



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"



**Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica**

**Modelagem e Controle de Gerador de Indução
Duplamente Alimentado para Estudo de Sistema de
Geração Eólica**

MARCO AURÉLIO ROCHA

Bauru – SP
2018



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Modelagem e Controle de Gerador de Indução
Duplamente Alimentado para Estudo de Sistema de
Geração Eólica**

MARCO AURÉLIO ROCHA

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru (FEB) – UNESP, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Coorientador: Prof. Dr. André Luiz Andreoli

Bauru – SP
2018

Rocha, Marco Aurélio.
Modelagem e Controle de Gerador de Indução Duplamente
Alimentado para Estudo de Sistema de Geração Eólica/ Marco
A. Rocha, 2018
157 f.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2018

1. Geração de energia eólica. 2. Compensação de
reativos. 3. Filtro ativo de potência. 4. Qualidade de
energia. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de
Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE MARCO AURELIO ROCHA, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 27 dias do mês de março do ano de 2018, às 10:00 horas, no(a) Anfiteatro da Seção Técnica de Pós-graduação da FEB, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI - Orientador(a) do(a) Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia/UNESP/Sorocaba, Prof. Dr. PAULO SERGIO DA SILVA do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, Prof. Dr. ALESSANDRO GOEDEL do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de MARCO AURELIO ROCHA, intitulada **MODELAGEM E CONTROLE DE GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO PARA ESTUDO DE SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA**. Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI

Prof. Dr. PAULO SERGIO DA SILVA

Prof. Dr. ALESSANDRO GOEDEL

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus por mais esta conquista.

Ao professor Dr. Paulo José Amaral Serni, pela amizade, dedicação e apoio em todos os momentos. Agradeço também por acreditar no potencial deste trabalho, além de todo aprendizado que absorvi durante o período de mestrado. Agradeço todos os conselhos e pela disponibilidade de sempre me atender com as minhas dúvidas.

Ao professor Dr. André Luiz Andreoli, pela amizade, dedicação, apoio e por acreditar no meu potencial e no potencial desta pesquisa. Foi de fundamental importância durante todas as fases de desenvolvimento da pesquisa. Agradeço também por todos os ensinamentos, conselhos e oportunidades que me foram dadas tanto na coorientação desta dissertação de mestrado como na orientação do trabalho de conclusão de curso. Agradeço pelos aprendizados que levarei durante minha vida acadêmica e pessoal.

Aos meus amados pais Antônio e Rosa, pelo grande incentivo e apoio, estando ao meu lado nos momentos mais importantes e decisivos de minha vida.

Agradeço pelo apoio e pela paciência da minha namorada, Ana Luiza Costa, que esteve ao meu lado nos momentos mais importantes e decisivos deste trabalho.

Agradeço pelo constante apoio dado pelo professor Dr. Paulo Sérgio da Silva, por cada minuto que demandei com as minhas dúvidas.

Ao meu amigo de laboratório Wallace Gabriel de Souza pelo companheirismo e amizade, estando sempre presente e fornecendo grande auxílio para a conclusão deste trabalho. A todos os colegas da pós-graduação em Engenharia Elétrica, em especial a Danilo Ecidir Budoya pela amizade durante esta jornada.

Agradeço aos técnicos do laboratório Edson, Osmar, Nelson e Helton. A todos os funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP de Bauru e da seção técnica de pós-graduação.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro para a execução deste trabalho, através de uma bolsa de mestrado acadêmico (Processo: 13.2999/2016-1).

“O homem é do tamanho de seu sonho”
Fernando Pessoa

RESUMO

Esta dissertação apresenta a análise, modelagem e controle vetorial de um sistema de geração eólica tendo um gerador de indução duplamente alimentado como máquina primária e equipado com um conversor *back-to-back* para gerenciamento da potência entregue ou absorvida da rede elétrica, independentemente do tipo de carga instalada, por meio de compensação de reativos e filtragem ativa das correntes da rede. Para atingir este objetivo, a modelagem do sistema, bem como o projeto dos controladores foram desenvolvidos no ambiente de simulação Matlab®/Simulink®, em que o controle do conversor do lado do rotor realiza a regulação do torque e o controle de potência ativa e reativa, enquanto que o controle do conversor do lado da rede tem a função de manter a tensão do *link-CC* constante e produzir fator de potência unitário, compensando reativos oriundos do sistema de geração eólica e da carga instalada e atuando como um filtro ativo de potência, melhorando o índice de distorção harmônica da corrente da rede. Além disso, controladores proporcionais-ressonantes foram utilizados a fim de mitigar harmônicos gerados pelo conversor atuando no modo retificador. Também foi realizado o controle do ângulo de passo das pás da turbina, com a finalidade de obter a máxima potência para qualquer velocidade do vento. Os resultados obtidos permitiram avaliar o desempenho dos controladores, de modo que o fator de potência foi mantido unitário para variações abruptas de carga. Tem-se compensação harmônica para cargas não-lineares sendo extraída e gerada a máxima potência oriunda do vento.

Palavras-chave: geração de energia eólica, compensação de reativos, filtro ativo de potência, gerador de indução duplamente alimentado, conversor *back-to-back*, qualidade de energia

ABSTRACT

This dissertation presents the analysis, modeling and vector control of a wind power system with a doubly-fed induction generator as a primary machine and equipped with a back-to-back converter to manage power delivered to or absorbed from the grid, independently of the installed load type, through reactive compensation and active filtering of grid currents. To achieve this goal, the system modelling and the controller design was developed in the Matlab®/Simulink® software, where the rotor-side converter control regulates torque and control active and reactive power. The grid-side converter control has the function of maintaining the DC link voltage constant and produce unit power factor, compensating reactive power from the wind generation system and the installed load and acting as an active power filter, which improves the total harmonic distortion of the grid current. In addition, proportional-resonant controller was used to mitigate harmonics generated by the converter acting in the rectifier mode. The pitch angle controller also was made in order to obtain the maximum power for any wind speed. The results obtained allowed to evaluate the performance of the controllers, so that the power factor was unit for abrupt loads variation, there was harmonic compensation for nonlinear loads and the maximum power from the wind was extracted and generated.

Keywords: wind power system, reactive compensation, active power filter, doubly fed induction generation, back-to-back converter, power quality

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Capacidade eólica anual global.....	7
Figura 2 – Capacidade global eólica cumulativa	8
Figura 3 – Top 10 países com nova capacidade instalada Jan-Dez 2016.....	8
Figura 4 – Capacidade total instalada do Brasil.....	9
Figura 5 – Pá simplificada de uma turbina de arraste	12
Figura 6 – Definição da força de sustentação e arrasto considerando uma representação em 2-D.....	13
Figura 7 – Fluxos de ar sobre o perfil de uma pá (a) fluxo laminar e (b) fluxo turbulento.....	14
Figura 8 – Turbina eólica de eixo horizontal	14
Figura 9 – Turbina eólica de eixo vertical.....	15
Figura 10 – Componentes de um aerogerador	16
Figura 11 – Fluxo de ar fluindo através de uma seção transversal.....	17
Figura 12 – Fluxo de vento através de uma turbina eólica.....	19
Figura 13 – Coeficiente de potência teórico.....	22
Figura 14 – Regiões de operação de uma turbina eólica.....	22
Figura 15 – Característica de uma turbina eólica operando em velocidade fixa.....	24
Figura 16 – Característica de uma turbina eólica operando em velocidade variável	25
Figura 17 – Curva de potência típica de uma turbina com controle por estol.....	26
Figura 18 – Curva de potência típica de uma turbina com controle de passo.....	26
Figura 19 – Sistema eólico de velocidade fixa com gerador de indução com rotor em gaiola de esquilo	27
Figura 20 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador síncrono	28
Figura 21 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução em gaiola de esquilo.....	29
Figura 22 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução duplamente alimentado	29
Figura 23 – Motor de indução trifásico indicando o estator com enrolamento trifásico e o rotor em gaiola	31
Figura 24 – Característica de conjugado versus velocidade de uma máquina de indução.....	33
Figura 25 – Princípio de operação do DFIG aplicado a sistemas eólicos	35
Figura 26 – Princípio de operação do DFIG (a) velocidade sub síncrona e (b) velocidade super síncrona	36
Figura 27 – Diagrama de operação do sistema eólico baseado em DFIG com Filtro Ativo e Compensação de Reativos.....	37
Figura 28 – Conversor CC - CA trifásico de 2 níveis	38
Figura 29 – Retificador PWM trifásico fonte de tensão.....	40
Figura 30 – Conversor Back-to-Back PWM-VSI	40
Figura 31 – Modulação por largura de pulso senoidal para um inversor trifásico	42
Figura 32 – Diagrama esquemático da SRF-PLL	43
Figura 33 – Diagrama esquemático da MAF-PLL.....	44
Figura 34 – Diagrama esquemático FUZ MAF-PLL	45
Figura 35 – Coeficiente de potência para diferentes valores de velocidade de ponta para diferentes valores de ângulo de passo, modelo Heier (2006).....	48
Figura 36 – Coeficiente de potência em função da velocidade de ponta para diferentes valores do ângulo de passo, modelo Sloodweg (2003).....	48
Figura 37 – Sistema eólico turbina-gerador	49
Figura 38 – Diagrama de corpo livre do sistema turbina-gerador.....	50
Figura 39 – Circuito equivalente do DFIG no campo de referência arbitrário (a) eixo q; (b) eixo d.....	52
Figura 40 – Diagrama de operação do sistema DFIG	57
Figura 41 – Circuito do conversor conectado ao rotor.....	60
Figura 42 – Orientação pelo fluxo do estator.....	61
Figura 43 – Malha interna de corrente do rotor de eixo em quadratura.....	65
Figura 44 – Malha interna de corrente do rotor de eixo direto	65
Figura 45 – Resposta ao degrau ao sistema em malha fechada para o controlador de corrente RSC.....	66
Figura 46 – Cálculo da posição do fluxo do estator por meio da PLL.....	67
Figura 47 – Malha externa de velocidade eixo em quadratura.....	69

Figura 48 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de velocidade	70
Figura 49 – Malha externa de reativos eixo direto.....	71
Figura 50 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de reativos.....	72
Figura 51 – Esquema de controle RSC	73
Figura 52 – Circuito do conversor conectado à rede.....	74
Figura 53 – Malha interna de corrente do conversor do lado da rede – eixo α	76
Figura 54 – Malha interna de corrente do conversor do lado da rede – eixo β	77
Figura 55 – Controlador de corrente GSC	78
Figura 56 – Diagrama de Bode para o controlador de corrente GSC.....	79
Figura 57 – Identificador harmônico.....	80
Figura 58 – Controlador de corrente GSC com filtro ativo.....	80
Figura 59 – Malha externa de tensão de barramento CC - eixo direto.....	82
Figura 60 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de tensão de link-CC	83
Figura 61 – Malha externa de reativos eixo em quadratura	85
Figura 62 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de reativos.....	85
Figura 63 – Esquema de controle GSC	86
Figura 64 – Esquema de controle do ângulo de passo	86
Figura 65 – Perfil de vento.....	88
Figura 66 – Potência disponível (P) e potência controlada (Pm).....	89
Figura 67 – Caso 01 – Balanço de potência ativa do sistema	90
Figura 68 – Caso 01 – Potência reativa da carga e do conversor.....	91
Figura 69 – Caso 01 – Potência reativa da rede e do gerador	91
Figura 70 – Caso 01 – Tensão da fase <i>a</i> do PAC (VPACa) e corrente da rede (iga)	92
Figura 71 – Caso 01 – Tensão do barramento CC (VDC)	92
Figura 72 – Caso 01 – ω_r	93
Figura 73 – Caso 01 – Torque mecânico e eletromagnético	93
Figura 74 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,25 s e 1,28 s	94
Figura 75 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 2,25 s e 2,28 s	94
Figura 76 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 3,25 s e 3,28 s	95
Figura 77 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,25 s e 4,28 s	95
Figura 78 – Caso 01 – Tensão da fase <i>a</i> do PAC (VPACa) entre 4,25 s e 4,28 s	96
Figura 79 – Caso 01 – Espectro de frequência da tensão do PAC	96
Figura 80 – Caso 01 – Espectro de frequência da corrente absorvida pela rede	97
Figura 81 – Caso 02 – Torque aplicado ao eixo do motor de indução.....	98
Figura 82 – Caso 02 – Balanço de potência ativa	98
Figura 83 – Caso 02 – Potência reativa da carga e do GSC.....	99
Figura 84 – Caso 02 – Potência reativa da rede e do gerador	99
Figura 85 – Caso 02 – Tensão da fase <i>a</i> do PAC (VPACa) e corrente da rede (iga).....	100
Figura 86 – Caso 02 – Tensão do barramento CC (VDC)	100
Figura 87 – Caso 02 – ω_r	101
Figura 88 – Caso 02 – Torque mecânico e torque eletromagnético desenvolvido.....	101
Figura 89 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,5 s e 1,53 s	102
Figura 90 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 3,0 s e 3,03 s	102
Figura 91 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,5 s e 4,53 s	103
Figura 92 – Caso 02 – THD da corrente da rede entre 4,5 s e 4,53 s.....	103
Figura 93 – Caso 02 – VPACa entre 1,8 s e 1,83 s	104
Figura 94 – Caso 02 – Resposta em frequência da tensão do PAC.....	104

Figura 95 – Caso 03 – Balanço de potência ativa sem filtragem ativa	105
Figura 96 – Caso 03 – Potência reativa da carga e do GSC sem filtragem ativa	106
Figura 97 – Caso 03 – Potência reativa da rede e do gerador sem filtragem ativa	106
Figura 98 – Caso 03 – VPACa e iga sem filtragem ativa	107
Figura 99 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s	107
Figura 100 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s	108
Figura 101 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s	108
Figura 102 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 1,20 s e 1,23 s	109
Figura 103 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 2,20 s e 2,23 s	109
Figura 104 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 4,20 s e 4,23 s	110
Figura 105 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s	110
Figura 106 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s	111
Figura 107 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s	111
Figura 108 – Caso 03 – Balanço de potência ativa	112
Figura 109 – Caso 03 – Potência reativa da carga e do GSC	113
Figura 110 – Caso 03 – Potência reativa da rede e do gerador	113
Figura 111 – Caso 03 – VPACa e iga	114
Figura 112 – Caso 03 – VDC	114
Figura 113 – Caso 03 – ω_r	115
Figura 114 – Caso 03 – Torque mecânico e eletromagnético	115
Figura 115 – Caso 03 – VPACa entre 1,50 s e 1,53 s	116
Figura 116 – Caso 03 – VPACa entre 2,50 s e 2,53 s	116
Figura 117 – Caso 03 – VPACa entre 4,50 s e 4,53 s	117
Figura 118 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 1,50 s e 1,53 s	117
Figura 119 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 2,50 s e 2,53 s	118
Figura 120 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 4,50 s e 4,53 s	118
Figura 121 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,20 s e 1,23 s	119
Figura 122 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 2,20 s e 2,23 s	119
Figura 123 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,20 s e 4,23 s	120
Figura 124 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 1,20 s e 1,23 s	120
Figura 125 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 2,20 s e 2,23 s	121
Figura 126 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 4,20 s e 4,23 s	121
Figura 127 – Tetraedro de potências monofásico entre 1,20 s e 1,23 s	122
Figura 128 – Tetraedro de potências monofásico entre 2,20 s e 2,23 s	123
Figura 129 – Tetraedro de potências monofásico entre 4,20 s e 4,23 s	124

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Capacidade instalada por estado no final de 2016.....	10
Tabela 2	– Comparação de configurações de turbinas eólicas.....	30
Tabela 3	– Valores para aproximação das curvas do coeficiente de potência.....	47
Tabela 4	– Parâmetros de projeto para o indutor de filtro e capacitor de link-CC.....	58
Tabela 5	– Valores de projeto para a malha interna de corrente do RSC.....	66
Tabela 6	– Valores de projeto para a malha externa de velocidade do RSC.....	69
Tabela 7	– Valores de projeto para a malha externa de potência reativa do RSC.....	72
Tabela 8	– Valores de projeto para a malha interna de corrente do GSC.....	77
Tabela 9	– Valores de projeto para a malha externa de tensão do GSC.....	83
Tabela 10	– Valores de projeto para a malha externa de potência reativa do RSC.....	85
Tabela 11	– Disposição das cargas RL ao longo do tempo.....	90
Tabela 12	– Parâmetros de carga no lado CC para o ensaio 03.....	105
Tabela 13	– Comparação entre THD da corrente da rede com e sem filtragem ativa.....	122
Tabela 14	– Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s	122
Tabela 15	– Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s	123
Tabela 16	– Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s	124

LISTA DE SIGLAS E DEFINIÇÕES

$\alpha\beta$	Componentes do plano de referência estacionário
BNDES	Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DDSRF	PLL em campo de referência síncrono duplamente desacoplada
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i> – Gerador de Indução Duplamente Alimentado
DPC	<i>Direct Power Control</i> – Controle Direto de Potência
dq	Componentes de eixo direto e em quadratura
DSOGI	PLL com base em integradores generalizados de segunda ordem
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controle Direto de Torque
FAP	Filtro Ativo de Potência
FLC	<i>Fuzzy Logic Controller</i> – Controlador lógico <i>fuzzy</i>
FUZ	Abreviação para a utilização da lógica <i>fuzzy</i>
GSC	<i>Grid Side Converter</i> – Conversor do Lado da Rede
HSF	<i>High Selectivity Filter</i> – Filtro de Alta Seletividade
IGBT	Transistor de junção bipolar de porta isolada
LQI	<i>Linear-Quadratic Regulator with Integral Action</i> – Controle Linear Quadrático com Ação Integral
MAF	<i>Moving Average Filter</i> – Filtro de Média Móvel
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> – Ponto de Máximo Rastreamento de Potência
p	Indicação de derivada
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Controladores Proporcionais-Integrais
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> – Rastreador de Frequência
PMSG	Gerador Síncrono à Ímãs Permanentes
PR	Controladores Proporcionais Ressonantes
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
Q ₁ a Q ₆	Chaves do conversor de potência
RSC	<i>Rotor Side Converter</i> – Conversor do Lado do Rotor
SCIG	<i>Squirrel Cage Induction Generator</i> – Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo
SG	<i>Synchronous Generator</i> - Gerador Síncrono à Ímãs Permanentes ou com Rotor Bobinado
SRF-PLL	PLL de campo de referência síncrono

THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Distorção Harmônica Total
VC	<i>Vector Control</i> – Controle Vetorial
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – Inversor fonte de tensão
fmm	Força Magnetomotriz

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
α	Ângulo de ataque	°
β	Ângulo de passo	°
$\Delta_e(k)$	Varição do erro da tensão de eixo em quadratura	V/s
θ	Posição rastreada pela PLL	°
θ_1	Rotação angular da turbina	°
θ_2	Rotação angular do gerador	°
θ_a	Posição angular do fluxo do estator	°
θ_r	Posição angular do rotor	°
θ_s	Posição angular da rede	°
θ_{slip}	Posição angular de escorregamento	°
λ	Velocidade de ponta	Adimensional
λ_{abcr}	Enlace de fluxo das fases a, b e c do rotor	Wb
λ_{abcs}	Enlace de fluxo das fases a, b e c do estator	Wb
λ'_{dr}	Enlace de fluxo do rotor de eixo direto refletido ao circuito do estator	Wb
λ_{ds}	Enlace de fluxo do estator de eixo direto	Wb
λ'_{qr}	Enlace de fluxo do rotor de eixo em quadratura refletido ao circuito do estator	Wb
λ_{qs}	Enlace de fluxo do estator de eixo em quadratura	Wb
λ_s	Fluxo do estator	Wb
ρ	Massa específica de ar	kg/m ³
τ_β	Constante de tempo do servo-motor das pás da turbina	s
Ψ'_{dr}	Enlace de fluxo por segundo do rotor de eixo direto refletido ao circuito do estator	Wb/s
Ψ_{ds}	Enlace de fluxo por segundo do estator de eixo direto	Wb/s
Ψ'_{qr}	Enlace de fluxo por segundo do rotor de eixo em quadratura refletido ao circuito do estator	Wb/s
Ψ_{qs}	Enlace de fluxo por segundo do estator de eixo em quadratura	Wb/s
ω	Campo de referência para a modelagem do DFIG	rad/s
ω_b	Velocidade angular de base	rad/s
ω_f	Largura de banda da frequência desejada	rad/s

Símbolo	Descrição	Unidade
ω_g	Frequência angular estimada da rede	rad/s
ω_n	Frequência natural angular	rad/s
ω_r	Velocidade angular do rotor	rad/s
ω_{rref}	Velocidade angular de referência	rad/s
ω_s	Velocidade angular síncrona	rad/s
ω_{slip}	Velocidade angular de escorregamento	rad/s
ω_T	Velocidade angular da pá da turbina	rad/s
a	Valor de indução axial	Adimensional
A	Área da pá	m ²
A_1	Área da seção transversal do vento que se aproxima da turbina	m ²
A_2	Área da seção transversal do tubo de vazão do ar na saída do rotor da turbina	m ²
A_T	Área da seção transversal do tubo de vazão do ar na entrada do rotor da turbina	m ²
C	Capacitor de barramento CC	F
C_a	Coefficiente de arrasto	Adimensional
C_p	Coefficiente de potência	Adimensional
C_s	Coefficiente de arrasto	Adimensional
d	Ciclo de trabalho	Adimensional
E	Energia cinética	J
$e(k)$	Erro da tensão em quadratura para a FUZ MAF-PLL	V
F_a	Força de arraste aerodinâmico	N
f_c	Frequência de comutação do conversor	Hz
F_c	Força de contato	N
F_r	Força resultante	N
f_r	Frequência da rede	Hz
F_s	Força de arraste aerodinâmico	N
$G_{idr}(s)$	Função de transferência para a malha interna de corrente do RSC de eixo direto	Adimensional
$G_{iqr}(s)$	Função de transferência para a malha interna de corrente do RSC de eixo em quadratura	Adimensional

Símbolo	Descrição	Unidade
$G_{i_{\alpha}}(s)$	Função de transferência para a malha interna de corrente do GSC de eixo α	Adimensional
$G_{i_{\beta}}(s)$	Função de transferência para a malha interna de corrente do GSC de eixo β	Adimensional
$G_{Q_e}(s)$	Função de transferência para a malha externa de reativos do GSC para o eixo em quadratura	Adimensional
$G_{Q_s}(s)$	Função de transferência para a malha externa de reativo do RSC de eixo direto	Adimensional
$G_{V_{DC}}(s)$	Função de transferência para a malha externa de tensão de barramento CC do GSC para o eixo direto	Adimensional
$G_{PR}(s)$	Função de transferência para o controlador de corrente do GSC	Adimensional
$G_{\omega_r}(s)$	Função de transferência para a malha externa de velocidade do RSC de eixo em quadratura	Adimensional
i_0	Corrente de entrada do barramento CC	A
i_{abcr}	Corrente das fases a, b e c do rotor	A
i_{abcs}	Corrente das fases a, b e c do estator	A
i_c	Corrente de capacitor do barramento CC	A
i_{cm}	Corrente do conversor do lado da máquina no barramento CC	A
i_{dr}'	Corrente do rotor de eixo direto refletido ao circuito do estator	A
$i_{dr}^{s'}$	Corrente do rotor de eixo direto no referencial do fluxo do estator	A
i_{ds}	Corrente do estator de eixo direto	A
i_{ds}^s	Corrente de estator de eixo direto no referencial do fluxo do estator	A
i_f	Corrente de filtro	A
i_g	Corrente da rede	A
i_{Ld} e i_{Lq}	Corrente da carga de eixo direto e em quadratura	A
i_{Lhd} e i_{Lhq}	Componentes harmônicas da corrente da carga não linear de eixo direto e quadratura	A
i_{qr}'	Corrente do rotor de eixo em quadratura refletido ao circuito do estator	A
$i_{qr}^{s'}$	Corrente do rotor de eixo em quadratura no referencial do fluxo do estator	A
i_{qs}	Corrente do estator de eixo em quadratura	A
i_{qs}^s	Corrente do estator de eixo em quadratura no referencial do fluxo do estator	A
i_s	Corrente do estator	A

Símbolo	Descrição	Unidade
J_1	Inércia da turbina	kg.m ²
J_2	Inércia do gerador	kg.m ²
J_{eq}	Inércia equivalente do sistema turbina gerador	kg.m ²
k_i	Ganho integral do controlador PI	Adimensional
k_p	Ganho proporcional do controlador PI	Adimensional
L_f	Indutor de filtro	H
L_g	Indutância da rede	H
L_{lr}'	Indutância de dispersão do rotor refletido ao circuito do estator	H
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator	H
L_m	Indutância de magnetização	H
L_r'	Indutância própria do rotor refletido ao circuito do estator	H
L_s	Indutância própria do estator	H
m	Massa de ar	kg
\dot{m}	Fluxo de massa de ar	kg/s
m_a	Índice de modulação	Adimensional
N	Relação de Engrenagens	Adimensional
p	Número de polos do DFIG	Adimensional
P	Potência disponível no vento	W
P_{AC}	Potência ativa do lado AC do GSC	W
P_{CC}	Potência ativa do lado CC do GSC	W
P_e	Potência disponível no vento na entrada do rotor eólico	W
P_m	Potência mecânica extraída do vento por uma turbina	W
P_n	Potência ativa nominal do sistema	W
P_r	Potência ativa no rotor do DFIG	W
P_s	Potência ativa no estator do DFIG	W
P_S	Potência disponível no vento na saída do rotor eólico	W
P_t	Potência extraída pelo vento	W
P_T	Potência ativa total que o DFIG entrega a rede	W

Símbolo	Descrição	Unidade
Q	Vazão de ar que atravessa a turbina eólica, dentro do tubo de vazões	m^3/s
Q_e	Potência reativa da rede	VAr
$Q_{e\text{ref}}$	Potência reativa da rede de referência	VAr
Q_r	Potência reativa do rotor	VAr
Q_s	Potência reativa do estator	VAr
$Q_{s\text{ref}}$	Potência reativa do estator de referência	VAr
R	Raio do rotor eólico medido na ponta da pá	m
R_f	Resistor de filtro	Ω
R_r'	Resistência do rotor refletido ao circuito do estator	Ω
R_s	Resistência do estator	Ω
s	Escorregamento	Adimensional
T_a	Tempo de assentamento	s
T_e	Torque produzido pelo gerador oposto ao seu movimento	N.m
T_m	Torque mecânico	N.m
T_t	Torque aerodinâmico produzido pelas pás da turbina	N.m
V_{AB1}	Tensão de pico de linha fundamental	V
v_{abcr}	Tensão das fases a, b e c do rotor	V
v_{abcs}	Tensão das fases a, b e c do estator	V
V_d, V_q	Tensão de eixo direto e em quadratura	V
V_{DC}	Tensão de barramento CC	V
V_{DC}^*	Tensão de barramento CC de referência	V
v_{dr}'	Tensão do rotor de eixo direto refletido ao circuito do rotor	V
v_{dr}^s	Tensão do rotor de eixo direto no referencial do fluxo do estator	V
v_{ds}	Tensão do estator de eixo direto	V
v_{ds}^s	Tensão de estator de eixo direto no referencial do fluxo do estator	V
V_e	Velocidade do vento na seção do tubo de vazão na entrada da turbina	m/s

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{g123}	Tensão de entrada do retificador	V
V_{LL-RMS}	Tensão de linha RMS	V
V_{PAC}	Tensão de fase do PAC	V
v_{qr}'	Tensão do rotor de eixo em quadratura refletido ao circuito do rotor	V
v_{qr}^s	Tensão do rotor de eixo em quadratura no referencial do fluxo do estator	V
v_{qs}	Tensão do estator de eixo em quadratura	V
v_{qs}^s	Tensão de estator de eixo em quadratura no referencial do fluxo do estator	V
V_{r123}	Tensão de entrada do RSC	V
V_s	Velocidade do vento na seção do tubo de vazão na saída da turbina	m/s
V_{tg}	Velocidade tangencial	m/s
V_w	Velocidade do vento	m/s
V_{wr}	Velocidade relativa do vento	m/s
V_{wt}	Velocidade do vento resistente ao movimento das pás	m/s
X_m	Reatância de magnetização	Ω
X_r'	Reatância própria do rotor refletida ao circuito do estator	Ω
X_s	Reatância própria do estator	Ω
z_c	Zero do compensador	Adimensional

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 Objetivos Gerais	4
1.2 Objetivos Específicos	4
1.3 Organização do Trabalho Acadêmico	5
CAPÍTULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	6
2.1 A Energia Eólica	6
2.1.1 Vantagens e Desvantagens da Energia Eólica	6
2.1.2 Energia Eólica no Mundo	7
2.1.3 Energia Eólica no Brasil	9
2.2 Turbinas Eólicas	11
2.2.1 Turbinas de Arraste	11
2.2.2 Turbinas de Sustentação	12
2.2.3 Orientação do Eixo de Turbinas Eólicas	14
2.3 Componentes de um Sistema Eólico	15
2.4 Conversão de Energia Eólica em Energia Mecânica	17
2.5 Modos de Operação de uma Turbina Eólica	22
2.5.1 Turbinas Eólicas de Velocidade Constante	23
2.5.2 Turbinas Eólicas de Velocidade Variável	24
2.6 Controle de Potência e Velocidade de Turbinas Eólicas	25
2.6.1 Controle por Estol	25
2.6.2 Controle de Passo	26
2.6.3 Controle por Estol Ativo	27
2.7 Tecnologia de Aerogeradores	27
2.7.1 Comparações das Configurações de Turbinas Eólicas	29
2.8 Máquina de Indução	30
2.8.1 Gerador de Indução	32
2.9 DFIG Aplicado a Sistemas de Geração Eólica	34
2.10 Conversores CC – CA	37
2.11 Conversores CA – CC – Retificadores Controlados	39
2.12 Conversor <i>Back-to-Back</i> PWM-VSI	40
2.13 Controle de Tensão de Inversores Trifásicos	41
2.13.1 PWM senoidal	41
2.14 Algoritmo de Sincronismo – PLL	42

CAPÍTULO 3 – MODELAGEM DOS COMPONENTES DO SISTEMA EÓLICO	46
3.1 Modelagem Aerodinâmica de uma Turbina Eólica.....	46
3.2 Modelagem dos Sistemas de Eixos de uma Turbina Eólica	48
3.3 Modelagem Dinâmica do Gerador de Indução Duplamente Alimentado	52
CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS	57
4.1 Projeto do Indutor de Filtro L_f e Capacitor C de <i>link-CC</i>	57
4.2 Controle do Conversor do Lado do Rotor	60
4.2.1 Controle Vetorial	60
4.2.2 Malha Interna de Corrente	61
4.2.3 Obtenção da Posição do Fluxo do Estator	66
4.2.4 Malha Externa de Velocidade.....	68
4.2.5 Malha Externa de Potência Reativa	70
4.3 Controle do Conversor do Lado da Rede	73
4.3.1 Malha Interna de Corrente	74
4.3.2 Filtro Ativo na Malha Interna de Corrente do GSC	79
4.3.3 Malha Externa de Tensão do <i>link-CC</i>	81
4.3.4 Malha Externa de Potência Reativa	83
4.4 Controle do Ângulo de Passo	86
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	88
5.1 Caso 01 – Variação de Cargas RL	89
5.2 Caso 02 – Motor de Indução com Variação no Torque Aplicado ao Eixo	97
5.3 Caso 03 – Retificador Trifásico em Ponte Completa a Diodos com Filtro Indutivo na Entrada	104
5.3.1 Sem Filtragem Ativa da Corrente da Rede	105
5.3.2 Com Filtragem Ativa da Corrente da Rede	111
5.3.3 Comparação entre os Sistemas com e sem Filtragem Ativa.....	121
CONCLUSÃO.....	125
PUBLICAÇÕES.....	126
Trabalho submetido à periódico	126
Trabalho aceito para publicação em anais de congresso.....	126
Trabalho completo publicado em anais de congresso.....	126
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	127

ANEXO A	132
DADOS DO SISTEMA EÓLICO	132
A.1 – Dados do DFIG	132
A.2 – Dados da Turbina Eólica	132
A.3 – Dados do GSC	132
A.4 – Dados da Rede.....	132
ANEXO B	133
TETRAEDRO DE POTÊNCIAS.....	133

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Em um cenário de franco desenvolvimento mundial, a demanda por eletricidade vem aumentando gradativamente, de modo que as fontes convencionais de energia tais como carvão, petróleo e gás acarretem em constantes oscilações de preço oferecendo riscos financeiros e problemas técnico-econômicos em virtude da depleção e esgotamento das reservas, além disso, a preocupação com os níveis de emissão de gás carbônico, contribuinte do aquecimento global, e das mudanças climáticas vem se intensificando (PINTO, 2012). Com o esforço mundial para que haja o atendimento da crescente demanda de energia e que ocorra a minimização do impacto ambiental oriundo da geração elétrica, a comunidade científica tem buscado pesquisar e aprimorar o uso das fontes renováveis de energia, visando ampliar a exploração de recursos naturais até então pouco aproveitados e contribuindo para o aumento no rendimento global dessas fontes (LEI et al., 2006).

Dentre as fontes renováveis de energia, a energia eólica é considerada uma das mais importantes e promissoras, principalmente devido a sua viabilidade econômica, baixa relação custo/benefício de exploração e por apresentar um rápido desenvolvimento tecnológico, crescendo exponencialmente ao longo dos anos (ACKERMANN, 2005; TAPIA et al., 2003).

Os sistemas de energia eólica podem ser classificados em duas categorias: velocidade fixa e velocidade variável. As turbinas que trabalham com velocidade fixa têm como vantagem um custo relativamente baixo e boa robustez. Em contrapartida, as referidas turbinas apresentam limitada eficiência aerodinâmica, necessidade de manutenção de sua caixa de transmissão e instalação do banco de capacitores para compensar potência reativa (PINTO, 2012). Deste modo, o conceito de turbinas eólicas operando em velocidade variável vem recebendo gradativa atenção por apresentarem uma maior eficiência e melhorar a qualidade de energia elétrica, tendo como vantagens a redução de estresse mecânico, a possibilidade de extrair a máxima potência oriunda do vento, a compensação dinâmica das pulsações de torque e potência e redução acústica por trabalharem em baixa velocidade (MULLER; DEICKE; DONCKER, 2002). Em aplicações à velocidade variável, se destacam a utilização de dois tipos de geradores: geradores síncronos e o de indução. A vantagem da utilização do gerador síncrono se dá pelo fato de ele não apresentar escovas e multiplicador de velocidade, por outro lado, o conversor eletrônico utilizado entre seus terminais e a rede é dimensionado para a potência nominal da máquina primária (CARRASCO et al., 2006). Com intuito de reduzir o custo do conversor, os sistemas baseados em gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês – *Doubly-Fed Induction Generator*) têm dominado o mercado de geração eólica em

velocidade variável, pois oferecem várias vantagens se comparados a sistemas baseados em geradores síncronos. Essas vantagens estão relacionadas principalmente com a topologia do conversor *back-to-back*, que opera com uma potência cerca de 30% da potência nominal do gerador, reduzindo o seu custo e a perda de potência (XU; CARTWRIGHT, 2006).

Além disso, esse conversor é capaz de controlar a potência ativa e a reativa nos quatro quadrantes e realizar a filtragem ativa da corrente da rede. Dentro desse contexto, essa topologia é de grande interesse, uma vez que a geração eólica causa problemas no sistema de distribuição de energia ao qual está conectado, como instabilidade da rede e problemas de qualidade de energia (ACKERMANN, 2005; TAPIA et al., 2003; TREMBLAY; ATAYDE; CHANDRA, 2011). Ademais, a qualidade de energia pode ser ainda degradada por meio da crescente utilização de cargas não-lineares, resultando na injeção de harmônicos na corrente da rede elétrica. Essa poluição harmônica distorce as formas de onda de tensão e de corrente na rede elétrica, promovendo diversos problemas tais como: baixo fator de potência, flutuação de potência reativa, cintilações de tensão, entre outros (MOREIRA et al., 2017).

Com o objetivo de desenvolver sistemas de energia eólica conectados à rede de distribuição eficientes, economicamente viáveis, que compensem reativos e realizem a compensação harmônica, diferentes algoritmos de controle aplicados ao DFIG são propostos na literatura. Esquemas de controle convencionais são geralmente baseados em dois métodos: controle vetorial (VC, do inglês - *Vector Control*) e técnicas de controle direto, conhecidos por controle direto de potência (DPC, do inglês - *Direct Power Control*) e controle direto de torque (DTC, do inglês - *Direct Torque Control*) (XU; CARTWRIGHT, 2006). Em Boldea (2005) e Abad et al. (2011) é desenvolvida e detalhada a implementação desses métodos convencionais, enquanto que em Tremblay, Atayde e Chandra (2011) é realizado um estudo comparativo das vantagens e desvantagens que o uso desses métodos causam ao sistema.

A técnica mais utilizada se baseia no controle vetorial orientado por fluxo. Em relação a esse método, uma sincronização precisa com o vetor de fluxo do estator permite um controle de potência ativa e reativa independente, por meio das componentes de eixo direto e em quadratura (d-q) das correntes do rotor. Por outro lado, os principais inconvenientes deste controle são o elevado número de transformações que devem ser realizadas, bem como a alta dependência dos parâmetros da máquina de indução. Assim, o desempenho do sistema pode ser degradado, além de se tornar uma técnica especialmente crítica em situações de faltas, necessitando de um maior esforço computacional para o controle em sequências positiva, negativa e zero (XU; CARTWRIGHT, 2006). Um dos primeiros trabalhos propostos para o VC

baseado em DFIG utilizando o conversor *back-to-back* é mostrado em Pena, Clare e Asher (1996), em que é possível analisar a eficiência desta técnica para o controle de potência ativa e reativa. Em Murari et al. (2017) é proposto um método simplificado para o projeto dos controladores proporcionais-integrais (PI) da malha de corrente do conversor do lado do rotor (RSC, do inglês – *Rotor Side Converter*), apresentando um resultado satisfatório mesmo com o dobro do tempo de assentamento do sistema.

Os métodos DTC e DPC têm como característica a baixa dependência dos parâmetros da máquina de indução e o alto desempenho dinâmico (TAMALOUZT; REKIOUA; ABDESSEMED, 2014), porém apresentam frequência de comutação variável e ripple de torque mecânico (ZAVALA et al., 2017). Alguns dos trabalhos que utilizam esta técnica para o controle da potência ativa e reativa podem ser visto em (MONDAL; KASTHA, 2015; TAMALOUZT; REKIOUA; ABDESSEMED, 2014; XU; CARTWRIGHT, 2006). Em Mohammadi et al. (2014) é elaborado um controle combinado entre o VC e o DPC, mostrando um melhor desempenho tanto se comparado com o controle vetorial quanto se comparado com o controle direto de potência. Em Albuquerque e Pinto (2016) é apresentada uma estrutura de controle ótimo baseado no método LQI (do inglês – *Linear-Quadratic Regulator with Integral Action*), submetido tanto a variação de vento quanto a cargas não-lineares.

Para a compensação de harmônicos da corrente elétrica, a solução mais difundida é o filtro ativo de potência (FAP), pois detecta-se a corrente harmônica da carga não-linear e injeta uma compensação de corrente elétrica para mitigar as componentes harmônicas que passam para a rede. A utilização do FAP em sistemas eólicos vem sendo realizada por meio de modificações no controle do conversor do DFIG. Muitos trabalhos realizam essa modificação no conversor do lado do rotor, como em (GAILLARD et al., 2009), em que as correntes harmônicas absorvidas pela carga não-linear conectada à rede são isoladas por meio de um filtro de alta seletividade (HSF, do inglês – *High Selectivity Filter*) e inseridas ao controlador de corrente do RSC, enquanto que em (BOUTOUBAT; MOKRANI; MACHMOUM, 2013) é proposta uma alteração no RSC para simultaneamente ser capaz de capturar a máxima potência oriunda do vento e melhorar a qualidade de energia cancelando as harmônicas mais significativas da corrente da rede.

A filtragem ativa por meio de modificações no controlador do conversor do lado do rotor se torna prejudicial, pois injeta harmônicos no DFIG acarretando em problemas como: aumento das perdas, operação inadequada e redução de vida útil da máquina (MOREIRA et al., 2017). Com isso, recentemente alguns estudos propõem a compensação harmônica por meio de

alterações no conversor do lado da rede (GSC, do inglês – *Grid Side Converter*), como em Naidu e Singh (2015), em que as harmônicas geradas pela carga não-linear são mitigadas pelo GSC. Para realizar essa mitigação, utilizou-se o método de controle no campo de referência síncrono para extrair a componente fundamental da corrente da carga para o controle do GSC. Por outro lado, em Moreira et al. (2017), as correntes harmônicas absorvidas pela carga não-linear conectada à rede são isoladas por meio de um filtro passa baixas e inseridas ao controlador de corrente do GSC, realizando o controle de potências ativa e reativa baseados no controle por orientação do campo do estator do gerador simultaneamente com a filtragem ativa de potência.

1.1 Objetivos Gerais

Tendo em vista o contexto exposto em relação às preocupações com a qualidade de energia e o meio ambiente, este trabalho propõe uma melhoria na estratégia de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator para sistemas de energia eólica conectado à rede de distribuição baseados em DFIG, para controle de potências ativa e reativa, bem como a realização da filtragem ativa no ponto de acoplamento comum (PAC), com o intuito de manter o fator de potência unitário para diferentes perfis de carga, bem como obter o ponto de máximo rastreo de potência (MPPT, do inglês – *Maximum Power Point Tracking*).

1.2 Objetivos Específicos

- Caracterizar o estado da arte de sistemas de energia eólica de velocidade variável com DFIG;
- Descrever e analisar matematicamente o modelo de turbinas eólicas;
- Desenvolver o controle por ângulo de passo para a obtenção do MPPT;
- Descrever e analisar matematicamente o modelo dinâmico e o controle vetorial do DFIG;
- Implementar o sistema eólico no ambiente de simulação Matlab®/Simulink®;
- Desenvolver e implementar alterações no controle vetorial para o tratamento de harmônicos originados por cargas não-lineares.
- Analisar os resultados computacionais obtidos.

1.3 Organização do Trabalho Acadêmico

A organização da dissertação é feita da seguinte maneira:

- No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre o tema, em que se discute o estado da arte da energia eólica, seu crescimento mundial e nacional, os tipos de geradores aplicados como máquina primária a turbinas eólicas além dos tipos de conversores de potência e as técnicas de PLL utilizadas.
- No Capítulo 3 é desenvolvida toda a modelagem matemática do sistema eólico necessária para o projeto dos controladores. Para tanto, modelou-se matematicamente a turbina eólica, o sistema de eixos e o gerador de indução duplamente alimentado.
- No Capítulo 4 é desenvolvida toda a metodologia dos sistemas de controle propostos, apresentando-se o desenvolvimento e a modelagem matemática, bem como o projeto dos compensadores.
- No Capítulo 5 são apresentados e discutidos os resultados obtidos para o sistema de controle proposto para diferentes perfis de carga aplicadas ao PAC, podendo-se analisar a eficiência do sistema para compensação de reativos e harmônicos.
- Por fim conclui-se o trabalho, discutindo as vantagens e desvantagens do esquema de controle proposto, além de abordar trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 A Energia Eólica

O crescimento da demanda energética mundial, a preocupação acerca do meio ambiente, a poluição gerada por combustíveis fósseis, a preocupação com a segurança global e, principalmente, com as mudanças climáticas, faz com que a necessidade de investimento e pesquisas sobre fontes renováveis de energia sejam extremamente necessárias. Nesse contexto, a fonte eólica se apresenta como uma das alternativas mais fortes, principalmente por apresentar diversas vantagens, se comparadas com as demais fontes, conforme mostra o Tópico 2.1.1.

2.1.1 Vantagens e Desvantagens da Energia Eólica

A energia eólica oferece diversas vantagens, o que explica o seu rápido crescimento dentre as fontes mundiais de energia, as quais são (SALLES, 2009; WAGNER; MATHUR, 2012):

- Tempo reduzido de construção do parque eólico;
- Construção modular de fácil expansão;
- Fonte de energia limpa, não poluindo o ar como plantas de geração baseadas em combustíveis fósseis;
- Não emite gases de efeito-estufa e chuva ácida;
- É uma das tecnologias mais baratas disponíveis atualmente entre as fontes renováveis de energia;
- Criação de novos empregos;

Como desvantagens, destacam-se (SALLES, 2009; WAGNER; MATHUR, 2012):

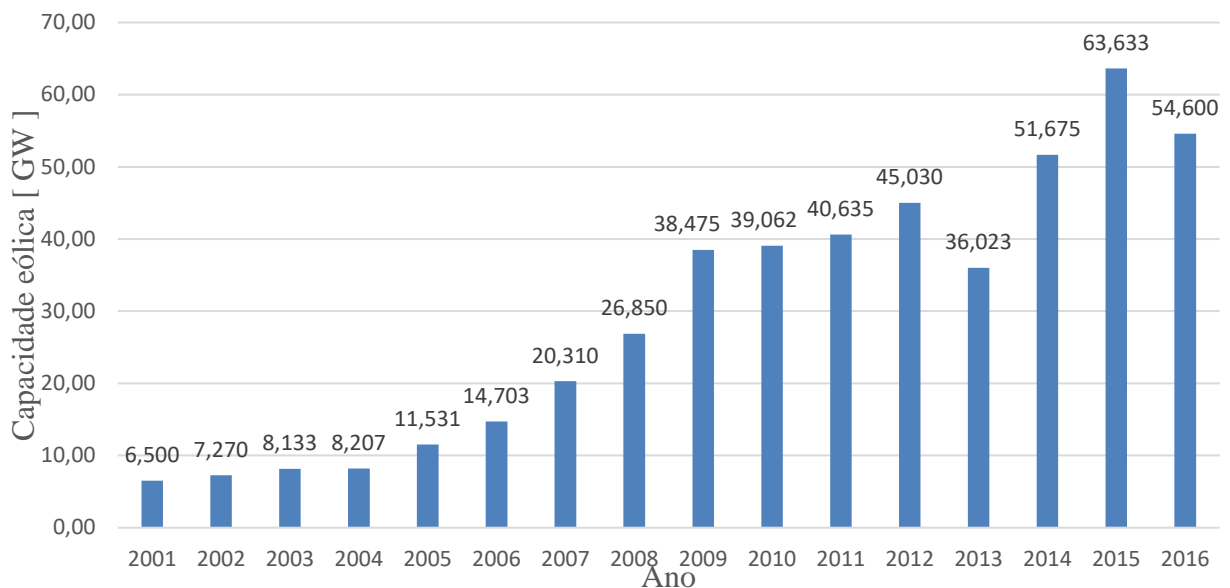
- O fato de ela ser uma fonte de energia intermitente;
- A dependência de dispositivos como baterias ou super capacitores para armazenamento;
- Lugares propícios para geração eólica geralmente estão localizados em áreas remotas, necessitando de um custo extra para realizar a conexão com a rede;

- Alto custo inicial;
- Poluição visual;
- Ruído audível devido à rotação das pás;

2.1.2 Energia Eólica no Mundo

Recentemente, a indústria eólica se encontra em constante expansão. Em 2015, ela bateu o recorde de capacidade anual instalada ultrapassando o montante de 60 GW pela primeira vez na história, tendo mais de 63 GW da nova capacidade de energia eólica colocadas em linha, enquanto que em 2016, a capacidade anual instalada foi próximo a 55 GW, montante maior que os demais anos, exceto por 2015 (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017). A capacidade anual global de energia eólica instalada é mostrada na Figura 1, evidenciando o seu crescimento recente.

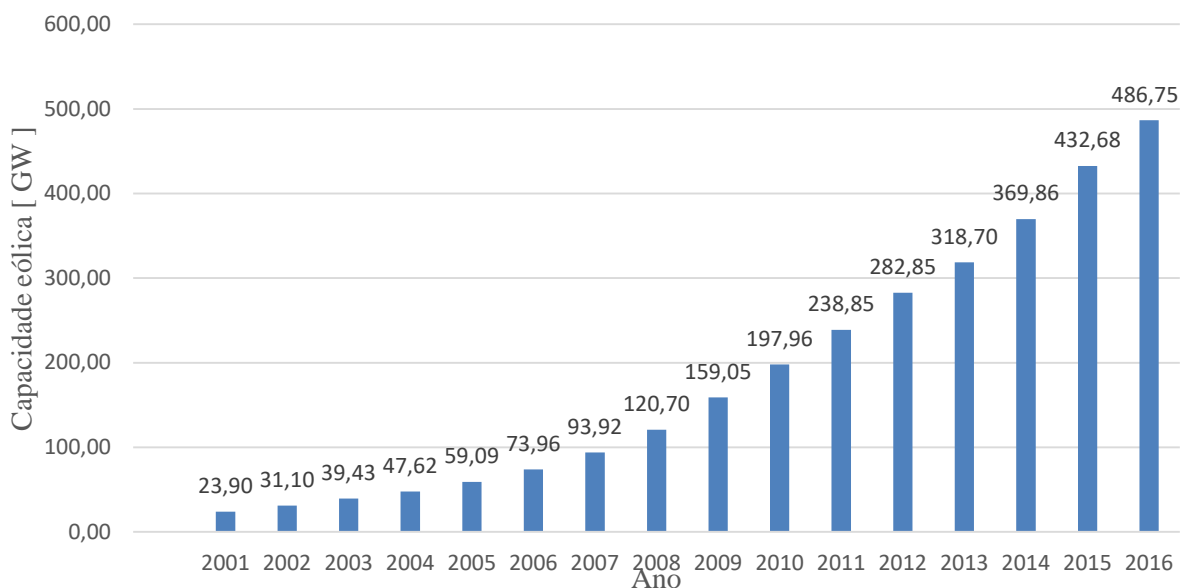
Figura 1 – Capacidade eólica anual global



Fonte: Adaptado de Global Wind Energy Council (2017).

Ao longo da última década, vem sendo realizado um forte investimento no setor eólico, em que apenas no ano de 2015 o total investido em energia renovável foi de 296,6 bilhões de euros, aumento de 4% para 2014, em que se investiu 238,1 bilhões de euros (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2016). Com esse investimento, a capacidade eólica cumulativa instalada no mundo cresce de forma exponencial, conforme mostrado na Figura 2. De fato, comparando-se a capacidade global total de energia eólica entre o final de 2015 e o final de 2016, nota-se um crescimento cumulativo de mais de 12 %, com um total de 486,749 GW.

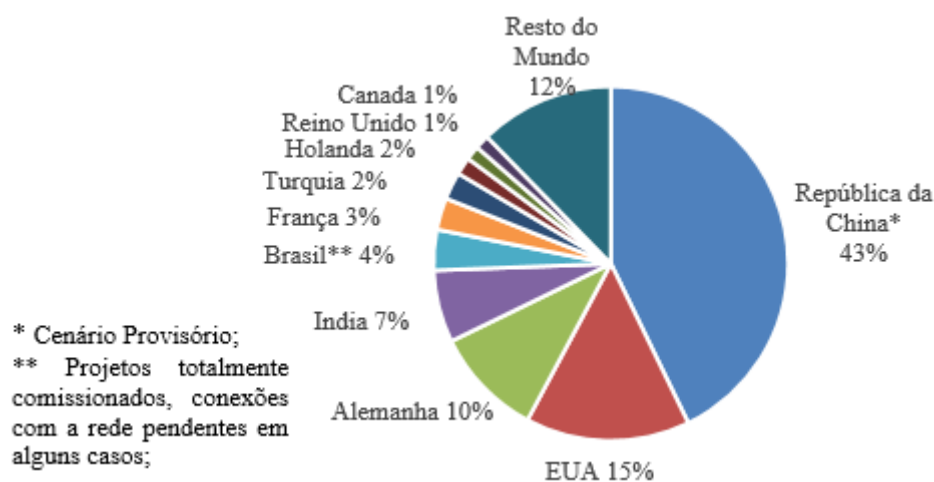
Figura 2 – Capacidade global eólica cumulativa



Fonte: Adaptado de Global Wind Energy Council (2017).

Esse crescimento se deve principalmente pela incrível capacidade anual das instalações da China, que, em 2015, representou 48,5% do total instalado mundial e, em 2016, teve uma representatividade de 43% (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017). A capacidade de novas instalações entre janeiro e dezembro de 2016, para um total de geração de 56,6 GW, pode ser vista na Figura 3.

Figura 3 – Top 10 países com nova capacidade instalada Jan-Dez 2016



Fonte: Adaptado de Global Wind Energy Council (2017).

No final do ano de 2014, o número de países que tinham mais do que 1 GW de capacidade eólica instalada era de 26: incluindo 17 países da Europa; 3 países da Ásia (China, Japão e Índia); 1 país na Oceania (Austrália); 3 países na América do Norte (Estados Unidos, Canadá

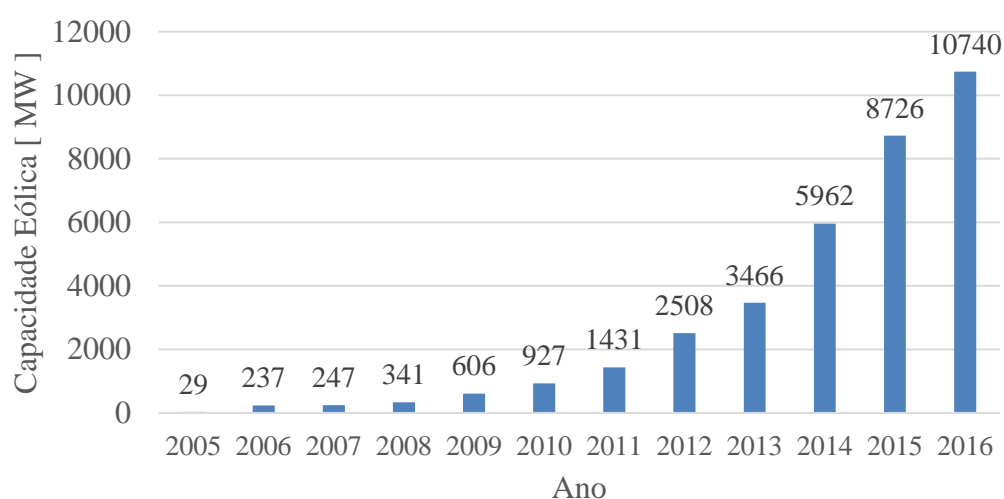
e México); 1 país da América Latina (Brasil) e 1 país na África (África do Sul) (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017).

Até o final de 2016, o número de países que cruzou a barreira de 10 GW de capacidade instalada foram 9, entre eles se encontram a China (168,690 GW), Estados Unidos (82,184 GW), Alemanha (50,018 GW), Índia (28,700 GW), Espanha (23,074 GW), Reino Unido (14,543 GW), França (12,066 GW), Canadá (11,900 GW) e Brasil (10,740 GW). Sendo a China o único país com capacidade acima de 100 GW, superando este montante em 2014, e adicionando um novo capítulo a já estabelecida indústria eólica (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017).

