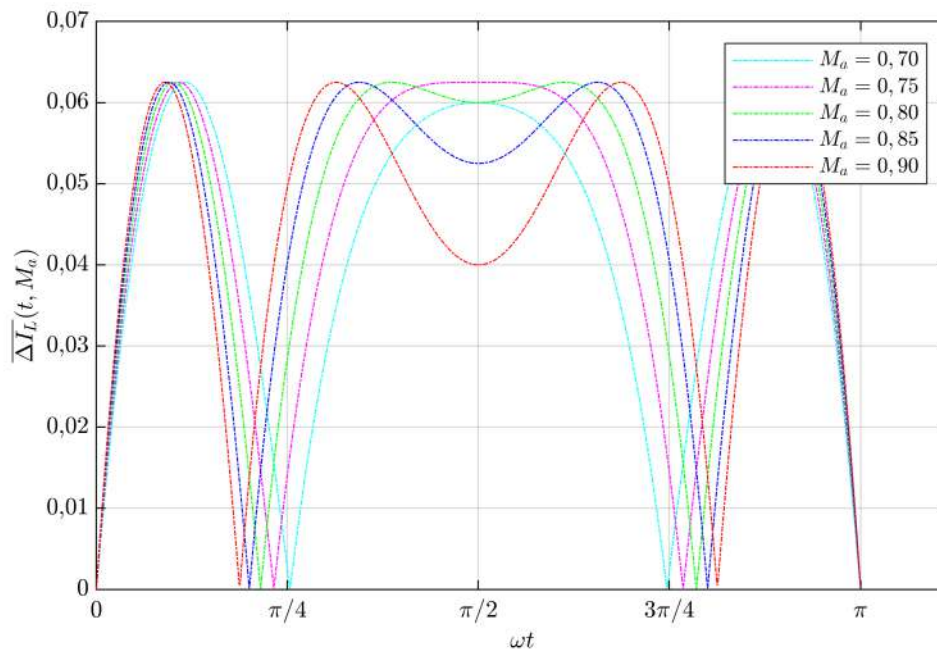
Por meio das equações encontradas acima, relaciona-se a expressão parametrizada da ondulação de corrente nos indutores intercalados do filtro de saída, estabelecida pela equação (85), que está representada na equação (86) para o semi ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_{L_{1,2}} \cdot L_{1,2} \cdot f_{sw}}{V_{in}} \quad (85)$$

$$\overline{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{2} & , \quad 0 < \omega t \leq \theta \\ \frac{(2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{2} & , \quad \theta < \omega t \leq (\pi - \theta) \\ \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{2} & , \quad (\pi - \theta) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (86)$$

A equação (86) está detalhada graficamente, para variados índices de modulação M_a , através da Figura 55. Repara-se que a ondulação de corrente nos indutores intercalados do filtro de saída é nula para $\omega t = \theta$ e para $\omega t = \pi - \theta$, ou seja, quando o módulo do sinal da tensão de referência, que representa a razão cíclica D nos interruptores, é igual a 0,5.

Figura 55 – Ondulação parametrizada de corrente $\overline{\Delta I_L}$ nos indutores intercalados do filtro de saída ($L_{1,2}$), para variados índices de modulação M_a , durante o semiciclo positivo da tensão de saída do inversor.

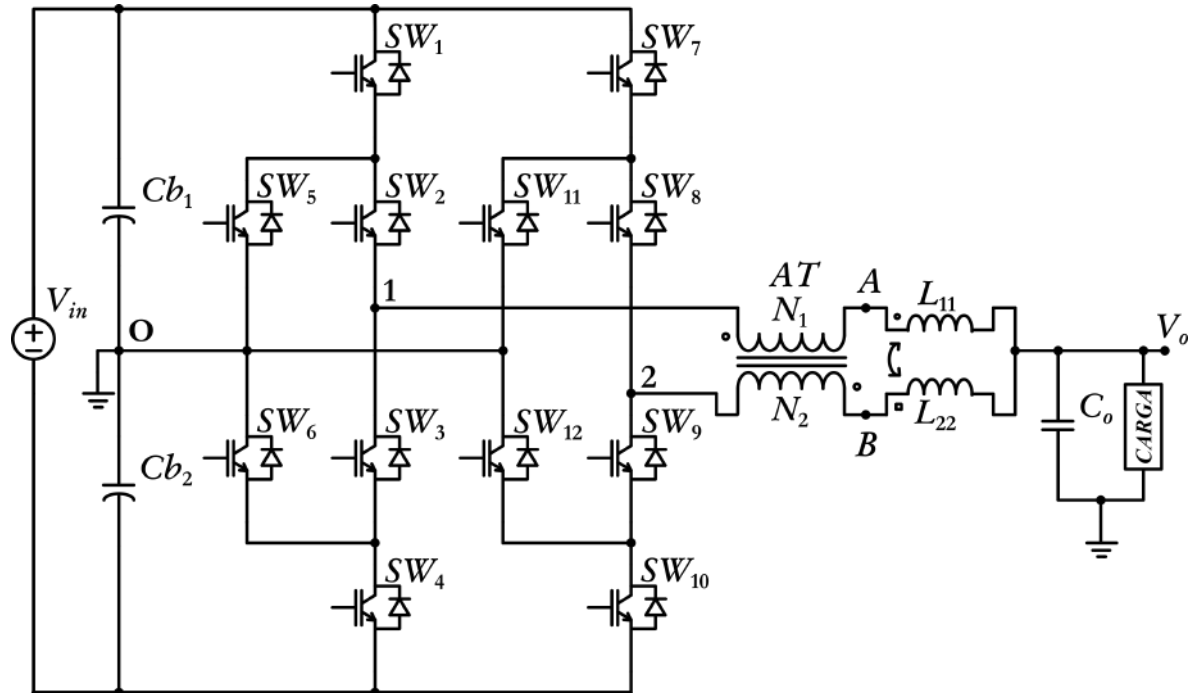


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

5.2 INDUTORES ACOPLADOS ($L_{11,22}$)

A topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$) de filtro de saída é mostrada na Figura 56

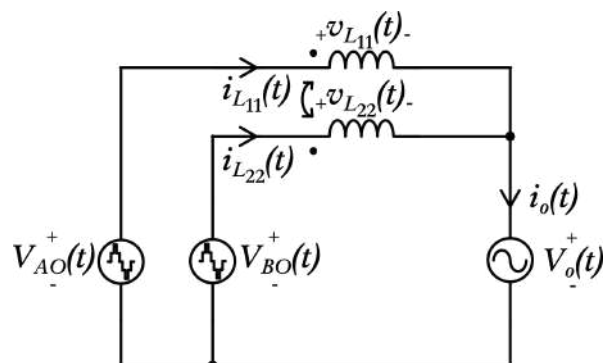
Figura 56 – Topologia do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores acoplados é apresentado na Figura 57.

Figura 57 – Circuito de saída equivalente do inversor utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$).

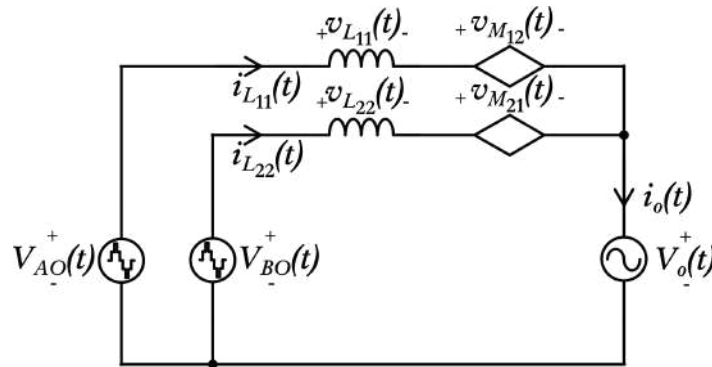


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Para simplificar a análise deste circuito, é possível realizar uma representação equivalente do mesmo utilizando indutores desacoplados, para isto é necessário a inserção de fontes de tensão dependentes, que representam as indutâncias mútuas M_{12} e M_{21} que interagem no circuito,

conforme mostra a Figura 58. Através desta nova representação, tem-se a tensão sobre os indutores acoplados do filtro de saída, conforme demonstram as equações (87) e (88).

Figura 58 – Circuito de saída equivalente remodelado do inversor utilizando indutores acoplados ($L_{11,22}$).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

$$v_{L_{11}}(t) = L_{11} \cdot \frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) + L_{22} \cdot \left(\frac{di_o(t)}{dt} - \frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} \right) + M_{12} \cdot \left(\frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} - \frac{di_o(t)}{dt} \right) + M_{21} \cdot \frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} \quad (87)$$

$$v_{L_{22}}(t) = L_{22} \cdot \left(\frac{di_o(t)}{dt} - \frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} \right) = V_{BO}(t) - V_o(t) - M_{21} \cdot \frac{di_{L_{11}}(t)}{dt} \quad (88)$$

Realizando a soma das equações (87) e (88), e levando em consideração que em uma situação ideal considera-se $i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) = i_o/2(t)$, obtém-se a equação (89).

$$v_{L_{11,22}}(t) = L_{11,22} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{di_o(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_o(t) - M_{12} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{di_o(t)}{dt} \quad (89)$$

Considerando que indutores L_{11} e L_{22} possuem um forte acoplamento magnético, com $k \rightarrow 1$, pode-se considerar $L_{11,22} = M_{12,21}$, isto leva a uma simplificação da equação (89), obtendo-se agora a equação (90).

$$v_{L_{11,22}}(t) = L_{11,22} \cdot \frac{di_o(t)}{dt} = V_{AO}(t) - V_o(t) \quad (90)$$

Aplicando o intervalo de tempo em que os interruptores SW_1 e SW_7 encontram-se em condução simultânea, conforme foi apresentado na Figura 43, na equação (90), e considerando o valor de tensão $V_{AO}(t)$, chega-se a equação (91).

$$L_{11,22} \cdot \frac{\Delta I_{L_{11,22}}}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}} = \frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \quad (91)$$

Isolando o termo $\Delta I_{L_{11,22}}$ da equação (91) e fazendo a troca do período pela frequência de comutação, chega-se a equação (92).

$$\Delta I_{L_{11,22}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{V_{in}}{2} - V_o(t) \right)}{2 \cdot L_{11,22} \cdot f_{sw}} \quad (92)$$

Realizando a substituição das equações (21) e (55) na equação (92), e efetuando algumas simplificações, alcança a equação (93), que corresponde a ondulação da corrente nos indutores acoplados do filtro de saída, operando na região do modo de sobreposição.

$$\Delta I_{L_{11,22}} = \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4 \cdot L_{11,22} \cdot f_{sw}} \quad (93)$$

Executando operações equivalentes, chega-se-se a equação (94) que representa a ondulação de corrente após os indutores acoplados do filtro de saída, operando na região do modo de não sobreposição.

$$\Delta I_{L_{11,22}} = \frac{V_{in} \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4 \cdot L_{11,22} \cdot f_{sw}} \quad (94)$$

Através das equações encontradas acima, reproduz-se a expressão parametrizada da ondulação de corrente após os indutores acoplados do filtro de saída, determinada pela equação (95), que está descrita na equação (96) para o semi ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_{L_{11,22}} \cdot L_{11,22} \cdot f_{sw}}{V_{in}} \quad (95)$$

$$\overline{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad 0 < \omega t \leq \theta \\ \frac{(2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t) - 1) \cdot (1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad \theta < \omega t \leq (\pi - \theta) \\ \frac{M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\omega t))}{4} & , \quad (\pi - \theta) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (96)$$

A equação (96) está retratada graficamente, para diversos valores de índice de modulação M_a , na Figura 44. Constata-se, assim como nos modelos vistos anteriormente, que a ondulação de corrente após os indutores acoplados do filtro de saída é nula para $\omega t = \theta$ e para $\omega t = \pi - \theta$, isto é, quando o módulo do sinal da tensão de referência, que representa a razão cíclica D nos interruptores, é igual a 0,5.

