



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMIÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARIA VICTÓRIA DA SILVA OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE INVERSORES DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES
DIDÁTICAS**

CARAÚBAS

2021

MARIA VICTÓRIA DA SILVA OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE INVERSORES DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES
DIDÁTICAS**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semiárido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas,
Prof. Me.

CARAÚBAS

2021

©Todos os direitos estão reservados à Universidade Federal Rural do Semiárido. 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 tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata, exceto as pesquisas que estejam vinculadas ao processo de patenteamento. Esta investigação será base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) seja devidamente citado e mencionado os seus créditos bibliográficos.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Biblioteca Central Orlando Teixeira (BCOT)
Setor de Informação e Referência (SIR)

O48d Oliveira, Maria Victória da Silva.
 Desenvolvimento de Inversores de potência para
 aplicações didáticas / Maria Victória da Silva
 Oliveira. - 2021.
 80 f. : il.

 Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas.
 Monografia (graduação) - Universidade Federal
 Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
 Elétrica, 2021.

 1. Inversor Monofásico. 2. Inversor Trifásico.
 3. PCB. I. Freitas, Antônio Alisson Alencar,
 orient. II. Título.

Bibliotecário-Documentalista
Nome do profissional, Bib. Me. (CRB-15/10.000)

MARIA VICTÓRIA DA SILVA OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE INVERSORES DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES
DIDÁTICAS**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semiárido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Defendida em: 11 / 11 / 2021.

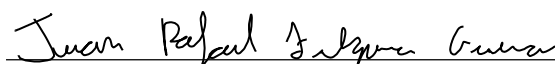
BANCA EXAMINADORA



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



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



Juan Rafael Filgueira Guerra, Prof. Me. (UFERSA)
Membro Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus por me permitir concretizar o sonho de terminar a graduação.

Agradeço aos meus pais, Maria do Socorro e Francisco Hernandes, por todo o apoio durante essa longa caminhada, por todo o suporte e por todo o amor, sem vocês eu não teria conseguido e essa conquista é mais uma vez dedicada aos dois, obrigada por tudo, amo muito vocês!

Agradeço ao meu namorado, Ákira Couzack, por toda a dedicação, amor, paciência, ajuda e pelos “puxões de orelha” quando eu precisei. Você foi parte fundamental para realização desse trabalho e não sei como teria conseguido sem você. Te amo e obrigada por tudo!

Ao meu orientador, Antônio Alisson, agradeço por tudo que me ensinou durante toda a graduação, obrigada por me acolher desde o primeiro semestre da engenharia, pelos conselhos e pela amizade.

Agradeço aos amigos que me acompanharam durante essa jornada, obrigada por estarem comigo nas batalhas e nas vitórias, especialmente Milena e Beatriz, amo vocês!

Agradeço aos demais professores da engenharia elétrica que tanto me ensinaram, não só no que diz respeito às disciplinas, mas também pelos conselhos que levarei para a vida!

Por fim, agradeço à UFERSA e seus funcionários, por tudo durante esses anos de graduação!

“Vá embora e tente continuar a sorrir. Ouça um pouco de rock-and-roll no rádio e vá em direção a toda vida que existe com toda a coragem que você consegue reunir e toda a crença que tem. Seja verdadeiro, seja corajoso, enfrente. Todo o resto é escuridão.”

Stephen King

RESUMO

A vivência dos discentes dentro dos laboratórios garante uma melhor formação acadêmica. Deste modo, é de grande importância que a universidade ofereça aos alunos materiais e equipamentos de modo a agregar seu conhecimento. Na disciplina de eletrônica de potência isso pode ocorrer dentro do seu conteúdo curricular, com a disposição de equipamentos tais como os inversores tanto monofásicos como trifásicos. Tendo isso em vista o propósito deste trabalho foi a realização do projeto de dois inversores, um monofásico e um trifásico, desde a escolha dos parâmetros dos dispositivos, de maneira a serem compatíveis com a estrutura do laboratório da universidade, o dimensionamento a partir da teoria, passando pelas simulações para a validação do modelo, até o projeto dos *layouts* das PCB's dos inversores. Os resultados obtidos foram satisfatórios no que diz respeito aos parâmetros estabelecidos, de maneira que as formas de ondas obtidas nas simulações estavam de acordo com a literatura, e os valores encontrados para as tensões e correntes estavam dentro do previsto considerando os cálculos realizados, sendo para a saída do inversor monofásico a tensão eficaz de 220 V e a corrente eficaz de 455 mA, enquanto para o inversor trifásico foram encontrados aproximadamente os mesmos valores para as fases.

Palavras-chave: Inversor monofásico. Inversor trifásico. PCB.

ABSTRACT

The experience of students within the laboratories ensures better academic training. Thus, it is of great importance that the university provides students with materials and equipment in order to add their knowledge. In the power electronics discipline, this can occur within its curricular content, with the provision of equipment such as both single-phase and three-phase inverters. In view of this, the purpose of this work was to carry out the project of two inverters, one single-phase and one three-phase, syne the choice of device parameters, in order to be compatible with the structure of the university laboratory, the sizing based on theory, going through the simulations for the validation of the model, to the design of the layouts of the inverters PCB's. The results obtained were satisfactory with regard to the established parameters, so that the waveforms obtained in the simulations were in accordance with the literature, and the values found for voltages and currents were within the forecast considering the calculations performed, being for the output of the single-phase inverter has an rms voltage of 220 V and an rms current of 455 mA, while for the three-phase inverter approximately the same values were found for the phases.

Keywords: Single-phase inverter. Three-phase inverter. PCB.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	– Interior de um Inversor solar.....	15
Figura 2	– Inversor monofásico em ponte completa.	19
Figura 3	– Etapas de funcionamento do Inversor Monofásico.....	20
Figura 4	– Formas de onda de um inversor monofásico em ponte.....	21
Figura 5	– Inversor trifásico.	25
Figura 6	– Etapas de funcionamento de um inversor trifásico a 120°.....	26
Figura 7	– Formas de onda do Inversor trifásico.....	28
Figura 8	– Estrutura do MOSFET.	33
Figura 9	– Conexão elétrica típica do Driver IR2112.	35
Figura 10	– Pinagem do IR2112.....	36
Figura 11	– Optoacoplador HCPL-3120.	37
Figura 12	– Núcleo de Ferrite E 40/16/12.	44
Figura 13	– Carretel E40.	44
Figura 14	– Dimensões do Carretel E40.....	45
Figura 15	– Circuito de potência do Inversor Monofásico simulado.	46
Figura 16	– Circuito da modulação SPWM do Inversor Monofásico simulado.	46
Figura 16	– Esquemático do Inversor Monofásico para o <i>layout</i> da PCB.	47
Figura 18	– Dimensões do núcleo de Ferrite E30/15/7.	55
Figura 19	– Carretel CP-E30/15/7-1S.	55
Figura 20	– Dimensões do carretel CP-E30/15/7-1S.....	56
Figura 21	– Esquemático do circuito de potência do Inversor Trifásico.....	56
Figura 22	– Esquemático do circuito da modulação PWM do Inversor Trifásico.	57
Figura 23	– Esquemático do Inversor Trifásico para o <i>layout</i> da PCB.	58
Figura 24	– Tensão de saída do inversor Monofásico.....	60
Figura 25	– FFT da tensão de saída do inversor Monofásico.....	61
Figura 26	– Corrente de saída do inversor Monofásico.	61
Figura 27	– FFT da corrente de saída do inversor Monofásico.....	61
Figura 28	– Tensões comparadas na modulação SPWM.	62
Figura 29	– Pulsos gerados na modulação SPWM.....	62
Figura 30	– Tensões sobre os MOSFET's.....	63
Figura 31	– Correntes nos MOSFET's.....	63
Figura 32	– Tensão sobre o indutor do filtro.	64
Figura 33	– Corrente sobre o indutor do filtro.	64
Figura 34	– Corrente sobre o capacitor do filtro.	65
Figura 35	– <i>Layout</i> 2D da PCB do inversor monofásico.....	66
Figura 36	– <i>Layout</i> 3D do <i>top</i> da PCB do inversor monofásico.	67
Figura 37	– <i>Layout</i> 3D do <i>bottom</i> da PCB do inversor monofásico.	67
Figura 38	– Tensões de fase na saída do inversor Trifásico.....	68
Figura 39	– Tensões de saída do inversor Trifásico.	68
Figura 40	– FFT's das tensões de fase na saída do inversor Trifásico.	69
Figura 41	– Tensões de linha na saída do inversor Trifásico.	70

Figura 42	–	Correntes de fase na carga do inversor Trifásico.	70
Figura 43	–	FFT's das correntes na carga do inversor Trifásico.	71
Figura 44	–	Tensões do circuito de modulação PWM.	71
Figura 45	–	Tensões nas chaves durante o 1º semiciclo.	72
Figura 46	–	Tensões nas chaves durante o 2º semiciclo.	72
Figura 47	–	Correntes nas chaves durante o 1º semiciclo.	73
Figura 48	–	Correntes nas chaves durante o 2º semiciclo.	73
Figura 49	–	Correntes nos indutores do filtro.	74
Figura 50	–	Correntes nos capacitores do filtro.	74
Figura 51	–	<i>Layout</i> 2D da PCB do inversor trifásico.	75
Figura 52	–	Vias criados para a PCB do inversor trifásico.	76
Figura 53	–	3D do <i>top Layer</i> da PCB do inversor trifásico.	77
Figura 54	–	3D do <i>bottom Layer</i> da PCB do inversor trifásico.	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Parâmetros iniciais do Inversor Monofásico.....	38
Tabela 2	–	Parâmetros do MOSFET FDP20N50F.....	40
Tabela 3	–	Especificações iniciais do Indutor do filtro.....	42
Tabela 4	–	Especificações do núcleo E40/16/12.....	43
Tabela 5	–	Parâmetros iniciais do Inversor Trifásico.....	49
Tabela 6	–	Parâmetros do MOSFET STP10NK70Z.....	51
Tabela 7	–	Especificações iniciais do Indutor.....	52
Tabela 8	–	Especificações do núcleo E30/15/7.....	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Constante
CA	Corrente Alternada
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
LCD	Liquid Cristal Display
LED	Light Emitting Diode
PCB	Printed Circuit Board
EDA	Electronic design automation
AWG	American Wire Gauge
CAD	Computer Aided Design

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	Objetivos.....	16
1.1.1	Objetivo Geral.....	16
1.1.2	Objetivos Específicos.....	16
2.	CONVERSOR CC-CA.....	18
2.2	Inversor monofásico de ponte completa.....	18
2.2.1	Princípio de funcionamento.....	19
2.2.2	Formas de ondas.....	20
2.2.3	Cálculo do circuito de potência.....	21
2.2.4	Projeto do filtro LC.....	22
2.2.4	Modulação SPWM para o inversor monofásico.....	24
2.3	Inversor trifásico.....	25
2.3.1	Princípio de funcionamento.....	26
2.3.2	Formas de ondas.....	27
2.3.3	Cálculo do circuito de potência.....	28
2.3.4	Projeto do filtro LC.....	30
2.3.5	Modulação PWM para o inversor trifásico.....	30
3.	DISPOSITIVOS.....	32
3.1	MOSFET.....	32
3.1.1	Perdas nos MOSFET's.....	33
3.2	Driver IR2112.....	34
3.3	HCPL-3120.....	36
4.	METODOLOGIA.....	38
4.1	Inversor Monofásico.....	38
4.1.1	Dimensionamento do Indutor do filtro.....	41
4.1.2	Simulação.....	45
4.1.3	Placa de Circuito Impresso.....	47
4.2	Inversor Trifásico.....	49
4.2.1	Dimensionamento do Indutor do filtro.....	52
4.2.2	Simulação.....	56
4.2.3	Placa de Circuito Impresso.....	57
5.	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	60
5.1	Inversor Monofásico.....	60

5.2	Inversor trifásico.....	67
6.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	78
7.	REFERÊNCIAS.....	79

1. INTRODUÇÃO

Amplamente utilizados, os inversores de potência são circuitos que recebem uma tensão contínua e a convertem em uma tensão alternada, cuja amplitude pode ser fixa ou variável, bem como sua frequência, e podem ser monofásicos ou trifásicos, a depender de sua aplicação. Sua aplicação vai desde acionamento de máquinas CA e controle de velocidade de motores, até os chamados *nobreaks* e sistemas de geração de energia solar. (MARTINS; BARBI, 2005). A Figura 1 apresenta o interior de um inversor solar, onde é possível ser visto capacitores do barramento CC, a placa de potência na qual ficam os dispositivos semicondutores que atuam no chaveamento, a placa de controle onde fica localizado o circuito responsável pelo comando da comutação e também a placa onde ficam localizados os filtros e sensores de corrente e tensão. (VIA BENE, 2021).

Figura 1 – Interior de um Inversor solar.



Fonte: Via Bene (2021).

A saída dos inversores gera uma onda retangular e com presença de harmônicos, de maneira que para algumas aplicações isso não se torna um problema, no entanto a maioria dos casos exige uma onda senoidal e com a menor quantidade de harmônicos possível. Para isso podem ser utilizados alguns tipos de filtros e técnicas específicas de modulação, além disso os

dispositivos de chaveamento atuais possuem alta velocidade, o que também contribui para a redução dos harmônicos. (MARTINS; BARBI, 2005).

Durante a formação de engenheiros eletricitas é muito importante o contato prático com estes dispositivos, afim de se compreender melhor seu funcionamento, tanto para o preparo para o mercado de trabalho, como para melhores avaliações em testes como o Enade. Desta forma, a proposta deste trabalho é o desenvolvimento de placas de inversores, monofásicos e trifásicos, para baixas potências, a fim de que a universidade disponha de inversores como material didático para disciplinas como Eletrônica de potência.

As placas propostas podem ser desenvolvidas para cargas lineares, com o fim apenas de demonstrar seu funcionamento e seu circuito para os discentes, pois na prática, quase a totalidade das cargas são não-lineares.

No decorrer do curso de Engenharia Elétrica, principalmente dentro da área de potência, são vistos os diversos conversores existentes, dentre eles estão os conversores CC/CA, mais conhecidos como inversores. Como os inversores estão sendo cobrados no Enade (Exame Nacional de Desempenho dos Estudantes) e visando as novas diretrizes curriculares para os cursos de engenharia, seria interessante que os inversores fossem trabalhados na prática, assim os alunos sairiam da universidade com embasamento maior sobre como funcionam estes conversores.

Devido isto, o desenvolvimento de inversores como material didático, com placas já funcionais, é fundamental, pois com elas os alunos só precisariam conectar à uma fonte CC e carga, para ter uma experiência prática com estes conversores. Sendo assim, os objetivos deste trabalho são os seguintes.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver inversores de potência, para baixas tensões, afim de que sejam utilizados na disciplina de Eletrônica de Potência.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Projeto e simulação de um Inversor de tensão, monofásico, em ponte;
- Projeto e simulação de um Inversor de tensão trifásico;

- Desenvolvimento do diagrama da placa para o Inversor monofásico;
- Desenvolvimento do diagrama da placa para o Inversor trifásico.

2. CONVERSOR CC-CA

O conversor CC-CA (Inversor) é um dispositivo que recebe uma tensão de corrente contínua (CC) e a converte em uma tensão de corrente alternada (CA). A tensão que sai do inversor apresenta amplitude e frequência de acordo com o desejado pela aplicação, podendo ambas serem fixas ou variáveis. Para que uma tensão variável possa ser obtida, existem duas alternativas: a primeira é realizar a variação da tensão de entrada enquanto o ganho do inversor é mantido fixo, e a segunda é feita quando a tensão CC não pode ser alterada, então o ganho do inversor é variado. (RASHID, 1999. MARTINS; BARBI, 2005).

Em teoria a saída dos inversores deve ser senoidal, mas na prática as formas de onda são não-senoidais e apresentam distorção harmônica. As formas de onda quadradas e com distorções podem ser aceitas em sistemas de potências média e baixa, mas para sistemas com altas potências elas não são aceitáveis, pois, essas aplicações exigem tensões senoidais com o mínimo de distorção. A utilização de semicondutores no chaveamento reduz de maneira significativa a distorção harmônica da tensão de saída. (RASHID, 1999. MARTINS; BARBI, 2005).

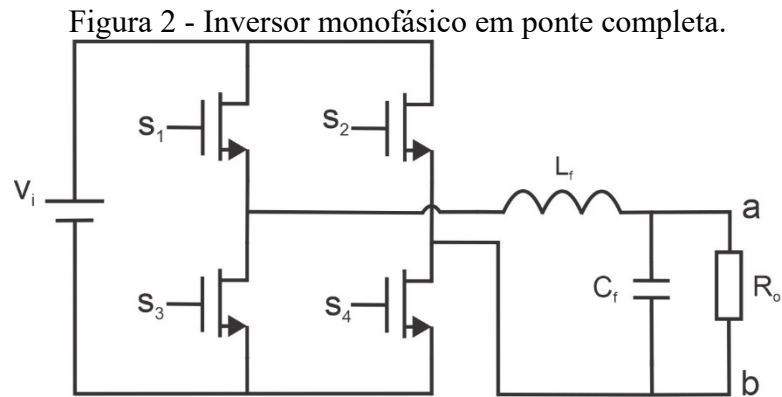
O inversor pode ser monofásico ou trifásico, e ambos podem utilizar dispositivos semicondutores controlados no chaveamento, como os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFETs (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), ou ainda tiristores no chaveamento forçado. Normalmente o controle de inversores é realizado a partir da técnica de modulação por largura de pulso (PWM). Há ainda uma outra forma de classificar os inversores de acordo com a alimentação do dispositivo, sendo assim (RASHID, 1999):

- Inversor alimentado por tensão: quando a tensão na entrada é mantida constante;
- Inversor alimentado por corrente: quando a corrente na entrada é mantida constante;
- Inversor com interligação CC variável: quando a tensão na saída é controlável.

2.2 Inversor monofásico de ponte completa

O inversor monofásico pode se apresentar em diversas estruturas, mas em aplicações superiores à 1 kVA a estrutura em ponte completa é a mais utilizada devido sua versatilidade e

aos baixos esforços de tensão e corrente nos interruptores (BARBI, 2007). Um inversor monofásico em ponte completa, com filtro LC e carga resistiva, pode ser visto na Figura 2.



Fonte: Autoria própria (2021).

Idealmente, o circuito do inversor funciona de maneira que, quando as chaves S_1 e S_4 estão fechadas, a tensão sobre a carga é igual à $+V_{cc}$, e quando as chaves S_2 e S_3 estão fechadas, a tensão sobre a carga é igual à $-V_{cc}$. Na realidade, o chaveamento não ocorre instantaneamente, e isso deve ser levado em consideração no controle das chaves, tomando cuidado para que os tempos que as chaves passam ligadas não se sobreponham, a fim de evitar curto-circuito (HART, 2011).

A forma de onda da tensão CA resultante é quadrada, o que não é problema para algumas aplicações, no entanto nem todos os dispositivos suportam receber uma tensão quadrada, sendo utilizado então um filtro, como o LC por exemplo, para que a tensão de saída seja senoidal (HART, 2011).

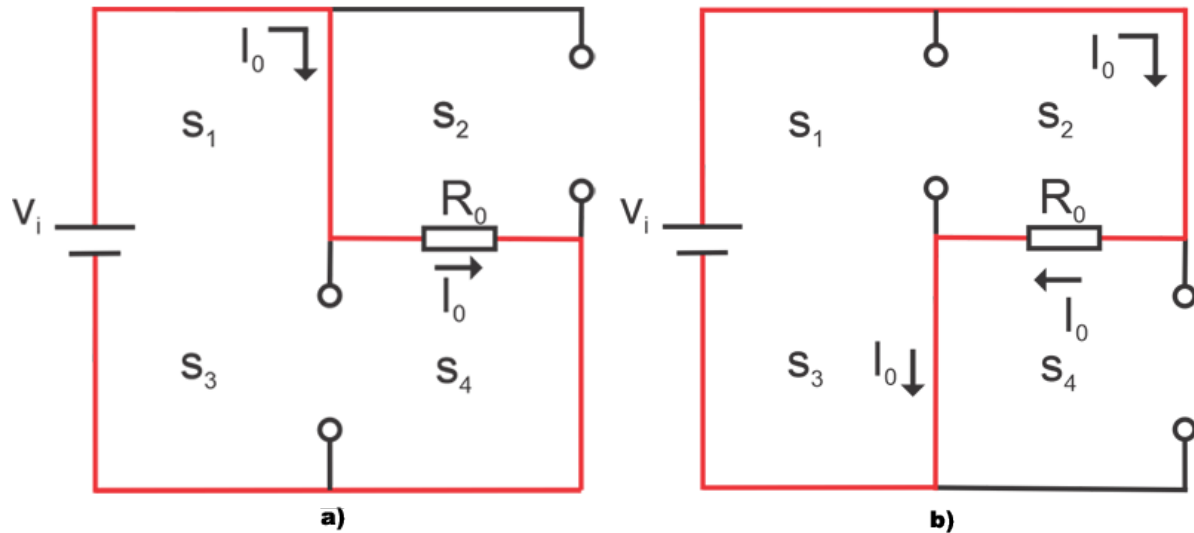
2.2.1 Princípio de funcionamento

O funcionamento do circuito ocorre de modo que as chaves são acionadas a partir da modulação escolhida e a única restrição é que as chaves S_1 e S_3 ou S_2 e S_4 não podem conduzir simultaneamente, pois isso caracterizaria um curto circuito na fonte CC (HART, 2011).

Na primeira etapa de operação, ilustrada na Figura (3a), do inversor ocorre a condução das chaves S_1 e S_4 , entre 0 e T_1 , e ocorre a transferência de energia da fonte CC para a carga. Enquanto isso, S_2 e S_3 permanecem bloqueados. Na segunda etapa, vista na Figura (3b), tem início em T_2 com as chaves S_2 e S_3 entrando em condução até T_3 , estando assim S_1 e S_4

bloqueados para impedir que duas chaves no mesmo braço conduzam ao mesmo tempo. Nesta etapa o sentido da corrente na carga é alterado. (BARBI, 2007).

Figura 3 - Etapas de funcionamento do Inversor Monofásico.

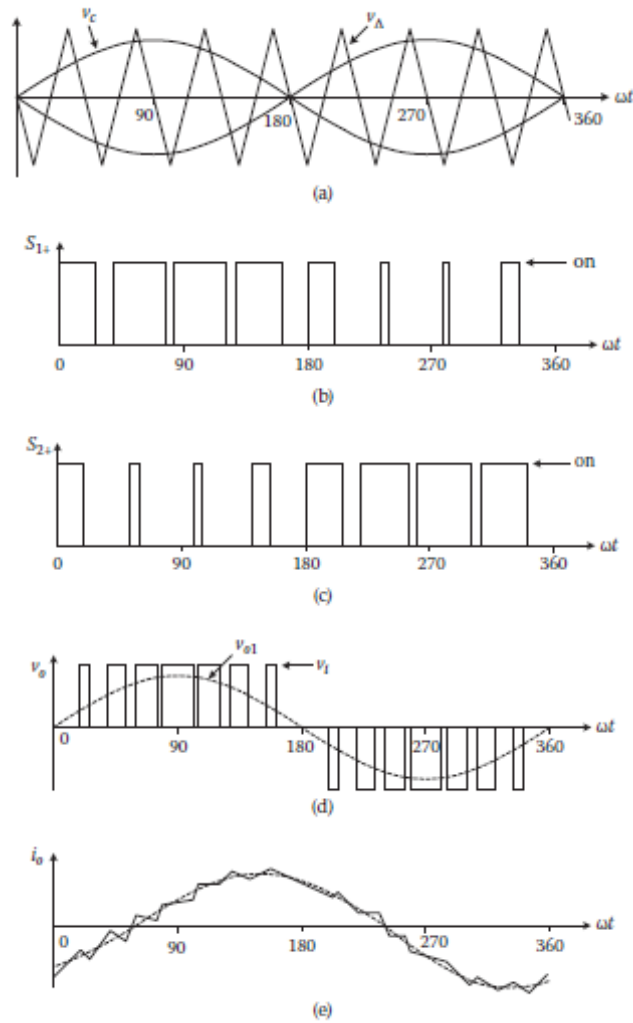


Fonte: Autoria própria (2021).

