

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E DA TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO II**

MIGUEL BALLARDIN

**MICRO INVERSOR MONOFÁSICO NÃO CONECTADO À REDE PARA
APLICAÇÃO EM FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA EM CORRENTE
ALTERNADA**

**CAXIAS DO SUL
2020**

MIGUEL BALLARDIN

**MICRO INVERSOR MONOFÁSICO NÃO CONECTADO À REDE PARA
APLICAÇÃO EM FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA EM CORRENTE
ALTERNADA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como parte dos requisitos
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica à Universidade de
Caxias do Sul.

Orientador: Prof. Me. Anderson Soares
dos Santos.

**CAXIAS DO SUL
2020**

RESUMO

O mercado de energias renováveis está cada vez mais em alta nos dias atuais, visto que estas têm se mostrado uma forma de suprir as necessidades do ser humano mantendo uma relação de respeito com a natureza e tudo o que ela proporciona as pessoas. Tendo isso em vista, a proposta do presente trabalho consiste no desenvolvimento de conversores que deverão adaptar a energia limpa gerada por geradores eólicos, fazendo com que seja possível utilizá-la para alimentar equipamentos elétricos convencionais. Inicialmente, será desenvolvido um retificador para converter a energia em corrente alternada oriunda do gerador para uma energia de corrente contínua. Então, essa energia será aplicada em um conversor para que possa alcançar o nível de tensão necessário para o projeto. Finalmente, será desenvolvido um circuito inversor para transformar essa energia em corrente alternada de tensão e frequência iguais à energia das concessionárias para um sistema monofásico. Através do circuito conversor, será implementado um controle *MPPT*, que realizará a busca pelo máximo ponto de potência do gerador. O trabalho a seguir apresenta uma breve introdução às energias renováveis utilizadas atualmente e, em seguida, introduz o leitor aos assuntos a serem abordados no mesmo. Após a explanação dos conceitos e topologias que serão utilizadas, pode ser observada a proposta de projeto, contemplando uma simulação detalhada de cada etapa do circuito a ser desenvolvido, além de uma simulação final dos resultados do circuito como um todo. Em seguida, está a metodologia do desenvolvimento do protótipo e a análise dos resultados obtidos na prática.

Palavras-chave: Energias renováveis. Energia eólica. Geradores. Conversores. Inversores.

ABSTRACT

The renewable energy market is quickly increasing nowadays, as these alternatives have proven to be a way of meeting human needs while maintaining a respectful relationship with nature and everything it provides to people. The purpose of this work is to develop converters that are capable of adapting the energy generated by wind generators, making it possible to use it to supply power to conventional electrical devices. Initially, a rectifier is going to be developed to convert the AC generated energy to DC. Then this energy is going to be converted to the needed voltage level using a DC-DC converter. Finally, an inverter circuit is going to be developed to transform this energy back to AC, but with single-phase grid compatible voltage and frequency. An MPPT control is going to be implemented through the converter circuit to provide the maximum power available from the source. The following work presents a brief introduction to the renewable energies currently used, and then introduces the reader to the subjects to be addressed in it. After the explanation of the concepts and topologies that are going to be used, the project proposal can be observed, contemplating a detailed simulation of each stage of the circuit to be developed, in addition to a final simulation of the results of the circuit as a whole. Next, is the methodology for developing the prototype and analyzing the results obtained in practice.

Keywords: Renewable energy. Wind power. Generators. Converters. Inverters.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 - Topologia de um sistema de geração de energia eólica..... | 17 |
| Figura 2 - Efeito fotovoltaico..... | 18 |
| Figura 3 - Conversão da biomassa em energia elétrica..... | 19 |
| Figura 4 - Partes de um gerador eólico..... | 20 |
| Figura 5 - Exemplo de turbina aerogeradora vertical..... | 21 |
| Figura 6 - Curva de potência do aerogerador utilizado como referência..... | 24 |
| Figura 7 - Topologia <i>back-to-back</i> | 25 |
| Figura 8 - Retificador monofásico de onda completa em ponte..... | 26 |
| Figura 9 - Tensões de entrada e saída do retificador monofásico..... | 27 |
| Figura 10 - Retificador trifásico de onda completa em ponte..... | 27 |
| Figura 11 - Tensões de entrada e saída do retificador trifásico..... | 28 |
| Figura 12 - Retificador trifásico com filtro capacitivo..... | 29 |
| Figura 13 - Tensões de entrada e saída do retificador trifásico com filtro capacitivo.... | 30 |
| Figura 14 - Conversor <i>buck</i> | 32 |
| Figura 15 - Conversor <i>boost</i> | 33 |
| Figura 16 - Curva Rendimento x Razão Cíclica para o conversor <i>boost</i> | 34 |
| Figura 17 - Inversor em ponte H..... | 36 |
| Figura 18 - Inversor monofásico em ponte completa..... | 37 |
| Figura 19 - Tensão na saída do inversor em ponte completa..... | 37 |
| Figura 20 - Chaveamento do inversor em quatro estágios..... | 38 |
| Figura 21 - Modulação por largura de pulso único sem modulação..... | 39 |
| Figura 22 - Modulação por largura de pulso único com modulação..... | 40 |
| Figura 23 - Modulação por largura de pulso múltipla..... | 41 |
| Figura 24 - Modulação por largura de pulso senoidal com $M=1$ | 42 |
| Figura 25 - Modulação por largura de pulso senoidal com $M=0,5$ | 43 |
| Figura 26 - Filtro de saída LC..... | 44 |
| Figura 27 - Diagrama de blocos do método <i>TSR</i> de <i>MPPT</i> | 46 |
| Figura 28 - Diagrama de blocos do método <i>PSF</i> de <i>MPPT</i> | 47 |
| Figura 29 - Fluxograma do método <i>P&O</i> de <i>MPPT</i> | 48 |
| Figura 30 - Fluxograma básico do protótipo a ser desenvolvido..... | 49 |
| Figura 31 - Sistema completo de conversores..... | 50 |
| Figura 32 - Circuito retificador a ser dimensionado..... | 51 |

| | |
|---|----|
| Figura 33 - Circuito conversor CC-CC a ser dimensionado..... | 53 |
| Figura 34 - Circuito inversor a ser dimensionado..... | 57 |
| Figura 35 - Circuito retificador utilizado na simulação..... | 58 |
| Figura 36 - Simulação da tensão na saída do retificador sem filtro capacitivo..... | 59 |
| Figura 37 - Simulação da tensão na saída do retificador com filtro capacitivo | 59 |
| Figura 38 - Circuito conversor utilizado na simulação..... | 60 |
| Figura 39 - Simulação da tensão na saída do conversor para uma entrada de 17V..... | 60 |
| Figura 40 - Simulação da tensão na saída do conversor para uma entrada de 40V..... | 61 |
| Figura 41 - Circuito inversor utilizado na simulação..... | 61 |
| Figura 42 - Controle das chaves do inversor..... | 62 |
| Figura 43 - Simulação da tensão na saída do inversor sem filtro LC..... | 64 |
| Figura 44 - Simulação dos harmônicos da tensão na saída do inversor sem filtro LC.. | 64 |
| Figura 45 - Simulação da tensão na saída do inversor com filtro LC..... | 65 |
| Figura 46 - Simulação dos harmônicos da tensão na saída do inversor com filtro LC.. | 65 |
| Figura 47 - Circuito do projeto utilizado na simulação..... | 66 |
| Figura 48 - Simulação das tensões ao longo do circuito final..... | 66 |
| Figura 49 - Simulação dos harmônicos da tensão na saída do circuito final..... | 67 |
| Figura 50 - Fluxograma do controle do <i>MPPT</i> | 68 |
| Figura 51 - Fluxograma do controle do <i>boost</i> | 69 |
| Figura 52 - Circuito completo implementado..... | 70 |
| Figura 53 - Tensões de linha 25V na entrada do circuito..... | 72 |
| Figura 54 - Tensões de linha 40V na entrada do circuito..... | 72 |
| Figura 55 - Tensão na saída do retificador para entrada de 25V | 73 |
| Figura 56 - Tensão na saída do retificador para entrada de 40V | 73 |
| Figura 57 - Tensão sobre o resistor <i>shunt</i> para entrada de 25V..... | 74 |
| Figura 58 - Tensão sobre o resistor <i>shunt</i> para entrada de 40V..... | 74 |
| Figura 59 - Pulsos no gate do conversor <i>boost MPPT</i> | 75 |
| Figura 60 - Pulsos no gate do conversor <i>boost</i> | 76 |
| Figura 61 - Tensão na saída do conversor CC-CC..... | 76 |
| Figura 62 - Tensão na saída do circuito inversor..... | 77 |
| Figura 63 - Tensão sobre o resistor <i>shunt</i> na saída do inversor..... | 77 |
| Figura 64 - Registro da implementação..... | 92 |
| Figura 65 - Registro da implementação..... | 92 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 - Premissas de projeto..... | 50 |
| Tabela 2 - Razões cíclicas do conversor CC-CC..... | 54 |
| Tabela 3 - Potências e correntes nos indutores do conversor CC-CC..... | 55 |
| Tabela 4 - Valores dos indutores e capacitores do conversor CC-CC..... | 55 |
| Tabela 5 - Esforços nas chaves do conversor CC-CC..... | 55 |
| Tabela 6 - Parâmetros para a fabricação dos indutores do conversor CC-CC..... | 56 |
| Tabela 7 - Principais núcleos EE..... | 87 |
| Tabela 8 - Dados dos condutores padrão..... | 89 |
| Tabela 9 - Componentes utilizados no protótipo..... | 91 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|----------------|---|
| CA | Corrente alternada |
| CC | Corrente contínua |
| LC | Indutivo-capacitivo |
| MCC | Modo de condução contínua |
| MCD | Modo de condução descontínua |
| <i>MOSFET</i> | Transistor de efeito de campo de óxido de metal semiconductor |
| <i>MPPT</i> | Rastreador de máximo ponto de potência |
| <i>P&O</i> | Perturbação e observação |
| <i>PSF</i> | Resposta do sinal de energia |
| <i>PWM</i> | Modulação por largura de pulso |
| <i>RMS</i> | Valor eficaz |
| <i>SPWM</i> | Modulação por largura de pulso senoidal |
| <i>TSR</i> | Taxa de velocidade da ponta |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|----------|---------------------|
| A | Ampere |
| F | Farad |
| H | Henry |
| Hz | Hertz |
| Ω | Ohm |
| m | Metro |
| rpm | Rotações por minuto |
| s | Segundo |
| Y | Ligação em estrela |
| V | Volt |
| VA | Volt-ampere |
| W | Watt |

SUMÁRIO

| | | |
|-----------|--|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 12 |
| 1.1 | JUSTIFICATIVAS | 14 |
| 1.2 | OBJETIVO GERAL | 15 |
| 1.3 | OBJETIVOS ESPECÍFICOS | 15 |
| 1.4 | LIMITAÇÕES DO TRABALHO | 16 |
| 1.5 | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 16 |
| 2. | REFERENCIAL TEÓRICO | 17 |
| 2.1 | SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA RENOVÁVEL | 17 |
| 2.2 | FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEIS | 18 |
| 2.2.1 | ENERGIA SOLAR | 18 |
| 2.2.2 | BIOMASSA | 19 |
| 2.2.3 | ENERGIA EÓLICA | 20 |
| 2.3 | MÁQUINAS ELÉTRICAS | 22 |
| 2.3.1 | MÁQUINAS SÍNCRONAS | 23 |
| 2.3.1.2 | GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES | 23 |
| 2.4 | CONVERSORES DE POTÊNCIA | 25 |
| 2.4.1 | RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS | 26 |
| 2.4.1.1 | RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA EM PONTE | 27 |
| 2.4.2 | CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS | 31 |
| 2.4.2.1 | CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO (<i>BUCK</i>) | 31 |
| 2.4.2.2 | CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO (<i>BOOST</i>) | 32 |
| 2.4.3 | INVERSORES DE FREQUÊNCIA | 36 |
| 2.4.3.1 | INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA | 37 |
| 2.5 | RASTREADOR DE MÁXIMO PONTO DE POTÊNCIA (<i>MPPT</i>) | 46 |
| 2.5.1 | TAXA DE VELOCIDADE DA PONTA (<i>TSR</i>) | 46 |
| 2.5.2 | RESPOSTA DO SINAL DE ENERGIA (<i>PSF</i>) | 47 |
| 2.5.3 | PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO (<i>P&O</i>) | 47 |
| 3 | SISTEMA PROPOSTO | 49 |
| 4 | SISTEMA IMPLEMENTADO | 51 |
| 4.1 | CONVERSOR CA-CC (RETIFICADOR) | 51 |
| 4.2 | CONVERSOR CC-CC ELEVADOR (<i>BOOST</i>) | 53 |
| 4.3 | CONVERSOR CC-CA (INVERSOR) | 57 |
| 4.4 | SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO | 58 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 4.5 | SISTEMA DE CONTROLE | 68 |
| 4.5.1 | CONTROLE DO RASTREADOR DE MÁXIMA POTÊNCIA (<i>MPPT</i>) | 68 |
| 4.5.2 | CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> | 69 |
| 4.5.3 | CONTROLE DO CIRCUITO INVERSOR..... | 69 |
| 4.6 | NOTAS DE IMPLEMENTAÇÃO | 70 |
| 4.7 | ANÁLISE DOS RESULTADOS | 72 |
| 5 | CONCLUSÕES | 79 |
| 6 | REFERÊNCIAS | 80 |
| 7 | APÊNDICES | 87 |

1 INTRODUÇÃO

O crescimento na demanda de energia elétrica está se tornando cada vez maior diante dos avanços tecnológicos e da necessidade de energia para prover o funcionamento destes. Com isso em mente, tem se buscado novas possibilidades de aproveitamento das energias disponíveis no meio ambiente para substituir as energias tradicionais e prejudiciais à natureza, como por exemplo, os combustíveis fósseis e as usinas termelétricas à carvão e gás natural. Segundo Barros (2020), a matriz energética brasileira tem 83% de sua composição formada por fontes renováveis de energia. Desta parte, 63,8% são as tradicionais usinas hidrelétricas, 9,3% são usinas eólicas, 8,9% biomassa e biogás e 1,4% a produção solar centralizada. Dentre estas, é importante ressaltar as energias solar e eólica, pois não geram nenhum tipo de poluente ou danos ao meio ambiente, quando em operação.

Os principais desafios na implantação de ambos tipos de geração são o custo e o espaço necessário para a sua implantação, apesar de que com sua crescente exploração, a questão financeira vem deixando de ser um problema, uma vez que as tecnologias estão se tornando cada vez mais comuns. Estes dois tipos de geração, quando aplicados em larga escala, como por exemplo, na construção de usinas, acabam ocupando uma área muito grande, além de necessitarem estar em grandes espaços abertos e sem obstáculos ao redor, para que seja possível obter um plano aproveitamento da capacidade solar ou eólica da região. Por isso, tem se estudado maneiras de implantar essas técnicas de geração em escalas menores, possibilitando a utilização destas por pequenos consumidores que, por sua vez, irão gerar a energia que estes necessitam. Nos últimos anos, no Brasil, tem-se percebido um aumento significativo na geração fotovoltaica particular e por empresas, porém, é notável que a geração eólica não tem sido igualmente implementada. Isso se deve à falta de exploração da possibilidade de sua utilização em pequena escala, além da inviabilidade do seu uso dentro de grandes centros urbanos onde o fluxo de ventos é bastante irregular. Uma alternativa que tem sido explorada para lidar com estes fatores é a utilização de aerogeradores verticais, que podem ser movimentados por ventos em quaisquer direções.

Este trabalho se propõe, utilizando conhecimentos da área de Eletrônica de Potência, a desenvolver um conversor que possibilite a adaptação da energia gerada

por um aerogerador eólico convencional. O conversor em questão deve tornar a energia não uniforme oriunda do aerogerador em uma energia compatível com a energia entregue pelas concessionárias de energia na região de Caxias do Sul, possibilitando a sua utilização em aparelhos elétricos.

Com este trabalho, pretende-se mostrar que existe a possibilidade de implantação de aerogeradores em zonas urbanas para o aproveitamento dos ventos, além dos tradicionais geradores solares que já são bastante utilizados nestes cenários. Pretende-se desenvolver um protótipo, um micro inversor, que seja capaz de fornecer a potência gerada pela máquina com um alto rendimento, possibilitando poucas perdas. O interesse no desenvolvimento deste protótipo é demonstrar a possibilidade de implantação deste tipo de geração em larga escala, provendo uma nova fonte de aproveitamento de uma energia renovável, reduzindo a carga atribuída aos geradores tradicionais, como usinas hidrelétricas.

Visto que a máquina utilizada proporciona uma tensão alternada de frequência e amplitude variáveis, este projeto irá aplicar os conceitos de retificadores, conversores CC-CC, inversores, filtros, harmônicas e microcontroladores para realizar o controle e a estabilização desta energia.

Realizando a comparação de simulações realizadas no software *PSIM* com o protótipo desenvolvido, ao final do trabalho será determinado se foi possível ou não alcançar os objetivos pretendidos e, em caso negativo, serão explanadas as possíveis razões para tal.

1.1 JUSTIFICATIVAS

Diante do constante aumento de demanda de energia elétrica percebido nos últimos anos, busca-se o desenvolvimento e a implantação de novas fontes de energia para suprir este crescimento. As energias renováveis são as fontes mais visadas nos trabalhos científicos devido a serem fontes intermináveis e não prejudicarem o meio ambiente, em contraste aos combustíveis fósseis, como o petróleo e o carvão.

Segundo Nascimento e Alves (2016), no Brasil, há seis tipos de energias alternativas renováveis em atuação: biomassa, eólica, geotérmica, hidráulica, marítima e solar, sendo a última a mais viável por ser a fonte mais abundante e que possibilita a aplicação em locais remotos, visto que está disponível em qualquer lugar. Todavia, de acordo com Salino (2011), a energia eólica, por apresentar relativamente baixos impactos ambientais e ter passado por grandes evoluções tecnológicas nas últimas décadas, vem tendo uma grande redução nos seus custos de implantação e operação, se tornando uma opção cada vez mais competitiva e viável, visto que o potencial eólico do país também é bastante favorável a esta aplicação. A utilização de geradores de eixo horizontal já é bastante comum no Brasil, observados os dados apresentados por Barros (2020). De acordo com Ferreira (2018), estas turbinas possuem maior porte e são capazes de gerar grandes quantidades de energia, porém, seu formato faz com que sejam mais complexas de se movimentar do que os aerogeradores verticais, impossibilitando a sua implantação em locais com fluxos perturbados de ventos.

Uma alternativa que é capaz de contornar as desvantagens dos sistemas eólicos tradicionais é o aerogerador vertical. Este formato de aerogerador possibilita, segundo Fadigas (2011), que sejam aproveitados todos os ventos vindos de qualquer direção, sem a necessidade de direcionar o rotor de acordo com o vento. Assim, este gerador pode ser instalado até mesmo em locais menos propícios ao aproveitamento eólico, como grandes centros urbanos onde há muitos obstáculos. De acordo com Carmo (2012), a construção deste tipo de aerogerador consiste num eixo de rotação orientado na mesma direção da torre de sustentação da estrutura do rotor, o que a torna perpendicular à direção do movimento do vento. Desta forma, as correntes de ar batem lateralmente sobre as lâminas, aproveitando o potencial eólico mesmo que a direção do vento não seja constante e haja formação de turbilhões, o que ocorre

frequentemente em áreas com edifícios, árvores, entre outros obstáculos (COTIA, 2015).

Este trabalho se propõe a adaptar a energia oriunda de aerogeradores verticais aos padrões compatíveis com a rede de distribuição de energia convencional, possibilitando a utilização deste tipo de gerador como um meio de aproveitar mais uma forma de energia renovável que está disponível no meio ambiente para reduzir a demanda de outras fontes prejudiciais ao mesmo.

1.2 OBJETIVO GERAL

Desenvolvimento de um inversor off-grid para aplicação em fontes renováveis de corrente alternada. Neste caso, em aerogerador vertical. Para tal, serão estudadas técnicas de projeto de um conversor composto por um retificador trifásico de seis pulsos, um conversor *boost* CC-CC e um inversor de frequência. Este conversor deve ser inserido na saída de um aerogerador visando adaptar a energia oriunda deste gerador para os padrões de fornecimento da concessionária na cidade de Caxias do Sul, possibilitando a utilização dessa energia para alimentar aparelhos elétricos convencionais.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Descrever topologias, características e funcionamento dos circuitos a serem implementados no projeto, como por exemplo, retificadores trifásicos, conversores CC-CC, inversores de frequência e filtros.

Selecionar as topologias de circuitos mais adequadas para o projeto, visando maior aproveitamento da energia disponível, possibilitando alcançar o maior rendimento possível.

Calcular e projetar os componentes a serem utilizados no projeto e os resultados a serem esperados do protótipo desenvolvido.

Realizar simulações das topologias selecionadas e compará-las com os resultados obtidos no protótipo desenvolvido.

Testar o protótipo desenvolvido, avaliando a qualidade da energia entregue pelo mesmo e a possibilidade da implantação do mesmo em uma situação real.

1.4 LIMITAÇÕES DO TRABALHO

A principal limitação deste projeto será o modelo de aerogerador escolhido, que é capaz de fornecer 300W de potência nominal e 24V em corrente alternada em sua saída. Em caso de necessidade, serão implantadas adaptações para adequar o funcionamento ao longo do desenvolvimento.

Este trabalho se propõe a explorar a possibilidade da utilização dos aerogeradores nas pequenas gerações de energia, como, por exemplo, em residências. Em caso de sucesso, para implantações em cenários reais, é necessária a adequação do protótipo para respeitar normas e padrões de segurança ou, até mesmo, o redimensionamento dos componentes para aplicações em maiores potências.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em sete capítulos.

O capítulo 1 apresenta a introdução ao assunto abordado, a justificativa do trabalho, assim como seus objetivos e limitações.

O capítulo 2 provém o referencial teórico utilizado no desenvolvimento do mesmo, contendo a teoria por trás dos conceitos aplicados e as topologias e métodos utilizados.

O capítulo 3 contempla a proposta do trabalho, apresentando o circuito base do conversor.

No capítulo 4 estão os registros do desenvolvimento do projeto, apontando os passos realizados, as dificuldades encontradas, as soluções utilizadas, e os resultados obtidos através de simulações e de testes práticos.

No capítulo 5 estão registradas as conclusões observadas ao final do desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 6, estão registradas as referências utilizadas no estudo dos assuntos.

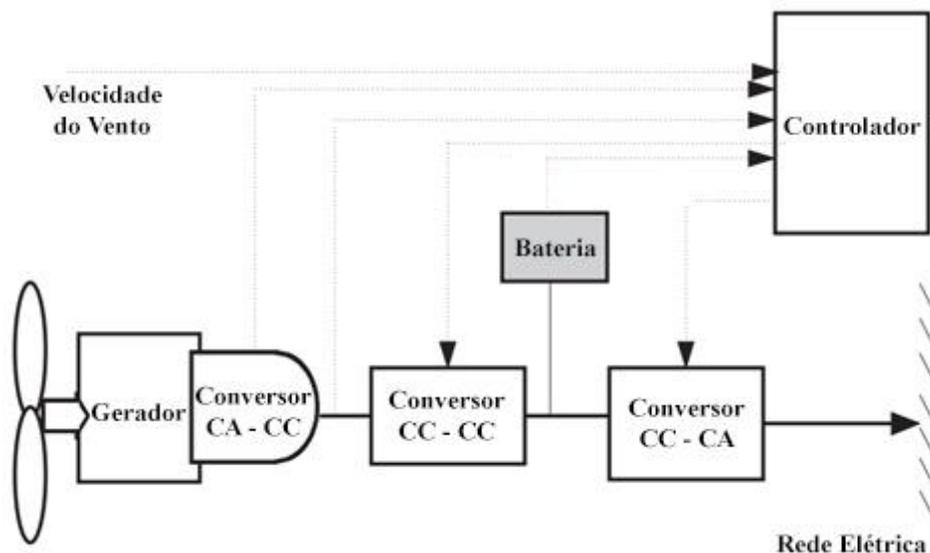
Por fim, no capítulo 7, estão os apêndices que complementam o desenvolvimento do texto.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA RENOVÁVEL

De acordo com Rashid (2001), um sistema de geração de energia renovável é um sistema capaz de transformar energias inesgotáveis provenientes da natureza em energia elétrica, de forma que esta possa ser utilizada para fins diversos. Estes sistemas são compostos por geradores e conversores elétricos, responsáveis pela captação e adequação destas energias para a utilização. Para exemplificar este processo, a Figura 1 apresenta a topologia de um sistema de geração de energia eólica.

Figura 1: Topologia de um sistema de geração de energia eólica.



Fonte: Adaptado de Rashid (2001).

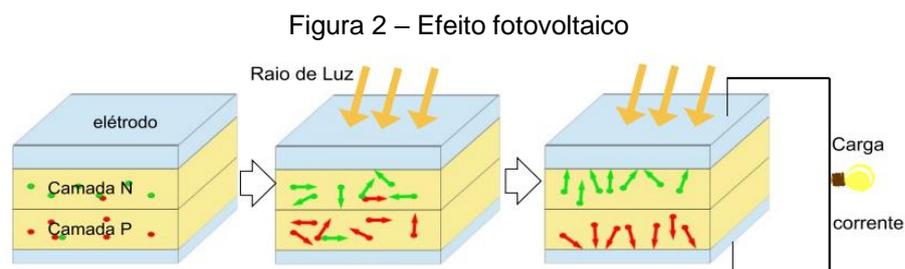
O vento, que é a energia renovável inesgotável, movimenta as hélices do aerogerador que, por sua vez, produz uma tensão elétrica nos seus terminais. Os conversores trabalham esta energia de forma a torna-la compatível com a energia disponível na malha de distribuição convencional. O controle destes conversores é realizado por controladores digitais, programados para realizar leituras periódicas dos valores de saída deles e realizar mudanças nos ciclos de funcionamento dos mesmos para possibilitar a entrega da energia mais estável o possível. Também é possível que a energia gerada seja armazenada em baterias ao invés ou paralelamente à injeção na rede elétrica.

