

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

**CONVERTOR BOOST PARA RASTREAMENTO
DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM
GERADOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES
EMPREGADO EM GERAÇÃO EÓLICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Germano de Souza Krapf

Santa Maria/RS

2017

Germano de Souza Krapf

**CONVERSOR BOOST PARA RASTREAMENTO
DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM
GERADOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES
EMPREGADO EM GERAÇÃO EÓLICA**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia de
Controle e Automação da Universidade Federal
de Santa Maria como requisito para obtenção do
Título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

Santa Maria/RS

2017

Germano de Souza Krapf

**CONVERSOR BOOST PARA RASTREAMENTO
DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM
GERADOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES
EMPREGADO EM GERAÇÃO EÓLICA**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia de
Controle e Automação da Universidade Federal
de Santa Maria como requisito para obtenção do
Título de Engenheiro de Controle e Automação.

Prof. Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

(Professor/Orientador)

Prof. Claiton Moro Franchi, Dr. (UFSM)

Prof. Frederico Menine Schaf, Dr. (UFSM)

Santa Maria/RS

2017

RESUMO

CONVERSOR BOOST PARA RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM GERADOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES EMPREGADO EM GERAÇÃO EÓLICA

AUTOR: Germano de Souza Krapf
ORIENTADOR: Rafael Concatto Beltrame

Este projeto explora a atual necessidade de geração renovável de energia elétrica através do desenvolvimento de um conversor *boost* para extração da máxima potência de um gerador eólico de imãs permanentes (PSMG) empregado em geração eólica. Sistemas de geração descentralizados interessam o usuário por proporcionar flexibilidade e economia. No trabalho é considerado um gerador de 5 kW de potência, classificando-o como um sistema de geração de pequeno porte.

O conversor utilizado tem como principal característica a elevação da tensão de saída em relação à entrada. Possui uma chave interruptora que pode ser controlada via modulação PWM, a qual é implementada na plataforma de microcontrolador *Arduino*, responsável pela aquisição e processamento dos dados de geração. São medidas a tensão e corrente do gerador para o cálculo da potência gerada, proporcionando o rastreamento do ponto de máxima geração.

Os dados obtidos em laboratório mostram o correto rastreamento da máxima potência com variações devido às técnicas de medidas e utilização de componentes não ideais. Os níveis de corrente, tensão, e respectivos *ripple's* obtidos ficaram dentro dos valores projetados.

Palavras-chave: Conversor *boost*; Modulação PWM; Gerador eólico, PSMG.

ABSTRACT

DESIGN OF A BOOST CONVERTER FOR MAXIMUM POWER POINT TRACKING OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR

AUTOR: Germano de Souza Krapf
ADVISOR: Rafael Concatto Beltrame

This work explores the actual need of renewable energy generation through the development of a boost converter to extract the maximum power of a permanent stator magnet wind generator (PSMG) isolated from the grid. Such decentralised generation system may provide economy and flexibility. For the design, it is considered a 5 kW generator, which places the system in a class of small size generator systems.

The boost converter used has as main characteristic the step-up of the output voltage level related to the input voltage level. It has a semiconductor switch that can be controlled by PWM modulation, implemented on the microcontroller platform *Arduino* used to acquire and process the data. Voltage and current are measured and then used to create the defined modulation based on the maximum power point tracking algorithm.

The data obtained in lab showed the correct maximum power tracking with variations due to measures techniques and the use of non-ideal components. The current, voltage, and its ripple's obtained showed values as projected.

Keywords: Boost converter; PWM modulation; Wind generator, PSMG.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama esquemático do sistema proposto.....	12
Figura 2 - Panorama do potencial eólico no Brasil.	13
Figura 3 - Potencial eólico brasileiro.....	14
Figura 4 - Sistema de geração isolado.	16
Figura 5 - Sistema conectado à rede.....	16
Figura 6 - Sistema de geração híbrido.	17
Figura 7 - Velocidade <i>versus</i> potência de um gerador de ímãs permanentes de 5 kW. .	19
Figura 8 - Corrente <i>versus</i> tensão de um gerador de ímãs permanentes de 5 kW	20
Figura 9 - MPPT através de <i>look up table</i>	21
Figura 10 - Rastreamento por P&O.....	21
Figura 11 - Obtenção da referência através da curva característica.	22
Figura 12 - Rastreamento através do torque ótimo.....	23
Figura 13 – Diagrama de blocos do sistema.....	26
Figura 14 – Circuito do sistema montado em software.	26
Figura 15 - Estágio retificador.....	27
Figura 16 - Sinal trifásico de saída do gerador.....	28
Figura 17 - Sinal não filtrado na saída do retificador.....	28
Figura 18 - Conversor <i>boost</i>	29
Figura 19 - Primeira etapa de operação.	29
Figura 20 - Segunda etapa de operação.	30
Figura 21 - Formas de onda características do conversor.	31
Figura 22 - Portadora triangular.	32
Figura 23 - Exemplo da modulação PWM.	32
Figura 24 – Gerador <i>Alxion 400STK2M</i>	37
Figura 25 – Tensão de saída do retificador.	40
Figura 26 – Módulo retificador	41
Figura 27 - Circuito retificador.....	41
Figura 28 – Tensão de saída do retificador.	42
Figura 29 – Módulo IGBT.....	45
Figura 30 – Diodo utilizado.....	46
Figura 31 – Conversor <i>boost</i> simulado.....	47

Figura 32 – Tensão na chave V_S	47
Figura 33 – Corrente na chave i_S	48
Figura 34 – Tensão no diodo V_D	48
Figura 35 – Corrente no diodo i_D	48
Figura 36 – Tensão de saída V_{out}	49
Figura 37 - Perturba & Observa com perturbação no <i>duty-cycle</i>	50
Figura 38 - Esquemático da instrumentação de tensão.....	51
Figura 39 - Sensor Hall de corrente.....	51
Figura 40 - Esquemático da instrumentação de corrente.....	52
Figura 41 - Esquemático da fonte de +/-15V.	52
Figura 42 - Projeto em software da placa de instrumentação.....	53
Figura 43 - Placa de instrumentação montada.....	53
Figura 44 - Projeto em software da fonte de alimentação.	54
Figura 45 - Fonte de alimentação montada.	54
Figura 46 - Projeto em software do conversor.	55
Figura 47 - Conversor após montagem.....	55
Figura 48 - Projeto em software da ponte retificadora.	56
Figura 49 - Ponte retificadora após montagem.....	56
Figura 50 - Plataforma <i>Arduino UNO</i>	57
Figura 51 - Esquema de ligação do barramento I2C.	58
Figura 52 - Potência teórica e Potência medida.	61
Figura 53 - Tensão V_{RS} e corrente I_R	62
Figura 54 - Tensão V_{CC}	63
Figura 55 - <i>Ripple</i> da tensão V_{CC}	63
Figura 56 - Tensão de gate V_{GE} e corrente i_L	64
Figura 57 - <i>Ripple</i> da corrente i_L	64
Figura 58 - Tensão de gate V_{GE} e tensão da chave V_S	65
Figura 59 - Tensão no diodo V_D	66
Figura 60 - Tensão de gate V_{GS} e tensão de saída V_O	66
Figura 61 - Tensão de gate V_{GS} e <i>ripple</i> da tensão V_O	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados nominais do gerador.....	37
Tabela 2 - Dados de operação do gerador.	38
Tabela 3 - Especificações do retificador.....	38
Tabela 4 – Valores máximos de operação do módulo retificador.	41
Tabela 5 - Descrição de valores do conversor <i>boost</i>	43
Tabela 6 – Valores máximos de operação do módulo IGBT.	45
Tabela 7 - Valores máximos de operação do diodo.....	46
Tabela 8 - Principais materiais utilizados.....	60
Tabela 9 - Valores teóricos e valores medidos.....	61

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
1.1	MOTIVAÇÃO.....	11
1.2	OBJETIVOS.....	11
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
2.1	PANORAMA DA GERAÇÃO EÓLICA NO BRASIL.....	13
2.2	TIPOS DE SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICA	15
2.2.1	Sistemas de geração isolados.....	15
2.2.2	Sistemas de geração conectados à rede.....	16
2.2.3	Sistemas de geração híbridos.....	16
2.3	GERADORES DE PEQUENO PORTE.....	17
2.4	TECNOLOGIAS COMUMENTE UTILIZADAS	18
2.5	PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM GERADOR.....	19
2.6	ALGORITMOS PARA O RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA.....	20
3	DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	26
3.1	INTRODUÇÃO.....	26
3.2	ESTÁGIO RETIFICADOR.....	27
3.2.1	Princípio de operação do retificador.....	27
3.2.2	Valor médio de saída do retificador trifásico.....	28
3.3	ESTÁGIO ELEVADOR DE TENSÃO.....	29
3.4	MODULAÇÃO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC.....	31
3.5	MODELO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC.....	33
3.5.1	Equações de espaço de estados.....	33
3.5.2	Equações de equilíbrio.....	34
3.5.3	Modelo CA de pequenos sinais	35
4	METODOLOGIA E MATERIAIS UTILIZADOS	37
4.1	O GERADOR DE IMÃS PERMANENTES.....	37
4.2	PROJETO DO RETIFICADOR	38
4.2.1	Projeto do capacitor retificador e carga de saída do retificador.....	38
4.2.2	Corrente e tensão nos diodos	39
4.2.3	Semicondutor utilizado.....	40
4.2.4	Simulação do circuito retificador.....	41
4.3	PROJETO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC BOOST.....	43
4.3.1	Dimensionamento do capacitor <i>boost</i>	43
4.3.2	Dimensionamento do indutor <i>boost</i>	44
4.3.3	Definição de carga	44

4.3.4	Tensão e corrente na chave S e diodo D	44
4.3.5	Chave interruptora utilizada.....	45
4.3.6	Diodo semiconductor utilizado.....	46
4.3.7	Simulação do conversor <i>boost</i>	46
4.3.8	Rastreamento do ponto de máxima potência	49
4.4	INSTRUMENTAÇÃO E SENSORES	50
4.4.1	Sensor de tensão.....	50
4.4.2	Sensor de corrente.....	51
4.4.3	Esquemático da fonte de alimentação.....	52
4.5	PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	52
4.5.1	Instrumentação de corrente e tensão.	53
4.5.2	Fonte de alimentação	54
4.5.3	Conversor <i>boost</i>	55
4.5.4	Retificador	56
4.6	MICROCONTROLADOR ARDUINO UNO	57
4.6.1	Comunicação I2C	58
5	MATERIAIS	60
6	RESULTADOS	60
6.1	AVALIAÇÃO DO MPPT	60
6.2	FORMAS DE ONDA CARACTERISTICAS.....	62
6.2.1	Tensão e corrente do gerador.....	62
6.2.2	Tensão V_{CC} de saída do retificador.....	62
6.2.3	Corrente I_L no indutor <i>boost</i>	64
6.2.4	Tensão V_S na chave interruptora	65
6.2.5	Tensão V_D no diodo	65
6.2.6	Tensão de saída V_O	66
7	CONCLUSÃO	68
8	REFERÊNCIAS	69
APÊNDICE A		73
APÊNDICE B		77

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Atualmente, há uma crescente demanda por energia elétrica no globo (ANEEL, 2009). Salienta-se que a geração de energia elétrica através de combustíveis fósseis ainda é a principal alternativa para atender a esta demanda, apesar da redução nas reservas destes combustíveis e do seu impacto no meio ambiente (por exemplo, devido à emissão de gases causadores do efeito estufa). Nesse contexto, a utilização de fontes renováveis de energia apresenta-se como alternativa de médio e longo prazos. Dentre as fontes renováveis, destaca-se o uso da energia eólica, tecnologia emergente no Brasil (ANEEL, 2009).

A utilização da energia eólica em substituição a outras fontes de geração já é um fato consolidado em muitos países. O emprego da energia eólica requer, por exemplo, o estudo do impacto de sua inserção no sistema elétrico interligado nacional, bem como o seu impacto no meio ambiente. Pode-se citar alguns estudos nesta linha, como (XAVIER, 2012). Uma visão mais completa sobre a geração de energia eólica será apresentada no Capítulo 2.

Além disso, o desenvolvimento de conversores eletrônicos para processar a energia de geradores eólicos (de caráter intermitente e sazonal), para permitir a injeção desta energia na rede elétrica, também representa uma linha de pesquisa promissora, além de proporcionar uma grande oportunidade para aplicar os conhecimentos adquiridos ao longo do curso de Engenharia de Controle e Automação, principalmente nas áreas de Eletrônica de Potência, Instrumentação Eletrônica e Sistemas de Controle (analógico e digital).

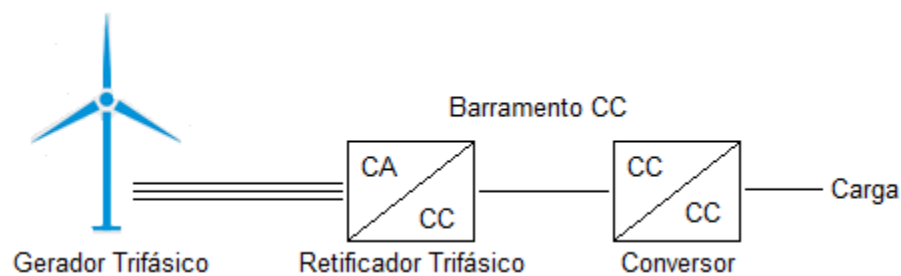
1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo projetar e implementar um conversor empregado no processamento da energia elétrica proveniente de um gerador de ímãs permanentes utilizado na geração de energia eólica. Um vez que os níveis de potência do gerador dependem do perfil do vento (intermitente), o sistema deve ser capaz de extrair a máxima

potência elétrica da máquina para diferentes velocidades de rotação. A partir das medidas de tensão e corrente na entrada do conversor eletrônico, rastreia-se o ponto de máxima potência do gerador através do emprego de um algoritmo dedicado (algoritmo de MPPT – *maximum power point tracking*).

O sistema proposto, ilustrado no diagrama da Figura 1 é composto de um gerador de ímãs permanentes (gerador trifásico), um conversor CA-CC não-controlado em ponte de Graetz (retificador) e um conversor elevador CC-CC (*boost*). O estágio retificador converte o sinal trifásico alternado proveniente do gerador em um nível contínuo de tensão. O conversor recebe a tensão CC em sua entrada e a eleva para um nível de tensão maior na saída, permitindo, por exemplo, a um terceiro estágio (conversor CC-CA ou inversor) a injeção desta energia na rede elétrica.

Figura 1 – Diagrama esquemático do sistema proposto.



Fonte: autoria própria.

O conversor *boost* tem como principal característica a elevação da tensão de saída em relação à entrada. Possui uma chave interruptora que pode ser controlada via modulação PWM (*pulse-width modulation* ou modulação por largura de pulso), a qual é implementada em um microcontrolador responsável pela aquisição das variáveis (corrente e tensão de entrada do conversor *boost*) e cálculo do melhor *duty-cycle*. A saída deste conversor CC-CC é utilizada diretamente na aplicação desejada, ou então, é novamente convertida para níveis alternados, utilizando um inversor. O estágio inversor pode ser sincronizado com a rede elétrica, injetando nela a energia gerada pelo sistema.

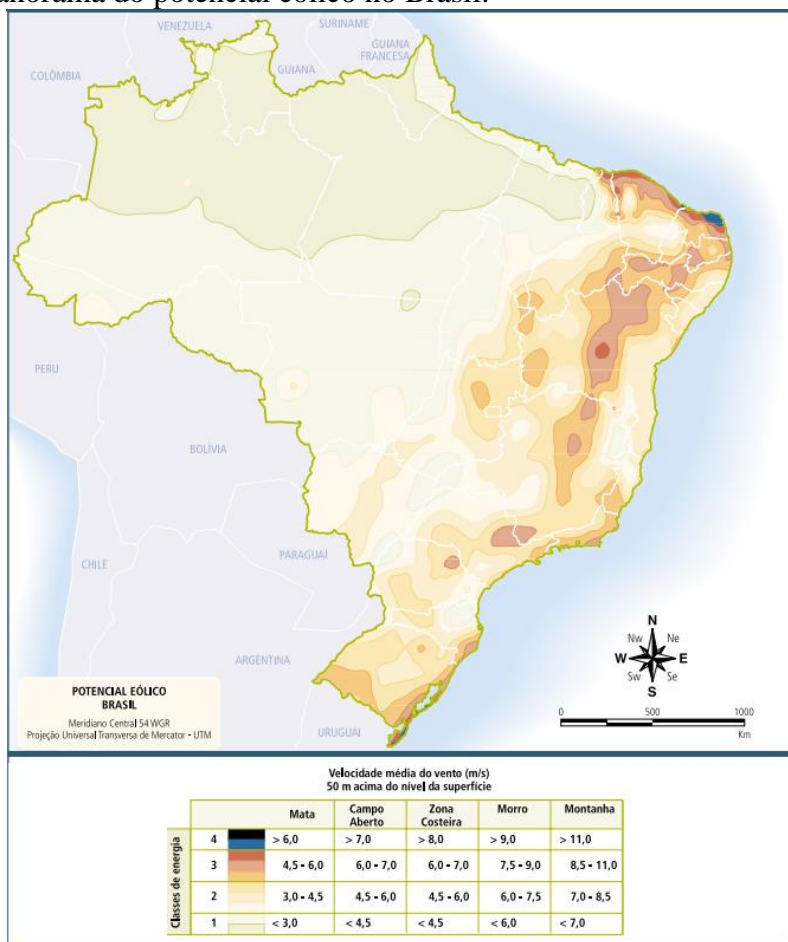
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 PANORAMA DA GERAÇÃO EÓLICA NO BRASIL

A matriz energética brasileira é predominantemente hidrelétrica, que também é uma fonte renovável de energia. Porém, os potenciais hidráulicos estão se tornando cada vez mais raros e situados em locais remotos, podendo provocar grande impacto ambiental nas áreas alagadas, havendo também a necessidade da utilização de longas linhas de transmissão. Tal situação impulsiona a busca por outras fontes energéticas, aonde se insere a energia eólica (ANEEL, 2008).

Segundo estudos realizados pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), o Brasil possui vastas áreas para a implementação de sistemas eólicos de geração. Como mostrado no mapa da velocidade média anual do vento da Figura 2 é possível verificar as diferentes incidências de vento a 50 m de altura.

Figura 2 – Panorama do potencial eólico no Brasil.



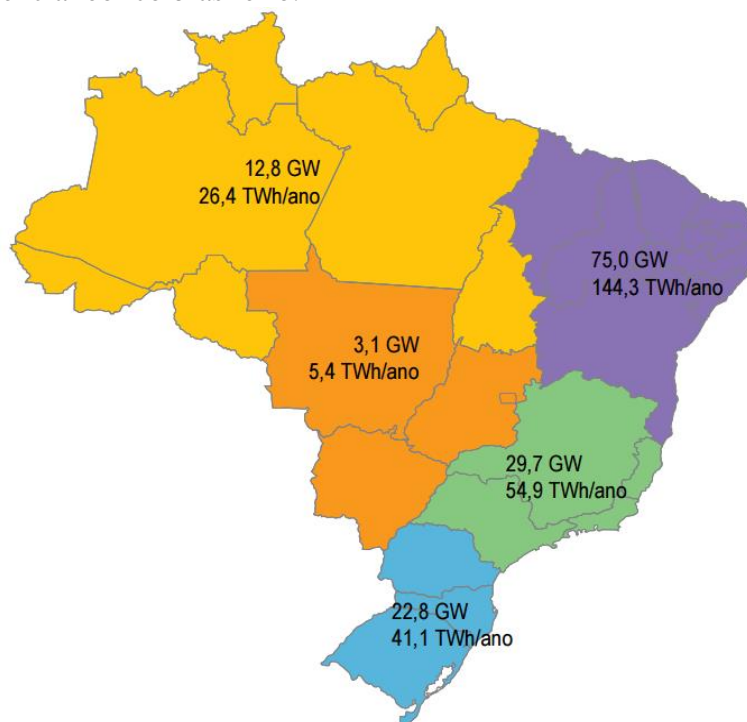
Fonte: (ANEEL, 2009).

