

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA

JULIO CESAR FERREIRA SOLTOSKI

**ESTUDO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO BOOST OPERANDO NO
MCD COM APLICAÇÃO EM GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO
PORTE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PONTA GROSSA

2016

JULIO CESAR FERREIRA SOLTOSKI

**ESTUDO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO BOOST OPERANDO NO
MCD COM APLICAÇÃO EM GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO
PORTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica do Departamento de Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

PONTA GROSSA

2016



FOLHA DE APROVAÇÃO

ESTUDO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO BOOST OPERANDO NO MCD COM APLICAÇÃO EM GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO PORTE

Desenvolvido por:

JULIO CESAR FERREIRA SOLTOSKI

Este trabalho de conclusão de curso foi apresentado em 29 de novembro de 2016, como requisito parcial para obtenção do título de Engenharia Eletrônica. Os candidatos foram arguidos pela banca examinadora composta pelos professores abaixo assinado. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.
Professor Orientador

Prof. Elói Agostini Jr., Dr.
Membro titular

Prof. Percio Luiz Karam de Miranda, Msc
Membro titular

Dedico este trabalho aos meus avós Elias
Soltoski e Maria de Lourdes Custodio
Soltoski, escultores do meu caráter.

AGRADECIMENTOS

Certamente estes parágrafos não irão atender a todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase de minha vida. Portanto, desde já peço desculpas àquelas que não estão presentes entre essas palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento e de minha gratidão.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font, pela sabedoria, paciência e dedicação com que me guiou nesta trajetória.

Aos meus colegas de sala.

A Secretaria do Curso, pela cooperação.

A todos meus professores que certamente tiveram influência positiva em minha vida e contribuíram na minha formação como futuro engenheiro.

Gostaria de deixar registrado também, o meu reconhecimento à minha família, pois acredito que sem o apoio deles seria muito difícil vencer esse desafio.

Faço um agradecimento especial a Donald Fisher que me ensinou a resolver problemas em vez de me ensinar a resolver um problema em específico.

Também agradeço minha tia Sônia Maria Fisher que de diversas formas me fez acreditar que qualquer desafio pode ser simplificado por meio de paciência e dedicação.

Em adição, agradeço Mario Elias Soltoski Junior pelo apoio e conselhos dados desde o início até o fim dos meus estudos em Ponta Grossa.

Agradeço a minha avó Maria de Lourdes Custódio Soltoski pelos esforços não medidos para tornar a minha graduação na escola chamada vida em realidade.

Não posso esquecer de meu avô Elias Soltoski que por exemplo me ensinou que qualquer coisa que você acreditar que é capaz de fazer de verdade, você conseguirá fazer.

Por fim, a todos os que de alguma forma contribuíram para a realização desta pesquisa.

Unbowed, Unbent, Unbroken.
(Game of Thrones, 2015).

RESUMO

FERREIRA SOLTOSKI, Julio Cesar. **Estudo de um Retificador Trifásico Boost Operando no MCD com Aplicação em Geração Eólica de Pequeno Porte**. 2016. 63 folhas. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2016.

Esse trabalho foi desenvolvido embasado em uma topologia de conversor proposto em 1994 que tem características boas para aplicações atuais de conversão de energia. O retificador estudado neste trabalho tem aplicação para conversão de energia de geradores eólicos de pequeno porte com possibilidade de ser conectados a microrredes em corrente contínua, tecnologia que está gerando diversas pesquisas e estudos na atualidade. Este trabalho é composto pela análise teórica, simulação numérica e aquisição de dados experimentais por meio da montagem de um protótipo do conversor proposto. Ao final, este conversor apresentou resultados satisfatórios para as condições e especificações em que foi exposto. As especificações de projeto são as seguintes: tensão de entrada de 48 V, tensão de saída de 250 V, potência de saída de 1000 W e frequência de 20 kHz.

Palavras-chave: Retificador Boost. Geração Eólica. Microrredes CC. MCD. Conversão de Energia.

ABSTRACT

FERREIRA SOLTOSKI, Julio Cesar. **Study of a Boost Three Phase Rectifier in DCM with Application for Small Wind Generation**. 2016. 63 pages. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Federal Technology University - Paraná. Ponta Grossa, 2016.

This project was developed based on a converter topology proposed in 1994 that has good features for energy conversion application nowadays. The studied rectifier in this paper has application in small wind energy generation that can be connected to DC microgrids, technology that is being researched and studied today. This paper includes theoretical analysis, numerical simulation and experimental data acquisition from a built prototype. In the end, this converter presented satisfying results considering the specification and conditions that the model was exposed. The project specification is the following: input voltage of 48 V, output voltage of 250 V, output power of 1000 W and switching frequency of 20 kHz.

Keywords: Boost Rectifier. Wind Energy. DC Microgrids. DCM. Energy Conversion.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Estrutura de um Gerador Eólico.....	17
Figura 2 - Esquemático do Circuito	21
Figura 3 - Definição do Setor para a Análise Teórica.....	23
Figura 4 - Primeira Etapa de Operação do Conversor	24
Figura 5 - Segunda Etapa de Operação do Conversor	24
Figura 6 - Terceira Etapa de Operação do Conversor	25
Figura 7 - Quarta Etapa de Operação do Conversor.....	26
Figura 8 - Quinta Etapa de Operação do Conversor	26
Figura 9 – Formas de Ondas Ideais	27
Figura 10 – Ganho Estático do Conversor	33
Figura 11 - Correntes de Entrada (Simulação).....	35
Figura 12 - Tensão e Corrente em uma Fase e Corrente Filtrada (Simulação).....	36
Figura 13 - Correntes nos Indutores Boost (Simulação)	36
Figura 14 - Tensões nos Capacitores de Entrada (Simulação).....	37
Figura 15 - Tensão e Corrente de Saída (Simulação).....	37
Figura 16 - Tensão e Corrente em uma das Chaves (Simulação)	38
Figura 17 - Tensão e Corrente em uma dos Diodos (Simulação)	38
Figura 18 - Esquemático da Placa do Conversor	40
Figura 19 - Esquemático da Placa de Controle	41
Figura 20 - Layout da Placa do Conversor	41
Figura 21 - Layout da Placa de Controle	42
Figura 22 - Placa do Conversor	42
Figura 23 - Placa de Controle	43
Figura 24 - Pulsos de Controle Gerados pelo Arduino Nano	44
Figura 25 - Pulsos de Saída do Driver (V_{GS})	45
Figura 26 - Correntes e Tensão de Entrada	46
Figura 27 - Tensões sobre os Capacitores de Entrada	47
Figura 28 - Tensões sobre os Transistores	48
Figura 29 - Tensão sobre um Diodo da Ponte Retificadora	49
Figura 30 - Tensão e Corrente de Saída	50
Figura 31 – Ondulação da Tensão de Saída	50
Figura 32 - Rendimento pelo Método 1	52
Figura 33 - Rendimento pelo Método 2	53
Figura 34 – Bancada de Emulação de Turbinas Eólicas.....	54
Figura 35 – Correntes Drenadas do Gerador à 400 rpm.....	55
Figura 36 – Correntes Drenadas do Gerador à 800 rpm.....	55

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de Projeto	34
Tabela 2 – Valores Projetados Baseados nas Especificações.....	34
Tabela 3 – Comparação de Valores Teóricos e Simulados das Grandezas do	39
Tabela 4 – Lista de Componentes Utilizados na Placa do Conversor.....	43
Tabela 5 – Lista de Componentes Utilizados na Placa de Controle.....	44
Tabela 6 – Ensaio de Rendimento do Conversor (Método 1)	51
Tabela 7 – Ensaio de Rendimento do Conversor (Método 2)	52

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
MCD	Modo de condução descontínua

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 TEMA DA PESQUISA.....	13
1.1.1 Delimitação do Tema	13
1.2 PROBLEMA	13
1.3 HIPÓTESE/PREMISSA	14
1.4 OBJETIVOS.....	14
1.4.1 Objetivo Geral.....	14
1.4.2 Objetivos Específicos.....	14
1.5 JUSTIFICATIVA.....	15
1.6 MÉTODO DA PESQUISA	15
2 GERADORES EÓLICOS DE PEQUENO PORTE	16
2.1 COMPONENTES DE UM SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE	16
3 MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA.....	18
3.1 PORQUE MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA.....	19
4 ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR.....	21
4.1 ANÁLISE DAS TENSÕES DOS CAPACITORES DE ENTRADA	21
4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST.....	23
4.2.1 Primeira Etapa de Operação.....	22
4.2.2 Segunda Etapa de Operação	24
4.2.3 Terceira Etapa de Operação.....	24
4.2.4 Quarta Etapa de Operação	24
4.2.5 Quinta Etapa de Operação	25
4.3 FORMAS DE ONDAS IDEAIS	27
4.4 EQUAÇÕES DE PROJETO DOS INDUTORES E DOS CAPACITORES	27
4.4.1 Cálculo do Indutor de Entrada	28
4.4.2 Cálculo do Capacitor de Entrada	30
4.4.3 Cálculo do Capacitor de Saída	31
4.5 ANÁLISE DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR	32
5 PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR E RESULTADOS DE	34
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	40
7 CONCLUSÃO FINAL	56
REFERÊNCIAS.....	57
ANEXO A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO ARDUINO PARA A GERAÇÃO.....	59
ANEXO B – PLANILHA DE PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES	66

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um retificador trifásico tipo boost operando em modo de condução descontínua para ser utilizado em uma conexão entre geradores eólicos de pequeno porte com microrredes em corrente contínua. Portanto, este conversor terá uma entrada em corrente alternada e saída em corrente contínua.

No desenvolver desse trabalho, alguns temas relevantes ao assunto são descritos, por exemplo, geração eólica de pequeno porte e como ela funciona, microrredes em corrente contínua, as características do conversor e detalhes de projeto juntamente com os resultados obtidos.

1.1 TEMA DA PESQUISA

Estudo de um conversor CA-CC trifásico tipo *boost* operado em modo de condução descontínua aplicado em geração eólica de pequeno porte. A topologia deste conversor foi proposta por Akira Nabae, Hirotami Nakano e Sei Arai no trabalho *Novel Sinusoidal Converters With High Power Factor* em 1994.

1.1.1 Delimitação do Tema

Estudo do funcionamento do conversor, levantamento de resultados de simulação e práticos, avaliação experimental de rendimento do conversor proposto e análise do fator de potência.

1.2 PROBLEMA

Desenvolver um conversor CA-CC elevador de tensão para conectar um gerador eólico de pequeno porte à uma microrrede CC. Espera-se deste conversor um bom rendimento e que o mesmo drene correntes senoidais do gerador.

1.3 HIPÓTESE/PREMISSA

Com a utilização de uma topologia de conversor CA-CC operando em MCD, o fator de potência e rendimento são elevados, existindo uma simplicidade no desenvolvimento da topologia, um baixo custo e uma facilidade no controle do conversor.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 Objetivo Geral

O principal objetivo deste projeto é o de adquirir domínio sobre a tecnologia proposta.

Em adição, montar um protótipo para testes, avaliar os resultados e comparar com simulações numéricas.

Também, verificar a viabilidade deste projeto buscando bons resultados em termos técnicos e econômicos.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Fazer um estudo da topologia proposta;
- Desenvolver um levantamento das equações de projeto;
- Projetar o conversor de acordo com especificações de projeto;
- Realizar simulações computacionais;
- Montar um protótipo do conversor;
- Fazer aquisição de resultados experimentais;
- Comparar e avaliar os resultados obtidos com os simulados.

1.5 JUSTIFICATIVA

O alcance de maiores eficiências energéticas não depende somente na descoberta de novas fontes de energia, mas também conseguir processar energia da melhor forma possível e buscar altos níveis de rendimento e elevado fator de potência nos conversores eletrônicos. O estudo e desenvolvimento do conversor proposto nesse trabalho aplicado em microgeração eólica se apresenta promissor baseado nas características e resultados apresentados por outros trabalhos.

Para a aplicação de geradores este conversor pode ser muito conveniente por drenar correntes com a mesma forma de onda e fase do que a tensão de saída dos geradores. Geradores podem absorver uma quantidade limitada de energia (dado por sua curva de capacidade reativa) reativa sem ter impacto negativo em seu funcionamento, porém quando esse limite é excedido geradores começam a apresentar sobre aquecimento que acaba prejudicando seu rendimento e vida útil (OLSON, 2009).

Como citado anteriormente, o conversor estudado poderá operar garantindo com que o gerador tenha baixa potência reativa processada, conseqüentemente, preservando a vida útil e rendimento do mesmo.

Este conversor está sendo operado em MCD não somente pelo motivo de ter seus indutores reduzidos em tamanho, mas o principal motivo é que quando operado em MCD este conversor naturalmente drena correntes com as mesmas características das tensões de entrada sem precisar de um sistema de controle de corrente de entrada.

1.6 MÉTODO DA PESQUISA

O desenvolvimento desta pesquisa é baseado em trabalhos e materiais já publicados, especialmente artigos. Depois de fazer a revisão bibliográfica, será feita a análise teórica. Logo em seguida, o projeto e dimensionamento dos componentes do conversor serão apresentados. Na sequência, uma simulação numérica é feita para entender melhor e verificar se o dimensionamento dos componentes e funcionamento do conversor condiz com a revisão bibliográfica. Após esta etapa, o protótipo é montado para ser feita a experimentação prática e pôr fim a análise dos resultados.

2 GERADORES EÓLICOS DE PEQUENO PORTE

O mercado de energia eólica de grande porte atualmente já está em operação em diversos países desenvolvidos e gera milhares de megawatts de potência diariamente. Entretanto, o mercado de geração de energia eólica de pequeno porte ainda está entrando em operação, sendo economicamente viável para lugares em que combustíveis e energia elétrica tem preço elevado ou a distância da rede elétrica para o local demandando é muito distante.

De qualquer forma, a maturidade do mercado de energia eólica de grande porte já foi alcançada em contraste do ainda baixo nível tecnológico alcançado no estado da arte de geração de pequeno porte. Dados publicados pela UNIDO (*Observatory for Renewable Energy in Latin America and Caribbean*) comparam os custos das instalações eólicas de pequeno e grande porte. As informações dadas são que instalações de geração eólica de pequeno porte podem custar de \$2500,00 à \$8000,00 por quilowatt instalado, enquanto geração eólica de grande porte tem custo por volta de \$1500,00 por quilowatt instalado (ARRIBAS, 2013).

Geração eólica de pequeno porte tem um grande potencial, mas ainda enfrentará diversos desafios. Entretanto, o mercado de energia futuro é promissor tanto em sistemas conectados ou isolados da rede elétrica, onde a geração de energia poderá deixar de ser centralizada e começar a ser distribuída. A forma de geração distribuída aumenta o nível de complexibilidade da rede elétrica, mas contribui em diversos fatores, por exemplo, geração mais próxima das cargas provocando menores perdas na transmissão de energia ou redundância no sistema, onde a falha de um setor da rede elétrica não provoca falhas em cascata.

2.1 COMPONENTES DE UM SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE

Um sistema desse é usualmente composto por um rotor, um gerador ou alternador, um “rabo de galo” (para rotacionar a turbina para a direção do vento, mas não é comum o uso do mesmo), uma torre, cabeamento e um sistema de balanço ou equilíbrio como ilustrado pela Figura 1. Por meio das pás da turbina o rotor recebe a energia cinética do vento e converte em movimento rotacional que aciona o gerador.

Sobre as turbinas, elas são normalmente horizontais com duas ou três pás, que são usualmente feitas de fibra de vidro. A quantidade de energia que uma turbina irá produzir é determinada principalmente pelo diâmetro de seu rotor. O diâmetro do rotor define a área de varredura da turbina ou a quantidade de vento interceptado pela turbina.

Já a torre é usada para que as turbinas encontrem ventos mais fortes, já que a velocidade do vento é maior em maiores altitudes. Geralmente quanto maior a torre de sustentação, maior a potência gerada pela turbina. Outra função da torre é colocar a turbina em uma posição em que não enfrente interferência de construções a sua volta tendo seu desempenho comprometido (K. O'DELL: NREL, 2005).

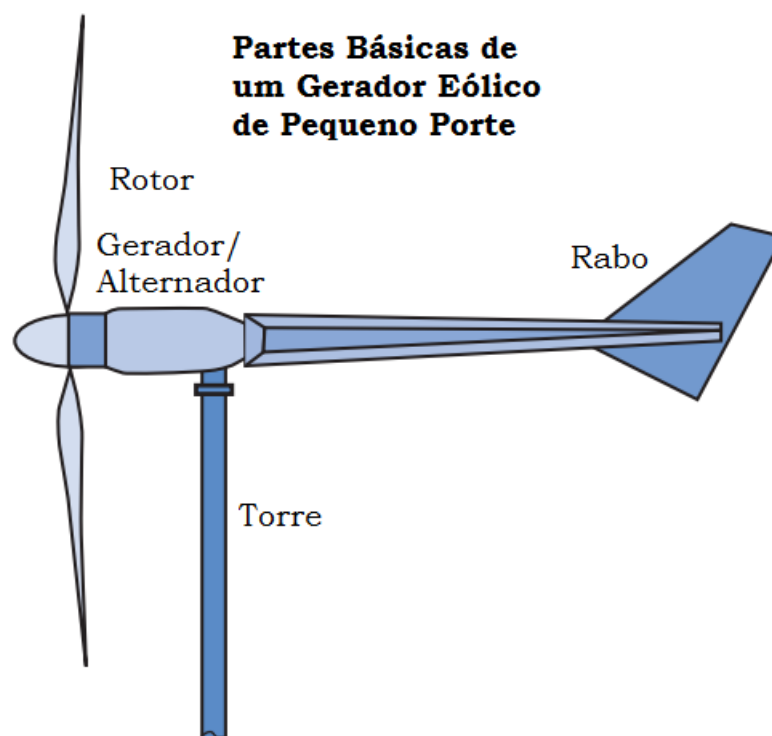


Figura 1 – Estrutura de um Gerador Eólico
Fonte: Adaptado de K. O'DELL

3 MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA

Geração de energia distribuída localizada próxima da demanda entrega energia com perdas mínimas. Esta energia pode talvez ter custos mais elevados de produção quando comparados com os sistemas tradicionais de geração e distribuição de energia. Porém, se a geração distribuída for integrada em um sistema inteligente, a energia pode ser mais confiável e robusta contra apagões.