5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo efetuou-se o equacionamento do filtro indutivo utilizando outras configurações de indutores em série com a MSSC, indutores intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$). A viabilidade dos mesmos também foram atestadas via simulação numérica. No entanto, as imagens obtidas foram suprimidas nesta etapa, pois além de apresentarem resultados quase idênticos aos vistos anteriormente, iriam deixar este trabalho mais extenso.

O próximo capítulo trata a respeito da especificação dos componentes de potência que são utilizados na confecção do inversor.

6 ESPECIFICAÇÕES DE COMPONENTES

Nesta capítulo são especificados os componentes utilizados no circuito de potência do protótipo do inversor montado em laboratório para testes.

6.1 INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Com base nos esforços calculados escolheu-se como interruptor de potência o *IGBT IRGP50B60PD1* da *International Rectifier*. Alguns dos parâmetros característicos deste semicondutor são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Principais parâmetros do *IGBT IRGP50B60PD1*.

| Parâmetro | Simbologia | Valor |
|--|---------------------|-----------|
| Tensão coletor-emissor máxima | V_{CE} | 600 V |
| Corrente de coletor média máxima | $I_C (100^\circ C)$ | 45 A |
| Tensão coletor-emissor de saturação típica | $V_{CE(on)}$ | 2 V |
| Tempo de subida da corrente de coletor | t_r | 13 ns |
| Tempo de descida da corrente de coletor | t_f | 15 ns |
| Resistência térmica junção-cápsula | $R_{th_{jc}}$ | 0,32 °C/W |
| Resistência térmica cápsula-dissipador | $R_{th_{cd}}$ | 2 °C/W |
| Resistência térmica junção-ambiente | $R_{th_{ja}}$ | 40 °C/W |
| Corrente de recuperação reversa do diodo | I_{rrm} | 6,5 A |
| Tempo de recuperação reversa do diodo | t_{rr} | 74 ns |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A partir dos dados obtidos acima, pode-se calcular as perdas nos semicondutores. As mesmas se dividem em perdas de condução e perdas de comutação, sendo que as perdas de comutação se subdividem em perdas na entrada de condução e perdas no bloqueio do semicondutor (BASCOPE; PERIN, 1997).

Utilizando os valores médios e eficazes de corrente dos semicondutores, obtidos por meio das equações deduzidas anteriormente, calcula-se as perdas de condução e comutação para cada grupo de interruptores, através das equações (97) e (98), seguindo as diretrizes apresentadas por (BATSCHAUER, 2011).

$$P_{cond_{sw}} = I_{SW_{med}} \cdot V_{to} + I_{SW_{ef}}^2 \cdot r_t \quad (97)$$

$$P_{com_{sw}} = \frac{V_{in}}{4} \cdot I_{SW_{med}} \cdot f_{sw} \cdot (t_r + t_f) \quad (98)$$

Onde:

$I_{SW_{med}}$ - Valor médio da corrente no interruptor.

V_{To} - Variável que caracteriza a parcela constante da oposição à passagem de corrente no semicondutor.

$I_{SW_{ef}}$ - Valor eficaz da corrente no interruptor.

r_t - Variável que caracteriza um aumento linear em função da corrente da oposição à passagem de corrente no semicondutor.

f_{sw} - frequência de comutação do interruptor.

t_r - tempo de subida.

t_f - tempo de descida.

As perdas em condução e comutação dos diodos em antiparalelo com os interruptores, que estiverem em condução durante a operação do inversor, são calculadas através das equações (99) e (100), conforme diretrizes apresentadas por (BATSCHAUER, 2011).

$$P_{cond_{DSW}} = I_{DSW_{med}} \cdot V_{To} + I_{DSW_{ef}}^2 \cdot r_t \quad (99)$$

$$P_{com_{DSW}} = \frac{V_{in}}{4} \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_{sw} \quad (100)$$

Onde:

$I_{DSW_{med}}$ - Valor médio da corrente no diodo.

$I_{DSW_{ef}}$ - Valor eficaz da corrente no diodo.

I_{RRM} - corrente de recuperação reversa máxima.

t_{rr} - tempo de recuperação reversa máxima.

As perdas calculadas para cada semicondutor de determinado grupo, assim como a total nos semicondutores do inversor, estão demonstradas na Tabela 4.

Tabela 4 – Perdas calculadas nos semicondutores, para $FP = 1$ e $M_a = 0,9$.

| Semicondutor | Perdas de Condução | Perdas de Comutação |
|--------------|--------------------|---------------------|
| SW_1 | 6,82 W | 520 mW |
| SW_2 | 7,95 W | 0,38 mW |
| DSW_2 | 1,06 W | 2,4 W |
| SW_5 | 1,13 W | 110 mW |
| DSW_5 | 1,06 W | 2,4 W |
| Total | 93,91 W | |

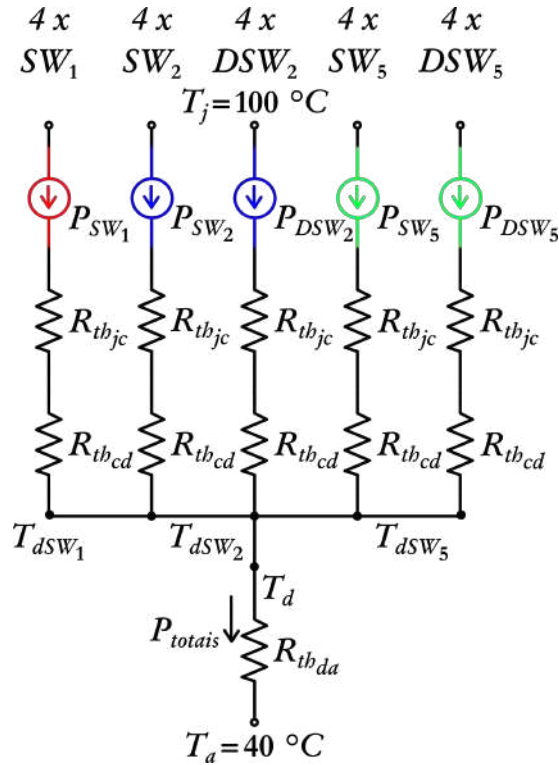
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

6.2 DISSIPADOR PARA OS SEMICONDUTORES

Para a escolha do dissipador são consideradas a temperatura ambiente $T_a = 40^\circ C$ e a temperatura máxima de junção $T_j = 100^\circ C$. Como é necessária a isolação elétrica entre o corpo

dos semicondutores e o dissipador, são empregados isoladores de mica que representam uma resistência térmica adicional entre cápsula e dissipador. Adotou-se um valor típico de resistência térmica entra cápsula e dissipador $R_{thcd} = 0,96 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ para o encapsulamento TO-247, incluindo a isolamento de mica. Um circuito elétrico equivalente está representado na Figura 59.

Figura 59 – Circuito elétrico equivalente para o cálculo térmico nos semicondutores do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As temperaturas do dissipador devido às perdas nos semicondutores de SW_1 , SW_2 e SW_5 são calculadas através das equações (101), (102) e (103).

$$T_{dsw_1} = T_j - (R_{th_{jc}} + R_{th_{cd}}) \cdot P_{SW_1} = 82,96^\circ\text{C} \quad (101)$$

$$T_{dsw_2} = T_j - (R_{th_{jc}} + R_{th_{cd}}) \cdot (P_{SW_2} + P_{DSW_2}) = 73,5^\circ\text{C} \quad (102)$$

$$T_{dsw_5} = T_j - (R_{th_{jc}} + R_{th_{cd}}) \cdot (P_{SW_5} + P_{DSW_5}) = 89,07^\circ\text{C} \quad (103)$$

Adota-se então o menor valor de temperatura do dissipador calculado, neste caso, $T_d = 73,5^\circ\text{C}$. A máxima resistência térmica para o dissipador é obtida por pela equação (104).

$$R_{th_{da}} = \frac{T_d - T_a}{P_{totais}} = 0,36^\circ\text{C}/\text{W} \quad (104)$$

6.3 COMPONENTES MAGNÉTICOS

Os parâmetros de projeto de cada componente magnético confeccionado, indutor convencional (L_o), indutores intercalados ($L_{1,2}$), indutores acoplados ($L_{11,22}$) e autotransformador (AT), são demonstrados nas Tabelas 5, 6, 7 e 8, respectivamente. Para todos, optou-se por núcleos toroidais, os mesmos oferecem baixo custo no desenvolvimento e estágio de produção, possuem uma enorme variedade de tamanhos, com variadas combinações de formatos, apresentam baixa dispersão de campo magnético e demonstram menos problemas práticos associados aos núcleos convencionais (LIMA, 1999).

Estabeleceu-se também que não houvessem sobrecamadas entre os enrolamentos em torno do núcleo, de modo a diminuir a capacitância parasita, melhorando a qualidade do processamento de energia, minimizando problemas de isolamento e evitando diferença de potencial significativa sobre os mesmos. A metodologia de projeto foi baseada em (HURLEY; WÖLFLE, 2013).

