

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO
TOCANTINS
CAMPUS PALMAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Thiago Vilela Bucar

**CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICA COM MODULAÇÃO
PWM**

Palmas

2021

Thiago Vilela Bucar

**CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICA COM MODULAÇÃO
PWM**

Trabalho de conclusão de curso de graduação II
apresentado ao Instituto Federal de Educação,
Ciência e Tecnologia do Tocantins, como requisito
parcial para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Professor Orientador Dr. Marcos Balduino de
Alvarenga.

Palmas

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Bibliotecas do Instituto Federal do Tocantins

B918c Bucar, Thiago Vilela
CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICA COM
MODULAÇÃO PWM / Thiago Vilela Bucar. – Palmas, TO, 2021.
54 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) –
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Tocantins, Campus
Palmas, Palmas, TO, 2021.

Orientador: Dr. Marcos Balduino de Alvarenga

1. CONVERSORES MULTINÍVEIS. 2. MODULAÇÃO PWM. 3.
SIMULAÇÃO NO LTspice. I. Balduino de Alvarenga, Marcos. II. Título.

CDD 621

A reprodução total ou parcial, de qualquer forma ou por qualquer meio, deste documento é autorizada para fins de estudo e
pesquisa, desde que citada a fonte.

Elaborado pelo sistema de geração automática de ficha catalográfica do IFTO com os dados fornecidos pelo(a)
autor(a).

Thiago Vilela Bucar

**CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICA COM MODULAÇÃO
PWM**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do
Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia do Tocantins, como requisito
parcial para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica e aprovado pela seguinte
banca examinadora

Prof. Dr. Marcos Balduino de Alvarenga

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Tocantins

Prof. Dr. Marcus André Pereira Oliveira

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Tocantins

Prof. Dr. Maxwell Moura Costa

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Tocantins

RESUMO

O presente trabalho introduz o leitor aos conceitos básicos da conversão de corrente contínua para corrente alternada e a algumas de suas aplicações, discorre sobre os tipos de circuitos usuais, com ênfase nos inversores multiníveis. Possui como objetivo recriar o funcionamento de um conversor multinível cascata simétrica de 7 estados mediante estratégia de modulação PS PWM, por meio do uso da plataforma de simulação LTspice, a qual é disponibilizada de forma gratuita pela fabricante de componentes Analog Devices. Para obter uma visualização do circuito contundente, este foi dividido em dois, dados por: circuito de controle e circuito de potência. O circuito de controle possui como função controlar os chaveamentos dos transistores de potência, enquanto o circuito de potência é o responsável pelo sinal de saída do conversor. Constam também, em detalhes, a estratégia de modulação PWM aplicada e a forma de onda obtida por intermédio do mesmo. Ao final o comportamento do circuito desenvolvido é analisado de acordo com parâmetros previamente estabelecidos.

Palavras-Chave: Circuito. Estratégia PWM. Inversores Multiniveis, LTspice.

ABSTRACT

The presente work on introduces the reader to the basic concepts of direct current to alternate current conversion and a few of its applications, discourses about some types of the usual circuits, with emphasis on the multilevel inverters. The goal is to recreate the operation of a cascade 7 states multilevel inverter through the PS PWM modulation strategy, while using the simulation software LTspice, wich is freely and openly distribuited by Analog Devices. In order to obtain a worthy visualization of the circuit, the same have been divided in two, those been: control circuit and power circuit. The control circuit's function is to control the power transistors switches, while the power circuit is responsible for the output signal of the inverter. Also appear, in details, the PWM modulation applied and the wave shape obtained. At the end of the work, the circuit's behavior is analised accordingly with previously established parameters.

Key-Words: Circuit. LTspice .Multilevel inverter. PWM strategy.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Circuito de um inversor tipo fonte de tensão.....	16
Figura 2 - Esquema de um inversor tipo fonte de corrente	17
Figura 3 - Topologia simplificada de um inversor multinível.....	18
Figura 4 - Configuração típica de um conversor multinível de neutro grampeado meia ponte de 3 níveis monofásico.	19
Figura 5 - Topologia clássica de um conversor multinível de capacitor flutuante de 3 estados monofásico.	20
Figura 6 - Inversor multinível cascata de 5 estados monofásico e a forma de onda de sua saída.	21
Figura 7 - Diagrama de disposição das principais estratégias de modulação.....	23
Figura 8 - Gráficos dos sinais de onda de entrada do comparador.....	24
Figura 9 - Circuito gerador de sinal PWM.	25
Figura 10 - Modulação PS-PWM para um sistema de 2 células.	26
Figura 11 - Fonte de tensão independente do LTspice e suas funcionalidades.....	28
Figura 12 - Portadora 11 (verde) e Portadora 21 (vermelho) da primeira ponte H.	30
Figura 13 - Portadora 21 (verde) e Portadora 22 (vermelho) da segunda ponte H.	31
Figura 14 - Portadora 31 (verde) e Portadora 32 (vermelho) da terceira ponte H.....	33
Figura 15 - Exemplo de behavioral voltage source.	33
Figura 16 - Exemplo de optoacoplador PC817A no LTspice.	34
Figura 17 - Visão geral do circuito utilizado para realização do trabalho.....	37
Figura 18 - Sub-circuito de controle da primeira ponte H.....	38
Figura 19 - Sub-circuito de controle da segunda ponte H.	39
Figura 20 - Sub-circuito de controle da terceira ponte H.	39
Figura 21 - Forma de onda do sinal Ch1A.	40
Figura 22 - Forma de onda do sinal Ch2A.	40
Figura 23 - Forma de onda do sinal Ch3A.	41
Figura 24 - Pontes H que compõem o sub-circuito de potência do circuito deste trabalho.	41
Figura 25 - Funcionamento do conversor durante 300 milissegundos.....	44
Figura 26 - Sinal de saída do conversor CC/CA (vermelho) e uma referência senoidal de 60Hz (verde).	45

Figura 27 - Sinal de saída do conversor multinível de 7 estados simulado na plataforma LTspice.	46
Figura 28 - Sinal de saída de um conversor multinível de 7 estados experimental.....	46
Figura A1 - Circuito completo.	50
Figura A2 - Primeira parte do circuito.	51
Figura A3 - Segunda parte do circuito.	52
Figura A4 - Terceira parte do circuito.....	53
Figura B1 - Tabela NDU 013.	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros de configuração para as portadoras de primeiro nível.....	29
Tabela 2 - Parâmetros de configuração para as portadoras de segundo nível.	31
Tabela 3 - Parâmetros de configuração para as portadoras de terceiro nível.	32
Tabela 4 - Descrição do funcionamento do circuito de controle.....	40

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A - CIRCUITO COMPLETO	5050
ANEXO B - TABELA NDU 013	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A - Amperes

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

CSI - *Current Source Inverter*

EPE - Empresa de Pesquisa em Energia

Hz - Hertz

I_{carga} - Corrente da carga

I_{filtro} - Corrente do filtro ativo em derivação

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

I_{rede} - Corrente da rede

LTspice - Software livre para simulação de circuitos eletrônicos

P1 - Portadora 1

P2 - Portadora 2

P3 - Portadora 3

PS PWM - *Phase Shift Pulse Width Modulation*

PWM - *Pulse Width Modulation*

SIN - Sistema Interligado Nacional

TDH - Taxa de Distorções Harmônicas

V - Volts

VCA - Tensão Alternada

V_{carga} - Tensão da carga

VCC - Tensão Contínua

V_{fas} - Tensão de filtro ativo série

V_{rede} - Tensão da rede

V_{ref} - Tensão de referência

VSI - *Voltage Source Inverter*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	13
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	13
1.2 JUSTIFICATIVA.....	14
1.3 OBJETIVOS	14
1.3.1 Objetivo geral	14
1.3.2 Objetivos específicos.....	14
1.4. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	14
1.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	15
2 CONVERSORES.....	16
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	16
2.2 INVERSOR TIPO FONTE DE TENSÃO.....	16
2.3 INVERSOR TIPO FONTE DE CORRENTE	17
2.4 INVERSOR MULTINÍVEL	18
2.4.1 Inversor de Neutro Grampeado.....	19
2.4.2 Inversor de capacitor flutuante.....	20
2.4.3 Inversor Cascata.....	20
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	22
3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	23
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	23
3.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	24
3.2.1 Modulação por deslocamento de fase da portadora.....	25
3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	26
4 LTspice.....	27
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	27

4.2 FONTE DE TENSÃO INDEPENDENTE	27
4.2.1 Fonte de tensão CC.....	28
4.2.2 Fonte senoidal (Fonte de tensão CA)	28
4.2.3 Gerador de pulsos.....	29
4.3 FONTE DE TENSÃO DE COMPORTAMENTO CONTROLADO	33
4.4 OPTOACOPLADOR.....	34
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	35
5 MODELAGEM DO SISTEMA.....	36
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	36
5.2 CIRCUITO DE CONTROLE	38
5.3 CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	41
5.4 O FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR.....	42
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	43
6 TESTES E RESULTADOS	44
6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	44
6.2 FREQUÊNCIA	44
6.3 TENSÃO	45
6.4 COMPARAÇÃO COM UM SISTEMA REAL	46
6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	47
7 CONCLUSÃO.....	48
7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	48
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	49
ANEXO A – CIRCUITO COMPLETO	50
ANEXO B – TABELA NDU 013	54

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Segundo a Empresa de Pesquisa em Energia (EPE), responsável pela elaboração do balanço energético nacional de 2020, a geração eólica cresceu em 15,5% do ano de 2018 para o ano de 2019, alcançando o patamar de 56TWh. No mesmo período a geração solar fotovoltaica presenciou um acréscimo de impressionantes 92,2%, indo de 3,461 TWh para 6,655 TWh.

O consumo de energia elétrica no Brasil registrou, por sua vez, uma progressão de 1,3% de um ano para o seguinte. Já o consumo de derivados de petróleo sofreu um decréscimo de 25,5% na matriz energética brasileira. Estes dados refletem a realidade global, na qual existe uma demanda crescente por energia elétrica, paralela à uma busca pela redução do consumo de combustíveis fósseis, visando um desenvolvimento sustentável.

As fontes renováveis são extremamente vitais neste processo. A energia solar fotovoltaica e a energia eólica são as fontes renováveis de energia proeminentes no Brasil. Em sua forma pura, ambas geram energia em corrente contínua (CC). Os sistemas de transmissão e distribuição componentes do Sistema Interligado Nacional (SIN), por sua vez, utiliza primordialmente a corrente alternada (CA).

De acordo com o visto anteriormente, evidencia-se que o decréscimo no consumo de derivados de petróleo, apesar de ainda não ser tão evidente no Brasil, compõe uma preocupação constante no âmbito das políticas públicas. Deste contexto, surge a urgência pela substituição parcial dos veículos à derivados de petróleo para elétricos. Os veículos elétricos utilizam a energia de baterias, fornecida em CC, para alimentar seus motores elétricos de corrente alternada.

Além dos fatos anteriormente expostos, é possível perceber que garantir a qualidade do fornecimento e da transmissão de energia elétrica tem se tornado mais desafiador. Os filtros ativos representam uma ferramenta essencial para a correção desta problemática, pois os mesmos possibilitam a correção de distúrbios harmônicos na rede, e a compensação de quedas ou picos repentinos de energia. Estes filtros utilizam componentes armazenadores de energia em CC para corrigir a forma de onda da rede, em CA.

Estas três aplicações previamente apresentadas, além de inúmeras outras, possuem uma necessidade em comum: a conversão de corrente contínua CC para corrente alternada CA. Esta conversão não seria possível não fosse pela eletrônica de potência, em especial o conversor CC/CA, que representa o tema deste trabalho.

1.2 JUSTIFICATIVA

Novos campos da engenharia demonstram-se cada vez mais vitais à evolução sustentável da humanidade como um todo. Por consequência, compreender os conversores CC/CA e seu funcionamento tornou-se indispensável àqueles que busquem sanar problemáticas atuais ou futuras na área.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Este trabalho visa reproduzir e analisar, utilizando uma ferramenta computacional, o funcionamento de um conversor multinível de 7 estados.

1.3.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos do presente trabalho são: simular um circuito, por meio de uma ferramenta computacional gratuita, de um inversor de frequência funcional, bem como posteriormente analisar seu funcionamento.

1.4. ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura textual do trabalho é dividida em 7 capítulos.

- ✓ Capítulo 1: Introduzir o leitor à conjuntura que deu origem à ideia do trabalho, pontuando seus objetivos e apresentando suas justificativas e objetivos;
- ✓ Capítulo 2: Expor os conceitos e princípios de funcionamento de alguns tipos de conversores e seus respectivos modelos;
- ✓ Capítulo 3: Inteirar o leitor sobre as estratégias de modulação, além dos conceitos e principais aspectos da modulação PWM;
- ✓ Capítulo 4: Familiarizar o leitor com a plataforma de simulação LTspice (*Software livre para simulação de circuitos eletrônicos*).

- ✓ Capítulo 5: Expor o sistema implementado, bem como seu funcionamento e características;
- ✓ Capítulo 6: Analisar o funcionamento do circuito simulado e compará-lo com os resultados esperados;
- ✓ Capítulo 7: Apresentar as conclusões a serem tiradas deste trabalho e fazer apontamentos para trabalhos futuros;

1.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta seção introdutória buscou-se salientar os detalhes e a relevância do emprego dos conversores CC/CA. Pretendeu-se também expor a justificativa, os objetivos e a organização deste trabalho.

