

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC**  
**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**

**THIAGO WEISS COLZANI**

**ANÁLISE DE METODOLOGIAS DE PROJETO DE FILTROS LC PARA**  
**INVERSORES DE TENSÃO MULTINÍVEIS**

**JOINVILLE**

**2024**

**THIAGO WEISS COLZANI**

**ANÁLISE DE METODOLOGIAS DE PROJETO DE FILTROS LC PARA  
INVERSORES DE TENSÃO MULTINÍVEIS**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Bacharelado em Engenharia  
Elétrica do Centro de Ciências  
Tecnológicas da Universidade do Estado  
de Santa Catarina, para a obtenção do  
Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz  
Batschauer

**JOINVILLE**

**2024**



## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de expressar minha sincera gratidão a todas as pessoas e instituições que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho.

Em primeiro lugar, agradeço a Deus por me proporcionar saúde e pela força necessária para enfrentar todos os desafios ao longo desta jornada acadêmica.

Agradeço à minha namorada, Hellen, por todo amor e carinho dedicado a mim durante o desenvolvimento desse trabalho. O apoio emocional e incentivo foram essenciais e o que mais me motivou a continuar.

Aos meus pais, Valcyr e Pryscila, por acreditarem em mim e pelo apoio incondicional para avançar em mais essa etapa. Sem vocês, não seria possível.

Agradeço especialmente ao meu orientador, Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer, por toda a orientação, paciência e por ter me guiado nessa pesquisa da melhor maneira possível. Suas valiosas contribuições e conselhos foram fundamentais para a conclusão desse TCC.

Agradeço à empresa Pollux Part of Accenture e ao meu chefe, Fabiano, por todo o suporte e por serem flexíveis com meu horário de trabalho, permitindo que eu conciliasse os desafios acadêmicos com as responsabilidades profissionais.

Aos meus demais amigos e colegas de curso, pela parceria e troca de conhecimentos que enriqueceram minha trajetória durante a graduação.

À Universidade do Estado de Santa Catarina, por fornecer espaço e ferramentas adequadas para a realização do trabalho, além de proporcionar uma educação pública gratuita e de qualidade.

"O sucesso não é final, o fracasso não é fatal: é a coragem de continuar que conta."

(Winston Churchill)

## RESUMO

Esse trabalho tem como objetivo avaliar metodologias para o projeto de um filtro de saída LC para inversores de tensão multiníveis com cargas lineares resistivas. Para avaliar essas metodologias, foram feitas pesquisas em fontes bibliográficas detalhando várias técnicas para o design de filtros LC. Essas técnicas foram então adaptadas para uso com conversores multiníveis, dada a limitada informação disponível sobre o assunto, particularmente no que diz respeito aos inversores de tensão multinível. Com base nos resultados das simulações obtidas, esse estudo busca identificar os parâmetros críticos considerados por cada metodologia para o dimensionamento de filtros e se eles atendem às características desejadas no projeto do inversor. Consequentemente, essa pesquisa também visa determinar as metodologias de filtro LC mais adequadas para inversores de tensão multiníveis com base em sua aplicabilidade além de apresentar informações adicionais que auxiliam no projeto do conversor, desde a determinação dos seus parâmetros de funcionamento até a elaboração do filtro LC.

**Palavras-chave:** Filtros LC. Filtros de Saída. Inversores de tensão multiníveis. Cargas lineares. Conversor Multinível. Modulação PWM.

## **ABSTRACT**

This work aims to evaluate methodologies for designing an LC output filter for multilevel voltage inverters with resistive linear loads. To assess these methodologies, research has been made into bibliographic sources detailing various techniques for LC filter design. These techniques were then adapted for use with multilevel converters, given the limited information available on this subject, particularly concerning multilevel voltage inverters. Based on simulation results obtained, this study seeks to identify the critical parameters considered by each methodology for filter dimensioning and whether they meet the desired characteristics in inverter design. Consequently, this research also aims to determine the most suitable LC filter methodology for multilevel voltage inverters based on its applicability, in addition to presenting additional information that helps in the design of the converter, from the determination of its operating parameters to the elaboration of the LC filter.

**Keywords:** LC Filters. Output Filters. Multilevel Voltage Inverters. Linear Loads. Multilevel Converter. PWM Modulation.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|                                                                                                                                                     |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Formas de conversão de energia elétrica. ....                                                                                            | 15 |
| Figura 2 – Inversor monofásico em ponte completa.....                                                                                               | 20 |
| Figura 3 – Esquemático genérico para inversor multinível. ....                                                                                      | 21 |
| Figura 4 – Inversor DCMLI de três níveis.....                                                                                                       | 22 |
| Figura 5 – Caminho da corrente em cada estado válido do inversor DCMLI. ....                                                                        | 23 |
| Figura 6 – Inversor DCMLI de cinco níveis. ....                                                                                                     | 24 |
| Figura 7 – Inversor FCMLI de três níveis .....                                                                                                      | 26 |
| Figura 8 – Caminho da corrente em cada estado válido do inversor FCMLI.....                                                                         | 27 |
| Figura 9 – Inversor FCMLI de cinco níveis.....                                                                                                      | 29 |
| Figura 10 – Inversor CCMLI de cinco níveis.....                                                                                                     | 30 |
| Figura 11 – Formas de onda geradas pelo Inversor CCMLI de cinco níveis.....                                                                         | 30 |
| Figura 12 – Estratégias de modulação aplicadas em conversores. ....                                                                                 | 34 |
| Figura 13 – Modulação com as portadoras dispostas em fase (PD). ....                                                                                | 35 |
| Figura 14 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição de fase (POD). .                                                                      | 36 |
| Figura 15 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase<br>(APOD). ....                                                     | 37 |
| Figura 16 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase (PS). ....                                                                         | 38 |
| Figura 17 – Diagrama de magnitude com ganho unitário para um sistema de<br>segunda ordem, $f_r = 100$ Hz e diferentes fatores de amortecimento. ... | 41 |
| Figura 18 – Inversor monofásico em ponte completa com filtro LC e carga resistiva<br>$R_0$ . ....                                                   | 44 |
| Figura 19 – Simulação Circuito de Comando PWM <i>Phase Shifted</i> inversor 3 níveis.<br>.....                                                      | 57 |
| Figura 20 – Simulação Circuito de potência inversor CCMLI 3 níveis.....                                                                             | 57 |
| Figura 21 – Principais formas de onda de simulação do inversor CCMLI 3 níveis para<br>metodologia 1 e parâmetros 1. ....                            | 58 |
| Figura 22 – Detalhe da forma de onda de corrente sobre o indutor $i_{Lf}$ .....                                                                     | 59 |
| Figura 23 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de três níveis<br>considerando a metodologia 8.....                             | 61 |
| Figura 24 – Circuito de Comando PWM <i>Phase Shifted</i> inversor 5 níveis.....                                                                     | 64 |
| Figura 25 – Circuito de potência inversor CCMLI 5 níveis. ....                                                                                      | 64 |

|                                                                                                                                                             |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 26 – Principais formas de onda para simulação do inversor CCMLI 5 níveis para metodologia 7 e parâmetros 1. ....                                     | 65  |
| Figura 27 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de cinco níveis considerando a metodologia 8. ....                                      | 66  |
| Figura 28 – Simulação Circuito de Comando PWM <i>Phase Shifted</i> inversor 7 níveis. ....                                                                  | 75  |
| Figura 29 – Simulação Circuito de potência inversor CCMLI 7 níveis. ....                                                                                    | 76  |
| Figura 30 – Principais formas de onda para simulação do inversor CCMLI 7 níveis para metodologia 1. ....                                                    | 77  |
| Figura 31 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de sete níveis considerando DHTv de 5%. ....                                            | 78  |
| Figura 32 – Comparativo tamanho do filtro Metodologia 1. ....                                                                                               | 90  |
| Figura 33 – Fluxograma para projeto de inversor monofásico multinível e escolha da metodologia de filtro. ....                                              | 93  |
| Figura 34 – Circuito de potência inversor monofásico de ponte completa. ....                                                                                | 134 |
| Figura 35 – Primeira etapa de operação do inversor. ....                                                                                                    | 134 |
| Figura 36 – Segunda etapa de operação do inversor. ....                                                                                                     | 135 |
| Figura 37 – Terceira etapa de operação do inversor. ....                                                                                                    | 136 |
| Figura 38 – Quarta etapa de operação do inversor. ....                                                                                                      | 136 |
| Figura 39 – Diagrama de bode para inversor de tensão monofásico 3 níveis com filtro LC atendendo a Metodologia 1 conforme a frequência de ressonância. .... | 138 |

## LISTA DE TABELAS

|                                                                                                                            |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabela 1 – Estados válidos para o inversor DCMLI de três níveis. ....                                                      | 23 |
| Tabela 2 – Estados válidos para o inversor DCMLI de cinco níveis. ....                                                     | 24 |
| Tabela 3 – Estados válidos para o inversor FCMLI de três níveis. ....                                                      | 26 |
| Tabela 4 – Estados válidos para o inversor FCMLI de cinco níveis. ....                                                     | 28 |
| Tabela 5 – Estados válidos para o inversor CCMLI de cinco níveis. ....                                                     | 31 |
| Tabela 6 – Comparação do número de componentes entre as principais estruturas.<br>.....                                    | 32 |
| Tabela 7 - Inversores multiníveis, principais fabricantes de inversores. ....                                              | 33 |
| Tabela 8 – Metodologias de Filtros LC, autores e parâmetros críticos de projeto. ....                                      | 50 |
| Tabela 9 – Adaptações realizadas de acordo com o aumento do número de níveis. ....                                         | 54 |
| Tabela 10 – Parâmetros fixos dos inversores de tensão utilizados em simulação. ....                                        | 55 |
| Tabela 11 – Parâmetros 1 de simulação para inversor monofásico 3 níveis. ....                                              | 56 |
| Tabela 12 – Resultados de simulação para Inversor CCMLI de 3 níveis com<br>Parâmetros 1. ....                              | 62 |
| Tabela 13 – Parâmetros 1 de simulação para inversor monofásico 5 níveis. ....                                              | 63 |
| Tabela 14 – Resultados de simulação para Inversor de 5 níveis com Parâmetros 1.<br>.....                                   | 67 |
| Tabela 15 – Parâmetros 2 de simulação para inversor monofásico 3 níveis. ....                                              | 68 |
| Tabela 16 – Resultados de simulação para Inversor de 3 níveis com Parâmetros 2.<br>.....                                   | 69 |
| Tabela 17 – Parâmetros 2 de simulação para inversor monofásico 5 níveis. ....                                              | 70 |
| Tabela 18 – Resultados de simulação para Inversor de 5 níveis com Parâmetros 2.<br>.....                                   | 71 |
| Tabela 19 – Resultados de simulação para Metodologia 1, com três, cinco e sete<br>níveis. ....                             | 79 |
| Tabela 20 – Resultados de simulação para Metodologia 7, com variação de<br>parâmetros para três, cinco e sete níveis. .... | 84 |
| Tabela 21 – Resultados de simulação para Metodologia 8, com variação de<br>parâmetros para três, cinco e sete níveis. .... | 87 |
| Tabela 22 – Parâmetros recomendáveis para projeto de filtro LC. ....                                                       | 91 |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|       |                                                                                                             |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| APOD  | <i>Alternative Opposition Disposition</i>                                                                   |
| ca    | Corrente Alternada                                                                                          |
| cc    | Corrente Contínua                                                                                           |
| CCMLI | <i>Cascaded Cell Multilevel Inverter</i> – Inversor Multinível de Células em Cascata                        |
| DCMLI | <i>Diode Clamped Multilevel Inverter</i> – Inversor de Tensão Multinível com Grampeamento Através de Diodos |
| DHT   | Distorção Harmônica Total                                                                                   |
| DHTv  | Distorção Harmônica Total de tensão                                                                         |
| FCMLI | <i>Flying Capacitor Multilevel Inverter</i> – Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes                |
| GTO   | <i>Gate Turn-Off</i> – Tiristor de Desligamento Pela Porta                                                  |
| IGBT  | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada                              |
| PD    | <i>Phase Disposition</i> – Disposição de Fase                                                               |
| POD   | <i>Phase Opposition Disposition</i> – Disposição de Fase Oposta                                             |
| PS    | <i>Phase Shifted</i> – Deslocamento de Fase                                                                 |
| PWM   | <i>Pulse-Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso                                              |
| SCR   | <i>Silicon-Controlled Rectifier</i> – Retificador Controlado de Silício                                     |
| TCC   | Trabalho de Conclusão de Curso                                                                              |
| UDESC | Universidade do Estado de Santa Catarina                                                                    |
| UPS   | <i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Alimentação Ininterrupta                                     |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                 |                                                              |
|-----------------|--------------------------------------------------------------|
| $v_{o,RMS}$     | Valor eficaz de tensão na carga [V]                          |
| $i_{o,RMS}$     | Valor eficaz de corrente na carga [A]                        |
| $v_o$           | Tensão na carga [V]                                          |
| $v_{op}$        | Tensão de pico na carga [V]                                  |
| $v_{Lf}$        | Tensão no indutor $L_f$ [V]                                  |
| $i_o$           | Corrente na carga [A]                                        |
| $v_i$           | Tensão de saída do inversor antes do filtro [V]              |
| $m$             | Número de níveis                                             |
| $F_m$           | Fator variável conforme número de níveis                     |
| $Ed$            | Tensão degrau de barramento cc [V]                           |
| $V_{cc}$        | Tensão total de barramento cc [V]                            |
| $f_o$           | Frequência fundamental [Hz]                                  |
| $f_s$           | Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]            |
| $f_r$           | Frequência de ressonância [Hz]                               |
| $f_{sc}$        | Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]              |
| $\omega_o$      | Frequência angular fundamental [rad/s]                       |
| $\omega_s$      | Frequência angular de Comutação na saída do inversor [rad/s] |
| $\omega_r$      | Frequência angular de ressonância [rad/s]                    |
| $\Delta v_c$    | Oscilação de tensão no capacitor $C_f$ [V]                   |
| $\Delta v_o$    | Oscilação de tensão na carga [V]                             |
| $\Delta i_{Lf}$ | Oscilação de corrente no indutor $L_f$ [A]                   |
| $\Delta i_o$    | Oscilação de corrente na carga [A]                           |
| $L_f$           | Indutância do filtro [H]                                     |
| $C_f$           | Capacitância do filtro [F]                                   |
| $Z_o$           | Impedância da carga [ $\Omega$ ]                             |
| $\xi$           | Fator de amortecimento                                       |
| $DHT_v$         | Distorção harmônica total de tensão [%]                      |
| $DHT_i$         | Distorção harmônica total de corrente [%]                    |

## SUMÁRIO

|              |                                                                                                                             |           |
|--------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO .....</b>                                                                                                     | <b>15</b> |
| 1.1          | OBJETIVO GERAL.....                                                                                                         | 17        |
| 1.2          | OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....                                                                                                 | 17        |
| 1.3          | ESTRUTURA DO TRABALHO .....                                                                                                 | 18        |
| <b>2</b>     | <b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>                                                                                          | <b>19</b> |
| 2.1          | INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS .....                                                                                      | 19        |
| <b>2.1.1</b> | <b>Estrutura básica dos inversores .....</b>                                                                                | <b>19</b> |
| 2.1.1.1      | <i>Inversor monofásico em ponte completa .....</i>                                                                          | <i>19</i> |
| <b>2.1.2</b> | <b>Inversores de tensão monofásicos multiníveis .....</b>                                                                   | <b>20</b> |
| 2.1.2.1      | <i>Inversor Multinível do tipo Diode-Clamped (DCMLI) .....</i>                                                              | <i>22</i> |
| 2.1.2.2      | <i>Inversor Multinível do tipo Flying Capacitors (FCMLI) .....</i>                                                          | <i>25</i> |
| 2.1.2.3      | <i>Inversor Multinível do tipo Cascaded Cell (CCMLI) .....</i>                                                              | <i>29</i> |
| 2.1.2.4      | <i>Comparação entre as estruturas multiníveis .....</i>                                                                     | <i>32</i> |
| 2.1.2.5      | <i>Inversores trifásicos e aplicações.....</i>                                                                              | <i>33</i> |
| <b>2.1.3</b> | <b>Modulação PWM em inversores de tensão multiníveis .....</b>                                                              | <b>34</b> |
| 2.1.3.1      | <i>Modulação com Portadoras Dispostas em Fase (Phase Disposition) .....</i>                                                 | <i>35</i> |
| 2.1.3.2      | <i>Modulação com as Portadoras Dispostas em Oposição de Fase (Phase Opposition Disposition).....</i>                        | <i>36</i> |
| 2.1.3.3      | <i>Modulação com as Portadoras Dispostas em Oposição Alternada de Fase (Alternative Phase Opposition Disposition) .....</i> | <i>37</i> |
| 2.1.3.4      | <i>Modulação com as Portadoras com Deslocamento de Fase (Phase Shifted) .....</i>                                           | <i>37</i> |
| <b>2.1.4</b> | <b>Filtros de saída para inversores de tensão .....</b>                                                                     | <b>38</b> |
| <b>2.1.5</b> | <b>Inversores de tensão e suas cargas alimentadas .....</b>                                                                 | <b>39</b> |
| 2.2          | METODOLOGIAS DE PROJETOS PARA FILTROS DE SAÍDA.....                                                                         | 40        |
| <b>2.2.1</b> | <b>Projeto pela frequência de ressonância do par LC .....</b>                                                               | <b>40</b> |
| <b>2.2.2</b> | <b>Projeto pela conformidade com sistemas de segunda ordem .....</b>                                                        | <b>42</b> |
| <b>2.2.3</b> | <b>Projeto pela distorção harmônica total .....</b>                                                                         | <b>44</b> |
| <b>2.2.4</b> | <b>Projeto pela ondulação de corrente e tensão .....</b>                                                                    | <b>45</b> |
| <b>2.2.5</b> | <b>Projeto pelos limites de operação com cargas não lineares.....</b>                                                       | <b>48</b> |
| <b>3</b>     | <b>ANÁLISE DAS METODOLOGIAS DE FILTRO PARA INVERSORES DE TENSÃO MULTINÍVEIS .....</b>                                       | <b>50</b> |

|          |                                                                                                                                         |            |
|----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 3.1      | CARACTERÍSTICAS DAS METODOLOGIAS PROPOSTAS .....                                                                                        | 51         |
| 3.2      | ADAPTAÇÕES PARA INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO<br>MULTINÍVEL .....                                                                       | 52         |
| <b>4</b> | <b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>                                                                                                    | <b>55</b>  |
| 4.1      | RESULTADOS OBTIDOS .....                                                                                                                | 56         |
| 4.1.1    | Inversor de tensão monofásico 3 níveis com parâmetros 1.....                                                                            | 56         |
| 4.1.2    | Inversor de tensão monofásico 5 níveis com parâmetros 1.....                                                                            | 63         |
| 4.1.3    | Inversor de tensão monofásico 3 níveis com parâmetros 2.....                                                                            | 68         |
| 4.1.4    | Inversor de tensão monofásico 5 níveis com parâmetros 2.....                                                                            | 70         |
| 4.2      | ANÁLISE DETALHADA DAS METODOLOGIAS.....                                                                                                 | 72         |
| 4.3      | PARÂMETRO FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA .....                                                                                               | 72         |
| 4.3.1    | <b>Proposta de adaptação da Metodologia 1 para conversores multiníveis<br/>73</b>                                                       |            |
| 4.4      | METODOLOGIAS BASEADAS NOS PARÂMETROS DE ONDULAÇÃO DE<br>TENSÃO E CORRENTE .....                                                         | 80         |
| 4.4.1    | <b>Proposta de adaptação da Metodologia 7 para conversores multiníveis<br/>81</b>                                                       |            |
| 4.5      | PROJETO BASEADO NO PARÂMETRO DISTORÇÃO HARMÔNICA<br>TOTAL DE TENSÃO .....                                                               | 85         |
| 4.5.1    | <b>Simulação variável para a Metodologia 8.....</b>                                                                                     | <b>85</b>  |
| <b>5</b> | <b>CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>                                                                                                       | <b>88</b>  |
|          | <b>REFERÊNCIAS.....</b>                                                                                                                 | <b>94</b>  |
|          | <b>APÊNDICE A – PROGRAMA EXECUTADO NO SOFTWARE MAPLE<br/>PARA CÁLCULO DOS FILTROS LC COM BASE NAS 9<br/>METODOLOGIAS PROPOSTAS.....</b> | <b>97</b>  |
|          | <b>APÊNDICE B – ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O INVERSOR<br/>MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA E MODELO MATEMÁTICO</b>                             | <b>134</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência desempenha um papel essencial na conversão e controle de energia elétrica em diversas aplicações industriais e domésticas. Esse campo da engenharia elétrica se concentra no desenvolvimento e implementação de dispositivos e sistemas capazes de converter energia elétrica de uma forma para outra, atendendo a diferentes demandas e especificações.

Entre os dispositivos fundamentais estão os conversores de energia, que incluem retificadores, inversores, conversores cc-cc e conversores ca-ca. Esses dispositivos são cruciais para garantir a eficiência, estabilidade e qualidade do fornecimento de energia elétrica. A Figura 1 apresenta os sistemas de conversão de energia existentes, independente do sinal de entrada ou saída de um conversor, esse só pode apresentar duas formas de onda distintas: corrente contínua (cc) ou corrente alternada (ca).

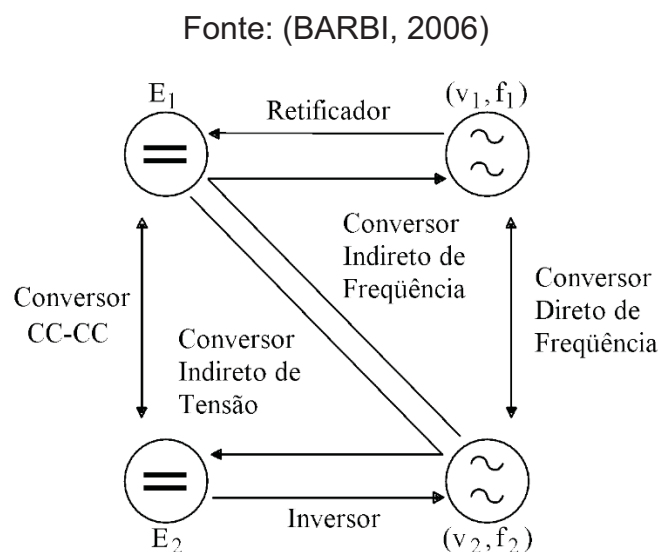


Figura 1 – Formas de conversão de energia elétrica.

Os inversores, ou conversores cc-ca, são responsáveis pela conversão de níveis contínuos de tensão ou corrente, que são comumente encontrados em baterias, em níveis alternados na sua saída, apresentando simetria em amplitude e tempo. A frequência de operação pode ser fixa ou variável. Dentre as aplicações onde a frequência de operação é variável destaca-se o controle de velocidade de motores. Fontes de alimentação para sistemas embarcados e

fontes ininterruptas de energia figuram entre as principais aplicações quando a frequência de operação é fixa (GERENT et al., 2005).

As aplicações anteriormente descritas em sua grande maioria apresentam a operação dos interruptores em alta frequência, que produz harmônicos indesejáveis na saída do inversor. Na terminologia elétrica, um harmônico é definido como uma grandeza senoidal cuja frequência é um múltiplo da frequência fundamental do sinal original no sistema de potência. Os principais efeitos resultantes da presença de componentes harmônicos de tensão e corrente ao longo dos sistemas elétricos são: a redução da eficiência operativa de transformadores, geradores, linhas de transmissão e equipamentos elétricos em geral, a possível redução acelerada da vida útil dos componentes presentes no circuito, a possível má operação dos sistemas de proteção e sistemas de controle, entre outros que podem prejudicar o funcionamento de sistemas elétricos (SILVA, 2007).

Para evitar o mal funcionamento de conversores elétricos devido a comutação dos interruptores em alta frequência, usualmente é empregado um filtro passivo do tipo LC na saída do inversor, com o objetivo de filtrar o conteúdo harmônico, possibilitando o fornecimento à carga somente da parcela referente a frequência fundamental (BARBI, 2008).

Em paralelo a utilização de filtros para melhorar a qualidade de energia convertida, os conversores multiníveis têm sido cada vez mais empregados para sintetizar formas de onda de alta tensão ou corrente, utilizando dispositivos de menor potência e com capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Ainda, conversores multiníveis também são capazes de gerar formas de onda com menor distorção harmônica, o que permite a redução da dimensão dos elementos de filtragem (ARAUJO, 2012).

Por isso, a motivação desse trabalho é fundamentada em avaliar metodologias para projetos de filtros LC, especificamente para inversores de tensão multiníveis. A análise das metodologias existentes, a adaptação dessas para o contexto multinível e a verificação de sua eficiência através de simulações são passos essenciais para avançar a aplicação prática desses sistemas em ambientes industriais e comerciais. Esse estudo visa contribuir para o projeto de soluções mais eficazes e eficientes, buscando atender a determinadas

características de projeto como: ondulação de tensão e corrente, frequência de ressonância do filtro e distorção harmônica total (DHT), garantindo a qualidade e a confiabilidade do fornecimento de energia.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Esse trabalho tem como seu objetivo identificar e selecionar diversas metodologias que podem ser aplicadas em projetos de filtro de saída do tipo LC para inversores de tensão multiníveis, também, de forma indireta, estudar o funcionamento de inversores e suas técnicas de modulação, verificar o impacto da quantidade de níveis no conversor, analisar o comportamento de cargas lineares resistivas neste tipo de circuito e avaliar as características de metodologias de filtro LC através de simulação numérica e dos resultados obtidos.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Explorar e entender o funcionamento dos inversores cc-ca, incluindo suas técnicas de modulação mais relevantes;
- Interpretar o funcionamento e os benefícios dos filtros de saída passivos em inversores de tensão;
- Realizar uma análise teórica abrangente das metodologias de projeto de filtros indutivos-capacitivos, conforme descrito na literatura, com foco na adaptação para inversores multiníveis;
- Compreender as principais diferenças e particularidades dos inversores de tensão multiníveis em comparação aos inversores tradicionais;
- Avaliar a eficácia dessas metodologias por meio de simulações numéricas, considerando diferentes parâmetros críticos de projeto;
- Determinar, através de simulações, os parâmetros recomendáveis ao se projetar um inversor de tensão multinível;

### 1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esse trabalho está estruturado em cinco capítulos principais, além dos apêndices. No Capítulo 1 - Introdução, é oferecida uma visão geral sobre o contexto, a motivação e os objetivos do trabalho, tanto gerais quanto específicos. Também são discutidos o escopo e a importância do estudo, além de apresentar a estrutura do trabalho.

No Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica, são explorados os fundamentos teóricos necessários para a compreensão do tema. São apresentados conceitos sobre inversores de tensão, suas topologias, técnicas de modulação, tipos de cargas alimentadas por inversores e a importância do uso de filtros de saída. Esse capítulo também aborda as metodologias de projeto de filtros LC estudadas na literatura.

O Capítulo 3 - Análise das Metodologias para Filtros LC detalha as metodologias analisadas para o projeto de filtros LC em inversores de tensão. A análise inclui a adaptação das metodologias para as especificidades dos inversores multiníveis, discutindo as diferenças de abordagem e os critérios de projeto considerados.

No Capítulo 4 - Resultados de Simulação, são apresentados os resultados das simulações realizadas para os inversores de tensão multiníveis, utilizando as metodologias de projeto de filtros LC. Esse capítulo também discute as adaptações realizadas e compara os resultados obtidos com as expectativas teóricas.

Por fim, no Capítulo 5 - Considerações Finais, é feita uma síntese das principais descobertas e contribuições do estudo. São apresentadas recomendações para trabalhos futuros e sugestões de continuidade da pesquisa, enfatizando a importância dos resultados obtidos e suas implicações para a área de eletrônica de potência.

Os Apêndices contêm informações complementares, como os programas executados no software *Maple* para o cálculo dos filtros LC e as etapas de operação detalhadas para o inversor monofásico de ponte completa. Também é disponibilizado o modelo matemático do inversor com filtro LC na saída.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada a revisão bibliográfica para esse trabalho. Primeiramente, é apresentado o inversor de tensão monofásico e as estruturas mais utilizadas, o trabalho traz um foco maior aos inversores multiníveis, suas principais topologias e as técnicas de modulação mais utilizadas.

Por fim, são apresentadas as principais metodologias para projeto de filtros LC que serão utilizadas, bem como uma descrição de cada método com suas principais características.

### 2.1 INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS

Esse trabalho está relacionado aos conversores de energia de corrente contínua para alternada (cc-ca), definidos como inversores de tensão. Esse processo de conversão ocorre através do chaveamento controlado de semicondutores em alta frequência que permite a partir de um sinal cc gerar um sinal ca com forma de onda, frequência fundamental e amplitude ajustáveis.

#### 2.1.1 Estrutura básica dos inversores

Quando se trata de inversores de tensão, diversas estruturas são apresentadas nas literaturas. A determinação da estrutura mais adequada depende de vários fatores como aplicação, custo, potência, ponto de operação em múltiplos quadrantes etc. Dentre as principais estruturas destacam-se o inversor monofásico em meia ponte, em ponte completa, inversor trifásico e os inversores multiníveis.

##### 2.1.1.1 *Inversor monofásico em ponte completa*

Uma das principais topologias utilizada na conversão cc-ca é o inversor monofásico em ponte completa, o qual está apresentado Figura 2. Esse inversor é formado por um circuito simples e é amplamente encontrado em circuitos residenciais e industriais monofásicos. As aplicações desta estrutura básica

abrangem o acionamento e controle da velocidade em motores de indução, sistemas UPS, também conhecidos como fontes de alimentação ininterruptas, fontes de alimentação para sistemas embarcados e inversores de frequência.

A estrutura em ponte completa apresenta grande versatilidade e características como os baixos esforços de corrente e de tensão nos interruptores, tornando essa topologia natural para aplicações em potências normalmente acima de 1 kVA. A principal desvantagem dessa estrutura se concentra na necessidade de se empregar quatro interruptores e da necessidade de isolar os sinais de comando dos interruptores superiores (GERENT et al., 2005).

Fonte: Adaptado de (SEGALA, 2022)

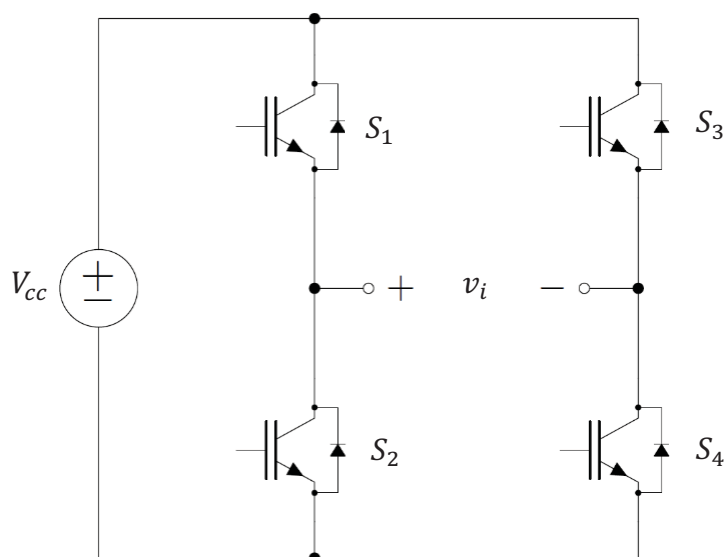


Figura 2 – Inversor monofásico em ponte completa

No Apêndice B, são disponibilizadas as etapas de operação detalhadas do inversor, assim como o modelo matemático do inversor mencionado anteriormente, com filtro LC na saída. Essas informações complementares são essenciais para uma compreensão completa do funcionamento e do desempenho do inversor nas simulações realizadas.