Tabela 5 – Parâmetros do indutor convencional L_o confeccionado.

| | |
|--|-----------------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Sendust |
| Modelo | MMTS75T4015 |
| Núcleos empilhados | 2 |
| Diâmetro externo | 39,9 mm |
| Volume total | 21 cm ³ |
| Seção do fio do enrolamento | 5,176 mm ² |
| Fios em paralelo | 10 x AWG20 |
| Número de espiras no núcleo | 10 |
| Comprimento do enrolamento | 1,52 m |
| Elevação de temperatura calculada ($T_a = 40^\circ C$) | 62,3°C |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 6 – Parâmetros dos indutores intercalados $L_{1,2}$ confeccionados.

| | |
|--|---------------------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Sendust |
| Modelo | MMTS75T4015 |
| Núcleos empilhados | 2 x 1 |
| Diâmetro externo | 39,9 mm |
| Volume total | 2 x 10,5 cm ³ |
| Seção do fio do enrolamento | 2 x 2,588 mm ² |
| Fios em paralelo | 5 x AWG20 |
| Número de espiras no núcleo | 5 |
| Comprimento do enrolamento | 2 x 1,18 m |
| Elevação de temperatura calculada ($T_a = 40^\circ C$) | 65,84°C |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 7 – Parâmetros dos indutores acoplado $L_{11,22}$ confeccionado.

| | |
|--|---------------------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Sendust |
| Modelo | MMTS75T4015 |
| Núcleos empilhados | 2 |
| Diâmetro externo | 39,9 mm |
| Volume total | 21 cm ³ |
| Seção do fio do enrolamento | 2 x 2,588 mm ² |
| Fios em paralelo | 5 x AWG20 |
| Número de espiras no núcleo | 2 x 5 |
| Comprimento do enrolamento | 2 x 1,18 m |
| Elevação de temperatura calculada ($T_a = 40^\circ C$) | 62,3 ^o C |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 8 – Parâmetros do autotransformador AT confeccionado.

| | |
|--|--------------------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Ferrite |
| Modelo | MMT140T4916 |
| Núcleos empilhados | 3 |
| Diâmetro externo | 49 mm |
| Volume total | 50,1 cm ³ |
| Seção do fio do enrolamento | 2 x 3,05 mm ² |
| Fios em paralelo | 60 x AWG30 |
| Número de espiras no núcleo | 2 x 15 |
| Comprimento do enrolamento | 2 x 2,12 m |
| Elevação de temperatura calculada ($T_a = 40^\circ C$) | 67,13 ^o C |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Para o cálculo de perdas dos componentes magnéticos seguiu-se a metodologia de (HURLEY; WÖLFLE, 2013), os resultados são apresentados na Tabela 9, sendo separadas em perdas no cobre, no núcleo e totais, que se referem ao conjunto montado. Observa-se que as perdas no núcleo dos indutores são praticamente desprezíveis, isto ocorre devido a ondulação de alta frequência presente ter um valor reduzido, conforme foi estabelecida nas especificações do projeto ($\Delta I_L \approx 10\% I_{o_{pk}}$).

Tabela 9 – Perdas nos componentes magnéticos.

| Componente | Cobre (W) | Núcleo (W) | Totais (W) |
|------------------------|-----------|------------|------------|
| Autotransformador AT | 2,04 | 1,47 | 5,54 |
| Indutor L_o | 5,11 | 0,31 | 5,43 |
| Indutor $L_{1,2}$ | 3,9 | 0,16 | 8,11 |
| Indutor $L_{11,22}$ | 2,56 | 0,31 | 5,43 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

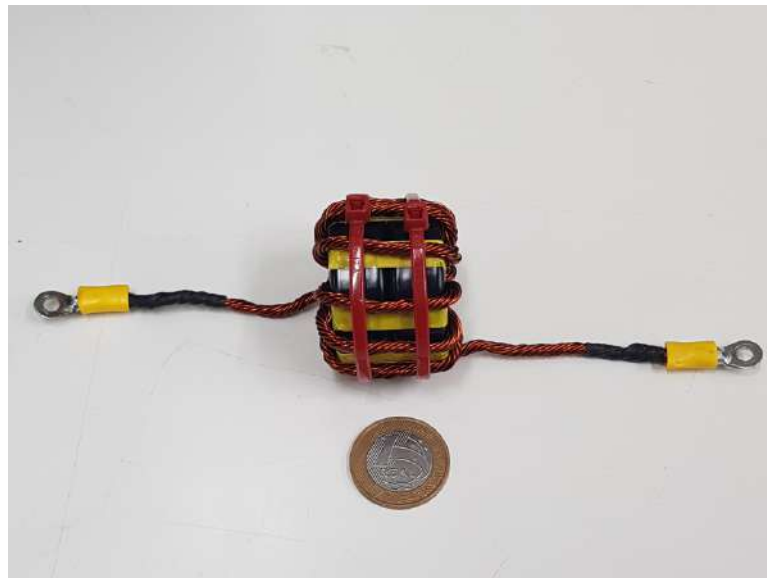
Nas Figuras 60, 61, 62 e 63 são mostrados o autotransformador (AT) e os indutores convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$) confeccionados para o inversor, respectivamente.

Figura 60 – Autotransformador (AT) confeccionado para o protótipo do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 61 – Indutor convencional (L_o) confeccionado para o protótipo do inversor.



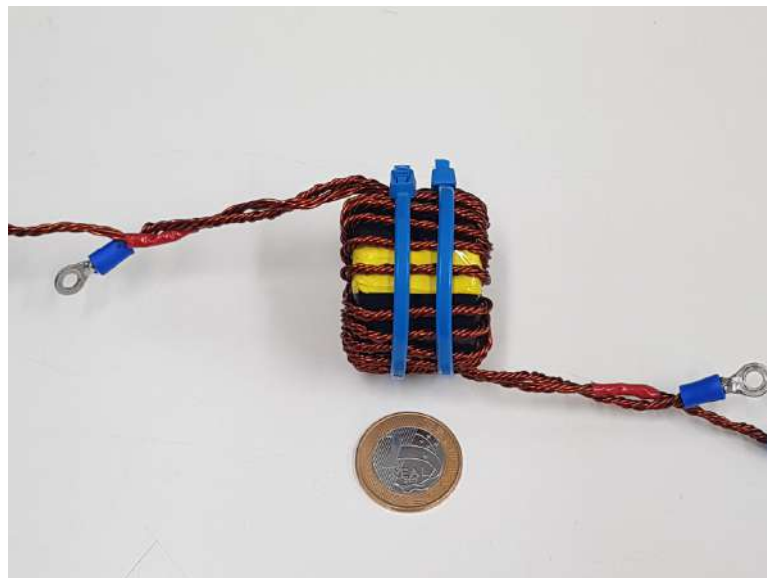
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 62 – Indutores intercalados ($L_{1,2}$) confeccionados para o protótipo do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 63 – Indutores acoplados ($L_{11,22}$) confeccionados para o protótipo do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

6.4 CAPACITOR DE FILTRO

Com base na equação (62), calculou-se o capacitor necessário para realizar a filtragem de tensão das componentes harmônicas de alta frequência, o modelo escolhido para o protótipo foi um *WEG* de 5 μF e 250 V, conforme mostra a Figura 64.

Figura 64 – Capacitor (C_o) utilizado como filtro de tensão protótipo do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

6.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi demonstrada a especificação dos componentes utilizados no circuito de potência, começando pelos interruptores de potência, o dissipador para os mesmos, os componentes magnéticos confeccionados pelo autor e o capacitor de filtro.

Com base neste levantamento, o próximo capítulo mostra o protótipo desenvolvido em laboratório do inversor ANPC-5L-MSSC. Para validar a análise teórica realizada anteriormente, são apresentados resultados experimentais obtidos em testes de bancada.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

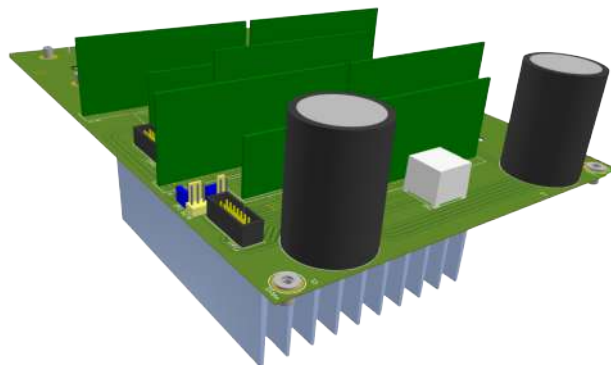
Para validar a análise teórica do inversor ANPC-5L-MSSC proposto, é desenvolvido em laboratório um protótipo de 1,5 kW, no qual é acoplado às três opções de filtros indutivos estudados. A Figura 65 apresenta uma foto do protótipo desenvolvido montado no *setup* de testes. As Figuras 66 e 67 mostram as placas de potência desenvolvidas via *software* e de forma experimental, respectivamente. Nas Figuras 68 e 69 são apresentadas as placas de condicionamento de sinais com DSP desenvolvidas via *software* e de forma experimental, respectivamente.

Figura 65 – Protótipo de 1,5 kW do inversor ANPC-5L-MSSC montado em laboratório.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 66 – Placa de potência desenvolvida via *software*.



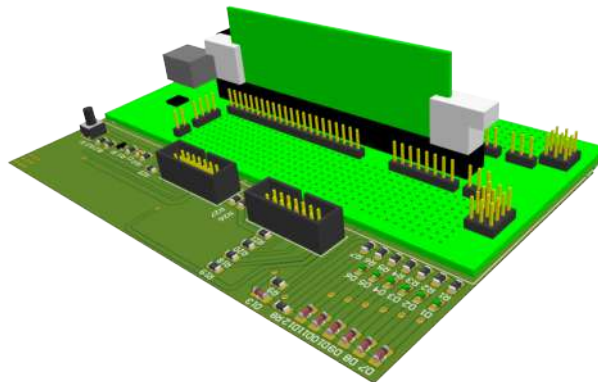
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 67 – Placa de potência montada de forma experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 68 – Placa de condicionamento de sinais com DSP desenvolvida via *software*



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 69 – Placa de condicionamento de sinais com DSP montada de forma experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

7.1 ENSAIO DE *HIPOT*

A proposta inicial do projeto do protótipo era de que o mesmo processasse 3 kW de potência com uma tensão de barramento CC de 400 V, entretanto houveram problemas no projeto das placas de circuito impressão que são abordados nesta seção.

Durante a fase de projeto das placas o autor deste trabalho acabou cometendo um equívoco ao dimensionar os espaçamentos entre trilhas. A ideia inicial era de que as trilhas tivessem um espaçamento de 4 mm, para atender com segurança os níveis de tensão aos quais as placas seriam submetidas. Entretanto, ao enviar o arquivo ao fabricante, as mesmas acabaram indo para produção com um espaçamento de 0,4 mm entre trilhas. O erro foi percebido ao recebe-las prontas no laboratório.