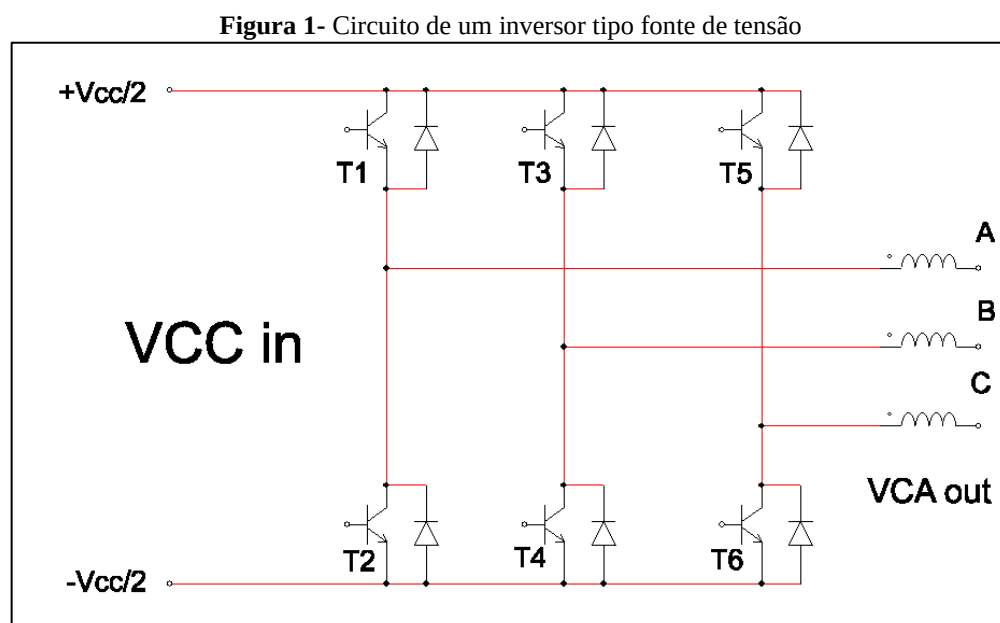
2 CONVERSORES

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os conversores, também conhecidos como inversores, são mecanismos alimentados por corrente contínua capazes de oferecer tensão ou corrente alternada com amplitude, frequência e forma de onda pré-estabelecidas a partir das configurações de um circuito de comando (DE ALVARENGA; POMILIO, 2011). Há diversos tipos de inversores, cada um com um método de funcionamento distinto. Esta seção do trabalho trata de apresentar alguns deles e elucidar seu funcionamento e principais aplicações, com foco no inversor multinível, que será de vital importância para o prosseguimento do trabalho.

2.2 INVERSOR TIPO FONTE DE TENSÃO

O circuito de um inversor tipo fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) trifásico é exemplificado na Figura 1, com a omissão do circuito de controle dos transistores. Este dispositivo funciona com a ativação simultânea de um dos transistores da semiponte superior e de um dos transistores da semiponte inferior, porém, nunca os dois transistores do mesmo ramo podem ser acionados concomitantemente, para evitar curtos-circuitos entre fases (POMILIO, 2013).



Fonte: Próprio Autor.

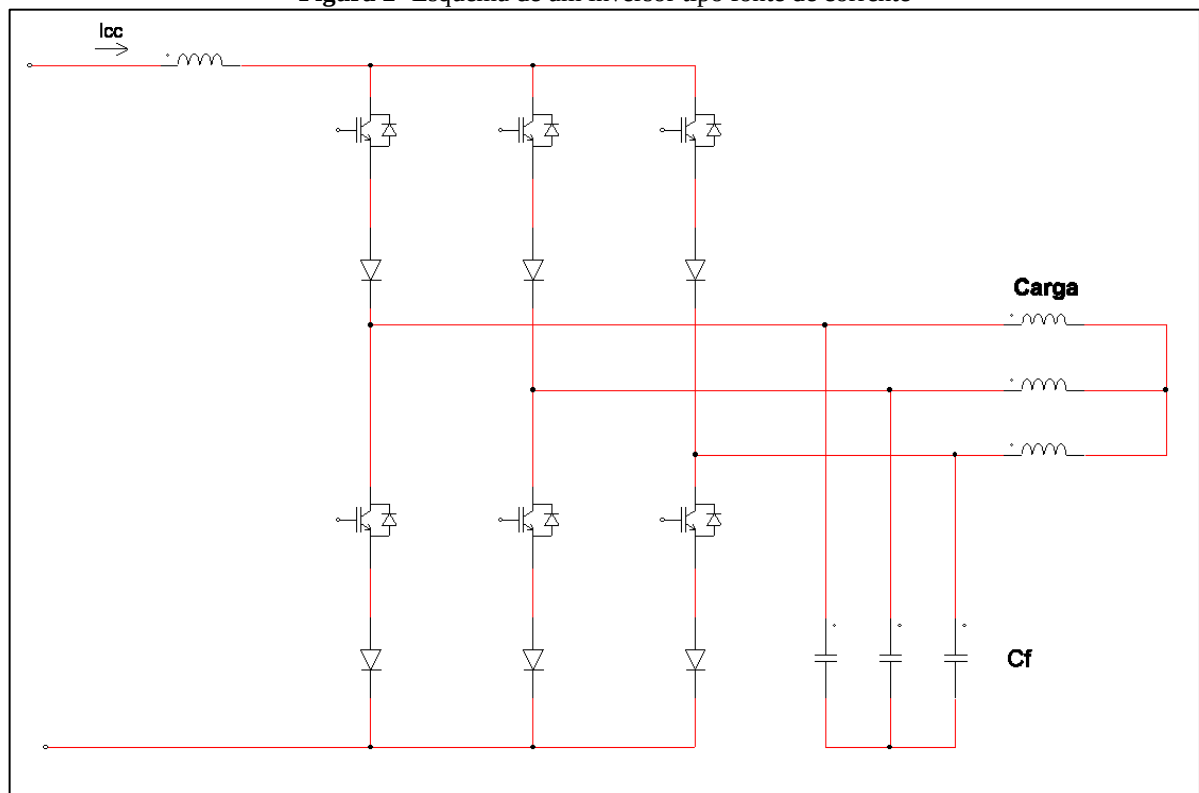
Este tipo de inversor deve ter sempre indutores ligados em série às suas saídas, de forma a limitar a variação instantânea da corrente, evitando que qualquer eventual pico de corrente chegue à (s) carga (s) por elas alimentada (s) (POMILIO, 2013).

Para que este tipo de inversor atue na correção de energia reativa, não há necessidade de ser alimentado por uma fonte de tensão, neste caso, substitui-se a mesma por um capacitor. Nesta configuração os diodos garantem que a corrente possa ser conduzida em ambos os sentidos.

2.3 INVERSOR TIPO FONTE DE CORRENTE

O Inversor tipo fonte de corrente CSI (*Current Source Inverter*) funciona de maneira similar ao VSI, porém, enquanto o primeiro atua no controle das tensões, o CSI atua controlando as correntes da carga a partir da corrente de entrada. Neste tipo de inversor, faz-se necessário o uso de chaves IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), que permitem a circulação de corrente apenas em um sentido e que bloqueiam tensões em ambas as polaridades. A Figura 2 exemplifica o circuito de um inversor deste tipo.

Figura 2- Esquema de um inversor tipo fonte de corrente



Fonte: Próprio Autor.

Caso o CSI seja usado com a finalidade de correção de energia reativa na rede, não é necessária a existência da fonte de corrente no lado CC do circuito, o indutor sozinho bastará para cumprir esta função (POMILIO 2013).

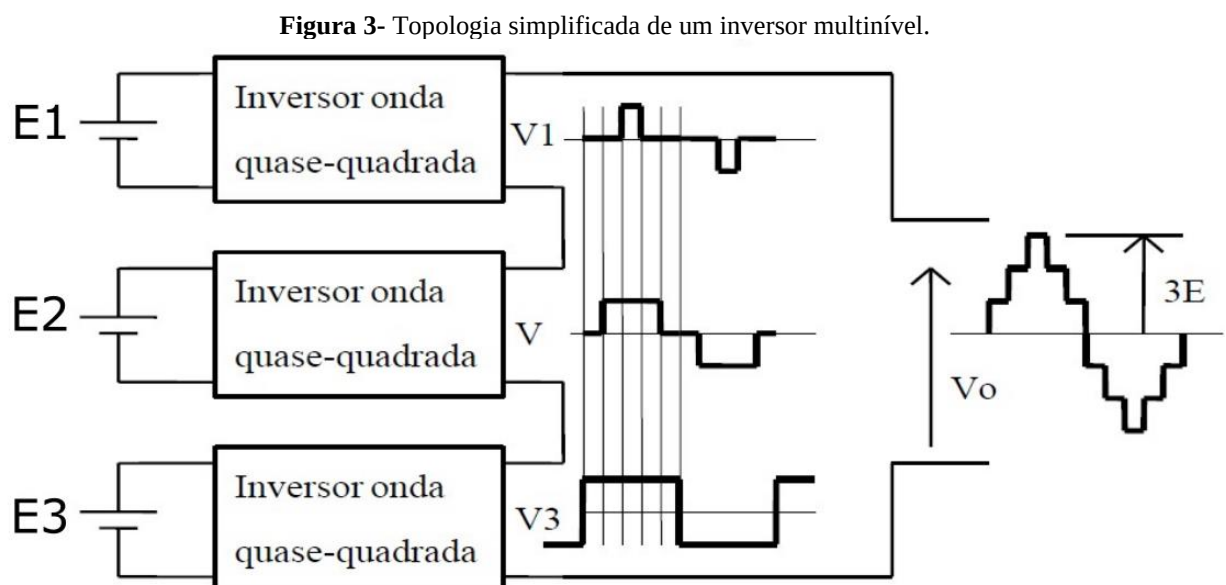
O banco de capacitores serve para acomodar qualquer pico de corrente quando a carga for indutiva, protegendo assim tanto a carga quanto o CSI.

2.4 INVERSOR MULTINÍVEL

De acordo com DE ALVARENGA e POMÍLIO (2011, p. 10)

O conversor multinível [...] promove a conversão entre tensão ou corrente contínua para alternada. Tal equipamento possui a vantagem de ser capaz de operar em tensões mais elevadas com maior precisão e menor geração de harmônicas, o que aproxima a sua saída de uma forma senoidal, sem a necessidade de associação de elementos comutadores em série.

Este tipo de inversor apresenta aplicações importantíssimas nas áreas de geração, automação, controle e sistemas elétricos de potência, uma vez que pode controlar os níveis de tensão, frequência e de energia reativa em sua saída. Sua topologia simplificada é apresentada na Figura 3.



Fonte: POMÍLIO; PAREDES; DECKMAN (2013, P.5.8)

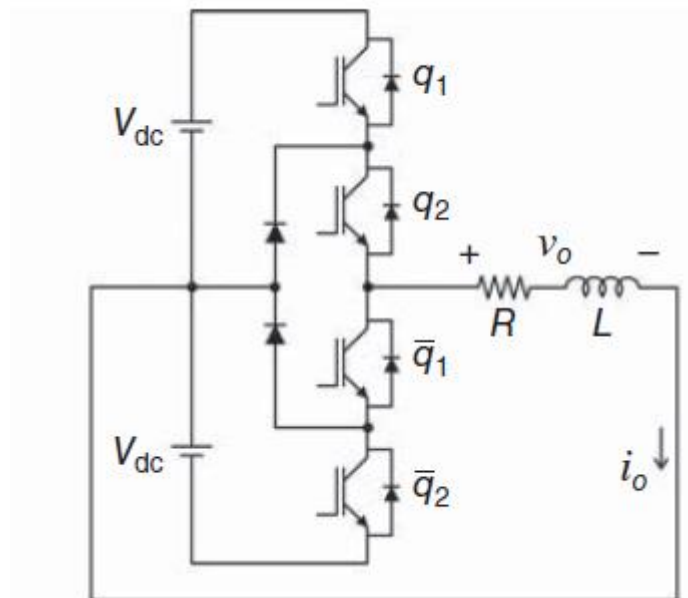
A partir da Figura 3, evidencia-se o funcionamento básico de um conversor multiníveis, em que diferentes células inversoras são associadas, buscando compor uma forma de onda de saída composta de vários níveis. É cabível também destacar que, de acordo com a configuração do inversor multiníveis, as células podem apresentar uma única fonte de alimentação ou fontes independentes, as quais podem ou não ser idênticas. Nos subtópicos a seguir serão apresentadas breves explicações sobre algumas topologias de conversores multiníveis.

2.4.1 Inversor de Neutro Grampeado

Devido à sua reduzida taxa de distorção harmônica (TDH), e a sua capacidade de suportar altas tensões sem necessidade de associação de transistores em série, o inversor de neutro grampeado é uma configuração muito utilizada para aplicações em média e alta tensão, como por exemplo, em drivers de motores (DOS SANTOS; DA SILVA, 2014).

Abaixo, na Figura 4, é possível visualizar a configuração mais comum de um inversor de neutro grampeado monofásico de 3 níveis. É importante ressaltar que este tipo de conversor, quando comparado com outros, apresenta uma relação alta entre a quantidade de portadoras e de níveis de saída.