2.2 FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEIS

Fontes de energia renováveis são os meios de produção de energia provenientes de recursos inesgotáveis ou que se regeneram. Dentre os vários tipos de energia renováveis, pode-se destacar os mais explorados como sendo a energia solar, eólica, hidráulica, biomassa, geotérmica e marítima. No Brasil, de acordo com Galdino (2000), as energias solar, eólica e biomassa são as fontes renováveis mais utilizadas, depois da energia hídrica.

2.2.1 ENERGIA SOLAR

O aproveitamento da energia solar consiste na conversão da energia térmica ou fotovoltaica (luminosa) em eletricidade. A conversão ocorre através do efeito fotovoltaico. Este, por sua vez, é caracterizado pelo surgimento de uma diferença de tensão nos extremos de um material semicondutor exposto à luz. Ao incidir luz sobre este material, os fótons dos raios solares se chocam com os elétrons do material fotovoltaico (comumente uma junção de materiais do tipo P e do tipo N, tornando-os eletricamente neutros), fornecendo-lhes energia e os transformando em condutores, orientando estes elétrons e gerando uma diferença de potencial nos extremos destes materiais (SURICHAQUI, 2015). A Figura 2 demonstra o efeito fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de Surichaqui (2015).

Ao anexar materiais do tipo N a materiais do tipo P, ambos se tornam eletricamente neutros, e sua área de contato apresenta um campo elétrico que tende a equilibrar os elétrons livres movendo-os do material tipo N para o tipo P. Sob a incidência de luz, os fótons da luz chocam-se com os elétrons, fornecendo-lhes energia e os transformando em condutores. Assim, é gerado um campo elétrico de elétrons orientados e o movimento de elétrons nos dois materiais gera uma diferença

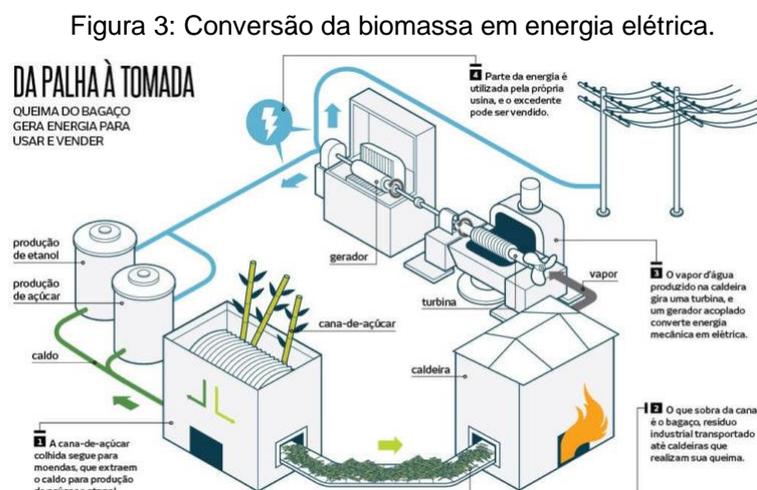
de potencial separada pela zona de conjuntura chamada barreira de potencial (GOETZBERGER. et al., 1998).

Diferentemente das energias geradas a partir de máquinas elétricas usuais, como a biomassa e a eólica, o efeito fotovoltaico produz energia em corrente contínua (CC).

Dentre as vantagens da energia solar, pode-se citar que, além de ser uma energia limpa, esta não causa ruídos, é de fácil instalação, requer pouca manutenção e possui uma vida útil bastante elevada. Em contrapartida, requer um investimento relativamente alto, exigindo um longo tempo de *payback* (retorno financeiro) e não produz energia durante a noite ou ausência de radiação solar (BRAGA, 2008).

2.2.2 BIOMASSA

A biomassa consiste em detritos de organismos (animais e/ou vegetais) vivos ou em decomposição e é utilizada na produção de energia elétrica. A Figura 3 exemplifica o processo da conversão da biomassa oriunda do bagaço da cana-de-açúcar em energia elétrica.



Fonte: Adaptado de Energês (2020).

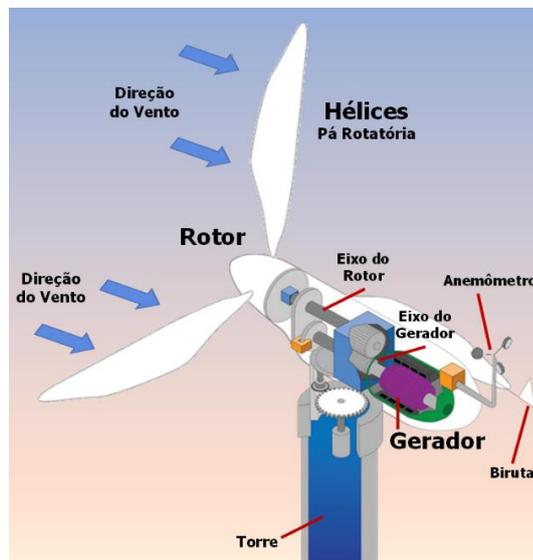
A transformação da biomassa em energia elétrica se dá através da combustão (na maioria dos casos, mas também pode ser através da gaseificação) da mesma em caldeiras, transformando-a em vapor. Este vapor é direcionado a turbinas que movimentam geradores elétricos que, por sua vez, produzem energia elétrica (CBIE, 2019).

Como vantagens, pode se citar que a geração de energia a biomassa é pouco poluente e de matéria prima extremamente barata. Suas desvantagens são a necessidade de bastante massa pois possui menor poder calorífico do que outros combustíveis e a dificuldade no transporte e armazenamento da biomassa sólida.

2.2.3 ENERGIA EÓLICA

A energia eólica é caracterizada pela conversão da energia cinética das massas de ar em movimento (ventos) em energia mecânica através de uma turbina eólica (aerogerador). A Figura 4 apresenta as principais partes de um gerador eólico.

Figura 4: Partes de um gerador eólico.



Fonte: Adaptado de CBIE (2020)

O vento movimenta as hélices conectadas ao eixo do rotor, fornecendo uma energia mecânica ao gerador, que, por sua vez, converterá esta energia em energia elétrica por meio da indução eletromagnética. O modelo de aerogerador mais comum consiste em um rotor de três pás localizado no alto de uma torre em forma de cata-vento (CBIE, 2020).

A energia eólica, assim como a solar, é uma energia limpa e de baixa manutenção. Sua aplicação fica limitada a grandes áreas abertas onde há grandes fluxos de correntes de ar e poucos obstáculos que possam atrapalhar essas correntes. Também causam um nível de poluição visual e sonora considerável, além de ocupar

bastante espaço. Porém, quando comparado a grandes usinas hidrelétricas, por exemplo, percebe-se que estes pontos negativos são aceitáveis.

A implementação de pequenos aerogeradores de eixo vertical, como proposto por Gonçalves (2019), é uma forma de contornar estes problemas, possibilitando a instalação de turbinas eólicas em locais onde não seria possível a utilização de turbinas convencionais, como por exemplo, no telhado de casas e prédios. Este tipo de geradores também causariam uma poluição visual e sonora consideravelmente menores do que os modelos convencionais. A Figura 5 apresenta um exemplo de aerogerador vertical.

Figura 5: Exemplo de turbina aerogeradora vertical.



Fonte: Adaptado de Shangai Dagan Industry Co., Ltd.

Além das vantagens supracitadas, os aerogeradores verticais são movimentados com ventos vindos de qualquer direção. Diferentemente dos modelos tradicionais que só são movimentados por ventos diretamente frontais ou traseiros. Segundo Carmo (2012), esse formato de aerogerador possibilita uma maior facilidade de manutenção do gerador e seus componentes devido ao mesmo ficar instalado no solo ao invés de no alto de uma torre. Diferentemente dos aerogeradores horizontais, os aerogeradores verticais podem ser posicionados próximos uns dos outros, pois a rotação de suas pás não influencia umas nas outras, diferentemente dos aerogeradores verticais. A estrutura do rotor destes aerogeradores também é menos complexa que o modelo horizontal, facilitando a fabricação da turbina e reduzindo os esforços na torre.

2.3 MÁQUINAS ELÉTRICAS

Máquinas Elétricas consistem em dispositivos capazes de converter energia elétrica em energia mecânica e, também, o contrário. Por isso, comumente, as máquinas elétricas são denominadas motores ou geradores, dependendo de sua aplicação. Em sua maioria, as máquinas elétricas convertem as energias através de um campo magnético (CHAPMAN, 2013). Ainda segundo Chapman, o uso de motores e geradores elétricos é bastante comum devido à energia elétrica ser uma fonte de energia limpa e eficiente, de fácil controle e transmissão, além de possibilitar uma utilização muito menos complicada do que motores a combustão. Por isso, motores elétricos são muito apropriados para o uso em ambientes domésticos ou onde não são desejáveis poluentes associados à combustão. Os geradores elétricos possibilitam que as energias térmica ou mecânica sejam convertidas para elétrica em locais remotos e, posteriormente, transmitidas por longas distâncias até o seu local de utilização.

As máquinas elétricas convencionais podem ser divididas em três grandes grupos principais: máquinas síncronas, de indução e de corrente contínua. Geradores de indução são menos comuns que geradores síncronos pois necessitam de fontes de potência reativa, como capacitores, por exemplo, para auxiliar na regulação de tensão. Chapman (2013) afirma que quase todos os geradores de grande porte em uso são síncronos devido a apresentarem maior estabilidade. Todavia, os motores de indução são o tipo mais popular de motor CA por serem simples e de fácil operação. As máquinas CC, diferentemente das demais, convertem energia mecânica em energia elétrica de corrente contínua e vice-versa. Porém, geradores CC apresentam dificuldade na estabilização da tensão de saída, necessitando controle de corrente de campo. Portanto, em muitos casos, tem sido substituídos por geradores síncronos e retificadores (CHAPMAN, 2013).

2.3.1 MÁQUINAS SÍNCRONAS

As máquinas síncronas, assim como as máquinas de indução, são motores e geradores que convertem energia mecânica em energia elétrica CA ou energia elétrica CA em energia mecânica. A principal diferença entre as máquinas síncronas e as máquinas de indução é que as máquinas síncronas necessitam uma fonte de fluxo magnético. Já nas máquinas de indução, a corrente é induzida por ação de transformador.

Em um gerador síncrono, pode-se optar pelo uso de ímãs permanentes ou eletroímãs para a obtenção do campo magnético. Ao se aplicar uma força rotacional no seu rotor, o gerador síncrono irá produzir um campo magnético girante dentro da máquina, que induzirá tensões nos enrolamentos do estator desta máquina.

Uma característica das máquinas síncronas é que a frequência elétrica produzida é síncrona à velocidade mecânica de rotação do gerador.

Ainda segundo Chapman (2013), os geradores síncronos são utilizados para produzir a maior parte da energia elétrica usada no mundo.

A tensão de fase gerada por um gerador síncrono difere da tensão interna da máquina devido aos efeitos de reação de armadura do gerador e à resistência e reatância internas dos enrolamentos de armadura. Já a tensão interna gerada, depende da velocidade de rotação do eixo. A capacidade de fornecimento de potência elétrica do gerador síncrono é limitada basicamente pelo aquecimento interno da máquina. Ao superaquecer os enrolamentos do gerador, a vida útil da máquina pode ser encurtada.

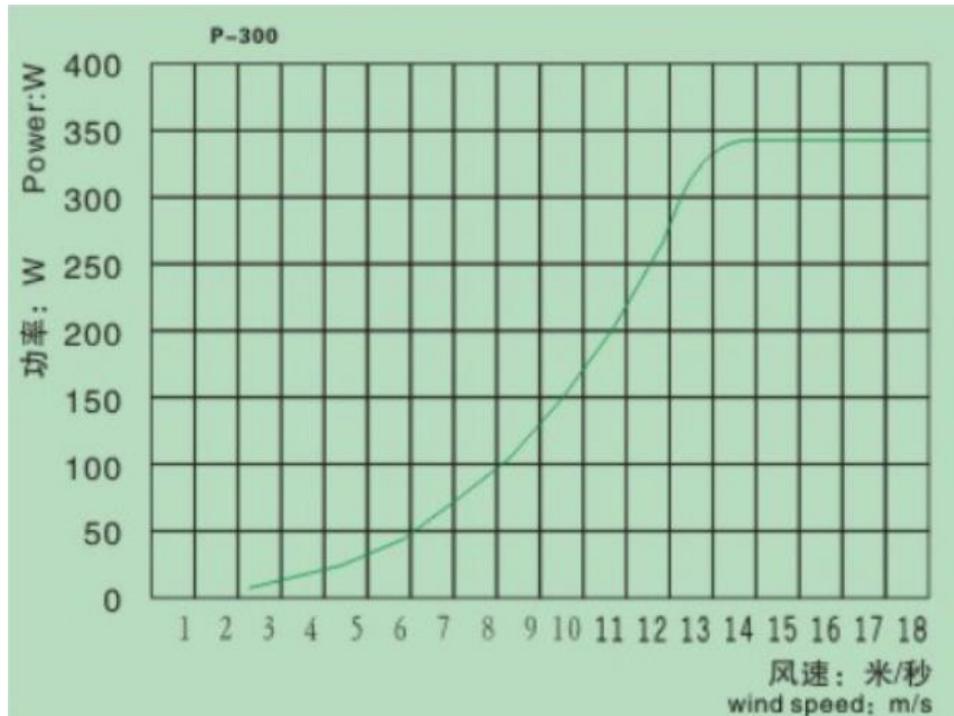
2.3.1.2 GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

Segundo Homrich (2016), um gerador síncrono de ímãs permanentes consiste em uma máquina síncrona sem escovas, com ímãs posicionados na direção radial ou axial e com enrolamentos concentrados ou distribuídos. A amplitude e a frequência da tensão gerada são proporcionais à velocidade do rotor.

A aplicação destes geradores em conjunto com conversores torna o seu uso bastante versátil, pois os mesmos apresentam um conjugado alto e baixas perdas. Por possuírem alta eficiência e alto fator de potência, seu custo acaba por se tornar razoável.

A máquina a ser utilizada como referência para este projeto consiste em um gerador de ímãs permanentes do modelo P-300W, fabricado na China e que pode ser encontrado em escala comercial. A potência na saída deste aerogerador relacionada à velocidade da turbina está representada na Figura 6.

Figura 6: Curva de potência do aerogerador utilizado como referência.



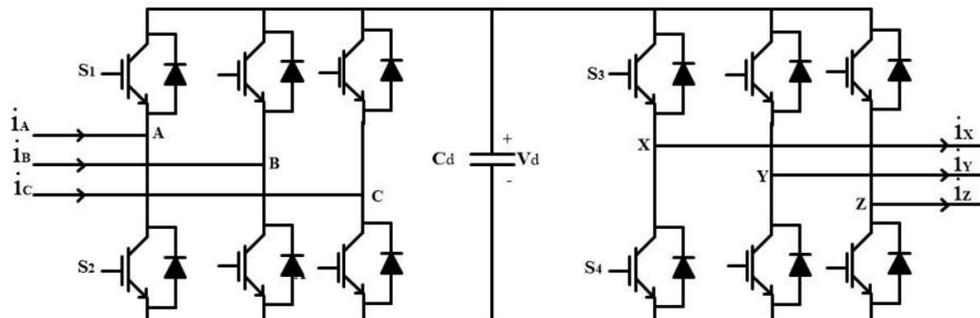
Fonte: Adaptado de Banggood (2020).

A máquina em questão é capaz de fornecer 24V e 12,5A entre fases em corrente alternada sob uma rotação mecânica de 900rpm, obtida através de ventos de velocidade 12,5m/s. Ao todo, a máquina fornece 300W de potência em condições nominais de trabalho, sendo capaz de produzir uma potência máxima de até 350W.

2.4 CONVERSORES DE POTÊNCIA

O método mais comum na conversão da energia eólica é utilizando a topologia *back-to-back*, que consiste na integração de um circuito retificador controlado, seguido de um circuito inversor em ponte completa. O circuito retificador é responsável pela conversão da energia alternada em corrente contínua. O circuito inversor, por sua vez, converte novamente a energia em corrente alternada, porém, na frequência desejada. Um capacitor é inserido entre os dois conversores para estabilizar a tensão contínua, reduzindo sua variação (QUÉVAL e OHSAKI, 2012). Esta topologia pode ser visualizada na Figura 7.

Figura 7: Topologia *back-to-back*.



Fonte: Adaptado de Babu (2020).

Uma desvantagem desta topologia é a incapacidade de se elevar a tensão de entrada para aplicação em fontes de tensões mais baixas do que a desejada na saída. Para solucionar este problema, pode se adicionar um conversor *boost* entre os dois conversores já existentes. Os conversores mencionados serão descritos nas próximas seções.

2.4.1 RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS

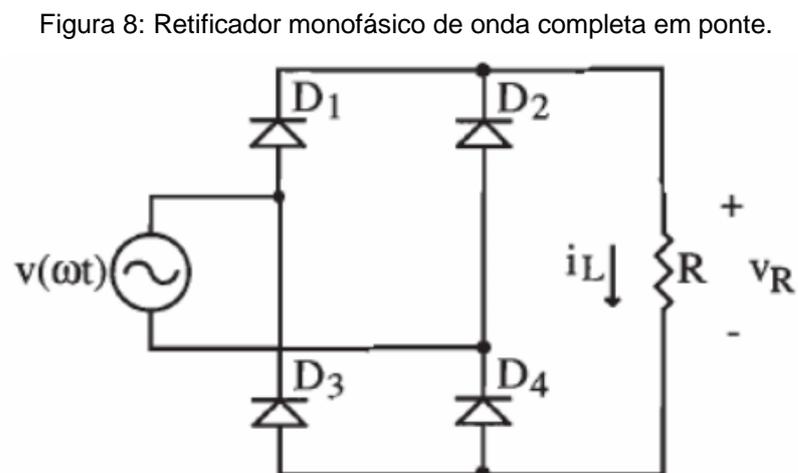
Retificadores são dispositivos compostos por componentes semicondutores que realizam a conversão de energias em tensões e correntes alternadas (CA) para tensões e correntes contínuas (CC).

A necessidade de um retificador para o primeiro estágio do projeto tem como motivo a falta de uniformidade na forma de onda da tensão da energia gerada pela máquina, que tem sua frequência variável dependendo da velocidade do rotor, que, por sua vez, depende da velocidade do vento. Uma vez retificadas as tensões das fases e unidas em uma única tensão CC, é possível moldá-la eletronicamente para adaptá-la a rede elétrica.

Os retificadores não controlados, assim denominados por não permitirem o ajuste da tensão de saída, realizam a conversão da energia através de dispositivos semicondutores denominados diodos (Pomilio, 2014), que tem a capacidade de bloquear correntes contrárias ao seu sentido de polarização.

Quando se trabalha com apenas uma fase, é recomendável utilizar um retificador monofásico de onda completa em ponte. Esta topologia de retificação possibilita o maior aproveitamento da energia disponível e evita a fuga de tensões negativas na saída ocasionado por cargas indutivas.

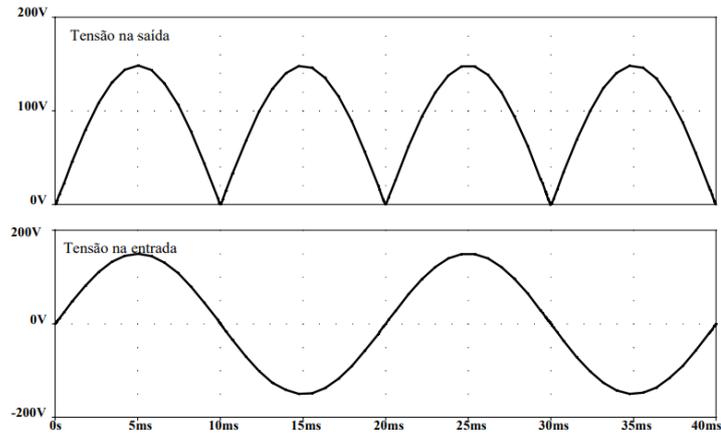
A topologia deste retificador está representada na Figura 8.



Fonte: Adaptado de Barbi (2006).

As formas de onda das tensões de entrada e saída estão representadas na Figura 9:

Figura 9: Tensões de entrada e saída do retificador monofásico.



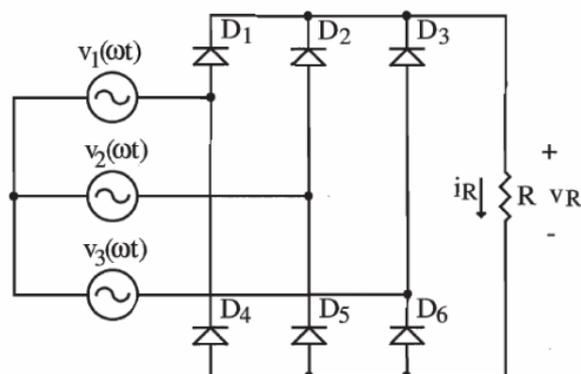
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014).

A parte positiva da forma de onda senoidal da entrada é conduzida pelos diodos D_1 e D_4 até a carga e a parte negativa é invertida e conduzida pelos diodos D_2 e D_3 até a carga, realizando um aproveitamento de toda a tensão fornecida.

2.4.1.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA EM PONTE

Para fontes de energia trifásicas, ou seja, que apresentam três formas de onda como a apresentada na Figura 9, são utilizados retificadores da mesma topologia do acima, porém, adaptado para a retificação das três fases em uma única saída. A Figura 10 apresenta a topologia do retificador trifásico de onda completa em ponte.

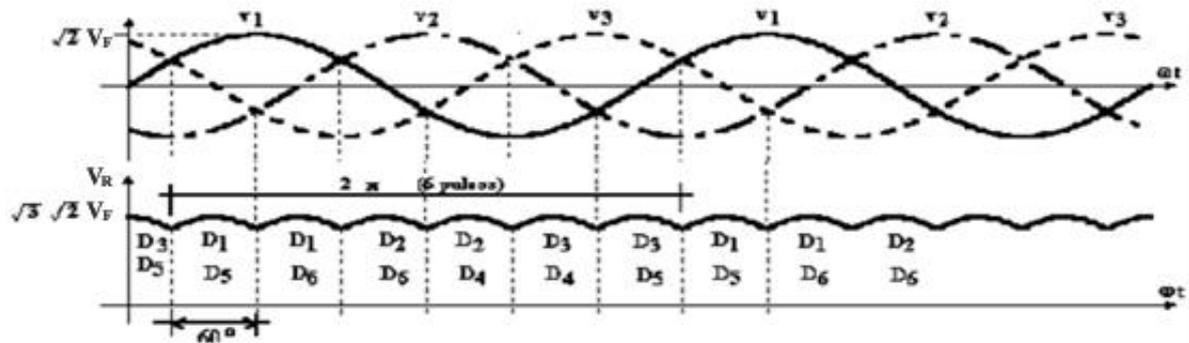
Figura 10: Retificador trifásico de onda completa em ponte.



Fonte: Adaptado de Barbi (2006).

Nessa topologia, utiliza-se como fonte um gerador trifásico ligado em Y fornecendo três tensões de fase V_F alternadas, defasadas em 120° . Na Figura 11 pode-se visualizar o comportamento da tensão de saída V_R com relação as tensões de entrada.

Figura 11: Tensões de entrada e saída do retificador trifásico.



Fonte: Adaptado de Nascimento (2013).

Cada diodo conduz durante um intervalo de 120° , ocorrendo uma comutação a cada 60° (BARBI, 2006), como se pode perceber na forma de onda da tensão de saída na Figura 11, onde estão indicados, em cada intervalo, os pares de diodo que estão conduzindo naquele instante.

A Equação 1 representa o cálculo da tensão média na saída deste retificador.

$$V_{Rmed} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} \sqrt{2} V_F \sin(\omega t) dt = 2,34 V_F [V] \quad (1)$$

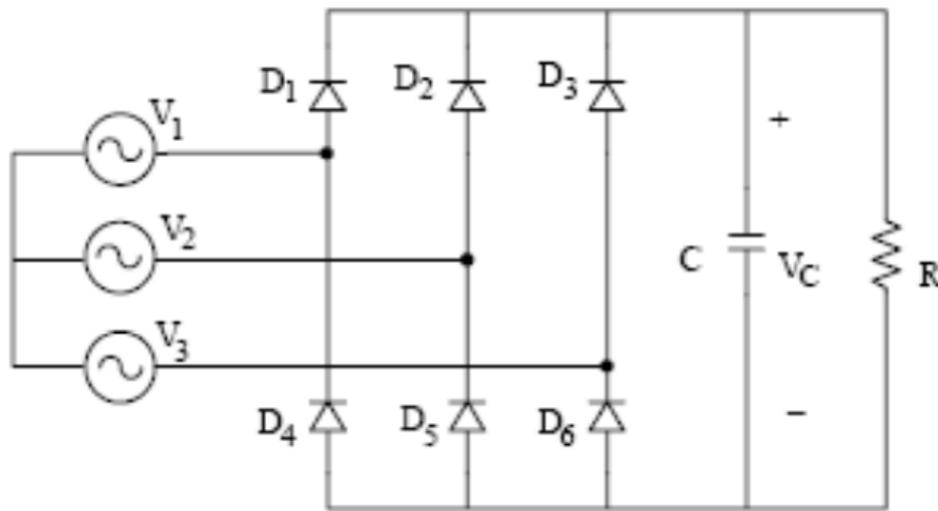
Onde:

V_{Rmed} é a tensão média na saída do retificador [V];

V_F é a tensão de fase na entrada do retificador [V].

Para a obtenção de uma tensão mais plana e visando reduzir o *ripple* (variação) na forma de tensão da saída, é utilizado um filtro capacitivo na saída do circuito retificador. O capacitor é conectado em paralelo com a carga, fazendo com que sua tensão V_C seja a mesma que V_R . A Figura 12 apresenta o circuito retificador com o filtro capacitivo.

Figura 12: Retificador trifásico com filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de Barbi (2006).

O capacitor, representado pelo componente de nomenclatura C na Figura 12, tem a característica de se carregar quando exposto à uma tensão maior que a sua tensão interna, até que a mesma seja equivalente a tensão a qual ele está exposto. Quando seus terminais percebem uma tensão externa menor que a sua tensão interna, ele se torna uma fonte de tensão, fornecendo energia ao circuito. Assim, quando a tensão de saída do retificador está aumentando, até atingir o pico, o capacitor estará se carregando. Quando a tensão de saída do retificador passar do pico e começar a diminuir, o capacitor fornecerá energia à carga, fazendo com que a queda da tensão entre os picos da forma de onda da saída do retificador seja reduzida. Assim, é possível obter uma tensão mais plana do circuito do retificador.

