



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Controle de Gerador Eólico para aplicação em Microrrede CC

Gustavo Alves Leão

João Monlevade, MG
2018

Gustavo Alves Leão

Controle de Gerador Eólico para aplicação em Microrrede CC

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos

Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2018

L576c Leão, Gustavo Alves.
Controle de gerador eólico para aplicação em microrrede CC [manuscrito] /
Gustavo Alves Leão. - 2018.

73f.:

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de
Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Engenharia elétrica. 2. Energia - Fontes alternativas. 3. Conversores de
corrente elétrica. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Universidade Federal de Ouro
Preto. III. Título.

CDU: 621.313



ANEXO IV - ATA DE DEFESA

Aos 9 dias do mês de julho de 2018, às 10 horas, no bloco B deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo (a) formando (a) Gustavo Alves Leão, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Renan Fernandes Bastos, Welbert A. Rodrigues, Gabriel A. Fogli

O (a) candidato (a) apresentou a monografia intitulada: Controle de Gerador Eólico para aplicação em Microrrede CC

A comissão examinadora deliberou, por unanimidade, pela Aprovação do(a) candidato(a), com a nota média 9.0, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo (a) formando(a).

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	9.0
Welbert A. Rodrigues	9.0
Gabriel A. Fogli	9.0
Média	9.0

João Monlevade, 09 de julho de 2018.

Renan F. Bastos

Professor(a) Orientador(a)

Gustavo Alves Leão

Aluno (a)

Welbert Alves Rodrigues

Professor(a) Convidado(a)

Gabriel Azavedo Fogli

Professor(a) Convidado(a)

Agradecimentos

A esta universidade, seu corpo docente, direção e administração pela oportunidade que me foi dada de crescer pessoalmente e profissionalmente.

Agradeço ao meu orientador Renan por sua clareza e objetividade não só durante este trabalho, mas em todas as disciplinas que me foram ministradas.

Aos meus pais, pelo amor, incentivo e principalmente a minha mãe Cibele, que não mediu esforços para que eu pudesse ter uma educação de qualidade.

A minha irmã Giovanna que, assim como meus pais, sempre foi a base para que eu sempre seguisse em frente.

Aos meus amigos, antigos e mais recentes, pelo apoio e pelo companheirismo durante a minha graduação.

A Karina pelo companheirismo e apoio durante estes anos.

E a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

Resumo

Este trabalho propõe uma microrrede CC composta por um aerogerador e uma bateria, que poderá fornecer ou consumir energia da rede elétrica através de um conversor CC-CA trifásico. A potência gerada pelo aerogerador será entregue a um barramento CC, que por sua vez poderá ter sua tensão controlada por uma bateria. A microrrede poderá consumir ou entregar corrente a rede elétrica de acordo com a situação, uma vez que em aplicações reais o aerogerador depende de condições climáticas para gerar potência e as baterias possuem limites na capacidade de armazenamento. Isto será feito através de um conversor CC-CA trifásico, que terá sua corrente sincronizada com a rede através do algoritmo PLL. O trabalho apresentará as características dos conversores CC-CC Boost, Buck-Boost Bidirecional, CC-CA trifásico, um modelo matemático dos principais elementos desta microrrede, além do projeto de seus controladores. Será implementado um algoritmo MPPT de passo variável para o rastreamento do ponto de máxima potência do aerogerador, além da inclusão de uma ação anti *wind-up* no controlador PI de velocidade, a fim de melhorar a resposta do sistema. Os resultados foram satisfatórios, uma vez que com as técnicas aplicadas foi possível realizar o controle do aerogerador com a máxima extração de energia, realizar o controle do inversor para a integração da microrrede com a rede elétrica, conferindo um grande dinamismo ao sistema.

Palavras-chave: Microrrede CC, Aerogerador, Conversores CC-CC, Algoritmo MPPT de passo variável, Baterias, Algoritmo PLL, Conversor CC-CA.

Abstract

This work proposes a DC microgrid consisting of a wind generator and a battery, which can supply or consume power from the electric grid through a three-phase inverter. The power generated by the wind turbine will be delivered to a DC bus, which may have its voltage controlled by a bank of batteries. The microgrid can consume or deliver current to the grid according to the situation, since in real applications the wind generator depends on climatic conditions to generate power and the batteries have limits on the storage capacity. This will be done through a three-phase inverter, which will have its current synchronized with the network through the PLL algorithm. The work presents the characteristics of the Boost and Bidirectional Buck-Boost converters, three-phase inverter, a mathematical model of the main elements of this microgrid, and the design of its controllers. A variable-step MPPT algorithm will be implemented to track the maximum power point of the wind turbine, and an anti wind-up action will be implemented in the speed PI controller, in order to improve the system response. The results were satisfactory, since with the applied techniques it was possible to control the aerogenerator with the maximum energy extraction, it was possible to control the inverter to integrate the microgrid with the electric grid, giving a good dynamism to the system.

Keywords: DC Microgrids, Wind Turbine, DC Converters, Variable-Step MPPT Algorithm, Batteries, PLL Algorithm, Inverters.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação de uma microrrede CC.	2
Figura 2 – Geração eólica no Brasil	3
Figura 3 – Componentes da microrrede simulada.	4
Figura 4 – Coeficiente de performance C_p em função do fator de interferência b	7
Figura 5 – Sistema eólico com gerador de indução duplamente alimentado.	8
Figura 6 – Sistema eólico com gerador síncrono de imã permanente.	8
Figura 7 – Representação do momento de inércia equivalente da turbina eólica e gerador.	9
Figura 8 – Modo chaveado da conversão CC-CC.	10
Figura 9 – Conversor CC-CC Boost.	11
Figura 10 – Comportamento da corrente no indutor nos instantes t_{on} e t_{off}	11
Figura 11 – Conversor Boost com chave fechada e diodo reversamente polarizado.	12
Figura 12 – Conversor Boost com a chave aberta e diodo conduzindo	13
Figura 13 – Modelo simplificado do conversor Buck-Boost Bidirecional.	15
Figura 14 – Conversor Buck-Boost Bidirecional com chave S_1 fechada e chave S_2 aberta.	16
Figura 15 – Conversor Buck-Boost Bidirecional com chave S_2 fechada e chave S_1 aberta.	17
Figura 16 – Curva típica da potência gerada P pela velocidade angular da turbina W_w	21
Figura 17 – Fluxograma do algoritmo MPPT.	22
Figura 18 – Conversor trifásico.	24
Figura 19 – Sinal de comando gerado através da modulação largura de pulsos senoidal.	24
Figura 20 – Representação gráfica da transformação de Clarke.	25
Figura 21 – Representação gráfica da transformação de Park.	27
Figura 22 – Inversor conectado a rede através de um filtro indutivo.	28
Figura 23 – Circuito equivalente do inversor conectado a rede.	28
Figura 24 – Diagrama de blocos do algoritmo PLL.	30
Figura 25 – Diagrama de blocos simplificado do algoritmo PLL.	31
Figura 26 – Malha de controle da corrente no indutor do conversor Boost.	32
Figura 27 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.	33
Figura 28 – Diagrama de blocos da malha de controle em cascata.	34
Figura 29 – Diagrama de blocos da malha controle em cascata considerando a malha interna constante.	35
Figura 30 – Resposta ao degrau da planta de velocidade com o controlador PI.	36

Figura 31 – Malha de controle do aerogerador e conversor Boost com a inclusão do algoritmo MPPT.	37
Figura 32 – Delimitação de limites para componente integral do controlador PI de velocidade.	38
Figura 33 – Malha de controle da corrente no indutor do conversor Boost.	39
Figura 34 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.	40
Figura 35 – Diagrama de blocos da malha de controle em cascata.	41
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha controle em cascata considerando a malha interna constante.	41
Figura 37 – Circuito equivalente do balanço de energia no barramento CC.	42
Figura 38 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.	43
Figura 39 – Malha de controle do inversor.	44
Figura 40 – Diagrama de bode da função de transferência em malha fechada.	45
Figura 41 – Resposta ao degrau da função de transferência em malha fechada.	46
Figura 42 – Controle no indutor do conversor Boost controlada em 2 A.	48
Figura 43 – Esquema do circuito utilizado para simulação dos resultados do controle de velocidade angular do Aerogerador.	49
Figura 44 – Velocidade angular do aerogerador sem a malha de controle em cascata.	49
Figura 45 – Velocidade angular do aerogerador sem a malha de controle em cascata (zoom)	50
Figura 46 – Velocidade angular do aerogerador com a malha de controle em cascata.	50
Figura 47 – Velocidade angular do aerogerador com a malha de controle em cascata (zoom).	51
Figura 48 – Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional.	52
Figura 49 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de tensão na saída do conversor Buck-Boost (barramento CC).	53
Figura 50 – Controle da tensão na saída do conversor Buck-Boost Bidirecional (barramento CC).	53
Figura 51 – Velocidade angular do aerogerador sem ação anti <i>wind-up</i>	54
Figura 52 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador sem ação anti <i>wind-up</i>	55
Figura 53 – Velocidade angular do aerogerador com ação anti <i>wind-up</i>	56
Figura 54 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador com ação anti <i>wind-up</i>	56
Figura 55 – Velocidade angular do aerogerador.	57
Figura 56 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador.	58
Figura 57 – Resultado obtido pelo PLL durante uma sincronização.	59
Figura 58 – PLL durante a sincronização.	59
Figura 59 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de corrente no inversor.	60
Figura 60 – Correntes trifásicas na saída do inversor.	60

Figura 61 – No primeiro gráfico é exibido o comportamento das correntes trifásicas durante a atuação do controlador PI. No segundo, é exibido a corrente e tensão da fase "a" em fase.	61
Figura 62 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de tensão na entrada do inversor (barramento CC).	62
Figura 63 – Controle da tensão do barramento através do inversor.	62
Figura 64 – Controle da tensão no barramento através do inversor trifásico e bateria consumindo 15A do barramento.	63
Figura 65 – Controle da tensão do barramento através do inversor trifásico e bateria fornecendo 5A ao barramento.	65
Figura 66 – Controle da tensão do barramento através da bateria e inversor com <i>setpoint</i> de I_d em 8A e I_q em 0A	66
Figura 67 – Controle da tensão do barramento através da bateria e inversor com <i>setpoint</i> de I_d em -8A e I_q em 0A.	68

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no modelo de pequenos sinais do conversor Boost	32
Tabela 2 – Parâmetros do modelo do conjunto aerogerador	35
Tabela 3 – Parâmetros utilizados no modelo de pequenos sinais do conversor Buck-Boost Bidirecional	39
Tabela 4 – Parâmetros utilizados no inversor	44

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Objetivos	3
1.3	Estrutura do Trabalho	4
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1	Energia Extraída do Vento	5
2.2	Aerogerador	7
2.2.1	Modelo do conjunto aerogerador	8
2.3	Conversores CC-CC	10
2.3.1	Conversor Boost	10
2.3.2	Conversor Buck-Boost Bidirecional	15
2.3.3	Modelo de pequenos sinais para os conversores CC-CC	18
2.4	Bateria	20
2.5	Busca do Ponto de Máxima Potência	21
2.5.1	Busca do Ponto de Máxima Potência com passo variável	23
2.6	Inversores	23
2.6.1	Transformada de Clarke	25
2.6.2	Transformada de Park	26
2.6.3	Modelo do inversor	28
2.7	Algoritmo de sincronização PLL	29
2.7.1	Modelo do algoritmo PLL	30
3	METODOLOGIA	32
3.1	Controle do Aerogerador	32
3.1.1	Controle da corrente no indutor do conversor Boost	32
3.1.2	Controle da velocidade do aerogerador	34
3.1.3	Implementação do algoritmo MPPT	36
3.1.4	<i>Wind-up</i> da ação integral na malha de controle externa	37
3.2	Controle do conversor Buck-Boost Bidirecional	38
3.2.1	Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional	38
3.2.2	Controle da tensão do barramento CC através do conversor Buck-Boost Bidirecional	40
3.3	Controle do inversor	43
3.3.1	Controlador PI do algoritmo PLL	45
3.3.2	Controle da corrente do inversor	46

3.3.3	Controle da tensão no barramento CC através do inversor	47
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	48
4.1	Controle da corrente no indutor do conversor Boost	48
4.2	Controle de velocidade angular do Aerogerador	48
4.3	Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional	51
4.4	Controle da tensão na saída do conversor Buck-Boost Bidirecional (barramento CC)	52
4.5	MPPT	54
4.5.1	MPPT com passo fixo e ação anti <i>wind-up</i> da componente integral no controlador PI de velocidade.	54
4.5.2	MPPT com passo variável	57
4.6	Algoritmo PLL	58
4.7	Controle de corrente do inversor	60
4.8	Controle de tensão no barramento CC através do inversor	61
4.9	Microrrede	63
5	CONCLUSÕES	70
	REFERÊNCIAS	71

1 Introdução

1.1 Contextualização

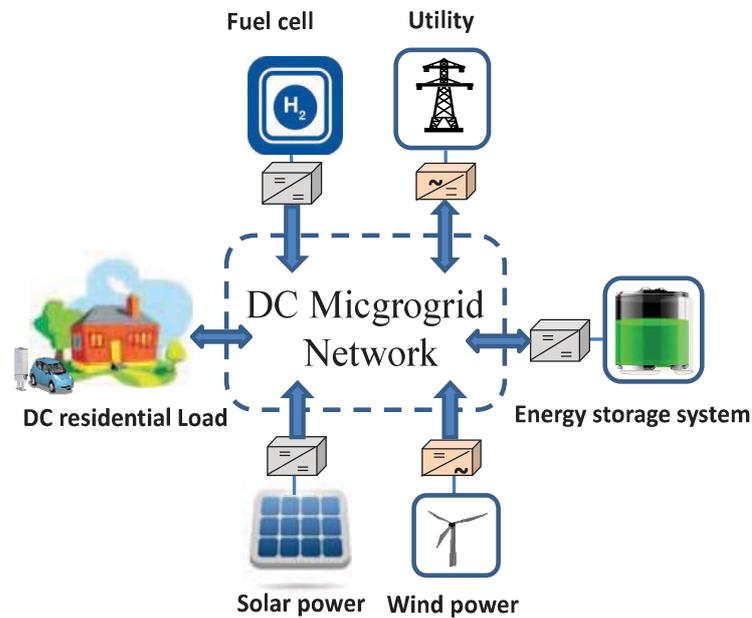
O aumento da demanda energética e preocupações ambientais, forçaram engenheiros e pesquisadores a buscar soluções que integrem energias renováveis de uma forma mais distribuída e que ainda ofereçam eficiência, sustentabilidade e confiabilidade (LI et al., 2015). A tendência é ser deixado para trás o fluxo unidirecional de energia, e substituí-lo por um fluxo de energia bidirecional, uma vez que cada vez mais haverão "prosumidores", ou seja, usuários que consomem e geram energia elétrica (SIEMENS, 2009). Isto irá aumentar tanto a complexidade como as exigências relacionadas às nossas infraestruturas energéticas, sendo um grande desafio adequá-las às novas tecnologias (SCHNETTLER, 2014).

Neste âmbito a geração distribuída apresenta uma proposta de descentralizar os grandes centros de distribuição, trazendo a geração para próximo do consumidor. Os incentivos a esta modalidade se justificam pelos potenciais benefícios que ela pode proporcionar ao sistema elétrico. Baixo impacto ambiental, adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, a minimização das perdas e a diversificação da matriz energética são alguns deles (ANEEL, 2015). Guilherme Mattos, diretor de energia distribuída da Siemens, destaca que este formato conta com processos de aprovação mais simples, e por seu tamanho pode atrair outros tipos de investidores, além das grandes corporações (ESTADÃO, 2016).

Desde de 2012, quando entrou em vigor a Resolução Normativa ANEEL n° 482/2012, o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada e inclusive fornecer o excedente para a rede de distribuição. Tratam-se de inovações que podem aliar economia financeira, consciência socioambiental e autossustentabilidade (ANEEL, 2015). Atualmente está em vigor a Resolução Normativa ANEEL n° 687/2015.

Uma microrrede pode ser formada por painéis fotovoltaicos, aerogeradores, células de combustível, armazenadores de energia conectados a um barramento CC. A Figura 1 representa a estrutura de uma microrrede CC, composta por fontes alternativas e elementos armazenadores de energia, podendo esta estar ou não conectada a rede elétrica de distribuição.

Figura 1 – Representação de uma microrrede CC.



Fonte: (LI et al., 2015).

A geração distribuída enfrenta muitos desafios, como a integração com a rede, que caso não seja feita de forma adequada, podem surgir problemas relacionados ao controle e gerenciamento do sistema elétrico (BASTOS, 2016). Outro aspecto é que em geral, as fontes que compõem a microrrede dependem das condições climáticas para geração de energia elétrica, sendo necessário desenvolver mecanismos que aumentem sua confiabilidade.

De acordo com informações do Ministério de Minas e Energia, foi divulgado pela Global Wind Energy Council (GWEC), que o Brasil ocupa a 5^a posição no ranking mundial de capacidade instalada de energia eólica, além de ser o maior produtor na América Latina. Em 2016 a Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel), registrou um aumento de 53,4% da produção em relação a 2015. A expectativa é de que esta geração continue aumentando nos próximos anos, podendo trazer impactos positivos na economia do país, como baratear o custo da geração de energia elétrica (BRASIL, 2017).

Figura 2 – Geração eólica no Brasil



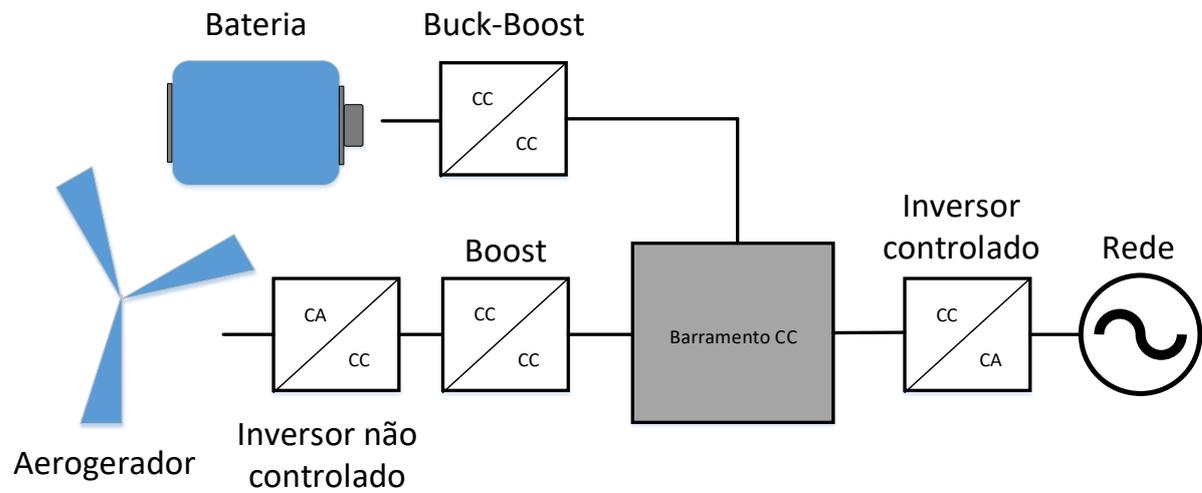
Fonte: (BRASIL, 2017).

A Energia Eólica também vem ganhando cada vez mais espaço ao redor do mundo, onde em alguns países, passou de uma fonte “alternativa” a uma das principais formas de geração de energia elétrica. Na Dinamarca ela é responsável por mais de 20% da matriz energética do país, e o governo dinamarquês pretende aumentar essa produção para 50% até 2025 (MUYEEN; TAMURA; MURATA, 2008).

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo a simulação de uma microrrede CC, que será composta por um aerogerador, bateria e um inversor controlado trifásico que permitirá o consumo ou injeção de potência à rede. O aerogerador deverá trabalhar no ponto de máxima potência, e uma vez que é dependente de condições climáticas para geração de energia, a bateria poderá manter constante a tensão no barramento CC. O inversor também poderá exercer a função de manter a tensão no barramento constante, em momentos em que a bateria estiver fornecendo ou consumindo uma corrente constante. O conjunto, bateria e inversor, permitirão a microrrede ter uma grande estabilidade e confiabilidade. A disposição dos elementos que compõem a microrrede está apresentada na Figura 3.

Figura 3 – Componentes da microrrede simulada.



Fonte: Do Autor.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 1: É apresentada uma contextualização do tema e os objetivos do trabalho.
- Capítulo 2: Explana os diversos conceitos utilizados, além de modelar matematicamente os componentes da microrrede.
- Capítulo 3: São projetados e implementados os controladores.
- Capítulo 4: Apresenta as análises dos resultados obtidos nas simulações.
- Capítulo 5: Conclusões.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Energia Extraída do Vento

Segundo (CARRIVEAU, 2011) o princípio básico da conversão de energia pode ser enunciado como: “Energia só pode ser extraída de um sistema em fluxo”.

De acordo com (FARRET; SIMOES, 2006) para estimar a capacidade da potência mecânica do vento, P_{mec} , a equação de Bernoulli é utilizada em relação a derivada do fluxo de massa de sua energia cinética, conforme equação (2.1).

$$P_{mec} = \frac{dK_e}{dt} = \frac{1}{2}v^2 \frac{dm}{dt} \quad (2.1)$$

A taxa de fluxo de massa por segundo, é dada pela derivada da quantidade de massa do ar com velocidade v , que é captada pelas pás do rotor de área circular A (m^2). Para qualquer fluxo médio de um fluido, o montante do fluxo de massa pode ser dado em função do volume de ar V (m^3) como mostrado na equação (2.2).

$$\frac{dm}{dt} = \rho \frac{dV}{dt} = \rho Av \quad (2.2)$$

Onde, ρ é a densidade do ar (1.2929 kg/m^3 para 0°C no nível do mar). A potência efetiva extraída do vento é derivada da velocidade do fluxo de ar que chega na turbina, v_1 , e da velocidade a deixa, v_2 . A equação (2.2) considera a velocidade média que passa pelas pás, então:

$$\frac{dm}{dt} = \rho A \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (2.3)$$

Uma vez que existem duas velocidades diferentes, há uma diferença de energia cinética entre o vento que chega e o que deixa a turbina, então a equação (2.1) ser reescrita como:

$$P_{mec} = \frac{dK_e}{dt} = \frac{1}{2}(v_1^2 - v_2^2) \frac{dm}{dt} \quad (2.4)$$

combinando as equações (2.4) e (2.3) tem-se:

$$P_{mec} = \frac{dK_e}{dt} = \frac{1}{4}\rho A(v_1^2 - v_2^2)(v_1 + v_2) \quad (2.5)$$

É introduzido então, o conceito *fator de interferência*, b , que é a razão entre as velocidades v_1 e v_2 (CARRIVEAU, 2011).

$$b = \frac{v_1}{v_2}$$

assim é possível escrever a equação (2.5) da seguinte forma:

$$P_{mec} = \frac{1}{4}\rho A v_1^2 \left(1 - \frac{v_2^2}{v_1^2}\right) v_1 \left(1 + \frac{v_1}{v_2}\right)$$

$$P_{mec} = \frac{1}{4}\rho A v_1^3 (1 - b^2)(1 + b) \quad (2.6)$$

De acordo com a equação (2.6) a potência que pode ser extraída do vento é proporcional ao cubo da velocidade v_1 e está em função do *fator de interferência* b .

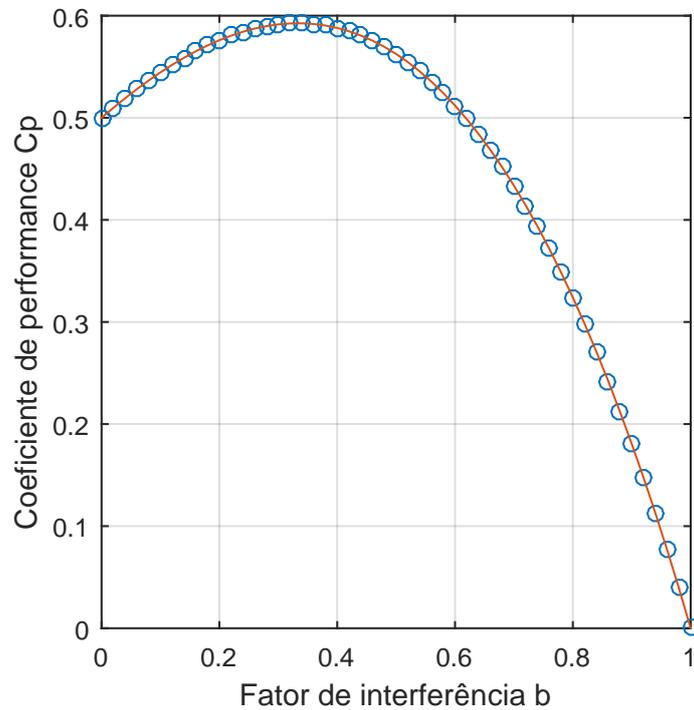
Combinando as equações (2.1) e (2.2), com $v = v_1$ tem-se que a potência total disponível no vento é:

$$P_{vento} = \frac{1}{2}\rho A v_1^3 \quad (2.7)$$

O coeficiente de performance C_p , é calculado como a razão entre a potência que pode ser extraída de uma turbina eólica e a potência disponível do vento, conforme apresentado na equação (2.8).

$$C_p = \frac{P_{mec}}{P_{vento}} = \frac{\frac{1}{4}\rho A v_1^3 (1 - b^2)(1 + b)}{\frac{1}{2}\rho A v_1^3}$$

$$C_p = \frac{1}{2}(1 - b^2)(1 + b) \quad (2.8)$$

Figura 4 – Coeficiente de performance C_p em função do fator de interferência b .

Fonte: Do autor.

A Figura 4 mostra que o valor máximo é de aproximadamente $C_p = 0.59$. Este valor é conhecido como limite de *Betz*, que é o limite de rendimento de uma turbina eólica. Na prática este valor varia entre 35% e 45% (FARRET; SIMOES, 2006).

Por fim a potência extraída pode ser expressa pela equação (2.9).

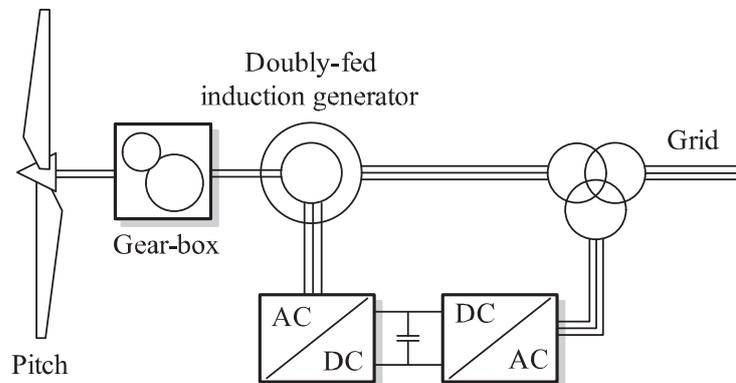
$$P = \frac{1}{2} \rho A v_1^3 C_p \quad (2.9)$$

2.2 Aero gerador

A configuração básica de um sistema eólico consiste em duas partes, uma mecânica e outra elétrica. A primeira extrai a energia cinética disponível do vento, e transfere esta às pás da turbina eólica. A segunda é responsável pela transformação da energia elétrica, fazendo-a adequada a uma rede elétrica. Estes dois subsistemas são conectados através de um gerador elétrico, que é um sistema eletromecânico que transforma energia mecânica em elétrica. Existem diferentes tipos de geradores que são comumente utilizados nestes sistemas, os geradores de indução duplamente alimentados (DFIG, do inglês *Doubly-fed induction generator*) e os geradores síncronos de ímã permanente (PMSG, do inglês *Permanent magnet synchronous generator*). O DFIG por definição, contribui com a corrente de curto-circuito do sistema, pois o estator está diretamente acoplado a rede, como é mostrado na

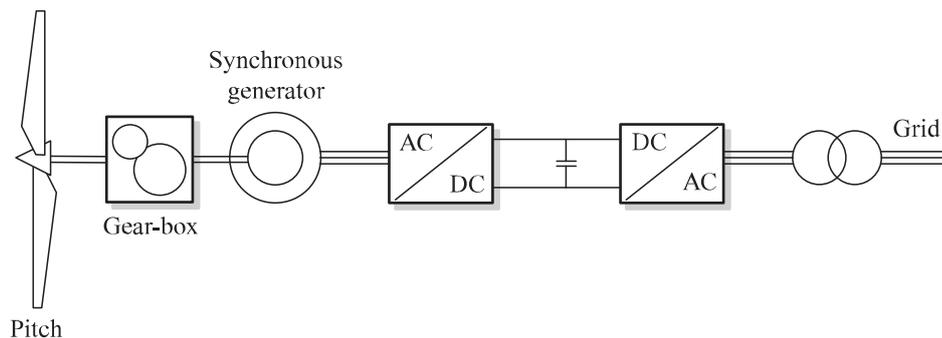
Figura 5. Por outro lado o PMSG não contribui com a corrente de curto-circuito, uma vez que está conectado indiretamente a rede através de conversores de potência, Figura 6 (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Figura 5 – Sistema eólico com gerador de indução duplamente alimentado.



