



UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
ELETRICIDADE

MARCOS PAULO FERREIRA DE ASSUNÇÃO

***Estudo e Análise de controlador para turbina eólica para injeção de
energia na rede elétrica***

São Luís - MA

2018

MARCOS PAULO FERREIRA DE ASSUNÇÃO

Estudo e Análise de controlador para turbina eólica para injeção de energia na rede elétrica

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletricidade.

Área de Concentração: Automação e Controle

Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr.

Orientador

Prof. José Gomes de Matos, Dr.

Coorientador

São Luís - MA

2018

Assunção, Marcos Paulo Ferreira de.

Estudo e análise de controlador para turbina eólica para injeção de energia na rede elétrica / Marcos Paulo Ferreira de Assunção. - 2018.

113 p.

Coorientador(a): José Gomes de Matos.

Orientador(a): Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em Engenharia de Eletricidade/ccet, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2018.

1. Controladores. 2. Controle de corrente. 3. Energia eólica. 4. Realimentação de potência. 5. Sistemas eólicos de pequeno porte. I. Matos, José Gomes de. II. Ribeiro, Luiz Antonio de Souza. III. Título.

MARCOS PAULO FERREIRA DE ASSUNÇÃO

**Estudo e Análise de controlador para turbina eólica para injeção
de energia na rede elétrica**

Dissertação de Mestrado apresentada em 26 de outubro de 2018

BANCA EXAMINADORA

Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr. – UFMA
(Orientador)

Prof.: José Gomes de Matos, Dr. – UFMA
(Coorientador)

Silvângela Lilian da Silva Lima Barcelos, Dra. – UFMA
(Membro da Banca Examinadora)

Walbermark Marques dos Santos, Dr. – UFES
(Membro da Banca Examinadora)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus que me permitiu chegar até aqui.

Aos meus familiares que em momentos de dificuldades me apoiaram em continuar na pós-graduação, obrigado pelo constante apoio nesta jornada.

Ao meu professor e orientador, Prof. Dr. Luiz Antonio de Sousa Ribeiro, pelo apoio, incentivo e orientações para a finalização deste trabalho, gostaria de agradecer pela paciência nos momentos difíceis e principalmente pelo constante incentivo.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. José Gomes de Matos, pelo tempo disponibilizado e pelas dicas dadas ao longo da pesquisa. Agradeço pelas orientações e discussões no decorrer da pesquisa.

Ao grupo de professores do IEE, pelo companheirismo e conhecimentos passados ao longo da pós-graduação.

Aos amigos de laboratório Hercules Oliveira, Marcel Soares, Luis Felipe Teixeira, Amiron Wolff, Myrlena Ferreira, Daniele Viana, pelo companheirismo e pela constante ajuda e cooperação.

À FAPEMA por ter financiado e incentivado este trabalho.

A todos aqueles que não foram citados, mas que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre duas topologias comumente aplicadas em sistemas eólicos de pequeno porte para injetar potência na rede elétrica. As topologias analisadas são baseadas em geradores síncronos à ímãs permanentes, sendo elas: uma topologia com retificador trifásico em ponte com diodos, conversor *boost* e inversor e uma topologia com conversor *back-to-back*. Para realizar a comparação são descritos a modelagem matemática dos componentes presentes nesses sistemas e o projeto dos controladores. Foi proposta e implementada uma forma de compensação para mitigar os efeitos do atraso computacional visto que os controladores são implementados no domínio discreto. Desta forma foi possível projetar controladores de corrente com elevada largura de faixa. São apresentados os projetos dos controladores associados aos sistemas de geração (*MPPT* e controle de corrente) e injeção de potência na rede (controle da tensão do barramento CC, controle da corrente injetada e *PLL*). O estudo utiliza o *MPPT* com realimentação do sinal de potência para extração da máxima energia cinética contida no vento. Como resultado tem-se um levantamento das vantagens e desvantagens das topologias analisadas, facilidades e dificuldades de implementação, assim como as limitações de tais sistema. A partir desses resultados pode-se concluir que a topologia com o conversor *back-to-back* é a mais indicada em comparação à topologia com ponte trifásica a diodo + conversor *boost* + inversor para sistemas eólicos de pequeno porte.

Palavras chave: Energia eólica, controle de corrente, sistemas eólicos de pequeno porte, realimentação de potência, controladores.

ABSTRACT

This work presents a comparative study between two topologies commonly applied in small wind systems to inject power in the electric grid. The topologies analyzed are based on permanent magnets synchronous generators, which are: a topology with three-phase diode rectifier, boost converter, inverter, and a topology with back-to-back converter. To perform the comparison, it is described the mathematical modeling of the components present in these systems and the development of the controllers. A form of compensation has been proposed and implemented to mitigate the effects of computational delay since the controllers are implemented in the discrete domain. In this way it was possible to design current controllers with high bandwidth. The design of the controllers associated to the generation systems (MPPT and current control) and power injection in the network (DC bus voltage control, injected current control and PLL) are presented. The study uses the power signal feedback as MPPT strategy for maximum extraction of the kinetic energy contained in the wind. As a result, a survey of the advantages and disadvantages of the analyzed topologies, facilities and implementation difficulties, as well as the limitations of such systems is presented. From these results it can be concluded that the topology with the back-to-back converter is the most indicated in comparison to the topology with three-phase diode rectifier + boost converter + inverter for small wind systems.

Keywords: Wind power, current control, power feedback, small wind systems, controllers.

LISTA DE ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
DFIG	Gerador de indução duplamente excitado (do inglês <i>doubly fed induction generators</i>)
GSIP	Gerador síncrono a ímã permanentes
IEA	International Energy Agency
IEC	International Electrotechnical Commission
MPP	Ponto de máxima potência
MPPT	Rastreador do ponto de máxima potência (do inglês <i>Maximum Power Point tracking</i>)
PI	Controlador Proporcional e Integral
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
Proinfa	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas
PSF	Controle por realimentação de potência (sigla do inglês <i>Power Signal Feedback</i>)
PR	Controlador proporcional ressonante
P&O	Perturbe e Observe
RPM	Rotações por minuto
TSR	Razão de velocidade tangencial da ponta da pá da turbina e a velocidade do vento (sigla do inglês <i>Tip Speed Ratio</i>)
WECS	Sistemas de conversão de energia eólica (do inglês <i>Wind Energy Conversion System</i>)

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1.1 – Capacidade eólica instalada no mundo e no Brasil entre os anos de 2001 e 2017. Fonte: [4] e [5].</i>	15
<i>Figura 2.1 – Estágio de conversão de potência em sistemas eólicos. Adaptado de [11].</i>	19
<i>Figura 2.2 – a) Topologia com conversor boost e inversor; b) topologia com conversor back-to-back.</i>	20
<i>Figura 2.3 – Coeficiente de potência em função do TSR mantendo $\beta = 0$.</i>	23
<i>Figura 2.4 – Curvas de a) Potência versus velocidade mecânica e b) Conjugado versus velocidade mecânica.</i>	24
<i>Figura 2.5 – Regiões operacionais de uma turbina eólica.</i>	26
<i>Figura 2.6 – Curva característica de Potência versus velocidade e ponto de máxima potência.</i>	28
<i>Figura 3.1 – Convenções adotadas para os eixos de referencial síncrono e estacionário.</i>	32
<i>Figura 3.2 – Conversor elevador de tensão (boost).</i>	34
<i>Figura 3.3 – Estados do conversor boost no modo de condução contínua: a) chave ligada (ton) e b) chave desligada (toff).</i>	34
<i>Figura 3.4 – Modelo do filtro a) L e b) LCL.</i>	36
<i>Figura 3.5 – Resposta em frequência genérico de um filtro L e LCL.</i>	36
<i>Figura 3.6 – Circuito equivalente e diagrama de blocos do filtro L no referencial estacionário.</i>	37
<i>Figura 3.7 – Modelo por fase do filtro LCL.</i>	41
<i>Figura 3.8 – Resposta em frequência mostrando os efeitos da resistência de amortecimento.</i>	44
<i>Figura 4.1 – Filtro LCL com os valores dimensionados no Capítulo 3.</i>	49
<i>Figura 4.2 - Resposta em frequência de malha aberta do filtro LCL e e filtro L equivalente a soma dos dois indutores.</i>	49
<i>Figura 4.3 – Controle de corrente sem atraso.</i>	51
<i>Figura 4.4 – Diagrama de blocos utilizado para sintonia da malha de corrente.</i>	51
<i>Figura 4.5 – Resposta em frequência de malha fechada do sistema em malha fechada para uma largura de faixa de 1,5 kHz.</i>	52
<i>Figura 4.6 – Resposta ao degrau do sistema sem atraso sintonizado para uma largura de faixa de 1,5kHz.</i>	53
<i>Figura 4.7 – Resposta em frequência de malha aberta do controlador PR com compensador de harmônicos e sem atraso: a) $k_p = 1,8358$; b) $k_p = 3,7618$.</i>	54
<i>Figura 4.8 – Controle de corrente incluindo atraso computacional.</i>	55
<i>Figura 4.9 – Resposta em frequência de malha aberta do sistema sem e com atraso.</i>	55
<i>Figura 4.10 – Resposta em frequência de malha fechada sem e com atraso para largura de faixa de 1.5kHz.</i>	56
<i>Figura 4.11 – Comparação das respostas ao degrau (sistemas sem e com atraso) para largura de faixa de 1,5kHz.</i>	56
<i>Figura 4.12 – a) Lugar das raízes para o sistema com atraso; b) Resposta em frequência para o sistema com atraso – projetado para polos dominantes reais.</i>	57
<i>Figura 4.13 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional ressonante e compensador em avanço.</i>	57
<i>Figura 4.14 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional e compensação em avanço, parte ressonante negligenciada por considerar k_i sintonizado de modo a não interferir na largura de faixa do controlador.</i>	58
<i>Figura 4.15 – a) Comparativo da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR sem compensação e com compensação em avanço; b) Resposta ao degrau do sistema sem compensação e com compensação em avanço.</i>	59
<i>Figura 4.16 – a) Resposta em frequência de malha aberta do sistema sem atraso e do sistema com atraso sintonizados para uma largura de faixa de 1,5 kHz. b) detalhamento na 7ª harmônica.</i>	60
<i>Figura 4.17 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema sem atraso e do sistema com atraso sintonizados para uma largura de faixa de 1,5kHz. b) detalhamento na frequência fundamental; c) detalhamento na 3ª harmônica; d) detalhamento na 5ª harmônica; e) detalhamento na 7ª harmônica.</i>	61
<i>Figura 4.18 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema sem atraso, do sistema com atraso e do sistema com atraso e com compensação de fase sintonizados para uma largura de faixa de 1,5kHz; b) detalhamento na 7ª harmônica.</i>	62
<i>Figura 4.19 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional ressonante e compensação em avanço.</i>	63

Figura 4.20 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema com atraso e sem compensação em avanço $CA(z)$, do sistema com atraso e com compensação em avanço, e do sistema com compensação em avanço e com compensação de fase $Rd(z)$ sintonizados para uma largura de faixa de 2kHz; b) zoom na 7ª harmônica.	63
Figura 4.21 – Forma de onda da tensão e corrente injetada na rede a) controle sem compensador de harmônicos; b) controle com compensador de harmônicos.	64
Figura 4.22 – Espectro de frequência da corrente injetada na rede a) controle sem compensador de harmônicos; b) controle com compensador de harmônicos.	65
Figura 4.23 – Potência de entrada e saída do capacitor do barramento CC.	65
Figura 4.24 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.	67
Figura 4.25 – Lugar das raízes para o posicionamento do zero do controlador à esquerda do polo da planta. Fonte: [53].	68
Figura 4.26 – Diagrama de blocos do DSOGI-PLL.	70
Figura 4.27 – Resposta em frequência da função de transferência do SOGI para diferentes valores de $k = [0,1 \ 1 \ 4]$: a) $D(s)$; b) $Q(s)$.	71
Figura 4.28 – Diagrama de fase do integrador discreto aproximado pelos métodos Backward Euler, Forward Euler e Tustin.	72
Figura 4.29 – Estrutura do SOGI a) no domínio contínuo e b) no domínio discreto usando Tustin. Fonte: Adaptado de [75].	73
Figura 4.30 – Diagrama de blocos do modelo linear do PLL no referencial dq (no domínio contínuo). Fonte: Adaptado de [17].	73
Figura 4.31 – Diagrama de blocos do modelo linear no domínio discreto do PLL no referencial dq. Fonte: Adaptado de [17].	74
Figura 4.32 – Diagrama de blocos do SOGI com modificação para rejeição de nível CC. Fonte: Adaptado de [17].	75
Figura 4.33 – Topologia com ponte trifásica a diodo e conversor boost.	76
Figura 4.34 – Diagrama de blocos do MPPT incluindo a malha de controle da corrente do conversor boost com o PSF.	77
Figura 4.35 – Diagrama em blocos da malha de corrente do conversor boost.	77
Figura 4.36 – Diagrama de blocos discreto da malha de corrente do conversor boost.	77
Figura 4.37 – variação de C_p para vento constante.	78
Figura 4.38 – Perfil de vento turbulento	79
Figura 4.39 – variação de C_p para vento turbulento.	79
Figura 4.40 – Topologia back-to-back.	79
Figura 4.41 – Diagrama em blocos das malhas de corrente do GSIP.	80
Figura 4.42 – Diagrama de blocos do MPPT incluindo a malha de controle da corrente do GSIP com o PSF.	82
Figura 4.43 – Variação de C_p para vento constante.	83
Figura 4.44 – Variação de C_p para vento turbulento.	83
Figura 4.45 – a) velocidade de rotação do eixo do gerador; b) Coeficiente de potência.	84
Figura 4.46 – a) comportamento do fator de potência ao se utilizar o ZDC ou UPF. b) Perdas no cobre do estator ao utilizar o ZDC ou UPF.	84
Figura 5.1 – Diagrama da topologia com ponte trifásica a diodo e conversor boost e os controles projetados.	88
Figura 5.2 – Diagrama da topologia back-to-back e os controles projetados.	88
Figura 5.3 – Tensão e corrente da fase a para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor boost.	90
Figura 5.4 – Velocidade de rotação da turbina para e coeficiente de potência para topologia com ponte trifásica a diodo e conversor boost.	91
Figura 5.5 – a) Conjugado eletromagnético e b) correntes dq no GSIP para a topologia com conversor com retificador trifásico a diodo e conversor boost.	92
Figura 5.6 – Tensão e corrente da fase a para a topologia com conversor back-to-back.	92
Figura 5.7 – Velocidade de rotação da turbina e coeficiente de potência para a topologia back-to-back.	93
Figura 5.8 – a) Conjugado eletromagnético e b) correntes dq no GSIP para a topologia com conversor back-to-back.	94
Figura 5.9 – a) Correntes de eixo d e q no estator, para a topologia com o conversor back-to-back e b) corrente no indutor do conversor boost para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor boost.	96
Figura 5.10 – Topologia esquemática do sistema usando em simulação	96
Figura 5.11 – a) Potência ativa e reativa da rede, b) correntes de eixo q e d da rede e c) tensão do barramento CC.	97

<i>Figura 5.12 – a) Conjugado eletromagnético do gerador, b) correntes de eixo q e d no estator do gerador e c) tensão e corrente da fase a do gerador.</i>	98
<i>Figura 5.13 – a) Potência ativa e reativa da rede, b) correntes de eixo q e d da rede e c) tensão do barramento CC.</i>	99
<i>Figura 5.14 – a) conjugado eletromagnético do gerador, b) correntes de eixo q e d no estator do gerador e c) tensão e corrente da fase a do gerador.</i>	100
<i>Figura 5.15 – Espectro de harmônicos da corrente injetada na rede: a) com topologia com conversor back-to-back, b) com topologia com ponte trifásica a diodo e conversor boost.</i>	101

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 2.1 - Coeficientes da turbina de 10kW modelo BWC Excel-S [23] e [17].</i>	23
<i>Tabela 2.2 – Parâmetros da turbina de 10kW modelo BWC Excel-S [23] e [17].</i>	24
<i>Tabela 3.1. Especificações gerais dos componentes projetos.</i>	45
<i>Tabela 4.1 – Ganhos e localização dos polos para largura de faixa de 1,5 kHz</i>	52
<i>Tabela 4.2. Componentes harmônicas na tensão da rede.</i>	64
<i>Tabela 4.3. Ganhos do controlador PI da malha de tensão do barramento CC.</i>	69
<i>Tabela 4.4. Métodos de discretização e relação entre o domínio contínuo e discreto [17], [72], [73] e [75].</i>	72
<i>Tabela 4.5. Ganhos do DSOGI-PLL e do Filtro Passa-Baixa</i>	75
<i>Tabela 4.6. Ganhos do controlador PI de corrente do conversor boost.</i>	78
<i>Tabela 4.7. Ganhos do controlador PI de corrente do GSIP.</i>	81
<i>Tabela 5.1. Parâmetros da turbina de 10 kW</i>	89
<i>Tabela 5.2. Ganhos dos controladores</i>	89
<i>Tabela 5.3. Resultados de simulação para vento com velocidade de 6, 8 e 10 m/s.</i>	94
<i>Tabela 5.4 – Características das estratégias de controle implementadas no lado gerador.</i>	102

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Contextualização	15
1.2	Motivação e Justificativa.....	16
1.3	Objetivos	17
1.4	Organização do Trabalho	18
2	SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE PEQUENO PORTE	19
2.1	Curva de potência característica de uma turbina eólica	22
2.2	Regiões operacionais.....	25
2.3	Rastreador de máxima potência	27
2.4	Controle por realimentação de Potência.....	29
2.5	Conclusões	30
3	MODELAGEM MATEMÁTICA E DIMENSIONAMENTOS DOS COMPONENTES	31
3.1	Convenção de referencial síncrono e estacionário	31
3.2	Modelagem do gerador síncrono a imã permanente.....	32
3.3	Modelagem do conversor <i>boost</i>	33
3.4	Modelagem do filtro LCL	35
3.5	Dimensionamento dos componentes.....	37
3.5.1	Dimensionamento dos componentes da topologia com conversor <i>boost</i>	37
3.5.2	Dimensionamento dos componentes da topologia com conversor <i>back-to-back</i>	45
3.6	Conclusões	45
4	CONTROLE DO LADO DA REDE E CONTROLE DO LADO GERADOR.....	47
4.1	Controle do Lado da Rede.....	47
4.1.1	Controle de corrente	47
4.1.2	Controle do barramento CC	65
4.1.3	Sincronização com a tensão da rede.....	69
4.2	Controle do Lado do Gerador.....	76
4.2.1	Topologia ponte trifásica a diodo e conversor <i>boost</i>	76
4.2.2	Topologia <i>Back-to-back</i>	79
4.3	Conclusões	85
5	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS.....	87
5.1	Descrição dos sistemas analisados	87
5.2	Análise dos resultados.....	90
5.2.1	Análise da topologia em ponte trifásica com conversor <i>boost</i>	90
5.2.2	Análise da topologia <i>back-to-back</i>	92
5.2.3	Comparação entre as topologias.....	94
5.3	Sistema completo conectado à rede.....	96

5.3.1	Topologia com conversor ponte trifásica a diodo e conversor <i>boost</i>	97
5.3.2	Topologia com conversor <i>back-to-back</i>	99
5.4	Conclusões	103
6	CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	104
7	Referências	107

Capítulo 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Os avanços tecnológicos, redução de custos e incentivos governamentais tornaram algumas fontes de energia renováveis mais competitivas no mercado. Entre elas, a energia eólica é uma das fontes de energia renovável de mais rápido crescimento [1] e [2].

A energia eólica tem sido usada há centenas de anos para a moagem de grãos, o bombeamento de água e a navegação marítima. O uso de moinhos de vento para gerar eletricidade pode ser rastreado até o final do século XIX com o desenvolvimento de um gerador de moinho de vento de 12 kW [2] e [3]. É, contudo, somente desde os anos 80 que a tecnologia tornou-se suficientemente madura para produzir eletricidade de forma eficiente e confiável [1], [2] e [3].

Na Figura 1.1, mostra-se dados referentes à geração mundial e do Brasil de energia elétrica a partir de fontes eólicas. É evidente o crescimento exponencial da capacidade instalada. O crescente aumento na produção da energia se dá pelo desenvolvimento tecnológico que permitiu a confecção de turbinas maiores, aumentando a potência da energia que pode ser extraída dos ventos.

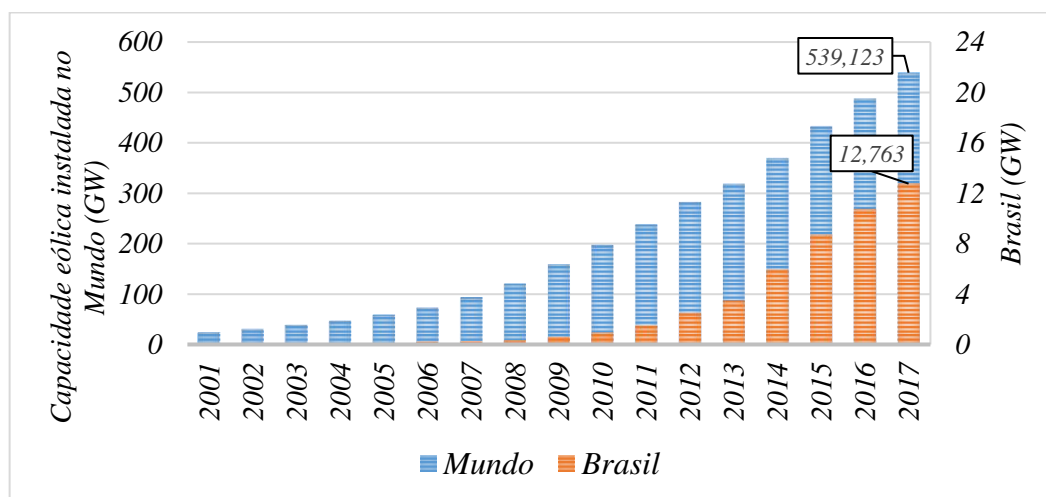


Figura 1.1 – Capacidade eólica instalada no mundo e no Brasil entre os anos de 2001 e 2017.

Fonte: [4] e [5].

A capacidade eólica instalada no mundo no final de 2017 atingiu 539,12 GW, um crescimento de 10,55% em relação a 2016. No Brasil esse crescimento é de 18,79% totalizando a inserção de 2,02 GW ao longo de 2017 [4] e [5]. Dois programas impulsionaram o crescimento no mercado brasileiro: o Proinfa (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas), que foi introduzido em 2002, e os leilões regulamentados que estão ocorrendo regularmente desde dezembro de 2009 [6]. Criado pela Lei nº 10.438/2002, o Proinfa tem o objetivo de aumentar a participação de fontes alternativas renováveis (pequenas centrais hidrelétricas, usinas eólicas e empreendimentos termelétricos a biomassa) na produção de energia elétrica, privilegiando empreendedores que não tinham vínculos societários com concessionárias de geração, transmissão ou distribuição [7]. O intuito foi promover a diversificação da Matriz Energética Brasileira, buscando alternativas para aumentar a segurança no abastecimento de energia elétrica, além de permitir a valorização das características e potencialidades regionais e locais [8].

A fim de incentivar a instalação de sistemas eólicos de pequeno porte, a ANEEL em 2012 através da resolução 482/2012, alterada em 2015 pela resolução 687/2015, estabelece condições para acesso de micro e minigeração aos sistemas de distribuição e o sistema de compensação de energia elétrica: sistema no qual a energia ativa injetada por unidade consumidora com microgeração ou minigeração distribuída é cedida, por meio de empréstimo gratuito, à distribuidora local e posteriormente compensada com o consumo de energia elétrica ativa [9]. O termo microrrede é utilizado na literatura técnica para designar um conjunto de cargas e geradores interligados, formando um sistema elétrico único e controlado, que pode operar de forma isolada (autônoma) ou interligada com uma rede elétrica convencional [10].

As turbinas eólicas de pequeno a médio porte normalmente possuem potência inferior a 300 kW e podem ser instaladas em casas, fazendas e empresas para compensar o consumo de energia elétrica. Pequenas unidades de energia eólica podem ser usadas em combinação com outras fontes de energia, como energia fotovoltaica e geradores a diesel, para formar sistema de geração autônomo para áreas remotas, onde o acesso à rede elétrica é difícil ou oneroso [1].

1.2 Motivação e Justificativa

Incentivos e investimentos governamentais tem proporcionado o aumento da produção de energia eólica dentro do cenário mundial e nacional a ponto desta ser uma das que se mais destaca dentre as fontes de energia renováveis. No Brasil, o Proinfa e a publicação da Resolução

Normativa ANEEL nº 482/2012, que dá ao consumidor poder para gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada são os principais impulsionadores para o crescimento do setor.

Para melhor aproveitamento do potencial eólico as turbinas devem trabalhar no seu ponto de máxima potência. Considerando que este ponto varia de acordo com as condições do vento, é essencial que as turbinas sejam controladas com algoritmos que rastreiem este ponto de máxima potência (*MPPT*). Dentre os algoritmos de *MPPT*, aqueles que dependam o mínimo possível dos parâmetros da turbina são os mais utilizados em aplicações de pequeno porte. Isto porque a utilização de sensores de velocidade de vento e sensores de posição do rotor utilizados para monitoramento e implementação do *MPPT* oneram o sistema. Além do *MPPT*, a busca por melhorias e soluções que minimizam o custo e reduzam as perdas dos sistemas eólicos de baixa potência são necessidades para a expansão do mercado eólico.

Portanto, a pesquisa nesta área é fundamental para ampla utilização dos sistemas eólicos de pequeno porte, seja operando de forma autônoma ou conectada à rede.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo comparar topologias de conversores, com suas respectivas estratégias de controle, aplicados em turbinas de pequeno porte para injeção de energia na rede elétrica. A comparação resumiu-se as estratégias de controle que não dependem de parâmetros da turbina para extração de máxima potência do vento e que melhoram a qualidade da energia injetada na rede. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Comparar topologias de conversão de energia aplicados em sistemas eólicos de pequeno porte, avaliando qual tem melhor aproveitamento do potencial eólico e apontando vantagens e desvantagens de cada uma;
- Sistematizar o projeto e sintonia de controladores do lado gerador (algoritmo *MPPT*, controle de corrente do gerador) e do lado da rede (controle da tensão do barramento CC, controle de corrente injetada e *PLL*) no domínio discreto.
- Apresentar a influência do atraso computacional no desempenho do controlador e apresentar uma metodologia de projeto para mitigar os efeitos do mesmo;

- Apresentar modelagem e metodologia de dimensionamento dos componentes dos sistemas conversão de energia eólica de pequeno porte conectados à rede baseados em gerador síncrono à ímã permanentes (GSIP).

1.4 Organização do Trabalho

No capítulo 2 mostra-se uma revisão sobre sistemas eólicos de pequeno porte e apresentação de conceitos básicos necessários para entendimento do trabalho.

No capítulo 3 são desenvolvidos os modelos dos diferentes elementos de uma turbina eólica. Ao fim deste capítulo, é apresentado um modelo completo para a turbina, que é utilizado como base para o restante do trabalho.

O capítulo 4 é dividido em duas partes, na primeira são projetados controladores do inversor: o controlador da corrente injetada na rede elétrica, o controlador da tensão do barramento CC e o *PLL*. E na segunda parte são projetados os controladores do lado do gerador: o rastreador de máxima potência e o controlador de corrente.

No capítulo 5 é apresentado um estudo comparativo das topologias adotadas avaliando as perdas do sistema e o controle das topologias adotadas.

Capítulo 6 são apresentadas as Conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

2 SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA DE PEQUENO PORTE

Os sistemas de conversão de energia eólica (*WECS* do inglês *Wind Energy Conversion System*) tem um fundamento simples: converter, por meio de uma turbina eólica, a energia cinética dos ventos em movimento mecânico no eixo, e então converter a energia mecânica em energia elétrica a partir de um gerador elétrico acoplado ao eixo [11]. A energia elétrica convertida pelo gerador é então processada, tornando-a adequada para a rede elétrica [12]. A Figura 2.1 mostra os estágios de conversão de energia presentes em sistemas eólicos.

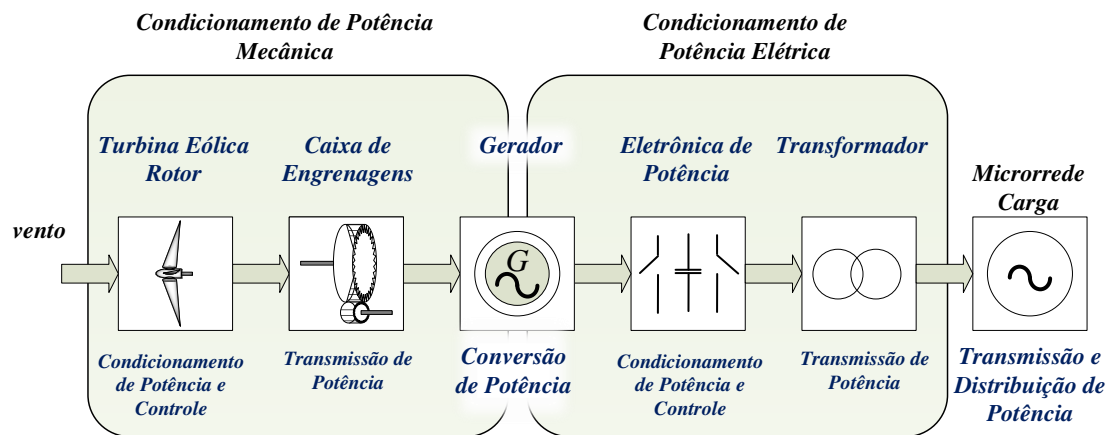


Figura 2.1 – Estágio de conversão de potência em sistemas eólicos. Adaptado de [11].

As máquinas elétricas normalmente utilizadas para converter a potência mecânica no eixo em energia elétrica são (i) o gerador síncrono à imãs permanentes, (ii) o gerador de indução com rotor em gaiola e (iii) gerador de indução duplamente excitado *DFIG* (do inglês *Doubly Fed Induction Generators*) [11].

Este trabalho tem como base o gerador síncrono à imãs permanentes (GSIP). Isso porque normalmente o GSIP utilizado em *WEC* de baixas velocidades de vento são fabricados com um grande número de polos e tem uma eficiência maior que o gerador de indução e não necessita de caixa de engrenagens. O *DFIG* além de necessitar da caixa de engrenagem para aplicações com baixa potência ainda não está tecnicamente disponível.

Os geradores a ímãs permanentes (GSIPs) estão entre as máquinas elétricas mais empregadas nos *WECSs* atualmente. Isso é devido às várias características operacionais e estruturais que eles podem oferecer, entre elas a captura de energia eólica em uma ampla gama de velocidades de vento. Isso porque o GSIP pode ser construído com um grande número de polos e operar a uma velocidade que coincida diretamente com a velocidade da pá da turbina [3].

A eletricidade gerada diretamente pelo GSIP tem amplitude e frequência variáveis, exigindo condicionamento adicional para atender aos requisitos de amplitude e frequência da rede elétrica ou das cargas. Muitos tipos de conversores eletrônicos de potência foram introduzidos visando encontrar soluções adequadas e baratas para os problemas de condicionamento da eletricidade e os resultados são promissores [13]. Na Figura 2.2, são mostradas duas das principais topologias aplicadas em sistemas de baixa potência baseados em GSIPs.

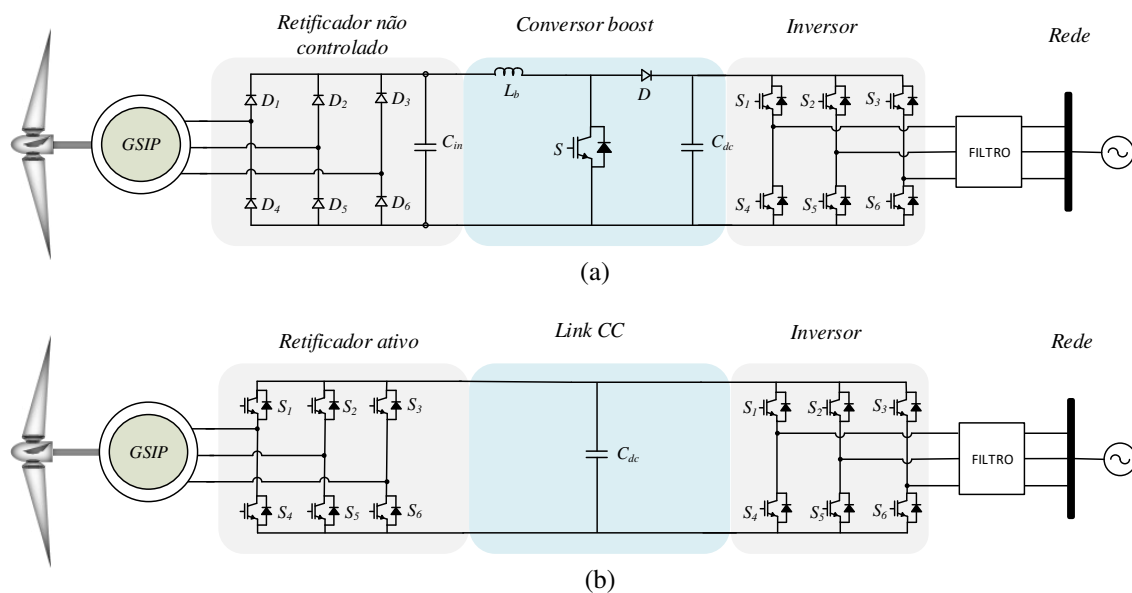


Figura 2.2 – a) Topologia com conversor *boost* e inversor; b) topologia com conversor *back-to-back*.

O conversor mais simples do lado do gerador é o retificador não controlado (ponte com diodos) mostrado na Figura 2.2a. Além disso, a comutação natural dos retificadores em ponte de diodo elimina a necessidade de sensores, controladores complicados e, portanto, o custo, as perdas de energia e a taxa de falhas são mais baixas em comparação com qualquer outro arranjo de retificador. O retificador em ponte de diodo é um produto

bem maduro e, portanto, módulos de alta potência estão prontamente disponíveis no mercado para implantação em sistemas de geração eólica [14].