Uma microrrede é um sistema de energia elétrica limitado em uma determinada área. Ela é composta por geração distribuída, consumidores e opcionalmente sistemas de armazenamento de energia. Isto otimiza alguns recursos como, qualidade de energia e confiabilidade, sustentabilidade e benefícios econômicos e em adição, pode funcionar em modo desconectado da rede elétrica, conectado a ela, ou em modo duplo por meio de um sistema de chaveamento entre ligado e desligado da rede elétrica (AG, 2011).

As vantagens de se utilizar microrredes são diversas e são mais discutidas a seguir.

No quesito qualidade de energia, longas linhas de distribuição de energia com cargas assimétricas podem ocasionar variações na tensão de fornecimento, desbalanceamento nos níveis de tensão entre fases, harmônicas e picos de tensão em alguns pontos. Os desafios encontrados nessa área são principalmente causados pelos baixos índices de investimento em infraestrutura da rede elétrica e pelo aumento significativo por demanda elétrica onde a construção de geração, transmissão e distribuição não consegue seguir o mesmo ritmo.

Situações como as citadas anteriormente causam quedas de energia em certas áreas quando a demanda é maior do que a geração, ou quando acontece um aquecimento significativo dos equipamentos de potência. A falta de legislação e competição no mercado de energia de muitos países força as empresas de energia elétrica a situações de economia e corte de investimentos, situação que causa baixa qualidade na energia elétrica. Nestes casos, as microrredes com opções de se desconectarem da rede elétrica em casos de baixa qualidade de energia, podem proteger as cargas dentro de suas limitações significativamente. Dependendo do campo de aplicação, os requisitos de qualidade de energia são altos, por exemplo, áreas industriais sensíveis com manufatura de semicondutores ou produtos químicos.

A qualidade de energia em uma microrrede pode ser alcançada com geradores bem projetados para suportar as cargas dentro das limitações da microrrede.

Desastres naturais são acontecimentos aleatórios que podem aniquilar redes elétricas tradicionais por completo. Em alguns países desastres como tornados, furacões, terremotos e tsunamis acontecem frequentemente e mesmo que em um desastre algumas áreas não sejam atingidas, as mesmas podem sofrer consequências por ter perdido a conexão com as fontes de energia. Devido ao fato de que microrredes não dependem das fontes de energia da rede elétrica, elas podem ser operadas sem haver conexão com a rede elétrica.

Quanto à vulnerabilidade, os sistemas elétricos passam por diversos distúrbios no seu dia-a-dia, usualmente raios em dias chuvosos. A maioria dos distúrbios podem ser eliminados por dispositivos de proteção que isola a parte afetado do sistema por um limitado tempo. Se o sistema tem um bom nível de confiabilidade e segurança, nenhum destes distúrbios irá afetar a sua operação.

Em uma área com estruturas de microrredes, um crescimento de demanda elétrica pode ter suas necessidades satisfeitas pela instalação de novas fontes de geração distribuída, preferencialmente sustentável. Desta forma, microrredes podem diminuir investimentos em sistemas de transmissão e distribuição e resolver problemas sociais demonstrando insatisfação de residentes de áreas que podem ter linhas elétricas construídas próximo de suas residências (TELEKE, 2014).

3.1 PORQUE MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA

O fato é que a quantia de cargas que utiliza-se no dia-a-dia em que corrente contínua é empregada está aumentando significativamente. Desde carregadores de baterias para celulares até locomotivas a diesel. Alguns setores tecnológicos como transportes elétricos, operações militares, telecomunicações e datacenters são as principais influências para essa mudança de CA para CC.

Eletricidade em navios, bondes, locomotivas a diesel, e sistemas de energia elétrica de submarinos são apenas alguns exemplos da ampla aplicação de CC em transportes utilizados no último século. O mercado de carros elétricos tem boas premissas e tende a dominar boa parte do mercado automobilístico no futuro e todos

estes veículos terão sistemas de armazenamento de energia, no caso baterias que funcionam em CC (IEEE ELECTRIFICATION, 2016).

Hipoteticamente, um carro elétrico pode ser carregado com maior eficiência se a fonte de energia for em CC, pois o conversor usado para carregar o carro seria um conversor CC-CC. Em contrapartida, um conversor CA-CC utilizado no carro carregado por uma fonte de energia CA seria menos eficiente em termos de rendimento, menos robusto e mais caro, pois utilizaria um estágio a mais na conversão de energia, nesse caso a retificação.

Entretanto, ainda existem alguns obstáculos para a utilização de redes elétricas CC, pois ainda não existem muitos estudos profundos, regulamentação destes sistemas e a maioria dos produtos já presentes no mercado que são cargas CC estão acompanhados de fontes CA-CC, que não funcionariam conectado a uma rede CC.

4 ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR

O retificador trifásico *boost* operando em MCD estudado neste trabalho apresenta vantagens comparado com retificadores clássicos do mesmo tipo pois os conversores que operam em MCC requerer um sistema de controle de corrente de entrada. Melhor correção de fator de potência, harmônicas de alta frequência reduzidas e boa eficiência são suas principais características (CREBIER et al., 1999).

O circuito de potência consiste de uma ponte retificadora trifásica a diodos, três capacitores de entrada, três indutores, duas chaves (usualmente IGBTs ou MOSFETs) e um capacitor de saída. Cada chave inclui um diodo antiparalelo, e as chaves são ligadas e desligadas de forma complementar a uma frequência bem maior que a frequência da rede (NABAE; NAKANO; ARAI, 1994). A Figura 2 demonstra a configuração do circuito.

Infelizmente, a bibliografia é carente quanto às equações e análise teórica desta topologia. Por consequência, teve-se que fazer uma aproximação para encontrar as equações de projeto descritas a frente nesse capítulo.

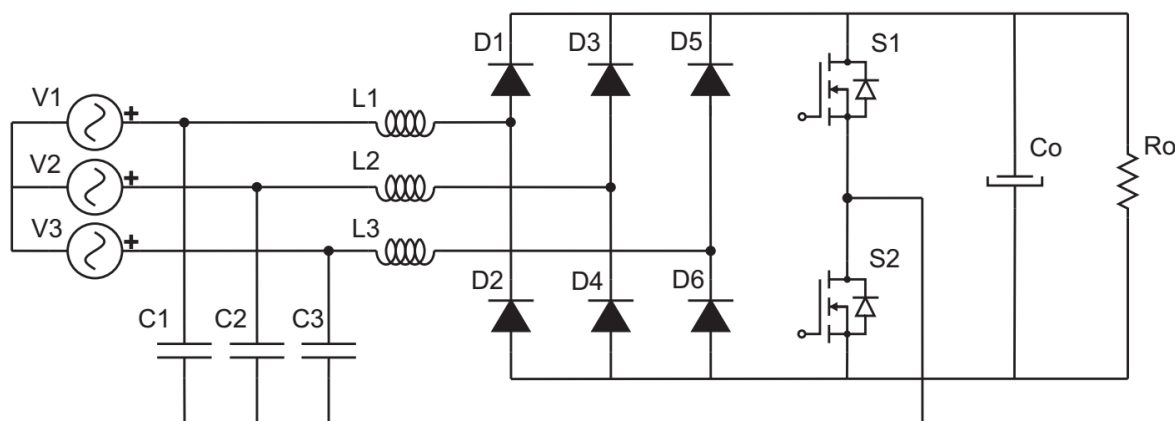


Figura 2 – Esquemático do Circuito
Fonte: Autoria Própria

4.1 ANÁLISE DAS TENSÕES DOS CAPACITORES DE ENTRADA

Para encontrar as equações das tensões dos capacitores de entrada tem-se a Equação 1 que é válida para uma entrada trifásica balanceada e assumindo-se que a Equação 2 é verdadeira.

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0 \quad (1)$$

$$v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} = 0 \quad (2)$$

Com as Equações 1 e 2 pode-se montar o sistema de equações abaixo.

$$-v_1 + v_{c1} - v_{c2} + v_2 = 0 \quad (3)$$

$$-v_1 + v_{c1} - v_{c3} + v_3 = 0 \quad (4)$$

$$-v_2 + v_{c2} - v_{c3} + v_3 = 0 \quad (5)$$

$$-v_2 + v_{c2} - v_{c1} + v_1 = 0 \quad (6)$$

$$-v_3 + v_{c3} - v_{c2} + v_2 = 0 \quad (7)$$

$$-v_3 + v_{c3} - v_{c1} + v_1 = 0 \quad (8)$$

Usando e resolvendo para as Equações 7 e 8 na Equação 9, obtem-se a tensão sobre o capacitor de entrada C3 na Equação 10.

$$-2 \cdot v_3 + 2 \cdot v_{c3} - v_{c2} - v_{c1} + v_2 + v_1 = 0 \quad (9)$$

$$v_{c3} = \frac{2}{3}v_3 - \frac{1}{3}v_2 - \frac{1}{3}v_1 \quad (10)$$

Usando a Equação 1 tem-se a Equação 11 e usando a Equação 11 na 10 chega-se ao resultado esperado na Equação 12.

$$\frac{1}{3}v_3 = -\frac{1}{3}v_2 - \frac{1}{3}v_1 \quad (11)$$

$$v_{c3} = v_3 \quad (12)$$

Analogamente conclui-se que a tensão no capacitor C₁ é igual a tensão de entrada V₁ e a tensão no capacitor C₂ é igual a tensão de entrada V₂. Também comprova-se que a Equação 2 é verdadeira usando a Equação 1 e Equação 12 seguida de sua analogia.

$$v_1 + v_2 + v_3 = v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} = 0 \quad (13)$$

4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST

O princípio de operação deste conversor pode ser decomposto em cinco etapas de operação. Cada etapa de operação é descrita nas seções a seguir e para facilitar a análise o setor escolhido foi onde a tensão de entrada V_1 é maior que zero e as tensões V_2 e V_3 são menores que zero e onde a tensão V_1 é maior que V_3 que é maior que V_2 . Portanto, o intervalo de 60° até 90° foi escolhido, como ilustrado pela Figura 3.

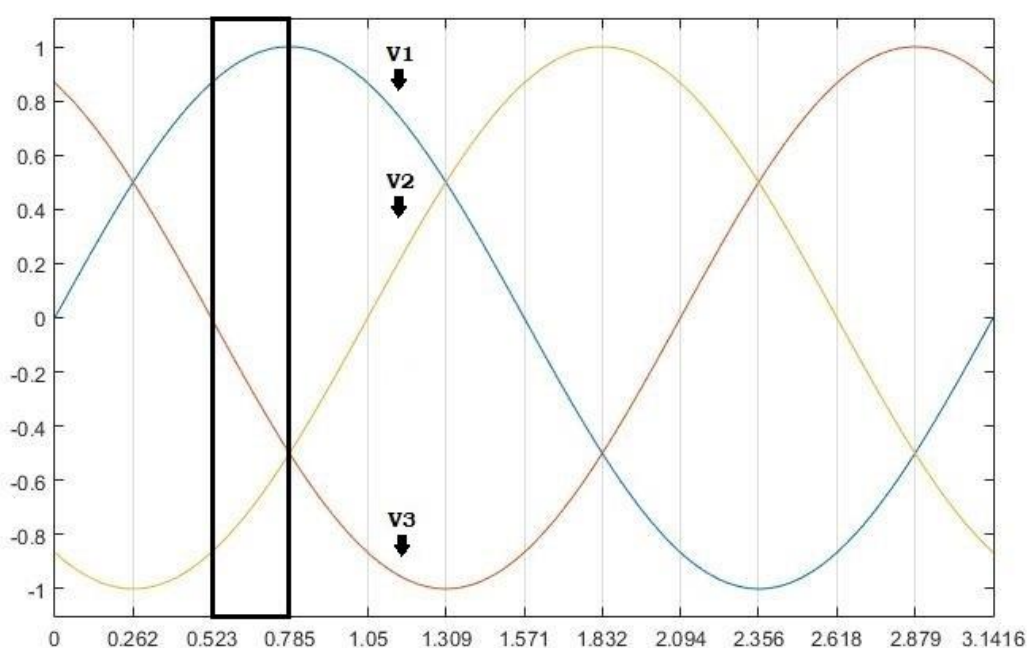


Figura 3 – Definição do Setor para a Análise Teórica
Fonte: Autoria Própria

4.2.1 Primeira Etapa de Operação

Nesta etapa a chave S_2 está desligada e a chave S_1 está ligada. Energia sendo descarregada dos indutores L_2 e L_3 alimenta a carga através dos diodo D_1 , D_4 e D_6 enquanto o indutor L_1 armazena energia. Esta etapa acaba quando a carga em L_3 atinge zero bloqueando o diodo D_6 . Esta etapa é ilustrada pela Figura 4.

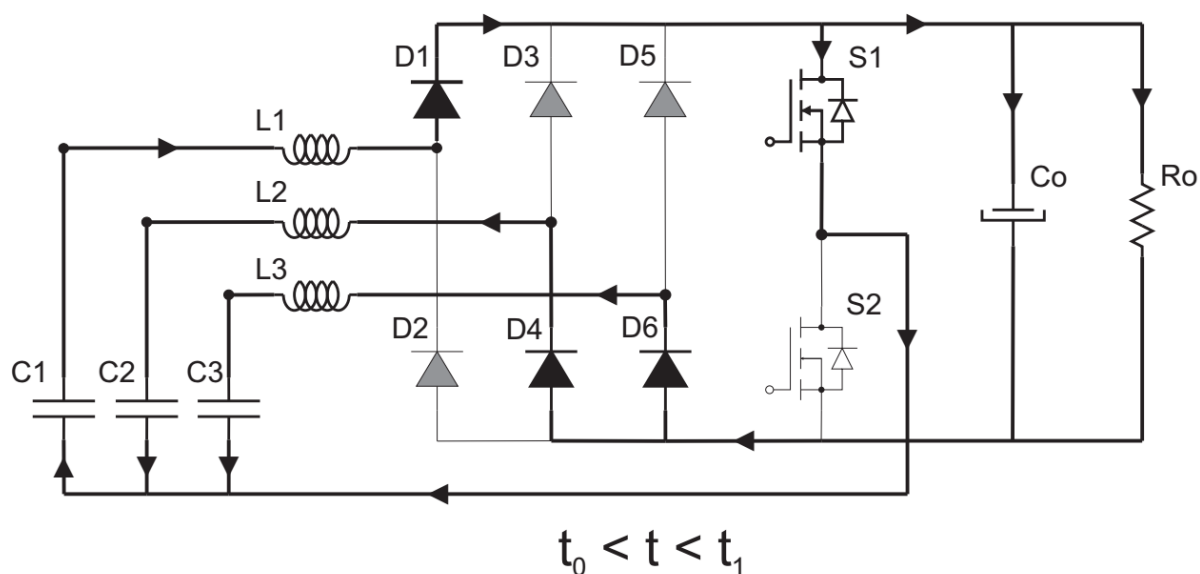


Figura 4 – Primeira Etapa de Operação do Conversor
Fonte: Autoria Própria

4.2.2 Segunda Etapa de Operação

Nesta etapa a chave S2 está desligada e a chave S1 está ligada. O indutor L2 continua fornecendo energia para a carga através dos diodo D1 e D4, e o indutor L1 continua a armazenar energia. Esta etapa acaba quando a energia armazenada no indutor L2 chega a zero bloqueando o diodo D4. Esta etapa é ilustrada pela Figura 5.

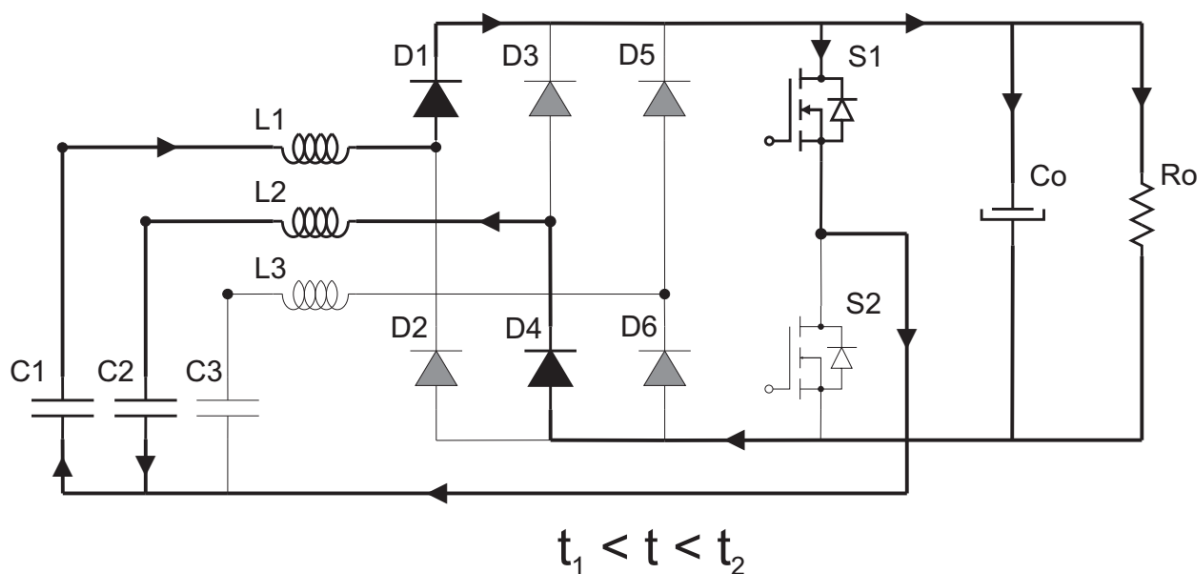


Figura 5 – Segunda Etapa de Operação do Conversor
Fonte: Autoria Própria

4.2.3 Terceira Etapa de Operação

Nesta etapa a chave S2 está desligada e a chave S1 está ligada. Durante esta etapa o indutor L1 continua a armazenar energia através da malha C1, L1 e S1. Os outros indutores L2 e L3 estão totalmente descarregados e esta etapa termina quando o indutor L1 estiver totalmente carregado. Esta etapa é ilustrada pela Figura 6.

