

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

LUAN SEGALA MARTINS

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

JOINVILLE

2022

LUAN SEGALA MARTINS

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

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

Orientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Prof. Dr. Marcos Vinicius Bressan

JOINVILLE

2022

À você, nobre leitor(a), que busca neste trabalho, uma resposta.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meu pais, Pedro e Alair, por todo amor e apoio dedicado a mim. A confiança de vocês na minha capacidade de superar os desafios é, sem dúvida alguma, exatamente o que me motiva a continuar.

Ao meu orientador Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer por ter acreditado na proposta deste trabalho e me direcionado nesta pesquisa da melhor forma possível. A sua sabedoria e experiência foram imprescindíveis em todas as nossas reuniões.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Marcos Vinicius Bressan por ter compartilhado comigo o seu tempo e conhecimento para me guiar na realização deste trabalho, pela paciência ao ouvir minhas dúvidas e, principalmente, por sempre me incentivar a extrair o melhor de mim.

Ao Prof. Dr. Rubens Tadeu Hock Júnior por todo conhecimento compartilhado comigo durante minha permanência no nPEE.

Ao meu amigo Gabriel Lezan Nitz pelo suporte dado a mim durante a realização deste trabalho e pela amizade sincera. Este trabalho só foi possível graças à você.

Aos meus amigos Douglas Ohf e Marcus Vinícius Pinter Maciel por toda disponibilidade, ajuda e companheirismo nos momentos de estudo e de lazer. A graduação foi muito mais simples e divertida com vocês.

Aos demais amigos e colegas que acreditaram em mim e que compreenderam os motivos da minha ausência nos diversos momentos da graduação.

À Universidade do Estado de Santa Catarina por proporcionar educação pública, gratuita e de muita qualidade aos seus alunos.

*"Nos mesmos rios entramos e não entramos,
somos e não somos."
- Heráclito de Éfeso*

RESUMO

Este trabalho explora diferentes metodologias de projeto de filtros de saída de segunda ordem para inversores monofásicos de tensão. Para avaliar as metodologias, foram feitas consultas em bibliografias que apresentam diferentes propostas de projeto para filtros LC, análises teóricas, análises por simulação e, por fim, uma validação das considerações apontadas a partir dos resultados obtidos experimentalmente. Em relação ao dimensionamento dos filtros, este trabalho considera o projeto de filtros LC para uma potência de carga de 2 kVA. Na avaliação experimental, essa potência é reduzida para 700 VA, devido as limitações dos componentes disponíveis no laboratório, sendo assim uma forma de validar as análises teóricas e por simulação realizadas. As metodologias de projetos de filtros de saída são avaliadas em relação à complexidade de implementação, característica de projeto, influência na estabilidade da planta do inversor, ondulações de tensão e corrente, distorção harmônica total e limites de operação para cargas não lineares. Um vídeo demonstrativo do inversor de tensão operando pode ser acessado na plataforma *YouTube* através do link: <https://youtu.be/L4KTxv9_BMw>.

Palavras-chave: Metodologias de projeto. Filtros de saída. Filtros LC. Filtros de segunda ordem. Inversores de tensão. Cargas não lineares.

ABSTRACT

This work explores different second-order output filter design methodologies for single-phase voltage inverters. To evaluate the methodologies, researches are made in bibliographies that present different design proposals for LC filters, theoretical analyses, analysis by simulation and, finally, a validation of the considerations pointed out from the results obtained experimentally. Regarding the sizing of the filters, this work considers the design of LC filters for a load power of 2 kVA. In the experimental evaluation, this power is reduced to 700 VA, due the limitations of the components available in the laboratory, thus being a way of validating the theoretical and simulation analyzes performed. Output filter design methodologies are evaluated in terms of implementation complexity, design characteristics, influence on inverter plant stability, voltage and current ripples, total harmonic distortion and operating limits for non-linear loads. A demonstration video of the voltage inverter operating can be accessed on the *YouTube* platform through the link: <https://youtu.be/LAKTxv9_BMw>.

Keywords: Project methodologies. Output filters. LC Filters. Second-order filters. Voltage Source Inverter. Non linear loads.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Processamento eletrônico de energia elétrica.	16
Figura 2 – Topologias de conversores CC-CA.	20
Figura 3 – Inversor monofásico em ponte completa com filtro LC alimentando uma carga genérica Z_o	20
Figura 4 – Exemplo das técnicas de modulação aplicadas ao inversor da Figura 3 com $E = 400\text{ V}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $f_s = 1\text{ kHz}$, $m_a = 0,72$, $L_f = 400\text{ }\mu\text{H}$, $C_f = 1,5\text{ mF}$ e $Z_o = 5,38\text{ }\Omega$	22
Figura 5 – Espectro harmônico de um sinal chaveado para as técnicas de modulação PWM unipolar e bipolar.	23
Figura 6 – Retificador monofásico de ponte completa com filtro capacitivo alimentando uma carga genérica Z_o	24
Figura 7 – Exemplo do processo de retificação de um sinal senoidal com o retificador da Figura 6 em que $v_s = 220\text{V}$; $f_0 = 50\text{ Hz}$; $C_{ret} = 10,52\text{ mF}$ e $Z_o = 16,13\text{ }\Omega$	25
Figura 8 – Diagrama de magnitude com ganho unitário para um sistema de segunda ordem com $f_r = 100\text{ Hz}$ e diferentes fatores de amortecimento ξ	27
Figura 9 – Comparativo entre frequências de ressonância, indutâncias e capacitâncias dos filtros projetados.	36
Figura 10 – Lugar das raízes dos filtros projetados.	37
Figura 11 – Resposta em frequência dos filtros projetados.	38
Figura 12 – Circuito simulado no <i>PSIM</i>	41
Figura 13 – Tensões e correntes obtidas por simulação para diferentes cargas conectadas ao filtro da metodologia 6.	42
Figura 14 – FFT do sinal de tensão de saída do inversor com o filtro LC da metodologia 6 conectado à carga linear RL.	43
Figura 15 – Detalhe da forma de onda da carga NL da Figura 13 entre 270 ms e 280 ms.	44
Figura 16 – FFT dos sinais de corrente dos componentes do filtro da metodologia 6 e da carga não linear.	45
Figura 17 – Esquemático do circuito montado em bancada.	46
Figura 18 – Esquemático de ligação da placa de condicionamento projetada.	48
Figura 19 – Placa de condicionamento do circuito de comando.	49
Figura 20 – Filtros LC construídos.	50
Figura 21 – Tensões e correntes obtidas para diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 6.	52
Figura 22 – Tempo morto gerado por hardware no inversor de tensão.	52
Figura 23 – Espectro harmônico obtido para as diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 6.	53

Figura 24 – Tensões e correntes obtidas para diferentes cargas conectadas ao filtro da metodologia 8.	55
Figura 25 – Espectro harmônico obtido para as diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 8.	56
Figura 26 – Primeira etapa de operação.	89
Figura 27 – Segunda etapa de operação.	90
Figura 28 – Quarta etapa de operação	90
Figura 29 – Quarta etapa de operação	91
Figura 30 – <i>Driver</i> de comando do módulo inversor.	103
Figura 31 – Destaque da forma de onda da tensão v_o obtida experimentalmente considerando uma carga resistiva e o filtro da metodologia 6.	103
Figura 32 – Formas de onda de tensão obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 6.	105
Figura 33 – Formas de onda de corrente obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 6.	106
Figura 34 – Formas de onda de tensão obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 8.	107
Figura 35 – Formas de onda de corrente obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 8.	108

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ordem das metodologias e seus autores.	33
Tabela 2 – Resultados dos parâmetros do filtro LC para cada metodologia avaliada. . .	34
Tabela 3 – Parâmetros fixos do inversor utilizado.	35
Tabela 4 – Parâmetros calculados do filtro LC e a característica de cada metodologia considerando o inversor desejado.	36
Tabela 5 – Indutâncias máximas calculadas considerando restrições de subida e descida da corrente drenada por uma carga não linear.	39
Tabela 6 – Valores de indutâncias e capacitâncias projetados e disponíveis no laboratório	49
Tabela 7 – Valores de resistência e indutâncias projetados para uma carga de 2 kVA e tensão de barramento de 400 V.	50
Tabela 8 – Valores de resistência e indutâncias redimensionados para uma carga de 700 VA e tensão de barramento de 200 V.	51
Tabela 9 – Resultados paramétricos obtidos para a metodologia 6.	54
Tabela 10 – Resultados paramétricos obtidos para a metodologia 8.	57
Tabela 11 – Complementariedade de DHTi e DHTv nos resultados obtidos por simulação para carga NL.	63
Tabela 12 – <i>Ranking</i> das metodologias para o inversor alimentando cargas lineares. . . .	65
Tabela 13 – <i>Ranking</i> das metodologias para o inversor alimentando cargas não lineares. .	65
Tabela 14 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear R. . . .	72
Tabela 15 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear RL (FP=0,7).	72
Tabela 16 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear RL (FP=0,3).	72
Tabela 17 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga não linear R. .	73
Tabela 18 – Resultados de simulação (S) e experimentais (E) obtidos para a metodologia 6 considerando a supressão do pulsos pequenos.	104
Tabela 19 – Resultados de simulação (S) e experimentais (E) obtidos para a metodologia 8 considerando a supressão do pulsos pequenos.	105

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DHT	Distorção hârmônica total
FFT	<i>Fast Fourier transform</i> - Transformada rápida de Fourier
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> - Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
LED	<i>Light-Emitting Diode</i> - Diodo emissor de luz
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso
UPS	<i>Uninterruptible Power Suply</i> - Fonte de alimentação ininterrupta
VSI	<i>Voltage source inverter</i> - Inversor de fonte de tensão

LISTA DE SÍMBOLOS

v_o	Tensão na carga [V]
v_{inv}	Tensão de saída do inversor [V]
E	Tensão de barramento CC [V]
V_s	Tensão senoidal CA [V]
V_{RMS}	Valor eficaz de tensão na carga [V]
Δv_o	Oscilação de tensão na carga [V]
m_a	Índice de modulação
i_o	Corrente elétrica na carga [A]
i_L	Corrente elétrica no indutor [A]
i_{RMS}	Valor eficaz de corrente na carga [A]
Δi_{L_f}	Oscilação de corrente no indutor L_f [A]
Z_o	Impedância da carga [Ω]
R_o	Resistência da carga [Ω]
$R_{o,proj}$	Resistência projetada da carga [Ω]
$R_{o,lab}$	Resistência da carga disponível no laboratório [Ω]
L_o	Indutância da carga [H]
L_f	Indutância do filtro LC [H]
$L_{o,proj}$	Indutância projetada da carga [Ω]
$L_{o,lab}$	Indutância da carga disponível no laboratório [Ω]
L_{ret}	Indutância de entrada do retificador [H]
C_f	Capacitância do filtro LC [F]
$C_{f,proj}$	Capacitância projetada do filtro LC [F]
$C_{f,lab}$	Capacitância do filtro LC disponível no laboratório [F]
C_{ret}	Capacitância do filtro capacitivo do retificador [F]
$C_{r,proj}$	Capacitância projetada do filtro capacitivo do retificador [F]
$C_{r,lab}$	Capacitância do filtro capacitivo do retificador disponível no laboratório [F]
f_0	Frequência fundamental [Hz]
f_r	Frequência de ressonância [Hz]
f_s	Frequência de chaveamento [Hz]
ω_0	Frequência angular fundamental [rad/s]

ω_r	Frequência angular de ressonância [rad/s]
ω_s	Frequência angular de chaveamento [rad/s]
ξ	Fator de amortecimento
DHT_v	Distorção harmônica total de tensão [%]
DHT_i	Distorção harmônica total de corrente [%]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVO GERAL	17
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	18
2	REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO	19
2.1	INVERSORES DE TENSÃO	19
2.1.1	Topologias de inversores de tensão	19
2.1.2	Modulação PWM para inversores de tensão	19
2.1.3	Filtros de saída para inversores de tensão	23
2.1.4	Cargas alimentadas por um inversor de tensão	24
2.2	METODOLOGIAS PARA PROJETOS DE FILTROS DE SAÍDA	26
2.2.1	Projeto pela frequência de ressonância	26
2.2.2	Projeto pela analogia com sistema de segunda ordem	28
2.2.3	Projeto pela distorção harmônica total	29
2.2.4	Projeto pela ondulação de tensão e corrente	30
2.2.5	Projeto pelos limites de operação para cargas não lineares	31
3	ANÁLISE TEÓRICA DAS METODOLOGIAS	33
3.1	CARACTERÍSTICA DE PROJETO	33
3.2	CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA PLANTA	36
3.3	LIMITES DE OPERAÇÃO PARA CARGAS NÃO-LINEARES	39
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	41
4.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	41
4.2	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO	45
4.2.1	Circuito de alimentação	45
4.2.2	Ponte retificadora	47
4.2.3	Inversor de tensão em ponte completa	47
4.2.4	Filtros LC	49
4.2.5	Cargas alimentadas	49
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	51
4.3.1	Filtro projetado pela metodologia 6	51
4.3.2	Filtro projetado pela metodologia 8	55
5	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS	58
5.1	COMPLEXIDADE DE PROJETO	58
5.2	CARACTERÍSTICA DE PROJETO	58
5.3	CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA PLANTA DO INVERSOR	60

5.4	ONDULAÇÕES DE TENSÃO E CORRENTE	60
5.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA DE TENSÃO E CORRENTE	62
5.6	LIMITES DE OPERAÇÃO PARA CARGAS NÃO LINEARES	64
5.7	COMPARATIVO DE DESEMPENHO ENTRE AS METODOLOGIAS	64
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM <i>PSIM</i>	72
	APÊNDICE B – CÁLCULOS DOS FILTROS LC COM BASE NAS METODOLOGIAS PROPOSTAS	74
	APÊNDICE C – ETAPAS DE OPERAÇÃO INVERSOR MONOFÁ- SICO DE TENSÃO COM MODULAÇÃO PWM UNI- POLAR	89
	APÊNDICE D – MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR	91
	APÊNDICE E – DIMENSIONAMENTO DAS CARGAS LINEARES	94
	APÊNDICE F – CÁLCULO DO RETIFICADOR DE ONDA COM- PLETA EM PONTE	96
	APÊNDICE G – CÁLCULO DOS LIMITES DA INDUTÂNCIA PARA AS RESTRIÇÕES DE SUBIDA E DESCIDA	100
	APÊNDICE H – A SUPRESSÃO DOS PULSOS PEQUENOS NO <i>DRI- VER</i> DE COMANDO E SUAS CONSEQUÊNCIAS	102
	APÊNDICE I – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR	109

1 INTRODUÇÃO

As tecnologias relacionadas à engenharia elétrica estão ganhando cada vez mais espaço no cotidiano humano. O progresso tecnológico da área permite desenvolver recursos que se tornam fundamentais em diversos outros setores, como o gastronômico, o de informação, o de comunicação e o de entretenimento. São exemplos desses recursos, utensílios como forno elétrico, aparelhos telefônicos e redes de transmissão de áudio e imagem (televisão).

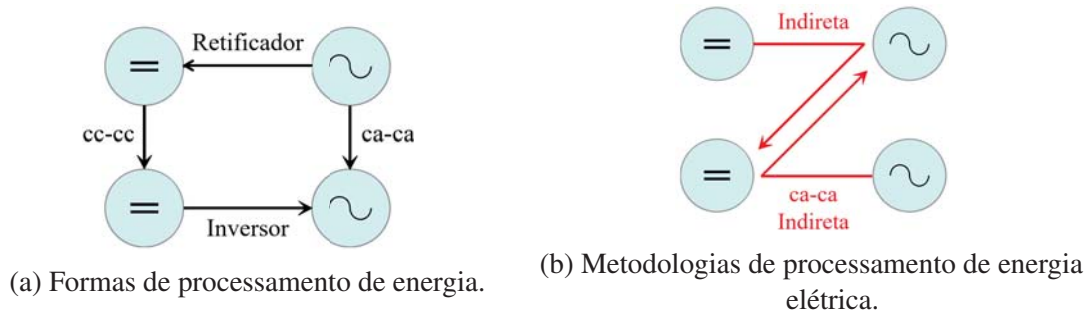
Inserida nesse progresso tecnológico, encontra-se a eletrônica de potência. O processamento de energia se mostra integrado em diversos cenários, como na microgeração distribuída, nos equipamentos eletroeletrônicos, na alimentação de máquinas elétricas do setor industrial, dentre outros. Para cada cenário, as soluções propostas na eletrônica de potência apresentam diferenças entre si, uma vez que o processamento de energia pode requerer particularidades que dependem da aplicação de destino.

O escopo do processamento de energia pode ser dividido em quatro principais formas, as quais relacionam a transformação feita na forma de onda de entrada para fornecer uma forma de onda desejada na saída. Vale destacar que tanto a entrada, quanto a saída podem assumir apenas duas formas de onda características: corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA). Diante desses fatores, é possível definir os quatro principais processos de conversão de energia: retificador (CA-CC), inversor (CC-CA) e conversor de mesma forma de onda (CC-CC e CA-CA). Na Figura 1 são ilustrados os diferentes processamentos eletrônicos de energia. Essas transformações das formas de onda são feitas através de conversores estáticos de energia. Na relação abaixo são citadas as quatro principais formas de conversão de energia e alguns exemplos de aplicações.

- Retificador: Carregadores de notebooks e fontes de alimentação para aparelhos eletrônicos;
- Inversor: sistemas de geração de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos e de acionamentos de máquinas elétricas girantes;
- Conversor CC-CC: circuitos periféricos localizados em placas-mãe de computadores e fontes de alimentação para servidores de dados; e
- Conversor CA-CA: circuitos para acionamentos de motores elétricos CA com partida suave e circuitos condicionadores de energia.

Apesar dos grandes benefícios e facilidades existentes em decorrência da evolução do processamento de energia elétrica, alguns problemas concomitantemente acompanharam tal jornada (MICHELS et al., 2005). Esses conversores fazem uso do chaveamento de semicondutores em alta frequência para conseguir sintetizar um sinal de saída com amplitude e frequência completamente diferente do sinal de entrada. Porém esse produto obtido na saída nem sempre pode ser utilizado diretamente na aplicação desejada, pois o chaveamento em alta frequência

Figura 1 – Processamento eletrônico de energia elétrica.



Fonte: (BATSCHAUER, 2020)

gera formas de onda próximas às puramente senoidais ou puramente contínuas, mas nunca igual as mesmas (NARDI et al., 2015).

Tomando como exemplo um inversor de tensão de dois níveis, o sinal de saída é discreto e alterna entre dois valores de tensão com tempo de duração do pulso variável, definido por uma técnica de modulação. Dessa forma, apesar dos benefícios associados à alta eficiência do chaveamento de conversores, o resultado sintetizado na saída do equipamento é um sinal pulsado e com elevada distorção harmônica (IEEE, 2018; IEEE, 2014).

É fato que a presença de componentes harmônicas em alguns sistemas compromete o seu pleno funcionamento, resultando em prejuízos de caráter temporário e permanente a este sistema (ROCHA, 2016). Diante disso, existem normas regulamentadoras que discutem e estabelecem limites acerca da existência das distorções harmônicas existentes em equipamentos e até mesmo em sistemas de potência (redes de distribuição e transmissão de energia elétrica) (ANEEL, 2010; IEEE, 2018; IEEE, 2014).

Uma forma de solucionar esse problema e melhorar o processamento de energia de inversores é a adição de filtros de saída passivos. Diversas são as possibilidades de implementação de um filtro, as quais resultam em diferentes características. São exemplos de caracterizações dos filtros:

- Quanto à ordem do filtro: primeira, segunda, terceira ordem e assim sucessivamente;
- Quanto aos tipos de componentes empregados: indutivo, capacitivo, capacitivo-indutivo; e
- Quanto à característica da banda passante do filtro: passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa.

O uso de filtros de saída permite a mitigação das características que causam as distorções do sinal de saída, como a distorção harmônica total (DHT) e a sua máxima oscilação de tensão e de corrente. Entretanto, o leque de escolha de metodologias para projetos de filtros é muito vasta e possui diferentes vertentes, em consonância com às características desejadas para o filtro, como a ordem, os tipos de componentes e a característica da banda passante. Nesse contexto,

ressalta-se que existem diferentes metodologias para se projetar um filtro LC e escolher uma vertente que é mais adequada à uma aplicação qualquer pode não ser uma tarefa simples.

A bibliografia disponível sobre o tema é muito rica, porém está fragmentada. Ou seja, é possível encontrar diferentes metodologias de projetos de filtros de saída que atendam a cargas rigorosamente delimitadas, porém trabalhos que avaliam as metodologias e abordam uma proposta comparativa entre as técnicas disponíveis são de elevada escassez. De forma geral, as metodologias de projetos de filtros de saída existentes utilizam de alguns parâmetros chave, como frequência de corte e frequência de chaveamento, limites de ondulação de tensão e de corrente, comparação com sistema de segunda ordem, limite de consumo de energia reativa e até do limite máximo da DHTv (PUPO, 2015; NARDI, 2016; AHMAD et al., 2010; DAHONO; PURWADI; QAMARUZZAMAN, 1995; IKHSAN et al., 2019; MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018; TALI et al., 2014). Ainda, é possível também encontrar trabalhos que enfatizam a limitação da sua técnica perante a característica de carga utilizada (carga linear ou carga não linear) (GERENT et al., 2005).

Diante desse contexto, a motivação deste trabalho é fundamentada em identificar as metodologias que possibilitam o projeto de um filtro de saída LC de forma simples, robusta e independente da característica de carga utilizada. O produto obtido neste trabalho possibilita identificar diferentes características das metodologias de projetos de filtros de saída, como eficiência e distorção harmônica total. Dessa forma, a identificação dessas técnicas permite ao projetista escolher a que melhor se enquadra dentro da sua necessidade. Com isso, evitam-se também as situações de reprojeção ou de sobredimensionamento dessas estruturas, o que garante desenvolvimentos simplificados, suficientemente robustos e com maior rapidez, eficientes e de baixo custo.

1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo geral identificar e selecionar metodologias possibilitam o projeto de filtro de saída LC para inversores de tensão de forma simples, robusta e de acordo com o tipo de carga alimentada (linear ou não linear).

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Compreender o funcionamento de inversores CC-CA e suas principais técnicas de modulação;
- Estudar e avaliar o comportamento de cargas lineares e não lineares conectadas a inversores de tensão;
- Compreender o funcionamento de filtros de saída passivos;

- Conhecer, compreender e avaliar, através de análises teóricas, as metodologias de projetos de filtros de saída indutivos-capacitivos existentes na literatura;
- Avaliar, através de simulação em software, as metodologias de projetos de filtros de saída identificadas;
- Avaliar, através de experimentação prática, as metodologias de projetos de filtros de saída que se mostraram mais promissoras nas avaliações anteriores; e
- Identificar a influência das características de carga (potência, linearidade, fator de potência) em filtros projetados com diferentes metodologias.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho é estruturado em seis capítulos. Após a Introdução, no Capítulo 2, é apresentado o referencial bibliográfico estudado para a realização do trabalho. Neste capítulo, encontram-se conceitos sobre inversores tensão, como topologias conhecidas, técnicas de modulação para inversores, cargas alimentadas por inversores de tensão e o porquê de se utilizar filtros de saída. Além disso, é também no Capítulo 2 que são apresentadas as metodologias para projetos de filtros de saída estudadas.

No Capítulo 3 são apresentados os principais pontos relacionados à análise teórica realizada. Com isso, tem-se as primeiras etapas para o processo de seleção das metodologias avaliadas. Os pontos de discussão da análise teórica focam principalmente na característica de projeto que a metodologia possui, na avaliação da característica dinâmica da planta do inversor para as diferentes técnicas de projeto e nos limites de operação para cargas não lineares.

No Capítulo 4 está contida a sucessão da análise teórica. Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos experimentalmente com os filtros LC construídos. Neste capítulo também são apresentados comentários que justificam as diferenças existentes entre os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos experimentalmente.

A discussão dos resultados obtidos e dos pontos de avaliação das metodologias são apresentadas no Capítulo 5. Neste espaço, estão contidos comentários e indicações acerca do desempenho dos projetos executados considerando pontos como a complexidade de projeto, as ondulações de tensão e corrente, a distorção harmônica total de tensão e corrente, e os limites de operação para cargas não lineares.

Por fim, no Capítulo 6 estão apresentadas as considerações finais sobre o trabalho desenvolvido.

2 REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO

Neste capítulo está contido o referencial bibliográfico estudado para a realização do trabalho. Para isso, é apresentado o inversor de tensão e suas principais topologias, técnicas de modulação, a importância da utilização dos filtros de saída e, por fim, são apresentadas as principais cargas que podem ser acopladas ao inversor de tensão.

Na segunda parte, são apresentadas as principais metodologias para projeto de filtros LC para inversores de tensão. Nesta etapa do trabalho, é realizada uma breve descrição acerca de cada metodologia e destacada sua principal característica.

2.1 INVERSORES DE TENSÃO

Dentre as formas de conversão de energia citadas, este trabalho aborda os conversores CC-CA, definidos como inversores. Estes conversores utilizam o chaveamento de semicondutores em alta frequência para transformar um sinal CC em um sinal CA com amplitude, forma de onda e frequência fundamental ajustáveis.

2.1.1 Topologias de inversores de tensão

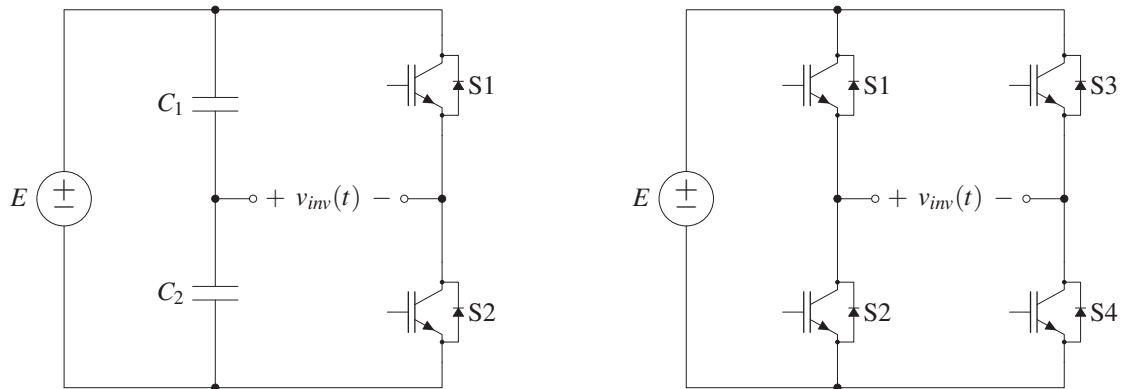
Na bibliografia é possível encontrar diversas topologias destes conversores, os quais podem apresentar características e aplicações diferentes entre si, como a reversibilidade, o ponto de operação em múltiplos quadrantes e diferentes números de fases. Para exemplificar as topologias existentes, é possível verificar na Figura 2 as estruturas mais simples e difundidas na literatura. Dessa forma, percebe-se que as possibilidades para desenvolver um inversor de tensão são múltiplas, porém vale enfatizar que a topologia escolhida para este trabalho é a do inversor de tensão monofásico de ponte completa, com topologia completa ilustrada na Figura 3.

Esta topologia foi selecionada por formar um circuito simples e amplamente presente em circuitos residenciais e industriais monofásicos. As aplicações desta topologia incluem o controle de velocidade de motores de indução, fontes ininterruptas de energia (UPS), inversores de frequência (VSI) e, até mesmo, aquecedores por indução. Além disso, esta também é uma topologia versátil uma vez que permite a operação de chaveamento com dois ou três níveis de tensão, a depender da técnica de modulação empregada.

2.1.2 Modulação PWM para inversores de tensão

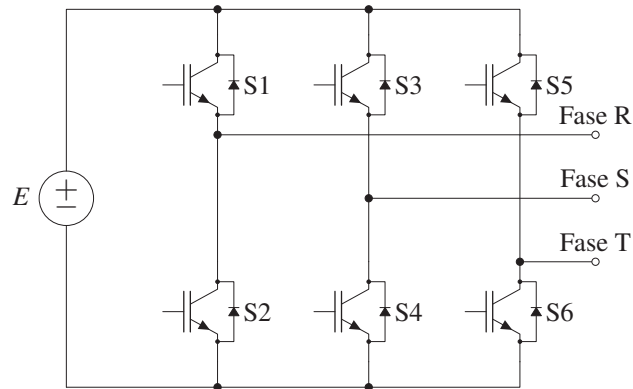
As técnicas de modulação são um dos principais pontos que permitem o funcionamento adequado do inversor. A modulação é a ação de comando empregada no inversor que realiza o acionamento das chaves semicondutoras para transformar o sinal CC contido na entrada do inversor em um sinal CA. Nas Figuras 4 (a) e 4 (b) são exemplificadas as modulações PWM

Figura 2 – Topologias de conversores CC-CA.



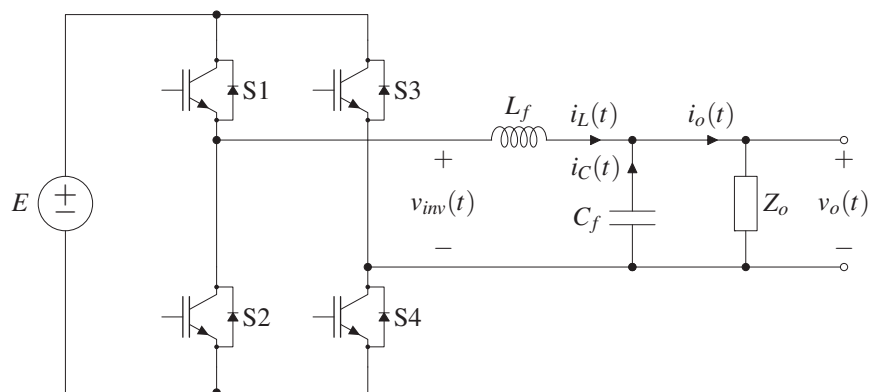
(a) Inversor monofásico em meia-ponte.

(b) Inversor monofásico em ponte completa.



(c) Inversor trifásico.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 3 – Inversor monofásico em ponte completa com filtro LC alimentando uma carga genérica Z_o .

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

senoidais nas suas duas formas mais conhecidas¹: unipolar (três níveis) e bipolar (dois níveis). Com isso, é possível apontar algumas considerações que distinguem as técnicas de modulação apresentadas.

A primeira característica é relacionada à complexidade de implementação. Para replicar o caso apresentado na modulação unipolar, é necessário utilizar dois circuitos comparadores, a fim de sintetizar os pulsos em cada braço do inversor. Nesta técnica, pode-se utilizar uma referência e duas portadoras defasadas entre si em 180° , ou apenas uma portadora em conjunto com duas referências defasadas entre si em 180° . Já a modulação bipolar é muito mais simples que anterior, uma vez que utiliza apenas uma portadora, uma referência e um único circuito comparador.

A segunda característica que pode ser observada é a redução na ondulação de tensão e pode ser facilmente verificada ao comparar as tensões v_o na Figura 4. Uma vez que a única diferença nos projetos apresentados é a técnica de modulação empregada, essa redução é causada por dois principais fatores: a presença de um número maior de níveis de tensão no sinal modulado e a frequência duplicada de comutação do sinal modulado.