As diferentes regiões são classificadas quanto ao seu potencial de geração (com base na velocidade do vento em m/s). Leva-se também em consideração a diferença do vento em zonas de mata, campo aberto, zonas costeiras, morros e montanhas. Analisando o diagrama, é possível verificar que as regiões de maior potencial estão presentes nas regiões montanhosas entre sudeste e nordeste e nas costas sul, sudeste e principalmente no nordeste.

Segundo os estudos da ANEEL, o Brasil é favorecido em termos de potência eólica. Há no país uma incidência de ventos até duas vezes superior à média mundial, ao mesmo tempo em que há uma baixa volatilidade (5% de oscilação da velocidade do vento), o que permite uma maior previsibilidade nos estudos e melhor escolha de locais de instalação de plantas geradoras.

Considerando o vasto território nacional, fica evidente o potencial eólico disponível a ser explorado. Em termos de números, o país possui um potencial eólico total estimado em 143,4 GW onde as mesmas regiões com maior incidência de ventos possuem os maiores potenciais de geração: Nordeste (75 GW), Sudeste (29,7 GW) e Sul (22,8 GW), como é possível verificar na Figura 3.

Figura 3 – Potencial eólico brasileiro.



Fonte: (ANEEL 2009).

Alguns motivos para a pouca utilização da energia eólica no país são a carência de incentivos e o elevado preço dos equipamentos comercializados, devido à falta de concorrência no ramo (MARTINS, 2008). Impulsionado pelo apelo por fontes renováveis, percebeu-se então a necessidade de uma melhor utilização deste recurso, quando em 2006 o governo brasileiro criou o PROINFA, o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica. Três anos depois foi realizado o primeiro Leilão de Energia voltado exclusivamente para fontes eólicas, na busca de baratear os contratos e aumentar a concorrência do ramo.

Com o intuito de diversificar a matriz energética do país, houve um crescimento em pesquisas e investimentos na área, sendo possível verificar um aumento da capacidade de geração eólica total instalada no país de 18,8 MW em 2002 para 10,4 GW em 2016 (ANEEL, 2008) (ANEEL, 2016).

Estão previstos pela agência 8,9 GW adicionais em projetos futuros, dos quais 3,6 GW de capacidade instalada serão providos por parques eólicos já em construção, evidenciando a crescente consolidação da geração eólica no Brasil.

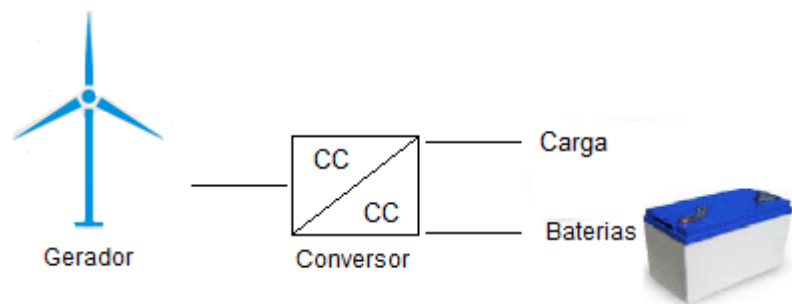
2.2 TIPOS DE SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICA

Os diferentes sistemas de geração podem ser classificados em: sistemas de geração isolados, conectados à rede e híbridos (JOVIC, 2013).

2.2.1 Sistemas de geração isolados

Sistemas de geração isolados, também conhecidos como autônomos, são aqueles em que não há interação com a rede elétrica. Na Figura 4 está ilustrado um sistema de geração isolado. O gerador eólico é responsável por suprir toda a energia que a carga precisa. São utilizados bancos de baterias para que não haja dependência da incidência momentânea do vento, dado o armazenamento da energia. Sistemas isolados de geração são comumente utilizados em áreas remotas, onde não há rede elétrica.

Figura 4 – Sistema de geração isolado.

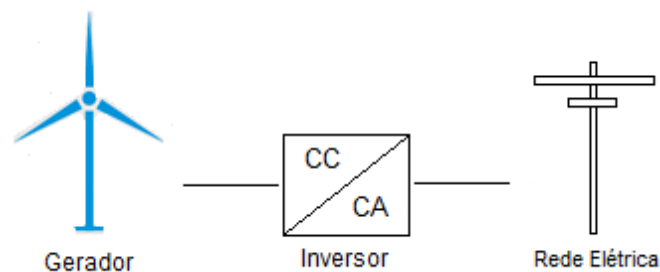


Fonte: autoria própria

2.2.2 Sistemas de geração conectados à rede

Sem a necessidade do uso de baterias, os sistemas de geração conectados à rede garantem injeção da energia gerada na rede elétrica. É utilizado um inversor que converte a tensão fornecida pelo gerador em níveis compatíveis com a rede, como mostrado na Figura 5. Estes dispositivos devem ser certificados conforme exigências de qualidade imposta pelas concessionárias de energia. São comumente utilizados quando se procura uma economia de energia sem abandonar a dependência da rede.

Figura 5 – Sistema conectado à rede



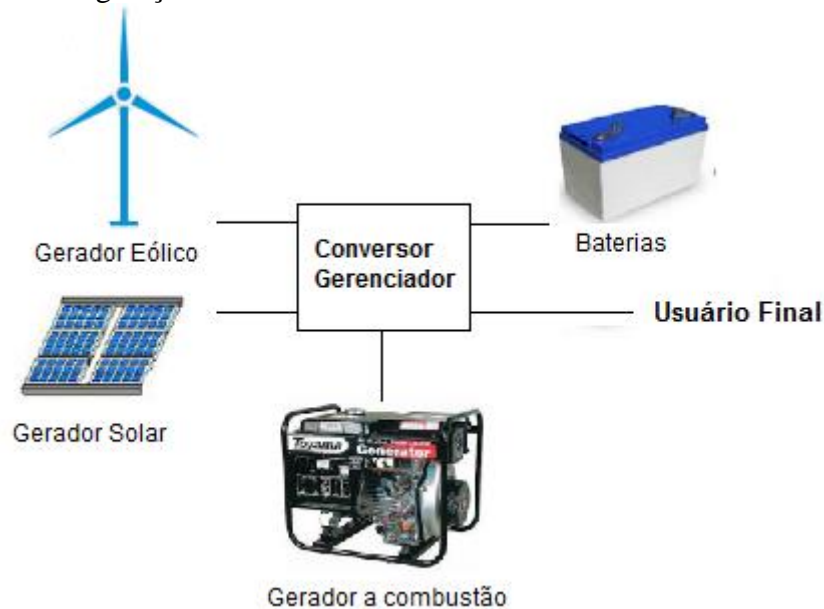
Fonte: autoria própria.

2.2.3 Sistemas de geração híbridos

Sistemas de geração híbridos são os que utilizam mais de uma fonte energética em conjunto. Uma unidade de controle de potência integra os diferentes sistemas de geração, que podem ser eólico, solar, de combustão, entre outros, como ilustrado na Figura 6. A geração híbrida permite o uso de baterias e de injeção de energia na rede simultaneamente. Uma unidade conversora de energia faz o gerenciamento do uso, sendo que a potência

gerada pelo sistema é aproveitada para alimentar as cargas, ou carregar baterias, diminuindo o consumo da rede sempre que houver geração por uma fonte secundária.

Figura 6 – Sistema de geração híbrido.



Fonte: autoria própria.

2.3 GERADORES DE PEQUENO PORTE

Com o aprimoramento das tecnologias de geração, surgem cada vez mais os sistemas de geração descentralizados, capazes de abastecer pequenas áreas ou satisfazer determinadas necessidades. Definem-se as turbinas de pequeno porte como aquelas que fornecem uma potência eficaz menor que 50 MW e maior que 5kW, e que possuem uma área varrida menor que 200 m² (XAVIER, 2012).

Além de possuir um custo menor quando comparado a sistemas de grande porte, turbinas e geradores menores interessam ao usuário por proporcionar economia, uma possível independência energética, além de ajudar a reduzir os picos de demanda de energia. Deste modo, é pertinente o estudo e o desenvolvimento de sistemas de geração de pequeno porte, hoje ainda pouco acessíveis ao usuário final.

2.4 TECNOLOGIAS COMUMENTE UTILIZADAS

Existem atualmente sistemas de geração eólica com variadas tecnologias em sua implementação, resultado do desenvolvimento da eletrônica de potência e das máquinas de geração.

Os primeiros sistemas de geração eólica utilizavam motor de indução do tipo gaiola de esquilo, o qual deve possuir uma velocidade de rotor constante, diretamente dependente da frequência da rede a qual está conectado. Este tipo de gerador possui características de baixo rendimento, pois não há uma dinâmica entre a velocidade do vento e energia gerada. Para melhorar a geração nestes sistemas, é utilizado um *soft-starter* entre o terminal da máquina e a rede elétrica. Esta técnica provê uma suavização de correntes transitórias, melhorando o rendimento da geração (RAMOS, 2009).

Os sistemas que utilizam geradores de corrente contínua, apesar de possuírem implementação mais simples, onde o próprio gerador já fornece o sinal contínuo a ser processado, possuem um custo elevado. Também há a necessidade da manutenção das escovas e comutador das máquinas CC, visto que estes elementos desgastam e devem ser substituídos com o tempo.

Tais características da máquina CC impulsionam o uso de geradores de corrente alternada na geração eólica, atrelados a técnicas de processamento de energia por conversores estáticos (WOOD, 2011). Máquinas de corrente alternada, como o gerador de ímãs permanentes, possuem tamanho reduzido e necessitam de pouca manutenção.

Salienta-se que em sistemas geradores de pequeno porte, tanto eólicos quanto fotovoltaicos, é comum utilizar bancos de baterias para o armazenamento da energia e uso posterior. A técnica satisfaz o fato de que tais sistemas geradores não produzem energia continuamente, pois dependem de fatores climáticos (SEGUEL, 2009). Por outro lado, a implementação do armazenamento com baterias se torna muitas vezes inviável devido à baixa mobilidade e ao tamanho do sistema. Também há a limitação do aproveitamento da energia gerada, visto que quando as baterias estão totalmente carregadas o sistema gerador é desconectado.

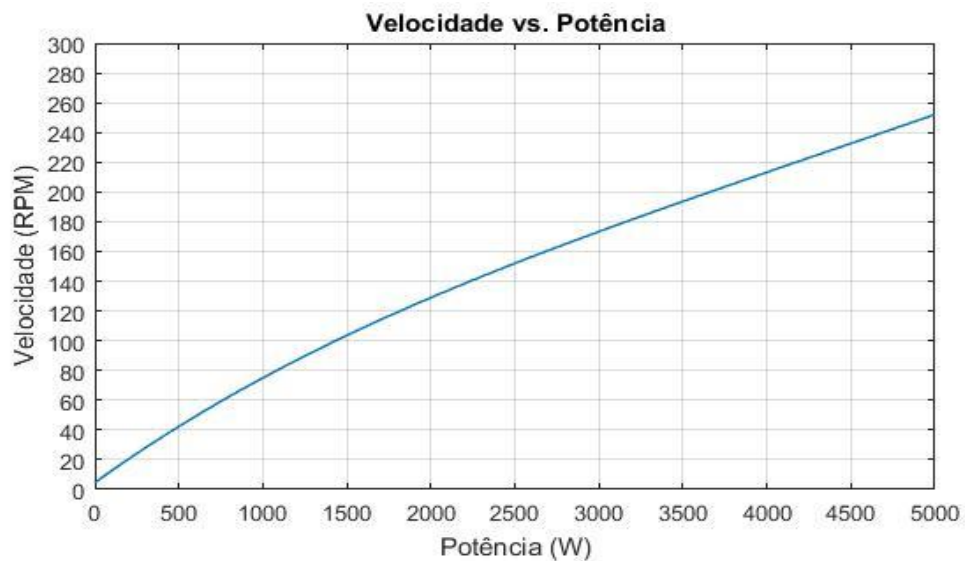
É possível encontrar no mercado conversores comerciais de baixa a média potência (até 6 kW) (INGECON, 2013) (AAB, 2014), os quais abrangem soluções similares, porém com custo ainda elevado. Tais conversores visam à geração comercial, o que

dificulta o acesso ao usuário comum que busca sistemas geradores descentralizados de pequeno porte, mais acessíveis ao consumidor.

2.5 PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE UM GERADOR

A eficiência na conversão da energia proveniente dos ventos em energia elétrica está diretamente relacionada com as características de operação do gerador. Para diferentes velocidades de rotação existem valores de tensão e corrente que fornecem a maior potência que pode ser drenada do gerador. Por exemplo, na Figura 7 está ilustrada a potência de saída de um gerador de ímãs permanentes para diferentes velocidades de rotação do eixo.

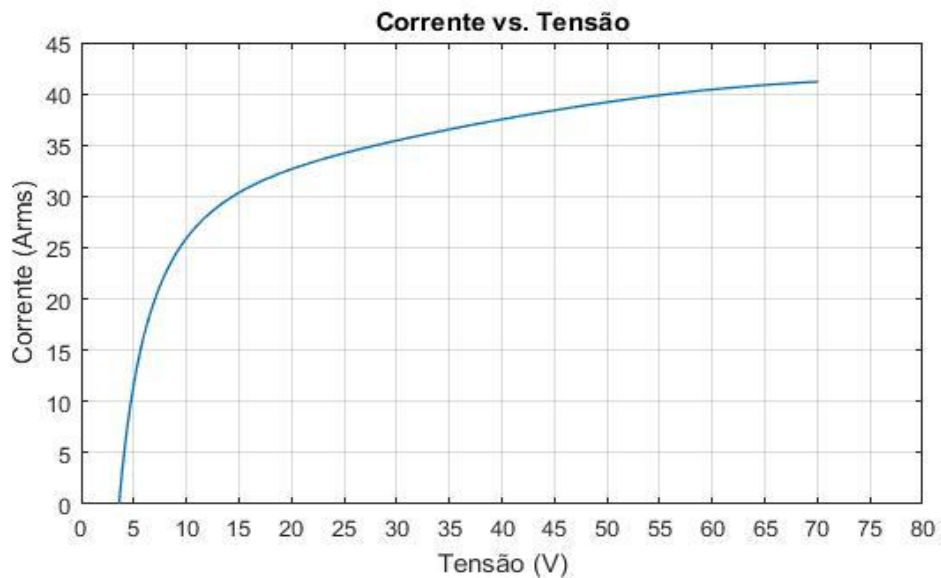
Figura 7 – Velocidade *versus* potência de um gerador de ímãs permanentes de 5 kW de potência.



Fonte: gráfico de autoria própria, adaptado de (ALXION, 2011) para potência máxima de 5 kW.

Obtidos os dados de placa de tensão *versus* potência do gerador, é possível inferir que para cada velocidade de rotação do gerador existe um par tensão-corrente que fornece a máxima potência, conforme ilustrado na Figura 7. Para o mesmo gerador da Figura 7, na Figura 8 são plotadas a tensão e a corrente a serem drenadas para que o gerador opere no ponto de máxima potência.

Figura 8 – Corrente versus tensão de um gerador de ímãs permanentes de 5 kW de potência



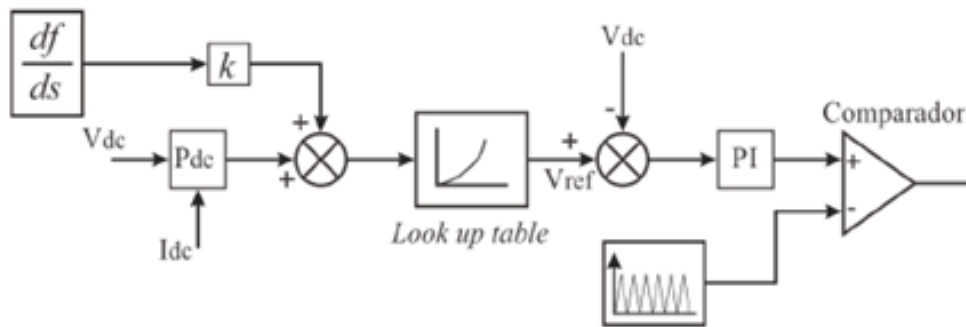
Fonte: gráfico de autoria própria, adaptado de (ALXION, 2011) para potência máxima de 5 kW.

2.6 ALGORITMOS PARA O RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA

Pelo exposto, conclui-se que se faz necessário o rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT) em sistemas geradores para maximizar a geração de energia. Nesta seção serão abordados diferentes métodos de implementação destes algoritmos, estando o sistema conectado ou não à rede elétrica.

Na abordagem de (ABDEL-SALAM, 2010), um conversor *boost* utiliza como referência a tensão que é obtida através de uma *look-up-table*, uma tabela que mapeia a curva característica de máxima potência da turbina. Nesta tabela tem-se como entrada a potência e como saída a tensão de referência, utilizada na entrada do conversor *boost*. Com as medidas da frequência do estator do gerador, tensão e corrente do gerador, o mapeamento garante a operação ótima da máquina. No diagrama da Figura 9 é possível observar o processo, onde a derivada da frequência do estator do gerador é usada para tornar o sistema mais sensível.

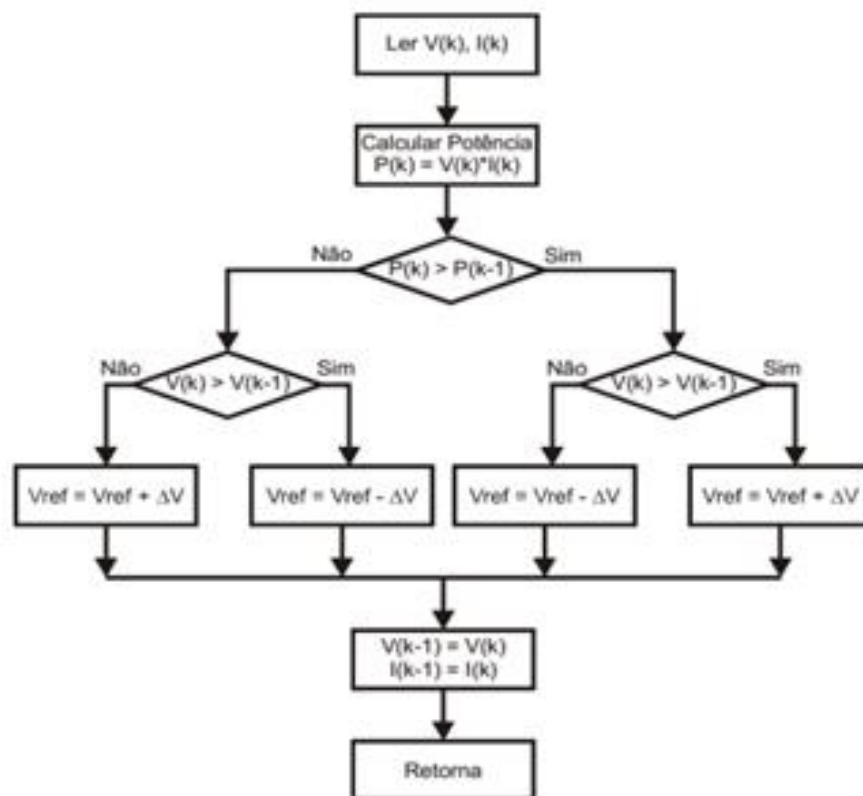
Figura 9 – MPPT através de *look up table*.