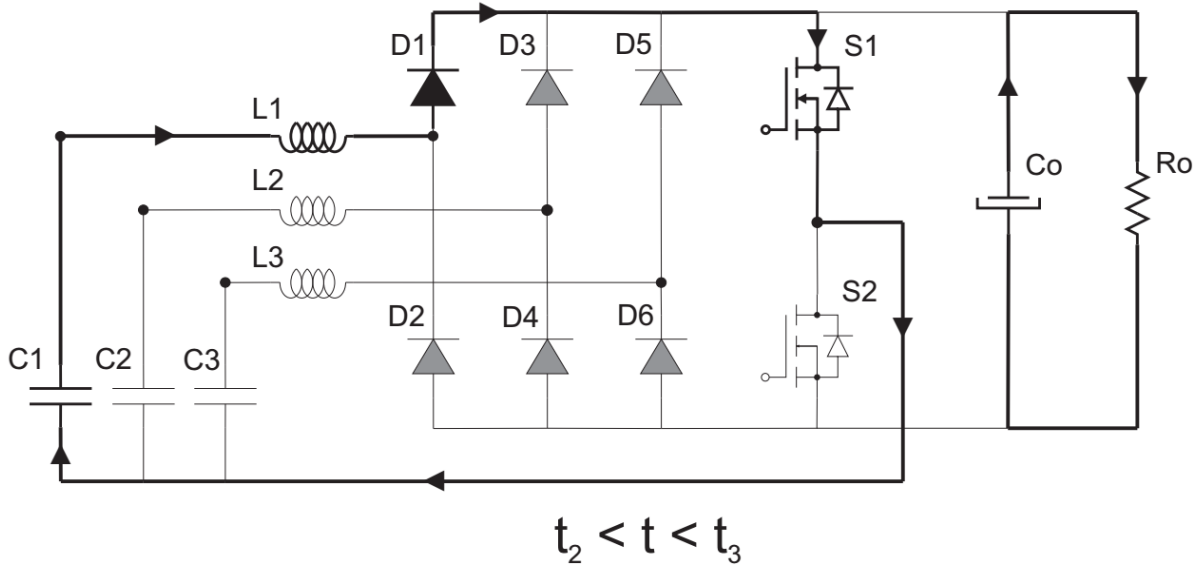


Figura 6 – Terceira Etapa de Operação do Conversor
Fonte: Autoria Própria

4.2.4 Quarta Etapa de Operação

Nesta etapa a chave S1 está desligada e a chave S2 está ligada. Energia armazenada pelo indutor L1 começa a ser entregue para a carga enquanto os indutores L2 e L3 são carregados. Esta etapa acaba quando a energia armazenada por L1 chega a zero bloqueando o diodo D1. Esta etapa é ilustrada pela Figura 7.

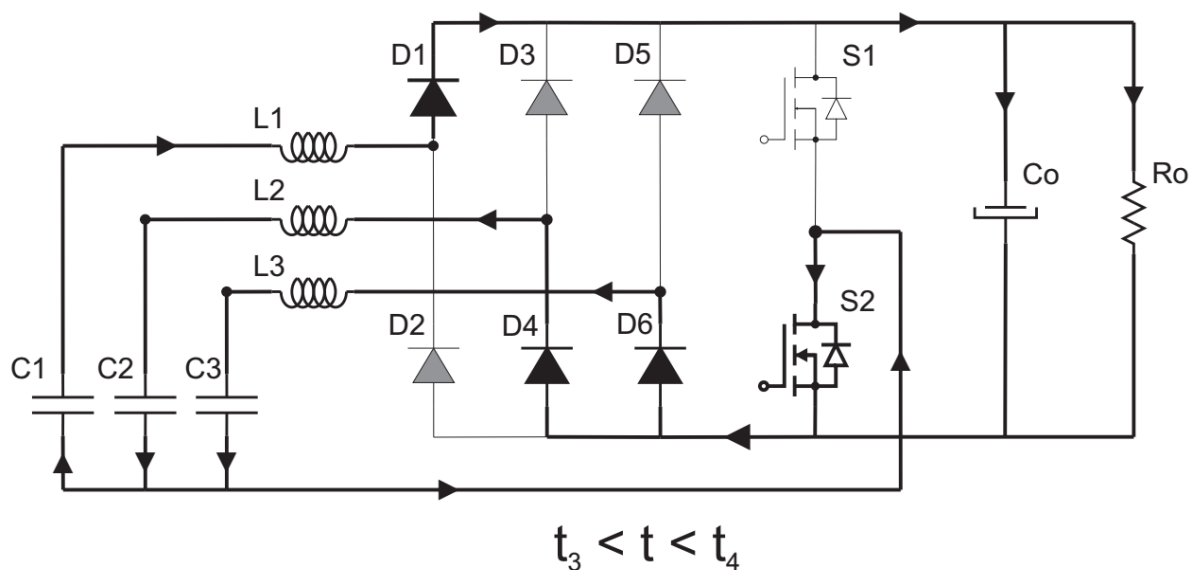


Figura 7 – Quarta Etapa de Operação do Conversor
Fonte: Autoria Própria

4.2.5 Quinta Etapa de Operação

Nesta etapa a chave S1 está desligada e a chave S2 está ligada. Os indutores L2 e L3 armazenam energia. Esta etapa acaba quando estes indutores voltam a fornecer energia para a carga. Esta etapa é ilustrada pela Figura 8.

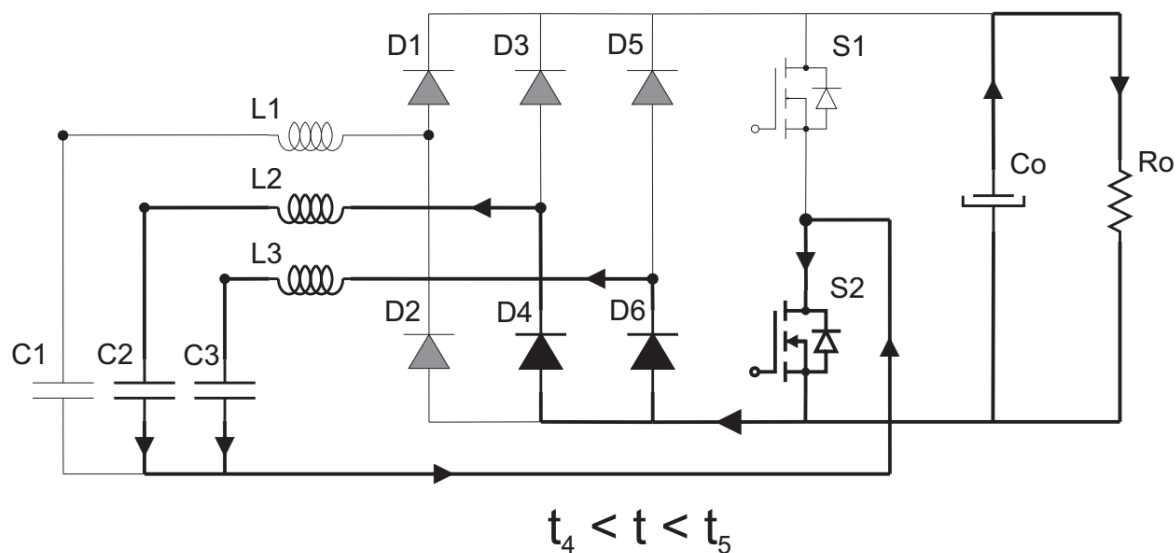


Figura 8 – Quinta Etapa de Operação do Conversor
Fonte: Autoria Própria

4.3 FORMAS DE ONDAS IDEAIS

As principais formas de ondas ideais de tensão e corrente correspondentes às etapas de operação do conversor estão ilustradas na Figura 9.

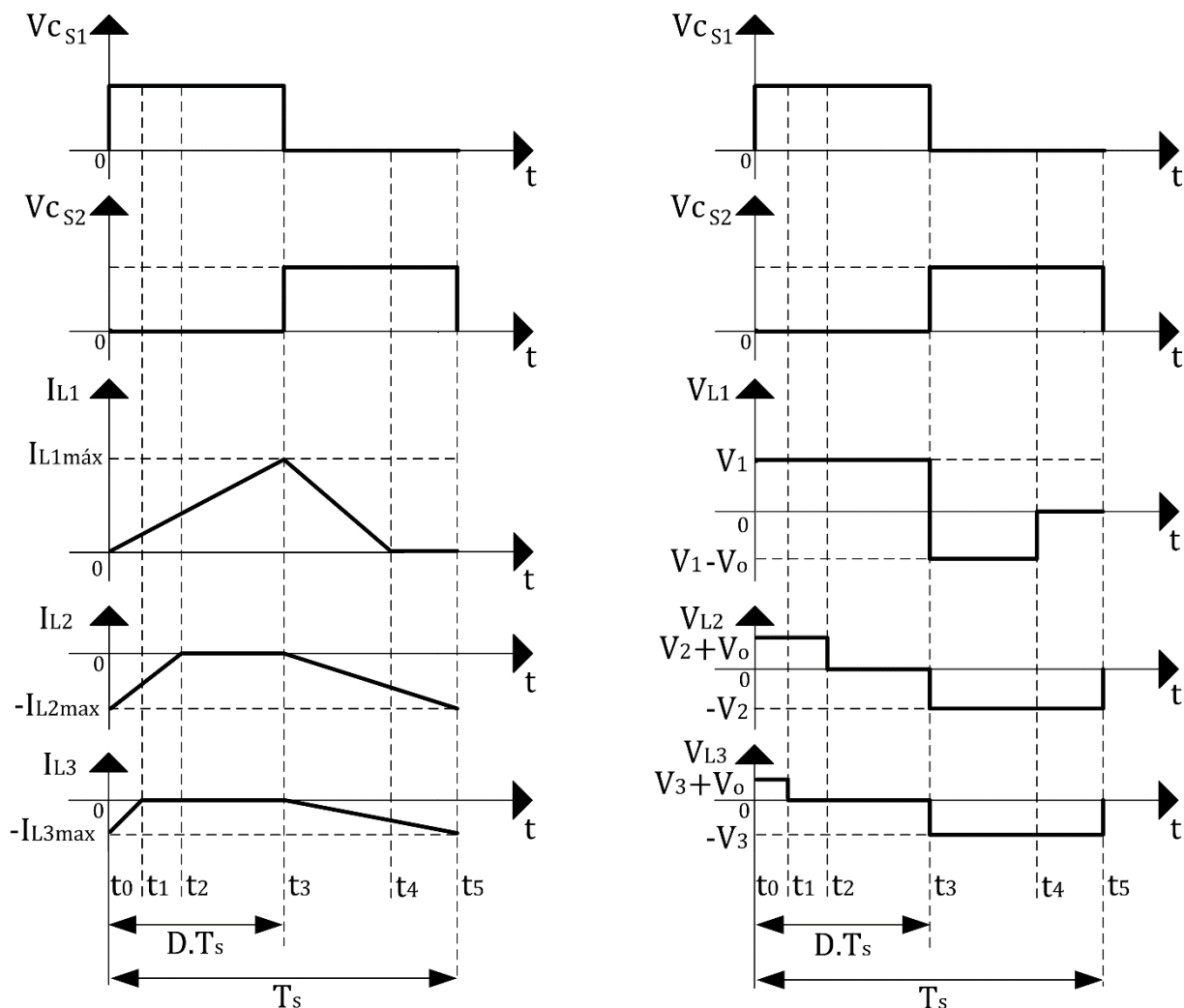


Figura 9 – Forma de Ondas Ideais
Fonte: Autoria Própria

4.4 EQUAÇÕES DE PROJETO DOS INDUTORES E DOS CAPACITORES DE ENTRADA E DE SAÍDA

Esta topologia tem seu funcionamento dependente de três componentes principais que são os indutores, capacitores de entrada e capacitor de saída. Conhecendo estas equações o conversor pode ser projetado de acordo com suas especificações.

4.4.1 Cálculo do Indutor de Entrada

Para o cálculo do indutor de entrada parte-se da Equação 14, relação de tensão e corrente em um indutor.

$$v_L = L \frac{d}{dt} i_L \quad (14)$$

Onde:

v_L : tensão sobre o indutor;

L: indutância do indutor;

i_L : corrente através do indutor.

Considerando-se a fase 1 como referência, tem-se que o intervalo de duração das três primeiras etapas (Δt_{0-3}) é constante e igual ao tempo de condução do transistor S1 (t_{ON}). A partir de (14) pode-se escrever.

$$v_{C1} = L1 \frac{I_{L1máx}}{t_{on}} = L1 \frac{I_{L1máx}}{D.Ts} = L1 \frac{I_{L1máx}.f_s}{D} \quad (15)$$

Onde:

D: razão cíclica;

$I_{L1máx}$: corrente de pico do indutor L1;

f_s : frequência de comutação;

v_{C1} : tensão sobre C1;

t_{ON} : tempo de condução da chave.

Para a quarta etapa, tem-se:

$$V_o - v_{C1} = L1 \frac{I_{L1máx}}{\Delta t_{3-4}} \quad (16)$$

Onde:

V_o : tensão de saída;

Δt_{3-4} : intervalo de tempo da quarta etapa de operação.

Durante o intervalo de duração da quarta etapa, o valor médio de corrente no indutor é igual ao valor médio de corrente de saída, considerando-se o período de comutação. Assim:

$$I_{oTs} = \frac{1}{T_s} \frac{I_{L1m\acute{a}x} \cdot \Delta t_{3-4}}{2} \quad (17)$$

Substituindo (17) em (16):

$$V_o - v_{C1} = \frac{L1}{T_s} \frac{I_{L1m\acute{a}x}^2}{2 I_{oTs}} \quad (18)$$

Substituindo-se (15) em (18) tem-se:

$$L1 = \frac{v_{C1}^2 D^2}{2(V_o - v_{C1}) f_s I_{oTs}} \quad (19)$$

Desconsiderando-se a ondulação em baixa frequência da corrente de saída, tem-se que:

$$I_{oTs} \cong \frac{P_o}{V_o} \quad (20)$$

Substituindo-se (20) em (19):

$$L1 = \frac{v_{C1}^2 D^2 V_o}{2(V_o - v_{C1}) f_s P_o} \quad (21)$$

A tensão no capacitor C1 varia senoidalmente com uma ondulação em alta frequência. Portanto, o indutor deve ser dimensionado para o valor máximo de tensão no capacitor C1. Desta forma:

$$L1 = \frac{\left(\frac{\Delta v_{C1} + v_{ipk}}{2}\right)^2 D^2}{2 \left(1 - \frac{\left(\frac{\Delta v_{C1} + v_{ipk}}{2}\right)}{V_o}\right) f_s P_o} \quad (22)$$

4.4.2 Cálculo do Capacitor de Entrada

Neste caso, utiliza-se a simplificação que considera que o tempo das duas primeiras etapas são muito menores que o tempo da terceira etapa. Também foi considerada uma razão cíclica constante de 0,5.

A Equação 23 considera a corrente do indutor de entrada igual à do capacitor de entrada.

$$i_C = i_L \quad (23)$$

Onde:

i_C : corrente no capacitor.

Para o cálculo do capacitor de entrada parte-se da Equação 24, relação de corrente e tensão em um capacitor.

$$i_C = C_i \frac{d}{dt} v_C \quad (24)$$

Onde:

i_C : corrente através do capacitor;

C_i : capacitância de entrada do capacitor;

v_C : tensão sobre o capacitor.

Esta pode ser aproximada pela Equação 25.

$$i_C = C_i \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (25)$$

E adaptada para a Equação 26.

$$i_C = C_i \frac{\Delta v_C}{t_{ON}} \quad (26)$$

Sabendo que o tempo de condução da chave é igual a razão cíclica dividida pela frequência de comutação, usando a Equação 23 e isolando C_i da Equação 26, tem-se a Equação 27.

$$C_i = \frac{i_L \cdot D}{\Delta v_C \cdot f_S} \quad (27)$$

O valor médio da corrente no indutor durante o tempo t_{ON} é calculado pela Equação 28.

$$i_L = \frac{1}{T} \cdot \frac{t_{ON} \cdot I_{L1max}}{2} = \frac{D \cdot I_{L1max}}{2} \quad (28)$$

Onde:

T: período de comutação.

Juntando as Equações 27 e 28, tem-se a Equação 29 que calcula a capacitância baseado em valores de especificação de projeto.

$$C_i = \frac{D^2 \cdot I_{L1max}}{2 \cdot \Delta v_C \cdot f_S} \quad (29)$$

4.4.3 Cálculo do Capacitor de Saída

Para o cálculo do capacitor de saída, novamente considera-se que os tempos das duas primeira etapas são muito pequenos. Assim tem-se a Equação 30.

$$i_{C_o} = I_o \quad (30)$$

Onde:

i_{C_o} : tensão sobre o indutor;

I_o : indutância do indutor.

Para o cálculo do capacitor de saída parte-se da Equação 31, relação de corrente e tensão em um capacitor.

$$I_{Co} = C_o \frac{\Delta v_o}{\Delta t} \quad (31)$$

Onde:

C_o : capacitância do capacitor de saída;

Δv_o : variação na tensão de saída.

E adaptada para a Equação 32.

$$I_{Co} = C_o \frac{\Delta v_o}{t_{ON}} \quad (32)$$

Sabendo que o tempo de condução da chave é igual a razão cíclica dividida pela frequência de comutação e isolando C_o da Equação 32, tem-se a Equação 33 que depende somente de variáveis especificadas no projeto.

$$C_o = \frac{I_o \cdot D}{\Delta v_o \cdot f_S} \quad (33)$$

4.5 ANÁLISE DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

Para o ganho estático tem-se a relação tensão de saída pela tensão máxima no capacitor.

$$M = \frac{V_o}{v_{1pk} + \frac{\Delta v_{C1}}{2}} \quad (34)$$

E a partir da Equação 22, tem-se:

$$M = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 R_o}{L \cdot f_s}} \right) \quad (35)$$

Como o projeto utilizou razão cíclica fixa de 0,5, o gráfico na Figura 10 representa o ganho do conversor com carga e frequência variável.

