

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

JOÃO PEDRO DE MELO SILVA

**PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE PARA A
OPERAÇÃO EM MÁXIMA POTÊNCIA DESTINADO A UM SISTEMA DE
MICROGERAÇÃO EÓLICA**

PONTA GROSSA

2023

JOÃO PEDRO DE MELO SILVA

**PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE PARA A
OPERAÇÃO EM MÁXIMA POTÊNCIA DESTINADO A UM SISTEMA DE
MICROGERAÇÃO EÓLICA**

**Design and evaluation of a control system for the operation at maximum power
intended for wind power microgeneration system**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
Coorientadora: Profª Dra. Fernanda Cristina Corrêa.

PONTA GROSSA

2023



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao autor, sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

JOÃO PEDRO DE MELO SILVA

**PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE PARA A
OPERAÇÃO EM MÁXIMA POTÊNCIA DESTINADO A UM SISTEMA DE
MICROGERAÇÃO EÓLICA**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 11/dezembro/2023

Carlos Henrique Illa Font
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Helio Voltolini
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Maurício dos Santos Kaster
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

PONTA GROSSA

2023

Dedico este trabalho a minha família e aos
meus amigos, pelos momentos de
ausência.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho não poderia ser finalizado sem a ajuda de diversas pessoas às quais presto meus agradecimentos. À minha família que sempre me apoiou e sempre esteve comigo nos momentos de alegria e tristeza.

Aos meus amigos que fiz durante minha jornada pela graduação, que hoje são mais do que amigos. São para mim como irmãos.

À minha colega de laboratório e de pesquisa Taysa Banik, que considero como uma irmã mais velha que Deus colocou em minha vida, e que me ajudou neste trabalho.

Aos meus orientadores, Carlos Henrique Illa Font e Fernanda Cristina Correa, que me mostraram os caminhos a serem seguidos, confiaram em mim e tiveram paciência em me ajudar em todas as etapas deste trabalho.

A todos os professores e colegas do curso, que ajudaram direta e indiretamente na realização e/ou conclusão deste trabalho.

Aos demais que de alguma forma contribuíram para meu crescimento pessoal e profissional.

Vós sois o sal da terra. Se o sal perde o sabor, com que lhe será restituído o sabor? Para nada mais serve senão para ser lançado fora e calcado pelos homens. Vós sois a luz do mundo. Não se pode esconder uma cidade situada sobre uma montanha nem se acende uma luz para colocá-la debaixo do alqueire, mas sim para colocá-la sobre o candeieiro, a fim de que brilhe a todos os que estão em casa. Assim, brilhe vossa luz diante dos homens, para que vejam as vossas boas obras e glorifiquem vosso Pai que está nos céus. (MATHEUS05:13-16, 2014)

RESUMO

Devido ao custo e complexabilidade de instalação serem maiores em sistemas de geração eólica do que em sistemas fotovoltaicos, o presente trabalho tem como objetivo apresentar, aplicar e avaliar o desempenho de controladores de baixa complexidade que façam com que um sistema de pequeno porte de geração eólica opere nos pontos de máxima potência ou próximo destes, utilizando componentes mais baratos e acessíveis. A solução estudada nesse trabalho baseia-se no emprego de somente sensores elétricos para controlar a tensão de entrada de um conversor CC-CC *Boost* e assim, fazer o sistema operar no ponto de máxima potência elétrica ou próximo deste. O trabalho apresenta a arquitetura do sistema de microgeração, modelagem do aerogerador, topologias e análise estática dos conversores utilizados, modelagem orientada ao controle da tensão da entrada do conversor CC-CC *Boost*, projeto dos controladores, simulação numérica computacional do sistema com os controladores propostos e, ao final, a avaliação do desempenho dos controladores, deixando assim um material sólido para futuros trabalhos e projetos de sistemas de microgeração eólicos.

Palavras-chave: MPPT; Geração Eólica; Microgeração; Energias Renováveis; Conversores CC-CC; Controle de Tensão.

ABSTRACT

Due to the cost and the installation complexity being higher in wind power systems rather than in solar systems, the present work aims to show and apply low complexity controllers for small-scale wind power generation system, that drive the system to operate at the maximum power point or near it, using cheaper and more affordable components. The studied solution in this work is based on the use of only electric sensors to control the input voltage of a DC-DC Boost converter, and thus drive the system to operate at the maximum electric power point, or near it. The work shows the architecture of the microgeneration system, wind turbine modeling, topology and static analysis of the used converters, control-oriented modeling of the DC-DC Boost converter, design of the maximum power tracking controllers, computational simulation of the system with the proposed controllers and, at the end, presenting the performance evaluation of the controllers, thus leaving a solid material for future works and projects of wind power microgeneration systems.

Keywords: Wind Generation; Microgeneration; Renewable Energies; DC-DC Converters; Voltage Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Dom Quixote lutando contra moinhos de vento na região de La Mancha, Espanha	19
Figura 2 – Representação de transformação de energia eólica	24
Figura 3 – Arquitetura do sistema	29
Figura 4 – Retificador trifásico	30
Figura 5 – Tensão de um retificador trifásico	30
Figura 6 – Etapas de funcionamento de um retificador trifásico	32
Figura 7 – Conversor CC-CC <i>Boost</i>	34
Figura 8 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> : primeira etapa de funcionamento . .	35
Figura 9 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> : segunda etapa de funcionamento . .	35
Figura 10 – Esquema simplificado de um sistema com MPPT baseado em características do aerogerador	39
Figura 11 – Esquema simplificado de um sistema com MPPT baseado em estimações	39
Figura 12 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> : circuito com perdas	42
Figura 13 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> : circuito com perdas - primeira etapa .	43
Figura 14 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> : circuito com perdas - segunda etapa	44
Figura 15 – Diagrama completo do sistema com o controlador proposto . .	51
Figura 16 – Circuito PI analógico puro	56
Figura 17 – Circuito PI analógico com filtro	60
Figura 18 – Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> . Método analítico	63
Figura 19 – Potência mecânica do sistema	64
Figura 20 – Potência elétrica na entrada do conversor <i>Boost</i> . Método analítico	64
Figura 21 – Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> . Método alocação de polos e zeros	65
Figura 22 – Potência elétrica na entrada do conversor <i>Boost</i> . Método alocação de polos e zeros	65
Figura 23 – Tensão na entrada do conversor <i>Boost</i> . PI com filtro	66
Figura 24 – Potência elétrica na entrada do conversor <i>Boost</i> . PI com filtro .	67
Fotografia 1 – Moinhos dos campos de Criptana, La Mancha, Espanha . .	18
Fotografia 2 – Aerogerador de James Blyth	19
Fotografia 3 – Aerogerador de Charles Brush	20
Fotografia 4 – Aerogerador de Savonious	20
Fotografia 5 – Aerogerador de Darrieus	21
Gráfico 1 – Matriz Energética Brasileira em 2022	23
Gráfico 2 – Curva do coeficiente de potência C_p	26
Gráfico 3 – Curvas de potência do Aerogerador	26
Gráfico 4 – Tensão de linha do gerador por Rotação do Aerogerador . . .	27
Gráfico 5 – Frequência do gerador por Rotação do Aerogerador	28
Gráfico 6 – Tensão Retificada por Rotação do Aerogerador	28
Gráfico 7 – Pontos de máxima potência	47
Gráfico 8 – Erro Nominal x Potência Gerada	48
Gráfico 9 – Erro Nominal x Potência Gerada	48
Gráfico 10 – Pontos de operação do sistema para uma tensão CC controlada de 110 V	49

Gráfico 11 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema não compensado . .	53
Gráfico 12 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com o ganho K_i 22.29	56
Gráfico 13 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com controlador por alocação de polos e zeros	58
Gráfico 14 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com controlador com filtro por alocação de polos e zeros	60
Gráfico 15 – Ponto de operação para potência de saída com velocidade do do vento 10 m/s	68
Gráfico 16 – Ponto de operação para potência de saída com velocidade do do vento 12 m/s	69

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Etapas de operação do conversor CC-CC <i>Boost</i>.	35
Tabela 2 – Requisitos de projeto.	50
Tabela 3 – Parâmetros da turbina eólica.	62
Tabela 4 – Parâmetros da turbina eólica.	62
Tabela 5 – Desempenho dos controladores.	67

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MCC	Módo de Condução Contínua
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proporcional-Integrativo
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	15
1.2	Objetivos	15
1.3	Procedimento metodológico	16
2	REVISÃO DA LITERATURA	18
2.1	Geração eólica: contexto histórico	18
2.2	Energia eólica: Mundo e Brasil	21
2.3	Gerador eólico: características e modelagem	23
2.4	Arquitetura do sistema	28
2.5	Análise estática do retificador	29
2.6	Análise estática do conversor CC-CC <i>Boost</i>	34
2.7	Tipos de MPPT	38
2.8	Modelagem matemática orientada ao controle do conversor CC-CC	41
2.8.1	Modelagem por valores médios	42
3	MATERIAIS E MÉTODOS	47
3.1	Especificações de projeto	47
3.1.1	Especificação da tensão de entrada	47
3.1.2	Especificações gerais	49
3.2	Cálculo dos elementos passivos dos conversores e projeto dos controladores	49
3.2.1	Filtro capacitivo do retificador	50
3.2.2	Indutor do conversor CC-CC	50
3.2.3	Controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC (Metodologia Tensão Constante)	50
3.2.3.1	Controlador PI: método analítico de resposta em frequência	52
3.2.3.2	Controlador PI: método de alocação de polos e zeros	57
3.2.3.3	Controlador PI com filtro: método de alocação de polos e zeros	59
3.3	Configuração inicial do ambiente de simulação e de blocos dedicados	61
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	63
4.1	Resultados do sistema: controle com metodologia analítica por resposta em frequência	63
4.2	Resultados do sistema: controle com metodologia de alocação de zeros	64
4.3	Resultados do sistema: controlador com filtro com metodologia de alocação de polos e zeros	66
4.4	Resultados do sistema: desempenho dos controladores	67
4.5	Resultados do sistema: potência e pontos de operação encontrados	67
5	CONCLUSÕES	70
	REFERÊNCIAS	72
	APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO DE MODELAGEM DO AERGERADOR E MPPT	75
	APÊNDICE B – PLANILHA DE CÁLCULO DOS CONVERSORES	83

APÊNDICE C – SCRIPT EM PYTHON PARA CÁLCULO CONTROLADOR PI POR MÉTODO ANALÍTICO EM RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	87
APÊNDICE D – PLANILHA DE CÁLCULO CONTROLADOR PI POR ALOCAÇÃO DE ZERO	90
APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO CONTROLADOR PI COM FILTRO POR ALOCAÇÃO DE POLOS E ZEROS .	94

1 INTRODUÇÃO

Devido às mudanças climáticas nos últimos anos, iniciou-se uma busca por novas fontes de energia, capazes de suprir a demanda energética de modo a causar menos impactos ambientais possíveis. Em resposta a esta busca, os principais meios de geração propostos e utilizados atualmente são a fotovoltaica, eólica, hidráulica e biomassa. No Brasil estas fontes de energia representam 1,2%, 2,3%, 12,5% e 24,4% na matriz energética nacional, respectivamente (ENERGÉTICA, 2023).

Com o crescente emprego e aperfeiçoamento dos meios de geração renováveis, foi possível que o próprio consumidor gerasse sua própria energia, com isso foi surgindo um grande mercado de geração de energia distribuída, onde o consumidor injeta parte ou toda a energia elétrica por ele gerada na rede de distribuição local. Segundo a RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 1.059 da Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL (2023), a geração distribuída pode ser dividida em duas categorias:

- Microgeração: geração distribuída com capacidade de até 75 KW.
- Minigeração: geração distribuída com capacidade superior a 75 KW e inferior ou igual a 5 MW.

No contexto de geração distribuída, pensando principalmente nas fontes eólicas e solares, a energia gerada sofre grandes variações, devido a oscilações da incidência de ventos (DUARTE *et al.*, 2017) e raios solares (ATTOU; MASSOUM; SAIDI, 2014), sendo assim, é necessário algum tipo de solução para contornar esse problema, de modo que o sistema de geração aproveite o máximo de energia proveniente destas fontes.

Como solução, em sistemas de geração renovável de energia elétrica, são implementadas técnicas de rastreamento de ponto de máxima potência, comumente conhecidos como MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Estas técnicas consistem em levar o sistema de algum modo a um ponto ótimo de geração energética, que depende das condições e variações ambientais e das características intrínsecas do sistema, no caso de geração eólica, o aerogerador. Portanto, para que um sistema de micro-geração opere da melhor maneira possível é importante que o mesmo apresente alguma técnica de MPPT.

1.1 Justificativa

Um dos fatores que mais dificulta a implementação de um sistema de micro-geração eólica é a sua instalação, pois em comparação à geração fotovoltaica, que em muitos casos se aproveita das estruturas e telhados das casas e edifícios para a instalação de seus respectivos painéis, para a instalação de um aerogerador a obra civil geralmente apresenta um nível de complexabilidade maior, sendo necessária a construção de uma fundação bem sólida, utilizando sapatas.

Além disso, algumas técnicas de MPPT empregadas em sistemas eólicos se baseiam na velocidade ou no torque do aerogerador, necessitando assim do uso de sensores mecânicos, o que onera muito o custo de projeto, pois os mesmos tem um preço elevado em relação a sensores elétricos presentes em sistemas fotovoltaicos.

Dentre as técnicas que empregam somente sensores elétricos a mais simples e que se encaixa melhor a um sistema eólico é a técnica de tensão constante, todavia poucos trabalhos foram encontrados mencionando esta técnica sendo a grande maioria dos trabalhos que relatam o emprego desta técnica, aplicando-a a sistemas fotovoltaicos e não a sistemas eólicos.

Sendo assim, o presente trabalho tem como objetivo apresentar de modo detalhado um projeto de um sistema de microgeração eólico que utilize um sistema de controle para a operação com máxima potência com tensão constante, fornecendo uma visão macroscópica do sistema de processamento de energia e, posteriormente fornecendo também descrições, projetos e análises detalhadas do funcionamento de cada módulo empregado no sistema e da metodologia de controle utilizada. Ao final, avaliar a eficiência e a robustez da mesma, com o intuito de contribuir para o fomento de projetos de sistemas de microgeração eólicos, além de deixar um material de apoio sólido para futuros trabalhos.

1.2 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são:

- Objetivo Geral:

- Apresentar, projetar e avaliar controladores simples para colocar o um sistema de microgeração eólica dentro ou próximo dos pontos de máxima potência.

- Objetivos Específicos:

- Realizar uma revisão bibliográfica apresentando as origens da geração eólica e o contexto atual;
- Apresentar as características e comportamento físico de uma turbina eólica e partir deste ponto estabelecer um modelo matemático junto de suas curvas de potência;
- Apresentar e analisar os conversores presentes neste trabalho, com o objetivo de obter equações que descrevem matematicamente seus respectivos modos de operação, e com isso obter equações para o cálculo dos seus principais componentes;
- Apresentar as principais técnicas de rastreamento de ponto de máxima potência e a partir dessas características estabelecer para o projeto uma metodologia que seja de simples implementação e que se encaixe melhor à aplicação abordada;
- Realizar a modelagem matemática do conversor chaveado abordado neste trabalho e a partir do seu modelo iniciar o projeto de seus controladores;
- Apresentar 2 técnicas de projeto e 2 tipos de controladores e com isso realizar o projeto dos controladores do conversor chaveado;
- Realizar a simulação numérica do sistema de microgeração aplicando a técnica de rastreamento escolhida utilizando cada controlador projetado;
- Avaliar a robustez e a eficiência da estratégia de rastreamento para cada controlador projetado;
- Deixar um material escrito para que possa servir de base para futuros trabalhos acadêmicos ou até mesmo para a implementação em sistemas reais, sejam públicos ou privados, de microgeração eólica;
- Colaborar para o aumento da difusão da microgeração eólica.

1.3 Procedimento metodológico

A divisão deste trabalho consiste das seguintes partes:

1. Revisão da literatura com base em artigos científicos, teses, dissertações, livros, relatórios e trabalhos de conclusão de curso, mostrando a história da geração eólica, contexto energético atual, modelagem de aerogeradores,

análise dos principais conversores empregados e as principais técnicas utilizadas.

2. Projeto dos conversores abordados neste trabalho.
3. Apresentação de cada controlador utilizado na metodologia de controle para operação em máxima potência escolhida, mostrando detalhadamente suas respectivas técnicas de projeto.
4. Verificação da eficiência e robustez das metodologia de controle empregada, e de cada controlador projetado, através de simulações numéricas de todo o sistema de microgeração.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 Geração eólica: contexto histórico

Não é de hoje que o ser humano utiliza a força dos ventos para algum propósito. Desde a antiguidade o homem vem utilizando a energia e o movimento dos ventos para diversas funcionalidades sendo as primeiras aplicações na antiguidade em barcos à vela e posteriormente para a moagem de grãos de cereais e bombeamento de água, na China e na Babilônia, em um período entre os anos 2000 e 1700 A.C (TIBOLA *et al.*, 2009), utilizando espécies de cata-ventos rudimentares, que com o seu aprimoramento e difusão pelo mundo se tornariam o que é conhecido hoje por moinhos de vento. Na Europa seu uso data desde a idade média, sendo até hoje encontrados em vários países do continente (Fotografia 1), presente na história e cultura e até mesmo na literatura destes países (Figura 1).

Fotografia 1 – Moinhos dos campos de Criptana, La Mancha, Espanha



Fonte: Oliveira Pinto (2013)

Figura 1 – Dom Quixote lutando contra moinhos de vento na região de La Mancha, Espanha



Fonte: De Cervantes (2012)

Com os primeiros estudos mais aprofundados da física na área de eletricidade, no século XIX e o começo de sua utilização na iluminação pública, telecomunicações e tração o homem começou a olhar para os ventos como também um meio de geração de eletricidade, a partir de então começaram os desenvolvimentos dos primeiros aerogeradores.

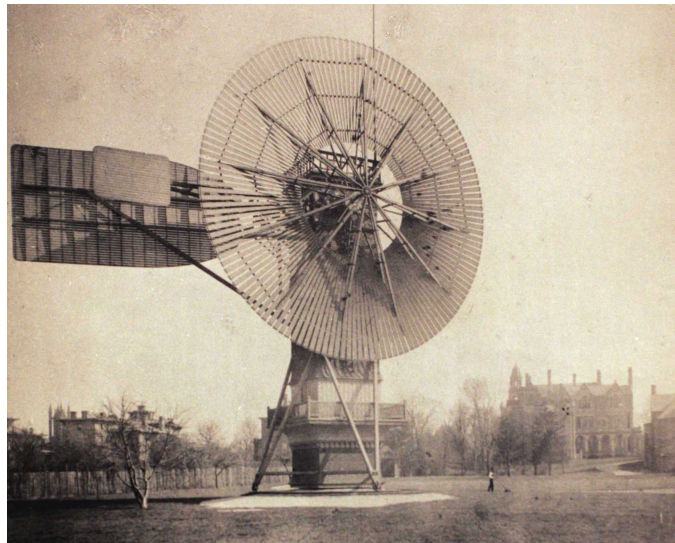
Os primeiros aerogeradores criados foram uma espécie de moinhos adaptados para geração elétrica, sendo desenvolvidos pelos engenheiros eletricitas James Blyth (1839-1906) utilizando um rotor de eixo vertical (Fotografia 2), e Charles F. Brush (1849-1929) utilizando um rotor de eixo horizontal (Fotografia 3) (PONTES *et al.*, 2022).

Fotografia 2 – Aerogerador de James Blyth



Fonte: Endinburgh (2018)

Fotografia 3 – Aerogerador de Charles Brush



Fonte: Spera (2009)

Com o tempo outros tipos de aerogeradores foram sendo desenvolvidos como por exemplo a turbina de Savounious (Fotografia 4), de eixo vertical, desenvolvida pelo inventor e arquiteto finlandês Sigurd Johannes Savounious, patenteada em 1926, e a turbina também de eixo vertical de Darrieus, desenvolvida pelo engenheiro francês Georges Jean Marie Darrieus (Fotografia 5), patenteada nos Estados Unidos da América em 1931.

Fotografia 4 – Aerogerador de Savonious



Fonte: Carvalho (2020)

Fotografia 5 – Aerogerador de Darrieus



Fonte: Wikipedia (2023)

Com aumentos e quedas de demanda na procura e desenvolvimento de novas fontes de geração de energia, devido às duas grandes guerras e às restrições ao acesso a combustíveis fósseis tradicionais, como carvão, diesel e gasolina, gerada pelas mesmas, o aprimoramento e o emprego de turbinas eólicas para geração de energia elétrica foi caminhando vagarosamente sendo só em 1976 que a primeira usina eólica foi construída na Dinamarca, devido à crise de petróleo (PEREIRA, 2004). Atualmente o modelo de aerogeradores mais empregado na geração eólica é o modelo de eixo horizontal de três pás.

2.2 Energia eólica: Mundo e Brasil

O ano de 2022, devido à recuperação econômica gerada pelo fim da pandemia de COVID-19 e à invasão russa na Ucrânia, o mercado de energia passou por um período volátil e imprevisível, levando a um aumento do preço pela energia gerada. Além disso a elevação dos preços do barril de petróleo elevou os preços da energia (incluindo energias renováveis), dos alimentos e outros bens essenciais durante o ano. Mesmo assim, numa tentativa de mitigação desse efeito inflacionário vários governos e entidades governamentais implementaram políticas como a iniciativa RePowerEU da União Europeia (UE) e a Lei de Redução da Inflação dos EUA, que apresenta também medidas de incentivo e promoção à eficiência energética e adoção de energias renováveis.

Mundialmente o interesse a longo prazo em uma troca de matriz energética totalmente baseada em combustíveis fósseis para uma baseada em fontes renováveis e totalmente segura só aumentou. Como exemplo disso na Conferência das Nações Unidas pelo Clima (COP-27), que aconteceu em 2022 no Egito, os governos dos países participantes foram levados a reestruturar e melhorar as suas metas de redução de emissões para 2030 nos planos climáticos de cada país, reduzindo a dependência de carvão e outras fontes fósseis.

Além disso, o acordo final assinado entre os participantes estabeleceu um financiamento anual de 4 a 6 trilhões de dólares para energia renovável, tecnologia e infraestrutura até 2030 com o intuito de atingir zero emissões líquidas de gases de efeito estufa até 2050 (REN21, 2023).

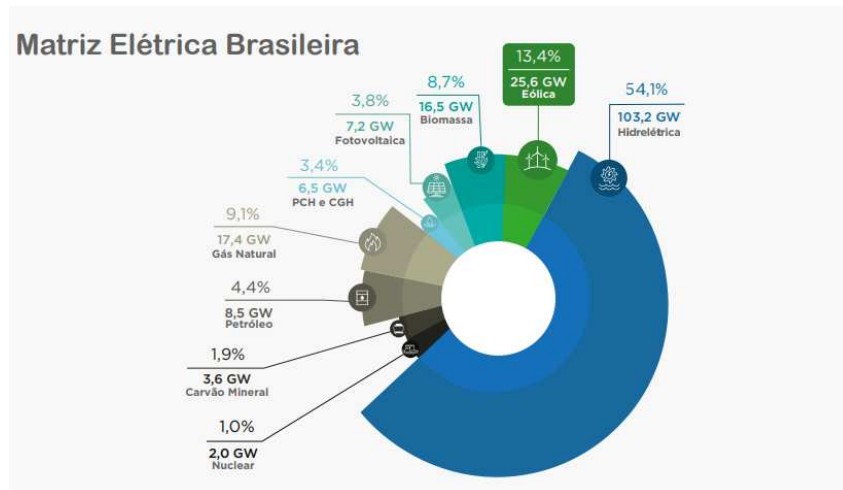
Apesar de todo um cenário caótico, se tratando de geração renovável de energia elétrica as fontes que lideram são a solar, seguida pela eólica tendo no ano de 2022 capacidades de potência instaladas no mundo de 1.055.030 MW e 898.856 MW respectivamente, sendo as capacidades energéticas geradas, até o ano de 2021, de 1.020.297 GWh e 1.838.264 GWh respectivamente (AGENCY, 2023).

Comparado com o mundo, o Brasil ocupa a posição de 6º colocado de capacidade instalada de geração eólica *onshore*, contando com uma potência de 25,6 GW, o que representa um aumento de 4,1 GW em relação a 2021. Só no Brasil, a geração eólica representa 13,4 % de toda a matriz elétrica nacional, sendo que a região que mais contribui para tal geração é a região Nordeste, com 70,48 TWh, o que representa 90,3% de toda geração eólica nacional (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA, 2023).