Fonte: (ABDEL-SALAM, 2010).

Em (MACHADO, 2016) é utilizado o método de busca P&O (perturba e observa). Basicamente, são perturbadas as variáveis do sistema (corrente ou tensão do gerador), de modo a observar se a potência de saída se altera. Quando há um aumento na potência de saída, continua-se a perturbação no mesmo sentido, até que se atinja o ponto ótimo de operação. Quando há uma diminuição na potência, o sistema deve reverter a perturbação de modo a se obter o melhor rendimento. Na Figura 10 é ilustrado o algoritmo do método P&O.

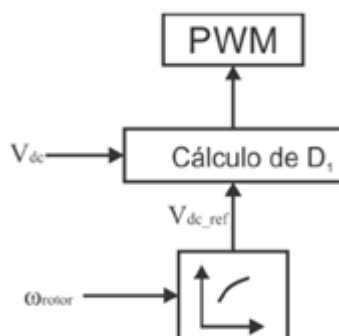
Figura 10 – Rastreamento por P&O.



Fonte: (MACHADO, 2016).

Em (SHARIFAN, 2009) mede-se a velocidade do rotor para a extração da máxima potência de um gerador de ímãs permanentes. A velocidade é medida para que, através da curva característica de tensão *versus* velocidade do gerador, se obtenha uma tensão de referência que é então utilizada no controle de um conversor *boost*. Aplicando-se a tensão no sistema, a velocidade e a tensão variam novamente, até que se encontre o ponto de equilíbrio. A técnica é ilustrada na Figura 11, onde D_1 é a ação de controle do conversor.

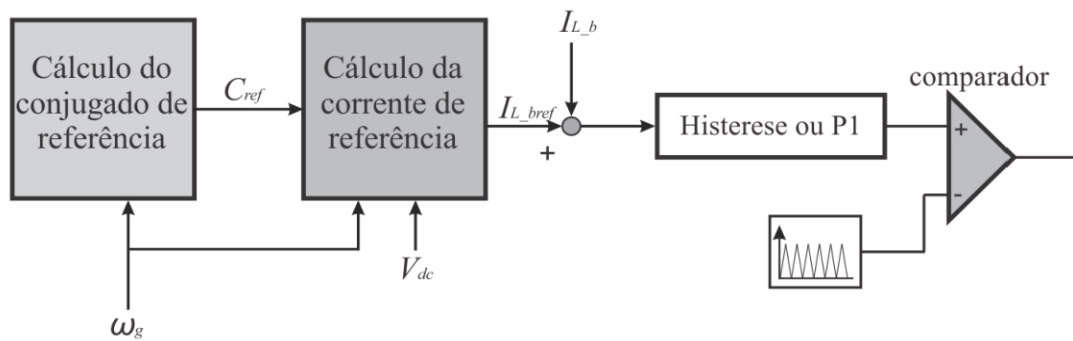
Figura 11 – Obtenção da referência através da curva característica.



Fonte: (SHARIFAN, 2009).

Na abordagem de (HAQUE, 2010), uma corrente de referência é retirada do modelo da turbina para a busca do ponto ótimo de operação. Nesta técnica mede-se a velocidade do rotor, a qual é então convertida em um torque ótimo (conhecidas as características elétricas do gerador utilizado). Sendo a potência do gerador dada pela multiplicação do torque e a sua velocidade angular, pode-se encontrar a corrente de referência dividindo a potência pela tensão de entrada do conversor *boost*. Esta é a corrente necessária no indutor para que o sistema opere no ponto de máxima geração de energia. Com um controlador PI é possível gerar a ação de controle, que ao ser comparada a uma forma de onda triangular que dita a frequência de chaveamento, gera-se o *duty-cycle* necessário para alcançar a referência. Na Figura 12 é ilustrado o método para a obtenção da corrente de referência.

Figura 12 – Rastreamento através do torque ótimo.



Fonte: (HAQUE, 2010).

Em (MACHADO, 2016) é apresentado um conversor *boost* utilizado no rastreamento do ponto de máxima potência de um painel solar fotovoltaico. Com o conversor operando em modo de condução contínua (CCM – *Continuous Conduction Mode*) o algoritmo MPPT aplicado utiliza a técnica de P&O para obtenção da referência de controle. O método é então implementado através de controle digital, usando uma plataforma com microcontrolador.

Em (UMEMURA, 2014) é proposto um inversor para sincronização de um gerador eólico trifásico com a rede trifásica. É utilizada a técnica de controle preditivo que usa o modelo de referência da rede para garantir que variações no barramento CC não influenciem na saída do sistema, e que as correntes de linha na saída do inversor trifásico voltem rapidamente ao regime permanente quando lhes é aplicada uma perturbação. O modelo de referência provê então um sinal de frequência constante sincronizado com a rede.

Similarmente, em (DE KOONING, 2014) é proposta a conexão de inversor trifásico com a rede. É considerado o fato de que tais conversores injetam energia continuamente e devem observar a tensão na rede para evitar problemas de sobretensão, desconectando o sistema quando necessário. O método utilizado neste projeto controla o nível de tensão da rede a partir da estimativa de sua impedância, ao mesmo tempo em que se usa um algoritmo de MPPT para obter o melhor rendimento da máquina. Deste modo, quando há sobretensão, o controle amplia a tensão da rede, e assim o sistema continua a gerar energia mesmo sobre condições não ideais de operação.

Em (ABU SHARKH, 2004) é discutida a proposta de controle de corrente, sendo avaliada para as topologias de inversores de dois e de três níveis. O projeto utiliza a modulação PWM com filtro LCL de saída, com capacitor conectado ao barramento CC.

O controlador possui uma estrutura de duas malhas realimentadas, com uma malha de controle *feedforward* utilizada para compensar perturbações harmônicas de tensão da rede. São simulados os resultados para inversores dois e três níveis, confirmando a efetividade da técnica que provê uma corrente de saída de boa qualidade com baixa distorção harmônica. Os resultados indicam que os inversores de topologia três níveis possuem a vantagem de diminuir pela metade o *ripple* de corrente do indutor de filtro, mas são necessárias mais chaves comutadoras, quando comparado à topologia dois níveis.

Na dissertação de mestrado em (PEIXOTO, 2006) é apresentado o estudo teórico e prático de um inversor de tensão monofásico a três níveis utilizando um microcontrolador PIC para processamento e um FPGA (*Field Programmable Analog Array*) para controle do chaveamento. O objetivo do trabalho é mostrar as possibilidades de projeto para controle PWM digital com baixo custo e bom desempenho, onde foram projetados diferentes controladores usando duas técnicas distintas para projeto: Ziegler Nichols Modificado e Alocação de Pólos. Foram avaliados os controladores PI, PID, PI modificado e PID modificado. Todos apresentaram respostas semelhantes, excluindo o controlador PI modificado projetado por alocação de pólos, o qual não atingiu a norma estabelecida ao apresentar 5% de taxa de distorção harmônica. Dentre os demais, o que mostrou melhor resultado e a menor taxa de distorção harmônica foi o controlador PI modificado projetado por Ziegler Nichols (3,964% de THD), entretanto, todos os demais satisfazem o problema e são aptos para aplicação prática.

Na proposta apresentada em (HAUSMANN; BARBI, 2009) são utilizados conversores trifásicos CC-CA bidirecionais fornecendo três saídas em cada fase. São utilizados indutores montados sobre um mesmo núcleo para acoplar as três saídas de cada fase. Em cima desta técnica são abordados os aspectos referentes à modulação PWM de saída e o cancelamento de harmônicos de tensão. Entretanto, não são abordadas estratégias de modulação que visem diminuir tais distorções, tão quanto o controle ativo das correntes em cada saída do conversor.

Outra proposta com indutor acoplado é abordada em (SALMON; EWANCHUK, 2009) onde cada perna do conversor possui dois interruptores e quatro diodos. A vantagem desta topologia, quando comparada às convencionais, é de não ser necessária a consideração do tempo-morto de acionamento das chaves de uma mesma perna do inversor, eliminando possíveis não linearidades. Porém, a técnica limita o sistema a aplicações de baixa potência, visto que o indutor acoplado tem sua operação somente em

um quadrante da curva B-H característica, fazendo com que as correntes internas do indutor sejam unidirecionais.

Em (GRIGOLETTO, 2013) é proposto um arranjo flexível de conversores para sistemas eólicos de geração, bem como seus sistemas de supervisão, controle e modulação. Opta-se por utilizar conversores em paralelo com indutores acoplados, buscando maximizar a curva de eficiência destes sistemas e dividir as elevadas correntes envolvidas. A técnica garante bom rendimento mesmo operando com baixa velocidade de vento. Por meio do uso de vetores virtuais é possível estabelecer o recurso de tensão do conversor, provendo equilíbrio entre as correntes. Entretanto, a estratégia apresentou THD nos sinais de saída fora dos padrões ao utilizar a topologia com duas pernas em paralelo. Tal problema é satisfeito utilizando a topologia de conversor com três pernas em paralelo, juntamente com a modulação PWM que utiliza os vetores de comutação mais próximos, fornecendo uma distorção reduzida.

Nesta seção foram apresentados alguns trabalhos relevantes na área de conversores estáticos, os quais utilizam diferentes técnicas de controle, modelagem e processamento de sinais. Os estudos aqui citados auxiliaram na análise e definição de técnicas e topologias de conversores empregadas neste trabalho.

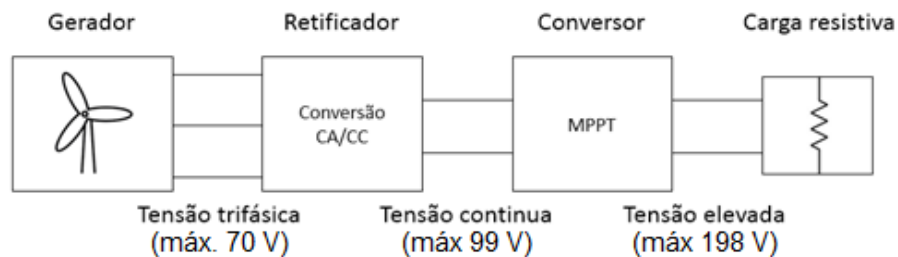
3 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

3.1 INTRODUÇÃO

Neste item são abordados os conceitos relativos à operação dos diferentes estágios que compõem a topologia selecionada para o processamento da energia de um gerador de ímãs permanentes empregado em geração eólica.

Na Figura 13 estão ilustrados os diferentes estágios a serem desenvolvidos. O estágio retificador converte a tensão trifásica de saída do gerador em níveis contínuos, fornecendo uma tensão CC ao estágio conversor. O conversor *boost* é utilizado, pois permite o rastreamento da máxima potência durante a modulação da sua tensão de saída, a qual é fornecida à carga resistiva.

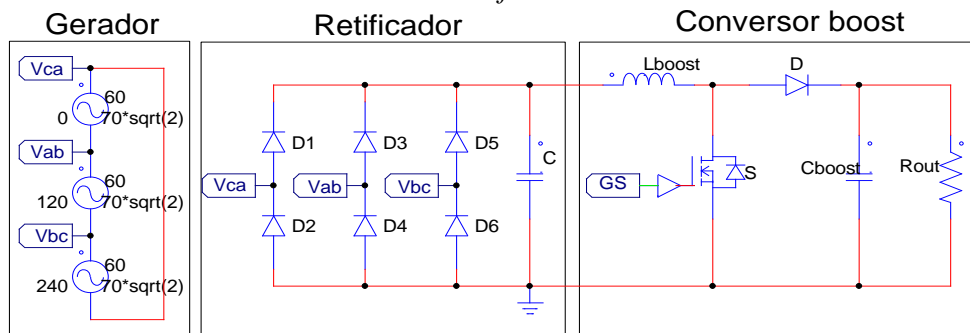
Figura 13 – Diagrama de blocos do sistema.



Fonte: autoria própria.

Está ilustrado na Figura 14 o circuito dos diferentes estágios do sistema, com o gerador trifásico representado por três fontes conectadas em triângulo. O diagrama foi montado no *software* de simulação PSIM.

Figura 14 – Circuito do sistema montado em *software*.



Fonte: autoria própria.

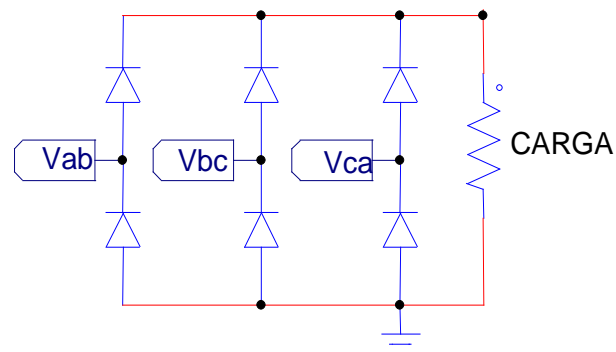
3.2 ESTÁGIO RETIFICADOR

Considerando que o sistema dispensa o uso de geradores de corrente contínua, se faz necessária a retificação do sinal alternado do gerador trifásico de ímãs permanentes. A obtenção de um barramento CC é essencial, pois fornece a tensão de entrada ao estágio inversor (quando este for empregado) ou ao conversor, como neste caso. Para tal conversão, são utilizados circuitos retificadores a diodos (WENDLING, 2010).

O sinal de saída do estágio retificador é apresentado como uma tensão contínua pulsante, ou seja, com a presença de *ripple*. Filtros capacitivos são aplicados em paralelo com a saída do retificador para reduzir a variação da tensão, fornecendo assim um nível de tensão mais constante (PAUKNER, 2015).

Na Figura 15 está ilustrada a configuração de retificador trifásico em ponte completa, com os sinais trifásicos V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} oriundos do gerador.

Figura 15 – Estágio retificador.

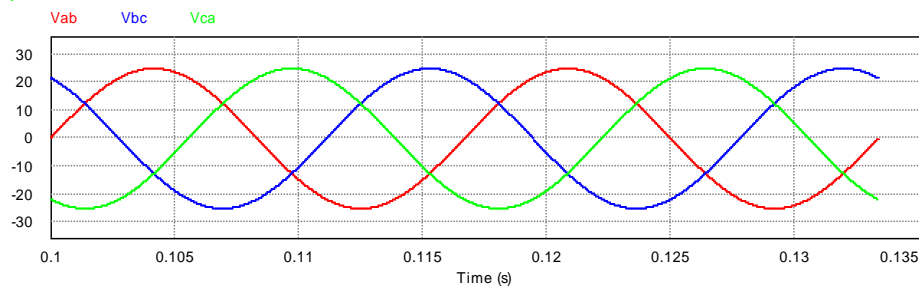


Fonte: autoria própria.

3.2.1 Princípio de operação do retificador

A ordem de condução dos seis diodos do retificador trifásico é baseada na diferença entre as tensões de linha do gerador trifásico V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , sendo estas defasadas em 120° cada, como mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Sinal trifásico de saída do gerador.

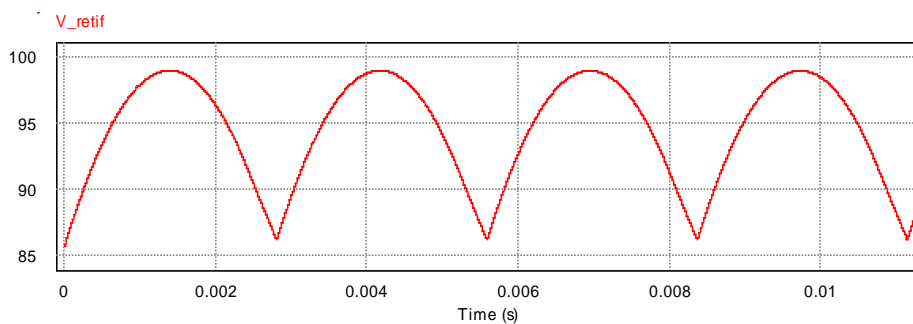


Fonte: autoria própria.

A defasagem entre estes três sinais garante que haverá sempre uma fase maior em amplitude que as outras duas, que polariza diretamente o par de diodos correspondente.

O sinal retificado, na saída do estágio CA-CC, é mostrado na Figura 17. O *ripple* presente neste sinal ainda é elevado.

Figura 17 – Sinal não filtrado na saída do retificador.



Fonte: autoria própria.

3.2.2 Valor médio de saída do retificador trifásico

A saída do retificador possui um valor médio de tensão CC. É importante que se defina o valor médio para que se faça o dimensionamento dos componentes do conversor.

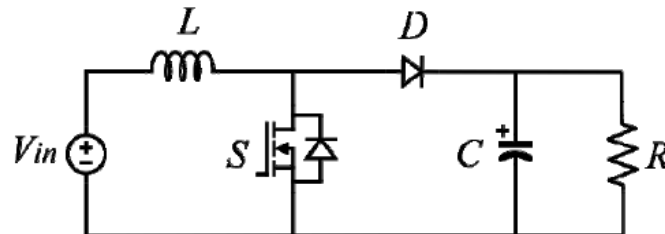
Integrando a forma de onda de tensão na saída do retificador ao longo de um período, e dividindo pelo período da onda retificada ($\frac{\pi}{3}$) é possível determinar o valor médio V_{CC} na saída do retificador, como mostrado na equação (3.1) (PAUKNER, 2015).

$$V_{CC} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V_{ab} \cdot \cos(wt) d(wt) \quad V_{CC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{ab} \quad (3.1)$$

3.3 ESTÁGIO ELEVADOR DE TENSÃO

O conversor *boost* CC-CC tem como característica a elevação do nível da tensão de entrada. A Figura 18 mostra a topologia do conversor *boost*.

Figura 18 – Conversor *boost*.



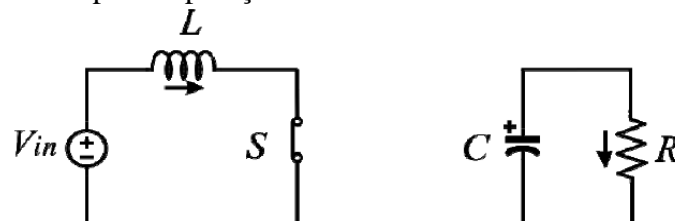
Fonte: autoria própria.

A chave S opera dentro de um período de comutação T_S . Quando acionada, conduz durante um determinado intervalo de tempo denominado t_{on} . Quando a chave S é bloqueada, impede-se a passagem de corrente, e a este intervalo dá-se o nome de t_{off} . O período de comutação T_S é a soma entre t_{on} e t_{off} . A relação entre o tempo de condução t_{on} e o período total de comutação T_S é definida como o *duty-cycle* ou razão cíclica (d):

$$d = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (3.2)$$

Agora é possível analisar as diferentes etapas de operação do conversor *boost*. A primeira etapa se dá em $t = 0$, quando a chave S é acionada, polarizando inversamente o diodo D . A tensão de entrada V_{in} é então diretamente aplicada no indutor, onde $V_{in} = V_L$, como mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Primeira etapa de operação.



Fonte: autoria própria.

Utilizando da equação que define a tensão no indutor, é possível concluir que a corrente no indutor $I_L(t)$ cresce linearmente, pois a derivada é uma constante positiva, como se pode verificar na equação (3.3).