### 2.1.2 Inversores de tensão monofásicos multiníveis

Os inversores multiníveis são constituídos por semicondutores de potência e capacitores em forma de fontes de tensão, que geram na saída do circuito um formato de onda em níveis, do tipo escada. A comutação dos semicondutores permite adicionar as tensões dos capacitores de maneira a atingir tensões elevadas, enquanto tensões mais baixas são aplicadas sobre os semicondutores (MACEDO, 2015).

A Figura 3 apresenta exemplos de esquemáticos para inversores com diferentes números de níveis, os semicondutores estão representados por interruptores com várias posições  $S_m$ , onde  $m$  representa o número de níveis do inversor. Na Figura 3(a) é representado o esquemático de um inversor de dois níveis, capaz de gerar um sinal de saída com dois valores diferentes em relação ao terminal negativo do capacitor  $C_1$ , dessa mesma forma um conversor com  $m$  níveis vai originar  $m$  níveis de tensão.

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

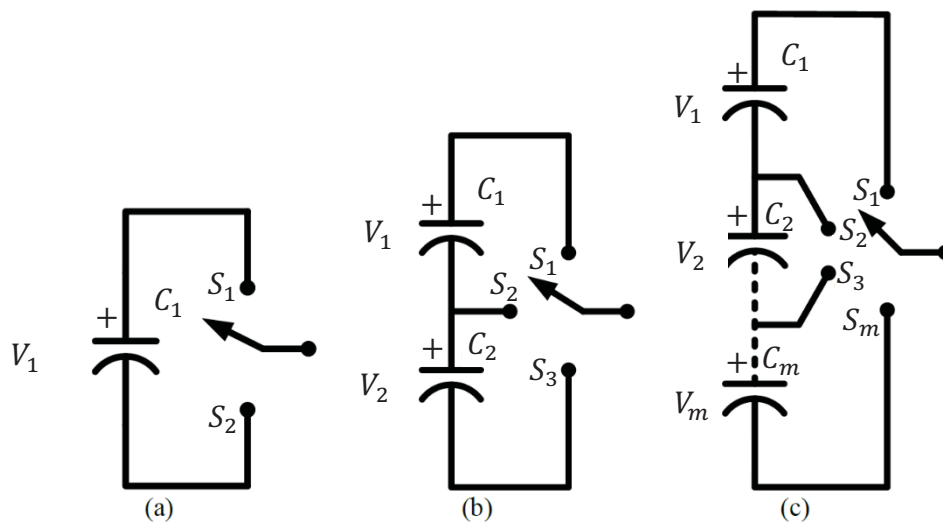


Figura 3 – Esquemático genérico para inversor multinível.

(a) Inversor de dois níveis; (b) Inversor de três níveis; (c) Inversor de  $m$  níveis.

Existem diversas topologias para inversores multiníveis, neste capítulo são descritas as três principais, sendo estas: *Diode-Clamped Multi-Level Inverter* (DCMLI), *Flying Capacitors Multi-Level Inverter* (FCMLI) e *Cascaded Cell Multi-Level Inverter* (CCMLI). Muitas outras topologias foram estabelecidas, como os inversores chamados híbridos e assimétricos, porém, os mais utilizados na

indústria atualmente são os inversores simétricos, ou seja, inversores que aplicam degraus com o mesmo nível de tensão (MACEDO, 2015).

#### 2.1.2.1 Inversor Multinível do tipo Diode-Clamped (DCMLI)

Também conhecido por *Neutral-Point Clamped* (NPC), nesse conversor o barramento cc é dividido através de dois capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , formando o ponto médio  $n$  também conhecido como ponto neutro. Considerando o DCMLI representando na Figura 4, têm-se um inversor de três níveis na tensão de saída ( $v_{an}$ ), caracterizado pelas tensões  $\frac{V_{cc}}{2}$ , 0 e  $-\frac{V_{cc}}{2}$ .

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

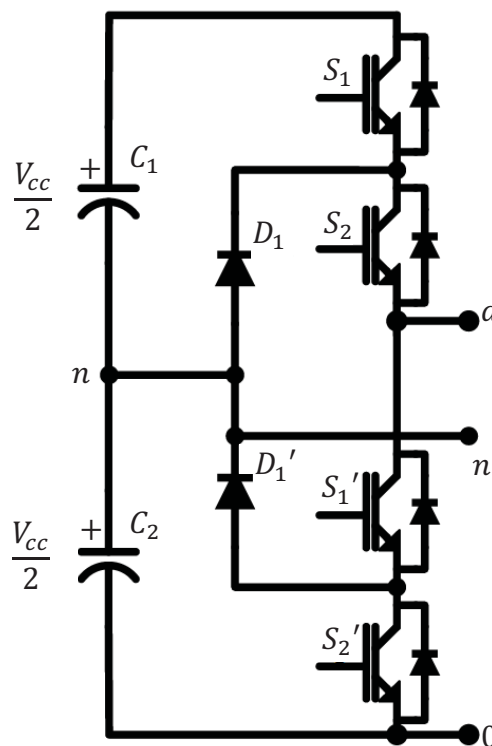


Figura 4 – Inversor DCMLI de três níveis

Os diodos  $D_1$  e  $D_1'$  permitem a aplicação do nível zero de tensão na carga e realizam o grampeamento de tensão nos interruptores  $S_1$  e  $S_2'$ . Na Tabela 1 estão representados os estados válidos para o inversor, os quais são complementados com o caminho percorrido pela corrente em cada um dos estados na Figura 5.

Tabela 1 – Estados válidos para o inversor DCMLI de três níveis.

| Estados | $S_1$ | $S_2$ | $S'_1$ | $S'_2$ | $v_{an}$            |
|---------|-------|-------|--------|--------|---------------------|
| 1       | 1     | 1     | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| 2       | 0     | 1     | 1      | 0      | 0                   |
| 3       | 0     | 0     | 1      | 1      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

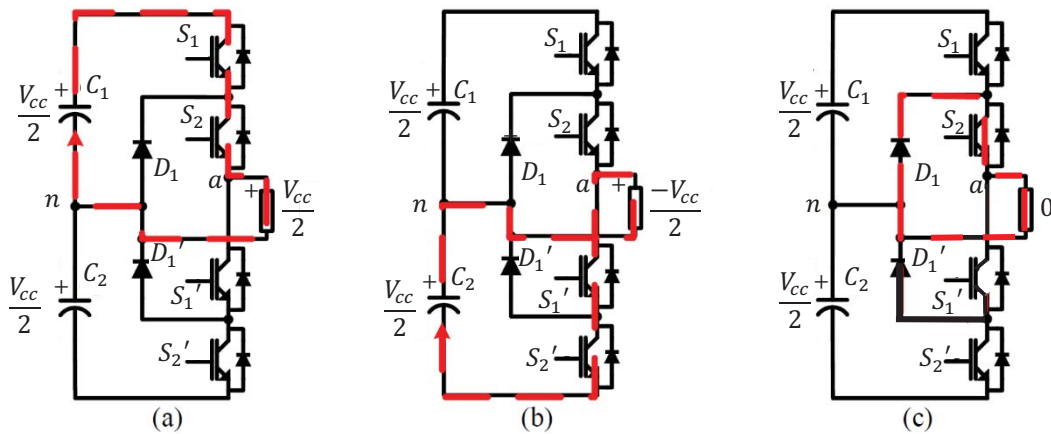


Figura 5 – Caminho da corrente em cada estado válido do inversor DCMLI.

(a) Estado 1; (b) Estado 2; (c) Estado 3.

É possível aumentar o número de níveis do inversor acrescentando mais capacitores em série com mais interruptores principais e seus respectivos diodos de grampeamento. A Figura 6 ilustra um inversor DCMLI a cinco níveis, onde o barramento cc é composto por uma série de 4 capacitores,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ , considerando a tensão total  $V_{cc}$  sobre o barramento, cada capacitor tem uma tensão de  $\frac{V_{cc}}{4}$ .

O inversor é constituído de 8 interruptores, com funcionamento em 4 pares complementares que conduzem de forma alternada. A Tabela 2 apresenta os estados válidos permitidos pelo inversor DCMLI de cinco níveis:

Tabela 2 – Estados válidos para o inversor DCMLI de cinco níveis.

| Estados | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S'_1$ | $S'_2$ | $S'_3$ | $S'_4$ | $v_{an}$            |
|---------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|---------------------|
| 1       | 1     | 1     | 1     | 1     | 0      | 0      | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| 2       | 0     | 1     | 1     | 1     | 1      | 0      | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{4}$  |
| 3       | 0     | 0     | 1     | 1     | 1      | 1      | 0      | 0      | 0                   |
| 4       | 0     | 0     | 0     | 1     | 1      | 1      | 1      | 0      | $-\frac{V_{cc}}{4}$ |
| 5       | 0     | 0     | 0     | 0     | 1      | 1      | 1      | 1      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

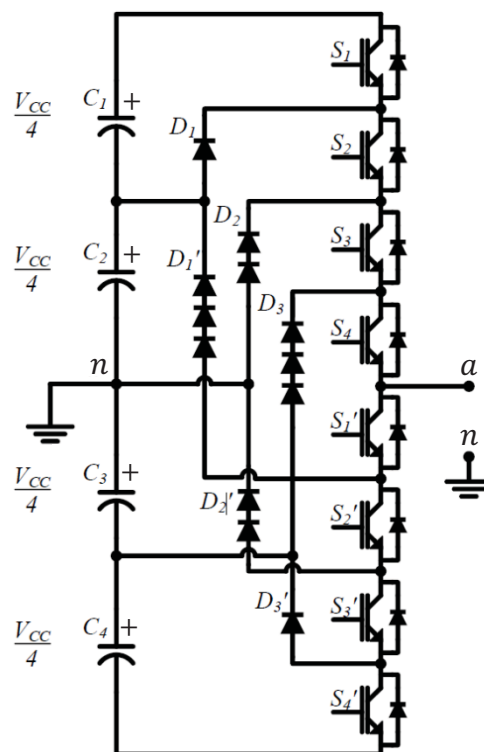


Figura 6 – Inversor DCMLI de cinco níveis.

Considerando um inversor DCMLI com  $m$  níveis os componentes ativos precisam suportar uma tensão  $\frac{V_{cc}}{m-1}$ , as tensões inversas nos diodos são diferentes, por exemplo, dependendo do estado de operação do circuito,

determinado diodo deve bloquear a tensão de três capacitores, ou seja,  $\frac{3V_{CC}}{4}$ . Desta forma, assumindo que cada diodo suporta a mesma tensão dos componentes ativos, o número de diodos necessários para projeto do inversor é igual a  $(m - 1) \cdot (m - 2)$ , considerando um projeto com um número de níveis muito elevado, a implementação desta topologia é inviável (MACEDO, 2015). Esse número de diodos cresce principalmente devido ao aumento de níveis no conversor que gera diferentes valores de tensão aplicados aos diodos de grampeamento, dessa forma geralmente são acrescentados diodos em série para manter os componentes com a mesma especificação (BATSCHAUER, 2011)

Por fim pode-se destacar algumas vantagens da utilização desta topologia como a redução do conteúdo harmônico na tensão de saída com o aumento do número de níveis, baixas perdas por comutação, o fluxo de potência reativa pode ser controlado sem causar desbalanceamento nos capacitores e o inversor é bidirecional. Considerando sistemas polifásicos a maior vantagem desse modelo está na existência de um barramento único, por esse motivo é muito utilizado em conversores trifásicos. Quanto as limitações, o número de diodos aumenta conforme o número de níveis, as perdas de condução e comutação nos interruptores são diferentes, não há o grampeamento de tensão dos interruptores internos e a transferência de potência ativa causa desbalanceamento dos capacitores, dificultando o controle do sistema (MESQUITA, 2011).

#### 2.1.2.2 Inversor Multinível do tipo Flying Capacitors (FCMLI)

No DCMLI são utilizados diodos para grampear a tensão sobre os interruptores, porém no conversor FCMLI são utilizados capacitores para garantir uma tensão fixa sobre os interruptores. Dessa forma, a tensão dos capacitores flutuantes é distribuída de maneira que cada capacitor tenha uma fração da tensão total do barramento CC, onde para um inversor com  $m$  níveis essa tensão é definida por  $\frac{V_{CC}}{m-1}$ , manter o equilíbrio dessas tensões é fundamental para a operação adequada do inversor.

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

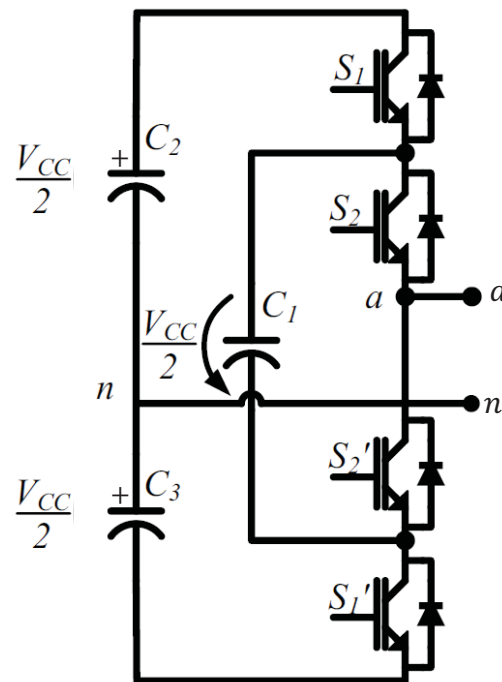


Figura 7 – Inversor FCMLI de três níveis

O inversor da Figura 7 possui três níveis, com tensão de saída medida entre os pontos  $a$  e  $n$  de  $\frac{V_{cc}}{2}$ ,  $0$  e  $-\frac{V_{cc}}{2}$ . Esse tipo de inversor possui estados de comutação redundantes para sintetizar a tensão de fase, ou seja, alguns valores podem ser obtidos por mais de um estado de operação. A Tabela 3 apresenta os quatros estados permitidos pelo FCMLI de três níveis e a Figura 8 complementa com o caminho da corrente para cada um dos estados.

Tabela 3 – Estados válidos para o inversor FCMLI de três níveis.

| Estados | $S_1$ | $S_2$ | $S'_1$ | $S'_2$ | $v_{an}$            |
|---------|-------|-------|--------|--------|---------------------|
| 1       | 1     | 1     | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| 2       | 0     | 1     | 1      | 0      | 0                   |
| 3       | 1     | 0     | 0      | 1      | 0                   |
| 4       | 0     | 0     | 1      | 1      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Fonte: (MACEDO, 2015)

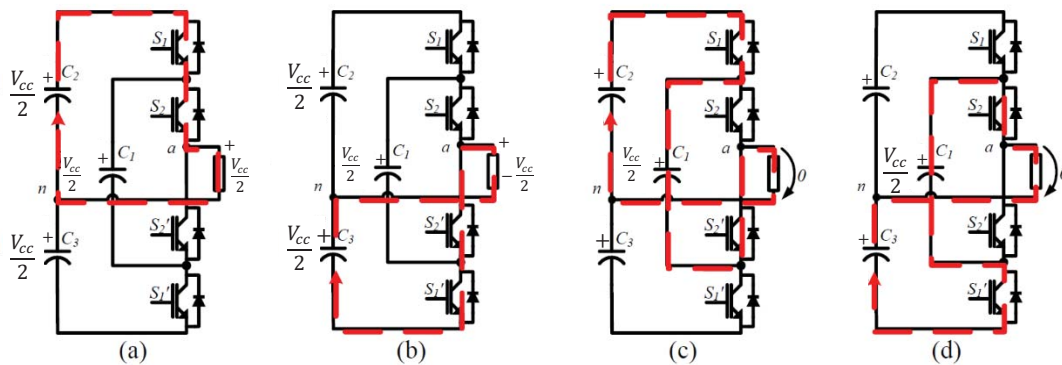


Figura 8 – Caminho da corrente em cada estado válido do inversor FCMLI.

(a) Estado 1; (b) Estado 2; (c) Estado 3; (d) Estado 4.

Considerando o inversor FCMLI de cinco níveis ilustrado na Figura 9, sabendo que os capacitores flutuantes  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , são carregados com a mesma tensão dos capacitores no barramento cc de  $\frac{V_{cc}}{4}$ , dessa forma pode-se afirmar que  $C_1$  tem tensão  $\frac{V_{cc}}{4}$ ,  $C_2$  tem tensão  $\frac{2V_{cc}}{4}$  e  $C_3$  tem tensão  $\frac{3V_{cc}}{4}$ . Importante ressaltar que na figura os capacitores flutuantes são representados com capacitores em série, por exemplo, o capacitor  $C_2$  é representado por dois capacitores idênticos em série  $C_{2a}$  e  $C_{2b}$ . A Tabela 4 apresenta todos os estados válidos existentes para cada um dos cinco níveis de tensão que o inversor permite.

A Tabela 4 possui indicadores para o modo em que os capacitores flutuantes se encontram em cada um dos estados. É possível identificar como possuem estados redundantes em que a tensão  $v_{an}$  não é alterada na transição de um estado para o outro.

As principais vantagens que podem ser destacadas nessa topologia, mas também presente em outras topologias, é a redução do conteúdo harmônico e o tamanho de filtros de saída com o aumento do número de níveis e o grampeamento direto de tensão em todos os semicondutores, evitando a sobretensão nos interruptores internos do conversor.

A análise para  $m$  níveis desse inversor tem como objetivo grampear a tensão nos interruptores com valor igual aos capacitores em série pertencentes ao barramento cc. Assim são necessários  $\frac{(m-1).(m-2)}{2}$  capacitores de

grampeamento e  $(m - 1)$  capacitores no barramento cc (RODRIGUEZ et al, 1996).

Da mesma forma apresentada para o DCMLI, o aumento de níveis resulta em um maior número de componentes, nesse caso capacitores, o que dificulta a implementação desta topologia, além de apresentar um controle complexo para minimizar o efeito do desbalanceamento da tensão nos capacitores flutuantes.

Tabela 4 – Estados válidos para o inversor FCMLI de cinco níveis.

| Estados   | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S'_1$ | $S'_2$ | $S'_3$ | $S'_4$ | $v_{an}$            |
|-----------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|---------------------|
| <b>1</b>  | 1     | 1     | 1     | 1     | 0      | 0      | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| <b>2</b>  | 0     | 1     | 1     | 1     | 1      | 0      | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{4}$  |
| <b>3</b>  | 1     | 0     | 1     | 1     | 0      | 1      | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{4}$  |
| <b>4</b>  | 1     | 1     | 0     | 1     | 0      | 0      | 1      | 0      | $\frac{V_{cc}}{4}$  |
| <b>5</b>  | 1     | 1     | 1     | 0     | 0      | 0      | 0      | 1      | $\frac{V_{cc}}{4}$  |
| <b>6</b>  | 0     | 0     | 1     | 1     | 1      | 1      | 0      | 0      | 0                   |
| <b>7</b>  | 0     | 1     | 0     | 1     | 1      | 0      | 1      | 0      | 0                   |
| <b>8</b>  | 0     | 1     | 1     | 0     | 1      | 0      | 0      | 1      | 0                   |
| <b>9</b>  | 1     | 0     | 0     | 1     | 0      | 1      | 1      | 0      | 0                   |
| <b>10</b> | 1     | 0     | 1     | 0     | 0      | 1      | 0      | 1      | 0                   |
| <b>11</b> | 1     | 1     | 0     | 0     | 0      | 0      | 1      | 1      | 0                   |
| <b>12</b> | 0     | 0     | 0     | 1     | 1      | 1      | 1      | 0      | $\frac{-V_{cc}}{4}$ |
| <b>13</b> | 0     | 0     | 1     | 0     | 1      | 1      | 0      | 1      | $\frac{-V_{cc}}{4}$ |
| <b>14</b> | 0     | 1     | 0     | 0     | 1      | 0      | 1      | 1      | $\frac{-V_{cc}}{4}$ |
| <b>15</b> | 1     | 0     | 0     | 0     | 0      | 1      | 1      | 1      | $\frac{-V_{cc}}{4}$ |
| <b>16</b> | 0     | 0     | 0     | 0     | 1      | 1      | 1      | 1      | $\frac{-V_{cc}}{2}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Fonte: (MACEDO, 2015)

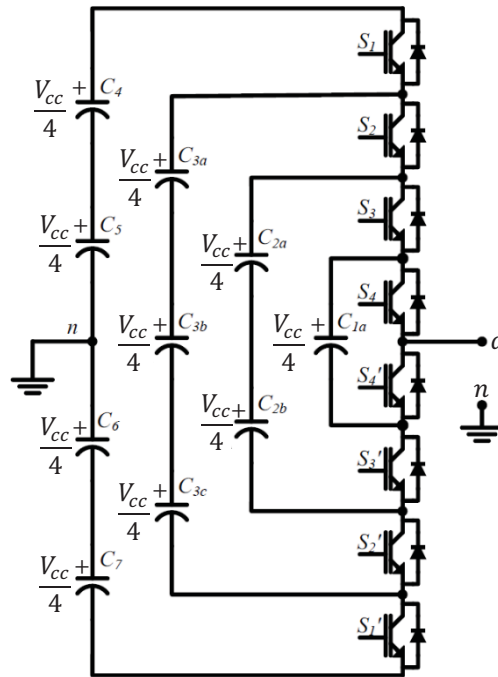


Figura 9 – Inversor FCMLI de cinco níveis

### 2.1.2.3 Inversor Multinível do tipo Cascaded Cell (CCMLI)

Diversas bibliografias colocam os inversores multiníveis em cascata como um dos mais aplicados na indústria. Esse conversor consiste em uma ligação em série de inversores monofásicos de ponte completa. A Figura 10 apresenta um inversor do tipo CCMLI com cinco níveis formado por dois módulos de pontes completas, onde cada módulo pode gerar três tensões diferentes  $\frac{V_{cc}}{2}$ , 0 e  $-\frac{V_{cc}}{2}$ , dessa forma, o inversor da Figura 10 pode variar de  $-V_{cc}$  a  $+V_{cc}$ , como é mostrado na Figura 11.

Assumindo  $m$  como sendo o número de níveis do inversor e  $c$  o número de módulos em série, pode-se relacionar os dois parâmetros com a Equação:

$$m = 2c + 1 \quad (1)$$

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

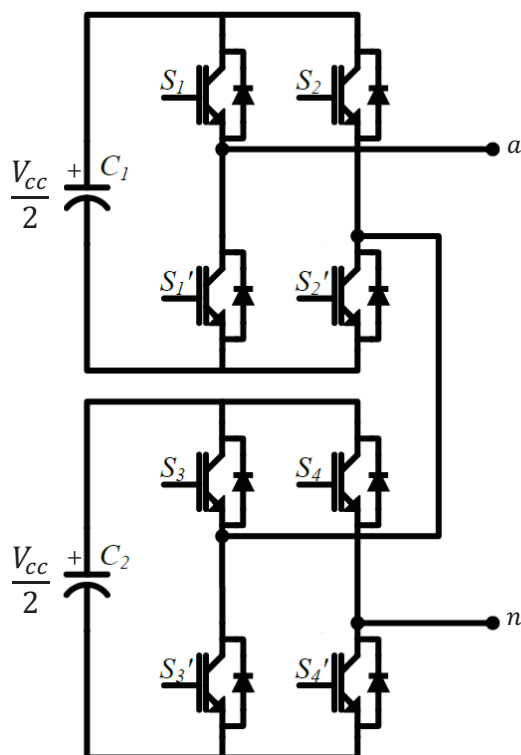


Figura 10 – Inversor CCMLI de cinco níveis

Fonte: Adaptado de (MACEDO, 2015)

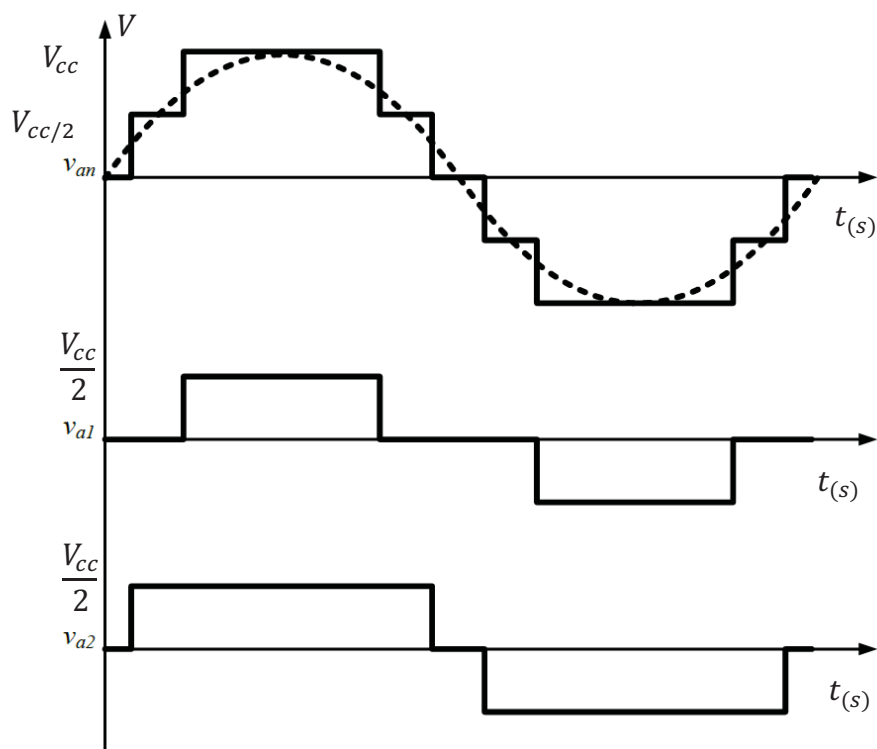


Figura 11 – Formas de onda geradas pelo Inversor CCMLI de cinco níveis

Os inversores multiníveis do tipo CCMLI requerem uma fonte isolada para cada conversor de ponte completa. As fontes contínuas normalmente são obtidas a partir de retificadores multipulsos ou ainda de conversores cc-cc isolados bidirecionais (WALTRICH, 2009).

A Tabela 5 apresenta os estados válidos permitidos pelo inversor CCMLI de cinco níveis, é possível verificar que nessa topologia também existem estados de comutação redundantes.

Tabela 5 – Estados válidos para o inversor CCMLI de cinco níveis.

| Estados   | $S_1$ | $S_2$ | $S'_1$ | $S'_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S'_3$ | $S'_4$ | $v_{an}$            |
|-----------|-------|-------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|---------------------|
| <b>1</b>  | 1     | 0     | 0      | 1      | 1     | 0     | 0      | 1      | $V_{cc}$            |
| <b>2</b>  | 1     | 0     | 0      | 1      | 1     | 1     | 0      | 0      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| <b>3</b>  | 1     | 0     | 0      | 1      | 0     | 0     | 1      | 1      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| <b>4</b>  | 1     | 1     | 0      | 0      | 1     | 0     | 0      | 1      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| <b>5</b>  | 0     | 0     | 1      | 1      | 1     | 0     | 0      | 1      | $\frac{V_{cc}}{2}$  |
| <b>6</b>  | 1     | 1     | 0      | 0      | 1     | 1     | 0      | 0      | 0                   |
| <b>7</b>  | 1     | 1     | 0      | 0      | 0     | 0     | 1      | 1      | 0                   |
| <b>8</b>  | 0     | 0     | 1      | 1      | 1     | 1     | 0      | 0      | 0                   |
| <b>9</b>  | 0     | 0     | 1      | 1      | 0     | 0     | 1      | 1      | 0                   |
| <b>10</b> | 1     | 0     | 0      | 1      | 0     | 1     | 1      | 0      | 0                   |
| <b>11</b> | 0     | 1     | 1      | 0      | 1     | 0     | 0      | 1      | 0                   |
| <b>12</b> | 0     | 1     | 1      | 0      | 1     | 1     | 0      | 0      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |
| <b>13</b> | 0     | 1     | 1      | 0      | 0     | 0     | 1      | 1      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |
| <b>14</b> | 1     | 1     | 0      | 0      | 0     | 1     | 1      | 0      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |
| <b>15</b> | 0     | 0     | 1      | 1      | 0     | 1     | 1      | 0      | $-\frac{V_{cc}}{2}$ |
| <b>16</b> | 0     | 1     | 1      | 0      | 0     | 1     | 1      | 0      | $-V_{cc}$           |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Dentre as principais vantagens que podem ser citadas dos inversores em cascata obtêm-se a facilidade em aumentar a quantidade de níveis com uma estrutura modular simples, baixa taxa de conteúdo harmônico na tensão de carga, possibilita redução no tamanho de filtros de saída e permite operação em alta tensão sem interruptores em série. As desvantagens estão na necessidade de um número elevado de fontes isoladas e no aumento da quantidade de componentes em conversores com muitos níveis (WALTRICH, 2009).

#### 2.1.2.4 Comparação entre as estruturas multiníveis

Uma comparação das principais topologias convencionais apresentadas nas Subseções anteriores é apresentada por (RODRIGUEZ, 1996). A Tabela 6 apresenta essa comparação com base no número de componentes necessários em cada uma das estruturas para aplicação monofásica e sem considerar o circuito de acionamento.

Tabela 6 – Comparação do número de componentes entre as principais estruturas.

| Estrutura                        | Níveis | Capacitores de grampeamento        | Diodos de grampeamento  | Chaves     | Fontes cc         |
|----------------------------------|--------|------------------------------------|-------------------------|------------|-------------------|
| <b>Diode-Clamped (DCMLI)</b>     | 3      | 2                                  | 2                       | 4          | 1                 |
|                                  | 5      | 4                                  | 12                      | 8          | 1                 |
|                                  | $m$    | $(m - 1)$                          | $(m - 1) \cdot (m - 2)$ | $2(m - 1)$ | 1                 |
| <b>Flying Capacitors (FCMLI)</b> | 3      | 3                                  | 0                       | 4          | 1                 |
|                                  | 5      | 10                                 | 0                       | 8          | 1                 |
|                                  | $m$    | $m \left[ \frac{m - 1}{2} \right]$ | 0                       | $2(m - 1)$ | 1                 |
| <b>Cascaded Cell (CCMLI)</b>     | 3      | 1                                  | 0                       | 4          | 1                 |
|                                  | 5      | 2                                  | 0                       | 8          | 2                 |
|                                  | $m$    | $\frac{m - 1}{2}$                  | 0                       | $2(m - 1)$ | $\frac{m - 1}{2}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Segundo a Tabela 6, sem considerar distribuição de perdas, controle da tensão de barramento, entre outros fatores, pode-se concluir que os inversores

em cascata (CCMLI) usando células  $H$  (células de inversores em ponte completa) exigem um menor número de componentes para gerar uma mesma quantidade de níveis que o DCMLI e o FCMLI.

#### 2.1.2.5 Inversores trifásicos e aplicações

Em função da maior parte das aplicações envolvendo inversores de tensão exigirem uma maior potência de saída, os modelos comerciais mais difundidos no mercado são os inversores trifásicos. Esse inversor não será o foco desse trabalho, porém pode ser exemplificado como o uso conjunto de três inversores de tensão monofásicos, onde cada um deles é responsável por uma das fases de alimentação.

A Tabela 7 apresenta uma pesquisa realizada por (BIN WU, 2006) e apresentada no trabalho de (MESQUITA, 2011). A pesquisa destaca inversores comerciais com aplicações envolvendo bombas de gasoduto na indústria petroquímica e estações de bombeamento, ventiladores na indústria de cimento, tração no transporte industrial, dentre outras, considerando diferentes faixas de potência.