2.2.2 Formas de ondas

As formas de onda da saída de um inversor monofásico em ponte completa, com carga resistiva podem ser vistas na Figura 4, a seguir. Em (a), V_c e V_Δ são as tensões da moduladora e da portadora, respectivamente, utilizadas para realização da modulação, que no caso da figura é utilizada a Modulação por Largura de Pulso (PWM). Em (b) e (c) são vistas as tensões sobre as chaves S_1 e S_4 durante um período T , apresentando as tensões quando as chaves estão acionadas e quando estão desligadas. Em (d) e (e) podem ser vistas a tensão e a corrente de saída do inversor, e é percebido que as suas formas de onda são senoidais, como esperado de um inversor ideal.

Figura 4 - Formas de onda de um inversor monofásico em ponte.



Fonte: LUO; YE (2013).

2.2.3 Cálculo do circuito de potência

O primeiro passo para projetar o circuito de potência é o cálculo da carga Resistiva, que é passível de ser encontrada a partir da tensão eficaz de entrada e da potência ativa, como mostra a equação (1):

$$R_0 = \frac{V_{0ef}^2}{P_0} \quad (1)$$

Com a carga resistiva, é possível encontrar as correntes eficaz e de pico de saída do inversor e a ondulação de corrente no indutor, como visto nas equações (2), (3) e (4):

$$I_{0ef} = \frac{V_{0ef}}{R_0} \quad (2)$$

$$I_{0pk} = \sqrt{2} \cdot I_{0ef} \quad (3)$$

$$\Delta I_{Lf} = 0,1 \cdot I_{0pk} \quad (4)$$

Também é possível encontrar a tensão de pico de saída e a ondulação de tensão sobre o capacitor, como mostram as equações (5) e (6):

$$V_{0pk} = \sqrt{2} \cdot V_{0ef} \quad (5)$$

$$\Delta V_{Cf} = 0,01 \cdot V_{0pk} \quad (6)$$

A tensão e correntes nas chaves podem então ser calculadas a partir de (7), (8) e (9):

$$V_{Spk} = V_i \quad (7)$$

$$I_{sef} = \frac{I_{0ef}}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

$$I_{Smed} = \frac{I_{imed}}{3} \quad (9)$$

sendo,

$$I_{imed} = \frac{P_0}{n \cdot V_i} \quad (10)$$

2.2.4 Projeto do filtro LC

Um filtro LC é basicamente um filtro passa-baixa e pode ser utilizado quando o inversor atua como uma fonte de tensão, sendo por isso o escolhido neste trabalho. Este filtro é composto por um indutor em série com a saída do inversor e um capacitor em derivação, como pode ser visto na Figura 2. (PUPO, 2015. MARTINS; BARBI, 2005).

Ao fazer a análise do circuito do inversor é possível encontrar uma relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída do inversor, utilizando o divisor de tensão como pode ser visto na equação (11).

$$\frac{V_0}{V_{CC}} = \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}} \quad (11)$$

Resolvendo a expressão em (11) por transformada de Laplace e retornando para o domínio da frequência, é encontrada então a expressão (12). (PUPO, 2015. MARTINS; BARBI, 2005).

$$\frac{V_0}{V_{cc}} = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + j\omega \frac{L_f}{C_f} + 1} \quad (12)$$

Sabendo que a frequência angular de oscilação do filtro (ω_0) e o fator de amortecimento (ζ), são dados, respectivamente, por (13) e (14).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (13)$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_0} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (14)$$

Substituindo (14) e (13) em (12), considerando a carga resistiva e sabendo que $\omega_0 = 2\pi f_0$, ao realizar as substituições necessárias, são obtidas as expressões para o capacitor e o indutor do filtro, que são (15) e (16), respectivamente (PUPO, 2015. MARTINS; BARBI, 2005):

$$C_f = \frac{1}{4\pi\zeta f_0 R_0} \quad (15)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_f} \quad (16)$$

O valor comumente utilizado para o fator de amortecimento deve estar entre 0,707 e 1, enquanto a frequência de ressonância adotada deve ser uma década acima da frequência da tensão de saída do inversor, que normalmente é 60 Hz, e uma década abaixo da frequência de chaveamento (PUPO, 2015. MARTINS; BARBI, 2005).

As correntes no indutor podem ser calculadas a partir das expressões (17) e (18), se o capacitor calculado for pequeno o suficiente para que o filtro seja praticamente do tipo L, pois assim a corrente sobre o indutor será aproximadamente igual à corrente de saída do inversor. (PUPO, 2015).

$$I_{Lef} = \frac{P_o}{V_{oef}} \quad (17)$$

$$I_{Lpk} = \sqrt{2} \cdot I_{oef} \quad (18)$$

E a ondulação de corrente, para uma ondulação máxima de 10%, é dada por (19).

$$\Delta I_L = 0,1 \cdot I_{Lpk} \quad (19)$$

2.2.4 Modulação SPWM para o inversor monofásico

Na Modulação por Largura de Pulsos Senoidal, SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), cada pulso tem sua largura variada proporcionalmente à amplitude de uma onda senoidal, com isso são reduzidos os harmônicos de ordem mais baixa e o fator de distorção. (RASHID, 1999).

A modulação é utilizada para acionar e bloquear as chaves, e isso ocorre a partir da comparação entre um sinal senoidal, que é a moduladora, e um sinal triangular, que é a onda portadora. Desta forma, a frequência da onda moduladora controla a frequência de saída do inversor e o índice de modulação é uma função da amplitude máxima da moduladora e determina a tensão de saída eficaz. (RASHID, 1999. BARBI, 2007).

A modulação SPWM pode ser de vários tipos, sendo a utilizada para o inversor monofásico neste trabalho a modulação de três níveis, ou unipolar. Neste tipo de modulação a tensão que será aplicada nos terminais do inversor pode ser positiva, negativa ou zero e, se comparada com a modulação de dois níveis, aquela apresenta o dobro de pulsos da tensão V_{ab} que essa. (BARBI, 2007).

Para um melhor entendimento de como funciona essa modulação é importante conhecer as relações matemáticas que a regem. A primeira relação importante é o índice de modulação M , dado pela expressão em (20), que é a razão entre a tensão de pico da onda moduladora, o sinal senoidal, ($V_{ref_{pk}}$) e a tensão de pico da portadora triangular ($V_{tri_{pk}}$). É o índice de modulação que determina os pulsos de comando do inversor. (BARBI, 2007. BEZERRA, 2010).

$$M = \frac{V_{ref_{pk}}}{V_{tri_{pk}}} \quad (20)$$

Normalmente a tensão de pico do sinal triangular permanece constante e a tensão de pico do sinal senoidal é variável, o que faz com que o índice de modulação possa variar de zero a um. Quando $M \leq 1$, então existe uma relação linear entre o índice de modulação e a componente fundamental da tensão de saída, como mostram as expressões (21) e (22). (BEZERRA, 2010).

$$V_{0_{max}} = M \cdot V_s \quad (21)$$

$$V_{0_{ef}} = \frac{V_{0_{max}}}{\sqrt{2}} \quad (22)$$

O número de pulsos por semiperíodo, N , é a relação entre os períodos das ondas senoidal e triangular, T_r e T_s respectivamente, é um número inteiro e é dado por (23).

$$N = \frac{T_s}{2 \cdot T_r} \quad (23)$$

A relação entre as frequências da moduladora e portadora é expressa por (24) e é a razão da frequência de modulação, m_f .

$$m_f = \frac{f_r}{f_s} \quad (24)$$

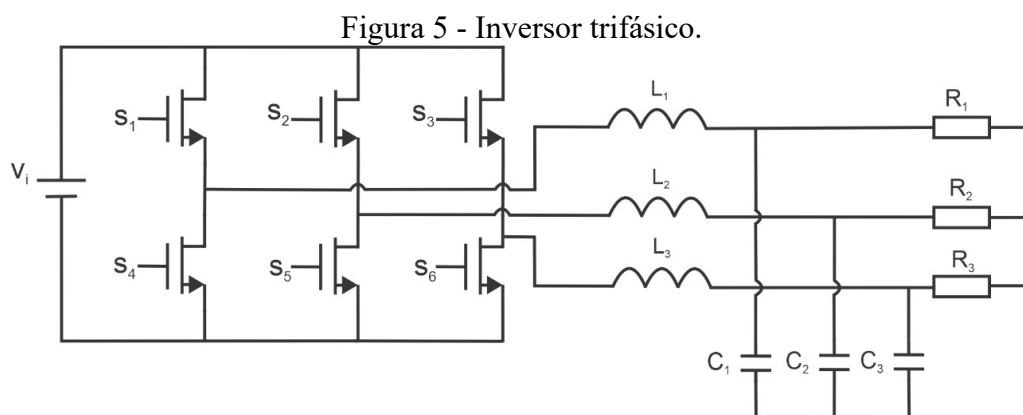
Sabendo disto, é possível reescrever (23) em função de m_f , sendo obtida a equação (25).

$$N = \frac{m_f}{2} \quad (25)$$

2.3 Inversor trifásico

Os inversores trifásicos são amplamente utilizados em aplicações de potências elevadas e para controle de velocidade de motores de indução. Apesar de ser possível obter um inversor trifásico a partir de inversores monofásicos em paralelo, é necessário que as tensões de saída sejam equilibradas de maneira perfeita, tanto em amplitude, quanto em fase, caso contrário as tensões da saída trifásica serão desequilibradas (RASHID, 1999. HART, 2011).

Um inversor trifásico pode ser composto por seis dispositivos interruptores, pode ou não ter 6 diodos de retorno, e pode ter dois capacitores para fornecimento de um ponto neutro, mas estes não são necessários. A Figura 5 apresenta um inversor trifásico, utilizando MOSFET's, que possui um filtro LC e carga resistiva. (RASHID, 1999. LUO; YE, 2013).



Fonte: Autoria própria (2021).

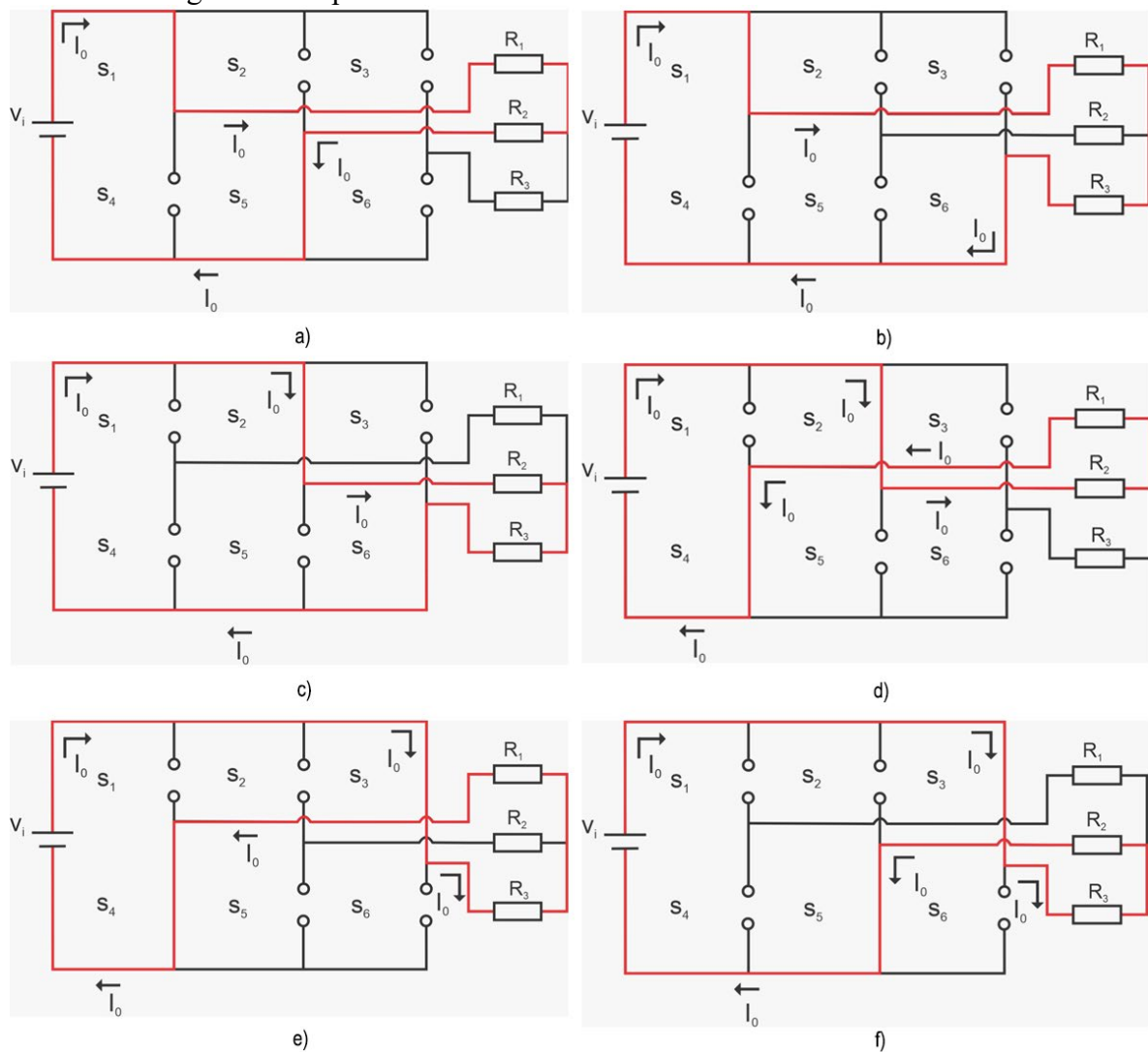
A condução das chaves pode ocorrer por 180° ou por 120°, a depender do sinal de controle utilizado. Em uma condução por 120° cada chave comuta a cada período de $T/6$ e as

chaves se fecham em pares, como será melhor explicado a seguir, sendo chamado assim de inversor de seis etapas. (HART, 2011).

2.3.1 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento de um inversor trifásico depende do controle utilizado para realização do chaveamento. Na Figura 6 podem ser vistas todas as etapas de funcionamento do inversor trifásico com condução por 120° , neste tipo de condução duas chaves conduzem por vez e cada uma delas conduz por 120° , com a sequência de condução sendo S_5 e S_1 , seguidas de S_1 e S_6 , S_6 e S_2 , S_2 e S_4 , S_4 e S_3 , por fim S_3 e S_5 , e o ciclo é então reiniciado, retornando para S_5 e S_1 . (RASHID, 1999. MARTINS; BARBI, 2005)

Figura 6 - Etapas de funcionamento de um inversor trifásico a 120° .



Fonte: Autoria própria (2021).

Durante o primeiro momento de funcionamento do inversor, os MOSFET's 1 e 5 conduzem entre o período de 0 a $\pi/3$, sendo assim as tensões de fase nesta etapa são (RASHID, 1999. MARTINS; BARBI, 2005):

$$v_{an} = \frac{V_i}{2} \quad v_{bn} = -\frac{V_i}{2} \quad v_{cn} = 0$$

Já na segunda etapa, quando os transistores 1 e 6 conduzem durante o período de $\pi/3$ a $2\pi/3$, as tensões de fase são:

$$v_{an} = \frac{V_i}{2} \quad v_{bn} = 0 \quad v_{cn} = -\frac{V_i}{2}$$

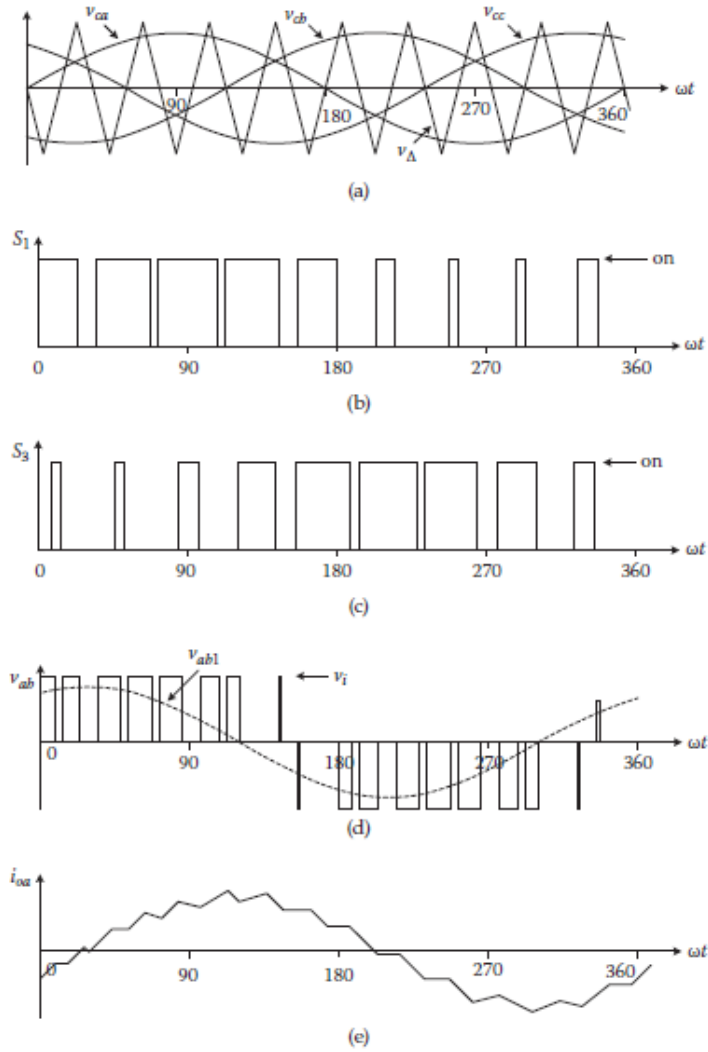
Por fim, no terceiro momento de operação, quando os MOSFET's 6 e 2 conduzem de $2\pi/3$ a π , as tensões de fase do inversor são:

$$v_{an} = 0 \quad v_{bn} = \frac{V_i}{2} \quad v_{cn} = -\frac{V_i}{2}$$

2.3.2 Formas de ondas

De maneira análoga ao inversor monofásico, o inversor trifásico apresenta formas de onda na saída que não são senoidais. A Figura 7(a) apresenta as formas de onda do controle utilizado para o chaveamento dos transistores, sendo V_{ca} , V_{cb} e V_{cc} , as tensões de linha da moduladora e V_Δ a tensão triangular da portadora. As Figuras (b) e (c), mostram o chaveamento dos MOSFET's 1 e 3. E, por fim, as Figuras (d) e (e), apresentam a tensão de linha 'ab' e corrente de saída do inversor, respectivamente, sendo elas após a passagem por um filtro, para que se tornassem senoidais, como desejado.

Figura 7 - Formas de onda do Inversor trifásico.



Fonte: LUO, YE (2013).

2.3.3 Cálculo do circuito de potência

A partir dos dados de potência de saída e da tensão de saída eficaz é possível encontrar a carga resistiva que deve ser colocada em cada fase do inversor, como pode ser visto na equação (26). (BARBI, 2007).

$$R_o = \frac{V_{oFef}^2}{P_o} \quad (26)$$

A tensão de pico de fase na saída pode ser encontrada a partir da equação (27) e a expressão (28) permite calcular a tensão de pico de linha do inversor.

$$V_{oFpk} = V_{oFef} \cdot \sqrt{2} \quad (27)$$

$$V_{oLpk} = V_{oLef} \cdot \sqrt{2} \quad (28)$$

As equações para as correntes de linha do inversor são vistas em (29) e (30).

$$I_{oLef} = \frac{V_{oLef}}{R_0} \quad (29)$$

$$I_{oLpk} = I_{oLef} \cdot \sqrt{2} \quad (30)$$

E as correntes de fase na saída do inversor são dadas por (31) e (32).

$$I_{oFef} = \frac{V_{oFef}}{R_0} \quad (31)$$

$$I_{oFpk} = I_{oFef} \cdot \sqrt{2} \quad (32)$$

Com a corrente eficaz de linha pode então ser calculada a dissipação de potência na carga por fase, a partir de (33).

$$P_F = R_0 \cdot I_{Lef}^2 = \frac{V_i^2}{6R_0} \quad (33)$$

E a potência média total trifásica é encontrada utilizando (34).

$$P_{3\phi} = 3 \cdot P_F = \frac{V_i^2}{2 \cdot R_0} \quad (34)$$

Se for feita a consideração de que as perdas internas do inversor são desprezíveis, então a expressão (35) pode ser utilizada para encontrar a potência que a fonte CC entrega ao conversor.

$$P_i = V_i \cdot I_{imed} = P_{3\phi} \quad (35)$$

Sendo I_{imed} a corrente média da fonte de alimentação do inversor, que pode ser obtida a partir de manipulações na equação (35), resultando em (36).

$$I_{imed} = \frac{P_i}{V_i} = \frac{P_{3\phi}}{V_i} \quad (36)$$

Ou ainda,

$$I_{imed} = \frac{V_i}{2 \cdot R_0} \quad (37)$$

De posse da corrente média da fonte de alimentação é possível encontrar a corrente média nas chaves, a partir da expressão (38).

$$I_{Smed} = \frac{I_{imed}}{3} = \frac{V_i}{6 \cdot R_0} \quad (38)$$

E com o valor eficaz da corrente de linha total do inversor, é calculada a corrente eficaz nos interruptores, utilizando (39).

$$I_{sef} = \frac{I_{Lef}}{\sqrt{2}} = \frac{V_i}{\sqrt{12} \cdot R_0} \quad (39)$$

E por fim, a tensão inversa máxima nas chaves será igual a (40).

$$V_{Smax} = V_i \quad (40)$$

2.3.4 Projeto do filtro LC

O filtro LC para um inversor trifásico é calculado da mesma maneira que para um inversor monofásico, a diferença entre os dois filtros, é que para o trifásico são utilizados três filtros cujos capacitores são conectados em estrela. Assim, as equações (15) e (16) se aplicam aqui. (PUPO, 2015. MARTINS; BARBI, 2005).

As correntes eficaz e de pico no indutor podem ser calculadas a partir de (41) e (42), respectivamente, e a ondulação de corrente no indutor é encontrada da mesma maneira que para o inversor monofásico, a partir de (19).

$$I_{Lfef} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{3\phi}}{3 \cdot V_{0Fpk}} \quad (41)$$

$$I_{Lf_{pk}} = \frac{I_{Lfef}}{\sqrt{2}} \quad (42)$$

2.3.5 Modulação PWM para o inversor trifásico

Incluir uma técnica de modulação em um inversor é importante por diversos fatores, entre eles realizar o controle da tensão de saída e o ganho do inversor, sendo a Modulação por Largura de Pulsos, PWM (*Pulse Width Modulation*), a mais eficiente para realizar esse controle. Além disso, na prática, os inversores controlados por PWM são os mais importantes devido permitirem ampla variação de velocidade e da tensão aplicada a partir da variação da frequência. Esta modulação opera da mesma maneira tanto em inversores monofásicos quanto nos trifásicos. (RASHID, 1999. USMANI; SHAHRUKH; MUSTAFA, 2017).

A Modulação por Largura de Pulsos é realizada a partir da comparação entre um sinal modulador de referência e um sinal portador triangular, onde a frequência da moduladora determina a frequência de saída do inversor (f_0) e a frequência do sinal triangular (f_c) é responsável por definir o número de pulsos por semiciclo (p). Sabendo que a razão da frequência de modulação (m_f) é dada por (43). (RASHID, 1999).

$$m_f = \frac{f_c}{f_0} \quad (43)$$

então, o número de pulsos por semiciclo é igual a (44).

$$p = \frac{f_c}{2 \cdot f_0} = \frac{m_f}{2} \quad (44)$$

O índice de modulação, M, é encontrado a partir de (45). (USMANI; SHAHRUKH; MUSTAFA, 2017).

$$M = \frac{V_{moduladora}}{V_{tri}} \quad (45)$$

3. DISPOSITIVOS

No desenvolvimento de Inversores são utilizados diversos dispositivos eletrônicos, a fim de realizar o fluxo correto de trabalho do dispositivo. Para que um projeto seja implementado da maneira a garantir o máximo de eficiência, é necessário que os dispositivos sejam bem selecionados, considerando suas tensões e correntes de funcionamento. Desta forma, a seguir serão abordados os dispositivos que foram escolhidos para os inversores desenvolvidos.