Fonte: (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Figura 6 – Sistema eólico com gerador síncrono de ímã permanente.



Fonte: (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

O PMSG oferece uma melhor performance devido sua alta eficiência e menos manutenção já que não possui corrente no rotor e pode ser usado sem a caixa de transmissão, o que implica em redução de custos (ROLAN et al., 2009).

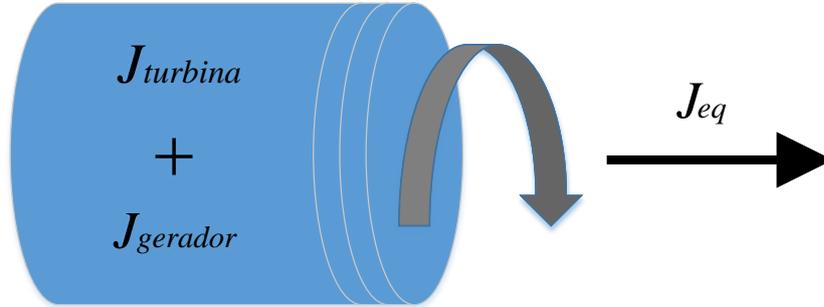
Neste trabalho é escolhido o Gerador Síncrono de Ímã Permanente, visto que este se adequa bem em uma Microrede CC que pode operar de forma independente à rede.

2.2.1 Modelo do conjunto aerogerador

Segundo (ROLAN et al., 2009) os elementos que compõem a cadeia cinemática (*drive train*) do conjunto aerogerador são basicamente a turbina eólica, eixo dos rotores, caixa de transmissão e o gerador. Quando o estudo é focado na interação elétrica entre o conjunto aerogerador e a rede, um modelo aceito e comum na literatura é de que estes

componentes trabalham como uma única massa rotacional, resultando em um modelo com precisão consideravelmente aceitável e sua representação pode ser vista na Figura 7

Figura 7 – Representação do momento de inércia equivalente da turbina eólica e gerador.



Fonte: Adaptado de (MUYEEN; TAMURA; MURATA, 2008).

Essa aproximação pode ser dada pela seguinte equação diferencial

$$\frac{dW_w}{dt} = \frac{T_{eq}}{J_{eq}} - \frac{B_m}{J_{eq}}W_w \quad (2.10)$$

onde T_{eq} representa o torque equivalente, diferença entre o torque elétrico e mecânico, que é transmitido ao gerador [$N.m$], J_{eq} é o momento de inércia equivalente da turbina eólica e gerador [$Kg.m^2$], B_m é o coeficiente de atrito do gerador [$N.m/s$] e W_w é velocidade mecânica angular do conjunto [rad/s].

Para encontrar uma função de transferência que represente este modelo, aplica-se a transformada de *Laplace* na equação (2.10).

$$sW_w = \frac{T_{eq}}{J_{eq}} - \frac{B_m}{J_{eq}}W_w \quad (2.11)$$

Afim de estabelecer a relação da velocidade pelo torque tem-se que:

$$\frac{W_w(s)}{T_{eq}(s)} = \frac{1}{J_{eq}s + B_m} \quad (2.12)$$

Em um gerador síncrono o torque é diretamente proporcional a potência gerada e inversamente a sua velocidade angular. Desta forma quanto maior for a corrente drenada pela interface de potência maior será o torque, consequentemente menor será sua velocidade (CHAPMAN, 2012). Portanto a equação (2.12) se torna:

$$\frac{W_w(s)}{T_{eq}(s)} = G(s) = -\frac{1}{J_{eq}s + B_m} \quad (2.13)$$

A equação (2.13) é a função de transferência que representa o modelo mecânico do conjunto aerogerador.

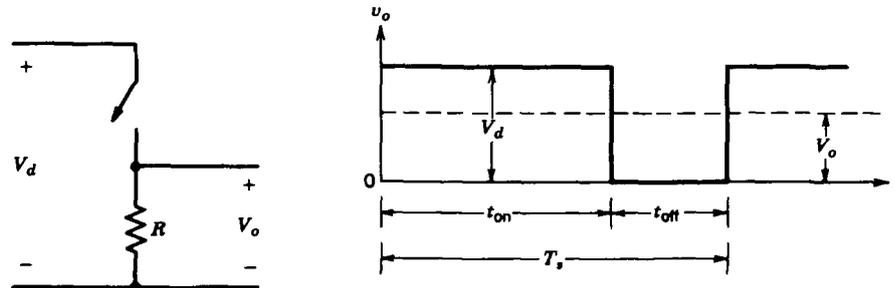
2.3 Conversores CC-CC

Neste trabalho são apresentados dois conversores CC-CC. O conversor Boost será utilizado para controlar a velocidade do aerogerador, ele será a interface entre o conversor CA-CC na saída do aerogerador e o barramento CC. O conversor Buck-Boost Bidirecional será utilizado para garantir a bidirecionalidade do fluxo de potência entre a bateria e o barramento CC, além de tornar possível o controle da tensão do barramento pela bateria.

Em muitas aplicações, é necessário converter uma fonte de tensão fixa em uma fonte variável. Um *chopper* pode ser visto como o equivalente de um transformador CA, porém com uma relação de espiras variável, podendo ser utilizado para abaixar ou elevar a tensão de uma fonte CC (RASHID, 2010).

Os conversores CC-CC, utilizam uma ou mais chaves para controlar a tensão CC média de saída. Esta operação é realizada através do controle dos tempos de chaveamento, t_{on} e t_{off} . Um dos métodos de controle consiste em realizar o chaveamento a uma frequência constante e ajustando a duração t_{on} para controlar a tensão de saída. Nesse método chamado de *modulação por largura de pulso (PWM)*, o ciclo de trabalho δ , que é definido como a razão entre o t_{on} e o período total T_s , é variado (MOHAN; UNDELAND, 2007).

Figura 8 – Modo chaveado da conversão CC-CC.



Fonte: (MOHAN; UNDELAND, 2007).

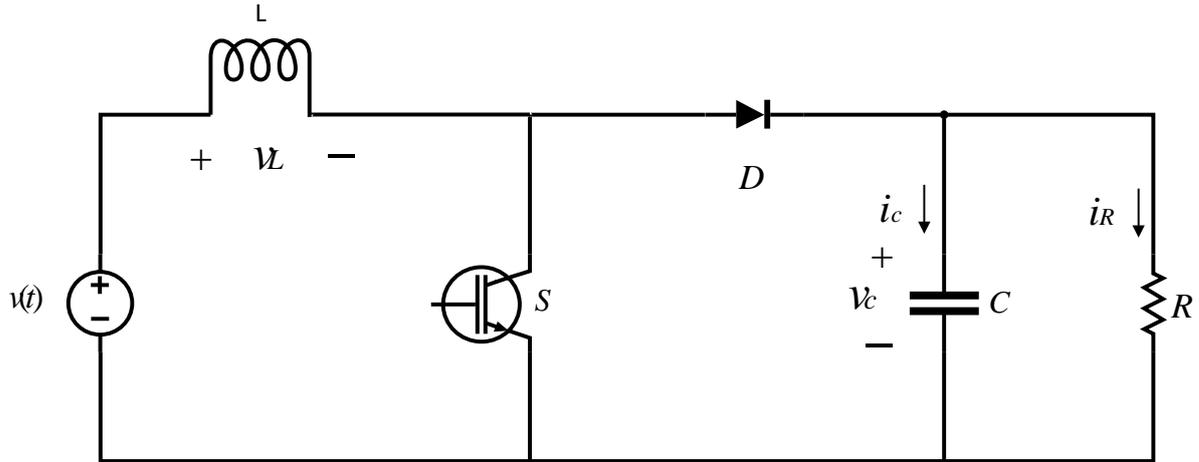
Na modulação *PWM*, o sinal que controla os estados chave aberta e chave fechada, é gerado pela comparação de um sinal referência, que pode ser a diferença entre a grandeza medida e a desejada, com uma forma de onda periódica de amplitude e frequência constante, sendo que esta determinará a frequência de chaveamento. Quando a referência, a qual varia lentamente em relação a frequência de chaveamento, é maior que a onda periódica, o sinal de controle comuta para nível lógico alto, fazendo com que a chave feche, caso contrário a chave será aberta (MOHAN; UNDELAND, 2007).

2.3.1 Conversor Boost

O conversor Boost apresentado na Figura 9, também conhecido como *Step-Up*, tem sua tensão de saída maior ou igual a de entrada. Ele possui dois estágios de operação:

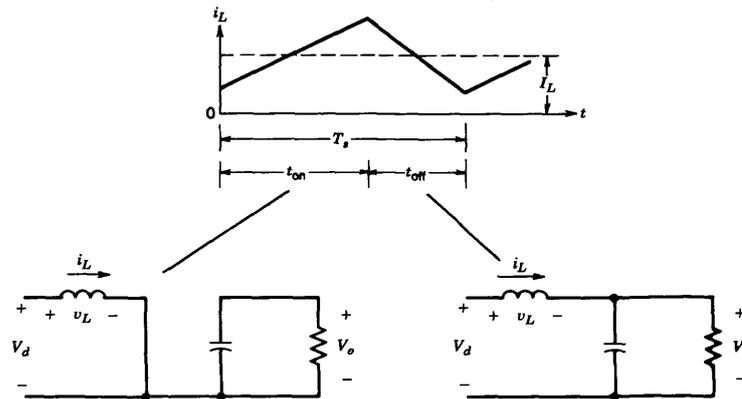
Quando a chave S é fechada por um tempo t_{on} , o diodo está reversamente polarizado, isolando a saída do conversor, então a corrente no indutor L cresce e é armazenada energia nele. Quando a chave é aberta por um tempo t_{off} , a energia armazenada no indutor será transferida para a carga através do diodo e a corrente no indutor cairá, como pode ser visto na Figura 10. Se um capacitor grande o suficiente for conectado em paralelo com a carga, a tensão de saída será contínua (MOHAN; UNDELAND, 2007; RASHID, 2010).

Figura 9 – Conversor CC-CC Boost.



Fonte: Do autor

Figura 10 – Comportamento da corrente no indutor nos instantes t_{on} e t_{off} .



Fonte: (MOHAN; UNDELAND, 2007).

Os conversores devem ter suas variáveis, tensões e correntes, controladas. Afim de escolher controladores adequados e seus parâmetros, deve-se conhecer os modelos de planta do estágio de potência do conversor, que geralmente apresentam-se sob a forma de funções de transferências. Estas são obtidas a partir de equações diferenciais lineares, que resultam da linearização de equações não lineares em torno de pontos de operações desejados (BARBI, 2015).

Inicialmente é necessário modelar o conversor em espaço de estados. Segundo (NISE, 2007) esta abordagem é baseada na transformação de uma equação diferencial em uma função de transferência, gerando assim um modelo matemático do sistema que relaciona algebricamente uma representação da saída à entrada, o que pode ser descrito pelas equações (2.14) e (2.15).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.14)$$

$$y = Cx + Du \quad (2.15)$$

onde

x = vetor de estado

\dot{x} = derivada do vetor de estado no tempo

y = vetor resposta

u = vetor de entrada ou de controle

A = matriz do sistema

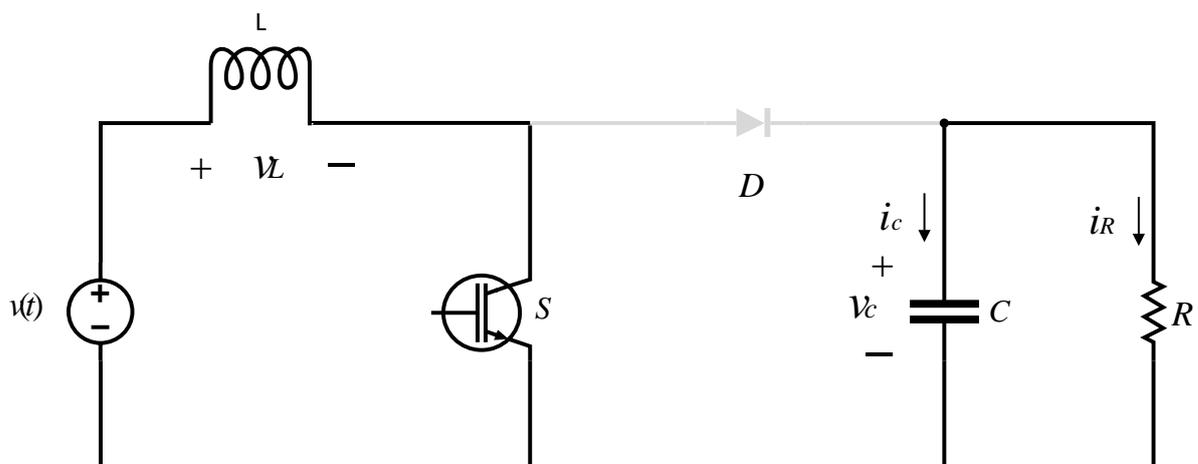
B = matriz de entrada

C = matriz de saída

D = matriz de ação avante

Chave fechada (t_{on})

Figura 11 – Conversor Boost com chave fechada e diodo reversamente polarizado.



Fonte: Do autor

As equações dos elementos armazenadores de energia podem ser descritas por:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \text{ e } v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Ambas devem ser escritas como combinações lineares das variáveis de estado v_c e i_L e da entrada $v(t)$ de acordo com as equações do circuito (2.16) e (2.17).

$$i_c(t) = -i_R(t) \quad (2.16)$$

$$v_L(t) = v(t) \quad (2.17)$$

Substituindo i_c e v_L nas equações (2.16) e (2.17) são obtidas as equações (2.18) e (2.19) respectivamente.

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{RC}v_c \quad (2.18)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}v(t) \quad (2.19)$$

O modelo por espaço de estados é então descrito pelas equações (2.20) e (2.21).

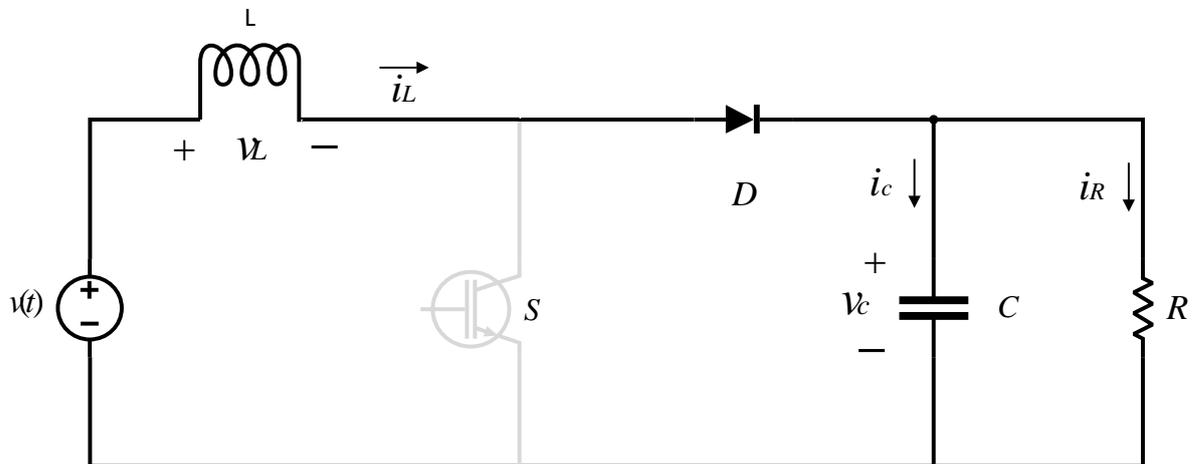
$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v(t) \quad (2.20)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}, D_1 = 0$$

Chave aberta (t_{off})

Figura 12 – Conversor Boost com a chave aberta e diodo conduzindo



Fonte: Do autor

De maneira semelhante a anterior as equações dos elementos armazenadores de energia são descritas como combinações lineares das variáveis de estado v_c e i_L e da entrada $v(t)$ de acordo com as equações do circuito (2.22) e (2.23).

$$i_c(t) = i_L(t) - i_R(t) \quad (2.22)$$

$$v_L(t) = v(t) - v_c(t) \quad (2.23)$$

Substituindo i_c e v_L nas equações (2.22) e (2.23) são obtidas as equações (2.24) e (2.25) respectivamente.

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_c \quad (2.24)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}v(t) - \frac{1}{L}v_c \quad (2.25)$$

O modelo por espaço de estados é descrito pelas equações (2.26) e (2.27).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v(t) \quad (2.26)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}, D_2 = 0$$

As equações (2.14) e (2.15) podem ser reescritas para os modos estados de operação:

$$\dot{x}_1 = A_1x + B_1u \quad (2.28)$$

$$\dot{x}_1 = A_2x + B_2u \quad (2.29)$$

$$y_1 = C_1x \quad (2.30)$$

$$y_1 = C_2x \quad (2.31)$$

Multiplicando as equações (2.28) e (2.30) pelo ciclo de trabalho δ e as equações (2.29) e (2.31) por $1 - \delta$ obtêm-se:

$$\dot{x}_1 = [A_1\delta + A_2(1 - \delta)]x + [B_1\delta + B_2(1 - \delta)]u \quad (2.32)$$

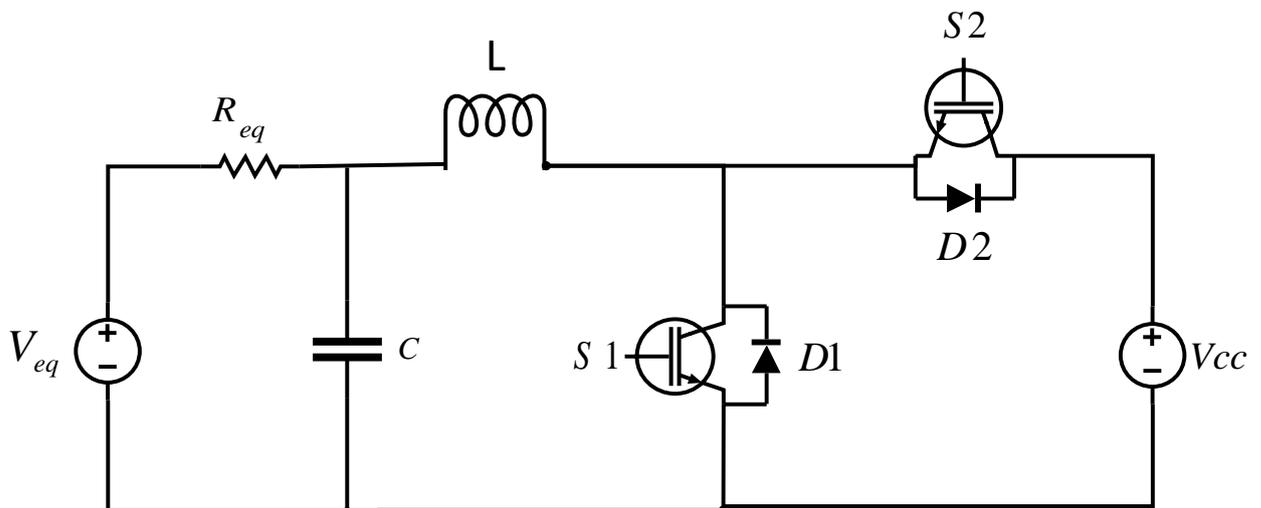
$$y_1 = [C_1\delta + C_2(1 - \delta)]x \quad (2.33)$$

2.3.2 Conversor Buck-Boost Bidirecional

O conversor Buck-Boost apresentado na Figura 13, por sua aplicação na bidirecionalidade do fluxo de potência deve sempre operar em modo de condução contínua. Esta configuração possui dois estágios de operação, podendo circular tanto corrente positiva quanto negativa, pelo fato de que as chaves S_1 e S_2 serão chaveadas de modo complementar (BARBI, 2015; BASTOS, 2016). A tensão no barramento CC será representada por V_{cc} e o elemento armazenador de energia será representado pela tensão V_{eq} e por sua resistência interna série R_{eq} .

Tomando o fluxo de potência da bateria para o barramento CC, quando a chave S_1 está ligada, o diodo D_2 está reversamente polarizado e a bateria está entregando corrente ao indutor L. Quando a chave S_2 está ligada, o diodo D_1 está reversamente polarizado e o indutor está entregando energia ao barramento CC. Sendo o fluxo de potência do barramento CC para a bateria, quando a chave S_2 está ligada, o diodo D_1 está reversamente polarizado e o barramento fornece corrente ao indutor L. Quando a chave S_1 está ligada, o diodo D_2 está reversamente polarizado e a corrente no indutor diminui, ou seja, está fluindo energia para a bateria (CARICCHI et al., 1998).

Figura 13 – Modelo simplificado do conversor Buck-Boost Bidirecional.

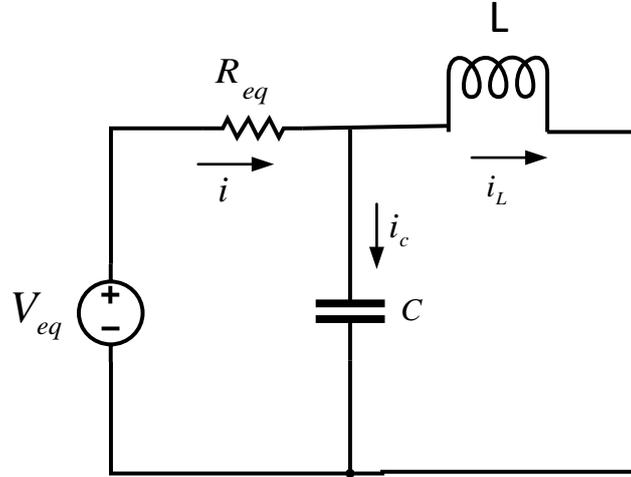


Fonte: Do autor

Seguindo a metodologia descrita em (NISE, 2007), será feita a modelagem em espaço de estados do conversor.

Chave S_1 fechada e S_2 aberta

Figura 14 – Conversor Buck-Boost Bidirecional com chave S_1 fechada e chave S_2 aberta.



Fonte: Do autor

As equações dos elementos armazenadores de energia podem ser descritas por:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \text{ e } v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Ambas devem ser escritas como combinações lineares das variáveis de estado v_c e i_L e da entrada $v(t)$ de acordo com as equações do circuito (2.34) e (2.35).

$$i_c(t) = i(t) - i_L(t) \quad (2.34)$$

$$v_L(t) = v_c(t) \quad (2.35)$$

Substituindo i_c e v_L nas equações (2.34) e (2.35) são obtidas as equações (2.36) e (2.37) respectivamente.

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_{eq}}{CR_{eq}} - \frac{v_c}{CR_{eq}} - \frac{i_L}{C} \quad (2.36)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} \quad (2.37)$$

O modelo por espaço de estados é então descrito pelas equações (2.38) e (2.39).

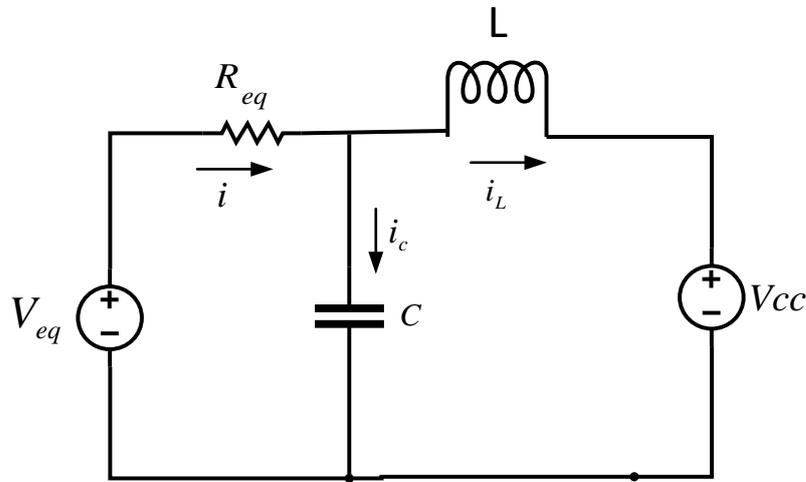
$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cc} \\ V_{eq} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix}, C_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}, D_3 = 0$$

Chave S_2 fechada e S_1 aberta

Figura 15 – Conversor Buck-Boost Bidirecional com chave S_2 fechada e chave S_1 aberta.



Fonte: Do autor

De maneira semelhante a anterior as equações dos elementos armazenadores de energia são descritas como combinações lineares das variáveis de estado v_c e i_L e da entrada $v(t)$ de acordo com as equações do circuito (2.40) e (2.41).

$$i_c(t) = i(t) - i_L(t) \quad (2.40)$$

$$v_L(t) = v_c(t) - V_{cc} \quad (2.41)$$

Substituindo i_c e v_L nas equações (2.40) e (2.41) são obtidas as equações (2.42) e (2.43).

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_{eq}}{CR_{eq}} - \frac{v_c}{CR_{eq}} - \frac{i_L}{C} \quad (2.42)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} - \frac{V_{cc}}{L} \quad (2.43)$$

O modelo por espaço de estados é descrito pelas equações (2.44) e (2.45).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cc} \\ V_{eq} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix}, B_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{CR_{eq}} \end{bmatrix}, C_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}, D_4 = 0$$

As equações (2.14) e (2.15) podem ser reescritas para os modos estados de operação:

$$\dot{x}_2 = A_3x + B_3u \quad (2.46)$$

$$\dot{x}_2 = A_4x + B_4u \quad (2.47)$$

$$y_2 = C_3x \quad (2.48)$$

$$y_2 = C_4x \quad (2.49)$$

Multiplicando as equações (2.46) e (2.48) pelo ciclo de trabalho δ e as equações (2.47) e (2.49) por $1 - \delta$ obtêm-se as equações (2.50) e (2.51) respectivamente.

$$\dot{x}_2 = [A_3\delta + A_4(1 - \delta)]x + [B_3\delta + B_4(1 - \delta)]u \quad (2.50)$$

$$y_2 = [C_3\delta + C_4(1 - \delta)]x \quad (2.51)$$

As equações na forma matricial (2.32), (2.33), (2.50) e (2.51) produzem uma descrição média das variáveis de estado em um período de chaveamento, ponderadas em relação ao tempo (POMILIO, 1998).