Tabela 7 - Inversores multiníveis, principais fabricantes de inversores.

| Configuração do Inversor           | Componente de Chaveamento | Faixa de Potência (MVA) | Fabricante                                   |
|------------------------------------|---------------------------|-------------------------|----------------------------------------------|
| <i>Two-Level Voltage</i>           | IGBT                      | 1,4-7,2                 | Alstom (VDM 5000)                            |
| DCMLI                              | GTO                       | 0,3-5<br>3-27           | ABB (ACS1000) (AC6000)                       |
|                                    | GTO                       | 3-20                    | General Electric (Innovation Series MV-SP)   |
|                                    | IGBT                      | 0,6-7,2                 | Siemens (SIMOVERT-MV)                        |
|                                    | IGBT                      | 0,3-2,4                 | General Electric — Toshiba (Dura — Bilts MV) |
| CCMLI                              | IGBT                      | 0,3-22                  | ASI Robicon (Perfect Harmony)                |
|                                    |                           | 0,5-6                   | Toshiba (TOSVERT - MV)                       |
|                                    |                           | 0,45-7,5                | General Electric (Innovation MV-GP Type H)   |
| <i>NPC H-bridge inverter</i>       | IGBT                      | 0,4-4,8                 | Toshiba (TOSVERT 300MV)                      |
| <i>FCMLI</i>                       | IGBT                      | 0,3-8                   | Alstom (VDM6000 Symphony)                    |
| <i>PWM Current Source Inverter</i> | Symmetrical GTO           | 0,2 — 20                | Rockwell Automation (PowerFlex 7000)         |
| <i>Load Commutated Inverter</i>    | SCR                       | >10                     | Siemens (SIMOVERT-MV)                        |
|                                    |                           |                         | ABB (LCI)                                    |
|                                    |                           |                         | Alstom (ALSPA SD7000)                        |

Fonte: Adaptado de (MESQUITA, 2011).

### 2.1.3 Modulação PWM em inversores de tensão multiníveis

Um dos principais pontos que permitem o funcionamento adequado do inversor são as técnicas de modulação de sinal. Existem diversos tipos de modulações que podem ser aplicadas em inversores multiníveis. Segundo Batschauer (2011), na eletrônica de potência, a Modulação por Largura de Pulso (PWM) é a estratégia mais empregada para o comando dos conversores. Essa técnica consiste em variar a razão cíclica do sinal de alta frequência que comanda as chaves, com o objetivo de gerar na saída do conversor um sinal com conteúdo fundamental de frequência mais baixa, com amplitude e frequência ajustáveis (BATSCHAUER, 2011).

Como mostrado na Figura 12, as estratégias de modulação podem ser divididas em dois principais campos: espaços vetoriais e níveis de tensão de saída, da mesma forma como é abordado em (FRANQUELO et al., 2008).

Fonte: (BAÚ, 2018).

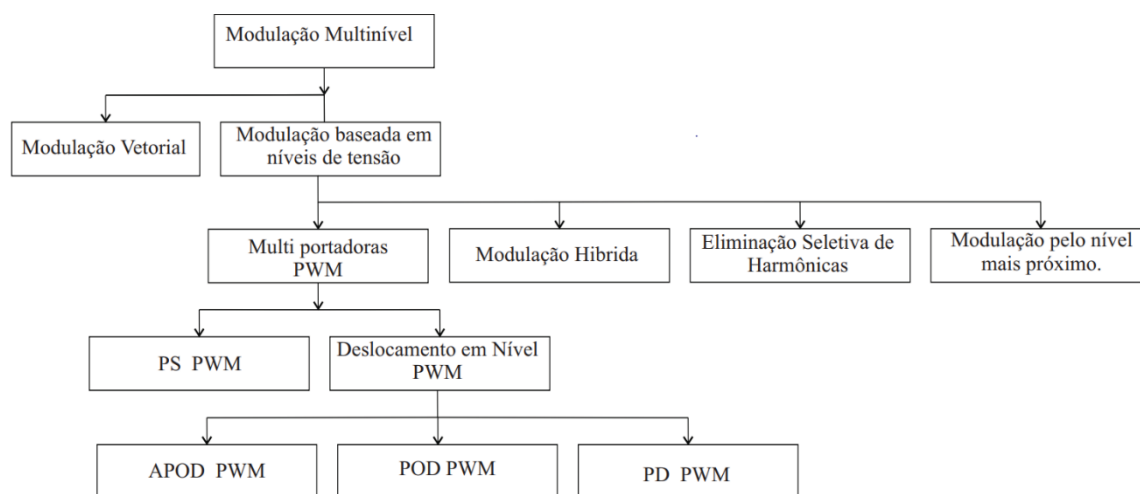


Figura 12 – Estratégias de modulação aplicadas em conversores.

Neste capítulo são abordadas as principais estratégias de modulação empregadas em conversores multiníveis. É dada uma ênfase às modulações do tópico “Multi portadoras PWM”, conforme mostra a Figura 12, sendo estas PD (*Phase Disposition*), POD (*Phase Opposition Disposition*), APOD (*Alternative*

Phase Opposition Disposition) e PS (*Phase Shifted*), na respectiva ordem em que são tratadas nas subseções seguintes.

#### 2.1.3.1 Modulação com Portadoras Dispostas em Fase (*Phase Disposition*)

A modulação PWM considera a disposição das portadoras em fase e com mesmo valor em sua amplitude, tendo sua diferença no valor médio. Os sinais de comando dos interruptores de potência são obtidos a partir da comparação da tensão de referência com umas das portadoras que possui sinal triangular.

A quantidade de portadoras necessárias, onde  $m$  é o número de níveis obtidos na tensão de fase de saída do conversor, é dada pela Equação (2):

$$m_{portadoras} = m - 1 \quad (2)$$

Na Figura 13 é apresentado um exemplo de modulação com as portadoras dispostas em fase para um conversor com cinco níveis na tensão de fase.

Fonte: (BATSCHAUER, 2011).

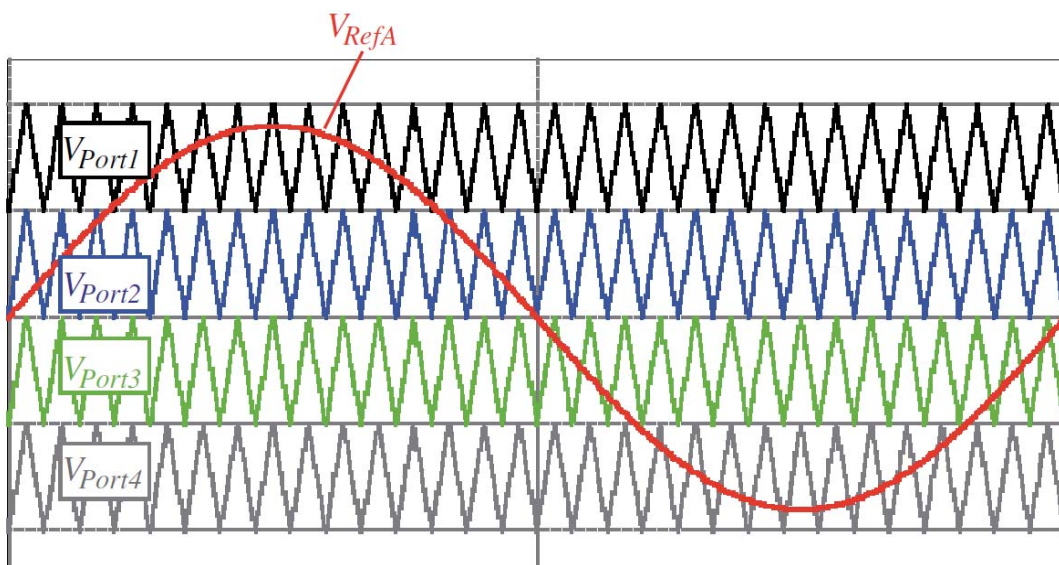


Figura 13 – Modulação com as portadoras dispostas em fase (PD).

### 2.1.3.2 Modulação com as Portadoras Dispostas em Oposição de Fase (Phase Opposition Disposition)

A modulação por largura de pulso em que suas portadoras estão em oposição de fase, as portadoras possuem mesma amplitude, porém com seus valores médios distintos é a modulação POD.

Como ilustrado na Figura 14, considerando um conversor de cinco níveis, as portadoras que possuem valor médio negativo estão defasadas em 180 graus quando comparadas com as portadoras com valor médio positivo.

Fonte: (BATSCHAUER, 2011).

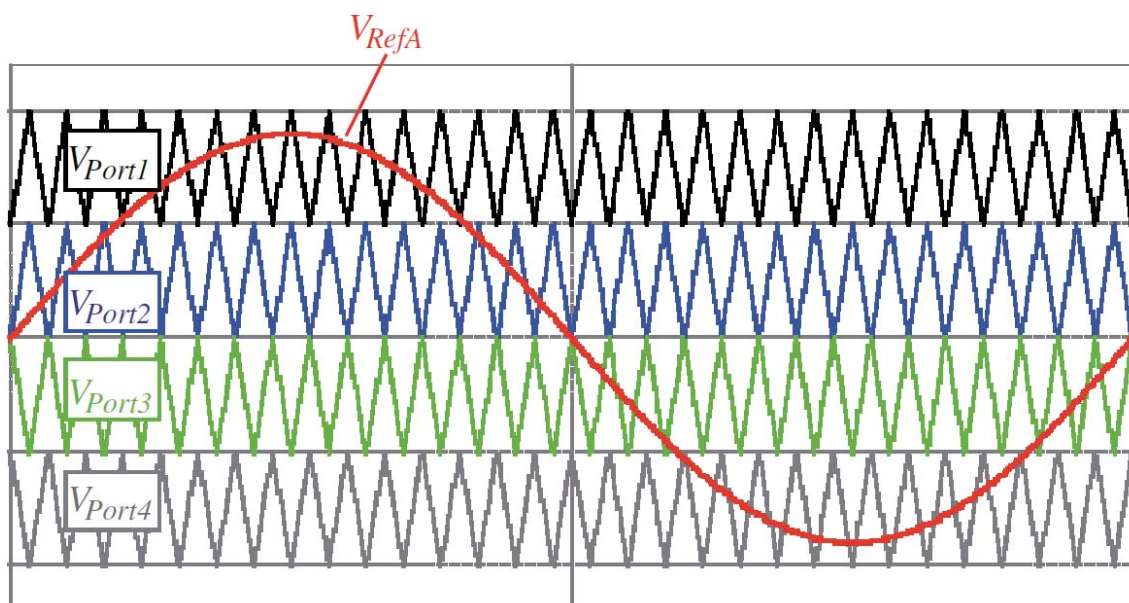


Figura 14 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição de fase (POD).

Essa modulação tem a quantidade de portadoras calculada também com a Equação (2), a principal diferença em comparação com a modulação “PD” está na Distorção Harmônica Total presente na tensão de linha dos conversores. A modulação com as portadoras em fase proporciona um melhor cancelamento de harmônicas na tensão de linha (BATSCHAUER, 2011).

### 2.1.3.3 Modulação com as Portadoras Dispostas em Oposição Alternada de Fase (Alternative Phase Opposition Disposition)

A modulação PWM onde as portadoras estão dispostas em oposição alternada de fase, com mesma amplitude, porém apresentam um deslocamento de fase de forma alternada, é a modulação APOD. Esta modulação tem a quantidade de portadoras também definida pela Equação (2).

A peculiaridade dessa modulação é que cada portadora está defasada em 180 graus da portadora adjacente, a defasagem é realizada de uma portadora para a portadora seguinte e não das portadoras com valor médio positivo e negativo, conforme pode ser observado na Figura 15 para um conversor de cinco níveis.

Fonte: (BATSCHAUER, 2011).

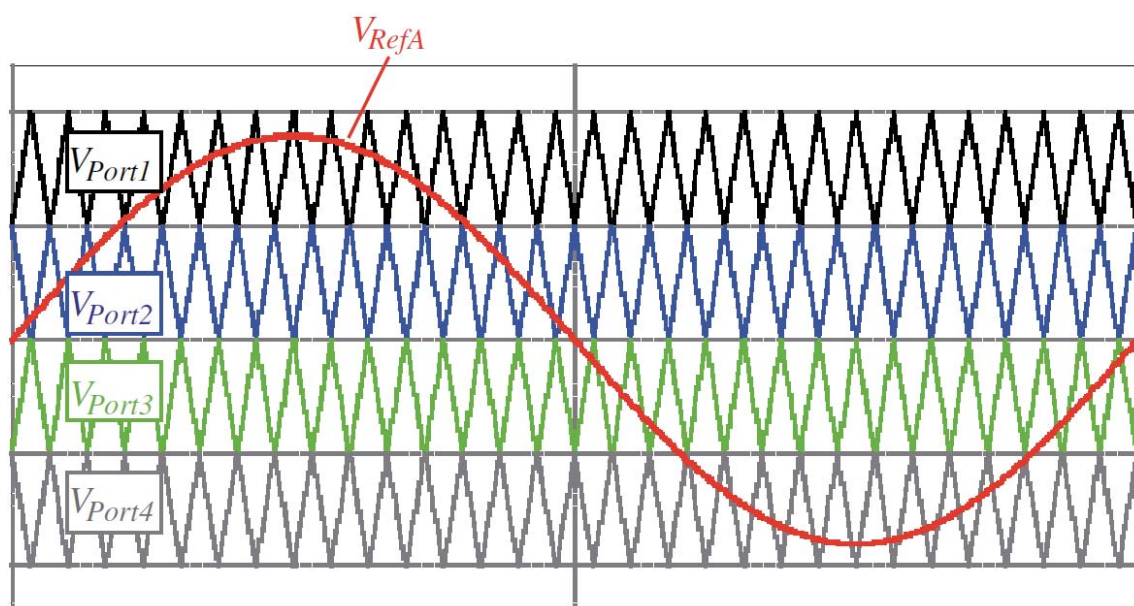


Figura 15 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase (APOD).

### 2.1.3.4 Modulação com as Portadoras com Deslocamento de Fase (Phase Shifted)

Esse método possui  $m - 1$  portadoras triangulares com mesma amplitude e nível médio nulo, estas triangulares são deslocadas  $\frac{360^\circ}{m-1}$  uma da outra. Nessa

modulação os interruptores são comutados durante todo o tempo, não existindo intervalos de tempo em que os interruptores permanecem mais de um período bloqueados ou conduzindo. Essa característica proporciona a mesma qualidade na tensão de fase que as modulações anteriores quanto à DHT, porém a tensão produzida pela estratégia PS simplifica a filtragem na saída, principalmente devido ao deslocamento das componentes harmônicas para maiores frequências. A Figura 16 apresenta um exemplo de modulação com as portadoras em deslocamento de fase.

Fonte: (BATSCHAUER, 2011).

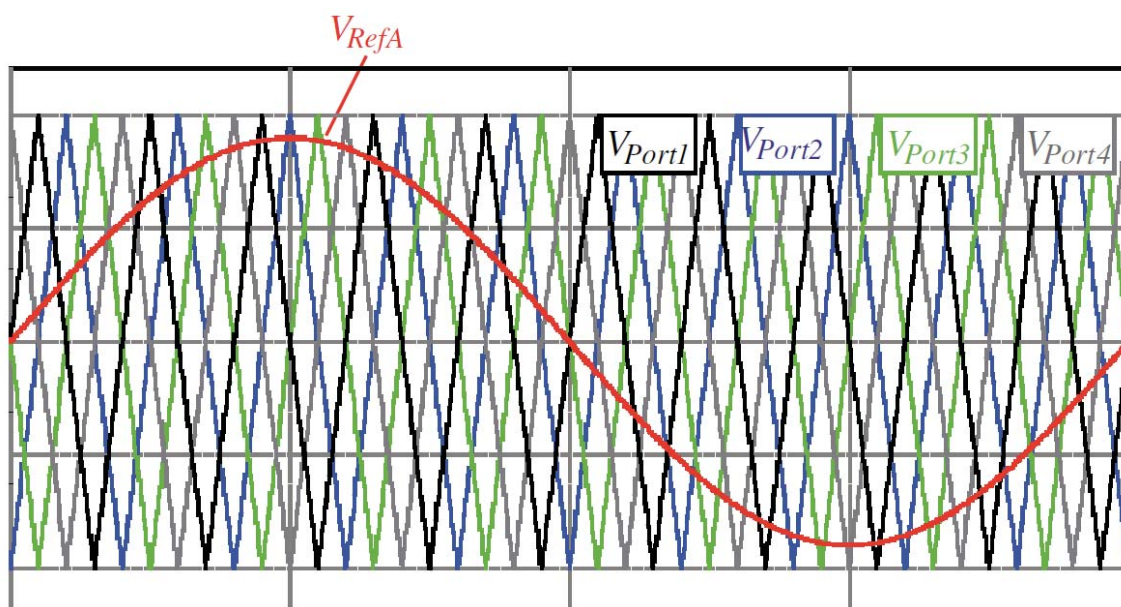


Figura 16 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase (PS).

#### 2.1.4 Filtros de saída para inversores de tensão

Os filtros de saída são utilizados para atenuar comportamentos indesejados no sinal de saída do circuito, como distorção harmônica total e variações de tensão, alguns problemas causados pela presença de harmônicos no circuito são a redução da vida útil de máquinas girantes, ressonâncias, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência (ARAÚJO, 2012).

Neste trabalho de uma forma geral os filtros utilizados são aplicados para atenuar o sinal de saída sobre cargas resistivas do tipo R. No projeto de um filtro, diversos parâmetros devem ser levados em consideração como os componentes utilizados, ordem do filtro e as características da banda passante. Os filtros passivos mais utilizados conectados nas saídas de inversores são: L, LC e LCL, ou ainda, filtro indutivo, filtro indutivo-capacitivo e filtro indutivo-capacitivo-indutivo, respectivamente.

O filtro L é constituído por uma indutância conectada em série com a saída do inversor para limitar a variação de corrente sofrida pela carga, possui comportamento de filtro passa-baixa com características típicas de sistemas de primeira ordem. O filtro LCL é composto por uma indutância em série com a saída do inversor, junto de um elemento capacitivo e uma segunda indutância em série com a saída do inversor, possui atenuação típica de sistemas de terceira ordem.

O filtro LC é um filtro passa-baixas constituído por um indutor e um capacitor, apresenta uma resposta em frequência de -40 dB por década acima da frequência de ressonância, conforme sistemas de segunda ordem. A banda passante do filtro LC é um fator importante para a frequência de operação do inversor e para a compensação de tensão, entretanto, aumentar a banda passante diminui a atenuação do filtro para uma mesma frequência (KIM; SUL, 2009).

Para inversores operando com saída em corrente, o uso dos filtros L e LCL é bastante difundido, já o LC é muito utilizado em aplicações onde o inversor opera com saída em tensão (PUPO, 2015). Assim esse trabalho tem o seu foco e busca estudar as metodologias para projetos de filtros LC, com o objetivo de filtrar tanto a corrente quanto a tensão que chega para a carga na saída do conversor.

#### **2.1.5 Inversores de tensão e suas cargas alimentadas**

Existem três configurações distintas para as cargas que são tipicamente alimentadas pelo inversor destacado neste trabalho: linear resistiva (R), linear resistiva-indutiva (RL) e não linear (NL).

As cargas lineares R e RL funcionam em conformidade com a fonte de alimentação do circuito elétrico, de forma simples pode-se exemplificar: se há um sinal senoidal aplicado na entrada de um sistema linear, na saída o resultado também é um sinal senoidal atenuado ou defasado.

Já as cargas não lineares são caracterizadas por apresentar uma relação não linear entre a tensão aplicada em seus terminais e a corrente drenada. Pode-se destacar as cargas não-lineares monofásicas conectadas na rede elétrica em três grupos. O primeiro grupo contém as cargas empregadas na saída de circuitos retificadores de onda completa e normalmente apresentam distorção harmônica total da corrente (DHTi) em torno de 100%. O segundo grupo é constituído pelas lâmpadas fluorescentes compactas com uma DHTi que varia de 15% a 140%. O terceiro é representado pelo grupo que utiliza de tiristores e triacs para o controle de tensão e potência, como por exemplo, no controle de luminosidade, de aquecimento e de motores de indução monofásicos (GERENT et al., 2005).

## 2.2 METODOLOGIAS DE PROJETOS PARA FILTROS DE SAÍDA

Conforme abordado por Segala (2022), encontram-se diversas metodologias para o projeto de um filtro LC, onde para cada aplicação existe um filtro considerado o mais adequado. Neste capítulo estão especificadas as características consideradas pelas principais metodologias para projetos de filtros de saída e uma breve análise de cada uma delas.

### 2.2.1 Projeto pela frequência de ressonância do par LC

Matematicamente a frequência de ressonância está associada a posição dos polos da função de transferência formada pelo filtro LC, onde em um sistema LC ideal a frequência de oscilação desse sistema quando não há dissipação de energia, ou seja, amortecimento igual a zero é definida pela própria frequência de ressonância. A frequência de ressonância pode ser caracterizada pelo momento em que se verifica um efeito de atenuação no sinal analisado.

Na Figura 17, em  $f_r = 100$  Hz é possível verificar diferentes respostas conforme a variação do fator de amortecimento  $\xi$ , essa característica é fundamental durante o projeto do filtro, uma vez que está relacionada com a carga que é alimentada pelo inversor. A frequência de ressonância de um filtro de saída LC pode ser calculada pela Equação (3).

Fonte: (SEGALA, 2022)

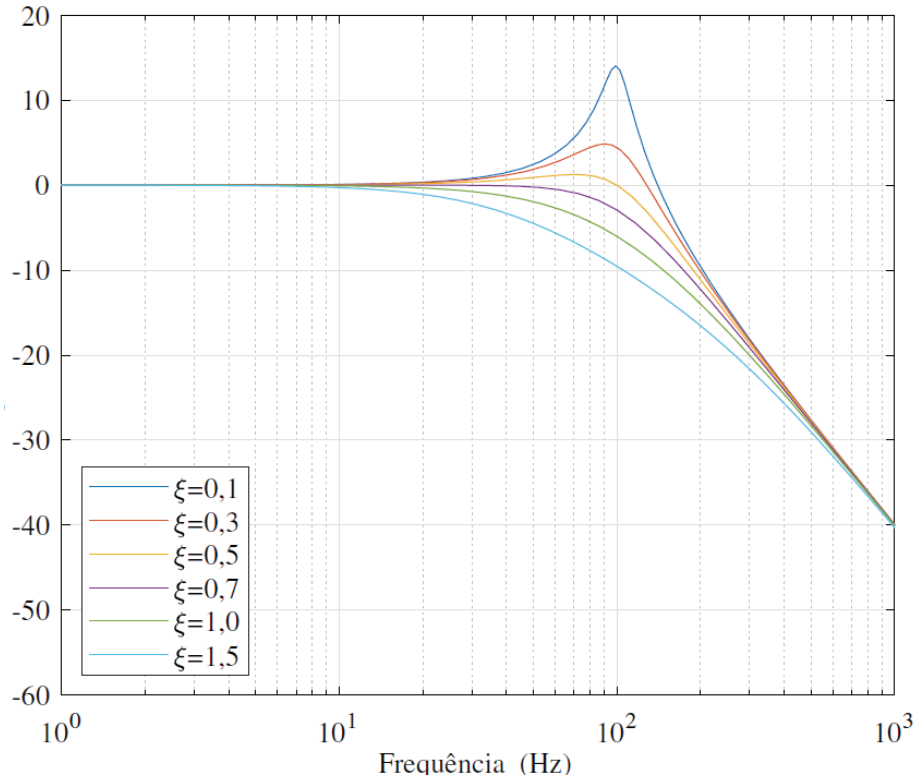


Figura 17 – Diagrama de magnitude com ganho unitário para um sistema de segunda ordem,  $f_r = 100$  Hz e diferentes fatores de amortecimento.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3)$$

Considerando a frequência de comutação do inversor  $f_s$  e a frequência de ressonância do filtro, obtêm-se três comportamentos distintos:

1.  $f_r > 10f_s$ ;
2.  $\frac{f_s}{10} \leq f_r \leq 10f_s$ ;

$$3. f_r < \frac{f_s}{10}.$$

No primeiro caso o filtro LC não possui efeitos para mitigar as componentes harmônicas geradas, essas componentes são diretamente transferidas para a saída do circuito, ou seja, o filtro não é funcional.

No segundo caso o filtro passa a apresentar atenuação do sinal de frequência de comutação e de suas componentes próximas, quando  $\xi \geq \frac{\sqrt{2}}{2}$ , caso contrário verifica-se uma amplificação das componentes harmônicas na saída, nesse caso o filtro prejudica o sinal sendo necessário compensar essa amplificação das harmônicas com um sistema complementar. Esse comportamento pode ser verificado na Figura 17.

Para o último caso tem-se a frequência de comutação uma década acima da frequência de ressonância do filtro, essa é a condição desejada para projeto do filtro. Dessa forma essa característica garante que as componentes harmônicas, devido a comutação, tenham uma atenuação aproximadamente de -40 dB a cada década acima da frequência de ressonância (SEGALA, 2022).

Em face do exposto é definida uma sequência para projetar o filtro LC com base no método avaliado, primeiramente a frequência de ressonância é definida, como visto para os diferentes cenários, pode-se utilizar como referência a frequência de uma década antes da frequência de comutação. Em seguida deve-se definir o valor para a capacitância  $C$  ou para a indutância  $L$  do filtro, por fim calcula-se o elemento faltante pela Equação (3). Ou seja, se definido um valor para a capacitância  $C$ , utiliza-se a Equação (3) para encontrar a indutância  $L$ .

### 2.2.2 Projeto pela conformidade com sistemas de segunda ordem

Considerando o inversor com filtro LC e carga resistiva conforme mostra a Figura 18, é possível aproximar o modelo matemático do inversor em um sistema de segunda ordem e assim projetar um filtro com características de segunda ordem (NARDI, 2016). Sendo  $G(s)$  uma representação padrão de um

sistema de segunda ordem e  $G_f(s)$  o modelo matemático do inversor, onde  $R_o$  é a carga resistiva na saída do circuito e  $\omega_n$  é a frequência angular natural de oscilação de um sistema de segunda ordem.

$$\omega_n = 2\pi f_n \quad (4)$$

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2\xi \omega_n)s + \omega_n^2} \quad (5)$$

$$G_f(s) = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_o C_f}\right)s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (6)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_f C_f} \quad (7)$$

$$\xi = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (8)$$

Isolando  $L_f$  na Equação (8), obtêm-se a Equação (9):

$$L_f = 4 R_o^2 \xi^2 C_f \quad (9)$$

Dessa forma, substitui-se  $L_f$  na Equação (7) e obtém-se o valor final de  $C_f$  e  $L_f$ :

$$C_f = \frac{1}{2 \xi \omega_n R_o} \quad (10)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_n^2 C_f} \quad (11)$$

Fonte: Adaptado de (SEGALA, 2022)

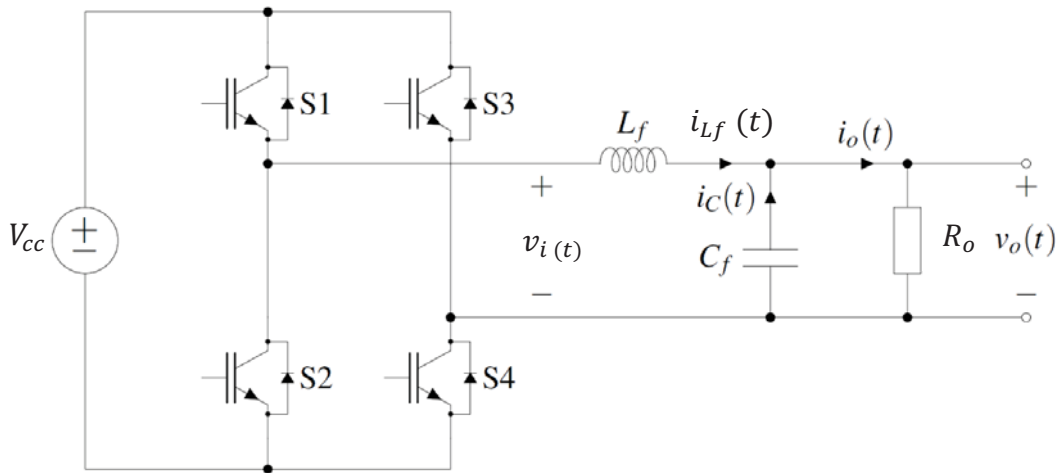


Figura 18 – Inversor monofásico em ponte completa com filtro LC e carga resistiva  $R_0$ .

Essa metodologia de projeto não considera a influência do fator de deslocamento de cargas e as não idealidades existentes no conversor chaveado, sendo limitada a aplicações com cargas lineares resistivas (SEGALA, 2022).

A sequência para definir o projeto de filtro LC baseado no método discutido consiste em inicialmente definir uma frequência de ressonância e o fator de amortecimento desejados e, por fim, junto da carga do circuito  $R_0$ , calcular o valor da capacitância e da indutância conforme as Equações (10) e (11).

### 2.2.3 Projeto pela distorção harmônica total

Nardi (2016) propõe empregando a metodologia já discutida na Subseção 2.2.1 uma função de transferência simplificada a partir da substituição  $s$  por  $j\omega_s$ , tendo então a nova função  $G_n(j\omega_s)$ . O autor relaciona a ondulação de tensão sobre o capacitor  $\Delta v_o(j\omega_s)$  com a tensão de pico de saída do inversor na frequência de comutação  $v_{i,pk}(j\omega_s)$ .

Pode-se afirmar que o valor de pico de um sinal senoidal é igual, ou mantém uma relação de proporcionalidade constante, ao valor da componente fundamental desse mesmo sinal, dessa forma qualquer desvio existente na amplitude, pode ser diretamente relacionado com a presença de componentes

harmônicas. A partir desta afirmação Nardi (2016) considera que a ondulação de tensão máxima no capacitor de saída tem sua amplitude proporcional a distorção harmônica máxima de tensão. A função de transferência definida pelo autor é apresentada na Equação (12).

$$G_n(j\omega_s) = \frac{\Delta v_o(j\omega_s)}{v_{i,pk}(j\omega_s)} = \frac{\sqrt{2} v_{o,RMS} DHT_v}{\frac{2V_{cc}}{\pi} \text{sen}(2\pi m_a)} \quad (12)$$

O índice de modulação do inversor é definido por  $m_a$ . A tensão de pico da saída do inversor é obtida a partir da análise de Fourier sobre  $v_i(t)$  e leva em consideração a primeira harmônica do sistema, que possui mesmo valor da componente na frequência fundamental de saída do inversor.

A metodologia do autor consiste em relacionar o ganho  $G_n$  na frequência de comutação com o ganho atribuído a função de transferência da Equação (6), ou seja, quando  $s = j\omega_s$ . Assim associa-se os módulos das Equações (12) e (6):

$$\frac{\sqrt{2} v_{o,RMS} DHT_v}{\frac{2V_{cc}}{\pi} \text{sen}(2\pi m_a)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{\sqrt{\left(\frac{1 - L_f C_f \omega_s^2}{L_f C_f}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{C_f R_o}\right)^2}} \quad (13)$$

Pode-se encontrar o valor para a capacitância  $C_f$ , substituindo a Equação (9) em (13). A partir do resultado,  $L_f$  é calculado também com Equação (9).

Tendo em vista que esse método partiu de uma continuação do método visto na Subseção 2.2.1, a sequência para o projeto de filtro apresentado, inicia-se ao definir a máxima distorção harmônica total de tensão  $DHT_v$ , em seguida calcula-se o ganho na frequência de comutação  $G_n(j\omega_s)$ , e por fim é possível obter os valores de capacitância e indutância com as Equações (9) e (13).

#### 2.2.4 Projeto pela ondulação de corrente e tensão

Em seu trabalho Segala (2022) apresenta as características de ondulação de tensão e corrente por diferentes autores, sendo estes (AHMAD et al., 2010;

MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018; BARBI et al., 2008; DAHONO; PURWADI; QAMARUZZAMAN, 1995; DAVID; MAKESCHIN; BARBI, 2002).

Os autores utilizam diferentes métodos para o projeto do filtro baseado nas oscilações de forma de onda de tensão e/ou corrente. A seguir são apresentados os equacionamentos para cada metodologia separados por autores.