3.1 MOSFET

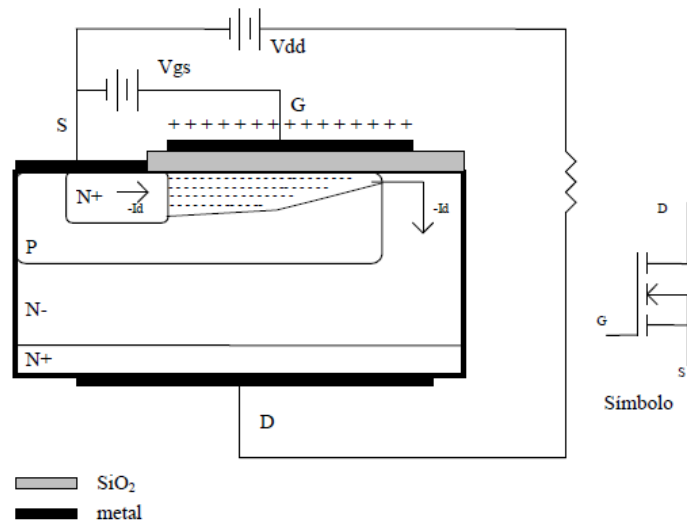
O MOSFET surgiu no final dos anos 80, com a criação da tecnologia MOS, que permitia a comutação de tensão e corrente com maior velocidade que os transistores bipolares. Neste dispositivo, o terminal de *gate* é isolado do semicondutor com auxílio de Dióxido de Silício (SiO_2). Assim um diodo é formado na junção PN, entre o *source* e o *drain*, que conduz quando $V_{ds} < 0$, e quando $V_{ds} > 0$ o dispositivo atua como transistor. (POMILIO, 2014).

Além disso, este interruptor apresenta outras características que o tornam mais vantajoso que outros tipos de transistores, sendo elas (BARBI, 2007):

- Devido ter velocidades de comutação altas, o tempo de chaveamento é curto permitindo operação em altas frequências;
- Possui alta impedância entre o *gate* e o *source*, de forma que consome menos potência e seu ganho é muito alto;
- Pode ser mais facilmente associado em paralelo, pois para a resistência em condução, o coeficiente de temperatura é positivo.

A estrutura de um MOSFET pode ser vista na Figura 8 e a partir de sua análise é possível entender o funcionamento do dispositivo. Se uma tensão maior que zero for aplicada entre o *gate* e o *source* (V_{gs}), o potencial positivo do G repele as lacunas presentes na região P, tornando-a mais negativa, mas sem elétrons livres. Quando a tensão aplicada atinge um valor de limiar, os portadores livres presentes na região P são atraídos e formam um canal tipo N dentro da região, o que permite a condução de corrente entre o dreno e a fonte. (POMILIO, 2014).

Figura 8 - Estrutura do MOSFET.



Fonte: POMILIO (2014).

Se a tensão V_{gs} for elevada, aumenta a quantidade de elétrons atraídos, o que causa ampliação do canal e redução da resistência entre o dreno e a fonte, elevando assim a corrente de dreno (I_d), o que torna essa a região resistiva. A região ativa do MOSFET é caracterizada pela corrente I_d permanecer constante para qualquer V_{ds} , que ocorre com o equilíbrio do fenômeno de afunilamento do canal N. Quando a corrente de dreno é conduzida pelo canal, há uma queda de tensão que causa esse afunilamento, e quanto maior a tensão, maior é a queda de tensão e, conseqüentemente, o afunilamento, até que o fenômeno entre em equilíbrio. (POMILIO, 2014).

Normalmente o MOSFET é um transistor de canal N, devido ter menos perdas e uma velocidade de comutação maior, pois os elétrons apresentam maior capacidade de locomoção que as lacunas. Além disso, estes semicondutores podem ser mais facilmente associados em paralelo devido só apresentarem uma ruptura, devido ao aumento da corrente I_d causa elevação da resistência do canal. (POMILIO, 2014).

3.1.1 Perdas nos MOSFET's

Se um MOSFET for utilizado em um conversor estático, então suas perdas podem ser encontradas a partir das seguintes expressões, sendo (46) a expressão que representa as perdas totais sobre o interruptor:

$$P_{Mosf} = P_{Cond} + P_{Com} \quad (46)$$

Sendo P_{Cond} as perdas que ocorrem devido à condução e podem ser calculadas a partir de (47), e P_{Com} a potência dissipada pela chave durante a comutação e que pode ser encontrada utilizando (48):

$$P_{Cond} = D \cdot r_{ds(on)} \cdot i_{d(on)}^2 \quad (47)$$

$$P_{Com} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot i_{d(on)}^2 \cdot V_{ds(off)} \quad (48)$$

Onde D é o ciclo de trabalho da chave, $r_{ds(on)}$ é a resistência de saturação do MOSFET e $i_{d(on)}$ é a máxima corrente que ele pode conduzir.

Sabendo que,

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (49)$$

E que, os tempos t_{on} e t_{off} são encontrados a partir de (50) e (51).

$$t_{on} = t_{D(on)} + t_r \quad (50)$$

$$t_{off} = t_{D(off)} + t_f \quad (51)$$

No entanto como normalmente $t_{D(on)} \ll t_r$ e $t_{D(off)} \ll t_f$, então as seguintes aproximações são válidas.

$$t_{on} \cong t_r \quad (52)$$

$$t_{off} \cong t_f \quad (53)$$

Sendo t_r o tempo de ativação e t_f o tempo de desligamento do MOSFET, ambos podem ser encontrados no *datasheet* do dispositivo.

3.2 Driver IR2112

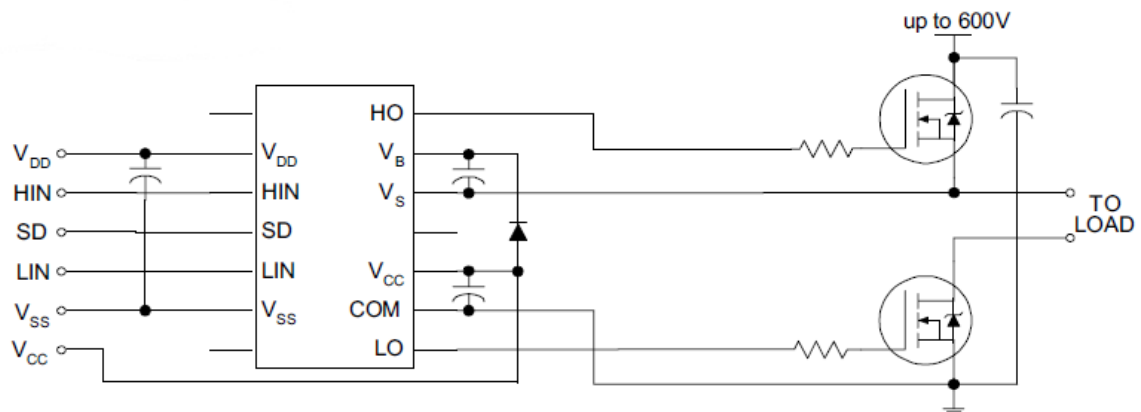
O Driver IR2112 é um circuito integrado (CI) de alta velocidade, que atua tanto para o MOSFET, quanto para o IGBT. Os canais de saída do CI são independentes e referenciados no lado alto e lado baixo, cuja tensão máxima é de 600 V. O canal flutuante pode acionar MOSFET's e IGBT's, que possuam canal do tipo N, a partir do lado alto devido ser projetado para operações de *bootstrap*, que é quando parte da saída de um circuito é utilizada na sua inicialização.

Este driver possui ainda compatibilidade com as saídas CMOS e LSTTL, até o nível lógico e 3,3 V. Além disso a faixa de alimentação de seu *gate* está entre 10 V e 20 V, e tem possibilidade de combinar seus atrasos de propagação a fim de que o CI possa se mais

facilmente utilizado em alta frequência. As principais aplicações desse CI são para chaveamento, como circuitos de meia ponte ou de altas tensões.

A Figura 9 apresenta a conexão típica para o IR2112. E a pinagem deste CI pode ser vista na Figura 10. O Driver IR2112 possui 14 pinos, dos quais os pinos LO (terminal 1) e HO (terminal 7) são a saída do lado baixo e a saída do lado alto, respectivamente. Já os pinos LIN (pino 12) e HIN (terminal 10) são as entradas, baixa e alta, para os sinais de modulação, como PWM e SPWM.

Figura 9 – Conexão elétrica típica do Driver IR2112.

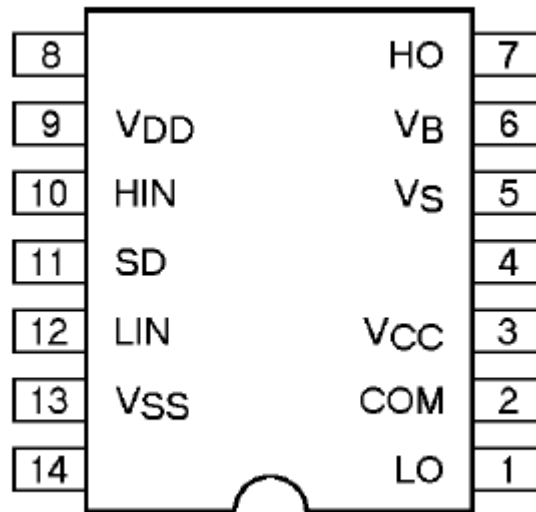


Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2005).

O pino 2 é o COM que é o pino do caminho de retorno para o lado inferior do driver, enquanto o pino 3, VCC, é a alimentação para o CI, sendo de baixa tensão e cujo valor deve estar entre 10 V e 20 V. Os pinos 4, 8 e 14 não possuem conexão e consequentemente não são utilizados. O terminal 5, que é o V_S, é o caminho que permite o retorno do ponto flutuante para o lado baixo e o terminal 6, V_B, é o ponto flutuante que permite acionar o lado alto do CI.

O pino 9, V_{DD}, é a alimentação, cujo valor deve ser entre +3 V e +20 V, com referência ao aterramento ou V_{SS}, normalmente é utilizada uma tensão de +5 V. O terminal 11, SD, recebe um sinal de entrada para desligar o circuito e, por fim, o terminal 13, V_{SS} é o aterramento do circuito.

Figura 10 – Pinagem do IR2112.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2005).

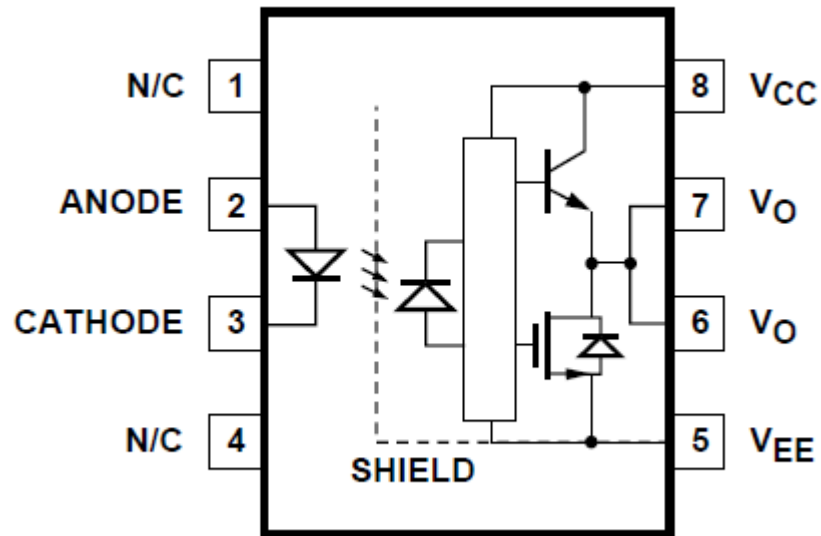
3.3 HCPL-3120

Em algumas aplicações às vezes se faz necessário realizar a separação física de partes de um circuito afim de criar um isolamento e ainda permitir a transmissão de informações. Uma maneira eficaz de realizar isso é a partir do uso de um optoacoplador, que possibilita a transferência de um sinal, geralmente de controle ou também de carga, sem a necessidade de um acoplamento elétrico. (WENDLING, 2013).

Seu funcionamento ocorre a partir da transferência de um feixe de luz produzido por um LED que incide em um sensor, podendo este ser desde um fotodiodo até um foto-diac. O circuito optoacoplador utiliza pulsos aplicados ao LED que o faz funcionar como chave, operando ligado ou desligado, produzindo uma corrente no resistor de saída de acordo com o estado do LED. (WENDLING, 2013).

O circuito integrado HCPL-3120 (Figura 11) é composto por um LED GaAsP (Fosfeto de Arsenieto de Gálio) que é opticamente acoplado a um circuito com estado de saída de energia. Esse CI é utilizado em circuitos para controle do chaveamento de IGBT's e MOSFET's aplicados em inversores. Outras aplicações em que o HCPL-3120 pode ser utilizado são em acionamentos de motores CC e CA sem escovas e fontes de alimentação comutadas.

Figura 11 – Optoacoplador HCPL-3120.



Fonte: AVAGO TECHNOLOGIES (2019).

O optoacoplador HCPL-3120 possui 8 pinos, sendo que os pinos 1 e 4 não possuem conexão e, conseqüentemente, não são utilizados. Os pinos 2 e 3 são o Anodo e o Catodo do LED, respectivamente, e neles é realizada a conexão com a saída do sistema do qual se deseja transmitir as informações. O terminal 5 é onde se realiza a conexão do emissor do transistor, enquanto no terminal 8, o coletor dele é conectado. Por fim, os pinos 6 e 7 são as saídas do optoacoplador, os quais são conectados ao circuito que deve receber os dados que estão sendo transmitidos. (AVAGO TECHNOLOGIES, 2019).

4. METODOLOGIA

O desenvolvimento deste trabalho consistiu no projeto de inversores de tensão que serão utilizados didaticamente na disciplina de Eletrônica de Potência da UFERSA, os inversores projetados foram o monofásico em ponte completa com filtro LC e o trifásico em ponte completa tipo 120°, ambos modelados para alimentar carga resistiva, que é a utilizada no laboratório da disciplina supracitada. Para melhor entendimento desta seção, as etapas de desenvolvimento do projeto serão divididas para cada inversor.

4.1 Inversor Monofásico

O primeiro passo para o projeto do inversor monofásico foi a determinação dos parâmetros que seriam utilizados na realização dos cálculos e simulações. A escolha deles se deu de acordo com os parâmetros que podem ser utilizados no laboratório de Eletrônica de Potência, sendo assim, levando em consideração o Varivolt e o Varistor disponíveis. A Tabela 1 mostra quais as especificações iniciais do inversor monofásico projetado.

Tabela 1 – Parâmetros iniciais do Inversor Monofásico

Parâmetro	Valor
Tensão de pico de entrada (V_{ipk})	400 Vcc
Tensão eficaz de saída (V_{oef})	220 Vca
Potência de saída (P_o)	100 W
Frequência de chaveamento (f_s)	40 kHz
Frequência de saída (f_r)	60 Hz
Rendimento (η)	85 %

Fonte: Autoria própria (2021).

Após a definição dos parâmetros iniciais para o inversor monofásico, foram realizados os cálculos dos demais parâmetros, com auxílio de um *software* e a partir das equações explanadas na seção Inversor deste trabalho. O primeiro cálculo realizado foi a carga resistiva, a partir da equação (1), cujo valor encontrado foi de:

$$R_o = \frac{(220)^2}{100} = 484 \, \Omega \quad (53)$$

O único valor conhecido da tensão de saída é o valor eficaz, sendo assim, foram calculadas as tensões de pico e média, utilizando as equações (2) e (3), cujos valores encontrados foram, respectivamente:

$$V_{opk} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,13 \text{ V} \quad (54)$$

$$V_{omed} = 0 \text{ V} \quad (55)$$

Em seguida, foram calculados os valores para a corrente de saída, sendo encontrados a partir de (4), (5) e (6) respectivamente, a corrente eficaz, de pico e a média:

$$I_{oef} = \frac{220}{484} = 455 \text{ mA} \quad (56)$$

$$I_{opk} = 0,455 \cdot \sqrt{2} = 643 \text{ mA} \quad (57)$$

$$I_{omed} = 0 \text{ A} \quad (58)$$

Com as tensões e correntes do inversor calculadas, a próxima etapa foi então o cálculo do filtro de saída LC, que consistiu em encontrar os valores do capacitor e do indutor. Para realização dos cálculos do filtro, primeiramente foi adotado um valor para a frequência de ressonância, seguindo as regras explicadas no subtópico 2.1.4, que para este caso foi de 800 Hz, em seguida foi definido que a constante de amortecimento seria de 0,85. O cálculo do capacitor foi realizado, resultando em:

$$C_f = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,85 \cdot 800 \cdot 484} = 241,8 \text{ nF} \quad (59)$$

Para o cálculo do indutor, foi utilizada a expressão (16), que resultou no seguinte valor:

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 800)^2 \cdot C_f} = 164 \text{ mH} \quad (60)$$

As correntes no indutor são iguais às correntes na carga, para todos os valores, neste caso, devido à capacitância ser suficientemente pequena para se fazer essa aproximação. Assim como as tensões no capacitor são iguais às tensões na carga. Com os dados do filtro determinados, o próximo passo foi encontrar os valores de tensão e corrente dos MOSFET's, cujos valores foram:

$$V_{Spk} = V_{ipk} = 400 \text{ V} \quad (61)$$

$$I_{Seff} = \frac{0,455}{\sqrt{2}} = 321 \text{ mA} \quad (62)$$

Também foi encontrada a corrente média sobre as chaves, cujo resultado foi:

$$I_{Smed} = \frac{0,294}{3} = 98 \text{ mA} \quad (63)$$

Sendo I_{imed} a corrente média de entrada e igual a:

$$I_{imed} = \frac{P_{in}}{V_{ipk}} = \frac{117,647}{400} = 294 \text{ mA} \quad (64)$$

Por fim, foram calculadas as perdas nas chaves. Para isso, foi determinado inicialmente, qual MOSFET seria utilizado, sendo o escolhido o FDP20N50F, devido seus parâmetros de tensão e corrente máximos. Esse semiconductor é de uma família de MOSFET's de alta tensão, baseada em faixa plana e na tecnologia DMOS, possui canal do tipo N e suas principais aplicações são em TV's de LCD e LED, iluminação, fontes de energia ininterruptas e fontes de alimentação CC-CA. No *datasheet* do Mosfet foram encontrados outros valores de parâmetros que seriam utilizados para o cálculo das perdas, que podem ser vistos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do MOSFET FDP20N50F

Parâmetro	Valor
R_{Son}	210 mΩ
I_D (25 °C)	20 A
t_{don} (Típico)	45 ns
t_{doff} (Típico)	100 ns
t_r (Típico)	120 ns
t_f (Típico)	60 ns

Fonte: FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (2011).

Sua tensão de Dreno para Fonte pode ser de até 500 V, permitindo boa margem quando se considera a tensão que passará por ele. De posse dos dados do interruptor escolhido, foram encontrados os tempos t_{on} e t_{off} , respectivamente, e com esses tempos foi calculado o ciclo de trabalho, ou *Duty cycle* (D).

$$t_{on} = 45 \cdot 10^{-9} + 120 \cdot 10^{-9} = 165 \text{ ns} \quad (65)$$

$$t_{off} = 100 \cdot 10^{-9} + 60 \cdot 10^{-9} = 160 \text{ ns} \quad (66)$$

$$D = \frac{165 \cdot 10^{-9}}{165 \cdot 10^{-9} + 160 \cdot 10^{-9}} = 0,508 \quad (67)$$

Com o ciclo de trabalho foi possível encontrar as perdas por condução P_{cond} , que resultou em:

$$P_{Cond} = 0,508 \cdot 0,210 \cdot (0,321)^2 = 0,011 \text{ W} \quad (68)$$

Sendo $I_{D(on)} = I_{sef}$.

E então foram calculadas as perdas por comutação, P_{com} , cujo valor foi:

$$P_{Com} = \frac{40.000}{2} \cdot (165 \cdot 10^{-9} + 160 \cdot 10^{-9}) \cdot 0,321^2 \cdot 400 = 0,269 \text{ W} \quad (69)$$

Por fim, pôde ser encontrado o valor para as perdas totais nos MOSFETs, sendo igual a:

$$P_{Mosf} = 0,011 + 0,269 = 0,28 \text{ W} \quad (70)$$

4.1.1 Dimensionamento do Indutor do filtro

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.

As especificações iniciais utilizadas para preencher a planilha podem ser vistas na Tabela 3, a seguir, os dados de indutância e correntes contidos nela foram obtidos a partir das equações já demonstradas anteriormente, no entanto, devido ao capacitor comercial encontrado para a tensão aplicada ter valor diferente do que foi calculado, o valor de indutância foi proporcionalmente alterado para este dimensionamento, a fim de que o design da PCB seja o mais real possível. Assim, para a capacitância que deve ser utilizada na placa, de 2,2 $\mu\text{F}/400 \text{ V}$, o indutor laminado deve ser de 18 mH.

Além dos parâmetros na Tabela 3, foram utilizados ainda as constantes de Permeabilidade do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm/A}$), resistividade do núcleo ($\rho_c = 0,8 \Omega\text{m}$) e a resistividade do cobre para 100°C ($\rho_{cu} = 2,3 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$). Sendo adotada uma densidade de corrente (J) de 400 A/cm² e um fator de enrolamento (K_w) de 0,4, a máxima densidade de fluxo (B_{max}) foi estimada em:

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (71)$$

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 ($d_{m\acute{a}x}$):

$$\delta = \frac{7,6328}{\sqrt{f_s}} = 0,27 \quad (72)$$

$$d_{m\acute{a}x} = 2 \cdot \delta = 0,54 \text{ cm} \quad (73)$$

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

$$d_{\acute{o}timo} = 2 \cdot \delta \cdot 0,35 = 0,189 \text{ cm} \quad (74)$$

Tabela 3 – Especificações iniciais do Indutor do filtro

Parâmetro	Valor
Indutância de filtro (L_f)	18 mH
Variação da corrente no indutor (ΔI_L)	64 mA
Corrente de pico no Indutor (I_{Lpk})	643 mA
Corrente eficaz no Indutor (I_{Lef})	455 mA
Corrente média no Indutor (I_{Lmed})	455 mA
Frequência de operação (f_s)	800 Hz
Duty Cycle (D)	50,8 %

Fonte: Autoria própria (2021).

Sendo o diâmetro comercial ótimo de 12 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 352,821 A/cm². Também foram encontrados o diâmetro (D_{i_iso}) e a seção (S_{fio_iso}) do fio com isolamento:

$$D_{i_iso} = D_i + 0,028\sqrt{D_i} = 0,046 \text{ cm} \quad (75)$$

$$S_{fio_iso} = \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 1,673 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (76)$$

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

$$D_i = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0,041 \text{ cm} \quad (77)$$

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 ($A_e A_w$):

$$A_e A_w = \frac{L_f \cdot I_{Lef} \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{máx}} = 1,097 \text{ cm}^4 \quad (78)$$

De acordo com esse valor, o núcleo que melhor se enquadrou para este indutor foi o EE4012, por apresentar $A_e A_w$ de 2,6 cm⁴, que é maior que o encontrado no dimensionamento. A Tabela 4 mostra as demais especificações do núcleo escolhido.

Tabela 4 – Especificações do núcleo E40/16/12

Parâmetro	Valor
Área da seção (A_e)	1,53 cm ²
Área da janela (A_w)	1,70 cm ²
Volume efetivo (V_e)	6,164 cm ³
Produto da área do núcleo ($A_e A_w$)	2,60 cm ⁴
Permeabilidade relativa (μ_{rc})	1,75 x 10 ³
Comprimento médio de uma espira (l_t)	7,00 cm
Comprimento efetivo (l_e)	7,90 cm
Comprimento da janela (D)	1,10 cm

Fonte: TDK ELECTRONICS (2017).

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

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{m\acute{a}x}} = 252,157 \text{ espiras} \quad (79)$$

Sendo assumido para o projeto 252 espiras. Com isso, o entreferro deve ser ajustado em 0,068 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:

$$ku = \frac{S_{fio_iso} \cdot N_L \cdot N_{fios}}{A_w} = 0,248 \quad (80)$$

Portanto, o indutor laminado para o filtro LC é passível 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 E 40/16/12 (Figura 12), cujas especificações são as mesmas vistas na Tabela 4.

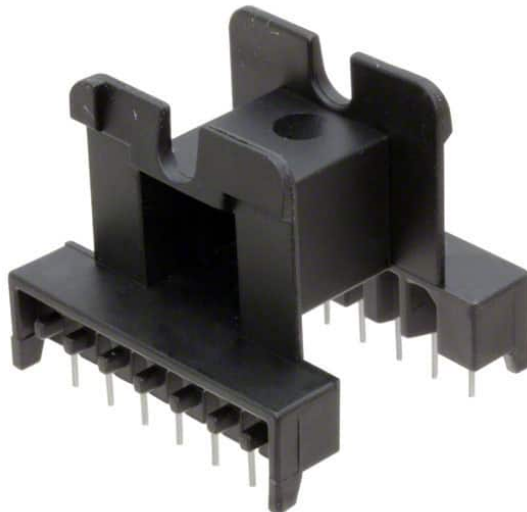
Figura 12 – Núcleo de Ferrite E 40/16/12.