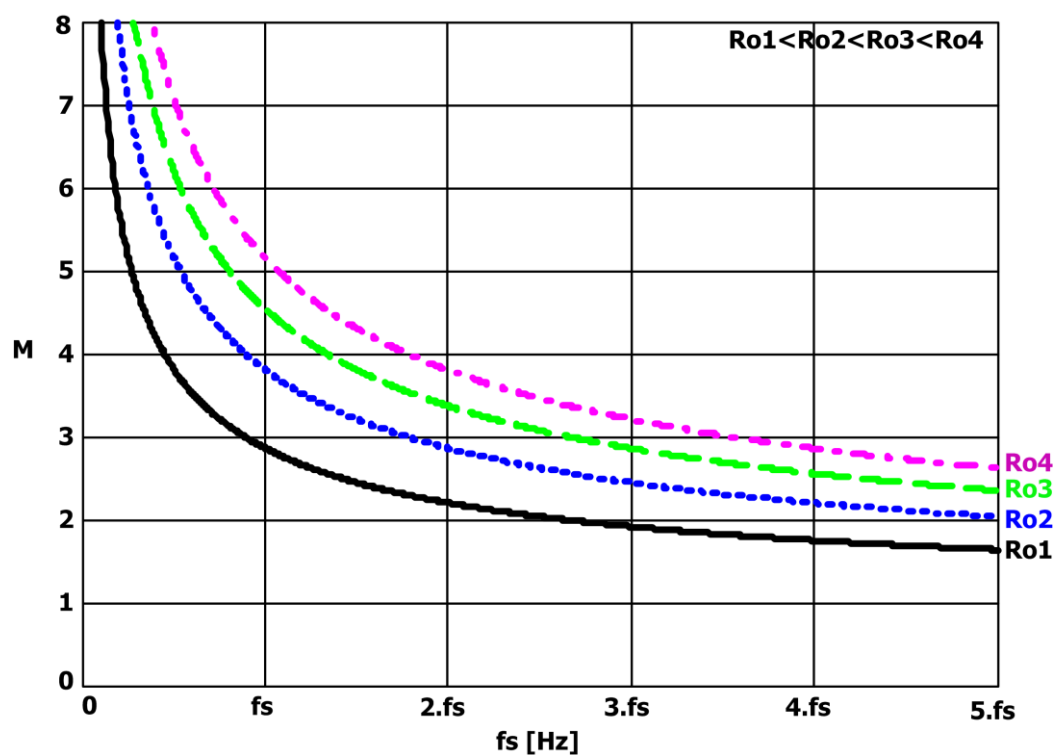


Figura 10 – Ganho Estático do Conversor
Fonte: Autoria Própria

5 PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

O projeto dos componentes do conversor foi feito baseado nas equações dos componentes descritos anteriormente com as especificações contidas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações de Projeto

Grandeza	Valor
Tensão de Entrada Eficaz	48V
Tensão de Saída	250V
Potência de Saída	1000W
Frequência de Comutação	20kHz
Frequência de Entrada	60Hz
Ondulação de Tensão no Capacitor de Entrada	35%
Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída	1%
Razão Cíclica Nominal	0,5

Fonte: Aatoria Própria

Sabendo as especificações de projeto obtem-se os valores relevantes do projeto expostos na Tabela 2.

Tabela 2 – Valores Projetados Baseados nas Especificações

Grandeza	Valor
Valor de Pico da Tensão de Entrada	67,88V
Valor Eficaz da Corrente de Entrada	6,94A
Valor de Pico da Corrente de Entrada	9,821A
Corrente de Saída	4A
Resistência da Carga	62,5Ω
Ondulação de Tensão no Capacitor de Entrada	23,76V
Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída	2,5V
Indutância dos Indutores Boost	58,39μH
Corrente Máxima nos Indutores	28,06A
Capacitância dos Capacitores de Entrada	7,64μF
Tensão Máximo nos Capacitores de Entrada	79,76V
Capacitância do Capacitor de Saída	40μF
Tensão Máxima no Capacitor de Saída	250V

Fonte: Aatoria Própria

Sabendo os valores dos componentes o conversor já pode ser simulado numericamente em um ambiente de simulação virtual. Com os resultados de simulação pode-se decidir quais MOSFET's e quais diodos escolher. A partir desse ponto o protótipo poderá ser montado.

Depois do conversor ser projetado, foi feita a simulação numérica do circuito com os valores dos componentes projetados. A simulação foi feita em um ambiente virtual de simulação de circuitos eletrônicos, cujos resultados são apresentados nas Figuras a seguir.

A Figura 11 ilustra as correntes de entrada do circuito que estão defasadas em 120° entre elas e possuem característica senoidal com componentes em alta frequência.

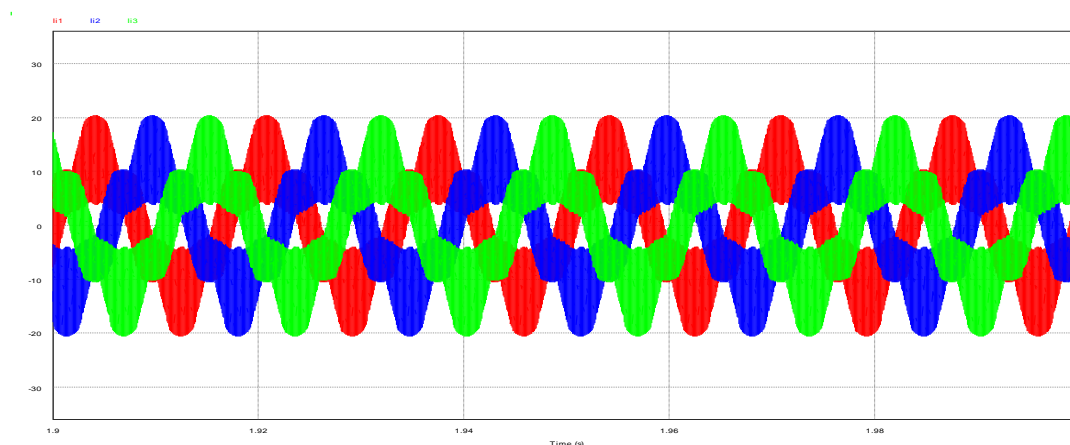


Figura 11 – Correntes de Entrada (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 12 ilustra a tensão e corrente de entrada de uma das fases. Tensão e corrente estão em fase e o gráfico inferior tem a corrente filtrada resultando em uma corrente com reduzido conteúdo harmônico.

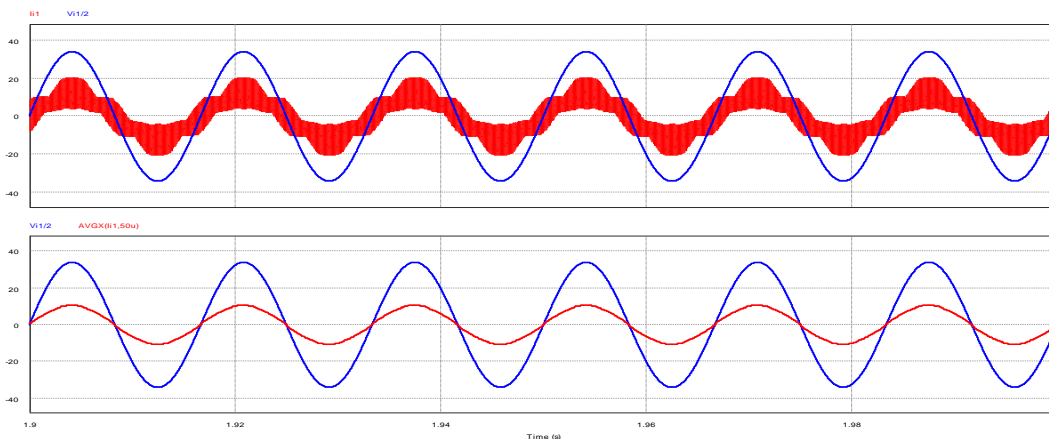


Figura 12 – Tensão e Corrente em uma Fase e Corrente Filtrada (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 13 ilustra as correntes nos indutores *boost*, elas são defasadas em 120° entre elas, tem formato senoidal, porém uma componente de modulação em alta frequência.

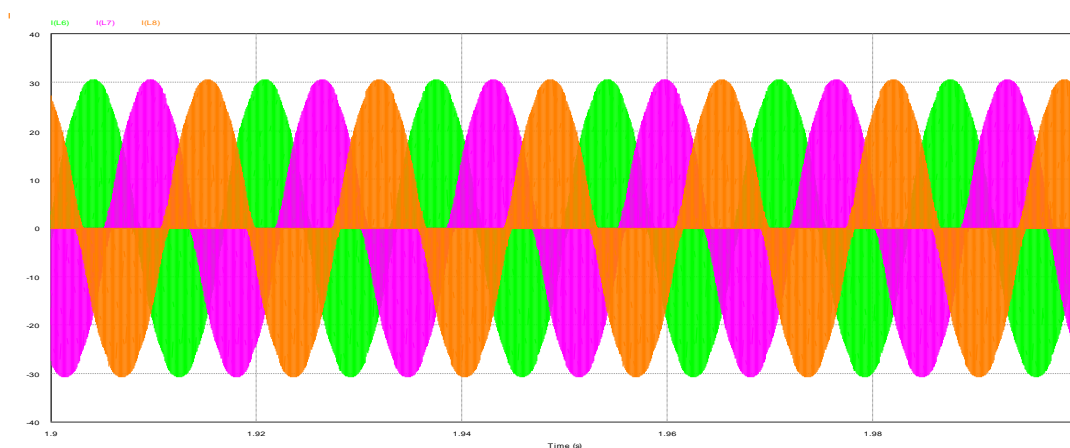


Figura 13 – Correntes nos Indutores Boost (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 14 ilustra a tensão nos capacitores de entrada e a variação da mesma de acordo com especificação do projeto. Estas tensões seguem as tensões de entrada mas também contém uma componente de alta frequência.

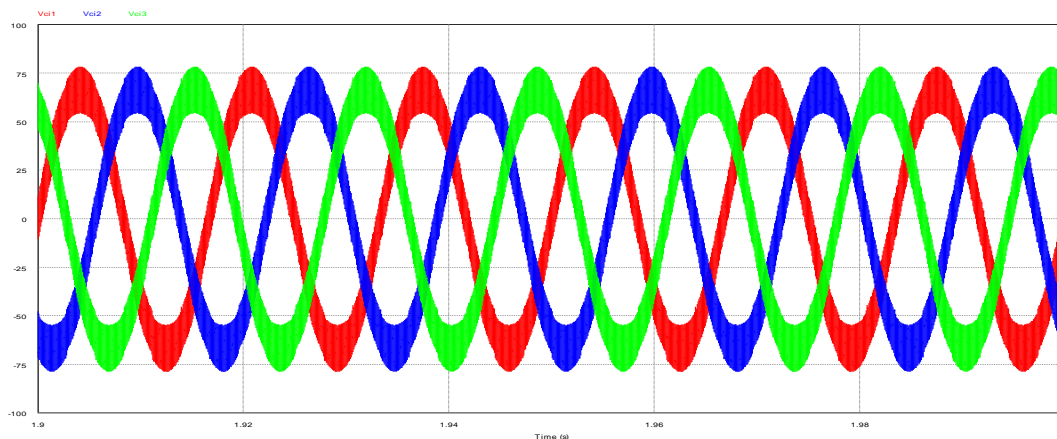


Figura 14 – Tensões nos Capacitores de Entrada (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 15 ilustra a tensão e corrente de saída que aproximadamente atingem os valores esperados. Também possuem uma ondulação baseada no projeto do capacitor de saída.

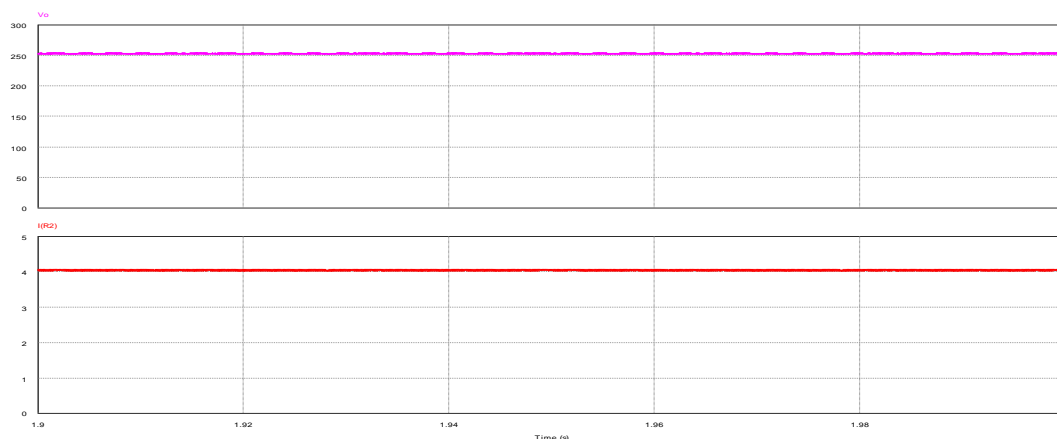


Figura 15 – Tensão e Corrente de Saída (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 16 ilustra a tensão e corrente em uma das chaves. A tensão máxima na chave é a mesma que a tensão de saída característica de um conversor *boost*. Já a corrente tem um pico negativo que é característica de circulação de corrente reversa através dos diodos antiparalelos das chaves e que não foram previstas nessa análise simplificada do inversor.

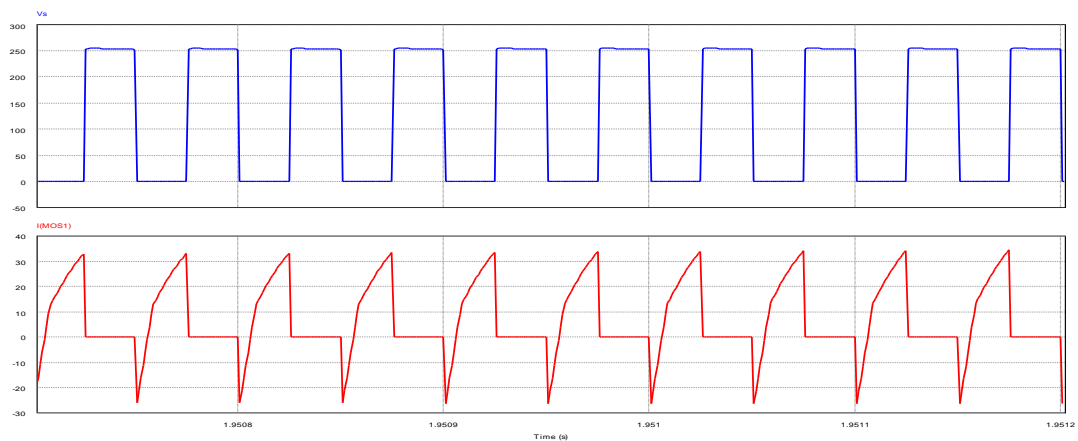


Figura 16 – Tensão e Corrente em uma das Chaves (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

A Figura 17 ilustra a tensão e corrente em um dos diodos.

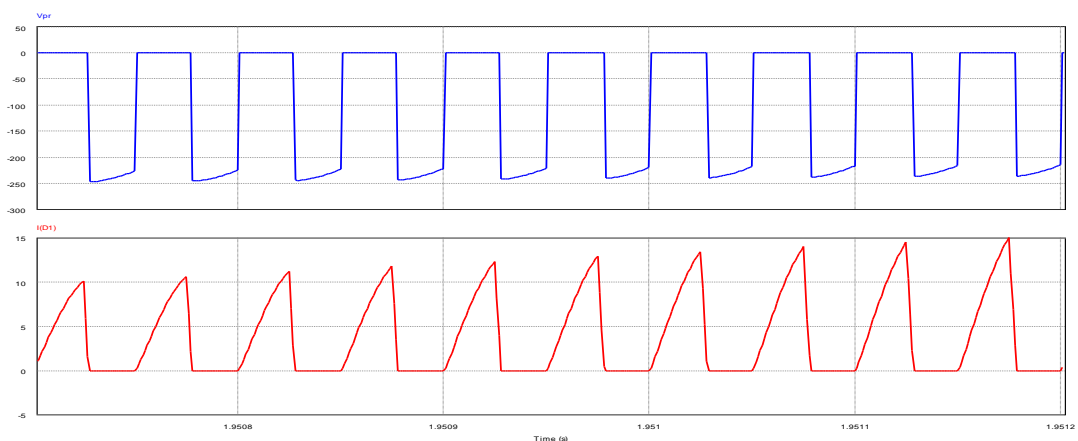


Figura 17– Tensão e Corrente em uma dos Diodos (Simulação)
Fonte: Autoria Própria

Esta simulação foi importante para a validação das equações de projetos já que existe uma carência destas informações na bibliografia. A Tabela 3 demonstra a variação encontrada entre valores simulados e calculados. A princípio as variações são pequenas e satisfatórias com exceção da ondulação no capacitor que teve um erro de 13,10% porém a ondulação ficou abaixo do esperado sem prejudicar o funcionamento do conversor.

Tabela 3 – Comparação de Valores Teóricos e Simulados das Grandezas do Projeto

Grandeza	Valor Teórico	Valor Obtido por Simulação Numérica	Erro Percentual
Valor de pico de corrente nos indutores Boost	28,06 A	29,79 A	6,16 %
Ondulação de tensão nos capacitores de entrada	23,76 V	20,31 V	14,52 %
Ondulação de tensão no capacitor de saída	2,5 V	2,45 V	2 %
Valor de pico da tensão nos capacitores de entrada	79,76 V	76,39 V	4,22 %
Valor médio da tensão de saída	250,0 V	250,5 V	0,2 %

Fonte: Autoria Própria

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Depois de ter em mãos os resultados das simulações, o desenvolvimento do protótipo foi iniciado. Inicialmente foi feito um esquema elétrico do retificador trifásico como mostrada na Figura 18 e outro esquema para a placa de controle.