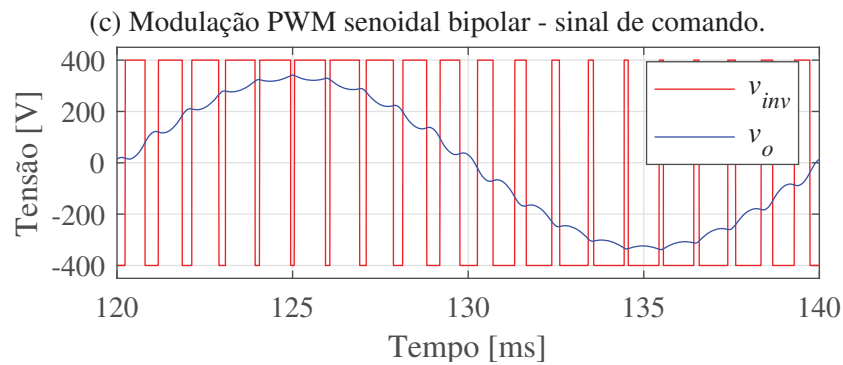
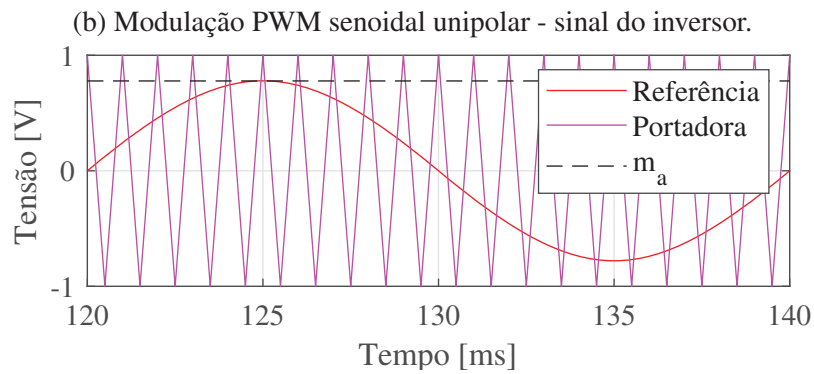
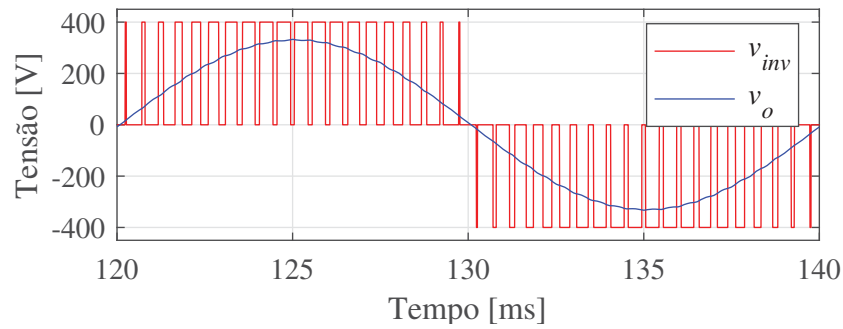
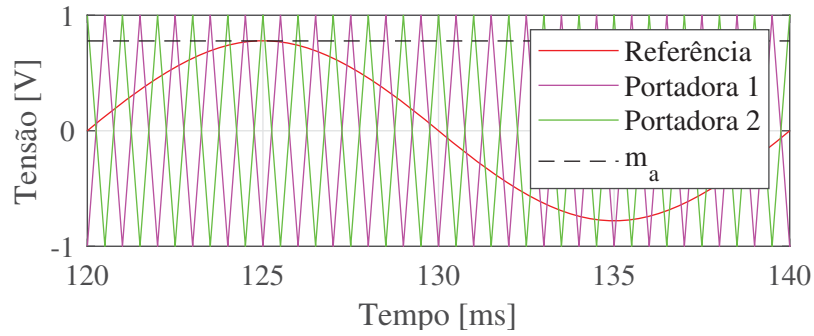
Referente ao número de níveis, na modulação unipolar, tem-se como resultado três níveis permitidos ($-E$, 0 V e $+E$), enquanto que na modulação bipolar o sinal assume apenas o valor positivo e negativo da tensão de barramento ($-E$, e $+E$). Essa característica, quando relacionada a ondulação de tensão e de corrente na carga, traz vantagens para a técnica de modulação PWM unipolar no dimensionamento de um filtro passivo, uma vez que reduz pela metade a variação de tensão na saída do inversor (NARDI, 2016). Ainda, por consequência direta de um número maior de níveis de tensão, parâmetros como variação de tensão no capacitor e variação de corrente no indutor também são afetados, apresentando menores oscilações com a modulação unipolar.

Sobre a frequência do sinal chaveado na saída do inversor modulado pela técnica PWM unipolar, verifica-se que a mesma é duas vezes maior que a frequência de comutação dos semicondutores. Esse fenômeno ocorre pois a frequência de chaveamento na saída do inversor é composta pela combinação do chaveamentos dos dois braços do conversor, os quais possuem comandos de comutação regidos pelas duas portadoras defasadas em 180° . Vale destacar que essa característica presente na modulação unipolar favorece o projeto do filtro de saída, uma vez que desloca as componentes harmônicas para o dobro da frequências de chaveamento. Esse efeito é facilmente verificável quando observado o espectro harmônico do sinal modulado, conforme apresentado na Figura 5.

Portanto, considerando somente a amortização das características não lineares do chaveamento de inversores de tensão, é evidente que a técnica de modulação PWM unipolar apresenta maior número de vantagens em relação a bipolar, uma vez que apresenta redução das componentes harmônicas geradas pelo chaveamento e da amplitude de oscilação de tensão na saída do inversor de tensão. Sendo assim, adota-se então a técnica de modulação PWM unipolar como sendo a técnica empregada neste trabalho. Por fim, como forma de complementar a compreensão

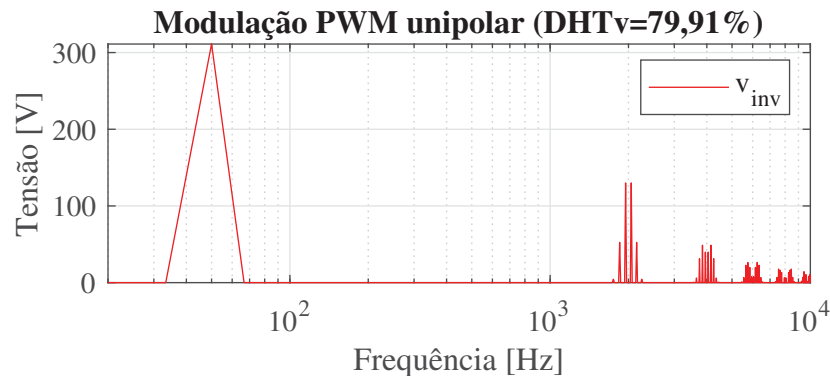
¹ Também destaca-se a técnica de modulação PWM digital *space-vector* (SVPWM) (MICHELS et al., 2005; PINHEIRO et al., 2005)

Figura 4 – Exemplo das técnicas de modulação aplicadas ao inversor da Figura 3 com $E = 400 \text{ V}$, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $f_s = 1 \text{ kHz}$, $m_a = 0,72$, $L_f = 400 \mu\text{H}$, $C_f = 1,5 \text{ mF}$ e $Z_o = 5,38 \Omega$.

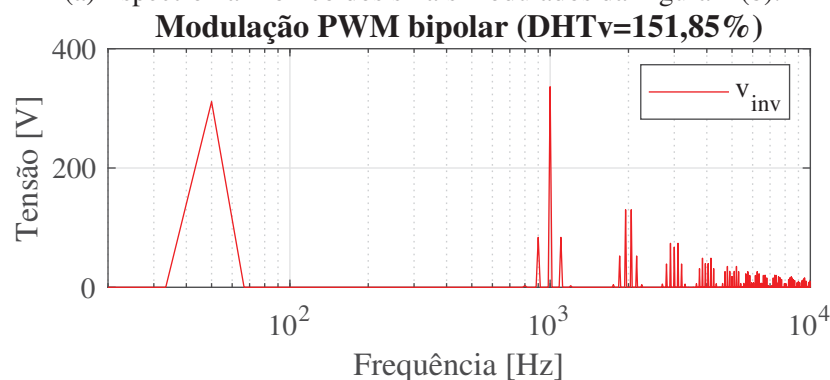


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 5 – Espectro harmônico de um sinal chaveado para as técnicas de modulação PWM unipolar e bipolar.



(a) Espectro harmônico dos sinais modulados da Figura 4 (b).



(b) Espectro harmônico dos sinais modulados da Figura 4 (d).

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

desta técnica de modulação, no Apêndice C são apresentadas as etapas de operação do inversor de tensão operando com o chaveamento PWM unipolar.

2.1.3 Filtros de saída para inversores de tensão

O uso de filtros de saída permite atenuar características indesejadas no sinal de saída, como a distorção harmônica total e as oscilações de tensão e corrente. Entretanto, a escolha de uma metodologia de projeto desse componente não é uma decisão trivial. As possibilidades são muito vastas e possuem diferentes vertentes, em consonância com os parâmetros desejados para o filtro, como a ordem, os tipos de componentes e a características da banda passante.

Em aplicações envolvendo inversores de tensão, é possível destacar três diferentes topologias: filtros indutivos (L), indutivos-capacitivos (LC) e indutivos-capacitivos-indutivos (LCL). Dentre as topologias destacadas, a segunda é o objeto de estudo deste trabalho.

O filtro de saída LC pode ser considerado como uma estrutura intermediária dentre as três supracitadas. Por se tratar de uma estrutura de segunda ordem, possui comportamento mais vantajoso do que o filtro L (primeira ordem), além de ser mais simples de se implementar do que o filtro LCL (terceira ordem).

Outro ponto de destaque é referente à aplicação do filtro de saída (PUPO, 2015; NARDI,

2016). Os filtros L e LCL são destinados a aplicações em que é necessário realizar uma regulação de corrente, como em filtros para rede de distribuição de energia. Por outro lado, os filtros LC são majoritariamente destinados para aplicações em que há necessidade da regulação de tensão, como em inversores de tensão.

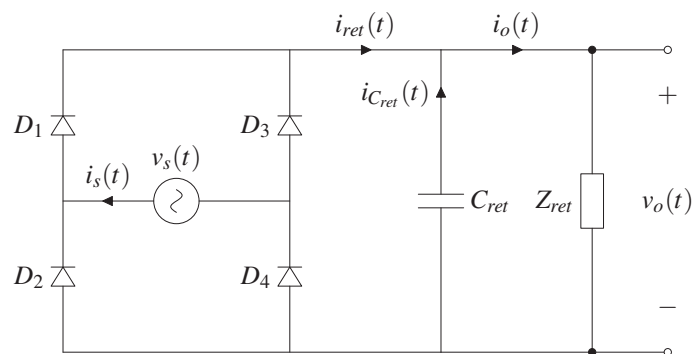
2.1.4 Cargas alimentadas por um inversor de tensão

As cargas que o inversor estudado alimenta possuem três configurações diferentes: linear resistiva (R), linear resistiva-indutiva (RL) e não linear (NL). A respeito da composição dessas cargas lineares, a resistiva é composta exclusivamente por uma resistência. Já carga resistiva-indutiva é obtida através da combinação de um resistor com um indutor em série.

A presença das cargas lineares R e RL em circuitos elétricos funcionam em concordância com a fonte que a alimenta. Em síntese, pode-se dizer que dado um sinal senoidal aplicado à entrada de um sistema linear, sua saída resulta também em um sinal senoidal, sendo inclusive possível a existência de amplificação, atenuação ou defasagem.

Já a carga não linear é representada neste trabalho por um retificador monofásico de ponte completa com filtro capacitivo, conforme ilustrado na Figura 6. Este tipo de carga está presente nos mais diversos equipamentos eletroeletrônicos existentes em aplicações residenciais, comerciais e até industriais. Fontes de alimentação de computadores, lâmpadas fluorescentes e de LED, impressoras e televisores são exemplos de equipamentos que possuem retificadores de onda completa para funcionamento adequado. De forma geral, esses retificadores são utilizados em conjunto com outros conversores estáticos de energia, a fim de sintetizar níveis específicos de tensão.

Figura 6 – Retificador monofásico de ponte completa com filtro capacitivo alimentando uma carga genérica Z_o .

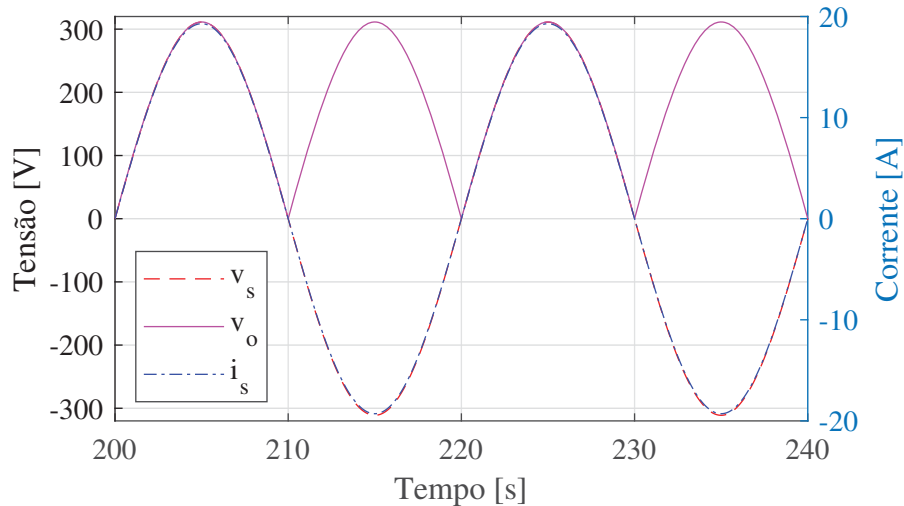


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

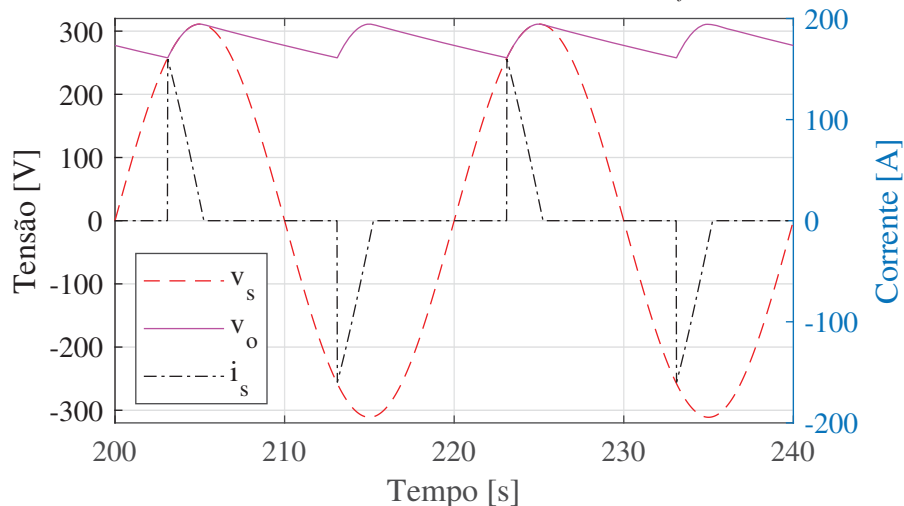
Tomando com exemplo o próprio objeto de estudo deste trabalho, o inversor de tensão, a sua alimentação de entrada requer uma fonte de tensão contínua para que na comutação seja possível sintetizar um sinal senoidal. Essa fonte de tensão contínua pode ser facilmente obtida através de um retificador de onda completa com um filtro capacitivo. Na Figura 7 é possível

verificar este processo de retificação de um sinal senoidal e, principalmente, os picos de corrente associados a ele.

Figura 7 – Exemplo do processo de retificação de um sinal senoidal com o retificador da Figura 6 em que $v_s = 220\text{V}$; $f_0 = 50\text{ Hz}$; $C_{ret} = 10,52\text{ mF}$ e $Z_o = 16,13\ \Omega$.



(a) Retificação sem o filtro capacitivo C_f .



(b) Retificação com o filtro capacitivo C_f .

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Nas cargas não lineares a corrente elétrica drenada por elas da fonte possui elevado valor de pico aliado às elevadas derivadas de subida e de descida. Ao calcular a razão do valor de pico da corrente com o seu valor eficaz, é possível encontrar o fator de crista desta forma de onda. Para formas de onda puramente senoidais, o fator de crista tem valor ideal de $\sqrt{2}$, enquanto que para a forma de onda da Figura 7 (b), o fator de crista calculado atingiu um valor 2,6 vezes maior que o valor ideal. Então, como forma de atenuar o fator de crista da corrente de entrada do retificador, os projetos desse circuito usualmente preveem a inserção de uma reatância indutiva em série com a fonte V_s (SPERB, 2005; CUNICO, 2011; BATSCHAUER; NOVAES, 2020).

O posicionamento do indutor pode ser tanto a montante quanto a jusante da ponte retificadora, sendo cada circuito formado provido de características próprias (CUNICO, 2011).

O posicionamento do indutor a montante possibilita a limitação da corrente de curto-circuito e possui uma menor relação entre potência e indutância, o que permite a obtenção de indutores com menor volume. Entretanto, a inserção do indutor a jusante resulta em menores perdas magnéticas, uma vez que a variação de indução magnética ΔB é 50% menor.

Neste trabalho, optou-se pela inserção do indutor a montante. A escolha é justificada uma vez que a eficiência do conjunto não faz parte do foco das avaliações realizadas. Além disso, enfatiza-se que em uma aplicação experimental, o posicionamento a montante otimiza o volume ocupado pelo conjunto, dada a relação direta existente entre volume e indutância.

Por fim, destaca-se que por ser uma carga não linear, seu projeto requer maior atenção. Então, o dimensionamento do filtro capacitivo e do indutor a montante do retificador são apresentados no Apêndice F.

2.2 METODOLOGIAS PARA PROJETOS DE FILTROS DE SAÍDA

Conforme destacado, existem diferentes metodologias para se projetar um filtro LC e escolher uma vertente mais adequada à uma aplicação qualquer não é uma tarefa simples. Nas subseções a seguir estão descritas algumas características que são consideradas pelas metodologias de projeto de filtro de saída, bem como uma breve síntese dos procedimentos adotados pelos autores.

2.2.1 Projeto pela frequência de ressonância

Para o inversor dotado de um filtro LC, a frequência de ressonância é a característica que determina a frequência em que se inicia um efeito de atenuação do sinal, conforme apresentado na Figura 8. Essa característica é fundamental durante o projeto do filtro, uma vez que está relacionada com a frequência de chaveamento dos semicondutores. A frequência de ressonância de um filtro de saída LC pode ser calculada pela Equação (1).

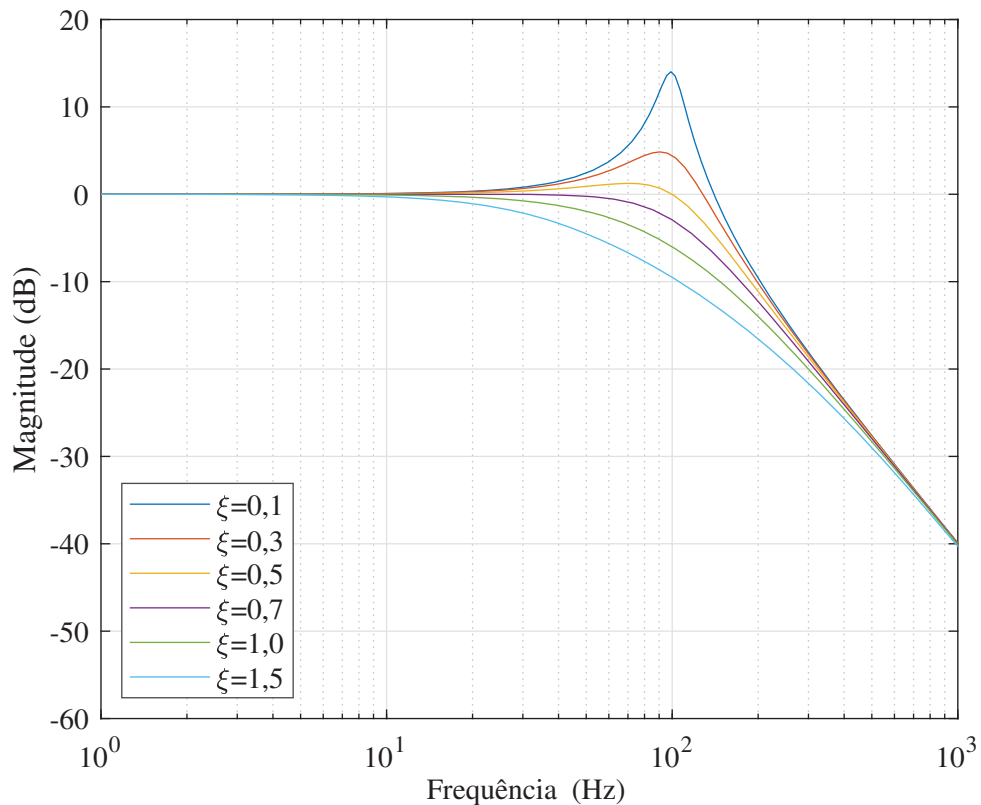
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (1)$$

Portanto, considerando a frequência de chaveamento de inversor f_s e a frequência de ressonância do filtro, três cenários podem ocorrer (PUPO, 2015):

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

Na ocorrência do primeiro caso, a existência do filtro LC na saída do inversor se torna indiferente para a mitigação das componentes harmônicas. Na prática, grande parte dessas componentes harmônicas do sinal chaveado são transferidas para a saída.

Figura 8 – Diagrama de magnitude com ganho unitário para um sistema de segunda ordem com $f_r = 100$ Hz e diferentes fatores de amortecimento ξ .



Fonte: Próprio autor.

No segundo caso, considerando o diagrama de magnitude da Figura 8, observa-se uma relação direta do ganho do filtro na frequência de ressonância com o seu fator de amortecimento. Dessa forma, quando $\xi < \frac{\sqrt{2}}{2}$, a saída do filtro pode apresentar sobressinal na frequência de chaveamento, amplificando as componentes harmônicas na saída. Entretanto, quando $\xi \geq \frac{\sqrt{2}}{2}$, já é presente o início do comportamento de atenuação do sinal da frequência de chaveamento e das suas componentes próximas, reduzindo a sua influência no espectro harmônico do sinal de saída.

Nise e Silva (2002) definem o ξ como a razão entre a frequência de decaimento exponencial da envoltória e a frequência natural de oscilação para um sistema de segunda ordem. Com isso, é possível dizer que quanto maior for o valor de ξ , mais amortecido é o sistema analisado e, por consequência, menos oscilações apresenta. Também vale destacar que na Subseção 2.2.2 deste trabalho é evidenciada a forma como a carga acoplada influencia o fator de amortecimento de um filtro de saída LC.

Por fim, o último caso é o que a frequência de chaveamento está uma década acima da frequência de ressonância do filtro. Essa pode ser definida como uma condição desejada de projeto. Ou seja, um filtro projetado com essa característica garante que as componentes harmônicas do chaveamento tenham uma atenuação de aproximadamente 40 dB a cada década acima da frequência de ressonância.

Na bibliografia pesquisada, grande parte dos autores considera, direta ou indiretamente, a

frequência de ressonância do filtro como um parâmetro de projeto (YUSRAN; IKHSAN, 2019; TALI et al., 2014; PUPO, 2015; NARDI, 2016; DAHONO; PURWADI; QAMARUZZAMAN, 1995). Entretanto, apenas alguns destes consideram a frequência de ressonância como a característica mais importante, são eles: (MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018; YUSRAN; IKHSAN, 2019).

Uma forma de sintetizar essa metodologia de projeto que considera apenas a frequência de ressonância do filtro consiste na sequência de passos descritos a seguir:

1. Define-se a frequência de ressonância do filtro para, no máximo, uma década antes da frequência de chaveamento;
2. Define-se um valor para a capacitância ou indutância do filtro; e
3. Calcula-se o elemento faltante pela manipulação da Equação (1).

2.2.2 Projeto pela analogia com sistema de segunda ordem

Considerando o inversor apresentado na Figura 3, o seu modelo matemático pode ser aproximado por um sistema de segunda ordem, permitindo um projeto que considere essas características (PUPO, 2015; NARDI, 2016; MARTINS; BARBI, 2008). Então, sendo $G(s)$ uma representação de um sistema de segunda ordem padrão, $G_f(s)$ o modelo matemático do inversor da Figura 3, em que Z_o assume uma carga resistiva R_o , e ω_n a frequência angular natural de oscilação (em radianos, uma vez que $\omega_n = 2\pi f_n$) de um sistema de segunda ordem, tem-se:

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

$$G_f(s) = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_o C_f}\right)s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (3)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_f C_f} \quad (4)$$

$$\xi = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (5)$$

Manipulando a Equação (5), é possível escrever L_f em função de C_f , ou seja:

$$L_f = 4R_o^2 \xi^2 C_f \quad (6)$$

Por fim, substituindo (5) em (4), é possível obter a Equação (7) que evidencia C_f em função de ξ , ω_n e de R_o . Novamente, utilizando a Equação (4) e substituindo o resultado obtido para a capacitância do filtro, obtém-se o valor final de L_f , conforme apresentado na Equação (8).

$$C_f = \frac{1}{2\xi\omega_n R_o} \quad (7)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_n^2 C_f} \quad (8)$$

É importante destacar que esta metodologia de projeto limita-se à aplicações envolvendo cargas lineares resistivas, de forma que não são considerados a influência do fator de deslocamento das cargas, muito menos as não idealidades presentes no conversor chaveado. Então, evidenciados os principais pontos do projeto por analogia com um sistema de segunda ordem, é possível sintetizar a metodologia de projeto na sequência de passos descritos a seguir:

1. Define-se a frequência de ressonância desejada para o filtro (tomando como base a atenuação desejada, por exemplo);
2. Define-se o fator de amortecimento desejado para o filtro;
3. Define-se o valor da resistência de carga;
4. Calcula-se o valor da capacitância do filtro com a Equação (7); e
5. Calcula-se a indutância do filtro com a Equação (8).

2.2.3 Projeto pela distorção harmônica total

A proposta de Nardi (2016) também parte da aproximação por um sistema de segunda ordem, portanto o autor também obtém as Equações (2) a (5). Além disso, a metodologia de Nardi (2016) também considera a existência de uma função de transferência simplificada do filtro $G_n(j\omega_s)$, a qual relaciona a oscilação de tensão sobre o capacitor $\Delta v_o(j\omega_s)$ com a tensão de pico de saída do inversor na frequência de comutação $v_{inv,pk}(j\omega_s)$.

Para Nardi (2016), sabendo que o valor de pico de um sinal puramente senoidal é exatamente o valor da componente fundamental deste sinal, qualquer desvio existente na amplitude deste sinal é causado pela presença de componentes harmônicas. Dessa forma, o autor considera que a oscilação de tensão máxima no capacitor de saída tem amplitude proporcional à distorção harmônica máxima de tensão. Já a tensão de pico de saída do inversor é obtida a partir da análise de Fourier sobre $v_{inv}(t)$ considerando a primeira harmônica do sistema, ou seja, exatamente o valor da componente na frequência de chaveamento. As relações propostas pelo autor são apresentadas na Equação (9).

$$G_n(j\omega_s) = \frac{\Delta v_o(j\omega_s)}{v_{inv,pk}(j\omega_s)} = \frac{\sqrt{2} v_{o,RMS} DHTv}{\frac{2E}{\pi} \text{sen}(2\pi m_a)} \quad (9)$$

Com esse equacionamento o autor busca minimizar a amplitude das componentes harmônicas da frequência de comutação. Isso ocorre, pois a metodologia do autor considera que o ganho G_n é agora o ganho que será atribuído à função de transferência da Equação (3) na frequência de comutação, ou seja, quando $s = j\omega_s$. Então, relacionando os módulos das Equações (9) e (3) e tomando o seu módulo, tem-se:

$$\frac{\sqrt{2} v_o DHTv}{\frac{2E}{\pi} \text{sen}(2\pi m_a)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{\sqrt{\left(\frac{1-L_f C_f \omega_s^2}{L_f C_f}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{C_f R_o}\right)^2}} \quad (10)$$

Então, considerando a substituição de variável apresentada na Equação (6), basta resolver a Equação (10) para C_f . A partir disso, encontra-se L_f manipulando Equação (6). Diante do exposto, pode-se sintetizar a metodologia de Nardi (2016) nas seguintes etapas:

1. Define-se a máxima DHTv;
2. Calcula-se o ganho na frequência de comutação;
3. Calcula-se a capacitância do filtro pela Equação 10; e
4. Calcula-se a indutância do filtro pela Equação 6.

2.2.4 Projeto pela ondulação de tensão e corrente

As características de ondulação de tensão e corrente são abordadas por diferentes autores e consideram o equacionamento do inversor no domínio do tempo (AHMAD et al., 2010; MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018; BARBI et al., 2008; DAHONO; PURWADI; QAMARUZ-ZAMAN, 1995; DAVID; MAKESCHIN; BARBI, 2002). Os autores utilizam diferentes métodos para realizar o cálculo dos filtros, mas todos fundamentados no mesmo princípio: oscilações nas formas de onda de tensão e/ou corrente.

Como cada autor descreve a sua metodologia de uma forma diferente, são apresentados a seguir os equacionamentos para cada metodologia dos parâmetros fundamentais para o filtro LC, ou seja, indutância e capacitância.

Ahmad et al. (2010), Mondal, Gayen e Gupta (2018) apresentam metodologias muito similares entre si e que estendem a abordagem da frequência de ressonância. A proposta dos autores é fundamentada em considerar a circulação de reativos como fator precedente da máxima oscilação de tensão no indutor. Dessa forma, sendo o parâmetro α a queda de tensão percentual no indutor, Ahmad et al. (2010), Mondal, Gayen e Gupta (2018) calculam a indutância e capacitância dos elementos do filtro através das Equações (11) e (12), respectivamente.

$$L_f = \frac{R_o}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - \frac{\omega_0^4}{\omega_c^4}} \quad (11)$$

$$C_f = \frac{1}{R_o} \sqrt{\frac{\omega_0^2}{\alpha^2 \omega_c^4 - \omega_0^4}} \quad (12)$$

Para Barbi et al. (2008), considerando que a tensão de pico de saída do inversor é maior que metade da tensão de entrada ($v_o > E/2$), é possível obter a indutância do filtro através da Equação (13) e capacitância pela Equação (14).

$$L_f = \frac{E\sqrt{2}}{8f_s\Delta i_L} \quad (13)$$

$$C_f = \frac{E}{128f_s^2 L_f \Delta v_o \sqrt{2}} \quad (14)$$

Para Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995), a indutância e capacitância podem ser calculadas considerando o índice de modulação do inversor além da própria ondulação de tensão sobre o capacitor. Os autores apresentam a expressão de K , a qual possui uma relação direta com o índice de modulação m_a . Sendo assim, Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995) obtêm os parâmetros K , L_f e C_f através das Equações (15), (16) e (17).

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

$$L_f = \frac{v_o}{i_o f_s} \sqrt{\frac{KE}{\Delta v_o} \left[1 + 4\pi^2 \left(\frac{f_o}{f_s} \right) \frac{KE}{\Delta v_o} \right]} \quad (16)$$

$$C_f = \frac{KE}{f_s^2 L_f \Delta v_o} \quad (17)$$

Por fim, David, Makeschin e Barbi (2002) apresentam um equacionamento de filtro para inversores que é, inclusive, direcionado à cargas não lineares. Para definir a indutância, os autores calculam os seus limites mínimo ($L_{f\text{mín}}$) e máximo ($L_{f\text{máx}}$), considerando respectivamente a máxima oscilação de corrente e a máxima queda de tensão no indutor. Para o capacitor são consideradas duas restrições, sendo a primeira relacionada à máxima oscilação de tensão ($C_{f\text{mín}1}$) e a segunda referente à frequência de ressonância do filtro ($C_{f\text{mín}2}$). Por fim, a seleção dos parâmetros dos componentes é feita considerando o resultado com o menor valor de indutância e com o maior valor de capacitância.

$$L_{f\text{mín}} = \frac{1}{2f_s \Delta i_L} \left\{ \frac{\left[E - \sqrt{2}v_o \text{sen}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] \left[\sqrt{2}v_o \text{sen}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right]}{E} \right\} \quad (18)$$

$$L_{f\text{máx}} = \frac{\Delta v_o}{\frac{di_{\text{máx}}}{dt}} \quad (19)$$

$$C_{f\text{mín}1} = \frac{\Delta i_o}{16f_s \Delta v_o} \quad (20)$$

$$C_{f\text{mín}2} = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_f} \quad (21)$$

2.2.5 Projeto pelos limites de operação para cargas não lineares

Em seu trabalho, Gerent et al. (2005) apresenta uma teoria também fundamentada na oscilação de corrente e tensão do capacitor, entretanto direcionada à aplicações envolvendo cargas não lineares. O foco direcionado ao dimensionamento dos filtros para essas cargas busca projetar componentes que consigam respeitar as características não lineares requisitadas, como as elevadas derivadas de corrente.

Tomando como exemplo a carga não linear deste trabalho, o retificador de onda completa com filtro capacitivo apresentado na seção 2.1.4, verifica-se que a carga solicita da fonte que a alimenta uma energia muito elevada em um curto período de tempo. Nesse contexto, o projeto

da indutância do filtro LC se torna um fator crucial, uma vez que este componente se opõe às variações bruscas de corrente, gerando uma queda de tensão elevada em seus terminais.

Do ponto de vista de inversores de tensão dotados de malhas de controle que visam manter as formas de tensão de saída do circuito o mais próximo possível de um sinal senoidal, um projeto inadequado de L_f pode comprometer a operação desejada do controlador e causar distorções nas formas de onda. De forma geral, a variação brusca da tensão no indutor causada pelas altas derivadas de corrente requeridas pela carga não linear devem ser um ponto de atenção tanto na subida, quanto na descida da corrente elétrica.

De acordo com Gerent et al. (2005), são dois efeitos que podem ser observados. O primeiro, relacionado à derivada de subida da corrente, causa no indutor do filtro uma elevada queda de tensão, de forma a saturar positivamente o controlador e distorcer a forma de onda da tensão de saída causando o seu achatamento. O segundo, complementar ao anterior, está relacionado à derivada de descida da corrente e causa no L_f uma sobretensão, saturando negativamente o controlador.

Com isso, a fim de minimizar os efeitos da derivada de subida e descida da corrente no indutor do filtro, Gerent et al. (2005) apresenta como um fator de projeto as Equações (22) e (23) que limitam o valor máximo da indutância de L_f .

$$L_f(t) < \frac{0,9nV_{imín} - V_{op}}{\frac{di_{L_o}(t)}{dt} \text{ max,sub}} \quad (22)$$

$$L_f(t) < \frac{0,9nV_{imín} + V_{op}\text{sen}(\arcsen(k) + \Delta t)}{\frac{di_{L_o}(t)}{dt} \text{ max,desc}} \quad (23)$$

Em que $V_{imín}$ é a menor tensão que o barramento pode atingir devido às oscilações no banco capacitivo, V_{op} é a máxima tensão de pico que pode ser atingida na saída do inversor e k é um parâmetro obtido pela Equação (24).

$$k = \frac{\sqrt{1 - 2\cos(\omega_r\Delta t) + \cos^2(\omega_r\Delta t)}}{\sqrt{1 + \omega_r^2\Delta t^2 - 2\cos(\omega_r\Delta t) + \cos^2(\omega_r\Delta t) - 2\omega_r\Delta t\text{sen}(\omega_r\Delta t) + \text{sen}^2(\omega_r\Delta t)}} \quad (24)$$

Com esse equacionamento, percebe-se que o autor busca limitar a queda de tensão no indutor causada pela oscilação de corrente nesse componente.

