

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica - CPDEE
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado

Silas Yunghwa Liu

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador : Prof. Dr. Selênio Rocha Silva

Belo Horizonte, 23 de Fevereiro de 2011.

*À minha família e
aos meus amigos.*

“Um caminho de mil milhas começa com um passo.”

Benjamin Franklin

Agradecimentos

Minha especial gratidão

a Deus por iluminar meu caminho;

ao meu pai e aos meus avós, por sempre cuidarem de mim, pelo apoio, carinho e dedicação;

às minhas irmãs pela amizade e companheirismo;

à minha mãe pelas lembranças;

ao professor Selênio Rocha Silva, pela dedicação, confiança, amizade e entusiasmo;

ao companheiro da Alemanha, Bastian, que contribuiu para o direcionamento e realização deste trabalho;

aos colegas do LCCE, principalmente Heverton, Bené e Tameirão, pela ajuda, companhia e amizade;

aos meus amigos, principalmente Sarsur, Ana e Guaraná, pelo encorajamento e momentos de descontração;

aos colegas, professores e funcionários do PPGEE;

e a todos que contribuíram para a minha formação profissional e pessoal.

Sumário

Resumo	xii
Abstract	xiii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Figuras	xvi
Lista de Símbolos	xxiii
Lista de Abreviaturas	xxvii
1 Introdução	1
1.1. Introdução	1
1.2. Sistemas de Conversão de Energia Eólica	5
1.2.1. Turbinas Eólicas.....	5
1.2.2. Geradores Elétricos em Usinas Eólicas.....	7
1.2.3. Técnicas de Controle do Gerador.....	9
1.3. Espectro Harmônico.....	10
1.4. Afundamentos Momentâneos de Tensão	12
1.5. Revisão Bibliográfica	14
1.6. Motivação e Objetivos	16
1.7. Contribuições Anteriores	16
1.8. Organização do Texto	17
2 Sistema de Conversão de Energia Eólica com DFIG	18
2.1. Introdução	18
2.2. Descrição do WECS	18
2.2.1. Turbina Eólica.....	19

2.2.2.	Caixa de Transmissão	22
2.2.3.	Máquina de Indução com Rotor Bobinado	24
2.2.4.	Filtro LC.....	26
2.2.5.	Barramento CC	27
2.3.	Estratégias de Controle.....	28
2.3.1.	Transformadas de Clark e Park	28
2.3.2.	Controle Orientado pelo Campo (FOC)	29
2.3.2.1.	Controle do Conversor do Lado da Rede (GSC).....	30
2.3.2.2.	Controle do Conversor do Lado do Rotor (RSC).....	33
2.3.3.	Controle Direto de Potência (DPC).....	38
2.3.3.1.	Controle do Conversor do Lado da Rede (GSC).....	39
2.3.3.2.	Controle do Conversor do Lado do Rotor (RSC).....	48
2.4.	Estudo Comparativo.....	54
2.4.1.	Conversor do Lado da Rede (GSC).....	55
2.4.2.	Conversor do Lado do Rotor (RSC).....	57
2.4.3.	GSC e RSC Interligados	59
2.4.4.	Parâmetros da Técnica DPC	64
2.5.	Considerações Finais	69
3	Espectro Harmônico do DFIG.....	70
3.1.	Introdução	70
3.2.	Índices Qualitativos de Energia	70
3.2.1.	Definição dos Índices.....	71
3.2.2.	Normas	72
3.3.	Espectro Harmônico do DFIG	74
3.3.1.	Propagação dos Harmônicos no DFIG	76
3.3.2.	Resultados da Análise no DFIG com DPC	79
3.3.3.	Resultados da Análise no DFIG com FOC	87
3.4.	Influência dos Parâmetros do Sistema.....	93
3.5.	Considerações Finais	100

4	Impacto de Afundamentos Momentâneos de Tensão no DFIG	101
4.1.	Introdução	101
4.2.	AMTs Equilibrados	103
4.2.1.	Análise Teórica	103
4.2.1.1.	Rotor em Circuito Aberto	104
4.2.1.2.	Rotor Controlado pelo RSC	109
4.2.2.	Estudo Comparativo	109
4.2.2.1.	Caso 1: Afundamento para 50% e duração de 500 ms	1100
4.2.2.2.	Caso 2: Afundamento para 20% e duração de 200 ms	115
4.2.2.3.	Excursão das Variáveis	120
4.2.3.	Análise Final	124
4.3.	AMTs Desequilibrados	125
4.3.1.	Análise Teórica	125
4.3.1.1.	Rotor em Circuito Aberto	128
4.3.1.2.	Rotor Controlado pelo RSC	133
4.3.2.	Estudo Comparativo	134
4.3.2.1.	Caso 1: Afundamento tipo C com VAMT = 0,5 e duração de 500ms	134
4.3.2.2.	Caso 2: Afundamento tipo C com VAMT = 0,2 e duração de 200ms	139
4.3.2.3.	Caso 3: Afundamento tipo D com VAMT = 0,5 e duração de 500ms	141
4.3.2.4.	Caso 4: Afundamento tipo D com VAMT = 0,2 e duração de 200ms	143
4.3.3.	Análise Final	145
4.4.	Melhoria da Suportabilidade do DFIG empregando DPC	146
4.4.1.	Caso 1: Afundamento equilibrado para 50% e duração de 500 ms	147
4.4.2.	Caso 2: Afundamento desequilibrado tipo D com VAMT = 0,5 e duração de 500 ms	149
4.4.3.	Análise dos Casos	151
4.5.	Considerações Finais	151
5	Conclusões e Propostas de Continuidade	152
5.1.	Conclusões	152
5.2.	Propostas de Continuidade	154

x

Referências Bibliográficas	155
Apêndice A.....	161
Apêndice B.....	162

Resumo

Com o crescimento da utilização de usinas eólicas no Brasil e no mundo, os códigos de rede e normas internacionais têm ganhado cada vez mais destaque, focando na sua integração à rede e na qualidade da energia gerada. O gerador de indução duplamente excitado (DFIG) é a topologia de máquina mais comercializada mundialmente, e portanto, é a tecnologia empregada neste estudo.

Este trabalho analisa um método de controle diferente do tradicional. O controle direto de potência (DPC) é um método relativamente novo no DFIG, e ainda apresenta um número limitado de pesquisas. O DPC é explicado e uma análise comparativa em relação ao controle orientado pelo campo (FOC) é realizada, para avaliar os benefícios e problemas desse controle. O estudo é feito em ambiente de simulação, utilizando o *Matlab/Simulink*, e utiliza modelos do gerador e da turbina.

Os resultados são obtidos a partir das análises de parâmetros do sistema, tais como potência gerada e fator de potência do sistema. São realizados também estudos do espectro harmônico de corrente da máquina e a sua suportabilidade durante afundamentos momentâneos de tensão (AMT). Os comportamentos das variáveis são comparados com as normas vigentes.

A análise realizada possibilita uma avaliação mais completa do método de controle DPC, enfatizando os pontos em que são necessários estudos mais aprofundados.

Abstract

With the increase of wind turbine generation systems in Brazil and worldwide, the network codes and standards have gained prominence, focusing on the integration with the network, and the quality of the energy supplied. The doubly-fed induction generator (DFIG) is the most commercialized machine topology in the world, and therefore, is the technology employed in this work.

This thesis presents the analysis of a different control method of the system. The direct power control (DPC) is a relatively new method in the DFIG, and still has a limited number of researches. The DPC is explained and a comparative analysis regarding the Field Oriented Control (FOC) is performed, to evaluate the benefits and problems with this control. The study is done on a simulation environment, using the *Matlab/Simulink*, and presents models of both generator and wind turbine.

Results are obtained from the analysis of system parameters, such as generated power and power factor of the system. Studies of the harmonic spectrum resulting from the machine and its supportability to momentary voltage sags (AMT) are also carried out. The behaviors of the variables are compared to the current standards.

The system analysis using DPC provides a more thorough evaluation of this control method, emphasizing the points that need further research.

Lista de Tabelas

1.1: Análise de sustentabilidade das fontes de energia.....	2
1.2: Usinas eólicas instaladas no Brasil.....	4
2.1: Estados das chaves do conversor estático.	42
2.2: Posições das chaves do conversor GSC pelo DPC.....	45
2.3: Efeito dos vetores ativos nas potências geradas.....	52
2.4: Posições das chaves do conversor RSC pelo DPC.....	52
3.1: Limites de correntes harmônicas do guia IEEE 519.	74
3.2: Sequência de giro das harmônicas.....	78
3.3: Reflexão dos harmônicos na máquina.....	84
3.4: Análise da THD no DFIG com DPC.....	87
3.5: Análise da THD no DFIG com FOC.....	92
4.1: Especificações dos Afundamentos de Tensão Recomendados pela IEC para Testes de Sensibilidade em Aerogeradores (IEC, 2008).....	102

Lista de Figuras

1.1: Potência instalada de energia eólica no mundo.....	2
1.2: Os 10 países com maior potência eólica instalada.	3
1.3: Os 10 países com maior crescimento relativo.	3
1.4: Regiões de operação de uma turbina eólica, de acordo com a potência gerada.	6
1.5: Topologia do Gerador de Indução Duplamente Excitado.....	8
1.6: Modos de operação do Gerador de Indução Duplamente Excitado (Rabelo, 2009).....	9
1.7: Exemplo de harmônicos.	11
1.8: Exemplo de um AMT.....	13
2.1: Diagrama esquemático de um WECS utilizando o DFIG.....	19
2.2: Curvas de desempenho da turbina (Machado, 2008).	21
2.3: Representação esquemática do modelo de duas massas.	23
2.4: Circuito equivalente por fase da máquina de indução com rotor bobinado.	26
2.5: Circuito do GSC conectado à rede, com ênfase no filtro indutivo.....	27
2.6: Diagrama de blocos dos controles do GSC com FOC.	32
2.7: Diagrama fasorial para a orientação segundo o fluxo de estator.....	34
2.8: Diagrama de blocos dos controles do RSC com FOC.....	38

2.9: Histerese das potências.....	41
2.10: Representação do plano de tensões dividido em 12 seções e as 6 tensões ativas possíveis.	42
2.11: Representação simplificada do conversor estático do GSC.....	42
2.12: Exemplo do DPC no GSC: orientação dos eixos dq e variação das potências.....	44
2.13: Exemplo do DPC no GSC: aplicação da tensão do conversor e controle das potências.	44
2.14: Diagrama de blocos do controle do GSC das potências.....	46
2.15: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.	47
2.16: Diagrama de blocos dos controles do GSC com DPC.	47
2.17: Diagrama fasorial para a orientação segundo o fluxo de estator, no DPC.	48
2.18: Exemplo do DPC no RSC: aplicação da tensão do conversor e controle das potências.	51
2.19: Diagrama de blocos dos controles do RSC com DPC.....	53
2.20: Transitório de carregamento do capacitor do barramento CC.	55
2.21: Degrau na referência de potência reativa do GSC.	56
2.22: Degrau na referência de potência reativa do RSC.....	57
2.23: Degrau na referência de potência ativa do RSC.....	58
2.24: Características da potência ativa em regime nominal:	60
2.25: Características da potência reativa em regime nominal:	61
2.26: Fator de potência visto pela rede.....	62
2.27: Velocidade mecânica do gerador: (a) FOC e (b) DPC.....	63
2.28: Conjugado mecânico da máquina: (a) FOC e (b) DPC.....	63
2.29: Conjugado eletromagnético da máquina: (a) FOC e (b) DPC.....	63
2.30: Potência da rede para diversas frequências de amostragem dos sinais: (a) – Potência ativa e (b) – Potência reativa.	65

2.31: Fator de potência para diversas frequências de amostragem.	65
2.32: Torque eletromagnético para diversas frequências de amostragem.	65
2.33: Média de chaveamentos dos conversores para diversas frequências de amostragem dos sinais.	66
2.34: Fator de potência para diversas histereses.	67
2.35: Potência da rede para diversas histereses:	68
2.36: Média de chaveamentos dos conversores para diversas histereses.	68
3.1: Sentido de giro das harmônicas de sequência positiva e negativa.	77
3.2: Média de chaveamentos do GSC.	79
3.3: Formas de onda das correntes no filtro e seus espectros harmônicos:	80
3.4: Corrente no rotor da máquina.	81
3.5: Média de chaveamentos do RSC.	82
3.6: Espectro harmônico da corrente no rotor.	82
3.7: Corrente no estator da máquina.	83
3.8: Espectro harmônico da corrente no estator.	83
3.9: Corrente na rede elétrica.	85
3.10: Espectro harmônico da corrente na rede.	85
3.11: Espectro harmônico da corrente na rede considerando inter-harmônicos múltiplos de 1 Hz.	85
3.12: Evolução temporal do espectro harmônico da corrente na rede.	86
3.13: Corrente no filtro.	88
3.14: Espectro harmônico da corrente no filtro.	89
3.15: Corrente no rotor da máquina.	89
3.16: Espectro harmônico da corrente no rotor.	90
3.17: Corrente no estator da máquina.	90
3.18: Espectro harmônico da corrente no estator.	90
3.19: Corrente na rede elétrica.	91

3.20: Espectro harmônico da corrente na rede.	91
3.21: Espectro harmônico da corrente na rede considerando inter-harmônicos múltiplos de 1 Hz (incluindo a fundamental).	91
3.22: Influência da frequência de amostragem nas frequências de chaveamento dos conversores: (a) – GSC e (b) – RSC.	94
3.23: Influência da frequência de amostragem no espectro harmônico da corrente na rede.	95
3.24: Influência da frequência de amostragem na THD e THDz da corrente na rede.	95
3.25: Influência da histerese nas frequências de chaveamento dos conversores: (a) – GSC e (b) – RSC.	96
3.26: Influência da histerese no espectro harmônico da corrente na rede.	97
3.27: Influência da histerese na THD e THDz da corrente na rede.	97
3.28: Influência da potência gerada no espectro harmônico da corrente na rede.	98
3.29: Influência da potência gerada na THD e THDz da corrente na rede.	98
3.30: Influência da potência gerada no espectro harmônico da corrente na rede, com a corrente nominal como base.	99
3.31: Influência da potência gerada na TDD e TDDz da corrente na rede.	99
4.1: Curva de RTF exigido pelos Procedimentos de Rede para geradores eólicos (ANEEL e ONS, 2010a).	102
4.2: Tensões de linha da rede durante um afundamento trifásico de 50%.	104
4.3: Vetor espacial do fluxo de estator no plano complexo durante o AMT trifásico.	105
4.4: Tensões induzidas no rotor durante o AMT trifásico, em referencial fixo.	107
4.5: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT trifásico.	108
4.6: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o afundamento trifásico e a recuperação da rede.	108

4.7: Tensões de linha da rede durante o AMT trifásico do Caso 1.	110
4.8: Correntes de rotor durante o AMT trifásico do Caso 1:.....	110
4.9: Correntes de estator durante o AMT trifásico do Caso 1:.....	111
4.10: Tensão no barramento CC durante o AMT trifásico do Caso 1:.....	112
4.11: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT trifásico do Caso 1: ...	113
4.12: Conjugado eletromagnético durante o AMT trifásico do Caso 1:.....	113
4.13: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT trifásico do Caso 1:.....	114
4.14: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT trifásico do Caso 1:	115
4.15: Tensões de linha da rede durante o AMT trifásico do Caso 2.	115
4.16: Correntes de rotor durante o AMT trifásico do Caso 2:.....	116
4.17: Correntes de estator durante o AMT trifásico do Caso 2:.....	117
4.18: Tensão no barramento CC durante o AMT trifásico do Caso 2:.....	118
4.19: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT trifásico do Caso 2: ...	118
4.20: Conjugado eletromagnético durante o AMT trifásico do Caso 2:.....	119
4.21: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT trifásico do Caso 2:.....	120
4.22: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT trifásico do Caso 2:	120
4.23: Máxima corrente atingida nos conversores estáticos do DFIG com a técnica FOC durante AMTs trifásicos:.....	121
4.24: Máxima corrente atingida nos conversores estáticos do DFIG com a técnica DPC durante AMTs trifásicos:.....	122
4.25: Máxima velocidade mecânica da máquina com a técnica FOC durante AMTs trifásicos.	123
4.26: Máxima tensão no barramento CC com a técnica DPC durante AMTs trifásicos.	123
4.27: Diagrama fasorial para os afundamentos tipo B, tipo C e tipo D.....	125
4.28: Tensões da rede durante o AMT tipo C:	130

4.29: Fluxo de estator durante o AMT tipo C:	130
4.30: Tensões da rede durante o AMT tipo D:	131
4.31: Fluxo de estator durante o AMT tipo D:	131
4.32: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT tipo C:	132
4.33: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT tipo D:	133
4.34: Correntes de rotor durante o AMT tipo C do Caso 1:	135
4.35: Correntes de estator durante o AMT tipo C do Caso 1:	136
4.36: Tensão no barramento CC durante o AMT tipo C do Caso 1:	136
4.37: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT tipo C do Caso 1:	137
4.38: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo C do Caso 1:	137
4.39: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT tipo C do Caso 1:	138
4.40: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT tipo C do Caso 1:	139
4.41: Correntes de rotor durante o AMT tipo C do Caso 2:	140
4.42: Correntes de estator durante o AMT tipo C do Caso 2:	140
4.43: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo C do Caso 2:	141
4.44: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 3:	141
4.45: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 3:	142
4.46: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 3:	142
4.47: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT tipo D do Caso 3:	143
4.48: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 4:	144
4.49: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 4:	145
4.50: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 4:	145
4.51: Correntes de rotor durante o AMT equilibrado do Caso 1:	147
4.52: Correntes de estator durante o AMT equilibrado do Caso 1:	148

4.53: Conjugado eletromagnético durante o AMT equilibrado do Caso 1:	148
4.54: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT equilibrado do Caso 1:	149
4.55: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 2:.....	149
4.56: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 2:.....	150
4.57: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 2:.....	150

Lista de Símbolos

Sobrescritos

*	Valor de referência
<i>e</i>	Grandeza no referencial síncrono
<i>r</i>	Grandeza no referencial do rotor
→	Grandeza vetorial

Subscritos

+	Componente de sequência positiva
–	Componente de sequência negativa
0	Componente de sequência zero
1	Grandeza pré-afundamento
2	Grandeza durante o afundamento
<i>a</i>	Grandeza da fase A
<i>b</i>	Grandeza da fase B
<i>c</i>	Grandeza da fase C
<i>d</i>	Grandeza referida ao eixo direto
<i>f</i>	Componente forçada da grandeza
<i>hys</i>	Histerese
<i>I</i>	Índice relativo à corrente
<i>n</i>	Componente natural da grandeza
<i>q</i>	Grandeza referida ao eixo em quadratura
<i>V</i>	Índice relativo à tensão

β	Ângulo de passo das pás da turbina
σ	Coefficiente de dispersão da máquina
Λ_s	Módulo do fluxo de estator
λ	Relação de velocidades
λ_r	Enlace de fluxo do rotor
λ_s	Enlace de fluxo do estator
$\lambda_{\text{ótimo}}$	Relação de velocidades ótima da turbina
ρ	Densidade do ar
θ_r	Ângulo da tensão do rotor
θ_s	Ângulo do fluxo de estator
θ_{sr}	Diferença dos ângulos θ_s e θ_r
θ_{tg}	Ângulo de torção do eixo de baixa velocidade
θ_{v_s}	Ângulo da tensão da rede
ω_1	Frequência fundamental
ω_m	Velocidade mecânica do gerador (rad/s)
ω_r	Velocidade elétrica do rotor (rad/s)
ω_s	Velocidade elétrica da rede (rad/s)
ω_{sr}	Diferença das frequências de estator e rotor
ω_t	Velocidade rotacional da turbina (rad/s)
τ_s	Constante de tempo estatórica
A	Área varrida pelas pás da turbina
C	Capacitância do barramento CC
C_p	Coefficiente de potência
C_{pMAX}	Coefficiente de potência máximo da turbina
C_q	Coefficiente de torque
D_{mt}	Coefficiente de amortecimento do efeito torsional
E	Energia cinética
f	Frequência da rede (Hz)
f_n	Frequência fundamental da rede (Hz)
f_r	Frequência elétrica fundamental no rotor (Hz)
f_s	Frequência harmônica no estator (Hz)
fp	Fator de potência
h	Ordem harmônica
i_{dc}	Corrente no barramento CC
i_{dc_n}	Corrente do GSC para o barramento CC

i_{dc_r}	Corrente do RSC para o barramento CC
i_{m_s}	Corrente de magnetização do estator
i_n	Corrente do filtro
i_r	Corrente no rotor
i_s	Corrente no estator
I_h	Corrente harmônica de ordem h
I_n	Corrente inter-harmônica de ordem n
J_g	Inércia do gerador
J_t	Inércia da turbina
k	Relação de transmissão
K_{mt}	Constante de elasticidade do eixo
L_f	Indutância do filtro
L_m	Indutância de magnetização
L_r	Indutância própria do rotor
L_s	Indutância própria do estator
n	Ordem inter-harmônica
P	Número de par de pólos
P_g	Potência ativa do gerador
P_{MPPT}	Potência de máxima eficiência da turbina
P_n	Potência ativa do rotor
P_s	Potência ativa do estator
P_{TOT}	Potência total gerada
P_{turb}	Potência fornecida pela turbina
Q_g	Potência reativa do gerador
Q_n	Potência reativa do rotor
Q_s	Potência reativa do estator
R	Raio das pás da turbina
R_f	Resistência inerente do filtro
R_r	Resistência de rotor
R_s	Resistência de estator
s	Frequência complexa na Transformada de Laplace
s	Escorregamento
S_g	Potência aparente do gerador
t_{AMT}	Tempo inicial do AMT
T	Período fundamental

T_e	Torque eletromagnético
T_{mec}	Torque mecânico
T_s	Período de amostragem
$T_{torção}$	Torque no eixo
T_{turb}	Torque fornecido pela turbina
v_{dc}	Tensão no barramento CC
v_g	Tensão na rede
v_n	Tensão na saída do conversor GSC
v_r	Tensão no rotor
v_s	Tensão no estator
V_1	Tensão pré-afundamento
V_2	Tensão durante o afundamento
V_{AMT}	Tensão característica do AMT
V_g	Módulo da tensão de fase na rede
V_h	Tensão harmônica de ordem h
V_n	Tensão inter-harmônica de ordem n
V_s	Módulo da tensão no estator
V	Velocidade do vento (m/s)

Lista de Abreviaturas

AMT	Afundamento Momentâneo de Tensão
CC	Corrente Contínua
DFIG	“Doubly-Fed Induction Generator” Gerador de Indução Duplamente Excitado
DFT	“Discrete Fourier Transform” Transformada Discreta de Fourier
DPC	“Direct Power Control” Controle Direto de Potência
DSP	“Digital Signal Processor” Processador Digital de Sinais
DSVM	“Discrete Space Vector Modulation” Modulação Discreta por Vetores Espaciais
DTC	“Direct Torque Control” Controle Direto de Torque

FCM	“Frequency Coupling Matrix” Matriz de Acoplamento em Frequência
FFT	“Fast Fourier Transform” Transformada Rápida de Fourier
FOC	“Field Oriented Control” Controle Orientado pelo Campo
FT	“Fourier Transform” Transformada de Fourier
GSC	“Grid Side Converter” Conversor da Lado da Rede
MPPT	“Maximum Power Point Tracking” Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
PCC	“Point of Common Coupling” Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional Integral
PLL	“Phase-Locked-Loop” Laço em Fase
PWM	“Pulse Width Modulation” Modulação por Largura de Pulso
RSC	“Rotor Side Converter” Conversor do Lado do Rotor

RTF	“Ride-Through Fault Capability” Suportabilidade do Sistema Frente às Falhas
SIN	Sistema Interligado Nacional
TDD	“Total Demand Distortion” Distorção de Demanda Total
THD	“Total Harmonic Distortion” Distorção Harmônica Total
TDDz	“Total Demand Distortion with Interharmonics” Distorção de Demanda Total com Inter-harmônicos
THDz	“Total Harmonic Distortion with Interharmonics” Distorção Harmônica Total com Inter-harmônicos
VTCD	Variação de Tensão de Curta Duração
WECS	“Wind Energy Conversion System” Sistema de Conversão de Energia Eólica

Introdução

1.1. Introdução

A utilização da energia sempre foi uma preocupação do homem e é uma questão muito importante para a sociedade moderna. Uma vez que a energia elétrica é obtida a partir da transformação de outras fontes primárias de energia, diversos fatores levam à necessidade de inovações e preocupações quanto às fontes de energia elétrica. A demanda crescente de energia pela sociedade, a quantidade limitada de combustíveis fósseis, a emissão de gases e a preocupação com o aquecimento global e as crises financeira e energética que assolam o mundo são alguns dos fatores que contribuem para a urgência de pesquisas em fontes alternativas de energia e a crescente utilização das mesmas (Asif and Muneer, 2007).

Existem diversas fontes de energia alternativa, sendo as mais destacadas atualmente, a utilização da energia solar e da energia dos ventos. A geração a partir da energia eólica vem se destacando a cada ano como a mais rentável e atrativa, como mostra a Tabela 1.1 (Onat and Bayar, 2010). Nesta tabela cada fonte de energia é enumerada de 1 a 8, sendo 1 o melhor caso e 8 o pior, em 8 fatores: custo de produção da energia, emissão de CO₂, disponibilidade da fonte, eficiência, consumo de água potável, uso da terra, custos externos e benefícios comunitários. Os fatores de cada fonte são somados e então as fontes de energia são enumeradas de acordo com sua ordem de sustentabilidade.

Tabela 1.1: Análise de sustentabilidade das fontes de energia.

Tecnologia	Custo unitário da energia	Emissões de CO ₂	Disponibilidade	Eficiência	Consumo de água potável	Uso da terra	Influências sociais		Total	Ordem de Sustentabilidade
							Custos externos	Benefícios externos		
Eólica	6	2	2	6	1	8	3	1	29	1
Nuclear	1	1	8	3	8	1	1	8	31	2
Hidroelétrica	4	4	3	1	3	7	7	3	32	3
Fotovoltaica	8	3	1	8	2	5	4	2	33	4
Geotérmica	5	5	4	7	5	6	2	4	38	5
Gás natural	3	7	6	2	6	2	6	6	38	6
Células de Hidrogênio	7	6	7	4	4	4	5	5	42	7
Carvão	2	8	5	5	7	3	8	7	45	8

No final do ano de 2009, toda a energia eólica instalada no mundo gerava 340 TWh por ano, correspondendo a toda a demanda da Itália, ou ainda, 2% de todo o consumo elétrico global (WWEA, 2010). No final desse mesmo ano, a potência total instalada em todo o mundo foi de 159.213 MW, com previsão de 203.500 MW para o final de 2010. A Figura 1.1 (WWEA, 2010) ilustra o crescimento da capacidade instalada e mostra que a cada 3 anos, a capacidade eólica é dobrada. Esses números reforçam o fato de que a geração eólica vem ganhando cada vez mais espaço na geração de energia no mundo todo e que é fundamental para o desenvolvimento da sociedade.



Figura 1.1: Potência instalada de energia eólica no mundo.

Em 2009, a China passou a Alemanha na classificação dos países com maior potência eólica instalada, ficando apenas atrás dos Estados Unidos, como pode ser observado na Figura 1.2 (WWEA, 2010). Já dentre os cinco países que apresentaram maior crescimento relativo, quatro deles se localizam em continentes que possuem pouca participação eólica global: México, Turquia, Marrocos e Brasil, como mostra a Figura 1.3 (WWEA, 2010).

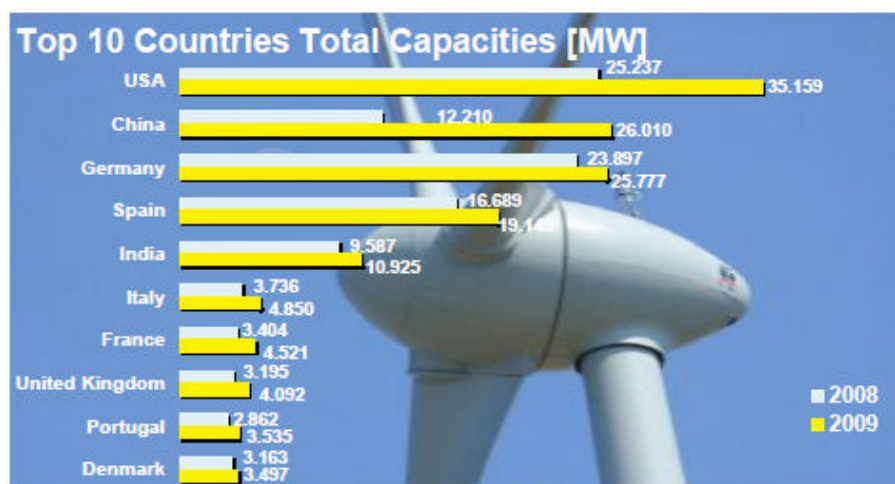


Figura 1.2: Os 10 países com maior potência eólica instalada.

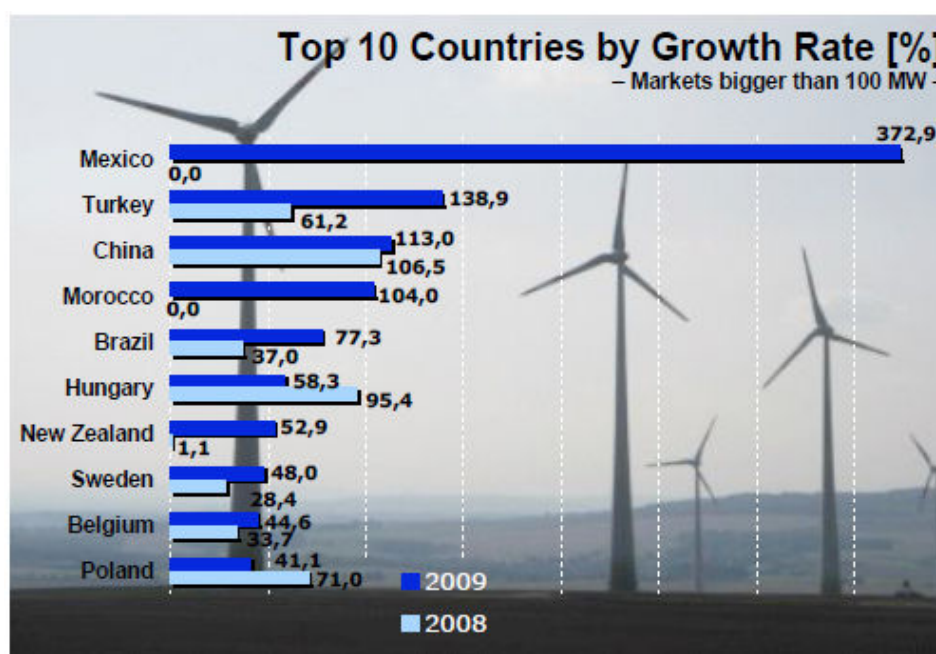


Figura 1.3: Os 10 países com maior crescimento relativo.

No final de 2009, o Brasil ocupava a 21ª posição no ranking mundial de potência eólica instalada, com um total de 600 MW. Atualmente, o país possui mais de 920 MW, com um total de 51 usinas instaladas, como mostra a Tabela 1.2 (ANEEL, 2010a). Esse crescimento se deve em grande parte ao Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), criado através da Lei nº 10.438, de 26 de abril de 2002 e revisado pela Lei nº 10.762, de 11 de novembro de 2003.

Tabela 1.2: Usinas eólicas instaladas no Brasil.

<i>Usina</i>	<i>Potência (kW)</i>	<i>Usina</i>	<i>Potência (kW)</i>
Praia Formosa	104.400	Gravatá Fuitrade	4.950
Canoa Quebrada ¹	57.000	Mandacaru	4.950
Icaraízinho	54.600	Pirauá	4.950
Alegria I	51.000	Santa Maria	4.950
Bons Ventos	50.000	Xavante	4.950
Índios	50.000	Horizonte	4.800
Osório	50.000	Albatroz	4.500
Sangradouro	50.000	Atlântica	4.500
Rio do Fogo	49.300	Camurim	4.500
Volta do Rio	42.000	Caravela	4.500
Praias de Parajuru	38.804	Coelhos I	4.500
Enacel	31.500	Coelhos II	4.500
Praias de Parajuru	28.804	Coelhos III	4.500
Praia do Morgado	28.800	Coelhos IV	4.500
Gargaú	28.050	Mataraca	4.500
Beberibe	25.600	Presidente	4.500
Foz do Rio Choró	25.200	Vitória	4.500
Paracuru	23.400	Lagoa do Mato	3.230
Pedra do Sal	18.000	Palmas	2.500
Taíba Albatroz	16.500	Mucuripe	2.400
Eólica Canoa Quebrada ²	10.500	Macau	1.800
Millennium	10.200	Bom Jardim	600
Prainha	10.000	Fernando de Noronha	225
Água Doce	9.000	Olinda	225
Palmares	8.000	IMT	2,20
Taíba	5.000		
Total	51 Usinas	Potência Total	928.986,20 kW

¹ Canoa Quebrada: Proprietário: Bons Ventos Geradora de Energia S.A.

² Eólica Canoa Quebrada: Proprietário: Rosa dos Ventos Geração e Comercialização de Energia S.A.

O Brasil apresenta um grande potencial eólico, estimado em 200 GW, e este vem sendo explorado cada vez mais. Decorre então a necessidade de mais estudos quanto à própria tecnologia empregada nos geradores eólicos e o impacto da sua inserção ao Sistema Interligado Nacional (SIN).

1.2. Sistemas de Conversão de Energia Eólica

A energia eólica se caracteriza como uma fonte de energia renovável e limpa. Com o avanço da tecnologia e o progresso da eletrônica de potência, tem-se hoje diversas topologias diferentes para sistemas de conversão de energia eólica (WECS - "Wind Energy Conversion System"). Em um WECS existem dois componentes fundamentais: a turbina e o gerador. Os dois serão tratados brevemente a seguir, assim como as técnicas de controle empregadas nestes equipamentos.

1.2.1. Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas são responsáveis por converter a energia dos ventos em energia mecânica, no eixo do gerador. Há vários critérios em que pode-se classificar as turbinas existentes:

- Porte da turbina: dependendo da aplicação do sistema, este pode ser de uso local com frações de quilowatts até sistemas de geração e distribuição, atingindo cerca de 6 megawatts;
- Eixo de rotação: as turbinas podem ter eixo horizontal (rotor hélice, rotor multi-pá, rotor holandês, etc.) ou eixo vertical (rotor Savonius, rotor Darrieus, etc.);
- Número de pás: o número de pás impacta nas turbinas de eixo horizontal. As turbinas com três pás são as mais utilizadas por apresentarem maior estabilidade e rendimento (Oliveira et al., 2007);
- Velocidade de operação: as turbinas podem funcionar a velocidade fixa ou a velocidade variável. Junto à velocidade de operação caracteriza-se também

o tipo de ligação do sistema à rede elétrica e o tipo de gerador empregado. As turbinas a velocidade fixa geralmente empregam geradores de indução em gaiola e se conectam diretamente à rede. As turbinas a velocidade variável podem utilizar geradores síncronos ou geradores de indução. A sua ligação à rede é geralmente feita através do uso de conversores estáticos;

- Controle de potência: quando o vento incidente na turbina é superior à velocidade nominal, a potência gerada deve se manter a mesma. Necessita-se então de um controle da potência extraída dos ventos pelas turbinas. Há o controle de estol (Stall regulation) e o controle de passo (Pitch control). O controle de estol é um sistema passivo, geralmente empregado em turbinas que funcionam a velocidade fixa. Já o controle de passo é um sistema ativo, que controla o ângulo de passo das turbinas.

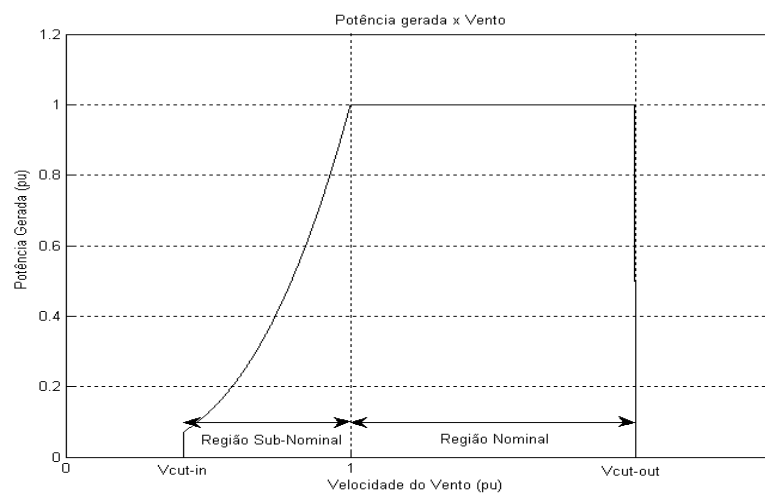


Figura 1.4: Regiões de operação de uma turbina eólica, de acordo com a potência gerada.

Antes de se projetar e construir um WECS, deve-se realizar estudos estatísticos dos ventos do local, obtidos a partir de medições e estudos do relevo próximo. A partir de análises estatísticas, define-se então a melhor turbina, conforme a Figura 1.4, que retrata as regiões de operação de uma turbina eólica em função da potência extraída. A turbina começa a funcionar com ventos a partir da velocidade V_{cut-in} e a potência gerada é proporcional ao cubo da velocidade do vento. Ao atingir a velocidade nominal do vento, a potência gerada corresponde a 1 pu. Essa região, onde a potência varia com a velocidade do vento, é denominada de Região

Sub-Nominal. Para ventos entre 1 pu e a velocidade $V_{cut-out}$, a potência extraída é fixa em 1 pu. Esta região é denominada de Região Nominal e o controle de potência controla a turbina. Para velocidades de vento acima de $V_{cut-out}$, a turbina é desligada, para evitar possíveis danos à estrutura do sistema.

As características da turbina eólica serão apresentadas no próximo capítulo.

1.2.2. Geradores Elétricos em Usinas Eólicas

Os geradores elétricos são responsáveis por converter a energia mecânica obtida da turbina eólica em energia elétrica. Atualmente existem no mercado sete tecnologias de sistemas de geração para turbinas eólicas (Pereira et al., 2010). A conexão deles com a rede elétrica pode ser feita de forma direta ou pela utilização de conversores estáticos, dependendo da tecnologia. A ligação ao eixo da turbina eólica também pode ser feita de forma direta ou através do uso de caixa de transmissão. Os principais tipos de geradores utilizados no mundo são o gerador síncrono, sem caixa de transmissão e com faixa plena de variação de velocidade e o gerador de indução com rotor bobinado, que necessita da caixa de transmissão e conversores estáticos.

O gerador de indução duplamente excitado (DFIG – “Doubly-Fed Induction Generator”) é a tecnologia avaliada neste estudo, uma vez que se apresenta como a mais promissora e utilizada no mundo (Oliveira, 2009). O DFIG utiliza um gerador de indução com rotor bobinado e é alimentado através de dois circuitos. O estator da máquina é alimentado diretamente à rede enquanto o rotor é ligado ao sistema elétrico através de dois conversores estáticos em topologia back-to-back, conectados por um barramento de corrente contínua (CC). A topologia DFIG é ilustrada na Figura 1.5.

Uma das grandes vantagens do DFIG é a respeito dos seus conversores. Eles permitem o fluxo bidirecional de potência e são dimensionados apenas para uma fração do valor nominal do gerador. Devido ao fato do estator ser ligado diretamente à rede, a maior parte da potência da máquina flui por esse circuito. Os conversores ligados ao rotor possuem apenas cerca de 25% a 30% da potência nominal da máquina. O uso dos conversores ainda garante menor impacto na rede elétrica, em comparação com outras tecnologias como o gerador de indução em gaiola (Silva et al., 2006).

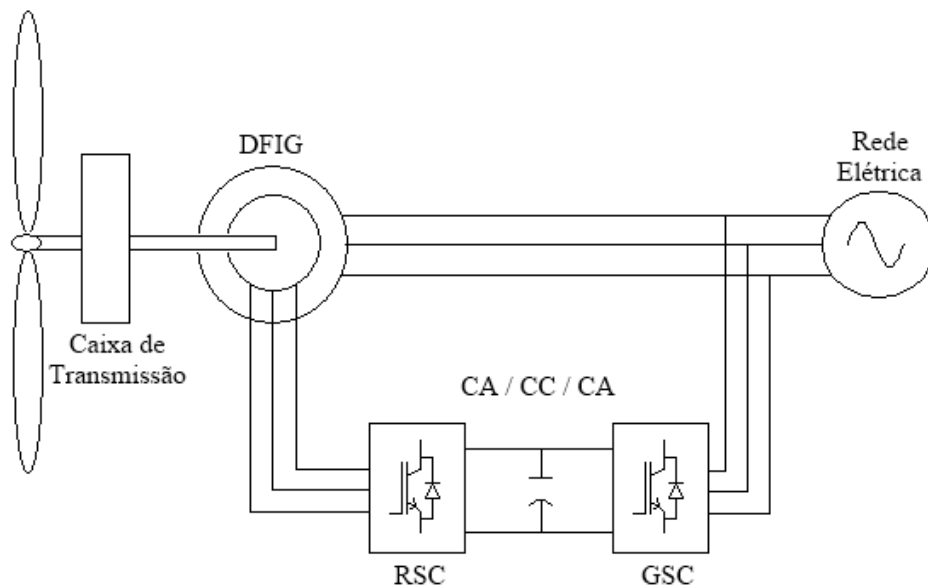


Figura 1.5: Topologia do Gerador de Indução Duplamente Excitado.

