



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS

CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERIKA OLIVEIRA DOS SANTOS

PROJETO DE CONVERSORES PARA AR-CONDICIONADO *INVERTER*

CARAÚBAS/RN

2022

ERIKA OLIVEIRA DOS SANTOS

PROJETO DE CONVERSORES PARA AR-CONDICIONADO *INVERTER*

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharelado em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Me. Antônio Alisson Alencar Freitas

CARAÚBAS/RN

2022

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S237p Santos, Erika Oliveira dos.
PROJETO DE CONVERSORES PARA AR-CONDICIONADO
INVERTER / Erika Oliveira dos Santos. - 2022.
119 f. : il.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
Elétrica, 2022.

1. Ar-condicionado inverter. 2. Retificador.
3. Conversor Boost. 4. Inversor. I. Freitas,
Antônio Alisson Alencar, orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Dalvanira Brito Rodrigues
CRB: 15/700

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

ERIKA OLIVEIRA DOS SANTOS

PROJETO DE CONVERSORES PARA AR-CONDICIONADO INVERTER

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharelado em Engenharia Elétrica.

DEFENDIDA EM: 14 / 06 / 2022.

BANCA EXAMINADORA

**Antônio Alisson
Alencar Freitas**

Antônio Alisson Alencar Freitas
2022-06-21 17:25:18

Antônio Alisson Alencar Freitas, Prof. Me. (UFERSA)
Presidente


Francisco de Assis Brito Filho, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador


José Ailton Leão Barboza Júnior, Prof. Me. (UFERSA)
Membro Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por ter me permitido chegar até aqui, por ter me acompanhado durante toda minha trajetória e por sempre mostrar que ele me ouve e está presente em tudo o que faço.

Agradeço aos meus pais Benedita Santos e Gilson Medeiros por terem sido pilares essenciais na minha vida, por sempre estarem torcendo por mim e por terem ajudado me tornar a pessoa que eu sou hoje. Obrigada por todo amor, incentivo e apoio incondicional. Em especial a minha mãe, pois essa conquista é nossa.

Agradeço às minhas irmãs Edna Santos e Edineide Santos por toda a paciência quando precisei de ajuda, por sempre estarem me aconselhando, me ouvindo e por todo apoio. Obrigada, amo vocês.

Agradeço ao meu marido Pedro Gurgel que no decorrer dessa caminhada me ofereceu todo suporte necessário, além de todo incentivo e paciência. E principalmente por ter me dado o melhor presente das nossas vidas, nossa filha Maria Alice Gurgel, a quem me motiva diariamente para ser uma pessoa melhor e dedico todas as minhas conquistas. Amo vocês.

Agradeço aos meus familiares e amigos que colaboram de alguma forma, direta ou indiretamente, para que esse momento chegasse. Agradeço aos amigos que fiz no decorrer da minha jornada acadêmica até aqui, por me ajudarem e por todo o incentivo quando precisei. Em especial quero agradecer alguns amigos que ao longo do curso, se fizeram presente nos momentos bons e ruins, agradeço de coração a Mayra Oliveira, Beatriz Oliveira, Lorena Coringa e Joerdson Tiago.

Agradeço à Universidade Federal Rural do Semi-Árido, por todas as oportunidades me dadas e por ter contribuído para o meu crescimento acadêmico. Por fim, quero agradecer ao meu orientador Prof. Me. Alisson Freitas, por ter aceitado me orientar, e pelo compromisso para que fosse possível a realização deste trabalho, por todo ensino e paciência. Obrigada pela amizade desenvolvida, pela oportunidade concedida, confiança e apoio na elaboração deste trabalho em todas as suas etapas.

“A academia não é o paraíso, mas o aprendizado é um lugar onde o paraíso pode ser criado. A sala de aula com todas as suas limitações, continua sendo o ambiente de possibilidades.”

(HOOKS, 2013)

RESUMO

Em decorrência da crescente busca por equipamentos que promovam uma maior economia de energia, a utilização de eletrodomésticos que utilizam a tecnologia *inverter* tem sido cada vez mais recorrente, por exemplo, o ar-condicionado tipo *inverter*, que recebe esse nome por possuir um inversor de frequência em seu circuito interno. Dessa forma, o presente trabalho tem como objetivo dimensionar, simular e projetar uma *Printed Circuit Board* (PCB) de um inversor de tensão, composto por um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo, um conversor *Boost* e um inversor de tensão trifásico com filtro LC, cuja tensão na saída será de 220 V_{rms} . Após o dimensionamento dos componentes, foi possível simular o circuito do inversor de frequência e validar seu funcionamento. Após isso, por meio de um *software* de simulação de projetos elétricos, realizou-se o projeto da PCB. No circuito do conversor *Boost* e do inversor de tensão trifásico, as chaves foram implementadas através do *MOSFET* SCT3120AL. O avanço da tecnologia permite o desenvolvimento dos circuitos para as diversas aplicações da eletrônica de potência, gerando um aumento insaciável dos sistemas elétricos de potência que utilizam dispositivos semicondutores. A partir dos resultados obtidos, verificou-se que as formas de onda tensão nominal na saída do sistema se comportou da maneira esperada.

Palavras-chave: Ar-condicionado *inverter*. Retificador. Conversor *Boost*. Inversor.

ABSTRACT

As a result of the growing search for equipment that promotes greater energy savings, a name for an electrical network that uses inverter technology is increasingly recurrent, for example, inverter-type air conditioning, which receives this name for having a frequency inverter. in its internal circuit. Thus, the present work aims to dimension, simulate and design a printed circuit board (PCB) of a voltage objective inverter, composed of a single-phase full bridge rectifier with capacitive, a Boost converter and a three-phase voltage inverter with LC filter, whose output voltage will be $220 V_{rms}$. After dimensioning the components, it was possible to simulate the frequency inverter circuit and validate its operation. After that, through electrical design simulation software, the PCB design was carried out. In the Boost converter circuit of the three-phase voltage converter, the switches were made through the MOSFET and SCT3120AL. The advancement of technology allows the development of circuits for the various applications of power electronics, generating an insatiable increase in power that uses semiconductor devices. From the results obtained, it is obtained as a form of nominal output of the system behaved in the way of obtaining.

Keywords: Inverter air conditioning. Rectifier. Boost converter. Inverter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama de blocos de um ar condicionado tipo <i>inverter</i>	19
Figura 2 - Ponte retificadora de onda completa. (a) Diagrama do circuito. (b) Representação alternativa.	22
Figura 3 - Esquema elétrico do semiciclo positivo do retificador monofásico.	23
Figura 4 - Esquema elétrico do semiciclo negativo do retificador monofásico.	24
Figura 5 - Gráfico das tensões e correntes no retificador monofásico.	26
Figura 6 - Topologia do retificador de onda completa com filtro capacitivo.....	28
Figura 7 - Tensão na fonte e na saída.	31
Figura 8 - Conversor <i>Boost</i> comercial.....	32
Figura 9 - Topologia básica de um conversor <i>Boost</i>	33
Figura 10 - Formas de onda características do <i>Boost</i> operando em condução contínua.	34
Figura 11 - O conversor <i>Boost</i> . (a) Circuito equivalente para a chave fechada; (b) Circuito equivalente para a chave aberta.	35
Figura 12 - Topologia do inversor trifásico.....	40
Figura 13 - Sinais de acionamento para condução por 120°.	42
Figura 14 - Topologia do inversor trifásico com filtro LC na saída.....	45
Figura 15 - Topologia do inversor conectado à rede elétrica.	47
Figura 16 - Inversor fonte de tensão trifásico.....	48
Figura 17 - Inversor fonte de tensão trifásica com modelo de interruptores ideais binários. .	49
Figura 18 - Modelo médio dos interruptores do inversor fonte de tensão trifásico.	50
Figura 19 - As oito possíveis combinações para os interruptores de um VSI trifásico.....	52
Figura 20 - Representação espacial dos vetores disponíveis.....	55
Figura 21 - Análise dos setores para o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$	56
Figura 22 - Decomposição do vetor de referência no setor I.	58
Figura 23 - Distribuição dos pulsos de comando para o setor I, considerando-se a sequência de comutação simétrica.	62
Figura 24 - Inversor VSI com ponto central z no elo CC.....	63
Figura 25 - Modulação PWM senoidal para o inversor trifásico VSI.	64
Figura 26 - Sinais moduladores obtidos com o uso da modulação vetorial.	64
Figura 27 - Comparativo entre os sinais moduladores da fase A da modulação PWM senoidal e modulação.....	65
Figura 28 - Esquemático do circuito de potência do conversor retificador.....	74

Figura 29 - Forma de onda da tensão de entrada do retificador.	75
Figura 30 - Forma de onda da corrente de entrada do retificador.	75
Figura 31 - Forma de onda na tensão de saída do retificador sem filtro.	76
Figura 32 - Formas de onda das tensões nos diodos do retificador.	77
Figura 33 - Formas de onda das correntes nos diodos do retificador.	77
Figura 34 - Forma de onda na tensão de saída filtrada do retificador.	78
Figura 35 - Esquemático do circuito de potência do conversor <i>Boost</i>	79
Figura 36 - Forma de onda da tensão de saída do conversor <i>Boost</i>	79
Figura 37 - Forma de onda da tensão na chave do conversor <i>Boost</i>	80
Figura 38 - Forma de onda da tensão no indutor do <i>Boost</i>	80
Figura 39 - Esquemático do circuito de potência do inversor trifásico.	81
Figura 40 - Esquema de controle da modulação vetorial do inversor trifásico.	82
Figura 41 - Tensões de referência $\alpha\beta$	82
Figura 42 - Setor equivalente do vetor de referência em função do tempo.	83
Figura 43 - Onda portadora triangular.	83
Figura 44 - Razão cíclica dos três braços do inversor.	84
Figura 45 - Formas de onda das tensões de linha na saída do inversor antes da passagem pelo filtro LC.	85
Figura 46 - Formas de onda das tensões de linha na saída do inversor após a passagem pelo filtro LC.	85
Figura 47 - Formas de onda das tensões de fase na saída do inversor após a passagem pelo filtro LC.	86
Figura 48 - Aplicação da FFT na tensão V_{ab} antes da passagem pelo filtro LC.	86
Figura 49 - Aplicação da FFT na tensão V_{ab} após a passagem pelo filtro LC.	87
Figura 50 - Aplicação da FFT na tensão V_a após a passagem pelo filtro LC.	87
Figura 51 - Aplicação da FFT na corrente I_a após a passagem pelo filtro LC.	88
Figura 52 - Forma de onda na tensão da chave.	88
Figura 53 - Forma de onda da corrente na chave.	89
Figura 54 - Forma de onda da corrente no indutor do filtro LC.	89
Figura 55 - Forma de onda da corrente no capacitor do filtro LC.	90
Figura 56 - Formas de ondas na saída dos conversores <i>Boost</i> e retificador, respectivamente.	91
Figura 57 - Forma de ondas das tensões de linhas antes e após o filtro LC, respectivamente.	91
Figura 58 - Forma de onda da FFT tensão de fase para o circuito em cascata.	92

Figura 59 - Representação bidimensional do circuito.....	96
Figura 60 - Representação tridimensional do circuito.....	96
Figura 61 - Representação da placa tridimensional na vista diagonal.....	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Condução dos diodos.....	23
Tabela 2 - Intervalos de condução das chaves e seus respectivos valores de tensões de fase.	40
Tabela 3 - Estados de comutação possíveis e as tensões resultantes na saída do inversor.....	53
Tabela 4 - Condições básicas para identificar pares de setores de acordo com os quadrantes.	56
Tabela 5 - Condições para identificação dos setores baseadas nas componentes $v\alpha$ e $v\beta$ do v_{ref}	57
Tabela 6 - Razões do período em que cada vetor adjacente é aplicado em um determinado setor.	60
Tabela 7 - Sequência de comutação simétrica para o VSI trifásico.	61
Tabela 8 - Razões cíclicas correspondentes aos demais setores.....	63
Tabela 9 - Parâmetros do retificador monofásico.....	66
Tabela 10 - Resultados do Retificador.	67
Tabela 11 - Parâmetros do conversor <i>Boost</i>	68
Tabela 12 - Resultados do <i>Boost</i>	69
Tabela 13 - Parâmetros do inversor de frequência.	70
Tabela 14 - Resultados do Inversor Trifásico.....	71
Tabela 15 - Tabela comparativa do Retificador.	92
Tabela 16 - Tabela comparativa do <i>Boost</i>	93
Tabela 17 - Tabela comparativa do Inversor Trifásico.....	94
Tabela 18 - Componentes comerciais.....	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CCM - Modo de condução contínua

CFI - Inversor alimentado por corrente

DCM - Modo de condução descontínua

DSPs - Processadores de sinais digitais

FFT - Transformada de *Fourier*

FM - *Frequency Modulation*

IGBT - Transistor Bipolar de Porta Isolada

MOSFET - Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor

PCB - *Printed Circuit Board*

PFC - Correção de fator de potência

PWM - Modulação por Largura de Pulso

SPWM - Modulação PWM senoidal

SVM -Modulação vetorial

VFI - Inversor alimentado por tensão

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1. OBJETIVOS	17
1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO	17
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	19
2.1. RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA	22
2.2. CONVERSOR <i>BOOST</i>	31
2.3. INVERSOR TRIFÁSICO	39
2.4. FILTRO LC	44
3. ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR E ESTUDO DA MODULAÇÃO	46
3.1. ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR	46
3.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO.....	47
3.3. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO VSI TRIFÁSICO.....	50
3.3.1. Modulação por Largura de Pulso vetorial - SVPWM.....	51
3.3.2. Definição dos setores.....	55
3.3.3. Tempo de permanência dos vetores	58
3.3.4. Sequência de aplicação dos vetores	60
4. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	66
4.1. ESTÁGIO CA-CC	66
4.2. ESTÁGIO CC-CC	68
4.3. ESTÁGIO CC-CA	70
4.4. DETERMINAÇÃO DOS SEMICONDUTORES	72
4.4.1. Dimensionamento dos diodos de potência	72
4.4.2. Dimensionamento dos MOSFETs.....	73

5.	ANÁLISE DOS RESULTADOS E SIMULAÇÃO	74
5.1.	ESTÁGIO CA-CC	74
5.2.	ESTÁGIO CC-CC	78
5.3.	ESTÁGIO CC-CA	81
5.4.	CIRCUITO EM CASCATA PARA O ACIONAMENTO DO AR- CONDICIONADO <i>INVERTER</i>	90
5.5.	ANÁLISE COMPARATIVA	92
5.6.	PROTOTIPAGEM.....	94
6.	CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS.....	98
6.1.	TRABALHOS FUTUROS	98
7.	REFERÊNCIAS	99
	APÊNDICES	101

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a busca dos consumidores por equipamentos que operam com uma maior eficiência tem se tornado cada vez mais frequente, tendo em vista que eles promovem uma maior economia de energia elétrica. Dessa maneira, para realizar a refrigeração de ambientes, por exemplo, a busca por aparelhos de ar-condicionado do tipo *inverter* tem aumentado a cada dia.

A partir dos anos 60, os aparelhos foram se tornando cada vez mais compactos e silenciosos, além de econômicos e eficientes no consumo de energia elétrica. Em aparelhos convencionais, o compressor (motor) liga e desliga para controlar a temperatura do ambiente, e opera com a potência máxima. Já em equipamentos com a tecnologia *inverter* é possível realizar o controle da rotação do motor e, conseqüentemente, da potência fornecida a ele, de forma que a economia de energia pode chegar de 30% a 40% (MARANGONI et al., 2015).

Esses equipamentos recebem esse nome por possuírem um inversor de frequência em seus circuitos internos. Algumas das vantagens verificadas são: um menor ruído, a obtenção da temperatura desejada em um tempo reduzido e com poucas oscilações e o motor partindo em rampa, não em partida direta (RANGEL, 2020).

A aplicação de Eletrônica de Potência tem sua maior parte concentrada na área industrial seja: na transmissão de energia a grandes distâncias em corrente contínua, no controle de temperatura e iluminação, nos sistemas de segurança, em acionamentos elétricos, fontes ininterruptas de energia e até energia fotovoltaica.

Grandes partes dos equipamentos eletrônicos funcionam em corrente contínua, porém, a rede elétrica presente em nossas residências fornece energia em corrente alternada. Deste modo, são os circuitos retificadores responsáveis pela conversão de corrente alternada para contínua, possibilitando a alimentação desses aparelhos eletrônicos conforme sua necessidade de funcionamento.

Dessa forma, com base no que foi mencionado anteriormente e considerando os conceitos relacionados aos circuitos que constituem um inversor de frequência e suas aplicações no ar condicionado *inverter*, este trabalho tem como objetivo dimensionar e projetar um inversor de frequência para o seu acionamento.

1.1. OBJETIVOS

Dentro do contexto apresentado anteriormente, o objetivo principal deste projeto de conclusão de curso é analisar e simular um conversor para o acionamento de ar-condicionado do tipo *inverter*.

Para alcançar o objetivo deste trabalho, foram realizadas, basicamente, as tarefas listadas a seguir:

- Escolha da topologia do conversor, definição das especificações de projeto e dimensionamento dos elementos do circuito de potência;
- Validação do projeto realizado mediante uso de ferramentas de simulação computacional;
- Colher os resultados promovidos pela simulação.

1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO

Esta monografia está organizada da seguinte forma:

- No capítulo 2, há uma revisão bibliográfica sobre os conversores de potência para os três estágios (CA-CC, CC-CC e CC-CA) e as topologias dos conversores e os filtros passivos que são empregados na saída de inversores para reduzir a injeção de componentes harmônicos na rede;
- No capítulo 3, apresenta a escolha da topologia do conversor e estudo da modulação, onde apresenta-se a metodologia utilizada para a aplicação da modulação vetorial espacial no conversor CC-CA explorado neste projeto. Cada etapa necessária para a efetiva implementação da modulação vetorial é detalhadamente explicada neste capítulo, de forma que se possa controlar corretamente o processo de abertura e fechamento das chaves semicondutoras dos inversores de acordo com a saída desejada;
- No capítulo 4, apresenta o dimensionamento dos componentes do circuito de potência e a escolha dos componentes comerciais;
- No capítulo 5, há a descrição de como foi realizada a simulação dos circuitos no software PSIM. Além disso, há a análise dos resultados das simulações; e a comparação das respostas das diferentes topologias descritas no capítulo 3;

- No capítulo 6, são apresentadas as principais conclusões obtidas a partir deste trabalho e são propostos trabalhos futuros que podem ser desenvolvidos com base nos conhecimentos aqui abordados.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

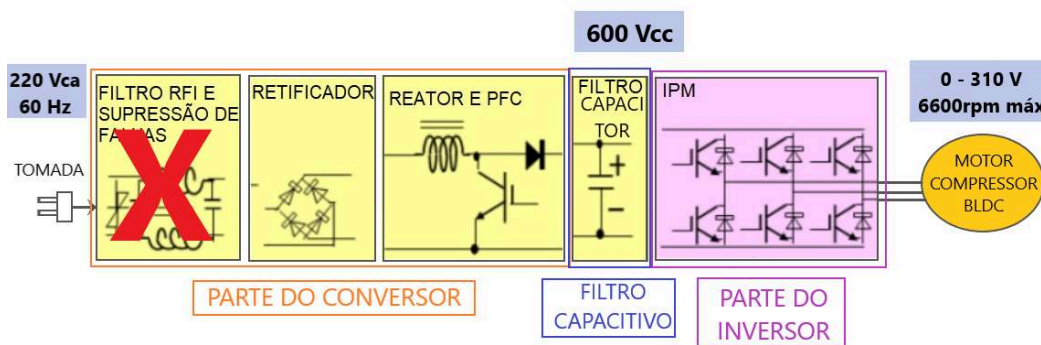
Em decorrência da crescente busca por equipamentos que promovam uma maior economia de energia, a utilização de eletrodomésticos que utilizam a tecnologia *inverter* tem sido cada vez mais recorrente. De acordo com os fabricantes como LG e Samsung, por exemplo, os aparelhos de ar-condicionado *inverter* prometem ser uma opção mais econômica para refrigerar o ambiente, pois essa tecnologia pode economizar aproximadamente de 40% a 70% de energia em relação aos aparelhos convencionais (HILDEBRAND, 2019).

Esses aparelhos recebem esse nome por possuírem um inversor de frequência em seus circuitos internos. Essa característica permite ao aparelho controlar a velocidade de rotação dos motores elétricos. No caso de um ar-condicionado com essa tecnologia, os dispositivos controlam a potência dos compressores. Outra grande vantagem desse tipo de aparelho é a redução na emissão de ruídos que esse funcionamento constante pode proporcionar.

O circuito de potência de um inversor de frequência normalmente é constituído por um circuito retificador, um circuito intermediário chamado de barramento CC e um inversor de tensão na saída (FRANCHI, 2013). No presente trabalho, esse circuito de potência é composto por um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo, um conversor *Boost* e um inversor de tensão trifásico com filtro LC na saída.

Conforme mencionado na seção anterior, os aparelhos de ar-condicionado *inverter* recebem esse nome por possuírem um inversor de frequência em seus circuitos internos. Além disso, sua configuração interna pode ser dividida em alguns blocos, os quais são responsáveis por executar funções específicas, conforme ilustrado na Figura 1.

Figura 1 - Diagrama de blocos de um ar condicionado tipo *inverter*.



Fonte: Adaptado de NUNES, 2012.

Para o presente trabalho, esse diagrama pode ser simplificado, de forma que o bloco do filtro RFI e supressão de falhas e, a correção de fator de potência (PFC), contidos no retângulo laranja, pode ser eliminado. Pois não serão implementados nesse trabalho. No entanto, vale ressaltar que o PFC, jamais será unitário, pois a THD da corrente de entrada é fora da norma. Além disso, a retificação nesse circuito é realizada por um retificador monofásico de onda completa, no qual são utilizados diodos de potência, e esses possuem quedas de tensão de polarização direta, de forma que a eliminação desse bloco promoveria uma redução nas perdas energéticas e ainda uma redução no volume ocupado.

As etapas de filtragem e retificação da tensão de alimentação CA promovem perdas de amplitude, de forma que o terceiro bloco, que conta com um conversor *Boost*, é empregado para que essa tensão seja novamente elevada para o nível necessário, que nesse caso é o nível de tensão de 600 Vcc. Dessa forma, será possível obter uma tensão de saída de 220 V_{rms} .

O primeiro bloco a ser dimensionado e projetado, contido no retângulo laranja, é o retificador monofásico em ponte completa, que é responsável por retificar a tensão CA através da qual o aparelho é alimentado, ou seja, converte a tensão alternada em uma tensão contínua. De acordo com (RASHID, 2015), os circuitos retificadores são conversores CA-CC, ou seja, são responsáveis por converter tensões e correntes alternadas em tensões e correntes contínuas, em um processo denominado retificação.

Um circuito retificador é um processador de energia, e tem como finalidade fornecer uma tensão de saída CC com uma quantidade mínima de conteúdo harmônico. Além disso, ele também precisa manter a corrente de entrada o mais senoidal possível e em fase com a tensão de entrada, de maneira que o fator de potência seja próximo da unidade. Dependendo do tipo de alimentação, os retificadores podem ser monofásicos ou trifásicos. Além disso, também podem ser classificados quanto a forma de controle, sendo divididos em controlados e não controlados. (BARBI, 2006).

Em seguida tem-se o bloco em que está presente o conversor do tipo *Boost*, cuja função é elevar o nível de tensão retificada até um valor adequado. O conversor *Boost* é um dos tipos mais conhecidos de conversores CC-CC, também chamados de *choppers*, que são circuitos eletrônicos cujo objetivo é converter uma tensão CC em diferentes níveis de tensão contínua, de tal forma que a saída é sempre regulada (AHMED, 2000; HART, 2012).

As topologias de conversores CC-CC apresentam indutores e capacitores em sua constituição. Dependendo da maneira na qual esses componentes são arranjados no circuito, a

tensão de saída pode apresentar um nível maior ou menor que o nível de tensão na entrada do sistema. Os dois tipos de *choppers* mais conhecidos são o conversor abaixador (*Buck*) e o conversor elevador (*Boost*). O primeiro recebe esse nome por produzir uma tensão na saída menor ou igual à tensão na entrada. E o segundo é capaz de fornecer uma tensão na saída maior ou igual à tensão da entrada (AHMED, 2000; HART, 2012).

Nesses conversores, é possível variar o valor médio da tensão de saída através da mudança no tempo em que essa saída fica conectada à entrada, na qual está presente uma fonte CC de valor constante. Essa conexão é realizada através da abertura e do fechamento de uma chave, que pode ser implementada através da utilização de um transistor MOSFET ou de tiristores SCR. Para realizar o controle do tempo de conexão, ou seja, os momentos nos quais essa chave vai ligar e desligar, é utilizada uma técnica denominada PWM (Modulação por Largura de Pulso), na qual o período do chaveamento é mantido constante, enquanto o tempo de condução da chave é ajustado para o valor desejado (AHMED, 2000).

Além disso, esses conversores podem operar no modo de condução contínua ou descontínua, e o tipo de condução é indicado por meio da corrente no indutor. No primeiro modo, a corrente no indutor permanece positiva durante todo o período de chaveamento. Já no segundo modo, a corrente no indutor retoma ao zero durante cada período (HART, 2012).

Posteriormente, encontra-se que o bloco composto pelo inversor, que vai converter a tensão contínua em tensão alternada. Os inversores são conversores CC-CA que podem ser monofásicos ou trifásicos, e têm a função de converter uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída alternada simétrica, com amplitude e frequência desejadas e valor médio nulo (PACHECO, 2012; RASHID, 2015; PUPO, 2015).

Quando a tensão de entrada for constante, o inversor é chamado de inversor alimentado por tensão (VFI). Se a corrente de entrada é constante, é conhecido como inversor alimentado por corrente (CFI). Se a tensão ou corrente de saída do inversor for forçada a passar pelo zero através de um circuito ressonante LC, esse tipo de inversor é chamado de inversor de pulso ressonante e tem muitas aplicações na eletrônica de potência (RASHID, 2015). As formas de onda verificadas na saída dos inversores são retangulares e apresentam um alto conteúdo harmônico. Porém, a grande maioria das aplicações necessitam de formas de ondas senoidais e com conteúdo harmônico reduzido (PACHECO, 2012).

Para sintetizar formas de ondas senoidais na saída, os inversores utilizam técnicas de Modulação por Largura de Pulso (Pulse-Width Modulation, PWM) para modular a tensão

contínua da entrada, empregando dispositivos com entrada em condução e desligamento controlados, como *BJTs*, *MOSFETs* e *IGBTs* (RASHID, 2015; PUPO, 2015). A modulação é realizada em alta frequência, reduzindo as perdas do inversor. Porém implica na geração de um conteúdo harmônico, que deve ser filtrado de maneira adequada pra evitar a degradação da qualidade de energia (PUPO, 2015).

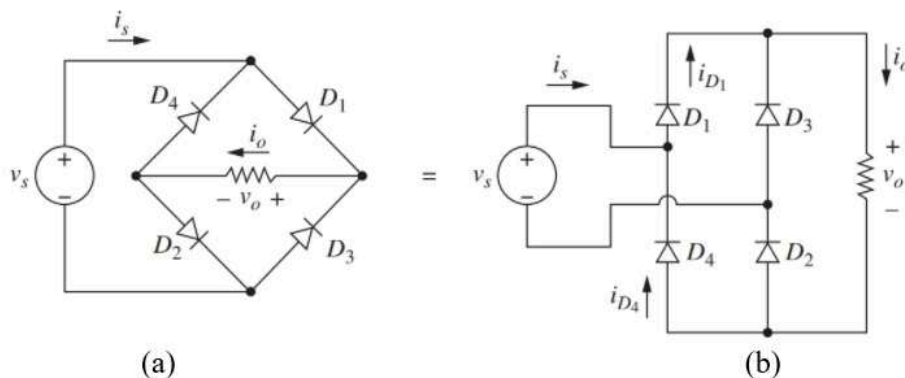
Nos próximos tópicos serão analisados cada conversores do sistema de ar condicionado *inverter* de forma independente.

2.1. RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Os retificadores não controlados convertem uma tensão monofásica ou trifásica em uma tensão DC. Para essa conversão de potência são usados diodos como elementos de retificação. Esses diodos são amplamente utilizados em circuitos eletrônicos de potência, onde realizam-se a conversão de energia elétrica. Além disso, possuem uma ampla aplicação na área de Engenharia Elétrica e Eletrônica.

Conforme mencionado na seção anterior, dependendo do tipo de alimentação na entrada, o retificador pode ser classificado em Monofásico ou Trifásico. Vale ressaltar que um retificador monofásico pode ser de meia onda ou de onda/ponte completa. O retificador monofásico de meia onda é o tipo mais simples, mas geralmente não é usado em aplicações industriais. A topologia básica desse retificador de onda completa não controlado com uma carga puramente resistiva é apresentada na Figura 2. Nesse trabalho será analisado apenas com a alimentação monofásica, com a configuração em ponte completa.

Figura 2 - Ponte retificadora de onda completa. (a) Diagrama do circuito. (b) Representação alternativa.



Fonte: HART, 2012.

Os diodos D_1 e D_2 serão polarizados diretamente e entrarão em condução durante o semiciclo positivo (0 a π) da fonte de alimentação (V_s), e os diodos D_3 e D_4 só serão polarizados diretamente no semiciclo negativo (π a 2π) da fonte. Dessa forma, durante a operação do retificador, apenas um par de diodos em série conduz simultaneamente, enquanto o outro par permanece bloqueado.

A Tabela 1 indica a polarização dos diodos em cada semiciclo, bem como a tensão medida na carga para cada um deles.

Tabela 1 - Condução dos diodos.

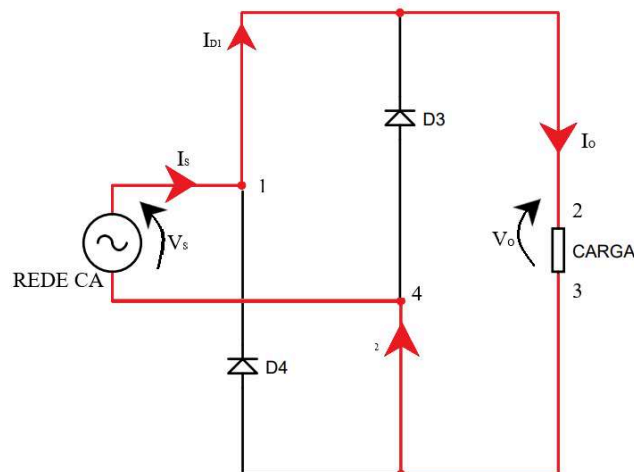
Semiciclo	Diodo Conduzindo	Tensão na Carga (V_o)
Positivo	D_1 e D_2	V_s
Negativo	D_3 e D_4	$-V_s$

Fonte: Autoria própria, 2022.

Conforme pode-se observar na ilustração da Figura 3, no semiciclo positivo (0 a π) a corrente circula do maior potencial (ânodo do diodo D_1) para o menor potencial (cátodo do diodo D_2). Note que a tensão na carga (V_o) é a mesma que a tensão de alimentação na entrada (V_s), considerando os diodos ideais, temos que $V_o = V_{23} = V_{14}$, ou seja, os valores positivo da tensão.

