



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Estudo de Estratégias de Modulação Multinível e seu Impacto na Distorção Harmônica Total

Marlon Araújo Porcino

João Monlevade, MG
2026

Marlon Araújo Porcino

**Estudo de Estratégias de Modulação
Multinível e seu Impacto na Distorção
Harmônica Total**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Igor Dias Neto de Souza

**Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2026**

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

P834e Porcino, Marlon Araujo.

Estudo de estratégias de modulação multinível e seu impacto na distorção harmônica total. [manuscrito] / Marlon Araujo Porcino. - 2026. 91 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Igor Souza.

Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Análise harmônica. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Eletrônica de potência. 4. Energia elétrica - Qualidade. 5. Filtros elétricos. 6. Inversores elétricos. I. Souza, Igor. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU 621.314.5:621.3.018.7

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6/2431



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO
REITORIA
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



FOLHA DE APROVAÇÃO

Marlon Araújo Porcino

Estudo de estratégias de modulação multinível e seu impacto na distorção harmônica total

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica

Aprovada em 30 de julho de 2026

Membros da banca

Dr. Igor Dias Neto de Souza - Orientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Renan Fernandes Bastos - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Thainan Santos Theodoro - Universidade Federal de Ouro Preto

Igor Dias Neto de Souza, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 26/08/2026



Documento assinado eletronicamente por **Igor Dias Neto de Souza, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/08/2026, às 12:56, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1175961** e o código CRC **FD7289E0**.

Dedico este trabalho a todos aqueles que acreditam que a honestidade, a fé e a perseverança são capazes de transformar vidas. Nunca desistam dos seus sonhos. O caminho pode ser difícil, mas vencer com dignidade faz cada esforço valer a pena.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus, pois sem Ele nada sou e nada posso. A Ele devo a força, a sabedoria e a perseverança que me permitiram superar os desafios desta caminhada e alcançar esta conquista.

À minha família, em especial à minha mãe e aos meus irmãos, agradeço pelo amor, pelo apoio incondicional e pelos valores que moldaram quem sou. Sem vocês, esta conquista não seria possível.

À minha esposa, Lúcia, agradeço por caminhar ao meu lado durante toda a graduação, oferecendo amor, incentivo, paciência e apoio nos momentos mais difíceis. Esta conquista também é sua.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Igor Dias Neto de Souza, agradeço pela confiança, pela orientação e pelos valiosos ensinamentos compartilhados ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

*"Entrega o teu caminho ao Senhor; confia nele, e o mais Ele fará."
Salmos 37:5*

Resumo

A utilização de conversores estáticos em sistemas de conversão de energia exige o controle adequado das componentes harmônicas presentes nas formas de onda de tensão e corrente. Nesse contexto, este trabalho apresenta uma análise do inversor monofásico de dois níveis em meia-ponte, operando com modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* SPWM), com ênfase na qualidade da tensão de saída e na redução da distorção harmônica. Inicialmente, são apresentados os fundamentos de funcionamento do inversor e da técnica SPWM, destacando-se a influência da frequência de chaveamento sobre o conteúdo harmônico da tensão sintetizada. Em seguida, é apresentada uma metodologia computacional para o dimensionamento de um filtro LC, utilizando os espectros harmônicos obtidos por simulação. As análises foram realizadas no software PLECS, enquanto uma rotina desenvolvida em MATLAB foi empregada para avaliar diferentes combinações de indutância e capacitância e selecionar os parâmetros do filtro. Os resultados demonstraram que a aplicação do filtro LC proporcionou redução significativa das componentes harmônicas de alta frequência, reduzindo a THD da tensão de saída de aproximadamente 9,6% para valores inferiores a 5%. Dessa forma, os resultados evidenciam a efetividade do filtro projetado na atenuação das componentes harmônicas e na melhoria da qualidade da tensão de saída do inversor.

Palavras-chave: Inversor de dois níveis. Meia-ponte. SPWM. Distorção Harmônica Total. Filtro LC. Qualidade da energia.

Abstract

The use of static converters in energy conversion systems requires adequate control of the harmonic components present in voltage and current waveforms. In this context, this work presents an analysis of a single-phase two-level half-bridge inverter operating with Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM), with emphasis on output voltage quality and harmonic distortion reduction. Initially, the operating principles of the inverter and the SPWM technique are presented, highlighting the influence of switching frequency on the harmonic content of the synthesized voltage. Subsequently, a computational methodology for the design of an LC filter is presented, using the harmonic spectra obtained from simulations. The analyses were performed using the PLECS software, while a MATLAB routine was developed to evaluate different combinations of inductance and capacitance and select the filter parameters. The results demonstrated that the application of the LC filter provided a significant reduction in high-frequency harmonic components, reducing the total harmonic distortion (THD) of the output voltage from approximately 9.6% to values below 5%. Thus, the results demonstrate the effectiveness of the designed filter in attenuating harmonic components and improving the voltage quality at the inverter output.

Keywords: Two-level inverter. Half-bridge. SPWM. Total Harmonic Distortion. LC filter. Power quality.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Classificação de conversores de alta potência com destaque para as topologias multiníveis.	2
Figura 2 – Estrutura típica de um inversor monofásico de dois níveis em meia ponte.	10
Figura 3 – Princípio da modulação SPWM: comparação entre a referência senoidal e a portadora triangular.	11
Figura 4 – Referência senoidal de 60 Hz, portadora triangular de 5 kHz e tensão de saída do inversor de dois níveis em meia-ponte, com tensão do barramento CC de $V_{cc} = 1000$ V.	13
Figura 5 – Espectro harmônico da tensão de saída do inversor de dois níveis em meia ponte submetido à modulação SPWM, com frequência de comutação de 5 kHz.	15
Figura 6 – Estrutura do inversor NPC m níveis.	16
Figura 7 – Inversor NPC 3 níveis.	17
Figura 8 – Possíveis resultados de comutação do conversor NPC.	19
Figura 9 – NPC de três níveis com modulação NLC.	22
Figura 10 – Espectro harmônico NPC com modulação NLC.	23
Figura 11 – NPC com modulação SHE	24
Figura 12 – Identificação do ângulo de comutação α na tensão de saída do inversor NPC de três níveis utilizando a técnica SHE	25
Figura 13 – Comparação do espectro harmônico NLC (azul) x SHE (vermelho)	26
Figura 14 – NPC com modulação PWM-PD.	28
Figura 15 – Espectro harmônico do inversor NPC com PWM-PD.	28
Figura 16 – Circuito equivalente utilizado na modelagem do filtro LC de saída, considerando o conversor CC/CA como uma fonte de tensão controlada.	35
Figura 17 – Tensão de saída para o conversor NPC NLC.	39
Figura 18 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC NLC.	40
Figura 19 – Tensão de saída para o conversor NPC SHE.	41
Figura 20 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC SHE.	42
Figura 21 – Tensão de saída para o conversor NPC PWM-PD.	44
Figura 22 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC PWM-PD.	45
Figura 23 – Evolução da THD pelo número de níveis.	45
Figura 24 – Fluxograma da metodologia computacional utilizada para o dimensionamento do filtro LC e avaliação da THD.	47
Figura 25 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-NLC de 11 níveis.	49

Figura 26 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-SHE de 11 níveis.	50
Figura 27 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-PWM/PD de 11 níveis.	51
Figura 28 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-NLC de 11 níveis.	53
Figura 29 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-SHE de 11 níveis.	54
Figura 30 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-PWM/PD de 11 níveis.	55

Lista de tabelas

Tabela 1 – Estados de comutação e tensão de saída do inversor em meia-ponte. . .	13
Tabela 2 – Estados de comutação do inversor NPC de três níveis.	18
Tabela 3 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves.	21
Tabela 4 – Parâmetros utilizados na simulação do NPC de três níveis.	21
Tabela 5 – Lógica de modulação PWM-PD para inversor NPC de três níveis. . . .	27
Tabela 6 – Ângulos de chaveamento utilizados na estratégia SHE para os conver- sores NPC implementados.	42
Tabela 7 – Parâmetros do filtro LC obtidos pelo algoritmo de otimização desen- volvido em MATLAB para as diferentes estratégias de modulação. . . .	48
Tabela 8 – Comparação dos parâmetros do filtro LC obtidos antes e após a flexi- bilização da faixa de frequência de corte.	52
Tabela 9 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 5 níveis.	74
Tabela 10 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 7 níveis.	75
Tabela 11 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 9 níveis.	76
Tabela 12 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 11 níveis.	77

Lista de Siglas

APOD	<i>Alternate Phase Opposition Disposition</i> (Disposição Alternada com Oposição de Fase)
BEN	Balanco Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i> (Cascata de Pontes H)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> (Sistemas Flexíveis de Transmissão em CA)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> (Matriz de Portas Programável em Campo)
HVDC	Transmissão em Corrente Contínua de Alta Tensão (<i>High-Voltage DC</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
L	Filtro indutivo (L)
LC	Filtro indutivo-capacitivo (L-C)
LCL	Filtro indutivo-capacitivo-indutivo (L-C-L)
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Modular Multinível)
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal-Óxido-Semicondutor
NLC	<i>Nearest Level Control</i> (Controle do Nível Mais Próximo)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
OEW	<i>Open-End Winding</i> (Enrolamento com Terminais Abertos)

PD	<i>Phase Disposition</i> (Disposição de Fase)
PD-PWM	<i>Phase Disposition Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso por Disposição de Fase)
PID	Proporcional–Integral–Derivativo
PLECS	Software de simulação PLECS
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i> (Disposição com Oposição de Fase)
PS-PWM	<i>Phase Shift Pulse Width Modulation</i> (Modulação PWM com Deslocamento de Fase)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i> (Eliminação Seletiva de Harmônicos)
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação por Vetor Espacial)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Formulação do Problema	3
1.3	Objetivos	4
1.3.1	Objetivos Específicos	4
1.4	Estado da Arte	5
1.4.1	Evolução das Topologias Multiníveis	5
1.4.2	Técnicas de Modulação e Estratégias de Controle	6
1.4.3	Tendências e Desafios Atuais	7
1.5	Estrutura do Trabalho	7
2	CONVERSORES CC/CA	9
2.1	Inversor de dois níveis em meia ponte com PWM senoidal	9
2.1.1	Modulação PWM senoidal	10
2.1.2	Estratégia de comutação PWM do inversor de dois níveis em meia ponte	12
2.1.3	Harmônicos e distorção harmônica total	14
2.2	Conversores Multiníveis do tipo NPC	14
2.2.1	Inversor NPC de três níveis	17
2.3	Técnicas de Modulação para Inversores Multiníveis	20
2.3.1	Modulação Nearest Level Control (NLC)	20
2.3.2	Modulação SHE	23
2.3.3	Modulação PWM-PD	26
2.4	Conclusão Parcial	29
3	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LC DE SAÍDA PARA CONVERSORES CC/CA	30
3.1	Projeto do filtro passa-baixa	30
3.1.1	Dimensionamento do filtro de saída	31
3.1.2	Influência do Número de Níveis	33
3.2	Impacto do número de níveis na distorção harmônica total	33
3.2.1	Relação entre THD e Projeto do Filtro de Saída	34
3.2.2	Estimativa da THD da Tensão Após o Filtro LC	34
3.3	Conclusão Parcial	36
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	38
4.1	Introdução	38

4.1.1	Análise Harmônica da Tensão de Saída	39
4.2	Dimensionamento do Filtro LC	46
4.3	Conclusão Parcial	56
5	CONCLUSÕES	58
5.1	Trabalhos Futuros	60
	REFERÊNCIAS	62
	APÊNDICE A – CÓDIGO MATLAB PARA O DIMENSIO- NAMENTO DO FILTRO LC	64
	APÊNDICE B – TABELAS DA LÓGICA DE CHAVEAMENTO DOS CONVERSORES NPC	74

1 Introdução

1.1 Contextualização

O Brasil tem avançado de forma consistente em direção a uma matriz elétrica mais sustentável e diversificada, com aumento significativo da participação de fontes renováveis. De acordo com o Balanço Energético Nacional (BEN) 2025, publicado pelo Ministério de Minas e Energia (MME) em parceria com a Empresa de Pesquisa Energética (EPE), as fontes eólica e solar alcançaram, em 2024, uma participação conjunta de 23,7% na geração total de eletricidade do país. Esse resultado evidencia o crescimento dessas tecnologias e reforça a necessidade de sistemas eficientes de conversão e controle de energia elétrica ([Empresa de Pesquisa Energética, 2025](#)).

Nesse contexto, a eletrônica de potência assume papel central na integração de fontes renováveis, acionamentos elétricos e sistemas de conversão de energia. O desenvolvimento de dispositivos semicondutores de potência, como os transistores bipolares de porta isolada (IGBTs), possibilitou avanços significativos na eficiência, confiabilidade e flexibilidade dos conversores estáticos. Esses dispositivos viabilizam a implementação de retificadores, inversores e conversores com elevado desempenho, permitindo o controle preciso das grandezas elétricas e o atendimento a requisitos cada vez mais rigorosos de qualidade de energia ([HOLMES; LIPO, 2003](#)).

À medida que os níveis de potência e tensão das aplicações modernas aumentam, surgem desafios adicionais relacionados à qualidade das formas de onda, às perdas de comutação e ao estresse elétrico dos componentes. Nesse cenário, os conversores multiníveis destacam-se como uma alternativa tecnológica de grande relevância, pois permitem a síntese de tensões com múltiplos níveis discretos, resultando em formas de onda mais próximas da senoidal. Como consequência, obtém-se a redução da distorção harmônica total, menores esforços dielétricos sobre os dispositivos semicondutores e melhoria global do desempenho do sistema ([BENEVIERI et al., 2024](#)).

Os conversores multiníveis são amplamente utilizados em sistemas de transmissão em corrente contínua de alta tensão (HVDC) e em sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (FACTS). Em aplicações industriais, esses conversores são empregados no controle de velocidade de motores elétricos de grande porte, contribuindo para o aumento da eficiência energética e para a ampliação da vida útil dos equipamentos. Além disso, a estrutura modular dessas topologias facilita a expansão do sistema e a adaptação a diferentes níveis de tensão, representando uma alternativa mais eficiente quando comparada aos conversores tradicionais de dois níveis ([RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2008](#); [BENEVIERI et al., 2024](#)).

Para mitigar os efeitos indesejáveis dos harmônicos presentes nas tensões e cor-

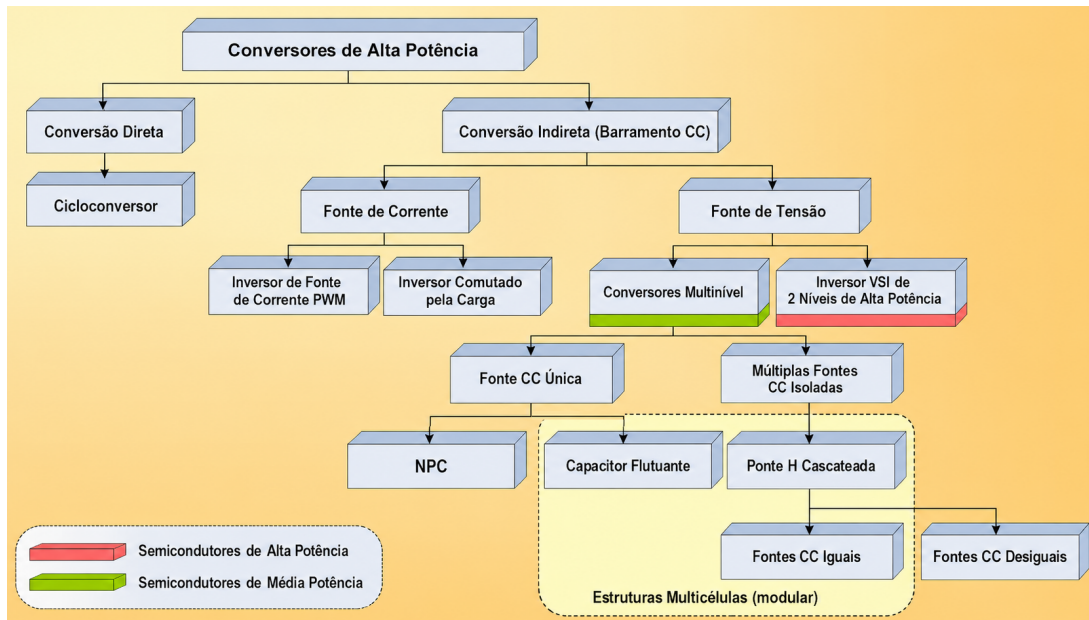
rentes de saída, é comum o uso de filtros passivos e/ou ativos. Na prática industrial, os filtros passivos ainda são amplamente utilizados devido ao seu menor custo, simplicidade de implementação e confiabilidade comprovada ao longo do tempo (BOLLEN, 2000).

Uma das principais vantagens dos conversores multiníveis é a capacidade de produzir formas de onda de tensão e corrente com reduzido conteúdo harmônico, mesmo operando com frequências de chaveamento relativamente baixas. Essa característica decorre da síntese da tensão de saída por meio de múltiplos níveis discretos, reduzindo o valor do degrau de tensão aplicado à carga, diminuindo o dv/dt , os esforços sobre os dispositivos semicondutores e a necessidade de filtros de grandes dimensões (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002a; MALINOWSKI et al., 2010).

O aumento do número de níveis permite aproximar a forma de onda de saída de uma senoide ideal, mantendo elevada qualidade de energia mesmo em aplicações de média e alta potência. Por esse motivo, os conversores multiníveis consolidaram-se como a principal alternativa tecnológica em sistemas industriais de alta tensão.

A Figura 1 apresenta a classificação dos conversores de alta potência, destacando a inserção dos conversores multiníveis na família dos conversores fonte de tensão com barramento CC, conforme discutido em Rodriguez, Lai e Peng (2008). Observa-se que essas estruturas podem ser organizadas em três topologias fundamentais, que servem de base para a maioria das configurações propostas na literatura:

Figura 1 – Classificação de conversores de alta potência com destaque para as topologias multiníveis.



Fonte: Adaptado de Rodriguez, Lai e Peng (2008).

De acordo com a classificação apresentada, essas estruturas podem ser agrupadas em três topologias fundamentais, que servem de base para a maioria das configurações encontradas na literatura: o conversor com grampeamento por diodos (*Neutral Point Clam-*

ped – NPC), o conversor com capacitor flutuante (*Flying Capacitor* – FC) e o conversor em ponte H cascadeada (*Cascaded H-Bridge* – CHB) (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2008; MALINOWSKI et al., 2010). Apesar da existência de diferentes configurações multiníveis, este trabalho direciona sua análise exclusivamente para o conversor do tipo *Neutral Point Clamped* (NPC). A escolha dessa topologia está associada à sua consolidada aplicação em sistemas de média e alta potência, bem como à sua capacidade de produzir formas de onda com elevado padrão de qualidade, características que justificam sua ampla adoção em aplicações industriais.

1.2 Formulação do Problema

Nos inversores de dois níveis, a utilização de modulação PWM senoidal não implica na presença de harmônicos concentrados próximos à frequência fundamental. Em condições ideais, os principais componentes harmônicos são deslocados para regiões em torno da frequência de comutação e de seus múltiplos, aparecendo na forma de bandas laterais. Essa característica constitui uma das principais vantagens da modulação em alta frequência, pois facilita a atenuação dos harmônicos por meio de filtros adequadamente projetados.

Entretanto, embora a modulação em alta frequência permita deslocar o conteúdo harmônico para faixas espectrais mais elevadas, inversores de dois níveis ainda apresentam limitações inerentes à sua estrutura, principalmente associadas à forma de onda discretizada e aos elevados gradientes de tensão (dv/dt). Como consequência, a mitigação dos harmônicos e a adequação às normas de qualidade de energia frequentemente exigem o emprego de filtros de saída com valores significativos de indutância e capacitância.

O uso desses filtros, embora tecnicamente eficaz, pode introduzir impactos relevantes no sistema, tais como aumento de custo, volume, massa e perdas adicionais. Tais fatores tornam-se particularmente importantes em aplicações de maior potência, nas quais os requisitos de filtragem podem comprometer a viabilidade prática da solução.

Em contraste, conversores multiníveis oferecem uma abordagem alternativa para a melhoria da qualidade da forma de onda. Ao sintetizar a tensão de saída a partir de múltiplos níveis discretos, essas topologias produzem sinais que apresentam melhor aproximação senoidal e menor conteúdo harmônico, mesmo sob estratégias de modulação em baixa frequência. Essa característica reduz a dependência de altas frequências de comutação como principal mecanismo de mitigação harmônica.

Adicionalmente, a melhor qualidade intrínseca da tensão gerada por conversores multiníveis tende a reduzir os requisitos de filtragem, possibilitando a utilização de filtros menores e potencialmente mais eficientes. Essa vantagem é particularmente relevante quando se consideram aspectos como a eficiência global do sistema, a redução de custos associados aos elementos passivos e o desempenho eletromagnético da instalação.

Diante desse contexto, este trabalho propõe-se a analisar comparativamente o desempenho de inversores de dois níveis operando sob estratégias de modulação em alta frequência e multiníveis operando sob estratégias de modulação em baixa e alta frequência, com ênfase na taxa de distorção harmônica (THD), no conteúdo harmônico e nas implicações práticas associadas ao projeto de filtros e ao desempenho do sistema.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo geral realizar uma análise comparativa entre um inversor convencional de dois níveis operando sob modulação PWM em alta frequência e um inversor multinível do tipo NPC submetido a diferentes estratégias de modulação. Para o conversor NPC serão consideradas as técnicas *Nearest Level Control* (NLC) e *Selective Harmonic Elimination* (SHE), caracterizadas pela operação em baixas frequências de chaveamento, bem como a técnica *Phase Disposition Pulse Width Modulation* (PWM-PD), baseada em modulação PWM de alta frequência. A comparação será realizada por meio da análise das formas de onda de tensão geradas, da Taxa de Distorção Harmônica (THD) e da distribuição espectral dos harmônicos, buscando avaliar a influência da topologia do conversor e da estratégia de modulação na qualidade da energia elétrica. Além disso, pretende-se investigar em que medida o aumento do número de níveis do conversor permite obter desempenho harmônico equivalente ou superior ao de um inversor convencional de dois níveis operando com PWM em alta frequência, bem como os impactos dessas estratégias nos requisitos de filtragem e no desempenho global do sistema.

1.3.1 Objetivos Específicos

Para alcançar o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos devem ser cumpridos:

- Desenvolver os modelos computacionais do inversor de dois níveis e do inversor multinível do tipo NPC;
- Implementar e avaliar diferentes estratégias de modulação aplicadas aos conversores estudados, utilizando PWM em alta frequência para o inversor de dois níveis e as técnicas NLC, SHE e PWM-PD para o inversor multinível do tipo NPC;
- Obter e analisar as formas de onda de tensão e corrente produzidas pelas topologias estudadas;
- Determinar e comparar o espectro harmônico e a THD dos sinais gerados por cada conversor;

- Avaliar a influência do aumento do número de níveis na qualidade da forma de onda de saída e na redução do conteúdo harmônico;
- Comparar o desempenho dos conversores quanto à qualidade da energia elétrica fornecida à carga;
- Investigar os requisitos de filtragem necessários para cada topologia, considerando aspectos relacionados ao dimensionamento e ao desempenho dos filtros;
- Analisar as vantagens e limitações do emprego de conversores multiníveis operando em baixa frequência em comparação com inversores convencionais de dois níveis operando em alta frequência;
- Discutir os impactos da frequência de chaveamento e do número de níveis sobre a qualidade da forma de onda, as perdas de comutação e a complexidade do sistema.

1.4 Estado da Arte

O desenvolvimento dos inversores multiníveis tem sido amplamente impulsionado pela crescente demanda por sistemas de conversão de energia em média e alta potência, com elevados padrões de qualidade de energia e eficiência. Ao longo das últimas décadas, diversas topologias e estratégias de modulação foram propostas com o objetivo de reduzir a distorção harmônica, minimizar perdas por comutação e melhorar a confiabilidade dos sistemas.