2.3.3 Modelo de pequenos sinais para os conversores CC-CC

O modelo de descrição média das variáveis de estado, não é capaz de representar o *ripple* da corrente ou tensão, apenas representa a evolução do valor médio destas variáveis a cada período de comutação. É necessário um modelo dinâmico do conversor que represente como variações na tensão de entrada, corrente de carga ou no ciclo de trabalho δ , afetam a variável que será controlada. Desta forma deve ser obtida uma função de transferência para pequenos sinais entre a saída y e o ciclo de trabalho δ , em torno de seus pontos de operação, Y e d (POMILIO, 1998; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Será tomado como exemplo as equações encontradas na modelagem do conversor Boost.

É introduzida uma pequena perturbação e separação de componentes CC e CA, assim as variáveis são decompostas em:

$$\begin{aligned}x &= X + \hat{x} \\y &= Y + \hat{y} \\ \delta &= d + \hat{d}\end{aligned}$$

onde os termos X, Y e d representam o valor médio (parte contínua) de regime permanente e os termos \hat{x}, \hat{y} e \hat{d} as componentes alternadas do sinal (perturbações). A equação (2.32) pode ser reescrita como apresentado na equação 2.52.

$$\hat{x} = [A_1(d + \hat{d}) + A_2(1 - (d + \hat{d}))](X + \hat{x}) + [B_1(d + \hat{d}) + B_2(1 - (d + \hat{d}))]U \quad (2.52)$$

já que derivando o vetor de estado x tem-se:

$$\begin{aligned}x &= X + \hat{x} \\ \dot{x} &= \hat{\dot{x}}\end{aligned}$$

A equação (2.33) é reescrita como:

$$Y + \hat{y} = [C_1(d + \hat{d}) + C_2(1 - (d + \hat{d}))](X + \hat{x}) \quad (2.53)$$

Desenvolvendo as equações (2.52) e (2.53) tem-se que:

$$\hat{x} = [A_1d + A_2(1 - d) + A_1\hat{d} - A_2\hat{d}](X + \hat{x}) + [B_1d + B_2(1 - d) + B_1\hat{d} - B_2\hat{d}]U$$

$$Y + \hat{y} = [C_1d + C_2(1 - d) + \hat{d}(C_1 - C_2)](X + \hat{x})$$

Onde é definido $A = A_1d + A_2(1 - d)$, $B = B_1d + B_2(1 - d)$, $C = C_1d + C_2(1 - d)$ e é feita a distribuição dos produtos:

$$\hat{x} = AX + Bu + X\hat{d}(A_1 - A_2) + A\hat{x} + \hat{d}\hat{x}(A_1 - A_2) + \hat{d}(B_1 - B_2)U \quad (2.54)$$

$$Y + \hat{y} = CX + C\hat{x} + \hat{d}X(C_1 - C_2) + \hat{d}\hat{x}(C_1 - C_2) \quad (2.55)$$

Na equação (2.54) o termo $\hat{d}\hat{x}(A_1 - A_2)$ é o produto de duas perturbações muito pequenas, sendo então desconsiderado. Com a expressão apenas para as componentes alternadas o termo $AX + BU$, que é constante, é eliminado. O mesmo critério é aplicado na equação (2.55) para os termos $\hat{d}\hat{x}(C_1 - C_2)$, CX e Y . Assim tem-se:

$$\hat{x} = A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \quad (2.56)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + \hat{d}X(C_1 - C_2) \quad (2.57)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* na equação (2.56) tem-se:

$$S\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}(s)$$

rearranjando

$$\hat{x}(s)(sI - A) = [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}(s) \quad (2.58)$$

Para a equação (2.57):

$$\hat{y}(s) = C\hat{x}(s) + \hat{d}(s)X(C_1 - C_2) \quad (2.59)$$

Substituindo (2.58) em (2.59) e com a saída $\hat{y}(s)$ em função de $\hat{d}(s)$ tem-se finalmente:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = G(s) = C(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)u] + (C_1 - C_2)X \quad (2.60)$$

E da equação (2.14) com perturbações para regime permanente:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + BU \\ \dot{x} &= A(X + \hat{x}) + BU \\ \dot{x} &= AX + A\hat{x} + BU \\ 0 &= AX + BU \\ X &= -A^{-1}BU \end{aligned}$$

A equação (2.60) representa a função de transferência para pequenos sinais, que será utilizada para projetar o controlador do conversor Boost e Buck-Boost Bidirecional.

2.4 Bateria

A bateria é um elemento eletroquímico que armazena energia elétrica. De acordo com as reações químicas que ocorrem no interior de uma bateria, provocada por mudanças no circuito externo, ela pode armazenar ou fornecer energia elétrica. A eficiência de uma bateria pode variar de 60% a 80% dependendo do tipo e da aplicação, sendo que a maior parte das perdas são por calor (COELHO et al., 2001).

Os tipos de baterias existentes podem ser divididos quanto a aplicação e construção. Aplicações comuns são em sistemas automotivos, transportes marítimos e de ciclo profundo. Os tipos construtivos variam no meio em que as placas das baterias estão imersos, podendo ser líquido, gel ou sólido (COELHO et al., 2001).

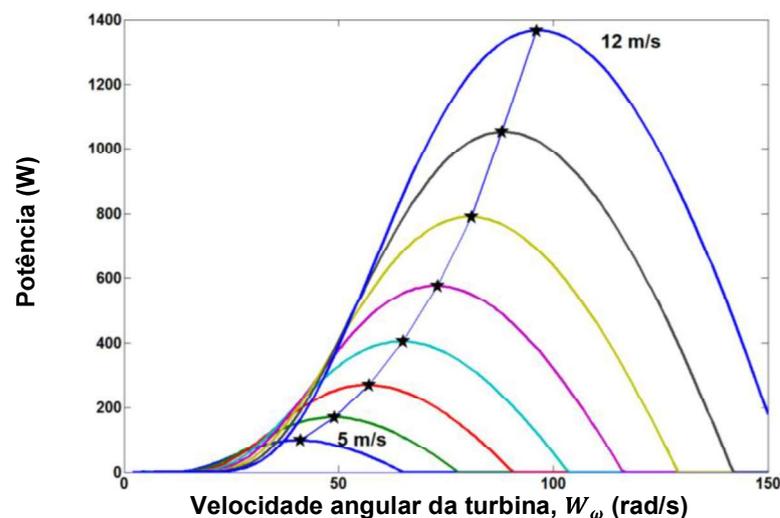
Com o surgimento de novas tecnologias, as baterias de ciclo profundo estão sendo cada vez mais aplicadas, como em sistemas de geração distribuída conferindo-lhes maior robustez e independência, uma vez que são estruturas que necessitam de longos períodos de fornecimento de energia, ocasionando descargas profundas nas baterias (BASTOS, 2016).

Neste trabalho a bateria será responsável por realizar o balanço de energia no barramento CC sempre que necessário, podendo drenar ou fornecer corrente. Seu modelo será simplificado a uma fonte de tensão ideal e uma resistência série. Além disso irá operar como uma bateria ideal, ou seja, poderá entregar ou absorver a potência necessária para este balanço.

2.5 Busca do Ponto de Máxima Potência

A Figura 16 mostra uma curva típica de P vs W_w para diferentes velocidades do vento.

Figura 16 – Curva típica da potência gerada P pela velocidade angular da turbina W_w .



Fonte: (BASTOS, 2016; ABDULLAH et al., 2012).

Analisando o gráfico observa-se um ponto de máxima potência para cada velocidade do vento, onde é possível alcançá-lo variando a velocidade angular W_w da turbina.

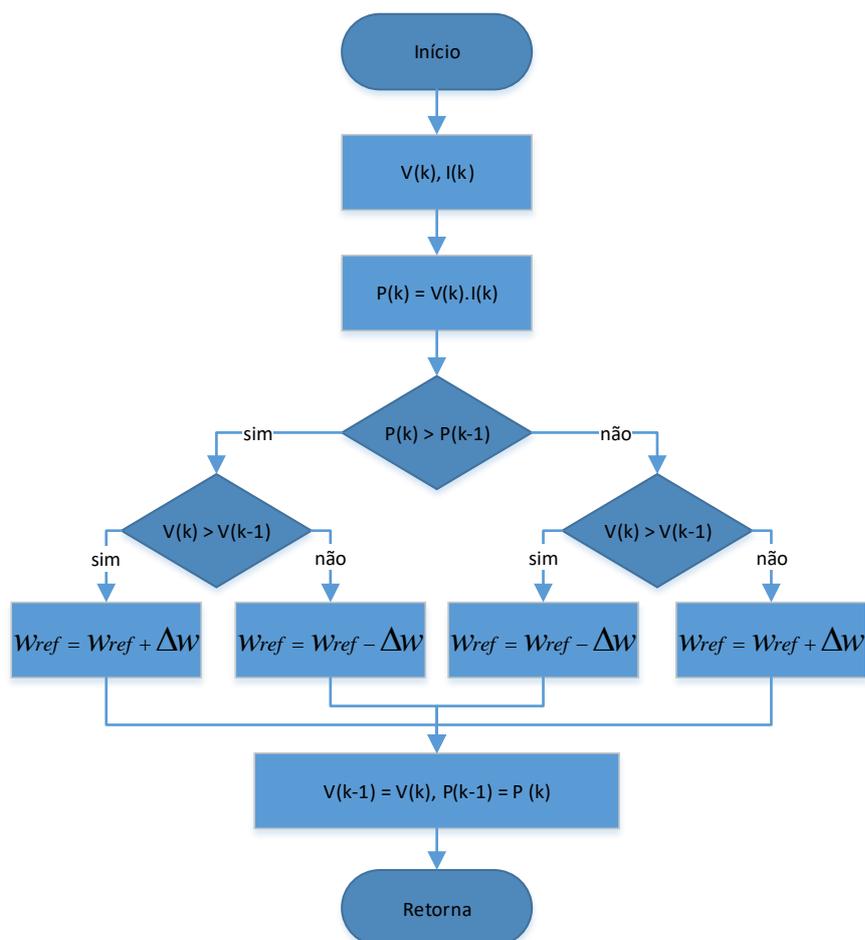
Os conversores de potência tornam possível controlar a velocidade de rotação de uma turbina eólica variando a corrente drenada, que varia o torque de carga e conseqüentemente a velocidade. É então possível, através de algoritmos de rastreamento, alcançar o ponto da máxima potência elétrica gerada (ARRAIS, 2014).

O algoritmo de *MPPT* (do inglês *maximum power point tracking*), tem como objetivo determinar o ponto de operação de maior geração de energia elétrica, para variações instantâneas na velocidade do vento (MOÇAMBIQUE, 2012).

O método de perturbação e observação (P&O) além de ser o mais simples dos algoritmos de MPPT, apresenta ótimo desempenho e é fácil de ser implementado em sistemas de baixo custo (VILLALVA, 2010). Resumindo, quando a velocidade da turbina aumenta, a potência de saída também deverá aumentar, caso a velocidade da turbina diminua a potência de saída também diminui. Sendo assim a velocidade da turbina é perturbada em um determinado sentido e observa-se se o comportamento da potência gerada. Caso haja aumento da potência mantém-se a perturbação no mesmo sentido, caso contrário, o sentido deverá ser invertido. O processo se mantém continuamente e com isso a velocidade oscilará em torno do ponto de máxima potência (MOÇAMBIQUE, 2012). O algoritmo destaca-se por não ser necessário conhecer o modelo matemático do sistema, pois ele apenas compara a potência que esta sendo gerada instantaneamente com a de um instante anterior.

A Figura 17 apresenta o fluxograma que demonstra o funcionamento do algoritmo MPPT pelo método P&O.

Figura 17 – Fluxograma do algoritmo MPPT.



Fonte: Adaptado de (MOÇAMBIQUE, 2012).

2.5.1 Busca do Ponto de Máxima Potência com passo variável

Normalmente os algoritmos MPPT utilizam um passo de tamanho fixo, que é determinado de acordo com as necessidades do sistema. Se o passo Δw for muito grande, o algoritmo encontrará o ponto de máxima potência mais rapidamente, porém em regime permanente a precisão diminui, resultando em uma baixa eficiência. Por outro lado, se o passo Δw for muito pequeno, a precisão do algoritmo em regime aumenta, mas leva mais tempo para encontrar o ponto desejado, afetando novamente a eficiência (SAIDI; MAAMOUN; BOUNEKHLA, 2017; AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010).

Afim de superar essa desvantagem do algoritmo MPPT pelo método P&O, é implementada uma modificação simples e eficiente, que substitui o passo fixo por um variável, que varia de acordo com a variação de potência instantânea.

Desta forma Δw torna-se

$$\Delta w = N \Delta P \quad (2.61)$$

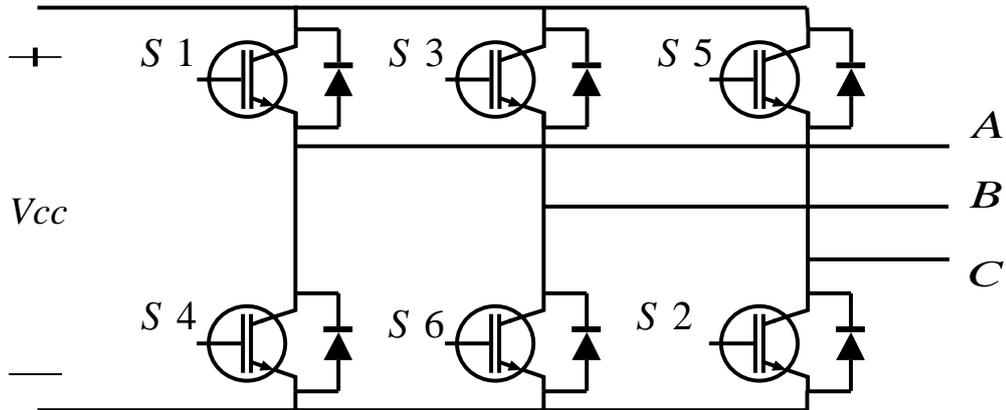
onde N é o fator que determina a performance do algoritmo MPPT e deve ser ajustado de acordo com o sistema. ΔP é a potência medida no instante k subtraída da potência no instante $k - 1$ (SAIDI; MAAMOUN; BOUNEKHLA, 2017; AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010).

2.6 Inversores

Neste trabalho são utilizados dois inversores. O primeiro, não controlado, é a interface de potência entre o aerogerador e o conversor Boost. O segundo será controlado e será a interface de potência entre o barramento CC e a rede elétrica, sendo responsável pela integração da microrrede com a rede.

Os conversores CC-CA, também conhecidos como inversores, tem como principal função converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA de frequência e amplitude desejadas (RASHID, 2010). A Figura 18 apresenta a configuração básica de um conversor trifásico.

Figura 18 – Conversor trifásico.

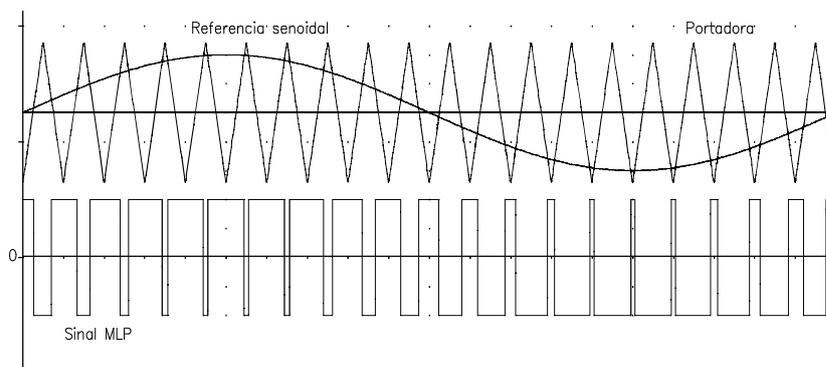


Fonte: Do autor

Neste trabalho a microrrede poderá fornecer ou drenar corrente da rede, em outras palavras, o fluxo de potência deverá ser bidirecional entre o barramento CC e a rede. Os conversores controlados, são conversores nos quais o fluxo de potência é reversível, ou seja, podem converter uma tensão CC em CA e vice-versa (MOHAN; UNDELAND, 2007). Sendo assim o inversor poderá atuar como retificador dependendo apenas da referência em seu controlador.

Um método eficiente para o controle deste conversor é novamente através da modulação por largura de pulso. O comando dos IGBT's é gerado a partir da comparação de uma onda senoidal de referência com uma onda triangular simétrica (portadora), sendo que a frequência desta onda determinará a frequência de chaveamento do conversor. A frequência da portadora deve ser pelo menos 10 vezes maior que a do sinal de referência, para que se obtenha um resultado satisfatório na saída do conversor. A largura do pulso de comando gerado é definido pela diferença de amplitude entre a referência e a portadora (POMILIO, 1998).

Figura 19 – Sinal de comando gerado através da modulação largura de pulsos senoidal.



Fonte: (POMILIO, 1998).

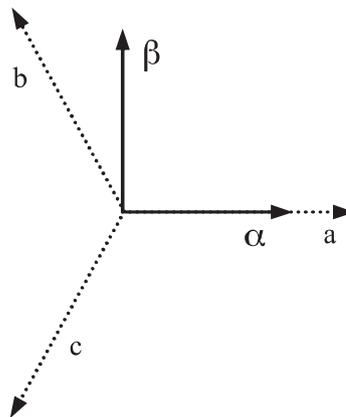
As referências dos sinais de comandos para as três fases do conversor devem estar defasadas 120° entre si, para que sejam obtidas correntes e tensões trifásicas equilibradas. Uma condição básica para o funcionamento do conversor é a de que dois semicondutores no mesmo ramo não devem conduzir ao mesmo tempo, afim de se evitar que haja um curto circuito no lado CC. Sendo assim o comando enviado a chave S_4 será sempre o barrado da chave S_1 , o mesmo para os pares S_5, S_2 e S_6, S_3 (RASHID, 2010).

O controlador PI possui um melhor desempenho atuando em variáveis contínuas (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Desta forma, neste trabalho a técnica de controle utilizada será o controlador PI no referencial síncrono. Esta abordagem possui resultados muito satisfatórios no controle de conversores trifásicos, sendo robusta a ruídos e distúrbios e possui erro nulo em regime permanente. Entretanto, é uma técnica mais complexa, que requer diversas transformações de coordenadas (ZMOOD; HOLMES, 2003). Uma breve explanação sobre estas transformações será dada a seguir.

2.6.1 Transformada de Clarke

A transformada de Clarke, também conhecida como transformação $\alpha\beta 0$, consiste em uma transformação de tensões ou correntes trifásicas nas coordenadas abc em referenciais estacionários $\alpha\beta 0$ (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). A Figura 20 é a representação gráfica da transformação de Clarke.

Figura 20 – Representação gráfica da transformação de Clarke.



Fonte: (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Os eixos α e β são ortogonais entre si e o eixo α é paralelo ao eixo a . A direção do eixo β é escolhida de modo que se os vetores espaciais de tensão ou corrente nas coordenadas abc giram na sequência abc , então eles irão girar na sequência $\alpha\beta 0$ nas coordenadas $\alpha\beta 0$ (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

A transformação linear direta é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

E sua inversa:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Em um sistema trifásico equilibrado a componente de sequência zero é nula, e o mesmo ocorre para sistemas trifásicos a três fios (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Portanto neste trabalho a seguinte simplificação poderá ser feita:

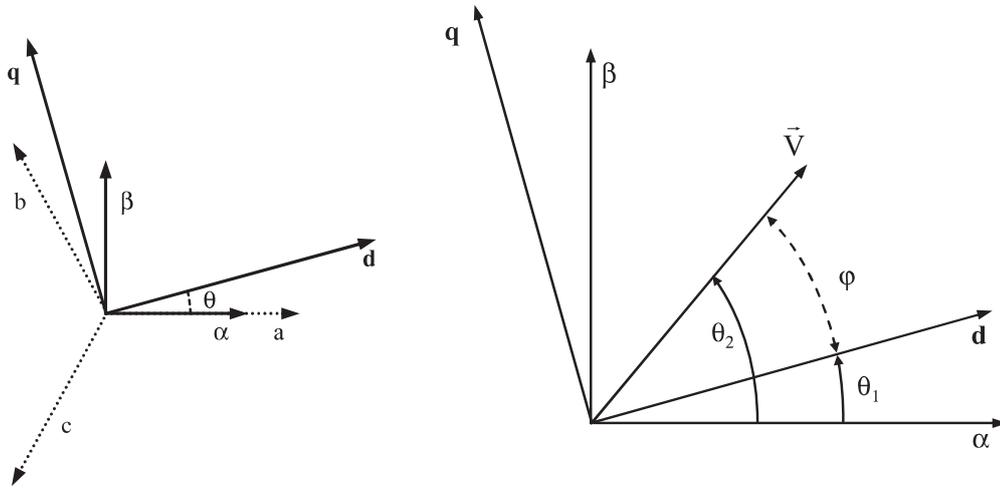
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

2.6.2 Transformada de Park

A transformada de Park, também conhecida como transformação dq , tem como objetivo sair de uma transformação estática para uma dinâmica, uma transformação linear cuja matriz possui coeficientes variantes no tempo (BUSO; MATTAVELLI, 2006). A Figura 21 é a representação gráfica da transformada de Park.

Figura 21 – Representação gráfica da transformação de Park.



Fonte: (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

São definidos dois eixos de referência, chamados de d e q que giram em torno do referencial $\alpha\beta$ a uma frequência angular constante w , onde da Figura 21, $\theta = wt$. A transformada de Clarke realiza a transformação dos sinais na coordenada abc em dois sinais ortogonais entre si, que podem ser interpretados como um vetor girante \vec{V} . A velocidade angular do vetor \vec{V} é igual a frequência fundamental do sistema inicial em coordenadas abc . Isso significa que para o referencial dq o vetor \vec{V} não está se movendo, o que implica que os ângulos θ_1 e θ_2 irão aumentar com a frequência angular w , enquanto o ângulo φ e as projeções de \vec{V} nos eixos d e q serão constantes (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Isso mostra que a vantagem em utilizar a transformada de Park é o fato de que sinais senoidais com uma frequência angular w , serão vistos como sinais constantes no referencial dq , o que torna a atuação do controlador PI muito mais eficiente (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A transformação linear direta pode ser dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

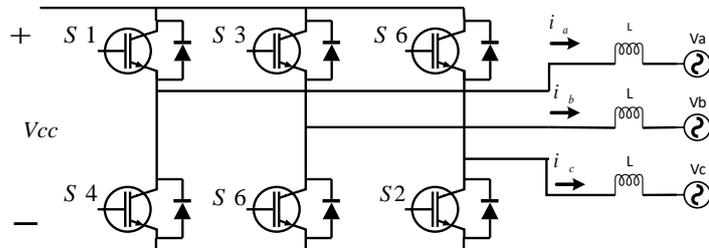
E sua inversa:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

2.6.3 Modelo do inversor

O inversor será conectado a rede através de um filtro indutivo, conforme apresentado na Figura 22.

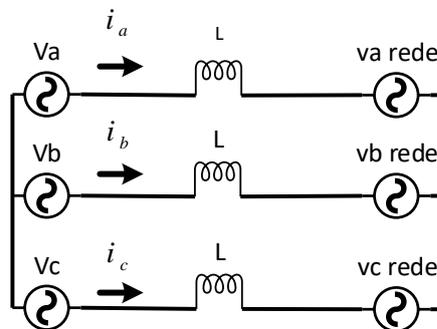
Figura 22 – Inversor conectado a rede através de um filtro indutivo.



Fonte: Do autor

A sua modelagem será realizada através do circuito equivalente que pode ser observado na Figura 23, onde o inversor e a rede são substituídos por fontes de tensão equivalentes (VILLALVA, 2010).

Figura 23 – Circuito equivalente do inversor conectado a rede.



Fonte: Do autor

Aplicando a Lei de Kirchhoff no circuito equivalente para uma fase, tem-se que:

$$V_a(t) = L \frac{di_a}{dt} + v_a(t) \tag{2.68}$$

Aplicando transformada de Laplace, é obtida a equação (2.69).

$$V_a(s) = Lsi_a + v_a(s) \tag{2.69}$$

Neste modelo a tensão da rede v_a é considerada um distúrbio, uma vez que a variável de controle é a tensão V_a do inversor (VILLALVA, 2010). Desconsiderando este distúrbio é obtida a equação (2.70).

$$V_a(s) = Ls i_a \quad (2.70)$$

Com a saída $i_a(s)$ em função da entrada $V_a(s)$ é obtida a equação (2.71).

$$G_f(s) = \frac{i_a(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{sL} \quad (2.71)$$

O ganho de um inversor é dado pela tensão sobre as cargas de uma fase, dado o percurso da corrente durante um ciclo de chaveamento, sendo então $K_{inv} = \frac{V_{cc}}{2}$ (POMILIO, 1998).

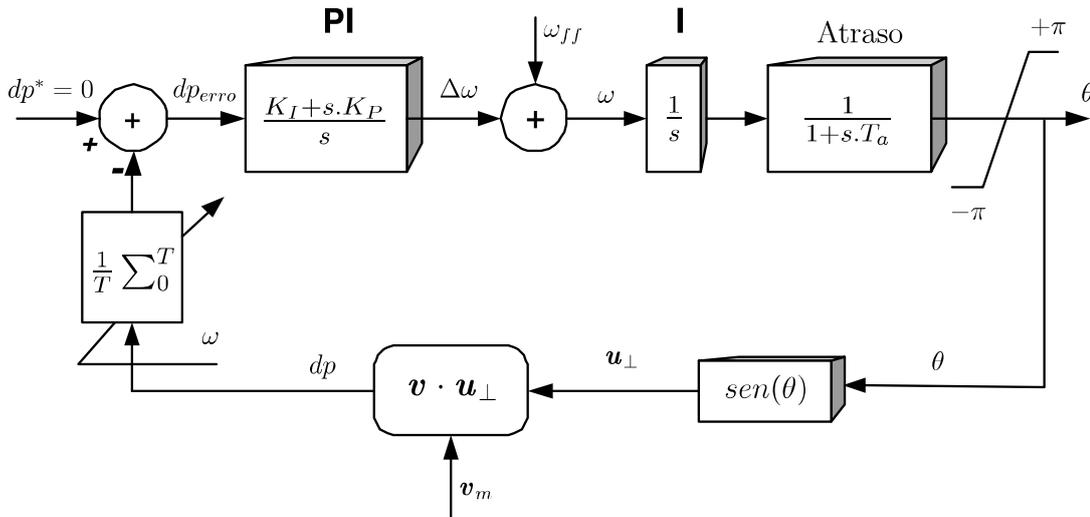
Desta forma a função de transferência em malha aberta do inversor será expressa pela equação (2.72).

$$G_{inv}(s) = \frac{V_{cc}}{2} \frac{1}{sL} \quad (2.72)$$

2.7 Algoritmo de sincronização PLL

Para que um sistema de geração de energia entregue o máximo de potência ativa através de conversores à rede, deverá haver a sincronização entre a corrente gerada e tensão rede elétrica. Esta sincronização será realizada através do PLL (do inglês *Phase Locked Loop*). O PLL tem um papel fundamental nesta tarefa, uma vez que ele proporciona uma rápida e precisa a detecção do ângulo da tensão da rede, permitindo assim a injeção de corrente com fator de potência unitário. Desta forma a componente I_d será a amplitude da corrente ativa, em fase com a tensão da rede, e a componente I_q será a amplitude da corrente não ativa, em quadratura com a tensão da rede (FRANCESCHINI et al., 2008). A Figura 24 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo PLL.

Figura 24 – Diagrama de blocos do algoritmo PLL.