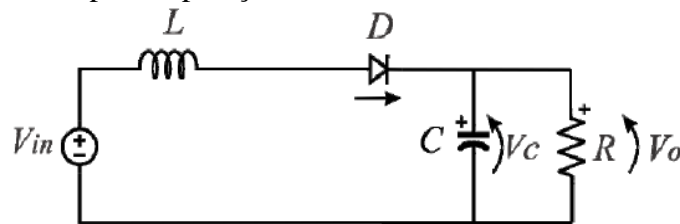
$$V_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.3)$$

Assim, pode-se definir Δi_L na primeira etapa de operação como sendo:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} \cdot d \cdot T_s \quad (3.4)$$

Na segunda etapa, a chave S é desligada, e o diodo passa a conduzir a corrente do indutor. A segunda etapa é ilustrada na Figura 20, onde agora $V_L = V_{in} - V_o$.

Figura 20 – Segunda etapa de operação.



Fonte: autoria própria.

A variação da corrente no indutor durante a segunda etapa é dada por:

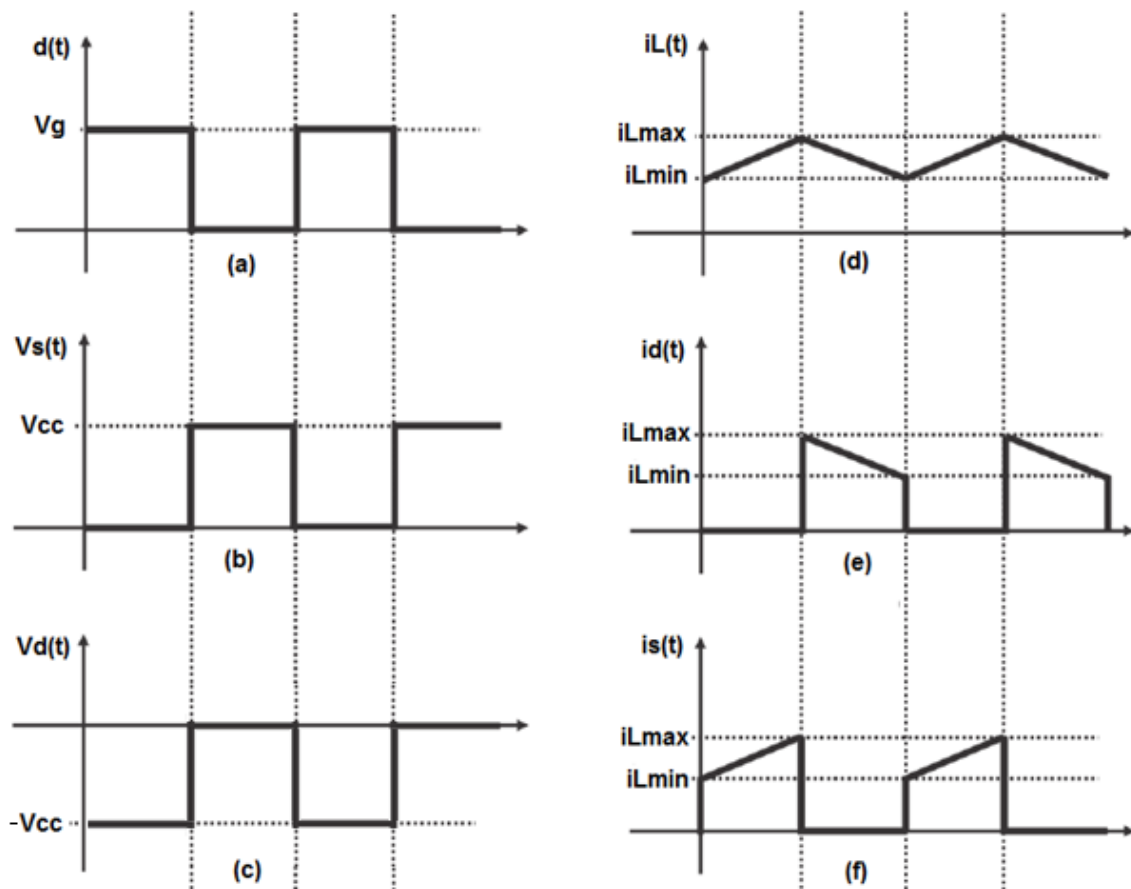
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad \Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot (1 - d) \cdot T_s \quad (3.5)$$

Considerando o balanço de energia sobre o indutor (balanço dos volts-segundos), pode-se definir o ganho estático do conversor *boost* como:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d} \quad (3.6)$$

Na Figura 21 estão ilustradas as formas de onda das tensões e correntes características do conversor. Nas letras (a), (b) e (c) são mostradas respectivamente o sinal de *gate* de ativação da chave S , a tensão sobre a chave e a tensão sobre o diodo D . Em (d), (e) e (f) estão representadas respectivamente as correntes do indutor L , do diodo D e da chave S .

Figura 21 – Formas de onda características do conversor.



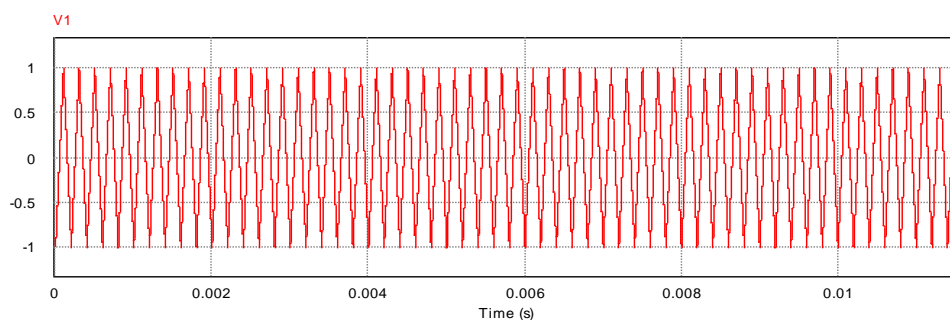
Fonte: (BARBI, 2009).

3.4 MODULAÇÃO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC

A operação do conversor elevador CC-CC (*boost*) depende da estratégia de modulação adotada. Uma das estratégias mais amplamente empregadas em conversores estáticos é a modulação por largura de pulso (PWM - *pulse-width modulation*), pode ser facilmente implementada em processadores digitais. Para que a modulação PWM seja possível, os seguintes parâmetros devem ser definidos (BARBI, 2007):

- *Sinal de referência:* é o sinal de comparação, a ser modulado em alta frequência. Serve como uma imagem da tensão ou corrente da saída buscada. Podem ser utilizados como referência um sinal CC ou um sinal CA.
- *Portadora:* é o sinal que define a frequência de comutação dos interruptores. O sinal da portadora usualmente é uma forma de onda triangular ou dente de serra em alta frequência (dezenas ou centenas de quilohertz). Na Figura 22 está representado o sinal de uma portadora triangular de 5 kHz.

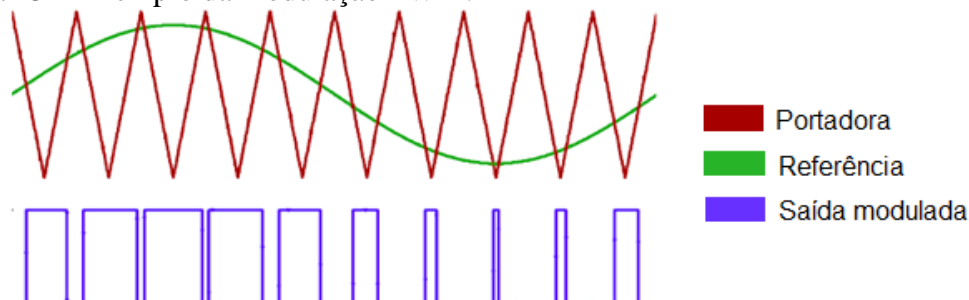
Figura 22 – Portadora triangular.



Fonte: autoria própria.

- *Modulador:* é um circuito que compara o sinal de referência com o sinal da portadora. A largura do pulso (*duty-cycle*) do sinal modulado varia de acordo com a diferença de amplitude entre referência e portadora. Na Figura 23 a portadora está representada em baixa frequência para que se possa verificar a variação da largura do pulso na saída, resultante da comparação da amplitude entre portadora e a referência.

Figura 23 – Exemplo da modulação PWM.



Fonte: autoria própria.

3.5 MODELO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC

É pertinente a modelagem do conversor para que seja possível o projeto de um sistema de controle quando este se faz necessário. O modelo do conversor é representado por uma função transferência que tem como entrada a variável de controle (por exemplo, o *duty-cycle*) e como saída a variável a ser controlada (por exemplo, a tensão de saída ou a corrente de entrada).

No caso específico deste trabalho, o objetivo do sistema de controle poderia ser o de regular a corrente de entrada do conversor, cuja referência é definida pelo algoritmo de MPPT (DAMASCENO, 2006).

O procedimento para a obtenção das funções transferência que relacionam a saída I_L com as demais variáveis é descrito a seguir (BELTRAME, 2010).

3.5.1 Equações de espaço de estados

O sinal modulado possui seu período dividido em duas etapas, $0 \leq t \leq d(t)T_s$ e $d(t)T_s \leq t \leq T_s$, as quais são consideradas na modelagem por espaço de estados:

1ª Etapa: $0 \leq t \leq d(t)T_s$

Verificando na Figura 19 do circuito, é possível inferir que a tensão no indutor nesta etapa é:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{cc} \quad (3.7)$$

Sendo a corrente do indutor $i_L(t)$ um estado independente dos demais, define-se como estado do sistema, $x(t) = [i_L(t)]$. Sendo a tensão do barramento V_{cc} uma fonte independente, define-se como variável de entrada $u(t) = [V_{cc}(t)]$.

Neste caso a saída do sistema é o próprio estado, então $y(t) = [i_L(t)]$. Para obtenção da forma em espaço de estados, reescreve-se a equação (3.7) por:

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) &= H_1 i_L(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 K &= [L] \\
 A_1 &= [0] \\
 B_1 &= [1 \quad 0] \\
 H_1 &= [1]
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

2ª Etapa: $d(t)T_s \leq t \leq T_s$

A duração desta etapa pode ser definida também por $(1 - d(t)) \cdot T_s$. A equação da tensão do indutor na segunda etapa fica:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{cc} - V_o \tag{3.10}$$

Tal equação pode também ser reescrita na forma:

$$\begin{aligned}
 K \frac{dx(t)}{dt} &= A_2 x(t) + B_2 u(t) \\
 y(t) &= H_2 i_L(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 K &= [L] \\
 A_2 &= [0] \\
 B_2 &= [1 \quad -1] \\
 H_2 &= [1]
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

3.5.2 Equações de equilíbrio

Para utilizar as equações de equilíbrio, assume-se que as frequências naturais do conversor são consideravelmente pequenas quando comparadas à frequência de chaveamento $f_s = 5 \text{ kHz}$. As equações de equilíbrio são:

$$\begin{aligned}
 X &= -A^{-1}BU \\
 Y &= (-HA^{-1}B + E)
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Onde

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D)$$

$$\begin{aligned}
 B &= B_1 D + B_2 (1 - D) \\
 H &= H_1 D + H_2 (1 - D)
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

Com as variáveis determinadas, é possível aplicá-las nas equações de equilíbrio:

$$X = i_L(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix} \cdot [1 \quad -(1 - D)] \cdot [V_{CC}]
 \tag{3.15}$$

Que fornece a seguinte equação:

$$i_L(t) = \frac{V_{CC}}{L}
 \tag{3.16}$$

3.5.3 Modelo CA de pequenos sinais

O modelo CA de pequenos sinais se faz necessário para que se possa projetar o sistema de controle do conversor (BELTRAME, 2010). Definido que $\hat{u}(t)$ e $\hat{d}_1(t)$ são as variações presentes em V_{CC} e D_1 , o modelo de pequenos sinais pode ser reescrito como:

$$\hat{u}_p(t) = \begin{bmatrix} \hat{u}(t) \\ \hat{d}_1(t) \end{bmatrix}
 \tag{3.17}$$

Assume-se que os valores quiescentes são muito maiores que as perturbações nestes sinais, de modo que $\|U\| \gg \|\hat{u}(t)\|$, $\|D_1\| \gg \|\hat{d}_1(t)\|$, $\|X\| \gg \|\hat{x}(t)\|$ e $\|Y\| \gg \|\hat{y}(t)\|$. O modelo CA de pequenos sinais fica então:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A_p \hat{x}(t) + B_p \hat{u}_p(t) \\
 \hat{y}(t) &= H_p \hat{x}(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 A_p &= K^{-1} A \\
 B_p &= K^{-1} [B(A_1 + A_2)X + (B_1 + B_2)U] \\
 H_p &= H
 \end{aligned}$$

Substituindo os valores em (3.18) tem-se:

$$A_p = [0]$$

$$B_p = \begin{bmatrix} D & V_{cc} \\ L & L \end{bmatrix}$$

$$H_p = 1$$
(3.19)

As funções transferência podem então ser obtidas através da aplicação da Transformada de Laplace em (3.18):

$$\hat{y}(s) = H_p(sI_{2 \times 2} - A_p)^{-1} B_p \hat{u}_p(s)$$
(3.20)

Aplicando as matrizes calculadas resulta:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{Ls}$$
(3.21)

4 METODOLOGIA E MATERIAIS UTILIZADOS

4.1 O GERADOR DE IMÃS PERMANENTES

Na Tabela 1 são apresentados as características do gerador de ímãs permanentes (PSMG) utilizado, necessárias para o correto dimensionamento dos componentes do sistema. O gerador, modelo 400STK2M de polos não salientes, fabricado pela empresa Alxion é mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Gerador *Alxion 400STK2M*.



Fonte: autoria própria.

Tabela 1 – Dados nominais do gerador.

Símbolo	Descrição	Valor
P_{nom}	Potência de saída nominal	18 kW
w_g	Velocidade nominal	800 rpm
f_{nom}	Frequência nominal	160 Hz
$I_{nom,rms}$	Corrente nominal	45 A
η	Rendimento	0,92
Φ	Fluxo magnético	0,25 Wb
L_s	Indutância da armadura	1,23 mH
R_a	Resistência da armadura	0,18 Ω

E_{af}	Tensão interna sem carga	305 V
----------	--------------------------	-------

Fonte: (ALXION, 2011).

Visto que o gerador utilizado possui potência nominal superior à potência de operação do conversor, é necessário operar o gerador em velocidade reduzida, a qual forneça a potência desejada. Na Tabela 2 estão os dados de operação do gerador ao desenvolver 5 kW.

Tabela 2 – Dados de operação do gerador.

Símbolo	Descrição	Valor
P_{out}	Potência de saída	5 kW
I_{rms}	Corrente RMS de saída	35,7 A
V_{rms}	Tensão RMS de saída	70 V
w_g	Velocidade do rotor	250 rpm

Fonte: autoria própria.

4.2 PROJETO DO RETIFICADOR

Na Tabela 3 são mostradas as especificações utilizadas para o projeto do estágio retificador.

Tabela 3 – Especificações do retificador.

Símbolo	Descrição	Valor
P	Potência de entrada	5 kW
I_{pk}	Corrente de pico de entrada	50,5 A
V_{pk}	Tensão de pico de entrada	99 V
f	Frequência de entrada	60 Hz

Fonte: autoria própria.

4.2.1 Projeto do capacitor retificador e carga de saída do retificador.

Para o projeto do filtro capacitivo do estágio retificador, considera-se a equação (4.1) a qual utiliza o valor de pico e mínimo de tensão na saída do estágio retificador, resultando um valor C para tais características (UMEMURA, 2014):

$$C = \frac{P}{3 \cdot f \cdot (V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (4.1)$$

Na equação, f é a frequência do sinal de entrada do retificador, P é a potência nominal a ser desenvolvida desconsiderando as perdas nos componentes. Sendo $V_{pk} = 99 V$, para determinação do *ripple* usa-se $V_{Cmin} \cong V_{pk}(1 - 0,2)$ (*ripple* de até 20%). A equação fornece $C = 8 mF$.

É necessário também o projeto de uma carga na saída do retificador para fins de simulação deste estágio. Utilizando os dados da Tabela 3, na equação (4.2) é definida a carga na saída do retificador:

$$R_{retif} = \frac{V^2}{P} \quad (4.2)$$

$$R_{retif} = 1,96 \Omega$$

4.2.2 Corrente e tensão nos diodos

A obtenção dos níveis de corrente e tensão nos diodos retificadores são necessários para a escolha correta dos componentes utilizados. Para obtenção da corrente média em um dos diodos retificadores, primeiramente é definida a tensão média de saída $V_{out_{med}}$ do retificador, considerando uma fonte de entrada trifásica disposta em triângulo. Segundo (BARBI, 2006), (PEJOVIC, 2007), a tensão média de saída pode ser expressa por:

$$V_{out_{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{rms} \cos(wt) d(wt) \quad (4.3)$$

Que fornece:

$$V_{out_{med}} = 1,35 V_{rms} \quad (4.4)$$

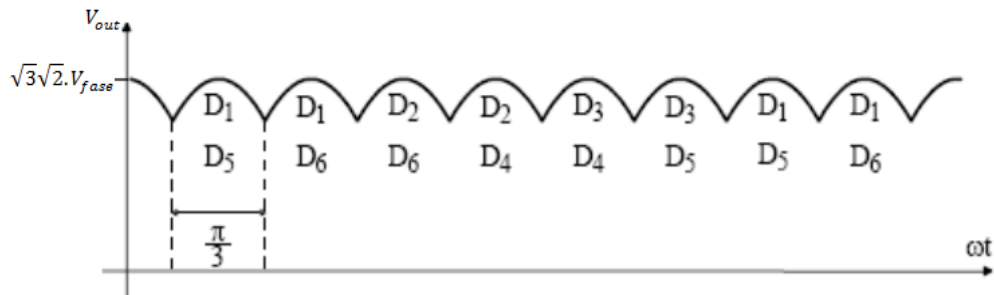
Onde V_{rms} é a própria tensão trifásica de saída do gerador. Determina-se então a corrente média total de saída $I_{out_{med}}$, utilizando o valor calculado da carga de saída do retificador:

$$I_{out_{med}} = \frac{V_{out_{med}}}{R_{retif}} \quad (4.5)$$

$$I_{out_{med}} = 48,21 \text{ A}$$

Na Figura 25 é mostrada a forma de onda da tensão de saída do retificador trifásico ponte completa, onde a condução de cada diodo se dá em 1/3 do período total (2π) da tensão de entrada.

Figura 25 – Tensão de saída do retificador.



Fonte: (BARBI, 2009).

Deste modo, a corrente média $I_{D_{med}}$ em um dos diodos é dada por:

$$I_{D_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{out_{med}} d(\omega t) \quad (4.6)$$

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{out_{med}}}{3} \quad (4.7)$$

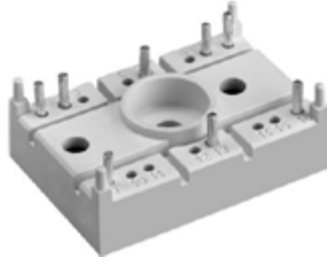
$$I_{D_{med}} = 16,07 \text{ A}$$

A tensão reversa a ser observada na escolha dos diodos retificadores é a tensão de pico aplicada na entrada do retificador, $V_{pk} = 99 \text{ V}$.

4.2.3 Semicondutor utilizado

O elemento utilizado é o módulo retificador trifásico SK35D12F *Semikron*, mostrado na Figura 26.