2.1.3 Energia Eólica no Brasil

Na última década, o Brasil apresentou um grande desenvolvimento na indústria eólica, tendo um comportamento exponencial de crescimento do total de capacidade instalada, conforme mostra a Figura 4, tornando-se assim um mercado extremamente competitivo com o emprego, até o ano de 2016, de mais de 160 mil pessoas. Nesse cenário, existe o fornecimento de eletricidade para cerca de 17 milhões de residências com 6000 turbinas eólicas instaladas, participando de 7% da capacidade nacional instalada, reduzindo o nível de emissão de gás carbônico em 16 milhões de toneladas por ano e assumindo uma posição de destaque no cenário global, tornando-se um dos 10 maiores geradores de energia eólica de todo o mundo (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017). As maiores concentrações de produção eólica se encontram na região nordeste e sul do país, como evidenciado pela análise da Tabela 1.

Figura 4 – Capacidade total instalada do Brasil



Fonte: Adaptado de Global Wind Energy Council (2017).

Tabela 1 – Capacidade instalada por estado no final de 2016

Estado	Capacidade Instalada [MW]	Número de fazendas eólicas
Rio Grande do Norte	3420	125
Bahia	1898	73
Ceará	1789	68
Rio Grande do Sul	1696	72
Piauí	915	33
Pernambuco	651	29
Santa Catarina	239	14
Paraíba	69	13
Sergipe	35	1
Rio de Janeiro	28	1
Paraná	3	1
Total	10742	430

Fonte: Adaptado de Global Wind Energy Council (2017).

De fato, se comparado com os demais países da América Latina, o Brasil é o país que apresenta o melhor cenário para a energia eólica, sendo o único país da região que até o ano de 2016 ultrapassou a marca de 10 GW de capacidade instalada (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017), apresentando condições promissoras até pelo menos 2020, apesar da crise econômica e política em que o país se encontra. Já em escala global, o Brasil apresenta uma das melhores condições naturais em geração eólica, superando a sua demanda elétrica atual em três vezes, e mesmo com os problemas atuais, em 2016, o recorde da geração eólica foi quebrado, produzindo cerca de 11,8% da demanda nacional de eletricidade em 2 de outubro, mostrando um excelente desempenho operacional da energia eólica (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017).

Ainda que esses problemas não tenham afetado tanto o crescimento da indústria eólica brasileira nos dois últimos anos, o cancelamento de todos os leilões de energias renováveis em 2016 pode vir a ser um ponto de retrocesso no recente crescimento na geração eólica, o qual se deve principalmente a instalações e produções vindas de projetos contratados em leilões e livre mercado durante os anos anteriores a 2016 (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017).

Um importante incremento ocorreu em 2016 quando o Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES), responsável pelo financiamento de

praticamente todos os principais projetos no Brasil, reforçou sua posição de prioridade para projetos de energias renováveis. Para a eólica, o banco manteve as condições existentes; ainda que colocada em espera durante a crise financeira. Porém, anunciou sua intenção de resolver o atraso na liberação de fundos, o que forçou os investidores a buscarem financiamento de curto prazo em outras fontes. Assim, enquanto o mercado eólico brasileiro continua crescendo, o setor enfrenta diversos desafios devido à crise econômica e, conseqüentemente, redução na demanda por eletricidade (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2017).

2.2 Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas são dispositivos desenvolvidos para a extração da energia cinética disponível no vento. Esse aproveitamento da energia eólica é realizado pela conversão da potência do vento em potência mecânica, por meio de turbinas eólicas (CUSTÓDIO, 2013).

As turbinas eólicas modernas são decorrência do avanço tecnológico dos moinhos de vento ou cata-ventos tradicionais, utilizados há séculos para aplicações como bombeamento de água, moagem de grãos, entre outros. Em contraste com os moinhos de vento utilizados no passado, as turbinas eólicas modernas usam máquinas elétricas para geração de eletricidade (CUSTÓDIO, 2013).

Existem dois tipos diferentes de turbinas eólicas: aquelas que dependem principalmente da sustentação aerodinâmica (turbinas de sustentação) e aquelas que usam principalmente o arrasto aerodinâmico (turbinas de arraste). As turbinas eólicas de alta velocidade dependem da força de sustentação para mover as lâminas, e a velocidade linear das lâminas geralmente é várias vezes maior que a velocidade do vento. Em contrapartida, para as turbinas que utilizam arrasto aerodinâmico, a velocidade linear não pode exceder a velocidade do vento, como resultado, são turbinas de baixa velocidade. Em geral, as turbinas eólicas são divididas por estrutura em eixo horizontal e eixo vertical (CUSTÓDIO, 2013; HANSEN, 2015).

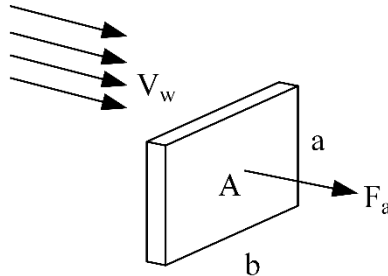
2.2.1 Turbinas de Arraste

Esses tipos de turbinas utilizam a força que atua sobre uma área perpendicular à direção do vento, em que o vento empurra as pás, forçando o rotor a girar (CUSTÓDIO, 2013).

Na Figura 5 é ilustrada uma pá de arraste simplificada. O vento incide na pá e sua desaceleração resulta no surgimento de uma força de arraste, que agirá perpendicularmente à superfície da pá, empurrando-a. O coeficiente de arrasto depende da forma da pá, variando de acordo com seu desenho e dimensões. Na Figura 5, A é a superfície da pá, enquanto que a e b

são as dimensões da mesma. A relação entre as dimensões da pá influi no valor do coeficiente de arrasto (CUSTÓDIO, 2013).

Figura 5 – Pá simplificada de uma turbina de arraste



Fonte: Adaptado de Custódio (2013).

A força de arraste provocada pelo fluxo de vento sobre as pás é dada por:

$$F_a = \frac{1}{2} \rho C_a A V_w^2 \quad (1)$$

em que,

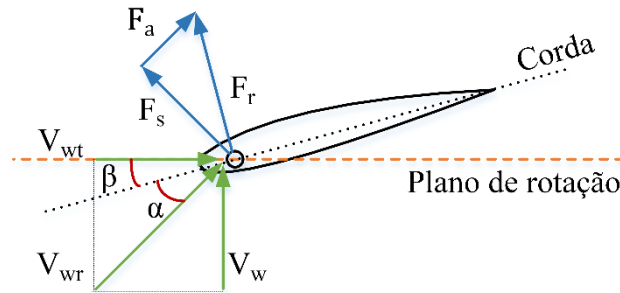
- F_a = força de arraste aerodinâmico[N];
- ρ = massa específica do ar [kg/m³];
- V_w = velocidade do vento relativa [m/s];
- C_a = coeficiente de arrasto;
- A = Área da pá [m²].

Nas turbinas de arraste, a velocidade das pás não pode ser maior que a velocidade do vento, o que limita sua eficiência. São frequentemente usadas para bombear pequenos volumes de água com ventos de baixa velocidade (CUSTÓDIO, 2013).

2.2.2 Turbinas de Sustentação

As turbinas de sustentação utilizam pás com perfil aerodinâmico, cuja força resultante da interação do vento com o rotor possuem, além da componente de arrasto na mesma direção da velocidade relativa do vento (V_{wr}), uma componente perpendicular à essa velocidade, denominada de força de sustentação, conforme indicado pela Figura 6, em que a velocidade relativa é dada pela soma vetorial da velocidade do vento incidente (V_w) e da componente de velocidade do vento resistente ao movimento das pás (V_{wt}) (CUSTÓDIO, 2013; HANSEN, 2015).

Figura 6 – Definição da força de sustentação e arrasto considerando uma representação em 2-D



Fonte: Adaptado de Hansen (2015).

A força de sustentação F_s sobre uma seção da pá do rotor é dada por:

$$F_s = \frac{1}{2} \rho C_s A V_w^2 \quad (2)$$

em que,

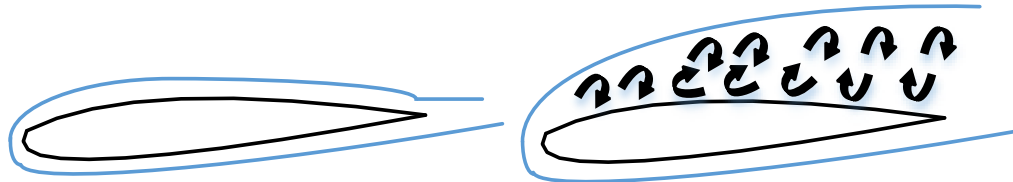
- F_s = força de arraste aerodinâmico[N];
- C_s = coeficiente de arrasto;
- α = ângulo de ataque [°];
- β = ângulo de passo [°].

As características construtivas da pá e a sua inclinação em relação à direção da velocidade relativa do vento (ângulo de ataque) devem ser estabelecidas de forma a direcionar a força resultante F_r sobre a pá. Assim, a força resultante atuará no mesmo sentido da rotação do rotor da turbina, fazendo com que esta realize trabalho (CUSTÓDIO, 2013).

A incidência do vento sobre as pás de uma turbina eólica poderá provocar uma mudança do fluxo de ar de parte da superfície da pá, dependendo do ângulo de ataque, das dimensões e perfil da pá e da velocidade do vento relativo. A Figura 7 ilustra esse deslocamento. Em um primeiro momento, à medida em que o coeficiente de sustentação varia linearmente com o ângulo de ataque, a turbina se encontra na região normal de operação, que é caracterizada por apresentar um fluxo de ar laminar e aderente à superfície da pá, conforme a Figura 7a. Nesta região a força de sustentação é maior, resultando em maior sustentação aerodinâmica da pá e, conseqüentemente, maior transferência da potência do vento. Por outro lado, à medida em que se aumenta o ângulo de ataque, o perfil entra na região de perda aerodinâmica e o fluxo sobre o perfil passa a ser turbulento, resultando em um deslocamento entre o fluxo laminar do ar e a superfície da pá. Nessa região, não haverá sustentação aerodinâmica, o que pode ser observado na Figura 7b. Portanto, quanto maior for a região de perda numa pá em relação à região de

sustentação, menor será a transferência da potência do vento realizada pela pá e, assim, menor será a eficiência aerodinâmica da turbina. Esta região normalmente é utilizada para limitar as forças sobre a turbina eólica, quando a velocidade do vento é muito alta (CUSTÓDIO, 2013; HANSEN, 2015).

Figura 7 – Fluxos de ar sobre o perfil de uma pá (a) fluxo laminar e (b) fluxo turbulento



Fonte: Adaptado de Hansen (2015).

2.2.3 Orientação do Eixo de Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas podem ser construídas com o eixo horizontal ou vertical. Os rotores de eixo horizontal precisam se manter perpendiculares à direção do vento para capturarem o máximo de energia. Este tipo de turbina é o mais utilizado atualmente, especialmente nas instalações de maior potência para produção de energia elétrica, onde o gerador é instalado no alto, conforme a Figura 8 (CUSTÓDIO, 2013).

Figura 8 – Turbina eólica de eixo horizontal



Fonte: CRESESB-Centro de Referência para Energia Solar e Eólica

As turbinas de eixo vertical não necessitam de mecanismos direcionais podendo receber o vento de qualquer direção. Têm a vantagem do gerador e transmissão serem instalados no solo, tornando a estrutura mais simples do que as turbinas que apresentam orientação de eixo horizontal. Uma desvantagem deste tipo de turbina é que sua potência não pode ser facilmente controlada como as turbinas de eixo horizontal, em que a potência é controlada apenas pela alteração do ângulo de passo. Um exemplo de turbina orientada por eixo vertical é mostrado na Figura 9 (CUSTÓDIO, 2013).

Figura 9 – Turbina eólica de eixo vertical

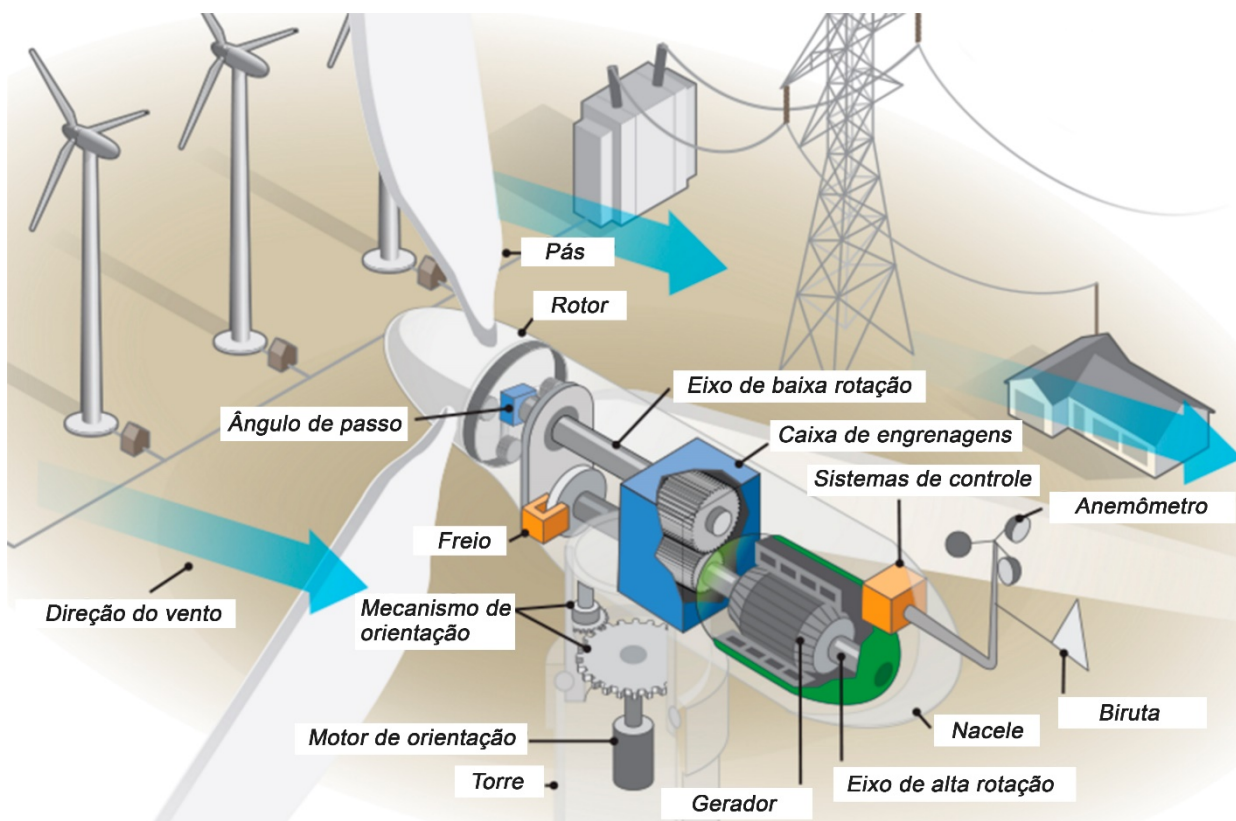


Fonte: CRESESB-Centro de Referência para Energia Solar e Eólica

2.3 Componentes de um Sistema Eólico

Os sistemas eólicos modernos são compostos de diversos componentes, que trabalhando juntos são capazes de fornecer energia elétrica por meio da conversão da energia oriunda do vento, com um rendimento satisfatório. Esses componentes são mostrados na Figura 10.

Figura 10 – Componentes de um aerogerador



Fonte: Adaptado de ENERGY.GOV, acesso em 29 de Agosto de 2017.

Anemômetro – Mede a velocidade do vento e transmite esses dados para o controlador;

Pás – As pás são responsáveis pela captura da energia do vento, transferindo-a para o eixo da turbina. A maioria das turbinas possui duas ou três lâminas;

Freio – Para o rotor mecanicamente, eletricamente ou hidraulicamente, em situações de emergência;

Controlador eletrônico – Responsável pelo controle contínuo do gerador elétrico, como por exemplo, controle de potência ativa e reativa entregue à rede;

Caixa de engrenagens – conecta o eixo de baixa rotação ao eixo de alta rotação;

Gerador elétrico – Converte a energia mecânica presente no eixo de alta rotação em energia elétrica. Esse gerador pode ser de indução ou síncrono;

Nacela – É o compartimento instalado no alto da torre e que abriga os componentes de um sistema eólico;

Ângulo de passo – Gira as pás eólicas de forma a controlar a velocidade de rotação para elevadas velocidades de vento;

Rotor – É o componente que efetua a transformação da energia cinética dos ventos em energia cinética de rotação. No rotor são fixadas as pás da turbina;

Torre – Suporta a estrutura da turbina na altura onde os ventos possuem melhores condições para aproveitamento eólico;

Biruta – Captam a direção do vento, de modo ao vento sempre estar perpendicular à torre para se obter um maior rendimento;

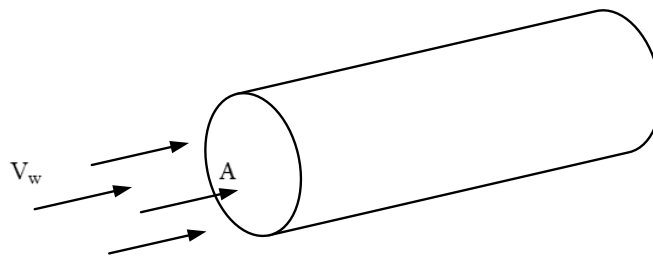
Mecanismo de orientação (*Yaw Mechanism*) – Mecanismo de ajuste da direção do aerogerador de acordo com a direção do vento;

2.4 Conversão de Energia Eólica em Energia Mecânica

A energia eólica é a energia cinética do ar em movimento. Como a velocidade do vento é uma variável estocástica, o estudo de seu comportamento espacial e temporal se torna necessário para o aproveitamento energético.

Considerando um fluxo de ar, movendo-se a uma certa velocidade, perpendicular à uma seção transversal de um cilindro, conforme a Figura 11, tem-se que (CUSTÓDIO, 2013):

Figura 11 – Fluxo de ar fluindo através de uma seção transversal



Fonte: Adaptado de Custódio (2013).

A energia cinética da massa de ar é dada pela equação (3):

$$E = \frac{mV_w^2}{2} \quad (3)$$

em que:

- E = energia cinética [J];
- m = massa de ar [kg];
- V_w = velocidade do vento [m/s].

A potência disponível no vento (P) é definida como a derivada da energia no tempo, dada por:

$$P = \frac{dE}{dt} = \frac{\dot{m}V_w^2}{2} \quad (4)$$

em que:

- \dot{m} = fluxo de massa de ar [kg/s].

O fluxo de massa é dado por:

$$\dot{m} = \rho V_w A \quad (5)$$

em que:

- ρ = densidade específica de ar [kg/m³];
- A = área da seção transversal [m²].

Portanto, substituindo a equação (5) em (4), tem-se que a potência disponível no vento que passa pela seção A , transversal ao fluxo de ar, é dada por:

$$P = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 \quad (6)$$

Ao se observar a equação (6), nota-se que a potência disponível no vento é proporcional ao cubo da velocidade que ele apresenta, ou seja, se a velocidade do vento for 10% superior, ter-se-á uma potência disponível de 33%.

Através da turbina eólica, a energia cinética dos ventos é convertida em energia cinética de rotação da turbina. Quando se analisa o fluxo de ar através de uma turbina eólica de eixo horizontal, conforme é mostrado pela Figura 12, é possível determinar o quanto de potencial eólico é aproveitado pela turbina.

Por meio da equação de continuidade de Bernoulli, a qual define que a vazão de um fluido é constante para diferentes localizações ao longo do tubo de vazão, e considerando que não há fluxo de massa através dos limites do tubo de vazão e que a massa específica do ar é constante (o que é válido para velocidades de vento menores que 100 m/s por se tratar de fluido incompressível), tem-se que (CUSTÓDIO, 2013; HANSEN, 2015):

$$Q = A_1 V_w = A_T V_e = A_2 V_s \quad (7)$$

em que:

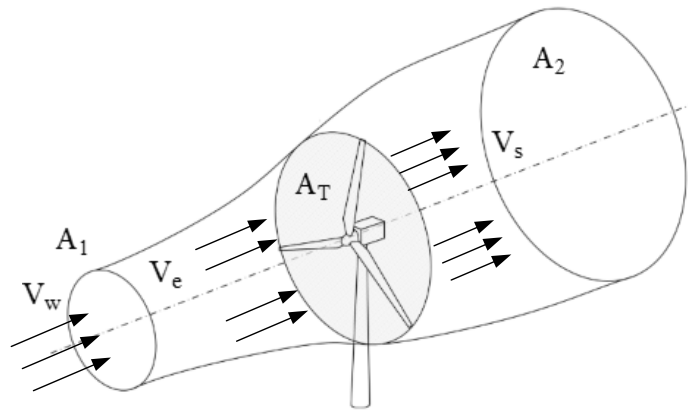
- Q = vazão de ar que atravessa a turbina eólica, dentro do tubo de vazões [m³/s];
- A_1 = área da seção transversal do vento que se aproxima da turbina [m²];
- A_T = área da seção transversal do tubo de vazão do ar na entrada do rotor da turbina [m²];

- V_e = velocidade do vento na seção do tubo de vazão na entrada da turbina [m/s];
- A_2 = área da seção transversal do tubo de vazão do ar na saída do rotor da turbina [m²];
- V_s = velocidade do vento na seção do tubo de vazão na saída da turbina [m/s].

Do mesmo modo, o fluxo de massa de ar é dado por (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013; HANSEN, 2015):

$$\dot{m} = \rho V_w A_1 = \rho V_e A_T = \rho V_s A_2 \quad (8)$$

Figura 12 – Fluxo de vento através de uma turbina eólica



Fonte: Adaptado de Hansen (2015).

Ao converter a energia cinética do vento, a turbina eólica provocará uma redução em V_s , resultando no aumento do diâmetro do tubo de vazões, conforme indica a Figura 12, com isso, a potência que a turbina eólica extrai do vento é dada pela equação (9) (CUSTÓDIO, 2013; HANSEN, 2015):

$$P_t = P_e - P_s \quad (9)$$

em que:

- P_t = potência extraída do vento pela turbina eólica [W];
- P_e = potência disponível no vento na entrada do rotor eólico [W];
- P_s = potência disponível no vento na saída do rotor eólico [W].

Logo, da equação (4), tem-se que:

$$P_t = \frac{\dot{m}}{2} (V_w^2 - V_s^2) \quad (10)$$

Substituindo a equação (8) em (10), é possível obter que:

$$P_t = \frac{\rho V_e A_T}{2} (V_w^2 - V_s^2) \quad (11)$$

Sabendo que a potência pode ser escrita como a multiplicação entre a força aplicada e velocidade do vento, pode-se determinar que (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013; HANSEN, 2015):

$$P_t = \dot{m} V_e (V_w - V_s) \quad (12)$$

Substituindo a equação (8) em (12), tem-se que:

$$P_t = \rho A_T V_e^2 (V_w - V_s) \quad (13)$$

Aplicando a Lei da Conservação de Energia (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013):

$$\rho A_T V_e^2 (V_w - V_s) = \frac{\rho V_e A_T}{2} (V_w^2 - V_s^2) \quad (14)$$

$$V_e = \frac{1}{2} (V_w + V_s) \quad (15)$$

A equação (15) mostra que a velocidade no rotor é a média da velocidade do vento e a velocidade de saída, isto é, a queda de velocidade antes e depois da turbina é igual, e dada por (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013):

$$V_w - V_e = V_e - V_s \quad (16)$$

É possível definir um fator de indução axial a em função da velocidade do vento e da velocidade do vento na seção do tubo de vazão na entrada da turbina (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013):

$$a = \frac{V_w - V_e}{V_w} \quad (17)$$

Substituindo a equação (17) em (15), tem-se que:

$$V_s = (1 - 2a)V_w \quad (18)$$

Aplicando esta definição na equação (11), é possível reescrever a potência da seguinte forma:

$$P_t = 2\rho A V_w^3 a(1 - a)^2 \quad (19)$$

A potência disponível total do vento é dada pela equação (6). Desta forma, é possível determinar uma expressão adimensional de potência definindo o coeficiente e potência C_p , da seguinte forma:

$$C_p = \frac{P_t}{P} \quad (20)$$

Substituindo (19) e (6) em (20), tem-se:

$$C_p = 4a(1 - a)^2 \quad (21)$$

Portanto,

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p \quad (22)$$

A derivada da equação do coeficiente de potência resulta em:

$$\frac{dC_p}{da} = 4(1-a)(1-3a) \quad (23)$$

Igualando a equação (23) a zero, é possível obter o valor de a para o ponto máximo do coeficiente de potência, logo:

$$0 = 4(1-a)(1-3a) \quad (24)$$

$$a = \frac{1}{3} \text{ ou } a = 1 \quad (25)$$

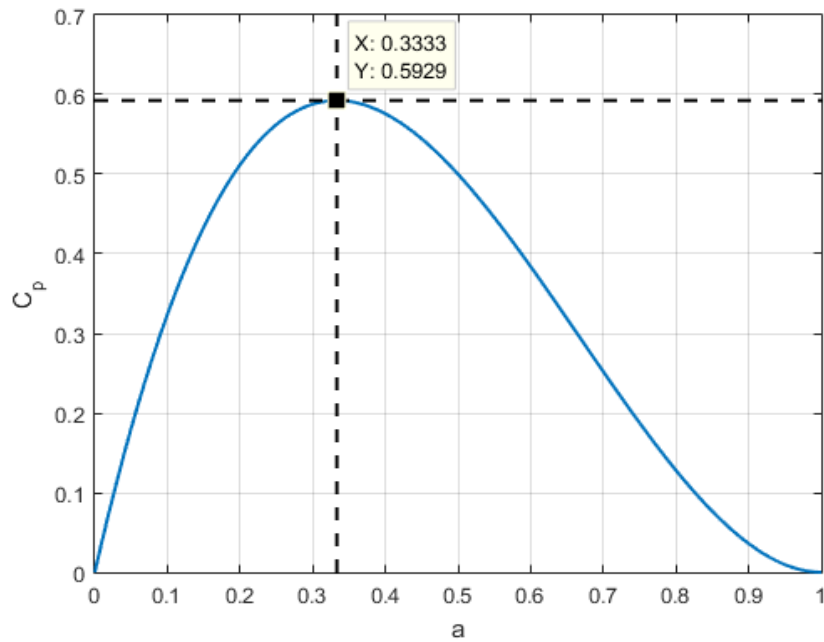
Substituindo os valores de a na equação de C_p , tem-se que o ponto de máximo ocorre para $a = \frac{1}{3}$, com isso:

$$C_{p_{\text{máx}}} = \frac{16}{27} \cong 0,593 \quad (26)$$

Este valor teórico máximo para uma turbina eólica ideal é conhecido como Limite de Betz, o qual afirma que um máximo de 59% da energia total associada à energia cinética do vento poderá ser extraída pela turbina eólica (BANIOTOPOULOS; BORRI; STATHOPOULOS, 2013; HANSEN, 2015).

A Figura 13 mostra o comportamento do coeficiente de potência à medida em que o fator de indução axial varia, comprovando que o valor máximo ocorre em aproximadamente 0,593.

Figura 13 – Coeficiente de potência teórico

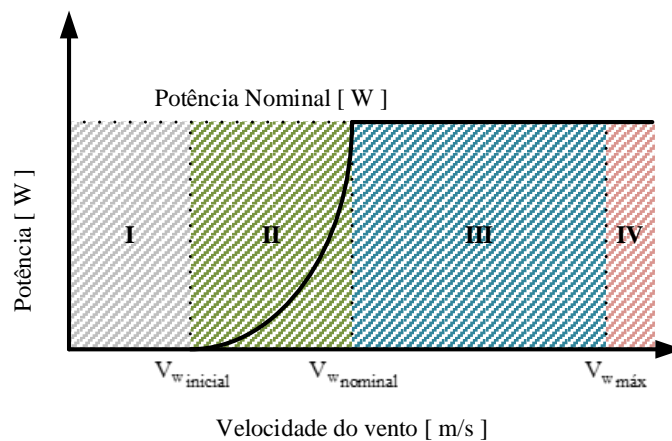


Apesar de o Limite de Betz delimitar qual é o valor máximo para o coeficiente de potência, o mesmo é válido apenas para turbinas eólicas ideais, uma vez que não leva em conta uma série de fatores, tais como as resistências aerodinâmicas das hélices, perda de energia por atrito na rotação, compressibilidade do fluido, entre outros. Assim, o máximo valor do coeficiente de potência, na prática, está próximo de 0,5 para turbinas de grande porte (PATEL, 1999).

2.5 Modos de Operação de uma Turbina Eólica

As turbinas eólicas são divididas em 4 regiões de operação, conforme mostrado pela Figura 14.

Figura 14 – Regiões de operação de uma turbina eólica



Fonte: Adaptado de Taveiros, Barros, Costa (2015).

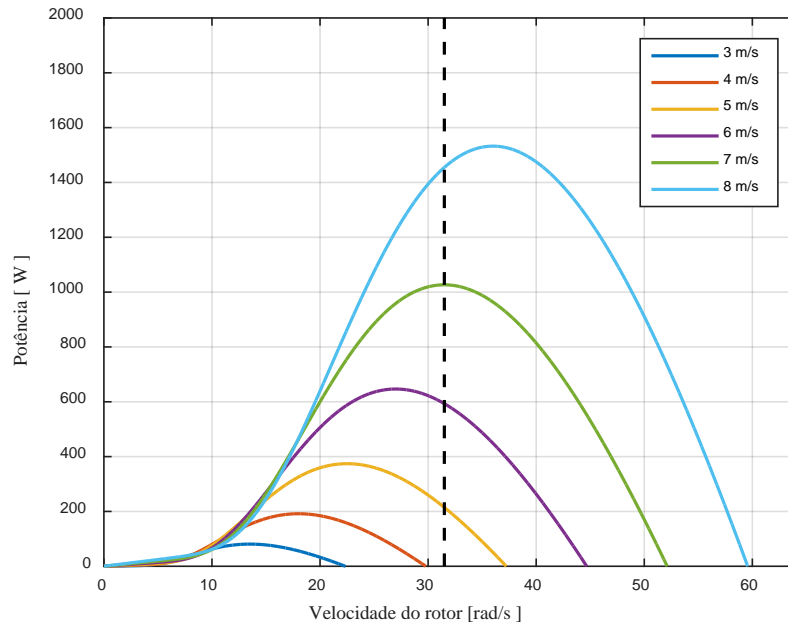
A primeira região é conhecida como região de partida, pois determina a mínima velocidade de vento necessária para partir a turbina. Normalmente, as turbinas eólicas são projetadas para uma velocidade inicial de partida de 3 a 5 m/s. A região II é a região em que a turbina opera normalmente, podendo atuar tanto em velocidade variável quanto em velocidade constante, dependendo do tipo de gerador e do sistema de controle utilizado. A região III é a que ocorre a limitação de potência. Nesse ponto, para uma certa velocidade do vento, a turbina eólica atinge sua potência nominal e a partir desse momento há a necessidade de técnicas de controle para que a potência da turbina eólica seja mantida constante em seu valor nominal. Os principais métodos de controle de potência são: controle por estol passivo e ativo e controle por passo. A região IV é a região em que se torna necessário o desligamento da turbina de modo a evitar danificações de seus componentes, uma vez que a velocidade do vento se encontra acima da máxima de operação (MARQUES, 2004; TAVEIROS; BARROS; COSTA, 2015).

2.5.1 Turbinas Eólicas de Velocidade Constante

A maioria das turbinas eólicas que operam em velocidade constante utilizam como máquina primária geradores de indução em gaiola de esquilo (SCIG, em inglês – *Squirrel Cage Induction Generator*) conectados diretamente à rede elétrica. O controle de potência é feito por regulador de passo que através da variação do ângulo de passo das pás eólicas mantém a potência do sistema em seu valor nominal. Essa topologia foi muito aplicada durante as décadas de 1980 e 1990, principalmente devido à sua simplicidade, além das vantagens associadas ao uso do SCIG. Pelo fato de o gerador estar conectado diretamente à rede elétrica, sua velocidade será quase constante, pois SCIG possuem escorregamento entre 1 a 2%, dado pela frequência da rede elétrica e pelo número de polos do gerador. Entretanto, geradores de indução em gaiola de esquilo necessitam de reativos para funcionar e geralmente utilizam capacitores conectados em paralelo com o gerador para garantir o fornecimento de energia reativa ao SCIG (REKIOUA, 2014; SLOOTWEG, 2003).

A principal desvantagem da utilização de turbinas eólicas operando em velocidade constante é o fato da extração de potência oriunda do vento não ser otimizada, conforme mostrado na Figura 15. É possível observar que existe apenas um ponto de operação onde a potência de saída é a máxima. Outra desvantagem é a necessidade de acoplamento de banco de capacitores adicionais para reduzir a energia reativa requerida da rede (REKIOUA, 2014; SLOOTWEG, 2003).

Figura 15 – Característica de uma turbina eólica operando em velocidade fixa



2.5.2 Turbinas Eólicas de Velocidade Variável

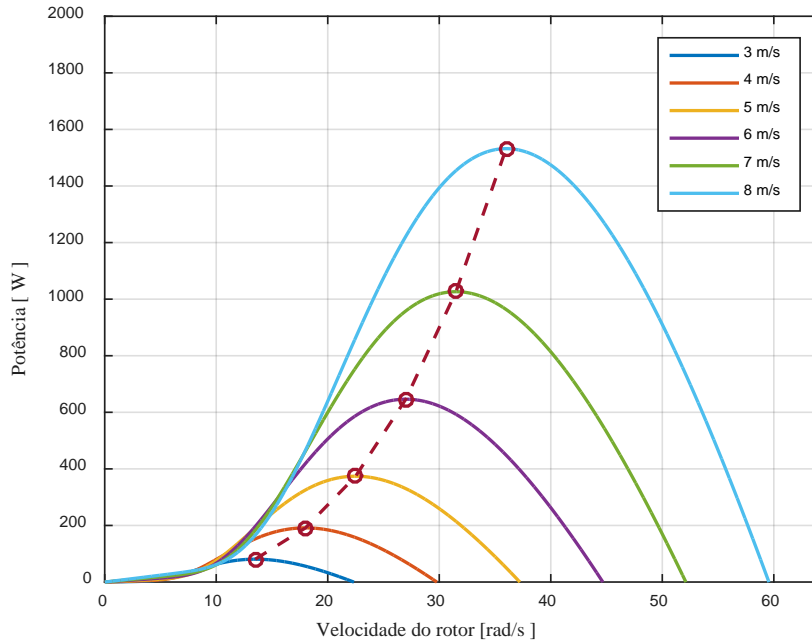
Com o crescimento da eletrônica de potência, a fabricação de turbinas eólicas operando em velocidade variável passou a ganhar espaço. A utilização de conversores de potência conectados entre a turbina eólica e a rede elétrica permite o desacoplamento entre a velocidade do rotor e a frequência da rede, tornando possível o controle da velocidade do gerador e garantindo que a flutuação da potência e do torque esteja dentro dos limites (MARQUES, 2004; SALLES, 2009).

Por meio da análise da equação (35), verifica-se que a potência mecânica gerada pela conversão da energia eólica disponível pelo vento depende diretamente do coeficiente de potência, o qual depende do ângulo de passo e da velocidade de ponta. Assumindo que o ângulo de passo seja fixo na posição de 0° , o coeficiente de potência depende apenas da velocidade de ponta. Logo, pela análise da Figura 16, para uma determinada velocidade do vento, é possível capturar a máxima potência mecânica disponível através da manutenção da velocidade de ponta em seu valor nominal, ou seja, existe um λ ótimo capaz de gerar um coeficiente de potência máximo. Pela equação (36), nota-se que se a velocidade da turbina for alterada de forma a manter λ em seu valor nominal, a potência extraída pela turbina será máxima. Sendo assim, a trajetória de máxima potência de uma turbina eólica para diversas velocidades do vento é mostrada na Figura 16 (TAVEIROS; BARROS; COSTA, 2015).

Para valores de velocidade do vento acima do valor nominal, o controlador de potência

entra em ação, com o intuito de manter a potência mecânica gerada na turbina eólica em seu valor nominal (SALLES, 2009).

Figura 16 – Característica de uma turbina eólica operando em velocidade variável



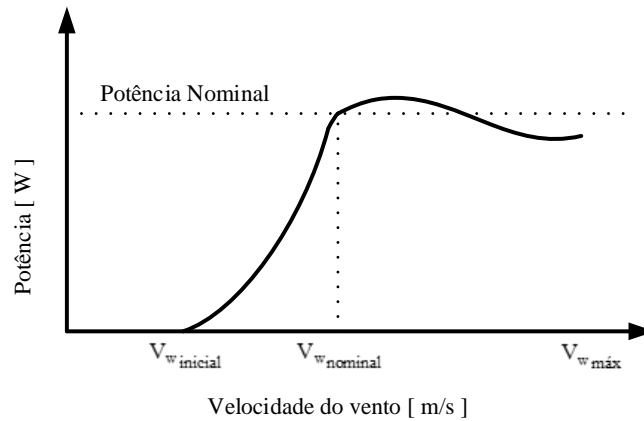
2.6 Controle de Potência e Velocidade de Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas modernas utilizam três princípios aerodinâmicos de controle para limitar a potência extraída do vento em seu valor nominal, são eles: controle por estol, controle de passo e controle por estol ativo.

2.6.1 Controle por Estol

É um sistema passivo que reage à velocidade do vento. Nesse método, as pás do rotor são fixas e não podem ser giradas em torno de seu eixo longitudinal, deste modo, o ângulo de passo é praticamente constante e escolhido de tal maneira que para velocidades de vento maiores que a nominal o fluxo em torno do perfil da pá do rotor se descole da superfície (estol), ou seja, o fluxo de ar se afasta da superfície da pá, surgindo regiões de turbulência entre o fluxo e a superfície. Com isso, para velocidades de vento acima da nominal, há uma redução da força de sustentação e um aumento da força de arrasto, o que controla a potência de saída da turbina. A curva de potência típica para este método é mostrada na Figura 17. Observa-se que a partir da velocidade nominal do vento a turbina apresenta variações leves da potência em torno do valor nominal (CUSTÓDIO, 2013).

Figura 17 – Curva de potência típica de uma turbina com controle por estol

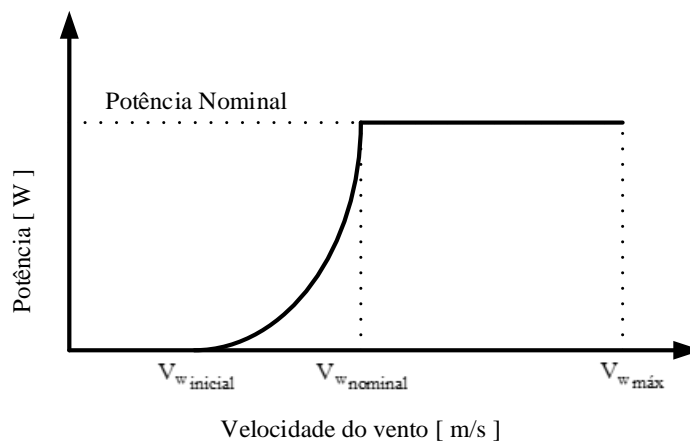


Fonte: Adaptado de Custódio (2013).

2.6.2 Controle de Passo

É um sistema de controle ativo. Sempre que a potência nominal do sistema eólico for ultrapassada, devido ao aumento das velocidades do vento, as pás do rotor serão giradas em torno de seu eixo longitudinal, mudando o ângulo de passo para aumentar o ângulo de ataque do fluxo de ar. Isso faz com que as forças aerodinâmicas que atuam sobre o perfil diminuam, e consequentemente, a potência extraída também diminua. O controle de passo permite que as pás girem em torno de 90° de forma a encontrar o ângulo de ataque adequado. Ou seja, para velocidades do vento superiores à nominal, o ângulo de passo varia de tal maneira a determinar um ângulo de ataque que produza apenas a potência nominal. A Figura 18 mostra a curva de potência típica para esta técnica de controle. Nota-se que a partir da velocidade nominal do vento, a turbina mantém sua potência constante no valor nominal do sistema (CUSTÓDIO, 2013).

Figura 18 – Curva de potência típica de uma turbina com controle de passo



Fonte: Adaptado de Custódio (2013).

2.6.3 Controle por Estol Ativo

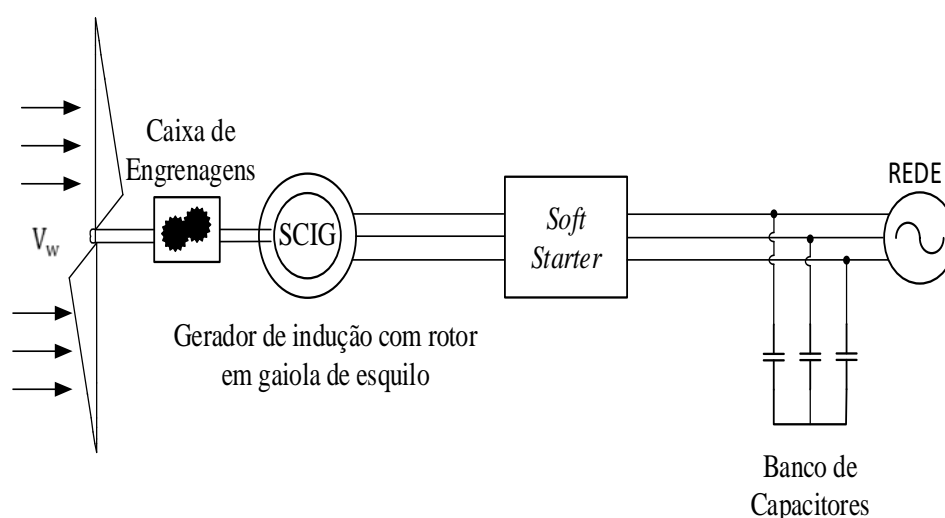
Trata-se de um sistema de controle de potência que utiliza os conceitos das duas técnicas de controle expostas anteriormente. Esta técnica se baseia na alteração do eixo das pás, conforme ocorre no controle de passo, porém de forma a provocar o estol, ou seja, de forma que as pás atinjam uma menor sustentação. As principais vantagens associadas a esta técnica são: necessidade de pequenas mudanças no ângulo de passo para controlar a potência; possibilidade de controle de potência sob condições de potência parcial, no caso de ventos baixos e construção mais simples do que turbinas com controle de passo (CUSTÓDIO, 2013).

2.7 Tecnologia de Aero geradores

Os geradores elétricos são os dispositivos responsáveis por realizar a conversão da energia mecânica disponível no eixo do seu rotor em energia elétrica. Como já visto em 2.5, os geradores utilizados em sistemas eólicos são divididos quanto à sua operação: velocidade fixa e velocidade variável (HEIER, 2006).

A configuração mais utilizada para aerogeradores operando em velocidade fixa é mostrada na Figura 19. Esse sistema eólico consiste em um gerador de indução com rotor em gaiola de esquilo conectado ao eixo da turbina eólica por meio de uma caixa de engrenagens. Utiliza-se um circuito de partida *soft starter* para a conexão do gerador à rede elétrica na entrada em operação e banco de capacitores para compensação da energia reativa consumida pelo gerador (PETERSSON, 2005; REKIOUA, 2014; SLOOTWEG, 2003).

Figura 19 – Sistema eólico de velocidade fixa com gerador de indução com rotor em gaiola de esquilo

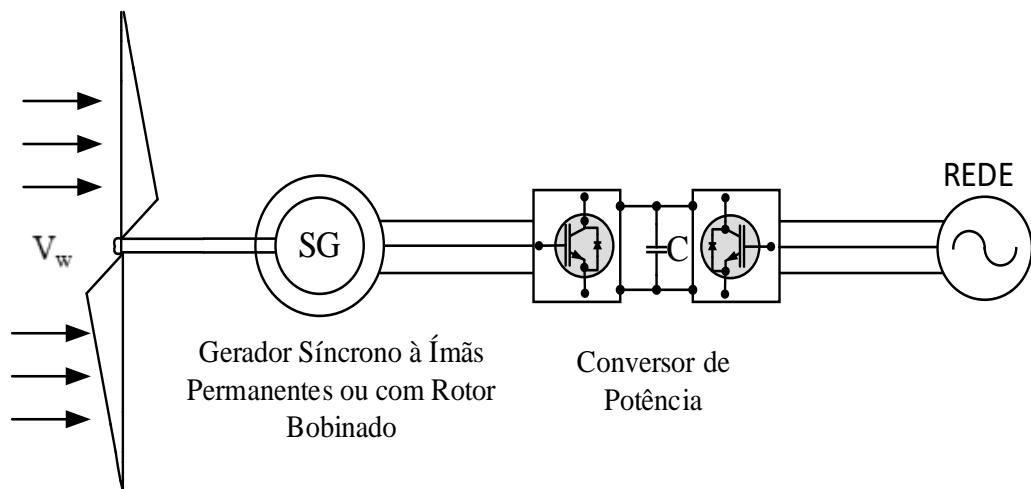


Fonte: Adaptado de Petersson (2005).

A principal vantagem que os aerogeradores operando a velocidade variável apresentam em comparação aos de velocidade fixa é a melhoria na qualidade de energia do sistema. Sistemas eólicos operando a velocidade variável oferecem um aumento na eficiência da qualidade de energia e redução do *ripple* de torque acarretando uma geração elétrica de melhor qualidade (REKIOUA, 2014).

Os geradores de indução e os geradores síncronos são os mais utilizados para este modo de operação. A Figura 20 apresenta a configuração de sistemas eólicos operando em velocidade variável e tendo como máquina primária geradores síncronos, podendo ser de ímãs permanentes ou de rotor bobinado. Esse tipo de gerador tem como característica a possibilidade de construção com um grande número de polos o que elimina a necessidade da caixa de engrenagens, uma vez que se possibilita a operação em baixa velocidade rotacional mecânica. Em contrapartida, o conversor de potência responsável por conectar o gerador à rede deve operar com 100% da potência nominal do gerador, uma vez que está ligado diretamente entre a rede e o estator da máquina, aumentando o custo e as perdas (ABAD et al., 2011; REKIOUA, 2014).

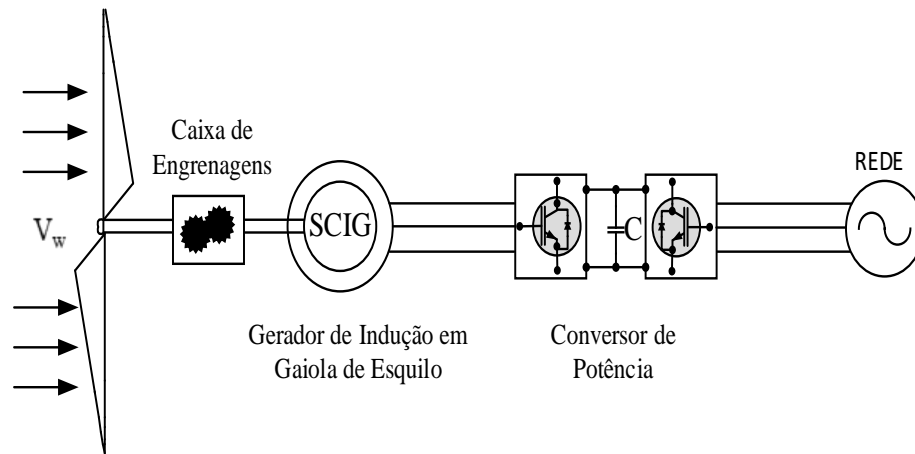
Figura 20 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador síncrono



Fonte: Adaptado de Rekioua (2014).

Dentre os geradores de indução empregados como máquina primária em sistemas de geração eólica, destaca-se o gerador de indução em gaiola de esquilo e duplamente alimentado. A Figura 21 apresenta a configuração do gerador de indução com o rotor em gaiola acoplado a turbina eólica por meio de caixa de engrenagens e tendo seu estator conectado à rede por meio de um conversor de potência CA-CC-CA. Esta configuração tem como desvantagem um alto custo, uma vez que necessita da caixa de engrenagens e de um conversor de potência operando com 100% da potência do gerador (ABAD et al., 2011; REKIOUA, 2014).

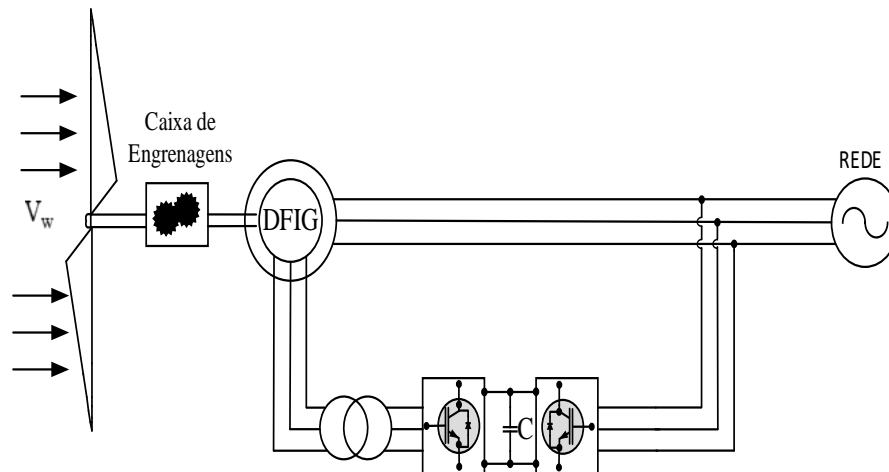
Figura 21 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução em gaiola de esquilo



Fonte: Adaptado de Rekioua (2014).

A Figura 22 apresenta a tecnologia em que o gerador de indução duplamente alimentado é empregado como máquina primária para a conversão da energia mecânica em energia elétrica. Essa configuração tem como principal vantagem um custo reduzido e menor perda de potência, uma vez que o conversor opera com uma potência cerca de 30% da potência do gerador (MULLER; DEICKE; DONCKER, 2002; REKIOUA, 2014).

Figura 22 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução duplamente alimentado



Fonte: Adaptado de Rekioua (2014).

2.7.1 Comparações das Configurações de Turbinas Eólicas

Com a ênfase maior que vem sendo dada para a utilização de energia renovável, a tecnologia de turbina eólica tem passado por um rápido avanço ao longo dos anos. A Tabela 2 compara as configurações descritas na seção 2.7. As comparações incluem requisitos como

controle de fator de potência, regulação de potência reativa e melhora da estabilidade. O DFIG com caixa de engrenagens é a solução mais barata devido à padronização dos componentes, tornando-se atrativa para o uso em sistemas de geração eólica, mesmo que apresente difícil manutenção (RASHID, 2014).

Tabela 2 – Comparação de configurações de turbinas eólicas

Tipo de turbina	Velocidade fixa		Velocidade variável		
	Gerador	SCIG	PMSG	SG	SCIG
Controle de potência ativa	Limitado	Sim	Sim	Sim	Sim
Controle de potência reativa	Não	Sim	Sim	Sim	Sim
Controle da pá	Estol/ passo	Passo	Passo	Passo	Passo
Faixa do conversor	Não	Grande escala	Grande escala	Grande Escala	Escala parcial
Tipo de acionamento	Caixa de engrenagens	Com/Sem caixa de engrenagens	Sem engrenagens	Caixa de engrenagens	Caixa de engrenagens
Faixa de velocidade de operação	Fixa	Ampla	Ampla	Ampla	Ampla
Robustez à falha da rede	Fraca	Forte	Forte	Forte	Fraca
Eficiência na transferência de potência	Mais baixa	Alta	Alta	Alta	Alta
Complexidade do controle	Simple	Mediano	Complexo	Complexo	Complexo
Custo do gerador	Barato	Caro	Caro	Barato	Barato
Custo do conversor	Não	Caro	Caro	Caro	Barato
Peso	Leve	Leve	Pesado	Leve	Leve
Manutenção	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Difícil

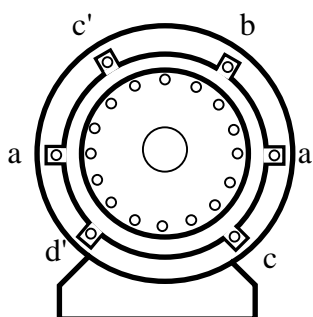
Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

2.8 Máquina de Indução

Neste tipo de máquina, as correntes são induzidas por ação de transformador a partir

dos enrolamentos do estator (UMANS, 2014). Considerando uma máquina de indução trifásica, conforme mostrado na Figura 23, aplicando-se um conjunto de tensões com fases de amplitude máximas idênticas e simetricamente distribuídas no tempo ao enrolamento do estator de formato cilíndrico com bobinas distribuídas uniformemente, correntes de magnetização circularão em cada uma das fases e, em conjunto, ocorrerá o estabelecimento de uma distribuição do campo magnético girante, em relação a esse enrolamento, com velocidade síncrona; essa velocidade depende da frequência da fonte e do número de pares de polos desse mesmo enrolamento (BIM, 2014; CHAPMAN, 2012; TORO, 1994).

Figura 23 – Motor de indução trifásico indicando o estator com enrolamento trifásico e o rotor em gaiola.



Fonte: Adaptado de Toro (1994).

Essa distribuição de campo magnético, produzida pela onda de força magnetomotriz (fmm) do estator, concatena o enrolamento do rotor induzindo tensões trifásicas que estabelecem a circulação de correntes, as quais, por sua vez, produzem fmm e, portanto, estabelecem uma distribuição de fluxo magnético que interagem com o fluxo do estator para produzir um torque eletromagnético e, desta forma, resultar em ação motora. A frequência elétrica das tensões induzidas e das correntes elétricas estabelecidas no rotor é determinada pela velocidade relativa entre as velocidades do campo síncrono e do rotor (BIM, 2014; TORO, 1994).

Outro ponto importante é que esta máquina não tem enrolamento específico de campo, apresentando excitação única, isto é, a corrente circula no enrolamento do rotor por indução. Assim, as máquinas de indução são máquinas assíncronas e produzem conjugados apenas quando a velocidade do rotor é diferente da velocidade síncrona (BIM, 2014; TORO, 1994; UMANS, 2014).

Os motores de indução operam com velocidades abaixo da velocidade mecânica síncrona, caso em que o fluxo de armadura no motor de indução está à frente daquele do rotor, produzindo um conjugado eletromecânico que puxa o rotor (UMANS, 2014).

Como as correntes do rotor são produzidas por indução, uma máquina de indução pode ser vista com um transformador genérico na qual a potência elétrica é transformada entre o rotor e estator juntamente com uma mudança de frequência e um fluxo de potência mecânica. Embora as máquinas de indução sejam usadas basicamente como motores, nos últimos anos verificou-se que os geradores de indução são bem adequados em aplicações que envolvem energia eólica (UMANS, 2014).

No que diz respeito ao rotor, dois tipos de enrolamentos são encontrados: o bobinado, no qual as espiras das bobinas estão distribuídas em ranhuras, à semelhança dos enrolamentos utilizados no estator, e o gaiola de esquilo, que consiste em barras únicas, geralmente de alumínio, fundidas nas ranhuras do rotor (BIM, 2014).

No rotor de enrolamento do tipo bobinado, os seus terminais são ligados a anéis fixados no eixo que, em contato com escovas, permite o acesso externo ao enrolamento das fases e, desse modo, aos seus terminais podem ser conectadas resistências elétricas e fontes de alimentação controladas, sendo que neste último caso a máquina de indução é dita duplamente alimentada. Já o rotor em gaiola, por ter as barras permanentemente curto-circuitadas, não permite o seu acesso externo (BIM, 2014).