Para determinar o capacitor a ser usado, utiliza-se a Equação 2 (BARBI, 2006).

$$C = \frac{P_S}{6f(V_{Cp}^2 - V_{Cmin}^2)} [F] \quad (2)$$

Onde:

C é a capacitância do capacitor de filtro [F];

P_S é a potência na saída do retificador [W];

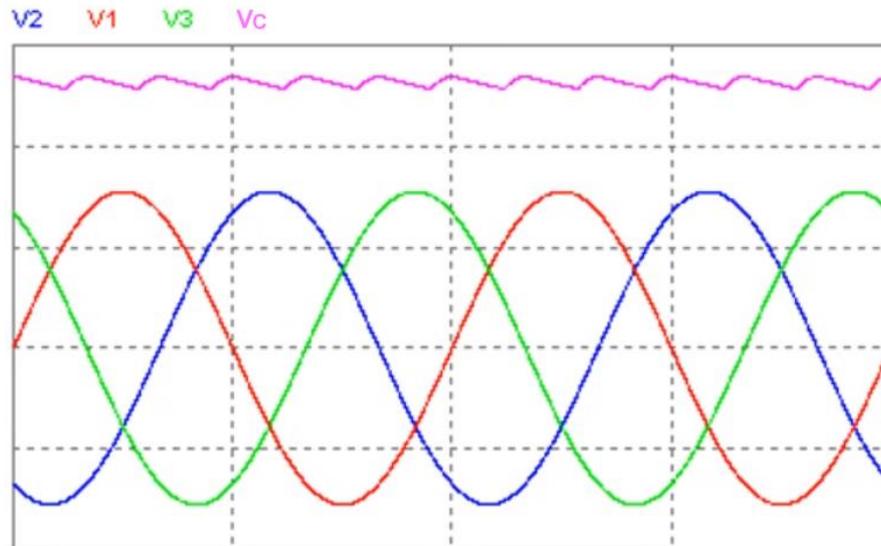
f é a frequência das tensões de entrada [Hz];

V_{Cp} é o valor de pico da tensão sobre o capacitor [V];

V_{Cmin} é a tensão mínima a ser admitida no capacitor [V].

A forma de onda da tensão sobre o capacitor e a carga pode ser visualizada na Figura 13. Percebe-se que, ao invés de pulsos uniformes, a forma de onda é composta por leves pulsos de carga e pequenas rampas de descarga do capacitor.

Figura 13: Tensões de entrada e saída do retificador trifásico com filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de Batschauer (2020).

Para determinar os esforços nos diodos, define-se que a maior tensão que os mesmos deverão suportar é igual à tensão de pico de linha e a corrente média nos mesmos é definida pela Equação 3.

$$I_{Dmed} = 0,26 \times \frac{P_S}{V_{Cmed}} \quad [A] \quad (3)$$

Onde:

I_{Dmed} é a corrente média em cada diodo [A];

V_{Cmed} é a tensão média no capacitor [V].

2.4.2 CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS

Conversores CC-CC são circuitos que possibilitam o aumento e/ou o rebaixamento de tensões em CC de forma eficiente, possibilitando poucas perdas. Os circuitos mais comuns de conversão CC-CC utilizam na sua topologia chaves (diodos e *MOSFETs*), capacitores e indutores. São muito utilizados em fontes de alimentação chaveadas, destinadas a equipamentos eletrônicos. Nesse caso, a energia é obtida através da rede elétrica, retificada e então tratada pelo conversor CC-CC para que se adeque ao equipamento. Também são utilizados no cenário dos veículos elétricos, onde são utilizadas máquinas CC na tração dos carros, entre outras demandas, além de aplicações com fontes alternativas de energia (MATAKAS e KOMATSU, 2015).

A operação dos conversores CC-CC é realizada com o chaveamento do *MOSFET* em altas frequências (acima de 20kHz) através da modulação por largura de pulso (*PWM*), que consiste em séries de pulsos de largura modulada enviados ao *MOSFET* por controladores digitais (PETRY, 2001).

Os conversores CC-CC podem operar em dois modos distintos: o modo de condução descontínua (MCD) e o modo de condução contínua (MCC). Normalmente, o MCD ocorre quando o valor de indutor utilizado é muito pequeno e/ou a razão cíclica aplicada é muito baixa. Neste caso, a corrente na carga pode cair a zero dentro de um ciclo e no próximo ela irá crescer novamente. Este modo de operação é indesejável pois demonstra instabilidade para variações na carga e pode ser evitado utilizando uma frequência apropriada de chaveamento e um valor adequado de indutância, garantindo o MCC (AHMED, 2000).

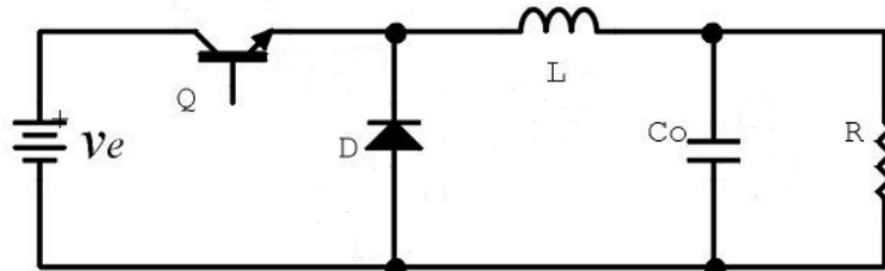
As topologias básicas de conversores CC-CC não isolados são o *buck*, o *boost*, o *buck-boost*, *cúk*, *sepic* e *zeta*. Dentre estas topologias, as mais comuns são o *buck* e o *boost*, que serão analisados a seguir.

2.4.2.1 CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO (*BUCK*)

Segundo Barbi e Martins (2006), o conversor *buck* produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão na entrada, enquanto a corrente média na saída é maior que a corrente média de entrada (consequência do princípio de conservação de energia, mantendo a potência na saída próxima à da entrada). Na

teoria, este conversor possibilita fornecer à carga uma tensão entre zero e o valor da tensão de entrada. A topologia do conversor *buck* pode ser vista na Figura 14.

Figura 14: Conversor *buck*.



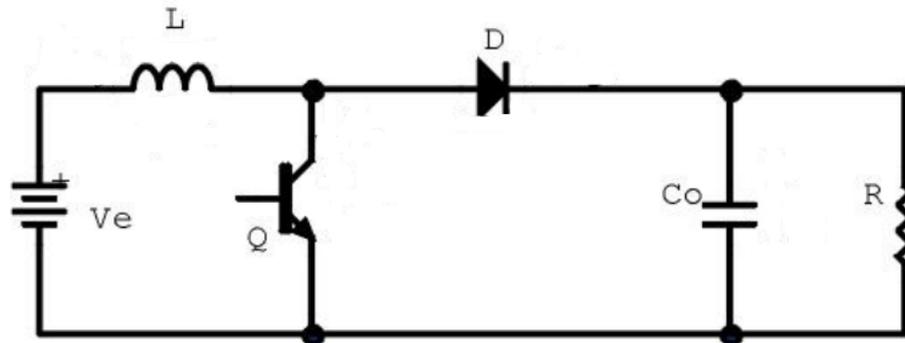
Fonte: Adaptado de Barbi e Matins (2006).

O conversor *buck* possui duas etapas de funcionamento. Sendo que, na primeira etapa, a chave encontra-se fechada e a corrente da fonte circula pela carga. Na segunda etapa, a chave é aberta e a corrente armazenada no indutor circula pelo diodo e pela carga. O controle da tensão de saída é realizado pelo *PWM*, modulando a largura dos pulsos, é possível controlar o tempo no qual a chave permanecerá fechada e aberta, possibilitando a passagem da corrente da fonte por mais ou menos tempo. O capacitor é responsável pela redução do *ripple* da tensão de saída, atuando como filtro, assim como nos retificadores.

2.4.2.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO (*BOOST*)

Organizando os mesmos componentes do conversor *buck* de uma maneira diferente, é possível chegar a topologia do conversor *boost*, que tem como característica entregar uma tensão de saída maior que a tensão de entrada, sendo que, teoricamente, a mínima tensão que este pode entregar na saída é a tensão de entrada (BARBI e MARTINS, 2006). Conseqüentemente, ao contrário do conversor *buck*, o conversor *boost* entregará uma corrente de saída menor do que a corrente de entrada. A topologia do conversor *boost* pode ser vista na Figura 15.

Figura 15: Conversor boost.



Fonte: Adaptado de Barbi e Matins (2006).

O conversor *boost* também apresenta duas etapas de funcionamento. Na primeira, com a chave fechada, o diodo é polarizado inversamente, isolando o estágio de saída e a carga da fonte de alimentação. Nesta etapa, o indutor armazena energia. Na segunda etapa, a chave é aberta, o diodo entra em condução e o indutor, juntamente com a fonte, passa a entregar energia à carga. Novamente, o controle da tensão de saída é realizado através da largura dos pulsos do *PWM* e o capacitor é responsável pela redução da variação na tensão de saída, buscando entregar uma energia plana e estável.

Visto que a tensão na saída do circuito retificador é muito mais baixa do que a tensão da rede elétrica, conclui-se que é necessária a elevação da mesma. Para isso, será implantado um conversor do tipo *boost* na saída do retificador.

Para o projeto do conversor *boost*, inicialmente, com a tensão de entrada sendo a tensão de saída do retificador e tendo a tensão necessária na saída do conversor definida, utiliza-se a Equação 4 para o cálculo da largura dos pulsos do *PWM*.

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-d)} \quad (4)$$

Onde:

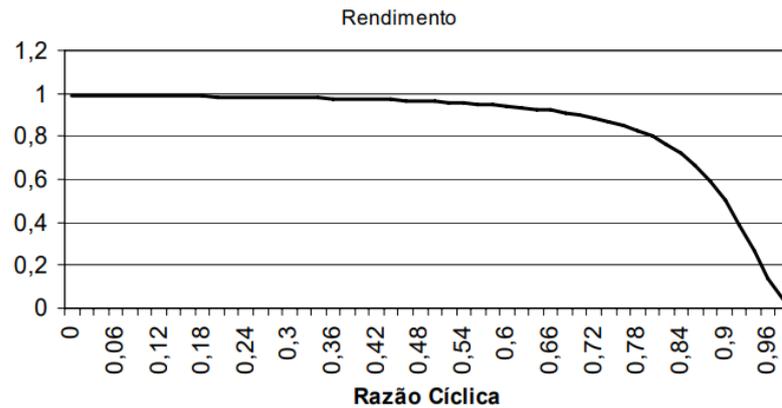
V_s é a tensão de saída [V];

V_e é a tensão de entrada [V];

d é a razão cíclica [%], que é o percentual do ciclo em que a chave deve permanecer em condução.

Segundo Pomílio (2009), para que o conversor *boost* apresente o maior rendimento possível, em torno de 90%, é importante respeitar as limitações na determinação da razão cíclica. Para valores muito altos da mesma, o rendimento tende a cair exponencialmente. Na Figura 16 é possível observar um exemplo destas perdas quando a razão cíclica está acima de 75%.

Figura 16: Curva Rendimento x Razão Cíclica para o conversor *boost*.



Fonte: Adaptado de Pomílio (2009).

Para definir a potência na saída do circuito, utiliza-se a Equação 5.

$$P_E = \frac{P_s}{n} [W] \quad (5)$$

Onde:

P_E é a potência na entrada do circuito [W], que é a potência entregue pelo retificador;

P_s é a potência de saída do circuito [W];

n é o rendimento do conversor [%].

Para definir a indutância mínima do indutor para uma variação de 20% na corrente de saída, garantindo o modo de condução contínua do conversor, utiliza-se a Equação 6.

$$L \geq \frac{V_e \times d}{f \times \Delta_I \times I_L} [H] \quad (6)$$

Onde:

L é a indutância mínima [H];

f é a frequência de chaveamento [Hz];

Δ_I é a variação máxima na corrente [%];

I_L é a corrente média no indutor [A].

É importante ressaltar que, quanto maior a frequência de chaveamento, menor é a indutância necessária. Por isso, o ideal é utilizar uma frequência elevada, respeitando os limites do controlador utilizado.

Para definir o capacitor a ser usado na saída do conversor, é utilizada a Equação 7.

$$C = \frac{V_{exd}}{8 \times f^2 \times L \times \Delta V} [F] \quad (7)$$

Onde:

C é a capacitância [F];

ΔV é a variação de tensão máxima admitida na saída [V].

O próximo passo no projeto do conversor boost é o projeto do indutor, que deve ser desenvolvido especificamente para atender as necessidades do circuito. Este processo está descrito no Apêndice A.

Por fim, determina-se as especificações máximas das chaves. Para isso, é necessário determinar as tensões máximas e as correntes médias sobre o *MOSFET* e o diodo. As tensões máximas, por se tratar de um conversor do tipo *Boost*, serão iguais a tensão de saída do circuito. No entanto, para determinar as correntes médias, se utiliza as Equações 8 e 9.

$$I_{dsmed} = I_{lmed} \times d [A] \quad (8)$$

$$I_{dmed} = I_{lmed} \times (1 - d) [A] \quad (9)$$

Onde:

I_{dsmed} é a corrente média no MOSFET [A];

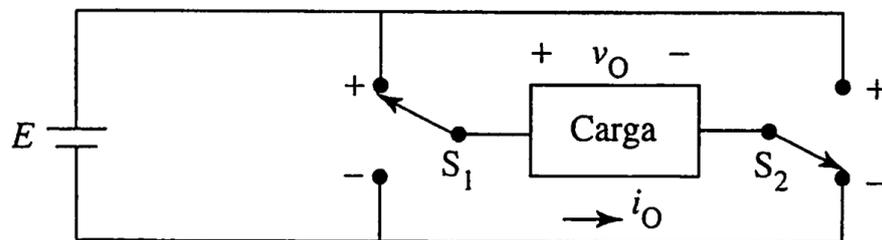
I_{dmed} é a corrente média no diodo [A];

I_{Lmed} é a corrente média no indutor [A].

2.4.3 INVERSORES DE FREQUÊNCIA

Os inversores são circuitos utilizados na conversão de CC para CA e são muito utilizados no acionamento de máquinas CA, controle de velocidade de motores, controle de fornos de indução, assim como em sistemas de geração de energia (AHMED, 2000). As topologias mais comuns são os inversores em meia-ponte e em ponte completa. A topologia básica do inversor, também conhecida como inversor em ponte H, está representada na Figura 17.

Figura 17: Inversor em ponte H.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

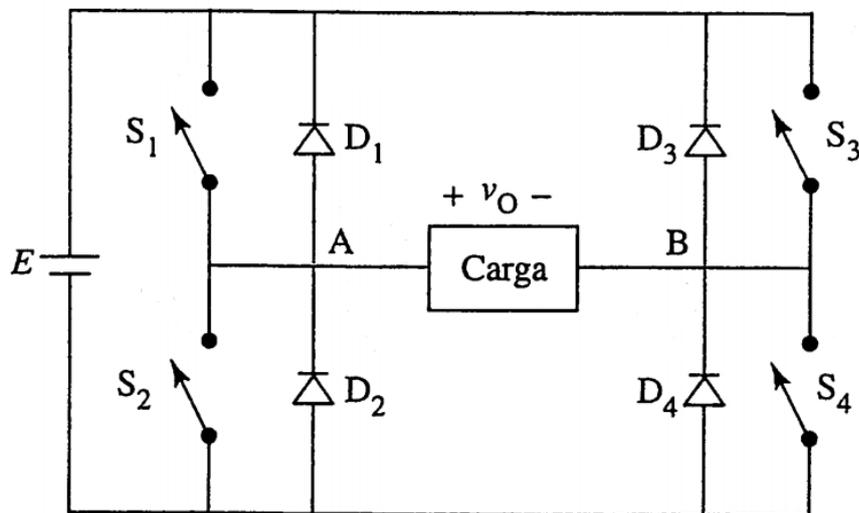
As chaves S_1 e S_2 são alternadas na frequência de saída desejada, fornecendo, assim, uma variação entre $+E$ e $-E$ em V_O . Apesar de a forma de onda da tensão de saída não ser uma senoide, é possível realizar uma aproximação. Os inversores podem ser classificados de acordo com a fonte de energia, se é tensão ou corrente, com o número de fontes e quanto ao número de fases (MONTEIRO, 2015).

Para este projeto, como a saída do conversor boost se comporta como uma fonte de tensão, será desenvolvido um inversor monofásico com uma única fonte de tensão. A opção pela saída monofásica se deve ao fato de a grande maioria das ligações residenciais ser monofásica. Caso o objetivo seja a implantação do inversor em um cenário industrial, a saída trifásica pode ser mais interessante. O inversor em meia-ponte requer uma fonte de tensão com ponto médio, o que o torna incompatível com este projeto visto que os terminais de tensão na sua entrada apresentaram um único diferencial de tensão. Por isso, a topologia de inversão mais adequada é o inversor monofásico em ponte completa.

2.4.3.1 INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

O inversor monofásico em ponte completa é resultado da integração entre dois inversores monofásicos em meia-ponte. São necessárias quatro chaves, que podem ser *MOSFETs*, e quatro diodos de retorno, para evitar o retorno de correntes inversas oriundas de cargas indutivas. O controle das chaves é realizado em pares diagonais, fazendo com que a fonte CC seja conectada à carga alternando sua polaridade. A topologia deste inversor está representada na Figura 18.

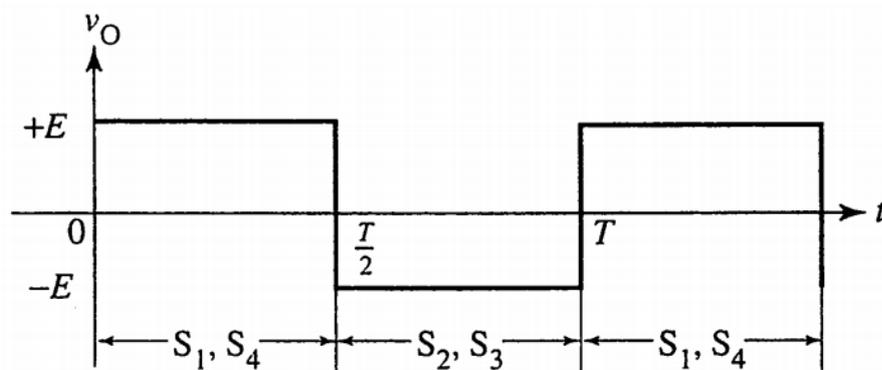
Figura 18: Inversor monofásico em ponte completa



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

E a forma de onda da tensão na saída deste inversor é mostrada na Figura 19.

Figura 19: Tensão na saída do inversor em ponte completa.

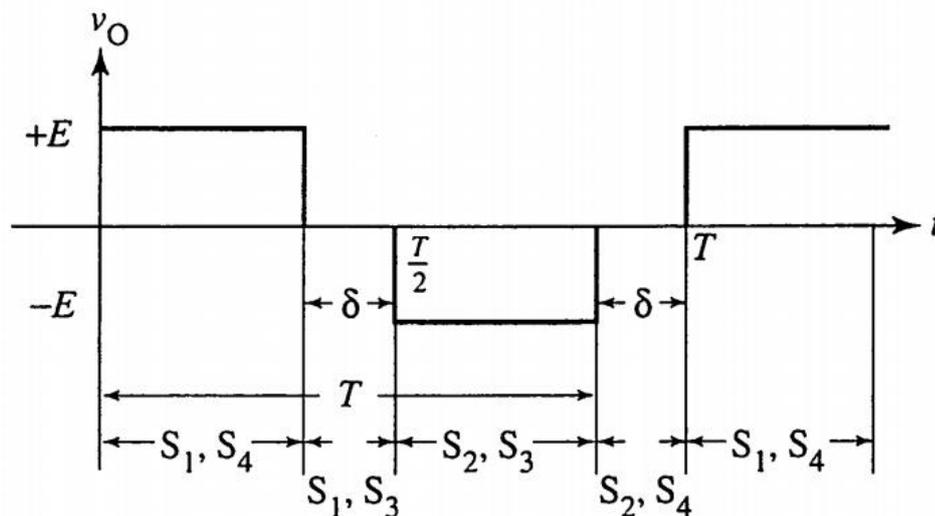


Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Na primeira metade do ciclo de funcionamento do inversor, as chaves S_1 e S_4 estão fechadas, enquanto as chaves S_2 e S_3 estão abertas, entregando à carga a tensão de entrada diretamente. Já na segunda metade do ciclo, as chaves S_1 e S_4 são abertas e as chaves S_2 e S_3 são fechadas, invertendo o sentido da tensão entregue à carga. Assim, é possível entregar a tensão CC fornecida pelo conversor de maneira alternada à carga. É importante que, antes de realizar o fechamento de um par de chaves, a abertura do par anterior já tenha sido realizada, evitando, assim, um curto circuito. Por isso, a abertura das chaves deve ser realizada de maneira imediata, mas o fechamento deve apresentar um pequeno atraso.

Todavia, é necessário atentar ao fato de que esta tensão de saída não está adequada aos padrões de tensão fornecida pela concessionária. É necessário aproximar esta forma de onda ao formato senoidal padrão da rede elétrica. Para isso, existem técnicas de chaveamento específicas que possibilitam moldar a tensão de saída. Por exemplo, segundo Ahmed (2000), é possível adicionar um terceiro estado às chaves no qual a tensão de saída seja igual à zero. Esta opção de chaveamento pode ser visualizada na Figura 20.

Figura 20: Chaveamento do inversor em quatro estágios.



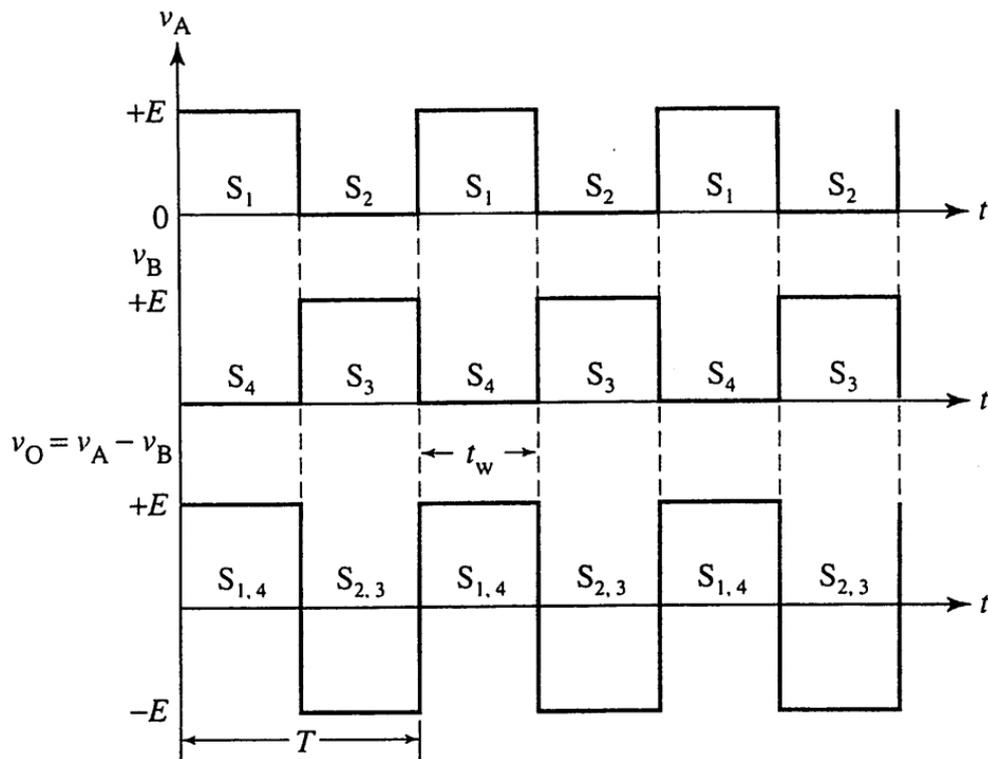
Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Dessa forma, a tensão de saída se aproxima um pouco mais de uma senoide e ainda é possível garantir que não haja curtos circuitos entre os chaveamentos. Porém, essa forma de onda ainda não apresenta qualidade suficiente para ser integrada a rede elétrica convencional. A utilização de *PWM* no chaveamento dos inversores

possibilita um controle mais adequado da forma de onda da tensão de saída. Para realizar o controle de uma ponte H completa com quatro chaves, é necessária a utilização de dois sinais de *PWM*, um para S_1 e S_4 e outro para S_2 e S_3 . Os principais métodos de *PWM* para inversores estão descritos a seguir.

O método mais simples de modulação por largura de pulso é a Modulação por largura de pulso único, que consiste em um único pulso a cada semiciclo da tensão de saída requerida. Os dois sinais são defasados de modo que as chaves funcionem intercaladamente. A Figura 21 apresenta as formas de onda das tensões nos terminais da carga e a tensão total de saída que é a subtração da tensão V_B de V_A .