Os dois conversores estáticos do DFIG são denominados de Conversor do Lado da Rede (GSC – “Grid Side Converter”) e Conversor do Lado do Rotor (RSC – “Rotor Side Converter”). Em regime normal de geração, o GSC funciona como um retificador e controla a tensão do barramento CC e a potência reativa que flui desse barramento para a rede. O RSC funciona como um inversor e alimenta o rotor da máquina, controlando as potências ativa e reativa que fluem do estator para a rede. O controle dos dois conversores permite uma excursão na velocidade da máquina limitada em $\pm 30\%$ em torno do valor nominal. Isso é possível uma vez que o DFIG permite o funcionamento nas duas regiões de velocidade, ilustrados na Figura 1.6 (Rabelo, 2009):

- Velocidade subsíncrona: neste modo de operação a velocidade do rotor é menor que a velocidade síncrona da máquina. O circuito de rotor consome potência ativa do estator. A potência total gerada (P_{TOT}) é a diferença entre a potência gerada pelo estator (P_S) e a potência consumida pelo rotor (P_n).
- Velocidade supersíncrona: neste modo de operação a velocidade do rotor é maior que a velocidade síncrona da máquina. O rotor e o estator geram potência. A potência total gerada (P_{TOT}) é então a soma da potência gerada pelo estator (P_S) com a potência gerada pelo rotor (P_n).

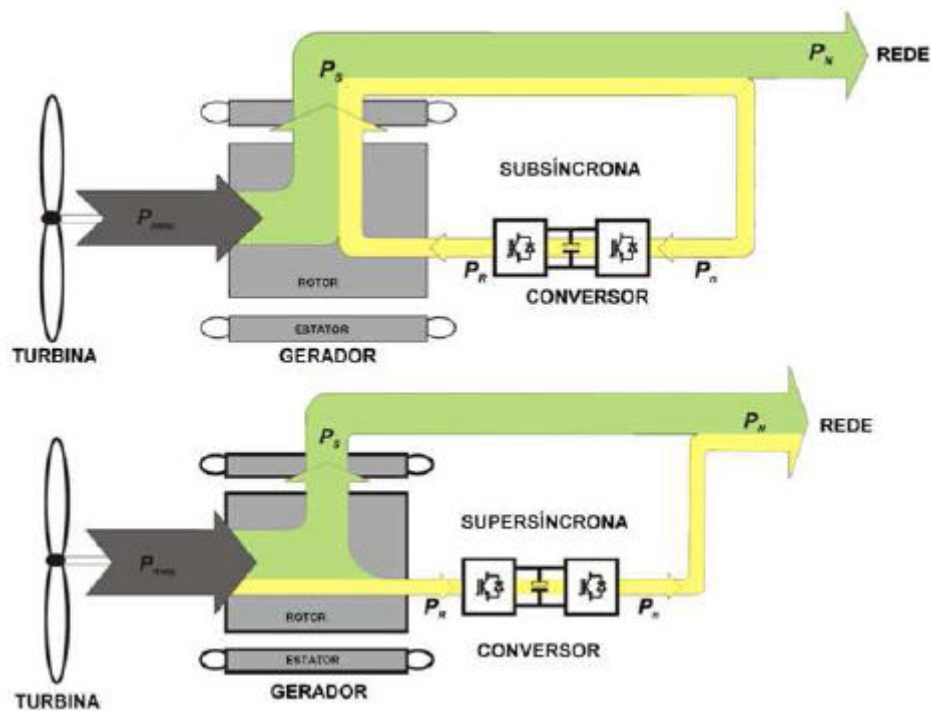


Figura 1.6: Modos de operação do Gerador de Indução Duplamente Excitado (Rabelo, 2009).

Como desvantagens desta tecnologia, têm-se o uso da caixa de transmissão conectando a turbina ao gerador, representando uma fragilidade mecânica do sistema e a conexão direta do estator à rede elétrica, tornando o WECS bastante susceptível a distúrbios da rede, tais como afundamentos de tensão e desequilíbrios de tensão.

Os capítulos seguintes aprofundam a análise sobre esta tecnologia.

1.2.3. Técnicas de Controle do Gerador

O controle orientado pelo campo (FOC – “Field Oriented Control”) ou controle vetorial constitui a técnica convencionalmente utilizada no DFIG e baseia-se em malhas de controle, com malhas internas de corrente e malhas externas de tensão, potência ou conjugado (Stopa, 1997). Esse controle utiliza as transformadas de

Clark e Park (Krause, 1986) para o desacoplamento das potências ativa e reativa e necessita do conhecimento e obtenção de parâmetros internos da máquina, tais como resistências e reatâncias de estator, rotor e mútuas. A estabilidade do sistema e a resposta adequada dos controladores para toda a faixa de operação da máquina são aspectos essenciais nesta técnica.

A estratégia de controle empregada neste trabalho é o controle direto de potência (DPC – “Direct Power Control”) e caracteriza-se como uma estratégia de controle alternativa. Ela não depende dos parâmetros internos da máquina e consiste de controladores tipo histerese para as potências. Como característica desse tipo de controle, tem-se a que a frequência de chaveamento dos conversores não é fixa. Os valores instantâneos das potências ativa e reativa são calculados e comparados com os valores de referência. A partir da posição vetorial da tensão ou do fluxo no plano de tensões, é possível construir uma tabela pré-determinada das posições das chaves dos conversores, a fim de se aumentar ou diminuir cada potência, de acordo com a saída da histerese.

Pelo fato do DPC ser uma estratégia de controle relativamente nova, a proposta desse trabalho é investigar a sua utilização no DFIG, bem como a sua influência na qualidade da energia gerada e a suportabilidade do sistema perante distúrbios da rede elétrica. Esse estudo é de fundamental importância, uma vez que ainda são poucos os trabalhos divulgados na literatura com ênfase no conteúdo deste trabalho. A estratégia DPC será detalhada no próximo capítulo.

1.3. Espectro Harmônico

As distorções harmônicas relacionadas ao DFIG têm sido alvo de diversos estudos, como Lindholm and Rasmussen (2003), Saniter et al. (2003) e Papathanassiou and Papadopoulos (2006). Devido à natureza da utilização de conversores estáticos, é de fundamental importância, a análise da qualidade da energia gerada. No Brasil existem recomendações quanto às distorções harmônicas das tensões conectadas à rede, apresentadas nos Procedimentos de Rede (ANEEL e ONS, 2010) e nos Procedimentos de Distribuição (ANEEL, 2010). No âmbito internacional também há recomendações, como o apresentado pelo IEEE (1992).

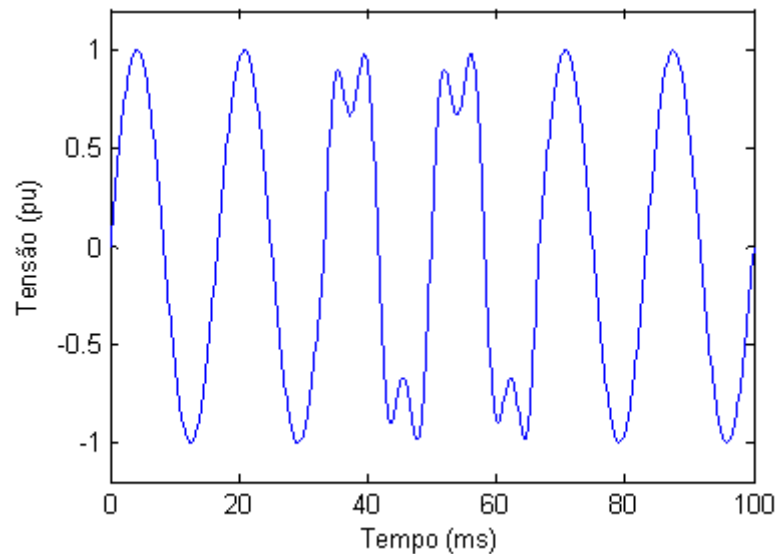


Figura 1.7: Exemplo de harmônicos.

Os harmônicos se definem como o conteúdo de um sinal cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência real do sistema (Arrillaga and Watson, 2003). No caso do sistema elétrico brasileiro, a frequência fundamental é 60 Hz e os harmônicos são todos os sinais múltiplos inteiros de 60 Hz que porventura apareçam na tensão ou na corrente. Os harmônicos vêm ganhando foco de estudos nos últimos anos, devido à crescente utilização da eletrônica de potência e conversores estáticos, uma grande fonte de harmônicos. Na Figura 1.7 observa-se a resultante de uma harmônica de 3^a ordem sobreposta à fundamental, com um leve deslocamento de fase, durante dois ciclos de onda.

Como impactos da presença de harmônicos no sistema pode-se citar a possibilidade de amplificação dos níveis harmônicos já existentes, devido a ressonâncias série e paralelo com a rede; redução na eficiência da geração, transmissão e utilização da energia elétrica; redução da vida útil dos sistemas elétricos e mal funcionamento dos mesmos. A existência de harmônicos ainda trás impactos no gerador, tais como aumento do aquecimento devido ao crescimento das perdas no ferro e cobre nas frequências harmônicas; emissão de ruídos audíveis; e conjugados frenantes e/ou conjugados pulsantes na máquina. Isso tudo compromete a máquina e pode reduzir sua vida útil.

Os inter-harmônicos recebem a mesma definição dos harmônicos, exceto pelo fato de serem múltiplos não inteiros da frequência real do sistema (Saniter et al., 2003). O estudo relacionado aos inter-harmônicos ainda é bastante restrito, embora eles existam em diversas ocasiões como em fornos de fundição ou, no caso de estudo proposto, o DFIG. Uma vez que, como já mencionado, a estratégia de controle DPC não possui uma frequência de chaveamento fixa, ela acaba resultando em um espectro inter-harmônico, além das reflexões naturais de inter-harmônicos entre o estator e o rotor da máquina.

Neste trabalho são estudadas a origem dos harmônicos e inter-harmônicos gerados no DFIG, utilizando o controle DPC, além da medição dos mesmos, através de índices qualitativos de energia como o THD e o THDz. Mais detalhes acerca dos harmônicos assim como as normas serão abordados nos próximos capítulos.

1.4. Afundamentos Momentâneos de Tensão

Um outro aspecto importante relacionado à qualidade da energia gerada diz respeito às variações de tensão de curta duração (VTCD) e a suportabilidade do sistema de geração eólica. Esse trabalho é focado nos afundamentos momentâneos de tensão (AMT), por serem a principal causa de distúrbios na rede (cerca de 68% dos eventos) e por resultar em perdas na produção, mal funcionamento de equipamentos eletrônicos e até desligamento de usinas eólicas.

Segundo os Procedimentos de Rede (ANEEL e ONS, 2010), uma VTCD é definida como um evento aleatório de tensão caracterizado por desvio significativo, por curto intervalo de tempo, do valor eficaz da tensão. A VTCD normalmente se refere à tensão fase-neutro e é descrita monofasicamente pelos parâmetros amplitude e duração. A amplitude da VTCD é definida pelo valor extremo do valor eficaz da tensão em relação à tensão nominal do sistema no ponto considerado, enquanto perdurar o evento. A duração da VTCD é definida pelo tempo decorrido entre o instante em que o valor eficaz da tensão em relação à tensão nominal do sistema ultrapassa determinado limite e o instante em que essa variável volta a cruzar esse limite.

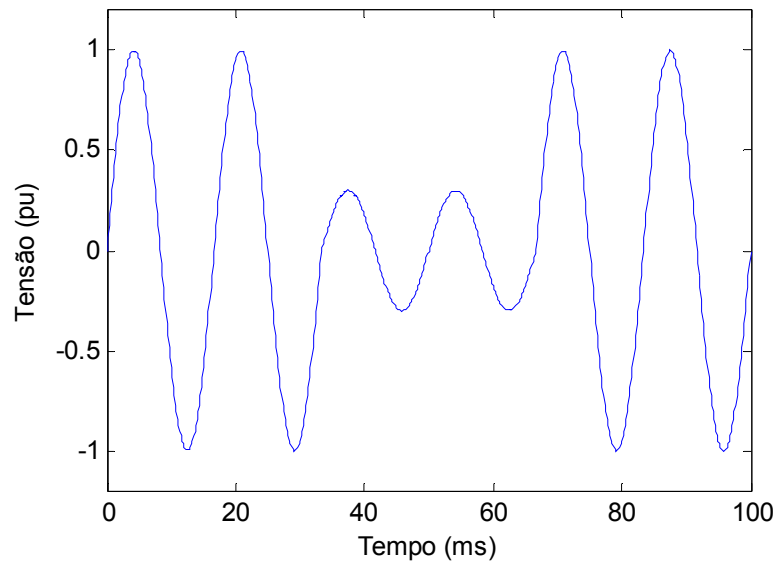


Figura 1.8: Exemplo de um AMT.

Um AMT é definido como um evento em que o valor eficaz da tensão é superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu da tensão nominal, durante um intervalo de tempo com duração superior ou igual a um ciclo (16,67 ms) e inferior ou igual a três segundos (ANEEL e ONS, 2010). Na Figura 1.8 há um exemplo de um AMT em uma fase da tensão. Os AMTs podem ser classificados como fase-terra, fase-fase, fase-fase-terra ou trifásicos (Bollen, 2000).

Os Procedimentos de Rede apresentam normas quanto à suportabilidade de usinas eólicas integradas à rede durante faltas (RTF – “ride-through fault capability”) (Erlich and Bachmann, 2005). O objetivo é garantir a manutenção da qualidade da energia e a estabilidade do sistema.

Esse estudo aborda o desempenho do DFIG controlado a DPC durante e após AMTs. Mais detalhes sobre os afundamentos de tensão e as normas de suportabilidade são abordados nos próximos capítulos.

1.5. Revisão Bibliográfica

Devido à crescente utilização de fontes de energia limpa no mundo e a preocupação com o aquecimento global, a geração eólica tem ganhado progressivamente mais espaço no cenário mundial. Isso tem resultado também no aumento do emprego da tecnologia DFIG. Apesar da técnica FOC estar difundida e se apresentar como a estratégia de controle convencional, a sua fragilidade perante variações das condições de operações e dependência dos parâmetros internos da máquina tem levado a pesquisas de técnicas alternativas de controle. Os primeiros estudos aplicando o DFIG em sistemas de conversão eólica datam desde o início da década de 90.

A técnica de controle direto de potência é baseada no controle direto de torque (DTC – “Direct Torque Control”), uma técnica desenvolvida na década de 80 para máquinas de indução. Takahashi and Noguchi (1986) e Depenbrock (1989) desenvolvem o conceito do DTC, que se baseia no controle da máquina a partir do comando de torque, pelo uso dos vetores corretos de tensão aplicados nos terminais da máquina. O controle necessita dos valores de enlace de fluxo do estator e conjugado.

O controle direto de potência é proposto por Noguchi et al. (1998), onde é introduzida a idéia do controle de conversores estáticos sem a utilização de sensores de tensão da rede, a partir do uso de uma tabela das posições instantâneas das chaves do conversor. A técnica necessita dos erros das potências ativa e reativa e da posição no plano de tensões do vetor tensão de saída do conversor. O estudo é realizado a partir de análise teórica e comprovação por um protótipo experimental.

Gokhale et. al (2002) desenvolve o controle DTC empregado no DFIG. O conversor estático do rotor da máquina é controlado a partir do fluxo de rotor estimado. A tabela de posições das chaves é obtida a partir da posição do vetor fluxo de rotor e dos erros de conjugado e fluxo rotórico. A dependência do cálculo do fluxo de rotor com o escorregamento da máquina torna o controle comprometido em casos de baixa velocidade, além da necessidade de se conhecer os parâmetros internos da máquina, para a correta estimação do fluxo.

Xu and Cartwright (2006) propõe a técnica DPC aplicada ao DFIG. O controle é realizado no conversor do lado do rotor e é proposto como uma melhoria à

técnica DTC, uma vez que necessita apenas da posição do fluxo de estator estimado, e não mais do rotor. A análise teórica é apresentada, seguida de resultados obtidos a partir de simulações. Este artigo é bastante citado e utilizado como base para os posteriores estudos relacionados ao DPC aplicado no DFIG.

Muitos trabalhos analisam o efeito do desbalanço da rede no DFIG, uma ocorrência comum em redes fracas ou isoladas, que utilizam a geração eólica. Alguns destes podem ser citados como Martin et. al (2008), Hu et. al (2008) e Zhou et al. (2009), que propõem estratégias de controle baseadas no DPC, efetivas durante desbalanços de rede. O último citado propõe técnicas para ambos os conversores.

Alguns trabalhos investigam a técnica DPC e sugerem estratégias modificadas, com o objetivo de melhorar o controle e reduzir suas desvantagens. Zhi and Xu (2007) apresenta uma estratégia onde calcula-se as tensões impostas pelo conversor RSC, a partir da histerese de potências, e estas passam por um padrão PWM, resultando em um controle com frequência fixa de chaveamento do conversor. Kazemi et. al (2010) também propõe uma técnica com frequência fixa de chaveamento, mas que se baseia na aplicação da modulação discreta por vetores espaciais (DSVM – “Discrete Space Vector Modulation”). Zhi et. al (2010) propõe a técnica DPC através de predições das potências e aplica a modulação por vetores espaciais para obter uma frequência fixa de chaveamento também.

Análises comparativas entre a técnica DPC e FOC como propõe-se este trabalho, levando-se em conta o espectro harmônico e a susceptibilidade a afundamentos de tensão, ainda não são encontrados na literatura. Casadei et. al (2002) realiza um estudo comparativo entre as técnicas FOC e DTC, aplicados a um motor de indução, através de simulações. Seguindo essa linha de pesquisa, um dos focos dos pesquisadores do Laboratório de Controle e Conversão de Energia (LCCE) da UFMG é avaliar melhor a técnica DPC. Liu et al. (2010) analisa o espectro harmônico de um sistema de 2,2 kW controlado por DPC, através de simulações. O trabalho presente propõe-se a realizar uma análise mais completa da técnica DPC, assim como poder identificar os pontos referentes ao controle, de que necessitam de mais pesquisa e melhorias.

1.6. Motivação e Objetivos

O crescimento exponencial, no mundo, do uso de geradores eólicos, principalmente pela utilização da tecnologia DFIG (Hansen and Hansen, 2007), assim como o crescimento de instalações eólicas no Brasil reforça a crescente demanda por pesquisas e desenvolvimento relacionados à qualidade da energia e integração dos sistemas eólicos à rede nacional. O desenvolvimento de novas tecnologias como a estratégia de controle DPC também demanda novos estudos. Desde 2007, a norma IEC 61400-21 (IEC, 2008) normalizou em âmbito internacional os testes referentes a aerogeradores perante afundamentos de tensão. Esse foi um passo importante para a qualidade da energia gerada.

Este trabalho visa, portanto, analisar primeiramente a tecnologia DFIG controlado pela estratégia DPC, em comparação com a técnica de controle convencional FOC. O passo seguinte será avaliar o espectro harmônico na máquina e analisar o seu comportamento dinâmico frente a AMTs, avaliando a sua suportabilidade.

Neste contexto, o estudo abrange a simulação computacional de um sistema de geração DFIG empregando o controle vetorial e um outro sistema de geração DFIG, utilizando o DPC, ambos com turbinas de 2 MW de potência nominal.

1.7. Contribuições Anteriores

Durante a elaboração e a pesquisa desse trabalho, o autor dessa dissertação apresentou algumas contribuições referentes a sistemas de conversão de energia eólica e análise da qualidade de energia, apresentando:

- um artigo como autor principal (Liu et al., 2010), em que faz a análise inicial do espectro harmônico no DFIG, empregando a técnica DPC;
- co-autoria em artigo (Pereira et al., 2010), que faz a análise das diversas tecnologias de máquinas existentes em sistemas de conversão de energia eólica, referente à suportabilidade de cada uma frente a afundamentos momentâneos de tensão;

- elaboração de um software visando simplificação e facilidade na análise do método Lugar Geométrico, realizado para estudar e avaliar o impacto de novas instalações ao PCC, no que se refere às impedâncias harmônicas.

A partir dos trabalhos já realizados, através dessa dissertação, espera-se que os estudos possam dar continuidade às pesquisas na área de geração eólica e fatores importantes relacionados à qualidade da energia.

1.8. Organização do Texto

Esta dissertação é dividida em quatro capítulos. O primeiro apresenta uma visão geral do tema em estudo, abordando o contexto mundial e nacional da energia eólica. Também são mostradas uma rápida revisão de cada tema e as motivações e objetivos pretendidos.

O segundo capítulo aborda o sistema de conversão de energia eólica, aprofundando na turbina eólica e o DFIG, incluindo suas modelagens matemáticas. As duas técnicas de controle analisadas neste trabalho são explicadas e comparadas, através de diversas simulações que levam em conta os diversos aspectos do sistema.

O terceiro capítulo apresenta a análise do espectro harmônico gerado pela operação do DFIG. São apresentadas as definições dos índices de qualidade de energia e as normas vigentes nacionais e internacionais. A origem e propagação das harmônicas são analisadas, em cada seção do DFIG. Por fim as duas técnicas de controle são comparadas, com ênfase no DPC, analisando-se seus parâmetros de controle.

O quarto capítulo analisa a influência de afundamentos momentâneos de tensão, ambos equilibrados e desequilibrados, nos terminais do DFIG. A análise teórica é realizada em cada caso, dando prosseguimento a simulações e comparações do desempenho de cada técnica de controle. Os resultados são, por fim, discutidos.

O quinto capítulo realiza as conclusões do trabalho e apresenta as propostas de continuidade.

Sistema de Conversão de Energia Eólica com DFIG

2.1. Introdução

Neste capítulo o sistema de conversão de energia eólica (WECS) empregando o gerador de indução duplamente alimentado é apresentado e descrito. Os componentes do sistema são modelados matematicamente, assim como o gerador. É apresentado o modelo da máquina, assim como as estratégias de controle dos conversores estáticos.

Por fim são discutidas duas simulações, o WECS empregando o DFIG com FOC e o WECS empregando o DFIG com DPC. Os dois controles são abordados para efeito de comparação para os demais estudos a serem realizados nos capítulos que se seguem.

2.2. Descrição do WECS

Um WECS pode ser decomposto em quatro componentes fundamentais: a turbina eólica, responsável por converter a energia cinética dos ventos em energia mecânica no mesmo eixo do gerador; a caixa de transmissão, responsável por adequar as velocidades entre a turbina e o gerador; o gerador elétrico, utilizado para transformar a energia mecânica em energia elétrica; e o sistema de controle,

responsável pelos conversores estáticos e o fluxo de potência para a rede. Pode-se levar em conta também outros componentes que auxiliam o sistema, tais como os conversores, transformadores para adequação do nível de tensão, filtros, chopper de frenagem para limitar a tensão no barramento CC e resistores crowbar para limitar as correntes de rotor. A Figura 2.1 mostra o diagrama de um WECS utilizando o DFIG, junto com alguns componentes mencionados. O transformador regula o nível de tensão do GSC, isolando o circuito e reduzindo a tensão nominal do barramento CC e o filtro reduz os harmônicos produzidos pelo chaveamento do conversor.

Cada um dos componentes do WECS será detalhado nas subseções a seguir.

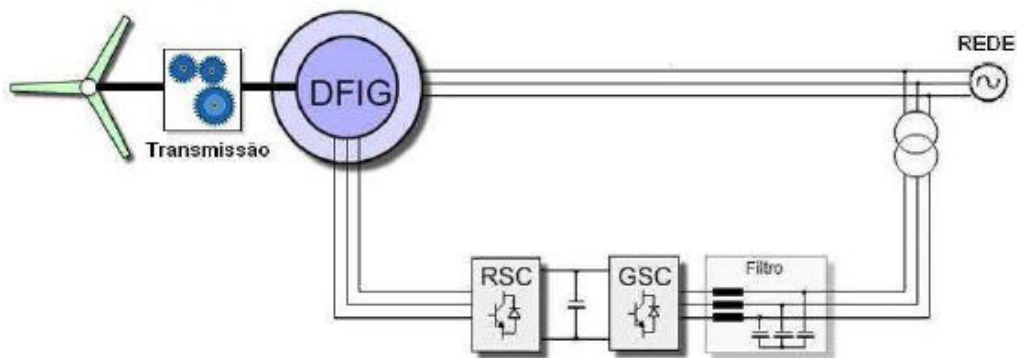


Figura 2.1: Diagrama esquemático de um WECS utilizando o DFIG.

2.2.1. Turbina Eólica

Em uma turbina eólica, diversos fatores influenciam na energia extraída dos ventos. O objetivo da modelagem matemática é equacionar a potência da turbina através de parâmetros físicos e coeficientes. A energia cinética (E) presente nos ventos é função da densidade do ar (ρ) e da velocidade do vento (V), dada por:

$$E = \frac{1}{2} \rho V^2 \quad (2.1)$$

A potência extraída (P_{turb}) pela turbina é diretamente proporcional à densidade do ar (ρ), à área varrida pelas pás (A), ao coeficiente de potência (C_p) e proporcional ao cubo da velocidade do vento (V), como mostra:

$$P_{turb} = \frac{1}{2} \rho A V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.2)$$

Existem vários modelos, na literatura, para o coeficiente de potência. O modelo utilizado nesse estudo (Akhamatov, 2003) é não-polinomial e é um dos mais usados. A equação pode ser observada a seguir:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12,5}{\lambda_i}} \quad (2.3)$$

onde β é o ângulo de passo das pás da turbina eólica e λ_i é um fator, obtido por:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (2.4)$$

Na Equação (2.4), λ é a relação de velocidades e é descrita por:

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{V} \quad (2.5)$$

sendo ω_t a velocidade rotacional da turbina (rad/s), R o raio das pás (m) e V a velocidade do vento (m/s).

A partir da Equação (2.2), pode-se representar também o torque resultante (T_{turb}) da turbina eólica, como:

$$T_{turb} = \frac{1}{2} \rho A R V^2 C_q(\lambda, \beta) \quad (2.6)$$

onde C_q é denominado coeficiente de torque e pode ser obtido por:

$$C_q(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (2.7)$$

A Figura 2.2 (Machado, 2008) mostra o coeficiente de potência (C_p), expresso na Equação (2.3), em função do ângulo de passo (β) e da relação de velocidades (λ). Teoricamente, o máximo coeficiente de potência que uma turbina eólica pode atingir, é o limite de Betz (Akhamatov, 2003) e equivale a $C_{pMAX} \approx 0,59$. Mas turbinas reais não conseguem atingir esse valor devido às perdas por energia cinética da esteira de rotação do ar; ao efeito de arrasto e ao número finito de pás. Para o estudo realizado, considera-se que o máximo valor é de $C_{pMAX} \approx 0,44$.

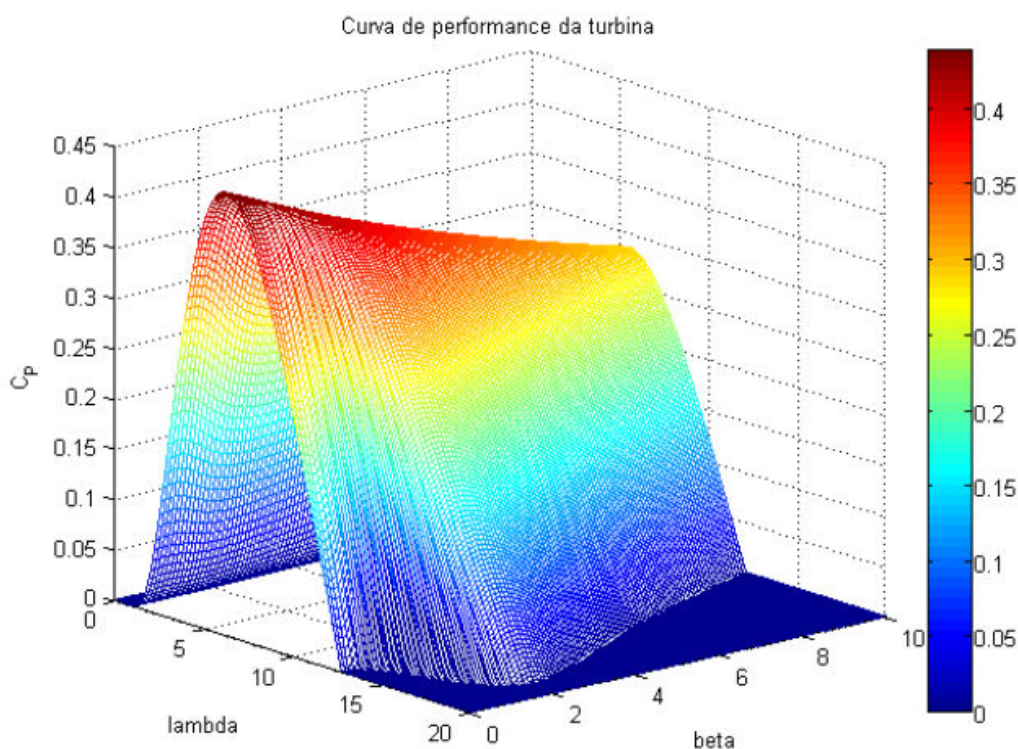


Figura 2.2: Curvas de desempenho da turbina (Machado, 2008).

Analisando-se a Figura 2.2 observa-se que à medida que o ângulo de passo aumenta, o coeficiente máximo de potência diminui. Durante a operação do gerador, deseja-se a máxima eficiência do sistema. Isso é possível operando o WECS no ponto de máxima eficiência (MPPT – “Maximum Power Point Tracking”), que corresponde ao uso da relação de velocidades sempre no seu valor ótimo ($\lambda_{\text{ótimo}}$). Pode-se então reescrever a Equação (2.2) de acordo com o MPPT:

$$P_{MPPT} = \frac{1}{2} \rho A \left(\frac{\omega_t R}{\lambda_{\text{ótimo}}} \right)^3 C_p(\lambda_{\text{ótimo}}, \beta) \quad (2.8)$$

O MPPT será abordado novamente mais adiante, quando as estratégias de controle forem discutidas.

2.2.2. Caixa de Transmissão

Na tecnologia DFIG, o gerador de indução é conectado ao eixo da turbina, através de uma caixa de transmissão. Isso ocorre pois o gerador possui um número baixo de pólos, apresentando uma velocidade alta, enquanto a turbina apresenta velocidades baixas. Infelizmente a caixa de transmissão representa um ponto frágil do sistema, pois apresenta desgastes e necessita de manutenção contínua. A velocidade síncrona mecânica do gerador ω_s (rad/s) é dada por:

$$\omega_s = 2\pi \frac{f}{P} \quad (2.9)$$

onde f é a frequência da rede (Hz) e P é o número de par de pólos do gerador. O número usual de par de pólos em geradores de indução com rotor bobinado é 2, resultando em uma velocidade síncrona de 188,5 rad/s ou 1800 rpm, em redes de 60 Hz. A relação entre a velocidade do rotor eólico e a velocidade do gerador é descrita então pela seguinte equação:

$$\omega_t = k \cdot \omega_m \quad (2.10)$$

Na Equação (2.10), ω_t é a velocidade rotacional da turbina (rad/s); ω_m é a velocidade mecânica do gerador (rad/s); e k é a relação de transmissão.

A presença da caixa de transmissão resulta em impactos mecânicos no sistema. Alguns deles podem ser ignorados tais como as vibrações das pás, pois suas influências são desprezíveis, quanto à geração de energia. Entretanto o efeito de elasticidade dos eixos e acoplamentos é significativo, devido à redução das

margens de estabilidade estática do gerador, quando sujeito a faltas na rede. Eles causam dinâmicas torsionais de baixa frequência, que influenciam na dinâmica eletromecânica do sistema e devem ser modelados. Existem diversos modelos, com variados níveis de detalhamento. O utilizado neste estudo é o modelo de duas massas e é mostrado na Figura 2.3. Ele foi escolhido por predominar nas publicações técnicas no tema, tais como por Poller (2003), Akhmatov (2003) e Silva et al. (2006).

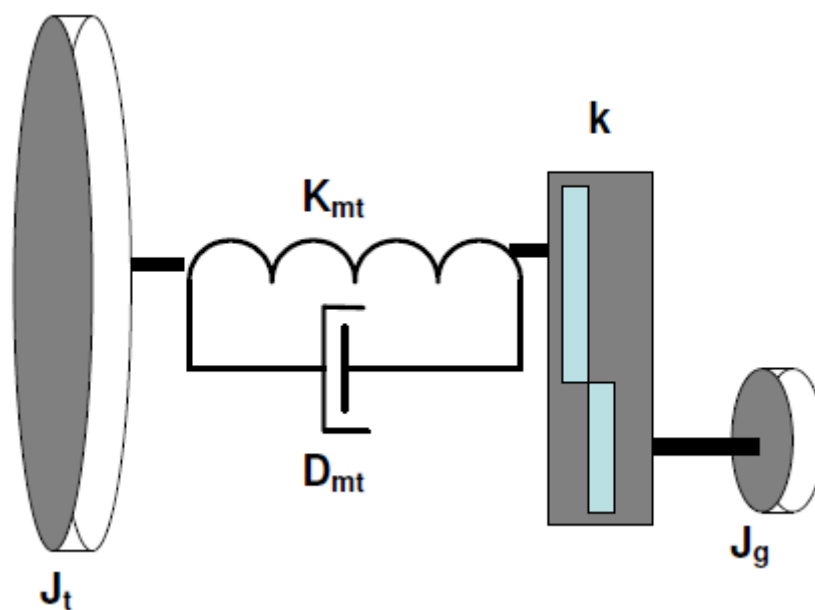


Figura 2.3: Representação esquemática do modelo de duas massas.

O modelo de duas massas representa separadamente as inércias do gerador (J_g) e da turbina (J_t) e possui equações diferenciais para os eixos de baixa e alta velocidade, agregando a torção elástica dos eixos, concentrada no eixo de baixa velocidade.

A equação diferencial do eixo do gerador, de alta velocidade, em convenção motora, é expressa por:

$$J_g \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - \frac{T_{torção}}{k} \quad (2.11)$$

onde J_g é a inércia do gerador, T_e é o torque eletromagnético e $T_{torção}$ é o torque no eixo. A equação do eixo da turbina, de baixa velocidade, é:

$$J_t \frac{d\omega_t}{dt} = T_{torção} - T_{turb} \quad (2.12)$$

em que J_t é a inércia da turbina e T_{turb} é o torque da turbina, que foi apresentado na Equação (2.6). O torque torsional é descrito pelas seguintes equações:

$$T_{torção} = K_{mt} \Delta\theta_{tg} + D_{mt} \frac{d\Delta\theta_{tg}}{dt} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\Delta\theta_{tg}}{dt} = \frac{\omega_m}{k} - \omega_t \quad (2.14)$$

sendo θ_{tg} o ângulo de torção do eixo de baixa velocidade, K_{mt} a constante de elasticidade do eixo e D_{mt} o coeficiente de amortecimento do efeito torsional.

2.2.3. Máquina de Indução com Rotor Bobinado

Desde metade do século passado vários estudos foram realizados em modelos da máquina de indução. As transformações de variáveis aprimoraram as representações, chegando ao modelo em que é utilizado neste trabalho. O modelo a ser apresentado é o modelo clássico de máquinas de indução e é bastante difundido na literatura.

A máquina é representada por equações diferenciais da dinâmica eletromagnética e da dinâmica mecânica rotacional. As equações das tensões são em função das correntes ou enlaces de fluxos, de estator e de rotor. Abaixo são apresentadas as equações do estator e do rotor, na forma vetorial (Kovacs, 1984), em referencial fixo, no estator:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s \quad (2.15)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_r - j\omega_r \vec{\lambda}_r \quad (2.16)$$

Nas Equações (2.15) e (2.16) \vec{v}_s é o vetor tensões do estator; \vec{v}_r é o vetor tensões do rotor; \vec{i}_s é o vetor corrente de estator; \vec{i}_r é o vetor corrente de rotor; R_s é a resistência do enrolamento de estator; R_r é a resistência do enrolamento de rotor; ω_r é a velocidade elétrica do rotor em rad/s; $\vec{\lambda}_s$ é o vetor enlace de fluxo do estator; e $\vec{\lambda}_r$ é o vetor enlace de fluxo do rotor. Os enlaces de fluxo são dados pelas seguintes equações:

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2.17)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.18)$$

Nas Equações (2.17) e (2.18) L_s é a indutância própria do enrolamento de estator; L_r é a indutância própria do enrolamento de rotor; e L_m é a indutância de magnetização da máquina. Com o intuito de reduzir a complexidade e a ordem do sistema de equações da máquina, realiza-se então a conversão do sistema de coordenadas estáticas para um sistema com referencial girante síncrono (e). As Equações (2.15) e (2.16) podem ser reescritas como:

$$\vec{v}_s^e = R_s \vec{i}_s^e + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s^e + j\omega_s \vec{\lambda}_s^e \quad (2.19)$$

$$\vec{v}_r^e = R_r \vec{i}_r^e + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_r^e + j(\omega_s - \omega_r) \vec{\lambda}_r^e \quad (2.20)$$

Nas Equações (2.19) e (2.20) ω_s é a velocidade síncrona ou velocidade angular de pulsação das tensões da rede elétrica. A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente da máquina de indução com rotor bobinado.

As equações apresentadas possibilitam o estudo eletromagnético da máquina de indução com rotor bobinado.

O conjugado eletromagnético da máquina é dado pela seguinte equação:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\lambda}_s^* \cdot \vec{i}_s \right\} \quad (2.21)$$

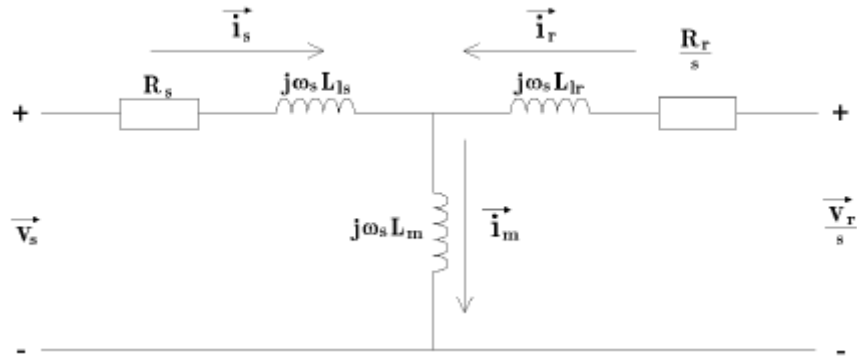


Figura 2.4: Circuito equivalente por fase da máquina de indução com rotor bobinado.

Na Equação (2.21) o operador Im é o imaginário da expressão entre chaves e o sobrescrito $*$ indica o complexo conjugado da variável. Da mesma forma que o torque eletromagnético, a potência ativa (P_g) e a potência reativa (Q_g) do gerador são grandezas invariantes com o referencial escolhido. As potências são expressas por:

$$P_g = \frac{3}{2} Re\{\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*\} \quad (2.22)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} Im\{\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*\} \quad (2.23)$$

Na Equação (2.22), o operador Re é a parte real da expressão entre chaves. As duas potências são definidas como grandezas instantâneas, diferente do convencionalmente utilizado em sistemas elétricos.

2.2.4. Filtro LC

A função do filtro ligado ao GSC é minimizar os harmônicos produzidos pelo chaveamento do conversor. Dessa forma o espectro harmônico da corrente que flui para a rede é amenizado nas ordens harmônicas mais danosas ao sistema. O filtro utilizado neste trabalho é um filtro indutivo, devido a restrições encontradas

na estratégia DPC. Mais detalhes serão apresentados na descrição do controle. A equação do filtro, na forma vetorial, em referencial fixo é:

$$\vec{v}_g = R_f \vec{i}_n + L_f \frac{d\vec{i}_n}{dt} + \vec{v}_n \quad (2.24)$$

sendo v_g a tensão na rede; v_n a tensão na saída do conversor GSC; i_n a corrente no filtro; L_f a indutância do filtro e R_f a resistência inerente do indutor e das conexões com a rede.

A Figura 2.5 mostra a conexão do GSC à rede elétrica, enfatizando o circuito equivalente do filtro indutivo.

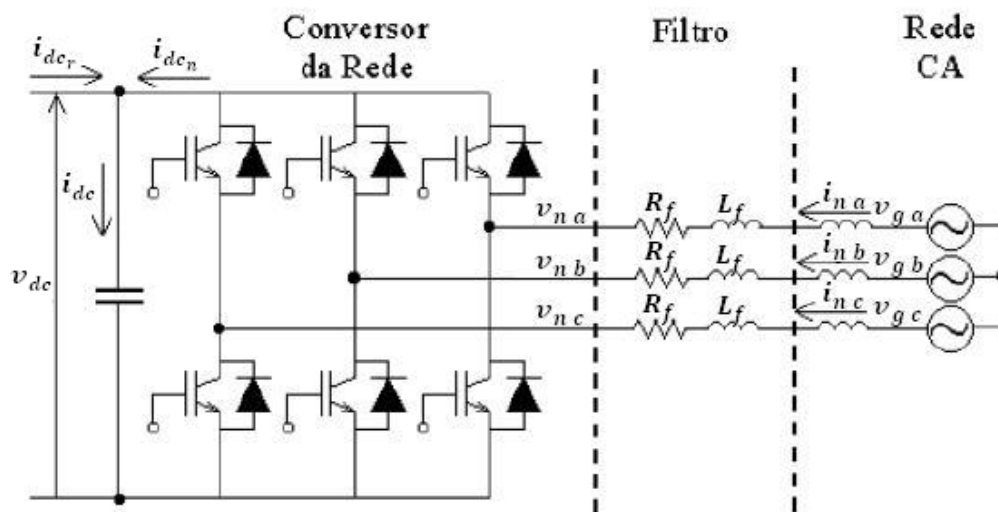


Figura 2.5: Circuito do GSC conectado à rede, com ênfase no filtro indutivo.