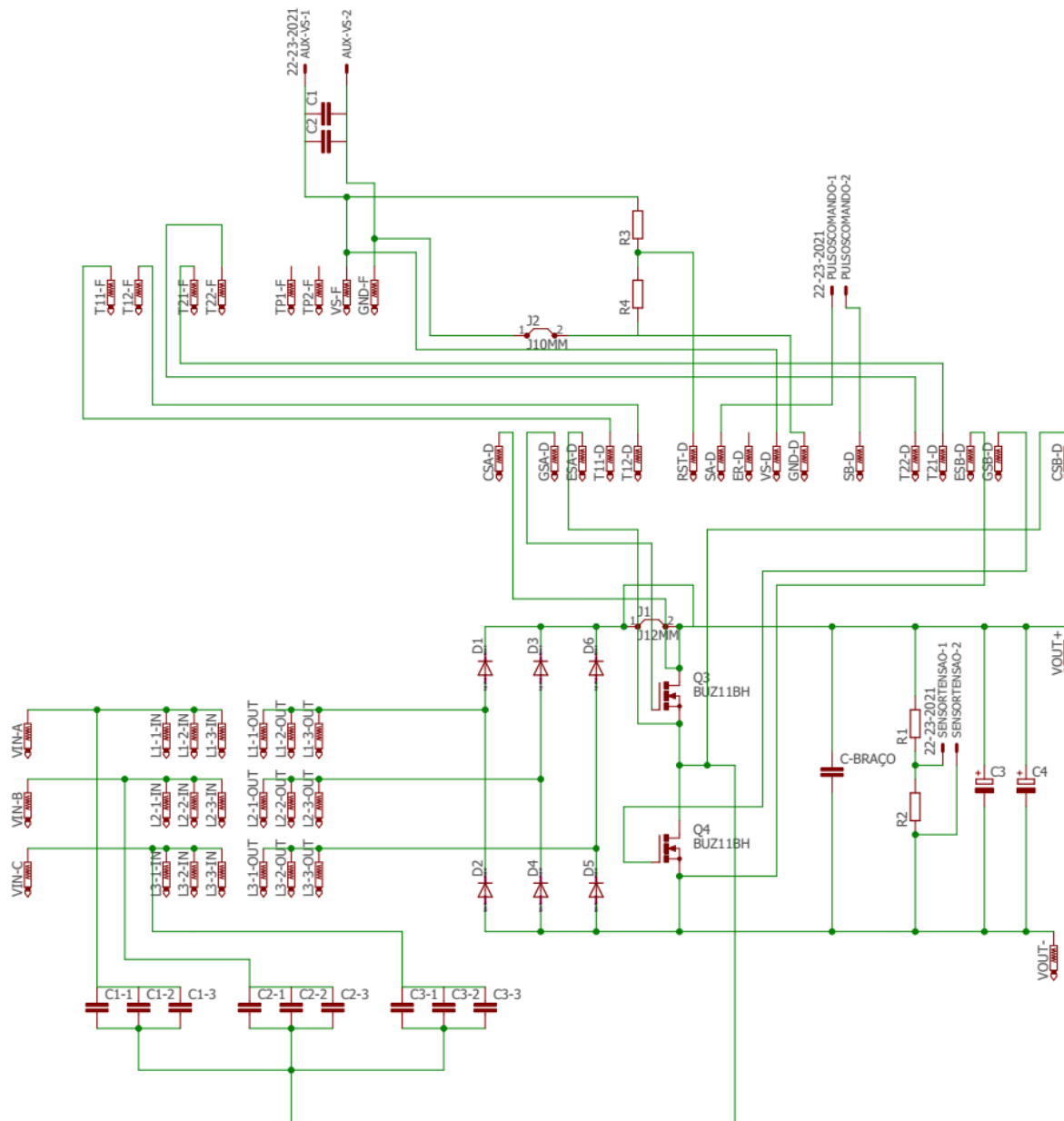


Figura 18 – Esquemático da Placa do Conversor
Fonte: Autoria Própria

A placa para controle dos MOSFET's foi feita utilizando um arduino Nano para a geração dos pulsos de comando complementares em duas portas de saída na frequência desejada. O circuito também é composto por um buffer com resistores de

pull up na saída para elevar os sinais para 15V, já que a saída do Arduino Nano é em 5V e o driver dos MOSFET'S tem entrada em 15V. A Figura 19 ilustra o esquemático da placa de controle.

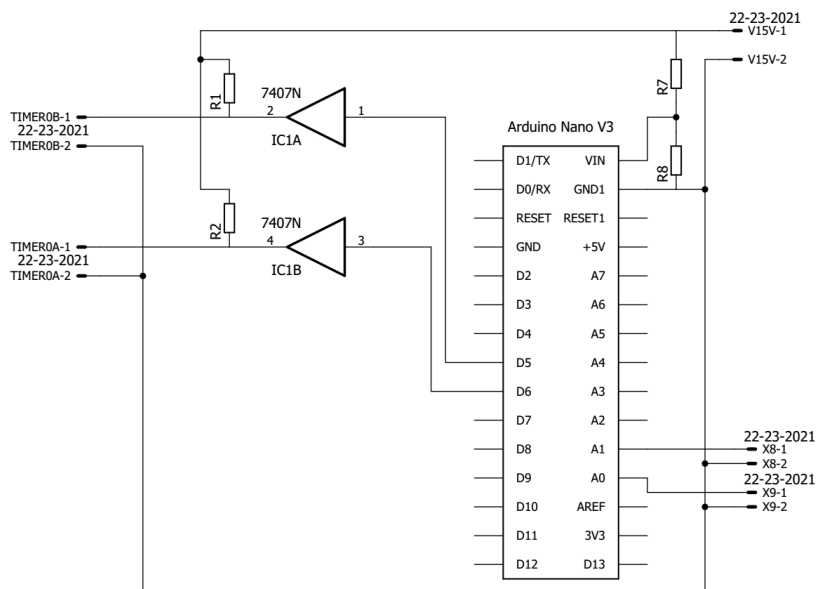


Figura 19 – Esquemático da Placa de Controle
Fonte: Autoria Própria

Por meio dos esquema elétrico, os *layouts* das placas foram elaborados e apresentados na Figura 20 e Figura 21.

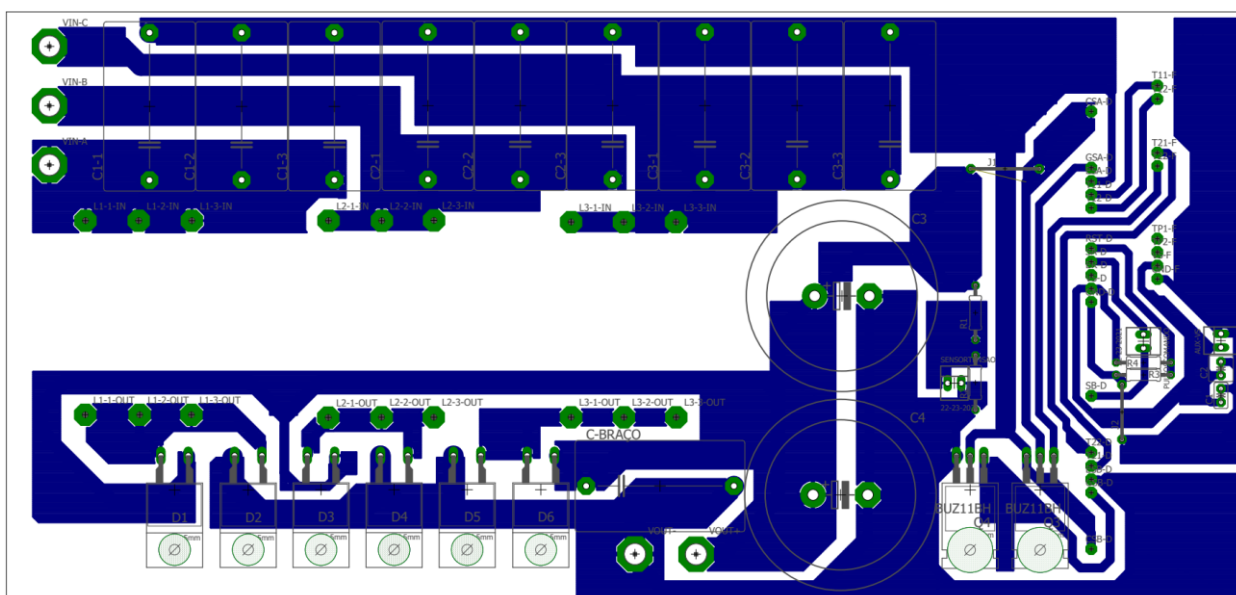


Figura 20 – Layout da Placa do Conversor
Fonte: Autoria Própria

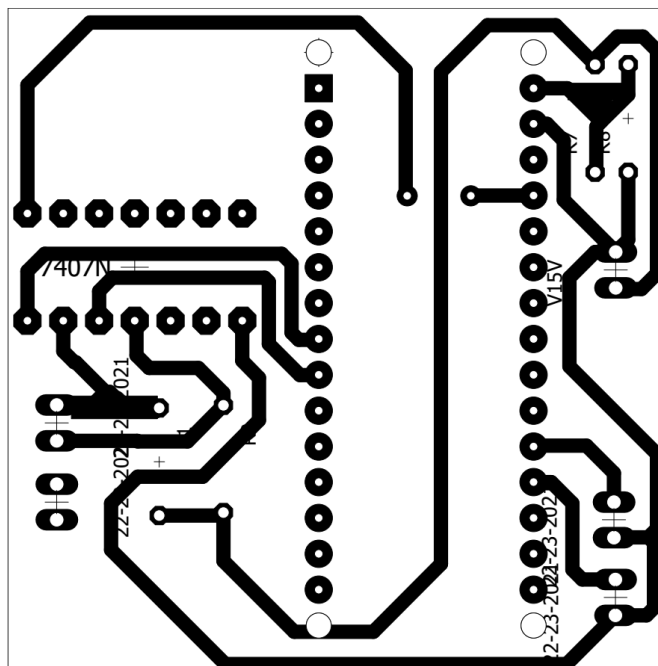


Figura 21 – Layout da Placa de Controle
Fonte: Aatoria Própria

Tendo o layout pronto, os componentes foram selecionados e os protótipos foram montados. A Figura 22 e Figura 23 são imagens das placas após sua montagem.

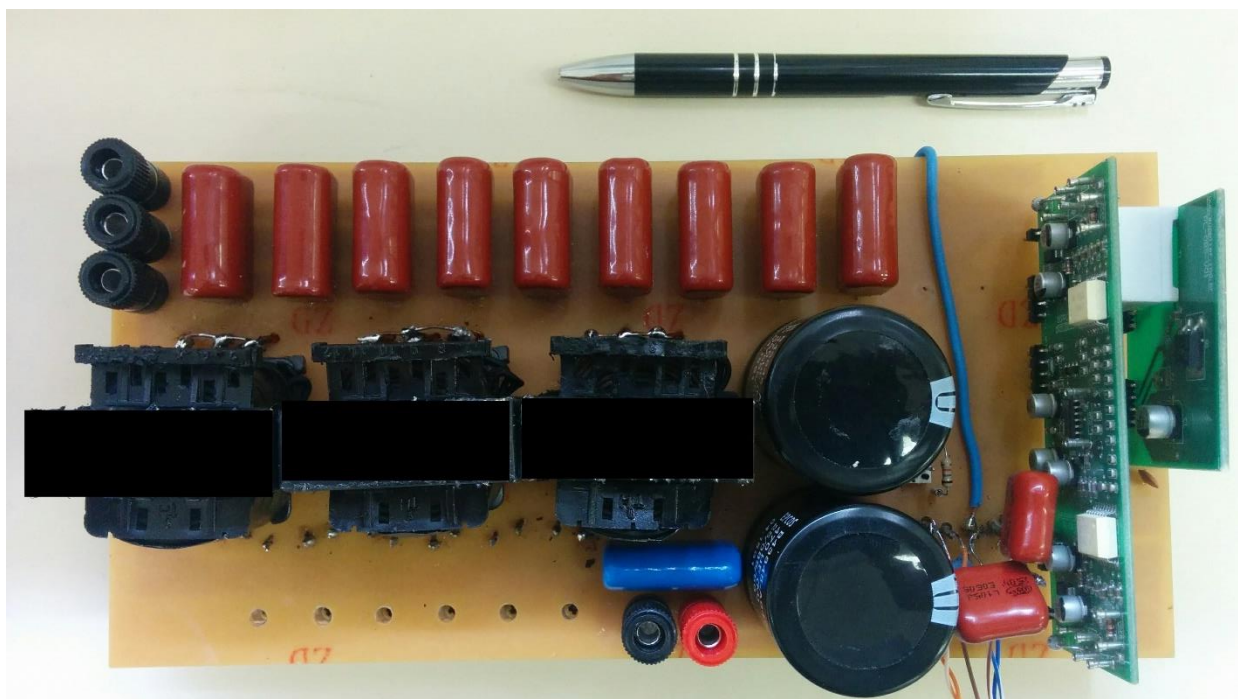


Figura 22 – Placa do Conversor
Fonte: Aatoria Própria

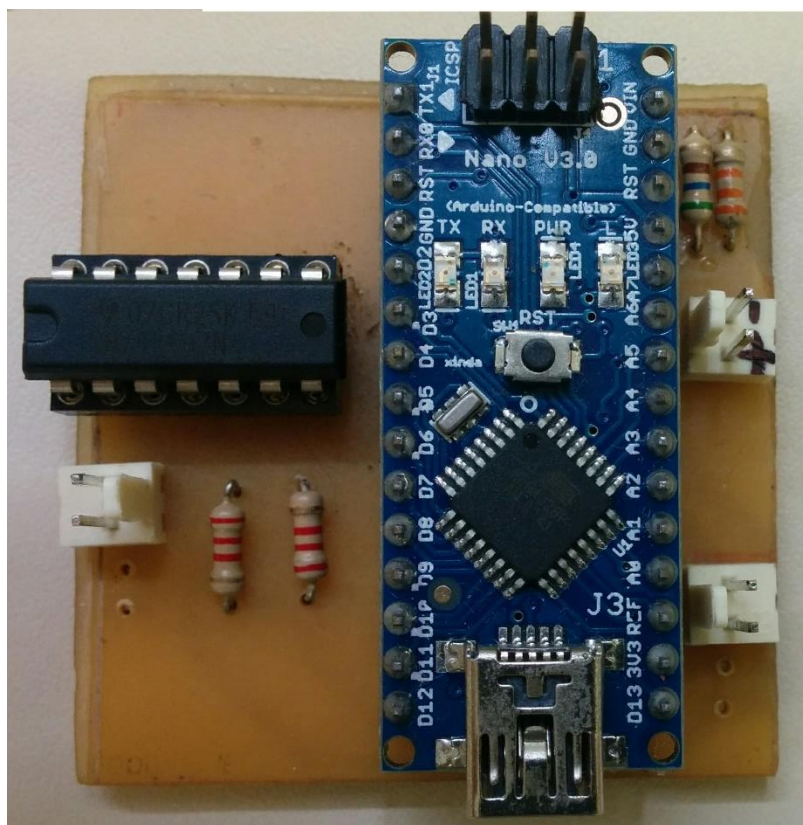


Figura 23 – Placa de Controle
Fonte: Autoria Própria

Os componentes utilizados para a montagem do protótipo do conversor estão listados na Tabela 4.

Tabela 4 – Lista de Principais Componentes Utilizados na Placa do Conversor

Quantidade	Componente
3	Indutor 57,6 μ H/30A Núcleo EE 42/21/15
9	Capacitor 2,2 μ F/630V
6	Diodo MUR860
2	MOSFET SPW47N60C3
2	Capacitor 470 μ F/400V
1	Driver Duplo e Isolado DRO100D25A
1	Fonte Chaveada com 2 Canais Isolados DS320-08A

Fonte: Autoria Própria

Os componentes utilizados para a montagem do protótipo da placa de controle estão listados na Tabela 5.

Tabela 5 – Lista de Principais Componentes Utilizados na Placa de Controle

Quantidade	Componente
1	Arduino Nano V3.0
1	SN74LS07N
2	Resistor 2,2k Ω 1/4W

Fonte: Aatoria Própria

Após a montagem, o protótipo foi ensaiado em regime nominal processamento 1 kW de potência, tensão eficaz de entrada de cada fase de 48 V e tensão média de saída de 250 V e em malha aberta. A fonte de alimentação utilizado para estes primeiros testes foi uma fontes trifásica disponível em laboratório. Depois de verificar o funcionamento do conversor nessas condições ele foi testado conectado a um gerador.

A seguir a Figura 24 demonstra o pulso de controle gerado pelo Arduino Nano utilizado nesse projeto, sua tensão de saída é de 5V e foi configurado para operar a uma frequência de 20kHz e razão cíclica de 50%.