Para obter elevação e regulação da tensão do barramento CC é conectado um conversor CC-CC entre o retificador trifásico à diodo e o inversor do lado da rede [15]. Devido à sua característica de elevar a tensão, este conversor é capaz de viabilizar a geração de energia pelo sistema, mesmo para baixas velocidades do vento. Esta configuração de três estágios tem um controle mais flexível desde que são usados dois estágios de controle: (i) o controle do conversor CC-CC é projetado para implementar a estratégia de *MPPT*, mantendo a velocidade do gerador elétrico no ponto ótimo e (ii) o controle do inversor do lado de rede que é usado para regular a tensão do barramento CC através da injeção de corrente CA [15]. O tipo de conversor utilizado está diretamente ligado ao tipo de aplicação e níveis de tensão nos terminais do gerador. Em aplicações onde independentemente do nível de tensão na entrada, a tensão de saída seja maior ou próxima a tensão de entrada o conversor *boost* é utilizado. Algumas desvantagens presentes nesta topologia é a presença de distorção harmônica de corrente nos terminais do estator do gerador e conjugado pulsante no mesmo [3], [14] e [16].

O conversor *back-to-back*, Figura 2.2b, é constituído de dois conversores *PWM* iguais, sendo um conversor do lado gerador (retificador ativo) e um conversor do lado da rede (inversor) [17]. Dependendo da estratégia de controle adotada, o retificador ativo trifásico pode lidar tanto com a retificação como com a correção do fator de potência no mesmo estágio com a regulação de tensão de barramento CC desejada [15]. O controle do retificador ativo trifásico pode ser projetado tendo em vista a máxima extração de energia que resulta em um comando de conjugado ou velocidade para o controle do gerador [12]. O barramento CC possibilita controles distintos para ambos os lados do conversor, lado do gerador e lado da rede, permitindo compensação da assimetria entre eles, além de permitir a interconexão de sistemas CA de frequências distintas ou semelhantes. Isso deve-se ao fato de o barramento CC desacoplar o lado do gerador do lado da rede elétrica [18]. Um retificador ativo conectado à turbina é empregado para implementar a estratégia de *MPPT* e o inversor conectado à rede regula a tensão do barramento CC e a injeção de corrente na rede.

2.1 Curva de potência característica de uma turbina eólica

A turbina eólica converte a energia cinética do vento em energia mecânica utilizável [19] e [20]. A potência eólica capturada é usualmente expressa em termos do coeficiente de potência da turbina C_p . A potência do vento capturada pela pá e convertida em potência mecânica é calculado por (2.1) [3], sendo ρ a densidade do ar em kg/m^3 , r_T o raio da pá da turbina em m e, e v_w a velocidade do vento em m/s .

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi r_T^2 v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.1)$$

O coeficiente de potência $C_p(\lambda, \beta)$ é uma função não-linear que depende do tipo de turbina eólica e dos projetos mecânico e aerodinâmico da turbina. Cada tipo de turbina possui um C_p que depende de duas variáveis: a) a razão da velocidade linear da ponta da pá, abreviado por TSR (do inglês *tip speed ratio*) e representado pela letra λ e b) do ângulo de ataque do vento à pá da turbina representado pela letra β [21]. O ângulo β pode ser modificado por mecanismo apropriado e pode ser utilizado como ação de controle quando a velocidade do vento é maior que a velocidade máxima permitida [22]. No caso de turbinas de pequeno porte, em geral $\beta = 0$, pois não há mecanismo para modificação do ângulo da pá [23]. Em geral este coeficiente de potência é medido pelos fabricantes das turbinas durante os testes de comissionamento das mesmas. Para efeito de modelagem uma das abordagens mais usadas para simular o comportamento esperado do C_p é definida por (2.2) [21]:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} + c_3 \beta + c_4 \right) e^{c_5/\lambda_i} + c_6 \lambda \quad (2.2)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + c_7 \beta} - \frac{c_8}{\beta^3 + 1}} \quad (2.3)$$

Uma vez que o ângulo das pás das turbinas de pequeno porte é fixo ($\beta = 0$) o C_p depende exclusivamente de λ . λ é definido como a relação entre a velocidade tangencial da ponta da pá e a velocidade do vento, conforme (2.4) [19], [20] e [21]:

$$\lambda = \frac{r_T \omega_m}{v_w} \quad (2.4)$$

Sendo ω_m a velocidade rotacional da turbina em rad/s . Na Figura 2.3 mostra-se o comportamento de C_p para diferentes valores de λ , mantendo-se $\beta = 0$. Os parâmetros da turbina eólica utilizada neste trabalho estão listados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Coeficientes da turbina de 10kW modelo BWC Excel-S [23] e [17].

c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8
0,647	70,300	0,400	5	14	0,007	0,080	0,035

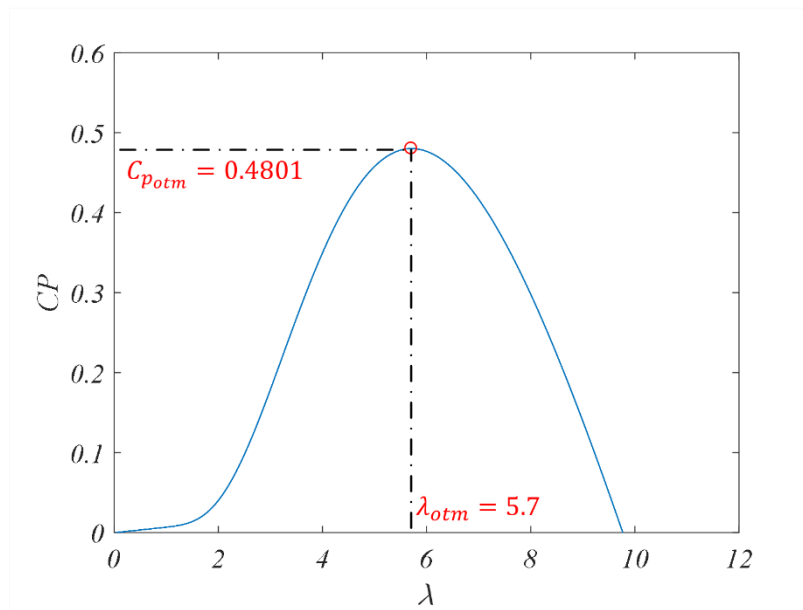


Figura 2.3 – Coeficiente de potência em função do TSR mantendo $\beta = 0$.

Na Figura 2.3 verifica-se que o C_p possui um valor máximo definido como $C_{p_{otm}}$ para um determinado $\lambda = \lambda_{otm}$. Quando a turbina opera com o $C_{p_{otm}}$ maior é a conversão da potência capturada pela pá da turbina em potência mecânica. O coeficiente de potência teoricamente é limitado ao valor de 0,59 de acordo com o limite de Betz [3].

A potência mecânica disponível no eixo da turbina (P_m) é calculada por [21]:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p \rho \pi r_T^2 v_w^3 \quad (2.5)$$

Sendo C_p o coeficiente de potência da turbina. A relação entre a potência (P_m) e o conjugado (T_m) no eixo da turbina é:

$$T_m = P_m / \omega_m \quad (2.6)$$

Das equações (2.4), (2.5) e (2.6) obtém-se a relação entre o coeficiente de conjugado C_T e o coeficiente de potência C_p , dado por:

$$C_T = C_p / \lambda \quad (2.7)$$

Na Figura 2.4 mostram-se as curvas de potência versus velocidade (Figura 2.4a) e conjugado versus velocidade (Figura 2.4b) calculadas por (2.1) e (2.5), para diferentes velocidades do vento. Estas curvas foram obtidas para a turbina de 10kW cujos parâmetros estão listados na Tabela 2.1. O raio da turbina e a densidade do ar adotada são listados na Tabela 2.2. Na Figura 2.4 pode-se observar que para cada velocidade de vento, há uma velocidade específica em que a turbina produz máxima potência. É evidente que este ponto varia de acordo com a velocidade do vento. Na mesma figura são ilustrados estes pontos pela curva de máxima potência e pela curva de conjugado para máxima potência.

Tabela 2.2 – Parâmetros da turbina de 10kW modelo BWC Excel-S [23] e [17].

Parâmetro	Valor
Raio da turbina, r_t (m)	3,5
Densidade do ar, ρ (kg/m ³)	1,225

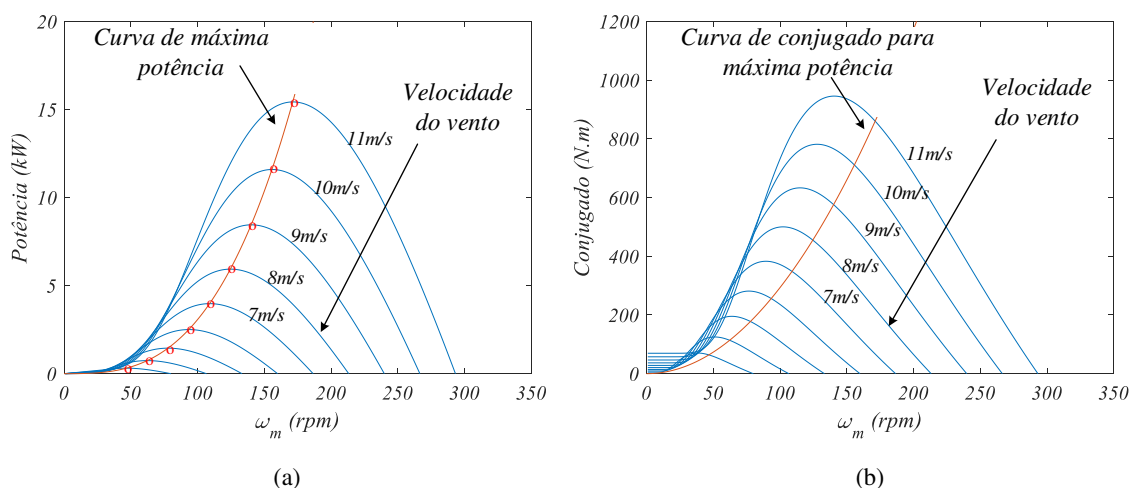


Figura 2.4 – Curvas de a) Potência versus velocidade mecânica e b) Conjugado versus velocidade mecânica.

Na Figura 2.4 observa-se que a potência e o conjugado são uma função da velocidade do vento e da velocidade do gerador. O ponto de operação que obtém a

máxima potência é indicado por círculos na Figura 2.4a. Este ponto corresponde à condição em que o coeficiente de potência é máximo. Para a turbina em uso, o valor máximo de C_p é 0,4801 para λ igual a 5,7, conforme Figura 2.3. Verifica-se que a turbina trabalhando no ponto de máxima não implica em conjugado máximo. Nessa condição, a velocidade do gerador é proporcional à velocidade do vento como mostrado em (2.8).

$$\omega_{otm} = K_\omega v_w \quad (2.8)$$

E a potência máxima e o conjugado ótimos são dados por (2.9) e (2.10) em função da velocidade do vento [17] e [24].

$$P_{m_{max}} = K_p v_w^3 \quad (2.9)$$

$$T_{m_{otm}} = K_t v_w^2 \quad (2.10)$$

Sendo as constantes K_ω , K_p e K_t dadas pelas equações (2.11), (2.12) e (2.13) [17].

$$K_\omega = \lambda_{otm}/r_T \quad (2.11)$$

$$K_p = (1/2)\rho r_T^2 C_{p_{otm}} \quad (2.12)$$

$$K_t = (1/2)\rho r_T^3 (C_{p_{otm}}/\lambda_{otm}) \quad (2.13)$$

2.2 Regiões operacionais

Conforme indicado na Figura 2.5 as características de potência de uma turbina eólica são definidas pela curva de potência, que relaciona a potência mecânica da turbina à velocidade do vento. A Agência Internacional de Energia (do inglês *International Energy Agency - IEA*) desenvolveu recomendações para a definição da curva de potência. As recomendações foram continuamente aperfeiçoadas e adotadas pela Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês *International Electrotechnical Commission - IEC*). A norma IEC6140012 é geralmente aceita como uma base para definir e medir a curva de potência [3]. Uma curva de potência típica é caracterizada por três velocidades do vento: velocidade de *cut-in*, velocidade nominal, velocidade de *cut-off* [3]. A partir da velocidade do vento são definidas quatro regiões de operação como ilustrado na Figura 2.5.

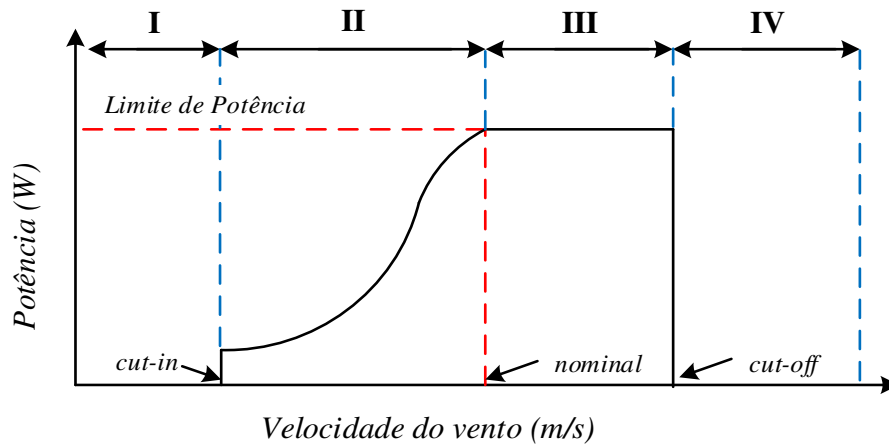


Figura 2.5 – Regiões operacionais de uma turbina eólica.

As regiões descritas na Figura 2.5 se caracterizam por:

- **Região I:** é a região abaixo da velocidade de *cut-in* que é a mínima velocidade do vento na qual o gerador fornecerá energia útil [1]. Na região I a energia gerada supera apenas as perdas de fricção e portanto, não há “captura” de energia nesta região.
- **Região II:** é a região entre a velocidade de *cut-in* e a velocidade nominal. A velocidade nominal do vento é a velocidade no qual a turbina extrai a potência nominal [23]. Na região II o sistema opera mantendo o coeficiente de potência necessário para máxima extração de energia [11].
- **Região III:** é a região entre a velocidade nominal e a velocidade de *cut-off*. A velocidade de *cut-off* é a velocidade máxima do vento na qual a turbina pode operar fornecendo energia (geralmente limitada pelo projeto de engenharia e restrições de segurança) [1]. Na região III a turbina trabalha com coeficiente de potência variável para manter a potência constante. O coeficiente de potência diminui à medida que a velocidade do vento aumenta para não ultrapassar a capacidade nominal do sistema.
- **Região IV:** inicia-se na velocidade de *cut-off*, nesta região o sistema sai de operação para manter a integridade do mesmo.

2.3 Rastreador de máxima potência

Para a máxima extração de energia do sistema eólico, a velocidade de rotação de referência do gerador deve ser controlada pelo *MPPT* (do inglês *Maximum Power Point Tracking*). De acordo com esse algoritmo, independentemente da topologia do conversor AC-DC, a velocidade de rotação da turbina eólica é ajustada à medida que a velocidade do vento muda para rastrear o ponto de máxima potência [25]. Os algoritmos *MPPT* podem ser categorizados em dois grupos: (i) um grupo que requer conhecimento prévio dos parâmetros da turbina para calcular o ponto de operação e (ii) um grupo de algoritmos de busca interativa do ponto ótimo com o uso de incrementos de velocidade de referência [26].

Para uma dada velocidade do vento, a curva de potência da turbina tem um ponto de máxima potência (*MPP*). Este é o ponto em que a turbina deve trabalhar quando está na região II (veja Figura 2.5). Uma variável importante usada nas características de potência de turbinas eólicas é a razão de velocidade tangencial da ponta da pá da turbina e a velocidade do vento, abreviada por TSR. Na seção anterior, na Figura 2.3, foi observado que quando o gerador operar no TSR ótimo (λ_{otm}) o coeficiente de potência é máximo. Em (2.14) apresenta-se a relação entre o TSR ótimo e velocidade de rotação da turbina [3].

$$\omega_m^* = \lambda_{otm} \frac{v_w}{r_T} \quad (2.14)$$

Sendo ω_m^* a velocidade rotacional de referência da turbina para máxima extração de potência, v_w a velocidade do vento e r_T é o raio da turbina. A equação (2.14) indica que para obter a máxima potência para diferentes velocidades de vento, a velocidade da turbina deve ser ajustada para garantir a operação em todos os *MPP*. A trajetória do *MPP* representa uma curva de potência que pode ser descrita por (2.15) e ilustrada na Figura 2.6 [3]

$$P_m = K_p \omega_m^3 \quad (2.15)$$

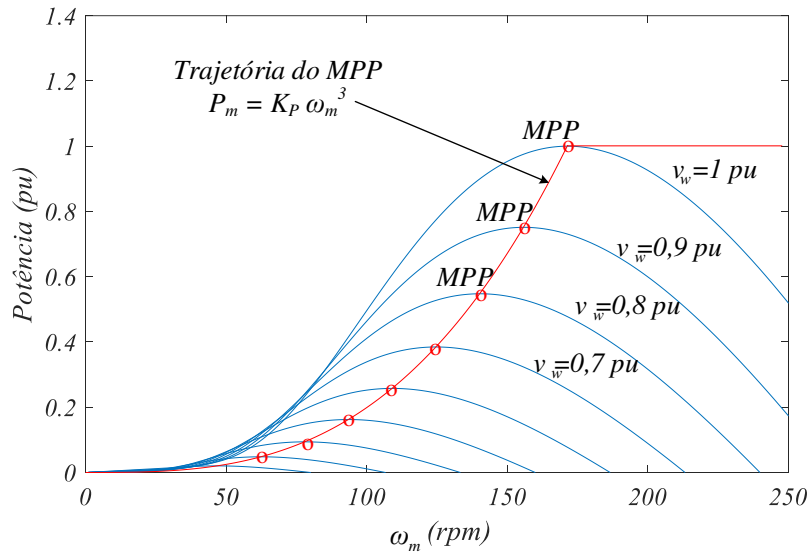


Figura 2.6 – Curva característica de Potência *versus* velocidade e ponto de máxima potência.

Na Figura 2.6 mostra-se a potência mecânica gerada pela turbina em função da velocidade de rotação do gerador para diferentes velocidades do vento. Estas curvas são mostradas em azul. A curva de potência ótima, em vermelho, mostra a máxima potência que pode ser extraída para cada velocidade de vento. A função do controlador (*MPPT*) é manter a turbina operando nos pontos de máxima potência (*MPP*) desta curva. Observa-se que para cada velocidade do vento há uma velocidade de rotação para extrair a máxima potência.

No estudo realizado em [23] as principais técnicas de *MPPT*, tais com Perturbe e Observe (P&O), *TSR* Ótimo e controle por realimentação de potência *PSF* (sigla do inglês *Power Signal Feedback*) foram implementadas e comparadas. O estudo realizado em [23] concluiu que o *TSR* Ótimo é o melhor dentre os métodos analisados desde que o λ_{otm} estimado esteja correto, mas esta estratégia necessita de um sensor de velocidade do vento o que onera o sistema. O P&O não necessita de estimação de parâmetros para ser configurado, mas este método não responde bem diante de grandes variações de velocidade de vento, que são muitos frequentes em baixa altitude. O *PSF* apresenta bom desempenho em ventos com grandes variações e quando configurado com valores estimados corretos, tem a capacidade de gerar mais energia que o P&O [23], sendo este o método adotado para implementação do *MPPT* nas topologias em estudo apresentadas no capítulo 2.

2.4 Controle por realimentação de Potência

O *MPPT* utilizando o *PSF* opera a partir da curva característica de potência da turbina. Tomando as coordenadas do *MPP* para cada velocidade do vento, equação (2.16), ou velocidade do rotor, equação (2.17), uma curva de potência pode ser plotada. Esta curva pode então ser aproximada por um polinômio [27] e [28] ou armazenada em uma tabela de pesquisa [29] e [30]. Posteriormente, com base na potência medida, o ponto de operação desejado pode ser calculado diretamente. Resposta rápida é, portanto, a principal vantagem desse algoritmo. Por outro lado, sua eficiência é altamente dependente dos dados armazenados, o que pode ser muito difícil de obter com um alto grau de precisão [26] e [31]. A máxima potência que pode ser extraída do vento pode ser expressa por [3], [23] e [17]:

$$P_{m_{max}} = \frac{1}{2} \rho \pi r_T^2 C_{p_{otm}} v_w^3 \quad (2.16)$$

Ou por (2.17) em função da velocidade de rotação [3], [23] e [17].

$$P_{m_{max}} = \frac{\rho \pi r_T C_{p_{otm}}}{2 \lambda_{otm}^3} \omega_m^3 = K_p \omega_m^3 \quad (2.17)$$

Sendo $C_{p_{otm}}$ o máximo coeficiente de potência, que é obtido quando o TSR está no valor λ_{otm} . Usando (2.17), a velocidade do rotor do gerador ω_m é utilizada para ajustar a potência de referência da turbina $P_m^* = P_{m_{max}}$ que fará com que $C_p = C_{p_{otm}}$. Pode-se ainda medir a potência do gerador para gerar a referência de velocidade do rotor do gerador ω_m^* [23] e [32]. É atrativo implementar o *MPPT* medindo a potência para gerar a referência de velocidade porque sensores de corrente e tensão são mais baratos em comparação a um sensor de velocidade do rotor (tacômetro).

Um método derivado do controle por realimentação de potência calcula uma referência de conjugado. A referência de conjugado pode ser obtida a partir de (2.18) [3] e [23]:

$$T_{m_{otm}} = \frac{\rho \pi r_T C_p(\lambda_{otm})}{2 \lambda_{otm}^3} \omega_m^2 = K_p \omega_m^2 \quad (2.18)$$

Esta estratégia de *MPPT* é conhecida como Controle de Conjugado Ótimo *OTC* (do inglês *Optimal Torque Control*).

Através de (2.17) e (2.18) para se obter a referência de potência ou conjugado é necessário estimar K_p que é o mesmo para ambos os métodos, *PSF* e *OTC*, e conhecer ou estimar velocidade do rotor do gerador ω_m .

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados conceitos fundamentais para o entendimento de sistemas eólicos de geração de energia elétrica e necessários para compreensão deste trabalho. Na literatura diversas topologias e geradores são apresentados para sistemas eólicos, entretanto quando se fala em sistemas de pequeno porte a topologia com a ponte trifásica a diodo e conversor *boost* e inversor, e a topologia *back-to-back* são as mais aplicadas em sistemas de baixa potência. O estudo utiliza um algoritmo rastreador do ponto de máxima potência, baseado na realimentação do sinal de potência (*PSF*), para máxima extração da energia cinética contida no vento através do ajuste da velocidade de rotação do gerador. O *PSF* foi adotado por responder rápido e ao bom desempenho em ventos com grandes variações.

Dentre os geradores, o destaque é o gerador síncrono a ímã permanente que pode ser construído com um grande número de polos, dessa forma pode ser conectado direto ao eixo da turbina sem necessidade de caixa de engrenagens e operar em uma ampla faixa de velocidade de vento.

Ambas as topologias permitem a realização de controle independente do lado gerador e do lado da rede, onde o controle do lado gerador tem como função principal implementar a estratégia de *MPPT* e o controle do lado da rede regular a tensão do barramento CC e injetar corrente na rede. As estratégias de controle serão detalhadas no capítulo 4.

Capítulo 3

3 MODELAGEM MATEMÁTICA E DIMENSIONAMENTOS DOS COMPONENTES

Este capítulo apresenta a modelagem matemática dos componentes presentes em sistemas eólicos. Essa modelagem é usada como base para realização das simulações e implementação das malhas de controle presentes neste trabalho. A modelagem da turbina já foi apresentada no capítulo anterior e, portanto, não será demonstrado nessa seção.

3.1 Convenção de referencial síncrono e estacionário

A transformação das grandezas alternadas do referencial natural (abc) para o referencial estacionário ($\alpha\beta$) para reduzir o número de variáveis de interesse, mas ao mesmo tempo, incluindo toda a dinâmica do sistema [33] é realizado pela aplicação da transformada de Clark que transforma um sistema trifásico para um bifásico mantendo a frequência angular. A transformação para o referencial $\alpha\beta$ é dado por:

$$f_{abc \rightarrow \alpha\beta} \equiv \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Em que as variáveis f_a , f_b e f_c representam tensões ou correntes do sistema trifásico no referencial natural e f_α e f_β representam tensões ou correntes no referencial estacionário. A constante $2/3$ é usada para preservar a amplitude das variáveis originais [34]. Aplicando a transformada de Park obtém-se duas componentes contínua no referencial síncrono, que são [12], [17] e [34]:

$$f_{\alpha\beta \rightarrow dq} \equiv \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Em que f_q e f_d representam tensões ou correntes no síncrono e θ_e o ângulo de fase.

Em termos de vetores complexos, as variáveis $\alpha\beta$ e dq são dadas por:

$$\overrightarrow{f_{\alpha\beta}} = f_\alpha - jf_\beta \quad (3.3)$$

$$\overrightarrow{f_{dq}} = f_q - jf_d \quad (3.4)$$

Assim o ângulo de fase é determinado por:

$$\theta_e = tg^{-1} \left(-\frac{f_\beta}{f_\alpha} \right) = tg^{-1} \left(-\frac{f_d}{f_q} \right) \quad (3.5)$$

A Figura 3.1 ilustra a relação entre os referenciais estacionário ($\alpha\beta$) e síncrono (dq). O referencial dq gira na mesma velocidade angular do vetor $\overrightarrow{f_{\alpha\beta}}$.

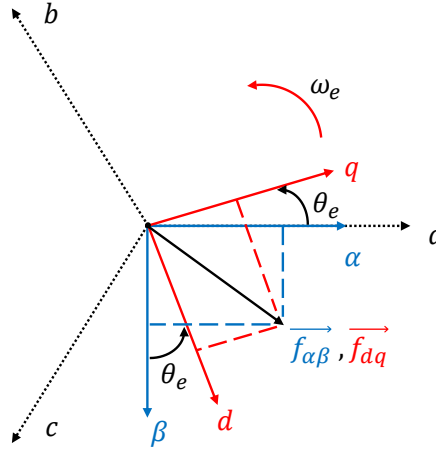


Figura 3.1 – Convenções adotadas para os eixos de referencial síncrono e estacionário.

3.2 Modelagem do gerador síncrono a imã permanente

A modelagem do gerador síncrono é implementada no referencial síncrono dq conforme mostrado na Figura 3.1.

As equações de tensão do gerador síncrono no referencial síncrono são dadas por [3] e [17]:

$$v_{ds} = -r_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (3.6)$$

$$v_{qs} = -r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (3.7)$$

Sendo λ_{ds} e λ_{qs} os fluxos concatenados dados por [3] e [17]:

$$\lambda_{ds} = -L_{ds} i_{ds} + \lambda_r \quad (3.8)$$

$$\lambda_{qs} = -L_{qs} i_{qs} \quad (3.9)$$

Substituindo as equações de fluxos em (3.10) e (3.11) e considerando $d\lambda_r/dt = 0$ [3], tem-se:

$$v_{ds} = -r_s i_{ds} + \omega_r L_{qs} i_{qs} - L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} \quad (3.10)$$

$$v_{qs} = -r_s i_{qs} - \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \lambda_r - L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} \quad (3.11)$$

Em que v_{ds} , v_{qs} , i_{ds} , i_{qs} , L_{ds} , L_{qs} representam as tensões, correntes e indutâncias do estator nos eixos d e q, respectivamente; r_s é a resistência do estator; ω_r é a velocidade do rotor do gerador em rad ele./s e λ_r é o fluxo magnético do ímã permanente.

O conjugado eletromagnético produzido pelo gerador síncrono pode ser calculado por [17]:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P [\lambda_r i_{qs} - (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds}] \quad (3.13)$$

Para o GSIP com ímãs na superfície, onde $L_{ds} = L_{qs}$ a equação pode ser simplificada para:

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_r i_{qs} = k_T i_{qs} \quad (3.14)$$

Sendo P o número de pares de polos do gerador e k_T calculado por:

$$k_T = \frac{3}{2} P \lambda_r \quad (3.15)$$

3.3 Modelagem do conversor *boost*

O conversor *boost*, na topologia da Figura 2.2a, é usado entre o retificador e o inversor em sistemas de conversão. O conversor *boost* tem duas funções: *i*) rastrear o ponto de máxima potência do vento e *ii*) elevar a tensão a níveis apropriados para o inversor [3]. As equações (3.16) e (3.17) relacionam as tensões de entrada e saída quando o conversor opera no modo de condução contínua, onde a corrente do indutor I_L flui continuamente [$I_L(t) > 0$] [35]. A Figura 3.2 mostra a topologia do conversor *boost*.

$$\frac{V_{dc}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (3.16)$$

$$e \quad \frac{I_o}{I_{in}} = (1-d) \quad (3.17)$$

Sendo d o ciclo de trabalho do conversor, definido por $d = t_{on}/T_s$; T_s é o período de chaveamento; e t_{on} e t_{off} são os tempos que a chave S fica fechada e aberta,

respectivamente, V_{dc} a tensão do barramento CC, V_{in} a tensão de entrada do conversor *boost*, R_b a resistência série equivalente do indutor L_b do conversor.

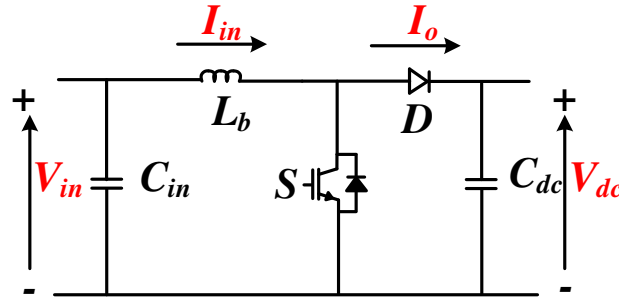


Figura 3.2 – Conversor elevador de tensão (*boost*).

O conversor *boost* pode ser modelado com base nos estados de operação ilustrados na Figura 3.3. Na primeira etapa quando a chave S estiver fechada o diodo não conduz e a corrente flui pela chave e a tensão no indutor é igual a tensão de entrada. Na segunda etapa quando a chave estiver aberta o diodo D conduz. Nesta etapa a tensão no indutor é a diferença entre a tensão entrada e a tensão de saída. Em (3.18) resume-se as tensões no indutor nos dois intervalos de operação.

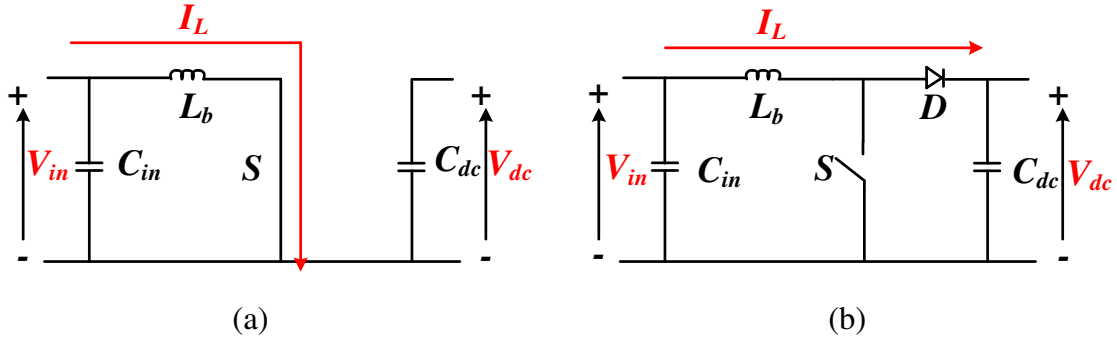


Figura 3.3 – Estados do conversor *boost* no modo de condução contínua: a) chave ligada (t_{on}) e b) chave desligada (t_{off}).

$$\begin{cases} v_L = V_{in}, & \text{para } 0 < t \leq t_{on} \\ v_L = V_{in} - V_{dc}, & \text{para } t_{on} < t \leq t_{off} \end{cases} \quad (3.18)$$

O valor médio da tensão no indutor é dado por (3.19), sendo importante ressaltar que em regime permanente este valor é nulo.

$$V_L = \frac{V_{in}t_{on} + (V_{in} - V_{dc})t_{off}}{T_s} = V_{in} - V_{dc}(1 - d) \quad (3.19)$$

Embora o conversor *boost* seja usado para elevar a tensão a níveis apropriados para o inversor quando aplicado em um sistema eólico, esta topologia de conversor é controlada em corrente. Sendo o modelo dinâmico do indutor expresso por:

$$V_L = R_b + L_b \frac{di_L}{dt} \quad (3.20)$$

Igualando (3.19) e (3.20), obtém-se:

$$R_b i_L + L_b \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{dc}(1 - d) \quad (3.21)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_b} \{V_{in} - V_{dc} - dV_{dc} - R_b i_L\} \quad (3.22)$$

Em (3.22) a tensão de entrada V_{in} é definida pela velocidade de rotação da turbina e como, neste caso, a variável de interesse é o controle da corrente no indutor do conversor *boost* pela variação do ciclo de trabalho, não é possível para esta topologia manter a tensão do barramento CC constante. Portanto, para que o conversor consiga desempenhar suas funções a manutenção da tensão do barramento CC em um valor constante é realizada pelo inversor que transfere energia da rede elétrica para o barramento. Esta topologia apresenta grande oscilação de tensão no barramento CC e portanto em alguns casos um indutor é inserido em série com o capacitor para minizar essas ondulações [36].

3.4 Modelagem do filtro LCL

Os filtros L, Figura 3.4a, e LCL, Figura 3.4b, são as topologias mais utilizadas para reduzir os harmônicos de alta frequência causadas pelo inversor [37], [38] e implementar a impedância de acoplamento necessária para a conexão do VSI com rede [39]. O filtro L pode ser facilmente implementado devido à sua estrutura simples, um indutor entre a rede e o inversor, mas é necessário maior indutância ou maior frequência de chaveamento para obter uma melhor atenuação dos harmônicos presentes na saída da ponte inversora [38]. A atenuação do filtro L é 20dB/década e não possui problemas de estabilidade em relação ao controle [39]. Em comparação ao filtro L, o filtro LCL atinge

uma maior atenuação das harmônicas de alta frequência. O filtro LCL é composto por dois indutores e um capacitor. A atenuação do filtro LCL é 60dB/década para harmônicos de ordem superior à frequência de ressonância, permitindo o uso de componentes menores do que o filtro L. Na Figura 3.5 mostram-se as respostas em frequência para um filtro L e LCL considerando que o somatório das indutâncias do LCL é equivalente a um filtro L ($L_1 + L_2 = L_f$). Neste trabalho será utilizado entre o inversor e a rede o filtro LCL devido sua maior atenuação das componentes harmônicas de alta frequência e menor volume.