Fonte: (MARAFÃO et al., 2004).

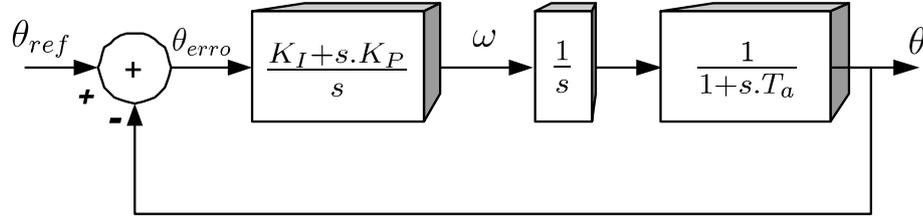
O funcionamento do PLL parte do conceito de que dois sinais periódicos são perpendiculares entre si se, e somente se, a média do produto escalar entre eles for igual a zero em um período T . O PLL digital gera uma senoide interna de amplitude unitária u_{\perp} , que em regime, deve ser perpendicular a variável medida v_m , neste caso a tensão de referência. Assim é introduzido no controlador PI a diferença entre o *setpoint* ($\bar{d}p = 0$) e o valor médio calculado. A saída do controlador informa a variação da frequência $\Delta\omega$, em que é somado ω_{ff} ($2\pi f_n$), sendo f_n a frequência fundamental da rede, obtendo assim a frequência de sincronismo ω de maneira mais eficiente. Na condição onde o erro do produto escalar é nulo, a saída do controlador fornece um valor constante de ω , e integrando esta resposta é possível encontrar o ângulo θ . Devido a condição de ortogonalidade inicial, soma-se $\frac{\pi}{2}$ para descobrir o ângulo de sincronismo, sendo então $\phi = \theta + \frac{\pi}{2}$ o argumento utilizado na transformada de Park. A função $\frac{1}{1+sT_a}$ representa o atraso entre a conversão analógico digital de uma amostra e a saída do PLL (MARAFÃO et al., 2004).

2.7.1 Modelo do algoritmo PLL

O controle do PLL digital será realizado através do controlador PI. De acordo com (MARAFÃO et al., 2004), há uma série de simplificações que podem ser realizadas. Assumindo que a frequência de amostragem do sistema é muito mais elevada que a faixa de frequências que o PLL irá atuar, o diagrama de blocos pode ser reduzido a uma estrutura linear, uma vez que para pequenas variações do argumento θ a simplificação $\text{sen}(\theta) = \theta$ pode ser feita. A variável ω_{ff} também poderá ser desconsiderada do diagrama, pois é usada apenas como uma forma de melhorar o desempenho do algoritmo. O filtro média móvel (responsável por calcular o valor médio entre a senoide unitária e a tensão medida v_m)

possui ganho praticamente unitário em 60 Hz, não influenciando na função de transferência do sistema. A Figura 25 apresenta o diagrama de blocos simplificado.

Figura 25 – Diagrama de blocos simplificado do algoritmo PLL.



Fonte: (MARAFÃO et al., 2004).

A planta do algoritmo PLL então é reduzida ao integrador e ao atraso digital, sendo então a função de transferência de malha aberta dada pela equação (2.73).

$$G_{APLL}(s) = PI(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + sT_a} \quad (2.73)$$

A função de malha fechada é então dada pela equação (2.74).

$$G_{PLL}(s) = \frac{G_{APLL}(s)}{1 + G_{APLL}(s)} = \frac{sK_P + K_I}{s^3T_a + s^2 + sK_P + K_I} \quad (2.74)$$

Para altas frequências de amostragem, haverão pequenos valores de T_a . Uma vez que o polo relativo ao atraso digital está posicionado no semi-plano esquerdo do plano-s, ele está relativamente longe dos outros dois pólos da função de transferência (2.74). Desta forma a planta pode ser reduzida para forma canônica de segunda ordem sem prejudicar o correto funcionamento do sistema (MARAFÃO et al., 2004), sendo exibida na equação (2.75).

$$G_{PLL}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \quad (2.75)$$

Desta forma tem-se que:

$$K_P = 2\zeta\omega_n \quad (2.76)$$

$$K_I = \omega_n^2 \quad (2.77)$$

Onde ω_n define a frequência de interesse da malha fechada e ζ é o fator de amortecimento do controlador, geralmente definido entre 0.5 e 1 (MARAFÃO et al., 2004).

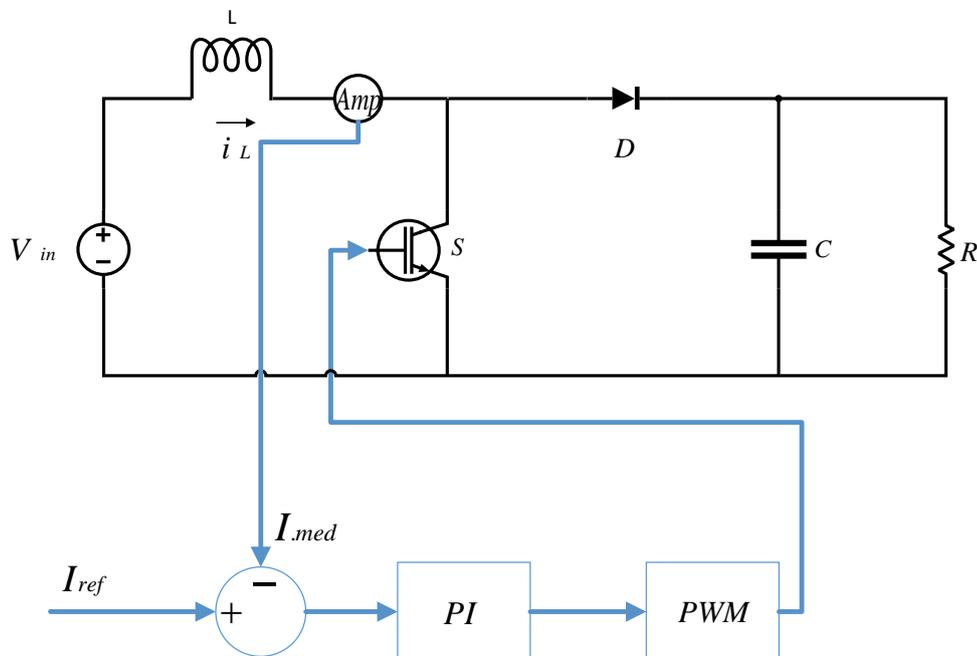
3 Metodologia

3.1 Controle do Aerogerador

3.1.1 Controle da corrente no indutor do conversor Boost

Para controlar a corrente no indutor do conversor Boost, foi projetado um controlador PI em malha fechada de acordo com o modelo em pequenos sinais do conversor, descrito pela equação (2.60). A Figura 26 exibe esta malha de controle.

Figura 26 – Malha de controle da corrente no indutor do conversor Boost.



Fonte: Do Autor.

Os parâmetros utilizados no conversor são apresentados na Tabela 1, e a função de transferência de malha aberta obtida na equação (3.1).

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no modelo de pequenos sinais do conversor Boost

Parâmetros do conversor Boost	
L	$10mH$
C	$400\mu F$
R	100Ω
f	$5kHz$
d	0.5
V_{in}	$100V$

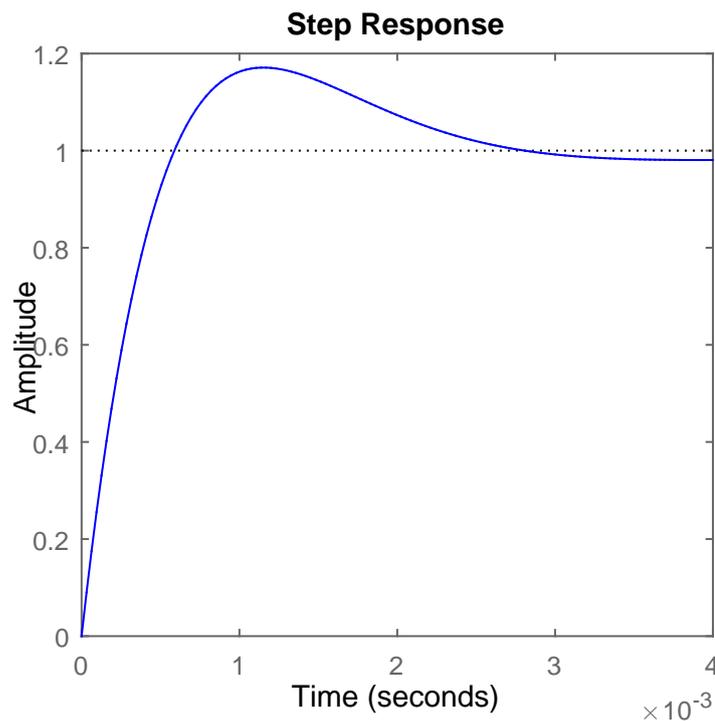
$$G_{iL}(s) = \frac{2 \times 10^4 s^3 + 1.5 \times 10^6 s^2 + 1.275 \times 10^9 s + 6.25 \times 10^{10}}{s^4 + 50s^3 + 1.256 \times 10^5 s^2 + 3.125 \times 10^6 + 3.906 \times 10^9} \quad (3.1)$$

Para sintonia do controlador PI é sugerida uma frequência de cruzamento em torno de dez vezes menor que a frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 60° e 80° (VILLALVA, 2010). Para tal utilizou-se a ferramenta *sisotool* do *Matlab*. Com isso a frequência de cruzamento foi definida em 3140 rad/s e uma margem de fase de 70° , resultando a seguinte função de transferência

$$C_{PI}(s) = 164.31 \times \frac{1 + 0.0009s}{s} \quad (3.2)$$

obtendo o ganho proporcional $K_P = 0.148$ e integral $K_I = 164.31$. A resposta ao degrau em malha fechada desta planta é apresentada na Figura 27

Figura 27 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.



Fonte: Do Autor.

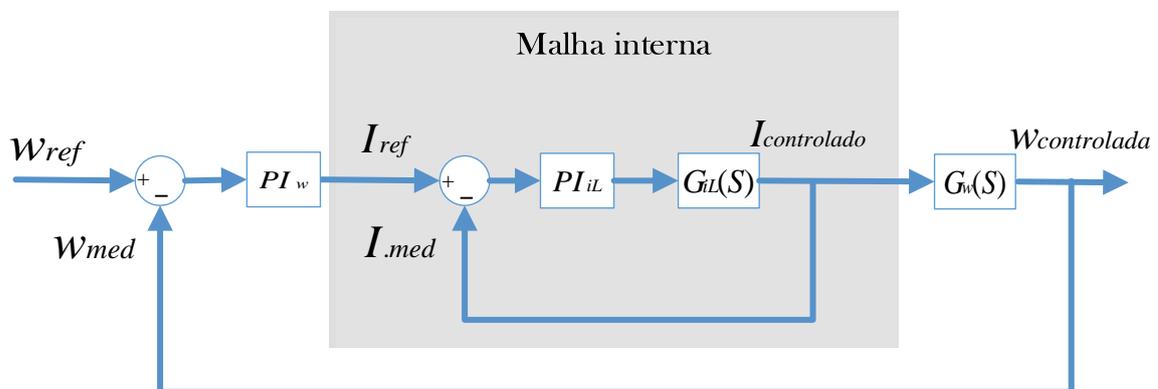
Analisando o gráfico pode ser confirmado que a corrente possui uma dinâmica rápida no circuito, pois dada uma entrada degrau ela se estabiliza em aproximadamente $3ms$. A saída do controlador PI é ligada no modulador *PWM*, este que é composto do comparador e de uma onda triangular na mesma frequência f de chaveamento, controlando assim a chave S e conseqüentemente a corrente para o valor desejado.

3.1.2 Controle da velocidade do aerogerador

Em certas malhas que possuem dinâmica lenta, ou de grande instabilidade, o desempenho de controle fornecido pelo controle de realimentação não possui um desempenho satisfatório. Uma estratégia conhecida é controlar uma malha indiretamente através de outra malha mais estável. No controle em cascata, a consideração mais importante é que a malha interna (variável secundária) deve responder mais rapidamente às variações no distúrbio e na variável manipulada do que a malha externa (variável primária), quanto mais rápido melhor (SMITH; CORRIPIO, 2000).

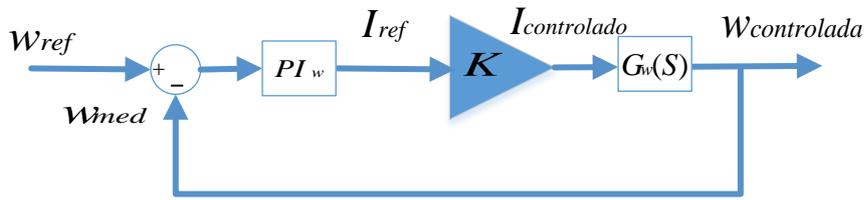
No conversor Boost, o controle direto da corrente no indutor possui um bom desempenho dado que a corrente é uma variável de dinâmica rápida no circuito. Entretanto o controle direto da velocidade do aerogerador não apresenta um comportamento desejável, como será apresentado na seção 4.2. Por isso se faz necessário um controle em cascata, onde o controle da velocidade é realizado em função do controle da corrente, que possui uma dinâmica mais rápida e estável. O controlador PI da malha externa (velocidade), gera uma referência de corrente para malha interna, que dá uma resposta de corrente já controlada em uma velocidade praticamente instantânea vista da malha externa, ou seja, a malha interna é uma constante para a externa. As Figuras 28 e 29 apresentam a representação desta malha de controle

Figura 28 – Diagrama de blocos da malha de controle em cascata.



Fonte: Do Autor.

Figura 29 – Diagrama de blocos da malha controle em cascata considerando a malha interna constante.



Fonte: Do Autor.

O modelo do aerogerador são adaptados dos parâmetros presentes em (ROLAN et al., 2009) e (BASTOS, 2016), e são apresentados na Tabela 2. A função transferência de malha aberta obtida é mostrada na equação (3.3). A constante K que representa a malha interna de corrente é definida com valor 1.

Tabela 2 – Parâmetros do modelo do conjunto aerogerador

Parâmetros Aerogerador	
v_1	12m/s
W_w	400rpm
P_{nom}	2kW
$V_{pk}/krpm$	250
J_{eq}	0.3kgm ²
B_m	0.03kgm ²

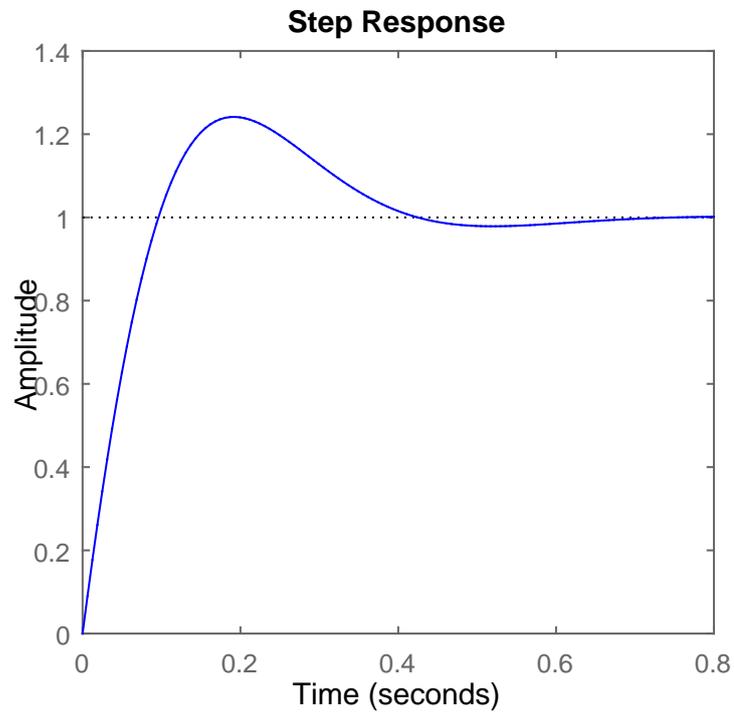
$$G_w(s) = -\frac{1}{0.3s + 0.003} \times 1 \quad (3.3)$$

A constante de tempo τ é de 0.3 s, e considerando um tempo de acomodação de 4τ , ao perturbar a velocidade do aerogerador, ele demora aproximadamente 1.2 s para se estabilizar. Assim a frequência de corte ajustada para sintonizar o controlador PI foi de pouco mais de três vezes este tempo de acomodação, sendo definida em 17 rad/s e uma margem de fase de 60°, resultando função de transferência

$$C_{PI}(s) = -43.84 \times \frac{1 + 0.1s}{s} \quad (3.4)$$

obtendo então o ganho proporcional $K_P = -4.38$ e integral $K_I = -43.84$. A resposta ao degrau em malha fechada desta planta é apresentada na Figura 30

Figura 30 – Resposta ao degrau da planta de velocidade com o controlador PI.



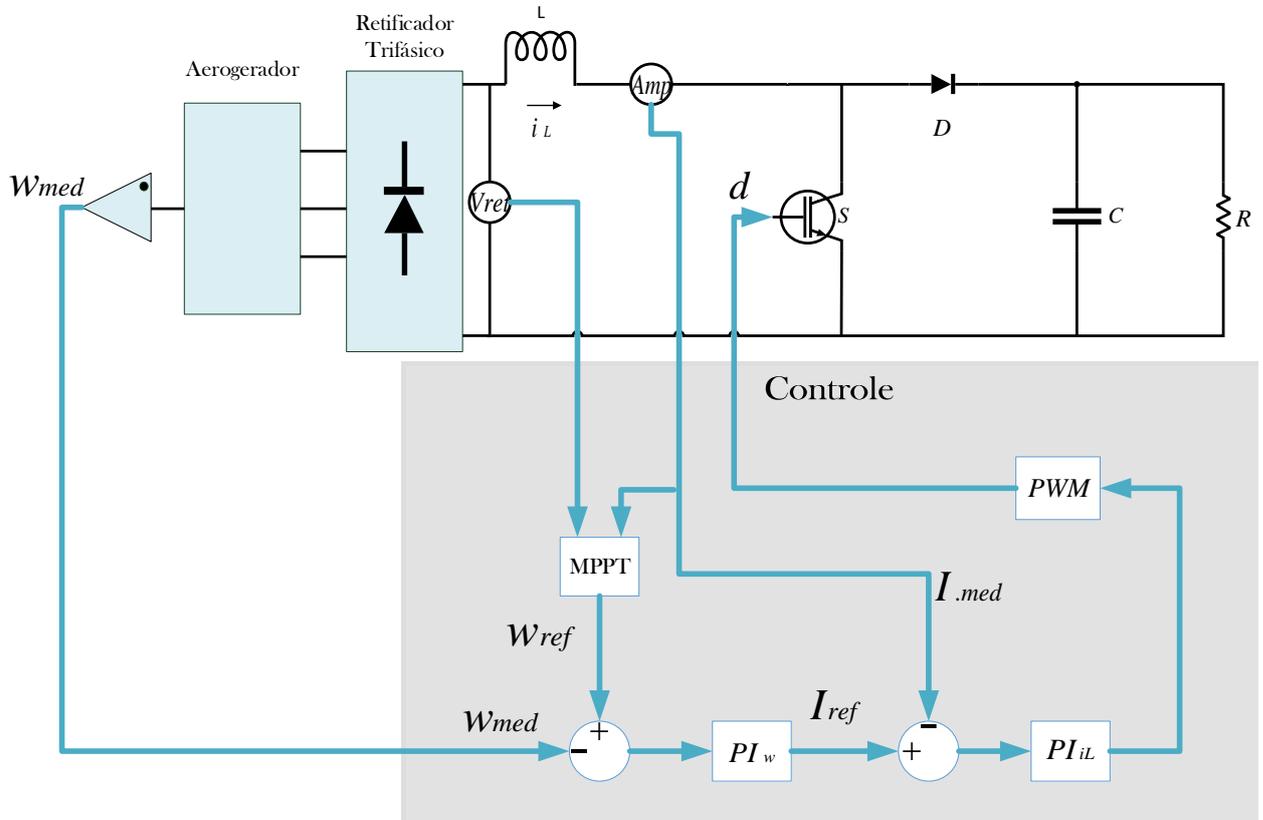
Fonte: Do Autor.

Analisando o gráfico nota-se que o novo tempo de acomodação é 0.7 s, que é bem razoável para o tempo de estabilização de velocidade para um aerogerador de pequeno porte, além de ser muito mais lento que a malha interna de corrente.

3.1.3 Implementação do algoritmo MPPT

A Figura 31 apresenta a malha de controle com a inclusão do algoritmo MPPT por P&O. A referência de velocidade é dada pela resposta do algoritmo, este que precisa como variáveis de entrada a tensão e corrente na saída do retificador trifásico não controlado.

Figura 31 – Malha de controle do aerogerador e conversor Boost com a inclusão do algoritmo MPPT.



Fonte: Adaptado de (BASTOS, 2016).

Desta forma através do controle da corrente controla-se a velocidade para o ponto ótimo, onde ocorre a extração máxima potência elétrica disponível do aerogerador.

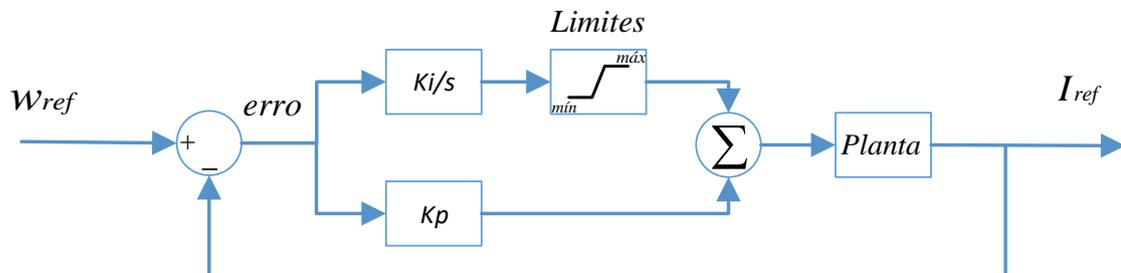
3.1.4 *Wind-up* da ação integral na malha de controle externa

A componente integral do controlador PI acumula o erro (diferença entre a velocidade referência e a medida) com o decorrer do tempo. Então mesmo um pequeno desvio do *setpoint*, fará com que a componente integral aumente, a não ser que o erro seja zero. Portanto o termo integral tende a se tornar muito grande e o controlador entra em uma região de saturação, onde ele não mais consegue ajustar o sinal de erro. Este comportamento da componente integral é conhecido como *wind-up*. Somente quando a componente integral "descarrega", o controlador volta a atuar, o que pode levar um certo tempo.

A fim de solucionar este problema, é implementado um método conhecido como anti *wind-up*. Por se tratar de um controlador discreto (forma em que este foi implementado no software PSIM), é necessário apenas estabelecer limites para a região de atuação da componente integral, de forma que o erro não acumule de maneira desnecessária, e

o controlador possa atuar mais rapidamente no sistema. A Figura 32 apresenta esta modificação no controlador PI de velocidade.

Figura 32 – Delimitação de limites para componente integral do controlador PI de velocidade.



Fonte: Do Autor.

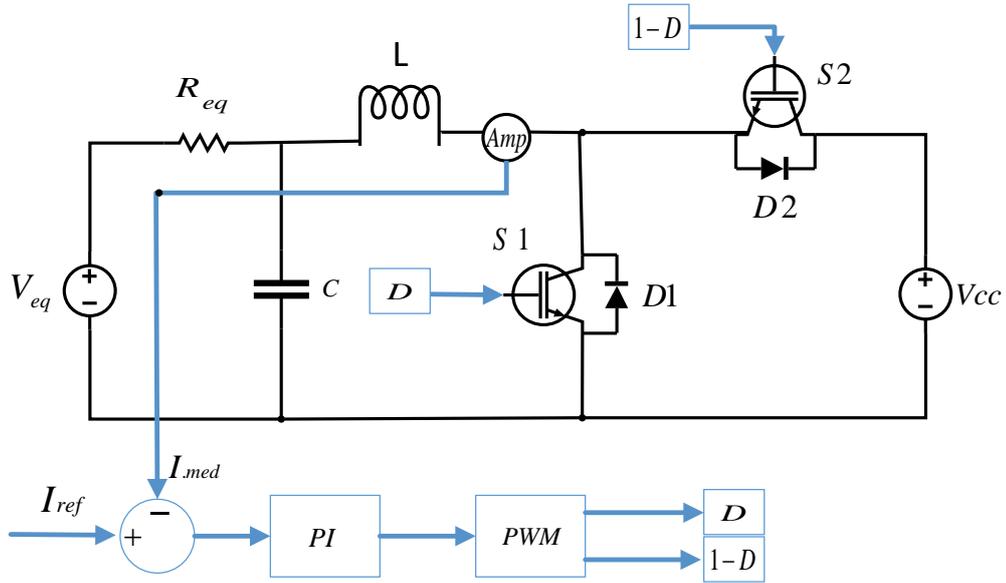
O limite de saturação para componente integral foi ajustado em 25% da amplitude da velocidade nominal W_w do aerogerador, sendo então $0.001 \leq \frac{K_I}{s} \leq 100$.

3.2 Controle do conversor Buck-Boost Bidirecional

3.2.1 Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional

Para controlar a corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional, foi projetado um controlador PI em malha fechada de acordo com o modelo em pequenos sinais, descrito pela equação (2.60). A Figura 33 exhibe esta malha de controle.

Figura 33 – Malha de controle da corrente no indutor do conversor Boost.



Fonte: Do Autor.

Os parâmetros utilizados no conversor são apresentados na Tabela 3, e a função de transferência de malha fechada obtida na equação (3.5).

Tabela 3 – Parâmetros utilizados no modelo de pequenos sinais do conversor Buck-Boost Bidirecional

Parâmetros do conversor Buck-Boost Bidirecional	
V_{eq}	100V
R_{eq}	100Ω
C	600uF
L	10mH
V_{cc}	200V
d	0.5
f	5kHz

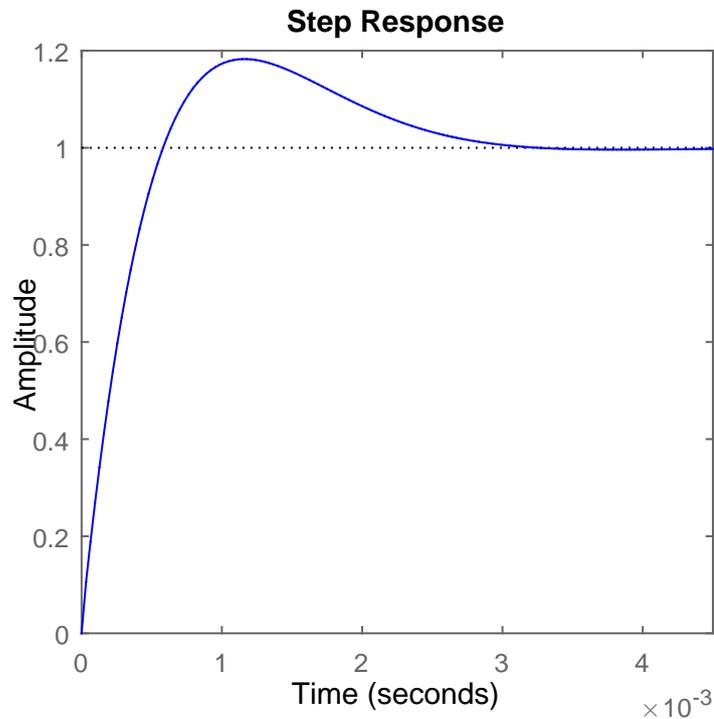
$$G_{iL}(s) = \frac{2 \times 10^4 s^3 + 5.001 \times 10^9 s^2 + 2.779 \times 10^{14} s + 2.779 \times 10^{14}}{s^4 + 3.333 \times 10^5 s^3 + 2.778 \times 10^{10} s^2 + 5.556 \times 10^{10} s + 2.778 \times 10^{10}} \quad (3.5)$$

Para sintonia do controlador PI é sugerida uma frequência de cruzamento em torno de dez vezes menor que a frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 60° e 80° (VILLALVA, 2010). Para tal utilizou-se a ferramenta *sisotool* do *Matlab*. Com isso a frequência de corte foi definida em 3140 rad/s e uma margem de fase de 70°, resultando a seguinte função de transferência

$$C_{PI}(s) = 353.33 \times \frac{1 + 0.0011s}{s} \quad (3.6)$$

obtendo o ganho proporcional $K_P = 0.389$ e integral $K_I = 353.33$. A resposta ao degrau em malha fechada desta planta é apresentada na Figura 34

Figura 34 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.