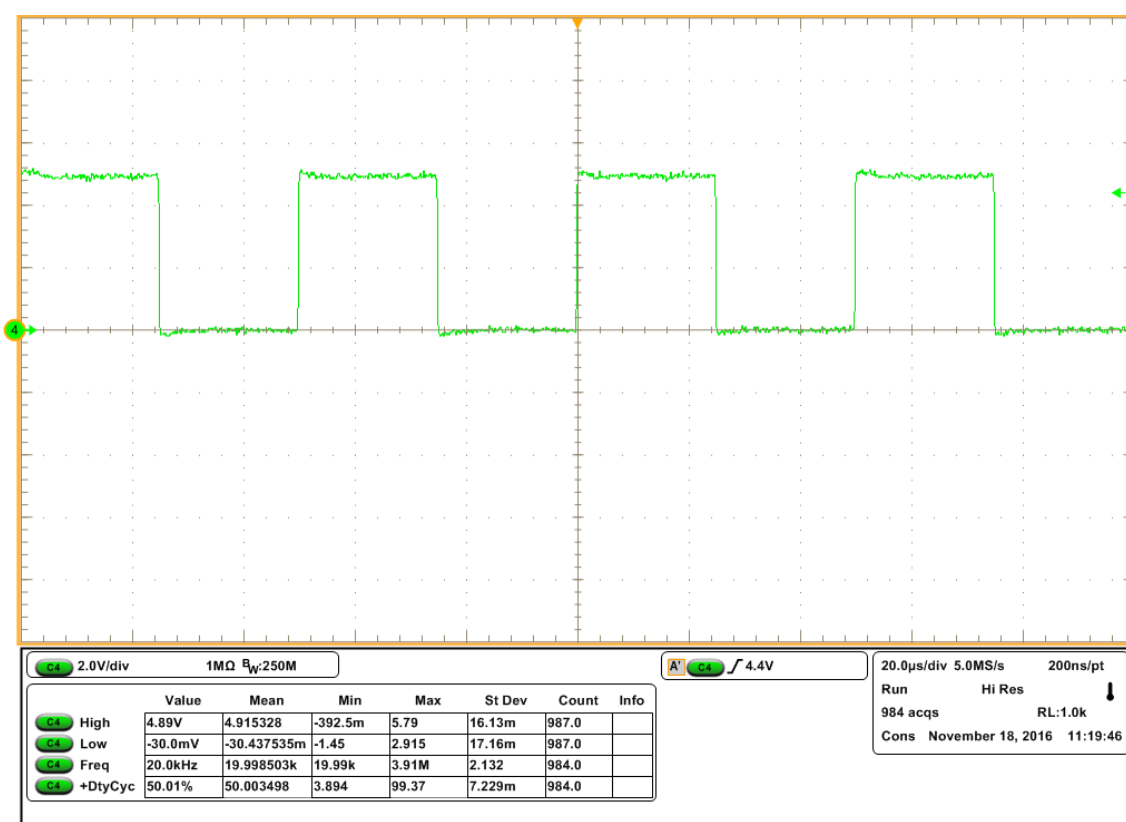


Figura 24 – Pulsos de Controle Gerados pelo Arduino Nano
Fonte: Aatoria Própria

Em seguida, com driver recebendo o sinal de controle em sua entrada ele gera dois sinais de saída isolados. Nesse caso, o driver é projetado para operar IGBT's, portanto o nível baixo do sinal não é mais zero e sim um valor negativo de 12V que garante o bloqueio de IGBT's. Neste trabalho MOSFET's foram utilizados e funcionam de ambas formas. As curvas capturas na Figura 25 também tem frequência de 20kHz e são complementares com um tempo morto de aproximadamente 3% da razão cíclica. Mesmo com tempo morto, a razão cíclica continua em 50% ou muito próxima disso. Esta característica é gerada pelo *driver* para garantir que não ocorra acionamento simultâneo das chaves que poderia acarretar curto-circuito no barramento CC.

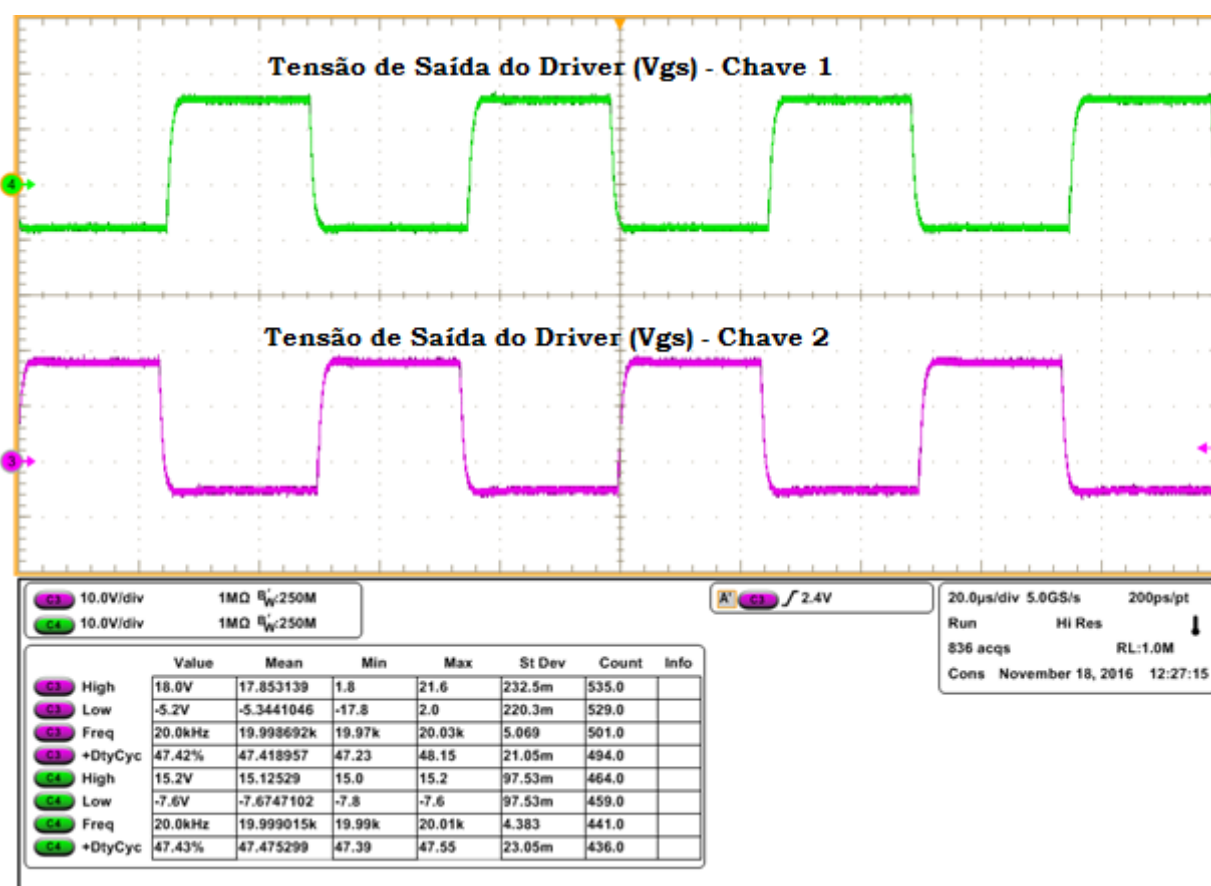


Figura 25 – Pulsos de Saída do Driver (V_{GS})

Fonte: A autoria Própria

A Figura 26 contém as formas de onda das correntes de entrada e uma tensão de entrada. Observando estas curvas, podemos verificar que as correntes estão em

fase com a tensão de entrada e elas tem forma praticamente senoidal, comprovando seu elevado fator de potência.

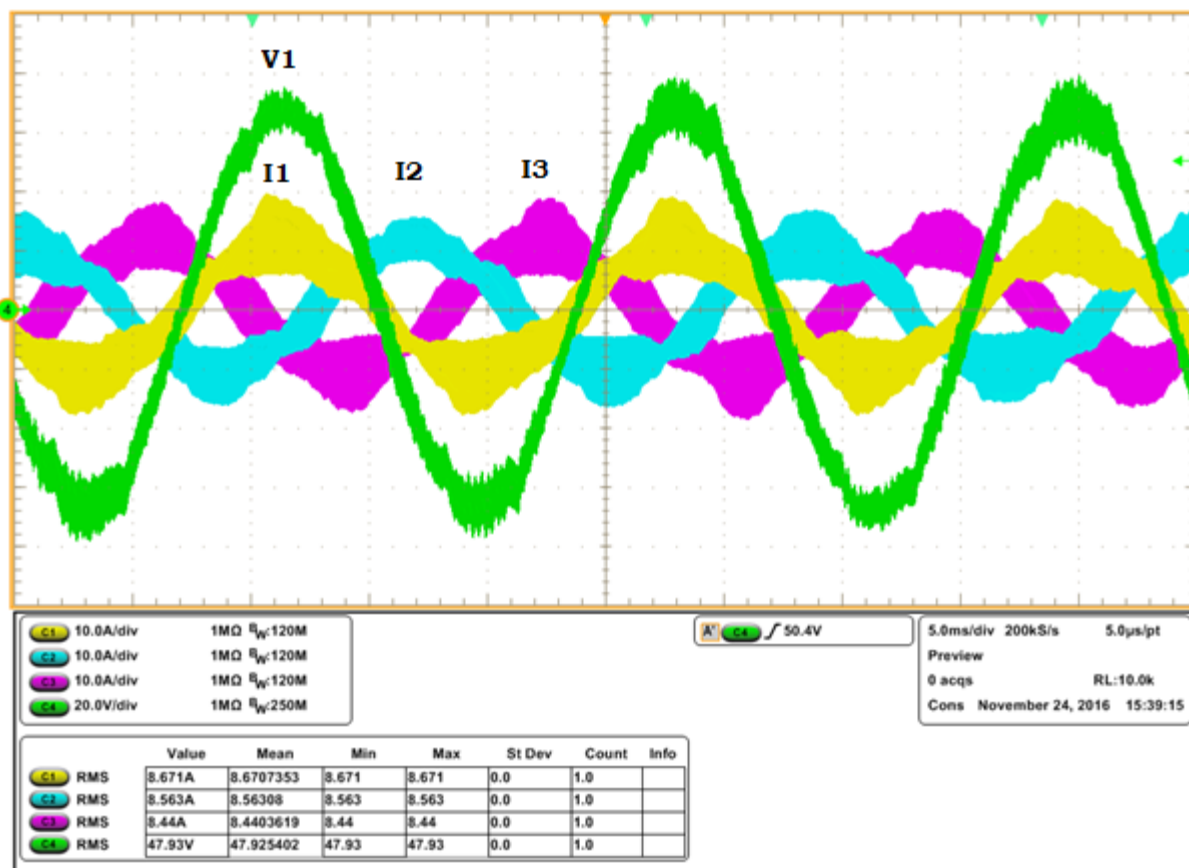


Figura 26 – Correntes e Tensão de Entrada
Fonte: Autoria Própria

A Figura 27, contém as curvas de tensão dos capacitores de entrada do conversor, eles tem uma tensão que segue a tensão de entrada do conversor como esperado.

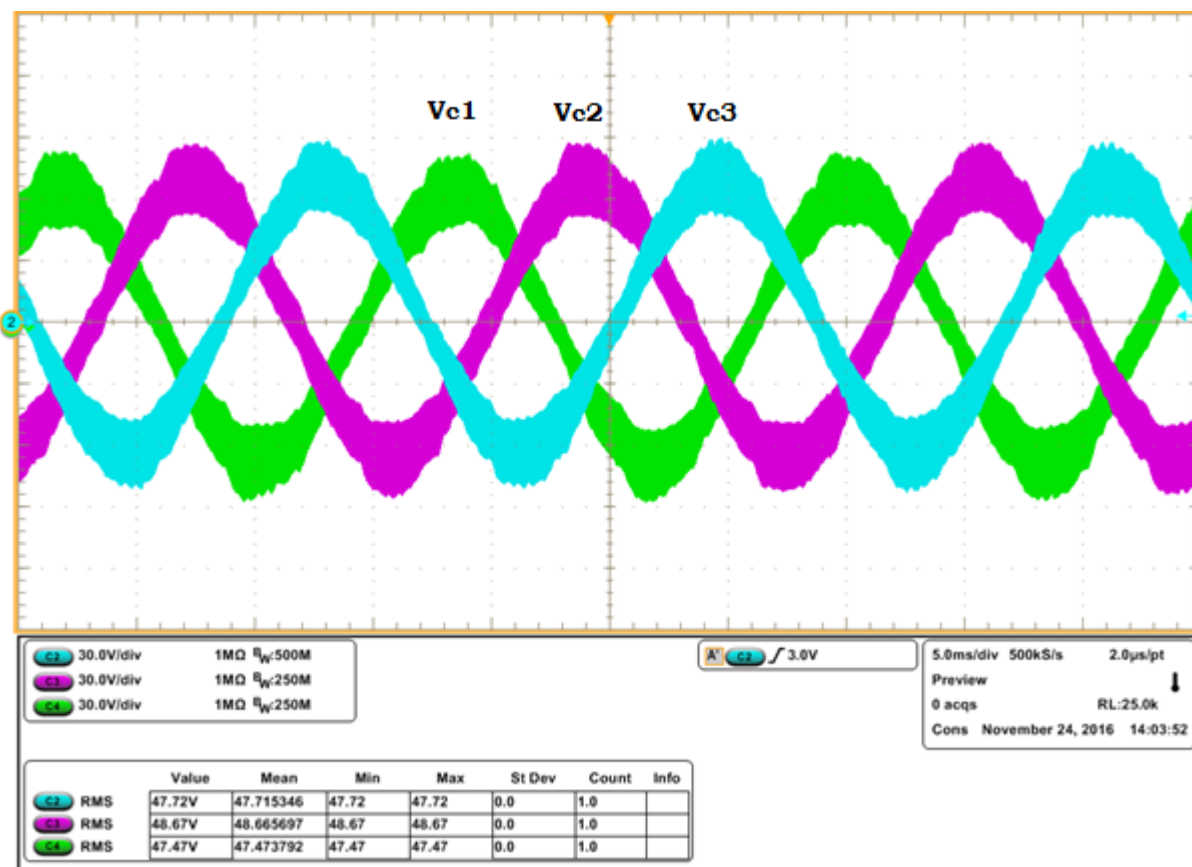


Figura 27 – Tensões sobre os Capacitores de Entrada
 Fonte: Autoria Própria

A Figura 28, contém as curvas características de tensão sobre os MOSFET's. Os valores de tensão de pico encontrados foram de 276V o que indica que o layout foi adequado.

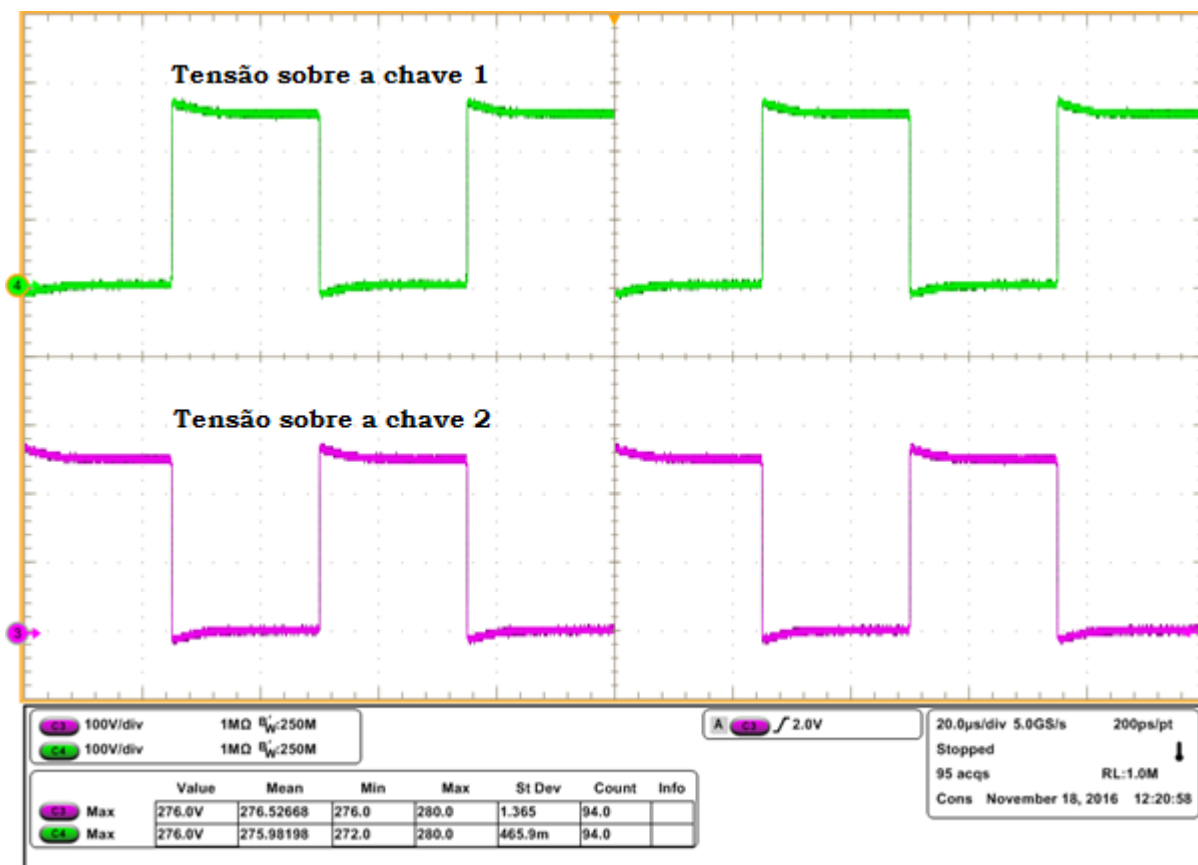


Figura 28 – Tensões sobre os Transistores
 Fonte: Autoria Própria

A Figura 29 demonstra a tensão sobre um dos diodos da ponte retificadora. Esses diodos acabam operando em alta frequência, nesse caso 20kHz, porém contém uma componente de baixa frequência vista pela fonte de entrada, nesse caso 60Hz. A tensão reversa máxima suportada por cada um desses diodos nesse caso foi de - 267,9V.