Isso se deve ao fato de que as maiores incidências de vento em todo o território nacional se encontrarem nessa região (PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA (CEPEL), 2013). A matriz energética brasileira pode ser observada no Gráfico 1.

Falando sobre micro e mini-geração distribuída, segundo o Painel de Dados de Micro e Mini-geração Distribuída, elaborado pela Empresa de Pesquisa Energética (PESQUISA ENERGÉTICA, 2023), no ano de 2022 a capacidade instalada acumulada foi de 17 MW. Entretanto o número de sistemas de geração instalados e de consumidores com algum sistema de geração eólica distribuída são de 94 e 165 respectivamente. Números muito tímidos em comparação à geração fotovoltaica, que, segundo o mesmo painel, passa a casa dos milhares.

Gráfico 1 – Matriz Energética Brasileira em 2022



Fonte: Associação Brasileira de Energia Eólica (2023)

Da participação de potência gerada, 64% dos sistemas são destinados à geração própria e remota (off-grid), 29% sistemas de geração compartilhada e 7% sistemas de geração localizados em unidades consumidoras.

2.3 Gerador eólico: características e modelagem

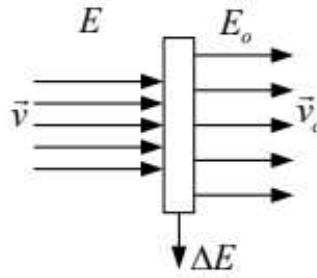
Em 1919 o físico alemão chamado Albert Johan Betz, após uma série de estudos, estabeleceu que a potência máxima extraída do ventos por uma turbina eólica equivale a aproximadamente 59,3% da potência dos próprios ventos, sendo assim a geração de energia através de aerogeradores é limitada, dado que a velocidade dos ventos não se anula após a sua passagem pelas pás da turbina eólica. Este limite de geração é chamado na literatura de Limite de Betz (COSTA, 2018).

Matematicamente pode-se explicitar a energia de uma massa de vento ao atingir uma pá de um aerogerador da seguinte forma:

$$E = E_o + \Delta E \quad (1)$$

Onde E é a energia inicial do vento, E_o é a energia final e ΔE é a energia capturada pelo aerogerador. Um exemplo gráfico pode ser representado através da Figura 2.

Figura 2 – Representação de transformação de energia eólica



Fonte: Tibola *et al.* (2009)

Esta energia capturada pode ser reescrita como:

$$\Delta E = E - E_o \quad (2)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} (mv^2) - \frac{1}{2} (mv_o^2) \quad (3)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} (mv^2 - mv_o^2) \quad (4)$$

Onde v é a velocidade inicial do vento e v_o é a velocidade do vento após a passagem pela turbina eólica, sendo ambas dadas em metros por segundo (m/s). Para saber a potência extraída, divide-se a energia pelo tempo, conforme Equação 5:

$$P = \frac{\Delta E}{t} \quad (5)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{m (v^2 - v_o^2)}{t} \quad (6)$$

Expressando a massa do vento através da sua densidade e volume a equação para potência extraída fica da seguinte forma, através da equação Equação 7, onde ρ representa a densidade do ar e Vol representa o volume do ar.

$$P = \frac{1}{2} \frac{\rho Vol (v^2 - v_o^2)}{t} \quad (7)$$

O aerogerador em questão consiste em um modelo de eixo horizontal de três pás, tendo um diâmetro de 2,46 m. Para o cálculo e traçado das curvas de potência do

aerogerador é necessário, primeiramente, calcular um intervalo de variação da razão de velocidade das pás, através da Equação 8:

$$\lambda_i(\lambda) = \frac{(\lambda + 0,08\theta) (\theta^3 + 1)}{(\theta^3 + 1) - 0,35 (\lambda + 0,08\theta)} \quad (8)$$

Onde λ_i representa a posição de um vetor de variação de velocidade na ponta das pás considerando o ângulo de passo das mesmas, λ representa a variação de velocidade do vento e θ o ângulo de passo das pás do aerogerador em radianos.

Posteriormente são calculados, ajustados e definidos, de maneira empírica, alguns coeficientes auxiliares através das equações 9, 10, 11, 12 13 e 14.

$$C_1 = 0,15 \quad (9)$$

$$C_2(\lambda) = \frac{116}{\lambda_i(\lambda)} \quad (10)$$

$$C_3 = 0,5 \quad (11)$$

$$C_4 = 0,1 \quad (12)$$

$$C_5 = 4,7 \quad (13)$$

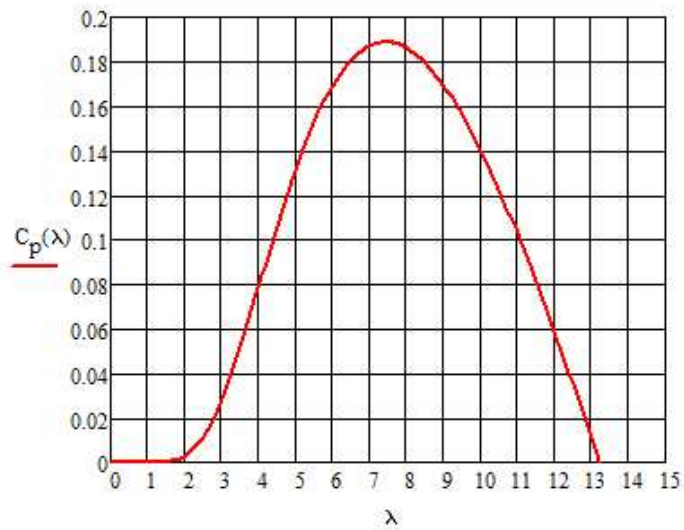
$$C_6 = \frac{17}{\lambda_i(\lambda)} \quad (14)$$

Com estes coeficientes auxiliares, o coeficiente de potência é calculado através Equação 15.

$$C_p(\lambda) = C_1 \left(C_2(\lambda) - C_3\theta - C_4\theta^2 - C_5 \right) e^{-C_6(\lambda_i)} \quad (15)$$

Um exemplo de curva do coeficiente de potência do aerogerador é apresentada no Gráfico 2.

Com o cálculo do coeficiente de potência é possível calcular as curvas de potência gerada pelo aerogerador através da Equação 16.

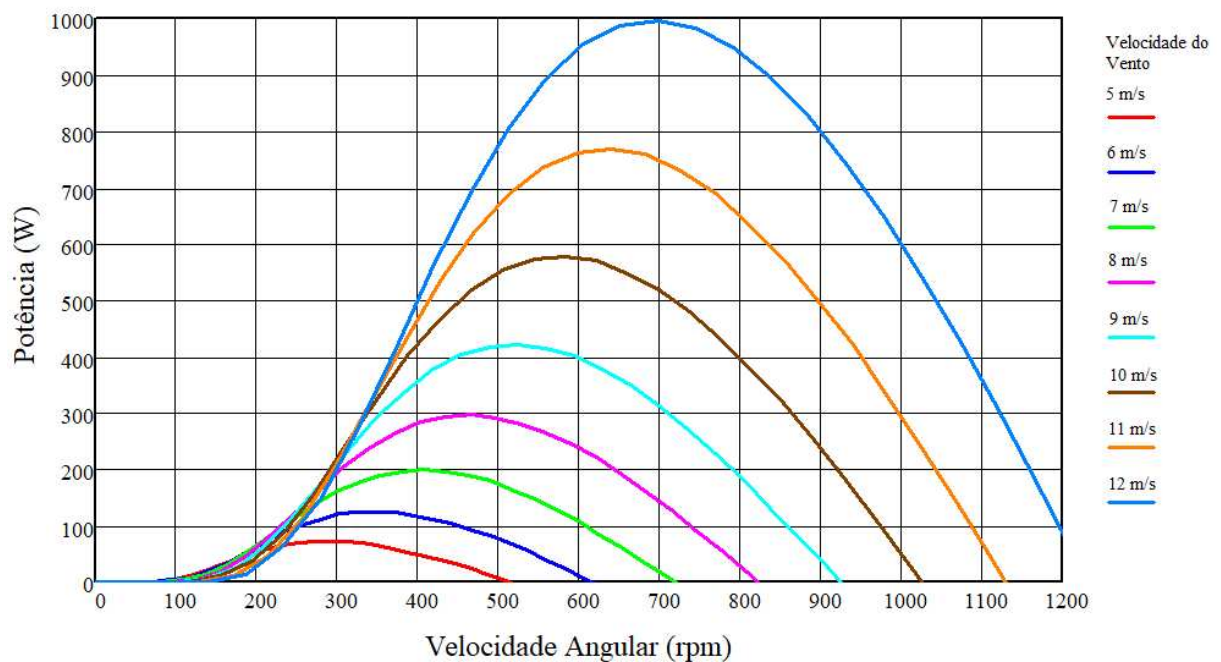
Gráfico 2 – Curva do coeficiente de potência C_p 

Fonte: Autoria própria (2023)

$$P_v(\lambda, v) = \frac{1}{2} \rho_{ar} A_r v^3 C_p(\lambda) \quad (16)$$

Onde ρ_{ar} é a densidade do ar, equivalente a $1,225 \text{ kg/m}^3$, A_r é a área de rotação do aerogerador e v é a velocidade dos ventos.

Um exemplo de curvas de potência foram plotadas para um intervalo de velocidade de 5 a 12 m/s. As mesmas podem ser vistas no Gráfico 3.

Gráfico 3 – Curvas de potência do Aerogerador

Fonte: Autoria própria (2023)

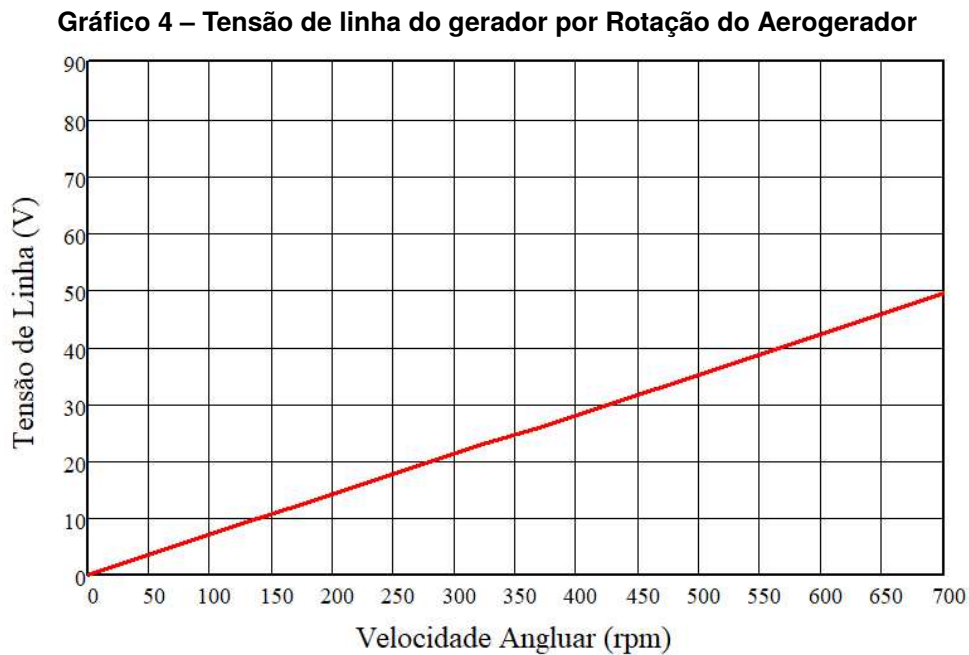
Considerando que o gerador elétrico empregado no sistema se trata de um gerador a ímãs permanentes com 14 polos, com uma constante tensão/velocidade $K_{vrpm} = 172,9 \text{ V/rpm}$, sua tensão de linha, frequência e tensão retificada podem ser obtidas através da Equação 17, Equação 18 e Equação 19.

$$V_{gerador}(\lambda, v) = \frac{K_{vrpm} \omega_{rpm}(\lambda, v)}{100\sqrt{6}} \quad (17)$$

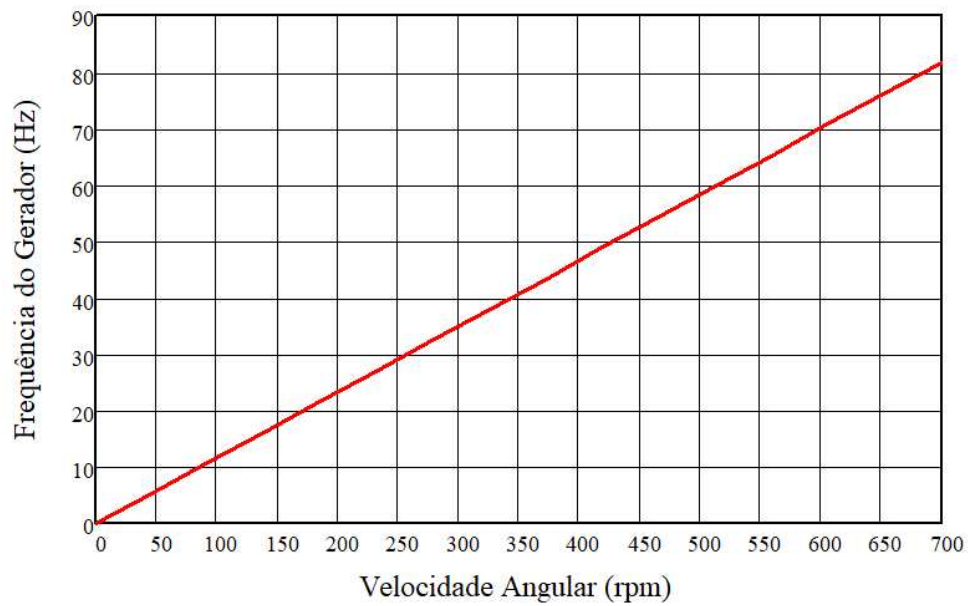
$$f_{gerador}(\lambda, v) = \frac{\omega_{rpm}(\lambda, v)p}{120} \quad (18)$$

$$V_{cc}(\lambda, v) = \sqrt{6}V_{gerador}(\lambda, v) \quad (19)$$

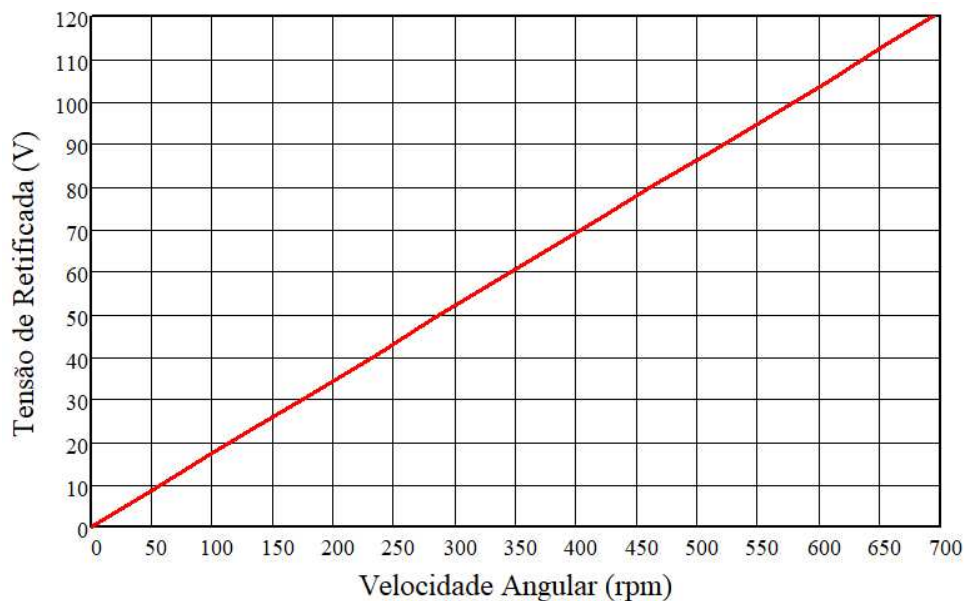
Sendo p o número de polos do gerador e ω_{rpm} a sua velocidade angular em rpm. Com estas equações, foram obtidas as retas de tensão e frequência do gerador em função da velocidade de rotação do aerogerador, utilizando o software matemático. Ambas podem ser vistas nos gráficos 4, 5 e 6.



Fonte: Autoria própria (2023)

Gráfico 5 – Frequência do gerador por Rotação do Aerogerador

Fonte: Autoria própria (2023)

Gráfico 6 – Tensão Retificada por Rotação do Aerogerador

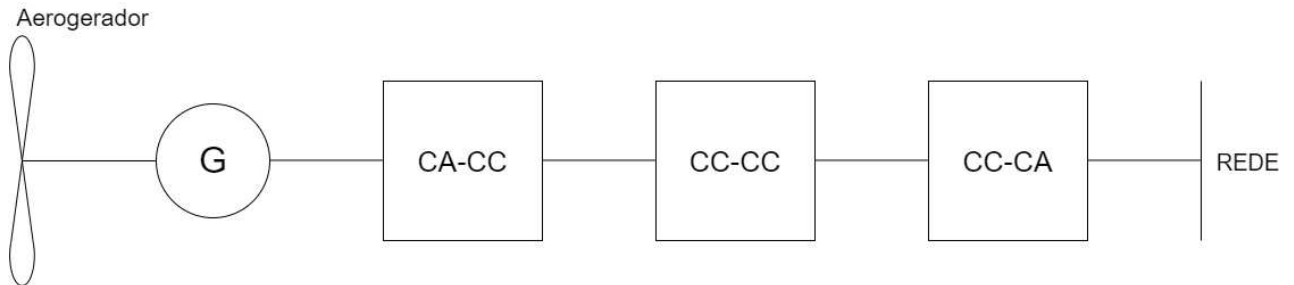
Fonte: Autoria própria (2023)

2.4 Arquitetura do sistema

Para que seja viável a integração da energia gerada por um micro gerador eólico à rede de distribuição de energia elétrica, para um sistema de microgeração, é necessária que haja o processamento eletrônico desta energia. Dentre as diversas arquiteturas empregadas, a Figura 3 apresenta a uma das arquiteturas possíveis e mais

simples para realizar este processamento, onde ao lado esquerdo é mostrado a entrada de energia proveniente do aerogerador e ao lado direito é representada a rede elétrica em que se deseja realizar a conexão.

Figura 3 – Arquitetura do sistema

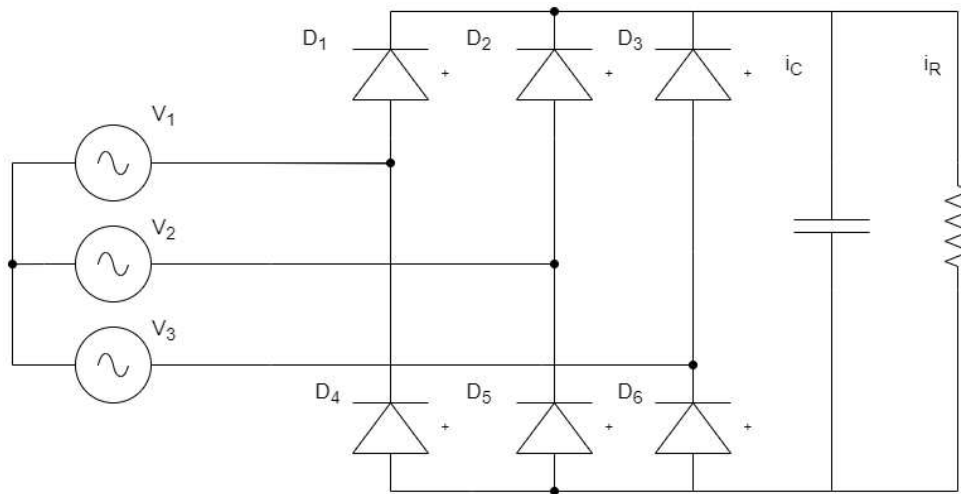


Fonte: Autoria própria (2023)

Para este trabalho serão apenas analisados o conversor CA-CC (circuito retificador) e o circuito conversor CC-CC (conversor *Boost*), sendo que o foco principal será sobre este último e seu sistema de controle para operação em máxima potência ou próximo.

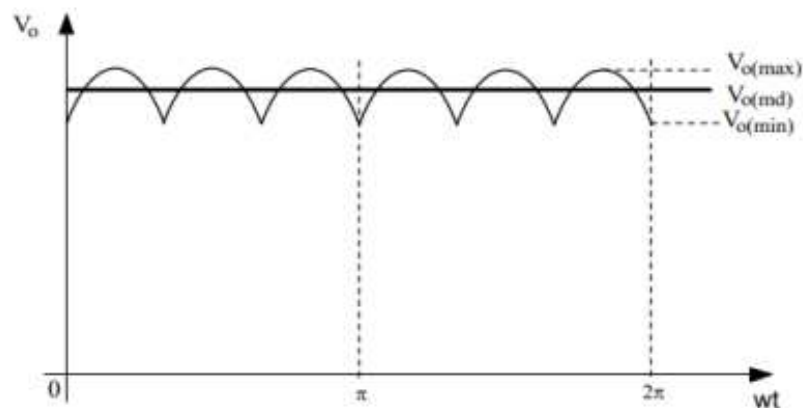
2.5 Análise estática do retificador

Como a geração de energia provém de um aerogerador acoplado mecanicamente a um gerador de ímãs permanentes, os níveis de energia se encontram em regime alternado (CA), entretanto, fora dos padrões utilizados pela rede de distribuição ou para a alimentação de quaisquer circuitos e aparelhos, pensando em uma geração isolada (*Off-Grid*). Sendo assim para devido processamento desta energia, de modo que a mesma se encaixe nos padrões da rede elétrica, primeiramente é realizado um processo de retificação utilizando um retificador trifásico a diodos de seis pulsos (Ponte de Graetz), com filtro capacitivo (Figura 4).

Figura 4 – Retificador trifásico

Fonte: Autoria própria (2023)

Considerando o circuito sem o filtro capacitivo, a tensão sobre a carga terá um caráter ondulatório e será formada pelas tensões de linha provenientes da fonte trifásica (Figura 5).

Figura 5 – Tensão de um retificador trifásico

Fonte: Barbi (2006)

Quando o filtro capacitivo C_r é aplicado, cada par de diodos começa a conduzir somente quando a tensão do capacitor for menor que a tensão de linha do momento, carregando-o até o pico de tensão, onde a partir daí o mesmo se descarregará até sua tensão ser menor que a tensão de linha novamente (BARBI, 2006). Geralmente os momentos de condução dos pares de diodos ocorrem a cada 60° (Figura 6) e as respectivas tensões de cada fase e tensões de linha são representadas pelas Equações 20 a 25, respectivamente:

$$V_1 = V_p \sin(\omega t) \quad (20)$$

$$V_2 = V_p \sin(\omega t - 120) \quad (21)$$

$$V_3 = V_p \sin(\omega t + 120) \quad (22)$$

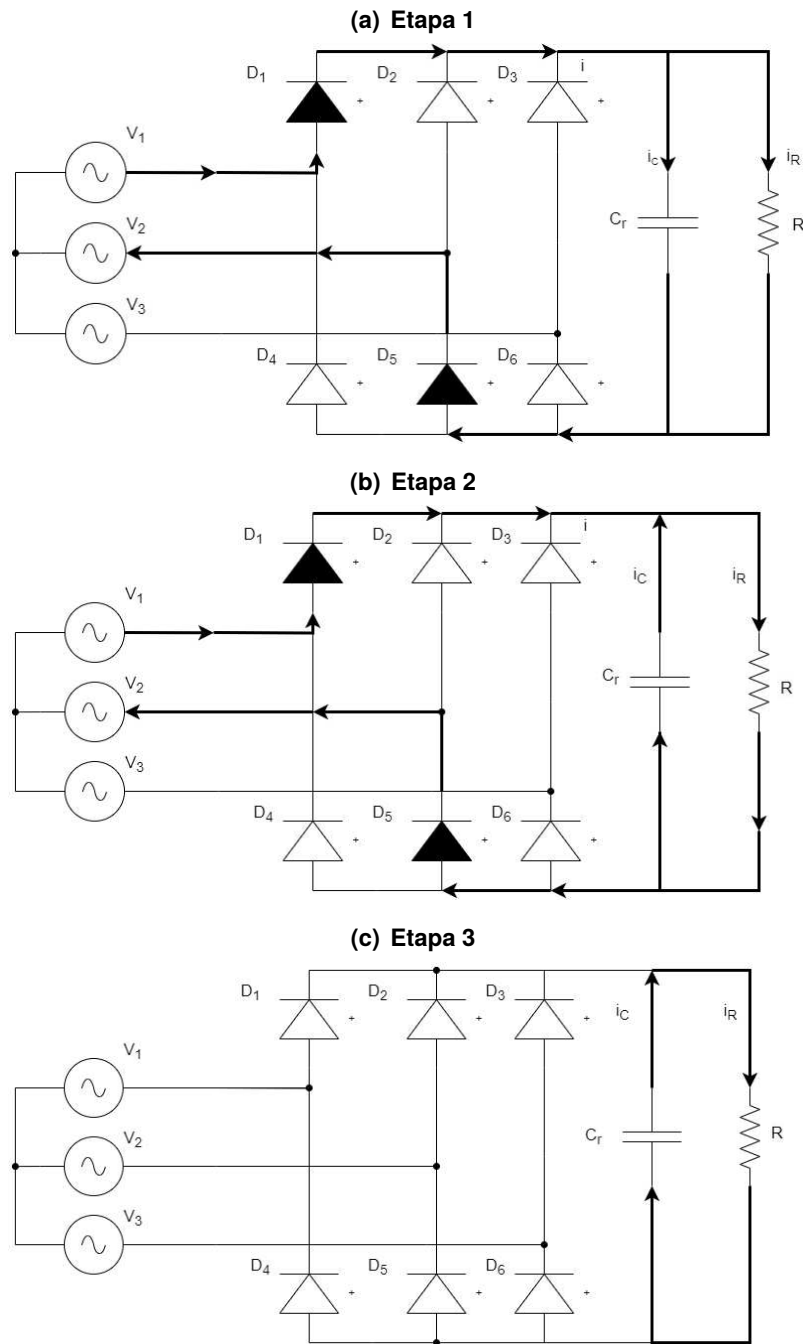
$$V_{12} = V_{LP} \sin(\omega t - 30) \quad (23)$$

$$V_{23} = V_{LP} \sin(\omega t - 150) \quad (24)$$

$$V_{31} = V_{LP} \sin(\omega t + 90) \quad (25)$$

sendo V_p a tensão de pico de cada fase e V_{LP} a tensão de pico de cada tensão de linha.