Devido ao cronograma não ter mais margens e o projeto já estar em contingência orçamentária, optou-se pela realização de ensaios de *HIPOT*, com o objetivo de estabelecer-se um nível de tensão seguro para operação das placas de circuito impresso, mas sem abrir mão dos valores de corrente que atenderiam ao conversor de 3 kW.

A solução escolhida se trata de um ensaio de tensão suportável, não destrutivo, que verifica a qualidade da isolamento elétrica aplicando-se elevados níveis de tensão em equipamentos, ferramentas ou materiais elétricos. O aparelho *HIPOT* usado nos ensaios é apresentado na Figura 70, é um modelo HPT 25-500-06i cedido gentilmente pela empresa *SUPPLIER* Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos.

Figura 70 – Modelo do aparelho *HIPOT* utilizado para ensaios.

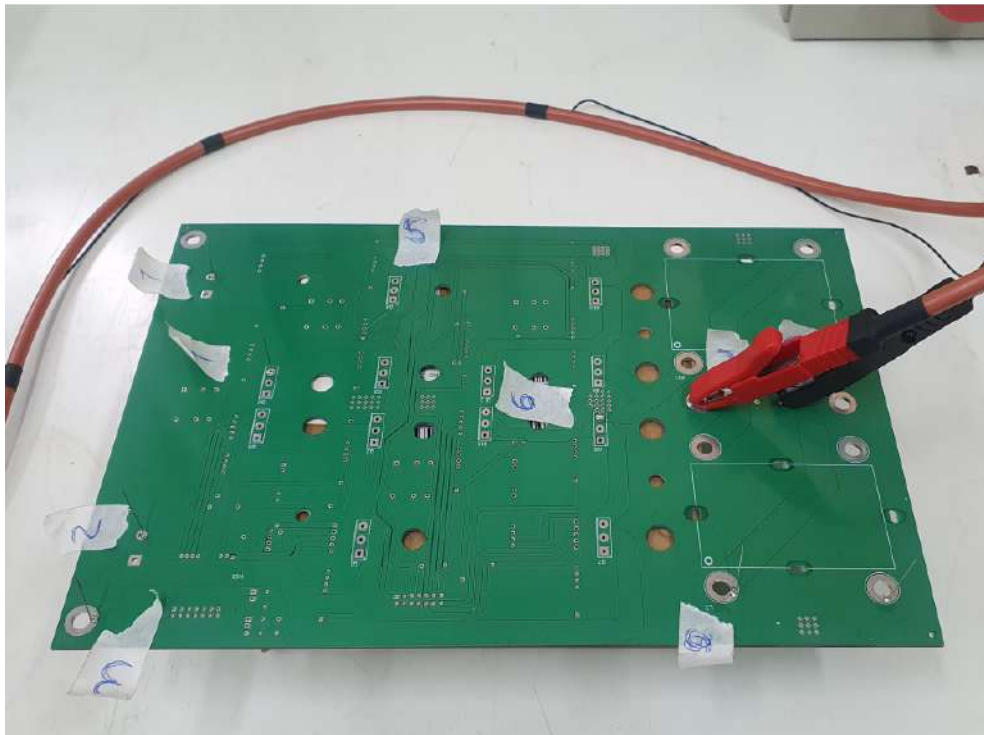


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As Figuras 71 e 72 mostram o *HIPOT* conectado à placa de potência e o *setup* dos ensaios realizados em bancada, respectivamente. Foram escolhidos 9 pontos críticos entre trilhas e *pads* da placa de potência para serem ligados os cabos do aparelho no momento do ensaio, sendo:

- **Ponto 1:** $+V_{in}/2$
- **Ponto 2:** GND
- **Ponto 3:** $-V_{in}/2$
- **Ponto 4:** Coletor de SW_5
- **Ponto 5:** Coletor de SW_1
- **Ponto 6:** Coletor de SW_9
- **Ponto 7:** V_o
- **Ponto 8:** Enrolamento de N_1
- **Ponto 9:** Enrolamento de L_o

Figura 71 – *HIPOT* conectado à placa de potência e pontos de ensaio.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 72 – Ensaio de *HIPOT* com *setup* montado em bancada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Realizaram-se diversos ensaios de tensão, cujo os parâmetros e resultados obtidos estão indicados na Tabela 10. O valor de 200 V de barramento CC acabou sendo definido como o mais satisfatório para não deteriorar as placas de circuito impresso do protótipo. Desta forma, a potência do inversor ficou limitada a 1,5 kW.

Tabela 10 – Parâmetros do ensaio de *HIPOT*.

| Cabo HV conectado em | Cabo RET conectado em | Tipo de Teste | Tensão de Saída | Tempo de Teste | Corrente de Pico |
|----------------------|-----------------------|---------------|-----------------|----------------|------------------|
| 1 | 2 | CC | 600 V | 300 s | 200 μ A |
| 1 | 3 | CC | 600 V | 300 s | 200 μ A |
| 4 | 5 | CC | 800 V | 300 s | 200 μ A |
| 6 | 8 | CC | 800 V | 300 s | 200 μ A |
| 7 | 8 | CC | 800 V | 300 s | 200 μ A |
| 8 | 9 | CC | 800 V | 300 s | 200 μ A |
| 6 | 7 | CA | 800 V | 300 s | 250 μ A |
| 8 | 9 | CA | 800 V | 300 s | 250 μ A |
| 7 | 8 | CA | 600 V | 300 s | 250 μ A |
| 7 | 9 | CA | 600 V | 300 s | 250 μ A |

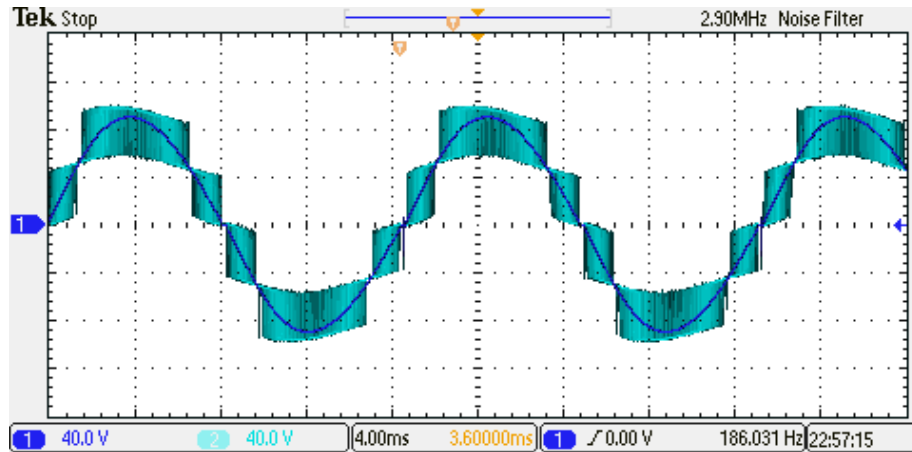
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

7.2 RESULTADOS DE LABORATÓRIO

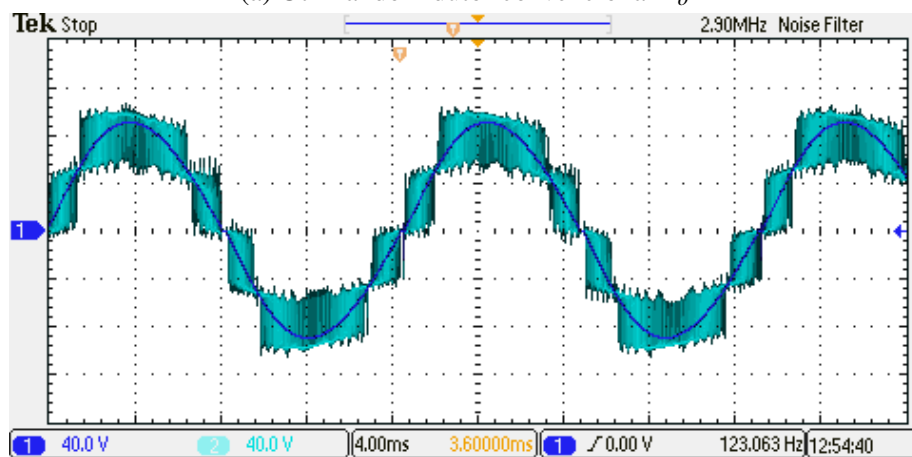
Contornado o problema apresentado anteriormente, nesta seção são apresentadas as principais formas de onda obtidas com o protótipo. As formas de onda da tensão de saída V_{AO} , antes do filtro passa-baixa, e da tensão de saída V_o , depois do filtro, estão representadas nas

Figuras 73a, 73b e 73c, para os indutores convencional L_o , intercalados $L_{1,2}$ e acoplados $L_{L11,22}$, respectivamente. Observando as formas de onda da tensão de saída V_{AO} , comprova-se a presença dos degraus que formam os cinco níveis de tensão.

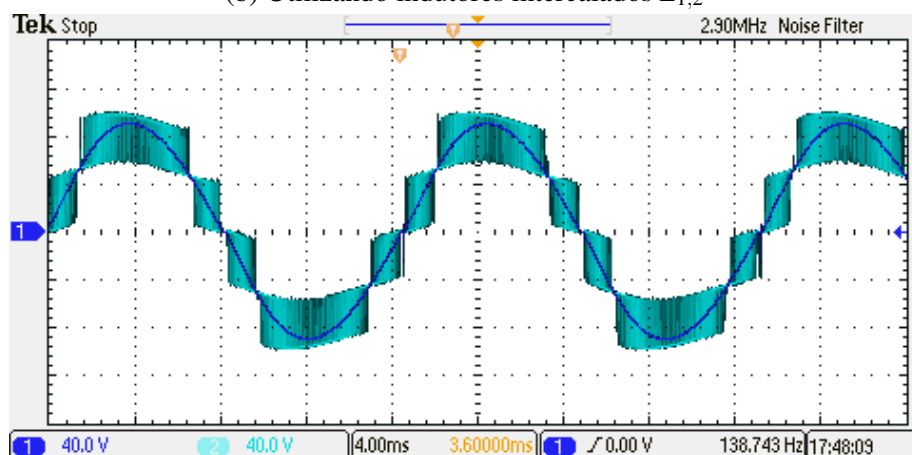
Figura 73 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH2) e da tensão de saída V_o (CH1) no inversor.