3 ANÁLISE TEÓRICA DAS METODOLOGIAS

Neste capítulo são apresentadas as considerações acerca da análise teórica das metodologias estudadas. São três os pontos avaliados nesta etapa: principal característica de projeto, a influência da metodologia na característica dinâmica da planta do inversor e, por fim, os limites de operação para cargas não lineares.

3.1 CARACTERÍSTICA DE PROJETO

Com os dados coletados na revisão bibliográfica, é possível realizar a introdução da análise teórica das metodologias existentes. A primeira etapa desta análise consistiu em elaborar um algoritmo capaz de reproduzir o cálculo das metodologias com os parâmetros selecionados pelos autores e confrontar os resultados obtidos. Com isso, foi possível validar o algoritmo desenvolvido.

Da bibliografia estudada, foram selecionadas nove metodologias de projeto de filtros de saída para inversores de tensão. A Tabela 1 contém a ordem das metodologias estudadas assim como os respectivos autores dos projetos.

Tabela 1 – Ordem das metodologias e seus autores.

Metodologia	Autores
1	(MONDAL; GAYEN; GUPTA, 2018)
2	(AHMAD et al., 2010)
3	(YUSRAN; IKHSAN, 2019)
4	(TALI et al., 2014)
5	(PUPO, 2015)
6	(NARDI, 2016)
7	(BARBI et al., 2008)
8	(DAHONO; PURWADI; QAMARUZZAMAN, 1995)
9	(DAVID; MAKESCHIN; BARBI, 2002)

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Considerando as metodologias estudadas para o projeto de filtros LC para inversores, os resultados obtidos pelo algoritmo e os obtidos pelos autores são apresentados na Tabela 2.

Diante dos resultados obtidos, verifica-se que o algoritmo conseguiu obter resultados muito próximos aos apresentados pelos autores, com exceção das metodologias de número 4 e 8. A causa da divergência é desconhecida na metodologia 4, não sendo possível encontrar pontos que justifiquem a diferença obtida tanto no algoritmo desenvolvido, quanto no trabalho apresentado pelos autores. Já para a metodologia 8, Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995) afirmaram nas suas considerações que não foi possível obter a escolha "ótima" dos componentes do filtro LC devido às limitações na disponibilidade de componentes do laboratório em que trabalharam, mas também não indicaram os valores projetados para os componentes. Apesar disso, vale destacar que os resultados obtidos na metodologia 4 e 8 pelo algoritmo são coesos,

Tabela 2 – Resultados dos parâmetros do filtro LC para cada metodologia avaliada.

Metodologia	C_f (Algoritmo)	L_f (Algoritmo)	C_f (Autores)	L_f (Autores)
1	46,12 μF	5,04 mH	46,12 μF	5,04 mH
2	104,44 μF	2,23 μH	104,4 μF	2,2 μH
3	14,07 μF	80 mH	14 μF	80 mH
4	8,15 μF	1,21 mH	4,7 μF	2,25 mH
5	21,77 μF	1,82 mH	21,77 μF	1,818 mH
6	6,41 μF	486,25 μH	6,0 μF	460 μH
7	9,68 μF	259,27 μH	9,69 μF	259,3 μH
8	51,02 μF	398,92 μH	10,2 μF	2,1 mH
9	33,86 μF	141,91 μH	33 μF	150 μH

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

uma vez que a frequência de ressonância do filtro obtida pelos autores e pelo algoritmo são equivalentes.

Além disso, destaca-se que foi possível realizar uma pré-seleção das metodologias de projeto. Observando as publicações dos autores a fim de comparar os procedimentos adotados, as metodologias 1, 2 e 3 foram descartadas e as justificativas para tal decisão estão apresentadas a seguir.

Para a metodologia 1, verificou-se que a consideração sobre o mínimo consumo de reativos, também era incluída em outras metodologias, como a metodologia 4 e a 9.

Para a metodologia 2, verificou-se que seu equacionamento era de mesma natureza que o equacionamento apresentado na metodologia 9. O autor considera a oscilação de corrente no indutor e no capacitor para encontrar os resultados. Apesar disso, a metodologia 2 apresenta uma simplificação feita pela restrição aplicada ao projeto em questão, ou seja, o autor utiliza de ábacos construídos a partir do mesmo equacionamento apresentado por David, Makeschin e Barbi (2002). Com base nessas considerações, optou-se por substituir a metodologia 2 pela metodologia 9.

Para a metodologia 3, verificou-se que sua característica já era inclusa em diversas outras metodologias. Em resumo, o procedimento de cálculo adotado pelo autor consiste em determinar uma frequência de ressonância para o filtro e um valor para o indutor L_f . Após isso, calcula-se o capacitor C_f apenas pela frequência de ressonância. Com base nessas características, evidenciou-se que a determinação da indutância de L_f deveria ocorrer por algum outro critério, o qual não foi especificado pelo autor. Dessa forma, justifica-se a substituição dessa metodologia por outra que tenha um critério para o cálculo de L_f , como a proposta apresentada na metodologia 4.

Uma vez que o algoritmo foi validado e a partir dos dados obtidos, foram projetados os filtros de saída considerando as diferentes metodologias. O algoritmo desenvolvido pode ser consultado no Apêndice B. Destaca-se que, nesta etapa, a fim de verificar o comportamento do filtro de saída, os parâmetros do inversor e da carga por ele alimentada (por exemplo: potência aparente da carga e tensão nominal de operação do inversor) foram considerados fixos no

momento da realização do projeto, ou seja, não foram alterados independente da metodologia de projeto empregada. Os parâmetros utilizados estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros fixos do inversor utilizado.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento de entrada (E)	400 V
Tensão eficaz de saída da do inversor (v_o)	220 V
Índice de modulação (m_a)	0,78
Frequência de operação da carga (f_o)	60 Hz
Frequência de chaveamento (f_s)	20 kHz
Frequência de ressonância desejada (f_r)	2,66 kHz
Potência aparente da carga (S)	2 kVA
Ondulação de tensão no capacitor ($\Delta v_C = \Delta v_o$)	2%
Ondulação de corrente no indutor (Δi_L)	15%
Distorção harmônica total de tensão (DHT_v)	3%

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

No que tange à escolha dos parâmetros do inversor, vale destacar que a escolha fundamentou-se na busca pela representação de uma carga o mais próxima possível dos limites máximos de cargas residenciais convencionais, o que resulta em uma carga de aproximadamente 2 kVA. Dessa forma, foi objetivado um sinal senoidal de tensão eficaz igual a 220 V e frequência de 60 Hz. Para que o inversor consiga sintetizar o pico da senoide, o que representa 311 V, é necessário uma tensão de barramento superior à este valor, justificando assim a necessidade dos 400 V no barramento CC e, por consequência, o índice de modulação de 0,78.

Para a frequência de chaveamento, optou-se por operar com valores elevados de forma a reduzir o tamanho dos componentes físicos do filtro LC. Então, considerando a escolha da modulação PWM unipolar e escolhendo a frequência de comutação dos semicondutores como 20 kHz, o pulso chaveado representa 0,15% da largura de pulso do sinal fundamental, o que também permite maior resolução ao sintetizar o sinal de saída do inversor. Além disso, destaca-se a seleção da frequência de ressonância do filtro, na qual são consideradas as frequência do sinal chaveado de saída em conjunto com as observações destacadas na Seção 1. Portanto, posicionando a frequência de ressonância uma década e meia abaixo da frequência do sinal chaveado do inversor (40 kHz, devido à técnica de modulação PWM utilizada), obtém-se 2,66 kHz como o valor desejado para frequência de ressonância.

Então, considerando os parâmetros fixos do inversor, é realizado o projeto dos filtros LC. Os resultados obtidos e também a principal característica de projeto de cada metodologia são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros calculados do filtro LC e a característica de cada metodologia considerando o inversor desejado.

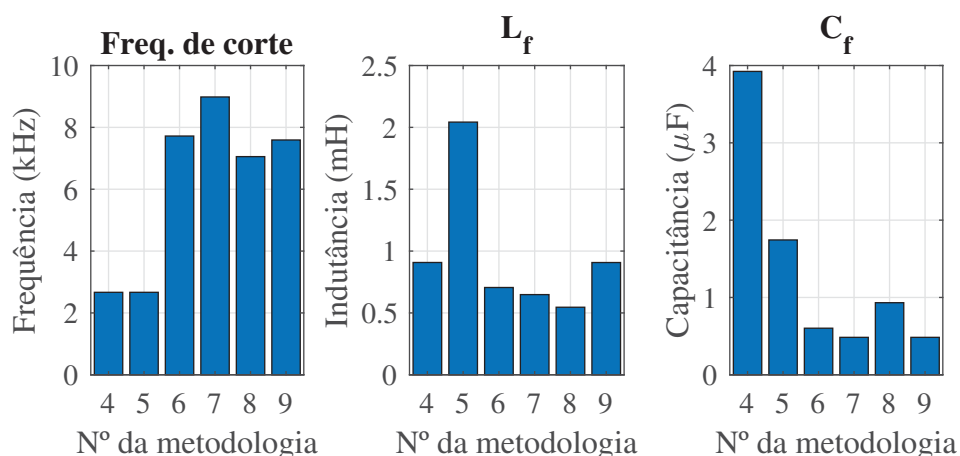
Metodologia	C_f	L_f	Característica
4	3,92 μF	907,82 μH	Oscilação de tensão/corrente
5	1,74 μF	2,04 mH	Sistema de 2ª ordem
6	602,40 nF	705,58 μH	Sistema de 2ª ordem + DHT
7	484,25 nF	648,18 μH	Oscilação de tensão/corrente
8	932,26 nF	546,01 μH	Oscilação de tensão/corrente
9	484,25 nF	907,50 μH	Oscilação de tensão/corrente

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

3.2 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA PLANTA

Na segunda etapa da análise teórica, o software *MATLAB* é utilizado como ferramenta para encontrar algumas características dos filtros, como as frequências de ressonância, os diagramas de polos e zeros e as respostas em frequência. Os resultados obtidos consideram quatro diferentes condições: inversor sem carga, inversor com carga resistiva, inversor com carga resistiva-indutiva com fator de potência igual a 0,7 e inversor com carga resistiva-indutiva com fator de potência igual a 0,3. A alimentação de uma carga não linear não foi considerada na análise com o *MATLAB*, devido a alta complexidade da obtenção do modelo matemático que represente esta carga. Os resultados obtidos são apresentados nas Figura 9, 10 e 11.

Figura 9 – Comparativo entre frequências de ressonância, indutâncias e capacitâncias dos filtros projetados.

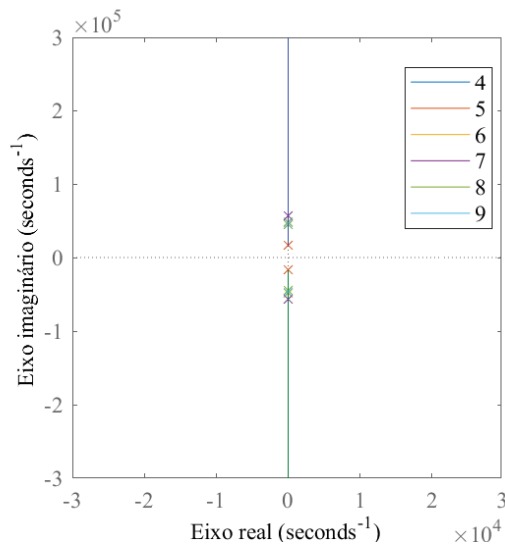


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

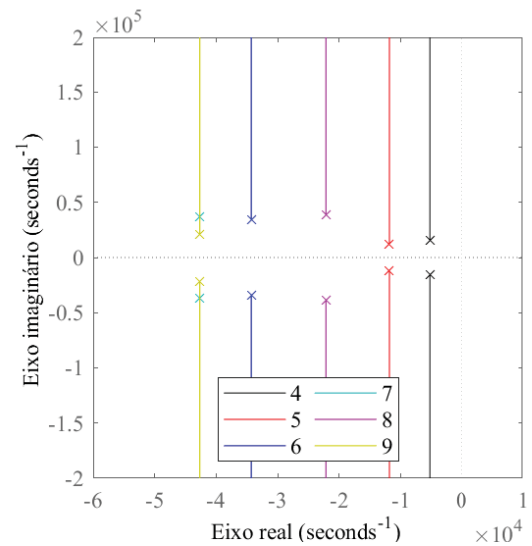
Na Figura 9, observa-se que apenas as metodologias 4 e 5 mantiveram a frequência de ressonância dentro do limite especificado de 2,66 kHz. Visto que nessas metodologias a frequência de ressonância é um parâmetro diretamente utilizado no cálculo dos componentes do filtro, enquanto que nas demais metodologias a frequência de ressonância é um parâmetro implícito nos equacionamentos.

Conforme apresentado na Seção 2.2.1, a frequência de ressonância é um parâmetro relevante ao se projetar um filtro de saída e não respeitá-la pode se tornar um problema. O pior resultado para a frequência de ressonância, obtido pela metodologia 7, apresentou uma f_r de, aproximadamente, quatro vezes maior que a desejada. Enquanto que, para as metodologias 6, 8 e 9, o resultado foi quase o triplo do esperado. Apesar disso, ao lembrar as características das metodologias, destacadas na Tabela 4, verifica-se que a frequência de ressonância não era de fato um parâmetro predefinido. Portanto, apesar de apresentarem um resultado diferente do desejado para a frequência de ressonância, as metodologias 5, 6, 7, 8 e 9 não devem ser descartadas por este motivo.

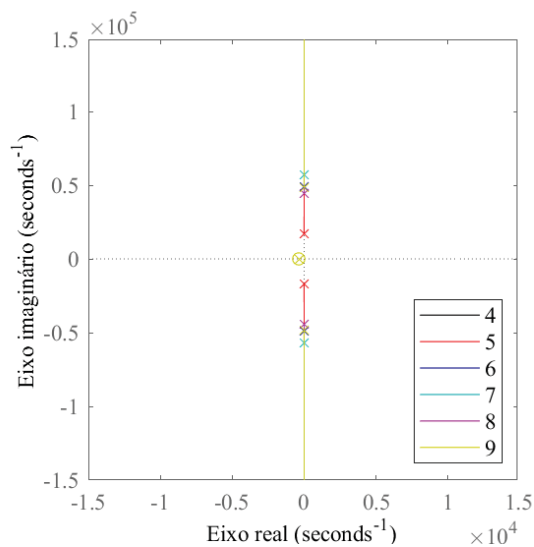
Figura 10 – Lugar das raízes dos filtros projetados.



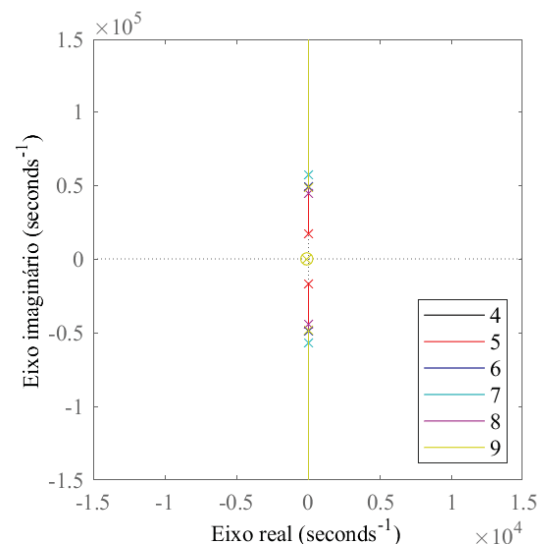
(a) Lugar das raízes para o sistema sem carga.



(b) Lugar das raízes para uma carga R.



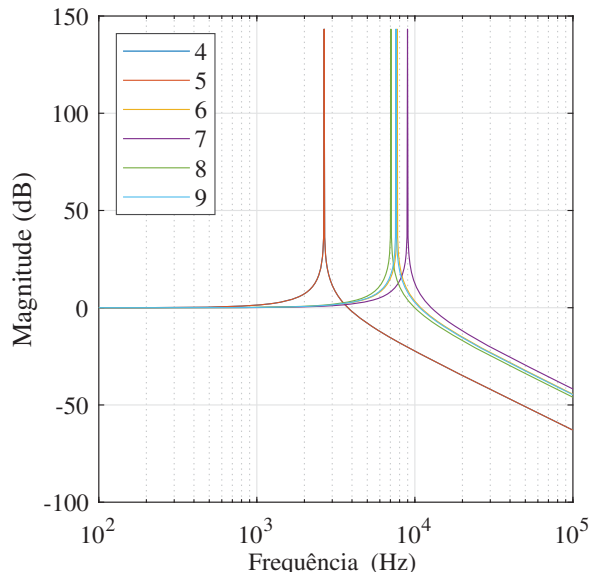
(c) Lugar das raízes para uma carga RL com FP=0,7.



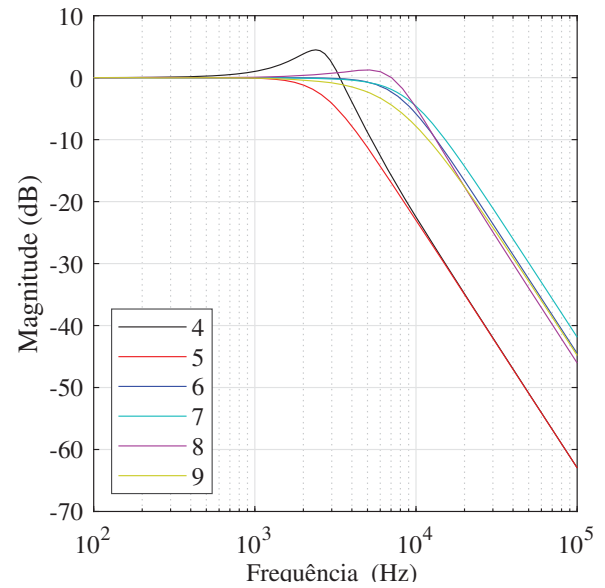
(d) Lugar das raízes para uma carga RL com FP=0,3.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

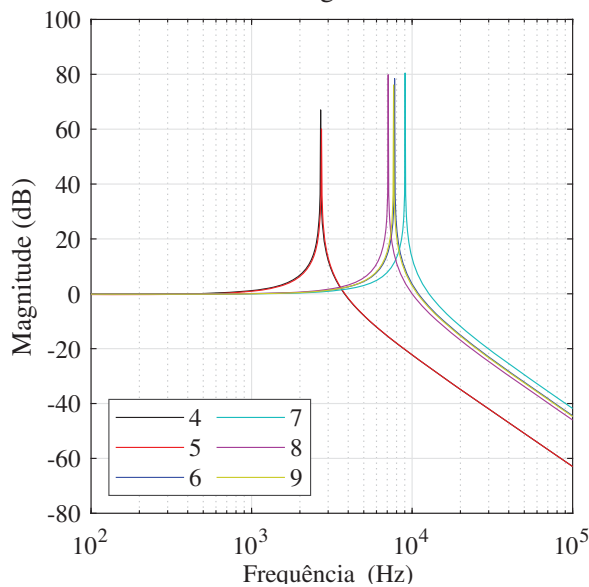
Figura 11 – Resposta em frequência dos filtros projetados.



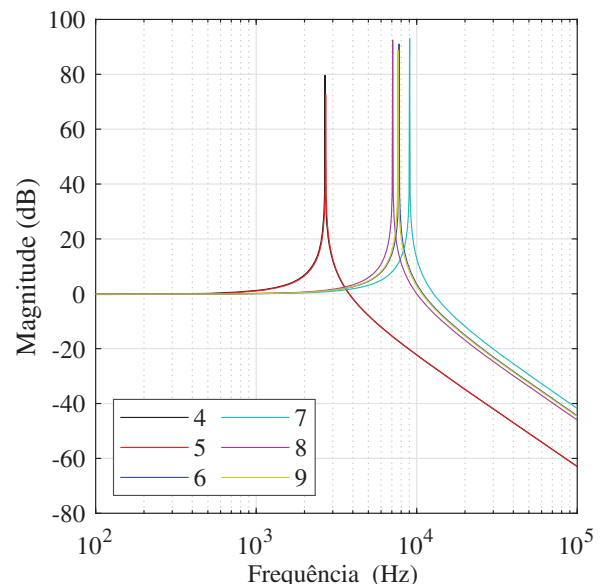
(a) Diagrama de magnitude para o sistema sem carga.



(b) Diagrama de magnitude para uma carga R.



(c) Diagrama de magnitude para uma carga RL com FP=0,7.



(d) Diagrama de magnitude para uma carga RL com FP=0,3.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

No que tange a resposta em frequência, deve-se considerar a função de transferência Equação (25) que descreve a dinâmica do inversor da Figura 3. Ainda, um caso particular dessa função de transferência ocorre quando o inversor opera sem carga, ou seja, fazendo $\lim_{z_o \rightarrow +\infty} G(s)$. Esse caso particular resulta na Equação (26).

$$G(s) = \frac{Z_o}{s^2(L_f C_f Z_o) + s(L_f) + Z_o} \quad (25)$$

$$G(s) = \frac{1}{s^2(L_f C_f) + 1} \quad (26)$$

Conforme apresentado nas Figuras 10 (a) e 11 (a), verifica-se que quando o inversor opera sem carga, há a influência de dois polos complexos e conjugados, resultando em uma ressonância exatamente na frequência de ressonância do filtro. O mesmo fenômeno também acontece de maneira semelhante quando é conectada uma carga resistiva-indutiva, conforme apresentado nas Figuras 10 (c) e (d) e nas Figuras 11 (c) e (d). Entretanto, para esses casos, o ganho na frequência de ressonância é atenuado pela presença do resistor, resultando em amortecimento dessas respostas em frequência. Dessa maneira, constata-se que a frequência de ressonância permanece inalterada e que quanto maior for o fator de potência da carga, maior é o amortecimento do filtro. Já o último caso atende a um inversor operando com uma carga puramente resistiva ($Z_o = R$). O resultado obtido concorda com o fenômeno descrito anteriormente, uma vez que o filtro se comporta como um sistema passa-baixas.

Considerando os dados apresentados nos diagramas de polos e zeros, é possível afirmar que a planta do filtro LC é estável para todas as condições de cargas avaliadas. Dessa forma, não é possível definir parâmetros que desqualificam as metodologias de projetos estudadas, uma vez que nenhuma das plantas obtidas apresenta polos localizados no semi-plano direito dos diagramas de polos e zeros apresentados na Figura 10. Mesmo que alguns dos projetos tenham apresentado diferentes frequências de ressonância, conforme destacado, esta não é uma característica fundamental das metodologias avaliadas nesta etapa. Dessa forma, essas diferenças não se tornam relevantes e não justificam a exclusão das metodologias nesta etapa de avaliação.

3.3 LIMITES DE OPERAÇÃO PARA CARGAS NÃO-LINEARES

Diante da impossibilidade de integrar a avaliação das cargas não lineares na Seção 3.2, as restrições delimitadas por Gerent et al. (2005) formam a terceira etapa da avaliação teórica das metodologias estudadas. Mesmo que o inversor de tensão proposto neste trabalho esteja operando em malha aberta, ou seja, sem um sistema de controle ativo regulando os sinais do conversor, é possível avaliar as restrições para os filtros LC projetados.

Nesse contexto, considerar as restrições no projeto do indutor L_f permite projetar um filtro LC para inversor de tensão que possa operar com uma malha de controle. Então, utilizando as Equações (22) e (23), é possível calcular os valores máximos de indutância do filtro que atendam às duas restrições. Os cálculos realizados para encontrar as indutâncias máximas para o inversor proposto estão contidos no Apêndice G e os resultados obtidos são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Indutâncias máximas calculadas considerando restrições de subida e descida da corrente drenada por uma carga não linear.

Restrição	L_f
Restrição de subida	905,46 μ H
Restrição de descida	3,50 mH

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Com o cálculo das restrições e os dados da Tabela 4, é possível constatar que todas as indutâncias projetadas atendem à restrição de descida. Entretanto, para a restrição de subida, apenas as metodologias 6, 7 e 8 são elegíveis. Dessa forma, reduz-se o espectro inicial da análise teórica de nove metodologias para apenas três, sendo essas as metodologias selecionadas para avaliação da próxima etapa.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

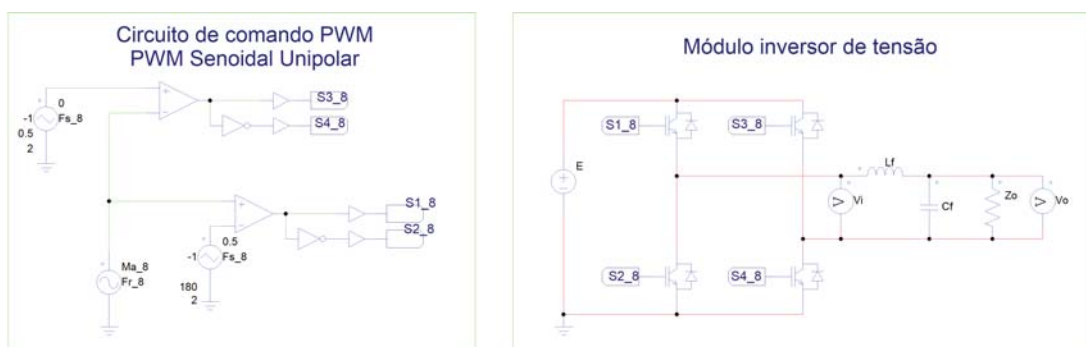
Nesta seção são apresentados os resultados obtidos através de simulações e de medições experimentais. Além disso, são apresentadas as partes que integram o protótipo, como os circuitos de alimentação, o módulo inversor e os filtros LC construídos.

É necessário também destacar o propósito da realização da avaliação experimental. Sabe-se um sistema real difere do ambiente computacional, uma vez que os componentes podem ser simulados como ideais. Dessa forma, a realização de um ensaio experimental, permite verificar o que realmente ocorre em sistema real e quais são as não idealidades presentes que mais afetam os resultados obtidos. Assim, a avaliação experimental permite constatar a presença de comportamentos e resultados capazes de validar as análises realizadas teoricamente ou por simulação.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para realizar a simulação, é inserido no software *PSIM* o circuito do inversor de tensão com filtro LC e acionado pela técnica de modulação PWM unipolar, conforme ilustrado na Figura 12 em que Z_o assume as configurações de carga do tipo linear resistiva, linear resistiva-indutiva e não linear, inclusive considerando a presença de um indutor a montante de $79,69 \mu\text{H}$ nessa última configuração de carga. Através do *PSIM* também é possível realizar algumas observações qualitativas quanto aos circuitos e metodologias simuladas através das formas de onda obtidas. Escolhendo a metodologia 6 como exemplo, os resultados obtidos são apresentados na Figura 13.

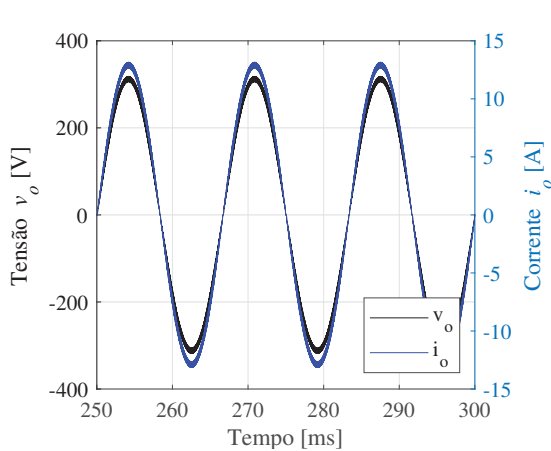
Figura 12 – Circuito simulado no *PSIM*.



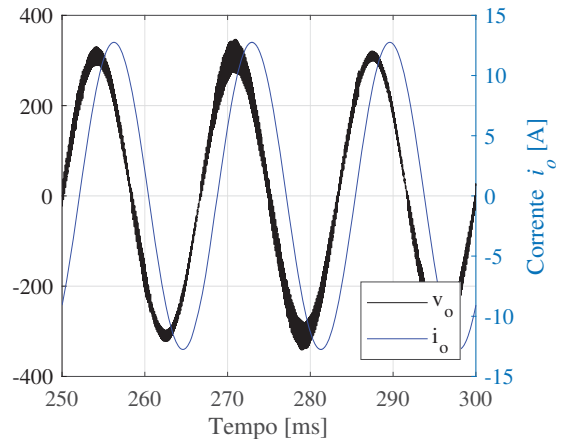
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

As cargas lineares apresentaram comportamento conforme esperado. Observando os resultados de simulação dessas cargas na Figura 13, verifica-se que a oscilação de tensão é mínima e a forma de onda é muito próxima à uma onda senoidal. Também é possível perceber a influência do fator de potência da carga no resultado obtido, de forma a apresentar uma relação inversamente proporcional à oscilação de tensão. Ainda nesta última, destaca-se oscilações nos

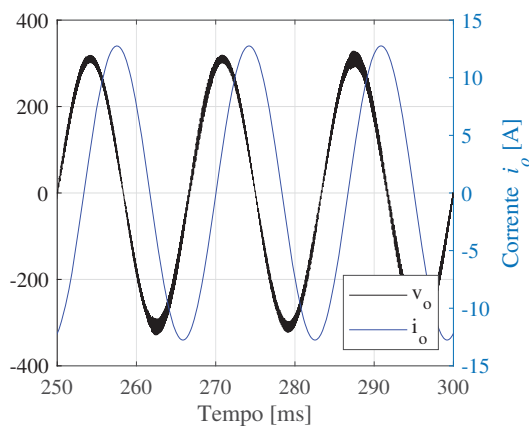
Figura 13 – Tensões e correntes obtidas por simulação para diferentes cargas conectadas ao filtro da metodologia 6.



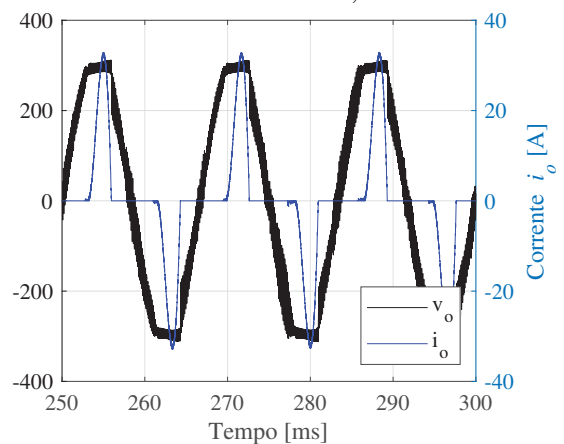
(a) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga R.



(b) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com $FP=0,7$.



(c) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com $FP=0,3$.



(d) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga NLR.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

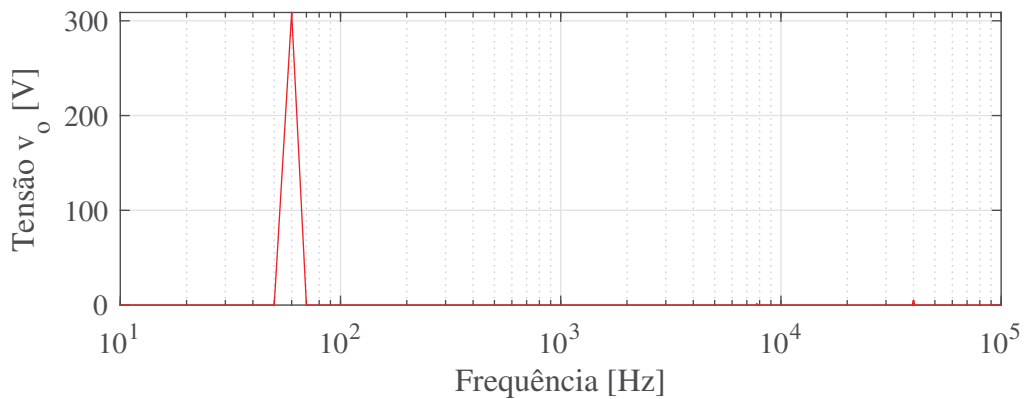
picos de tensão para cargas RL, causadas pela ressonância do capacitor C_f com o indutor da carga RL.

Diferente da tensão, a corrente da carga apresenta diferença considerável diante do tipo de carga alimentada pelo inversor. Além de evidenciarem maiores oscilações, as formas de onda de corrente apresentam defasagem entre si. De certa forma, essa característica já é esperada, pois cargas indutivas realizam o armazenamento de energia na forma de campo magnético, o qual utiliza corrente elétrica para gerar o fluxo magnético. Portanto, cargas mais indutivas tendem a apresentar maior defasagem nos sinais de corrente.