Além disso, podemos observar que a diferença de potencial nos diodos D_1 e D_2 será praticamente desprezível, $0,7$ V para os diodos de Silício e $0,3$ V para os diodos de Germânio. Motivo pelo qual os retificadores de potência podem ser considerados ideais.

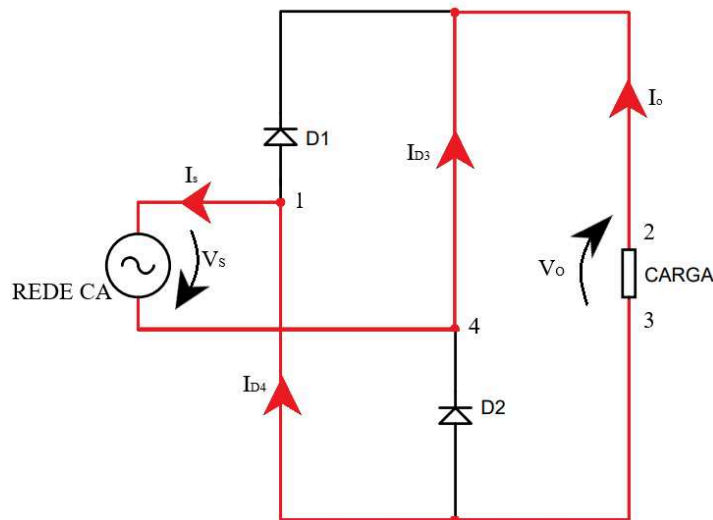
Figura 3 - Esquema elétrico do semiciclo positivo do retificador monofásico.



Fonte: Autoria própria, 2022.

De maneira analoga, de acordo com a ilustração da Figura 4 quando se analisa o comportamento do semiciclo negativo (π a 2π), os diodos D_1 e D_2 são polarizados reversamente, enquanto os diodos D_3 e D_4 são polarizados diretamente. Nesse semiciclo, a corrente circula do maior potencial (ânodo do diodo D_3) para o menor potencial (cátodo do diodo D_4). Considerando os diodos ideais, temos que $V_o = V_{23} = V_{41}$, novamente a tensão na carga (V_o) é igual a tensão da entrada de alimentação.

Figura 4 - Esquema elétrico do semiciclo negativo do retificador monofásico.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Por fim, como a carga analisada é puramente resistiva, independente do semiciclo, a forma de onda da corrente na carga (I_o) é idêntica ao da tensão.

A seguir são calculados alguns parâmetros indispensáveis para o dimensionamento do conversor do estágio CA-CC. As equações utilizadas foram obtidas dos livros (HART, 2012; BARBI, 2006).

A tensão na carga resistiva (V_o) para o retificador com onda completa, mostrado na Figura 2, pode ser escrita como mostrada na Equação 1. Sendo V_s a tensão eficaz da fonte e, V_m a tensão de pico na entrada, que pode ser obtido por meio da expressão dada na Equação 2.

$$V_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \cdot \sin(\omega t) & \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_m \cdot \sin(\omega t) & \text{para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_s \quad (2)$$

Através da Figura 5 é possível observar as formas de onda na entrada e na saída do retificador, e a tensão reversa máxima sobre os diodos. Tendo em vista que a cada período da entrada ocorrem dois períodos na saída, a frequência fundamental da tensão de saída (f_L) é o dobro da frequência CA da entrada (f_s), como mostrado na Equação 3.

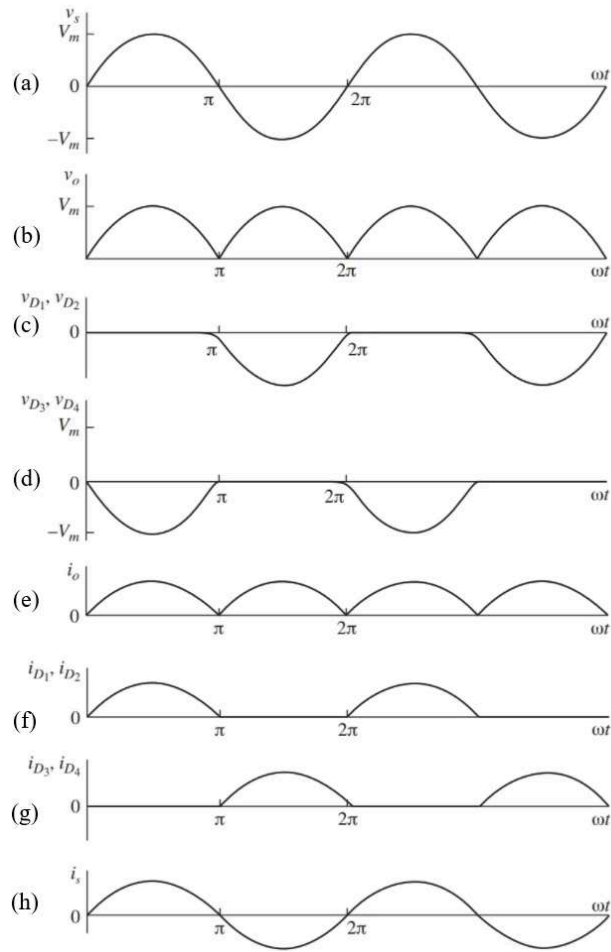
$$f_L = 2 \cdot f_s \quad (3)$$

A Figura 5-(a) apresenta a forma de onda tensão da entrada do retificador monofásico de onda completa; Figura 5-(b), da forma de onda da tensão na carga, Figura 5-(c), da forma de onda da tensão nos diodos D_1 e D_2 ; Figura 5-(d), da forma de onda da tensão nos diodos D_3 e D_4 ; Figura 5-(e), da forma de onda da corrente na carga; Figura 5-(f), da forma de onda da corrente nos diodos D_1 e D_2 ; Figura 5-(g), da forma de onda da corrente nos diodos D_3 e D_4 e; a Figura 5-(h) da forma de da corrente na entrada de alimentação.

A partir da forma de onda ilustrada pela Figura 5-(b), pode-se obter a expressão que fornece o valor da tensão média na carga (V_{omed}), conforme mostrada na Equação 4.

$$\begin{aligned} V_{omed} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_m \cdot \text{sen}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta = \\ &= \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \end{aligned} \quad (4)$$

Figura 5 - Gráfico das tensões e correntes no retificador monofásico.



Fonte: HART, 2012.

Os valores de tensão eficaz na carga ($V_{or\,ms}$) e a tensão de pico na carga ($V_{o\,pico}$), podem ser calculados através das Equações 5 e 6, respectivamente. Por meio dessas equações é possível constatar que a tensão na carga é uma senoide cujo valor eficaz, é igual ao verificado na fonte, e que a tensão de pico na carga possui o mesmo valor que a tensão de pico da entrada.

$$V_{or\,ms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

$$V_{o\,pico} = V_m \quad (6)$$

Já os valores de corrente média ($I_{o_{med}}$), corrente eficaz ($I_{o_{rms}}$) e corrente de pico ($I_{o_{pico}}$) na carga podem ser calculados através das Equações 7, 8 e 9. Como o circuito é em série, o valor da corrente eficaz na entrada ($I_{in_{rms}}$) é igual ao valor da corrente eficaz na saída ($I_{o_{rms}}$). Além disso, a corrente de pico de entrada ($I_{in_{pico}}$) é igual à corrente de pico ($I_{o_{pico}}$) na saída.

$$I_{o_{med}} = \frac{2 \cdot V_m}{\pi \cdot R_L} \quad (7)$$

$$I_{o_{rms}} = I_{in_{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2} \cdot R_L} \quad (8)$$

$$I_{o_{pico}} = I_{in_{pico}} = \frac{V_m}{R_L} \quad (9)$$

A resistência de carga (R_L) pode ser calculada através da Equação 10, na qual são relacionados os valores da tensão média e da potência de saída (P_{out}).

$$R_L = \frac{V_{o_{med}}^2}{P_{out}} \quad (10)$$

Os valores da corrente média ($I_{in_{med}}$) e da tensão média da fonte ($V_{s_{med}}$) são nulos, em decorrência da simetria dos semiciclos.

De maneira similar, observando a forma de onda da Figura 5-(c), podemos verificar que a tensão reversa máxima aplicada em um diodo é a mesma tensão máxima de alimentação, conforme mostrada na Equação 11.

$$V_{D_{máx}} = V_m \quad (11)$$

A partir da forma de onda da Figura 5-(f), pode se obter o valor da corrente média no diodo ($I_{D_{med}}$), sendo I_m a corrente de pico da fonte alternada (CA) de alimentação.

$$\begin{aligned} I_{D_{med}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \cdot \text{sen}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} I_m \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta = \\ &= \frac{I_m}{\pi} = \frac{V_m}{R_L \cdot \pi} = \frac{I_{o_{med}}}{2} \end{aligned} \quad (12)$$

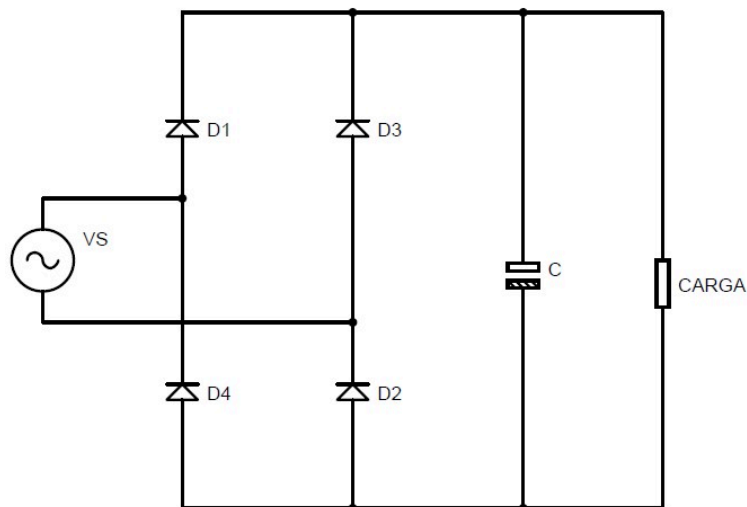
A corrente eficaz ($I_{D_{rms}}$) e a corrente de pico $I_{D_{pico}}$ nos diodos podem ser obtidas através das Equações 13 e 14, respectivamente.

$$I_{D_{rms}} = \frac{I_{o_{rms}}}{\sqrt{2}} \quad (13)$$

$$I_{D_{pico}} = I_{o_{pico}} \quad (14)$$

Ao introduzir um capacitor em paralelo com a carga resistiva como pode-se observar na ilustração da topologia mostrada pela Figura 6, será possível produzir uma tensão na saída majoritariamente contínua, ou seja, estável. Visto que o efeito capacitivo diminui a ondulação na tensão de saída.

Figura 6 - Topologia do retificador de onda completa com filtro capacitivo.



Fonte: Autoria própria, 2022.

A análise será realizada a partir da suposição que os diodos são ideais. Assim a tensão de saída se dá exatamente por uma função senoidal positiva, ou seja, no momento que o par de diodos realizam a condução, gerando uma exponencial decrescente. Desse modo, de acordo com (HART, 2012) a tensão de saída torna-se:

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} |V_m \sin(\omega t)| & \text{um par de diodos em condução} \\ (V_m \sin(\theta))e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodos em corte} \end{cases} \quad (15)$$

Em que θ , é o ângulo onde os diodos são polarizados reversamente.

$$\theta = tg^{-1}(-\omega RC) = -tg^{-1}(\omega RC) + \pi \quad (16)$$

A tensão máxima na carga é $V_m \text{sen}(\omega t)$ e a tensão mínima na carga é obtida por meio da avaliação de v_o no ângulo em que o segundo par de diodos entra em condução, em que $\omega t = \pi + \alpha$. Dessa forma, neste ponto limite, tem-se

$$(V_m \text{sen}(\theta))e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} = -V_m \text{sen}(\pi + \alpha) \quad (17)$$

ou

$$(\text{sen}(\theta))e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} = -\text{sen}(\alpha) = 0 \quad (18)$$

que pode ser resolvida numericamente para α .

A ondulação é a diferença entre as tensões máximas e mínimas no circuito retificador, expressa pela Equação 19.

$$\Delta V_o = V_m - |V_m \text{sen}(\pi + \alpha)| = V_m(1 - \text{sen}(\alpha)) \quad (19)$$

Para os circuitos práticos em que $\omega RC \gg \pi$.

$$\theta \approx \frac{\pi}{2} \quad \alpha \approx \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

Para os diodos desligados e, por meio da Equação 16, a tensão de saída é dada por:

$$V_o(\pi + \alpha) = V_m e^{-\frac{(\pi + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2})}{\omega RC}} = V_m e^{-\frac{\pi}{\omega RC}} \quad (21)$$

Dessa forma, pode-se obter uma aproximação que pode definir a tensão de ondulação para o retificador de onda completa com filtro capacitivo, expressa como:

$$\Delta V_o \approx V_m(1 - e^{-\frac{\pi}{\omega RC}}) \quad (22)$$

Por meio da expansão em série, pode ser realizada uma aproximação na exponencial na expressão acima, tal que:

$$e^{-\frac{\pi}{\omega RC}} \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC} \quad (23)$$

Sendo assim, realizando uma substituição da Equação 23 na Equação 22, pode-se obter a tensão de ondulação de pico a pico dada por:

$$\Delta V_o \approx \frac{V_m \pi}{\omega RC} = \frac{V_m}{2fRC} \quad (24)$$

Desse modo, o filtro capacitivo é importante para o processo da retificação, pois sua aplicação configura uma capacidade de armazenamento da tensão como uma reserva, tornando a onda pulsante do retificador num formato aproximado do sinal contínuo (HART, 2012). Dessa forma, o dimensionamento da capacitância de filtro pode ser realizado através da Equação 25.

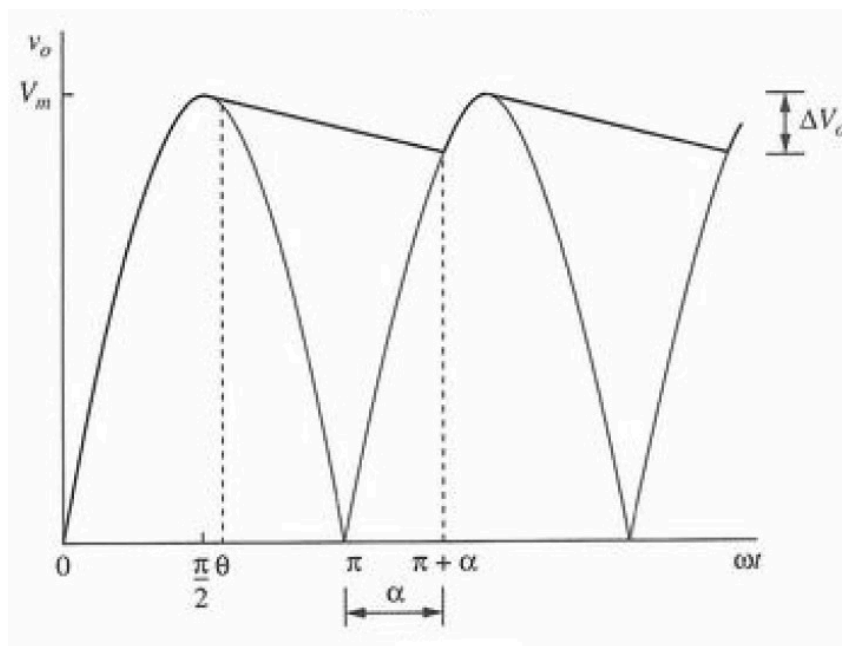
$$C_F \geq \frac{1}{n \cdot f_L \cdot R_L \cdot \left(\frac{\Delta V_o}{V_{o_{pico}}} \right)} \quad (25)$$

Em que n representa o número de pulsos, que para um retificador monofásico é igual a 2; f_L representa a frequência da rede elétrica e o ΔV_o é resultado do *ripple* provocado pelo capacitor, que pode ser determinado pela Equação 26.

$$\Delta V_o = V_{o_{med}} \cdot \text{ondulação} \quad (26)$$

A Figura 7, ilustra o comportamento apresentado pelo efeito capacitivo na tensão de saída V_o . Note que o *ripple*, destacado como ΔV_o , é dado pela variação entre a tensão máxima e mínima do sinal de saída. Através da utilização dos parâmetros citados no decorrer da seção anterior, pode-se dimensionar corretamente o retificador monofásico de onda completa de dois pulsos não controlado do projeto em questão.

Figura 7 - Tensão na fonte e na saída.



Fonte: HART, 2012.

2.2. CONVERSOR *BOOST*

Os conversores de tensão CC/CC ou *Choppers*, como costuma serem chamados, são utilizados quando a fonte de alimentação disponível é de corrente contínua (barramento CC), que, na maioria das aplicações desses conversores, é proveniente de um conversor CA/CC fixo, ou seja, circuito constituído por um banco de baterias ou por diodos retificadores, que tem como finalidade alimentar uma carga que necessita de alimentação de tensão CC ajustável (AHMED, 2000).

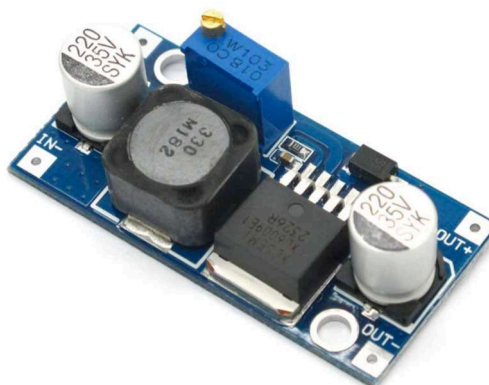
Quando a regulação é feita por meio de chaveamento de um dispositivo semicondutor, ela é denominada fonte chaveada. Os conversores de tensão CC/CC atuais utilizam como elemento de chaveamento o dispositivo semicondutor Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) ou o Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET).

De acordo com (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2013), a fim de evitar a produção de ruído audível para o ser humano, é necessário que a frequência de chaveamento da chave eletrônica seja superior a 20 kHz, mas atualmente é possível atingir valores acima de 100 kHz, com perspectivas de alcançar valores bem maiores. Os conversores de tensão CC/CC utilizam dispositivos semicondutores que operam como chaves quase ideais e não apresentam as

desvantagens das outras fontes de tensão CC/CC, ou seja, são idealmente não dissipativas e apresentam boa eficiência, cerca de 70%.

Na Figura 8 mostra-se um conversor *Boost* comercial, para aplicações de baixa potência. Como pode-se observar possui capacitores eletrolíticos na entrada e na saída do conversor, o indutor e um circuito integrado (LM 2575) que implementa o MOSFET e o circuito de comando de controle. Além do mais, possui resistores que formam um divisor resistivo, que juntamente com um resistor ajustável (*trimpot*), permitem o ajuste da tensão de saída. Por fim, observa-se na parte superior da placa, o diodo semiconductor.

Figura 8 - Conversor *Boost* comercial.

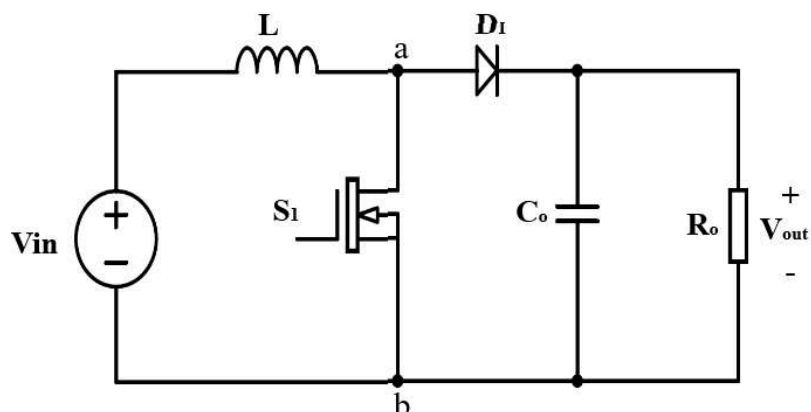


Fonte: PETRY, 2014.

Um conversor pode funcionar como um retificador ou inversor, dependendo do sentido de transferência da potência média. A atuação dos conversores depende da sua estrutura funcional ou a forma como é controlado (HART, 2012). Nesse tópico será apresentado o conversor *Boost* ou como é mais popularmente denominado, conversor elevador, por fornecer um nível de tensão na saída superior ao existente na entrada. No entanto, não será realizado o dimensionamento para o circuito de comando do *Boost*, ficando como proposta para estudos futuros.

A topologia básica desse conversor pode ser observada na Figura 9. Pode-se verificar a presença de uma fonte de alimentação CC na entrada (V_{in}), uma chave (S_1), um diodo (D_1), e uma carga (R_o) sobre a qual é medida a tensão de saída (V_{out}). Além disso, em série com a fonte de alimentação está situada uma indutância (L), e em paralelo com a carga encontra-se um capacitor (C_o).

Figura 9 - Topologia básica de um conversor *Boost*.

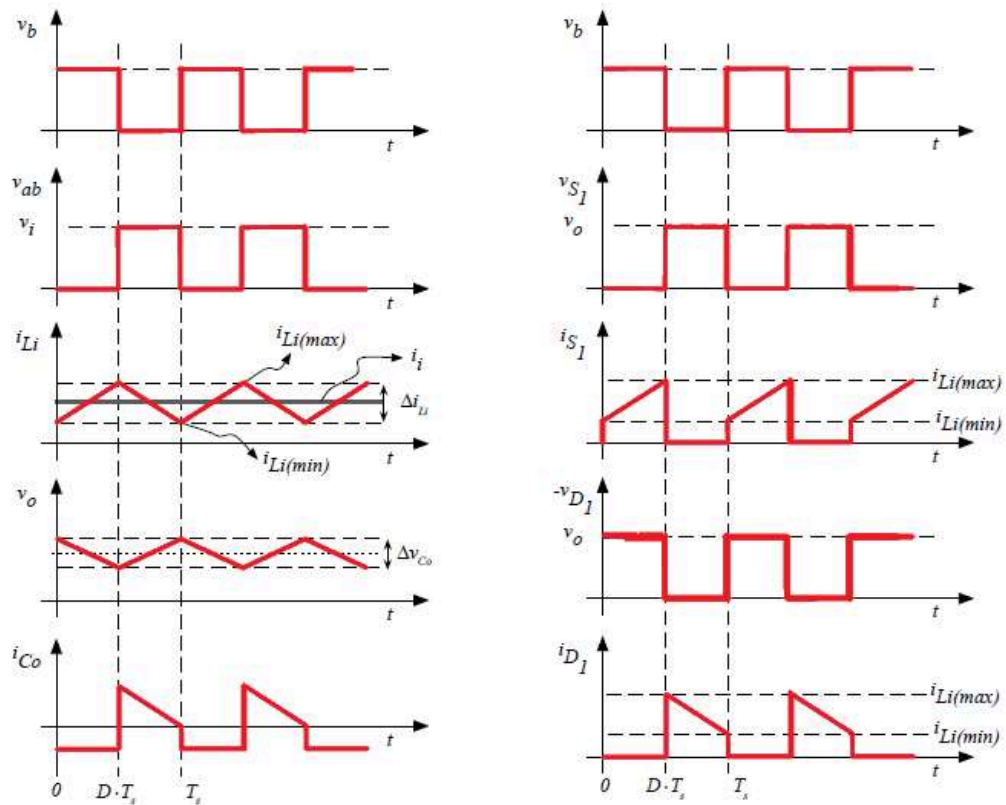


Fonte: Autoria própria, 2022.

Os conversores CC-CC possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. No modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM - *continuous conduction mode*). Já o no modo de condução descontínua (DCM - *discontinuous conduction mode*), é caracterizado quando a corrente atinge o valor zero a cada etapa de. Nesse trabalho será analisado apenas com o modo de condução contínua.

Segundo (HART, 2012), para analisar o comportamento desse circuito, é necessário que sejam consideradas condições de regime permanente. O período de chaveamento (T_S) da chave depende do ciclo de trabalho (D), que é determinado através da Equação 27, e relaciona as tensões de entrada e saída do sistema. A Figura 10 apresenta as formas de onda para o conversor operando em condução contínua.

Figura 10 - Formas de onda características do *Boost* operando em condução contínua.



Fonte: Adaptado de PETRY, 2014.

A seguir são calculados alguns parâmetros indispensáveis para o dimensionamento do conversor do estágio CC-CC. As equações utilizadas foram obtidas dos livros (HART, 2012; BARBI, 2006; PETRY, 2014).

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (27)$$

A partir do ciclo de trabalho é possível calcular o ganho estático (G) do conversor, ou seja, $\left(\frac{V_{in}}{V_{out}}\right)$, como mostrado na Equação 28. Note que para $D = 0$, considerando que a chave fica aberta durante todo o tempo, a tensão de saída é igual a tensão de entrada. Porém, quanto maior o valor de D , maior o valor da tensão de saída

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{1 - D} = G \quad (28)$$

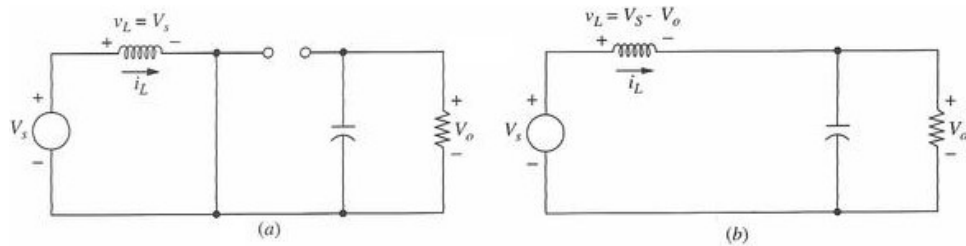
Os períodos nos quais a chave permanece fechada (T_{on}) e aberta (T_{off}), são determinados a partir das Equações 29 e 30, em que T_S representa o período de chaveamento total e é o inverso da frequência de chaveamento ou a frequência de comutação (f).

$$T_{on} = D \cdot T_S \quad (29)$$

$$T_{off} = (1 - D) \cdot T_S \quad (30)$$

A análise do circuito é realizada com base no comportamento do indutor para a chave fechada e, posteriormente, para a chave aberta. O regulador *Boost* do presente projeto usa um MOSFET de potência, atuando como uma chave controladora (S_1), e o diodo (D_1) como uma chave não controlada. A operação desse circuito pode ser apresentada de dois modos, como ilustrada pela Figura 11.

Figura 11 - O conversor *Boost*. (a) Circuito equivalente para a chave fechada; (b) Circuito equivalente para a chave aberta.



Fonte: HART, 2012.

O modo 1 mostrado na Figura 11-(a), começa quando a chave está fechada, o diodo fica polarizado reversamente, de maneira que a tensão no indutor é igual a tensão da entrada, e sua corrente aumenta linearmente. O modo 2 mostrado na Figura 11-(b), inicia quando a chave está aberta, o diodo fica polarizado diretamente e fornece uma passagem para a corrente do indutor, que não pode mudar instantaneamente, e a tensão no indutor passa a ser a diferença entre a tensão da entrada e a tensão da saída, de modo que a energia armazenada no indutor é liberada para a carga a corrente no indutor decresce até a chave ser ligada novamente no próximo ciclo (RASHID, 2015; HART, 2012).

Considerando o regime permanente, a tensão média no indutor ($V_{L_{med}}$) deve ser nula, e a corrente média no indutor ($I_{L_{med}}$) pode ser calculada através da Equação 31.

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in}} \quad (31)$$

A taxa de variação de corrente no indutor (ΔI_L) pode ser expressa por meio da Equação 32, enquanto os valores máximos ($I_{L_{max}}$) e mínimos da corrente ($I_{L_{min}}$) no indutor são calculados através das Equações 33 e 34, respectivamente.

$$\Delta I_L = V_{in} \cdot D \cdot \frac{T_s}{L} \quad (32)$$

$$I_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (33)$$

$$I_{L_{min}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (34)$$

Vale ressaltar que a para a realização do projeto levou-se em consideração a operação do conversor no modo contínuo, onde é necessário que a corrente mínima do indutor seja positiva. Assim, através de manipulações matemáticas é possível determinar um valor mínimo para a indutância (L_{min}), como mostrado na Equação 35. No entanto, para garantir que o funcionamento ocorra no modo de condução contínua, deve ser considerado um valor maior para a indutância (L), como indicado através da Equação 36.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 \cdot R}{2f} \quad (35)$$

$$L = 1,25 \cdot L_{min} \quad (36)$$

A corrente eficaz no indutor ($I_{L_{rms}}$) pode ser determinada através da soma quadrática da corrente eficaz na entrada e da corrente eficaz devido a ondulação nesse componente, como mostrado na Equação 37.

$$I_{L_{rms}} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}}\right)^2 + I_{in}^2} \quad (37)$$

Conforme mostrada anteriormente, a corrente média no indutor pode ser calculada através da Equação 31, e seu valor é igual a corrente média na entrada ($I_{in_{med}}$) pois estão em série com a fonte de alimentação.

$$I_{in_{med}} = I_{L_{med}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in}} \quad (38)$$

A tensão de entrada (V_{in}) do conversor *Boost* possui um comportamento constante no tempo, de forma que os valores de tensão média ($V_{in_{med}}$), pico ($V_{in_{pico}}$) e eficaz ($V_{in_{rms}}$) na entrada são equivalentes, como mostrado na Equação 39. Já a corrente na entrada (I_{in}) pode ser calculada através da Equação 40.

$$V_{in_{med}} = V_{in_{pico}} = V_{in_{rms}} \quad (39)$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R \cdot (1 - D)^2} \quad (40)$$

De acordo com (HART, 2012), para conversores CC-CC, a ondulação na tensão de saída é normalmente muito pequena, de forma que os valores da tensão média ($V_{out_{med}}$), de pico ($V_{out_{pico}}$) e eficaz ($V_{out_{rms}}$) na saída possuem aproximadamente os mesmos valores, como pode ser observado através da Equação 41, e a corrente na saída (I_{out}) pode ser calculada por meio da Equação 42.

$$V_{out_{med}} = V_{out_{pico}} = V_{out_{rms}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (41)$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} \quad (42)$$

A resistência de carga (R) pode ser calculada por meio da Equação 43, que relaciona os valores da tensão na saída (V_{out}) e da potência de saída (P_{out}).