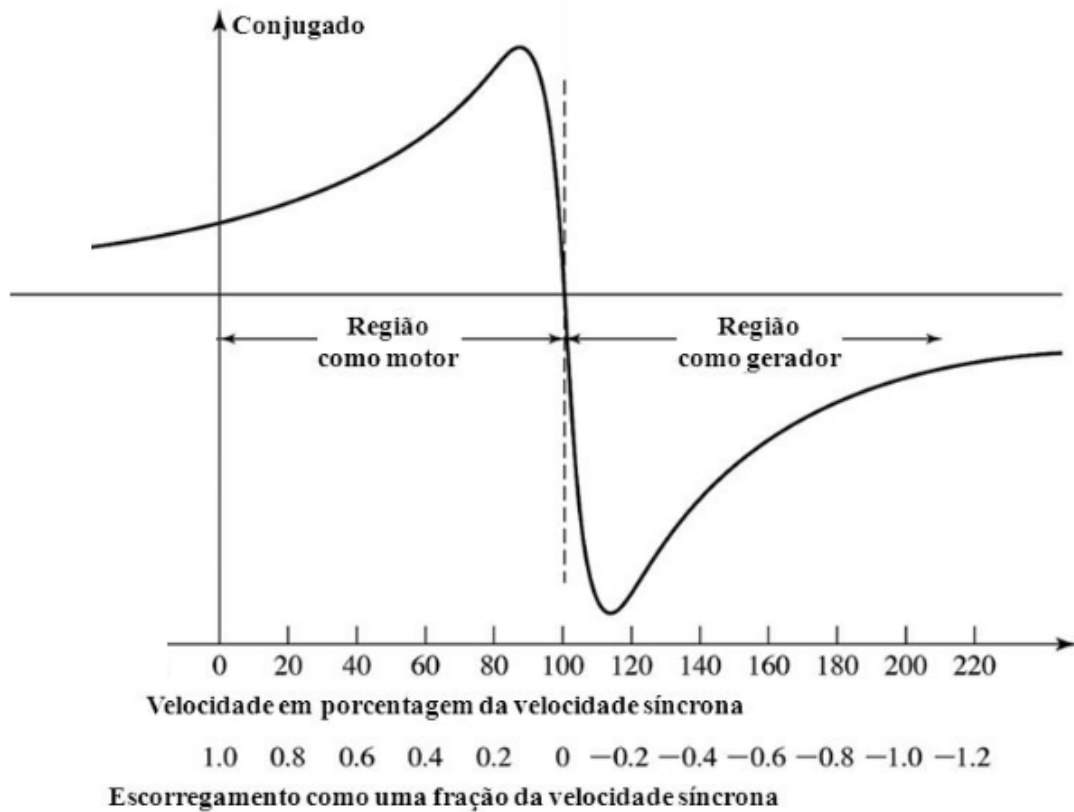
2.8.1 Gerador de Indução

A curva característica de conjugado *versus* velocidade mostrada na Figura 24 mostra que se uma máquina de indução for acionada por uma máquina motriz externa com uma velocidade superior a velocidade síncrona, o sentido do seu conjugado induzido será invertido e ele funcionará como gerador desde que externamente os enrolamentos do estator recebam uma energia de magnetização, numa operação interligada ou isolada com capacitores para autoexcitação (CHAPMAN, 2012).

Como gerador, uma máquina de indução tem diversas limitações. Como lhe falta um circuito de campo separado, um gerador de indução **não pode** produzir potência reativa. De fato, ela consome potência reativa e, portanto, necessita de uma fonte externa ligada permanentemente a ela para manter o campo magnético em seu estator. Esta fonte externa pode ser tanto um banco de capacitores, principalmente no caso do gerador de indução operando de forma isolada do sistema elétrico de potência, ou pode ser a própria rede elétrica quando a mesma tem a propriedade de manter constantes a frequência e a tensão de terminal do estator. Essa fonte externa de potência reativa também deve controlar a tensão de terminal do gerador,

pois, sem corrente de campo, um gerador de indução não pode controlar sua própria tensão de saída (BIM, 2014; CHAPMAN, 2012).

Figura 24 – Característica de conjugado *versus* velocidade de uma máquina de indução.



Fonte: Adaptado de Chapman (2012).

Entretanto, sua principal vantagem se dá na sua simplicidade. Um gerador de indução não necessita de um circuito de campo separado e não precisa ser acionado continuamente com velocidade fixa. O fato de não haver necessidade de um controle sofisticado faz com que esse gerador seja uma boa escolha para geradores eólicos, sistemas recuperadores de calor e fontes suplementares similares de potência que são conectadas a um sistema de potência (CHAPMAN, 2012).

Tal como acontece no modo motor, a máquina de indução funcionando no modo gerador apresenta duas configurações de rotor: o de gaiola de esquilo e o bobinado. O rotor em gaiola de esquilo é sempre um dispositivo consumidor de reativos, seja em paralelo com a rede elétrica ou funcionando de forma isolada. Além disso, quando conectado diretamente a rede elétrica sua faixa de escorregamento inerente é pequena (1 a 5 %), tornando limitada a excursão de velocidade da turbina. Desta forma, para sistemas de potência médios e grandes, para um melhor aproveitamento da potência mecânica disponível por uma máquina motriz externa (especialmente eólica), é necessário ampliar a faixa de variação de velocidades. Isso é possível

por meio da máquina de indução com rotor bobinado associado a conversores de potência conectados entre o circuito do rotor e a rede. Com isso, a topologia da Figura 22 apresenta uma maior flexibilidade na operação como gerador, conforme será discutido na seção 2.9 (BIM, 2014).

2.9 DFIG Aplicado a Sistemas de Geração Eólica

A configuração mais utilizada em sistemas de geração eólica a velocidade variável é a mostrada na Figura 22, tendo o DFIG como máquina primária de geração. Essa configuração oferece uma alta eficiência em uma ampla faixa de velocidades de vento, bem como tem a capacidade de fornecimento de energia a uma tensão e frequência constante mesmo com a velocidade do rotor variando. Essa tecnologia consiste em um gerador de indução de rotor bobinado, em que o seu estator é conectado diretamente à rede elétrica e o rotor é alimentado por meio de dois conversores de potência conectados na configuração *back-to-back*. Essa configuração permite à máquina trabalhar como gerador nas velocidades sub-síncrona e super-síncrona, geralmente com uma variação de $\pm 30\%$ da velocidade síncrona (ABAD et al., 2011; PINTO, 2012; VITTAL; AYYANAR, 2012).

O princípio de funcionamento do DFIG operando nas velocidades sub-síncrona e super-síncrona é mostrado na Figura 25. Observa-se que a potência elétrica fornecida pelo gerador à rede pode ser transferida através do estator e simultaneamente fornecida ou consumida pelo rotor através de um conversor de potência bidirecional. Dessa forma, é possível gerar energia para a rede, com a máquina operando nas velocidades sub-síncrona e super-síncrona (PINTO, 2012; VITTAL; AYYANAR, 2012).

Como nesta configuração o estator é alimentado a partir da rede, com uma frequência fixa (f_p), o campo rotativo no entreferro apresenta velocidade síncrona (em relação ao estator). O rotor é alimentado a partir do conversor de potência, com frequência imposta (sf_r), em que o campo rotativo do rotor apresenta velocidade dada por $s\omega_s$, em relação ao rotor. Desta forma, a interação dos campos é síncrona, em que o rotor opera com velocidade rigorosa fixada em (ABAD et al., 2011; SIMÕES; FARRET, 2014):

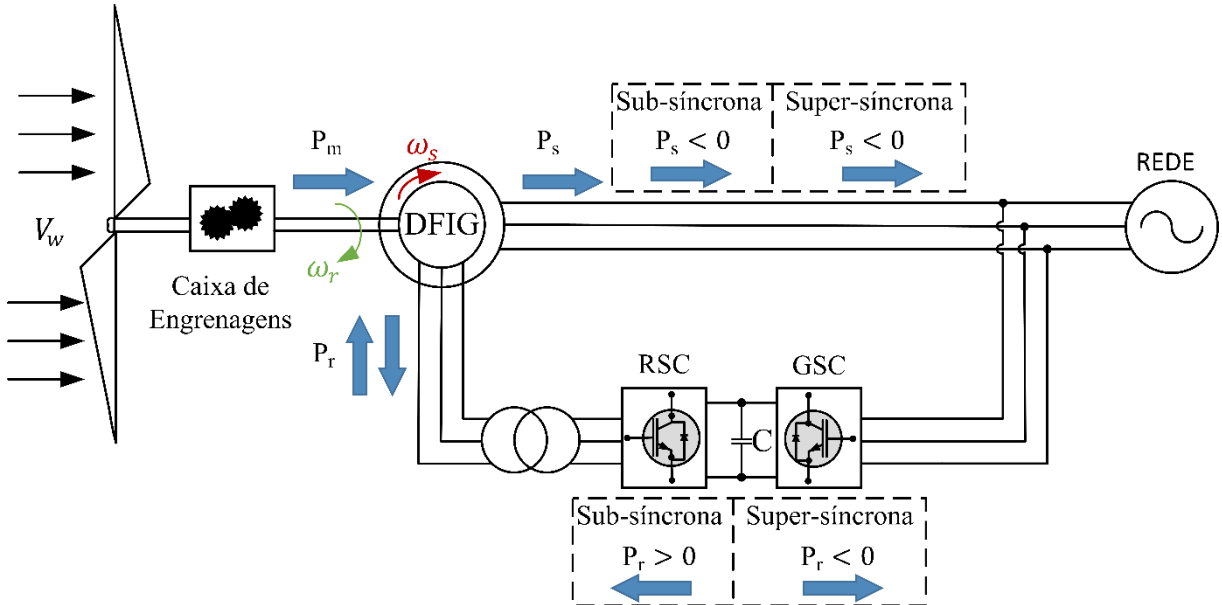
$$\omega_r = \omega_s - s\omega_s = (1 - s)\omega_s \quad (27)$$

O escorregamento é dado por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (28)$$

sendo ω_s a velocidade síncrona e ω_r a velocidade do rotor.

Figura 25 – Princípio de operação do DFIG aplicado a sistemas eólicos



Fonte: Adaptado de Pinto (2012).

Quando a máquina se encontra na região sub-síncrona, a velocidade do rotor é menor que a velocidade síncrona da máquina e, portanto, seu escorregamento é positivo. De forma análoga, quando a máquina se encontra na região super-síncrona, ela possui velocidade do rotor maior que a velocidade síncrona, logo, seu escorregamento é negativo. Com isso, desprezando-se as perdas e considerando a máquina em regime permanente, o balanço de potência ideal do sistema é dada conforme a equação (29) (PINTO, 2012; VITTAL; AYYANAR, 2012; VOLTOLINI, 2007):

$$P_m = P_s - P_r \quad (29)$$

A potência mecânica é definida como:

$$P_m = T_m \omega_r \quad (30)$$

Em regime permanente, os torques mecânico e elétrico se igualam. Portanto, substituindo a velocidade mecânica pela velocidade elétrica, obtém-se:

$$P_m = T_e (1 - s) \omega_s \quad (31)$$

$$P_m = T_e \omega_s - s T_e \omega_s \quad (32)$$

As potências desenvolvidas pelo estator e rotor são dadas, respectivamente, por:

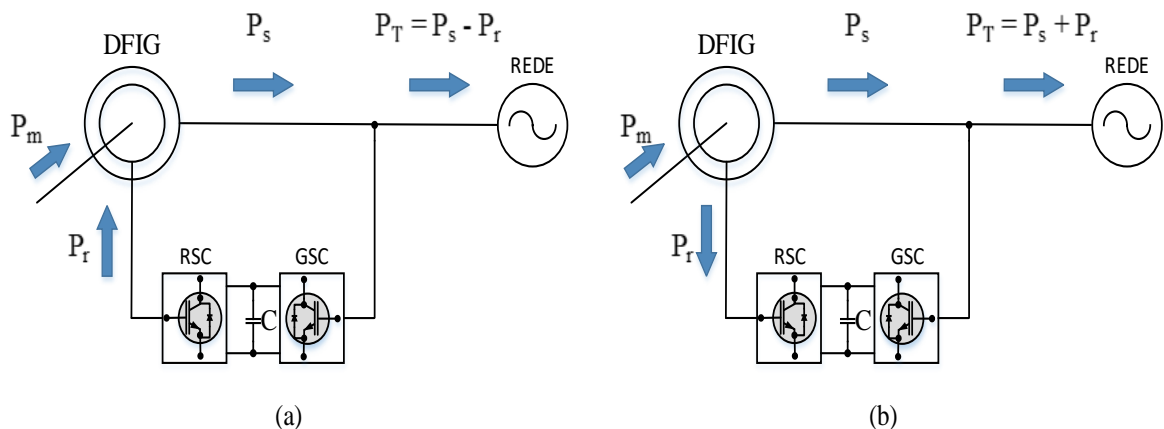
$$P_s = T_e \omega_s \quad (33)$$

$$P_r = P_m - P_s = sT_e \omega_s = sP_s \quad (34)$$

Portanto, no sistema representado pela Figura 25, se a variação de velocidade do gerador permanecer dentro de uma faixa limitada, em torno da velocidade síncrona, a potência dos conversores eletrônicos poderá ser dimensionada para apenas uma parcela da potência total da máquina, ou seja, considerando que por limitações mecânicas da máquina de indução a região de operação seja tal que $0,7\omega_s \leq \omega_r \leq 1,3\omega_s$, os conversores e os demais componentes associados são dimensionados para 30% da potência do gerador (VOLTOLINI, 2007).

Além disso, pode-se observar que a máquina consegue trabalhar em velocidades tanto abaixo quanto acima da velocidade síncrona, e que o estator está sempre fornecendo potência ativa à rede elétrica. A grande diferença encontrada entre esses dois modos de operação se dá na potência do rotor. Quando a máquina está com velocidade de rotor abaixo da síncrona, o rotor acaba consumindo potência da rede, e somente o estator fornece potência, conforme ilustrado na Figura 26a. Já quando a máquina opera com velocidade acima da síncrona, tanto o rotor quanto o estator estão fornecendo potência ativa, Figura 26b. (PINTO, 2012; VITTAL; AYYANAR, 2012).

Figura 26 – Princípio de operação do DFIG (a) velocidade sub síncrona e (b) velocidade super síncrona

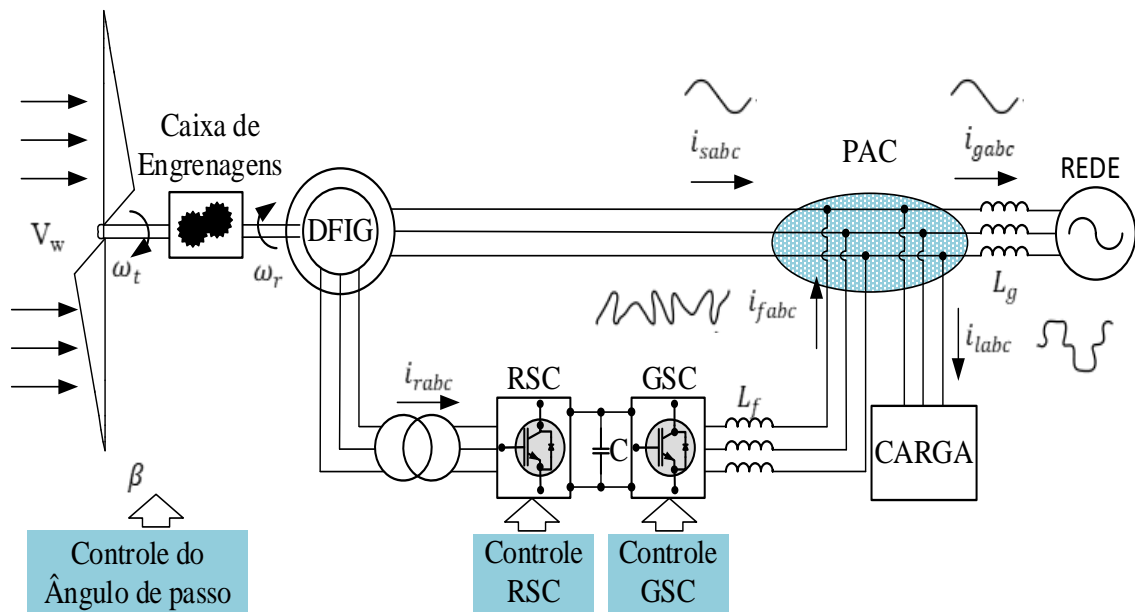


Fonte: Adaptado de Abad et. al. (2011).

Outra característica interessante deste tipo de configuração é a possibilidade de, por meio de técnicas de controle aplicadas aos conversores de potência (RSC e GSC), realizar a filtragem ativa da corrente da rede, bem como a compensação de reativos quando o sistema apresenta cargas lineares e não-lineares conectadas ao ponto de acoplamento comum. Essa

característica contribui na melhoria da qualidade de energia do sistema eólico, melhorando o fator de potência entregue à rede, diminuindo o nível de distorção harmônica presente na corrente e melhorando a tensão do PAC. A configuração completa para esses casos é mostrada na Figura 27. Vale ainda ressaltar que para situações em que não há potência mecânica sendo fornecida pela turbina, ou seja, ela se encontra desligada, o sistema continua o seu funcionamento atuando como filtro ativo, por meio do GSC.

Figura 27 – Diagrama de operação do sistema eólico baseado em DFIG com Filtro Ativo e Compensação de Reativos



2.10 Conversores CC – CA

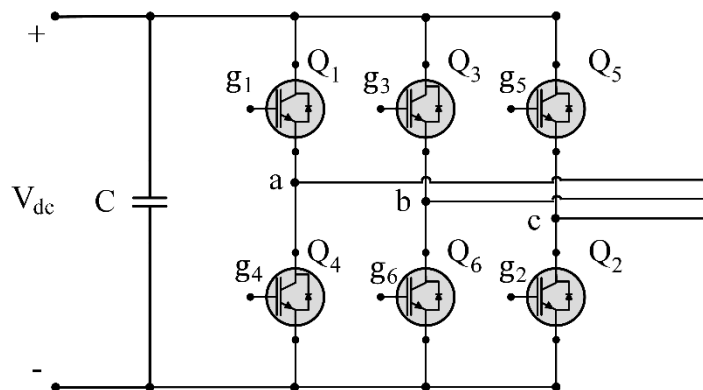
Os conversores CC – CA, também conhecidos como inversores, tem como princípio de operação converter uma tensão de entrada contínua para uma tensão de saída alternada em uma frequência desejada e amplitude simétrica. A tensão de saída variável pode ser obtida pela variação da tensão de entrada CC, mantendo-se o ganho do inversor constante, ou pela variação do ganho do inversor, para uma entrada CC fixa e não controlável, o que é normalmente conseguido com o controle de modulação por largura de pulso (PWM, em inglês – *Pulse Width Modulation*) no inversor (AHMED, 1998; RASHID, 2014).

Em teoria, a forma de onda da tensão de saída deve ser periódica e senoidal. Porém, na prática, ela apresenta forma de onda não-senoidal e contém determinadas harmônicas. Essa forma de onda distorcida pode não ser aceitável para algumas aplicações, principalmente em alta potência. Assim sendo, com o avanço da eletrônica de potência e pela disponibilidade de

dispositivos semicondutores de potência de alta velocidade, os conteúdos harmônicos da tensão de saída podem ser significativamente minimizados ou reduzidos por meio de técnicas de chaveamento (AHMED, 1998; RASHID, 2014).

Os dispositivos inversores são amplamente utilizados em aplicações industriais, tais como: acionadores de motor CA em velocidade variável, energia renovável, transporte, entre outros. A topologia de inversor mais utilizada para essas aplicações é o inversor trifásico de dois níveis mostrado na Figura 28. Esse tipo de conversor é composto por seis chaves controladas (Q_1 a Q_6) divididas entre três pernas (a, b e c). Fisicamente, transistores de junção bipolar (BJTs), transistores de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFETs), transistores de junção bipolar de porta isolada (IGBTs) são alguns dos dispositivos utilizados como chaves. Em cada dispositivo existe um diodo conectado em antiparalelo para garantir que exista um caminho para a corrente indutiva no momento em que uma das chaves que conduz corrente nessa direção seja desligada. As três pernas do conversor estão ligadas em paralelo a um capacitor que armazena energia em forma de tensão contínua e proporciona um percurso de baixa indutância para as correntes que variam rapidamente através das chaves semicondutoras (BOSE, 2001; KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002; RASHID, 2014).

Figura 28 – Conversor CC - CA trifásico de 2 níveis



Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

O princípio de funcionamento do circuito se dá através da comutação ativa das chaves. Essa comutação é controlada por meio dos sinais transmitidos aos controladores dos módulos dos transistores. Os sinais de bloqueio e de abertura das chaves Q_1 a Q_6 são dados pelos sinais disponíveis (0 ou 1) nas entradas de controle representadas por g_1 a g_6 . As chaves de qualquer uma das pernas do inversor não podem ser ligadas simultaneamente; isso resultaria em um curto-circuito na tensão de alimentação. Durante a operação do conversor CC – CA, as chaves de cada ramo devem operar de modo complementar, evitando a ativação simultânea das chaves de uma mesma perna (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002; RASHID, 2014).

2.11 Conversores CA – CC – Retificadores Controlados

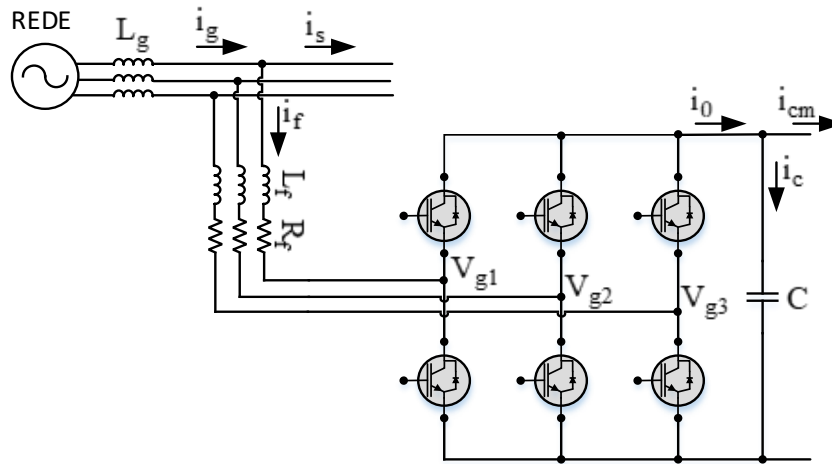
Retificador é o equipamento capaz de converter tensão/corrente alternada (CA) em tensão/corrente contínua (CC). Retificadores controlados são, assim, caracterizados quando há um controle de tensão média de saída (BORGONOVO, 2005; RASHID, 2014).

Em aplicações com potências superiores a alguns quilowatts são utilizados retificadores trifásicos para garantir o equilíbrio entre as fases. Os primeiros retificadores concebidos utilizavam apenas diodos, não permitindo nenhum tipo de controle sobre o fluxo de potência ou do valor da tensão de saída. Com o avanço da eletrônica de potência, surgiram os retificadores a tiristores, possibilitando um maior controle sobre o sistema. Entretanto, mesmo garantindo o equilíbrio entre as fases, esses retificadores trazem vários problemas para a rede de energia elétrica, tais como: distorção harmônica das correntes de entrada, reduzindo o fator de potência, a distorção das tensões de alimentação, o aumento das perdas na rede de distribuição e interferência eletromagnética (BARBI, 2015; BORGONOVO, 2005).

De modo a evitar esses problemas, principalmente com relação à distorção harmônica das correntes drenadas por esses retificadores, surgem os retificadores PWM trifásicos com alto fator de potência. Por meio de um adequado acionamento dos interruptores nos retificadores PWM, a corrente de entrada se torna senoidal e em fase com a tensão de alimentação (BARBI, 2015; RASHID, 2014).

Dentre as topologias de retificadores PWM trifásicos, a mais utilizada é a de dois níveis. Há duas estruturas de circuito para retificadores PWM trifásicos: (1) retificador fonte de corrente, no qual a reversão da potência é feita pela reversão da tensão CC, e (2) retificador fonte de tensão, no qual a reversão de potência é feita por inversão da corrente no barramento CC. A Figura 29 mostra o circuito básico para um retificador PWM trifásico fonte de tensão bidirecional. Utilizando seis chaves controladas, esta estrutura apresenta como característica principal a bidirecionalidade no fluxo de potência e, por tratar-se de uma topologia elevadora de tensão, a tensão de saída deve ser maior do que o valor máximo de pico da tensão de linha. O capacitor C mantém uma tensão constante para a carga, enquanto as indutâncias do lado da entrada asseguram a continuidade das correntes de linha e melhoram o fator de potência de entrada. Deste modo, através do uso de uma estratégia de controle adequada, é possível obter uma reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (BARBI, 2015; RASHID, 2014).

Figura 29 – Retificador PWM trifásico fonte de tensão

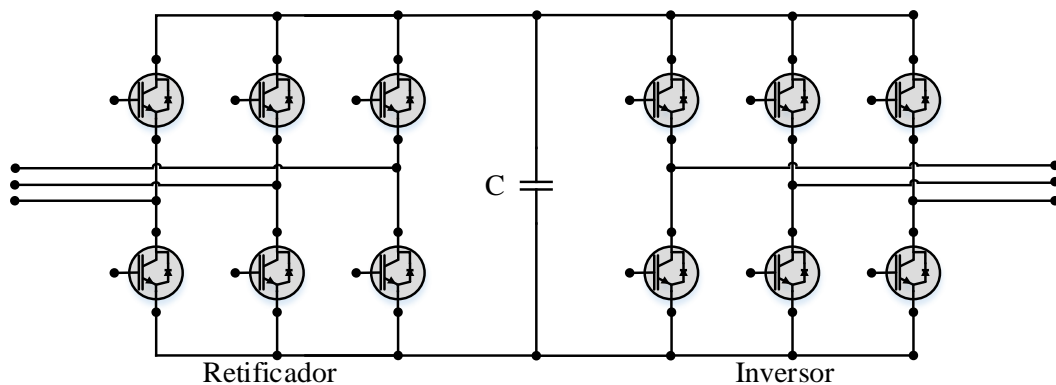


Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

2.12 Conversor *Back-to-Back* PWM-VSI

O conversor *back-to-back* PWM-VSI é um conversor de potência bidirecional consistindo de dois conversores fonte de tensão modulados por largura de pulso, como o mostrado na Figura 30. Um dos conversores opera no modo retificador, enquanto que o outro opera no modo inversor. Esses dois conversores são conectados juntos via um *link-CC* com capacitor. Essa topologia fornece o controle de potência ativa e reativa de forma independente nos quatro quadrantes, alto fator de potência para a rede e alta eficiência (ABAD et al., 2011; REKIOUA, 2014).

Figura 30 – Conversor *Back-to-Back* PWM-VSI



Fonte: Adaptado de Rekioua (2014).

Como o objetivo desse estudo é o controle de sistemas eólicos tendo como máquina primária o DFIG, aplica-se este conversor conectado entre a rede e alimentando o circuito do rotor do DFIG, conforme mostrado na Figura 27, dividindo-se assim o *back-to-back* em duas partes: o conversor do lado do rotor (RSC) e o conversor do lado da rede (GSC).

O RSC tem a função de realizar a regulação de torque e o controle da potência ativa e reativa, enquanto que o GSC mantém a tensão de *link*-CC constante e produz fator de potência unitário para o ponto de vista da rede, além de funcionar como um filtro ativo de potência diminuindo o conteúdo harmônico da corrente que vai para a rede (ABAD et al., 2011; PENA; CLARE; ASHER, 1996).

2.13 Controle de Tensão de Inversores Trifásicos

As técnicas de controle mais utilizadas em inversores trifásicos são: PWM senoidal, PWM de terceira harmônica, PWM 60° e modulação por vetores espaciais (RASHID, 2014).

A PWM senoidal é muito empregada para controle de tensão, e é normalmente utilizada para inversores de dois níveis, mas a amplitude da tensão de saída não pode superar a tensão de alimentação CC sem que a operação ocorra na região de sobremodulação. A PWM 60° proporciona um controle limitado da tensão de saída CA, enquanto que PWM de terceira harmônica resulta em uma componente fundamental maior do que a alimentação disponível; já a modulação por vetores espaciais é a mais flexível e pode ser programada para sintetizar a tensão de saída com uma implementação digital (RASHID, 2014).

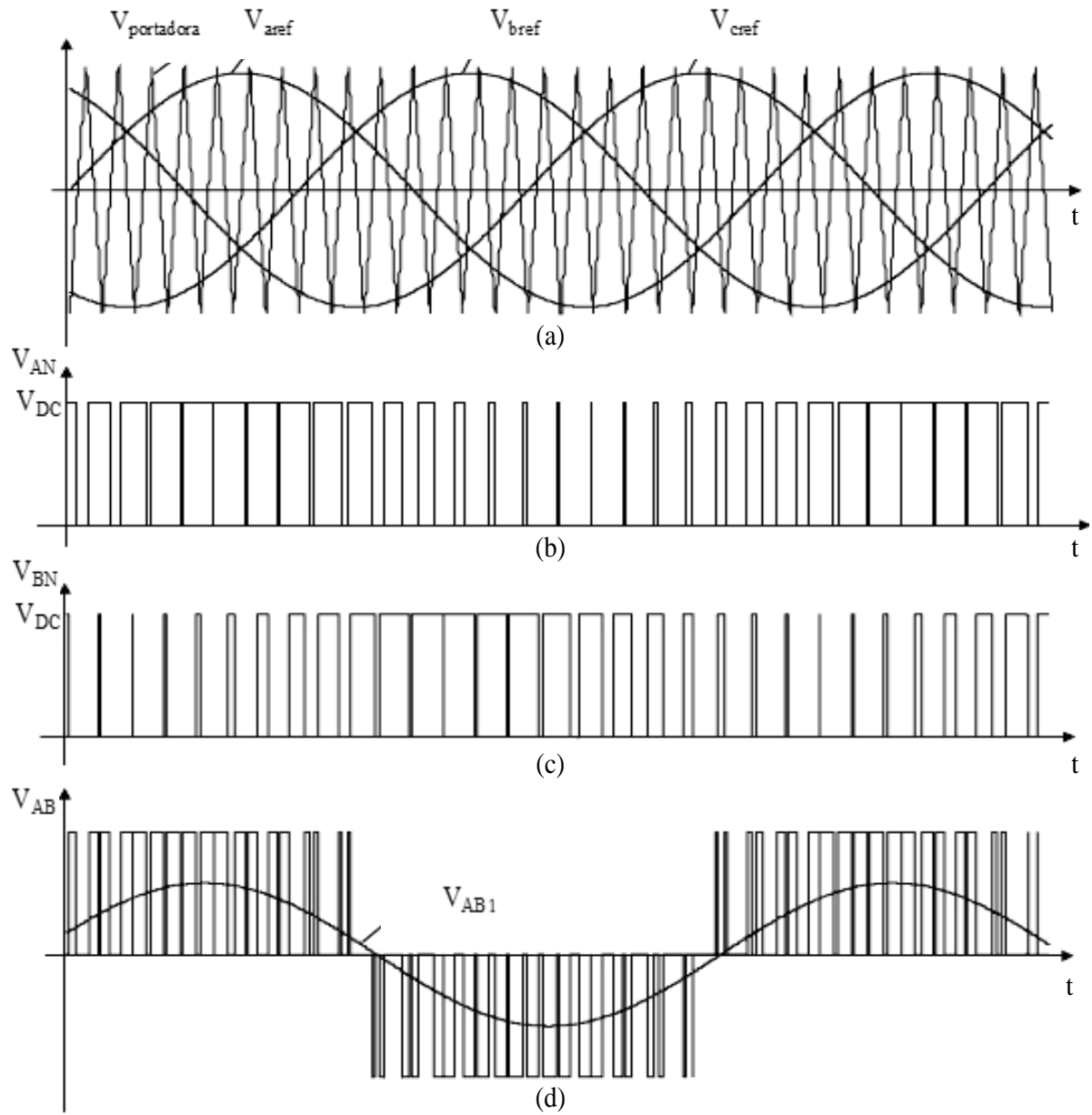
A seguir será feita uma breve descrição de funcionamento do PWM senoidal, que foi a técnica utilizada neste trabalho para a realização do chaveamento dos conversores de potência.

2.13.1 PWM senoidal

A geração de sinais de acionamento com PWM senoidal é mostrada na Figura 31. Há três ondas senoidais de referência defasadas em 120° entre si. Uma onda portadora é comparada ao sinal de referência correspondente a uma das fases a fim de gerar sinais de comando a ela. Para a fase *a*, quando o sinal de referência é maior que a onda da portadora a chave superior referente a esta fase é ligada, e, conseqüentemente, a chave inferior é desligada. Assim, são construídos os sinais de acionamento das chaves g_1 a g_6 (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; RASHID, 2014).

A frequência da portadora deve ser um múltiplo de três, deste modo todas as tensões de fase são idênticas, porém defasadas de 120° e sem harmônicas pares; além disso, as harmônicas em frequências de múltiplos de três são idênticas em amplitude e fase (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; RASHID, 2014).

Figura 31 – Modulação por largura de pulso senoidal para um inversor trifásico



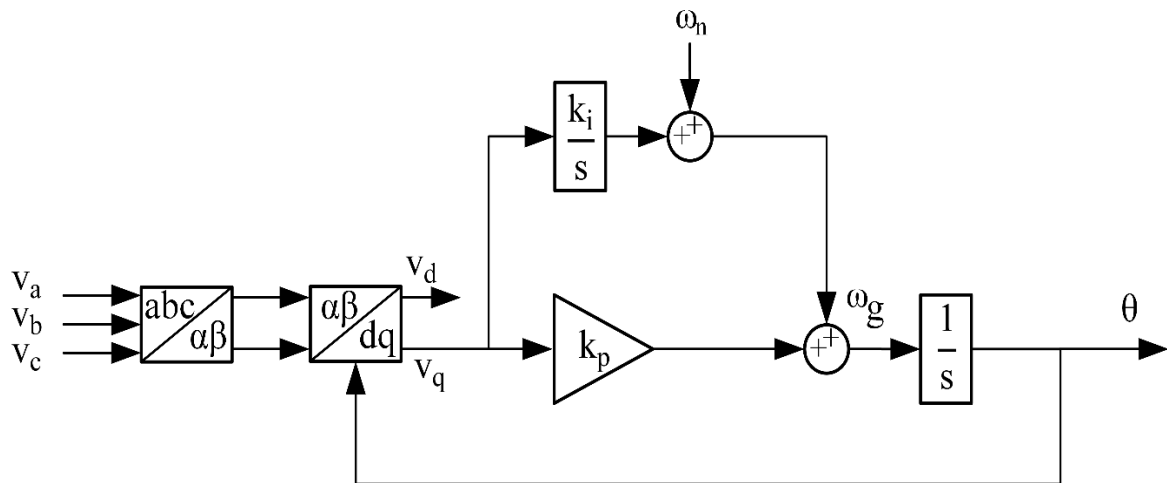
Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

2.14 Algoritmo de Sincronismo – PLL

Como a maioria dos sistemas de geração distribuída, sistemas flexíveis de transmissão CA e filtros ativos de potência estão todos conectados na rede de energia elétrica através de conversores de potência, é essencial que o sincronismo entre os conversores e a rede no ponto de acoplamento comum seja garantido. Por essa razão, o ângulo de fase e frequência da tensão fundamental de sequência positiva devem ser obtidos de maneira rápida e precisa (GONÇALVES, 2015; WANG et al., 2015).

Esse sincronismo entre os conversores de potência e a rede no PAC é feito por meio de algoritmos de sincronismo. Várias são as técnicas propostas na literatura para realizar esta sincronização. A mais utilizada é a PLL de campo de referência síncrono (SRF-PLL). A construção dessa topologia é extremamente simples e aplicável a sistemas monofásicos e trifásicos. O esquemático deste tipo de PLL é mostrado na Figura 32, que para sistemas trifásicos consiste na transformação das tensões trifásicas para o campo de referência dq por meio da aplicação das transformadas de Clarke e Park (CLARKE, 1950; PARK, 1929). O sinal resultante desta transformação V_q , ou V_d , dependendo da transformada de Park, que contém o erro de informação de fase é conectado a um controlador proporcional-integral a fim de garantir um erro de fase médio zero sob condições de saltos de ângulo de fase e deslocamento de frequência (GOLESTAN et al., 2016; WANG et al., 2015).

Figura 32 – Diagrama esquemático da SRF-PLL



Fonte: Adaptado de Golestan *et al.* (2016).

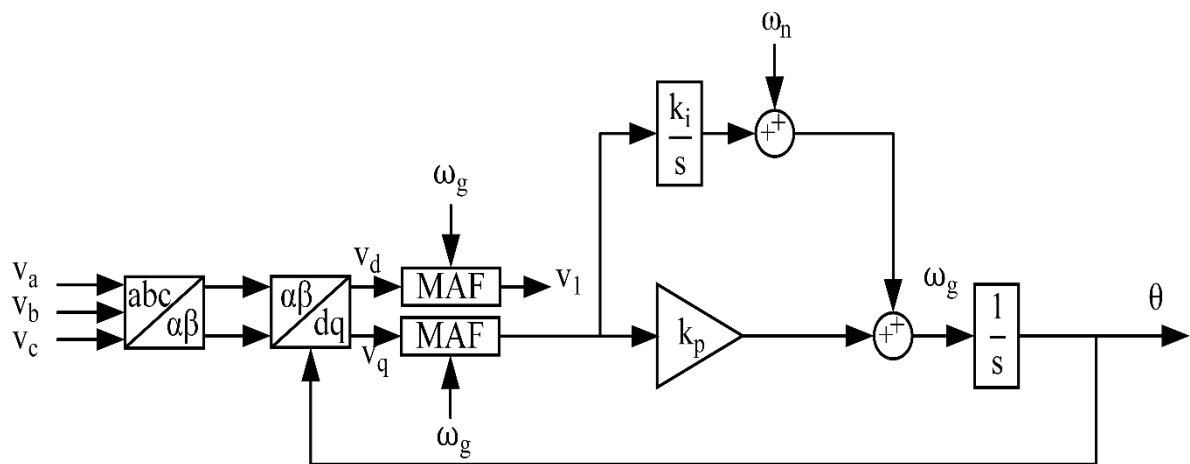
Uma das grandes desvantagens dessa topologia é que ela responde corretamente apenas para condições ideais de rede, ou seja, sem harmônicos, desbalanço e nível CC. Para casos em que a tensão da rede está distorcida apenas por harmônicas de ordem alta, a SRF-PLL consegue trabalhar de forma correta, porém para casos de desbalanço sua resposta é indesejável. Deste modo, diversas outras estruturas PLL foram propostas na literatura. Uma dessas estruturas que consegue eliminar o efeito do desbalanço é a PLL com base em integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL). Esse método é realizado usando a estrutura DSOGI operando no campo de referência $\alpha\beta$ para obter a componente de sequência positiva fundamental da tensão desequilibrada (WANG et al., 2015).

Outro método proposto na literatura para solucionar o efeito do desbalanço é a PLL em campo de referência síncrono duplamente desacoplada (DDSRF-PLL) que consiste na

utilização da dupla transformação no campo de referência síncrono e desacoplamento da rede para detecção das componentes de sequência positiva e negativa (HUANG; RAJASHEKARA, 2017; WANG et al., 2015).

Embora essas topologias consigam eliminar o efeito do desbalanço, para redes que contenham distorção harmônica de baixa ordem, as estruturas acima mencionadas apresentam respostas indesejáveis com prejuízo no tempo de resposta dinâmica. Assim, para eliminar o efeito do desbalanço nas tensões e das harmônicas de baixa ordem sem redução na resposta dinâmica, foram propostas na literatura diversas estruturas. Algumas dessas topologias propostas se baseiam no conceito de múltiplos campos de referência, como o caso das MRF-PLL e MSOGI-PLL. Por mais que elas consigam eliminar os prejuízos causados por distorções nas tensões da rede, elas apresentam difícil implementação. Com isso, uma das topologias mais utilizadas se baseia na utilização de filtros de média móvel (MAF). A MAF-PLL consegue eliminar completamente o efeito do desbalanço de tensão, distorção harmônica e nível CC além de possuir fácil implementação digital. O esquemático para esta topologia pode ser visto na Figura 33. Diversas outras topologias baseadas em MAF foram propostas com o intuito de melhorar a resposta dinâmica da PLL (HUANG; RAJASHEKARA, 2017; WANG et al., 2015).

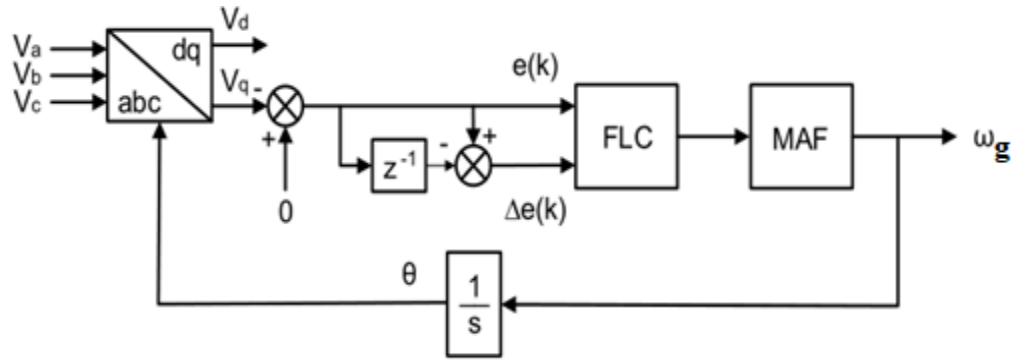
Figura 33 – Diagrama esquemático da MAF-PLL



Fonte: Adaptado de Wang *et al.* (2015).

Por fim, a estrutura PLL utilizada neste trabalho é baseada na FUZ MAF-PLL, mostrada na Figura 34. Ela consiste na utilização da topologia SRF-PLL com o acréscimo de um filtro de média móvel e substituição do controlador PI por um controlador *fuzzy*. A principal vantagem desta topologia é uma grande redução do tempo de resposta dinâmica e da diminuição do pico da onda em regime transitório quando comparada com as demais PLLs propostas na literatura para os casos de desbalanço de tensão e harmônicos (SOUZA et al., 2016).

Figura 34 – Diagrama esquemático FUZ MAF-PLL



Fonte: Adaptado de Souza *et al.* (2016).

CAPÍTULO 3 – MODELAGEM DOS COMPONENTES DO SISTEMA EÓLICO

Neste capítulo será desenvolvida toda a modelagem do sistema eólico mostrado na Figura 27. Por meio da modelagem matemática da turbina eólica, sistemas de eixos e gerador de indução duplamente alimentado, torna-se possível o entendimento do comportamento do sistema, implementação computacional e o desenvolvimento de projeto dos controladores propostos para o conversor do lado da rede e para o conversor do lado do rotor.

3.1 Modelagem Aerodinâmica de uma Turbina Eólica

O modelo aerodinâmico de uma turbina eólica permite calcular o valor do conjugado ou potência mecânica aplicado ao eixo do gerador, considerando diferentes velocidades de vento e diferentes posições de ângulo de passo entre as hélices. Para a obtenção deste modelo aerodinâmico, deve-se levar em conta o tipo de turbina eólica a ser representada (turbinas de eixo vertical ou de eixo horizontal, quantidade de hélices, entre outros), porém não há a dependência do tipo de máquina primária a ser empregada no processo de geração elétrica, bem como a independência dos controladores utilizados nos conversores de potência (SALLES, 2009; SLOOTWEG, 2003).

Deste modo, considerando que a turbina eólica de eixo horizontal de três hélices é a mais largamente utilizada, e desconsiderando o tipo de gerador empregado no sistema de geração eólica, a potência mecânica extraída do vento por uma turbina pode ser calculada em função da área limitada pelas pás, da densidade do ar, do coeficiente de potência conforme a equação (35):

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) V_w^3 \quad (35)$$

A potência mecânica extraída pela turbina eólica depende da velocidade do vento e da velocidade mecânica de rotação do eixo. A relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá do rotor eólico e a velocidade do vento incidente na turbina é chamada de velocidade de ponta (λ), e determinada por (CUSTÓDIO, 2013):

$$\lambda = \frac{V_{tg}}{V_w} = \frac{\omega_T R}{V_w} \quad (36)$$

em que:

- V_{tg} = velocidade tangencial [m/s];

- ω_T = velocidade angular da pá da turbina [rad/s];
- R = raio do rotor eólico medido na ponta da pá [R].

Como visto anteriormente, o coeficiente de potência depende do ângulo de passo das hélices e da relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá e a velocidade incidente na turbina. As curvas de $C_p(\lambda, \beta)$ são obtidas experimentalmente segundo um modelo matemático bastante usado em literatura (HEIER, 2006):

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4\beta^{c_5} - c_6 \right) e^{-\frac{c_7}{\lambda_i}} + c_8\lambda \quad (37)$$

sendo λ_i dado por:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + c_9\beta} - \frac{c_{10}}{\beta^3 + 1} \quad (38)$$

Para a determinação dos conjuntos de valores das constantes de $c_1 - c_{10}$, dois modelos são propostos, o primeiro deles é mostrado em (HEIER, 2006) e o segundo em (SLOOTWEG, 2003). O modelo proposto por Slootweg, (2003) seguiu a mesma estrutura das equações mostradas em (37) e (38). Entretanto os coeficientes foram alterados no intuito de obter uma melhor correspondência entre a aproximação numérica e as curvas encontradas na documentação dos fabricantes (SLOOTWEG, 2003). Os valores são mostrados na Tabela 3:

Tabela 3 – Valores para aproximação das curvas do coeficiente de potência

Modelos	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8	c_9	c_{10}
Heier	0,5	116	0,4	0	0	5	21	0,0068	0,08	0,035
Slootweg	0,73	151	0,58	0,002	2,14	13,2	18,4	0	-0,02	-0,03

Através das equações (37) e (38) é possível obter uma família de curvas para $C_p(\lambda, \beta)$, para diversos valores do ângulo de passo, conforme mostrado na Figura 35 e na Figura 36. Ao comparar as duas figuras, nota-se que o modelo de Heier, (2006) apresentou um maior coeficiente de potência para os diferentes valores de ângulo de passo, porém no modelo proposto por Slootweg, (2003), houve uma diminuição no valor máximo de λ , contribuindo para uma maior eficiência do controle mecânico da velocidade, através da variação do ângulo de passo (SALLES, 2009).

Figura 35 – Coeficiente de potência para diferentes valores de velocidade de ponta para diferentes valores de ângulo de passo, modelo Heier (2006)

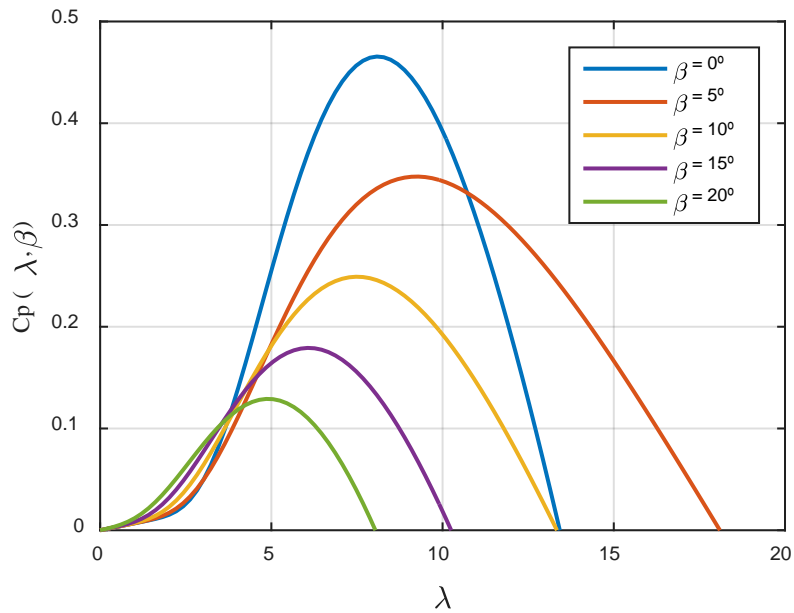
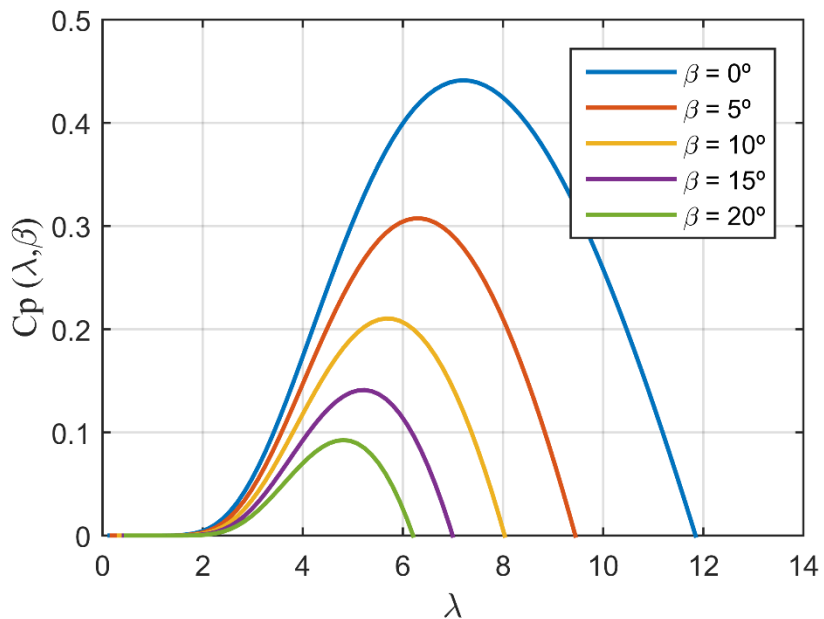


Figura 36 – Coeficiente de potência em função da velocidade de ponta para diferentes valores do ângulo de passo, modelo Sloopweg (2003)



3.2 Modelagem dos Sistemas de Eixos de uma Turbina Eólica

A Figura 37 mostra a representação da parcela do gerador e da parcela da turbina de um sistema eólico na configuração de massa dupla. Esse conceito é normalmente utilizado para turbinas eólicas operando em velocidade fixa, em que as interações eletromecânicas são caracterizadas por oscilação de torque, resultando em flutuação da velocidade angular do rotor

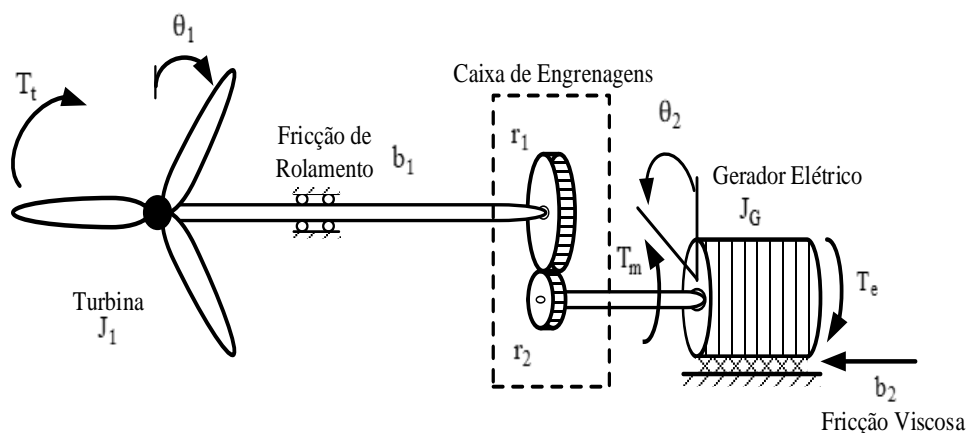
e impactando na estabilidade da tensão. Utiliza-se também o conceito de massa dupla em sistemas à velocidade variável, em que a flutuação da velocidade angular do rotor se torna excessiva acarretando o desligamento da turbina, ou para situações em que existe um risco de oscilação entre a turbina eólica e a potência da rede graças a proximidade entre a frequência natural do eixo e a frequência natural da rede elétrica (normalmente quando o sistema está equipado com geradores síncronos) (AKHMATOV, 2003; SLOOTWEG, 2003).

A inércia da turbina J_1 consiste nas pás da turbina, no eixo e na primeira engrenagem (com raio r_1), e a inércia do gerador consiste na segunda engrenagem (com raio r_2) e no rotor do gerador. Tanto a turbina quanto o gerador apresentam fricção representados por b_1 e b_2 , respectivamente. As pás da turbina extraem energia oriunda do vento e produzem o torque aerodinâmico, T_t , que é a entrada do sistema que move a caixa de engrenagens. O gerador produz uma força induzida oposta ao seu movimento, que é representada por T_e . A Figura 38 mostra o diagrama de corpo livre do sistema eólico. A força de contato F_c no ponto de acoplamento entre as engrenagens é ilustrado como um par de forças iguais e opostas, de acordo com a terceira lei de Newton. Como o torque aerodinâmico fornece um torque positivo no eixo de entrada, a força de contato fornece um torque positivo transmitido ao eixo de saída (gerador), que é igual a $F_c r_2$. Com isso, aplicando a segunda lei de Newton, tem-se (KLUEVER, 2015):

$$\text{Turbina: (+ sentido horário) } \sum T = T_t - b_1 \dot{\theta}_1 - F_c r_1 = J_1 \ddot{\theta}_1 \quad (39)$$

$$\text{Gerador: (+ sentido anti-horário) } \sum T = -T_e - b_2 \dot{\theta}_2 + F_c r_2 = J_2 \ddot{\theta}_2 \quad (40)$$

Figura 37 – Sistema eólico turbina-gerador



Fonte: Adaptado de Kluever (2015).