Figura 26 – Módulo retificador trifásico SK35D12F.



Fonte: (SEMIKRON SK35D12F, 2003).

Em função dos níveis de corrente e tensão suportados pelo componente, sumarizados na Tabela 4, são usados três módulos em paralelo na montagem do retificador para garantir que não haja problemas de sobrecorrente.

Tabela 4 – Valores máximos de operação do módulo retificador trifásico SK35D12F.

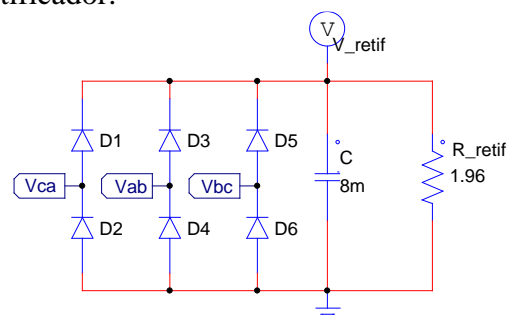
Símbolo	Descrição	Valor
I_D	Corrente no diodo	33 A
V_{RR}	Tensão reversa no diodo	1200 V
T_J	Temperatura de operação	-55 até 175 °C

Fonte: (SEMIKRON SK35D12F, 2003).

4.2.4 Simulação do circuito retificador

Obtidos os valores dos componentes é possível aplicá-los no circuito simulado, mostrado na Figura 27.

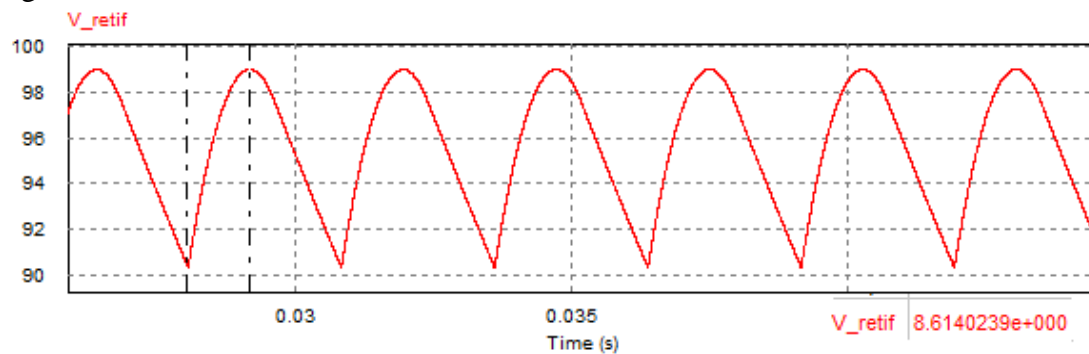
Figura 27 – Circuito retificador.



Fonte: autoria própria.

Na Figura 28 está a forma de onda da tensão de saída do retificador. É possível observar com o cursor diferencial um *ripple* 8,61 V, o que está dentro do valor de projeto ($\frac{8,61}{99} = 8,6\%$ de *ripple*). Na avaliação experimental o capacitor disponível utilizado será de valor superior ao calculado, deste modo o *ripple* de corrente será ainda menor.

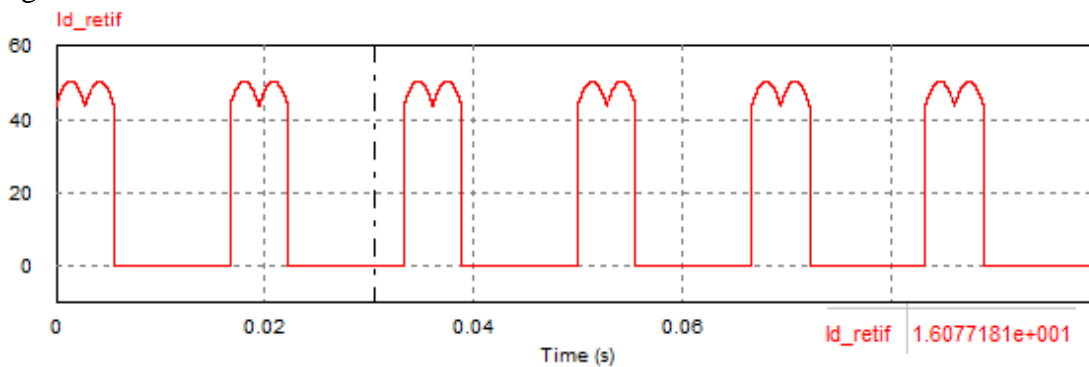
Figura 28 – Tensão de saída do retificador.



Fonte: autoria própria.

A simulação da corrente em um dos diodos retificadores é mostrada na Figura 29. É possível observar o valor médio obtido no *software*, o que condiz com o valor esperado $I_{D_{med}} = 16,07 A$, obtido na equação (4.7).

Figura 29 - Corrente em um dos diodos retificadores.



Fonte: autoria própria.

4.3 PROJETO DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC BOOST

É necessário que se definam os valores de operação do conversor *boost* para que o dimensionamento dos componentes seja possível. Na Tabela 5 estão as especificações de projeto.

Tabela 5 – Descrição de valores do conversor *boost*.

Símbolo	Descrição	Valor
P_{out}	Potência nominal de saída	5 kW
i_L	Corrente nominal no indutor	50,5 A
V_{cc}	Tensão de entrada máxima	99 V
V_o	Tensão de saída máxima	198 V
f_s	Frequência de chaveamento	5 kHz
ΔV	Ripple de tensão	10%
Δi_L	Ripple de corrente no indutor	10%

Fonte: autoria própria.

4.3.1 Dimensionamento do capacitor *boost*.

Para o projeto do capacitor *boost*, considera-se a equação (4.8) a qual utiliza o valor de variação máxima de tensão no capacitor, resultando um valor C_{boost} para tais características:

$$C_{boost} = \left(\frac{I_{out}}{f_s \cdot \Delta V} \right) D \quad (4.8)$$

O *duty-cycle* utilizado no dimensionamento do capacitor é o que expressa o pior caso, ou seja, quando a tensão de saída é o dobro da tensão de entrada ($D = 0,5$). Neste caso, com a tensão nominal de entrada $V_{in} = 99 V$, a saída fica $V_{out} = 198 V$.

Com os dados da corrente $I_{out} = \frac{5kW}{198V} = 25,2 A$, da frequência de chaveamento $f_s = 5 \text{ kHz}$ e o *ripple* de tensão $\Delta V = 99 * 0,1$, tem-se $C_{boost} = 257,5 \mu F$.

4.3.2 Dimensionamento do indutor *boost*

Similar ao projeto do capacitor *boost*, o indutor utilizado no conversor tem como base o *duty-cycle* de pior caso. Considerando a equação (4.9):

$$L_{boost} = \left(\frac{V_{in}}{f_s \cdot \Delta I_L} \right) D \quad (4.9)$$

Com *ripple* de corrente $\Delta I_L = 0,1 * 50,5 A$, define-se o valor do indutor utilizado no conversor *boost* por $L = 1,97 mH$.

4.3.3 Definição de carga

Já que se optou pela operação isolada, deve-se calcular uma carga resistiva de saída que consuma a energia extraída do gerador trifásico de ímãs permanentes. Para tanto, considera-se a equação (4.10) que relaciona potência P_o com a tensão de saída V_{out} e a carga R .

$$P_o = \frac{V_{out}^2}{R} \quad (4.10)$$

Considerando a utilização do conversor *boost* com tensão cc. de saída de $198 V$ é obtido $R = 7,8\Omega$.

4.3.4 Tensão e corrente na chave *S* e diodo *D*.

Se faz necessária a observação dos níveis de tensão e corrente média para a seleção adequada dos componentes utilizados. Analisando a Figura 18 que mostra o circuito do conversor, é possível deduzir a máxima tensão aplicada no diodo *D* e na chave *S*.

Na primeira etapa, que se dá em $0 \leq t \leq d(t)T_s$, a tensão máxima no diodo V_D é:

$$V_D = -V_{out} = -198 V \quad (4.11)$$

Durante a segunda etapa, em $d(t)T_s \leq t \leq T_s$, a máxima tensão na chave V_S é:

$$V_S = V_{out} = 198 V \quad (4.12)$$

Segundo (ASSEF, 2011), a corrente média $I_{S_{med}}$ na chave interruptora, e a corrente $I_{D_{med}}$ no diodo em um conversor *boost* são:

$$I_{S_{med}} = I_L * D \quad (4.13)$$

$$I_{D_{med}} = I_L * (1 - D) \quad (4.14)$$

A corrente I_L é a corrente presente no indutor, descrita anteriormente na Tabela 5. Considerando novamente um *duty-cycle* para pior caso ($D = 0.5$), onde a tensão de saída é o dobro da tensão de entrada, tem-se os valores de corrente média na chave e no diodo, respectivamente:

$$I_{S_{med}} = 25,25 A$$

$$I_{D_{med}} = 25,25 A$$

4.3.5 Chave interruptora utilizada

A chave utilizada, mostrada na Figura 30, é um módulo IGBT modelo SKM300GA da *Semikron*.

Figura 30 – Módulo IGBT SKM300GA.



Fonte: (SEMIKRON SKM300GA, 2009).

As principais características do componente são mostradas na Tabela 6.

Tabela 6 – Valores máximos de operação do módulo IGBT SKM300GA.

Símbolo	Descrição	Valor
V_{CES}	Tensão coletor-emissor	1200 V
$I_{C_{nom}}$	Corrente nominal	300 A

V_{GES}	Tensão gate-emissor	+/-20 V
T_J	Temperatura de operação	-40 até +175 °C

Fonte: (SEMIKRON SKM300GA, 2009).

4.3.6 Diodo semicondutor utilizado

O componente escolhido é o diodo de ultra-rápido modelo HFA60PB da *International Rectifier*, mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Diodo utilizado.



Fonte: (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2001).

As principais características do diodo semicondutor utilizado são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores máximos de operação do diodo.

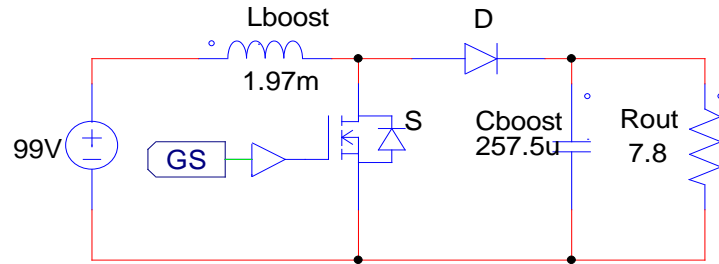
Símbolo	Descrição	Valor
V_R	Tensão reversa	600 V
I_F	Corrente	60 A
T_J	Temperatura de operação	-55 até +175 °C

Fonte: (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2001).

4.3.7 Simulação do conversor *boost*

Utilizando um *duty-cycle* fixo ($d = 0,5$), simula-se o conversor para verificação do correto dimensionamento dos componentes. Na Figura 32 está ilustrado o circuito simulado em *software*, onde a tensão retificada do estágio anterior está representada por uma fonte CC.

Figura 32 – Conversor *boost* simulado.



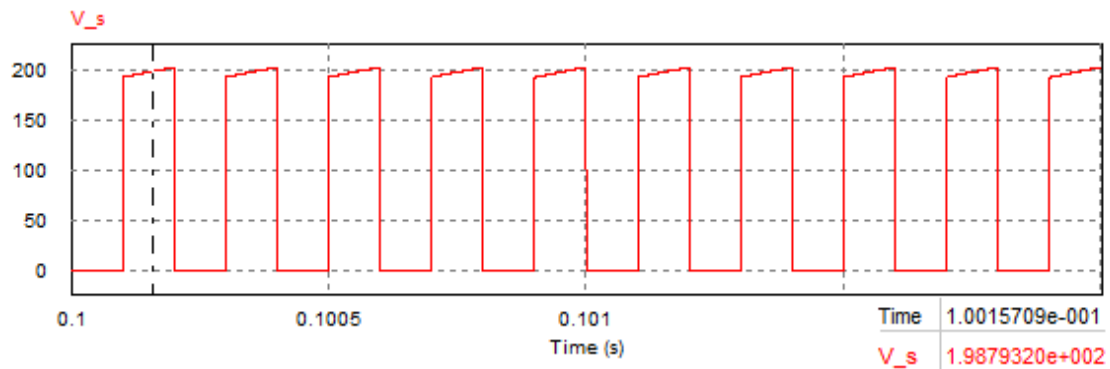
Fonte: autoria própria.

Os gráficos obtidos em simulação são observados em regime permanente, desconsiderando os transitórios de partida. Com o auxílio do cursor do *software* de simulação PSIM é possível verificar os níveis de tensão e corrente e suas médias quando necessário, apresentados no canto inferior direito das figuras. As formas de onda do conversor *boost* simulado são apresentadas a seguir:

- Tensão e corrente na chave *S*:

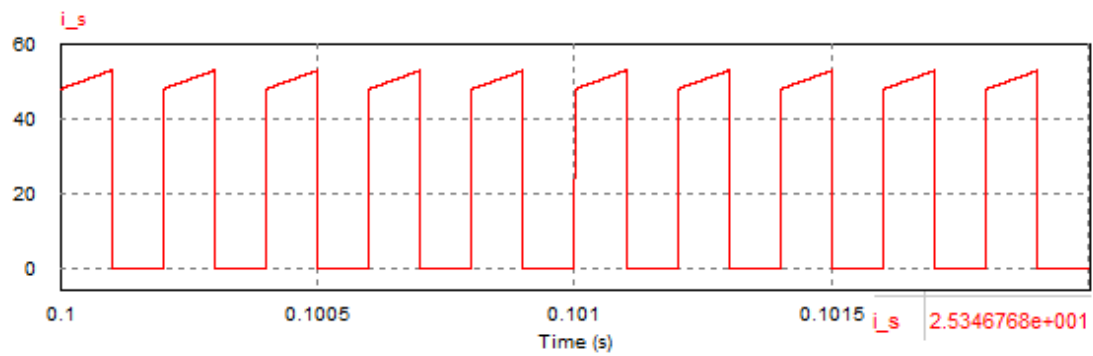
Na Figura 33 e Figura 34 observa-se a tensão máxima da chave $V_S = 198 \text{ V}$ e a média da corrente na chave $I_{S_{med}} = 25,3 \text{ A}$, os quais condizem com os valores projetados.

Figura 33 – Tensão V_S na chave.



Fonte: autoria própria.

Figura 34 – Corrente I_S na chave.

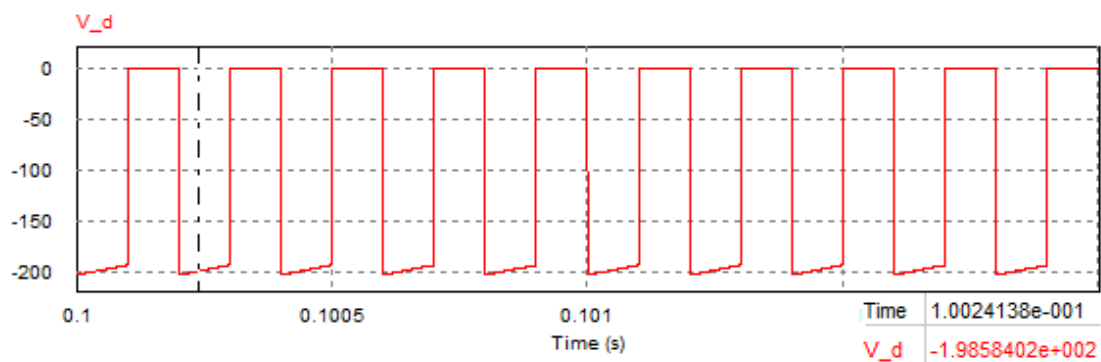


Fonte: autoria própria.

- Tensão e corrente no diodo D :

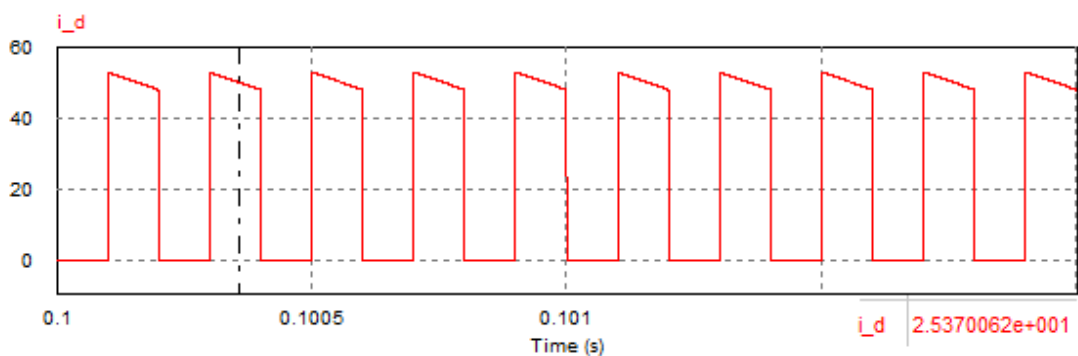
Similarmente, na Figura 35 e na Figura 36 são observadas a tensão $V_D = -199 V$ e a corrente média no diodo $I_{D_{med}} = 25,3 A$, respectivamente. Ambos confirmam os valores obtidos em projeto.

Figura 35 – Tensão V_D no diodo.



Fonte: autoria própria.

Figura 36 – Corrente I_D no diodo.

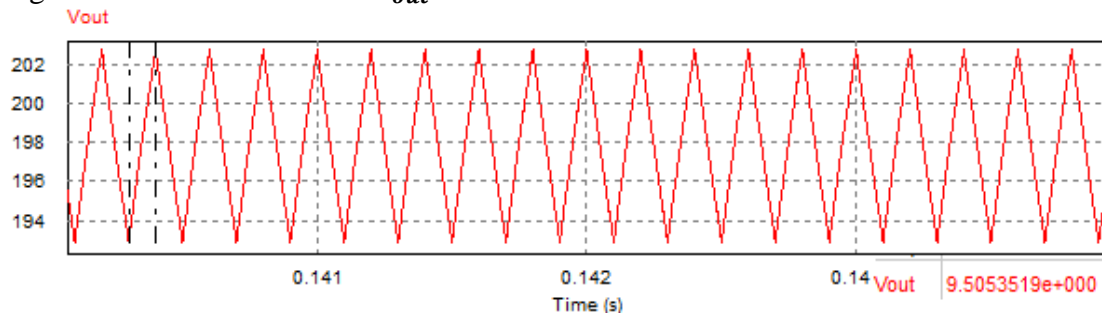


Fonte: autoria própria.

- Tensão de saída V_{out} :

Ilustrada na Figura 37 está a tensão de saída com valor médio $V_{out} = 198\text{ V}$. Observa-se com o cursor diferencial o *ripple* de tensão de $9,5\text{ V}$, o que está dentro dos valores projetados ($\frac{9,5}{198} = 4,7\%$ de *ripple*).

Figura 37 – Tensão de saída V_{out} .