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (43)$$

Pela relação da potência de saída (P_{out}) e o rendimento (η) no conversor, é possível calcular a potência na entrada (P_{in}) do circuito *Boost*, como mostrada na Equação 44.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (44)$$

As tensões média ($V_{S1_{med}}$), de pico ($V_{S1_{pico}}$) e eficaz ($V_{S1_{rms}}$) em cima da chave podem ser calculadas por meio das Equações 45, 46 e 47, respectivamente

$$V_{S1_{med}} = (1 - D) \cdot V_{out} \quad (45)$$

$$V_{S1_{pico}} = V_{out} \quad (46)$$

$$V_{S1_{rms}} = \frac{V_{S1_{pico}}}{\sqrt{2}} \quad (47)$$

As correntes média ($I_{S1_{med}}$), de pico ($I_{S1_{pico}}$) e eficaz ($I_{S1_{rms}}$) na chave são determinadas através das Equações 48, 49 e 50, respectivamente.

$$I_{S1_{med}} = D \cdot I_{in} \quad (48)$$

$$I_{S1_{pico}} = I_{L_{max}} \quad (49)$$

$$I_{S1_{rms}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{D \cdot \frac{(12 \cdot I_{in}^2 + \Delta I_L^2)}{3}} \quad (50)$$

A tensão de pico sobre o diodo ($V_{D_{pico}}$) equivale ao valor de pico da tensão de saída ($V_{out_{pico}}$), como mostrado na Equação 51.

$$V_{D_{pico}} = V_{out} \quad (51)$$

E as correntes média ($I_{D_{med}}$), de pico ($I_{D_{pico}}$) e eficaz ($I_{D_{rms}}$) no diodo são determinadas por meio das Equações 52, 53 e 54, respectivamente.

$$I_{D_{med}} = (1 - D) \cdot I_{in} \quad (52)$$

$$I_{D_{pico}} = I_{L_{max}} \quad (53)$$

$$I_{D_{rms}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(1 - D) \cdot \frac{(12 \cdot I_{in}^2 + \Delta I_L^2)}{3}} \quad (54)$$

Para tornar a ondulação na saída a menor possível, um capacitor é conectado em paralelo com a carga, como mostrado no diagrama de blocos do ar condicionado *inverter*, ilustrado pela Figura 1. Desse modo, para determinar o valor da capacitância do filtro capacitivo (C_o), pode-se utilizar a Equação 55, na qual ΔV_{out} representa a taxa de *ripple*, ou seja, a ondulação na tensão de saída, f_{s1} representa a frequência de chaveamento do estágio CC-CC, I_o representa a corrente na saída, η_{cc} representa o rendimento do estágio CC-CC, D representa o ciclo de trabalho e P_{in} representa a potência nominal de entrada.

$$C_o \geq \frac{I_o \cdot D}{f_{s1} \cdot \Delta V_{out}} \quad (55)$$

$$I_o = \frac{\eta_{cc} \cdot P_{in}}{V_{out}} \quad (56)$$

2.3. INVERSOR TRIFÁSICO

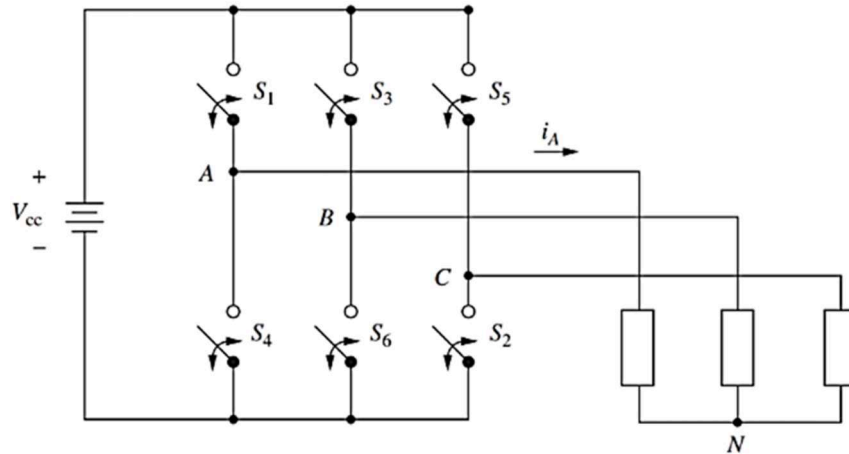
Um inversor trifásico é utilizado para converter uma tensão contínua aplicada em sua entrada em uma tensão trifásica alternada na saída, e por isso é chamado de conversor CC-CA. A tensão contínua da entrada pode ser advinda de uma fonte CC ou também de uma tensão alternada retificada (AHMED, 2000).

Geralmente esses inversores são empregados em aplicações de altas potências, e sua topologia pode ser implementada através da utilização de seis chaves de potência, como mostrado na Figura 12. Essas chaves podem ser *MOSFETs*, *IGBTs*, *BJTs*, entre outros dispositivos (RASHID, 2015).

No esquemático da Figura 12, as chaves são abertas e fechadas periodicamente, de maneira que seja obtida uma forma de onda apropriada na saída. A frequência de saída do

inversor é determinada através da taxa de chaveamento, e essas chaves podem apresentar variadas sequências de operação, dentre elas as mais conhecidas são as que completam um ciclo com seis chaveamentos, nas quais a condução ocorre por 120° ou por 180° (RASHID, 2015).

Figura 12 - Topologia do inversor trifásico.



Fonte: HART, 2012.

Na condução por 120° , o controle das chaves é realizado de maneira que cada uma conduza por um período de 120° . Dessa forma, apenas duas chaves conduzem simultaneamente, uma da parte superior da ponte (S_1 , S_3 e S_5) e uma da parte inferior (S_2 , S_4 e S_6) (RASHID, 2015).

Além disso, para que não ocorra um curto na entrada CC, duas chaves conectadas no mesmo caminho, como por exemplo S_1 e S_4 , não podem ser ligadas ao mesmo tempo. Por isso há um intervalo de 60° entre o fim da condução de S_1 e o início da condução de S_4 . A mesma analogia é válida para as chaves S_3 e S_6 , S_5 e S_2 .

Com isso, as chaves passam a conduzir em intervalos de 60° da forma de onda da tensão de saída, de forma que são obtidas as tensões de linha (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}) apropriadas. As tensões de fase na carga (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) também podem ser obtidas para diversos intervalos de chaveamento de 60° , como mostrado na Tabela 2. Além disso, Figura 13 apresenta os sinais de acionamento e as formas de ondas das tensões de fase na carga (RASHID, 2015).

Tabela 2 - Intervalos de condução das chaves e seus respectivos valores de tensões de fase.

Intervalo	S1	S2	S3	S4	S5	S6	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
0 a 60°	On	Off	Off	Off	Off	On	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0
60 a 120°	On	On	Off	Off	Off	Off	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$

120 a 180 °	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{-V_{cc}}{2}$
180 a 240 °	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	$\frac{-V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0
240 a 300 °	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	$\frac{-V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$
300 a 360 °	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	0	$\frac{-V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$

Fonte: Autoria própria, 2022.

Pode-se determinar a resistência de carga (R_o) conectada em cada fase do inversor por meio de uma relação entre a potência de saída do inversor (P_{out}) e de sua tensão de fase eficaz na saída ($V_{oF_{rms}}$) e o fator de potência (FP), como mostrado na Equação 54.

$$R_o = \frac{V_{oF_{rms}} \cdot FP}{P_{out}} \quad (54)$$

Além disso, o valor de pico da tensão de fase na saída ($V_{oF_{pico}}$) pode ser determinado por meio da Equação 55.

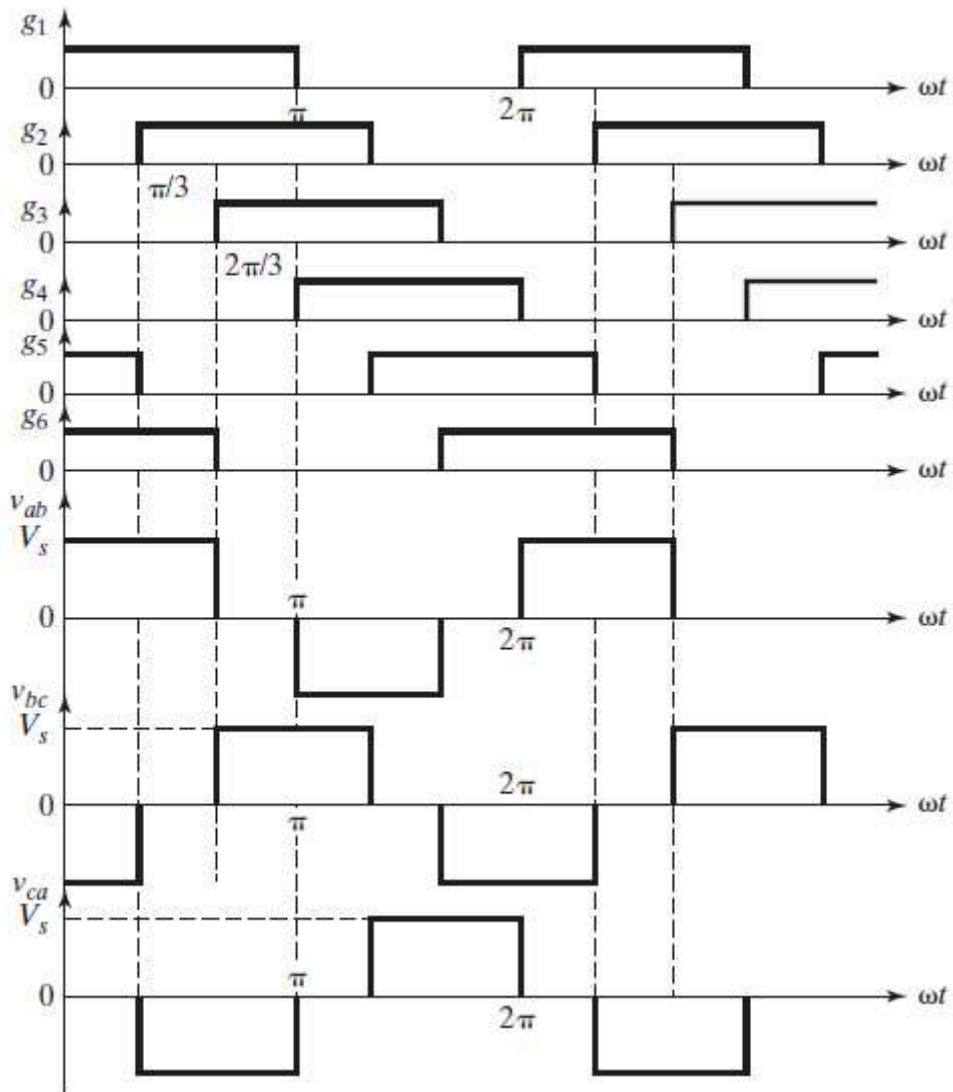
$$V_{oF_{pico}} = V_{oF_{rms}} \cdot \sqrt{2} \quad (55)$$

A tensão de linha da saída se relaciona com a tensão de fase, e seus valores eficaz e de pico, podem ser determinados por meio das Equações 56 e 57.

$$V_{oL_{rms}} = V_{oF_{rms}} \cdot \sqrt{3} \quad (56)$$

$$V_{oL_{pico}} = V_{oL_{rms}} \cdot \sqrt{2} \quad (57)$$

Figura 13 - Sinais de acionamento para condução por 120°.



Fonte: RASHID,2015.

As correntes de linha de pico e eficaz da saída do inversor podem ser obtidas através das Equações 58 e 59, respectivamente, enquanto os valores de pico e eficaz de fase são determinados através das Equações 60 e 61.

$$I_{oLpico} = I_{oLrms} \cdot \sqrt{2} \quad (58)$$

$$I_{oLrms} = \frac{V_{oLrms}}{R_o} \quad (59)$$

$$I_{oFpico} = I_{oFrms} \cdot \sqrt{2} \quad (60)$$

$$I_{oFrms} = \frac{V_{oFrms}}{R_o} \quad (61)$$

Através da Equação 62 pode ser determinada a potência dissipada na carga por fase, e por meio da Equação 63 é obtida a potência média trifásica total, sendo V_i a tensão de entrada CC do inversor.

$$P_F = \frac{V_i^2}{6R_o} \quad (62)$$

$$P_{3\phi} = 3 \cdot P_F = \frac{V_i^2}{2R_o} \quad (63)$$

Desconsiderando as perdas do sistema, a potência que a fonte CC da entrada entrega ao conversor pode ser determinada pela Equação 64, na qual a corrente média na entrada (I_{imed}) pode ser calculada através da Equação 65.

$$P_i = V_i \cdot I_{imed} = P_{3\phi} \quad (64)$$

$$I_{imed} = \frac{V_i}{2 \cdot R_o} \quad (65)$$

Desse modo, a corrente média nas chaves pode ser expressa por meio da Equação 66, utilizando a corrente média da entrada. Já a corrente eficaz e de pico nas chaves são calculadas por meio das Equações 67 e 68, respectivamente, utilizando-se o valor da corrente de linha na saída do inversor.

$$I_{Smed} = \frac{I_{imed}}{3} = \frac{V_i}{6 \cdot R_o} \quad (66)$$

$$I_{Srms} = \frac{I_{oFrms}}{\sqrt{2}} = \frac{V_i}{\sqrt{12} \cdot R_o} \quad (67)$$

$$I_{S_{pico}} = I_{S_{rms}} \cdot \sqrt{2} \quad (68)$$

Por fim, pode-se obter a tensão reversa máxima nas chaves por meio da tensão de entrada, tendo em vista que são as mesmas, conforme descrita pela Equação 69.

$$V_{S_{máx}} = -V_i \quad (69)$$

2.4. FILTRO LC

Para reduzir o conteúdo harmônico gerado pelos inversores, filtros passivos podem ser conectados em sua saída, e estes utilizam indutores e capacitores configurados para atuarem como um filtro passa-baixa.

Para inversores com saída em tensão, o filtro mais indicado é o LC, o qual é constituído por uma indutância conectada em série com a saída do inversor e um capacitor em derivação. Esse tipo de filtro é comumente utilizado em aplicações nas quais será realizado o acionamento de um motor, reduzindo alguns problemas causados pelos harmônicos gerados pelo inversor, como a sobretensão nos terminais do motor, interferências eletromagnéticas e também a redução de sua vida útil (PUPO, 2015).

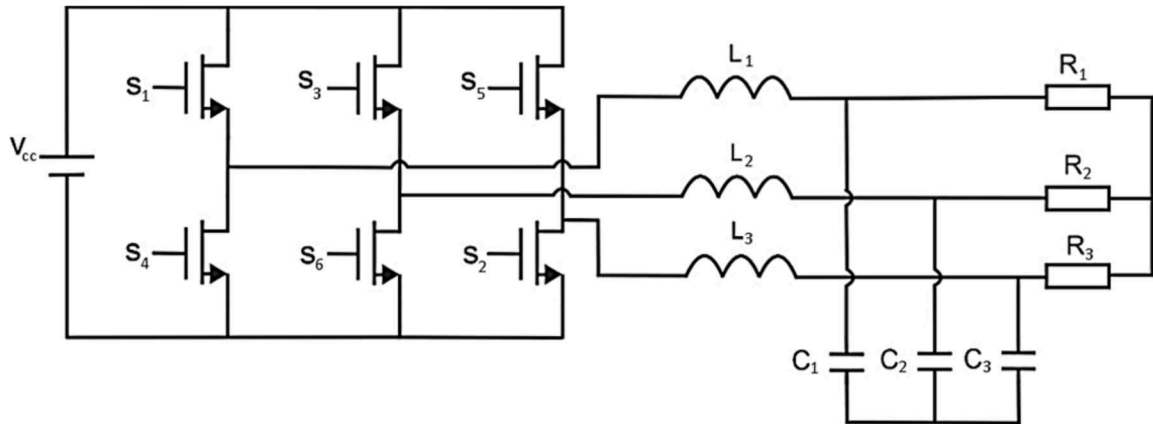
Para fins didáticos, nesse trabalho o inversor não será utilizado para injetar no motor, para verificar o funcionamento do sistema dos conversores CA-CC, CC-CC e CC-CA, será realizada uma simulação de injeção na rede, para verificar a eficácia do inversor.

A Figura 14 apresenta a ilustração da topologia de um inversor trifásico com filtro LC na saída, na qual os capacitores são conectados em estrela. Para determinar os componentes do filtro é considerada a resposta de frequência do filtro. A capacitância e a indutância do filtro podem ser calculadas através das Equações 70 e 71.

$$C_f = \frac{1}{4\pi\xi f_o R_o} \quad (70)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 \cdot C_f} \quad (71)$$

Figura 14 - Topologia do inversor trifásico com filtro LC na saída.



Fonte: PUPO, 2015.

Onde a constante de amortecimento (ξ) deve ter seu valor entre o intervalo de 0,707 e 1. Já a frequência de ressonância do filtro (f_o) deve permanecer uma década abaixo da frequência de comutação (f_s) e no mínimo uma década a cima da frequência fundamental da rede (f_r), como mostrado na Equação 72.

$$f_r \cdot 10 < f_o < \frac{f_s}{10} \quad (72)$$

Por fim, as correntes de pico e eficaz no indutor podem ser expressas por meio das Equações 73 e 74.

$$I_{L f_{pico}} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{3\phi}}{3 \cdot V_{OF_{pico}}} \quad (73)$$

$$I_{L f_{rms}} = \frac{I_{L f_{pico}}}{\sqrt{2}} \quad (74)$$

Uma vez dimensionado irar-se realizar no próximo capítulo a escolha da topologia dos estágios apresentados no decorrer deste capítulo.

3. ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR E ESTUDO DA MODULAÇÃO

Nesta seção será apresentada a escolha das topologias dos estágios CC-CA, CC-CC, CC-CA do conversor que aciona o ar-condicionado tipo *inverter* apresentado na Figura 15 à rede elétrica. Esta escolha é baseada no breve estudo dos conversores CC-CA trifásicos conectados à rede elétrica e na descrição do funcionamento do sistema apresentado no decorrer do capítulo anterior. Após a escolha das topologias, são estudados alguns dos aspectos fundamentais da modulação vetorial aplicada ao conversor do estágio CC-CA.

3.1. ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR

O primeiro estágio consiste na conversão CA-CC, na qual o possibilita a conexão com a rede elétrica, de modo que o circuito é alimentado com uma tensão de $220 V_{rms}$ e uma tensão de saída no barramento de $311 V_{cc}$, ou seja, a topologia do retificador de onda completa. O segundo estágio consiste em uma conversão CC-CC, a qual deve elevar a tensão do barramento de $311 V_{cc}$ para $600 V_{cc}$ no elo CC. O uso de uma topologia bidirecional neste estágio possibilita que o sistema proposto na Figura 15 possa não só fornecer energia, mas também receber energia da rede elétrica. Portanto, a topologia escolhida para esse estágio CC-CC é a topologia *Boost*.

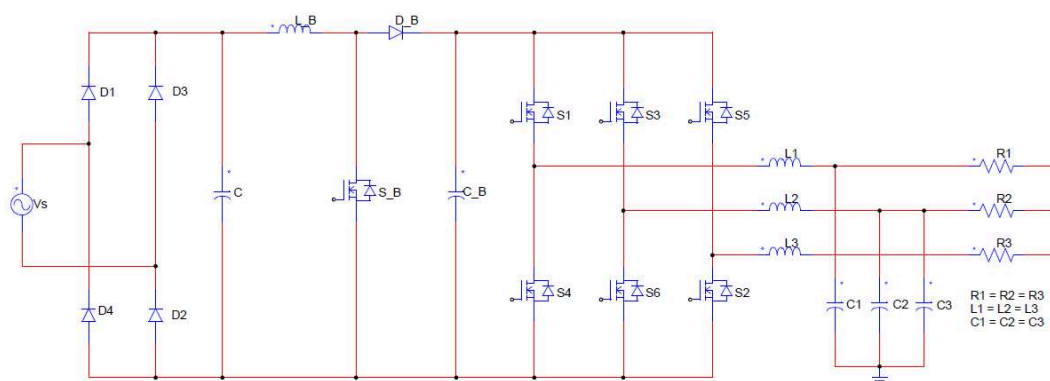
Dentre as vantagens da topologia *Boost* (POMILIO, 2007):

- Devido a sua simplicidade e menor número de componentes, apresenta um custo baixo quando comparada com outras topologias elevadoras de tensão.
- Uma exigência menor de filtros IEM (interferência eletromagnética) devido a corrente de entrada não ser interrompida (modo de condução contínua).
- O interruptor deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, uma vez que pode ser feito por um sinal de baixa tensão referenciado ao terra.
- O capacitor de saída opera em uma tensão mais elevada, o que permite que este possa assumir valores de capacitâncias relativamente menores.

A última etapa de processamento de energia consiste em um estágio de conversão CC-CA, onde é feita a entrega da energia convertida para o sistema elétrico trifásico. Para este estágio de conversão foi escolhida a topologia *Full-bridge* trifásica com fonte de tensão na entrada, comumente citado na literatura como topologia VSI (Voltage Source *Inverter*). A razão da utilização desta topologia é devido ao barramento de tensão CC característico da saída do estágio de conversão CC-CC.

Na Figura 15 estão ilustradas as topologias dos estágios CA-CC, CC-CC e CC-CA do conversor projetado. De acordo com (CASARO; MARTINS, 2010), esta topologia é a mais utilizada quando se trata de conversores CC-CA conectados à rede elétrica.

Figura 15 - Topologia do inversor conectado à rede elétrica.



Fonte: Autoria própria, 2022.

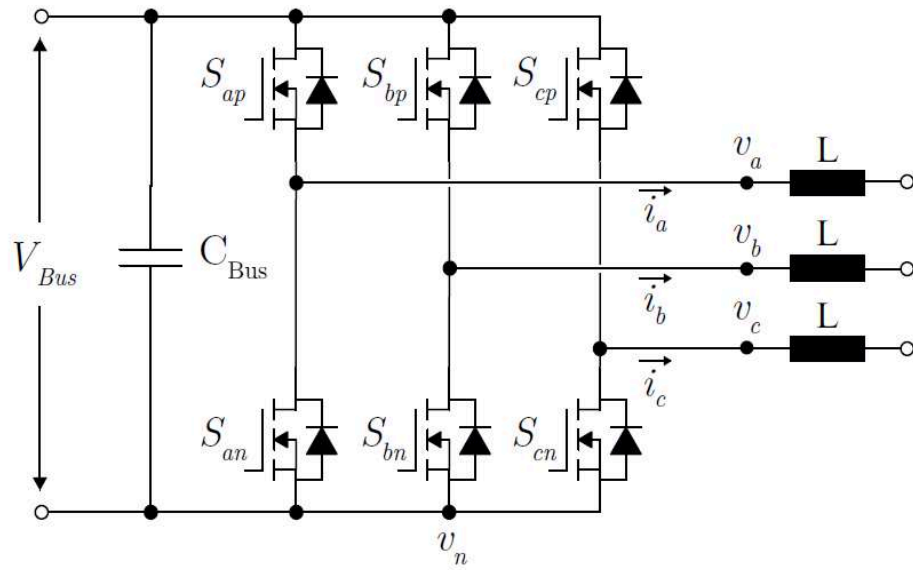
3.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO

A topologia mais utilizada para conectar barramentos contínuos à rede elétrica alternada é o inversor fonte de tensão de dois níveis, popularmente conhecido pelo termo em inglês *Voltage Source Inverter* - VSI. Conforme ilustrado na Figura 16, a sua estrutura trifásica é composta por seis interruptores bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão, o que lhe permite operar como abaixador (*Buck*) quando a energia flui do barramento CC para o lado CA, ou como elevador (*Boost*) quando a energia flui no sentido contrário.

Essa topologia apresenta uma única restrição: como se pode observar no circuito da Figura 16, dois interruptores do mesmo braço não podem ser acionados simultaneamente, pois isso provocaria um curto-circuito no barramento CC. Desse modo, tais interruptores devem ser comandados de forma complementar.

A seguir é apresentada uma análise mais detalhada sobre o funcionamento do VSI trifásico, a qual foi adaptada de (MORAES, 2020).

Figura 16 - Inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: MORAES, 2020.

A função da comutação $S_{xy}(t)$, determina o estado do interruptor S_{xp} , onde $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$. Desse modo, pode-se expressar em termos matemáticos, dado por:

$$S_{xy}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S_{xy} \text{ habilitado} \\ 0, & \text{se } S_{xy} \text{ desabilitado} \end{cases} \quad (75)$$

Assim, para que não ocorra curto-circuito no barramento CC é necessário que

$$S_{xp} + S_{xn} = 1 \quad (76)$$

A interpretação do estado dos interruptores pode ser realizada de forma binária, como mostrada na Figura 17. Para esse modelo de configuração a comutação é dada por:

$$S_x = S_{xp} = 1 - S_{xn} \quad (77)$$

Onde a tensão entre os pontos v_x e v_n é expressa como:

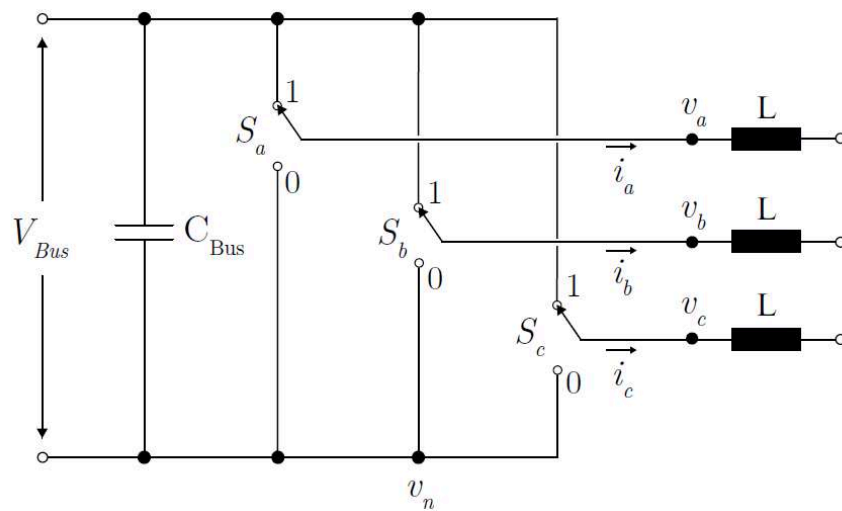
$$v_{xn} = S_x \cdot V_{Bus} \quad (78)$$

Para aplicar as metodologias utilizadas na análise de circuitos lineares é necessário, primeiramente, acabar com a descontinuidade gerada pela comutação dos interruptores.

Sabendo que o filtro de saída será projetado para atenuar esse conteúdo harmônico de alta frequência.

Pode-se afirmar que o período de comutação é significativamente menor do que as constantes de tempo do conversor, o que permite aproximar as grandezas instantâneas pelos seus valores médios calculados dentro de um período de comutação (T_s), sem que as informações relacionadas à dinâmica que se deseja controlar sejam perdidas (ANDRETA, 2014).

Figura 17 - Inversor fonte de tensão trifásica com modelo de interruptores ideais binários.



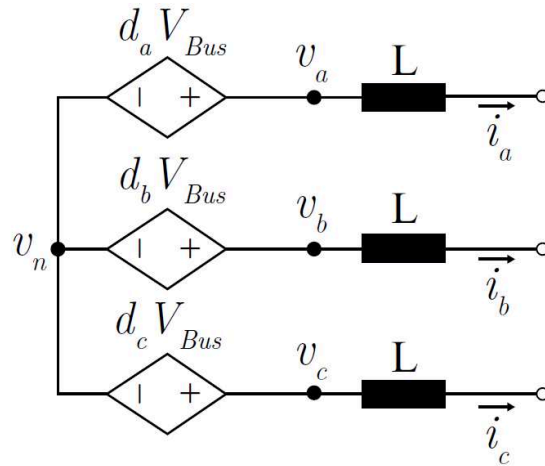
Fonte: MORAES, 2020.

Dessa forma, para se obter o modelo que contenha apenas o conteúdo de baixa frequência (modelo médio) da tensão fornecida pelo inversor, é necessário calcular o valor médio da função comutação em um período T_s , valor médio quase instantâneo, dado por

$$dx = \frac{1}{t_s} \int_{t-T_s}^t S_x(t) dt \quad (79)$$

A Figura 18 apresenta um modelo médio, por meio da substituição dos interruptores por fontes de tensão controladas, onde os valores são dados por $d_x V_{Bus}$.

Figura 18 - Modelo médio dos interruptores do inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: MORAES, 2020.

3.3. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO VSI TRIFÁSICO

A técnica mais utilizada na aplicação para o acionamento e controle de conversores estáticos na eletrônica de potência é a técnica denominada Modulação por Largura de Pulso (PWM - Pulse Width Modulation). Nos últimos anos, diversos métodos baseados na modulação PWM foram propostos para atender, principalmente, às seguintes necessidades:

- Ampla faixa de modulação linear;
- Reduzidas perdas por comutação;
- Baixa distorção harmônica total;
- Fácil implementação;
- Menor tempo computacional.

Dentre as estratégias de modulação existentes, as mais utilizadas em inversores de tensão trifásicos são a modulação PWM senoidal (SPWM) e a modulação vetorial, comumente conhecida pelo termo em inglês Space Vector Modulation (SVM).

Na modulação SVM a razão cíclica de cada interruptor é diretamente calculada a partir das equações de tempo analíticas, enquanto na SPWM a portadora de alta frequência é comparada com moduladoras senoidais defasadas em 120° para gerar apropriadamente os sinais de comando (ANDRETA, 2014).

Embora a última seja mais simples de compreender e de implementar, o valor de pico da tensão de linha obtida na saída é de no máximo $\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$ vezes a tensão disponível no barramento CC (ANDRETA, 2014; MORAES, 2020), ou seja, esse tipo de modulação utiliza no máximo 86,6% da tensão do barramento (V_{Bus}).

Para que ocorra essa limitação, normalmente se utiliza uma tensão V_{Bus} relativamente maior que o valor de pico da tensão de linha desejada, a fim de se garantir a correta modulação do inversor. Logo, isso implica no aumento dos esforços de tensão e das perdas nos semicondutores de potência. Desse modo, optou-se por empregar a modulação vetorial neste trabalho, a qual aproveita 100% do barramento CC, permitindo trabalhar com tensões menores. (ANDRETA, 2014).

Além disso, outras vantagens dessa técnica incluem a redução do número de comutação dos interruptores, minimização do conteúdo harmônico das correntes de saída do inversor e maior faixa de operação linear. As modulações vetoriais por largura de pulso SVPWM permitem uma análise mais completa das possibilidades que o sistema de acionamento pode oferecer.

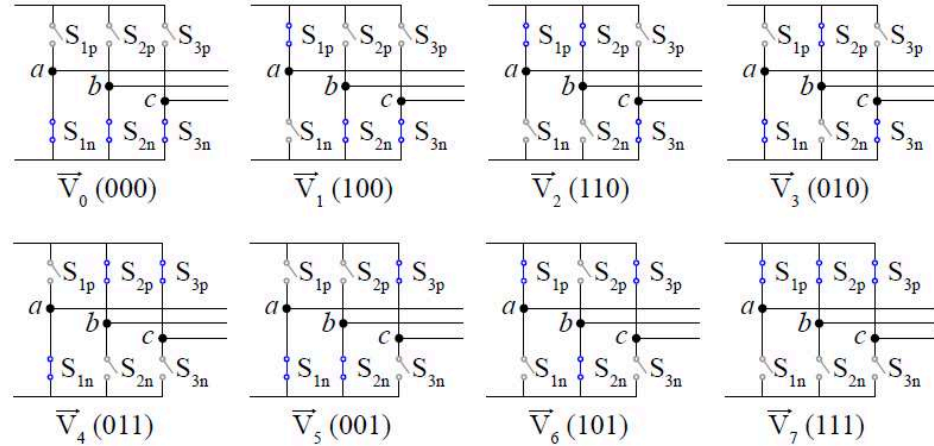
3.3.1. Modulação por Largura de Pulso vetorial - SVPWM

As estratégias de modulação vetoriais (SVPWM) são fundamentadas em vetores espaciais de tensão. Todas as tensões de fase de referência (e as tensões que o inversor é capaz de aplicar instantaneamente à máquina) são analisadas como componentes de um vetor espacial em uma base canônica. Assim, por meio de uma matriz de mudança de base (Transformada de Clarke) tais vetores são representados de forma simplificada. O inversor é capaz de produzir um determinado número máximo de vetores e a estratégia SVPWM consiste na escolha adequada de um determinado número de vetores dentre os vetores possíveis e na determinação do tempo de aplicação de cada um destes de maneira que um determinado vetor de referência seja aplicado corretamente à máquina (HOLMES; LIPO, 2003).