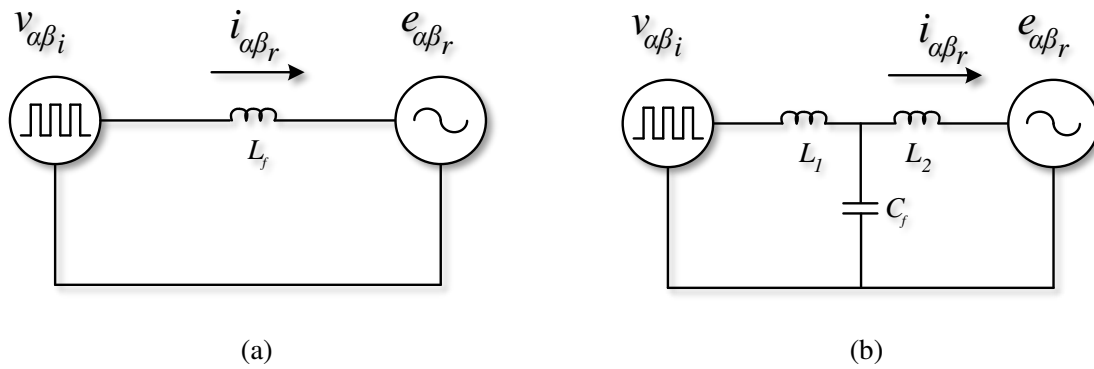


Figura 3.4 – Modelo do filtro a) L e b) LCL.

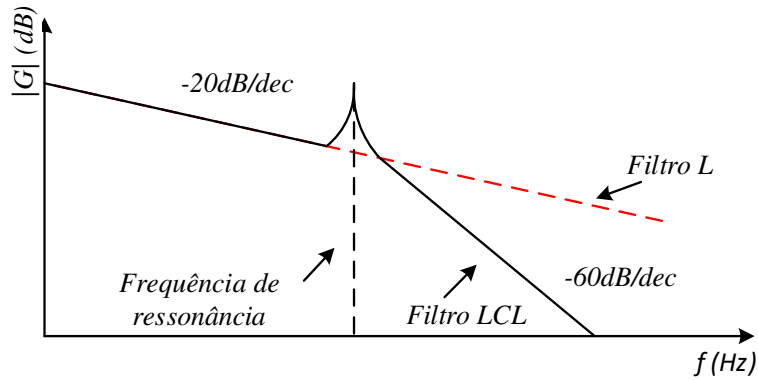


Figura 3.5 – Resposta em frequência genérico de um filtro L e LCL.

Para o filtro LCL, a impedância vista pelo inversor em baixas frequências é a mesma do filtro L, de maneira que até próximo à frequência de ressonância, a atenuação é de cerca de 20 dB/década, enquanto que para altas frequências, a atenuação esperada é de 60 dB/década, uma vez que trata-se de um filtro de 3a ordem. A ressonância é indesejada e pode levar o sistema de controle à instabilidade [39]. A fim de evitar a frequência de ressonância o controle de corrente normalmente é implementado abaixo da

frequência de ressonância, sendo assim, o filtro LCL pode ser modelado como um filtro L.

O modelo equivalente por fase e o diagrama de blocos do filtro L utilizando vetores complexos no referencial estacionário $\alpha\beta$, são mostrados na Figura 3.6.

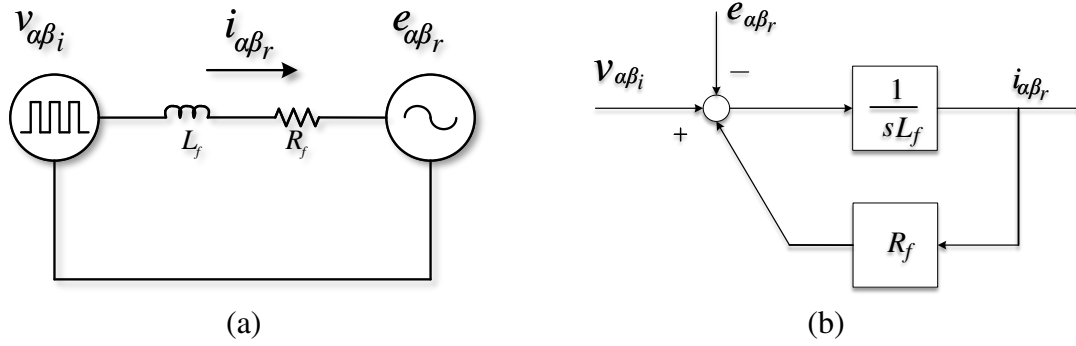


Figura 3.6 – Circuito equivalente e diagrama de blocos do filtro L no referencial estacionário.

Sendo $v_{\alpha\beta_i}$ a tensão de saída do inversor; $e_{\alpha\beta_r}$ a tensão da rede, $i_{\alpha\beta_r}$ a corrente que passa pelo filtro L, L_f a indutância do filtro e R_f é a resistência serie equivalente do indutor.

Utilizando-se (3.1) para realizar a transformação de referencial, a equação diferencial do modelo L equivalente ao somatório das indutancias do LCL passa a ser expressa por:

$$v_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} = L_f \frac{di_{\alpha\beta_r}}{dt} + R_f i_{\alpha\beta_r} \quad (3.23)$$

3.5 Dimensionamento dos componentes

3.5.1 Dimensionamento dos componentes da topologia com conversor *boost*

Os componentes do conversor *boost*, foram dimensionados levando em consideração a potência nominal de 10kW da turbina eólica. Primeiro determina-se os níveis de tensão de entrada e de saída do conversor *boost* para então dimensionar o indutor e o capacitor do barramento CC.

A tensão de saída do conversor *boost* V_{dc} (ou a tensão do barramento CC) é relacionada com a tensão eficaz de linha da rede (V_{LLr}) e com o índice de modulação (m_a) por [3]:

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{m_a} V_{LLr} \quad (3.24)$$

Assumindo-se o índice de modulação m_a igual a 0,9 e V_{LLr} de $380V_{RMS}$ tem-se:

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{m_a} V_{LLr} = \frac{\sqrt{2}}{0,9} 380 = 597,11 \cong 600V \quad (3.25)$$

Determinando a mínima tensão nos terminais do gerador, V_{LLs} , para a velocidade de *cut-in* da turbina:

$$v_{cut-in} = 3,5m/s \rightarrow n = 60rpm \quad (3.26)$$

$$f = \frac{P}{2} \frac{n}{60} = \frac{19 \times 60}{60} = 19Hz \quad (3.27)$$

$$V_{LLs} = (V/Hz) \times f = 2,81 \times 19 = 53,39V \quad (3.28)$$

A relação Volts RMS de linha por Hertz, (V/Hz), de (3.28) é igual a 2,81. Este valor foi obtido em ensaio do GSIP em circuito aberto (valor medido) realizado em [17]. Desprezando as quedas de tensão na impedância do gerador da turbina o valor médio da tensão na saída do retificador é:

$$V_{in} \cong 1,35V_{LLs} = 1,35 \times 53,39V \quad (3.29)$$

$$V_{in} = 72,07V \quad (3.30)$$

Sendo as tensões de 72,02V e 600V respectivamente as tensões de entrada e saída do conversor *boost* determina-se o ciclo de trabalho para esta condição:

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{dc}} = 1 - \frac{72,07}{600} = 0,89 \cong 0,9 \quad (3.31)$$

Através de (3.31) observa-se que há pouca margem de controle do ciclo de trabalho para baixas velocidades do vento. A solução é a inclusão de um transformador 220Δ/380Y Δ – Y para reduzir a tensão do barramento CC, como pode ser observado na equação (3.32).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{m_a} V_{LLr} = \frac{\sqrt{2}}{0,9} 220 = 345V \quad (3.32)$$

O valor adotado para a tensão do barramento CC é de 400V.

Repetindo o procedimento para a velocidade nominal do vento de 12,4/s, tem-se:

$$v_{nominal} = 12,4 \text{ m/s} \rightarrow n = 195rpm \quad (3.33)$$

$$f = \frac{P}{2} \frac{n}{60} = \frac{19 \times 195}{60} = 61,75Hz \quad (3.34)$$

$$V_{LLs} = (V/Hz) \times f = 2,81 \times 61,75 = 173,52V \quad (3.35)$$

Desprezando as quedas de tensão na impedância do gerador da turbina o valor médio da tensão na saída do retificador é:

$$V_{in} \cong 1,35V_{LLs} = 1,35 \times 173,52V \quad (3.36)$$

$$V_{in} = 234,25V \quad (3.37)$$

Sendo as tensões de 234,25 e 400V, respectivamente, as tensões de entrada e saída do conversor *boost* determina-se o ciclo de trabalho para esta condição:

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{dc}} = 1 - \frac{234,25}{400} = 0,41 \quad (3.38)$$

Verifica-se que para a tensão do barramento CC de 400V, mesmo a turbina operando em velocidade nominal ainda há margem de controle para o ciclo de trabalho do conversor *boost*.

3.5.1.1 Dimensionamento do indutor do conversor *boost*

O indutor do conversor *boost* foi dimensionando em função da variação de corrente desejada. Uma boa estimativa para a variação de corrente do indutor é de 20% a 40% da saída de corrente [40]. Para o dimensionamento do indutor a variação de corrente foi arbitrada em 30% do seu valor médio.

Para um conversor cuja potência de saída seja 10kW, tem-se uma corrente de saída igual a:

$$I_o = \frac{P_n}{V_{dc}} = \frac{10000}{400} = 25A \quad (3.39)$$

Adotando uma variação de corrente de 30% da corrente de saída e sabendo que a máxima ondulação de corrente no indutor ocorre quando o ciclo de trabalho é igual a 1/3, pode-se projetar o indutor usando as equações (3.40) a (3.41). A frequência de chaveamento f_{sw} adotada é de 10kHz [35].

$$\Delta_{iL} = 0,3I_o \quad (3.40)$$

$$L_b = \frac{V_{dc}}{4\Delta I_{L_{max}}f_{sw}} = \frac{400}{4 \times 0,3 \times 25 \times 10 \times 10^3} = 1,33mH \quad (3.41)$$

O valor comercial de indutância usado neste trabalho foi de $L_b = 1,5mH$.

3.5.1.2 Dimensionamento do barramento CC

Em [41, 42, 43, 44, 45] metodologias para dimensionamento do barramento CC são apresentadas, porém essas metodologias resultam em capacitor de valores baixos e em aplicações onde há a necessidade de desacoplar os estágios de entrada e saída, a experiência mostra que podem ser necessários capacitores maiores do que os dimensionados com base nessas referências.

Neste trabalho o capacitor do barramento CC é dimensionado para suportar transitórios de carga e descarga sem que a tensão no mesmo ultrapasse dinamicamente os limites superiores e inferiores preestabelecidos, durante um determinado período. Assim, se a tensão do barramento CC de referência é V_{dc} , e a variação de tensão permitida devido à mudança de carga durante um período da rede, é ΔV , a tensão do capacitor deverá ficar limitada a $V_{dc} \pm \Delta V$.

Existe uma troca de energia entre a carga e o capacitor [44] e supondo que por um intervalo de tempo t o capacitor permaneça submetido a uma entrada ou saída de potência igual a P_g , então:

$$\Delta W = \frac{1}{2} C_{dc} V_i^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 = P_g \cdot t \quad (3.42)$$

Sendo V_i a tensão inicial do capacitor. Fazendo $V_i = V_{dc} + \Delta V$, tem-se:

$$C_{dc} [(V_{dc} + \Delta V)^2 - V_{dc}^2] = 2P_g \cdot t \quad (3.43)$$

$$C_{dc} [V_{dc}^2 + 2 \cdot V_{dc} \cdot \Delta V + \Delta V^2 - V_{dc}^2] = 2P_g \cdot t \quad (3.44)$$

$$C_{dc} [2 \cdot V_{dc} \cdot \Delta V + \Delta V^2] = 2P_g \cdot t \quad (3.45)$$

mas $\Delta V^2 \ll 2V_{dc}$, então:

$$C_{dc} \geq \frac{P_g \cdot t}{V_{dc} \cdot \Delta V} \quad (3.46)$$

Sendo t o tempo necessário para que a tensão do capacitor varie um valor igual a ΔV [42] e [43]. Um valor de cinco a dez períodos de modulação é uma boa escolha para t [42]. Adotando $t = 10T_s$ e sendo: $T_s = 100\mu s$, $P_g = 10kW$, $V_{dc} = 400V$ e $\Delta V = 1\%$ de $400V$, tem-se:

$$C_{dc} \geq \frac{P_g \cdot t}{V_{dc} \cdot \Delta V} = \frac{10000 \times 10 \times 100 \times 10^{-6}}{400 \times 4} = 6,25mF \quad (3.47)$$

3.5.1.3 Dimensionamento do filtro LCL

O filtro LCL foi dimensionado seguindo metodologia apresentada em [46], [47] e [48]. Na Figura 3.7 mostra-se o modelo por fase do filtro LCL. O inversor é conectado à rede por meio de um filtro LCL e um transformador responsável em elevar os 220V do primário para o 380V da rede. O valor da indutância e da resistência do transformador devem ser levadas em conta no projeto do filtro e dos controladores [49].

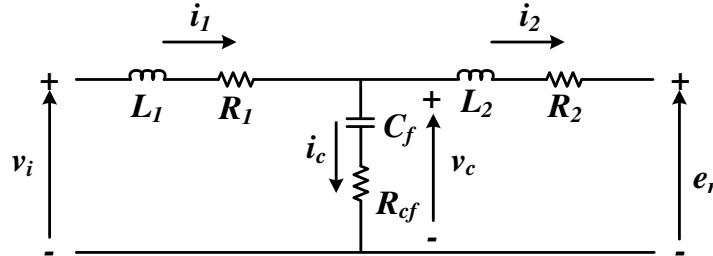


Figura 3.7 – Modelo por fase do filtro LCL.

Sendo v_i a tensão proveniente do inversor, i_1 a corrente na saída do inversor, e_r a tensão da rede referida ao primário do transformador, i_2 a corrente injetada na rede, v_c a tensão sobre o capacitor e i_c a corrente no capacitor. Para determinar os valores do filtro LCL os seguintes parâmetros são necessários:

- Tensão de linha rms no primário do transformador: $e_r = 220V$;
- Tensão de fase no primário do transformador: $v_F = 127V$;
- Potência nominal do sistema: $P_n = 10kW$;
- Tensão do barramento CC: $v_{dc} = 400V$;

- Frequência da rede: $f_r = 60\text{Hz}$; e
- Frequência de chaveamento $f_{sw} = 10\text{kHz}$

Na sequência são calculados os valores base da impedância e da capacitância. No seguinte desenvolvimento, os valores do filtro LCL são calculados como um percentual dos valores base, dado pelas equações (3.48) e (3.49):

$$Z_b = \frac{v_{LLr}^2}{P_n} = \frac{220^2}{10000} = 4,84\Omega \quad (3.48)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_r Z_b} = \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 4,84} = 548\mu F \quad (3.49)$$

O valor do capacitor tem influência sobre o fator de potência da rede, quanto maior o capacitor, maior é a potência reativa e menor o fator de potência da rede [48]. O valor escolhido para o capacitor (em pu) foi de 5%, que multiplicado pelo valor da capacitância base do sistema resulta no máximo valor do capacitor do filtro LCL conectado em estrela [46], [47], [48] e [49]:

$$C_{f_{max}} = 0,05C_b = 0,05 \times 548 \times 10^{-6} = 27,40\mu F \quad (3.50)$$

O valor comercial escolhido para C_f foi de $25\mu F$.

O indutor L_1 é determinado em função da máxima corrente de saída do inversor e da máxima ondulação de corrente desejada. Sendo I_{max} a máxima corrente na saída do inversor determinado para potência e tensão nominal do sistema:

$$I_{max} = P_n \frac{\sqrt{2}}{3v_F} = 10000 \frac{\sqrt{2}}{3 \times 127} = 37,11A \quad (3.51)$$

A porcentagem da ondulação da corrente do lado do inversor deve ser limitada na faixa de 10 a 25% da corrente nominal de saída [50]. Definindo uma ondulação de corrente de 25% da corrente máxima de saída do inversor, tem-se:

$$\Delta_{i_L} = 0,25I_{max} = 0,25 \times 37,11 = 9,28A \quad (3.52)$$

O mínimo valor da indutância do lado do inverso L_1 pode ser calculado por (3.53) [35] e [39]:

$$L_1 = \frac{1}{6} \frac{v_{dc}}{f_{sw} \Delta_{i_L}} = \frac{1}{6} \frac{400}{10 \times 10^3 \times 9,28} = 718,39\mu H \quad (3.53)$$

O valor comercial escolhido para L_1 foi de $750\mu F$.

A indutância do lado da rede L_2 é definida com base na atenuação das componentes harmônicas referente à corrente do lado inversor [49]. A relação entre as componentes harmônicas geradas pelo inversor e injetados na rede é definida por k_a . Para $k_a = |i_2(h\omega_{sw})/i_1(h\omega_{sw})|$, normalmente é adotado o valor de 20% [46], [47] e [51]. A indutância do lado da rede é determinada por (3.54):

$$L_2 = \frac{\sqrt{(1/k_a^2)} + 1}{(C_f \omega_{sw}^2)} = \frac{\sqrt{(1/0,2^2)} + 1}{(C_f \omega_{sw}^2)} = 60,79\mu H \quad (3.54)$$

A indutância de dispersão no primário do transformador é de $100\mu H$, um valor maior que o calculado em (3.54). Sendo assim a própria indutância do transformador pode ser utilizada como L_2 .

Uma vez selecionados os diferentes parâmetros do filtro LCL, é necessário verificar a frequência de ressonância calculada pela equação (3.56)

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{750 \times 10^{-6} + 100 \times 10^{-6}}{750 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^{-6}}} = 3,38kHz \quad (3.55)$$

Esta frequência deve obedecer à condição da equação (3.56). Neste intervalo evita-se problemas de ressonância em baixas e altas frequências [49], e também a interação do ganho ressonante com as harmônicas de alta frequência produzidos pela PWM [39].

$$10f_r \leq f_{res} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (3.56)$$

$$600Hz \leq 3,38kHz \leq 5kHz \quad (3.57)$$

O amortecimento passivo, resistor em série ou paralelo ao capacitor do filtro, introduz perdas no sistema e por isso tem seu uso limitado a conversores de potência inferior a algumas dezenas de kW. Entretanto, em conversores de baixa potência as perdas inseridas pelo amortecimento passivo são pequenas frente às vantagens do filtro LCL [39]. O valor da resistência de amortecimento é calculado como 1/3 da reatância do capacitor na frequência de ressonância [46] e [52], como apresentado na equação (3.58).

$$R_{cf} = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} \quad (3.58)$$

Sendo a frequência de ressonância igual a 3,38 kHz, tem-se que a resistência de amortecimento é igual a:

$$R_{cf} = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} = \frac{1}{3(2\pi 3,38 \times 10^3)25 \times 10^{-6}} = 0,627\Omega \quad (3.59)$$

Para a resistência de amortecimento foi adotado um valor de 0,75Ω.

Na Figura 3.8 mostram-se os efeitos da resistência de amortecimento na resposta em frequência do filtro LCL para o resistor em série com o capacitor, como ilustrado na Figura 3.7. A função de transferência da corrente de saída do filtro para a tensão de entrada é definida por [51]:

$$\frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + sC_f R_{cf}}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_2 C_f (R_{cf} + R_1) + L_1 C_f (R_{cf} + R_2)) s^2 + (C_f (R_{cf} R_1 + R_{cf} R_2 + R_1 R_2) + L_1 + L_2) s + R_1 + R_2} \quad (3.60)$$

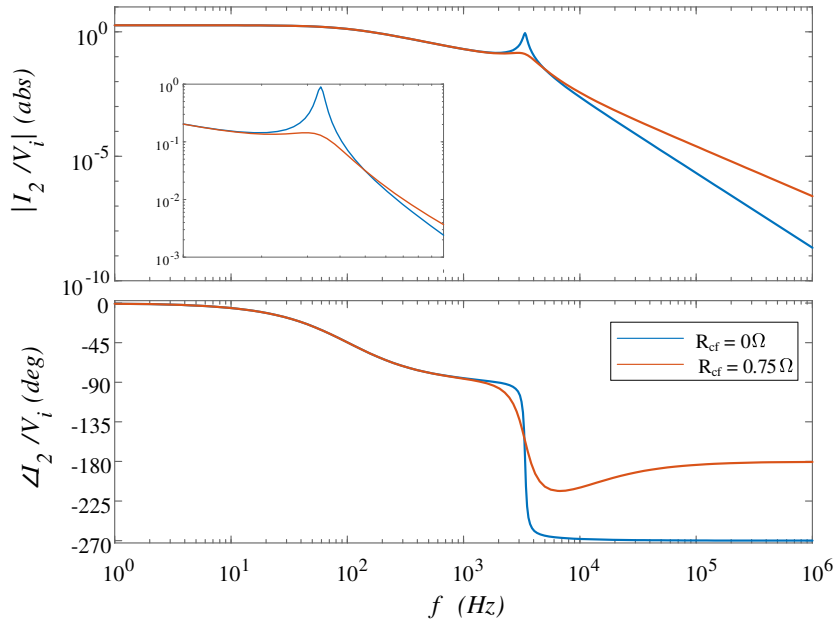


Figura 3.8 – Resposta em frequência mostrando os efeitos da resistência de amortecimento.

Pela Figura 3.8 observa-se quanto maior a resistência de amortecimento maior a atenuação na frequência de ressonância, também se verifica a redução da atenuação em

altas frequências. Além do amortecimento passivo, a atenuação do pico de ressonância pode ser realizada com o amortecimento ativo, porém seu uso torna o controle do inversor mais complexo [52].

Os valores dos parâmetros dimensionados são mostrados na Tabela 3.1

Tabela 3.1. Especificações gerais dos componentes projetos.

Conversor <i>boost</i>	
Indutor L_b , (mH)	1,5
Barramento CC	
Capacitor do barramento CC, C_{dc} (mF)	6,25
Tensão do barramento CC, V_{dc} (V)	400
Parâmetros do Filtro LCL	
Indutor L_1 , (μH)	750
Indutor L_2 , (μH)	100
Capacitor C_f , (μF)	25
Resistencia de amortecimento R_{cf} , (Ω)	0,75

3.5.2 Dimensionamento dos componentes da topologia com conversor *back-to-back*

O conversor *back-to-back* em comparação a topologia anterior, retificador trifásico à diodo, não apresenta o conversor boost e o retificador trifásico à diodo é substituído por um retificador ativo. Não há alterações em relação ao filtro de saída do inversor, portanto os valores adotados para o capacitor do barramento CC e para o filtro LCL são os mesmos calculados na seção anterior.

A modulação adotada para o inversor e retificador ativo foi a modulação vetorial espacial que permite a obtenção de tensões trifásicas com componentes fundamentais cerca de 15% maiores na saída do conversor [53] e conteúdo harmônico menor em comparação modulação senoidal [54]. Além disso, é facilmente implementada em microcontrolador digitais [53].

3.6 Conclusões

Neste capítulo foram modeladas as topologias dos conversores objeto deste trabalho. O Dimensionamento dos componentes da topologia com conversor *boost* foi

realizado para operação no modo de condução contínua, ou seja, com corrente no indutor $i_{L_b} > 0$, considerando como pior caso aquele com menor tensão de entrada. A menor tensão de entrada do conversor *boost* corresponde a turbina operando na velocidade de *cut-in* de 3,5m/s. Foi observado via equacionamento que devido à baixa tensão na entrada do conversor e a pouca margem de controle do ciclo de trabalho para baixas velocidades de vento foi necessário incluir um transformador e reduzir a tensão do barramento CC de 600V para 400V tendo assim uma margem maior de controle do ciclo de trabalho do conversor *boost*. O indutor do conversor foi dimensionado levando em consideração uma variação de corrente de 30% da corrente de entrada do conversor para operação em potência nominal.

O barramento CC foi dimensionado de modo a garantir um desacoplamento entre o lado gerador e o lado da rede o que permite realizar controle do lado gerador independente do controle do lado da rede.

O filtro LCL foi dimensionado de forma a garantir requisitos estabelecidos em norma. Foi observado que o filtro LCL para frequências menores que a frequência de ressonância possui a mesma resposta em frequência de um filtro L, uma atenuação de 20dB/dec. Essa característica permite modelar filtro LCL como filtro L e simplifica a realização do controle.

O conversor *back-to-back* em comparação a topologia anterior, retificador trifásico à diodo, não possui o retificador trifásico à diodo, pois é substituído por um retificador ativo. No entanto, quanto ao lado rede, a topologia é a mesma da estrutura que com conversor *boost*, portanto, para essa configuração foram utilizados os mesmos componentes para o barramento CC e para o filtro LCL, que foram dimensionados para estrutura com ponte de diodos e conversor *boost*.

Capítulo 4

4 CONTROLE DO LADO DA REDE E CONTROLE DO LADO GERADOR

Uma das demandas presentes em normas em relação a sistemas conectados à rede é a qualidade da energia injetada. Considerando que a única o inversor do lado da rede é o único componente em que pode-se responsável por esta qualidade é o elemento A qualidade da corrente também é preocupante e, nesse sentido, o inversor é o único agente responsável pelo cumprimento das recomendações e padrões internacionais de qualidade de energia bem como os requisitos impostos pelos operadores das redes [12]. E a principal função do controle do lado gerador é a implementação do algoritmo *MPPT*. Este capítulo dedica-se em apresentar as estratégias de controle da corrente injetada na rede, controle da tensão do barramento CC e por fim a detecção e sincronização com a tensão da rede. No que se refere ao controle do lado gerador será apresentado a implementação do algoritmo *MPPT*.

4.1 Controle do Lado da Rede

4.1.1 Controle de corrente

O controlador proporcional+integral (PI) no referencial síncrono (dq) e o controlador proporcional+ressonante (PR) no referencial estacionário ($\alpha\beta$) são os mais utilizados em aplicações que necessitam injetar corrente na rede [57]. A implementação do controle no referencial síncrono assegura um rastreamento perfeito do sinal de referência e boa resposta dinâmica. Entretanto, a implementação do controle PI no referencial síncrono tem como desvantagem a necessidade de eliminar o efeito do acoplamento cruzado entre os eixos d e q e requer uso de transformações de rotação entre os referenciais síncronos e estacionário para cada componente harmônica a ser compensada. Isso requer um elevado esforço computacional, que pode ser proibitivo quando implementado em processador digital [58], [59]. O controlador PR, derivado do controlador PI [58], pode rastrear referências com frequências diferente de zero anulando o erro em regime permanente e apresenta desempenho similar aquele do controlador PI [58]. A compensação de harmônicos é bem simples, pois possui a mesma função de transferência para o controlador principal sem a parte proporcional [39]. Por não

necessitar de transformações de rotação, o controlador PR tem menos esforço computacional e, portanto, será o controlador adotado neste trabalho.

4.1.1.1 Controle Proporcional Ressonante

Um controlador PR no domínio contínuo pode ser expresso como:

$$G_{PR} = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + h^2 \omega_1^2} \quad (4.1)$$

Sendo k_p o ganho proporcional, k_i o ganho ressonante e ω_1 é a frequência de ressonância (neste caso a frequência fundamental). O controlador de corrente proporcional ressonante é simplesmente a adição de dois controladores PI nos referenciais síncronos de sequência positiva e negativa, implementados no referencial estacionário [39], [34], [60]. Os polos ressonantes introduzidos pelo controlador PR geram ganhos infinitos na frequência de ressonância o que garante para um sistema em malha fechada erro nulo em regime permanente nesta frequência [34] e [61].

No domínio discreto o controlador PR é definido como:

$$G_{PR}(z) = k_p + k_i R(z) \quad (4.2)$$

Sendo que $R(z)$ depende do método de discretização utilizado. Em [62] diferentes métodos de discretização foram realizados e comparados; em suma dependendo do método utilizado um ligeiro deslocamento do polo ressonante pode ocorrer. Este fato resulta em um desvio da frequência de ressonância causando um erro em regime permanente. O deslocamento dos polos aumenta com a frequência. Dentre os métodos de discretização a resposta ao impulso invariante, segurador de ordem zero, Tustin com *pre-warping* e mapeamento de polos e zeros entre os domínios contínuo e discreto não apresentam desvio de frequência. Neste trabalho será utilizado o impulso invariante. Sendo $R(s)$ a equação do filtro ressonante no domínio contínuo, conforme apresentado em (4.3).

$$R(s) = \frac{s}{s^2 + h^2 \omega_1^2} \quad (4.3)$$

A função de transferência discreta do filtro ressonante é dada por:

$$R_{imp}(z) = T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(h\omega_1 T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}} \quad (4.4)$$

4.1.1.2 Discretização do filtro LCL

No capítulo 3 foi demonstrado que para o filtro LCL, a impedância vista pelo inversor em baixas frequências é aproximadamente igual a impedância de uma indutância equivalente a soma dos dois indutores do filtro LCL, de maneira que até próximo à frequência de ressonância, a atenuação é de cerca de 20 dB/década. Na Figura 4.1 mostra-se o filtro LCL e os valores dos componentes dimensionados no Capítulo 3.

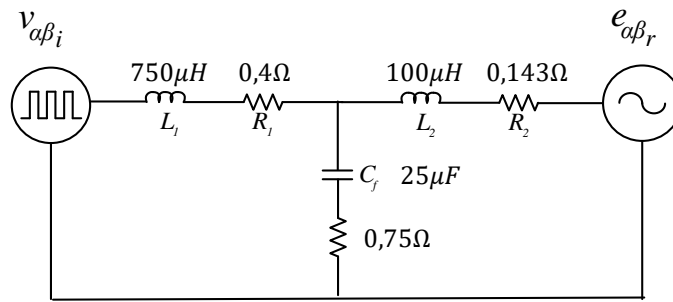


Figura 4.1 – Filtro LCL com os valores dimensionados no Capítulo 3.

Na Figura 4.2 mostra-se a resposta em frequência do filtro LCL e filtro L equivalente a soma dos dois indutores. Observa-se neste projeto que o filtro LCL é equivalente ao filtro L até a frequência de 2 kHz. Então, para a faixa de frequência até aproximadamente 2 kHz pode-se modelar o fitro LCL como um filtro L, conforme (4.5).

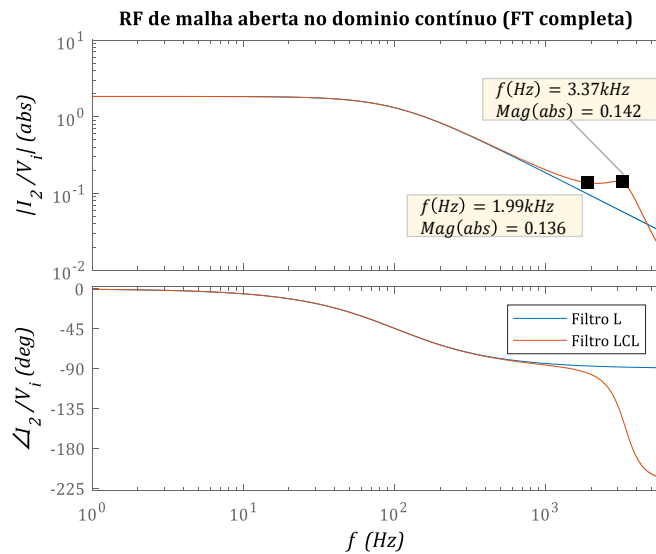


Figura 4.2 - Resposta em frequência de malha aberta do filtro LCL e e filtro L equivalente a soma dos dois indutores.

$$G_f(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.5)$$

Sendo $L_f = L_1 + L_2 = 850\mu H$ e $R_f = R_1 + R_2 = 0,543\Omega$. A função de transferência discreta aproximada do filtro LCL, considerando o efeito do segurador de ordem zero, é dada por:

$$G_f(z) = (1 - z^{-1})Z \left[\frac{G_f(s)}{s} \right] \quad (4.6)$$

$$G_f(z) = \frac{1}{R_f} \frac{1 - e^{-(\frac{R_f}{L_f})T_s} z^{-1}}{\left(1 - e^{-(\frac{R_f}{L_f})T_s} z^{-1}\right)} = \frac{bz^{-1}}{1 - az^{-1}} \quad (4.7)$$

Sendo $b = [(1 - e^{-(R_f/L_f)T_s})]/R_f$ e $a = e^{-(R_f/L_f)T_s}$. O modelo apresentado em (4.7) não inclui o efeito do atraso computacional devido a implementação em microcontroladores. Este modelo será utilizado inicialmente para realizar a sintonia do controlador de corrente. Numa etapa posterior será introduzido e analisado o efeito do atraso computacional.

4.1.1.3 Sintonia do controlador PR

O procedimento mais adotado na sintonia do controlador PR consiste em ajustar k_p como um controlador proporcional (somente $k_p G_f(z)$ é considerado) para que o sistema forneça uma determinada largura de faixa e, então, os ganhos ressonantes são incluídos e sintonizados [34], [63] e [61]. O ganho ressonante k_i pode ser sintonizado para cada componente harmônica que se deseja compensar. A seleção de k_i implica em um compromisso com a seletividade. Quanto maior k_i , mais preciso é o controle de corrente na presença de desvio de frequência em torno de $h\omega_1$ [34] e [58]. Entretanto, um aumento demasiado deste ganho pode interferir na compensação de harmônicas próximas a frequência que se está compensando.

Como o projeto consiste em um sistema para injetar corrente na rede, considera-se que não há variação de frequência da rede. Portanto, será adotado um ganho ressonante de $k_i = 20$. A seguir será apresentado o procedimento para sintonia do ganho proporcional.

4.1.1.3.1 Análise do sistema sem atraso computacional

Considerando que a frequência de chaveamento adotada foi 10 kHz, a malha de controle de corrente (veja Figura 4.3) foi sintonizada para uma largura de faixa de 1,5kHz. Para a sintonia desta malha foi considerada a aproximação do filtro LCL por um filtro L equivalente, com $L_f = 850\mu H$ e $R_f = 0,543\Omega$. Ressalta-se que a largura de faixa do controlador é limitada teoricamente à metade da frequência de amostragem conforme o teorema de Nyquist [39], [34].

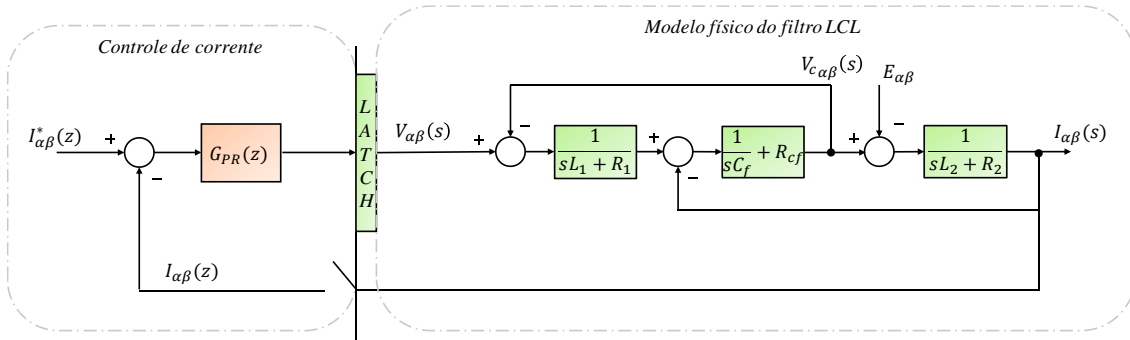


Figura 4.3 – Controle de corrente sem atraso.