Este modelo de massa dupla apresenta apenas um grau de liberdade, pois as rotações angulares θ_1 e θ_2 não são independentes devido à caixa de engrenagens. A velocidade no ponto de acoplamento das engrenagens é (KLUEVER, 2015):

$$r_1 \dot{\theta}_1 = r_2 \dot{\theta}_2 \quad (41)$$

Sendo que a derivada no tempo da velocidade é dada por:

$$r_1 \ddot{\theta}_1 = r_2 \ddot{\theta}_2 \quad (42)$$

Portanto, as equações (39) e (40) não são independentes. Utilizando a equação (40) para determinar a força de contato, tem-se que:

$$F_c = \frac{1}{r_2} (b_2 \dot{\theta}_2 + T_e + J_2 \ddot{\theta}_2) \quad (43)$$

Substituindo a equação (43) em (39), resulta em:

$$J_1 \ddot{\theta}_1 + b_1 \dot{\theta}_1 = T_t - \frac{r_1}{r_2} (b_2 \dot{\theta}_2 + T_e + J_2 \ddot{\theta}_2) \quad (44)$$

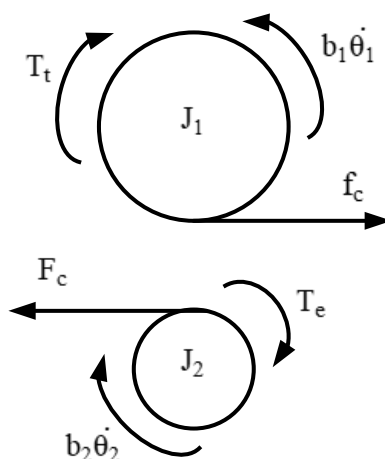
Reescrevendo a equação (44) em termos da velocidade angular da turbina, e sabendo que $\dot{\theta}_2 = (r_1/r_2)\dot{\theta}_1$ e $\ddot{\theta}_2 = (r_1/r_2)\ddot{\theta}_1$, tem-se que:

$$J_1 \ddot{\theta}_1 + \frac{r_1^2}{r_2^2} J_2 \ddot{\theta}_1 + b_1 \dot{\theta}_1 + \frac{r_1^2}{r_2^2} b_2 \dot{\theta}_1 = T_t - \frac{r_1}{r_2} T_e \quad (45)$$

Substituindo $N = r_2/r_1$, temos que:

$$\left(J_1 + \frac{1}{N^2} J_2 \right) \ddot{\theta}_1 + \left(b_1 + \frac{1}{N^2} b_2 \right) \dot{\theta}_1 = T_t - \frac{1}{N} T_e \quad (46)$$

Figura 38 – Diagrama de corpo livre do sistema turbina-gerador



Fonte: Adaptado de Kluever (2015).

A equação (46) é o modelo matemático de um sistema eólico de massa dupla. Pode-se ainda reescrever esta equação em uma forma mais compacta, definindo o equivalente da inércia e o coeficiente de fricção da seguinte forma:

$$J_{eq} = J_1 + \frac{1}{N^2} J_2 \quad (47)$$

$$b_{eq} = b_1 + \frac{1}{N^2} b_2 \quad (48)$$

Portanto, o sistema completo é dado por:

$$(J_{eq})\dot{\theta}_1 + (b_{eq})\dot{\theta}_1 = T_t - \frac{1}{N} T_e \quad (49)$$

Por fim, a equação (49) pode ser reescrita em termos da velocidade angular da turbina, sabendo que $\omega_T = \dot{\theta}_1$ e $\dot{\omega}_T = \ddot{\theta}_1$, tem se que:

$$\frac{d\omega_T}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} \left(T_t - \frac{1}{N} T_e - b_{eq}\omega_T \right) \quad (50)$$

Como já visto, turbinas eólicas operando em velocidade variável são equipadas com geradores controlados por conversores de potência, em que há um controle independente de potências ativa e reativa. Portanto, esse controle independente de potência implica que o comportamento de flutuação da velocidade do rotor do gerador e o comportamento dinâmico da tensão estão desacoplados, ou seja, qualquer flutuação significativa na velocidade angular do gerador não tem influência alguma no comportamento da tensão. Isso implica que a presença da caixa de engrenagens não tem relação com a manutenção da estabilidade da tensão transitória nas falhas da rede. Esta argumentação mostra que para turbinas eólicas operando em velocidade variável equipadas com gerador de indução duplamente alimentado o modelo de massa única é útil para a representação de eixos de uma turbina eólica. Portanto, tem-se que (AKHMATOV, 2003):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} (T_m - T_e) \quad (51)$$

Sendo que:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_r} \quad (52)$$

em que:

- T_m = é o torque mecânico [N.m];
- ω_r = velocidade angular do rotor [rad/s];

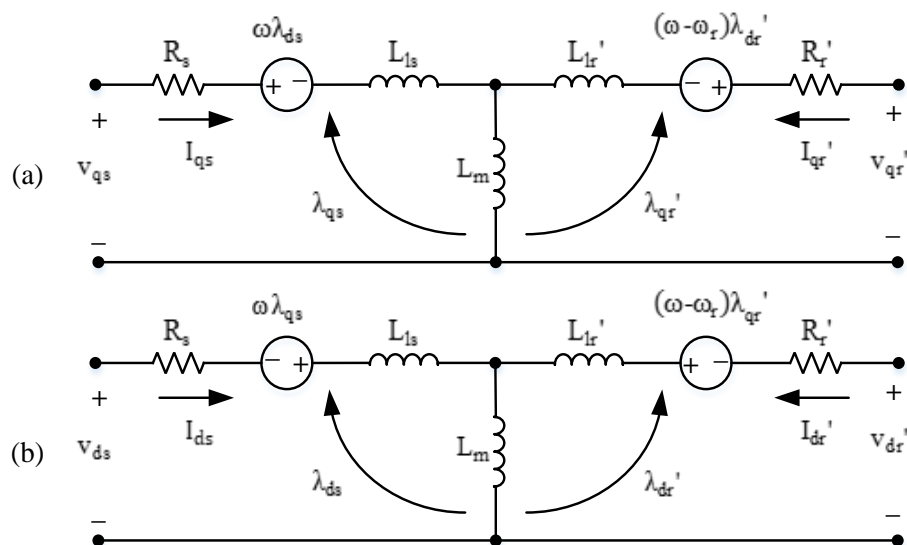
O modelo de massa dupla requer mais dados e é mais complexo do que o de massa única. Dessa forma, aplica-se o modelo de massa dupla em investigações de estabilidade de tensão, para situações em que flutuações de velocidade angular do rotor passam para tensão (AKHMATOV, 2003).

3.3 Modelagem Dinâmica do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

A modelagem dinâmica do DFIG é de suma importância para o entendimento do comportamento da máquina, e principalmente, para o desenvolvimento dos controladores propostos nessa dissertação. Este modelo dinâmico é capaz de explicar o comportamento da máquina em regime transitório, como também em regime permanente. Deste modo, utilizando as informações fornecidas pelo modelo dinâmico do DFIG, como corrente, torque, tensão e fluxo é possível entender o comportamento do sistema possibilitando a detecção de comportamentos inadequados, como instabilidades e altas correntes transitórias. Além disso, pode-se fornecer informações adicionais durante o regime permanente, como oscilações dinâmicas de torque ou corrente, *ripples*, entre outros (ABAD et al., 2011).

A representação dinâmica completa do DFIG é baseada nos modelos de eixo dq e representada pela Figura 39. Para este modelo faz-se as seguintes considerações: não são consideradas perdas no ferro; os enrolamentos do estator e do rotor estão defasados de 120° e são idênticos; o entreferro é considerado constante; o circuito magnético é considerado ideal, não existe saturação; a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

Figura 39 – Circuito equivalente do DFIG no campo de referência arbitrário (a) eixo q; (b) eixo d



Fonte: Adaptado de Krause, Wasynczuk e Sudhoff (2002).

As equações que descrevem as tensões trifásicas do estator e do rotor são dadas por (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (53)$$

$$v_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (54)$$

em que:

$$(v_{abcs})^T = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}] \quad (55)$$

$$(v_{abcr})^T = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}] \quad (56)$$

As equações (53) e (54) podem ser transformadas para o sistema em coordenadas dq , que no campo de referência arbitrário são dadas por (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (57)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (58)$$

$$v_{qr}' = R_r i_{qr}' + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}' + \frac{d\lambda_{qr}'}{dt} \quad (59)$$

$$v_{dr}' = R_r i_{dr}' - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}' + \frac{d\lambda_{dr}'}{dt} \quad (60)$$

Embora o comportamento da máquina de indução possa ser descrito em qualquer campo de referência, existem três que são normalmente utilizados: o campo de referência estacionário ($\omega = 0$), o campo de referência síncrono ($\omega = \omega_s$) e o campo de referência do rotor ($\omega = \omega_r$). Geralmente, são as condições de operação que determinam qual o campo de referência a ser adotado. Para as aplicações estudadas neste trabalho, o campo de referência síncrono é o que se mostra mais adequado, uma vez que as funções de transferência utilizadas para análises de sistemas de controle são obtidas pelas equações das tensões expressas neste campo de referência. Além disso, o campo de referência síncrono é conveniente para o estudo das características dinâmicas da máquina de indução em programas de computadores digitais usados para análise transitória e estabilidade dinâmica de sistemas de potência. Desta forma, as

equações (57) a (60) podem ser reescritas como (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (61)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (62)$$

$$v_{qr}' = R_r i_{qr}' + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr}' + \frac{d\lambda_{qr}'}{dt} \quad (63)$$

$$v_{dr}' = R_r i_{dr}' - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr}' + \frac{d\lambda_{dr}'}{dt} \quad (64)$$

em que:

$$(\omega_s - \omega_r) = \omega_{slip} \quad (65)$$

As equações dos fluxos magnéticos são dadas em função das indutâncias e correntes da máquina, conforme a seguir (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}') \quad (66)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}') \quad (67)$$

$$\lambda_{qr}' = L_{lr}' i_{qr}' + L_m (i_{qs} + i_{qr}') \quad (68)$$

$$\lambda_{dr}' = L_{lr}' i_{dr}' + L_m (i_{ds} + i_{dr}') \quad (69)$$

em que,

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (70)$$

$$L_r' = L_{lr}' + L_m \quad (71)$$

Deste modo, substituindo as equações (70) e (71) nas equações (66) a (69), tem-se:

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}' \quad (72)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}' \quad (73)$$

$$\lambda_{qr}' = L_r' i_{qr}' + L_m i_{qs} \quad (74)$$

$$\lambda_{dr}' = L_r i_{dr}' + L_m i_{ds} \quad (75)$$

Substituindo (72) em (61) e (73) em (62), tem-se que:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}'}{dt} \quad (76)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}'}{dt} \quad (77)$$

De forma análoga, substituindo (74) em (63) e (75) em (64), tem-se:

$$v_{qr}' = R_r i_{qr}' + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr}' + L_r' \frac{di_{qr}'}{dt} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} \quad (78)$$

$$v_{dr}' = R_r i_{dr}' - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr}' + L_r' \frac{di_{dr}'}{dt} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} \quad (79)$$

Como a maioria dos parâmetros de sistemas de potência de máquinas são dados em ohms ou por unidade da impedância de base, é conveniente expressar as equações (61) a (75) em termos de reatâncias (FAN; MIAO, 2015; KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), logo:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{\omega_s}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}}{dt} \quad (80)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \frac{\omega_s}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}}{dt} \quad (81)$$

$$v_{qr}' = R_r i_{qr}' + \frac{(\omega_s - \omega_r) \psi_{dr}'}{\omega_b} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qr}'}{dt} \quad (82)$$

$$v_{dr}' = R_r i_{dr}' - \frac{(\omega_s - \omega_r) \psi_{qr}'}{\omega_b} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dr}'}{dt} \quad (83)$$

$$\psi_{qs} = X_s i_{qs} + X_m i_{qr}' \quad (84)$$

$$\psi_{ds} = X_s i_{ds} + X_m i_{dr}' \quad (85)$$

$$\psi_{qr}' = X_r i_{qr}' + X_m i_{qs} \quad (86)$$

$$\psi_{dr}' = X_r i_{dr}' + X_m i_{ds} \quad (87)$$

Se as correntes forem selecionadas como variáveis independentes, substituindo as equações de fluxo, (84) a (87), em (80) a (83), as equações das tensões são dadas por (FAN; MIAO, 2015; KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr}' \\ v_{dr}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{pX_s}{\omega_b} & \frac{\omega_s X_s}{\omega_b} & \frac{pX_m}{\omega_b} & \frac{\omega_s X_m}{\omega_b} \\ -\frac{\omega_s X_s}{\omega_b} & R_s + \frac{pX_s}{\omega_b} & -\frac{\omega_s X_m}{\omega_b} & \frac{pX_m}{\omega_b} \\ \frac{pX_m}{\omega_b} & \frac{\omega_{slip} X_m}{\omega_b} & R_r' + \frac{pX_r'}{\omega_b} & \frac{\omega_{slip} X_r'}{\omega_b} \\ -\frac{\omega_{slip} X_m}{\omega_b} & \frac{pX_m}{\omega_b} & -\frac{\omega_{slip} X_r'}{\omega_b} & R_r' + \frac{pX_r'}{\omega_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \end{bmatrix} \quad (88)$$

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é definido por (FAN; MIAO, 2015; KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (89)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_b}\right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (90)$$

As potências ativas e reativas do estator e do rotor podem ser definidas como (ABAD et al., 2011):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (91)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (92)$$

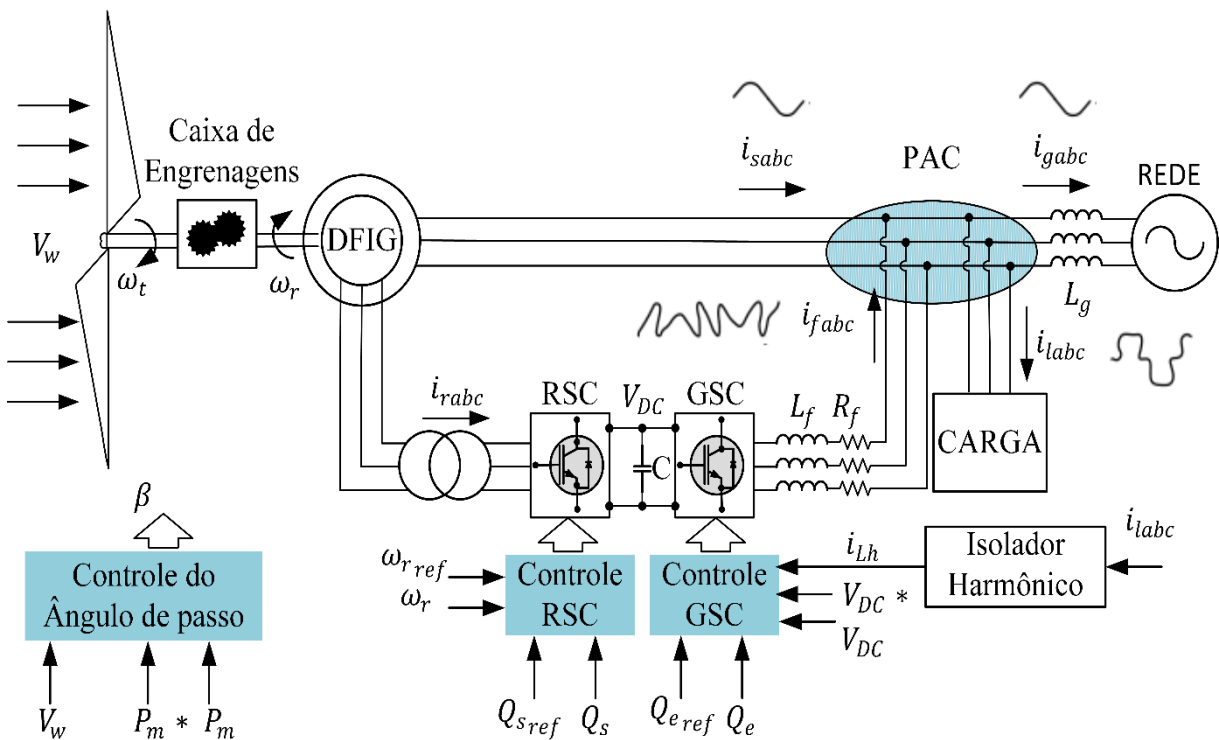
$$P_r = \frac{3}{2} (v_{dr}' i_{dr}' + v_{qr}' i_{qr}') \quad (93)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr}' i_{dr}' - v_{dr}' i_{qr}') \quad (94)$$

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo serão apresentados os projetos necessários para a realização da compensação de reativos e filtragem ativa da corrente da rede para o sistema eólico quando em seu ponto de acoplamento comum estiverem conectadas cargas lineares e não-lineares. O primeiro passo foi realizar o projeto do indutor de filtro e do capacitor de barramento CC, que são parâmetros utilizados para o projeto dos controladores do GSC. Com o intuito de melhorar a qualidade de energia no PAC, serão propostos e projetados os controladores para o GSC e RSC. O conversor do lado do rotor é altamente dependente dos parâmetros da máquina de indução, e apresenta a função de regular velocidade e torque, já o conversor do lado da rede não apresenta dependência alguma do DFIG e tem a função de regular a tensão de *link-CC*, compensar reativos e funcionar como filtro ativo de potência. O sistema completo de estudo é mostrado na Figura 40.

Figura 40 – Diagrama de operação do sistema DFIG



4.1 Projeto do Indutor de Filtro L_f e Capacitor C de *link-CC*

Da Figura 40 a tensão de *link-CC* pode ser calculada por meio da equação (95), a qual relaciona a tensão de pico de linha da saída fundamental (V_{AB1}) com a tensão de barramento

CC do conversor *back-to-back* (V_{DC}) em função do índice de modulação (ma) deste conversor de dois níveis (RASHID, 2014).

$$V_{AB1} = ma \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_{DC} \quad (95)$$

Considerando que o ganho do índice de modulação seja de $ma = 0,9$ para que sempre se trabalhe próximo a 1,0 e que não opere na região de saturação, a tensão do *link-CC* do conversor *back-to-back* é dada por:

$$220\sqrt{2} = 0,9 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_{DC} \quad (96)$$

Isolando V_{DC} , tem-se:

$$V_{DC} = \frac{220\sqrt{2}}{0,9} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \right) \quad (97)$$

$$V_{DC} = 399,17 \text{ V} \quad (98)$$

Logo, a tensão de *link-CC* utilizada neste trabalho foi de:

$$V_{DC} \cong 400 \text{ V} \quad (99)$$

Com a tensão V_{DC} determinada, foram realizados os cálculos de projeto para o capacitor de *link-CC* e para o indutor de filtro. Este projeto foi realizado utilizando os parâmetros expostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros de projeto para o indutor de filtro e capacitor de *link-CC*

Parâmetros	Valores de projeto
f_c (kHz)	12,0
f_r (Hz)	60,0
V_{DC} (V)	400,0
$\Delta i_{f_{max}}$ (A)	15,0% $i_{f_{max}}$
ΔV_{DC} (V)	2,0% V_{DC}
P_r (W)	900,0
$V_{LL_{RMS}}$ (V)	220,0

Em que P_r é a máxima potência que circulará no ramo em que o conversor *back-to-back* se encontra, ou seja:

$$P_r = 30\%P_n = 0,30 \cdot 3000 = 900 \text{ W} \quad (100)$$

Desta forma, com o intuito de limitar o *ripple* da corrente da rede, o indutor de filtro L_f é calculado de acordo com a equação (101) (REZNIK et al., 2014).

$$L_f = \frac{V_{DC}}{6f_c \Delta i_{f_{max}}} \quad (101)$$

em que a corrente máxima de entrada do retificador ($i_{f_{max}}$) é determinada conforme (102):

$$i_{f_{max}} = \frac{P_n \sqrt{2}}{\frac{3V_{LL_{RMS}}}{\sqrt{3}}} \quad (102)$$

$$i_{f_{max}} = \frac{900\sqrt{2}}{\frac{3 \cdot 220}{\sqrt{3}}} = 3,34 \text{ A} \quad (103)$$

Logo, o valor da indutância será de:

$$L_f = \frac{400}{6 \cdot 12000 \cdot 0,15 \cdot 3,34} = 11,08 \text{ mH} \quad (104)$$

Portanto, o valor de indutância utilizado neste trabalho, levando-se em conta os materiais disponíveis no laboratório, foi de:

$$L_f \cong 10,0 \text{ mH} \quad (105)$$

O capacitor de *link-CC* foi projetado conforme a equação (106), uma vez que ele interage com o funcionamento do conversor (KITANO; MATSUI; XU, 2001). Dessa forma, tem-se:

$$C = \frac{P_n}{2\pi f_r V_{DC} \Delta V_{DC}} \quad (106)$$

$$C = \frac{900}{2\pi 60 \cdot 400 \cdot (400 \cdot 0,02)} = 746,04 \text{ } \mu\text{F} \quad (107)$$

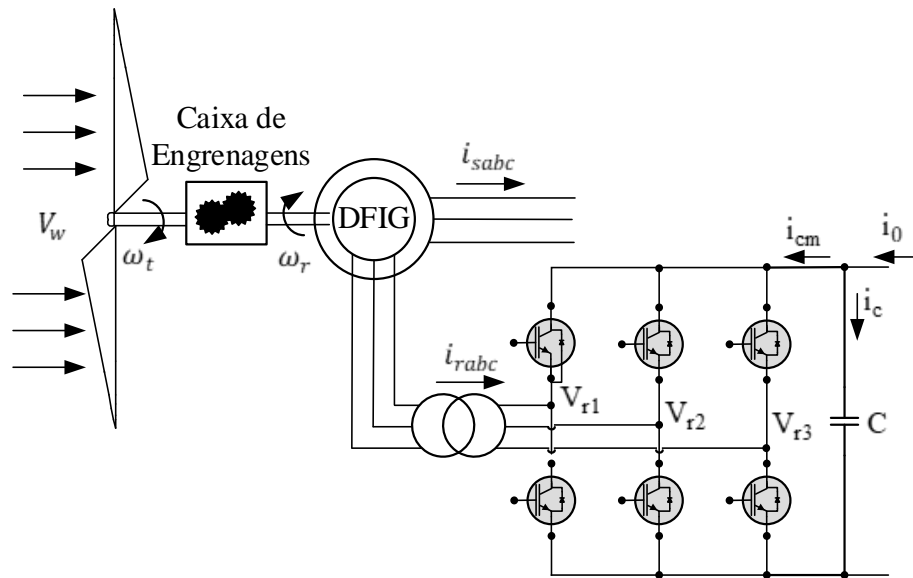
Portanto, com o intuito de garantir boa estabilidade da tensão do barramento CC, o capacitor escolhido foi de:

$$C \cong 1,0 \text{ mF} \quad (108)$$

4.2 Controle do Conversor do Lado do Rotor

O principal objetivo do controle do conversor do lado do rotor é realizar a regulação de torque e velocidade, garantindo que a máquina opere tanto nas velocidades sub-síncrona quanto na super-síncrona. Além disso, o controle do RSC permite a compensação de reativos no estator do DFIG, auxiliando na melhoria da qualidade de energia no ponto de acoplamento comum. O conversor do lado do rotor é mostrado na Figura 41, em que a corrente do barramento CC do conversor do lado da máquina é denotada por (i_{cm}), a corrente de barramento CC do conversor ligado à rede por i_0 e a corrente que vai para o ramo do capacitor C por i_c . Além disso, as tensões V_{r1} , V_{r2} e V_{r3} são as componentes fundamentais das tensões obtidas no terminal do RSC, a corrente trifásica do estator é denominada i_{sabc} e i_{rabc} é denominada como a corrente trifásica do rotor.

Figura 41 – Circuito do conversor conectado ao rotor



O sistema de compensação pode ser dividido em duas partes: a malha de controle externa, responsável pelo controle da potência reativa no estator da máquina e pela regulação de velocidade, que combinados geram as correntes de referências e a malha interna, responsável pelo controle de corrente. Como este conversor está conectado no lado do rotor, o projeto de seus controladores são inteiramente dependentes dos parâmetros da máquina de indução duplamente alimentada. Com isso, para o projeto, utilizou-se a técnica do controle vetorial orientado pelo fluxo do estator.

4.2.1 Controle Vetorial

O controle vetorial por orientação de fluxo torna o desempenho dinâmico dos motores

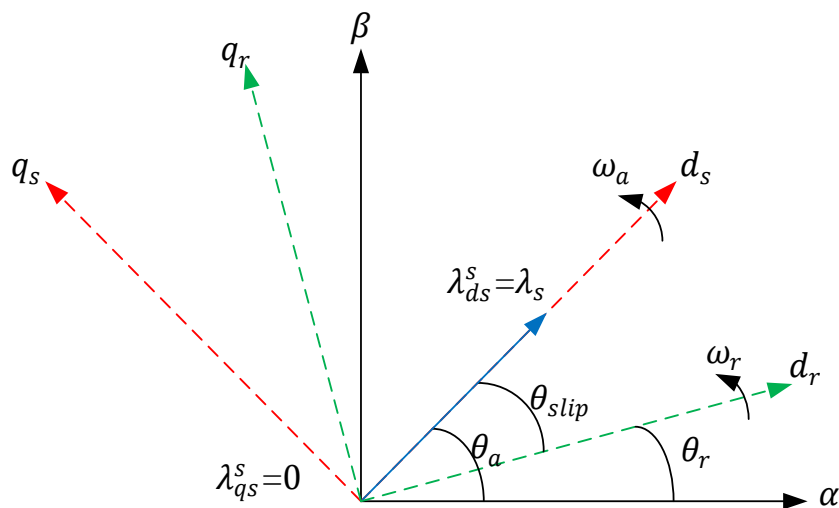
de indução comparável ao de motores de corrente contínua com excitação separada. A orientação consiste em fixar no eixo direto do sistema de coordenadas síncrono um dos fluxos magnéticos: o de estator, o de rotor ou o de entreferro (BIM, 2014).

Esta estratégia de controle surgiu como uma solução para os problemas enfrentados pelo controle escalar, que embora tenha uma implementação simples, enfrenta problemas do efeito do acoplamento inerente (ou seja, torque e fluxo são funções de tensão ou corrente e frequência) que possui resposta lenta além de o sistema ser facilmente propenso à instabilidade devido ao efeito de alta ordem (BOSE, 2001). Deste modo, o que o controle vetorial por orientação de fluxo proporciona é o total desacoplamento dos eixos direto e de quadratura (BIM, 2014).

4.2.2 Malha Interna de Corrente

A estratégia de controle proposta para o DFIG é baseada na técnica de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator, cujo diagrama vetorial das variáveis da máquina de indução está mostrado na Figura 42 (BIM, 2014; BOSE, 2001; PENA; CLARE; ASHER, 1996).

Figura 42 – Orientação pelo fluxo do estator



Fonte: Adaptado de Bose (2001).

Considerando o vetor fluxo do estator descrito nas coordenadas estacionárias, tem-se que (BIM, 2014):

$$\lambda_{\alpha\beta,s} = \lambda_s e^{j\theta_a} \quad (109)$$

Na qual λ_s é a magnitude do fluxo do estator no sistema estacionário e θ_a é a posição espacial instantânea do fluxo do estator em relação ao eixo α ; consequentemente, a velocidade espacial do fluxo do estator é dada por (BIM, 2014):

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a \quad (110)$$

Na orientação do fluxo do estator, a técnica consiste no sistema de eixos de referência ortogonais dq girando na velocidade síncrona (ω_s) e com o eixo d_s alinhado ao fluxo do estator, de tal forma que o fluxo é constante na direção deste eixo e zero na direção de q_s , ou seja:

$$\lambda_{ds}^s = \lambda_s \quad (111)$$

$$\lambda_{qs}^s = 0 \quad (112)$$

em que o sobrescrito s diz respeito ao referencial no fluxo do estator.

Em regime permanente, o fluxo do estator é proporcional à tensão da rede, que negligenciando a pequena perda de potência na resistência do estator e considerando que os fluxos do estator de eixo direto e em quadratura se manterão constantes, as seguintes considerações se tornam aceitáveis (ABAD et al., 2011; ONG, 1997; PENA; CLARE; ASHER, 1996):

$$R_s \cong 0 \quad (113)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} = \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} = 0 \quad (114)$$

Com isso, substituindo as equações (113) e (114), nas equações (61) e (62), é possível obter as tensões no estator de eixo dq .

$$v_{ds}^s = 0 \quad (115)$$

$$v_{qs}^s = \lambda_s \omega_s \quad (116)$$

As expressões que representam o DFIG podem ser simplificadas utilizando a orientação pelo fluxo do estator expressa por (111) e (112). Desta forma, as equações (72) e (73) podem ser reescritas de forma a expressar a relação entre as correntes do estator e do rotor (ABAD et al., 2011; PENA; CLARE; ASHER, 1996):

$$\dot{i}_{ds}^s = \frac{\lambda_s - L_m i_{dr}^s}{L_s} \quad (117)$$

$$i_{qs}^s = - \frac{L_m i_{qr}^{s'}}{L_s} \quad (118)$$

Substituindo (117) e (118) nas equações do fluxo do rotor, equações (74) e (75), tem-se:

$$\lambda_{qr}^{s'} = i_{qr}^{s'} \left(L_r' - \frac{L_m^2}{L_s} \right) = \sigma L_r' i_{qr}^{s'} \quad (119)$$

$$\lambda_{dr}^{s'} = i_{dr}^{s'} \left(L_r' - \frac{L_m^2}{L_s} \right) + \frac{\lambda_s L_m}{L_s} = \sigma L_r' i_{dr}^{s'} + \frac{L_m \lambda_s}{L_s} \quad (120)$$

em que:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'} \quad (121)$$

Substituindo (119) e (120) em (63) e (64), tem-se:

$$v_{qr}^{s'} = R_r' i_{qr}^{s'} + \omega_{slip} \left(\sigma L_r' i_{dr}^{s'} + \frac{L_m \lambda_s}{L_s} \right) + \sigma L_r' \frac{di_{qr}^{s'}}{dt} \quad (122)$$

$$v_{dr}^{s'} = R_r' i_{dr}^{s'} - \omega_{slip} \sigma L_r' i_{qr}^{s'} + \sigma L_r' \frac{di_{dr}^{s'}}{dt} \quad (123)$$

Desconsiderando as perdas na chave do conversor, a seguinte aproximação se torna aceitável:

$$v_{qr}^{s'} = d_q V_{DC} \quad (124)$$

$$v_{dr}^{s'} = d_d V_{DC} \quad (125)$$

em que d é o ciclo de trabalho.

Substituindo as equações (124) e (125) em (122) e (123), tem-se que:

$$d_q V_{DC} = R_r' i_{qr}^{s'} + \omega_{slip} \left(\sigma L_r' i_{dr}^{s'} + \frac{L_m \lambda_s}{L_s} \right) + \sigma L_r' \frac{di_{qr}^{s'}}{dt} \quad (126)$$

$$d_d V_{DC} = R_r' i_{dr}^{s'} - \omega_{slip} \sigma L_r' i_{qr}^{s'} + \sigma L_r' \frac{di_{dr}^{s'}}{dt} \quad (127)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (126) e considerando que o termo contendo a velocidade angular de escorregamento seja interpretado como perturbação, isto é, eliminando-o da equação, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho do conversor com a

corrente do eixo em quadratura aplicado ao mesmo é dada pela equação (129):

$$d_q V_{DC} = R_r' i_{qr}^{s'} + s \sigma L_r' i_{qr}^{s'} \quad (128)$$

$$G_{iqr}(s) = \frac{i_{qr}^{s'}}{d_q} = V_{DC} \left(\frac{1}{R_r' + s L_r' \sigma} \right) \quad (129)$$

Substituindo os parâmetros do DFIG e do valor da tensão CC, a função de transferência se torna:

$$G_{iqr}(s) = \frac{i_{qr}^{s'}}{d_q} = \left(\frac{400}{0,005782s + 0,816} \right) \quad (130)$$

Considerando o erro do controlador PI de corrente como sendo a diferença entre um valor de referência e o valor médio na corrente no rotor da máquina, foi possível projetar a malha interna de corrente para o RSC (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{iqr}(t) = i_{qr_ref}^{s'}(t) - i_{qr}^{s'}(t) \quad (131)$$

Derivando a equação (131), tem-se:

$$\frac{de_{iqr}(t)}{dt} = - \frac{di_{qr}^{s'}(t)}{dt} \quad (132)$$

Substituindo (132) em (126), tem-se:

$$\frac{de_{iqr}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r'} \left(R_r' i_{qr}^{s'} + \omega_{slip} \left(\sigma L_r' i_{dr}^{s'} + \frac{L_m \lambda_s}{L_s} \right) - d_q V_{DC} \right) \quad (133)$$

Isolando o ciclo de trabalho:

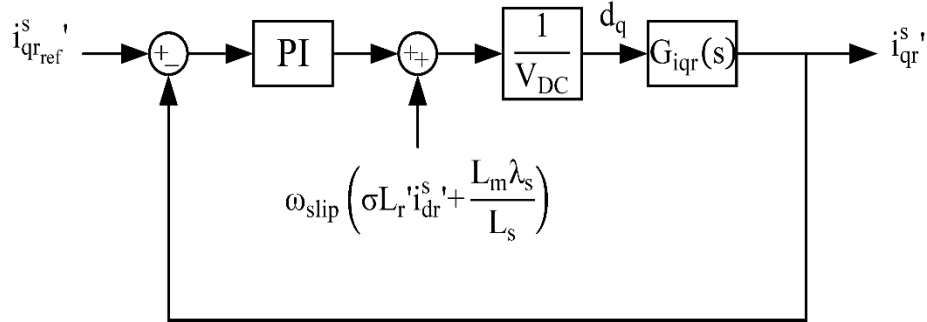
$$d_q = \frac{1}{V_{DC}} \left(R_r' i_{qr}^{s'} + \omega_{slip} \left(\sigma L_r' i_{dr}^{s'} + \frac{L_m \lambda_s}{L_s} \right) - \sigma L_r' \frac{de_{iqr}}{dt} \right) \quad (134)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PI, a malha interna para o controle da corrente do rotor de eixo em quadratura no conversor do lado da máquina é representada na Figura 43.

De maneira análoga ao que foi exposto para a corrente do rotor de eixo em quadratura, é possível obter a função de transferência e projetar a malha interna de corrente do rotor de eixo direto. Aplicando a Transformada de Laplace na equação (127) e considerando que o termo contendo a velocidade angular de escorregamento seja interpretado como perturbação, isto é, eliminando-o da equação, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho do conversor com a corrente do eixo direto é dada pela equação (136). Com isso, nota-se que a

função de transferência que representa a malha interna de corrente do rotor, tanto em eixo direto quanto em quadratura é a mesma.

Figura 43 – Malha interna de corrente do rotor de eixo em quadratura



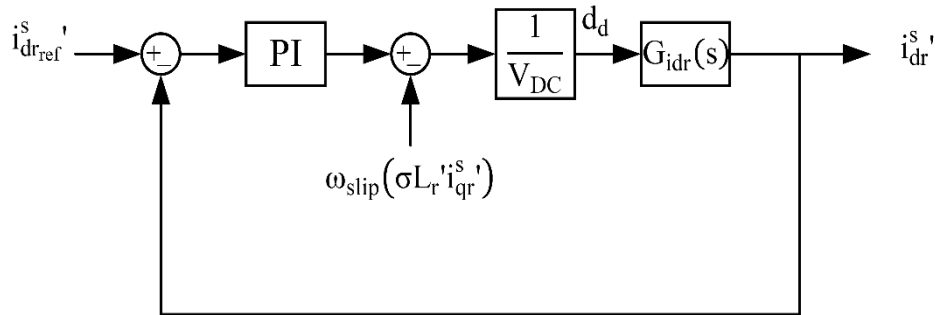
Fonte: Adaptado de Fan e Miao (2015).

$$d_d V_{DC} = R_r' i_{dr}^s + s \sigma L_r' i_{dr}^s \quad (135)$$

$$G_{idr}(s) = \frac{i_{dr}^s}{d_d} = V_{DC} \left(\frac{1}{R_r' + s L_r' \sigma} \right) \quad (136)$$

A representação da malha interna para o controle da corrente do rotor de eixo direto no RSC é mostrada na Figura 44. Observa-se pela Figura 43 e Figura 44 que os termos de perturbação são utilizados para garantir um desacoplamento entre as malhas de controle.

Figura 44 – Malha interna de corrente do rotor de eixo direto



Fonte: Adaptado de Fan e Miao (2015).

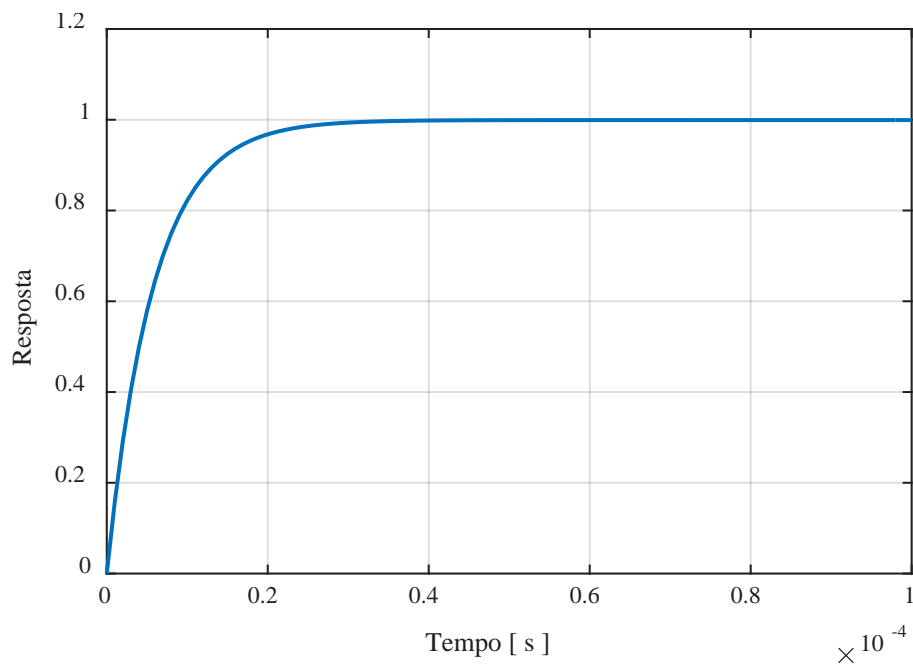
Com isso, para a obtenção do ganho proporcional e integral do controlador PI para a malha interna de corrente do rotor utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. Com o intuito de garantir uma resposta subamortecida com um rápido tempo de assentamento, por volta de 0,06 ms, escolheu-se o valor do ganho proporcional e o zero do controlador PI de tal forma que essas especificações sejam atendidas. Os valores do projeto estão disponíveis na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores de projeto para a malha interna de corrente do RSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	10,0
T_a (ms)	0,06
k_p	100
k_i	1000

A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 45.

Figura 45 – Resposta ao degrau ao sistema em malha fechada para o controlador de corrente RSC



4.2.3 Obtenção da Posição do Fluxo do Estator

Para realizar o controle vetorial orientado pelo fluxo do estator é necessária a correta estimação do mesmo, bem como a obtenção de sua posição. Para isso, as tensões e correntes de linha v_{abs} , v_{cas} e i_{as} , i_{bs} e i_{cs} são medidas e transformadas nas respectivas tensões e correntes nos eixos de referência estacionários $\alpha\beta$ do estator.

As tensões e correntes nos eixos $\alpha\beta$ são calculadas pelas expressões (SEYOUM; GRANTHAM; RAHMAN, 2003; VOLTOLINI, 2007):

$$v_{\alpha s} = v_{abs} \quad (137)$$

$$v_{\beta s} = -\frac{\sqrt{3}}{3}(v_{abs} + 2v_{cas}) \quad (138)$$

$$i_{\alpha s} = \frac{1}{2}(i_{as} + i_{bs}) \quad (139)$$

$$i_{\beta s} = \frac{\sqrt{3}}{6}(i_{as} + i_{bs} - 2i_{cs}) \quad (140)$$

O fluxo produzido pelo enrolamento do estator é calculado através da integração da força contra-eletromotriz (SEYOUM; GRANTHAM; RAHMAN, 2003; VOLTOLINI, 2007):

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (141)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (142)$$

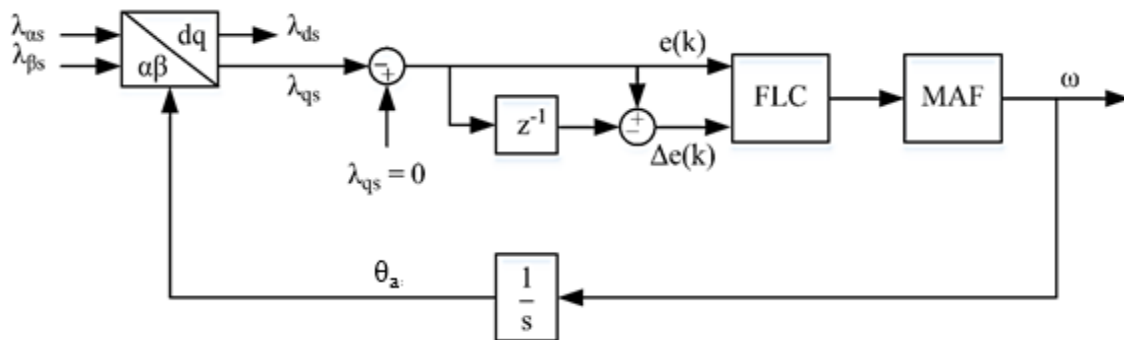
A partir dos fluxos estimados em $\alpha\beta$ e da posição θ_a , a transformada de Park é usada para obter os fluxos no sistema de eixos girantes dq , conforme a seguir (SEYOUM; GRANTHAM; RAHMAN, 2003; VOLTOLINI, 2007):

$$\lambda_{ds} = \lambda_{\alpha s} \cos(\theta_a) + \lambda_{\beta s} \sin(\theta_a) \quad (143)$$

$$\lambda_{qs} = -\lambda_{\alpha s} \sin(\theta_a) + \lambda_{\beta s} \cos(\theta_a) \quad (144)$$

Desta forma, a orientação pelo fluxo do estator se dá com o auxílio do algoritmo PLL utilizado para determinar a posição do fluxo θ_a , que é obtida através da integração do sinal de velocidade que é constantemente ajustado pelo controlador lógico *fuzzy* de tal forma que o fluxo na direção do eixo q seja nulo, e o fluxo esteja orientado na direção do eixo direto, conforme mostrado nas equações (111) e (112) e na Figura 46 (VOLTOLINI, 2007).

Figura 46 – Cálculo da posição do fluxo do estator por meio da PLL



Fonte: Adaptado de Souza *et al.* (2016).

4.2.4 Malha Externa de Velocidade

O conjugado eletromagnético da máquina de indução de rotor bobinado é dado pela equação (89). Como o controle vetorial está orientado pelo fluxo do estator, equações (111) e (112), o fluxo do eixo em quadratura é nulo, desta forma a equação (89) pode ser reescrita por:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \lambda_s i_{qs}^s \quad (145)$$

Substituindo a equação (118) em (145), tem-se que:

$$T_e = - \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}^s \quad (146)$$

Substituindo a equação do conjugado eletromagnético em (51), tem-se:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} \left(T_m - \left(- \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}^s \right) \right) \quad (147)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} \left(T_m + \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}^s \right) \quad (148)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (148) e considerando que o termo contendo T_m seja interpretado como perturbação, isto é, eliminando-o da equação, a função de transferência que relaciona a corrente do eixo em quadratura com a velocidade do rotor é dada pela equação (150):

$$s\omega_r = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_s J_{eq}} \lambda_s i_{qr}^s \quad (149)$$

$$G_{\omega_r}(s) = \frac{\omega_r}{i_{qr}^s} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{s L_s J_{eq}} \lambda_s \quad (150)$$

Substituindo os parâmetros do DFIG a função de transferência se torna:

$$G_{\omega_r}(s) = \frac{\omega_r}{i_{qr}^s} = \frac{0,05094}{0,006525s} \quad (151)$$

Considerando o erro do controlador PI da malha de velocidade como sendo a diferença entre um valor de referência e o valor médio na velocidade do rotor, foi possível projetar a malha externa de velocidade para o eixo em quadratura do RSC (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{\omega_r}(t) = \omega_{r_{ref}} - \omega_r \quad (152)$$

Derivando a equação (152), tem-se:

$$\frac{de_{\omega_r}(t)}{dt} = - \frac{d\omega_r(t)}{dt} \quad (153)$$

Substituindo (153) em (148), tem-se:

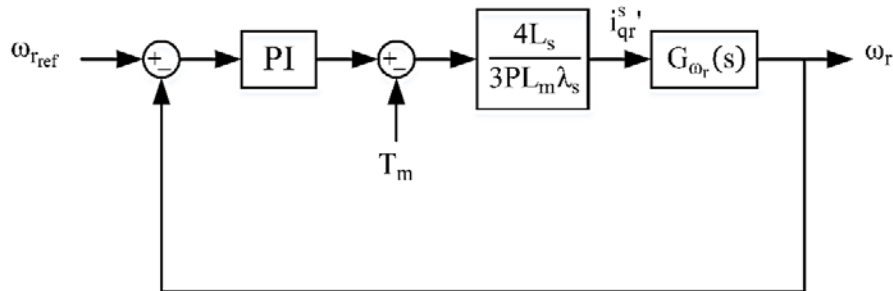
$$\frac{de_{\omega_r}}{dt} = - \frac{1}{J_{eq}} \left(T_m + \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}^{s'} \right) \quad (154)$$

Isolando a corrente do rotor de eixo em quadratura:

$$i_{qr}^{s'} = \frac{4L_s}{3PL_m\lambda_s} \left(-T_m - J_{eq} \frac{de_{\omega_r}}{dt} \right) \quad (155)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PI, a malha externa para o controle da velocidade do rotor no conversor do lado da máquina é representada na Figura 47:

Figura 47 – Malha externa de velocidade eixo em quadratura



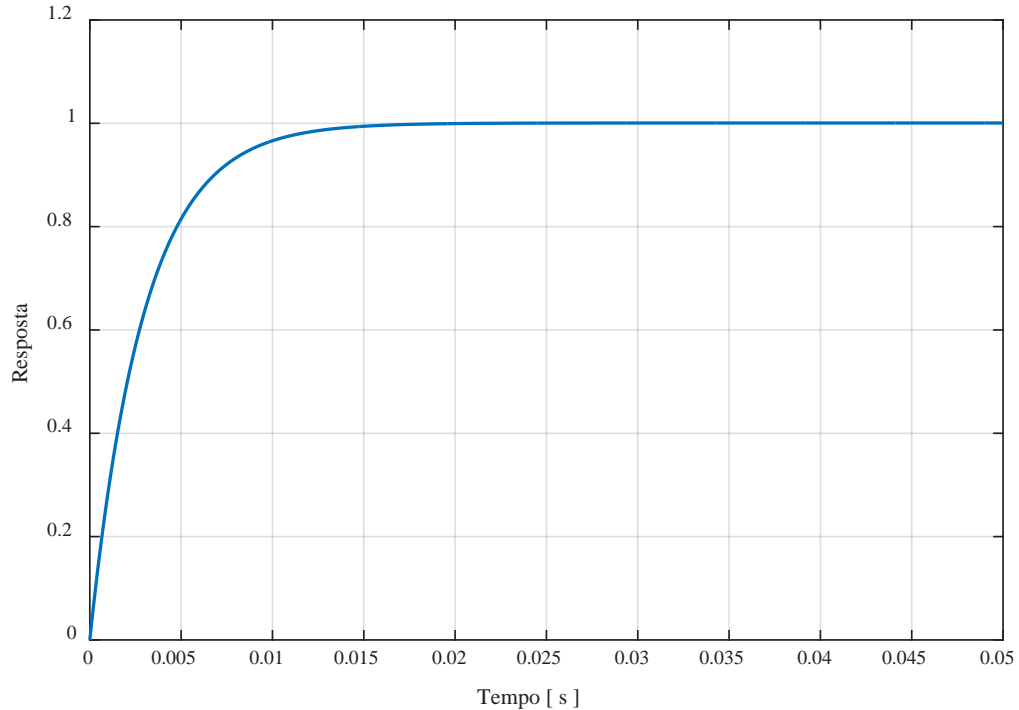
Para a obtenção do ganho proporcional e integral do controlador PI para esta malha de controle, utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. No projeto do compensador, adotou-se um tempo de assentamento de 20 ms para garantir que a malha interna de corrente do eixo em quadratura seja pelo menos dez vezes mais rápida do que a malha externa de velocidade evitando assim a influência entre elas (NISE, 2012; OGATA, 2010). Os valores de projeto estão disponíveis na Tabela 6.

Tabela 6 – Valores de projeto para a malha externa de velocidade do RSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	0,2
T_a (ms)	20,0
k_p	30,0
k_i	6,0

A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 48.

Figura 48 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de velocidade



4.2.5 Malha Externa de Potência Reativa

A regulação do fator de potência do estator pode ser realizada através do controle da potência reativa no estator do gerador. Como a técnica de controle utilizada neste projeto é o controle vetorial orientado pelo fluxo do estator, a equação (92) pode ser reescrita por meio da substituição das equações (115), (116), (117) e (118) nas variáveis de tensão e corrente do estator de eixo direto e em quadratura da seguinte forma (FAN; MIAO, 2015):

$$Q_s = \frac{3\lambda_s^2 \omega_s}{2L_s} - \frac{3\omega_s \lambda_s L_m}{2L_s} i_{dr}^s \quad (156)$$

De acordo com a equação (156), pode-se observar que a potência reativa é diretamente proporcional a corrente do rotor de eixo direto. Derivando a equação (156) e considerando que em regime permanente o fluxo do estator é constante, tem-se que (SAMPAIO et al., 2016):

$$\frac{dQ_s}{dt} = - \frac{3\omega_s \lambda_s L_m}{2L_s} \frac{di_{dr}^s}{dt} \quad (157)$$

Aplicando a Transformada de Laplace no lado esquerdo de (157), é possível obter a função de transferência que relaciona a potência reativa do estator com a derivada da corrente do rotor de eixo direto, conforme mostra a equação (159):

$$sQ_s = - \frac{3\omega_s \lambda_s L_m}{2L_s} i_{dr}^{s'} \quad (158)$$

$$G_{Q_s}(s) = \frac{Q_s}{i_{dr}^{s'}} = - \frac{3\omega_s \lambda_s L_m}{2L_s s} \quad (159)$$

Substituindo os parâmetros do DFIG a função de transferência se torna:

$$G_{Q_s}(s) = \frac{Q_s}{i_{dr}^{s'}} = \frac{38,41}{0,1466s} \quad (160)$$

A potência reativa medida é comparada com a de referência e o erro resultante é processado por um controlador PI que impõe a derivada da corrente de referência de eixo direto do rotor. Desta forma, pode-se definir o erro do controlador como (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{Q_s}(t) = Q_{s,ref} - Q_s \quad (161)$$

Derivando a equação (161) e substituindo seu resultando na equação (157), tem-se:

$$\frac{de_{Q_s}(t)}{dt} = - \frac{dQ_s(t)}{dt} \quad (162)$$

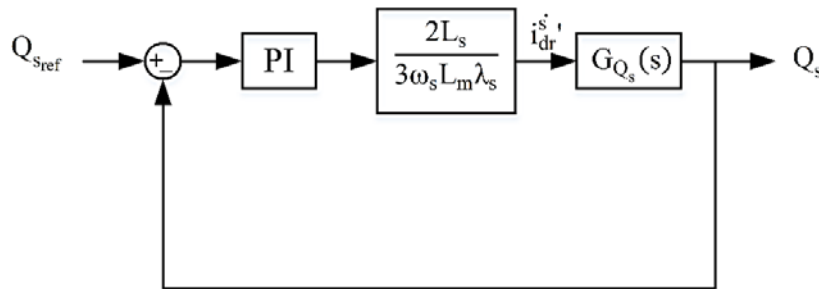
$$\frac{de_{Q_s}(t)}{dt} = \frac{3\omega_s \lambda_s L_m}{2L_s} \frac{di_{dr}^{s'}}{dt} \quad (163)$$

Isolando a derivada da corrente do rotor de eixo direto:

$$\frac{di_{dr}^{s'}}{dt} = \frac{2L_s}{3\omega_s \lambda_s L_m} \frac{de_{Q_s}(t)}{dt} \quad (164)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PI, a malha externa para o controle de reativos no conversor do lado da máquina é representada na Figura 49.

Figura 49 – Malha externa de reativos eixo direto



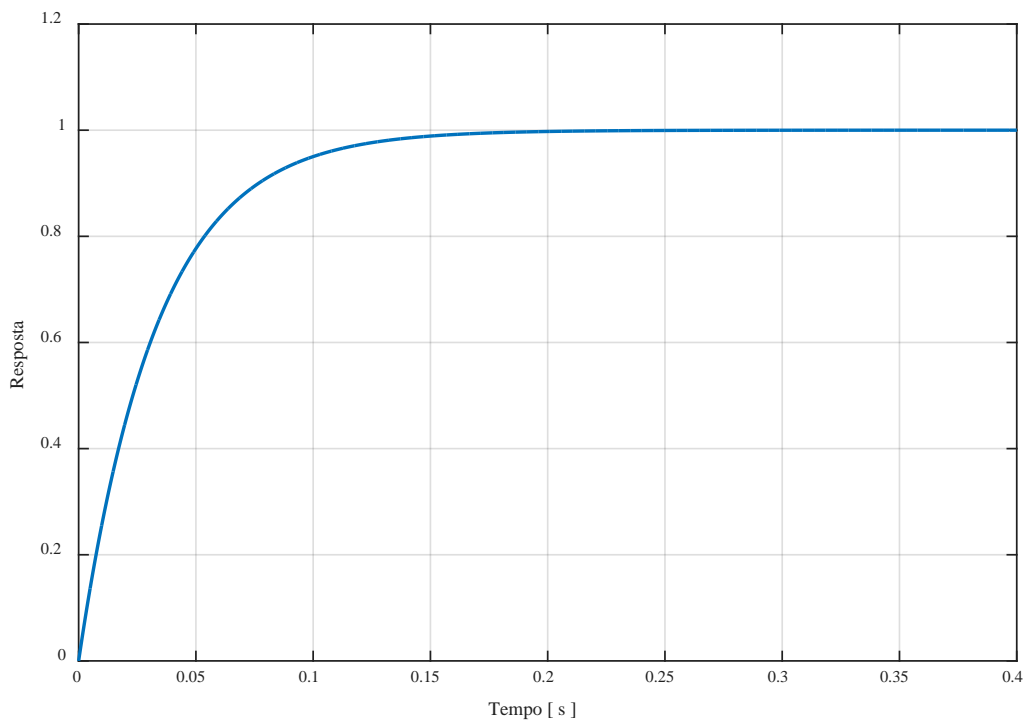
Para a obtenção do ganho proporcional e integral do controlador PI para esta malha de controle, utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. No projeto do compensador, adotou-se um tempo de assentamento de 20 ms para garantir que a malha interna de corrente do eixo direto seja pelo menos dez vezes mais rápida do que a malha externa de potência reativa evitando assim que a malha externa influencie no projeto da malha interna de controle (NISE, 2012; OGATA, 2010). Os valores de projeto estão disponíveis na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores de projeto para a malha externa de potência reativa do RSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	0,002
T_a (ms)	20
k_p	30
k_i	0,06

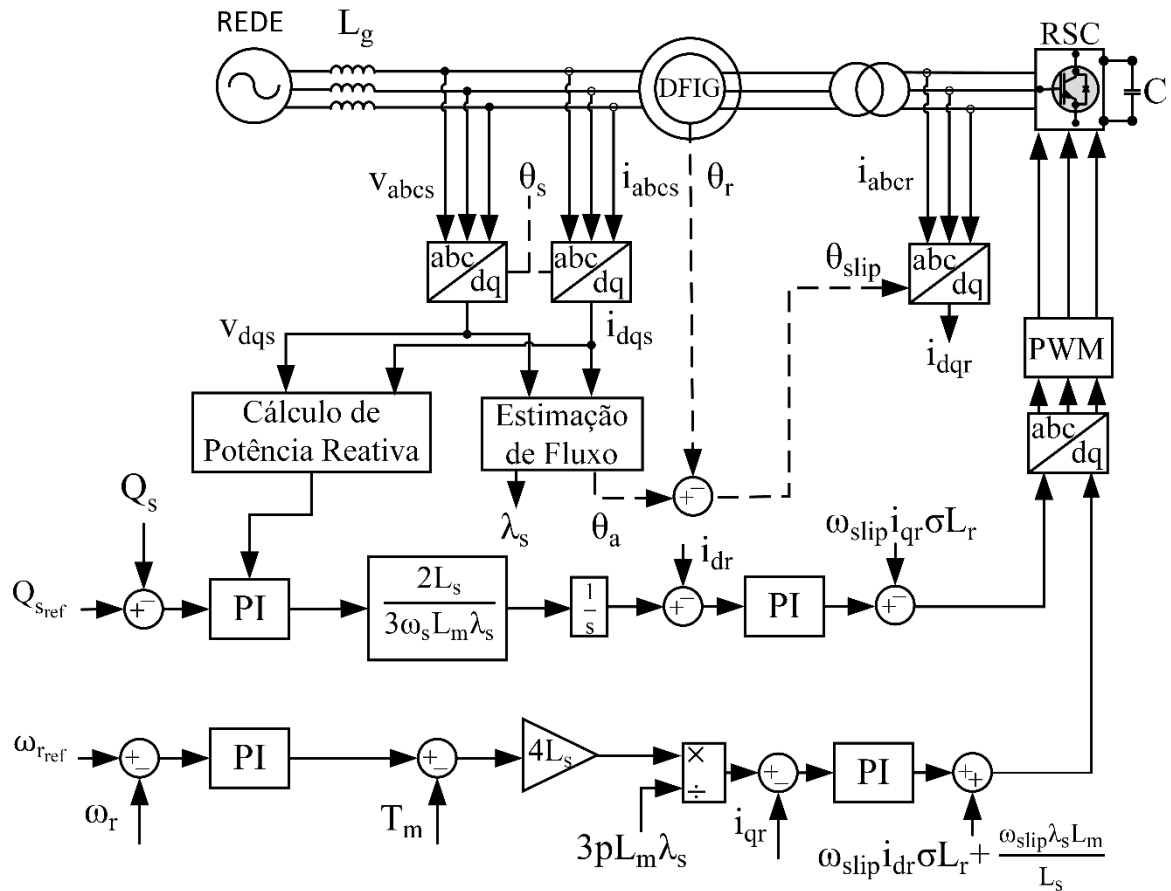
A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 50.