No caso do inversor trifásico, por exemplo, as tensões de fase de referência e as tensões que o inversor é capaz de aplicar instantaneamente à carga podem ser vistas como vetores tridimensionais, sendo cada uma das tensões de fases uma coordenada da base canônica do $\mathcal{R}^3$. Desse modo, temos que o princípio da modulação vetorial se baseia no fato de existir somente oito combinações possíveis para os interruptores de um inversor trifásico. Esse número é obtido

ao assumir que os interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar, devido à restrição de operação mencionada anteriormente, o que resulta em $2^3 = 8$ possíveis estados de condução do inversor, conforme ilustrado na Figura 19.

Figura 19 - As oito possíveis combinações para os interruptores de um VSI trifásico.



Fonte: MORAES, 2020.

Note que cada estado de condução é definido por um vetor base $\vec{V}_x$, para $x \in \{0, 1, \dots, 7\}$, o qual representa a função comutação dos interruptores superiores, determinada na Equação 77. Por exemplo, $\vec{V}_3 = (010)$ significa que os interruptores S_{1p} e S_{3p} estão bloqueados, logo não estão em condução (estado ‘0’), ao passo que S_{2p} está em condução (estado ‘1’).

Por meio da Figura 19 é possível analisar e perceber que o estado binário ‘1’ aplica a tensão V_{Bus} na fase correspondente, em relação ao ponto v_n , e o estado binário ‘0’ aplica uma tensão nula. Assim, pode-se verificar que dois dos vetores ($\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$) equivalem a um curto-circuito na saída, resultando em uma tensão nula para a carga. Por esse motivo, estes são denominados vetores nulos, enquanto os outros seis são considerados vetores ativos. A Tabela 3 resume os vetores de comutação possíveis para o VSI trifásico a três fios, as colunas S_{1p}, S_{2p} e S_{3p} mostram os estados dos interruptores superiores, onde ‘ON’ equivale ao modo de condução e ‘OFF’ ao modo de bloqueio. Além disso, vale lembrar que os interruptores inferiores funcionam de forma complementar, como pode ser observada na Figura 16.

Tabela 3 - Estados de comutação possíveis e as tensões resultantes na saída do inversor.

Vetores	S_{1p}	S_{2p}	S_{3p}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
$\vec{V}_0$ (000)	Off	Off	Off	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1$ (100)	On	Off	Off	$+V_{Bus}$	0	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$
$\vec{V}_2$ (110)	On	On	Off	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	0	0	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$
$\vec{V}_3$ (010)	Off	On	Off	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	0
$\vec{V}_4$ (011)	Off	On	On	0	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$	0	$+V_{Bus}$
$\vec{V}_5$ (001)	Off	Off	On	0	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$	$+V_{Bus}$
$\vec{V}_6$ (101)	On	Off	On	$+V_{Bus}$	0	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$	0
$\vec{V}_7$ (111)	On	On	On	0	0	0	0	0	0

Fonte: Autoria própria, 2022.

Na modulação SPWM convencional, é necessário modular cada uma das três fases individualmente, no entanto na modulação vetorial, modula as tensões trifásicas a partir de um único vetor de referência. Com o objetivo de simplificar a representação dos possíveis vetores de comutação e do vetor de referência, utiliza-se uma transformação linear do sistema de coordenadas abc para um novo sistema de coordenadas estacionárias($\alpha\beta\gamma$), conforme apresentado em (Pinheiro, Humberto et al, 2005).

Nesse novo sistema de coordenadas, o eixo (α) é a projeção do eixo (a) no plano, o eixo (γ) é perpendicular ao plano e o eixo (β) é ortogonal aos outros dois. O eixo(γ) , especificamente, está relacionado com a componente de sequência zero, que é nula para sistemas trifásicos a quatro fios balanceados e para sistemas a três fios.

Logo, devido à natureza do conversor VSI utilizado neste trabalho, pode-se desprezar essa componente da análise matemática.

A fim de compreender melhor esse conceito, considera-se o seguinte sistema trifásico

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \sin(\omega t) \\
 v_b &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{80}$$

A conversão do plano estacionário abc para o plano ortogonal $\alpha\beta$ se dá por meio da transformada de Clarke, expressa por

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (81)$$

Dessa forma, o vetor de referência, bem como os vetores bases de comutação, podem ser definidos em termos das componentes α e β , dada por

$$\vec{V} = v_\alpha + v_\beta \quad (82)$$

Com base no resultado da Equação 81 e utilizando-se a Tabela 3 para se obter os valores das tensões de linha que o inversor aplica em sua saída, além disso, pode-se determinar a amplitude e o ângulo dos vetores bases de comutação nas coordenadas $\alpha\beta$. Por exemplo, para as coordenadas do vetor $\vec{V}_1$ resultando em

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Bus} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (83)$$

Substituindo-se esses valores na Equação 82, tem-se

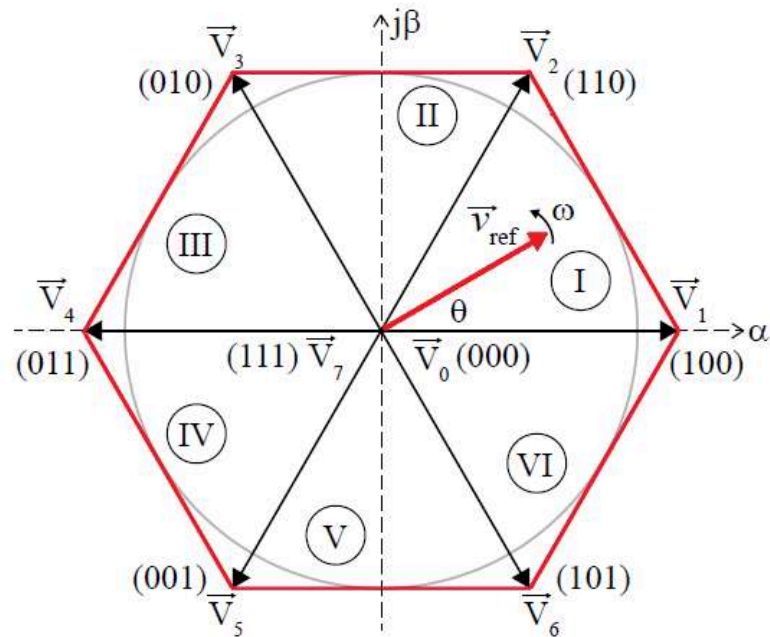
$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{Bus} + j0 = \frac{2}{3} V_{Bus} e^{j0} \quad (84)$$

Assim, ao realizar este mesmo procedimento para todos os vetores, é possível generalizar a Equação 84, conforme mostrada a seguir

$$\vec{V}_k = \begin{cases} 0, & \text{para } k = 1, 7 \\ \frac{2}{3} V_{Bus} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{para } k = 1, 2, \dots, 6. \end{cases} \quad (85)$$

Conforme pode-se observar, nota-se que os vetores ativos estão defasados 60° entre si e que todos apresentam a mesma amplitude. Com isso, torna-se possível representá-los no plano bidimensional, formando um hexágono regular de acordo com a ilustração da Figura 20.

Figura 20 - Representação espacial dos vetores disponíveis.



Fonte: Adaptado de MORAES, 2020.

Observa-se que os vetores nulos são localizados no centro do hexágono e que os espaços compreendidos entre dois vetores adjacentes são definidos por setores de I a VI. É importante salientar que os vetores ativos e nulos são estacionários, enquanto o vetor de referência ($\vec{v}_{ref}$) se move no espaço vetorial com velocidade angular $\omega = 2\pi f$ sendo f a frequência fundamental da tensão de saída do inversor.

Desse modo, para uma dada posição, $\vec{v}_{ref}$ pode ser sintetizado a partir da comutação dos três vetores mais próximos e, conforme $\vec{v}_{ref}$ passa pelos setores, diferentes conjuntos de interruptores são comutados.

Como resultado, quando o vetor de referência completa uma volta no espaço vetorial, a tensão de saída varia um ciclo do seu período.

3.3.2. Definição dos setores

Em seguida, o próximo passo consiste em determinar uma estratégia para encontrar os setores de operação, visando a implementação em um microcontrolador. Por meio da Figura 20, podemos separar os setores em pares considerando os quatro quadrantes do plano

imaginário $\alpha\beta$. A seguir, a Tabela 4 apresenta o resultado da análise, no entanto, ainda não é possível determinar com precisão os setores separadamente.

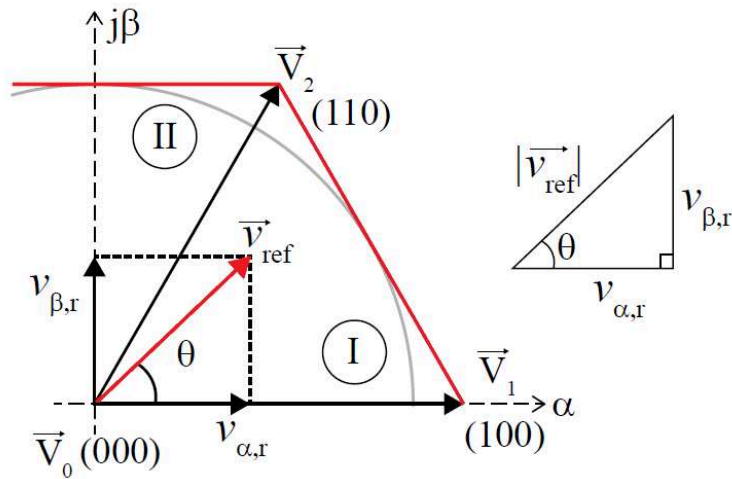
Tabela 4 - Condições básicas para identificar pares de setores de acordo com os quadrantes.

Quadrantes	Condições	Setores
1	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta > 0$	I e II
2	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta > 0$	II e III
3	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta < 0$	III e IV
4	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta < 0$	IV e V

Fonte: Autoria própria, 2022.

Por meio da Figura 21 é possível analisar os detalhes do primeiro quadrante do plano imaginário $\alpha\beta$, no qual inclui os setores I e II. Conforme pode-se observar, a representação vetorial de $\vec{v}_{ref}$, e suas componentes $\vec{v}_{\alpha,r}$ e $\vec{v}_{\beta,r}$ formam um triângulo retângulo. Se o ângulo desse triângulo for $\theta < 60^\circ$, o vetor de referência $\vec{v}_{ref}$ está localizado no setor I, caso contrário, $\vec{v}_{ref}$ pertence ao setor II.

Figura 21 - Análise dos setores para o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$.



Fonte: Adaptado de MORAES, 2020.

Aplicando-se as regras básicas da trigonometria no triângulo retângulo, obtém-se a expressão para o cálculo desse ângulo, dada pela Equação 86.

$$\tan \theta = \frac{v_{\beta,r}}{v_{\alpha,r}} \quad (86)$$

Além disso, tem-se que o limite entre os dois setores é definido para $\theta = 60^\circ$, ou seja, $\frac{v_{\beta,r}}{v_{\alpha,r}} = \sqrt{3}$. Já no segundo quadrante, o limite entre os setores resulta em $-\frac{v_{\beta,r}}{v_{\alpha,r}} = \sqrt{3}$.

Assim, para determina as condições para diferenciar os setores I e II, no primeiro quadrante do plano imaginário $\alpha\beta$

$$1^\circ \text{ Quadrante} \begin{cases} \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 \rightarrow \text{Setor I} \\ \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta < 0 \rightarrow \text{Setor II} \end{cases} \quad (87)$$

As condições para identificar os setores II e III no segundo quadrante são dadas por

$$1^\circ \text{ Quadrante} \begin{cases} \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta > 0 \rightarrow \text{Setor II} \\ \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta < 0 \rightarrow \text{Setor III} \end{cases} \quad (88)$$

De maneira análoga, seguindo o mesmo procedimento para o terceiro e quarto quadrante, obtém-se um conjunto de condições que permitem identificar corretamente qualquer um dos seis setores a partir das componentes α e β do $\vec{v}_{ref}$.

Com o intuito de resumir a implementação dessa estratégia, a Tabela 5 reúne todas as condições necessárias para a identificação dos setores com base nas seguintes variáveis

$$R_{ef,1} = v_\beta \quad (89)$$

$$R_{ef,2} = \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta \quad (90)$$

$$R_{ef,3} = \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta \quad (91)$$

Tabela 5 - Condições para identificação dos setores baseadas nas componentes v_α e v_β do $\vec{v}_{ref}$.

Setores	$R_{ef,1}$	$R_{ef,2}$	$R_{ef,3}$
I	> 0	> 0	≥ 0
II	> 0	≤ 0	> 0
III	> 0	≤ 0	< 0
IV	≤ 0	< 0	≤ 0
V	≤ 0	≥ 0	< 0

VI	≤ 0	> 0	≥ 0
----	----------	-------	----------

Fonte: Autoria própria, 2022.

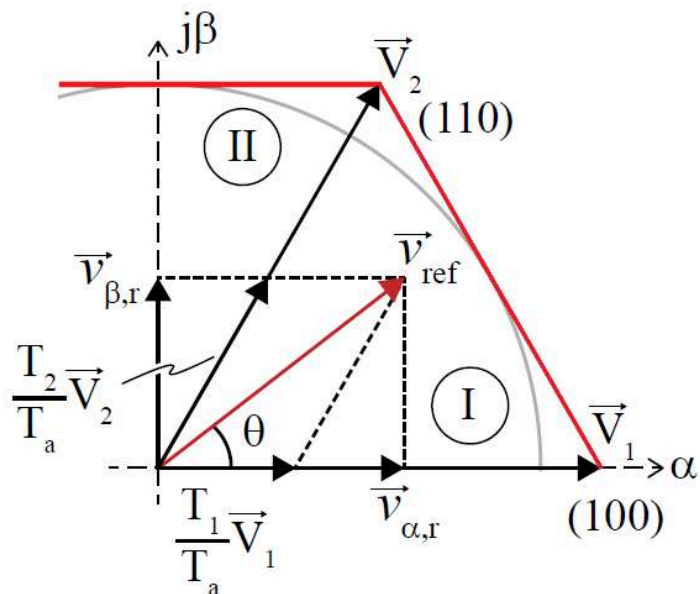
Deste modo, só precisa determinar $R_{ef,1}$, $R_{ef,2}$ e $R_{ef,3}$, a partir das saídas dos controladores nas coordenadas $\alpha\beta$, e fazer uma simples verificação de sinal por meio de rotinas condicionais.

3.3.3. Tempo de permanência dos vetores

Uma vez identificados os setores, resta determinar os períodos de condução dos interruptores, ou seja, o tempo de permanência dos vetores. O tempo de permanência em cada vetor de comutação representa essencialmente a razão cíclica dos interruptores escolhidos dentro de um período de comutação T_s .

Considerando-se, a princípio, que o vetor de referência se encontra no setor I, conforme ilustrado na Figura 22, e assumindo-se que a frequência de comutação é muito maior que a frequência fundamental da tensão de saída, então o vetor de referência pode ser considerado constante durante T_s .

Figura 22 - Decomposição do vetor de referência no setor I.



Fonte: Adaptado de MORAES, 2020.

Dessa maneira, o vetor de referência $\vec{v}_{ref}$ é aproximado a partir da média ponderada pelos intervalos de aplicação dos vetores mais próximos, de acordo com

$$\vec{v}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} (\vec{V}_0 \text{ ou } \vec{V}_7), \quad (92)$$

onde T_1 representa o intervalo de aplicação do vetor $\vec{V}_1$, T_2 representa o intervalo de aplicação do vetor $\vec{V}_2$ e T_0 é a soma dos intervalos de aplicação dos vetores nulos, sendo expresso por

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2. \quad (93)$$

A partir da Equação 82 e 85, pode-se reescrever a Equação 92, sabendo que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7$, obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{v}_{ref} &= \vec{v}_{\alpha,r} + \vec{v}_{\beta,r} = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| e^{j0} + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| e^{j\frac{\pi}{3}} \\ &= \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \end{aligned} \quad (94)$$

Como mencionado anteriormente, sabe-se que a magnitude de todos os vetores ativos equivale $\frac{2}{3} V_{Bus}$, entre fase e neutro. Assim, separando-se a parte real e a parte imaginária da Equação 94, tem-se

$$\begin{cases} \vec{v}_{\alpha,r} = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{Bus} + \frac{T_2}{T_s} \frac{1}{3} V_{Bus} \\ \vec{v}_{\beta,r} = \frac{T_2}{T_s} \frac{\sqrt{3}}{3} \end{cases} \quad (95)$$

Resolvendo o sistema para T_1 e T_2 , obtém-se

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2} (\sqrt{3} m_{\alpha,r} - m_{\beta,r}) \\ T_2 = T_s m_{\beta,r} \end{cases} \quad (96)$$

onde $m_{\alpha,r} = \frac{\sqrt{3}v_{\alpha,r}}{V_{Bus}}$ e $m_{\beta,r} = \frac{\sqrt{3}v_{\beta,r}}{V_{Bus}}$ são os índices de modulação das coordenadas α e β , respectivamente, normalizados para valores de linha. Então, a partir Equação 96 tem-se os tempos de permanência nos vetores de comutação $\vec{V}_1$ e $\vec{V}_2$, enquanto $\vec{v}_{ref}$ estiver no Setor I.

As razões do período em que esses vetores são aplicados podem ser descritas como t_1 e t_2

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \\ t_2 = \frac{T_2}{T_s} = m_{\beta,r} \end{cases} \quad (97)$$

Afim de generalizar o cálculo para os demais setores, define-se as seguintes variáveis, assim conforme determinado na Equação 97, tem-se

$$\begin{aligned} U &= m_{\beta,r} \\ V &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \\ W &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \end{aligned} \quad (98)$$

Para o primeiro setor tem-se $t_1 = -W$ e $t_2 = U$. Sendo assim, a Tabela 6 apresenta um resumo das expressões t_n e t_{n+1} para todos os setores em termos de U , V e W . Sendo n o número do respectivo setor.

Tabela 6 - Razões do período em que cada vetor adjacente é aplicado em um determinado setor.

Setores	I	II	III	IV	V	VI
t_n	-W	W	U	-U	-V	V
t_{n+1}	U	V	-V	W	-W	-U

Fonte: Autoria própria, 2022.

3.3.4. Sequência de aplicação dos vetores

Apesar de saber quais são os vetores bases de comutação e sua duração para determinado setor, ainda não se definiu o tempo de condução de cada interruptor. Para isso, deve-se analisar a sequência de distribuição dos vetores por período de comutação.

A principal vantagem da modulação vetorial é o fato desta possuir um grau de liberdade adicional, que é a escolha da distribuição dos vetores de comutação ao longo de T_s , resultando em diferentes sequências de comutação (PINHEIRO, HUMBERTO et al., 2002).

Na escolha da sequência de comutação, é desejável assegurar que a transição entre diferentes vetores seja realizada pela comutação de somente um braço do inversor, reduzindo assim o número de comutações e, conseqüentemente, as perdas em comutação (PINHEIRO, HUMBERTO et al., 2002).

Portanto, optou-se pela sequência denominada simétrica, na qual os três braços do inversor comutam em alta frequência e, devido à simetria do padrão PWM gerado, resulta em uma baixa distorção harmônica na saída (PINHEIRO, HUMBERTO et al., 2002).

A Tabela 7 apresenta a sequência de comutação simétrica. Com o intuito de facilitar a análise, considerar-se novamente, a situação em que o vetor de referência se encontra no primeiro setor.

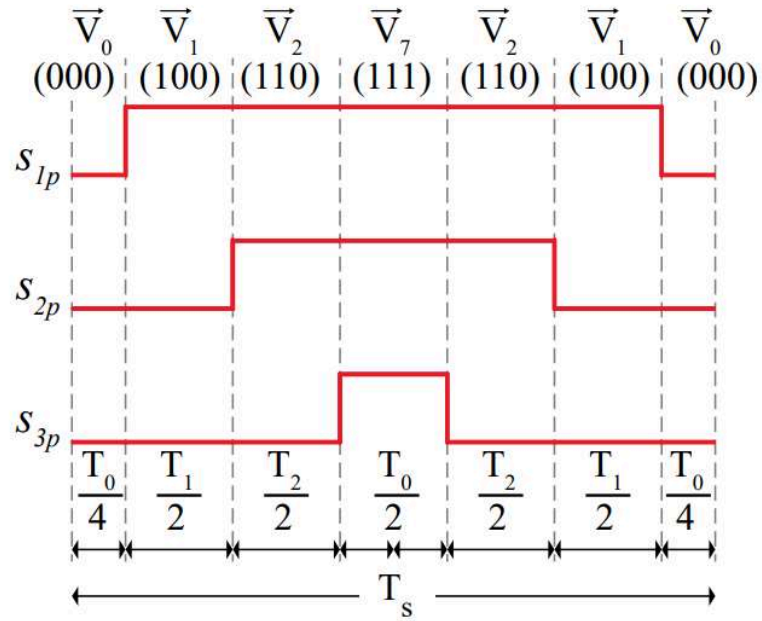
Tabela 7 - Sequência de comutação simétrica para o VSI trifásico.

Setores	Sequência de comutação
I	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
II	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
III	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
IV	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
V	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
VI	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$

Fonte: Autoria própria, 2022.

Nesse caso, os pulsos de comando dos interruptores superiores são distribuídos conforme ilustrado na Figura 23.

Figura 23 - Distribuição dos pulsos de comando para o setor I, considerando-se a sequência de comutação simétrica.



Fonte: MORAES, 2020.

Após observar a Figura 21, nota-se que as razões cíclicas dos interruptores superiores, as frações de período em que os pulsos permanecem em nível alto durante T_s , são dadas por

$$\begin{cases} d_{1p} = \frac{1}{T_s} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{2p} = \frac{1}{T_s} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{3p} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_0}{2} \right) = \frac{t_0}{2} \end{cases} \quad (99)$$

Note que esses valores são descritos com base nas frações de período em que os vetores são aplicados, as quais foram determinadas na Equação 97.

A distribuição dos pulsos de comando para os outros setores pode ser obtida por meio da Tabela 7 e apresentada na Figura 23.

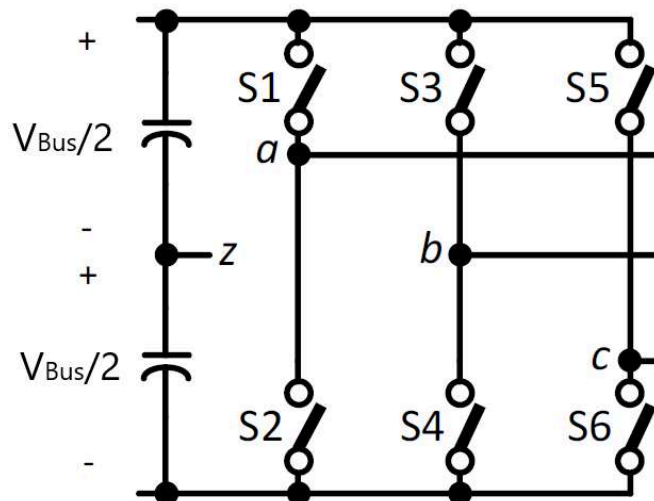
De maneira análoga, se aplicarmos os mesmos conceitos utilizados na análise anterior para o setor I, obtém-se as expressões das razões cíclicas para os interruptores superiores com base nas frações de tempo t_1, t_2 e t_0 , considerando os diferentes setores, conforme resumido na Tabela 8.

Tabela 8 - Razões cíclicas correspondentes aos demais setores

Setores	S_{1p}	S_{2p}	S_{3p}
I	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$
II	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$
III	$\frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$
IV	$\frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$
V	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$
VI	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$

Fonte: Autoria própria, 2022.

Por tanto, encerra-se aqui o estudo sobre a modulação vetorial e para sumarizar o conteúdo, primeiramente serão considerados o inversor VSI da Figura 24 e a modulação PWM senoidal mostrada na Figura 25. Os sinais moduladores $v_{azs}(t)$, $v_{bzs}(t)$ e $v_{czs}(t)$ são resultantes da modulação vetorial, onde os sinais resultantes cmd_a , cmd_b e cmd_c são os sinais de comando dos interruptores S_1 , S_3 e S_5 , respectivamente.

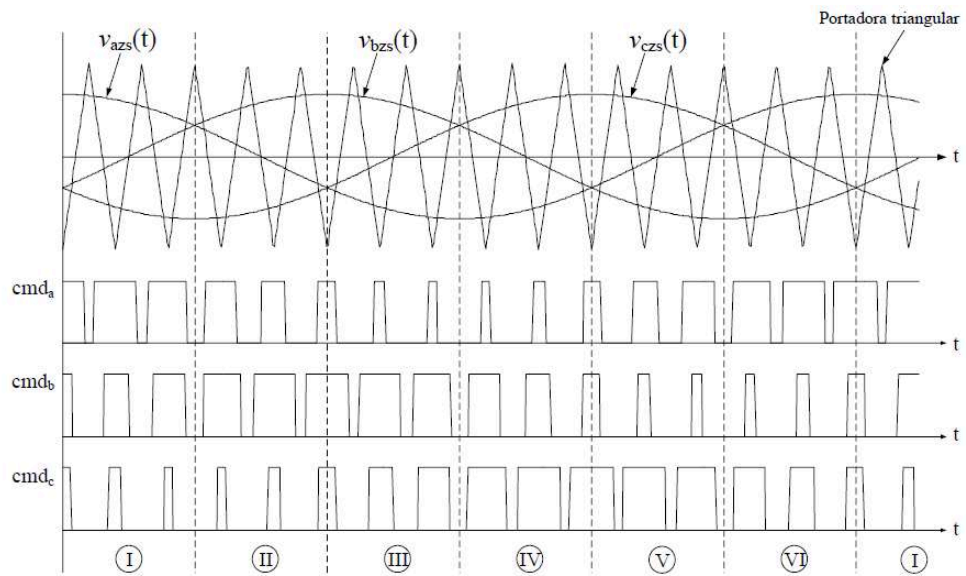
Figura 24 - Inversor VSI com ponto central z no elo CC.

Fonte: Adaptado de HOLMES; LIPO, 2003.

O processo de implementação da modulação vetorial em um microcontrolador por meio da identificação dos setores e utilização das equações obtidas no decorrer desta seção pode se tornar bem complexo. Como alternativa a essa complexidade, (HOLMES; LIPO, 2003)

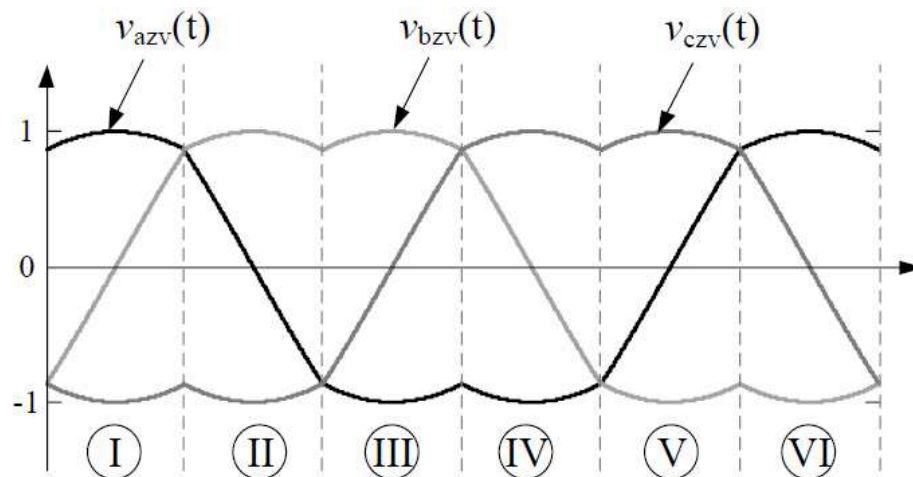
menção que maneira mais efetiva de se implementar a modulação vetorial, é um sistema digital. Desse modo, a Figura 26 apresenta os sinais moduladores, defasados 120°, obtidos por meio da modulação vetorial, descrita nesta seção. -Onde $v_{azv}(t)$, $v_{bzv}(t)$ e $v_{czv}(t)$ são os sinais moduladores da modulação PWM senoidal mostrada em Figura 25.

Figura 25 - Modulação PWM senoidal para o inversor trifásico VSI.



Fonte: XIMENES, 2012.

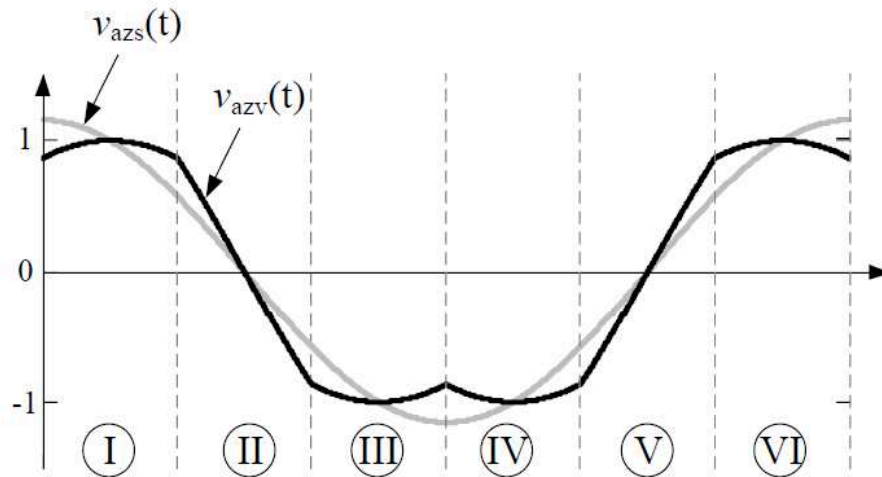
Figura 26 - Sinais moduladores obtidos com o uso da modulação vetorial.



Fonte: XIMENES, 2012.

Na Figura 27 pode-se observar um comparativo entre os sinais moduladores da fase A da modulação PWM senoidal e modulação vetorial, onde está evidente que sinal resultante da modulação vetorial corresponde, para este caso, ao sinal da modulação PWM senoidal adicionado a uma componente de terceira harmônica (XIMENES, 2012).

Figura 27 - Comparativo entre os sinais moduladores da fase A da modulação PWM senoidal e modulação.



Fonte: XIMENES, 2012.