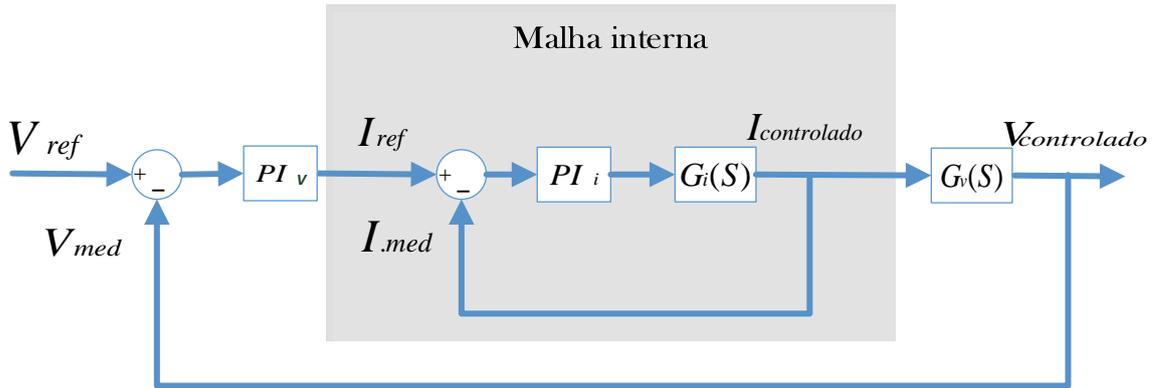
Fonte: Do Autor.

Analisando o gráfico pode ser confirmado que a corrente possui uma dinâmica rápida no circuito, pois dada uma entrada degrau ela se estabiliza em aproximadamente $3ms$. A saída do controlador PI é ligada no modulador *PWM*, este que é composto do comparador e de uma onda triangular na mesma frequência f de chaveamento, controlando assim as chaves S_1 e S_2 e conseqüentemente, a corrente para o valor desejado.

3.2.2 Controle da tensão do barramento CC através do conversor Buck-Boost Bidirecional

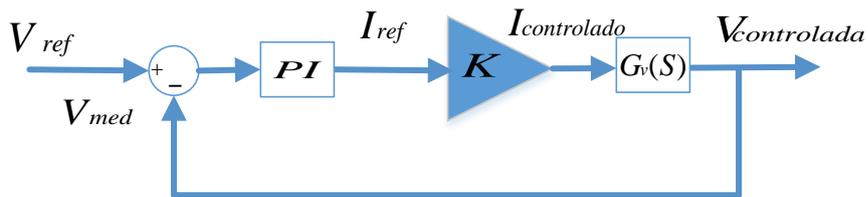
Utilizando a mesma estratégia que foi descrita na seção 3.1.2, o controle da tensão no barramento CC será feita através do controle em cascata, onde a malha interna será a corrente no indutor L do conversor Buck-Boost, e a malha externa a tensão no barramento. As Figuras 35 e 36 apresentam a representação desta malha de controle.

Figura 35 – Diagrama de blocos da malha de controle em cascata.



Fonte: Do Autor.

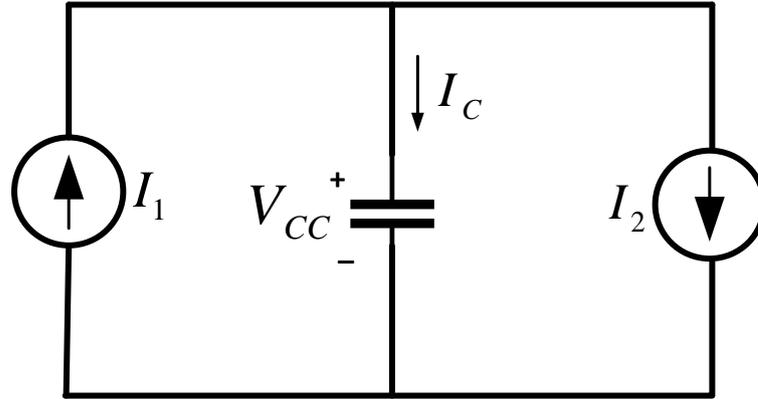
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha controle em cascata considerando a malha interna constante.



Fonte: Do Autor.

Para projetar o controlador da malha externa, é necessário modelar o comportamento do barramento CC através de uma função de transferência, que relacione as variáveis de controle, a corrente drenada ou entregue ao barramento pelas baterias e a corrente gerada pelo conjunto aerogerador, com a variável controlada que é a tensão no barramento (VILLALVA, 2010). A bateria e o conjunto aerogerador podem ser interpretados como fontes de corrente. A Figura 37 apresenta o circuito equivalente do barramento da microrrede.

Figura 37 – Circuito equivalente do balanço de energia no barramento CC.



Fonte: Do Autor.

Para que a tensão do barramento seja controlada, as correntes médias de entrada e saída no capacitor devem ser iguais (VILLALVA, 2010). Desta forma, pode-se escrever

$$C \frac{dV_{cc}}{dt} = I_1(t) - I_2(t) \quad (3.7)$$

Aplicando *Laplace* tem-se que

$$\begin{aligned} sCV_{cc}(s) &= I_1(s) - I_2(s) \\ sCV_{cc}(s) &= I(s) \\ \frac{V_{cc}(s)}{I(s)} &= \frac{1}{sC} \end{aligned}$$

Finalmente

$$G_v(s) = \frac{1}{sC} \quad (3.8)$$

A equação (3.8) é a função de transferência que representa o barramento CC, onde seu ganho é dado por $K_{bar} = \frac{1}{C}$.

No barramento foi utilizado um capacitor com capacitância $C = 1000\mu F$. A função de transferência de malha aberta obtida é apresentada na equação (3.9).

$$G_v(s) = \frac{0.001}{s} \quad (3.9)$$

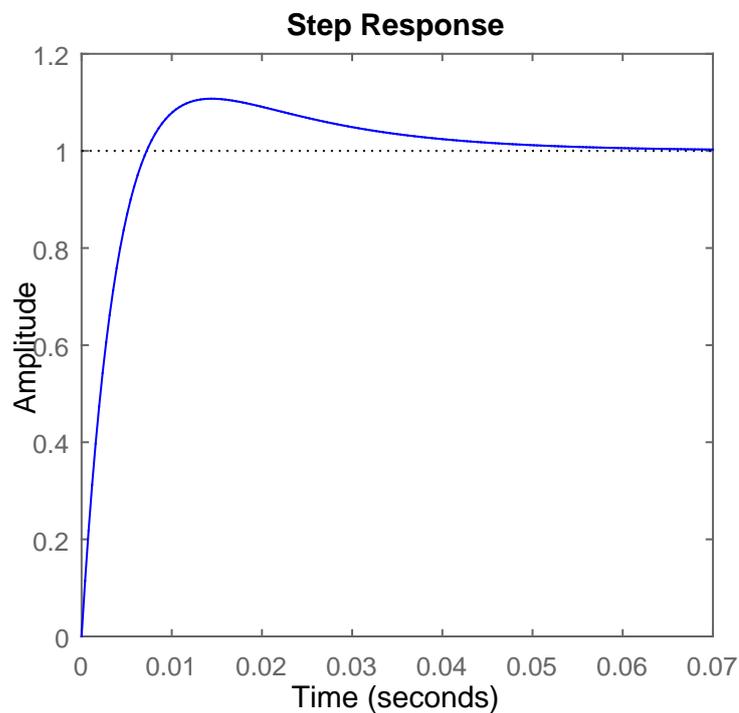
Para sintonia do controlador PI é sugerida uma frequência de cruzamento em torno de dez vezes menor que a frequência da malha interna e uma margem de fase entre 60° e 80° (VILLALVA, 2010). Para tal utilizou-se a ferramenta *sisotool* do *Matlab*. Com isso a

frequência de corte foi definida em 300 rad/s e uma margem de fase de 80° , resultando a seguinte função de transferência

$$C_{PI}(s) = 1.757 \times \frac{1 + 0.19s}{s} \quad (3.10)$$

obtendo o ganho proporcional $K_P = 0.3$ e integral $K_I = 1.76$. A resposta ao degrau em malha fechada desta planta é apresentada na Figura 38

Figura 38 – Resposta ao degrau da planta de corrente com o controlador PI.



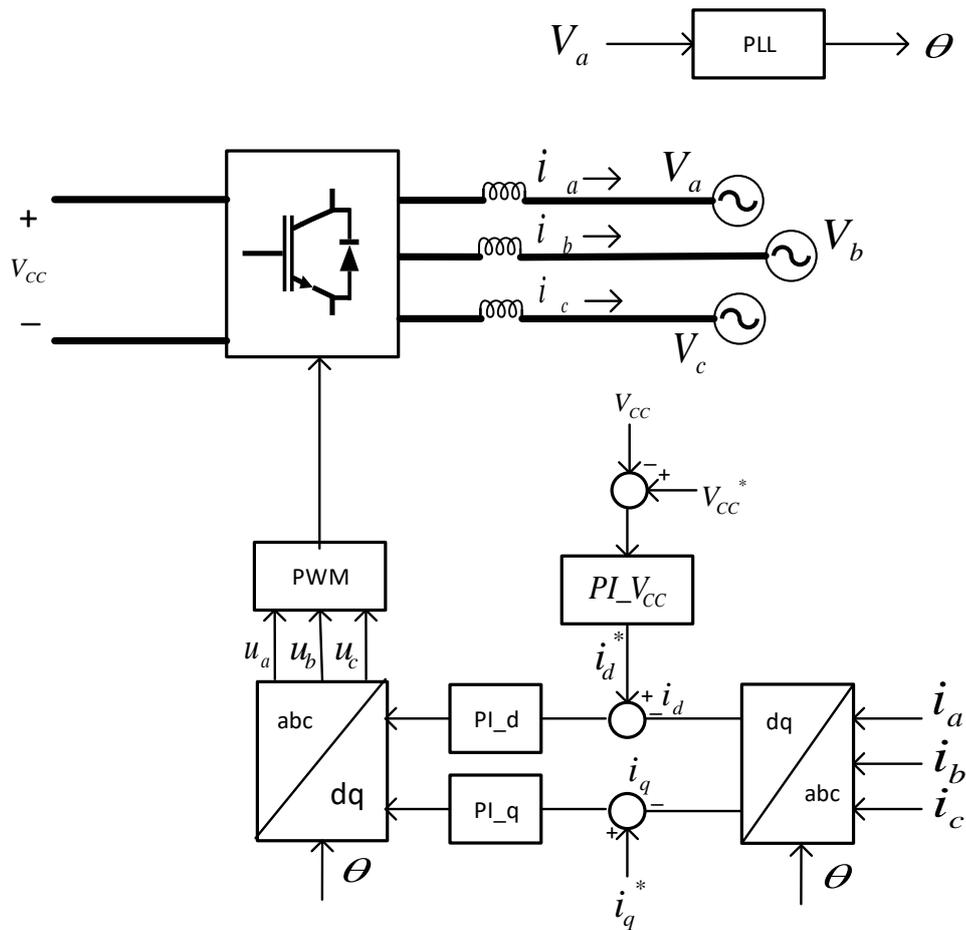
Fonte: Do Autor.

Analisado o gráfico nota-se que o tempo de acomodação é de aproximadamente 30 ms , correspondendo ao requisito de que a malha externa deve ser mais lenta que a interna.

3.3 Controle do inversor

A Figura 39 apresenta a malha de controle para o inversor. A partir desta estrutura será possível fornecer ou consumir corrente do barramento CC. Também será possível controlar a tensão do barramento, através do controle de corrente.

Figura 39 – Malha de controle do inversor.



Fonte: Do autor.

As informações de sincronismo geradas pelo PLL serão usadas na transformada de Park, ou seja, a velocidade angular das componentes da transformada será igual a frequência fundamental da rede. As correntes I_d e I_q serão comparadas com suas respectivas referências gerando um sinal de erro, no qual os respectivos controladores PI atuarão. O sinal de modulação é então transformado das coordenadas dq para abc e então os sinais u_a , u_b e u_c são enviados ao modulador PWM , controlando então o chaveamento do inversor.

Na Tabela 4 são apresentados os parâmetros utilizados no inversor.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados no inversor

Parâmetros do inversor	
L	2 mH
f	12 kHz
V_{cc}	200 V
Tensão da rede	127 V rms

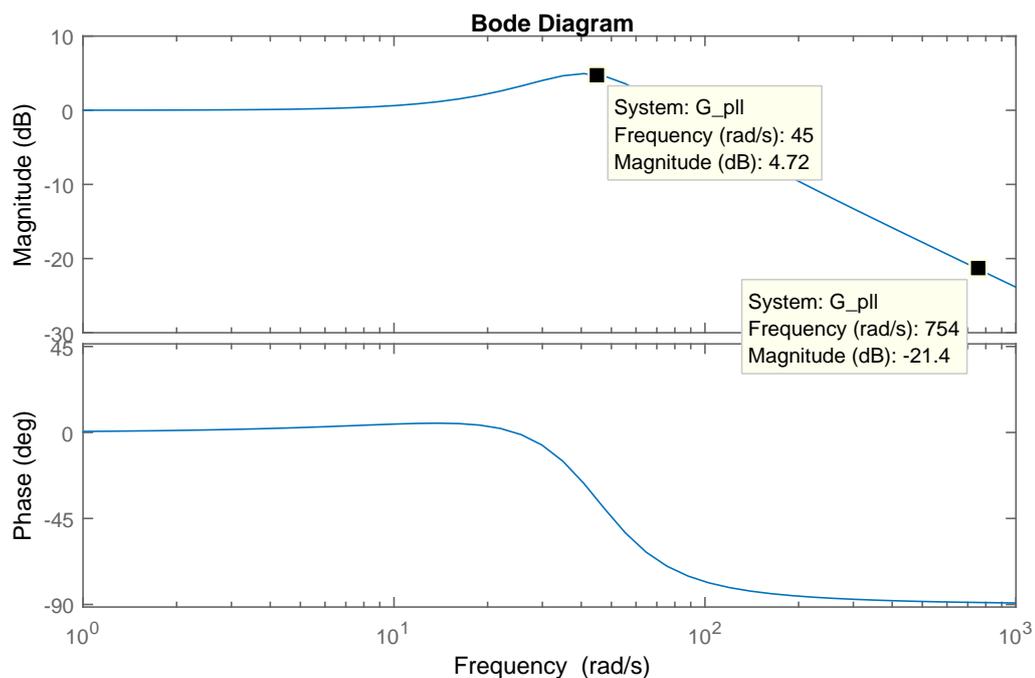
A seguir serão apresentados os projetos dos controladores utilizados.

3.3.1 Controlador PI do algoritmo PLL

Conforme discutido em (MARAFAÃO et al., 2004), quanto menor a frequência de malha fechada ω_n , menos sensível será o PLL a ruídos ou distorções harmônicas no sinal de entrada, porém uma grande redução na frequência tornará a resposta do PLL mais lenta, sendo então necessário definir os ganhos do controlador PI de acordo com a aplicação desejada. Os valores de $\omega_n = 45$ e $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$, resultando em $K_P = 64$ e $K_I = 2025$, foram escolhidos de acordo com (MARAFAÃO et al., 2004).

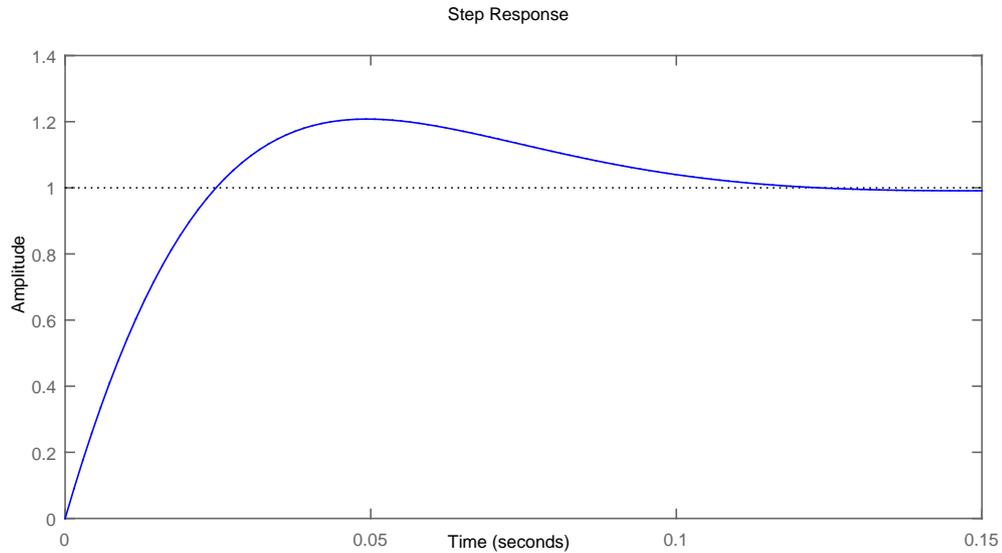
A Figuras 40 e 41 apresentam a resposta em frequência e ao degrau do sistema, respectivamente.

Figura 40 – Diagrama de bode da função de transferência em malha fechada.



Fonte: Do autor.

Figura 41 – Resposta ao degrau da função de transferência em malha fechada.



Fonte: Do autor.

Da Figura 40 é possível observar que as frequências a partir de ω_n foram atenuadas, evidenciando que o PLL atua como um filtro passa-baixas. Observa-se a partir da Figura 40 que o tempo de acomodação para uma entrada ao degrau foi de aproximadamente 0.1 s.

3.3.2 Controle da corrente do inversor

Conforme discutido em (BASTOS, 2016; BUSO; MATTAVELLI, 2006), para a sintonia do controlador PI é sugerida uma frequência de corte de malha fechada em torno de dez vezes menor que a frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 50° e 70°. Uma vez determinados estes parâmetros os ganhos proporcional e integral são definidos de acordo com as seguintes equações

$$K_P = \frac{2\pi F_{MF}}{K_{inv}} \quad (3.11)$$

$$K_I = K_P \frac{2\pi F_{MF}}{\tan(mf)} \quad (3.12)$$

Onde F_{MF} é a frequência de corte de malha fechada, definida em 1200 Hz, mf é a margem de fase e foi definida em 70°. Os ganhos para os controladores PI dos eixos d e q serão os mesmos, uma vez que a planta é exatamente a mesma, sendo obtidos $K_P = 0.15$ e $K_I = 413.83$.

3.3.3 Controle da tensão no barramento CC através do inversor

Para o controle da tensão no barramento CC através do inversor, será utilizada exatamente a mesma estratégia para o modelo do barramento apresentada na seção 3.2.2, uma vez que a dinâmica e os parâmetros do barramento são os mesmos. Entretanto, deverá ser feito um ajuste na função de transferência (3.8), pois uma vez que o controle da tensão será realizado pelo inversor, um sinal de menos é acrescentado ao ganho K_{bar} do barramento, obtendo a equação (3.13).

$$K_{bar} = -\frac{1}{C} \quad (3.13)$$

Assim função de transferência do barramento é dada pela equação (3.14).

$$G_v(s) = -\frac{1}{sC} \quad (3.14)$$

Desta forma os ganhos do controlador PI de tensão no barramento através do inversor são $K_P = -0.3$ e $K_I = -1.76$.

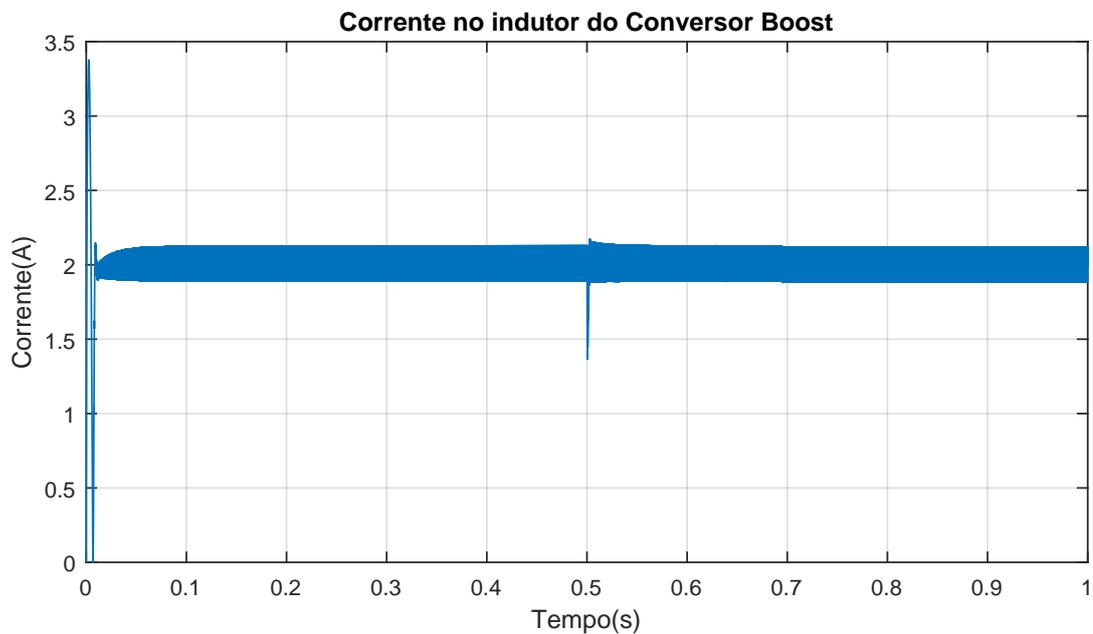
4 Resultados e Discussão

Todas simulações deste capítulo foram realizadas utilizando o *software PSIM*.

4.1 Controle da corrente no indutor do conversor Boost

A Figura 42 apresenta o resultado obtido no controle da corrente no indutor do conversor Boost, com o *setpoint* estabelecido em 2 A. A simulação foi realizada utilizando o circuito apresentado na Figura 9.

Figura 42 – Controle no indutor do conversor Boost controlada em 2 A.



Fonte: Do Autor.

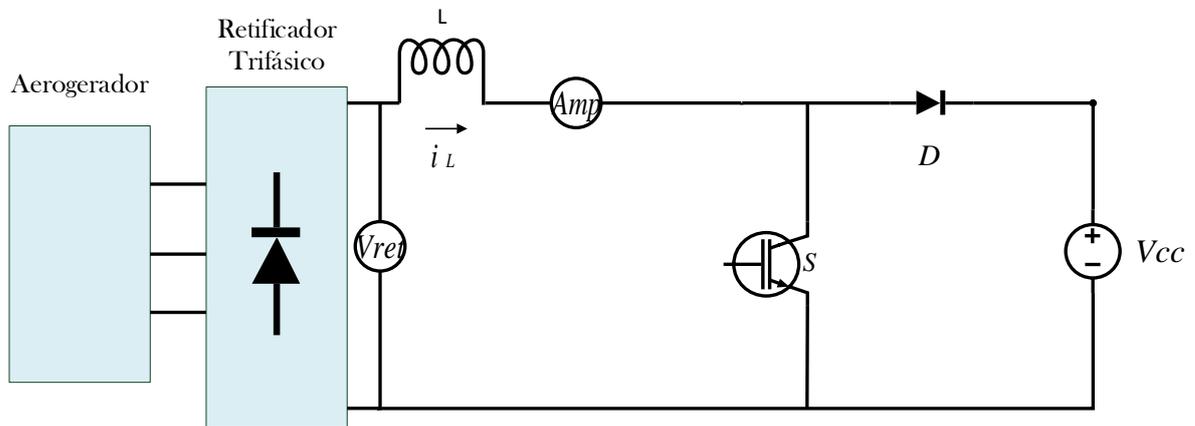
Inicialmente a tensão na entrada do conversor era de 100 V, e aos 0.5s ela foi alterada para 80 V. Nota-se que a corrente sofreu uma pequena oscilação durante esta mudança, mas rapidamente retornou ao *setpoint*, comprovando a capacidade do controlador projetado em manter a corrente nos valores desejados, mesmo com perturbações na tensão de entrada.

4.2 Controle de velocidade angular do Aero gerador

Em ambas as simulações o *setpoint* da velocidade angular estabelecido para testar a efetividade do controlador foi de 350 rpm, e aos 5s a velocidade do vento que incidia

sobre a turbina foi alterado de 12 m/s para 10 m/s . A Figura 43 apresenta o esquema do circuito utilizado para esta simulação, onde na saída do conversor Boost, há uma fonte V_{cc} de 200 V representando o barramento.

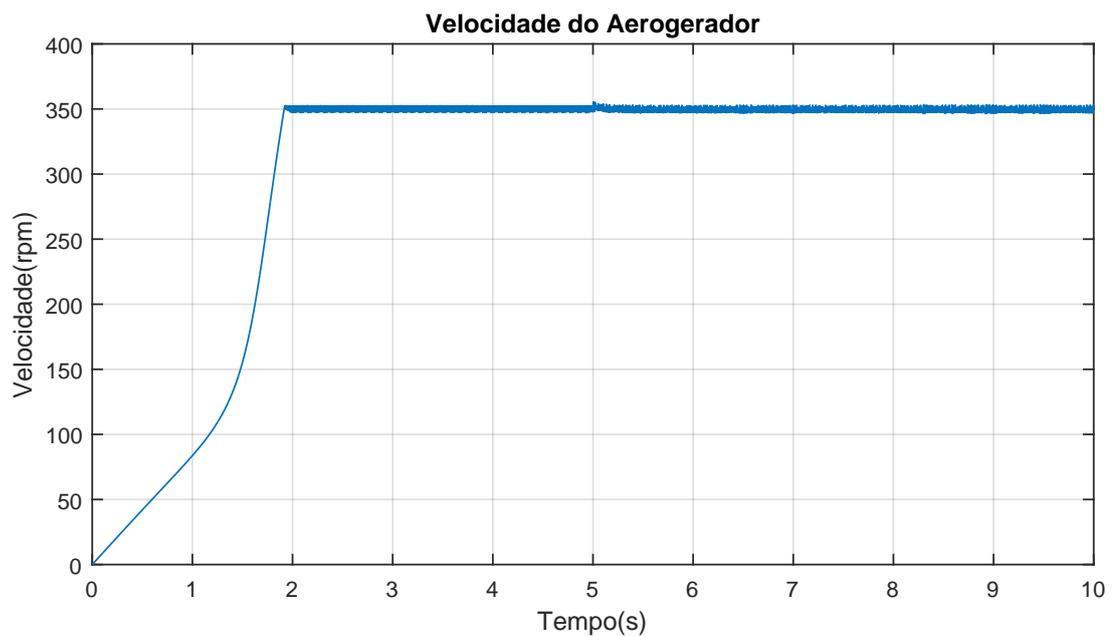
Figura 43 – Esquema do circuito utilizado para simulação dos resultados do controle de velocidade angular do Aerogerador.