(a) Utilizando indutor convencional L_o



(b) Utilizando indutores intercalados $L_{1,2}$



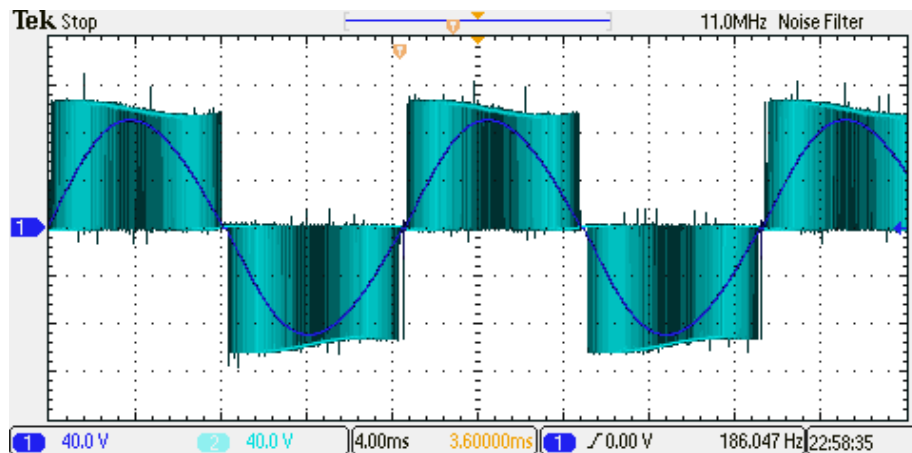
(c) Utilizando indutores acoplados $L_{L11,22}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

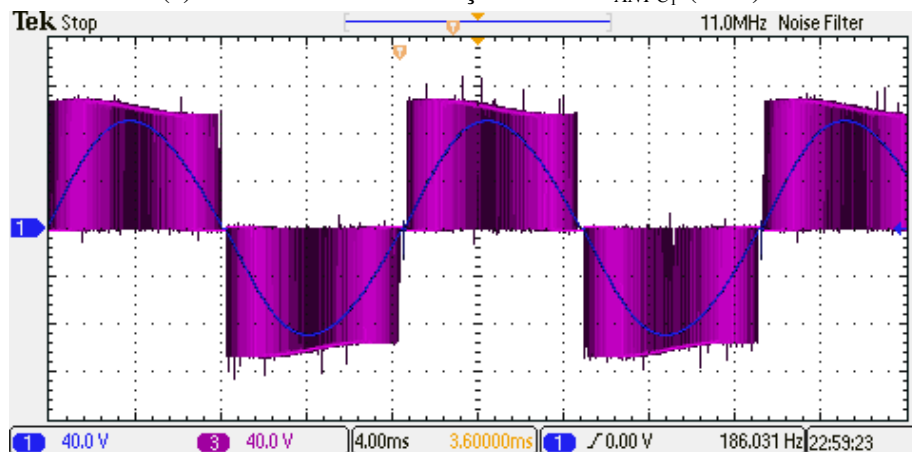
Algumas formas de onda obtiveram resultados quase idênticos nas três opções de indutores utilizados. Para não haver muitas repetições de imagens, o autor optou por mostrar apenas os resultados que utilizam o indutor convencional L_o . Quando houverem diferenças mais significativas nas formas de onda, elas são detalhadas para cada filtro indutivo associado.

As formas de onda da tensão de saída de cada braço inversor, V_{ANPC_1} e V_{ANPC_2} , apresentam apenas três níveis e são demonstradas nas Figuras 74a e 74b, respectivamente, junto com a forma de onda da tensão de saída V_o .

Figura 74 – Formas de onda da tensão de saída em cada braço inversor e da tensão de saída V_o (CH1), utilizando indutor convencional L_o .



(a) Tensão de saída do braço inversor V_{ANPC_1} (CH2).

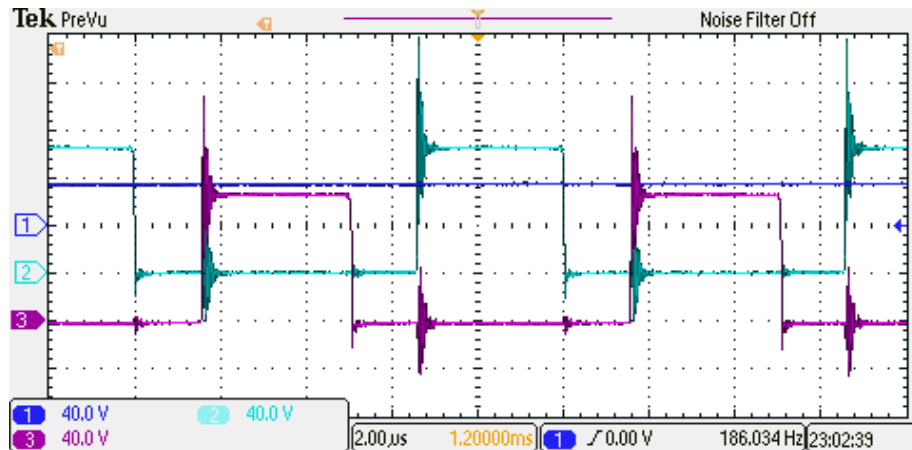


(b) Tensão de saída do braço inversor V_{ANPC_2} (CH3).

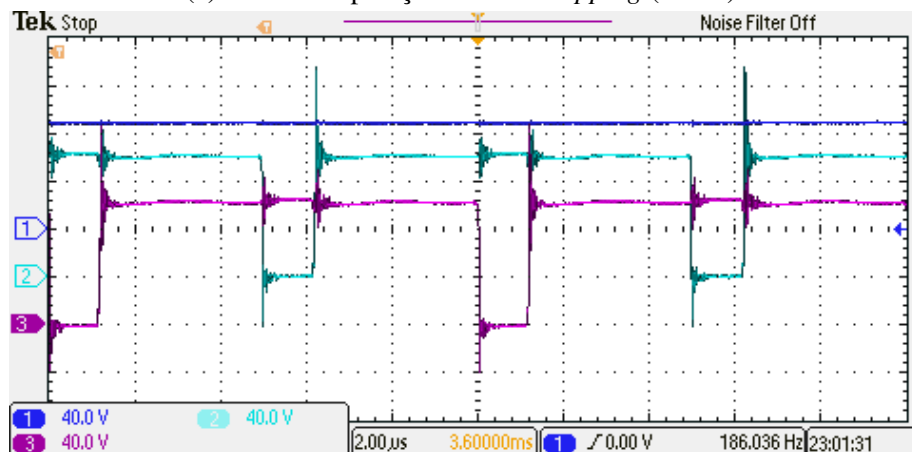
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda da tensão de saída dos braços inversores V_{ANPC_1} e V_{ANPC_2} e da tensão de saída V_o são demonstradas em detalhes nas Figuras 75a e 75b, para o inversor operando no modo *non-overlapping* e no modo *overlapping*, respectivamente, na qual é possível verificar um defasagem de 180° nas tensões de cada braço.

Figura 75 – Formas de onda das tensões de saída nos braços inversores V_{ANPC_1} (CH2) e V_{ANPC_2} (CH3) e da tensão de saída V_o (CH1), em detalhes.



(a) Modo de operação *non-overlapping* (NOM).

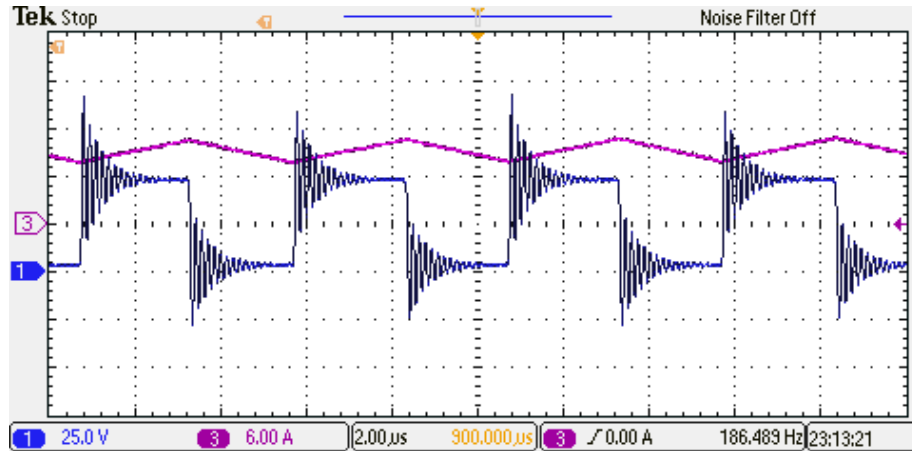


(b) Modo de operação *overlapping* (OM).

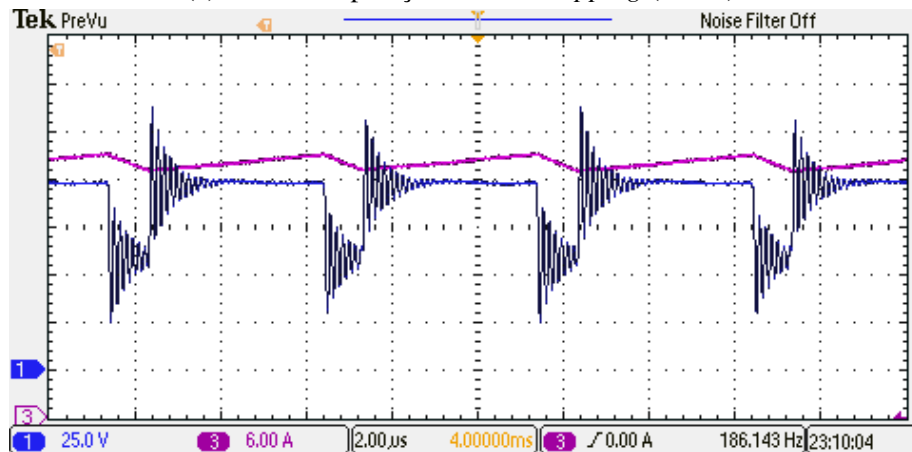
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda da tensão de saída V_{AO} e da corrente no indutor convencional L_o são exibidas detalhadamente nas Figuras 76a e 76b, para o inversor operando no modo *non-overlapping* e no modo *overlapping*, respectivamente. Repara-se que o valor da frequência de operação é o dobro do valor da frequência de comutação nos interruptores, esta é uma das vantagens da utilização da célula de comutação multiestado.

Figura 76 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH1) e da corrente no indutor convencional L_o (CH3), em detalhes.



(a) Modo de operação *non-overlapping* (NOM).