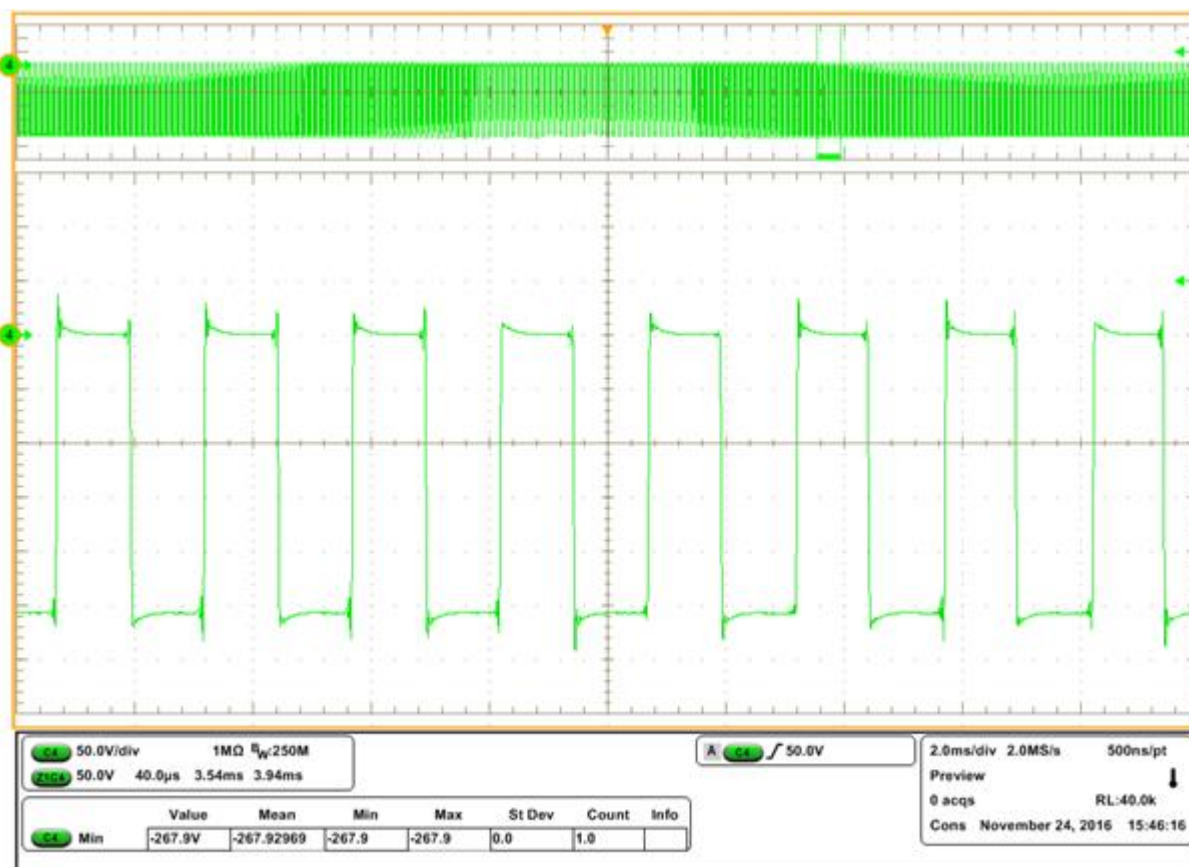


Figura 29 – Tensão sobre um Diodo da Ponte Retificadora
Fonte: Autoria Própria

Finalmente, a Figura 30 ilustra a tensão e corrente de saída do conversor. A tensão média medida é de 250,4V e a corrente de 4,18A. Esses valores não são exatamente os mesmos valores especificados no projeto pois o conversor opera em MCD e seu ganho depende da indutância dos indutores. Já que não houve uma alta precisão no fechamento dos indutores o ganho deste conversor teve uma leve alteração. Porém, mesmo operando em malha aberta o mesmo alcançou resultados satisfatórios.

A ondulação da tensão de saída foi de 1,6V, chegando a menos de 1% da tensão de saída como ilustrado pela Figura 31 e a variação da corrente de saída segue a variação da tensão de saída por se tratar de uma carga resistiva na saída do conversor. Esta variação é satisfatória e dentro das especificações de projeto.

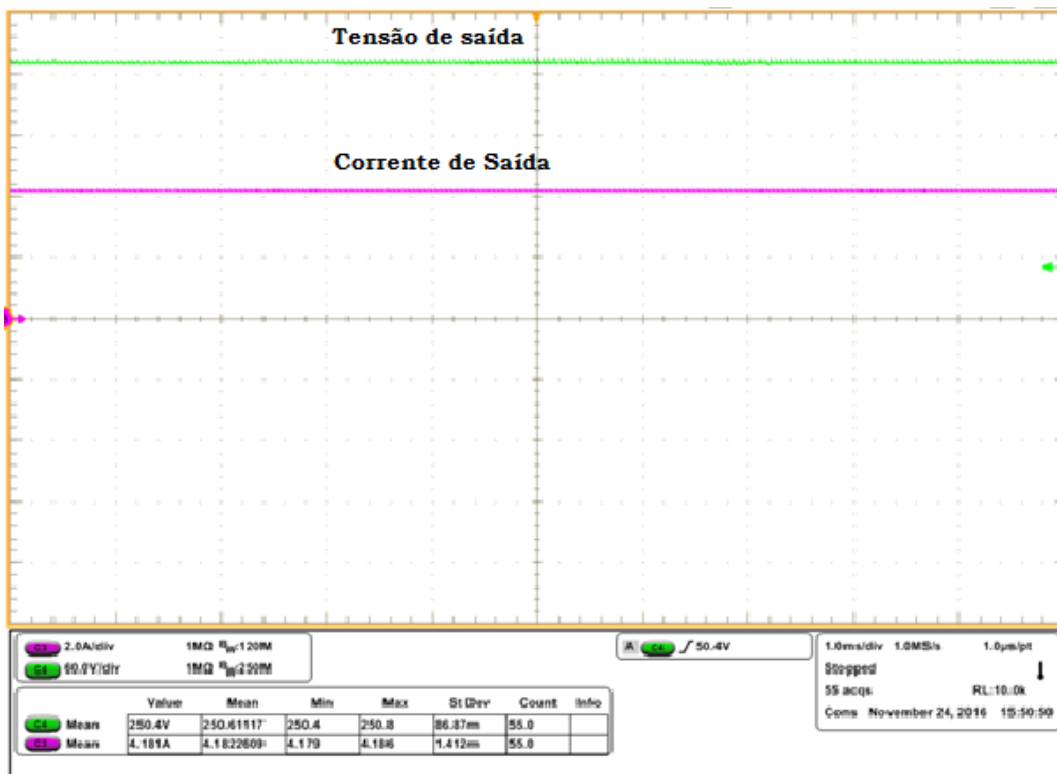


Figura 30 – Tensão e Corrente de Saída
Fonte: Autoria Própria

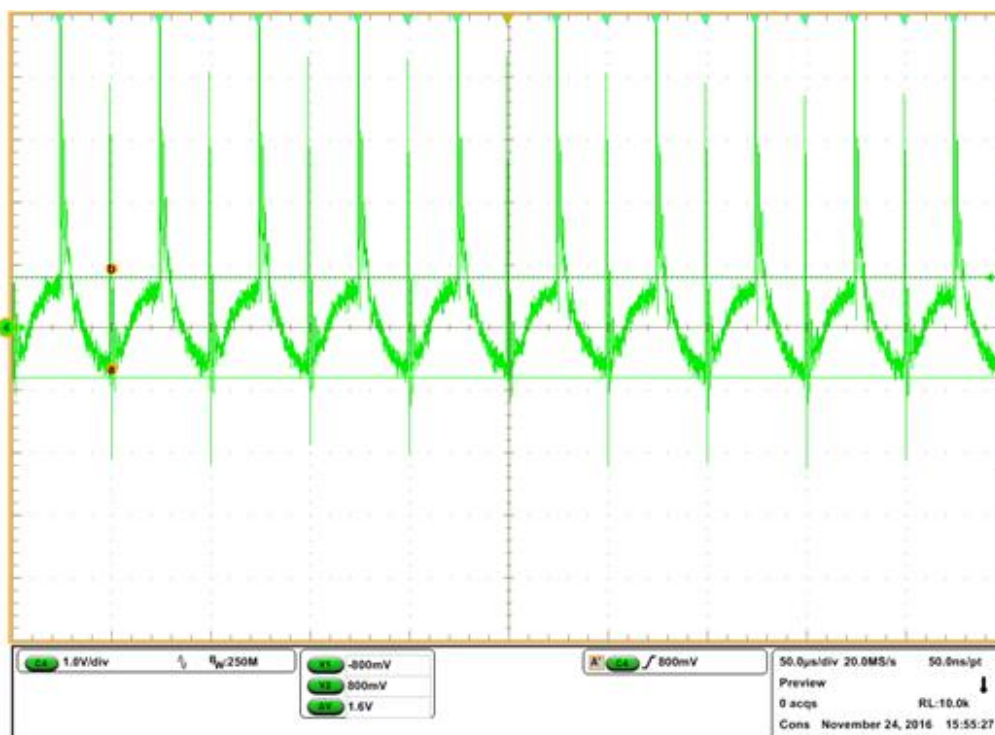


Figura 31 – Ondulação da Tensão de Saída
Fonte: Autoria Própria

Dois testes de rendimento foram feitos para um estudo mais profundo desta topologia. Em um dos métodos manteve-se a frequência de chaveamento fixa em 20kHz e variou-se a tensão de entrada juntamente com a carga de saída para uma análise de rendimento do conversor de aproximadamente 100 à 1000W. A tabela 6 é constituída dos valores de cargas e tensão de entrada utilizados, juntamente com valores de tensão de saída, frequência de comutação, potência processada e rendimento.

Tabela 6 – Ensaio de Rendimento do Conversor (Método 1)

V_{in} (V_{rms})	V_{out} (V)	f_s (kHz)	R_o (Ω)	P_o (W)	Rendimento
16,5	249,25	20	634	97,94	0,8385
22,5	249,07	20	317	195,41	0,8558
27	251,45	20	216,6	292,09	0,8641
31,5	252,32	20	154,7	411,15	0,8695
34,5	250,16	20	124,2	504,24	0,8723
36,5	249,79	20	108,5	574,9	0,8735
39	248,96	20	93,2	665,04	0,8738
42,5	249,83	20	77,6	801,05	0,8733
44	250,89	20	72,7	864,25	0,8722
47	249,98	20	62,5	998,2	0,8702

Fonte: Autoria Própria

A Figura 32 ilustra o gráfico gerado com essa aquisição de dados. Os valores de rendimento tiveram uma variação de 83,45% (pior caso) à 87,38% (melhor caso). Estes valores de rendimento são considerados bons, pois o conversor trabalha com um elevado ganho.

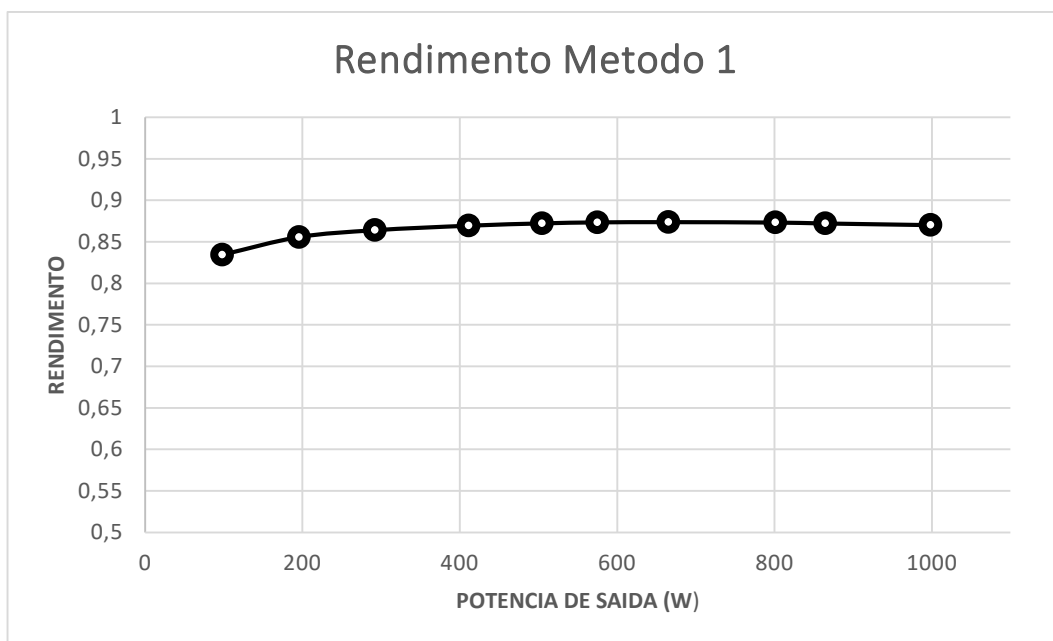


Figura 32 – Rendimento pelo Método 1
Fonte: Aatoria Própria

No método seguinte, a tensão de entrada e de saída foram mantidas constantes, e a frequência de comutação juntamente com a carga foram alteradas para processar diferentes níveis de potência. A Tabela 7 é constituída dos valores utilizados e resultados deste ensaio.

Tabela 7 – Ensaio de Rendimento do Conversor (Método 2)

V_{in} (V _{rms})	V_{out} (V)	f_s (kHz)	R_o (Ω)	P_o (W)	Rendimento
48	254,55	20,00	62,50	1035,00	0,8684
48	258,11	24,39	77,78	554,48	0,8968
48	256,57	27,78	88,18	746,25	0,9033
48	258,43	33,33	108,69	614,50	0,9162
48	258,55	38,46	124,20	537,71	0,9229
48	257,92	47,62	155,35	429,19	0,9272
48	255,08	58,82	186,01	350,02	0,9278
48	258,79	66,66	216,75	309,22	0,9305

Fonte: Aatoria Própria

Ilustrado pela Figura 33 os valores de rendimento tiveram uma variação de 86,84% (pior caso) à 93,05% (melhor caso).

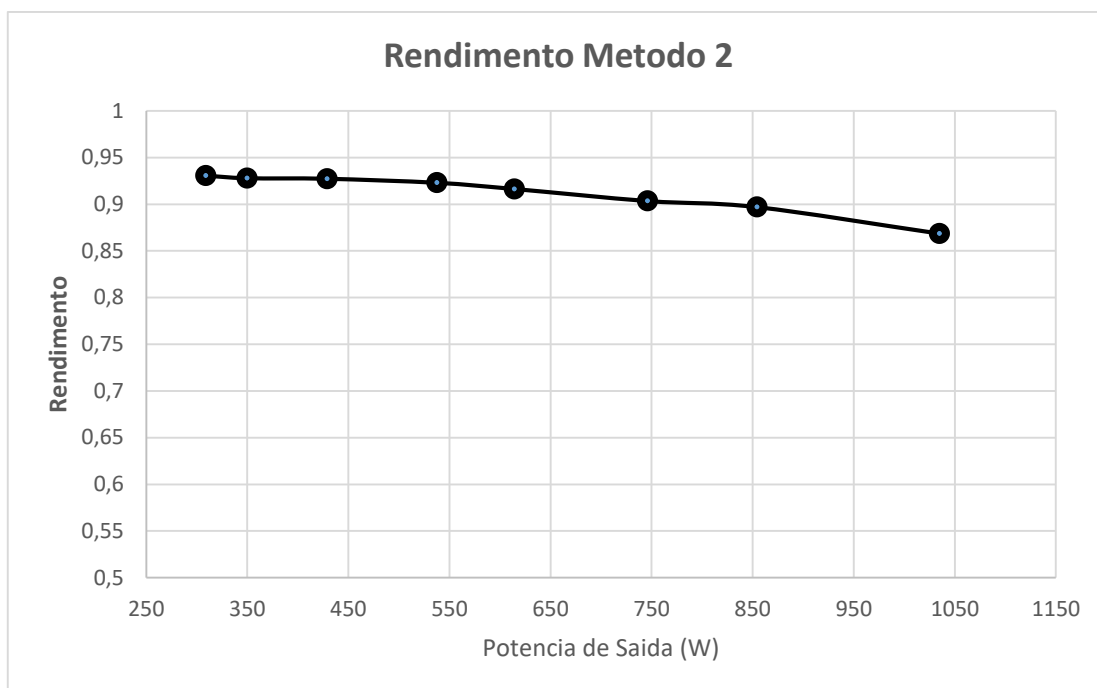


Figura 33 – Rendimento pelo Método 2
Fonte: Aatoria Própria

Além das curvas de rendimento um teste conectando o conversor a um gerador de ímãs permanentes foi realizado. Este gerador tem um torque de partida de 0,3 N.m, tensão de saída de 48 V, topologia fluxo axial, rotação nominal de 780 rpm e potência nominal de 1000 W. O gerador faz parte de um sistema de emulação de turbinas eólicas desenvolvido em laboratório demonstrado pela Figura 34.



Figura 34 – Bancada de Emulação de Turbinas Eólicas
Fonte: Autoria Própria

Os resultados de corrente drenada foram excelentes pois a componente de alta frequência das correntes de entrada foram filtradas pelas indutâncias (valores elevados quando comparados as indutâncias do conversor) do gerador drenando correntes puramente senoidais. O conversor continuou a operar em MCD pois as indutâncias do motor não influenciam no funcionamento do conversor por não estarem em série com os indutores do conversor. Os testes foram feitos com rotações do gerador em 400rpm e 800rpm. Estes resultados são ilustrados nas Figuras 35 e 36.