Os conversores multiníveis distinguem-se dos inversores convencionais de dois níveis pela capacidade de sintetizar a tensão de saída a partir de múltiplos níveis discretos do barramento em corrente contínua (CC). Essa característica permite reduzir o conteúdo harmônico e a taxa de variação de tensão (dv/dt), além de diminuir o estresse elétrico sobre os dispositivos semicondutores. Conforme discutido por RAMOS (2019), essa divisão da tensão total entre múltiplos dispositivos constitui um dos principais fatores que viabilizam aplicações em níveis elevados de potência.

1.4.1 Evolução das Topologias Multiníveis

Entre as topologias clássicas consolidadas na literatura, destacam-se o conversor com diodos de grampeamento (NPC), o conversor com capacitores flutuantes (FC) e o conversor em cascata com pontes H (CHB). Cada uma dessas estruturas apresenta vantagens e limitações associadas à complexidade estrutural, número de componentes passivos e estratégia de controle requerida (RAMOS, 2019; SILVA, 2019).

A topologia CHB tem sido amplamente explorada devido à sua modularidade e facilidade de expansão do número de níveis por meio da associação em série de módu-

los em ponte completa. Segundo RAMOS (2019), essa característica favorece aplicações industriais e acadêmicas, sobretudo em sistemas escaláveis.

Por outro lado, a topologia *Flying Capacitor* apresenta maior redundância de estados de comutação, permitindo o controle ativo das tensões dos capacitores intermediários. Entretanto, essa vantagem estrutural implica aumento na complexidade do algoritmo de modulação e na necessidade de estratégias específicas para o balanceamento de tensão (SILVA, 2019).

Além dessas topologias clássicas, novas configurações têm sido investigadas com o intuito de ampliar a flexibilidade estrutural. RAMOS (2019) apresenta uma abordagem baseada em sistemas com terminais abertos *Open End Winding* (OEW), nos quais dois conversores alimentam uma mesma carga com bobinas abertas, permitindo a obtenção de níveis adicionais de tensão sem a necessidade de conexão série direta entre módulos.

1.4.2 Técnicas de Modulação e Estratégias de Controle

Paralelamente à evolução estrutural das topologias, as técnicas de modulação também passaram por significativo aprimoramento. De forma geral, as estratégias podem ser agrupadas em técnicas baseadas em múltiplas portadoras, modulações descontínuas e técnicas vetoriais.

As técnicas baseadas em múltiplas portadoras (*carrier-based PWM*) destacam-se pela simplicidade de implementação e ampla utilização em sistemas digitais. Conforme descrito por RAMOS (2019), diferentes disposições de portadoras, como *Phase Disposition*(PD), *Phase Opposition Disposition*(POD), *Alternate Phase Opposition Disposition* (APOD) e *Phase Shift*(PS-PWM), influenciam diretamente o espectro harmônico da tensão de saída e a distribuição das perdas nos dispositivos.

No contexto dos conversores com capacitores flutuantes, SILVA (2019) demonstra que a modulação por deslocamento de fase pode ser associada a malhas de controle proporcionais para o balanceamento das tensões dos capacitores. Contudo, a literatura aponta que tais técnicas podem apresentar desempenho harmônico inferior quando comparadas às abordagens vetoriais.

A modulação descontínua surge como alternativa para reduzir o número de comutações e, conseqüentemente, as perdas por chaveamento. Segundo SILVA (2019), essa estratégia pode melhorar o desempenho harmônico em determinadas condições operacionais, mantendo o controle das tensões internas do conversor.

As técnicas baseadas em modulação vetorial *Space Vector Modulation* (SVM) têm sido amplamente investigadas em aplicações que demandam maior desempenho dinâmico e melhor aproveitamento do barramento CC. RAMOS (2019) propõe uma modulação com vetores espaciais centrados, combinada com máquina de estados finitos, visando otimizar o conteúdo harmônico e reduzir a complexidade de implementação em processadores digitais.

Adicionalmente, [SILVA \(2019\)](#) apresenta uma estratégia vetorial aplicada a conversores com capacitores flutuantes, explorando a redundância de estados para promover o balanceamento ativo das tensões intermediárias. Os resultados indicam redução da THD quando comparado às técnicas baseadas exclusivamente em portadoras.

1.4.3 Tendências e Desafios Atuais

A análise da literatura evidencia que o aumento do número de níveis proporciona melhoria na qualidade da forma de onda, porém implica maior complexidade estrutural e computacional. O balanceamento das tensões internas, especialmente em topologias com capacitores flutuantes, permanece como um dos principais desafios técnicos.

No que se refere à implementação digital, diferentes plataformas têm sido empregadas. [SILVA \(2019\)](#) destaca a utilização de FPGA como alternativa de alto desempenho devido ao paralelismo de processamento, enquanto [RAMOS \(2019\)](#) discute adaptações em algoritmos para implementação eficiente em DSP *Digital Signal Processor* (DSP).

Observa-se, portanto, que embora haja avanços significativos nas estratégias de modulação e controle, ainda existem desafios relacionados à complexidade computacional, balanceamento de tensões e otimização do desempenho harmônico, especialmente em aplicações de maior número de níveis.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em cinco capítulos, estruturados da seguinte forma:

- **Capítulo 1 – Introdução:** apresenta a contextualização do tema, a formulação do problema, os objetivos geral e específicos, o estado da arte relacionado aos conversores multiníveis e a organização do trabalho;
- **Capítulo 2 – Conversores CC/CA:** descreve os princípios de funcionamento dos inversores de dois níveis e dos conversores multiníveis do tipo NPC, bem como as estratégias de modulação SPWM, NLC, SHE e PD-PWM utilizadas ao longo do trabalho;
- **Capítulo 3 – Dimensionamento do Filtro LC de Saída para Conversores CC/CA:** apresenta os fundamentos teóricos para o projeto de filtros LC aplicados a conversores estáticos, abordando os critérios de dimensionamento da indutância e da capacitância, a influência do número de níveis na redução da distorção harmônica e as relações entre os parâmetros do filtro e a THD da tensão e da corrente;
- **Capítulo 4 – Resultados de Simulações:** apresenta os modelos computacionais desenvolvidos no software PLECS, os resultados obtidos para os conversores NPC

de diferentes números de níveis, a análise dos espectros harmônicos, a comparação dos índices de THD e a metodologia computacional implementada em MATLAB para o dimensionamento otimizado de filtros LC;

- **Capítulo 5 – Conclusões:** apresenta as principais conclusões do estudo, destacando a influência do número de níveis e das estratégias de modulação na qualidade da tensão de saída, a efetividade da metodologia de dimensionamento do filtro LC e sugestões para trabalhos futuros.

2 Conversores CC/CA

Os conversores CC/CA, também denominados inversores fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* – VSI), desempenham papel fundamental em sistemas de conversão de energia elétrica, sendo amplamente empregados em acionamentos elétricos, sistemas fotovoltaicos, fontes ininterruptas de energia e aplicações conectadas à rede. Sua principal função consiste em converter a energia proveniente de uma fonte em corrente contínua em uma tensão alternada com amplitude, frequência e forma de onda controladas. A qualidade da tensão sintetizada depende da topologia do conversor e da estratégia de modulação empregada, influenciando diretamente o conteúdo harmônico, as perdas por comutação, a eficiência e os requisitos de filtragem.

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos dos conversores CC/CA, abordando inicialmente o inversor de dois níveis em meia ponte, sua estrutura e princípio de funcionamento. Em seguida, é apresentada a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* SPWM), utilizada para controlar os dispositivos semicondutores e sintetizar a componente fundamental da tensão de saída. Também são discutidos os principais aspectos relacionados ao conteúdo harmônico e à distorção harmônica da tensão produzida pelo inversor convencional.

Na sequência, o estudo é estendido aos inversores multiníveis, com ênfase na topologia NPC. São apresentados sua estrutura, princípio de funcionamento e as principais características que permitem a síntese de tensões de saída com múltiplos níveis, proporcionando redução da distorção harmônica, menores valores de (dv/dt) e menor esforço sobre os dispositivos semicondutores. Por fim, são discutidas as estratégias de modulação empregadas no conversor NPC, incluindo as modulações NLC, SHE e PWM-PD, estabelecendo a base teórica necessária para as análises e resultados apresentados nos capítulos seguintes.

2.1 Inversor de dois níveis em meia ponte com PWM senoidal

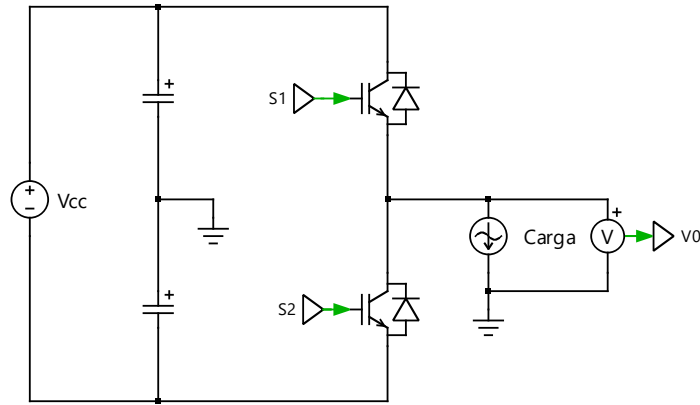
O inversor de dois níveis constitui uma das estruturas fundamentais dos conversores CC-CA, sendo amplamente empregado em sistemas de eletrônica de potência devido à sua simplicidade construtiva e facilidade de implementação. Esse tipo de conversor realiza a síntese de uma tensão alternada a partir de uma fonte de tensão contínua por meio da comutação controlada de dispositivos semicondutores, permitindo o controle da amplitude e da frequência da tensão de saída [Rashid \(2014\)](#).

Dentre as diferentes configurações possíveis, o inversor em meia ponte apresenta uma estrutura composta por dois dispositivos semicondutores conectados em série, for-

mando um único braço de comutação, e por dois capacitores conectados em série ao barramento CC. O ponto de conexão entre os capacitores estabelece o ponto médio do barramento, utilizado como referência para a tensão de saída. A atuação complementar dos dispositivos semicondutores permite conectar o terminal de saída aos potenciais positivo e negativo do barramento, possibilitando a síntese de uma tensão alternada com dois níveis distintos.

A estrutura básica do inversor em meia ponte é apresentada na [Figura 2](#). Os interruptores S_1 e S_2 são comandados de forma complementar, de modo que, quando um dispositivo está em condução, o outro permanece bloqueado. Essa operação permite conectar alternadamente o ponto de saída a cada uma das metades do barramento CC, produzindo dois níveis distintos de tensão.

Figura 2 – Estrutura típica de um inversor monofásico de dois níveis em meia ponte.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

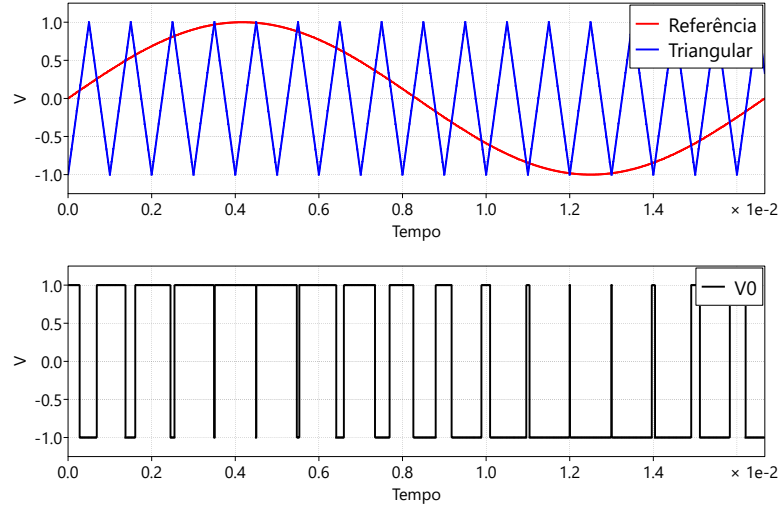
2.1.1 Modulação PWM senoidal

A técnica de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) é amplamente estudada e recomendada por [Rashid \(2014\)](#) para melhorar a qualidade da tensão sintetizada pelo inversor. Nessa técnica, uma onda senoidal é comparada a uma portadora triangular de alta frequência, como destacado na [Figura 3](#). Nos instantes em que a referência senoidal é maior que a portadora, a chave superior do braço é acionada, aplicando $+V_{cc}$ à carga; quando é menor, aplica-se $-V_{cc}$. Esse método permite controlar a forma de onda média da tensão ao longo de cada ciclo da portadora, aproximando a saída de um sinal senoidal e deslocando os harmônicos para frequências mais elevadas.

O sinal de referência utilizado no processo de modulação pode ser expresso por:

$$v_{\text{ref}}(t) = \hat{V}_{\text{ref}} \sin(\omega t + \theta), \quad (2.1)$$

Figura 3 – Princípio da modulação SPWM: comparação entre a referência senoidal e a portadora triangular.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

em que, a senoide $v_{\text{ref}}(t)$ apresenta amplitude, $\hat{V}_{\text{ref}}$, frequência angular, ω , e ângulo, θ . Essa referência é comparada a uma onda triangular de alta frequência, $v_{\text{tri}}(t)$, caracterizada por amplitude $\hat{V}_{\text{tri}}$ e frequência de comutação f_s .

Os instantes de comutação são definidos a partir da comparação entre $v_{\text{ref}}(t)$ e $v_{\text{tri}}(t)$. Assim, o sinal de comando assume o valor 1 quando $v_{\text{ref}}(t) > v_{\text{tri}}(t)$ e o valor 0 nos demais casos. [Rashid \(2014\)](#) destaca dois parâmetros principais na análise do PWM senoidal:

- **Índice de modulação em amplitude (m_a)**: determina a magnitude da componente fundamental da tensão de saída. Para $0 \leq m_a \leq 1$, a modulação opera na região linear e a forma de onda resultante mantém baixa distorção.

A razão de modulação em amplitude é dada por:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{\text{ref}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}. \quad (2.2)$$

Esse parâmetro controla diretamente a amplitude eficaz da componente fundamental da tensão de fase de saída, representada por $V_{o,1\text{rms}}$.

- **Índice de modulação em frequência (m_f)**: define a razão entre a frequência da portadora e da referência. Valores elevados de m_f deslocam os harmônicos associados ao chaveamento para frequências mais altas, facilitando o processo de filtragem.

A razão de modulação em frequência é definida como:

$$m_f = \frac{f_s}{f}, \quad (2.3)$$

e usualmente escolhe-se m_f como um número ímpar para evitar a produção de harmônicos pares na tensão de saída. Para cargas predominantemente indutivas, valores mais elevados de m_f tendem a reduzir o conteúdo harmônico da corrente.

Nos inversores do tipo ponte completa, duas estratégias de modulação PWM são amplamente empregadas por influenciarem diretamente o formato da tensão gerada: a modulação bipolar e a modulação unipolar.

2.1.2 Estratégia de comutação PWM do inversor de dois níveis em meia ponte

O inversor de dois níveis em meia-ponte constitui uma das estruturas básicas empregadas na conversão de energia em corrente contínua para corrente alternada. Sua configuração é composta por dois interruptores semicondutores, S_1 e S_2 , conectados em série a uma fonte de tensão contínua, sendo o ponto de conexão entre os interruptores utilizado como terminal de saída. Para garantir a correta operação do conversor, os interruptores são acionados de forma complementar, evitando a condução simultânea dos dois dispositivos.

A estratégia de modulação adotada neste trabalho é baseada no *Pulse Width Modulation* (PWM) bipolar, na qual uma referência senoidal é comparada com uma onda portadora triangular de alta frequência. O resultado dessa comparação determina o estado de condução dos interruptores, permitindo sintetizar uma tensão alternada a partir da fonte contínua.

Considerando uma fonte de tensão contínua V_{cc} dividida em duas partes iguais por meio de um ponto central, a tensão de saída do inversor pode assumir dois níveis distintos, correspondentes a $+\frac{V_{cc}}{2}$ e $-\frac{V_{cc}}{2}$. Dessa forma, quando o interruptor S_1 está conduzindo e S_2 está bloqueado, a tensão de saída é positiva. De maneira complementar, quando S_1 está bloqueado e S_2 está conduzindo, a tensão de saída assume valor negativo. A relação entre os estados de comutação e os níveis de tensão obtidos é apresentada na [Tabela 1](#).

$$v_o = \begin{cases} +\frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } S_1 = 1 \text{ e } S_2 = 0, \\ -\frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } S_1 = 0 \text{ e } S_2 = 1. \end{cases} \quad (2.4)$$

A condição de acionamento dos interruptores é determinada pela comparação entre a tensão de referência v_{ref} e a tensão da portadora triangular v_{tri} . Quando a referência é superior ou igual à portadora, S_1 é acionado e S_2 permanece bloqueado. Caso contrário, S_1 é bloqueado e S_2 é acionado. Esse processo de comutação ocorre em alta frequência, permitindo que a tensão média de saída acompanhe a referência senoidal.

A [Figura 4](#) apresenta a comparação entre a referência senoidal e a portadora triangular, bem como a tensão de saída resultante. Observa-se que a tensão apresenta

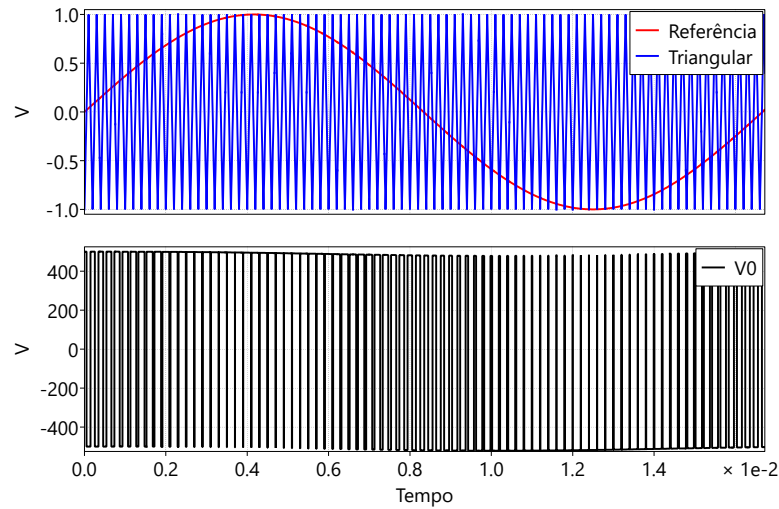
Tabela 1 – Estados de comutação e tensão de saída do inversor em meia-ponte.

Condição de comutação	S_1	S_2	v_o
$v_{\text{ref}} \geq v_{\text{tri}}$	1	0	$+\frac{V_{cc}}{2}$
$v_{\text{ref}} < v_{\text{tri}}$	0	1	$-\frac{V_{cc}}{2}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

uma sequência de pulsos alternados entre $\frac{+V_{cc}}{2}$ e $\frac{-V_{cc}}{2}$, cuja largura varia de acordo com a amplitude instantânea da referência senoidal. Após a aplicação de um filtro passa-baixas, o componente fundamental da tensão pode ser extraído, resultando em uma forma de onda aproximadamente senoidal.

Figura 4 – Referência senoidal de 60 Hz, portadora triangular de 5 kHz e tensão de saída do inversor de dois níveis em meia-ponte, com tensão do barramento CC de $V_{cc} = 1000$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

A utilização do PWM em alta frequência permite controlar a componente fundamental da tensão de saída e deslocar as principais componentes harmônicas para regiões de maior frequência. Essa característica é particularmente importante para o presente trabalho, uma vez que o conteúdo harmônico produzido pelo chaveamento está diretamente relacionado ao dimensionamento do filtro de saída empregado para atenuar as componentes de alta frequência.

Dessa forma, o inversor de dois níveis em meia-ponte, associado à modulação PWM, apresenta uma estrutura simples e de fácil implementação, sendo utilizado neste trabalho como referência para a análise da qualidade da tensão de saída e para a avaliação do desempenho do filtro empregado na redução da distorção harmônica.

2.1.3 Harmônicos e distorção harmônica total

Apesar da eficácia da técnica SPWM, o inversor de dois níveis em meia-ponte apresenta componentes harmônicas associadas principalmente ao processo de comutação dos interruptores. De acordo com [Holmes e Lipo \(2003\)](#), a modulação PWM desloca grande parte das componentes harmônicas da tensão de saída para regiões de frequência próximas à frequência de chaveamento e aos seus múltiplos. Dessa forma, embora a componente fundamental seja sintetizada de acordo com a referência senoidal, a tensão de saída ainda apresenta componentes de alta frequência decorrentes do processo de comutação.

No inversor de dois níveis em meia-ponte, a tensão de saída alterna entre $\frac{+V_{cc}}{2}$ e $\frac{-V_{cc}}{2}$, conforme o estado de condução dos interruptores. A utilização da modulação SPWM permite controlar a componente fundamental da tensão, enquanto as componentes associadas ao chaveamento são deslocadas para frequências mais elevadas. A posição e a magnitude dessas componentes dependem, entre outros fatores, da frequência de chaveamento e do índice de modulação ([HOLMES; LIPO, 2003](#)).

As componentes harmônicas de alta frequência contribuem para a distorção da tensão de saída e podem resultar em correntes com maior conteúdo harmônico quando o inversor alimenta uma carga. Conforme discutido por [Rashid \(2014\)](#), a utilização de frequências de chaveamento superiores à frequência fundamental permite deslocar as componentes harmônicas para uma região de maior frequência, facilitando sua posterior atenuação por meio de filtros.

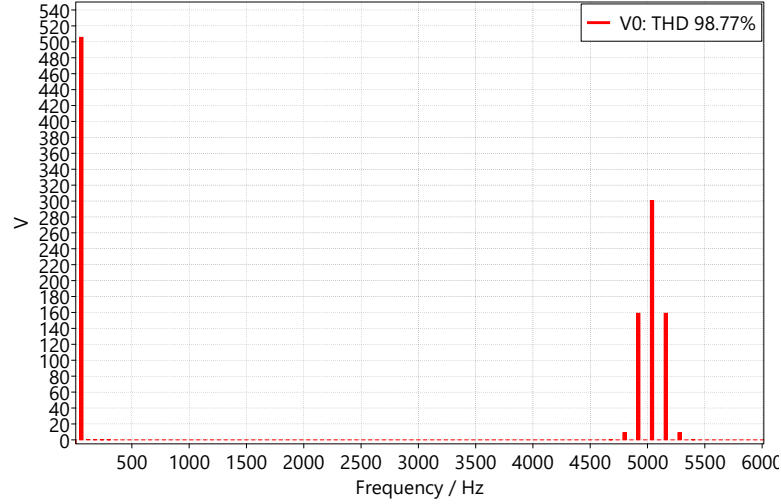
A [Figura 5](#) apresenta a forma de onda da tensão de saída e seu respectivo espectro harmônico para o inversor de dois níveis em meia-ponte submetido à modulação SPWM. Observa-se a presença da componente fundamental em 60 Hz e de componentes harmônicas associadas à frequência de chaveamento e às suas bandas laterais. Esse comportamento está de acordo com as características espectrais da modulação PWM descritas na literatura ([HOLMES; LIPO, 2003](#)).

Dessa forma, embora a modulação SPWM permita controlar adequadamente a componente fundamental da tensão de saída, as componentes harmônicas introduzidas pelo chaveamento permanecem relevantes para a qualidade da energia fornecida. Nesse contexto, o emprego de um filtro passa-baixas torna-se necessário para atenuar as componentes de alta frequência, reduzir a THD e aproximar a tensão de saída de uma forma de onda senoidal.

2.2 Conversores Multiníveis do tipo NPC

Os conversores multiníveis surgiram como alternativa aos inversores convencionais de dois níveis com o objetivo de melhorar a qualidade da tensão de saída, reduzir o esforço elétrico sobre os dispositivos semicondutores e diminuir o conteúdo harmônico. Conforme apresentado por [Hart \(2012\)](#), essas topologias sintetizam a tensão de saída a partir de

Figura 5 – Espectro harmônico da tensão de saída do inversor de dois níveis em meia ponte submetido à modulação SPWM, com frequência de comutação de 5 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

múltiplos níveis discretos, obtidos por meio da divisão da tensão do barramento CC ou da associação de fontes de tensão independentes.