2.2.5. Barramento CC

O fluxo de potências entre os conversores é equilibrado no barramento CC. A equação dinâmica das correntes nesse barramento é:

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (2.25)$$

onde i_{dc} é a corrente no capacitor C e v_{dc} é a tensão no barramento CC. Como pode-se ver na Figura 2.5 a corrente do barramento CC é composta por duas componentes: i_{dcn} , a corrente que flui do GSC e i_{dcr} , a corrente que flui do RSC. A Equação (2.25) pode ser reescrita então como:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dcn} + i_{dcr} \quad (2.26)$$

2.3. Estratégias de Controle

Como base de referência, para a comparação da estratégia de controle direto de potência, ambos o FOC e o DPC serão abordados nesta seção. Detalhes do controle vetorial, como métodos de ajuste dos ganhos dos controladores, não serão abordados, uma vez que a ênfase maior será dada à técnica DPC.

O conceito das transformadas de Clark e Park é explicado a seguir, uma vez que é importante para a síntese dos controladores no controle vetorial.

2.3.1. Transformadas de Clark e Park

As transformadas de Clark e Park utilizam o conceito de fasores espaciais (Kovacs, 1984), auxiliando nas equações e possibilitando o controle desacoplado das potências da máquina de indução. Elas são manipulações matemáticas e são descritas a seguir.

A transformada de Clark realiza a transformação das variáveis trifásicas (ABC) em um sistema de dois eixos ($\alpha\beta$), referenciados em um sistema de coordenadas fixo. Uma componente é defasada da outra de 90° . A transformada de Park realiza a transformação de um referencial fixo para um referencial girante (dq), orientado

adequadamente. A partir das duas transformadas, pode-se obter, portanto, uma transformada única, que passa das variáveis trifásicas para as duas componentes girantes, defasadas de 90° . As transformações matemáticas podem ser encontradas no apêndice B.

Nas transformações de Clark e Park, é utilizado θ , o ângulo entre o referencial dq e o referencial $\alpha\beta$. A utilização das transformadas descritas possibilita a representação das equações dos circuitos do estator e do rotor em um mesmo referencial. Ao se fazer isso, as indutâncias da máquina são descritas de forma invariante com a posição angular do rotor. A não-linearidade do sistema deixa de existir nas indutâncias e passa a estar presente apenas no termo multiplicativo entre as variáveis de velocidade e corrente ou enlace de fluxo.

Se a orientação do referencial dq for escolhida adequadamente, as potências ativa e reativa são desacopladas, permitindo o controle independente de cada e as variáveis senoidais no sistema trifásico se tornam variáveis contínuas em um sistema bifásico.

2.3.2. Controle Orientado pelo Campo (FOC)

A partir das equações dinâmicas modeladas anteriormente, é possível representar as dinâmicas a se controlar por funções de transferência e projetar os ganhos dos controladores utilizados. As transformadas de Clark e Park são fundamentais, uma vez que possibilitam o controle independente das potências.

O GSC controla a tensão no barramento CC, através do fornecimento ou consumo de potência ativa; e controla o fluxo da potência reativa para a rede, a partir da injeção ou consumo de corrente. O controle é realizado a partir dos vetores tensão e corrente da rede e do filtro. A orientação do referencial dq é escolhida alinhando-se o eixo direto d ao ângulo do vetor tensão da rede, girando portanto, na velocidade síncrona ω_s das grandezas elétricas da rede.

O RSC controla as potências ativa e reativa que fluem da máquina para a rede elétrica. Na literatura existem três estratégias principais de controle da máquina (Oliveira, 2009). O controle de potência reativa é o mesmo para os três, mas eles se diferenciam pelo controle de velocidade, pelo controle de torque e pelo controle de potência. O controle de velocidade se apresenta como uma estratégia

de alto desempenho, com uma dinâmica de resposta rápida. Entretanto exige um completo domínio da dinâmica mecânica do conjunto gerador-turbina e não é muito recomendável para grandes turbinas, uma vez que depende da velocidade do vento medido, e esta é uma variável muito susceptível a perturbações. O controle de torque exige um método de se estimar ou medir o torque real da turbina e isso pode representar uma dificuldade em grandes turbinas. O controle de potência apresenta a melhor qualidade da energia gerada, por apresentar uma dinâmica natural mais lenta. Esta é a estratégia de controle mais implementada nas turbinas comercializadas e mais presente nas publicações, além de apresentar uma maior adequação prática. Por estas razões, é o controle empregado neste trabalho, além de possibilitar a comparação entre o controle vetorial e o DPC.

Ambas as malhas de controle das potências possuem malhas internas de corrente, em referencial dq. A orientação do referencial dq é feito na direção do vetor enlace de fluxo do estator, possibilitando um desacoplamento quase ideal entre os canais de controle das potências. Os conversores utilizam a modulação por largura de pulso (PWM – “Pulse Width Modulation”), pois este permite sintetizar uma onda de tensão com amplitude, frequência e fase angular desejadas, dando total liberdade ao controle.

O FOC será descrito agora, com mais detalhes, apresentando os diagramas de blocos, nas subseções a seguir. O completo desenvolvimento da técnica FOC, como suas funções de transferência e sintonia dos ganhos dos controladores pode ser encontrado em Mendes (2009) e Oliveira (2009).

2.3.2.1. Controle do Conversor do Lado da Rede (GSC)

Na transformada de Clark e Park, devido à orientação segundo o ângulo da tensão na rede, tem-se:

$$\vec{v}_g = V_g + j0 \quad (2.27)$$

Na Equação (2.27) V_g é o módulo da tensão da rede. Isso significa que, após a transformada, tem-se que $v_{gd} = V_g$ e $v_{gq} = 0$.

Tendo como base as Equações (2.22) e (2.23), que expressam as potências ativa e reativa do gerador, pode-se escrever as potências ativa e reativa controladas pelo GSC, referentes ao rotor da máquina. As equações transformadas são descritas a seguir:

$$P_n = \frac{3}{2} (v_{g_d} i_{n_d} + v_{g_q} i_{n_q}) = \frac{3}{2} V_g i_{n_d} \quad (2.28)$$

$$Q_n = \frac{3}{2} (v_{g_q} i_{n_d} - v_{g_d} i_{n_q}) = -\frac{3}{2} V_g i_{n_q} \quad (2.29)$$

A partir das Equações (2.28) e (2.29) pode-se observar que o controle da potência ativa pode ser feito exclusivamente pela corrente de eixo direto i_{n_d} e o controle da potência reativa pode ser feito exclusivamente pela corrente em quadratura i_{n_q} .

O controle do GSC pode ser obtido a partir da Equação (2.24) que descreve as tensões na rede e na saída do conversor, através do filtro indutivo. Aplicando-se as transformadas de Clark e Park pode-se escrever a equação em dois termos:

$$v_{n_d} = -R_f i_{n_d} - L_f \frac{di_{n_d}}{dt} + v_{g_d} + \omega_s L_f i_{n_q} \quad (2.30)$$

$$v_{n_q} = -R_f i_{n_q} - L_f \frac{di_{n_q}}{dt} + v_{g_q} - \omega_s L_f i_{n_d} \quad (2.31)$$

Na Equação (2.31), devido à orientação feita, o termo v_{g_q} é nulo. As Equações (2.30) e (2.31) podem ser reescritas, decompostas em duas componentes cada:

$$v_{n_d} = v_{n_d}' + v_{n_d}^{comp} \quad (2.32)$$

$$v_{n_q} = v_{n_q}' + v_{n_q}^{comp} \quad (2.33)$$

onde:

$$v_{n_d}' = -R_f i_{n_d} - L_f \frac{di_{n_d}}{dt} \quad v_{n_d}^{comp} = V_g + \omega_s L_f i_{n_q} \quad (2.34)$$

$$v_{n_q}' = -R_f i_{n_q} - L_f \frac{di_{n_q}}{dt} \quad v_{n_q}^{comp} = -\omega_s L_f i_{n_d} \quad (2.35)$$

O controlador é responsável por sintetizar apenas as parcelas v_{n_d}' e v_{n_q}' . As parcelas $v_{n_d}^{comp}$ e $v_{n_q}^{comp}$ são os termos de acoplamento, que representam as interações entre as duas componentes da tensão e que devem ser compensados.

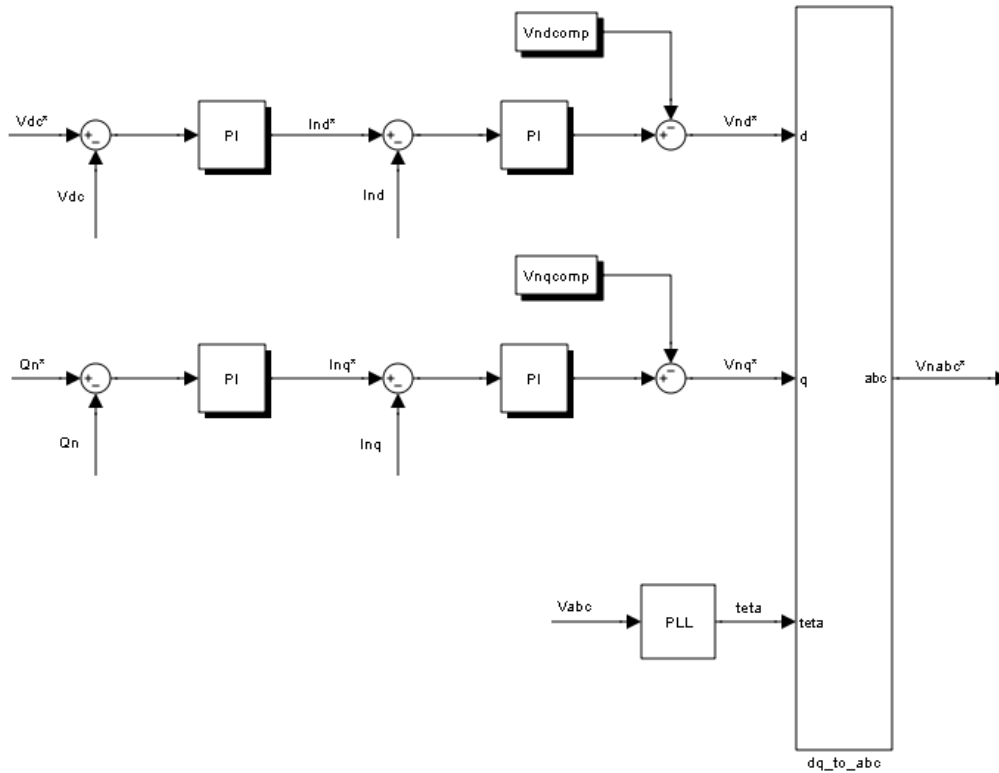


Figura 2.6: Diagrama de blocos dos controles do GSC com FOC.

A Figura 2.6 mostra o diagrama de blocos dos controles do GSC. São empregadas duas malhas externas de controle. Uma é referente à potência ativa P_n , onde a tensão contínua v_{dc} é externa à malha de controle da corrente de eixo direto i_{n_d} . Essa malha é responsável por sintetizar a tensão v_{n_d} . A outra malha

externa é referente à potência reativa Q_n , tendo como malha interna o controle da corrente de eixo em quadratura i_{nq} . Essa malha é responsável por sintetizar a tensão v_{nq} .

São empregados controladores proporcional-integral (PI), pois estes apresentam sintonia mais fácil, comportamento dinâmico adequado e possuem ampla aplicação em processos industriais.

O canal de eixo em quadratura é de extrema importância, pois pode ser usado para diversas finalidades como minimização das perdas, controle do fator de potência, filtro ativo de potência ou ainda fornecimento de potência reativa durante AMTs. A potência reativa é realimentada através do valor calculado pela Equação (2.29).

Como já mencionado, a orientação da transformada dq é feita a partir do ângulo θ_{v_s} da tensão da rede e esta é obtida a partir de um algoritmo PLL (“Phase-Locked-Loop”), para sincronização dos sinais.

O PLL é um dispositivo com a finalidade de se estimar dinamicamente o ângulo de uma variável, no caso, a tensão da rede. Na literatura existem vários algoritmos PLL, mas eles não serão tratados aqui, por não fazer parte do escopo do trabalho. O modelo escolhido neste trabalho é um modelo simples e bastante utilizado (Kaura and Blasko, 1997).

2.3.2.2. Controle do Conversor do Lado do Rotor (RSC)

O controle do RSC é realizado a partir das correntes de rotor, com as grandezas da máquina referidas ao rotor, orientadas na direção do vetor enlace de fluxo de estator. A orientação é feita conforme mostra a Figura 2.7.

A transformação de Clark é utilizada para a realização do controle, com o eixo α alinhado à tensão V_α , de fase A da rede. Na figura foram aplicadas duas transformações de Park, sendo os eixos d_s e q_s girantes na velocidade da frequência da rede (ω_s) e os eixos d_r e q_r girantes na velocidade rotórica (ω_r).

O eixo direto d_s é alinhado junto à direção do vetor enlace de fluxo de estator λ_s e faz um ângulo θ_s com o eixo estacionário α . Já o eixo direto d_r faz um ângulo θ_r com o mesmo eixo α .

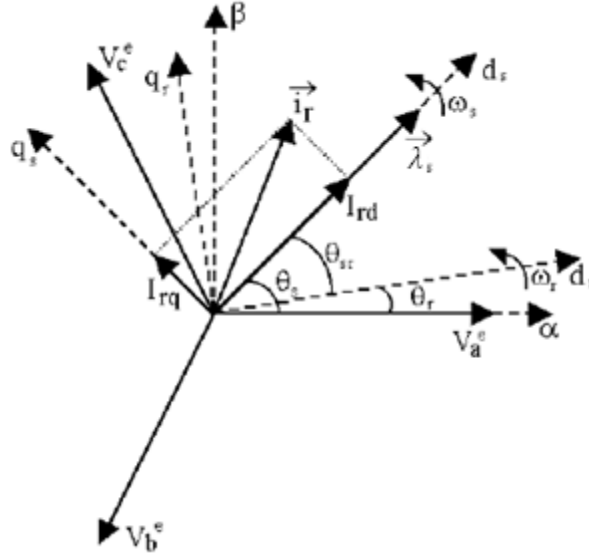


Figura 2.7: Diagrama fasorial para a orientação segundo o fluxo de estator.

O vetor \vec{i}_r representa a corrente de rotor, a ser controlada. Ela é decomposta nos eixos coordenados i_{rd} e i_{rq} , orientados segundo o fluxo de estator. Para referir a corrente ao rotor, é necessário determinar o ângulo entre o sistema de referência do estator e o sistema de referência do rotor (θ_{sr}). Devido à orientação realizada, tem-se portanto:

$$\vec{\lambda}_s = \Lambda_s + j0 \quad (2.36)$$

A Equação (2.36) mostra que $\lambda_{sd} = \Lambda_s$, onde Λ_s é o módulo do fluxo de estator e que $\lambda_{sq} = 0$. A Equação (2.19), que descreve a tensão do estator da máquina, é reescrita aqui, orientada de acordo com o fluxo de estator:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s + j\omega_s \vec{\lambda}_s \quad (2.37)$$

Aplicando-se a Equação (2.36) à Equação (2.37) e separando-a nos componentes d e q, tem-se:

$$v_{s_d} = R_s i_{s_d} + \frac{d}{dt} \Lambda_s \quad (2.38)$$

$$v_{s_q} = R_s i_{s_q} + \omega_s \Lambda_s \quad (2.39)$$

Aplicando-se a transformada à Equação (2.17), do enlace de fluxo de estator, tem-se:

$$\lambda_{s_d} = L_s i_{s_d} + L_m i_{r_d} \quad (2.40)$$

$$\lambda_{s_q} = 0 = L_s i_{s_q} + L_m i_{r_q} \quad (2.41)$$

A partir da Equação (2.20), que descreve a tensão do rotor da máquina, e da orientação com o fluxo de estator, utilizando as simplificações apresentadas, com algumas manipulações matemáticas, chega-se a:

$$v_{r_d} = R_r i_{r_d} + \sigma L_r \frac{di_{r_d}}{dt} - \omega_{sr} \sigma L_r i_{r_q} \quad (2.42)$$

$$v_{r_q} = R_r i_{r_q} + \sigma L_r \frac{di_{r_q}}{dt} + \omega_{sr} (L_m i_{m_s} + \sigma L_r i_{r_d}) \quad (2.43)$$

Nas Equações (2.42) e (2.43), i_{m_s} é a corrente de magnetização do estator, ω_{sr} é a diferença entre as frequências do estator e rotor e σ é o coeficiente de dispersão da máquina, sendo:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (2.44)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.45)$$

Assim como no GSC, as Equações (2.42) e (2.43) podem ser reescritas, decompostas em duas componentes, cada:

$$v_{r_d} = v_{r_d}' + v_{r_d}^{comp} \quad (2.46)$$

$$v_{r_q} = v_{r_q}' + v_{r_q}^{comp} \quad (2.47)$$

onde:

$$v_{r_d}' = R_r i_{r_d} + \sigma L_r \frac{di_{r_d}}{dt} \quad v_{r_d}^{comp} = -\omega_{sr} \sigma L_r i_{r_q} \quad (2.48)$$

$$v_{r_q}' = R_r i_{r_q} + \sigma L_r \frac{di_{r_q}}{dt} \quad v_{r_q}^{comp} = \omega_{sr} (L_m i_{m_s} + \sigma L_r i_{r_d}) \quad (2.49)$$

Novamente, tem-se as parcelas pelas quais o controlador é responsável por sintetizar, v_{r_d}' e v_{r_q}' ; e os termos de acoplamento, $v_{r_d}^{comp}$ e $v_{r_q}^{comp}$. É importante observar que esses termos de acoplamento dependem da velocidade da máquina.

A equação do conjugado eletromagnético da máquina foi apresentada na Equação (2.21) e é repetida aqui, junto à transformação de eixos:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\lambda}_s^* \cdot \vec{i}_s \right\} = \frac{3}{2} P \lambda_{s_d} i_{s_q} \quad (2.50)$$

A partir da Equação (2.41), é possível relacionar as correntes de estator e de rotor, em quadratura:

$$i_{s_q} = -\frac{L_m i_{r_q}}{L_s} \quad (2.51)$$

Substituindo, portanto, a Equação (2.51) em (2.50), obtém-se a equação do conjugado eletromagnético da máquina em função da corrente de rotor e do fluxo de estator:

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} P \lambda_{s_d} i_{r_q} \quad (2.52)$$

A potência ativa do gerador pode ser obtida, portanto, a partir da seguinte equação:

$$P_g = \frac{T_e \omega_s}{p} \quad (2.53)$$

Como pode-se observar nas Equações (2.52) e (2.53), a potência ativa é controlada pela corrente de rotor de eixo em quadratura. A referência da potência ativa é obtida a partir do MPPT. Isso significa que o gerador está sempre gerando com o máximo de eficiência de acordo com o vento incidente. A Equação (2.8) retrata a potência relacionada ao MPPT da turbina e é reescrita aqui para o gerador, onde η_g é o rendimento da máquina.

$$P_g^* = \frac{1}{2} \rho A \left(\frac{\omega_t R}{\lambda_{\text{ótimo}} k} \right)^3 C_p(\lambda_{\text{ótimo}}, \beta) \eta_g \quad (2.54)$$

Para a expressão da potência reativa, pode-se desprezar a resistência de estator e a dinâmica do fluxo do estator, obtendo-se portanto, a expressão em função da corrente de rotor:

$$Q_g = \frac{3 \lambda_{sd}^2}{2 L_s} \omega_s - \frac{3 L_m}{2 L_s} \omega_s \lambda_{sd} i_{rd} \quad (2.55)$$

A Equação (2.55) é composta por dois termos. O primeiro é um termo constante, relacionado à potência de magnetização da máquina. O segundo termo depende da corrente de rotor de eixo direto e deve ser sintetizado pelo controle.

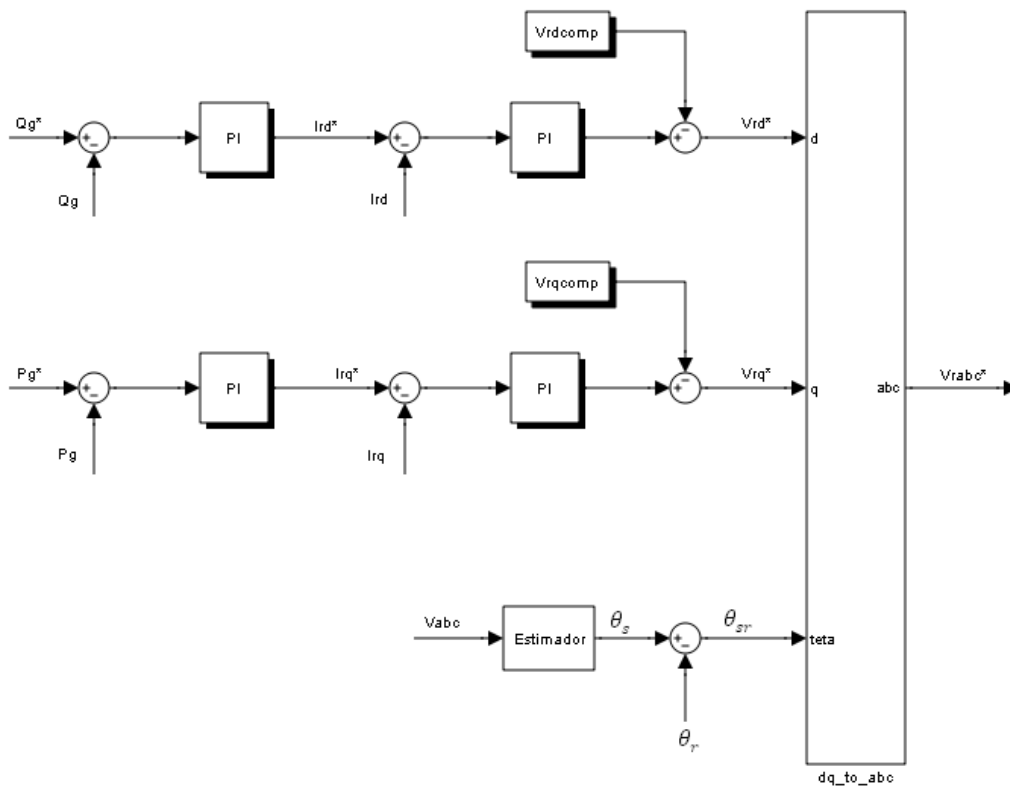


Figura 2.8: Diagrama de blocos dos controles do RSC com FOC.

A Figura 2.8 mostra o diagrama de blocos dos controles do RSC. Observa-se a existência de duas malhas externas de controle. A malha de controle da potência ativa P_g é externa à malha de controle da corrente de eixo em quadratura i_{rq} . Essa malha é responsável por sintetizar a tensão v_{rq} . A malha de controle da potência reativa Q_g é externa à malha de controle da corrente de eixo direto i_{rd} . Essa malha é responsável por sintetizar a tensão v_{rd} .

2.3.3. Controle Direto de Potência (DPC)

O Controle Direto de Potência se baseia no controle por histerese das potências instantâneas do sistema. Essa técnica não necessita do conhecimento das

impedâncias internas do sistema e das transformadas de Clark e Park, mas estes serão utilizados para explicar o controle.

Dado um valor de referência para a potência a se controlar, é realizada a comparação do valor medido e da referência, dentro de uma histerese. Como saída dessa comparação tem-se o comando desejado. De acordo com tabelas pré-definidas, o comando desejado e a posição do vetor orientado no plano de tensões, é possível escolher diretamente as posições das chaves do conversor.

O GSC é responsável por controlar a tensão no barramento CC e a potência reativa que flui do rotor para a rede. As potências são calculadas através das tensões e correntes do filtro e a orientação é realizada pelo vetor tensão da rede.

O RSC é responsável por controlar as potências ativa e reativa que fluem do estator da máquina para a rede. Elas são calculadas a partir das tensões e correntes do estator e a orientação é realizada pelo vetor enlace de fluxo do estator.

Devido ao fato do DPC controlar diretamente as chaves dos conversores a cada amostragem do sistema, não há utilização de técnica PWM e a frequência de chaveamento dos conversores é variável. O DPC será descrito agora, com mais detalhes, mostrando a construção das tabelas e como a orientação é feita.

2.3.3.1. Controle do Conversor do Lado da Rede (GSC)

As potências ativa e reativa instantâneas são calculadas através das tensões da rede (v_g) e das correntes no filtro indutivo (i_n). Suas equações são mostradas abaixo:

$$P_n = v_{g_a} i_{n_a} + v_{g_b} i_{n_b} + v_{g_c} i_{n_c} \quad (2.56)$$

$$Q_n = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{g_b} - v_{g_c}) i_{n_a} + (v_{g_c} - v_{g_a}) i_{n_b} + (v_{g_a} - v_{g_b}) i_{n_c}] \quad (2.57)$$

A Equação (2.24), que mostra a dinâmica do filtro, é repetida aqui:

$$\overline{v}_g = R_f \overline{i}_n + L_f \frac{d\overline{i}_n}{dt} + \overline{v}_n \quad (2.58)$$

Desprezando-se a queda de tensão na resistência do filtro e realizando-se algumas manipulações matemáticas, tem-se a equação para a variação da corrente, onde T_s é o período de amostragem:

$$\Delta \vec{i}_n \approx \frac{1}{L_f} \int_0^{T_s} (\vec{v}_g - \vec{v}_n) dt \quad (2.59)$$

Através das transformadas de Clark e Park e a orientação do eixo direto com o vetor tensão da rede, obtém-se as equações das potências ativa e reativa do rotor. Eles já foram apresentados nas Equações (2.28) e (2.29) e são repetidos aqui.

$$P_n = \frac{3}{2} (v_{g_d} i_{n_d} + v_{g_q} i_{n_q}) = \frac{3}{2} V_g i_{n_d} \quad (2.60)$$

$$Q_n = \frac{3}{2} (v_{g_q} i_{n_d} - v_{g_d} i_{n_q}) = -\frac{3}{2} V_g i_{n_q} \quad (2.61)$$

A partir das Equações (2.60) e (2.61) pode-se verificar que o controle da potência ativa pode ser feito pela corrente de eixo direto e o controle da potência reativa pode ser feito pela corrente de eixo em quadratura. Considerando-se que a tensão na rede seja sempre próxima ao valor nominal e que, portanto, V_g seja constante, pode-se escrever as equações diferenciais das potências:

$$\Delta P_n = \frac{3}{2} V_g \Delta i_{n_d} \quad (2.62)$$

$$\Delta Q_n = -\frac{3}{2} V_g \Delta i_{n_q} \quad (2.63)$$

As comparações com as histereses de potências estão ilustradas na Figura 2.9, aonde não apresenta subscritos, pois é válido para ambos GSC e RSC. O erro é obtido a partir da diferença dos valores medidos e as referências. Esse sinal de erro passa então pela histerese de potência. Caso a potência medida seja muito menor que a referência, o erro é maior que p_{hys} ou q_{hys} e a saída da histerese é 1, indicando que a potência gerada deve aumentar. Caso a potência medida seja muito maior que a referência, o erro é menor que $-p_{hys}$ ou $-q_{hys}$ e a saída da histerese é -1, indicando que a potência gerada deve diminuir. A lógica da histerese está representada nas equações a seguir.

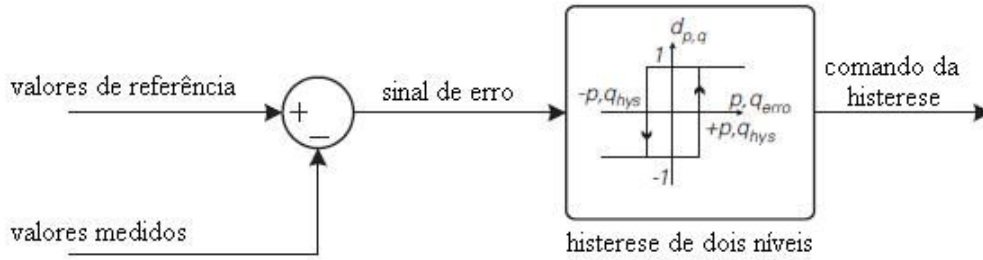


Figura 2.9: Histerese das potências.

$$d_P = \begin{cases} 1 & \text{se } P_{\text{erro}} > P_{\text{hys}} \\ -1 & \text{se } P_{\text{erro}} < P_{\text{hys}} \end{cases} \quad (2.64)$$

$$d_Q = \begin{cases} 1 & \text{se } Q_{\text{erro}} > Q_{\text{hys}} \\ -1 & \text{se } Q_{\text{erro}} < Q_{\text{hys}} \end{cases} \quad (2.65)$$

A partir dos comandos das histereses, d_{P_n} e d_{Q_n} , o controle deve ser capaz de aplicar as variações nas potências, ΔP_n e ΔQ_n , aumentando ou diminuindo-as de acordo com a necessidade. Este controle é realizado aplicando as variações nas correntes, Δi_{n_d} e Δi_{n_q} , como mostra as Equações (2.62) e (2.63).

A Equação (2.59) mostra que é possível controlar a variação da corrente de rotor a partir da queda de tensão entre a rede e o GSC. Ao se realizar a orientação do vetor tensão tem-se, portanto, um vetor girante no plano de tensões. Esse plano de tensões está ilustrado na Figura 2.10, onde tem-se os eixos α e β como referência.

A Figura 2.11 ilustra, de forma simplificada, o conversor estático do GSC. As três chaves do conversor possibilitam 8 estados diferentes das chaves, sendo que 2 deles resultam em tensão nula. As 6 demais tensões possíveis são chamadas de vetores ativos e estão representados na Figura 2.10 de V_1 a V_6 . É comum encontrar na literatura a notação binária para as chaves, sendo apresentada na Tabela 2.1. O 1 representa a chave de cima fechada e a de baixo aberta e o 0 representa a situação complementar, a chave de cima aberta e a de baixo fechada.

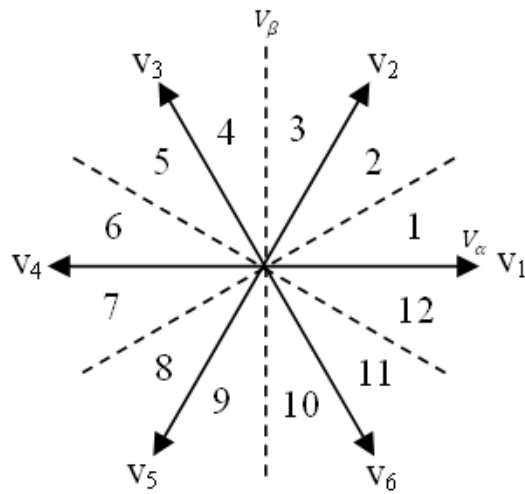


Figura 2.10: Representação do plano de tensões dividido em 12 seções e as 6 tensões ativas possíveis.

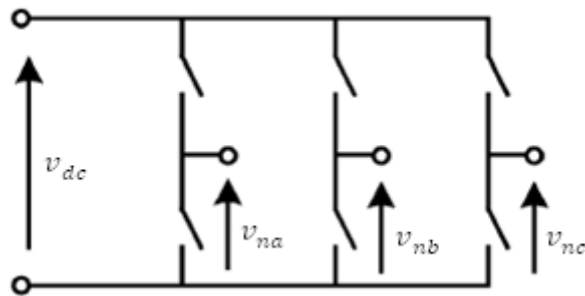


Figura 2.11: Representação simplificada do conversor estático do GSC.

Tabela 2.1: Estados das chaves do conversor estático.

<i>Vetor correspondente</i>	<i>Notação binária</i>		
	V_{na}	V_{nb}	V_{nc}
V_0	0	0	0
V_1	1	0	0
V_2	1	1	0
V_3	0	1	0
V_4	0	1	1
V_5	0	0	1
V_6	1	0	1
V_7	1	1	1

Como o conversor só sintetiza 6 tensões ativas, mapeando toda a área do plano de tensões, dividindo-o em 12 setores, é possível pré-definir, para qualquer posição do vetor tensão da rede, qual das 6 tensões ativas deve ser utilizada para os comandos de potência desejados.

Como exemplo, tem-se os vetores tensão e corrente apresentados na Figura 2.12.

Segundo a Equação (2.62), a potência ativa varia diretamente proporcional à variação da corrente de eixo direto. Já segundo a Equação (2.63), a potência reativa varia proporcionalmente ao sentido inverso da corrente de eixo em quadratura. Pode-se definir, então, o eixo pq , das potências. Ele é orientado ao vetor tensão da rede e pode ser visto na Figura 2.12, indicando os sentidos de aumento e decréscimo de cada um.

A Figura 2.13 mostra a mesma situação da Figura 2.12, porém com mais detalhes e uma tensão do conversor já escolhida. Pode-se perceber que o plano de tensões mostra os setores 1, 2 e 3, pertencentes ao 1º quadrante do plano, assim como as tensões V_1 e V_2 do conversor. Fazendo-se $v_n = V_1$, a queda de tensão no filtro é identificada pelo vetor $(v_g - v_n)$. Como já mostrado na Equação (2.59), a variação da corrente do filtro (Δi_n) ocorre paralelo à queda de tensão $(v_g - v_n)$.

Uma vez que o eixo de potências já foi identificado, orientado ao vetor tensão da rede, pode-se comparar o vetor variação da corrente do filtro (Δi_n) com esse eixo. No exemplo da Figura 2.13, aplicando-se portanto a tensão V_1 no conversor, resultará em uma variação na corrente Δi_n que resultará em diminuição de ambas as potências ativa e reativa.

Pode-se, portanto, realizar o mesmo estudo para todas as tensões ativas do conversor, para os 12 setores do plano de tensões. Para cada seção e cada comando de potência, escolheu-se uma tensão de conversor recomendada. Essas tensões compõem então a Tabela 2.2.

O número escolhido para a divisão de setores no plano de tensões foi 12. Na literatura existem uso de 6 setores (Xu and Cartwright, 2006) mas decidiu-se fazer uma divisão maior do plano, a fim de se conseguir uma melhor utilização dos vetores ativos.

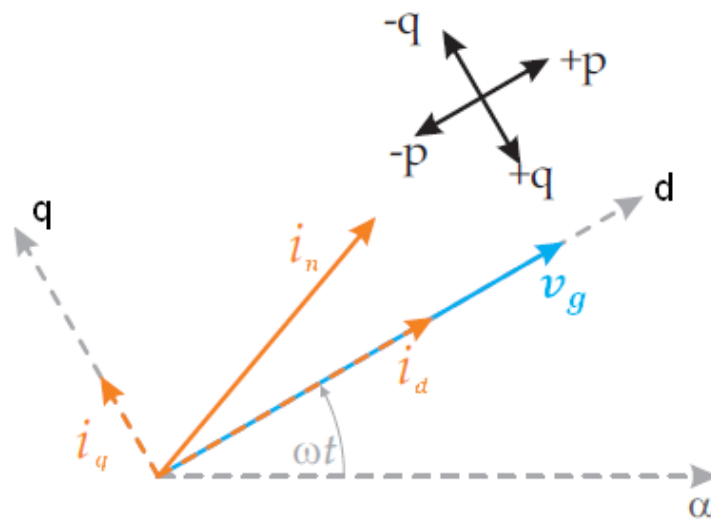


Figura 2.12: Exemplo do DPC no GSC: orientação dos eixos dq e variação das potências.

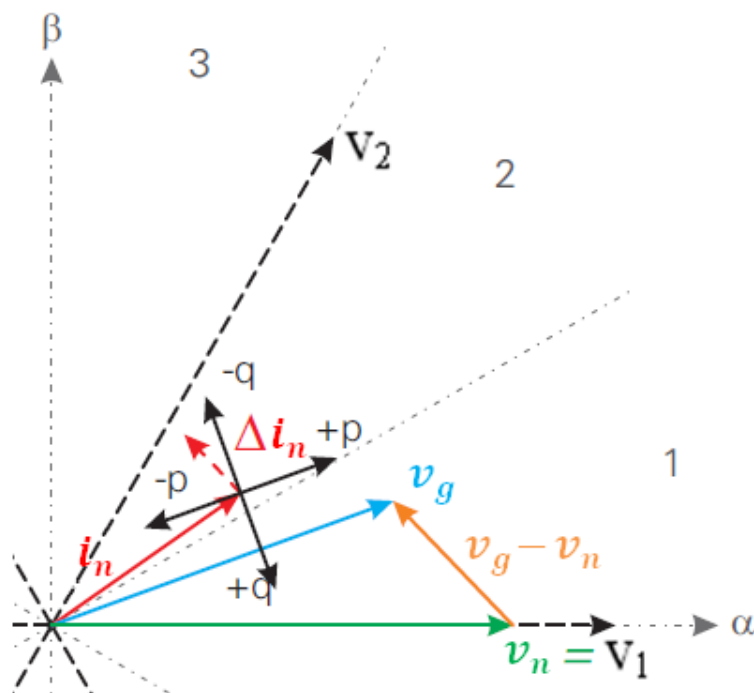


Figura 2.13: Exemplo do DPC no GSC: aplicação da tensão do conversor e controle das potências.

Tabela 2.2: Posições das chaves do conversor GSC pelo DPC.

<i>Varição na potência gerada</i>		<i>Região do vetor v_g</i>											
Δp	Δq	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
↓	↓	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
↓	↑	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
↑	↓	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
↑	↑	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3

Pode-se ver, portanto, que a técnica DPC necessita apenas da posição no plano de tensões do vetor orientado, para se escolher as tensões adequadas de comando do conversor. A tabela é montada previamente e não precisa ser calculada em tempo real durante o controle.

É importante atentar ao fato de que a tabela foi construída, levando-se em conta que o filtro é indutivo e que sua resistência pode ser desprezada. Caso o filtro a ser utilizado tiver capacitância, a equação do filtro será modificada e apresentará maior grau de complexidade, por envolver uma derivada.

Os controles da potência ativa e reativa são representados na Figura 2.14. O controle das potências não utiliza controlador PI, uma vez que a própria tabela seleciona as chaves ideais para que o conversor reproduza as tensões necessárias para se controlar as potências, a cada passo de amostragem.

O controle da tensão do barramento CC é realizado então, a partir da Equação (2.26), que descreve a dinâmica nesse barramento. Da mesma forma em que foi descrito na técnica FOC, aqui pode-se ignorar também a corrente proveniente do RSC, $i_{dc,r}$, como uma perturbação no controle.

Devido à dinâmica rápida do controle por histerese, pode-se considerar que ele possui um ganho unitário, para o controle da tensão do barramento CC:

$$G_{C_{P_n}}(s) = \frac{P_n}{P_n^*} = 1 \quad (2.66)$$

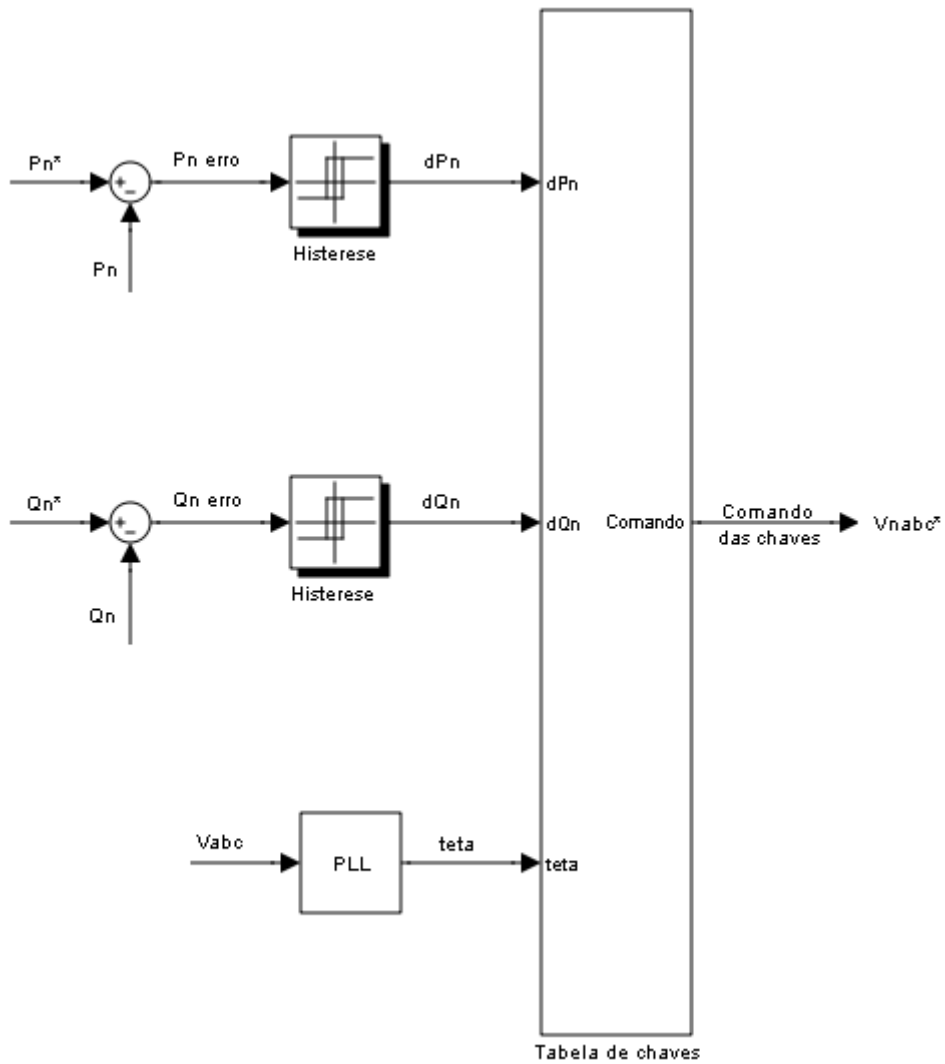


Figura 2.14: Diagrama de blocos do controle do GSC das potências.