Fonte: DIGI-KEY ELECTRONICS (2021).

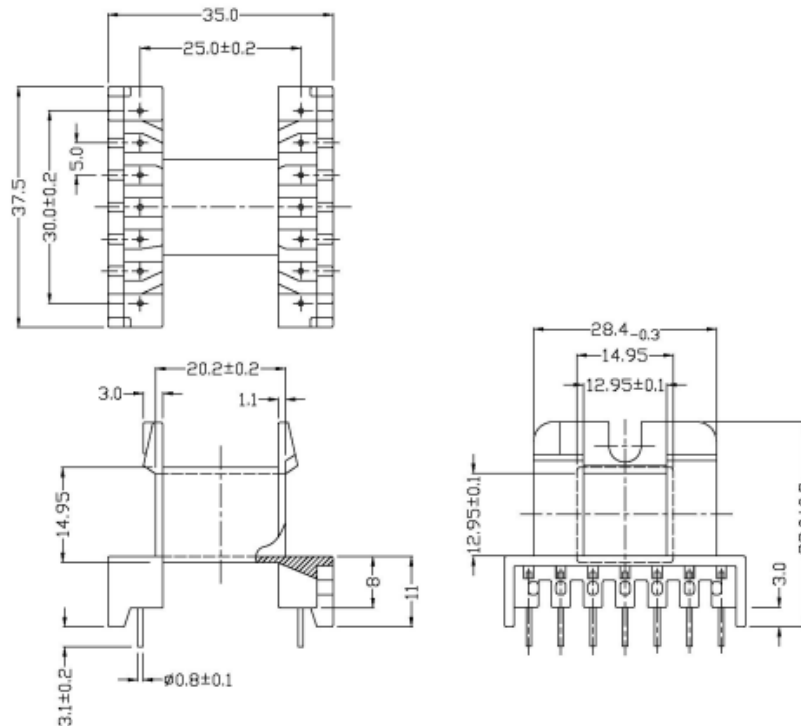
Em seguida foi escolhido o carretel no qual o indutor seria acoplado, de acordo com as dimensões do núcleo, sem assim a bobina E40 (Figura 13) a adequada para esta aplicação, por suas dimensões como vistas na Figura 14. As dimensões do carretel foram então utilizadas no projeto do *layout* da PCB (*Printed Circuit Board*) resultante.

Figura 13 – Carretel E40.



Fonte: DIGI-KEY ELECTRONICS (2021).

Figura 14 – Dimensões do Carretel E40.



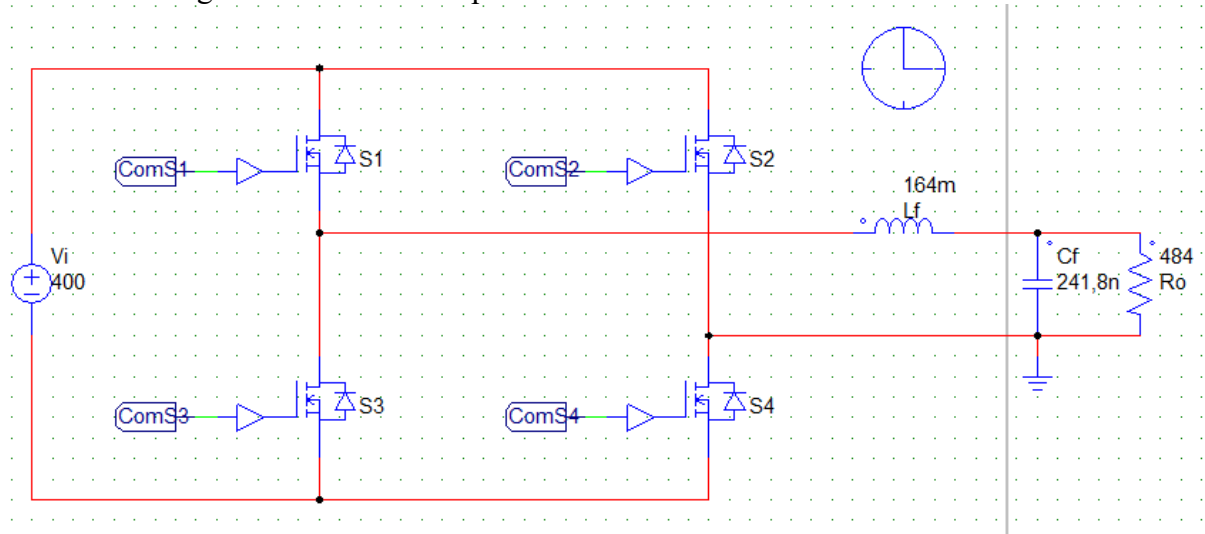
Fonte: EPCOS (2007).

4.1.2 Simulação

Com os resultados obtidos através dos cálculos do inversor monofásico, foi realizada então sua simulação. Para esta etapa foi utilizado um *software* de simulação, no qual foi feito o esquemático do inversor, com todos os parâmetros iniciais, o filtro LC e a carga resistiva, além de ter sido simulada também a modulação SPWM, responsável pelo chaveamento dos MOSFET's.

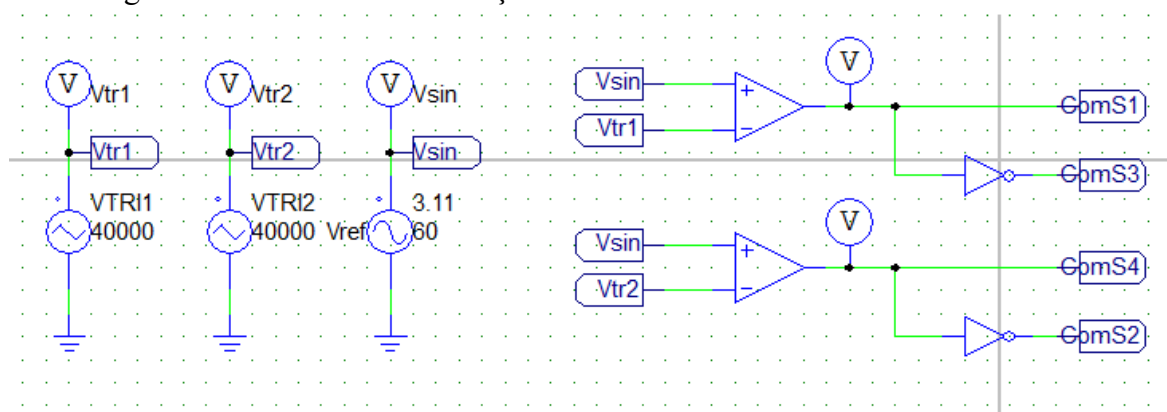
A primeira parte realizada da simulação, foi o circuito de potência, visto na Figura 15, levando em consideração os valores encontrados nos cálculos para a carga resistiva e o filtro LC. Em seguida foi feito o circuito de controle (Figura 16), composto pela modulação SPWM, que foi realizada a partir de duas tensões triangulares defasadas em 180°, com frequência de 40 kHz, e uma tensão senoidal de 60 Hz. A frequência das tensões triangulares foi responsável por determinar a frequência de chaveamento dos MOSFET's.

Figura 15 - Circuito de potência do Inversor Monofásico simulado.



Fonte: Autoria própria (2021).

Figura 16 - Circuito da modulação SPWM do Inversor Monofásico simulado.



Fonte: Autoria própria (2021).

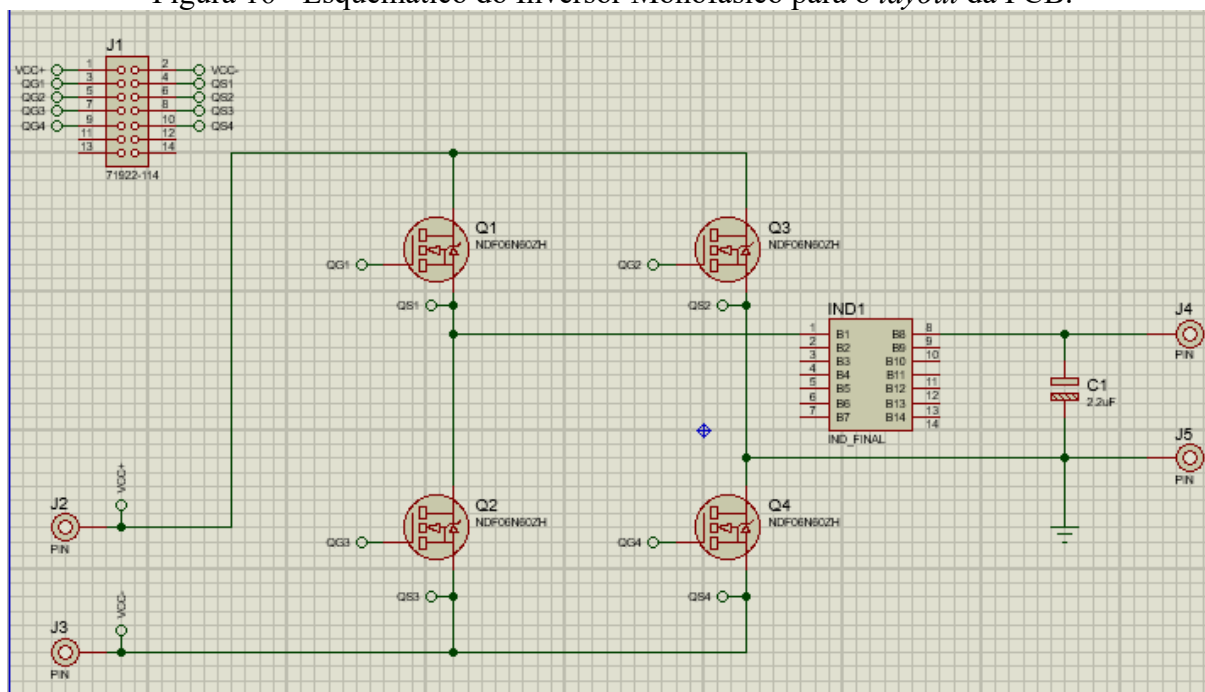
Cada tensão triangular passou então por um circuito lógico comparador, juntamente com a senoide, e o resultado da porta era então inserido nos MOSFET's, para isso uma das chaves do mesmo braço recebia esse resultado diretamente, enquanto a outra chave só recebia após a passagem do resultado por uma porta inversora.

Por fim, foi realizado um ajuste fino na modulação para que a simulação obtivesse os resultados desejados, sendo então alteradas as amplitudes das tensões da moduladora e portadora para este fim. A amplitude das tensões triangulares ficou definida em 7,90 V de pico a pico, com um *offset* de -3,95, e a amplitude da tensão senoidal ficou definida em 3,11 V.

4.1.3 Placa de Circuito Impresso

Com a simulação funcionando como esperado, o próximo passo foi criar o *layout* para a placa de circuito impresso com auxílio de um *software* de projeto de circuitos integrados (ou EDA – *Electronic design automation*), utilizando todos os elementos escolhidos, sendo primeiramente feito o esquemático, que pode ser visto na Figura 16.

Figura 16 - Esquemático do Inversor Monofásico para o *layout* da PCB.



Fonte: Autoria própria.

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. Além dessas conexões, 2 pinos foram designados para receberem a tensão CC de entrada, para o caso de não ter o Varivolt disponível e assim poder ser utilizada outra fonte cuja conexão não possa ser feita por pinos bananas.

As chaves utilizadas no esquemático foram MOSFET's com encapsulamento TO, de acordo com os escolhidos, apesar de no *software* não existir exatamente o mesmo semiconductor, foi escolhido para realização da PCB o mais parecido possível, para que as dimensões fossem iguais.

Os pinos banana também não existiam no software, tendo sido necessário então criá-los, de maneira que foi feito um pino com diâmetro de furo de 4 mm e diâmetro total de *pad* de 5 mm, o que resulta em 1 mm de material condutor após os furos serem realizados. Então foram

posicionados os quatro pinos, dois na entrada para receber a fonte de tensão e dois na saída que seriam utilizados para conectar a carga resistiva. Além disso, mais quatro pinos foram posicionados de maneira que seriam utilizados para suporte da placa.

Em seguida, 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. Como o indutor laminado também não existia no *software*, foi necessário construí-lo, de forma que primeiro foi feito o modelo no esquemático e em seguida no *footprint*, com auxílio do *software* Inventor, versão de estudante, deixando o espaçamento de 5 mm entre cada um dos 14 pinos do carretel que devem ser posicionados sobre a base da placa.

Finalizando o projeto do inversor monofásico, quando todos os elementos foram posicionados, foi realizado o roteamento das trilhas e criada a malha de aterramento. As trilhas utilizadas para este inversor foram do tipo T60, que equivale a 1,52 mm e suporta uma corrente de 3 A, sendo suficiente para a corrente que passa pelo inversor monofásico. A malha de aterramento foi criada para aterrar todo o circuito de potência, ficando posicionada na parte de baixo da placa, juntamente com a maior parte das trilhas, e foi selecionada uma *clearance* de 0,76 mm, que é a distância que separa as trilhas da malha de aterramento.

4.2 Inversor Trifásico

O processo para desenvolvimento do inversor trifásico foi semelhante ao inversor monofásico, sendo primeiramente determinados os parâmetros que seriam utilizados para os cálculos e simulações, podendo ser vistos na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros iniciais do Inversor Trifásico

Parâmetro	Valor
Tensão de pico de entrada (V_{in})	600 Vcc
Tensão de linha de saída eficaz ($V_{L,ef}$)	380 Vca
Tensão de fase de saída eficaz ($V_{F,ef}$)	220 Vca
Potência de saída (P_o)	100 W
Frequência de chaveamento (f_s)	40 kHz
Frequência de saída (f_r)	60 Hz
Rendimento (η)	85 %

Fonte: Autoria própria (2021).

De posse dos parâmetros iniciais foram realizados os cálculos dos demais parâmetros do conversor. Estes cálculos também foram realizados com auxílio de um *software*, utilizando as equações apresentadas na seção Inversor deste trabalho. Foi calculada primeiramente a carga resistiva que seria conectada ao inversor trifásico, que resultou em:

$$R_o = \frac{(220)^2}{100} = 484 \, \Omega \quad (81)$$

A partir das tensões de saída conhecidas, que são as tensões de fase e de linha eficazes, puderam ser encontradas as tensões de pico, tanto para a linha quanto para a fase:

$$V_{oFpk} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,13 \, V \quad (82)$$

$$V_{oLpk} = 380 \cdot \sqrt{2} = 537,40 \, V \quad (83)$$

Também foram encontrados os valores para a corrente de linha na saída do inversor, como pode ser visto em (84) e (85).

$$I_{oLef} = \frac{380}{484} = 785 \, mA \quad (84)$$

$$I_{oLpk} = 0,785 \cdot \sqrt{2} = 1,11 \, A \quad (85)$$

E as correntes de fase na saída do inversor foram calculadas e os resultados são vistos em (86) e (87).

$$I_{oFef} = \frac{220}{484} = 455 \text{ mA} \quad (86)$$

$$I_{oFpk} = 0,455 \cdot \sqrt{2} = 643 \text{ mA} \quad (87)$$

Em seguida, foram encontradas as potências trifásicas, de forma que (88) expressa a dissipação de potência por fase do inversor e a potência total trifásica foi calculada resultando em (89).

$$P_F = 484 \cdot (0,506)^2 = 123,97 \text{ W} \quad (88)$$

$$P_{3\phi} = 3 \cdot 123,97 = 371,90 \text{ W} \quad (89)$$

A potência da fonte de tensão CC é igual à potência total trifásica, então:

$$P_i = 371,90 \text{ W} \quad (90)$$

Com isso, foi possível encontrar a corrente média da fonte CC, cujo valor encontrado foi (91).

$$I_{imed} = \frac{371,90}{600} = 620 \text{ mA} \quad (91)$$

Em seguida, foi determinado então o filtro LC do conversor CC-CA trifásico, para o qual foi utilizado o valor da constante de amortecimento de $\zeta = 0,85$ e a frequência de ressonância de $f_0 = 800 \text{ Hz}$. Com isso o capacitor do filtro foi determinado.

$$C_f = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,85 \cdot 484 \cdot 800} = 241,8 \text{ nF} \quad (92)$$

E o indutor foi determinado utilizando a capacitância encontrada, que resultou no seguinte valor:

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 800)^2 \cdot C_f} = 164 \text{ mH} \quad (93)$$

As correntes de pico e eficaz no indutor foram calculadas, bem como a ondulação de corrente, para 10% de ondulação máxima, resultando em (94), (95) e (96).

$$I_{Lf_{pk}} = \sqrt{2} \cdot \frac{371,9}{3 \cdot 311,13} = 563 \text{ mA} \quad (94)$$

$$I_{Lf_{ef}} = \frac{0,563}{\sqrt{2}} = 398 \text{ mA} \quad (95)$$

$$\Delta I_{Lf} = 0,1 \cdot 0,563 = 56 \text{ mA} \quad (96)$$

Também foram calculadas as correntes média e eficaz nas chaves, além da tensão inversa máxima, cujos resultados foram (97), (98) e (99):

$$I_{Smed} = \frac{0,62}{3} = 207 \text{ mA} \quad (97)$$

$$I_{Sef} = \frac{0,506}{\sqrt{2}} = 358 \text{ mA} \quad (98)$$

$$V_{Smax} = V_i = 600 \text{ V} \quad (99)$$

O MOSFET escolhido para o inversor trifásico foi o STP10NK70Z, também por causa de seus parâmetros de corrente e tensão máximos, a fim de que ele possa suportar a aplicação neste inversor. É um semicondutor de alta tensão, alta corrente e alta velocidade de comutação, também tem seu canal do tipo N e encapsulamento do tipo TO-220. No seu *datasheet* foram encontrados os parâmetros que seriam utilizados para o cálculo das perdas, que podem ser vistos na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do MOSFET STP10NK70Z

Parâmetro	Valor
R _{Son}	0,75 Ω
I _D (25 °C)	8,60 A
t _{don} (Típico)	22 ns
t _{doff} (Típico)	46 ns
t _r (Típico)	19 ns
t _f (Típico)	19 ns

Fonte: ST MICROELECTRONICS (2002).

A tensão de Sua tensão de *Drain-Source* pode ser de até 700 V, o que dá uma margem considerável considerando que a tensão que passará por ele é de 600 V. De posse dos dados do interruptor escolhido, foram encontrados os tempos t_{on} e t_{off}, como pode ser visto em (100) e (101), respectivamente, e com esses tempos foi calculado o ciclo de trabalho, ou *Duty cycle* (102).

$$t_{on} = 22 \cdot 10^{-9} + 19 \cdot 10^{-9} = 41 \text{ ns} \quad (100)$$

$$t_{off} = 46 \cdot 10^{-9} + 19 \cdot 10^{-9} = 65 \text{ ns} \quad (101)$$

$$D = \frac{41 \cdot 10^{-9}}{41 \cdot 10^{-9} + 65 \cdot 10^{-9}} = 0,387 \quad (102)$$

Com o ciclo de trabalho foi possível encontrar as perdas por condução P_{Cond}, resultando em (103).

$$P_{Cond} = 0,387 \cdot 0,75 \cdot (0,358)^2 = 0,037 \text{ W} \quad (103)$$

Sendo $I_{D(on)} = I_{sef}$.

E então foram calculadas as perdas por comutação, P_{Com} .

$$P_{Com} = \frac{40.000}{2} \cdot (41 \cdot 10^{-9} + 65 \cdot 10^{-9}) \cdot (0,358)^2 \cdot 600 = 0,163 \text{ W} \quad (104)$$

Por fim, pôde ser encontrado o valor para as perdas totais nos MOSFETs.

$$P_{Mosf} = 0,037 + 0,163 = 0,20 \text{ W} \quad (105)$$

4.2.1 Dimensionamento do Indutor do filtro

Com os cálculos do circuito de potência e do filtro LC finalizados, foi possível realizar o dimensionamento do indutor do filtro, cujo procedimento foi feito de maneira semelhante ao do inversor monofásico, devido ser utilizado um indutor para cada fase do inversor trifásico. De maneira análoga ao indutor do inversor monofásico, o dimensionamento foi realizado com auxílio da planilha automatizada, e os dados iniciais utilizados para o dimensionamento podem ser vistos na Tabela 7.

Os dados de indutância e correntes presentes na Tabela 7 foram encontrados a partir dos cálculos realizados como vistos anteriormente, mas da mesma forma que ocorreu no inversor monofásico, o capacitor comercial utilizado, foi de 2,2 μF , de forma que para compensar a diferença o indutor deve ter 18 mH, sendo este o valor utilizado para fazer este dimensionamento, visando que o *design* da placa de circuito impresso seja o mais próximo da realidade.

Tabela 7 – Especificações iniciais do Indutor

Parâmetro	Valor
Indutância de filtro (L_f)	18 mH
Variação da corrente no indutor (ΔI_L)	56 mA
Corrente de pico no Indutor (I_{Lpk})	563 mA
Corrente eficaz no Indutor (I_{Lef})	398 mA
Corrente média no Indutor (I_{Lmed})	398 mA
Frequência de operação (f_s)	800 Hz
Duty Cycle (D)	38,70 %

Fonte: Autoria própria (2021).

Outros dados utilizados foram a permeabilidade do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm/A}$), resistividade do núcleo ($\rho_c = 0,8 \Omega\text{m}$) e a resistividade do cobre para 100°C ($\rho_{cu} = 2,3 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$). Além de ter sido adotada uma densidade de corrente (J) de 400 A/cm^2 , um fator de enrolamento (K_w) de 0,4, e a máxima densidade de fluxo foi estimada em:

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (106)$$

Primeiramente foi definido qual o fio a ser utilizado, sendo encontrado o efeito pelicular e então o diâmetro máximo do fio:

$$\delta = \frac{7,6328}{\sqrt{f_s}} = 0,27 \quad (107)$$

$$d_{m\acute{a}x} = 2 \cdot \delta = 0,54 \text{ cm} \quad (108)$$

Afim de diminuir as perdas o diâmetro a ser utilizado deve ter 35 % do valor do diâmetro máximo, de forma que:

$$d_{\acute{o}timo} = 2 \cdot \delta \cdot 0,35 = 0,189 \text{ cm} \quad (109)$$

Como o diâmetro ótimo foi de 12 cm, foi optado por um fio de cobre com AWG de 26 cm, devido ser mais facilmente encontrado e para mantê-lo com o mesmo diâmetro do indutor de filtro do inversor monofásico. Com isso, a planilha determinou que a quantidade de fios em paralelo deveria ser 1 e isso resultou em uma densidade de corrente final de $352,821 \text{ A/cm}^2$. Também foi encontrado o diâmetro máximo do fio sem isolamento (D_i):

$$D_i = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0,041 \text{ cm} \quad (110)$$

E com isso foi possível calcular o diâmetro (D_{i_iso}) e a seção (S_{fio_iso}) do fio com isolamento:

$$D_{i_iso} = D_i + 0,028\sqrt{D_i} = 0,046 \text{ cm} \quad (111)$$

$$S_{fio_iso} = \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2}\right)^2 = 1,673 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (112)$$

De forma que foi então escolhido o núcleo, calculando primeiramente o produto das áreas do núcleo e da janela ($A_e A_w$):

$$A_e A_w = \frac{L_f \cdot I_{Lef} \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{m\acute{a}x}} = 0,84 \text{ cm}^4 \quad (113)$$

De acordo com esse valor, o núcleo que melhor se enquadrou para este indutor foi o EE3014, por apresentar $A_e A_w$ de $1,45 \text{ cm}^4$, que é maior que o necessário. A Tabela 8 mostra as demais especificações do núcleo escolhido.

Com o núcleo escolhido, foi então calculado o número de espiras do indutor (N_L):

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{m\acute{a}x}} = 276,885 \text{ espiras} \quad (114)$$

Sendo assumido para o projeto 276 espiras, resultando em um ajuste do entreferro de 0,065 cm. Em seguida pôde ser feita a análise da possibilidade de execução do indutor, que deve ser menor ou igual a 0,4 para que o indutor possa ser construído, desta forma o resultado para este indutor foi:

$$ku = \frac{S_{fio_iso} \cdot N_L \cdot N_{fios}}{Aw} = 0,388 \quad (115)$$

Portanto, é possível a construção do indutor laminado para o filtro LC do inversor trifásico.