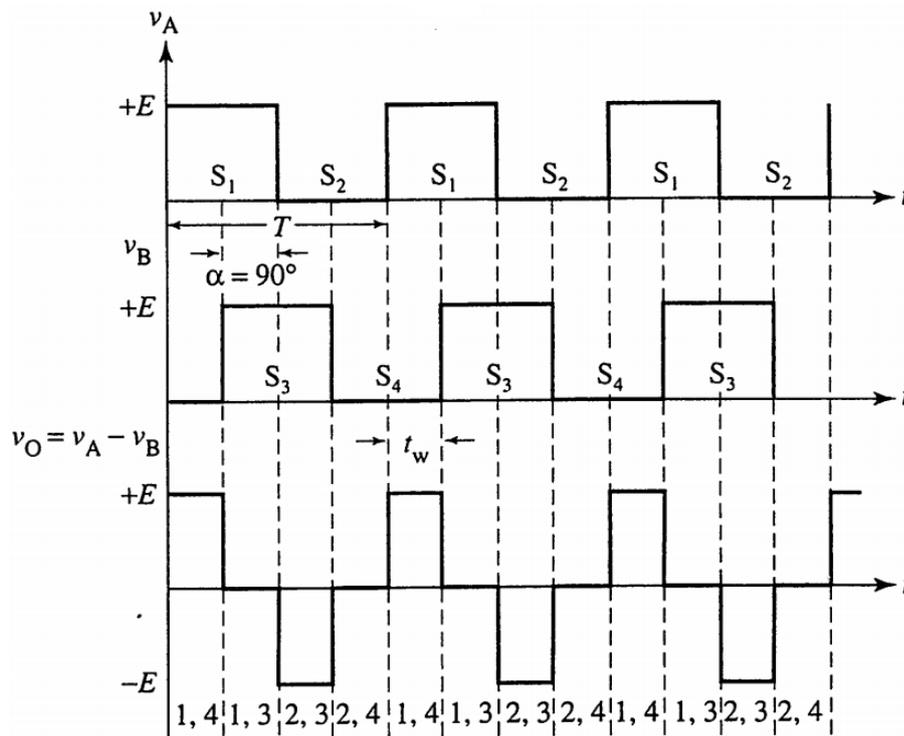
Figura 21: Modulação por largura de pulso único sem modulação.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

É possível realizar o controle da tensão com a variação da fase do sinal *PWM* referente às chaves S_2 e S_3 . Na Figura 22 são mostradas as mesmas formas de onda de tensão quando esse sinal é atrasado em $\delta = 90^\circ$. Nesse caso, a tensão de saída consiste em pulsos alternados de largura $180^\circ - \delta = 90^\circ$ (AHMED, 2000). Quando $\delta = 0$, a tensão de saída se torna máxima. A implementação deste tipo de modulação induz alto conteúdo harmônico na tensão de saída (SOUZA, 1992).

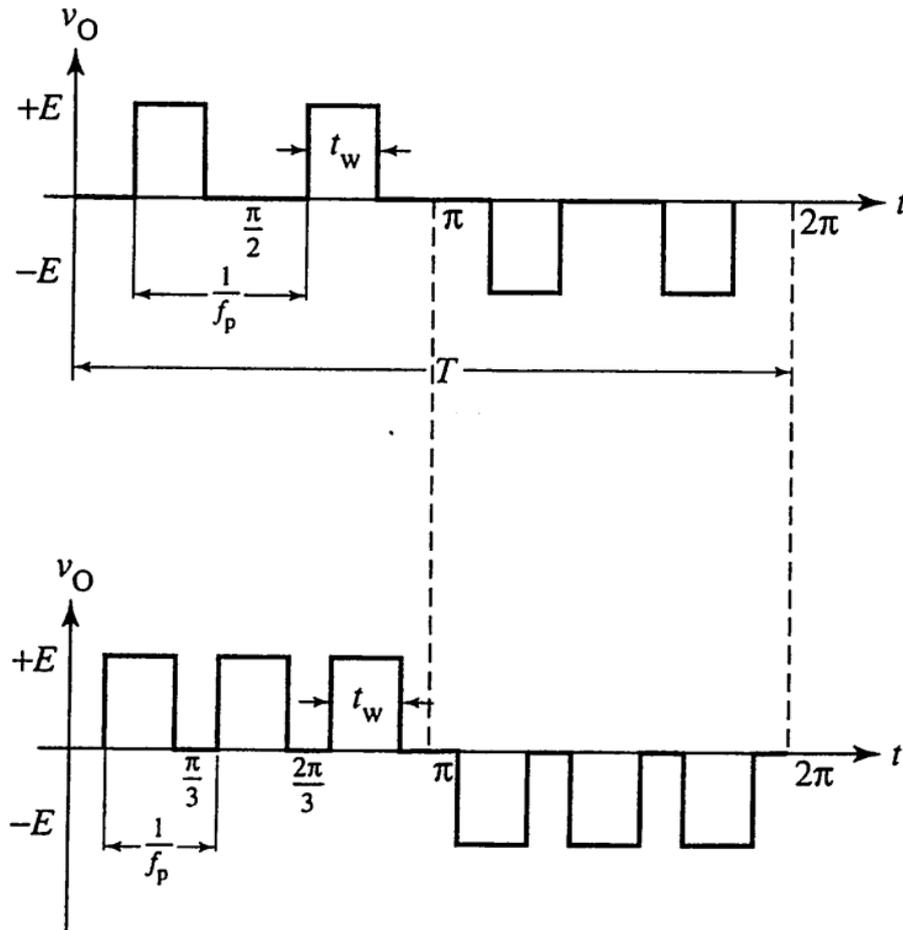
Figura 22: Modulação por largura de pulso único com modulação.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

O próximo método de controle *PWM* é a modulação por largura de pulso múltipla, que consiste em, ao invés de reduzir a largura do pulso para controlar a tensão, chavear rapidamente a saída do inversor entre ligada e desligada diversas vezes dentro de cada semiciclo, fornecendo um trem de pulsos de amplitude constante (AHMED, 2000). A Figura 23 mostra dois exemplos da tensão de saída aplicando este método de controle. Na parte superior, com dois pulsos por semiciclo e, na parte inferior, três pulsos por semiciclo.

Figura 23: Modulação por largura de pulso múltipla.



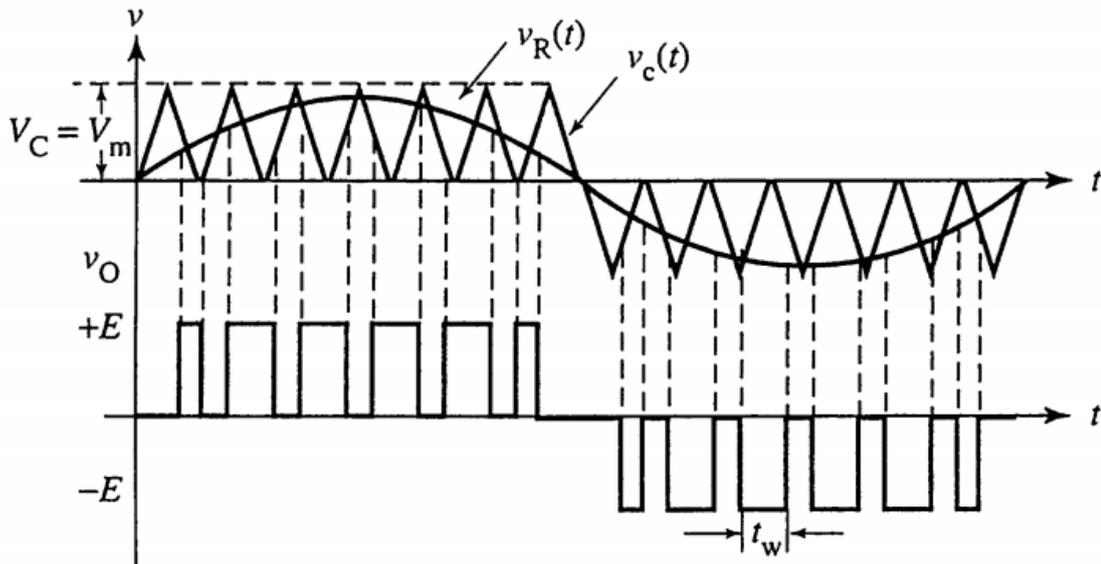
Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Segundo Souza (1992), este método reduz a amplitude dos harmônicos de baixa ordem, porém, aumenta consideravelmente a amplitude dos harmônicos de ordem mais elevada. Todavia, harmônicos de ordens maiores podem ser filtrados com mais facilidade.

O terceiro método de controle é a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM), que consiste no controle da tensão de saída através da variação dos períodos dos pulsos, de forma que os mesmos sejam mais longos no pico da onda (AHMED, 2000). Para a geração dos pulsos, utiliza-se uma onda senoidal $V_r(t)$ de amplitude V_m e frequência f_m igual à frequência desejada na saída do inversor, comparada a uma onda triangular $V_c(t)$ de amplitude V_c e alta frequência f_c . Os pontos de chaveamento são determinados pela interseção dessas duas ondas. A largura dos pulsos é determinada pelo tempo durante o qual $V_c(t) < V_r(t)$ no semiciclo positivo de $V_r(t)$ e $V_c(t) > V_r(t)$ no semiciclo negativo de $V_r(t)$. A relação entre as frequências destas ondas, f_c/f_m , conhecida como relação N , determina o número de pulsos em cada

semiciclo da tensão de saída do inversor. A relação entre as amplitudes, V_m/V_c , conhecida como índice de modulação M ($0 \leq M \leq 1$), determina a largura dos pulsos e, portanto, o valor *RMS* da tensão na saída do inversor. O ajuste de M costuma ser feito pela variação da amplitude da onda senoidal, mantendo a amplitude da onda triangular fixa. A frequência de saída do inversor muda com a variação da frequência da onda senoidal. Portanto, o ajuste de N deve ser realizado variando a frequência da onda triangular (AHMED, 2000). Na Figura 24, observa-se as ondas de referência para a geração dos pulsos e, abaixo, a forma de onda da tensão de saída do inversor para uma relação $M = 1$, onde a tensão de saída *RMS* entregue é a máxima possível.

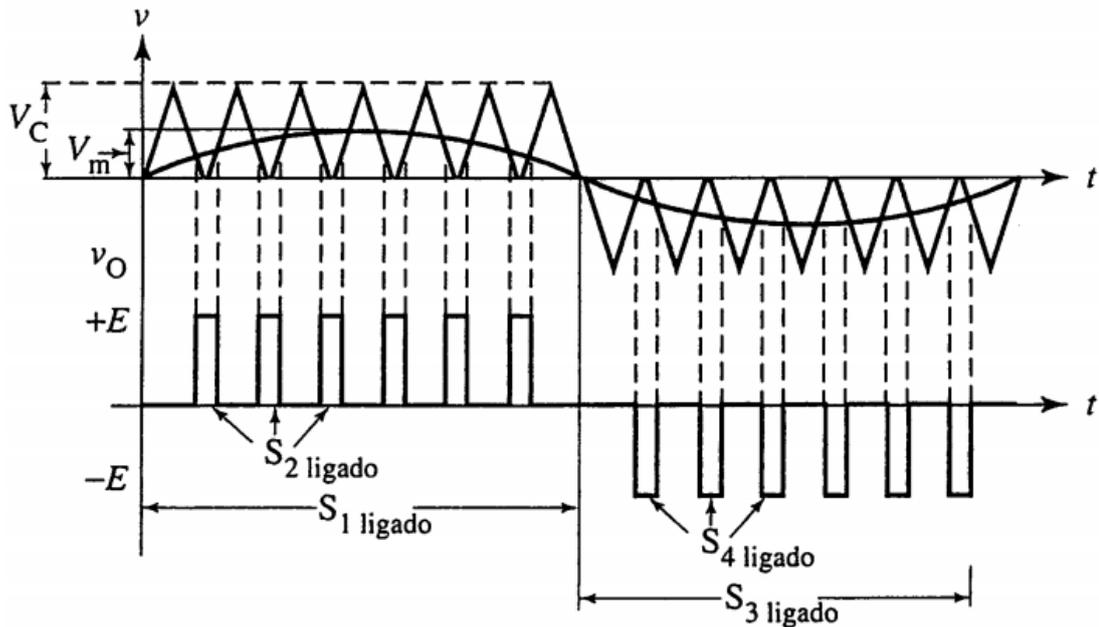
Figura 24: Modulação por largura de pulso senoidal com $M=1$.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Na Figura 25, observa-se as mesmas formas de onda, porém com $M=0,5$. Assim, a tensão *RMS* na saída é a metade da anterior.

Figura 25: Modulação por largura de pulso senoidal com $M=0,5$.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Observa-se que, em ambos os casos, a relação N é igual a 6. Assim, obtêm-se 6 pulsos por semiciclo. À medida que o número de pulsos aumenta, as harmônicas de saída tendem a ser de frequências maiores, possibilitando a utilização de filtros mais simples. As chaves S_1 e S_4 são controladas simultaneamente, enquanto S_2 e S_3 trabalham complementarmente, respeitando os tempos de comutação a fim de impossibilitar curtos circuitos (SOUZA, 1992). Devido a este ser o método que proporciona melhor controle sobre as harmônicas geradas pelo chaveamento, além do controle da tensão de saída, este será o método de controle utilizado para o inversor.

O próximo passo é o dimensionamento das chaves e, para isso, é necessário o conhecimento dos valores médios de corrente nas mesmas. Para encontrar a corrente média nas chaves principais é utilizada a Equação 10.

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{s1}(t) dt [A] \quad (10)$$

Onde:

I_{Smed} é a corrente média nas chaves controladas [A];

T é o período total do ciclo [s];

$i_{s1}(t)$ é a corrente na chave S_1 [A].

Já a corrente média nos diodos é expressa pela Equação 11.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}(t) dt \quad [A] \quad (11)$$

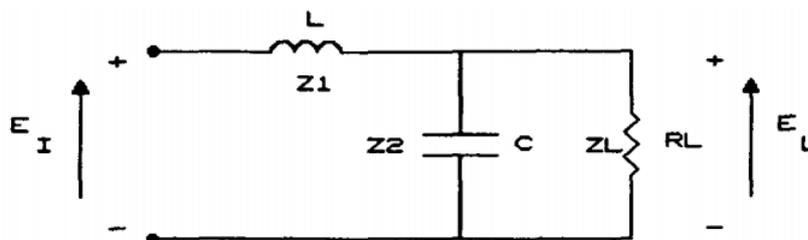
Onde:

I_{Dmed} é a corrente média nos diodos [A];

i_{D1} é a corrente no diodo D1 [A].

De acordo com Souza (1992), para a atenuação das harmônicas ressonantes oriundas do chaveamento do inversor, a fim de garantir uma baixa distorção harmônica, é necessário o projeto de um filtro de saída adequado. Este filtro será responsável pela diminuição da potência dissipada em perdas no inversor e pela diminuição da variação de tensão na carga. O princípio básico deste filtro é prover um caminho de baixa impedância para as harmônicas de corrente em conjunto com um elemento série onde aparecem as harmônicas de tensão. O filtro escolhido é o filtro LC, que apresenta características como simplicidade e eficiência e está representado na Figura 26.

Figura 26: Filtro de saída LC.



Fonte: Adaptado de Souza (1992).

Para o projeto do filtro, segundo Hojabri (2015), inicialmente, define-se o valor da frequência de corte do filtro através da Equação 12.

$$f_c \sim \frac{f_{sw}}{10} \quad [Hz] \quad (12)$$

Onde:

f_c é a frequência de corte do filtro [Hz];

f_{sw} é a frequência de chaveamento do inversor [Hz].

Então, utilizando a Equação 13, calcula-se a corrente máxima sobre a carga.

$$I_{Lmax} = \frac{P_s}{V_{sRMS}} [A] \quad (13)$$

Onde:

I_{Lmax} é a corrente máxima sobre a carga [A];

P_s é a potência na saída do inversor [W];

V_{sRMS} é a tensão eficaz na saída do inversor [V].

A partir destes valores, é possível calcular o indutor e o capacitor do filtro, através das Equações 14 e 15, respectivamente.

$$I_{Lmax}(2\pi fL) < 0,03V_{sRMS} [A] \quad (14)$$

Onde:

f é a frequência da tensão na saída [Hz];

L é o valor da indutância do filtro [H].

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} [F] \quad (15)$$

Onde:

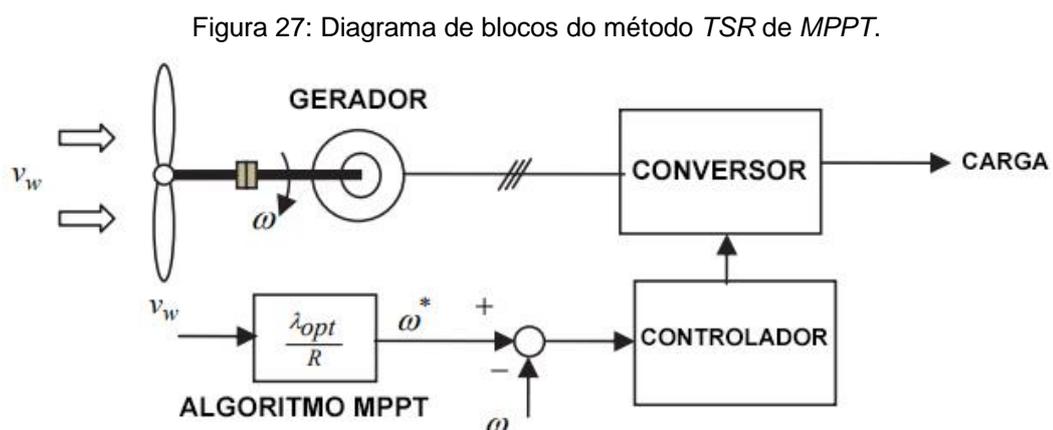
C é o valor da capacitância do filtro [F].

2.5 RASTREADOR DE MÁXIMO PONTO DE POTÊNCIA (MPPT)

Apesar de abundante, a energia eólica varia continuamente conforme a velocidade do vento varia ao longo do dia. A quantidade de energia extraída de um aerogerador pode ser aumentada aplicando-se métodos de *MPPT*, que são técnicas que visam otimizar o aproveitamento de potência de uma fonte. Para o controle, utiliza-se, comumente, controladores digitais, que executam o rastreamento através de sensores e conversores CC-CC. Os algoritmos de *MPPT* mais conhecidos podem ser classificados em três métodos de controle principais: controle por taxa de velocidade da ponta (*TSR*), controle por resposta do sinal de energia (*PSF*) e controle por perturbação e observação (*P&O*) (THONGAM e OUHROUCHE, 2011).

2.5.1 TAXA DE VELOCIDADE DA PONTA (*TSR*)

Segundo Thongam e Ouhroche (2011), o método de controle *TSR* regula a velocidade de rotação do gerador com objetivo de extrair a máxima potência do mesmo. Este método requer a medição da velocidade do vento e da turbina, além de saber a velocidade ideal da turbina para que o gerador forneça a máxima potência. A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos deste método de *MPPT* aplicado à uma turbina eólica.



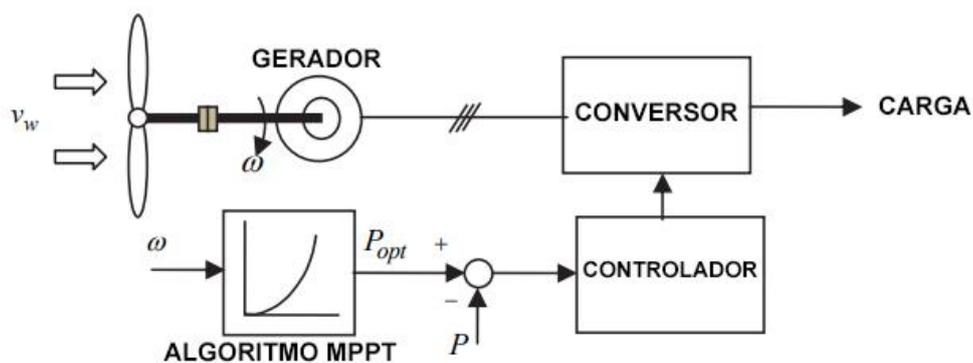
Fonte: Adaptado de Thongam e Ouhroche (2011).

As velocidades do vento e da turbina são medidas e informadas ao controlador, que irá controlar o conversor, variando a sua taxa de chaveamento.

2.5.2 RESPOSTA DO SINAL DE ENERGIA (PSF)

Segundo Thongam e Ouhroche (2011), para aplicar o método *PSF*, é necessário conhecer a curva de máxima potência do gerador. O controlador gera uma referência de potência a partir dessa curva, que é aplicada ao controle do conversor, que irá avaliar a referência em relação à potência instantânea e irá realizar as correções necessárias no chaveamento do conversor. A Figura 28 apresenta o diagrama de blocos deste método *MPPT* aplicado à uma turbina elétrica.

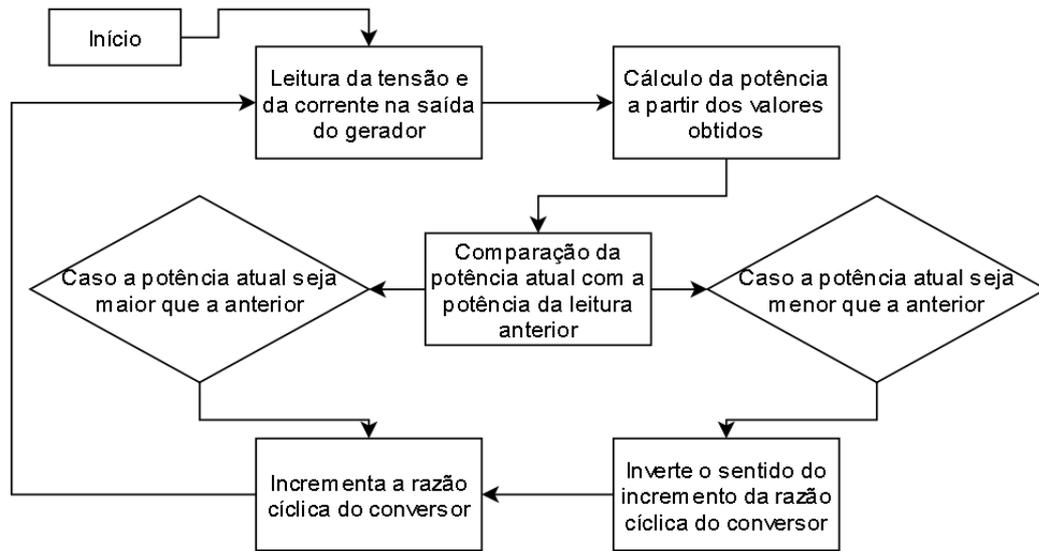
Figura 28: Diagrama de blocos do método *PSF* de *MPPT*.



Fonte: Adaptado de Thongam e Ouhroche (2011).

2.5.3 PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO (P&O)

O método de *MPPT* perturbação e observação consiste em continuamente buscar a potência máxima do gerador. Este método é bastante simples e pode resolver problemas comuns normalmente associados aos outros dois métodos. O algoritmo de rastreamento realiza a medição contínua da tensão e da corrente na saída do gerador e realiza pequenas mudanças, perturbações, na razão cíclica do conversor, visando analisar o comportamento da potência obtida, com o intuito de buscar a maior potência possível ao longo do tempo. Caso as mudanças na razão cíclica do conversor estejam resultando em variações positivas na potência, o algoritmo continua realizando incrementos no mesmo sentido. Caso contrário, a direção da perturbação é invertida (RONILAYA, 2018). A Figura 29 apresenta um fluxograma da lógica utilizada no *P&O*.

Figura 29: Fluxograma do método *P&O* de *MPPT*.

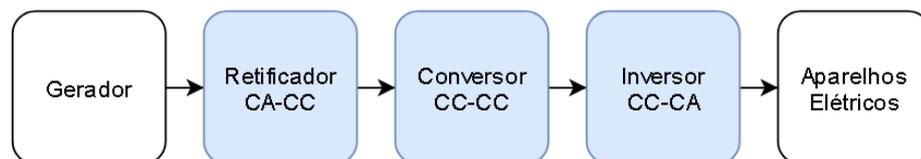
Fonte: O Autor (2020).

3 SISTEMA PROPOSTO

O trabalho em questão propõe o desenvolvimento de um sistema de conversores capaz de transformar a energia gerada pelo modelo de aerogerador pré-determinado para que a mesma possa alimentar cargas elétricas convencionais, aplicando *MPPT* para um maior aproveitamento de potência.

Este projeto é composto por três partes principais, três circuitos que irão realizar o tratamento da energia em etapas para que esta possa ser aproveitada com a maior qualidade possível. A Figura 30 mostra o fluxograma da energia desde sua produção no gerador até a sua entrega ao consumidor final.

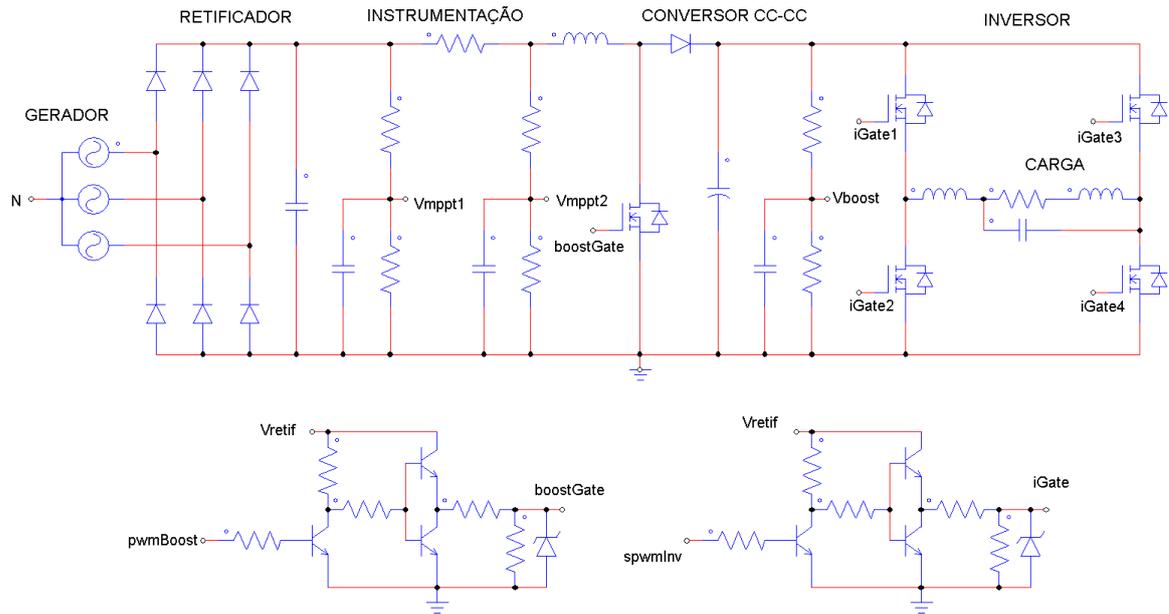
Figura 30: Fluxograma básico do protótipo a ser desenvolvido.



Fonte: O Autor (2020).

A primeira etapa de conversão será realizada por um retificador, que irá converter a energia CA trifásica fornecida pelo gerador em uma saída monofásica com amplitude de tensão variável de acordo com a geração. A segunda etapa, realizada por um conversor *boost* CC-CC, será o rastreamento do máximo ponto de potência e a elevação da tensão dessa energia para níveis compatíveis com a rede elétrica. Por fim, um inversor de frequência será utilizado para transformar novamente a energia em CA, porém monofásica, com a frequência da rede elétrica (60Hz), e com a tensão adequada. Na Figura 31 está representado o esquemático inicial do sistema de conversores com os filtros capacitivos e indutivos necessários. Além do sistema de conversores, também estão presentes os circuitos de instrumentação para medições de tensões e correntes necessárias para o controle do circuito e, também, os circuitos que irão alimentar os *gates* dos *MOSFETs* responsáveis pelos chaveamentos dos conversores.