Figura 4 – Configuração típica de um conversor multinível de neutro grampeado meia ponte de 3 níveis monofásico.



Fonte: DOS SANTOS; DA SILVA, 2014.

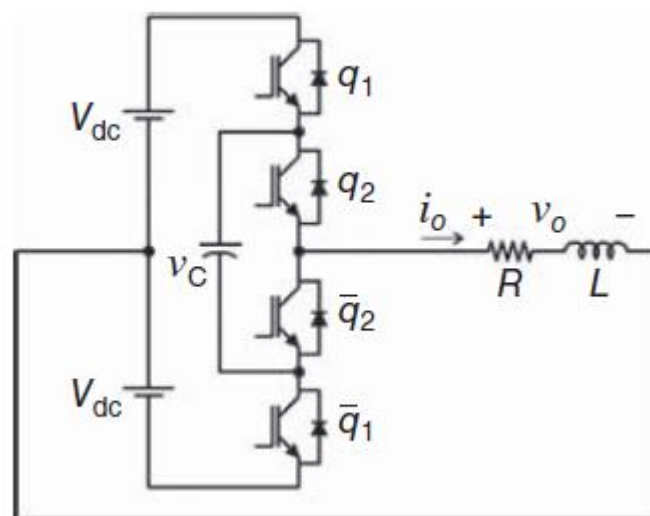
2.4.2 Inversor de capacitor flutuante

Os inversores de capacitor flutuante necessitam de uma menor quantidade de transistores que o de neutro grampeado para gerar a mesma quantidade de níveis, pois os mesmos apresentam mais estados redundantes, nos quais apesar de haver mudança de estado em um ou mais transistores do circuito, a tensão de saída mantém-se inalterada.

Devido à estes chaveamentos redundantes, o inversor de capacitor flutuante não apresenta necessidade de fontes de tensão CC independentes em sua entrada (como é o caso do inversor cascata), porém, torna-se mais difícil manter a tensão CA de saída em níveis adequados e livre de distorções. (DOS SANTOS; DA SILVA, 2014).

É exemplificado por meio da Figura 5 a topologia clássica de um conversor de capacitor flutuante monofásico de três estados.

Figura 5 - Topologia clássica de um conversor multinível de capacitor flutuante de 3 estados monofásico.



Fonte: DOS SANTOS; DA SILVA, 2014.

2.4.3 Inversor Cascata

Esta configuração também é conhecida como Pontes H conectadas em Série (DOS SANTOS; DA SILVA, 2014). Tal conversor é composto por diversas células conversoras também denominadas “pontes H”, conectadas em série, de forma a atingir a quantidade de níveis desejados.

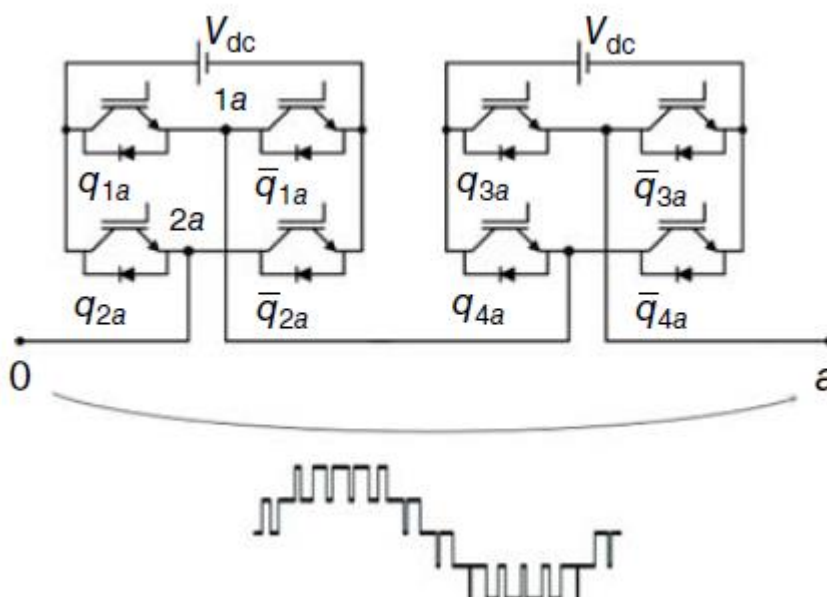
Quanto maior a quantidade de células do inversor, melhores serão o nível de tensão e de TDH apresentados em sua saída (ENCARNAÇÃO; AREDES, 2012). Isso se dá pois, quanto maior a quantidade de células, mais níveis a tensão de saída apresentará, sendo essa relação a

de $(2n+1)$, na qual n é o número de células presentes no circuito. A quantidade de células do conversor cascata é diretamente proporcional à qualidade de sua saída. Consequentemente, aumentar a quantidade de células deste tipo de inversor é uma das formas de reduzir a necessidade e a onerosidade dos filtros passivos em sua saída.

Existem dois tipos de inversor cascata, sendo eles o cascata simétrica e o cascata assimétrica. O primeiro tipo realiza a conversão de CC para CA utilizando-se de fontes CC de mesma tensão, desse modo a potência requisitada de cada uma das fontes é igual. Já no segundo caso, as fontes também devem ser independentes, porém, podem apresentar valores de tensão diferentes entre si.

Um conversor cascata é representado na Figura 6, na sequência. Pode-se perceber que o seu circuito é mais simples que os apresentados anteriormente, não necessitando de circuitos de grampeamento de neutro, nem da introdução de capacitores para reduzir a flutuação da tensão de saída. Vale salientar, ainda, que os valores das fontes de tensão (V_{dc}) podem ou não ser iguais, resultando assim em um inversor cascata simétrica ou assimétrica

Figura 6 - Inversor multinível cascata de 5 estados monofásico e a forma de onda de sua saída.



Fonte: DOS SANTOS; DA SILVA, 2014.

Além da topologia mais simples, também figuram entre as vantagens deste tipo de circuito a baixa susceptibilidade à interferências eletromagnéticas e a boa relação entre a quantidade de níveis e de transistores e a capacidade de continuar operante mesmo após defeito parcial (apesar da perda de níveis na saída) (DOS SANTOS, DA SILVA; 2014). As grandes desvantagens deste tipo de inversor são a necessidade de muitas fontes de tensão e a complexibilidade de modulação e controle.

Partindo do pressuposto que o presente trabalho não contaria com a confecção do circuito físico do inversor, o inversor tipo cascata logo se destacou como a escolha ideal. Sendo que a obtenção de fontes CC independentes, que configura uma das maiores dificuldades na montagem deste circuito, fora eliminada. Ademais, havia uma familiaridade maior com este tipo de inversor, posto que o mesmo integra o tema da tese de doutorado defendida pelo orientador deste trabalho.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste seguimento pudemos observar diferentes tipos de conversores CC/CA, suas principais características, excepcionalidades e topologia clássica.

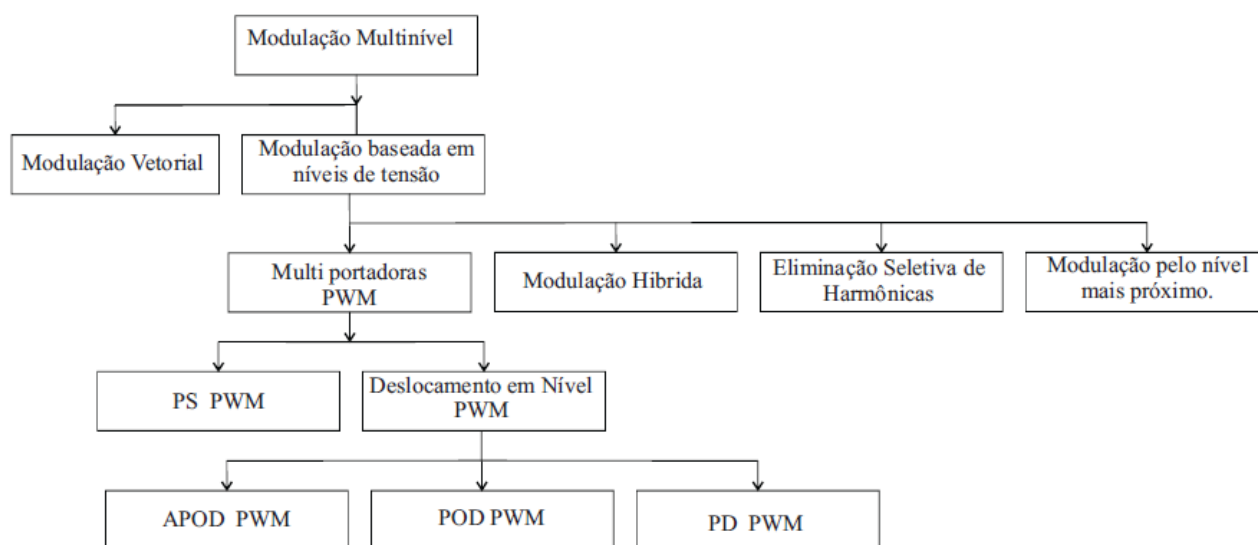
3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As estratégias de modulação constituem diferentes maneiras de gerar pulsos elétricos capazes de acionar os transistores de um conversor, cada uma delas criada com o intuito de aprimorar a qualidade do sinal de saída, reduzir as perdas por chaveamento ou melhorar a precisão dos níveis de saída de um determinado circuito. Existem duas principais categorias de estratégia de modulação para conversores multiníveis, sendo elas: modulação por espaços vetoriais e modulação por nível de tensão (FRANQUELO, et al, 2008).

A modulação por espaços vetoriais utiliza vetores espaciais girando em um eixo para calcular os intervalos entre as comutações de transistores (FRANQUELO, et al, 2008). Já a modulação por nível de tensão engloba diversas variações, dentre as quais, para a realização deste trabalho, utilizamos a modulação por largura de pulso (PWM), mais especificamente a modulação por largura de pulso com defasagem (PS PWM). A Figura 7, abaixo, contém um diagrama das subdivisões entre as diferentes estratégias de modulação.

Figura 7 – Diagrama de disposição das principais estratégias de modulação.

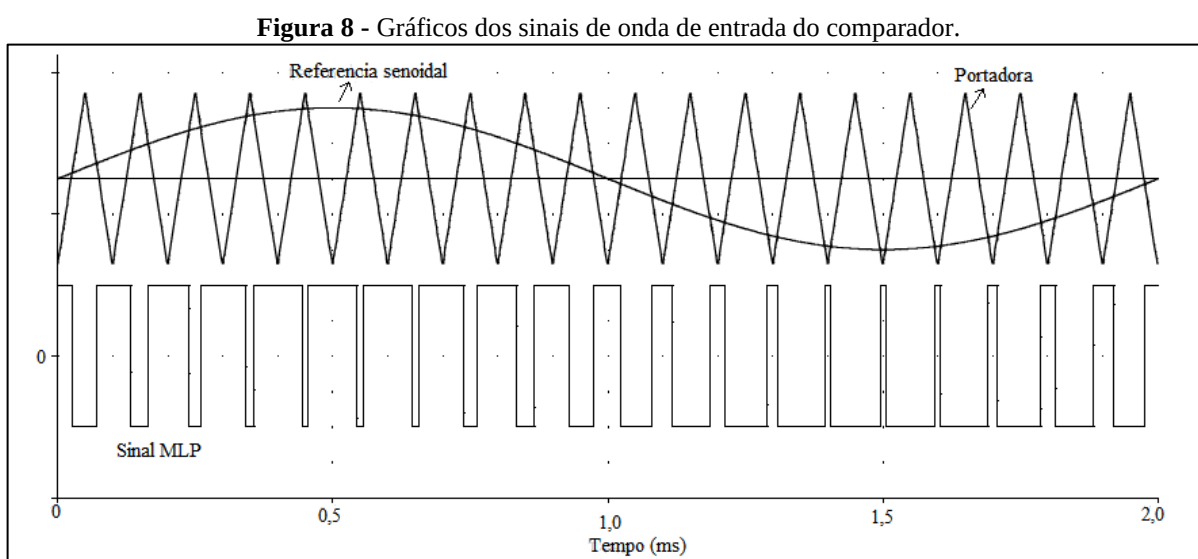


Fonte: FRANQUELO et al., 2008.

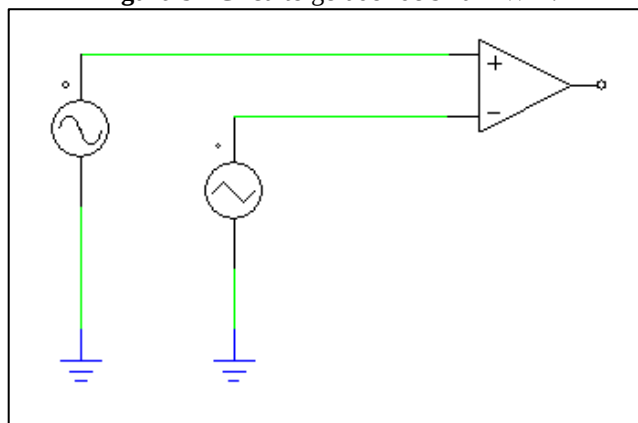
3.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

A modulação PWM, do inglês *Pulse Width Modulation* (modulação por largura de pulso, em português), é um tipo de modulação para controle de dispositivos de comutação com base em largura de pulsos. Neste tipo de modulação a saída de um dispositivo controlado por tensão ou corrente é modulada proporcionalmente à largura do pulso injetado em sua base ou gate.