Uma vez que o GSC controla a potência ativa necessária apenas para manter a tensão no barramento CC, pode-se escrever a equação da potência exigida, ignorando-se as perdas:

$$P_n = v_{dc} i_n \quad (2.67)$$

A transformada de Laplace da Equação (2.67) resulta na função de transferência da planta:

$$G_{PGSC}(s) = \frac{v_{dc}(s)}{P_n(s)} = \frac{1}{i_n} \quad (2.68)$$

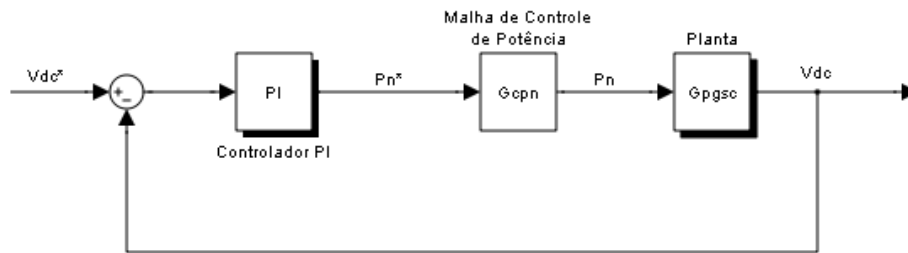


Figura 2.15: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.

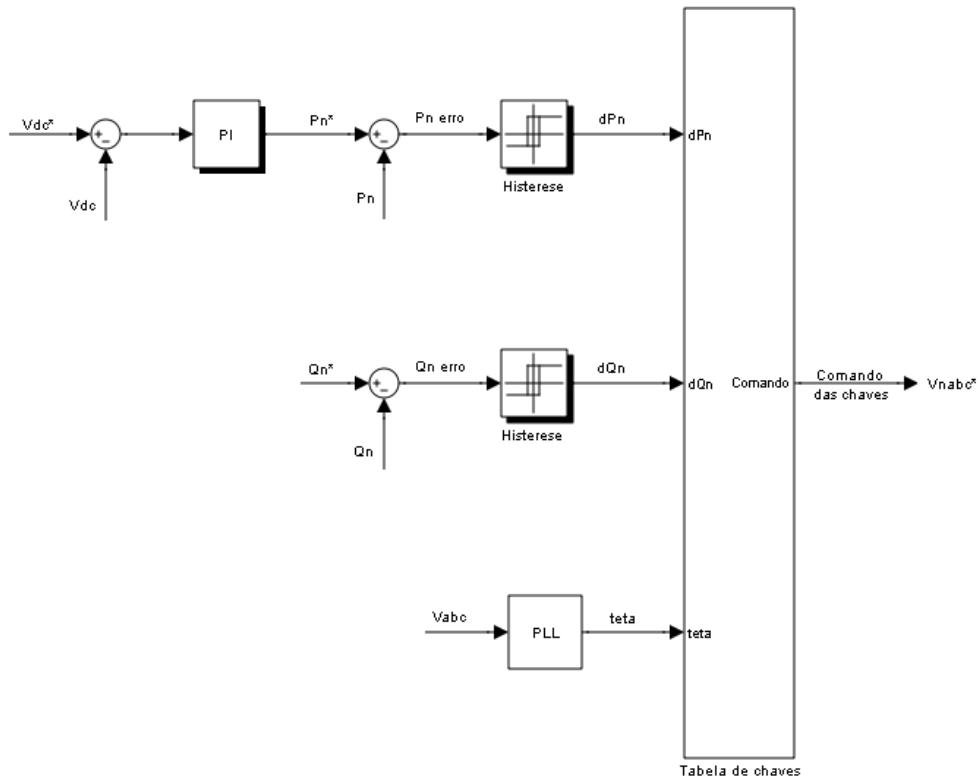


Figura 2.16: Diagrama de blocos dos controles do GSC com DPC.

O diagrama é o mesmo apresentado na Figura 2.7, no controle do RSC empregando a técnica FOC. Entretanto aqui o vetor controlado é o enlace de fluxo do rotor, decomposto em λ_{rd} e λ_{rq} . Na figura também foi introduzido o ângulo θ , representando o ângulo entre o vetor controlado e o eixo dq de referência.

Reescrevendo as Equações (2.17) e (2.18), dos enlaces de fluxo da máquina, no referencial do rotor, tem-se:

$$\overline{\lambda}_s^r = L_s \overline{i}_s^r + L_m \overline{i}_r^r \quad (2.69)$$

$$\overline{\lambda}_r^r = L_r \overline{i}_r^r + L_m \overline{i}_s^r \quad (2.70)$$

As equações da tensão e da corrente do estator, referenciados ao rotor, são dados por:

$$\overline{i}_s^r = \frac{L_r \overline{\lambda}_s^r - L_m \overline{\lambda}_r^r}{L_s L_r - L_m^2} = \frac{\overline{\lambda}_s^r}{\sigma L_s} - \frac{L_m \overline{\lambda}_r^r}{\sigma L_s L_r} \quad (2.71)$$

$$\overline{v}_s^r = R_s \overline{i}_s^r + \frac{d}{dt} \overline{\lambda}_s^r + j\omega_r \overline{\lambda}_s^r \quad (2.72)$$

A partir das Equações (2.71) e (2.72) e ignorando-se a queda de tensão na resistência de estator em (2.72), pode-se escrever as potências ativa e reativa:

$$P_s = \frac{3}{2} \overline{v}_s^r \cdot \overline{i}_s^r = \frac{3}{2} \left(\frac{d}{dt} \overline{\lambda}_s^r + j\omega_r \overline{\lambda}_s^r \right) \cdot \overline{i}_s^r \quad (2.73)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} \overline{v}_s^r \times \overline{i}_s^r = -\frac{3}{2} \left(\frac{d}{dt} \overline{\lambda}_s^r + j\omega_r \overline{\lambda}_s^r \right) \times \overline{i}_s^r \quad (2.74)$$

Através de desenvolvimento matemático, como pode ser visto em Xu and Cartwright (2006), as potências ativa e reativa podem ser simplificadas para (convenção geradora):

$$P_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \left| \overrightarrow{\lambda_s^r} \right| \left| \overrightarrow{\lambda_r^r} \right| \sin \theta \quad (2.75)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} \left| \overrightarrow{\lambda_s^r} \right| \left(\frac{L_m}{L_r} \left| \lambda_r^r \right| \cos \theta - \left| \overrightarrow{\lambda_s^r} \right| \right) \quad (2.76)$$

Nas Equações (2.75) e (2.76), tem-se as componentes de eixo direto e em quadratura do enlace de fluxo do rotor no eixo orientado ao enlace de fluxo do estator. Tem-se portanto: $\left| \overrightarrow{\lambda_r^r} \right| \sin \theta = \lambda_{r_q}$ e $\left| \overrightarrow{\lambda_r^r} \right| \cos \theta = \lambda_{r_d}$, como pode ser visto na Figura 2.17. Derivando essas duas equações, tem-se então:

$$\Delta P_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \left| \overrightarrow{\lambda_s^r} \right| \Delta \lambda_{r_q} \quad (2.77)$$

$$\Delta Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \left| \overrightarrow{\lambda_s^r} \right| \Delta \lambda_{r_d} \quad (2.78)$$

De acordo com as Equações (2.77) e (2.78), tem-se uma situação semelhante às Equações (2.62) e (2.63), do controle do GSC. A potência ativa do estator pode ser controlada variando-se o fluxo de rotor na direção do eixo q e a potência reativa do estator pode ser controlada variando-se o fluxo de rotor na direção do eixo d. A posição inicial e a amplitude do fluxo de rotor não são necessários para o controle, apenas as suas variações.

De acordo com a Equação (2.16), que descreve a tensão do rotor, é possível obter a equação diferencial para o enlace de fluxo do rotor, no referencial rotórico:

$$\Delta \overrightarrow{\lambda_r^r} \cong \overrightarrow{v_r^r} - R_r \overrightarrow{i_r^r} \quad (2.79)$$

Observando a Equação (2.79), ignorando-se a queda de tensão na resistência do rotor, tem-se que a variação do enlace de fluxo do rotor é determinada pela tensão aplicada no rotor, pelo RSC. O fluxo de rotor se move na direção do vetor tensão aplicado e a sua velocidade é proporcional à amplitude da tensão utilizada.

Uma vez que as tensões controladas são as tensões do rotor, e as potências variam de acordo com a projeção da tensão nos eixos direto e em quadratura do

tem-se que para essa situação a potência ativa irá reduzir e a potência reativa irá aumentar.

Repetindo o mesmo processo para todos os vetores ativos e setores do plano de tensões, chega-se à Tabela 2.3, que mostra todas as alternativas. Na tabela foram enfatizados os vetores escolhidos para o controle do RSC, que compõem finalmente a Tabela 2.4. Esta foi construída escolhendo-se os vetores vizinhos, reduzindo o número de chaveamentos desnecessários entre uma região e outra.

Tabela 2.3: Efeito dos vetores ativos nas potências geradas.

Vetores Ativos		Região do enlace de fluxo λ_s^r											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
V_1	Δp	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑
	Δq	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑
V_2	Δp	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑
	Δq	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
V_3	Δp	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑
	Δq	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓
V_4	Δp	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓
	Δq	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓
V_5	Δp	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓
	Δq	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
V_6	Δp	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓
	Δq	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑

Tabela 2.4: Posições das chaves do conversor RSC pelo DPC.

Variação na potência gerada		Região do vetor λ_s^r											
Δp	Δq	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
↓	↓	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
↓	↑	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
↑	↓	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
↑	↑	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2

Da mesma forma que no controle do GSC, a tabela é previamente montada e não precisa ser calculada durante o processo. Os controles das potências ativa e reativa são representados na Figura 2.19.

O controle do GSC é realizado de forma direta, sem necessidade de controladores PI e outras malhas. A referência de potência ativa é obtida a partir do MPPT, conforme já mostrado na seção anterior, na técnica FOC. A comparação com a histerese também é realizada da mesma forma que a tratada no GSC.

Embora as malhas de controle do GSC e RSC foram apresentadas separadamente, o sistema emprega uma malha de controle da potência reativa, que controla ambos os conversores. Essa integração dos dois conversores será considerada mais adiante.

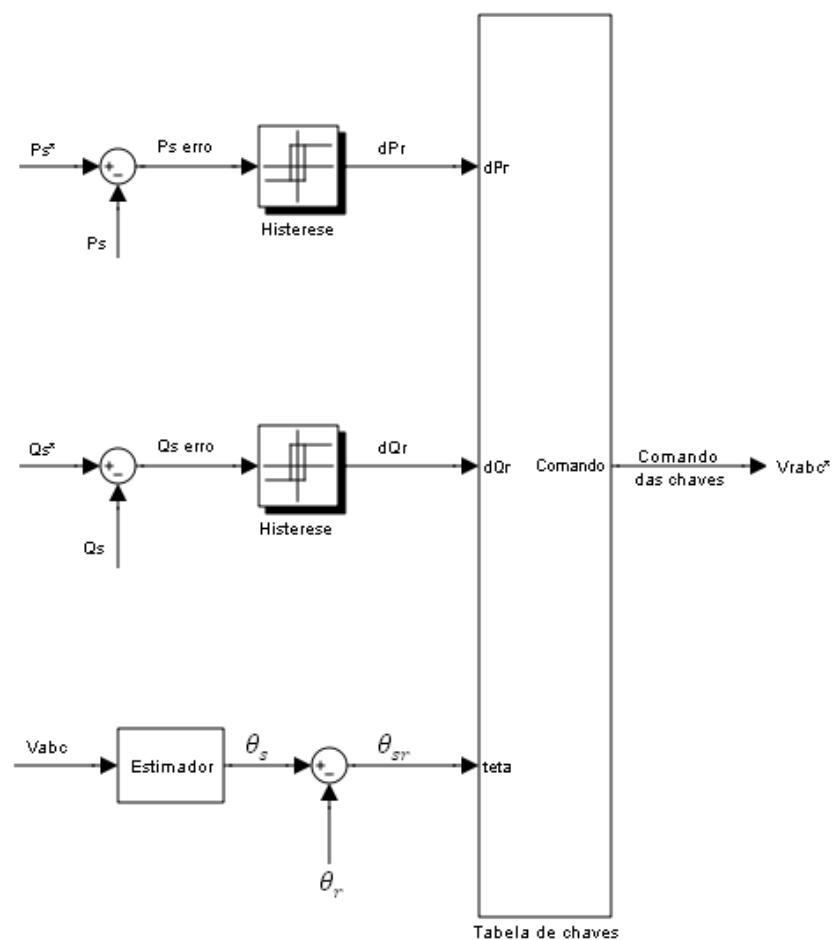


Figura 2.19: Diagrama de blocos dos controles do RSC com DPC.

2.4. Estudo Comparativo

A comparação das duas técnicas de controle é realizada a partir de simulações na plataforma Simulink/MATLAB. São utilizados os componentes da biblioteca SimPowerSystems para representar a máquina e os conversores estáticos. A turbina eólica é modelada matematicamente e o controle DPC é implementado em linha de código, representando o DSP. A frequência de amostragem é obtida a partir do bloco 'Sample & Hold'. O WECS empregado utiliza uma turbina de 2 MW e uma máquina de indução de 2 MW, 690 V, 60 Hz e 4 pólos. Os parâmetros do WECS estão indicados no apêndice A.

Os processos de ajuste dos controladores PI, tanto para a técnica FOC quanto o controlador PI da malha de tensão da técnica DPC, não serão discutidos aqui, uma vez que o objetivo do trabalho é avaliar a técnica DPC em relação ao FOC. O processo de sintonia dos controladores pode ser encontrado em Oliveira (2009).

Duas questões são importantes em relação à técnica DPC. A primeira questão é em relação à frequência de amostragem do sistema. Devido ao fato do DPC fazer amostragem e controlar as chaves dos conversores a cada passo de amostragem, essa frequência é essencial para a dinâmica do controle. A segunda questão é em relação à histerese adotada para o controle. Quanto menor a histerese, mais estreita é a margem de erro do controle e maior é a frequência de chaveamento dos conversores. Ambas as questões serão tratadas mais adiante.

As comparações são realizadas a princípio com a técnica DPC utilizando 20 kHz como taxa de amostragem dos sinais e uma histerese de 1% da potência nominal da máquina. Mais adiante esses valores serão comparados com outros.

A seção será dividida em quatro subseções. As duas primeiras, Conversor do Lado da Rede e Conversor do Lado do Rotor, tratarão do controle em si, os transitórios e influências de uma malha de controle sobre a outra. A subseção Parâmetros do WECS tratará dos demais parâmetros do sistema, mostrando as frequências de chaveamento na técnica DPC e uma malha global de controle da potência reativa, de ambos os conversores. A subseção Técnica DPC irá avaliar os efeitos da frequência de amostragem e histerese de controle no sistema.

2.4.1. Conversor do Lado da Rede (GSC)

A Figura 2.20 mostra o carregamento do capacitor do barramento CC. A referência de tensão é 1400 V. Pode-se observar que a dinâmica nas duas técnicas é semelhante. Ambos levam cerca de 150 ms para atingir o regime permanente. Embora a técnica FOC seja um pouco mais rápida, ela apresenta sobre-elevação, devido ao controlador PI utilizado. No instante inicial, a demanda de corrente é alta em ambos os casos.

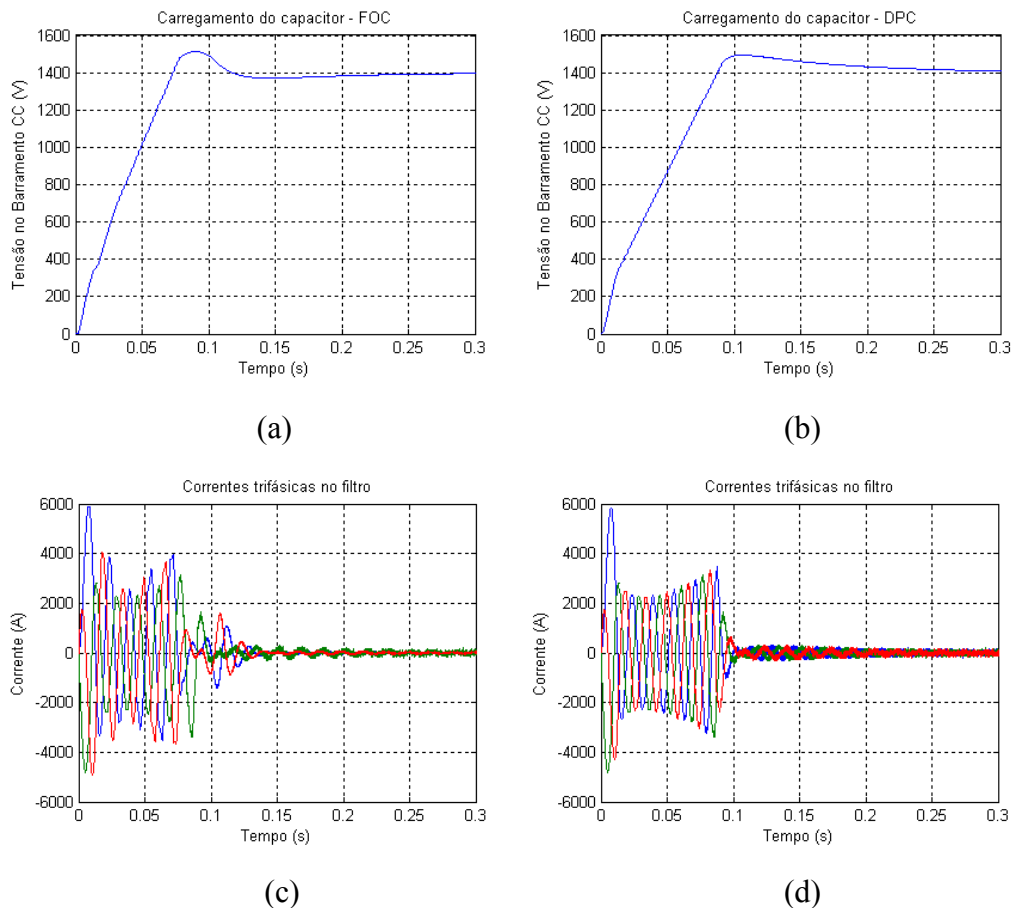


Figura 2.20: Transitório de carregamento do capacitor do barramento CC.

- (a) – Tensão no barramento CC na técnica FOC;
- (b) – Tensão no barramento CC na técnica DPC;
- (c) – Correntes trifásicas no filtro na técnica FOC;
- (d) – Correntes trifásicas no filtro na técnica DPC.

A Figura 2.21 mostra a resposta ao degrau na referência da potência reativa do GSC. Uma vez que os conversores são projetados para apenas 40% da potência nominal da máquina, o rotor é capaz de gerar ou consumir apenas 800 kVA. Nesta simulação, o vento é de 8 m/s e o degrau de referência é de 600 kVar.

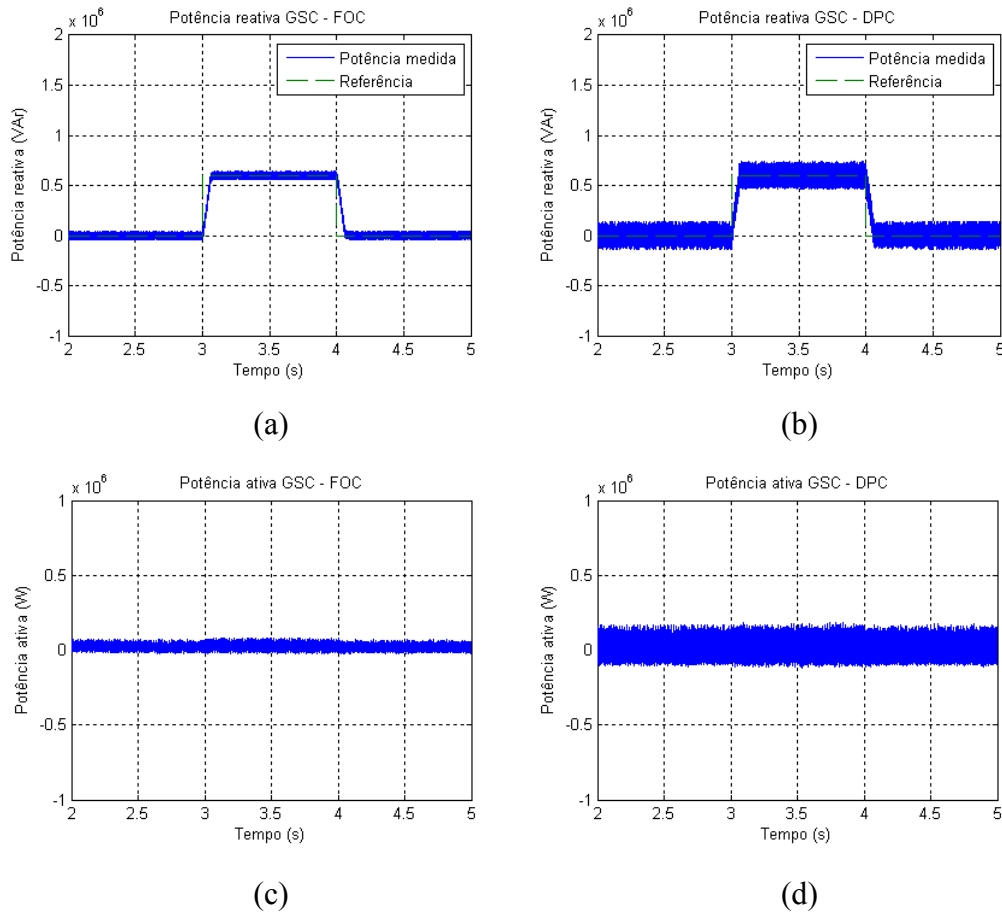


Figura 2.21: Degrau na referência de potência reativa do GSC.

- (a) – Potência reativa do GSC na técnica FOC;
- (b) – Potência reativa do GSC na técnica DPC;
- (c) – Potência ativa do GSC na técnica FOC;
- (d) – Potência ativa do GSC na técnica DPC.

É possível observar a diferença entre as duas técnicas de controle. As potências controladas pelo DPC possuem uma oscilação maior, devido à faixa de histerese.

Pode-se ver que nos dois métodos, o controle da potência reativa influencia pouco na malha da potência ativa.

2.4.2. Conversor do Lado do Rotor (RSC)

Para o conversor do lado do rotor, a situação simulada é a mesma do teste do GSC. O vento é de 8 m/s e a referência da potência reativa recebe um degrau de 600 kVar. Os resultados podem ser vistos na Figura 2.22.

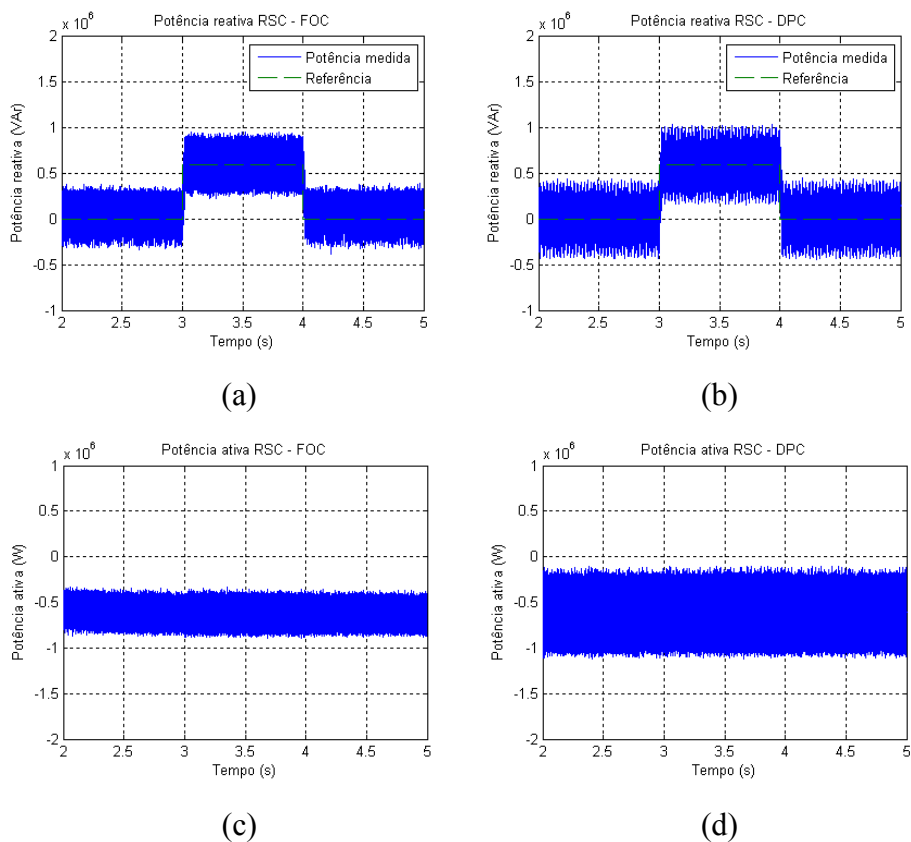


Figura 2.22: Degrau na referência de potência reativa do RSC.

- (a) – Potência reativa do RSC na técnica FOC;
- (b) – Potência reativa do RSC na técnica DPC;
- (c) – Potência ativa do RSC na técnica FOC;
- (d) – Potência ativa do RSC na técnica DPC.

Pode-se ver que, novamente, a potência reativa interfere muito pouco na potência ativa, comprovando o desacoplamento das malhas em ambos os controles. Observa-se também que as oscilações nas potências são maiores, uma vez que a potência que flui pelo estator é maior.

Como analogia ao teste realizado, na Figura 2.23, tem-se a resposta ao degrau na referência da potência ativa do RSC. Esse exemplo serve apenas para comparar a influência da potência ativa no controle da reativa.

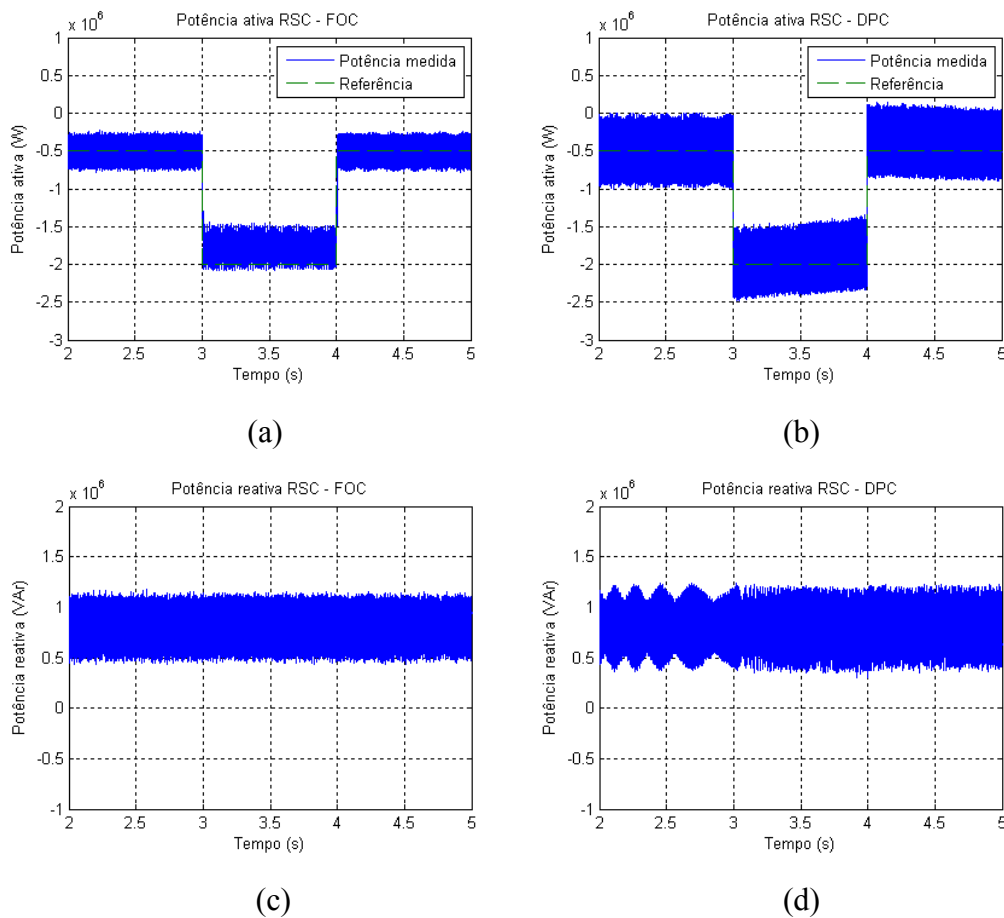


Figura 2.23: Degrau na referência de potência ativa do RSC.

- (a) – Potência ativa do RSC na técnica FOC;
- (b) – Potência ativa do RSC na técnica DPC;
- (c) – Potência reativa do RSC na técnica FOC;
- (d) – Potência reativa do RSC na técnica DPC.

O degrau realizado vai de 500 kW para 2 MW. A dinâmica real de um WECS não possui degraus abruptos, como o utilizado, uma vez que a potência de referência depende da velocidade de rotação do eixo, e consequentemente, da velocidade do vento, e esta possui uma dinâmica lenta e inconstante. Pode-se observar que a potência ativa da técnica DPC apresenta oscilações maiores, mas a potência reativa é semelhante em ambas.

Na Figura 2.23b, pode-se perceber que a potência gerada ultrapassa os 2 MW, valor nominal da máquina. Devido à natureza da técnica DPC, o controle fixa uma histerese centrada na referência, 2 MW, resultando nos valores além do nominal. Como a referência foi forçada em um valor fixo, a simulação desprezou efeitos de sobreaquecimento e sobretensão.

Na Figura 2.23d há uma oscilação antes do degrau na potência ativa ser realizada, e ela se deve ao transitório de inicialização da máquina. Para efeito das análises feitas, fixou-se as referências de ambas as potências e isso resultou no transitório oscilatório da máquina. Em um controle real, as referências não são fixas na inicialização da máquina. A potência ativa segue a dinâmica mecânica do eixo e a potência reativa é controlada por uma malha global, que controla ambos o GSC e o RSC, para manter o fator de potência desejado na rede. Esse controle da potência reativa será abordado mais adiante.

2.4.3. GSC e RSC Interligados

Para realizar o estudo dos demais parâmetros relacionados ao WECS é necessário analisar o sistema com o GSC e o RSC integrados. É empregada uma malha de controle das potências reativas dos dois conversores, para determinar a potência reativa que flui do sistema para a rede elétrica.

Nos exemplos ilustrados a seguir, a referência de potência reativa do WECS foi mantida em zero, garantindo, portanto, um fator de potência unitário. Esse controle garante, então, que a potência reativa necessária à máquina, responsável por sua magnetização, flua apenas entre os circuitos de estator e rotor. Dessa forma, ele é responsável pelas referências da potência reativa em ambos os conversores. O vento utilizado é constante, de 13 m/s, o valor nominal da turbina. As Figuras 2.24 e 2.25 ilustram as potências do WECS na convenção motora.

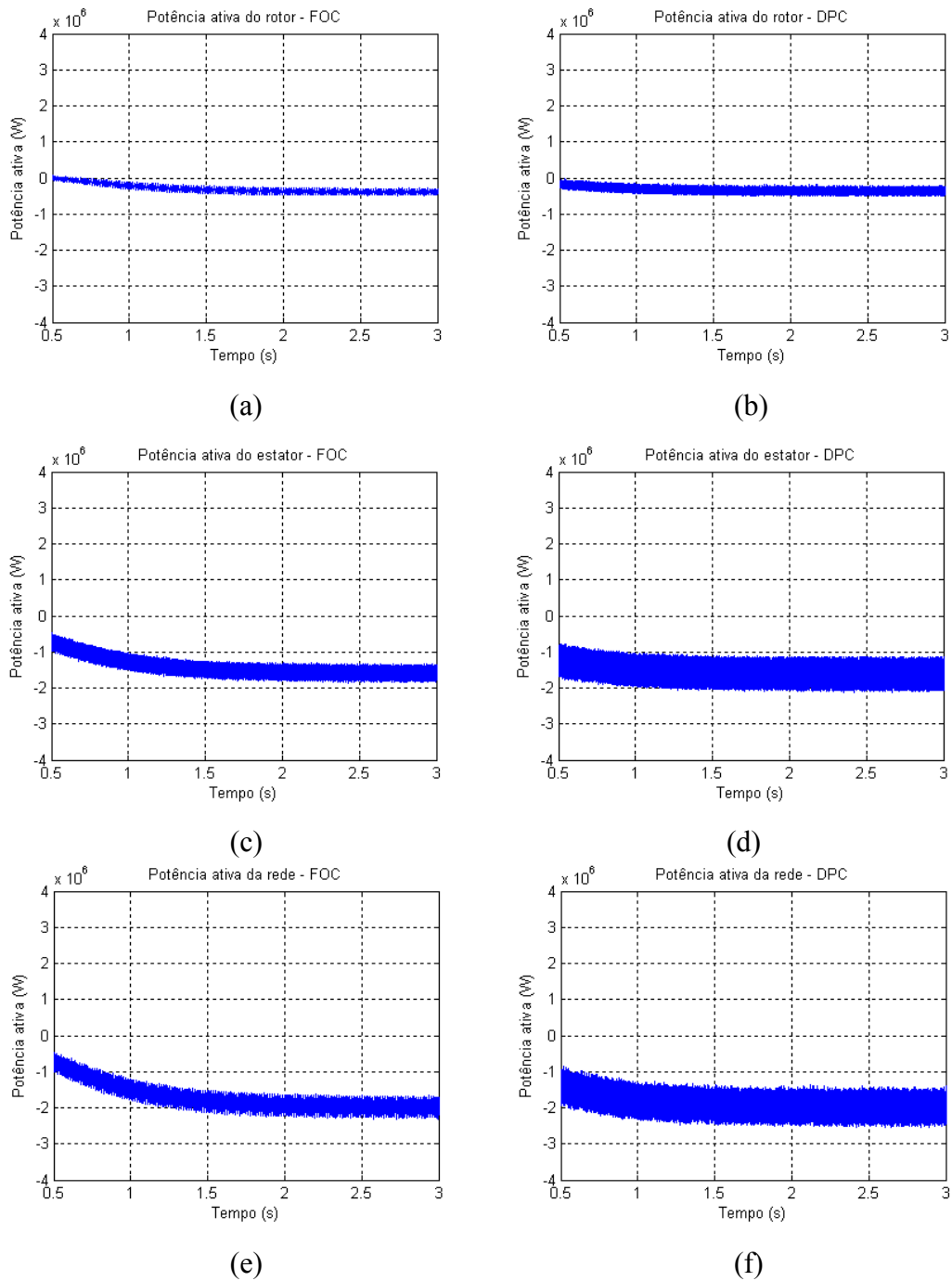
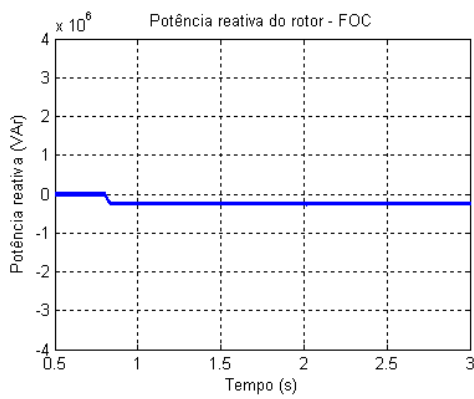
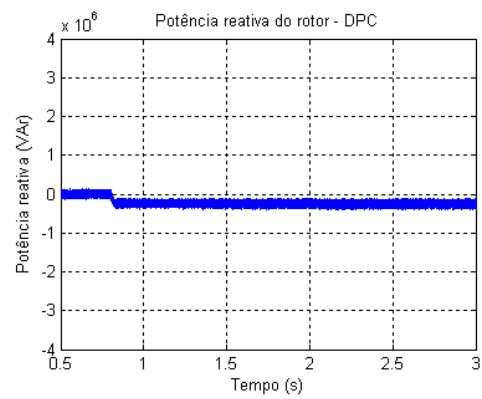


Figura 2.24: Características da potência ativa em regime nominal:

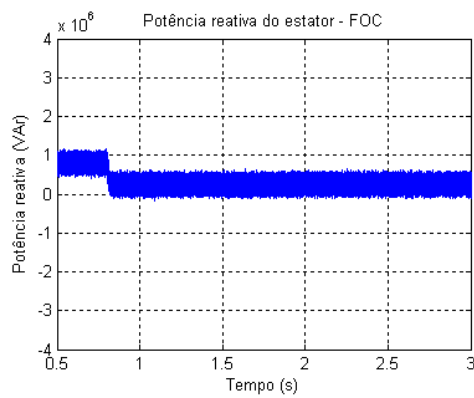
- | | |
|----------------------|----------------------|
| (a) – Rotor / FOC; | (b) – Rotor / DPC; |
| (c) – Estator / FOC; | (d) – Estator / DPC; |
| (e) – Rede / FOC; | (f) – Rede / DPC. |



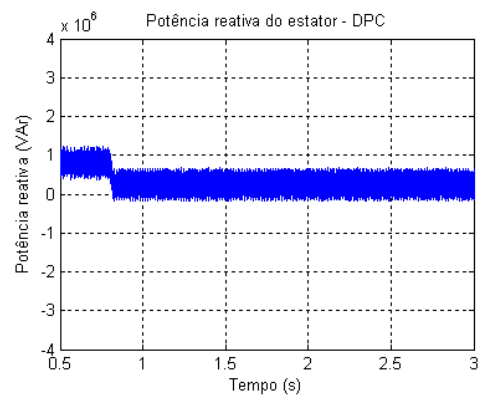
(a)



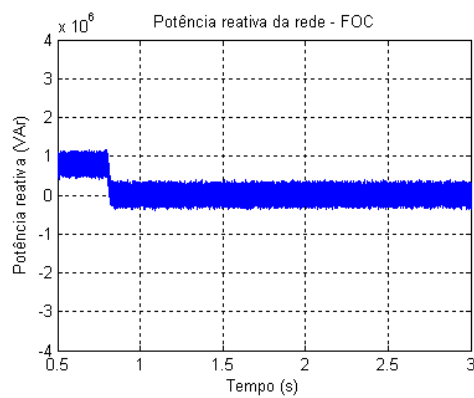
(b)



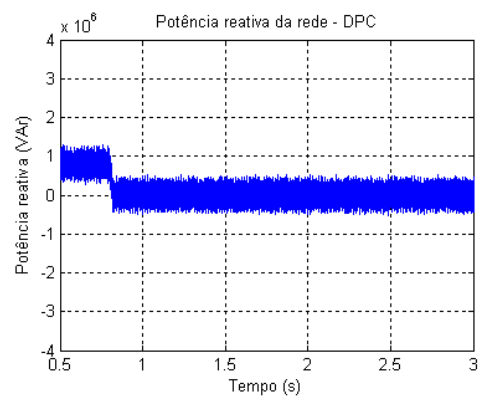
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 2.25: Características da potência reativa em regime nominal:

(a) – Rotor / FOC;

(b) – Rotor / DPC;

(c) – Estator / FOC;

(d) – Estator / DPC;

(e) – Rede / FOC;

(f) – Rede / DPC.

Os valores iniciais até 0,5s foram ignorados, uma vez que constituem-se dos transitórios de inicialização da simulação. O controle de reativos é acionado em 0,8s. A partir dos gráficos pode-se ver que a técnica DPC apresentou faixa de oscilação nas potências igual ou maior que o FOC em todas as ocasiões.

O fator de potência visto pela rede elétrica é apresentado na Figura 2.26. Ele é calculado a partir da relação entre a potência ativa e a potência aparente do gerador:

$$fp = \frac{P_g}{S_g} \quad (2.80)$$

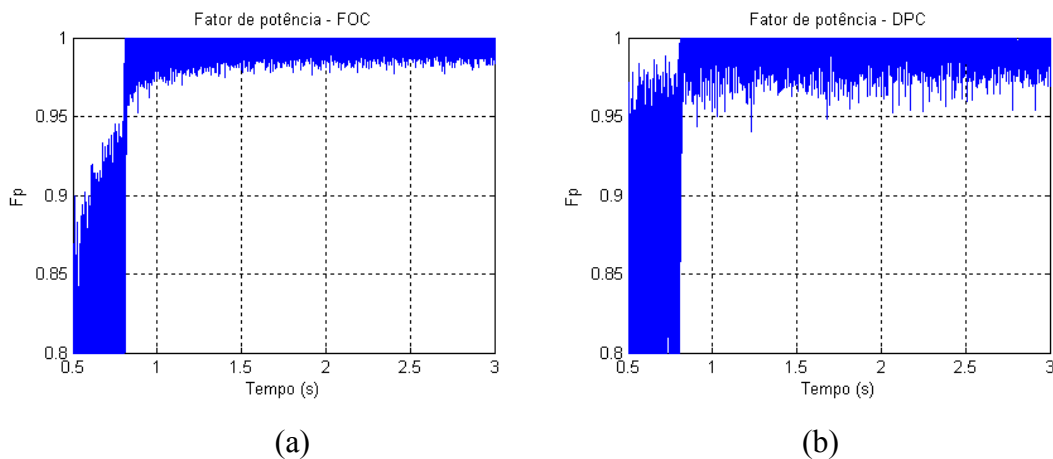


Figura 2.26: Fator de potência visto pela rede.
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

Pode-se ver que o resultado é próximo ao limite, uma vez que o fator de potência se mantém o tempo inteiro acima de 0,97 na técnica FOC e quase o tempo todo acima de 0,95 na técnica DPC. Esses resultados são próximos às normas nacionais, que exigem que o fator de potência seja acima de 0,95 (ANEEL e ONS, 2010a) em regime de funcionamento nominal em WECS.