Tabela 8 – Especificações do núcleo E30/15/7

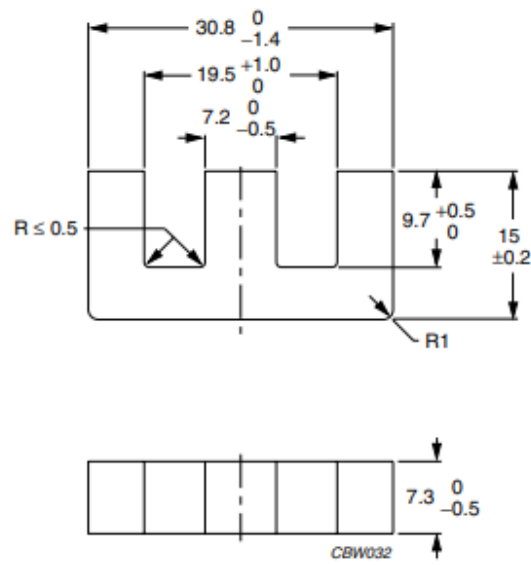
Parâmetro	Valor
Área da seção (A_e)	1,22 cm ²
Área da janela (A_w)	1,19 cm ²
Volume efetivo (V_e)	8,174 cm ³
Produto da área do núcleo ($A_e A_w$)	1,45 cm ⁴
Permeabilidade relativa (μ_{rc})	1,75 x 10 ³
Comprimento médio de uma espira (l_t)	6,70 cm
Comprimento efetivo (l_e)	6,70 cm
Comprimento da janela (D)	0,97 cm

Fonte: FERROXCUBE (2008).

O núcleo escolhido para construção deste indutor foi o E30/15/7-3c94, como já mencionado, suas dimensões podem ser vistas na Figura 18 e suas especificações são as mesmas vistas na Tabela 8.

Foi escolhido então o carretel que seria utilizado para esse núcleo, sendo a bobina CP-E30/15/7-1S, na Figura 19, a adequada para esse caso, devido suas dimensões, que podem ser vistas na Figura 20. As dimensões do carretel foram então utilizadas no projeto do *layout* da PCB resultante.

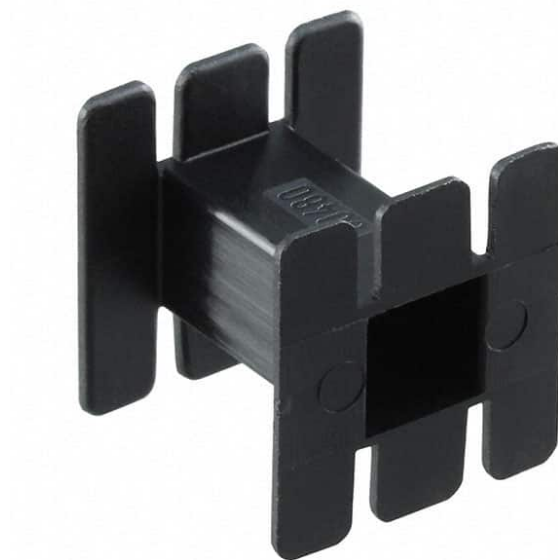
Figura 18 – Dimensões do núcleo de Ferrite E30/15/7.



Dimensions in mm.

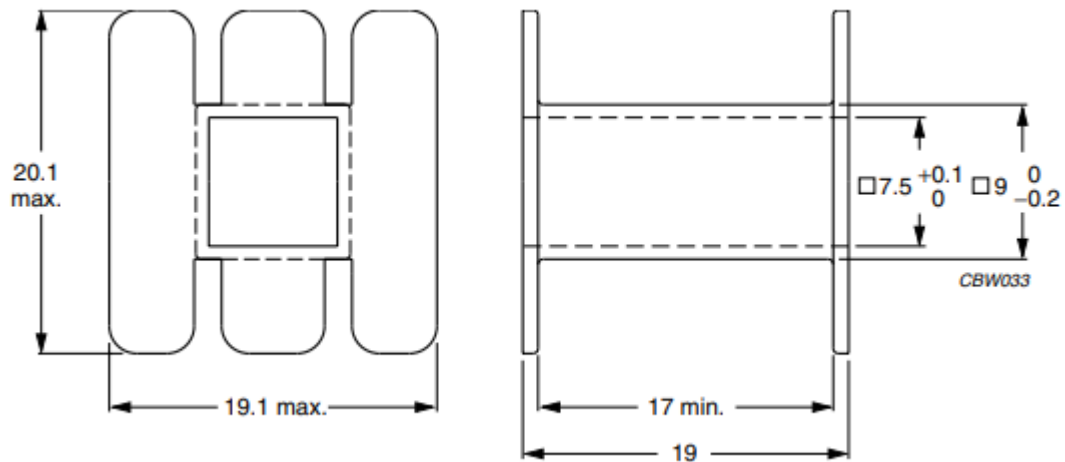
Fonte: FERROXCUBE (2008).

Figura 19 – Carretel CP-E30/15/7-1S.



Fonte: DIGIKEY ELECTRONICS (2021).

Figura 20 – Dimensões do carretel CP-E30/15/7-1S.

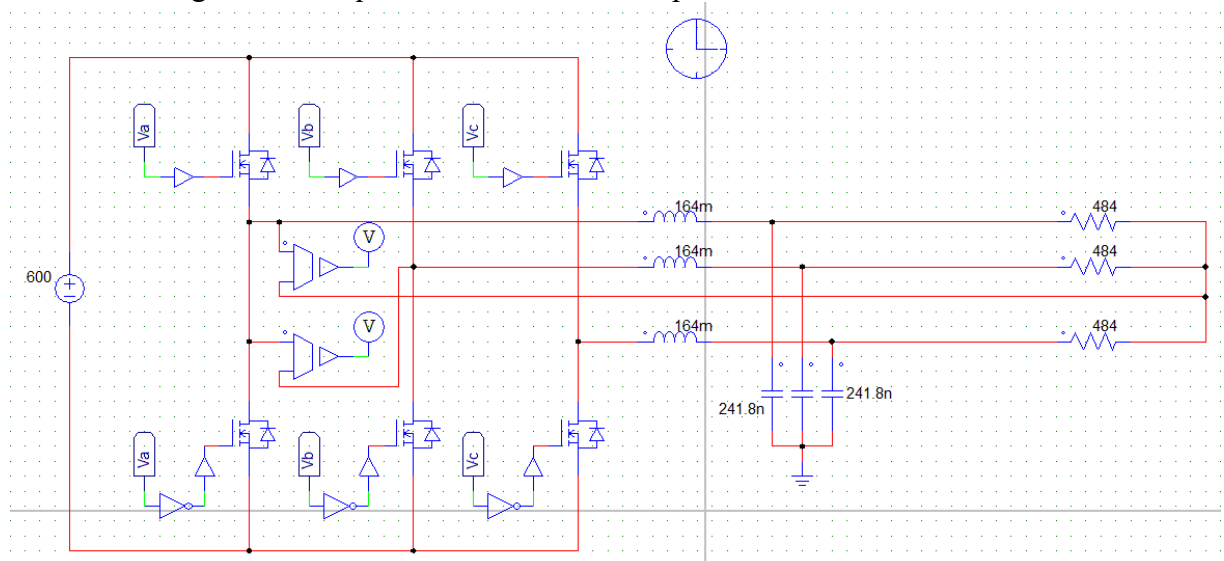


Fonte: FERROXCUBE (2008).

4.2.2 Simulação

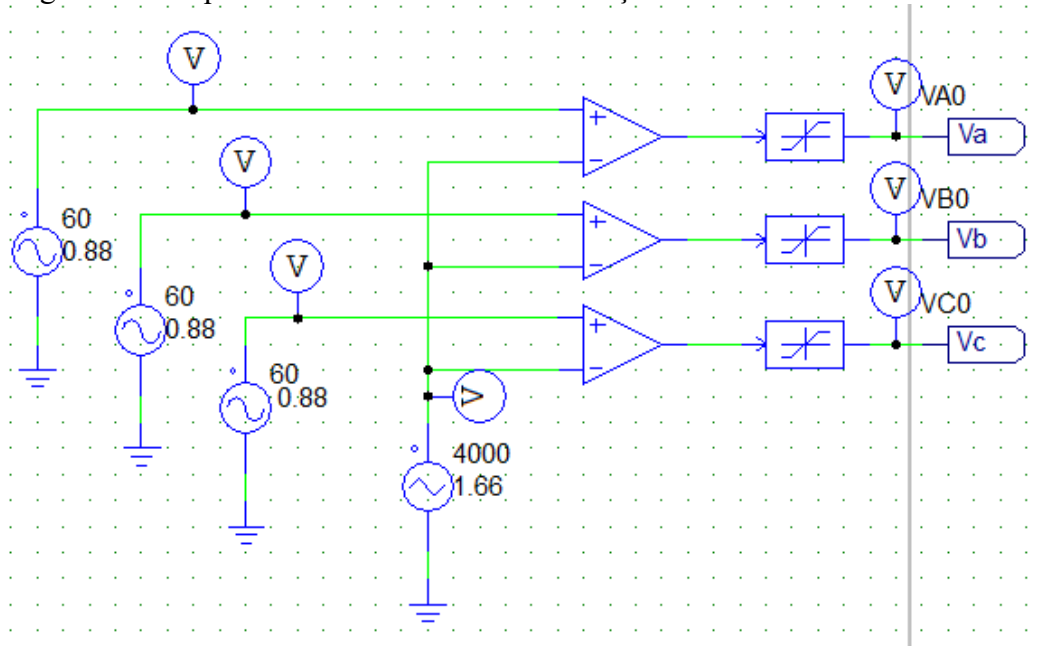
Finalizados os cálculos, o próximo passo foi a realização da simulação, feita com auxílio de um *software* de simulação, onde foi feito o esquemático do inversor utilizando os parâmetros pré-definidos, bem como a carga resistiva e o filtro LC projetados. Também foi simulado o circuito da modulação PWM utilizada, responsável pela comutação das chaves. A Figura 21 mostra o circuito de potência do inversor e a Figura 22 apresenta o circuito da modulação.

Figura 21 - Esquemático do circuito de potência do Inversor Trifásico.



Fonte: Autoria própria (2021).

Figura 22 - Esquemático do circuito da modulação PWM do Inversor Trifásico.



Fonte: Autoria própria (2021).

O circuito de potência, Figura 21, foi o primeiro a ser disposto na simulação, e foi feito levando em consideração os valores calculados para a carga resistiva e o filtro LC e considerando que deveria ser posicionada uma carga resistiva em cada fase da saída do inversor, bem como um filtro passa-baixas também em cada fase.

O circuito da modulação PWM, Figura 22, foi feito a partir de três tensões senoidais e uma tensão triangular. As tensões senoidais tinham frequências de 60 Hz cada e amplitude de 0,88 V, e eram defasadas em 120°, enquanto a tensão triangular tinha uma frequência de 40 kHz e amplitude de 1,66 V e era essa que determinava a frequência de chaveamento dos MOSFET's.

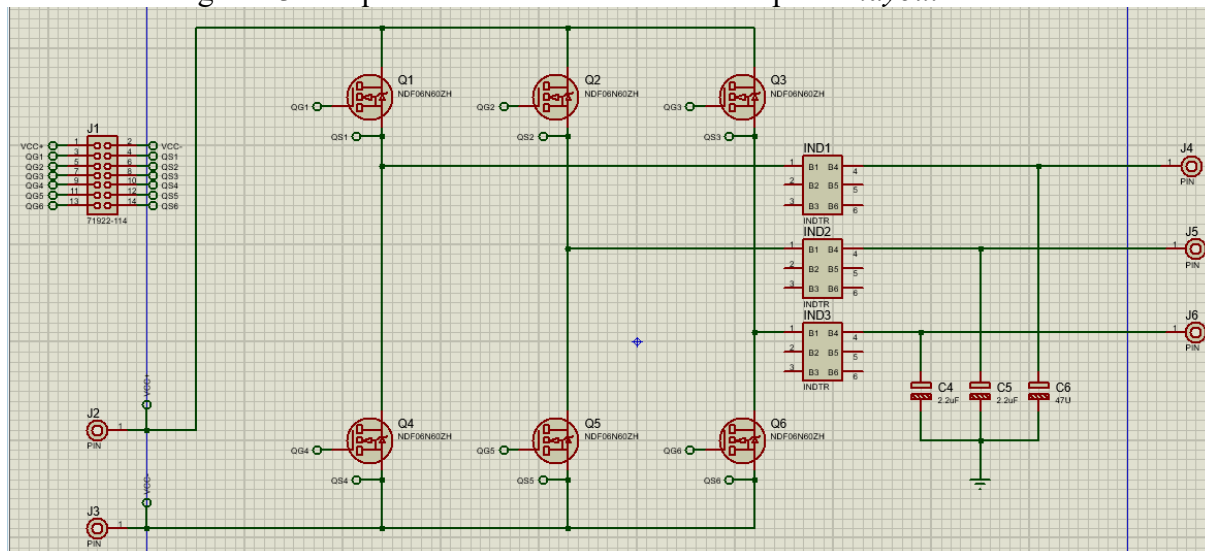
Além das tensões, o circuito da modulação era composto por três circuitos lógicos comparadores, onde cada um recebia uma das tensões senoidais e comparava com a tensão triangular, o resultado desta operação era então enviado para as três chaves superiores do inversor, já as chaves inferiores recebiam o resultado dessa operação somente após sua passagem por uma porta lógica inversora.

4.2.3 Placa de Circuito Impresso

Quando a simulação estava funcionando da maneira esperada, o próximo passo foi então criar o *layout* da PCB, utilizando todos os dispositivos selecionados e as dimensões do inversor

laminado dimensionado. O primeiro passo foi criar o esquemático do inversor no *software* EDA, que é mostrado na Figura 23.

Figura 23 - Esquemático do Inversor Trifásico para o *layout* da PCB.



Fonte: Autoria própria.

De maneira análoga ao que foi feito com o inversor monofásico, para o inversor trifásico também foi utilizado um conector com 14 pinos. Este conector seria utilizado para receber as tensões de referência e de gatilho dos interruptores, além de ficarem disponíveis dois pinos para receber a tensão CC de entrada do inversor, para o caso de o Varivolt dos laboratórios não estarem disponíveis.

O MOSFET escolhido para o inversor trifásico também tinha o encapsulamento do tipo TO, portanto foi utilizado no esquemático o interruptor mais parecido possível no quesito dimensões, para que quando a placa for furada o encaixe do dispositivo seja adequado. Como foi mencionado anteriormente os pinos do tipo banana para conexão da entrada e saída do inversor não existiam no *software*, mas como já haviam sido criados para o inversor monofásico, foram utilizados no trifásico.

Com as chaves posicionadas, foram então alocados os indutores e capacitores do filtro LC. Igualmente ao inversor monofásico, o indutor laminado é um elemento que não existe no *software*, sendo assim foi criado um indutor com as dimensões adequadas do núcleo escolhido e do carretel criado. Sendo criado primeiramente o modelo no esquemático e, em seguida, o *footprint* do indutor, que foi feito com auxílio do *software* Inventor, com os três pinos de cada lateral do carretel espaçados em 7,5 mm de maneira a permitir posicioná-lo corretamente na placa.

Por fim, após o posicionamento de todos os elementos e pinos, foi feito o roteamento das trilhas e a malha de aterramento. As trilhas utilizadas foram do tipo T80, que equivale a 2,03 mm e suporta uma corrente de 4 A, sendo suficiente para esta aplicação. A malha de aterramento foi criada para comportar os *grounds* do circuito de potência e ficou posicionada na parte de baixo da placa, juntamente com a maior parte das trilhas, e foi selecionada uma *clearance* de 0,76 mm, que é a distância que separa as trilhas da malha de aterramento.

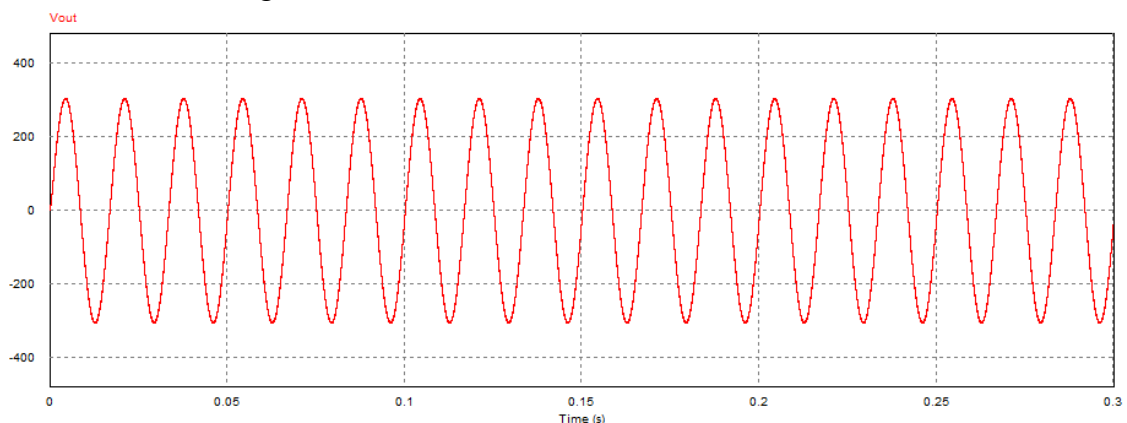
5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A seguir serão explanados e discutidos os resultados obtidos com as simulações e com os *layouts* das placas de circuito impresso, tanto para o inversor monofásico quanto para o inversor trifásico.

5.1 Inversor Monofásico

Com o dimensionamento do circuito de potência, do filtro e do circuito de comutação finalizado, o inversor Monofásico foi simulado e os resultados da simulação foram analisados. O Primeiro resultado analisado foi a tensão de saída do inversor, vista na Figura 24, que apresentou uma tensão eficaz de 220,90 V_{CA}, a tensão de pico foi de 313,65 V_{CA} e a tensão média foi de -0,045 V. Comparando esses resultados com os obtidos a partir nos cálculos, pode-se considerar que a simulação funcionou como deveria.

Figura 24 - Tensão de saída do inversor Monofásico.



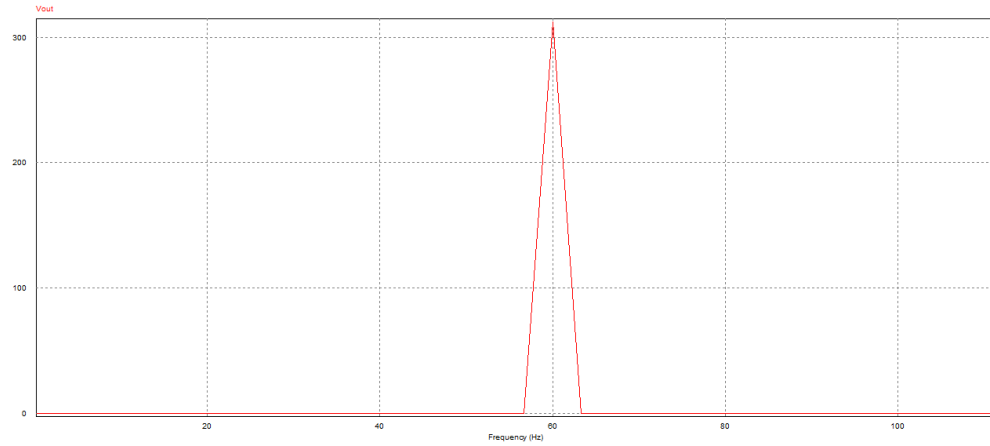
Fonte: Autoria própria.

Em seguida foi plotado o gráfico da transformada rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*), como mostra a Figura 25. Analisando o gráfico pode ser visto que o filtro LC projetado funcionou como esperado, visto que o único harmônico presente é o primeiro, também conhecido como harmônico fundamental, que surge em 60 Hz e representa a componente CC da tensão.

Também foi analisada a corrente de saída do inversor, cujo gráfico pode ser visto na Figura 26. A simulação gerou como resultados uma corrente de saída eficaz de 456,41 mA, uma corrente de pico de 648,04 mA e uma corrente média de -92,24 μ A. Também foi plotada

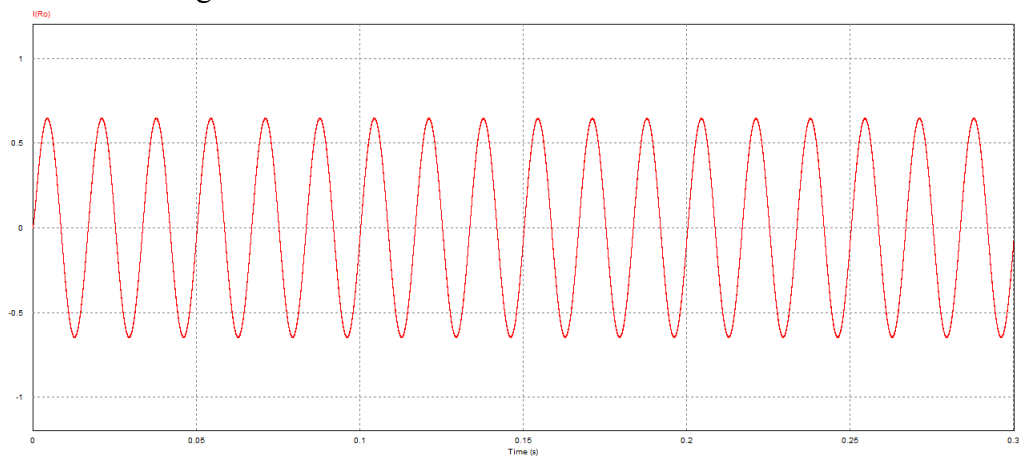
a FFT da corrente de saída, Figura 27, a fim de confirmar que havia somente o primeiro harmônico.

Figura 25 - FFT da tensão de saída do inversor Monofásico.



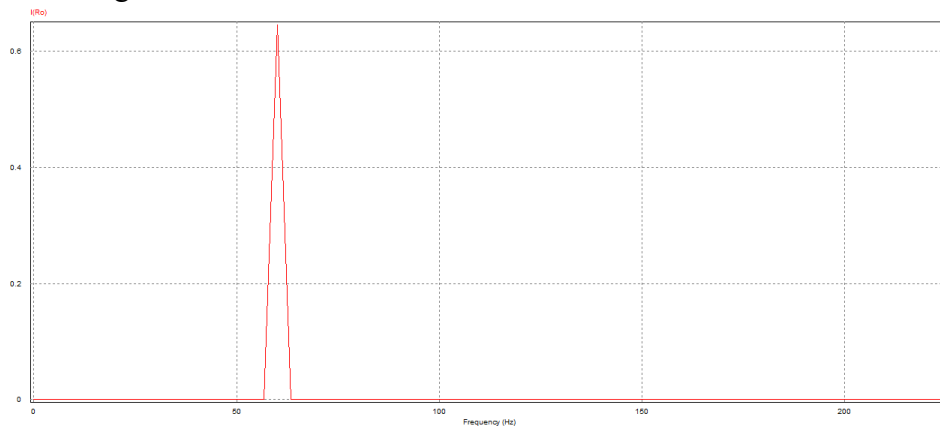
Fonte: Autoria própria.

Figura 26 - Corrente de saída do inversor Monofásico.



Fonte: Autoria própria.

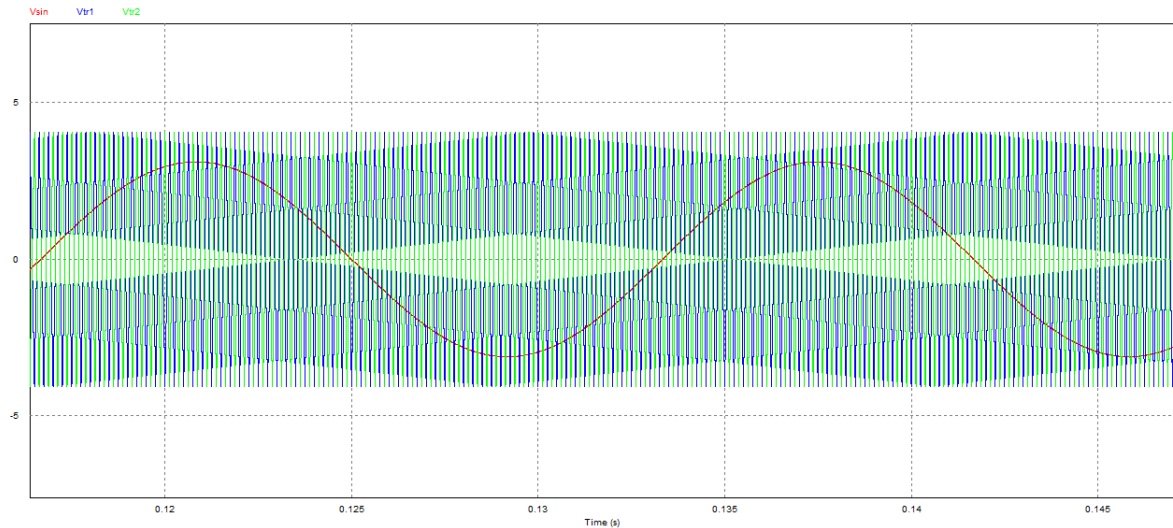
Figura 27 - FFT da corrente de saída do inversor Monofásico.