As 3 primeiras etapas de operação do retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo podem ser apresentadas pela [Figura 6](#). Lembrando que as mesmas se repetem para cada par de diodos, dando um total de 9 etapas.

Figura 6 – Etapas de funcionamento de um retificador trifásico

Fonte: Autoria própria (2023)

Pode-se calcular o capacitor do filtro partindo da equação de energia presente no mesmo, sendo esta fornecida a cada 60° .

$$E_{cr} = \frac{1}{2} C_r (V_{Lp}^2 - V_{cmin}^2) \quad (26)$$

Entretanto a energia total fornecida por todas as fontes da entrada é dada por:

$$E_{cr} = \frac{12}{2} C_r (V_{LP}^2 - V_{cmin}^2) \quad (27)$$

Como energia é o produto entre potência por tempo, logo:

$$P_{nom} t = \frac{12}{2} C_r (V_{LP}^2 - V_{cmin}^2) \quad (28)$$

Entretanto, dado que

$$t = \frac{1}{f} \quad (29)$$

Logo

$$\frac{P_{nom}}{f} = \frac{12}{2} C_r (V_{LP}^2 - V_{cmin}^2) \quad (30)$$

Considerando a frequência f vinda da tensão da fonte, ou do gerador neste caso, e isolando C_r , a capacitância pode ser encontrada através da seguinte forma:

$$C_r = \frac{P_{nom}}{6f (V_{LP}^2 - V_{cmin}^2)} \quad (31)$$

onde a tensão V_{cmin} é a tensão mínima sob o capacitor, podendo ser expressa da seguinte maneira:

$$V_{cmin} = V_{LP} - \Delta V \quad (32)$$

Sendo ΔV :

$$\Delta V = V_{LP} \Delta V_{\%} \quad (33)$$

onde $\Delta V_{\%}$ representa a variação de tensão percentual sobre o capacitor. Logo:

$$C_r = \frac{P_{nom}}{6f (V_{LP}^2 - (V_{LP} - V_{LP} \Delta V_{\%})^2)} \quad (34)$$

Lembrando que a tensão de linha de pico é dada por:

$$V_{LP} = \sqrt{2} V_{gerador} \quad (35)$$

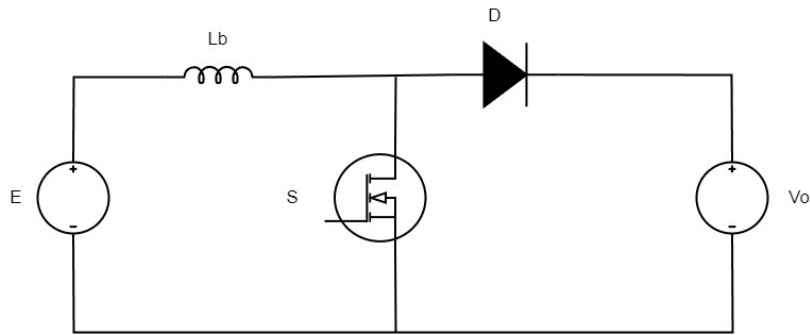
Substituindo então na Equação 34, obtém-se a Equação 36;

$$C_r = \frac{P_{nom}}{6f \left(\left(\sqrt{2}V_{gerador} \right)^2 - \left(\left(\sqrt{2}V_{gerador} \right) - \left(\sqrt{2}V_{gerador} \right) \Delta V_{q_0} \right)^2 \right)} \quad (36)$$

2.6 Análise estática do conversor CC-CC Boost

Para o segundo estágio de processamento de energia é empregado um conversor CC-CC com característica elevadora de tensão, pois o conversor CC-CA terá um caráter abaixador e em alguns casos o próprio gerador elétrico fornece tensões em níveis inferiores aos níveis da rede. Então, para que estes efeitos sejam amenizados, emprega-se um conversor CC-CC com a característica mencionada anteriormente. Dentre as possíveis soluções, o conversor *Boost* possui destaque devido à sua simplicidade e robustez. A topologia para o conversor *Boost* é apresentada na Figura 7.

Figura 7 – Conversor CC-CC Boost



Fonte: Autoria própria (2023)

Tendo em mente a aplicação estudada, pode-se considerar que o conversor em uma operação real opera com uma tensão de saída constante V_o , por isso a carga para esse estágio foi representada por uma fonte de tensão constante.

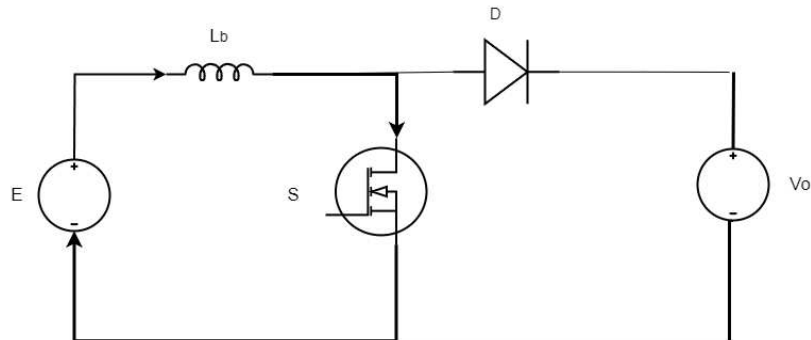
Realizando a análise estática, considerando que o conversor esteja em modo de condução contínua (MCC), onde o indutor do mesmo fica parcialmente descarregado, não chegando a ter uma corrente nula (TOFOLI, 2018), é possível dividir seu funcionamento em duas etapas apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Etapas de operação do conversor CC-CC Boost.

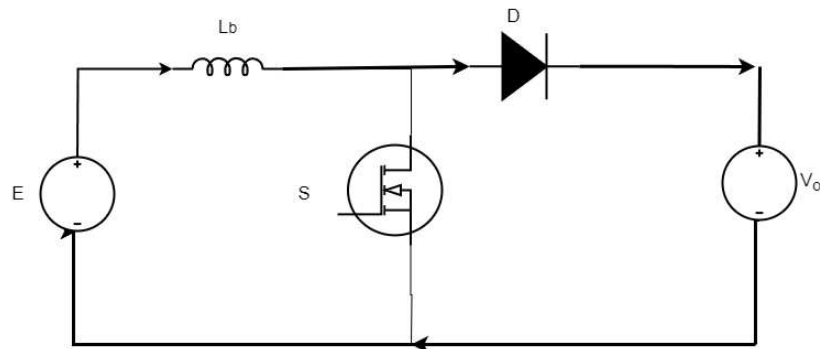
Tensões	1ª Etapa	2ª Etapa
V_{Lb}	$E > 0$	$(E - V_o) < 0$
V_D	$-V_o$	0
V_s	0	V_o
V_o	V_o	V_o

Fonte: Autoria própria (2023)

Para a primeira etapa de funcionamento, o transistor se encontra em condução, tendo a sua tensão $V_s = 0$, o indutor começa a se carregar magneticamente, tendo a sua tensão V_{Lb} igual à tensão do barramento de entrada E e a tensão no diodo V_D se torna $-V_o$ (Figura 8).

Figura 8 – Conversor CC-CC Boost: primeira etapa de funcionamento**Fonte: Autoria Própria (2023)**

Já na segunda etapa de operação o transistor é bloqueado e a sua tensão vai para $V_s = V_o$. O indutor começa a se desmagnetizar, tendo sua tensão $V_{Lb} = (E - V_o)$, e o a tensão do diodo vai a zero. (Figura 9).

Figura 9 – Conversor CC-CC Boost: segunda etapa de funcionamento**Fonte: Autoria própria (2023)**

Dado que o valor médio da tensão pode ser calculado da seguinte forma:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (37)$$

e que a o valor médio da tensão no indutor é igual a 0 em regime permanente, ou seja:

$$\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} E(t) dt + \int_{t_{on}}^T (E(t) - v_o(t)) dt \right) = 0 \quad (38)$$

onde T é o período de comutação do transistor, t_{on} é o tempo em que o mesmo fica acionado, e que $E(t)$ e $v_o(t)$ podem ser aproximadas para tensões constantes no tempo E e V_o respectivamente. Resolvendo as integrais definidas então a equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{Et_{on}}{T} + \frac{(E - V_o)(T - t_{on})}{T} = 0 \quad (39)$$

Lembrando que a razão cíclica D é $\frac{T}{t_{on}}$, então:

$$ED + (E - V_o)(1 - D) = 0 \quad (40)$$

$$ED + E(1 - D) = V_o(1 - D) \quad (41)$$

$$E = V_o(1 - D) \quad (42)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{1 - D} \quad (43)$$

sendo a Equação 43 a representação do ganho estático do conversor.

Como a tensão de saída V_o é fixada pelo barramento, a atuação na razão cíclica D altera a tensão na entrada E para satisfazer a Equação 43, em regime permanente.

Devido a condições ambientais e variações da velocidade do vento, a energia gerada tende a variar, sendo assim o sistema deve estar sempre apto para contornar estas variações, extraíndo a máxima potência possível. Assim, deve-se atuar sobre D para que a tensão na entrada do conversor coincida com a tensão de máxima potência do arranjo, para qualquer velocidade de rotação do aerogerador.

Levando em conta a relação entre a corrente e a tensão do indutor na primeira etapa, a mesma pode ser reescrita da seguinte maneira, conforme Equação 44:

$$V_l = \frac{L_b di}{dt} = \frac{L_b \Delta i}{\Delta t} \quad (44)$$

onde L_b é a indutância do conversor *Boost*.

Rearranjando a equação de modo a isolar a indutância L_b e substituindo Δt por t_{on} de acordo com a Equação 45:

$$L_b = \frac{E t_{on}}{\Delta i} \quad (45)$$

Substituindo t_{on} por DT :

$$L_b = \frac{EDT}{\Delta i} \quad (46)$$

E por fim, substituindo T pela frequência de chaveamento f_s tem-se:

$$L_b = \frac{ED}{\Delta i f_s} \quad (47)$$

A ondulação de corrente é obtida com relação ao valor médio da corrente no indutor e, no caso do conversor *Boost*, este valor é igual ao valor médio da corrente na entrada do conversor. Considerando um conversor sem perdas, essa corrente pode ser determinada através da razão entre a potência nominal do sistema e da tensão de entrada.

$$\frac{P_{nom}}{I_{med}} = E \quad (48)$$

Onde a tensão de entrada E pode ser considerada como a tensão de linha pico do gerador ou seja:

$$E = \sqrt{2} V_{gerador} \quad (49)$$

Multiplicando-se a corrente média do indutor pela porcentagem de ondulação de corrente estipulada para projeto obtém-se a ondulação da mesma.

$$\Delta i = I_{med} \Delta i_{\%} \quad (50)$$

Substituindo os valores de projeto nas equações obtém-se o valor para a indutância.

2.7 Tipos de MPPT

Como dito anteriormente, para que se possa extrair a maior quantidade de energia proveniente das forças do vento, é necessário que o sistema opere em um ponto ótimo de potência, entretanto a localização deste ponto tende a variar de acordo com a velocidade do vento incidente nas pontas das pás do aerogerador.

Para contornar este problema foram desenvolvidos algoritmos de rastreamento de ponto de máxima potência. Estes algoritmos podem ser divididos em dois tipos:

- Técnicas baseadas em conhecimento direto de padrões e características do aerogerador e velocidade dos ventos;
- Técnicas baseadas em estimações de comportamento.

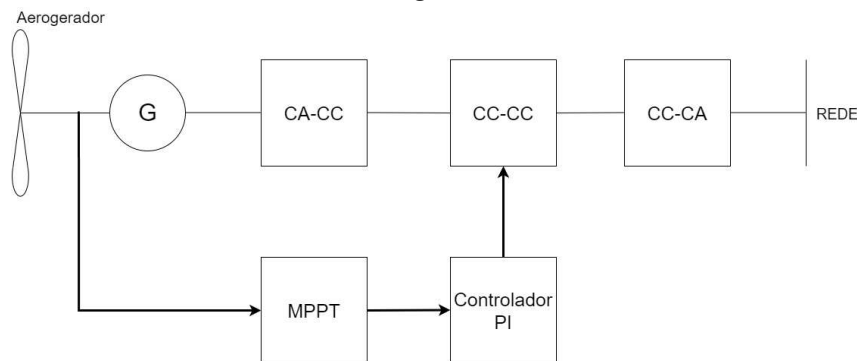
As técnicas baseadas em conhecimento direto de padrões e características do aerogerador e velocidade dos ventos, são algoritmos baseados em sensores mecânicos e realizam a medição das variáveis velocidade do vento e do rotor por meio destes sensores. Através destas medições o algoritmo de MPPT irá relacionar a velocidade coletada com um ponto ótimo de potência gerada e com isso irá alterar a tensão de referência do controlador do conversor CC-CC, controlando a sua tensão de entrada em níveis de tensões referentes aos pontos de máxima potência, para cada curva de potência, ou próximos destes, fazendo com que o sistema sempre opere dentro ou próximo a estas regiões ótimas de potência. (OLIVEIRA, 2018). A Figura 10 apresenta como seria a configuração física do sistema para estes tipos de técnicas.

Os métodos mais conhecidos para técnicas baseadas em conhecimento direto são:

- *Optimal Torque Control*: Em português, controle de torque (conjugado) ótimo. Método que tem como objetivo controlar o torque do aerogerador fazendo o sistema a operar no ponto de máxima potência para cada velocidade de vento captado, de modo a extrair a máxima potência disponível em uma faixa ampla de velocidades de vento (KOCH, 2015).

- *Tip Speed Ratio Control*: Diferentemente da metodologia de *Optimal Torque Control*, almeja-se controlar a velocidade de rotação do aerogerador fazendo o sistema a operar no ponto de máxima potência (COSTA, 2018).

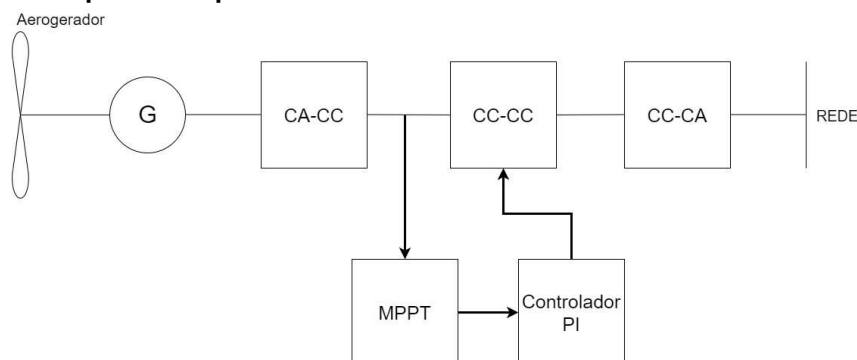
Figura 10 – Esquema simplificado de um sistema com MPPT baseado em características do aerogerador



Fonte: Autoria própria (2023)

Já as técnicas baseadas em estimativas de comportamento, utilizam algoritmos com base em métodos matemáticos, realizando medições de corrente e tensão, para estimar os parâmetros da turbina e assim alterar a tensão de referência do controlador do conversor CC-CC, controlando a sua tensão de entrada em níveis de tensões referentes aos pontos de máxima potência, para cada curva de potência, ou próximos destes, fazendo com que o sistema sempre opere dentro ou próximo a estas regiões ótimas de potência. A Figura 11 apresenta como seria a configuração física do sistema para estes tipos de técnicas.

Figura 11 – Esquema simplificado de um sistema com MPPT baseado em estimativas



Fonte: Autoria própria (2023)

Os métodos mais conhecidos são:

- **Tensão/Corrente Constante:** Para alguns autores a metodologia Tensão Constante não é considerado como uma metodóloga real de MPPT, mas sim um método que faz com que o sistema opere na potência nominal ou próxima desta, dependendo da velocidade de vento incidente na turbina eólica. Tal metodologia consiste na manutenção ou controle da tensão ou corrente de entrada do conversor a ser utilizado (CARVALHO NETO, 2016; CARVALHO NETO, Joao Teixeira de *et al.*, 2018; CARVALHO NETO, João T de *et al.*, 2017), não alterando a velocidade do aerogerador, sendo estes níveis de tensão ou corrente referentes aos níveis no ponto de máxima potência referente a uma curva de potência e, no caso de geração eólica, a uma velocidade de operação do aerogerador, geralmente na faixa das médias-altas rotações, o que faz com que o sistema aproveite o máximo de energia nesta faixa de operação.
- **Perturba e Observa:** Nesta metodologia provoca-se uma perturbação em uma variável, geralmente o razão cíclica do conversor empregado, e verifica-se a variação da potência ΔP e da tensão ΔV numa relação $\frac{\Delta P}{\Delta V}$. Caso se essa relação tiver sinal positivo ou o mesmo sinal que ΔV significa que está em direção a um ponto ótimo, então continua-se a aumentar a tensão de referência, caso contrário decrementa-se a tensão. Quando esta relação chega a um valor bem próximo a zero significa que o sistema chegou a um ponto de máxima potência (OLIVEIRA, 2018). É um método de rápida implementação, porém para sistemas eólicos, devido à inércia do aerogerador, pode gerar um efeito *flicker* na tensão do barramento, fazendo com que o sistema não consiga operar em seu ponto ótimo.
- **Condutividade Incremental:** Metodologia parecida com a técnica Perturba e Observa, entretanto verifica-se a variação da corrente ΔI e da tensão ΔV numa relação $\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V}$. Caso se esta relação for maior que zero, significa que o sistema está operando à esquerda do ponto de máxima potência, se aproximando do mesmo, logo a tensão de referência deve ser incrementada. Caso for menor que zero, significa que o sistema está operando à direita

do ponto de máxima potência, logo a tensão de referência deve ser decrementada (FARANDA; LEVA *et al.*, 2008).

- Controles Adaptativos (Lógica Fuzzy e Redes Neurais): Técnicas que tentam replicar o funcionamento da lógica humana ou de um neurônio humano. Pensando na utilização da lógica fuzzy, geralmente são utilizadas as variações de potência e tensão ΔP e ΔV , fornecidas por um algoritmo de Perturba e Observa, e através de algoritmos de fuzzificação e defuzzificação encontra-se o ponto de máxima potência. Já para a utilização de redes neurais, consiste em treinar uma rede de neurônios, que geralmente é formada por três camadas, a Entrada, Camada Oculta e Saída. O treinamento da rede consiste em ajustar os pesos presentes na camada oculta, para variáveis de entrada, de modo que a rede seja capaz de generalizar ações, separar, classificar e reconhecer padrões e com isso tomar decisões de atuação junto ao sistema, e etc (OLIVEIRA, 2018). Para sistemas eólicos as variáveis de entrada podem ser velocidade do vento, velocidade do rotor, tensão do terminal, etc. Já para as variáveis de saída pode ser velocidade do rotor, razão cíclica, etc.

Para o presente trabalho, tendo em vista que as metodologias baseadas em conhecimento direto de padrões e características do aerogerador e velocidade dos ventos faz o uso de sensores mecânicos, que por sua vez são caros, e que dentre as metodologias baseadas em estimações de comportamento mais simples, a Perturba e Observa e Condutância Incremental apresentam uma contra indicação devido à inercia do aerogerador, a metodologia escolhida e que será abordada para o rastreamento do ponto de máxima potência do sistema de microgeração será o método de Tensão Constante.

2.8 Modelagem matemática orientada ao controle do conversor CC-CC

Devido à presença de elementos comutadores como diodos e transistores, os conversores estáticos podem ser considerados como sistemas não lineares, sendo assim, de modo que as técnicas tradicionais de projeto de controladores clássicos pos-

sam ser empregadas, como lugar das raízes por exemplo, são utilizadas linearizações matemáticas para a modelagem destes conversores. Com os modelos linearizados é possível obter as suas respectivas plantas por meio de funções de transferência.

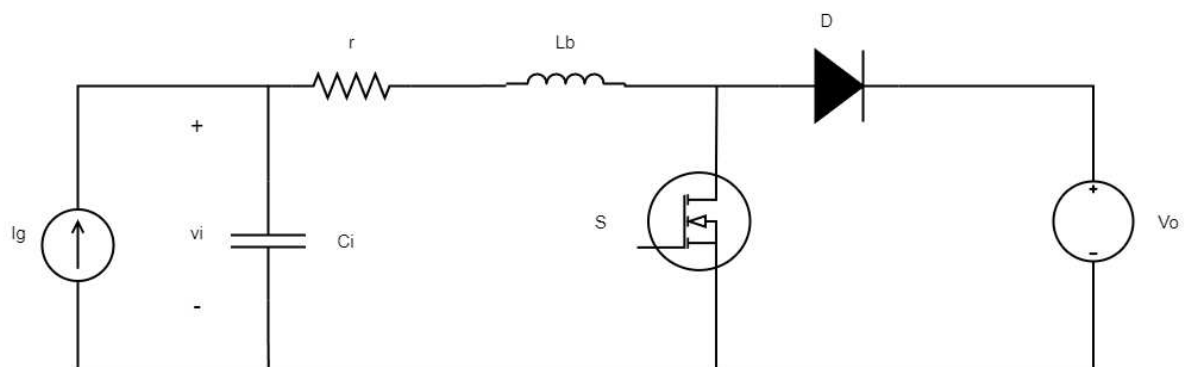
Neste trabalho é utilizada uma abordagem de modelagem linearizada nomeada de Modelagem por Valores Médios das Variáveis de Estado.

2.8.1 Modelagem por valores médios

Para que o conversor *Boost* possa realizar o controle do ponto de operação na máxima potência do sistema é necessário controlar a tensão de seu barramento de entrada. Portanto a tensão de entrada é a variável a ser controlada através da variação da razão cíclica do conversor, que atua para manter esta tensão dentro de um valor almejado (referência), sendo assim é necessário obter a função de transferência que relaciona a tensão de entrada do conversor com sua razão cíclica.

Considerando as perdas intrínsecas dos componentes presentes no conversor, foi inserida uma resistência em série com o indutor, de modo a se aproximar de maneira mais fidedigna da realidade. Este circuito com perdas pode ser representado a partir do circuito da Figura 12, onde sua fonte de tensão pode ser substituída por uma fonte de corrente e um capacitor em paralelo.