Figura 50 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de reativos



O esquema de controle completo proposto para o RSC pode ser visto na Figura 51, em que a posição do rotor poderá ser calculada com o auxílio de um *encoder* para implementação prática futura.

Figura 51 – Esquema de controle RSC



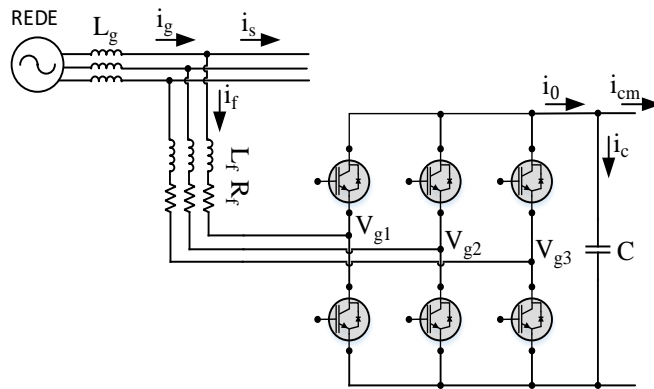
4.3 Controle do Conversor do Lado da Rede

O principal objetivo do conversor do lado da rede é manter a tensão no barramento CC constante independente do sentido da potência no circuito do rotor do DFIG. Além disso, será discutido neste tópico a implementação de uma malha de controle capaz de realizar a compensação de reativos bem como a compensação harmônica por meio da implementação de um filtro ativo de potência. O conversor do lado da rede é mostrado na Figura 52, em que a corrente do barramento CC do conversor do lado da máquina é denotada por (i_{cm}), a corrente de barramento CC do conversor ligado à rede por i_0 e a corrente que vai para o ramo do capacitor C por i_c . Além disso, as tensões V_{g1} , V_{g2} e V_{g3} são as componentes fundamentais das tensões obtidas no terminal do GSC, a corrente trifásica da rede é denominada i_g , a corrente que vai para o estator da máquina por i_s e i_f é denominada como a corrente de entrada do GSC.

A tensão de saída do GSC é alcançada por meio do controle das correntes de entrada. O sistema de compensação pode ser dividido em duas partes: a malha de controle externa, responsável pelo controle da tensão de barramento CC de saída e pelo controle de reativos, que

combinados geram as correntes de referências e a malha de controle interna, responsável pelo controle da corrente. Nesta malha interna, há uma modificação do modelo de controle clássico para que se inclua as correntes harmônicas oriundas da característica não-linear da carga aplicada ao ponto de acoplamento comum (PAC). Há ainda a substituição do controlador PI pelo controlador proporcional-ressonante (PR), por meio do campo de referência estacionário ($\alpha\beta$), de modo que o termo de desacoplamento seja completamente eliminado, agregando uma maior facilidade ao projeto. Além disso, a utilização dos controladores proporcionais-ressonantes fornece a redução no conteúdo harmônico originado pela comutação do conversor e diminuição do *ripple* da tensão de *link-CC* para situações não senoidais e desbalanceadas de tensão de rede.

Figura 52 – Circuito do conversor conectado à rede



Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

4.3.1 Malha Interna de Corrente

Pela análise da Figura 52, pode-se obter as equações que regem o comportamento do GSC.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{g1} \\ V_{g2} \\ V_{g3} \end{bmatrix} \quad (165)$$

em que R_f é a resistência interna do indutor e foi considerada como $0,1 \Omega$.

A equação (165) pode ser transformada no campo de referência estacionário bifásico com o auxílio da transformada de Clark.

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (166)$$

Deste modo, (165) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{g\alpha} \\ V_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (167)$$

Desconsiderando as perdas na chave do conversor, a seguinte aproximação se torna aceitável:

$$V_{g\alpha} = d_\alpha V_{DC} \quad (168)$$

$$V_{g\beta} = d_\beta V_{DC} \quad (169)$$

Substituindo as equações (168) e (169) em (167), tem-se que:

$$V_\alpha = R_f i_{f\alpha} + L_f \frac{d}{dt} i_{f\alpha} + d_\alpha V_{DC} \quad (170)$$

$$V_\beta = R_f i_{f\beta} + L_f \frac{d}{dt} i_{f\beta} + d_\beta V_{DC} \quad (171)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (170) e considerando que a tensão da rede (V_α) seja uma perturbação ao sistema, isto é, eliminando-a da equação, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho do conversor com a corrente do eixo α aplicado ao mesmo é dada pela equação (173):

$$0 = R_f i_{f\alpha} + sL_f i_{f\alpha} + d_\alpha V_{DC} \quad (172)$$

$$\frac{i_{f\alpha}}{d_\alpha} = - \frac{V_{DC}}{R_f + sL_f} \quad (173)$$

Substituindo os parâmetros de filtro e de *link*-CC, a função de transferência se torna:

$$G_{i_{f\alpha}}(s) = \frac{i_{f\alpha}}{d_\alpha} = - \left(\frac{400}{0,01s + 0,1} \right) \quad (174)$$

Considerando o erro do controlador PR de corrente como sendo a diferença entre um valor de referência e o valor médio na corrente no rotor da máquina, foi possível projetar a malha interna de corrente para o GSC (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{i_{f\alpha}}(t) = i_{f\alpha,ref}(t) - i_{f\alpha}(t) \quad (175)$$

Derivando a equação (175), tem-se:

$$\frac{de_{i_{f\alpha}}(t)}{dt} = - \frac{di_{f\alpha}(t)}{dt} \quad (176)$$

Substituindo (176) em (170), tem-se:

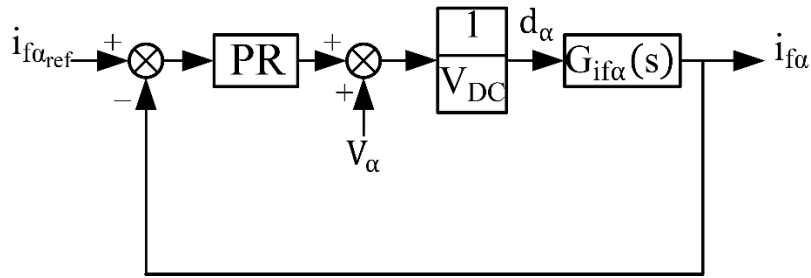
$$V_{\alpha} = R_f i_{f\alpha} - L_f \frac{de_{i_{f\alpha}}}{dt} + d_{\alpha} V_{DC} \quad (177)$$

Isolando o ciclo de trabalho:

$$d_{\alpha} = \frac{1}{V_{DC}} \left(V_{\alpha} - R_f i_{f\alpha} + L_f \frac{de_{i_{f\alpha}}}{dt} \right) \quad (178)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PR, a malha interna para o controle da corrente do conversor do lado da rede é representada na Figura 53:

Figura 53 – Malha interna de corrente do conversor do lado da rede – eixo α



De maneira análoga ao que foi exposto para a corrente de eixo α , é possível obter a função de transferência e projetar a malha interna de corrente do GSC eixo β . Aplicando a Transformada de Laplace na equação (171) e considerando que a tensão da rede de eixo β como perturbação, isto é, eliminando-o da equação, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho do conversor com a corrente do eixo β é dada pela equação (180). Com isso, nota-se que a função de transferência que representa a malha interna de corrente do GSC, tanto em eixo α quanto em β é a mesma.

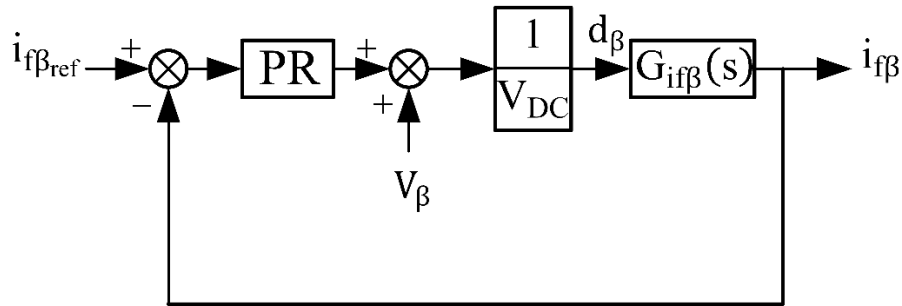
$$d_{\beta} V_{DC} = - \left(R_f i_{f\beta} + L_f \frac{d}{dt} i_{f\beta} \right) \quad (179)$$

$$G_{i_{f\beta}}(s) = \frac{i_{f\beta}}{d_{\beta}} = - \frac{V_{DC}}{R + sL} \quad (180)$$

A representação da malha interna para o controle da corrente do GSC de eixo β é mostrada na Figura 54. Observa-se pela Figura 53 e Figura 54 que não há termos referentes ao

desacoplamento, uma vez que foi utilizado o eixo de referência estacionário, tornando o projeto da malha de corrente mais fácil, além de trazer vantagens em termos de qualidade de energia ao sistema, em que a utilização dos controladores PR centrados na 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordem harmônica atenua os harmônicos oriundos do chaveamento do GSC além de diminuir o *ripple* da tensão de barramento CC para situações não senoidais e desbalanceadas.

Figura 54 – Malha interna de corrente do conversor do lado da rede – eixo β



Com isso, para a obtenção dos ganhos do controlador PR para a malha interna de corrente do GSC utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. Primeiramente, este compensador foi projetado como sendo um controlador PI, em que o tempo de assentamento escolhido foi de 0,03 s a fim de garantir uma rápida resposta subamortecida. Os valores do projeto estão disponíveis na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores de projeto para a malha interna de corrente do GSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	-20,0
T_a (s)	0,03
k_p	-200,0
k_i	-4000,0

O controlador proporcional ressonante trata-se de um compensador em que é possível ajustar a largura de banda da frequência desejada (ω_f), aumentando ou diminuindo a rejeição para variações na entrada. Desta forma, (181) apresenta o controlador utilizado neste trabalho (NAM et al., 2017).

$$G_{PR}(s) = k_p + \sum_h \frac{2k_i s}{s^2 + 2\omega_f s + (h\omega_s)^2} \quad (181)$$

em que h representa a ordem harmônica e ω_s representa a frequência angular do sinal fundamental.

Assumindo que o ganho integral seja o mesmo para todas as ordens harmônicas, a atenuação de ω_f garante a estabilidade do controlador. Com isso, decompondo o somatório de (181) para a fundamental, quinta, sétima, décima-primeira e décima-terceira ordens harmônicas e adotando uma largura de banda de 5 rad/s, os controladores ressonantes são dados por (182), (183), (184), (185) e (186):

$$G_{PR_1}(s) = \frac{8000,0s}{s^2 + 10,0s + (1*2\pi*60)^2} \quad (182)$$

$$G_{PR_5}(s) = \frac{8000,0s}{s^2 + 10,0s + (5*2\pi*60)^2} \quad (183)$$

$$G_{PR_7}(s) = \frac{8000,0s}{s^2 + 10,0s + (7*2\pi*60)^2} \quad (184)$$

$$G_{PR_{11}}(s) = \frac{8000,0s}{s^2 + 10,0s + (11*2\pi*60)^2} \quad (185)$$

$$G_{PR_{13}}(s) = \frac{8000,0s}{s^2 + 10,0s + (13*2\pi*60)^2} \quad (186)$$

Desta forma, a malha de corrente para o GSC proposta neste trabalho é mostrada na Figura 55 e o diagrama de Bode que representa o controlador PR na Figura 56:

Figura 55 – Controlador de corrente GSC

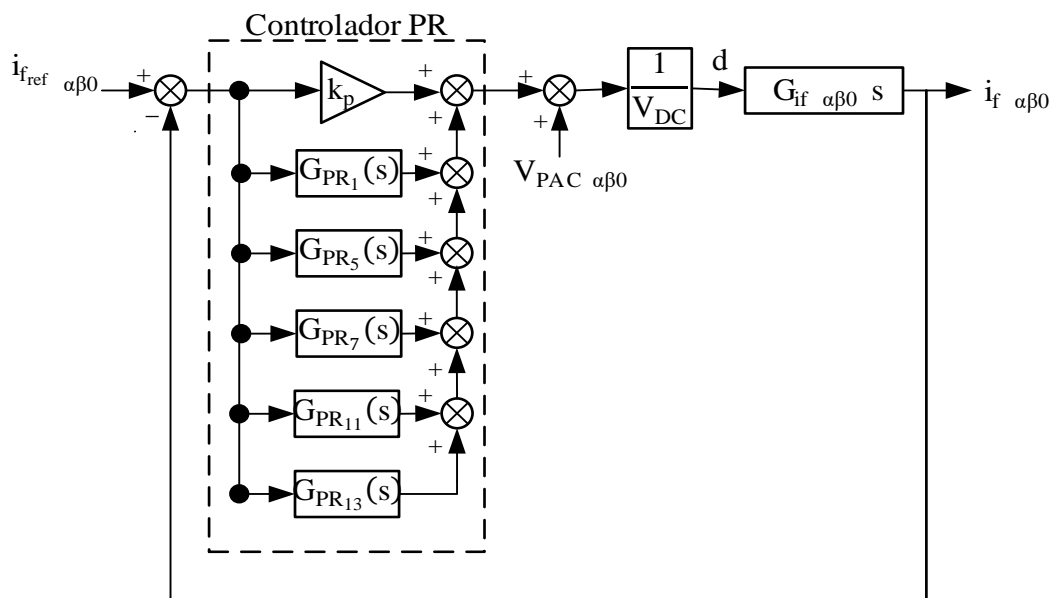
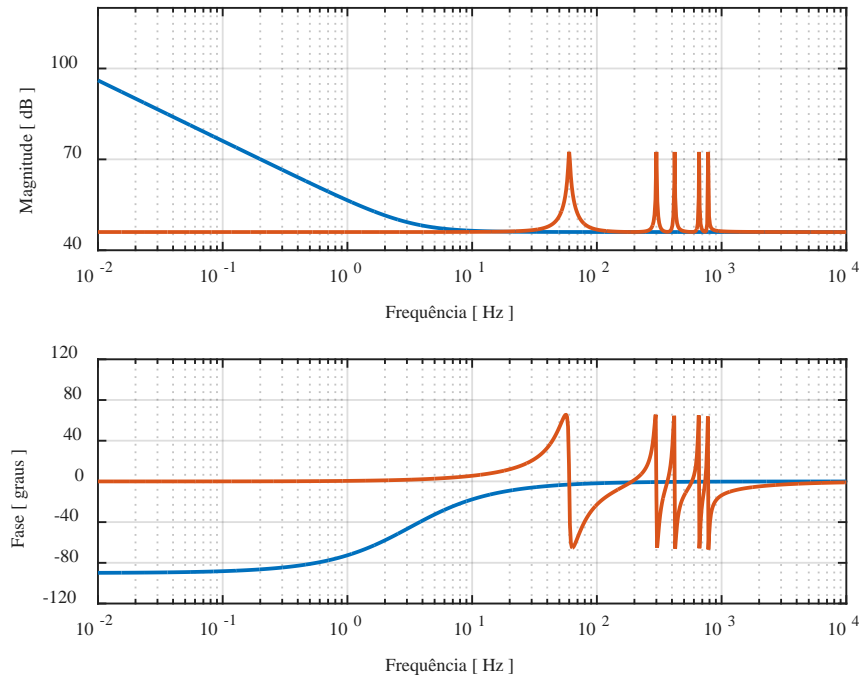


Figura 56 – Diagrama de Bode para o controlador de corrente GSC



4.3.2 Filtro Ativo na Malha Interna de Corrente do GSC

A presença de uma carga não-linear no PAC pode distorcer a corrente da rede elétrica. Logo, a utilização de um filtro ativo tem o objetivo de diminuir a distorção harmônica da corrente que flui pela rede elétrica (MOREIRA et al., 2017).

A estrutura de controle exposta na Figura 55 é modificada por meio da inclusão da corrente distorcida gerada pela carga na malha de controle. Esta modificação mantém a tensão no barramento CC constante e permite mitigar harmônicas de corrente na rede elétrica, operando como filtro ativo.

As novas correntes de referências para a compensação harmônica, i_d^* e i_q^* , são dadas por:

$$i_d^* = i_{d_{ref}} - i_{Lhd} \quad (187)$$

$$i_q^* = i_{q_{ref}} - i_{Lhq} \quad (188)$$

em que i_{Lhd} e i_{Lhq} são as componentes harmônicas da corrente da carga não-linear e $i_{d_{ref}}$ e $i_{q_{ref}}$ são as saídas das malhas externas de controle de tensão do barramento CC e de potência reativa, respectivamente.

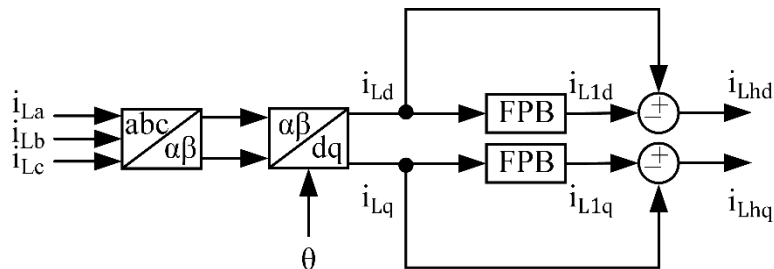
A filtragem da corrente no PAC é realizada a partir da medição das correntes da carga trifásica e da transformação para o eixo de referência síncrono, $dq0$, por meio da transformada

de Park. Desta forma, a corrente medida é transformada em i_{Ld} e i_{Lq} por meio de (189).

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (189)$$

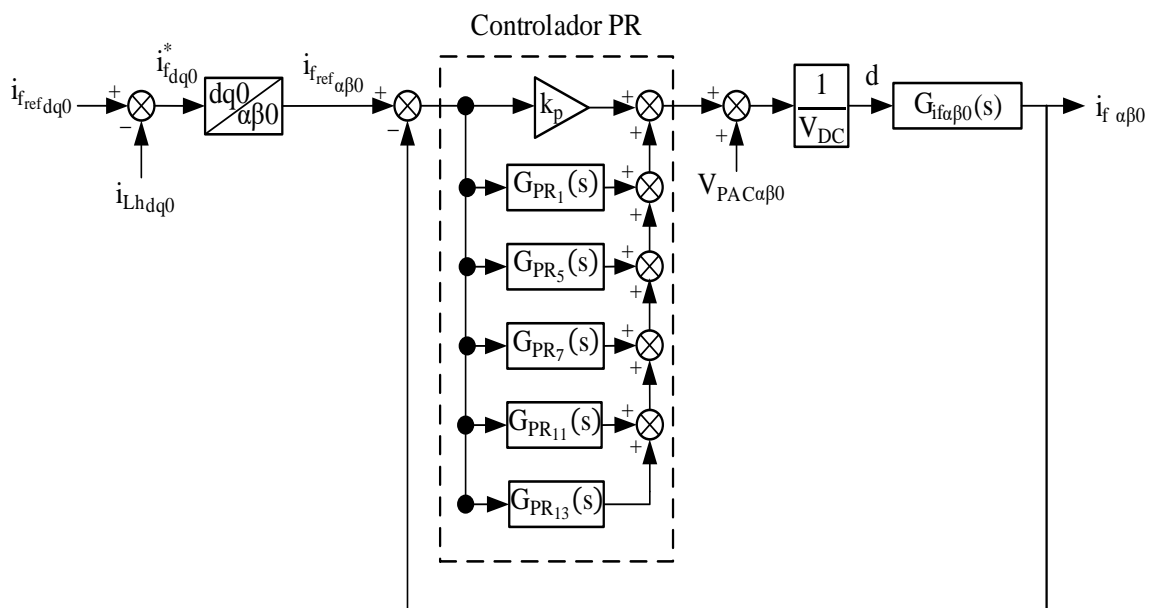
Para a obtenção apenas da parcela distorcida da corrente de carga, i_{Ld} e i_{Lq} são processadas por filtros passa baixas com frequência de corte de 12 Hz extraindo sua componente fundamental. Após isso, esta parcela fundamental é subtraída da corrente total, resultando na parcela harmônica da corrente de carga, conforme mostrado na Figura 57.

Figura 57 – Identificador harmônico



As componentes harmônicas identificadas pelo esquema da Figura 57 são subtraídas das correntes de referência originadas pelas malhas externas de tensão no barramento CC e potência reativa, respectivamente, conforme mostrado pela Figura 58.

Figura 58 – Controlador de corrente GSC com filtro ativo



4.3.3 Malha Externa de Tensão do *link*-CC

Do equacionamento do ramo do capacitor da Figura 52, obtém-se:

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C}i_c \quad (190)$$

Como a potência ativa do lado CA deve ser igual a potência do lado CC, desconsiderando as perdas, tem-se (PENA; CLARE; ASHER, 1996):

$$P_{AC} = P_{CC} \quad (191)$$

$$\frac{3}{2} V_{PAC_d} i_{fd} = V_{DC} i_0 \quad (192)$$

$$i_0 = \frac{3V_{PAC_d} i_{fd}}{2V_{DC}} \quad (193)$$

$$i_c = i_0 - i_{cm} \quad (194)$$

Substituindo (193) e (194) em (190), tem-se:

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{3V_{PAC_d} i_{fd}}{2V_{DC}} - i_{cm} \right) \quad (195)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (195) e considerando que o termo contendo i_{cm} seja interpretado como perturbação, isto é, eliminando-o da equação, a função de transferência que relaciona a corrente de entrada do GSC de eixo direto com a tensão de barramento CC é dada pela equação (197):

$$sV_{DC} = \frac{3V_{PAC_d} i_{fd}}{2V_{DC}C} \quad (196)$$

$$G_{V_{DC}}(s) = \frac{V_{DC}}{i_{fd}} = \frac{3V_{PAC_d}}{2CV_{DC}s} \quad (197)$$

Substituindo os parâmetros do sistema, a função de transferência se torna:

$$G_{V_{DC}}(s) = \frac{V_{DC}}{i_{fd}} = \frac{3 \cdot 170,0}{2 \cdot 1,0 \cdot 10^{-3} \cdot 400,0s} = \frac{637,5}{s} \quad (198)$$

Considerando o erro do controlador PI da malha de tensão de *link*-CC como sendo a diferença entre um valor de referência e o valor médio, foi possível projetar a malha externa de tensão de barramento CC para o eixo direto do GSC (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{V_{DC}}(t) = V_{DC_{ref}} - V_{DC} \quad (199)$$

Derivando a equação (199), tem-se:

$$\frac{de_{V_{DC}}(t)}{dt} = - \frac{dV_{DC}(t)}{dt} \quad (200)$$

Substituindo (200) em (195), tem-se:

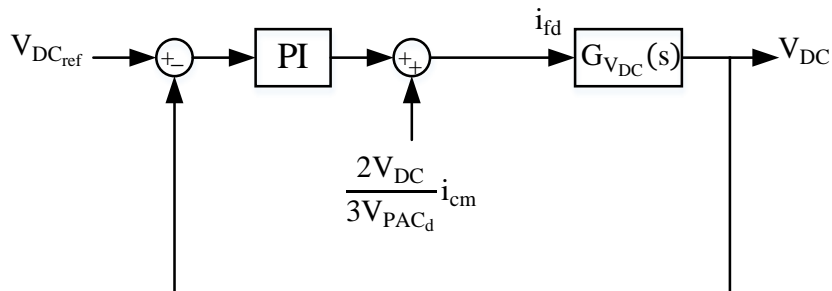
$$\frac{de_{V_{DC}}}{dt} = - \frac{1}{C} \left(\frac{3V_{PAC_d} i_{fd}}{2V_{DC}} - i_{cm} \right) \quad (201)$$

Isolando a corrente do rotor de eixo direto:

$$i_{fd} = - \frac{2CV_{DC}}{3V_{PAC_d}} \frac{de_{V_{DC}}}{dt} + \frac{2V_{DC}}{3V_{PAC_d}} i_{cm} \quad (202)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PI, a malha externa para o controle da tensão de *link*-CC no GSC é representada na Figura 59:

Figura 59 – Malha externa de tensão de barramento CC - eixo direto



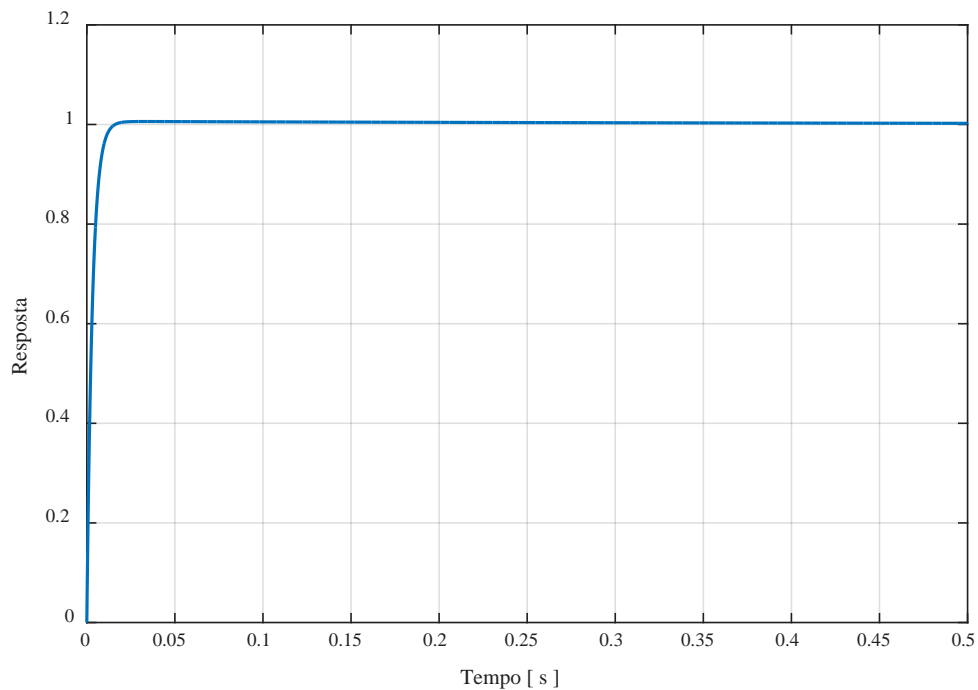
Para a obtenção do ganho proporcional e integral do controlador PI para esta malha de controle, utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. No projeto do compensador, adotou-se um tempo de assentamento de 0,3 s para garantir que a malha interna de corrente do eixo em quadratura seja pelo menos dez vezes mais rápida do que a malha externa de tensão de barramento CC evitando assim a influência entre elas (NISE, 2012; OGATA, 2010). Os valores de projeto estão disponíveis na Tabela 9.

Tabela 9 – Valores de projeto para a malha externa de tensão do GSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	2,0
T_a (s)	0,3
k_p	0,5
k_i	1,0

A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 60.

Figura 60 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de tensão de link-CC



4.3.4 Malha Externa de Potência Reativa

A regulação do fator de potência do sistema pode ser realizada através do controle da potência reativa no ponto de acoplamento comum, por meio de uma malha de controle externa para o GSC. Utilizando a técnica do controle vetorial orientado pela tensão do PAC, a potência reativa pode ser escrita como (MOREIRA et al., 2017):

$$Q_e = \frac{3}{2} \left(-V_{PAC_d} i_{fq} + V_{PAC_q} i_{fd} \right) \quad (203)$$

Pela técnica de controle vetorial orientada pela tensão utilizada, V_{PAC_q} será nulo, uma vez que o vetor da tensão do PAC está orientado no eixo direto. Dessa forma, (203) pode ser reescrita como (MOREIRA et al., 2017):

$$Q_e = -\frac{3}{2}V_{PAC_d}i_{fq} \quad (204)$$

De acordo com a equação (204), pode-se observar que a potência reativa é diretamente proporcional a corrente de entrada do GSC de eixo em quadratura. Derivando a equação (204), tem-se que (SAMPAIO et al., 2016):

$$\frac{dQ_e}{dt} = -\frac{3V_{PAC_d}}{2} \frac{di_{fq}}{dt} \quad (205)$$

Aplicando a Transformada de Laplace no lado esquerdo de (205), é possível obter a função de transferência que relaciona a potência reativa do PAC com a derivada da corrente da entrada do GSC de eixo em quadratura, conforme mostra a equação (207):

$$sQ_e = -\frac{3V_{PAC_d}}{2} \dot{i}_{fq} \quad (206)$$

$$G_{Q_e}(s) = \frac{Q_e}{\dot{i}_{fq}} = -\frac{3V_{PAC_d}}{2s} \quad (207)$$

Substituindo os parâmetros do sistema, a função de transferência se torna:

$$G_{Q_e}(s) = \frac{Q_e}{\dot{i}_{fq}} = -\frac{3 \cdot 170,0}{2s} = -\frac{255}{s} \quad (208)$$

A potência reativa medida é comparada com a de referência e o erro resultante é processado por um controlador PI que impõe a derivada da corrente de referência de eixo em quadratura. Desta forma, pode-se definir o erro do controlador como (NISE, 2012; OGATA, 2010; SAMPAIO et al., 2016):

$$e_{Q_e}(t) = Q_{e_{ref}} - Q_e \quad (209)$$

Derivando a equação (209) e substituindo seu resultando na equação (205), tem-se:

$$\frac{de_{Q_e}(t)}{dt} = -\frac{dQ_e(t)}{dt} \quad (210)$$

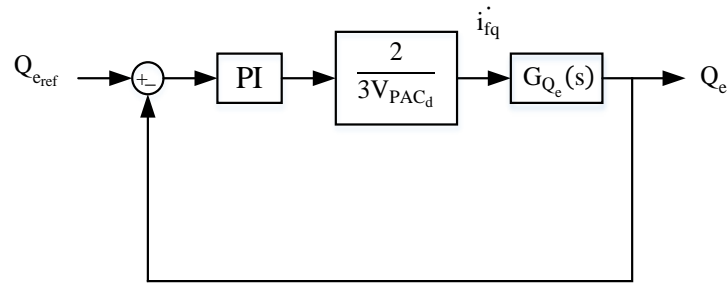
$$\frac{de_{Q_e}}{dt} = \frac{3V_{PAC_d}}{2} \frac{di_{fq}}{dt} \quad (211)$$

Isolando a derivada da corrente de eixo em quadratura:

$$\frac{di_{fq}}{dt} = \frac{2}{3V_{PAC_d}} \frac{de_{Q_e}}{dt} \quad (212)$$

Deste modo, considerando o termo da derivada do erro como sendo a saída do controlador PI, a malha externa para o controle de reativos no conversor do lado da rede é representada na Figura 61.

Figura 61 – Malha externa de reativos eixo em quadratura



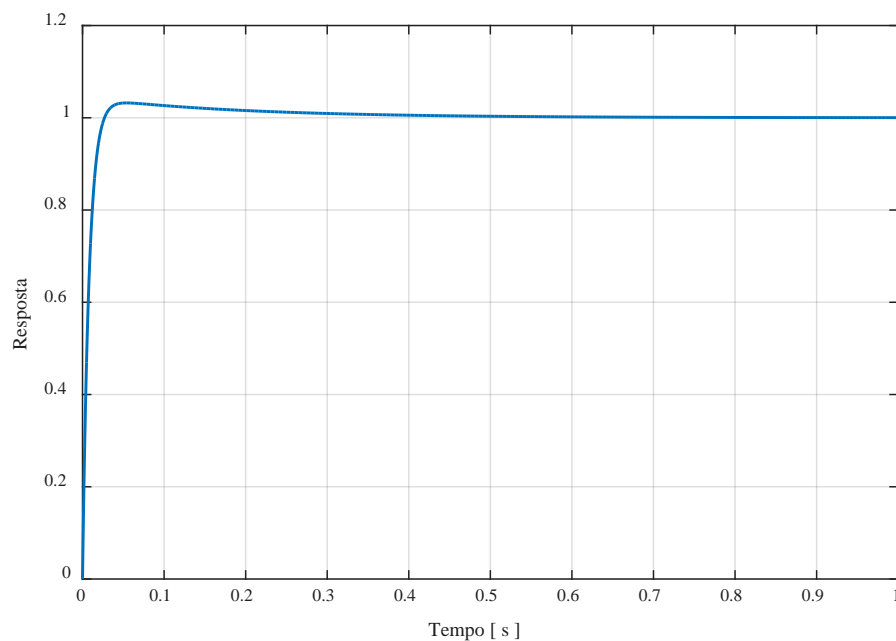
Para a obtenção do ganho proporcional e integral do controlador PI para esta malha de controle, utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. No projeto do compensador, adotou-se um tempo de assentamento de 0,5s para garantir que a malha interna de corrente do eixo em quadratura seja pelo menos dez vezes mais rápida do que a malha externa de potência reativa evitando assim que a malha externa influencie no projeto da malha interna de controle (NISE, 2012; OGATA, 2010). Os valores de projeto estão disponíveis na Tabela 10.

Tabela 10 – Valores de projeto para a malha externa de potência reativa do RSC

Parâmetros	Valores de Projeto
z_c	5
T_a (s)	0,5
k_p	0,5
k_i	2,5

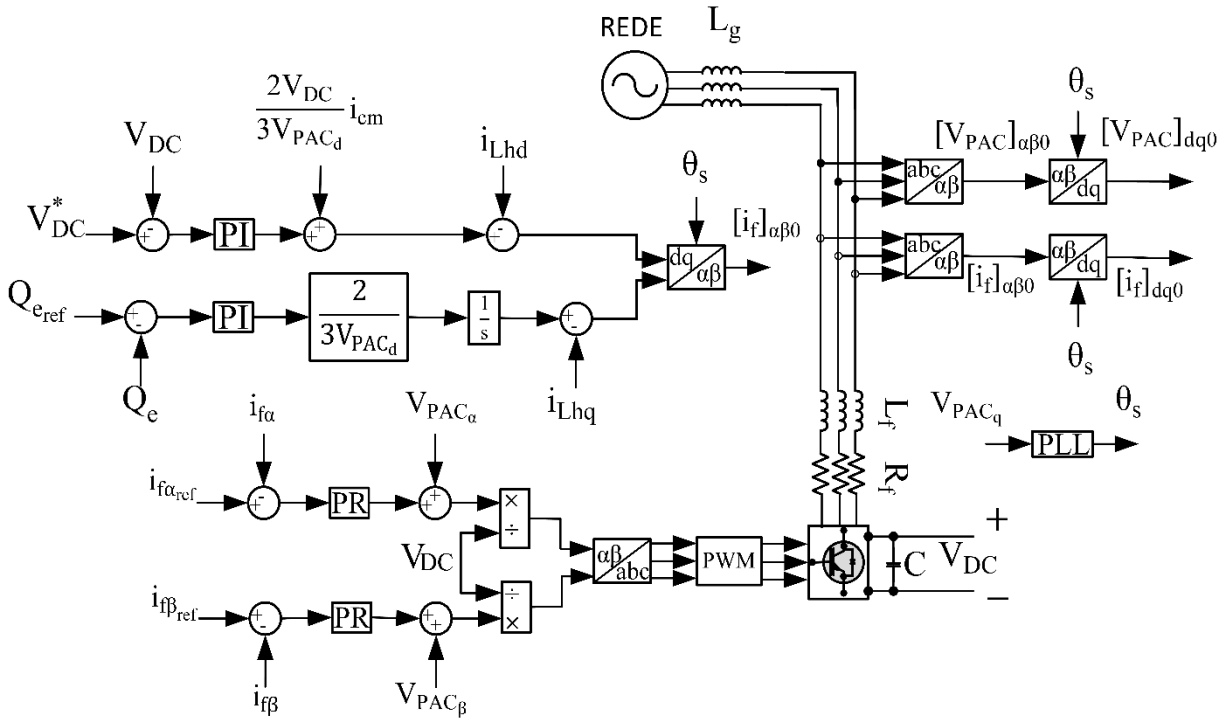
A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 62.

Figura 62 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de reativos



O esquema de controle completo proposto para o GSC pode ser visto na Figura 63.

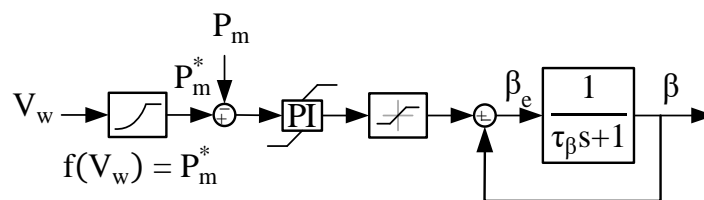
Figura 63 – Esquema de controle GSC



4.4 Controle do Ângulo de Passo

Para a obtenção do MPPT da turbina eólica, foi elaborado o controle do ângulo de passo (β). Para o projeto, levou-se em conta que este controlador é ativado em situações de velocidade de vento elevada, em que a potência fornecida pelo vento é maior que a potência de trabalho. Assim, o ângulo de passo das pás eólicas é controlado de tal forma que exista uma redução da potência mecânica extraída do vento pela turbina (EISENHUT et al., 2007). A Figura 64 mostra a estrutura de controle utilizada, em que os ganhos do controlador PI foram obtidos de forma empírica através do método de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942).

Figura 64 – Esquema de controle do ângulo de passo



A potência de referência é obtida selecionando pontos ótimos de λ para a máxima potência gerada pela turbina para uma determinada velocidade do vento, conforme mostrado na Figura 16. Para o controle do ângulo de passo, equipou-se o PI com o método de *anti-windup*.

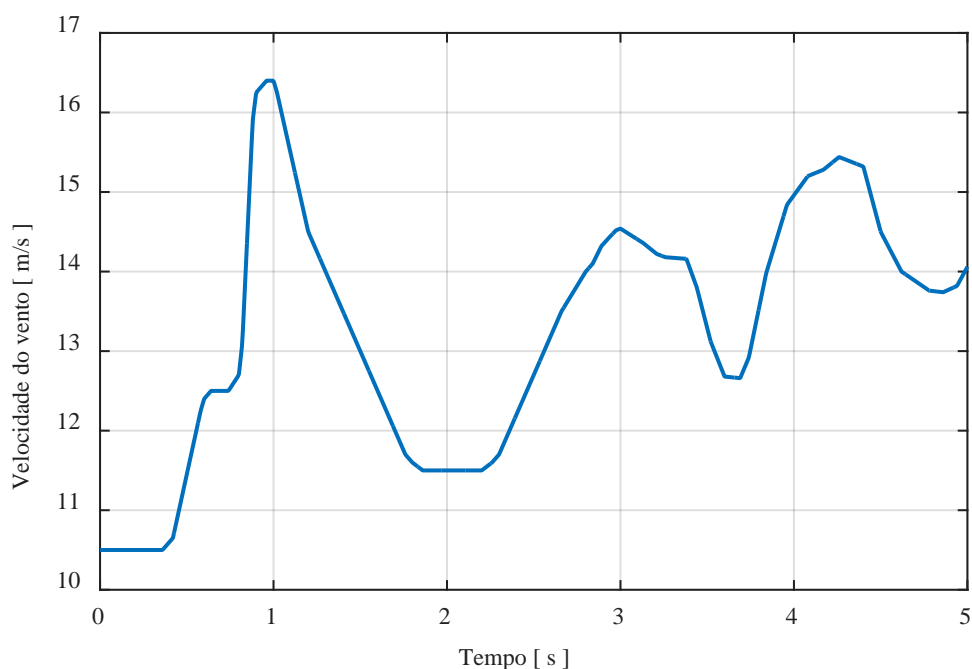
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS E DISCUSSÃO

O sistema mostrado na Figura 40 foi modelado e simulado no ambiente de simulação Matlab®/Simulink® a fim de analisar a estratégia de controle proposta para o sistema do DFIG com filtro ativo. Neste capítulo serão apresentados resultados computacionais para este sistema eólico baseado em um DFIG de 3,0 kW. Os parâmetros do sistema estão disponibilizados no ANEXO A.

Para validação do sistema de controle proposto, foram estudados três casos de operação. No caso 1, foi aplicado ao PAC cargas do tipo RL de valores diferentes ao logo do tempo, de modo a estudar o comportamento do sistema para compensação de reativos, bem como analisar o comportamento transitório no instante do chaveamento de carga. No caso 2, conectou-se ao PAC um motor de indução de 1,1 kW com variação do torque aplicado ao seu eixo, tornando-se possível analisar o comportamento do sistema proposto para uma variação dinâmica do fator de potência. De modo a analisar o comportamento do filtro ativo proposto, no caso 3 utilizou-se como carga um retificador trifásico em ponte completa a diodos com filtro indutivo na entrada alimentando diferentes perfis de carga. Neste caso, foi realizada uma comparação entre o esquema de controle sem filtragem ativa e o sistema de controle realizando filtragem ativa das correntes da rede elétrica na presença da carga não-linear.

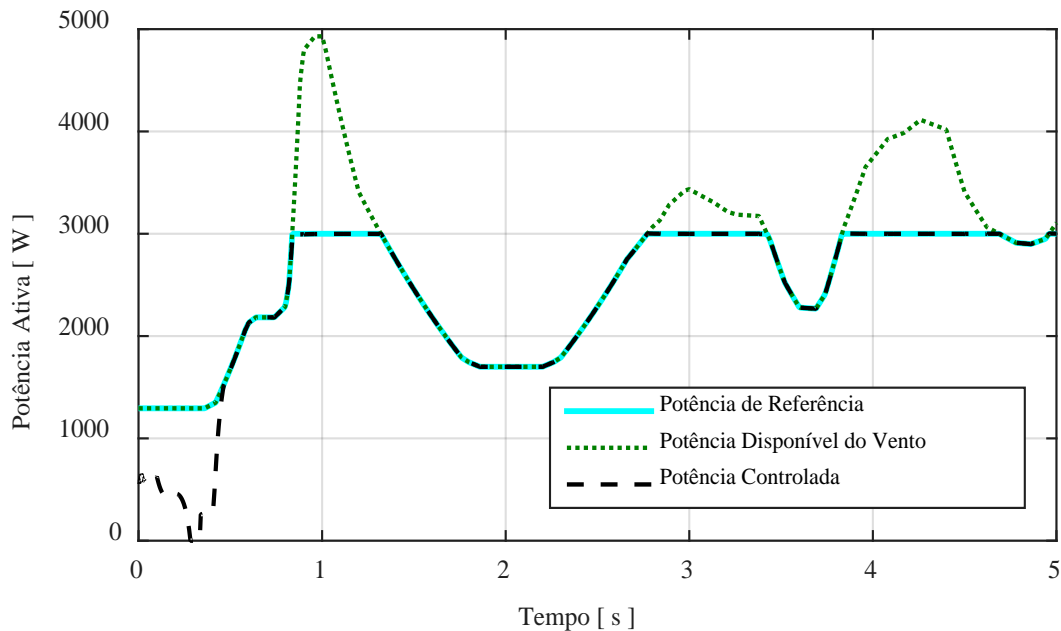
Para todos os casos foi adotado o mesmo perfil de vento, conforme mostrado na Figura 65.

Figura 65 – Perfil de vento



Pela análise da Figura 66, nota-se que para velocidades de vento acima de 13 m/s, ou seja, potência extraída pelo vento superior a 3,0 kW, o controlador de ângulo de passo atua instantaneamente, fazendo com que a potência de saída da turbina eólica seja sempre fixa em 3,0 kW mesmo que para velocidades de vento que ofereçam potência de saída superior. Nota-se ainda que para velocidades de vento que geram potências abaixo da nominal da máquina, o controlador proposto determina o ponto ótimo de operação fazendo com que sempre seja extraída a máxima potência oriunda do vento. A Figura 66 demonstra a eficiência do controle MPPT utilizado na manutenção da potência nominal fixada no rotor DFIG, uma vez que o ponto de máxima potência foi rastreado para qualquer velocidade do vento até que se atinja a potência nominal do sistema, ocorrendo neste caso a limitação em 3,0kW.

Figura 66 – Potência disponível (P) e potência controlada (P_m)



Como necessita-se de 0,5 segundos para a inicialização do sistema, transitório de energização e partida dos controladores, grande parte dos resultados apresentados neste trabalho começou a partir de 0,5 segundos no eixo de tempo.

5.1 Caso 01 – Variação de Cargas RL

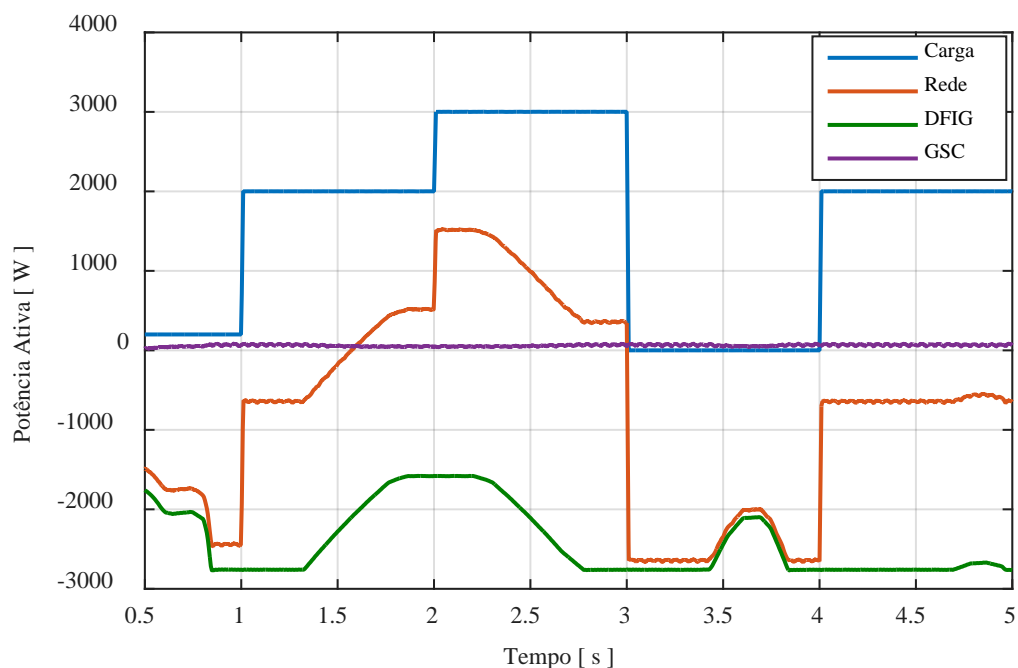
Para este ensaio, conectou-se ao PAC diferentes perfis de cargas RL ao longo do tempo, de modo que houvesse variação de potência entregue pelo sistema eólico e compensação de reativos, conforme apresenta a Tabela 11:

Tabela 11 – Disposição das cargas RL ao longo do tempo

Tempo (s)	Potência Ativa (W)	Potência Reativa Indutiva (VAr)
$0,0 \leq t < 1,0$	200,0	300,0
$1,0 \leq t < 2,0$	2000,0	600,0
$2,0 \leq t < 3,0$	3000,0	0,0
$2,0 \leq t < 3,0$	0,0	700,0
$2,0 \leq t < 3,0$	2000,0	900,0

O balanço de potência ativa do sistema pode ser visto na Figura 67, em que para o intervalo de tempo de $1,6s \leq t < 3,0s$ a rede forneceu em conjunto com o DFIG potência ativa para a carga. À medida em que há a diminuição da demanda de potência ativa requerida pela carga, o sistema eólico é capaz de supri-la completamente e ainda fornecer seu excedente para rede de energia elétrica. É interessante ainda observar o comportamento dinâmico entre a potência do gerador e a potência da rede, pois para instantes em que há uma variação da velocidade do vento o perfil de potência da rede é alterado de modo a manter o balanço de potência equilibrado. Nota-se ainda que o conversor do lado da rede opera com uma baixa potência ativa, já que como está conectado entre o rotor e a rede, sua potência é determinada pelo escorregamento e a potência ativa presente no estator da máquina de indução.

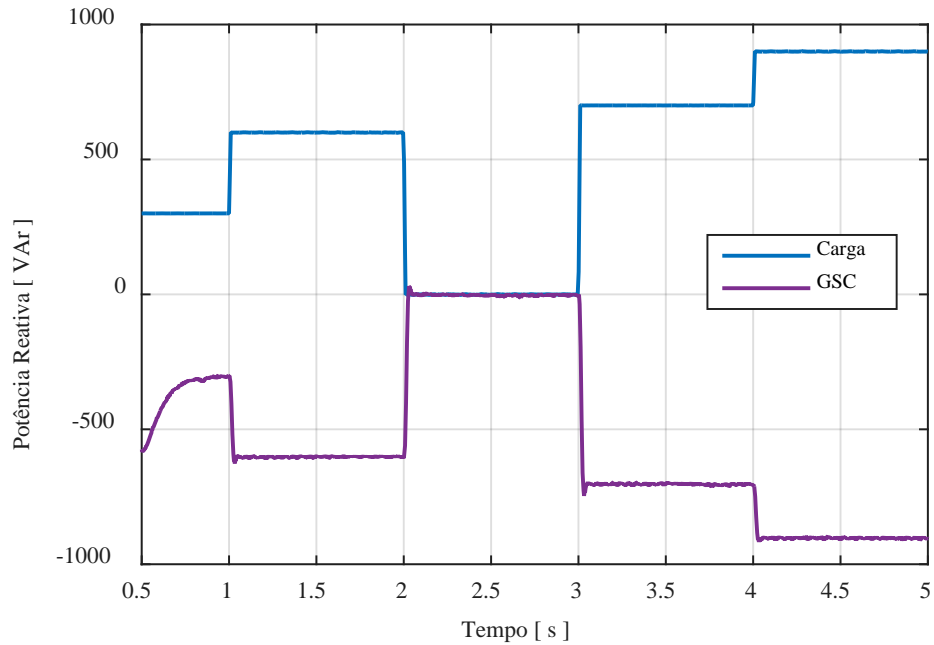
Figura 67 – Caso 01 – Balanço de potência ativa do sistema



O perfil de potência reativa do sistema é mostrado na Figura 68 e na Figura 69. Por meio de análise da Figura 68 é possível notar que toda a energia reativa solicitada pela carga é

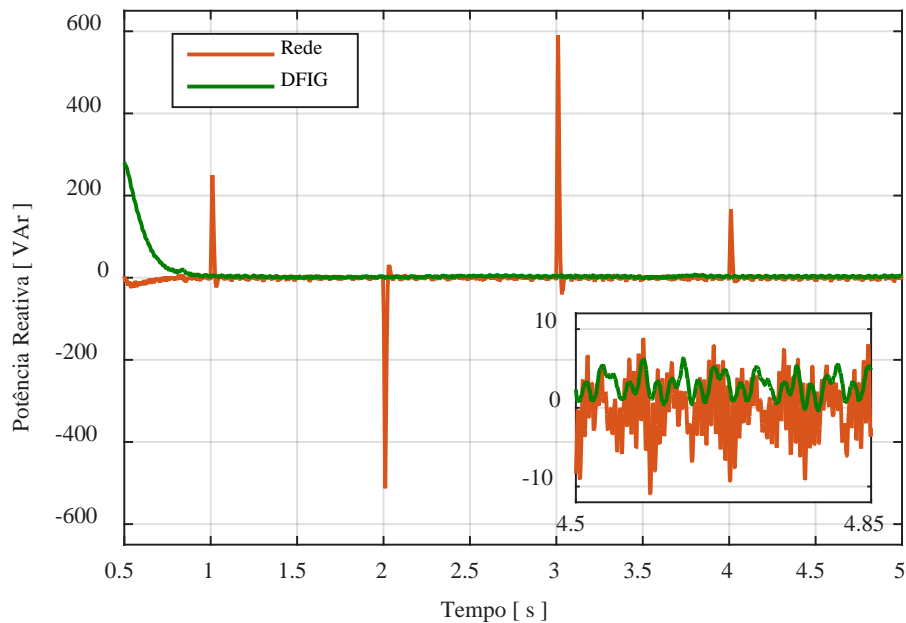
fornecida pelo GSC, de modo que exista a compensação de reativos do ponto de vista da rede de energia elétrica, conforme mostrado pela Figura 69.

Figura 68 – Caso 01 – Potência reativa da carga e do conversor



Nota-se que o controlador proposto se mostrou satisfatório, uma vez que apresentou rápida resposta transitória em decorrência ao chaveamento das cargas RL, em torno de 0,1 s e com baixa oscilação apresentando variação de no máximo $\pm 10,0$ Var.