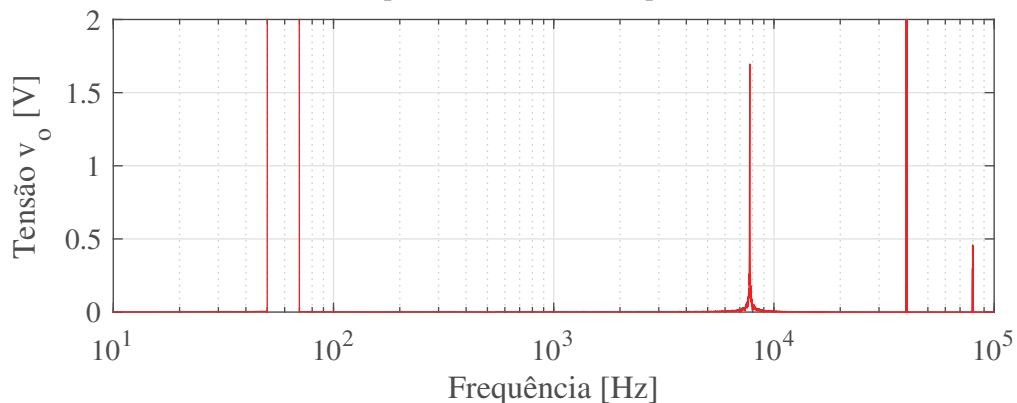
Um último destaque relacionado às cargas lineares é obtido ao relacionar o sinal no domínio do tempo com a resposta em frequência do circuito. A presença das reatâncias indutivas nas cargas que o inversor alimenta, conforme apresentado na Seção 3.2, evidencia as ressonâncias. Essas ressonâncias são responsáveis por amplificar as bandas laterais da frequência de chaveamento exatamente na frequência de corte do filtro. Portanto, vale dizer que as os-

cilações apresentadas no sinal de tensão e corrente são justamente oscilações que acontecem na frequência de corte do filtro (7,72 kHz, considerando o resultado apresentado na Figura 9). Essa característica é facilmente percebida ao se realizar a decomposição do sinal através da Transformada Rápida de Fourier (FFT), conforme apresentado e destacado na Figura 14.

Figura 14 – FFT do sinal de tensão de saída do inversor com o filtro LC da metodologia 6 conectado à carga linear RL.



(a) Espectro harmônico completo.

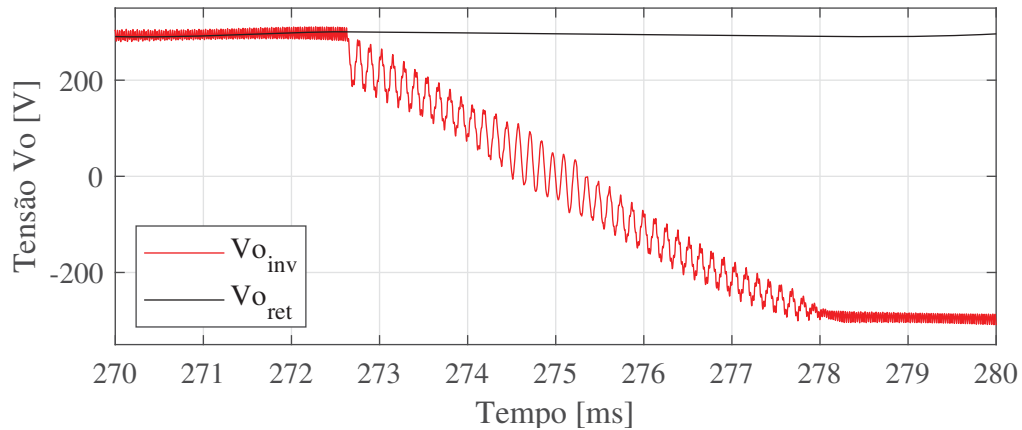


(b) Espectro harmônico com destaque nas componentes do chaveamento.

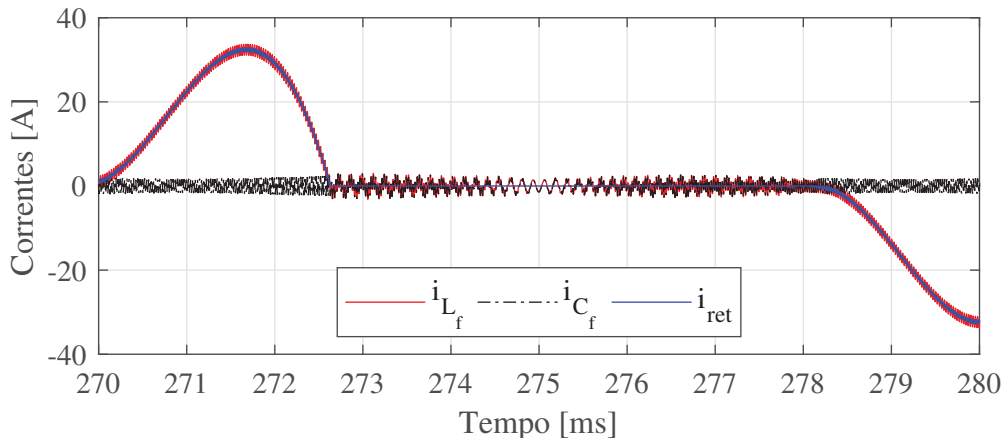
Para as cargas não lineares, são obtidas formas de onda com maior distorção quando comparadas à um sinal senoidal. A primeira característica que se destaca pode ser visualizada nos picos da onda de tensão. O pico ceifado, quase quadrado, acontece por conta do grampeamento da tensão de saída do inversor com a tensão do capacitor do retificador. No momento da transferência de energia do inversor para o retificador, a tensão entre os dois pontos são exatamente as mesmas. A segunda característica que se destaca é a ressonância dos componentes do filtro LC e é mais evidente nos momentos de subida e descida do sinal de tensão. Para melhor compreender o efeito, é necessário analisar as formas de onda de tensão e corrente de alguns elementos do circuito, as quais são apresentadas na Figura 15.

Dessa forma, verifica-se que a oscilação ocorre por uma troca de energia entre o inversor e o capacitor do filtro. Dessa forma, quando há uma diferença de potencial entre o inversor e o capacitor C_f em que $v_{inv} > v_o$, cria-se uma situação propícia para a circulação de corrente elétrica nesse ramo, fluindo do inversor para o capacitor. Quando a diferença de potencial ocorre no

Figura 15 – Detalhe da forma de onda da carga NL da Figura 13 entre 270 ms e 280 ms.



(a) Formas de onda da tensão de saída do inversor e do retificador.



(b) Formas de onda de corrente no indutor L_f , no capacitor C_f e na entrada do retificador.

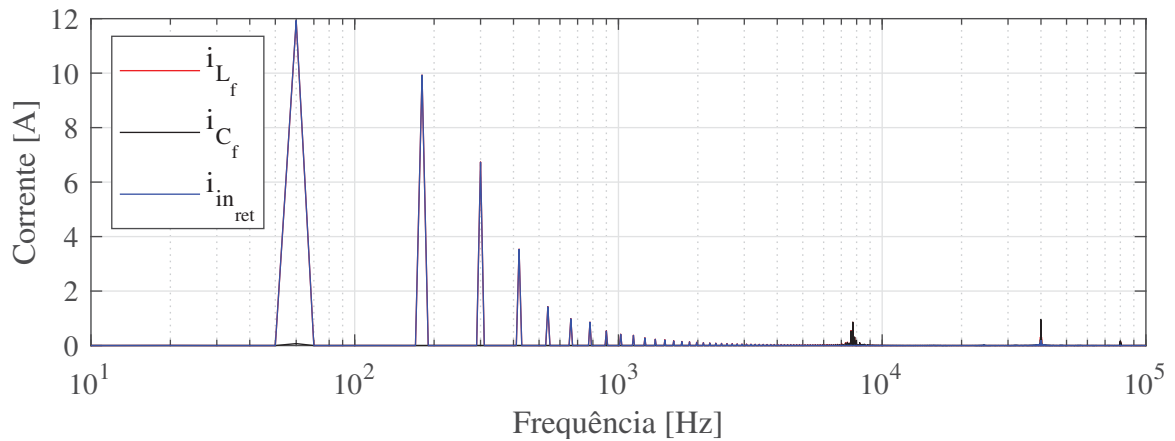
sentido contrário, ou seja, $v_{inv} < v_o$, novamente cria-se uma condição propícia para a circulação de corrente elétrica. Entretanto, dessa vez, a corrente circula em sentido contrário, saindo do capacitor C_f e entrando na fonte.

De forma geral, as distorções são uma consequência direta do regime de operação do inversor de tensão. Nesses momentos de transição, a tensão no barramento CC é inferior ao sinal sintetizado pelo inversor e não há polarização dos diodos do retificador e, por consequência, não há condução de corrente. Com isso, pode-se dizer que o inversor de tensão está operando à vazio, uma vez que não há um fluxo de potência entre inversor de tensão e retificador. Ou seja, conforme destacado na avaliação de estabilidade e ilustrado na Figura 11, a operação à vazio é o regime que coloca o filtro LC na pior condição de operação, pois não há nenhum amortecimento na resposta em frequência desse filtro, ou seja, o filtro LC atua como um oscilador harmônico amplificando as bandas laterais do sinal chaveado sintetizado pelo inversor.

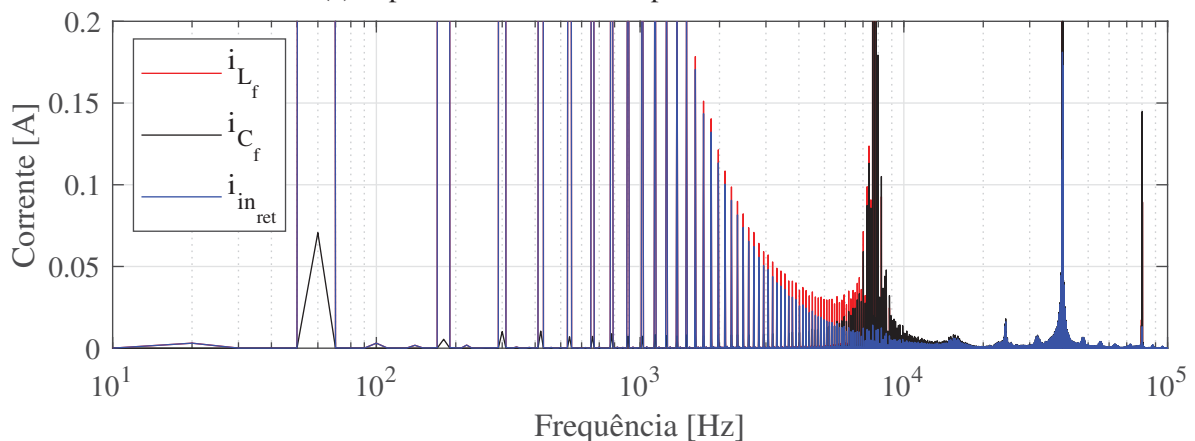
A justificativa é confirmada ao realizar a FFT dos sinais de corrente, apresentada e destacada na Figura 16. Pela decomposição do sinal fica claro que a componente fundamental (60 Hz) e as principais componentes harmônicas da carga são fornecidas do inversor para o retificador. Enquanto que na frequência de ressonância, constata-se a existência de uma

componente de corrente do capacitor C_f e indutor L_f . Dessa forma, verifica-se que a troca energética entre capacitor C_f e o inversor ocorre conforme descrito.

Figura 16 – FFT dos sinais de corrente dos componentes do filtro da metodologia 6 e da carga não linear.



(a) Espectro harmônico completo das correntes.



(b) Espectro harmônico com destaque para o fenômeno de ressonância entre os componentes do filtro LC.

4.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

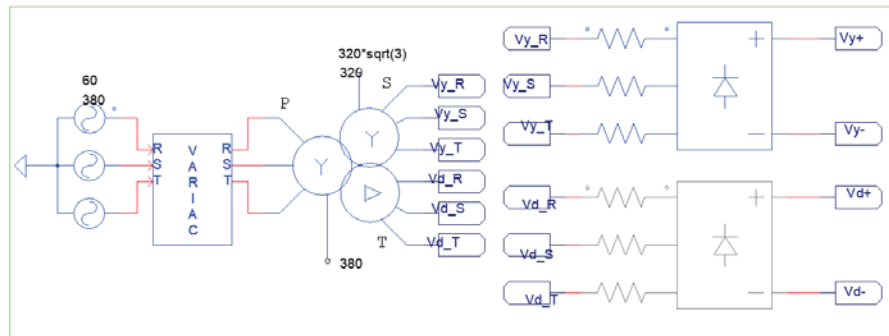
Esta seção é destinada à descrever a montagem e os componentes utilizados para avaliação experimental das metodologias. Dessa forma, para cada componente utilizado no protótipo montado, apresenta-se um breve resumo do componente e das suas principais características. Além disso, é apresentado também o desvio existente entre os parâmetros projetados para o inversor de tensão e cargas alimentadas, e os parâmetros utilizados nos ensaios experimentais.

4.2.1 Circuito de alimentação

O circuito de alimentação tem como objetivo fornecer a energia necessária que é processada pelo inversor de tensão antes de chegar a carga. O circuito é composto por uma alimentação trifásica 380 V, um transformador trifásico de 12 pulsos e um variador de tensão trifásico, todos estes conectados em série.

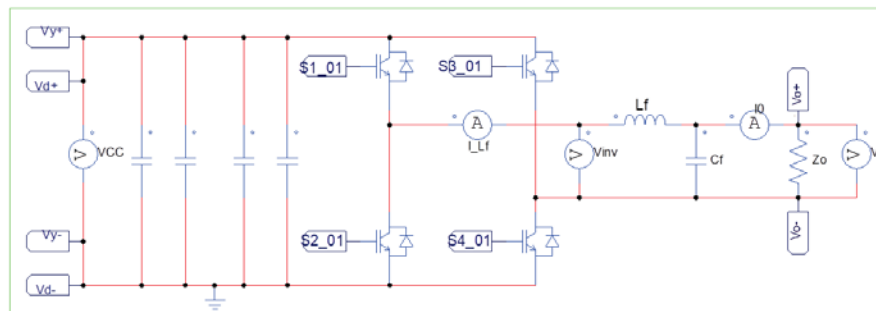
Figura 17 – Esquemático do circuito montado em bancada.

Circuito de entrada (transf. 12 pulsos + ponte retificadora)



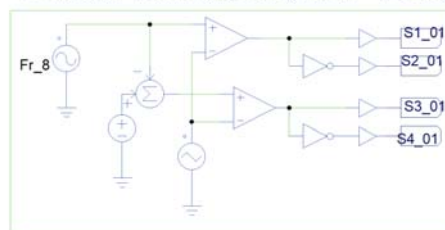
(a) Circuito de alimentação do módulo inversor.

Módulo inversor de tensão



(b) Circuito de potência do módulo inversor.

Comando PWM unipolar (2 ref. + 1 port)



(c) Circuito de acionamento do módulo inversor.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

O transformador trifásico é implementado no circuito como um recurso para oferecer isolamento galvânica entre a rede elétrica da universidade e todo o circuito a jusante deste trafo. Já o variador de tensão é previsto para permitir o ajuste da amplitude de tensão que alimenta o barramento CC do conversor. Com isso, é possível, além da isolamento galvânica do circuito, um maior controle da tensão de barramento CC e, conseqüentemente, da potência total processada pelo conversor.

Para o transformador, é utilizado um transformador trifásico de 12 pulsos da Blutrafos de 380 V/285 V com potência nominal de 3 kVA e frequência de operação 60 Hz. Para o variador de tensão foi utilizado o TSGC2-15 da JNG, com potência nominal de 15 kVA e corrente nominal de 20 A.

4.2.2 Ponte retificadora

Após o variador de tensão é conectada a ponte retificadora monofásica SKB2512 de 1,2 kV e 17 A, fabricada pela *Semikron*. Esse componente tem como objetivo retificar o sinal alternado fornecido pelo variador de tensão, conforme princípio de funcionamento apresentado na Seção 2.1.4. No que tange ao seu posicionamento, a ponte está conectada após a saída do variador de tensão e antes da alimentação do barramento CC módulo inversor de tensão.

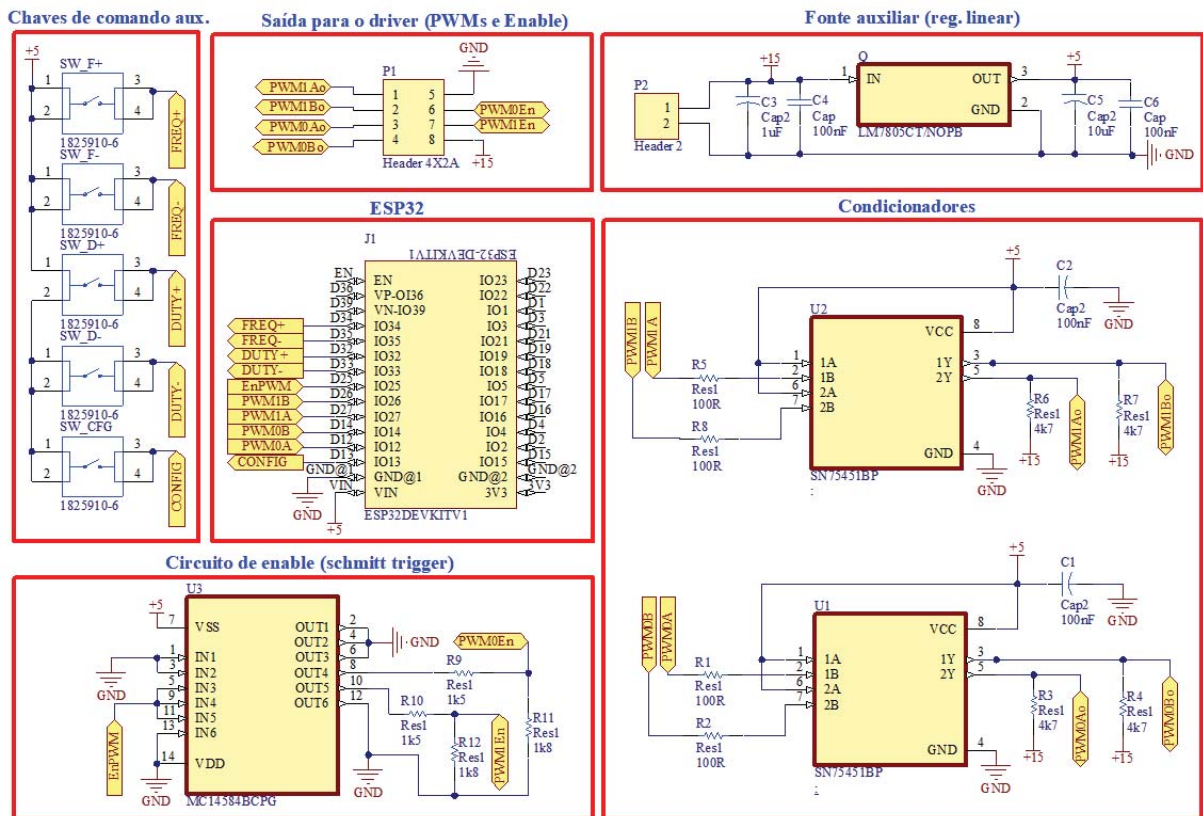
4.2.3 Inversor de tensão em ponte completa

O inversor de tensão utilizado neste trabalho consiste na adaptação de um módulo inversor de tensão utilizado por HOCK Jr. (2020), Lambert (2019). Para o circuito de comando do módulo, é utilizado o microcontrolador ESP32, fabricado pela *Espressif*. A escolha desse componente fundamentou-se na sua facilidade de programação, presença de módulos dedicados para aplicações envolvendo acionamentos PWM (MCPWM), elevada velocidade de *clock* e a possibilidade de integrar comunicação sem fio (*WiFi/Bluetooth*) para comandar o microcontrolador remotamente. Apesar dos grandes benefícios associados à escolha do microcontrolador, é necessário confeccionar uma placa de condicionamento para realizar a interface entre o microcontrolador ESP32 e o módulo inversor de tensão. O esquemático de ligação é apresentado na Figura 18.

O circuito da placa de condicionamento envolve a utilização do regulador linear de tensão LM7815 e circuito integrado (CI) SN75451BP, um CI de *driver* com coletor aberto. Esse CI é o responsável por transformar os pulsos PWM de 3,3 V fornecidos pelo microcontrolador em pulsos de 15 V requisitados pelas chaves do inversor de tensão. Na Figura 19 é possível verificar tanto o projeto da placa de condicionamento realizado no software *Altium Designer*, quanto a placa de condicionamento construída.

Destaca-se que uma das alterações feitas no projeto no decorrer do trabalho foi a retirada dos botões auxiliares. Esses botões foram planejados para permitir ajustes rápidos na programação do microcontrolador a fim de modificar alguns dos parâmetros do chaveamento, como

Figura 18 – Esquemático de ligação da placa de condicionamento projetada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

a frequência de chaveamento e o índice de modulação. Apesar da retirada das funcionalidades dos botões físicos, o ajuste dos parâmetros é implementado através de comunicação *Bluetooth*, permitindo a configuração, inclusive, de novas funcionalidades. A lista abaixo apresenta a relação de funções permitidas no ESP32. A programação completa do microcontrolador está disponibilizada no Apêndice I, assim como o *link* para visualização de um vídeo que demonstra essas funções implementadas e o funcionamento do inversor de tensão.

- Ligar/desligar o chaveamento do conversor;
- Aumentar/reduzir a frequência de chaveamento em passos de 5 kHz;
- Aumentar/reduzir o índice de modulação em passos de 2%;
- Selecionar a frequência da referência entre 50 Hz e 60 Hz;
- Consultar os parâmetros vigentes (ciclo de trabalho dos braços, frequência de chaveamento, frequência da referência e índice de modulação); e
- Reinicializar o microcontrolador.

Figura 19 – Placa de condicionamento do circuito de comando.



(a) Placa de condicionamento projetada.



(b) Placa de condicionamento construída.

4.2.4 Filtros LC

Para a parte experimental são selecionadas duas dentre as quatro metodologias elegíveis na Seção 3.3. A seleção é feita com base nos recursos disponíveis no laboratório da universidade e visando selecionar metodologias de projetos distintas. Dessa forma, são escolhidas as metodologias 6 (projeto pela aproximação de um sistema de segunda ordem e com consideração sobre a distorção harmônica total) e 8 (projeto pela ondulação de tensão e corrente).

Como a construção dos filtros LC se deu por um projeto utilizando valores nominais de componentes comerciais para os capacitores e medições utilizando a ponte RLC 3511-50 LCR HiTESTER¹ da *HIOKI* para os indutores, houve desvios menores que 5% entre os valores de capacitâncias e indutâncias projetados e os valores obtidos. O comparativo entre os valores projetados e os valores utilizados no protótipo podem ser visualizados na Tabela 6, enquanto que na Figura 20 pode-se verificar os filtros LC construídos para o protótipo.

Tabela 6 – Valores de indutâncias e capacitâncias projetados e disponíveis no laboratório

Metodologia	$C_{f,proj}$	$C_{f,lab}$	$L_{f,proj}$	$L_{f,lab}$
6	602,40 nF	600,00 nF	705,58 μ H	705,9 μ H
8	932,26 nF	930,00 nF	546,01 μ H	570,1 μ H

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

4.2.5 Cargas alimentadas

No que tange às composições das cargas projetadas para a realização da etapa experimental, deve-se considerar os valores de resistências e indutâncias apresentados na Tabela 7. É necessário destacar que, apesar da pretensão em se realizar a avaliação experimental com o conversor e os filtros operando nas condições em que foram projetados, foi necessário realizar um redimensionamento das cargas projetadas a fim de reduzir a potência total de operação do protótipo e garantir a integridade do módulo inversor, principalmente quando operando com car-

¹ Para realizar a medição, a ponte RLC foi configurada para medir a indutância do filtro na frequência de 1 kHz e 1 V, sendo esses os parâmetros máximos da ponte.

Figura 20 – Filtros LC construídos.



(a) Filtro LC para a metodologia 6.

(b) Filtro LC para a metodologia 8.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

gas não lineares. A necessidade foi constatada diante das elevadas correntes de pico drenadas por essas cargas, atingindo cerca de 33 A para os valores nominais de projeto, conforme evidenciado na Figura 13.

Tabela 7 – Valores de resistência e indutâncias projetados para uma carga de 2 kVA e tensão de barramento de 400 V.

Carga	R_o (Ω)	L_o (mH)	C_{ret} (mF)
R	24,20	0,00	-
RL (FP=0,7)	17,11	45,39	-
RL (FP=0,3)	7,26	61,24	-
NL R	48,36	0,00	3,51

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A partir dessa observação, as cargas e as condições de operação do inversor de tensão foram redimensionadas. Os redimensionamentos realizados focam na redução da potência nominal das cargas e redução da tensão de barramento CC. Na potência, a redução foi de 65%, atingindo 700 VA. Para a tensão do barramento a redução foi na ordem de 50%, atingindo a faixa de 200 V. Na Tabela 8 é possível verificar as resistências e indutâncias projetadas e também os valores desses parâmetros obtidos a partir dos componentes disponíveis no laboratório.

Por fim, destaca-se que os procedimentos de cálculo para as cargas lineares e não lineares são apresentados nos Apêndices E e F.

Tabela 8 – Valores de resistência e indutâncias redimensionados para uma carga de 700 VA e tensão de barramento de 200 V.

Carga	$R_{o,proj}$ (Ω)	$L_{o,proj}$ (mH)	$C_{r,proj}$ (mF)	$R_{o,lab}$ (Ω)	$L_{o,lab}$ (mH)	$C_{r,lab}$ (mF)
R	14,08	0,00	-	14,68	0,04	-
RL (FP=0,7)	9,95	31,69	-	9,72	51,7	-
RL (FP=0,3)	4,22	42,75	-	4,96	64,7	-
NL R	28,16	0,00	3,51	29,35	0,06	4,25

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos para as metodologias de projeto ensaiadas no laboratório. Esses resultados foram obtidos através do osciloscópio MSO 2014B fabricado pela *Tektronix*. Além disso, destaca-se que para esta etapa, dentre as três metodologias elegíveis, foram selecionadas duas: metodologia 6 e metodologia 8. O principal objetivo desta etapa é realizar a validação das análises teóricas e das análises feitas por simulação.

4.3.1 Filtro projetado pela metodologia 6

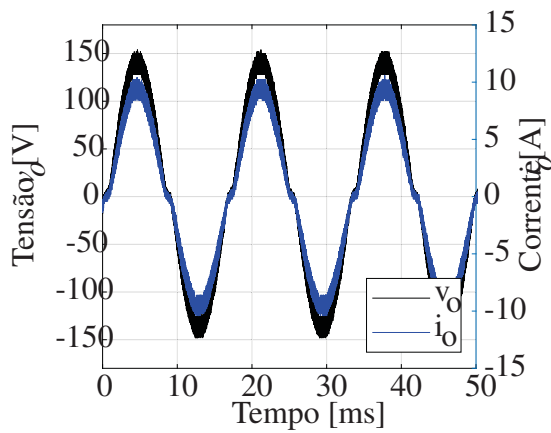
Os resultados obtidos experimentalmente para a metodologia 6 são apresentados qualitativamente na Figura 21. De forma geral, vale destacar que as formas de onda apresentadas são semelhantes aos resultados obtidos na Seção 4.1. Porém, percebe-se a presença de distorções da forma de onda de tensão na passagem por zero da corrente em cargas lineares.

A ocorrência desse fenômeno se dá pela presença do circuito de proteção no inversor de tensão que gera o tempo morto por hardware. Esse circuito, apresentado no esquemático da Figura 22, considerando a constante de tempo RC e considerando os múltiplos estágios dos circuitos *schmitt trigger* é incapaz de sintetizar os pequenos pulsos da modulação PWM unipolar. O fenômeno da supressão de pequenos pulsos ocorre tanto nas proximidades do zero, causando uma pequena descontinuidade, quanto nos picos da senoide modulada, causando uma região de platô nos picos do sinal.

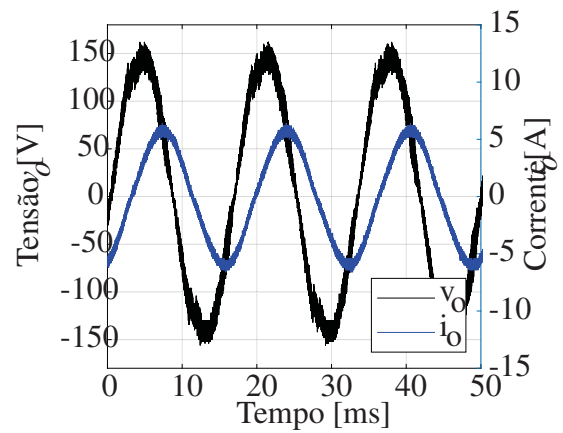
Além disso, observando a Figura 21, verifica-se que as distorções da forma de onda da tensão ocorrem em instantes diferentes para os diferentes tipos de cargas acopladas à saída do inversor. Para a carga linear resistiva, é observado o fenômeno da descontinuidade em zero e o achatamento dos picos de tensão e corrente. Entretanto, para a carga linear RL, o fenômeno é observado apenas nas passagens por zero da corrente de carga. Neste instante, a corrente de carga apresenta um valor constante e, por esse motivo, não provoca uma queda de tensão no indutor da carga.

Além da análise das formas de onda no domínio do tempo, também é possível analisar os resultados obtidos no domínio da frequência ao interpretar o espectro harmônico de tensão e corrente da metodologia 6, apresentados na Figura 23. Como é esperado, o espectro obtido para cada composição de carga é diferente.

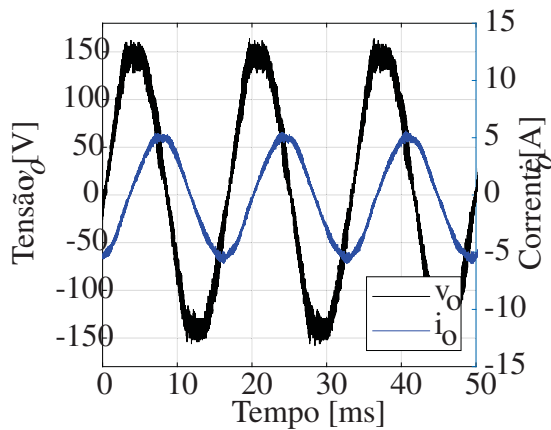
Figura 21 – Tensões e correntes obtidas para diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 6.



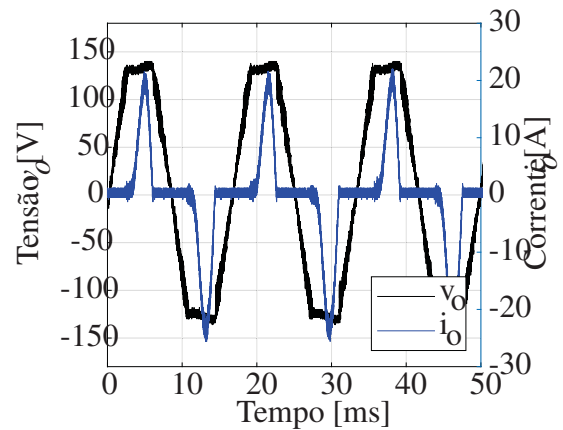
(a) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga R.



(b) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,7.



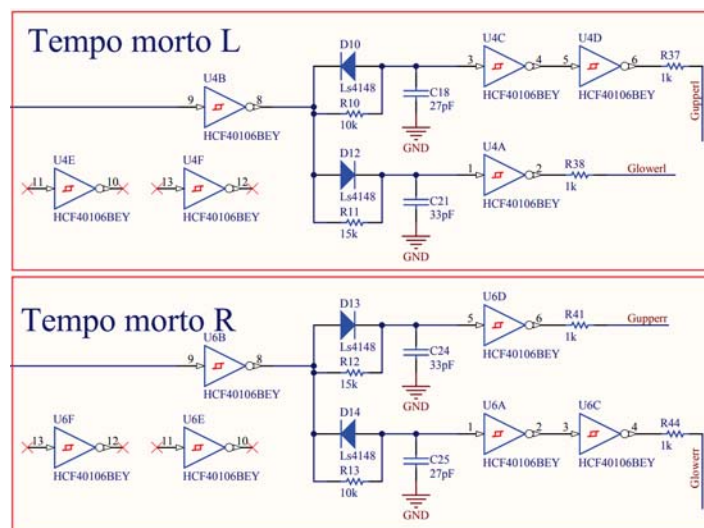
(c) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,3.



(d) Tensão v_o e corrente i_o para uma carga NLR.

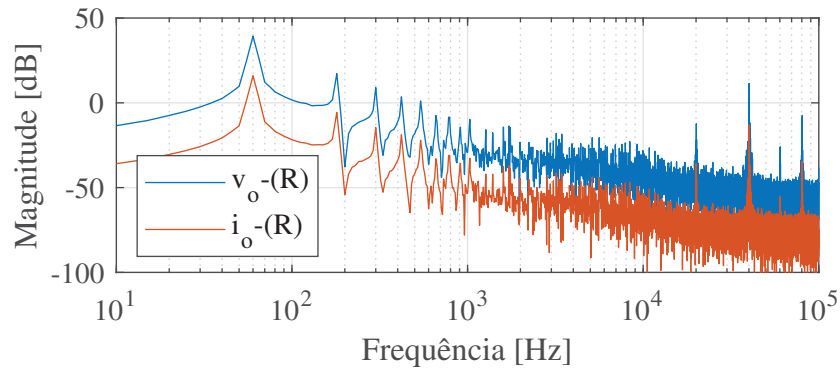
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 22 – Tempo morto gerado por hardware no inversor de tensão.