Estendendo a abordagem da metodologia da frequência de ressonância, Ahmad et al. (2010), Mondal, Gayen e Gupta (2018) consideram a circulação de reativos como fator precedente da máxima ondulação de tensão no indutor. Assim define-se um parâmetro  $\alpha$  para a queda de tensão percentual no indutor e calculam a capacitância e a indutância do filtro através das Equações (14) e (15):

$$L_f = \frac{R_o}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - \frac{\omega_0^4}{\omega_c^4}} \quad (14)$$

$$C_f = \frac{1}{R_o} \sqrt{\frac{\omega_0^2}{\alpha^2 \omega_c^4 - \omega_0^4}} \quad (15)$$

Barbi et al. (2008), levam em consideração que o valor da tensão de pico na saída do inversor é maior que metade da tensão de entrada,  $v_o > \frac{V_{cc}}{2}$ , logo é possível obter os valores para indutância e capacitância a partir das Equações:

$$L_f = \frac{V_{cc}}{8f_s \Delta i_{L_f}} \quad (16)$$

$$C_f = \frac{V_{cc}}{128 f_s^2 L_f \Delta v_o \sqrt{2}} \quad (17)$$

Para Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995), é considerado o índice de modulação do inversor ( $m_a$ ) para o cálculo da indutância e da capacitância, com base neste índice os autores apresentam a expressão de  $K$ :

$$K = \sqrt{\frac{m_a^2 - \frac{15}{4}m_a^4 + \frac{64}{5\pi}m_a^5 - \frac{5}{4}m_a^6}{1440}} \quad (18)$$

Apesar dos autores não destacarem a origem do fator  $K$ , obtido através do índice de modulação, pode-se calcular os valores finais para o indutor e capacitor respectivamente, a partir da ondulação de tensão desejada ( $\Delta v_o$ ).

$$L_f = \frac{v_o}{i_o f_s} \sqrt{\frac{KV_{cc}}{\Delta v_o} \left[ 1 + 4\pi^2 \left( \frac{f_o}{f_s} \right) \frac{KV_{cc}}{\Delta v_o} \right]} \quad (19)$$

$$C_f = \frac{KV_{cc}}{f_s^2 L_f \Delta v_o} \quad (20)$$

David, Makeshin e Barbi (2002), por fim, apresentam um equacionamento de filtros direcionado para cargas não lineares. Dessa forma é considerada a máxima ondulação de corrente e a máxima queda de tensão no indutor para calcular valores de indutância mínimo e máximo ( $L_{f,min}$  e  $L_{f,max}$ ). Para a capacitância são calculados a partir dos limites de máxima ondulação de tensão ( $C_{f,min1}$ ) e com relação a frequência de ressonância do filtro ( $C_{f,min2}$ ).

$$L_{f,min} = \frac{1}{2f_s \Delta i_{L_f}} \left\{ \frac{\left[ E - \sqrt{2}v_o \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] \left[ \sqrt{2}v_o \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \right]}{V_{cc}} \right\} \quad (21)$$

$$L_{f,max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (22)$$

$$C_{f,min1} = \frac{\Delta i_o}{16f_s \Delta v_o} \quad (23)$$

$$C_{f,min2} = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_f} \quad (24)$$

A partir do cálculo das Equações (21), (22), (23) e (24) a seleção dos parâmetros dos componentes é feita considerando o resultado com o menor valor de indutância e com o maior valor de capacitância (SEGALA, 2022).

### 2.2.5 Projeto pelos limites de operação com cargas não lineares

Gerent et al, (2005) apresentam uma teoria fundamentada na ondulação de corrente e tensão do capacitor, porém especificamente para cargas não lineares, responsáveis por gerar elevadas derivadas de corrente. O projeto para filtros LC com cargas lineares requer maior atenção para o cálculo da indutância, visto que esse componente se opõe a variações bruscas de corrente, gerando uma queda de tensão elevada em seus terminais.

Um projeto inadequado de  $L_f$  pode comprometer a operação desejada e causar distorções nas formas de onda. As variações bruscas de tensão no indutor causadas pelas altas derivadas de corrente requeridas pela carga não linear devem receber uma maior atenção, tanto na subida, quanto na descida da corrente elétrica (SEGALA, 2022).

Dois efeitos podem ser observados, primeiro relacionado à derivada de subida da corrente, é responsável por causar no indutor do filtro uma elevada queda de tensão e por consequência distorcer a forma de onda da tensão. O segundo, é relacionado à derivada de descida da corrente e causa sobretensão no indutor (GERENT et al., 2005).

Dessa forma afim de reduzir os efeitos das derivadas de subida e descida da corrente na indutância de filtro, as Equações (25) e (26) limitam o valor máximo da indutância  $L_f$ , onde  $V_{i,min}$  é a menor tensão que o barramento pode atingir, considerando as oscilações na capacitância e  $V_{op}$  é a máxima tensão de

pico que pode ser atingida na saída do inversor. Gerent et al (2005) utilizam o fator de segurança 0,9 para o cálculo e o parâmetro  $k$  é obtido na Equação (27).

$$L_f(t) < \frac{0,9nV_{i,\min} - V_{op}}{\frac{di_{Lo}(t)}{dt}_{\text{máx, subida}}} \quad (25)$$

$$L_f(t) < \frac{0,9nV_{i,\min} - V_{op}\text{sen}(\arcsen(k) + \Delta t)}{\frac{di_{Lo}(t)}{dt}_{\text{máx, descida}}} \quad (26)$$

$$k = \frac{\sqrt{1 - 2\cos(\omega_r\Delta t) + \cos^2(\omega_r\Delta t)}}{\sqrt{1 + \omega_r^2\Delta t^2 - 2\cos(\omega_r\Delta t) + \cos^2(\omega_r\Delta t) - 2\omega_r\Delta t\text{sen}(\omega_r\Delta t) + \text{sen}^2(\omega_r\Delta t)}} \quad (27)$$

### 3 ANÁLISE DAS METODOLOGIAS DE FILTRO PARA INVERSORES DE TENSÃO MULTINÍVEIS

Neste capítulo, são apresentadas as metodologias utilizadas para a simulação dos filtros LC em inversores de tensão multiníveis. Destacam-se os parâmetros críticos de projeto que cada metodologia leva em consideração para o cálculo do filtro. Esses parâmetros críticos são aqueles que influenciam diretamente no cálculo do capacitor e do indutor e devem variar conforme as características de inversor desejadas no projeto. Essa abordagem possibilita uma melhor comparação entre as metodologias e uma avaliação mais precisa dos resultados obtidos.

Inicialmente, uma pesquisa bibliográfica foi realizada com o objetivo de encontrar referências específicas sobre filtros LC para inversores de tensão multiníveis. No entanto, devido à escassez de literatura específica sobre esse tema, não foi possível localizar artigos ou monografias que abordassem detalhadamente esse assunto. Trata-se de um tema muito específico na área de eletrônica de potência e ainda pouco explorado. Diante disso, foram adotadas as mesmas metodologias utilizadas no trabalho Segala (2022), adaptando cada uma delas para atender aos requisitos dos inversores multiníveis. A Tabela 8 apresenta a ordem das metodologias definidas, seus respectivos autores e o parâmetro crítico de projeto para cada uma delas.

Tabela 8 – Metodologias de Filtros LC, autores e parâmetros críticos de projeto.

| Metodologia | Autores                               | Parâmetro Crítico de Projeto        |
|-------------|---------------------------------------|-------------------------------------|
| 1           | (MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018)          | Frequência de Corte                 |
| 2           | (AHMAD et al., 2010)                  | Frequência de Corte                 |
| 3           | (YUSRAN; IKHSAN, 2019)                | Frequência de Corte                 |
| 4           | (TALI et al., 2014)                   | Frequência de Corte                 |
| 5           | (PUPO, 2015)                          | Frequência de Corte                 |
| 6           | (NARDI, 2016)                         | Distorção Harmônica Total de Tensão |
| 7           | (BARBI et al., 2008)                  | Oscilação de Tensão e Corrente      |
| 8           | (DAHONO; PURWADI; QAMARUZZAMAN, 1995) | Distorção Harmônica Total de Tensão |
| 9           | (DAVID; MAKESCHIN; BARBI, 2002)       | Oscilação de Tensão e Corrente      |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

### 3.1 CARACTERÍSTICAS DAS METODOLOGIAS PROPOSTAS

Considerando as metodologias mostradas na Tabela 8, desenvolveu-se um programa utilizando o software *Maple* capaz de calcular os filtros LC para cada uma das nove metodologias, baseando-se nas características do inversor projetado. Para validar os resultados obtidos com o programa, foi realizada uma revisão dos filtros projetados por cada um dos autores e utilizados como referência os valores obtidos por Segala (2022) para o inversor de tensão monofásico de três níveis.

Para as metodologias 1 até 5, todos os autores utilizam como referência a Equação (3), que leva como principal parâmetro a frequência de ressonância do filtro, diretamente ligada à frequência de comutação do inversor de tensão. As diferenças entre as metodologias concentram-se em diferentes critérios para o cálculo do indutor ou do capacitor.

Para a Metodologia 1, proposta por Mondal, Gayen e Gupta (2018), o cálculo do filtro LC baseia-se na frequência de ressonância do filtro. O autor calcula a indutância do filtro para que satisfaça a relação de mínimo consumo de reativos. Esse critério visa otimizar o desempenho energético do sistema.

Na Metodologia 2, apresentada por Ahmad et al. (2010), utiliza-se um ábaco para escolher um valor de alfa com base na frequência de operação na saída do inversor e na ondulação de corrente desejada no indutor. Com o valor de alfa definido, o indutor é calculado, e o capacitor é definido para atender à frequência de ressonância.

A Metodologia 3, desenvolvida por Yusran e Ikhsan (2019), não define uma alternativa específica para o cálculo do indutor. Em vez disso, sugere alguns valores de indutância. Para gerar as simulações, utiliza-se o indutor calculado na Metodologia 2, e o capacitor é ajustado para atender à frequência de ressonância.

Na Metodologia 4, Tali et al. (2014) calculam o indutor usando como parâmetros a tensão máxima e a corrente máxima na saída do inversor. Em seguida, o capacitor é definido para atender à frequência de ressonância.

A Metodologia 5, segundo Pupo (2015), inicia-se o cálculo pelo capacitor com base na resposta de frequência do filtro, semelhante ao método apresentado para filtros projetados pela conformidade com sistemas de segunda ordem. Por fim, o indutor é calculado para atender à frequência de ressonância.

Para a Metodologia 6, Nardi (2016) também começa pelo cálculo do capacitor, considerando a conformidade com sistemas de segunda ordem. No entanto, o parâmetro crítico é a distorção harmônica total de tensão (DHT) na saída do inversor.

Na Metodologia 8, proposta por Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995), calcula-se o valor de uma constante  $K$  baseado no índice de modulação do inversor. Em seguida, calcula-se o indutor e o capacitor, tendo como parâmetro crítico a distorção harmônica total de tensão desejada (DHT).

Para as metodologias 7 e 9, Barbi et al. (2008) e David, Makeschin e Barbi (2002), respectivamente, apresentam equações para o cálculo do indutor com base na ondulação de corrente desejada sobre o mesmo e para o capacitor conforme a ondulação de tensão desejada sobre a carga, que está em paralelo com o capacitor.

### 3.2 ADAPTAÇÕES PARA INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO MULTINÍVEL

As adaptações realizadas nas metodologias para os inversores de tensão multinível são cruciais para atender às especificidades desse tipo de topologia. Uma das principais diferenças observadas com o aumento do número de níveis está relacionada à frequência de saída do inversor de tensão antes do filtro, denominada  $f_s$ , que está diretamente vinculada ao número de níveis e à frequência de comutação dos semicondutores  $f_{sc}$ .

A frequência de saída do inversor  $f_s$  varia conforme o aumento do número de níveis devido à modulação escolhida, que é a *Phase Shifted* (PS). Essa técnica de modulação distribui a frequência de comutação dos semicondutores entre os diferentes níveis do inversor, resultando em uma frequência de saída composta que é uma função da soma das frequências individuais dos níveis. Por

exemplo, em um inversor de três níveis, utilizam-se duas portadoras com frequência de 20 kHz cada uma. Essas frequências, quando combinadas na saída, resultam em uma frequência de 40 kHz. Em um inversor de cinco níveis, adiciona-se mais um módulo inversor, o que leva a quatro portadoras, cada uma com 20 kHz. Na saída, essas frequências somam-se, resultando em uma frequência de 80 kHz.

A modulação PS é especialmente eficaz em inversores multiníveis porque permite uma melhor regulação da forma de onda de saída, contribuindo para uma operação mais suave e eficiente do sistema. Outra diferença significativa envolve a tensão aplicada sobre o indutor. Com o aumento do número de níveis, a tensão aplicada sobre o indutor se torna progressivamente menor. Isso ocorre porque, em uma configuração com uma tensão de barramento cc total de 400 V ( $V_{cc}$ ), o aumento do número de níveis requer a adição de mais módulos do inversor tipo *Cascaded Cell Multilevel Inverter* (CCMLI) em série. Esse arranjo aumenta o número de fontes isoladas que compõem o barramento cc, resultando em degraus menores de tensão aplicados na saída e, conseqüentemente, a redução da tensão máxima aplicada sobre o indutor.

Essa redução de tensão sobre o indutor tem um impacto direto na variação máxima de corrente no indutor, que está intimamente ligada à sua derivada. A taxa de variação da corrente no indutor, ou a derivada da corrente, é influenciada pela tensão aplicada e pela indutância. Com uma menor tensão aplicada sobre o indutor, a taxa de variação da corrente diminui, o que afeta o dimensionamento do indutor. Isso resulta em uma vantagem significativa em termos de custo, pois permite a utilização de indutores menores. Indutores menores não apenas ocupam menos espaço, mas também são mais baratos e mais fáceis de integrar em estruturas compactas de inversores multinível. Portanto, a correta adaptação dos indutores é crucial para otimizar o desempenho e reduzir os custos, garantindo uma operação estável e econômica do sistema.

A tabela a seguir apresenta as principais características de funcionamento do inversor de tensão que foram adaptadas por consequência do aumento do número de níveis. Estas adaptações são essenciais para garantir o desempenho

ideal dos filtros LC em inversores multinível, ajustando-se às novas condições impostas pelo aumento no número de níveis.

Tabela 9 – Adaptações realizadas de acordo com o aumento do número de níveis.

| Número de Níveis | Quantidade de fonte cc isoladas | Tensão de Cada Fonte cc (V)      | Frequência de Comutação dos semicondutores (Hz) | Frequência de Saída do Inversor (Hz) | Frequência de ressonância (Hz) |
|------------------|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------|
| 3                | 1                               | 400                              | 20k                                             | 40k                                  | 2,66k                          |
| 5                | 2                               | 200                              | 20k                                             | 80k                                  | 5,33k                          |
| 7                | 3                               | 133,33                           | 20k                                             | 120k                                 | 8k                             |
| $m$              | $\frac{m-1}{2}$                 | $\frac{V_{cc}}{(\frac{m-1}{2})}$ | $f_{sc}$                                        | $f_s = (m-1) \cdot f_{sc}$           | $f_r = \frac{f_s}{15}$         |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Vale ressaltar que conforme apresentado na revisão bibliográfica, para obter a frequência de ressonância do filtro, tem-se a frequência de chaveamento de saída do inversor  $f_s$  pelo menos uma década acima da frequência de ressonância do filtro. Dito isso, para o projeto dos filtros baseados na frequência de ressonância optou-se por calcular a frequência de ressonância considerando  $\frac{f_s}{15}$ , atendendo ao critério anteriormente descrito.

#### 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações são realizadas no software *PSIM*, utilizando como base os parâmetros do inversor projetado por Segala (2022). Isso é feito levando em consideração a possibilidade de uma possível continuidade desse trabalho, que apresenta a análise de filtros LC para a aplicação em conversores multiníveis, com o objetivo de obter resultados experimentais dos filtros apresentados, aproveitando os componentes disponíveis na Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) em Joinville. A Tabela 10 apresenta os parâmetros fixos considerados, independentemente da variação do número de níveis.

Tabela 10 – Parâmetros fixos dos inversores de tensão utilizados em simulação.

| Parâmetro                                              | Valor     |
|--------------------------------------------------------|-----------|
| Tensão total do barramento de entrada ( $V_{cc}$ )     | 400 V     |
| Tensão de saída do inversor ( $v_o$ )                  | 220 V     |
| Corrente de saída do inversor ( $i_o$ )                | 9,1 A     |
| Índice de modulação ( $m_a$ )                          | 0,78      |
| Frequência de operação da carga ( $f_o$ )              | 60 Hz     |
| Frequência de chaveamento do semicondutor ( $f_{sc}$ ) | 20 kHz    |
| Potência aparente da carga (S)                         | 2 kVA     |
| Carga linear resistiva (R)                             | 24,2 Ohms |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Os parâmetros escolhidos para o inversor são selecionados para representar valores comuns em ambientes comerciais e residenciais, com um valor eficaz de tensão de 220 V. Para alcançar esse valor eficaz de tensão, considerando que o valor de pico da tensão senoidal é de 311 V, é necessária uma fonte cc superior a esse valor. Portanto, é adotada uma tensão de 400 V para o barramento de entrada ( $V_{cc}$ ).

A frequência de comutação dos semicondutores de 20 kHz é escolhida para diminuir as dimensões dos componentes do filtro. Para as simulações, é considerado um fator de potência unitário, apesar, sabe-se que, na prática, não é possível atingir os mesmos resultados ideais obtidos em um software de simulação.

Todas as simulações são realizadas utilizando a técnica de modulação *Phase Shifted* (PS). Essa técnica é preferida em inversores multiníveis por várias razões: distribuição de forma equitativa do esforço de comutação entre os dispositivos semicondutores, melhora a distribuição térmica e reduz significativamente as distorções harmônicas na saída do inversor, resultando em uma forma de onda mais próxima da senoidal ideal.

#### 4.1 RESULTADOS OBTIDOS

Neste subcapítulo, são apresentados os valores de simulação obtidos para inversores de tensão monofásicos de 3 níveis e de 5 níveis, considerando dois conjuntos distintos de parâmetros. Dessa forma, possibilita-se comparar as metodologias de maneira clara e avaliar se estão corretamente adaptadas para inversores multiníveis e se estão atendendo aos parâmetros de projeto especificados. Por fim, é importante mencionar que o programa criado no software *Maple*, juntamente com as simulações realizadas, está disponibilizado no Apêndice A.

##### 4.1.1 Inversor de tensão monofásico 3 níveis com parâmetros 1

A fim de avaliar as metodologias de filtro propostas e comparar os resultados obtidos, uma primeira simulação é realizada para o inversor de tensão monofásico de 3 níveis, utilizando os parâmetros definidos por Segala (2022). A Tabela 11, em conjunto com a Tabela 10, apresenta todos os parâmetros definidos para a simulação discutida nessa seção.

Tabela 11 – Parâmetros 1 de simulação para inversor monofásico 3 níveis.

| Parâmetro                                                      | Valor    |
|----------------------------------------------------------------|----------|
| Número de níveis ( $m$ )                                       | 3        |
| Quantidade de fontes no barramento cc                          | 1        |
| Tensão de cada fonte no barramento cc                          | 400 V    |
| Ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta v_c = \Delta v_o$ ) | 2%       |
| Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ )              | 15%      |
| Distorção harmônica total de tensão ( $DHT_V$ )                | 3%       |
| Frequência de ressonância desejada ( $f_r$ )                   | 2,66 kHz |
| Frequência de comutação de saída ( $f_s$ )                     | 40 kHz   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Através dos circuitos representados pela Figura 19 e pela Figura 20 é possível realizar a simulação no software *PSIM*. O circuito de comando do inversor utiliza duas portadoras com o mesmo sinal triangular, ambas operam a uma frequência de 20 kHz, mas defasadas em 180 graus uma da outra. O sinal de referência é uma senoide com a frequência de saída desejada de 60 Hz. O circuito de controle está configurado para apresentar um índice de modulação de 0,78, garantindo a correta operação do inversor e a obtenção da forma de onda de saída desejada.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

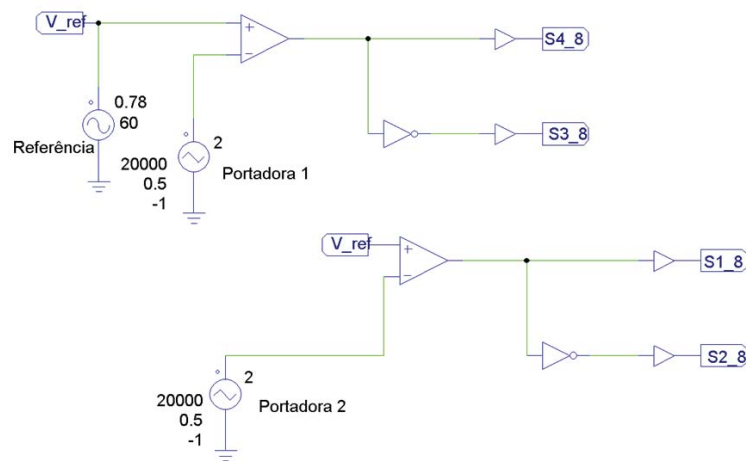


Figura 19 – Simulação Circuito de Comando PWM *Phase Shifted* inversor 3 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

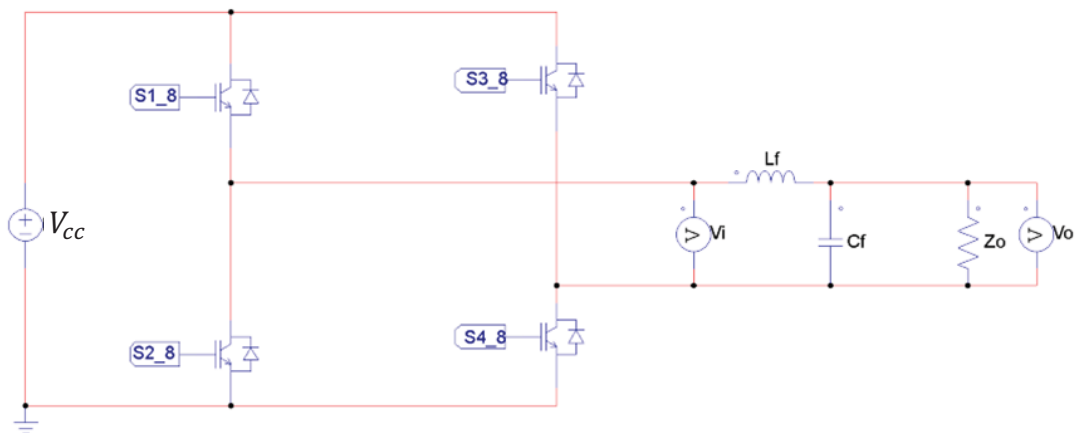
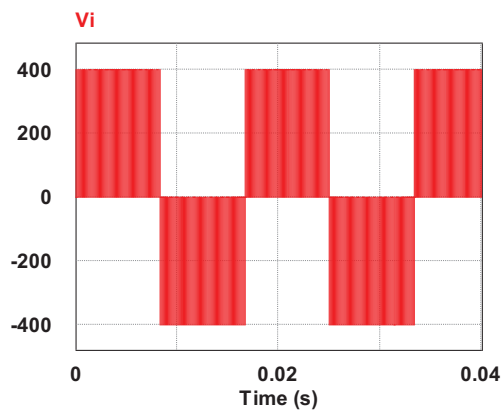


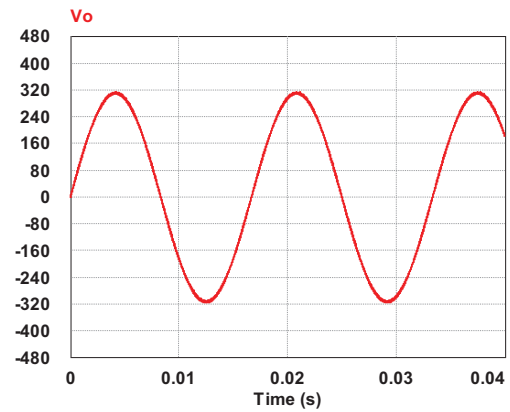
Figura 20 – Simulação Circuito de potência inversor CCMLI 3 níveis.

A Figura 21 apresenta as principais formas de onda obtidas na simulação do circuito. É importante ressaltar que, no ambiente de simulação do software, os resultados são ideais, na implementação real, problemas como as perdas nos semicondutores, a distorção harmônica adicional, a ondulação da tensão de barramento, as variações de temperatura, dentre outras variações que podem ocorrer na montagem de um circuito experimental, podem afetar significativamente o desempenho do circuito. Além disso, a precisão das medições e a estabilidade dos sinais de comando podem ser comprometidas por interferências eletromagnéticas e ruídos elétricos, resultando em formas de onda com qualidade inferior do que as simuladas.

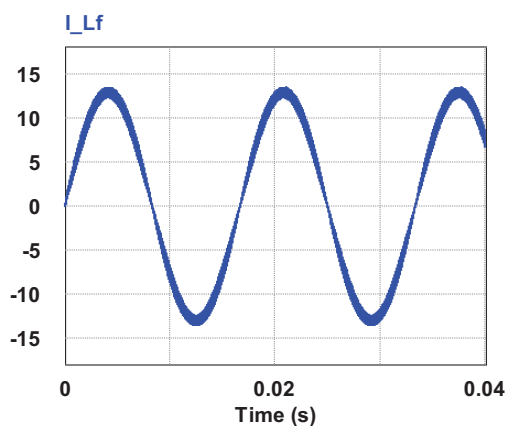
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).



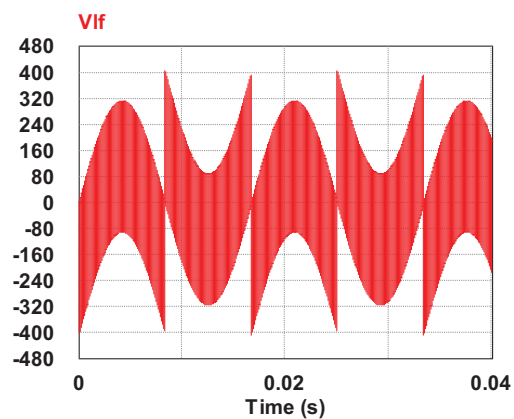
(a) Tensão de saída  $v_i$  antes do filtro.



(b) Tensão de saída  $v_o$  sobre a carga e sobre o capacitor após o filtro.



(c) Corrente sobre o indutor  $i_{Lf}$  antes da carga.



(d) Tensão sobre o indutor  $v_{Lf}$  antes da carga.

Figura 21 – Principais formas de onda de simulação do inversor CCMLI 3 níveis para metodologia 1 e parâmetros 1.

A forma de onda da corrente na carga não está apresentada porque, tratando-se de uma carga linear, a corrente apresenta a mesma forma de onda senoidal que a tensão na carga, porém com amplitude reduzida devido à resistência da carga. Além disso, o capacitor está em paralelo com a carga, o que faz com que a tensão sobre esse tenha a mesma forma de onda que a tensão na saída após o filtro. A análise das formas de onda revela que a tensão máxima no indutor é igual à tensão de barramento cc de 400 V, conforme esperado.

Para ilustrar a medição da tensão realizada no software *PSIM* para determinar a ondulação de tensão na carga e a ondulação de corrente no indutor, é apresentada uma imagem que demonstra o procedimento utilizado para obter esses valores. Primeiramente, verificou-se que as maiores oscilações de tensão e corrente estavam concentradas no pico da onda senoidal. Assim, a Figura 22 mostra uma ampliação no pico da forma de onda de corrente no indutor, destacando os valores máximos e mínimos medidos.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

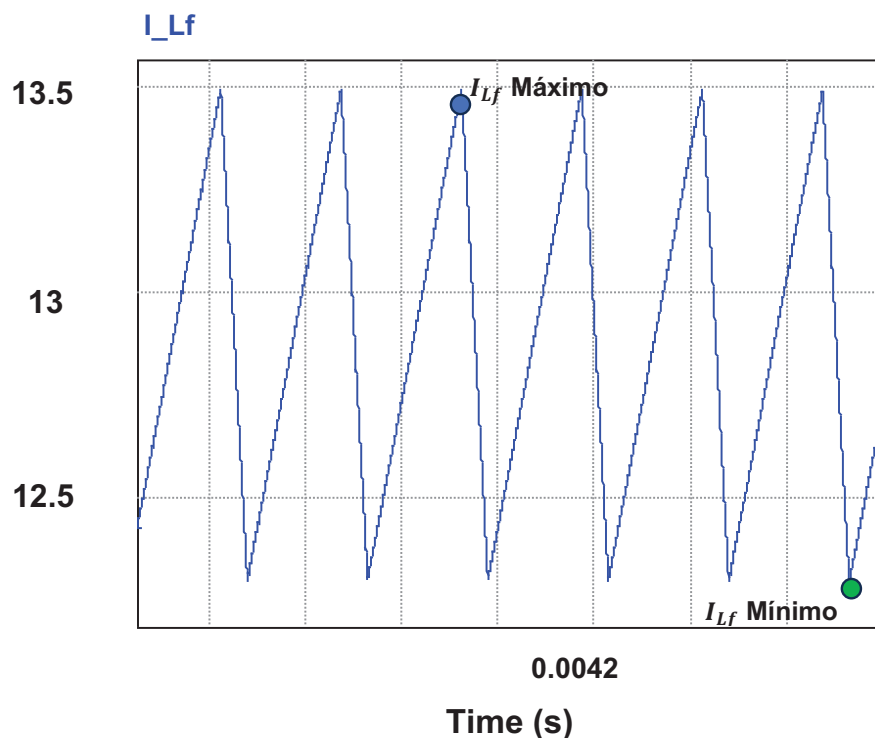


Figura 22 – Detalhe da forma de onda de corrente sobre o indutor  $i_{Lf}$ .

Para o intervalo ampliado da corrente sobre o indutor, é realizada a medição dos valores máximos e mínimos utilizando o software *PSIM*. O valor máximo obtido é de 13,496 A e o valor mínimo foi de 12,295 A. Dessa forma, a variação de corrente  $\Delta i_{Lf}$  pode ser calculada como:

$$\Delta i_{Lf} = 13,496 \text{ A} - 12,295 \text{ A} = 1,201 \text{ A}$$

Para obter o valor da variação em porcentagem, dividiu-se o valor obtido de  $\Delta i_{Lf}$  pela corrente máxima de 13,496 A, resultando na variação percentual:

$$\Delta i_{Lf} \% = \frac{\Delta i_{Lf}}{i_{Lf_{\text{máx}}}} \cdot 100 = \frac{1,201 \text{ A}}{13,496 \text{ A}} \cdot 100 = 8,89\%$$

Dessa forma, está sendo realizado o cálculo da máxima variação do sinal a ser analisado e uma medição precisa garante resultados consistentes para comparar entre as metodologias. Esse método é foi utilizado em todas as simulações, tanto para a corrente no indutor quanto para a tensão na carga ( $v_o$ ).

Utilizando a ferramenta FFT disponibilizada pelo software para obter a transformada de Fourier, pode-se analisar as componentes harmônicas da tensão de saída  $v_o$  em função da frequência. Verifica-se que a amplitude máxima de aproximadamente está próxima à frequência fundamental de saída do inversor de 60 Hz. Em seguida, são encontradas as componentes nas frequências múltiplas da frequência de comutação do inversor ( $f_s$ ) e suas bandas laterais, conforme mostra a Figura 23.