Por fim, com o intuito de se obter uma menor complexidade de implementação, é utilizada a modulação vetorial no conversor CC-CA projetado neste trabalho.

4. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

As especificações de projeto necessárias para o dimensionamento dos elementos do circuito de potência dos conversores do sistema de acionamento de um ar-condicionado *inverter* de 12000 BTUs são apresentadas no decorrer deste capítulo.

4.1. ESTÁGIO CA-CC

O conversor CA-CC proposto é um retificador de onda completa, alimentado por um sistema monofásico com nível de tensão de $220 V_{rms}$ e frequência fundamental de $60 Hz$. As especificações necessárias do projeto para o dimensionamento do circuito de potência do conversor são apresentadas na Tabela 9. Além disso, para efeito de simulação, os diodos presentes nesse trabalho foram considerados “ideais”. Dessa forma, deve-se considerar desprezíveis o tempo de recuperação reversa t_{rr} e a queda de tensão direta V_D , isto é, $t_{rr} = 0$ e $V_D = 0$.

Tabela 9 - Parâmetros do retificador monofásico.

Parâmetros	Simbologia	Valor
Fonte de alimentação	V_s	$220 V_{rms}$
Frequência CA	f_s	$60 Hz$
Potência de saída	P_{out}	$3\,896 W$
Rendimento	η	95%

Fonte: Autoria própria, 2022.

A partir dos parâmetros fornecidos, a tensão de pico a pico, foi determinada por meio da Equação 2, obtendo-se o valor de $311,127 V$, ou seja, a tensão eficaz na fonte de alimentação são $220 V$, e sua tensão média na entrada é igual a $0 V$, devido a simetria dos semiciclos. Vale destacar que a potência de saída P_{out} deve ser projetada para dissipar $3\,896 W$ com um rendimento η , de 95%.

Através da Equação 4, a tensão média de saída do retificador obtida foi $198,07 V$, desconsiderando o filtro capacitivo. Com filtro, a tensão média é de aproximadamente $311 V$, e corresponde à tensão CC na entrada do conversor *Boost*.

Já a frequência de saída do retificador será $120 Hz$, sendo duas vezes a frequência da entrada. Através das Equações 5 e 6, foram determinados os valores de tensão eficaz e de pico

na saída do retificador, de forma que foram obtidos os valores de 220 V e 311,127 V, respectivamente.

Assim, a partir do conceito de potência, a resistência de carga necessária para dissipar o valor pré-definido pode ser facilmente determinada pela Equação 10, $R_L = 10 \Omega$.

As correntes eficaz e de pico na entrada do retificador foram calculadas a partir das Equações 8 e 9, e os valores obtidos foram 21,85 A e 30,90 A. A corrente média na entrada é 0 A, em decorrência da simetria dos semiciclos.

De maneira análoga, os valores da corrente de saída eficaz e de pico foram calculados a partir das Equações 8 e 9, e os valores obtidos foram 21,85 A e 30,90 A. Por meio da Equação 7, tem-se que a corrente média na carga é de 19,67 A.

A tensão de pico reversa no diodo, expressa pela Equação 11 é de $-311,127 V$. Quanto aos valores da corrente média, eficaz e de pico nos diodos, foram utilizadas as Equações 12, 13 e 14, obtendo-se os valores de 9,837 A, 15,45 A e 30,9 A, respectivamente.

Substituindo Equação 25, os parâmetros especificados, o valor do capacitor do filtro capacitivo, considerando uma ondulação de 1%, obtém-se $C_F \geq 65 mF$. No entanto, o valor prático adotado para o capacitor de filtro é de 100 mF. Vale ressaltar que esse capacitor é utilizado para filtrar altas frequências, caso futuramente seja desenvolvida a placa fisicamente, sugere-se que seja implementado um capacitor de 110 $\mu F/400 V$, pois será mais viável comercialmente.

Para o capacitor C_F foi escolhida uma associação em paralelo de cinco capacitores em paralelo do modelo ALS71C203QT400 da KEMET, com 20000 $\mu F/400 V$ resistência série equivalente igual a 12 m Ω (valores das folhas de dados).

No Apêndice A é apresentado o memorial de cálculo utilizado para dimensionamento do retificador monofásico de onda completa, para o estágio CA-CC e a Tabela 10 apresenta o resumo dos valores obtidos no dimensionamento.

Tabela 10 - Resultados do Retificador.

Parâmetros	Valores
V_m	311,127 V
$V_{s_{med}}$	0
$V_{s_{rms}}$	220 V
$I_{in_{pico}}$	30,9 A

$I_{in_{rms}}$	21,85 A
$I_{in_{med}}$	0
$V_{o_{pico}}$	311,127 V
$V_{o_{rms}}$	220 V
$V_{o_{med}}$	198,07 V
$I_{o_{pico}}$	30,9 A
$I_{o_{rms}}$	21,85 A
$I_{o_{med}}$	19,67 A
$V_{D_{max}}$	311,127 V
$I_{D_{med}}$	9,837 A
$I_{D_{rms}}$	15,45 A
$I_{D_{pico}}$	30,9 A

Fonte: Autoria própria, 2022.

4.2. ESTÁGIO CC-CC

As especificações necessárias do projeto para o dimensionamento do circuito de potência do conversor *Boost* são apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 - Parâmetros do conversor *Boost*.

Parâmetros	Simbologia	Valor
Fonte de alimentação	V_{in}	311 V_{cc}
Frequência de chaveamento	f_{boost}	50 kHz
Potência de saída	P_{out}	3 701 W
Rendimento	η	95%

Fonte: Autoria própria, 2022.

Para o dimensionamento do indutor L_B e do capacitor do elo CC, C_B , foram utilizadas as equações de dimensionamento de um conversor do tipo *Boost* clássico para o modo de condução contínua.

Antes de tudo, deve-se calcular o ciclo de trabalho do conversor considerando as tensões de entrada e saída como as tensões no barramento de 311 V e no elo CC de 600 V, respectivamente, conforme visto na Equação 27, obtendo-se 48,1%.

Para o conversor *Boost*, a tensão de entrada é de 311 V. Já a tensão de saída, cujos valores de pico, médio e eficaz são equivalentes em decorrência da baixa ondulação, é de 600 V, enquanto a corrente na saída, calculada através da Equação 42, é de 6,168 A.

Para o indutor, a corrente média foi determinada a partir da Equação 31, e o valor obtido foi de 11,895 A. O valor da variação da corrente no indutor, e suas correntes máxima e mínima, foram calculadas por meio das Equações 32, 33 e 34 obtendo os valores de 19,033 A, 21,412 A e 2,379 A, respectivamente.

Como pode-se verificar, a corrente mínima do indutor não chega a zero, indicando a operação no modo de condução contínua. Já sua corrente eficaz é de 13,103 A, determinada através da Equação 37.

Para a chave, as tensões média, de pico e eficaz foram calculadas a partir das Equações 45, 46 e 47, obtendo os valores de 311,127 V, 600 V e 424,264 V, respectivamente. Além disso, para determinar as correntes foram utilizadas as Equações 48, 49 e 50. Assim, a corrente média é 5,727 A, a de pico 21,412 A e a eficaz é 9,092 A.

Já para o diodo, foram utilizadas as Equações 52, 53 e 54 para determinar as correntes de média, pico, média e eficaz, obtendo valores de 21,417 A, 9,255 A e 11,559 A. A tensão de pico reversa no diodo é de - 600V.

Assim, a partir do conceito de potência, a resistência de carga necessária para dissipar o valor pré-definido pode ser determinada pela Equação 43, $R_o = 97 \Omega$.

Dessa forma, para que o conversor opere no modo de condução contínua, o valor da indutância foi determinado por meio das Equações 35 e 36, sendo de aproximadamente 157,4 μH .

Substituindo a Equação 55, os parâmetros especificados, o valor do capacitor do filtro capacitivo, considerando uma ondulação de 1%, obtém-se $C_o \geq 9,899 \mu F$. No entanto, o valor prático adotado para o capacitor de filtro é de 4700 μF .

Para o capacitor C_o foi escolhido um capacitor do modelo ALS70A472QP630 da KEMET, com 4700 μF /630 V resistência série equivalente igual a 36 m Ω (valores das folhas de dados).

No Apêndice B é apresentado o memorial de cálculo utilizado para dimensionamento do conversor *Boost* para o estágio CC-CC, e o projeto físico do indutor L_b e a Tabela 12 apresenta o resumo dos valores obtidos no dimensionamento

Tabela 12 - Resultados do *Boost*.

Parâmetros	Dimensionado
------------	--------------

V_{in}	311 V
$I_{in_{med}}$	11,985 A
$V_{o_{med}}$	600 V
$V_{o_{pico}}$	600 V
$V_{o_{rms}}$	600 V
I_o	6,168 A
$I_{L_{rms}}$	13,103 A
$I_{L_{med}}$	11,895 A
ΔI_L	19,033 A
$I_{L_{max}}$	21,412 A
$I_{L_{min}}$	2,379 A
V_L	0 V
$V_{s_{med}}$	311,127 V
$V_{s_{pico}}$	600 V
$V_{s_{rms}}$	424,264 V
$I_{s_{med}}$	5,727 A
$I_{s_{pico}}$	21,417 A
$I_{s_{rms}}$	9,092 A
$V_{D_{max}}$	600 V
$I_{D_{med}}$	6,168 A
$I_{D_{pico}}$	21,412 A
$I_{D_{rms}}$	9,435 A

Fonte: Autoria própria, 2022.

4.3. ESTÁGIO CC-CA

O inversor de frequência proposto é alimentado por um sistema monofásico com nível de tensão eficaz de 220 V, aplicado à entrada do retificador, e possui uma frequência fundamental de 60 Hz. Conectado após o filtro capacitivo do retificador encontra-se o conversor *Boost*, cuja potência de saída é projetada para dissipar 12000 BTUs, com um rendimento de 95%. Além disso, o chaveamento do *Boost* ocorre a uma frequência de 50 kHz.

As especificações necessárias do projeto para o dimensionamento do circuito de potência do inversor de frequência trifásico são apresentadas na Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros do inversor de frequência.

Parâmetros	Simbologia	Valor
Fonte de alimentação	V_i	600 V_{cc}
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Potência de saída	P_{out}	12 000 BTUs

Rendimento	η	95%
Fator de potência	F_p	0,92

Fonte: Autoria própria, 2022.

A tensão de fase eficaz na saída do inversor é 220 V, e o valor de pico de fase é de 311,127 V. Já o valor de linha eficaz é de 381,051 V, e o valor da tensão de pico de linha é de 538,888 V. Além disso, a resistência de carga do inversor trifásico foi calculada por meio da Equação 54, considerando um fator de potência de 0,92, obtendo assim um valor de 12,661 Ω .

As correntes de pico e eficaz de fase na saída do inversor são de 24,567 A e 17,372 A, respectivamente, e a corrente média na entrada foi calculada através da Equação 65, obtendo um valor de 23,69 A.

Nas chaves, a tensão de pico é de 600 V, e as correntes média, de pico e eficaz são de 7,898 A, 19,342 A e 13,68 A, respectivamente.

No indutor do filtro, a corrente eficaz é de 15,23 A, e a corrente de pico é de 21,54 A. Além disso, os valores da capacitância e a indutância do filtro foram determinados através das Equações 70 e 71. Foi utilizada uma constante de amortecimento de 0,71 e uma frequência de ressonância de 600 Hz. Dessa forma, a capacitância obtida foi de 14,75 μF e indutância foi de 4,77 mH.

Para o capacitor C_f foi escolhido três capacitores, um para cada fio do modelo ALF70G471E5630 da KEMET, com 470 μF /630 V resistência série equivalente igual a 286 m Ω (valores das folhas de dados).

No Apêndice C é apresentado o memorial de cálculo utilizado para dimensionamento do inversor de frequência trifásico para o estágio CC-CA, e o projeto físico do indutor L_f e a Tabela 14 apresenta o resumo os valores obtidos no dimensionamento

Tabela 14 - Resultados do Inversor Trifásico.

Parâmetros	Dimensionado
V_i	600 V
I_{med}	23,688 A
VoF_{rms}	220 V
VoF_{pico}	311,127 V
VoL_{rms}	381,051 V
VoL_{pico}	538,888 V
IoF_{rms}	17,372 A
IoF_{pico}	24,567 A

$I_{OL_{rms}}$	30,088 A
$I_{OL_{pico}}$	42,551 A
$V_{S_{max}}$	600 V
$I_{L_{pico}}$	21,535 A
$I_{L_{rms}}$	12,228 A

Fonte: Autoria própria, 2022

4.4. DETERMINAÇÃO DOS SEMICONDUTORES

Nesta seção será realizado o dimensionamento para os semicondutores utilizados no projeto, para realizar o acionamento do ar-condicionado *inverter*.

4.4.1. Dimensionamento dos diodos de potência

Para determinação do modelo de diodo a ser utilizado, deve se atentar para a queda de tensão repetitiva reversa máxima, V_{RRM} , a corrente máxima repetitiva, I_{FRM} , e o tempo de comutação. A partir das mensurações teóricas identificadas anteriormente no sistema de potência, decidiu-se implementar o modelo de diodo SDUR3040W para o retificador e o modelo STPSC10H065 para o conversor *Boost*.

Os valores de perdas nos diodos podem ser determinados a partir da corrente média e da tensão direta dos diodos. O modelo SDUR3040W possui uma tensão direta de 1.1 V e suporta uma tensão reversa de até 400 V. Já o modelo STPSC10H065, possui uma tensão direta de 1.1 V e suporta uma tensão reversa de até 650 V.

Com isso, para estimar as perdas no retificador, tendo em vista que somente dois diodos estarão conduzindo em determinado instante, então a potência total dissipada P_D pelos componentes de chaveamento é dada por:

$$P_D \approx 2 \cdot V_{TO} \cdot I_D = 2 \cdot 1,1 \text{ V} \cdot 9,837 \text{ A} = 21,64 \text{ W}$$

Enquanto que para o conversor, a perda no diodo é determinada por:

$$P_D \approx V_{TO} \cdot I_D = 1,1 \text{ V} \cdot 6,17 \text{ A} = 6,787 \text{ W}$$

4.4.2. Dimensionamento dos MOSFETs

Para determinar o modelo de MOSFET adequado para a aplicação, deve se observar alguns parâmetros importantes, como por exemplo a corrente máxima que deve ser suportada pela chave, $I_{S_{pico}} = I_{DM}$, a tensão máxima que deve ser suportada pelo componente, $V_{S_{pico}} = V_{DSS}$ e a corrente eficaz na chave, $I_{S_{rms}} = I_{Dreno}$.

A partir dessas considerações, decidiu-se implementar o modelo de MOSFET SCT3120AL para o conversor *Boost* e para o inversor trifásico, que atende a todas as especificações necessárias, e os parâmetros são descritos abaixo:

$$\begin{aligned} I_{DM} &= 52 \text{ A} \\ I_{Dreno} &= 21 \text{ A} \\ V_{DSS} &= 650 \text{ V} \\ R_{Don} &= 0,12 \Omega \end{aligned}$$

Para que os valores das perdas fossem mais próximos dos valores reais, os valores de tensões e correntes utilizados foram os obtidos através dos cálculos.

As perdas nos MOSFETs ocorrem tanto durante seu período de condução, quanto no período de comutação. As perdas de condução podem ser calculadas através da Equação 100, na qual o valor da resistência interna do componente R_{Don} é obtido em seu datasheet.

$$P_{condução} = I_{Dreno}^2 \cdot R_{Don} \cdot D \quad (100)$$

Dessa forma, as perdas por condução no conversor *Boost* são de 0,525 W, e no inversor são de 0,717 W.

As perdas de comutação dos MOSFETs ocorrem nos momentos em que o componente liga e desliga. Considerando que nesses dois instantes as perdas são iguais, elas podem ser determinadas através da Equação 101, que relaciona a tensão máxima na chave V_{DSS} , o tempo de subida t_r , o tempo de descida t_f e a corrente de dreno I_{Dreno} .

$$P_{comutação} = 2 \cdot I_{Dreno} \cdot V_{DSS} \cdot f_{chaveamento} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} \quad (101)$$

Por tanto, de acordo com o datasheet, o tempo de subida é de 21 ns e o tempo de descida é de 14 ns. Dessa forma, as perdas por comutação no conversor *Boost* são de 9,546 W, e para o inversor são de 5,159 W.

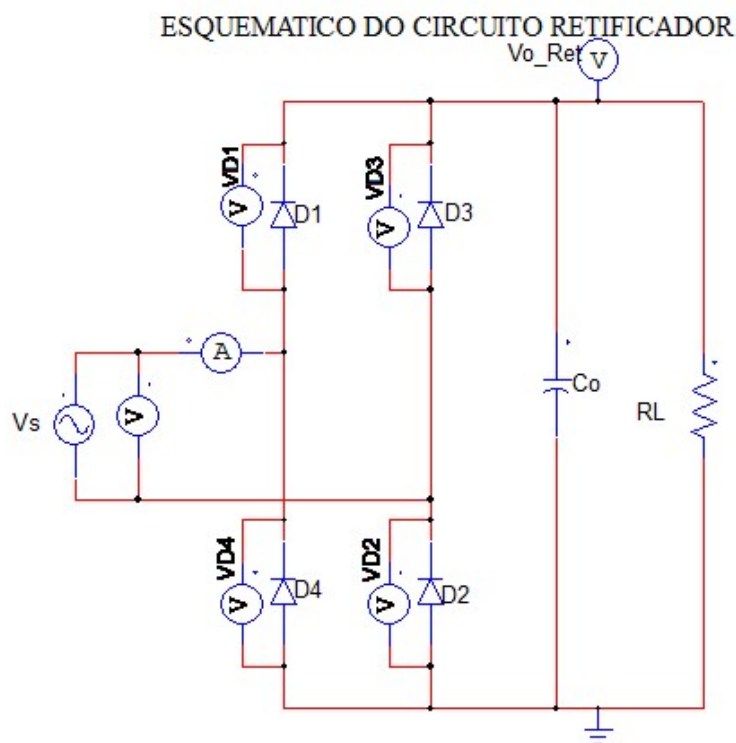
5. ANÁLISE DOS RESULTADOS E SIMULAÇÃO

As simulações cujos resultados serão apresentados neste capítulo foram realizadas através do *software* PSIM. O PSIM (sigla que em inglês significa *Power Electronics Simulation*) é um software utilizado para simulação de dispositivos de eletrônica de potência e de sistemas de conversão de energia. Com rápidos algoritmos de simulação e interface amigável, o PSIM permite rápido desenvolvimento e teste de circuitos. Este *software* possui dispositivos semicondutores, resistores, indutores, capacitores, transformadores, máquinas elétricas, elementos de controle, entre outros elementos passivos e ativos.

5.1. ESTÁGIO CA-CC

Na Figura 28, apresenta-se o circuito esquemático desenhado no PSIM para o estágio do conversor retificador. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico os diodos.

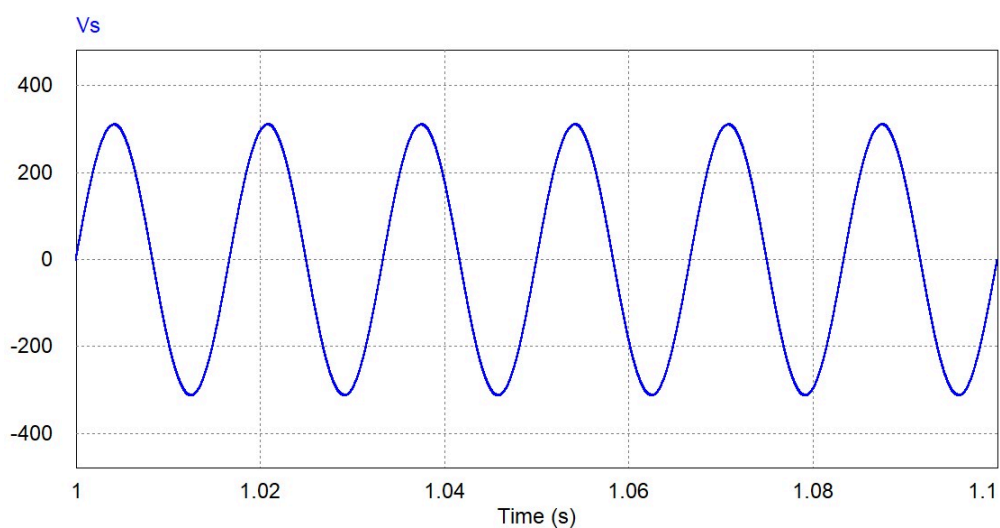
Figura 28 - Esquemático do circuito de potência do conversor retificador.



Fonte: Autoria própria, 2022.

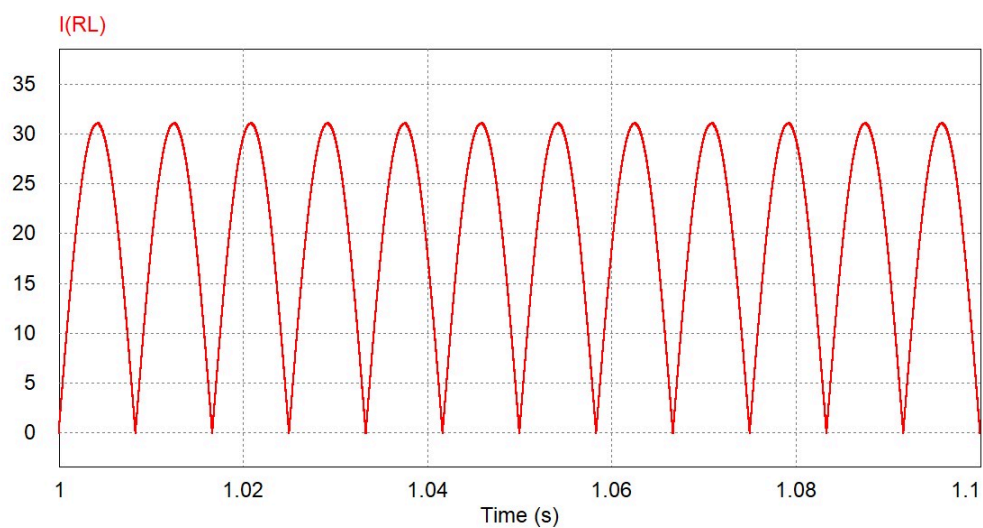
Nas Figuras 29 e 30 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador. A tensão apresenta um valor eficaz de 220 V e um valor de pico de 311,127 V. Já a corrente, apresenta valores de pico, médio e rms de 31,11 A, 0 A e 21,99 A, respectivamente.

Figura 29 - Forma de onda da tensão de entrada do retificador.



Fonte: Autoria própria, 2022.

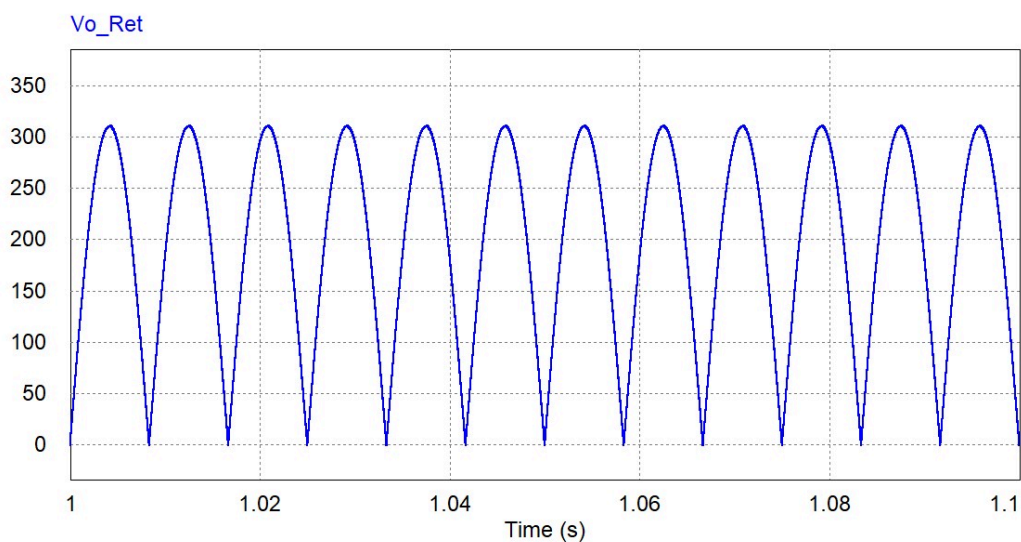
Figura 30 - Forma de onda da corrente de entrada do retificador sem o filtro.



Fonte: Autoria própria, 2022.

A Figura 31 ilustra a tensão de saída do retificador sem o filtro capacitivo, de forma que os valores de pico, médio e eficaz são 311 V, 1978 V e 220 V, respectivamente. Dessa forma, pode-se constatar que a ausência do filtro capacitivo na saída implica em uma grande ondulação.

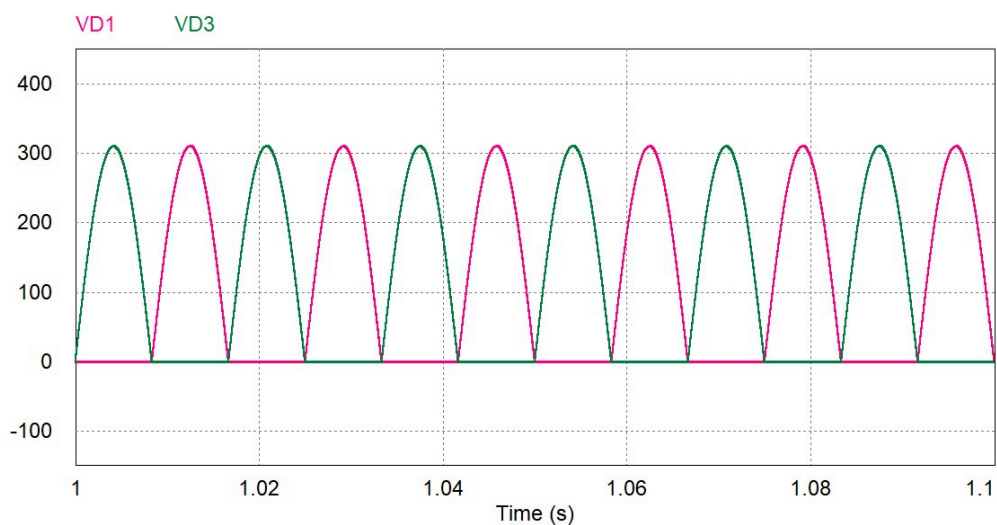
Figura 31 - Forma de onda na tensão de saída do retificador sem filtro.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Na Figura 32 são observadas as tensões nos diodos que compõem a ponte. No gráfico, pode-se observar as tensões nos diodos 1 e 3, representados pelas cores rosa e verde, respectivamente. As formas de onda para os diodos 2 e 4 são análogas. Pode-se verificar que a tensão de pico nos diodos é equivalente ao pico de tensão da entrada CA, conforme esperado. Além disso, a tensão é de 0 V quando eles encontram-se conduzindo. A condução dos diodos 1 e 2 ocorre no semiciclo positivo da fonte de entrada, enquanto para os diodos 3 e 4 ocorre no semiciclo negativo.

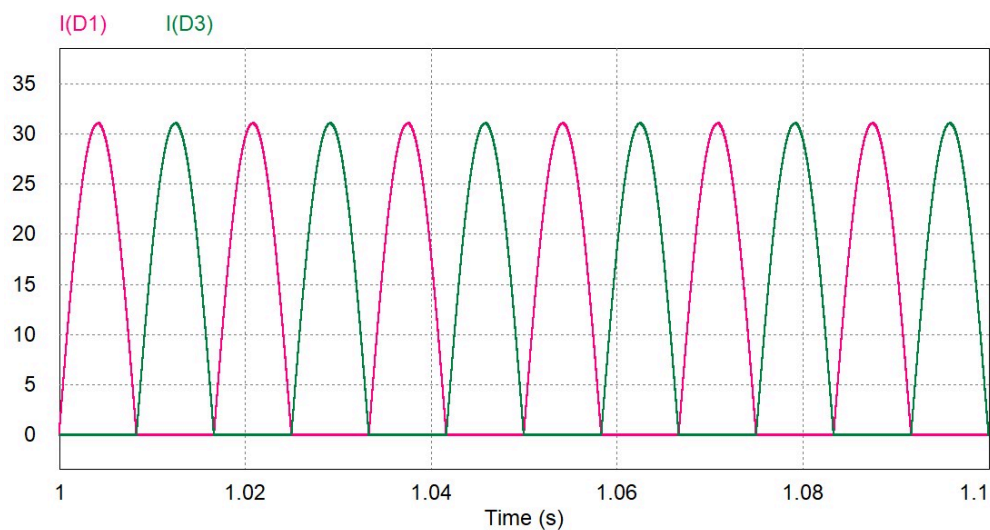
Figura 32 - Formas de onda das tensões nos diodos do retificador sem filtro.



Fonte: Autoria própria, 2022.

As formas de onda das correntes nos diodos do retificador são ilustradas na Figura 33. Pode-se verificar que quando os diodos estão reversamente polarizados, a corrente é de 0 A. Quando estão em condução, as correntes média, de pico e eficaz são de 9,84 A, 30,9 A e 15,45 A, respectivamente.

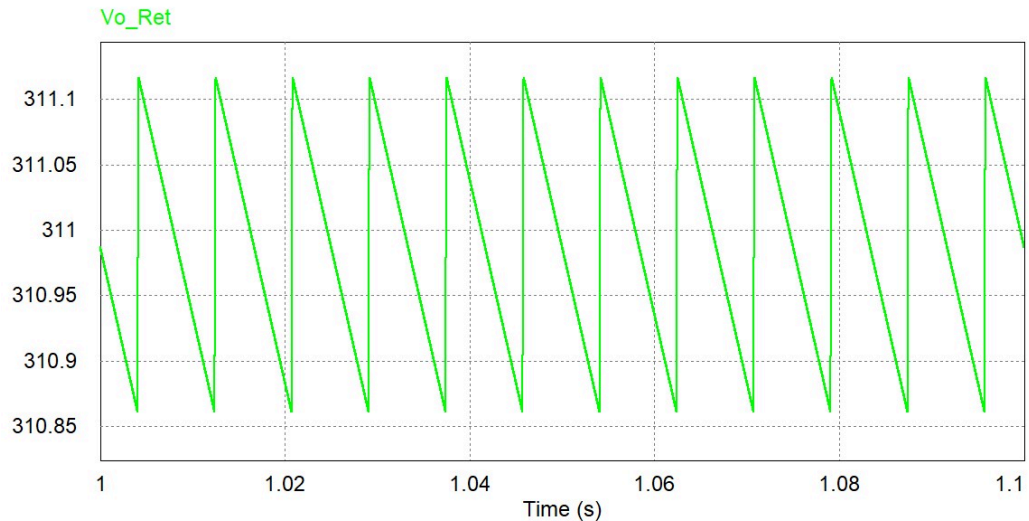
Figura 33 - Formas de onda das correntes nos diodos do retificador sem filtro.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Por meio da Figura 34, pode-se observar a forma de onda da tensão na saída do retificador. A tensão apresenta uma ondulação mínima em decorrência do filtro capacitivo inserido na saída do retificador, de forma que o valor médio da tensão é de 311 V.