Fonte: Autoria própria.

Em seguida foi realizada a análise da modulação, sendo primeiramente plotados os gráficos das tensões triangulares e da tensão senoidal, como mostra a Figura 28, que foram comparadas com a finalidade de gerar os pulsos para o chaveamento dos MOSFET's.

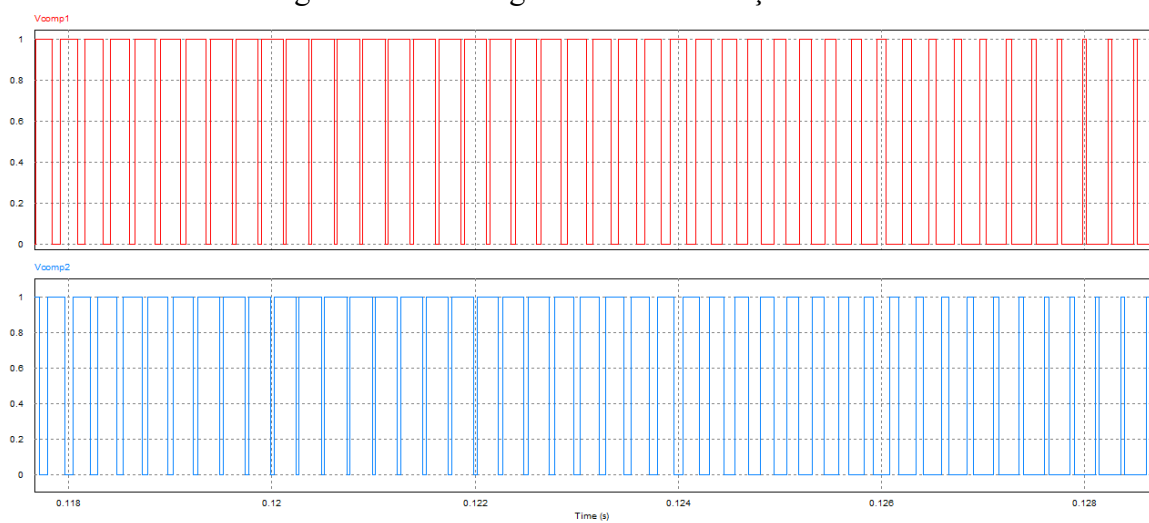
Figura 28 - Tensões comparadas na modulação SPWM.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 29 apresenta as tensões após passarem pelo circuito lógico comparador da modulação SPWM, onde podem ser vistos os pulsos que serão responsáveis pela comutação das chaves.

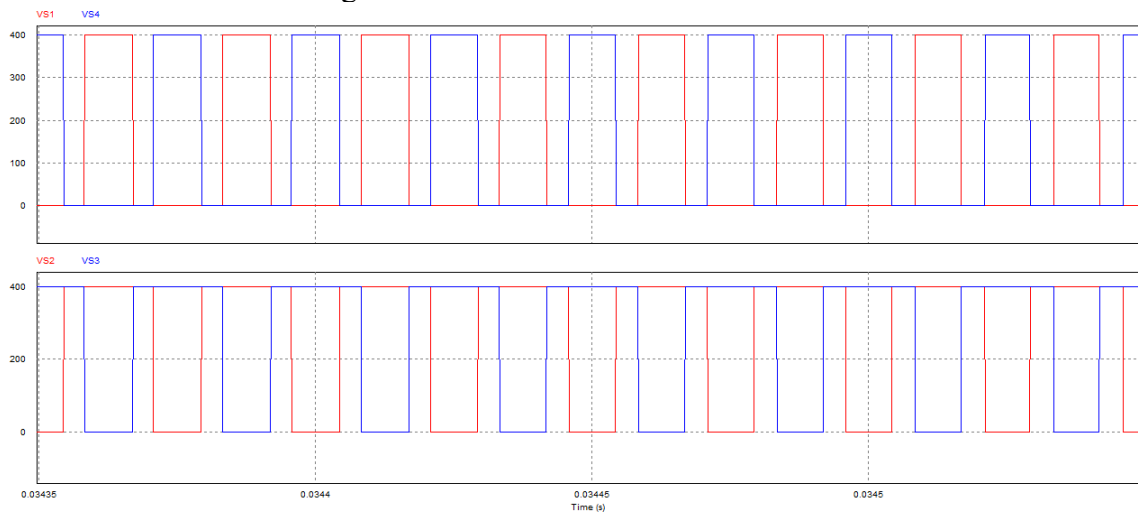
Figura 29 - Pulsos gerados na modulação SPWM.



Fonte: Autoria própria.

Já a Figura 30 mostra as tensões sobre as chaves, onde podem ser vistos os tempos em que os MOSFET's estavam ligados e desligados, de acordo com o projetado na modulação. Analisando o gráfico é possível ver que as chaves conectadas no mesmo braço não permanecem ligadas ao mesmo tempo, evitando assim o curto-circuito de braço. Além disso também foi possível analisar a tensão de pico, que foi de 400,00 V como calculado.

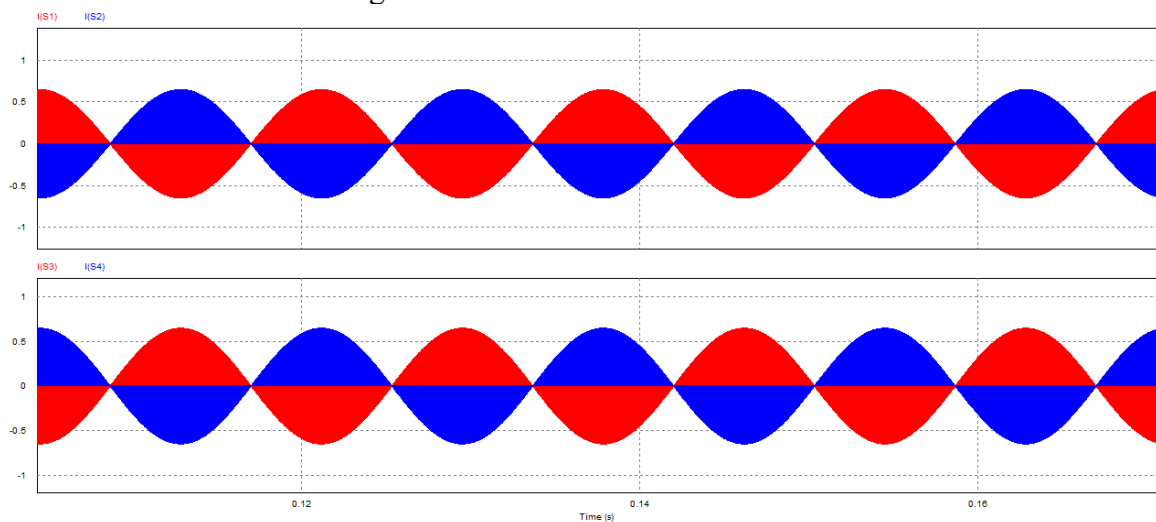
Figura 30 - Tensões sobre os MOSFET's.



Fonte: Autoria própria.

A corrente nas chaves foi plotada e é apresentada na Figura 31, onde podem ser vistas as correntes que passam pelas chaves 1 e 2, no gráfico superior, e nas chaves 3 e 4 no gráfico inferior. Os *plots* foram feitos dessa maneira para mostrar como é feita a condução pelas chaves, de maneira que as chaves 2 e 3 sempre começam a conduzir quando as chaves 1 e 2 desligam.

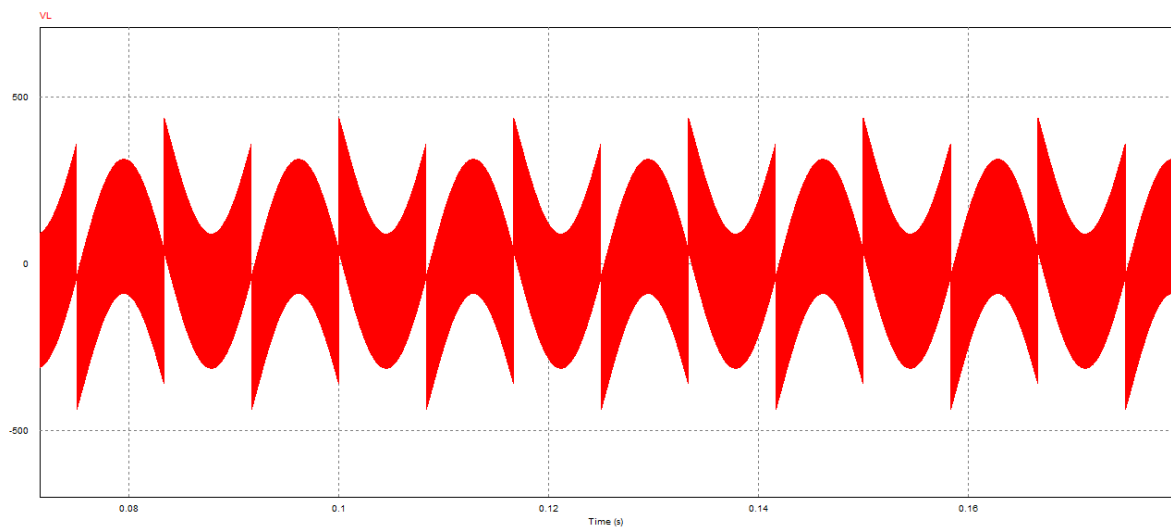
Figura 31 - Correntes nos MOSFET's.



Fonte: Autoria própria.

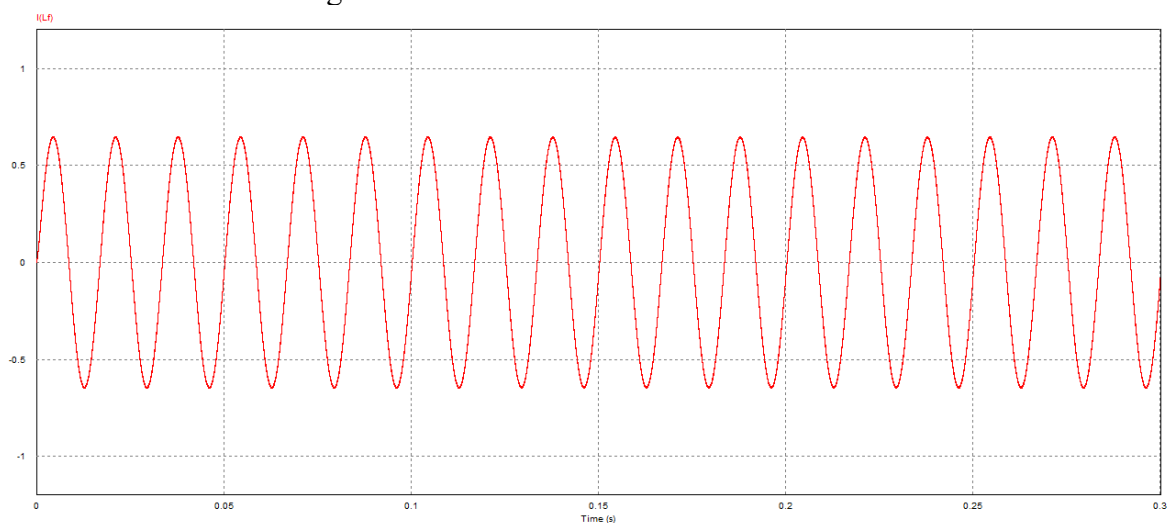
Também foram analisadas a tensão no indutor e as correntes sobre o indutor e o capacitor, visto que a tensão sobre o capacitor é a mesma tensão de saída do inversor. A tensão no indutor pode ser vista no gráfico da Figura 32 e seu comportamento foi como esperado, apresentando valor eficaz de 177,26 V. Já a corrente no indutor tem sua onda vista na Figura 33, também teve seu formato de onda como esperado, apresentando como valor eficaz 456,41 mA e como valor de pico 648,05 mA, que são valores muito próximos dos calculados. Por fim, a corrente no capacitor pode ser vista na Figura 34 e seu valor eficaz foi de 1,71 mA.

Figura 32 - Tensão sobre o indutor do filtro.



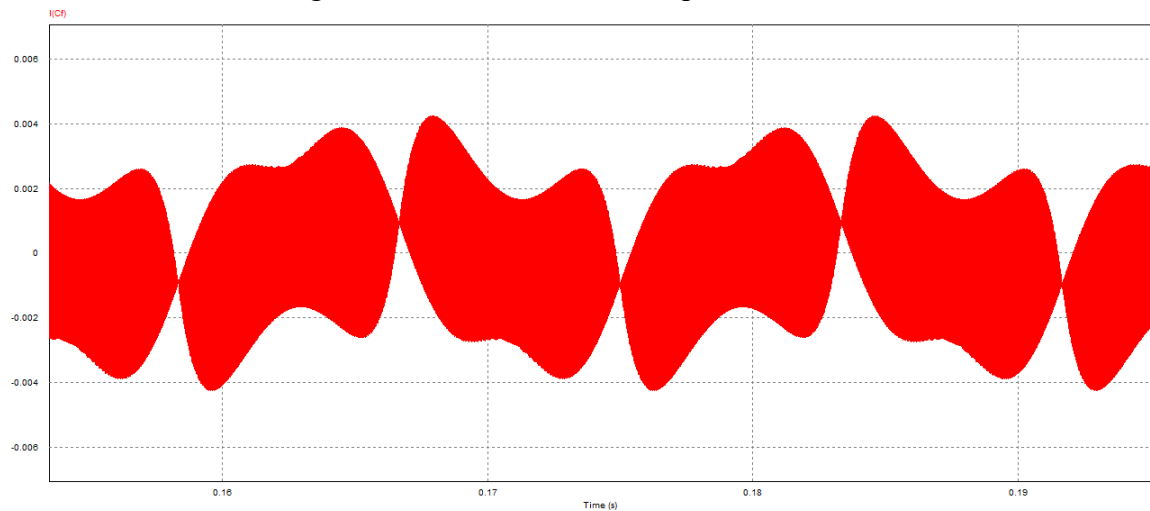
Fonte: Autoria própria.

Figura 33 - Corrente sobre o indutor do filtro.



Fonte: Autoria própria.

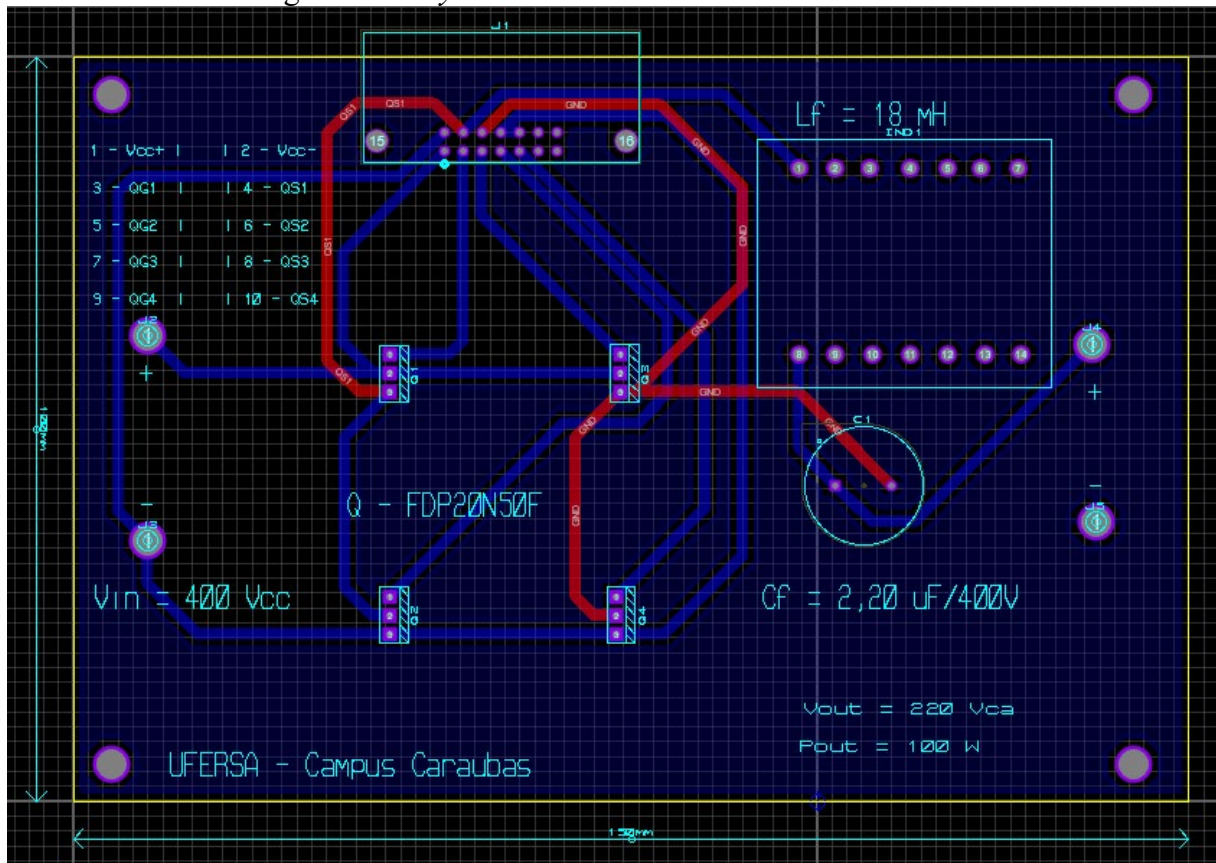
Figura 34 - Corrente sobre o capacitor do filtro.



Fonte: Autoria própria.

Com a simulação finalizada e apresentando resultados coerentes com a teoria vista e os cálculos realizados, foi então criado o *layout* da PCB, a partir dos elementos escolhidos e seguindo os parâmetros como vistos em Circuibras (2018), que pode ser visto na Figura 35. As dimensões da placa foram 10 cm x 15 cm, resultando em uma área de 150 cm².

Figura 35 - *Layout* 2D da PCB do inversor monofásico.

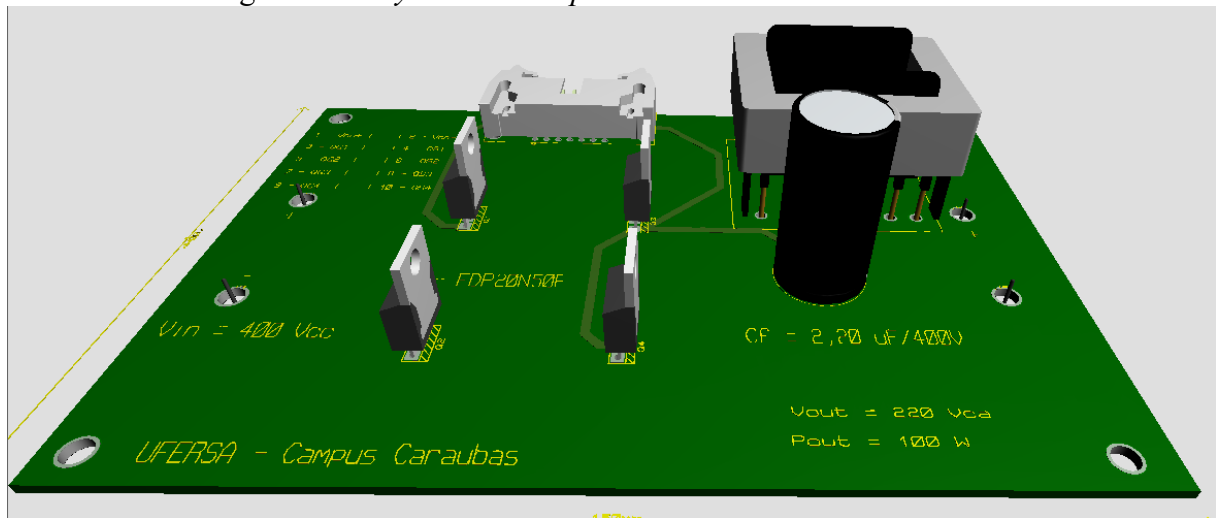


Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto foi feita uma malha de aterramento no *bottom* (que ficou localizada na parte de baixo da placa), na qual foram alocados os *ground* de todo o circuito de potência. Inicialmente foi feita a tentativa de manter todas as outras trilhas do circuito também no *bottom*, no entanto devido a quantidade de pinos do conector e a proximidade desses pinos, não foi possível, de maneira que 3 trilhas tiveram que ser alocadas no *top*, sendo estas as trilhas em vermelho da Figura 35.

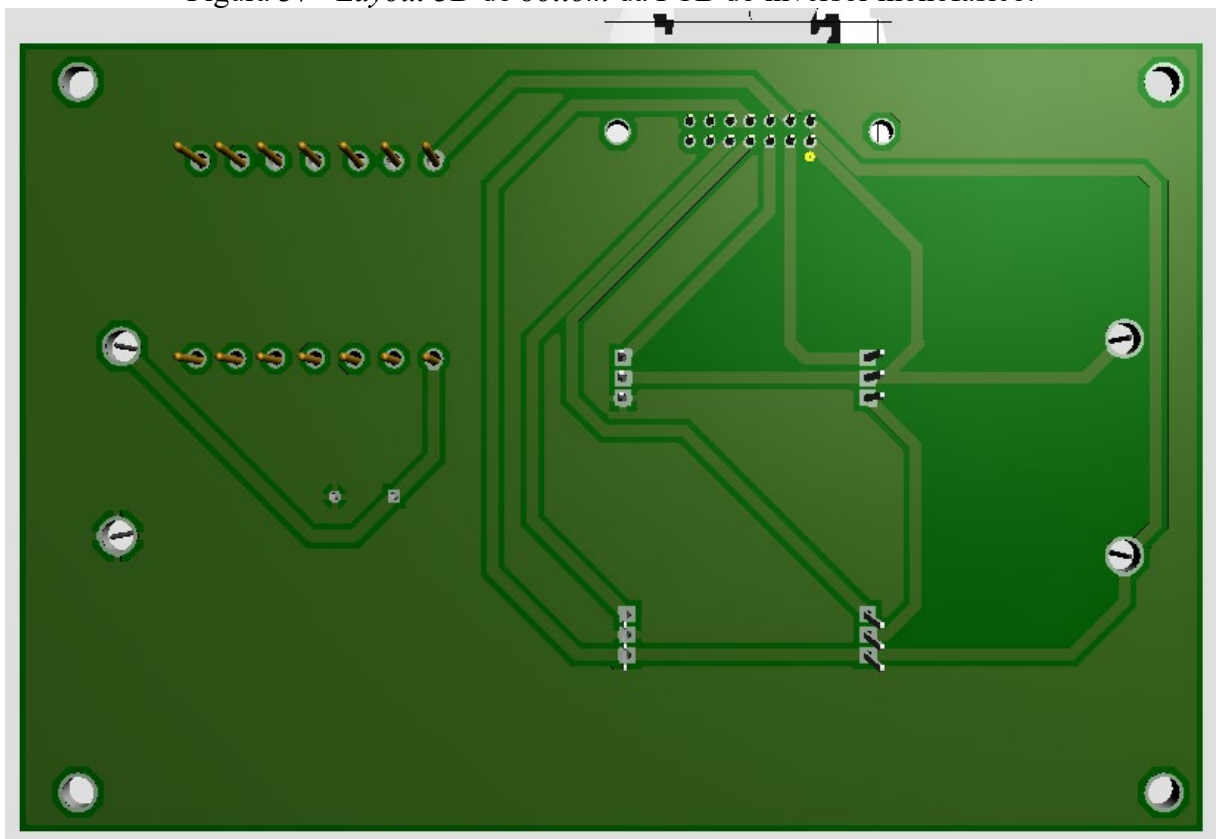
Com o roteamento das trilhas realizado, foi gerado então o *design* 3D da PCB. As Figuras 36 e 37 mostram o *layout* finalizado, da parte de cima e de baixo da placa, respectivamente.

Figura 36 - *Layout 3D do top da PCB do inversor monofásico.*



Fonte: Autoria própria.