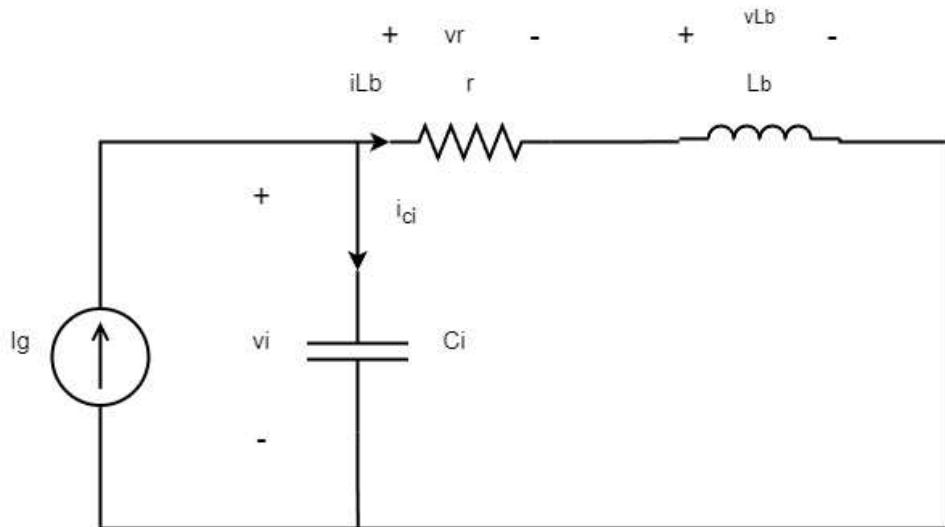
Figura 12 – Conversor CC-CC *Boost*: circuito com perdas



Fonte: Autoria própria (2023)

Na primeira etapa, com o transistor em condução, o circuito equivalente é apresentado na Figura 13.

Figura 13 – Conversor CC-CC *Boost*: circuito com perdas - primeira etapa



Fonte: Autoria própria (2023)

A tensão sobre o capacitor de entrada C_i , a tensão e a corrente sobre o indutor L_b podem ser equacionadas da seguinte forma:

$$v_{ci} = v_i \quad (51)$$

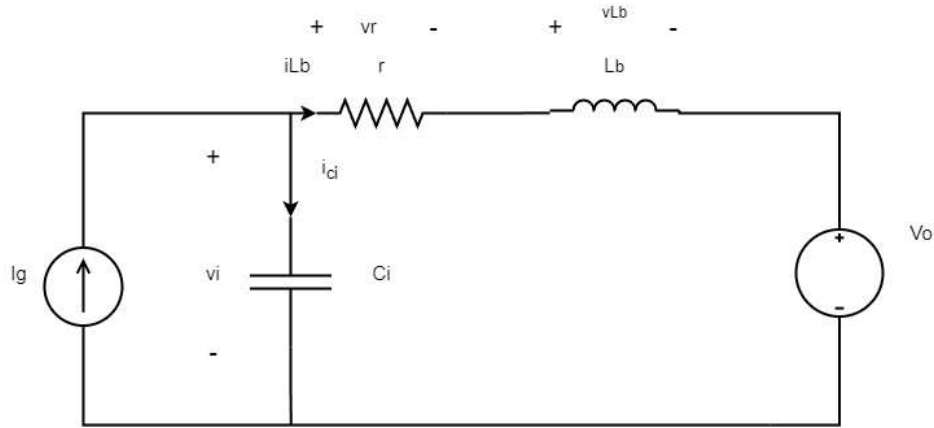
$$v_i = v_r + v_{Lb} \quad (52)$$

$$v_{Lb} = v_i - v_r \quad (53)$$

$$i_g = i_{ci} + i_{Lb} \quad (54)$$

A partir da segunda etapa o transistor é bloqueado e o diodo entra em condução. Esta etapa pode ser observada na [Figura 14](#).

Figura 14 – Conversor CC-CC Boost: circuito com perdas - segunda etapa



Fonte: Autoria própria (2023)

Assim, as tensões e a corrente mencionadas anteriormente se tornam:

$$v_{Ci} = v_i \quad (55)$$

$$-v_i + v_r + v_{Lb} + V_o = 0 \quad (56)$$

$$v_{Lb} = v_i - v_r - V_o \quad (57)$$

$$i_g = i_{Ci} + i_{Lb} \quad (58)$$

Os valores médios das principais variáveis de estados podem ser encontrados da seguinte maneira:

$$v_{Lb} = (v_i - v_r)d + (v_i - v_r - V_o)(1 - d) = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} \quad (59)$$

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_b}(v_i - v_r - V_o(1 - d)) \quad (60)$$

$$i_{Ci} = (i_g - i_{Lb})d + (i_g - i_{Lb})(1 - d) = C_i \frac{dv_i}{dt} \quad (61)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{1}{C_i}(i_g - i_{Lb}) \quad (62)$$

Onde d representa o valor médio da razão cíclica.

Analisando agora no ponto estático de operação, partindo da Equação 60 e da Equação 62, o conversor apresenta as seguintes equações:

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = 0 = V_i - V_r - V_o(1 - D) \quad (63)$$

$$V_i = V_r + V_o(1 - D) \quad (64)$$

$$V_i = rI_{Lb} + V_o(1 - D) \quad (65)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = 0 = \frac{1}{C_i}(I_g - I_{Lb}) \quad (66)$$

$$I_g = I_{Lb} \quad (67)$$

Linearizando em torno do ponto de operação tem-se que:

$$i_{Lb} = I_{Lb} + \hat{i}_{Lb} \quad (68)$$

$$v_i = V_i + \hat{v}_i \quad (69)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (70)$$

$$i_g = I_g \quad (71)$$

Onde I_{Lb} , V_i , D , I_g , representam os valores invariantes no tempo, referentes à corrente no indutor, tensão sobre o capacitor de entrada, razão cíclica e corrente de entrada do conversor, respectivamente. E $\hat{i}_{Lb}$, $\hat{v}_i$ e $\hat{d}$ representam os valores de pequenos sinais referentes à corrente no indutor, tensão sobre o capacitor de entrada e razão cíclica, respectivamente.

Substituindo esses valores na Equação 60 e 62, e usando os resultados da Equação 65 e da Equação 67 tem-se:

$$\frac{d}{dt}(I_{Lb} + \hat{i}_{Lb}) = \frac{1}{L_b}(V_i + \hat{v}_i - r(I_{Lb} + \hat{i}_{Lb}) - V_o(1 - D - \hat{d})) \quad (72)$$

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_b}(\hat{v}_i + ri_{Lb} + V_o\hat{d}) \quad (73)$$

$$\frac{d(V_i + \hat{v}_i)}{dt} = \frac{1}{C_i}(I_g - I_{Lb} - i_{Lb}) \quad (74)$$

$$\frac{d\hat{v}_i}{dt} = \frac{-i_{Lb}}{C_i} \quad (75)$$

Aplicando a transformada de Laplace com a condição de s em 0 é igual a 0 na Equação 73 e na Equação 75:

$$i_{Lb}s = \frac{1}{L_b}(\hat{v}_i - ri_{Lb} + V_o\hat{d}) \quad (76)$$

$$\hat{v}_is = \frac{-1}{C_i}i_{Lb} \quad (77)$$

Aplicando a Equação 77 na Equação 76 chega-se a:

$$-\hat{v}_iC_is^2 = \frac{1}{L_b}(\hat{v}_i + rC_i\hat{v}_is + V_o\hat{d}) \quad (78)$$

$$-\hat{v}_iC_iL_bs^2 = \hat{v}_i + rC_i\hat{v}_is + V_o\hat{d} \quad (79)$$

Isolando-se $V_o\hat{d}$ e fatorando o lado esquerdo por $-\hat{v}_i$:

$$-\hat{v}_i(L_bC_is^2 + rC_is + 1) = V_o\hat{d} \quad (80)$$

Multiplicando-se por -1 :

$$\hat{v}_i(L_bC_is^2 + rC_is + 1) = -V_o\hat{d} \quad (81)$$

Portanto a função de transferência da planta pode ser escrita como:

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = G(s) = \frac{-V_o}{L_bC_is^2 + rC_is + 1} \quad (82)$$

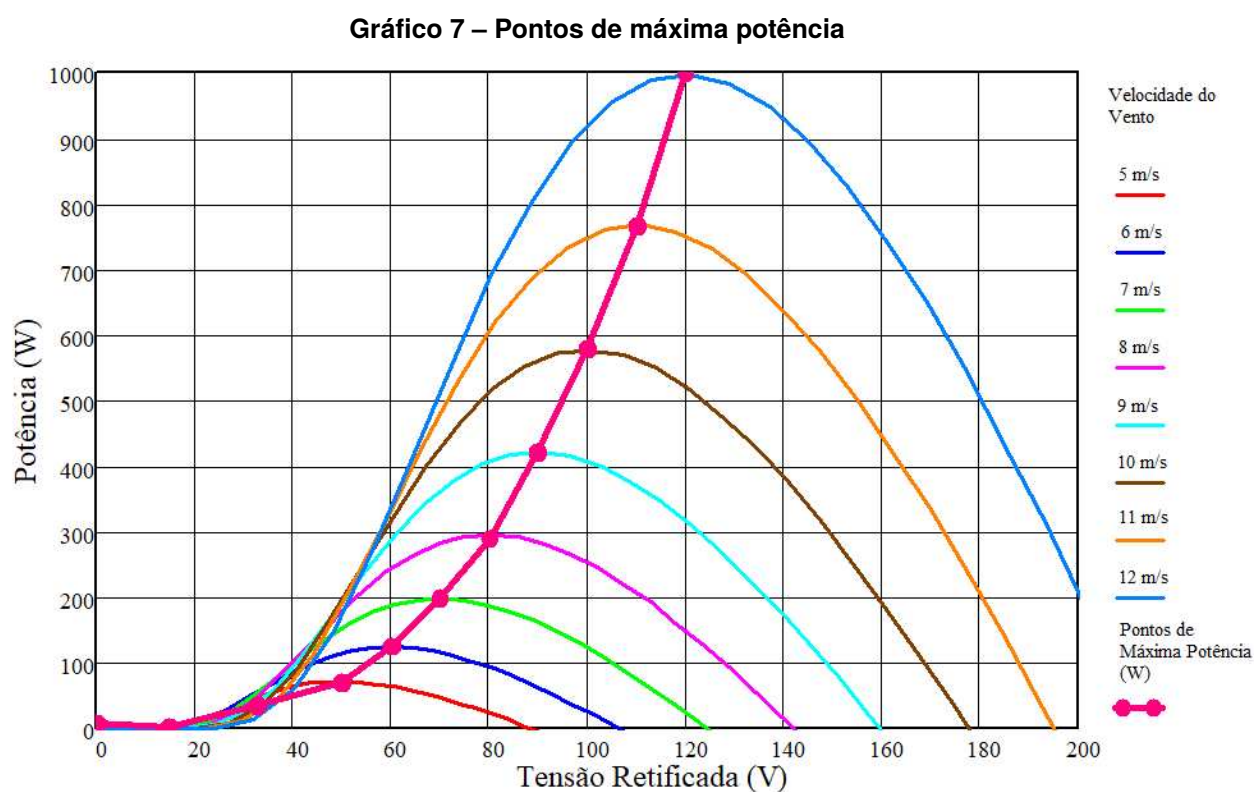
3 MATERIAIS E MÉTODOS

Para este trabalho os resultados serão avaliados através de simulações computacionais, onde será simulado o sistema utilizando os controladores a serem apresentados.

3.1 Especificações de projeto

3.1.1 Especificação da tensão de entrada

Realizando análises gráficas comprando as curvas de potência do Gráfico 3 com a reta de tensão retificada por velocidade angular do aerogerador(Gráfico 6), foram estimadas as tensões referentes aos pontos de máxima potência, como apresentado no Gráfico 7.

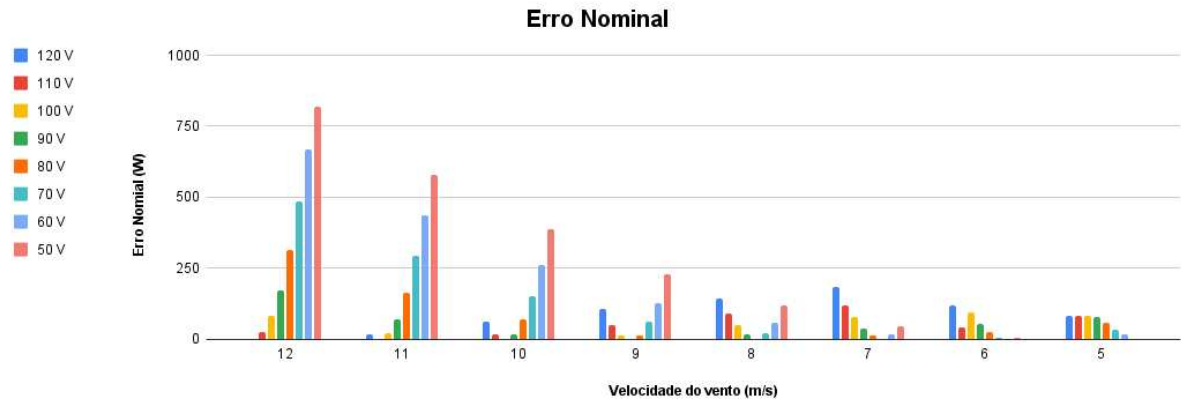


Fonte: Autoria própria (2023)

Com as tensões de ponto ótimo em mãos, estas foram avaliadas em cada curva de potência para cada velocidade de vento, com o intuito de estimar os níveis de erro

nominal que o sistema apresentará ao ter a tensão de entrada do conversor CC-CC controlada nestas tensões de ponto ótimo, como mostra o Gráfico 8.

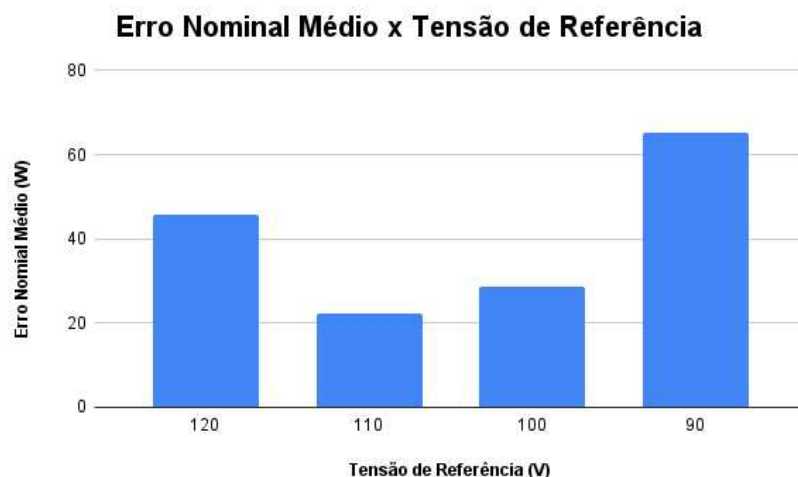
Gráfico 8 – Erro Nominal x Potência Gerada



Fonte: Autoria própria (2023)

Observando o Gráfico 8, constatou-se que as tensões ótimas que apresentam os menores níveis de erro nominal para cada velocidade do vento, operando com o aerogerador nas médias e altas velocidades onde o sistema irá gerar mais energia, foram as tensões de 120 V, 110 V, 100 V e 90 V. Tirando a média de erro nominal para estas tensões, foi plotado um novo gráfico de erro nominal médio por tensão de referência.

Gráfico 9 – Erro Nominal x Potência Gerada

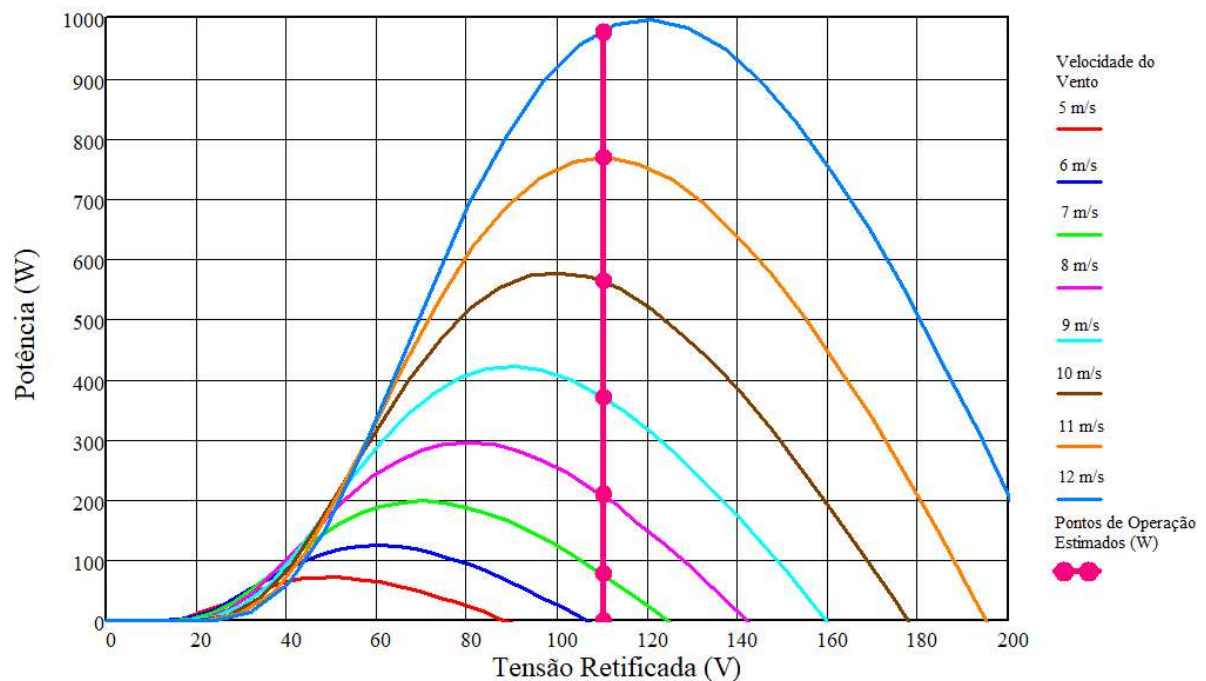


Fonte: Autoria própria (2023)

Analisando o Gráfico 9, dentre as quatro tensões citadas anteriormente, a tensão que apresentou o menor erro médio foi 110 V. Sendo assim, foi escolhida esta tensão como tensão de referência ótima, que o conversor chaveado deverá seguir. O

Gráfico 10 mostra de uma maneira mais explícita em quais pontos de potência o sistema irá operar ao ter sua tensão retificada controlada em 110 V.

Gráfico 10 – Pontos de operação do sistema para uma tensão CC controlada de 110 V



Fonte: Autoria própria (2023)

3.1.2 Especificações gerais

As especificações gerais de projeto para o sistema de processamento de energia são apresentadas na Tabela 2 e foram definidas tendo como base além da análise demonstrada subseção anterior, parâmetros e especificações do aerogerador e de um gerador trifásico a Ímãs permanentes utilizado em uma bancada didática de microgeração eólica, presente no laboratório de energia eólica da UTFPR Campus Ponta Grossa.

3.2 Cálculo dos elementos passivos dos conversores e projeto dos controladores

Nesta seção serão apresentados os valores dos elementos armazenadores de energia dos conversores descritos neste trabalho e as estratégias e projetos de controladores para o conversor *Boost*.

Tabela 2 – Requisitos de projeto.

Parâmetros	Valor
Potência nominal de saída (P_{nom})	1000 W
Frequência de comutação do conversor (f_s)	30 kHz
Número de polos do gerador (N_p)	14
Tensão de linha mínima do gerador ($V_{gerador-min}$)	30V
Tensão de linha nominal do gerador ($V_{gerador}$)	40V
Tensão de linha máxima do gerador ($V_{gerador-max}$)	85V
Tensão de grampeamento (V_{Cr})	110 V
Variação de tensão sobre o capacitor (ΔV_{Cr})	10%
Variação de corrente sobre o indutor (ΔI_{Lb})	10%

Fonte: Autoria própria (2023)

3.2.1 Filtro capacitivo do retificador

Substituindo os termos da [Equação 36](#) com os requisitos de projeto, e considerando uma tensão com frequência de 60Hz sobre o capacitor, é obtida uma capacitância, para o filtro de saída do retificador, de $3172\mu F$. Porém por questões de implementação prática e de valores comerciais, foram utilizados oito capacitores de $470\mu F$ em paralelo, resultando em uma capacitância total de $3760\mu F$.

3.2.2 Indutor do conversor CC-CC

Utilizando a [Equação 43](#) e, pensando em uma operação crítica do sistema, substituindo o termo E referente a tensão de entrada com o valor de pico da tensão de linha máxima do gerador $V_{gerador-max}$, e V_o pela tensão de 400V do barramento CC, foi encontrado uma razão cíclica mínima com um valor de, aproximadamente, 0,699. Substituindo então os termos da [Equação 49](#), [Equação 48](#), [Equação 50](#) e [Equação 47](#), respectivamente, com os requisitos de projeto, obtém-se uma indutância para o conversor *Boost* de $951,3\mu H$.

3.2.3 Controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC (Metodologia Tensão Constante)

Para que haja um equilíbrio de potência processada pelo conversor sistema e aproveitar a maior capacidade de potência gerada, uma das alternativas é fazer com que a tensão de entrada deste conversor se torne o mais estável possível, evitando

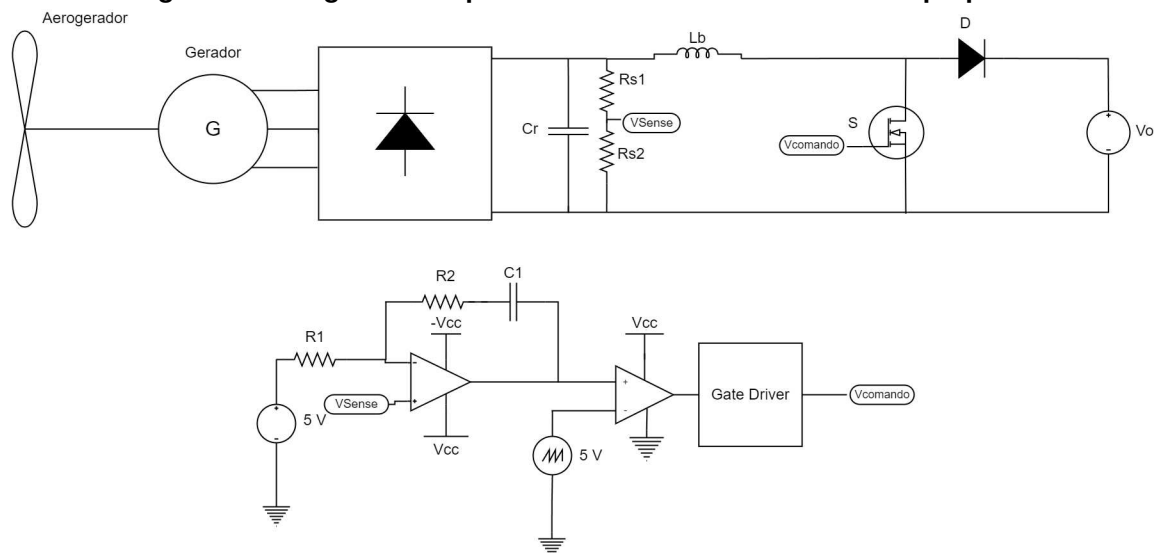
oscilações e gerando erros nulos. Para isso foi proposto um controle Proporcional-Integrativo PI, capaz de gerar uma resposta em estado estacionário com erro nulo, com um bom tempo de resposta e que apresenta uma certa simplicidade em seu projeto e implementação. Esta técnica de controle da tensão de entrada do conversor CC-CC, que como dito anteriormente é classificada como uma técnica que se assemelha à uma metodologia de rastreamento do ponto de máxima potência, pode ser encontrada na literatura também com o nome de pseudo ou falso MPPT, ou então método da tensão constante.

Por depender somente da medição da tensão de entrada, sendo necessário somente um sensor de tensão, que é mais barato em relação a um sensor mecânico de rotação ou um anemômetro, esta técnica é a mais indicada para sistemas de microgeração.

Para a obtenção deste sistema de rastreamento, foram empregados duas metodologias de projeto, e dois tipos de controladores diferentes, baseando-se na resposta em frequência do sistema.

A Figura 15 apresenta de maneira mais explícita a implementação desta metodologia, junto a todo o sistema de geração e processamento de energia.

Figura 15 – Diagrama completo do sistema com o controlador proposto



Fonte: Autoria própria (2023)

3.2.3.1 Controlador PI: método analítico de resposta em frequência

Como sabe-se, um controlador proporcional integrativo PI pode ser expresso matematicamente, no domínio da frequência, através da seguinte equação.