O modo mais usual de se conseguir um sinal PWM é utilizando um comparador com 2 entradas, sendo uma senoidal com a frequência buscada para o sinal de saída e a segunda um sinal triangular com frequência pelo menos 20 vezes mais alta à da entrada senoidal (POMÍLIO, 2013). Este método é conhecido como PWM senoidal. A Figura 8 ilustra os sinais descritos e o resultante da comparação enquanto a Figura 9 expõe o esquema utilizado para gerar a comparação.



Fonte: POMÍLIO, 2013.

Figura 9 - Circuito gerador de sinal PWM.**Fonte:** Próprio Autor

Quando a portadora triangular apresenta uma frequência menor do que 20 vezes a frequência da referência senoidal, o espectro harmônico do sinal de saída do conversor possuirá como principais componentes as harmônicas inferiores, muito próximas da frequência fundamental. Isso torna o processo final de filtragem mais complexo e oneroso.

Se, por sua vez, a frequência da portadora for muito superior à da referência senoidal, a complexidade e o custo do processo de filtragem são suavizados, porém, devido à maior velocidade de chaveamento dos transistores, os mesmos podem sofrer aquecimento, diminuindo assim a vida útil dos componentes.

Como este projeto visa observar apenas a saída pura do conversor, sem necessidade do processo de filtragem, foi escolhida uma frequência para a portadora apenas 10 vezes superior à da referência, facilitando assim a visualização e compreensão da forma de onda de saída do mesmo, a qual apresentará uma quantidade menor de oscilações entre níveis.

3.2.1 Modulação por deslocamento de fase da portadora

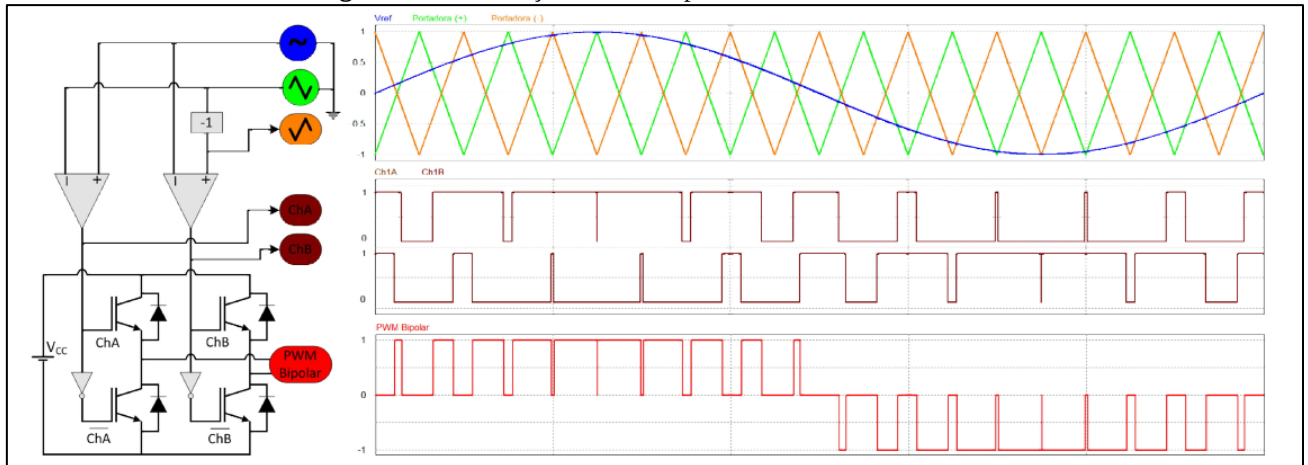
A modulação por deslocamento de fase da portadora, também conhecido como PS-PWM (*Phase Shifted Pulse Width Modulation*) é uma forma de modulação por PWM em que se controla um número “*n*” de células a partir do mesmo sinal senoidal e uma única portadora, a qual recebe diferentes níveis de defasagem.

A defasagem uniforme entre cada um dos sinais da portadora para controlar as diferentes células pode ser calculada a partir da seguinte equação (1):

$$\theta = \frac{180^\circ}{n} \quad (1)$$

Este tipo de modulação garante que todas as células serão chaveadas na mesma frequência (DE ALVARENGA; POMÍLIO, 2011). O funcionamento deste tipo de modulação para um sistema com uma única célula é exposto na Figura 10, a seguir.

Figura 10 - Modulação PS-PWM para um sistema de 2 células.



Fonte: DE ALVARENGA; POMÍLIO, 2011, p.17

Em circuitos práticos, a utilização de inversores digitais para a geração dos sinais negados, como visto na entrada da base dos transistores presentes na Figura 10 gera um leve atraso entre os sinais PWM, neste trabalho, foi utilizado um *buffer* também no sinal não negado, dessa forma, o atraso dos inversores é compensado pelo atraso dos *buffers*.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as principais características sobre as estratégias de modulação para conversores multiníveis, com ênfase na modulação PWM, da qual faz parte a modulação PS PWM, aplicada neste trabalho.

4 LTspice

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O LTspice é uma plataforma totalmente aberta e gratuita para simulação de circuitos eletrônicos. Fornecido pela empresa Analog Devices, uma das maiores empresas do ramo de produção e comercialização de circuitos impressos. A companhia descreve o LTspice como “um software de simulação SPICE para captura de esquemáticos e visualização de formas de onda de alta performance, com melhoramentos e modelagem para facilitar a simulação de circuitos analógicos”.

Apesar de ser limitada, quando comparada com outras plataformas pagas utilizadas para aplicações análogas, optou-se pelo seu uso neste trabalho devido à sua facilidade de acesso, à sua relativamente extensa biblioteca nativa e à grande variedade de material e bibliotecas disponíveis na rede.

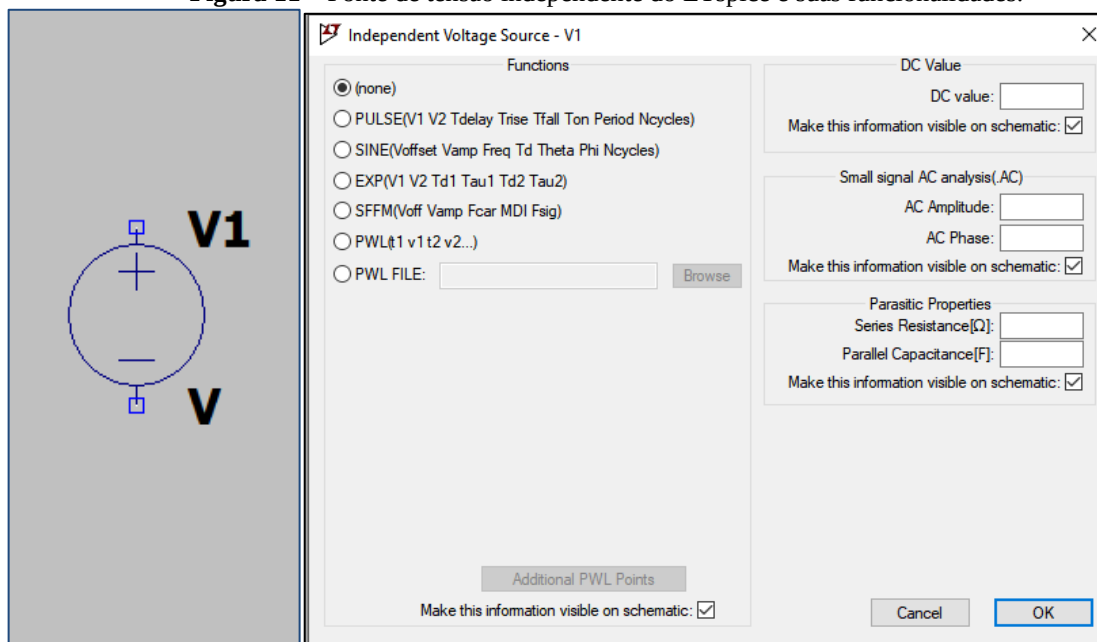
Para a elaboração deste trabalho foi utilizada a versão XVII (17.0.19.0), pois a mesma possui a capacidade computacional adequada e precisão satisfatória para as aplicações pretendidas neste trabalho.

A seguir, serão exibidos alguns dos principais blocos utilizados para a construção do circuito do conversor CC/CA, o qual é objeto deste trabalho, bem como uma breve explicação de seu funcionamento e de suas principais aplicações.

4.2 FONTE DE TENSÃO INDEPENDENTE

A fonte de tensão independente no LTspice, exemplificada na Figura 11, pode ser configurada das mais variadas formas, desde uma simples fonte de corrente contínua, com valores fixos, até geradores de sinais baseados em dados externos. Estas funcionalidades proporcionam uma gama quase ilimitada de aplicações para as fontes de tensão no LTspice.

Figura 11 – Fonte de tensão independente do LTspice e suas funcionalidades.



Fonte: Próprio Autor.

Neste trabalho são exploradas 3 das suas funcionalidades, sendo elas a fonte de tensão CC, a fonte senoidal e o gerador de pulso, posto que foram as únicas funcionalidades exploradas na simulação do circuito previamente citado.

4.2.1 Fonte de tensão CC

A fonte de tensão em corrente contínua, ou simplesmente fonte CC, fornece um valor fixo e programado de tensão em sua saída durante todo o intervalo de tempo definido para a simulação.

4.2.2 Fonte senoidal (Fonte de tensão CA)

Nesta forma de aplicação, a fonte de corrente independente apresenta em sua saída uma onda senoidal, com frequência, amplitude e fase fixas, conforme programadas pelo usuário. Para esta função, 7 parâmetros podem ser programados na fonte para se adequar ao intento da simulação, sendo eles: DC Offset, Amplitude, Frequência, Tempo de atraso (Tdelay), Defasagem em segundos (Theta), defasagem em graus (Phi) e quantidade de ciclos (Ncycles).

4.2.3 Gerador de pulsos

Esta aplicação da fonte de tensão permite criar sinais em degrau, em rampa, ondas triangulares, ondas no formato dente de serra, sequências de impulsos e diversos outros tipos de sinais por meio da mudança de seus parâmetros de configuração, os quais são: Tensão inicial ($V_{initial}$), Tensão quando ligada (V_{on}), Tempo de atraso (T_{delay}), Tempo de subida (T_{rise}), tempo de descida (T_{fall}), Tempo ligada (T_{on}), Período (T_{period}) e Quantidade de ciclos (N_{cycles}).

Para a aplicação neste trabalho em específico, a fonte independente na função pulso foi utilizada para produzir ondas triangulares, conforme as descrições subsequentes. Tais ondas triangulares foram utilizadas como portadoras no processo previamente explicado, para gerar os sinais de acionamento das chaves que compõe o conversor multiníveis.

4.2.3.1 Portadoras do primeiro nível

Para simular as portadoras utilizadas no chaveamento dos transistores do primeiro nível do conversor em cascata, foram utilizados os parâmetros descritos na Tabela 1:

Tabela 1 – Parâmetros de configuração para as portadoras de primeiro nível.

PARÂMETRO	PORTADORA 11	PORTADORA 21
$V_{initial}$ (V)	-1	1
V_{on} (V)	1	-1
T_{delay} (s)	0	0
T_{rise} (μs)	833.333	833.333
T_{fall} (μs)	833.333	833.333
T_{on} (s)	0	0
T_{period} (ms)	1.666	1.666

Fonte: Próprio Autor.

As tensões iniciais e de fonte ativa foram configuradas com sinais opostos para que a Portadora 2 fosse o exato oposto da Portadora 1. Como são portadoras do primeiro nível, seus sinais não necessitam de nenhum atraso, portanto T_{delay} foi configurado como 0 para ambas as fontes.

De modo a facilitar o entendimento e a visualização, o período foi calculado de forma que as portadoras possuíssem uma frequência exatamente 10 vezes maior que a referência. Caso se tratasse de um conversor real, a frequência das portadoras deveria ser pelo menos 20 vezes superior àquela da referência senoidal. Então, como a referência possui uma frequência de 60Hz, as portadoras devem apresentar frequência de 600Hz.

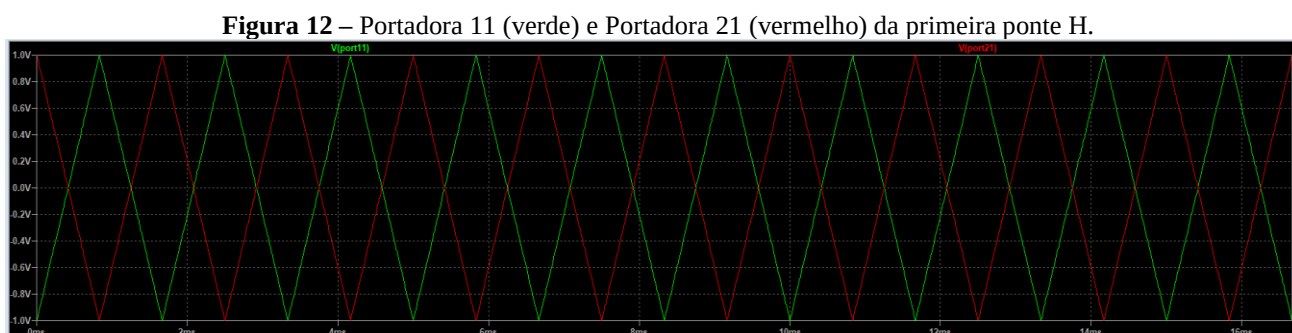
Conforme HALLIDAY, RESNIK e WALKER (2016), o período do sinal é o inverso de sua frequência, assim, temos a fórmula demonstrada em (2):

$$T = 1/f \quad (2)$$

$$T = 1/600$$

Por conseguinte, o período das portadoras deve ser de 0,001666 s. Como as ondas devem ser triangulares, seus tempos de subida e de descida devem corresponder à meio período, ou seja, 833.333 us. Como um degrau de tensão não é desejado, e apenas uma onda triangular pura, o tempo que a fonte de tensão passa em seu valor Von foi configurado para 0s.