Figura 31: Sistema completo de conversores.



Fonte: O Autor (2020).

Desta forma, a energia CA gerada pelo aerogerador será retificada em CC, amplificada pelo conversor *boost*, buscando a máxima potência, e, então, alternada pelo inversor na frequência de 60Hz e tensão *RMS* de 220V.

A partir do estudo apresentado no capítulo anterior, a proposta é o desenvolvimento dos circuitos selecionados para o projeto. Baseado nas informações disponíveis do modelo de aerogerador escolhido, os valores utilizados no desenvolvimento do protótipo são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Premissas de projeto.

| Velocidade do vento [m/s] | Potência real [W] | Tensão eficaz de linha [V] | Tensão de pico de linha [V] | Corrente eficaz de linha [A] |
|---------------------------|-------------------|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| 9,5 | 150 | 12 | 17 | 12,5 |
| 11,5 | 250 | 20 | 28 | 12,5 |
| 12,5 | 300 | 24 | 34 | 12,5 |
| 13,5 | 350 | 28 | 40 | 12,5 |

Fonte: O Autor (2020).

4 SISTEMA IMPLEMENTADO

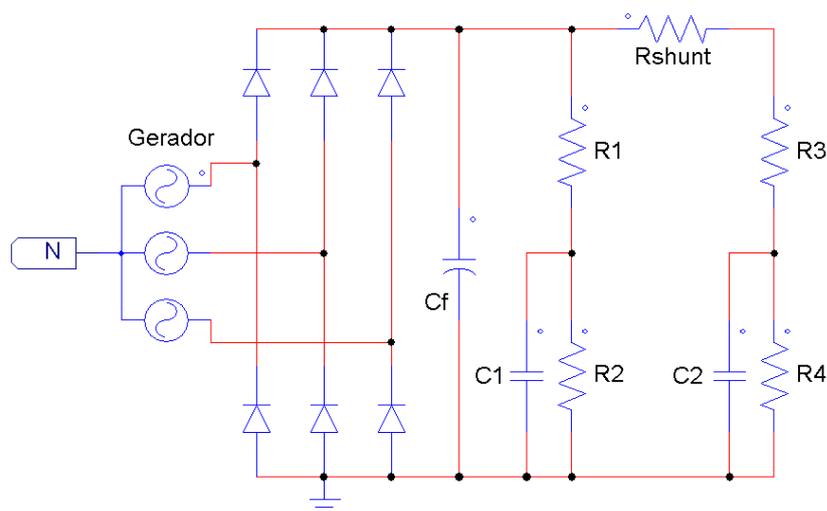
O objetivo do sistema a ser implementado é transformar a energia gerada pelo aerogerador especificado, com o maior aproveitamento de potência possível, e a adaptação da mesma para uso com equipamentos elétricos convencionais. Para isso, será desenvolvido um sistema baseado nas Figuras 30 e 31, composto por um circuito retificador, um conversor *boost* e um inversor de frequência. Desta forma, a energia CA gerada pelo aerogerador será retificada em CC, amplificada pelo conversor *boost* e, então, alternada pelo inversor na frequência de 60Hz, visando a compatibilizá-la com a rede elétrica.

A partir do estudo apresentado nos capítulos anteriores, foram projetados os circuitos selecionados para o projeto. Baseado nos dados disponibilizados pelo fabricante do aerogerador, os valores utilizados no desenvolvimento da proposta são apresentados na Tabela 1.

4.1 CONVERSOR CA-CC (RETIFICADOR)

Na Figura 32 é apresentado o circuito retificador a ser dimensionado, utilizando a topologia de retificação trifásica de onda completa em ponte, juntamente com a parte respectiva à instrumentação de sua tensão e corrente de saída, que serão utilizadas no controle do *MPPT*.

Figura 32: Circuito retificador a ser dimensionado.



Fonte: O Autor (2020).

O conversor irá aceitar tensões entre fases de pico entre 17V e 40V na saída do retificador. Para isso, é necessário que a tensão de pico de linha do gerador varie entre estes valores. Observando a Tabela 1, percebe-se que a velocidade no eixo do gerador deverá variar entre 9,5m/s e 13,5m/s para que isso seja possível. Quando a velocidade no eixo estiver fora desta faixa de valores, fazendo com que a tensão na saída do retificador saia da região projetada, o controlador deverá parar o funcionamento do conversor até que a velocidade de trabalho esperada seja retomada. Assim, evitando danos aos componentes do projeto.

Utilizando a Equação 2, calcula-se o capacitor C_f necessário para a correção do *ripple* de tensão observado. Para o cálculo, considera-se a frequência de entrada como 60Hz e uma variação máxima de 0,4V na saída, o que corresponde a 1% da tensão de pico máxima. O resultado obtido foi de 30,5mF, portanto, o valor comercial adotado foi de 31000uF.

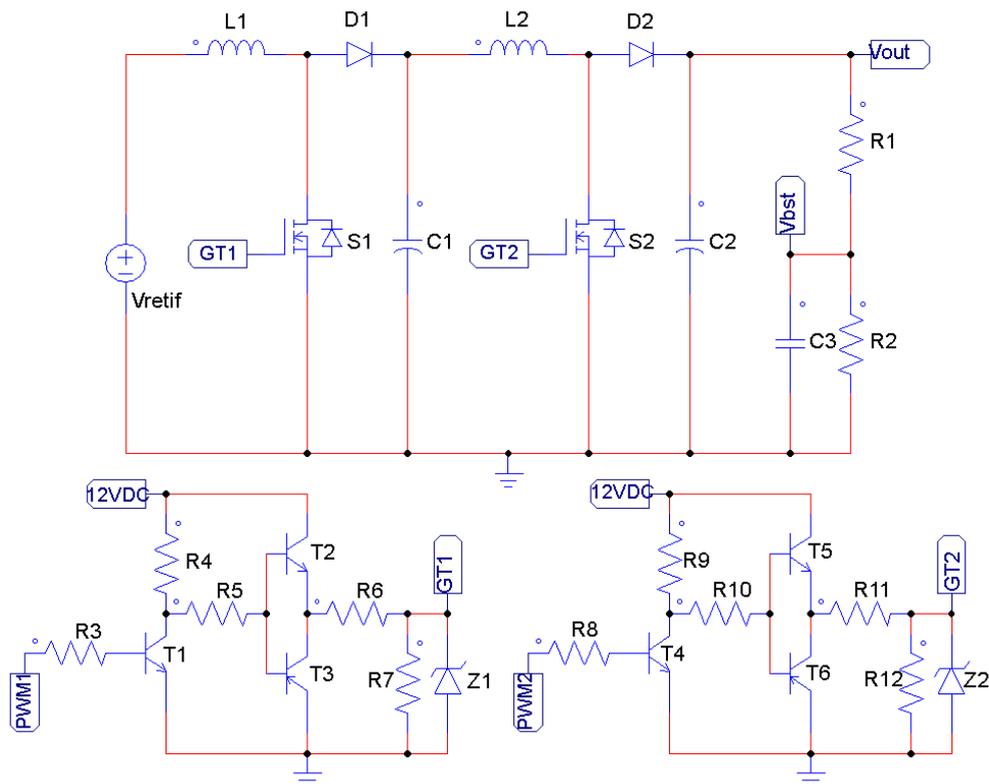
Finalmente, calcula-se os esforços nas chaves, sendo que a maior tensão à qual os diodos estarão inseridos será considerada 40V, pois é a maior tensão de pico de linha que o gerador proporciona, e as correntes médias nos diodos são definidas através da Equação 3. O resultado obtido foi de 5,4A.

Para a parte de instrumentação, serão implementados divisores de tensão e um resistor *shunt*, de $0,1\Omega$, para as medições de tensão e corrente na saída do retificador. Os divisores de tensão serão responsáveis pelo rebaixamento das tensões para um máximo de 3,3V, que é um valor de tensão padrão nas entradas analógicas de microcontroladores digitais. Essas medições serão utilizadas no controle *MPPT*.

4.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR (*BOOST*)

Com o retificador definido, o passo seguinte é o projeto do conversor CC-CC do tipo elevador (*boost*). Este conversor deverá ser capaz de elevar a tensão CC na saída do retificador, que poderá variar entre 17V e 40V, até a o valor de tensão de pico da rede elétrica que é 311V. Aplicando apenas um conversor *boost*, seria necessária a utilização de uma razão cíclica muito alta, de aproximadamente 95%, o que prejudica o rendimento do conversor. Portanto, será utilizada a topologia do conversor *boost*, operando em modo de condução contínua (MCC), em cascata, que consiste em dois conversores *boost* em série, conforme apresentado na Figura 33, que apresenta o circuito a ser dimensionado. Assim, o primeiro conversor *boost* elevará a tensão à um valor intermediário e o segundo poderá operar com uma razão cíclica menor.

Figura 33: Circuito conversor CC-CC a ser dimensionado.



Fonte: O Autor (2020).

A utilização de dois conversores *boost* em cascata permite, também, que se realize o *MPPT* a partir do conversor da entrada, através do método da perturbação e

observação (*P&O*), variando a sua razão cíclica. Na Figura 33, também está presente o divisor de tensão responsável pela leitura da tensão na saída do conversor *boost*.

A razão cíclica do primeiro conversor será variada constantemente pelo algoritmo de busca de máxima potência e a do segundo conversor será utilizada no controle da tensão de saída. Para calcular as variações nas razões cíclicas, utiliza-se a Equação 4, utilizando como tensão de entrada as tensões de saída do retificador e do primeiro conversor calculadas com a mesma equação. Para o conversor responsável pelo *MPPT*, será considerada uma variação da razão cíclica entre 65% e 80%. Os resultados podem ser observados na Tabela 2.

Tabela 2: Razões cíclicas do conversor CC-CC.

| Conversor <i>boost</i> | Tensão de entrada [V _{cc}] | Tensão de saída [V _{cc}] | Razão cíclica [%] |
|------------------------|--------------------------------------|------------------------------------|-------------------|
| 1 | 17 a 40 | 49 a 200 | 65 a 80 |
| 2 | 49 a 200 | 311 | 36 a 84 |

Fonte: O Autor (2020).

Utilizando a Equação 5, calcula-se a potência na saída do conversor, considerando um rendimento de 90% para cada estágio. A corrente média nos indutores é calculada a partir da Equação 17.

$$I_{Lmed} = \frac{P_e}{V_e} [A] \quad (17)$$

Onde:

I_{Lmed} é a corrente média no indutor do estágio [A];

P_e é a potência na entrada do estágio [W];

V_e é a tensão CC na entrada do estágio [V].

Os valores obtidos são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3: Potências e correntes nos indutores do conversor CC-CC.

| Conversor <i>boost</i> | Potência na entrada [W] | Potência na saída [W] | Corrente média no indutor [A] |
|------------------------|-------------------------|-----------------------|-------------------------------|
| 1 | 350 | 315 | 8,75 a 20,6 |
| 2 | 315 | 284 | 1,6 a 6,5 |

Fonte: O Autor (2020).

Para o cálculo dos indutores, considera-se os maiores valores de tensão, visando obter as maiores indutâncias necessárias. A frequência de chaveamento utilizada é de 50kHz. A equação a ser utilizada é a Equação 6. Para o cálculo dos capacitores, considerando uma variação de 0,1V na saída, utiliza-se a Equação 7. Os resultados podem ser observados na Tabela 4.

Tabela 4: Valores dos indutores e capacitores do conversor CC-CC.

| Conversor <i>boost</i> | Indutor [H] | Capacitor [F] | Capacitor Comercial [F] |
|------------------------|-------------|---------------|-------------------------|
| 1 | 365,7u | 44u | 47u |
| 2 | 4,57m | 8u | 8,2u |

Fonte: O Autor (2020).

Os esforços nas chaves são o último passo a ser definido. As máximas tensões são as maiores tensões nas saídas dos circuitos. As correntes médias podem ser definidas a partir das Equações 8 e 9. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5: Esforços nas chaves do conversor CC-CC.

| Componente | Máxima tensão [V] | Corrente média [A] |
|------------------|-------------------|--------------------|
| <i>MOSFET S1</i> | 200 | 16,5 |
| <i>MOSFET S2</i> | 311 | 7,2 |
| Diodo D1 | 200 | 4,12 |
| Diodo D2 | 311 | 4,16 |

Fonte: O Autor (2020).

O projeto dos indutores foi conduzido com base no Apêndice A e os resultados calculados estão na Tabela 6 abaixo.

Tabela 6: Parâmetros para a fabricação dos indutores do conversor *boost*.

| | Indutor 1 | Indutor 2 |
|----------------------------|-----------|-----------|
| Indutância considerada [H] | 400u | 5m |
| Corrente [A] | 20,6±10% | 6,5±10% |
| Núcleo | EE-65/26 | EE-65/26 |
| Nº de Espiras | 58 | 226 |
| Gap [cm] | 0,56 | 0,68 |
| Condutores | 11x22AWG | 4x22AWG |

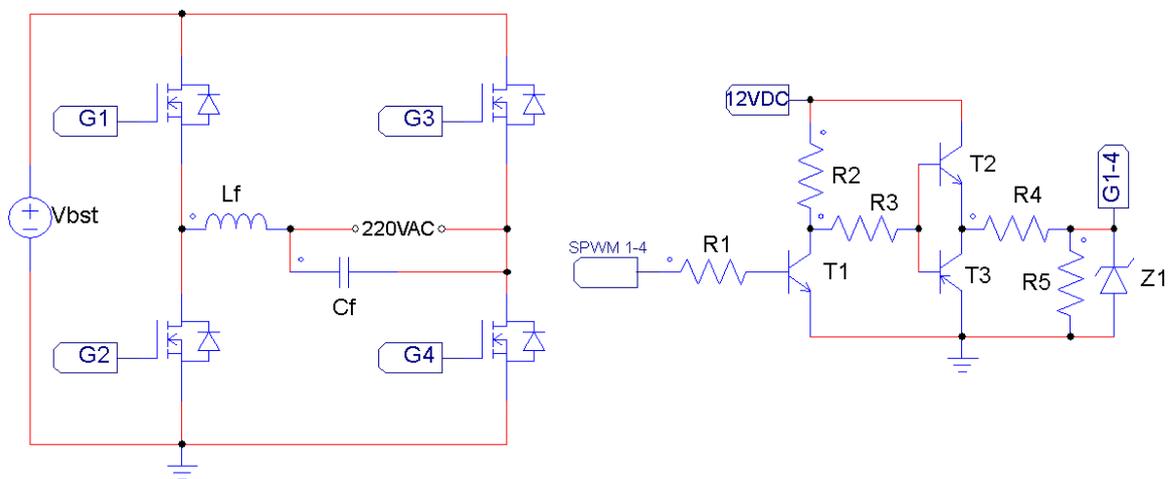
Fonte: O Autor (2020).

Os microcontroladores digitais utilizados no controle dos *MOSFETs* não fornecem corrente suficiente em suas saídas para realizar o acionamento dos mesmos com eficiência. Portanto, são utilizados circuitos denominados *drivers* para auxiliar neste acionamento. Os circuitos de *driver* selecionados utilizam uma topologia *Totem-Pole*, utilizando dois transistores *BJT* operando como *Push-Pull* do *PWM* gerado pelo microprocessador, além de um transistor *NPN* realizando a pré-amplificação do sinal na entrada do *Push-Pull*. Os circuitos de *driver* utilizados podem ser observados na parte inferior da Figura 33.

4.3 CONVERSOR CC-CA (INVERSOR)

O conversor CC-CA utilizado é composto por uma topologia de ponte completa (*full-bridge*) e um filtro passa-baixa de segunda ordem LC para reduzir as harmônicas de tensão aplicadas à carga final. Aqui, devem ser dimensionados o filtro de saída LC e as características de esforços das chaves utilizadas no chaveamento. O circuito a ser dimensionado é apresentado na Figura 34, juntamente com o acionamento dos *gates* das chaves.

Figura 34: Circuito inversor a ser dimensionado.



Fonte: O Autor (2020).

As tensões máximas nas chaves são as maiores tensões encontradas no circuito. Nesse caso, 311V. As correntes são calculadas a partir das Equações 10 e 11. Devido ao método de acionamento das chaves ser a modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM*), o cálculo das correntes se torna complexo, desta forma, foi realizado um circuito de simulação para se obter os valores de correntes nas chaves. A corrente média simulada nos MOSFETs é de 4,7A.

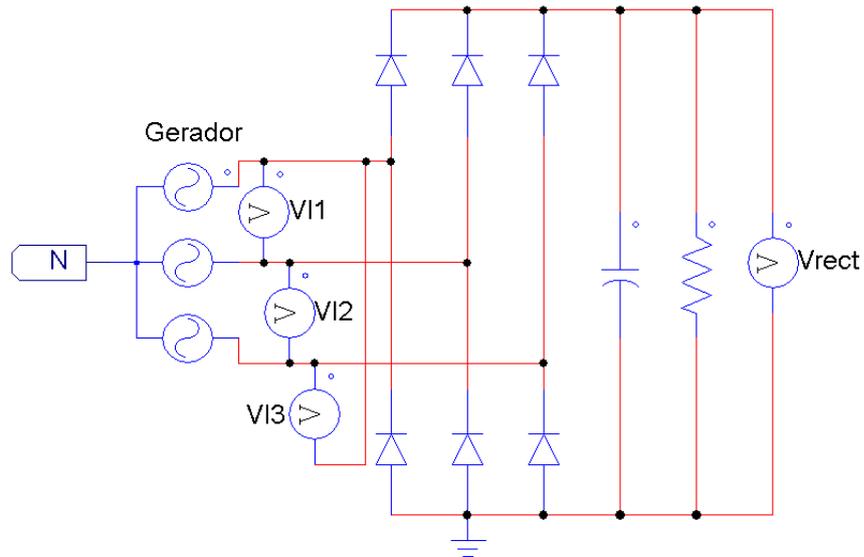
Para o projeto do filtro LC, são utilizadas as Equações 12 a 15, considerando a frequência de chaveamento 1080Hz (valor obtido através da simulação) e a frequência de corte do filtro como 100Hz. Os valores obtidos para o indutor e o capacitor de filtro são 13,56mH e 186,8uF, respectivamente. O capacitor comercial selecionado foi o de 189uF. A tensão que o capacitor deve suportar deve ser superior a 311V.

Os circuitos de *driver* dos *MOSFETs* são os mesmos utilizados previamente nos circuitos de *boost*.

4.4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

Com os componentes definidos, foi realizada a simulação de cada estágio do sistema no software PSIM e, por fim, do sistema completo integrado. Para a simulação do retificador, o circuito da Figura 35 foi montado no software.

Figura 35: Circuito retificador utilizado na simulação.



Fonte: O Autor (2020).

Para simular o aerogerador, foi utilizado um gerador trifásico ligado em estrela com tensão eficaz de linha 28V e frequência de 60Hz.

A carga calculada a partir da Equação 18, considerando a maior potência, 350W, e a tensão de saída 40V, é de 4,57Ω.

$$R_L = \frac{V_s^2}{P} [\Omega] \quad (18)$$

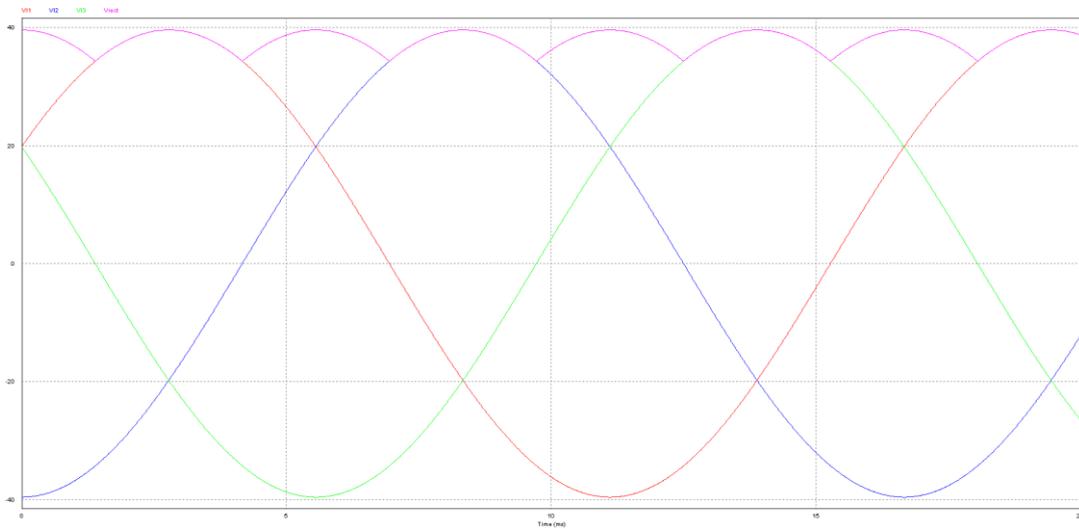
Onde:

R_L é a carga resistiva para a saída do retificador [Ω];

V_s é a tensão CC na saída do retificador [V].

As formas de onda de tensão de fase do gerador de tensão na saída do retificador sem o filtro capacitivo são apresentadas na Figura 36.

Figura 36: Simulação da tensão na saída do retificador sem filtro capacitivo.



Fonte: O Autor (2020).

Após a inserção do capacitor de filtro, foi possível reduzir a variação na forma de onda da tensão na saída do retificador, como pode ser observado na Figura 37.

Figura 37: Simulação da tensão na saída do retificador com filtro capacitivo.



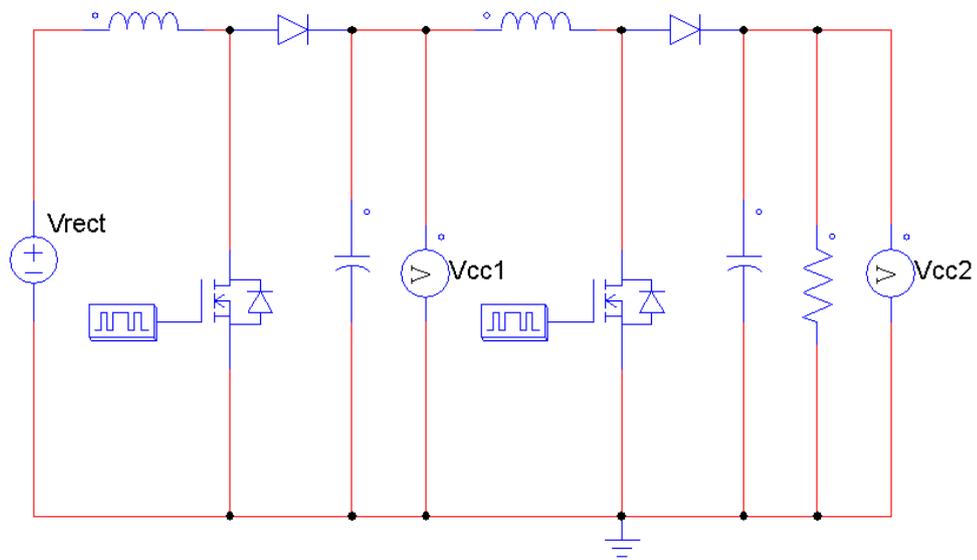
Fonte: O Autor (2020).

Para a simulação do conversor *boost*, foi utilizada uma fonte de tensão contínua representando a saída do retificador.

A carga para o circuito conversor também pode ser calculada a partir da Equação 18 e será de $340,6\Omega$.

O circuito simulado é apresentado na Figura 38.

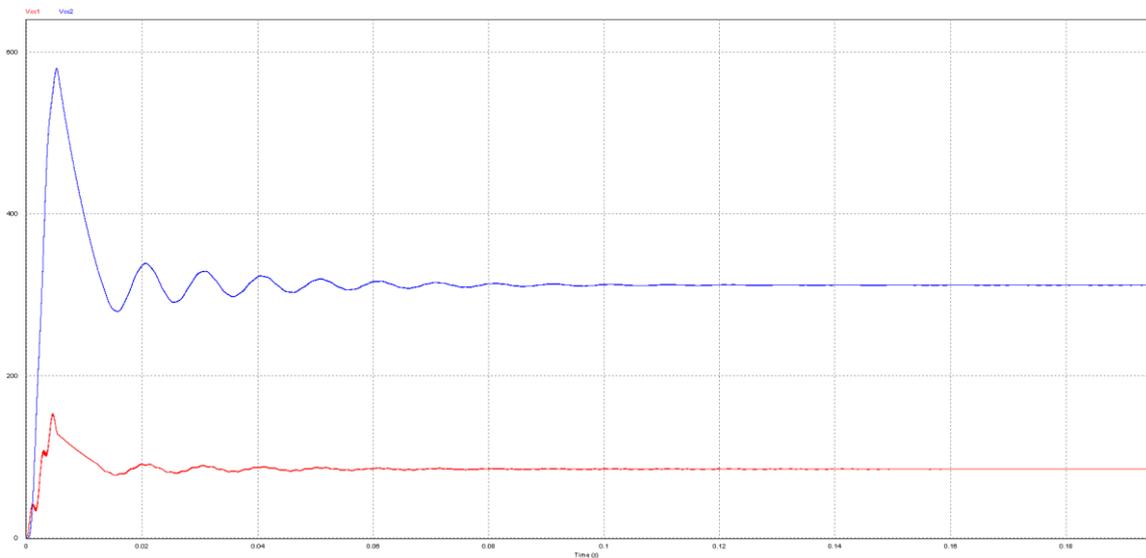
Figura 38: Circuito conversor utilizado na simulação.



Fonte: O Autor (2020).

Os resultados da simulação do circuito conversor para entradas de 17V e 40V são apresentados nas Figuras 39 e 40, respectivamente.

Figura 39: Simulação da tensão na saída do conversor para uma entrada de 17V.