Fonte: Do Autor.

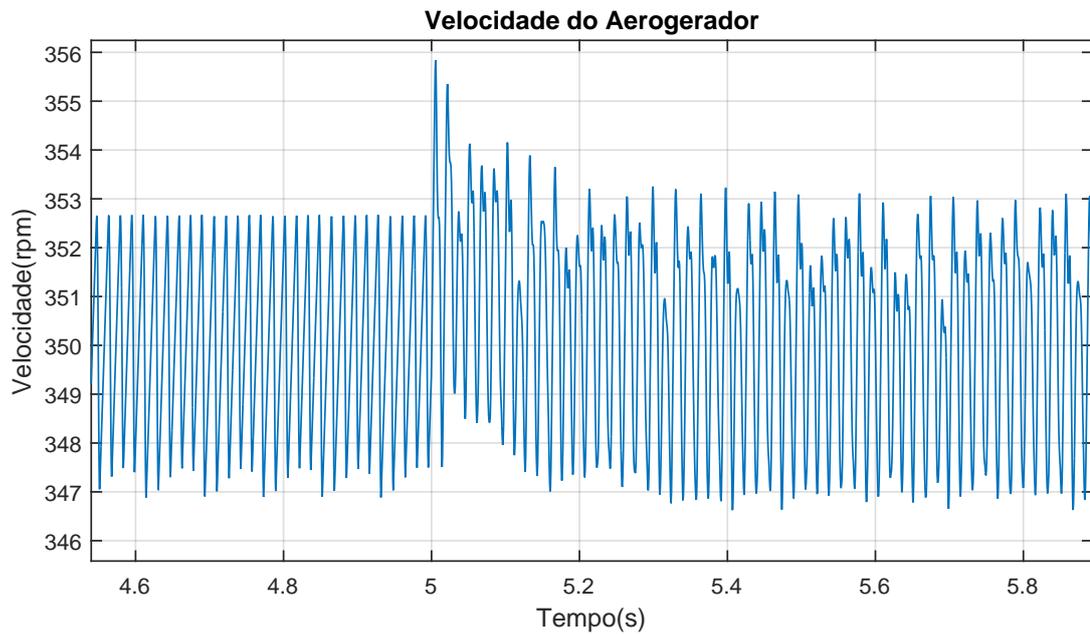
A Figura 44 apresenta os resultados para o controle da velocidade angular do aerogerador sem a malha de controle em cascata.

Figura 44 – Velocidade angular do aerogerador sem a malha de controle em cascata.



Fonte: Do Autor.

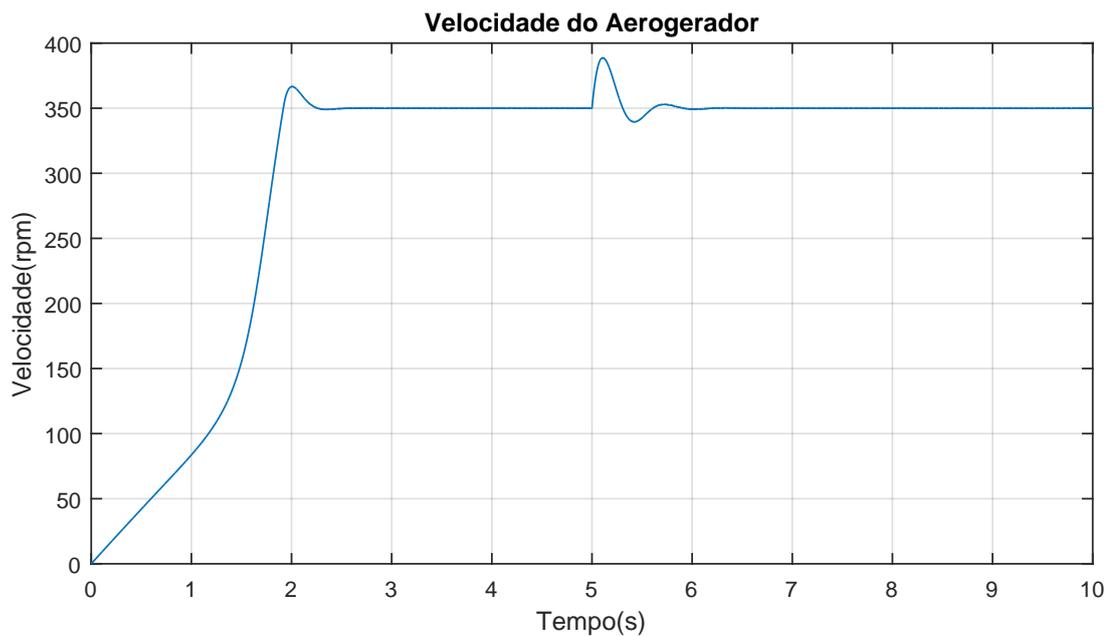
Figura 45 – Velocidade angular do aerogerador sem a malha de controle em cascata (zoom)



Fonte: Do Autor.

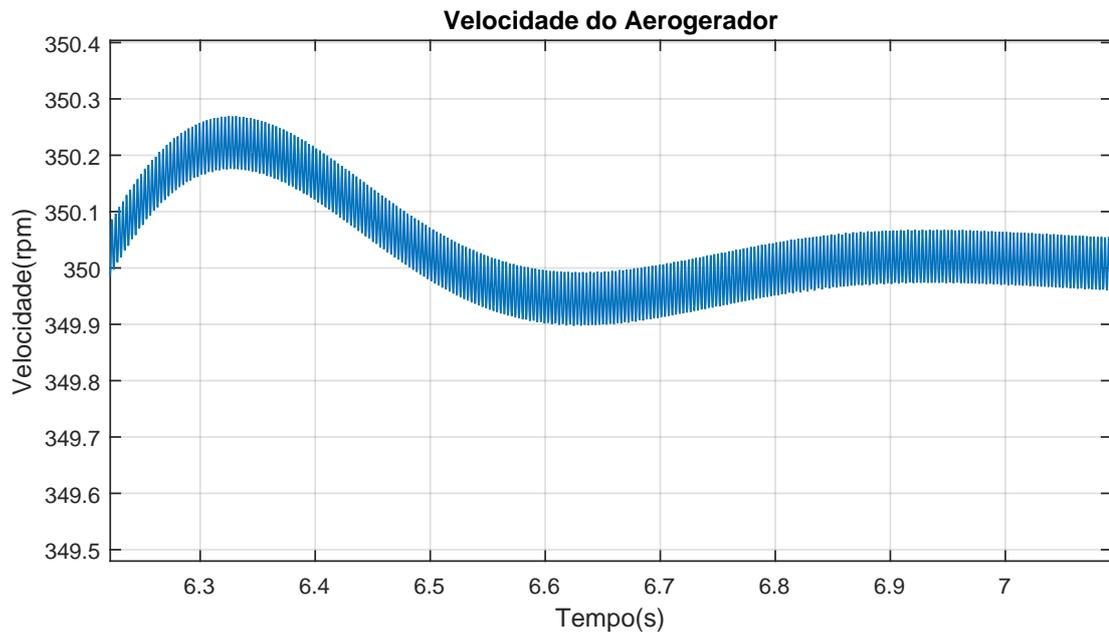
A Figura 46 apresenta a resposta do sistema utilizando a malha de controle em cascata, e na Figura 47 é feita uma aproximação na imagem afim de ser observada a oscilação da resposta.

Figura 46 – Velocidade angular do aerogerador com a malha de controle em cascata.



Fonte: Do Autor.

Figura 47 – Velocidade angular do aerogerador com a malha de controle em cascata (zoom).



Fonte: Do Autor.

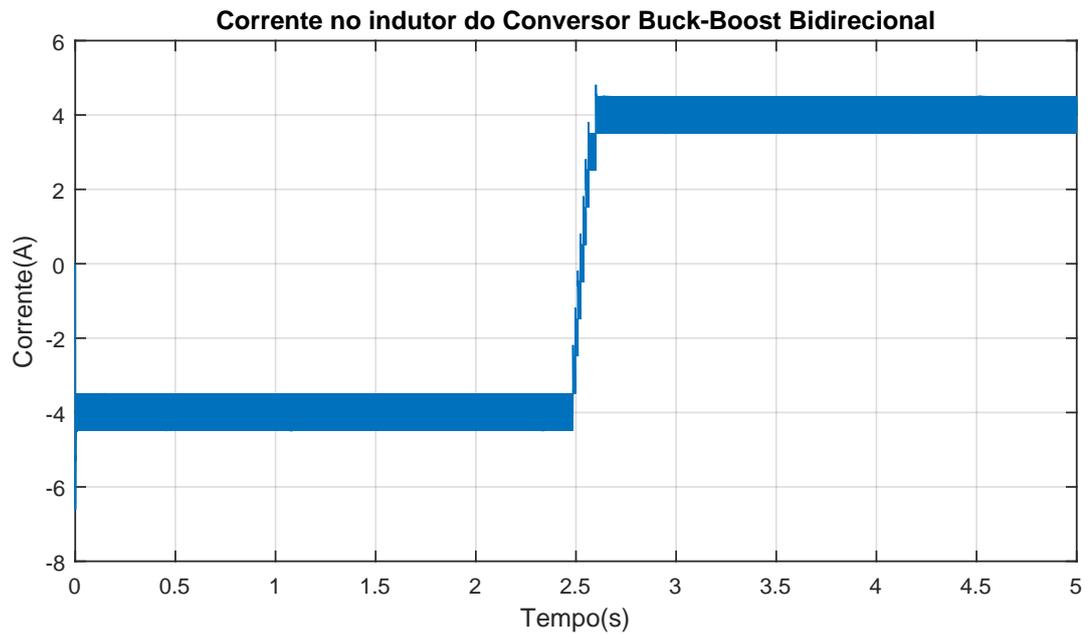
Através dos gráficos nota-se que além de ter atingido o *setpoint*, a resposta oscila com uma amplitude aceitável, variando cerca de apenas 0.1 rpm, comprovando as vantagens do controle em cascata para certas aplicações.

4.3 Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional

Inicialmente a referência de corrente estabelecida foi de $-4A$, ou seja, a corrente estava fluindo do barramento para a bateria. Aproximadamente em 2.5s a referência foi alterada para $4A$, logo, a corrente estava fluindo da bateria para o barramento CC. A simulação foi realizada utilizando o circuito apresentado na Figura 13, com os parâmetros presentes na Tabela 3.

A Figura 48 apresenta o resultado obtido no controle da corrente no indutor do conversor.

Figura 48 – Controle da corrente no indutor do conversor Buck-Boost Bidirecional.



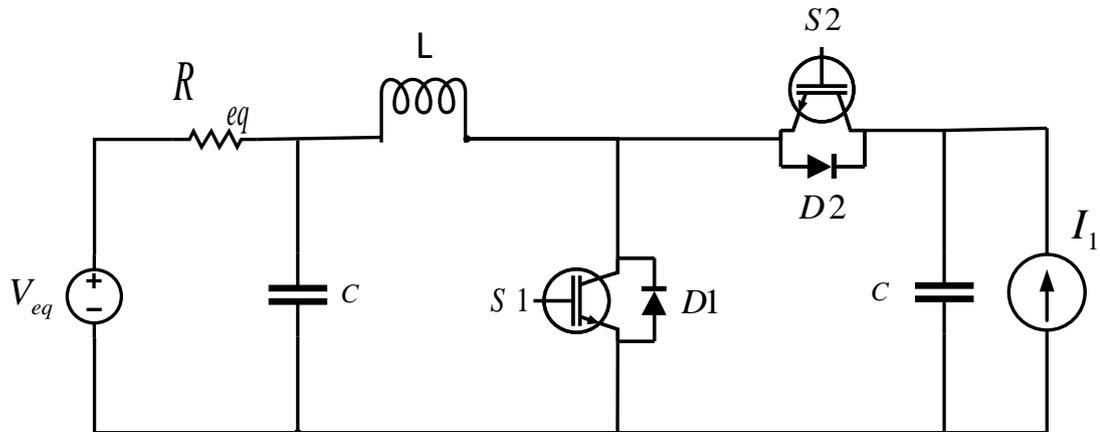
Fonte: Do Autor.

Desta forma é possível comprovar a capacidade do controlador projetado em manter a corrente nos valores desejados, independente do sentido do fluxo de potência.

4.4 Controle da tensão na saída do conversor Buck-Boost Bidirecional (barramento CC)

Para testar a eficácia do controle da tensão na saída do conversor, a fonte V_{cc} que está presente no esquema apresentado na Figura 13 foi substituída por um capacitor de $1000\mu F$ paralelo a uma fonte de corrente, que passará a injetar $2A$ de corrente a partir dos $2.5s$ da simulação. A Figura 49 apresenta o esquema do circuito utilizado nesta simulação.

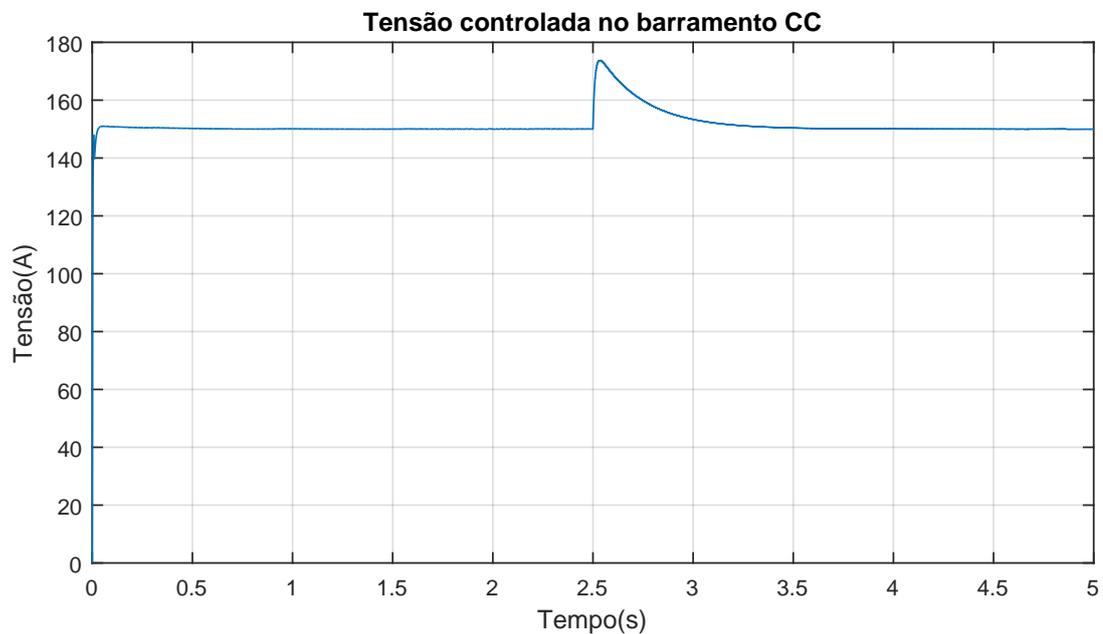
Figura 49 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de tensão na saída do conversor Buck-Boost (barramento CC).



Fonte: Do Autor.

O *setpoint* da tensão no barramento foi estabelecido em 150V.

Figura 50 – Controle da tensão na saída do conversor Buck-Boost Bidirecional (barramento CC).



Fonte: Do Autor.

Nota-se que a tensão sofreu uma pequena oscilação durante a injeção de corrente, mas rapidamente retornou ao *setpoint*, comprovando a capacidade do controlador projetado em manter a tensão nos valores desejados.

4.5 MPPT

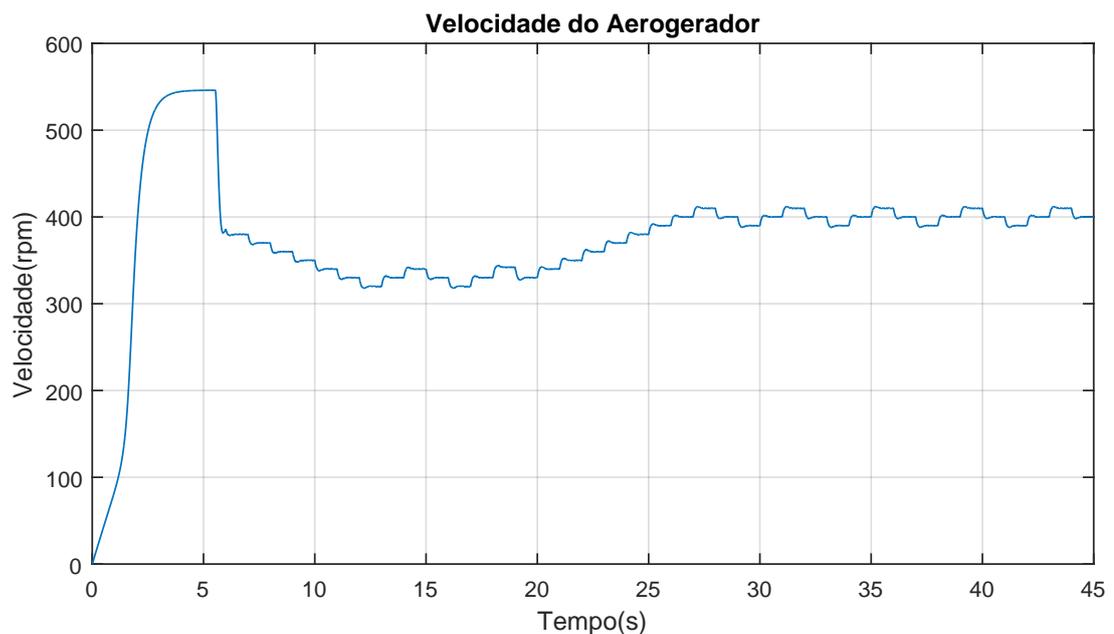
Inicialmente serão apresentados os resultados utilizando o MPPT com passo fixo, para que possa-se evidenciar as vantagens do MPPT com passo variável. Para esta simulação foi utilizado o mesmo circuito apresentado na Figura 43.

4.5.1 MPPT com passo fixo e ação anti *wind-up* da componente integral no controlador PI de velocidade.

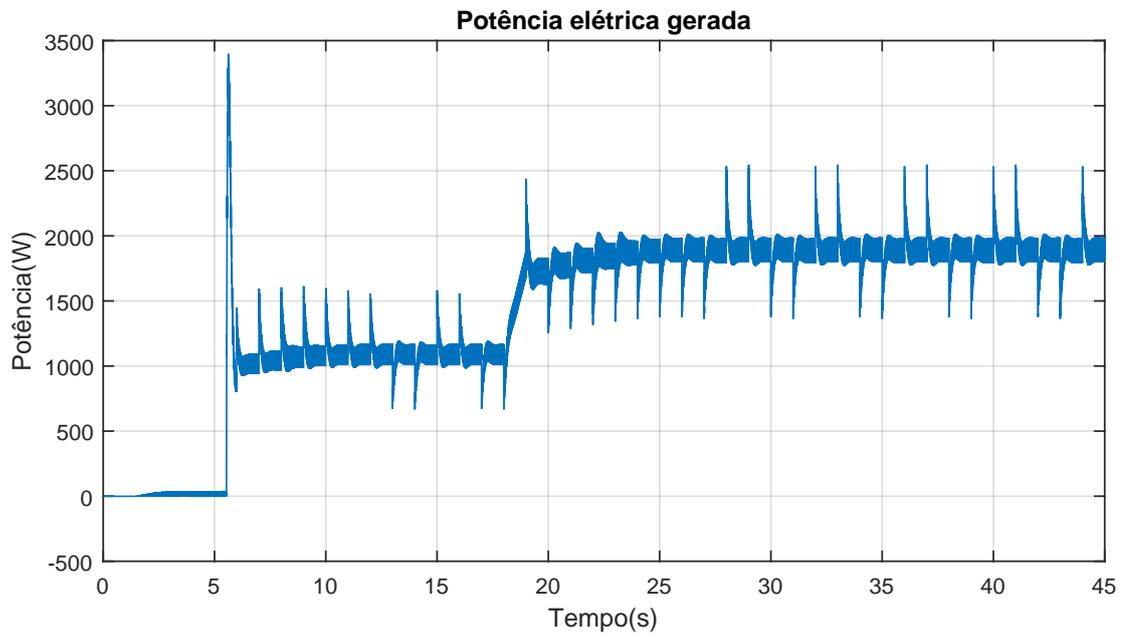
O algoritmo MPPT foi implementado com um passo Δw de 10 *rpm*. Aos 18s a velocidade do vento foi alterada de 10 *m/s* para 12 *m/s* com um período de transição de 1s.

As Figuras 51 e 52 mostram o comportamento da velocidade angular da turbina e da potência elétrica gerada durante o processo de busca.

Figura 51 – Velocidade angular do aerogerador sem ação anti *wind-up*.



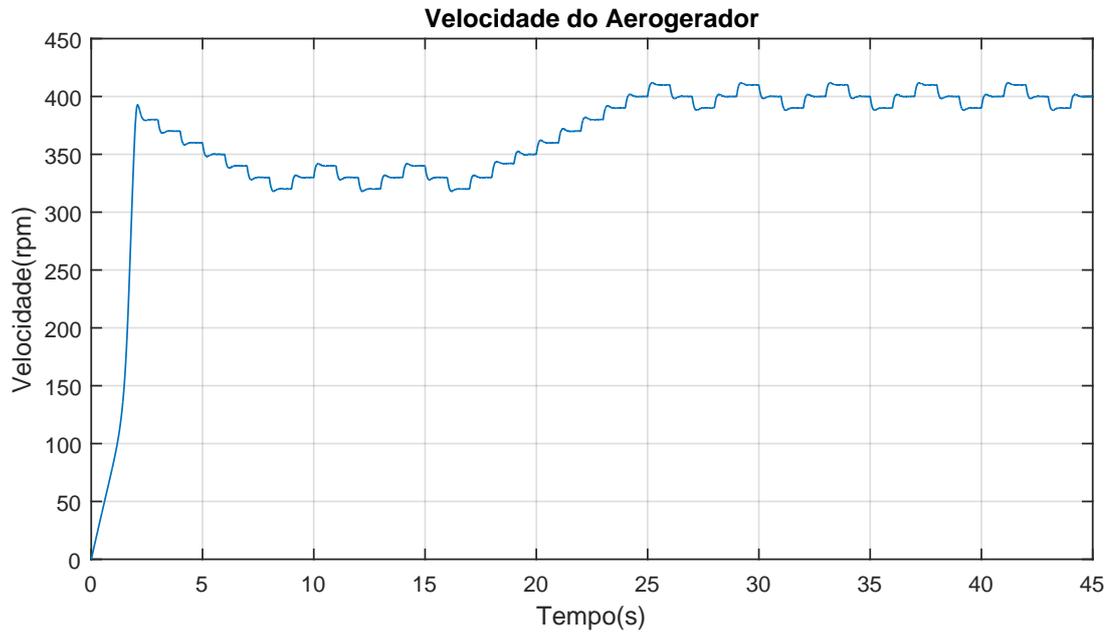
Fonte: Do Autor.

Figura 52 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador sem ação anti *wind-up*.

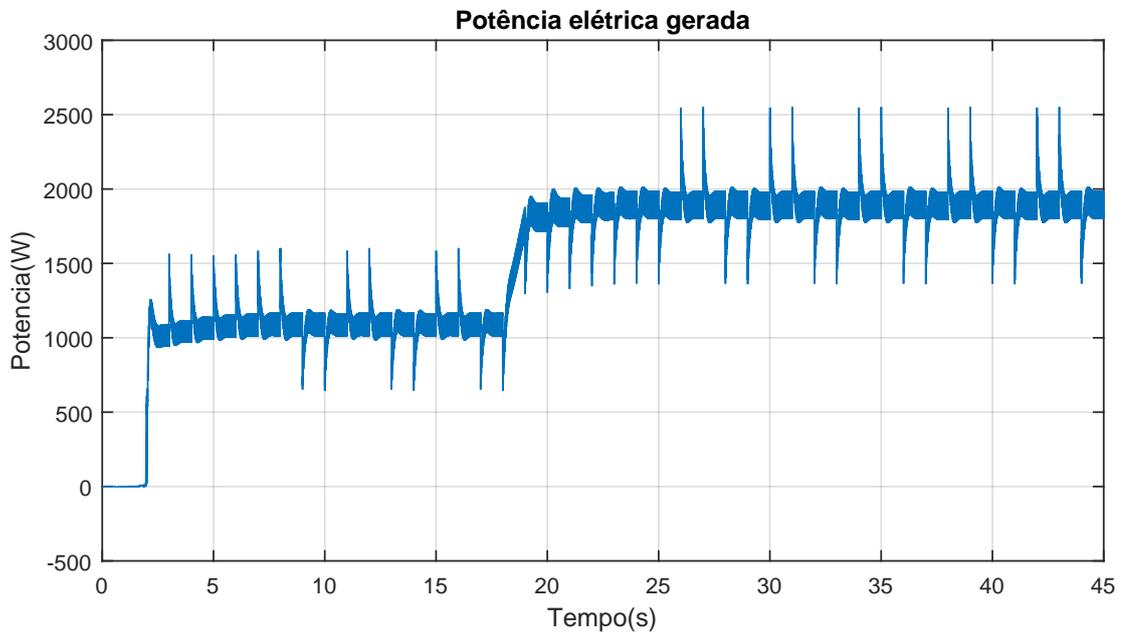
Fonte: Do Autor.

É possível observar como o controlador demorou a atuar no sistema (6s), fazendo com que a velocidade da turbina aproximasse de 550 *rpm* e a potência gerada de 3.5 *kW*, ambas acima dos valores nominais.

As Figuras 53 e 54 apresentam a resposta com ação *anti wind-up* da componente integral no controlador PI de velocidade.

Figura 53 – Velocidade angular do aerogerador com ação anti *wind-up*.

Fonte: Do Autor.

Figura 54 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador com ação anti *wind-up*.

Fonte: Do Autor.

Observa-se uma notável melhora no tempo de resposta do controlador, agora de 2s para começar a atuar no sistema. As Figuras 54 e 53 mostram que algoritmo MPPT foi eficaz no rastreamento do ponto ótimo de operação, visto que de acordo com a Tabela 2, para uma velocidade incidente do vento $v_1 = 12 \text{ m/s}$ a velocidade rotação da turbina

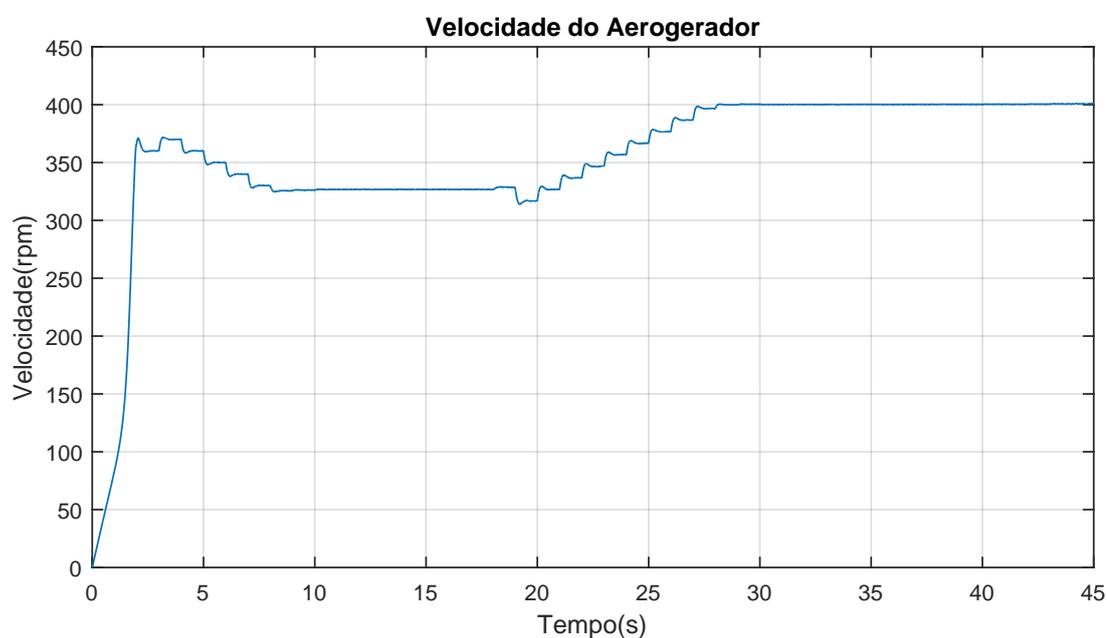
seria $W_w = 400 \text{ rpm}$ resultando na potência nominal $P_{nom} = 2 \text{ kW}$, o que foi exatamente correspondido na simulação.