Para a realização da sintonia do controlador foi utilizado o modelo do filtro L equivalente no domínio discreto. Na Figura 4.4 mostra-se o diagrama de blocos discreto utilizado para sintonia.

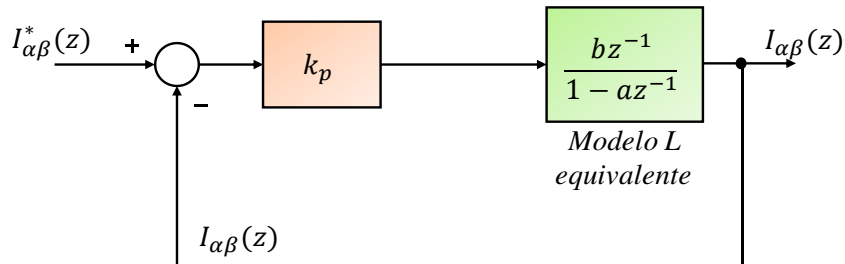


Figura 4.4 – Diagrama de blocos utilizado para sintonia da malha de corrente.

O ganho proporcional correspondente à largura de faixa de 1.5 kHz é $k_p = 3,7618$. Após a sintonia do ganho proporcional e a inclusão do ganho ressonante, os ganhos e a localização dos polos de malha fechada do sistema real (controlador + filtro LCL) são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Ganhos e localização dos polos para largura de faixa de 1,5 kHz

Parâmetro	Valor
Ganho Proporcional	$k_p = 3,7618$
Ganho Ressonante	$k_i = 21$
Localização do polo dominante	$p_1 = 0,529$
Localização dos polos complexos conjugado	$p_2, p_3 = -0,239 \pm j0,709$
Localização dos polos ressonantes	$p_4, p_5 = 0,998 \pm j0,0376$

Na Figura 4.5 apresenta-se a resposta em frequência de malha fechada (veja Figura 4.3). Observa-se que mesmo o projeto sendo realizado com o modelo aproximado, a largura de faixa do sistema real corresponde aquela que foi projetada.

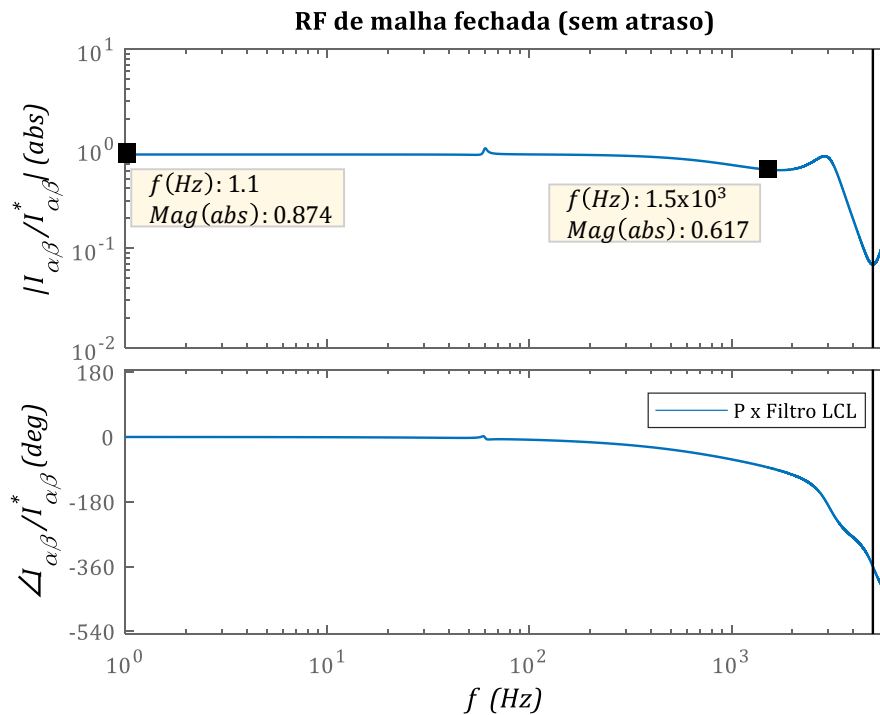


Figura 4.5 – Resposta em frequência de malha fechada do sistema em malha fechada para uma largura de faixa de 1,5 kHz.

Na Figura 4.6 é apresentado a resposta ao degrau do sistema sem atraso. Na resposta ao degrau verifica-se uma oscilação. Essa oscilação é proveniente dos polos complexos conjugados localizados no semiplano esquerdo do plano – z.

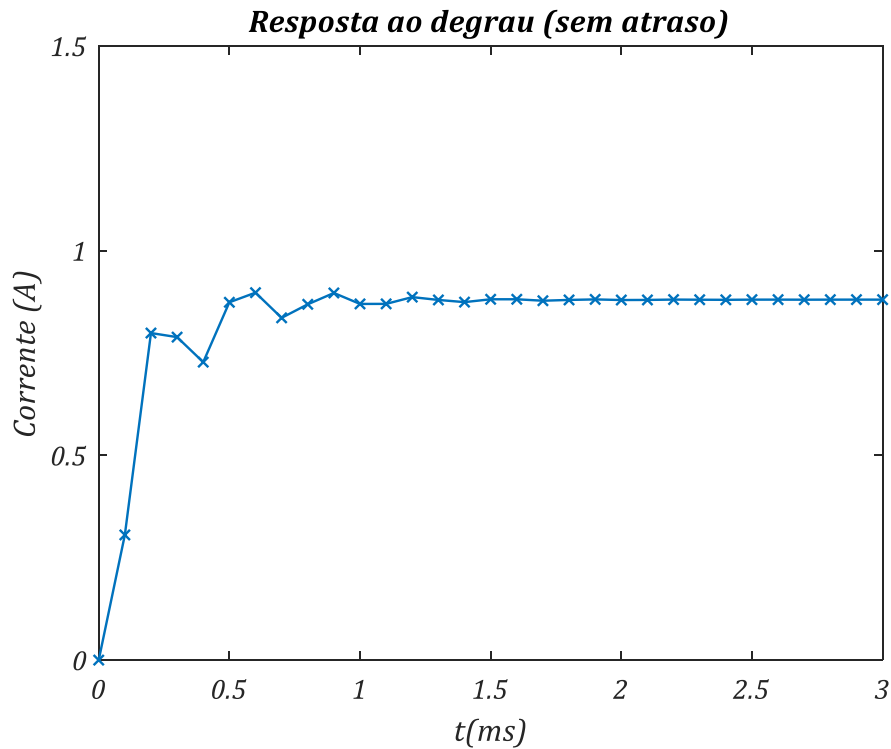


Figura 4.6 – Resposta ao degrau do sistema sem atraso sintonizado para uma largura de faixa de 1,5kHz.

Até então foi verificado a sintonia considerando somente a ressonância na frequência fundamental, porém a presença de distorções na rede faz necessário a inserção de compensadores de harmônicos no controle. Portanto, deve-se avaliar a influência do acréscimo do compensador de harmônicos na resposta do sistema. A seleção dos ganhos ressonantes é realizada de modo a garantir erro nulo nas frequências de interesse e que seu efeito desapareça antes da próxima ressonância.

Na Figura 4.7 mostra-se a resposta em frequência de malha aberta com compensador de harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem. O ganho k_i é mantido constante enquanto k_p é variado para obter larguras de faixa de 200 Hz e 1 kHz. Para baixa largura de faixa do controlador verifica-se na resposta em amplitude que há múltiplos cruzamento por 1. Logo, não se pode usar a teoria clássica de controle para análise pois não há a noção clara de qual frequência de cruzamento deve ser usada para determinar a margem de fase.

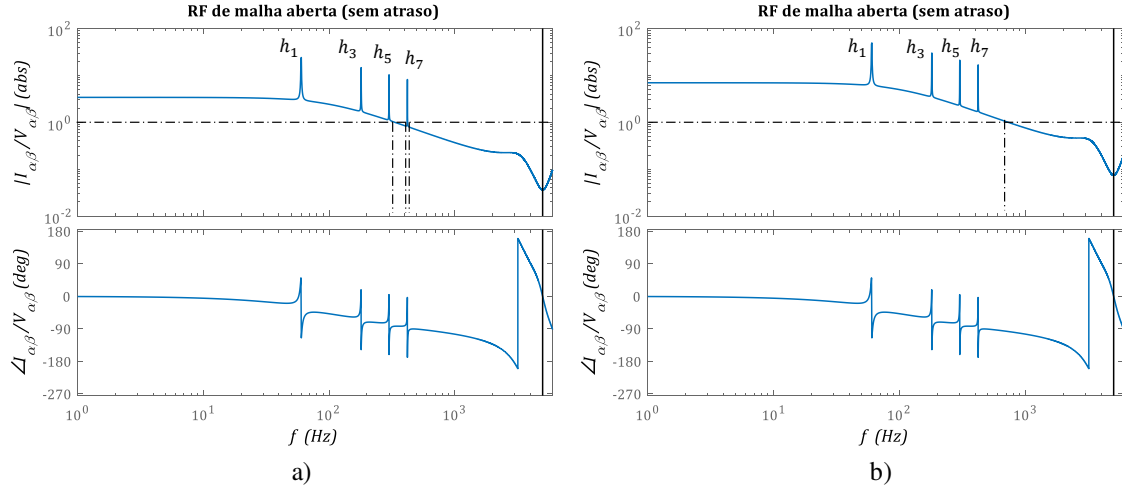


Figura 4.7 – Resposta em frequência de malha aberta do controlador PR com compensador de harmônicos e sem atraso: a) $k_p = 1,8358$; b) $k_p = 3,7618$.

Para evitar múltiplas frequências de cruzamento observa-se na Figura 4.7b que a frequência de cruzamento deve ser maior que a frequência da maior harmônica a se compensar $f_c > 7f_1$. Considerando que a largura de faixa obedeça esta regra, pode-se usar o conceito de margem de fase para análise da estabilidade. Isso porque neste caso (Figura 4.7b) só há um único cruzamento por 1 (0 dB). Em termos de margem de fase, uma margem de fase igual ou superior a 45° ($PM \geq 45^\circ$) é considerada adequada [64]. Portanto, necessita-se de controladores com elevada largura de faixa para que se possam compensar as componentes harmônicas caso contrário fica difícil se fazer análise da estabilidade do sistema.

4.1.1.3.2 Análise do sistema com atraso computacional

Embora o modelo aproximado seja aquele apresentado em (4.7), vale ressaltar que em implementações usando-se microcontroladores há a introdução de uma atraso de, em geral, um período de amostragem. No sistema apresentado na Figura 4.8 o atraso computacional típico de implementações no domínio discreto usando microcontroladores foi incluído. Utilizando o mesmo controlador e os mesmos ganhos da Tabela 4.1 foram observados os efeitos do atraso na dinâmica do controlador.

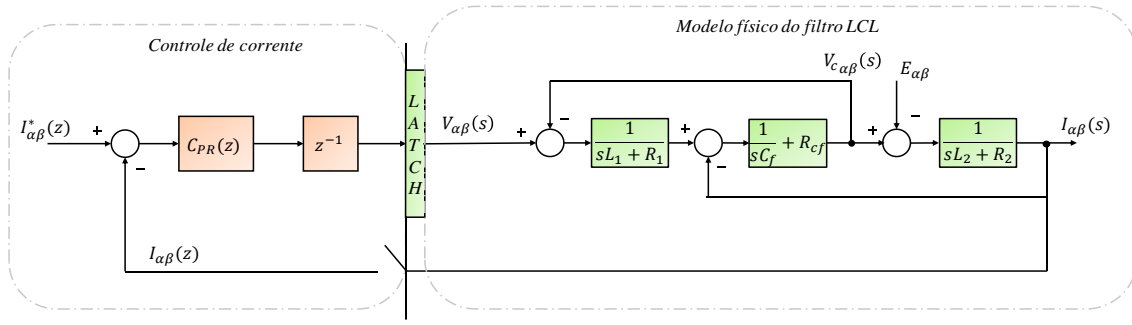


Figura 4.8 – Controle de corrente incluindo atraso computacional.

Na Figura 4.9 são mostradas comparações das respostas em frequência de malha aberta dos sistemas sem e com atraso. Objetiva-se observar o efeito do atraso na margem de fase de um sistema, visto que é um parâmetro essencial para análise de estabilidade de um sistema. Observa-se na Figura 4.9 que usando o mesmo ganho obtido na sintonia sem atraso tem-se que a margem de fase na frequência de cruzamento é menor para o modelo com atraso.

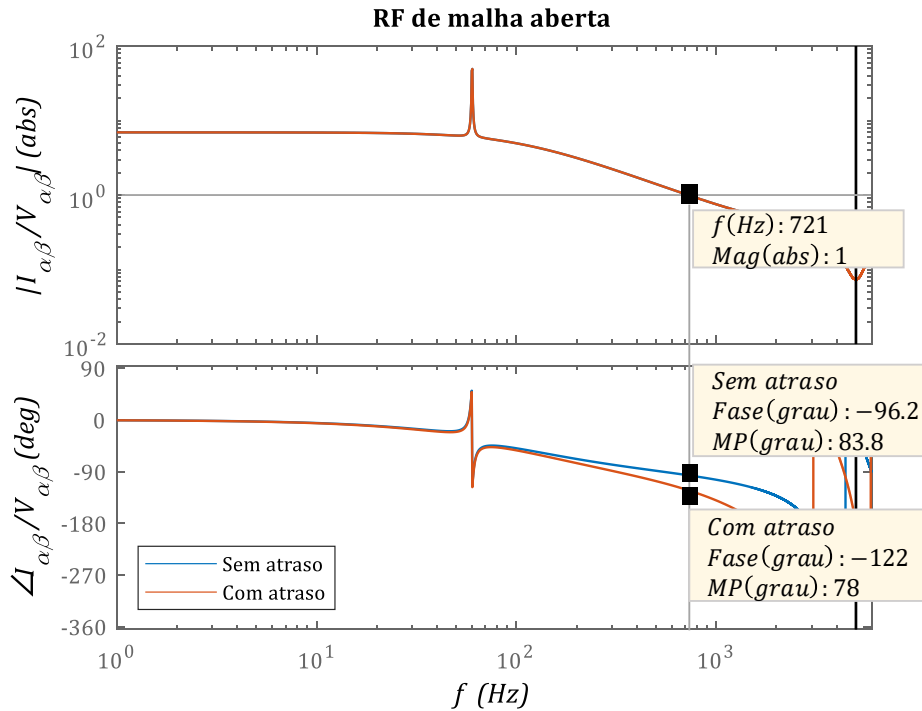


Figura 4.9 – Resposta em frequência de malha aberta do sistema sem e com atraso.

Na Figura 4.10 são mostradas comparações das respostas em frequência de malha fechada dos sistemas sem e com atraso.

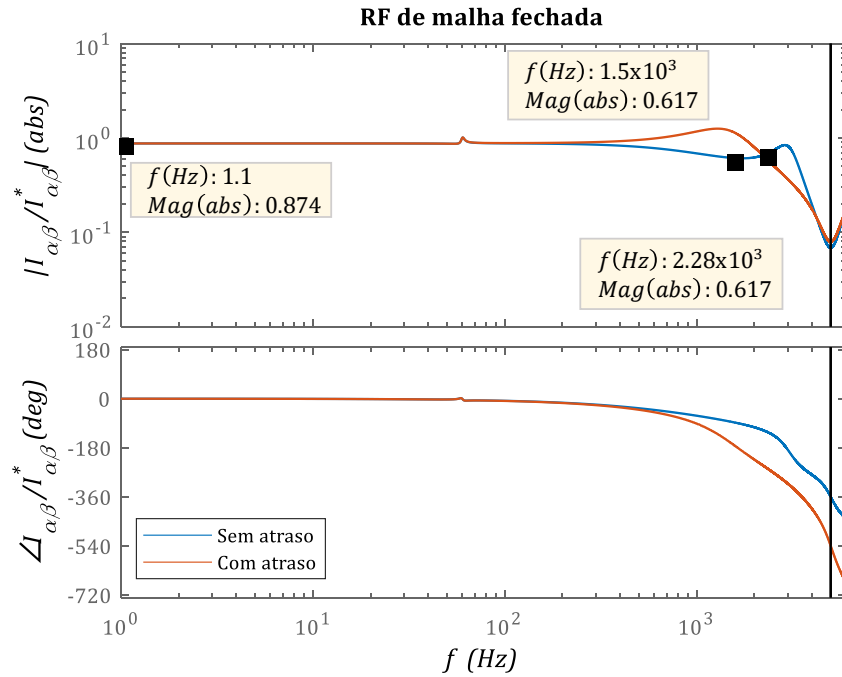


Figura 4.10 – Resposta em frequência de malha fechada sem e com atraso para largura de faixa de 1.5kHz.

Nas respostas em frequência de malha fechada verifica-se que o atraso provoca o aumento da largura de faixa do controlador, porém como já observado na Figura 4.9 o atraso diminuí a margem de fase. Na

Figura 4.11, onde são comparadas as respostas ao degrau dos sistemas sem e com atraso, observa-se que devido ao atraso o fator de amortecimento do sistema reduz.

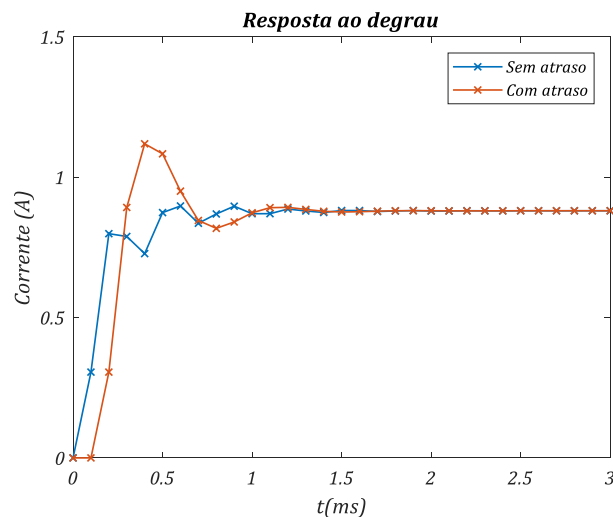


Figura 4.11 – Comparação das respostas ao degrau (sistemas sem e com atraso) para largura de faixa de 1,5kHz.

Na Figura 4.12a é apresentado o lugar das raízes para o sistema com atraso. Na mesma figura também é mostrado o maior ganho proporcional para que os polos dominantes de malha fechada ainda sejam reais (duas raízes reais e iguais). Na Figura 4.12b é apresentada a resposta em frequência para este caso. Observa-se que a máxima largura de faixa que se consegue obter mantendo os polos dominantes reais é 1 kHz. Comparando com o caso sem atraso, observa-se uma clara limitação na máxima largura de faixa do controlador.

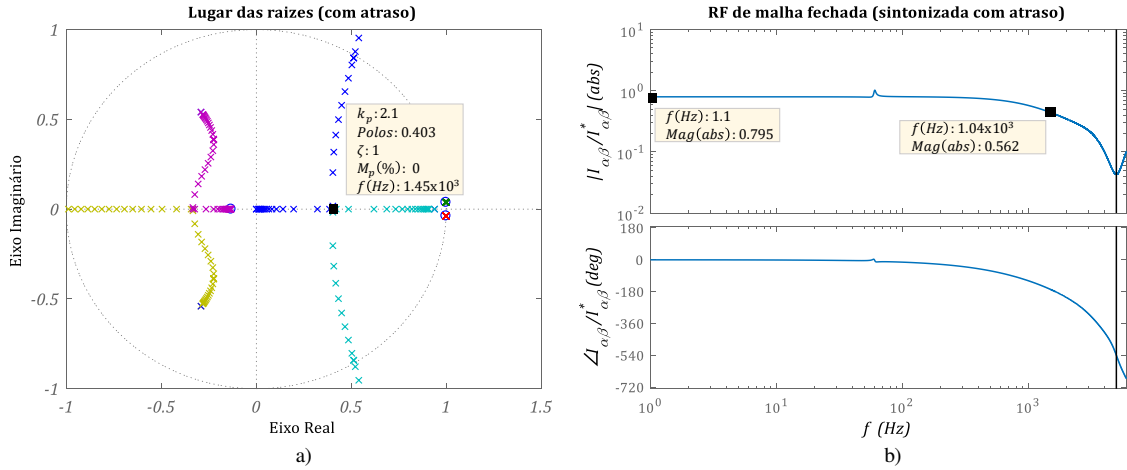


Figura 4.12 – a) Lugar das raízes para o sistema com atraso; b) Resposta em frequência para o sistema com atraso – projetado para polos dominantes reais.

4.1.1.3.3 Compensação em avanço na parte proporcional do controlador

A limitação da largura de faixa e redução do fator de amortecimento são efeitos do atraso na parte proporcional do controlador. Para minimizar os efeitos do atraso na parte proporcional do controlador e aumentar a largura de faixa do sistema e ainda alcançar um sistema de malha fechada com razoável amortecimento uma compensação em avanço pode ser utilizada [65]. O diagrama em blocos da malha de corrente incluindo o atraso e a compensação em avanço é mostrado na Figura 4.13.

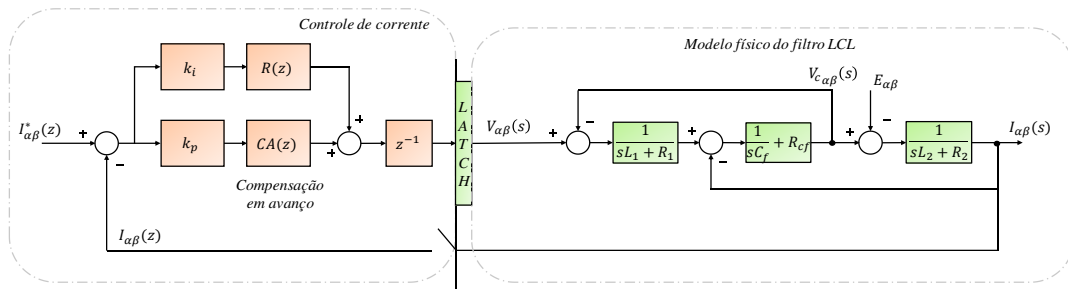


Figura 4.13 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional ressonante e compensador em avanço.

O modelo do compensador em avanço no domínio discreto é definido por [65]:

$$CA(z) = \frac{1}{1 + k_L z^{-1}} \quad (4.8)$$

A ideia do projeto é alocar os polos nas posições que correspondem ao desempenho desejado para o sistema, e em seguida, calcular os ganhos do controlador que correspondem a esse posicionamento [66]. Pode-se definir as posições desejadas dos polos dominantes de malha fechada como [66] e [67]:

$$p_{1,2} = e^{-\zeta \omega_n T_s} [\cos(\omega_d T_s) \pm j \sin(\omega_d T_s)] \quad (4.9)$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.10)$$

Conforme [66], pode-se formar um par de polos complexo conjugado, que pode ser selecionado para alcançar uma frequência natural desejada (aproximadamente a largura de faixa do controlador com um fator de amortecimento desejado). O diagrama de blocos discreto aproximado (substituindo o modelo do filtro LCL pelo seu equivalente L) do sistema da Figura 4.13, considerando somente a parte proporcional, devido k_i ser sintonizado de modo a não ter influência sobre a largura de faixa do controlador, é apresentado na Figura 4.14.

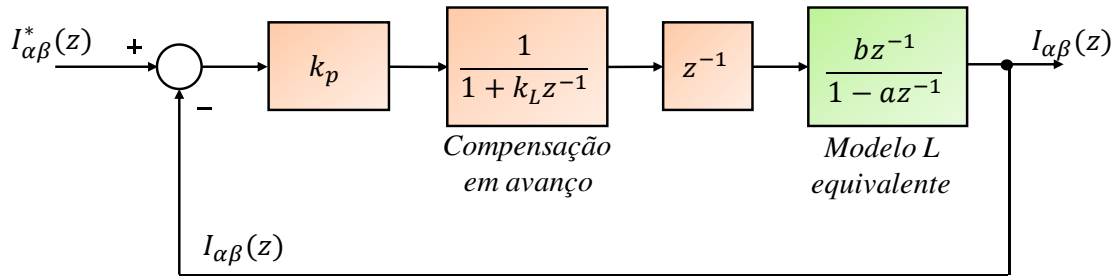


Figura 4.14 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional e compensação em avanço, parte ressonante negligenciada por considerar k_i sintonizado de modo a não interferir na largura de faixa do controlador.

A função de transferência da malha fechada de corrente mostrada na Figura 4.14 é [65], [67]:

$$\frac{I_{\alpha\beta}(z)}{I_{\alpha\beta}^*(z)} = \frac{k_p b}{(z + k_L)(z - a) + k_p b} = \frac{k_p b}{z^2 + (k_L - a)z - k_L a + k_p b} \quad (4.11)$$

Os polos desta função de transferência devem satisfazer a seguinte relação:

$$z^2 - (p_1 + p_2)z + p_1p_2 = z^2 + (k_L - a)z - k_La + k_pb \quad (4.12)$$

Desde que hajam duas variáveis, o sistema de equações pode ser resolvido igualando os dois lados de (4.12), resultando na determinação dos ganhos [65], [67]:

$$k_L = a - (p_1 + p_2) \quad (4.13)$$

$$k_p = (p_1p_2 + k_La)/b \quad (4.14)$$

Para realizar uma análise comparativa, o controlador com compensação em avanço foi projetado para uma largura de faixa de 2 kHz, duas vezes a largura de faixa quando o controlador é sintonizado para ter dois polos dominantes reais e iguais como na apresentado Figura 4.12. Foi adotado $\zeta = 0,9$ e $\omega_n = 2\pi 1650$ rad/s, resultando em $k_p = 3,2574$ e $k_L = 0,2304$. As respostas em frequência e ao degrau para os dois sistemas (com e sem a compensação em avanço) são mostradas na Figura 4.15. O ganho proporcional foi o mesmo para os dois casos.

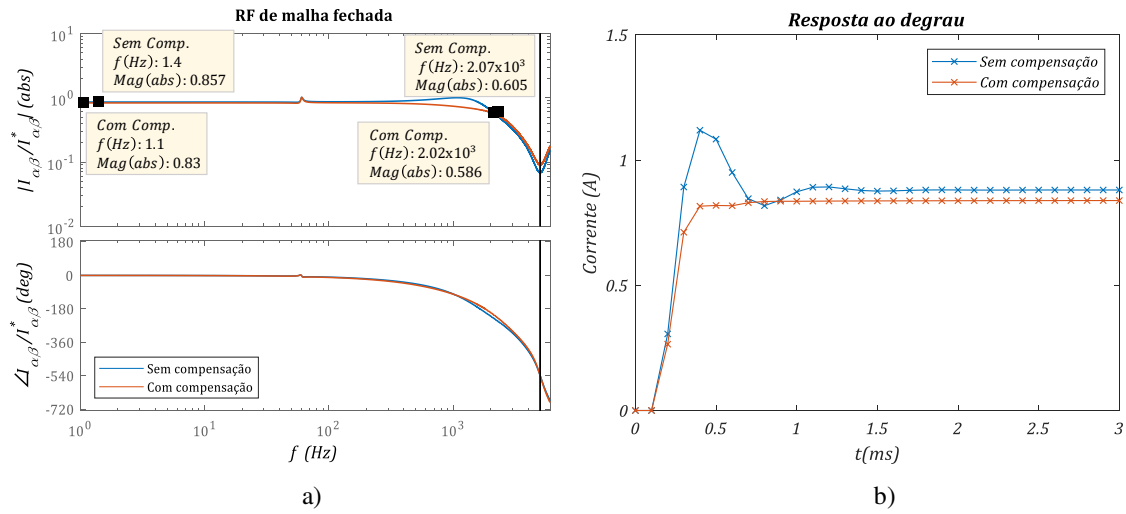


Figura 4.15 – a) Comparativo da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR sem compensação e com compensação em avanço; b) Resposta ao degrau do sistema sem compensação e com compensação em avanço.

Observa-se na Figura 4.15a que o sistema com compensador em avanço tem maior amortecimento para a largura de faixa desejada e na Figura 4.15b que o sistema é mais rápido, tem um menor tempo de acomodação.

Como conclusão, a inclusão do atraso diminui o fator de amortecimento e a margem de fase do sistema e limita a largura de faixa do controlador. Para mitigar os

efeitos do atraso, uma compensação em avanço pode ser utilizada na parte proporcional do controlador, permitindo aumentar a largura de faixa do controlador e aumentar o amortecimento do mesmo.

4.1.1.4 Efeito do atraso computacional na parte ressonante do controlador

A Figura 4.16 apresenta a resposta em frequência de malha aberta do controlador com atraso e sem atraso sintonizados para uma largura de faixa de 1,5kHz com compensadores de harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem.

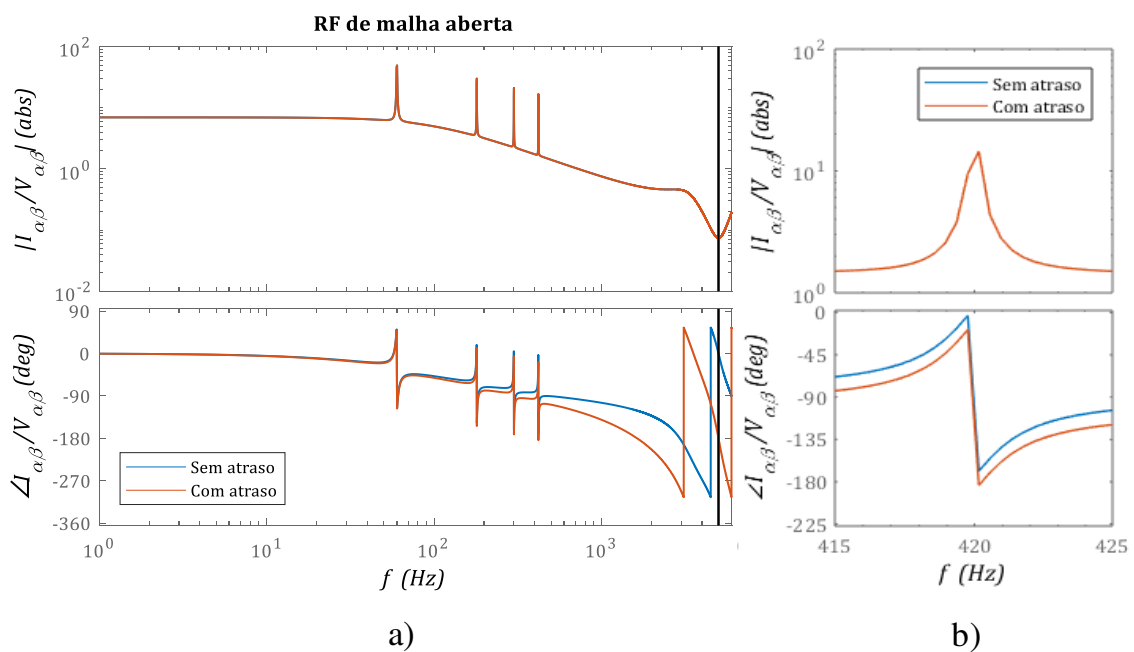


Figura 4.16 – a) Resposta em frequência de malha aberta do sistema sem atraso e do sistema com atraso sintonizados para uma largura de faixa de 1,5 kHz. b) detalhamento na 7ª harmônica.

Observa-se na Figura 4.16 que o atraso computacional do microcontrolador provoca um atraso de fase nas frequências de ressonâncias. Esse atraso é maior a medida que a frequência aumenta. Na Figura 4.17 mostram-se as respostas em frequência de malha fechada dos sistemas (sem atraso e com atraso).

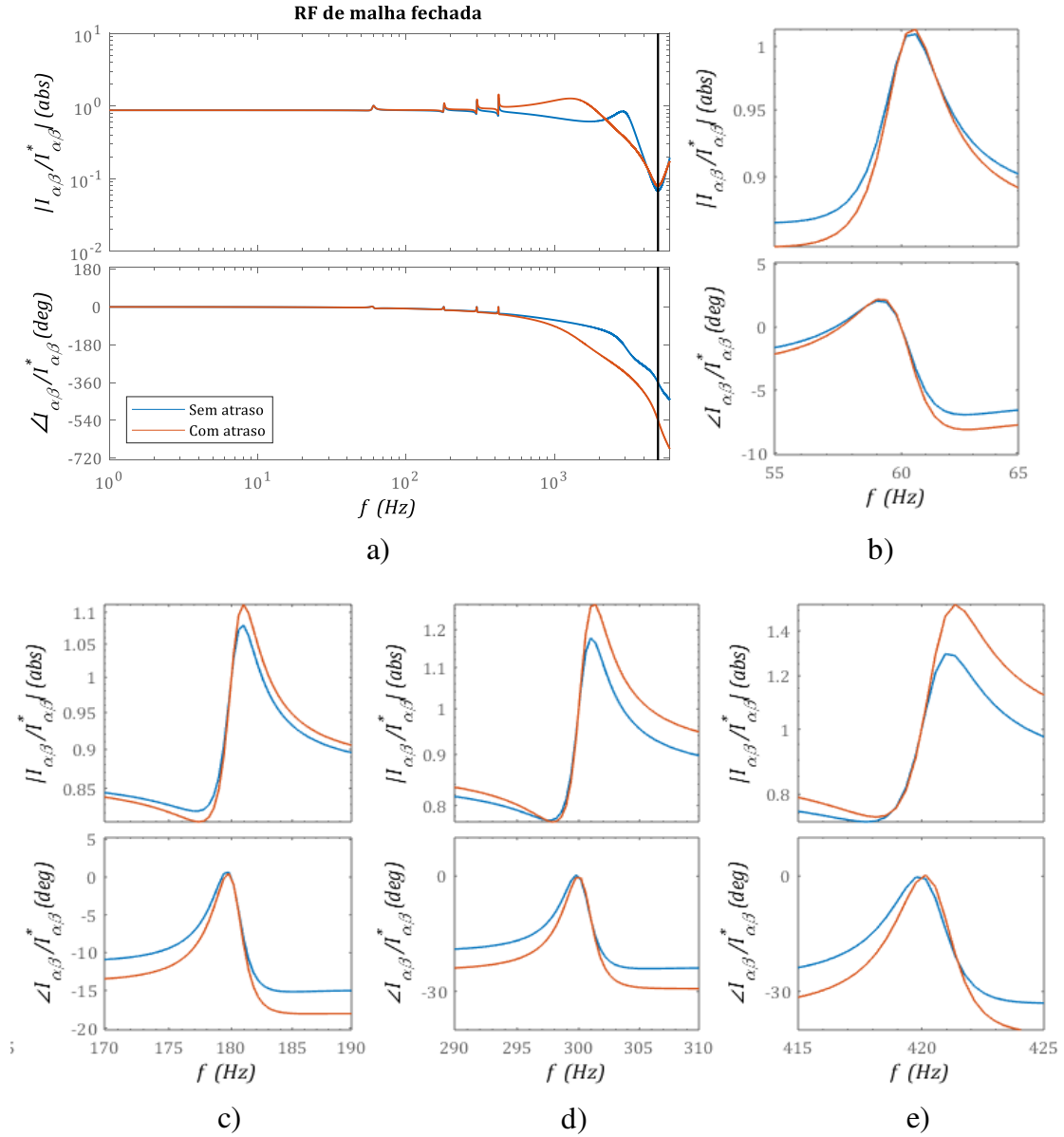


Figura 4.17 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema sem atraso e do sistema com atraso sintonizados para uma largura de faixa de 1,5kHz. b) detalhamento na frequência fundamental; c) detalhamento na 3ª harmônica; d) detalhamento na 5ª harmônica; e) detalhamento na 7ª harmônica.