Para realizar a simulação com a Transformada de Fourier, considerou-se o capacitor e o indutor calculado para a metodologia 8, pois essa apresentou um valor maior de distorção harmônica total de tensão, o que possibilita uma melhor visualização. A seguir são apresentados todos os dados de simulação adquiridos para o inversor de tensão CCMLI de três níveis seguindo as características de projeto especificadas na Tabela 10 e na Tabela 11. Vale ressaltar que para cada metodologia está destacado em azul a coluna que representa o respectivo parâmetro crítico de projeto, conforme mostra a Tabela 12 com os resultados obtidos.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

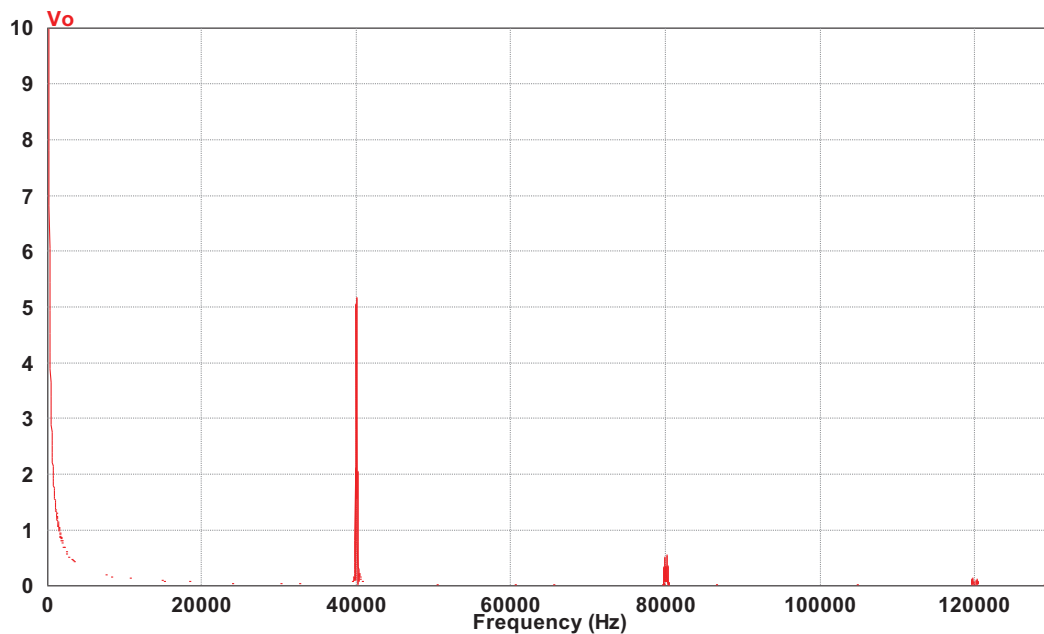


Figura 23 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de três níveis considerando a metodologia 8.

A partir dos resultados obtidos na Tabela 12 pode-se verificar a tendência de cada uma das metodologias em atender o seu respectivo parâmetro crítico de projeto. As metodologias 1 a 5 atendem a frequência de ressonância desejada, as metodologias 6 e 8 tem como objetivo atender a DHTv de 3% enquanto as metodologias 7 e 9 devem obter resultados de ondulação de tensão na carga próximos a 2% e ondulação de corrente de 15%. Uma análise detalhada acerca dos resultados obtidos para as simulações dos conversores multiníveis para 3 e 5 níveis, com parâmetros 1 e 2 apresentados neste capítulo é apresentada em 4.2 ANÁLISE DETALHADA DAS METODOLOGIAS.

Tabela 12 – Resultados de simulação para Inversor CCMLI de 3 níveis com Parâmetros 1.

| Metodologia | Valor $R$<br>( $\Omega$ ) | Valor $C_f$<br>(F) | Valor $L_f$<br>(H) | $v_{o,RMS}$<br>(V) | $i_{o,RMS}$<br>(A) | $DHT_v$<br>(%) | $DHT_i$<br>(%) | $\Delta v_o$<br>(V) | $\Delta v_o$ (%) | $\Delta i_{L_f}$<br>(A) | $\Delta i_{L_f}$<br>(%) | $f_r$<br>Calculado<br>(Hz) |
|-------------|---------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|----------------|----------------|---------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 1           | 24,2                      | 2,47 $\mu$         | 1,44m              | 220,67             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,72                | 0,550%           | 1,20                    | 8,899%                  | 2,67E+03                   |
| 2           | 24,2                      | 2,78 $\mu$         | 1,28m              | 220,69             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,521               | 0,486%           | 1,35                    | 9,955%                  | 2,67E+03                   |
| 3           | 24,2                      | 2,78 $\mu$         | 1,28m              | 220,69             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,521               | 0,486%           | 1,35                    | 9,955%                  | 2,67E+03                   |
| 4           | 24,2                      | 1,85 $\mu$         | 1,93m              | 220,63             | 9,12               | 0,284%         | 0,284%         | 1,522               | 0,486%           | 0,90                    | 6,717%                  | 2,66E+03                   |
| 5           | 24,2                      | 1,74 $\mu$         | 2,04m              | 220,62             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,51                | 0,483%           | 0,83                    | 6,236%                  | 2,67E+03                   |
| 6           | 24,2                      | 602,4n             | 705,58 $\mu$       | 220,68             | 9,12               | 2,375%         | 2,375%         | 12,57               | 3,936%           | 2,44                    | 17,305%                 | 7,72E+03                   |
| 7           | 24,2                      | 968,49n            | 1,3m               | 220,62             | 9,12               | 0,803%         | 0,803%         | 4,263               | 1,355%           | 1,33                    | 9,826%                  | 4,49E+03                   |
| 8           | 24,2                      | 761,2n             | 445,81 $\mu$       | 220,73             | 9,22               | 3,050%         | 3,050%         | 17,04               | 5,293%           | 3,95                    | 26,602%                 | 8,64E+03                   |
| 9           | 24,2                      | 968,49n            | 1,28m              | 220,62             | 9,12               | 0,816%         | 0,816%         | 4,347               | 1,382%           | 1,35                    | 9,957%                  | 4,52E+03                   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

#### 4.1.2 Inversor de tensão monofásico 5 níveis com parâmetros 1

Para verificar a adaptação das metodologias ao inversor de 5 níveis, são realizadas simulações mantendo os parâmetros de projeto utilizados para o inversor de 3 níveis. O objetivo é assegurar que as metodologias estão corretamente ajustadas e que os resultados obtidos são coerentes com as especificações de projeto. A Tabela 14 apresenta os parâmetros simulados para o inversor de tensão monofásico CCMLI 5 níveis com carga linear resistiva.

Tabela 13 – Parâmetros 1 de simulação para inversor monofásico 5 níveis.

| Parâmetro                                                      | Valor    |
|----------------------------------------------------------------|----------|
| Número de níveis ( $m$ )                                       | 5        |
| Quantidade de fontes no barramento cc                          | 2        |
| Tensão de cada fonte no barramento cc                          | 200 V    |
| Ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta v_c = \Delta v_o$ ) | 2%       |
| Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ )              | 15%      |
| Distorção harmônica total de tensão ( $DHT_V$ )                | 3%       |
| Frequência de ressonância desejada ( $f_r$ )                   | 5,33 kHz |
| Frequência de comutação de saída ( $f_s$ )                     | 80 kHz   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Conforme apresentado na Tabela 13, pode-se verificar as principais diferenças decorrentes do aumento do número de níveis, como o acréscimo de uma fonte isolada que compõe o barramento cc, porém com tensão reduzida pela metade. Além disso, observa-se o dobro da frequência de ressonância desejada e da frequência de saída do inversor. No entanto, os parâmetros de ondulação de tensão, corrente e DHTv foram mantidos iguais aos desejados para o inversor de 3 níveis. A Figura 24 e a Figura 25 apresentam respectivamente o circuito de comando e o circuito de potência utilizados em simulação para o inversor de 5 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

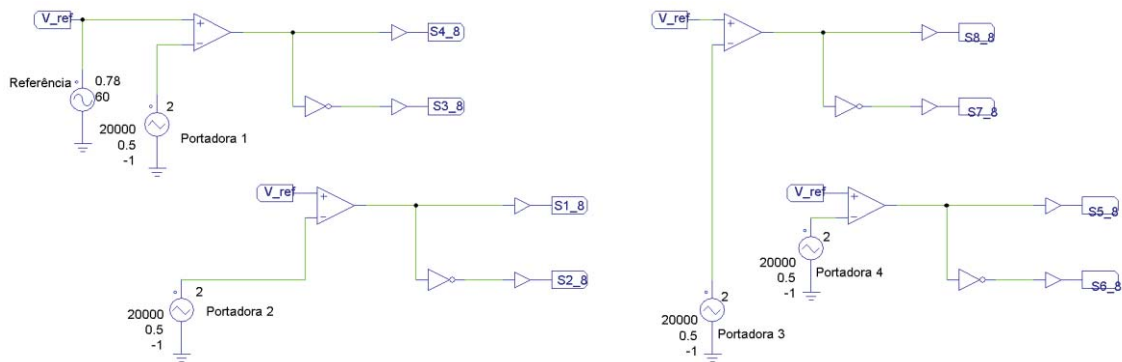


Figura 24 – Circuito de Comando PWM *Phase Shifted* inversor 5 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

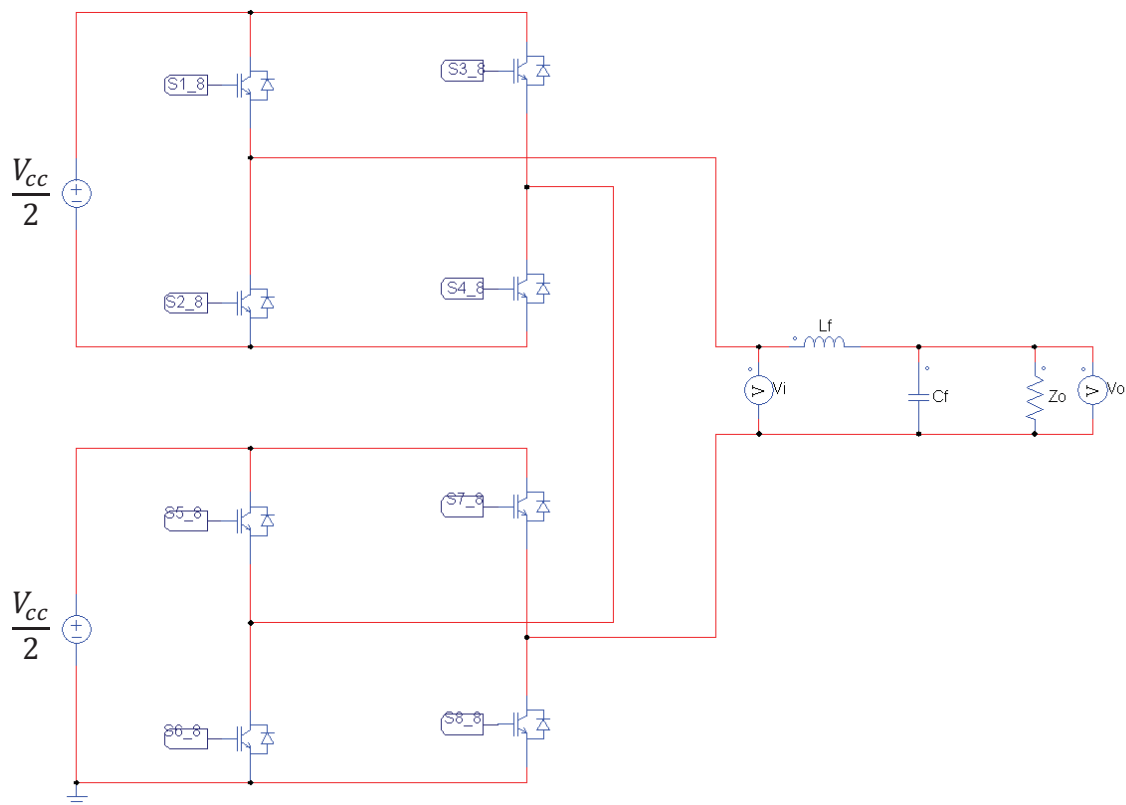
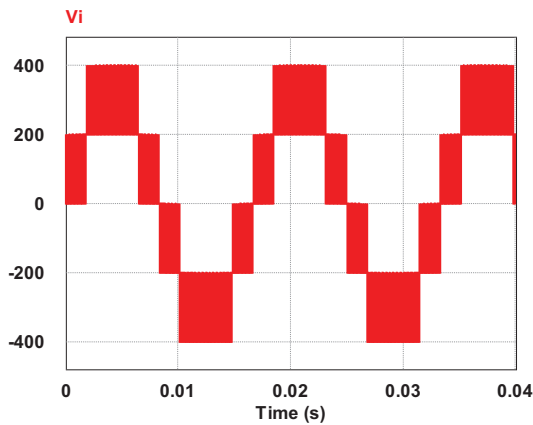


Figura 25 – Circuito de potência inversor CCMLI 5 níveis.

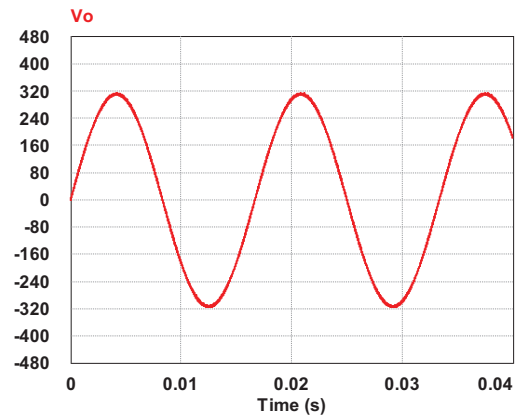
No que se refere ao circuito de comando para a modulação PWM *Phase Shifted*, as principais diferenças entre o inversor de 3 níveis e o de 5 níveis estão na quantidade de portadoras e na sua defasagem. Para o inversor de 3 níveis, são utilizadas duas portadoras com frequência de 20 kHz e defasadas em 180 graus uma da outra. Já no inversor de 5 níveis, são necessárias quatro

portadoras mantendo a frequência de 20 kHz, mas com defasagens de 90 graus. Pode-se também afirmar que cada portadora necessita ser comparada com a referência sendo necessário 4 comparadores para o inversor de 5 níveis. A Figura 26 exibe as principais formas de onda simuladas para o inversor de tensão considerando os parâmetros da Tabela 13 e metodologia 7 para projeto de filtro LC.

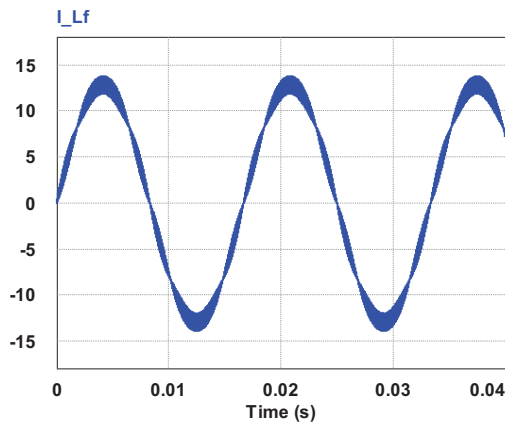
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).



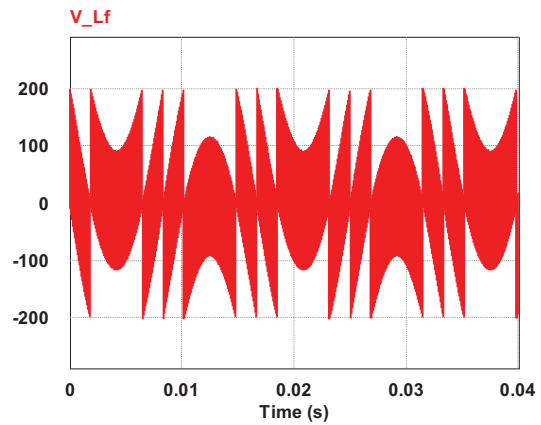
(a) Tensão de saída  $v_i$  antes do filtro.



(b) Tensão de saída  $v_o$  sobre a carga e sobre o capacitor após o filtro.



(c) Corrente sobre o indutor  $i_{Lf}$  antes da carga.



(d) Tensão sobre o indutor  $v_{Lf}$  antes da carga.

Figura 26 – Principais formas de onda para simulação do inversor CCMLI 5 níveis para metodologia 7 e parâmetros 1.

Da mesma forma que realizado para o inversor de 3 níveis, a Figura 27 ilustra a FFT do inversor de 5 níveis. É possível verificar novamente a presença de harmônicas nas frequências múltiplas de 4 vezes a frequência de comutação

do inversor, resultando em 80 kHz. Essa análise permite observar como a distribuição das componentes harmônicas se comporta com o aumento do número de níveis, verifica-se também uma pequena redução na amplitude das harmônicas.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

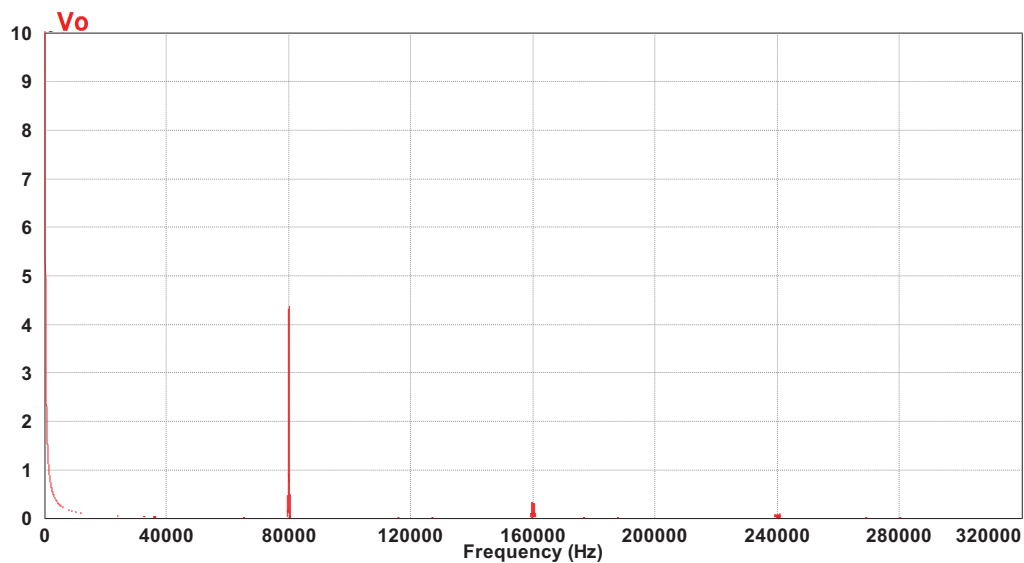


Figura 27 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de cinco níveis considerando a metodologia 8.

Em seguida, é apresentada a Tabela 14 com todos os resultados obtidos para a simulação com os inversores de 5 níveis, considerando as 9 metodologias propostas neste trabalho. Já é possível verificar que, apenas com o aumento de níveis, algumas metodologias não atendem corretamente aos parâmetros especificados. No entanto, uma análise mais detalhada sobre cada uma das metodologias é apresentada neste trabalho, para avaliar com maior precisão seu desempenho e adequação aos requisitos de projeto.

Tabela 14 – Resultados de simulação para Inversor de 5 níveis com Parâmetros 1.

| Metodologia | Valor $R$<br>( $\Omega$ ) | Valor $C_f$<br>(F) | Valor $L_f$<br>(H) | $v_{o,RMS}$<br>(V) | $i_{o,RMS}$<br>(A) | $DHT_v$<br>(%) | $DHT_i$<br>(%) | $\Delta v_o$<br>(V) | $\Delta v_o$ (%) | $\Delta i_{L_f}$<br>(A) | $\Delta i_{L_f}$<br>(%) | $f_r$<br>Calculado<br>(Hz) |
|-------------|---------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|----------------|----------------|---------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 1           | 24,2                      | 1,23 $\mu$         | 722,12 $\mu$       | 220,63             | 9,12               | 0,144%         | 0,144%         | 1,09                | 0,349%           | 0,86                    | 6,433%                  | 5,34E+03                   |
| 2           | 24,2                      | 693,65n            | 1,28m              | 220,60             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,48                    | 3,685%                  | 5,34E+03                   |
| 3           | 24,2                      | 693,65n            | 1,28m              | 220,60             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,48                    | 3,685%                  | 5,34E+03                   |
| 4           | 24,2                      | 462,42n            | 1,93m              | 220,54             | 9,11               | 0,141%         | 0,141%         | 1,07                | 0,342%           | 0,32                    | 2,454%                  | 5,33E+03                   |
| 5           | 24,2                      | 871,95n            | 1,02m              | 220,62             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,61                    | 4,593%                  | 5,34E+03                   |
| 6           | 24,2                      | 212,76n            | 249,2 $\mu$        | 220,68             | 9,12               | 2,400%         | 2,400%         | 18,37               | 5,714%           | 2,61                    | 18,391%                 | 2,19E+04                   |
| 7           | 24,2                      | 484,25n            | 324,09 $\mu$       | 220,63             | 9,12               | 0,821%         | 0,821%         | 6,23                | 1,977%           | 1,94                    | 13,996%                 | 1,27E+04                   |
| 8           | 24,2                      | 190,3n             | 222,9 $\mu$        | 220,72             | 9,12               | 2,993%         | 2,993%         | 23,01               | 7,104%           | 2,95                    | 20,557%                 | 2,44E+04                   |
| 9           | 24,2                      | 484,25n            | 641,7 $\mu$        | 220,62             | 9,12               | 0,409%         | 0,409%         | 3,10                | 0,989%           | 0,97                    | 7,251%                  | 9,03E+03                   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

#### 4.1.3 Inversor de tensão monofásico 3 níveis com parâmetros 2

Para aprofundar a análise das metodologias de projeto de filtros LC, decidiu-se modificar os parâmetros de simulação para o inversor de 3 níveis. Essa decisão é tomada para verificar não apenas se as metodologias estão sendo corretamente adaptadas para a situação multinível, mas também para avaliar se atendem a uma variação de parâmetros especificados em projeto. Alterar os parâmetros permite testar a robustez e a flexibilidade das metodologias em diferentes condições operacionais. Em seguida, é apresentada a Tabela 15 com os novos parâmetros de simulação.

Tabela 15 – Parâmetros 2 de simulação para inversor monofásico 3 níveis.

| Parâmetro                                                      | Valor    |
|----------------------------------------------------------------|----------|
| Número de níveis ( $m$ )                                       | 3        |
| Quantidade de fontes no barramento cc                          | 1        |
| Tensão de cada fonte no barramento cc                          | 400 V    |
| Ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta v_c = \Delta v_o$ ) | 0,5%     |
| Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ )              | 10%      |
| Distorção harmônica total de tensão ( $DHT_V$ )                | 0,3%     |
| Frequência de ressonância desejada ( $f_r$ )                   | 2,66 kHz |
| Frequência de comutação de saída ( $f_s$ )                     | 40 kHz   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

As mudanças de parâmetros são realizadas apenas para a ondulação de corrente desejada no indutor, a ondulação de tensão na carga/capacitor e a distorção harmônica total de tensão. As formas de onda não são apresentadas novamente, pois são similares às anteriormente mostradas para o circuito de 3 níveis. A seguir, com o objetivo de possibilitar uma melhor análise da eficácia das metodologias, apresenta-se a Tabela 16 com os resultados de simulação para os novos parâmetros.

Tabela 16 – Resultados de simulação para Inversor de 3 níveis com Parâmetros 2.

| Metodologia | Valor $R$<br>( $\Omega$ ) | Valor $C_f$<br>(F) | Valor $L_f$<br>(H) | $v_{o,RMS}$<br>(V) | $i_{o,RMS}$<br>(A) | $DHT_v$<br>(%) | $DHT_i$<br>(%) | $\Delta v_o$<br>(V) | $\Delta v_o$<br>(%) | $\Delta i_{L_f}$<br>(A) | $\Delta i_{L_f}$<br>(%) | $f_r$<br>Calculado<br>(Hz) |
|-------------|---------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|----------------|----------------|---------------------|---------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 1           | 24,2                      | 2,47 $\mu$         | 1,44m              | 220,67             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,72                | 0,550%              | 1,17                    | 8,680%                  | 2,67E+03                   |
| 2           | 24,2                      | 2,78 $\mu$         | 1,28m              | 220,69             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,521               | 0,486%              | 1,35                    | 9,955%                  | 2,67E+03                   |
| 3           | 24,2                      | 2,78 $\mu$         | 1,28m              | 220,69             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,521               | 0,486%              | 1,35                    | 9,955%                  | 2,67E+03                   |
| 4           | 24,2                      | 1,85 $\mu$         | 1,93m              | 220,63             | 9,12               | 0,284%         | 0,284%         | 1,522               | 0,486%              | 0,90                    | 6,717%                  | 2,66E+03                   |
| 5           | 24,2                      | 1,74 $\mu$         | 2,04m              | 220,62             | 9,12               | 0,285%         | 0,285%         | 1,51                | 0,483%              | 0,83                    | 6,236%                  | 2,67E+03                   |
| 6           | 24,2                      | 1,91 $\mu$         | 2,23m              | 220,62             | 9,12               | 0,238%         | 0,238%         | 1,265               | 0,404%              | 0,78                    | 5,836%                  | 2,44E+03                   |
| 7           | 24,2                      | 2,58 $\mu$         | 1,94m              | 220,67             | 9,12               | 0,203%         | 0,203%         | 1,079               | 0,345%              | 0,89                    | 6,657%                  | 2,25E+03                   |
| 8           | 24,2                      | 2,41 $\mu$         | 1,41m              | 220,67             | 9,13               | 0,299%         | 0,299%         | 1,611               | 0,515%              | 1,22                    | 9,054%                  | 2,73E+03                   |
| 9           | 24,2                      | 2,58 $\mu$         | 1,93m              | 220,67             | 9,12               | 0,204%         | 0,204%         | 1,085               | 0,347%              | 0,90                    | 6,723%                  | 2,26E+03                   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

#### 4.1.4 Inversor de tensão monofásico 5 níveis com parâmetros 2

A simulação com o conjunto de parâmetros 2, anteriormente realizada para o inversor de 3 níveis, também é executada para o inversor de 5 níveis. Desse modo, é possível avaliar com maior consistência o funcionamento das metodologias de filtro LC, considerando tanto as condições de variação de nível quanto os parâmetros de projeto desejados. Em seguida, apresenta-se a Tabela 17 com os resultados de simulação para o inversor de 5 níveis.

Tabela 17 – Parâmetros 2 de simulação para inversor monofásico 5 níveis.

| Parâmetro                                                      | Valor    |
|----------------------------------------------------------------|----------|
| Número de níveis ( $m$ )                                       | 5        |
| Quantidade de fontes no barramento cc                          | 2        |
| Tensão de cada fonte no barramento cc                          | 200 V    |
| Ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta v_c = \Delta v_o$ ) | 0,5%     |
| Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ )              | 10%      |
| Distorção harmônica total de tensão ( $DHT_V$ )                | 0,3%     |
| Frequência de ressonância desejada ( $f_r$ )                   | 5,33 kHz |
| Frequência de comutação de saída ( $f_s$ )                     | 80 kHz   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Vale salientar que as formas de onda não são novamente apresentadas para os parâmetros de projeto 2, pois são as mesmas já mostradas para o inversor 5 níveis com parâmetros 1, apenas com diferenças nas oscilações de tensão e corrente e na distorção harmônica total presente na tensão de saída do conversor. Na sequência, apresenta-se a tabela com os resultados de simulação para o inversor de tensão monofásico de 5 níveis e parâmetros 2 para cada uma das metodologias propostas, permitindo uma análise detalhada e conclusiva acerca de quais métodos são mais efetivos em atender as especificações desejadas.

Tabela 18 – Resultados de simulação para Inversor de 5 níveis com Parâmetros 2.

| Metodologia | Valor $R$<br>( $\Omega$ ) | Valor $C_f$<br>(F) | Valor $L_f$<br>(H) | $v_{o,RMS}$<br>(V) | $i_{o,RMS}$<br>(A) | $DHT_v$<br>(%) | $DHT_i$<br>(%) | $\Delta v_o$<br>(V) | $\Delta v_o$ (%) | $\Delta i_{L_f}$<br>(A) | $\Delta i_{L_f}$<br>(%) | $f_r$<br>Calculado<br>(Hz) |
|-------------|---------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|----------------|----------------|---------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 1           | 24,2                      | 1,23 $\mu$         | 722,12 $\mu$       | 220,63             | 9,12               | 0,144%         | 0,144%         | 1,09                | 0,349%           | 0,86                    | 6,433%                  | 5,34E+03                   |
| 2           | 24,2                      | 693,65n            | 1,28m              | 220,60             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,48                    | 3,685%                  | 5,34E+03                   |
| 3           | 24,2                      | 693,65n            | 1,28m              | 220,60             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,48                    | 3,685%                  | 5,34E+03                   |
| 4           | 24,2                      | 462,42n            | 1,93m              | 220,54             | 9,11               | 0,141%         | 0,141%         | 1,07                | 0,342%           | 0,32                    | 2,454%                  | 5,33E+03                   |
| 5           | 24,2                      | 871,95n            | 1,02m              | 220,62             | 9,12               | 0,143%         | 0,143%         | 1,09                | 0,349%           | 0,61                    | 4,593%                  | 5,34E+03                   |
| 6           | 24,2                      | 673,73n            | 789,13 $\mu$       | 220,62             | 9,12               | 0,239%         | 0,239%         | 1,83                | 0,586%           | 0,79                    | 5,916%                  | 6,90E+03                   |
| 7           | 24,2                      | 1,29 $\mu$         | 486,14 $\mu$       | 220,63             | 9,12               | 0,204%         | 0,204%         | 1,55                | 0,496%           | 1,28                    | 9,424%                  | 6,36E+03                   |
| 8           | 24,2                      | 601,76n            | 704,91 $\mu$       | 220,62             | 9,12               | 0,301%         | 0,301%         | 2,28                | 0,728%           | 0,88                    | 6,608%                  | 7,73E+03                   |
| 9           | 24,2                      | 1,29 $\mu$         | 962,55 $\mu$       | 220,63             | 9,12               | 0,103%         | 0,103%         | 0,78                | 0,249%           | 0,64                    | 4,863%                  | 4,52E+03                   |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

## 4.2 ANÁLISE DETALHADA DAS METODOLOGIAS

A partir das quatro tabelas de simulações geradas anteriormente para as nove metodologias, considerando dois conjuntos de parâmetros distintos para inversores de tensão com 3 e 5 níveis, é possível descartar aquelas metodologias que não estão corretamente adaptadas para o aumento de níveis ou não atendem as características de projeto desejadas. Dessa forma, opta-se por selecionar apenas as três metodologias mais eficazes, independentemente dos parâmetros de projeto e do número de níveis. Essas metodologias são capazes de atender aos requisitos de projeto de maneira consistente, demonstrando a robustez e a flexibilidade necessárias para aplicações práticas.

São escolhidas apenas três metodologias porque, apesar das diversas características necessárias ao se projetar um inversor de tensão, como tensão de saída desejada, frequência de saída, topologia a ser utilizada, tipo de modulação, entre outras, as metodologias de cálculo de filtro LC propostas neste trabalho consideram três parâmetros críticos distintos. Esses parâmetros são: frequência de ressonância, ondulação de tensão na carga e corrente no indutor, e a distorção harmônica total de tensão. Portanto, entre as nove metodologias, selecionou-se uma para cada parâmetro crítico ao qual a metodologia está proposta a atender como especificação de projeto, garantindo uma análise focada e detalhada das soluções mais promissoras.

## 4.3 PARÂMETRO FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

As primeiras cinco metodologias são focadas em atender à frequência de ressonância desejada. Estas 5 metodologias são projetadas com o objetivo de garantir que a frequência de ressonância do filtro LC esteja adequada às especificações do inversor de tensão. Os resultados das simulações demonstram que essas metodologias conseguem atender ao parâmetro especificado de frequência de ressonância, assegurando uma performance consistente do filtro LC em diferentes condições operacionais. No entanto,

apesar de todas cumprirem com o requisito de frequência de ressonância, algumas metodologias apresentam limitações que justificam sua exclusão em favor da metodologia mais adequada.