A partir dos parâmetros descritos pela Tabela 1, é possível simular os sinais para as portadoras de primeiro nível, conforme demonstrado na Figura 12, abaixo.



Fonte: Próprio Autor.

4.2.3.2 Portadoras do segundo nível

A Tabela 2 descreve os parâmetros utilizados para configurar o funcionamento das portadoras utilizadas no acionamento dos transistores da ponte H de segundo nível:

Tabela 2 – Parâmetros de configuração para as portadoras de segundo nível.

PARÂMETRO	PORTADORA 12	PORTADORA 22
Vinitial (V)	-1	1
Von (V)	1	-1
Tdelay (s)	277.7776667	277.7776667
Trise (µs)	833.333	833.333
Tfall (µs)	833.333	833.333
Ton (s)	0	0
Tperiod (ms)	1.666	1.666

Fonte: Próprio Autor.

A maioria dos parâmetros são análogos àqueles utilizados nas portadoras de primeiro nível, porém, dessa vez, para utilizarmos a modulação PS-PWM, precisamos de uma defasagem igual entre as portadoras acima do primeiro nível.

Segundo HALLIDAY, RESNIK e WALKER (2016), para calcular o valor desta defasagem, basta dividir o semiperíodo da onda triangular pela quantidade de células conversoras que se pretende utilizar, como demonstrado pela fórmula (3) a seguir:

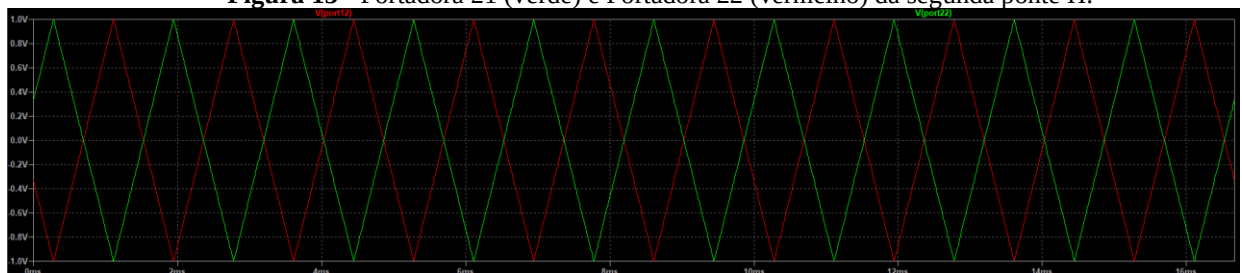
$$T_{delay} = \frac{T}{2 \times n} \quad (3)$$

Como o circuito deste trabalho utiliza 3 células, obtém-se o seguinte:

$$T_{delay} = \frac{1.666ms}{(2 \times 3)}$$

O que resulta em um atraso de aproximadamente 277.7776667 µs.

Como resultado da configuração dos parâmetros segundo a Tabela 2, obteve-se os sinais das portadoras de controle da segunda ponte H. as quais podem ser visualizadas na Figura 13, a seguir.

Figura 13 - Portadora 21 (verde) e Portadora 22 (vermelho) da segunda ponte H.

Fonte: Próprio Autor.

4.2.3.3 Portadoras do terceiro nível

Na Tabela 3 estão expostos os parâmetros utilizados para configurar o funcionamento das portadoras utilizadas no acionamento dos transistores da ponte H de terceiro nível:

Tabela 3 – Parâmetros de configuração para as portadoras de terceiro nível.

PARÂMETRO	PORTADORA 13	PORTADORA 23
Vinitial (V)	-1	1
Von (V)	1	-1
Tdelay (s)	555.555	555.555
Trise (µs)	833.333	833.333
Tfall (µs)	833.333	833.333
Ton (s)	0	0
Tperiod (ms)	1.666	1.666

Fonte: Próprio Autor.

A maioria dos parâmetros são análogos àqueles utilizados nas portadoras de primeiro nível, porém, dessa vez, para utilizarmos a modulação PS-PWM, precisamos de uma defasagem igual entre as portadoras acima do primeiro nível.

Para calcular o valor desta defasagem, basta dividir o semiperíodo da onda triangulas pela quantidade de níveis que se pretende utilizar, como demonstrado pela fórmula (4) a seguir:

$$T_{delay} = \frac{T}{2 \times n} \quad (4)$$

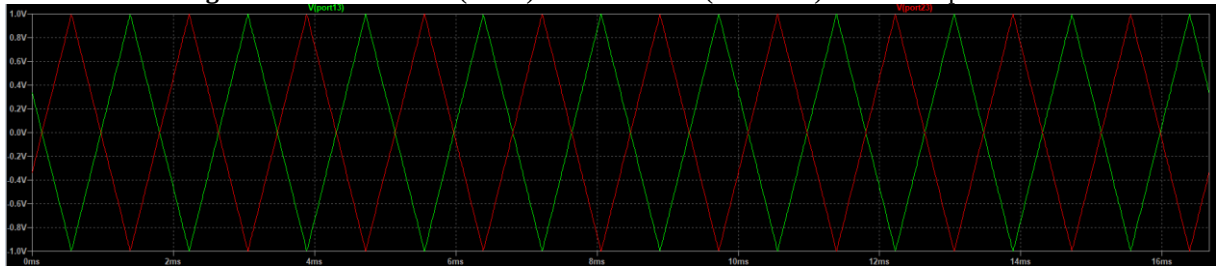
Logo, temos o seguinte:

$$T_{delay} = \frac{1.666ms}{(2 \times 3)}$$

O que resulta em um atraso de aproximadamente 277.7776667 µs. Como as portadoras deste nível devem possuir o dobro da defasagem daquelas de segundo nível, devemos utilizar a defasagem de 555.555 µs.

Configurando as fontes de tensão com os parâmetros descritos na Tabela 3, obtêm-se como resultado as portadoras de controle de chaveamento da terceira ponte H, as quais são representadas na Figura 14, subsequente.

Figura 14 - Portadora 31 (verde) e Portadora 32 (vermelho) da terceira ponte H.

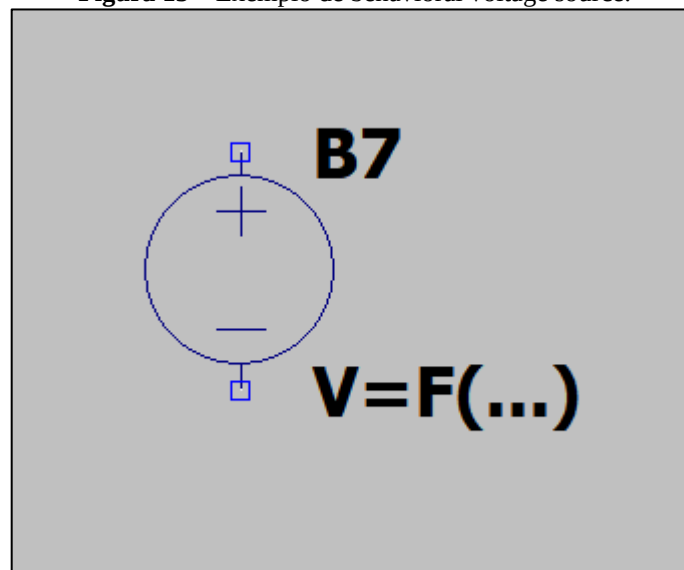


Fonte: Próprio Autor.

4.3 FONTE DE TENSÃO DE COMPORTAMENTO CONTROLADO

As fontes de tensão de comportamento controlado ou “*behavioral voltage sources*”, as quais encontram-se exemplificadas na Figura 15, são fontes de tensão que podem ser programadas para aplicar tensão em um circuito de acordo com fatores pré-estabelecidos pelo usuário. Estas fontes são especiais e merecem uma categoria própria por poderem ser programadas com funções lógicas de programação, como os laços “*if*” e “*or*”.

Figura 15 – Exemplo de behavioral voltage source.



Fonte: Próprio Autor.

Este tipo de programação permite uma comparação muito mais rápida e mais precisa entre os sinais das portadoras e da referência. Portanto, neste trabalho, as *behavioral voltage sources* foram utilizadas como substitutas para os comparadores analógicos geralmente utilizados neste tipo de aplicação.

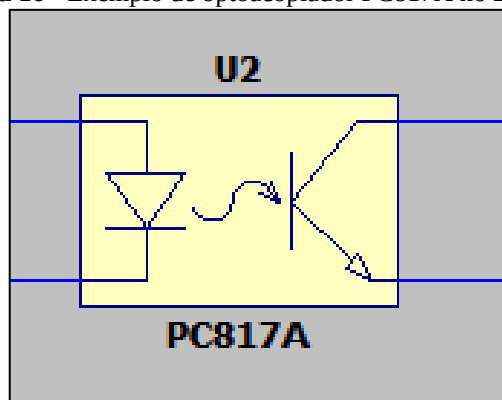
4.4 OPTOACOPADOR

De acordo com CUNHA (2014),

Optoacopladores são dispositivos compostos por um elemento emissor e um elemento receptor, funciona como um interruptor ativado pela luz emitida por um diodo LED que satura outro componente optoeletrônico. Também são chamados optoisoladores pois são utilizados para isolar fisicamente partes de circuitos. Os optoacopladores também são úteis na tradução de níveis de sinais.

Os dispositivos optoacopladores presentes no LTspice copiam com grande precisão o funcionamento de optoacopladores reais. No circuito deste trabalho, o dispositivo escolhido foi o PC817A, pois foi o dispositivo que melhor se comportou nos testes para a frequência de chaveamento dessa aplicação, dentre todos os dispositivos similares disponíveis na biblioteca do LTspice. A Figura 16 demonstra um exemplo de um optoaclopador PC817A.

Figura 16 - Exemplo de optoacoplador PC817A no LTspice.



Fonte: Próprio Autor.

No circuito deste trabalho, os optoacopladores foram cruciais no desempenho de duas funções, permitir o acionamento dos transistores do circuito de potência o nível de tensão apropriado para a aplicação desejada e desacoplar eletricamente os circuitos de controle e potência.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta etapa do trabalho trata sobre o software de simulação de circuitos gratuito LTspice e seus principais componentes utilizados para o desenvolvimento do circuito simulado.

5 MODELAGEM DO SISTEMA

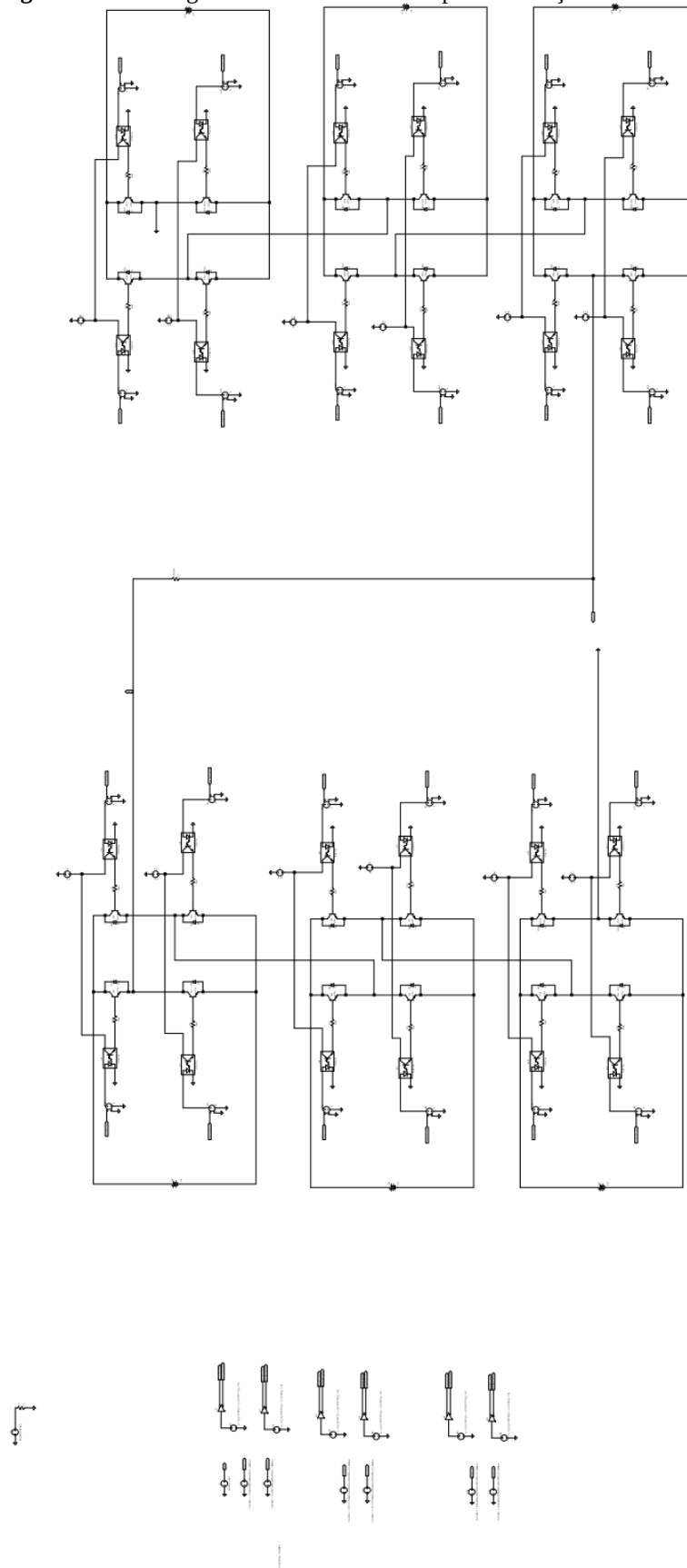
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O sistema apresentado neste trabalho utiliza os elementos presentes no software de simulação LTspice para construção de um circuito que se comporte como um conversor CC-CA multiníveis de 7 estados.