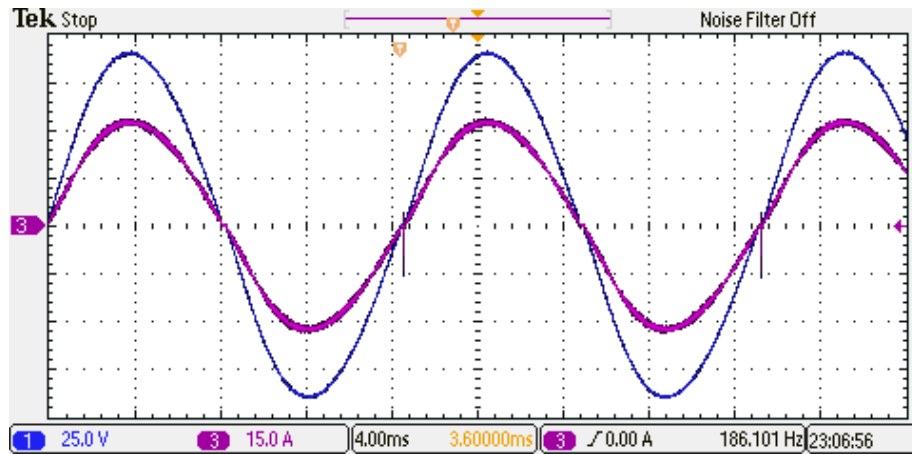
(b) Modo de operação *overlapping* (OM).

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

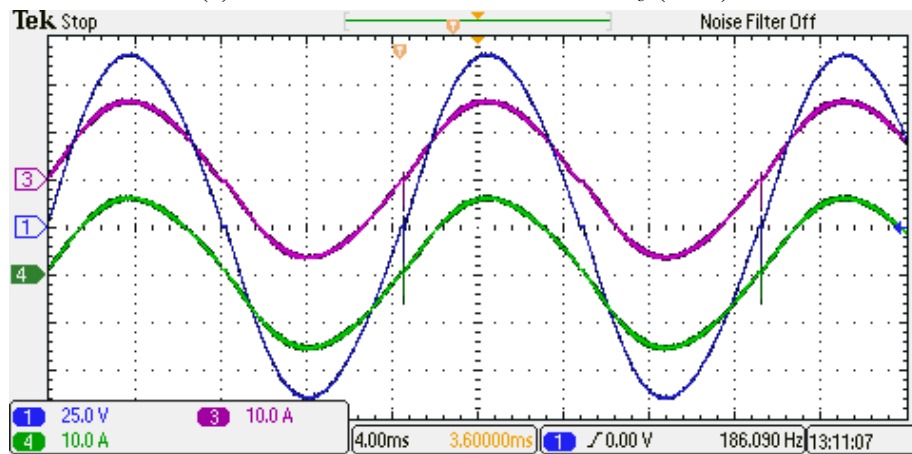
As Figuras 77a, 77b e 77c mostram as formas de onda da tensão de saída V_{AO} e das correntes nos indutores L_o , $L_{1,2}$ e $L_{11,22}$, respectivamente. Nota-se que nos indutores intercalados e acoplados a parcela de corrente que circula em cada enrolamento é de metade do valor de corrente que circula no indutor convencional, reduzindo conseqüentemente seus valores de amplitude e de ondulação.

As formas de onda de ondulação das correntes no indutor convencional L_o e no enrolamento N_1 do autotransformador estão representadas em detalhe na Figura 78, salienta-se que tanto a amplitude quanto a ondulação de corrente, neste indutor, são duas vezes maiores do que o valor apresentado no enrolamento do autotransformador, indicando que a corrente consumida pela carga é dividida de forma eficaz entre cada braço de inversor ANPC, sendo esta mais uma das vantagens do uso da célula de comutação multiestado (MSSC).

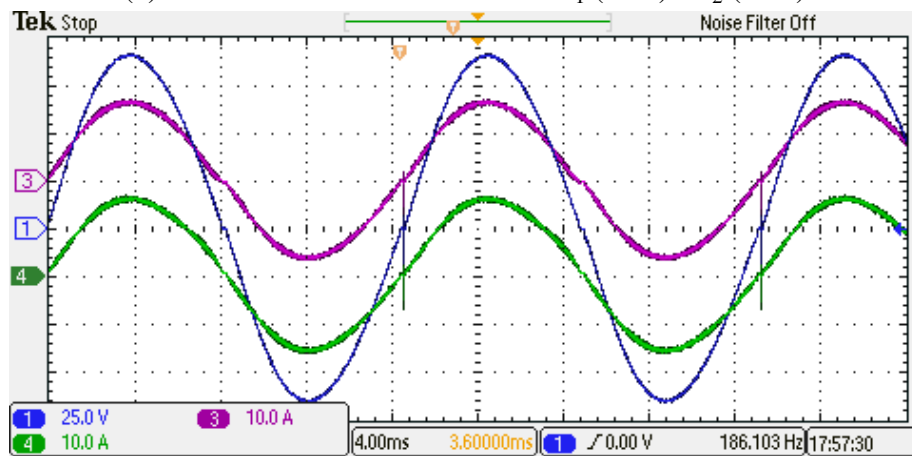
Figura 77 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH2) e da tensão de saída V_o (CH1) no inversor.



(a) Utilizando indutor convencional L_o (CH3)



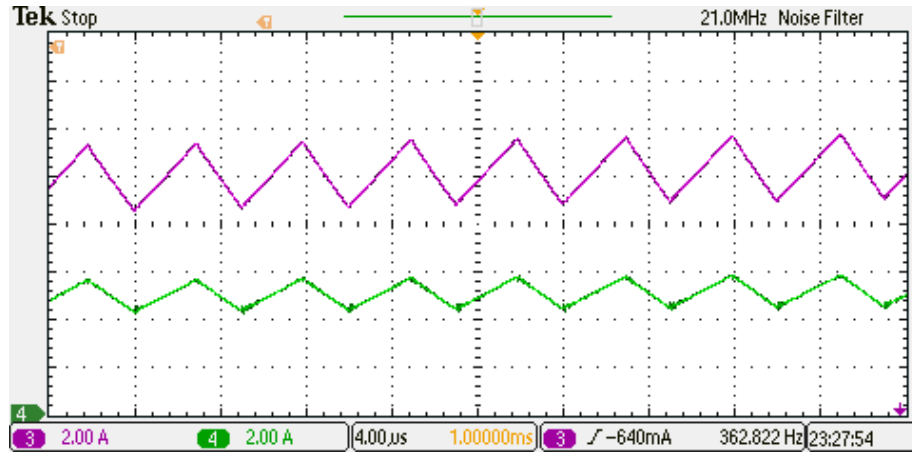
(b) Utilizando indutores intercalados L_1 (CH3) e L_2 (CH4)



(c) Utilizando indutores acoplados L_{11} (CH3) e L_{22} (CH4)

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

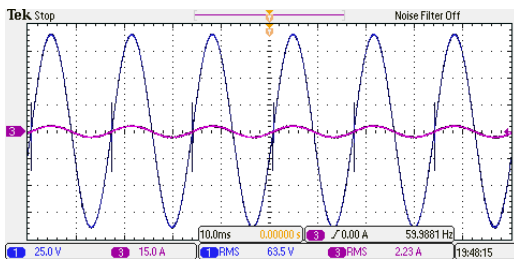
Figura 78 – Formas de onda das correntes no indutor L_o (CH3) e no enrolamento N_1 do autotransformador (CH4).



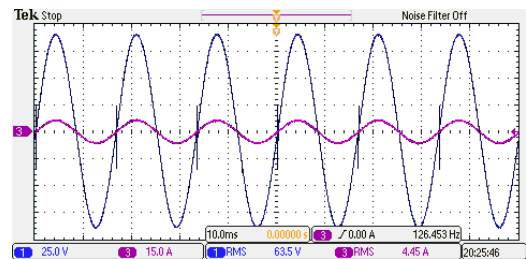
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A Figura 79 mostra as formas de onda da tensão de saída V_o e de corrente na carga I_o para diferentes valores de potência consumida, utilizando indutor convencional L_o , apesar das variações de carga o inversor apresenta uma boa estabilidade em suas formas de onda.

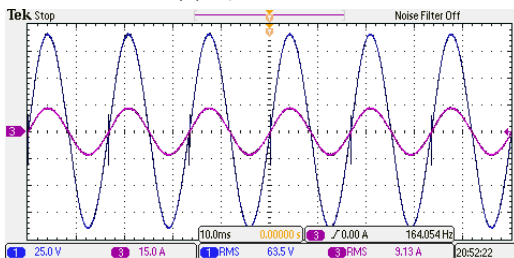
Figura 79 – Formas de onda da tensão de saída V_{AO} (CH1) e de corrente na carga I_o (CH3).