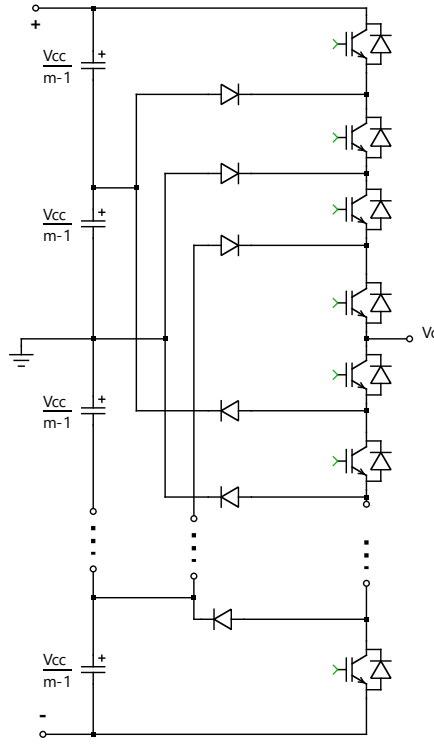
O princípio fundamental dos inversores multiníveis consiste em aproximar a forma de onda senoidal por meio de degraus de tensão, reduzindo os valores de dv/dt e deslocando os harmônicos para frequências mais elevadas, resultando em menor THD e menor necessidade de filtragem.

De forma geral, um braço de um inversor multinível com m níveis é capaz de sintetizar m valores discretos de tensão entre os terminais do barramento CC. Esses níveis podem ser expressos como:

$$V_o \in \left\{ -\frac{(m-1)V_{cc}}{2(m-1)}, \dots, 0, \dots, +\frac{(m-1)V_{cc}}{2(m-1)} \right\}. \quad (2.5)$$

Cada nível de tensão é obtido por meio de diferentes combinações de estados de comutação dos dispositivos semicondutores, dependendo da topologia multinível adotada. À medida que o número de níveis aumenta, a forma de onda de saída aproxima-se cada vez mais de uma senoide pura.

O inversor multinível do tipo NPC, também denominado inversor com ponto neutro grampeado, foi uma das primeiras topologias multiníveis propostas na literatura e permanece amplamente utilizada em aplicações industriais de média tensão. Essa topologia caracteriza-se pelo uso de diodos de grampeamento, os quais conectam os pontos intermediários do barramento CC aos terminais de saída do inversor destacado na [Figura 6](#), permitindo a síntese de múltiplos níveis de tensão ([HART, 2012](#)).

Figura 6 – Estrutura do inversor NPC m níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

De forma generalizada, um inversor NPC de m níveis utiliza um barramento CC dividido em $(m - 1)$ capacitores conectados em série, de modo que a tensão total, V_{cc} , seja igualmente distribuída entre eles. Assim, cada capacitor apresenta uma tensão proxima,

$$V_{cap} = \frac{V_{cc}}{m - 1}. \quad (2.6)$$

O braço do inversor é composto por $2(m - 1)$ chaves semicondutoras e $(m - 1)$ diodos de grampeamento por fase. Esses diodos têm a função de distribuir a tensão do barramento CC entre os dispositivos semicondutores, limitando a tensão máxima de bloqueio de cada chave.

Em condições ideais de balanceamento do barramento, cada chave é dimensionada para suportar, no máximo, uma fração da tensão total, $\approx \frac{V_{cc}}{m-1}$. Entretanto, esse valor corresponde à tensão máxima de projeto, podendo a tensão instantânea sobre cada dispositivo variar conforme o estado de comutação e o ponto de operação do conversor.

A tensão de saída de cada fase pode assumir m níveis distintos, igualmente espaçados, compreendidos entre $+\frac{V_{cc}}{2}$ e $-\frac{V_{cc}}{2}$, mas somente nas chaves externas. Dessa forma, o conversor NPC apresenta como principal característica a redução do esforço de tensão sobre os semicondutores, tornando-o adequado para aplicações de média e alta tensão.

Entretanto, à medida que o número de níveis aumenta, cresce também a complexidade do circuito, bem como o número de diodos de grampeamento. Além disso, o

balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC torna-se progressivamente mais desafiador, exigindo estratégias de modulação e controle mais elaboradas.

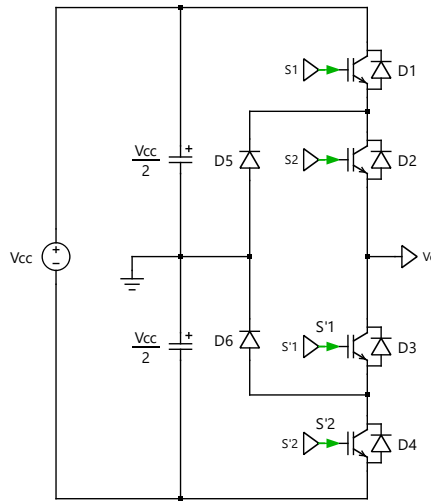
2.2.1 Inversor NPC de três níveis

O inversor NPC de três níveis constitui o caso mais simples e amplamente difundido dessa topologia, sendo frequentemente utilizado como referência em estudos comparativos de conversores multinível. Nesse arranjo, o barramento CC é dividido em dois capacitores conectados em série, cada um submetido a uma tensão aproximada de $\frac{V_{cc}}{2}$.

A estrutura de um braço do inversor NPC de três níveis é composta por quatro chaves semicondutoras e dois diodos de grampeamento, destacado na [Figura 7](#). Essa configuração permite que a tensão de fase na saída do conversor assuma três valores:

$$V_o \in \left\{ +\frac{V_{cc}}{2}, 0, -\frac{V_{cc}}{2} \right\}. \quad (2.7)$$

Figura 7 – Inversor NPC 3 níveis.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

A [Tabela 2](#) apresenta os estados de comutação de uma fase do inversor NPC de três níveis e os respectivos níveis de tensão de fase, gerados na saída. Observa-se que cada nível de tensão é obtido por uma combinação específica dos quatro interruptores do braço da fase considerada.

Conforme [Figura 8a](#), quando as chaves $S1$ e $S2$ estão acionadas (estado 1) e $S'1$ e $S'2$ permanecem desligadas (estado 0), a saída da fase é conectada ao barramento positivo, resultando em uma tensão de $+\frac{V_{cc}}{2}$. Nessa condição, a corrente flui através dos dispositivos superiores, aplicando à carga o nível máximo positivo disponível em relação ao ponto médio do barramento CC.

Já quando $S'1$ e $S'2$ estão acionadas e as chaves superiores $S1$ e $S2$ permanecem desligadas, a fase é conectada ao barramento negativo, produzindo uma tensão de $-\frac{V_{cc}}{2}$.

Tabela 2 – Estados de comutação do inversor NPC de três níveis.

Tensão de saída	$S1$	$S2$	$S'1$	$S'2$
$+\frac{V_{cc}}{2}$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	0	1	1

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Assim como no nível positivo, a corrente circula pelos dispositivos inferiores do braço do inversor, em destaque na [Figura 8b](#).

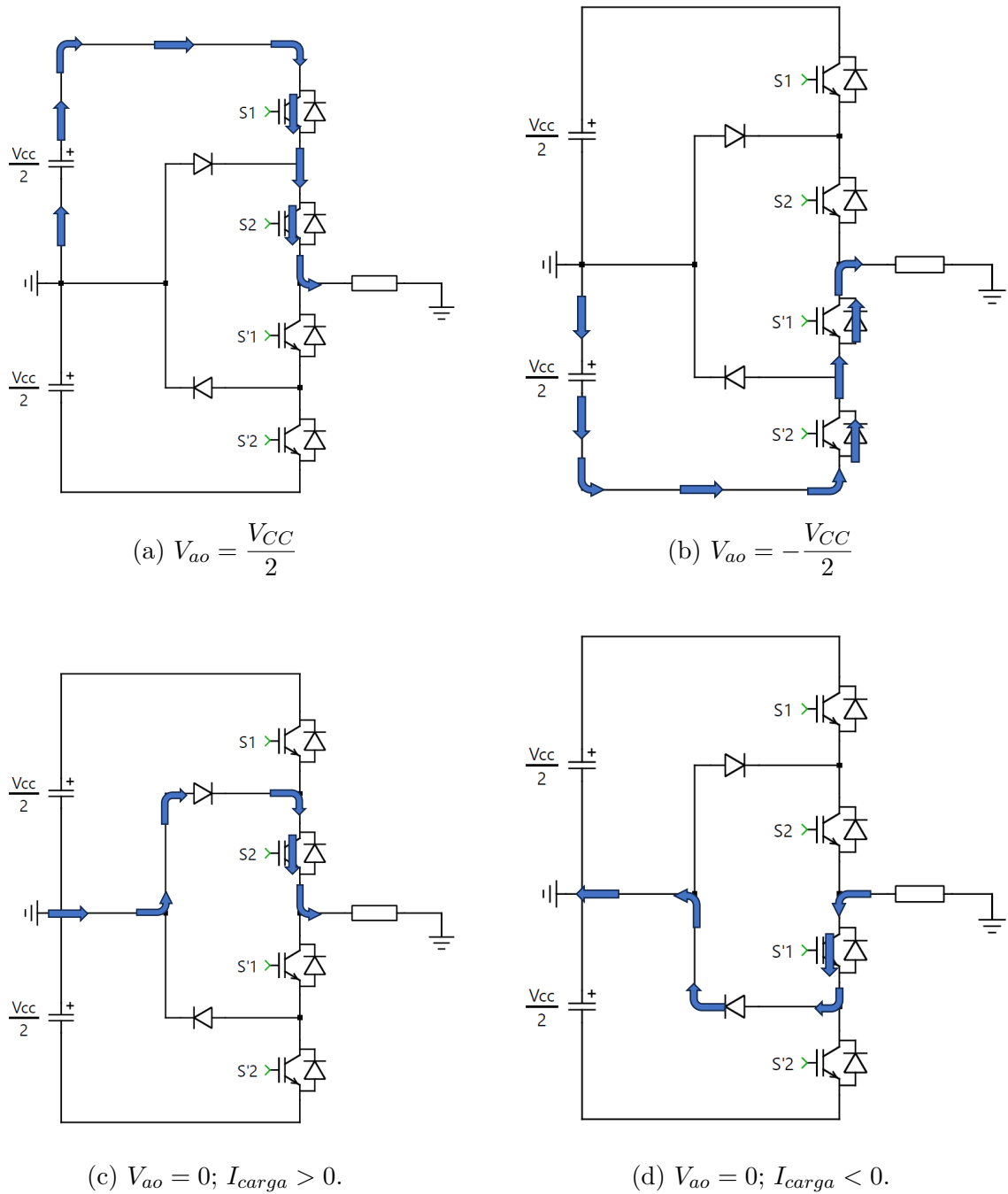
Para a obtenção do nível intermediário de tensão nula (0), as chaves internas $S2$ e $S'1$ são acionadas (estado 1), enquanto as chaves externas $S1$ e $S'2$ permanecem desligadas (estado 0). Nesse estado, a saída da fase é conectada ao ponto médio do barramento CC por meio dos diodos de grampeamento, característicos da topologia NPC. Essa condição corresponde ao principal estado de atuação desses diodos, cuja função vai além da geração do nível intermediário de tensão.

Durante o estado correspondente à tensão nula, o caminho percorrido pela corrente depende do perfil de carga conectado na saída, como ilustrado na [Figura 8c](#) e na [Figura 8d](#). Quando a corrente da carga é positiva, o diodo de grampeamento superior conduz e fixa o potencial do nó intermediário ao ponto neutro do barramento CC, limitando a tensão de bloqueio da chave externa superior $S1$ a aproximadamente $\frac{V_{cc}}{2}$. De forma análoga, quando a corrente da carga é negativa, o diodo de grampeamento inferior conduz e grampeia o nó inferior ao ponto médio do barramento, restringindo a tensão aplicada à chave externa inferior $S'2$ ao mesmo valor.

Observa-se, entretanto, que esse mecanismo de grampeamento atua de forma mais efetiva sobre as chaves externas do braço do inversor. As chaves internas $S2$ e $S'1$, por sua vez, não possuem sua tensão de bloqueio rigidamente limitada pelos diodos de grampeamento, sendo esta dependente das condições de operação do conversor e do balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC. Em condições ideais, cada capacitor mantém aproximadamente metade da tensão do barramento. Entretanto, fatores como cargas desequilibradas, circulação de corrente pelo ponto neutro, estratégias de modulação e não idealidades dos componentes podem provocar o desbalanceamento das tensões dos capacitores. Nessas situações, as chaves internas podem ser submetidas à tensões de bloqueio superiores ao valor ideal de $\frac{V_{cc}}{2}$, aumentando o esforço elétrico sobre esses dispositivos e caracterizando uma das principais limitações da topologia NPC clássica.

Dessa forma, verifica-se que a tensão de fase na saída dessa topologia pode assumir

Figura 8 – Possíveis resultados de comutação do conversor NPC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

três valores discretos distintos: $+\frac{V_{cc}}{2}$, 0 e $-\frac{V_{cc}}{2}$. É justamente essa característica que define o conversor como um inversor de três níveis. A introdução de níveis intermediários resulta em um desempenho superior em comparação ao inversor convencional de dois níveis.

A principal vantagem do inversor NPC de três níveis é a redução da tensão suportada por cada chave semicondutora, quando comparado ao inversor convencional de dois níveis, além da melhoria da forma de onda da tensão de saída. Por outro lado, mesmo nessa configuração simplificada, o balanceamento das tensões dos capacitores do barra-

mento CC permanece como um desafio relevante, especialmente em condições de carga desequilibrada ou sob determinadas estratégias de modulação.

Esse aspecto torna a escolha da estratégia de modulação um fator importante não apenas para a qualidade da tensão de saída, mas também para o controle do balanceamento do barramento CC e para a distribuição dos esforços elétricos entre os dispositivos semicondutores.

2.3 Técnicas de Modulação para Inversores Multiníveis

As técnicas de modulação desempenham um papel crucial na operação de conversores multiníveis, sendo responsáveis por determinar os instantes de comutação dos dispositivos semicondutores. Segundo [Wu \(2006\)](#), essas técnicas podem ser classificadas primariamente de acordo com a sua frequência de comutação.

As técnicas de modulação são fundamentais para o funcionamento de inversores multiníveis, uma vez que influenciam diretamente a forma de onda da tensão de saída, as perdas por chaveamento e a complexidade do sistema de controle. Entre as técnicas encontradas na literatura, este trabalho abordará as modulações NLC, SHE e a PD-PWM.

2.3.1 Modulação Nearest Level Control (NLC)

A modulação NLC é uma técnica amplamente empregada em conversores multiníveis devido à sua simplicidade de implementação e à capacidade de produzir formas de onda com baixa distorção harmônica, especialmente em conversores com elevado número de níveis. O princípio da técnica consiste em selecionar, a cada instante, o nível discreto de tensão disponível mais próximo do valor instantâneo da referência senoidal desejada ([LESNICAR; MARQUARDT, 2003](#); [DEBNATH et al., 2015](#)).

Considerando a tensão de referência dada em (2.1) para um NPC de três níveis, a tensão de saída pode ser definida diretamente por:

$$v_o = \begin{cases} +\frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } v_{ref} \geq \frac{v_{step}}{2} \\ 0, & \text{se } -\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}, \\ -\frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2} \end{cases} \quad (2.8)$$

em que $v_{step} = \frac{V_{cc}}{m-1}$.

Diferentemente das técnicas PWM convencionais, a NLC não utiliza portadoras triangulares. Dessa forma, os dispositivos semicondutores realizam poucas comutações ao longo do período fundamental, gerando uma tensão de saída em degraus. Com o objetivo de proporcionar uma representação mais adequada do comportamento da topologia em

estudo, o inversor NPC de três níveis, foi acionado por meio da estratégia de comutação NLC. Por fim, destaca-se que os parâmetros desta modulação encontram-se na [Tabela 3](#).

Tabela 3 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves.

Condição sobre v_{ref}	$S1$	$S2$	$S'1$	$S'2$	v_o
$v_{ref} \geq \frac{v_{step}}{2}$	1	1	0	0	$+\frac{V_{cc}}{2}$
$-\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}$	0	1	1	0	0
$v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2}$	0	0	1	1	$-\frac{V_{cc}}{2}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Ressalta-se que a formulação apresentada refere-se a um caso particular, considerando especificamente um conversor de três níveis. Nessa condição, existem três regiões de decisão associadas à referência e, conseqüentemente, três transições possíveis entre os níveis de tensão ao longo do semiciclo, todas determinadas pelo valor instantâneo de v_{ref} .

De forma geral, em um conversor com m níveis, a quantidade de níveis disponíveis determina também o número de transições possíveis. À medida que o número de níveis aumenta, o v_{step} diminui, tornando os degraus de tensão menores e a forma de onda progressivamente mais próxima de uma senoide, com melhoria da qualidade espectral.

Para a análise da modulação NLC, foi implementado do *software* PLECs um NPC de três níveis conforme os parâmetros da [Tabela 4](#). A carga foi representada por uma fonte de corrente senoidal de 60 Hz, com o objetivo de emular uma condição em fase com a tensão de referência.

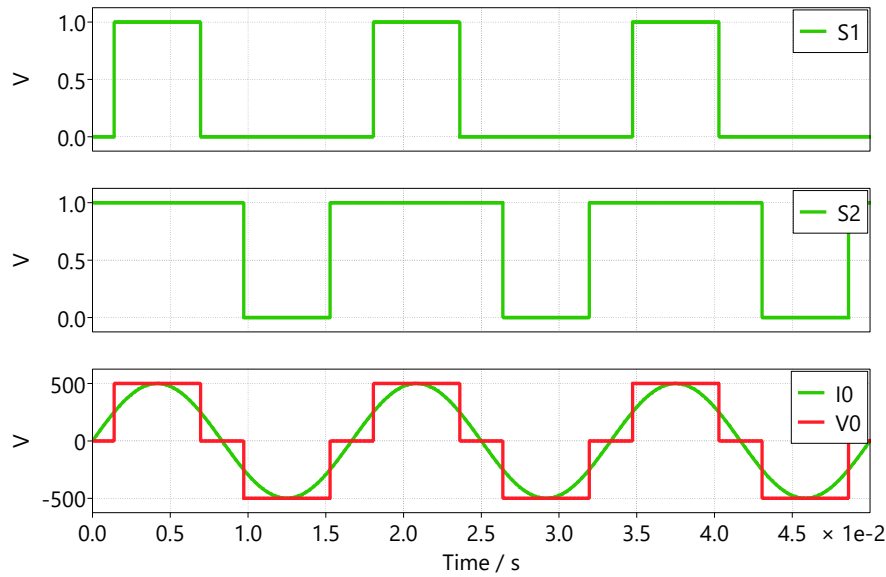
Tabela 4 – Parâmetros utilizados na simulação do NPC de três níveis.

Parâmetro	Valor
Barramento CC (V_{cc})	1000 V
Capacitâncias (C)	100 μ F
Corrente na carga	100 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Os resultados obtidos podem ser visualizados na [Figura 9](#). A principal vantagem da NLC é a baixa frequência de chaveamento, resultando em menores perdas por comutação e maior eficiência. Além disso, a técnica apresenta implementação simples e bom desempenho quando aplicada a conversores com muitos níveis de tensão ([MALINOWSKI et al., 2010](#)).

Figura 9 – NPC de três níveis com modulação NLC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

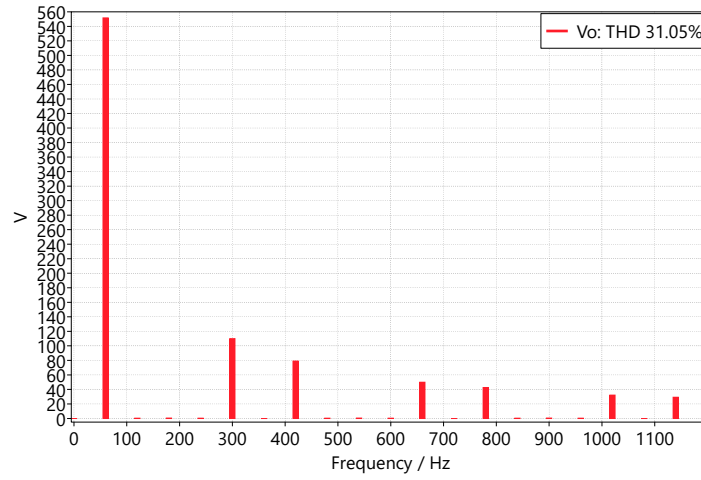
Por outro lado, como pode-se notar na [Figura 10](#), a NLC apresenta maior conteúdo harmônico quando aplicada a conversores com número reduzido de níveis. Embora filtros possam ser empregados para atenuar componentes harmônicas de ordem mais elevada, as componentes localizadas próximas à frequência fundamental tornam-se mais difíceis de serem filtradas, exigindo elementos passivos de maior porte ou soluções adicionais. Além disso, a resposta dinâmica do sistema tende a ser mais limitada quando comparada às técnicas PWM convencionais, em razão da menor flexibilidade no controle instantâneo da forma de onda ([DEBNATH et al., 2015](#)).

Complementando a análise, observa-se na [Figura 10](#) que a técnica NLC não garante exatamente, a amplitude desejada da componente fundamental. Nota-se que, embora o valor de referência estabelecido seja 500V, a tensão fundamental obtida encontra-se próxima de 550 V.

Esse desvio ocorre porque, na NLC, a forma de onda é construída por degraus discretos correspondentes aos níveis disponíveis do conversor. Como não há um ajuste contínuo da largura de pulso (como ocorre nas técnicas PWM) a amplitude da componente fundamental passa a depender exclusivamente da combinação fixa dos níveis e dos ângulos de comutação predefinidos. Dessa forma, a tensão sintetizada apenas aproxima a senoide ideal, mas não permite um ajuste fino e preciso da sua magnitude.

Assim, além do maior conteúdo harmônico já discutido, verifica-se que a NLC apresenta limitação adicional relacionada à precisão do controle da amplitude da componente fundamental, especialmente em conversores multiníveis com poucos níveis disponíveis.

Figura 10 – Espectro harmônico NPC com modulação NLC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

2.3.2 Modulação SHE

No contexto das estratégias de modulação aplicadas a conversores multiníveis, diferentes abordagens estabelecem critérios distintos para a determinação dos instantes de comutação. Na técnica NLC, as transições entre os níveis de tensão são definidas diretamente a partir da comparação entre a tensão de referência e os níveis discretos disponíveis no conversor. À medida que a referência evolui no tempo, o nível aplicado à saída é automaticamente ajustado para aquele mais próximo do valor instantâneo desejado. Dessa forma, os ângulos de comutação não constituem variáveis explicitamente calculadas ou impostas pela estratégia; eles emergem naturalmente do comportamento da referência, sendo consequência direta do método de seleção do nível.

Em contraste, na estratégia SHE, os ângulos de comutação são previamente determinados por meio da solução de um sistema de equações não lineares. Nesse caso, os ângulos α são calculados com objetivos específicos, tais como garantir que a componente fundamental apresente a amplitude desejada e eliminar harmônicos selecionados que impactam a qualidade da forma de onda. Assim, diferentemente da NLC, a SHE baseia-se em uma definição explícita dos instantes de comutação para atender critérios harmônicos previamente estabelecidos. Esses ângulos devem obedecer à seguinte ordem crescente:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{\frac{m-1}{2}} < \frac{\pi}{2}. \quad (2.9)$$

Para aplicar essa estratégia, é necessário representar a forma de onda multinível, que se assemelha a um sinal quase quadrado, por meio de uma série de Fourier. Isso permite analisar e controlar suas componentes harmônicas com precisão. Considerando uma forma de onda com simetria de meia onda e simetria de quarto de onda, a tensão de

saída pode ser descrita apenas por harmônicos ímpares. Assim, sua expansão em série de Fourier é dada por:

$$v(t) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} b_h \sin(h\omega t), \quad (2.10)$$

em que

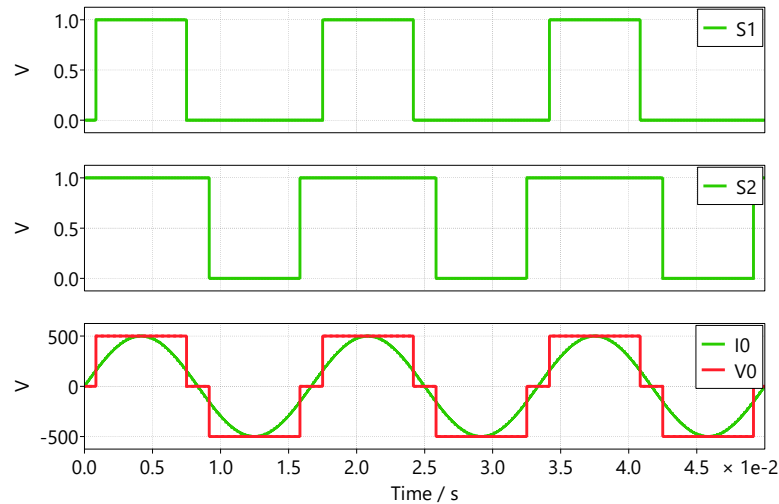
$$b_h = \frac{4V_{cc}}{h\pi} \sum_{i=1}^{\frac{m-1}{2}} \cos(h\alpha_i), \quad (2.11)$$

e h é a ordem do harmônico e α_i é o ângulo de comutação na i -ésima transição.