Para melhor compreensão do funcionamento, dividiremos o sistema em 2, sendo eles o circuito de controle, responsável pela geração dos sinais PWM e pelo acionamento dos transistores e o circuito de potência, o qual contém os transistores e é responsável pelo comportamento final do sinal de saída do circuito.

Na figura 17, a seguir, pode-se visualizar o circuito completo, com a separação entre circuito de controle e circuito de potência.

Figura 17 – Visão geral do circuito utilizado para realização do trabalho.



Fonte: Próprio Autor.

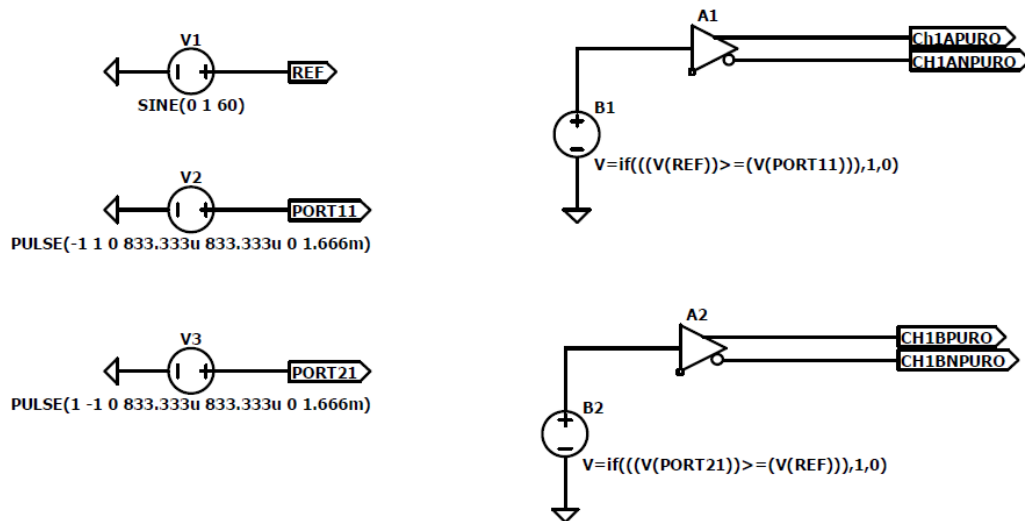
5.2 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle é o responsável por comandar os chaveamentos dos transistores de potência, os quais devem fazer a conversão de Corrente Contínua para Corrente Alternada em 7 níveis, conforme exposto anteriormente.

Neste sub-circuito foram utilizadas as fontes de tensão de comportamento controlado, descritas no item 2 do capítulo 4. Estas fontes foram empregadas para realizar a comparação entre os valores de tensão das portadoras e da fonte senoidal de referência, de forma mais rápida e mais precisa que os comparadores analógicos, habitualmente utilizados nesta aplicação.

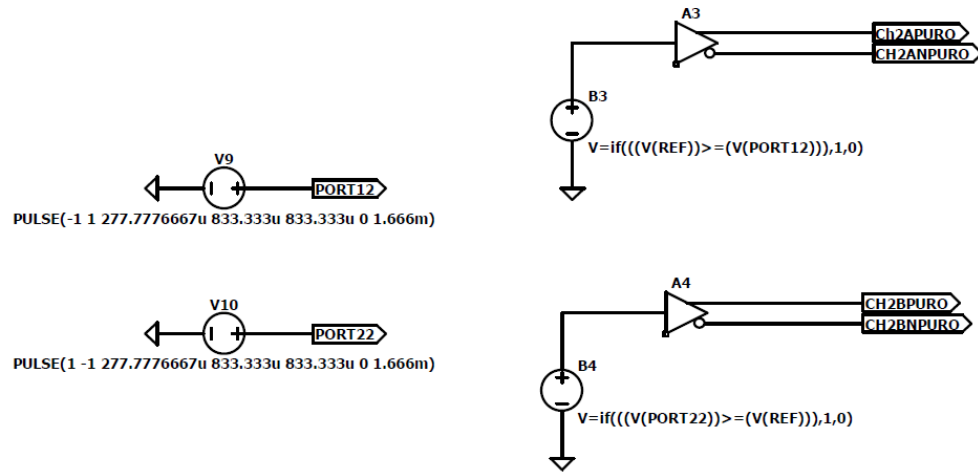
As Figuras 18, 19 e 20, apresentadas em seguida, expõem o circuito utilizado para conquistar os resultados obtidos.

Figura 18 – Sub-circuito de controle da primeira ponte H.



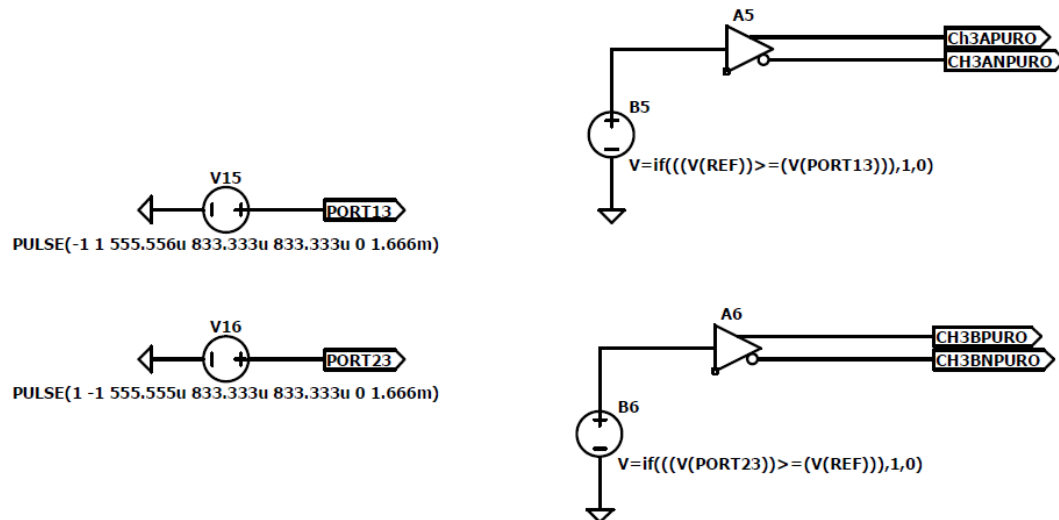
Fonte: Próprio Autor.

Figura 19 – Sub-circuito de controle da segunda ponte H.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 20 – Sub-circuito de controle da terceira ponte H.



Fonte: Próprio Autor.

Para gerar os sinais de controle para o chaveamento de cada uma das pontes H, foram utilizadas 2 fontes de tensão configuradas como portadoras, 2 fontes de tensão de comportamento controlado para realização da comparação entre as portadoras e a referência senoidal, além de um buffer com função inversora.

Assim, cada portadora, após comparada com a referência senoidal gera 2 sinais de saída, sendo um normal e um invertido. Estes são os sinais que serão utilizados no acionamento dos

transistores do circuito de potência. A Tabela 4, a seguir demonstra o funcionamento do circuito de forma mais clara e sucinta.

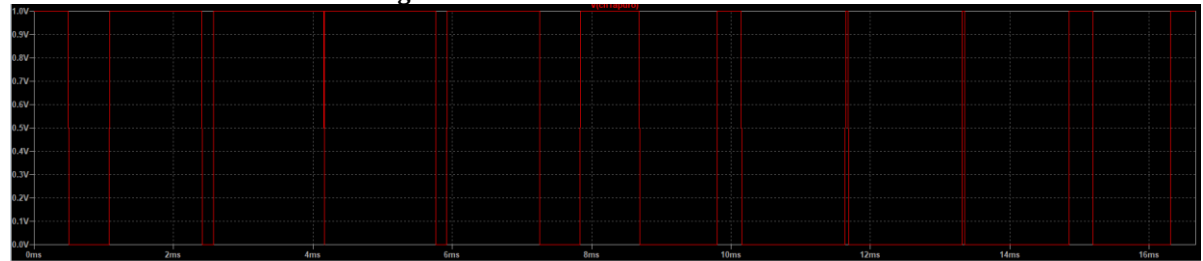
Tabela 4 – Descrição do funcionamento do circuito de controle.

NÍVEL	PORTADORA	COMPARAÇÃO	SAÍDA
Primeiro Nível	Portadora 11	$V_{ref} \geq V_{port11}$	Ch1A
			Ch1A Negado
	Portadora 21	$V_{port\ 12} \geq V_{ref}$	Ch1B
Segundo Nível	Portadora 12	$V_{ref} \geq V_{port21}$	Ch2A
			Ch2A Negado
	Portadora 22	$V_{port\ 22} \geq V_{ref}$	Ch2B
Terceiro Nível	Portadora 13	$V_{ref} \geq V_{port31}$	Ch3A
			Ch3A Negado
	Portadora 23	$V_{port\ 32} \geq V_{ref}$	Ch3B
			Ch3B Negado

Fonte: Próprio Autor.

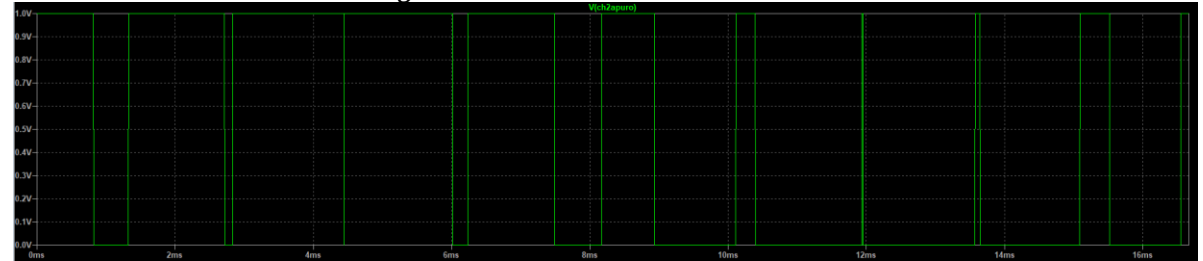
Algumas das saídas expostas na Tabela 4, acima, são demonstradas nas Figuras 21, 22 e 23, em seguida.

Figura 21 – Forma de onda do sinal Ch1A.

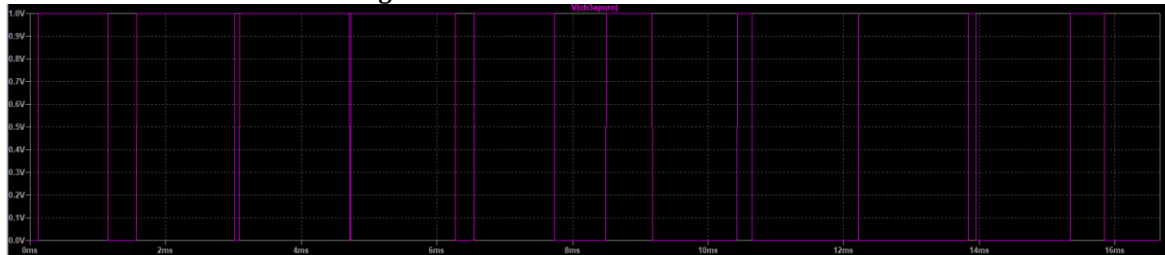


Fonte: Próprio Autor.

Figura 22 – Forma de onda do sinal Ch2A.



Fonte: Próprio Autor.