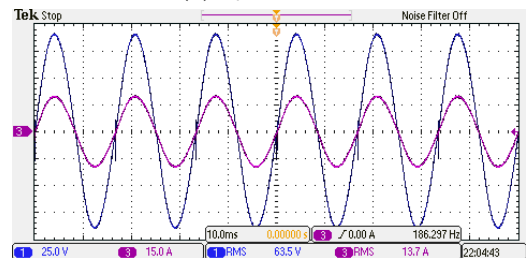
(a) $P_o \approx 150 \text{ W}$



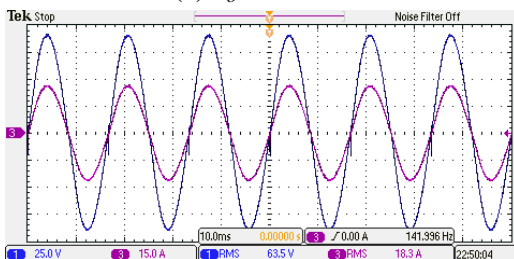
(b) $P_o \approx 300 \text{ W}$



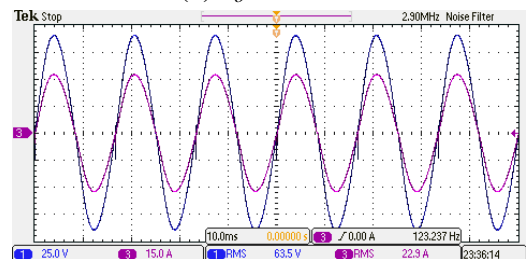
(c) $P_o \approx 600 \text{ W}$



(d) $P_o \approx 900 \text{ W}$



(e) $P_o \approx 1200 \text{ W}$

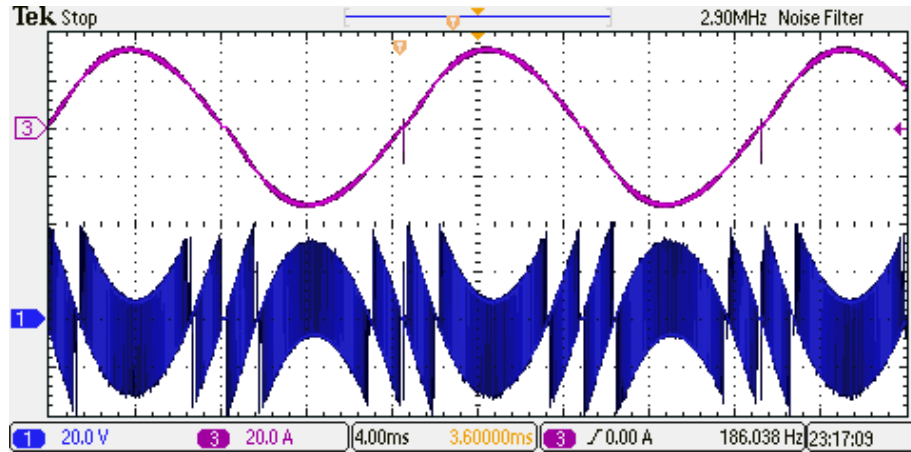


(f) $P_o \approx 1500 \text{ W}$

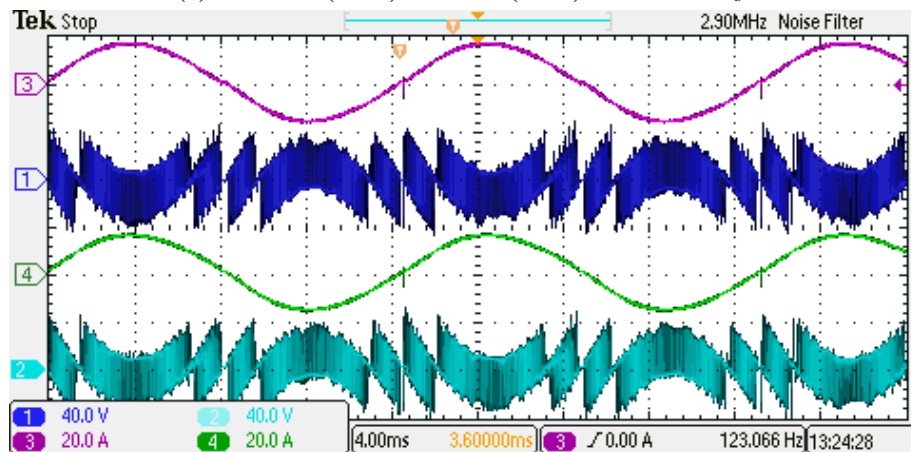
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda das tensões e corrente nos indutores convencional L_o , intercalados $L_{1,2}$ e acoplados $L_{11,22}$ estão representadas nas Figuras 80a, 80b e 80c, respectivamente.

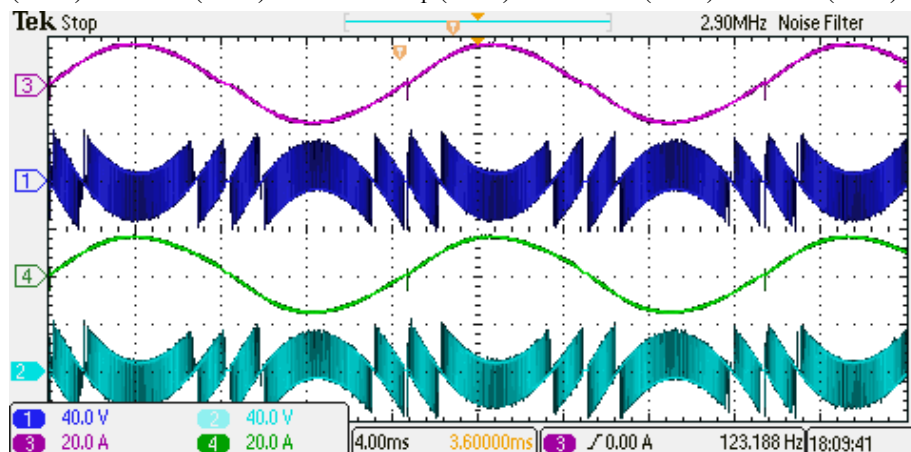
Figura 80 – Formas de onda das tensões e correntes nos indutores.



(a) Corrente (CH3) e tensão (CH1) no indutor L_o .



(b) Corrente (CH3) e tensão (CH1) no indutor L_1 (CH3) e corrente (CH4) e tensão (CH2) no indutor L_2 .



(c) Corrente (CH3) e tensão (CH1) no indutor L_{11} (CH3) e corrente (CH4) e tensão (CH2) no indutor L_{22} .

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_1 do autotransformador são demonstradas nas Figuras 81a, 81b e 81c para as montagens com indutores convencional L_o , intercalados $L_{1,2}$ e acoplados $L_{11,22}$, respectivamente. Verifica-se que a frequência de operação da tensão no enrolamento é igual a frequência de comutação (f_{sw}) nos interruptores. Pode-se notar também que a amplitude da tensão nos enrolamentos do autotransformador é igual a um quarto da tensão de alimentação do barramento CC ($+V_{in}/4$), conforme visto na análise teórica realizada.

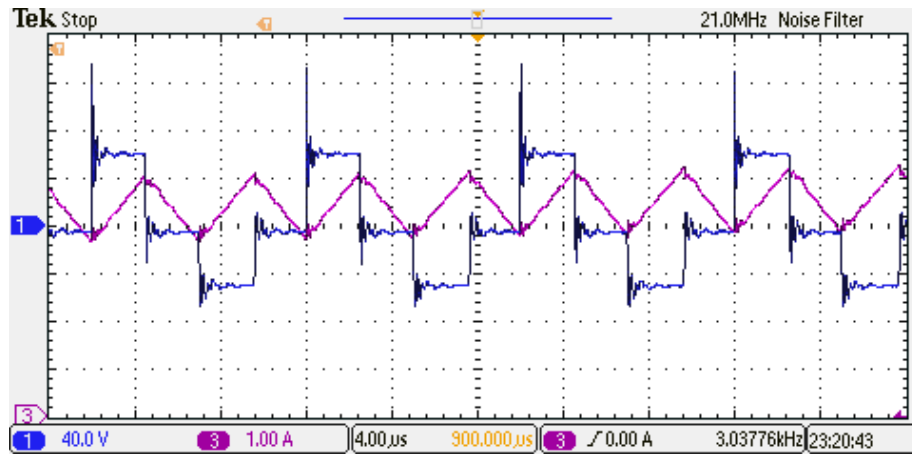
A Figura 82 mostra as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_1 , para o inversor utilizando o indutor convencional (L_o) como filtro, quando o módulo da razão cíclica nos interruptores é igual a 0,5. Neste momento ocorre a transição do modo de operação *non-overlapping* (NOM) para o modo de operação *overlapping* (OM), a variação da densidade de fluxo magnético (ΔB) e a ondulação de corrente no indutor (ΔI_{L_o}) atingem seus valores mínimos, conforme havia sido apontado em análise teórica do inversor.

Conforme pode ser notado nas Figuras 73b, 80b e 81b, há uma maior oscilação nas formas de onda de tensão quando o inversor opera com os indutores intercalados ($L_{1,2}$), se for comparado com os outros tipos de indutores. Este efeito devido a presença de elementos parasitas não modelados no circuito de potência, que acabaram entrando em ressonância com os indutores intercalados $L_{1,2}$. No entanto estas oscilações são suprimidas pelo filtro passa-baixa e acabam não se manifestando na tensão de saída V_o e na corrente de carga I_o do inversor.

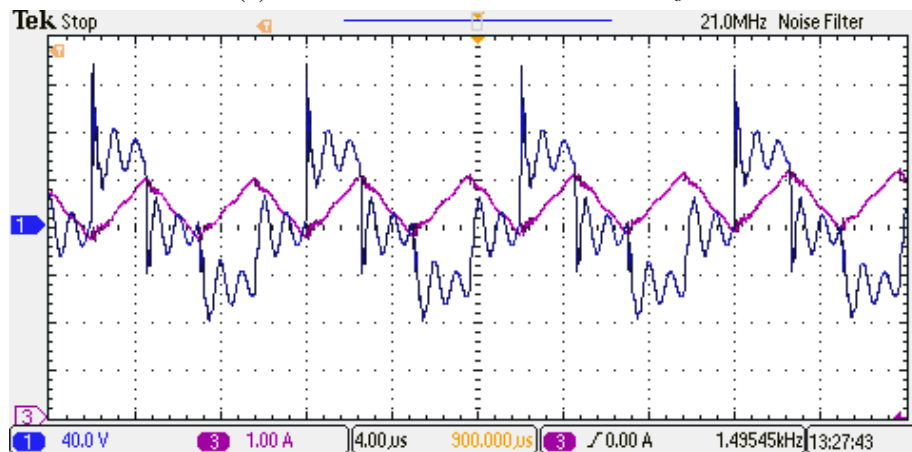
Durante a operação do inversor, os componentes magnéticos apresentaram uma boa estabilidade térmica ao operar em condições nominais. Ressalta-se uma pequena vantagem dos indutores acoplados ($L_{11,22}$) que apresentaram uma diferença de temperatura em torno de 3°C abaixo das temperaturas dos outros dois arranjos. Constatou-se que este resultado provém da construção mecânica de suas espiras, as quais apresentam um maior perímetro ao redor dos enrolamentos, o que acabou facilitando a ventilação e dissipação de calor dos mesmos.

Curvas de rendimento em função da potência de saída, obtidas experimentalmente para o inversor ANPC-5L-MSSC, utilizando os filtros projetados são apresentadas na Figura 83. Verifica-se que os valores de rendimento estão acima de 90%, chegando em torno de 96%, para o conversor operando com a potência nominal de carga.

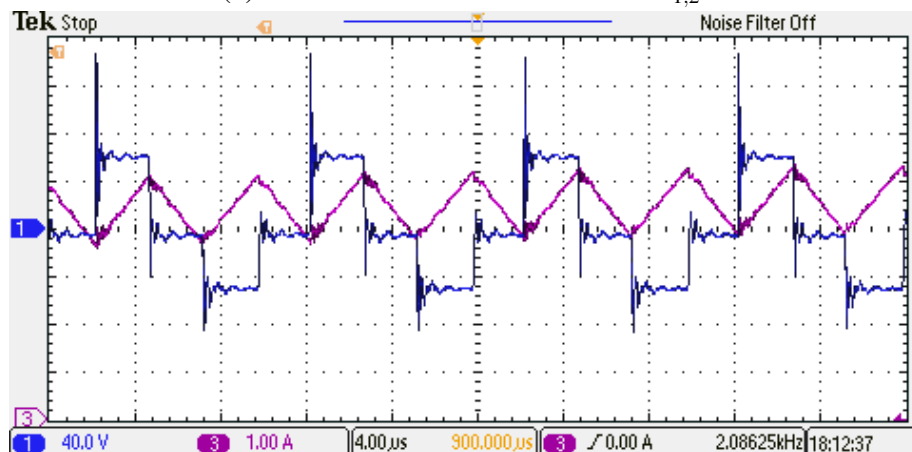
Figura 81 – Formas de onda da tensão (CH1) e corrente (CH3) no enrolamento N_1 do autotransformador.