A metodologia 2 é descartada pois, ao comparar os valores de indutância para a simulação de 3 níveis e 5 níveis, a metodologia apresentou o mesmo valor de indutor para ambas, tendo apenas variação no valor do capacitor para que a frequência de ressonância fosse atendida. Isso significa que o critério para cálculo do indutor não levou em consideração o aumento do número de níveis, o que é uma limitação significativa para aplicações multiníveis.

A metodologia 3 é eliminada pois o autor não apresenta uma fórmula para calcular o indutor, esse apenas sugere valores de indutância e calcula o capacitor para que atenda à frequência de ressonância do filtro. A falta de um método claro e replicável para determinar a indutância torna essa metodologia descartável para os propósitos desse trabalho.

A metodologia 4 é desconsiderada pois, para o cálculo do indutor, o autor utiliza como critérios a tensão e corrente de pico de saída e a frequência de saída do inversor, que são todos parâmetros fixos. Assim, os valores de indutor calculados para 3, 5 ou mais níveis são os mesmos, não levando em consideração as variações necessárias para diferentes números de níveis.

Tanto a metodologia 1 quanto a 5 apresenta resultados satisfatórios para atender ao aumento do número de níveis, que é regido pela frequência de saída do inversor  $f_s$ . Porém, a metodologia 1 é escolhida como representante para o parâmetro crítico de frequência de ressonância por apresentar uma forma simples de aplicação e satisfazer a relação de consumo mínimo de reativos. Essa abordagem não só facilita o processo de cálculo, mas também garante uma eficiência energética superior, tornando-a a opção mais prática e eficiente.

#### **4.3.1 Proposta de adaptação da Metodologia 1 para conversores multiníveis**

Após a escolha da metodologia 1 como a mais adequada para atender ao parâmetro crítico de frequência de ressonância, nessa seção são apresentadas as principais equações consideradas pelo autor para realizar o cálculo do filtro

LC. Essas equações estão adaptadas para a configuração de inversores multiníveis, levando em conta as especificidades e os desafios adicionais introduzidos pelo aumento do número de níveis. A adaptação dessas fórmulas é crucial para garantir que o filtro LC opere de maneira eficiente e eficaz em aplicações com múltiplos níveis de tensão, atendendo aos requisitos de projeto e garantindo a qualidade do sinal de saída.

Primeiramente o autor calcula a combinação  $L_f.C_f$  com base na frequência de corte desejada em radianos por segundo  $\omega_c$ .

$$L_f.C_f = \frac{1}{(\omega_c)^2} \quad (28)$$

Onde a frequência de corte, também chamada de frequência de ressonância desejada, é calculada pela frequência de saída do filtro  $f_s$  que depende apenas da frequência de comutação dos semicondutores ( $f_{sc}$ ) e do número de níveis  $m$ :

$$f_s = (m - 1).f_{sc} \quad (29)$$

$$f_c = \frac{f_s}{15} \quad (30)$$

$$\omega_c = f_c.2\pi \quad (31)$$

Destaca-se a escolha do cálculo para a frequência de corte sendo 15 vezes menor que a frequência de comutação na saída do inversor como alternativa para esse trabalho da mesma forma realizada por (SEGALA, 2022), porém diversos autores consideram  $\frac{f_s}{10}$  para o cálculo da frequência de corte ( $f_c$ ). Em seguida o autor calcula a indutância para que satisfaça a relação de consumo mínimo de reativos na equação 32:

$$L_f = \frac{Z_o}{(\omega_c)^2} \sqrt{\omega_c^2 - \omega_o^2} \quad (32)$$

Onde  $\omega_o$  é a frequência fundamental desejada na saída do inversor de tensão em radianos por segundo. Por fim a capacitância é encontrada para que satisfaça a relação  $L_f.C_f$ :

$$C_f = \frac{L_f \cdot C_f}{L_f} \quad (33)$$

Considerando a metodologia 1 proposta acima e o cálculo do filtro LC adaptado, opta-se por adicionar uma nova simulação para o inversor de tensão monofásico com 7 níveis, visando a validação da metodologia proposta. A seguir, é apresentado o circuito de comando e de potência para o inversor, da mesma forma que foi realizado para os inversores de 3 e 5 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

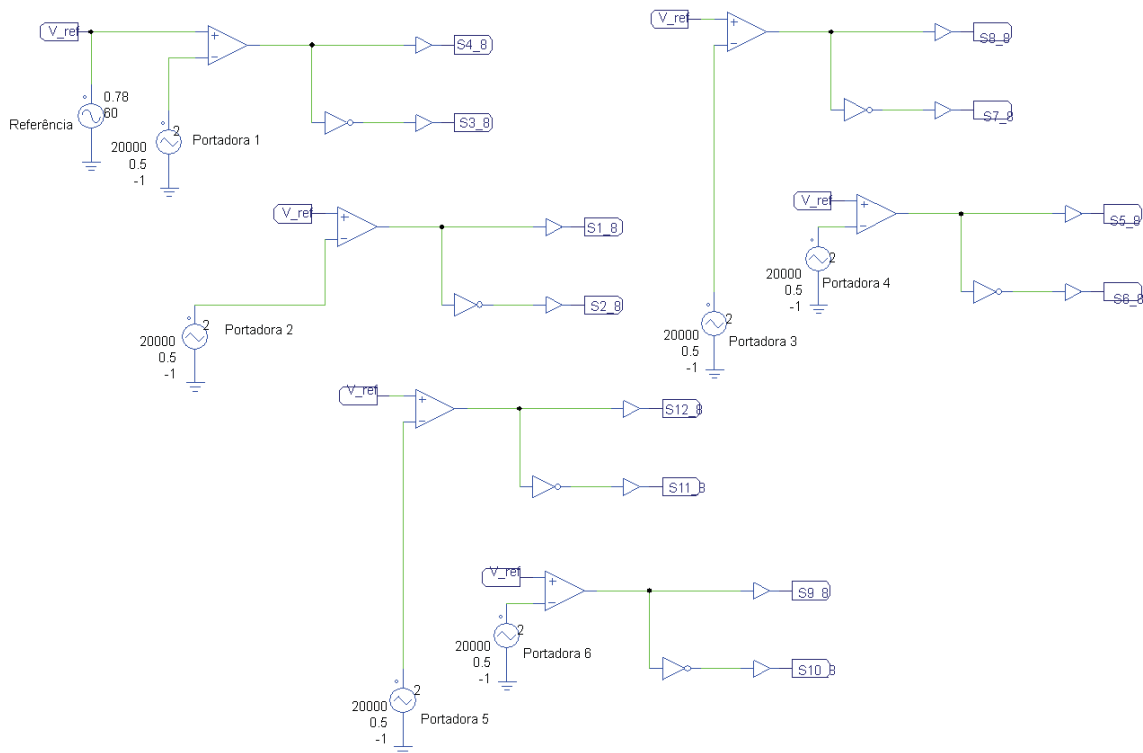


Figura 28 – Simulação Circuito de Comando PWM *Phase Shifted* inversor 7 níveis.

Para o inversor de 7 níveis utilizando modulação PWM *Phase Shifted*, a principal diferença está na quantidade de portadoras e suas defasagens. Nesse caso, são necessárias seis portadoras, todas com frequência de 20 kHz, mas defasadas em 60 graus entre si. Cada portadora precisa ser comparada com o sinal de referência, resultando na necessidade de seis comparadores. Esse

aumento no número de portadoras e comparadores proporciona uma modulação mais elaborada, o que melhora a qualidade da forma de onda de saída.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

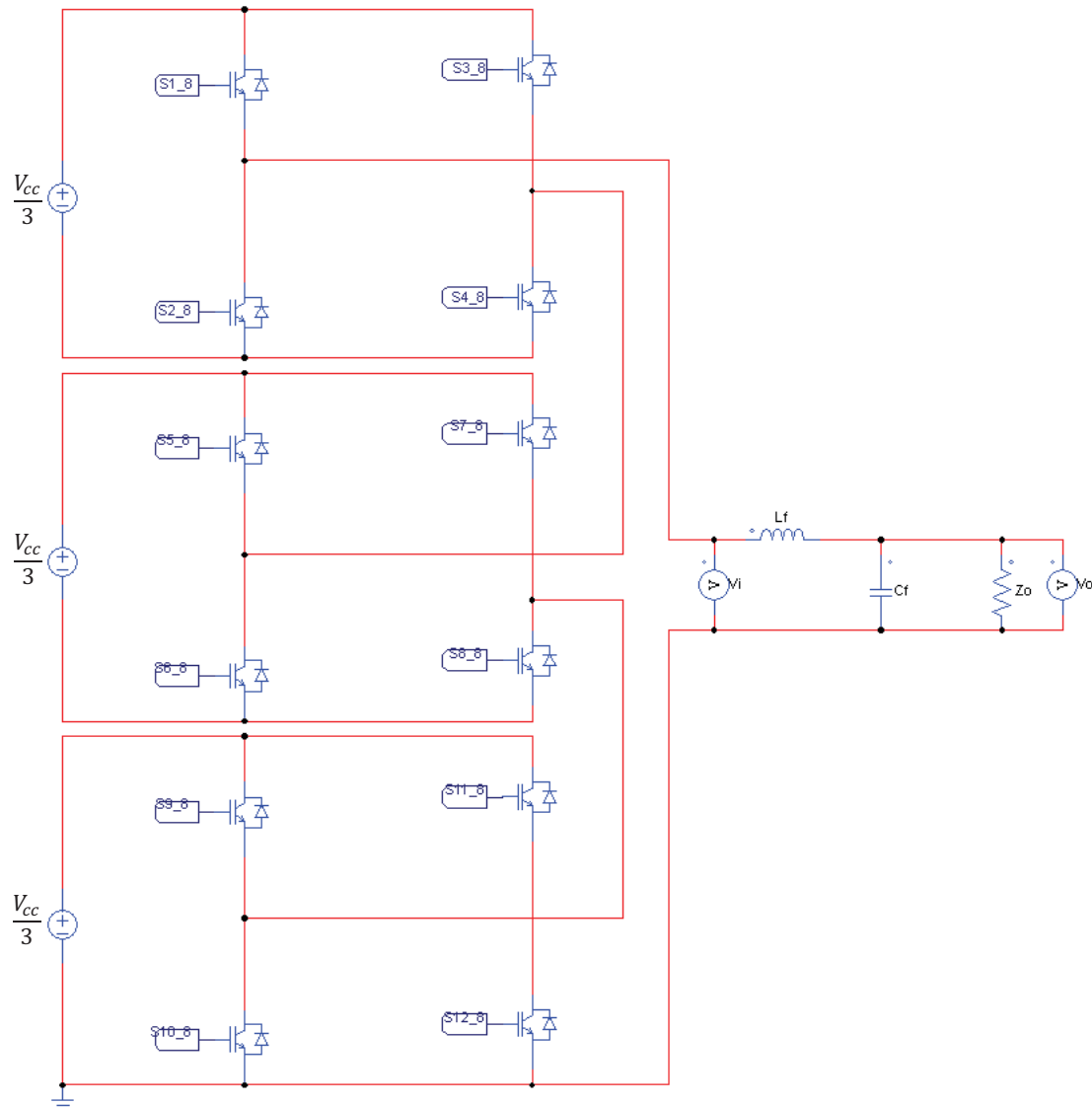


Figura 29 – Simulação Circuito de potência inversor CCMLI 7 níveis.

O circuito de potência do inversor de 7 níveis agora conta com três fontes isoladas e três células de inversor de tensão do tipo cascata (CCMLI). Cada uma dessas células contribui para a formação da tensão de saída multinível, resultando em uma forma de onda com menor distorção harmônica. De acordo com a análise anterior e considerando a frequência das portadoras em 20 kHz, pode-se esperar uma frequência de comutação na saída do inversor de 120 kHz.

A Figura 30 ilustra as principais formas de onda simuladas para o inversor de tensão de 7 níveis, considerando a metodologia 1 adaptada para conversores multiníveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

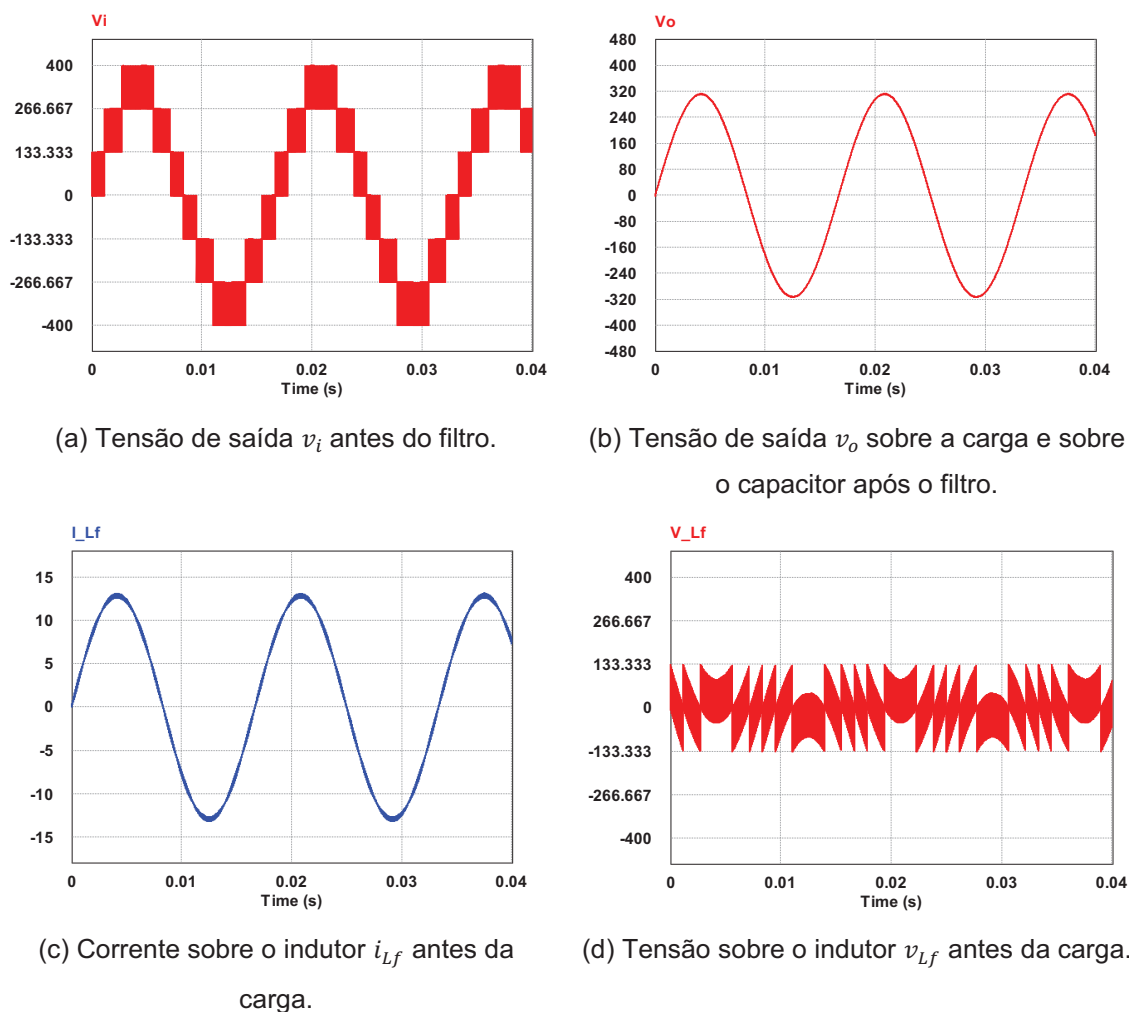


Figura 30 – Principais formas de onda para simulação do inversor CCMLI 7 níveis para metodologia 1.

Na Figura 30 é possível observar a tensão de saída do inversor antes do filtro  $v_i$ . O acréscimo de níveis no inversor resulta na adição de mais um degrau na forma de onda quando comparado ao cinco níveis, onde a amplitude de cada degrau corresponde ao valor da tensão cc de cada uma das fontes isoladas no circuito de potência. Além disso, é possível ver que a tensão máxima sobre o indutor também assume o valor máximo da amplitude do degrau, que, para o caso do inversor de 7 níveis simulado, é de 133,33 V.

Na sequência, é realizada uma simulação para o inversor de 7 níveis, mostrando a FFT da tensão de saída. Essa abordagem permite verificar que os resultados confirmam as análises realizadas, com as componentes harmônicas presentes em múltiplos da frequência de comutação da saída do inversor, que é de 120 kHz. Para essa simulação, é escolhido um valor de filtro LC, de forma a obter uma distorção harmônica total de tensão (DHTv) de aproximadamente 5% e melhorar a visualização da Figura 31

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

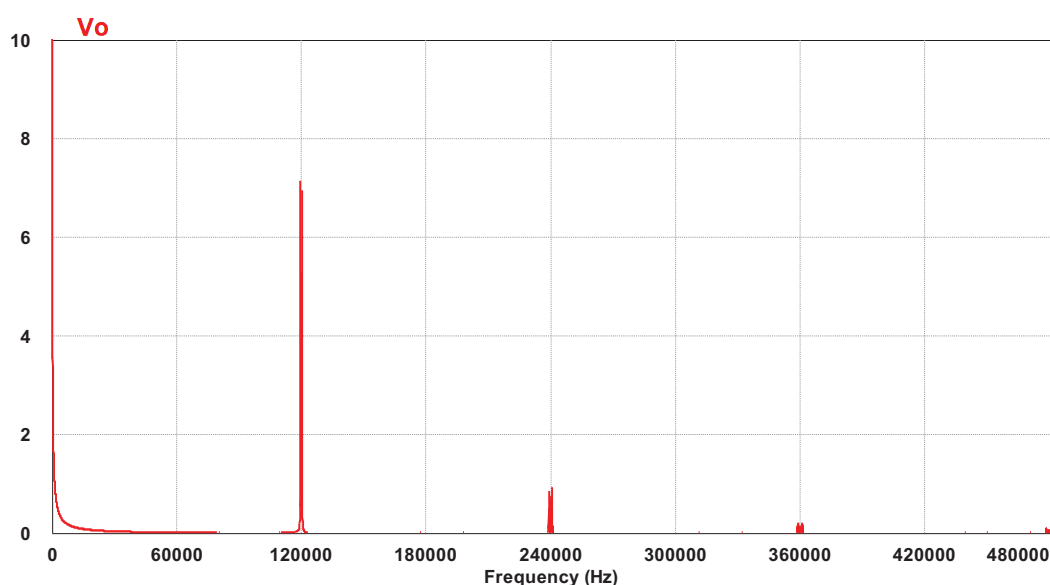


Figura 31 – Transformada de Fourier para o inversor de tensão CCMLI de sete níveis considerando DHTv de 5%.

A Tabela 19 apresenta os resultados de simulação obtidos para o cálculo do filtro LC utilizando a metodologia 1 adaptada para conversor multiníveis, que considera como parâmetro crítico a frequência de ressonância. Os resultados são detalhados para inversores de 3, 5 e 7 níveis, assegurando que a frequência de ressonância desejada seja consistentemente atendida em todas as situações analisadas, independentemente do número de níveis a ser considerado.

Tabela 19 – Resultados de simulação para Metodologia 1, com três, cinco e sete níveis.

| Número de Níveis | Valor $R$ ( $\Omega$ ) | Valor $C_f$ (F) | Valor $L_f$ (H) | $v_{o,RMS}$ (V) | $i_{o,RMS}$ (A) | $DHT_v$ (%) | $DHT_i$ (%) | $\Delta v_o$ (V) | $\Delta v_o$ (%) | $\Delta i_{L_f}$ (A) | $\Delta i_{L_f}$ (%) | $f_r$ Calculado (Hz) | $f_r$ Desejado (Hz) |
|------------------|------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------|-------------|------------------|------------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------------------|
| 3                | 24,2                   | 2,47 $\mu$      | 1,44m           | 220,67          | 9,12            | 0,285%      | 0,285%      | 1,72             | 0,550%           | 1,17                 | 8,680%               | 2668,64              | 2666,67             |
| 5                | 24,2                   | 1,23 $\mu$      | 722,12 $\mu$    | 220,63          | 9,12            | 0,144%      | 0,144%      | 1,092            | 0,349%           | 0,86                 | 6,433%               | 5340,27              | 5333,33             |
| 7                | 24,2                   | 822,10n         | 481,43 $\mu$    | 220,62          | 9,12            | 0,085%      | 0,085%      | 0,659            | 0,211%           | 0,52                 | 3,946%               | 8000,03              | 8000,00             |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Metodologia 1 atende corretamente ao parâmetro crítico de frequência de ressonância para todas as situações simuladas com 3, 5 e 7 níveis. Ressalta-se a redução do tamanho dos componentes do filtro LC, onde tanto o indutor quanto o capacitor são reduzidos na metade entre o conversor de 3 níveis e o de 5 níveis e aproximadamente um terço entre o 5 e o 7 níveis. Uma análise detalhada e conclusiva é apresentada nas CONSIDERAÇÕES FINAIS, baseado nos resultados de simulação obtidos neste capítulo para todas as três metodologias destacadas neste trabalho, sendo elas: Metodologia 1 (frequência de ressonância), Metodologia 7 (ondulação de tensão e corrente) e Metodologia 8 (distorção harmônica total de tensão).

#### 4.4 METODOLOGIAS BASEADAS NOS PARÂMETROS DE ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE

As metodologias 7 e 9 são focadas no parâmetro crítico de ondulação de corrente no indutor desejada e ondulação de tensão na carga e no capacitor desejada. Conforme apresentado nas tabelas de resultados de simulação para o inversor de ponte completa de 3 níveis, os valores calculados para o indutor e capacitor do filtro das duas metodologias são praticamente idênticos, resultando nos mesmos valores de ondulação de tensão e corrente.

Ainda analisando as simulações do inversor de 3 níveis quanto ao atendimento das especificações de projeto descritas na Tabela 11 de Parâmetros 1 e Tabela 15 de Parâmetros 2, os resultados obtidos estão dentro das especificações desejadas, mas com algumas variações. Por exemplo, para o Parâmetro 1, desejava-se obter uma ondulação de tensão na carga de 2% e uma ondulação de corrente no indutor de 15%. O obtido em simulação para as metodologias 7 e 9, considerando o inversor de 3 níveis, é de aproximadamente 1,4% de ondulação de tensão e 9,9% de ondulação de corrente. Isso resulta em um erro de 30% para a tensão e 34% para a corrente quando comparado ao especificado em projeto.

Comparando com os resultados da simulação para o inversor de tensão monofásico com 5 níveis, a metodologia 9 apresentou os seguintes resultados: 1,0% de ondulação de tensão na carga e 7,3% de ondulação de corrente no

indutor. Esses valores representam um erro de 50% para a ondulação de tensão e 51,3% para a ondulação de corrente, o que é significativamente maior do que o erro calculado anteriormente para a situação de 3 níveis. Isso ocorre porque as expressões apresentadas pelos autores não permitem que seja proposta uma metodologia adequada para o cálculo do filtro em inversores multiníveis, levando em consideração que a tensão máxima sobre o indutor reduz de 400 V para 200 V, quando se passa de 3 níveis para 5 níveis. Devido a essa limitação e considerando os objetivos propostos neste trabalho, a metodologia 9 é descartada.

Para a simulação de 5 níveis, a metodologia 7 possibilitou realizar a adaptação para a situação multinível, considerando a tensão máxima sobre o indutor e a frequência de comutação na saída do inversor. Os resultados para a ondulação de tensão e corrente para o inversor de 5 níveis são, respectivamente, 1,98% e 14,0%. Isso resulta em um erro de 1% para a ondulação de tensão e 6,67% para a ondulação de corrente se comparado aos Parâmetros 1 desejados. Esses valores indicam que o funcionamento da metodologia 7 é bem próximo ao especificado e, de fato, apresentou um desempenho melhor que o inversor de 3 níveis. As conclusões são análogas nos resultados obtidos para as simulações com a tabela de Parâmetros 2. Por essa razão, a metodologia 7 é escolhida para representar os parâmetros críticos de ondulação de tensão e corrente, demonstrando sua capacidade de adaptação e eficácia em situações multinível.

#### **4.4.1 Proposta de adaptação da Metodologia 7 para conversores multiníveis**

A seguir, são demonstradas as principais equações para o cálculo do filtro LC da metodologia 7, já adaptadas para atender ao aumento de níveis do inversor. Verifica-se grande semelhança das equações apresentadas com o cálculo de filtros para o conversor Buck, conforme apresentado por (BARBI; MARTINS, 2001). Para o cálculo do indutor, o autor apresenta as duas equações (34) e (35), onde  $v_{op}$  é a tensão de pico na saída do inversor de tensão.

$$L_f = \frac{E_d}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_f}}; v_{op} \geq \frac{E_d}{2} \quad (34)$$

$$L_f = \frac{v_{op}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_f}} \left(1 - \frac{V_{op}}{E_d}\right); v_{op} < \frac{E_d}{2} \quad (35)$$

A expressão (36) apresenta o cálculo da tensão máxima aplicada no indutor ( $E_d$ ) adaptada para conversores multiníveis.

$$E_d = \frac{V_{cc}}{\left(\frac{m-1}{2}\right)} \quad (36)$$

Destaca-se que  $V_{cc}$  é a tensão total de barramento cc, que para a simulação proposta neste trabalho é considerado 400 V. Pode-se analisar que para o inversor de 3 níveis  $E_d$  assume o mesmo valor de  $V_{cc}$ . Por fim após obter o valor da indutância  $L_f$  o capacitor pode ser calculado conforme a ondulação de tensão desejada na carga, limitada em porcentagem,  $\Delta v_c$ .

$$C_f = \frac{E_d}{32 \cdot (f_s)^2 \cdot L_f \cdot \Delta v_c} \quad (37)$$

Para as simulações realizadas neste trabalho a equação utilizada para o cálculo da indutância do filtro é a apresentada pela Equação 34, pois a tensão de pico na saída do inversor  $v_{op}$  é independente do número de níveis. Desta forma, tem-se a tensão máxima de aproximadamente 311 V e, quando confrontadas com o termo  $\frac{E_d}{2}$ , tem-se:  $311 V \geq 200 V$  para o inversor com 3 níveis,  $311 V \geq 100 V$  para o inversor com 5 níveis e  $311 V \geq 66,7 V$  para o inversor de tensão com 7 níveis. Ou seja, sempre é recomendável o cálculo do indutor conforme o apresentado pela Equação 34.

A justificativa encontrada para que os resultados de simulação no inversor de 5 níveis, considerando a metodologia 7, tenham sido mais eficazes do que os obtidos para o inversor de 3 níveis está relacionada à condição apresentada no

parágrafo anterior. Para o inversor de 3 níveis, a situação se aproxima mais da condição apresentada pela Equação 35, o que explica a variação observada nos resultados.

A fim de adicionar uma contribuição significativa a esse trabalho no campo de filtros LC para inversores de tensão monofásicos multiníveis, é realizado um novo conjunto de simulações para a metodologia 7, ampliando o intervalo de parâmetros desejados para ondulação de corrente no indutor e tensão na carga para os inversores de 3, 5 e 7 níveis. Com isso, busca-se avaliar o desempenho do inversor sob diferentes características de projeto desejadas, permitindo uma análise mais abrangente e detalhada sobre a eficácia da metodologia em diversas condições operacionais, a Tabela 20 apresenta os resultados obtidos.

Tabela 20 – Resultados de simulação para Metodologia 7, com variação de parâmetros para três, cinco e sete níveis.

| Número de Níveis | Valor $R$ ( $\Omega$ ) | Valor $C_f$ (F) | Valor $L_f$ (H) | $v_{o,RMS}$ (V) | $i_{o,RMS}$ (A) | $DHT_v$ (%) | $DHT_i$ (%) | $\Delta v_o$ (V) | $\Delta v_o$ (%) | $\Delta i_{L_f}$ (A) | $\Delta i_{L_f}$ (%) | $\Delta v_o$ Desejado (%) | $\Delta i_{L_f}$ Desejado (%) |
|------------------|------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------|-------------|------------------|------------------|----------------------|----------------------|---------------------------|-------------------------------|
| 3                | 24,2                   | 968,49n         | 1,3m            | 220,62          | 9,12            | 0,803%      | 0,803%      | 4,263            | 1,355%           | 1,33                 | 9,826%               | 2,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 3,87 $\mu$      | 1,3m            | 220,73          | 9,12            | 0,202%      | 0,202%      | 1,074            | 0,343%           | 1,33                 | 9,813%               | 0,5%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 484,25n         | 1,3m            | 220,62          | 9,12            | 1,560%      | 1,560%      | 8,296            | 2,618%           | 1,34                 | 9,878%               | 4,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 10,33 $\mu$     | 486,14 $\mu$    | 220,77          | 9,12            | 0,202%      | 0,202%      | 1,096            | 0,350%           | 3,56                 | 24,254%              | 0,5%                      | 40,0%                         |
|                  | 24,2                   | 1,29 $\mu$      | 486,14 $\mu$    | 220,66          | 9,12            | 1,643%      | 1,643%      | 8,738            | 2,755%           | 3,58                 | 24,414%              | 4,0%                      | 40,0%                         |
|                  | 24,2                   | 3,87 $\mu$      | 648,18 $\mu$    | 220,69          | 9,12            | 0,406%      | 0,406%      | 2,178            | 0,695%           | 2,67                 | 18,731%              | 1,0%                      | 30,0%                         |
| 5                | 24,2                   | 129,13n         | 3,89m           | 220,25          | 9,10            | 1,272%      | 1,272%      | 7,063            | 2,240%           | 0,45                 | 3,415%               | 5,0%                      | 5,0%                          |
|                  | 24,2                   | 484,25n         | 324,09 $\mu$    | 220,63          | 9,12            | 0,821%      | 0,821%      | 6,231            | 1,977%           | 1,94                 | 13,996%              | 2,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 1,94 $\mu$      | 324,09 $\mu$    | 220,63          | 9,12            | 0,204%      | 0,204%      | 1,548            | 0,495%           | 1,91                 | 13,813%              | 0,5%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 242,12n         | 324,09 $\mu$    | 220,65          | 9,12            | 1,612%      | 1,612%      | 12,306           | 3,865%           | 1,97                 | 14,219%              | 4,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 5,17 $\mu$      | 121,53 $\mu$    | 220,64          | 9,12            | 0,204%      | 0,204%      | 1,550            | 0,495%           | 5,10                 | 33,035%              | 0,5%                      | 40,0%                         |
|                  | 24,2                   | 645,66n         | 121,53 $\mu$    | 220,65          | 9,12            | 1,695%      | 1,695%      | 12,845           | 4,031%           | 5,28                 | 34,016%              | 4,0%                      | 40,0%                         |
| 7                | 24,2                   | 1,94 $\mu$      | 162,05 $\mu$    | 220,63          | 9,12            | 0,410%      | 0,410%      | 3,101            | 0,989%           | 3,84                 | 25,942%              | 1,0%                      | 30,0%                         |
|                  | 24,2                   | 64,57n          | 972,27 $\mu$    | 220,61          | 9,12            | 1,291%      | 1,291%      | 10,428           | 3,287%           | 0,65                 | 4,889%               | 5,0%                      | 5,0%                          |
|                  | 24,2                   | 322,83n         | 144,04 $\mu$    | 220,62          | 9,12            | 0,734%      | 0,734%      | 5,734            | 1,823%           | 1,78                 | 12,882%              | 2,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 1,29 $\mu$      | 144,04 $\mu$    | 220,62          | 9,12            | 0,181%      | 0,181%      | 1,415            | 0,453%           | 1,74                 | 12,657%              | 0,5%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 161,42n         | 144,04 $\mu$    | 220,64          | 9,12            | 1,456%      | 1,456%      | 11,450           | 3,610%           | 1,82                 | 13,199%              | 4,0%                      | 15,0%                         |
|                  | 24,2                   | 3,44 $\mu$      | 54,02 $\mu$     | 220,62          | 9,12            | 0,182%      | 0,182%      | 1,413            | 0,452%           | 4,65                 | 30,543%              | 0,5%                      | 40,0%                         |
|                  | 24,2                   | 430,44n         | 54,02 $\mu$     | 220,64          | 9,12            | 1,536%      | 1,536%      | 11,995           | 3,779%           | 4,89                 | 31,858%              | 4,0%                      | 40,0%                         |
|                  | 24,2                   | 1,29 $\mu$      | 72,02 $\mu$     | 220,62          | 9,12            | 0,365%      | 0,365%      | 2,853            | 0,911%           | 3,51                 | 23,968%              | 1,0%                      | 30,0%                         |
|                  | 24,2                   | 43,04n          | 432,12 $\mu$    | 220,62          | 9,12            | 1,157%      | 1,157%      | 9,531            | 3,011%           | 0,59                 | 4,495%               | 5,0%                      | 5,0%                          |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

#### 4.5 PROJETO BASEADO NO PARÂMETRO DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL DE TENSÃO

As metodologias 6 e 8 levam em consideração o parâmetro crítico de distorção harmônica total de tensão (DHTv) na saída do inversor de tensão. Avaliando os resultados obtidos para o inversor de tensão de 3 níveis, considerando uma DHTv desejada de 3%, a metodologia 6 obteve um valor de 2,38%, resultando em um erro de -20,67%. Já a metodologia 8 obteve uma DHTv de 3,05%, com um erro de 1,67%.