Portanto, a amplitude de uma componente harmônica específica pode ser controlada por meio do coeficiente b_h . Para eliminar a harmônica de ordem (h), impõe-se a condição $b_h = 0$. No caso geral de um conversor NPC de cinco níveis, existem dois ângulos α de comutação independentes, resultando em um sistema de equações não lineares e transcendentais, cuja solução é normalmente obtida por métodos numéricos, como Newton-Raphson ou algoritmos evolutivos. Além disso, técnica SHE por operar com baixa frequência de chaveamento, apresenta elevada eficiência, sendo particularmente adequada para aplicações de média e alta potência (RODRIGUEZ et al., 2010).

Assim como foi feito para a estratégia NLC, o inversor NPC de três níveis, utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 4, foi acionado por meio da estratégia de comutação SHE. A Figura 11 apresenta alguns dos resultados obtidos.

Figura 11 – NPC com modulação SHE



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Para eliminar uma componente harmônica específica, impõe-se que o coeficiente correspondente da série de Fourier seja nulo. Considerando a eliminação da quinta harmônica, obtém-se:

$$\cos(5\alpha) = 0 \quad (2.12)$$

Como o cosseno é nulo para argumentos iguais a $\frac{\pi}{2}$, tem-se:

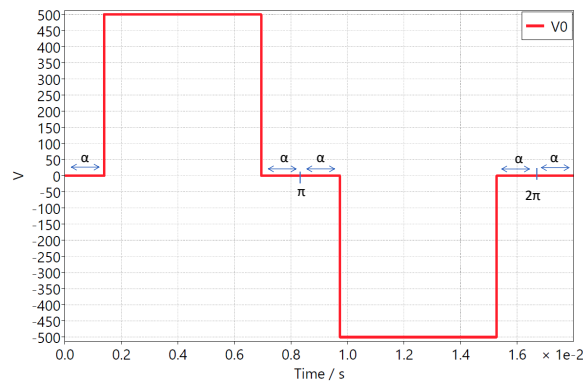
$$5\alpha = \frac{\pi}{2}, \quad (2.13)$$

Assim, o ângulo de comutação necessário para eliminar a quinta componente harmônica é dado por

$$\alpha = \frac{\pi}{10} = 18^\circ. \quad (2.14)$$

O projeto foi desenvolvido com o objetivo de eliminar o harmônico de quinta ordem, determinando-se para essa finalidade o ângulo de comutação calculado ($\alpha = 18^\circ$). Observa-se na [Figura 12](#) a divisão do angulo de comutação.

Figura 12 – Identificação do ângulo de comutação α na tensão de saída do inversor NPC de três níveis utilizando a técnica SHE



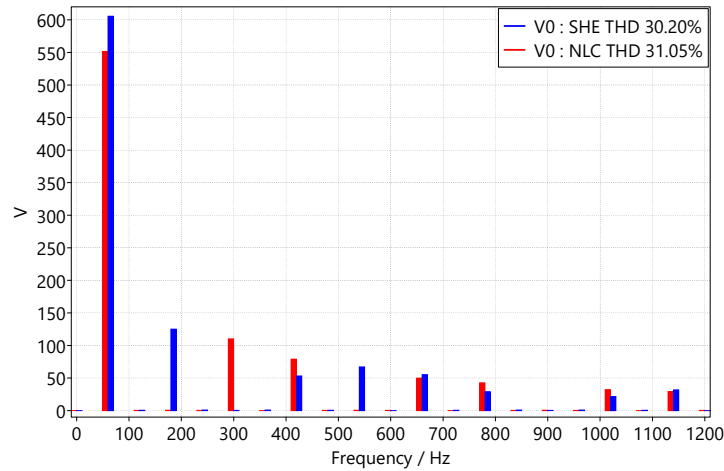
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Na [Figura 13](#) é apresentada a comparação entre os espectros obtidos pelas duas técnicas de modulação analisadas. A curva em vermelho representa a FFT referente à técnica NLC, enquanto a curva em azul corresponde à FFT da técnica SHE.

A partir dessa comparação visual, torna-se possível evidenciar de forma mais clara a diferença no conteúdo harmônico entre as duas estratégias, destacando a eficácia da técnica SHE na eliminação do harmônico de quinta ordem.

A principal desvantagem da SHE é a complexidade envolvida no cálculo dos ângulos de comutação, que dependem do índice de modulação. Isso dificulta sua aplicação em sistemas que exigem variações rápidas da tensão de saída, reduzindo a flexibilidade do controle ([CHIASSON et al., 2004](#)).

Figura 13 – Comparação do espectro harmônico NLC (azul) x SHE (vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

2.3.3 Modulação PWM-PD

A modulação PWM-PD é uma das estratégias mais difundidas para o acionamento de conversores multiníveis do tipo fonte de tensão. Essa técnica baseia-se na comparação entre um sinal de referência senoidal e múltiplas portadoras triangulares dispostas em níveis verticais distintos, porém em fase entre si. O número de portadoras utilizadas é diretamente relacionado ao número de níveis do conversor, permitindo a síntese de uma forma de onda escalonada com maior resolução à medida que se aumentam os níveis disponíveis.

Na PWM-PD, todas as portadoras apresentam a mesma frequência e fase, sendo apenas deslocadas em amplitude para ocupar faixas adjacentes ao longo do eixo vertical. A comutação dos dispositivos semicondutores ocorre nos instantes em que o sinal de referência intercepta essas portadoras, resultando na geração dos diferentes níveis de tensão do conversor. Essa característica proporciona simplicidade de implementação e boa distribuição espectral das componentes harmônicas, tornando a estratégia amplamente empregada em aplicações industriais.

A modulação PWM-PD é amplamente empregada em inversores multiníveis, especialmente nas topologias NPC e FC. Nessa técnica, utilizam-se $(m - 1)$ portadoras triangulares de mesma frequência f_s e mesma amplitude V_{tri} , todas em fase entre si, distribuídas verticalmente ao longo da faixa de tensão (CARRARA et al., 1992; HOLMES; LIPO, 2003).

Considere novamente (2.1) como a tensão de referência, a definição geral do índice de modulação em amplitude torna-se:

$$m_a = \frac{V_{ref}}{(m-1)V_{tri}}. \quad (2.15)$$

Na modulação PWM-PD para um inversor NPC de três níveis, utilizam-se duas portadoras triangulares em fase, empilhadas verticalmente, denominadas $v_{tri1}(t)$ e $v_{tri2}(t)$, tais que:

$$v_{tri1}(t) < v_{tri2}(t) \quad (2.16)$$

A tensão de saída é determinada a partir da comparação instantânea entre a referência e as portadoras, podendo ser expressa diretamente por:

$$v_o(t) = \begin{cases} +\frac{V_{cc}}{2}, & v_{ref}(t) > v_{tri2}(t) \\ 0, & v_{tri1}(t) < v_{ref}(t) \leq v_{tri2}(t) \\ -\frac{V_{cc}}{2}, & v_{ref}(t) \leq v_{tri1}(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

Observa-se na [Tabela 5](#) que o nível de saída depende da região em que a referência se encontra em relação às portadoras triangulares.

Tabela 5 – Lógica de modulação PWM-PD para inversor NPC de três níveis.

Condição	$S1$	$S2$	$S'1$	$S'2$	v_o
$v_{ref} > v_{tri2}$	1	1	0	0	$+\frac{V_{cc}}{2}$
$v_{tri1} < v_{ref} \leq v_{tri2}$	0	1	1	0	0
$v_{ref} \leq v_{tri1}$	0	0	1	1	$-\frac{V_{cc}}{2}$

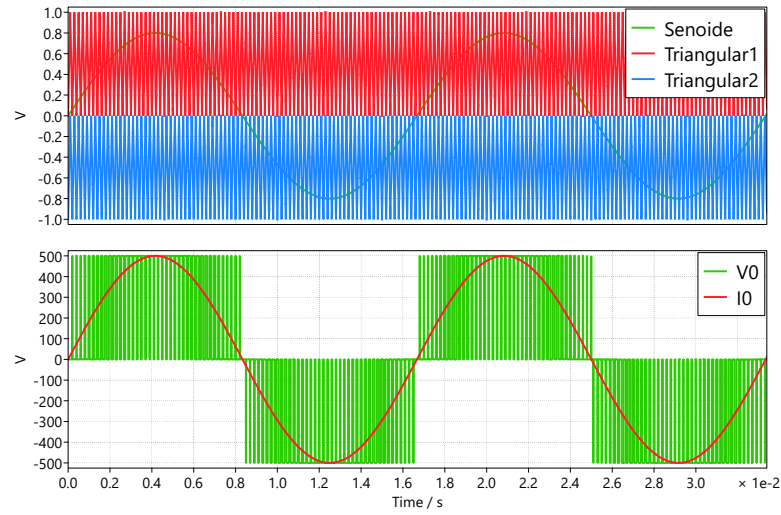
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

A [Figura 14](#) apresenta a forma de onda da tensão de saída obtida pela técnica PWM-PD. Observa-se que os níveis de tensão são definidos a partir da comparação instantânea entre a referência senoidal e as portadoras triangulares dispostas em fase. Para a implementação desta estratégia, foi adotada uma frequência de comutação de 5 kHz e um índice de modulação de amplitude de 0,8.

Esse processo define os estados de chaveamento do inversor e permite a geração de uma tensão de saída multinível com harmônicos concentrados em frequências mais elevadas [Figura 15](#).

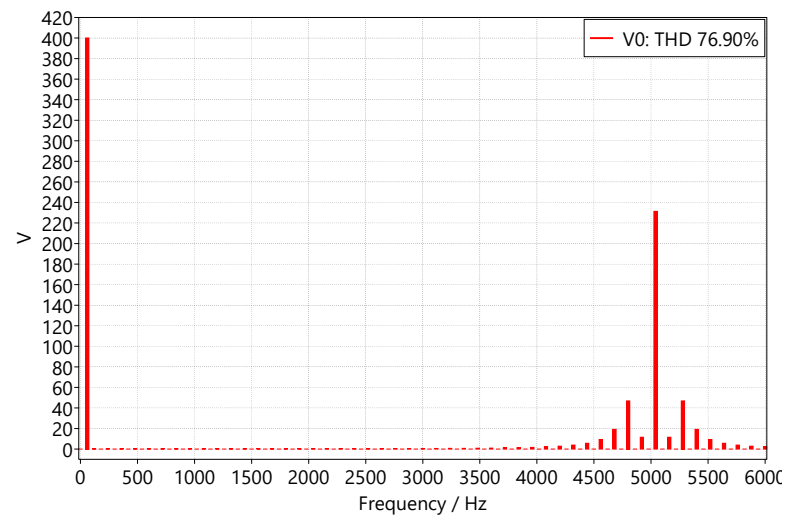
A PWM-PD apresenta boa qualidade da forma de onda de saída e resposta dinâmica satisfatória, permitindo ajustes rápidos da tensão por meio do índice de modulação. Além disso, é uma técnica de fácil implementação e amplamente utilizada em ambientes acadêmicos e de simulação ([HOLMES; LIPO, 2003](#)).

Figura 14 – NPC com modulação PWM-PD.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Figura 15 – Espectro harmônico do inversor NPC com PWM-PD.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Como desvantagem, a PWM-PD opera com maior frequência de chaveamento quando comparada às técnicas NLC e SHE, resultando em maiores perdas por comutação. Além disso, em algumas topologias multiníveis, pode ocorrer desequilíbrio do ponto neutro, exigindo técnicas adicionais de controle (RODRIGUEZ et al., 2010).

2.4 Conclusão Parcial

Este capítulo apresentou os fundamentos teóricos dos conversores CC/CA, abordando inicialmente o inversor de dois níveis em meia ponte e, posteriormente, os princípios dos conversores multiníveis. No estudo do inversor de dois níveis, foi analisada a operação da topologia e a aplicação da modulação SPWM, destacando-se o processo de síntese da tensão alternada a partir de uma fonte de tensão contínua e a influência da frequência de comutação sobre o conteúdo harmônico da tensão de saída.

Na sequência, foram apresentados os fundamentos dos conversores multiníveis, destacando-se sua capacidade de sintetizar a tensão de saída por meio de múltiplos níveis de tensão. Essa característica permite obter formas de onda mais próximas de uma senoide, reduzindo o conteúdo harmônico e o estresse elétrico imposto aos dispositivos semicondutores quando comparados às estruturas convencionais de dois níveis. Entre as diferentes topologias multiníveis, foi destacada a estrutura NPC, que utiliza um barramento CC dividido e diodos de grampeamento para possibilitar a síntese de diferentes níveis de tensão na saída.

Dessa forma, a fundamentação apresentada estabelece a base teórica necessária para a compreensão e a comparação entre o inversor convencional de dois níveis, operando com SPWM, e os conversores multiníveis analisados neste trabalho. Esses conceitos fornecem o suporte para o desenvolvimento das etapas de modelagem, simulação e avaliação do desempenho das diferentes estratégias de modulação e topologias consideradas nos capítulos seguintes.

3 Dimensionamento do Filtro LC de Saída para Conversores CC/CA

O desempenho de conversores multinível está diretamente relacionado à qualidade da tensão e da corrente fornecidas à carga ou à rede elétrica. Embora o aumento do número de níveis reduza naturalmente o conteúdo harmônico da tensão de saída, a presença de componentes de alta frequência associadas ao processo de chaveamento torna necessária a utilização de filtros de saída para garantir o atendimento aos limites de distorção harmônica estabelecidos por normas técnicas.

Dentre os elementos do filtro, o indutor de saída desempenha papel fundamental, pois limita a taxa de variação da corrente (di/dt) imposta pelos degraus de tensão do conversor, reduzindo o *ripple* de corrente e, conseqüentemente, a THD. O correto dimensionamento desse componente impacta diretamente o volume, o custo, as perdas e o desempenho dinâmico do sistema.

Em conversores multinível, a variação de tensão aplicada ao indutor depende do número de níveis da topologia empregada. Assim, o aumento do número de níveis influencia diretamente o valor necessário da indutância para atender a um determinado limite de ripple de corrente. Essa característica constitui uma das principais vantagens das topologias multinível em relação aos inversores convencionais de dois níveis.

Dessa forma, este capítulo apresenta o desenvolvimento analítico do critério de dimensionamento do indutor de saída em função dos parâmetros do conversor, com ênfase na influência do número de níveis. Inicialmente, é apresentado o modelo dinâmico do indutor e a dedução da expressão geral do *ripple* de corrente. Em seguida, estabelece-se a relação entre a variação de tensão entre níveis adjacentes e o número de níveis do conversor, permitindo obter uma expressão direta para o cálculo da indutância. Por fim, são discutidos os impactos do projeto do indutor na distorção harmônica total da corrente e apresentada uma análise comparativa para diferentes números de níveis.

3.1 Projeto do filtro passa-baixa

Nesse contexto, o projeto do filtro de saída deve considerar as características da tensão sintetizada pelo conversor e da estratégia de modulação empregada. A definição adequada dos elementos passivos é fundamental para atenuar as componentes harmônicas associadas ao chaveamento, mantendo a componente fundamental com mínima atenuação.

Dessa forma, o dimensionamento dos elementos do filtro de saída é influenciado tanto pelo número de níveis do conversor quanto pela estratégia de modulação empregada,

configurando-se como um fator determinante na análise comparativa da topologia NPC sob as técnicas NLC, SHE e PWM-PD.

3.1.1 Dimensionamento do filtro de saída

O dimensionamento do filtro passa-baixas LC na saída do inversor tem como objetivo atenuar as componentes harmônicas associadas à frequência de chaveamento, preservando a componente fundamental da tensão aplicada à carga. Trata-se de um filtro de segunda ordem, cuja frequência de corte deve ser escolhida de modo a não distorcer a fundamental e, ao mesmo tempo, garantir elevada atenuação nas proximidades da frequência PWM.

Como critério prático de projeto, adota-se que a frequência de corte f_c seja suficientemente superior à frequência fundamental f e inferior à frequência de chaveamento f_s . Conforme apresentado por Oliveira (2021), estabelece-se:

$$10f \leq f_c \leq \frac{f_s}{10}, \quad (3.1)$$

A condição apresentada em (3.1) é válida para estratégias de modulação em alta frequência, como a PWM senoidal e a PWM-PD, nas quais as componentes harmônicas predominantes estão concentradas em torno da frequência de chaveamento e de suas bandas laterais. Nesses casos, a frequência de corte do filtro pode ser definida entre a frequência fundamental e a frequência de chaveamento, permitindo a adequada separação entre a componente útil e os harmônicos de alta frequência.

Por outro lado, para estratégias de modulação em baixa frequência, como NLC e SHE, não existe uma frequência de chaveamento elevada que permita a aplicação direta do critério definido em (3.1). Nessas técnicas, os harmônicos de maior amplitude encontram-se distribuídos em baixas ordens, próximas à frequência fundamental. Assim, o critério adotado consiste em selecionar uma frequência de corte aproximadamente dez vezes superior à frequência fundamental, isto é,

$$f_c \approx 10f, \quad (3.2)$$

assegurando a preservação da componente fundamental e a atenuação gradual das componentes harmônicas de ordem mais elevada presentes na tensão de saída do conversor.

Dessa forma, a componente fundamental, situada em baixa frequência, permanece praticamente inalterada em amplitude e com defasagem desprezível, ao passo que as componentes harmônicas concentradas em frequências superiores sejam atenuadas pelo comportamento passa-baixas do filtro.

Para o dimensionamento do indutor e do capacitor, deve-se considerar a condição de pior caso de ondulação de corrente no indutor. Essa situação ocorre quando a tensão média de saída é nula, isto é, no cruzamento por zero da componente fundamental

($v_o \approx 0$). Nesse instante, o ciclo de trabalho do PWM é aproximadamente 50%, fazendo com que o inversor aplique ao filtro uma tensão alternada com máxima excursão. Como consequência, a tensão sobre o indutor atinge seu maior valor eficaz durante o período de chaveamento, resultando na máxima taxa de variação de corrente (di/dt) e, portanto, na maior ondulação de corrente a ser considerada no projeto. Portanto,

$$v_L = \pm V_{cc}. \quad (3.3)$$

Para um PWM simétrico com razão cíclica próxima de 50%, o indutor é submetido a uma tensão quadrada alternando entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ durante cada período de chaveamento. Como consequência, a corrente no indutor apresenta forma aproximadamente triangular, sendo sua ondulação determinada por

$$v_L = L \frac{di}{dt}. \quad (3.4)$$

Considerando metade do período de chaveamento ($T_s/2$), a variação de corrente é dada por

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} T_s}{L} \frac{1}{2}. \quad (3.5)$$

Isolando a indutância e utilizando $T_s = 1/f_s$, obtém-se

$$L = \frac{V_{cc}}{2f_s \Delta I_L}. \quad (3.6)$$

Esse valor garante que a ondulação pico a pico da corrente permaneça dentro do limite especificado, mesmo na condição mais severa de operação.

Após a determinação da indutância, o capacitor é calculado a partir da frequência de corte do filtro LC. Para um filtro de segunda ordem ideal, a frequência angular de corte é

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.7)$$

Isolando C , encontra-se,

$$C = \frac{1}{\omega_c^2 L}. \quad (3.8)$$

Assim, o capacitor é diretamente determinado a partir da frequência de corte previamente definida e do valor da indutância calculado.

Em conjunto, o indutor limita a ondulação de corrente de alta frequência, enquanto o capacitor desvia as componentes harmônicas associadas ao chaveamento para o terra, garantindo que a tensão aplicada à carga seja predominantemente senoidal e com baixa distorção harmônica.

3.1.2 Influência do Número de Níveis

Conforme discutido em [Rodriguez, Lai e Peng \(2002b\)](#), [Wu \(2006\)](#), os níveis de tensão em conversores multiníveis são distribuídos uniformemente ao longo do barramento CC. Assim, considerando uma tensão total V_{cc} e m níveis igualmente espaçados, a variação entre níveis adjacentes pode ser expressa por:

$$\Delta v \approx \frac{V_{cc}}{m-1}. \quad (3.9)$$

Para o projeto do indutor de saída, parte-se da relação geral entre a variação de tensão aplicada ao indutor e a ondulação de corrente:

$$L = \frac{\Delta v}{f_s \Delta I_L}. \quad (3.10)$$

Em que Δv representa a variação máxima de tensão aplicada ao indutor durante um período de comutação.

Substituindo (3.9) em (3.10), obtém-se o valor da indutância como função direta do número de níveis do conversor:

$$L(m) = \frac{V_{cc}}{(m-1) f_s \Delta i}. \quad (3.11)$$

Portanto, (3.11) evidencia que o valor da indutância é inversamente proporcional ao número de níveis do conversor. Assim, o aumento de m resulta em menores variações de tensão aplicadas ao indutor, reduzindo o ripple de corrente e permitindo o uso de indutores de menor valor ([RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002a](#)).

3.2 Impacto do número de níveis na distorção harmônica total

A THD é um dos principais indicadores da qualidade da tensão ou corrente fornecida por um conversor estático. Em inversores multinível, o aumento do número de níveis da tensão de saída tem impacto direto na redução da THD, uma vez que a forma de onda resultante se aproxima progressivamente de uma senóide ideal.

Em um inversor de dois níveis, a tensão de saída assume apenas dois valores extremos do barramento CC, resultando em elevados degraus de tensão e, consequentemente, em um espectro harmônico mais rico. À medida que o número de níveis aumenta, os degraus de tensão tornam-se menores, reduzindo a variação instantânea de tensão aplicada à carga e diminuindo a amplitude dos harmônicos de ordem elevada ([RASHID, 2014](#); [HART, 2012](#)).

De forma geral, para um conversor multinível com m níveis igualmente espaçados, a variação de tensão entre níveis adjacentes é proporcional a $\frac{1}{(m-1)}$. Como consequência, a amplitude dos harmônicos presentes na tensão de saída diminui com o aumento de m , refletindo-se em menores valores de THD, tanto para a tensão quanto para a corrente.

Diversos estudos apresentados na literatura indicam que inversores multinível de cinco ou mais níveis podem alcançar valores de THD significativamente inferiores aos observados em inversores de dois ou três níveis, mesmo operando com frequências de chaveamento mais baixas ([RASHID, 2014](#); [HART, 2012](#)).

3.2.1 Relação entre THD e Projeto do Filtro de Saída

Embora o aumento do número de níveis contribua para a redução natural da THD, a presença de harmônicos de chaveamento torna necessário o uso de filtros de saída, especialmente em aplicações conectadas à rede elétrica ou a cargas sensíveis ([HART, 2012](#); [RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2008](#)).

O filtro de saída, tipicamente do tipo indutivo (L) ou indutivo-capacitivo (LC), atua atenuando os componentes harmônicos de alta frequência gerados pelo processo de chaveamento do conversor. A eficácia do filtro está diretamente relacionada à sua frequência de corte, que deve ser escolhida de forma a permitir a passagem da componente fundamental, ao mesmo tempo em que atenua os harmônicos dominantes ([HART, 2012](#); [RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2008](#)).

Em conversores multiníveis, como os níveis de tensão são mais numerosos, o espectro harmônico apresenta menor energia concentrada em altas frequências. Dessa forma, o filtro pode ser projetado com valores reduzidos de indutância e capacitância quando comparado ao necessário para inversores de dois níveis, sem comprometer os limites de THD exigidos por normas técnicas.