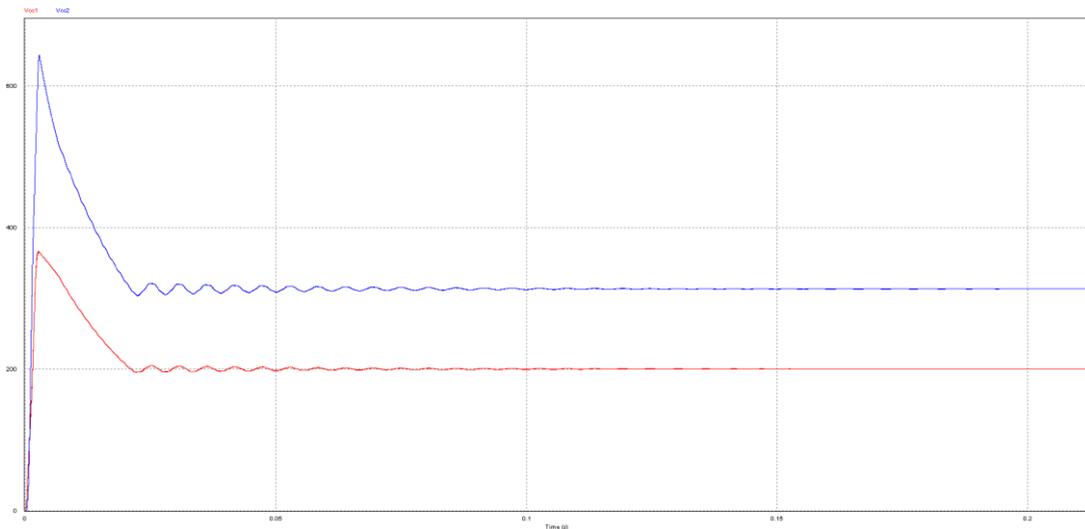
Fonte: O Autor (2020).

Onde:

V_{CC1} é a tensão na saída do primeiro estágio, que, após a estabilização, é 90V;

V_{CC2} é a tensão na saída do segundo estágio, que, após a estabilização, é 311V.

Figura 40: Simulação da tensão na saída do conversor para uma entrada de 40V.



Fonte: O Autor (2020).

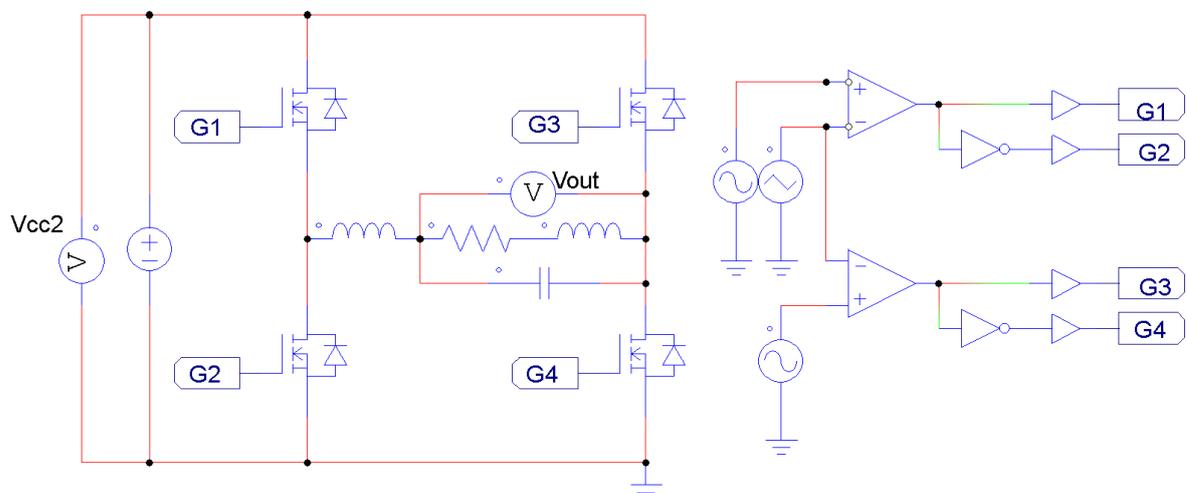
Onde:

V_{CC1} é a tensão na saída do primeiro estágio, que, após a estabilização, é 200V;

V_{CC2} é a tensão na saída do segundo estágio, que, após a estabilização, é 311V.

Para a simulação do inversor, foi utilizada uma fonte de tensão CC de 311V, substituindo a saída do conversor *boost*. Para a geração do sinal *SPWM* foram utilizadas fontes senoidais e triangulares de tensão e amplificadores operacionais para realizar a comparação entre as formas de onda. O circuito simulado está representado na Figura 41.

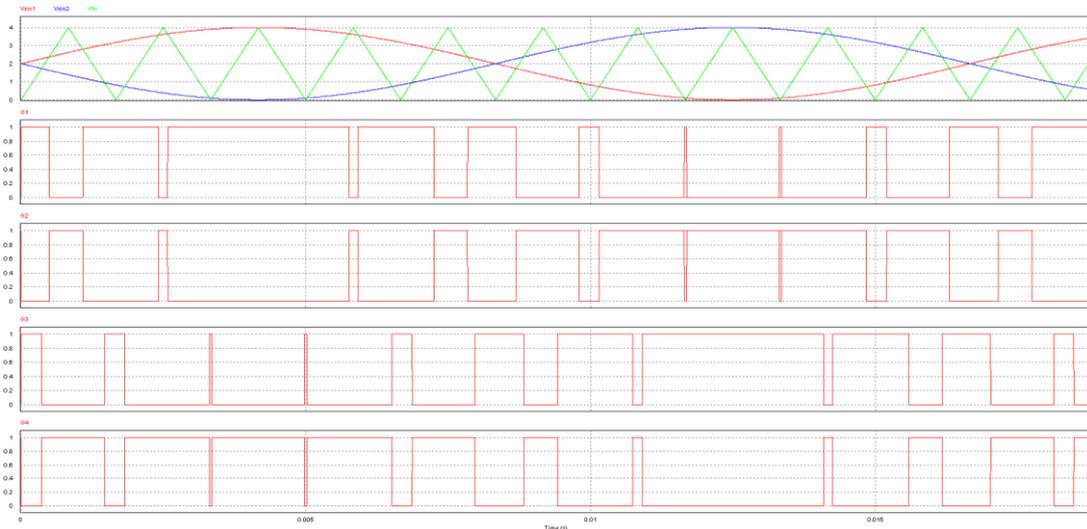
Figura 41: Circuito inversor utilizado na simulação.



Fonte: O Autor (2020).

As formas de onda dos sinais utilizados na geração dos pulsos de controle das chaves, juntamente com os sinais *SPWM* enviados aos *MOSFETs* podem ser observados na Figura 42.

Figura 42: Controle das chaves do inversor.



Fonte: O Autor (2020).

Onde:

V_{sin1} e V_{sin2} são as senoides de referência para a geração do SPWM;

V_{tri} é a onda triangular de referência para a geração do SPWM;

G_1 , G_2 , G_3 e G_4 são os sinais SPWM gerados.

A carga foi calculada considerando a potência de saída como 284VA e apresentando um fator de potência 0,92 indutivo. Portanto, a mesma é de 170,42 Ω com fase -23,07°, conforme a Equação 19.

$$\theta = \cos^{-1} FP \text{ [}^\circ\text{]} \quad (19)$$

Onde:

θ é a defasagem entre a tensão e a corrente na carga [°];

FP é o fator de potência da carga.

A partir das Equações 20 e 21, divide-se este vetor em componentes real e complexa, que representam, respectivamente, a parcela resistiva e a parcela indutiva da carga.

$$R_L = Z_L \times \cos \theta \text{ } [\Omega] \quad (20)$$

Onde:

R_L é a resistência da carga $[\Omega]$;

Z_L é a impedância da carga $[\Omega]$.

$$X_L = Z_L \times \sin \theta \text{ } [\Omega] \quad (21)$$

Onde:

X_L é a reatância indutiva da carga $[\Omega]$.

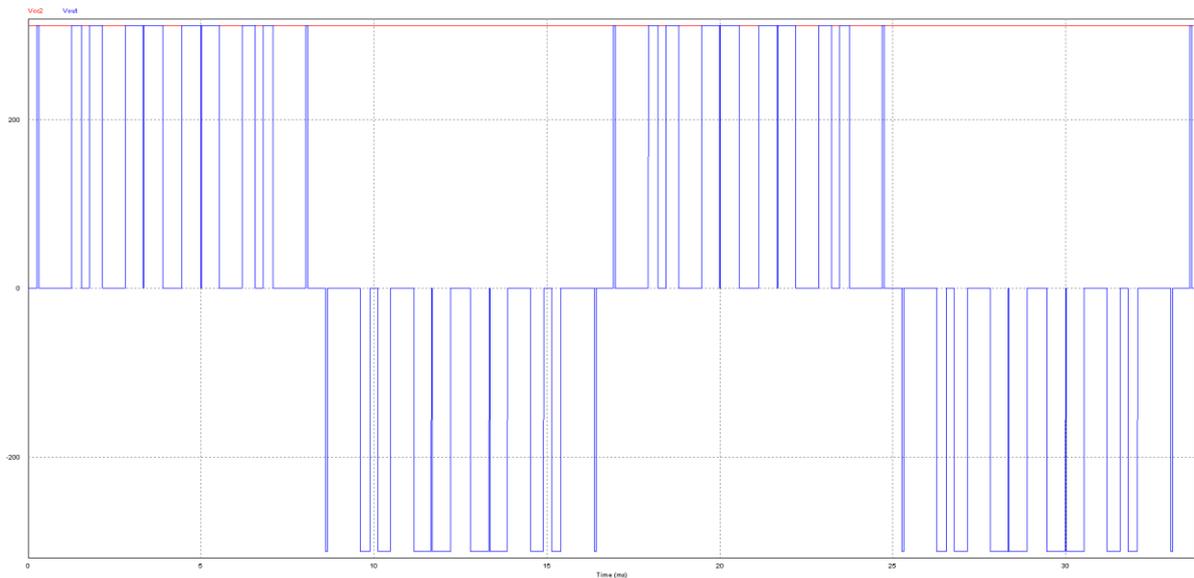
Calculada a reatância indutiva da carga, encontra-se o valor do indutor a partir da Equação 22.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \text{ } [H] \quad (22)$$

Então, a resistência da carga é $156,8\Omega$ e a indutância é $0,18H$.

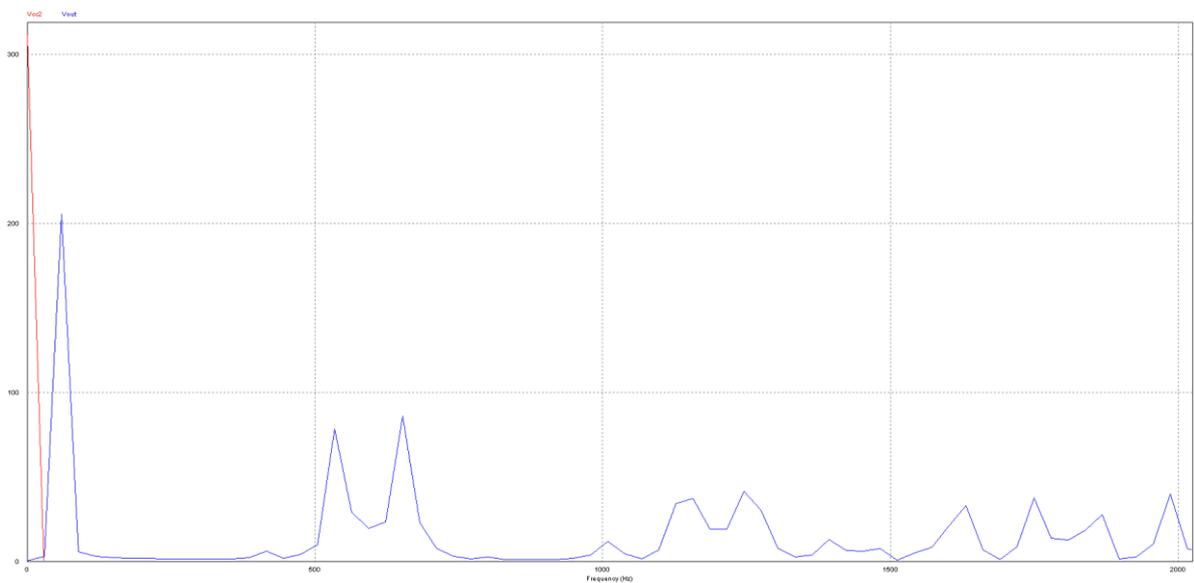
A forma de onda da tensão na saída do inversor sem o filtro LC pode ser observada na Figura 43. As componentes harmônicas da tensão na saída podem ser observadas na Figura 44.

Figura 43: Simulação da tensão na saída do inversor sem filtro LC.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 44: Simulação dos harmônicos da tensão na saída do inversor sem filtro LC.

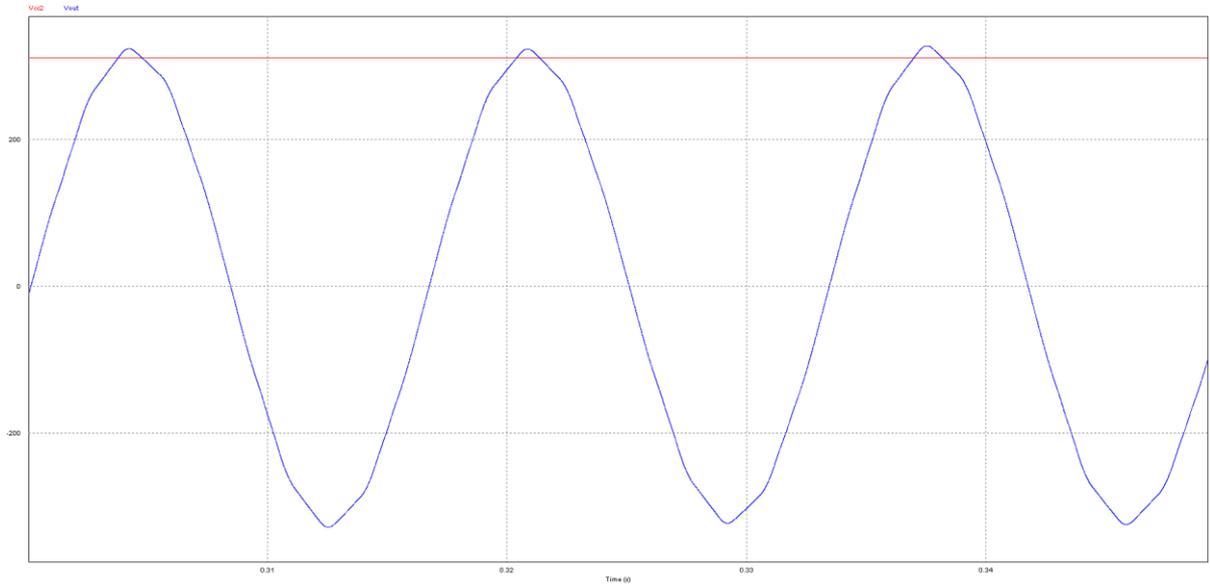


Fonte: O Autor (2020).

Percebe-se a atuação do controle *SPWM* na Figura 43 através da variação na largura dos pulsos da tensão V_{out} . Na Figura 44 é possível perceber diversas componentes harmônicas na representação dessa tensão no domínio da frequência. Para aproximar a forma de onda da tensão a uma senoide pura e atenuar as componentes harmônicas oriundas do chaveamento *SPWM*, adiciona-se o filtro LC à saída do circuito.

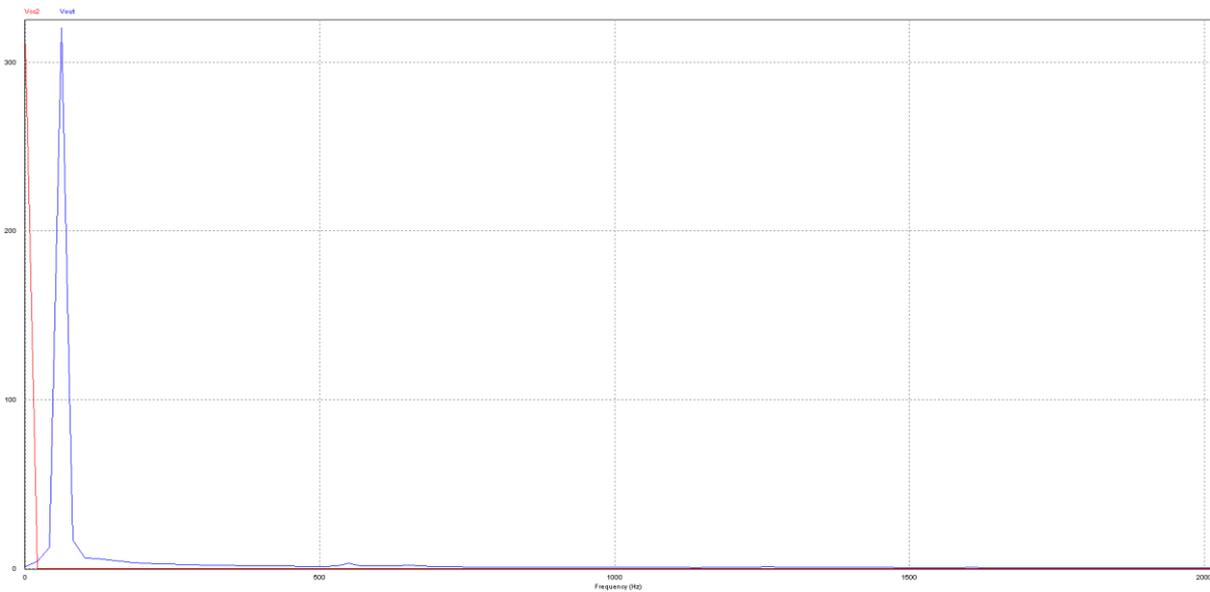
A forma de onda da tensão na saída do inversor com o filtro LC pode ser observada na Figura 45. As componentes harmônicas da tensão na saída podem ser observadas na Figura 46.

Figura 45: Simulação da tensão na saída do inversor com filtro LC.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 46: Simulação dos harmônicos da tensão na saída do inversor com filtro LC.



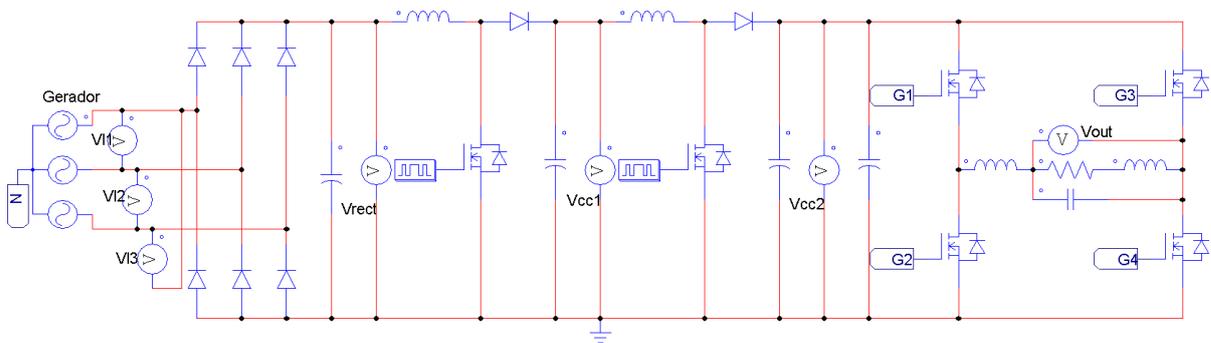
Fonte: O Autor (2020).

Na Figura 45 percebe-se uma melhora significativa na aproximação da forma de onda à uma senoide pura. Na Figura 46, pode se perceber que não existem mais componentes harmônicas além da componente natural de 60Hz.

Com a inclusão do filtro LC, houve um aumento na tensão de saída do inversor que pode ser atenuado modificando a amplitude das senoides de referência na geração do *SPWM*.

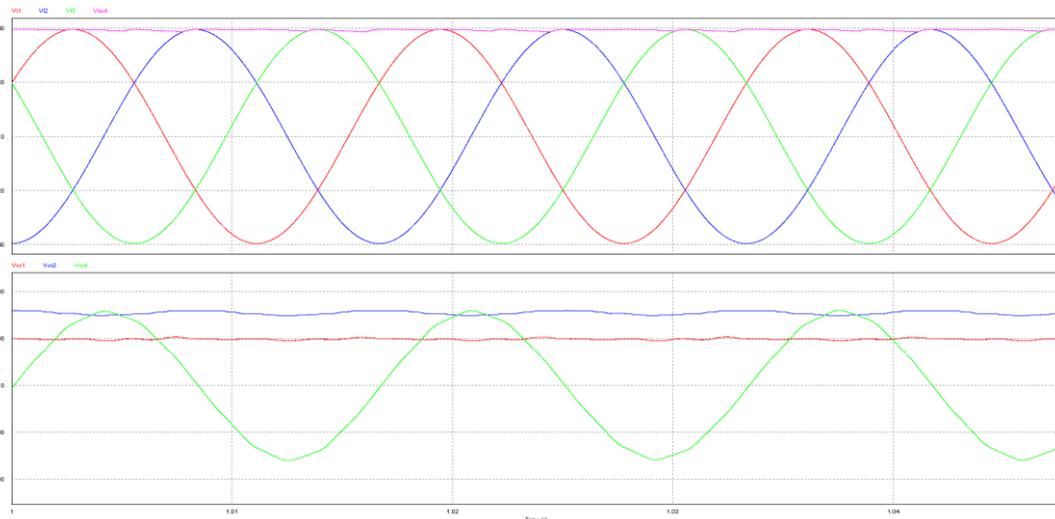
Por fim, unindo todas as etapas do circuito, têm-se a seguinte topologia para o sistema completo, presente na Figura 47. As formas de onda das tensões ao longo do circuito em regime permanente podem ser observadas na Figura 48 e o comportamento das harmônicas na saída pode ser observado na Figura 49.

Figura 47: Circuito do projeto utilizado na simulação.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 48: Simulação das tensões ao longo do circuito final.



Fonte: O Autor (2020).

Onde:

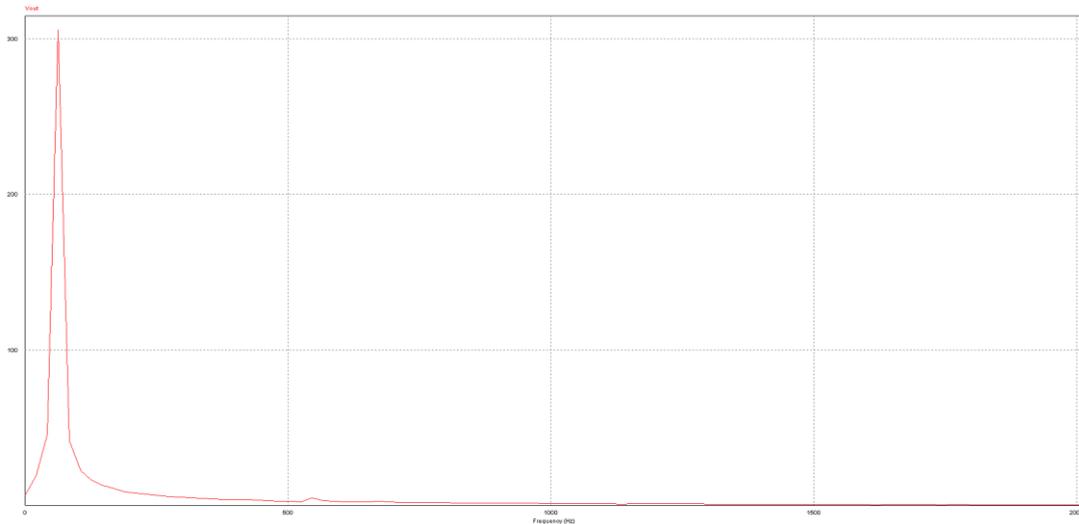
V_{I1} , V_{I2} e V_{I3} são as tensões de linha na entrada do circuito retificador;

V_{rect} é a tensão na saída do retificador;

V_{cc1} e V_{cc2} são as tensões de saída de cada estágio do conversor boost;

V_{out} é a tensão na saída do circuito inversor.

Figura 49: Simulação dos harmônicos da tensão na saída do circuito final.



Fonte: O Autor (2020).

Percebe-se que o comportamento do circuito é bastante próximo ao esperado. Foram observadas algumas variações nos valores médios das tensões que puderam ser corrigidas com pequenas mudanças nas razões cíclicas do conversor e no chaveamento do inversor. Também foi inserido um capacitor de desacoplamento para suprimir os ruídos gerados pelo chaveamento do inversor na saída do conversor *boost*.

Observado o funcionamento do circuito proposto e simulado, nas próximas seções constam as anotações de desenvolvimento do protótipo e os resultados obtidos.

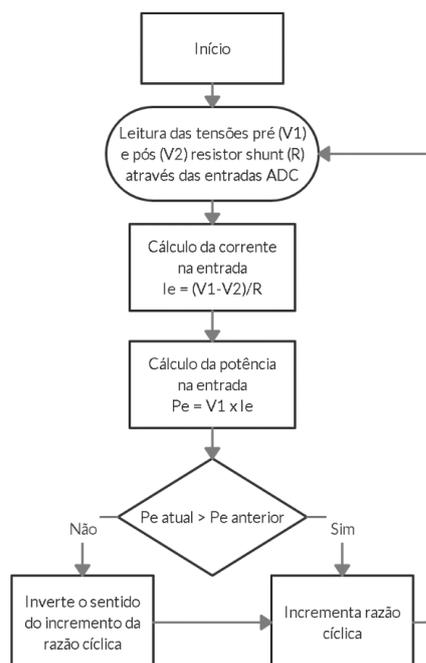
4.5 SISTEMA DE CONTROLE

Para implementação do controle digital, foram utilizados três controladores Arduino Uno. Um para a seção do *MPPT*, um para o controle do segundo estágio de *boost* e um para a geração do *SPWM* necessário para o chaveamento do inversor. Foi optado por dividir as tarefas do controle entre os controladores para se obter uma melhor performance.

4.5.1 CONTROLE DO RASTREADOR DE MÁXIMA POTÊNCIA (*MPPT*)

O controlador responsável por esta parte do circuito recebeu como entradas as medições de tensão antes e depois do resistor *shunt* da saída do retificador, possibilitando o cálculo da corrente e da potência na entrada do circuito. A saída desse controlador consiste em um *PWM* responsável pelo controle do primeiro *MOSFET* do circuito. A razão cíclica desta saída é controlada a partir do método *P&O* de *MPPT*, apresentado no item 2.5.3, no qual o controlador calcula constantemente a potência na entrada do circuito e compara com o resultado anterior para detectar se a razão cíclica deve ser aumentada ou diminuída. O fluxograma do algoritmo desenvolvido para este controlador pode ser observado na Figura 50.