Figura 34 - Forma de onda na tensão de saída filtrada do retificador.

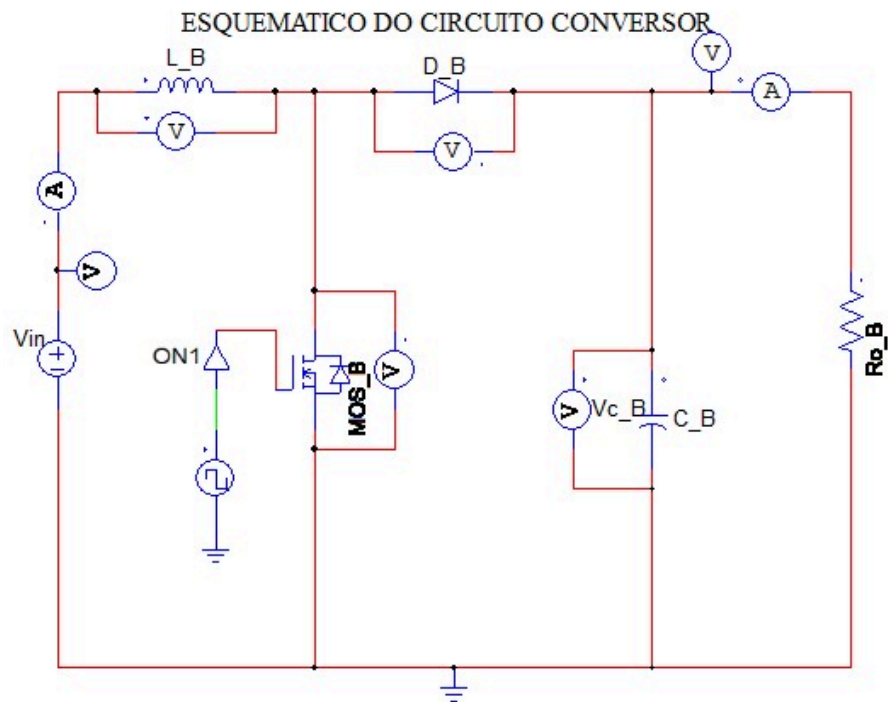


Fonte: Autoria própria, 2022.

5.2. ESTÁGIO CC-CC

Na Figura 35, apresenta-se o circuito esquemático desenhado no PSIM para o estágio do conversor *Boost*. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. Vale ressaltar que nesse projeto não foi implementado o *Drive* de controle. O elemento ON1 é utilizado pelo PSIM para comandar interruptores, equivalente a um *Driver* de acionamento do interruptor MOS_B .

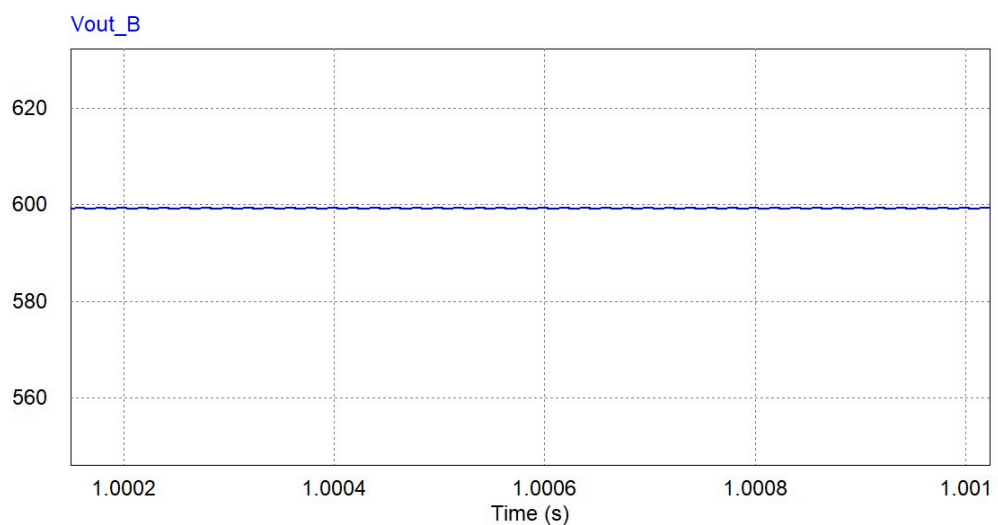
Figura 35 - Esquemático do circuito de potência do conversor *Boost*.



Fonte: Autoria própria, 2022.

O circuito de potência é alimentado por uma fonte CC de 311 V, que é o mesmo valor da tensão na saída do retificador. Desse modo, a Figura 36 apresenta a forma de onda da tensão de saída do conversor *Boost*, na qual pode ser observado um valor praticamente contínuo, com um valor médio de 600 V, como o esperado.

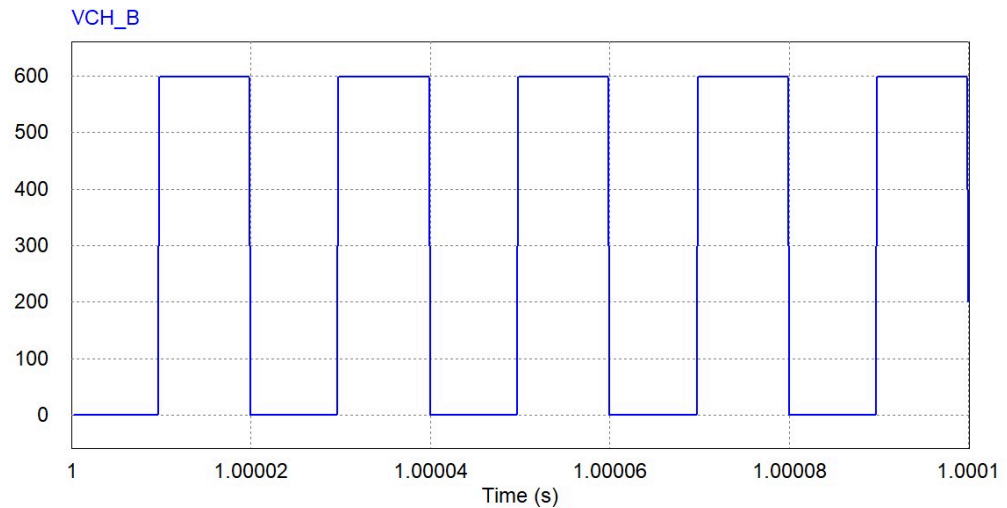
Figura 36 - Forma de onda da tensão de saída do conversor *Boost*.



Fonte: Autoria própria, 2022.

A forma de onda da tensão na chave do conversor *Boost* é ilustrada pela Figura 37. Seu valor de pico é de 600 V, enquanto o valor médio é de 310 V.

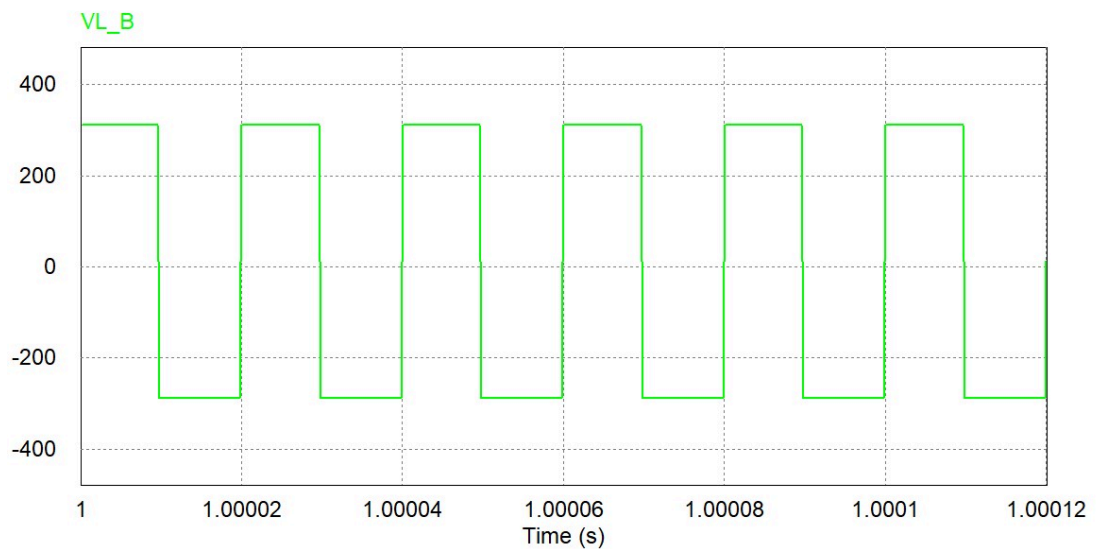
Figura 37 - Forma de onda da tensão na chave do conversor *Boost*.



Fonte: Autoria própria, 2022.

A Figura 38 apresenta a forma de onda da tensão no indutor do conversor *Boost*. Assim como esperado, a tensão média em regime permanente é de 0 V.

Figura 38 - Forma de onda da tensão no indutor do *Boost*.

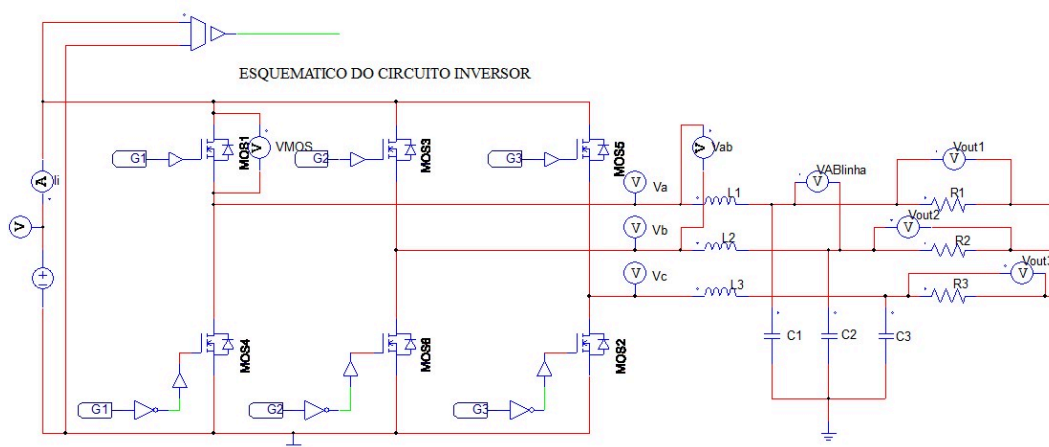


Fonte: Autoria própria, 2022.

5.3. ESTÁGIO CC-CA

Na Figura 39, apresenta-se o circuito esquemático desenhado no PSIM para o estágio de potência do inversor trifásico com três braços e três fios. Vale ressaltar que durante a análise, o inversor não será utilizado para injetar no motor, para verificar o funcionamento do sistema dos conversores CA-CC, CC-CC e CC-CA, será realizada uma simulação de injeção na rede, para verificar a eficácia do inversor. No entanto, caso seja implementado para acionar o motor, é importante ressaltar, que não será necessário utilizar filtro LC no acionamento de motores pois a indutância dos enrolamentos já filtra.

Figura 39 - Esquemático do circuito de potência do inversor trifásico.



Fonte: Autoria própria, 2022.

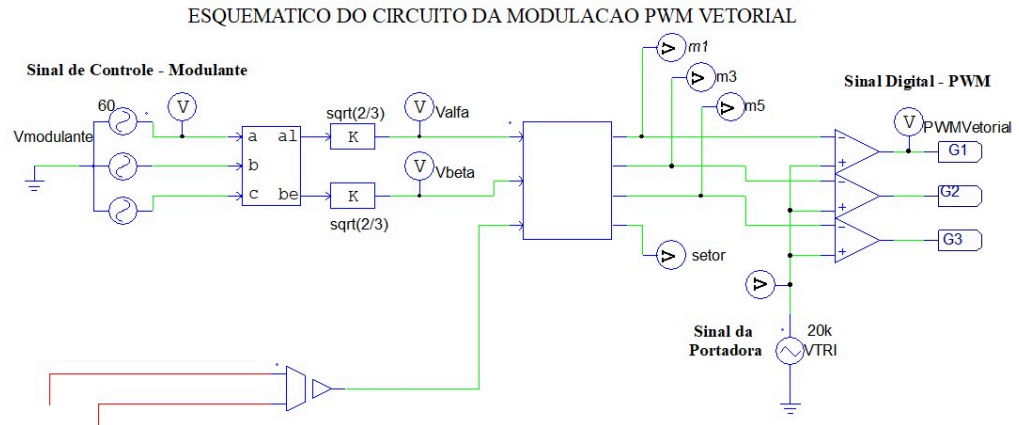
Na Figura 40, há o esquema do sistema de controle em malha aberta implementado no PSIM. Entre os elementos de controle, há um bloco de programação em C. Nesse bloco, pode-se gerar um algoritmo em linguagem C que é executado a cada passo de tempo da simulação. Esse bloco é muito utilizado visto que esse código pode ser reutilizado em processadores de sinais digitais ou DSPs (*Digital Signal Processors*) para prototipagem em laboratório.

Será considerado agora o valor do índice de modulação de amplitude necessário para gerar uma tensão de $220 V_{rms}$ na saída do inversor trifásico. Desse modo, a entrada de referência utilizada, foi a de uma fonte senoidal trifásica e equilibrada, de frequência 60Hz com valor de amplitude da tensão de linha igual a $380 V_{rms}$.

As tensões de referência passam pelos blocos de programação em C para realizar a Transformação $\alpha\beta$, a identificação do setor em que o vetor de referência está inserido e o

cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes e dos braços do inversor. As razões cíclicas são comparadas com a onda portadora para gerar o PWM de controle dos MOSFETs presentes no estágio de potência do inversor.

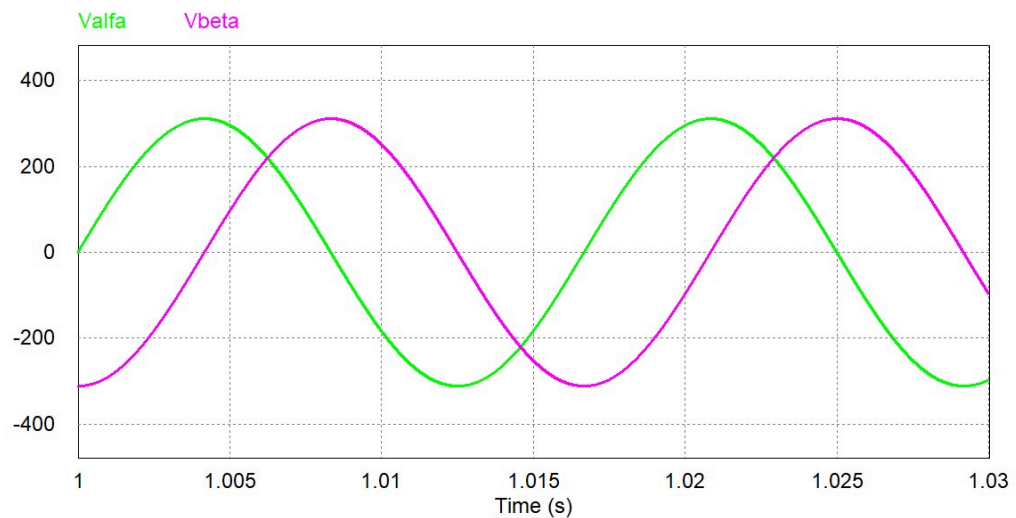
Figura 40 - Esquema de controle da modulação vetorial do inversor trifásico.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Na Figura 41, apresentam-se as formas de onda das tensões no plano $\alpha\beta$ após a transformação $\alpha\beta$.

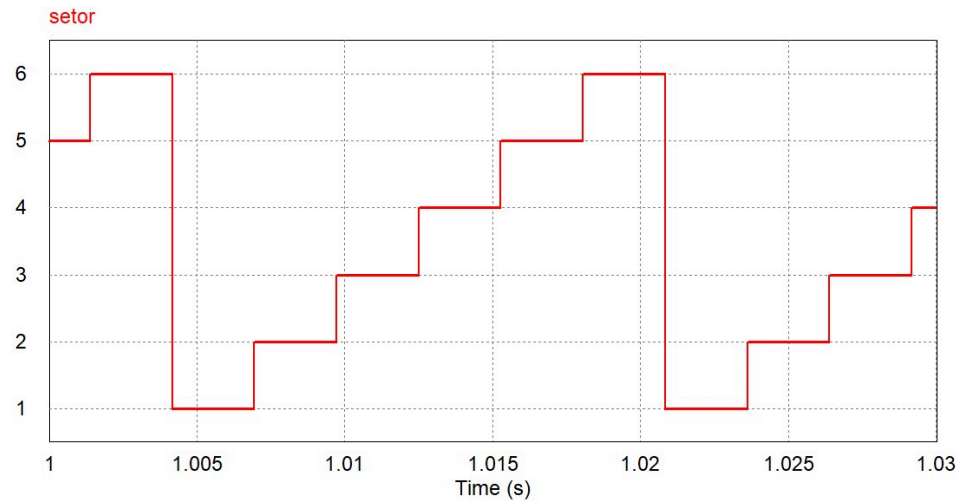
Figura 41 - Tensões de referência $\alpha\beta$.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Na Figura 42, apresenta o setor equivalente em que o vetor (v_α, v_β) está inserido. O Setor 1 inicia quando v_α tem valor máximo e v_β é igual a zero.

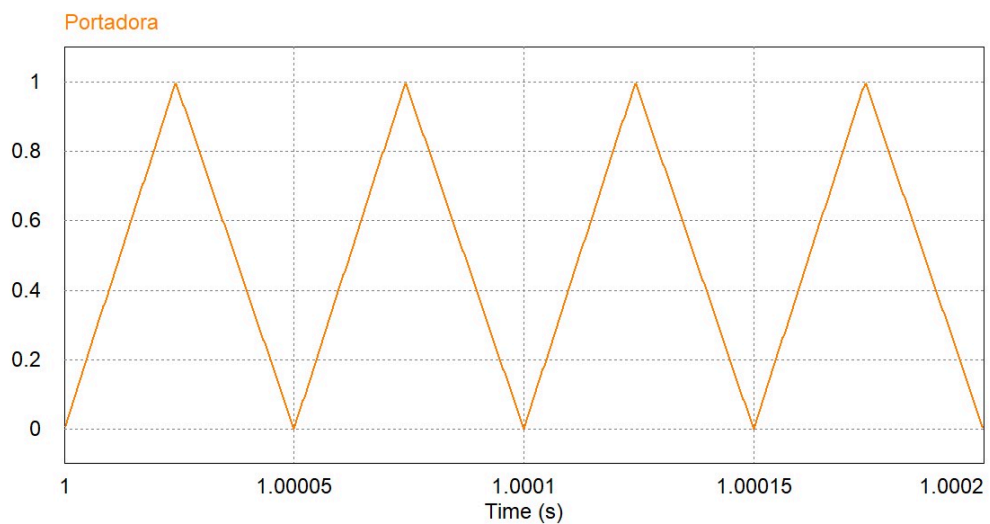
Figura 42- Setor equivalente do vetor de referência em função do tempo.



Fonte: Autoria própria, 2022.

A onda portadora triangular com frequência igual a 20 kHz é ilustrada na Figura 43. Ela assume valores entre 0 e 1 e é comparada com as razões cíclicas de cada braço do inversor para gerar o PWM de controle dos MOSFETs. Para que a modulação ocorra na região linear do PWM, as razões cíclicas também devem possuir valores entre 0 e 1.

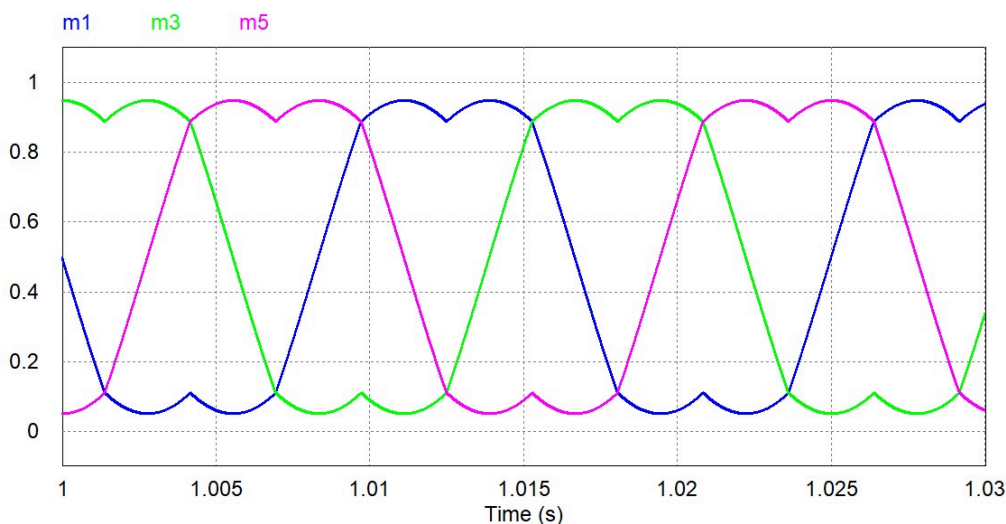
Figura 43 - Onda portadora triangular.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Após a identificação do setor em que o vetor de comando está inserido, calcula-se o intervalo de tempo de aplicação dos vetores adjacentes. Na Figura 44, apresenta as razões cíclicas dos três braços do inversor considerando um índice de modulação igual a 0,94. Elas estão defasadas de 120° e são compostas principalmente da frequência fundamental de 60 Hz, de uma componente CC e da terceira harmônica.

Figura 44 - Razão cíclica dos três braços do inversor.



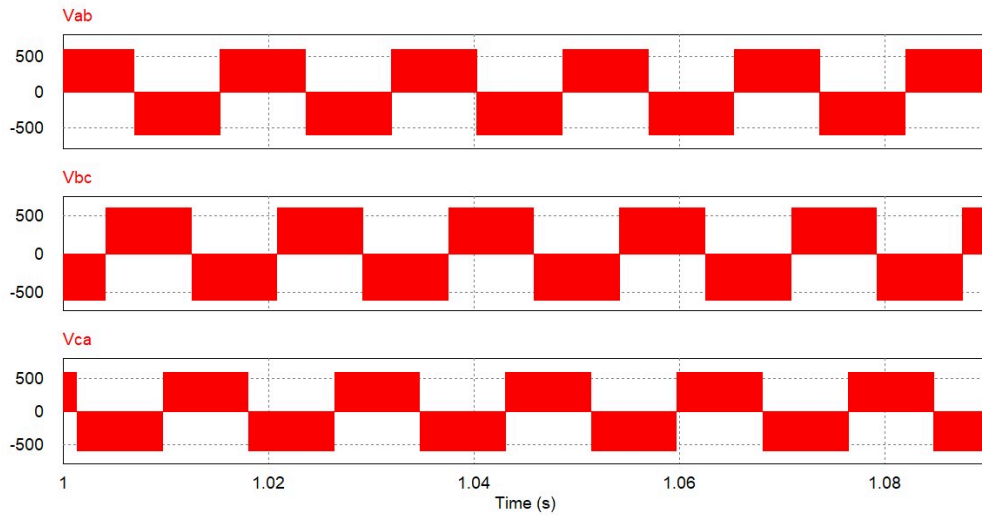
Fonte: Autoria própria, 2022.

Note que as razões cíclicas dos braços estão no limite de operação linear, ou seja, $V_{modulante} < V_{portadora}$, visto que suas amplitudes cobrem toda a amplitude da onda portadora. Assim, um índice de modulação maior provocaria a sobre modulação e a saída do inversor teria características não lineares. Fator esse que motivou a modulação do projeto ser do tipo PWM vetorial e não PWM senoidal.

Na Figura 45, podem ser visualizadas as formas de onda das tensões de linha na saída do inversor antes da passagem pelo filtro LC. Observa-se que, em cada semiciclo das ondas, as tensões de linha só assumem dois valores: 0 e 600 V (no semiciclo positivo) ou 0 e -600 V (no semiciclo negativo).

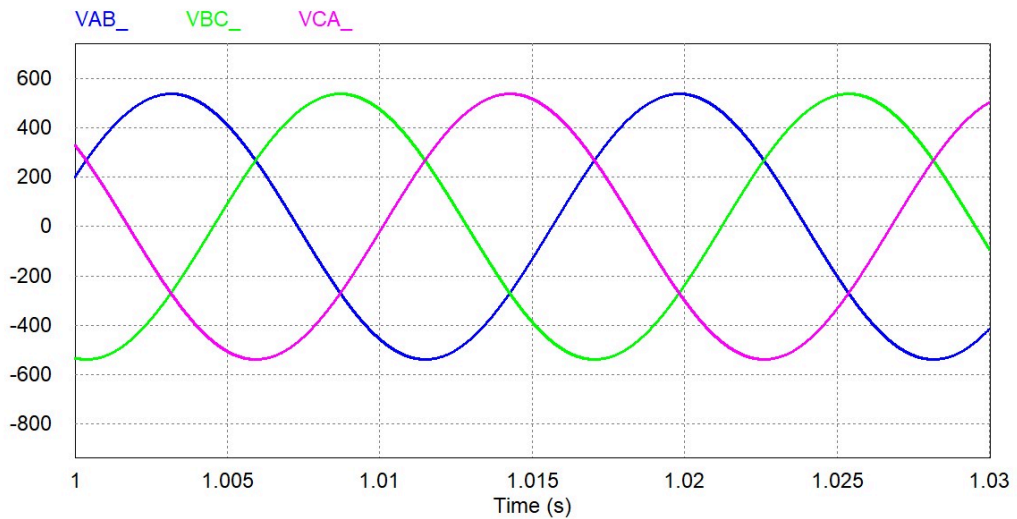
Já na Figura 46, é possível observar a tensão trifásica de saída do inversor após a passagem pelo filtro LC utilizando o índice de modulação igual a 0,94. Vale ressaltar que os dispositivos semicondutores foram modelados como ideais. Assim, não é considerada a queda de tensão nos MOSFETs. Como pode-se observa por meio das formas de onda, o valor eficaz foi de $380 V_{rms}$ e o de pico foi de 538 V.

Figura 45 - Formas de onda das tensões de linha na saída do inversor antes da passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

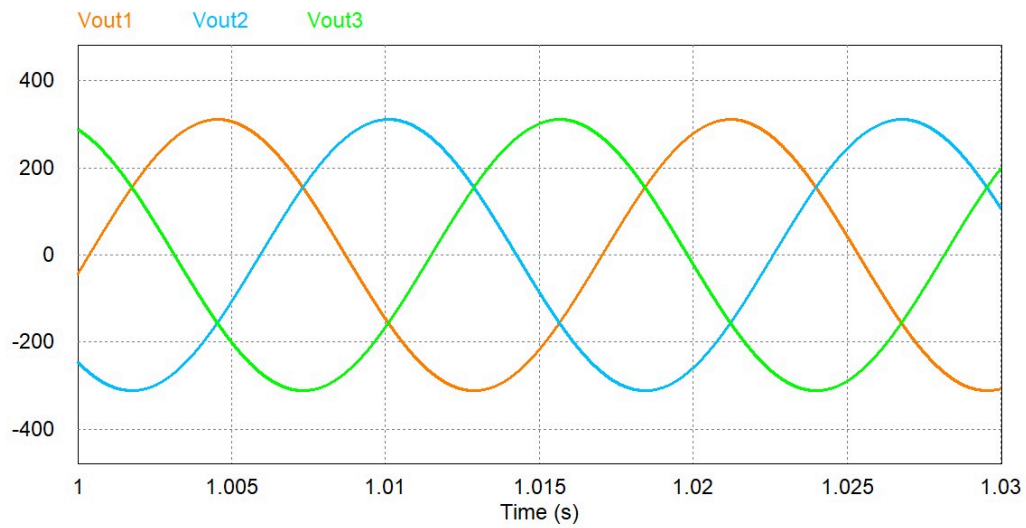
Figura 46 - Formas de onda das tensões de linha na saída do inversor após a passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Na Figura 47, é possível observar a tensão trifásica fase-neutro na saída do inversor após a passagem pelo filtro LC utilizando o índice de modulação igual a 0,94. O valor eficaz foi de 220 V, o valor de pico foi de 311 V.

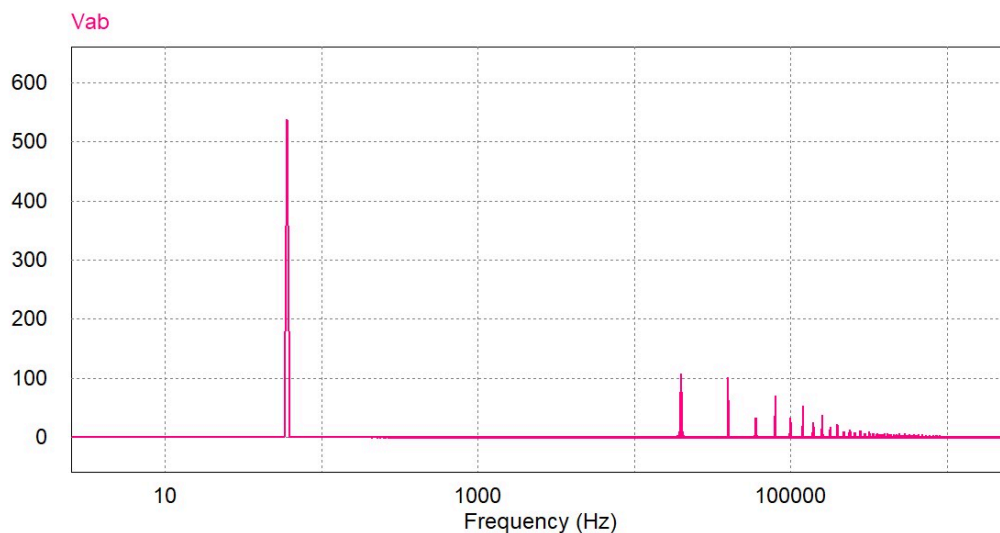
Figura 47 - Formas de onda das tensões de fase na saída do inversor após a passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

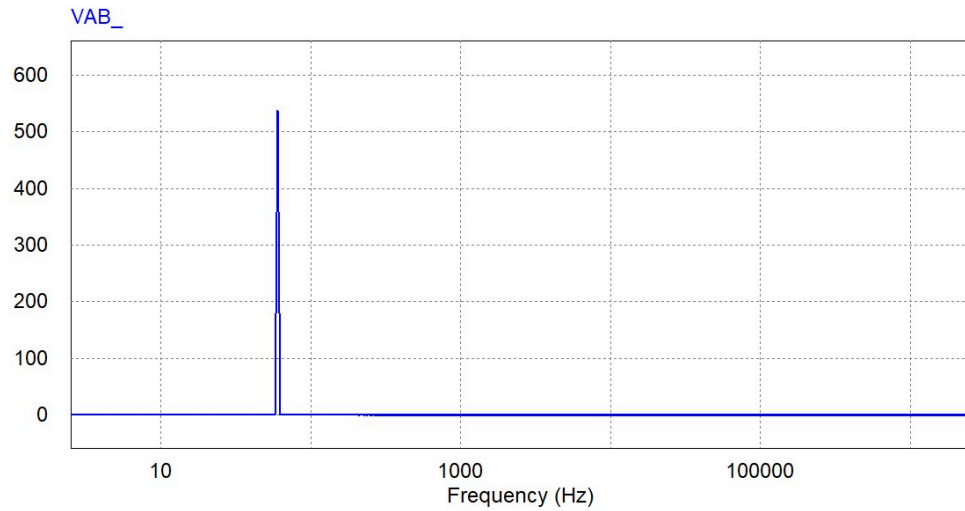
As Figura 48 e 49 apresentam a Transformada de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*) da tensão de linha V_{ab} na saída do inversor, antes e depois do filtro LC, respectivamente. Observa-se que imediatamente nos terminais do inversor (antes do filtro), há um pico de tensão na frequência de operação de 60 Hz, e há picos de tensão nos múltiplos da frequência de comutação e em suas adjacências (20 kHz, 40 kHz, 60 kHz, ...).