4.5.2 MPPT com passo variável

O algoritmo MPPT foi implementado com o valor de N ajustado em 1.15 e já com a ação anti *wind-up*. Aos 18s a velocidade do vento foi alterada de 10 m/s para 12 m/s com um período de transição de 1s.

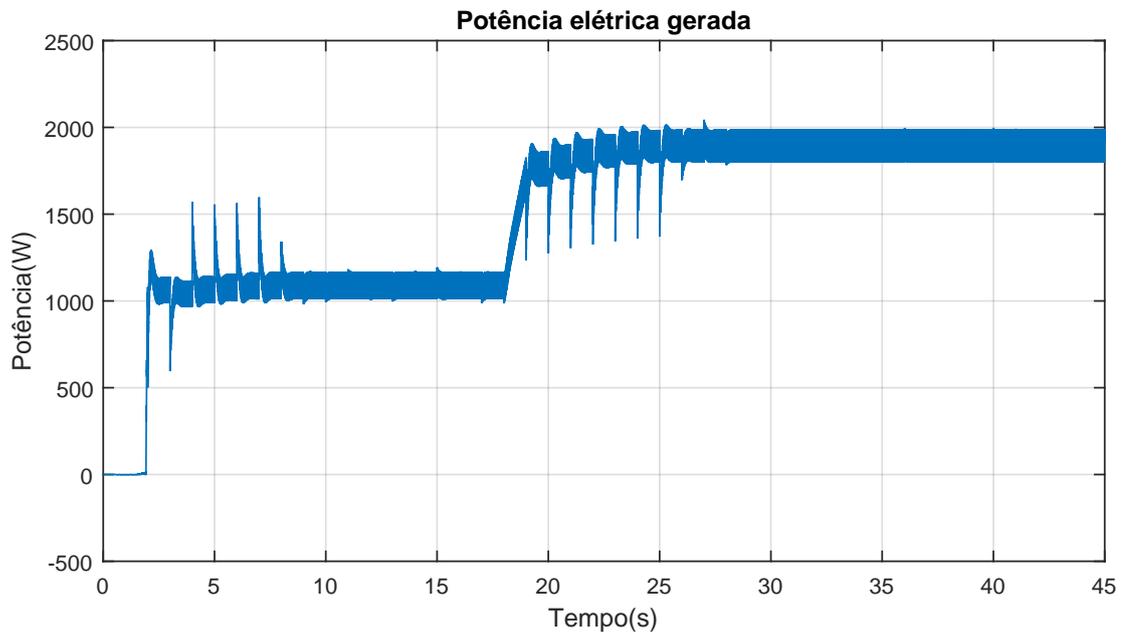
As Figuras 55 e 56 mostram o comportamento da velocidade angular da turbina e da potência elétrica gerada durante o processo de busca.

Figura 55 – Velocidade angular do aerogerador.



Fonte: Do Autor.

Figura 56 – Potência Elétrica gerada pelo aerogerador.



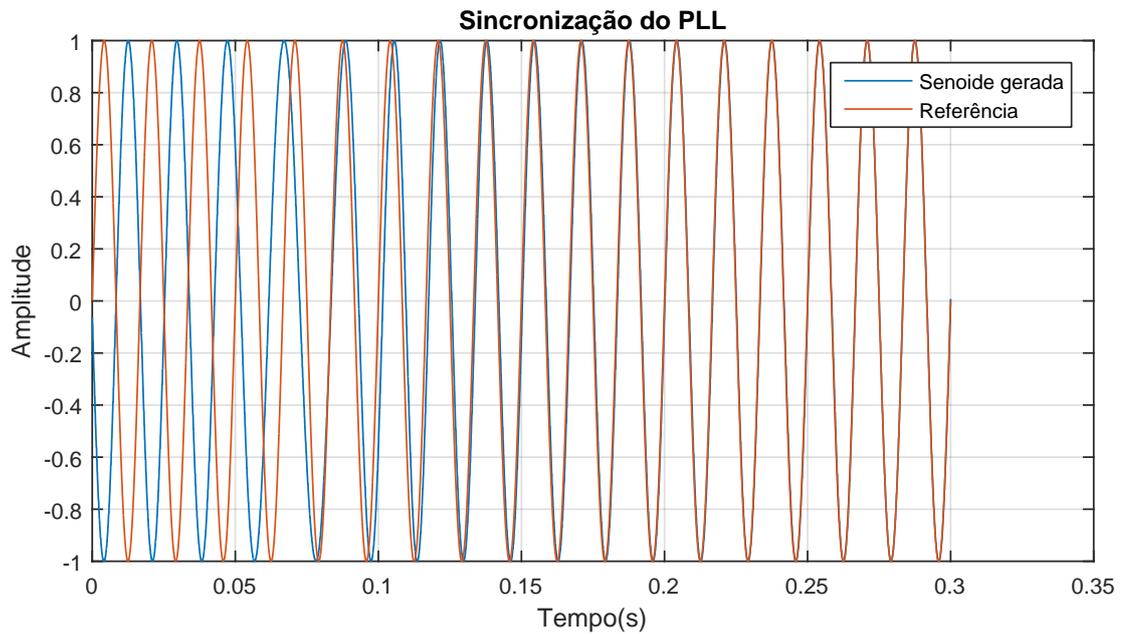
Fonte: Do Autor.

Observa-se uma notável melhora no comportamento da velocidade e consequentemente na potência gerada pelo aerogerador. As distorções são reduzidas drasticamente, uma vez que ao se aproximar do ponto de máxima potência o passo diminui proporcionalmente. Além disso, afim de se evitar que o passo seja muito grande caso haja uma mudança brusca na velocidade do vento, o passo máximo foi limitado em 10 *rpm*. Novamente os gráficos mostram que o algoritmo foi eficaz no rastreamento, atingindo os valores nominais de potência de acordo com a Tabela 2.

4.6 Algoritmo PLL

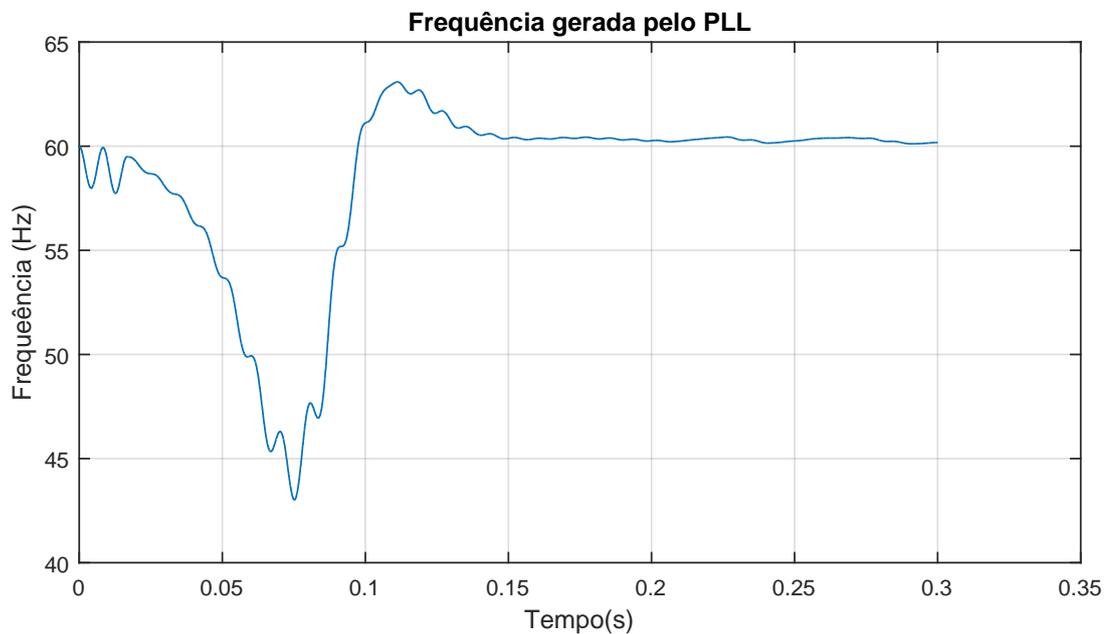
Afim de verificar o funcionamento do PLL, gerou-se uma onda senoidal de 60 Hz, a qual o PLL deveria atuar gerando uma onda sincronizada. As Figuras 57 e 58 apresentam o funcionamento do PLL durante a sincronização.

Figura 57 – Resultado obtido pelo PLL durante uma sincronização.



Fonte: Do Autor.

Figura 58 – PLL durante a sincronização.



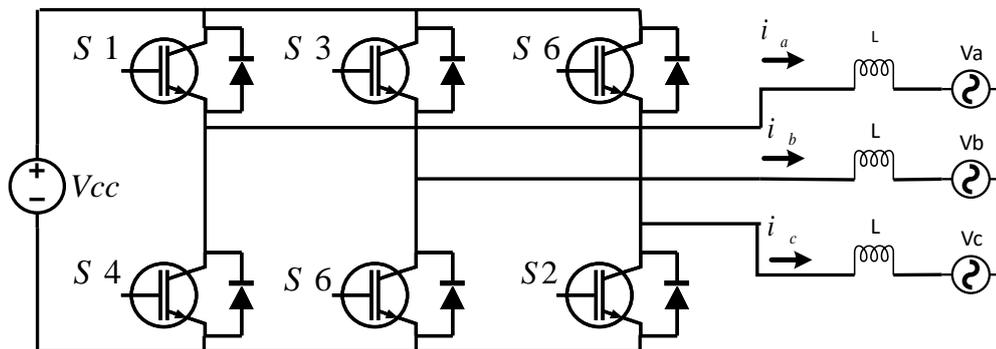
Fonte: Do Autor.

É possível observar a partir da Figura 57 que o sincronismo foi alcançado em aproximadamente 0,15 s, comprovando a eficácia do PLL projetado. A Figura 58 exibe a variação do ângulo gerado durante a atuação do controlador PI.

4.7 Controle de corrente do inversor

Inicialmente referência da corrente I_d foi definida como 8A e aos 0.5 s alterada para 15A, enquanto a referência de corrente I_q foi definida como 0A durante todo o período. Isso significa que a corrente I_a estará em fase com a tensão V_a e o fator de potência do sistema será unitário. Para realizar esta simulação o barramento foi representado por uma fonte de tensão V_{cc} conforme apresentado na Figura 59.

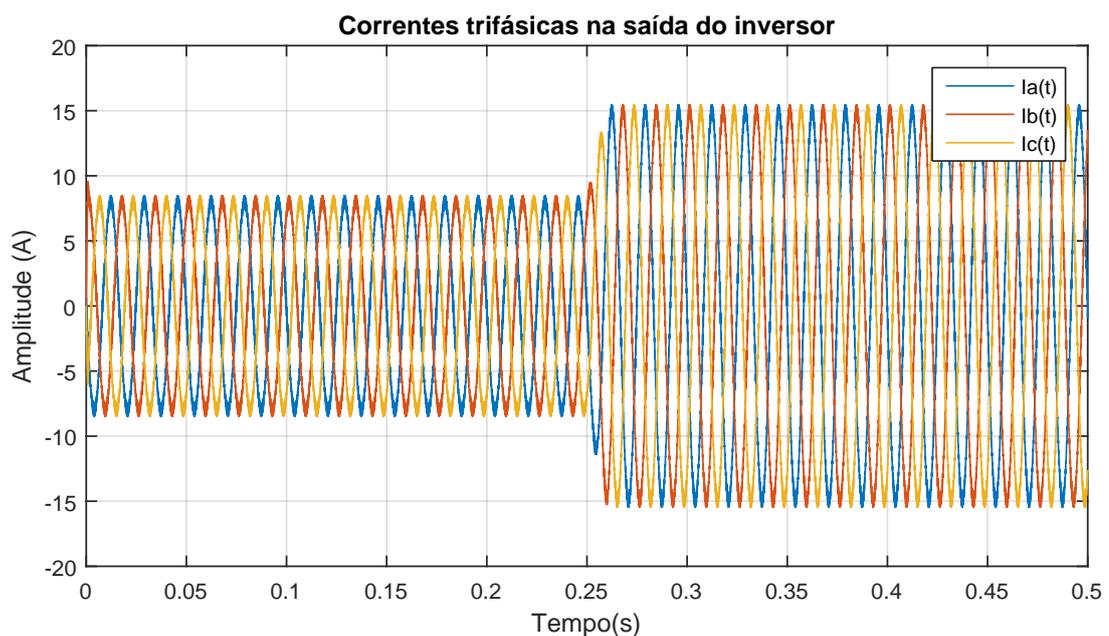
Figura 59 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de corrente no inversor.



Fonte: Do Autor.

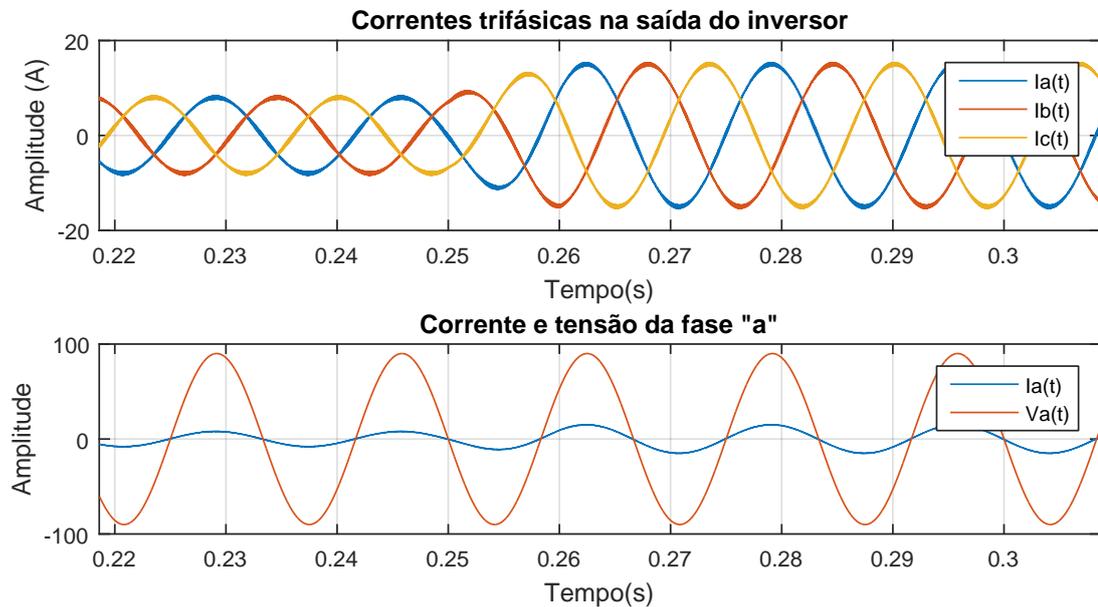
As Figuras 60 e 61 apresentam os resultados do controle de corrente.

Figura 60 – Correntes trifásicas na saída do inversor.



Fonte: Do Autor.

Figura 61 – No primeiro gráfico é exibido o comportamento das correntes trifásicas durante a atuação do controlador PI. No segundo, é exibido a corrente e tensão da fase "a" em fase.



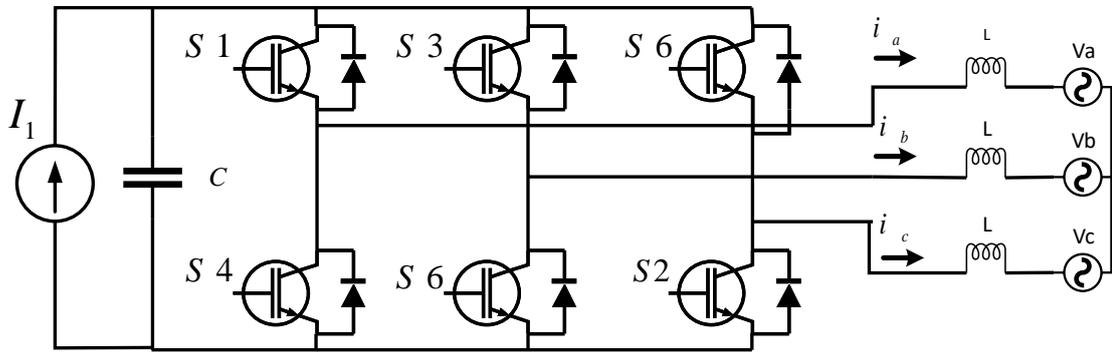
Fonte: Do Autor.

Da Figura 60, nota-se que o controlador atuou como esperado, mantendo a corrente nos valores desejados mesmo após a alteração do *setpoint* da corrente I_d . A Figura 61 evidencia a capacidade do controlador projetado em manter a corrente gerada em fase com a tensão do sistema, fornecendo somente potência ativa a rede.

4.8 Controle de tensão no barramento CC através do inversor

Para testar a eficácia do controle da tensão na saída do conversor, o barramento CC foi representado por um capacitor de $1000\mu F$ paralelo a uma fonte de corrente, que passará a injetar $2A$ de corrente a partir dos $2.5s$ da simulação. A Figura 62 apresenta o esquema do circuito utilizado nesta simulação.

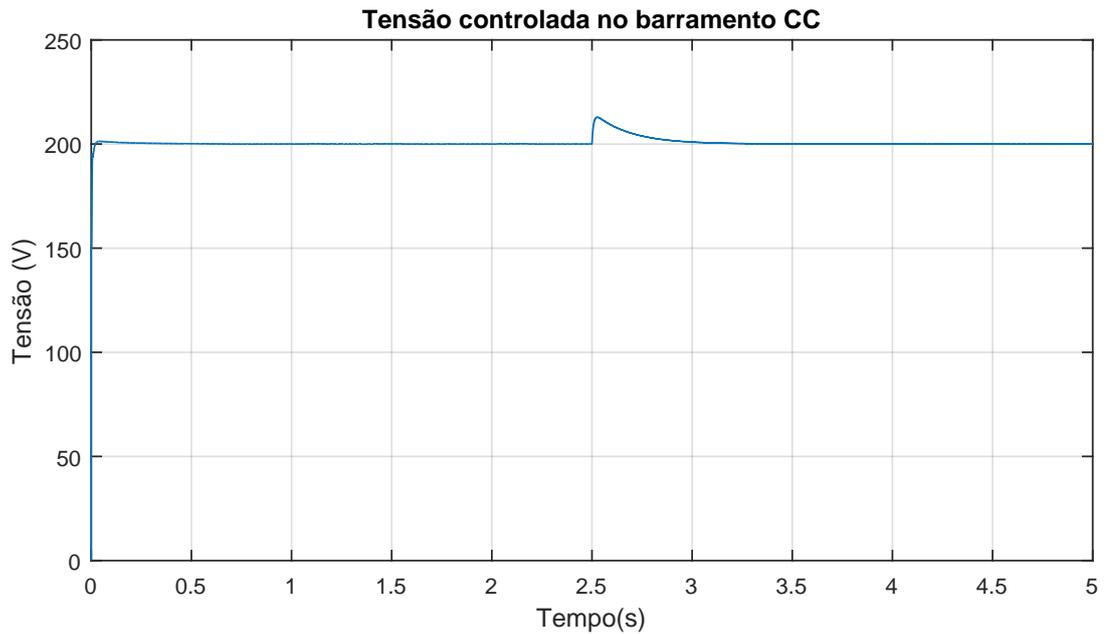
Figura 62 – Esquema do circuito utilizado para simulação do controle de tensão na entrada do inversor (barramento CC).



Fonte: Do Autor.

O *setpoint* da tensão no barramento foi estabelecido em 200V.

Figura 63 – Controle da tensão do barramento através do inversor.



Fonte: Do Autor.

Nota-se que a tensão sofreu uma pequena oscilação durante o transitório, mas rapidamente retornou ao *setpoint*, comprovando a capacidade do controlador projetado em manter a tensão nos valores desejados.

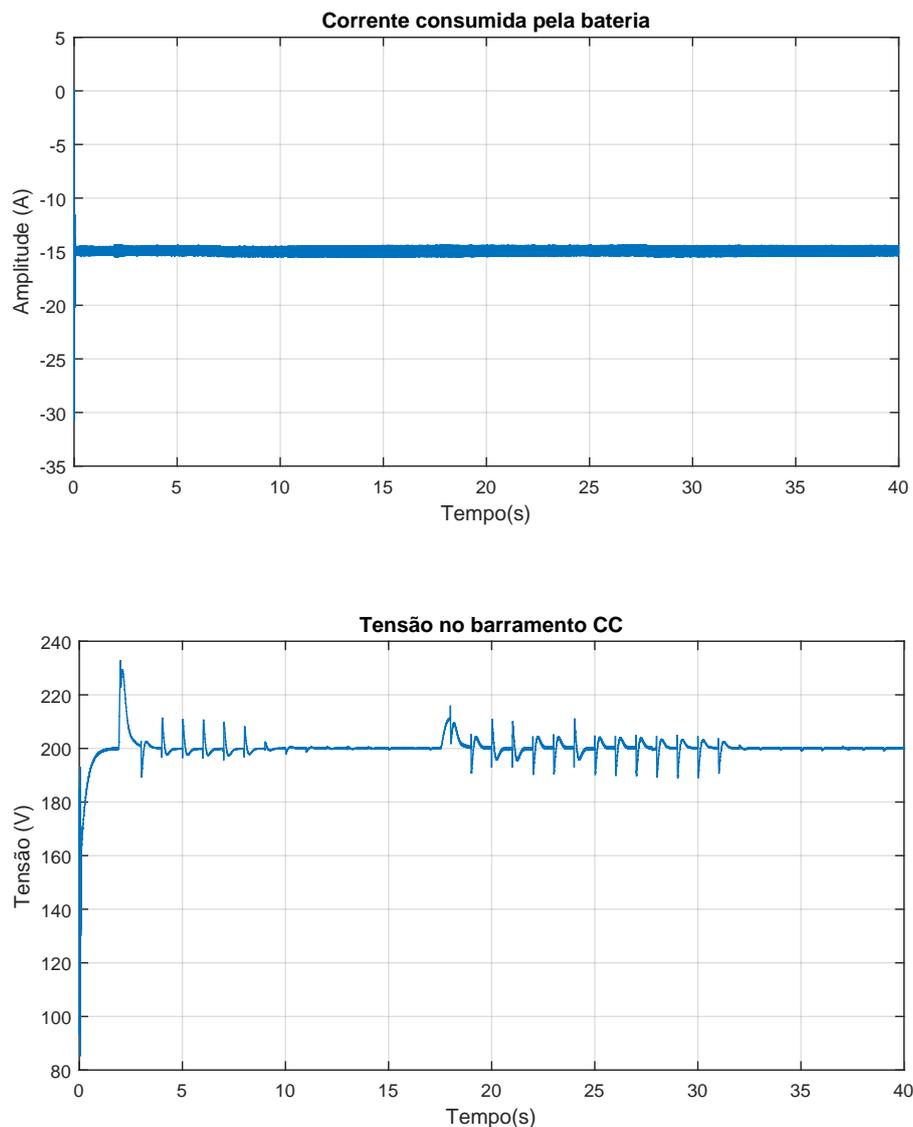
4.9 Microrrede

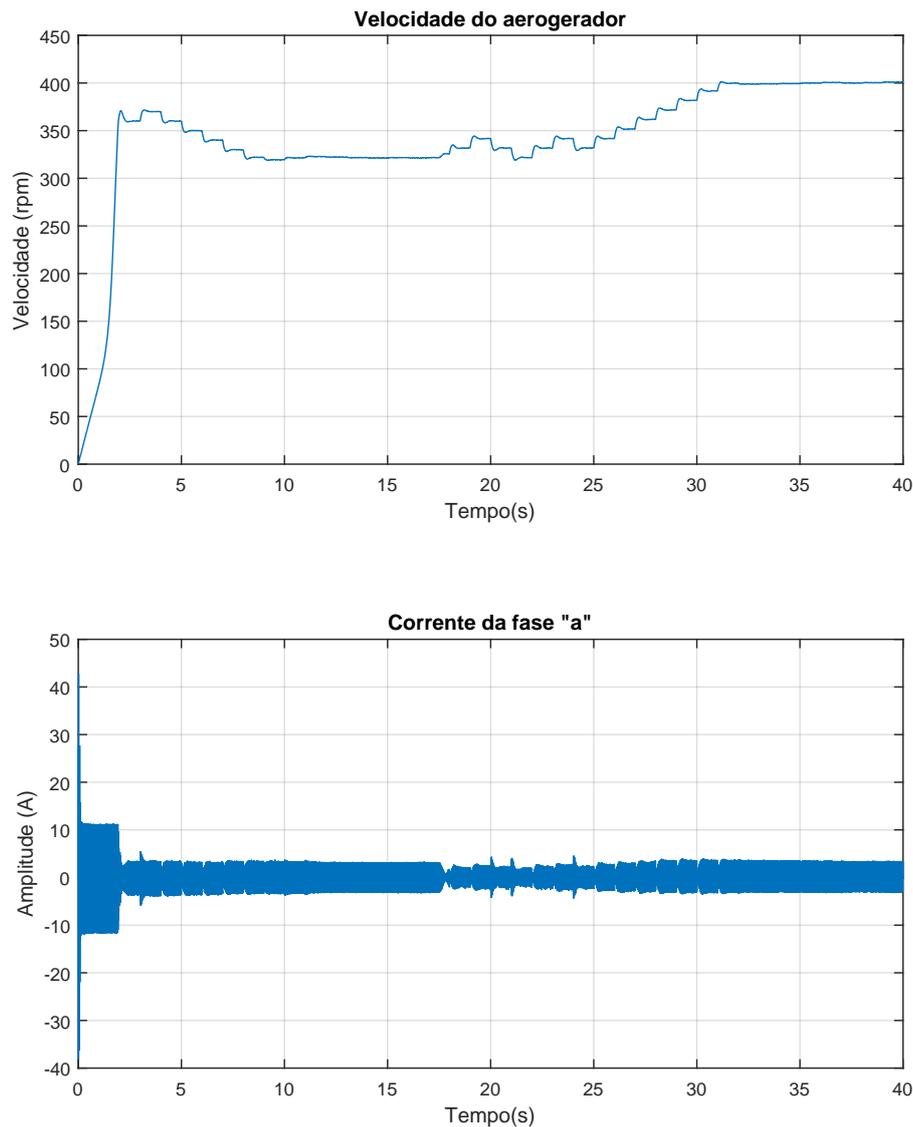
Nesta seção serão apresentados os resultados da microrrede, para demonstrar o comportamento da mesma em diversas situações. O esquema utilizado para esta simulação é o mesmo apresentado na Figura 3.

Em todos os casos a tensão de referência do barramento foi definida em 200 V e aos 17.5 s a velocidade do vento foi alterada de 10 *m/s* para 12 *m/s*.