3.2.2 Estimativa da THD da Tensão Após o Filtro LC

Embora o aumento do número de níveis reduza o conteúdo harmônico da tensão gerada pelo inversor, a presença de componentes harmônicas associadas ao processo de chaveamento ainda torna necessária a utilização de filtros de saída. Dessa forma, torna-se importante estimar analiticamente a influência do filtro LC na distorção harmônica total da tensão fornecida à carga.

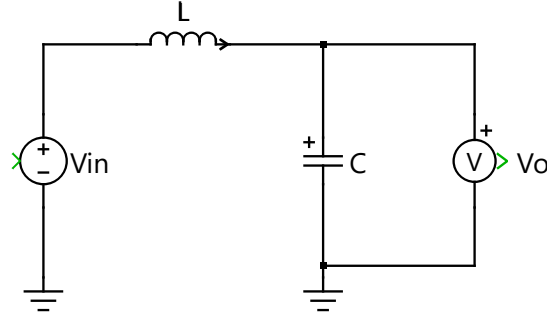
Considerando o filtro LC apresentado na [Figura 16](#), composto por uma fonte controlada representando o conversor CC/CA, um indutor em série e um capacitor conectado em paralelo com a carga, a tensão de saída pode ser obtida por meio do divisor de tensão entre as impedâncias do indutor e do capacitor. Assim, a função de transferência do filtro é dada por

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (3.12)$$

em que

$$Z_L = j\omega L \quad (3.13)$$

Figura 16 – Circuito equivalente utilizado na modelagem do filtro LC de saída, considerando o conversor CC/CA como uma fonte de tensão controlada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

e

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}. \quad (3.14)$$

Para uma componente harmônica de ordem h , as reatâncias indutiva e capacitiva podem ser expressas como

$$X_{L,h} = hX_{L,1} \quad (3.15)$$

e

$$X_{C,h} = \frac{X_{C,1}}{h}, \quad (3.16)$$

sendo $X_{L,1}$ e $X_{C,1}$ as reatâncias calculadas na frequência fundamental.

Dessa forma, o ganho do filtro para a harmônica de ordem h pode ser escrito como

$$\left| \frac{V_{o,h}}{V_{in,h}} \right| = \left| \frac{X_{C,h}}{X_{L,h} - X_{C,h}} \right|. \quad (3.17)$$

Substituindo as expressões das reatâncias harmônicas, obtém-se

$$\left| \frac{V_{o,h}}{V_{in,h}} \right| = \left| \frac{\frac{X_{C,1}}{h}}{hX_{L,1} - \frac{X_{C,1}}{h}} \right|. \quad (3.18)$$

Multiplicando numerador e denominador por h , resulta

$$\left| \frac{V_{o,h}}{V_{in,h}} \right| = \left| \frac{X_{C,1}}{h^2 X_{L,1} - X_{C,1}} \right|. \quad (3.19)$$

Logo, a amplitude da componente harmônica de ordem h após o filtro é dada por

$$V_{o,h} = V_{in,h} \left| \frac{X_{C,1}}{h^2 X_{L,1} - X_{C,1}} \right|. \quad (3.20)$$

A THD é definida como a razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental, conforme estabelecido na literatura de qualidade de energia e nas recomendações do IEEE 519 (DUGAN et al., 2012; IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2022):

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{o,h}^2}}{V_{o,1}}. \quad (3.21)$$

Substituindo (3.20) em (3.21), obtém-se

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left[V_{in,h} \left| \frac{X_{C,1}}{h^2 X_{L,1} - X_{C,1}} \right| \right]^2}}{V_{o,1}}. \quad (3.22)$$

A relação vista em (3.22) demonstra que a contribuição de cada componente harmônica para a THD depende simultaneamente da amplitude produzida pelo inversor e da capacidade de atenuação do filtro LC. Como o termo $h^2 X_{L,1}$ cresce proporcionalmente ao quadrado da ordem harmônica, componentes de frequência mais elevada sofrem maior atenuação, reduzindo significativamente a distorção harmônica total da tensão de saída.

Essa relação é particularmente importante durante o dimensionamento do filtro, pois permite avaliar quantitativamente a influência dos valores de indutância e capacitância sobre a qualidade da energia fornecida à carga e sobre o atendimento dos limites de THD estabelecidos pelas normas técnicas.

3.3 Conclusão Parcial

Neste capítulo foi apresentada a fundamentação teórica necessária para o dimensionamento do filtro LC de saída aplicado a conversores CC/CA, destacando sua importância na redução das componentes harmônicas geradas pelo processo de chaveamento e na melhoria da qualidade da energia fornecida à carga.

Inicialmente, foram discutidos os critérios de seleção da frequência de corte do filtro, considerando as particularidades das estratégias de modulação em alta e baixa frequência. Em seguida, foram desenvolvidas as expressões para o dimensionamento da indutância e da capacitância a partir das condições de pior caso de ondulação de corrente, permitindo relacionar diretamente os parâmetros do filtro com as características de operação do conversor.

Também foi demonstrado que o aumento do número de níveis reduz a variação de tensão entre estados adjacentes do conversor, resultando em menores valores de ripple de corrente e, consequentemente, em menores requisitos de indutância para o atendimento

das especificações de projeto. Essa característica evidencia uma das principais vantagens dos conversores multiníveis em relação às topologias convencionais de dois níveis.

As expressões desenvolvidas ao longo deste capítulo constituem a base para o dimensionamento dos filtros empregados neste trabalho e serão utilizadas nos capítulos seguintes para a avaliação comparativa das estratégias de modulação NLC, SHE e PWM-PD aplicadas ao inversor multinível NPC.

4 Resultados de Simulações

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta e discute os resultados obtidos por meio de simulações computacionais realizadas no *software* PLECS, com o objetivo de avaliar o desempenho do conversor multinível do tipo NPC operando com diferentes números de níveis de tensão. Para essa análise, são consideradas as topologias de 5, 7, 9 e 11 níveis, empregando-se as estratégias de modulação NLC, SHE e PWM-PD.

Inicialmente, são apresentados os resultados referentes às formas de onda da tensão de saída, ao espectro harmônico e à THD para cada configuração analisada. A comparação entre as diferentes estratégias de modulação e o número de níveis do conversor permite avaliar sua influência na qualidade da tensão sintetizada.

Em seguida, o estudo concentra-se no conversor NPC de 11 níveis, para o qual é apresentado o algoritmo desenvolvido no ambiente MATLAB para o dimensionamento de um filtro LC aplicado à saída do inversor. São descritos os critérios adotados no projeto do filtro e, posteriormente, são apresentados os resultados obtidos com sua aplicação nas estratégias de modulação estudadas. Por fim, é realizada uma análise comparativa do desempenho do sistema antes e após a inserção do filtro, evidenciando sua contribuição para a redução das componentes harmônicas e melhoria da qualidade de v_0 .

Para viabilizar a operação e a síntese dos níveis de tensão na saída do inversor NPC, é fundamental estabelecer a lógica de acionamento dos semicondutores de potência. À medida que o número de níveis do conversor aumenta, cresce também a quantidade de chaves semicondutoras e de estados de comutação necessários para sintetizar a tensão de saída. Embora isso eleve a complexidade da lógica de acionamento, possibilita uma aproximação mais precisa da forma de onda senoidal de referência, reduzindo a distorção harmônica da tensão produzida pelo inversor.

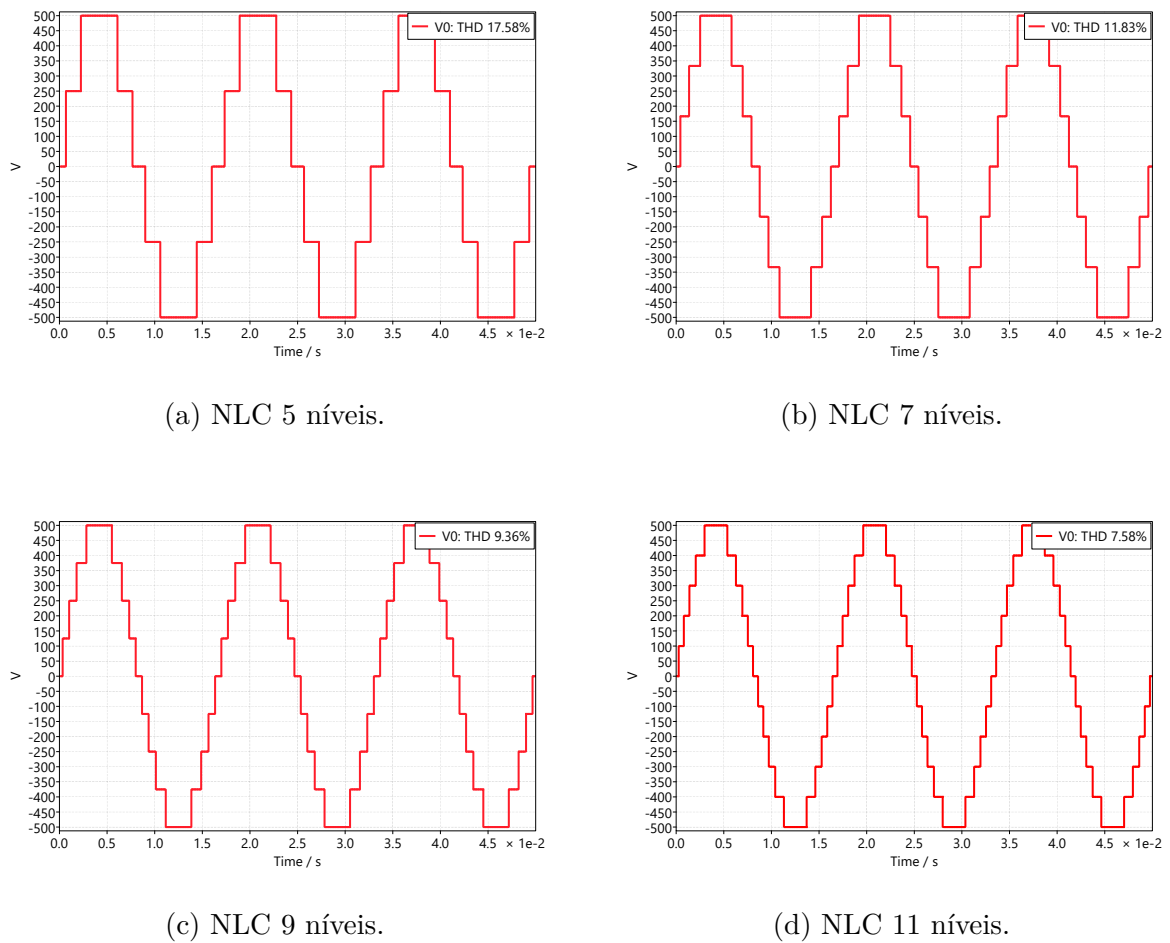
Neste sentido, as Tabelas 9, 10, 11 e 12, reunidas no [Apêndice B](#), apresentam, respectivamente, a relação entre a tensão de referência (v_{ref}), os estados de condução de cada chave ($S_1, S_2, \dots, S_{2(m-1)}$) e o correspondente nível de tensão na saída (v_o) para os conversores NPC de 5, 7, 9 e 11 níveis. Nessas tabelas, o estado lógico "1" indica que a chave encontra-se em condução (fechada), enquanto o estado lógico "0" representa a condição de bloqueio (aberta).

Observa-se que a lógica de chaveamento segue um padrão sequencial, no qual, para cada incremento ou decremento de um nível de tensão, apenas uma chave do conjunto superior é desligada e a correspondente chave do conjunto inferior é ligada. Esse comportamento garante a correta síntese dos níveis de tensão previstos para cada configuração do conversor e foi empregado na implementação do algoritmo NLC utilizado nas simulações.

4.1.1 Análise Harmônica da Tensão de Saída

A Figura 17 apresenta as formas de ondas da tensão de saída do conversor NPC operando com a estratégia de modulação NLC para as configurações de 5, 7, 9 e 11 níveis e a Figura 18 apresenta os espectros harmônicos da tensão de saída. Observa-se que o aumento do número de níveis proporciona uma redução do conteúdo harmônico da tensão sintetizada, evidenciada pela diminuição progressiva da THD.

Figura 17 – Tensão de saída para o conversor NPC NLC.

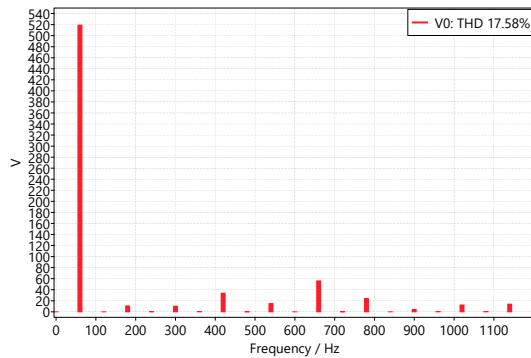


Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

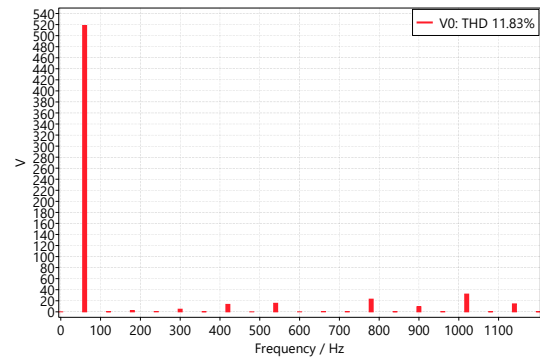
Na configuração de 5 níveis, a tensão de saída apresenta maior distorção, resultando em um valor de THD de aproximadamente 17,58%. À medida que o número de níveis é ampliado para 7 e 9 níveis, verifica-se uma redução da THD para 11,83% e 9,36%, respectivamente, indicando que a forma de onda se aproxima da referência senoidal.

Para o conversor NPC de 11 níveis, observa-se na Figura 18 o melhor desempenho entre as configurações analisadas, apresentando uma THD de aproximadamente 7,58%. Nesse caso, a tensão sintetizada possui um número maior de degraus, reduzindo as variações instantâneas de tensão entre níveis consecutivos e aproximando significativamente a forma de onda da componente senoidal desejada.

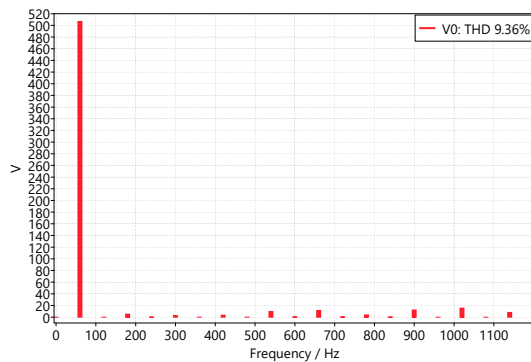
Figura 18 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC NLC.



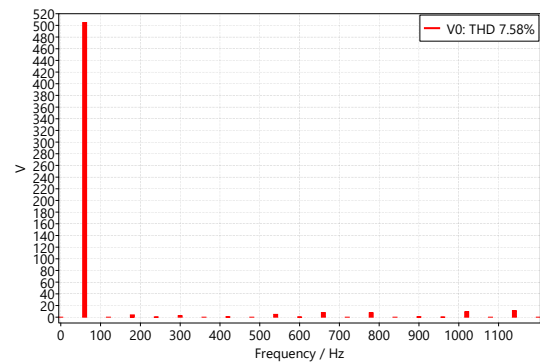
(a) NLC 5 níveis.



(b) NLC 7 níveis.



(c) NLC 9 níveis.



(d) NLC 11 níveis.

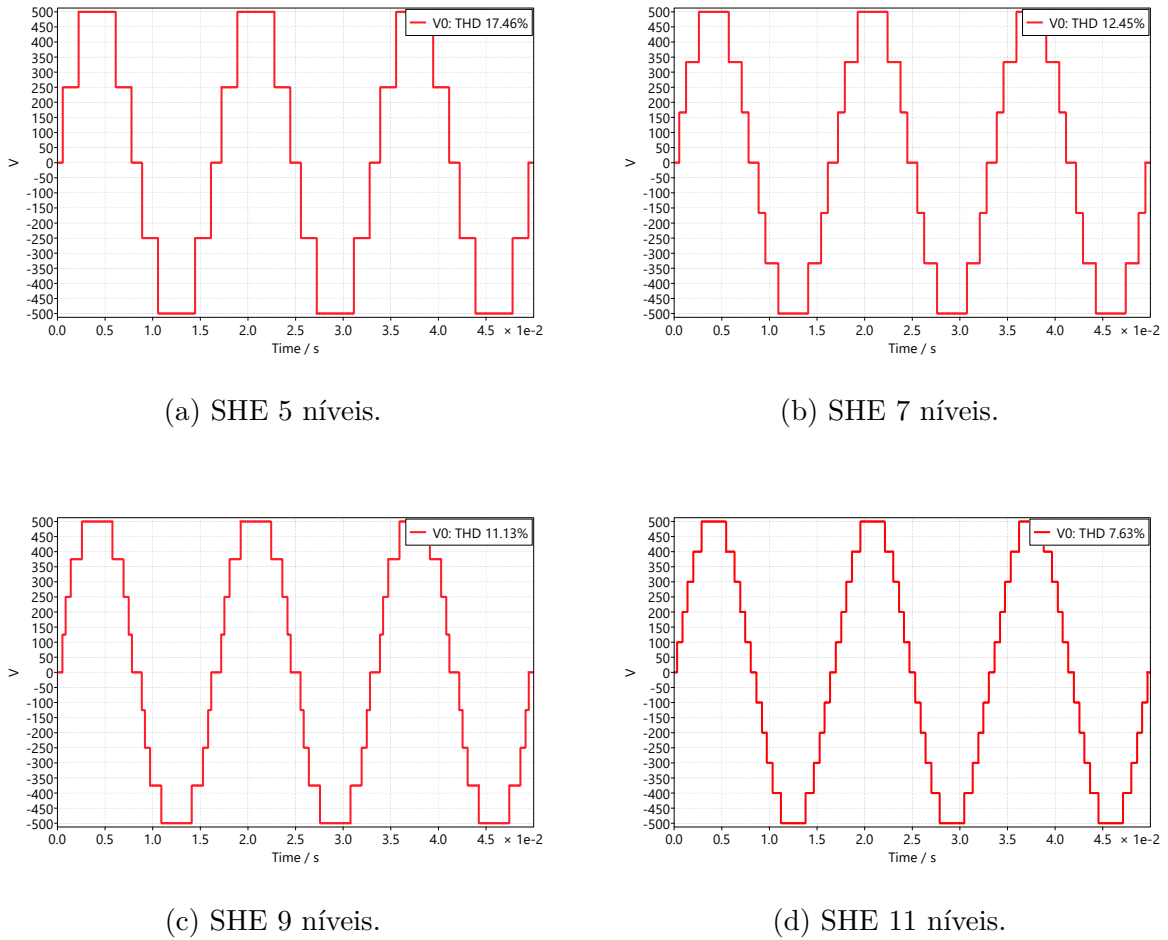
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Além da redução dos valores de THD, observa-se nos espectros da [Figura 18](#) que as componentes harmônicas apresentam amplitudes progressivamente menores com o aumento do número de níveis do conversor. Esse comportamento confirma que a estratégia NLC se beneficia diretamente da maior resolução de tensão proporcionada pelos conversores multiníveis, permitindo a obtenção de uma tensão de saída com melhor qualidade, mesmo sem o emprego de técnicas específicas de eliminação de harmônicas.

Os resultados obtidos demonstram que o aumento do número de níveis constitui uma alternativa eficiente para reduzir a distorção harmônica da tensão de saída, tornando o conversor mais adequado para aplicações que exigem elevada qualidade de energia e reduzindo a necessidade de filtros de grande porte.

A [Figura 19](#) apresenta as formas de ondas da tensão de saída do conversor NPC operando com a estratégia de modulação SHE para as configurações de 5, 7, 9 e 11 níveis e a [Figura 20](#) apresenta os espectros harmônicos da tensão de saída. Observa-se que o aumento do número de níveis do conversor proporciona uma redução gradual da THD, além de uma melhor distribuição das componentes harmônicas ao longo do espectro.

Figura 19 – Tensão de saída para o conversor NPC SHE.

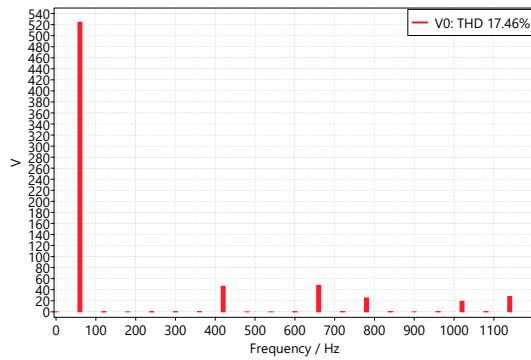


Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

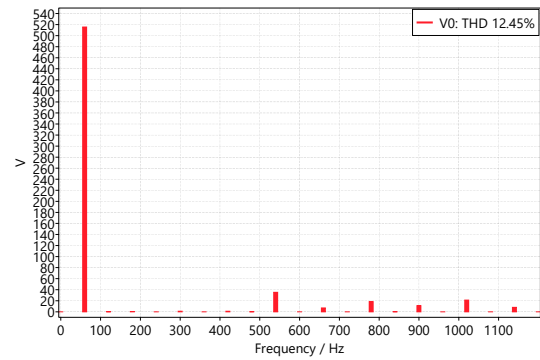
Para o conversor de 5 níveis, a THD obtida foi de aproximadamente 17,46%. Nas configurações de 7 e 9 níveis, os valores foram reduzidos para 12,45% e 11,13%, respectivamente, enquanto o conversor NPC de 11 níveis apresentou o melhor desempenho, alcançando uma THD de aproximadamente 7,63%.

Além da redução da THD, observa-se na [Figura 20](#) que a estratégia SHE promove a atenuação de componentes harmônicas específicas por meio da determinação dos ângulos de comutação, característica que diferencia essa técnica das demais estratégias avaliadas. À medida que o número de níveis aumenta, também aumenta o número de ângulos de chaveamento disponíveis, permitindo a eliminação de uma quantidade maior de componentes harmônicas de baixa ordem. Dessa forma, o conversor de 5 níveis permite eliminar duas harmônicas, enquanto as configurações de 7, 9 e 11 níveis permitem eliminar três, quatro e cinco harmônicas, respectivamente. Os ângulos de chaveamento empregados na estratégia SHE para cada configuração do conversor NPC são apresentados na [Tabela 6](#). Esses ângulos foram previamente determinados de modo a eliminar componentes harmônicas específicas e, conseqüentemente, melhorar a qualidade da tensão de saída.

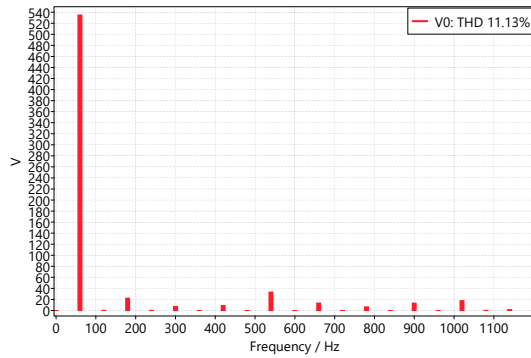
Figura 20 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC SHE.



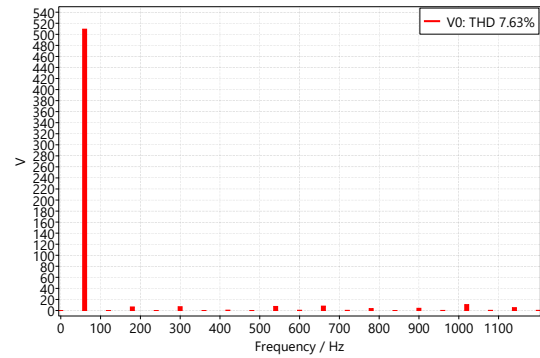
(a) SHE 5 níveis.



(b) SHE 7 níveis.



(c) SHE 9 níveis.



(d) SHE 11 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Tabela 6 – Ângulos de chaveamento utilizados na estratégia SHE para os conversores NPC implementados.