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (83)$$

Onde K_p representa a constante proporcional e K_i representa a constante integrativa. Para o cálculo dos ganhos proporcional e integrativos deste controlador, de modo que o sistema atinja um erro em regime permanente zero, seguindo uma tensão de referência de 110 V para uma faixa de velocidades de vento, primeiramente é necessário levantar a função de transferência de laço aberto não compensada $FTLA_{nc}$ do sistema e averiguar a sua resposta em frequência. Tal função de transferência é expressa através do seguinte produto:

$$FTLA_{nc} = K_v K_{pwm} G(s) \quad (84)$$

Onde K_v é o ganho do sensor, dado pela razão entre tensão de referência para a malha de controle, adotada como 5 V, e K_{pwm} o ganho do modulador PWM, tendo para o projeto o valor de $\frac{1}{5}$.

A tensão de referência para a malha de controle foi adotada com um valor de 5 V, pois, se tratando de implementações analógica, alguns circuitos integrados utilizados para controle de conversores chaveados, como o SG3524, oferecem uma fonte interna para referência de malha de controle, no valor de 5 V. Sendo assim, caso a malha de controle for implementada com outros tipos de componentes, se for necessário, o valor para a fonte de tensão de referência pode ser alterado.

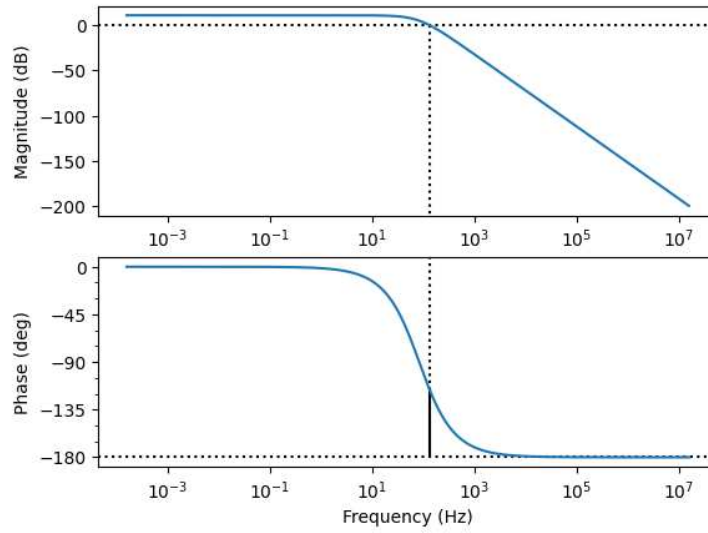
Empregando os valores dos componentes projetados junto à Equação 82 e do ganhos mencionados, e desconsiderando o sinal negativo para fins de projeto, é obtida a seguinte função de transferência com valores numéricos.

$$FTLA_{nc}(s) = \frac{3,636}{3,577 \times 10^{-6} s^2 + 0,00384 s + 1} \quad (85)$$

Utilizando programação em Python, e a biblioteca de sistemas de controle "Control", foram plotados os gráficos de Bode de módulo e fase da Função $FTLA_{nc}$, como apresentado no Gráfico 11 (OPENSOFTE UTFPR, 2021).

Gráfico 11 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema não compensado

Gm = inf dB (at nan Hz), Pm = 62.95 deg (at 137.09 Hz)

**Fonte: Autoria própria (2023)**

Para o conversor em questão, sua planta apresenta uma margem de fase de infinita e uma margem de fase de 62,95° e 137,09 Hz.

Após a avaliação do sistema em laço aberto é avaliado o erro estacionário em regime permanente, empregando o teorema do valor final (SERPA, 2006), porém do sistema compensado $FTLA_c$, onde $FTLA_{nc}$ é multiplicada por $C(s)$.

$$FTLA_c(s) = C(s) * FTLA_{nc}(s) \quad (86)$$

$$e_{est} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{sR(s)}{1 + C(s)FTLA_{nc}(s)} \right] \quad (87)$$

Sendo $R(s)$ é o tipo de sinal de entrada aplicado ao sistema.

Considerando que, para o sistema em pauta, a entrada seriam variações de velocidade de vento, que, por sua vez, geram variações de tensão na entrada do conversor, de maneira matemática, o sinal $R(s)$ que é empregado seria uma entrada do tipo degrau unitário, que é expresso no domínio da frequência por:

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (88)$$

Aplicando a entrada degrau unitário na Equação 87 o erro estacionário e_{est} pode ser escrito como:

$$e_{est} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{s^{\frac{1}{s}}}{1 + FTLA_c(s)} \right] \quad (89)$$

$$e_{est} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + FTLA_c(s)} \quad (90)$$

$$e_{est} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} FTLA_c(s)} \quad (91)$$

$$e_{est} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_p s + K_i}{s} \frac{3,636}{3,577 \times 10^{-6} s^2 + 0,00384 s + 1}} \quad (92)$$

Como a função de transferência de laço aberto $FTLA_c$ é um sistema de 2ª ordem, aplicando o limite a função tende ao infinito e o erro em regime permanente acaba tendendo a zero. Assim, qualquer ganho integrativo K_i que seja aplicado gerará um comportamento esperado.

Para que um sistema controlado seja considerável estável ele deve ter uma margem de fase m_f entre 30° e 60°, para que tenha um bom desempenho dentro da zona de estabilidade do plano s (OGATA, 2014; FÁBIO, 2014), além de ter módulo unitário, tudo isso em uma nova frequência de cruzamento de ganho f_{cg} menor ou igual à um quarto da frequência de chaveamento do conversor (BARBI, 2007) e ou menor que a frequência de ressonância do conversor, evitando assim ressonâncias instabilizadoras. Sendo assim, a margem de fase inicialmente estipulada foi de 45°. Já para a frequência de cruzamento de ganho foi estipulado um valor de 14 Hz.

Tendo a margem de fase, e a frequência de cruzamento de ganho do sistema controlado em mãos é necessário calcular a fase que o controlador contribuirá ao sistema. Como o sistema compensado deve se afastar da região de instabilidade, sua fase, ou a somatória da fase do controlador θ_k com a fase do sistema não compensado $FTLA_{nc}$ menos a margem de fase m_f não poderá ultrapassar uma fase de -180°, ou seja:

$$-180 = \theta_k + \theta_{FTLA_{nc}} - m_f \quad (93)$$

Então, isolando θ_k obtém-se:

$$\theta_k = -180 + m_f - \theta_{FTLA_{nc}} \quad (94)$$

Como dito anteriormente para o sistema apresentar um comportamento estável é necessário que seu módulo seja unitário, ou seja:

$$1 = |K| |FTLA_{nc}(2\pi f_{cg})| \quad (95)$$

Onde $|K|$ é o módulo de ganho CC do controlador, podendo ser obtido facilmente ao ser isolado na equação.

$$\frac{1}{|FTLA_{nc}(2\pi f_{cg})|} = |K| \quad (96)$$

Com a fase e o módulo de ganho CC já em mãos a equação canônica para o controlador PI pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$kp + \frac{Ki}{j2\pi f_{cg}} = |K| (\cos \theta_k + j \sin \theta_k) \quad (97)$$

$$kp - \frac{jki}{2\pi f_{cg}} = |K| (\cos \theta_k + j \sin \theta_k) \quad (98)$$

Separando a parte real da parte imaginária, o ganho K_p pode ser dado por:

$$kp = |K| \cos \theta_k \quad (99)$$

Igualando as partes imaginárias da [Equação 98](#) obtém-se:

$$-\frac{jki}{2\pi f_{cg}} = |K| j \sin \theta_k \quad (100)$$

Dividindo os dois lados da equação por j e isolando ki , obtém-se:

$$ki = -2\pi f_{cg} |K| \sin \theta_k \quad (101)$$

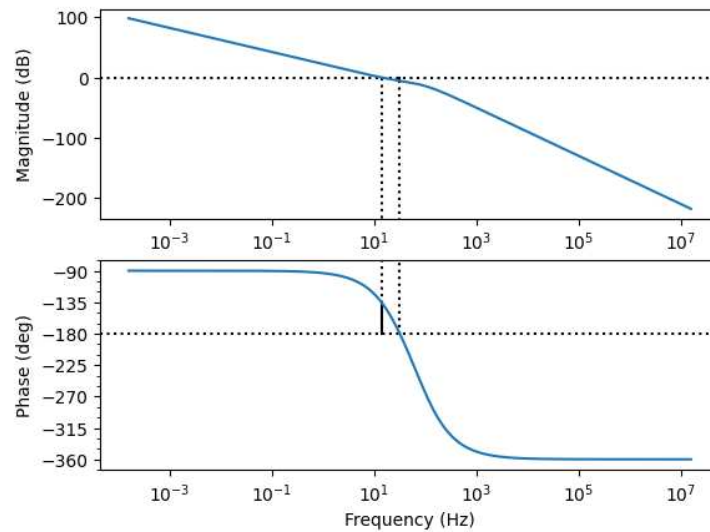
Realizando todos os cálculos foi obtido um valor de 22,29 para K_i e um valor de -0,1248 para K_p , sendo a função de transferência do controlador expressada através da [Equação 102](#).

$$C(s) = \frac{-0,1248s + 22,29}{s} \quad (102)$$

Aplicando este controlador ao sistema é obtido o seguinte diagrama de bode apresentado no [Gráfico 12](#).

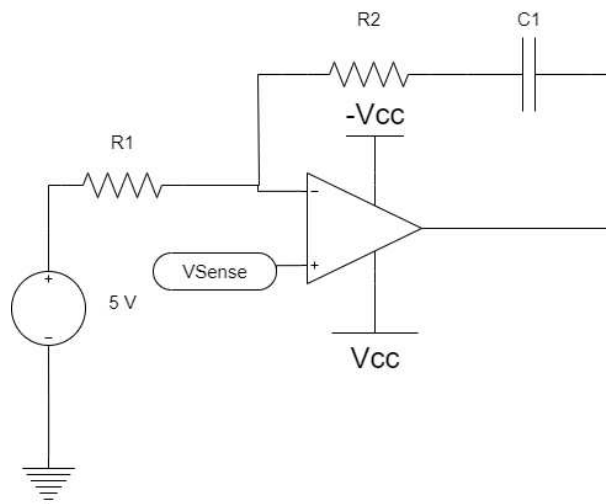
Gráfico 12 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com o ganho Ki 22.29

$G_m = 5.50 \text{ dB}$ (at 32.07 Hz), $P_m = 45.00 \text{ deg}$ (at 14.00 Hz)



Fonte: Autoria própria (2023)

Para o projeto do circuito eletrônico é empregado o uso de um amplificador operacional e uma malha resistiva, junto à um capacitor formando um circuito integrativo-proporcional, como apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Circuito PI analógico puro

Fonte: Autoria própria (2023)

Pela Figura 16 é possível ver que a referência, representada pela fonte de 5V, é conectada junto à entrada não inversora do amplificador operacional e o sinal sensoreado, referente à tensão de entrada do conversor, é conectado ao terminal inversor. Esta configuração é estabelecida desta maneira pois a relação entre a razão

cíclica do conversor e sua tensão de entrada é uma relação inversamente proporcional. Então, caso seja necessário reduzir a tensão de entrada, aumenta-se a razão cíclica.

Para o cálculos dos componentes passivos primeiramente é arbitrado um valor de $10\text{ k}\Omega$ para o resistor $R1$, de modo a limitar a corrente que passa pelos resistores $R1$ e $R2$. Com o valor do primeiro resistor, o segundo resistor $R2$ pode ser calculado através da Equação 103.

$$R2 = K_p R1 \quad (103)$$

Aplicando os valores do ganho K_p e do resistor $R1$, é encontrada uma resistência de aproximadamente $1200\ \Omega$. Já para o capacitor seu valor é estabelecido através da Equação 104:

$$C1 = \frac{1}{Ki R1} \quad (104)$$

sendo encontrado em valores comerciais, um valor de $4,7\ \mu F$.

3.2.3.2 Controlador PI: método de alocação de polos e zeros

Para o método de alocação de polos e zeros, é alocado um zero no controlador em uma determinada frequência f_z e um polo na origem, de modo que estes anulem polos e zeros indesejados do sistema, que o levam à instabilidade, e que garante erro nulo a variações em sua entrada, em regime permanente. (OGATA, 2014).

Primeiramente é avaliado o comportamento da $G(s)$ plotando os diagramas de bode de módulo e fase. Ao obter os diagramas de bode para a função de transferência do conversor foi observada que sua margem de ganho MG apresenta um valor infinito e sua margem de fase MF um valor de aproximadamente $5,7^\circ$. Sendo assim, para o projeto do controlador PI foi almejado um controlador que fizesse com que o sistema tivesse uma margem de fase maior apresentando erro nulo em regime estacionário.

Para esta metodologia a função de transferência do controlador pode ser reescrita de uma maneira genérica, sem o módulo do ganho CC $|K|$, através da Equação 105.

$$C(s) = \frac{s + 2\pi f_z}{s} \quad (105)$$

Como a frequência cruzamento de ganho em malha aberta, como foi apresentada na Gráfico 11, se encontra em 1,681 kHz, a frequência de cruzamento de ganho do sistema controlado f_{cg} foi alocada em 12 Hz, e a frequência de zero f_z em 100 Hz. Estabelecendo esses valores o ganho CC $|K|$ pode ser obtido da seguinte forma:

$$|K| = \frac{1}{|FTLA_{nc}(2\pi f_{cg})||C(2\pi f_{cg})|} \quad (106)$$

Encontrando assim um valor de 0,0333. Com isso foi possível obter a seguinte função de transferência completa para o controlador.

$$C(s) = \frac{0,033(s + 628,319)}{s} \quad (107)$$

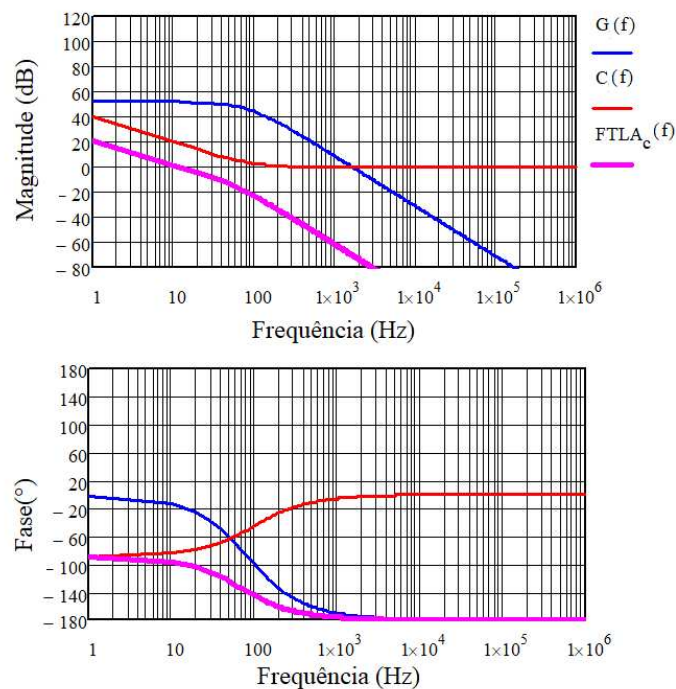
Recordando a Equação 93 a margem de fase do sistema compensado pode ser expressa da seguinte forma:

$$m_f = 180 + \theta_k + \theta_{FTLA_{nc}} \quad (108)$$

Sendo encontrado um valor de $80,73^\circ$.

A resposta em frequência do controlador, da planta e da $FTLA_c(s)$ podem ser vistos no Gráfico 13.

Gráfico 13 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com controlador por alocação de polos e zeros



Fonte: Autoria própria (2023)

Utilizando as mesmas equações vistas anteriormente, para os cálculos dos componentes passivos do circuito do controlador e estabelecendo um valor de $10\text{ k}\Omega$ para o resistor $R1$, para o capacitor $C1$ e para o resistor $R2$ foram encontrados valores comerciais de $4,7\text{ }\mu\text{F}$ e $300\text{ }\Omega$, respectivamente.

3.2.3.3 Controlador PI com filtro: método de alocação de polos e zeros

Para implementações práticas de controladores aplicados a conversores chaveados, muitas vezes se faz necessária a alteração do circuito PI tradicional, adicionando um capacitor de filtro para sinais de alta frequência, provenientes do chaveamento do conversor. A adição deste capacitor, olhando da perspectiva do plano s no domínio da frequência, significa a adição de um polo, além do polo na origem, em uma frequência f_p , o que dá ao sistema um comportamento de atraso de fase, ou passa baixa.

Para o desenvolvimento deste controlador PI alterado, a filosofia de projeto é semelhante à metodologia anterior, sendo que a sua maior diferença é que a função de transferência do controlador passa a ser:

$$C(s) = \frac{s + 2\pi f_z}{s(s + 2\pi f_p)} \quad (109)$$

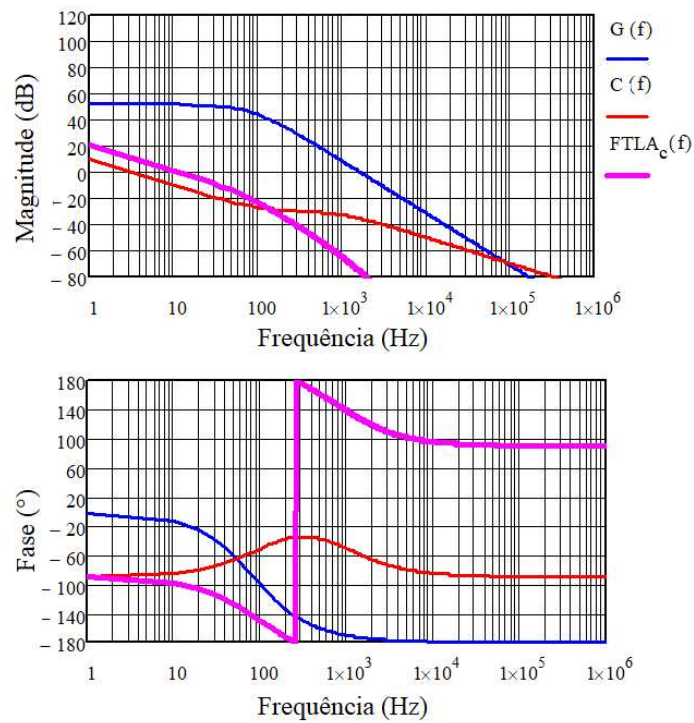
Onde a frequência f_p é sintonizada até que o sistema compensado $FTLA_c$ se mantenha estável e com erro nulo em regime permanente.

Fazendo as mesmas análises iniciais vistas anteriormente, a frequência de cruzamento de ganho foi mantida em 12 Hz, a frequência do zero em 100 Hz e a frequência do novo polo em 1 kHz.

Após isso, utilizando a relação vista na Equação 106 foi encontrado o ganho CC $|K|$ com valor de 209,97, e utilizando a Equação 108 foi encontrada uma margem de fase de $80,016^\circ$.

A resposta em frequência do controlador, da planta e da $FTLA_c$ podem ser vistos na Gráfico 14.

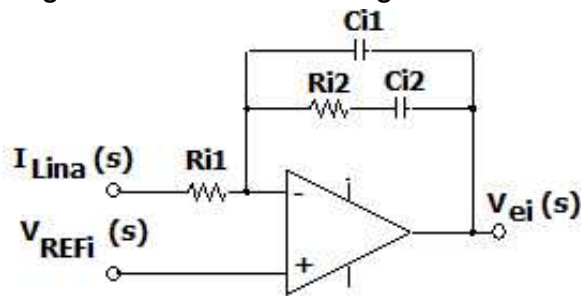
Gráfico 14 – Diagramas de Módulo e Fase do sistema compensado com controlador com filtro por alocação de polos e zeros



Fonte: Autoria própria (2023)

Assim como na primeira metodologia vista, para o projeto do circuito eletrônico é empregado o uso de um amplificador operacional e uma malha resistiva, junto não mais a só um capacitor, mas sim a dois, formando um circuito integrativo-proporcional com filtro para altas frequências, como apresentado na Figura 17.

Figura 17 – Circuito PI analógico com filtro



Fonte: S.Corrêa (2022)

Para o cálculos dos componentes passivos primeiramente é arbitrado um valor de $47\text{ K}\Omega$ para o resistor $Ri1$. Com o valor do primeiro resistor, o capacitor $Ci1$ pode ser calculado da seguinte maneira:

$$Ci1 = \frac{1}{K Ri1} \quad (110)$$

Aplicando os valores na Equação 110 é encontrado um capacitor de 101,204 nF que foi aproximado para o valor comercial de 100 nF . Já para o capacitor $Ci2$, seu valor é calculado através da equação 111.

$$Ci2 = Ci1\left(\frac{f_p}{f_z} - 1\right) \quad (111)$$

Aplicando os valores na Equação 111 é encontrado um capacitor de 900 nF que foi aproximado para o valor comercial de 1 μF .

Finalmente, para o resistor $Ri2$, o seu valor é obtido pela Equação 112.

$$Ri2 = \frac{1}{2\pi f_z Ci2} \quad (112)$$

Aplicando os valores na Equação 112 é obtido um valor de 1,592 $k\Omega$ sendo este arredondado para um valor comercial de 1 $k\Omega$.

3.3 Configuração inicial do ambiente de simulação e de blocos dedicados

Para a realização das simulações, primeiramente é necessário estabelecer um passo de calculo, ou Time Step, de modo que o software consiga simular de maneira fidedigna todos os componentes do sistema.

Como a maior frequência do sistema é a frequência de chaveamento do conversor, de 30 KHz, então o passo de cálculo tem que ser pequeno o suficiente para que se tenha um número de pontos adequados por período, de modo que o software consiga reproduzir de maneira fidedigna este sinal. A relação entre pontos, maior frequência do sistema e passo de cálculo pode ser obtida através da Equação 113.

$$T_{step} = \frac{1}{f_{max} n_{pontos}} \quad (113)$$

Como no caso deste trabalho foi estipulado um número de 30 pontos por período, logo o Time step obtido foi de aproximadamente 1,1 μs , sendo este valor arredondado para 1 μs .

Após a definição do passo de calculo é necessário definir os parâmetros de alguns blocos especiais, começando pela turbina eólica. Seus parâmetros com seus respectivos valores são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros da turbina eólica.

Parâmetros	Valor
Potência nominal	1000 W
Velocidade de vento base	12m/s
Velocidade rotacional base	680rpm
Velocidade rotacional inicial	680rpm
Momento de inércia	0,001kgm ²

Fonte: Autoria própria (2023)

Por final foram definidos os parâmetros referente ao gerador a Imãs permanentes. Os mesmos são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros da turbina eólica.

Parâmetros	Valor
Resistência do estator	0,05 Ω
Indutância do eixo d	3,8mH
Indutância do eixo q	3,8mH
Constante de tensão por velocidade $V_p k / krpm$	172,9V/krpm
Número de polos	14
Constante de tempo do eixo	0,01s
Ângulo inicial do rotor	0

Fonte: Autoria própria (2023)

Para o circuito modulador, responsável por gerar a modulação de largura de pulso, necessária para o chaveamento do conversor, foi utilizado um bloco de sinal triangular, com frequência em 30 kHz, com um valor de pico a pico de 5V, conectado à entrada inversora de um bloco comparador, já a entrada não-inversora foi conectada à saída do circuito de controle. Vale ressaltar que este bloco comparador não é um bloco de amplificador operacional, apesar de visualmente ser muito parecido, mais sim equivalente à um circuito comparador com um amplificador operacional.