Na Figura 4.17 verifica-se que independente da frequência de ressonância obtém-se ganho unitário e erro de fase zero. Nota-se que os picos próximos das frequências de ressonância são amplificados à medida que a frequência aumenta. O que implica que qualquer pequeno erro de frequência levaria a mudanças drásticas de ganho [68]. Os picos de ressonância degradam o desempenho do controlador.

Para compensar o atraso de fase, o zero na origem em (4.1) pode ser deslocado, de modo que uma compensação de fase ϕ_h seja introduzida próximo a frequência de ressonância [34], [60], [61] e [69].

$$R^d(s) = k_i \frac{s \cos(\phi_h) - h \sin(\phi_h)}{s^2 + h^2 \omega_1^2} \quad (4.15)$$

O sobrescrito d faz referência ao fato de que a compensação de fase está incluída. Nota-se que para $\phi_h = 0$ a equação (4.15) é igual à equação (4.3). Após discretização usando impulso invariante o controlador PR com compensação de fase é definido como [61]:

$$G_{PR}^d(z) = k_p + k_i R^d(z) = k_p + k_i T_s \frac{\cos(\phi_h) - z^{-1} \cos(\phi_h - h\omega_1 T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}} \quad (4.16)$$

Para compensar um número inteiro de amostras n_s , a compensação de fase $\phi_h = h\omega_1 n_s T_s$ deve ser projetada. Muitos trabalhos adotam $n_s = 2$ [58], [34], [60], [61], [62].

A Figura 4.18 mostra a resposta em frequência de malha fechada do sistema sem, com atraso e do sistema com atraso e com compensação de fase para $n_s = 2$.

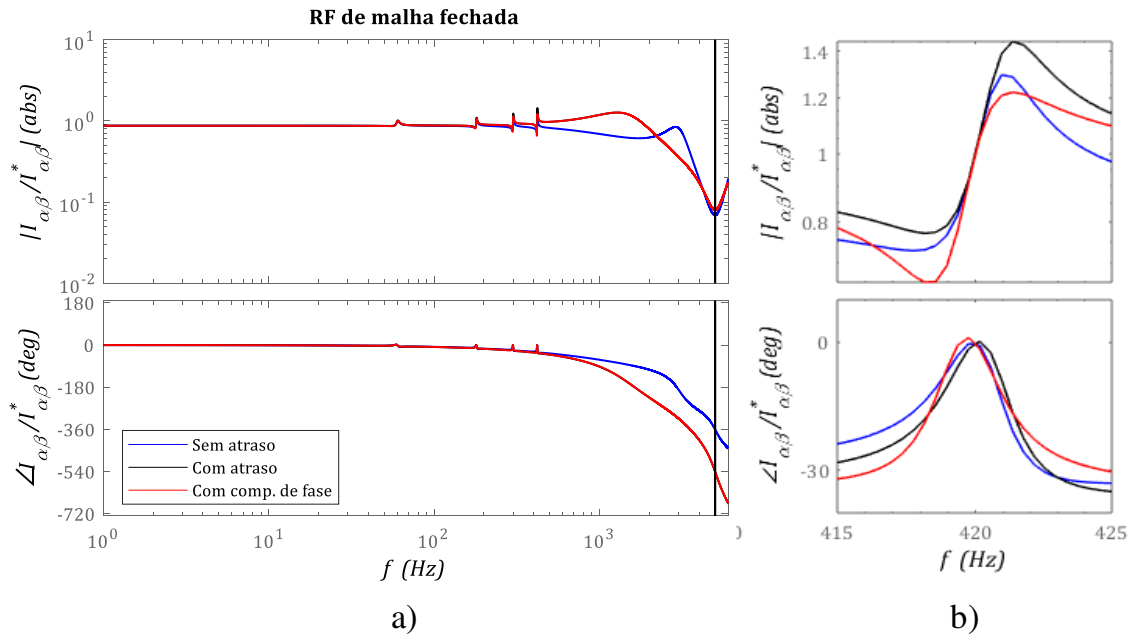


Figura 4.18 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema sem atraso, do sistema com atraso e do sistema com atraso e com compensação de fase sintonizados para uma largura de faixa de 1,5kHz; b) detalhamento na 7ª harmônica.

Observa-se na Figura 4.18a que os efeitos da compensação do avanço de fase são evidentes apenas nas frequências de ressonâncias. Na Figura 4.18b observa-se que a compensação de fase reduz os picos entorno da frequência de ressonância. Com a compensação de fase os picos de magnitude se tornam aproximadamente iguais quando o atraso não é considerado. Observa-se que na frequência de interesse o ganho é unitário e o erro de fase é zero

Para o sistema mostrado na Figura 4.19, onde também é utilizado a compensação em avanço $CA(z)$ na parte proporcional e sintonizado para uma largura de faixa de 2kHz, não foi observado mudança além da já apresentada: redução dos picos de ressonância.

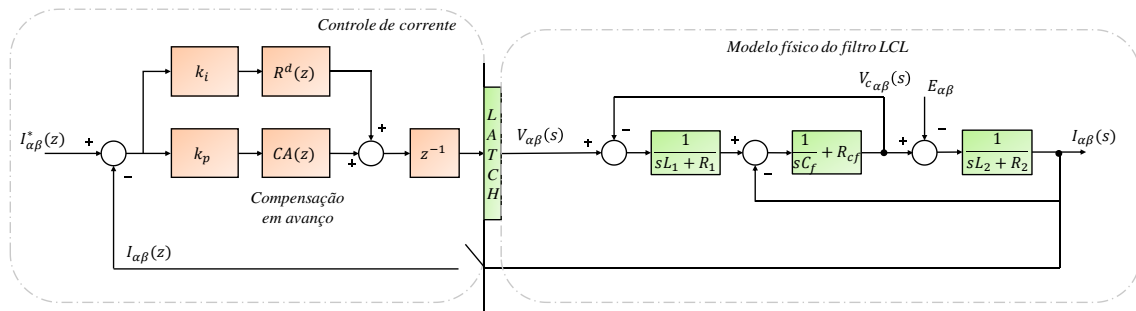


Figura 4.19 – Diagrama de blocos da malha de corrente com controle proporcional ressonante e compensação em avanço.

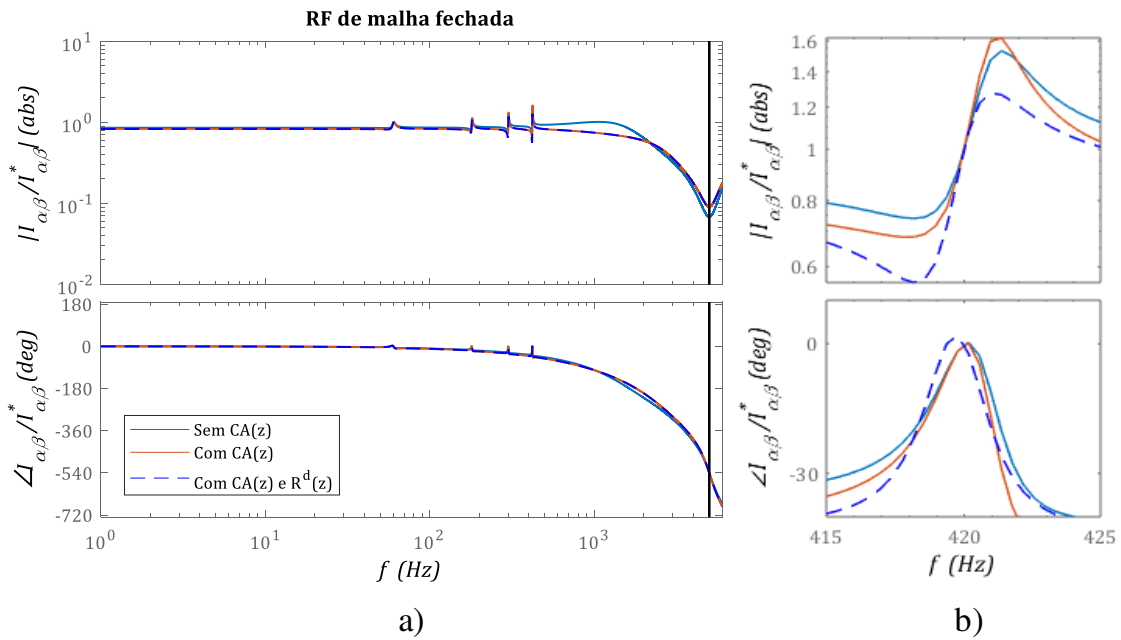


Figura 4.20 – a) Resposta em frequência de malha fechada do sistema com atraso e sem compensação em avanço $CA(z)$, do sistema com atraso e com compensação em avanço,

e do sistema com compensação em avanço e com compensação de fase $R^d(z)$ sintonizados para uma largura de faixa de 2kHz; b) zoom na 7ª harmônica.

Verifica-se que a compensação de fase não impacta de forma significativa no desempenho do controlador e o efeito observado foi a redução dos picos de ressonância. Portanto dependendo do projeto o mesmo pode ser desconsiderado. Entretanto, com a redução dos picos de ressonância é possível aumentar a quantidade de compensadores de harmônicos quando esse controlador é implementado [34], [58] e [61].

Na Figura 4.21 mostra-se o resultado de simulação da corrente que é injetada em uma rede com tensão distorcida, conforme valores da Tabela 4.2.

Tabela 4.2. Componentes harmônicas na tensão da rede.

Componente	Fundamental	5ª	7ª	11ª	THD
Amplitude	219	25%	10%	3,5%	12,59%

Na Figura 4.21a verifica-se a forma de onda da tensão da rede e da corrente que é injetada quando não se utiliza o compensador de harmônicos. Como não há a compensação dos harmônicos presentes na tensão da rede, a corrente injetada apresenta forma distorcida, elevado conteúdo harmônico. Porém, ao se compensar esses harmônicos, Figura 4.21b, a corrente injetada tem forma de onda senoidal. Figura 4.21b mostra a corrente injetada compensadores de harmônicos de 5, 7 e 11ª ordem.

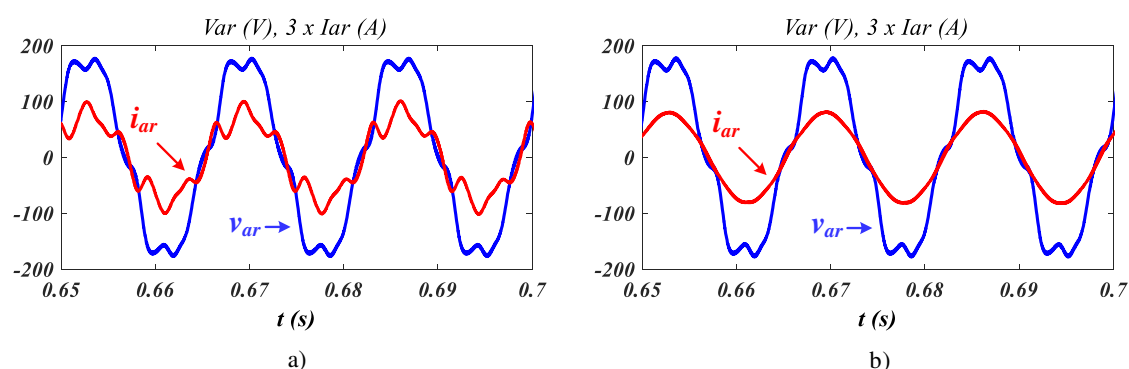


Figura 4.21 – Forma de onda da tensão e corrente injetada na rede a) controle sem compensador de harmônicos; b) controle com compensador de harmônicos.

No espectro de frequência da corrente, Figura 4.22, verifica-se que quando o controle está sem os compensadores de harmônicos a corrente possui uma distorção harmônica total *THD* (do inglês *Total harmonic distortion*) de 26,53%. Este valor de *THD* não é permitido. Segundo IEEE-STD 519-2014 a corrente injetada na rede não deve ter *THD* maior que 5%. Verifica-se na Figura 4.22b que a inclusão dos compensadores de harmônicos faz com que a *THD* de corrente seja reduzida. Verifica-se que o valor da *THD* reduziu de 26,53% para 3,23%. Valor abaixo dos 5% estabelecido na IEEE-STD 519-2014.

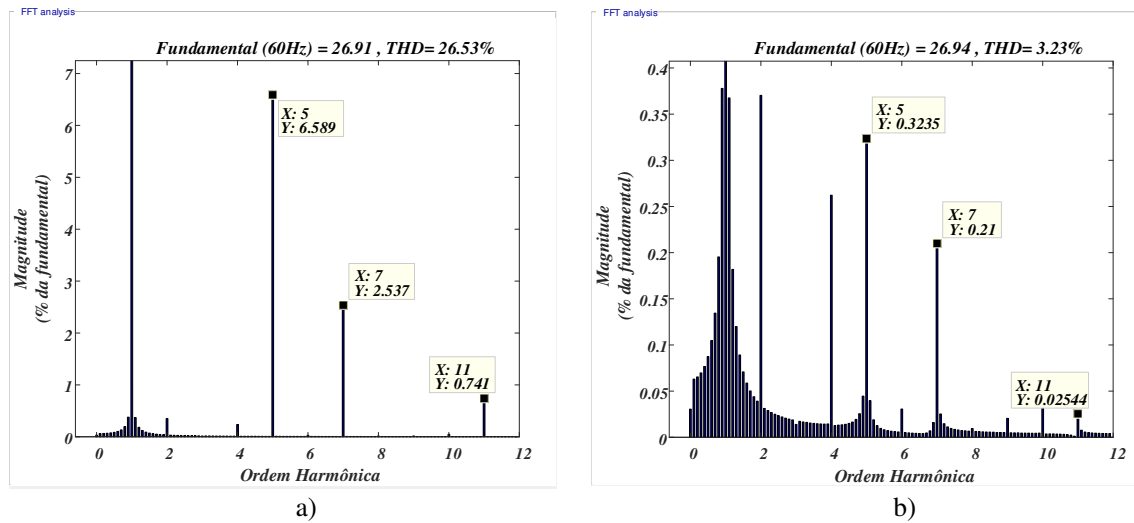


Figura 4.22 – Espectro de frequência da corrente injetada na rede a) controle sem compensador de harmônicos; b) controle com compensador de harmônicos.

4.1.2 Controle do barramento CC

Na Figura 4.23 tem-se que: i_{dc} é a corrente no capacitor do barramento CC, P_{in} é a potência proveniente da turbina e P_{out} é a potência de saída do inversor. Desprezando as perdas, a equação de equilíbrio de potência pode ser usada para derivar uma equação para sintonia da malha de controle da tensão do barramento CC [17], [70]:

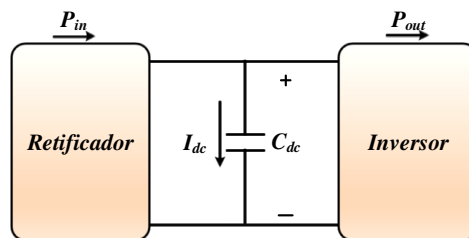


Figura 4.23 – Potência de entrada e saída do capacitor do barramento CC.

$$v_{dc}C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} = P_{in} - P_{out} \quad (4.17)$$

Sendo as potências ativas e reativas calculadas por (4.18) e (4.19), respectivamente.

$$P_{out} = \frac{3}{2}(v_{qr}i_{qr} + v_{dr}i_{dr}) \quad (4.18)$$

$$Q_{out} = \frac{3}{2}(v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}) \quad (4.19)$$

Sendo v_{qr} , i_{qr} , v_{dr} e i_{dr} as tensões e correntes da rede no referencial síncrono. O referencial adotado é apresentado na Figura 3.1. Alinhando a tensão de eixo-q com o vetor de tensão da rede tem-se que v_{qr} é igual em magnitude a tensão da rede e v_{dr} é igual a zero. Com isso, P_{out} e Q_{out} podem ser determinadas por (4.20) e (4.21).

$$P_{out} = \frac{3}{2}v_{qr}i_{qr} \quad (4.20)$$

$$Q_{out} = \frac{3}{2}v_{dr}i_{dr} \quad (4.21)$$

Logo, caso deseje-se injeção de potência na rede com fator de potência unitário a componente de corrente de eixo-d deve ser igual a zero ($i_{dr} = 0$), como pode ser observado em (4.21). Então, fazendo $P_{out} = 3/2 (v_{qr}i_{qr})$ em (4.17), tem-se:

$$v_{dc}C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} = P_{in} - \frac{3}{2}v_{qr}i_{qr} \quad (4.22)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{v_{dc}C_{dc}}\left(P_{in} - \frac{3}{2}v_{qr}i_{qr}\right) \quad (4.23)$$

Observa-se que (4.23) não é linear, o que não permite a aplicação de técnicas de controle lineares para projeto desta malha [17]. Analisando a variação da energia armazenada no capacitor do elo CC (4.24), pode-se linearizar a função (4.22) definindo uma nova variável, conforme (4.24) e (4.25) [17], [70].

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2}C_{dc}\frac{d(v_{dc}^2)}{dt} = P_{in} - P_{out} \quad (4.24)$$

$$w_c = v_{dc}^2 \quad (4.25)$$

Substituindo (4.25) em (4.24) o modelo do barramento CC pode ser escrito como:

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{dw_c}{dt} = P_{in} - \frac{3}{2} v_{qr} i_{qr} \quad (4.26)$$

$$\frac{dw_c}{dt} = \frac{2}{C_{dc}} \left(P_{in} - \frac{3}{2} v_{qr} i_{qr} \right) \quad (4.27)$$

$$\frac{dw_c}{dt} = \frac{2}{C_{dc}} (P_{in} - K_c i_{qr}) \quad (4.28)$$

Se a rede elétrica for equilibrada e a amplitude do valor pico das tensões de fase for constante e igual a V_r , então K_c pode ser dado por [17]:

$$K_c = \frac{3}{2} V_r \quad (4.29)$$

Na Figura 4.24 é mostrado o diagrama de blocos do modelo aproximado para projeto do controle da tensão do barramento CC. Interno à malha da tensão do barramento CC há a malha de corrente que é injetada na rede.

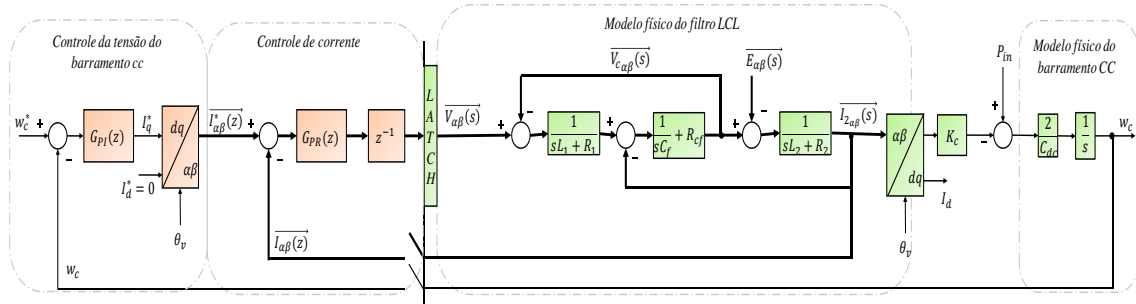


Figura 4.24 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.

Como a saída do controlador da tensão do barramento CC é contínua, um bloco para conversão de referencial é utilizado após o controlador PI para gerar as referências de corrente senoidais de eixos α e β . A referência ($i_{dr}^* = 0$) é adotada com intuito de manter fator de potência unitário na injeção de corrente na rede.

A sintonia do controle da tensão do barramento CC pode ser realizada considerando a malha interna de corrente equivalente a um sistema de primeira ordem [17], sendo a função de transferência discreta da malha de corrente dada por:

$$\frac{I^*(z)}{I(z)} = \frac{(1 - e^{-\omega_i T_s}) z^{-1}}{1 - e^{-\omega_i T_s} z^{-1}} \quad (4.30)$$

Sendo $\omega_i = 2\pi f_{bw_i}$ e f_{bw_i} a largura de faixa do controlador de corrente [17] e a função de transferência discreta do modelo do barramento CC é dado por [17]:

$$G_{dc}(z) = \frac{w_c(z)}{P_s(z)} = \frac{A_1(z + A_2)}{(z - 1)} \quad (4.31)$$

Sendo:

$$A_1 = \frac{2}{C_{dc}} \left(\frac{T_s}{1 - e^{-\omega_i T_s}} - \frac{1}{\omega_i} \right) \quad (4.32)$$

$$A_2 = \frac{1 - e^{-\omega_i T_s} - \omega_i T_s e^{-\omega_i T_s}}{\omega_i T_s - 1 + e^{-\omega_i T_s}} \quad (4.33)$$

O controlador PI discreto é definido como:

$$G_c(z) = k_{p_v} + \frac{k_{i_v} T}{(1 - z^{-1})} = \frac{k_{p_{i_v}}(z - \delta_v)}{z - 1} \quad (4.34)$$

Uma estratégia que pode ser considerada para o projeto do controlador consiste em determinar os ganhos do controlador de modo a cancelar o efeito do polo dominante da planta e ao mesmo tempo posicionar o polo do sistema em malha fechada em um local desejado do plano z [53]. Para evitar posicionar o zero do controlador na unidade, localização do polo da planta do barramento CC $G_c(z)$, este será posicionado à esquerda do polo da planta p_v , conforme ilustrado na Figura 4.25, onde δ_v adotado é igual a 0,98. Posicionar o zero à esquerda do polo da planta traz a vantagem de se ter um sistema com polos sempre reais [53].

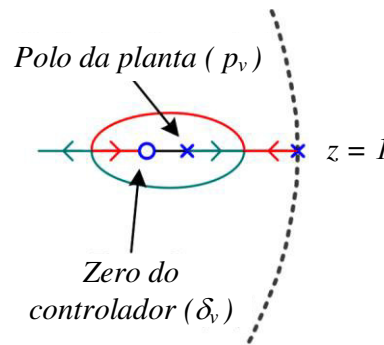


Figura 4.25 – Lugar das raízes para o posicionamento do zero do controlador à esquerda do polo da planta. Fonte: [53].

O ganho proporcional k_{piv} é responsável em alocar o polo dominante na frequência desejada. O ganho k_{piv} é determinado pelo método do lugar das raízes. Os ganhos proporcional e integrativo são então dados por (4.35) e (4.36) [17] e [53]:

$$\begin{aligned} k_{p_v} &= \delta_v k_{piv} \\ k_{i_v} &= \frac{k_{piv} - k_{p_v}}{T_s} \end{aligned} \quad (4.35)$$

A sintonia do controlador da tensão do barramento CC foi realizada para uma largura de faixa de 200Hz (1/10 da largura de faixa da malha de corrente) com um tempo de amostragem de $100\mu s$. Na Tabela 4.3 são apresentados os ganhos do controlador. Sendo o a capacitância do barramento CC igual a $C_{dc} = 6,25mF$.

Tabela 4.3. Ganhos do controlador PI da malha de tensão do barramento CC.

k_{p_v}	k_{i_v}
0,007449	0,16386

4.1.3 Sincronização com a tensão da rede

A sincronização com a rede elétrica é um dos aspectos mais importantes no controle de sistemas de condicionamento de energia ligados à rede elétrica e os principais parâmetros de interesse para conectar fontes de energias renováveis à rede usando conversores de potência são a amplitude, o ângulo de fase e frequência fundamental da tensão da rede [12].

Entre as várias técnicas de sincronização, os *PLLs* têm recebido muita atenção, principalmente devido à sua simplicidade, robustez e eficácia [71]. Um *PLL* é composto de três blocos fundamentais:

- Um detector de fase: o detector de fase deve gerar um sinal de erro proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e fase estimada internamente pelo *PLL* [39]
- Filtro passa baixa (FPB) ou controlador: O FPB sintetiza valores da frequência estimada para a rede, a partir de um controlador PI ou de um filtro com ganho [39]. O bloco FPB ajusta a frequência detectada até que o erro de fase seja nulo e

o regime permanente seja atingido. Esse bloco apresenta um filtro com característica passa baixa para componentes de alta frequência da saída do detector de fase [12].

- Oscilador controlado por tensão (*VCO* do inglês *voltage-controlled oscillator*). Este bloco gera em sua saída um sinal AC cuja frequência é alterada em relação a uma dada frequência central, ω_c , em função da tensão de entrada fornecida pelo FPB [12]. Para evitar que a integral que gera o ângulo θ cresça indefinidamente a infinito (positivo ou negativo), o seu valor é reiniciado cada vez que atingir 0 ou 2π , a depender da sequência de fase do sistema [39].

A principal diferença entre os diferentes *PLLs* geralmente está em como o detector de fase é implementado. Neste trabalho será utilizado o *DSOGI-PLL*. A estrutura do *DSOGI-PLL* é apresentada na Figura 4.26. A tensão da rede é utilizada como entrada e usando as transformadas de Clark são convertidas para o referencial estacionário ($\alpha\beta$) e então utilizadas como entrada de dois *SOGI*, devido aos dois integradores este *PLL* é conhecido como *DSOGI-PLL*.

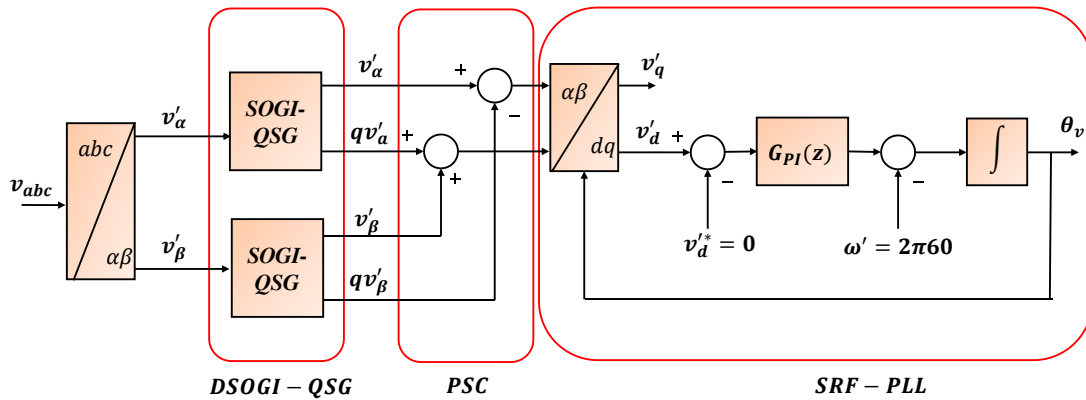


Figura 4.26 – Diagrama de blocos do *DSOGI-PLL*.

O *SOGI-QSG*, recebe esta denominação por gerar dois sinais em quadratura, (do inglês *quadrature-signals generation*) e as funções de transferência das duas saídas em quadratura do filtro adaptativo são [72]:

$$D(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (4.36)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (4.37)$$

A Figura 4.27a e a Figura 4.27b mostram as respostas em frequência das funções de transferência para $k = 0,1, 1$ e 4 e para $\omega' = 2\pi 60$ rad/s. Observa-se que a largura de faixa do *DSOGI* é determinado exclusivamente pela constante k e é independente da frequência central ω' . O baixo valor de k leva a uma largura de banda mais estreita e, portanto, melhor capacidade de filtragem.

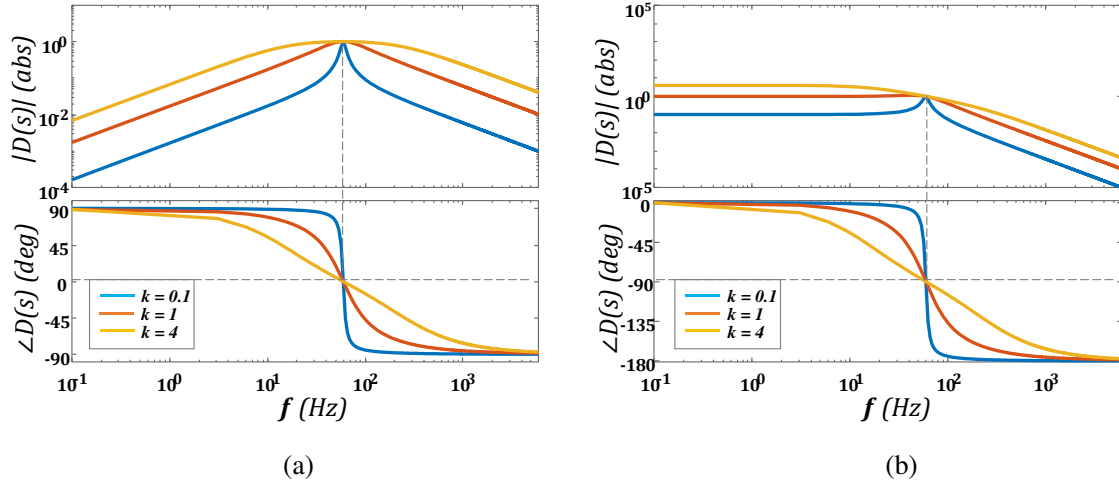


Figura 4.27 – Resposta em frequência da função de transferência do *SOGI* para diferentes valores de $k = [0,1 \ 1 \ 4]$: a) $D(s)$; b) $Q(s)$.

O bloco *PSC* (do inglês *Positive sequence calculation*) extrai as componentes de sequência positiva com base nas componentes $\alpha\beta$ das tensões de fase rede [17]. Utilizar o *PSC* apresenta a vantagem de melhorar os resultados detectados pelo *PLL* na presença de rede desbalanceadas e com conteúdo harmônico [17]. Também é fácil de ser implementado digitalmente [73].

As componentes de sequência positiva são calculadas a partir das componentes de tensão no referencial estacionário.

$$v_{\alpha}^{+} = \frac{1}{2}(v_{\alpha} + qv_{\beta}) \quad (4.38)$$

$$v_{\beta}^{+} = \frac{1}{2}(v_{\alpha} - qv_{\beta}) \quad (4.39)$$

Por fim as tensões v_{α}^{+} e v_{β}^{+} são convertidas para o referencial síncrono (dq) e o sinal v_q^{+} é aplicado na entrada do FPB. Como consequência a frequência fundamental da rede (ω_e) e o ângulo de fase do vetor de tensão são estimados. A frequência estimada para o componente fundamental da rede é realimentada para adaptar a frequência central ω' do

DSOGI [74]. Na implementação no domínio discreto, a discretização do *PLL* pode ser realizado pelas aproximação de *Backward Euler*, *Forward Euler* e a aproximação de Tustin [17] e [72]. Na Tabela 4.4 é mostrada a relação entre o integrador no domínio contínuo com o integrador discreto utilizando esses métodos.

Tabela 4.4. Métodos de discretização e relação entre o domínio contínuo e discreto [17], [72], [73] e [75].

Método de discretização	Relação
<i>Backward Euler</i>	$\frac{1}{s} = T_s \frac{z}{z - 1}$
<i>Forward Euler</i>	$\frac{1}{s} = T_s \frac{1}{z - 1}$
<i>Tustin</i>	$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{2} \frac{z + 1}{z - 1}$

Entretanto, somente o método de Tustin apresenta ângulo de fase igual a -90° em toda a faixa de frequência. Essencial para v' e qv' sejam defasados 90° , como pode ser observado na Figura 4.28.

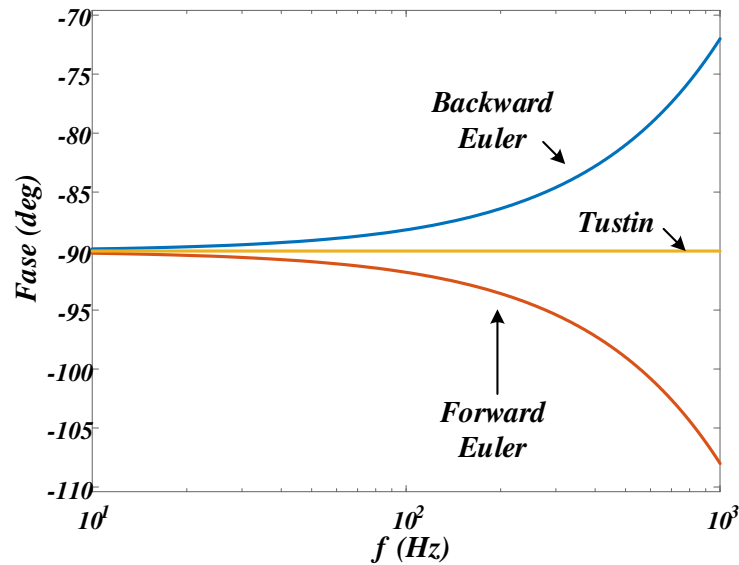


Figura 4.28 – Diagrama de fase do integrador discreto aproximado pelos métodos *Backward Euler*, *Forward Euler* e Tustin.

Na Figura 4.29 são mostrados os modelos do *SOGI* no domínio contínuo e no domínio discreto.