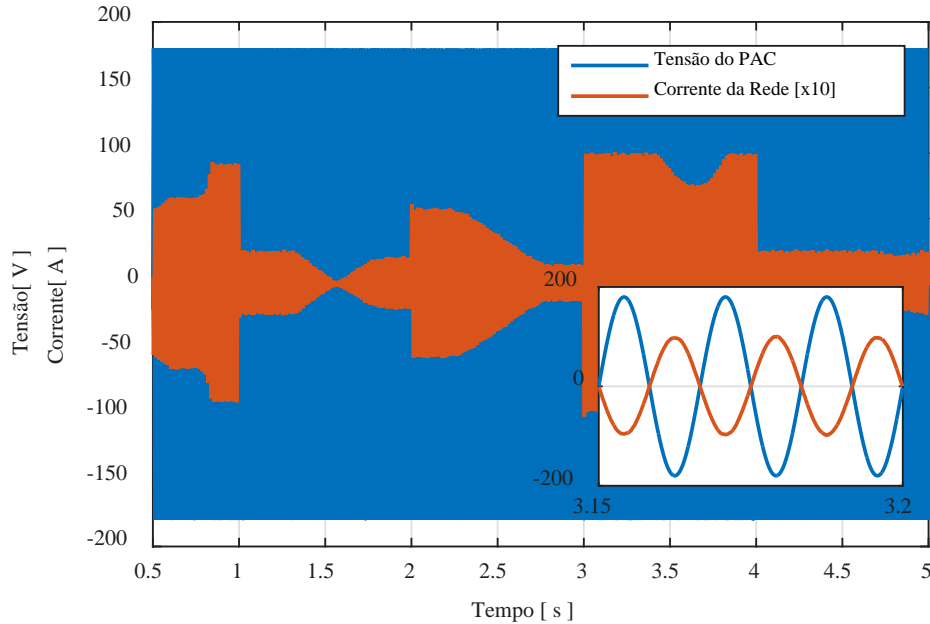
Figura 69 – Caso 01 – Potência reativa da rede e do gerador



Pode-se observar pela Figura 70 o comportamento da tensão do PAC e da corrente da rede durante a dinâmica de controle com destaque para o fator de potência do sistema que foi

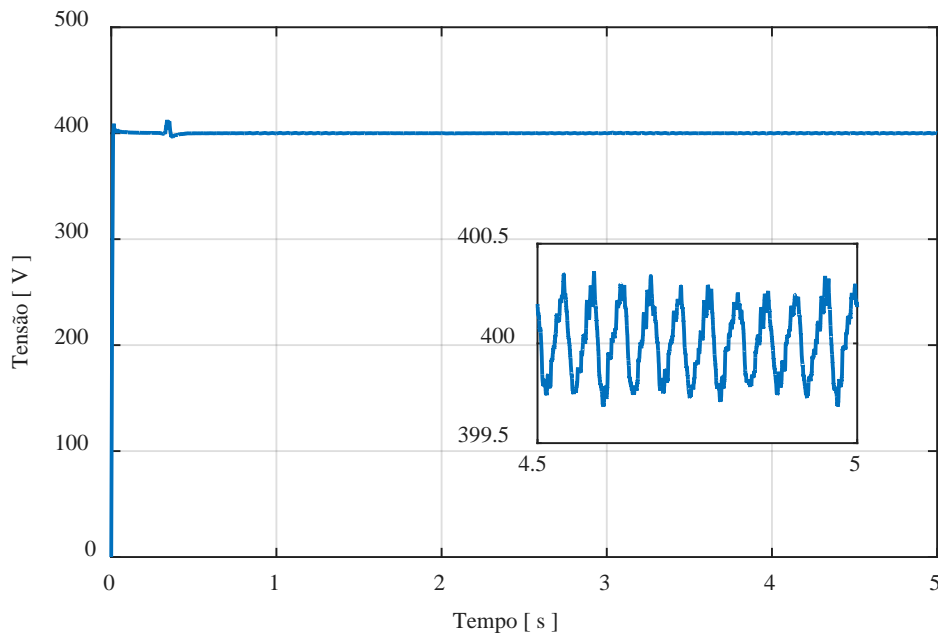
mantido próximo a unidade, tendo em vista que as curvas de corrente e tensão se apresentam em oposição de fase, já que a rede está absorvendo potência ativa.

Figura 70 – Caso 01 – Tensão da fase *a* do PAC (V_{PAC_a}) e corrente da rede (i_{ga})



O bom comportamento do sistema também pode ser observado por meio da Figura 71, em que a tensão do barramento CC se manteve estável para os diversos chaveamentos de cargas ocorridos, sem apresentar qualquer resposta transitória e com baixa oscilação em torno do ponto de operação, com oscilação de cerca de $\pm 0,5$ V.

Figura 71 – Caso 01 – Tensão do barramento CC (V_{DC})



O comportamento da velocidade de operação do DFIG bem como seu torque eletromagnético desenvolvido podem ser vistos na Figura 72 e na Figura 73. Optou-se por

trabalhar com a máquina na região super-síncrona com velocidade de operação de 200 rad/s. Desta forma, para esta velocidade, houve variação do torque desenvolvido para a obtenção do máximo ponto de potência. Esta velocidade constante no rotor foi obtida por meio da variação do ângulo de passo garantindo que para qualquer velocidade do vento o sistema operasse na região super-síncrona.

Figura 72 – Caso 01 – ω_r

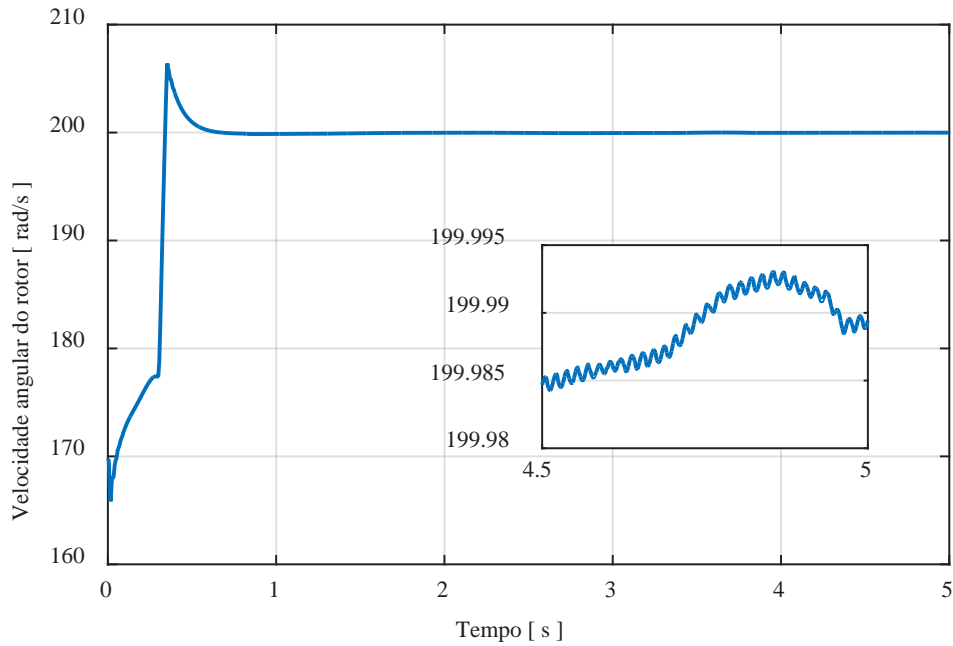
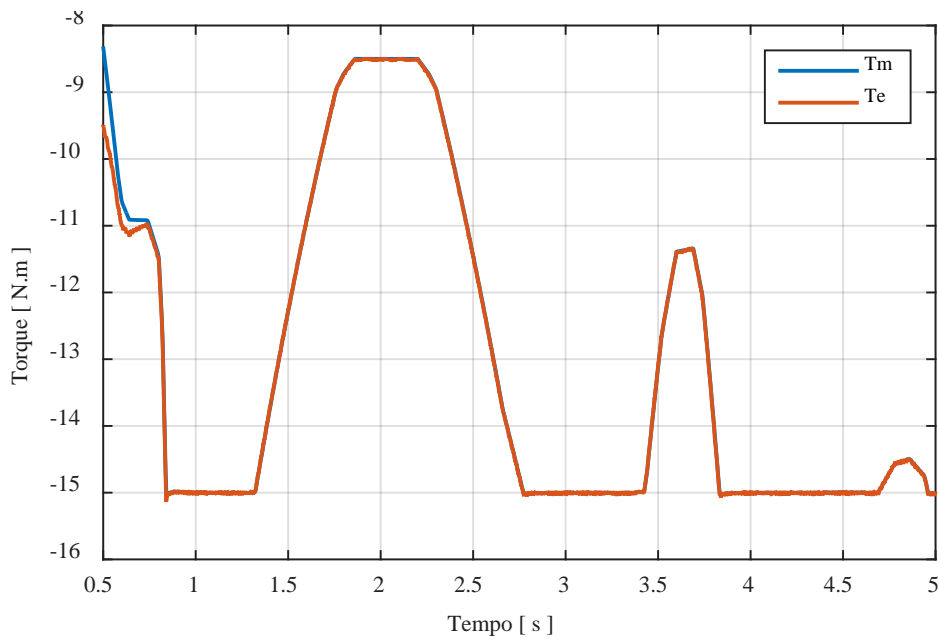
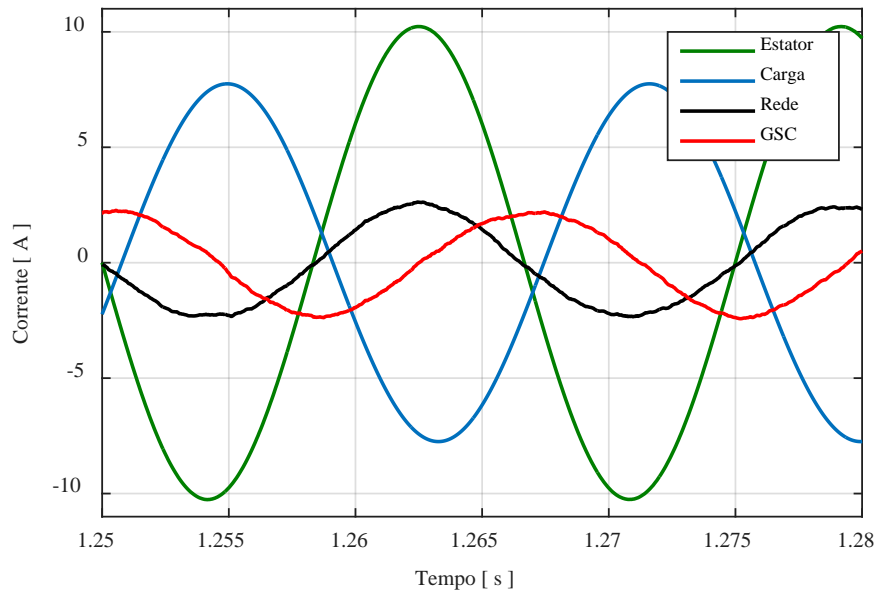


Figura 73 – Caso 01 – Torque mecânico e eletromagnético



Os perfis das correntes do sistema da Figura 40 para os diferentes chaveamentos de carga e perfil de vento são mostrados na Figura 74, Figura 75, Figura 76 e Figura 77.

Figura 74 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,25 s e 1,28 s



em que:

- i_{sabc} = Corrente do Estator;
- i_{labc} = Corrente de Carga;
- i_{gabc} = Corrente da Rede;
- i_{fabc} = Corrente de Filtro;

Figura 75 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 2,25 s e 2,28 s

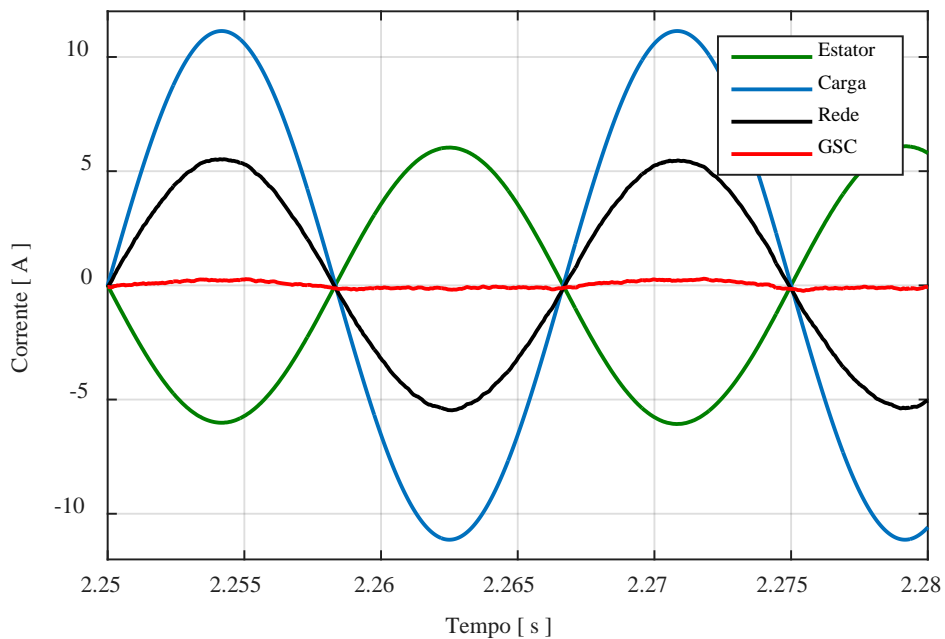


Figura 76 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 3,25 s e 3,28 s

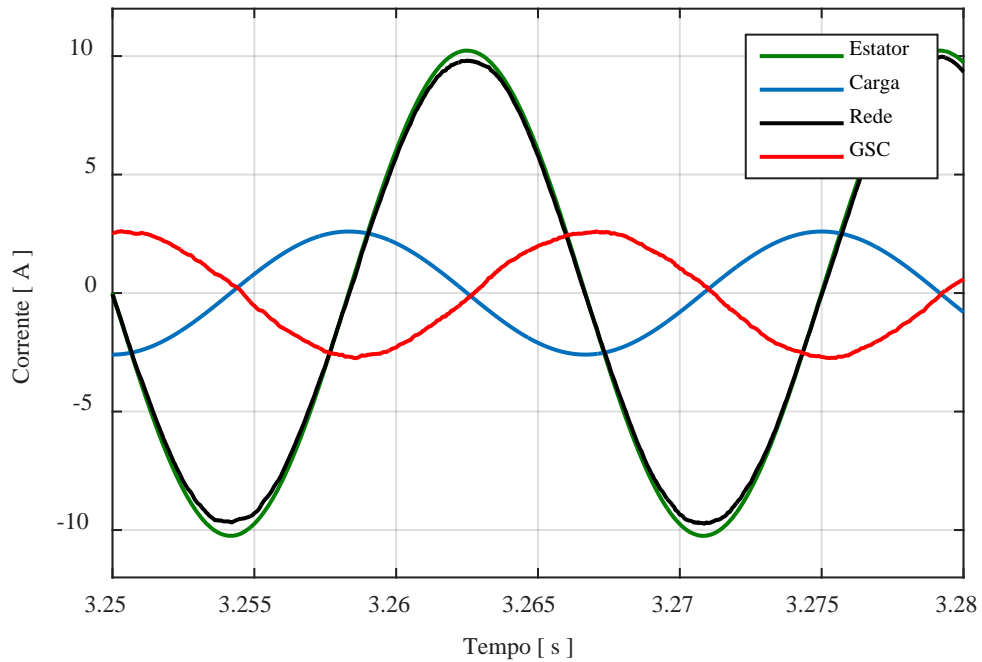
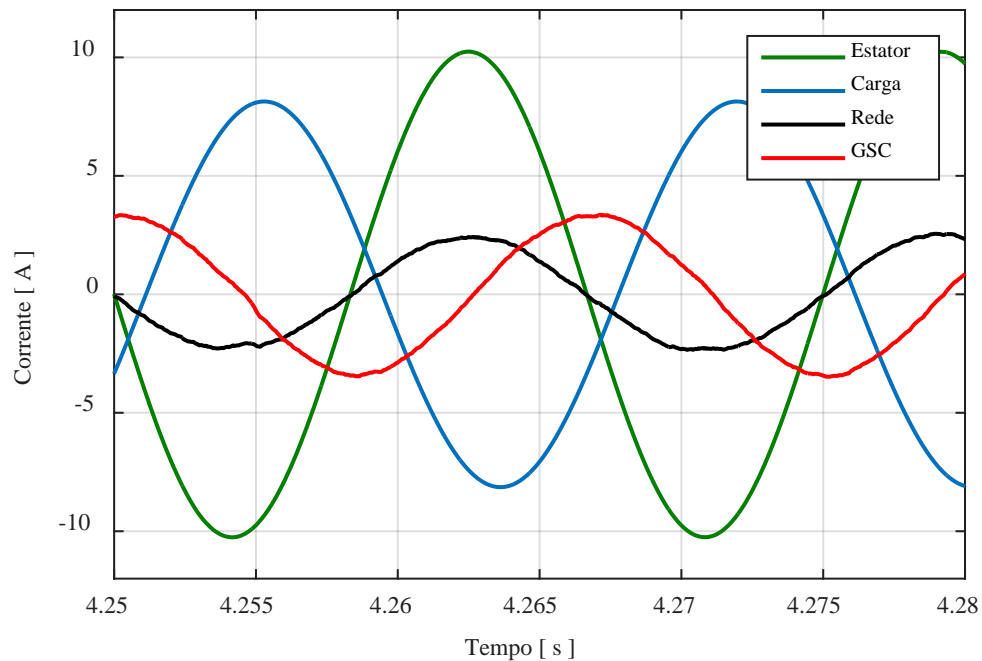


Figura 77 – Caso 01 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,25 s e 4,28 s



A tensão no ponto de acoplamento comum é apresentada na Figura 78, mostrando que a mesma tem um comportamento senoidal.

A resposta em frequência da tensão gerada é apresentada na Figura 79. Assim, para esta carga aplicada ao PAC, o THD da tensão gerada foi inferior a 1% atendendo as

especificações da norma brasileira regulamentada pela ANEEL (2017), uma vez que para este nível de tensão a distorção deve ser menor do que 10%.

Figura 78 – Caso 01 – Tensão da fase *a* do PAC (V_{PAC_a}) entre 4,25 s e 4,28 s

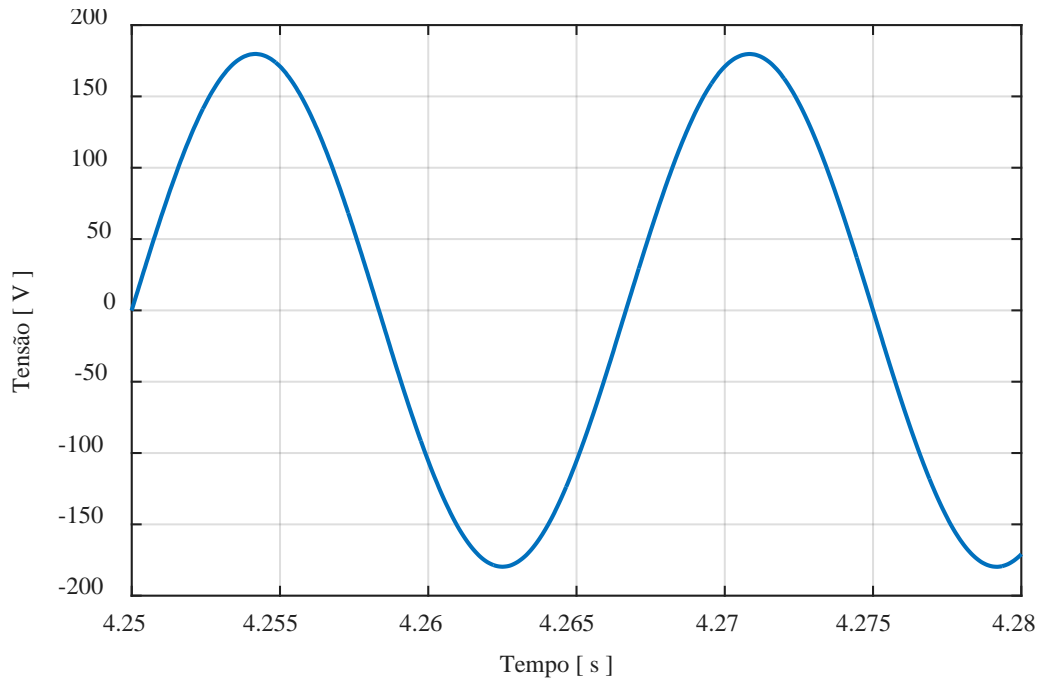
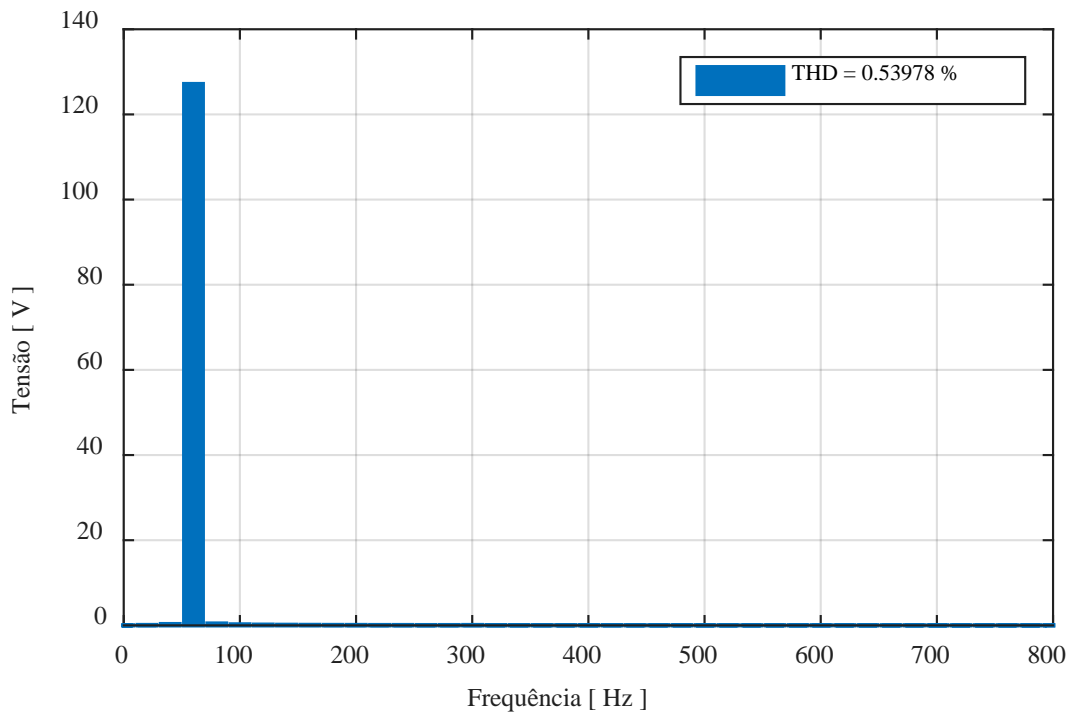
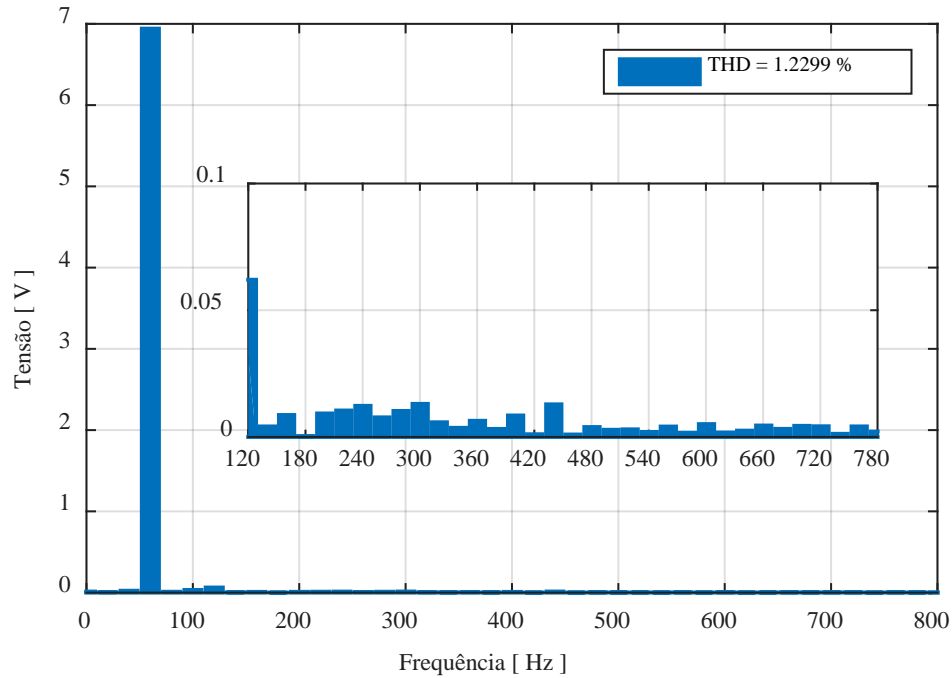


Figura 79 – Caso 01 – Espectro de frequência da tensão do PAC



A resposta em frequência da corrente absorvida pela rede entre os instantes 3,25 s e 3,28 s é mostrada na Figura 80. Nota-se que essa corrente apresenta perfil senoidal com baixo THD.

Figura 80 – Caso 01 – Espectro de frequência da corrente absorvida pela rede



5.2 Caso 02 – Motor de Indução com Variação no Torque Aplicado ao Eixo

Para este ensaio, conectou-se ao PAC um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo de 1,1 kW com uma variação no torque aplicado ao seu eixo. Optou-se pelo uso desta máquina como carga pela disponibilidade da mesma em laboratório, uma vez que a implementação prática deste trabalho será realizada futuramente. A grande diferença deste caso para o caso 01 é a possibilidade de se variar o consumo de potência ativa de tal forma que o fator de potência se mostrasse dinamicamente variável, forçando o sistema de controle e o conversor a compensarem tais variações. Tal situação foi obtida solicitando um perfil de torque variável no eixo do motor de indução, conforme mostrado pela Figura 81.

O balanço de potência ativa para o sistema turbina eólica – gerador de indução duplamente alimentado (WT-DFIG, do inglês – *Wind Turbine – Doubly-Fed Induction Generator*) é mostrado na Figura 82, em que para todo o ensaio o DFIG foi capaz de suprir completamente a potência ativa solicitada pela carga e ainda houve o fornecimento do excedente de energia à rede elétrica. O perfil de potência ativa do gerador seguiu o perfil do vento aplicado, fazendo com que a potência ativa da rede fosse moldada levando em conta o perfil de torque aplicado, a potência solicitada pela carga, e o perfil de vento aplicado à turbina, ou seja, a potência gerada pelo sistema WT-DFIG. Nota-se ainda que o GSC operou com baixa

potência ativa, uma vez que é dada pela potência disponível no estator da máquina bem como seu escorregamento.

Figura 81 – Caso 02 – Torque aplicado ao eixo do motor de indução

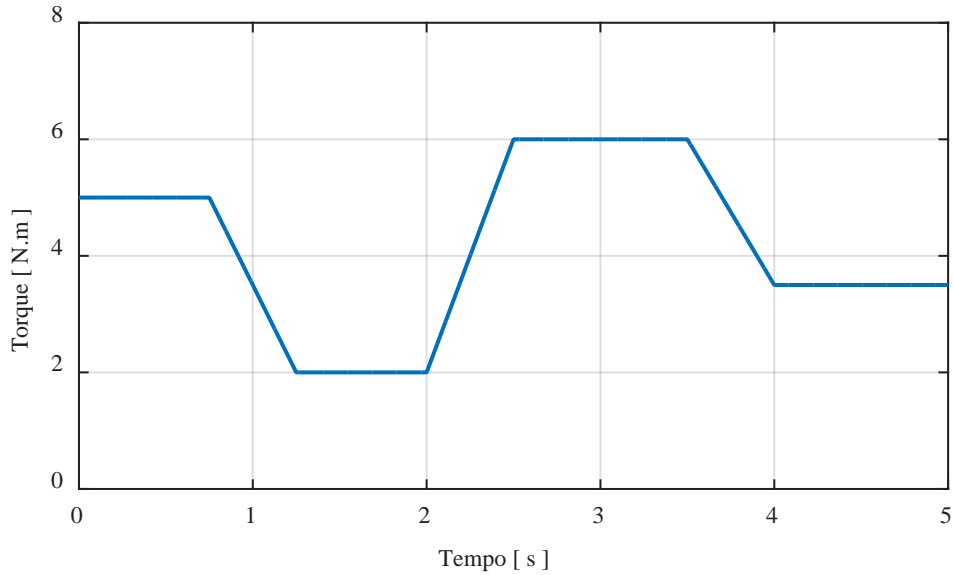
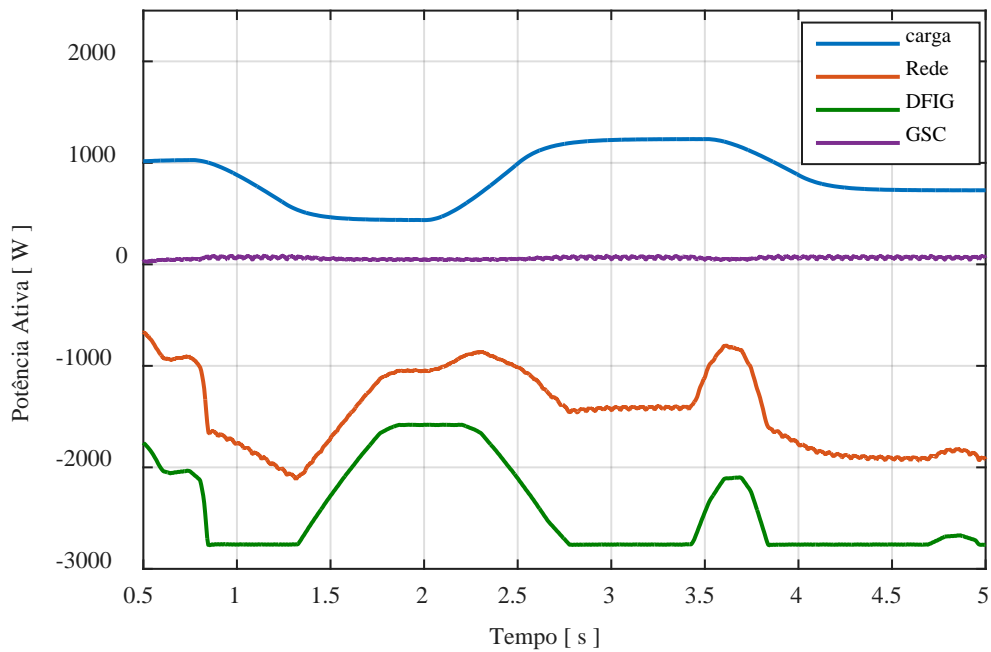


Figura 82 – Caso 02 – Balanço de potência ativa



O comportamento de potência reativa do sistema é mostrado na Figura 83 e Figura 84. Pela análise da Figura 83, nota-se que o GSC compensa quase que totalmente a potência reativa consumida pela carga, realizando a compensação dinâmica do inversor com o motor de indução. Não houve a compensação total de reativos pelo GSC uma vez que a carga solicita um nível de potência de 1300,0 VAR, e como o conversor *back-to-back* foi projetado para operar até 30% da potência nominal da máquina de indução, o GSC foi capaz de compensar um máximo de

900,0 VAR, fazendo com que a rede fornecesse apenas 400 VAR, de modo que o fator de potência da rede não fosse prejudicado, conforme mostrado pela Figura 85.

A compensação de reativos fica ainda mais evidente quando a Figura 85 é analisada. É possível observar os comportamentos da tensão do PAC e da corrente da rede ao longo do tempo durante o processo de controle, em que as formas de onda se apresentam em oposição de fase indicando que a rede absorve energia.

Figura 83 – Caso 02 – Potência reativa da carga e do GSC

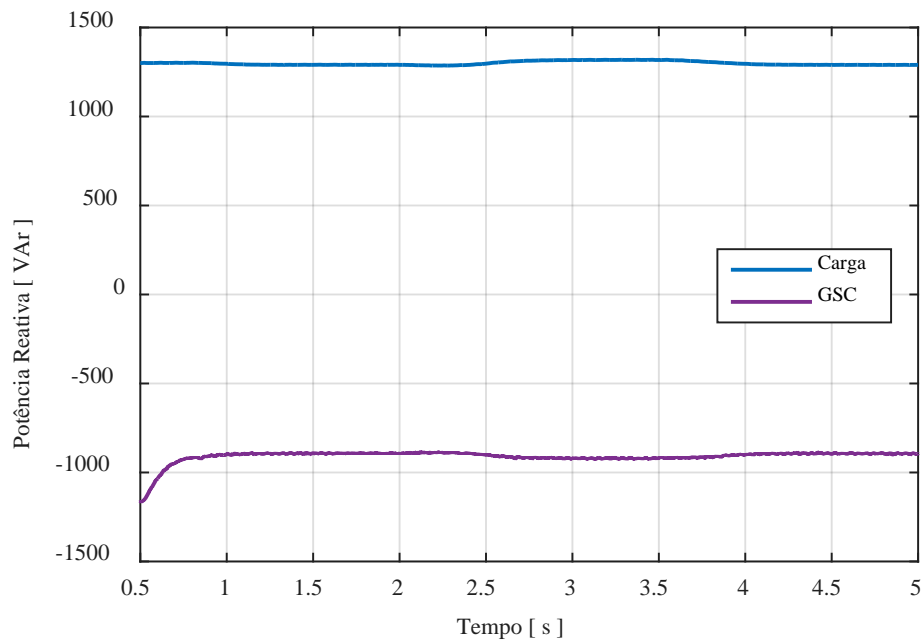
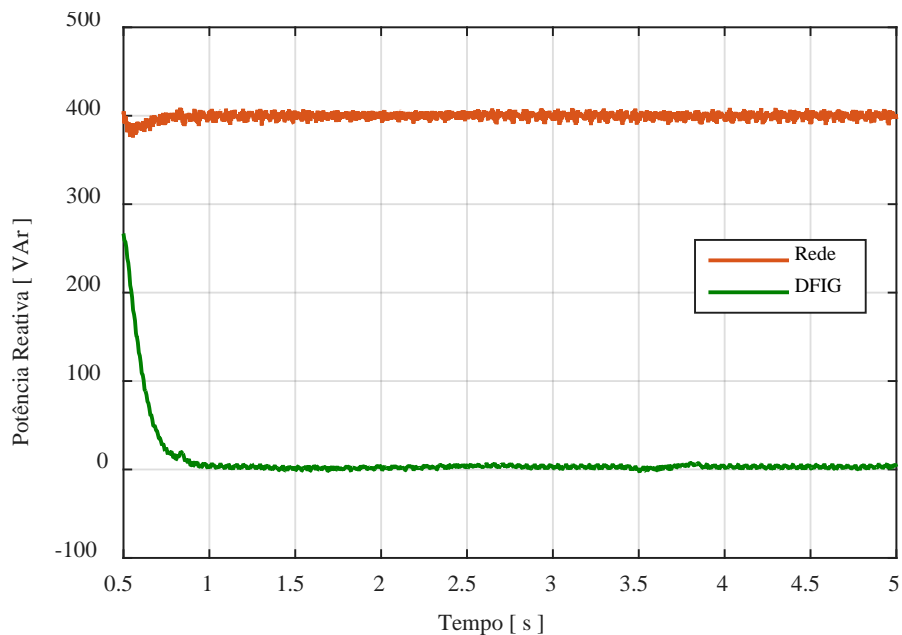


Figura 84 – Caso 02 – Potência reativa da rede e do gerador



O bom funcionamento do sistema de controle proposto pode também ser visto na Figura 86, na qual a tensão do barramento CC permaneceu regulada em 400 V para todo o

ensaio independente do comportamento dinâmico da carga aplicada ao PAC. Além disso, observou-se um comportamento praticamente constante, uma vez que houve uma variação de no máximo 0,5 V acima e abaixo da tensão de referência.

Figura 85 – Caso 02 – Tensão da fase *a* do PAC (V_{PAC_a}) e corrente da rede (i_{ga})

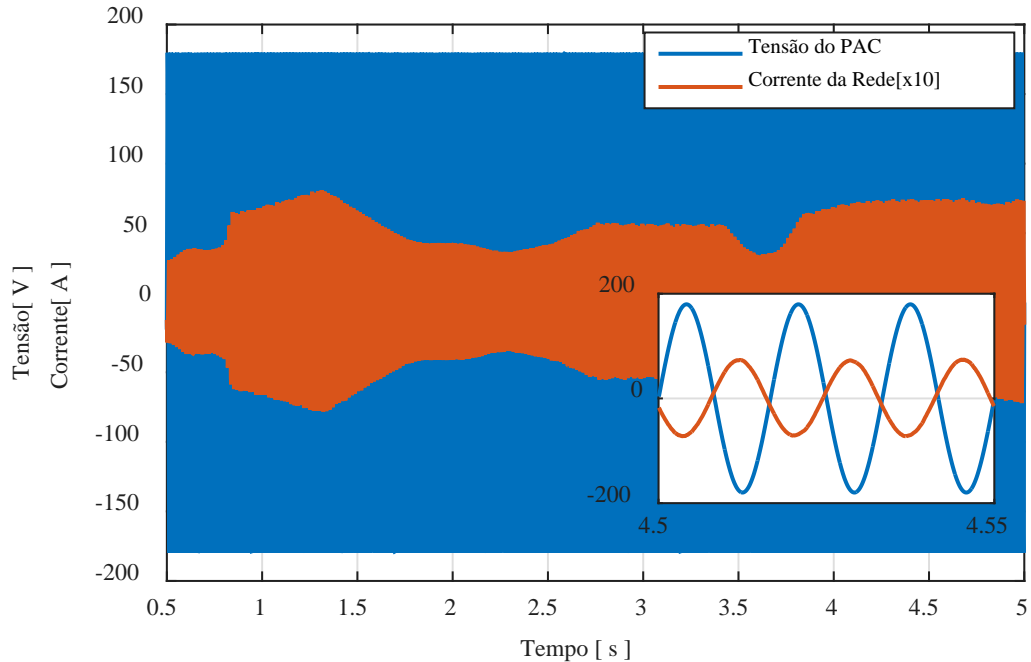
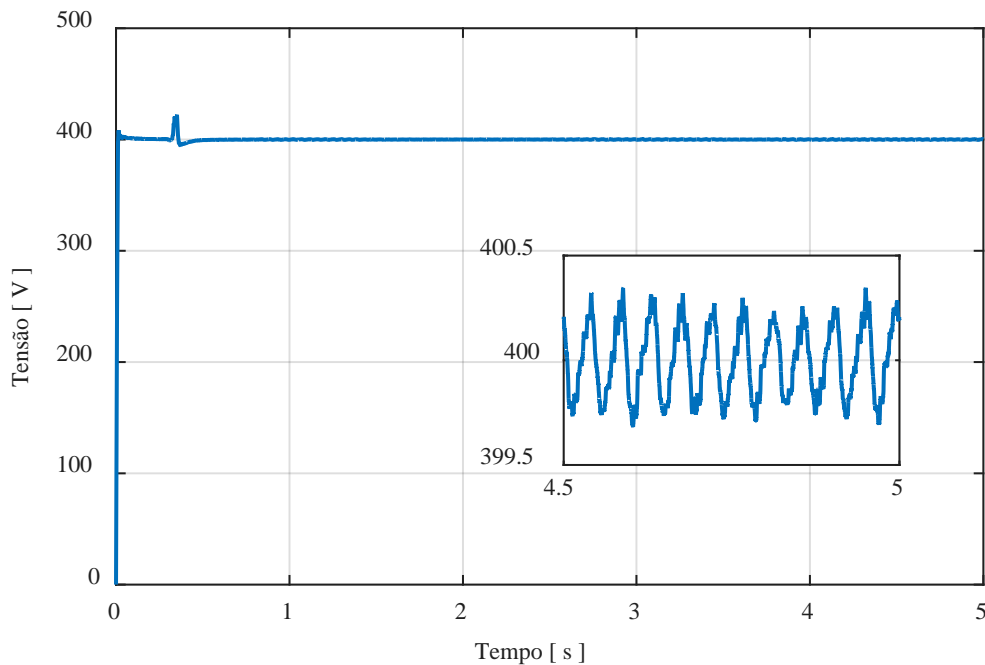


Figura 86 – Caso 02 – Tensão do barramento CC (V_{DC})



O comportamento da velocidade de operação do DFIG bem como seu torque eletromagnético desenvolvido podem ser vistos na Figura 87 e na Figura 88. Do mesmo modo que para o Caso 01, optou-se por trabalhar com a máquina na região super-síncrona com

velocidade de operação de 200 rad/s, que desta forma, para esta velocidade, houve variação do torque desenvolvido para a obtenção do máximo ponto de potência. Esta velocidade constante no rotor foi obtida por meio da variação do ângulo de passo garantindo que para qualquer velocidade do vento o sistema operasse na região super-síncrona.

Figura 87 – Caso 02 – ω_r

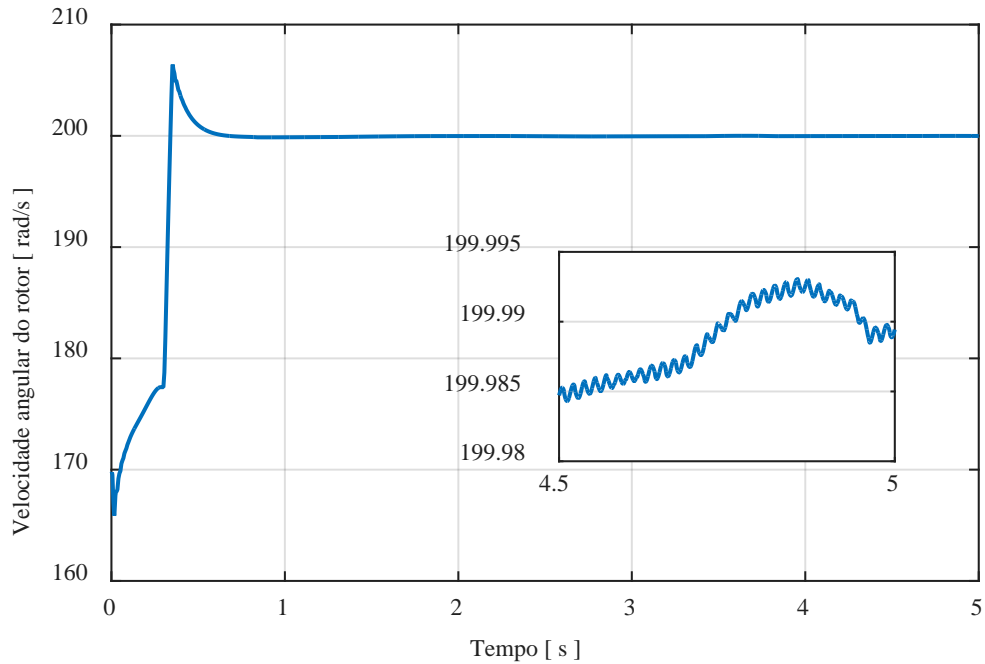
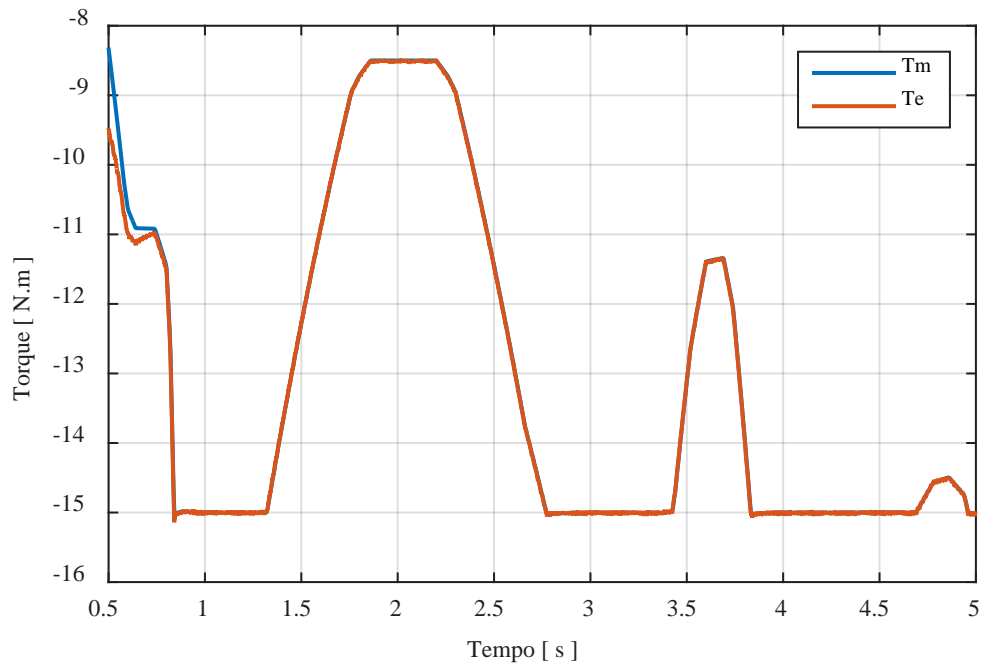


Figura 88 – Caso 02 – Torque mecânico e torque eletromagnético desenvolvido



Os perfis das correntes do sistema da Figura 40 para esta característica de carga aplicada e perfil de vento são mostrados na Figura 89, Figura 90 e Figura 91. Deste modo, o

sistema se mostrou satisfatório, uma vez que para variações dinâmicas no torque aplicado à carga o perfil da corrente da rede se apresentou senoidal, condizente com o que foi proposto.

Figura 89 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,5 s e 1,53 s

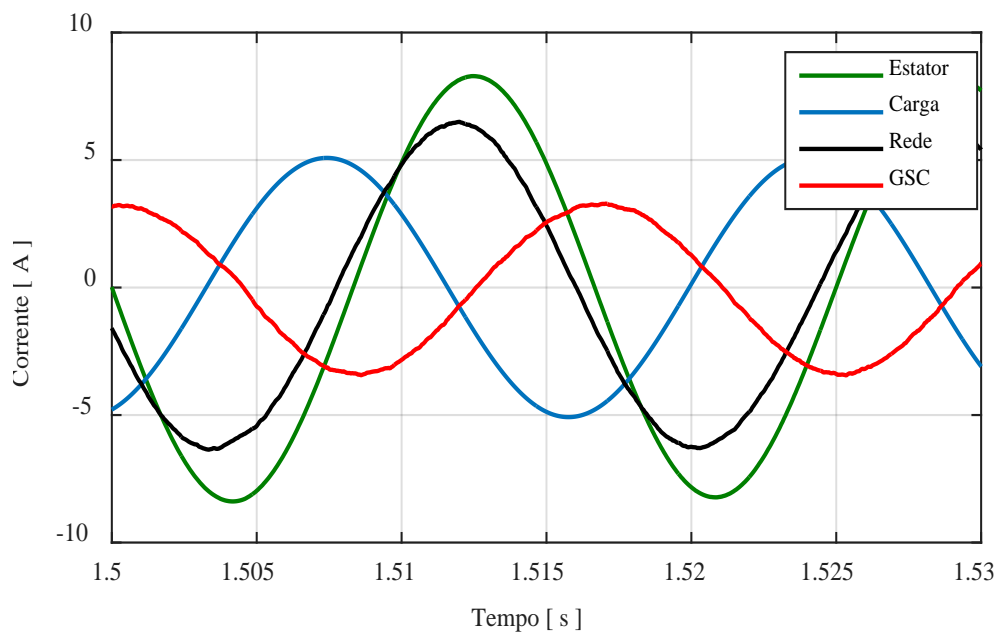
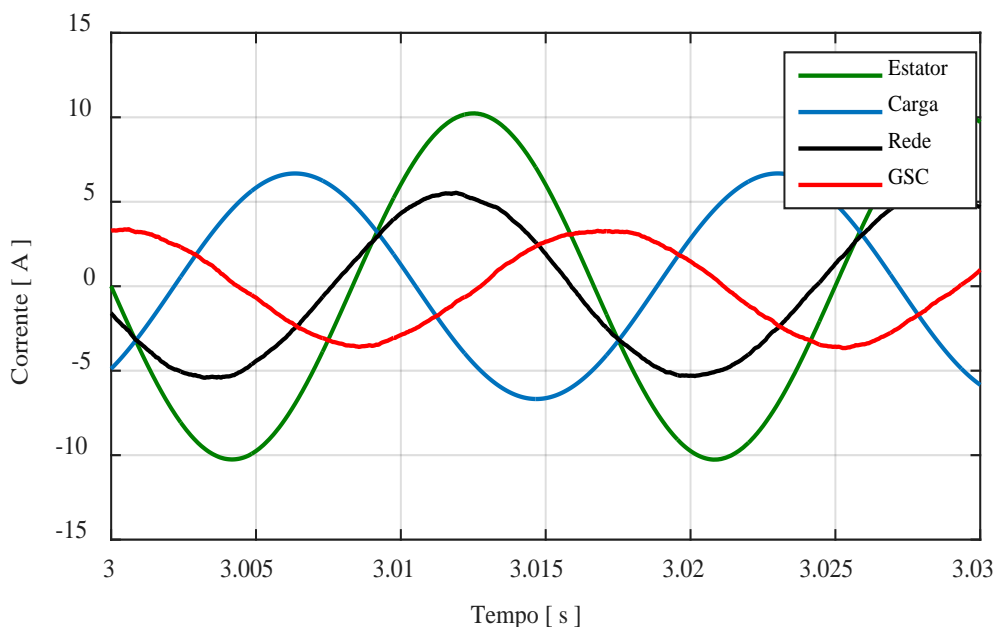


Figura 90 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 3,0 s e 3,03 s



A resposta em frequência da corrente da rede para os instantes de tempo entre 4,5 e 4,53 segundos é mostrada na Figura 92, em que apresentou-se uma distorção de 1,7% evidenciando seu perfil senoidal. A tensão do ponto de acoplamento comum pode ser vista na

Figura 93, em que o seu perfil apresentou um comportamento senoidal, não afetando possíveis consumidores conectados ao PAC.

Figura 91 – Caso 02 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,5 s e 4,53 s

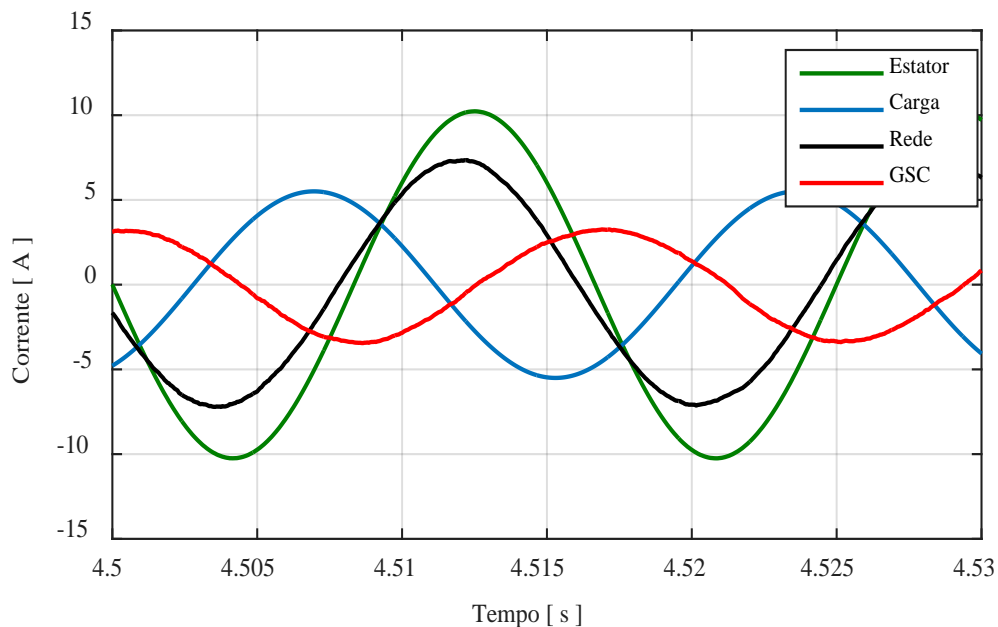
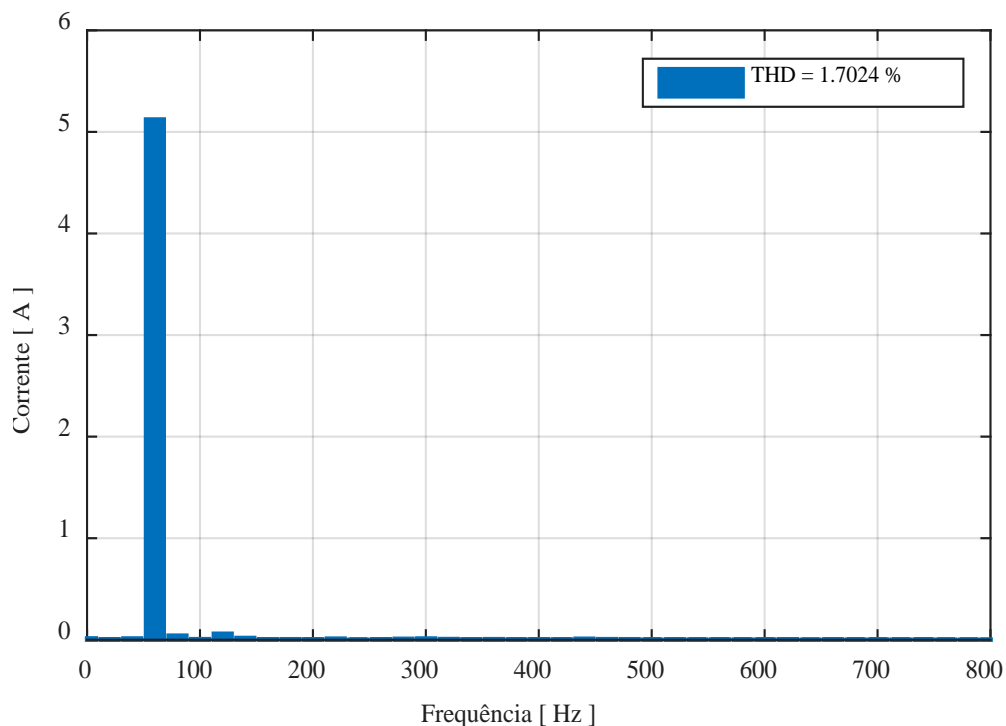


Figura 92 – Caso 02 – THD da corrente da rede entre 4,5 s e 4,53 s



A resposta em frequência da tensão gerada é apresentada na Figura 94. Assim, para esta carga aplicada ao PAC, o THD da tensão gerada foi inferior a 1% atendendo as

especificações da norma brasileira regulamentada pela ANEEL (2017), uma vez que para este nível de tensão a distorção deve ser menor do que 10%.