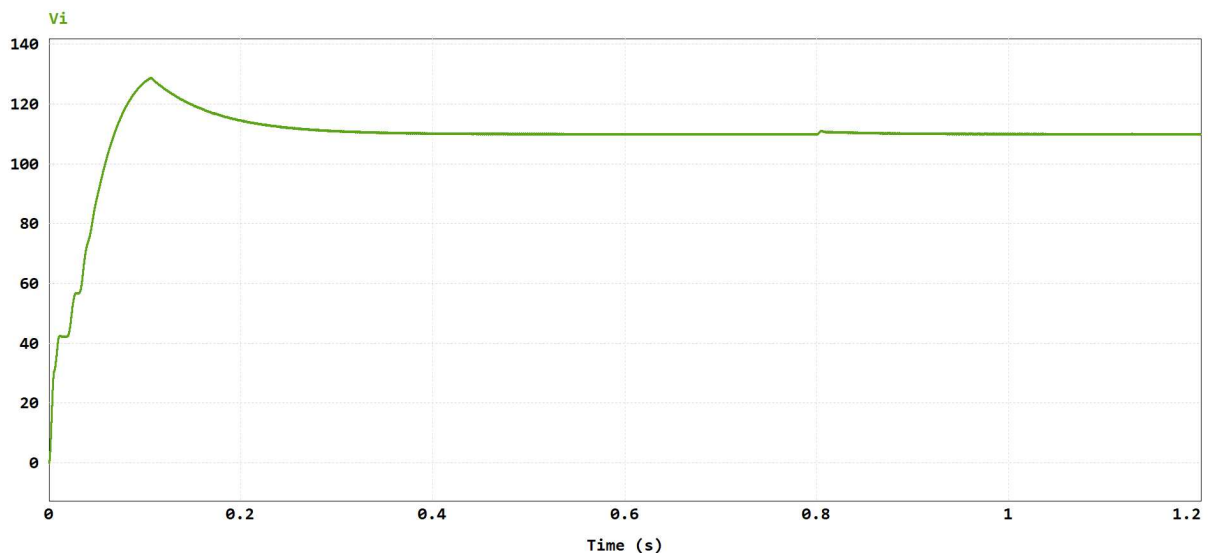
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Resultados do sistema: controle com metodologia analítica por resposta em frequência

Começando pela primeira metodologia de projeto de controlador apresentada, foi simulado o controlador analógico com um ganho integrativa K_i igual a 22,29.

Aplicando um degrau de vento em 0,8s de simulação, com uma amplitude inicial de 10 m/s para uma amplitude final de 12 m/s, foi possível observar uma pequena variação de tensão na entrada do conversor, porém, devido à estratégia de controle aplicada, o conversor retorna à tensão de operação estabelecida (Figura 18).

Figura 18 – Tensão de entrada do conversor *Boost*. Método analítico

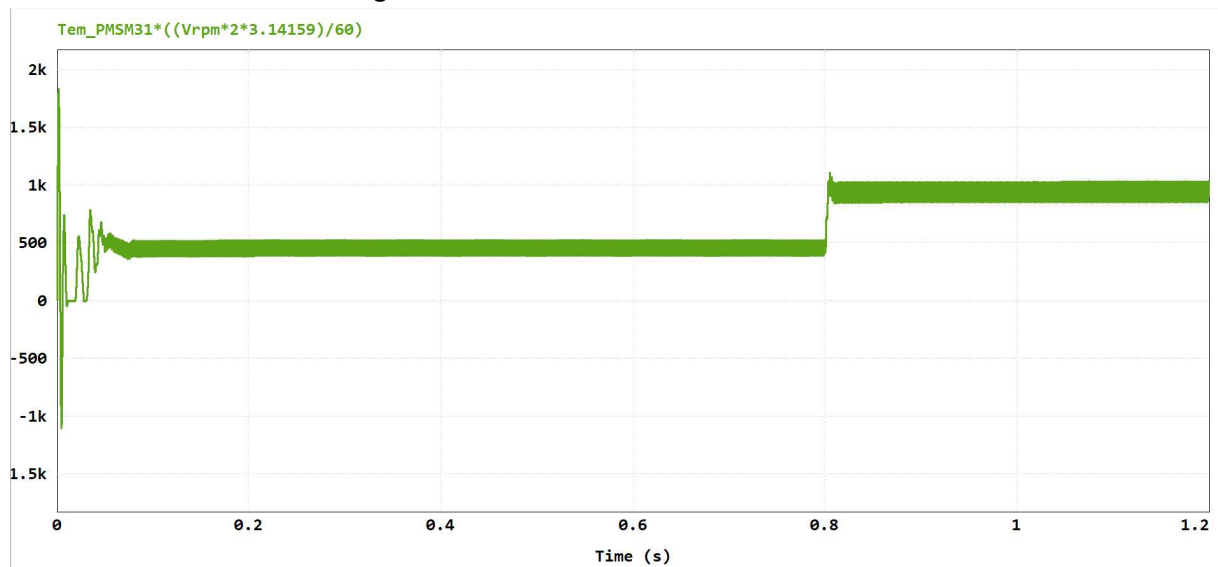


Fonte: Autoria própria (2023)

Olhando para a potência gerada e processada pelo sistema, a potência mecânica se mostrou com valores bem próximos aos valores calculados previamente beirando um valor médio de aproximadamente 460W para uma velocidade de vento de 10 m/s e um valor de 939W para 12 m/s (Figura 19).

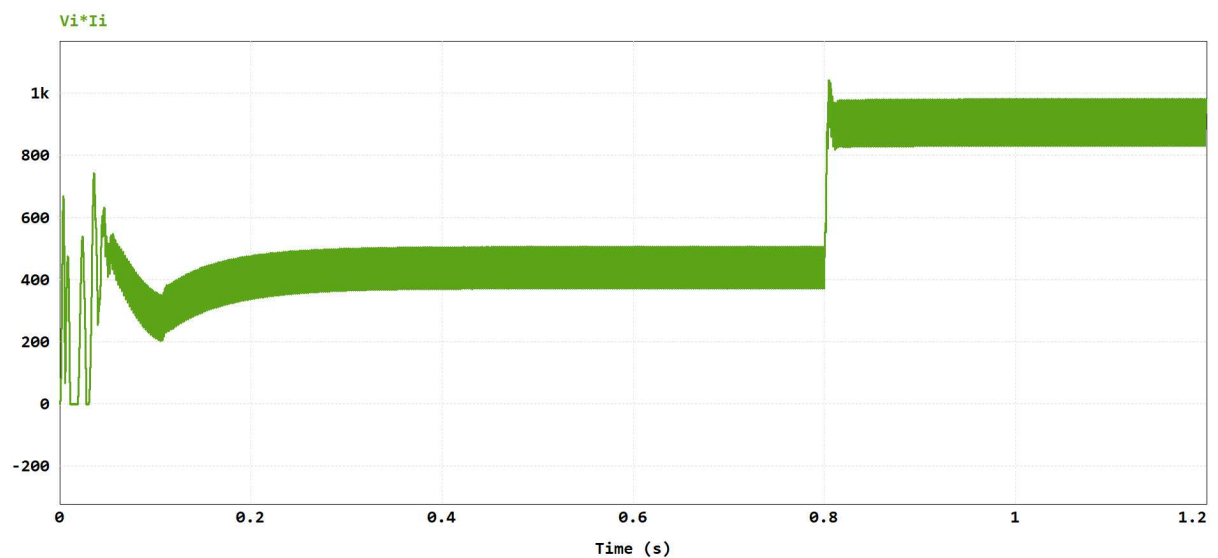
Já para a potência elétrica, na entrada do conversor *Boost*, devido à perdas no gerador e em outros componentes, para uma velocidade de 10 m/s a potência processada foi de aproximadamente de 458W, e para uma velocidade de 12 m/s de aproximadamente 932W (Figura 20).

Figura 19 – Potência mecânica do sistema



Fonte: Autoria própria (2023)

Figura 20 – Potência elétrica na entrada do conversor *Boost*. Método analítico



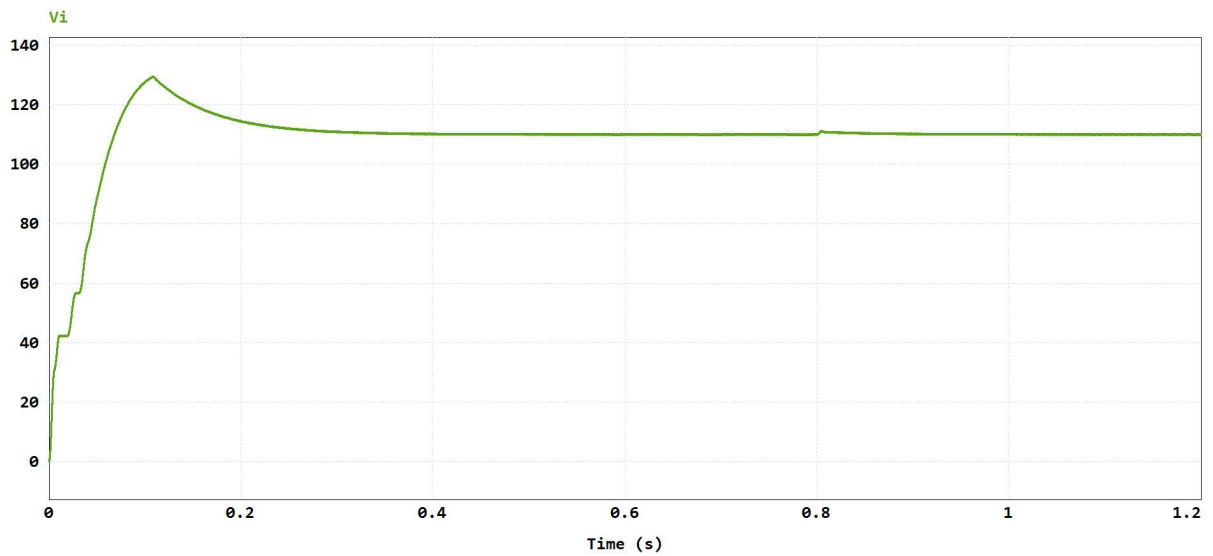
Fonte: Autoria própria (2023)

Olhando para a saída, a potência elétrica média para 10 m/s apresentou um valor de aproximadamente 446W e para 12m/s 858W.

4.2 Resultados do sistema: controle com metodologia de alocação de zeros

Assim como na metodologia anterior foi aplicado um degrau de vento em 0,8s de simulação, com isso foi possível observar uma pequena variação de tensão na entrada do conversor, porém, devido à estratégia de controle aplicada, o conversor retorna novamente à tensão de operação estabelecida (Figura 21).

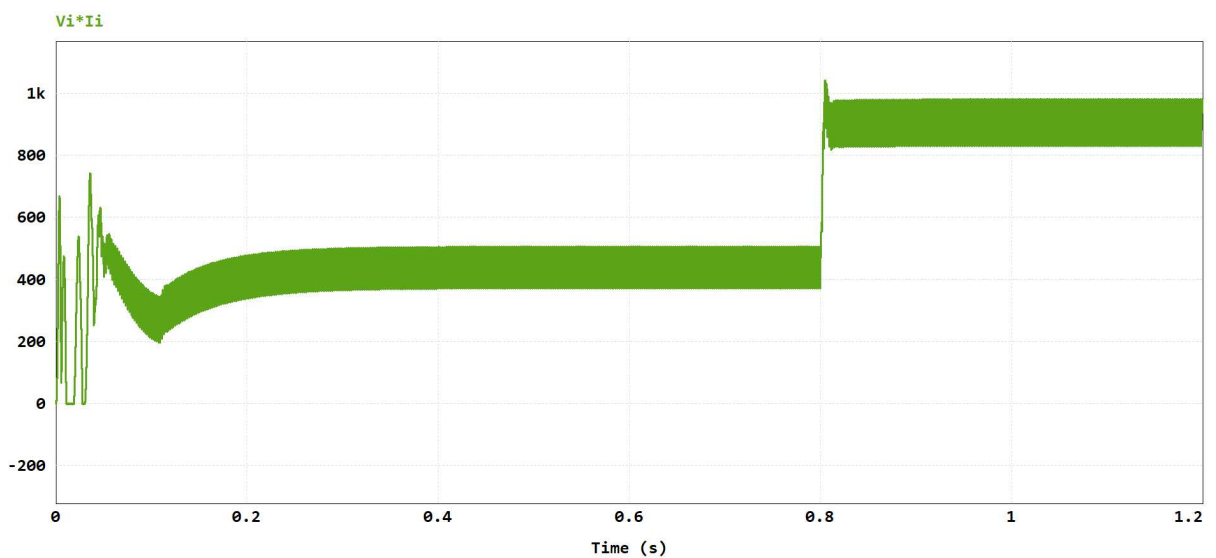
Figura 21 – Tensão de entrada do conversor *Boost*. Método alocação de polos e zeros



Fonte: Autoria própria (2023)

Analisando a potência elétrica para a entrada deste controlador, a mesma apresentou níveis semelhantes à metodologia anterior tendo 458W para 10m/s e 932W para 12m/s (Figura 22).

Figura 22 – Potência elétrica na entrada do conversor *Boost*. Método alocação de polos e zeros



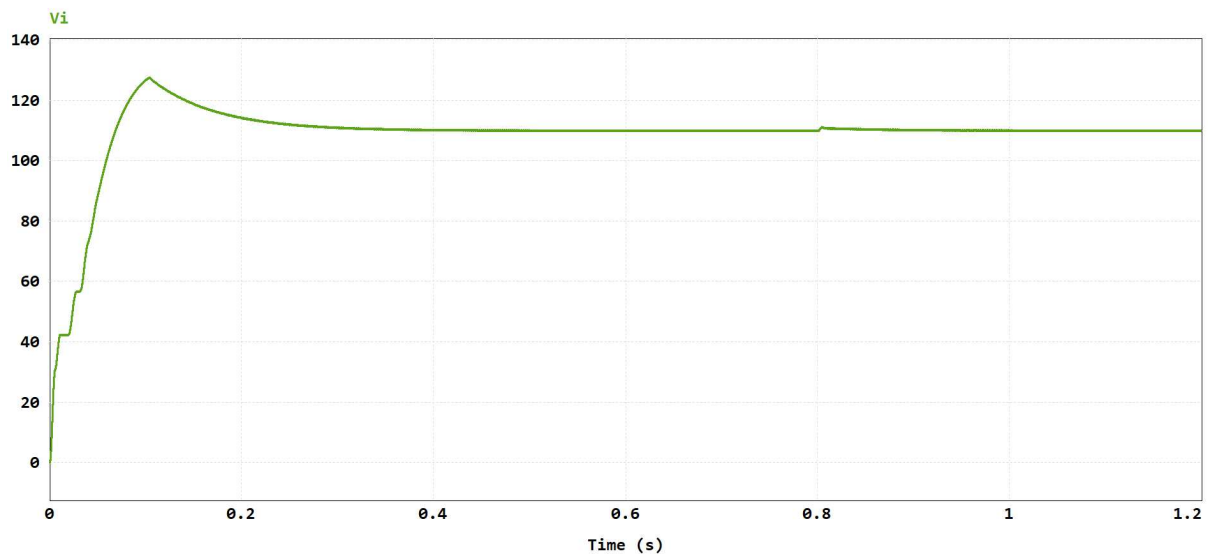
Fonte: Autoria própria (2023)

O mesmo vale para a potência de saída, com 446W para 10m/s e 859W para 12m/s.

4.3 Resultados do sistema: controlador com filtro com metodologia de alocação de polos e zeros

Repetindo os passos das metodologias anteriores, foi aplicado um degrau de vento em 0,8s de simulação. Também foi possível observar uma pequena variação de tensão na entrada do conversor, e como esperado, devido à estratégia de controle aplicada, o conversor retorna novamente à tensão de operação estabelecida (Figura 23).

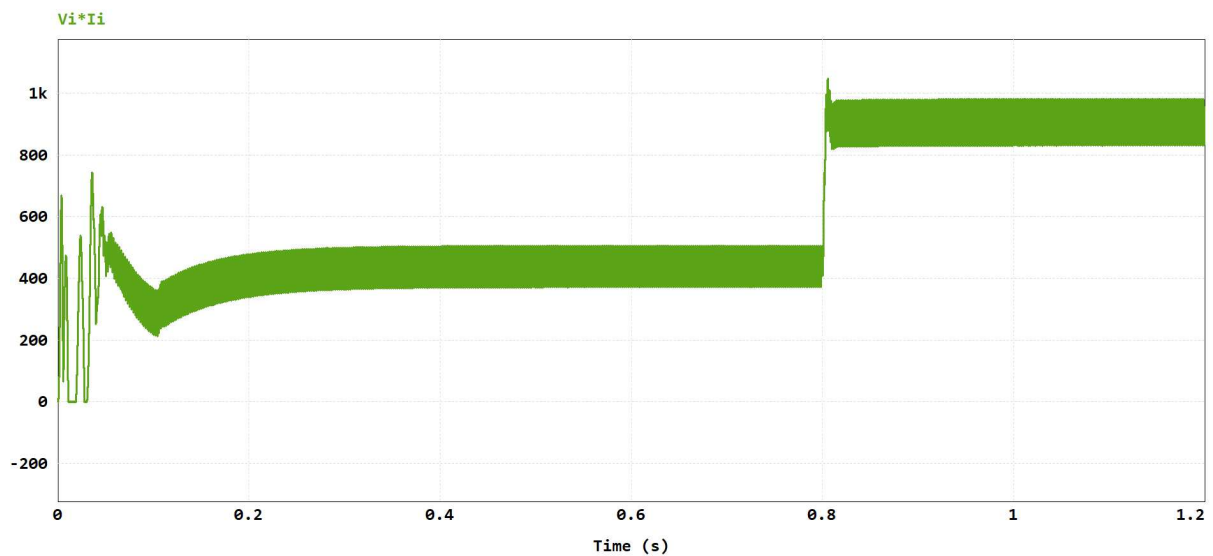
Figura 23 – Tensão na entrada do conversor *Boost*. PI com filtro



Fonte: Autoria própria (2023)

Analisando também a potência elétrica de entrada do conversor *Boost* para o sistema atual, a mesma apresentou níveis semelhantes às metodologias anteriores, tendo 458W para 10m/s e 932W para 12m/s (Figura 24).

Figura 24 – Potência elétrica na entrada do conversor *Boost*. PI com filtro



Fonte: Autoria própria (2023)

O mesmo vale para a potência de saída, com 446W para 10m/s e 859W para 12m/s.

4.4 Resultados do sistema: desempenho dos controladores

Apesar dos controladores conseguirem garantir um erro nulo, na tensão de entrada do conversor *Boost*, todos apresentaram diferentes tempos de acomodação e sobressinais para os transitórios de velocidade do vento, como podem ser vistos na Tabela 5.

Tabela 5 – Desempenho dos controladores.

Controlador	Tempo de acomodação (s)	Sobressinal (%)
PI puro analítico	0,11	1
PI puro por alocação	0,195	1,06
PI com filtro	0,27	1,05

Fonte: Autoria própria (2023)

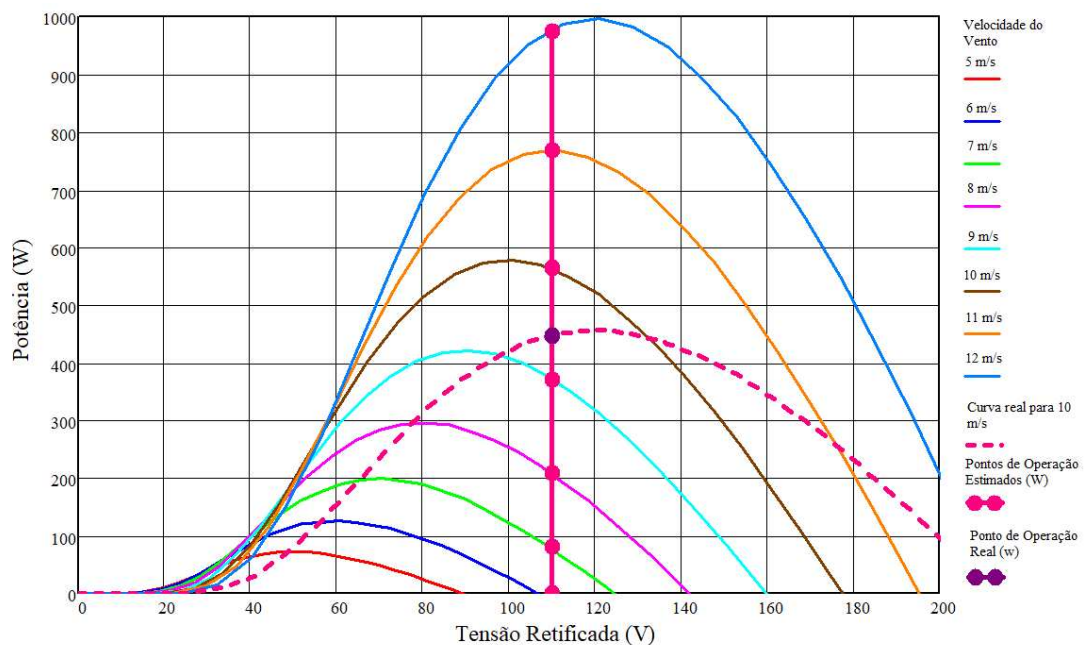
4.5 Resultados do sistema: potência e pontos de operação encontrados

Apesar dos controladores apresentarem diferenças entre si, a potência processada para todos os casos apresentaram valores muito similares. Para a potência mecânica do gerador comparando com a potência mecânica nos pontos operação encontrados previamente na [Gráfico 10](#) gira em torno de 87,5%. Apesar dos modelos

do aerogerador e gerador trifásico estarem idealizados, ainda há alguns parâmetros no bloco do gerador trifásico como coeficiente de atrito e momento de inércia, que influenciam o processamento e aproveitamento de energia.

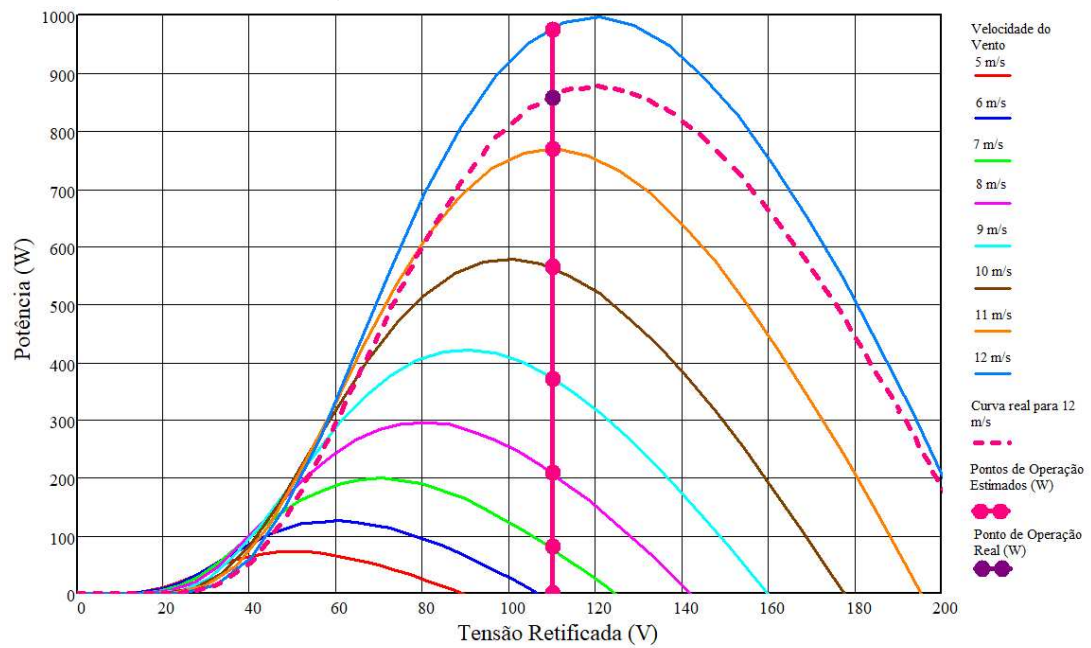
Já olhando para a potência elétrica na entrada e na saída do conversor os valores giraram em torno de 459W, 446W para 10 m/s e 932W e 858W. Em comparação com a potência de entrada o conversor atingiu uma eficiência de 93% e em relação à potência mecânica nos pontos de operação citados anteriormente a eficiência foi de 82,5%. Para uma melhor ilustração da operação do sistema os gráficos 15 e 16 apresentam as curvas encontradas para os níveis potência de saída do conversor.

Gráfico 15 – Ponto de operação para potência de saída com velocidade do do vento 10 m/s



Fonte: Autoria própria (2023)

Gráfico 16 – Ponto de operação para potência de saída com velocidade do do vento 12 m/s



Fonte: Autoria própria (2023)

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o projeto de um sistema de processamento de energia para microgeração de energia proveniente de um aerogerador de pequeno porte. Inicialmente, foi feita uma pequena apresentação e explanação sobre a arquitetura do sistema abordado. Cada conversor deste sistema foi apresentado individualmente, com uma breve explicação teórica sobre os mesmos, junto com as análises estáticas e o dimensionamento de seus componentes. Posteriormente, com a obtenção da função de transferência do conversor *Boost*, foram apresentadas 2 abordagens distintas de projeto de controlador para este conversor chaveado e 2 tipos de controladores diferentes, sendo explicado passo por passo de cada metodologia, e por fim sendo calculados todos os valores dos componentes necessários para a implementação analógica de cada controlador.