As demais características da máquina podem ser observadas nas Figuras 2.27, 2.28 e 2.29. A Figura 2.27 mostra a velocidade mecânica do gerador, em rotações por minuto, a Figura 2.28 mostra o conjugado mecânico da máquina e a Figura 2.29 mostra o conjugado eletromagnético da mesma.

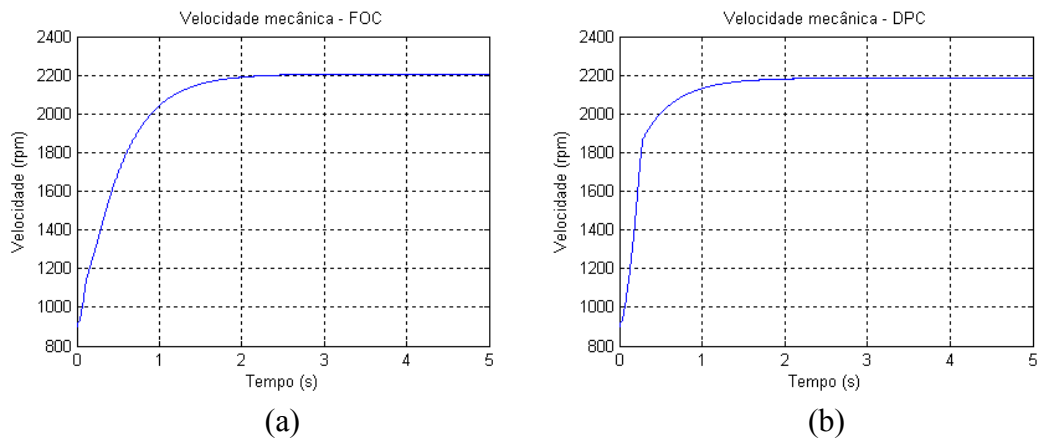


Figura 2.27: Velocidade mecânica do gerador: (a) FOC e (b) DPC.

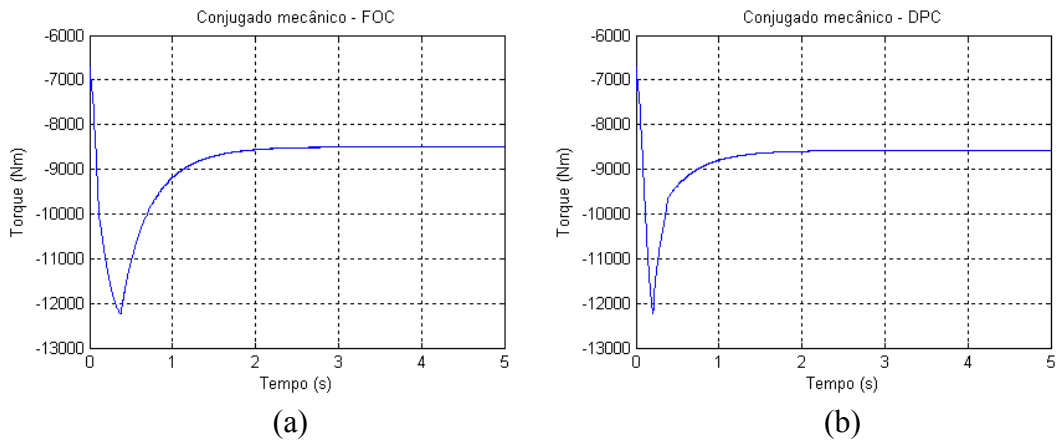


Figura 2.28: Conjugado mecânico da máquina: (a) FOC e (b) DPC.

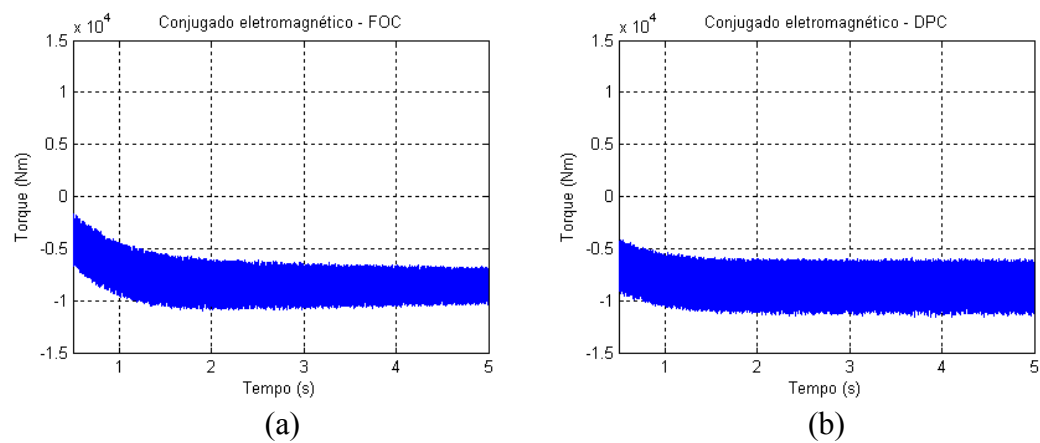


Figura 2.29: Conjugado eletromagnético da máquina: (a) FOC e (b) DPC.

Pode-se ver pelas Figuras 2.27 e 2.28 que a dinâmica mecânica da máquina não oscila e é bastante semelhante nos dois métodos de controle. Entretanto, na Figura 2.29, o conjugado eletromagnético oscila mais na técnica DPC, assim como acontece com as outras grandezas elétricas da máquina já apresentadas.

As oscilações presentes no método DPC são inerentes das histereses, empregadas nesse tipo de controle. O DPC, entretanto, é uma técnica de controle que não depende dos parâmetros internos da máquina. Também não necessita de transformadas e cálculos complexos durante sua utilização.

Deve-se tomar cuidado com as oscilações desse tipo de controle, para não acarretar danos ao sistema elétrico, tais como aquecimento dos condutores e também é necessário averiguar a capacidade do sistema de suportar tais oscilações.

2.4.4. Parâmetros da Técnica DPC

No exemplo realizado, utilizou-se 20 kHz de taxa de amostragem dos sinais e histereses de 1% da potência nominal da máquina. Esses valores podem influenciar muito o comportamento da máquina.

O primeiro parâmetro da técnica DPC a ser discutido é a frequência de amostragem dos sinais. Como os sinais de tensão e corrente são analógicos e necessita-se da amostragem desses sinais, é necessária a utilização de processadores digitais de sinais (DSP – “Digital Signal Processor”). Quanto maior a frequência de amostragem, melhor se torna o controle do sistema, através do DPC. Como o controle das variáveis é realizado a cada passo de amostragem, o ideal é tornar o passo de amostragem tendendo a zero.

Para efeito de comparação, realizou-se a simulação do WECS utilizando 5 kHz, 10 kHz e 20 kHz como frequência de amostragem, com vento nominal. Nas Figuras 2.30 a 2.32 são apresentados quatro parâmetros do sistema que são muito influenciados. A Figura 2.30 mostra as potências ativa e reativa que fluem para a rede, a Figura 2.31 mostra o fator de potência do sistema e a Figura 2.32 mostra o torque eletromagnético da máquina. Em todos eles, pode-se ver que, quanto menor a frequência de amostragem, maiores são as oscilações das variáveis e pior é o fator de potência. Isso ocorre pois quanto menor a frequência de amostragem, maior é o tempo entre um comando e outro do conversor e mais a variável se distancia da histerese.

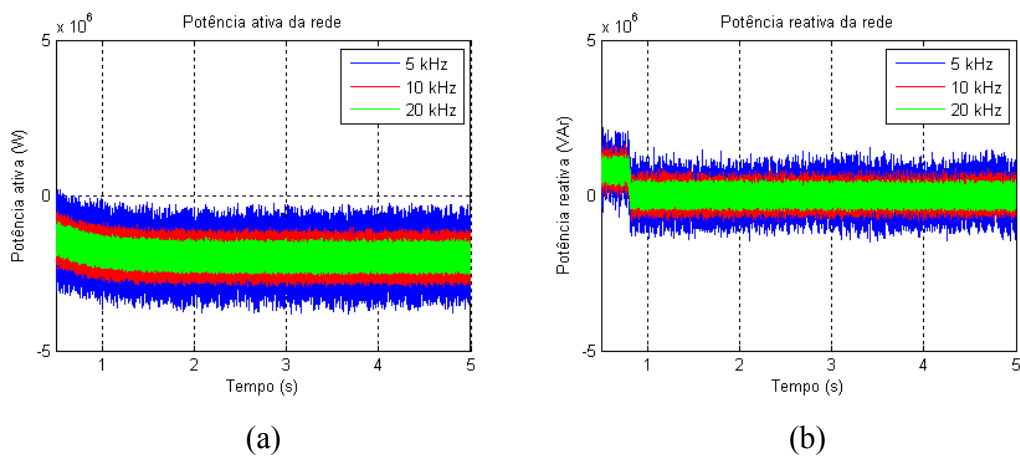


Figura 2.30: Potência da rede para diversas frequências de amostragem dos sinais: (a) – Potência ativa e (b) – Potência reativa.

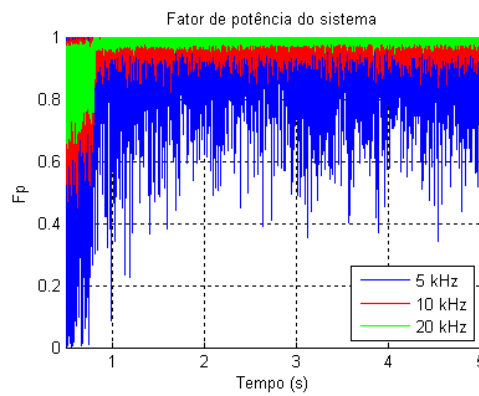


Figura 2.31: Fator de potência para diversas frequências de amostragem.

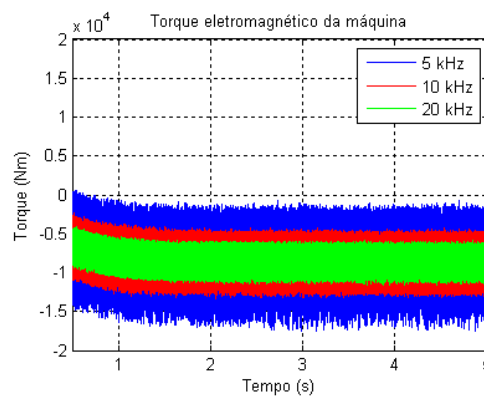


Figura 2.32: Torque eletromagnético para diversas frequências de amostragem.

Observa-se que, para a frequência de amostragem de 5 kHz, o controle torna-se proibitivo, devido ao baixo e oscilante fator de potência e das oscilações nas potências e conjugado.

Outro impacto importante a se analisar é o número de chaveamentos dos conversores. Este é calculado, tomando-se a média do número de chaveamentos das 6 chaves do conversor, em 1 segundo, e dividindo-se por dois (correspondentes a um ciclo de operação).

A Figura 2.33 mostra o número médio de chaveamento dos dois conversores para as três frequências diferentes de amostragem dos sinais. Fica claro que os números de chaveamentos não são fixos e possuem valores diferentes em cada conversor. Para 20 kHz de amostragem, o RSC apresenta chaveamento próximo a 5 kHz, um número usual no emprego de PWMs, enquanto o GSC apresenta chaveamento próximo a 2,5 kHz. Essa frequência pode acarretar um espectro harmônico indesejado nas correntes de rotor, caso que será estudado no próximo capítulo.

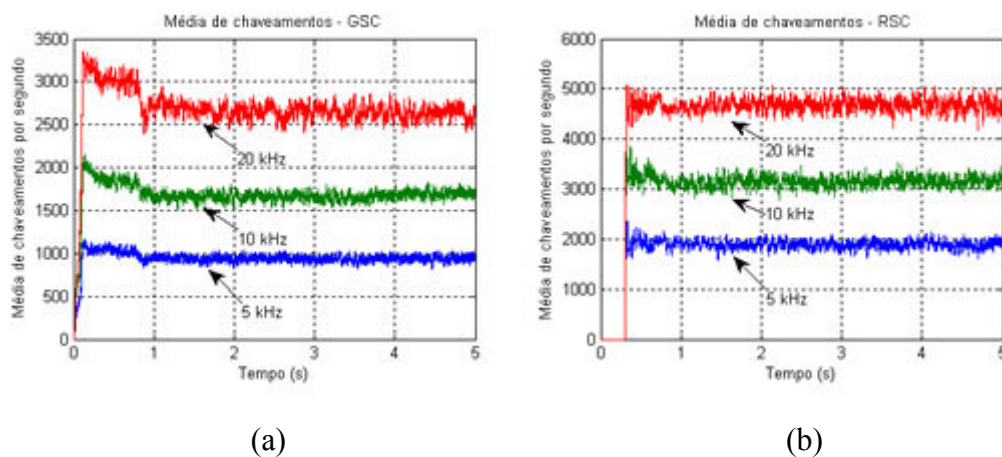


Figura 2.33: Média de chaveamentos dos conversores para diversas frequências de amostragem dos sinais.

- (a) – Conversor do lado da rede;
- (b) – Conversor do lado do rotor.

Pode-se ver que, quanto maior a frequência de amostragem, maior é a frequência de chaveamento. Isso ocorre pois, como já mostrado, em baixas frequências de amostragem, as potências oscilam muito e se distanciam mais da

histerese. Isso faz com que leve mais tempo para voltar à histerese e o chaveamento seja menor.

Observa-se também que o RSC apresenta frequência de chaveamento maior que o GSC, para a mesma frequência de amostragem. Isso decorre do fato das potências do RSC serem maiores que as potências do GSC e, portanto, oscilam mais em torno da histerese.

Através dos resultados apresentados, conclui-se que, quanto maior a frequência de amostragem dos sinais, melhor é o resultado do DPC. Na subseção anterior utilizou-se 20 kHz, por ser um valor possível de se implementar em DSPs e por apresentar resultados bons comparados à técnica FOC.

O segundo parâmetro da técnica DPC a se analisar é a largura da histerese utilizada no controle. Foram realizadas simulações, com 20 kHz de amostragem e vento nominal, para histereses de 1%, 5% e 10% do valor nominal do gerador. Os resultados são apresentados nas Figuras 2.34 a 2.36. A Figura 2.34 mostra o fator de potência do sistema, a Figura 2.35 apresenta as potências ativa e reativa que fluem para a rede, e a Figura 2.36 mostra o número médio de chaveamentos dos conversores. Pode-se ver que o impacto nas oscilações das potências é menor, mas o fator de potência para a histerese de 10% já apresenta valores proibitivos, chegando a 0,8.

Pode-se ver, entretanto, que para as histereses de 5% e 10%, as frequências de chaveamento são bem menores, principalmente no GSC. Isso ocorre pois, com a largura maior da histerese, a potência demora mais tempo para percorrer de um limite ao outro da histerese, levando a menos chaveamentos.

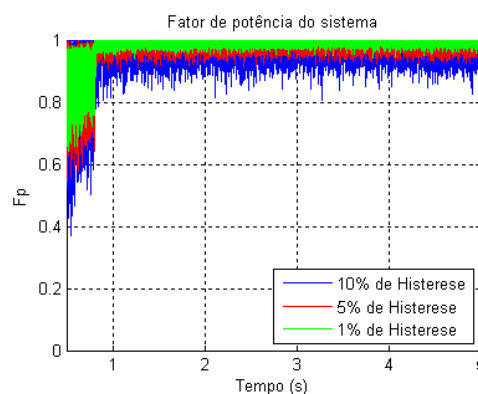


Figura 2.34: Fator de potência para diversas histereses.

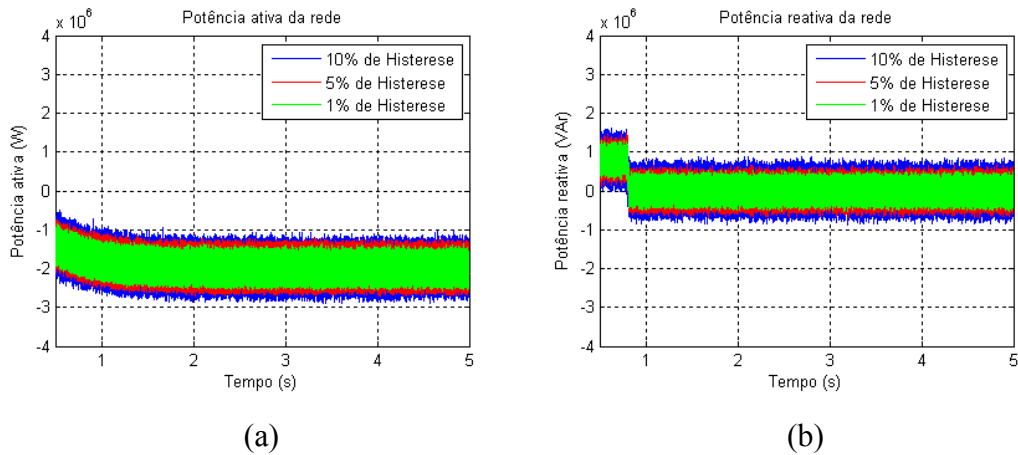


Figura 2.35: Potência da rede para diversas histereses:
(a) – Potência ativa e (b) – Potência reativa.

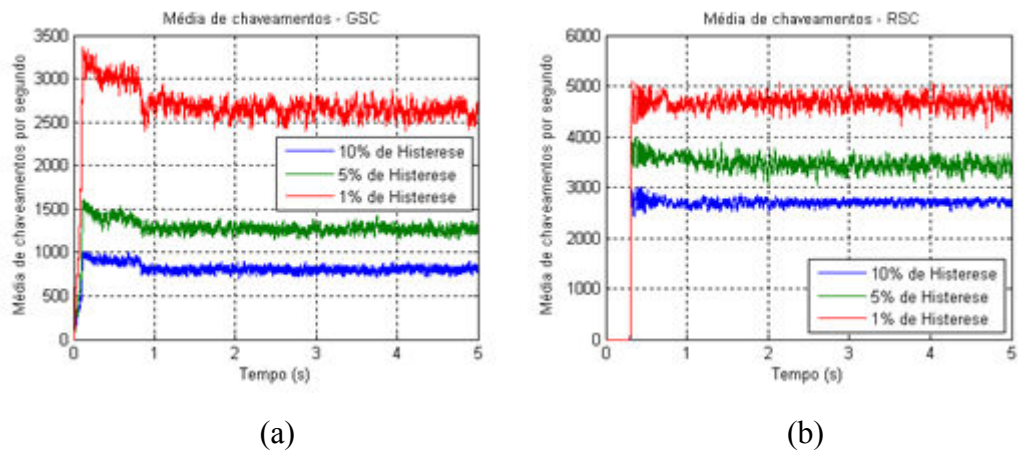


Figura 2.36: Média de chaveamentos dos conversores para diversas histereses.
(a) – Conversor do lado da rede; (b) – Conversor do lado do rotor.

Com os resultados apresentados, pode-se concluir que o ideal é utilizar a menor histerese possível, de modo a garantir a maior frequência de chaveamento dos conversores.

Na técnica FOC, onde se emprega o PWM, a preocupação com frequências de chaveamento extremamente altas se deve ao aquecimento dos semicondutores, decorrentes dos chaveamentos. Na técnica DPC, entretanto, deve-se tentar a maior frequência de chaveamento possível, uma vez que estas ainda são baixas,

garantindo, portanto, menores oscilações das potências e fator de potência. As frequências de chaveamento serão retomadas no próximo capítulo, onde mostrarão o impacto nos espectros harmônicos das correntes.

2.5. Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os diversos componentes de um sistema de conversão de energia eólica. O gerador de indução duplamente excitado foi descrito, assim como os dois métodos de controle: Controle Orientado pelo Campo e Controle Direto de Potência.

Foram apresentados e analisados os resultados de simulações, empregando as duas técnicas de controle. Foram discutidas também a influência na escolha de dois parâmetros importantes na técnica DPC, a frequência de amostragem dos sinais e a largura da histerese de controle.

Não foram apresentados estudos relativos a diferentes pontos de operação, uma vez que as simulações referem-se ao ponto de operação nominal do sistema. Entretanto, na técnica DPC, a frequência de chaveamento dos conversores varia sensivelmente de acordo com a carga e o ponto de operação do sistema (Xu and Cartwright, 2006).

A comparação das duas técnicas de controle mostrou que a técnica DPC foi satisfatória em parte, comparada à técnica FOC. As suas vantagens principais são a falta de necessidade de se conhecer os parâmetros internos da máquina e a simplicidade dos cálculos realizados durante o controle. Entretanto, o controle ainda apresenta algumas dificuldades, tais como grandes oscilações nas potências controladas e baixa frequência de chaveamento dos conversores.

Feito o estudo comparativo dos métodos de controle, nos próximos capítulos é possível realizar análises complementares ao WECS, focando no espectro harmônico do sistema e a sua suportabilidade frente a afundamentos momentâneos de tensão.

Espectro Harmônico do DFIG

3.1. Introdução

Uma vez que o DFIG foi descrito e as técnicas de controle foram apresentadas, é possível analisar neste capítulo o espectro harmônico do sistema. Inicialmente são apresentados os índices de qualidade de energia e as normas sobre o tema. Posteriormente, as simulações são realizadas, analisando-se o espectro da máquina, levando à conclusão de como a tecnologia DFIG com DPC impacta na rede elétrica, quanto aos harmônicos. Por fim são realizados estudos levando-se em conta a variação de alguns parâmetros do sistema, como a histerese de controle e a velocidade do vento incidente. O escopo desse capítulo é analisar a influência dos harmônicos existentes no DFIG controlado pela técnica DPC, na rede elétrica, sem levar em conta os danos internos à máquina, tais como conjugados pulsantes e frenantes ou aquecimento nos condutores. Os resultados apresentados são válidos, uma vez que se aproximam do caso real.

3.2. Índices Qualitativos de Energia

Através da Transformada de Fourier (FT – “Fourier Transform”) é possível escrever um sinal periódico em suas componentes harmônicas. Isso é possível, decompondo-o em funções senoidais e cossenoidais. Uma análise completa é

realizada em Arrillaga and Watson (2003). A FT possibilita obter os valores dos harmônicos que compõem grandezas de interesse, tais como tensões e correntes.

3.2.1. Definição dos Índices

A Distorção Harmônica Total (THD – “Total Harmonic Distortion”) é um índice quantitativo utilizado em todas as recomendações internacionais e normas nacionais. A sua definição é apresentada em Arrillaga and Watson (2003) como:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_h^2}}{V_1} \quad (3.1)$$

O subscrito V indica que a THD se refere à tensão. Como pode-se perceber nas Equações (3.1) e (3.2), a série de Fourier é uma série infinita. Entretanto para se realizar os estudos, é necessário truncar a série. Nas recomendações internacionais e nacionais, é usual considerar harmônicos de até a 25ª ordem ou 50ª ordem. No estudo realizado aqui, considera-se até a 50ª ordem. A tensão V_1 é o valor eficaz da tensão de fase fundamental. As tensões V_h são os valores eficazes das tensões de fase em cada ordem harmônica h . Análogo à tensão, define-se a THD para a corrente:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_1} \quad (3.2)$$

A THD de tensão e corrente tenta quantificar o conteúdo harmônico total existente da grandeza, em percentual. Seguindo o mesmo conceito, pode-se definir a Distorção Harmônica Total com Inter-harmônicos (THDz – “Total Harmonic Distortion with Interharmonics”), como é mostrado em Saniter et al. (2003):

$$THDz_V = \frac{\sqrt{(\sum_{n=1}^{3000} V_n^2) - V_{60}^2}}{V_{60}} \quad (3.3)$$

$$THDz_I = \frac{\sqrt{(\sum_{n=1}^{3000} I_n^2) - I_{60}^2}}{I_{60}} \quad (3.4)$$

A Distorção de Demanda Total (TDD – “Total Demand Distortion”) e a Distorção de Demanda Total com Inter-harmônicos (TDDz – “Total Demand Distortion with Interharmonics”) são definidas de maneira similar à THD e THDz. Entretanto, seus cálculos consideram como base a grandeza nominal da carga, ao invés da componente fundamental:

$$TDD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_{NOMINAL}} \quad (3.5)$$

$$TDDz_I = \frac{\sqrt{(\sum_{n=1}^{3000} I_n^2) - I_{60}^2}}{I_{NOMINAL}} \quad (3.6)$$

Para o estudo realizado, os inter-harmônicos considerados são múltiplos de 1 Hz e a somatória vai até 3 kHz, correspondendo à 50ª ordem na THD. Desta forma, o valor fundamental corresponde ao índice $n = 60$ nas somatórias das Equações (3.3), (3.4) e (3.6).

3.2.2. Normas

Em âmbito nacional, há restrições para a distorção harmônica de tensão, apresentadas nos Procedimentos de Rede (ANEEL e ONS, 2010) e nos Procedimentos de Distribuição (ANEEL, 2010). Entretanto a distorção harmônica de corrente só é tratada em recomendações internacionais, no guia IEEE 519 (IEEE, 1992) e na norma IEC 61000-3-6 (IEC, 2008a).

Os Procedimentos de Rede consideram harmônicas de tensão de até a 50ª ordem. O indicador utilizado é o DTHTS95%. Para se obter esse indicador, são realizadas medições de THD_V em um período de 24 horas, em intervalos integralizados de 10 minutos, durante 7 dias consecutivos. A cada dia, determina-

se o valor que foi superado em apenas 5% das medições e o maior valor obtido dos 7 dias é atribuído como DTHTS95%.

São definidas então, duas tabelas, correspondentes a limites globais e limites individuais de tensões harmônicas. Os limites globais se referem ao indicador DTHTS95% obtido em qualquer ponto do sistema e leva em conta o regime normal de utilização do mesmo, podendo haver influência dos demais componentes da rede elétrica no ponto estudado. Os limites individuais se referem ao indicador DTHTS95% obtido a partir de um ponto de conexão, devido a um único acessante. No estudo realizado, o acessante é o sistema de conversão de energia eólica (WECS).

Os Procedimentos de Distribuição exigem que as harmônicas de tensão considerem pelo menos até a 25ª ordem. A THD_V é calculada segundo a Equação (3.1), mas é chamada de DTT (Distorção Harmônica Total de Tensão).

As distorções harmônicas que aparecem na máquina de indução se resumem basicamente nos harmônicos de corrente. As análises realizadas aqui se limitam à corrente, uma vez que as distorções de tensão dependem das impedâncias da rede e o estudo se limita à máquina. Como mostrado por Saniter et al. (2003), os harmônicos na tensão, em casos reais, são mínimos devido à baixa impedância da rede e alta razão de curto-circuito que é desejável em sistemas elétricos.

A norma IEC 61000-3-6 apresenta limites para a THD de corrente e correntes harmônicas apenas de ordem 5, 7, 11 e 13. Por essa razão, os parâmetros de referência utilizados neste trabalho, para as correntes, são os limites apresentados no guia IEEE 519. Nele são empregadas três tabelas, agrupadas aqui na Tabela 3.1. Ela separa os limites de acordo com a tensão nominal da barra e a relação I_{sc}/I_L , chamada relação de curto-circuito, onde I_{sc} é a máxima corrente de curto circuito no ponto de conexão comum (PCC - "Point of Common Coupling") e I_L é a máxima corrente de carga, na frequência fundamental, no PCC. Na Tabela 3.1 estão apresentados os limites dos harmônicos ímpares. Para os harmônicos pares, os limites são 25% dos valores apresentados. As distorções de corrente que causem corrente contínua não são permitidas e o asterisco mostra que todos os equipamentos geradores possuem a relação de curto-circuito de pelo menos 20.

Para a simulação analisada neste trabalho, os limites utilizados são da terceira faixa da Tabela 3.1, de geração dispersa, que corresponde à geração eólica. A relação de curto-circuito escolhida é superior a 50, modelada pela impedância do transformador de alimentação do WECS.

Tabela 3.1: Limites de correntes harmônicas do guia IEEE 519.

**Current Distortion Limits for General Distribution Systems
(120 V Through 69 000 V)**

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

**Current Distortion Limits for General Subtransmission Systems
(69 001 V Through 161 000 V)**

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

**Current Distortion Limits for General Transmission Systems (>161 kV),
Dispersed Generation and Cogeneration**

Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

3.3. Espectro Harmônico do DFIG

Conforme mostrado na seção anterior, o espectro harmônico das correntes e tensões é obtido a partir da série de Fourier das mesmas. A série é obtida a partir da Transformada Discreta de Fourier (DFT – “Discrete Fourier Transform”),

utilizando a implementação computacional Transformada Rápida de Fourier (FFT – “Fast Fourier Transform”).

A DFT resulta em um conteúdo espectral discreto e periódico no domínio da frequência e a FFT viabiliza o cálculo computacional, que é realizado de forma rápida e eficiente. Entretanto, como mostrado por Machado (2008), a FFT apresenta algumas deficiências na estimação espectral, caso não seja utilizada corretamente.

Ao se realizar a DFT, delimita-se o sinal a uma janela de dados. Essa função de janelamento deve ter o mesmo comprimento ou ser múltiplo inteiro do período fundamental do sinal. Isso garante que a amostragem seja correta e coincida com as frequências presentes no sinal, sem resultar em uma falsa dispersão do espectro. A frequência de amostragem também é importante, uma vez que deve-se ter um número inteiro de amostras por período da componente fundamental do sinal, para garantir a correta estimação das frequências.

Como na simulação o passo de amostragem é o mesmo passo de simulação, optou-se por simular o sistema a uma frequência de 60 kHz, garantindo, portanto, 1000 amostras por período da fundamental. A função de janelamento utilizada é uma função retangular com amplitude unitária e de duração de um ciclo da fundamental. Os demais parâmetros da simulação são os mesmos das análises realizadas na seção anterior: vento nominal de 13 m/s, histerese de 1% da potência nominal e frequência de amostragem do DSP de 20 kHz, na técnica DPC. As análises são realizadas no regime permanente da máquina.

Uma vez que a simulação utiliza um passo de simulação menor que no capítulo anterior (onde foi escolhido 10^{-5} s), a dinâmica do sistema é levemente diferente. As frequências de chaveamento obtidas são um pouco menores aqui, mas não interferem muito no resultado desejado. Os espectros obtidos podem não corresponder exatamente à realidade, devido à limitação da FFT, mas são próximas. O verdadeiro espectro pode apresentar inter-harmônicos de todas as ordens, sendo contínuo. A FFT, entretanto representa o espectro de forma discreta, limitada ao número de amostras do sinal.

A seguir são analisados a origem dos harmônicos e os espectros harmônicos obtidos em cada setor do gerador: circuito de alimentação do GSC, circuito de rotor, circuito de estator e circuito da rede. Os estudos consideram harmônicos de até a 100ª ordem.

3.3.1. Propagação dos Harmônicos no DFIG

O estudo de todos os harmônicos presentes no DFIG é difícil, uma vez que necessita-se reproduzir toda a dinâmica elétrica da máquina, assim como efeitos de saturação, tempo morto referente às chaves e características construtivas do rotor. O trabalho realizado diz respeito aos harmônicos de alta ordem, uma vez que ignorou-se o tempo morto das chaves, que causa harmônicos de baixa ordem.

As fontes de harmônicos e inter-harmônicos na máquina tratadas aqui podem ser citadas como: natureza chaveada dos conversores; ações de controle e reflexões de harmônicos entre o estator e o rotor. As análises realizadas são baseadas em conjuntos de dados de sinais estáticos no tempo. Entretanto, como mostrado por Machado (2008), o espectro muda em função do tempo também.

Para se analisar os harmônicos de corrente do DFIG, pode-se dividi-lo em três setores: o circuito do GSC, em que é ligado à rede elétrica a partir do filtro; o circuito do RSC, onde alimenta o rotor da máquina e o circuito de estator, ligado diretamente à rede. Os circuitos do GSC e do estator possuem tensões e correntes em 60 Hz, mas o circuito do RSC apresenta os dois em frequência variável, dependentes do escorregamento da máquina. Os conversores estáticos causam harmônicos nas frequências múltiplas das frequências de chaveamento, nos circuitos de GSC e RSC.

Esses harmônicos causados pelo chaveamento dos conversores têm o comportamento diferente do espectro obtido na técnica FOC, em que é empregado o uso de PWMs. O PWM apresenta uma frequência de chaveamento fixa e, portanto, resulta em harmônicos concentrados nos múltiplos das frequências de chaveamento. Como a técnica DPC se baseia no controle por histerese, as frequências de chaveamento são bastante esparsas e indefinidas no tempo. Isso resulta em um espectro harmônico esparso, inclusive com componentes em ordens pares e múltiplos de 3.

As harmônicas existentes no rotor, devido ao RSC, são refletidas para o estator, como foi estudado por Schulz et. al (2003). Essa reflexão das harmônicas ocorre no gap de ar entre o estator e o rotor da máquina, decorrentes do escorregamento da máquina, das diferenças de frequência do rotor e do estator; e dos sentidos de rotação dos campos girantes gerados por essas correntes harmônicas.

A máquina trifásica resulta em harmônicos de diferentes seqüências de giro. Harmônicos em sistemas equilibrados são classificados em seqüência positiva, negativa ou zero. As harmônicas de seqüência positiva resultam, em referencial estático, em campos que giram no mesmo sentido da máquina. Suas frequências de giro são, portanto, a frequência das correntes de rotor somada à frequência elétrica da máquina. As harmônicas de seqüência negativa resultam em campos que giram no sentido oposto à da máquina, com frequências equivalentes à diferença entre a frequência do rotor e do estator. Por fim, as harmônicas de seqüência zero não induzem campos girantes, e portanto, não se propagam no sistema. Os sentidos de giro das seqüências positiva e negativa são ilustrados na Figura 3.1. O escorregamento é definido como:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3.7)$$

A classificação das seqüências de giro ocorre de acordo com a Tabela 3.2, para um sistema equilibrado. No caso da máquina é difícil garantir esse equilíbrio, e geralmente as componentes são mistas, compostas por parte em seqüência positiva e parte em seqüência negativa (Saniter et al., 2003).

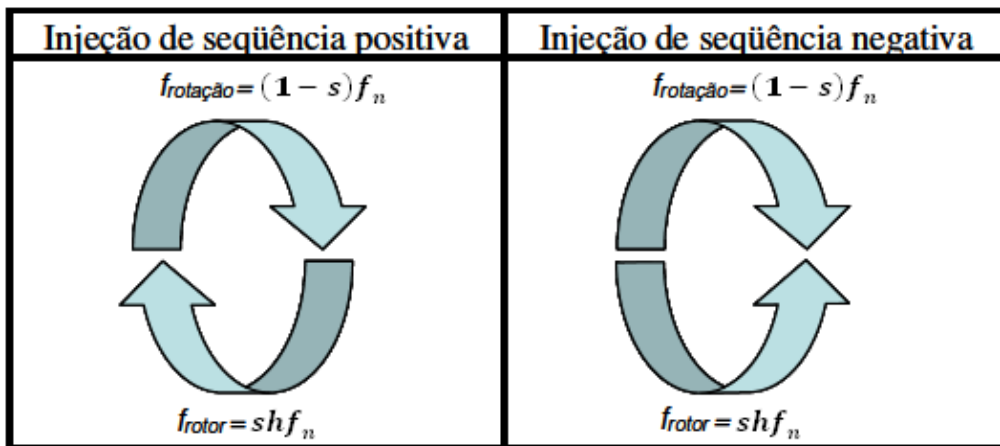


Figura 3.1: Sentido de giro das harmônicas de seqüência positiva e negativa.

Tabela 3.2: Sequência de giro das harmônicas.

<i>Ordem harmônica</i>	<i>Sequência de giro</i>
1	+
2	-
3	0
4	+
5	-
6	0
⋮	⋮

A reflexão das harmônicas é descrita pelas seguintes equações:

$$f_s = (1 - s)f_n + g(h)shf_n \quad (3.8)$$

$$g(h) = \begin{cases} +1, & h \rightarrow seq + \\ -1, & h \rightarrow seq - \end{cases} \quad (3.9)$$

Nas Equações (3.8) e (3.9), s é o escorregamento da máquina; f_s é a frequência harmônica no estator; f_n é a frequência fundamental da rede elétrica, no caso 60 Hz, e h é a ordem harmônica.

A partir dessas equações fica clara a origem das inter-harmônicas no estator. A frequência fundamental no rotor é dependente do escorregamento da máquina. Portanto, as harmônicas do rotor, são múltiplas da fundamental do rotor, que não é múltiplo inteiro da frequência da rede. Essa reflexão ocorre dependendo do escorregamento da máquina também, resultando em inter-harmônicos no estator de ordem fracionária e, conseqüentemente, não múltiplo inteiro da fundamental da rede.

Nas simulações a seguir, empregou-se os mesmos parâmetros da máquina e da turbina do capítulo anterior e podem ser encontrados no apêndice A. O sistema tem valor nominal de 2 MW. É utilizada a condição de regime permanente, com vento nominal.

3.3.2. Resultados da Análise no DFIG com DPC

Em todas as figuras de espectro harmônico, a fundamental foi omitida, uma vez que esta corresponde a 1 pu. A primeira região do DFIG a ser analisada é o circuito do GSC. A Figura 3.2 mostra a média de chaveamentos do GSC, considerando-se as três fases.

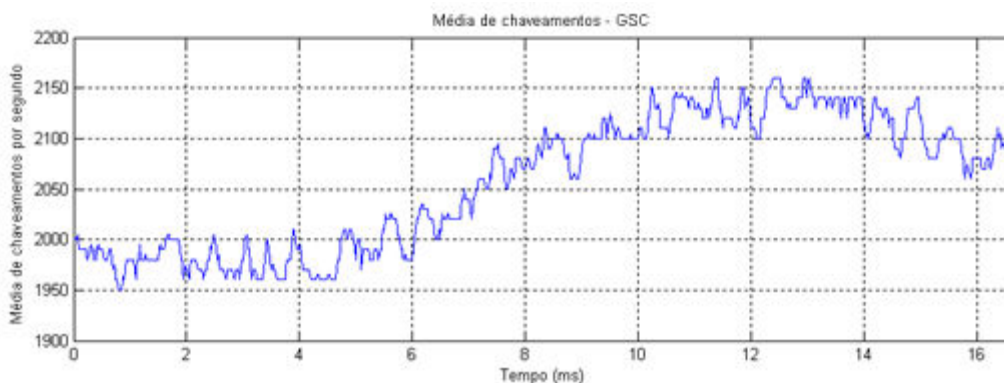


Figura 3.2: Média de chaveamentos do GSC.

Na Figura 3.3 estão apresentadas as formas de onda das correntes no filtro e seus respectivos espectros harmônicos. Pode-se ver que o espectro obtido nas três fases é bastante esparsa e apresenta diversos picos desde a 5^a harmônica até a 60^a ordem. Isso ocorre devido à natureza da técnica DPC, indicando chaveamentos em diversas frequências.

É importante lembrar que a Figura 3.2 não corresponde exatamente às frequências apresentadas na Figura 3.3. Enquanto o espectro harmônico é obtido a partir dos dados equivalentes a um período da fundamental (16,6 ms), a frequência de chaveamento é calculada a partir do número de chaveamentos em 1 segundo de amostragem. O valor obtido na Figura 3.2 corresponde a um valor médio das medições reais, que são representados na Figura 3.3, onde o espectro apresenta conteúdo harmônico concentrado na faixa de 500 Hz a 3500 Hz. Parte do espectro apresentado é devido aos chaveamentos do GSC, parte se deve às harmônicas que aparecem no estator da máquina e se propagam até o filtro. Essas harmônicas serão apresentadas mais adiante, mas é difícil separar a origem de cada harmônica.