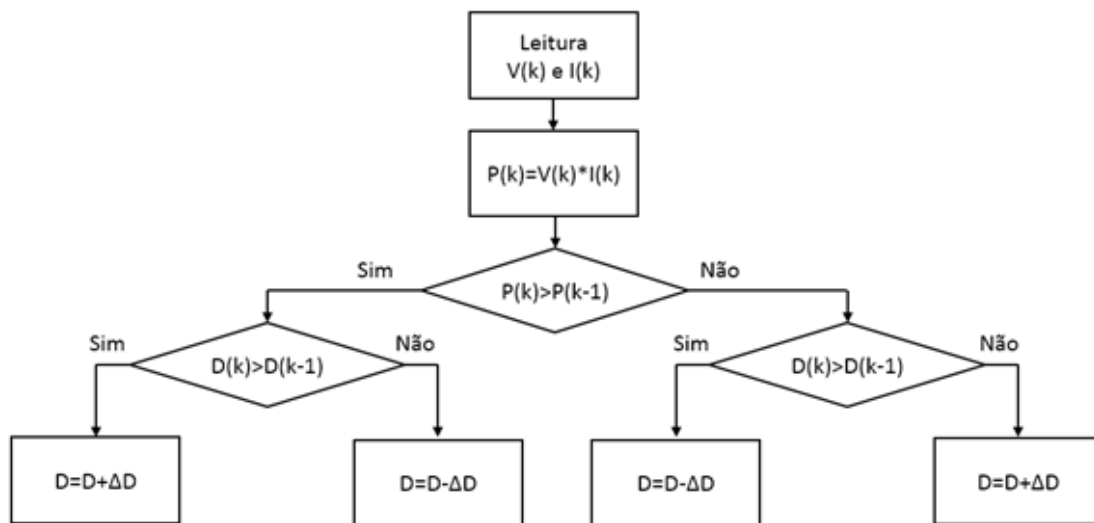
Fonte: autoria própria.

4.3.8 Rastreamento do ponto de máxima potência

O algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) utilizado é baseado no método Perturba & Observa (P&O). Nesta técnica é feita a leitura das variáveis tensão e corrente, para cálculo da potência.

Com o valor da potência em mãos, perturba-se o *duty-cycle* na modulação do conversor e compara-se o novo valor da potência após a perturbação. Se a potência calculada apresentou um aumento, o algoritmo segue então aplicando esta perturbação no mesmo sentido, se não, reverte-se o sentido da perturbação aplicada, até que se atinja um ponto de equilíbrio. Na Figura 38 está ilustrado o diagrama de blocos do algoritmo de rastreamento utilizado.

Figura 38 – Perturba & Observa com perturbação no *duty-cycle*.



Fonte: autoria própria.

4.4 INSTRUMENTAÇÃO E SENSORES

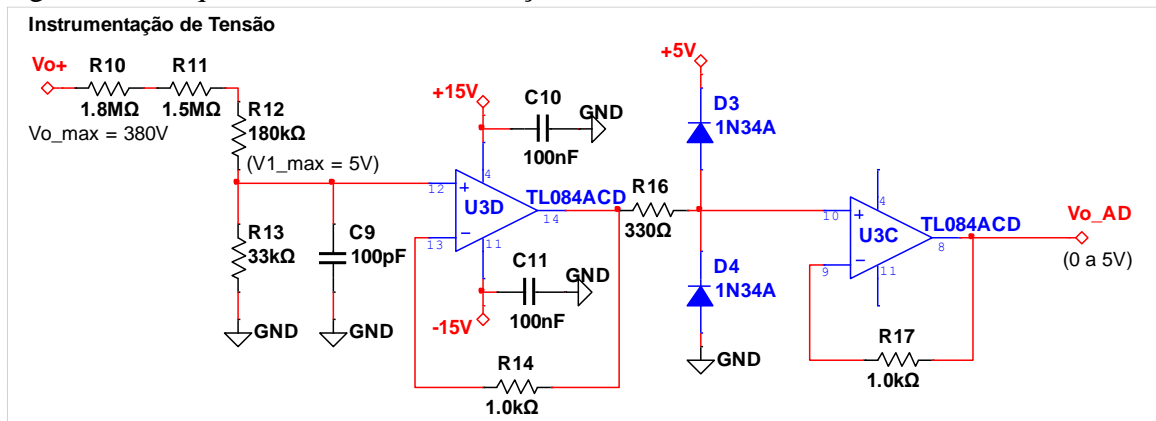
Para observar a dinâmica de operação do gerador, devem ser medidos os valores de corrente no indutor, tensão no barramento CC e a rotação do eixo do gerador. Para medição de corrente e tensão se faz necessário o projeto e o desenvolvimento de uma placa de instrumentação e fonte de alimentação.

4.4.1 Sensor de tensão

A medida de tensão do barramento CC é obtida com o uso de divisores resistivos e amplificadores operacionais. Sendo a tensão do barramento $V_{cc} = 99 V$, se faz necessária a conversão para níveis de tensão mais baixos, em uma escala de 0-5 devido ao nível de operação do conversor A/D do microcontrolador empregado. O resistor *shunt* R_{13} possuirá a tensão desejada convertida, e os próximos estágios são um *buffer* e proteção, para que a medida não exceda 5 V.

Deste modo, a leitura de tensão pode feita pelo conversor A/D do microcontrolador *Arduino* que fará a aquisição de dados e a modulação. Figura 39 está ilustrado o esquemático da instrumentação de tensão, desenvolvido no *software Multisim*.

Figura 39 – Esquemático da instrumentação de tensão.

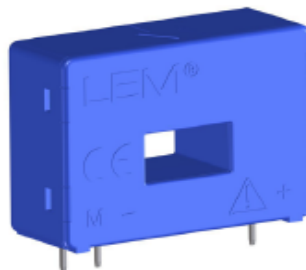


Fonte: autoria própria.

4.4.2 Sensor de corrente

O sensor a ser utilizado é um transdutor de corrente LA 55-P da marca LEM com funcionamento baseado no efeito Hall, mostrado na Figura 40.

Figura 40 – Sensor Hall de corrente.

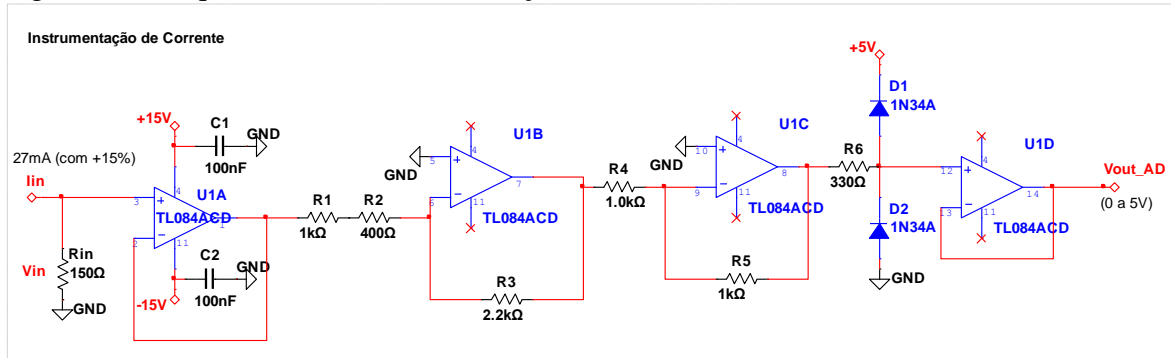


Fonte: (LEM, 2015).

Este componente converte a corrente medida em uma razão de $\frac{1}{1000}$. Para que a leitura possa ser feita no conversor A/D de entrada do microcontrolador, se faz necessária a conversão deste sinal para uma escala de 0-5 V.

O resistor R_{IN} , mostrado na Figura 41, possuirá a tensão da medida de corrente do sensor, sendo convertida para níveis máximos de 3,2 V. Os próximos estágios operam então para: amplificar o valor obtido em R_{IN} e proteção de sobre tensão. Para tal são usados amplificadores operacionais.

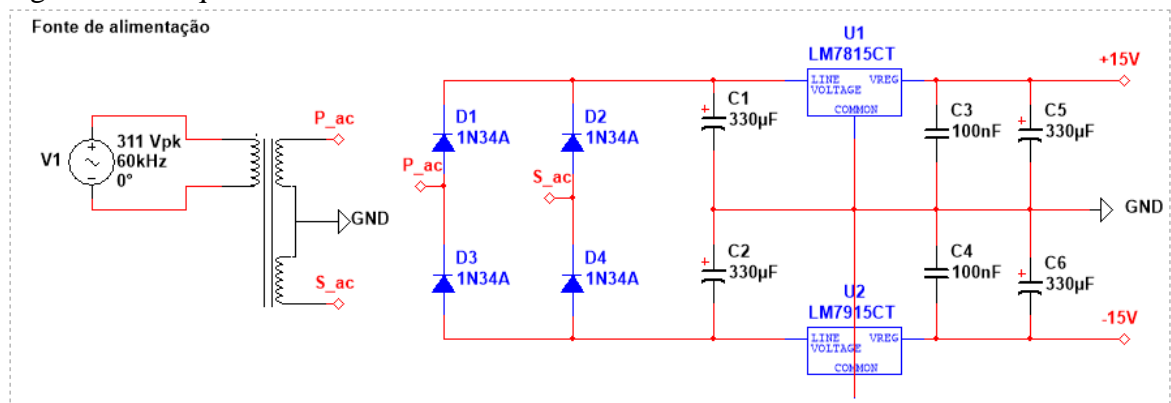
Figura 41 – Esquemático da instrumentação de corrente.



Fonte: autoria própria.

4.4.3 Esquemático da fonte de alimentação

Para a alimentação do sensor hall e dos amplificadores operacionais da placa de instrumentação é necessário o uso de uma fonte que forneça $+15V$ e $-15V$. Com o uso de um transformador e ponte retificadora, a conversão para níveis contínuos de tensão é feita com o auxílio de reguladores de tensão comerciais LM7815 e LM7915. O esquemático da fonte é ilustrado na Figura 42.

Figura 42 – Esquemático da fonte de $\pm 15V$.

Fonte: autoria própria.

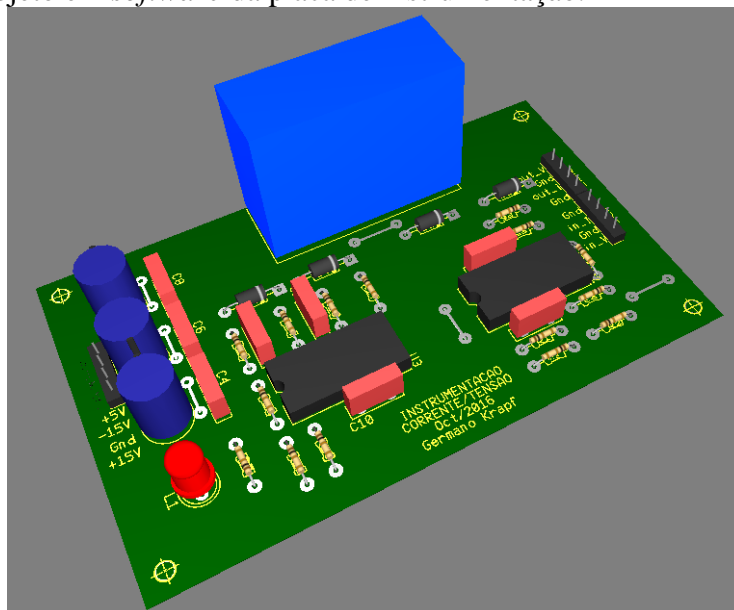
4.5 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

Nesta sessão estão ilustrados os projetos 3D em *software* e o resultado após a montagem em placas de circuito impresso, nos diferentes estágios desenvolvidos.

4.5.1 Instrumentação de corrente e tensão.

Na Figura 43 e na Figura 44 estão ilustradas a placa de instrumentação de corrente e tensão projetada no *software Ultiboard* e o resultado da montagem, já com o sensor hall acoplado.

Figura 43 – Projeto em *software* da placa de instrumentação.



Fonte: autoria própria.

Figura 44 – Placa de instrumentação montada.

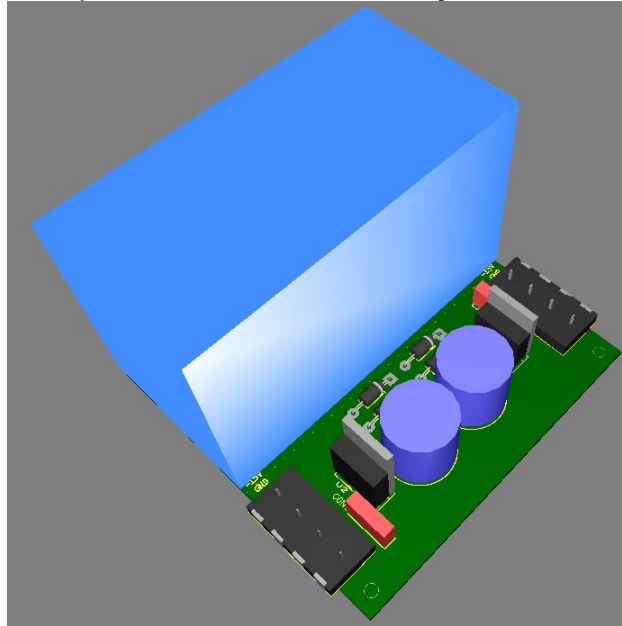


Fonte: autoria própria.

4.5.2 Fonte de alimentação

Similarmente, na Figura 45 e na Figura 46 estão ilustrados o projeto no *software Ultiboard* e a fonte montada na placa de circuito impresso.

Figura 45 – Projeto em *software* da fonte de alimentação.



Fonte: autoria própria.

Figura 46 – Fonte de alimentação montada.

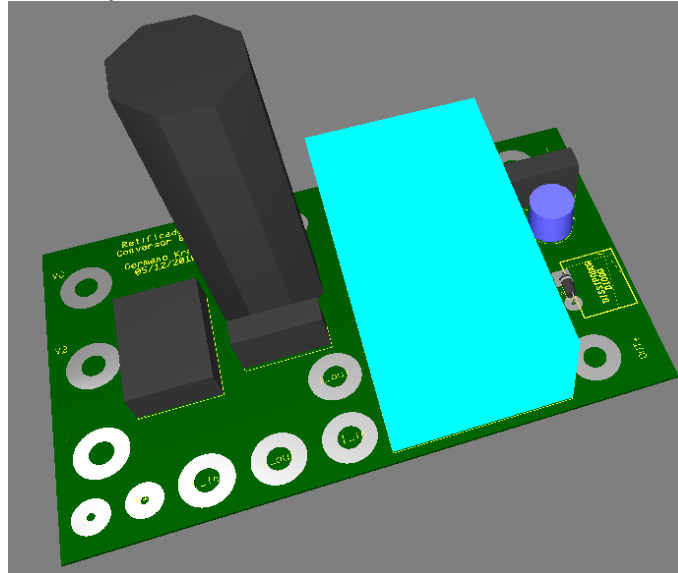


Fonte: autoria própria.

4.5.3 Conversor *boost*

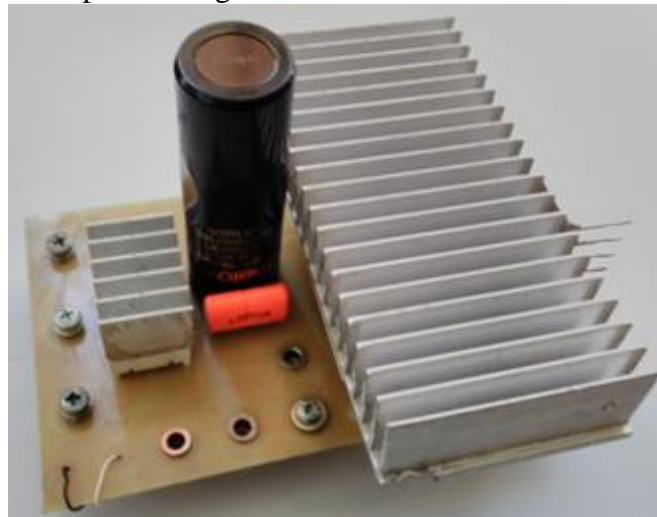
Na Figura 47 e Figura 48 observa-se o projeto 3D e a placa de circuito impresso já montada, com os devidos componentes e dissipador adequado.

Figura 47 – Projeto em *software* do conversor.



Fonte: autoria própria.

Figura 48 – Conversor após montagem.

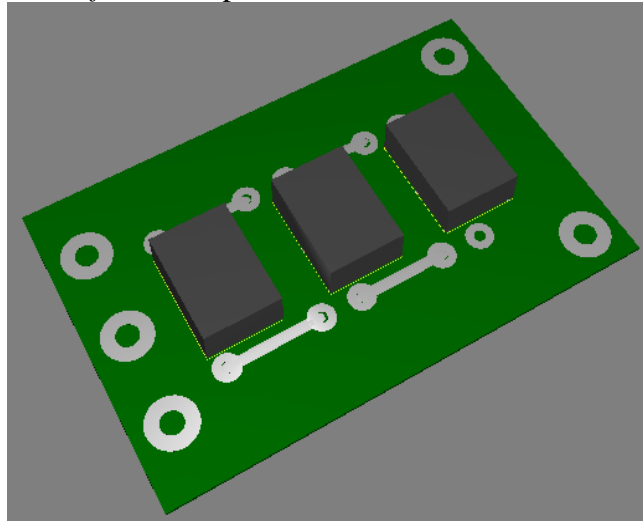


Fonte: autoria própria.

4.5.4 Retificador

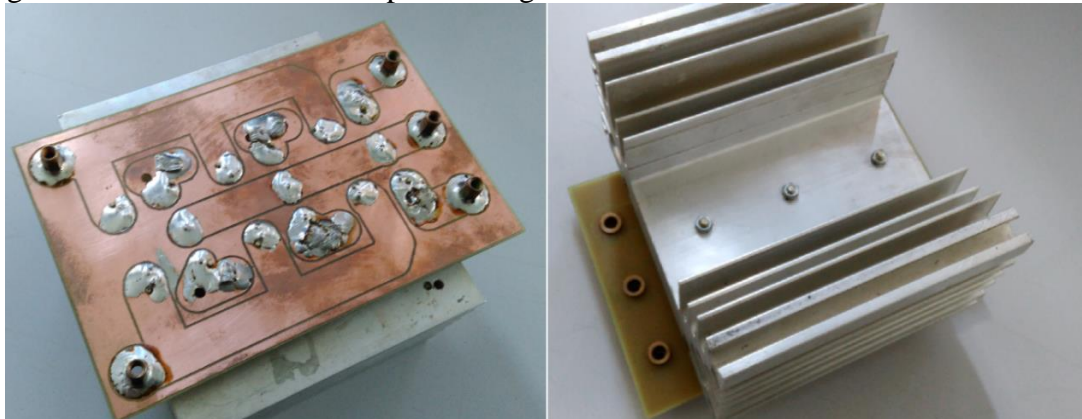
A ponte retificadora projetada é composta por três módulos distintos, para que suporte a corrente nominal. Na Figura 49 está ilustrado o projeto em *software* da ponte retificadora, e na Figura 50 observa-se o resultado da montagem, já com dissipador.

Figura 49 – Projeto em *software* da ponte retificadora.



Fonte: autoria própria.

Figura 50 – Ponte retificadora após montagem.



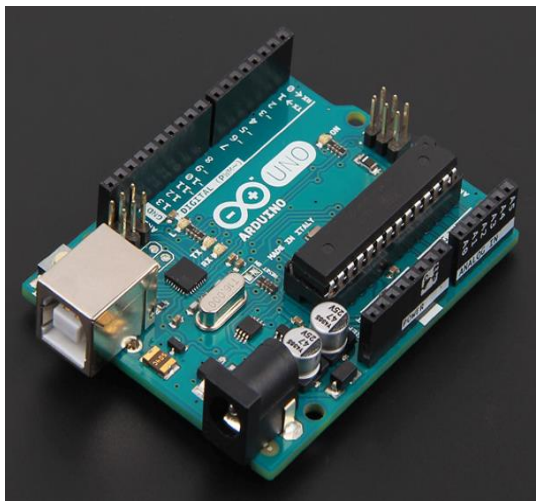
Fonte: autoria própria.