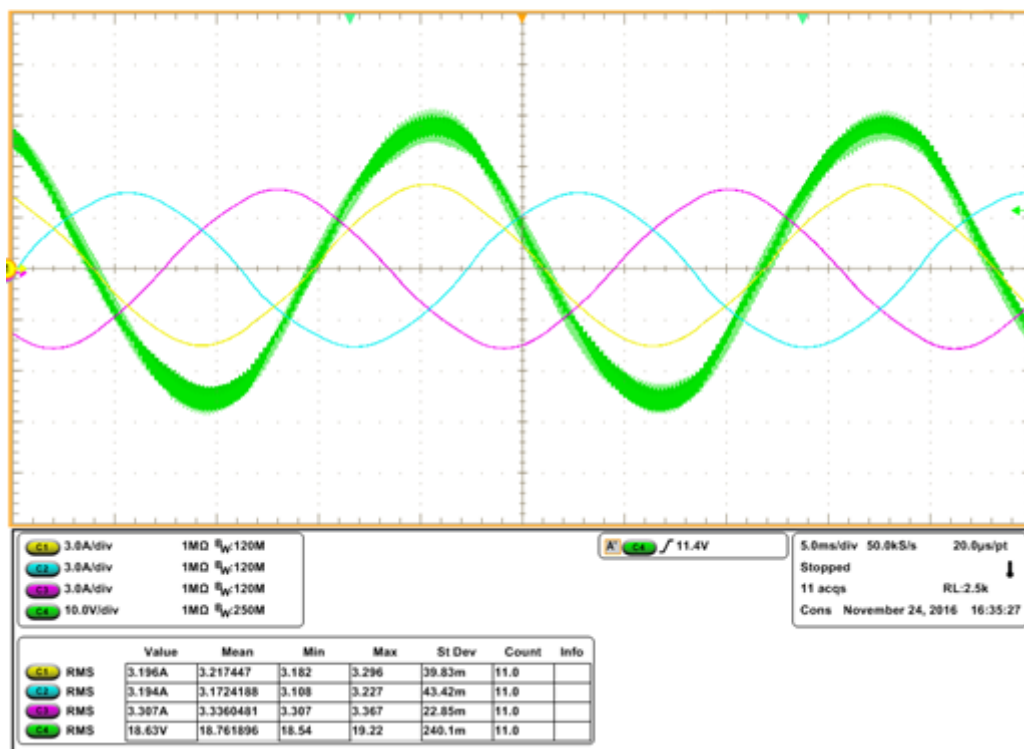


Figura 35 – Correntes Drenadas do Gerador à 400rpm
Fonte: Autoria Própria

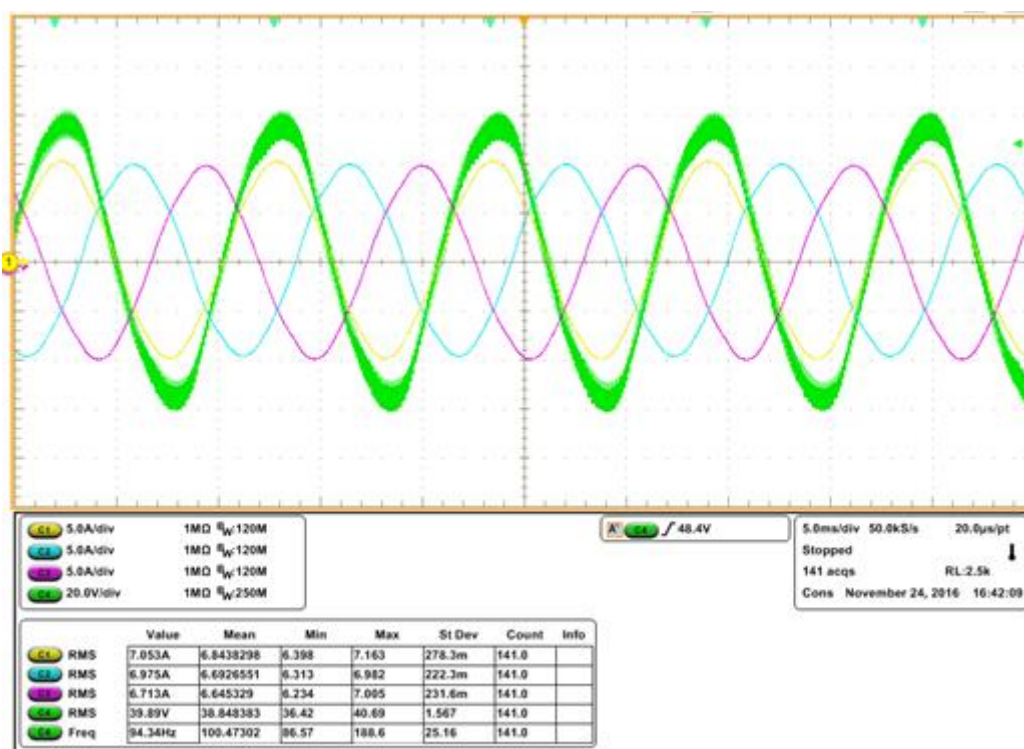


Figura 36 – Correntes Drenadas do Gerador à 800rpm
Fonte: Autoria Própria

7 CONCLUSÃO FINAL

Neste trabalho foram apresentados dois objetivos principais que eram fazer um estudo e ter domínio sobre a tecnologia proposta que é o retificador trifásico *boost* operando em MCD e fazer aquisição e avaliação de resultados práticos do mesmo. Este trabalho tem uma grande relevância na área de geradores de pequeno porte conectados a uma rede CC, pois propõe um retificador robusto, simples de se controlar e com alto fator de potência para esta aplicação.

Além da análise teórica, foram apresentados os equacionamentos das grandezas elétricas desse conversor que foram comprovados através de simulação teórica e pela montagem e teste de um protótipo.

Os resultados obtidos foram satisfatórios pois estão condizentes com as especificações do projeto.

Finalmente, conclui-se que essa topologia tem ótimas características na aplicação de conexão de geradores eólicos de pequeno porte a redes CC. Em adição, este trabalho deixa em aberto algumas questões para trabalhos futuros em que o mesmo conversor poderá ser aplicado com ganhos menores (pois existe uma tendência de comercialização de geradores com tensões de saída mais elevadas) e conseqüentemente ter um melhor rendimento. Além disso, este conversor poderá ser estudado conectado a uma microrrede CC para se fazer a análise de como uma microrrede CC se comporta e estudar os melhores métodos de controle da mesma. Nesse trabalho o conversor tem a tensão de saída controlada, mas se aplicado a uma microrrede, é provável que outra estratégia de controle seja melhor, por exemplo, controle de corrente.

REFERÊNCIAS

AG, S. **Microgrids White Paper**. [s.l.] Siemens, 2011. Disponível em: <https://www.downloads.siemens.com/download-center/Download.aspx?pos=download&fct=getasset&id1=DLA17_8>. Acesso em: 22 nov. 2016.

ARRIBAS, L. **Small Wind Turbines**. Spain: Observatory for Renewable Energy in Latin America And The Caribbean, 2013. 57 p.

AYAI, Naoki et al. **DC Micro Grid System**. Sei Technical Review, n. 75, p.132-136, out. 2012.

BARBI, Ivo. **Correção Ativa do Fator de Potência Retificadores Monofásicos Operando em Condução Descontínua**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2015. 37 p.

COSTA, Paulo et al. **Conexão de Aerogeradores de Pequeno Porte em Microrredes de Corrente Contínua Utilizando um Retificador Trifásico Modular SEPIC**. Eletrônica de Potência, [s.l.], v. 21, n. 3, p.212-223, 1 set. 2016. Associação Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP. <http://dx.doi.org/10.18618/rep.2016.3.2606>.

CREBIER, Jean Christophe et al. **The three-phase interleaved boost rectifier: Study and comparison**. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, [s.i]., 1999, Lausanne. Suisse: Epe'99, 99. p. 1 - 7.

GRANZA, Marcelo H.; FONT, Carlos H. Illa; GULES, Roger. **Single-phase non-isolated high power factor rectifier based on an interleaved DCM boost converter in a three-level configuration**. In: IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), 13., 2015, Fortaleza. Ieee Conference Publications, 2015. p. 1 - 6

IEEE ELECTRIFICATION: Does dc Distribution Make Sense?. New York: IEEE, v. 4, n. 2, jun. 2016. Mensal.

JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, M. M.. **The TAIPEI Rectifier: A New Three-Phase Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier**. Ieee Transactions On Power

Electronics, [s.l.], v. 28, n. 2, p.686-694, fev. 2013. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2012.2205271>.

LAZZARIN, Telles Brunelli et al. **Proposal of a modular three-phase SEPIC-DCM rectifier for small wind energy conversion systems**. 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), [s.l.], p.398-404, jun. 2015. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/isie.2015.7281501>.

MENDONÇA, Lucas Paulis. **Introdução às Microrredes e seus Desafios**. 2011. 74 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

NABAE, A.; NAKANO, H.; ARAI, S.. **Novel sinusoidal converters with high power factor**. Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, [s.i.], v. 2, p.775-780, 1994. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/ias.1994.377506>.

OLSON, Gary. **Impact of leading power factor loads on synchronous alternators**. [s.i]: Cummins Power Generation, 2009. 4 p.

SANTOS, Marcio de Miranda et al. **Redes Elétricas Inteligentes: Contexto Nacional**. Brasília: Centro de Gestão e Estudos Estratégicos, 2012. 172 p.

TELEKE, Sercan; OEHLERKING, Lucas; HONG, Mon. **Nanogrids with energy storage for future electricity grids**. 2014 IEEE Pes T&d Conference and Exposition, [S.l.], p.1-5, abr. 2014. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tdc.2014.6863235>.

ANEXO A - Código implementado no Arduino Nano para a Geração dos Pulsos de Controle


```

    { bit (WGM00),                bit (WGM02) }, // 5: PWM, Phase-
correct, top = OCR0A
    {                bit (WGM01), bit (WGM02) }, // 6: Reserved
    { bit (WGM00) | bit (WGM01), bit (WGM02) }, // 7: Fast PWM, top =
OCR0A

}; // end of Timer0::Modes

// Activation
// Note: T0 is pin 6, Arduino port: D4
enum { NO_CLOCK, PRESCALE_1, PRESCALE_8, PRESCALE_64,
PRESCALE_256, PRESCALE_1024, T0_FALLING, T0_RISING };

// what ports to toggle on timer fire
enum { NO_PORT = 0,

    // pin 12, Arduino port: D6
    TOGGLE_A_ON_COMPARE = bit (COM0A0),
    CLEAR_A_ON_COMPARE  = bit (COM0A1),
    SET_A_ON_COMPARE    = bit (COM0A0) | bit (COM0A1),

    // pin 11, Arduino port: D5
    TOGGLE_B_ON_COMPARE = bit (COM0B0),
    CLEAR_B_ON_COMPARE  = bit (COM0B1),
    SET_B_ON_COMPARE    = bit (COM0B0) | bit (COM0B1),
};

// choose a timer mode, set which clock speed, and which port to
toggle
void setMode (const byte mode, const byte clock, const byte port)
{
if (mode < 0 || mode > 7) // sanity check
    return;

// reset existing flags
TCCR0A = 0;
TCCR0B = 0;

TCCR0A |= (Modes [mode] [0]) | port;
TCCR0B |= (Modes [mode] [1]) | clock;
} // end of Timer0::setMode

} // end of namespace Timer0

/* -----
Timer 1 setup
----- */

namespace Timer1
{
// TCCR1A, TCCR1B
const byte Modes [16] [2] =
{

```

```

    { 0,                0 },                // 0: Normal, top =
0xFFFF
    { bit (WGM10),      0 },                // 1: PWM, Phase-
correct, 8 bit, top = 0xFF
    {                bit (WGM11), 0 },      // 2: PWM, Phase-
correct, 9 bit, top = 0x1FF
    { bit (WGM10) | bit (WGM11), 0 },      // 3: PWM, Phase-
correct, 10 bit, top = 0x3FF
    { 0,                bit (WGM12) },      // 4: CTC, top =
OCR1A
    { bit (WGM10),      bit (WGM12) },      // 5: Fast PWM, 8
bit, top = 0xFF
    {                bit (WGM11), bit (WGM12) }, // 6: Fast PWM, 9
bit, top = 0x1FF
    { bit (WGM10) | bit (WGM11), bit (WGM12) }, // 7: Fast PWM, 10
bit, top = 0x3FF
    { 0,                bit (WGM13) },      // 8:
PWM, phase and frequency correct, top = ICR1
    { bit (WGM10),      bit (WGM13) },      // 9:
PWM, phase and frequency correct, top = OCR1A
    {                bit (WGM11),      bit (WGM13) }, // 10:
PWM, phase correct, top = ICR1A
    { bit (WGM10) | bit (WGM11),      bit (WGM13) }, // 11:
PWM, phase correct, top = OCR1A
    { 0,                bit (WGM12) | bit (WGM13) }, // 12:
CTC, top = ICR1
    { bit (WGM10),      bit (WGM12) | bit (WGM13) }, // 13:
reserved
    {                bit (WGM11), bit (WGM12) | bit (WGM13) }, // 14:
Fast PWM, TOP = ICR1
    { bit (WGM10) | bit (WGM11), bit (WGM12) | bit (WGM13) }, // 15:
Fast PWM, TOP = OCR1A

}; // end of Timer1::Modes

// Activation
// Note: T1 is pin 11, Arduino port: D5
enum { NO_CLOCK, PRESCALE_1, PRESCALE_8, PRESCALE_64,
PRESCALE_256, PRESCALE_1024, T1_FALLING, T1_RISING };

// what ports to toggle on timer fire
enum { NO_PORT = 0,

    // pin 15, Arduino port: D9
    TOGGLE_A_ON_COMPARE = bit (COM1A0),
    CLEAR_A_ON_COMPARE  = bit (COM1A1),
    SET_A_ON_COMPARE    = bit (COM1A0) | bit (COM1A1),

    // pin 16, Arduino port: D10
    TOGGLE_B_ON_COMPARE = bit (COM1B0),
    CLEAR_B_ON_COMPARE  = bit (COM1B1),
    SET_B_ON_COMPARE    = bit (COM1B0) | bit (COM1B1),
};

// choose a timer mode, set which clock speed, and which port to
toggle

```

```

void setMode (const byte mode, const byte clock, const byte port)
{
  if (mode < 0 || mode > 15) // sanity check
    return;

  // reset existing flags
  TCCR1A = 0;
  TCCR1B = 0;

  TCCR1A |= (Modes [mode] [0]) | port;
  TCCR1B |= (Modes [mode] [1]) | clock;
} // end of Timer1::setMode

} // end of namespace Timer1

/* -----
Timer 2 setup
----- */

namespace Timer2
{
  // TCCR2A, TCCR2B
  const byte Modes [8] [2] =
  {
    { 0,          0 }, // 0: Normal, top =
0xFF
    { bit (WGM20), 0 }, // 1: PWM, Phase-
correct, top = 0xFF
    {          bit (WGM21), 0 }, // 2: CTC, top =
OCR2A
    { bit (WGM20) | bit (WGM21), 0 }, // 3: Fast PWM, top =
0xFF
    { 0,          bit (WGM22) }, // 4: Reserved
    { bit (WGM20), bit (WGM22) }, // 5: PWM, Phase-
correct, top = OCR2A
    {          bit (WGM21), bit (WGM22) }, // 6: Reserved
    { bit (WGM20) | bit (WGM21), bit (WGM22) }, // 7: Fast PWM, top =
OCR2A

  }; // end of Timer2::Modes

  // Activation
  enum { NO_CLOCK, PRESCALE_1, PRESCALE_8, PRESCALE_32, PRESCALE_64,
PRESCALE_128, PRESCALE_256, PRESCALE_1024 };

  // what ports to toggle on timer fire
  enum { NO_PORT = 0,

    // pin 17, Arduino port: D11
    TOGGLE_A_ON_COMPARE = bit (COM2A0),
    CLEAR_A_ON_COMPARE  = bit (COM2A1),
    SET_A_ON_COMPARE    = bit (COM2A0) | bit (COM2A1),

    // pin 5, Arduino port: D3
    TOGGLE_B_ON_COMPARE = bit (COM2B0),

```

```

    CLEAR_B_ON_COMPARE = bit (COM2B1),
    SET_B_ON_COMPARE   = bit (COM2B0) | bit (COM2B1),
};

// choose a timer mode, set which clock speed, and which port to
toggle
void setMode (const byte mode, const byte clock, const byte port)
{
    if (mode < 0 || mode > 7) // sanity check
        return;

    // reset existing flags
    TCCR2A = 0;
    TCCR2B = 0;

    TCCR2A |= (Modes [mode] [0]) | port;
    TCCR2B |= (Modes [mode] [1]) | clock;
} // end of Timer2::setMode

} // end of namespace Timer2

#endif

```

```

#include <TimerHelpers.h>

// Timer 0

// output    OC0B    pin 11  (D5)
// output    OC0B    pin 12  (D6)

const byte timer0OutputB = 5;
const byte timer0OutputA = 6;

void setup() {
    //Reset Timer 0 and Timer 2
    TCCR0A = 0;
    TCCR0B = 1;

    pinMode (timer0OutputB, OUTPUT);
    pinMode (timer0OutputA, OUTPUT);

    TIMSK0 = 0; // no interrupts
    TIMSK2 = 0; // no interrupts

    Timer0::setMode (2, Timer0::PRESCALE_8,
Timer0::TOGGLE_B_ON_COMPARE | Timer0::TOGGLE_A_ON_COMPARE);

    //Timer2::setMode (7, Timer2::PRESCALE_8,
Timer2::TOGGLE_A_ON_COMPARE);

    OCR0A = 49;
    OCR0B = 0;

```



```
} // end of setup
```

```
void loop() {}
```

ANEXO B - Planilha de Projeto Físico dos Indutores

Projeto Físico do Indutor:

Frequência:	$f_s := 20.\text{kHz}$	
Corrente Eficaz no Indutor:	$I_{Lef} := 10.374 \text{ A}$	
Corrente Máxima no Indutor:	$I_{Lmax} := 29.463 \text{ A}$	
Indutância:	$Li := 57.6 \cdot 10^{-6} \text{ H}$	$Li = 0.058 \cdot \text{mH}$
Máxima Indução:	$B_{max} := 0.3 \text{ T}$	
Máxima Densidade de Corrente:	$J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$	
Fator de Ocupação do Cobre:	$k_w := 0.7$	
Permeabilidade do Ar:	$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$	
Produto de Áreas:	$AcAw := \frac{Li \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w}$	$AcAw = 1.863 \times 10^{-8} \text{ m}^4$

Adotou-se o núcleo EE 42/21/15, com as seguintes características:

	$A_e := 1.81 \cdot \text{cm}^2$	
	$A_w := 1.57 \cdot \text{cm}^2$	
Número de Espiras:	$Ne := \text{ceil} \left(\frac{Li \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot A_e} \right)$	$Ne = 32$
Comprimento do Entreferro:	$e := \frac{Ne^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{Li}$	$e = 4.044 \times 10^{-3} \text{ m}$
Profundidade de Penetração:	$d_{max} := \frac{15}{\sqrt{f_s}} \cdot \sqrt{\text{Hz}} \cdot \text{cm}$	$d_{max} = 1.061 \times 10^{-3} \text{ m}$

O condutor máximo a ser utilizado é 41 X 34 AWG, com a seguinte área:

	$S_{max} := 0.000201 \text{ cm}^2$	
Área do Fio Condutor:	$S_{fio} := \frac{I_{Lef}}{J_{max}}$	$S_{fio} = 2.305 \times 10^{-6} \text{ m}^2$

Número de Fios em Paralelo:

$$n := \frac{S_{\text{fio}}}{S_{\text{max}}} \quad n = 114.693$$

O fio adotado é 41 X 34 AWG com a seguinte área:

$$S_{\text{xx}} := 0.000201 \cdot \text{cm}^2$$

Possibilidade de Execução:

$$A_{\text{w_min}} := \frac{N_e \cdot S_{\text{xx}} \cdot n}{k_{\text{w}}} \quad A_{\text{w_min}} = 1.054 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{\text{w_min}}}{A_{\text{w}}} \quad \text{Exec} = 0.671$$

Componentes Especificados:

Indutor: Núcleo: EE 42/21/15

Número de Espiras: 32

Entreferro: 4 mm

Fio Condutor: 3 em paralelo LITZ 41 X 34 AWG