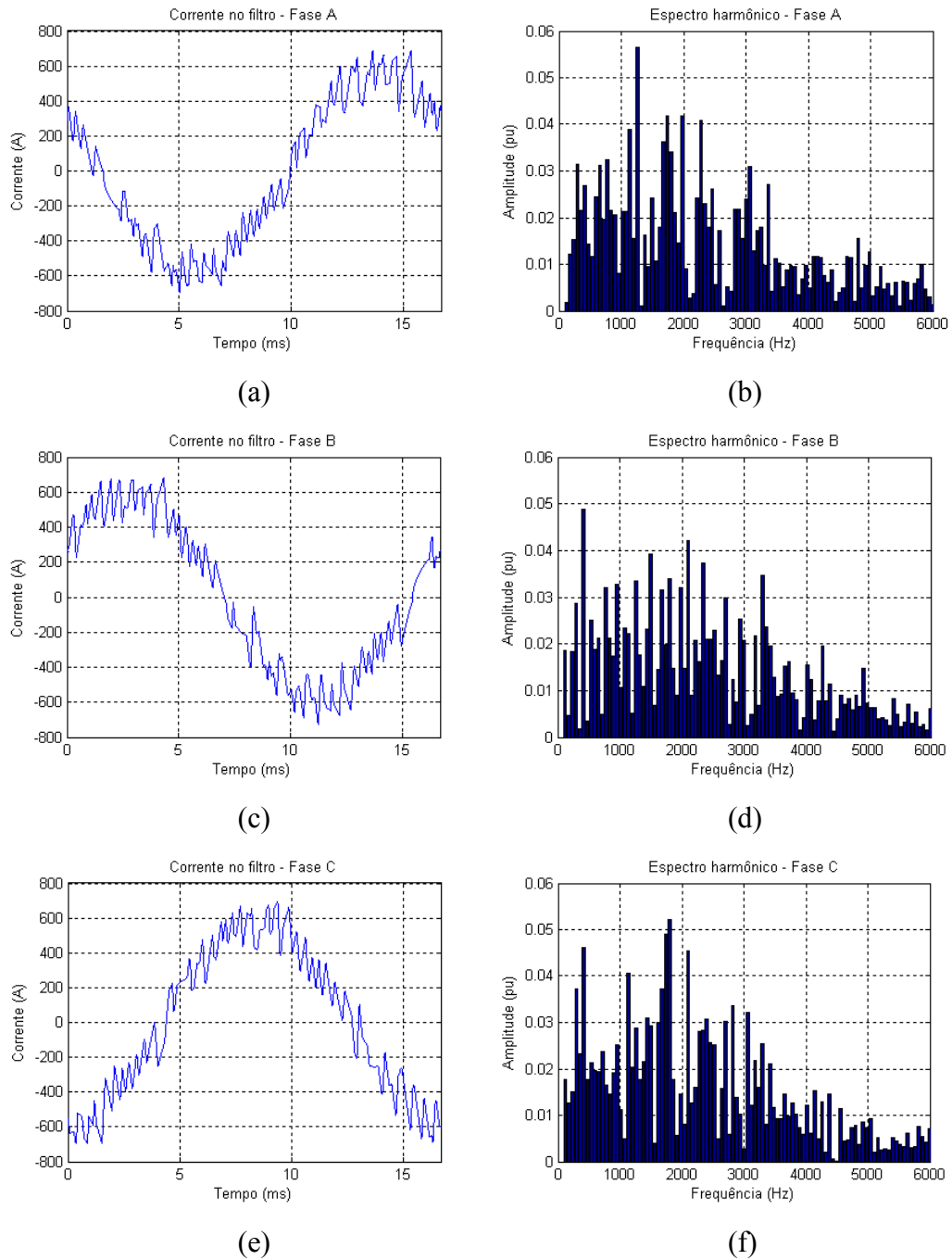


Figura 3.3: Formas de onda das correntes no filtro e seus espectros harmônicos:
 Fase A: (a) – Corrente; (b) – Espectro harmônico;
 Fase B: (c) – Corrente; (d) – Espectro harmônico;
 Fase C: (e) – Corrente; (f) – Espectro harmônico.

As correntes nas três fases foram apresentadas na Figura 3.3 para ilustrar que cada fase resulta em um espectro aberto e com pouca correlação, mas em geral, apresentam picos que permeiam a frequência de chaveamento da Figura 3.2. Os demais estudos realizados adiante levarão em conta apenas a fase A como base, podendo-se aplicar o conceito para as outras fases também.

Uma vez que o circuito de rotor, incluindo os dois conversores, possui apenas uma parcela da potência total da máquina, por volta de 30%, é possível projetar e inserir o filtro entre o GSC e a rede elétrica. Uma vez que deseja-se eliminar as harmônicas de mais baixa ordem, próximas ao 60 Hz, o projeto desse filtro é de total importância na técnica DPC. Métodos de se projetar o filtro são explicados em Ramos (2009) e Neto et. al (2006). O objetivo é filtrar o máximo possível as harmônicas mais próximas da fundamental, sem entretanto, influenciar no controle do GSC.

A corrente da fase A no circuito do RSC, ligado ao rotor, é apresentada na Figura 3.4.

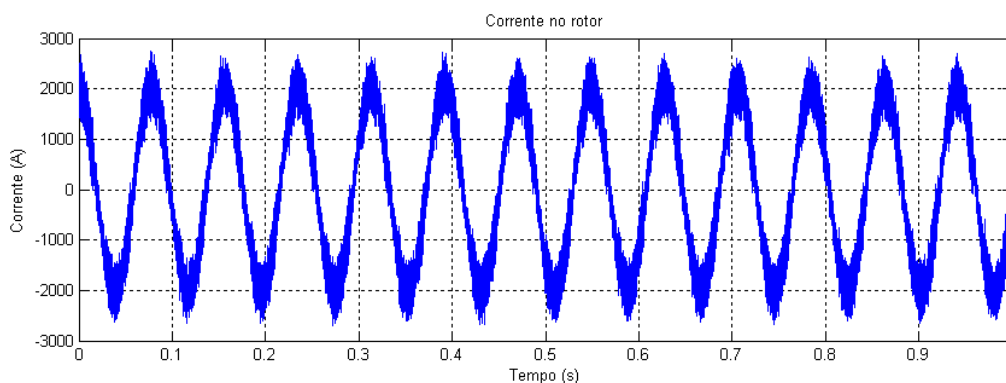


Figura 3.4: Corrente no rotor da máquina.

A frequência fundamental no rotor corresponde ao escorregamento da máquina. Nessa situação, a velocidade mecânica é de aproximadamente 2.182 rpm, correspondendo a um escorregamento de $s = -21,21\%$. O valor negativo indica que a máquina funciona na velocidade supersíncrona e que ambos o estator e o rotor geram potência. Esse valor de escorregamento corresponde à frequência elétrica no rotor de $f_r = 12,73\text{Hz}$. Na Figura 3.4, a frequência fundamental é

portanto f_r e esta é a base da janela utilizada no cálculo do espectro harmônico do rotor. A média de chaveamentos do RSC pode ser observada na Figura 3.5.

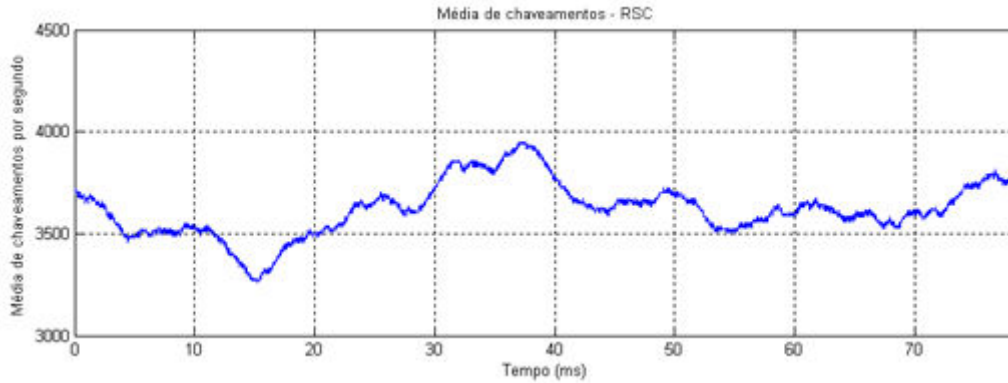


Figura 3.5: Média de chaveamentos do RSC.

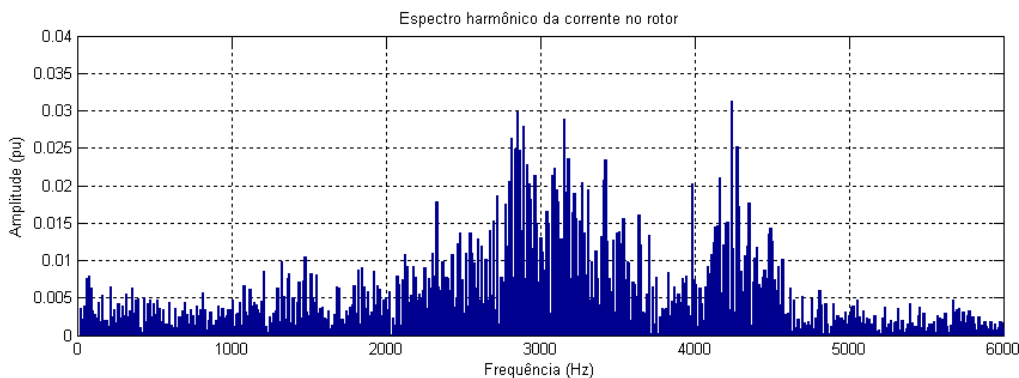


Figura 3.6: Espectro harmônico da corrente no rotor.

A Figura 3.6 mostra o espectro harmônico obtido da corrente da Figura 3.4. Assim como no GSC, pode-se ver que a frequência obtida na Figura 3.5 corresponde ao valor médio dos picos calculados no espectro. As outras duas fases apresentam um espectro semelhante à da Figura 3.6. O RSC parece concentrar harmônicas em duas faixas, uma centrada próxima a 2,8 kHz e outra próxima a 4,2 kHz, próximas às ordens 224 e 334, respectivamente. Ainda não foi possível determinar a origem dessas duas faixas de harmônicas, mas imagina-se que estão relacionadas aos limites superior e inferior de chaveamentos da histerese do controle.

A reflexão do espectro apresentado na Figura 3.6 para o estator ocorre de acordo com as Equações (3.8) e (3.9). As formas de onda da corrente do estator e do respectivo espectro harmônico estão apresentadas nas Figuras 3.7 e 3.8.

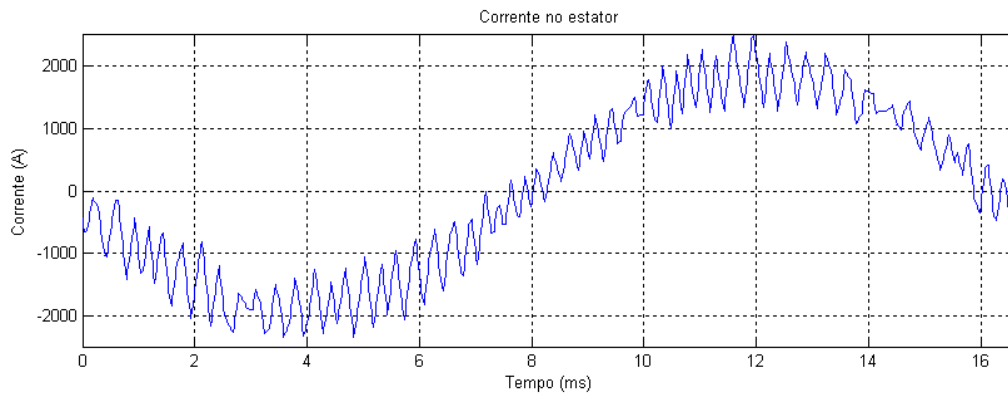


Figura 3.7: Corrente no estator da máquina.

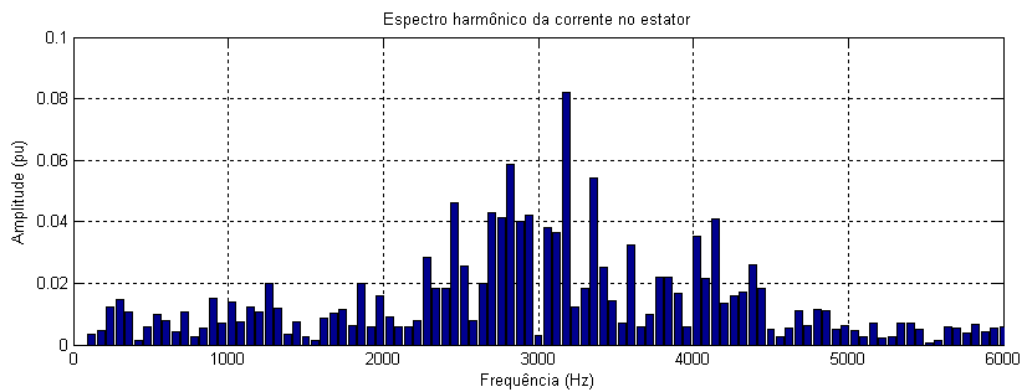


Figura 3.8: Espectro harmônico da corrente no estator.

O espectro apresentado na Figura 3.8 apresenta harmônicos concentrados próximos às regiões da Figura 3.6. Os valores mais expressivos do rotor estão apresentados na Tabela 3.3 com suas respectivas reflexões no estator. A tabela foi construída considerando-se que o sistema seja perfeitamente equilibrado, onde cada ordem corresponde apenas à sua sequência de giro.

Tabela 3.3: Reflexão dos harmônicos na máquina.

h_r	f_r (Hz)	Sequência	h_s	f_s (Hz)
221	2812,60	–	48,09	2885,17
224	2850,78	–	48,72	2923,35
227	2888,96	–	49,36	2961,53
248	3156,22	–	53,81	3228,77
250	3181,67	+	-51,81	-3108,77
269	3423,48	–	58,27	3496,02
313	3983,46	+	-65,18	-3910,51
326	4148,90	–	70,36	4221,40
331	4212,54	+	-68,99	-4139,58
337	4288,90	+	-70,27	-4215,94
353	4492,52	–	76,08	4565,00
327	4161,63	0	-	-
333	4237,99	0	-	-
336	4276,17	0	-	-
342	4352,53	0	-	-

Pode-se ver que a maior parte dos harmônicos expressivos do estator se acumula em torno de 3 kHz. A faixa de 4,2 kHz sofre uma ligeira atenuação em seus harmônicos refletidos. Pode-se ver pela Tabela 3.3 que vários valores nessa faixa corresponderiam à sequência zero. Como na máquina, a sequência zero não existe, essas componentes são compostas por sequências positiva e negativa. A reflexão ocorre, portanto, dividindo essas harmônicas, refletindo parte como positiva e parte como negativa.

As harmônicas do estator são responsáveis pela maior parte do espectro da corrente que flui para a rede, devido à sua maior amplitude e a conexão direta. Como o GSC se liga à rede através do mesmo ponto que o estator, as harmônicas refletidas podem se propagar através do filtro. A Figura 3.9 mostra a forma de onda da corrente na rede e a Figura 3.10 mostra o espectro harmônico da mesma.

Como pode-se perceber, o espectro harmônico na rede possui componentes de todas as ordens, inclusive pares e múltiplos de 3. A reflexão através do rotor também resulta em harmônicas de ordem não inteira. O espectro da corrente injetada na rede é, portanto, resultante da sobreposição das harmônicas do estator e do GSC. Por essa razão, é possível haver soma ou subtração de harmônicos, dependendo da sequência e da fase de cada ordem.

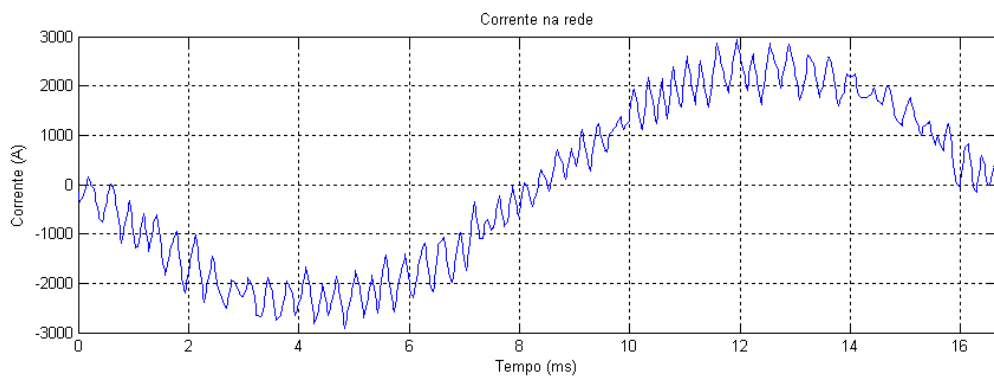


Figura 3.9: Corrente na rede elétrica.

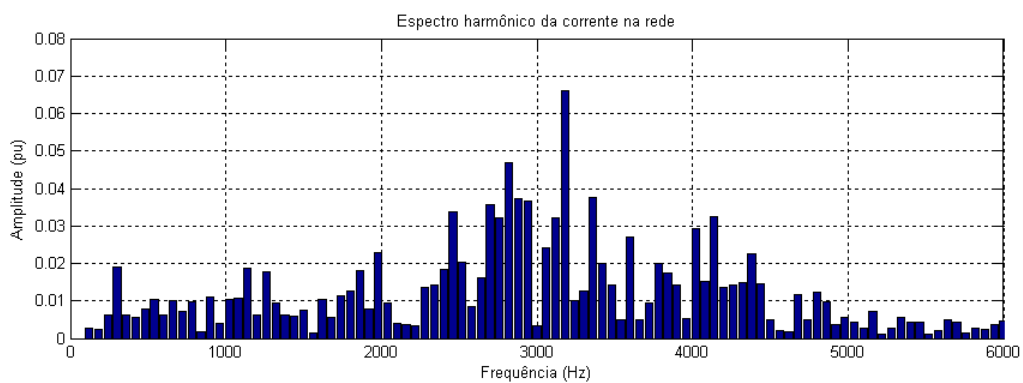


Figura 3.10: Espectro harmônico da corrente na rede.

Na Figura 3.11 pode-se ver o espectro de inter-harmônicos da corrente na rede, considerando-se ordens de 1 em 1 Hz. A função de janelamento utilizada considerou 1 segundo de dados.

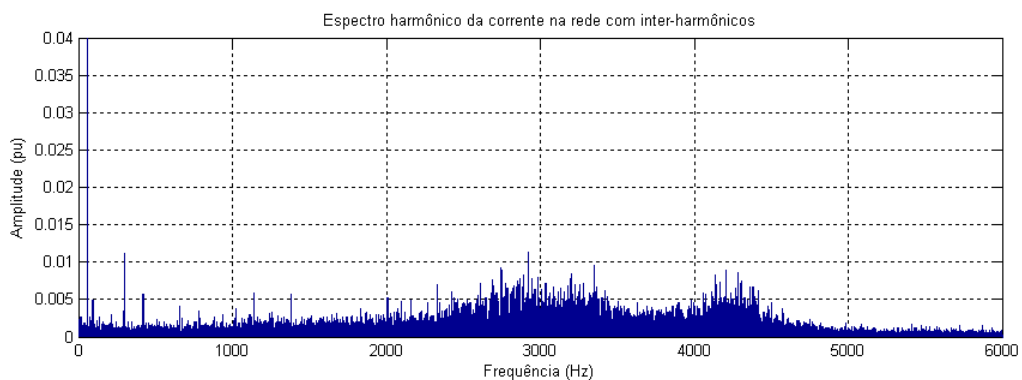


Figura 3.11: Espectro harmônico da corrente na rede considerando inter-harmônicos múltiplos de 1 Hz.

Observa-se que há diversas inter-harmônicas expressivas ao longo do espectro, assim como um grande acúmulo nas duas regiões citadas, em torno de 3 kHz e 4,2 kHz.

A Figura 3.12 mostra a evolução no tempo, em regime permanente, do espectro harmônico da corrente na rede. A visualização é difícil pois existem diversos picos por toda a faixa de frequências. Como exemplo, o harmônico próximo a 4,2 kHz foi marcado com pontos vermelhos e fica evidente a sua variação durante o tempo. Mas é importante observar que, embora os valores variem com o tempo, a tendência de acúmulo maior nas regiões já mencionadas é mantida.

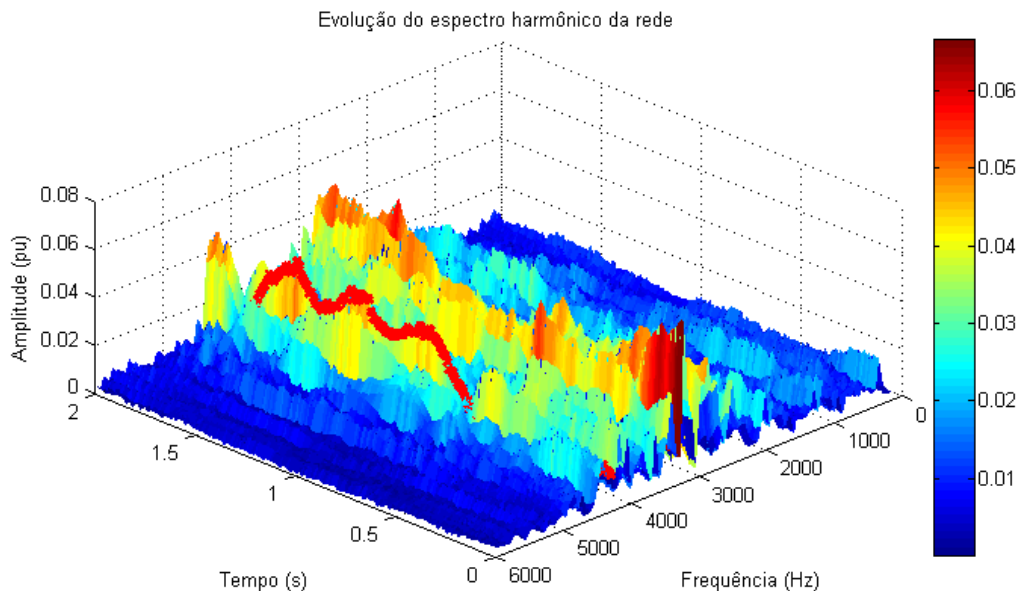


Figura 3.12: Evolução temporal do espectro harmônico da corrente na rede.

A partir dos índices THD e THDz, pode-se quantificar as harmônicas no DFIG. A partir das definições apresentadas em (3.2) e (3.4), foram calculados a THD de corrente de cada seção da máquina, assim como a THDz da corrente injetada na rede elétrica. Apesar das normas referirem ao cálculo da THD apenas até a 50ª ordem, a mesma também foi calculada até a 100ª ordem e ambas estão apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Análise da THD no DFIG com DPC.

<i>Seção</i>	<i>Máxima ordem Harmônica</i>	<i>THD_I (%)</i>	<i>THDz_I (%)</i>
Alimentação do GSC	50^a	16,36	-
	100^a	17,88	-
Rotor	50^a	2,69	-
	100^a	3,62	-
Estator	50^a	13,66	-
	100^a	20,26	-
Rede	50^a	11,65	10,31
	100^a	16,68	15,28

Observa-se que a THD calculada até a 100^a ordem é maior que a THD considerando apenas até a 50^a ordem, em todos os casos. Entretanto, no estator e na rede, a diferença é bem mais expressiva e mostra a existência de harmônicos expressivos entre 3 kHz e 6 kHz, como já foi apresentado.

Apesar da existência de um número grande de inter-harmônicos, as THDz calculadas foram ligeiramente menores que as THD correspondentes. A THDz será tratada novamente, mais adiante, quando os parâmetros do DPC forem discutidos.

Os valores obtidos dos índices foram bem superiores que os limites apresentados na Tabela 3.1. Quanto aos limites individuais, as harmônicas de até a 17^a ordem foram abaixo dos limites, com exceção da 8^a, 12^a e 16^a ordem. As demais apresentaram valores superiores. Isso reforça o fato de que um estudo mais completo deve ser feito, quanto à utilização do DPC, para adequar o seu espectro harmônico à norma e deve-se ter atenção especial quanto ao projeto do filtro da máquina.

A análise do espectro harmônico do DFIG empregando a tecnologia FOC será realizada a seguir, para efeito de comparação com o DPC.

3.3.3. Resultados da Análise no DFIG com FOC

Na literatura existem vários trabalhos sobre a análise harmônica em conversores estáticos e DFIG utilizando FOC. Em Saniter et al. (2002) é apresentado o modelo de uma matriz de acoplamento em frequência (FCM –

“Frequency Coupling Matrix”) de conversores estáticos a PWM. A FCM possibilita o estudo dos harmônicos e inter-harmônicos nos conversores a partir do seu modelamento matemático no domínio da frequência. O emprego da FCM no DFIG foi realizado em Saniter et al. (2003). As impedâncias harmônicas são representadas nas componentes positiva e negativa, obtidas a partir das componentes simétricas. O modelo, entretanto, não pode ser aplicado à técnica DPC, pois equaciona a influência do conversor a partir do PWM, que utiliza uma frequência fixa de chaveamento.

As análises realizadas utilizando-se a FCM mostram que os harmônicos e inter-harmônicos são gerados, principalmente, devido às ações de chaveamento dos conversores, em suas faixas de operação e reflexões dos harmônicos do rotor para o estator. Detalhes podem ser obtidos nos trabalhos já mencionados.

Para ilustrar o espectro obtido nas várias seções do DFIG com FOC, um estudo semelhante ao DFIG com DPC é realizado. A frequência de chaveamento do PWM em ambos os conversores é 5 kHz. A Figura 3.13 mostra a forma de onda da corrente da fase A no filtro e a Figura 3.14 mostra o seu espectro harmônico.

Pode-se ver que a amplitude dos harmônicos é bem menor que em relação ao DPC. Entretanto a corrente apresenta uma componente significativa de 2ª ordem. A provável razão disso é a estimação errada da FFT. Uma vez que o sistema apresenta inter-harmônicos, a estimação torna-se imprecisa e a presença de harmônicos pares no sistema decorre em um acúmulo na harmônica de 2ª ordem.

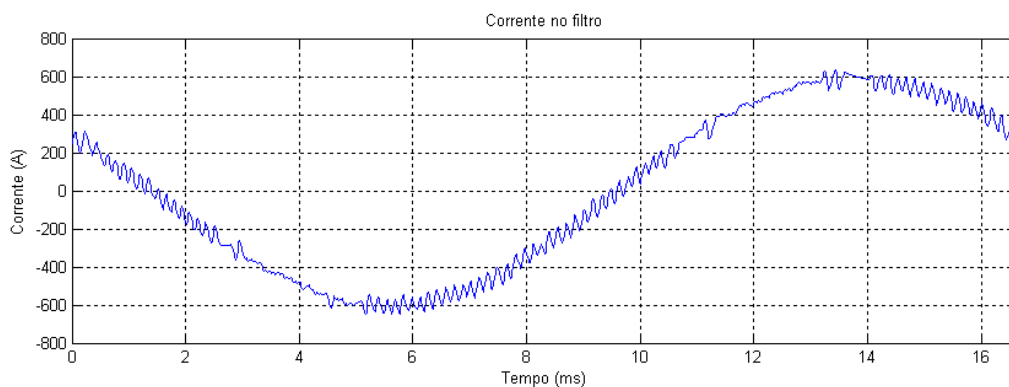


Figura 3.13: Corrente no filtro.

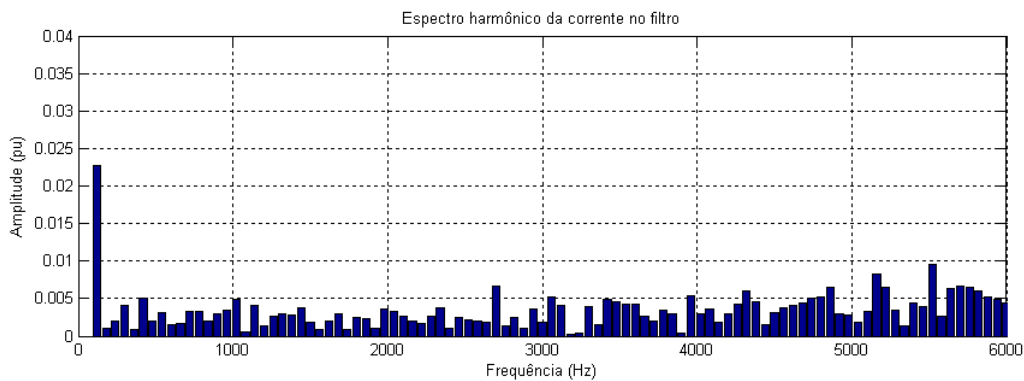


Figura 3.14: Espectro harmônico da corrente no filtro.

A Figura 3.15 apresenta a corrente no rotor da máquina e a Figura 3.16 mostra o seu espectro harmônico. A análise do funcionamento do gerador mostra uma velocidade mecânica de aproximadamente 2.220 rpm, correspondendo a um escorregamento de $s = -23,32\%$. Esse valor corresponde à frequência elétrica no rotor de $f_r = 13,99\text{Hz}$. A Figura 3.16 mostra um acúmulo de harmônicos próximo a 5 kHz, frequência correspondente ao PWM do RSC. Os harmônicos presentes no rotor da máquina possuem amplitudes semelhantes à técnica DPC.

Aplicando-se a reflexão dos harmônicos do rotor para o estator, tem-se a forma de onda da corrente na Figura 3.17 e seu espectro harmônico na Figura 3.18. Mais uma vez é possível observar que os valores maiores aparecem na faixa de 5 kHz. Comparando com a técnica DPC, as amplitudes são próximas, mas ligeiramente menores. Como mostrado antes, essa reflexão resulta em um espectro de inter-harmônicos.

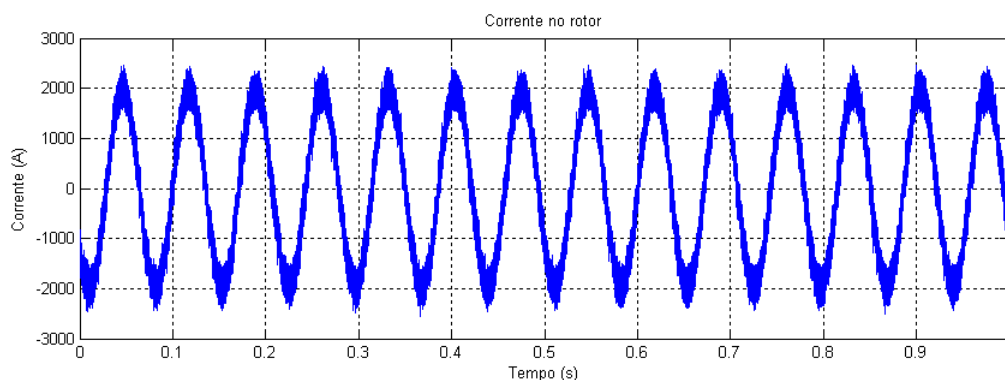


Figura 3.15: Corrente no rotor da máquina.

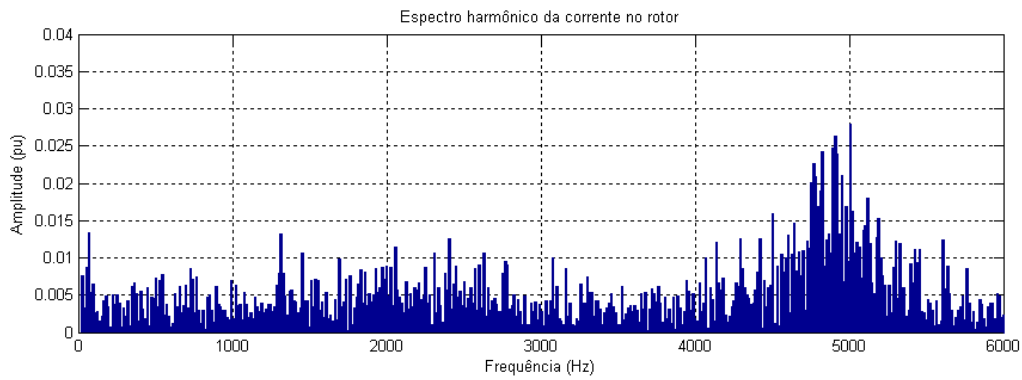


Figura 3.16: Espectro harmônico da corrente no rotor.

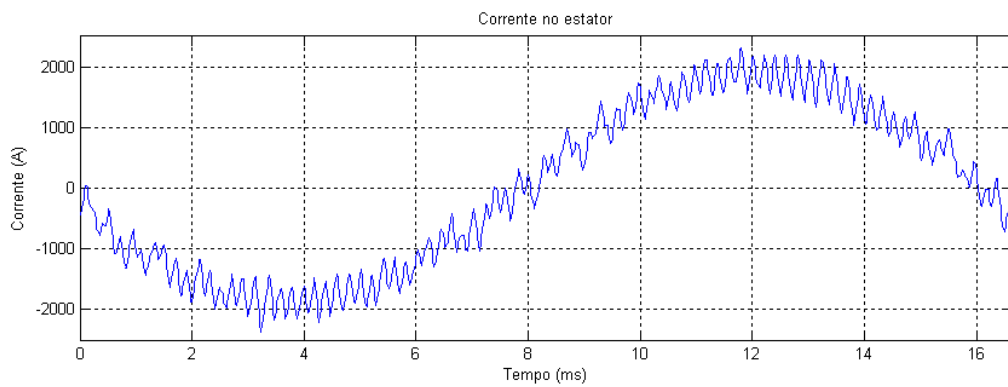


Figura 3.17: Corrente no estator da máquina.

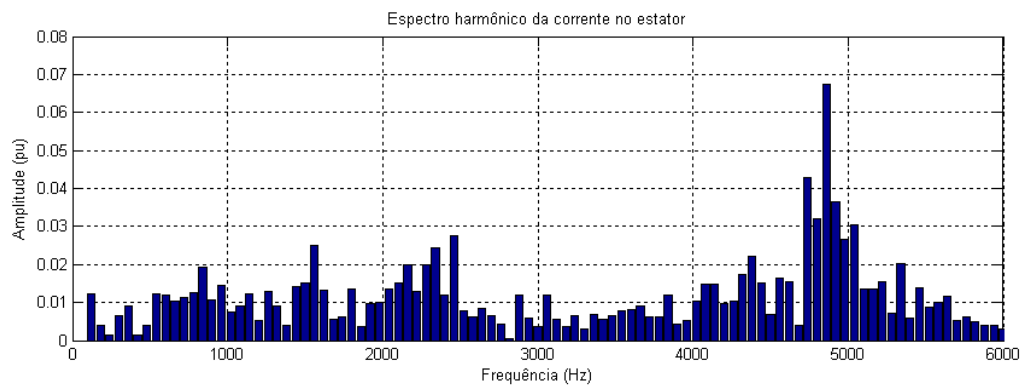


Figura 3.18: Espectro harmônico da corrente no estator.

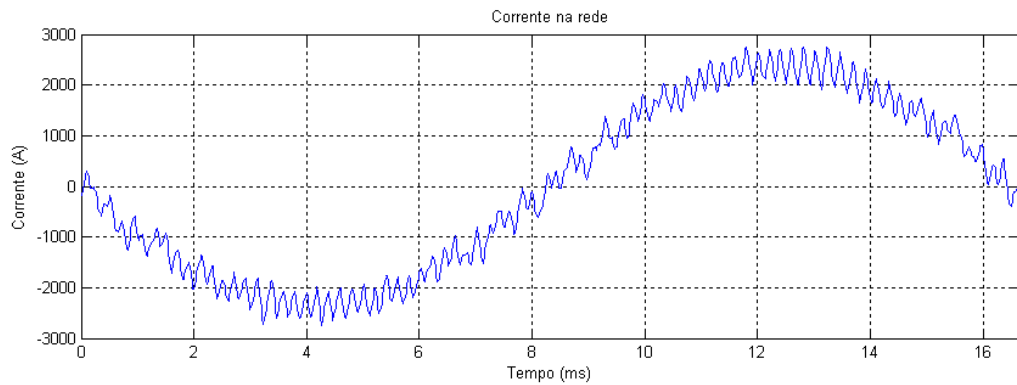


Figura 3.19: Corrente na rede elétrica.

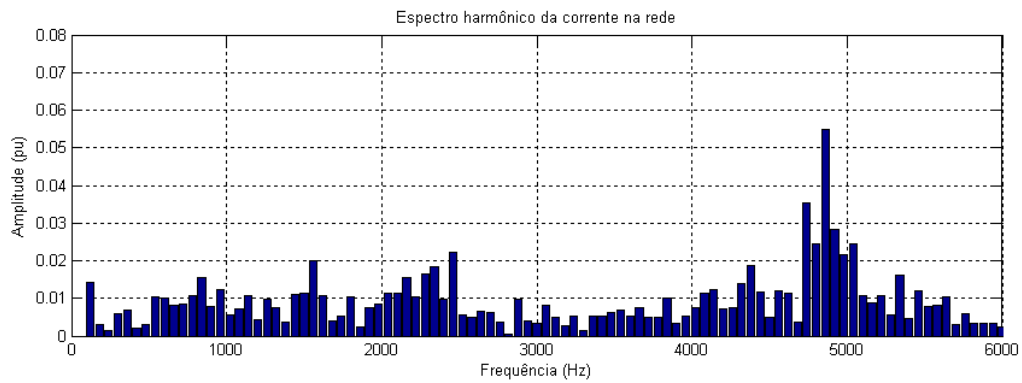


Figura 3.20: Espectro harmônico da corrente na rede.

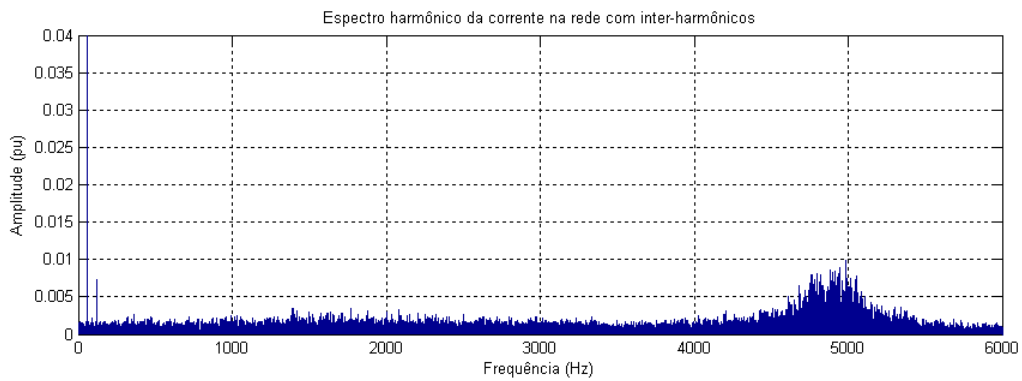


Figura 3.21: Espectro harmônico da corrente na rede considerando inter-harmônicos múltiplos de 1 Hz (incluindo a fundamental).

A Figura 3.19 mostra a forma de onda da corrente injetada na rede, a Figura 3.20 mostra o seu espectro harmônico e a Figura 3.21 mostra o espectro de inter-harmônicos, considerando-se ordens múltiplas de 1 Hz. Pode-se ver que o espectro se assemelha mais ao espectro do estator. As amplitudes máximas são próximas às encontradas no DPC, porém as harmônicas são concentradas próximas a 5 kHz, enquanto no DPC se encontram bastante espalhadas. É visível também a componente de 120 Hz, devido à presença de harmônicas pares. A sobreposição dos harmônicos do estator e do GSC faz com que os harmônicos na rede sejam menores.

A Tabela 3.5 mostra as THD e THDz calculadas para o DFIG com FOC. Todos os valores são menores que os valores encontrados na técnica DPC, exceto no circuito de rotor, entretanto ambos foram bastante próximos. O resultado é condizente, uma vez que o PWM resulta em um espectro mais limpo e centrado na sua frequência de chaveamento, enquanto o DPC resulta em um espectro esparso.

Pode-se perceber também que as THDz calculadas foram maiores que as THD correspondentes, mostrando a importância dos inter-harmônicos. Conforme já mencionado, os índices calculados apenas até a 50ª ordem foram bem menores que os mesmos, considerando-se até a 100ª ordem, principalmente no estator e na rede.

Tabela 3.5: Análise da THD no DFIG com FOC.

<i>Seção</i>	<i>Máxima ordem Harmônica</i>	<i>THD_I (%)</i>	<i>THDz_I (%)</i>
Alimentação do GSC	50^a	4,46	-
	100^a	5,38	-
Rotor	50^a	4,11	-
	100^a	5,33	-
Estator	50^a	7,19	-
	100^a	14,15	-
Rede	50^a	5,84	6,19
	100^a	11,37	11,82

Da mesma forma que a técnica DPC, os índices calculados com a técnica FOC também são maiores que os limites da Tabela 3.1. Entretanto eles são relativamente menores aqui. As ordens pares apresentam mais problemas quanto

aos limites individuais. Todas as harmônicas acima da 36ª ordem apresentam valores maiores que os limites.

Os resultados apresentados mostram que a técnica DPC apresenta um espectro harmônico mais poluído e maiores valores de THD e THDz, quando comparados à técnica FOC. A próxima seção irá tratar da influência de parâmetros do sistema em seu espectro harmônico.

3.4. Influência dos Parâmetros do Sistema

Nesta seção, as influências de três parâmetros do sistema no espectro harmônico serão analisadas: a frequência de amostragem dos sinais, a histerese de controle e a potência de operação. Para cada análise, variou-se o parâmetro estudado, considerando-se os outros fixos, com o sistema em regime permanente. Os valores base foram frequência de amostragem de 20 kHz, histerese de 1% e vento de 13 m/s.

O primeiro parâmetro a ser analisado é a frequência de amostragem dos sinais. O seu impacto no WECS já foi apresentado no capítulo anterior. Como mostrado nas Figuras 2.36 a 2.39, quanto maior a frequência de amostragem melhor é o controle realizado no sistema e menores são as oscilações das grandezas da máquina, assim como maior é a frequência de chaveamento dos conversores.

Foram realizadas simulações do WECS para as frequências de amostragem de 5 kHz, 7,5 kHz, 10 kHz, 12 kHz, 15 kHz e 20 kHz. A Figura 3.22 mostra a influência da frequência de amostragem nas frequências de chaveamento dos conversores. O resultado é semelhante à Figura 2.33, mas no capítulo anterior considerou-se apenas 3 valores de frequência de amostragem. Percebe-se que o resultado é ligeiramente diferente pois, como já explicado, foi utilizado aqui um passo de simulação menor, para garantir o emprego correto da FFT. Mas o resultado é suficiente para a análise realizada.

Como já discutido, observa-se que, quanto maior a frequência de amostragem, maiores as frequências de chaveamento. Essa variação na frequência de chaveamento reflete nos harmônicos diferentes presentes na corrente injetada na rede.