Níveis	Ângulos de chaveamento	Harmônicas eliminadas
5	12°, 48°	5 ^a e 7 ^a
7	11.4°, 26.9°, 56.1°	5 ^a , 7 ^a e 11 ^a
9	11.23°, 18.45°, 30.12°, 55.48°	5 ^a , 7 ^a , 11 ^a e 13 ^a
11	6.52°, 18.94°, 30.12°, 43.27°, 62.11°	5 ^a , 7 ^a , 11 ^a , 13 ^a e 17 ^a

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Apesar da capacidade da estratégia SHE de eliminar componentes harmônicas específicas, a THD total não depende exclusivamente das harmônicas selecionadas para eliminação. As demais componentes presentes no espectro também contribuem para o valor global da distorção. Nesse sentido, a comparação com a estratégia NLC mostra que a eliminação seletiva de determinadas harmônicas não garante, necessariamente, uma THD inferior em todas as condições de operação.

Para o conversor NPC de 11 níveis, por exemplo, a estratégia SHE apresentou uma THD de aproximadamente 7,63%, enquanto a estratégia NLC apresentou um valor ligeiramente inferior, de 7,58%. Essa diferença pode ser associada às características distintas das duas estratégias. Enquanto a SHE concentra sua atuação na eliminação de componentes harmônicas específicas por meio dos ângulos de comutação, a NLC aproxima continuamente a referência senoidal pelo nível de tensão disponível mais próximo, proporcionando uma distribuição dos degraus de tensão ao longo do ciclo. Dessa forma, embora a SHE seja capaz de eliminar harmônicas específicas de baixa ordem, as componentes remanescentes ainda contribuem para a THD total. No caso analisado, a maior resolução proporcionada pelo conversor de 11 níveis favoreceu a aproximação da forma de onda pelo NLC, resultando em uma THD ligeiramente menor.

De modo geral, os resultados demonstram que o aumento do número de níveis, associado à estratégia SHE, contribui para a redução da distorção harmônica da tensão de saída. Entretanto, a comparação entre as estratégias evidencia que a eliminação seletiva de harmônicas não implica necessariamente a obtenção da menor THD global, uma vez que o desempenho depende também da distribuição das componentes harmônicas remanescentes no espectro. Para o conversor NPC de 11 níveis, ambas as estratégias apresentaram desempenho semelhante, com uma diferença de apenas 0,05 ponto percentual na THD.

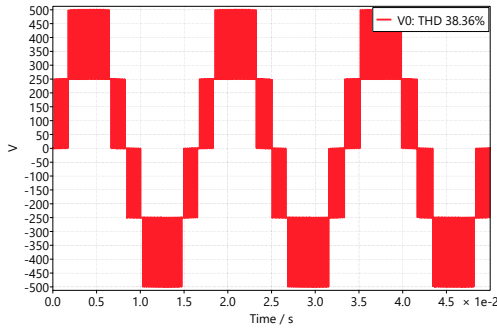
A [Figura 21](#) apresenta as formas de ondas da tensão de saída do conversor NPC operando com a estratégia de modulação PWM-PD para as configurações de 5, 7, 9 e 11 níveis e a [Figura 22](#) apresenta os espectros harmônicos da tensão de saída. Diferentemente das estratégias NLC e SHE, observa-se na [Figura 22](#) que a modulação PWM-PD desloca a maior parte das componentes harmônicas para regiões próximas à frequência de comutação e aos seus múltiplos, preservando a componente fundamental da tensão de saída e reduzindo significativamente a presença de harmônicas de baixa ordem.

Para a configuração de 5 níveis, a tensão sintetizada apresenta uma THD de aproximadamente 38,36%, sendo este o maior valor obtido entre as configurações avaliadas. À medida que o número de níveis do conversor aumenta, observa-se uma redução gradual da distorção harmônica total, atingindo aproximadamente 24,33% para 7 níveis, 17,23% para 9 níveis e 13,76% para 11 níveis.

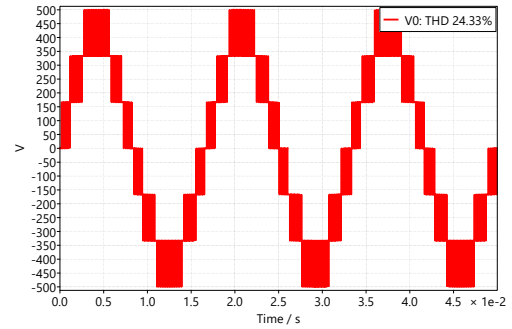
Analisando os espectros harmônicos, observa-se na [Figura 22](#) que as componentes de maior amplitude permanecem concentradas em torno da frequência de comutação, aproximadamente 5 kHz, característica típica das estratégias PWM baseadas em portadoras triangulares. Essa distribuição espectral apresenta uma importante vantagem prática, pois componentes harmônicas em frequências elevadas podem ser atenuadas com maior eficiência por filtros passivos do tipo LC, exigindo elementos de menor porte quando comparados aos necessários para eliminar harmônicas de baixa frequência.

O aumento do número de níveis reduz não apenas a THD, mas também a amplitude das componentes harmônicas distribuídas em torno da frequência de comutação.

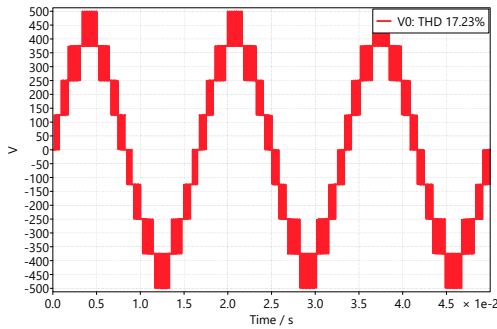
Figura 21 – Tensão de saída para o conversor NPC PWM-PD.



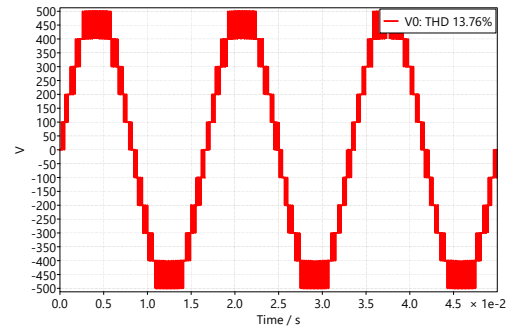
(a) PWM-PD 5 níveis.



(b) PWM-PD 7 níveis.



(c) PWM-PD 9 níveis.



(d) PWM-PD 11 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

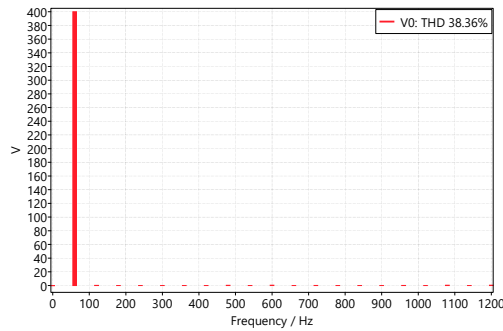
Esse comportamento ocorre devido à menor variação de tensão entre níveis consecutivos, permitindo uma aproximação mais refinada da forma de onda senoidal de referência e reduzindo o esforço de comutação associado à síntese da tensão de saída.

Embora os valores de THD obtidos para a estratégia PD-PWM sejam superiores aos observados para as estratégias NLC e SHE nas condições avaliadas, a concentração das harmônicas em altas frequências constitui uma característica bastante vantajosa para aplicações práticas. Dessa forma, quando associada a um filtro de saída adequadamente projetado, a modulação PWM-PD é capaz de produzir tensões com elevada qualidade, justificando sua ampla utilização em conversores multiníveis destinados a aplicações industriais e sistemas conectados à rede elétrica.

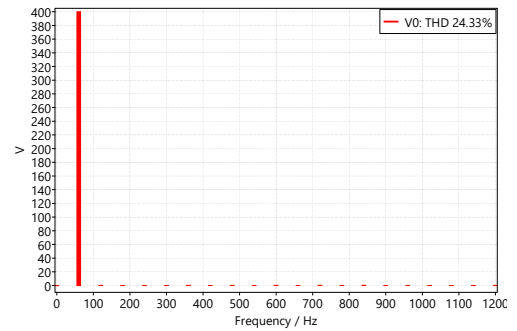
A [Figura 23](#) apresenta a relação entre a THD da tensão de saída e o número de níveis do conversor para as estratégias de modulação NLC, SHE e PWM-PD. Além dessas curvas, é apresentado um ponto correspondente ao inversor monofásico meia ponte convencional de dois níveis, utilizado como referência para comparação do desempenho harmônico obtido com a topologia NPC.

Observa-se que o aumento do número de níveis promove uma redução progressiva

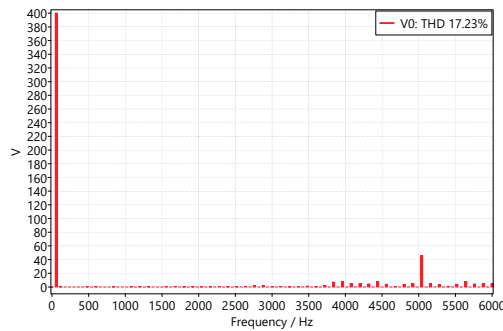
Figura 22 – Espectro harmônico da tensão de saída para o conversor NPC PWM-PD.



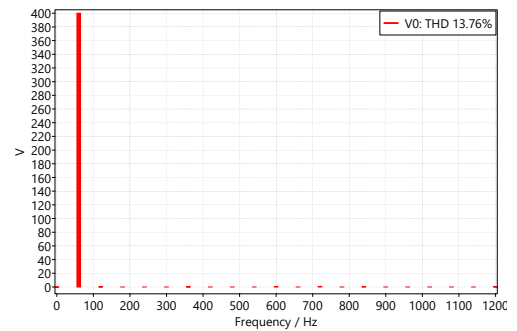
(a) PWM-PD 5 níveis.



(b) PWM-PD 7 níveis.



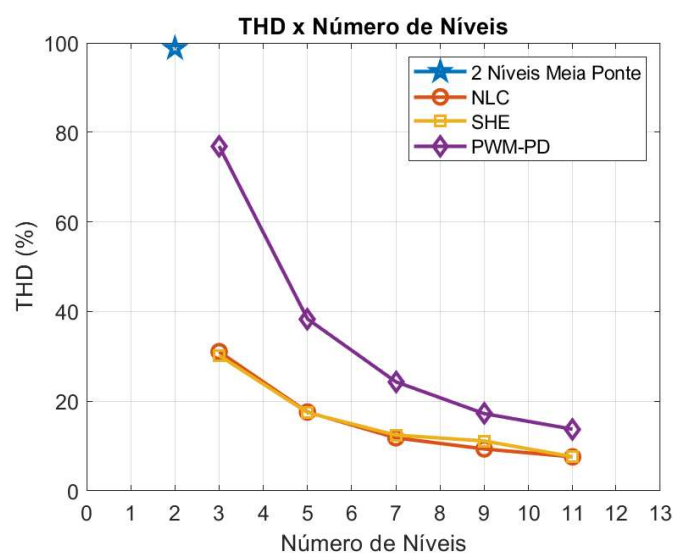
(c) PWM-PD 9 níveis.



(d) PWM-PD 11 níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Figura 23 – Evolução da THD pelo número de níveis.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

da THD para todas as estratégias de modulação analisadas. Esse comportamento decorre do fato de que a tensão sintetizada pelo conversor aproxima-se gradativamente de uma forma de onda senoidal à medida que novos níveis de tensão são adicionados, reduzindo a amplitude das componentes harmônicas presentes na saída.

Comparando-se os resultados com o inversor de dois níveis, verifica-se uma redução significativa da THD mesmo para o conversor NPC de três níveis, sendo essa melhoria ainda mais pronunciada à medida que o número de níveis aumenta. Entre as técnicas avaliadas, as estratégias NLC e SHE apresentam desempenhos harmônicos bastante próximos em toda a faixa analisada, enquanto a modulação PWM-PD apresenta valores mais elevados de THD. Entretanto, observa-se que essa estratégia também se beneficia do aumento do número de níveis, apresentando uma redução contínua da distorção harmônica.

Assim, a [Figura 23](#) fornece uma visão global do desempenho das estratégias de modulação investigadas e evidencia a influência direta do número de níveis na qualidade da tensão sintetizada pelo conversor NPC.

4.2 Dimensionamento do Filtro LC

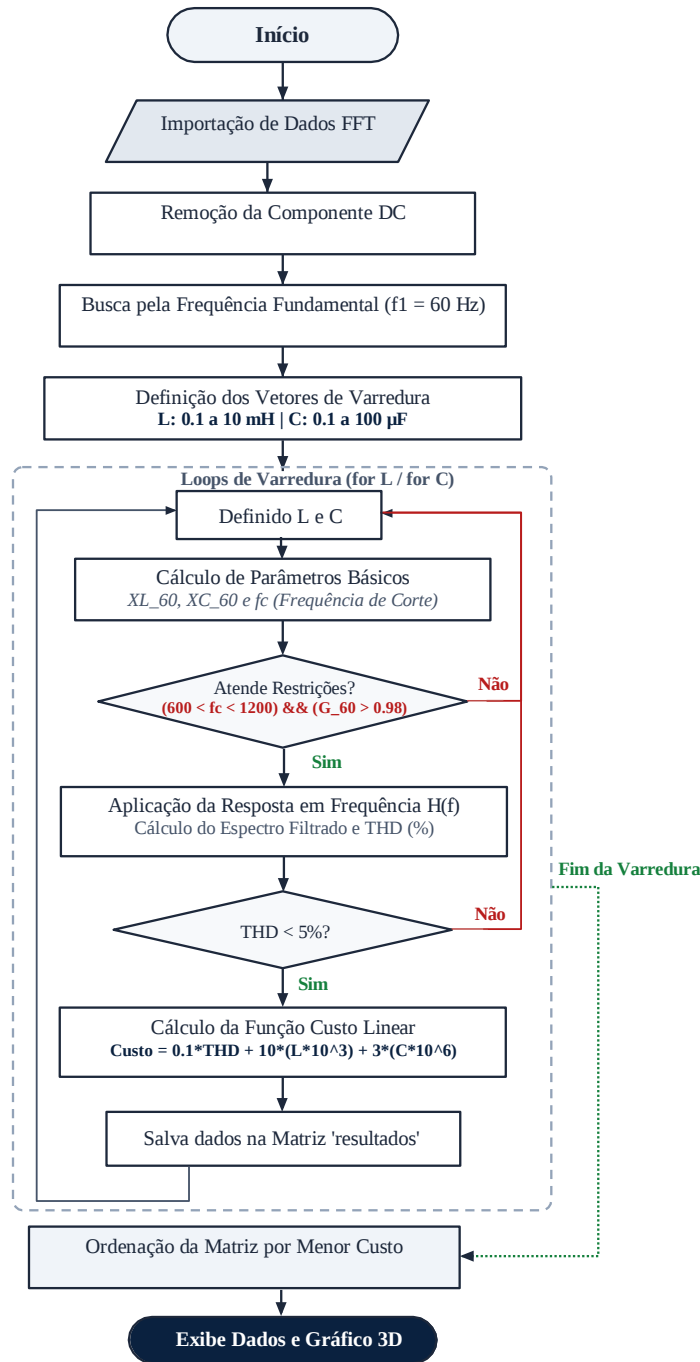
A metodologia computacional desenvolvida para o dimensionamento do filtro LC é composta por uma sequência de etapas envolvendo a aquisição dos dados harmônicos, aplicação da resposta em frequência do filtro, cálculo da THD e seleção dos parâmetros de projeto. O fluxo de execução do algoritmo é apresentado na [Figura 24](#).

O algoritmo inicia com a importação dos dados da Transformada Rápida de Fourier (FFT) da tensão de saída do inversor, realizando inicialmente a remoção da componente contínua presente no sinal. Em seguida, é identificada a componente fundamental de 60 Hz e executada uma varredura em diferentes combinações de indutância (L) e capacitância (C), com o objetivo de determinar os parâmetros adequados para o dimensionamento do filtro LC.

Para cada combinação avaliada, são calculadas a frequência de corte do filtro e as condições de restrição do projeto. Essas restrições garantem que a frequência de corte permaneça dentro da faixa especificada entre 600 Hz e 1200 Hz, além de assegurar que o ganho do filtro na frequência fundamental seja superior a 0,98, evitando uma atenuação significativa da componente de 60 Hz. Quando as condições de projeto são satisfeitas, a resposta em frequência do filtro é aplicada às componentes harmônicas obtidas pela FFT, permitindo o cálculo da THD da tensão após a filtragem.

Somente as configurações que apresentam valores de THD inferiores a 5% conforme recomendado pela norma IEEE 519 ([IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2022](#)), são consideradas soluções válidas. Posteriormente, as configurações aprovadas são avaliadas por meio de uma função de custo, definida,

Figura 24 – Fluxograma da metodologia computacional utilizada para o dimensionamento do filtro LC e avaliação da THD.



Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

$$f_{custo} = 0,1 \cdot THD + 10(L \cdot 10^3) + 3(C \cdot 10^6), \quad (4.1)$$

com o objetivo de selecionar a solução que apresente o melhor compromisso entre qualidade harmônica e redução dos elementos passivos do filtro.

A função de custo é composta por três parcelas. O primeiro termo da função, representado por $0,1 \cdot THD$, corresponde à contribuição da distorção harmônica da tensão

filtrada, penalizando soluções que apresentam maiores valores de THD. Os termos $10(L \cdot 10^3)$ e $3(C \cdot 10^6)$ representam as contribuições associadas aos valores de indutância e capacitância, respectivamente. Os fatores multiplicativos 10^3 e 10^6 são utilizados para converter as grandezas de L e C para escalas compatíveis, considerando os valores em milihenry (mH) e microfarad (μF), permitindo que suas contribuições tenham influência adequada na função de custo.

Dessa forma, valores elevados de indutância ou capacitância resultam em um aumento no valor da função, favorecendo soluções com menores elementos passivos. O código completo desenvolvido em MATLAB para o dimensionamento do filtro LC é apresentado no [Apêndice A](#).

Durante o processo de otimização, foi estabelecida como restrição de projeto que a frequência de corte do filtro LC permanecesse no intervalo de 600 Hz a 1200 Hz. Esse critério foi adotado com o objetivo de garantir a atenuação das componentes harmônicas de alta frequência sem comprometer significativamente a componente fundamental de 60 Hz. Dessa forma, somente as combinações de indutância e capacitância que atendiam a essa condição foram consideradas válidas pelo algoritmo.

Entre as soluções válidas, foi selecionada aquela que apresentou o menor valor da função de custo, conciliando a redução da THD, a minimização dos componentes passivos e o atendimento às restrições de projeto. Os parâmetros do filtro LC obtidos para as estratégias de modulação analisadas são apresentados na [Tabela 7](#).

Tabela 7 – Parâmetros do filtro LC obtidos pelo algoritmo de otimização desenvolvido em MATLAB para as diferentes estratégias de modulação.

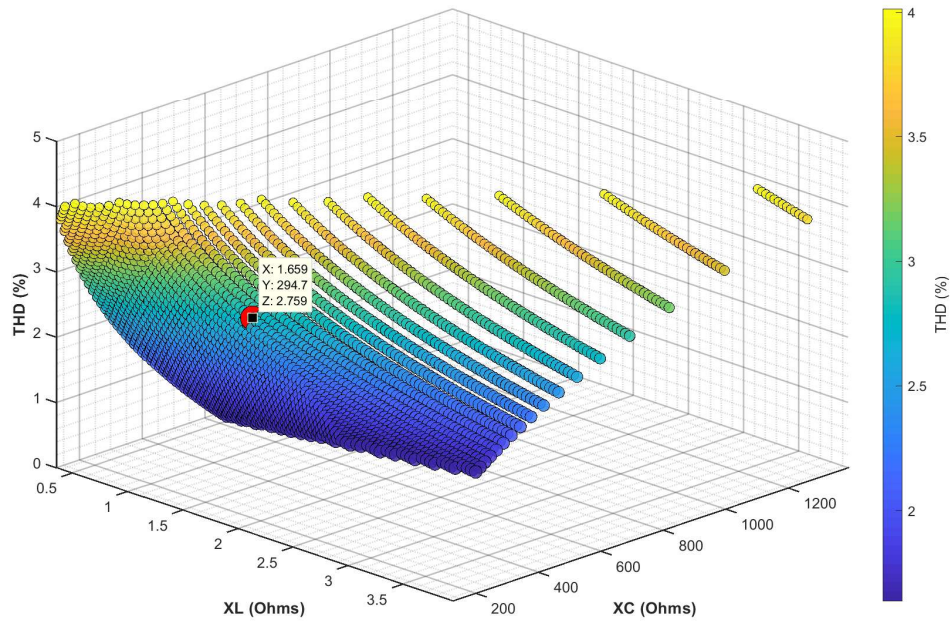
Parâmetro	NLC	SHE	PWM-PD
Indutância (L)	4,400 mH	2,200 mH	2,200 mH
Capacitância (C)	9,000 μF	8,100 μF	8,100 μF
Reatância indutiva (X_L)	1,66 Ω	0,83 Ω	0,83 Ω
Reatância capacitiva (X_C)	294,73 Ω	327,48 Ω	327,48 Ω
Frequência de corte (f_c)	799,78 Hz	1192,25 Hz	1192,25 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

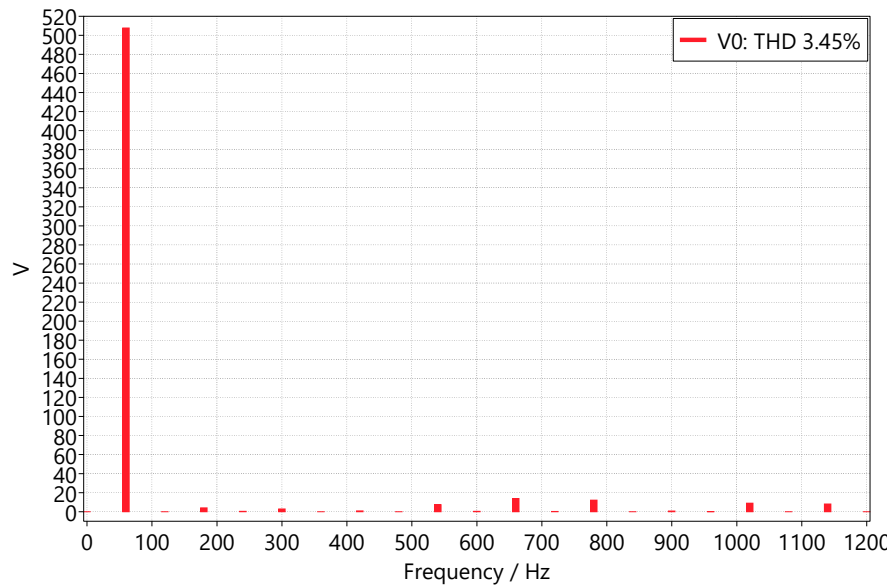
Além da determinação dos parâmetros ótimos do filtro, o algoritmo gera um gráfico tridimensional relacionando as reatâncias indutiva (X_L) e capacitiva (X_C) com a THD obtida. Essa representação permite visualizar a influência dessas grandezas no desempenho do filtro LC e identificar as regiões de menor distorção harmônica. Os resultados correspondentes são apresentados na [Figura 25](#) para o conversor NPC de 11 níveis com modulação NLC, na [Figura 26](#) para a modulação SHE e na [Figura 27](#) para a modulação PWM-PD.

Embora a metodologia apresentada anteriormente conduza a soluções com baixos valores de THD e frequência de corte compreendida entre 600 Hz e 1200 Hz, essa condição resulta, em geral, na utilização de elementos passivos de maiores dimensões. Com o ob-

Figura 25 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-NLC de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.