Com o aumento do número de níveis, os resultados não mostraram diferenças significativas na precisão das metodologias. Para o inversor de 5 níveis, a metodologia 6 apresentou uma DHTv de 2,4%, resultando em um erro de -20%. Em contraste, a metodologia 8 manteve uma DHTv de 2,99%, com um erro de 0,33%. Esses resultados indicam que ambas as metodologias estão corretamente adaptadas para 5 níveis.

No entanto, a metodologia 8 é escolhida pois o resultado apresentado é bem próximo do especificado em projeto, mantendo um erro próximo de 1%. Isso demonstra uma maior precisão e consistência na metodologia 8, tornando-a a escolha preferida para projetos que exigem alta qualidade no sinal de saída e aderência aos parâmetros de distorção harmônica total de tensão desejada.

##### 4.5.1 Simulação variável para a Metodologia 8

Para a metodologia 8, o autor inicia os cálculos do filtro a partir do índice de modulação  $k$ . Em seguida, calcula-se o fator  $K$ , embora o autor não evidencie a origem exata desse fator, esse busca fazer uma relação que ajusta a amplitude das harmônicas com base no índice de modulação. Na sequência apresenta-se as equações para o cálculo do índice de modulação  $k$  e do fator  $K$ , respectivamente.

$$k = \frac{\sqrt{2} v_o}{E} \quad (38)$$

$$K = \sqrt{\frac{k^2 - \frac{15}{4}k^4 + \frac{64}{5\pi}k^5 - \frac{5}{4}k^6}{1440}} \quad (39)$$

Após o cálculo do fator  $K$ , são apresentadas as equações para o cálculo do indutor e do capacitor que compõem o filtro LC, já adaptadas para inversores de tensão multiníveis. Essas equações são baseadas no critério de mínimo consumo de potência reativa.

$$L_f = \left( \frac{v_o}{abs(i_o)f_s} \sqrt{\frac{K V_{cc}}{DHT_v \cdot v_o} \left( 1 + 4\pi^2 \left( \frac{f_o}{f_s} \right)^2 \frac{K V_{cc}}{DHT_v \cdot v_o} \right)} \right) \quad (40)$$

$$C_f = \frac{\left( \frac{K V_{cc}}{DHT_v \cdot v_o \cdot L_f \cdot f_s^2} \right)}{2^{F_m-1}} \quad (41)$$

Onde  $DHT_v$  é a distorção harmônica total de tensão em percentual desejada e  $F_m$  é um fator que varia conforme o aumento do número de níveis.

$$F_m = \frac{m-1}{2} \quad (42)$$

De maneira análoga ao procedimento adotado para a metodologia 7, é realizada uma série de simulações para o inversor de 3, 5 e 7 níveis, ampliando o intervalo de parâmetros desejados para a distorção harmônica total de tensão ( $DHT_v$ ) na saída. O objetivo dessas simulações é avaliar o desempenho do filtro LC em uma variedade de condições operacionais, assegurando sua eficácia em diferentes cenários. A Tabela 21 apresenta os resultados detalhados dessas simulações, proporcionando uma análise abrangente e comparativa sobre o desempenho do sistema.

Tabela 21 – Resultados de simulação para Metodologia 8, com variação de parâmetros para três, cinco e sete níveis.

| Número de Níveis | Valor $R$ ( $\Omega$ ) | Valor $C_f$ (F) | Valor $L_f$ (H) | $v_{o,RMS}$ (V) | $i_{o,RMS}$ (A) | $DHT_v$ (%) | $DHT_i$ (%) | $\Delta v_o$ (V) | $\Delta i_{L_f}$ (A) | $\Delta i_{L_f}$ (%) | $DHT_v$ Desejado (%) |
|------------------|------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------|-------------|------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 3                | 24,2                   | 4,17 $\mu$      | 2,44m           | 220,78          | 9,12            | 0,0996%     | 0,0996%     | 0,532            | 0,71                 | 5,385%               | 0,1%                 |
|                  | 24,2                   | 2,95 $\mu$      | 1,73m           | 220,70          | 9,12            | 0,199%      | 0,199%      | 1,091            | 1,00                 | 7,472%               | 0,2%                 |
|                  | 24,2                   | 932,26n         | 546,01 $\mu$    | 220,67          | 9,12            | 2,021%      | 2,021%      | 10,738           | 3,20                 | 22,096%              | 2,0%                 |
|                  | 24,2                   | 538,25n         | 315,23 $\mu$    | 221,49          | 9,13            | 6,239%      | 6,239%      | 33,1             | 5,73                 | 36,481%              | 6,0%                 |
| 5                | 24,2                   | 1,0 $\mu$       | 1,22m           | 220,62          | 9,12            | 0,101%      | 0,101%      | 0,767            | 0,51                 | 3,864%               | 0,1%                 |
|                  | 24,2                   | 736,98n         | 863,36 $\mu$    | 220,62          | 9,12            | 0,200%      | 0,200%      | 1,524            | 0,72                 | 5,418%               | 0,2%                 |
|                  | 24,2                   | 233,07n         | 273,00 $\mu$    | 220,66          | 9,12            | 2,000%      | 2,000%      | 15,288           | 2,36                 | 16,795%              | 2,0%                 |
|                  | 24,2                   | 134,56n         | 157,61 $\mu$    | 221,00          | 9,13            | 5,912%      | 5,912%      | 46,186           | 4,38                 | 29,074%              | 6,0%                 |
| 7                | 24,2                   | 347,42n         | 813,98 $\mu$    | 220,61          | 9,12            | 0,117%      | 0,117%      | 0,916            | 0,31                 | 2,353%               | 0,1%                 |
|                  | 24,2                   | 245,67n         | 575,55 $\mu$    | 220,61          | 9,12            | 0,233%      | 0,233%      | 1,824            | 0,44                 | 3,326%               | 0,2%                 |
|                  | 24,2                   | 77,69n          | 182,00 $\mu$    | 220,66          | 9,12            | 2,101%      | 2,101%      | 16,854           | 1,46                 | 10,697%              | 2,0%                 |
|                  | 24,2                   | 44,85n          | 105,08 $\mu$    | 220,91          | 9,13            | 5,183%      | 5,183%      | 42,861           | 2,61                 | 18,238%              | 6,0%                 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse trabalho apresentou um estudo detalhado e comparativo das metodologias de projeto de filtros LC para inversores de tensão multiníveis com carga linear resistiva, avaliando a eficácia dessas metodologias em diferentes configurações de níveis e com variações nas especificações de projeto. Ressalta-se que foram propostas adaptações nas metodologias analisadas para garantir sua funcionalidade em configurações multiníveis, além de verificar se as metodologias propostas respeitam as condições impostas e as variações nas especificações de projeto desejadas.

No Capítulo 3, são apresentadas as características de cada uma das nove metodologias analisadas, destacando o parâmetro crítico de projeto do inversor que tem maior influência no dimensionamento do filtro em cada uma delas. Além disso, o capítulo detalha as adaptações necessárias nos cálculos de dimensionamento do filtro para acomodar o aumento do número de níveis, especificamente considerando inversores de tensão monofásicos do tipo CCMLI e a modulação PWM *phase shifted*.

Com os resultados de simulação obtidos no Capítulo 4, é possível verificar diferenças significativas no funcionamento do inversor com as formas de onda apresentadas para a simulação de 3, 5 e 7 níveis. Uma das principais diferenças observadas está na frequência de comutação do inversor, que aumenta proporcionalmente com o número de níveis. Outra diferença importante é a tensão máxima sobre o indutor, que diminui à medida que o número de níveis aumenta, resultando em uma operação mais eficiente e com menor estresse nos componentes do filtro.

Na análise FFT (Transformada Rápida de Fourier), foi possível observar que as componentes harmônicas são múltiplas da frequência de comutação, que depende diretamente do número de níveis do inversor. Essa relação entre  $f_s$  e  $m$  mostra que, com o aumento do número de níveis, a frequência de comutação efetiva aumenta, o que ajuda a deslocar as componentes harmônicas para frequências mais altas, facilitando sua filtragem e resultando em uma forma de onda de saída mais limpa e próxima do ideal.

Além disso, as formas de onda que mostram a tensão de saída do inversor antes do filtro LC ( $v_i$ ) evidenciam que, a cada módulo de ponte completa adicionado em série, dois novos degraus são introduzidos na tensão apresentada, um com sinal positivo e outro negativo. Esse aumento de degraus traz diversas vantagens, como a redução da tensão aplicada em cada semicondutor, melhor distribuição de perdas e maior eficiência do sistema. Também melhora a qualidade da forma de onda de saída, aproximando-a mais da ideal senoidal e reduzindo a necessidade de filtragem posterior.

Quanto aos resultados de simulação apresentados no Capítulo 4, focados em avaliar o desempenho das metodologias de filtros LC, foi constatado que as metodologias 2, 3, 4 e 9 não são adequadas para a proposta desse trabalho, pois não foi possível adaptá-las corretamente para atender ao aumento do número de níveis. As metodologias 1, 5, 6, 7 e 8 foram corretamente adaptadas, levando em consideração o aumento do número de níveis.

No entanto, considerando que as metodologias focavam principalmente em três parâmetros críticos de projeto – frequência de ressonância, ondulação de tensão na carga e corrente no indutor, e distorção harmônica total de tensão – decidiu-se selecionar uma metodologia específica para cada um desses parâmetros. Para isso, utilizou-se um critério adicional que levou em conta não apenas a precisão com que cada metodologia atendia aos seus respectivos parâmetros de projeto, mas também a simplicidade de sua aplicação.

Com as simulações e discussões sobre os resultados ainda obtidos no Capítulo 4, justifica-se a escolha das três metodologias que obtiveram maior sucesso na adaptação para atender inversores de tensão monofásicos multiníveis. A Metodologia 1 foi escolhida para atender ao parâmetro crítico de frequência de ressonância.

Conforme mostrado na Tabela 19, observa-se uma tendência clara de redução no tamanho dos componentes do filtro ( $C_f$  e  $L_f$ ) com o aumento do número de níveis do inversor. Essa redução nos valores dos componentes do filtro resulta em um design mais compacto e eficiente, a Figura 32 ilustra a redução obtida para o tamanho do filtro de forma gráfica.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

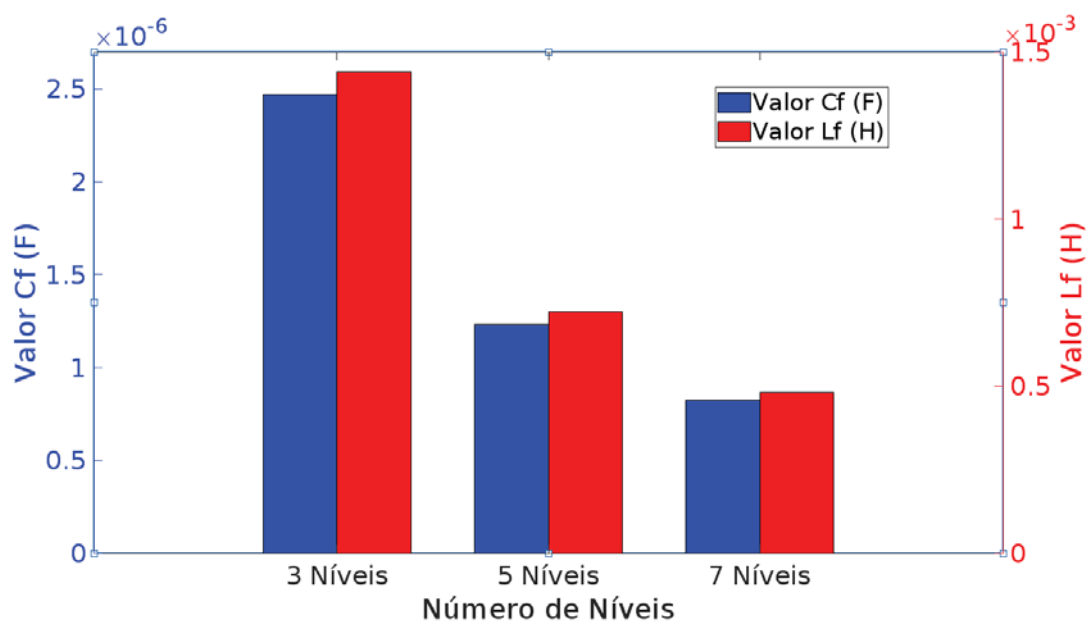


Figura 32 – Comparativo tamanho do filtro Metodologia 1.

Além disso, a Distorção Harmônica Total de Tensão (DHTv) também mostra uma redução significativa à medida que o número de níveis aumenta. Para três níveis, a DHTv é de 0,285%; para cinco níveis, é reduzida para 0,144%, o que representa uma redução de aproximadamente 49,47%. Com sete níveis, a DHTv cai ainda mais para 0,085%, resultando em uma redução adicional de 40,97% em relação ao valor para cinco níveis. Isso demonstra que a qualidade da forma de onda de saída melhora com o aumento do número de níveis, resultando em uma menor distorção harmônica e, consequentemente, em um desempenho mais eficiente e preciso do inversor.

A Metodologia 7 foi escolhida para atender aos parâmetros críticos de ondulação de tensão na carga e corrente no indutor. Conforme os resultados apresentados na Tabela 20, foi possível realizar simulações com diferentes porcentagens de variações na tensão e corrente desejadas. Apesar de haver variações nos resultados, a Metodologia 7 se mostrou eficiente para atender às especificações de projeto nas configurações de 3, 5 e 7 níveis.

A importância do projeto de filtro baseado na ondulação de tensão na carga é particularmente relevante em aplicações residenciais e comerciais, onde há normas rigorosas que permitem apenas uma variação mínima de tensão para garantir o fornecimento seguro e eficiente de energia. Em aplicações específicas,

como equipamentos médicos ou sistemas de comunicação, a exigência por variações ainda menores é crítica para garantir a precisão e a estabilidade do funcionamento.

Por outro lado, a ondulação de corrente no indutor é uma característica crucial ao projetar e dimensionar um indutor. Uma ondulação excessiva pode levar a sobreaquecimento e saturação do indutor, comprometendo a eficiência e a durabilidade do sistema. Portanto, a Metodologia 7 se destaca ao fornecer um projeto de filtro que atende a essas exigências críticas, assegurando tanto a estabilidade da tensão na carga quanto a eficiência na operação do indutor.

A metodologia escolhida para atender ao parâmetro crítico de Distorção Harmônica Total de Tensão (DHTv) foi a Metodologia 8, que se mostrou extremamente eficiente em todas as simulações realizadas. Essa metodologia foi aplicada ao inversor monofásico de 3, 5 e 7 níveis, apresentando erros de aproximadamente 1% em relação ao valor projetado. Os resultados com maior variação foram encontrados ao se desejar uma DHTv de 6%, considerada alta, especialmente para o inversor de 7 níveis. Esse tipo de inversor já apresenta uma eficiência muito superior por modular um sinal mais limpo e próximo de uma senoide. No entanto, ao se desejar uma DHTv de 6%, a simulação mostrou que foi possível obter somente 5,2%.

Essas observações foram possíveis graças às simulações com diversas variações nos parâmetros desejados. É importante ressaltar que, embora matematicamente seja possível definir quaisquer parâmetros de projeto, na prática, o funcionamento do inversor apresenta limitações que nem sempre permitem alcançar o que é desejado. Considerando essas limitações práticas, e com o objetivo de contribuir para o projeto de filtros LC, é apresentada a Tabela 22 com parâmetros recomendáveis para escolha ao se projetar um filtro.

Tabela 22 – Parâmetros recomendáveis para projeto de filtro LC.

| Parâmetro Crítico                                    | Intervalo Recomendado |
|------------------------------------------------------|-----------------------|
| Oscilação de tensão na carga $\Delta v_o$            | 0,5% a 2,5%           |
| Oscilação de corrente no indutor $\Delta i_{L_f}$    | 10% a 40%             |
| Distorção harmônica total de tensão desejada $DHT_v$ | 0,1% a 5%             |

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

É possível gerar um fluxograma que serve como guia para projetos de inversores de tensão multiníveis, abrangendo todas as etapas desde a escolha dos parâmetros fixos até a seleção da metodologia para o filtro LC. Esse fluxograma auxilia no processo de decisão, garantindo que todas as variáveis críticas sejam consideradas e que a metodologia de projeto seja adequadamente escolhida para atender aos requisitos específicos do inversor. O fluxograma é apresentado na Figura 33.

As contribuições desse trabalho são significativas para a área de eletrônica de potência, fornecendo uma base teórica sólida e resultados de simulação que podem ser utilizados como referência para futuros projetos. Como recomendação para trabalhos que deem continuidade a esse apresentado, é sugerido analisar o funcionamento de inversores de tensão monofásicos multiníveis com as metodologias propostas para cargas não lineares e realizar testes experimentais para validar os resultados de simulação apresentados, garantindo que as metodologias propostas funcionem corretamente em ambientes práticos e com as variações e imperfeições presentes em componentes reais.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

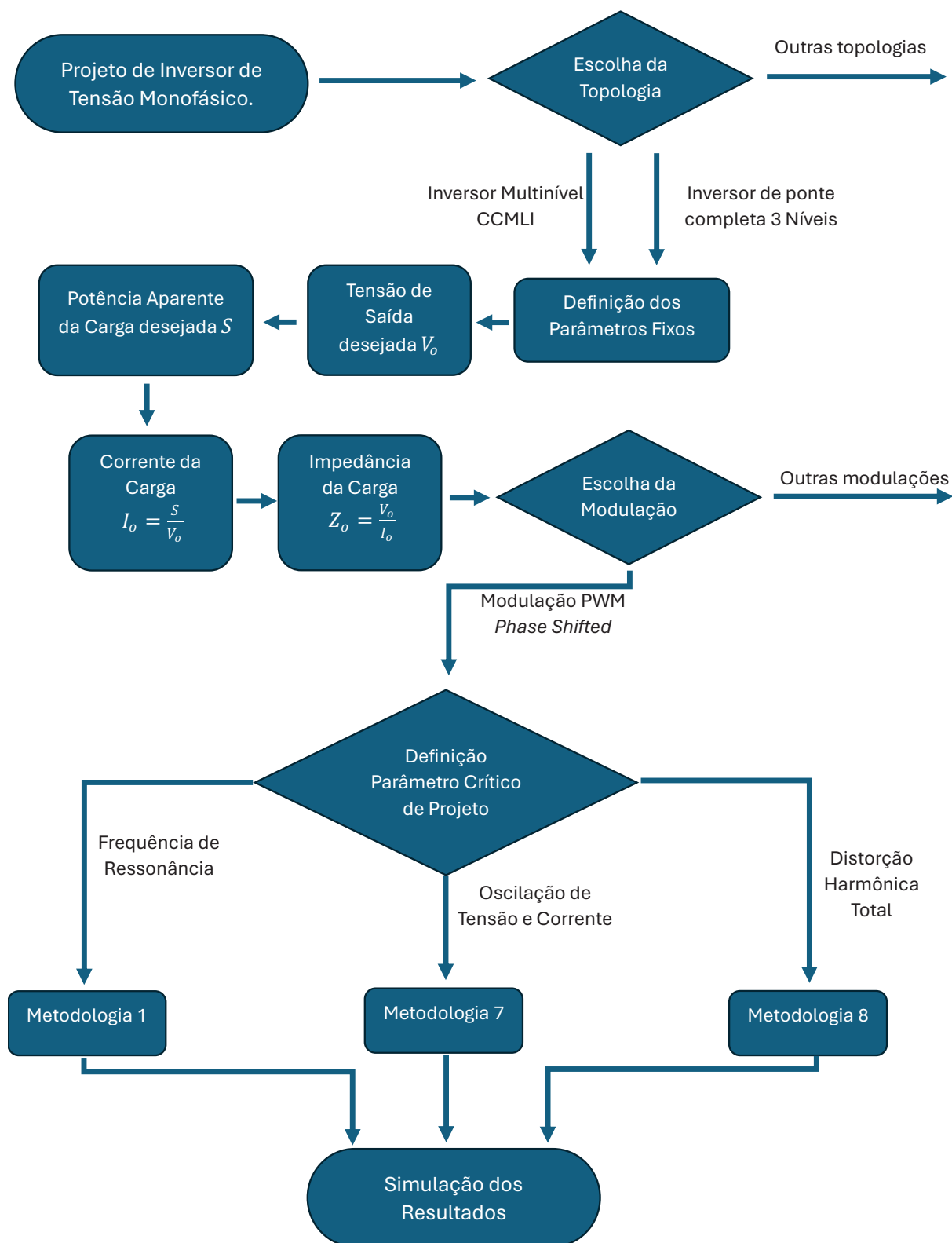


Figura 33 – Fluxograma para projeto de inversor monofásico multinível e escolha da metodologia de filtro.

## REFERÊNCIAS

- AHMAD, Ahmad A et al. **A new design procedure for output lc filter of single-phase inverters**. In: 3rd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System. [S.l.: s.n.], 2010.
- BARBI, Ivo et al. **Projeto de Inversores**. [S.l.]: Instituto de Eletrônica de Potência, 2008.
- BARBI, Ivo et al. **Eletrônica de Potência**. 6ª Edição – Edição do Autor. Florianópolis, 2006.
- BARBI, Ivo. & MARTINS Denizar Cruz. **Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados**, 1ª edição, UFSC, 2001.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte**. 2011. 330 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- BAÚ, Daniel Fernando. **Estratégias de Modulação PWM e Controle Aplicadas ao Conversor Multinível Modular**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pampa, Engenharia Elétrica, 2018.
- DAHONO, P.A.; PURWADI, A.; QAMARUZZAMAN. **An LC filter design method for single-phase PWM inverters**. In: Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95. [S.l.]: IEEE, 1995.
- DAVID, Arnaud; MAKESCHIN, Konrad; BARBI, Ivo. **Study of a single-phase sinusoidal inverter for nonlinear loads**. [S.l.]: Ecole navale et groupe des ecoles du Poulmic, 2002.
- FRANQUELO, L. G. et al. **The age of multilevel converters arrives**. IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529.
- GERENT, Fernando Haeming et al. **Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares**. Florianópolis, SC, 2005.
- KIM, H.; SUL, S.-K. Analysis on output lc filters for pwm inverters. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 384–389.
- KRUG, H-P.; KUME, T.; SWAMY, M. **“Neutral-point clamped three-level general purpose inverter- features, benefits and applications”**, IEEE Power Eletronics Specialists Conference, pp. 323-328, 2004.

MACEDO, Rui Jorge Matos. **Desenvolvimento de um Inversor Multinível Monofásico para Aplicações de Qualidade de Energia Elétrica**. Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho, 2015.

MESQUITA, Samuel Jó de. **Uma proposta de projeto para inversor multinível em cascata assimétrico com 63 níveis na tensão de saída e operação em baixa frequência**. 2011. 180 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

MONDAL, Subhradip; GAYEN, Pritam Kumar; GUPTA, Kabita. **Study on impact of LC-filter parameters under variable loading conditions of three-phase voltage source inverter**. In: 2018 IEEE Electron Devices Kolkata Conference (EDKCON). [S.I.]: IEEE, 2018.

NARDI, Cleidimar. **Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.

OGATA, K. - **Engenharia de Controle Moderno**, 5ª Edição, Pearson, São Paulo, Brasil, 2010, pp 521-546.

PUPO, Andres Dal. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. Dissertação (Mestrado)–Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2015.

RODRIGUEZ, José.; LAI, Jih-Sheng.; PENG, Fang Zheng. **"Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,"** in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.

RODRIGUEZ, José; PENG, Fang Zheng. **"Multilevel converters, - A new breed of converters"**, IEEE trans. Ind. Appl., Vol. 32, pp. 509-517, May/June 1996.

SILVA, Marina Mariana Davida. **Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor ca/cc de Seis Pulsos**. 117p.Dissertação(Mestrado) Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

TALI, Mouna et al. **Passive filter for harmonics mitigation in standalone PV system for non linear load**. In: 2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). [S.I.]: IEEE, 2014.

WALTRICH, Gierri et al. **Estudo e implementação de um inversor multinível trifásico em cascata empregando sub-células de comutação**. 2009.

WU, BIN. **"High-Power Converter and AC Drives"**, 1ª ed., Canadá, Wiley Interscience 2006.

Xiao, M.; Xu, Q.; Ouyang, H. **An Improved Modulation Strategy Combining Phase Shifted PWM and Phase Disposition PWM for Cascaded H-Bridge Inverters**. *Energies* 2017, 10, 1327.

YUSRAN; IKHSAN, Ahmad. **Simulation of filter and load influence on single phase inverter against voltage and current harmonic**. In: 2019 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS). [S.I.]: IEEE, 2019.

## APÊNDICE A – PROGRAMA EXECUTADO NO SOFTWARE *MAPLE* PARA CÁLCULO DOS FILTROS LC COM BASE NAS 9 METODOLOGIAS PROPOSTAS

### Definição dos Parâmetros Principais

Número de Níveis

$$m := 3$$

$$m := 3$$

(1.1.1)

Tensão do Barramento CC [V]:

$$E := 400$$

$$E := 400$$

(1.1.2)

Tensão do Degrau CC [V]:

$$Ed := \frac{400}{\left(\frac{(m-1)}{2}\right)}$$

$$Ed := 400$$

(1.1.3)

Tensão Eficaz de saída do inversor [V]

$$v_0 := 220 = 220$$

### Dados de Comutação

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := 60$$

$$f_0 := 60$$

(1.2.1)

Frequência de comutação Saida do Inversor [Hz]:

$$f_s := (m-1) \cdot 20e3$$

$$40.00 \times 10^3$$

(1.2.2)

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_{sc} := 20e3$$

$$20.00 \times 10^3$$

(1.2.3)

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := \frac{f_s}{15}$$

$$f_c := 2666.666667 \quad (1.2.4)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := \text{evalf}(2 \pi f_0)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (1.2.5)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := \text{evalf}(2 \pi f_s)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (1.2.6)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := \text{evalf}(2 \pi f_c)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (1.2.7)$$

## ▼ Dados da Carga

Fator de potência da carga:

$$FP := 1$$

$$FP := 1 \quad (1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := 2000$$

$$S := 2000 \quad (1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := S FP$$

$$P := 2000 \quad (1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := \frac{S}{v_0}$$

9.09

(1.3.4)

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := \frac{v_0}{i_0}$$

24.20

(1.3.5)

## ▼ Dados das Oscilações permitidas

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := 0.02 \cdot v_0 \cdot \sqrt{2}.$$

$\Delta v_c := 6.222539672$

(1.4.1)

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := 0.15 \cdot i_0 \cdot \sqrt{2}.$$

1.93

(1.4.2)

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := 0.003$$

$3.00 \times 10^{-3}$

(1.4.3)

## ▼ Metodologia 1

### ▼ Parâmetros de Cálculo

*restart :*

### ▼ *Dados de Alimentação*

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$$E := 400$$

$$(2.1.1.1)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220$$

$$(2.1.1.2)$$

### ▼ *Dados de Comutação*

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60$$

$$(2.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3$$

$$(2.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667$$

$$(2.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185$$

$$(2.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124$$

$$(2.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$\omega_c := (1.2.7)$

$\omega_c := 16755.16082 \qquad (2.1.2.6)$

▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1)$

$FP := 1 \qquad (2.1.3.1)$

Potência aparente da carga [VA]:

$S := (1.3.2)$

$S := 2000 \qquad (2.1.3.2)$

Potência ativa da carga [W]:

$P := (1.3.3)$

$P := 2000 \qquad (2.1.3.3)$

Corrente da carga [A]:

$i_0 := (1.3.4)$

$9.09 \qquad (2.1.3.4)$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$z_0 := (1.3.5)$

$24.20 \qquad (2.1.3.5)$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672 \quad (2.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93 \quad (2.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3} \quad (2.1.4.3)$$

## ▼ Procedimento de Cálculo

Calculando a combinação LC com base na frequência de corte desejada:

$$LfCf_0 := \frac{1}{(\omega_c)^2}$$

$$LfCf_0 := 3.562072862 \times 10^{-9} \quad (2.2.1)$$

Calculando a indutância que satisfaça a relação (consumo mínimo de reativos):

$$Lf_0 := \frac{z_0}{(\omega_c)^2} \cdot \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2}$$

$$1.44 \times 10^{-3} \quad (2.2.2)$$

E encontrando a capacitância:

$$C_{f0} := \frac{LfCf_0}{Lf_0}$$

L

$2.47 \times 10^{-6}$

(2.2.3)

▼ Metodologia 2

▼ Parâmetros de Cálculo

restart :

▼ Dados de Alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$E := (1.1.2)$

$E := 400$

(3.1.1.1)

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$v_0 := 220$

$v_0 := 220$

(3.1.1.2)

▼ Dados de Comutação

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$f_0 := (1.2.1)$

$f_0 := 60$

(3.1.2.1)

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$f_s := (1.2.2)$

$40.00 \times 10^3$

(3.1.2.2)

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$f_c := (1.2.4)$

$f_c := 2666.666667$

(3.1.2.3)

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (3.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (3.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (3.1.2.6)$$

### ▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1 \quad (3.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000 \quad (3.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000 \quad (3.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09 \quad (3.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(3.1.3.5)$$

### ▼ *Dados das oscilações permitidas*

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(3.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(3.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(3.1.4.3)$$

### ▼ **Procedimento de Cálculo**

Calculando a combinação LC com base na frequência de corte desejada:

$$R_0 := z_0$$

$$R_0 := \frac{121}{5}$$

$$(3.2.1)$$

Pela Figura 4 do autor, verifica-se que para uma oscilação de 20% com chaveamento em 50 kHz, é necessário um  $\alpha=0.020$ .

$$\alpha := 0.020$$

$$\alpha := 0.020 \quad (3.2.2)$$

Calculando a indutância:

$$Lf_{00} := \frac{R_0}{(\omega_0)} \cdot \sqrt{\alpha^2 - \frac{\omega_0^4}{\omega_c^4}}$$

$$1.28 \times 10^{-3} \quad (3.2.3)$$

E encontrando a capacitância:

$$C_{f00} := \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{\omega_0^2}{\alpha^2 \omega_c^4 - \omega_0^4}}$$

$$2.78 \times 10^{-6} \quad (3.2.4)$$

## Metodologia 3

### Parâmetros de Cálculo

*restart :*

Vale lembrar que os autores utilizam diferentes cargas a fim de comparar os resultados obtidos. Ao todo são 6 cargas diferentes, conforme apresentado a seguir:

$$R1 := 50$$

$$R1 := 50 \quad (4.1.1)$$

$$R2 := 100$$

$$R2 := 100 \quad (4.1.2)$$

$$R3 := 1E3$$

$$R3 := 1000. \quad (4.1.3)$$

$$L1 := 2.3E-3$$

$$L1 := 0.0023 \quad (4.1.4)$$

$$L2 := 10E-3$$

$$L2 := 0.010 \quad (4.1.5)$$

$$L3 := 50E-3$$

$$L3 := 0.050 \quad (4.1.6)$$

$$Z1 := R1$$

$$Z1 := 50 \quad (4.1.7)$$

$$Z2 := R2$$

$$Z2 := 100 \quad (4.1.8)$$

$$Z3 := R3$$

$$Z3 := 1000. \quad (4.1.9)$$

$$Z4 := R1 + I \cdot \omega_0 \cdot L1$$

$$Z4 := 50 + 0.0023 I \omega_0 \quad (4.1.10)$$

$$Z5 := R1 + I \cdot \omega_0 \cdot L2$$

$$Z5 := 50 + 0.010 I \omega_0 \quad (4.1.11)$$

$$Z6 := R1 + I \cdot \omega_0 \cdot L3$$

$$Z6 := 50 + 0.050 I \omega_0 \quad (4.1.12)$$

O restart é dado aqui para realizar apenas um cálculo, utilizando o padrão pensado nesse algoritmo para rodar com a potência fornecida em vez de rodar com os dados da impedância. Note que a potência de carga de 200 VA é relacionada à carga  $R1=50 \Omega$ .