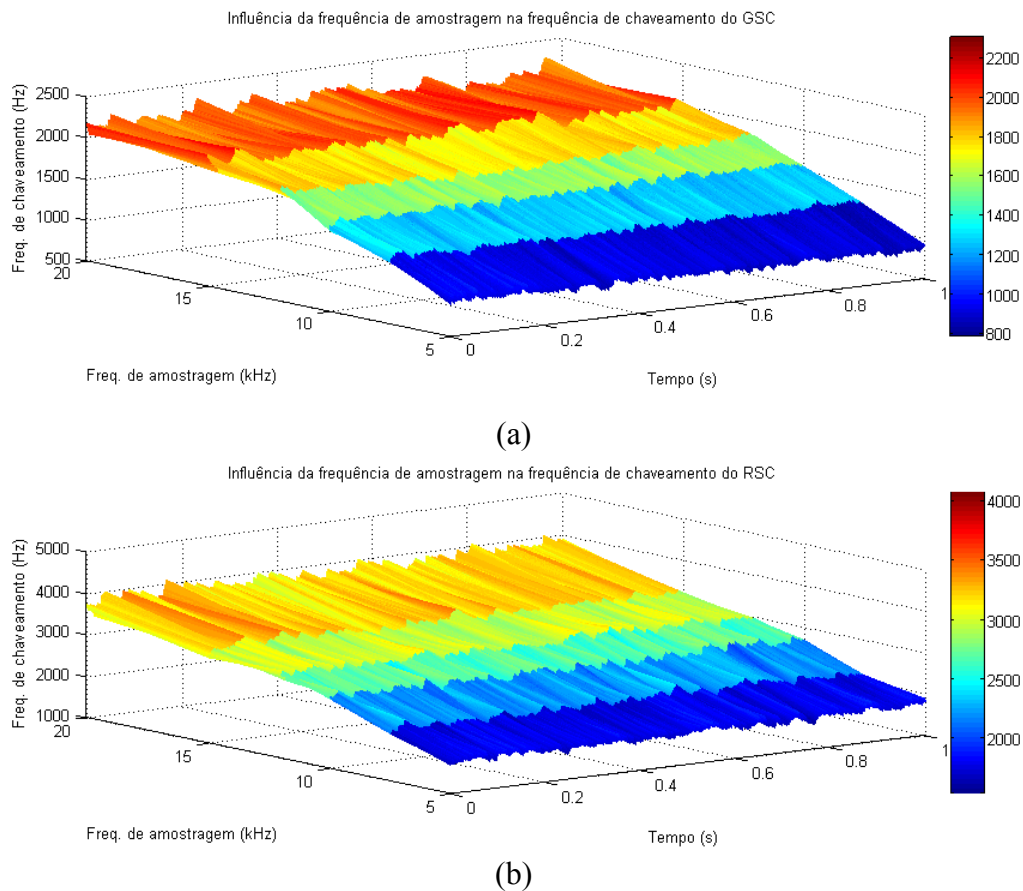


Figura 3.22: Influência da frequência de amostragem nas frequências de chaveamento dos conversores: (a) – GSC e (b) – RSC.

A variação do espectro harmônico da corrente injetada na rede pode ser observada na Figura 3.23. Nesta figura estão apresentados os espectros obtidos até a 100^a ordem em cada situação.

A Figura 3.24 mostra a variação da THD e THDz da corrente injetada na rede de acordo com a frequência de amostragem dos sinais. Ambos os índices foram calculados até a 50^a ordem e até a 100^a ordem. Observa-se que, em baixas frequências de amostragem, as frequências de chaveamento também são menores. Isso resulta em mais componentes, de amplitudes maiores, próximas à fundamental no espectro harmônico e, conseqüentemente, índices THD e THDz maiores, superiores a 35%. Para a frequência de amostragem de 5 kHz os harmônicos significantes estão quase todos presentes antes da 50^a ordem. A partir da frequência de amostragem de 15 kHz, percebe-se que os índices calculados até

a 50ª ordem são cerca de 5% menores que os mesmos calculados até a 100ª ordem. A tendência das curvas de THD e THDz reforçam o fato de que, quanto maior a frequência de amostragem dos sinais, melhor é a qualidade da energia gerada, em relação às correntes harmônicas.

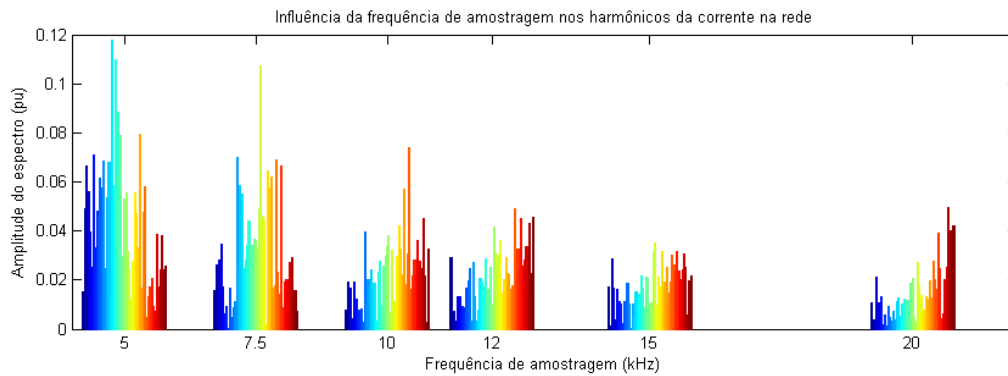


Figura 3.23: Influência da frequência de amostragem no espectro harmônico da corrente na rede.

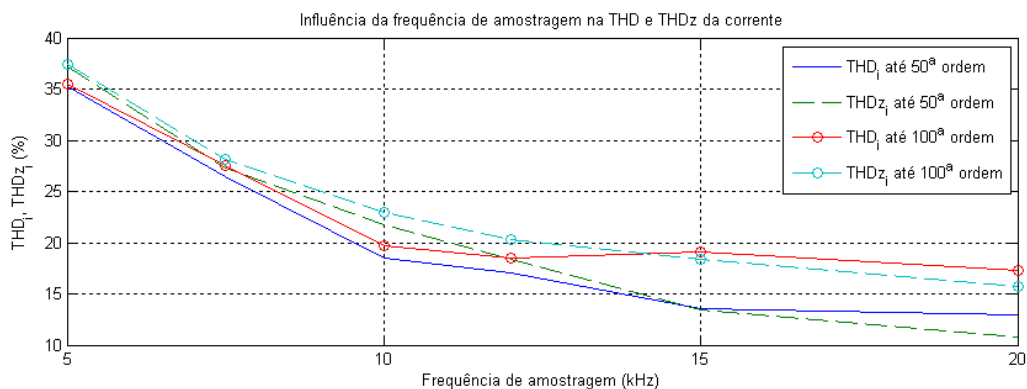


Figura 3.24: Influência da frequência de amostragem na THD e THDz da corrente na rede.

O segundo parâmetro a ser analisado é a histerese de controle. Alguns resultados foram apresentados nas Figuras 2.40 a 2.42. As simulações foram realizadas para a histerese na faixa de 1% a 10% da potência nominal da máquina. A Figura 3.25 mostra novamente o fato de que quanto menor a histerese, maiores são as frequências de chaveamento dos conversores.

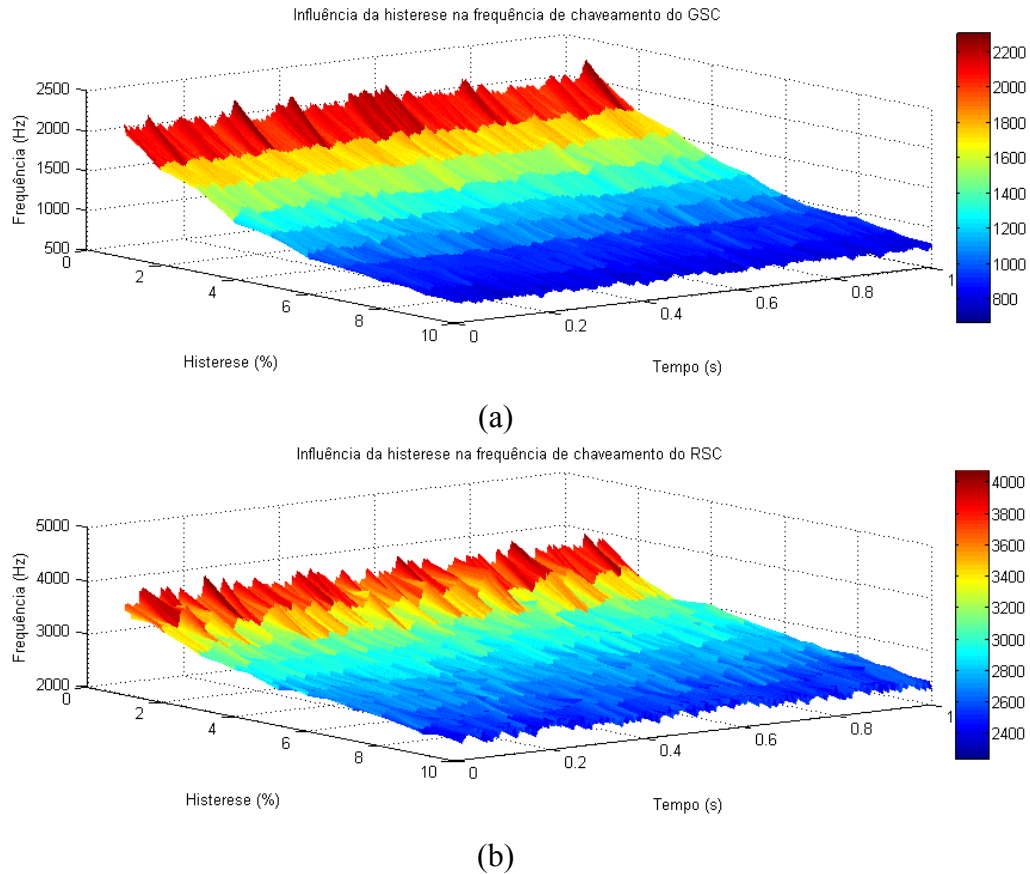


Figura 3.25: Influência da histerese nas frequências de chaveamento dos conversores: (a) – GSC e (b) – RSC.

Essas frequências de chaveamento refletem, mais uma vez, nas harmônicas presentes na corrente injetada na rede. A Figura 3.26 mostra a influência da histerese no espectro harmônico da corrente, onde cada espectro foi calculado até a 100^a ordem. Pode-se ver que com o aumento da histerese, as amplitudes das harmônicas aumentam, assim como a região acumulada, que vai caminhando para o meio do espectro.

A Figura 3.27 apresenta a influência da histerese nos índices THD e THDz da corrente. Pode-se ver que, com o incremento da histerese, a tendência dos índices é aumentar. Além disso, como mostra a Figura 3.26, os harmônicos vão se aproximando da fundamental, indicando a frequência menor de chaveamento, e os índices calculados até a 50^a ordem vão se aproximando dos mesmos calculados

até a 100ª ordem. Como já mostrado no capítulo anterior, deve-se utilizar a menor histerese de controle.

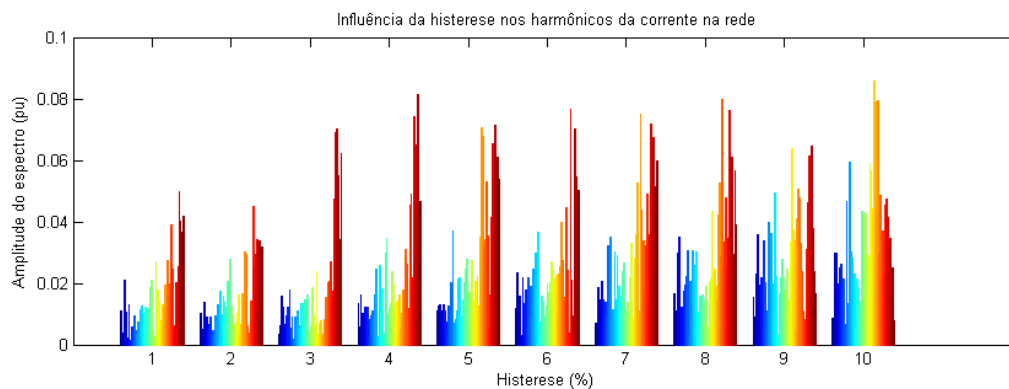


Figura 3.26: Influência da histerese no espectro harmônico da corrente na rede.

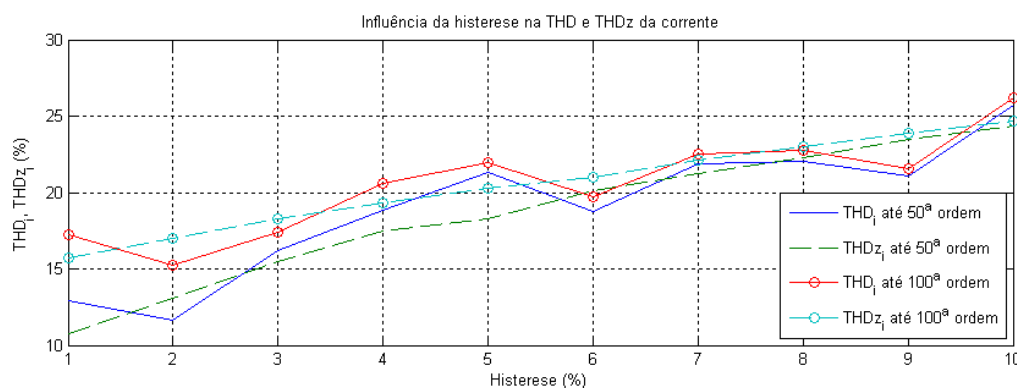


Figura 3.27: Influência da histerese na THD e THDz da corrente na rede.

O terceiro parâmetro analisado é a potência gerada pela máquina. Esse parâmetro é dependente do vento incidente na turbina e mostra o espectro harmônico do sistema em seus vários pontos de operação. O WECS foi simulado para diversos valores do vento incidente na turbina, na faixa de 5 m/s, a velocidade V_{cut-in} , até a velocidade de 13 m/s, a velocidade nominal. Observou-se que as frequências de chaveamento se mantiveram constantes para todos os valores de potência, e portanto, estes não são apresentados aqui.

A Figura 3.28 apresenta a influência da potência gerada no espectro harmônico da corrente. Cada espectro é calculado até a 100ª ordem. Pode-se ver que há a

tendência do espectro diminuir as amplitudes dos harmônicos com o aumento da potência. O pico encontrado no espectro de 0,16 pu provavelmente se deve à dispersão e leitura falsa do espectro harmônico, que ocorre quando há a presença de inter-harmônicos.

Observa-se na Figura 3.29 a influência da potência gerada nos índices THD e THDz. O resultado obtido é condizente com os resultados apresentados por Saniter et al. (2003). Para valores baixos de potência gerada, os índices se tornam excessivamente grandes. Isso ocorre pois a potência controlada passa a ser muito pequena, se aproximando da histerese de controle. O valor da corrente fundamental cai e o conteúdo harmônico relativo aumenta. Entretanto, esse é um problema que aparece na técnica FOC também.

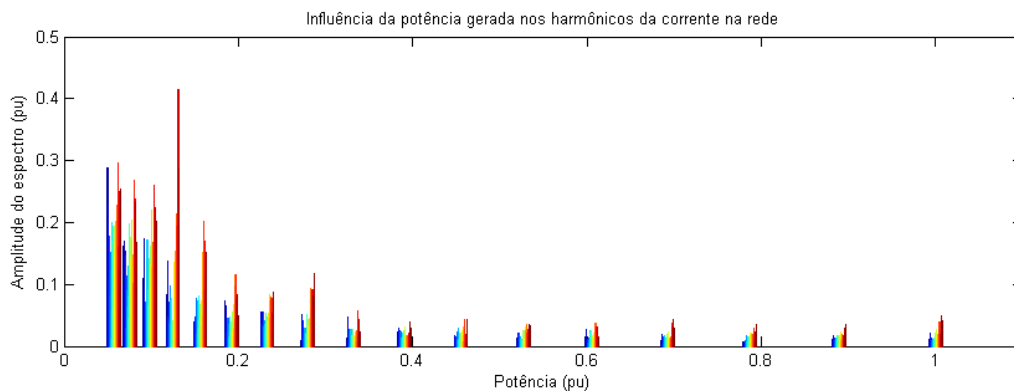


Figura 3.28: Influência da potência gerada no espectro harmônico da corrente na rede.

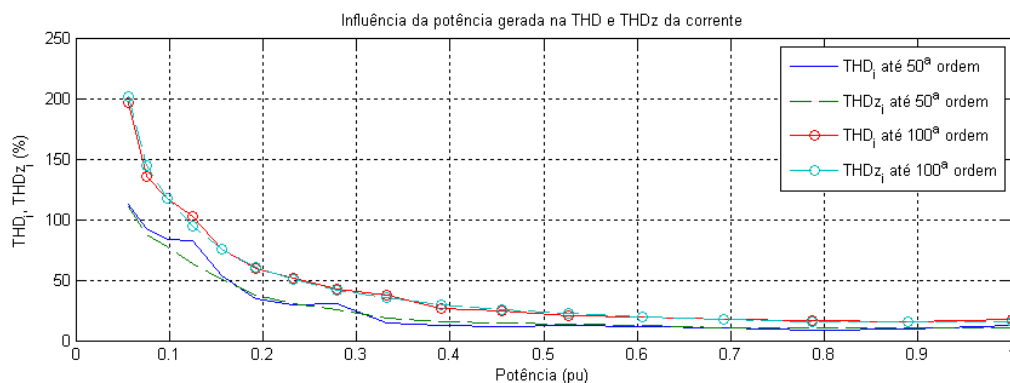


Figura 3.29: Influência da potência gerada na THD e THDz da corrente na rede.

Essa análise mostra que, para uma faixa de funcionamento do sistema, a partir de 0,4 pu de potência até o valor nominal, os índices THD e THDz se mantêm em valores aproximadamente constantes. Entretanto, para valores muito baixos de potência, as harmônicas se tornam expressivas, devido à fundamental, que apresenta amplitude muito pequena.

Uma vez que os valores das Figuras 3.28 e 3.29 usam como base a corrente fundamental e esta varia bastante dependendo da excursão da potência gerada, as Figuras 3.30 e 3.31 a seguir ilustram o espectro harmônico obtido e os índices TDD e TDDz calculados.

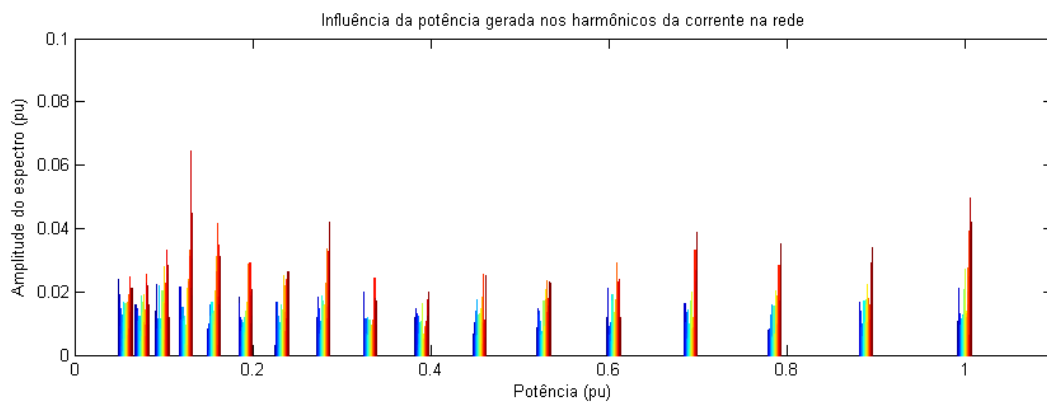


Figura 3.30: Influência da potência gerada no espectro harmônico da corrente na rede, com a corrente nominal como base.

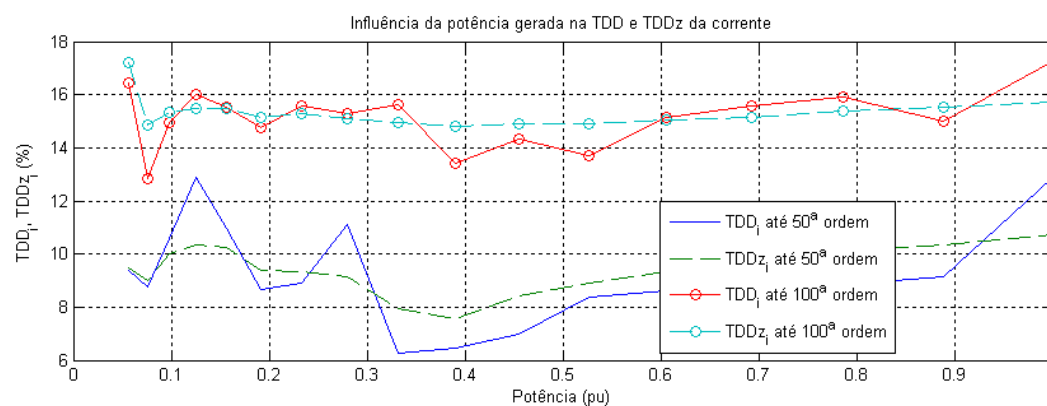


Figura 3.31: Influência da potência gerada na TDD e TDDz da corrente na rede.

Pode-se ver que, diferente da **Figura 3.29**, onde os índices são maiores para potências menores, na Figura 3.31, os índices se mantêm relativamente constantes durante toda a faixa de operação da máquina.

As análises mostraram que o índice THDz foi mais consistente, por apresentar tendências de curvas, sem grandes oscilações. O índice THD, entretanto, oscilava para mais ou para menos da curva de THDz, indicando a existência de um número expressivo de inter-harmônicos e que, neste caso, o uso do THDz é mais indicado que o THD. Foi possível constatar também a importância de se considerar harmônicos até a 100ª ordem, apesar das normas sugerirem apenas até a 50ª ordem. Frequências de chaveamento acima de 3 kHz influenciam e muito nos cálculos de harmônicos, quando se consideram harmônicas acima da 50ª ordem. Estudos a respeito de harmônicas de ordens superiores ainda são poucos.

3.5. Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os índices de qualidade de energia, assim como o cálculo do espectro harmônico de um sinal. Os harmônicos de corrente originários no DFIG foram investigados em cada seção do sistema, nos dois métodos de controle, DPC e FOC, e comparados entre si. Os resultados também foram analisados de acordo com o guia internacional IEEE 519.

Estudou-se também a reação dos harmônicos da máquina, controlada pela técnica DPC, de acordo com vários parâmetros do sistema: a frequência de amostragem dos sinais, a histerese de controle e a potência gerada.

Foi possível observar a influência dos harmônicos acima da 50ª ordem nos cálculos e foi constatada a existência de inter-harmônicos no sistema, oriundas naturalmente da técnica de controle utilizada e das reflexões de harmônicas entre o estator e o rotor da máquina.

Os altos valores de THD e THDz encontrados sugerem estudos de técnicas de se mitigar os harmônicos, assim como um projeto adequado para o filtro que liga o GSC à rede. Os resultados sugerem novas pesquisas em técnicas que possam se basear no DPC, para amenizar a aparição das harmônicas mais altas.

Impacto de Afundamentos Momentâneos de Tensão no DFIG

4.1. Introdução

Neste capítulo será discutido o comportamento do DFIG perante afundamentos momentâneos de tensão (AMT) equilibrados e desequilibrados. O comportamento da máquina é descrito a partir das equações matemáticas e posteriormente são realizadas simulações empregando a técnica DPC e a técnica FOC. As simulações não levam em conta proteções de sobretensão nem sobrecorrente, uma vez que o objetivo é investigar o comportamento dinâmico da máquina, avaliando suas condições de suportabilidade. Os resultados são comparados e uma análise global é realizada, indicando os pontos fracos do sistema e as proteções necessárias.

A partir de 2007, com a criação da norma IEC 61400-21 (IEC, 2008), foram estabelecidas especificações para testes de suportabilidade a AMTs em aerogeradores. Os testes empregam AMTs trifásicos e bifásicos e os requisitos são reproduzidos aqui na Tabela 4.1 Em âmbito nacional, têm-se os Procedimentos de Rede (ANEEL e ONS, 2010a), que apresentam a curva de “Ride-Through Fault Capability” (RTF) a que os geradores eólicos devem suportar. Essa curva é apresentada na Figura 4.1, onde o eixo das abscissas mostra o tempo de duração das faltas e o eixo das ordenadas mostra o nível de tensão remanescente no PCC. A região hachurada indica a região em que o gerador eólico deve manter

funcionamento ligado à rede e a região abaixo aquela em que é permitido o desligamento do aerogerador.

Tabela 4.1: Especificações dos Afundamentos de Tensão Recomendados pela IEC para Testes de Sensibilidade em Aerogeradores (IEC, 2008).

<i>Tipo do AMT</i>	<i>Magnitude do AMT</i>	<i>Magnitude da Tensão</i>	<i>Duração da Falta (s)</i>	<i>Formato do AMT</i>
Trifásico	90% +/- 5%	90%	0,5 +/- 0,05	Retangular
Trifásico	50% +/- 5%	50%	0,5 +/- 0,05	Retangular
Trifásico	20% +/- 5%	20%	0,2 +/- 0,05	Retangular
Bifásico	90% +/- 5%	95%	0,5 +/- 0,05	Retangular
Bifásico	50% +/- 5%	75%	0,5 +/- 0,05	Retangular
Bifásico	20% +/- 5%	60%	0,2 +/- 0,05	Retangular

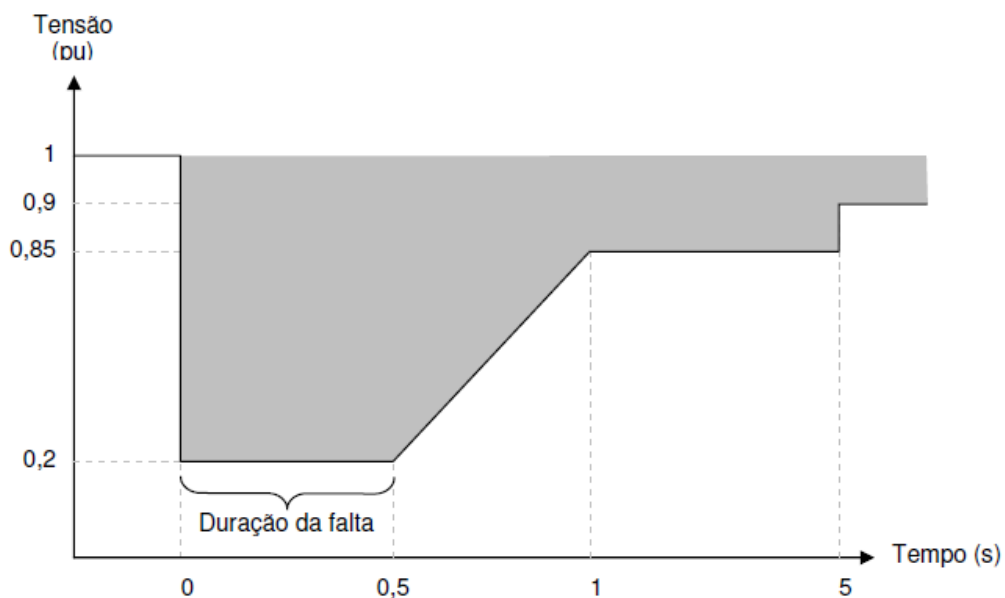


Figura 4.1: Curva de RTF exigido pelos Procedimentos de Rede para geradores eólicos (ANEEL e ONS, 2010a).

4.2. AMTs Equilibrados

Os afundamentos momentâneos de tensão podem ser classificados como fase-terra, fase-fase, fase-fase-terra ou trifásicos, de acordo com as fases envolvidas na VTCD. Os AMTs equilibrados serão estudados primeiro, por serem mais simples e podem ser considerados um caso particular dos AMTs desequilibrados. Os AMTs trifásicos são considerados equilibrados, pois as três fases são afetadas igualmente em fase e amplitude.

As seções a seguir descrevem o comportamento da máquina perante AMTs equilibrados, a partir da análise teórica e, posteriormente, a partir de simulações. Por fim, os resultados empregando as técnicas DPC e FOC são comparados entre si.

4.2.1. Análise Teórica

Como mostrado na Tabela 4.1, apenas AMTs de formato retangular são considerados na norma IEC 61400-21 e desta forma, o estudo aqui emprega apenas AMTs retangulares, que são caracterizados pela envoltória retangular da onda e transições instantâneas de tensão durante o AMT. Considera-se, inicialmente que, durante um AMT, a tensão cai instantaneamente do seu valor nominal V_1 para o valor V_2 , sem variação de fase angular, no instante $t = t_{AMT}$:

$$\vec{v}_g = \begin{cases} V_1 e^{j\omega_s t} & \rightarrow t < t_{AMT} \\ V_2 e^{j\omega_s t} & \rightarrow t \geq t_{AMT} \end{cases} \quad (4.1)$$

A Equação (4.1) pode ser visualizada na Figura 4.2. Neste caso adotou-se $V_1 = 1pu$ e $V_2 = 0,5pu$. Nas análises a se realizar, será considerado sempre $t_{AMT} = 0$.

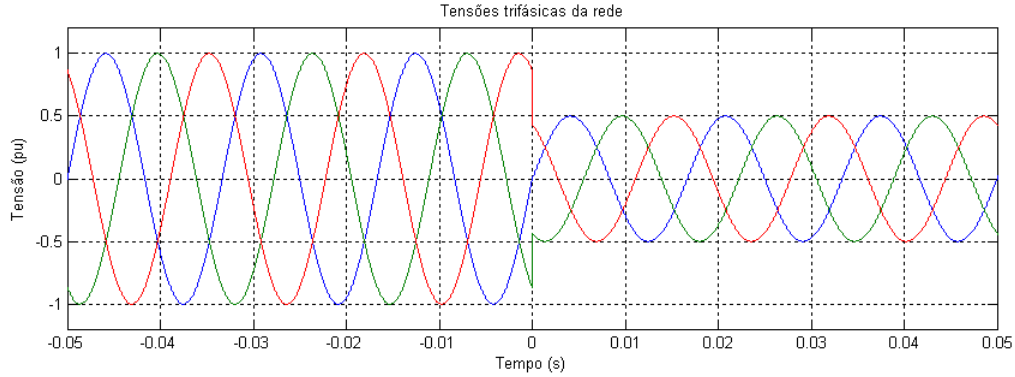


Figura 4.2: Tensões de linha da rede durante um afundamento trifásico de 50%.

O desenvolvimento completo da análise da máquina pode ser encontrada em López et al. (2007) e em Mendes (2009). O estudo se baseia nas Equações (2.15) a (2.18) apresentados no capítulo 2, que descrevem as tensões e enlaces de fluxo do estator e do rotor. Apenas os efeitos pertinentes às análises desse capítulo são apresentados aqui.

4.2.1.1. Rotor em Circuito Aberto

Na análise com o rotor em aberto, tem-se a seguinte equação do enlace de fluxo do estator, em regime permanente:

$$\vec{\lambda}_s = \frac{V_s}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} \quad (4.2)$$

Na Equação (4.2), V_s é o módulo da tensão no estator, que possui a frequência ω_s . A partir da Equação (4.2) e considerando-se o AMT descrito como em (4.1), obtém-se os enlaces de fluxo do estator antes e após o AMT:

$$t < t_{AMT}: \quad \vec{\lambda}_{s1} = \frac{V_1}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} = \vec{\lambda}_{sf1} \quad (4.3)$$

$$t \geq t_{AMT}: \quad \vec{\lambda}_{s2} = \frac{V_2}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} + \frac{V_1 - V_2}{j\omega_s} e^{-t/\tau_s} = \vec{\lambda}_{sf2} + \vec{\lambda}_{sn2} \quad (4.4)$$

Antes do afundamento, o enlace de fluxo do estator, representado pelo subscrito 1, encontra-se em regime estacionário e possui apenas a componente forçada, decorrente da tensão da rede. Após o início do afundamento, o enlace de fluxo do estator, representado pelo subscrito 2, possui a parcela forçada, decorrente da tensão V_2 e a parcela natural, que é induzida durante o transitório de tensão no estator. Esse transitório aparece pois o fluxo não muda instantaneamente, resultando em um vetor fixo que decai exponencialmente, com a constante de tempo estatórica $\tau_s = L_s/R_s$.

A Figura 4.3 demonstra o lugar geométrico do vetor fluxo de estator, descrito pelas Equações (4.3) e (4.4), durante o AMT apresentado na Figura 4.2. O círculo maior representa a resposta forçada antes do afundamento. Durante o afundamento, o fluxo forçado descreve um círculo menor, e se desloca lentamente para o centro do plano, de acordo com a constante de tempo estatórica. O novo estado estacionário é atingido durante o AMT, com o círculo de menor amplitude, representando a nova resposta forçada.

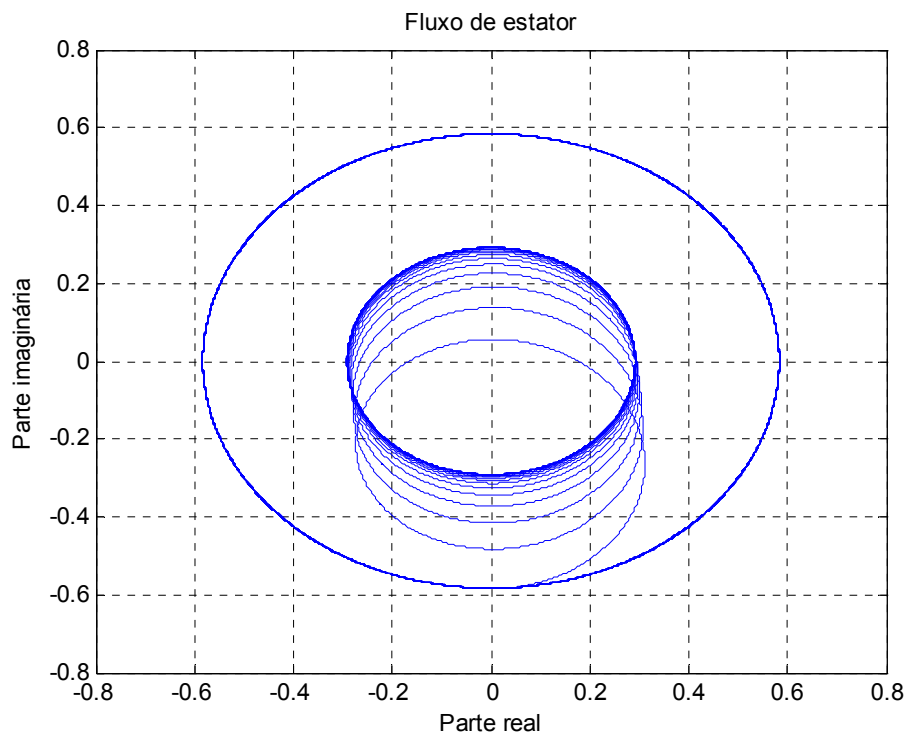


Figura 4.3: Vetor espacial do fluxo de estator no plano complexo durante o AMT trifásico.

Desenvolvendo-se a Equação (4.4), chega-se à tensão induzida no rotor, durante o AMT, em que é composta por duas parcelas. A primeira é a resposta forçada referente a $\overrightarrow{\lambda_{sf2}}$ e a segunda é a resposta natural referente a $\overrightarrow{\lambda_{sn2}}$:

$$\overrightarrow{v_{ra}} = \overrightarrow{v_{rf}} + \overrightarrow{v_{rn}} \quad (4.5)$$

onde:

$$\overrightarrow{v_{rf}} = \frac{L_m}{L_s} s V_2 e^{j\omega_s t} \quad (4.6)$$

$$\overrightarrow{v_{rn}} = -\frac{L_m}{L_s} \left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_r \right) \frac{V_1 - V_2}{j\omega_s} e^{-t/\tau_s} \quad (4.7)$$

Reescrevendo-se as Equações (4.6) e (4.7) no referencial do rotor, tem-se:

$$\overrightarrow{v_{rf}^r} = \frac{L_m}{L_s} s V_2 e^{j\omega_{sr} t} \quad (4.8)$$

$$\overrightarrow{v_{rn}^r} = -\frac{L_m}{L_s} \left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_r \right) \frac{V_1 - V_2}{j\omega_s} e^{-t/\tau_s} e^{-j\omega_r t} \quad (4.9)$$

Observa-se nas Equações (4.8) e (4.9) que a tensão no rotor possui componentes em duas frequências. A resposta forçada possui a frequência menor ω_{sr} e a resposta natural possui a frequência maior ω_r . As amplitudes das duas componentes podem ser calculadas por:

$$|\overrightarrow{v_{rf}^r}| = \frac{L_m}{L_s} |s| V_2 \quad (4.10)$$

$$|\overrightarrow{v_{rn}^r}| = \frac{L_m}{L_s} (1 - s)(V_1 - V_2) \quad (4.11)$$

A partir da Equação (4.10), percebe-se que a amplitude da componente forçada depende do módulo do escorregamento e da tensão remanescente. Já a partir da

Equação (4.11), observa-se que a amplitude da componente natural depende da velocidade mecânica da máquina, em pu, e da severidade do afundamento. Geralmente o escorregamento da máquina é pequeno, fazendo com que o módulo da componente natural seja maior que a forçada, resultando em sua predominância durante o início do AMT.

A Figura 4.4 ilustra as componentes natural e forçada da tensão do rotor, em referencial fixo, obtidas a partir das Equações (4.6) e (4.7), durante o AMT da Figura 4.2. Considerou-se o escorregamento $s = -0,2$. Como analisado nas Equações (4.10) e (4.11), a componente natural possui uma amplitude maior.

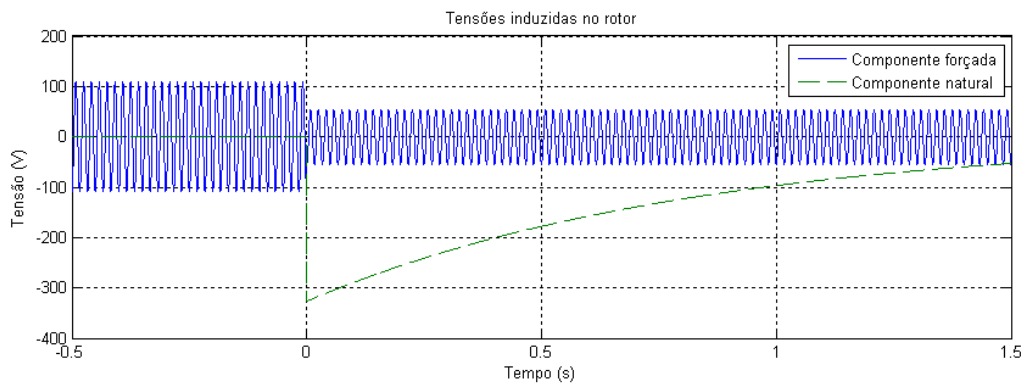


Figura 4.4: Tensões induzidas no rotor durante o AMT trifásico, em referencial fixo.

A Figura 4.5 apresenta a tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, obtido a partir das Equações (4.8) e (4.9). Fica evidente a frequência menor da resposta forçada, correspondente à envoltória da tensão durante o AMT, e a frequência maior da resposta natural, que predomina no sistema.

Durante a recuperação da tensão, após o afundamento, ocorre novamente um transitório descrito pela Equação (4.4). Neste caso, pode-se considerar que as tensões V_1 e V_2 trocam de posição, sendo V_2 a tensão inicial e V_1 a tensão final. A partir da Equação (4.10) percebe-se que a resposta forçada possui amplitude maior que no início do AMT, uma vez que V_1 é maior que V_2 . Analisando a Equação (4.11) é possível ver que a amplitude da resposta natural mantém-se a mesma, trocando apenas de sinal. A Figura 4.6 mostra a tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, no afundamento e na recuperação.

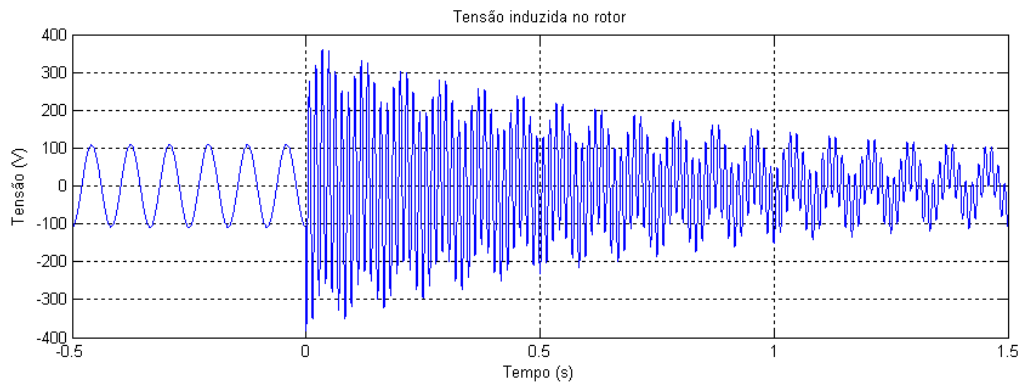


Figura 4.5: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT trifásico.