A partir do projeto dos controladores, o sistema foi simulado através de um software de simulação de circuitos elétricos, sendo imposta uma velocidade inicial de vento de 10 m/s e posteriormente um degrau para 12 m/s. Nesta condição foi possível ter uma noção mais real do comportamento do conversor e de cada controlador projetado, dado que em condições reais de operação as velocidades do vento podem apresentar variações maiores e em períodos diferentes. Aplicando este degrau de velocidade, foi possível ver que cada controlador encontrado, mesmo levando o sistema compensado a apresentar uma margem de fase maior que 60° , conseguiram manter a tensão de entrada do conversor em um valor estável de 110 V, como exigido pelas especificações do projeto. Sendo o controlador que obteve o melhor desempenho foi o PI puro, obtido através do método analítico em resposta por frequência, com ganho integrativo de 22,29.

Observando a potência processada pelo sistema, apesar de haver alguns fatores que influenciaram em sua redução na saída do conversor, o nível de eficiência atingido se mostrou aceitável dado à simplicidade do método de controle para operação em máxima potência, o que mostra que com pouco pode-se fazer muito.

Além disso, pode-se dizer que este trabalho deixa uma contribuição importante, pois apresenta um passo-a-passo de como se implementar uma metodologia simples que faz com que um sistema de microgeração opere próximo ao ponto de máxima potência, podendo servir de base para futuros trabalhos na área de geração renovável

de energia, que nos últimos 20 anos só vem crescendo dada à urgência de alternativas e soluções para o enfrentamento das mudanças climáticas, vindas exclusivamente da ação do homem na natureza e em grande parte das emissões de gases poluentes durante a utilização de combustíveis fósseis para geração de energia e atividades industriais.

O próximo passo natural para este projeto seria a simulação dos controladores encontrados no domínio discreto. Foi realizada uma primeira tentativa de simulação através do software computacional, utilizando o bloco dedicado, onde é possível inserir todo o algoritmo de controle escrito em linguagem C, entretanto durante as primeiras simulações, o controlador apresentou-se saturando em 113 V e além disso o conversor *Boost* se encontrava operando em condução descontínua. Então, devido a estes fatores e questões de prazo de entrega, esta etapa foi deixada para um momento posterior.

Após a simulação computacional dos controladores em suas versões analógicas e digitais, a próxima etapa natural seria a implementação real do sistema utilizando uma bancada didática, presente no laboratório de energia eólica, da UTFPR Campus Ponta Grossa, que emula um sistema de microgeração eólica. Tendo como foco o emular o comportamento dos ventos de uma maneira mais próxima à realidade e avaliar o desempenho dos controladores perante estas condições.

Além disso, ao se tratar de implementação digital de controladores, um dos futuros objetivos e temas de futuros trabalhos seria o emprego de microcontroladores de 32 bits, ao invés dos Processadores Digitais de Sinais (DSP), que são comumente empregados em controles digitais para conversores chaveados. Esta troca se deve ao custo elevado dos DSP's em relação aos microcontroladores, o que encareceria o projeto e o inviabilizaria financeiramente, além também de avaliar se para controle digital de conversores de potência, o emprego de processadores digital de sinais seria realmente necessário.

REFERÊNCIAS

- AGENCY, International Renewable Energy. **Renewable Energy Estatistics 2023**. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://www.irena.org/Publications/2023/Jul/Renewable-energy-statistics-2023>. Acesso em: 24 out. 2023.
- ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº1.059**. Brasília, DF, 2023. 31 p.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA. **Boletim Anual 2022**. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://abeeolica.org.br/energia-eolica/dados-abeeolica/>. Acesso em: 24 out. 2023.
- ATTOU, A; MASSOUM, A; SAIDI, M. Photovoltaic power control using MPPT and boost converter. **Balkan journal of electrical & Computer Engineering**, v. 2, n. 1, p. 23–27, 2014.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. [S. l.]: Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), 2006.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. [S. l.]: Edição do autor, 2007.
- CARVALHO, J. Victor. **Turbinas Eólicas ou Aeroogeradores**. [S. l.: s. n.], 2020. Homepage da Oak Energia. Disponível em: <https://oakenergia.com.br/turbinas-eolicas/>. Acesso em: 13 out. 2023.
- CARVALHO NETO, João T de *et al.* One-cycle control based maximum power point tracker using constant voltage method for battery charging applications. *In*: IEEE. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). [S. l.: s. n.], 2017. P. 1–7.
- CARVALHO NETO, Joao Teixeira de *et al.* One cycle control for battery connected standalone photovoltaic systems for DC loads. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 16, n. 7, p. 1977–1983, 2018.
- CARVALHO NETO, João Teixeira de. **Controle de um ciclo aplicado em sistemas fotovoltaicos autônomos em um microgrid de corrente contínua**. 2016. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- COSTA, Tainara da Silva. **Simulação de um conversor Boost para rastreamento de máxima potência em sistemas eólicos**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso-Engenharia de Energia, Universidade de Brasília.
- DE CERVANTES, Miguel. **Don Quixote de la Mancha**. [S. l.]: Editora Reavan, 2012.
- DUARTE, Odilio de Souza *et al.* **Algoritmo mppt para sistema de geração de energia eólica de pequeno porte com PMSG**. 2017. Diss. (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

ENDIBURGH, University of. **James Blyth (1839 - 1906)**. Old College, South Bridge, Edinburgh EH8 9YL, Reino Unido: [s. n.], 2018. University of Endinburgh's Homepage. Alumni in history. Disponível em: <https://www.ed.ac.uk/alumni/services/notable-alumni/alumni-in-history/james-blyth>. Acesso em: 13 out. 2023.

ENERGÉTICA, EPE-EMPRESA DE PESQUISA. **Balanço Energético Nacional, Relatório Síntese 2023**. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2023>. Acesso em: 17 nov. 2023.

FÁBIO, José Fernando. **Técnicas de controle aplicadas aos conversores CC-CC**. 2014. Trabalho de Conclusão de Curso-Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

FARANDA, Roberto; LEVA, Sonia *et al.* Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. **WSEAS transactions on power systems**, v. 3, n. 6, p. 446–455, 2008.

KOCH, Gustavo Guilherme. **Controle escalar sensorless para sistemas de conversão de energia eólica com gerador síncrono de ímãs permanentes**. 2015. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria.

MATHEUS05:13-16. **Bíblia sagrada: edição pastoral**. Brasil: Paulus, 2014.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. [S. l.]: Pearson Education do Brasil, 2014.

OLIVEIRA, Micael Marcio. **Estratégia de rastreamento de máxima potência (MPPT) sem uso de sensores mecânicos para aerogeradores de pequeno porte**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso-Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pampa.

OLIVEIRA PINTO, Milton de. **Fundamentos de energia eólica**. [S. l.]: Grupo Gen-LTC, 2013.

OPENSOFTE UTFPR. **Apostila de Controle 1 - Projeto de Controladores - Resposta em Frequência**. Vídeo do YouTube. 2021. Disponível em: https://www.youtube.com/watch?v=Uaw-aDFJZ3E&list=PLW-xSkhsvDS-5_XDhuhy5KawqvLRmdlF&index=7. Acesso em: 23 out. 2023.

PEREIRA, Marcello Monticelli. Um estudo do aerogerador de velocidade variável e sua aplicação para fornecimento de potência elétrica constante. **Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora**, p. 46–50, 2004.

PESQUISA ENERGÉTICA, Empresa de. **Painel de Dados de Micro e Minigeração Distribuída (PDGD)**. [S. l.: s. n.], 2023. Homepage da Empresa de Pesquisa Energética. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/painel-de-dados-de-micro-e-minigeracao-distribuida-pdgd->. Acesso em: 7 nov. 2023.

PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA (CEPEL), Centro de. **Atlas do Potencial Eólico Brasileiro—Simulações 2013**. [S. l.]: Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (Cepel), 2013.

PONTES, Jhonatan de Abreu Soares *et al.* **Retificador boost trifásico isolado com MPPT para geradores eólicos de pequeno porte**. 2022. Diss. (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

REN21. **RENEWABLES 2023 GLOBAL STATUS REPORT**. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://www.ren21.net/gsr-2023/>. Acesso em: 7 nov. 2023.

S.CORRÊA, Paulo H. **Aplicação de Películas Orgânicas Fotovoltaicas como Fonte de Energia Auxiliar do Sistema Elétrico de Veículos Leves**. 2022. Trabalho de Conclusão de Curso-Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

SERPA, Alberto Luiz. **Controle de Sistemas em Tempo Contínuo**. [S. l.: s. n.], 2006.

SPERA, D. A. **Wind turbine technology: fundamental concepts of wind turbine engineering**. [S. l.]: Asme Press, 2009.

TIBOLA, Gabriel *et al.* **Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência**. 2009. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores CC-CC nao isolados: Análise, Modelagem e Controle**. [S. l.]: Artliber Editora, 2018.

WIKIPEDIA. **Darrieus Wind Turbine**. Wikipedia. 2023. Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Darrieus_wind_turbine. Acesso em: 23 out. 2023.

**APÊNDICE A — PLANILHA DE CÁLCULO
DE MODELAGEM DO AERGERADOR E MPPT**



Característica Estática de uma Turbina Eólica
(680 rpm - 1kW - 12 m.s⁻¹ - 48 V - 14 polos)

Professores: Carlos Henrique Illa Font
Fernanda Cristina Correa

Ponta Grossa - PR - Março / 2023

Aluno: João Pedro de Melo Silva

1) Especificações:

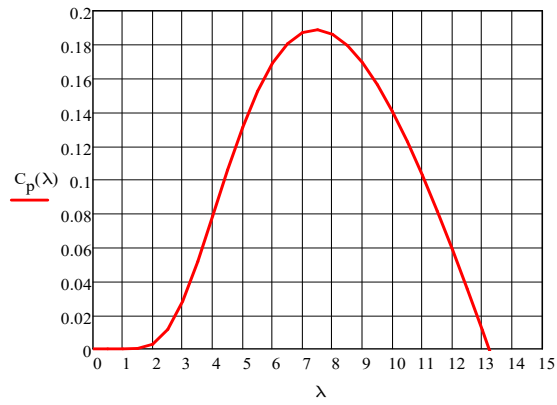
Temperatura Ambiente:	$T_a := 24^\circ\text{C}$
Altitude:	$h := 12\text{m}$
Ângulo de passo da hélice:	$\theta_{p_graus} := 1$ $\theta_{p_rad} := \theta_{p_graus} \cdot \frac{\pi}{180} = 0.017$
Constante "x":	$x := 1.5$
Raio do rotor:	$r := 1.23\text{m}$

2) Calculos Preliminares:

Área do rotor:	$A_r := \pi \cdot r^2 = 4.753 \text{ m}^2$
Densidade do ar:	$\rho_{ar} := \frac{353.4 \left(1 - \frac{\frac{h}{m}}{45271} \right)^{5.2624}}{273.15 + \frac{T_a}{1^\circ\text{C}}} \cdot \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} = 1.287 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$

3) Coeficiente de Potência da Turbina:

Intervalo de variação da razão de velocidades na ponta das pás:	$\lambda := 0,5..15$
Coeficientes empíricos:	$\lambda_1(\lambda) := \frac{(\lambda + 0.08 \cdot \theta_{p_rad}) \cdot (\theta_{p_rad}^3 + 1)}{(\theta_{p_rad}^3 + 1) - 0.035(\lambda + 0.08 \cdot \theta_{p_rad})}$ $c_1 := 0.15$ $c_2(\lambda) := \frac{116}{\lambda_1(\lambda)}$ $c_3 := 0.5$ $c_4 := 1$ $c_5 := 4.7$ $c_6(\lambda) := \frac{17}{\lambda_1(\lambda)}$
Coeficiente de potência da turbina:	$C_p(\lambda) := c_1 \cdot \left(c_2(\lambda) - c_3 \cdot \theta_{p_rad} - c_4 \cdot \theta_{p_rad}^x - c_5 \right) \cdot e^{-c_6(\lambda)}$



4) Potência da Turbina:

Intervalo de variação da velocidade do vento:

$$v := 1 \frac{\text{m}}{\text{s}}, 2 \frac{\text{m}}{\text{s}} .. 20 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

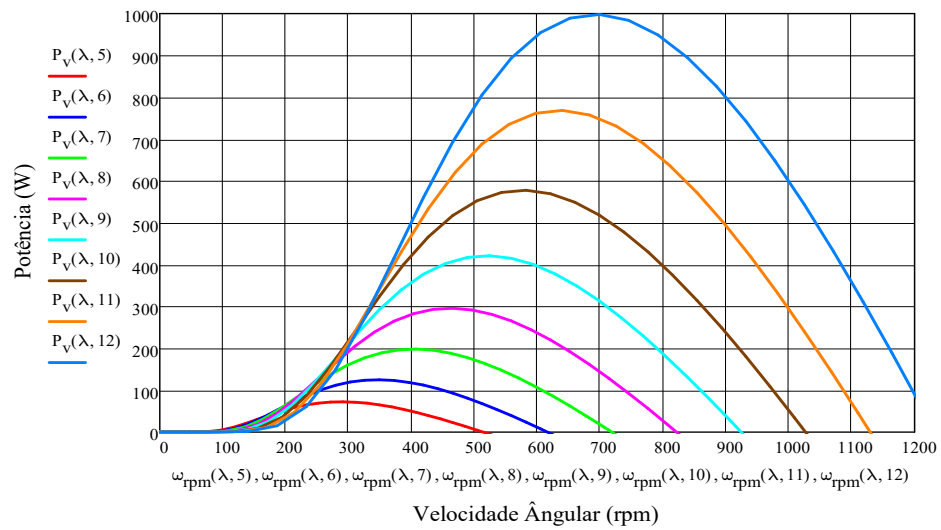
Potência extraída do vento:

$$P_v(\lambda, v) := C_p(\lambda) \cdot \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{ar}} \cdot A_r \cdot v^3$$

Velocidade angular da turbina:

$$\omega_r(\lambda, v) := \frac{\lambda \cdot v}{r}$$

$$\omega_{\text{rpm}}(\lambda, v) := \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot \omega_r(\lambda, v)$$



5) Tensão e Frequência do Gerador:

Constante tensão-velocidade:

$$k_{V_krpm} := 172.9 \text{ V}$$

Numero de polos:

$$p := 14$$

Tensão do gerador:

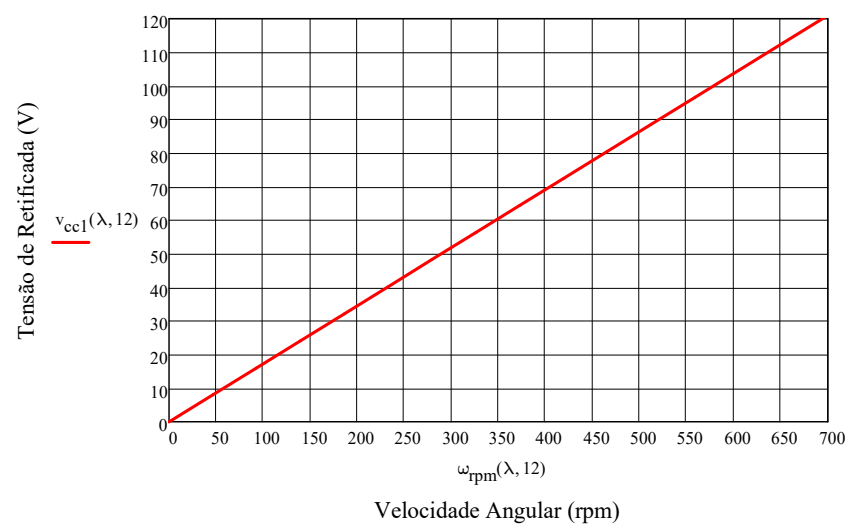
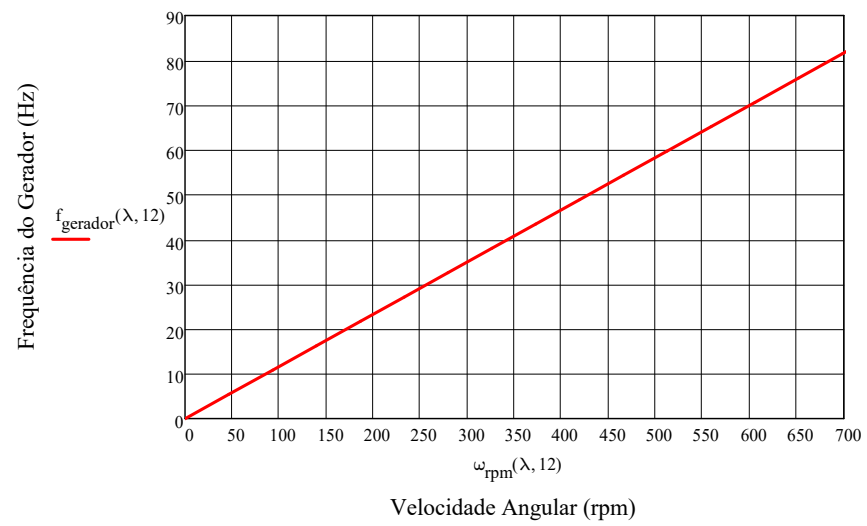
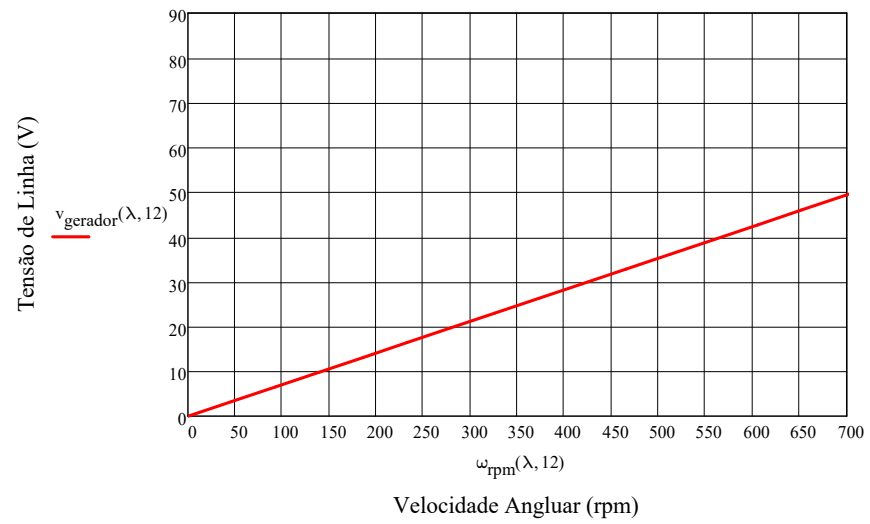
$$v_{\text{gerador}}(\lambda, v) := k_{V_krpm} \cdot \frac{\omega_{\text{rpm}}(\lambda, v)}{\sqrt{6} \cdot 1000}$$

Frequência do gerador:

$$f_{\text{gerador}}(\lambda, v) := \frac{\omega_{\text{rpm}}(\lambda, v) \cdot p}{120}$$

Tensão retificada:

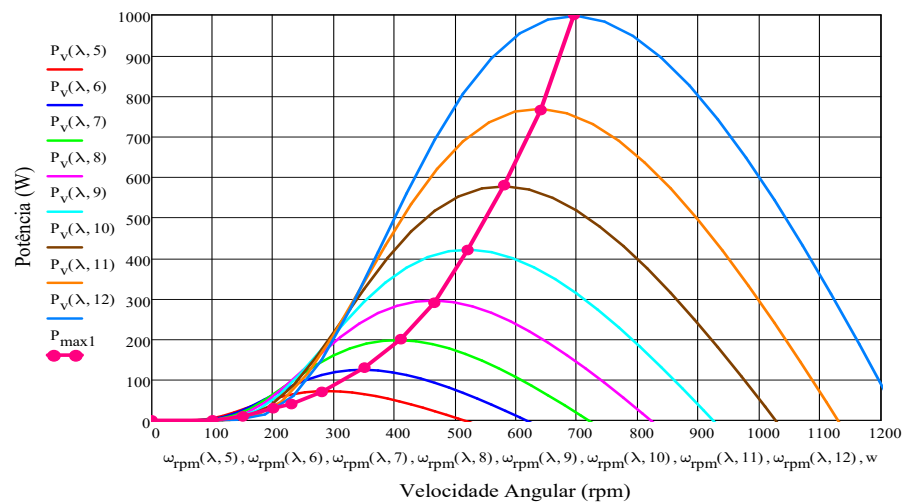
$$v_{\text{cc1}}(\lambda, v) := \sqrt{6} \cdot v_{\text{gerador}}(\lambda, v)$$



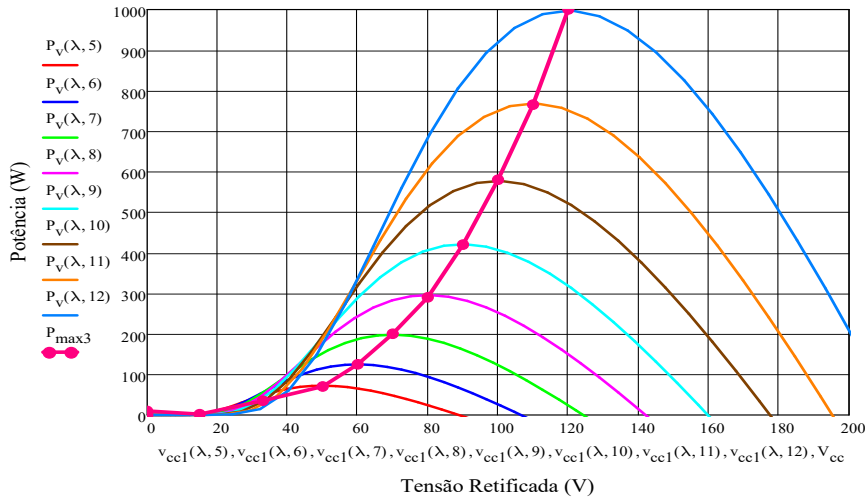
6) Controle da Tensão CC:

Se a tensão CC retificada for controlada, por exemplo em 110 V, observa-se que o sistema estará operando nas proximidades dos pontos de máxima potência. Também observa-se que o erro será maior nas baixas potências, onde os valores absolutos de potência são menores. Portanto, controla-se a tensão de entrada do conversor Boost para extrair uma potência próxima da máxima potência do vento.