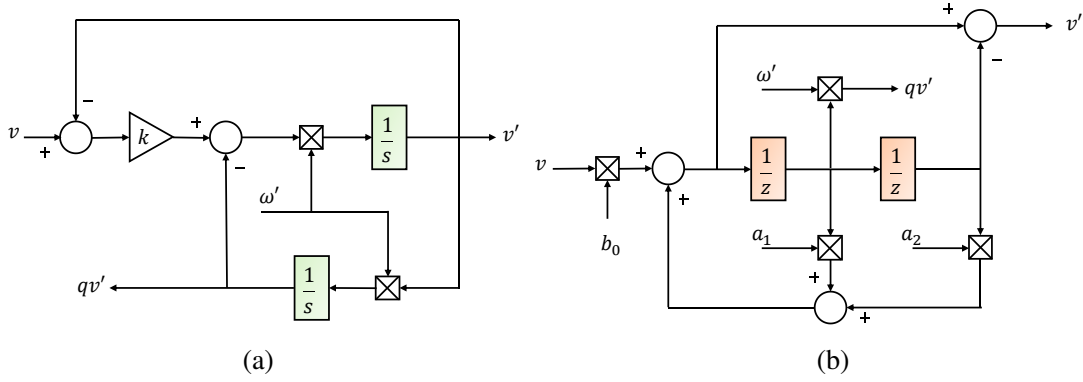


Figura 4.29 – Estrutura do *SOGI* a) no domínio contínuo e b) no domínio discreto usando Tustin. Fonte: Adaptado de [75].

Sendo, na Figura 4.29, as variáveis a_1, a_2 e b_0 determinadas pelas equações de (4.40) a (4.45) [17].

$$a_1 = \left(\frac{8}{T_s} - 2\omega'^2 \right) \frac{1}{a_0} \quad (4.40)$$

$$a_2 = \left(\frac{2A}{T_s} - \frac{4}{T_s^2} - \omega'^2 \right) \frac{1}{a_0} \quad (4.41)$$

$$A = 2k\omega' \quad (4.42)$$

$$b_0 = \frac{2A}{T_s} \frac{1}{a_0} \quad (4.43)$$

$$b_1 = \frac{A\omega'}{a_0} \quad (4.44)$$

$$a_0 = \frac{4}{T_s^2} + \frac{2A}{T_s} + \omega'^2 \quad (4.45)$$

A sintonia do *PLL* discreto foi realizada conforme apresentado em [17]. A Figura 4.30 e Figura 4.31 mostram os modelos de pequenos sinais do *PLL* no domínio contínuo e no domínio discreto no referencial síncrono (dq), respectivamente.

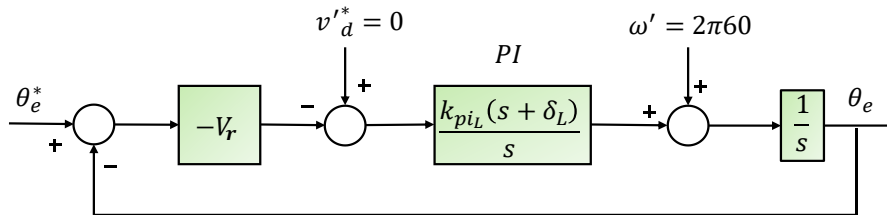


Figura 4.30 – Diagrama de blocos do modelo linear do *PLL* no referencial dq (no domínio contínuo). Fonte: Adaptado de [17].

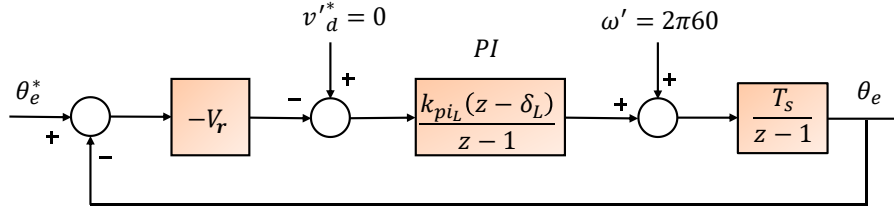


Figura 4.31 – Diagrama de blocos do modelo linear no domínio discreto do *PLL* no referencial dq. Fonte: Adaptado de [17].

Os ganhos do controlador PI discreto foram determinados pelas equações (4.46) e (4.47) [17].

$$k_{p_L} = \delta_L k_{pi_L} \quad (4.46)$$

$$k_{i_L} = \frac{k_{p_L} - k_{pi_L}}{T_s} \quad (4.47)$$

Sendo δ_L e k_{pi_L} dados por (4.48) e (4.49) [17], respectivamente.

$$\delta_L = \frac{1 - e^{-2\zeta\omega_n T_s}}{2[1 - e^{-\zeta\omega_n T_s} \cos(\omega_d T_s)]} \quad (4.48)$$

$$k_{pi_L} = \frac{2[1 - e^{-\zeta\omega_n T_s} \cos(\omega_d T_s)]}{V_r T_s} \quad (4.49)$$

Em que V_r é a tensão de fase da rede, δ_L zero do controlador PI discreto, k_{pi_L} o ganho do controlador PI do *PLL* no domínio discreto. O valor de ω_n , dado por (4.52), é determinado em função da largura de faixa desejada para o *PLL* e do valor estabelecido para ζ .

$$\omega_n = \omega_c \sqrt{\sqrt{d^2 + 1} - d} \quad (4.50)$$

$$d = 1 + 2\zeta^2 \quad (4.51)$$

Sendo ω_c a largura de faixa do *PLL*, em rad/s.

O *DSOGI-PLL* é afetado pela presença de nível CC na tensão de entrada. Os níveis CC podem ocorrer devido ao offset no sensor de tensão e nos conversores analógico/digital [76]. Se houver um nível CC na tensão de entrada, a componente em quadratura qv' no *SOGI* também conterà um nível CC [76] e [17]. Para ter um

desempenho adequado quando a entrada para o *PLL* contiver nível CC, duas abordagens podem ser seguidas: i) reduzir ainda mais a largura de faixa *PLL* ou ii) modificar a estrutura do *SOGI* para cancelar o nível CC [76]. Na Figura 4.32, mostra-se o diagrama de blocos do *SOGI* discreto com a modificação para rejeição de nível CC.

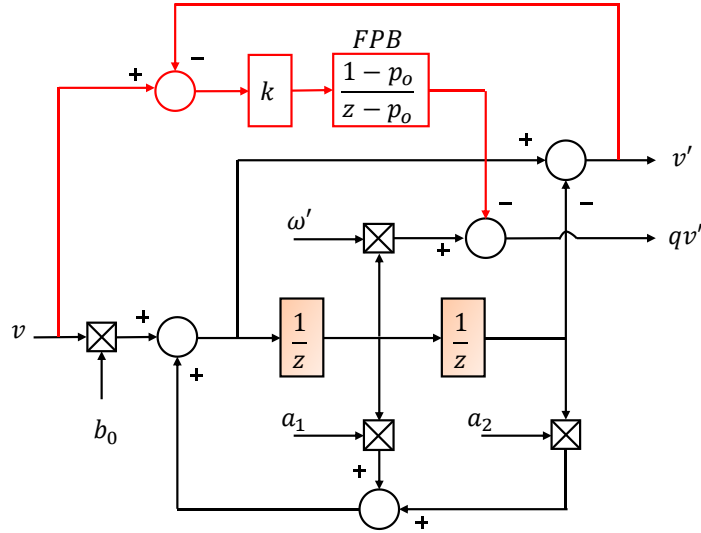


Figura 4.32 – Diagrama de blocos do *SOGI* com modificação para rejeição de nível CC. Fonte: Adaptado de [17].

O filtro passa-baixa de primeira ordem é implementado de acordo com (4.52) e (4.53), sendo ω_o a largura de faixa do filtro em rad/s [17].

$$FPB = \frac{1 - p_o}{z - p_o} \quad (4.52)$$

$$p_o = e^{-\omega_o T_s} \quad (4.53)$$

Na Tabela 4.5 são mostrados os ganhos obtidos quando o *PLL* é sintonizado para uma largura de faixa de 100Hz e adotando $\zeta = 0,707$ e com $T_s = 100\mu s$. O filtro passa-baixa para rejeição de nível CC foi sintonizado para 1/10 da largura de faixa do *PLL*, $\omega_o = 2\pi 10$ rad/s.

Tabela 4.5. Ganhos do *DSOGI-PLL* e do Filtro Passa-Baixa

k_{p_L}	k_{i_L}	p_o
422,5443	$9,1206 \times 10^4$	0,9637

4.2 Controle do Lado do Gerador

4.2.1 Topologia ponte trifásica a diodo e conversor *boost*

Na Figura 4.33 é apresentada a topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost*.

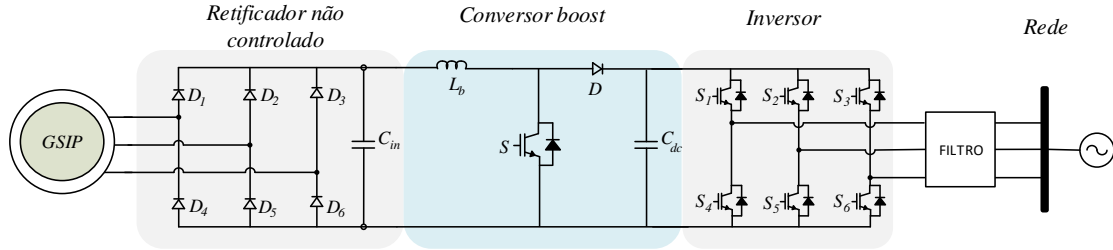


Figura 4.33 – Topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost*.

Na Figura 4.34 apresenta-se a malha para a máxima extração de energia pela turbina com retificador ponte trifásica a diodo e conversor *boost* [23] e [77]. A técnica utilizada para busca do ponto de máxima potência foi o controle por realimentação de potência (PSF). Os argumentos para se utilizar esta técnica já foram feitos no início deste trabalho e a mesma pode ser utilizada em qualquer topologia de conversor. O controle da potência ativa é realizado pelo controle da corrente no indutor do conversor *boost*. Como é difícil de se obter a estimativa de perdas no núcleo para um GSIP sem a caracterização adequada do mesmo, considera-se somente as perdas no cobre e a referência de potência elétrica é calculada pela equação (4.54) [23].

$$P_e^* = P_m - P_{cu} = P_m - 3R_s I_f^2 \quad (4.54)$$

Sendo P_e^* a referência potência elétrica e I_f a corrente RMS por fase do GSIP. A relação entre a corrente RMS no estator e a corrente no indutor do conversor *boost* I_{L_b} é dado por [35], [77]:

$$I_f = \frac{\sqrt{6}}{3} I_{L_b} = 0,8165 I_{L_b} \quad (4.55)$$

Desconsiderando as perdas no retificador, a referência da corrente no indutor é a razão entre a referência de potência e a tensão de entrada do conversor *boost*.

$$i_{L_b}^* = P_e^* / v_{in} \quad (4.56)$$

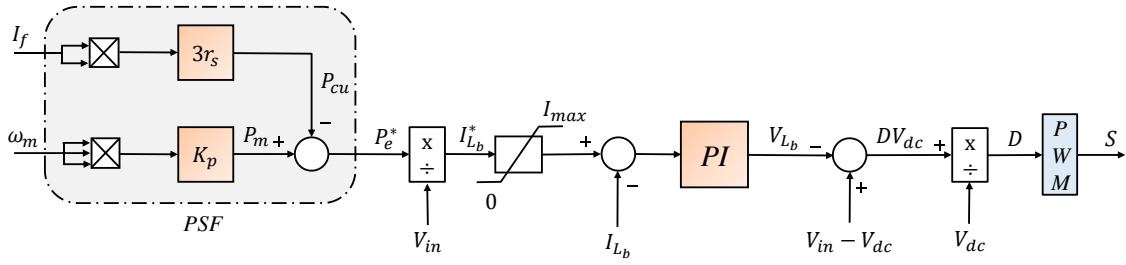


Figura 4.34 - Diagrama de blocos do MPPT incluindo a malha de controle da corrente do conversor *boost* com o PSF.

O controlador PI na Figura 4.34 é o controlador de corrente do conversor *boost*. A Figura 4.35 apresenta o diagrama em blocos da malha de corrente do indutor do conversor *boost*.

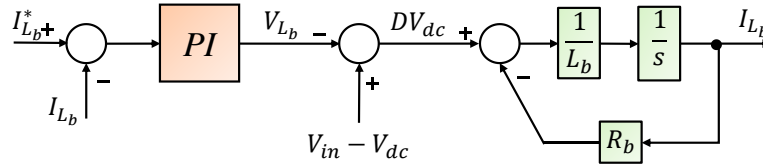


Figura 4.35 - Diagrama em blocos da malha de corrente do conversor *boost*.

Os parâmetros do conversor *boost* são $L_b = 1,5mH$ e $R_b = 0,1\Omega$. A Figura 4.36 ilustra o diagrama de blocos discreto utilizado para a sintonia do controlador da corrente do conversor *boost*.

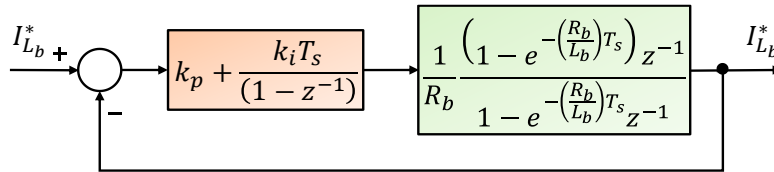


Figura 4.36 – Diagrama de blocos discreto da malha de corrente do conversor *boost*.

A sintonia do controlador de corrente foi realizada seguindo a mesma metodologia utilizada para sintonizar o controlador da tensão do barramento CC. O zero do controlador ($\delta_c = 0,98$) é alocado próximo ao polo dominante da planta ($p = 0,9934$). A malha de controle de corrente do conversor *boost* foi sintonizada para uma largura de faixa de 700Hz com um tempo de amostragem de $100\mu s$. Na Tabela 4.6 são apresentados os ganhos do controlador.

Tabela 4.6. Ganhos do controlador PI de corrente do conversor *boost*.

k_p	k_i
3,5758	729,7489

Na Figura 4.37 é mostrada a variação do coeficiente de potência C_p quando a turbina fica submetida a um vento de velocidade constante de 8m/s. Nota-se que o *PSF* aplicado ao retificador trifásico à diodo e conversor *boost* não alcança o ponto de máxima potência. Verifica-se uma diferença entre $C_{p_{otm}}$ e o C_p obtido pelo *MPPT*, C_p (*MPPT*). Como não há controle da tensão terminal do gerador, a mesma reduz com o aumento da carga. Devido à essa redução de tensão a potência de saída do gerador é menor do que deveria ser no *MPP*. Consequentemente, o algoritmo de *MPPT* não consegue rastrear o ponto de máxima potência de operação da turbina e, portanto, C_p é inferior aquele que caracteriza a operação no *MPP*.

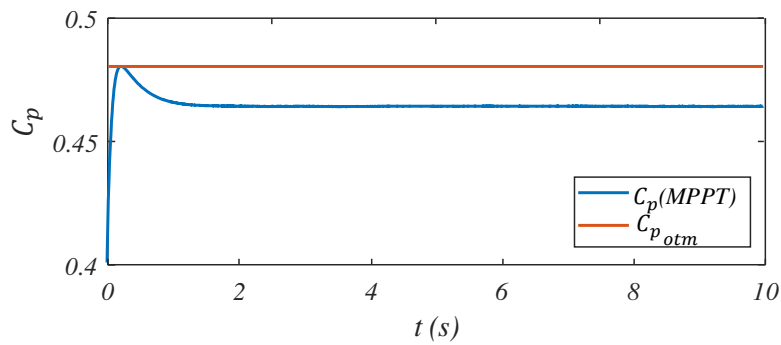


Figura 4.37 – variação de C_p para vento constante.

Em baixas altitudes o escoamento do ar sofre influência do relevo e obstáculos presentes na superfície, o que geram ventos turbulentos. A fim de avaliar o comportamento do *MPPT* o sistema foi submetido a um perfil de vento turbulento apresentado na Figura 4.38 e na Figura 4.39 verifica-se a variação do coeficiente de potência para esse perfil de vento. Na Figura 4.39 observa-se uma oscilação no coeficiente de potência, isso porque o *PSF* age de acordo com a variação da velocidade de rotação da turbina, e não com a velocidade do vento. Assume-se que a resposta dinâmica do sistema mecânico é bem mais lenta que a dinâmica do vento. Porém, o valor médio do coeficiente de potência é aproximadamente igual ao observado na Figura 4.37. Pelas mesmas razões, o valor ótimo de C_p não é alcançado.

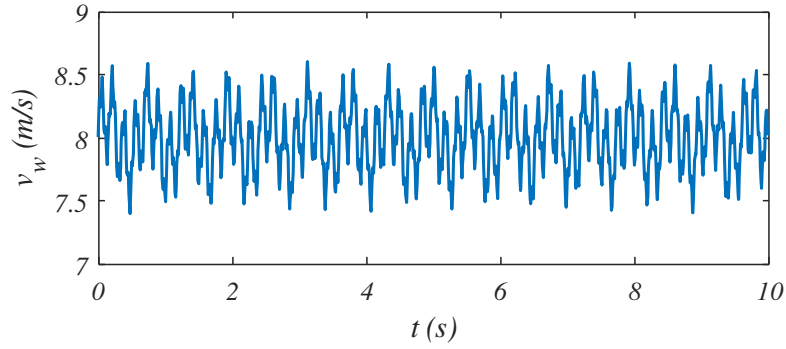


Figura 4.38 – Perfil de vento turbulento

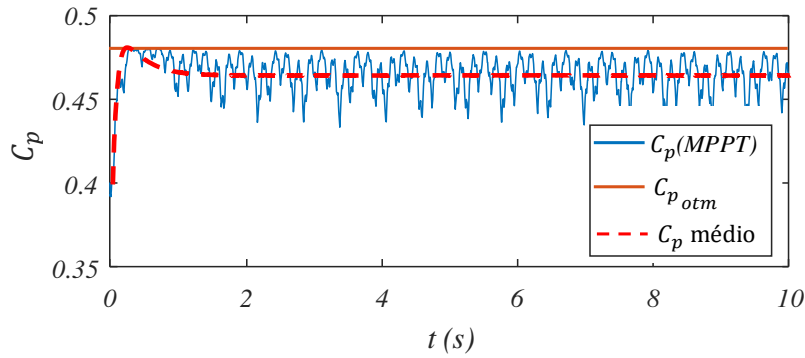


Figura 4.39 –variação de C_p para vento turbulento.

4.2.2 Topologia *Back-to-back*

Na Figura 4.40 é apresentado a topologia do conversor *back-to-back*. Nesta topologia, o controle de corrente é implementado para controlar as correntes no estator do gerador. A Figura 4.41 mostra o diagrama de blocos para o controle das correntes do GSIP elaborado com base em (3.10) e (3.11). A realimentação de $+\omega_r L_{ds} i_{ds}$ para o eixo-q e $-\omega_r L_{qs} i_{qs}$ para o eixo-d no controle é para realizar o desacoplamento entre os eixos q e d resultante da transformação de referencial. A adição de $\omega_r \lambda_r$ no controle é para compensar a ação da perturbação da tensão interna do gerador sobre o controle de corrente.

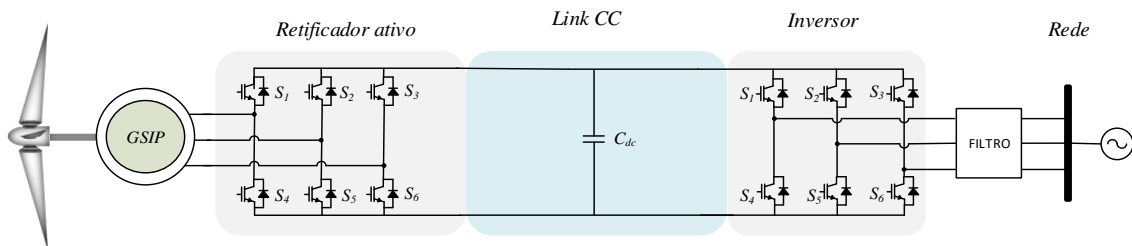


Figura 4.40 – Topologia *back-to-back*.

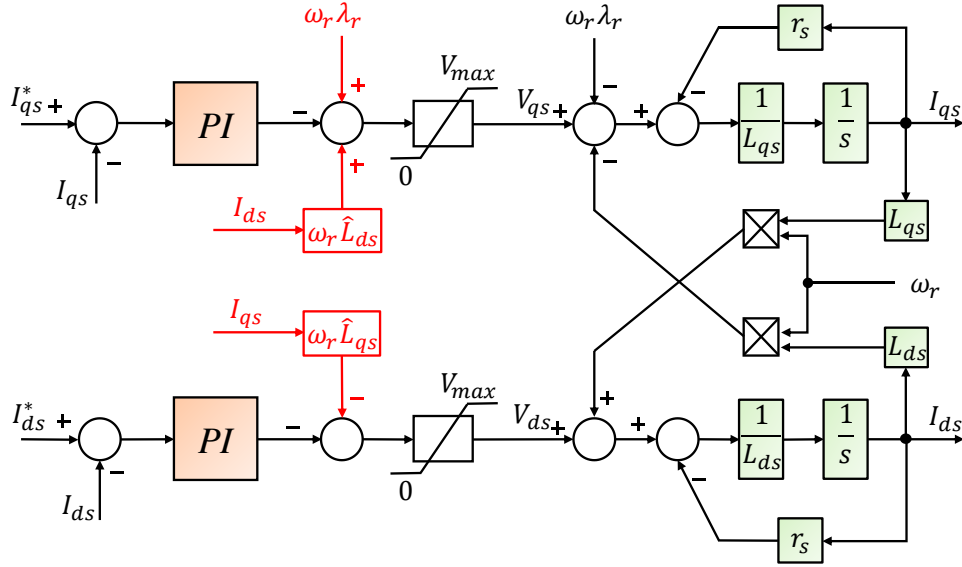


Figura 4.41 – Diagrama em blocos das malhas de corrente do GSIP.

O saturador na Figura 4.41 é para não permitir a operação do gerador como motor, evitando o fornecimento de energia do barramento CC para o gerador. Admitindo-se que os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q e os efeitos das perturbações tenham sido idealmente compensados a dinâmica da corrente no estator do gerador podem ser definidas por [17], [22] e [78]:

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{1}{L_{qs} + r_s} \quad (4.57)$$

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{1}{L_{ds} + r_s} \quad (4.58)$$

O diagrama de blocos discreto para controle da corrente do GSIP quando os desacoplamentos são realizados é igual ao diagrama mostrado na Figura 4.36. Sendo os valores da indutância do gerador e sua resistência série equivalente iguais a: $L_{ds} = L_{qs} = 4,48mH$ e $r_s = 0,5\Omega$. A sintonia dos ganhos do controlador PI foi realizada alocando-se o zero do controlador em $\delta_c = 0,98$ à esquerda do polo dominante da planta ($p = 0,9889$). A malha de controle de corrente do GSIP foi sintonizada para uma largura de faixa de 700 Hz com um tempo de amostragem de $100\mu s$. Na Tabela 4.7 são apresentados os ganhos do controlador.

Tabela 4.7. Ganhos do controlador PI de corrente do GSIP.

k_p	k_i
10,7317	2,1901x10 ³

A potência de referência na saída do *PSF* serve como entrada para determinar a referência de corrente de eixo-q. Sendo a potência ativa nos terminais do gerador dada por:

$$P_g = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds}) \quad (4.59)$$

Como i_{ds} foi definido igual a zero, a potência ativa depende somente de v_{qs} e i_{qs} . Sendo $v_{qs} = -r_s i_{qs} - \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \lambda_r$ a tensão de eixo q, desprezando-se as quedas de tensão devido as variações (derivadas) das correntes nas indutâncias do estator (ver equações (3.10) e (3.11) [78], [79] e [80]). Substituindo v_{qs} na equação de potência, tem-se:

$$P_g = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs}) = \frac{3}{2} [(-r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_r) i_{qs}] \quad (4.60)$$

$$P_g = \frac{3}{2} (-r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_r) i_{qs} \quad (4.61)$$

Através de (4.61), observa-se que a potência gerada P_g nos terminais do GSIP é diretamente proporcional a i_{qs} , portanto a partir de (4.62) é possível determinar uma referência de corrente para o eixo-q:

$$i_{qs}^* = \frac{P_g^*}{\frac{3}{2} v_{qs}} = \frac{P_g^*}{\frac{3}{2} (-r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_r)} \quad (4.62)$$

Observa-se que a componente do eixo q da corrente do estator do gerador é usada principalmente para controlar a velocidade de rotação do gerador. A componente do eixo-d da corrente do estator é usada para implementar o controle com diferentes objetivos, incluindo o controle *ZDC* (do inglês *Zero d-axis Current*) e o controle *UPF* (do inglês *Unity Power Factor*) [78]. O *ZDC* é uma das estratégias de controle mais aplicadas em GSIP, onde a corrente de eixo-d é definida igual a zero, ($i_{ds} = 0$). Esta estratégia tem como vantagem a simplicidade, além de menores perdas no estator em comparação ao *UPF* por garantir corrente mínima ($i_s = i_{qs}$) para se produzir um determinado conjugado [3]. Entretanto, essa estratégia provoca uma redução do fator potência do gerador. Essa

redução fica evidente ao se observar a equação de potência reativa (4.63) e (4.64) nos terminais do gerador:

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \quad (4.63)$$

Para $i_{ds} = 0$, tem-se:

$$Q_g = -\frac{3}{2}v_{ds}i_{qs} \quad (4.64)$$

Quanto maior i_{qs} , maior a potência reativa e consequentemente menor o fator de potência.

O *UPF* pode ser implementado através de malha de potência ativa e reativa externa à malha de corrente [22], [3], através da reorientação do fluxo do estator [78], ou definindo-se uma referência de corrente para o eixo-d diferente de zero, $i_{ds}^* \neq 0$, sendo essa referência calculada por [3]:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_r}{2L_{qs}} = \frac{\lambda_r}{2L_{ds}} \quad (4.65)$$

Na Figura 4.42 apresenta-se a malha para a máxima extração de energia do vento pela turbina com a topologia *back-to-back*. O controle da potência ativa é realizado pelo controle da corrente I_{qs} do estator. A referência de potência P_m^{otm} gerada pelo *PSF* de acordo com a velocidade do rotor.

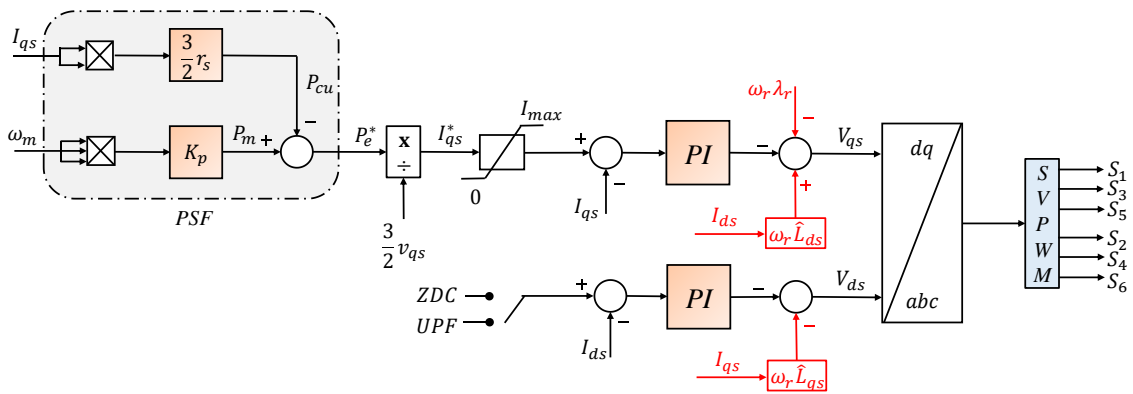


Figura 4.42 – Diagrama de blocos do *MPPT* incluindo a malha de controle da corrente do GSIP com o *PSF*.

Diferente da topologia anterior, ponte trifásica a diodo e conversor *boost* (veja a Figura 4.43), o *MPPT* alcança o coeficiente de potência ótimo $C_{p_{otm}}$ da turbina para ventos de velocidades constantes e possui pouca variação entorno do C_p para ventos turbulentos com apresentado na Figura 4.44. A razão disso acontecer é devido à relação direta entre a corrente do estator com a potência gerada e a velocidade de rotação de rotação da turbina, equação (4.62). Uma vez que a potência de referência fornecida pelo *MPPT* esteja correta a turbina operará no ponto de máxima potência.

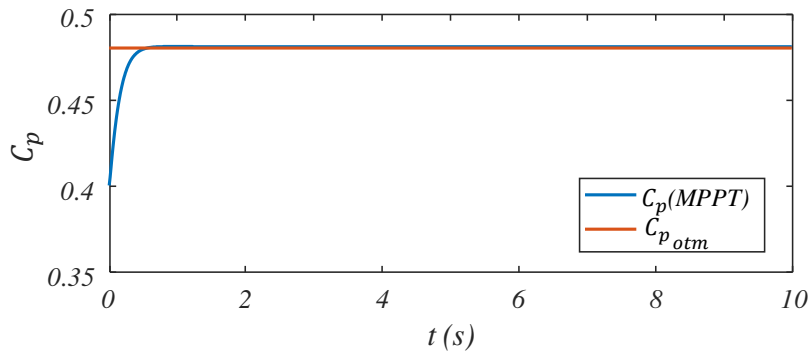


Figura 4.43 – Variação de C_p para vento constante.

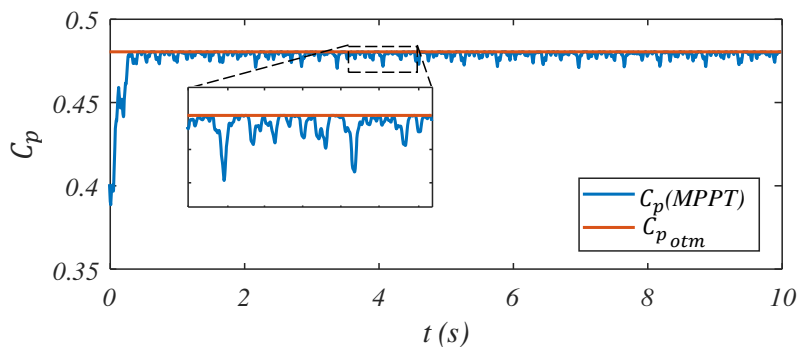


Figura 4.44 – Variação de C_p para vento turbulento.

Os resultados na Figura 4.43 e Figura 4.44 são independentes da utilização do *ZDC* ou *UPF*, como mostrado na Figura 4.45.

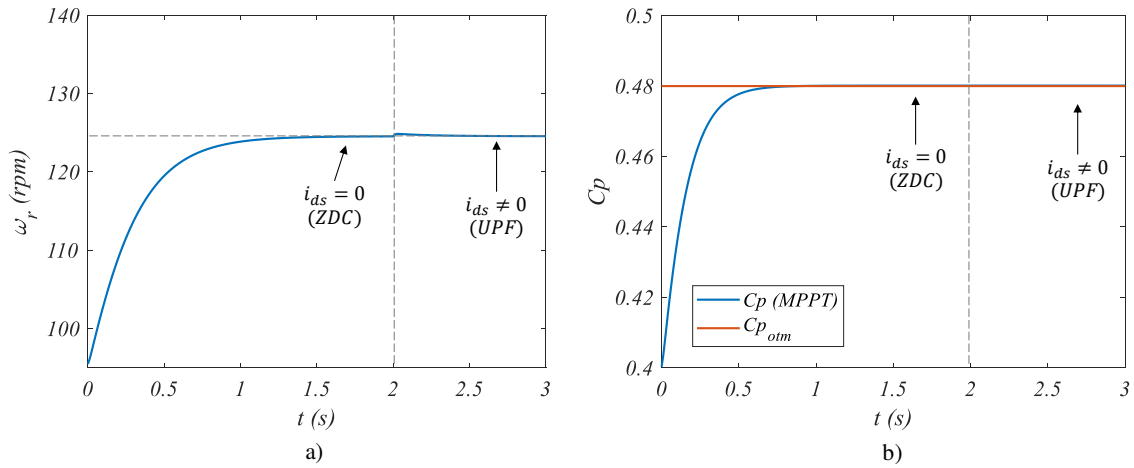


Figura 4.45 – a) velocidade de rotação do eixo do gerador; b) Coeficiente de potência.

Figura 4.45 observa-se que independente da referência de corrente no eixo-d não há alteração na velocidade de rotação do eixo do gerador, consequentemente o coeficiente de potência se mantém. Entretanto, observa-se que o *ZDC* tem o fator de potência reduzido e menores perdas em comparação ao *UPF* com fator de potência unitários e perdas maiores como mostrado na Figura 4.46.

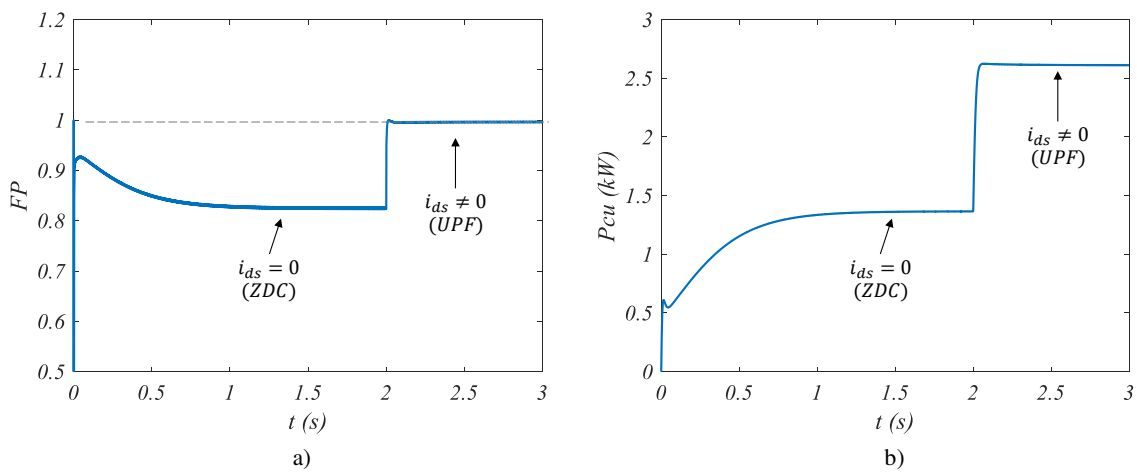


Figura 4.46 – a) comportamento do fator de potência ao se utilizar o *ZDC* ou *UPF*. b) Perdas no cobre do estator ao utilizar o *ZDC* ou *UPF*.

Conforme mostrado nos resultados da Figura 4.46, é evidente que a melhor opção de controle é o *ZDC* quando se deseja uma maior quantidade de energia gerada, ou seja, definindo-se a corrente de eixo d igual a zero pois as perdas são menores, consequente maior a conversão de potência mecânica em potência elétrica.