(a) Utilizando indutor convencional L_o .



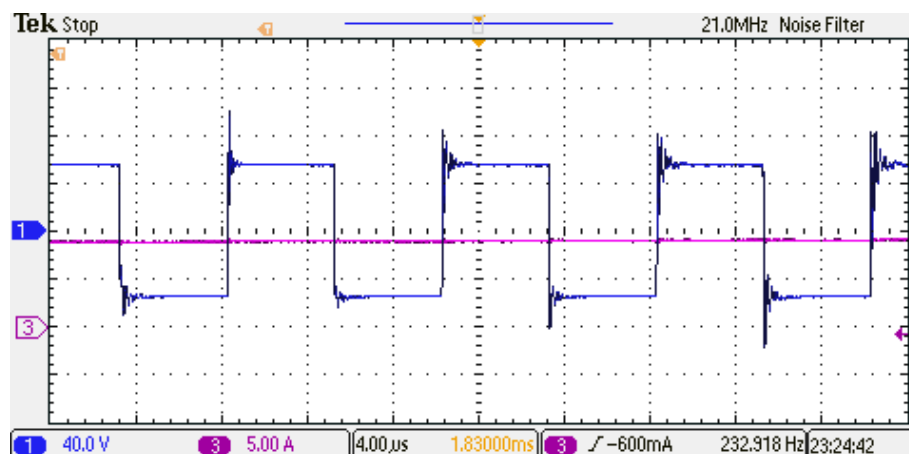
(b) Utilizando indutores intercalados $L_{1,2}$.



(c) Utilizando indutores acoplados $L_{11,22}$.

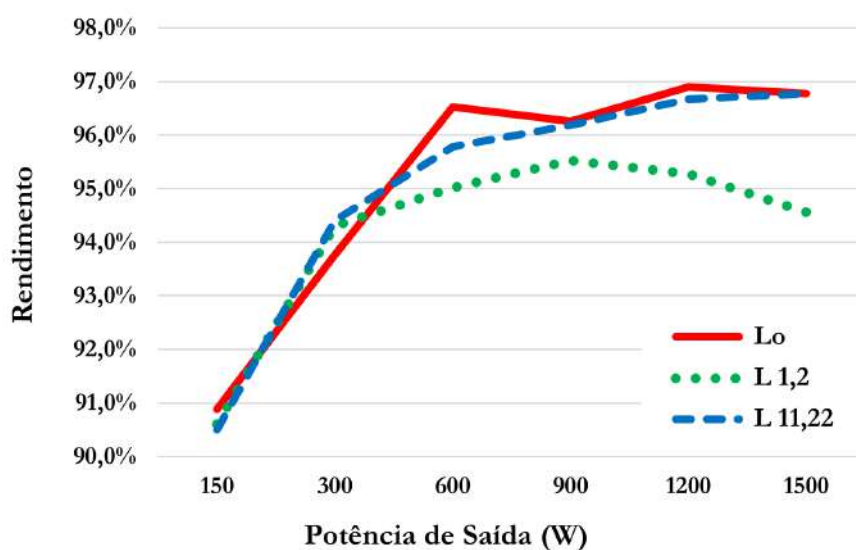
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 82 – Formas de onda da tensão (CH1) e corrente (CH3) no enrolamento N_1 do autotransformador, para $|D| = 0,5$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 83 – Curvas de rendimento do inversor ANPC-5L-MSSC utilizando indutores convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o protótipo desenvolvido para validar através testes em laboratório toda a análise teórica desenvolvida neste trabalho. Primeiramente foram apresentadas as placas de circuito impresso projetadas. Em seguida foi mostrado um problema que o autor se deparou com relação ao espaçamento entre trilhas nas placas e que foi contornado com ensaios realizados com o auxílio de um *HIPOT*. Por fim, foram mostradas as principais formas de onda do inversor ANPC-5L-MSSC obtidas experimentalmente.

8 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou o projeto de um inversor ANPC de cinco níveis de tensão, utilizando célula de comutação multiestado (ANPC-5L-MSSC). A topologia emprega dois braços do conversor ANPC de três níveis em paralelo, ligados por um autotransformador. Com este arranjo, tem-se cinco níveis de tensão na saída do inversor, a corrente total de saída é dividida entre os braços individuais, aumenta-se a capacidade da corrente total de saída do inversor, sem aumentar os esforços de corrente nos semicondutores, a frequência de saída é duas vezes maior que a frequência de comutação nos interruptores, isto reduz o volume e peso dos componentes passivos utilizados na filtragem das componentes harmônicas.

Primeiramente realizou-se uma revisão bibliográfica sobre conversores multiníveis e suas aplicações, conversores derivados do conversor NPC e conversores que empregam a MSSC. Foram realizados o estudo e a análise do inversor de cinco níveis de tensão utilizando a célula de comutação multiestado. Os modos de operação e as etapas de funcionamento deste inversor foram descritas em detalhes, onde verifica-se a existência de cinco níveis de tensão na saída.

Um estudo quantitativo do inversor também foi apresentado, no qual foram desenvolvidas equações para obter-se as principais grandezas do mesmo. Realizou-se o o cálculo da distorção harmônica total da tensão de saída do inversor, o dimensionamento dos semicondutores de potência, o dimensionamento do autotransformador, o dimensionamento do indutor e capacitor do filtro passa-baixa. Um exemplo de projeto, seguido de simulação numérica foi demonstrado, na qual foram observadas formas de onda relevantes que denotam o funcionamento do inversor.

Foram estudadas três propostas de indutores de filtragem, convencional (L_o), intercalados ($L_{1,2}$) e acoplados ($L_{11,22}$), que se demonstraram viáveis e de fácil implementação em conversores que utilizam células de comutação multiestado.

Finalmente, foram apresentados resultados experimentais obtidos através de um protótipo de 1,5 kW montado em laboratório. Resultados experimentais comprovaram a análise teórica realizada, o inversor demonstrou um elevado rendimento, as opções de filtro operaram com bastante similaridade, havendo uma pequena desvantagem reparada para os indutores intercalados ($L_{1,2}$), que demonstraram distorções em determinadas formas de onda de tensão e menores valores nas curvas de rendimento, quando comparados aos outros arranjos estudados.

Como trabalhos futuros, propõem-se os seguintes temas:

- Um estudo do conversor ANPC-5L-MSSC operando como retificador.
- Utilização da célula de comutação multiestado (MSS) no conversor 3L-ASNPC.
- Desenvolvimento de uma topologia trifásica, baseada nos mesmo princípios de operação do inversor proposto.

REFERÊNCIAS

- BAKER, Richard H. **Bridge Converter Circuit**. 1981. 17 p. Citado na página 22.
- BAKER, Richard H.; BANNISTER, Lawrence H. **Electric Power Converter**. 1975. 17 p. Citado na página 20.
- BARBOSA, Peter et al. Active-neutral-point-clamped (anpc) multilevel converter technology. In: **2005 European Conference on Power Electronics and Applications**. IEEE, 2005. p. 10 pp.– P.10. ISBN 978-90-75815-09-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1665903/>>. Citado 3 vezes nas páginas 21, 25 e 26.
- BARBOZA, Jose A. L. et al. 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)**. IEEE, 2015. ISBN 978-1-4799-8779-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7420282/>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- BASCOPÉ, Grover Victor Torrico. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Dec 2001. Citado na página 27.
- BASCOPÉ, René Pastor Torrico; NETO, João Aberides Ferreira; BASCOPÉ, Grover Victor Torrico. Multi-state commutation cells to increase current capacity of multi-level inverters. In: **2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. IEEE, 2011. ISBN 978-1-4577-1250-0. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6099806/>>. Citado na página 27.
- BASCOPÉ, René Pastor Torrico; PERIN, Arnaldo José. **O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. 1. ed. [S.l.]: Sagra Luzzatto, 1997. ISBN 85-241-0532-1. Citado na página 78.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 79.
- BRAGA, Henrique Antônio Carvalho. **Conversores Multiníveis em Corrente**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 26.
- BRAGA, Henrique Antônio Carvalho; BARBI, Ivo. Conversores estáticos multiníveis - uma revisão. **SBA Controle & Automação**, v. 11, n. 1, Apr 2000. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- BRUCKNER, T.; BERNET, S.; GULDNER, H. The active npc converter and its loss-balancing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, Jun 2005. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- CACAU, Ronny Glauber de Almeida et al. Five-level t-type inverter based on multi-state switching cell. In: **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**. IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-2411-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6453728/>>. Citado 3 vezes nas páginas 17, 27 e 28.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic, 2001. ISBN 0-7923-7270-0. Citado na página 48.

FERROUKHI, Rabia et al. Renewable energy benefits: Measuring the economics. **IRENA**, 2016. Citado na página 17.

FRANQUELO, Leopoldo Garcia et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, Jun 2008. ISSN 1932-4529. Citado na página 17.

HURLEY, William Gerard; WÖLFLE, Werner Hugo. **Transformers and Inductors for Power Electronics Theory, Design and Applications**. [S.l.]: Wiley, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 81 e 82.

LIMA, Marcos Antônio Cardoso de. **Transformadores Multielementos: Estudo e Implementação**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Apr 1999. Citado na página 81.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. [S.l.]: Edição do Autor, 2008. ISBN 978-8590520313. Citado na página 60.

NATH, Uday kumar; SEN, Ruma. A comparative review on renewable energy application, difficulties and future prospect. In: **2021 Innovations in Energy Management and Renewable Resources(52042)**. IEEE, 2021. p. 1–5. ISBN 978-1-66541-259-9. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9386520/>>. Citado na página 17.

NETO, João Aberides Ferreira. **Análise Comparativa de Inversores Multiníveis Monofásicos Baseados em Células de Comutação com Elevação da Capacidade de Corrente**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 17, 18, 27 e 42.

NETO, Joao A. Ferreira et al. A five-level npc bidirectional converter based on multistate switching cell operating as boost rectifier. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. IEEE, 2013. ISBN 978-1-4799-0272-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6785098/>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 46.

ORTMANN, Márcio Silveira. **Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 42.

RODRIGUEZ, José; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, Aug 2002. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 23.

SILVA, R. N. A. L. et al. Five-level hybrid converter based on a half-bridge/anpc cell. In: **XI Brazilian Power Electronics Conference**. IEEE, 2011. ISBN 978-1-4577-1646-1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6085278/>>. Citado na página 17.

WU, B.; NARIMANI, Mehdi. **High-power converters and AC drives**. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2017. (IEEE Press series on power engineering). ISBN 978-1-119-15603-1. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.