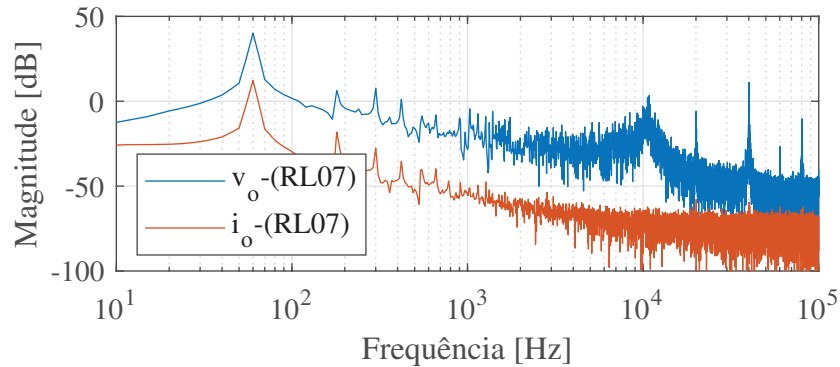


Fonte: Adaptado de HOCK Jr. (2020), Lambert (2019)

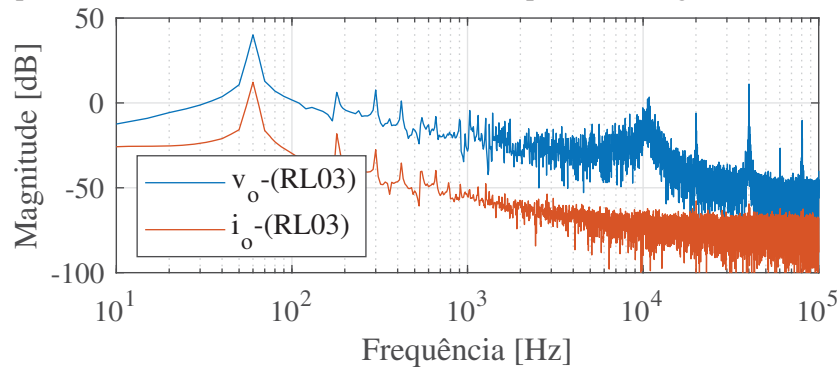
Figura 23 – Espectro harmônico obtido para as diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 6.



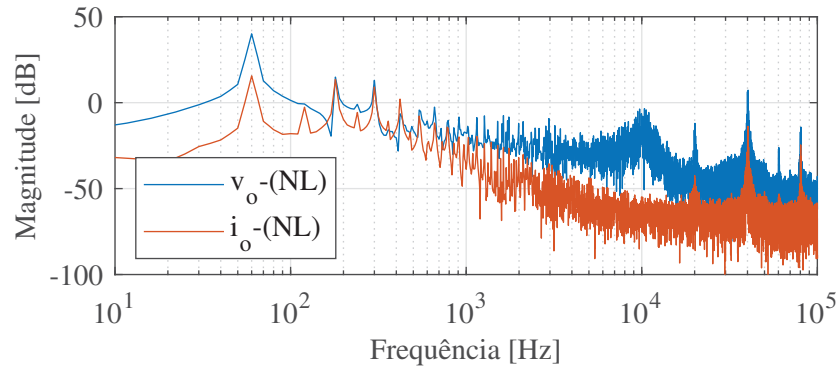
(a) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga R.



(b) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,7.



(c) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,3.



(d) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga NLR.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 9 – Resultados paramétricos obtidos para a metodologia 6.

Carga	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	Δv_o (V)	Δi_{L_f} (A)	F. Crista
R	93,10	6,36	10,88%	10,84%	20,00	2,20	1,67
RL (07)	102,00	4,09	7,94%	3,45%	20,00	2,60	1,56
RL (03)	104,00	3,70	7,89%	2,36%	20,00	2,00	1,51
NLR	101,00	8,54	9,17%	99,71%	6,00	2,40	2,58

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para cargas lineares resistivas, o espectro harmônico da corrente é um reflexo do espectro harmônico da tensão. Nota-se ainda a inexistência de picos de ressonância para esse tipo de carga, de forma semelhante ao apresentado na Seção 3.2. A presença das componentes harmônicas de chaveamento também é evidenciada, mesmo que de forma mais sutil, tanto no espectro harmônico da tensão, quanto da corrente. Com isso, verifica-se que para as cargas resistivas, tanto na tensão quanto na corrente há a presença de componentes harmônicas localizados no dobro da frequência de chaveamento (40 kHz).

Nas cargas lineares com fator de potência menor do que 1, constata-se grande diferença entre os espectros harmônicos de tensão e de corrente. Para esta última, verifica-se que há uma forte atenuação das componentes harmônicas, uma vez que o único ponto acima de 0 dB está localizado exatamente na frequência fundamental de 60 Hz. Também vale destacar que na frequência de chaveamento, 40 kHz, nota-se uma ínfima presença da componente harmônica característica da modulação PWM unipolar. Para o espectro harmônico da tensão, o resultado já é diferente e nota-se a presença de uma componente exatamente na frequência de ressonância do filtro, confirmando a análise apresentada na avaliação teórica da estabilidade da planta.

Para a carga não linear, observa-se a presença das primeiras componentes harmônicas ímpares, em especial a 3^a, 5^a e 7^a, tanto no espectro da corrente quanto no espectro da tensão. De fato, a necessidade da fonte de alimentação fornecer os primeiros harmônicos ímpares é existente e está muito bem representada na Figura 23 (d).

Por fim, é apresentado na Tabela 9 os resultados quantitativos obtidos para a metodologia 6. Nesses resultados são obtidos valores DHT_v e DHT_i muito mais elevados dos que os resultados obtidos na simulação.

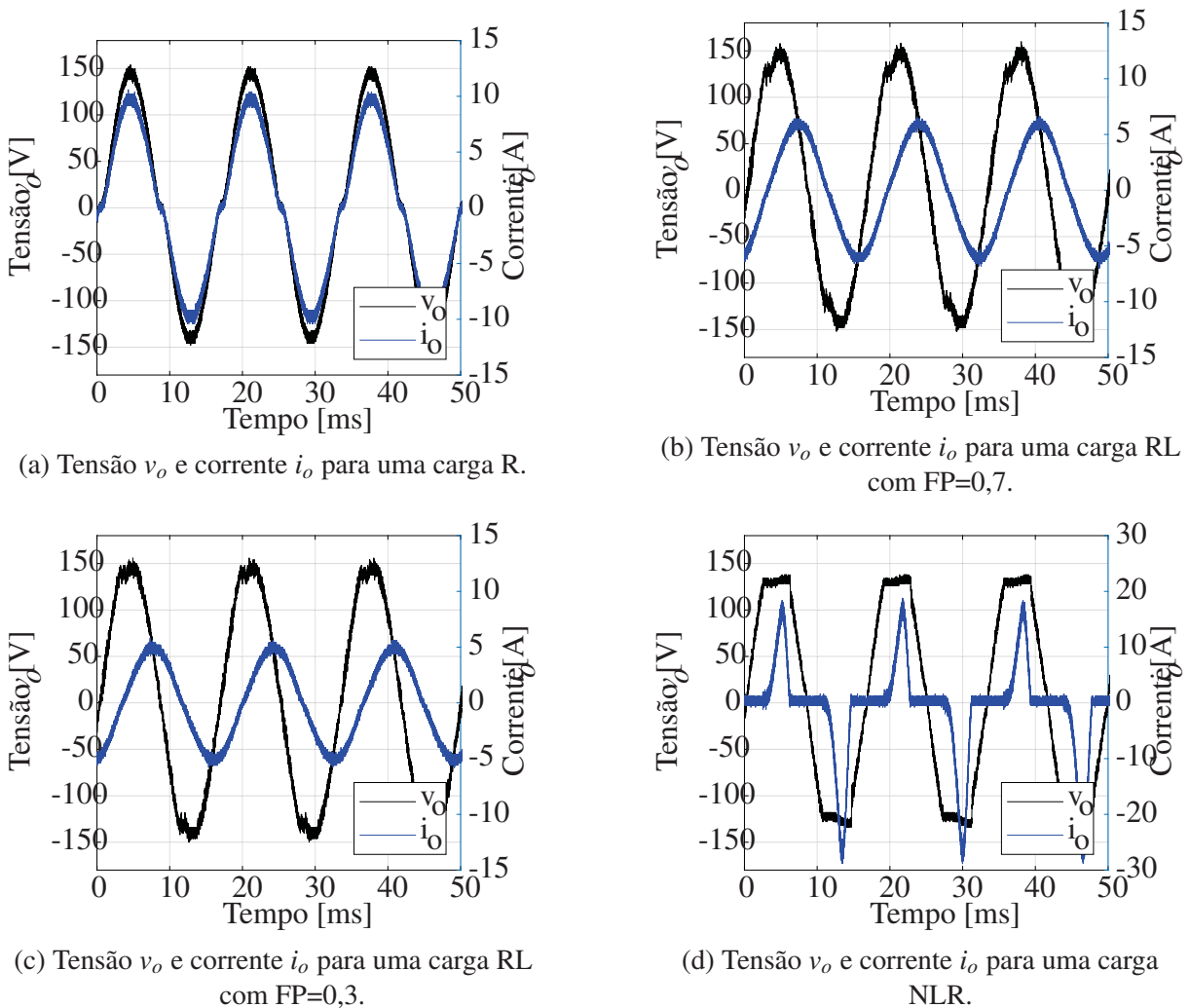
Nesse contexto é importante justificar as diferenças obtidas. A fonte das divergências está associada à não idealidade dos componentes reais utilizados na etapa experimental e, principalmente, ao fenômeno da supressão dos pulsos pequenos no *driver* de acionamento do inversor. No Apêndice H é apresentada uma análise simplificada das causas e efeitos desse último fenômeno. Além disso, no Apêndice H é também realizado uma nova simulação considerando a presença da supressão dos pulsos pequenos, comparando novamente os resultados obtidos por simulação com os resultados obtidos na avaliação experimental. Nessa comparação, foi possível constatar a eficiência dos softwares de simulação ao representar o comportamento real de um circuito elétrico tão próximo da realidade é modelado este circuito. Dessa forma,

as considerações apontadas no Apêndice H convergem para validação dos resultados obtidos por simulação e, por consequência, também convergem para a validação das análises realizadas sobre esses resultados.

4.3.2 Filtro projetado pela metodologia 8

Na Figura 24 é possível verificar os resultados qualitativos obtidos nos ensaios realizados no filtro projetado de acordo com a metodologia 8. Nesses resultados, observam-se as mesmas características apresentadas na Seção 4.3.1, ou seja, a supressão de pulsos pequenos, a defasagem entre formas de onda de tensão e corrente de acordo com o fator de potência da carga e a presença das componentes harmônicas ímpares, especialmente a 3ª, 5ª e 7ª harmônica.

Figura 24 – Tensões e correntes obtidas para diferentes cargas conectadas ao filtro da metodologia 8.

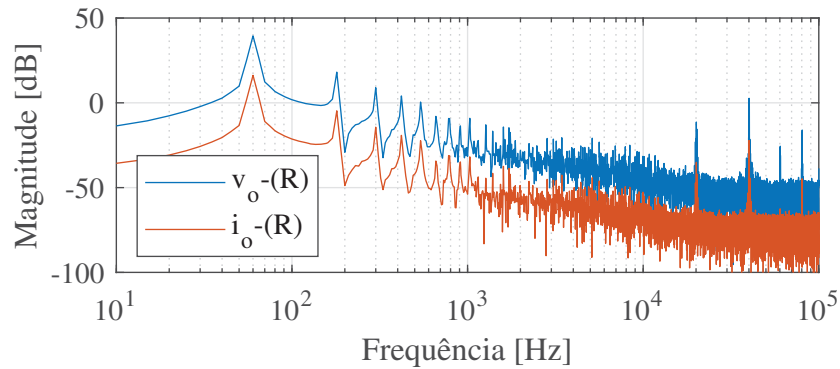


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

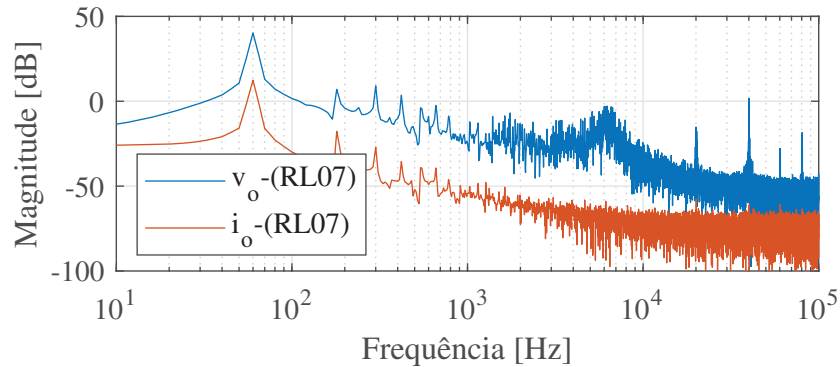
Na Figura 25 são apresentados os resultados no domínio da frequência, ou seja, o espectro harmônico dos sinais medidos de tensão e de corrente elétrica.

Por fim, na Tabela 10 estão contidos os dados quantitativos medidos para a metodologia 8.

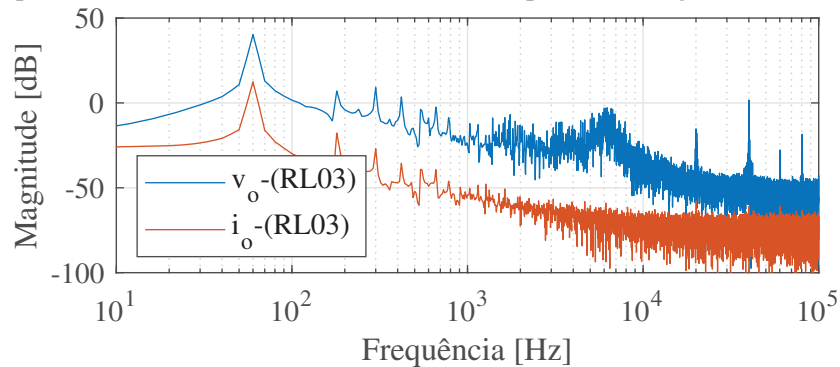
Figura 25 – Espectro harmônico obtido para as diferentes cargas lineares conectadas ao filtro da metodologia 8.



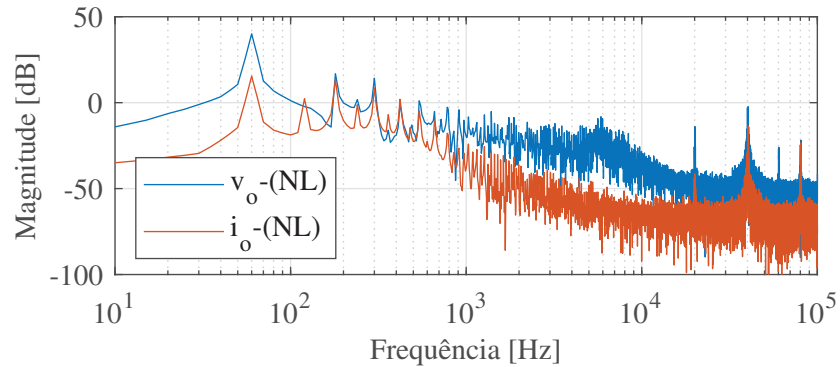
(a) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga R.



(b) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,7.



(c) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga RL com FP=0,3.



(d) Espectro harmônico da tensão v_o e corrente i_o para uma carga NLR.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 10 – Resultados paramétricos obtidos para a metodologia 8.

Carga	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	Δv_o (V)	Δi_{L_f} (A)	F. Crista
R	95,10	6,51	9,82%	10,15%	10,00	1,80	1,63
RL (07)	103,00	4,18	6,02%	3,54%	10,00	2,00	1,58
RL (03)	104,00	3,52	5,53%	3,05%	10,00	2,00	1,65
NLR	101,00	8,41	9,74%	99,91%	6,00	3,30	2,24

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

Nesta seção são apresentadas as discussões acerca de todos os resultados obtidos, desde a análise teórica até a avaliação dos resultados obtidos experimentalmente. Destaca-se que, considerando as características de avaliação elencadas neste trabalho, são seis os principais pontos de discussão envolvendo as metodologias de projeto de filtros LC: complexidade e característica de projeto, influência na característica dinâmica da planta do inversor, ondulações de tensão e corrente, distorção harmônica total de tensão e corrente, e os limites de operação para carga não linear.

5.1 COMPLEXIDADE DE PROJETO

Para avaliar a complexidade de projeto, é necessário considerar todo o procedimento de cálculo adotado por cada proposta de metodologia. Dessa forma, observando as propostas apresentadas na Seção 2.2, verifica-se a existência de metodologias que utilizam equações e considerações reduzidas, como a proposta de projeto pela frequência de ressonância do filtro adotada na metodologias 3. Assim como também existem metodologias com equacionamentos mais árduos, como as propostas envolvendo as ondulações de tensão e corrente nos componentes do filtro, conforme apresentado pela metodologias 8 e 9.

As propostas híbridas integram o projeto pela frequência de ressonância também podem ser consideradas formas mais ágeis para realizar o projeto de um filtro LC. Essa tipo de abordagem é utilizada nas metodologias 1, 4 e 5. Nessas propostas, os autores calculam um dos componentes do filtro por outro critério, como oscilação de tensão e corrente, e depois utilizam a frequência de ressonância para projetar o componente faltante.

Dessa forma, pode-se considerar a complexidade de projeto como um parâmetro diretamente relacionada à praticidade e agilidade em que o projeto do filtro LC possa ser concluído. Portanto, considerando este critério de avaliação, a metodologia 3 se apresenta como a mais vantajosa dentre as metodologias avaliadas, pois utilizando apenas manipulações triviais na Equação 1, é possível obter a indutância e capacitância desejada para o filtro LC.

5.2 CARACTERÍSTICA DE PROJETO

Nas propostas analisadas, foram identificadas quatro principais características de projeto: projeto pela frequência de ressonância, projeto pela analogia com sistema de segunda ordem, projeto pela máxima distorção harmônica total desejada e projeto pela oscilação de tensão e corrente. No contexto da análise teórica, verificou-se que a característica de projeto pela oscilação de tensão e corrente nos componentes do filtro é a metodologia mais empregada e com o maior número de variantes, estando intrinsecamente presente em seis das nove metodologias avaliadas. Aliado à isso, é possível avaliar quais metodologias atendem ao critérios cujos quais se propuseram a cumprir.

A primeira proposta de projeto é referente à frequência de ressonância desejada para o filtro. Nesse ponto, apenas a metodologia 3 se compromete em atender a esse critério e, de fato, o resultado obtido é satisfatório. Também vale destacar as metodologias 1, 2, 4 e 5, que também conseguiram atender ao critério da frequência de corte. Mesmo que essas três últimas metodologias não tinham a frequência de corte como um parâmetro fundamental, utilizaram dele como um parâmetro complementar ao calcular os componentes do filtro LC. Para as demais metodologias, a frequência de ressonância delimitada não é um critério de projeto fundamental ou complementar e, portanto, os resultados obtidos não satisfazem-no.

A segunda avaliação é referente os limites de oscilação e corrente, sendo de extrema importância considerar a influência da carga utilizada na saída do inversor. As nove metodologias estudadas consideram em seu projeto cargas lineares resistivas, ou seja, não são considerados os efeitos da frequência de ressonância do filtro LC nos resultados. Dessa forma, este ponto de avaliação deve ser direcionado exclusivamente aos resultados apresentados na Tabela 14.

Considerando todos os resultados de simulação obtidos para a oscilação de tensão na carga, todas as metodologias atenderam ao requisito de projeto estabelecido em 2% (6,22 V). Entretanto, na oscilação de corrente no indutor, as metodologias 6 e 7 não atenderam ao limite de 15% (1,93 A) considerado no projeto.

Ainda referente à oscilação de corrente, é compreensível que a metodologia 6 não atinja os requisitos de projeto delimitados, uma vez que sua característica de projeto é direcionada à oscilação de tensão e a minimização da distorção harmônica total de tensão na carga. Já para o projeto realizado pela metodologia 7, considera-se que não houve cumprimento dos requisitos desejados.

A terceira característica de projeto a ser avaliada é referente ao projeto por um sistema de segunda ordem. Essa característica está contida exclusivamente nas metodologias 5 e 6. Na aproximação por um sistema de segunda ordem, o fator de amortecimento ξ do filtro previsto nos projetos da metodologia 5 e 6 é de $\frac{\sqrt{2}}{2}$. Considerando o filtro LC obtido pelo algoritmo para essas duas metodologias e calculando o fator de amortecimento desses filtros, obtém-se resultados exatamente conforme delimitado nos parâmetros de projeto. Portanto, ambas as metodologias atendem e respeitam este critério.

A quarta característica de projeto que pode ser avaliada é referente ao limite de distorção harmônica total de tensão nos resultados obtidos para a metodologia 6. Novamente, considerando os resultados apresentados na Tabela 14, verifica-se que a distorção harmônica total de tensão está dentro do limite especificado, ou seja, abaixo de 3%. Portanto, a metodologia também cumpre a proposta para qual foi elaborada.

Considerando os resultados obtidos, todas as metodologias avaliadas cumprem as características de projeto para qual foram elaboradas, com exceção da metodologia 7. Essa exceção se destaca no parâmetro da oscilação de corrente no indutor, a qual superou o limite de projeto em 117%, ou seja, uma oscilação de mais de 30% da corrente nominal.

5.3 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA PLANTA DO INVERSOR

Na avaliação de estabilidade da planta é possível perceber a influência que cada composição entre parâmetros do filtro gera na função de transferência do inversor. Conforme apresentado na Seção 3.2, as modificações percebidas na planta do inversor são muito mais evidenciadas quando há a mudança do tipo de carga acoplada, do que quando há mudança na metodologia do projeto de filtro LC empregada.

É claro que, apesar disso, ainda notam-se algumas diferenças entre cada projeto, principalmente relacionadas à frequência de ressonância do filtro LC. Quando o inversor opera à vazio, nota-se que todos os picos de ressonância estão localizados na frequência de corte do filtro LC. Ao conectar uma carga linear RL, notam-se os primeiros efeitos do amortecimento da resposta em frequência, reduzindo a amplitude da ressonância. Destaca-se também que a intensidade do amortecimento é diretamente proporcional ao fator de potência da carga. Por fim, ao conectar uma carga puramente resistiva, verifica-se um forte amortecimento na resposta em frequência, eliminando os efeitos da ressonância em quase todas as metodologias.

É importante ressaltar que tanto a avaliação feita de forma teórica, quanto a avaliação realizada por simulação, se mostraram precisas ao confrontar esses resultados com os dados obtidos experimentalmente. A maior evidência desses resultados foi apresentada através da análise no domínio da frequência nas Figuras 23 e 25.

5.4 ONDULAÇÕES DE TENSÃO E CORRENTE

Observar as equações diferenciais dos componentes dos filtros passivos, Equações (27) e (28), permite entender os motivos pelos quais a oscilação de tensão no capacitor e a oscilação de corrente no indutor são pontos importantes a serem considerados no projeto. No indutor, a principal característica do componente é a sua capacidade em se opor à variação brusca de corrente elétrica, mas que se ocorrer, causa em seus terminais uma queda de tensão acentuada. No capacitor, de forma complementar, a característica principal do componente é se opor à variação brusca de tensão em seus terminais, mas que se por ventura ocorrer, causará no componente um elevado pico de corrente.

$$v_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (27)$$

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} \quad (28)$$

Com isso, pode-se citar os dois principais pontos negativos da ocorrência de oscilações bruscas de tensão e corrente. No indutor, uma vez que o componente está em série com a carga, a queda de tensão causada por uma oscilação brusca da corrente reduz a tensão aplicada na carga de forma a reduzir a potência transmitida para a carga. No capacitor, os picos de corrente causam maiores impactos aos semicondutores do inversor, ou seja, picos muito elevados de corrente

associados à queda de tensão existente nesses semicondutores, causam uma elevada dissipação de potência na comutação e colocam em risco a integridade do componente.

Os efeitos adversos das oscilações de tensão e corrente também se relacionam com o projeto físico dos componentes. Nesse contexto, dois exemplos podem ser citados: o dimensionamento físico do indutor e o dimensionamento físico das chaves semicondutoras. No indutor, as oscilações de corrente são fundamentais no momento da escolha do núcleo magnético do material e da frequência de chaveamento f_s , devido à relação direta com a variação de indução magnética ΔB nesse núcleo. Dessa forma, maiores oscilações de corrente no indutor tendem a resultar em projetos mais volumosos e, conseqüentemente, com custo mais elevado. Nas chaves semicondutoras, a dissipação de uma elevada potência requer a utilização de dissipadores maiores, ventilação forçada ou ainda a necessidade de um sobredimensionamento dos transistores, selecionando componentes que suportem uma maior potência dissipada. Nas chaves semicondutoras, este último ponto se reflete em um maior custo, enquanto que para os dois primeiros, soma-se ao custo a necessidade de um projeto com maior volume.

No que tange à análise dos resultados, é possível evidenciar as relações existentes entre as ondulações de tensão e corrente, e outros parâmetros avaliados, como frequência de ressonância do filtro LC. Com base nos resultados de simulação apresentados no Apêndice A e nos resultados experimentais apresentados na Seção 4, as maiores oscilações de corrente no indutor do filtro ocorreram nas metodologias que apresentaram as maiores frequência de ressonância. Essa relação de proporcionalidade com a frequência de ressonância também ocorre para a oscilação de tensão. Com isso, as metodologias que apresentaram maior frequência de ressonância, também apresentaram maior é a oscilação de tensão existente na carga. Com esses resultados é possível confirmar a importância da frequência de ressonância no projeto do filtro LC e destacar as metodologias 1, 2, 3 e 4, cujo projeto atendeu às especificações da f_r .

Além disso, foi possível constatar também a influência da indutância e capacitância dos filtros nas oscilações de tensão e de corrente. De forma geral, projetos que resultaram em filtros com maior indutância, apresentaram menor oscilação de corrente no indutor. Enquanto que os projetos com maior capacitância, conseguiram apresentar maior regulação da tensão na carga. Este é um resultado que concorda com o comportamento esperado de cada componente do filtro, ou seja, o indutor se opondo à variações bruscas de corrente e o capacitor se opondo à variações bruscas de tensão.

Diante das observações expostas, é possível inferir que frequência de ressonância é o fator que majoritariamente influencia as oscilações de tensão e de corrente no filtro LC, caracterizando as metodologias 1, 2, 3 e 4 como as mais indicadas a atender este critério. Aliado a isso, verifica-se que é possível otimizar um projeto de filtro que preze pela baixa oscilação de corrente, ao ponderar uma maior indutância na composição do filtro. De forma complementar, um projeto de filtro que visa atender à uma maior regulação de tensão na carga, requer um ponderamento a mais na capacitância do seu filtro.

5.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA DE TENSÃO E CORRENTE

A partir dos dados apresentados no Apêndice A, verifica-se a forte relação existente em distorção harmônica total de corrente e o tipo de carga acoplado à saída do inversor de tensão. De forma geral, para as cargas lineares, observou uma relação inversa com o fator de potência da respectiva carga. Assim, a presença da componente indutiva nas cargas lineares, colabora para a atenuação das componentes harmônicas de corrente existentes no sinal chaveado do inversor. Já para a carga não linear, a DHT_i tem elevada amplitude, devido as próprias características não lineares da corrente exigida por esse tipo de carga.

Conforme citado, nas cargas lineares RL a própria indutância da carga atua como outro filtro, reduzindo drasticamente as componentes harmônicas de corrente e impossibilitando encontrar uma relação para a DHT_i com outro parâmetro. Entretanto, para as cargas lineares resistivas e não lineares, a avaliação dos resultados é mais direta já que não há nenhum componente indutivo adicional para interferir nas observações realizadas.

Então, considerando apenas as cargas R e NL para avaliação da DHT_i, observa-se que a frequência de ressonância foi o parâmetro que mais influenciou a distorção harmônica total de corrente. Ou seja, novamente a frequência de ressonância pode ser classificada como um parâmetro crucial no projeto de filtros LC. Além disso, observa-se que avaliando os filtros LC com frequências de ressonância muito próximas, a indutância do filtro assume como parâmetro complementar na análise da DHT_i.

Ambas as considerações são interessantes de se analisar. Na frequência de ressonância, é válido dizer que quanto maior for o seu valor, maior as componentes harmônicas existentes no sinal avaliado, ou seja, mais distorção está presente neste sinal. Na influência da indutância, conforme apresentado na Seção 5.4, destaca-se que quanto maior for esse parâmetro, maior será a atenuação das componentes harmônicas na corrente elétrica que pelo indutor circula.

Para a distorção harmônica total de tensão, apenas a metodologia 6 foi desenvolvida para obter um filtro LC que atenda a esse critério. É fato que o projeto deste filtro conseguiu atingir os objetivos à que se propôs, com o sinal de saída apresentando DHT_v menor que 3% para uma carga linear resistiva. Apesar disso, ao observar os dados apresentados no Apêndice A, percebe-se que outras metodologias de projeto apresentaram melhores resultados para as cargas lineares independentemente do fator de potência da mesma, principalmente os projetos de filtros LC com frequência de ressonância próximas as especificadas, como as metodologias 1 e 5. Para a carga não linear, entretanto, a metodologia 6 é a segunda dentre as nove que obteve a menor DHT_v.

Ao tratar de forma geral da carga não linear, deve-se destacar novamente a influência da indutância do filtro LC e da frequência de ressonância. Conforme citado no início desta seção, sabe-se que o indutor é o componente responsável por limitar a corrente fornecida para carga, uma vez que se opõe às variações bruscas de correntes. Com isso, uma maior indutância implica em uma menor amplitude de corrente elétrica fornecida para a carga. Como consequência

direta, tem-se a redução da transferência de energia do inversor de tensão para o retificador, reduzindo também a tensão no barramento CC do retificador. Para a frequência de ressonância, as observações são as mesmas que têm sido apresentadas nas discussões anteriores, ou seja, este parâmetro de projeto predomina sobre os demais e está diretamente associado às distorções presentes nos resultados obtidos para a carga não linear.

Ainda na carga NL também chama atenção o fato de que as distorções harmônicas de tensão e de corrente se apresentam quase que como valores complementares umas as outras. Ou seja, pode-se dizer que quanto maior for a distorção harmônica de tensão, menor é a distorção harmônica de corrente. Na Tabela 11 são apresentados os dados de DHT_i em ordem crescente, sendo possível constatar essa relação.

Tabela 11 – Complementariedade de DHT_i e DHT_v nos resultados obtidos por simulação para carga NL.

Met.	C_f	L_f	f_r (kHz)	S (kVA)	DHT_v (%)	DHT_i (%)
5	1,74 μ F	2,04 mH	2,67	2,31	19,41%	83,13%
1	2,47 μ F	1,44 mH	2,67	2,46	19,76%	92,37%
2	2,77 μ F	1,28 mH	2,67	2,50	18,46%	92,85%
3	2,77 μ F	1,28 mH	2,67	2,50	18,46%	92,85%
4	3,92 μ F	907,82 μ H	2,67	2,64	13,68%	100,63%
9	484,25 nF	907,50 μ H	7,59	2,64	14,94%	101,75%
6	602,40 nF	705,58 μ H	7,72	2,74	12,94%	106,72%
7	484,25 nF	648,00 μ H	8,98	2,78	11,84%	108,78%
8	932,26 nF	546,00 μ H	7,05	2,93	16,93%	116,73%

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A observação da complementariedade das distorções é um resultado diferente do esperado, uma vez que as relações existentes entre tensão e corrente são, geralmente, proporcionais. Essa é uma análise, a princípio, muito complexa para ser rapidamente compreendida, avaliada e justificada neste trabalho. Portanto, a complementariedade entre DHT_i e DHT_v não é investigada.

Por fim, considerando todos os pontos relacionados à distorção harmônica total de tensão e corrente, é possível inferir que são efeitos majoritariamente observados em cargas lineares resistivas e cargas não lineares. Ainda, são parâmetros altamente influenciáveis pela frequência de ressonância e pelo valor da indutância do filtro LC. Sabendo disso, é possível dizer que as metodologias mais indicadas para um projeto que preze pela baixa distorção harmônica na tensão e corrente deve ser feito através das metodologias 1, 2, 3 e 4 e 5, sendo essas as metodologias que atenderam a frequência de ressonância especificada e resultaram em indutores com maior indutância.

5.6 LIMITES DE OPERAÇÃO PARA CARGAS NÃO LINEARES

A delimitação proposta por Gerent et al. (2005) visa inversores de tensão dotados de malhas de controle para manter o sinal de saída do inversor senoidal, principalmente quando o inversor alimenta uma carga não linear. Por mais que este trabalho não tenha malhas de controle implementadas no inversor de tensão, este critério foi utilizado na avaliação das metodologias estudadas como forma de garantir a operação adequada do inversor na presença de carga não linear.

Deve-se lembrar que conversor utilizado neste trabalho é projetado, simulado e ensaiado considerando o regime de operação em malha aberta, ou seja, sem uma técnica de controle ativa ajustando a operação do conversor. Dessa forma, este critério avaliativo toma como base as observações apresentadas por Gerent et al. (2005), incorporando essas restrições na análise dos filtros LC obtidos pelas metodologias. Nesse contexto, apenas os filtros LC obtidos pelas metodologias 6, 7 e 8 são considerados aptos a operação em inversores controlados alimentando cargas não lineares.