Figura 37 - *Layout 3D do bottom da PCB do inversor monofásico.*



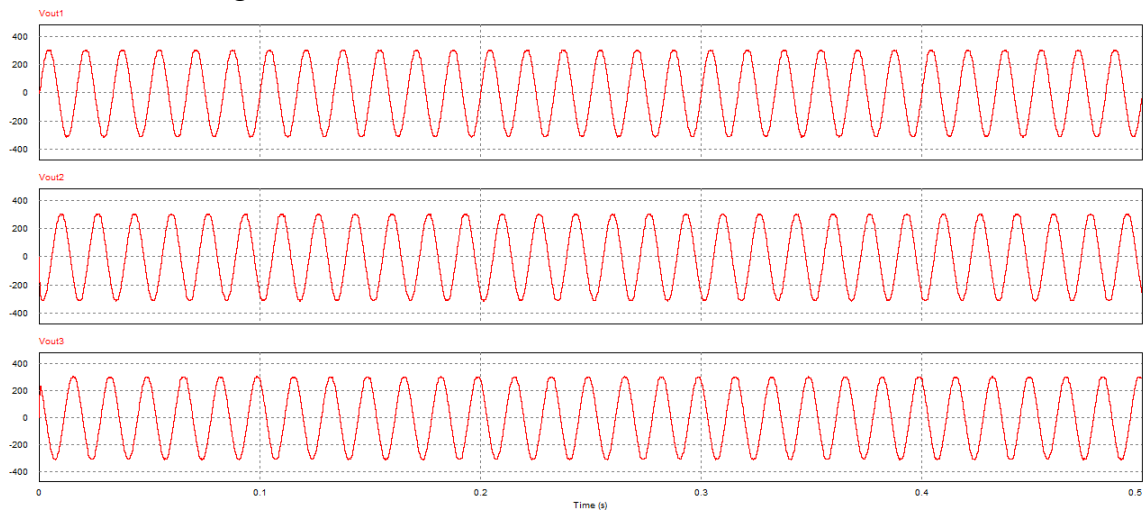
Fonte: Autoria própria

5.2 Inversor trifásico

De maneira análoga ao inversor monofásico, para o inversor trifásico também foram analisados os resultados obtidos com a simulação. Sendo primeiramente analisadas as tensões

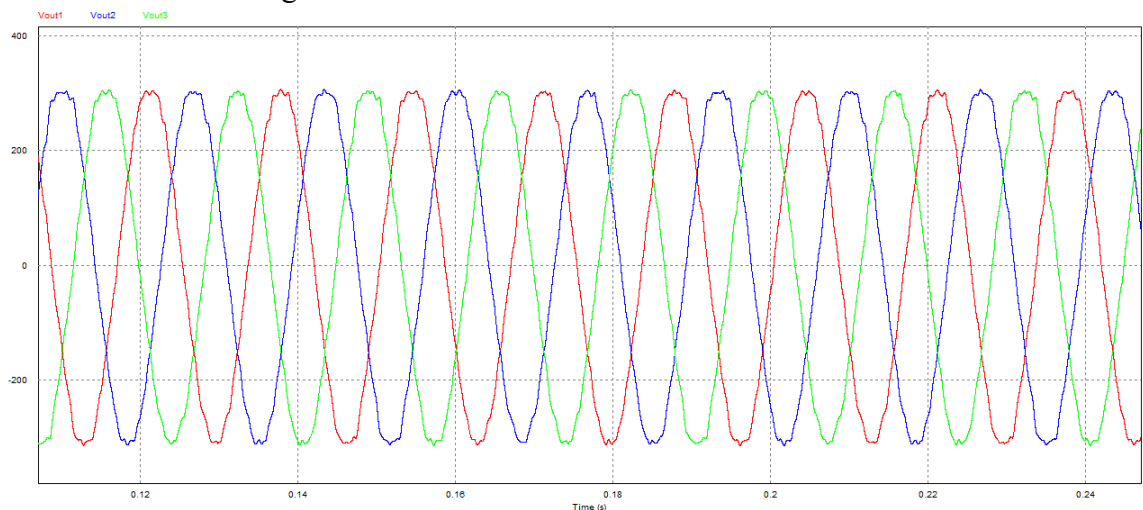
sobre as cargas resistivas, que podem ser vistas na Figura 38. Os valores das tensões eficazes de fase na saída foram de 220,73 V para a fase R, 220,49 V para a fase S e 220,47 V para a fase T, enquanto os valores de pico foram de 302,70 V, 302,29 V e 304,31 V para as fases R, S e T, respectivamente. Comparando com os valores calculados, as tensões eficazes deveriam ser de 220 V, enquanto as tensões de pico deveriam ser de 311,13 V, considerando que ajustes finos possam ser feitos na modulação, os resultados obtidos foram considerados satisfatórios. E a Figura 39 mostra as tensões de saída em um mesmo gráfico, a fim de mostrar sua defasagem.

Figura 38 - Tensões de fase na saída do inversor Trifásico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 - Tensões de saída do inversor Trifásico.

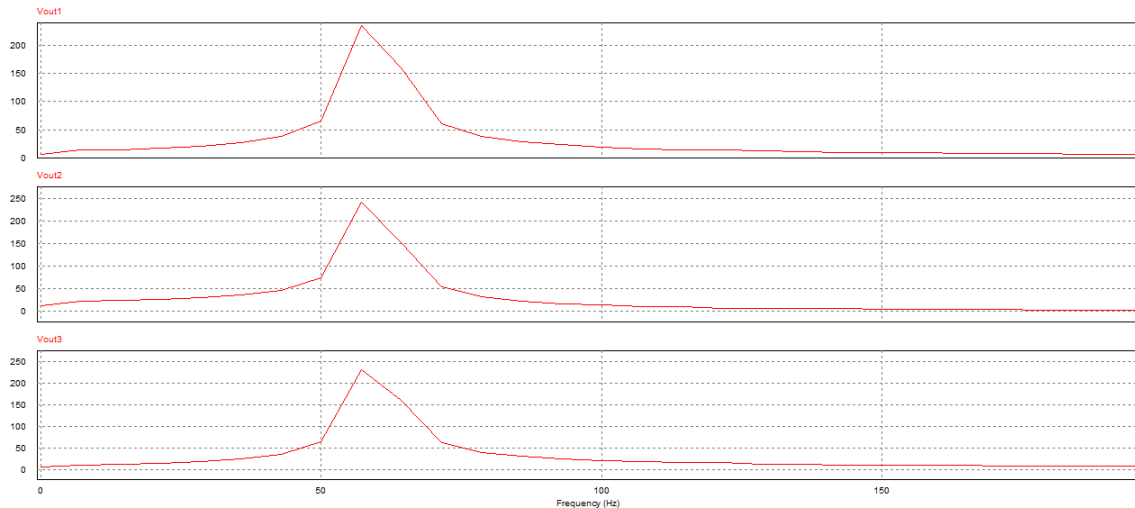


Fonte: Autoria própria.

A Figura 40 mostra os gráficos das FFT's das tensões de fase na saída do inversor. Analisando as transformadas rápidas de Fourier, pode ser visto que o inversor apresentou

somente o primeiro harmônico, mas a forma de onda não ficou bem definida como deveria, mesmo tendo sido realizados ajustes finos na tentativa de suprimi-los, isso pode ser atribuído ao valor de capacitância muito pequeno e de indutância elevado para o filtro.

Figura 40 - FFT's das tensões de fase na saída do inversor Trifásico.

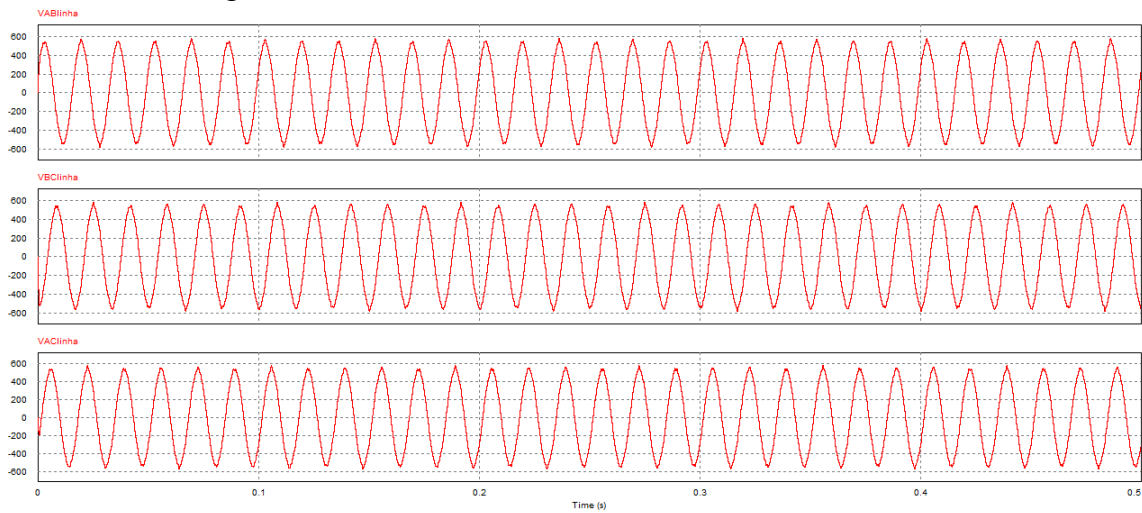


Fonte: Autoria própria.

As tensões de linha na saída do inversor podem ser vistas separadamente na Figura 41. Os valores eficazes das tensões foram 382,19 V, 382,16 V e 381,75 V para V_{AB} , V_{AC} e V_{BC} , respectivamente e os valores de pico dessas tensões foram 541,03 V, 543,18 V e 549,64 V para V_{AB} , V_{AC} e V_{BC} . Analisando com os valores que foram calculados, as tensões eficazes deveriam ser iguais a 380 V e as tensões de pico deveriam ser 537,40 V, logo é possível considerar que os resultados obtidos na simulação foram aproximadamente iguais aos cálculos.

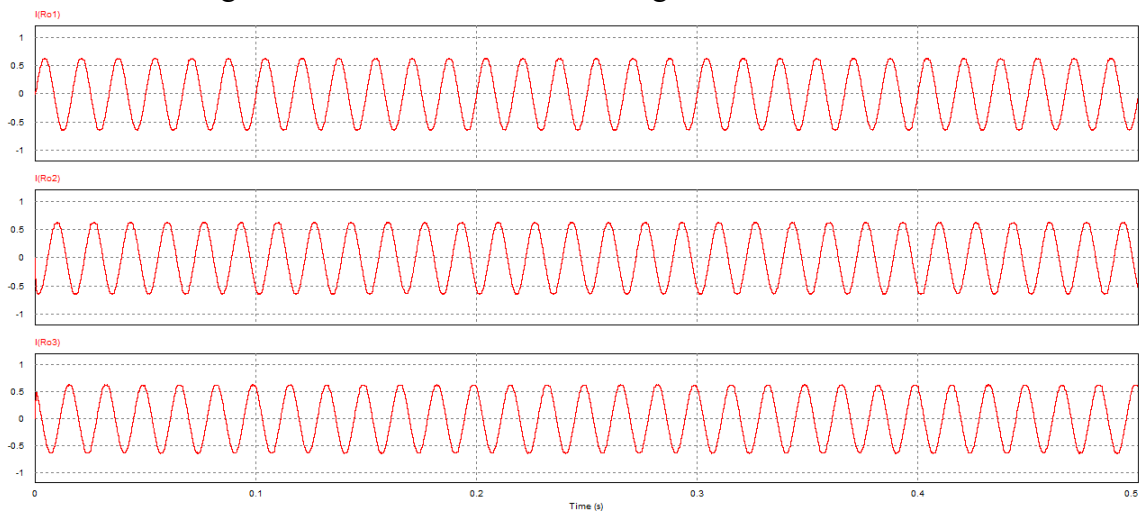
Já as correntes na carga são vistas na Figura 42, e seus valores eficazes na simulação foram 456,06 mA, 455,56 mA e 455,53 mA para as fases R, S e T, respectivamente. Enquanto seus valores de pico foram 633,62 mA, 634,59 mA e 634,89 mA também para R, S e T, nessa ordem. O valor encontrado nos cálculos para as correntes eficazes de fase foi de 455 mA e para as correntes de pico foi de 643 mA, portanto os resultados da simulação foram coerentes com a teoria.

Figura 41 - Tensões de linha na saída do inversor Trifásico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 42 - Correntes de fase na carga do inversor Trifásico.

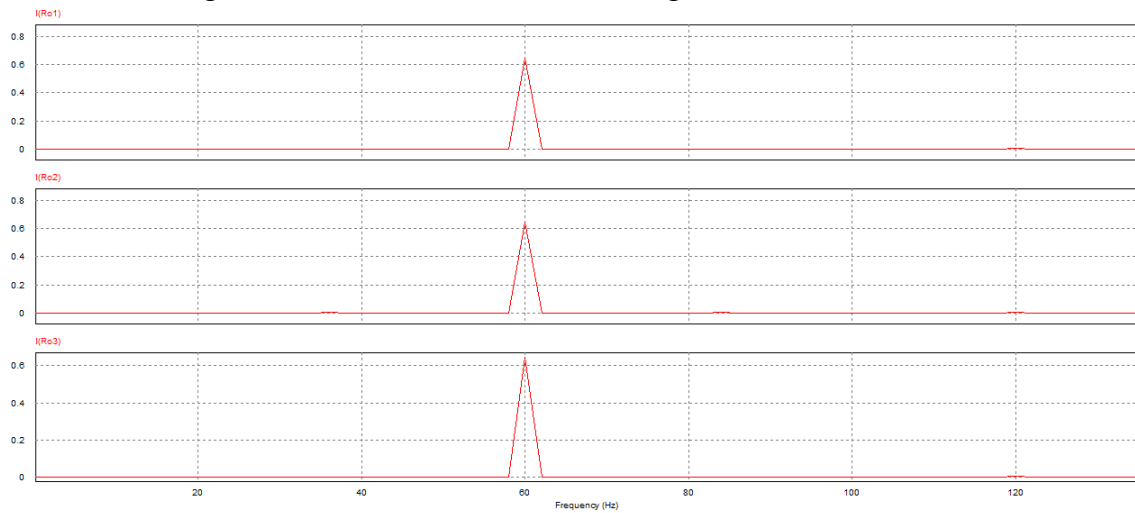


Fonte: Autoria própria.

A Figura 43 mostra as Transformadas rápidas de Fourier para as correntes na carga, onde é possível notar a leve presença do segundo harmônico, em 120 Hz. O pico do harmônico fundamental foi igual a 644,73 mA, 643,83 mA e 643,73 mA para as fases R, S e T.

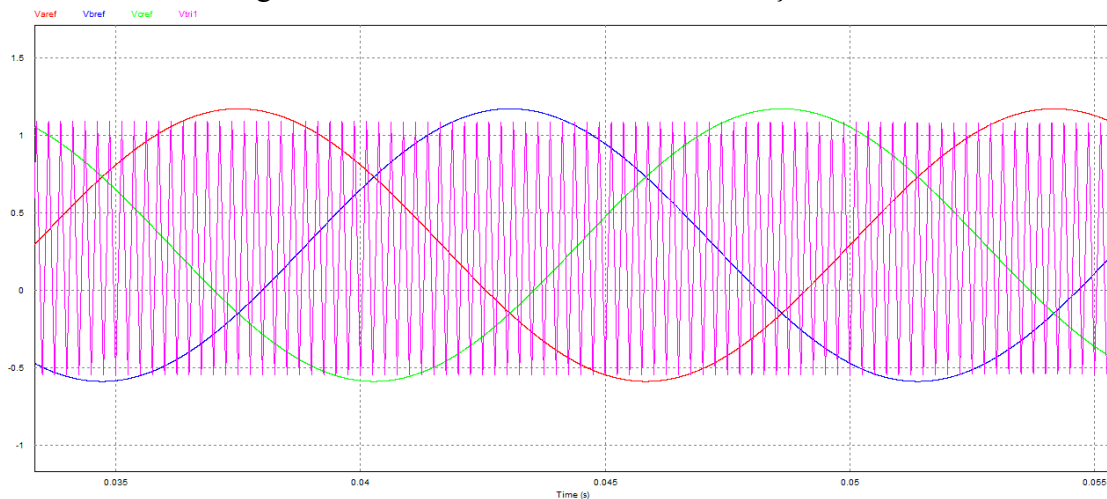
Além de analisar a saída do inversor, também foi analisada a modulação PWM, cujas tensões das moduladoras e da portadora podem ser vistas na Figura 44, de maneira que as tensões se comportaram como esperado para que a modulação ocorresse da maneira correta.

Figura 43 - FFT's das correntes na carga do inversor Trifásico.



Fonte: Autoria própria.

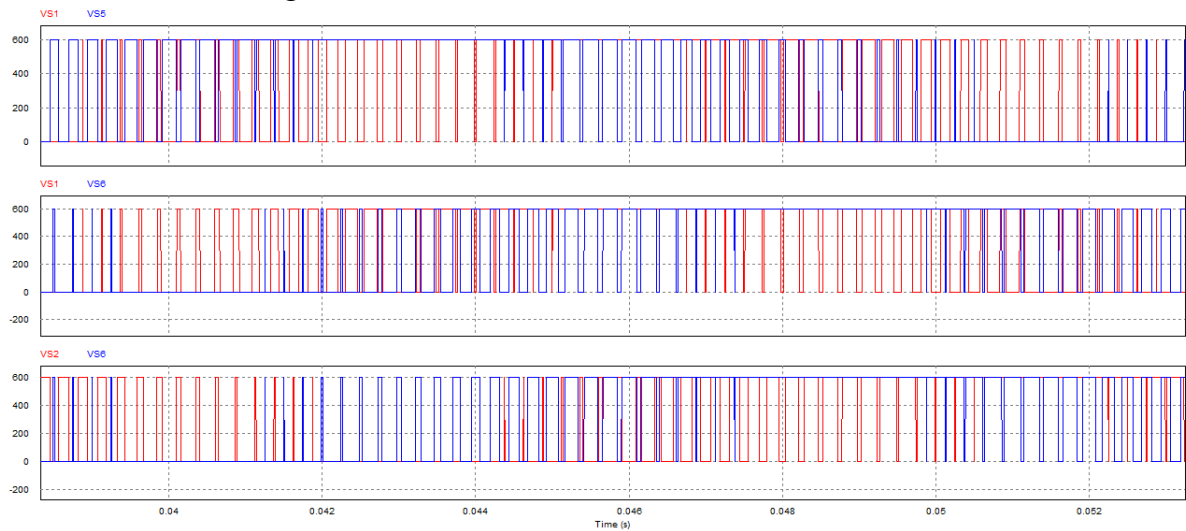
Figura 44 - Tensões do circuito de modulação PWM.



Fonte: Autoria própria.

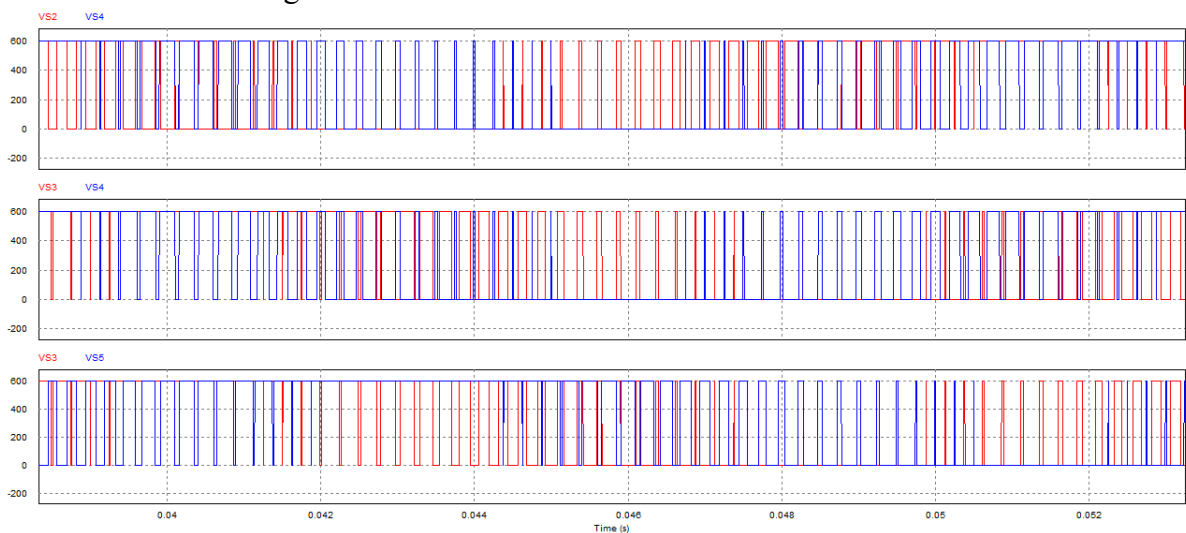
Em seguida foram analisadas as tensões nas chaves, considerando as sequências de comutação. Na Figura 45 aparecem as tensões nas chaves durante o primeiro semiciclo, sendo assim as tensões sobre as chaves S_5 e S_1 , S_1 e S_6 , S_6 e S_2 , sendo possível ver os picos de tensão que são responsáveis pelo chaveamento. Já a Figura 46 apresenta as tensões nas chaves durante o 2º semiciclo, sendo possível ver os picos de tensão sobre as chaves na seguinte ordem S_2 e S_4 , S_4 e S_3 , S_3 e S_5 . Para todas as chaves o valor eficaz das tensões foi de 420,00 V e o valor de pico foi de 600,00 V, assim como esperado.

Figura 45 - Tensões nas chaves durante o 1º semiciclo.



Fonte: Autoria própria.

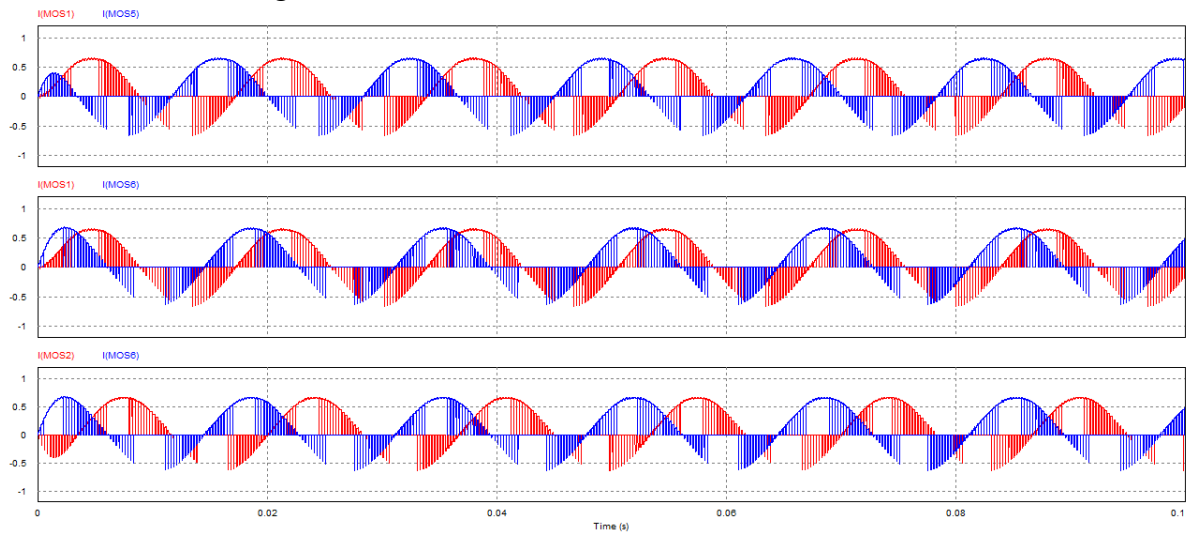
Figura 46 - Tensões nas chaves durante o 2º semiciclo.



Fonte: Autoria própria.