Figura 93 – Caso 02 – V_{PAC_a} entre 1,8 s e 1,83 s

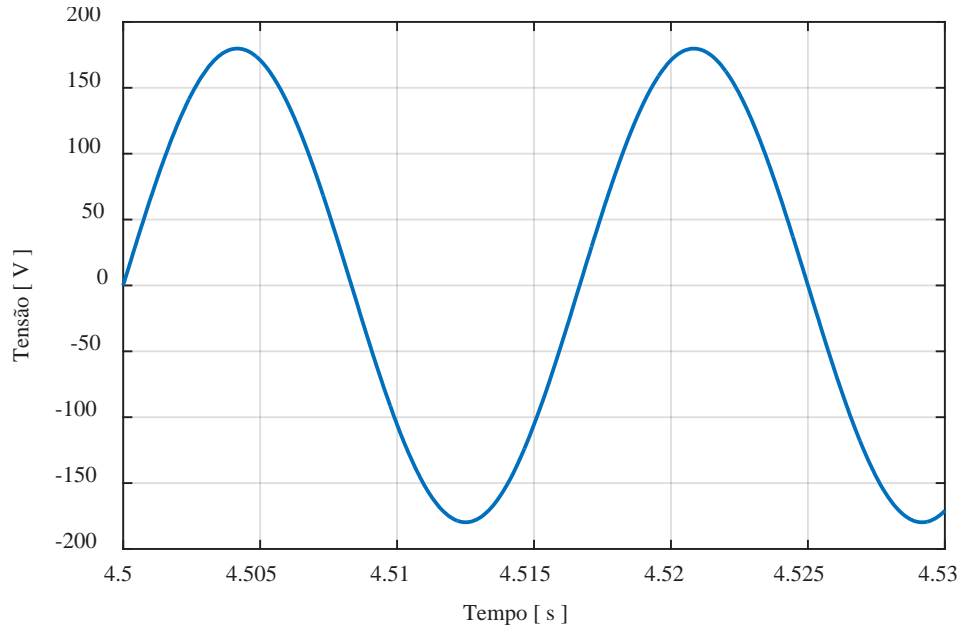
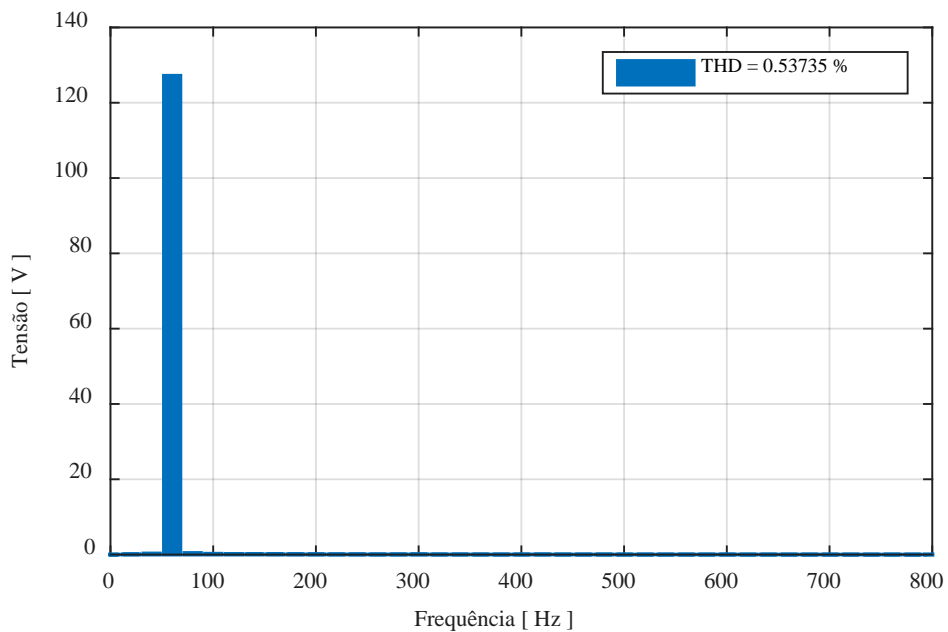


Figura 94 – Caso 02 – Resposta em frequência da tensão do PAC



5.3 Caso 03 – Retificador Trifásico em Ponte Completa a Diodos com Filtro Indutivo na Entrada

Para este ensaio, conectou-se ao ponto de acoplamento comum um retificador trifásico em ponte completa a diodos com um filtro indutivo de 1 mH na entrada e a configuração de carga no lado CC conforme mostrado na Tabela 12:

Tabela 12 – Parâmetros de carga no lado CC para o ensaio 03

Tempo (s)	R (Ω)	L (mH)	C (μ F)
$0,0 \leq t < 2,0$	80,0	0,0	0,0
$2,0 \leq t < 3,5$	80,0	50,0	0,0
$3,5 \leq t < 5,0$	80,0	0,0	1000,0

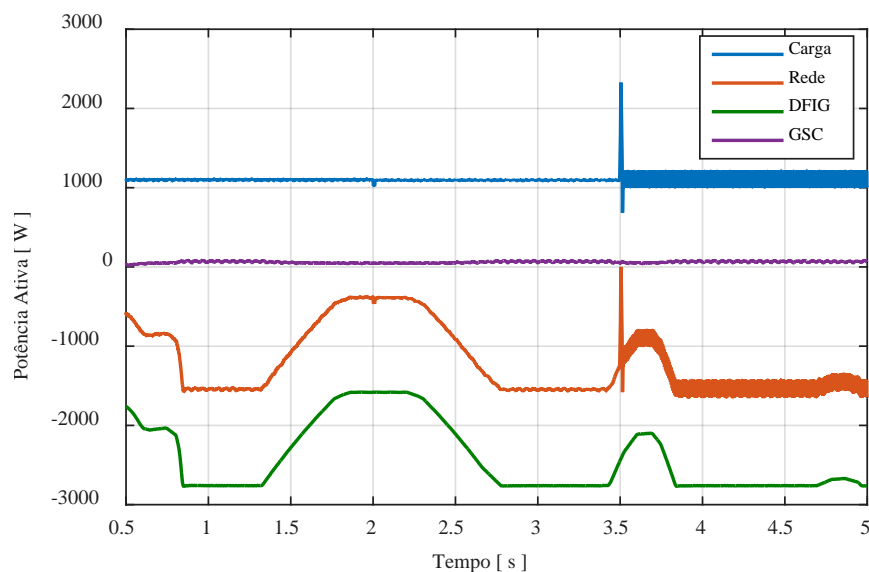
em que a partir de 2,0 segundos a configuração de carga no lado CC é RL série e a partir de 3,5 segundos o capacitor é colocado em paralelo com a carga R.

Este caso será dividido em duas partes: sem e com filtragem ativa da corrente da rede, de modo a evidenciar a eficácia do método proposto. Para a discussão e análise dos resultados obtidos para este caso, utilizou-se o conceito de Tetraedro de Potências para se especificar o quanto de potência reativa à 60 Hz está sendo compensada pelos controladores e o quanto de parcela harmônica referente as demais componentes está sendo mitigada.

5.3.1 Sem Filtragem Ativa da Corrente da Rede

O balanço de potência ativa para este caso pode ser visto na Figura 95, em que é evidenciado que toda a parte oscilatória da potência gerada pela não-linearidade da carga aplicada ao PAC se reflete na rede. É possível ainda notar o comportamento dinâmico entre a potência ativa da rede e do gerador, que durante todo o período de tempo a rede absorveu energia.

Figura 95 – Caso 03 – Balanço de potência ativa sem filtragem ativa



O comportamento de potência reativa do sistema é mostrado na Figura 96 e Figura 97. Pela análise da Figura 96, nota-se que o GSC compensa os reativos requerido pela carga, porém,

do mesmo modo que na potência ativa, a oscilação referente ao perfil não-linear da carga é refletida para a rede, fazendo com que exista uma oscilação de potência reativa da rede em torno de zero, chegando a quase 50 Var.

Figura 96 – Caso 03 – Potência reativa da carga e do GSC sem filtragem ativa

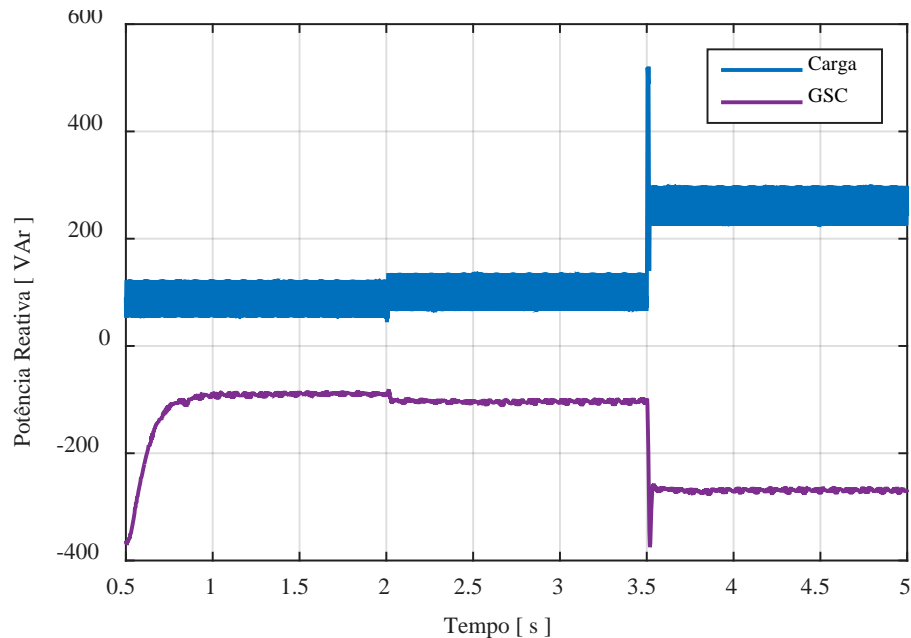
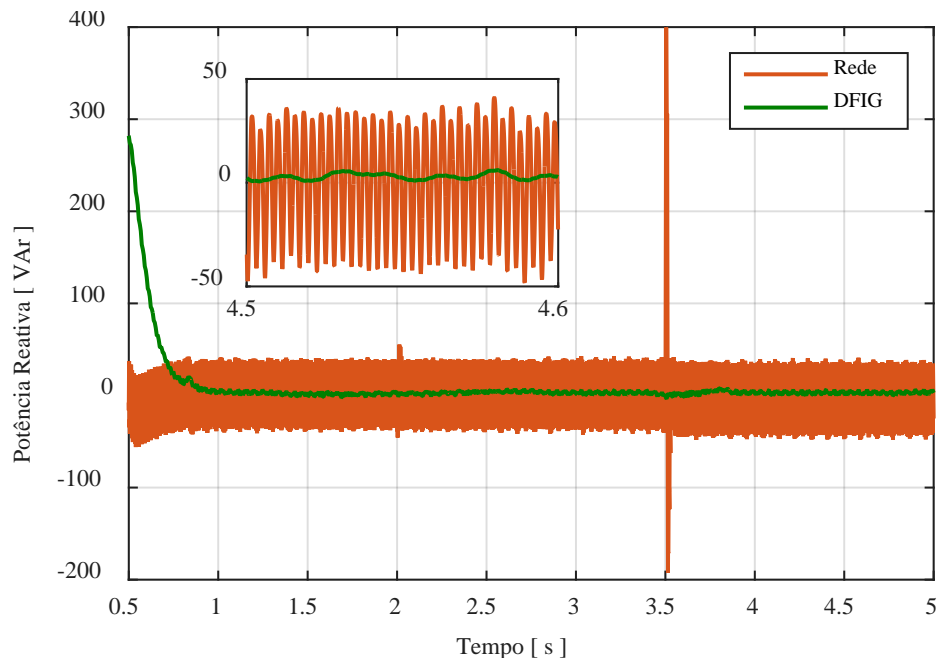


Figura 97 – Caso 03 – Potência reativa da rede e do gerador sem filtragem ativa



Pode-se observar pela Figura 98 o comportamento da tensão do PAC e da corrente da rede durante a dinâmica de controle com destaque para o fato de elas se apresentarem em oposição de fase, mesmo que o perfil da corrente da rede seja não senoidal.

As formas de onda das correntes da carga, do gerador, da rede e do conversor do lado da rede para diferentes perfis de carga no lado CC do retificador trifásico em ponte a diodos são

mostradas na Figura 99, Figura 100 e Figura 101. Sem a filtragem ativa, a corrente da rede elétrica apresentou um comportamento não senoidal altamente distorcido. Esta distorção de corrente na rede pode causar uma distorção na tensão para outros consumidores conectados ao PAC além de prejudicar a qualidade de energia neste ponto.

Figura 98 – Caso 03 – V_{PAC_a} e i_{ga} sem filtragem ativa

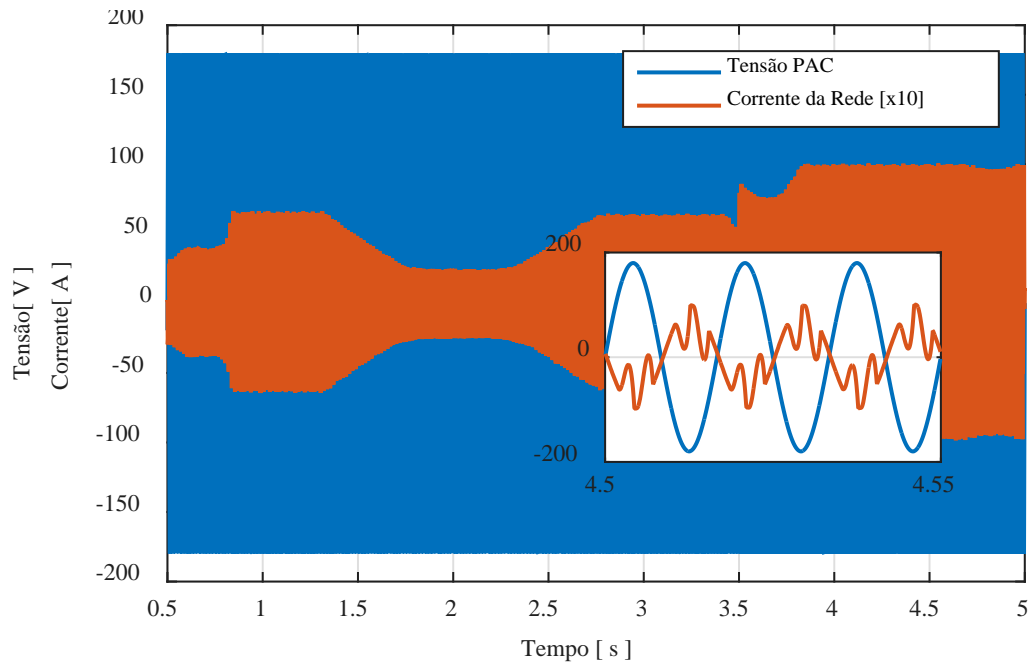


Figura 99 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s

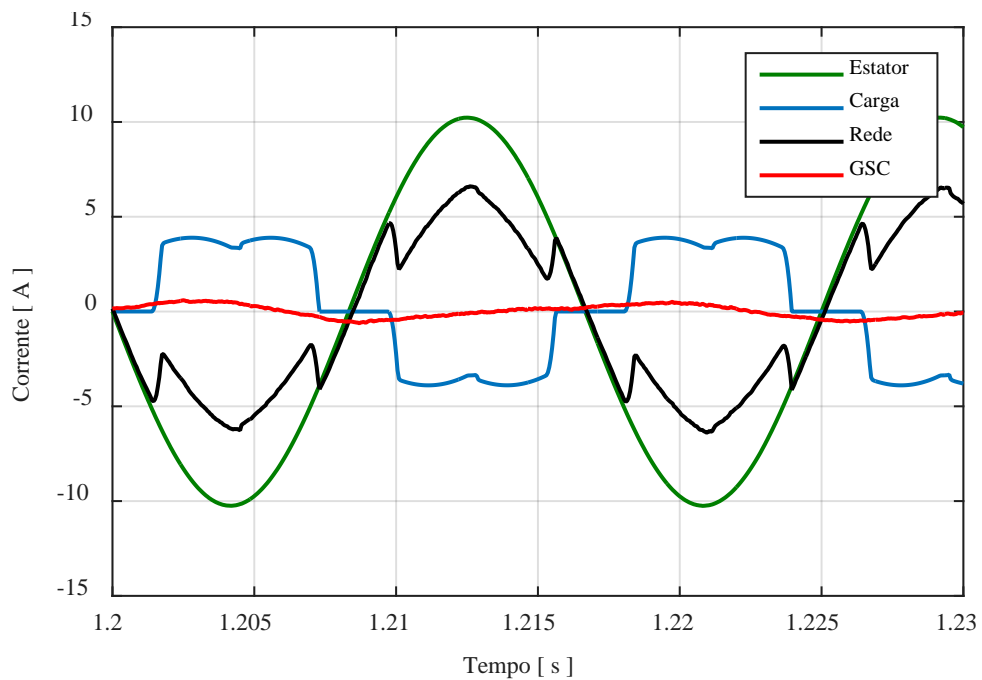


Figura 100 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s

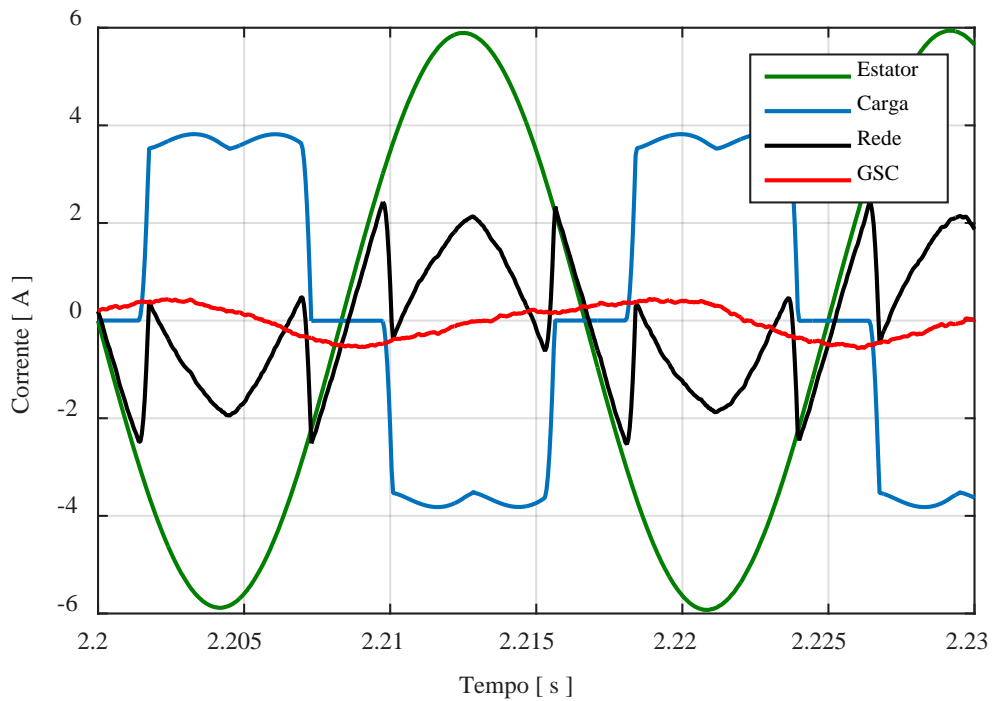
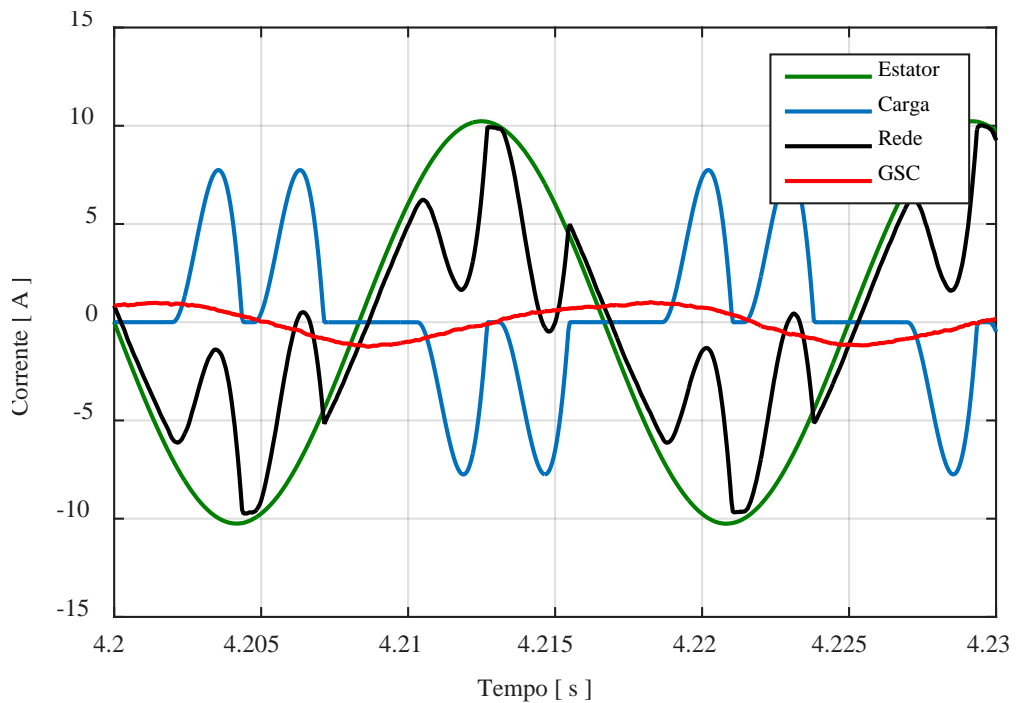


Figura 101 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s



O espectro harmônico da corrente da carga para os diferentes perfis aplicados é mostrado na Figura 102, Figura 103 e Figura 104.

Figura 102 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 1,20 s e 1,23 s

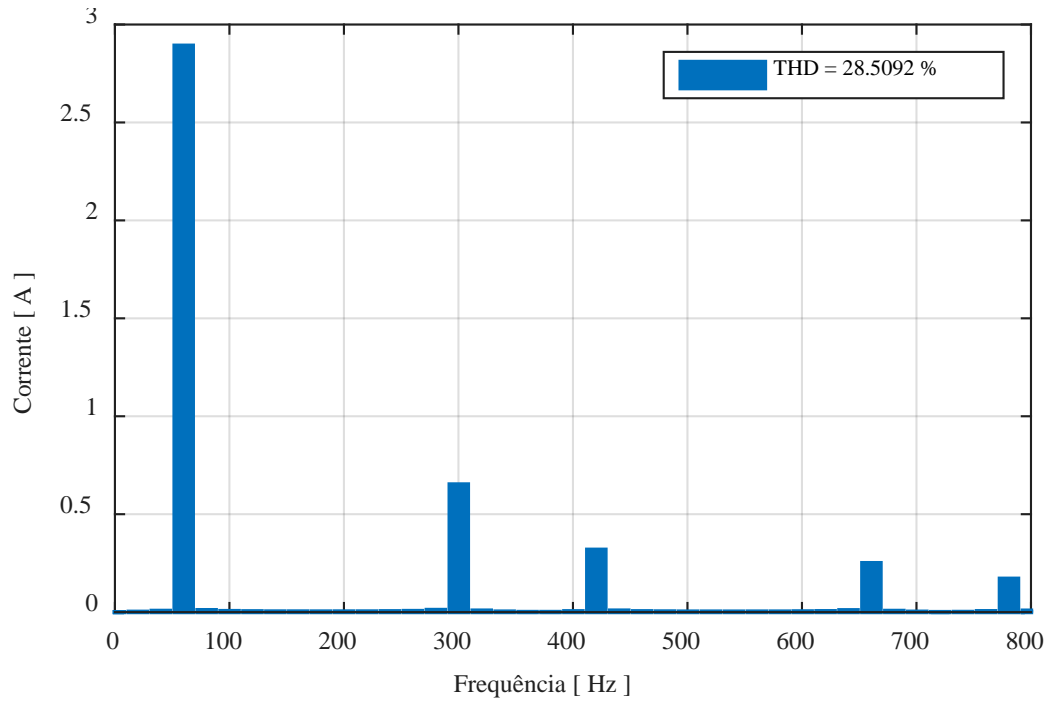
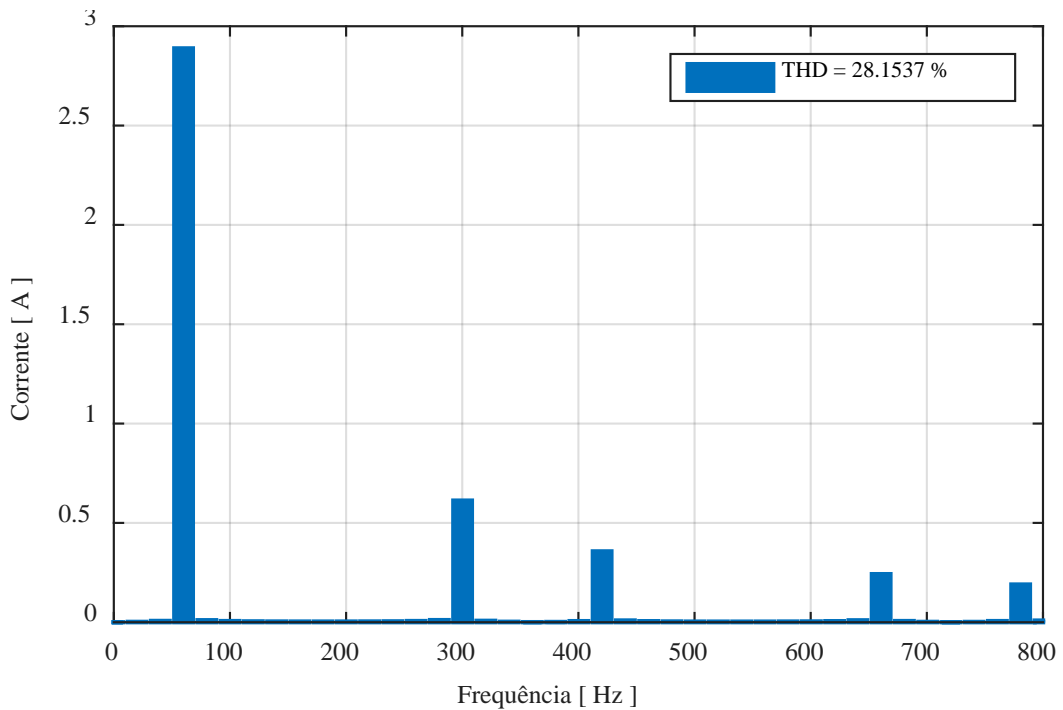
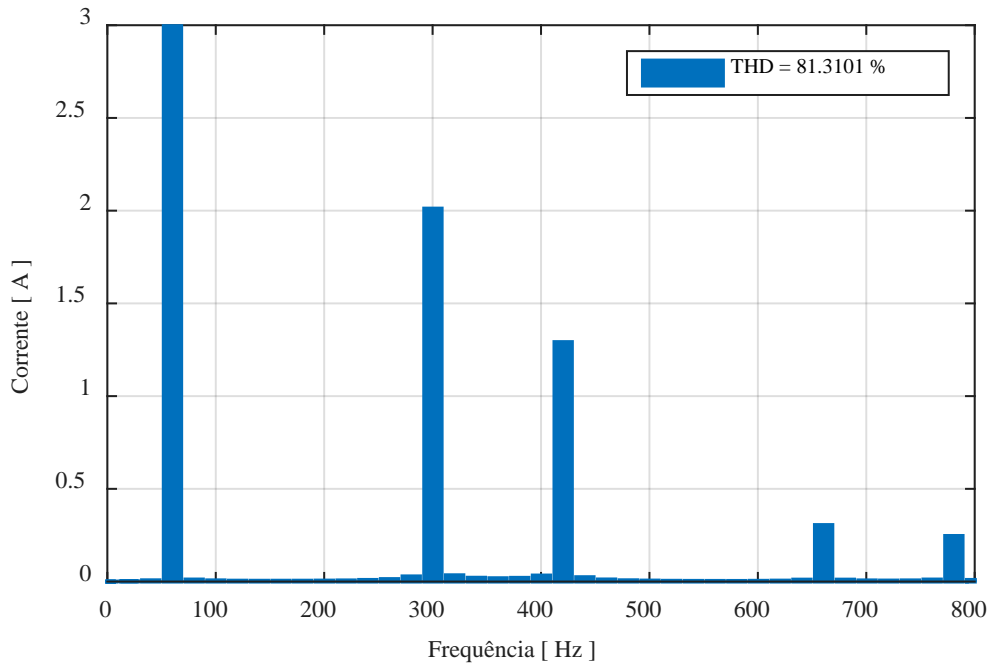


Figura 103 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 2,20 s e 2,23 s



Por meio da análise do perfil não senoidal da corrente da carga, bem como seu índice de distorção harmônico é possível analisar o quanto a não linearidade da carga interfere no perfil da corrente da rede elétrica. A pior corrente de carga utilizada é quando se tem como carga no lado CC do retificador em ponte completa a diodos a carga RC paralela, conforme mostra a Figura 104.

Figura 104 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente de carga entre 4,20 s e 4,23 s



O espectro harmônico da corrente da rede elétrica para os diferentes perfis aplicados é mostrado na Figura 105, Figura 106 e Figura 107, mostrando que a mesma apresenta um elevado conteúdo harmônico para o sistema WT-DFIG sem filtragem ativa. Este elevado conteúdo harmônico na corrente da rede pode acarretar em problemas de qualidade de energia, como o aumento da potência de distorção e a piora do fator de potência do sistema.

Figura 105 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s

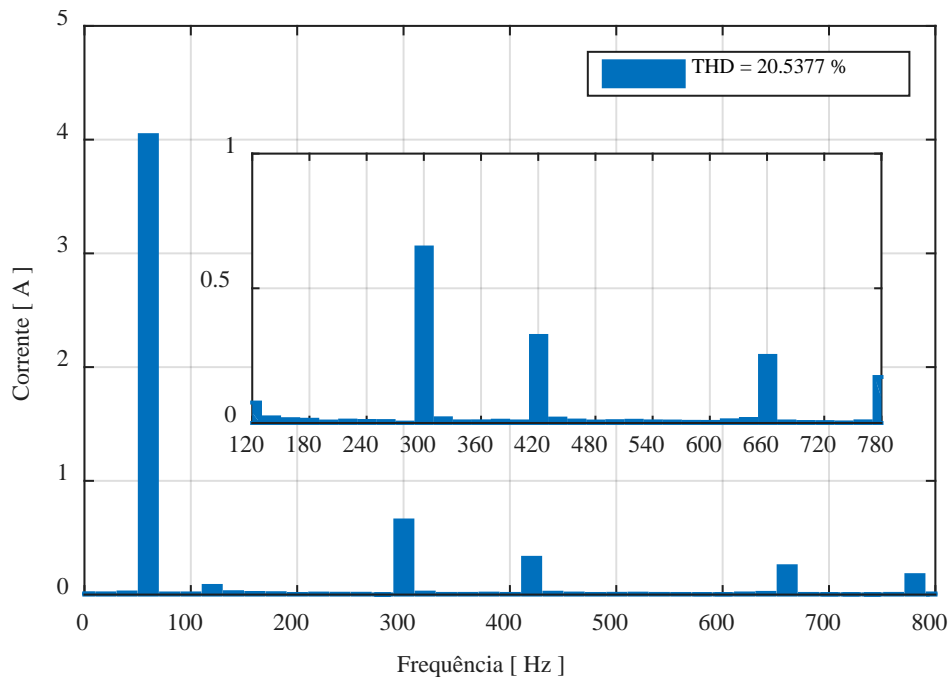


Figura 106 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s

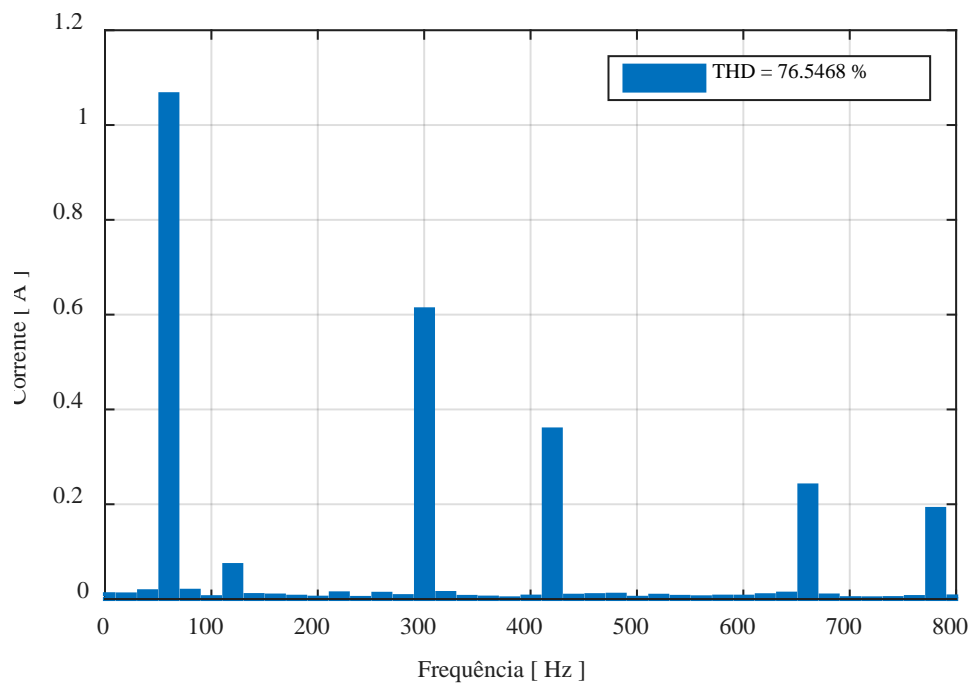
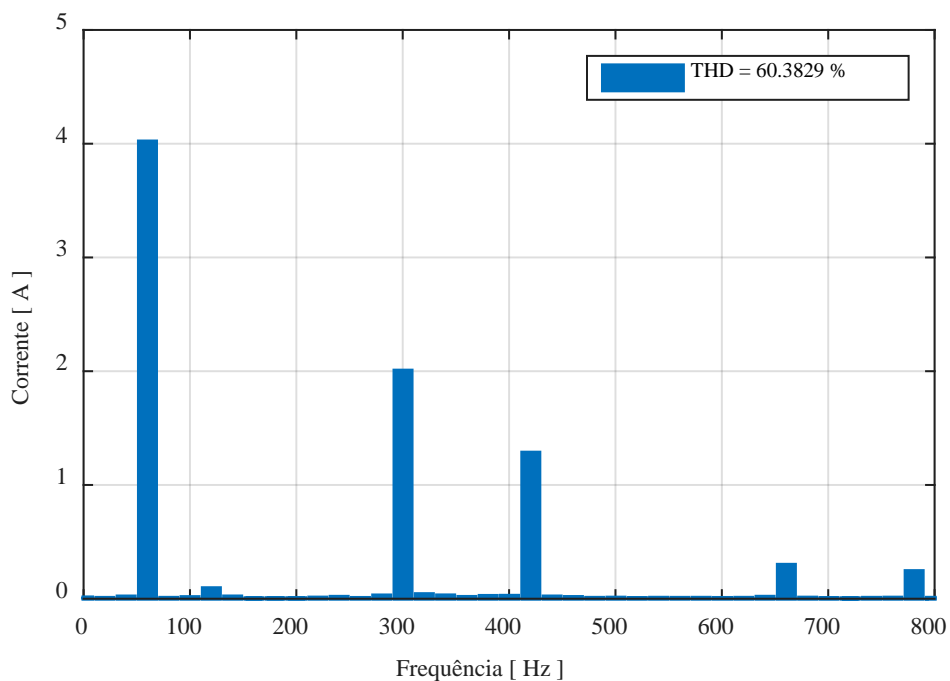


Figura 107 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s



5.3.2 Com Filtragem Ativa da Corrente da Rede

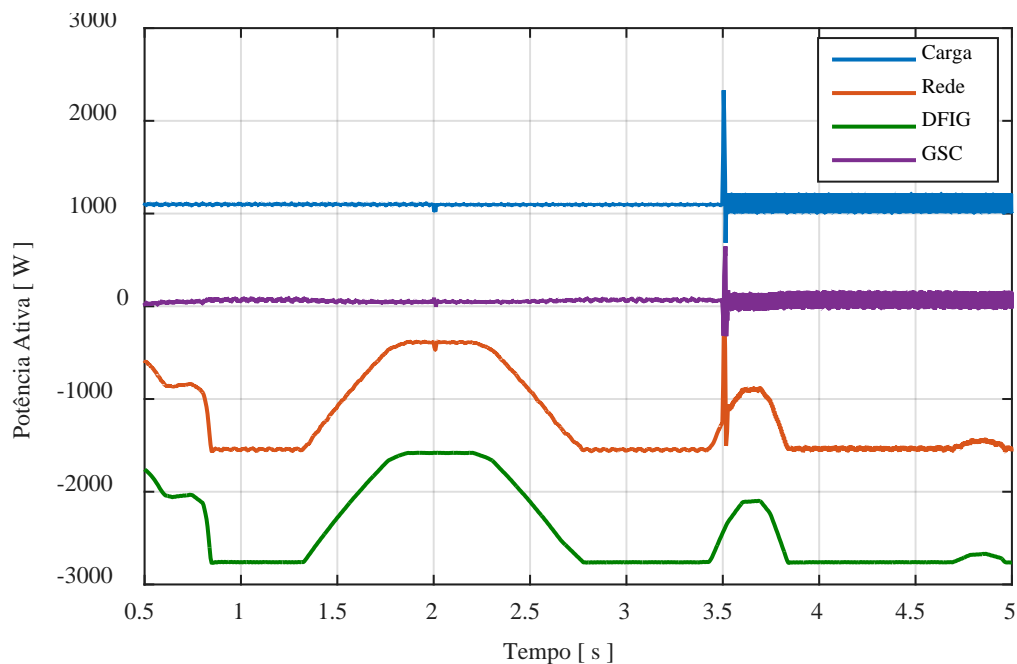
O balanço de potência ativa para este caso pode ser visto na Figura 108, em que é evidenciado que toda a parte oscilatória de potência gerada pela não-linearidade da carga

aplicada ao PAC se reflete no GSC, diferentemente do que ocorre para o mesmo sistema sem filtragem ativa da corrente da rede. Isso faz com que haja uma diminuição da oscilação de potência ativa absorvida pela rede auxiliando na melhoria de qualidade de energia. É possível ainda notar o comportamento dinâmico entre a potência ativa da rede e do gerador.

O comportamento de potência reativa do sistema é mostrado na Figura 109 e Figura 110. Pela análise da Figura 109, nota-se que o GSC fornece toda a potência reativa consumida pela carga, realizando a compensação dinâmica do inversor com a carga não-linear aplicada ao PAC. Isso faz com que as potências reativas da rede elétrica e do estator do DFIG sejam praticamente zero, diminuindo o nível de oscilação da potência reativa da rede em até 5 vezes, se comparado com caso sem filtragem ativa. Desta forma, o fator de potência é mantido próximo a unidade, conforme mostrado na Figura 110.

Nota-se a eficiência do controle proposto, pois são pequenas as variações de amplitude das potências reativas da rede e do gerador, assumindo valores menores do que 10 Var. É importante ainda ressaltar que toda a oscilação oriunda da não-linearidade da carga é refletida ao GSC.

Figura 108 – Caso 03 – Balanço de potência ativa



Pode-se observar pela Figura 111 o comportamento da tensão do PAC e da corrente da rede durante a dinâmica de controle com destaque para o fator de potência do sistema que foi mantido próximo a unidade, tendo em vista que as curvas de corrente e tensão se apresentam em fase oposição de fase. Ainda pela Figura 111, nota-se a eficiência do filtro ativo proposto, uma vez que a corrente da rede se apresentou com um perfil senoidal, em que grande parte do

conteúdo harmônico oriundo da não-linearidade da carga foi para o conversor do lado da rede, contribuindo para a melhoria da qualidade de energia do sistema.

Figura 109 – Caso 03 – Potência reativa da carga e do GSC

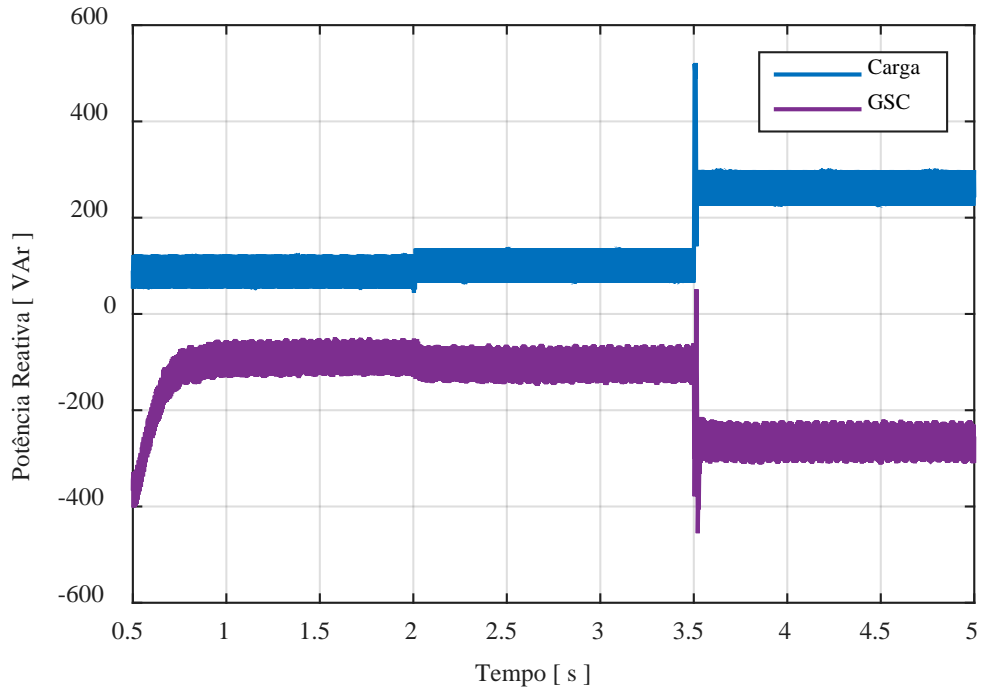
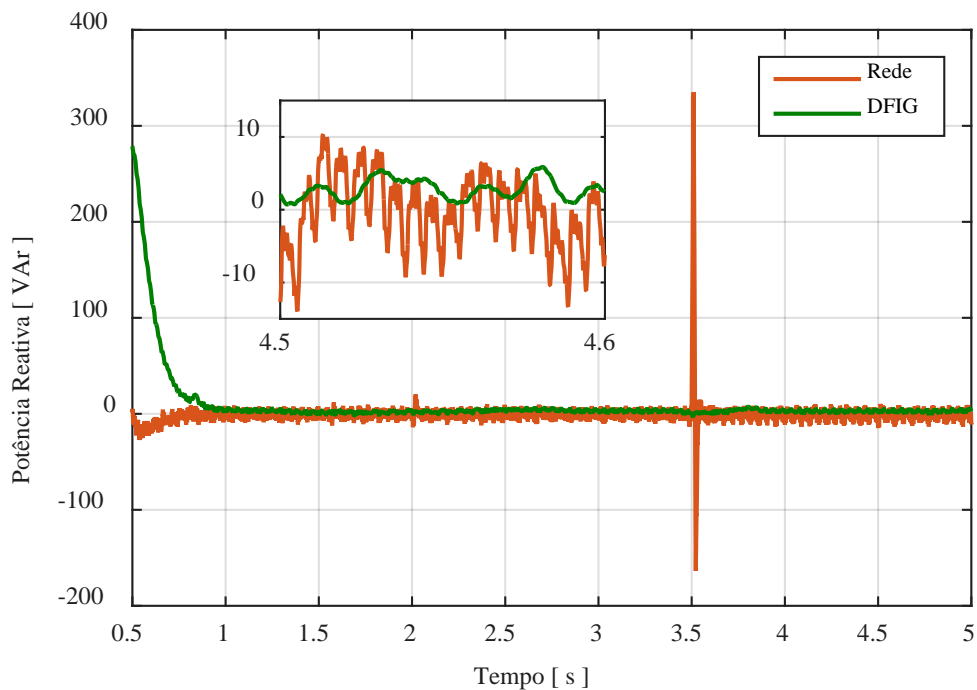


Figura 110 – Caso 03 – Potência reativa da rede e do gerador



O bom comportamento do sistema também pode ser observado por meio da Figura 112, em que a tensão de barramento CC se manteve estável para os diversos chaveamentos de cargas no lado CC do retificador em ponte completa a diodos. Apresentou rápida resposta transitória, em torno de 0,1 s, e baixa oscilação em torno do ponto de operação, $\pm 2,0$ V. Deste

modo, a técnica de controle proposta com filtragem ativa da corrente da rede se apresentou satisfatória tendo em vista que mesmo com a não-linearidade presente na carga a oscilação da tensão de barramento CC se manteve baixa. Além da técnica de filtragem ativa da corrente da rede, a boa estabilidade da tensão de barramento CC foi obtida pela alteração proposta na malha interna de corrente do GSC, em que os controladores PI foram substituídos por controladores PR.

Figura 111 – Caso 03 – V_{PAC_a} e i_{ga}

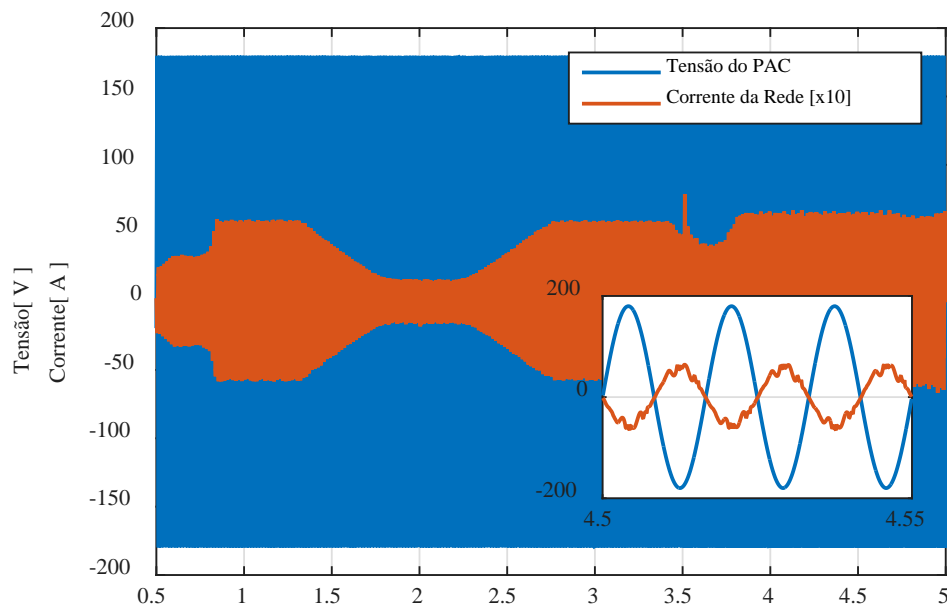
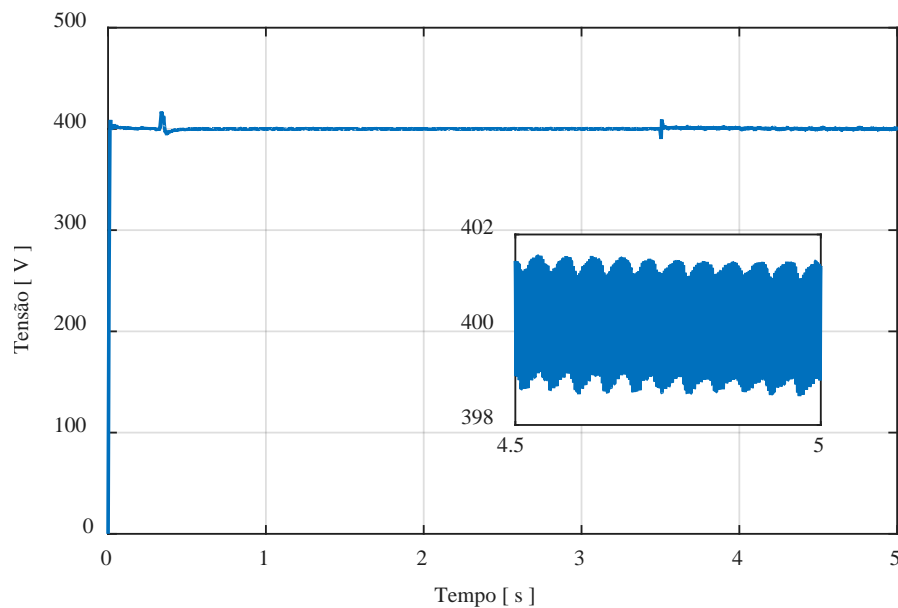


Figura 112 – Caso 03 – V_{DC}



O comportamento da velocidade de operação do DFIG bem como seu torque eletromagnético desenvolvido pode ser visto na Figura 113 e na Figura 114. Optou-se por

trabalhar com a máquina na região super-síncrona com velocidade de operação de 200 rad/s, desta forma, para esta velocidade, houve variação do torque desenvolvido para a obtenção do máximo ponto de potência. O controle da velocidade foi obtido através da variação do ângulo de passo, de modo que para qualquer velocidade de vento a máquina esteja operando com velocidade super-síncrona constante.

Figura 113 – Caso 03 – ω_r

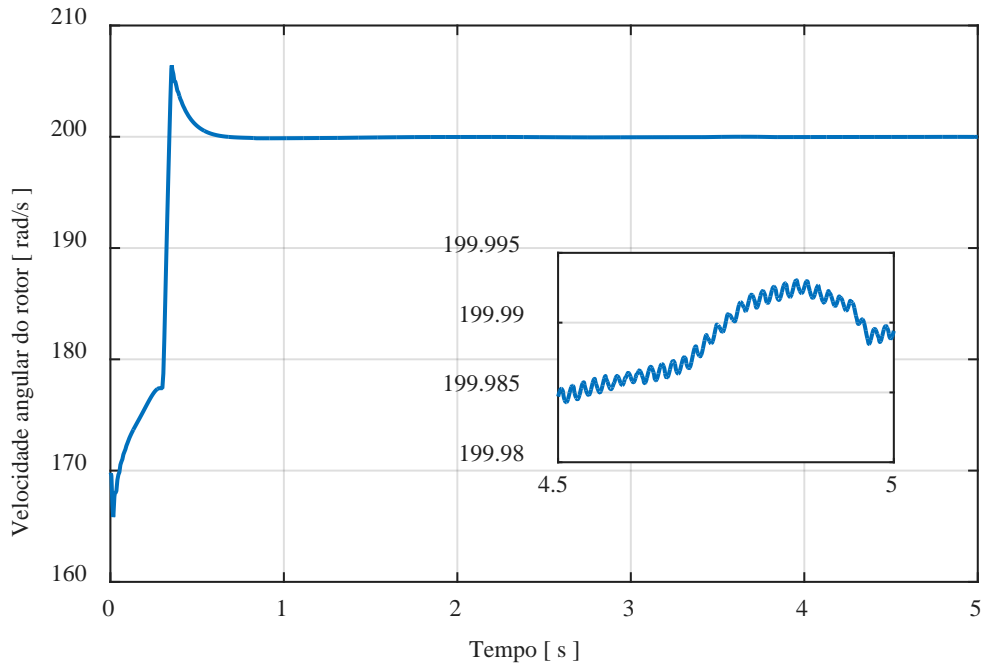
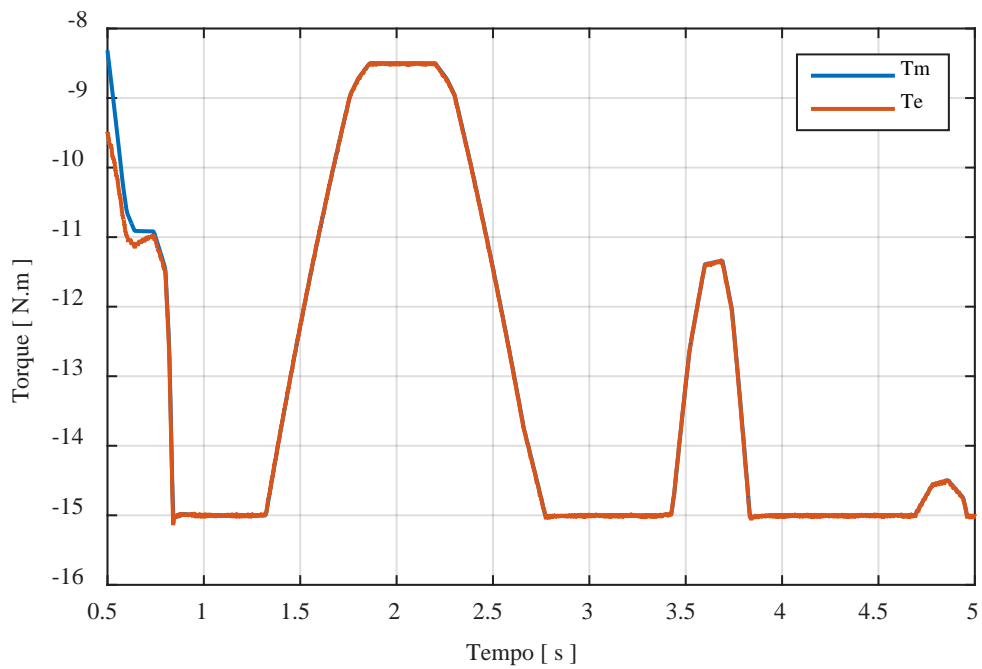


Figura 114 – Caso 03 – Torque mecânico e eletromagnético



A tensão do ponto de acoplamento comum para os diferentes chaveamentos de carga do lado CC pode ser vista na Figura 115, Figura 116 e Figura 117. Observa-se que para estes perfis de carga aplicado ao lado CC do retificador em ponte completa a diodos a tensão do PAC se manteve com perfil senoidal, não afetando possíveis consumidores conectados ao mesmo ponto de acoplamento comum.