Figura 48 - Aplicação da FFT na tensão V_{ab} antes da passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

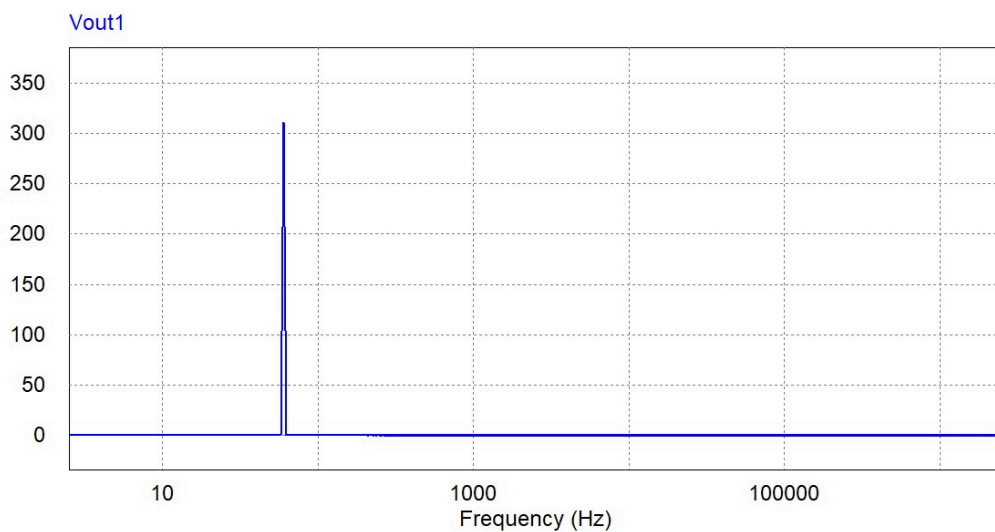
Figura 49 - Aplicação da FFT na tensão V_{ab} após a passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Na Figura 49, observamos que a tensão V_{ab} na carga já filtrada, é composta pela componente harmônica fundamental, ou seja, com um único pico na frequência de 60 Hz e tem valor de 538 V. A Figura 50 apresenta a FFT da tensão de fase V_a na saída do inversor trifásico após a passagem do filtro. Como pode-se observar, o único pico encontra-se na frequência de 60 Hz, que é a frequência fundamental e tem o valor de 311 V, como esperado. Dessa forma, é possível confirmar a eficácia do filtro LC projetado.

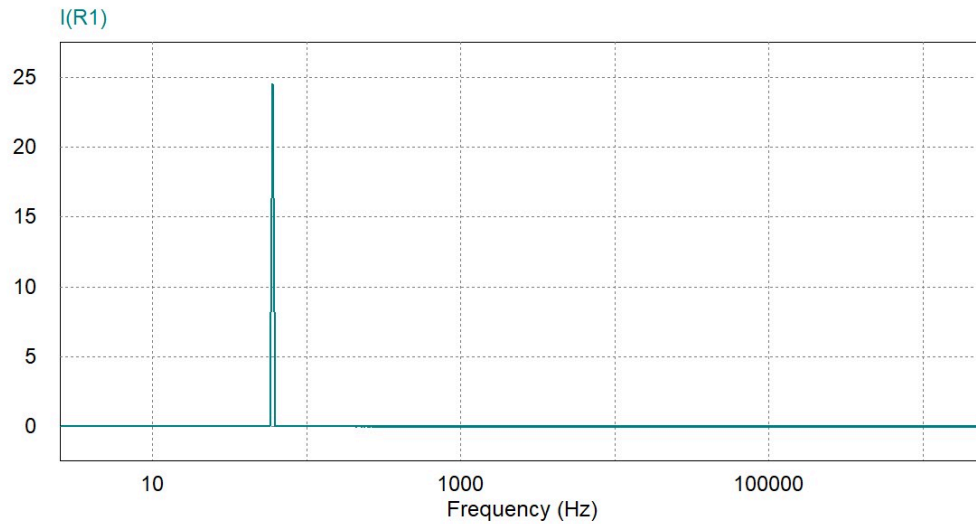
Figura 50 - Aplicação da FFT na tensão V_a após a passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

De maneira análoga por meio da Figura 51 é possível observar a FFT das correntes na saída do inversor. Assim com a FFT das tensões, é verificado um único pico, o qual está localizado na frequência fundamental de 60 Hz, e possui uma amplitude de 24,56 A.

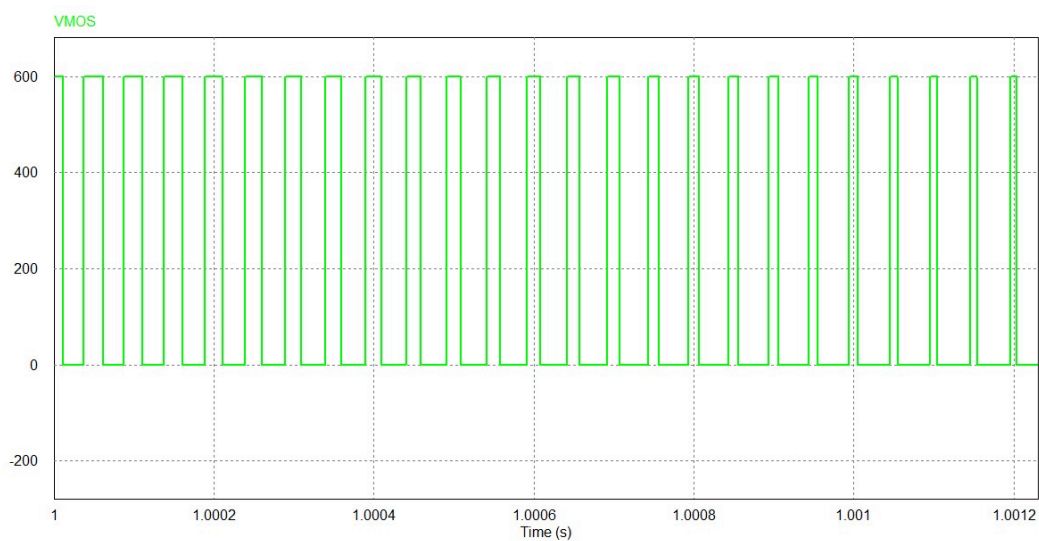
Figura 51 - Aplicação da FFT na corrente I_a após a passagem pelo filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

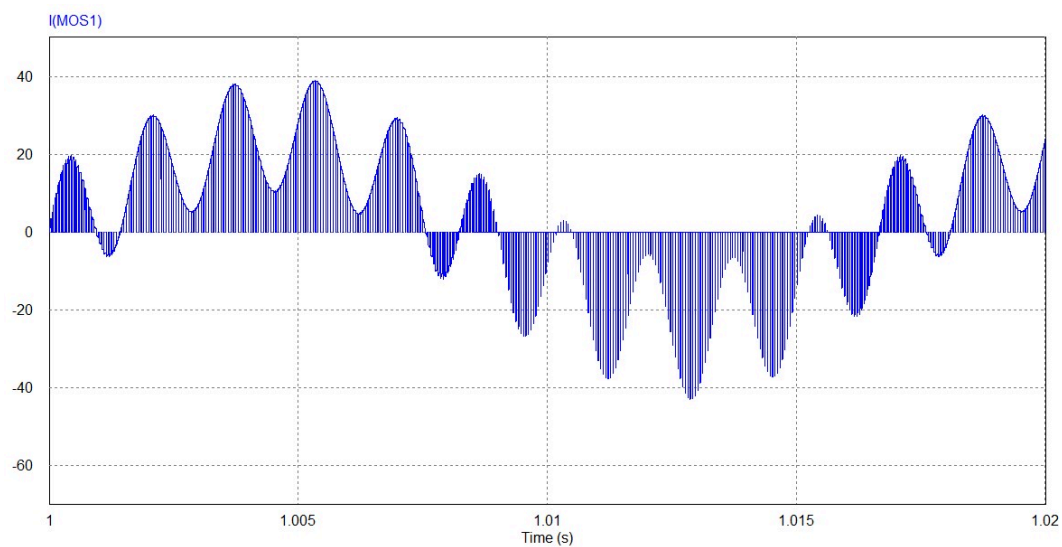
Através das Figura 52 e 53 é possível observar a tensão e a corrente na chave, respectivamente. Os valores de pico de tensão nas chaves é de 600 V e os valores eficaz e médio em todas as chaves foram de 14,81 A e 8,79 A.

Figura 52 - Forma de onda na tensão da chave.



Fonte: Autoria própria, 2022.

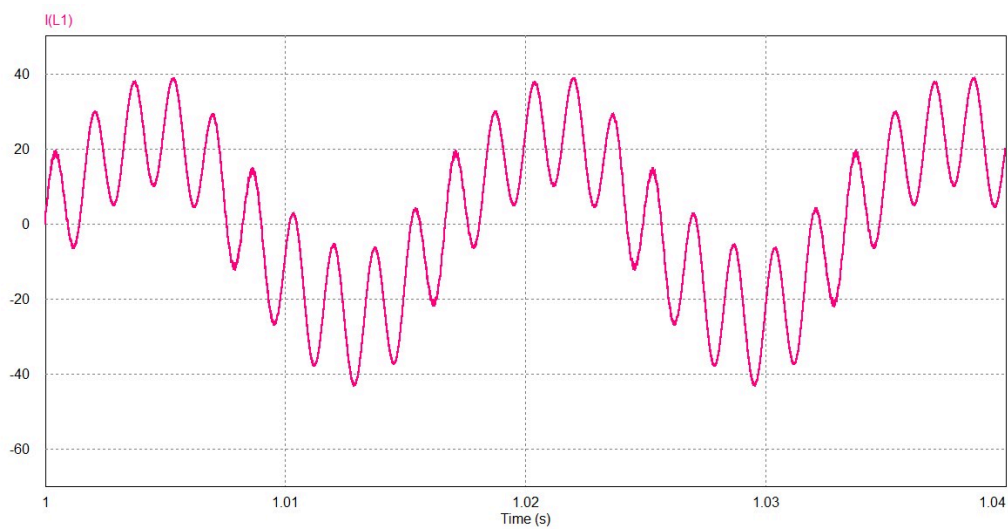
Figura 53 - Forma de onda da corrente na chave.



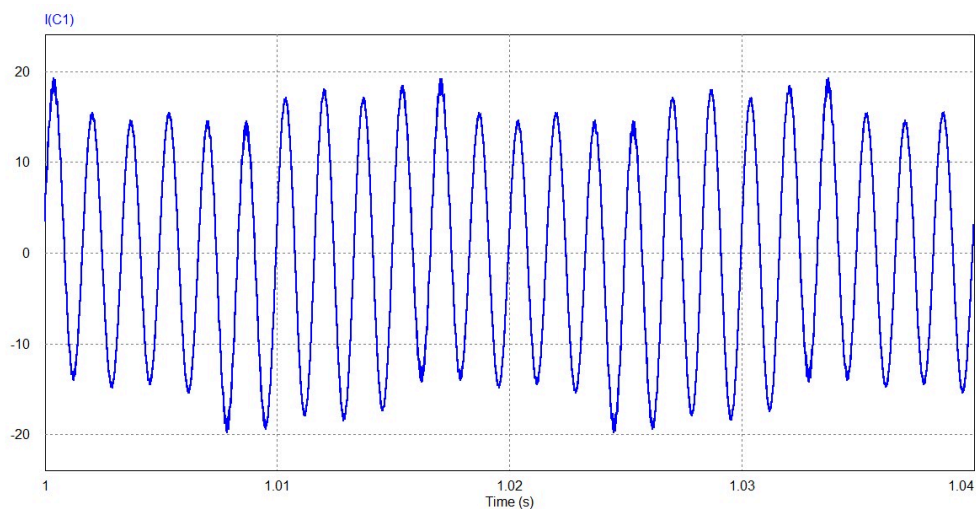
Fonte: Autoria própria, 2022.

Nas Figuras 54 e 55 são mostradas as correntes no indutor e capacitor do filtro LC do inversor.

Figura 54 - Forma de onda da corrente no indutor do filtro LC.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Figura 55 - Forma de onda da corrente no capacitor do filtro LC.

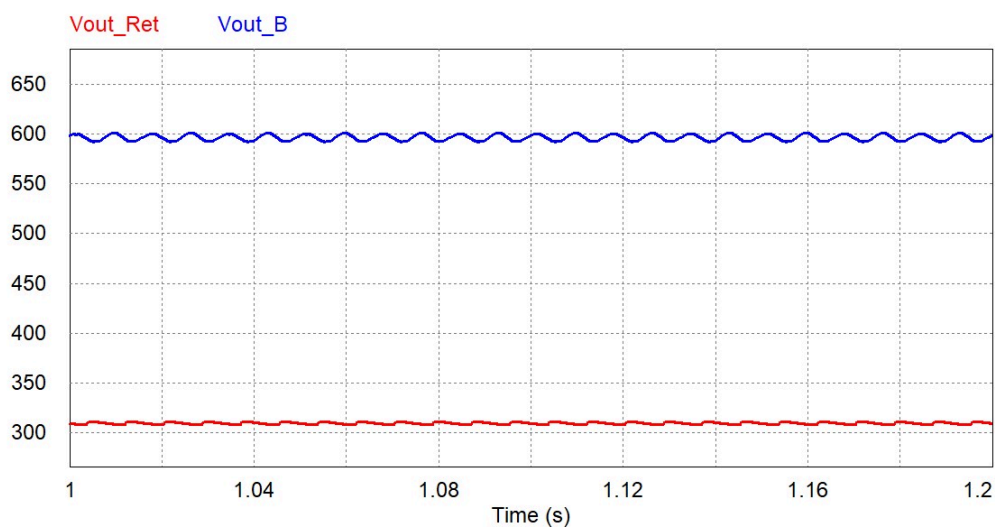
Fonte: Autoria própria, 2022.

5.4. CIRCUITO EM CASCATA PARA O ACIONAMENTO DO AR-CONDICIONADO *INVERTER*

Conforme foi apresentado nas seções anteriores, as topologias e os resultados com as formas de ondas dos conversores para os três estágios, validando seu funcionamento. Nesta seção será apresentado os resultados após a montagem em cascata dos conversores, como foi mostrada na Figura 15, no Capítulo 3.

A Figura 56 apresenta as formas de ondas, nas saídas dos conversores retificador e *Boost*, onde a tensão de saída do retificador de 311 V, alimenta o conversor elevador, e como o próprio nome sugere, elevando para uma tensão de 600 V, tensão essa que será utilizada na alimentação do inversor. A tensão na cor azul representa o conversor *Boost* e a tensão na cor vermelha representa o conversor retificador.

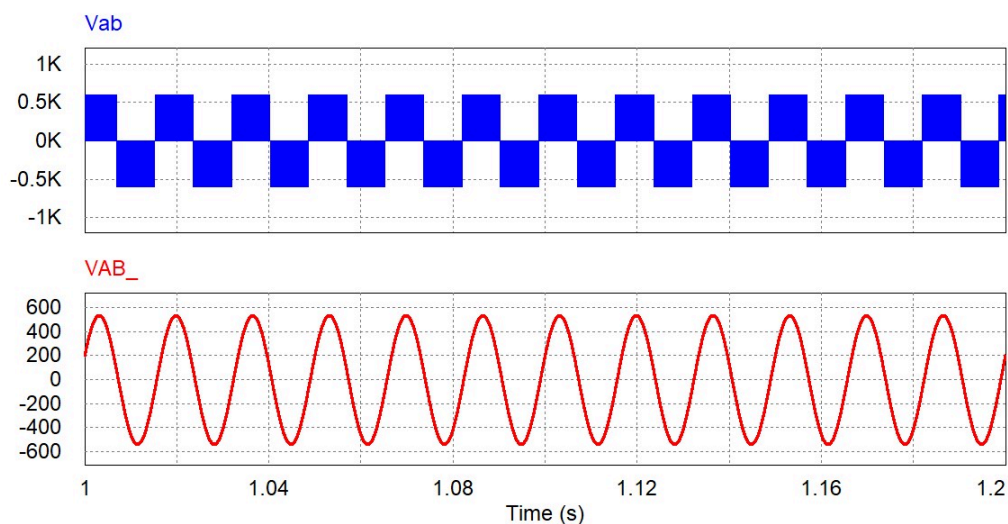
Figura 56 - Formas de ondas na saída dos conversores *Boost* e retificador, respectivamente.



Fonte: Autoria própria, 2022.

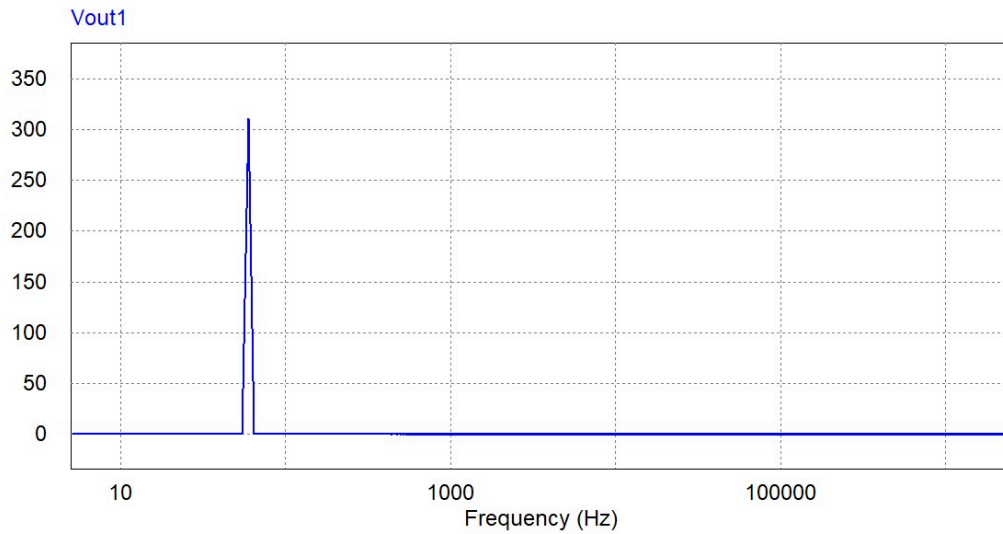
Com a tensão de 600V alimentado o inversor, obtém-se as tensões de saída do inversor como mostrada a Figura 57, onde a tensão na cor azul representa a tensão de linha, antes do filtro LC com valor de 600 V e a tensão na cor vermelha representa a tensão de linha, após o filtro LC, com valor de 380 V_{rms} .

Figura 57 - Forma de ondas das tensões de linhas antes e após o filtro LC, respectivamente.



Fonte: Autoria própria, 2022.

De maneira análoga, a Figura 58 apresenta a FFT da tensão de fase na saída do inversor, como esperado apresentou um valor de pico de 311 V, na frequência de 60 Hz.

Figura 58 - Forma de onda da FFT tensão de fase para o circuito em cascata.

Fonte: Autoria própria, 2022.

Dessa forma, é possível verificar que o circuito continua funcionando e por fim, pode-se observar e validar a eficácia do filtro projetado.

5.5. ANÁLISE COMPARATIVA

A seguir por meio das Tabelas 15, 16, e 17 é possível observar uma análise comparativa entre os valores projetados os valores encontrados por meio da simulação. Dessa forma, é possível constatar que os conversores (retificador, *Boost* e inversor) operaram da maneira esperada, tendo em vista que os valores obtidos são bastante próximos.

Tabela 15 - Tabela comparativa do Retificador.

Parâmetros	Dimensionado	simulado	Erro (%)
Tensão de Entrada			
V_m	311,127 V	311,127 V	0
VS_{med}	0	0	0
VS_{rms}	220 V	220 V	0
Corrente de Entrada			
Iin_{pico}	30,9 A	31,11 A	0,67
Iin_{rms}	21,85 A	21,99 A	0,63
Iin_{med}	0	0	0
Tensão de Saída			
Vo_{pico}	311,127 V	311,126 V	0,0003
Vo_{rms}	220 V	219,99 V	0,004
Vo_{med}	198,07 V	198,06 V	0,005

Corrente de saída			
$I_{o_{pico}}$	30,9 A	31,112 A	0,68
$I_{o_{rms}}$	21,85 A	21,99 A	0,63
$I_{o_{med}}$	19,67 A	19,8 A	0,65
Diodo			
VD_{max}	311,127 V	311,127 V	0
ID_{med}	9,837 A	9,9 A	0,63
ID_{rms}	15,45 A	15,56 A	0,70
ID_{pico}	30,9 A	31,12 A	0,70

Fonte: Autoria própria, 2022.

Tabela 16 - Tabela comparativa do Boost.

Parâmetros	Dimensionado	Simulado	Erro (%)
Tensão e Corrente na Entrada			
V_{in}	311 V	311 V	0
$I_{in_{med}}$	11,985 A	11,87 A	0,96
Tensão e Corrente na Saída			
Vo_{med}	600 V	599 V	0,16
Vo_{pico}	600 V	599 V	0,16
Vo_{rms}	600 V	599 V	0,16
I_o	6,168 A	6,16 A	0,12
Corrente e Tensão no Indutor			
IL_{rms}	13,103 A	13,091 A	0,09
IL_{med}	11,895 A	11,877 A	0,15
ΔIL	19,033 A	19,024 A	0,04
IL_{max}	21,412 A	21,369 A	0,20
IL_{min}	2,379 A	2,345 A	1,44
V_L	0 V	0 V	0
Tensão e Corrente na Chave			
VS_{med}	311,127 V	310,29 V	0,26
VS_{pico}	600 V	599,51 V	0,08
VS_{rms}	424,264 V	431,29 V	1,629
IS_{med}	5,727 A	5,79 A	1,08
IS_{pico}	21,417 A	21,37 A	0,21
IS_{rms}	9,092 A	9,178 A	0,93
Tensão e Corrente no Diodo			
VD_{max}	600 V	599 V	0,16
ID_{med}	6,168 A	6,084 A	1,38
ID_{pico}	21,412 A	21,08 A	1,57
ID_{rms}	9,435 A	9,33 A	1,12

Fonte: Autoria própria, 2022.

Tabela 17 - Tabela comparativa do Inversor Trifásico.

Parâmetros	Dimensionado	Simulado	Erro (%)
Tensão e Corrente na Entrada			
V_i	600 V	600 V	0
$I_{i_{med}}$	23,688 A	22,98 A	3,08
Tensões e Corrente na Saída			
VoF_{rms}	220 V	219,87 V	0,056
VoF_{pico}	311,127 V	311,04 V	0,02
VoL_{rms}	381,051 V	380,84 V	0,05
VoL_{pico}	538,888 V	538,63 V	0,04
IoF_{rms}	17,372 A	17,366 A	0,03
IoF_{pico}	24,567 A	24,567 A	0
IoL_{rms}	30,088 A	30,08215 A	0,01
IoL_{pico}	42,551 A	42,54581 A	0,012
Chave			
VS_{max}	600 V	600 V	0
Indutor			
IL_{pico}	21,535 A	21,1089 A	2,01
IL_{rms}	12,228 A	12,36 A	1,06

Fonte: Autoria própria, 2022.

5.6. PROTOTIPAGEM

Para a elaboração da placa de *Printed Circuit Board* virtual do conversor, foi necessário realizar a escolha dos componentes eletrônicos comerciais com os valores nominais mais próximos dos valores obtidos através do dimensionamento e da simulação realizada. Desse modo, a Tabela 18 apresenta a lista dos componentes comerciais.

Tabela 18 - Componentes comerciais.

Quantidade	Componente	Modelo
4	Diodos	SDUR3040W
5	Capacitores	ALS71C203QT400
1	Diodo	STPSC10H065
4	Indutores	EE5525
7	MOSFETs	SCT3120AL
1	Capacitor	ALS70A472QP630
3	Capacitores	ALF70G471E5630
1	Conector	14 Pinos

5	Pinos Banana	4 mm
---	--------------	------

Fonte: Autoria própria, 2022.

A parte de proteção dos circuitos implementados na PCB não foi estudada e nem implementadas neste trabalho. Assim como o desenvolvimento da placa de controle não será tratado neste trabalho. Desse modo, por meio da utilização de um *software* destinado à realização de projeto e *design* das PCBs, foi possível obter uma representação virtual bastante aproximada da topologia idealizada.

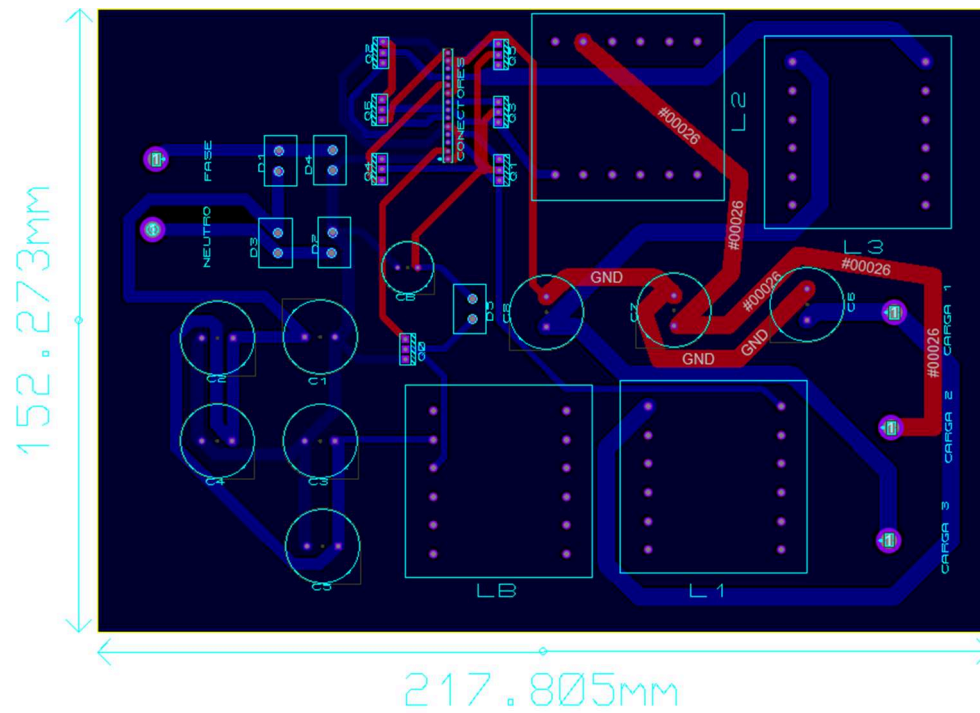
Os valores dos capacitores utilizados foram adequados de acordo com a necessidade. Para o capacitor de 100 mF, foram utilizados 5 capacitores de 20000 μ F conectados em paralelo para o circuito do retificador. Para o capacitor do conversor *Boost*, foi utilizado um capacitor de 4700 μ F. E para o circuito do inversor, foram utilizados três capacitores de 470 μ F, um para cada filtro LC.

A Figura 59 apresenta a representação bidimensional do circuito proposto, enquanto as Figuras 60 e 61 retratam seu modelo tridimensional. Pode-se observar que na entrada do retificador encontram-se dois pinos banana, através dos quais pode-se conectar a fonte de alimentação, e na saída do conversor também estão presentes três pinos banana, que serão utilizados para conectar o circuito à carga.

Além disso, foram posicionados os elementos do filtro LC, sendo o capacitor do tipo eletrolítico e o indutor do tipo laminado que deve ser produzido com o núcleo e o carretel como escolhidos no dimensionamento. Para fazer a placa foi escolhido um conector com 14 pinos, no qual seriam realizadas as conexões das chaves, que são a referência e a tensão de gatilho.

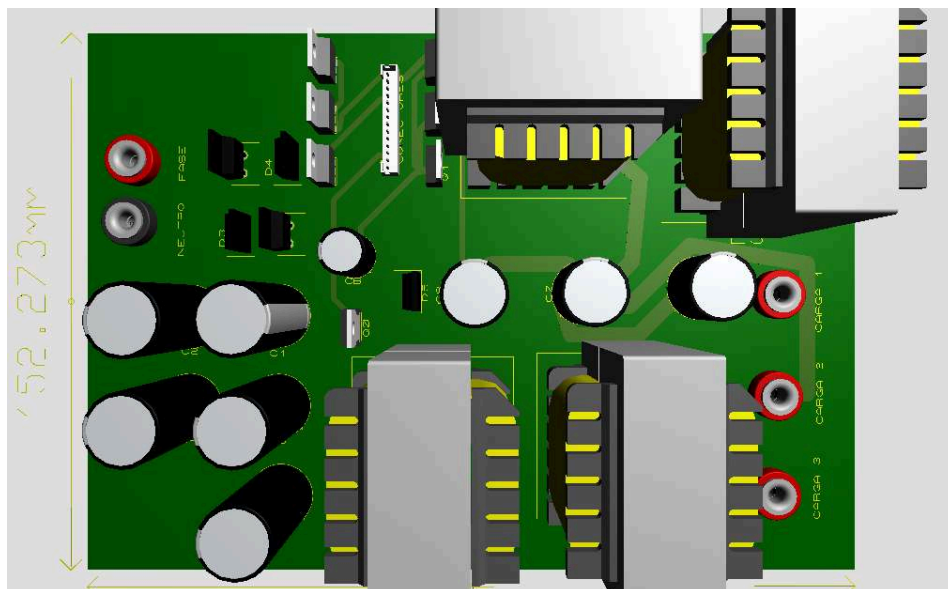
Para o circuito retificador as trilhas são de T125, que equivale aproximadamente 3,2 mm, para o circuito do conversor CC as trilhas são de T62, que equivale aproximadamente 1,6 mm e para o circuito do inversor as trilhas são de T174, que equivale aproximadamente 4,4 mm para temperaturas de 45 °C e 3OZ de cobre. A placa foi projetada para dimensões de 152,273 mm de largura e 217,805 mm comprimento.

Figura 59 - Representação bidimensional do circuito.