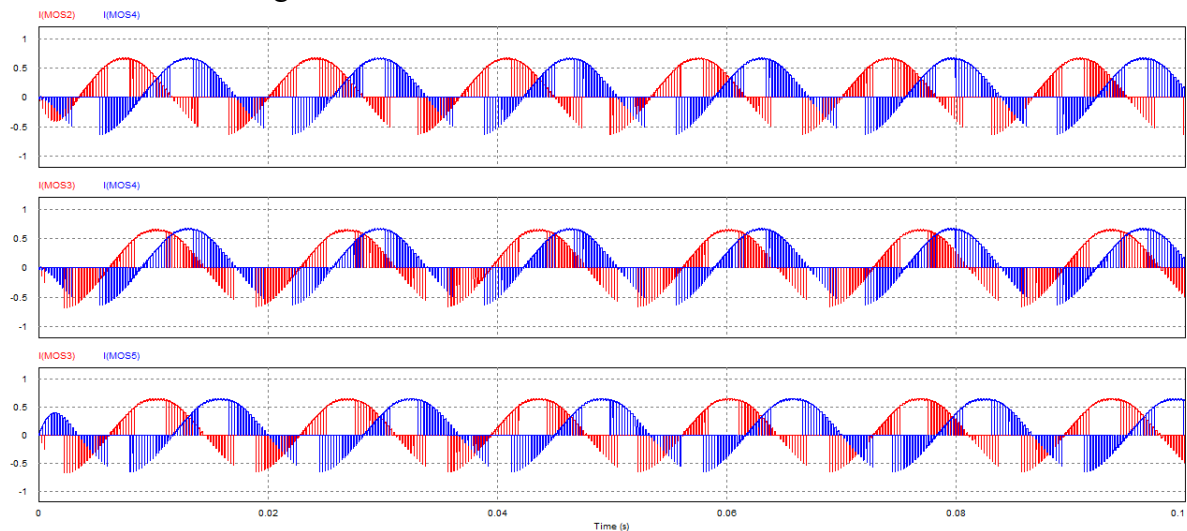
As correntes nas chaves também foram analisadas, de maneira semelhante à análise realizada para as tensões, a Figura 47 mostra as correntes para o 1º semiciclo, enquanto a Figura 48 as apresenta para o 2º semiciclo. Os valores eficazes encontrados foram na faixa de 324 mA, enquanto os valores médios e de pico foram em torno de 167 mA e 680 mA, respectivamente. Comparando com os valores calculados, a simulação se aproximou da teoria como esperado.

Figura 47 - Correntes nas chaves durante o 1º semiciclo.



Fonte: Autoria própria.

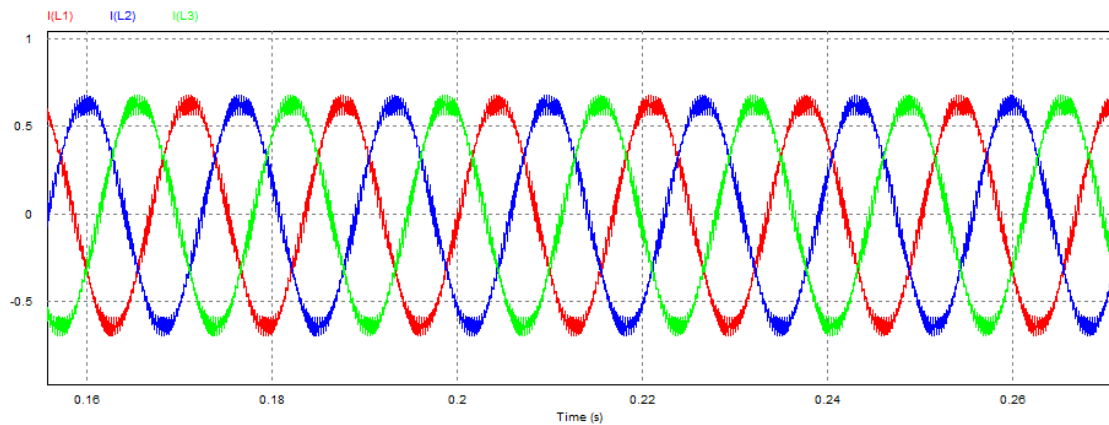
Figura 48 - Correntes nas chaves durante o 2º semiciclo.



Fonte: Autoria própria.

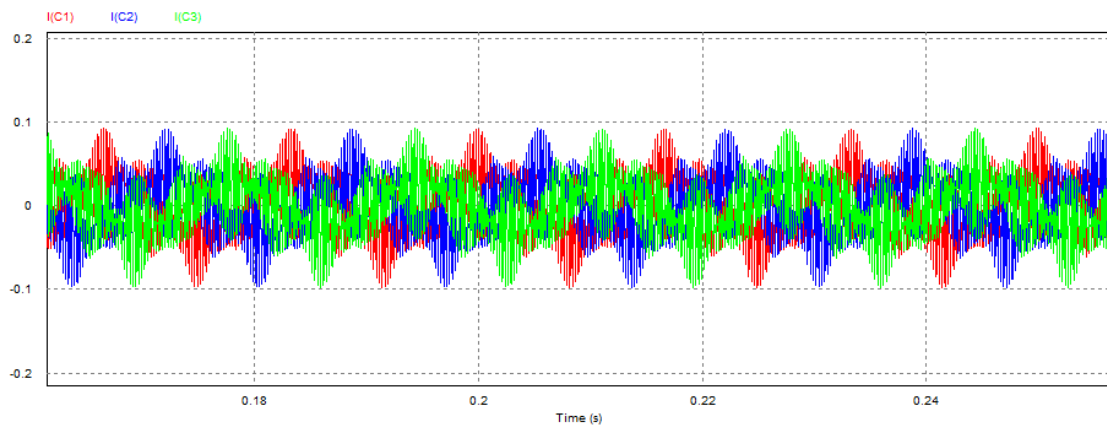
Em seguida foram analisadas as correntes no filtro, tanto para os indutores quanto para os capacitores. Na Figura 49 são vistas as correntes nos indutores, cujos valores encontrados foram 456 mA para a corrente eficaz e 680 mA para a corrente de pico, que foram valores próximos às correntes de fase de saída do inversor, como previsto. Já a Figura 50 mostra as correntes nos capacitores.

Figura 49 - Correntes nos indutores do filtro.



Fonte: Autoria própria.

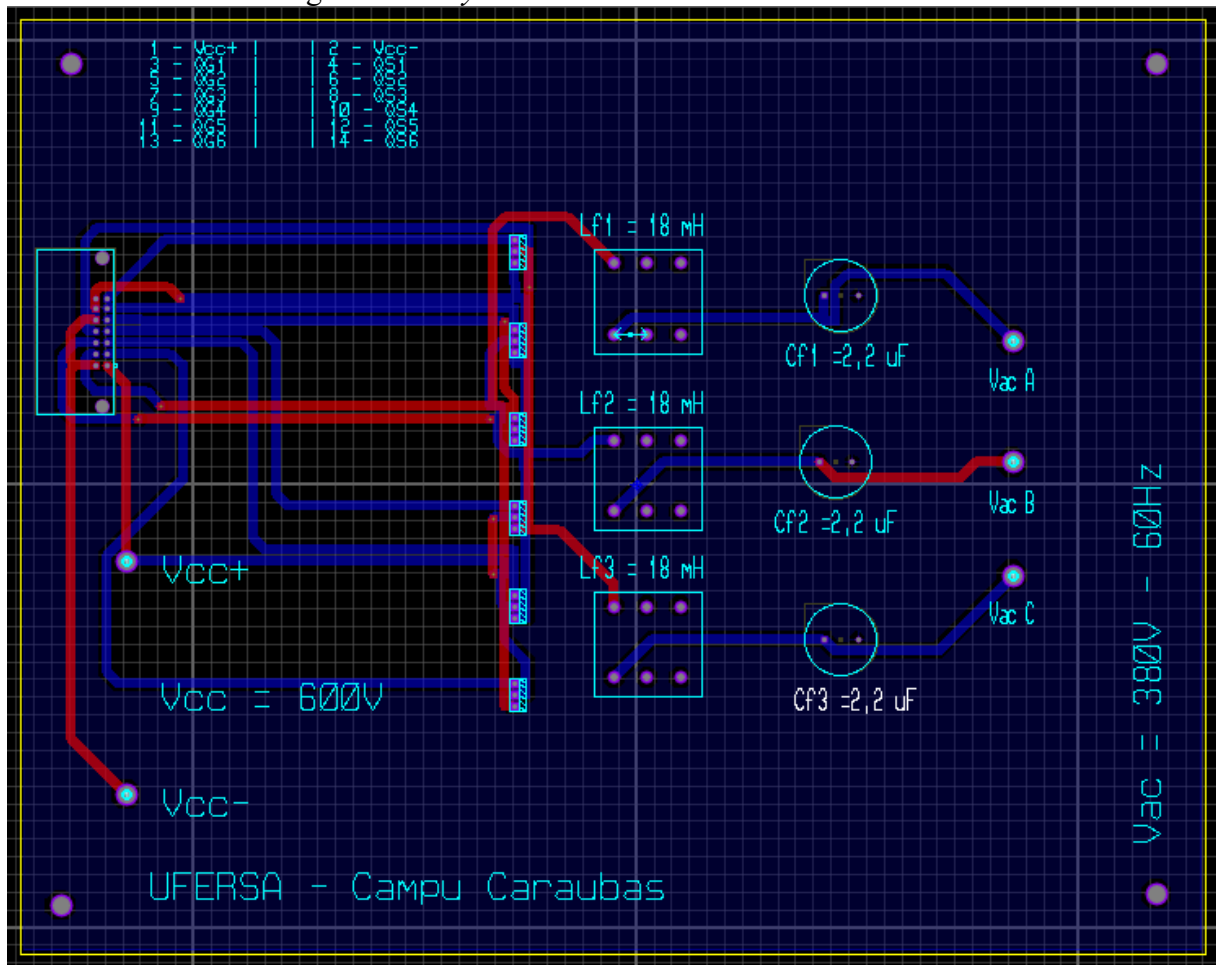
Figura 50 - Correntes nos capacitores do filtro.



Fonte: Autoria própria.

Com a simulação funcionando como previsto, foi feito então o *layout* da placa de circuito impresso do inversor trifásico, considerando as dimensões dos dispositivos e pinos escolhidos e também seguindo as regras vistas em Circuibras (2018). O *design* em 2D pode ser visto na Figura 51. A placa teve como dimensões finais 21,10 cm de largura por 26,60 cm de comprimento, resultando em uma área de 561,26 cm².

Figura 51 - Layout 2D da PCB do inversor trifásico.

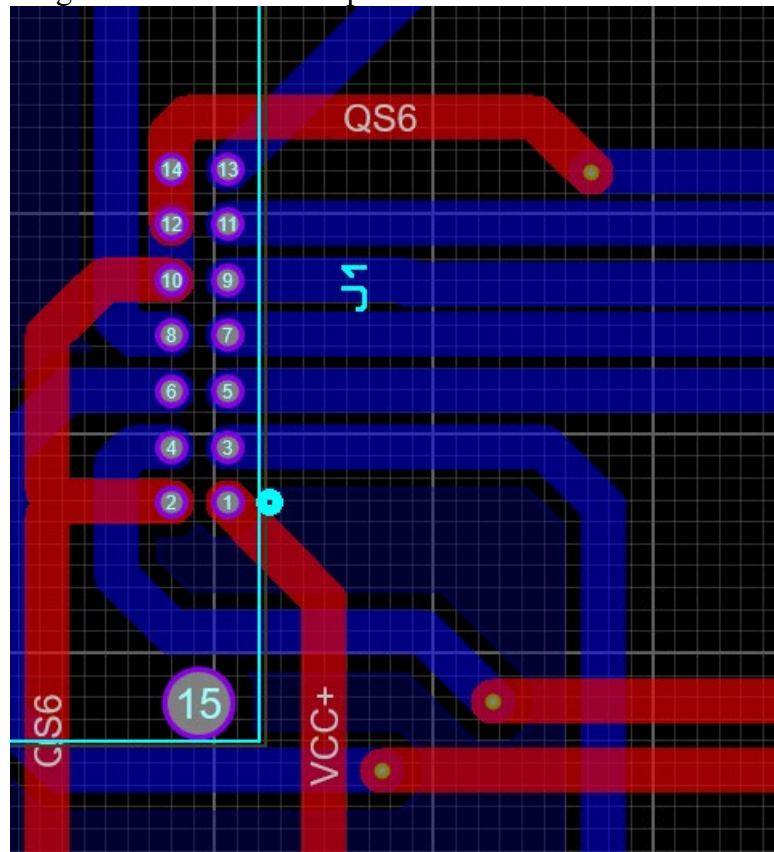


Fonte: Autoria própria.

Como já foi citado, foi feita uma malha de aterramento na parte de baixo da PCB, onde foram acomodados os *grounds* de todo o circuito de potência, igualmente à malha criada no inversor monofásico.

Também foi realizada a tentativa de manter todas as trilhas no *bottom*, mas devido o conector utilizado ter muitas entradas e os espaços entre seus pinos serem pequenos, foi necessário colocar algumas trilhas no *top*. Isso gerou a necessidade de serem criadas alguns Vias, que são cilindro de cobre utilizados para realizar a conexão entre componentes, trilhas ou planos de uma PCB. No caso deste inversor os Vias necessários foram para conectar trilhas que tiveram seu início no *top* e finalizavam no *bottom* da placa. A Figura 52 mostra um *zoom* dado no *layout* 2D para mostrar dois dos Vias que foram criados nesta PCB, e que são indicados pelos círculos amarelos entre as trilhas vermelhas e azuis.

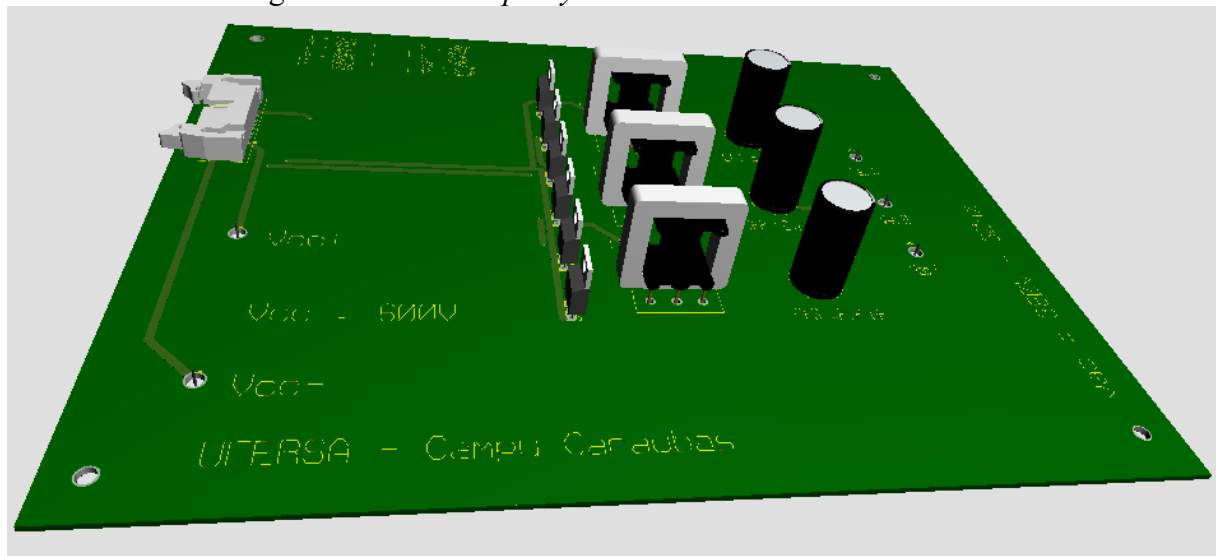
Figura 52 - Vias criados para a PCB do inversor trifásico.



Fonte: Autoria própria.

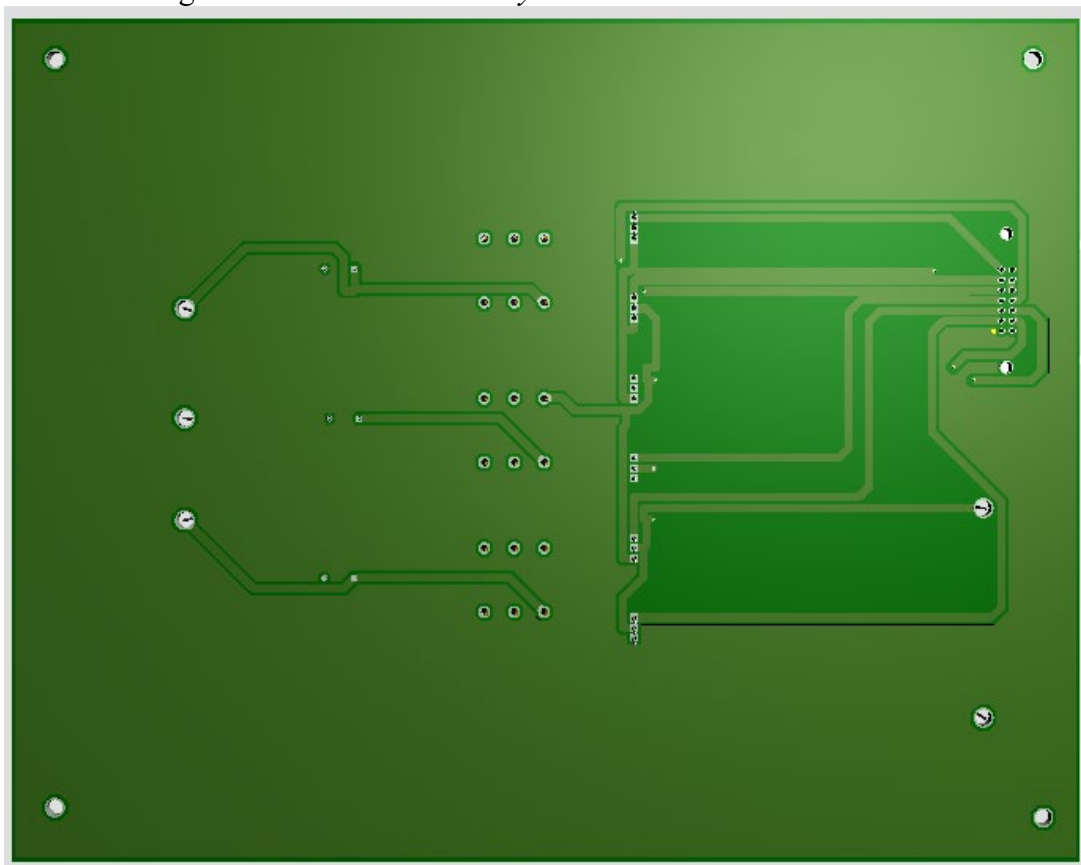
Após o roteamento das trilhas ter sido finalizado, foi então feito o *design* em 3D da placa do inversor trifásico, que pode ser visto nas Figura 53 e 54, para o *top Layer* e o *bottom Layer*, respectivamente.

Figura 53 - 3D do *top Layer* da PCB do inversor trifásico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 54 - 3D do *bottom Layer* da PCB do inversor trifásico.



Fonte: Autoria própria.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho propôs o projeto de dois inversores, sendo um monofásico e um trifásico, para que possam ser utilizados no laboratório da disciplina de Eletrônica de Potência na UFERSA Campus Caraúbas, devido à sua grande importância didática. O projeto englobava a realização dos cálculos matemáticos, simulações, dimensionamento dos indutores dos filtros passa-baixas e *design* das placas de circuito impresso.

Analisando os resultados obtidos com as simulações, tanto para o inversor monofásico, quanto para o trifásico, pode ser constatado que, comparando com os valores calculados, os inversores apresentaram o funcionamento previsto dentro dos parâmetros definidos. As formas de ondas, assim como os valores encontrados para todas as tensões e correntes foram dentro do esperado.

De modo geral as formas de ondas adquiridas durante as simulações apresentaram comportamento esperado de acordo com o que foi visto na teoria, já os valores se aproximaram dos resultados obtidos nos cálculos para as especificações de projeto. Enquanto para o inversor monofásico todos os resultados simulados foram iguais aos cálculos realizados, para o trifásico houveram algumas pequenas diferenças nos valores, mas ainda assim pequenas o suficiente para serem consideradas corretas.

O projeto físico dos inversores e também o *drive* de controle estavam nos planos na realização deste trabalho, no entanto, devido à pandemia e em razão de os laboratórios da UFERSA terem permanecido fechados desde seu início, essa parte do projeto não foi passível de ser realizada, ficando assim possível ser feito apenas o projeto de *design* das PCB's.

Deste modo, visto a importância que esses dispositivos terão para a formação dos discentes durante a graduação no curso de engenharia elétrica da UFERSA, ficam como trabalho futuro:

- O projeto físico das placas;
- Desenvolvimento do drive para o controle do chaveamento dos MOSFET's;
- Analisar a possibilidade de outras modulações;
- Desenvolver um inversor utilizando IGBTs;
- Desenvolver inversores de potências mais elevadas.

7. REFERÊNCIAS

1. [AVAGO TECHNOLOGIES, 2016] AVAGO TECHNOLOGIES. **Datasheet: HCPL-3120/J312, HCNW3120**. Electronic Publication, 2016.
2. [BARBI, 2007] BARBI, Ivo. **Projetos de Inversores**. Santa Catarina: Inep, 2007. 215 p.
3. [BARBI, 2007] BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. 2. ed. Santa Catarina: Edição do Autor, 2007. 177 p.
4. [BEZERRA, 2010] BEZERRA, Luiz Daniel S.. **Conversor CC-CA para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica**. 2010. 276 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.
5. [CIRCUIBRAS, 2018] CIRCUIBRAS. **Manual de parâmetros técnicos para o desenvolvimento de placas de circuitos impressos**. Paraná: 2018. 47 p.
6. [DIGI-KEY ELECTRONICS, 2021] DIGI-KEY ELECTRONICS. **EPCOS-TDK Electronics B66454A1014T001**. Disponível em: <https://www.digikey.com.br/product-detail/pt/epcos-tdk-electronics/B66454A1014T001/495-76787-ND/3914968>. Acesso em: 10 out. 2021.
7. [DIGI-KEY ELECTRONICS, 2021] DIGI-KEY ELECTRONICS. **Ferroxcube CP-E30/15/7-1S**. Disponível em: <https://www.digikey.com.br/product-detail/pt/ferroxcube/CP-E30-15-7-1S/1779-1306-ND/7034151>. Acesso em: 10 out. 2021.
8. [DIGI-KEY ELECTRONICS, 2021] DIGI-KEY ELECTRONICS. **TDK Electronics B66381G0000X187**. Disponível em: <https://www.digikey.com.br/product-detail/pt/epcos-tdk-electronics/B66381G0000X187/495-76614-ND/3914870>. Acesso em: 10 out. 2021.
9. [EPCOS, 2007] EPCOS. **Datasheet: Coil former E40**. Electronic Publication, 2007.
10. [FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2011] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Datasheet: FDP20N50F/FDPF20N50FT**. Electronic Publication, 2011.
11. [TDK ELECTRONICS, 2017] TDK ELECTRONICS. **Datasheet: E40/16/12 Core**. Electronic Publication, 2017.
12. [FERROXCUBE, 2008] FERROXCUBE. **Datasheet: E30/15/7 E cores and accessories**. Electronic Publication, 2008.

13. [HART, 2011] HART, Daniel W.. Inverters: converting dc to ac. In: HART, Daniel W.. **Power Electronics**. Valparaíso: Mc Graw Hill, 2011. p. 431-460.
14. [INTERNATIONAL RECTIFIER, 2005] INTERNATIONAL RECTIFIER. **Datasheet: IR2112(-1-2)(S)PbF**. Electronic Publication, 2005.
15. [LUO; YE, 2013] LUO, Fang Lin; YE, Hong. **Advanced DC/AC inverters: applications in renewable energy**. New York: Crc Press, 2013. 302 p.
16. [MARTINS; BARBI, 2005] MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2005. 394 p.
17. [POMILIO, 2014] POMILIO, José Antenor. **Eletrônica de potência**. Campinas: Unicamp, 2014.
18. [PUPO, 2015] PUPO, Andres dal. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. 2015. 104 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.
19. [RASHID, 1999] RASHID, Muhammad H.. Inversores modulados por largura de pulso. In: RASHID, Muhammad H.. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. Cap. 10. p. 436-502.
20. [SEIDEL; BOTTERON; BISOGNO] SEIDEL, Alysson R.; BOTTERON, Fernando; BISOGNO, Fabio E.. **Projeto de Magnéticos**. Santa Maria: PPGEE, -. 24 p.
21. [ST MICROELECTRONICS, 2002] ST MICROELECTRONICS. **Datasheet: STP10NK70Z/STP10NK70ZFP**. Electronic Publication, 2002.
22. [USMANI; SHAHRUKH; MUSTAFA, 2017] USMANI, Anas Ali; SHAHRUKH, Mohd; MUSTAFA, Asif. Comparison of Different Three Phase Inverter Topologies: a review. **Icieceimt 17**, Coimbatore, p. 19-24, fev. 2017.
23. [VIA BENE, 2021] VIA BENE. **Conhecendo o inversor solar por dentro**. Disponível em: <https://viabene.com.br/conhecendo-o-inversor-solar-por-dentro/>. Acesso em: 09 nov. 2021.
24. [WENDLING, 2013] WENDLING, Marcelo. **Componentes diversos**. São Paulo: Visual, 2013. 12 slides, color.