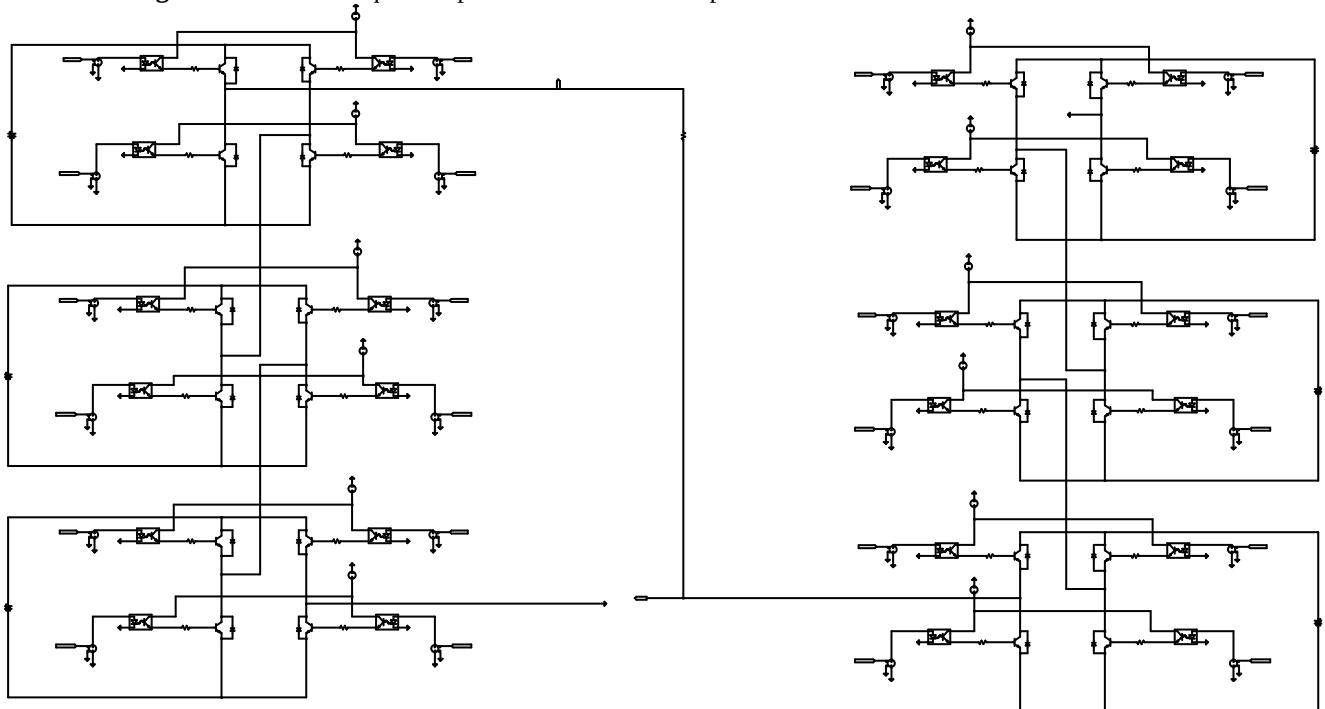
Figura 23 – Forma de onda do sinal Ch3A.

Fonte: Próprio Autor.

5.3 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência é o responsável direto pela conversão de Corrente Contínua para Corrente Alternada. É formado pelos transistores, fontes de tensão CC e diodos de roda livre. Neste trabalho, foram utilizadas pontes H em sua configuração clássica (com a presença dos diodos de roda livre) interligadas em cascata.

A Figura 24 demonstra a ligação em cascata das pontes H, as quais são os principais componentes.

Figura 24– Pontes H que compõem o sub-circuito de potência do circuito deste trabalho.

Fonte: Próprio Autor.

Pode-se perceber as ligações em cascata das células do inversor, ou seja, interligação sempre do polo de semiciclo positivo de uma célula com o polo de semiciclo negativo da célula subsequente.

É importante ressaltar também que devido às limitações do software LTspice, sem o espelhamento do circuito, com a carga aterrada, o sinal de saída não conseguiu reproduzir a tensão negativa. Houve, portanto, a necessidade de reproduzir o mesmo circuito e conectar o ponto fase do original com o neutro do circuito espelhado

5.4 O FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Os sinais gerados no circuito de controle, por meio das comparações entre a fonte de tensão senoidal de referência e as portadoras apresentam tensão muito baixa, oscilando entre 0V e 1V, impossibilitando seu uso direto para acionamento dos opto-acopladores. Decidiu-se então utilizar os sinais puros para acionar fontes de tensão controladas, as quais reproduzem os mesmos sinais com amplitudes maiores, tornando-os adequados ao acionamento dos opto-acopladores.

Os opto-acopladores, por sua vez, controlados pelos sinais de controle de chaveamento, agora amplificados pelas fontes de tensão, alimentam as bases dos transistores com uma fonte de tensão CC independente. É utilizada uma fonte de tensão CC separada para cada par de transistores espelhados, buscando minimizar os efeitos de quaisquer possíveis perturbações provenientes de outros chaveamentos.

Os valores das fontes de tensão independentes CC e dos resistores da base dos transistores foram ajustados buscando a melhor simetria possível para o sinal de saída, a partir do eixo de tensão 0V. Para evitar possíveis correntes reversas que poderiam danificar os transistores, foram instalados diodos de roda livre individuais para cada um dos elementos chaveados.

A partir do pressuposto que o sinal de saída do conversor se daria em Corrente Alternada, os ramos das pontes H foram arbitrariamente definidos como Fase para o lado esquerdo e Neutro para o lado direito, buscando facilitar o entendimento da ligação em cascata.

Para a realização da ligação em cascata, a fase da primeira ponte H foi derivada para a carga, enquanto que o seu neutro foi interligado com a fase da ponte H subsequente. A segunda célula de ponte H do conversor também teve seu neutro interligado à fase da célula posterior. Já a terceira célula apresentou seu Neutro aterrado. Assim, a carga ficou posicionada entre a

fase da primeira célula um ponto de aterramento. O circuito completo, pode ser observado no Anexo A, localizado no final deste trabalho.

De acordo com as comutações de estado provocada nos transistores, o sinal de saída pode oscilar entre os valores de $-3V$ e $+3V$. Para cada mudança em cada um dos canais, existem três reações possíveis para o sinal de saída: Permanecer no mesmo valor de tensão, elevar a tensão atual em $1V$ ou decrescer o valor atual de tensão em $1V$.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Abordou-se nesta etapa do trabalho o funcionamento do sistema, sua configuração como um todo e todos os seus sub-circuitos.

6 TESTES E RESULTADOS

6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

De acordo com o proposto, para que o conversor simulado fosse aplicável, o mesmo deveria seguir alguns parâmetros e atingir alguns critérios, os quais se tornam pré-requisitos para viabilizar sua aplicação. Para o caso específico deste trabalho, foram adotados os critérios estabelecidos pela concessionária ENERGISA TOCANTINS, conforme a sua norma técnica NDU 013, a qual trata dos critérios para a conexão de geração distribuída em baixa tensão.

Este capítulo tratará dos principais dentre estes critérios, e analisará o comportamento do circuito simulado para confirmar se o sistema atingiu os resultados pretendidos.

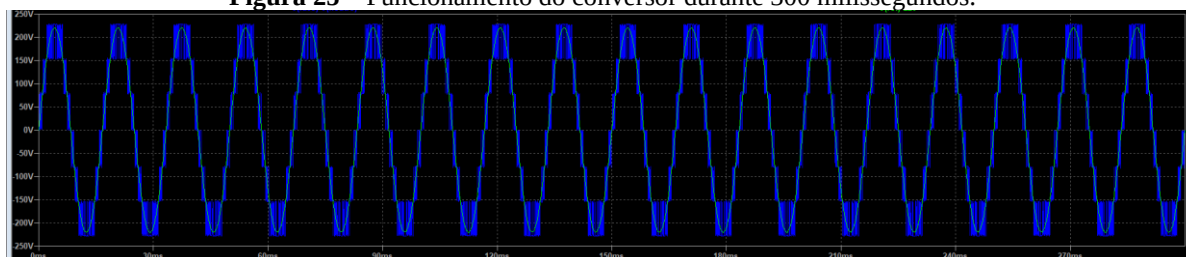
6.2 FREQUÊNCIA

A norma NDU 013 estabelece em seu item 9.2.1 que “O sistema de Geração Distribuída só deve aumentar a potência ativa injetada quando a frequência da rede retornar para a faixa $60\text{Hz} \pm 0,05\text{Hz}$ por, no mínimo, 300 segundos.” (ENERGISA/C-GTCD-NRM/Nº074/2018, p. 36).

Devido ao tempo de amostragem muito elevado, em relação aos parâmetros utilizados na simulação, os quais se encontram na ordem dos milissegundos, torna-se inviável ensaiar o sistema para 300 segundos de funcionamento contínuo. Porém, utilizou-se 300 milissegundos de funcionamento contínuo do sistema para análise. Esta amostragem é mais que satisfatória para o pretendido por este trabalho.

A Figura 25, a seguir, demonstra o funcionamento do circuito durante 300 milissegundos ininterruptos.

Figura 25 – Funcionamento do conversor durante 300 milissegundos.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se perceber a partir da Figura 25 que o conversor não apresenta qualquer mudança ou anomalia em seu comportamento durante o funcionamento de 300 milissegundos ininterruptos. A partir desta análise, é razoável presumir que o mesmo comportamento seria mantido durante qualquer intervalo de funcionamento ininterrupto.

A Figura 26, subsequente, ilustra um único período do sinal de saída do conversor, em comparação com uma onda senoidal, de mesma amplitude, com frequência de 60Hz.

Figura 26 – Sinal de saída do conversor CC/CA (vermelho) e uma referência senoidal de 60Hz (verde).



Fonte: Próprio Autor.

Mediante a Figura 26, pode-se constatar que o sinal de saída do conversor encontra-se em fase com a referência senoidal. Para que ambos estejam em fase, é imperativo que o sinal de saída do conversor também apresente uma frequência de 60Hz.

Portanto, é possível inferir que o conversor simulado atende os critérios de conexão com a rede da concessionária ENERGISA TO no que tange o domínio da frequência.

6.3 TENSÃO

A Tabela 10 presente na NDU 013, a qual se encontra no Anexo B do presente trabalho, define que a tensão do inversor não deve ser inferior à 0,8 p.u. (80%) ou superior à 1,1 p.u. (110%) da tensão da rede para que a conexão com a mesma seja aprovada.

Por se tratar de um conversor monofásico, o valor de referência para a tensão é de 220V. Desse modo, o nível de tensão eficaz do conversor não deve ser inferior à 176V e nem superior à 242V.

Recapitulando a Figura 26 do tópico anterior, percebe-se que a tensão de saída do conversor não ultrapassa o valor máximo da amplitude da onda de referência. Neste caso, a referência havia sido configurada para apresentar uma amplitude de 220V. Assim, pode-se constatar que o conversor segue o parâmetro estabelecido pela NDU 013, pelo menos neste momento.

De acordo com a Figura 25, foi inferido que o sinal de saída do conversor não apresenta distorções, anomalias ou mudanças de comportamento em regime permanente, logo, é razoável

concluir que o mesmo seguirá sempre respeitando os valores de tensão estipulados pela NDU 013.

6.4 COMPARAÇÃO COM UM SISTEMA REAL

Conforme o esperado, o conversor simulado apresentou 7 níveis de tensão distintos em seu sinal de saída. O sinal também permaneceu em fase com a referência senoidal. E se aproximou do ideal. A seguir o circuito deste trabalho foi comparado com um sistema análogo existente na vida real.

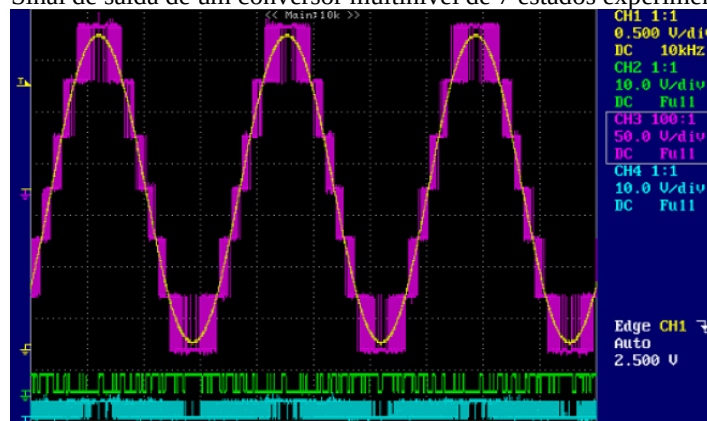
A partir da comparação entre a Figura 27, que apresenta o sinal de saída do circuito simulado, e a Figura 28, que representa a saída de um conversor ideal, é possível perceber que o circuito simulado atingiu um grau satisfatório de acuracidade.

Figura 27 – Sinal de saída do conversor multinível de 7 estados simulado na plataforma LTspice.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 28- Sinal de saída de um conversor multinível de 7 estados experimental.



Fonte: POMÍLIO; PAREDES; DECKMAN, (2017, p.5.9)

6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo discorreu acerca dos testes realizados na simulação do circuito e seus resultados.

7 CONCLUSÃO

O trabalho exposto demonstrou o comportamento de um conversor CC/CA multinível de 7 estados simulado, utilizando-se da ferramenta LTspice para construção e simulação do mesmo. No decorrer do trabalho foi possível compreender o funcionamento deste tipo de conversor, bem como suas aplicações.

O trabalho expôs o método utilizado na simulação do circuito, além de descrever em detalhes a sua arquitetura e cada um de seus componentes principais. Além disso, também foram abordados neste trabalho os resultados obtidos, os quais foram comparados com os resultados esperados e com os critérios para conexão com a rede de uma concessionária de energia.