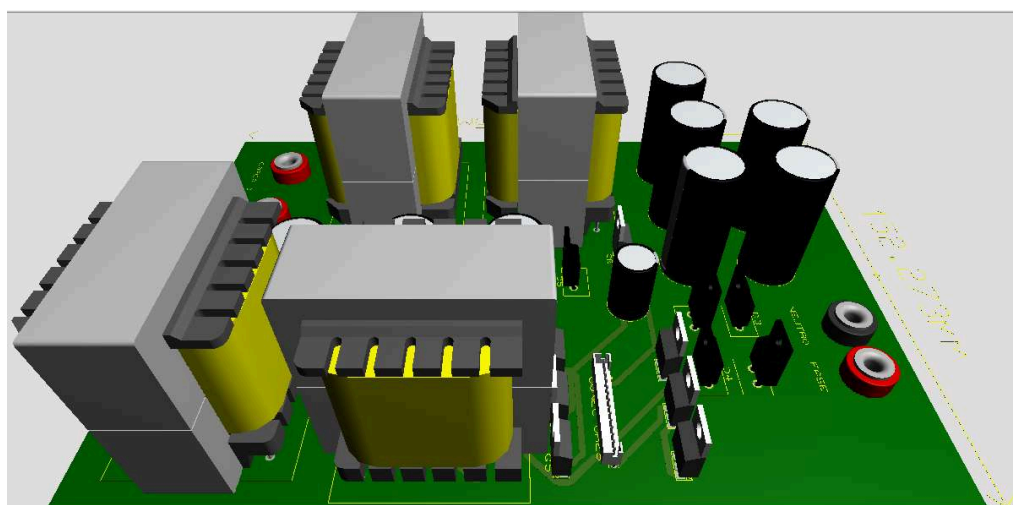
Fonte: Autoria própria, 2022.

Figura 60 - Representação tridimensional do circuito.



Fonte: Autoria própria, 2022.

Figura 61 - Representação da placa tridimensional na vista diagonal.



Fonte: Autoria própria, 2022.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Por meio da realização deste projeto, foi possível compreender, analisar e verificar as etapas de operação de um inversor de frequência. Através da simulação, foi possível constatar que o circuito opera de modo adequado, tendo em vista que os resultados obtidos foram satisfatórios, apresentando valores semelhantes aos dimensionados. A entrada CA foi retificada adequadamente para um nível de 311 V, e depois teve seu valor elevado para um nível de 599 V pelo conversor *Boost*, muito próximo do valor desejado e posteriormente foi convertida para uma tensão CA com valor eficaz de 220 V. Por tanto, por meio das análises realizadas, foi constatado que o circuito projetado é funcional.

6.1. TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho propõe como estudos futuros:

- Desenvolvimento do *Driver* de disparo com acionamento digital;
- Variar a frequência do inversor para avaliar a sua forma de onda na saída;
- Desenvolvimento de um *Driver* de acionamento com uso de sensor de tensão e corrente, visando uma maior precisão nos pulsos acionamento;
- Realizar a parte de proteção dos circuitos implementados em PCB;
- E por fim, o desenvolvimento do projeto físico das placas, assim como o *Drive* para o controle do chaveamento dos MOSFETs, visto a importância que esses dispositivos terão para a formação dos discentes durante a graduação no curso de engenharia elétrica da UFERSA.

7. REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. Pearson Education do Brasil, 2000.
- ANDRETA, André Gutierrez. “**Estratégia Híbrida de Controle para Inversores Trifásicos Conectados à Rede Baseada em Controladores Deadbeat e Proporcional Ressonante,**” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- ARRABAÇA, Devair Aparecido. GIMENEZ, Salvador Pinillos. **Conversores de energia elétrica CC/CC para aplicações em eletrônica de potência: conceitos, metodologia de análise e simulação**. 1. ed. São Paulo: Érica, 2013.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. 2006. [4]
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. **Processamento Eletrônico da Energia Solar Fotovoltaica em Sistemas Conectados à Rede Elétrica**. Revista Controle & Automação. Brasil, v. 21, n. 2, p. 159-172, mar./abr. 2010.
- FRANCHI, Claiton Moro. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**. 2^a. ed. São Paulo: Editora Érica Ltda, 2013.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. McGraw Hill Brasil, 2012
- HILDEBRAND, Yuri. **Ar-condicionado *inverter*: saiba o que é e como funciona essa tecnologia**. 2019. Disponível em: < <https://www.techtudo.com.br/noticias/2019/11/ar-condicionado-inverter-saiba-o-que-e-e-como-funciona-a-tecnologia.ghtml> >. Acessado em 08 de março de 2022.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practices**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003. ISBN 9780470546284.
- MARANGONI, Filipe et al. **Comparativo econômico entre condicionadores de ar com tecnologias convencional e *inverter***. ENEGEP. Fortaleza-CE, 2015.
- MORAES, Caio Guilherme da Silva. **Análise e concepção de um sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em locomotivas diesel-elétricas**. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.
- NUNES, R. **Manual de Treinamento Samsung**. [S. l.: s. n.]
- PACHECO, Juliano de Oliveira. **Desenvolvimento de um Sistema didático para Ensino de conversores CC-CA com monitoramento por microcontroladores**. IFSC. Florianópolis-SC, 2012.
- PETRY, Clóvis Antônio. **Conversores CC-CC: Conversor *Boost***. 2014. Disponível em: < https://www.professorpetry.com.br/Ensino/Curso_Eletronica_Potencia/Curso_Eletronica_Potencia.html >. Acessado em 09 de abril de 2022.
- Pinheiro, Humberto et al. “**Modulação vetorial espacial para inversores de fonte de tensão: uma abordagem unificada.**” *IEEE 2002 28ª Conferência Anual da Sociedade Eletrônica Industrial. IECON 02* 1 (2002): 23-29 vol.1.
- POMILIO, J. A. **Conversor Elevador de Tensão (*Boost*) como PFP**. Campinas: UNICAMP, 2007. Disponível em: [Pré-Reguladores \(yumpu.com\)](http://www.yumpu.com). Acessado em 27 abril 2022.

PUPPO, Andres Dal. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco - PR, 2015.

RASHID, Muhammad. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. 4^a. ed. atual. São Paulo: Pearson, 2015.

XIMENES, S. C. **Projeto de um conversor CC-CA trifásico para interligar um sistema fotovoltaico à rede elétrica**. 2012. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

APÊNDICES

APÊNDICE A - Dimensionamento do Retificador Monofásico de Onda Completa

$$V_s := 220 \text{ V} \quad P_{out} := 3.896 \times 10^3 \text{ W}$$

$$f_s := 60 \text{ Hz}$$

- **Tensão de pico a pico na Entrada - Equação 2**

$$V_m := \sqrt{2} \cdot V_s = 311.127 \text{ V}$$

- **Frequência fundamental da tensão de saída - Equação 3**

$$f_L := 2 \cdot f_s = 120 \text{ Hz}$$

- **Tensão média na carga - Equação**

$$V_{o_{med}} := \frac{2 \cdot V_m}{\pi} = 198.07 \text{ V}$$

- **Tensão eficaz na carga - Equação**

$$V_{o_{rms}} := \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 220 \text{ V}$$

- **Tensão de pico na carga - Equação**

$$V_{o_{pico}} := V_m = 311.127 \text{ V}$$

- **Resistência da carga - Equação**

$$R_L := \frac{V_{o_{med}}^2}{P_{out}} = 10.07 \text{ } \Omega$$

- Corrente média na carga - Equação

7

$$I_{o_{med}} := \frac{2 \cdot V_m}{\pi \cdot R_L} = 19.67 \text{ A}$$

- Corrente eficaz na carga e na entrada - Equação

8

$$I_{o_{rms}} := \frac{V_m}{\sqrt{2} \cdot R_L} = 21.848 \text{ A}$$

$$I_{in_{rms}} := I_{o_{rms}} = 21.848 \text{ A}$$

- Corrente de pico na carga e na entrada - Equação

9

$$I_{o_{pico}} := \frac{V_m}{R_L} = 30.897 \text{ A}$$

$$I_{in_{pico}} := I_{o_{pico}} = 30.897 \text{ A}$$

Os valores da corrente média e da tensão média da fonte são nulos, em decorrência da simetria dos semiciclos.

- Tensão reversa máxima no diodo - Equação

11

$$V_{D_{max}} := -V_m = -311.127 \text{ V}$$

- Corrente média no diodo - Equação

12

$$I_{D_{med}} := \frac{I_{o_{med}}}{2} = 9.835 \text{ A}$$

- Corrente eficaz no diodo - Equação 13

$$I_{D_{rms}} := \frac{I_{o_{rms}}}{\sqrt{2}} = 15.449 \text{ A}$$

- **Corrente de pico no diodo - Equação 14**

$$I_{Dpico} := I_{Opico} = 30.897 \text{ A}$$

- **Capacitância de filtro - Equação 25**

$$\text{ond} := 1\% = 0.01 \quad n := 2$$

$$\Delta V_o := V_{o_{med}} \cdot \text{ond} = 1.981$$

$$C_o := \frac{1}{n \cdot f_L \cdot R_L \cdot \left(\frac{\Delta V_o}{V_{Opico}} \right)} = 0.065 \text{ F}$$

- **Determinação dos diodos de potência**

$$V_{TO} := 1.1$$

$$I_D := 9.837$$

$$P_D := 2 \cdot V_{TO} \cdot I_D = 21.641$$

APÊNDICE B - Dimensionamento do Conversor *Boost*

$$\begin{aligned} V_{in} &:= 311.127 \text{ V} & f_{\text{boost}} &:= 50 \cdot 10^3 = 5 \times 10^4 \text{ Hz} \\ V_{out} &:= 600 \text{ V} & P_{out} &:= 3.701 \times 10^3 \text{ W} \\ f_{\text{rede}} &:= 60 \text{ Hz} & \eta &:= 95\% = 0.95 \end{aligned}$$

- **Ciclo de trabalho - Equação 27**

$$D := 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 0.481$$

- **Ganho estático - Equação 28**

$$G := \frac{V_{in}}{V_{out}} = 0.519$$

- **Período de chaveamento**

$$T_s := \frac{1}{f_{\text{boost}}} = 2 \times 10^{-5}$$

- **Os períodos em que a chave permanece fechada (Ton) e aberta (Toff) - Equações 29 e 30**

$$T_{on} := D \cdot T_s = 9.629 \times 10^{-6}$$

$$T_{off} := (1 - D) \cdot T_s = 1.037 \times 10^{-5}$$

- **Resistência da carga no conversor - Equação 43**

$$R_o := \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = 97.271 \quad \Omega$$

- **Tensão média, de pico e eficaz na carga - Equação 41**

$$V_{out_{med}} := \frac{V_{in}}{1 - D} = 600 \quad V$$

$$V_{out_{pico}} := V_{out_{med}} = 600 \quad V$$

$$V_{out_{rms}} := V_{out_{med}} = 600 \quad V$$

- **Corrente na saída - Equação 42**

$$I_{out} := \frac{V_{out}}{R_o} = 6.168 \quad A$$

- **Corrente média no indutor - Equação 31**

$$I_L := \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in}} = 11.895 \quad A$$

- **Indutância - Equações 35 e 36**

$$L_{min} := \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R_o}{2 \cdot f_{boost}} = 1.259 \times 10^{-4} \quad H$$

$$L := 1.25 \cdot L_{min} = 1.574 \times 10^{-4} \quad H$$

- **Taxa de variação de corrente no indutor - Equação 32**

$$\Delta I_L := \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{L} = 19.033 \quad A$$

- **Tensão média no indutor**

$$V_{L_{med}} := 0$$

- **Valores máximos e mínimos da corrente no indutor - Equações 33 e 34**

$$I_{L\max} := I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 21.412 \text{ A}$$

$$I_{L\min} := I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 2.379 \text{ A}$$

- **Corrente média na entrada - Equação 38**

$$I_{inmed} := I_L = 11.895 \text{ A}$$

- **Tensão média, de pico e eficaz na entrada - Equação 39**

$$V_{inmed} := V_{in} = 311.127 \text{ V}$$

$$V_{in\text{pico}} := V_{inmed} = 311.127 \text{ V}$$

$$V_{inrms} := V_{inmed} = 311.127 \text{ V}$$

- **Corrente de entrada - Equação 40**

$$I_{in} := \frac{V_{in}}{R_o \cdot (1 - D)^2} = 11.895 \text{ A}$$

- **Corrente eficaz no indutor - Equação 37**

$$I_{Lrms} := \sqrt{\left(\frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}}\right)^2 + (I_{in})^2} = 13.103 \text{ A}$$

- **Potência de entrada - Equação 44**

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} = 3.896 \times 10^3 \text{ W}$$

- **Tensão média, de pico e eficaz na chave - Equações 45, 46 e 47**

$$V_{s1_{med}} := (1 - D) \cdot V_{out} = 311.127 \quad V$$

$$V_{s1_{pico}} := V_{out} = 600 \quad V$$

$$V_{s1_{rms}} := \frac{V_{s1_{pico}}}{\sqrt{2}} = 424.264 \quad V$$

- **Corrente média, de pico e eficaz na chave - Equações 48, 49 e 50**

$$I_{s1_{med}} := D \cdot I_{in} = 5.727 \quad A$$

$$I_{s1_{pico}} := I_{Lmax} = 21.412 \quad A$$

$$I_{s1_{rms}} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sqrt{(D) \cdot \left(\frac{12 \cdot I_{in}^2 + \Delta I_L^2}{3}\right)} = 9.092 \quad A$$

- **Tensão de pico reversa sobre o diodo - Equação 51**

$$V_{D_{pico}} := -V_{out} = -6(V)$$

- **Corrente média, de pico e eficaz sobre o diodo - Equações 52, 53 e 54**

$$I_{D_{med}} := (1 - D) \cdot I_{in} = 6.168 \quad A$$

$$I_{D_{pico}} := I_{Lmax} = 21.412 \quad A$$

$$I_{D_{rms}} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sqrt{(1 - D) \cdot \left(\frac{12 \cdot I_{in}^2 + \Delta I_L^2}{3}\right)} = 9.435 \quad A$$

- **Capacitor - Equações 55 e 56**

$$I_o := \frac{\eta \cdot P_{in}}{V_{out}} = 6.168 \quad \Delta V_{out} := V_{out_{med}} \cdot 1\% = 6$$

$$C := \frac{I_o \cdot D}{f_{boost} \cdot \Delta V_{out}} = 9.899 \times 10^{-6} \quad F$$

- **Determinação dos semicondutores**

Diodo

$$V_{TO} := 1.1$$

$$I_D := 6.17$$

$$P_D := V_{TO} \cdot I_D = 6.787 \quad W$$

Chave

$$R_{Don} := 0.12$$

$$I_D := 21$$

$$t_{Don} := 14 \cdot 10^{-9} = 1.4 \times 10^{-8}$$

$$t_{Doff} := 23 \cdot 10^{-9} = 2.3 \times 10^{-8}$$

$$t_r := 21 \cdot 10^{-9} = 2.1 \times 10^{-8}$$

$$t_f := 14 \cdot 10^{-9} = 1.4 \times 10^{-8}$$

$$t_{on} := t_{Don} + t_r = 3.5 \times 10^{-8}$$

$$t_{off} := t_{Doff} + t_f = 3.7 \times 10^{-8}$$

$$P_{\text{con}} := D \cdot R_{\text{Don}} \cdot (I_{s1_{\text{rms}}}) = 0.525$$

$$P_{\text{com}} := 2 \cdot (I_{s1_{\text{rms}}}) \cdot (V_{s1_{\text{pico}}}) \cdot f_{\text{boost}} \cdot \left(\frac{t_r + t_f}{2} \right) = 9.546$$

APÊNDICE C - Dimensionamento do Inversor Trifásico

$$V_{oFrms} := 220 \quad V$$

$$V_i := 600 \quad V$$

$$\eta := 95\% = 0.95$$

$$f_{rede} := 60 \quad Hz$$

$$F_p := 0.92$$

$$f_s := 20000 \quad Hz$$

$$P := 12000 \cdot 0.293 = 3.516 \times 10^3 \quad W$$

$$P_{out} := P = 3.516 \times 10^3 \quad W$$

- **Resistência na carga - Equação 54**

$$R_1 := \frac{V_{oFrms}^2 \cdot F_p}{P_{out}} = 12.664 \quad \Omega$$

- **Filtro LC**

- **A constante de amortecimento, deve estar entre 0,707 e 1.**
Adotou-se um valor de:

$$\zeta := 0.71$$

Frequência ressonância do filtro, deve permanecer uma década abaixo da frequência de comutação e no mínimo uma década acima da frequência fundamental da rede.

$$f_{omenor} := 10 \cdot f_{rede} = 600 \quad Hz$$

$$f_{omaior} := \frac{f_s}{10} = 2 \times 10^3 \quad Hz$$

Dessa forma, considerando um valor intermediário:

$$f_o := 600 \quad \text{Hz}$$

- **Filtro capacitivo - Equação 70**

$$C := \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot f_o \cdot R_1} = 1.475 \times 10^{-5} \quad \text{F}$$

- **Filtro indutivo - Equação 71**

$$L := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_o)^2 \cdot C} = 4.77 \times 10^{-3} \quad \text{H}$$

- **Tensão de pico da tensão de fase na saída - Equação 55**

$$V_{oFpico} := V_{oFrms} \cdot \sqrt{2} = 311.127 \quad \text{V}$$

- **Tensão de linha na saída eficaz e de pico - Equações 56 e 57**

$$V_{oLrms} := V_{oFrms} \cdot \sqrt{3} = 381.051 \quad \text{V}$$

$$V_{oLpico} := V_{oLrms} \cdot \sqrt{2} = 538.888 \quad \text{V}$$

- **Correntes de linha na saída de pico e eficaz - Equações 58 e 59**

$$I_{oLrms} := \frac{V_{oLrms}}{R_1} = 30.088 \quad \text{A}$$

$$I_{oLpico} := I_{oLrms} \cdot \sqrt{2} = 42.551 \quad \text{A}$$

- **Correntes de fase na saída de pico e eficaz - Equações 60 e 61**

$$I_{oFrms} := \frac{V_{oFrms}}{R_1} = 17.372 \text{ A}$$

$$I_{oFpico} := I_{oFrms} \cdot \sqrt{2} = 24.567 \text{ A}$$

- **Potência dissipada por cada fase - Equação 62**

$$P_F := \frac{V_i^2}{6 \cdot R_1} = 4.738 \times 10^3 \text{ W}$$

- **Potência média trifásica - Equação 63**

$$P_{3\phi} := 3 \cdot P_F = 1.421 \times 10^4 \text{ W}$$

- **Corrente média na entrada - Equação 65**

$$I_{i_{med}} := \frac{V_i}{2 \cdot R_1} = 23.688 \text{ A}$$

- **Desconsiderando as perdas do sistema, a potência que fonte cc entrega ao conversor - Equação 64**

$$P_i := V_i \cdot I_{i_{med}} = 1.421 \times 10^4 \text{ W}$$

- **Correntes média, de pico e eficaz nas chaves - Equações 66, 67 e 68**

$$I_{s_{med}} := \frac{I_{i_{med}}}{3} = 7.896 \text{ A}$$

$$I_{s_{rms}} := \frac{I_{oFrms}}{\sqrt{2}} = 12.284 \text{ A}$$

$$I_{s_{pico}} := I_{s_{rms}} \cdot \sqrt{2} = 17.372 \text{ A}$$

- **Tensão na chave - Equação 69**

$$V_{s_{\max}} := V_i = 600 \quad \text{V}$$

- **Filtro LC**
- **Correntes de pico e eficaz no indutor - Equações 73 e 74**

$$I_{Lfpico} := \sqrt{2} \cdot \frac{P_{3\phi}}{3 \cdot V_{oFpico}} = 21.535 \quad \text{A}$$

$$I_{Lfrms} := \frac{I_{Lfpico}}{\sqrt{2}} = 15.228 \quad \text{A}$$

- **Perdas no MOSFET**

$$R_{Don} := 0.12$$

$$I_D := 21$$

$$t_{Don} := 14 \cdot 10^{-9} = 1.4 \times 10^{-8}$$

$$t_{Doff} := 23 \cdot 10^{-9} = 2.3 \times 10^{-8}$$

$$t_r := 21 \cdot 10^{-9} = 2.1 \times 10^{-8}$$

$$t_f := 14 \cdot 10^{-9} = 1.4 \times 10^{-8}$$

$$t_{on} := t_{Don} + t_r = 3.5 \times 10^{-8}$$

$$t_{off} := t_{Doff} + t_f = 3.7 \times 10^{-8}$$

$$D := \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = 0.486$$

$$P_{\text{con}} := D \cdot R_{\text{Don}} \cdot (I_{\text{rms}}) = 0.717$$

$$P_{\text{com}} := 2 \cdot (I_{\text{rms}}) \cdot (V_{\text{smax}}) \cdot \text{fs} \cdot \left(\frac{t_{\text{r}} + t_{\text{f}}}{2} \right) = 5.159$$

APÊNDICE D - Projeto físico dos componentes magnéticos utilizados

Neste apêndice são mostrados os projetos físicos do indutor do estágio CC-CC, (L_b) e dos indutores de filtro de saída do estágio CC-CA ($L_a = L_b = L_c = L$).

Para realização do dimensionamento do indutor laminado foi utilizada uma planilha automatizada em um *software* de matemática de engenharia, que havia sido disponibilizada na disciplina de eletrônica de potência pelo docente responsável.

- Projeto físico do indutor do estágio CC-CC (L_b)

As especificações iniciais utilizadas para preencher a planilha podem ser vistas na Tabela D1, a seguir, os dados de indutância e correntes contidos nela foram obtidos a partir das equações já demonstradas anteriormente. Assim, para a capacitância que deve ser utilizada na placa, de $4700 \mu F / 630 V$ o indutor laminado deve ser de $149,7 \mu H$.

Além dos parâmetros na Tabela D1, foram utilizados ainda as constantes de Permeabilidade do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} Tm/A$), resistividade do núcleo ($\rho_c = 0,8 \Omega m$) e a resistividade do cobre para $100^\circ C$ ($\rho_{cu} = 2,3 \cdot 10^{-8} \Omega m$). Sendo adotada uma densidade de corrente (J) de $400 A/cm^2$ e um fator de enrolamento (K_w) de $0,4$, a máxima densidade de fluxo (B_{max}) foi estimada em:

$$B_{max} = 0,3 T \quad (D.1)$$

Com esses dados foi definido qual fio deveria ser utilizado, sendo assim foi encontrado primeira o efeito pelicular (δ) sobre os enrolamentos e, com isso, foi encontrado o diâmetro máximo do fio (d_{max}):

$$\delta = \frac{7,6328}{\sqrt{f_s}} = 0,312 \quad (D.2)$$

$$d_{max} = 2 \cdot \delta = 0,623 \text{ cm}$$

Para minimizar as perdas, o diâmetro ótimo do fio deve ser somente 35 % do valor do diâmetro máximo, sendo assim:

$$d_{ótimo} = 2 \cdot \delta \cdot 0,35 = 0,218 \text{ cm} \quad (D.3)$$

Tabela D 1 - Especificação do indutor do *Boost*.

Parâmetros	Simbologia	Valores
Indutância do <i>Boost</i>	L_b	$157,4 \mu H$
Variação da corrente no indutor	ΔI_L	$19,972 A$

Corrente de pico no indutor	IL_{pico}	21,882 A
Corrente eficaz no indutor	IL_{rms}	13,213 A
Corrente média no indutor	IL_{med}	11,895 A
Frequência de operação	f_o	600 Hz
Ciclo de trabalho	D	0,481

Fonte: Autoria própria, 2022.

Sendo o diâmetro comercial ótimo de 11 cm, foi escolhido para ser utilizado um fio de cobre com AWG de 26 cm, devido ser mais facilmente encontrado. Para o fio escolhido, foi determinado então pela planilha que deveria haver somente 1 fio em paralelo no enrolamento, cuja densidade de corrente final ficou em 394,067 A/cm². Também foram encontrados o diâmetro (Di_{iso}) e a seção ($Sfio_{iso}$) do fio com isolamento:

$$Di_{iso} = Di + 0,028\sqrt{Di} = 0,046 \text{ cm} \quad (D.4)$$

$$Sfio_{iso} = \pi \cdot \left(\frac{Di_{iso}}{2}\right)^2 = 1,673 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (D.5)$$

Sendo, Di o diâmetro máximo do fio sem isolamento e igual a:

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0,041 \text{ cm} \quad (D.6)$$

Com estes resultados foi então realizada a escolha do núcleo, cujo primeiro passo foi o cálculo dos produtos de áreas do núcleo e da janela ($A_e A_w$):

$$A_e A_w = \frac{L \cdot IL_{rms} \cdot IL_{pico} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = 8,952 \text{ cm}^4 \quad (D.7)$$

De acordo com esse valor, o núcleo que melhor se enquadrou para este indutor foi o EE5525, por apresentar $A_e A_w$ de 15,86 cm⁴, que é maior que o encontrado no dimensionamento. A Tabela D 2, mostra as demais especificações do núcleo escolhido.

Tabela D 2 - Especificações do núcleo EE5525.

Parâmetros	Simbologia	Valores
Área da seção	A_e	4,22 cm ²
Área da janela	A_w	3,76 cm ²
Volume efetivo	V_e	28,84 cm ³
Produto da área do núcleo	$A_e A_w$	15,86 cm ⁴
Permeabilidade relativa	μ_{rc}	1,75 · 10 ³

Comprimento médio de uma espira	l_t	12 cm
Comprimento efetivo	l_e	12 cm
Comprimento da janela	D	1,9 cm

Fonte: Autoria própria, 2022.

Após a escolha do núcleo, pôde ser calculado o número de espiras do indutor (N_L), para o qual foram encontradas:

$$N_L = \frac{L \cdot IL_{pico} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 26,109 \quad (D.8)$$

Sendo assumido para o projeto 26 espiras. Com isso, o entreferro deve ser ajustado em 0,228 cm. Por fim foi analisada a possibilidade de execução do indutor, que deveria ser menor ou igual a 0,4, o cálculo da possibilidade resultou em:

$$Ku = \frac{S_{fio_iso} \cdot N_L \cdot N_{fios}}{A_w} = 0,301 \quad (D.9)$$

Portanto, o indutor laminado para o conversor *Boost* é possível de ser construído. Com as informações obtidas no dimensionamento do indutor, foram então escolhidos o núcleo de ferrite e a bobina adequados para ele. O núcleo de ferrite escolhido, de acordo com o selecionado na planilha de dimensionamento, foi o núcleo EE5525.

- Projeto físico dos indutores de filtro de saída do estágio CC-CA ($L_a = L_b = L_c = L$)

O procedimento de projeto dos indutores de filtro na saída do estágio CC-CA foi praticamente o mesmo realizado anteriormente. De maneira análoga ao indutor do conversor *Boost*, o dimensionamento do indutor do inversor trifásico foi realizado com auxílio da planilha automatizada, e os dados iniciais utilizados para o dimensionamento podem ser vistos na Tabela D 3.

Os dados de indutância e correntes presentes na Tabela D 3, foram encontrados a partir dos cálculos realizados durante o dimensionamento do filtro, o capacitor comercial adotado foi de 470 μF /630 V, o indutor laminado deve ser de 163.6 μH , sendo este o valor utilizado para fazer este dimensionamento, visando que o *design* da placa de *Printed Circuit Board* seja o mais próximo da realidade.

Tabela D 3 - Especificações do inversor de frequência trifásico.

Parâmetros	Simbologia	Valores
------------	------------	---------

Indutância do filtro	L	4,691 mH
Variação da corrente no indutor	ΔI_L	430,829 mA
Corrente de pico no indutor	IL_{pico}	21,535 A
Corrente eficaz no indutor	IL_{rms}	15,228 A
Corrente média no indutor	IL_{med}	0 A
Frequência de operação	f_o	600 Hz
Ciclo de trabalho	D	0,486

Fonte: Autoria própria, 2022.

Os outros dados utilizados se mantiveram, como a permeabilidade do ar ($\mu_0=4\cdot\pi\cdot10^{-7}$ Tm/A), resistividade do núcleo ($\rho_c=0,8 \Omega m$) e a resistividade do cobre para 100°C ($\rho_{cu}=2,3\cdot10^{-8} \Omega m$). Além de ter sido adotada uma densidade de corrente (J) de 400 A/cm², um fator de enrolamento (K_w) de 0,4, e a máxima densidade de fluxo foi estimada em: $B_{max} = 0,3 T$. Com esses dados foi definido qual fio deveria ser utilizado, sendo assim foi encontrado primeira o efeito pelicular (δ) sobre os enrolamentos e, com isso, foi encontrado o diâmetro máximo do fio (d_{max}):

$$\delta = \frac{7,6328}{\sqrt{f_s}} = 0,312 \quad (D.10)$$

$$d_{max} = 2 \cdot \delta = 0,623 \text{ cm}$$

Para minimizar as perdas, o diâmetro ótimo do fio deve ser somente 35 % do valor do diâmetro máximo, sendo assim:

$$d_{otimo} = 2 \cdot \delta \cdot 0,35 = 0,218 \text{ cm} \quad (D.11)$$

Sendo o diâmetro comercial ótimo de 11 cm, foi escolhido para ser utilizado um fio de cobre com AWG de 26 cm, devido ser mais facilmente encontrado. Para o fio escolhido, foi determinado então pela planilha que deveria haver somente 1 fio em paralelo no enrolamento, cuja densidade de corrente final ficou em 393,608 A/cm². Também foram encontrados o diâmetro (Di_{iso}) e a seção ($Sfio_{iso}$) do fio com isolamento:

$$Di_{iso} = Di + 0,028\sqrt{Di} = 0,046 \text{ cm} \quad (D.12)$$

$$Sfio_{iso} = \pi \cdot \left(\frac{Di_{iso}}{2}\right)^2 = 1,673 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (D.13)$$

Sendo, Di o diâmetro máximo do fio sem isolamento e igual a:

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0,041 \text{ cm} \quad (D.14)$$

Com estes resultados foi então realizada a escolha do núcleo, cujo primeiro passo foi o cálculo dos produtos de áreas do núcleo e da janela ($A_e A_w$):

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I L_{rms} \cdot I L_{pico} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = 11,357 \text{ cm}^4 \quad (D.15)$$

De acordo com esse valor, o núcleo que melhor se enquadrou para este indutor foi o EE5525, por apresentar $A_e A_w$ de 11,357 cm⁴, que é maior que o encontrado no dimensionamento. A Tabela D 2, mostra as demais especificações do núcleo escolhido.

Após a escolha do núcleo, pôde ser calculado o número de espiras do indutor (N_L), para o qual foram encontradas:

$$N_L = \frac{L \cdot I L_{pico} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 28,277 \quad (D.16)$$

Sendo assumido para o projeto 28 espiras. Com isso, o entreferro deve ser ajustado em 0,254 cm. Por fim foi analisada a possibilidade de execução do indutor, que deveria ser menor ou igual a 0,4, o cálculo da possibilidade resultou em:

$$Ku = \frac{S_{fio_iso} \cdot N_L \cdot N_{fios}}{A_w} = 0,374 \quad (D.17)$$

Portanto, o indutor laminado para o conversor *Boost* é possível de ser construído. Com as informações obtidas no dimensionamento do indutor, foram então escolhidos o núcleo de ferrite e a bobina adequados para ele. O núcleo de ferrite escolhido, de acordo com o selecionado na planilha de dimensionamento, foi o núcleo EE5525, cujas especificações são as mesmas vistas na Tabela D 2.