5.7 COMPARATIVO DE DESEMPENHO ENTRE AS METODOLOGIAS

Considerando os resultados de simulação obtidos e as discussões apresentadas nesta seção, é possível elaborar um comparativo avaliando o desempenho geral das metodologias estudadas. Para realizar esse comparativo, as metodologias foram avaliadas de acordo com a linearidade do tipo de carga. Com isso, foram elaboradas as Tabelas 12 e 13.

Ao verificar o *ranking* elaborado para cargas lineares na Tabela 12, é possível notar que a metodologia 5 é a que obteve a melhor classificação dentre as demais. Para as cargas não lineares¹, verifica-se que a metodologia que obteve melhor desempenho, de acordo com os critérios avaliados neste trabalho, é a metodologia 6.

¹ Vale destacar que para as cargas não lineares, foram consideradas para avaliação apenas as três metodologias que conseguiram atender o critério dos limites de operação para cargas NL.

Tabela 12 – *Ranking* das metodologias para o inversor alimentando cargas lineares.

Met.	Complexidade	Característica	Estabilidade	Ondulações	DHT	Freq. de ressonância
1	2°	1°	1°	3°	3°	1°
2	3°	1°	1°	2°	2°	1°
3	1°	1°	1°	2°	2°	1°
4	4°	1°	2°	4°	4°	1°
5	5°	1°	1°	1°	1°	1°
6	9°	2°	5°	6°	6°	4°
7	6°	3°	6°	7°	7°	5°
8	7°	1°	3°	5°	5°	2°
9	8°	1°	4°	7°	8°	3°

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 13 – *Ranking* das metodologias para o inversor alimentando cargas não lineares.

Met.	Complexidade	Característica	Estabilidade	Ondulações	DHT	Freq. de ressonância	Fator de crista	Operação carga NL
6	3°	2°	2°	1°	1°	2°	1°	1°
7	1°	3°	3°	2°	1°	3°	2°	1°
8	2°	1°	1°	3°	2°	1°	3°	1°

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho é apresentado um estudo comparativo entre as metodologias para projeto de filtros LC para inversores de tensão. Para isso, são avaliados seis pontos de interesse que envolvem desde a complexidade e praticidade de projeto, até os limites de operação para cargas não lineares. Ressalta-se também que a implementação de filtros de saída nos inversores de tensão é necessária para atenuar as componentes harmônicas geradas pelo chaveamento, visto que o processamento de energia realizado pelo conversor chaveado resulta em uma forma de onda muito diferente do ideal.

Apesar da implementação de um filtro de saída em um inversor de tensão ser necessária, as bibliografias existentes sobre o tema trabalham muito sobre o aperfeiçoamento de técnicas já existentes e em condições de projeto específicas. Com isso, delimitam o tipo de carga utilizada ou até mesmo as condições de operação do inversor de tensão para desenvolver uma metodologia que atenda ao projeto desejado. Dessa forma, até o presente momento não existiam trabalhos comparativos entre os diferentes projetos de filtros de saída, avaliando o desempenho de cada metodologia em um cenário uniforme, ou seja, avaliando todas as metodologias para as mesmas condições.

Para realizar a análise proposta, delimita-se a abrangência do trabalho para focar nas metodologias como principal objeto de estudo. Dessa forma, no Capítulo 2 são apresentados, definidos e justificados os principais pontos referentes ao inversor de tensão e às cargas utilizadas, como a topologia do inversor, a técnica de modulação empregada e a composição de cargas consideradas. Essa delimitação permite criar a condição uniforme para avaliação dos projetos de filtros LC. No Capítulo 2 são apresentadas as metodologias estudadas com as equações finais de cada proposta, permitindo realizar o projeto de um filtro LC de forma prática e simplificada, uma vez que as informações apresentadas contém apenas o necessário para isso.

No Capítulo 3 são apresentadas as considerações acerca da análise teórica de cada projeto. Para essa análise, buscou-se encontrar características em comum entre cada metodologia estudada com o objetivo de iniciar a delimitação da análise para uma avaliação experimental. Nessa etapa, são avaliados três principais pontos, sendo um deles destinado especificamente à cargas não lineares. Ao final do capítulo, a análise teórica permite descartar seis das nove metodologias estudadas para avaliação experimental.

Os resultados obtidos através da avaliação por simulação e da avaliação experimental são apresentados no Capítulo 4. Para resultados de simulação, é possível constatar a presença das características evidenciadas na análise teórica, como a influência da composição da carga no comportamento ressonante da planta do filtro LC. Já para a análise experimental é possível observar, além dos fenômenos conhecidos nas etapas anteriores, novas características que também estão presentes em sistemas reais, como distorções nas formas de onda de tensão e corrente causadas pela supressão dos pequenos pulsos de comando do chaveamento.

Neste trabalho, é importante a realização de uma análise que considera um volume

muito grande dados. Considerando as nove metodologias estudadas e as quatro composições de cargas avaliadas, somam-se mais de 250 parâmetros quantitativos relacionados, além das análises teóricas e qualitativas realizadas neste trabalho. Nesse cenário, percebe-se que a realização dos ensaios experimentais é de fundamental importância, pois permite validar tanto as considerações feitas na análise teórica, como a avaliação da característica dinâmica da planta, como os resultados obtidos através das ferramentas computacionais *PSIM* e o *MATLAB*.

No Capítulo 5 é apresentado a discussão sobre os resultados obtidos. Nesse ponto do trabalho, busca-se interpretar e correlacionar os pontos de avaliação, permitindo identificar as características em comum para cada parâmetro. São avaliados seis principais pontos: a complexidade e a característica de projeto da metodologia, a influência na característica dinâmica da planta do filtro LC, as ondulações de tensão na carga e corrente no indutor, a distorção harmônica total de tensão e corrente na carga e, por fim, os limites de operação para cargas não lineares. A partir dessa discussão é possível compreender as relações existentes entre alguns dos pontos avaliados, a influência do tipo de carga nesses pontos e ainda entender os motivos pelos quais uma metodologia obteve desempenho melhor do que outra.

Nesse contexto, os resultados obtidos e as análises feitas convergiram para os projetos que consideraram e atenderam às delimitações de projeto para o parâmetro mais fundamental de todos: a frequência de ressonância. As metodologias de projeto que consideram este parâmetro apresentam menores oscilações de tensão na carga e de corrente no indutor, maior atenuação das componentes harmônicas nas cargas e maior agilidade na realização do projeto, devido à simplicidade do equacionamento. Esse fator destacou, principalmente, as metodologias de projeto 1, 2, 3, 4 e 5.

O projeto que considera apenas a frequência de ressonância carece de um complemento. Esse projeto contém apenas a Equação (1), em que se tem três variáveis de projeto das quais apenas a frequência de ressonância é conhecida. Ou seja, é um sistema linear com múltiplas soluções. Sabendo disso, é obrigatoriamente necessário que exista um segundo critério de projeto, permitindo assim calcular a segunda variável da Equação (1), seja essa variável a indutância L_f ou a capacitância C_f do filtro LC.

Contar com a aleatoriedade ao escolher qual variável deve ser calculada não deve um ponto considerado. Então, com base nas discussões apresentadas no Capítulo 5, verifica-se que um fator que ajuda a escolher entre calcular L_f e C_f é a avaliação necessidade final de projeto. Nesse quesito, para inversores de tensão ou cargas que solicitem uma maior regulação de tensão, deve-se ponderar a predominância do elemento capacitivo no filtro LC. De forma análoga, ponderar a predominância da indutância L_f assegura maior regulação à corrente. Assim, pode-se agora escolher uma metodologia que priorize a característica de projeto desejada.

Considerando os resultados apresentados no Apêndice A, é possível verificar que a metodologia 5 é o projeto que teve o melhor desempenho dentre as demais. Em uma avaliação geral, a metodologia conseguiu ter a máxima atenuação distorções harmônicas de tensão nas cargas lineares, as menores distorções harmônicas de corrente para as cargas R e NLR, as menores

oscilações de corrente no indutor e oscilações de tensão nas cargas avaliadas. A metodologia também cumpre as considerações feitas neste trabalho para que se obtenha um filtro LC com melhor desempenho, ou seja, o filtro obtido pela metodologia 5 respeita a frequência de corte delimitada e também pondera uma característica de projeto que, nesse caso, foca na regulação de corrente.

Para o inversor estudado é fato que a metodologia 5 apresentou o melhor desempenho, em comparação com as demais. Entretanto, é necessário também destacar o último critério de avaliação que considera o limite de operação para cargas não lineares conectadas à inversores de tensão controlados em malha fechada. Nesse ponto, a metodologia 5 é que menos indicada, uma vez que o valor obtido para L_f está muito acima do limite proposto pelo critério e, além disso, é o maior valor de indutância dentre os filtros. Então, restringindo o escopo da análise para os filtros LC que atendam as restrições para cargas não lineares, avaliam-se apenas os filtros obtidos pelas metodologias 6, 7 e 8. Novamente, considerando os resultados apresentados no Apêndice A, verifica-se que o filtro obtido pela metodologia 6 é que apresenta melhor desempenho geral.

Portanto, é possível sintetizar os resultados e as considerações obtidas em duas propostas de projeto de acordo com o tipo de carga utilizada. Para cargas lineares, sugere-se a utilização da metodologia 5. Esta metodologia equaciona o filtro LC e obtém seus valores de L_f e C_f a partir da aproximação por um sistema de segunda ordem. A metodologia 5 ainda preza por atender o parâmetro mais fundamental e importante para o filtro LC: a frequência de corte. Para cargas não lineares, sugere-se a utilização da metodologia 6. A proposta também integra a aproximação por um sistema de segunda ordem, acrescida da consideração acerca dos limites máximos da distorção harmônica total de tensão na frequência de chaveamento.

Então, considerando a motivação apresentada, o desenvolvimento do trabalho desde a fundamentação teórica até a avaliação dos resultados obtidos e, principalmente, os objetivos delimitados, verifica-se que este trabalho cumpriu os requisitos à que se propôs. Além disso, durante o estudo realizado, foram identificadas possibilidades de complementar as investigações realizadas abordando as seguintes temáticas:

- Avaliar o comportamento de filtros LC projetados por diferentes metodologias para variações súbitas de carga; e
- Estudar e avaliar a existência da complementariedade entre DHT_v e DHT_i para cargas não lineares.

REFERÊNCIAS

- AHMAD, Ahmad A et al. A new design procedure for output lc filter of single phase inverters. In: **3rd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System**. [S.l.: s.n.], 2010. Citado 3 vezes nas páginas 17, 30 e 33.
- ALAWIEH, H. et al. A novel dead time elimination strategy with zero crossing enhancement for voltage inverters. In: **7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado na página 102.
- ANEEL. Módulo 8—qualidade da energia elétrica. **Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel)**, 2010. Citado na página 16.
- BARBI, Ivo et al. **Projeto de Inversores**. [S.l.]: Instituto de Eletrônica de Potência, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 33.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Inversores de tensão: Inversor meia ponte [material de aula da disciplina de Eletrônica de Potência, ministrada no curso de graduação em Engenharia Elétrica da Udesc]**. [S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020. Citado na página 16.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz; NOVAES, Yales Rômulo de. **Retificador com Filtro Capacitivo e Correções do Retificador com Filtro Capacitivo com Indutor a Montante [material de aula da disciplina de Correção de Fator de Potência, ministrada no Programa de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Udesc]**. [S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020. Citado na página 25.
- CUNICO, Lucas Mondardo. **Correção do fator de potência de retificadores com filtro capacitivo com indutor à montante ou à jusante**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2011. Citado na página 25.
- DAHONO, P.A.; PURWADI, A.; QAMARUZZAMAN. An LC filter design method for single-phase PWM inverters. In: **Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95**. [S.l.]: IEEE, 1995. Citado 5 vezes nas páginas 17, 28, 30, 31 e 33.
- DAVID, Arnaud; MAKESCHIN, Konrad; BARBI, Ivo. **Study of a single-phase sinusoidal inverter for nonlinear loads**. [S.l.]: Ecole navale et groupe des ecoles du Poulmic, 2002. Citado 4 vezes nas páginas 30, 31, 33 e 34.
- GERENT, Fernando Haeming et al. Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares. Florianópolis, SC, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 17, 31, 32, 39 e 64.
- HOCK Jr., Rubens Tadeu. **CONVERSOR CASCATA INTERCONECTADO PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTE EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO**. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 47, 52 e 103.
- HONG, Seok-Jin. et al. Dead-time compensation and realization method for 3-level npc inverter. In: **2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado na página 102.

IEEE. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, 2014. Citado na página 16.

IEEE. Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. **IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)**, p. 1–138, 2018. Citado na página 16.

IKHSAN, Ahmad et al. Simulation of filter and load influence on single phase inverter against voltage and current harmonic. In: IEEE. **2019 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)**. [S.l.], 2019. p. 1–4. Citado na página 17.

LAMBERT, Gustavo. **CONVERSOR CA-CC ISOLADO BASEADO EM HEXVERTER E NO RETIFICADOR MULTIPULSOS: ESTRUTURA, MODELAGEM E CONTROLE**. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 47, 52 e 103.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. 2. ed. Florianópolis, Brazil: Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), 2008. Citado na página 28.

MICHELIS, Leandro et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, FapUNIFESP (SciELO), v. 16, n. 2, p. 221–242, jun 2005. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 21.

MONDAL, Subhradip; GAYEN, Pritam Kumar; GUPTA, Kabita. Study on impact of LC-filter parameters under variable loading conditions of three-phase voltage source inverter. In: **2018 IEEE Electron Devices Kolkata Conference (EDKCON)**. [S.l.]: IEEE, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 17, 28, 30 e 33.

NAJJAR, Mohammad; NYMAND, Morten; KOUCHAKI, Alireza. Mitigation zero-crossing distortion of active neutral-point-clamped rectifier with improved hybrid pwm technique. In: **2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 744–749. Citado na página 102.

NARDI, Cleidimar. **Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016. Citado 8 vezes nas páginas 17, 21, 23, 24, 28, 29, 30 e 33.

NARDI, Cleidimar et al. A methodology of LCL filter design for grid-tied power converters. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.]: IEEE, 2015. Citado na página 16.

NISE, Norman S; SILVA, Fernando Ribeiro da. **Engenharia de sistemas de controle**. [S.l.]: LTC, 2002. v. 3. Citado na página 27.

PINHEIRO, Humberto et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, FapUNIFESP (SciELO), v. 16, n. 1, p. 13–24, mar 2005. Citado na página 21.

PUPO, Andres Dal. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2015. Citado 6 vezes nas páginas 17, 23, 24, 26, 28 e 33.

- ROCHA, Joaquim Eloir. **QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA**. [S.l.]: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016. Citado na página 16.
- SPERB, Jonathan Dômini. **Retificadores - Correção do Fator de Potência com Indutor à Montante**. [S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2005. Citado na página 25.
- TALI, Mouna et al. Passive filter for harmonics mitigation in standalone PV system for non linear load. In: **2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)**. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 17, 28 e 33.
- TANG, Zhongting et al. Hybrid up-pwm for single-phase transformerless photovoltaic inverter to improve zero-crossing distortion. In: **2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 370–375. Citado na página 102.
- WANG, Shunliang et al. Study on comprehensive analysis and compensation for the line current distortion in single-phase three-level npc converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2199–2211, 2018. Citado na página 102.
- WU, Tsai-Fu et al. Combined unipolar and bipolar pwm for current distortion improvement during power compensation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 4, p. 1702–1709, 2014. Citado na página 102.
- YUSRAN; IKHSAN, Ahmad. Simulation of filter and load influence on single phase inverter against voltage and current harmonic. In: **2019 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)**. [S.l.]: IEEE, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 33.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PSIM

Tabela 14 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear R.

Met.	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	Δi_{L_f} (A)
1	220,06	9,09	0,29%	0,29%	0,05	1,16
2	220,07	9,09	0,29%	0,29%	0,05	1,31
3	220,07	9,09	0,29%	0,29%	0,05	1,31
4	220,09	9,09	0,29%	0,29%	0,03	1,85
5	220,00	9,09	0,29%	0,29%	0,08	0,82
6	220,07	9,09	2,37%	2,37%	2,87	2,42
7	220,12	9,10	3,17%	3,17%	4,20	2,65
8	220,05	9,09	2,08%	2,08%	1,67	3,12
9	220,05	9,09	2,24%	2,24%	3,25	1,88

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 15 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear RL (FP=0,7).

Met.	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	Δi_{L_f} (A)
1	217,54	8,95	8,14%	0,26%	2,40	1,16
2	218,06	8,97	9,38%	0,30%	2,78	1,33
3	218,06	8,97	9,38%	0,30%	2,78	1,33
4	222,25	9,00	18,26%	0,58%	6,39	2,07
5	215,42	8,89	4,63%	0,15%	0,10	0,84
6	219,03	9,02	8,44%	0,10%	9,62	2,35
7	219,00	9,03	6,71%	0,08%	6,97	2,65
8	219,03	9,04	4,24%	0,06%	5,36	2,96
9	218,67	9,00	11,13%	0,12%	5,36	1,68

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 16 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga linear RL (FP=0,3).

Met.	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	Δi_{L_f} (A)
1	216,12	8,93	1,44%	0,03%	2,52	1,52
2	216,63	8,95	1,52%	0,03%	0,90	1,70
3	216,63	8,95	1,52%	0,03%	0,90	1,70
4	217,82	9,00	1,72%	0,04%	1,91	2,57
5	214,23	8,85	0,97%	0,02%	0,90	1,08
6	218,43	9,02	2,76%	0,01%	1,47	3,24
7	218,66	9,03	3,56%	0,01%	0,51	3,58
8	218,91	9,04	2,12%	0,01%	0,97	4,22
9	217,83	9,00	3,57%	0,02%	8,19	2,49

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 17 – Resultados da simulação do inversor alimentando uma carga não linear R.

Met.	V_{RMS} (V)	i_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	Δi_{L_f} (A)	F. Crista (A/A)
1	223,35	10,99	19,76%	92,37%	0,04	1,15	2,43
2	222,53	11,25	18,46%	92,85%	0,39	1,31	2,50
3	222,53	11,25	18,46%	92,85%	0,39	1,31	2,50
4	222,26	11,87	13,68%	100,63%	0,14	1,84	2,63
5	222,80	10,35	19,41%	83,13%	0,12	0,80	2,33
6	221,86	12,36	13,23%	106,72%	0,76	2,50	2,69
7	221,40	12,58	11,84%	108,78%	1,76	2,78	2,75
8	223,00	13,12	16,93%	116,73%	0,59	3,15	2,96
9	221,94	11,89	14,94%	101,75%	1,35	1,93	2,65

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

APÊNDICE B – CÁLCULOS DOS FILTROS LC COM BASE NAS METODOLOGIAS PROPOSTAS

▼ Definição dos parâmetros principais

restart :

▼ Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := 400$$

$$400,00$$

(1.1.1)

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$220,00$$

(1.1.2)

▼ Dados de comutação

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

$$f_0 := 60$$

$$60,00$$

(1.2.1)

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := 40e3$$

$$40,00 \times 10^3$$

(1.2.2)

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

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

$$2666.666667$$

(1.2.3)

Frequência de operação da carga [rad/s]:

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

$$376,99$$

(1.2.4)

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

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

$$251,33 \times 10^3$$

(1.2.5)

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

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

$$16,75 \times 10^3$$

(1.2.6)

▼ Dados da carga

Fator de potência da carga:

$$FP := 1.$$

$$1,00$$

(1.3.1)

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := 2000$$

$$2,00 \times 10^3$$

(1.3.2)

Potência ativa da carga [W]:

$$P := S FP$$

$$2,00 \times 10^3$$

(1.3.3)

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := \frac{S}{v_0} \quad 9,09 \quad (1.3.4)$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := \frac{v_0}{i_0} \quad 24,20 \quad (1.3.5)$$

▼ Dados das oscilações permitidas

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

$$\Delta v_L := 0.02 \cdot v_0 \quad 4.40 \quad (1.4.1)$$

$$\Delta i_L := 0.15 \cdot i_0 \quad 1,36 \quad (1.4.3)$$

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

$$\Delta i_L := 0.15 \cdot i_0 \quad 1,36 \quad (1.4.3)$$

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

$$DHTv := 0.03 \quad 30,00 \times 10^{-3} \quad (1.4.4)$$

▼ Metodologia 1

▼ Parâmetros de cálculo

restart :

▼ Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1) :$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2) :$$

▼ Dados de comutação

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

$$f_0 := (1.2.1) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2) :$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3) :$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5) :$$

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

$$\omega_c := (1.2.6) :$$

▼ Dados da carga

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1) :$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2):$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3):$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4):$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5):$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHT_V := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

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

$$L_f C_f := \frac{1}{\omega_c^2} \quad 3,56 \times 10^{-9} \quad (2.2.1)$$

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

$$L_{f0} := \frac{z_0}{\omega_c} \cdot \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2} \quad 1,44 \times 10^{-3} \quad (2.2.2)$$

E encontrando a capacitância:

$$C_{f0} := \frac{L_f C_f}{L_{f0}} \quad 2,47 \times 10^{-6} \quad (2.2.3)$$

▼ **Metodologia 2**

▼ **Parâmetros de cálculo**

restart :

▼ **Dados de alimentação**

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1):$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2):$$

▼ **Dados de comutação**

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

$$f_0 := (1.2.1):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2):$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3):$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5):$$

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

$$\omega_c := (1.2.6):$$

▼ **Dados da carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1):$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2):$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3):$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4):$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5):$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHT_V := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

$$R_0 := z_0:$$

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

$$\alpha := 0.020$$

$$20,00 \times 10^{-3} \quad (3.2.1)$$

Calculando a indutância:

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

$$1,28 \times 10^{-3} \quad (3.2.2)$$

E, por consequência, a capacitância:

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

$$2,77 \times 10^{-6} \quad (3.2.3)$$

▼ **Metodologia 3**

▼ Parâmetros de cálculo

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

restart :

$$R1 := 50 :$$

$$R2 := 100 :$$

$$R3 := 1E3 :$$

$$L1 := 2.3E-3 :$$

$$L2 := 10E-3 :$$

$$L3 := 50E-3 :$$

$$Z1 := R1 :$$

$$Z2 := R2 :$$

$$Z3 := R3 :$$

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

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

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

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

restart :

▼ Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1) :$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2) :$$

▼ Dados de comutação

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

$$f_0 := (1.2.1) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2) :$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3) :$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5) :$$

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

$$\omega_c := (1.2.6) :$$

▼ Dados da carga

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1) :$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2) :$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3) :$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4) :$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5) :$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3) :$$

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

$$DHTv := (1.4.4) :$$

▼ **Procedimento de cálculo**

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

$$Lf1 := (3.2.2) \qquad 1,28 \times 10^{-3} \qquad (4.2.1)$$

$$Lf2 := 100e-3 :$$

$$Lf3 := 150e-3 :$$

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

$$3,56 \times 10^{-9} \qquad (4.2.2)$$

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

$$2,77 \times 10^{-6} \qquad (4.2.3)$$

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

$$35,62 \times 10^{-9} \qquad (4.2.4)$$

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

$$23,75 \times 10^{-9} \qquad (4.2.5)$$

▼ **Metodologia 4**

▼ **Dados sugeridos pelos autores**

Os autores utilizam uma carga de RL de $10 \Omega + 25 \text{ mH}$. Ainda, não informam a frequência de chaveamento e nem a frequência de corte do filtro, o que dificulta os cálculos diretos.

Entretanto, utilizando o filtro LC por eles projetados, foi possível estimar a frequência de corte e a frequência de chaveamento. O algoritmo a seguir representa as operações para estimar o resultado:

restart :

$$Lf_{autores} := 2.25e-3 :$$

$$Cf_{autores} := 4.7e-6 :$$

$$\omega_{cautores} := \frac{1}{\sqrt{Lf \cdot Cf}} :$$

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

$$RL := 10 :$$

$$LL := 25e-3 :$$

$$ZL := RL + I \cdot \omega_0 \cdot LL :$$

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

restart :

▼ **Dados de alimentação**

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1) :$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2) :$$

▼ **Dados de comutação**

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

$$f_0 := (1.2.1) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2) :$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3) :$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4) :$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5) :$$

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

$$\omega_c := (1.2.6) :$$

▼ **Dados da carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1) :$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2) :$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3) :$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4) :$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5) :$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3) :$$

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

$$DHTv := (1.4.4) :$$

▼ **Procedimento de cálculo**

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

$$i_{Lmax} := \frac{v_0}{z_0}$$

$$L_{f\beta} := \frac{0.01 \cdot v_0 \cdot \sqrt{2}}{\omega_0 i_0} \quad 9,09 \quad (5.2.1)$$

$$C_{f\beta} := \frac{L_{f\beta} C_f}{L_{f\beta}} \quad 907,82 \times 10^{-6} \quad (5.2.2)$$

$$\omega_{c3} := \frac{1}{\sqrt{L_{f\beta} \cdot C_{f\beta}}} \quad 3,92 \times 10^{-6} \quad (5.2.3)$$

$$16755.16082 \quad (5.2.4)$$

Metodologia 5

Dados sugeridos pelos autores

Cuidar com o valor de ξ .

restart :

Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$E := (1.1.1) :$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$v_0 := (1.1.2) :$

Dados de comutação

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

$f_0 := (1.2.1) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$f_s := (1.2.2) :$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$f_c := (1.2.3) :$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$\omega_0 := (1.2.4) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$\omega_s := (1.2.5) :$

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

$\omega_c := (1.2.6) :$

Dados da carga

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1) :$

Potência aparente da carga [VA]:

$S := (1.3.2) :$

Potência ativa da carga [W]:

$P := (1.3.3) :$

Corrente da carga [A]:

$i_0 := (1.3.4) :$

Impedância da carga [Ω]:

$z_0 := (1.3.5) :$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHTv := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c} \quad 3,56 \times 10^{-9} \quad (6.2.1)$$

$$\xi := \text{evalf}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad 707,11 \times 10^{-3} \quad (6.2.2)$$

$$C_{f7} := \text{evalf}\left(\frac{1}{4 \pi \xi f_c z_0}\right) \quad 1,74 \times 10^{-6} \quad (6.2.3)$$

$$L_{f7} := \frac{LfCf}{C_{f7}} \quad 2,04 \times 10^{-3} \quad (6.2.4)$$

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

▼ **Metodologia 6**

restart :

▼ **Dados sugeridos pelos autores**

▼ **Dados de alimentação**

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1):$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2):$$

▼ **Dados de comutação**

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

$$f_0 := (1.2.1):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2):$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3):$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5):$$

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

$$\omega_c := (1.2.6):$$

▼ **Dados da carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1):$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2):$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3):$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4):$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5):$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHTv := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

$$R_0 := z_0 \quad 24,20 \quad (7.2.1)$$

$$LfCf := \frac{1}{\omega_c^2} \quad 3,56 \times 10^{-9} \quad (7.2.2)$$

Define o fator de amortecimento do filtro

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

Calcula a amplitude da componente harmônica principal (harmônica da frequência de comutação) para a DHTv definida

$$v_{chp} := \text{evalf}\left(\sqrt{2} v_0 DHTv\right) \quad 9,33 \quad (7.2.4)$$

Cálculo do fator de modulação:

$$m_a := \text{evalf}\left(\frac{\sqrt{2} v_0}{E}\right) \quad 777,82 \times 10^{-3} \quad (7.2.5)$$

Cálculo da amplitude máxima do sinal modulado:

$$U_{pwm} := \text{evalf}\left(\text{abs}\left(\frac{2E}{\pi} \sin(2\pi m_a)\right)\right) \quad 250,77 \quad (7.2.6)$$

Adequação semelhante à $s=j*w$:

$$\eta := I \omega_s$$

$$251,33 \times 10^3 I \quad (7.2.7)$$

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

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

$$37,22 \times 10^{-3} \quad (7.2.8)$$

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

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

$$1,17 \times 10^3 C_f \quad (7.2.9)$$

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

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

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

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

$$602,40 \times 10^{-9}, -602,40 \times 10^{-9} \quad (7.2.10)$$

Seleciona-se o valor positivo obtido pela equação anterior:

$$C_f := \text{Cap}[1]$$

$$602,40 \times 10^{-9} \quad (7.2.11)$$

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

$$L_f := (7.2.9)$$

$$705,58 \times 10^{-6} \quad (7.2.12)$$

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

$$7719,759061 \quad (7.2.13)$$

Metodologia 7

Dados sugeridos pelos autores

restart :

Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := (1.1.1):$$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := (1.1.2):$$

▼ **Dados de comutação**

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

$$f_0 := (1.2.1):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := (1.2.2):$$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$$f_c := (1.2.3):$$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$$\omega_0 := (1.2.4):$$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$$\omega_s := (1.2.5):$$

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

$$\omega_c := (1.2.6):$$

▼ **Dados da carga**

Fator de potência da carga:

$$FP := (1.3.1):$$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2):$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3):$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4):$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5):$$

▼ **Dados das oscilações permitidas**

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHTv := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

Vale lembrar que aqui foi acrescida a parcela do $\sqrt{2}$: por ser necessário utilizar o valor de pico (os autores definem como V_{op}).

$$n := 1 :$$

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

$$L_{f11} := \frac{n E}{8 f_s \Delta i_L \sqrt{2}} \quad 648,18 \times 10^{-6} \quad (8.2.1)$$

$$C_{f11} := \frac{n E}{128 f_s^2 L_{f11} \Delta v_L \cdot \sqrt{2}} \quad 484,25 \times 10^{-9} \quad (8.2.2)$$

Metodologia 8

Dados sugeridos pelos autores

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

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

restart :

Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$E := (1.1.1) :$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$v_0 := (1.1.2) :$

Dados de comutação

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

$f_0 := (1.2.1) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$f_s := (1.2.2) :$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$f_c := (1.2.3) :$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$\omega_0 := (1.2.4) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$\omega_s := (1.2.5) :$

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

$\omega_c := (1.2.6) :$

Dados da carga

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1) :$

Potência aparente da carga [VA]:

$S := (1.3.2) :$

Potência ativa da carga [W]:

$P := (1.3.3) :$

Corrente da carga [A]:

$i_0 := (1.3.4) :$

Impedância da carga [Ω]:

$z_0 := (1.3.5) :$

Dados das oscilações permitidas

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

$\Delta v_L := (1.4.1) :$

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$\Delta i_L := (1.4.3) :$

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

$DHTv := (1.4.4) :$

▼ Procedimento de cálculo

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

$$777,82 \times 10^{-3}$$

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

$$0.008958801851$$

(9.2.3)

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

$$546,01 \times 10^{-6}$$

(9.2.4)

$$C_{f14} := \frac{\text{evalf}\left(\frac{KE}{L_{f14} f_s^2 \Delta v_L}\right)}{1}$$

$$932,26 \times 10^{-9}$$

(9.2.5)

▼ Metodologia 9

▼ Dados sugeridos pelos autores

restart :

▼ Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$E := (1.1.1) :$

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$v_0 := (1.1.2) :$

▼ Dados de comutação

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

$f_0 := (1.2.1) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$f_s := (1.2.2) :$

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

$f_c := (1.2.3) :$

Frequência de operação da carga [rad/s]:

$\omega_0 := (1.2.4) :$

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

$\omega_s := (1.2.5) :$

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

$\omega_c := (1.2.6) :$

▼ Dados da carga

Fator de potência da carga:

$FP := (1.3.1) :$

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := (1.3.2):$$

Potência ativa da carga [W]:

$$P := (1.3.3):$$

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := (1.3.4):$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := (1.3.5):$$

▼ *Dados das oscilações permitidas*

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

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

Ondulação de corrente na carga limitado em percentual [A]:

$$\Delta i_L := (1.4.3):$$

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

$$DHT_V := (1.4.4):$$

▼ **Procedimento de cálculo**

$$T_s := \frac{1}{f_s} \quad 25,00 \times 10^{-6} \quad (10.2.1)$$

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

$$L_{f17min} := evalf \left(\frac{T_s}{2 \Delta i_L} \left(\frac{(E - v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)) \cdot (v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta))}{E} \right) \right) \quad 907,50 \times 10^{-6} \quad (10.2.2)$$

$$L_{f17max} := \frac{\Delta v_L}{\Delta i_L} \quad 3,23 \quad (10.2.3)$$

$$L_{f17} := \min((10.2.2), (10.2.3)) \quad 907,50 \times 10^{-6} \quad (10.2.4)$$

$$\Delta i_\theta := evalf \left(\frac{T_s}{2 L_{f17}} \left(\frac{(E - v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)) \cdot (v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta))}{E} \right) \right) \quad 1.363636364 \quad (10.2.5)$$

$$C_{f17min1} := \frac{\Delta i_\theta}{8} \cdot \frac{T_s}{2 \Delta v_L} \quad 484,25 \times 10^{-9} \quad (10.2.6)$$

$$C_{f17min2} := evalf \left(\frac{100}{(2 \pi (2 f_s))^2 L_{f17}} \right) \quad 436,13 \times 10^{-9} \quad (10.2.7)$$

$$C_{f17} := \max((10.2.6), (10.2.7)) \quad 484,25 \times 10^{-9} \quad (10.2.8)$$

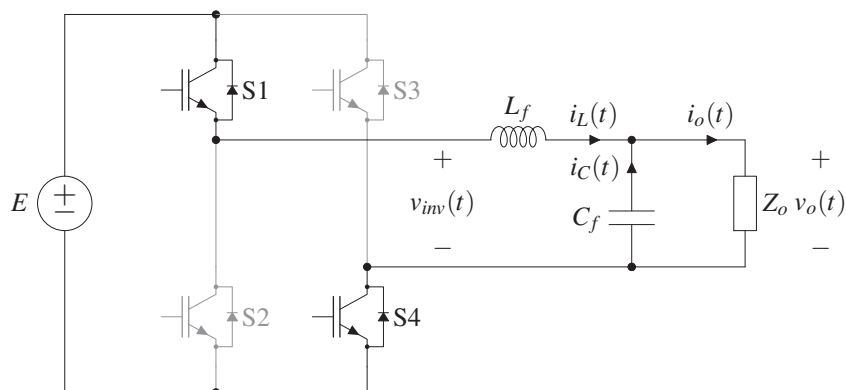
APÊNDICE C – ETAPAS DE OPERAÇÃO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO COM MODULAÇÃO PWM UNIPOLAR

Para compreender o modelo matemático do inversor de tensão, é necessário entender as suas etapas de operação. Ao todo, o inversor monofásico de tensão cujo chaveamento é regido pela técnica de modulação PWM unipolar possui oito etapas de operação. Dessas oito, as quatro primeiras são referentes ao semiciclo positivo da tensão de saída, enquanto que as quatro últimas são referentes ao semiciclo negativo.

PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO

A primeira etapa de operação é caracterizada pela aplicação da tensão de barramento CC nos terminais de saída do inversor (v_{inv}). Nesse instante, as chaves S1 e S4 estão fechadas, ou seja, conduzindo corrente elétrica e transferindo energia da fonte E para a carga Z_o . Na Figura 26 é ilustrada a primeira etapa de operação do inversor de tensão.

Figura 26 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO

A segunda etapa de operação é caracterizada pela comutação da chave S3, o que obrigatoriamente força S4 ao bloqueio. Dessa forma, como as chaves S1 e S3 conectam os terminais v_{inv} à um mesmo potencial, tensão existente nesse terminal é 0 V. Nesse instante, verifica-se a circulação de corrente pelo IGBT da chave S1 e pelo diodo da chave S3, uma vez que a circulação de corrente pelo IGBT da chave S3 não é permitida. Na Figura 27 é ilustrado o processo de condução da segunda etapa de operação.

TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO

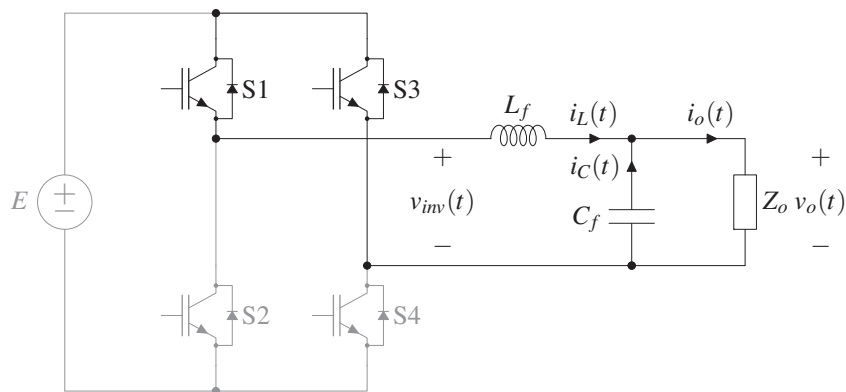
Na terceira etapa de operação ocorre novamente a comutação do braço direito do conversor, ou seja, a chave S4 fecha e a chave S3 abre. Agora, com um caminho alternativo existente,

a condução de corrente é assumida pelo IGBT da chave S4 novamente. Dessa forma, tem-se um processo de condução igual ao observado na primeira etapa, ilustrado na Figura 26, onde os IGBTs das chaves S1 e S4 conduzem corrente e, além disso, ocorre a aplicação da tensão E nos terminais v_{inv} .

QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO

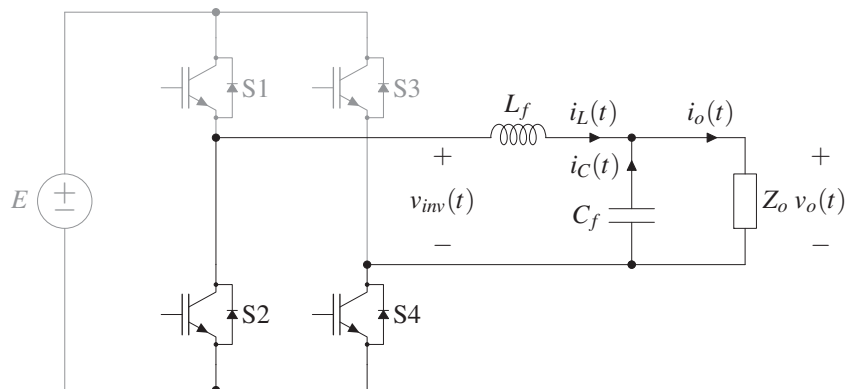
Na quarta e última etapa do semiciclo positivo de tensão, ocorre a aplicação do nível 0 V de tensão nos terminais v_{inv} de forma muito semelhante ao observado na segunda etapa de operação. Entretanto, agora o sinal de comando enviado às chaves opera de forma a causar o bloqueio da chave S1 e a comutação da chave S2. Com isso, na quarta etapa de operação condução de corrente elétrica ocorre pelo IGBT da chave S4 e pelo diodo da chave S2. Este processo de condução é apresentado na Figura 28.

Figura 27 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 28 – Quarta etapa de operação

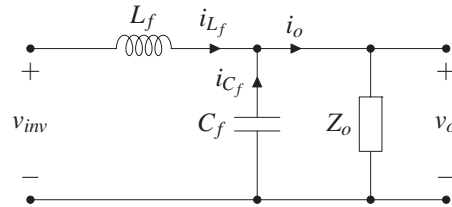


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

APÊNDICE D – MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR

Para a obtenção do modelo matemático do inversor de tensão, parte-se da análise de malhas e de nós do conversor. Então, realizando uma análise do circuito do conversor conforme apresentado no Apêndice C, é possível obter o circuito equivalente apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Quarta etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Deste circuito equivalente, é possível realizar a análise de malhas para obter a tensão no indutor, apresentada na Equação (29). A corrente no capacitor, apresentada na Equação (30), é obtida através da análise nodal que relaciona as correntes i_{L_f} , i_{C_f} e i_o .

$$-v_{inv} + v_L + v_o = 0 \rightarrow v_L = v_{inv} + v_o \quad (29)$$

$$i_L + i_C = i_o \rightarrow i_C = i_o - i_L \quad (30)$$

A partir das Equações (29) e (30), calcula-se o valor médio de tensão no indutor e o valor médio de corrente no capacitor a partir da integração desses valores em um período de chaveamento T_s . Sendo t_c o tempo de comutação, destaca-se que a integração no período T_s pode ser dividida em duas etapas:

- $0 \leq t \leq t_c$: quando o inversor está na primeira/terceira etapa de operação; e
- $t_c \leq t \leq T_s$: quando o inversor está na segunda/quarta etapa de operação.

Então, considerando as etapas de operação do conversor, os valores médios de tensão no indutor e corrente no capacitor podem ser obtidos pelas Equações (31) e (32), respectivamente.

$$\begin{aligned} \langle v_L \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_c} (v_{inv} - v_o) dt + \int_{t_c}^{T_s} (-v_o) dt \right] \\ &= D(v_{inv} - v_o) + (1 - D)(-v_o) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \langle i_C \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_c} (i_o - i_L) dt + \int_{t_c}^{T_s} (i_L - i_o) dt \right] \\ &= (i_o - i_L) [D + (1 - D)] \\ &= i_o - i_L \end{aligned} \quad (32)$$

Relembrando das relações existentes entre a tensão no indutor e a sua derivada de corrente, pode-se escrever a Equação (33). Já para o elemento capacitivo, a derivada de tensão pode ser relacionada com a corrente desse capacitor, conforme apresentado na Equação (34).

$$\langle v_L \rangle = L_f \left\langle \frac{di_{L_f}}{dt} \right\rangle \quad (33)$$

$$\langle i_C \rangle = C_f \left\langle \frac{dv_o}{dt} \right\rangle \quad (34)$$

Dessa forma, é possível substituir a Equação (31) em (33) e a Equação (32) em (34). O resultado dessas substituições, apresentado nas Equações (35) e (36), constitui o modelo de pequenos sinais do conversor chaveado.

$$\begin{aligned} L_f \left\langle \frac{di_{L_f}}{dt} \right\rangle &= Dv_{inv} - v_o \\ &= (D + \hat{d})(v_{inv} - v_{\hat{inv}}) - (v_o + \hat{v}_o) \\ &= Dv_{inv} - v_o + Dv_{\hat{inv}} + \hat{d}v_{inv} + \hat{d}v_{\hat{inv}} - \hat{v}_o \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} C_f \left\langle \frac{dv_o}{dt} \right\rangle &= (i_L + \hat{i}_L) - \left(\frac{v_o}{Z_o} + \frac{\hat{v}_o}{Z_o} \right) \\ &= i_L - \frac{v_o}{Z_o} + \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{Z_o} \end{aligned} \quad (36)$$

Como a avaliação de pequenos sinais constitui apenas uma análise das componentes que variam no tempo, as componentes CC podem ser descartadas do modelo de pequenos sinais. Com isso, restam apenas as componentes CA, simplificando o modelo. O modelo analisado pode ser ainda mais simplificado ao considerar que a componente $\hat{d}v_{\hat{inv}}$ que contém o produto de duas variações muito pequenas, o que resulta em uma variação menor ainda a ponto de ser incapaz influenciar a resposta do sistema. O modelo de pequenos sinais simplificado é apresentado nas Equações (37) e (38).

$$L_f \left\langle \frac{di_{L_f}}{dt} \right\rangle = Dv_{\hat{inv}} + \hat{d}v_{inv} - \hat{v}_o \quad (37)$$

$$C_f \left\langle \frac{dv_o}{dt} \right\rangle = \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{Z_o} \quad (38)$$

Sabendo que em um período de chaveamento T_s a razão cíclica D e \hat{d} é invariante, é possível aplicar o Teorema de Laplace e deslocar análise feita no domínio do tempo para o domínio da frequência. Com isso, as Equações (37) e (38) podem ser reescritas conforme apresentado nas Equações (39) e (40).

$$sL_f i_{L_f} = Dv_{inv}(s) - v_o(s) \quad (39)$$

$$sC_f v_o = i_L(s) - \frac{v_o(s)}{Z_o} \quad (40)$$

Agora, basta relacionar a corrente $i_L(s)$ presente em ambas nas Equações (39) e (40).

Com isso, pode-se obter a Equação 41:

$$\begin{aligned} \frac{Dv_{inv}(s) - v_o(s)}{sL_f} &= v_o(s) \left(sC_f + \frac{1}{Z_o} \right) \\ v_o(s) \left(\frac{s^2L_fC_fR + sL_f + Z_o}{Z_o} \right) &= Dv_{inv} \\ \frac{v_o(s)}{v_{inv}(s)} &= D \frac{Z_o}{s^2L_fC_fR + sL_f + Z_o} \end{aligned} \quad (41)$$

Por fim, ao definir a razão entre a tensão de saída $v_o(s)$ pela tensão chaveada do inversor v_{inv} como a função de transferência do filtro G_{inv} , obtém-se a Equação (42).

$$G_{inv}(s) = D \frac{Z_o}{s^2L_fC_fR + sL_f + Z_o} \quad (42)$$

APÊNDICE E – DIMENSIONAMENTO DAS CARGAS LINEARES

```
% Author: Luan Segala Martins
% Creation date: 27/05/2021
% Editor: Luan Segala Martins
% Last edit date: 25/01/2022
% Version: 3.0
```

Cálculo da carga RL - Método: Ângulo de carga

Este método utiliza as relações existentes entre o $\cos(\phi)$ da impedância de carga e sua parcela resistiva e indutiva. Esta é a carga linear a ser colocada na saída do inversor.

```
clear all
close all
clc
format short eng
s=tf('s');

f0 = 60;    %Frequência da carga em Hertz
w0 = 2*pi*f0;    %Frequência da carga em rad/s
S = [0.7 2]'*1e3; %Potência aparente da carga em kVA
Vrms = 220;    %Tensão eficaz da carga em Volts
Irms = S/Vrms;
Z = Vrms^2./S;    % Impedância total antiga S(kVA) com base em Pr e Vrms
CosPhi = [1 sqrt(2)/2 0.3]';    % Cosseno de Phi desejado
Phi = radtodeg(acos(CosPhi));    % Ângulo Phi em graus (para exibição)
Phi = (acos(CosPhi));    % Ângulo Phi em radianos (para cálculos)

% Cálculo da impedância Z
for i=1:length(Z)
    for j=1:length(Phi)
        Rnew(i,j) = Z(i)/sqrt((tan(Phi(j)))^2 + 1);
        if (Rnew(i,j)<250e-3)
            Rnew(i,j) = 0; %Se R<0,5 Ohms, então é R=0 Ohm
        end
        XL(i,j) = sqrt(Z(i)^2 - Rnew(i,j)^2);    %Calcula reatância indutiva
        Lnew(i,j) = XL(i,j)/w0; %Calcula a indutância

        Znew(i,j) = Rnew(i,j) + s*Lnew(i,j); %Calcula a impedância complexa
```

```

end
end

% Apresenta os valores de resistência e indutância para diferentes
% potências. Lembrando que (x, y) --> x: Potência // y: Fator de potência.
% display ('----- Valores para S = 700 VA -----');
Ro1 = Rnew(1,1);
Ro2 = Rnew(1,2);
Ro3 = Rnew(1,3);
Lo1 = Lnew(1,1);
Lo2 = Lnew(1,2);
Lo3 = Lnew(1,3);

% display ('----- Valores para S = 2 kVA -----');
Ro1 = Rnew(2,1);
Ro2 = Rnew(2,2);
Ro3 = Rnew(2,3);
Lo1 = Lnew(2,1);
Lo2 = Lnew(2,2);
Lo3 = Lnew(2,3);

% Apresenta os parâmetros de resistência, indutância e impedância complexa.
display ('----- Valores para S = [0.7,2] kVA -----');
display('Atenção, os dados abaixo são mostrados da seguinte forma:')
display('--> para as linhas varia-se a resistência da carga (potência)')
disp('--> para as colunas varia-se o ângulo de carga (FP)')
Rnew
Lnew
Znew

```


APÊNDICE F – CÁLCULO DO RETIFICADOR DE ONDA COMPLETA EM PONTE

Definição dos parâmetros principais

restart :

Dados de alimentação

Tensão do barramento CC [V]:

$$E := 400$$

$$400,00$$

(1.1.1)

Tensão eficaz de saída da do inversor [V]:

$$v_0 := 220$$

$$220,00$$

(1.1.2)

Dados de comutação

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

$$f_0 := 60$$

$$60,00$$

(1.2.1)

Frequência de comutação dos semicondutores [Hz]:

$$f_s := 40e3$$

$$40,00 \times 10^3$$

(1.2.2)

Frequência desejada de corte do filtro [Hz]:

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

$$2666.666667$$

(1.2.3)

Frequência de operação da carga [rad/s]:

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

$$376,99$$

(1.2.4)

Frequência de comutação dos semicondutores [rad/s]:

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

$$251,33 \times 10^3$$

(1.2.5)

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

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

$$16,75 \times 10^3$$

(1.2.6)

Dados da carga

Fator de potência da carga:

$$FP := 1.$$

$$1,00$$

(1.3.1)

Potência aparente da carga [VA]:

$$S := 2000$$

$$2,00 \times 10^3$$

(1.3.2)

Potência ativa da carga [W]:

$$P := S FP$$

$$2,00 \times 10^3$$

(1.3.3)

Corrente da carga [A]:

$$i_0 := \frac{S}{v_0} \quad 9,09 \quad (1.3.4)$$

Impedância da carga [Ω]:

$$z_0 := \frac{v_0}{i_0} \quad 24,20 \quad (1.3.5)$$

▼ Dados das oscilações permitidas

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

$$\Delta v_L := 0.02 \cdot v_0 \quad 4.40 \quad (1.4.1)$$

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

$$\Delta i_L := 0.15 \cdot i_0 \quad 1,36 \quad (1.4.2)$$

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

$$DHTv := 0.03 \quad 30,00 \times 10^{-3} \quad (1.4.3)$$

▼ Projeto do retificador de ponte completa com filtro capacitivo 2 kVA

▼ Definição de parâmetros

Frequência de alimentação da carga (a mesma freq. de saída após o filtro LC do inversor) [Hz]

$$f_0 := (1.2.1) \quad 60 \quad (2.1.1)$$

Potência aparente da carga acoplada à saída do retificador [VA]:

$$S_{LR} := (1.3.2) \quad 2000 \quad (2.1.2)$$

Tensão eficaz de entrada [V]:

$$v_{0R} := (1.1.2) \quad 220 \quad (2.1.3)$$

Tensão de pico de entrada (mesma tensão a ser imposta na saída do retificador) [V]:

$$v_{LRpk} := v_{0R} \cdot \sqrt{2} \quad 311.1269836 \quad (2.1.4)$$

Máxima oscilação de tensão na saída do retificador (ripple de carga) [V]:

$$\Delta v_{LR} := 0.05 \cdot v_{LRpk} \quad 15.55634918 \quad (2.1.5)$$

Tensão mínima de carga na saída do retificador [V]:

$$v_{LRmin} := v_{LRpk} - \Delta v_{LR} \quad 295.5706344 \quad (2.1.6)$$

Tensão média de carga na saída do retificador [V]:

$$v_{LRmed} := \frac{v_{LRpk} + v_{LRmin}}{2}$$

303.3488090 (2.1.7)

Corrente eficaz da carga na saída do retificador [A]:

$$i_{LR} := \frac{S_{LR}}{v_{LRpk}}$$

6.428243468 (2.1.8)

Impedância da carga na saída do retificador [Ω]:

$$z_{LR} := \frac{v_{LRpk}^2}{S_{LR}}$$

48.39999996 (2.1.9)

Corrente média da carga na saída do retificador [A]:

$$i_{LRmed} := \frac{v_{LRmed}}{z_{LR}}$$

6.267537381 (2.1.10)

Corrente eficaz da carga na saída do retificador [A]:

$$i_{LRef} := i_{LRmed}$$

6.267537381 (2.1.11)

▼ Cálculos do capacitor de saída (Cret)

Procedimento de projeto segue conforme apresentado em "BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **CAPÍTULO 2: Retificadores não controlados - retificador monofásico de onda completa em ponte.** [S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020."

Calculando a razão da tensão mínima de saída pela tensão de pico:

$$VcVpk := \frac{v_{LRmin}}{v_{LRpk}}$$

0.9499999999 (2.2.1)

A partir do abáco $wRC \times Vcmin/Vpk$ é possível encontrar o valor de wRC :

$$\omega RC := 64$$

64 (2.2.2)

A partir disso, é possível substituir os valores de frequência e resistência e encontrar o valor da capacitância para o filtro *Cret*:

$$Cret := \text{evalf}\left(\frac{\omega RC}{(2 \cdot \pi \cdot f_0) \cdot z_{LR}}\right)$$

$3,51 \times 10^{-3}$ (2.2.3)

Dados retirados do ábaco de "BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **CAPÍTULO 2: Retificadores não controlados - retificador monofásico de onda completa em ponte.** [S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020."

$RIcefVpk := 3.4$:

$$i_{Cef} := \frac{RIcefVpk \cdot v_{LRpk}}{z_{LR}}$$

21,86 (2.2.4)

▼ Cálculo do retificador de entrada do retificador (Lret)

Esse procedimento de cálculo segue conforme apresentado por "BATSCHAUER, Alessandro Luiz; NOVAES, Yales Rômulo de. **Retificador com Filtro Capacitivo e Correções do Retificador com Filtro Capacitivo com Indutor a Montante.**[S.l.]: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020."

Calculando o fator de tensão:

$$FV := \frac{(2.1.7)}{(2.1.4)} \quad 0.9750000000 \quad (2.3.1)$$

Projetando o valor de FV no ábaco que relaciona $FV \times Ln$ para encontrar a indutância normalizada Ln :

$$Ln := 0.7e-1 \quad 70,00 \times 10^{-3} \quad (2.3.2)$$

Agora é necessário encontrar o fator de potência (FP) do retificador. Então, projeta-se o valor de Ln no ábaco $FP \times Ln$. O fator de potência obtido é:

$$FatorPotenciaRet := 0.55 \quad 0.55 \quad (2.3.3)$$

A defasagem entre a fundamental de corrente e a tensão (Φ) é obtida também através de um ábaco que relaciona Φ e Ln . Então, projetando a indutância normalizada neste ábaco, tem-se:

$$\Phi_{Ret} := 8 \quad 8 \quad (2.3.4)$$

A taxa de distorção harmônica também é obtida através de um ábaco que a relaciona com a Ln . Dessa forma, tem-se:

$$TDHRet := \frac{155}{100} \quad 1,55 \quad (2.3.5)$$

A razão entre a corrente média de saída e a corrente média de saída com a carga em curto-circuito é obtida através de um ábaco que relaciona esse valor com o fator de tensão:

$$IoIccmed := 1e-3 \quad 0.001 \quad (2.3.6)$$

A corrente de saída é calculada em função da potência projetada, da tensão de saída e do fator de tensão:

$$Io := \frac{(1.3.2)}{(2.1.4) \cdot FV} \quad 6.593070226 \quad (2.3.7)$$

Para encontrar a corrente de curto-circuito, basta relacionar as Equações (2.3.6) e (2.3.7):

$$Iccmed := \frac{Io}{IoIccmed} \quad 6593.070226 \quad (2.3.8)$$

Então, pode-se encontrar a indutância do filtro indutivo a montante $Lret$ projetado.

$$Lret := \text{evalf} \left(\frac{(2.1.4)}{\pi^2 \cdot 60 \cdot Iccmed} \right) \quad 79,69 \times 10^{-6} \quad (2.3.9)$$

Calculando também a resistência de carga, tem-se:

$$Ro := \frac{((2.1.4) \cdot FV)^2}{(1.3.2)} \quad 46.01024996 \quad (2.3.10)$$

APÊNDICE G – CÁLCULO DOS LIMITES DA INDUTÂNCIA PARA AS RESTRICÇÕES DE SUBIDA E DESCIDA

▼ Dados das derivadas de subida e descida da corrente do retificador

Valor da indutância de entrada do retificador de ponte completa:

$$L_{ret} := 79.69e-6 \qquad 79,69 \times 10^{-6} \qquad (1.1)$$

Fator de crista sem indutor L_{ret} (valor medido através do software PSIM):

$$F_{c_{semL}} := \frac{125.6574}{23.0321} \qquad 5.455750887 \qquad (1.2)$$

Fator de crista com indutor L_{ret} (valor medido através do software PSIM):

$$F_c := \frac{62.5228}{17.5425} \qquad 3.564075816 \qquad (1.3)$$

Derivada de subida da corrente com a presença de L_{ret} (valor medido através do software PSIM):

$$diLdt_{sub} := \frac{7.0586412e+000}{7.1914879e-005} \qquad 98,15 \times 10^3 \qquad (1.4)$$

Derivada de descida da corrente com a presença de L_{ret} (valor medido através do software PSIM):

$$diLdt_{desc} := \frac{8.5464867e+000}{4.2353758e-005} \qquad 2.017881554 \times 10^5 \qquad (1.5)$$

▼ Cálculo da restrição da derivada de subida

Considerando a tensão mínima de barramento como 400 V, ou seja, desprezando a existência de oscilações de tensão no barramento CC do inversor, tem-se que:

$$v_{imin} := 400 \qquad 400 \qquad (2.1)$$

Com o valor eficaz da tensão de saída do inversor, calcula-se o seu valor de pico máximo:

$$v_{op} := 220 \cdot \sqrt{2} \qquad 311.1269836 \qquad (2.2)$$

Então, a indutância máxima pode ser calculada em função da queda de tensão do indutor e da derivada de subida da corrente:

$$L_{max1} := evalf\left(\frac{v_{imin} - v_{op}}{diLdt_{sub}}\right) \qquad 905,46 \times 10^{-6} \qquad (2.3)$$

Na equação (2.3) foi suprimida a existência do ganho $0,9 \cdot n$ uma vez que são parâmetros relacionados à relação de transformação n do transformador de entrada e à limitação da razão cíclica máxima de $0,9$ imposta pelo controlador. Como no projeto em questão não há a presença de transformador e nem de um sistema de controle, essas restrições não são aplicadas aqui.

▼ Cálculo da restrição da derivada de descida

No Capítulo 3 de seu trabalho, Gerent (2005) apresenta a relação existente entre o fator de crista do retificador de onda completa com a largura do pulso de corrente. Tal relação é apresentada na forma da Equação (2.1). Então, substituindo o fator de crista do retificador, tem-se que:

$$dt := 0.0192101311 \cdot Fc^{-2.0002201689} \quad 0.001511871705 \quad (3.1)$$

A frequência fundamental do sinal de alimentação do retificador, em rad/s, é dada por:

$$\omega_r := \text{evalf}(2 \cdot \pi \cdot 60) \quad 376.9911185 \quad (3.2)$$

k é uma variável auxiliar que assume o valor de:

$$k := \text{evalf}\left(\frac{\sqrt{1 - 2 \cos(\omega_r \cdot dt) + \cos^2(\omega_r \cdot (dt))}}{\left(1 + \omega_r^2 \cdot (dt)^2 - 2 \cdot \cos(\omega_r \cdot (dt)) + \cos^2(\omega_r \cdot (dt)) - 2 \cdot \omega_r \cdot (dt) \cdot \sin(\omega_r \cdot (dt)) + \sin^2(\omega_r \cdot (dt))\right)^{1/2}}\right) \quad 0.9820499298 \quad (3.3)$$

Então, com esses dados é possível calcular o valor máximo da indutância L_f que respeite a restrição da derivada de descida por:

$$Lmax2 := \text{evalf}\left(\frac{v_{imin} + v_{op} \cdot \sin(\arcsin(k) + dt)}{diLdt_{desc}}\right) \quad 3,50 \times 10^{-3} \quad (3.4)$$

Novamente, na Equação (3.4) foi suprimida a existência das constantes $0,9.n$ devido a inexistência de um transformador e de uma limitação imposta por um sistema de controle ativo.

APÊNDICE H – A SUPRESSÃO DOS PULSOS PEQUENOS NO *DRIVER* DE COMANDO E SUAS CONSEQUÊNCIAS

Conforme apresentado na Seção 4.3, são observadas características nos resultados obtidos experimentalmente que merecem destaque, principalmente no que é referente à distorção harmônica total de tensão e de corrente. Por mais que na avaliação experimental é utilizado os mesmos filtros LC projetados, entretanto com condições de operação do inversor diferente das nominais, não é esperado que a DHT_v e a DHT_i alcancem valores maiores que 10%. Dessa forma, este apêndice apresenta uma investigação acerca das possíveis causas, a fim justificar as divergências e garantir confiabilidade às análises realizadas nos resultados obtidos por simulação.

É fato que há diferença entre as considerações feitas na simulação e na avaliação experimental, principalmente no que é tocante à idealidade dos componentes e da operação do conversor. Sabendo disso, essa investigação buscou atacar o principal ponto não considerado nos resultados apresentados para a análise por simulação: a supressão dos pulsos pequenos. Na literatura também é possível encontrar esse mesmo fenômeno ocorrendo em diversas outras topologias de inversores de tensão, com trabalhos que descrevem a supressão de pulsos pequenos e suas consequências (WU et al., 2014; ALAWIEH et al., 2014; WANG et al., 2018) e com publicações propostas para mitigar o respectivo problema (HONG et al., 2014; NAJJAR; NYMAND; KOUCHAKI, 2020; TANG et al., 2018).

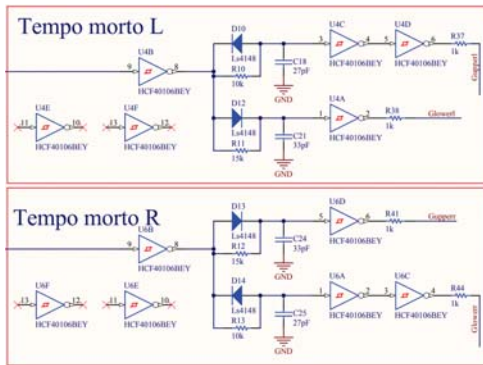
Então, prezando pela investigação do fenômeno no inversor de tensão utilizado neste trabalho, na Figura 30 são apresentadas as principais partes do esquemático de ligação associados ao circuito do *driver* de comando. Sabe-se que a supressão de pulsos pequenos está associada aos pulsos não sintetizados por esse *driver* e, portanto, está diretamente relacionada ao tempo morto dos componentes. Então, a partir da consulta na folha de dados dos componentes utilizados, é possível estimar o tempo morto total do circuito de *driver*, o que resultou em aproximadamente 2,4 microssegundos por braço do inversor.

Considerando a frequência de comutação das chaves semicondutoras como 20 kHz, o período de chaveamento tem duração de 50 microssegundos. Ou seja, cada braço deixa de sintetizar aproximadamente 5% dos pulsos de comando. No sinal compostos, ou seja, no sinal chaveado de saída, a totalidade dos pulsos não sintetizados atinge 10%. Dessa forma, sendo a frequência de referência igual à 60 Hz, não sintetizar 10% desse sinal, significa uma perda de aproximadamente 1,6 milissegundos.

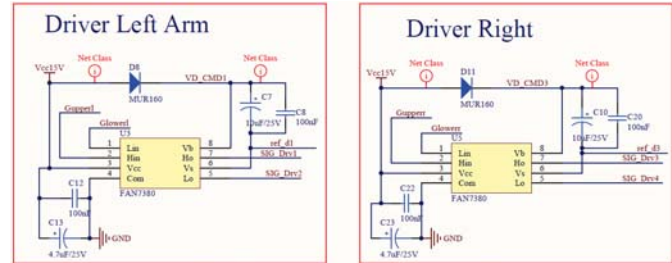
De fato, essa perda é verificada no sinal de tensão v_o obtido experimentalmente, conforme ilustrado na Figura 31. Na respectiva figura, observa-se que não há sintetização de pulsos em torno de 9 milissegundos, com duração aproximada de 0,7 milissegundos. Com esse resultado, verifica-se que a análise teórica realizada para a estimação do tempo morto está coerente com o que foi é verificado experimentalmente.

Partindo disso, é possível então inserir essa consideração dos pulsos não sintetizados no *PSIM* e refazer a simulação. Vale também destacar para validar de fato a análise, pode-se

Figura 30 – Driver de comando do módulo inversor.



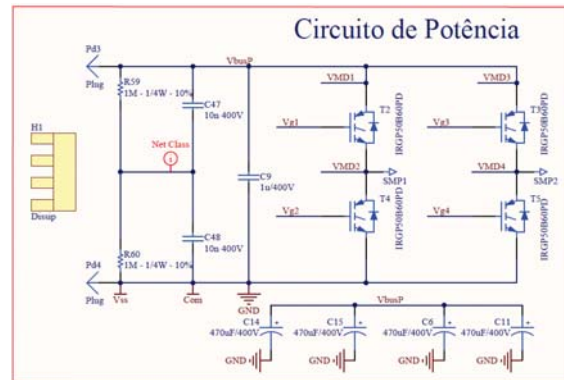
(a) Circuito para geração de tempo morto por hardware.



(b) Driver de comando.



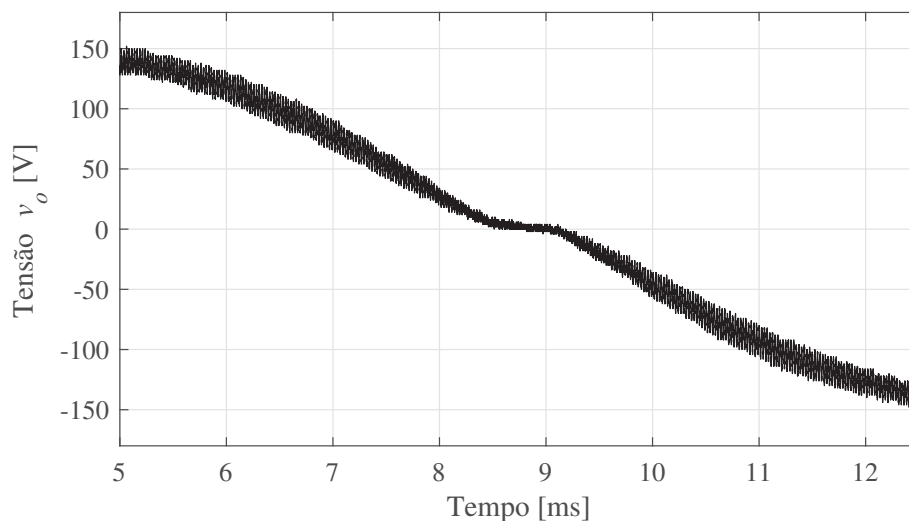
(c) Conexão entre os circuitos.



(d) Circuito de potência do conversor.

Fonte: Adaptado de (HOCK Jr., 2020; LAMBERT, 2019)

Figura 31 – Destaque da forma de onda da tensão v_o obtida experimentalmente considerando uma carga resistiva e o filtro da metodologia 6.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 18 – Resultados de simulação (S) e experimentais (E) obtidos para a metodologia 6 considerando a supressão do pulsos pequenos.