4.6 MICROCONTROLADOR ARDUINO UNO

A plataforma utilizada para o desenvolvimento do projeto é o *Arduino Uno*, baseado no microcontrolador *Atmega328P*. Dado seu baixo custo e simplicidade de programação, é amplamente utilizado em diversas aplicações eletrônicas.

O *Arduino* é uma plataforma *open-source* implementada em uma placa com saídas/entradas digitais e analógicas, com programação que utiliza seu próprio ambiente de desenvolvimento, baseado na linguagem C. Possui 14 pinos de I/O, dos quais 6 podem ser usados como saídas PWM. A placa, mostrada na Figura 51, possui também conexão serial USB, e um oscilador de quartzo de 16 MHz, que dita o *clock* de operação. (ARDUINO, 2016).

Figura 51 – Plataforma *Arduino UNO*.



Fonte: (ARDUINO, 2016).

O microcontrolador vem de fábrica com diferentes configurações e valores de frequências nas saídas PWM. Para obter uma frequência específica, é necessária a manipulação de registradores e *pre-scalers*, os quais são divisores da frequência de *clock*, utilizados para definir a frequência das rotinas de diferentes funções. O código utilizado para configuração da frequência do sinal PWM utilizada neste projeto (5 kHz) juntamente com a rotina do algoritmo de rastreamento da máxima potência está no Apêndice A.

4.6.1 Comunicação I2C

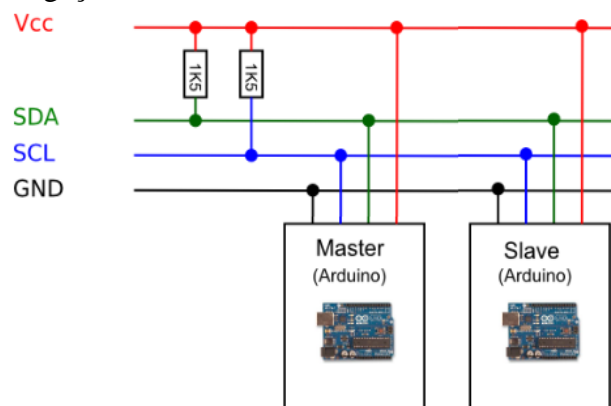
É pertinente a observação do valor em bits da potência que está sendo calculada pelo microcontrolador, como um meio secundário de confirmar o correto rastreamento. Imprimindo os valores obtidos de potência em bits na tela é possível observar a dinâmica do MPPT, verificando se está rastreando um máximo valor ou não.

Para observação em tempo real de variáveis obtidas, é utilizada a função *Serial.Print()*, a qual imprime os valores na porta serial USB em que a placa está conectada.

Dadas as diferentes tarefas processadas na CPU do microcontrolador, ao forçar uma saída PWM em 5 kW não é possível imprimir dados na tela com a função *Serial.Print()* pois a interrupção que processa esta função é ignorada, dada a alta frequência da interrupção PWM que mantém a CPU ocupada.

Ao configurar portas como saída PWM em uma frequência mais alta, fica impossível a impressão de valores na porta serial simultaneamente, e pra isso é utilizado um segundo *Arduino* comunicando com o protocolo de comunicação I2C, para que este consiga mostrar na tela as variáveis desejadas. A comunicação I2C é um protocolo de barramento mestre/escravo que envia até dois bytes, podendo conectar até 127 dispositivos endereçados individualmente. Na Figura 52 está ilustrado o esquema de ligação da comunicação (I2C, 2015).

Figura 52 – Esquema de ligação do barramento I2C.



Fonte: (I2C, 2015).

Ambas as placas possuem as portas SDA(*Serial Data*) e SCL(*Serial Clock*), sendo necessários resistores de *pull-up* conectados à porta V_{CC} de 5 V e aos barramentos. O código utilizado para envio de variáveis através da comunicação I2C do mestre e escravo está no Apêndice B.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta sessão serão apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório. Para a montagem do conversor e demais componentes do sistema, são especificados na Tabela 8 os principais materiais:

Tabela 8 – Principais materiais utilizados.

Descrição	Quantidade
Gerador trifásico de imãs permanentes	1
Banco de capacitores de 6mF	1
Fonte de alimentação de +/-15V	1
Diodo de recuperação rápida	1
Indutor de 8mH	1
Capacitor de 820uF	1
Chave IGBT SKM300GA <i>SEMIKRON</i>	1
Módulos retificadores SK35D12 <i>SEMIKRON</i>	3
Sensor Hall de corrente LA-55P <i>LEM</i>	1
Gate Driver SKI10H <i>SEMIKRON</i>	1
Microcontrolador UNO <i>ARDUINO</i>	2
Resistores de 30ohms de 1000W	4
Resistores de 0.3ohms de 500W	4
Amplificador operacional TL084CN	2

Fonte: autoria própria.

5.1 AVALIAÇÃO DO MPPT

Para avaliação do funcionamento do algoritmo de rastreamento da máxima potência, foram comparados os valores teóricos de placa do gerador com os valores medidos. As medidas foram obtidas com o instrumento de medida *Yokogawa WT-1600*, o qual fornece os dados da potência a cada intervalo de tempo estabelecido (neste caso, a cada um segundo). Na Tabela 9 os dados estão divididos para diferentes velocidades de rotação, sendo possível verificar o erro da potência medida para estas velocidades comparada aos valores teóricos.

Tabela 9 – Valores teóricos e valores medidos.

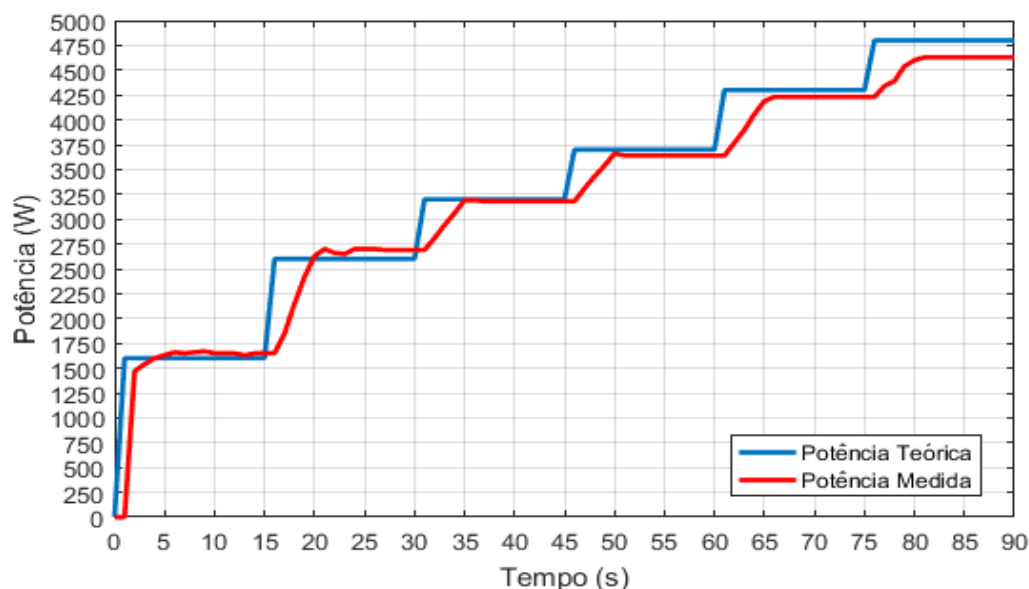
Velocidade(RPM)	Potência Teórica(W)	Potência Medida(W)	Tensão V_o (V)	Duty-Cycle	Erro
100	1600	1650	111,3	77%	+3,1%
150	2600	2690	129,9	69%	+3,4%
175	3200	3180	128,5	65%	-0,6%
200	3700	3640	146,7	61%	-1,6%
225	4300	4230	161,4	59%	-1,65%
250	4800	4630	197	55%	-3,5%

Fonte: autoria própria.

Verifica-se um erro máximo de 3,5%, o que é aceitável. Tais erros são esperados, pois os valores teóricos são baseados nos dados de construção da máquina, e não levam em consideração o desgaste e variações acarretadas pelo tempo de uso.

Com o instrumento de medida obtém-se então os valores de potência a cada segundo, permitindo plotar a potência teórica com a medida, verificando o rastreamento. O gráfico das potências está ilustrado na Figura 53.

Figura 53 – Potência teórica e potência medida.



Fonte: autoria própria.

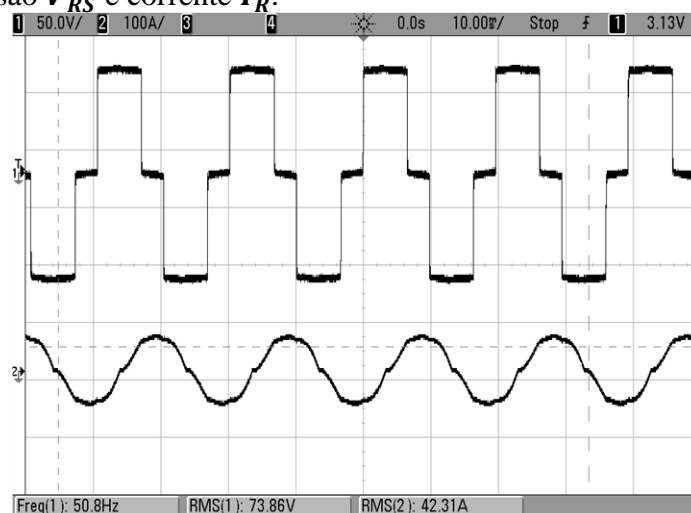
5.2 FORMAS DE ONDA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

As formas de onda apresentadas neste tópico foram obtidas com o auxílio de osciloscópio, operando o gerador na velocidade que fornece a potência nominal do conversor (250 rpm para gerar 5 kW), para observação dos níveis de tensão e corrente. Os valores de medidas do osciloscópio podem apresentar erro causados pelo comprimento dos condutores ou pelo uso de ponteiros sensores de corrente não calibradas. Porém os resultados são válidos para verificação do correto funcionamento do conversor, comparando-os com seus dados de projeto.

5.2.1 Tensão e corrente do gerador

Na Figura 54 é apresentada a tensão de entrada do conversor V_{RS} medida entre duas fases, com a corrente I_R medida em uma delas. Verifica-se o valor de tensão de entrada do retificador $V_{RS_{rms}} = 73,8 V$ e a corrente $I_{R_{rms}} = 42,31 A$, ambos próximos do esperado.

Figura 54 – Tensão V_{RS} e corrente I_R .



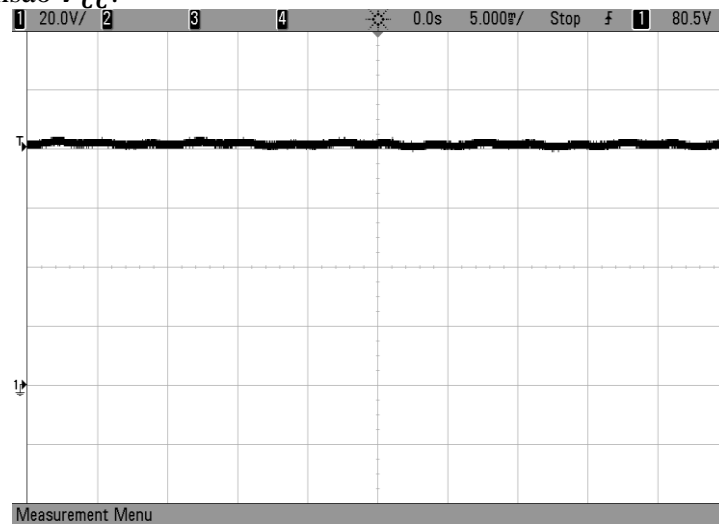
Fonte: autoria própria.

5.2.2 Tensão V_{CC} de saída do retificador

A tensão retificada V_{CC} é mostrada na Figura 55. Observa-se o nível de tensão $V_{CC} = 80,5 V$, onde na Figura 56 é mostrada a componente CA deste sinal, com o *ripple*

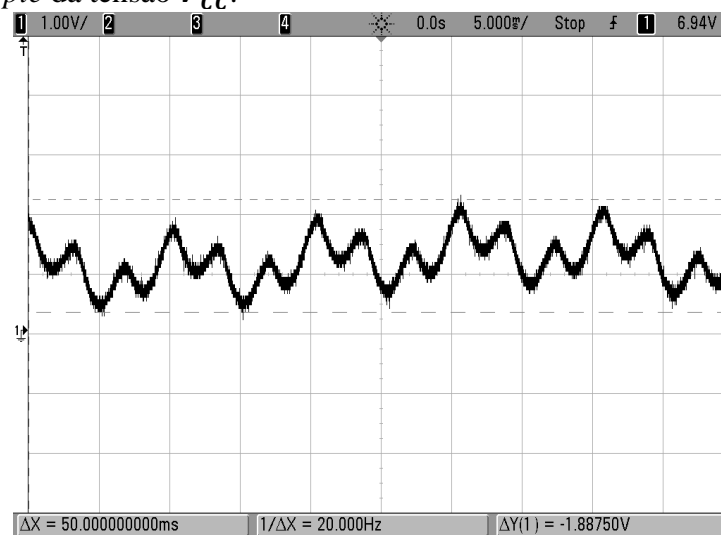
de tensão de 1,8 V obtido com o cursor. O valor corresponde a 2,25% de *ripple*, abaixo do valor de projeto de 10%. O barramento capacitivo disponível para uso no projeto possui valor maior que o projetado inicialmente. Por este motivo o *ripple* de corrente obtido foi menor que os valores simulados.

Figura 55 – Tensão V_{CC} .



Fonte: autoria própria.

Figura 56 – *Ripple* da tensão V_{CC} .

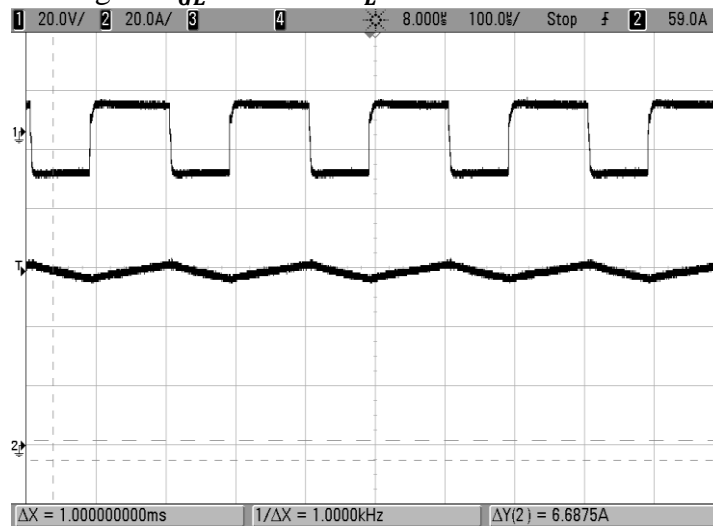


Fonte: autoria própria.

5.2.3 Corrente I_L no indutor *boost*

Na Figura 57 estão as formas de onda da tensão de gate-emissor V_{GE} vinda do *gate-driver*, e a corrente do indutor i_L , respectivamente. A corrente tem sua variação síncrona com o chaveamento, apresentando um pico $i_L = 59 A$.

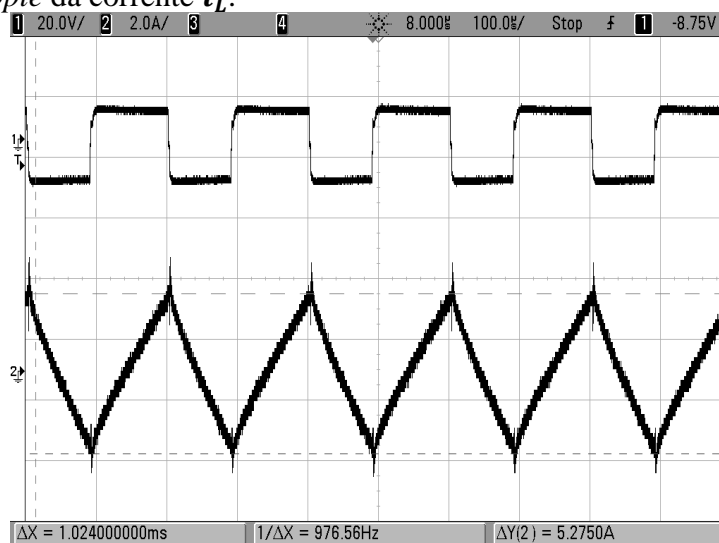
Figura 57 – Tensão de gate V_{GE} e corrente i_L .



Fonte: autoria própria.

Na Figura 58 está ilustrado o *ripple* de corrente do indutor de 5,27 A, correspondente a 8,9% do valor de pico, o que está dentro do valor de projeto de até 10%.

Figura 58 – *Ripple* da corrente i_L .

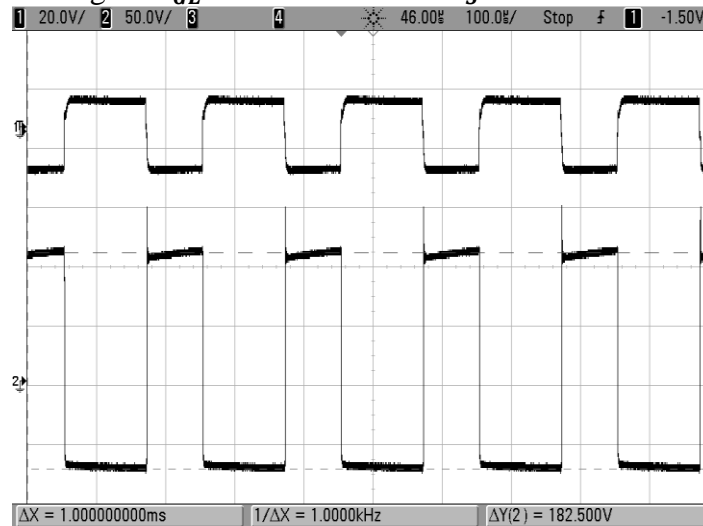


Fonte: autoria própria.

5.2.4 Tensão V_S na chave semicondutora (IGBT)

Juntamente com a tensão de gate V_{GE} está ilustrada na Figura 59 a tensão aplicada na chave V_S . A tensão chaveada apresentou $V_S = 182,5 V$, próximo ao valor nominal.

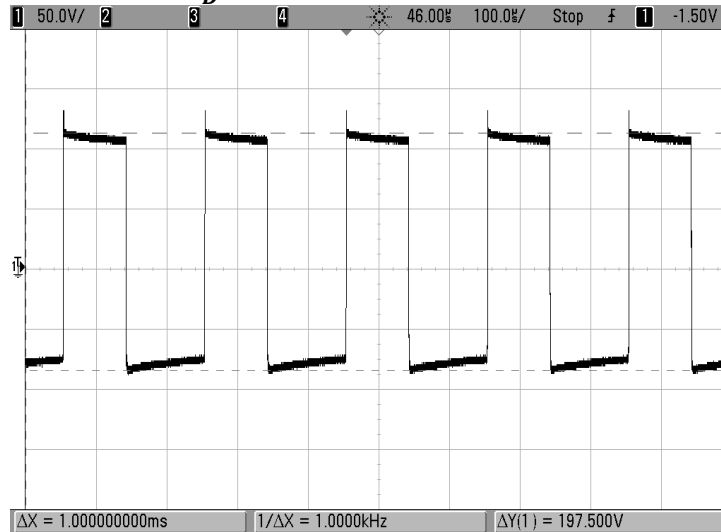
Figura 59 – Tensão de gate V_{GE} e tensão da chave V_S .