Figura 50: Fluxograma do controle do *MPPT*.

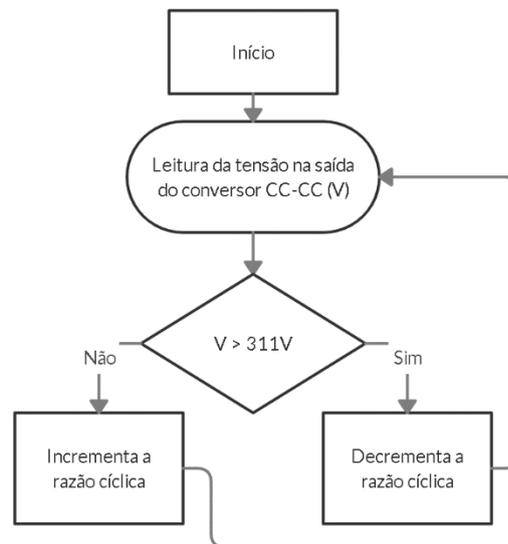


Fonte: O Autor (2020).

4.5.2 CONTROLE DO CONVERSOR *BOOST*

O controlador responsável pelo controle do *boost* para a tensão máxima CC, que é 311V, recebe como entrada a medição de tensão na saída do segundo conversor CC-CC. A partir desta tensão, este controlador é responsável por manter a mesma em 311V, compensando as variações na tensão na saída do estágio anterior causadas pelo *MPPT*. Em sua saída, haverá um *PWM* responsável pelo controle do segundo *MOSFET* do circuito. O fluxograma do algoritmo desenvolvido para este controlador pode ser observado na Figura 51.

Figura 51: Fluxograma do controle do *boost*.



Fonte: O Autor (2020).

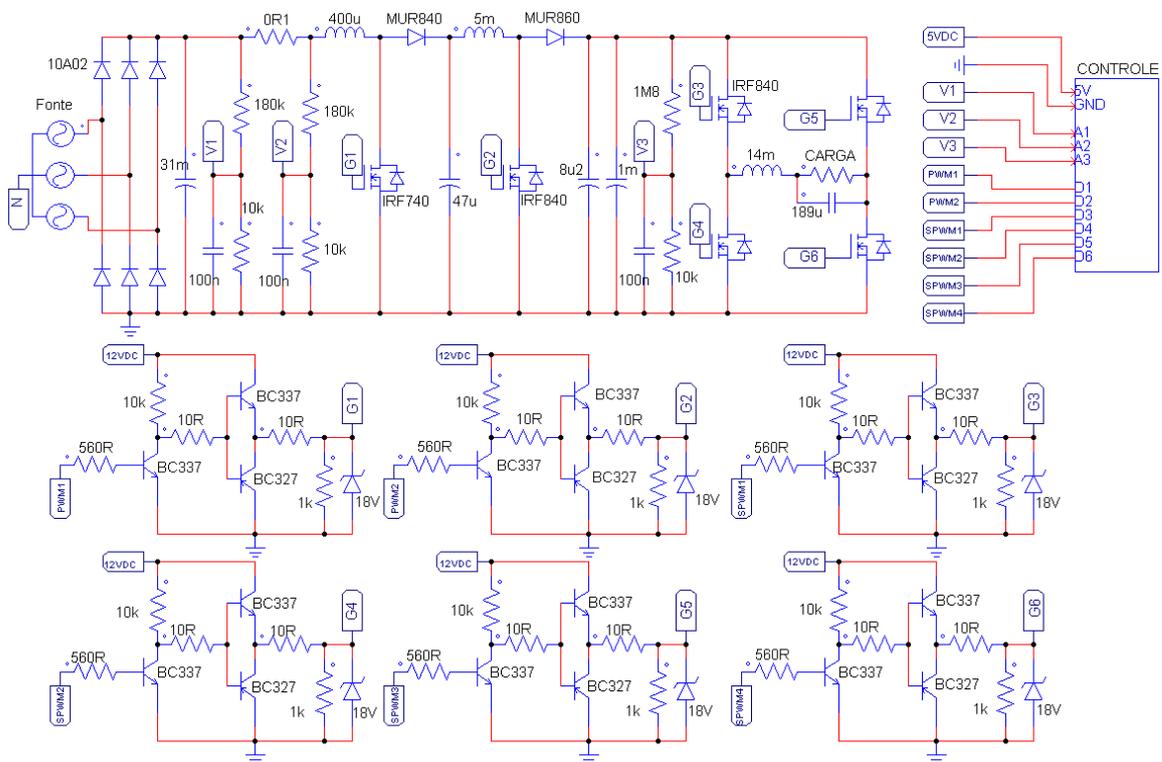
4.5.3 CONTROLE DO CIRCUITO INVERSOR

O último controlador é responsável pela geração do sinal de modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM*) para o funcionamento do inversor. Este não utilizará nenhuma entrada e fará uso de vetores armazenando os valores de razão cíclica a serem variados ao longo de cada pulso truncados no código. Fornece, em sua saída, quatro sinais de *SPWM* para controlar os *MOSFETs* do inversor alternadamente.

4.6 NOTAS DE IMPLEMENTAÇÃO

Na Figura 52, pode ser observado o circuito completo implementado. Os componentes utilizados na montagem do circuito estão descritos no Apêndice B, Tabela 9. Alguns registros fotográficos da etapa de implementação estão presentes no Apêndice C.

Figura 52: Circuito completo implementado.



Fonte: O Autor (2020).

Para os testes do protótipo do circuito, foram encontradas algumas limitações que necessitaram de adequações para viabilizar a realização dos mesmos. Inicialmente, diante da indisponibilidade de um aerogerador nos moldes do utilizado como base para o projeto, os testes foram feitos utilizando a rede elétrica convencional como entrada, inserindo transformadores idênticos para a redução da tensão de linha de $380V_{RMS}$ para $42V_{RMS}$ e um *Variac* trifásico, que consiste em um dispositivo que permite a atenuação da tensão na saída do mesmo. Desta forma, foi possível simular as variações de tensão na entrada, que ocorreriam no caso da aplicação em um aerogerador. Desta forma, foi possível analisar o comportamento do circuito para uma entrada compatível com a do aerogerador da proposta inicial. Possíveis variações de

frequência na saída do aerogerador poderão ser desconsideradas devido à presença do circuito retificador trifásico implementado.

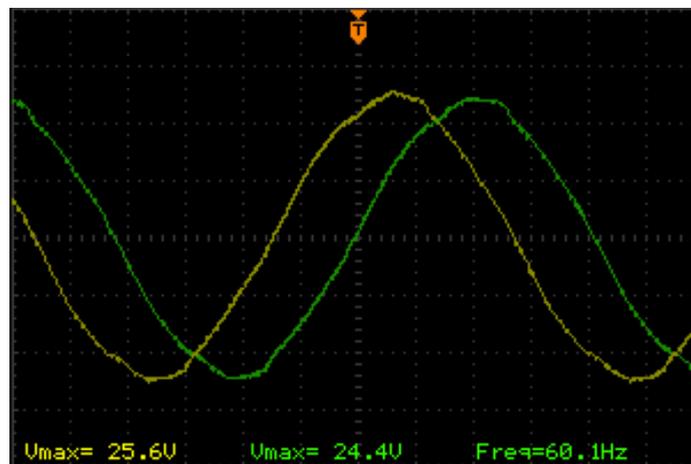
Outra limitação foram os núcleos utilizados na fabricação dos indutores dos conversores CC-CC. Diante da indisponibilidade dos núcleos projetados, foram utilizados os modelos de dimensões ligeiramente menores, o que causou a necessidade da redução da bitola dos condutores e, conseqüentemente, a redução da corrente máxima suportada pelos mesmos. Devido à esta adequação, as tensões na entrada foram limitadas entre 25V e 40V na saída do retificador.

Os circuitos de *gate driver* utilizados no projeto causam a inversão da forma de onda de saída com relação a forma de onda de entrada. Para corrigir esta inversão, foi implementada nos controladores a inversão do sinal de saída dos *PWMs*, realizando, desta forma, uma compensação nas inversões realizadas pelos *drivers*.

4.7 ANÁLISE DOS RESULTADOS

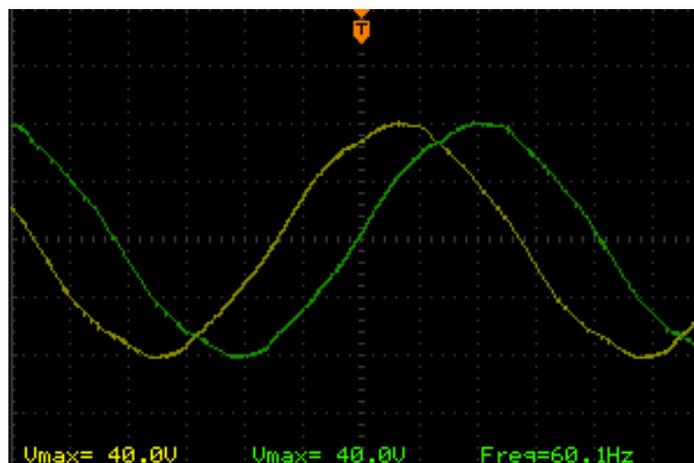
A seguir, são apresentados os resultados obtidos com o protótipo utilizando cargas resistivas dimensionadas conforme a seção 4.4, analisadas utilizando-se um osciloscópio digital. Cada estágio do circuito foi testado isoladamente, iniciando da entrada e seguindo em direção a saída, utilizando cargas para cada etapa e o estágio anterior como entrada do estágio atual. Nas Figuras 53 e 54 podem ser observadas duas tensões de linha da saída do *Variac*, que, neste caso, simulam as tensões de linha do aerogerador. Na Figura 53 percebem-se as tensões em 25V e na Figura 54 em 40V.

Figura 53: Tensões de linha 25V na entrada do circuito.



Fonte: O Autor (2020).

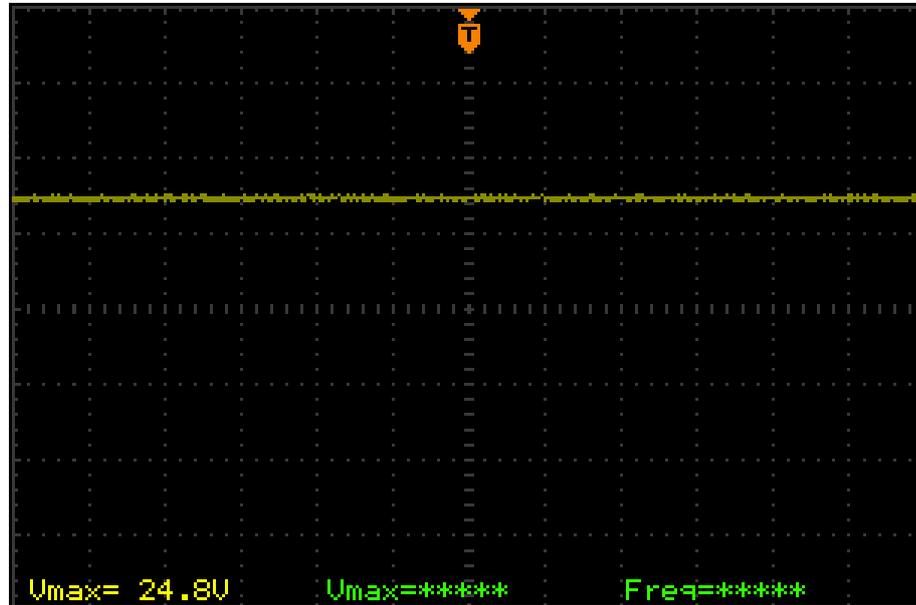
Figura 54: Tensões de linha 40V na entrada do circuito.



Fonte: O Autor (2020).

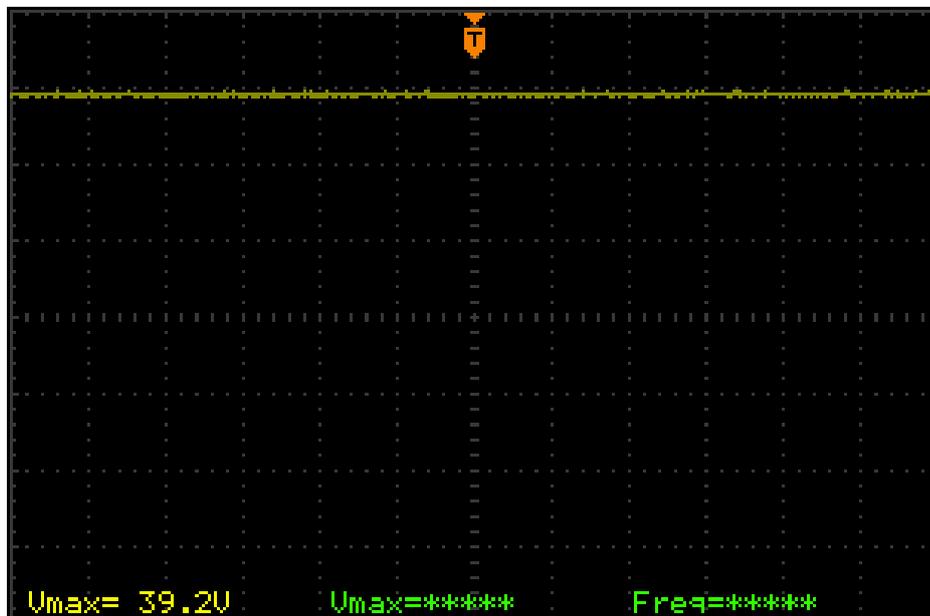
Em seguida, nas Figuras 55 e 56, é observada a tensão na saída do retificador, após o resistor shunt, para cada uma das entradas previamente mostradas.

Figura 55: Tensão na saída do retificador para entrada de 25V.



Fonte: O Autor (2020).

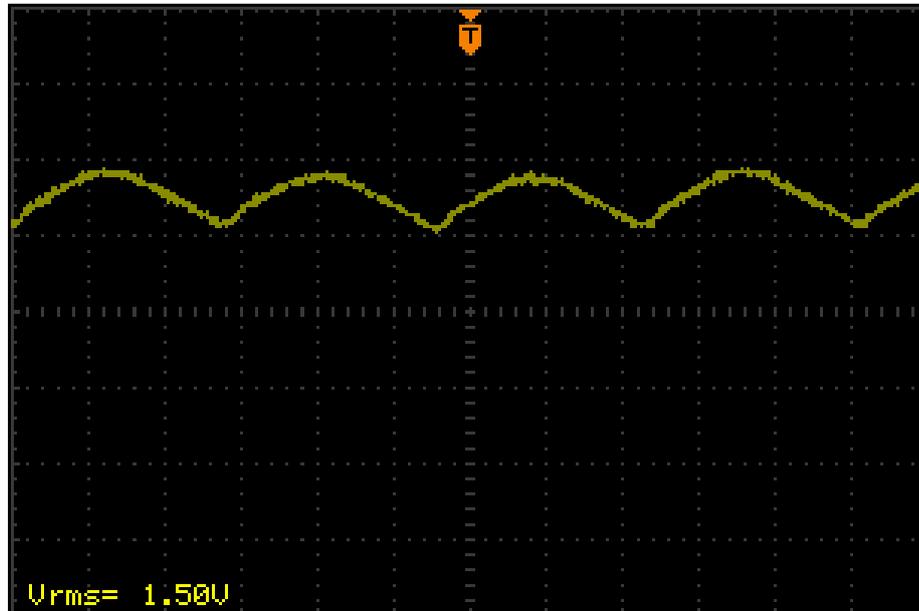
Figura 56: Tensão na saída do retificador para entrada de 40V.



Fonte: O Autor (2020).

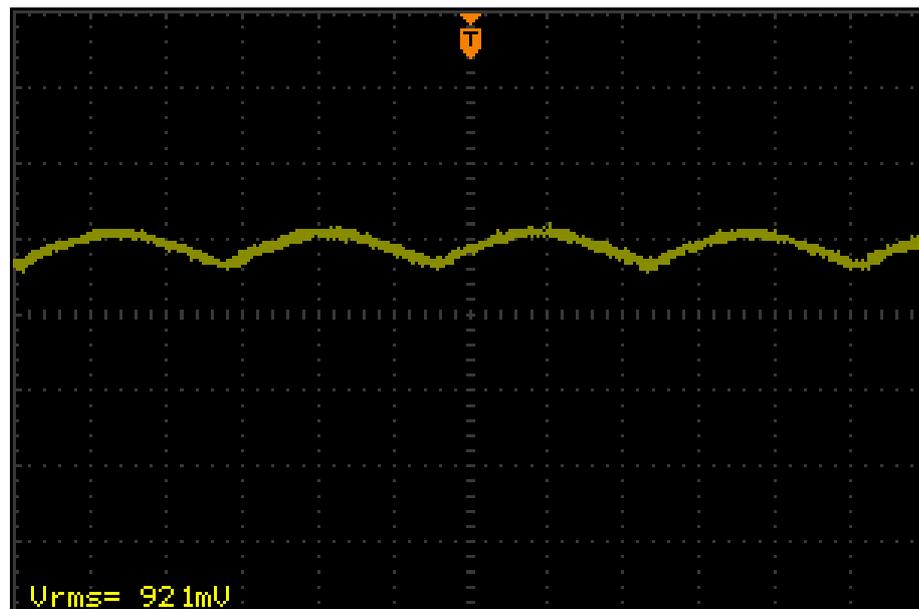
A tensão sobre o resistor *shunt* para as entradas de 25V e 40V pode ser observada, respectivamente, nas Figuras 57 e 58.

Figura 57: Tensão sobre o resistor *shunt* para entrada de 25V.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 58: Tensão sobre o resistor *shunt* para entrada de 40V.

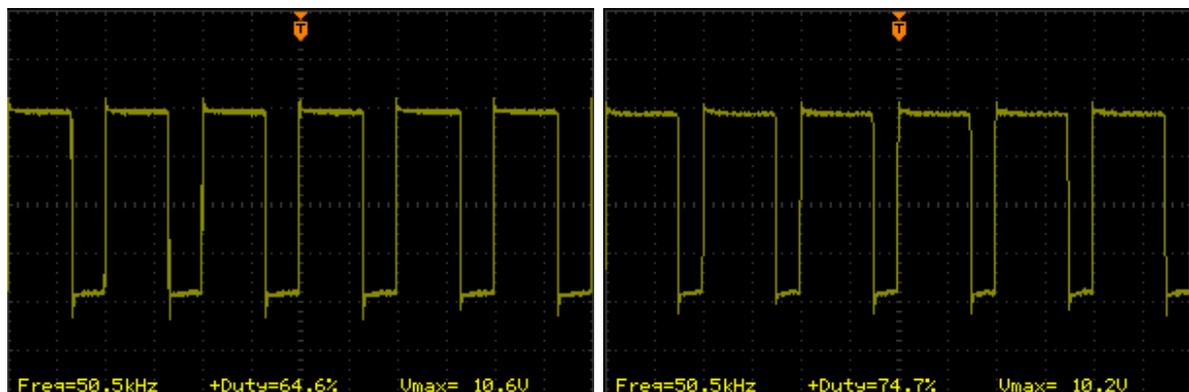


Fonte: O Autor (2020).

A partir destas tensões RMS, é possível calcular a corrente na entrada do circuito da mesma forma que foi aplicada no controle *MPPT*, utilizando a Lei de *Ohm*, que diz que a corrente é o resultado da divisão da tensão pela resistência. A resistência do resistor *shunt* é de $0,1\Omega$, portanto, as correntes na entrada para tensões de 25V e 40V são, respectivamente, 15A e 9,21A, valores bastante próximos aos projetados.

Na Figura 59, estão as formas de onda dos pulsos no *gate* do *MOSFET* responsável pelo controle do *MPPT*, apresentando os extremos observados na razão cíclica do estágio, que variou entre 65% a 75%, dentro dos limites projetados na Tabela 2. Percebe-se que a variação da razão cíclica ocorreu dentro de uma faixa onde o aproveitamento da energia é maior, visto que ela não foi nem muito baixa, o que acarretaria em oscilações maiores na corrente, nem muito alta, o que causaria uma redução no rendimento do conversor, conforme apresentado na Figura 16.

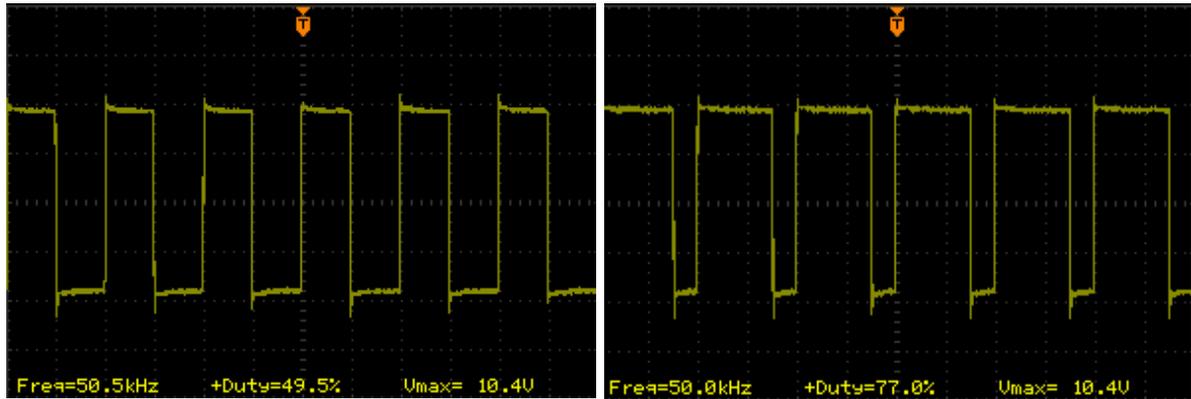
Figura 59: Pulsos no *gate* do conversor *boost MPPT*.



Fonte: O Autor (2020).

Na Figura 60, estão as formas de onda dos pulsos no *gate* do *MOSFET* responsável pela regulação da tensão de saída do conversor CC-CC, apresentando os extremos observados na razão cíclica do estágio, que variou entre 50% a 77%, dentro dos limites projetados na Tabela 2.

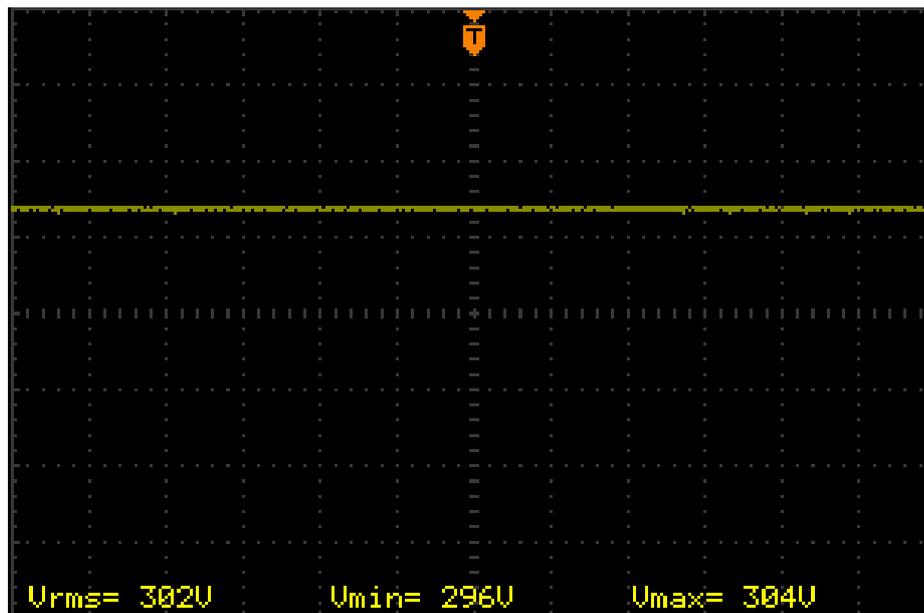
Figura 60: Pulsos no *gate* do conversor *boost*.



Fonte: O Autor (2020).

Na Figura 61, pode ser observada a tensão na saída do conversor CC-CC, regulada em torno de 300V.

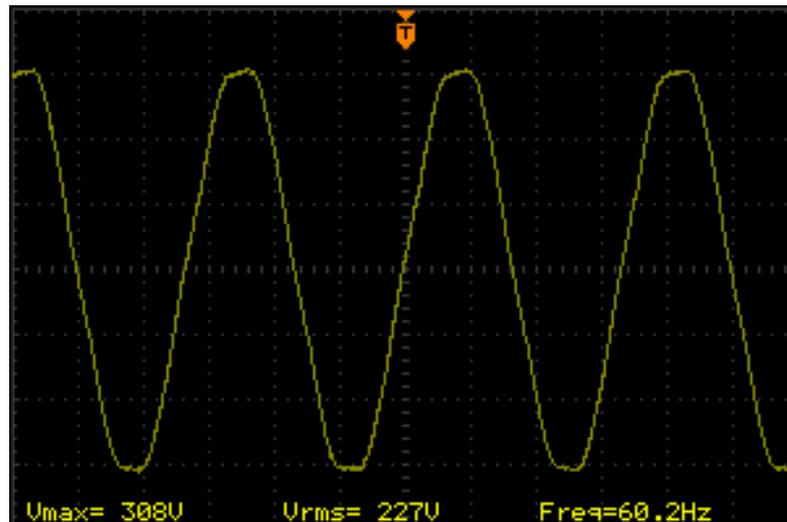
Figura 61: Tensão na saída do conversor CC-CC.



Fonte: O Autor (2020).

Finalmente, pode ser observada a forma de onda da tensão na saída do circuito inversor para uma carga resistiva na Figura 62.