Carga	V_{RMS} (V)	I_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	ΔI_{L_f} (A)	F. C. (A/A)
R (E)	93,10	6,36	10,88%	10,84%	20,00	2,20	1,67
R (S)	89,64	6,40	10,31%	10,31%	7,85	1,66	1,53
RL 03 (E)	104,00	3,70	7,89%	2,36%	20,00	2,00	1,51
RL 03 (S)	104,46	4,37	10,63%	2,90%	9,23	1,59	1,41
RL 07 (E)	102,00	4,09	7,94%	3,45%	20,00	2,60	1,56
RL 07 (S)	99,11	4,55	9,28%	2,63%	7,84	1,60	1,41
NLR (E)	101,00	8,54	9,17%	99,71%	6,00	2,40	2,58
NLR (S)	97,75	8,33	11,91%	95,11%	14,65	1,66	2,49

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

também considerar os dados reais utilizados na etapa experimental, ou seja, 200 V para a tensão de barramento CC, 60 Hz para a frequência fundamental desejada para a carga e considerar o redimensionamento das cargas. Destaca-se também que, além disso, há uma divergência existente entre o valor nominal e o valor real da indutância do reator da carga utilizada nos ensaios. Os parâmetros nominais do reator informam uma indutância de 16,5 mH, entretanto ao realizar uma aferição pelo método da derivada de corrente, constatou-se que o valor de indutância do componente é de 25,87 mH. Dessa forma, todas essas considerações foram atualizadas no novo circuito simulado.

Para facilitar a comparação dos resultados, as formas de onda obtidas para a simulação são plotadas sobrepostas às formas de onda obtidas na avaliação experimental. No mesmo viés, são também apresentadas tabelas com os parâmetros medidos para uma análise quantitativa. Assim, as formas de onda são apresentados nas Figuras 32-35, e os dados quantitativos são apresentados nas Tabelas 18 e 19.

As formas de onda de tensão obtidas para a simulação que considera apenas a supressão dos pulsos pequenos são muito coerentes com as formas de onda obtidas na avaliação experimental. Nota-se que há um leve desvio em amplitude, decorrente de outras não idealidades do conversor não consideradas na simulação, como a queda de tensão nas chaves semicondutoras.

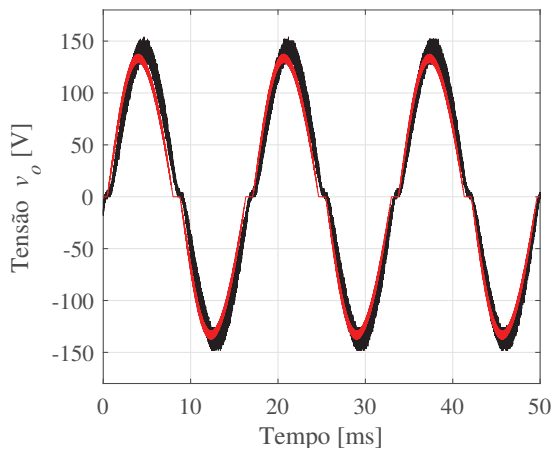
Portanto, diante da comparação dos resultados obtidos por simulação e experimentalmente, considera-se que os softwares utilizados neste trabalho conseguem fornecer resultados tão próximos à um sistema real, quanto mais próximo for o modelo implementado na simulação. Com isso, mostra-se que é possível realizar as análises dos filtros LC a partir de simulações feitas em ferramentas computacionais, uma vez que os resultados obtidos são um reflexo próximo de um sistema real.

Tabela 19 – Resultados de simulação (S) e experimentais (E) obtidos para a metodologia 8 considerando a supressão do pulsos pequenos.

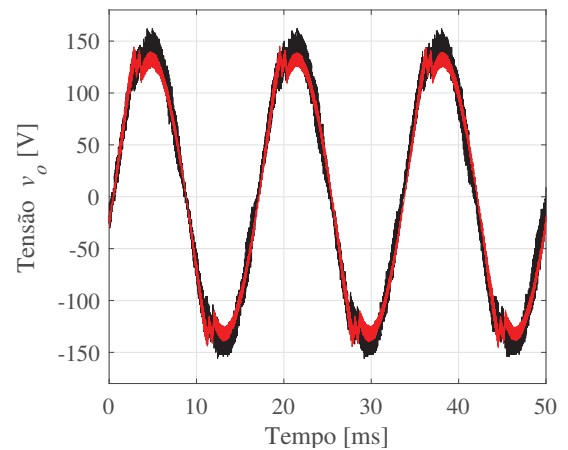
Carga	V_{RMS} (V)	I_{RMS} (A)	DHT_v (%)	DHT_i (%)	ΔV_o (V)	ΔI_{L_f} (A)	F. C. (A/A)
R (E)	95,10	6,51	9,82%	10,15%	10,00	1,80	1,63
R (S)	89,63	6,40	10,21%	10,21%	6,45	1,98	1,53
RL 03 (E)	104,00	3,52	5,53%	3,05%	10,00	2,00	1,65
RL 03 (S)	104,79	4,39	9,99%	2,85%	10,74	1,78	1,41
RL 07 (E)	103,00	4,18	6,02%	3,54%	10,00	2,00	1,58
RL 07 (S)	99,37	4,56	8,71%	2,54%	7,44	1,99	1,40
NLR (E)	101,00	8,41	9,74%	99,91%	6,00	3,30	2,24
NLR (S)	98,21	8,58	11,20%	98,80%	8,58	2,03	2,56

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

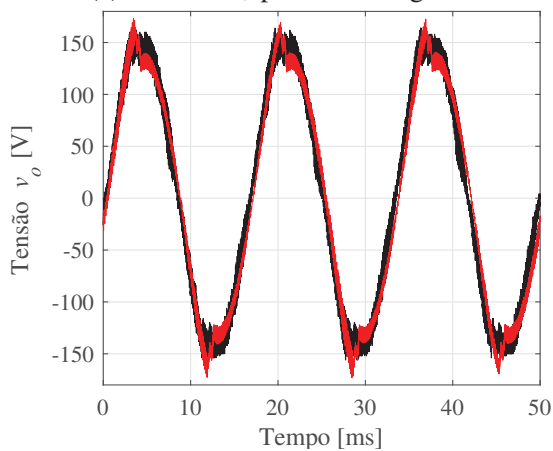
Figura 32 – Formas de onda de tensão obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 6.



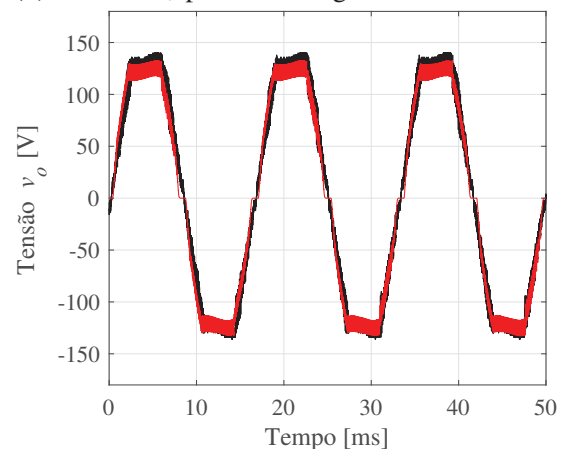
(a) Tensões v_o para uma carga R.



(b) Tensões v_o para uma carga RL com FP=0,7.



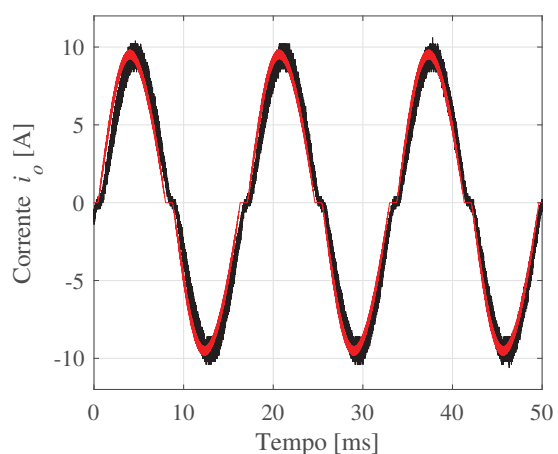
(c) Tensões v_o para uma carga RL com FP=0,3.



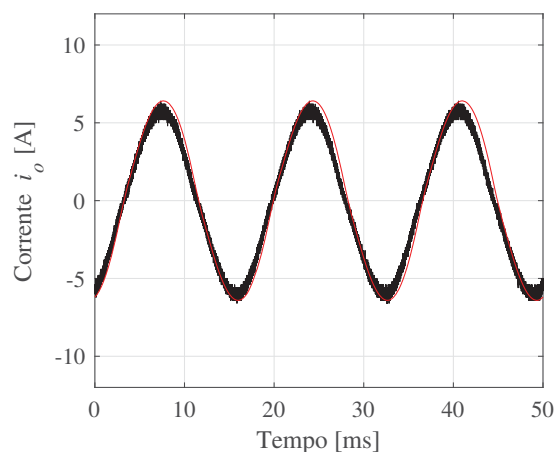
(d) Tensões v_o para uma carga NL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

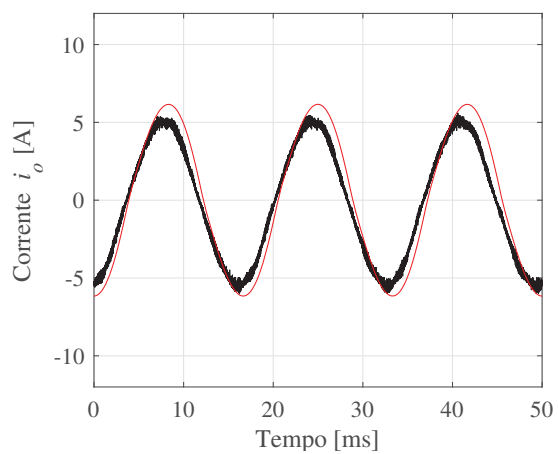
Figura 33 – Formas de onda de corrente obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 6.



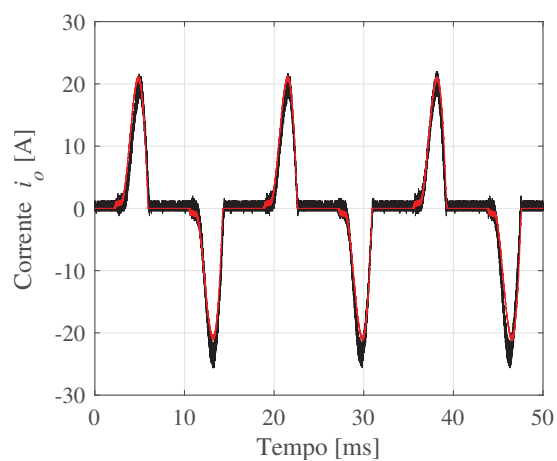
(a) Correntes i_o para uma carga R.



(b) Correntes i_o para uma carga RL com $FP=0,7$.



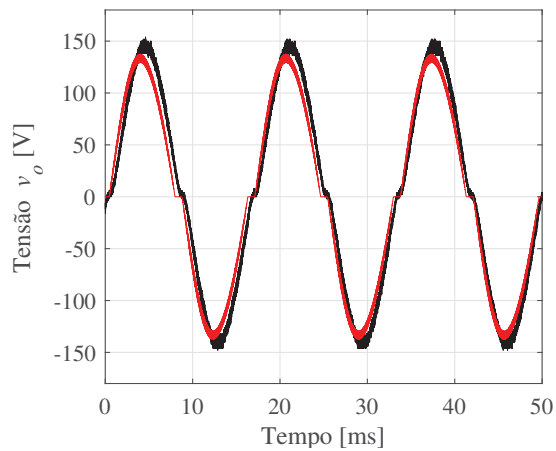
(c) Correntes i_o para uma carga RL com $FP=0,3$.



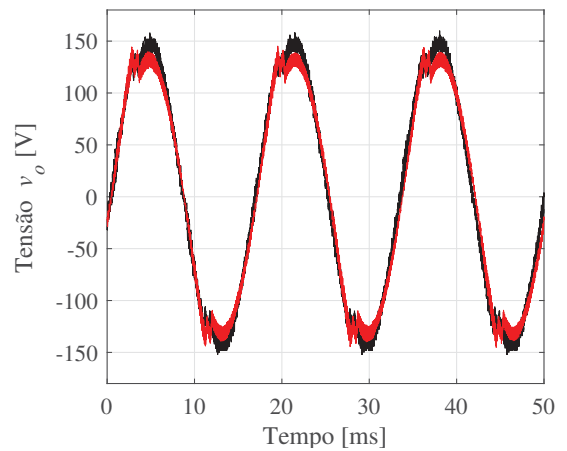
(d) Correntes i_o para uma carga NL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

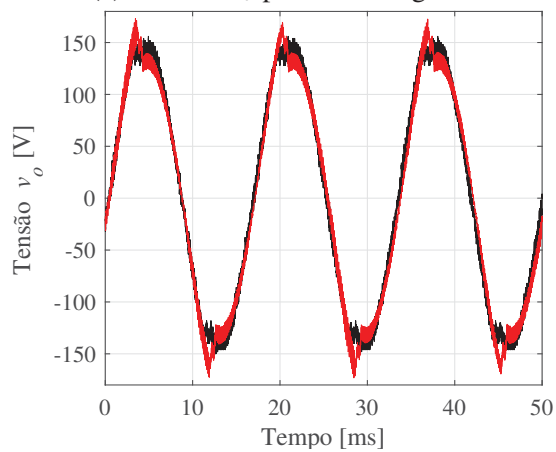
Figura 34 – Formas de onda de tensão obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 8.



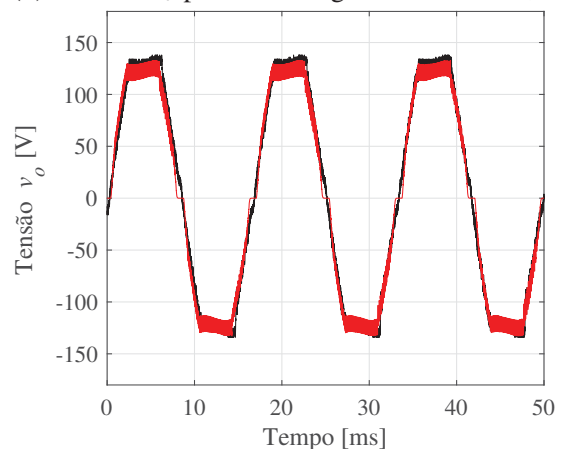
(a) Tensões v_o para uma carga R.



(b) Tensões v_o para uma carga RL com FP=0,7.



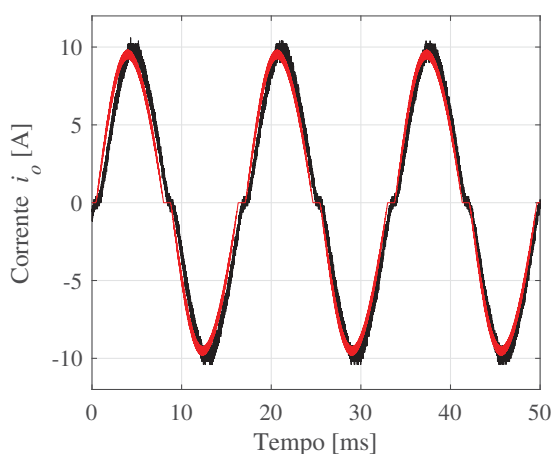
(c) Tensões v_o para uma carga RL com FP=0,3.



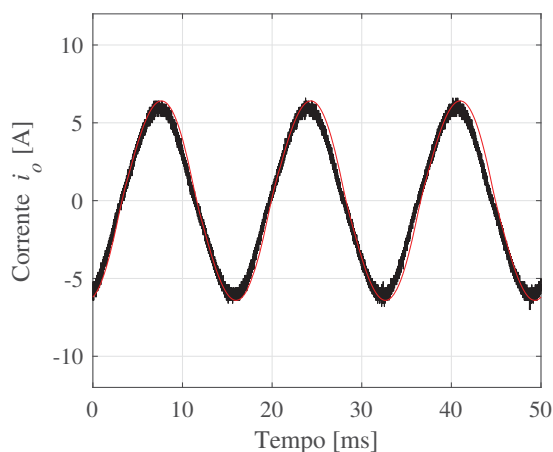
(d) Tensões v_o para uma carga NL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

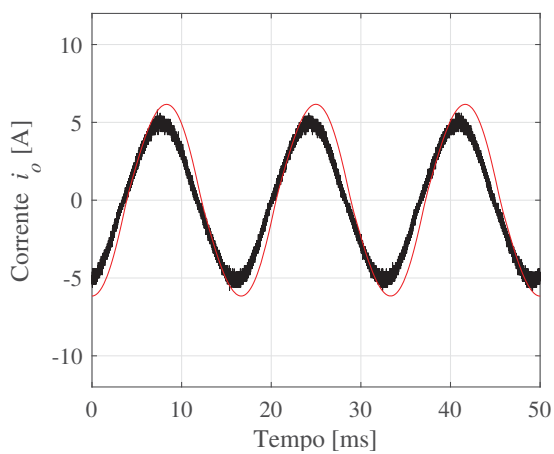
Figura 35 – Formas de onda de corrente obtidas experimentalmente (cor preta) e por simulação (cor vermelha) para o filtro LC da metodologia 8.



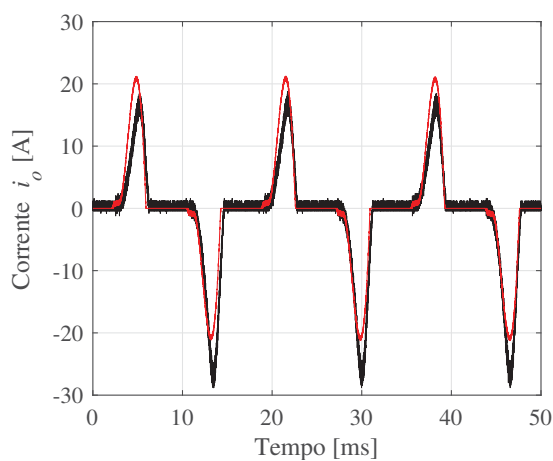
(a) Correntes i_o para uma carga R.



(b) Correntes i_o para uma carga RL com $FP=0,7$.



(c) Correntes i_o para uma carga RL com $FP=0,3$.



(d) Correntes i_o para uma carga NL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

APÊNDICE I – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

A demonstração do circuito de controle acionando o conversor e permitindo alteração de parâmetros em tempo real está disponibilizada na forma de um vídeo na plataforma *YouTube*. O vídeo pode ser acessado através do *link*: <https://youtu.be/L4KTxv9_BMw>. Além disso, todo o algoritmo desenvolvido está disponibilizado no *script* abaixo.

```

1 /*
2  Universidade do Estado de Santa Catarina – Udesc
3  Centro de Ciências Tecnológicas – CCT
4  Departamento de Engenharia Elétrica – DEE
5
6  Autor: Luan Segala Martins
7  Data: 06/01/2022
8  Projeto: Análise de metodologias de projetos de filtros de saída para
          inversores de tensão
9 */
10
11
12 //Inclusão das bibliotecas
13 #include "driver/mcpwm.h" //inclui a biblioteca "Motor Control PWM"
          nativa do ESP32
14 #include "soc/mcpwm_reg.h"
15 #include "soc/mcpwm_struct.h"
16 #include "BluetoothSerial.h" //Biblioteca que permite a comunicação
          bluetooth
17
18
19 //Definição de GPIOs
20 #define GPIO_PWM0A_OUT 12 //Declara GPIO 12 como PWM0A
21 #define GPIO_PWM0B_OUT 14 //Declara GPIO 14 como PWM0B
22 #define LED 2 //Declara GPIO 2 como LED
23
24 //Configuração da comunicação bluetooth
25 #if !defined(CONFIG_BT_ENABLED) || !defined(CONFIG_BLUEDROID_ENABLED)
26 #error Bluetooth is not enabled! Please run 'make menuconfig' to and
          enable it
27 #endif
28
29 BluetoothSerial SerialBT; //Inicializa a comunicação serial pelo
          bluetooth
30 char recebidaChar; //Armazena o comando recebido pelo serial bluetooth
31 const char Liga = "a"; //Liga o chaveamento
32 const char Desliga = "b"; //Desliga o chaveamento
33 const char FreqInc = "c"; //Aumenta a frequência de chaveamento
34 const char FreqDec = "d"; //Diminui a frequência de chaveamento
35 const char Status = "e"; //Exibe os parâmetros do conversor

```

```

36 const char FreqRef50 = "f"; //Ajusta a frequencia de referencia para 50
    Hz
37 const char FreqRef60 = "g"; //Ajusta a frequencia de referencia para 50
    Hz
38 const char ModInc = "h"; //Aumenta o indice de modulacao
39 const char ModDec = "i"; //Diminui o indice de modulacao
40 const char Reset = "z"; //Reinicia a CPU do microcontrolador
41 int auxConectado = 1; //Variavel auxiliar utilizada no momento da conexao
    ESP-Celular
42
43 //Definicao dos parametros do conversor
44 int freq_port = 20e3 //Frequencia da portadora
45         int freq_ref = 50 //Frequencia inicial da referencia
46         int IndiceModulacao = 78; //Indice de
    modulacao inicial
47 int tempoAmostra = 1e6 / (360 * freq_ref); //Tempo de amostra (360
    pontos de amostragem)
48 int tempoAntes = 0; //Variavel aux. que determina a velocidade de
    atualizacao do serial Bluetooth
49
50 //Configuracoes adicionais do timer
51 volatile uint32_t Ref = 0; //Sinal senoidal de referencia (volatile ->
    variavel na RAM)
52 volatile uint32_t t = 0; //Var. aux. para calcular os pontos da Ref (
    volatile -> variavel na RAM)
53 hw_timer_t * timer = NULL;
54 portMUX_TYPE timerMux = portMUX_INITIALIZER_UNLOCKED;
55
56 //Funcao para atualizar a Ref no PWM (interrupcao)
57 void IRAM_ATTR AtualizaPWM() {
58     portENTER_CRITICAL_ISR(&timerMux);
59     Ref = IndiceModulacao / 2 * sin((PI / 180) * t) + 50; //Calcula a nova
    referencia
60     t = t + 1; //Soma +1 no passo de amostra
61     portEXIT_CRITICAL_ISR(&timerMux);
62 }
63
64 //Funcao para printar nas comunicacoes seriais a lista de comandos para
    o ESP
65 void ComandosBluetooth() {
66     //Print no monitor serial do computador
67     Serial.println("Para ligar , envie: a");
68     Serial.println("Para desligar envie: b");
69     Serial.println("Para aumentar a frequencia em 5 kHz envie: c");
70     Serial.println("Para reduzir a frequencia em 5 kHz envie: d");
71     Serial.println("Para consultar os parametros , envie: e");
72     Serial.println("Para setar a referencia em 50 Hz, envie: f");

```

```

73  Serial.println("Para setar a referencia em 60 Hz, envie: g");
74  Serial.println("Para aumentar o indice de modulacao em 2% envie: h");
75  Serial.println("Para reduzir o indice de modulacao em 2% envie: i");
76  Serial.println("Para resetar os parametros, envie: z");
77
78  //Print no monitor serial do bluetooth
79  SerialBT.println("Para ligar, envie: a");
80  SerialBT.println("Para desligar envie: b");
81  SerialBT.println("Para aumentar a frequencia em 5 kHz envie: c");
82  SerialBT.println("Para reduzir a frequencia em 5 kHz envie: d");
83  SerialBT.println("Para consultar os parametros, envie: e");
84  SerialBT.println("Para setar a referencia em 50 Hz, envie: f");
85  SerialBT.println("Para setar a referencia em 60 Hz, envie: g");
86  SerialBT.println("Para aumentar o indice de modulacao em 2% envie: h")
    ;
87  SerialBT.println("Para reduzir o indice de modulacao em 2% envie: i");
88  SerialBT.println("Para resetar os parametros, envie: z");
89 }
90
91 //Codigo de inicializacao/setup
92 void setup() {
93   //Comunicacao serial
94   Serial.begin(115200); //Inicia a comunicacao serial
95   SerialBT.begin("ESP32_Bluetooth"); //Inicializa o serial BT e atribui
    um nome
96   Serial.println("ESP inicializado! Voce ja pode parear com o bluetooth
    ...");
97   ComandosBluetooth(); //Printa a lista de comandos permitidos
98
99   //Inicializacao do LED indicativo
100  pinMode(LED, OUTPUT); //Configura o GPIO LED como saida
101  digitalWrite(LED, HIGH); //Inicializa o LED em estado alto (ligado)
102
103  //Inicializacao do timer
104  timer = timerBegin(1, 80, true); //Inicializacao do timer (preescaler
    80 = 12,5 ns)
105  timerAttachInterrupt(timer, &AtualizaPWM, true); //Vincula a
    interrupcao associada
106  timerAlarmWrite(timer, tempoAmostra, true); //Define o tempo de
    estouro do timer
107  timerAlarmEnable(timer); //Habilita o timer
108
109
110  //Inicializacao do MCPWM
111  //Unidade utilizada: MCPWM_UNIT_0
112  //Timer utilizado: MCPWM_TIMER_0
113  //Canais utilizados: MCPWM0A e MCPWM0B

```



```

114 mcpwm_timer_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, 10e6); //
    Resolucao do timer 10 MHz
115 mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, GPIO_PWM0A_OUT); // Inicializa o
    GPIO para MCPWM
116 mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, GPIO_PWM0B_OUT); // Inicializa o
    GPIO para MCPWM
117
118 // Configuracao do MCPWM
119 mcpwm_config_t pwm_config; // Cria a estrutura de configuracao
120 pwm_config.frequency = 2 * freq_port; // Freq da portadora (em pulso
    assimetrico a frequencia e a metade)
121 pwm_config.cmpr_a = 0.0; // Ciclo de trabalho (duty cycle) do PWMxA =
    0
122 pwm_config.cmpr_b = 0.0; // Ciclo de trabalho (duty cycle) do PWMxB =
    0
123 pwm_config.counter_mode = MCPWM_UP_DOWN_COUNTER; // Para MCPWM
    simetrico
124 pwm_config.duty_mode = MCPWM_DUTY_MODE_0; // Define ciclo de trabalho
    em nivel alto
125 mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, &pwm_config); // Define PWM0A e
    PWM0B com as configuracoes acima
126
127 // Configuracoes adicionais do MCPWM
128 mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_GEN_A,
    MCPWM_DUTY_MODE_0);
129 mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_GEN_B,
    MCPWM_DUTY_MODE_1);
130 mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
    MCPWM_DEADTIME_BYPASS, 0, 0); // Desabilita deadtime (0 ns)
131
132 tempoAntes = millis(); // Coleta o tempo
133 }
134
135 void loop() {
136 // Atribui o valor de referencia calculado na interrupcao para duty do
    PWM
137 mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_A, Ref);
138 mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_B, 100 - Ref);
139
140 // Verifica se ja foi completado 1 ciclo inteiro da senoide (360
    pontos)
141 // Ou seja, 1 grau a cada passo de amostra
142 if (t >= 360)
143     t = 0; // Se completou um ciclo, reseta a contagem
144
145 // Envia informacoes a cada 100 milissegundos
146 if (millis() - tempoAntes > 100) {

```

```

147 //Se for a primeira conexao, printa a lista de comandos
148 if (auxConectado == 1 && SerialBT.connected()) {
149     ComandosBluetooth(); //Printa a lista de comandos quando
conectado
150     auxConectado = 0;
151 }
152
153 recebidaChar = (char)SerialBT.read(); //Armazena a informacao
recebida via BT
154
155 //Caso a comunicacao seja feita pelo computador, printa a informacao
no serial BT
156 if (Serial.available())
157     SerialBT.write(Serial.read());
158
159 if (SerialBT.available()) {
160     SerialBT.println(recebidaChar); //Printa a variavel recebida no
monitor serial BT
161     Serial.println(recebidaChar); //Printa a variavel recebida no
monitor serial PC
162
163     //Executa uma funcao especifica para cada variavel letra recebida
pela comunicacao serial
164     switch (recebidaChar) {
165         case Liga:
166             mcpwm_start(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0); //Inicia o
chaveamento
167             SerialBT.println("Conversor comutando");
168             Serial.println("Conversor comutando");
169             digitalWrite(LED, HIGH); //Aciona o LED, indicando que o
conversor esta comutando
170             break;
171
172         case Desliga:
173             mcpwm_stop(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0); //Interrompe a
comutacao
174             SerialBT.println("Conversor nao comutando");
175             Serial.println("Conversor nao comutando");
176             digitalWrite(LED, LOW); //Desativa o LED, indicando que o
conversor parou de comutar
177             break;
178
179         case FreqInc:
180             freq_port += 5e3;
181             mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, 2 * freq_port
); //Ajusta a frequencia de chaveamento
182             SerialBT.println("Aumentar frequencia: 5 kHz");

```

```

183     SerialBT.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
184     SerialBT.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0,
MCPWM_TIMER_0) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
185     Serial.println("Aumentar frequencia: 5 kHz");
186     Serial.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
187     Serial.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0
) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
188     break;
189
190     case FreqDec:
191         freq_port += -5e3; //Diminui 5 kHz na frequencia de
chaveamento
192         mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, 2 * freq_port
); //Ajusta a frequencia de chaveamento
193         SerialBT.println("Diminuir frequencia: 5 kHz");
194         SerialBT.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
195         SerialBT.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0,
MCPWM_TIMER_0) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
196         Serial.println("Diminuir frequencia: 5 kHz");// write on serial
monitor
197         Serial.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
198         Serial.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0
) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
199         break;
200
201     case Status:
202         Serial.print("Duty do canal A [%]: ");
203         Serial.println(mcpwm_get_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
MCPWM_OPR_A)); //Printa o valor do duty do canal A
204         Serial.print("Duty do canal B [%]: ");
205         Serial.println(mcpwm_get_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
MCPWM_OPR_B)); //Printa o valor do duty do canal B
206         Serial.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
207         Serial.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0
) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
208         Serial.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
209         Serial.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia
fundamental
210         Serial.print("indice de modulacao [%]: ");
211         Serial.println(IndiceModulacao); //Printa o valor do indice
de modulacao
212         SerialBT.print("Duty do canal A [%]: ");
213         SerialBT.println(mcpwm_get_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
MCPWM_OPR_A)); //Printa o valor do duty do canal A
214         SerialBT.print("Duty do canal B [%]: ");
215         SerialBT.println(mcpwm_get_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
MCPWM_OPR_B)); //Printa o valor do duty do canal B

```

```

216     SerialBT.print("Frequencia de chaveamento [kHz]: ");
217     SerialBT.println(mcpwm_get_frequency(MCPWM_UNIT_0,
MCPWM_TIMER_0) / 2000); //Printa o valor da frequencia do MCPWM
218     SerialBT.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
219     SerialBT.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia
fundamental
220     SerialBT.print("indice de modulacao [%]: ");
221     SerialBT.println(IndiceModulacao); //Printa o valor do indice
de modulacao
222     break;
223
224     case FreqRef50:
225         freq_ref = 50; //Ajusta o valor da frequencia fundamental/
referencia
226         tempoAmostra = 1000000 / (360 * freq_ref); //Recalcula o tempo
de amostra
227         timerAlarmWrite(timer, tempoAmostra, true); //Reconfigura o
timer
228         SerialBT.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
229         SerialBT.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia de
referencia
230         Serial.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
231         Serial.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia de
referencia
232         break;
233
234     case FreqRef60:
235         freq_ref = 60; //Ajusta o valor da frequencia fundamental/
referencia
236         tempoAmostra = 1000000 / (360 * freq_ref); //Recalcula o tempo
de amostra
237         timerAlarmWrite(timer, tempoAmostra, true); //Reconfigura o
timer
238         SerialBT.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
239         SerialBT.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia de
referencia
240         Serial.print("Frequencia da referencia [Hz]: ");
241         Serial.println(freq_ref); //Printa o valor da frequencia de
referencia
242         break;
243
244     case ModInc:
245         IndiceModulacao += 2; //Aumenta o indice de modulacao em 2%
246         SerialBT.println("Aumento do indice de modulacao em 2%:"); //
write on BT app
247         SerialBT.print("indice de modulacao [%]: ");
248         SerialBT.println(IndiceModulacao);

```

```
249     Serial.println("Aumento do indice de modulacao em 2%.");//
write on serial monitor
250     Serial.print("indice de modulacao [%]: ");
251     Serial.println(IndiceModulacao);
252     break;
253
254     case ModDec:
255         IndiceModulacao += -2; //Diminui o indice de modulacao em 2%
256         SerialBT.println("Reducao do indice de modulacao em 2%");
257         SerialBT.print("indice de modulacao [%]: ");
258         SerialBT.println(IndiceModulacao); //Printa o valor do indice
de modulacao
259         Serial.println("Reducao do indice de modulacao em 2%.");
260         Serial.print("indice de modulacao [%]: ");
261         Serial.println(IndiceModulacao); //Printa o valor do indice
de modulacao
262         break;
263
264     case Reset:
265         SerialBT.println("Reset do ESP32...");
266         Serial.println("Reset do ESP32...");
267         ESP.restart(); //Reinicia a CPU do ESP32
268         break;
269     }
270 }
271 tempoAntes = millis(); //Armazena o tempo para comparar com a
velocidade de atualizacao de parametros
272 }
273 }
```