Figura 115 – Caso 03 – V_{PAC_a} entre 1,50 s e 1,53 s

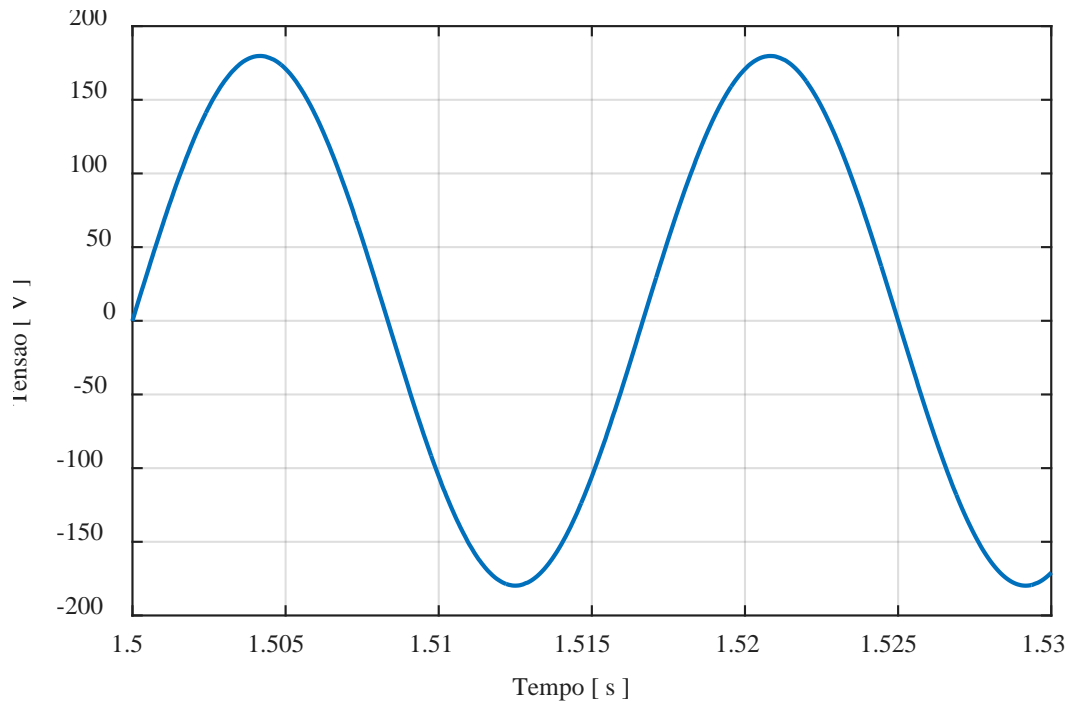
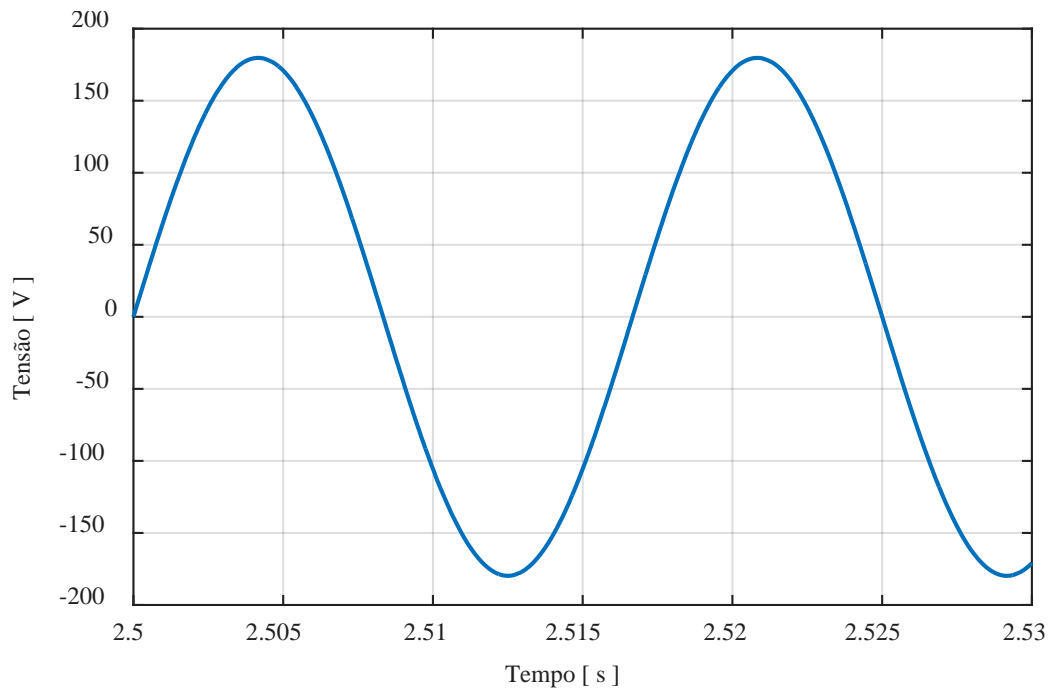


Figura 116 – Caso 03 – V_{PAC_a} entre 2,50 s e 2,53 s



A resposta em frequência da tensão gerada é apresentada na Figura 118, Figura 119 e Figura 120. Assim, para os diferentes tipos de carga aplicada no lado CC do retificador de ponte completa a diodos, o THD da tensão gerada foi inferior a 1% atendendo as especificações da norma brasileira regulamentada pela ANEEL (2017), uma vez que para este nível de tensão a distorção deve ser menor do que 10%.

Figura 117 – Caso 03 – V_{PAC_a} entre 4,50 s e 4,53 s

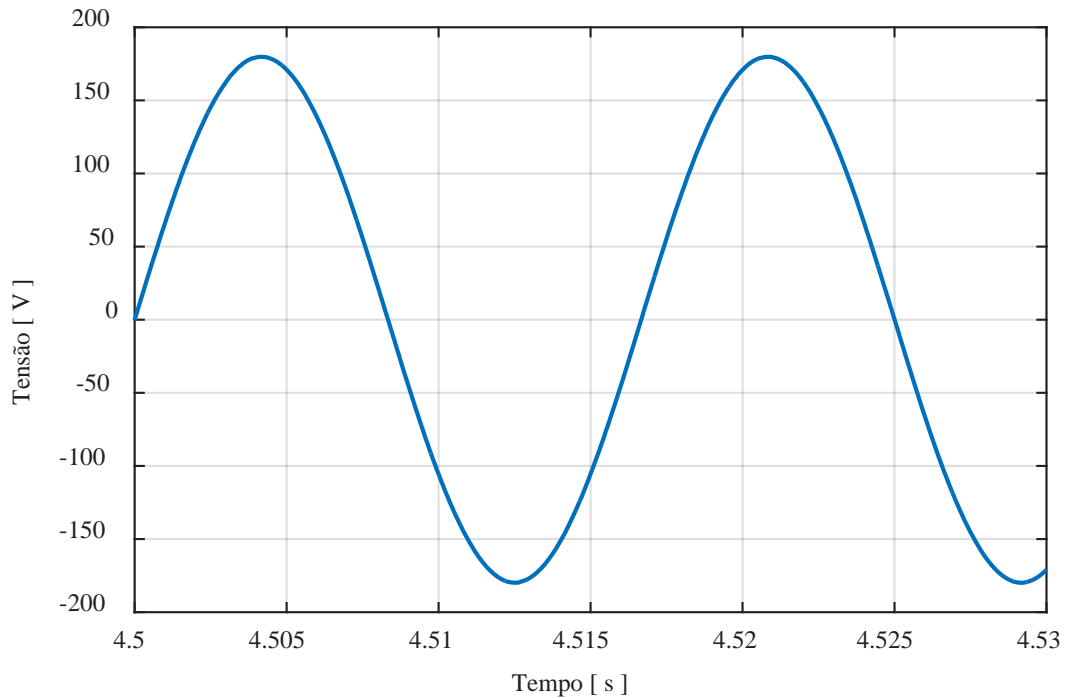


Figura 118 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 1,50 s e 1,53 s

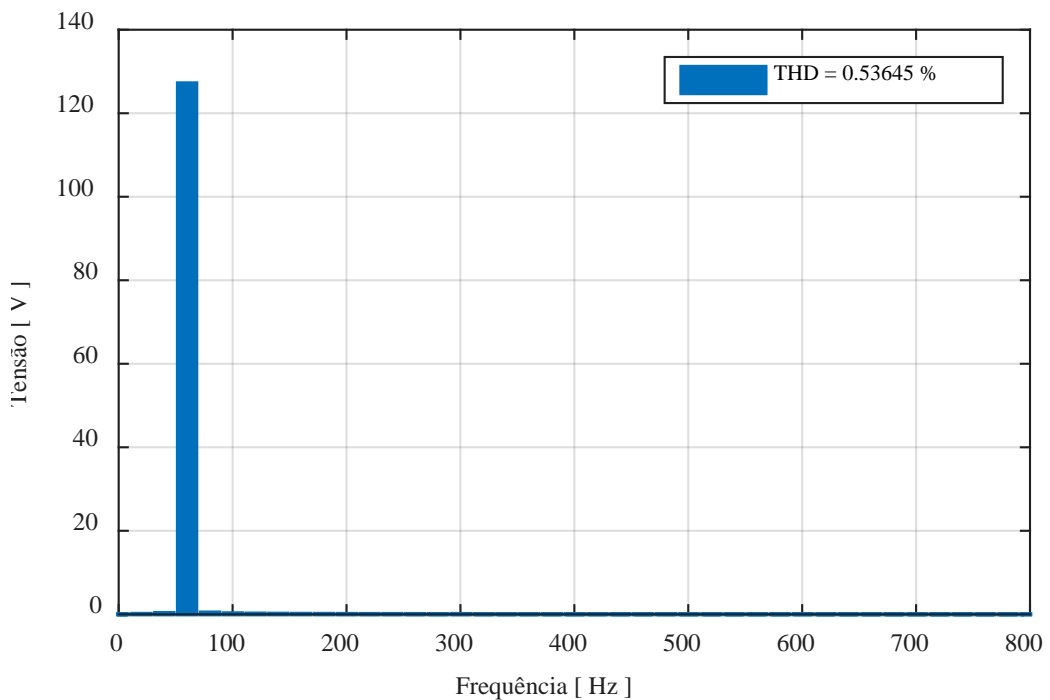


Figura 119 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 2,50 s e 2,53 s

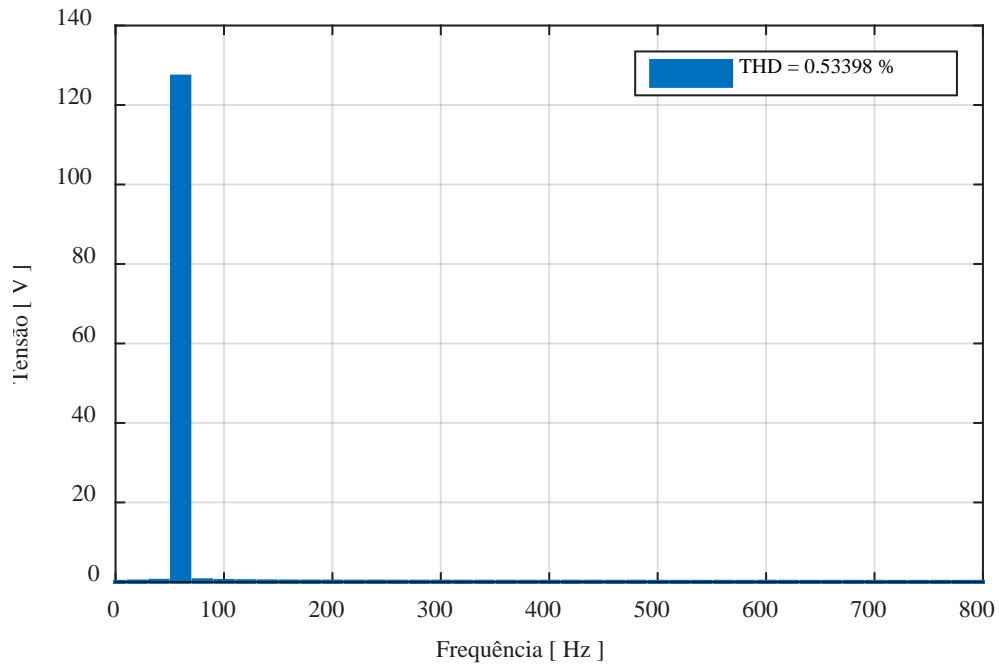
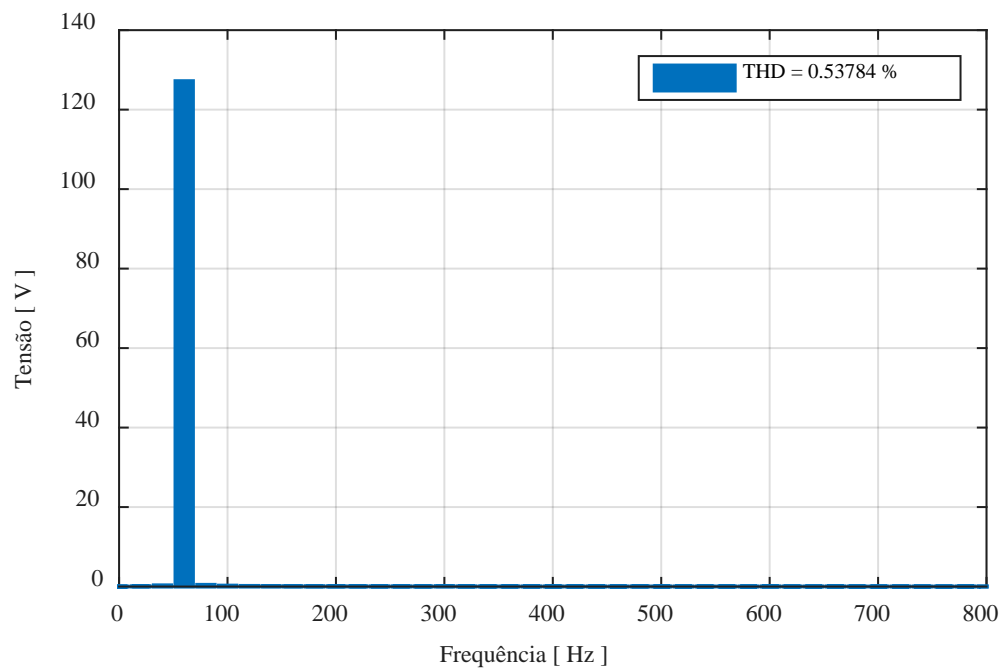


Figura 120 – Caso 03 – Espectro de frequência da tensão do PAC entre 4,50 s e 4,53 s



As formas de onda das correntes da carga, do gerador, da rede e do conversor do lado da rede para diferentes perfis de carga no lado CC do retificador trifásico em ponte a diodos são mostradas na Figura 121, Figura 122 e Figura 123. A forma de onda da corrente da rede elétrica tem comportamento senoidal, devido à compensação harmônica da corrente produzida pelo sistema no modo de filtro ativo. Desta forma, o conteúdo harmônico presente na carga é absorvido pelo GSC. A Figura 122 foi a que apresentou um menor comportamento senoidal,

uma vez que, para este intervalo de tempo, quase não há potência ativa sendo absorvida ou fornecida pela rede, fazendo com que a amplitude de sua corrente seja muito baixa e mais suscetível a ruídos.

Figura 121 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 1,20 s e 1,23 s

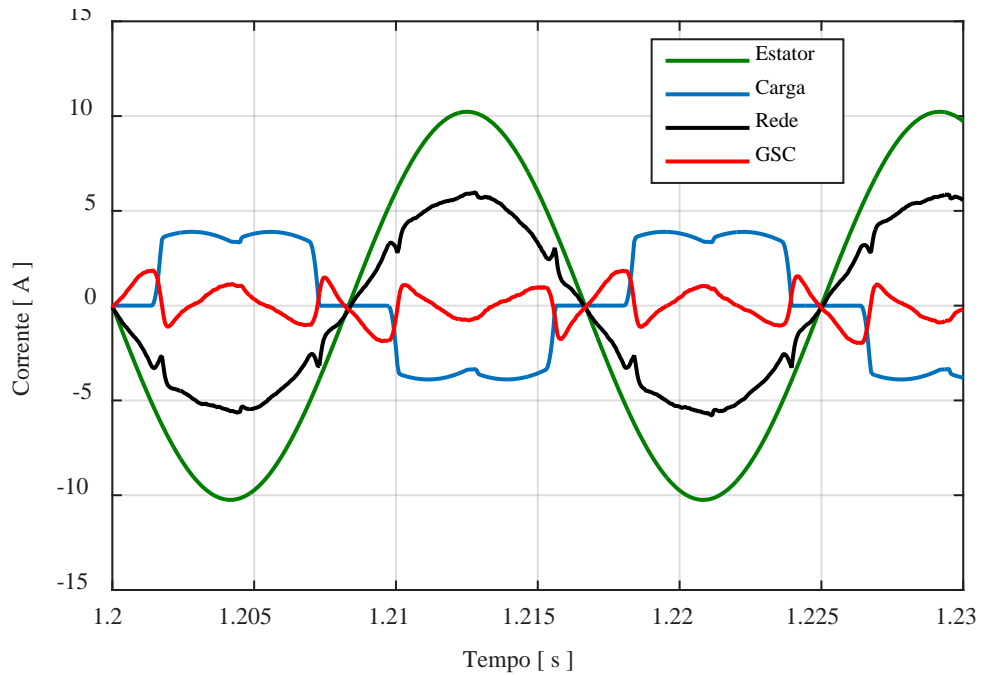


Figura 122 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 2,20 s e 2,23 s

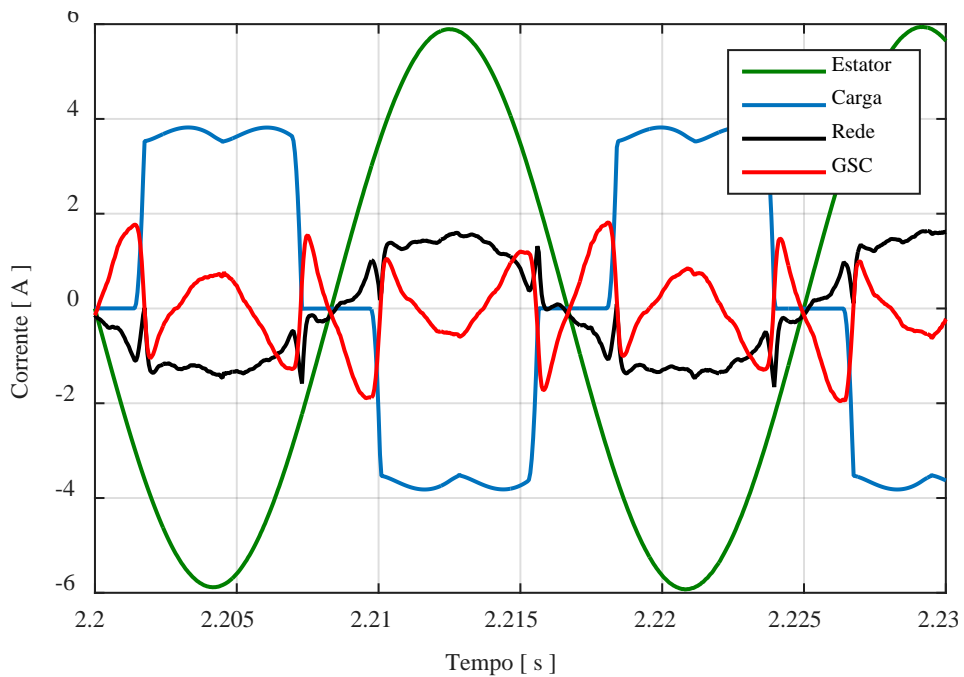
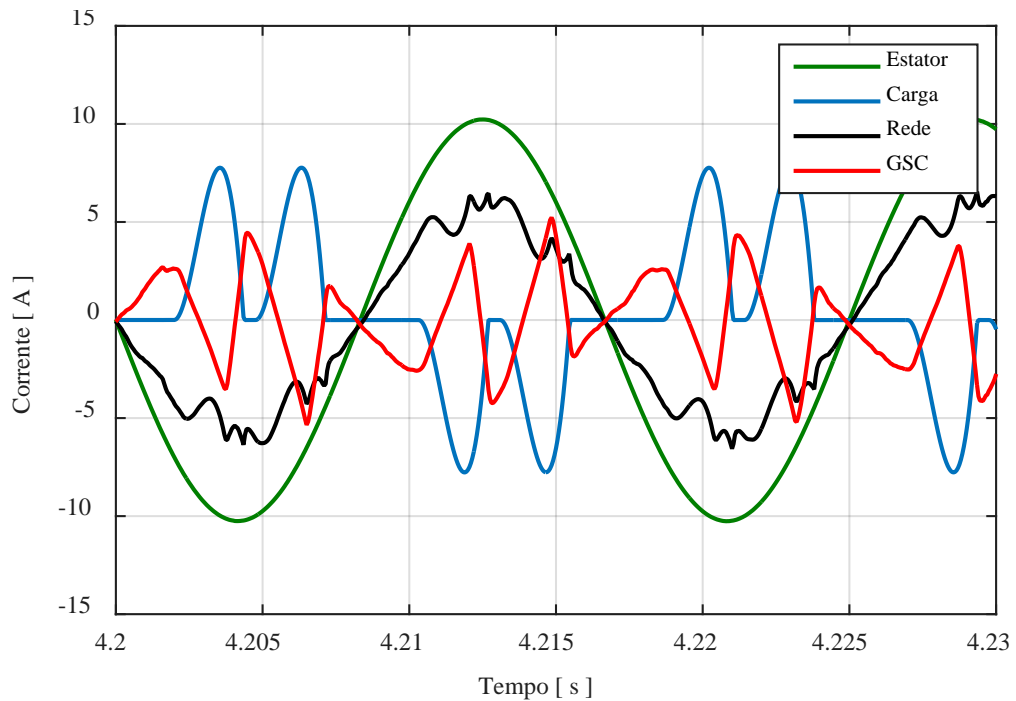


Figura 123 – Caso 03 – Formas de onda da corrente do DFIG, da carga, da rede e GSC entre 4,20 s e 4,23 s



O espectro harmônico da corrente da rede elétrica para os diferentes perfis aplicados é mostrado na Figura 124, Figura 125 e Figura 126. Ressalta-se aqui que em comparação com o caso sem filtragem ativa da corrente da rede, houve uma significativa diminuição de THD, garantindo um perfil senoidal e uma melhoria da qualidade de energia do sistema

Figura 124 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 1,20 s e 1,23 s

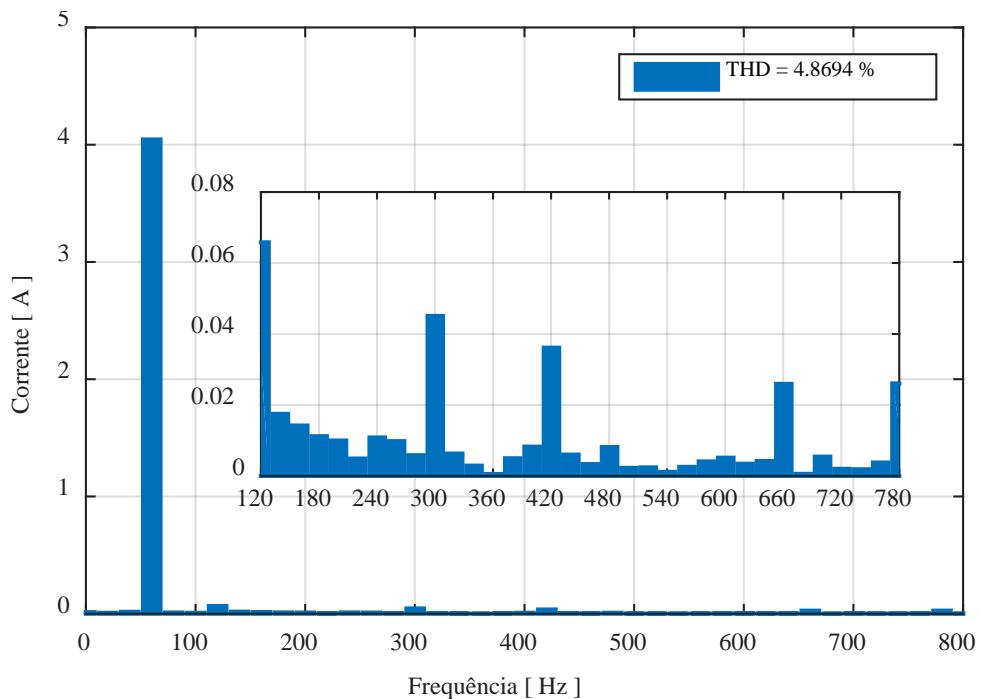


Figura 125 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 2,20 s e 2,23 s

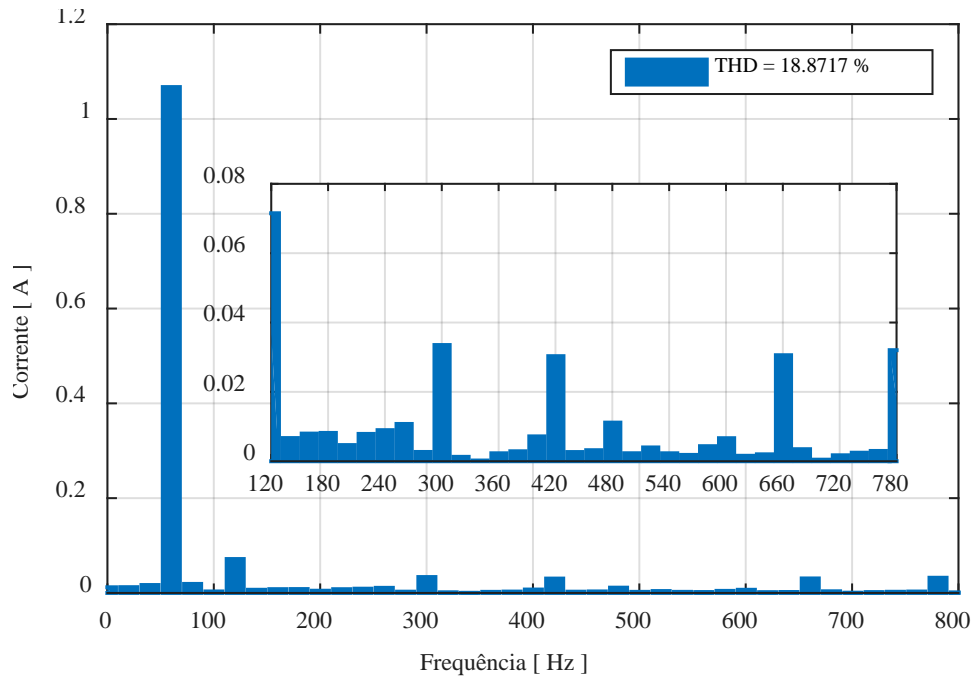
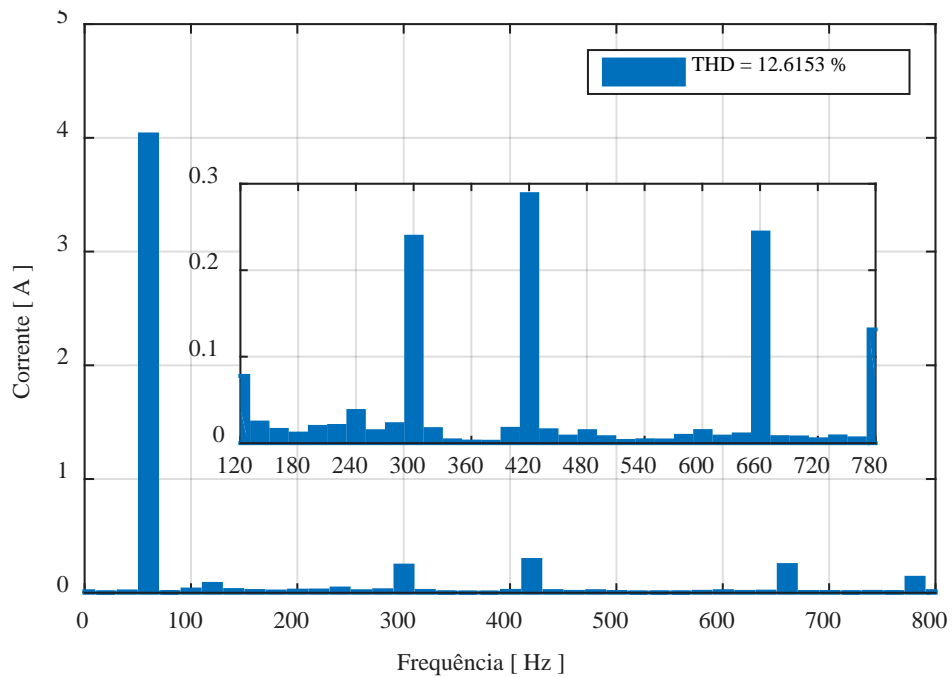


Figura 126 – Caso 03 – Espectro harmônico da corrente da rede entre 4,20 s e 4,23 s



5.3.3 Comparação entre os Sistemas com e sem Filtragem Ativa

Comparando-se a Figura 105, Figura 106 e Figura 107 com a Figura 124, Figura 125 e Figura 126 nota-se a eficiência do sistema de controle proposto, uma vez que houve uma grande redução do conteúdo harmônico da corrente da rede conforme mostrado na Tabela 13:

Tabela 13 – Comparação entre THD da corrente da rede com e sem filtragem ativa

Tempo (s)	THD sem filtragem ativa (%)	THD com filtragem ativa (%)
$1,20 \leq t < 1,23$	20,5377	4,8694
$2,20 \leq t < 2,23$	76,5468	18,8717
$4,20 \leq t < 4,23$	60,3829	12,6153

Utilizando o conceito de tetraedro de potências (WATANABE; STEPHAN, 1991), conforme o ANEXO B, foi possível analisar e interpretar o funcionamento do sistema WT-DFIG quando este é submetido para a carga não-linear do caso 03.

É mostrado pela Figura 127 e pela Tabela 14 que houve uma significativa diminuição da parcela referente a distorção harmônica quando há no sistema a filtragem ativa da corrente da rede para uma carga puramente resistiva no lado CC do retificador de ponte completa.

Figura 127 – Tetraedro de potências monofásico entre 1,20 s e 1,23 s

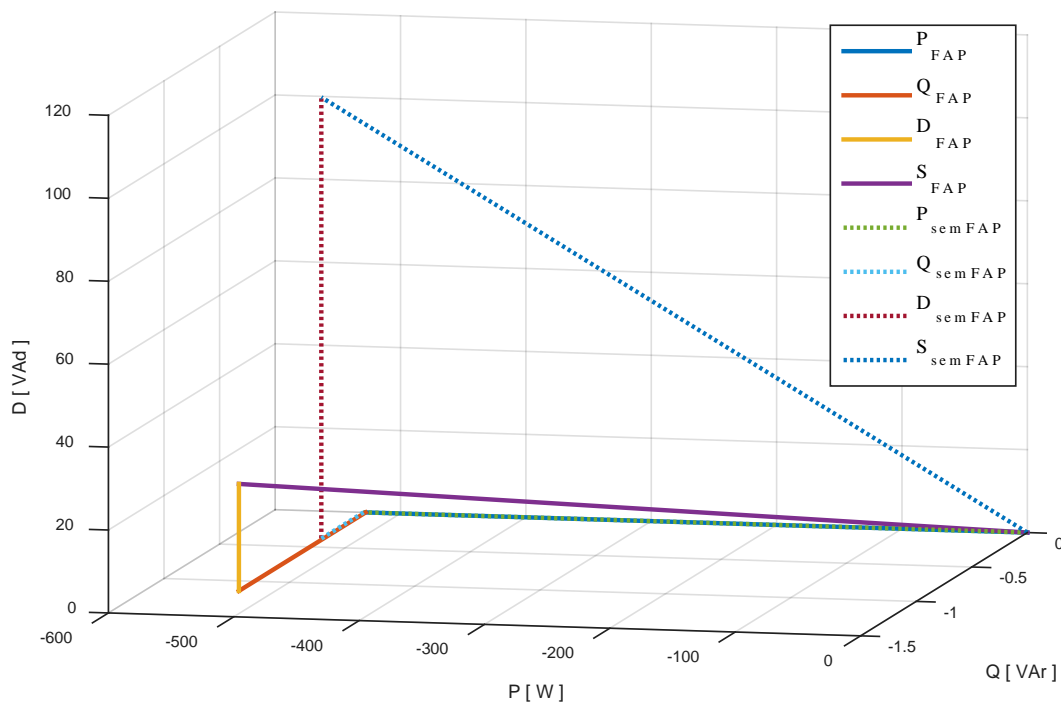


Tabela 14 – Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 1,20 s e 1,23 s

	Filtragem ativa	Sem filtragem ativa
P [W]	1583,49	1588,46
Q [VAr]	3,42	1,14
D [VAd]	77,41	319,24
S [VA]	1585,39	1620,22
Fator de potência (indutivo)	0,99	0,98

Para o segundo perfil de carga conectada ao lado CC do retificador de ponte completa, nota-se uma significativa diminuição da parcela referente a potência de distorção, de modo que o fator de potência do sistema foi de 0,80 para o sistema sem filtragem ativa para 0,98 para o GSC operando como FAP, conforme mostrado pela Figura 128 e pela Tabela 15.

Figura 128 – Tetraedro de potências monofásico entre 2,20 s e 2,23 s

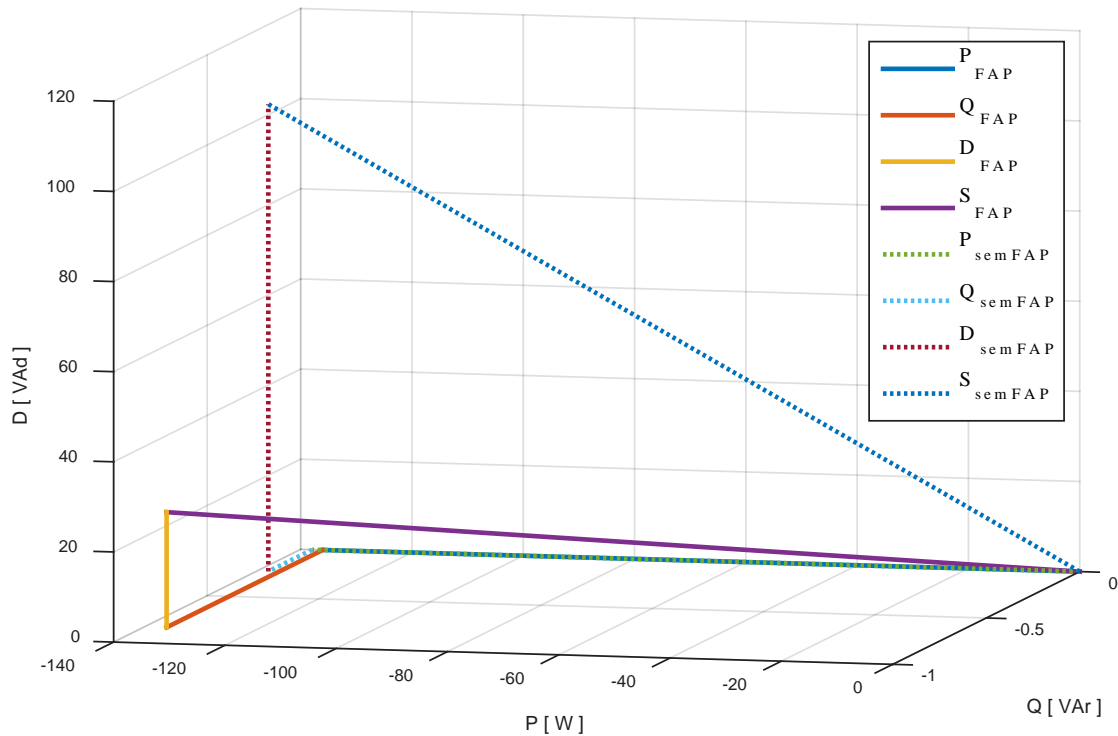


Tabela 15 – Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 2,20 s e 2,23 s

	Filtragem ativa	Sem filtragem ativa
P [W]	409,48	413,76
Q [VAr]	2,50	0,70
D [VAd]	76,69	311,01
S [VA]	415,30	517,61
Fator de potência (indutivo)	0,98	0,80

Por fim, para o terceiro instante de chaveamento de carga no lado CC, pode-se notar que o filtro ativo proposto realizou a compensação harmônica, uma vez houve uma redução para 21% do valor original de potência harmônica sem a filtragem ativa. Nota-se ainda que o fator de potência do sistema foi melhorado de 0,86 para 0,99, conforme mostram a Figura 129 e a Tabela 16.

Figura 129 – Tetraedro de potências monofásico entre 4,20 s e 4,23 s

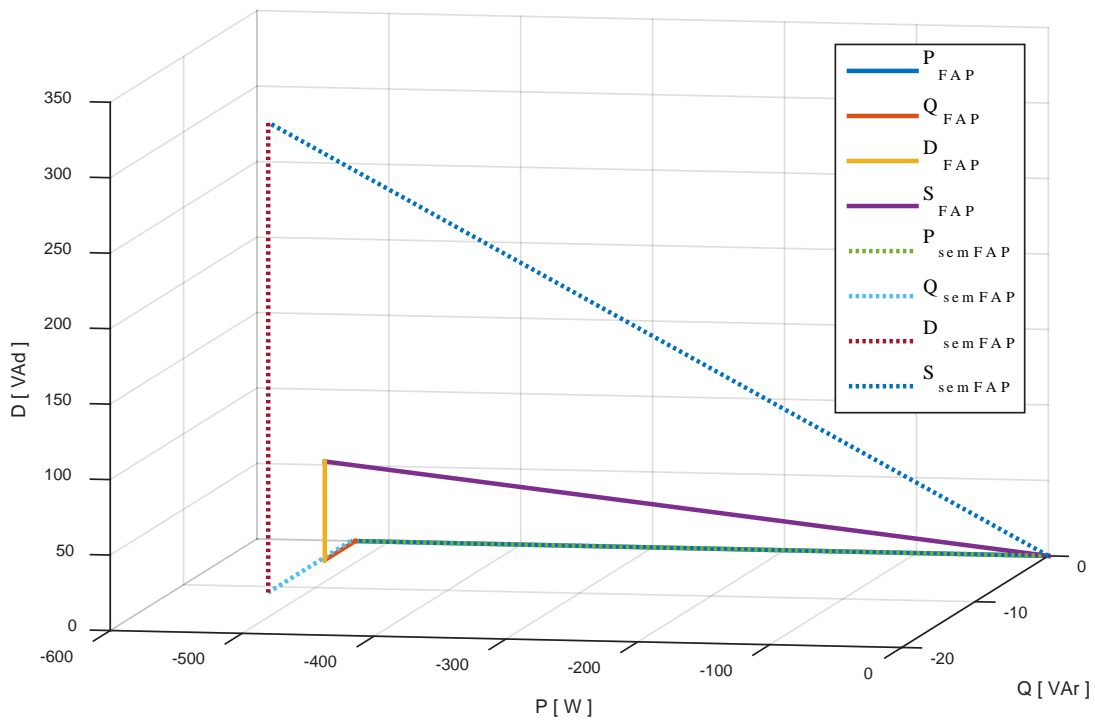


Tabela 16 – Comparação trifásica entre os sistemas com e sem filtragem ativa entre 4,20 s e 4,23 s

	Filtragem ativa	Sem filtragem ativa
P [W]	1576,15	1586,34
Q [VAr]	12,5	33,81
D [VAd]	196,08	934,29
S [VA]	1588,35	1841,34
Fator de potência (indutivo)	0,99	0,86

CONCLUSÃO

Este trabalho abordou o desenvolvimento e simulação de um sistema de geração eólica conectado à rede de distribuição, equipado com gerador de indução duplamente alimentado e tendo um conversor *back-to-back* conectado entre a rede e o rotor para o controle de reativos e a filtragem ativa da corrente da rede. Os modelos da planta e dos controladores para o acionamento do conversor *back-to-back* foram desenvolvidos no ambiente de simulação Matlab®/Simulink®. A dinâmica do sistema foi analisada para diferentes perfis de carga aplicados ao ponto de acoplamento comum. O controlador de ângulo de passo proposto realizou o MPPT para uma velocidade de vento variável, na qual a potência ativa controlada seguiu instantaneamente a de referência, não apresentando perdas associadas às variações de vento.

O controle vetorial orientado pelo fluxo do estator proposto para o RSC garantiu a regulação do torque, mantendo a velocidade do gerador controlada. Este trabalho considerou o gerador operando na velocidade super-síncrona, porém a estratégia de controle proposta permite que se deixe a velocidade do gerador variável de modo que a máquina possa trabalhar tanto na velocidade sub-síncrona quanto na velocidade super-síncrona.

A técnica de controle proposta para o GSC permitiu a regulação da tensão de barramento CC, apresentando ótima resposta transitória e pequena oscilação de amplitude, além disso, esta técnica permitiu o controle de potência ativa e reativa separadamente garantindo que para qualquer perfil de carga aplicada ao PAC houvesse a compensação de reativos. O uso do controlador PR na malha de corrente garantiu uma maior facilidade de implementação, uma vez que o termo de desacoplamento foi completamente eliminado, além disso, garantiu que os harmônicos oriundos do chaveamento do GSC fossem mitigados e apresentou excelente desempenho mantendo a tensão de barramento CC estável mesmo com cargas de perfil não-linear. Ainda para o GSC, foi proposta uma técnica de filtragem ativa da corrente da rede em que foi investigado o comportamento do sistema com e sem a filtragem ativa quando aplicadas cargas de perfil não-linear ao PAC. Para ambos os casos, o sistema apresentou uma resposta parecida, porém o filtro ativo proposto garantiu um perfil senoidal da corrente da rede, baixa oscilação de potência ativa e reativa e fator de potência próximo a unidade.

Desta forma, pode-se concluir que a estratégia de controle proposta se apresentou satisfatória, melhorando a qualidade de energia do sistema, uma vez que houve a compensação de reativos, a filtragem ativa da corrente da rede e o fator de potência foi mantido próximo a unidade. Como trabalhos futuros, propõe-se a implementação e validação prática do sistema teórico desenvolvido e simulado.

PUBLICAÇÕES

Trabalho submetido à periódico

ROCHA, M. A. ; SOUZA, W. G. ; SERNI, P. J. A. ; ANDREOLI, A. L. ; ALVES, A. F. ; SILVA, P. S. . Active and Reactive Power Control of DFIG-Based Wind Turbines: A Proposal Using Proportional Resonant Controllers. **IEEE Latin America Transactions**.

Trabalho aceito para publicação em anais de congresso

ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G.; SERNI, P. J. A.; ANDREOLI, A. L.; CLERICE, G. A. M.; SILVA, P. S. . **Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers Using Proportional-Resonant Controllers**. In: VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos – SBSE, 2018, Niterói – RJ.

Trabalho completo publicado em anais de congresso

SOUZA, W. G. ; ROCHA, M. A. ; SERNI, P. J. A. ; ALVES, A. F. ; ANDREOLI, A. L. ; SILVA, P. S. . **Estudo de Inversor Aplicado A um Sistema Fotovoltaico para Compensação de Reativos**. In: XII LATIN-AMERICAN CONGRESS ELECTRICITY GENERATION AND TRANSMISSION - CLAGTEE, 2017, Mar del Plata. XII LATIN-AMERICAN CONGRESS ELECTRICITY GENERATION AND TRANSMISSION - CLAGTEE, 2017.

ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G. ; SERNI, P. J. A. ; ANDREOLI, A. L. ; ALVES, A. F. ; SILVA, P. S. . **Controle de tensão para geradores de indução auto excitados: Um estudo de caso**. In: IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2016, 2016, Curitiba - PR. 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - Conference Proceedings, 2016.

SOUZA, W. G. ; ROCHA, M. A. ; SERNI, P. J. A. ; ALVES, A. F. ; ANDREOLI, A. L. ; SILVA, P. S. . **Avaliação de um controlador Fuzzy aplicado à sincronização de inversores em configuração Grid-Tie**. In: IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2016, 2016, Curitiba - PR. 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - Conference Proceedings, 2016.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABAD, G. et al. **Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation**. 1. ed. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2011.
- ACKERMANN, T. **Wind Power in Power Systems**. 1. ed. Stockholm, Sweden: John Wiley & Sons, 2005.
- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. 1. ed. São Paulo: Pearson, 1998.
- AKHMATOV, V. **Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power**. Denmark: Technical University of Denmark, DTU, DK-2800 Kgs. Lyngby, Denmark, 2003.
- ALBUQUERQUE, L. T.; PINTO, V. P. Optimal Control Applied in Wind systems Load Nonlinear and Random Wind. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 7, p. 3130–3137, jul. 2016.
- ANEEL. Agência Nacional de Energia Elétrica - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST: Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. 2017.
- BANIOTOPOULOS, C.; BORRI, C.; STATHOPOULOS, T. (EDS.). **Environmental Wind Engineering and Design of Wind Energy Structures**. 1. ed. Wien: Springer, 2013.
- BARBI, I. **Retificadores Trifásicos PWM**. [s.l.: s.n.].
- BIM, E. **Maquinas Eletricas e Acionamento**. 3. ed. Brasil: Elsevier, 2014.
- BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. 1 edition ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.
- BORGONOVO, D. **Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos**. 2005. 255 f. Florianópolis: Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)–Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. 1 edition ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- BOUTOUBAT, M.; MOKRANI, L.; MACHMOUM, M. Control of a wind energy conversion system equipped by a DFIG for active power generation and power quality improvement. **Renewable Energy**, v. 50, p. 378–386, fev. 2013.
- CARRASCO, J. M. et al. Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, jun. 2006.
- CHAPMAN, S. J. **Electric machinery fundamentals**. 5th ed ed. New York: McGraw-Hill, 2012.
- CLARKE, E. **Circuit Analysis of A-C Power Systems - Symmetrical and Related Components**. 4. ed. EUA: General Electric Company, 1950. v. 1
- CRESESB-Centro de Referência para Energia Solar e Eólica. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=com_content&lang=pt&cid=231>. Acesso em: 9 jan. 2018.
- CUSTÓDIO, R. DOS S. **Energia eólica para produção de energia elétrica**. Edição: 2 ed. Brasil: Synergia Editora, 2013.

EISENHUT, C. et al. Wind-Turbine Model for System Simulations Near Cut-In Wind Speed. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 414–420, jun. 2007.

ENERGY.GOV. **The Inside of a Wind Turbine | Department of Energy**. Disponível em: <<https://www.energy.gov/eere/wind/inside-wind-turbine-0>>. Acesso em: 29 ago. 2017.

FAN, L.; MIAO, Z. **Modeling and Analysis of Doubly Fed Induction Generator Wind Energy Systems**. [s.l.] Academic Press, 2015.

GAILLARD, A. et al. Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation. **Renewable Energy**, v. 34, n. 6, p. 1545–1553, jun. 2009.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL. **Global Wind Energy Report: Annual Market Update 2015**. [s.l.] GWEC, 2016.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL. **Global Wind Energy Report: Annual Market Update 2016**. [s.l.] GWEC, 2017.

GOLESTAN, S. et al. PLL With MAF-Based Prefiltering Stage: Small-Signal Modeling and Performance Enhancement. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4013–4019, jun. 2016.

GONÇALVES, A. F. Q. **Sistema de geração distribuída controlado em tensão e potência e utilizado de forma isolada ou conectada à rede de distribuição**. text—São Paulo: Universidade de São Paulo, 29 jan. 2015.

HANSEN, M. O. L. **Aerodynamics of Wind Turbines**. 3 edition ed. New York, NY: Routledge, 2015.

HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. Tradução Rachel J. Waddington. 2 edition ed. Chichester, England ; Hoboken, NJ: Wiley, 2006.

HUANG, Q.; RAJASHEKARA, K. An Improved Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Grid Synchronization Under Distorted and Unbalanced Grid Condition. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 4985–4997, set. 2017.

KITANO, T.; MATSUI, M.; XU, D. **Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link-system design to ensure stability and response**. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. **Anais...** In: THE 27TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2001. IECON '01. 2001

KLUEVER, C. A. **Dynamic Systems: Modeling, Simulation, and Control**. Edição: 1 ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2015.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 2 edition ed. New York: Wiley-IEEE Press, 2002.

LEI, Y. et al. Modeling of the wind turbine with a doubly fed induction generator for grid integration studies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 1, p. 257–264, mar. 2006.

MARQUES, J. Turbinas eólicas: modelo, análise, e controle do gerador de indução com dupla alimentação. 21 dez. 2004.

MOHAMMADI, J. et al. A Combined Vector and Direct Power Control for DFIG-Based Wind Turbines. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 5, n. 3, p. 767–775, jul. 2014.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3 edition ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2002.

MONDAL, S.; KASTHA, D. Improved Direct Torque and Reactive Power Control of a Matrix-Converter-Fed Grid-Connected Doubly Fed Induction Generator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 12, p. 7590–7598, dez. 2015.

MOREIRA, A. B. et al. Power control for wind power generation and current harmonic filtering with doubly fed induction generator. **Renewable Energy**, v. 107, p. 181–193, jul. 2017.

MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 8, n. 3, p. 26–33, maio 2002.

MURARI, A. L. L. F. et al. A Proposal of Project of PI controller gains used on the Control of Doubly-Fed Induction Generators. **IEEE Latin America Transactions**, v. 15, n. 2, p. 173–180, fev. 2017.

NAIDU, N. K. S.; SINGH, B. Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems With Integrated Active Filter Capabilities. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 11, n. 4, p. 923–933, ago. 2015.

NAM, T. Q. et al. **A control strategy to compensate for current and voltage measurement errors in three-phase PWM rectifiers**. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...** In: 2017 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE). out. 2017

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Edição: 6ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Edição: 5ª ed. São Paulo (SP): Pearson, 2010.

ONG, C.-M. **Dynamic Simulations of Electric Machinery. Using Matlab/Simulink**. Edição: 1 ed. Upper Saddle River, N.J: Pearson, 1997.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716–727, jul. 1929.

PATEL, M. R. **Wind and Solar Power Systems**. 1 edition ed. Boca Raton: CRC Press, 1999.

PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 143, n. 3, p. 231–241, 1996.

PETERSSON, A. **Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines**. Doctoral thesis—[s.l.] Chalmers University of Technology, 2005.

PINTO, V. P. **Controladores robustos LQG/LTR com ação integral aplicados ao controle de geradores eólicos interligados ao sistema de distribuição de energia elétrica baseados em máquina de indução duplamente alimentada**. Thesis—Ceará: Universidade Federal do Ceará, jan. 2012.

RASHID, M. **Eletrônica de Potência - Dispositivos, Circuitos e aplicações**. 4. ed. [s.l.] Pearson Education do Brasil, 2014.

REKIOUA, D. **Wind Power Electric Systems: Modeling, Simulation and Control**. 2014 edition ed. New York: Springer, 2014.

- REZNIK, A. et al. $\$LCL\$$ Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, mar. 2014.
- SALLES, M. B. DE C. **Modelagem e análises de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica**. text—São Paulo: Universidade de São Paulo, 2 out. 2009.
- SAMPAIO, L. P. et al. Grid-tie three-phase inverter with active power injection and reactive power compensation. **Renewable Energy**, v. 85, p. 854–864, jan. 2016.
- SEYOUM, D.; GRANTHAM, C.; RAHMAN, M. F. **Simplified flux estimation for control application in induction machines**. Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International. **Anais...** In: ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2003. IEMDC'03. IEEE INTERNATIONAL. jun. 2003
- SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. **Modeling and Analysis with Induction Generators, Third Edition**. [s.l.] CRC Press, 2014.
- SLOOTWEG, J. G. Wind power: Modelling and impact on power system dynamics. 2003.
- SOUZA, W. G. et al. **Avaliação de um controlador Fuzzy Aplicado à Sincronização de Inversores em Configuração Grid-Tie**. 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - Induscon, 2016. **Anais...** In: 12TH IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - CONFERENCE PROCEEDINGS, 2016. Curitiba/PR - Brasil: nov. 2016
- TAMALOUZT, S.; REKIOUA, T.; ABDESSEMED, R. **Direct torque and reactive power control of Grid Connected Doubly Fed Induction Generator for the wind energy conversion**. 2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). **Anais...** In: 2014 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES IN MAGHREB (CISTEM). nov. 2014
- TAPIA, A. et al. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 18, n. 2, p. 194–204, jun. 2003.
- TAVEIROS, F. E. V.; BARROS, L. S.; COSTA, F. B. Back-to-back converter state-feedback control of DFIG (doubly-fed induction generator)-based wind turbines. **Energy**, v. 89, p. 896–906, set. 2015.
- TORO, V. D. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Edição: 1 ed. Rio de Janeiro: LTC Editora, 1994.
- TREMBLAY, E.; ATAYDE, S.; CHANDRA, A. Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP-Based Implementation Approach. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 2, n. 3, p. 288–299, jul. 2011.
- UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. Edição: 7ª ed. Porto Alegre, RS: Mc Graw Hill, 2014.
- VITTAL, V.; AYYANAR, R. **Grid Integration and Dynamic Impact of Wind Energy**. 2012 edition ed. New York, NY: Springer, 2012.
- VOLTOLINI, H. Modelagem e controle de geradores de indução duplamente alimentados com aplicação em sistemas eólicos. 2007.
- WAGNER, H.-J.; MATHUR, J. **Introduction to Wind Energy Systems: Basics, Technology and Operation**. 2nd ed. 2013 edition ed. Heidelberg ; New York: Springer, 2012.

WANG, J. et al. A Method to Improve the Dynamic Performance of Moving Average Filter-Based PLL. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5978–5990, out. 2015.

WATANABE, E.; STEPHAN, R. M. Potência ativa e reativa instantâneas em sistemas elétricos com fontes e cargas genéricas. **Revista da SBA: Controle e Automação**, v. 3, n. 1, 1991.

XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 3, p. 750–758, set. 2006.

ZAVALA, G. C. et al. Simulation and Comparative Analysis of DFIG-based WECS Using Stator Voltage and Stator Flux Reference Frames. **IEEE Latin America Transactions**, v. 15, n. 6, p. 1052–1059, jun. 2017.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. **trans. ASME**, v. 64, n. 11, 1942.

ANEXO A

DADOS DO SISTEMA EÓLICO

A.1 – Dados do DFIG

- Dados de placa:
 - Potência3,0 kW
 - Tensão 220 V
 - Número de polos 4 polos
 - Frequência 60 Hz
- Parâmetros do DFIG referidos ao enrolamento do estator:
 - R_s 0,435 Ω
 - L_{ls} 4,0 mH
 - L_m 69,31 mH
 - R_r' 0,816 Ω
 - L_{lr}' 2,0 mH
- Coeficiente de inércia:
 - J_G 0,089 kg.m²

A.2 – Dados da Turbina Eólica

- Raio 1,1 m
- Relação de engrenagens 3,0
- Densidade do ar 1,225 kg/m³

A.3 – Dados do GSC

- Indutor de filtro 10,0 mH
- Resistência de filtro..... 0,1 Ω
- Capacitor de barramento CC 1,0 mF

A.4 – Dados da Rede

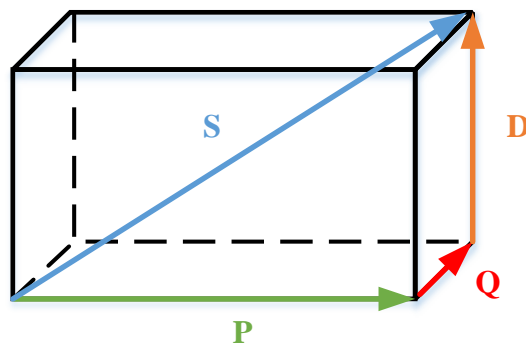
- Tensão de linha 220 V
- Frequência 60 Hz
- Indutor de acoplamento 0,01 mH

ANEXO B

TETRAEDRO DE POTÊNCIAS

O conceito de tetraedro de potências utilizado neste trabalho baseou-se em Watanabe, Stephan (1991) e na Teoria de Budeanu. A abordagem desta teoria é realizada no domínio da frequência. A Figura B.1 mostra a decomposição da potência aparente segundo a proposta de Budeanu.

Figura B.1 - Tetraedro de Potências



A potência aparente é dada por:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (\text{B.1})$$

em que,

$$P = \sum_{h=1}^k V_h I_h \cos \phi_h \quad (\text{B.2})$$

$$Q = \sum_{h=1}^k V_h I_h \sin \phi_h \quad (\text{B.3})$$

$$D = \sum_{h=1}^{k-1} \sum_{m=h+1}^k [(V_h I_m)^2 + (V_m I_h)^2 - 2V_h V_m I_h I_m \cos(\phi_h - \phi_m)] \quad (\text{B.4})$$

Dado que

- P = potência ativa total [W];
- Q = potência reativa a 60 Hz [VAr];
- D = potência de distorção [VAd];

- S = potência aparente [VA];
- V = tensão eficaz [V];
- I = corrente eficaz [A];
- ϕ = ângulo entre a tensão e corrente [°];
- h = ordem harmônica.