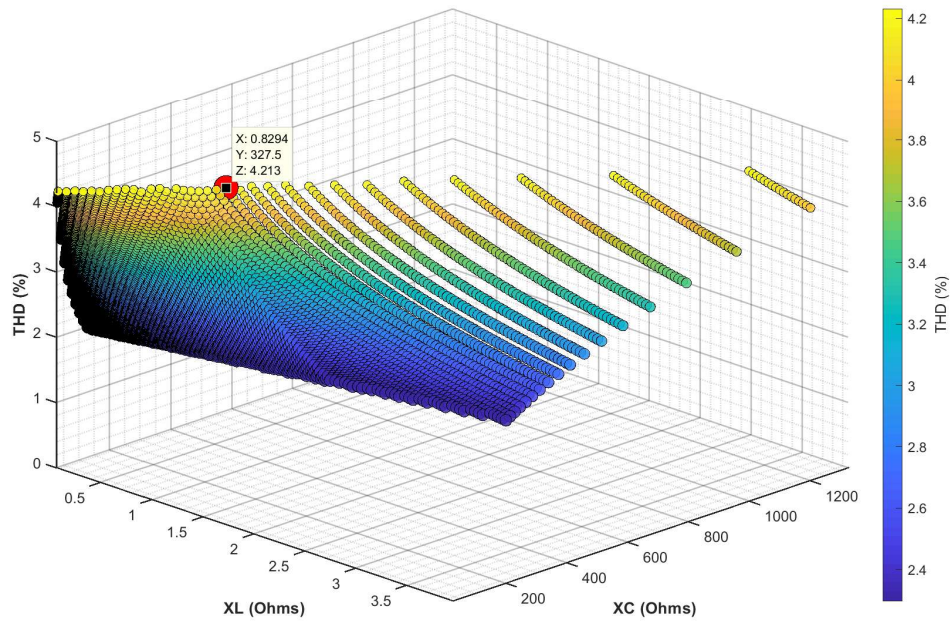


(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

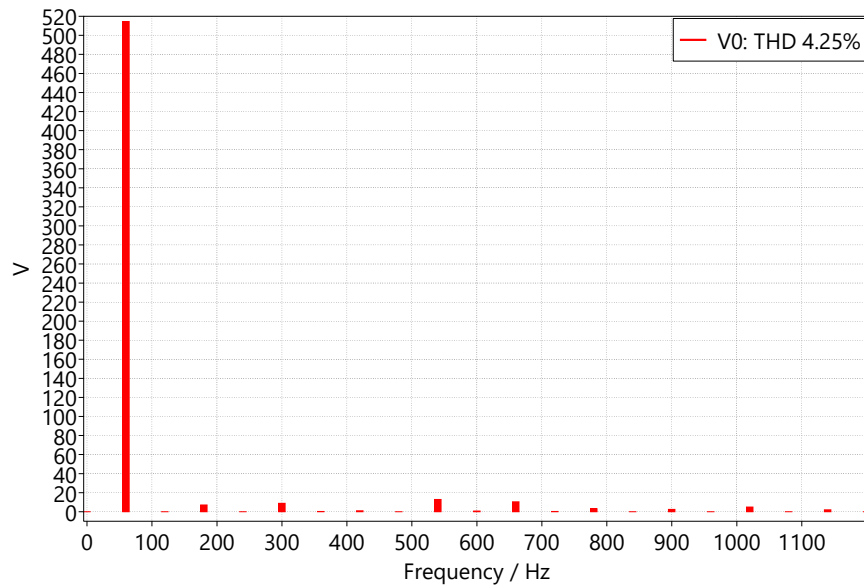
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

jetivo de investigar a influência da frequência de corte no dimensionamento do filtro LC, foram ampliadas as faixas de frequência consideradas pelo algoritmo de otimização. Para as estratégias NLC e SHE, a frequência de corte foi limitada ao intervalo entre 1500 Hz

Figura 26 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-SHE de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.



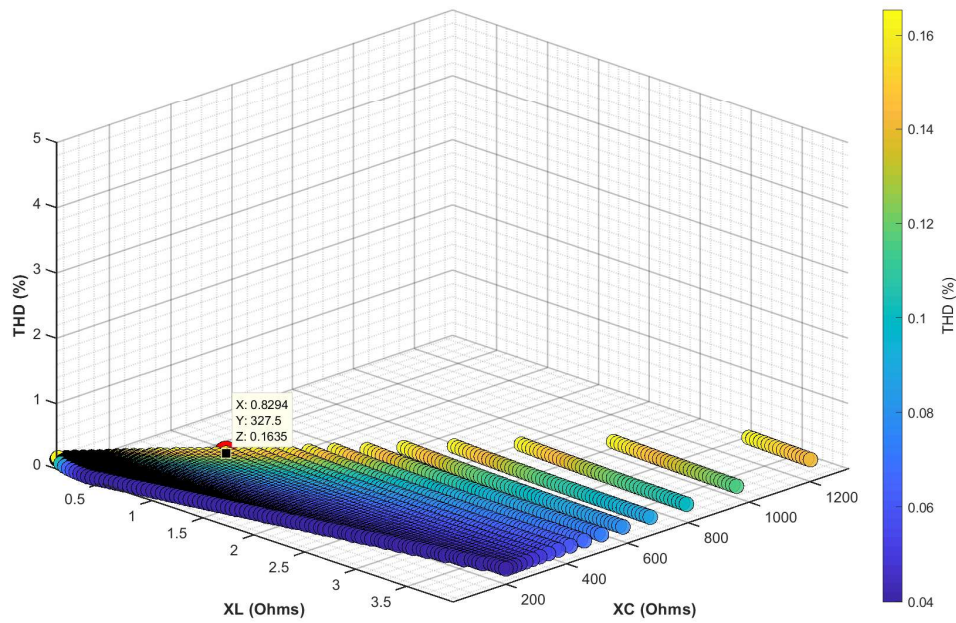
(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

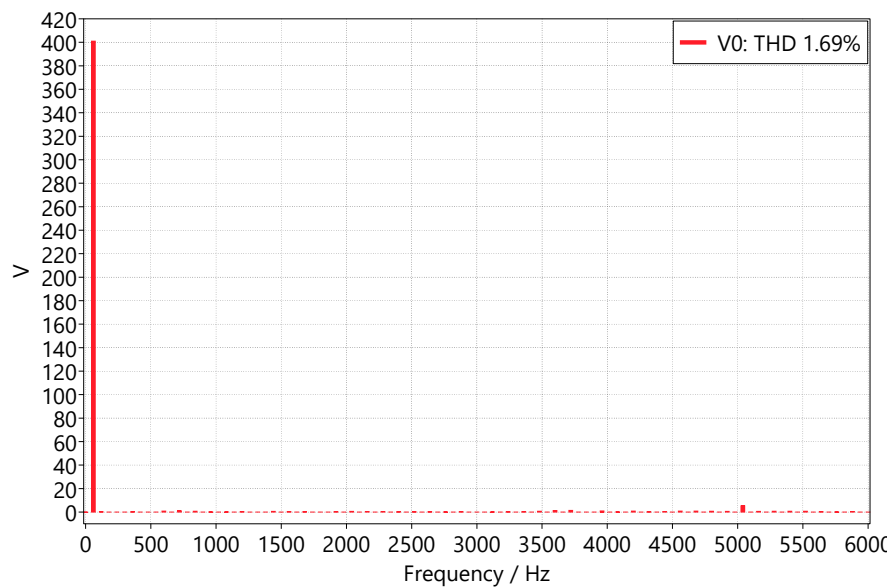
e 2500 Hz, enquanto, para a estratégia PWM-PD, foi adotada a faixa entre 1500 Hz e 8000 Hz, em razão de sua maior frequência de chaveamento.

Em todos os casos, o critério de projeto foi mantido inalterado, restringindo o

Figura 27 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-PWM/PD de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.



(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

algoritmo à obtenção de soluções com THD próxima de 5%, valor adotado como referência com base nos limites estabelecidos pela norma IEEE 519 ([IEEE POWER & ENERGY](#)

[SOCIETY, 2022](#)). Dessa forma, foi possível avaliar a influência do aumento da frequência de corte sobre os valores dos componentes passivos, verificando se a redução de L e C poderia ser obtida sem comprometer o requisito de qualidade da tensão de saída.

A [Tabela 8](#) apresenta uma comparação entre os parâmetros obtidos inicialmente e aqueles determinados após a flexibilização da faixa de frequência de corte. Observa-se que a ampliação dessa faixa permitiu reduzir os valores de indutância e capacitância nas três estratégias de modulação, embora com diferentes magnitudes de redução.

Tabela 8 – Comparação dos parâmetros do filtro LC obtidos antes e após a flexibilização da faixa de frequência de corte.

Estratégia	Condição	L (mH)	C (μ F)	f_c (Hz)
NLC	Faixa original	4,400	9,000	799,78
NLC	Faixa flexibilizada	1,700	5,600	1631,18
SHE	Faixa original	2,200	8,100	1192,25
SHE	Faixa flexibilizada	1,900	5,600	1542,94
PWM-PD	Faixa original	2,200	8,100	1192,25
PWM-PD	Faixa flexibilizada	0,500	1,100	6786,39

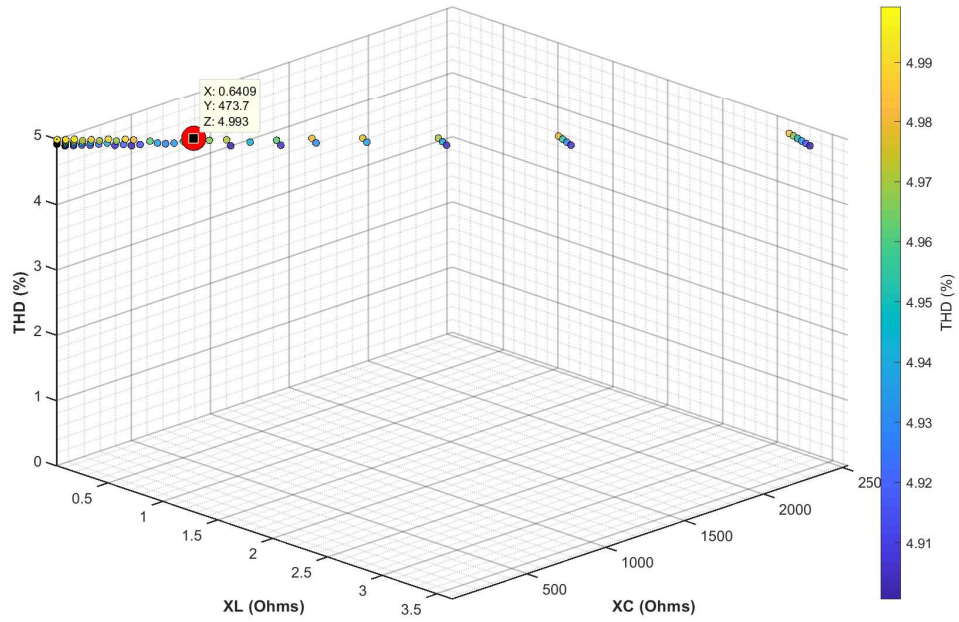
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Essa abordagem permitiu avaliar configurações que utilizam menores valores de reatâncias indutiva e capacitiva, reduzindo consequentemente os valores dos componentes passivos do filtro LC conforme apresentado na [Figura 28](#) para conversor NPC de 11 níveis com modulação NLC, na [Figura 29](#) para conversor NPC de 11 níveis com modulação SHE e na [Figura 30](#) para conversor NPC de 11 níveis com modulação PWM-PD.

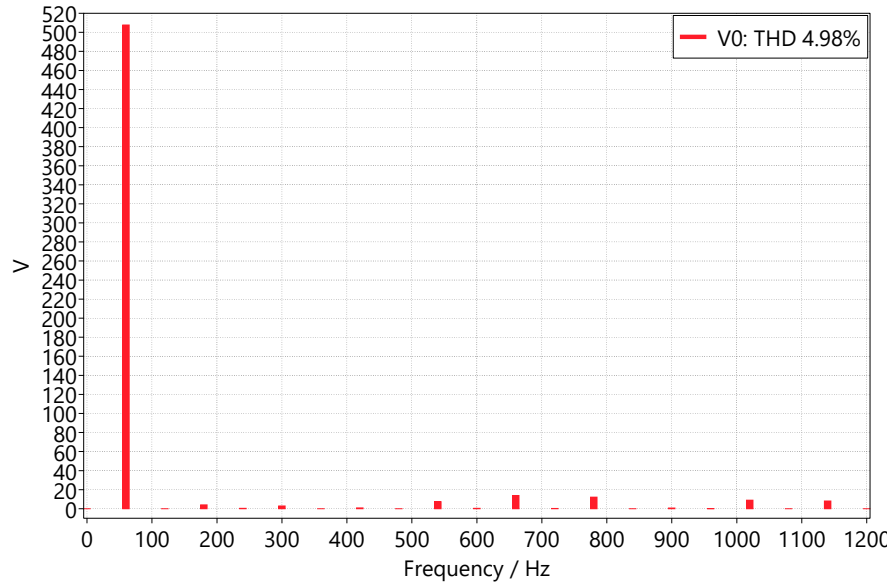
Comparando os desempenhos, observa-se que a flexibilização da faixa de frequência de corte altera significativamente o conjunto de soluções obtidas pelo algoritmo de otimização. Na primeira condição de projeto, em que a frequência de corte é limitada ao intervalo entre 600 Hz e 1200 Hz, são obtidas diversas combinações de reatâncias indutiva e capacitiva capazes de produzir valores de THD inferiores a 5%, permitindo a seleção da solução que apresenta o melhor compromisso entre desempenho harmônico e dimensões dos componentes passivos.

Por outro lado, ao ampliar a faixa admissível da frequência de corte para valores entre 1500 Hz e 2500 Hz e direcionar a otimização para uma THD próxima de 5%, o algoritmo identifica soluções com menores valores de indutância e capacitância. Como consequência, obtêm-se filtros com menor capacidade de atenuação das componentes harmônicas, resultando em valores de THD próximos ao limite estabelecido. Em contrapartida, a redução dos valores dos componentes passivos pode favorecer a redução do volume físico do filtro e facilitar sua implementação. Esses resultados constituem uma análise preliminar da influência da frequência de corte sobre o dimensionamento dos componentes

Figura 28 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-NLC de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.



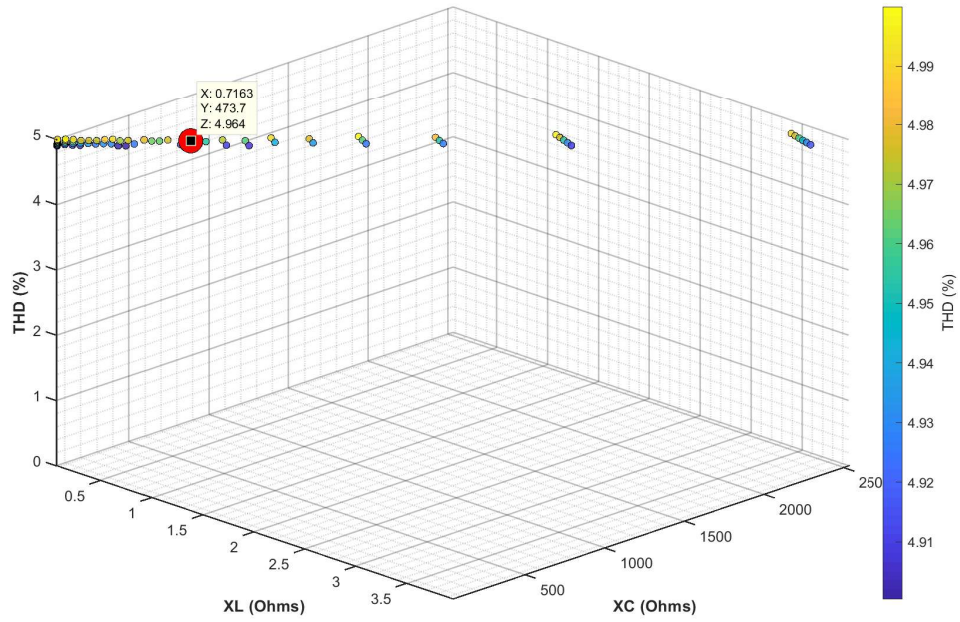
(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

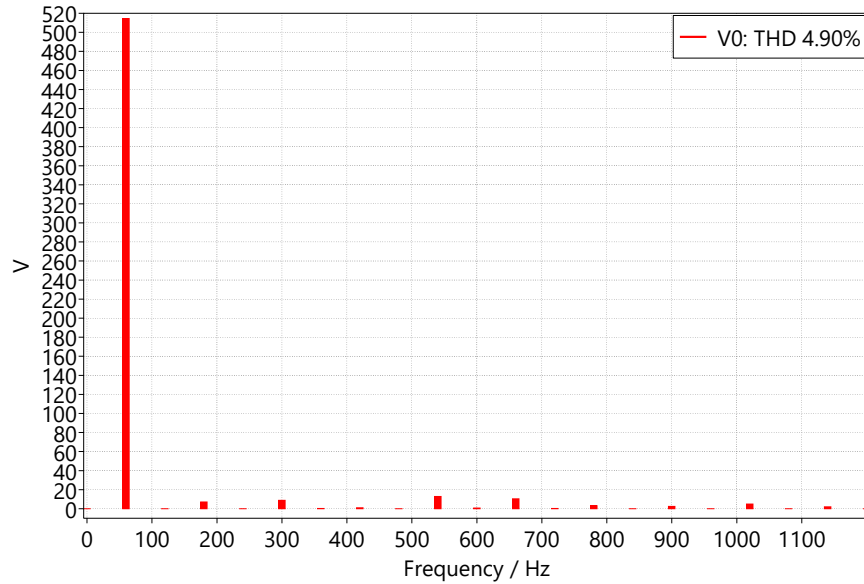
passivos, não sendo realizada, neste trabalho, uma avaliação detalhada dos custos, das dimensões físicas ou da viabilidade comercial dos componentes selecionados.

Dessa forma, os resultados evidenciam o compromisso inerente ao projeto do fil-

Figura 29 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-SHE de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.

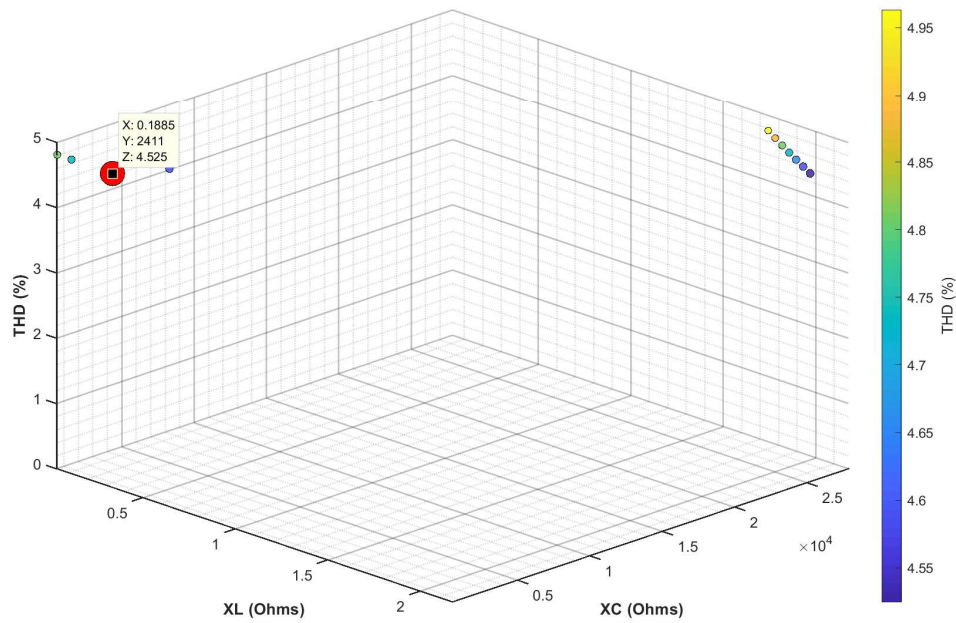


(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

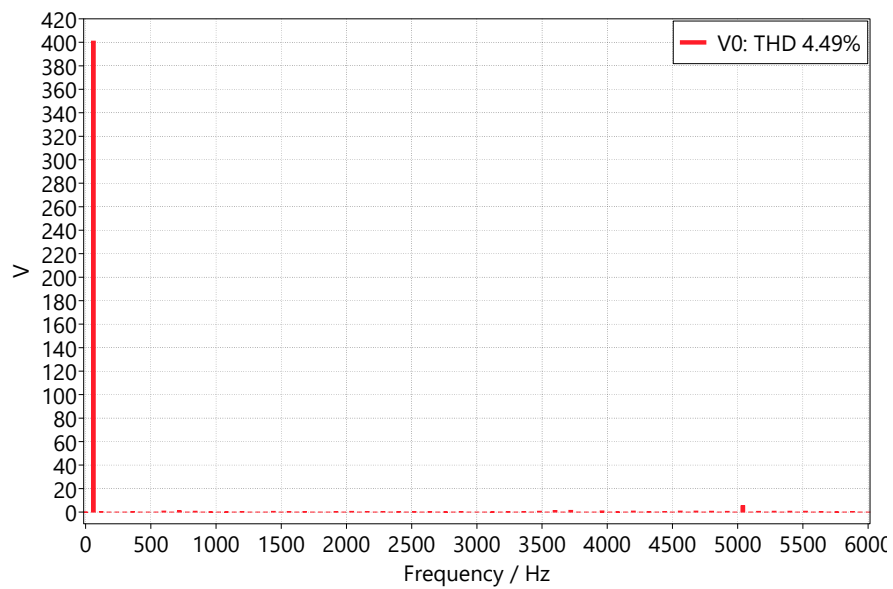
Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

tro LC: quanto menor a THD desejada, maiores tendem a ser os valores de indutância e capacitância requeridos. Em contrapartida, ao admitir valores de THD próximos ao limite especificado, torna-se possível reduzir significativamente os componentes do filtro,

Figura 30 – Resultados do dimensionamento do filtro LC para o NPC-PWM/PD de 11 níveis.



(a) Distribuição 3D.



(b) Espectro Harmônico com o filtro LC implementado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

resultando em uma solução mais compacta e economicamente mais atrativa.

4.3 Conclusão Parcial

Os resultados apresentados neste capítulo evidenciam que o aumento do número de níveis do conversor NPC exerce influência direta na qualidade da tensão sintetizada. Em todas as estratégias de modulação analisadas, observou-se uma redução progressiva da THD à medida que o número de níveis foi ampliado, demonstrando que a aproximação da forma de onda em relação a uma senoide torna-se mais precisa. Em comparação com o inversor trifásico convencional de dois níveis, a topologia NPC apresentou desempenho significativamente superior, confirmando as vantagens associadas aos conversores multiníveis em aplicações que demandam elevada qualidade da energia elétrica.

A comparação entre as estratégias de modulação mostrou que as técnicas NLC e SHE apresentaram os menores valores de THD para todas as configurações avaliadas, evidenciando elevada capacidade de produzir tensões com baixo conteúdo harmônico mesmo sem o emprego de filtros de elevada complexidade. Por outro lado, embora a estratégia PWM-PD tenha apresentado valores de THD superiores, verificou-se que suas componentes harmônicas concentram-se predominantemente em altas frequências, próximas à frequência de comutação. Essa característica torna essa estratégia particularmente atrativa quando associada a filtros passivos, uma vez que harmônicas de alta frequência podem ser atenuadas com maior facilidade, permitindo a utilização de componentes de menores dimensões.

Com relação ao dimensionamento do filtro LC, a metodologia desenvolvida em Matlab demonstrou ser eficiente na automatização do processo de projeto, permitindo avaliar sistematicamente um elevado número de combinações de indutância e capacitância a partir dos espectros harmônicos obtidos pela FFT. A utilização de uma função de custo possibilitou selecionar automaticamente soluções que conciliam baixos valores de THD, atendimento às restrições de projeto e redução das dimensões dos componentes passivos, eliminando a necessidade de procedimentos iterativos baseados em tentativa e erro.

Os resultados obtidos também evidenciaram o compromisso inerente ao projeto do filtro LC. Frequências de corte mais baixas proporcionam maior atenuação das componentes harmônicas e menores valores de THD, porém exigem indutores e capacitores de maiores dimensões. Em contrapartida, a flexibilização da faixa de frequência de corte permitiu reduzir significativamente os valores de indutância e capacitância, mantendo a THD próxima ao limite de 5% estabelecido como critério de projeto. Essa análise demonstra que a metodologia proposta possibilita ao projetista selecionar soluções de acordo com diferentes requisitos de desempenho, custo e volume do sistema.