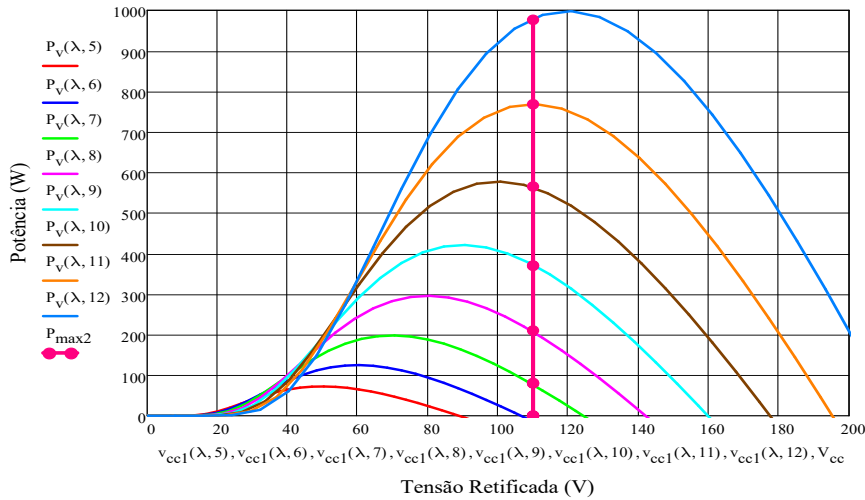
$$P_{\max 1} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 10 \\ 30 \\ 40 \\ 70 \\ 130 \\ 200 \\ 290 \\ 420 \\ 580 \\ 765 \\ 1000 \end{pmatrix} \quad w := \begin{pmatrix} 0 \\ 100 \\ 150 \\ 200 \\ 230 \\ 280 \\ 350 \\ 410 \\ 465 \\ 520 \\ 580 \\ 640 \\ 695 \end{pmatrix}$$



$$P_{\max 3} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 10 \\ 2 \\ 35 \\ 70 \\ 125 \\ 200 \\ 290 \\ 420 \\ 580 \\ 765 \\ 1000 \end{pmatrix} \quad V_{cc} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 00 \\ 15 \\ 33 \\ 50 \\ 60 \\ 70 \\ 80 \\ 90 \\ 100 \\ 110 \\ 120 \end{pmatrix}$$

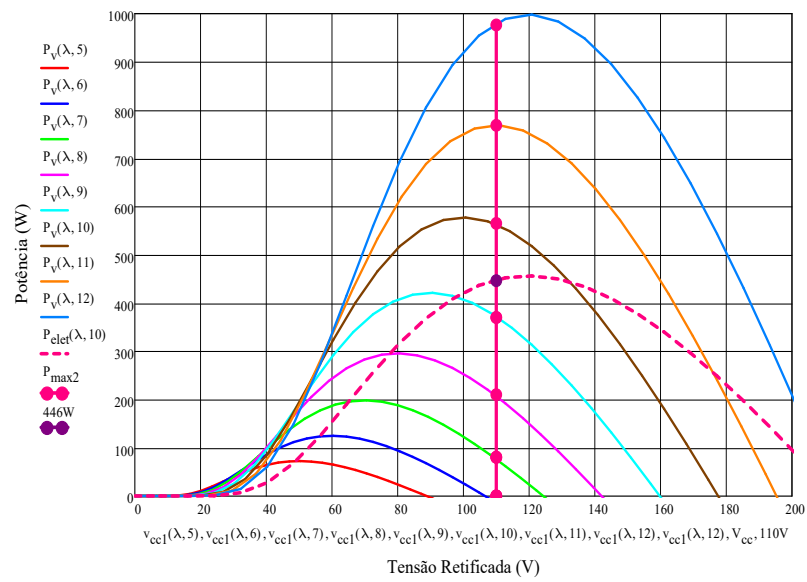


$P_{\max 2} :=$	$V_{cc} :=$
00	110
0	110
00	110
00	110
80	110
80	110
80	110
210	110
370	110
370	110
565	110
768	110
976	110



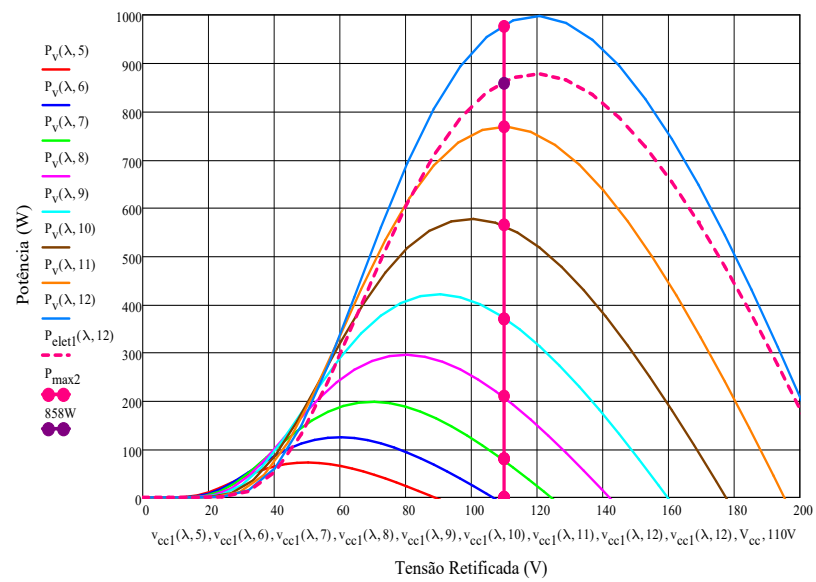
$$P_{\max 2} := \begin{pmatrix} 00 \\ 0 \\ 00 \\ 00 \\ 80 \\ 80 \\ 80 \\ 80 \\ 210 \\ 370 \\ 370 \\ 565 \\ 768 \\ 976 \end{pmatrix} \quad V_{cc} := \begin{pmatrix} 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \end{pmatrix}$$

$$P_{\text{elet}}(\lambda, v) := 0.79 C_p(\lambda) \frac{1}{2} \rho_{\text{ar}} A_r v^3$$



$$P_{\max 2} := \begin{pmatrix} 00 \\ 0 \\ 00 \\ 00 \\ 80 \\ 80 \\ 80 \\ 80 \\ 210 \\ 370 \\ 370 \\ 565 \\ 768 \\ 976 \end{pmatrix} \quad V_{cc} := \begin{pmatrix} 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \\ 110 \end{pmatrix}$$

$$P_{\text{elet}}(\lambda, v) := 0.88 C_p(\lambda) \frac{1}{2} \rho_{\text{ar}} A_r v^3$$



APÊNDICE B — PLANILHA DE CÁLCULO DOS CONVERSORES



Projeto dos Conversores para um Sistema de Microgeração Eólica

Disciplina: Trabalho de Conclusão de Curso

Professores: Carlos Henrique Illa Font
Fernanda Cristina Correa

Aluno: João Pedro de Melo Silva

Ponta Grossa- PR - 05 / 2023

1) Especificações:

Velocidade Angular Nominal do gerador $V_{el_gerador} := 680\text{rpm}$

Tensão Eficaz de Linha
Mínima do Aerogerador: $V_{gerador_min} := 30\text{V}$

Tensão Eficaz de Linha
Nominal do Aerogerador: $V_{gerador_nom} := 48\text{V}$

Tensão Eficaz de Linha
Máxima do Aerogerador: $V_{gerador_max} := 85\text{V}$

Tensão no Barramento
de Corrente Contínua: $V_{cc} := 400\text{V}$

Frequência da
tensão sobre o
capacitor retificador: $f_r := 60\text{Hz}$

Frequência de Comutação: $f_s := 30\text{kHz}$

Potência de Saída: $P_o := 1\text{kW}$

Ondulação Percentual
da Corrente nos Indutores: $\Delta I_o\% := 20\%$

Ondulação Percentual
da Tensão nos Capacitores: $\Delta V_o\% := 10\%$

2) Cálculos Preliminares:

Corrente Média no
Barramento CCo: $I_{cco} := \frac{P_o}{V_{cc}}$ $I_{cco} = 2.5\text{ A}$

Corrente Média no
Barramento CCI: $I_{cci} := \frac{P_o}{\sqrt{2} \cdot V_{gerador_nom}}$ $I_{cci} = 14.731\text{ A}$

Razão Cíclica Mínima do CC-CC Conversor Boost:	$D_{b_min} := 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{gerador_max}}{V_{cc}} \quad D_{b_min} = 0.699$
Razão Cíclica Nominal do CC-CC Conversor Boost:	$D_{b_nom} := 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{gerador_nom}}{V_{cc}} \quad D_{b_nom} = 0.83$
Razão Cíclica Máxima do CC-CC Conversor Boost:	$D_{b_max} := 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{gerador_min}}{V_{cc}} \quad D_{b_max} = 0.894$

3) Projeto do Retificador Trifásico:

Ondulação da Tensão no Capacitor de Filtro:	$\Delta V_{Ci} := \sqrt{2} V_{gerador_nom} \cdot \Delta V_{\%} \quad \Delta V_{Ci} = 6.788 \text{ V}$
--	--

Capacitância:	$C_i := \frac{P_o}{6 \cdot f_r \cdot \left[\left(\sqrt{2} V_{gerador_nom} \right)^2 - \left(\sqrt{2} V_{gerador_nom} - \Delta V_{Ci} \right)^2 \right]}$
	$C_i = 3.173 \times 10^{-3} \text{ F}$

Capacitância (Segunda Fórmula):	$C_{r2} := P_o \cdot \frac{\left[\frac{\pi}{3} - \arccos \left(\frac{\left(\sqrt{2} V_{gerador_nom} - \Delta V_{Ci} \right)}{\left(\sqrt{2} V_{gerador_nom} \right)} \right) \right]}{\left(\sqrt{2} V_{gerador_nom} \right)^2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \Delta V_{Ci}}$
	$C_{r2} = 3.432 \times 10^{-3} \text{ F}$

Máxima Tensão:	$V_{Ci_max} := \sqrt{2} V_{gerador_nom} \quad V_{Ci_max} = 67.882 \text{ V}$
----------------	---

4) Projeto do Conversor CC-CC:

4.1) Dimensionamento do Indutor:

Ondulação da Corrente no Indutor Boost:	$\Delta I_{Lb} := I_{cci} \cdot \Delta I_{\%} \quad \Delta I_{Lb} = 2.946 \text{ A}$
--	--

Indutância:	$L_b := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{gerador_max} \cdot D_{b_min}}{\Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad L_b = 951.292 \cdot \mu\text{H}$
-------------	---

Corrente Máxima:	$I_{Lb_max} := I_{cci} \quad I_{Lb_max} = 14.731 \text{ A}$
------------------	---

Corrente Média:	$I_{Lb_med} := I_{cci} \quad I_{Lb_med} = 14.731 \text{ A}$
-----------------	---

4.2) Dimensionamento do Capacitor:

Ondulação da Tensão no Capacitor:	$\Delta V_{Co} := V_{cc} \cdot \frac{\Delta V_{\%}}{10}$	$\Delta V_{Co} = 4 \text{ V}$
	or	
Capacitancia:	$Co1 := \frac{I_{cco} \cdot D_{b_nom}}{\Delta V_{Co} \cdot fs}$	$Co1 = 17.298 \cdot \mu\text{F}$
Tensao Maxima:	$V_{Co_max} := V_{cc}$	$V_{Co_max} = 400 \text{ V}$

**APÊNDICE C — SCRIPT EM PYTHON PARA CÁLCULO CONTROLADOR
PI POR MÉTODO ANALÍTICO EM RESPOSTA EM FREQUÊNCIA**

15/12/2023, 13:59

controladores_boost.py

~\Downloads\controladores_boost.py

```

1  # -*- coding: utf-8 -*-
2  """Controladores-Boost.ipynb
3      Author: João Pedro de Melo Silva
4  """
5
6  pip install pip
7
8  pip install control
9
10 import control as ctrl
11 import numpy as np
12 import matplotlib as mp
13 import matplotlib.pyplot as plt
14 import math
15 import cmath
16 import sympy
17
18 """Função de Transferência em laço aberto não controlada"""
19
20 fs = 30e3
21 Vi = 110
22 Vref = 5
23 Vo = 400
24 Lb = 951.292e-6
25 Ci = 3760e-6
26 r = 1
27 s = ctrl.tf('s')
28 #ganho do sensor de tensão Kv
29 Kv = Vref/Vi
30 #ganho do PWM
31 Kpwm = 1/5
32 G = (Vo/(Lb*Ci*s**2 + Ci*r*s + 1))
33 FTLAnc = G*Kv*Kpwm
34 print(FTLAnc)
35 mag, phase, omega = ctrl.bode_plot(FTLAnc, plot=True, margins=True, dB=True, Hz = True,
36 omega_limits=(10e-4,10e7))
37
38 T, yout = ctrl.step_response(G)
39 plt.plot(T, yout)
40
41 """Calculo do controlador por resposta em frequência"""
42
43 fc = 14
44 wc = (2*np.pi*fc)
45 s = complex(0, wc)
46 #print(s)
47 FTLANncjwc = (Vo/(Lb*Ci*s**2 + Ci*r*s + 1))*Kv*Kpwm
48 #print(FTLANncjwc)
49 mf = 45
50 tethak = -np.pi + (mf*(np.pi/180)) - cmath.phase(FTLANncjwc)
51 print("tethak = -PI + mf - Fase FTLAnc")
52 print("PI:", np.pi)
53 print("mf:", (mf*(np.pi/180)))
54 print("Fase FTLAnc:", cmath.phase(FTLANncjwc))
55 print("tethak:", tethak)
56 K = 1/abs(FTLANncjwc)
57 Kp = K*math.cos(tethak)

```

15/12/2023, 13:59

controladores_boost.py

```

57 | print(Kp)
58 | # print(cmath.phase(s))
59 |
60 | """Função de Transferência em laço aberto controlada"""
61 |
62 | s = ctrl.tf('s')
63 | Ki = (-1*K*math.sin(tethak)*wc)
64 | print(Ki)
65 | Cs = (Kp*s + Ki)/s
66 | print(Cs)
67 | FTLAc = FTLAnc*Cs
68 | print(FTLAc)
69 | mag, phase, omega = ctrl.bode_plot(FTLAc, plot=True, margins=True, dB=True, Hz = True,
   | omega_limits=(10e-4,10e7))
70 |
71 | mag, phase, omega = ctrl.bode_plot(Cs, plot=True, margins=True, dB=True, Hz = True,
   | omega_limits=(10e-4,10e7))
72 | print(Cs)
73 |
74 | """Cálculo dos componentes analógicos"""
75 |
76 | R1 = 10000
77 | print(R1)
78 | R2 = Kp*R1
79 | print(R2)
80 | C1 = 1/(Ki*R1)
81 | print(C1)
82 | Crs = ((R2/R1)*s+(1/(R1*C1)))/s
83 | mag, phase, omega = ctrl.bode_plot(Crs, plot=True, margins=True, dB=True, Hz = True,
   | omega_limits=(10e-4,10e7))
84 | print(Crs)
85 | print(1/Ki*Kp)

```

**APÊNDICE D — PLANILHA DE CÁLCULO
CONTROLADOR PI POR ALOCAÇÃO DE ZERO**



Projeto do Compensador para o Conversor CC-CC Boost

Disciplina: Trabalho de Conclusão de Curso

Professores: Carlos Henrique Illa Font
Fernanda Cristina Correa

Aluno: João Pedro de Melo Silva

Ponta Grossa- PR - 05 / 2023

1) Especificações:

Tensão de Entrada:	$V_i := 110V$
Tensão de Saída:	$V_o := 400V$
Tensão de Referência:	$V_{ref} := 5V$
Tensão de Pico da Portadora:	$V_{ds_pk} := 5V$
Indutor Boost:	$L_b := 0.9513mH$
Capacitor de Entrada:	$C_i := 3760\mu F$ $r := 1ohm$

2) Cálculos Preliminares:

Ganho do Sensor de Tensão:	$k_v := \frac{V_{ref}}{V_i} = 0.04545$
Ganho do Modulador PWM:	$k_{PWM} := \frac{1 \cdot V}{V_{ds_pk}} = 0.2$

3) Projeto do Compensador de Corrente - PI:

	$f := 1Hz, 10Hz.. 1 \cdot 10^6 Hz$
	$s(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$
Função de Transferência da Planta:	$G(f) := \frac{V_o}{L_b \cdot C_i \cdot s(f)^2 + C_i \cdot r \cdot s(f) + 1} \frac{1}{V}$

Frequência de Cruzamento: $f_c := 12\text{Hz}$

Frequência do Zero: $f_z := 100\text{Hz}$

Função de Transferência do Compensador (sem o ganho e fixando uma frequência para o zero):

$$C_v(f) := \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{s(f)}$$

Ganho do Compensador (condição de módulo):

$$k_{Hv} := \frac{1}{|G(f_c)| \cdot |C_v(f_c)| \cdot k_v \cdot k_{PWM}} = 0.033$$

Função de Transferência do Compensador:

$$C(f) := k_{Hv} \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{s(f)}$$

Constante de Tempo de Integração

$$T_i := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot k_{Hv})} = 0.048 \text{ s}$$

Função de Transferência de Laço Aberto:

$$FTLA_c(f) := G(f) \cdot k_v \cdot C(f) \cdot k_{PWM}$$

Margem de Fase Desejada (condição de ângulo):

$$|FTLA_c(f_c)| = 1$$

$$\phi := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_c(f_c)) = -99.297 \quad \text{graus}$$

$$MF := 180 + \phi = 80.703$$

Diagramas de Bode:

$$G_{\text{mod}}(f) := 20 \cdot \log(|G(f)|)$$

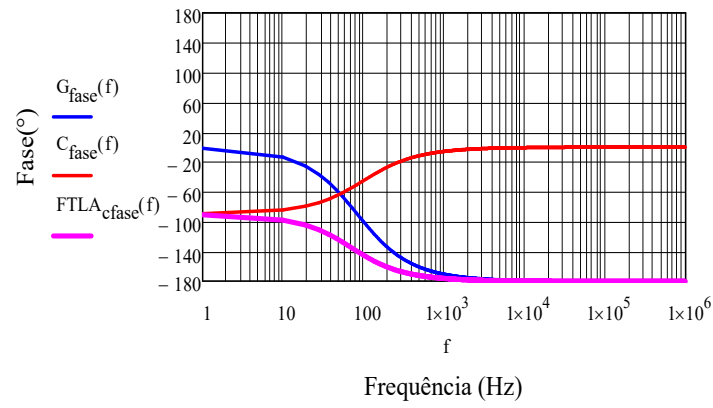
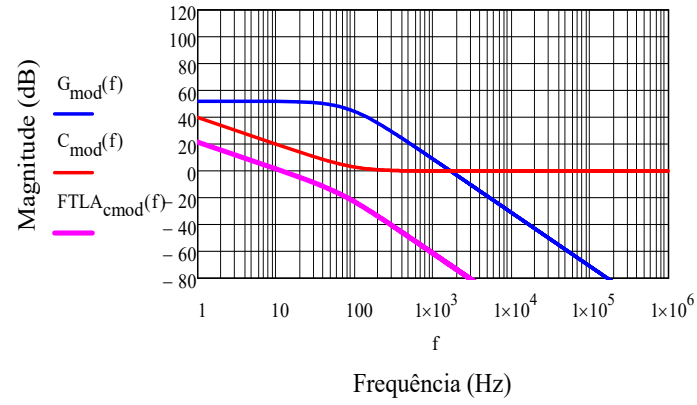
$$G_{\text{fase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G(f))$$

$$C_{\text{mod}}(f) := 20 \cdot \log(|C_v(f)|)$$

$$C_{\text{fase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_v(f))$$

$$FTLA_{\text{cmod}}(f) := 20 \cdot \log(|FTLA_c(f)|)$$

$$FTLA_{\text{cfase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_c(f))$$



Projeto do circuito analógico:

$$R_1 := 10\text{k}\Omega$$

$$R_2 := k_{\text{HV}} \cdot R_1 = 334.157\ \Omega$$

$$R_{12} := 330\ \Omega$$

$$C_1 := \frac{T_i}{R_1} = 4.763 \times 10^{-6}\ \text{F}$$

$$C_{i1} := 4.7\ \mu\text{F}$$

$$C_2(f) := \frac{R_2}{R_1} \frac{\left(s(f) + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \right)}{s(f)}$$

$$C_{\text{vmod}}(f) := 20 \cdot \log(|C_2(f)|)$$

$$C_{\text{vfase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_v(f))$$

$$FTLA_2(f) := C(f) \cdot G(f) \cdot k_{\text{PWM}}$$

$$MF_2 := 180 + \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_2(f_c)) = 80.703$$

**APÊNDICE E — PLANILHA DE CÁLCULO CONTROLADOR
PI COM FILTRO POR ALOCAÇÃO DE POLOS E ZEROS**



Projeto do Compensador para o Conversor CC-CC Boost

Disciplina: Trabalho de Conclusão de Curso

Professores: Carlos Henrique Illa Font
Fernanda Cristina Correa

Aluno: João Pedro de Melo Silva

Ponta Grossa- PR - 09 / 2023

1) Especificações:

Tensão de Entrada:	$V_i := 110V$	
Tensão de Saída:	$V_o := 400V$	
Tensão de Referência:	$V_{ref} := 5V$	
Tensão de Pico da Portadora:	$V_{ds_pk} := 5V$	
Indutor Boost:	$L_b := 951.3\mu H$	$R_L := 1\Omega$
Capacitor de Entrada:	$C_i := 3760\mu F$	

2) Cálculos Preliminares:

Ganho do Sensor de Tensão: $k_v := \frac{V_{ref}}{V_i} = 0.04545$

Ganho do Modulador PWM: $k_{PWM} := \frac{1 \cdot V}{V_{ds_pk}} = 0.2$

3) Projeto do Compensador de Corrente - PI:

$$f := 1Hz, 10Hz.. 1 \cdot 10^6 Hz$$

$$s(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

Função de Transferência da Planta: $G_v(f) := \frac{V_o}{L_b \cdot C_i \cdot s(f)^2 + R_L \cdot C_i \cdot s(f) + 1} \cdot \frac{1}{V}$

Frequência de Cruzamento: $f_c := 12\text{Hz}$

Frequência do Zero: $f_z := 100\text{Hz}$ $f_p := 1000\text{Hz}$

Função de Transferência do Compensador (sem o ganho e fixando uma frequência para o zero):

$$C(f) := \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{s(f) \cdot (s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_p)}$$

Ganho do Compensador (condição de módulo):

$$K := \frac{1}{|G_v(f_c)| \cdot |C(f_c)| \cdot k_v \cdot k_{\text{PWM}}} = 209.972 \frac{1}{s}$$

Função de Transferência do Compensador:

$$C(f) := K \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{s(f) \cdot (s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_p)}$$

Função de Transferência de Laço Aberto:

$$\text{FTLA}_c(f) := G_v(f) \cdot k_v \cdot C(f) \cdot k_{\text{PWM}}$$

Margem de Fase Desejada (condição de ângulo):

$$\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot K)} = 7.58 \times 10^{-6} s^2$$

$$|\text{FTLA}_c(f_c)| = 1$$

$$\phi := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_c(f_c)) = -99.984 \quad \text{graus}$$

$$\text{MF} := 180 + \phi = 80.016$$

Diagramas de Bode:

$$G_{\text{mod}}(f) := 20 \cdot \log(|G_v(f)|)$$

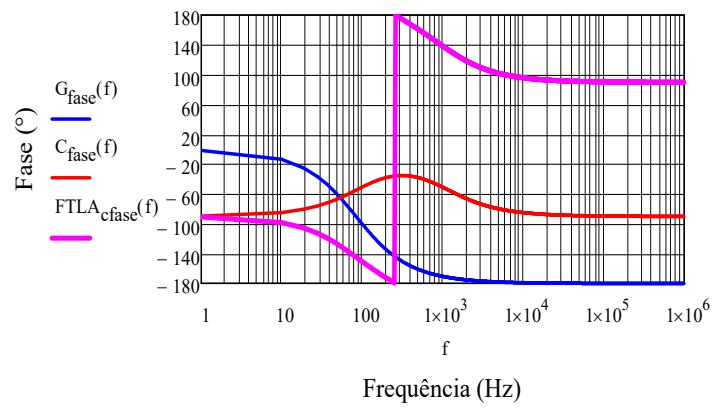
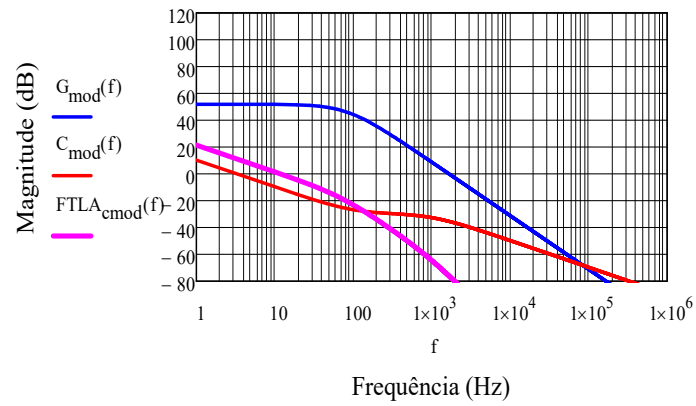
$$G_{\text{fase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_v(f))$$

$$C_{\text{mod}}(f) := 20 \cdot \log(|C(f)|)$$

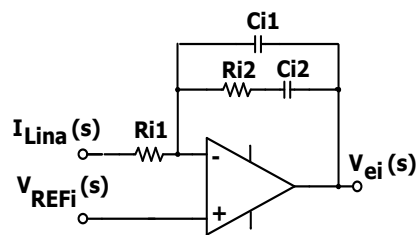
$$C_{\text{fase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C(f))$$

$$\text{FTLA}_{\text{cmod}}(f) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_c(f)|)$$

$$\text{FTLA}_{\text{cfase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_c(f))$$



Componentes do
Compensador:



$$Ri1 := 47 \cdot k\Omega$$

$$Ci2 := 1 \mu F$$

$$Ci1 := \frac{1}{K \cdot Ri1} \cdot \Omega \cdot F = 101.331 \text{ s-nF}$$

$$Ri2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot Ci2} = 1.592 \cdot k\Omega$$

$$Ci1 := 100 \text{ nF}$$

$$Ri2 := 1500 \Omega$$

$$Ci2 := Ci1 \cdot \left(\frac{f_p}{f_z} - 1 \right) = 900 \cdot \text{nF}$$