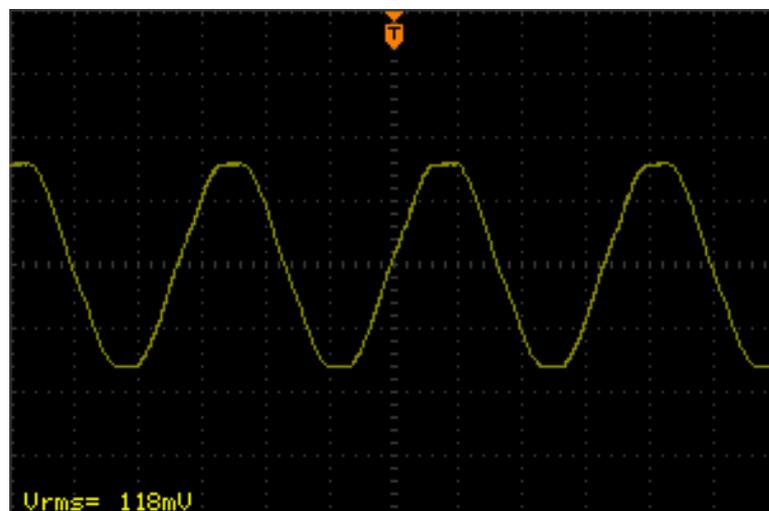
Figura 62: Tensão na saída do circuito inversor.



Fonte: O Autor (2020).

Percebe-se um leve aumento na tensão de pico se comparada à tensão na entrada do estágio inversor. Este aumento se deve aos filtros indutivos e capacitivos presentes na entrada e na saída deste estágio. Percebe-se que, apesar de apresentar uma forma senoidal levemente distorcida, a tensão se aproxima bastante do formato natural de uma senoide, demonstrando um bom funcionamento do filtro de saída.

A fim de estimar o rendimento final do circuito, foi inserido outro resistor shunt na saída do mesmo para encontrar o valor *RMS* da corrente, possibilitando calcular a potência de saída do circuito. A Figura 63 apresenta a tensão sobre este resistor de $0,1\Omega$.

Figura 63: Tensão sobre o resistor *shunt* na saída do inversor.

Fonte: O Autor (2020).

A partir desta tensão, é possível calcular a corrente na saída, que é igual a 1,18A. Portanto, a potência entregue na saída do circuito é de 260W. Comparando à potência na entrada do circuito para uma entrada de 40V, que é de 368W, percebe-se uma eficiência total do circuito de cerca de 70%. Visto que a eficiência projetada do circuito era de cerca de 80%, percebe-se uma queda na mesma. Esta redução pode ser relacionada ao subdimensionamento dos indutores e na utilização de resistores *shunt* de valor elevado, que passaram a dissipar energia na forma de calor. Também é possível relacionar a redução na eficiência do circuito à forma como o protótipo foi montado, utilizando fios longos entre os componentes para possibilitar um espaçamento maior entre os mesmos e facilitar os testes. Uma sugestão para possíveis melhorias no circuito em trabalhos futuros seria a substituição de um dos estágios de *boost* por um transformador elevador de tensão, que, quando bem construído, possibilita um rendimento levemente superior comparado ao conversor CC-CC e uma redução nos harmônicos induzidos por chaveamentos.

5 CONCLUSÕES

Ao final deste trabalho, percebe-se o sucesso ao alcançar os objetivos especificados inicialmente. Foram descritas e detalhadas as diversas possibilidades de topologias, permitindo que fossem selecionadas as mais adequadas e que entregariam uma melhor eficiência a este projeto. Posteriormente, através do estudo feito em cima destas topologias, foi possível calcular e dimensionar corretamente os circuitos a serem implementados. Através de simulações, foi possível comprovar o funcionamento dos circuitos projetados, permitindo o início da montagem real do circuito. Com os resultados das simulações iniciais e os resultados obtidos na bancada de testes, é possível comparar o comportamento dos conversores e perceber o sucesso na implementação do projeto.

Foi possível comprovar a possibilidade da utilização dos aerogeradores em aplicações de menor escala comparado às grandes usinas eólicas exploradas atualmente. Fazendo uso de micro inversores como o desenvolvido, é possível inserir esta fonte renovável em meios urbanos, em residências e prédios, em conjunto com os geradores solares que vem sendo muito explorados nos últimos anos.

Produzindo este projeto em grande escala, é possível realizar uma série de correções para aumentar o rendimento do circuito, utilizando componentes específicos para esta aplicação e dimensionando um sistema de controle integrado para todos os estágios. Desta forma, é possível produzir um micro inversor pequeno, de custo relativamente baixo se comparado com as opções do mercado solar, e que pode proporcionar a utilização deste tipo de geração de maneira mais acessível.

Uma possível continuidade para este trabalho seria a implementação da integração do micro inversor com a rede elétrica convencional, tornando-o um micro inversor *on-grid*, o que possibilitaria a utilização da energia gerada no Sistema de Compensação de Energia Elétrica, desenvolvido pela Agência Nacional de Energia Elétrica e regulamentado na Resolução Normativa N° 517 de 11 de Dezembro de 2012.

6 REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. 2000. 479p. Prentice Hall. São Paulo, 2000. Acesso em: 11 mai. 2020.

AL-HANAHI, Bassam Y. et al. **MPPT controlled DC-DC converter design and application for three stages battery charger**. 2018. 14p. ECRES. Istambul, 2018. Acesso em: 01 mai. 2020.

BABU, Bandla P. **Analysis of Back to Back (BTB) Converter Control Strategies in Different Power System Applications**. 2020. 11p. IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 906 012016. 2020. Disponível em: <<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/906/1/012016/pdf>>. Acesso em: 06 out. 2020.

BANGGOOD. **High Efficiency 300W Wind Turbine Generator AC 24V 6 Blades**. 2020. Banggood. 2020. Disponível em: <https://www.banggood.com/High-Efficiency-300W-DC12V24V-6-Blades-Wind-Turbine-Generator-p-956404.html?ID=515307&cur_warehouse=CN>. Acesso em: 02 set. 2020.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 2006. 315p. 6ª ed. Florianópolis, 2006. Acesso em: 21 abr. 2020.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2006. 377p. 2ª ed. Florianópolis, 2006. Acesso em: 29 abr. 2020.

BARBI, Ivo. et al. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. 2002. 10p. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2002. Disponível em: <https://professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 29 abr. 2020.

BARROS, Reive. **Fontes de energia renováveis representam 83% da matriz elétrica brasileira**. 2020. Governo do Brasil. 2020. Disponível em: <<https://www.gov.br/pt-br/noticias/energia-minerais-e-combustiveis/2020/01/fontes->

DALALA, Zakariya. **Design and analysis of a small-scale wind energy conversion system**. 2013. 164p. Dissertação de Doutorado – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013. Disponível em: <https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/51846/Dalala__ZM_D_2014.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 02 set. 2020.

ELSEG Engenharia. **Corrente Contínua e Alternada**. 2019. Disponível em: <<http://elsegengenharia.com/corrente-continua-e-alternada/>>. Acesso em: 21 abr. 2020.

FADIGAS, Eliane F. A. **Energia Eólica**. 2011. 285p. Editora Manole. Barueri, 2011. Acesso em: 03 abr. 2020.

ENERGÊS. **Dez perguntas sobre a biomassa**. 2020. Disponível em: <<https://energes.com.br/biomassa/10-perguntas-sobre-a-biomassa/>>. Acesso em: 15 dez. 2020.

FERREIRA, Bernardo B. D. A. **Projeto mecânico de um aerogerador de eixo vertical para geração de energia em ambientes urbanos**. 2018. 51p. TCC (Graduação) – Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2018. Disponível em: <<http://www.monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10024903.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2020.

GALDINO, Marco A. E. et al. **O Conexto das Energias Renováveis no Brasil**. 2000. 9p. Revista da Direng. Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – CEPEL. Rio de Janeiro, 2000. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Direng.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2020.

GOETZBERGER, A. et al. **Crystalline Silicon Solar Cells**. 1998. 254p. John Wiley & Sons. 1998. Acesso em: 12 jul. 2020.

GONÇALVES, Rogério M. **Projeto de um Aerogerador à Imãs Permanentes de Fluxo Axial Sem Núcleo**. 2019. 64p. TCC (Graduação) – Universidade de Caxias do Sul. Caxias do Sul, 2019. Acesso em: 03 abr. 2020.

HOJABRI, Mojgan. et al. **Passive damping filter design and application for three-phase PV grid-connected inverter**. 2015. 56p. International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication. 2015. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/297918624_PASSIVE_DAMPING_FILTER_DESIGN_AND_APPLICATION_FOR_THREE-PHASE_PV_GRID-CONNECTED_INVERTER>. Acesso em: 11 mai. 2020.

HOLMES, Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. 2003. 722p. IEEE Series on Power Engineering. 2003. Acesso em: 29 abr. 2020.

HOMRICH, Guilherme. **Métodos para Determinação de Parâmetros de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes**. 2016. 151p. Dissertação de Mestrado – UFRGS. Porto Alegre, 2016. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/148009/001001320.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. Acesso em: 10 abr. 2020.

MARZOUGH, Alinaghi. et al. **Comparing the State-of-the-Art SiC MOSFETs**. 2017. 45p. IEEE Power Electronics Magazine. 2017. Acesso em: 01 mai. 2020.

MATAKAS, Lourenço J.; KOMATSU, Wilson. **Eletrônica de Potência II – Notas de Aula – Conversores CC/CC**. 2015. 42p. Universidade de São Paulo. São Paulo, 2015. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1589055/mod_resource/content/1/Conversores%20CC-CC_2015_v_1_1.pdf>. Acesso em: 25 abr. 2020.

MONTEIRO, José R. B. A. **Apostila de Eletrônica de Potência**. 2015. 49p. Universidade de São Paulo. São Paulo, 2015. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/302059/mod_resource/content/0/elepot.pdf>. Acesso em: 11 mai. 2020.

NASCIMENTO, Fabiano S. et al. **Estudo de viabilidade de desenvolvimento de um gerador eólico a partir de componentes de mercado**. 2013. 68p. TCC (Graduação) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013. Disponível em: <http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/3204/1/CT_COEAU_2013_2_02.pdf>. Acesso em: 21 abr. 2020.

NASCIMENTO, Rafael S.; ALVES, Geziele M. **Fontes Alternativas e Renováveis de Energia no Brasil: Métodos e Benefícios Ambientais**. 2016. 6p. XX Encontro Latino Americano de Iniciação Científica, XVI Encontro Latino Americano de Pós-Graduação e VI Encontro de Iniciação à Docência – Universidade do Vale da Paraíba. Paraíba, 2016. Disponível em: <http://www.inicepg.univap.br/cd/INIC_2016/anais/arquivos/0859_1146_01.pdf>. Acesso em: 03 abr. 2020.

PETRY, Clóvis A. **Introdução aos Conversores CC-CC**. 2001. 17p. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2001. Disponível em: <https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf>. Acesso em: 29 abr. 2020.

POMILIO, J. A. **Conversores CC-CC elevadores de tensão, não-isolados, com ganhos estáticos elevados**. 2009. 11p. DSCE – FEE – UNICAMP. Campinas, 2009. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/exemplo.pdf>>. Acesso em: 13 jul. 2020.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Capítulo 3. 2014. 33p. DSE – FEEC – UNICAMP. Campinas, 2014. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltpot/cap3.pdf>>. Acesso em: 21 abr. 2020.

QUÉVAL, L; OHSAKI, H. **Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines**. 2012. 8p. International Conference on Renewable Energy Research and Applications. Nagasaki, 2012. Acesso em: 06 out. 2020.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook**. 2001. 895p. Academic Press. Acesso em: 12 jul. 2020.

RONILAYA, F. **Design maximum power point tracking of wind energy conversion systems using P&O and IC methods**. 2018. 10p. School of Electrical Engineering and Informatics. Bandung, Indonesia, 2018. Acesso em: 06 set. 2020.

SADIKU, Matthew; ALEXANDER, Charles. **Fundamentals Of Electric Circuits**. 2008. 1056p. 4ª ed. McGraw Hill Higher Education. Acesso em: 29 abr. 2020.

SALINO, Pedro J. **Energia Eólica no Brasil: Uma Comparação do PROINFA e dos Novos Leilões**. 2011. 113p. TCC (Graduação) – Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2011. Disponível em: <<http://www.monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10001705.pdf>>. Acesso em: 03 abr. 2020.

SOARES, Carlos F. T. **Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET)**. 29p. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. Disponível em: <http://www.pads.ufrj.br/~cfts/index_arquivos/Elet2/Slides/MOSFET.pdf>. Acesso em: 25 abr. 2020.

SOOD, Himangi. et al. **Advanced MOSFET Technologies for Next Generation Communication Systems – Perspective and Challenges: A Review**. 2018. 195p. JESTR. Kavala, 2018. Acesso em: 01 mai. 2020.

SOUZA, Alexandre F. **Inversores Quase-Ressonantes Modulados por Largura de Pulso**. 1992. 134p. Dissertação de Mestrado – UFSC. Florianópolis, 1992. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/111754/87111.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. Acesso em: 11 mai. 2020.

SURICHAQUI, Roberto C. C. **Avaliação teórica e experimental do uso de conversores CC-CC na eficiência da conversão fotovoltaica em condições adversas de operação**. 2015. 163p. Dissertação de Mestrado – PUC-Rio. Rio de Janeiro, 2015. Disponível em:

<https://www.researchgate.net/profile/Roberto_Colonia/publication/279456175_Avaliacao_teorica_e_experimental_do_uso_de_conversores_CC-CC_na_eficiencia_da_conversao_fotovoltaica_em_condicoes_adversas_de_operacao/links/5593658708ae1e9cb4299b5a/Avaliacao-teorica-e-experimental-do-uso-de-conversores-CC-CC-na-eficiencia-da-conversao-fotovoltaica-em-condicoes-adversas-de-operacao.pdf>. Acesso em: 05 abr. 2020.

THONGAM, Jogendra S; OUHROUCHE, Mohand. **MPPT control methods in wind energy conversion systems**. 2011. 24p. University of Quebec at Chicoutimi, Quebec, Canada. Fundamental and Advanced Topics in Wind Power. Disponível em: <<https://www.intechopen.com/books/fundamental-and-advanced-topics-in-wind-power/mppt-control-methods-in-wind-energy-conversion-systems>>. Acesso em: 16 set. 2020.

7 APÊNDICES

APÊNDICE A – MÉTODO PARA O PROJETO DE INDUTORES

Inicialmente, se determina o núcleo a ser utilizado através da Equação 23. Em seguida, na Tabela 7, escolhe-se o núcleo com o valor maior e mais próximo do calculado.

$$A_e A_w = \frac{L \times I_p \times I_{ef}}{B_{max} \times J_{max} \times K_w} \times 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (23)$$

Onde:

$A_e A_w$ é a relação utilizada para a escolha dos núcleos padrões [cm⁴];

I_p é a corrente de pico no indutor [A];

I_{ef} é a corrente eficaz no indutor [A];

$B_{max} = 0,3$ é o fluxo magnético [T];

$J_{max} = 450$ é a densidade de corrente do condutor [A/cm²];

$K_w = 0,7$ é a constante de ocupação da janela.

Tabela 7: Principais núcleos EE.

| Núcleo | A_e (cm ²) | A_w (cm ²) | l_e (cm) | l_i (cm) | V_n (cm ³) | $A_e \times A_w$ (cm ⁴) |
|----------|--------------------------|--------------------------|------------|------------|--------------------------|-------------------------------------|
| EE-20/15 | 0,312 | 0,26 | 4,28 | 3,80 | 1,34 | 0,08 |
| EE-30/07 | 0,600 | 0,80 | 6,70 | 5,60 | 4,00 | 0,48 |
| EE-30/14 | 1,200 | 0,85 | 6,70 | 6,70 | 8,00 | 1,02 |
| EE-42/15 | 1,810 | 1,57 | 9,70 | 8,70 | 17,60 | 2,84 |
| EE-42/20 | 2,400 | 1,57 | 9,70 | 10,50 | 23,30 | 3,77 |
| EE-55/21 | 3,540 | 2,50 | 12,00 | 11,60 | 42,50 | 8,85 |
| EE-65/13 | 2,660 | 3,70 | 14,70 | 14,80 | 39,10 | 9,84 |
| EE-65/26 | 5,320 | 3,70 | 14,70 | 14,80 | 78,20 | 19,68 |
| EE-65/39 | 7,980 | 3,70 | 14,70 | 14,80 | 117,30 | 29,53 |

Fonte: Adaptado de Soares (2018).

Com o núcleo definido, é calculada a quantidade de espiras através da Equação 24.

$$N \geq \frac{L \times I_p}{B_{max} \times A_e} \times 10^4 \text{ [espiras]} \quad (24)$$

Onde:

N é o número de espiras do indutor;

A_e é a área do enrolamento do núcleo escolhido [cm^2].

Então, calcula-se o espaçamento (*gap*) entre os entreferros do indutor utilizando a Equação 25.

$$l_{ent} = \frac{N^2 \times \mu_0 \times A_e}{L} \times 10^{-2} \text{ [cm]} \quad (25)$$

Onde:

l_{ent} é o espaçamento [cm];

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ é a permeabilidade do vácuo [H/m].

Finalmente, calcula-se a quantidade de condutores a serem utilizados e seus diâmetros. Para isso, inicialmente se calcula a seção mínima do agrupamento de condutores através da Equação 26.

$$S = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (26)$$

Onde:

S é a seção mínima do agrupamento de condutores [cm^2].

De forma a evitar o efeito *skin*, que é a dispersão dos elétrons às extremidades de um único condutor devido à alta frequência do chaveamento, ao invés de utilizar apenas um grande condutor, utiliza-se um agrupamento de condutores menores que preenchem toda a seção do suposto condutor maior. Com a Equação 27, calcula-se o diâmetro máximo de cada um destes condutores menores.

$$\Delta = \frac{15}{\sqrt{f}} \text{ [cm]} \quad (27)$$

Onde:

Δ é o diâmetro máximo [cm].

A partir do diâmetro calculado, consulta-se a Tabela 8 para selecionar um condutor de diâmetro menor.

Tabela 8: Dados dos condutores padrão.

| AWG | Diâmetro do Cobre (cm) | Área do Cobre (cm ²) | Diâmetro do Isolamento (cm) | Área do Isolamento (cm ²) | OHMS/cm (20°C) | OHMS/cm (100°C) | Corrente para J = 450A/cm ² (A) |
|-----|------------------------|----------------------------------|-----------------------------|---------------------------------------|----------------|-----------------|--|
| 10 | 0,259 | 0,052620 | 0,273 | 0,058572 | 0,000033 | 0,000044 | 23,679 |
| 11 | 0,231 | 0,041729 | 0,244 | 0,046738 | 0,000041 | 0,000055 | 18,778 |
| 12 | 0,205 | 0,033092 | 0,218 | 0,037309 | 0,000052 | 0,000070 | 14,892 |
| 13 | 0,183 | 0,026243 | 0,195 | 0,029793 | 0,000066 | 0,000080 | 11,809 |
| 14 | 0,163 | 0,020811 | 0,174 | 0,023800 | 0,000083 | 0,000111 | 9,365 |
| 15 | 0,145 | 0,016504 | 0,156 | 0,019021 | 0,000104 | 0,000140 | 7,427 |
| 16 | 0,129 | 0,013088 | 0,139 | 0,015207 | 0,000132 | 0,000176 | 5,890 |
| 17 | 0,115 | 0,010379 | 0,124 | 0,012164 | 0,000166 | 0,000222 | 4,671 |
| 18 | 0,102 | 0,008231 | 0,111 | 0,009735 | 0,000209 | 0,000280 | 3,704 |
| 19 | 0,091 | 0,006527 | 0,100 | 0,007794 | 0,000264 | 0,000353 | 2,937 |
| 20 | 0,081 | 0,005176 | 0,089 | 0,006244 | 0,000333 | 0,000445 | 2,329 |
| 21 | 0,072 | 0,004105 | 0,080 | 0,005004 | 0,000420 | 0,000561 | 1,847 |
| 22 | 0,064 | 0,003255 | 0,071 | 0,004013 | 0,000530 | 0,000708 | 1,465 |
| 23 | 0,057 | 0,002582 | 0,064 | 0,003221 | 0,000668 | 0,000892 | 1,162 |
| 24 | 0,051 | 0,002047 | 0,057 | 0,002586 | 0,000842 | 0,001125 | 0,921 |
| 25 | 0,045 | 0,001624 | 0,051 | 0,002078 | 0,001062 | 0,001419 | 0,731 |
| 26 | 0,040 | 0,001287 | 0,046 | 0,001671 | 0,001339 | 0,001789 | 0,579 |
| 27 | 0,036 | 0,001021 | 0,041 | 0,001344 | 0,001689 | 0,002256 | 0,459 |
| 28 | 0,032 | 0,000810 | 0,037 | 0,001083 | 0,002129 | 0,002845 | 0,364 |
| 29 | 0,029 | 0,000642 | 0,033 | 0,000872 | 0,002685 | 0,003587 | 0,289 |
| 30 | 0,025 | 0,000509 | 0,030 | 0,000704 | 0,003386 | 0,004523 | 0,229 |
| 31 | 0,023 | 0,000404 | 0,027 | 0,000568 | 0,004269 | 0,005704 | 0,182 |
| 32 | 0,020 | 0,000320 | 0,024 | 0,000459 | 0,005384 | 0,007192 | 0,144 |
| 33 | 0,018 | 0,000254 | 0,022 | 0,000371 | 0,006789 | 0,009070 | 0,114 |
| 34 | 0,016 | 0,000201 | 0,020 | 0,000300 | 0,008560 | 0,011437 | 0,091 |
| 35 | 0,014 | 0,000160 | 0,018 | 0,000243 | 0,010795 | 0,014422 | 0,072 |
| 36 | 0,013 | 0,000127 | 0,016 | 0,000197 | 0,013612 | 0,018186 | 0,057 |
| 37 | 0,011 | 0,000100 | 0,014 | 0,000160 | 0,017165 | 0,022932 | 0,045 |
| 38 | 0,010 | 0,000080 | 0,013 | 0,000130 | 0,021644 | 0,028917 | 0,036 |
| 39 | 0,009 | 0,000063 | 0,012 | 0,000106 | 0,027293 | 0,036464 | 0,028 |
| 40 | 0,008 | 0,000050 | 0,010 | 0,000086 | 0,034417 | 0,045981 | 0,023 |
| 41 | 0,007 | 0,000040 | 0,009 | 0,000070 | 0,043399 | 0,057982 | 0,018 |

Fonte: Adaptado de Soares (2012).

Com a seção total dos condutores e a seção do condutor menor a ser utilizado calculadas, calcula-se a quantidade de condutores menores necessária para preencher a seção total previamente calculada através da Equação 28.

$$N_{cond} = \frac{S}{S_{\Delta}} [\text{condutores}] \quad (28)$$

Onde:

N_{cond} é o número de condutores.

APÊNDICE B – LISTA DE MATERIAIS

Tabela 9: Componentes utilizados no protótipo.

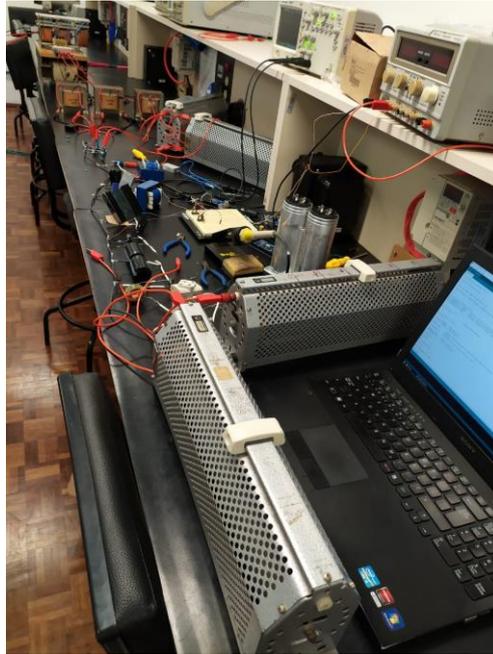
| Estágio | Componente | Quant. | Valores | Referências |
|---------------------------|--------------------|--------|----------------|--------------|
| Retificador | Diodo | 6 | > 6A / 40V | 10A02 |
| | Capacitor Filtro | 1 | > 31mF / 40V | Eletrolítico |
| Conversor <i>Boost</i> | Indutor 1 | 1 | > 400uH / 23A | Fabricado |
| | <i>MOSFET 1</i> | 1 | > 16,5A / 200V | IRF740 |
| | Diodo 1 | 1 | > 4,12A / 200V | MUR840 |
| | Capacitor 1 | 1 | > 47uF / 200V | Eletrolítico |
| | Indutor 2 | 1 | > 5mH / 7,2A | Fabricado |
| | <i>MOSFET 2</i> | 1 | > 7,2A / 311V | IRF840 |
| | Diodo 2 | 1 | > 4,16A / 311V | MUR860 |
| | Capacitor 2 | 1 | > 8,2uF / 311V | Eletrolítico |
| Inversor | <i>MOSFETs</i> | 4 | > 4,7A / 311V | IRF840 |
| | Capacitor Entrada | 1 | > 1mF / 311V | Eletrolítico |
| | Indutor Filtro | 1 | > 14mH / 24A | Fabricado |
| | Capacitor Filtro | 1 | > 189uF / 311V | Potência CA |
| Instrumentação | Resistor | 3 | 10kΩ | Carbono |
| | Resistor | 2 | 180kΩ | Carbono |
| | Resistor | 1 | 1,8MΩ | Carbono |
| | Resistor Shunt | 1 | 0,1Ω / 50W | Fio Fixo |
| | Capacitor Filtro | 3 | 100nF / 3.3V | Cerâmico |
| <i>Gate drivers</i> | Resistor | 6 | 10kΩ | Carbono |
| | Resistor | 12 | 10Ω | Carbono |
| | Resistor | 6 | 560Ω | Carbono |
| | Resistor | 6 | 1kΩ | Carbono |
| | Transistor | 12 | | BC337 |
| | Transistor | 6 | | BC327 |
| | Diodo <i>Zener</i> | 6 | 18V | |
| | Fonte CC | 1 | 12V / 5A | |
| Controle | Microcontrolador | 3 | | Arduino Uno |
| | Regulador Tensão | 3 | 5V | LM7805 |

Fonte: O Autor (2020).

APÊNDICE C – REGISTROS DA IMPLEMENTAÇÃO

As Figuras 64 e 65 apresentam alguns registros da etapa de implementação do protótipo.

Figura 64: Registro da implementação.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 65: Registro da implementação.



Fonte: O Autor (2020).