A Figura 64 apresenta uma situação em que a bateria está consumindo corrente do barramento, o que poderia representar um momento de "carga" das mesmas. O controle da tensão está sendo realizado através do controle da corrente no referencial síncrono do inversor trifásico.

Figura 64 – Controle da tensão no barramento através do inversor trifásico e bateria consumindo 15A do barramento.



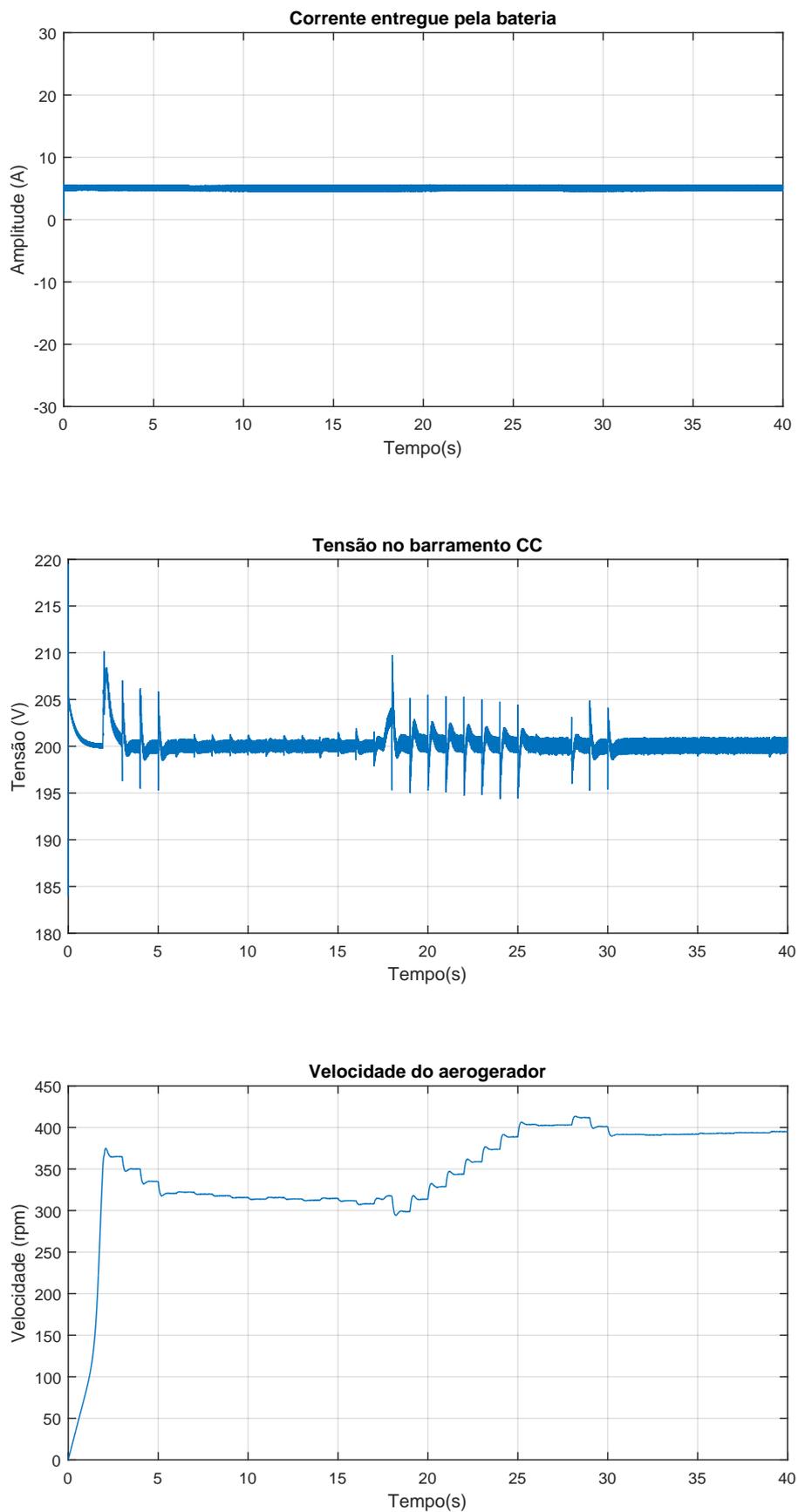


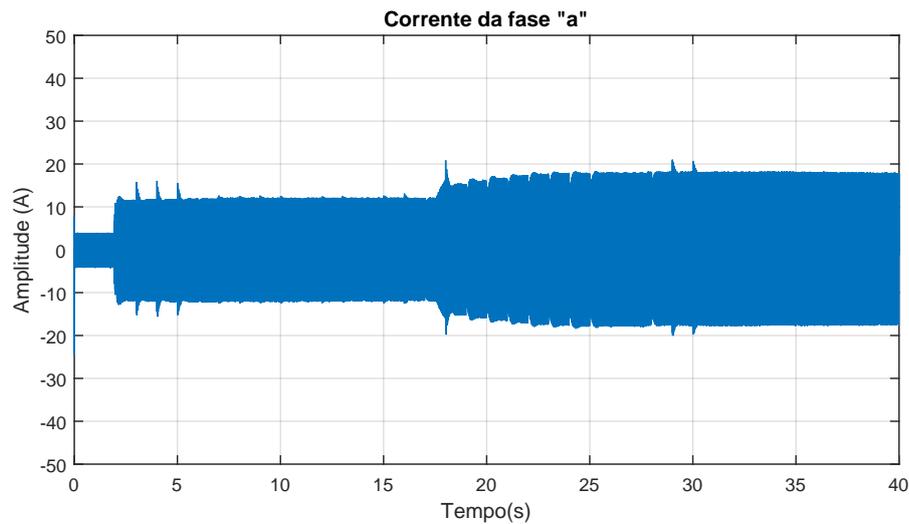
Fonte: Do Autor.

É possível observar que o aerogerador foi controlado como esperado, atingindo a velocidade e potência nominais, além de que a tensão do barramento foi controlada no *setpoint* estabelecido através do inversor.

A Figura 65 apresenta uma situação em que a bateria está injetando corrente ao barramento, o que poderia representar um momento em que a potência gerada no aerogerador não é o suficiente para alimentar as cargas, sendo requisitado esta potência extra da bateria. O controle da tensão está sendo realizado através do controle da corrente no referencial síncrono do inversor trifásico.

Figura 65 – Controle da tensão do barramento através do inversor trifásico e bateria fornecendo 5A ao barramento.



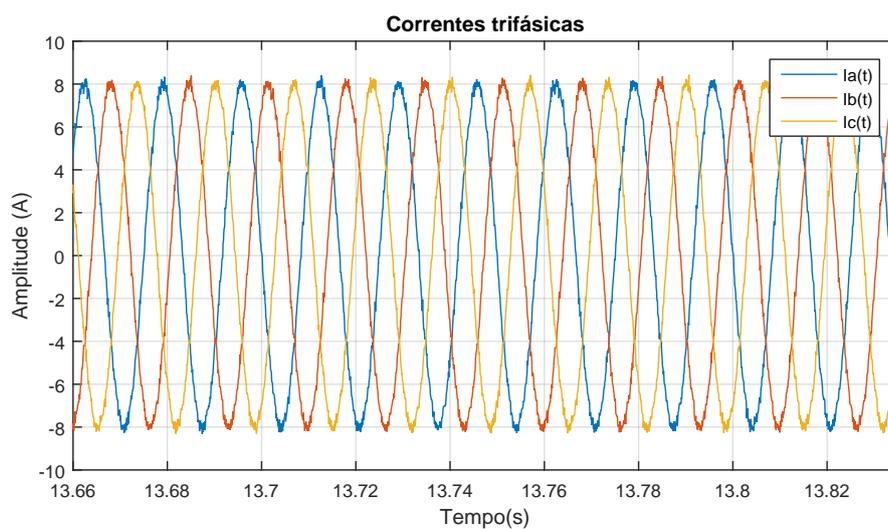


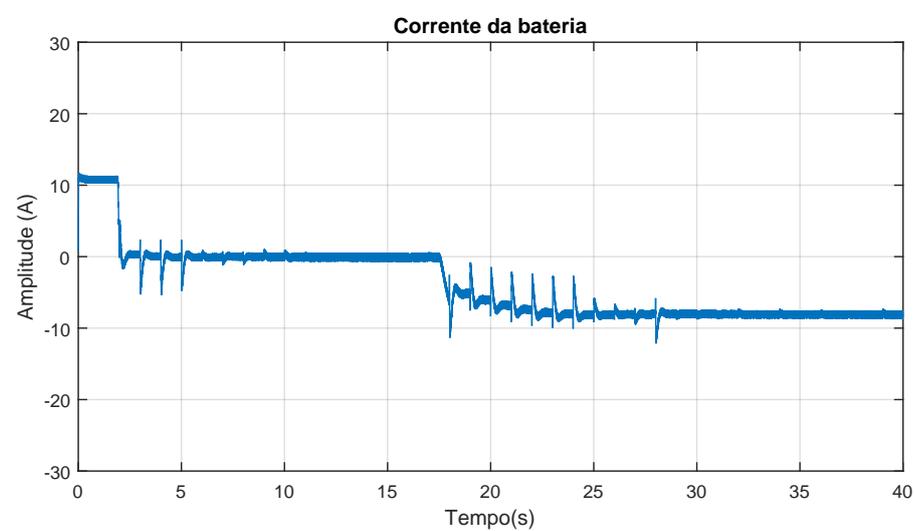
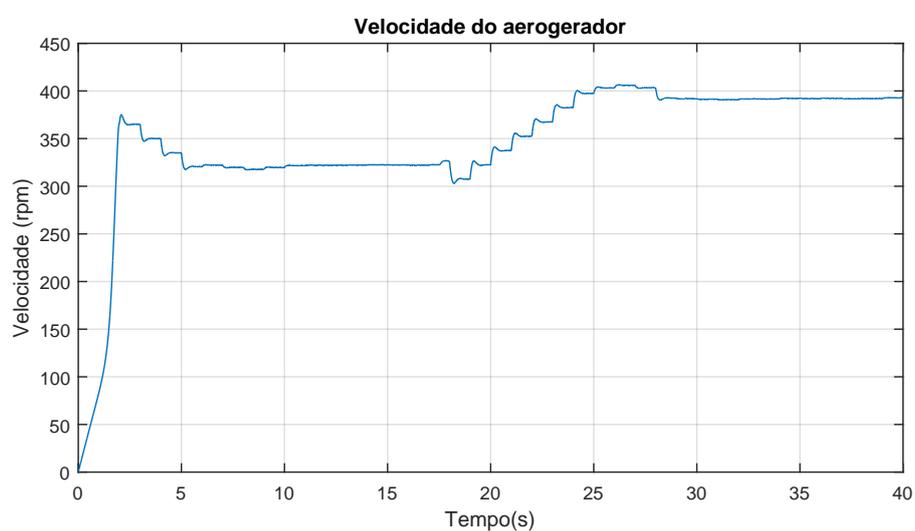
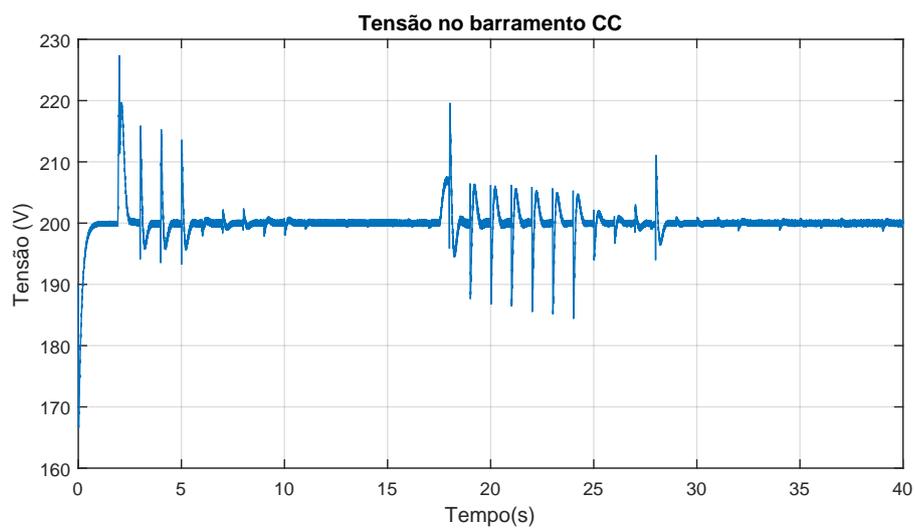
Fonte: Do Autor.

É possível observar que o aerogerador foi controlado como esperado, atingindo a velocidade e potência nominais, além de que a tensão do barramento foi controlada no *setpoint* estabelecido através do inversor.

A Figura 66 apresenta uma situação em que o inversor está consumindo uma corrente fixa do barramento, o que poderia ser entendido como um fornecimento da potência excedente na microrrede à rede elétrica. O controle da tensão no barramento está sendo realizado através do controle da corrente da bateria.

Figura 66 – Controle da tensão do barramento através da bateria e inversor com *setpoint* de I_d em 8A e I_q em 0A



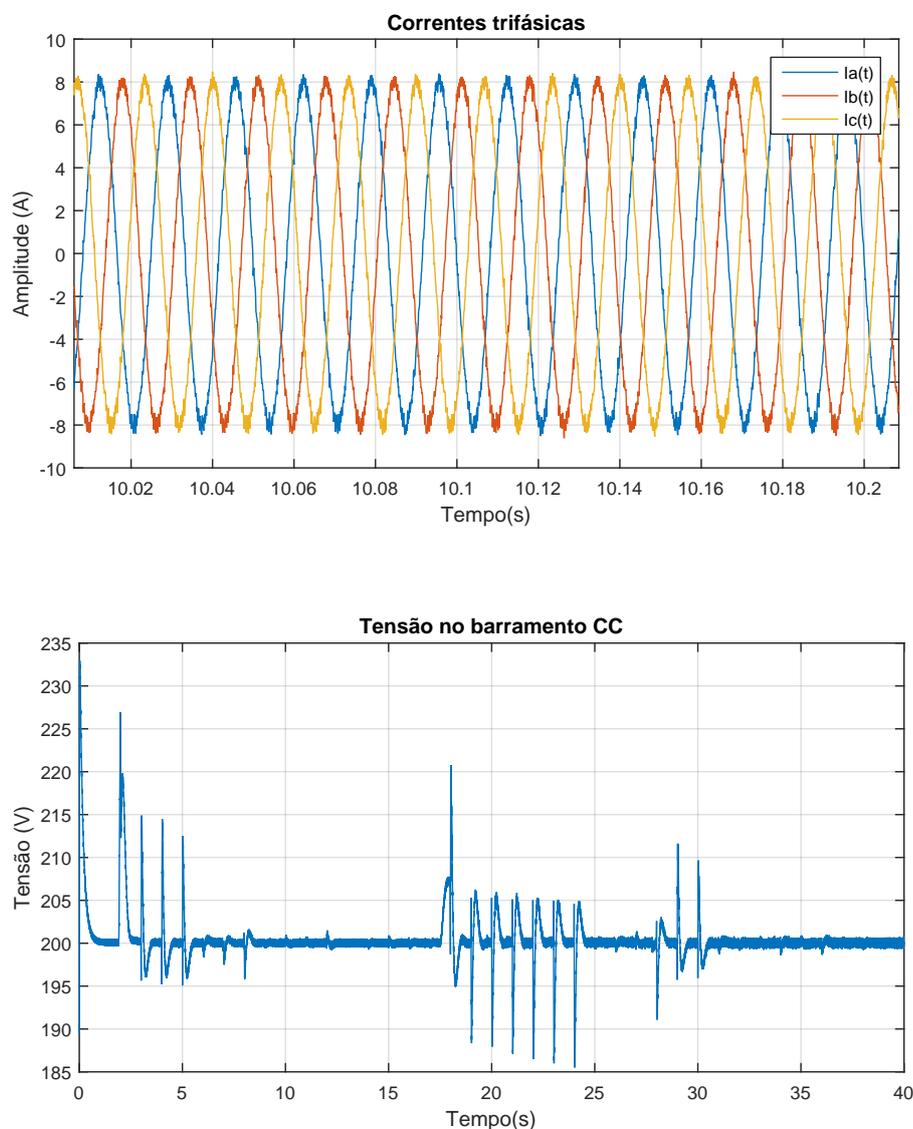


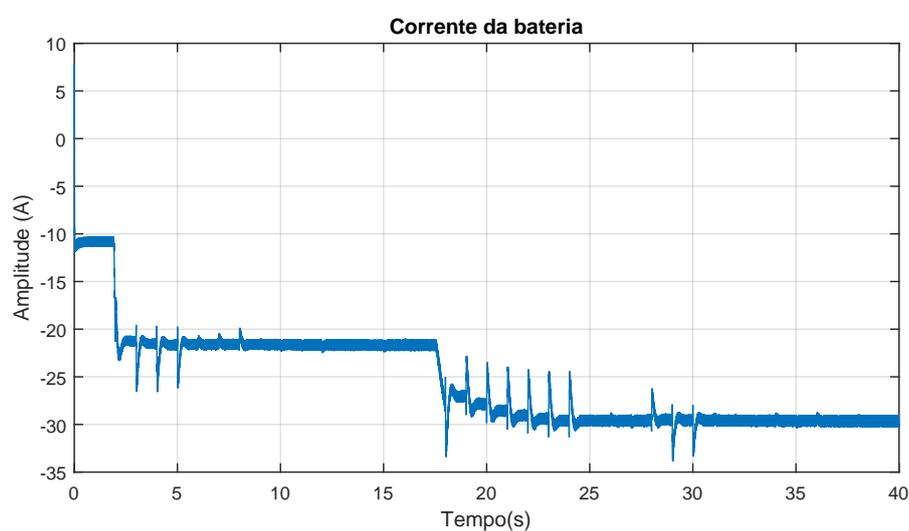
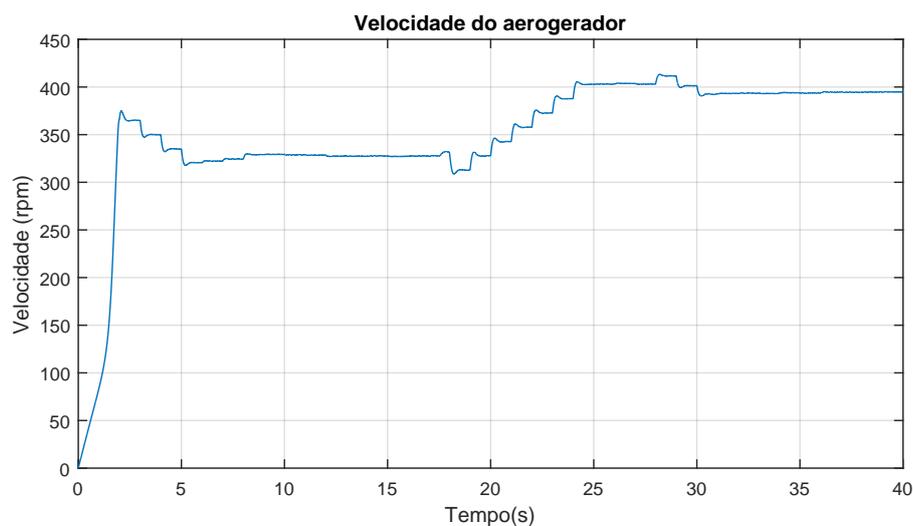
Fonte: Do Autor.

É possível observar que o aerogerador foi controlado como esperado, atingindo a velocidade e potência nominais, além de que a tensão do barramento foi controlada no *setpoint* estabelecido através da bateria.

A Figura 67 apresenta uma situação em que o inversor está fornecendo uma corrente fixa ao barramento, podendo ser comparado a uma situação em que a microrrede demanda corrente da rede elétrica, ou seja, o aerogerador não gera potência suficiente e não há carga disponível na bateria para alimentar possíveis usuários. O controle da tensão no barramento está sendo realizado através do controle da corrente da bateria.

Figura 67 – Controle da tensão do barramento através da bateria e inversor com *setpoint* de I_d em $-8A$ e I_q em $0A$.





Fonte: Do Autor.

É possível observar que o aerogerador foi controlado como esperado, atingindo a velocidade e potência nominais, além de que a tensão do barramento foi controlada no *setpoint* estabelecido através da bateria.

Os resultados apresentados foram satisfatórios e mostram que os controladores projetados e as estratégias adotadas, foram eficientes na controlabilidade da microrrede.

5 Conclusões

Neste trabalho foi apresentado o controle do aerogerador para extração da máxima energia disponível.

O controle da corrente no indutor do conversor CC-CC Boost apresentou resultados satisfatórios, uma vez que ao perturbar a tensão na entrada do conversor a corrente permaneceu no *setpoint* estabelecido. Desta forma é possível controlar indiretamente a velocidade do aerogerador.

O controle de velocidade foi realizado através de uma malha de controle em cascata, onde a velocidade era a malha externa, enquanto a corrente a malha interna. Os resultados foram bem eficientes, sendo possível ajustar a velocidade de forma estável em um curto espaço de tempo.

Sendo assim foi possível implementar o algoritmo MPPT por perturbação e observação que se mostrou eficiente em rastrear o ponto ótimo de operação, principalmente após a adição do método anti *wind-up* no controlador PI de velocidade, que permitiu uma atuação mais rápida do controlador no conversor, e também do passo variável, que amenizou as distorções causadas na potência gerada e na tensão do barramento CC.

Foi obtido um bom resultado no controle da tensão no barramento através da bateria, utilizando-se da estratégia de malha de controle e cascata, onde a tensão do barramento era a malha externa e a corrente no indutor do conversor Buck-Boost a malha interna. Através desta estrutura foi possível permitir um fluxo de potência bidirecional entre o barramento e a bateria.

Foi realizado o controle da corrente do inversor através do controlador PI, onde o PLL gerava o ângulo de sincronismo necessário para que a corrente injetada na rede tivesse um fator de potência unitário. Foi obtido um bom resultado, sendo possível obter o sincronismo em um curto período de tempo, além de controlar amplitude e fase da corrente gerada.

Por fim a microrrede se mostrou bem dinâmica, sendo possível controlar a tensão do barramento através da bateria ou inversor trifásico. Isso mostra que a microrrede pode se isolar da rede caso haja "sobra" de energia gerada, ou por exemplo, deixar de consumir potência em horários de pico, onde as tarifas são elevadas. Também há a possibilidade da microrrede integrar-se ao sistema elétrico quando as condições climáticas não são favoráveis e a bateria encontra-se no limite de capacidade.

Referências

- ABDULLAH, M. A. et al. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 16, n. 5, p. 3220–3227, 2012. 21
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning ‘, a john wiley & sons. *Inc., Publication*, 2007. 25, 26
- AL-DIAB, A.; SOURKOUNIS, C. Variable step size p&co mppt algorithm for pv systems. In: IEEE. *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1097–1102. 23
- ANEEL. *Geração Distribuída*. 2015. [Online; acessado 24-Agosto-2017]. Disponível em: <conselhodeconsumidores.aneel.gov.br/web/guest/geracao-distribuida>. 1
- ARRAIS, E. *Estratégia de Conversor para Interligação de Sistemas de Geração Eólica à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2014. 21
- BARBI, I. *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*. [S.l.]: Edição do autor, 2015. 11, 15
- BASTOS, R. F. *Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2016. 2, 15, 21, 35, 37, 46
- BRASIL, P. *Brasil é o maior gerador de energia eólica da América Latina*. 2017. [Online; acessado 24-Agosto-2017]. Disponível em: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2017/03/brasil-e-o-maior-gerador-de-energia-eolica-da-america-latina>. 2, 3
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006. 25, 26, 27, 46
- CARICCHI, F. et al. Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC’98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. [S.l.], 1998. v. 1, p. 287–293. 15
- CARRIVEAU, R. *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*. [S.l.]: Intech, 2011. 5
- CHAPMAN, S. J. *Máquinas eléctricas (5a)*. [S.l.]: McGraw Hill Mexico, 2012. 9
- COELHO, K. D. et al. Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador. Florianópolis, SC, 2001. 20
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. 18

- ESTADÃO, P. E. *A força das soluções alternativas*. 2016. [Online; acessado 05-Novembro-2017]. Disponível em: <<https://w3.siemens.com.br/home/br/pt/cc/campanha/Documents/Caderno%20-%20especial-Geracao-Distribuida.pdf>>. 1
- FARRET, F. A.; SIMOES, M. G. *Integration of alternative sources of energy*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006. 5, 7
- FRANCESCHINI, G. et al. Synchronous reference frame grid current control for single-phase photovoltaic converters. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 1–7. 29
- LI, C. et al. Operation cost minimization of droop-controlled dc microgrids based on real-time pricing and optimal power flow. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2015. p. 003905–003909. 1, 2
- MARAFÃO, F. P. et al. Análise e controle da energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais. [sn], 2004. 30, 31, 45
- MOÇAMBIQUE, N. E. M. *Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e/ou Fuzzy para a regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2012. 21, 22
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. 10, 11, 24
- MUYEEN, S.; TAMURA, J.; MURATA, T. *Stability augmentation of a grid-connected wind farm*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2008. 3, 9
- NISE, N. S. *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING, (With CD)*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. 12, 15
- POMILIO, J. A. Eletrônica de potência. *Disponível on-line URL: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/elfiles/eltpot/>*, 1998. 18, 24, 29
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. [S.l.]: Academic press, 2010. 10, 11, 23, 25
- ROLAN, A. et al. Modeling of a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2009. p. 734–739. 8, 35
- SAIDI, K.; MAAMOUN, M.; BOUNEKHLA, M. Simulation and analysis of variable step size p&o mppt algorithm for photovoltaic power control. In: IEEE. *Green Energy Conversion Systems (GECS), 2017 International Conference on*. [S.l.], 2017. p. 1–4. 23
- SCHNETTLER, S. A. *Rumo a um modelo preditivo de desenvolvimento de energia*. 2014. [Online; acessado 05-Novembro-2017]. Disponível em: <<https://www.siemens.com/content/dam/internet/siemens-com/br/topic-areas/energia-sustentavel/pdf/pdf2/desenvolvimento-de-energia.pdf>>. 1
- SIEMENS, L. *Para onde estamos indo com as Smart Grids*. 2009. [Online; acessado 05-Novembro-2017]. Disponível em: <https://www.energy.siemens.com/br/pool/br/tecnologia-e-publicacoes/folder_smartgrid_nov09.pdf>. 1

SMITH, C.; CORRIPIO, A. *Princípios E Prática Do Controle Automático de Processo*. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2000. 34

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29. 8

VILLALVA, M. G. *Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2010. 22, 28, 29, 33, 39, 41, 42

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003. 25



ANEXO II - TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “**Controle de Gerador Eólico para aplicação em Microrrede CC**” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 18 de julho de 2018.

Gustavo Alves Leão
Nome completo do(a) aluno(a)



ANEXO XI - DECLARAÇÃO DE CONFERÊNCIA DA VERSÃO FINAL

Declaro que conferi a versão final a ser entregue pelo aluno Gustavo Alves Leão, autor do trabalho de conclusão de curso intitulado Controle de Gerador Eólico para Aplicação em Microrede CC quanto à conformidade nos seguintes itens:

1. A monografia corresponde a versão final, estando de acordo com as sugestões e correções sugeridas pela banca e seguindo as normas ABNT;
2. A versão final da monografia inclui a ata de defesa (ANEXO IV - apenas verso), a ficha catalográfica e o termo de responsabilidade (ANEXO X -) devidamente assinados.

João Monlevade, 20 de Agosto de 2018 .

Renan S. Bastos
Nome do(a) Professor(a)