*restart :*

### ▼ **Dados de Alimentação**

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$$E := 400 \quad (4.1.1.1)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220 \quad (4.1.1.2)$$

### ▼ **Dados de Comutação**

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60 \quad (4.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3$$

$$(4.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667$$

$$(4.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185$$

$$(4.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124$$

$$(4.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082$$

$$(4.1.2.6)$$

### ▼ *Dados da Carga*

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1$$

$$(4.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000$$

$$(4.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000$$

$$(4.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09$$

$$(4.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(4.1.3.5)$$

### ▼ *Dados das oscilações permitidas*

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(4.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(4.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(4.1.4.3)$$

### ▼ **Procedimento de Cálculo**

Aqui são calculados 3 tipos de filtros LC com base numa indutância sugerida para o filtro.

$$Lf1 := (3.2.3)$$

$$1.28 \times 10^{-3} \quad (4.2.1)$$

$$Lf2 := 100e-3$$

$$Lf2 := 0.100 \quad (4.2.2)$$

$$Lf3 := 150e-3$$

$$Lf3 := 0.150 \quad (4.2.3)$$

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c^2}$$

$$LfCf := 3.562072862 \times 10^{-9} \quad (4.2.4)$$

$$Cf1 := \frac{LfCf}{Lf1}$$

$$Cf1 := 2.775413725 \times 10^{-6} \quad (4.2.5)$$

$$Cf2 := \frac{LfCf}{Lf2}$$

$$Cf2 := 3.562072862 \times 10^{-8} \quad (4.2.6)$$

$$Cf3 := \frac{LfCf}{Lf3}$$

$$Cf3 := 2.374715241 \times 10^{-8} \quad (4.2.7)$$

## ▼ Metodologia 4

### ▼ Dados sugeridos pelos autores

*restart :*

Os autores utilizam uma carga de RL de  $10 \Omega + 25 \text{ mH}$ . Ainda, não informam a frequência de chaveamento e nem a frequência de corte do filtro, o que dificulta os cálculos diretos. Entretanto, utilizando o filtro LC por eles projetados, foi possível estimar a frequência de corte e a frequência de chaveamento. O algoritmo a seguir representa as operações para estimar o resultado:

$$Lfautores := 2.25e-3$$

$$Lfautores := 0.00225 \quad (5.1.1)$$

$$Cfautores := 4.7e-6$$

$$Cfautores := 4.7 \times 10^{-6} \quad (5.1.2)$$

$$\omega_{cautores} := \frac{1}{\sqrt{(Lf_{autores} \cdot Cf_{autores})}} \quad \omega_{cautores} := 9724.332767 \quad (5.1.3)$$

$$f_{cautores} := \text{evalf}\left(\frac{(\omega_{cautores})}{2 \cdot \pi}\right) \quad f_{cautores} := 1547.675628 \quad (5.1.4)$$

$$RL := 10 \quad RL := 10 \quad (5.1.5)$$

$$LL := 25e-3 \quad LL := 0.025 \quad (5.1.6)$$

$$ZL := RL + I \cdot \omega_0 \cdot LL \quad ZL := 10 + 0.025 I \omega_0 \quad (5.1.7)$$

Caso opte por realizar a própria metodologia, seguir com o algoritmo abaixo.  
restart :

#### ▼ **Dados de Alimentação**

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2) \quad E := 400 \quad (5.1.1.1)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220 \quad v_0 := 220 \quad (5.1.1.2)$$

#### ▼ **Dados de Comutação**

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1) \quad f_0 := 60 \quad (5.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2) \quad 40.00 \times 10^3 \quad (5.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667 \quad (5.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (5.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (5.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (5.1.2.6)$$

### ▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1 \quad (5.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000 \quad (5.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000 \quad (5.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09$$

$$(5.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(5.1.3.5)$$

### ▼ *Dados das oscilações permitidas*

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(5.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(5.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(5.1.4.3)$$

### ▼ **Procedimento de Cálculo**

Aqui são calculados 3 tipos de filtros LC com base numa indutância sugerida para o filtro.

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c^2}$$

$$3.56 \times 10^{-9}$$

$$(5.2.1)$$

$$i_{Lmax} := i_0 \cdot \sqrt{2.}$$

12.86 (5.2.2)

$$L_{f3} := \frac{0.03 \cdot v_0 \cdot \sqrt{2.}}{i_{Lmax} \cdot \omega_0}$$

$1.93 \times 10^{-3}$  (5.2.3)

$$C_{f3} := \frac{L_f C_f}{L_{f3}}$$

$1.85 \times 10^{-6}$  (5.2.4)

$$\omega_{c3} := \frac{1}{\sqrt{L_{f3} \cdot C_{f3}}}$$

$16.76 \times 10^3$  (5.2.5)

## ▼ Metodologia 5

### ▼ Dados sugeridos pelos autores

*restart :*

Cuidar com o valor de  $\xi$ .

#### ▼ *Dados de Alimentação*

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$E := 400$  (6.1.1.1)

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$v_0 := 220$  (6.1.1.2)

#### ▼ *Dados de Comutação*

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60 \quad (6.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3 \quad (6.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667 \quad (6.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (6.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (6.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (6.1.2.6)$$

### ▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1 \quad (6.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000$$

$$(6.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000$$

$$(6.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09$$

$$(6.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(6.1.3.5)$$

### ▼ *Dados das oscilações permitidas*

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(6.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(6.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(6.1.4.3)$$

## ▼ Procedimento de Cálculo

Aqui são calculados 3 tipos de filtros LC com base numa indutância sugerida para o filtro.

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c^2} \quad 3.56 \times 10^{-9} \quad (6.2.1)$$

$$\xi := evalf\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad 707.11 \times 10^{-3} \quad (6.2.2)$$

$$C_{f7} := evalf\left(\frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \xi \cdot f_c \cdot z_0}\right) \quad 1.74 \times 10^{-6} \quad (6.2.3)$$

$$L_{f7} := \frac{LfCf}{C_{f7}} \quad 2.04 \times 10^{-3} \quad (6.2.4)$$

$$f_{cf} := evalf\left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{f7} \cdot C_{f7}}}\right) \quad f_{cf} := 2666.666666 \quad (6.2.5)$$

## ▼ Metodologia 6

### ▼ Dados sugeridos pelos autores

*restart :*

### ▼ Dados de Alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2) \quad E := 400 \quad (7.1.1.1)$$

$$Ed := (1.1.3) \quad Ed := 400 \quad (7.1.1.2)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220 \quad (7.1.1.3)$$

### ▼ *Dados de Comutação*

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60 \quad (7.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3 \quad (7.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667 \quad (7.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (7.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (7.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (7.1.2.6)$$

L

▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1$$

$$(7.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000$$

$$(7.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000$$

$$(7.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09$$

$$(7.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(7.1.3.5)$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(7.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(7.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 6 e 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3} \quad (7.1.4.3)$$

## ▼ Procedimento de Cálculo

Aqui são calculados 3 tipos de filtros LC com base numa indutância sugerida para o filtro.

$$R_0 := z_0 \quad 24.20 \quad (7.2.1)$$

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c^2} \quad 3.56 \times 10^{-9} \quad (7.2.2)$$

$$\xi := evalf\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad 0.7071067810 \quad (7.2.3)$$

Calcula a amplitude da componente harmônica principal (harmônica da frequência de comutação) para a DHT<sub>v</sub> definida

$$v_{chp} := evalf\left(\sqrt{2} \cdot v_0 \cdot DHT_v\right) \quad 933.38 \times 10^{-3} \quad (7.2.4)$$

Cálculo do fator de modulação:

$$m_a := evalf\left(\frac{\sqrt{2} \cdot v_0}{E}\right) \quad 777.82 \times 10^{-3} \quad (7.2.5)$$

Cálculo da amplitude máxima do sinal modulado:

$$U_{pwm} := evalf\left(\text{abs}\left(\frac{2 E d}{\pi} \sin(2 \pi m_a)\right)\right)$$

$$250.77$$

(7.2.6)

Adequação semelhante à  $s=j\omega$ :

$$\eta := I \omega_s$$

$$251.33 \times 10^3 \text{ I}$$

(7.2.7)

Cálcula o ganho esperado da harmônica na frequência de comutação em relação ao sinal PWM:

$$G := evalf\left(\frac{v_{chp}}{U_{pwm}}\right)$$

$$3.72 \times 10^{-3}$$

(7.2.8)

Substituição de variável (onde tiver  $L_f$ , será transformado em função de  $C_f$ ):

$$L_f := \left( (2 \xi R_0)^2 \right) C_f$$

$$1.17 \times 10^3 C_f$$

(7.2.9)

Função de transferência principal. Vale lembrar que o comando de módulo (abs) não funcionou, então o módulo foi tomado manualmente e retornou a equação "Cap", descrita abaixo:

$$\#G = \frac{\text{abs}\left(\frac{1}{L_f C_f}\right)}{\text{abs}\left(\eta^2 + \frac{\eta}{C_f R_0} + \frac{1}{L_f C_f}\right)}$$

A função Cap retorna os possíveis valores de capacitância do filtro. O comando "solve" resolve a equação informando as raízes do polinômio descrito pelo Cf:

$$Cap := solve\left(G = \left( \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{\text{sqrt}\left(\left(\frac{1 - L_f C_f \omega_s^2}{L_f C_f}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{C_f R_0}\right)^2\right)} \right), C_f\right)$$

$$1.91 \times 10^{-6}, -1.91 \times 10^{-6}$$

(7.2.10)

Seleciona-se o valor positivo obtido pela equação anterior:

$$C_f := Cap[1]$$

$$1.91 \times 10^{-6}$$

(7.2.11)

Encontra-se a indutância pela relação obtida na substituição de variável feita anteriormente:

$$L_f := (7.2.9)$$

$$2.23 \times 10^{-3}$$

(7.2.12)

$$f_{cf} := evalf\left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}\right)$$

$$2.44 \times 10^3$$

(7.2.13)

▼ **Metodologia 7**

▼ **Dados sugeridos pelos autores**

*restart :*

▼ **Dados de Alimentação**

$$m := (1.1.1)$$

$$m := 3$$

(8.1.1.1)

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$$E := 400$$

(8.1.1.2)

$$Ed := (1.1.3)$$

$$Ed := 400$$

(8.1.1.3)

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220$$

(8.1.1.4)

$$Fm := \frac{(m - 1)}{2}$$

$$F_m := 1 \quad (8.1.1.5)$$

$F_m$  é um fator que varia conforme o aumento do número de níveis.

### ▼ *Dados de Comutação*

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1) \quad f_0 := 60 \quad (8.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2) \quad 40.00 \times 10^3 \quad (8.1.2.2)$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_{sc} := (1.2.3) \quad 20.00 \times 10^3 \quad (8.1.2.3)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4) \quad f_c := 2666.666667 \quad (8.1.2.4)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5) \quad \omega_0 := 376.9911185 \quad (8.1.2.5)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6) \quad \omega_s := 251327.4124 \quad (8.1.2.6)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$\omega_c := (1.2.7)$

$\omega_c := 16755.16082$  (8.1.2.7)

**Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1)$

$FP := 1$  (8.1.3.1)

Potência aparente da carga [VA]:

$S := (1.3.2)$

$S := 2000$  (8.1.3.2)

Potência ativa da carga [W]:

$P := (1.3.3)$

$P := 2000$  (8.1.3.3)

Corrente da carga [A]:

$i_0 := (1.3.4)$

9.09 (8.1.3.4)

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$z_0 := (1.3.5)$

24.20 (8.1.3.5)

**Dados das oscilações permitidas**

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$\Delta v_c := (1.4.1)$

$\Delta v_c := 6.222539672$  (8.1.4.1)

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(8.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(8.1.4.3)$$

## ▼ Procedimento de Cálculo

Vale lembrar que aqui foi acrescida a parcela do raiz de 2 : por ser necessário utilizar o valor de pico (os autores definem como Vop).

Sendo a tensão de pico de saída do inversor maior que metade da tensão de entrada ( $V_{op} > nV_i/2$ ), então:

$$L_{f11} := \frac{Ed}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_L}$$

$$1.30 \times 10^{-3}$$

$$(8.2.1)$$

$$C_{f11} := \frac{Ed}{32 \cdot (f_s)^2 \cdot L_{f11} \cdot \Delta v_c}$$

$$968.49 \times 10^{-9}$$

$$(8.2.2)$$

## ▼ Metodologia 8

### ▼ Dados sugeridos pelos autores

*restart :*

Nesta metodologia os próprios autores propuseram a carga utilizada, porém não definiram alguns parâmetros importantes, como a tensão eficaz de saída do inversor. Dessa forma, a tensão de saída e a potência de carga foram estimadas.

Ainda, deve-se atentar ao valor de indutância do filtro, que está sendo multiplicado por 6. Foi feito para alcançar os resultados obtidos pelos autores (visto que a frequência de corte do filtro não muda).

### ▼ **Dados de Alimentação**

$$m := (1.1.1)$$

$$m := 3 \quad (9.1.1.1)$$

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$$E := 400 \quad (9.1.1.2)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220 \quad (9.1.1.3)$$

$$Fm := \frac{(m - 1)}{2}$$

$$Fm := 1 \quad (9.1.1.4)$$

### ▼ **Dados de Comutação**

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60 \quad (9.1.2.1)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3 \quad (9.1.2.2)$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667 \quad (9.1.2.3)$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185 \quad (9.1.2.4)$$

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124 \quad (9.1.2.5)$$

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$$\omega_c := (1.2.7)$$

$$\omega_c := 16755.16082 \quad (9.1.2.6)$$

### ▼ **Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1)$$

$$FP := 1 \quad (9.1.3.1)$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2)$$

$$S := 2000 \quad (9.1.3.2)$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3)$$

$$P := 2000 \quad (9.1.3.3)$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4)$$

$$9.09$$

$$(9.1.3.4)$$

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$$z_0 := (1.3.5)$$

$$24.20$$

$$(9.1.3.5)$$

### ▼ *Dados das oscilações permitidas*

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$$\Delta v_c := (1.4.1)$$

$$\Delta v_c := 6.222539672$$

$$(9.1.4.1)$$

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(9.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 6 e 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(9.1.4.3)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_{v8} := DHT_v \cdot v_0$$

$$660.00 \times 10^{-3}$$

$$(9.1.4.4)$$

### ▼ **Procedimento de Cálculo**

Vale lembrar que aqui foi acrescida a parcela do 2 : por ser necessário utilizar o valor de

pico (os autores definem como Vop).

$$k := evalf\left(\frac{\sqrt{2} \cdot v_0}{E}\right)$$

$$777.82 \times 10^{-3} \quad (9.2.1)$$

$$K := evalf\left(\sqrt{\frac{k^2 - \frac{15}{4}k^4 + \frac{64}{5\pi}k^5 - \frac{5}{4}k^6}{1440}}\right)$$

$$K := 0.008958801845 \quad (9.2.2)$$

Sendo a tensão de pico de saída do inversor maior que metade da tensão de entrada ( $V_{op} > nV_i/2$ ), então:

$$L_{f14} := evalf\left(\left(\frac{v_0}{\text{abs}(i_0)f_s} \sqrt{\left(\frac{KE}{DHT_{v8}} \left(1 + 4\pi^2 \cdot \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2 \cdot \frac{KE}{DHT_{v8}}\right)\right)}\right)\right)$$

$$1.41 \times 10^{-3} \quad (9.2.3)$$

$$C_{f14} := \frac{evalf\left(\frac{KE}{L_{f14}f_s^2 DHT_{v8}}\right)}{2^{(Fm-1)}}$$

$$2.41 \times 10^{-6} \quad (9.2.4)$$

## Metodologia 9

### Dados sugeridos pelos autores

*restart :*

### Dados de Alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.2)$$

$$E := 400 \quad (10.1.1.1)$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$v_0 := 220$$

(10.1.1.2)

### ▼ **Dados de Comutação**

Frequência de operação da carga (após o filtro) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1)$$

$$f_0 := 60$$

(10.1.2.1)

Frequência de comutação na saída do inversor [Hz]:

$$f_s := (1.2.2)$$

$$40.00 \times 10^3$$

(10.1.2.2)

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_{sc} := (1.2.3)$$

$$20.00 \times 10^3$$

(10.1.2.3)

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]

$$f_c := (1.2.4)$$

$$f_c := 2666.666667$$

(10.1.2.4)

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.5)$$

$$\omega_0 := 376.9911185$$

(10.1.2.5)

Frequência de comutação na saída do inversor [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.6)$$

$$\omega_s := 251327.4124$$

(10.1.2.6)

Frequência desejada de corte do filtro [rad/s]:

$\omega_c := (1.2.7)$

$\omega_c := 16755.16082$  (10.1.2.7)

**Dados da Carga**

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1)$

$FP := 1$  (10.1.3.1)

Potência aparente da carga [VA]:

$S := (1.3.2)$

$S := 2000$  (10.1.3.2)

Potência ativa da carga [W]:

$P := (1.3.3)$

$P := 2000$  (10.1.3.3)

Corrente da carga [A]:

$i_0 := (1.3.4)$

9.09 (10.1.3.4)

Impedância da carga [ $\Omega$ ]:

$z_0 := (1.3.5)$

24.20 (10.1.3.5)

**Dados das oscilações permitidas**

Ondulação de tensão no capacitor/carga limitado em percentual [V]:

$\Delta v_c := (1.4.1)$

$\Delta v_c := 6.222539672$  (10.1.4.1)

Ondulação de corrente no indutor limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.2)$$

$$1.93$$

$$(10.1.4.2)$$

Percentual da taxa de distorção harmônica de tensão (utilizado na metodologia 8) [%]:

$$DHT_v := (1.4.3)$$

$$3.00 \times 10^{-3}$$

$$(10.1.4.3)$$

## ▼ Procedimento de Cálculo

Vale lembrar que aqui foi acrescida a parcela do 2 : por ser necessário utilizar o valor de pico (os autores definem como Vop).

Ts foi adaptado pois o autor considera já a metodologia para 3 níveis. Estamos utilizando fs que varia conforme o número de níveis.

$$T_s := \frac{1}{\frac{(f_s)}{2}}$$

$$50.00 \times 10^{-6}$$

$$(10.2.1)$$

$$\theta := \frac{\pi}{4}$$

$$\theta := \frac{\pi}{4}$$

$$(10.2.2)$$

Sendo a tensão de pico de saída do inversor maior que metade da tensão de entrada (Vop>nVi/2), então:

$$L_{f17min} := evalf \left( \frac{T_s}{2 \cdot (\Delta i_L)} \cdot \frac{(E - v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)) \cdot (v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta))}{E} \right)$$

$$1.28 \times 10^{-3}$$

$$(10.2.3)$$

$$L_{f17max} := \frac{\Delta v_c}{\Delta i_L}$$

$$L_{f17} := \min((\mathbf{10.2.3}), (\mathbf{10.2.4}))$$

$$\Delta i_{\theta} := evalf\left(\frac{T_s}{2 L_{f17}} \frac{\left(E - v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)\right) \cdot \left(v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)\right)}{E}\right)$$

$$C_{f17min1} := \frac{\Delta i_{\theta}}{8} \cdot \frac{T_s}{2 \Delta v_c}$$

3.23

$1.28 \times 10^{-3}$

1.928473039

$968.49 \times 10^{-9}$

(10.2.4)

(10.2.5)

(10.2.6)

(10.2.7)

## APÊNDICE B – ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA O INVERSOR MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA E MODELO MATEMÁTICO

A seguir são apresentadas detalhadamente as etapas de operação para o inversor de tensão monofásico de ponte completa (3 níveis) com filtro LC e carga  $Z_o$ . É importante ressaltar que, para as simulações realizadas neste trabalho, é considerada a utilização de uma carga linear do tipo resistiva. As etapas de operação são apresentadas para o circuito mostrado na Figura 34.

Fonte: (SEGALA, 2022).

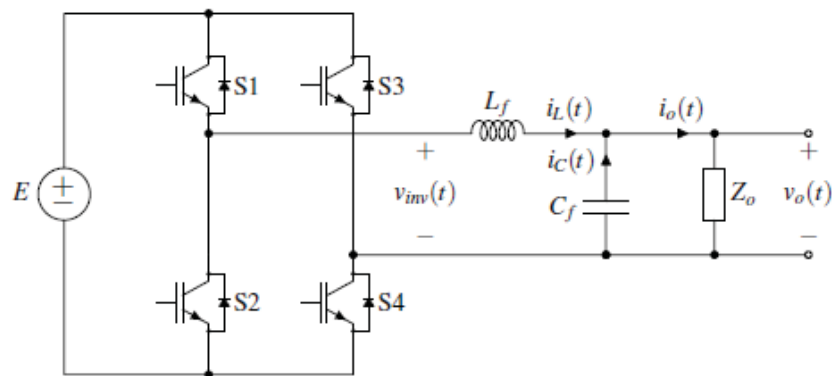


Figura 34 – Circuito de potência inversor monofásico de ponte completa.

A técnica de modulação PWM unipolar possui oito etapas de operação. Dessas oito, as quatro primeiras são referentes ao semiciclo positivo da tensão de saída, enquanto as quatro últimas são referentes ao semiciclo negativo.

### PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO:

Fonte: (SEGALA, 2022).

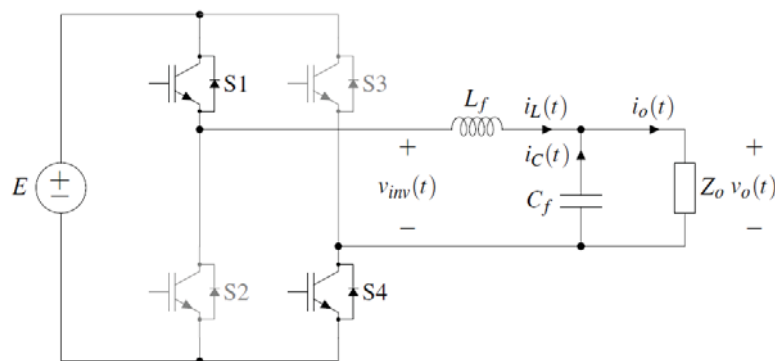


Figura 35 – Primeira etapa de operação do inversor.

A primeira etapa de operação é caracterizada pela aplicação da tensão de barramento cc nos terminais de saída do inversor ( $v_{inv}$ ). Nesse instante, as chaves S1 e S4 estão fechadas, ou seja, conduzindo corrente elétrica e transferindo energia da fonte E para a carga  $Z_o$ .

### SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO:

Fonte: (SEGALA, 2022).

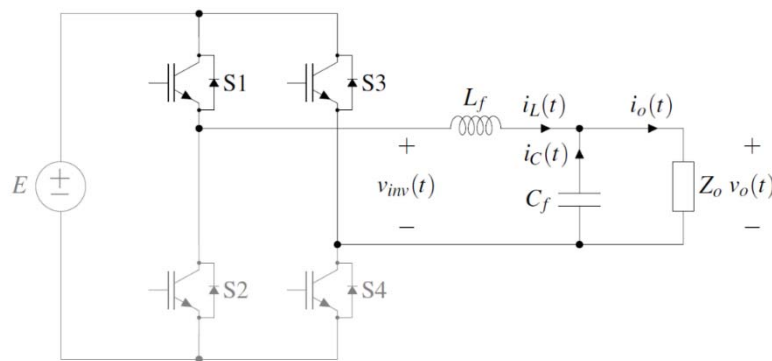


Figura 36 – Segunda etapa de operação do inversor.

A segunda etapa de operação é caracterizada pela comutação da chave S3, o que força S4 ao bloqueio. Dessa forma, como as chaves S1 e S3 conectam os terminais  $v_{inv}$  à um mesmo potencial, a tensão existente nesse terminal é 0 V. Nesse momento, verifica-se a circulação de corrente pelo IGBT da chave S1 e pelo diodo da chave S3, uma vez que a circulação de corrente pelo IGBT da chave S3 não é permitida.

### TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO:

Fonte: (SEGALA, 2022).

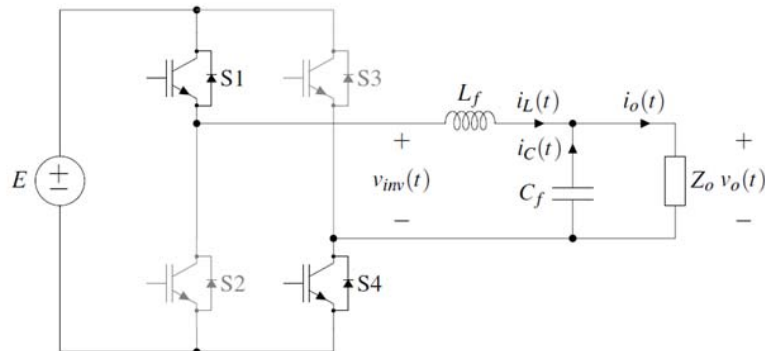


Figura 37 – Terceira etapa de operação do inversor.

Na terceira etapa de operação ocorre novamente a comutação do braço direito do conversor, ou seja, a chave S4 fecha e a chave S3 abre, dessa forma têm-se um processo de condução igual ao observado na primeira etapa, onde os IGBTs das chaves S1 e S4 conduzem corrente e, além disso, ocorre a aplicação da tensão E nos terminais  $v_{inv}$ .

### QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO:

Fonte: (SEGALA, 2022).

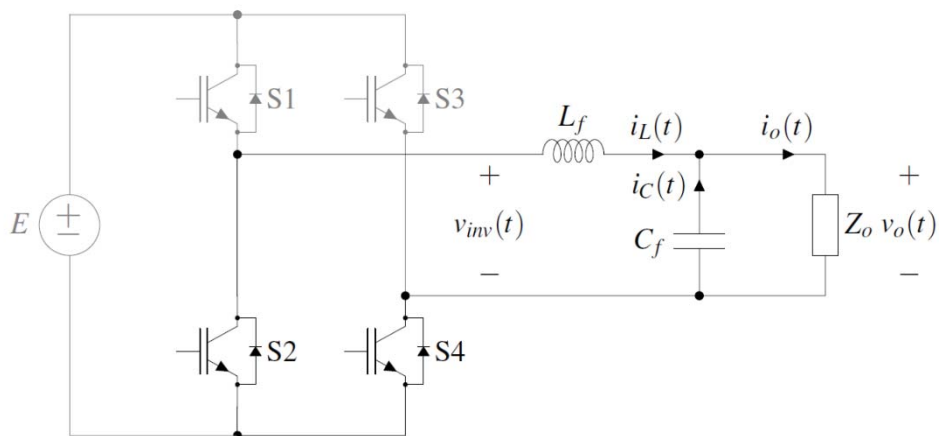


Figura 38 – Quarta etapa de operação do inversor.

Na quarta e última etapa do semiciclo positivo de tensão, ocorre a aplicação do nível 0 V de tensão nos terminais  $v_{inv}$  de forma muito semelhante ao observado na segunda etapa de operação. Entretanto, agora o sinal de

comando enviado às chaves opera de forma a causar o bloqueio da chave S1 e a comutação da chave S2. Com isso, na quarta etapa de operação condução de corrente elétrica ocorre pelo IGBT da chave S4 e pelo diodo da chave S2.

### MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR:

Abaixo será descrita a equação que rege o modelo matemático do inversor, conforme a análise detalhada realizada por Segala (2022). Essa equação é fundamental para entender o comportamento do inversor e para o desenvolvimento preciso dos cálculos de dimensionamento dos componentes do filtro LC, assegurando que o sistema opere dentro dos parâmetros desejados de eficiência e qualidade do sinal.

$$\frac{V_o(s)}{V_{inv}(s)} = D \frac{Z_o}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f \cdot R + s \cdot L_f + Z_o}$$

Por fim, ao definir a razão entre a tensão de saída  $V_o(s)$  pela tensão chaveada do inversor  $V_{inv}$  como a função de transferência do filtro  $G_{inv}$ , obtém-se a Equação:

$$G_{inv}(s) = D \frac{Z_o}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f \cdot R + s \cdot L_f + Z_o}$$

O diagrama de Bode apresentado na Figura 39 ilustra a resposta em frequência do inversor de ponte completa. O gráfico de amplitude (superior) mostra como a magnitude da saída do inversor varia com a frequência, enquanto o gráfico de fase (inferior) demonstra a mudança de fase associada.

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

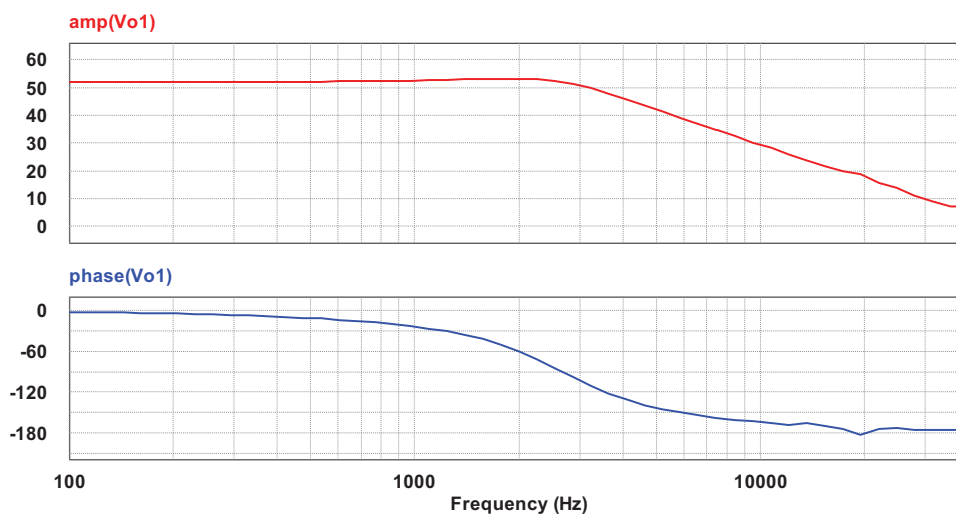


Figura 39 – Diagrama de bode para inversor de tensão monofásico 3 níveis com filtro LC atendendo a Metodologia 1 conforme a frequência de ressonância.

É possível observar que, conforme o diagrama mostrado para a simulação do inversor de três níveis, exatamente na fase de -90 graus encontra-se a frequência de ressonância do filtro, onde começa a atenuação da amplitude do sinal em 2,66 kHz. A análise do diagrama de Bode é crucial para avaliar a estabilidade e a resposta transitória do inversor, proporcionando uma visão detalhada sobre a eficiência do filtro LC em atenuar harmônicas indesejadas e garantir uma saída de alta qualidade.