De forma geral, os resultados obtidos validam a metodologia proposta e demonstram que a associação entre a topologia NPC, estratégias adequadas de modulação e um procedimento sistemático para o dimensionamento do filtro LC constitui uma solução eficiente para a obtenção de tensões de saída com reduzido conteúdo harmônico. Além de confirmar os benefícios do aumento do número de níveis do conversor, o trabalho apre-

senta uma metodologia computacional capaz de apoiar o projeto de filtros LC de maneira rápida, sistemática e reprodutível, contribuindo para o desenvolvimento de conversores multiníveis com melhor desempenho e maior viabilidade prática.

Além da redução da THD proporcionada pelo aumento do número de níveis, observou-se que os ganhos obtidos tornam-se progressivamente menores para configurações com maior quantidade de níveis. As maiores reduções de distorção ocorreram nas transições entre 5 e 7 níveis e entre 7 e 9 níveis, enquanto a passagem de 9 para 11 níveis apresentou uma melhoria mais discreta. Esse comportamento indica que, embora o aumento do número de níveis continue contribuindo para a qualidade da tensão sintetizada, os benefícios passam a ser marginais diante do acréscimo de complexidade do conversor, decorrente do aumento do número de semicondutores, circuitos de acionamento e estratégias de controle necessárias para sua implementação.

Dessa forma, os resultados indicam que a utilização de conversores NPC com elevado número de níveis deve considerar não apenas a redução da THD, mas também o aumento da complexidade construtiva e de controle do sistema, uma vez que os ganhos em qualidade da tensão tendem a diminuir para configurações acima de nove níveis nas condições avaliadas neste trabalho.

5 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo analisar a influência do número de níveis e das estratégias de modulação sobre a qualidade da tensão de saída de conversores multiníveis do tipo NPC, bem como investigar o dimensionamento de filtros LC destinados à atenuação das componentes harmônicas remanescentes. Nesse contexto, buscou-se responder em que medida o aumento do número de níveis e a escolha da estratégia de modulação podem contribuir para a redução da distorção harmônica e, conseqüentemente, para a redução das exigências de filtragem na saída do conversor. Para isso, foram analisadas as estratégias NLC, SHE e PWM-PD em diferentes configurações do conversor NPC, complementadas pelo desenvolvimento de uma metodologia computacional para o dimensionamento do filtro LC.

Os resultados das simulações demonstraram que o aumento do número de níveis promove uma redução progressiva da THD da tensão de saída para as diferentes estratégias de modulação analisadas. Esse comportamento está associado ao aumento da resolução da tensão sintetizada, que resulta em menores degraus de tensão e em uma aproximação mais adequada da forma de onda senoidal. Para a estratégia NLC, por exemplo, a THD foi reduzida de aproximadamente 31,05% no conversor de 3 níveis para 7,58% no conversor de 11 níveis. Na estratégia SHE, a redução ocorreu de aproximadamente 30,20% para 7,62% no mesmo intervalo de níveis. Esses resultados evidenciam a influência direta do número de níveis sobre a qualidade espectral da tensão de saída.

A comparação entre as estratégias de modulação também evidenciou características distintas. A técnica SHE apresentou vantagem na eliminação seletiva de componentes harmônicas específicas por meio da determinação dos ângulos de comutação, enquanto a NLC proporcionou uma aproximação contínua da referência pelo nível de tensão disponível mais próximo. Embora a SHE tenha apresentado os menores valores de THD nas configurações de 3 e 5 níveis, a NLC apresentou desempenho ligeiramente superior nas configurações de 7, 9 e 11 níveis. Para o conversor de 11 níveis, por exemplo, foram obtidas THDs de aproximadamente 7,58% para a NLC e 7,62% para a SHE. Essa diferença reduzida demonstra que, para um número elevado de níveis, ambas as estratégias apresentam desempenho harmônico semelhante, embora por mecanismos distintos.

A estratégia PWM-PD, por sua vez, apresentou valores de THD superiores aos obtidos pelas estratégias NLC e SHE antes da filtragem. Entretanto, sua distribuição espectral concentrou uma parcela significativa das componentes harmônicas em torno da frequência de chaveamento, característica que favorece sua atenuação por meio de filtros passa-baixa. Dessa forma, os resultados demonstram que a avaliação da estratégia de modulação não deve considerar apenas o valor global da THD, mas também a distribuição das componentes harmônicas no espectro, uma vez que essa característica influencia

diretamente o projeto do filtro de saída.

Outro resultado relevante foi a constatação de que o aumento do número de níveis apresenta ganhos progressivamente menores em termos de redução da THD. Embora o conversor NPC de 11 níveis tenha apresentado os menores valores de distorção entre as configurações analisadas, a melhoria obtida com o aumento do número de níveis deve ser confrontada com o crescimento da complexidade da estrutura, decorrente da maior quantidade de dispositivos semicondutores, circuitos de acionamento e elementos associados ao controle. Nesse sentido, os resultados indicam a existência de um compromisso entre a melhoria da qualidade da tensão e a complexidade do conversor. A quantificação desse ganho marginal e a determinação de um número de níveis que apresente a melhor relação entre desempenho harmônico e complexidade constituem, portanto, uma questão relevante para estudos posteriores.

No dimensionamento do filtro LC, foi desenvolvida uma metodologia computacional em MATLAB capaz de processar os dados harmônicos obtidos nas simulações, avaliar diferentes combinações de indutância e capacitância e selecionar soluções de acordo com uma função de custo e com as restrições de projeto estabelecidas. A aplicação da metodologia permitiu investigar a influência da frequência de corte sobre os valores dos componentes passivos. A flexibilização da faixa admissível de frequência de corte possibilitou obter, por exemplo, para a estratégia NLC, uma redução da indutância de 4,4 mH para 1,7 mH e da capacitância de 9,0 μF para 5,6 μF . Para a estratégia PWM-PD, a redução foi ainda mais expressiva, com a indutância passando de 2,2 mH para 0,5 mH e a capacitância de 8,1 μF para 1,1 μF . Esses resultados indicam que a flexibilização da frequência de corte pode permitir soluções com menores valores de componentes passivos, mantendo a THD próxima ao valor de referência adotado.

Após a aplicação dos filtros dimensionados, os resultados obtidos demonstraram a possibilidade de reduzir significativamente a distorção harmônica da tensão de saída, alcançando valores inferiores a 5% nas condições analisadas. Esse resultado indica o potencial da associação entre conversores NPC e filtros LC adequadamente dimensionados para aplicações que demandam maior qualidade da tensão elétrica. Ressalta-se, contudo, que a metodologia computacional desenvolvida foi avaliada no contexto das condições de simulação consideradas neste trabalho, não tendo sido realizada uma validação experimental ou uma comparação sistemática com métodos comerciais de dimensionamento. Dessa forma, os resultados obtidos devem ser interpretados como uma avaliação inicial da aplicabilidade da metodologia proposta.

De maneira geral, os resultados obtidos indicam que a combinação entre o aumento do número de níveis, a escolha adequada da estratégia de modulação e o dimensionamento do filtro LC constitui uma abordagem eficaz para a redução da distorção harmônica em conversores NPC. Do ponto de vista acadêmico, o trabalho contribui para a compreensão da relação entre topologia, modulação, conteúdo harmônico e filtragem, podendo servir

como base para estudos posteriores e atividades de ensino e pesquisa em eletrônica de potência. Do ponto de vista de aplicação, os resultados são relevantes para o estudo de conversores destinados a sistemas de conversão de energia elétrica nos quais a qualidade da tensão de saída constitui um requisito importante. Entretanto, a avaliação de aspectos como perdas, custos, volume dos componentes, desempenho térmico e validação experimental permanece necessária para uma análise mais abrangente da viabilidade da solução.

5.1 Trabalhos Futuros

Como continuidade deste trabalho, propõem-se as seguintes linhas de pesquisa:

- **Quantificar o ganho marginal associado ao aumento do número de níveis** do conversor NPC, relacionando a redução percentual da THD ao aumento da quantidade de dispositivos semicondutores e circuitos de acionamento, com o objetivo de identificar uma faixa de níveis que apresente uma relação mais favorável entre desempenho harmônico e complexidade construtiva;
- **Aprofundar a metodologia de otimização desenvolvida em MATLAB** por meio da inclusão de diferentes funções de custo e técnicas de otimização, com o objetivo de avaliar a influência dos pesos atribuídos à THD, à indutância, à capacitância e à frequência de corte sobre as soluções obtidas;
- **Validar experimentalmente o algoritmo de dimensionamento do filtro LC**, implementando em bancada as combinações de componentes obtidas pela metodologia e comparando os valores de THD simulados e experimentais, de modo a verificar a precisão e a robustez do procedimento desenvolvido;
- **Avaliar as perdas de condução e de comutação dos dispositivos semicondutores** nas diferentes configurações do conversor NPC, utilizando modelos elétricos e térmicos dos dispositivos, com o objetivo de complementar a análise de desempenho e verificar o impacto do aumento do número de níveis sobre a eficiência do conversor;
- **Investigar estratégias de balanceamento das tensões do barramento CC** em conversores NPC com maior número de níveis, utilizando técnicas de controle e modulação adequadas, com o objetivo de avaliar a influência do desequilíbrio dos capacitores sobre a qualidade da tensão de saída e sobre a operação segura dos semicondutores;
- **Comparar o desempenho do NPC com outras topologias multiníveis**, como *Flying Capacitor* (FC), *Cascaded H-Bridge* (CHB) e *Modular Multilevel Converter* (MMC), considerando THD, quantidade de dispositivos, complexidade de controle

e requisitos de filtragem, de modo a identificar as vantagens e limitações de cada estrutura;

- **Investigar técnicas avançadas de modulação**, como *Space Vector Modulation* (SVM), aplicadas ao conversor NPC, com o objetivo de comparar seu desempenho harmônico, frequência de comutação e utilização do barramento CC com as estratégias NLC, SHE e PWM-PD analisadas neste trabalho;
- **Avaliar experimentalmente os filtros LC dimensionados** para diferentes estratégias de modulação, considerando variações nos valores dos componentes e condições de carga, com o objetivo de verificar a robustez do projeto diante de condições não ideais de operação.

Referências

- BENEVIERI, A. et al. Advances and perspectives in multilevel converters: A comprehensive review. *Electronics*, v. 13, n. 23, 2024. ISSN 2079-9292.
- BOLLEN, M. H. J. *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. New York: IEEE Press, 2000.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992.
- CHIASSON, J. et al. A complete solution to the harmonic elimination problem. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 491–499, 2004.
- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015.
- DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 3. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2012. ISBN 9780071761550.
- Empresa de Pesquisa Energética. *Balanco Energético Nacional 2025: Ano Base 2024*. Rio de Janeiro, 2025.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2012.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. New York: Wiley-IEEE Press, 2003.
- IEEE POWER & ENERGY SOCIETY. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems*. 2022.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *Proceedings of the IEEE Power Tech Conference*. [S.l.: s.n.], 2003.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010.
- OLIVEIRA, T. d. *Inversores de tensão monofásicos: meia-ponte e ponte completa*. 2021. <<https://www.youtube.com/watch?v=Fza-rIma6iI>>. Vídeo do canal Eletrônica Geral. Publicado em 25 maio 2021. Acesso em: 24 ago. 2026.
- RAMOS, H. d. O. *Estudo de técnicas de modulação para conversor multiníveis em sistemas com terminais abertos*. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2019.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações*. 4. ed. [S.l.]: Pearson, 2014.
- RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, 2010.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008.

SILVA, M. M. d. *Estratégias de modulação para conversores multiníveis com capacitores flutuantes*. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2019.

WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. New Jersey: IEEE Press / Wiley-Interscience, 2006. ISBN 978-0-471-73171-9.

APÊNDICE A – Código MATLAB para o dimensionamento do filtro LC

Este apêndice apresenta o código desenvolvido em MATLAB para o dimensionamento do filtro LC aplicado ao conversor NPC. O algoritmo realiza a leitura dos dados da FFT da tensão de saída, efetua uma varredura dos valores de indutância e capacitância, aplica as restrições de projeto, calcula a resposta em frequência do filtro LC, determina a THD para cada combinação de parâmetros e seleciona a solução ótima por meio de uma função de custo. Além disso, o algoritmo gera uma representação tridimensional relacionando as reatâncias indutiva e capacitiva com a THD obtida.

Listing A.1 – Código MATLAB utilizado no dimensionamento do filtro LC.

```

1  clc;
2  clear;
3  close all;
4
5  %% =====
6  % LEITURA DOS DADOS FFT
7  % =====
8
9  results = importdata('NLC_11n.csv', ',', 1);
10
11  freq = results.data(:,1); % Frequencia
12  Vh = results.data(:,2); % Amplitude harmnica
13
14  %% =====
15  % REMOVE COMPONENTE DC
16  % =====
17
18  valid = freq > 0;
19
20  freq = freq(valid);
21  Vh = Vh(valid);
22
23  %% =====
24  % DEFINIES
25  % =====
26
27  f1 = 60; % Fundamental
28  w1 = 2*pi*f1;
29
30  % Procura fundamental

```

```

31 idx1 = find(abs(freq - f1) < 1e-3);
32
33 if isempty(idx1)
34     error('Fundamental de 60 Hz no encontrada.');
```

end

```

36
37 V1 = Vh(idx1);
38
39 %% =====
40 % FAIXAS DE BUSCA
41 % =====
42
43 % Faixa mais coerente para NLC 11 nveis
44
45 L_values = 1e-3 : 0.1e-3 : 10e-3;
46
47 C_values = 1e-6 : 0.5e-6 : 20e-6;
48
49 %% =====
50 % MATRIZ RESULTADOS
51 % =====
52
53 resultados = [];
54
55 contador = 1;
56
57 %% =====
58 % VARREDURA
59 % =====
60
61 for L = L_values
62
63     for C = C_values
64
65         %% =====
66         % PARAMETROS
67         % =====
68
69         XL_60 = w1*L;
70
71         XC_60 = 1/(w1*C);
72
73         fc = 1/(2*pi*sqrt(L*C));
74
75         %% =====
76         % RESTRIES FSICAS
77         % =====

```

```

78
79     filtro_fc = (fc > 500) && (fc < 1200);
80
81     ganho_60 = XC_60 / sqrt(XL_60^2 + XC_60^2);
82
83     filtro_ganho = ganho_60 > 0.98;
84
85     % filtro_xc = XC_60 > 250;
86
87     % filtro_C = C <= 15e-6;
88
89     % filtro_L = L <= 10e-3;
90     if ~(filtro_fc && filtro_ganho)
91 % if ~(filtro_fc && filtro_xc && filtro_C && filtro_L)
92         continue;
93     end
94
95     %% =====
96     % FILTRO LC
97     % =====
98
99     Vfiltrado = zeros(size(Vh));
100
101     for k = 1:length(freq)
102
103         f = freq(k);
104
105         %% =====
106         % RESPOSTA DO FILTRO LC PASSA-BAIXA
107         % =====
108
109         H = 1 / sqrt(1 + (f/fc)^4);
110
111         % Mantm fundamental intacta
112         if abs(f - f1) < 1e-3
113             H = 1;
114         end
115
116         Vfiltrado(k) = Vh(k)*H;
117
118     end
119
120     %% =====
121     % THD
122     % =====
123
124     harmonicos = Vfiltrado;

```

```

125
126     harmonicos(idx1) = 0;
127
128     V1_filtrado = Vfiltrado(idx1);
129
130     THD = sqrt(sum(harmonicos.^2)) ...
131           / V1_filtrado * 100;
132
133     %% =====
134     % SALVA RESULTADOS
135     % =====
136
137     if THD < 5
138
139         %% =====
140         % FUNO CUSTO
141         % =====
142
143         penalizacao_fc = abs(fc - 800)/800;
144
145         custo = ...
146               3*THD ...
147               + 0.4*(L*1000) ...
148               + 0.2*(C*1e6) ...
149               + 10*penalizacao_fc;
150
151     % custo = ...
152     % 0.1*THD ...
153     % + 10*(L*1000) ...
154     % + 3*(C*1e6);
155     % %+ 1*penalizacao_fc;
156
157     resultados(contador,:) = [
158         L ...
159         C ...
160         XL_60 ...
161         XC_60 ...
162         fc ...
163         THD ...
164         custo
165     ];
166
167
168
169     contador = contador + 1;
170
171     end

```

```

172
173     end
174
175 end
176
177 %% =====
178 % VERIFICA RESULTADOS
179 % =====
180
181 if isempty(resultados)
182
183     disp('Nenhuma combinacao encontrada.');

```

```

215     resultados(i,4),...
216     resultados(i,5),...
217     resultados(i,6),...
218     resultados(i,7));
219
220 end
221
222 %% =====
223 % MELHOR RESULTADO
224 % =====
225
226 fprintf('\n=====\\n');
227 fprintf(' MELHOR RESULTADO\\n');
228 fprintf('=====\\n');
229
230 fprintf('L = %.3f mH\\n', melhor(1)*1000);
231
232 fprintf('C = %.3f uF\\n', melhor(2)*1e6);
233
234 fprintf('XL = %.2f Ohms\\n', melhor(3));
235
236 fprintf('XC = %.2f Ohms\\n', melhor(4));
237
238 fprintf('Fc = %.2f Hz\\n', melhor(5));
239
240 fprintf('THD = %.4f %%\\n', melhor(6));
241
242 % fprintf('Custo = %.4f\\n', melhor(7));
243
244 %% =====
245 % VETORES
246 % =====
247
248 L_vec = resultados(:,1)*1000;
249
250 C_vec = resultados(:,2)*1e6;
251
252 THD_vec = resultados(:,6);
253
254
255 %% =====
256 % GRFICO 3D
257 % XL -> eixo X
258 % XC -> eixo Y
259 % THD -> eixo Z
260 % =====
261

```

```

262 XL_vec = resultados(:,3);
263
264 XC_vec = resultados(:,4);
265
266 THD_vec = resultados(:,6);
267
268 %% =====
269 % TAMANHO DOS PONTOS
270 % =====
271
272 tam = 30 + 120*(5 - THD_vec)/5;
273
274 %% =====
275 % FIGURA
276 % =====
277
278 figure('Color','white');
279
280 scatter3(XL_vec,...
281          XC_vec,...
282          THD_vec,...
283          tam,...
284          THD_vec,...
285          'filled',...
286          'MarkerEdgeColor','k',...
287          'MarkerFaceAlpha',0.85);
288
289 hold on;
290
291 %% =====
292 % MELHOR RESULTADO
293 % =====
294
295 scatter3(melhor(3),...
296          melhor(4),...
297          melhor(6),...
298          400,...
299          'r',...
300          'filled',...
301          'MarkerEdgeColor','k');
302
303 % %% =====
304 % % TEXTO
305 % % =====
306 %
307 % texto = sprintf([...
308 % 'Melhor Resultado\\n' ...

```

```

309 % 'L = %.2f mH\\n' ...
310 % 'C = %.2f uF\\n' ...
311 % 'THD = %.2f %%',...
312 % melhor(1)*1000,...
313 % melhor(2)*1e6,...
314 % melhor(6));
315 %
316 % text(melhor(3),...
317 % melhor(4),...
318 % melhor(6),...
319 % texto,...
320 % 'FontSize',11,...
321 % 'FontWeight','bold',...
322 % 'BackgroundColor','white',...
323 % 'EdgeColor','black',...
324 % 'Margin',8);
325
326 %% =====
327 % EIXOS
328 % =====
329
330 xlabel('XL (Ohms)',...
331         'FontSize',14,...
332         'FontWeight','bold');
333
334 ylabel('XC (Ohms)',...
335         'FontSize',14,...
336         'FontWeight','bold');
337
338 zlabel('THD (%)',...
339        'FontSize',14,...
340        'FontWeight','bold');
341
342 % title('Mapa 3D: XL x XC x THD',...
343 % 'FontSize',16,...
344 % 'FontWeight','bold');
345
346 %% =====
347 % COLORBAR
348 % =====
349
350 cb = colorbar;
351
352 cb.Label.String = 'THD (%)';
353
354 cb.Label.FontSize = 12;
355

```

```
356 %% =====
357 % GRID
358 % =====
359
360 grid on;
361 grid minor;
362
363 ax = gca;
364
365 ax.FontSize = 12;
366
367 ax.LineWidth = 1.2;
368
369 ax.GridAlpha = 0.3;
370
371 ax.MinorGridAlpha = 0.15;
372
373 %% =====
374 % VISUALIZAO
375 % =====
376
377 view(45,30);
378
379 rotate3d on;
380
381 %% =====
382 % LIMITES
383 % =====
384
385 xlim([min(XL_vec)*0.95 max(XL_vec)*1.05]);
386
387 ylim([min(XC_vec)*0.95 max(XC_vec)*1.05]);
388
389 zlim([0 5]);
390
391 %% =====
392 % TAMANHO DA FIGURA
393 % =====
394
395 set(gcf,'Position',[100 100 1200 800]);
396
397 %% =====
398 % ILUMINAO
399 % =====
400
401 camlight headlight;
402
```

```
403 lighting gouraud;
404
405 % set(gcf,'Units','centimeters','Position',[5 5 20 30])
406 % set(gcf,'PaperPositionMode','auto')
407 % print(gcf,'xl_xc','-dpdf','-r300')
408 % exportgraphics(gcf,'xl_xc.pdf','ContentType','vector')
```

APÊNDICE B – Tabelas da lógica de chaveamento dos conversores NPC

Este apêndice apresenta as tabelas completas da lógica de seleção dos níveis de tensão e dos estados das chaves para os conversores NPC de 5, 7, 9 e 11 níveis empregados neste trabalho. Essas tabelas representam a implementação das estratégias de modulação NLC, SHE e PWM-PD, indicando a combinação de chaves correspondente a cada faixa da tensão de referência.

Tabela 9 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 5 níveis.

Condição	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$S'1$	$S'2$	$S'3$	$S'4$	v_o
$v_{ref} \geq \frac{3v_{step}}{2}$	1	1	1	1	0	0	0	0	$+\frac{V_{cc}}{2}$
$\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{3v_{step}}{2}$	0	1	1	1	1	0	0	0	$+\frac{V_{cc}}{4}$
$-\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0
$-\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	1	1	1	1	0	$-\frac{V_{cc}}{4}$
$v_{ref} < -\frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	1	$-\frac{V_{cc}}{2}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Tabela 10 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 7 níveis.

Condição	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S'1	S'2	S'3	S'4	S'5	S'6	v_o
$v_{ref} \geq \frac{5v_{step}}{2}$	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$+3V_{dc}$
$\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{5v_{step}}{2}$	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	$+2V_{dc}$
$\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{3v_{step}}{2}$	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	$+V_{dc}$
$-\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$-\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$
$\frac{5v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	$-2V_{dc}$
$v_{ref} < -\frac{5v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-3V_{dc}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Tabela 11 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 9 níveis.

Condição	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S'1	S'2	S'3	S'4	S'5	S'6	S'7	S'8	v_o
$v_{ref} \geq \frac{7v_{step}}{2}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	$+4V_{dc}$
$\frac{5v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{7v_{step}}{2}$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$+3V_{dc}$
$\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{5v_{step}}{2}$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$+2V_{dc}$
$\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	$+V_{dc}$
$-\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$-\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	$-V_{dc}$
$-\frac{5v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	$-2V_{dc}$
$-\frac{7v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{5v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	$-3V_{dc}$
$v_{ref} < -\frac{7v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	$-4V_{dc}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Tabela 12 – Lógica de seleção dos níveis de tensão e estados das chaves para NPC de 11 níveis.

Condição sobre v_{ref}	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S'10	S'1	S'2	S'3	S'4	S'5	S'6	S'7	S'8	S'9	S'10	v_o
$v_{ref} \geq \frac{9v_{step}}{2}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$+5V_{dc}$
$\frac{7v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{9v_{step}}{2}$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$+4V_{dc}$
$\frac{5v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{7v_{step}}{2}$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	$+3V_{dc}$
$\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{5v_{step}}{2}$	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$+2V_{dc}$
$\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$+V_{dc}$
$-\frac{v_{step}}{2} \leq v_{ref} < \frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
$-\frac{3v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	$-V_{dc}$
$-\frac{5v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{3v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	$-2V_{dc}$
$-\frac{7v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{5v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	$-3V_{dc}$
$-\frac{9v_{step}}{2} \leq v_{ref} < -\frac{7v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	$-4V_{dc}$
$v_{ref} < -\frac{9v_{step}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-5V_{dc}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).