4.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os efeitos do atraso computacional em sistemas digitais dos quais são: 1) redução da margem de fase, 2) a limitação da largura de faixa do controlador e 3) a redução do fator de amortecimento são efeitos observados pela inserção do atraso computacional. Foi demonstrado que a utilização de uma compensação em avanço na parte proporcional do controlador permite aumentar a largura de faixa do controlador e ainda alcançar um sistema de malha fechada com razoável amortecimento.

Foram realizados o projeto do controlador de corrente injetada na rede e o controle da tensão do barramento CC. O controlador utilizado para a corrente injetada na rede foi controlador PR, onde também foi demonstrada o efeito do atraso na parte ressonante do controlador, sendo: picos entrono das frequências de ressonância na resposta em frequência de malha fechada. Os picos são indesejáveis pois degradam o desempenho do controlador por amplificar ruídos e também implica que qualquer desvio de frequência levaria a mudanças drásticas de ganho. Para minimizar os efeitos do atraso na parte ressonante uma compensação de fase foi utilizada, permitindo reduzir os picos.

Durante o projeto do controlador PR foram observados limites que facilitam a sintonia do controlador e a análise de estabilidade usando a teoria clássica de controle que são: 1) para evitar múltiplas frequências de cruzamento na magnitude 0 dB, a frequência de cruzamento deve ser maior que a frequência da maior componente harmônica a se compensar $f_c > 7f_1$.

Também foram apresentados a malha para máxima extração de potência, o *MPPT*, e o projeto do controle de corrente para ambas as topologias estudadas, onde destaca-se:

- 1) Para a topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost* o *PSF* implementado não alcança o coeficiente de potência ótimo da turbina porque a referência de potência ativa gerada pelo *MPPT* é maior do que deveria ser resultando em uma velocidade de rotação diferente da velocidade para operação no ponto de máxima potência. Foi observado que a turbina opera com um coeficiente de potência menor em relação ao coeficiente de potência ótimo C_{Potm} .
- 2) Para o *Back-to-back* foi observado que o *MPPT* implementado faz com que a turbina opere no ponto de máxima potência (c_{potm} e λ_{otm}). Pode ser projetado para gerar o máximo conjugado por ampère reduzindo as perdas nos estator, mas

trabalhando com fator de potência menor que a unidade. Também pode ser projetado para trabalhar com fator de potência unitário em contrapartida aumenta as perdas nos estator.

- 3) Verifica-se que a adotar o *ZDC* como estratégia de controle é a mais indicada para a topologia com o conversor *back-to-back*.

Capítulo 5

5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS

Neste capítulo é apresentado um estudo comparativo entre as duas topologias de circuitos objeto deste trabalho, através de resultados de simulação. As simulações foram realizadas no ambiente MATLAB/Simulink com modelos chaveados dos conversores.

Objetivo das simulações é avaliar o desempenho dos sistemas e dos controles implementados, tanto dinamicamente quanto em regime permanente.

5.1 Descrição dos sistemas analisados

Na Figura 5.1 mostra-se uma representação da topologia de conversor em ponte trifásica a diodo e conversor *boost*, bem como a representação dos controles projetados e sintonizados durante o trabalho. Os controles estão divididos em: controle do lado gerador e controle do lado da rede, sendo o controle do lado gerador responsável por implementar o algoritmo *MPPT* enquanto o controle do lado da rede realiza o controle da tensão do barramento CC, o controle da potência ativa e reativa injetada na rede. A potência extraída pela turbina é medida na saída da ponte trifásica a diodo, medindo a corrente I_{L_b} que passa pelo indutor e a tensão de entrada do conversor *boost* V_{in} . A tensão e corrente medida é utilizada na implementação do algoritmo *MPPT* juntamente com a velocidade de rotação da turbina ω_m . O controle da velocidade de rotação da turbina é realizado pela variação do ciclo de trabalho d . Para obter o ciclo de trabalho necessário para manter o gerador operando no ponto de máxima potência a medição e manutenção da tensão do barramento em um valor fixo se faz necessário. O controle da tensão do barramento CC é realizado pelo inversor conectado no lado da rede. Este controle também é responsável em controlar a corrente injetada na rede. Conectado ao inversor há o filtro LCL responsável em atenuar componentes harmônicas de alta frequência na tensão de saída do inversor.

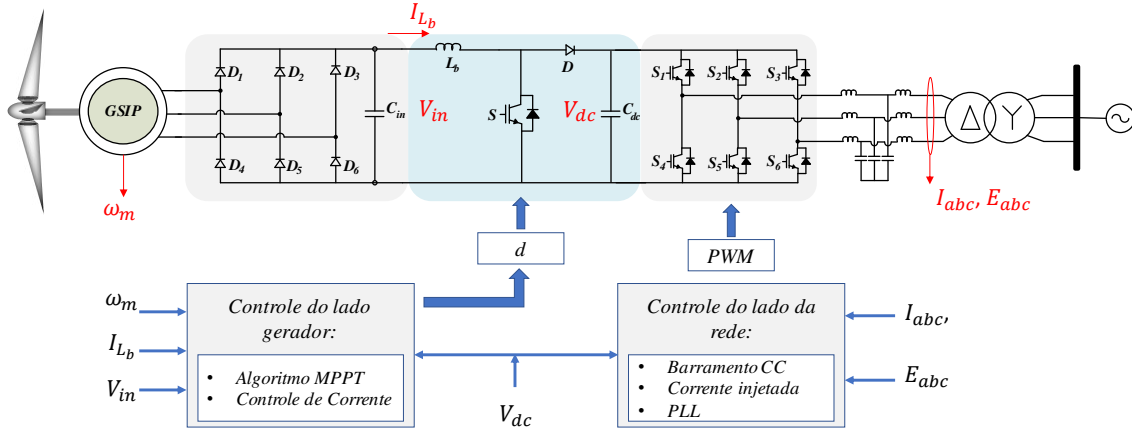


Figura 5.1 – Diagrama da topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost* e os controles projetados.

A topologia de conversor mostrada na Figura 5.2 é a topologia *back-to-back*. O controle do lado da rede é exatamente o mesmo da topologia anterior. O controle do lado gerador tem a função de implementar o algoritmo *MPPT*. Para o *back-to-back* é necessário medir ou conhecer a posição do rotor para implementar o *MPPT*.

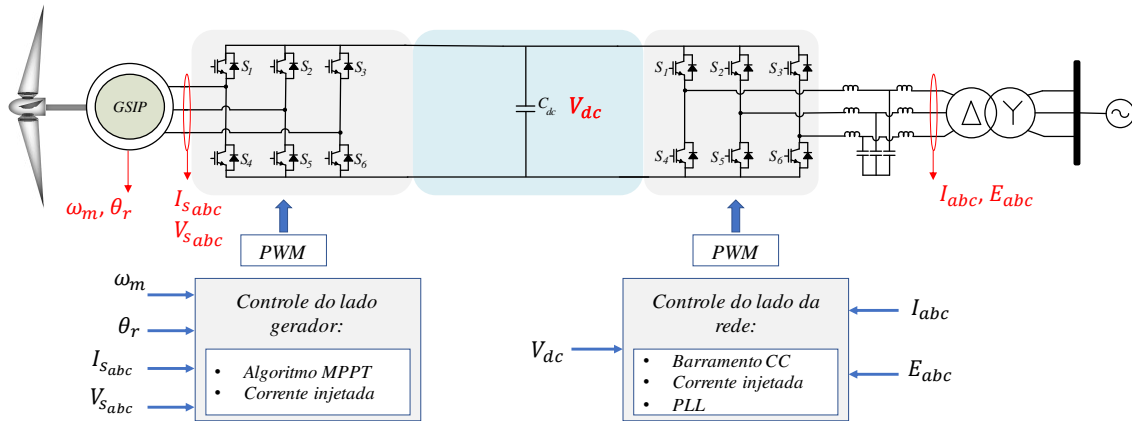


Figura 5.2 – Diagrama da topologia *back-to-back* e os controles projetados.

Na Tabela 5.1 são apresentados os parâmetros do sistemas da turbina e na Tabela 5.2 os ganhos dos controladores sintonizados.

Tabela 5.1. Parâmetros da turbina de 10 kW

GSIP e Turbina	Valor
Potência nominal do gerador (kW)	15
Pares de polos, P	19
Fluxo magnético, λ_r (V.s/rad.)	0,36516
Indutância do estator, $L_{ds} = L_{qs}$ (mH)	4,48
Resistencia do estator, r_s (Ω)	0.5
Inercia do sistema, J ($kg.m^2$)	55
Atrito viscoso, B ($Nm/(rad./s)$)	1,59
Diâmetro da pá da turbina (m)	7
Coefficiente de potência ótimo (C_{potm})	0,48
Razão de velocidade de ponta (λ_{otm})	5,7
Conversor boost	
Indutância L_b (mH)	1,5
Resistência série equivalente, R_b (Ω)	0,5
Capacitor de entrada, C_{in} (μF)	500
Frequência de chaveamento, (kHz)	10
Barramento CC	
Capacitor do barramento CC, C_{dc} (mF)	6,25
Tensão do barramento CC, V_{dc} (V)	400
Parâmetros do Filtro LCL	
Indutor L_1 , (μH)	750
Resistencia serie equivalente de L_1 , (Ω)	0,4
Indutor L_1 , (μH)	100
Resistencia serie equivalente de L_2 , (Ω)	0,143

Tabela 5.2. Ganhos dos controladores

Controle da corrente no GSIP	Valor
Ganho proporcional, k_p	10,7317
Ganho integral, k_i	2,1901 x 10 ³
Tempo de amostragem, Ts (μs)	100
Largura de faixa do controlador, f_{bw} (Hz)	700
Controle da corrente do conversor boost	
Ganho proporcional, k_p	3,5758
Ganho integral, k_i	729,7489
Tempo de amostragem, Ts (μs)	100
Largura de faixa do controlador, f_{bw} (Hz)	700
Controle da tensão do barramento CC	
Ganho proporcional, k_p	0,007449
Ganho integral, k_i	0,26386
Tempo de amostragem, Ts (μs)	100
Largura de faixa do controlador, f_{bw} (Hz)	200
Controle da corrente do injeta na rede	
Ganho proporcional, k_p	3,2574
Ganho do compensador em avanço, k_L	0,2304
Ganho integral, k_i	30

Fator de amortecimento, ξ	0,9
Frequência natural, ω_n (rad./s)	$1,036 \times 10^4$
Tempo de amostragem, T_s (μs)	100
Largura de faixa do controlador, f_{bw} (Hz)	2000

5.2 Análise dos resultados

5.2.1 Análise da topologia em ponte trifásica com conversor *boost*

Na Figura 5.3 apresenta-se as formas de ondas da tensão e corrente na fase *a* do estator, em regime permanente, para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*.

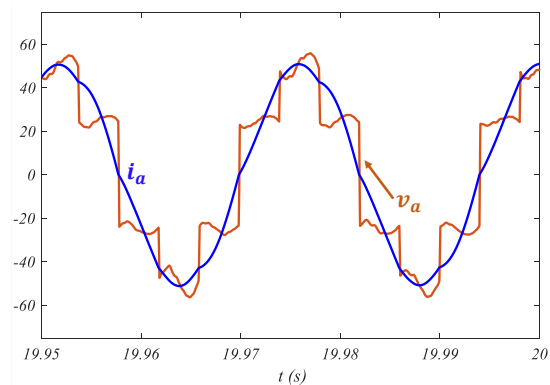


Figura 5.3 – Tensão e corrente da fase *a* para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*.

Observa-se da Figura 5.3 que o GSIP quanto utilizado em conjunto com a ponte trifásica a diodo opera com fator de potência próximo à unidade. A forma de onda distorcida da tensão de fase é devido à alta indutância do estator do gerador e a característica intrínseca da ponte trifásica à diodo, que introduz harmônicos de baixa ordem nas correntes do lado CA da ponte retificadora. No tocante a corrente, verifica-se que a forma de onda da corrente da fase *a* do gerador aproxima-se de uma senoide, sendo essa característica também devido ao alto valor da indutância do gerador, que filtra o conteúdo harmônico presente na mesma.

Além da distorção harmônica introduzida na tensão terminal do gerador, essa topologia também apresenta a desvantagem de provocar redução da tensão terminal com o aumento da potência gerada. Isso é devido a indutância relativamente alta do estator do gerador que, conseqüentemente, aumenta o valor da reatância síncrona ($\omega_r L_{ds}$) com o

aumento da frequência (velocidade de rotação) do gerador, como pode ser observada de (5.1) e (5.2), derivadas de (3.10) e (3.11).

$$v_s = \sqrt{v_{qs}^2 + v_{ds}^2} \quad (5.1)$$

$$v_s = \sqrt{(-r_s i_{qs} - \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \lambda_r)^2 + (-r_s i_{ds} + \omega_r L_{qs} i_{qs})^2} \quad (5.2)$$

A Figura 5.4 mostra as curvas da velocidade de rotação (a) e do coeficiente de potência da turbina (b). Verifica-se que a velocidade de rotação da turbina é maior do que a referência de velocidade para operação no ponto de máxima potência. Pode se associar este efeito à queda de tensão terminal do gerador. Devido à essa redução de tensão a potência de saída do gerador é menor do que deveria ser no *MPP*. Consequentemente, o algoritmo de MPPT não consegue rastrear o ponto de máxima potência de operação da turbina, fazendo com que ela opere com velocidade acima daquela do seu MPP.

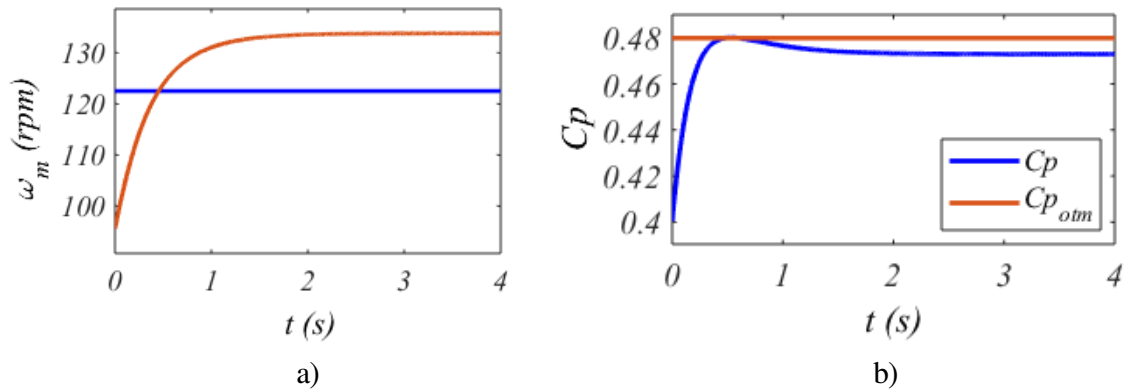


Figura 5.4 – Velocidade de rotação da turbina para e coeficiente de potência para topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost*.

Outro agravante nesta topologia, é que o controle implementado não realiza o controle direto da corrente e tensão nos terminais do estator devido ao uso da ponte trifásica a diodo. Realiza o controle de corrente no conversor *boost* e o controle de potência é realizado pela variação do ciclo de trabalho [3].

Uma vez que o conjugado eletromagnético para o GSIP é dependente da corrente, uma variação significativa de corrente reflete no conjugado eletromagnético. A Figura 5.5 mostra as formas de onda do conjugado eletromagnético e das correntes de eixo d e q . Observa-se dessa figura que a forma de onda do conjugado é semelhante à forma de onda

da corrente de eixo-q, reforçando assim que o conjugado eletromagnético é dependente somente da corrente de eixo-q para o GSIP com ímãs permanentes na superfície ($L_{qs} = L_{ds}$). Na Figura 5.5a observa-se que o conjugado apresenta pulsações devido as pulsações existentes na corrente de eixo q do gerador. Essa é uma desvantagem desta topologia, pois, essas pulsações provocam vibrações e aumentam os esforços mecânicos sobre o eixo da turbina.

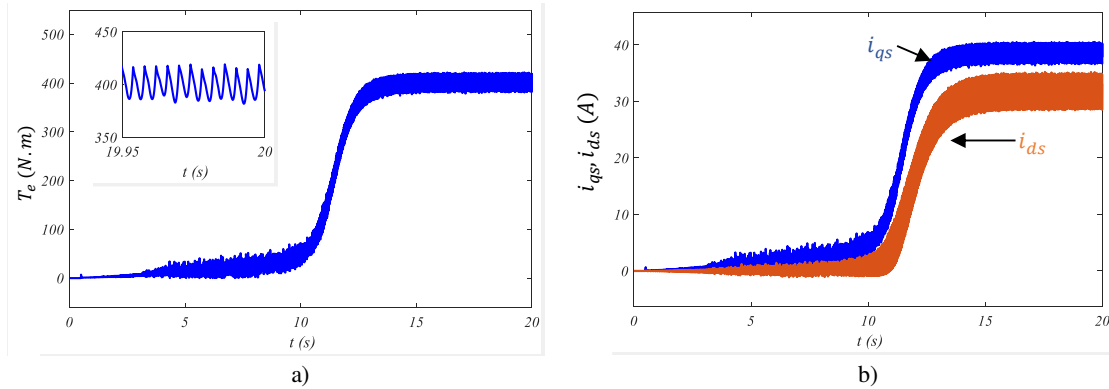


Figura 5.5 – a) Conjugado eletromagnético e b) correntes dq no GSIP para a topologia com conversor com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*.

5.2.2 Análise da topologia *back-to-back*

Na Figura 5.6 mostra-se as formas de ondas da tensão (sinal PWM e fundamental) e corrente da fase a do estator quando em regime permanente para a topologia com conversor *back-to-back*.

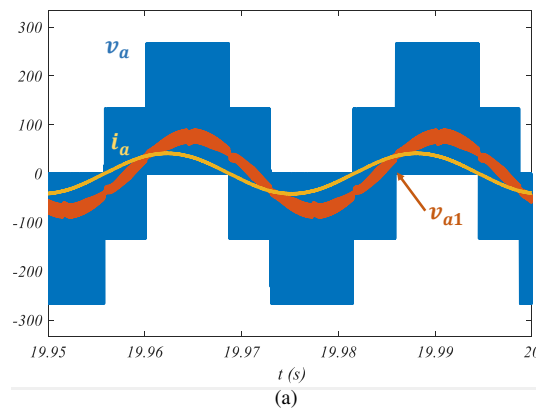


Figura 5.6 – Tensão e corrente da fase a para a topologia com conversor *back-to-back*.

Utilizando as equações (3.10) e (3.11) e considerando que a corrente de eixo d $i_{ds} = 0$, mostra-se que a tensão nos terminais do estator é dada por (5.3).

$$v_s = \sqrt{v_{qs}^2 + v_{ds}^2} = \sqrt{(-r_s i_{qs} + \lambda_r \omega_r)^2 + (\omega_r L_{qs} i_{qs})^2} \quad (5.3)$$

Verifica-se da equação (5.3) que a resistência do estator é a única a contribuir para a queda de tensão nos terminais do GSIP quando a topologia *back-to-back* é utilizada. Portanto, comparando (5.2) e (5.3), conclui-se que a queda de tensão nos terminais do GSIP quando se utiliza a topologia *back-to-back* é menor do que aquela existente quando a topologia com retificador em ponte trifásica a diodo e conversor *boost* foi utilizada.

A Figura 5.7 mostra a curva do coeficiente de potência e a velocidade de rotação da turbina. Verifica-se que a turbina opera no ponto de máxima potência. Esta é uma vantagem em relação a topologia anterior onde verificou-se que a turbina não operava no ponto de máxima potência.

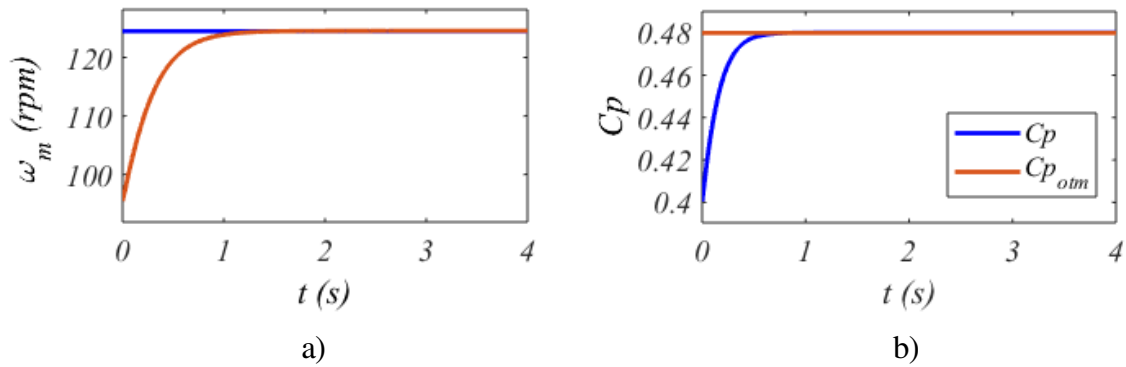


Figura 5.7 – Velocidade de rotação da turbina e coeficiente de potência para a topologia *back-to-back*.

Na Figura 5.8(a) verifica-se que a topologia *back-to-back* possui um conjugado com menor teor de pulsações do que aquelas existentes no conjugado para a topologia com a ponte trifásica a diodo e conversor *boost* (ver Figura 5.5). Isso se deve fundamentalmente ao fato de que o conversor *back-to-back* trabalha com modulação PWM, chaveado na frequência de 10 kHz, o que facilita a filtragem dos harmônicos de corrente pela indutância natural do GSIP, implicando em correntes i_{ds} e i_{qs} praticamente senoidais, conforme mostrado na Figura 5.8(b). Além disso, outro diferencial em relação à topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost* é que o conversor *back-to-back*

permite o controle direto da corrente e tensão nos terminais do estator do GSIP. Isso é evidenciado na Figura 4.42, onde verifica-se que na saída do controlador PI de corrente tem-se as tensões de eixo d e q no estator.

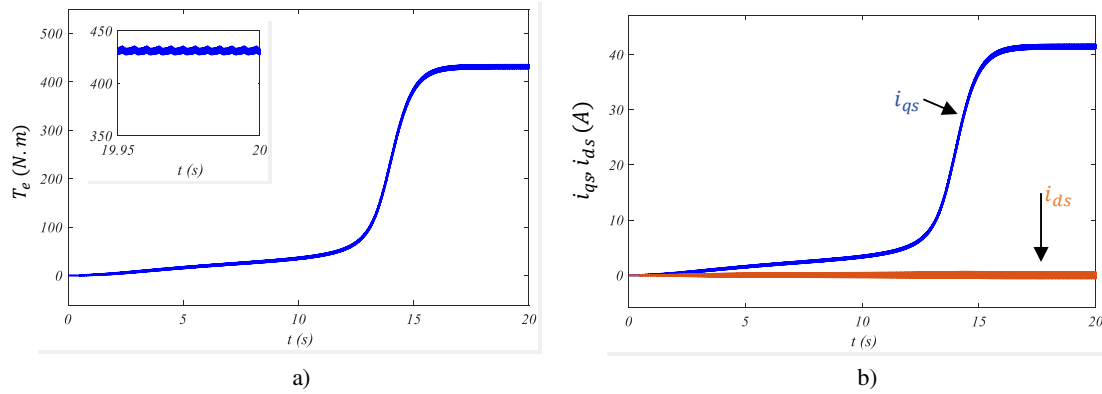


Figura 5.8 – a) Conjugado eletromagnético e b) correntes dq no GSIP para a topologia com conversor *back-to-back*.

5.2.3 Comparação entre as topologias

Para avaliar o desempenho da topologia com ponte a diodos e conversor *boost* versus a topologia com conversor *back-to-back*, os sistemas de conversão com ambas as topologias foram simulados sob condição de vento com velocidade constante. As simulações foram realizadas para ventos com velocidade de 6, 8 e 10 m/s e os resultados são mostrados na Tabela 5.3. A partir desta tabela percebe-se claramente que a topologia com conversor *back-to-back* apresentou melhor desempenho quanto ao aproveitamento do potencial eólico disponível.

Tabela 5.3. Resultados de simulação para vento com velocidade de 6, 8 e 10 m/s.

	v_w (m/s)	λ	C_p	ω_m (rpm)	P_m (kW)	P_g (kW)	$\eta(\%)$
Conversor boost	6	5,787	0,4799	94,73	2,443	1,820	74,50
Back-to-back	6	5,730	0,4760	91,36	2,441	1,894	77,59
Conversor boost	8	6	0,4767	131,00	5,753	3,541	61,55
Back-to-back	8	5,611	0,4797	122,50	5,789	4,238	73,21
Conversor boost	10	7,304	0,3859	199,30	9,096	6,107	67,14
Back-to-back	10	6,66	0,4470	181,70	10,48	8,023	76,56

Observando a Tabela 5.3 é possível destacar algumas diferenças entre as topologias:

- A topologia com o conversor *back-to-back* possui rendimento maior em relação à topologia com conversor *boost* nas faixas de velocidade do vento simulada.
- As velocidades de rotação da turbina com o conversor *boost* são maiores em comparação à topologia com conversor *back-to-back*, mas tem menor aproveitamento do potencial contido no vento pois opera fora do ponto de máxima potência ($\lambda_{otm} = 5,7$ e $C_{p_{otm}} = 0,48$) quando o *PSF* é implementado.
- Para a velocidade de 10 m/s ambas as topologias apresentam uma redução significativa no coeficiente de potência. A redução de C_p está associada à saturação presente nas malhas de corrente de ambas as topologias colocada na para evitar que as correntes nos terminais do estator ultrapassem o valor nominal. Como consequência da saturação o coeficiente de potência se reduz para manter a turbina operando em condição nominal, mantendo a integridade do mesmo. Na Figura 5.9 mostra-se as correntes de eixo d e q no estator, para a topologia com o conversor *back-to-back* e a corrente no indutor do conversor *boost* para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*. Observa-se que a corrente I_{qs} do estator do gerador, Figura 5.9(a), e a corrente média no indutor do conversor *boost*, Figura 5.9(b), não ultrapassa o limite de 50 A, máxima corrente no gerador para a turbina BWC EXCEL-S [81], tomada como referência nessas simulações.

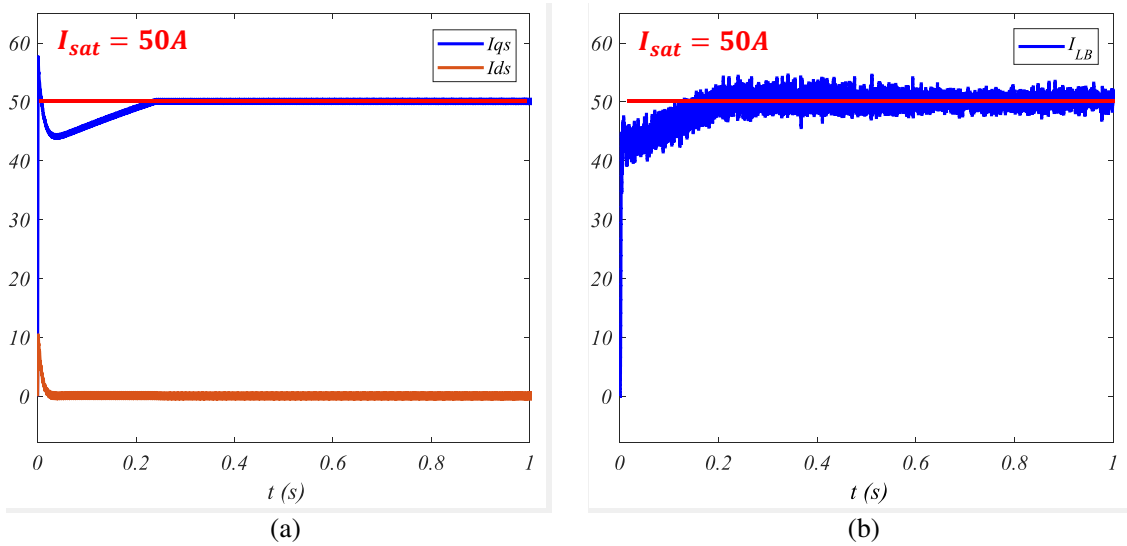


Figura 5.9 – a) Correntes de eixo d e q no estator, para a topologia com o conversor *back-to-back* e b) corrente no indutor do conversor *boost* para a topologia com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*.

5.3 Sistema completo conectado à rede

Estas simulações contemplam os sistemas completos conforme ilustrado na Figura 5.10. Na Figura 5.10 há duas chaves: *CH1* que conecta o inversor à rede e *CH2* que conecta a turbina ao conversor de potência que fornece energia ao barramento CC. O transformador prover isolamento entre a rede e o sistema de potência da turbina além de elevar a tensão proveniente do inversor para o nível da rede. O conversor 1 pode ser o retificador ativo ou a ponte trifásica a diodo e conversor *boost*. O conversor 2 é um inversor trifásico conectado a um filtro LCL.

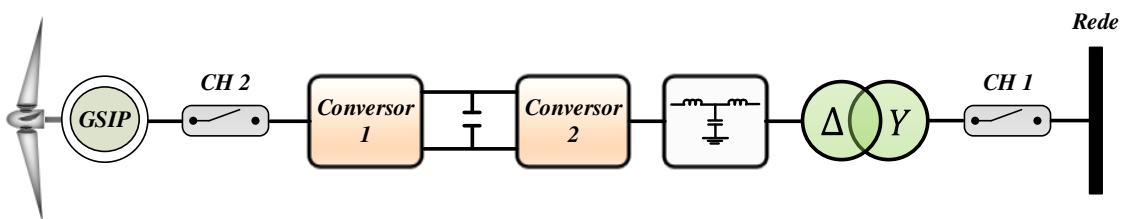


Figura 5.10 – Topologia esquemática do sistema usando em simulação

O processo de partida do sistema pode ser dividido em 3 etapas, explicadas a seguir:

- **Passo 1: Carregamento do barramento CC.** Quando a chave *CH1* fecha o barramento CC é carregado e sua tensão é regulada para 400 V através do

controle implementado no conversor do lado da rede (controle de tensão do barramento CC, controle de corrente e *PLL*);

- **Passo 2: Conexão da turbina ao conversor de potência.** Quando a tensão do barramento CC se estabiliza, a chave *CH2* é acionada energizando o conversor de potência e fornecendo energia da turbina para o barramento CC. O controle de velocidade ocorre de forma indireta pelas malhas para máxima extração de energia apresentadas no Capítulo 4, ajustando a velocidade de rotação de acordo com o algoritmo *MPPT (PSF)*.
- **Passo 3: Fornecimento de potência a rede.** Desde que as chaves *CH1* e *CH2* estejam fechadas a potência fornecida pela turbina é condicionada e então fornecida à rede.

Justifica-se essa ordem de acionamento, principalmente devido aos controles dos conversores do lado gerador, nas duas topologias propostas (retificador a diodos mais conversor *boost* ou conversor *back-to-back*), que necessitem da tensão regulada no barramento CC para que os mesmos funcionem adequadamente.

5.3.1 Topologia com conversor ponte trifásica a diodo e conversor *boost*

Na Figura 5.11 apresenta-se as curvas de potência, tensão do barramento CC e as corrente de eixo d e q da rede.

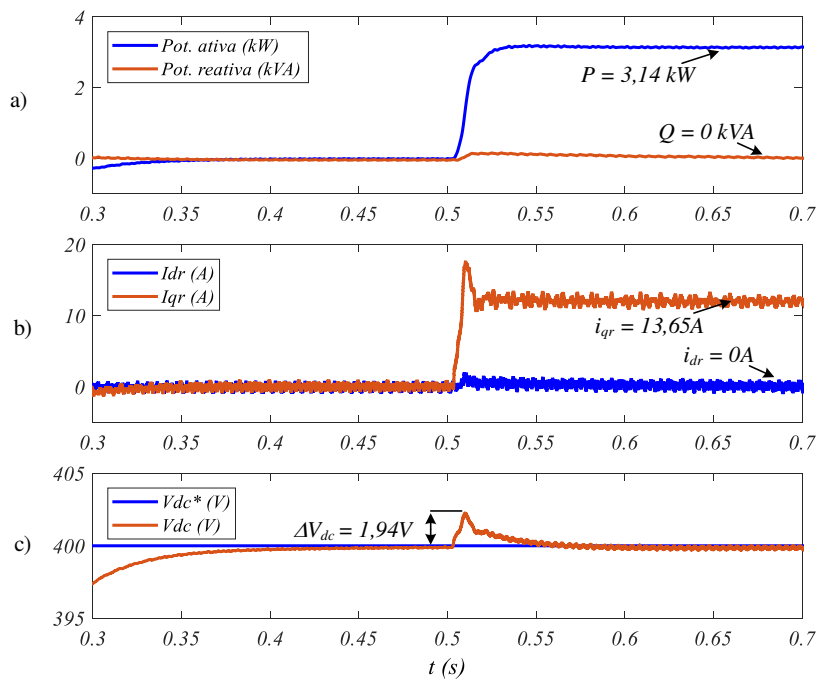


Figura 5.11 – a) Potência ativa e reativa da rede, b) correntes de eixo q e d da rede e c) tensão do barramento CC.

Inicialmente somente os controles de tensão do barramento CC e da corrente injetada na rede estão ativos, a turbina até então não fornece energia para o barramento CC. No instante $t = 0,5s$ a chave *CH2* fecha conectando a turbina ao retificador. Neste instante verifica-se um aumento na potência ativa, o sistema passa a injetar potência na rede. A potência reativa mantém-se em zero. O controle de potência reativa injetada na rede é realizado mantendo-se a corrente de *eixo-d* igual a zero, como observado na Figura 5.11(b). A corrente de *eixo-d* poderia assumir outro valor, porém, nesse caso, a injeção de potência na rede não seria com fator de potência unitário.

A tensão do barramento CC deve se manter em 400 V. Verifica-se que é isto que ocorre até o momento em que a turbina é conectada. Como consequência da conexão da turbina ocorre um pequeno aumento transitório na tensão do barramento CC, sendo este aumento proveniente da energia fornecida pela turbina. A variação de tensão (sobressinal) no barramento CC foi 1,9 V, sendo menor do que 1% da tensão de referência 400 V. A adequada operação do controle da tensão do barramento CC atua para que o excedente de energia no capacitor seja injetado na rede, restaurando, assim, a tensão do barramento CC para o valor de referência igual a 400 V.

Na Figura 5.12 apresenta-se os resultados das simulações para as grandezas conjugado, correntes de eixo *d* e *q* e a tensão e corrente na fase *a* do estator do GSIP.