Fonte: autoria própria.

5.2.5 Tensão V_D no diodo semicondutor

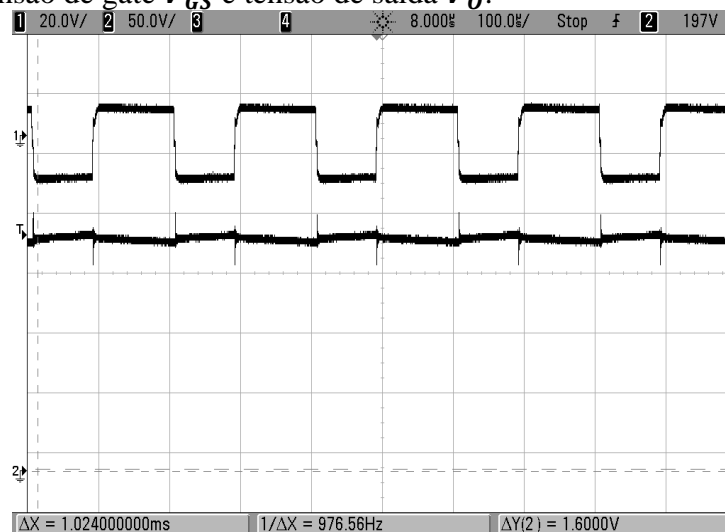
A tensão V_D no diodo é mostrada na Figura 60. Utilizando o cursor do osciloscópio é possível verificar a amplitude da tensão $V_D = 197,5 V$, correspondente ao valor nominal da tensão de saída.

Figura 60 – Tensão no diodo V_D .

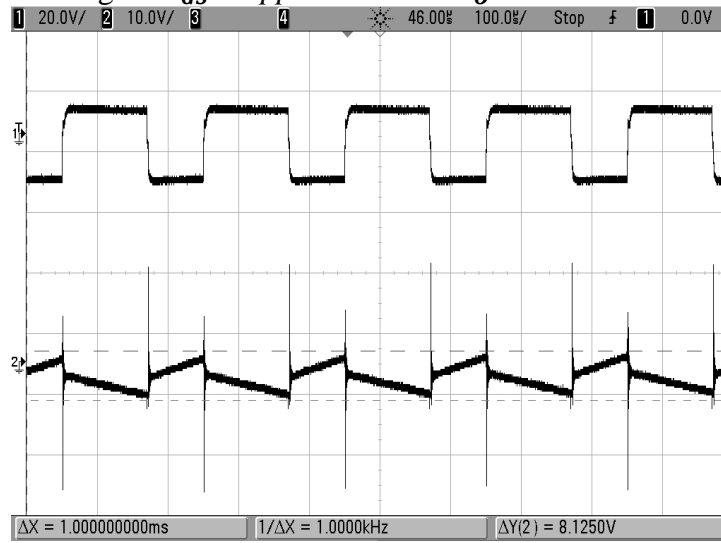
Fonte: autoria própria.

5.2.6 Tensão de saída V_O

Na tensão de saída V_O mostrada na Figura 61 verifica-se a variação da tensão em sincronismo com o chaveamento, com o valor de tensão CC obtido ($V_O = 197\text{ V}$). Comparando o *ripple* da tensão de saída de 8,25 V obtido com o cursor na componente CA da Figura 62, verifica-se um *ripple* de 4,1%, o que está dentro do valor de 10% de projeto do capacitor *boost* de saída.

Figura 61 – Tensão de gate V_{GS} e tensão de saída V_O .

Fonte: autoria própria.

Figura 62 – Tensão de gate V_{GS} e *ripple* da tensão V_O .

Fonte: autoria própria.

6 CONCLUSÃO

Este projeto propôs o desenvolvimento de um conversor *boost* para o rastreamento do ponto de máxima potência de um gerador eólico de 5 kW. A máquina escolhida foi um gerador síncrono de ímãs permanentes (PSMG) trifásico, onde foi necessário o uso de um retificador passivo fornecendo um barramento CC na entrada do conversor. Foram projetados o retificador, o conversor *boost*, fonte de alimentação e placa de instrumentação, necessários para o correto funcionamento do sistema.

Com o auxílio dos *softwares* PSIM e MATLAB foi possível simular a dinâmica da planta, observando e reajustando os parâmetros necessários. As simulações garantiram o andamento do trabalho, afirmando a validade das técnicas utilizadas e tornando possível a concretização do projeto.

Quanto aos resultados experimentais em laboratório, foi possível verificar o correto funcionamento das diferentes etapas do conversor, o qual fornece níveis de tensão e corrente próximos aos valores teóricos. As diferenças entre os valores calculados em projeto e os valores medidos se dá pelos erros de medida e principalmente pelo fato de que no projeto são considerados componentes ideais, o que não acontece na prática.

A técnica de rastreamento da máxima potência (MPPT) mostrou bons resultados. A potência medida ficou próxima do valor teórico, com baixos valores de erro.

Verificados os dados experimentais, como trabalho futuro propõe-se a avaliação de diferentes métodos de MPPT que possam vir a obter melhores resultados. Como exemplo tem-se a implementação de uma malha de controle de corrente com o algoritmo de rastreamento fornecendo sua referência. Obtida a potência de saída do conversor fica também como perspectiva futura o desenvolvimento de um inversor sincronizado com a rede para a injeção da energia obtida.

7 REFERÊNCIAS

- ABB. **ABB wind turbine converters**. 2014. Disponível em:
<<http://new.abb.com/power-converters-inverters/wind-turbines>>. Acesso em Junho de 2016.
- ABDEL-SALAM, M. **Maximum power point tracking for variable speed grid connected small wind turbine**. IEEE International Energy Conference and Exhibition, p600. 2010.
- ABU SHARKH, S. ABU-SARA, M. **Current Control of Utility-Connected Two-Level and Three-Level Pwm Inverters**. EPE Journal, v. 14, n. 4, p. 13-18, 2004.
- ALXION. **Datasheet Alxion 400 STK**. 2011. Disponível em:
<<http://www.alxion.com/wp-content/uploads/2011/10/54.pdf>> Acesso em novembro de 2016.
- ANEEL. **Energia Eólica**. Disponível em: [http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/06-energia_eolica\(3\).pdf](http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/06-energia_eolica(3).pdf).
- ANEEL. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 2008. Disponível em:
<www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas3ed.pdf> Acesso em: Julho de 2016.
- ANEEL. **BIG - Banco de Informações de Geração**. 2016. Disponível em
<<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/FontesEnergia.asp>>. Acesso em Julho de 2016.
- ARDUINO. **Arduino UNO especificações**. 2016. Disponível em:
<<https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno>>. Acesso em novembro de 2016.
- ASSEF, A. **Conversor CC-CC Elevador de Tensão Boost**. Material de Eletrônica de Potência ET66B. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. 2011.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Edição do Autor, 6º Edição. 2006.
- BARBI, I. **Projeto de Inversores**. Apostila do professor. Universidade Federal de Santa Catarina. 2007.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 1ª. Edição. Editora da Universidade Federal de Santa Catarina. 2001.

BELTRAME, R. C. **Projeto do Sistema de controle de um regulador de tensão monofásico**. Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Universidade Federal de Santa Maria. 2010.

DAMASCENO, D. M. **Metodologia de projeto de conversores *boost* para correção de fator de potência aplicada a sistemas ininterruptos de energia**. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

DE KOONING, J. **Grid voltage control with wind turbine inverters by using grid impedance estimation**. Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 3rd. IET, 2014.

ERICKSON, R. **Fundamentals of power electronics**. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001. ISBN 0792372700.

GRIGOLETTO, F. **Análise, projeto e implementação de um arranjo flexível de conversores estáticos para sistemas de conversão de energia eólica conectados à rede**. Tese de doutorado. Universidade Federal de Santa Maria. 2013.

HAQUE, M. E. **A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 46, 2010.

HAUSMANN, R.; BARBI, I. **Three-phase multilevel bidirectional dc-ac converter using three-phase coupled inductors**. Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE. 2009.

I2C. **Protocolo de comunicação I2C em arduino**. 2014. Disponível em: <<http://www.arduino.br/arduino/i2c-protocolo-de-comunicacao/>>. Acesso em novembro de 2016.

INGECON. **Inverters for small wind energy plants up to 5 kW**. 2013. Disponível em: <www.ingetteam.com/us/en-us/power-electronics/wind-power-energy/c28_3_p/products.aspx>. Acesso em Junho de 2016.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Datasheet Hiperfast Rectifier HFA60PB**. 2001. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/83472/IRF/30EPH06.html>>. Acesso em novembro de 2016.

JOVIC ENGENHARIA. **Sistemas conectados, isolados e híbridos e a melhor alternativa**. Nota técnica. Barueri, São Paulo. 2013.

LEM. **Current Transducer LA 55-P**. 2015. Disponível em:

<<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/115010/LEM/LA55-P.html>>. Acesso em agosto de 2016.

PAUKNER, F. L. **Análise e projeto de filtros capacitivos para retificadores**.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Projeto de conclusão de graduação, 2015.

PEIXOTO, P. **Projeto, implementação e comparação de controladores digitais aplicados a um inversor três níveis**. Tese de mestrado. Universidade Federal do Ceará. 2006.

PEJOVIC, P. **Three-phase Diode Rectifiers with Low Harmonics Current Injection Methods**. Springer, VIII, Hardcover, 2007.

RAMOS, M. C. **Análise do comportamento de aerogeradores frente a afundamentos momentâneos de tensão**. Dissertação de mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais. 2009.

SALMON, J.; EWANCHUK, J. **PWM inverters using split-wound coupled inductors**. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009.

SEGUEL, I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. Tese de pós-graduação. Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

SEMIKRON SK35D12F. **Datasheet Semitop Bridge Rectifier**. 2003. Disponível em:

<<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/211024/SEMIKRON/SK35D12F.html>>. Acesso em outubro de 2016.

SEMIKRON SKM300GA. **Datasheet Semitrans4 IGBT4 Module**. 2009. Disponível

em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/323537/SEMIKRON/SKM300GA12E4.html>>. Acesso em outubro de 2016.

SHARIFAN, M. B. B. **Maximum power control of variable speed wind turbine connected do permanent magnet synchronous generator using chopper equipped with superconductive inductor**. Journal of Applied Sciences, Vol 9, No 4. 2009.

UMEMURA, A. **Grid synchronized and model following controlled inverter for wind generator**. Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 3rd. IET, 2014.

WENDLING, M. **Diodo Semicondutor**. 2010. Disponível em:
[www2.feg.unesp.br/Home/ PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/2---diodo-
semicondutor.pdf](http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/2---diodo-semicondutor.pdf). Acesso em junho de 2016.

WOOD, D. **Small wind turbines**. New York: Springer, 2011.

XAVIER, M. D. **Geração distribuída no Brasil: oportunidades e barreiras**. Rio de Janeiro, Revista Brasileira de Energia, Vol. 11. Abril 2012.

APÊNDICE A

```

//=====//
//Descrição do Programa
//=====//
// Algoritmo MPPT em um conversor Boost.
//
// Especificações:
// Po = 5 kW          Potência de saída
// Vin = 99 V         Tensão CC de entrada
// Vo = 198 V         Tensão CC de saída
// fs = 5 kHz         Frequência de chaveamento
//
// Microcontrolador:
// fclk = 16 MHz      Frequência de clock
// ICR1 = 1600       Ganho do modulador (pico da triangular)
//
// Pinagem e Variáveis:
// pin_PWM           Saída PWM
// AD_Vin            Conversor A/D 10 bits (medição de tensão)
// AD_IL             Conversor A/D 10 bits (medição de corrente)
//-----//
Definições
//-----//
#include <stdio.h>
#include <73rduino.h>
#define pin_IO1 7 // I/O de teste
#define pin_IO2 8 // I/O e Botão
#define pin_PWM 9 // Saída PWM
#define AD_vin A0 // Conversor A/D para medição de tensão
#define AD_iL A1 // Conversor A/D para medição de corrente

//-----//
// Variáveis e constantes globais
//-----//
static int iL=0,vin=0,Pk0,Pk1,Pk2,dD,Dmax,Dmin;
static int v_media[15]={0}, i_media[15]={0}, v_med_res, i_med_res;
static int aux1,aux2,aux3;
static int D=800,D1,D2,cont_aux,cont_aux2,var_aux_i2c;
static double Pmed,P[7];
//-----//
// Rotina de configuração
//-----//
void setup() {
// Pinos de I/O
pinMode(pin_PWM,OUTPUT); // PWM
pinMode(pin_IO1,OUTPUT); // IO1
pinMode(pin_IO2,INPUT); // IO2 e Botão

// PWM, Interrupção e Ads
config_pwm_int();
config_ad();

//-----//
// Interrupção do PWM (vale da triangular)
//-----//
ISR(TIMER1_OVF_vect) {

//-----//
// Amostragem //
//-----//

digitalWrite(pin_IO1, HIGH);
iL = analogRead(AD_iL); // Leitura da corrente pelo indutor

```

```

vin = analogRead(AD_vin); // Leitura da tensão de saída
digitalWrite(pin_IO1, LOW);

//-----Média móvel de tensão-----//

v_media[0]=v_media[1];
v_media[1]=v_media[2];
v_media[2]=v_media[3];
v_media[3]=v_media[4];
v_media[4]=v_media[5];
v_media[5]=v_media[6];
v_media[6]=v_media[7];
v_media[7]=v_media[8];
v_media[8]=v_media[9];
v_media[9]=v_media[10];
v_media[10]=v_media[11];
v_media[11]=v_media[12];
v_media[12]=v_media[13];
v_media[13]=v_media[14];
v_media[14]=v_media[15];
v_media[15]=vin;

v_med_res= v_media[0] + v_media[1] + v_media[2] + v_media[3] + v_media[4] +
v_media[5] + v_media[6] + v_media[7] + v_media[8] + v_media[9] + v_media[10] +
v_media[11] + v_media[12] + v_media[13]+ v_media[14] + v_media[15];
v_med_res=v_med_res/16;

//-----Média móvel de corrente-----//

i_media[0]=i_media[1];
i_media[1]=i_media[2];
i_media[2]=i_media[3];
i_media[3]=i_media[4];
i_media[4]=i_media[5];
i_media[5]=i_media[6];
i_media[6]=i_media[7];
i_media[7]=i_media[8];
i_media[8]=i_media[9];
i_media[9]=i_media[10];
i_media[10]=i_media[11];
i_media[11]=i_media[12];
i_media[12]=i_media[13];
i_media[13]=i_media[14];
i_media[14]=i_media[15];
i_media[15]=iL;

i_med_res= i_media[0] + i_media[1] + i_media[2] + i_media[3] + i_media[4] +
i_media[5] + i_media[6] + i_media[7] + i_media[8] + i_media[9] + i_media[10] +
i_media[11] + i_media[12] + i_media[13]+ i_media[14] + i_media[15];
i_med_res=i_med_res/16;

//-----//
// Atualização da Potência //
//-----//
// No início do próximo ciclo
aux1=v_med_res>>3;
aux2=i_med_res>>3;
aux3=aux1*(aux2);
P[7]=P[6];
P[6]=P[5];
P[5]=P[4];
P[4]=P[3];
P[3]=P[2];
P[2]=P[1];
P[1]=P[0];
P[0]=aux3;
Pmed=P[0]+P[1]+P[2]+P[3]+P[4]+P[5]+P[6]+P[7];

```

```

Pmed=Pmed/8; // Media de potencia

analogWrite(pin_PWM, D);
//-----//
// MPPPT //
//-----//
dD=32; // Valor Perturbacao
// if((Pk0-Pk1)>500){dD=1.5*dD;}
// if((Pk0-Pk1)<-500){dD=0.5*dD;}
Dmax=1300; // Valor Maximo de D
Dmin=80; // Valor Minimo de D
cont_aux++;
if(cont_aux==2500){ // (cont_aux==2500) = 1/2 seg
D2=D1; // D(k-2)=D(k-1)
D1=(D); // D(k-1)=D(k)
Pk1=Pk0; // P(k-1)=P(k)
Pk0=(Pmed); // P(k)=I*V

if(Pk0>Pk1){if(D1>D2){D=D+dD;} // Teste da potência
else{D=D-dD;}}

if(Pk0<Pk1){if(D1>D2){D=D-dD;}
else{D=D+dD;}}

if(D>Dmax){D=Dmax;}
if(D<Dmin){D=Dmin;}
cont_aux=0;
}
}

//-----//
//Rotina principal
//-----//
// Loop infinito
void loop() {
}
//-----//
// PWM e Interrupção //
//-----//
void config_pwm_int()
{
// Phase-correct PWM e interrupção no BOTTOM (pág. 131-132)
// TIMER 1 (pin 9 e 10)
TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1);
// | Compare Output Mode: Clear OC1A/OC1B on Compare
Match when up-counting. Set OC1A/OC1B on Compare Match when downcounting.
TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(CS10);
// | Waveform Generation Mode: PWM, Phase and Frequency Correct; TOP:
ICR1; Update of OCRx: BOTTOM; TOV Flag: BOTTOM
// | clkIO/1 (No prescaling) (pág. 107)

// Frequência de chaveamento
// Input Capture Register 1 (pg. 128)
// Valor máximo da triangular: fs = fclk/(2*Prescaler*TOP), onde TOP = ICR1
ICR1 = 1600;

// Interrupção
TIMSK1 = _BV(TOIE1);
// | Timer/Counter1, Overflow Interrupt Enable
interrupts();
}

//-----//
// Conversores A/D //
//-----//
void config_ad()
{
// Prescaler = 2 (velocidade de conversão) (pág. 250)
ADCSRA &= ~(1 << 0); // LSB

```

```
ADCSRA &= ~(1 << 1);  
//ADCSRA &= ~(1 << 2); // MSB}
```

APÊNDICE B

```

//-----//
// Código escravo I2C //
//-----//

#define NOT_AN_INTERRUPT -1 // Setup interrupção para leitura I2C
#include <avr/interrupt.h>
#include <Wire.h>

const byte interruptPin = 2; // Pino de leitura
volatile byte state = LOW;

Wire.begin(8); // Entra no barramento com o endereço 8
Wire.onRequest(requestEvent);

var_aux_i2c=(Pmed); // Variavel auxiliar de envio à I2C

//-----i2c envio-----//
void requestEvent() {
  uint8_t b[2];
  b[0]=highByte(var_aux_i2c);
  b[1]=lowByte(var_aux_i2c);
  Wire.write(b,2);
}
//-----i2c envio-----//
end;

//-----//
// Código mestre I2C //
//-----//
#include <Wire.h>
#include <stdio.h>
int pino = 5;

word a={0}; //Variavel a ser recebida
byte d[2]={0};
int i=0;

void setup() {
  Wire.begin(); // Entra no barramento
  Serial.begin(9600);

void loop() {
  Wire.requestFrom(8, 2); // Pedes 2 bytes ao escravo #8

//-----i2c recebimento-----//
  while (Wire.available()) {
    d[i] = Wire.read();
    i++;
    if(i>1){i=0;}
  }
  a = word(d[0],d[1]); // Recebe o byte como caractere
//-----i2c recebimento-----//

  Serial.print(a);
  Serial.println(" \n ");
  delay(100); // ATRASO DA AQUISIÇÃO DE DADOS
}
end;

```