O sistema simulado conseguiu atender a todos os objetivos e cumpriu satisfatoriamente cada um dos pré-requisitos aos quais foi submetido. Conclui-se, portanto, que o circuito simulado é eficaz, confiável e de viável desenvolvimento em circunstâncias normais.

7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Com o intuito de promover o prosseguimento do trabalho, propõem-se alguns tópicos para abordagem de trabalhos futuros. Naturalmente, o ponto de partida deverá ser o de implementar o circuito simulado na prática em laboratório.

É importante apontar que a intenção inicial deste trabalho era atingir este objetivo, porém, devido à atual conjuntura, em que impera uma pandemia global de COVID 19, além de outros fatores, o acesso ao laboratório tornou-se impraticável.

As principais dificuldades encontradas durante a tentativa de confecção do circuito físico foram: a quantidade de fontes de tensão independentes e de *protoboards* a serem utilizadas, a relevante complexidade de montagem do circuito de controle e a necessidade de compatibilizar os níveis de tensão em todos as fontes e sinais.

Além da implementação física, pode-se buscar uma otimização do controle de chaveamento para eliminar chaveamentos desnecessários nos transistores e ampliar a quantidade de níveis de saída do conversor, finalmente culminando na aplicação do sistema proposto à um filtro ativo funcional.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. Associação Brasileira de Normas Técnicas: Informação e documentação - Referências - Elaboração. Abril, 2012.

CUNHA, L. A., (2014). Instrumentação para um Procedimento de Medição de Potência de Cargas Elétricas em Automação Predial. Trabalho de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Publicação FT.TG-nº 23/2014, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF.

DE ALVARENGA, Marcos Balduino; POMILIO, José Antenor. Modulation strategy for minimizing commutations and capacitor voltage balancing in symmetrical cascaded multilevel converters. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on**. IEEE, 2011. p. 1875-1880.

DOS SANTOS, Euzeli; DA SILVA, Edison R. Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages. John Wiley & Sons, 2014.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529. Citado na página 41.

HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; KRANE, Kenneth S. **Física 3**. 4ª edição. Rio de Janeiro. Editora LTC, 1996.

HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. Fundamentos de Física, volume 2. 2016.

NAHVI, Mahmood; EDMINISTER, Joseph A. **Theory and problems of electric circuits**. McGraw-Hill, 2003.

ENERGISA/C-GTCD-NRM/Nº074/2018. NDU 013: Critérios para a Conexão em Baixa Tensão de Acessantes de Geração Distribuída ao Sistema de Distribuição. Tocantins, p. 36. 2019.

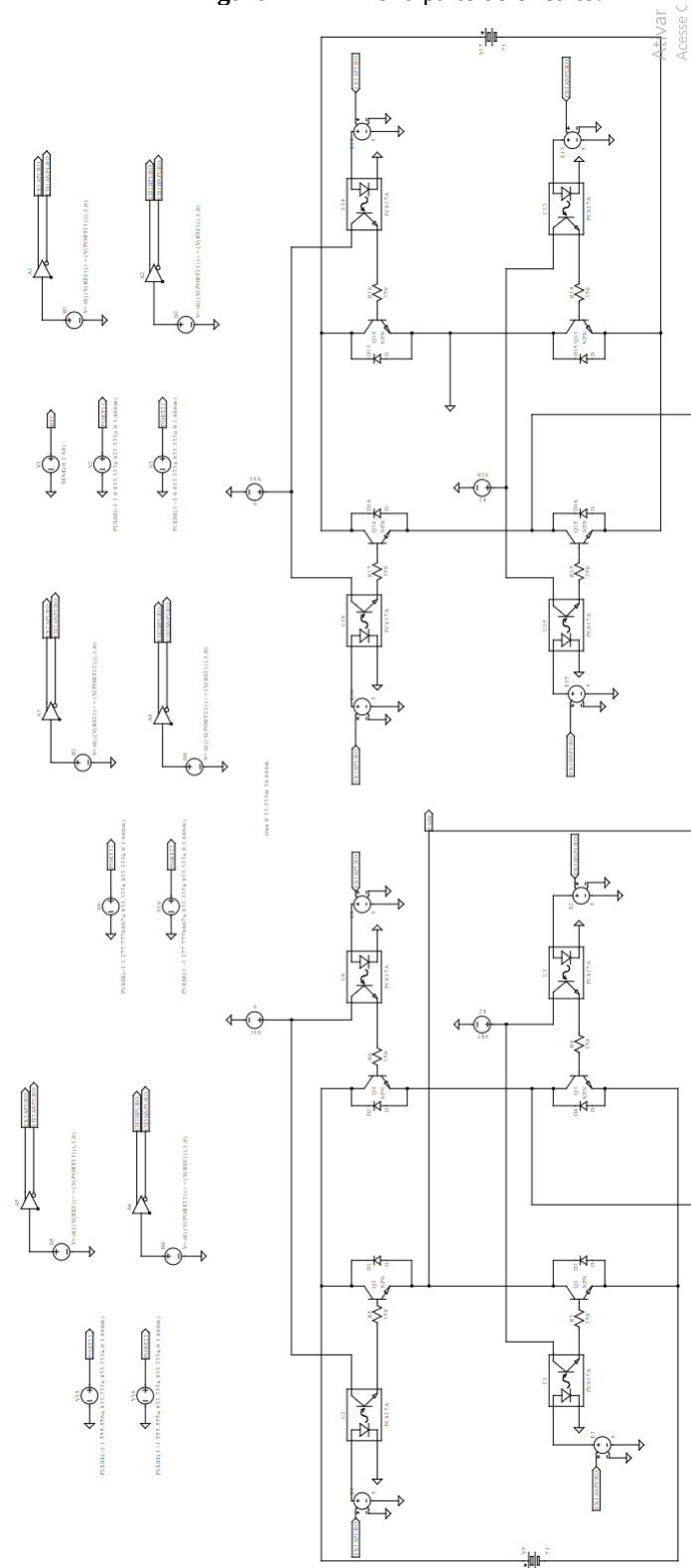
NILSSON, J.W.; RIEDEL, S. A.; “**Circuitos Elétricos**”, 8th Ed., Pearson, 2008.

POMILIO, José Antenor; PAREDES, Helmo Kelis Morales; DECKMANN, Sigmar Maurer. **Eletrônica de potência para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica**. São Paulo, Brasil: UNICAMP, 2017.

YOUNG, Hugh D.; FREEDMAN, Roger A. **Física III: eletromagnetismo**. São Paulo: Person Education do Brasil, 2009.

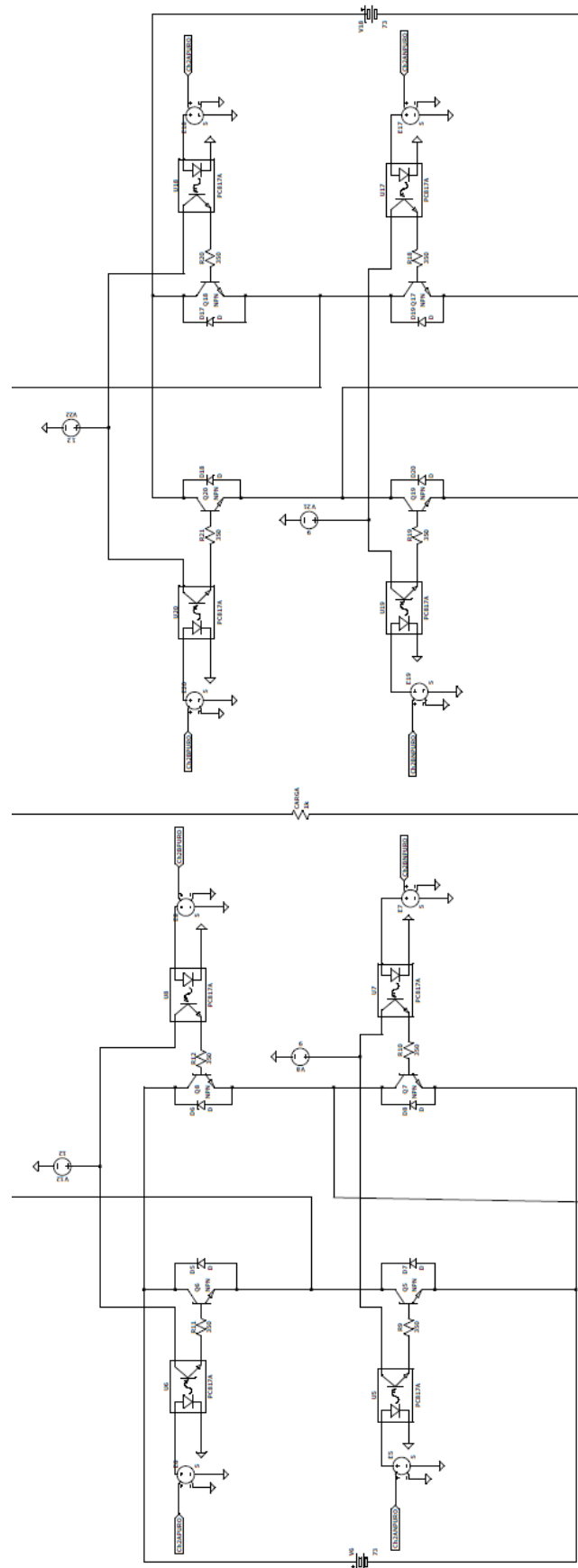
Para melhor visualização, o circuito foi subdividido em 3 partes, as quais podem ser visualizadas nas Figuras A2 à A4.

Figura A2- Primeira parte do circuito.



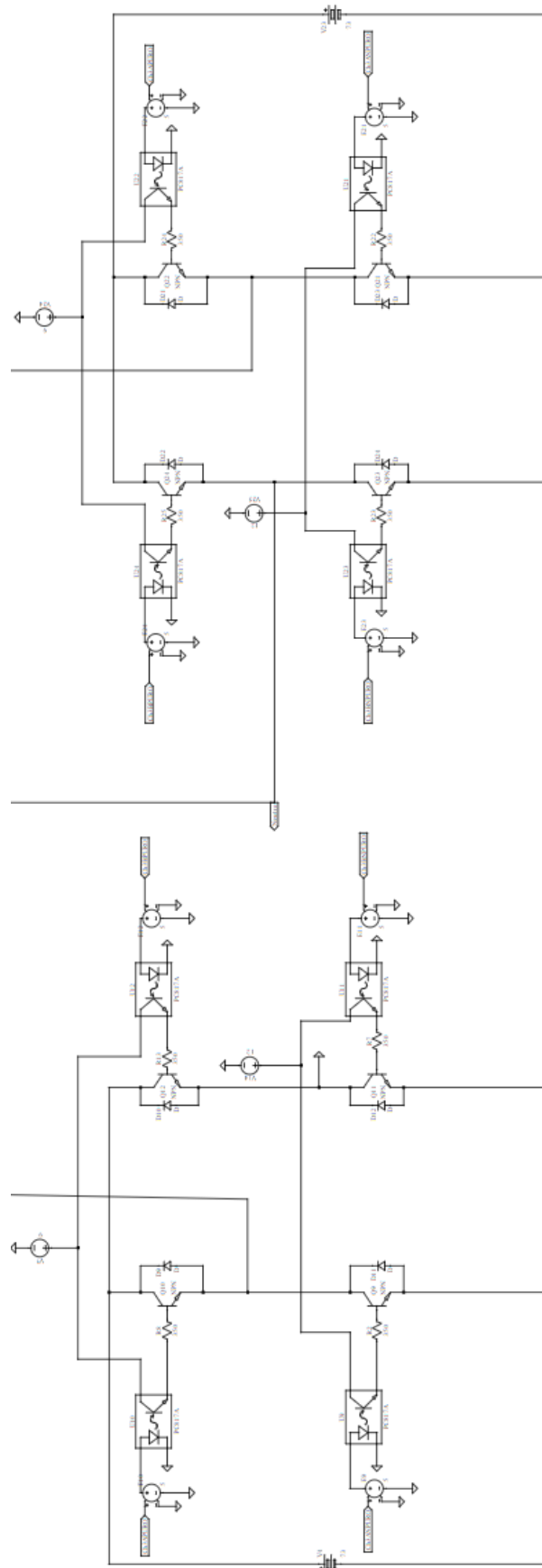
Fonte: Próprio Autor.

Figura A3- Segunda parte do circuito.



Fonte: Próprio Autor.

Figura A4- Terceira parte do circuito.



Fonte: Próprio Autor.

ANEXO B – TABELA NDU 013

Figura B1 – Tabela NDU 013

TABELA 10 - AJUSTES RECOMENDADOS DAS PROTEÇÕES

Requisitos de Proteção	Potência Instalada Até 100kW	Tempo Máximo de Atuação
Proteção de Subtensão (27)	0,8 p.u	0,2
Proteção de Sobretensão (59)	1,1 p.u	0,2
Proteção de Subfrequência (81U)	59,5 Hz	0,2
Proteção de Sobre frequência (81O)	60,5 Hz	0,2 ⁴
Proteção de Sobre corrente (50/51)	Conforme Padrão de Entrada	N/A
Relé de Sincronismo (25)	10° 10% Tensão 0,3Hz	
Relé de Tempo de Reconexão (62)	180s	180s

Fonte: ENERGISA/C-GTCD-NRM/Nº074/2018