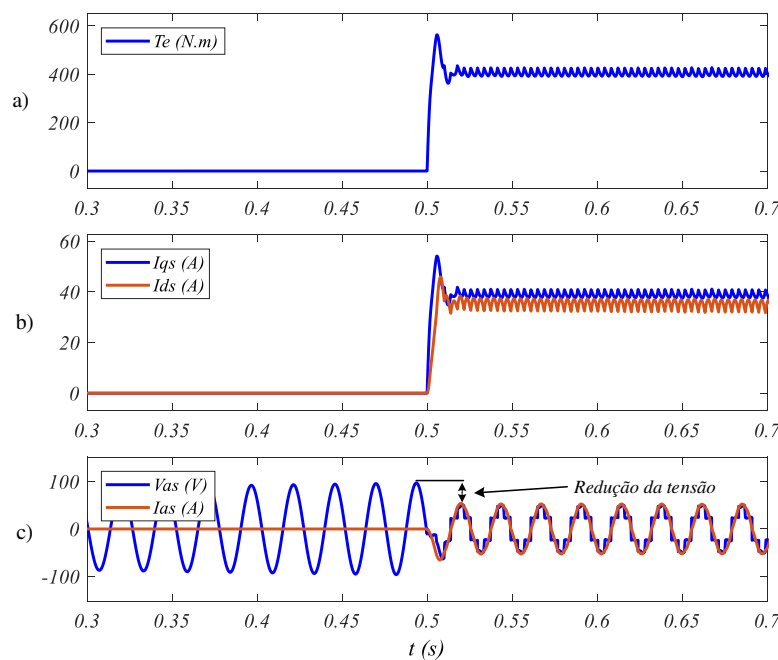


Figura 5.12 – a) Conjugado eletromagnético do gerador, b) correntes de eixo *q* e *d* no estator do gerador e c) tensão e corrente da fase *a* do gerador.

Inicialmente a chave *CH2* está aberta. Não há corrente nos terminais do gerador e o conjugado eletromagnético permanece em zero. No instante $t = 0,5s$, quando a turbina é conectada ao conversor de potência, observa-se um degrau de conjugado eletromagnético. Nesse instante as correntes de eixo d e q crescem rapidamente e a turbina fornece energia ao barramento CC. Verifica-se que há uma queda na tensão do estator quando a chave *CH2* é fechada conectando a turbina ao conversor. A queda de tensão é proveniente da indutância do estator, como observado em (5.2).

5.3.2 Topologia com conversor *back-to-back*

O mesmo procedimento de simulação da seção 5.3.1 foi repetido para a topologia com o conversor *back-to-back*. Na Figura 5.13 mostra-se as curvas potência ativa e reativa injetadas na rede, da tensão do barramento CC e das correntes de eixo d e q na rede.

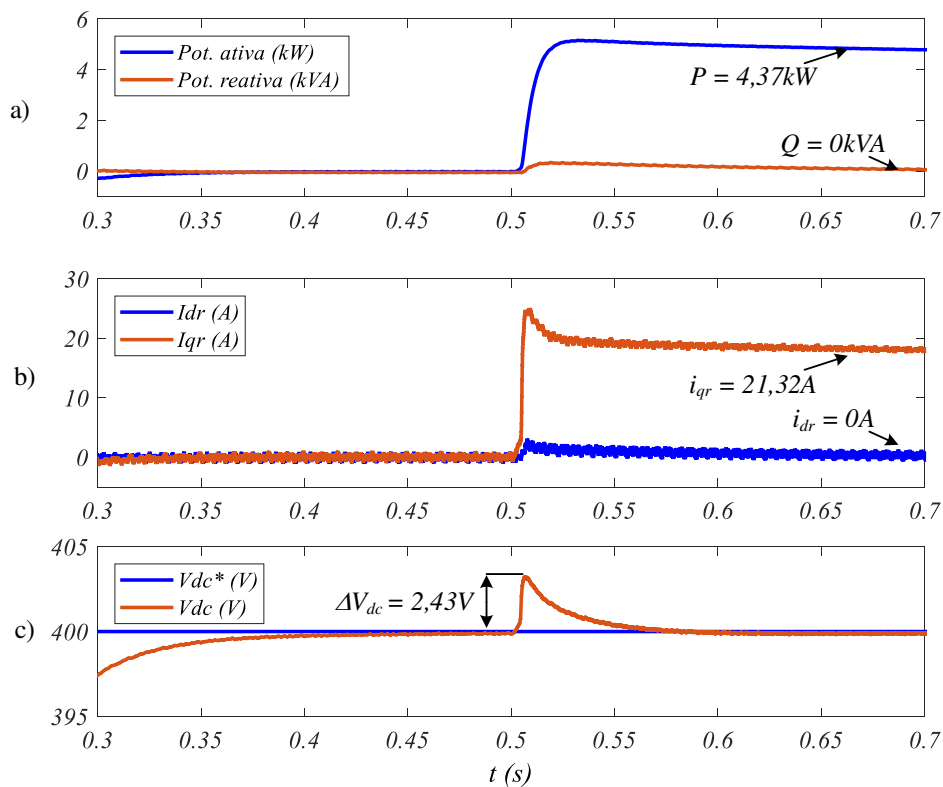


Figura 5.13 – a) Potência ativa e reativa da rede, b) correntes de eixo q e d da rede e c) tensão do barramento CC.

Inicialmente a chave *CH2* está aberta. Não há corrente nos terminais do gerador e o conjugado eletromagnético permanece em zero. No instante $t = 0,5s$, quando a turbina é conectada ao conversor de potência observa-se um degrau de conjugado eletromagnético. Nesse instante a correntes de eixo q cresce rapidamente enquanto a

corrente de eixo d permanece em zero. A dinâmica da tensão do barramento CC é apresentada na Figura 5.13(c). Percebe-se comportamento similar à topologia anterior no momento da conexão da turbina, um aumento da tensão do barramento CC e o excedente transferido para a rede injetando potência como observado na Figura 5.13(a).

Na Figura 5.14 mostra-se os resultados simulados para o conjugado, correntes de eixo d e q e a tensão e corrente na fase a do estator do GSIP.

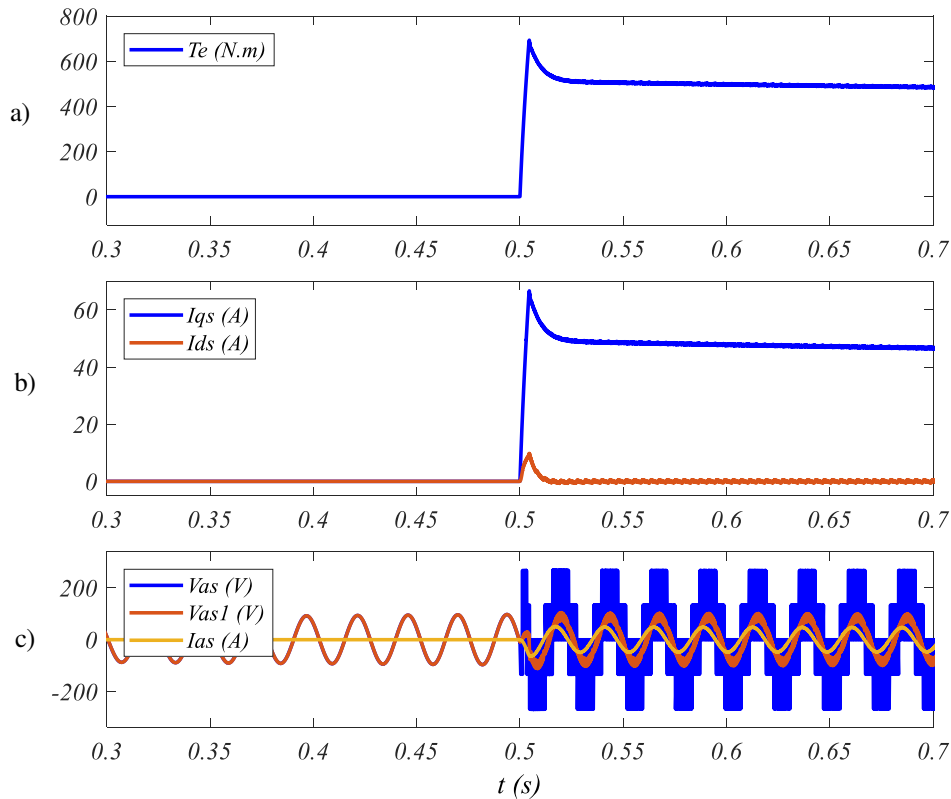


Figura 5.14 – a) conjugado eletromagnético do gerador, b) correntes de eixo q e d no estator do gerador e c) tensão e corrente da fase a do gerador.

Os resultados observados para a topologia com conversor *back-to-back* não são tão diferentes da topologia com o conversor ponte trifásica a diodo e conversor *boost*, com exceção que no instante em que a turbina é conectada ao conversor potência, somente a corrente de eixo- q do estator apresenta crescimento. A corrente de eixo- d permanece em zero ($i_{ds} = 0$), como consequência da estratégia de controle adotada (ZDC).

Verifica-se que a tensão fundamental nos terminais do estator do GSIP em circuito aberto, até o instante $t < 0,5$, e quando conectado ao conversor *back-to-back* possuem amplitude próximas, ou seja, há pequena redução de tensão entre as condições em vazio

e em carga quando a essa topologia é adotada. Isso é observado analiticamente em (5.3), que mostra que para uma corrente de eixo-d igual a zero, a resistência do estator é a única a contribuir para redução de tensão nos terminais do GSIP.

Pela Figura 5.15 observa-se que a corrente injetada na rede pela topologia com conversor *boost* (b) possui *THD* maior em comparação com o da corrente injetada com a topologia de conversor *back-to-back*. Porém, como a estratégia de controle de corrente injetada na rede é a mesma para ambas as topologias, o resultado esperado era que as duas topologias apresentassem o mesmo valor de *THD* da corrente injetada. O principal motivo dessa são os valores das componentes fundamentais das correntes de fase nas duas topologias, sendo maior com a topologia *back-to-back*, o que implica em um *THD* menor do que na topologia com ponte a diodos e conversor *boost*. Outra explicação para essa diferença entre os valores dos *THDs* de corrente, está no fato de que na operação com a topologia com ponte retificador e conversor *boost* do lado do gerador a tensão do barramento CC é bem mais distorcida (Figura 5.11(c)) do que quando a topologia adotada é a do conversor *back-to-back* (Figura 5.13(c)).

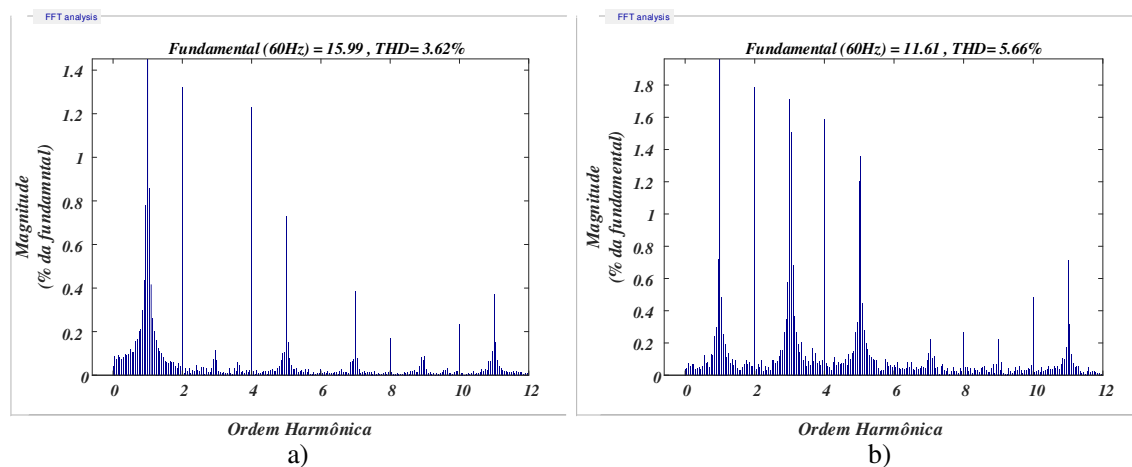


Figura 5.15 – Espectro de harmônicos da corrente injetada na rede: a) com topologia com conversor *back-to-back*, b) com topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost*.

Em relação as estratégias de controle implementadas, as diferenças se encontram no controle do lado gerador. A estratégia de controle para a topologia com o conversor *back-to-back* é a mais complexa, mas ambas as topologias apresentam apenas uma malha de controle que é responsável pelo controle da corrente e, conseqüentemente, controle do conjugado eletromagnético do GSIP, ou seja, não há controle direto da velocidade de rotação da turbina.

Na Tabela 5.4 são listadas as características dos controles implementados e as características operacionais das duas topologias. Observando essa tabela, fica claro que a topologia mais apropriada para sistemas eólicos de pequeno porte é a que utiliza o conversor *back-to-back*.

Tabela 5.4 – Características das estratégias de controle implementadas no lado gerador.

Topologia	
<i>Back-to-back</i>	Controle: - X Complexo; ✓ Controle do lado da rede e do lado gerador independentes; ✓ Controle direto da corrente do estator do GSIP; Transformador entre inversor e rede: - X Opcional; Operação em <i>MPP</i>: - X Operação no ponto de máxima potência; - X Realizado pelo retificador ativo (lado do gerador); Características Operacionais: ✓ Menores Perdas com <i>ZDC</i> implementado (controle por campo orientado); ✓ Conjugado com muita pouca oscilação; ✓ Corrente senoidal no gerador; ✓ Dois estágios de conversão AC/DC+DC/AC;
Ponte trifásica a diodos e conversor <i>boost</i>	Controle: - X Simples; - X Controle do lado gerador dependente do lado da rede, depende da tensão do barramento CC; - X Não tem controle direto da corrente do gerador Transformador: - X Pode ser obrigatório para compatibilizar a tensão do barramento CC com as necessidades operacionais do conversor boost; Operação em <i>MPP</i>: - X Pode ser difícil de ser conseguido em toda a faixa da velocidade de vento, devido a redução da tensão terminal do gerador entre vazio e em carga; - X Realizado pelo conversor <i>boost</i>. Características Operacionais: - X Maiores Perdas; - X Conjugado pulsante; - X Corrente com conteúdo harmônico no gerador; - X Três estágios de conversão AC/DC+DC/DC+DC/AC;
Legenda	✓ Vantagem - X Desvantagem

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulações avaliando as características das topologias de conversores adotadas neste trabalho. As simulações foram realizadas no ambiente MATLAB/Simulink, com modelos chaveados dos conversores.

Verificou-se que a topologia com o conversor *back-to-back* se destaca em relação àquela com retificador trifásico a diodo e conversor *boost*, principalmente por favorecer a operação da turbina no ponto de máxima potência.

Como desvantagem, o controle da topologia com o conversor *back-to-back* é mais complexo e necessita da medição ou conhecimento de mais variáveis quando comparado com a topologia com ponte trifásica a diodo e conversor *boost*, que pode ser implementada com controle relativamente mais simples. Essa comparação é válida apenas quando se leva em conta somente o controle do lado gerador, visto que o controle do lado da rede é o mesmo para duas topologias.

A topologia *back-to-back* apresenta redução quase nula da tensão entre as condições de operação em vazio e carga plena, o que não se verificou com a topologia com ponte a diodos e conversor *boost*. Isso permitiu a topologia *back-to-back* viabilizar a operação da turbina no ponto de máxima potência para uma ampla faixa de velocidades de vento, independentemente da estratégia de controle adotada (*ZDC* ou *UPF*). Outra vantagem da topologia *back-to-back* é a de produzir um conjugado com menor variação devido a corrente do gerador ser praticamente senoidal.

Portanto, conclui-se que para sistemas de baixa potência, a topologia que melhor se adequa é a que utiliza conversor *back-to-back*, pelas vantagens e características acima arroladas.

Capítulo 6

6 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

No decorrer do trabalho foi demonstrado a modelagem e dimensionamento de sistema eólicos para injeção de corrente na rede elétrica. Este trabalho realizou a comparação entre duas topologias comumente usadas em sistemas de baixa potência, a topologia com o retificador trifásico a ponte de diodo e conversor *boost* e o conversor *back-to-back*, adotando a mesma estratégia de algoritmo *MPPT*. O algoritmo *MPPT* adotado foi o de realimentação de potência *PSF* devido ao baixo esforço computacional exigido e a rápida resposta.

Conclui-se que a topologia com o conversor *back-to-back* é mais indicada para sistemas de baixa potência. Indica-se o *back-to-back* por ter maior potencial em converter a energia cinética contida no vento em energia elétrica, por possui maior eficiência e menor variação do coeficiente de potência para ventos com velocidade variável. Isso devido a estratégias de controle adotada para a malha de corrente do GSIP, o *ZDC*, que permite reduzir as perdas no cobre do estator. Devido ao controle direto das correntes no estator esta topologia permite a turbina operar sempre o ponto de máxima potência. Destaca-se também que para o *back-to-back* a utilização do transformador é opcional visto que o controle do lado do gerador é independente do controle do lado da rede. Para a topologia com a ponte trifásica a diodo e conversor *boost* foi necessário reduzir a tensão do barramento CC para que se tivesse margem de controle do ciclo de trabalho do conversor *boost*, sendo assim o obrigatório o uso transformador.

Para injetar a energia gerada na rede, foi implementado o controle da tensão do barramento CC e o controle da corrente injetada na rede. Os controles foram implementados no domínio discreto. Entretanto, a implementação no domínio discreto e a utilização do filtro LCL limitam largura de faixa da malha de corrente, pois o atraso degrada o desempenho do controlador e o filtro LCL não permite uma malha de corrente com elevada largura de faixa porque pode levar o sistema a instabilidade devido à baixa impedância na frequência de ressonância. O controle adotado foi o PR e a solução encontrada que permite aumentar a largura de faixa do controlador de corrente foi a utilização de uma compensação em avanço na parcela proporcional do controlador. Este controle devido ao atraso computacional apresenta picos de ressonância que degradam o

seu desempenho por amplificar ruídos presente nas frequências de ressonância, para diminuir os picos de ressonância a compensação de avanço de fase foi utilizada. Com o aumento da largura de faixa, mais compensadores de harmônicos podem ser acrescentados no controle melhorando a qualidade de corrente injetada (corrente com menos conteúdo harmônico). Diferente da metodologia de projeto comumente adotada, no qual a largura de faixa do controlador é menor que a metade da frequência de ressonância do filtro LCL, verifica-se como vantagem da metodologia apresentada no projeto do controlador, uma largura de faixa maior que aproxima-se da frequência de ressonância do filtro. Por questão de simplicidade no projeto da malha de corrente a máxima largura de faixa corresponde a máxima frequência onde há a equivalência do filtro LCL com um filtro L.

As contribuições deste trabalho consistem na comparação de topologias aplicadas em sistema eólicos de pequeno e nas técnicas de controle aplicadas para melhorar o desempenho dos controladores e definir qual a topologia de conversor melhor se adequa a sistema eólicos de baixa potência conectados à rede elétrica. Tem-se com contribuições deste trabalho os seguintes itens:

- Apresenta-se uma discussão sobre a sintonia de um controlador PR, para controle da corrente em sistemas de geração conectados à rede, com inversores e filtros LCL, apresentando os efeitos do atraso computacional sobre o desempenho do controlador.
- Apresenta-se uma metodologia de projeto do controlador de corrente, com a introdução de uma compensação em avanço na parcela proporcional e uma compensação em avanço de fase na parcela ressonante do controlador PR que permite aumentar a largura de faixa da malha de controle da corrente, melhorando o seu desempenho. Essa solução é um desdobramento do que é proposto em [65], para sistemas isolados (*OFF GRID*), com inversor e filtro LC.
- Uma nova metodologia para dimensionamento do barramento CC foi apresentada. As metodologias observadas durante o levantamento bibliográfico resultavam em um baixo valor do capacitor do barramento CC, não aconselhável quando deseja-se desacoplar os estágios de entrada e saída.

- Uma análise comparativa entre as topologias comumente aplicadas em sistemas eólicos de baixa potência é apresentada. São listadas as vantagens e desvantagens de cada topologia, além de um levantamento de suas limitações.
- Foram analisadas as características de operação da turbina com o algoritmo rastreador de máxima potência baseado na realimentação de potência (*PSF*).
- Sistematizou de forma simples como realizar a sintonia dos controles de corrente, da tensão do barramento CC, do algoritmo *MPPT* e do *PLL* para sincronização com a rede elétrica.

Para dar continuidade a este trabalho, alguns aspectos podem ser analisados:

- Adequação das estratégias de controle na presença de redes desequilibradas;
- Realização de testes experimentais para confirmação e validação dos resultados apresentados;
- Desenvolver um levantamento detalhado de perdas nas topologias analisadas considerando perdas nos dispositivos semicondutores (perdas por chaveamento, perdas por condução e perdas térmicas) e perdas resistivas em elementos como barramento CC, filtro LCL e transformador.

7 Referências

- [1] J. G. M. e. A. L. R. J. F. Manwell, *Wind Energy Explained: Theory, Design and Application*, John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [2] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro e M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, nº 5, pp. 740 - 788, 2015.
- [3] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari e S. Kouro, *Power conversion and control of wind energy systems*, John Wiley & Sons, 2011.
- [4] GWEC, Global Wind Energy Council, “Global Wind Report: Annual Market Update 2017,” 10 02 2018. [Online]. Available: <http://www.gwec.net>. [Acesso em 01 11 2018].
- [5] ABEEólica, Associação Brasileira de Energia Eólica, “Boletim de Dados Outubro 2018,” 01 11 2018. [Online]. Available: <http://www.abeeolica.org.br/>. [Acesso em 01 11 2018].
- [6] GWEC, ABEEólica, “Analysis of the regulatory framework for wind power generation in Brazil,” 2011. [Online]. Available: http://gwec.net/wp-content/uploads/2012/06/1Brazil_report_2011.pdf. [Acesso em 30 08 2017].
- [7] ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica, “Programa de Incentivo às Fontes Alternativas,” [Online]. Available: <http://www.aneel.gov.br/proinfa>. [Acesso em 29 08 2017].
- [8] Ministério de Minas e Energia - MME, “PROINFA - Programa de incentivo as Fontes alternativas de energia elétrica: Caminho limpo para o desenvolvimento,” [Online]. Available: <http://www.mme.gov.br/programas/proinfa>. [Acesso em 29 08 2017].
- [9] ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica, “Resolução Normativa nº 687/2015,” 2015.
- [10] R. H. Lasseter, “MicroGrids,” em *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, 2002.
- [11] M. G. Simões, F. A. Farret e F. Blaabjerg, “Small wind energy systems,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, nº 12, pp. 1388-1405, 2015.
- [12] R. Teodorescu, M. Liserre e P. Rodríguez, *Grid converter for photovoltaic and wind power systems*, 1 ed., IEEE John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [13] R. Esmaili, L. Xu e D. K. Nichols, “A new control method of permanent magnet generator for maximum power tracking in wind turbine application,” em *Power Engineering Society General Meeting. IEEE*, 2005.
- [14] D. M. Vilathgamuwa e S. D. G. Jay, “Rectifier systems for variable speed wind generation – A review,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1058 - 1065, 2012.
- [15] Y. Du e A. K. S. Bhat, “Power Converter Schemes for Small Scale Wind Energy Conversion Systems - Review, a Systematic Classification Based on Isolation Transformer and

- Generator Side Rectifier,” em *Second International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology (CICT)*, 2016.
- [16] T. R. S. Freitas, P. J. M. Menegáz e S. L. Simonetti, “Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 1334-1344, 2016.
- [17] J. G. Matos, “Controle de potência em microrrede CA isoladas com aerogeradores e bancos de baterias distribuídos,” Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2014.
- [18] E. Arrais Jr, “Estratégia de Conversor para Interligação de Sistemas de Geração Eólica à Rede Elétrica,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- [19] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, C. W. Tan e R. Saidur, “A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, nº 5, pp. 3220-3227, 2012.
- [20] A. Echchaachouai, S. E. Hani, A. Hammouch, S. Guedira e K. Dahi, “Low-cost maximum power point tracking structure of a grid connected wind conversion chain based on a PMSG,” *2nd Internacional Conference on Eletrical and Information Technologies (ICIET)*, pp. 93 - 98, 2016.
- [21] V. Reyes, J. J. Rodríguez, O. Carranza e . R. Ortega, “Review of mathematical models of both the power coefficient and the torque coefficient in wind turbines,” em *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015.
- [22] G. V. Santos, “Sistema de controle aplicado aerogeradores síncronos com conversor back-to-back,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.
- [23] G. C. Farias, “Sistema para gerenciamento do carregamento de baterias alimentado por uma turbina eólica,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2016.
- [24] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada e Y. Takeda, “Sensorless output maximization control for variable-speed wind generation system using IPMSG,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 1, pp. 60 - 67, 2005.
- [25] R. Reshu e K. S. Sandhu, “Comparative Analysis of MPPT algorithms using wind turbines with different dimensions & rating,” em *1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016.
- [26] M. Malinowski, A. Milczarek, R. Kot, Z. Goryca e J. T. Szuster, “Optimized energy-conversion systems for small wind turbines: Renewable energy sources in modern distributed power generation systems,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 2, nº 3, pp. 16 - 30, 2015.
- [27] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. García, F. Briz e D. D. Reigosa, “Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 10, pp. 6980-6991, 2016.

- [28] J. M. Guerrero, C. Lumbrales, D. D. Reigosa, P. García e F. Briz, “Control and Emulation of Small Wind Turbines Using Torque Estimators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, nº 5, pp. 4863-4876, 2017.
- [29] A. Urtasun, P. Sanchis e L. Marroyo, “Small Wind Turbine Sensorless MPPT: Robustness Analysis and Lossless Approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, nº 6, pp. 4113 - 4121, 2014.
- [30] A. Urtasun, P. Sanchis, I. San Martín e L. Marroyo, “Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking,” *Renew Energy*, vol. 55, pp. 138-149, 2013.
- [31] J. S. Thongam e M. Ouhrouche, “MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems,” em *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*, InTech, 2011, pp. 341 - 360.
- [32] M. Heydari e K. Smedley, “Comparison of maximum power point tracking methods for medium to high power wind energy systems,” em *20th Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC)*, 2015.
- [33] J. Rohten, P. Melín , J. Espinoza, F. Villarroel, J. Silva, M. Rivera e J. Muñoz , “Discrete Resonant Control for Wide Frequency Range Operation of Power Converters,” em *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics*, 2016.
- [34] M. S. Lima, “Controle de Corrente Aplicado em Inversor Monofásico de Tensão,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2015.
- [35] N. Mohan, *Power electronics: a first course*, John Wiley & Sons, inc, 2012, p. 288.
- [36] A.-L. Olimpo, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright e M. Hughes, *Wind energy generation: modelling and control*, John Wiley & Sons, 2009.
- [37] G. E. M. Ruiz, N. Muñoz e J. B. Cano, “Modeling, analysis and design procedure of LCL filter for grid connected converters,” em *IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 2015.
- [38] X. Wei, L. Xiao, Z. Yao e C. Gong, “Design of LCL filter for wind power inverter,” em *World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, 2010.
- [39] J. V. M. Caracas, “Avaliação das Estratégias de Controle e Projeto de Inversores para Conexão de Fontes Fotovoltaicas à Rede CA,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luis, 2013.
- [40] B. Hauke, “Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage,” *Texas Instruments - Application Report*, 2014.
- [41] M. Liserre, F. Blaabjerg e A. D. Aquila, “Step-by-Step Design Procedure for a Grid-Connected Three-Phase PWM Voltage Source Converter,” *International Journal of Electronics*, vol. 91, nº 8, pp. 445 - 460, 2004.

- [42] B. Wittig, W. -T. Franke e F. W. Fuchs, “Design and analysis of a DC/DC/AC three phase solar converter with minimized DC link capacitance,” em *13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009.
- [43] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti e P. Tomasin, “AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, nº 2, pp. 287 - 292, 1995.
- [44] Z. -L. Hung e B. -R. Lin, “Analysis of a novel bi-directional rectifier with double DC bus voltage,” em *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceeding*, 2001.
- [45] L. Li, P. Ning, Z. Duan, X. Wen e Z. Qiu, “A study on the effect of DC-link decoupling capacitors,” em *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017.
- [46] A. Reznik, M. Godoy, A. Al-Durra e S. M. Mueeen, “LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, Março/Abril 2014.
- [47] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra e S. M. Mueeen, “LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems”.
- [48] M. B. S.-. Romdhane, M. W. Naouar, I. S.-. Belkhodja e E. Monmasson, “Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 130, p. 181–193, 2016.
- [49] M. Liserre, F. Blaabjerg e S. Hamsen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, pp. 1281 - 1291, 2005.
- [50] E. Kantar, S. N. Usluer e A. Hava, “Design and performance analysis of a grid connected PWM-VSI system,” em *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, 201.
- [51] M. A. Mohamed, S. M. Lambert, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson e A. C. Smith, “An electrical machine with integrated drive LCL filter components,” em *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Glasgow, UK, 2016.
- [52] S. M. Araujo, A. Engler, B. Sahan e S. V. Antunes, “LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines,” em *7th Internatonal Conference on Power Electronics*, 2007.
- [53] F. S. F. e. Silva, “Inversor Bidirecional para Controle de Fluxo de Potência em Minirredes com Geração Distribuída,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luis, 2014.
- [54] D. Rathnakumar, J. L. Perumal e T. Srinivasan , “A New Software Implementation of Space Vector PWM,” *Proceedings. IEEE SoutheastCon*, 2005., pp. 131 - 136, 2005.
- [55] M. H. Rashid, Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações, 1999.

- [56] K. Berringer, J. Marvin e P. Perruchoud, “Semiconductor power losses in AC inverters,” em *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference*, 1995.
- [57] F. d. Bosio, L. A. d. Ribeiro, M. S. Lima, F. Freijedo, J. M. Guerrero e M. Pastorelli, “Inner current loop analysis and design based on resonant regulators for isolated microgrids,” em *13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015.
- [58] M. Lima, L. A. d. S. Ribeiro e J. G. d. Matos, “Comparison analysis of resonant controllers in discrete domain taking into account the computational delay,” em *13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015.
- [59] F. d. Bosio, . M. Pastorelli, L. A. d. S. Ribeiro, M. S. Lima, F. Freijedo e J. M. Guerrero, “Current control loop design and analysis based on resonant regulators for microgrid applications,” em *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015.
- [60] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. F. Comesanã, J. Malvar, O. Lopez e J. D. Gandoy, “Assessment and Optimization of the Transient Response of Proportional-Resonant Current Controllers for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 4, pp. 1367 - 1383, 2013.
- [61] A. G. Yepes, F. D. Freijedo e O. Lopez, “Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 11, pp. 5231 - 5250, 2011.
- [62] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. D. Gandoy, O. Lopez, J. Malvar e P. F. Comesanã, “On the Discrete-Time Implementation of Resonant Controllers for Active Power Filters,” em *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009.
- [63] A. V. González, “Transient Response Analysis and Design of Current-Controlled Grid-Tied Converters,” Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, University of Vigo, Vigo, Spain, 2015.
- [64] G. Franklin, J. D. Powell e A. E.-. Naeini, *Sistemas de controle para engenharia*, 6 ed., Porto Alegre: Bookman, 2013.
- [65] F. d. Bosio, L. A. d. S. Ribeiro, F. D. Freijedo, M. Pastorelli e J. M. Guerrero, “Discrete-Time Domain Modeling of Voltage Source Inverters in Standalone Applications: Enhancement of Regulators Performance by Means of Smith Predictor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, nº 10, pp. 8100 - 8114, 2017.
- [66] B. P. McGrath, S. G. Parker e D. G. Holmes, “High Performance Stationary Frame AC Current Regulation Incorporating Transport Delay Compensation,” em *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.
- [67] F. Bosio, L. A. S. Ribeiro, F. D. Freijedo, M. Pastorelli e J. M. Guerrero, “Discrete-Time Domain Modeling of Voltage Source Inverters in Standalone Applications: Enhancement of Regulators Performance by Means of Smith Predictor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, nº 10, pp. 8100 - 8114, 2017.

- [68] H. Yi, F. Zhuo e F. Wang, “Analysis About Overshoot Peaks Appearing in the Current Loop With Resonant Controller,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n° 1, pp. 26 - 36, 2016.
- [69] Z. Li, Y. Li, P. Wang, H. Zhu, C. Liu e F. Gao, “Single-Loop Digital Control of High-Power 400-Hz Ground Power Unit for Airplanes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 2, pp. 532 - 543, 2010.
- [70] R. Ottersten, “On control of Back-to-back Converters and Sensorless Induction Machine Drives,” Thesis for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2003.
- [71] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo e M. Guerrero, “Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 6, pp. 2167 - 2177, 2013.
- [72] F. J. Rodriguez, E. Bueno e M. Aredes, “Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters,” em *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008.
- [73] M. R. Curti, F. M. Serra, D. G. Forchetti e C. H. d. Angelo, “Experimental Implementation of PSDs,” em *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2012.
- [74] A. Luna, J. Rocabert, J. I. Candela, J. R. Hermoso, R. Teodorescu, F. Blaabjerg e P. Rodríguez, “Grid Voltage Synchronization for Distributed Generation Systems Under Grid Fault Conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 4, pp. 3414 - 3425, 2015.
- [75] M. Ciobotaru, R. Teodorescu e F. Blaabjerg, “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator,” em *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [76] A. Kulkarni e V. John, “Design of a fast response time single-phase PLL with dc offset rejection capability,” em *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2016.
- [77] G. C. Farias, J. V. M. Caracas, J. G. Matos e L. A. S. Ribeiro, “A wind energy battery charging system with dynamic current limitation for output power limiting,” em *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017.
- [78] S.-h. Dong, Y. Wang e S.-w. Shu, “A Novel Unity Power Factor Control Strategy based on flux re-orientation for PMSG based wind turbine,” *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp. 1 - 4, 2014.
- [79] R. M. Linus e P. Damodha, “Maximum Power Point Tracking of PMSG based Grid Connected WECS using Quadrature Axis Current,” em *International Conference on Renewable Energy Research and Applications - ICRERA*, 2015.
- [80] K. Patil e B. Mehta, “Modeling and Control of Variable Speed Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator,” em *International Conference on Advances in Green Energy (ICAGE)*, 2014.

Referências

- [81] Xantrex Technology Inc., Operation and maintenance manual for model BWT-10240, 2003.
- [82] R. D. Thombare, P. T. Jadhav e D. S. More, “Application of Wind energy system with active and reactive power injection into the utility grid,” em *2015 International Conference on Energy Systems and Applications*, 2015.