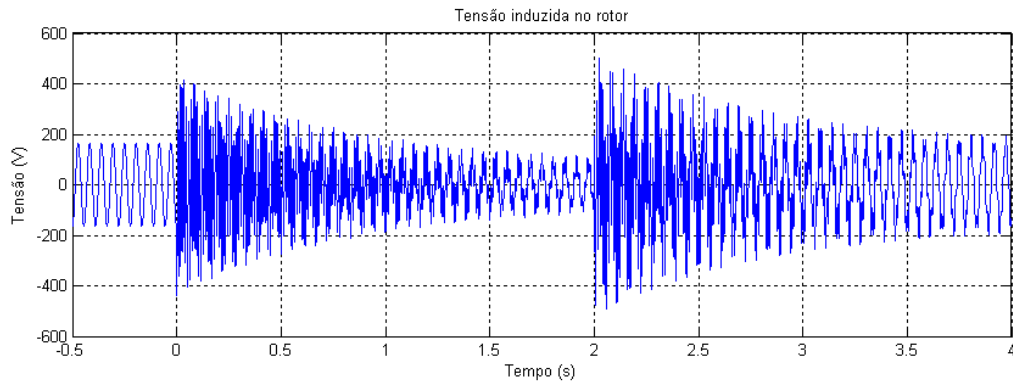


Figura 4.6: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o afundamento trifásico e a recuperação da rede.

Caso a duração do afundamento seja maior que a constante de tempo estatórica, os dois transitórios, do afundamento e da recuperação, ocorrem independentes. Mas caso a duração do afundamento seja menor, os transitórios podem se somar ou se subtrair, dependendo do sinal dos fluxos do afundamento e da recuperação, no momento em que a rede volta.

4.2.1.2. Rotor Controlado pelo RSC

Um estudo completo da influência da técnica FOC no controle do RSC, durante AMTs equilibrados, pode ser encontrado em Mendes et al. (2010). É demonstrado que os controladores influenciam na dinâmica do enlace de fluxo do estator. O controle da técnica FOC resulta em um decaimento natural do fluxo mais devagar ou mais rápido que o caso com rotor em aberto.

Durante o AMT, a técnica DPC tenta manter o produto de $\overline{v_r}$ por $\overline{i_r}$ em um valor fixo. Uma vez que a tensão $\overline{v_r}$ é sintetizada pelo conversor, a partir da tensão do barramento CC, é necessário que esse barramento garanta a tensão a se sintetizar. Caso isso não seja possível, a corrente $\overline{i_r}$ aumenta, de forma a tentar manter a potência constante. Para valores muito baixos de tensão no rotor, a corrente pode atingir valores proibitivos para o funcionamento do conversor.

Embora neste trabalho não tenha sido feita a modelagem da técnica DPC, devido à característica não linear dos controladores histerese utilizados, no transitório do fluxo de estator durante o AMT, as análises comparativas da técnica DPC com a técnica FOC mostram resultados satisfatórios sobre o sistema.

4.2.2. Estudo Comparativo

Para analisar o DFIG perante AMTs equilibrados, realizaram-se simulações empregando as duas técnicas de controle. Os parâmetros do WECS de 2 MW são os mesmos utilizados nos capítulos anteriores, e podem ser encontrados no apêndice A.

Os resultados apresentados correspondem a duas simulações de AMTs trifásicos. O primeiro caso possui tensão remanescente de 50% e tem duração de 0,5s. O segundo caso apresenta tensão remanescente de 20% e tem duração de 200ms. Ambos os casos são recomendados pela IEC e estão na Tabela 4.1. Os dois pontos pertencem à região hachurada da Figura 4.1 e o sistema deve suportar o afundamento, em funcionamento.

4.2.2.1. Caso 1: Afundamento para 50% e duração de 500 ms

O afundamento de tensão do Caso 1 é ilustrado na Figura 4.7.

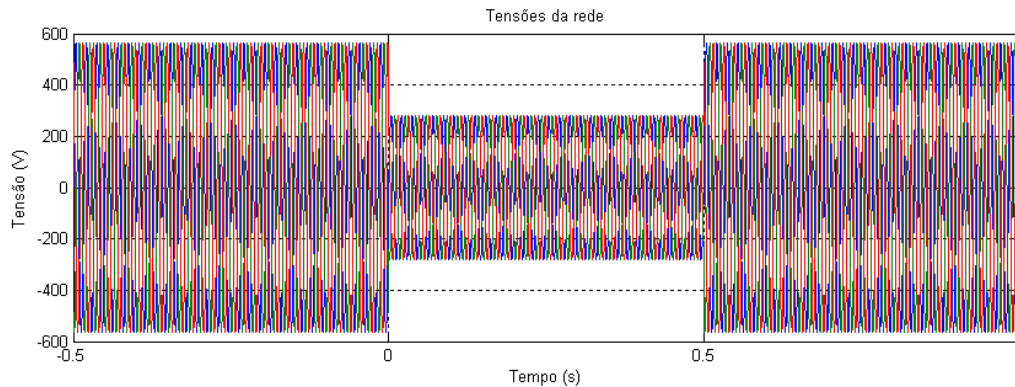


Figura 4.7: Tensões de linha da rede durante o AMT trifásico do Caso 1.

As sobrecorrentes nos conversores são um dos pontos principais de fragilidade da tecnologia DFIG. Uma vez que o conversor RSC está ligado diretamente ao circuito de rotor da máquina, qualquer corrente induzida, proveniente do AMT, atingirá o conversor. A Figura 4.8 mostra as correntes de rotor.

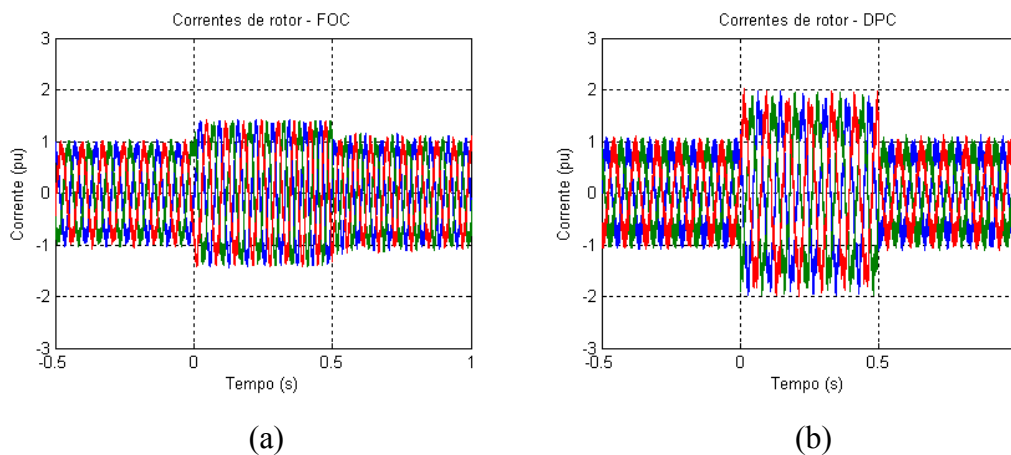


Figura 4.8: Correntes de rotor durante o AMT trifásico do Caso 1:
(a) – Técnica FOC;
(b) – Técnica DPC.

Observa-se na Figura 4.8 que durante todo o AMT, as correntes são maiores que o valor nominal. Entretanto, o sistema controlado pela técnica DPC apresenta sobrecorrentes maiores, devido à imposição de se manter fixa a potência gerada. Enquanto as correntes empregando o FOC atingem aproximadamente 1,4 pu, as correntes do DPC chegam a 2 pu de amplitude.

A Figura 4.9 mostra os valores instantâneos e rms das correntes do estator. A súbita queda de tensão da rede e a resposta do fluxo de estator apresentado resultam em sobrecorrentes no estator também. Semelhante ao rotor, os valores rms das correntes de estator chegam a 1,5 pu no FOC e aproximadamente 2 pu no DPC.

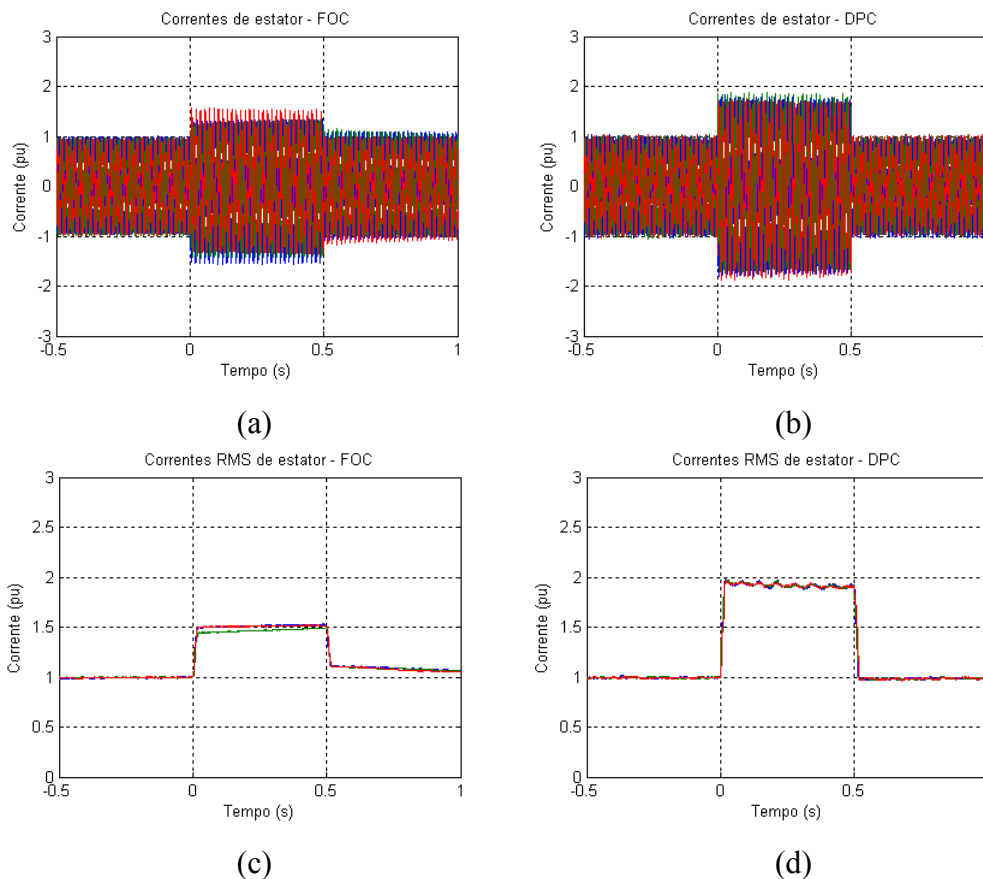


Figura 4.9: Correntes de estator durante o AMT trifásico do Caso 1:
 Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

A tensão no barramento CC pode ser observada na Figura 4.10. No início do AMT, surge a tensão induzida natural, que resulta em uma corrente que flui do rotor para o barramento CC. A tensão tende a subir, mas nesse caso, o controle é capaz de manter o valor. A oscilação em 60 Hz na tensão é decorrente das correntes contínuas que surgem no transitório do afundamento. Na recuperação da tensão, surge uma nova tensão induzida natural. A energia extra armazenada no capacitor do barramento CC é descarregada, resultando em uma corrente que flui do barramento para a máquina.

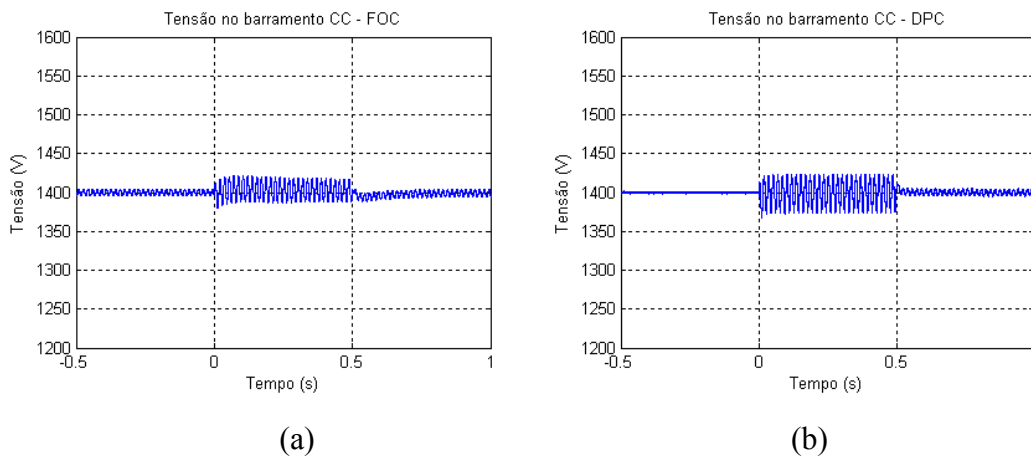


Figura 4.10: Tensão no barramento CC durante o AMT trifásico do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

Para evitar a queima dos conversores e proteção às sobrecorrentes, a alternativa mais usual é o emprego do dispositivo “crowbar”, que desvia a corrente durante os afundamentos. Uma vez que o controle do GSC tenta manter a tensão no barramento CC, e as tensões da rede diminuem, as correntes de alimentação do GSC aumentam, para manter a mesma transferência de potência do sistema. Essas correntes são ilustradas na Figura 4.11.

Em ambas as estratégias de controle, há uma sobrecorrente alta nos transitórios inicial e final do afundamento. Durante o AMT, no FOC as correntes chegam a aproximadamente 2 pu, enquanto que no DPC as correntes chegam a quase 4 pu.

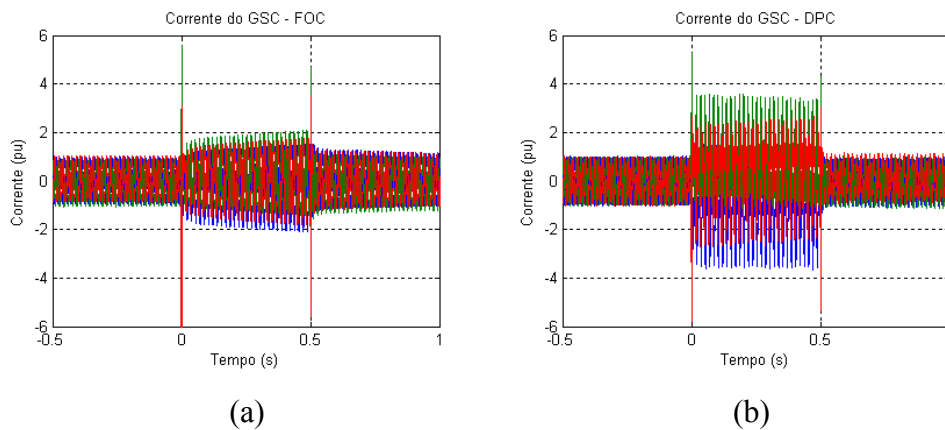


Figura 4.11: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT trifásico do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

As oscilações presentes nas correntes de rotor e nos enlaces de fluxo do estator também ocasionam oscilações no conjugado eletromagnético da máquina, como mostra a Equação (2.21). A Figura 4.12 ilustra essas oscilações. Observa-se que na técnica FOC, o valor médio do conjugado reduz, enquanto na técnica DPC aumenta ligeiramente, embora com oscilações maiores, uma vez que suas correntes também são maiores. As oscilações apresentadas causam estresse mecânico na caixa de transmissão e devem ser evitadas.

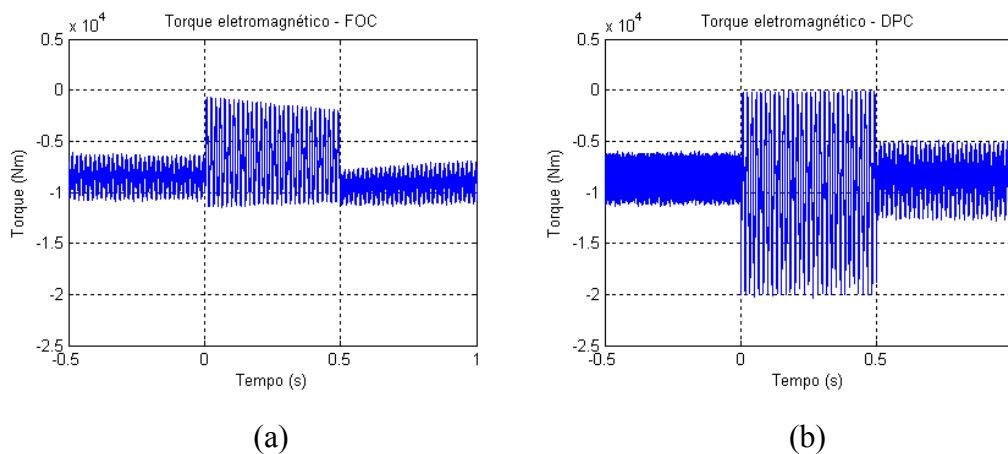


Figura 4.12: Conjugado eletromagnético durante o AMT trifásico do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC;
 (b) – Técnica DPC.

A partir das Equações (2.22) e (2.23), conclui-se que as potências geradas também apresentam oscilações indesejadas. As potências ativa e reativa podem ser observadas na Figura 4.13. Na técnica FOC, a potência ativa gerada é reduzida, enquanto na técnica DPC, o controle consegue manter a potência ativa, embora com mais oscilações. Em ambos os controles, a potência reativa gerada foi reduzida. Os picos presentes na potência ativa são maiores na recuperação da tensão, uma vez que ocorre a remagnetização da máquina e a corrente é maior, sendo mais prejudicial do que a corrente de partida.

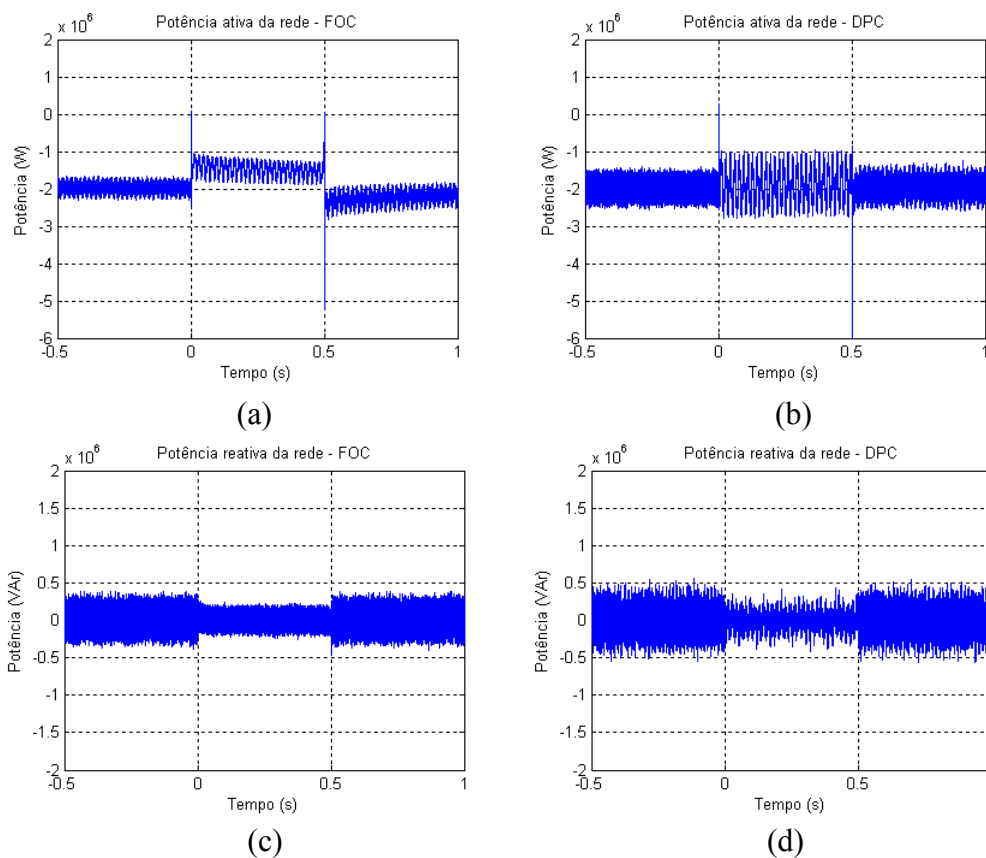


Figura 4.13: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT trifásico do Caso 1:

Potência ativa: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Potência reativa: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

Por fim, a Figura 4.14 apresenta a velocidade mecânica da máquina. É possível ver uma clara diferença no comportamento nos dois controles. Na técnica FOC a

velocidade aumenta, decorrente da diferença entre o conjugado eletromagnético reduzido da máquina e o conjugado mecânico constante da turbina. Na técnica DPC a velocidade apresenta uma ligeira redução. Uma vez que o controle tenta fixar a potência gerada, as correntes elevadas resultam em um pequeno aumento do torque eletromagnético e, portanto, uma ligeira redução na velocidade mecânica.

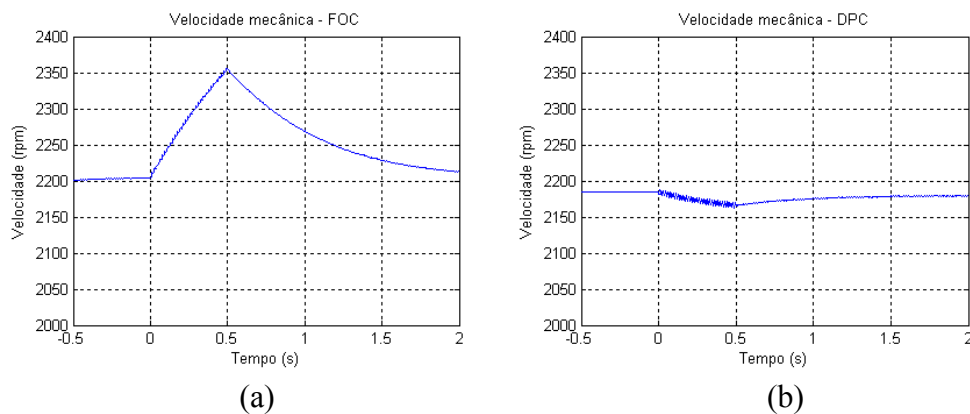


Figura 4.14: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT trifásico do Caso 1:
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.2.2.2. Caso 2: Afundamento para 20% e duração de 200 ms

O afundamento de tensão do Caso 2 pode ser visto na Figura 4.15.

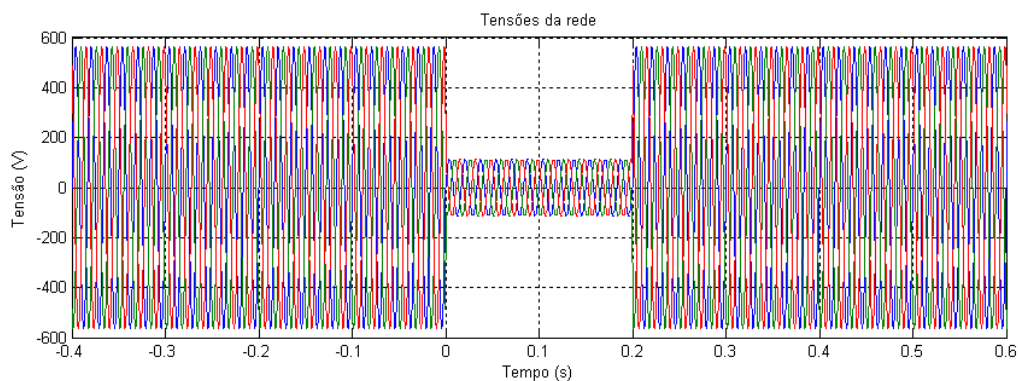


Figura 4.15: Tensões de linha da rede durante o AMT trifásico do Caso 2.

Segundo a Equação (4.11), uma vez que a tensão remanescente neste afundamento é menor que no caso anterior, as sobrecorrentes da resposta natural são maiores. Devido à sua predominância no comportamento do sistema, as oscilações nas grandezas são mais severas.

As correntes do rotor são mostradas na Figura 4.16 e as correntes do estator na Figura 4.17. Comparando os valores empregando-se a técnica FOC com o Caso 1, percebe-se que as correntes aumentaram, mas muito pouco. As correntes rotóricas, que atingiam 1,4 pu, chegaram a 1,5 pu. E as correntes de estator, que atingiam 1,5 pu, chegaram a 1,8 pu. Os valores das correntes foram contidos devido à malha de controle de corrente, presente na técnica FOC.

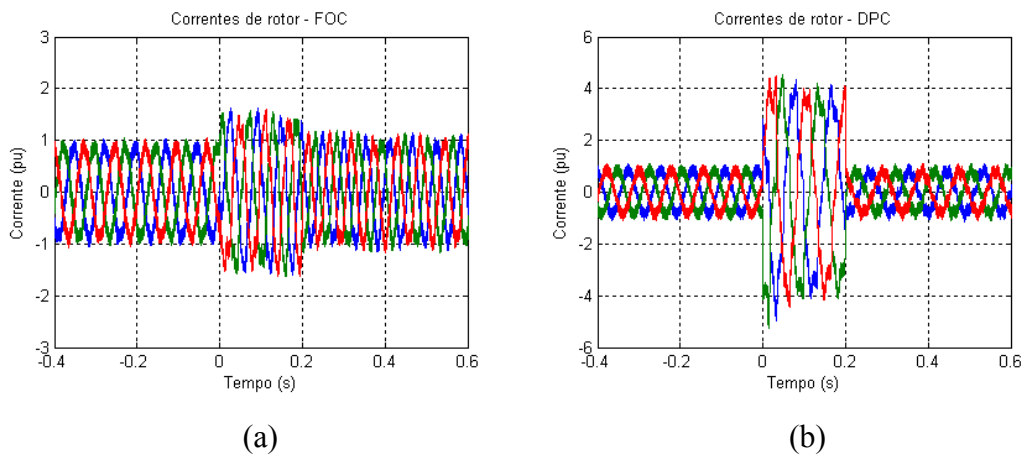
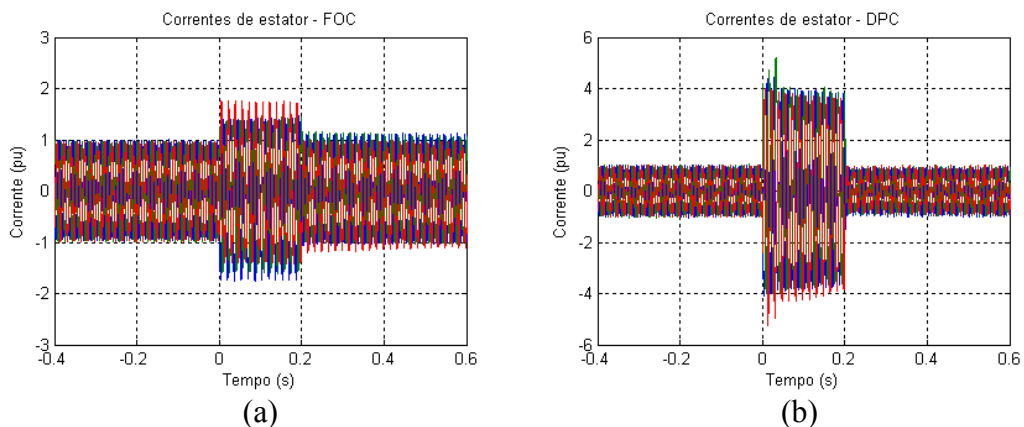


Figura 4.16: Correntes de rotor durante o AMT trifásico do Caso 2:
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.



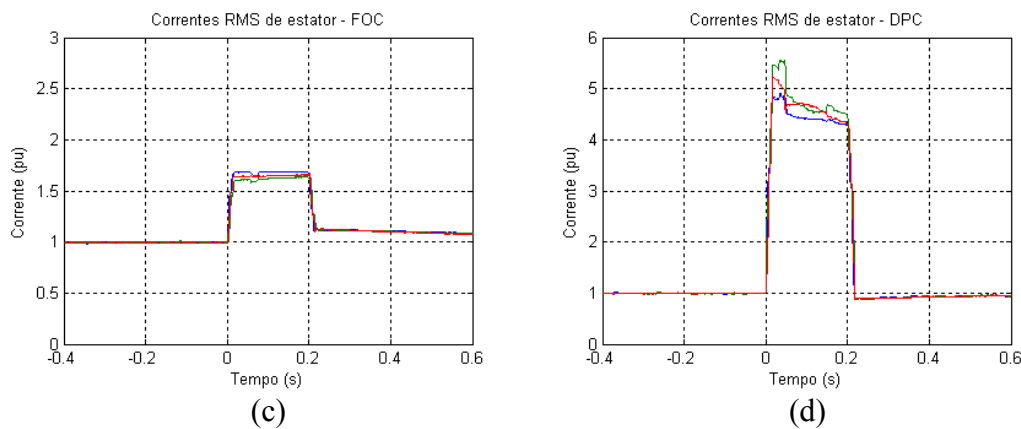


Figura 4.17: Correntes de estator durante o AMT trifásico do Caso 2:

Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

Já na técnica DPC, as correntes apresentaram valores muito maiores que no Caso 1. As correntes de rotor, que atingiam 2 pu, chegaram a 5 pu. E as correntes de estator, que atingiam 2 pu, chegaram a 5,5 pu. Essa diferença decorre do fato da técnica DPC controlar a potência, exigindo correntes muito altas em tensões remanescentes baixas. São fundamentais, portanto, proteções de sobrecorrente nos dois conversores, nesta técnica de controle ou técnicas que reduzam as referências de potência proporcionalmente aos AMTs.

As Figuras 4.18 e 4.19 apresentam as tensões no barramento CC e as correntes de alimentação do GSC. Como já apresentado, as sobrecorrentes no rotor tentam elevar a tensão no barramento CC. Esse efeito é mais visível na Figura 4.18b, na técnica DPC, onde as sobrecorrentes são maiores. Seria necessária uma proteção de sobretensão também, uma vez que a tensão no capacitor ultrapassa 110% do valor nominal. Esse valor alto de tensão demanda correntes altas na alimentação do GSC. Enquanto na técnica FOC, as correntes, que atingiam 2 pu, chegaram a 3 pu, na técnica DPC, as correntes, que atingiam 3,5 pu, chegaram a alarmantes 15 pu. É claro que esse valor seria irreal, já que todo o sistema ficaria instável e o conversor GSC danificaria.

As análises realizadas até aqui demonstram que o DFIG controlado pela técnica DPC não suportaria o funcionamento perante o AMT do Caso 2, devido às sobrecorrentes e sobretensão no barramento CC. Os demais resultados apresentados a seguir são meramente ilustrativos do comportamento do sistema e servem apenas de comparação com o Caso 1.

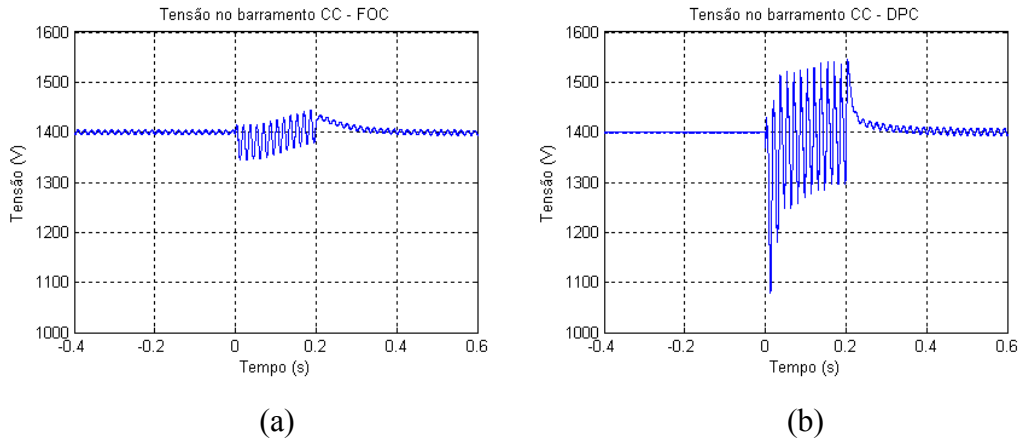


Figura 4.18: Tensão no barramento CC durante o AMT trifásico do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

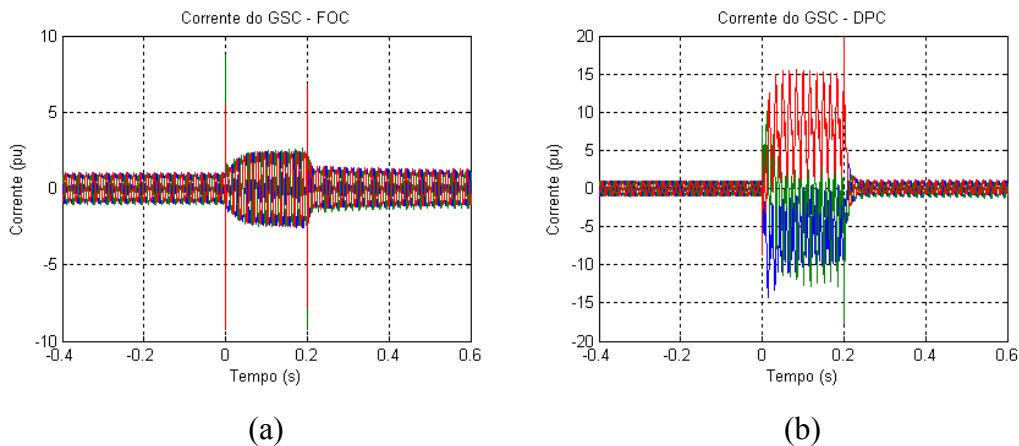


Figura 4.19: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT trifásico do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

A Figura 4.20 ilustra o conjugado eletromagnético da máquina. A dependência do torque com as correntes faz com que o torque, na técnica DPC, oscile mais e atinja valores maiores. Na técnica FOC, o valor médio do torque se aproxima mais do zero, em comparação com o Caso 1.

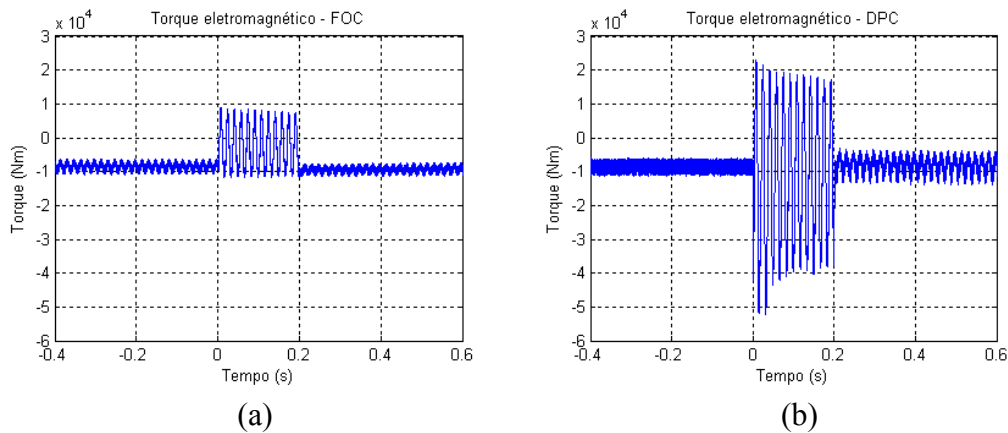
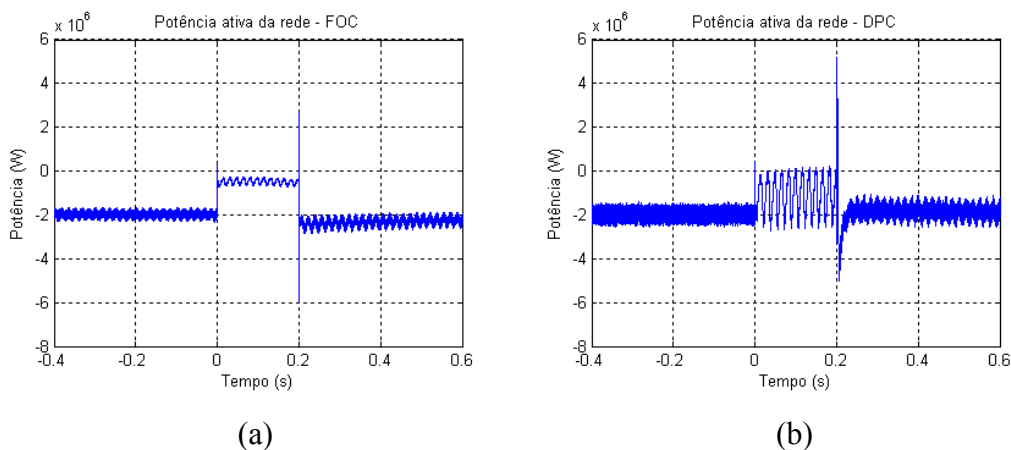


Figura 4.20: Conjugado eletromagnético durante o AMT trifásico do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

As potências ativa e reativa geradas estão ilustradas na Figura 4.21. A queda da potência ativa gerada na técnica FOC é mais acentuada no Caso 2. A redução da potência reativa e o pico na recuperação da tensão são esperados. Na técnica DPC, as oscilações em ambas as potências foram bem mais graves e acentuadas na remagnetização da máquina.

A Figura 4.22 apresenta a velocidade mecânica da máquina. Conforme explicado no caso anterior, na técnica FOC a velocidade aumenta e na técnica DPC ela diminui. É necessária a utilização de proteção de sobre-velocidade na técnica FOC, uma vez que durante afundamentos, o rotor acelera de acordo com a severidade e duração do afundamento e pode atingir valores danosos à máquina.



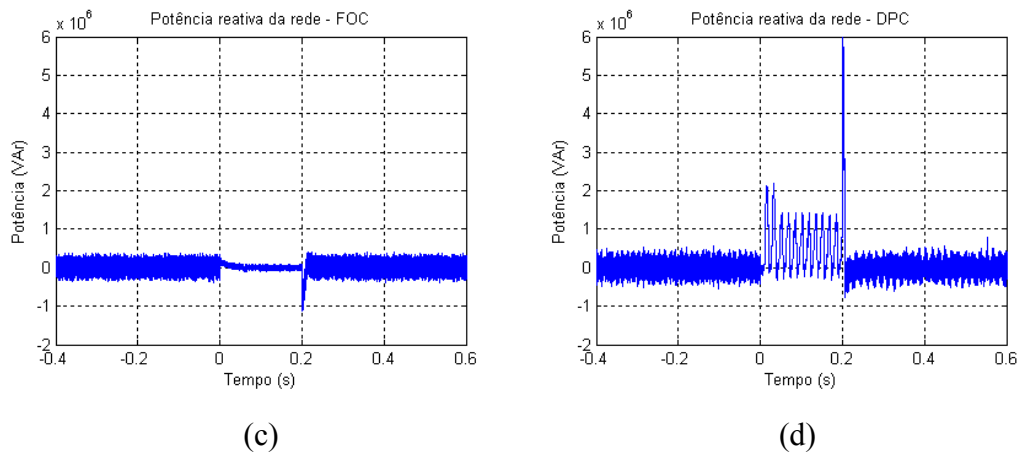


Figura 4.21: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT trifásico do Caso 2:

Potência ativa: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Potência reativa: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

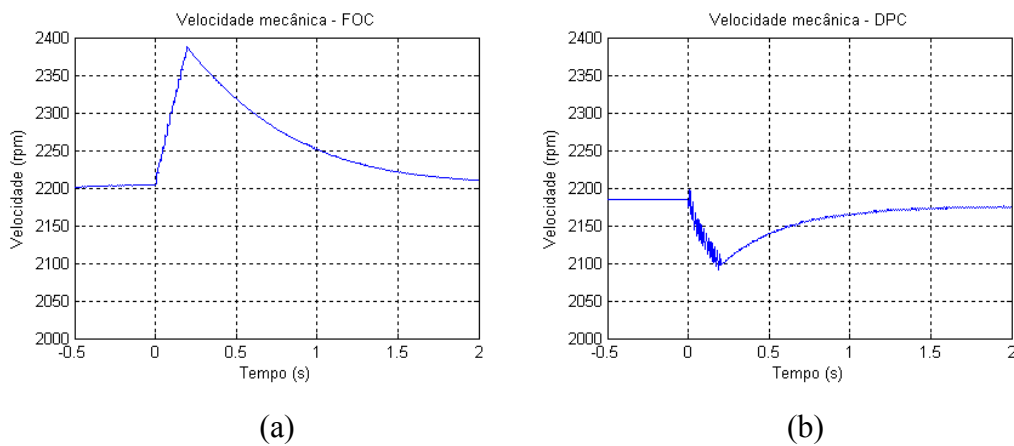


Figura 4.22: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT trifásico do Caso 2:

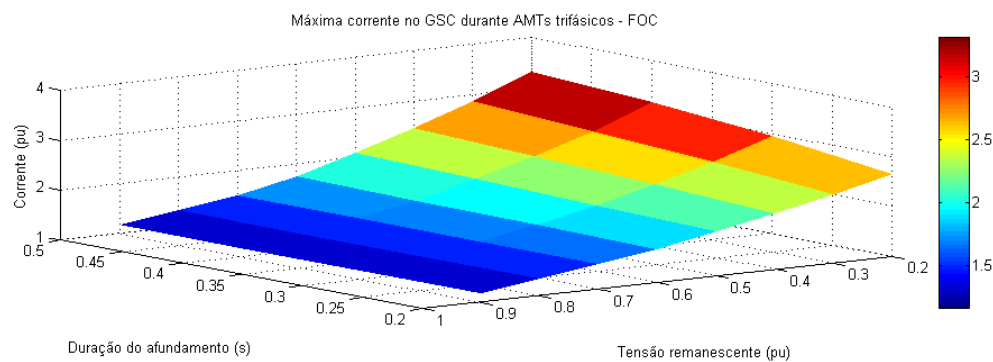
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.2.2.3. Excursão das Variáveis

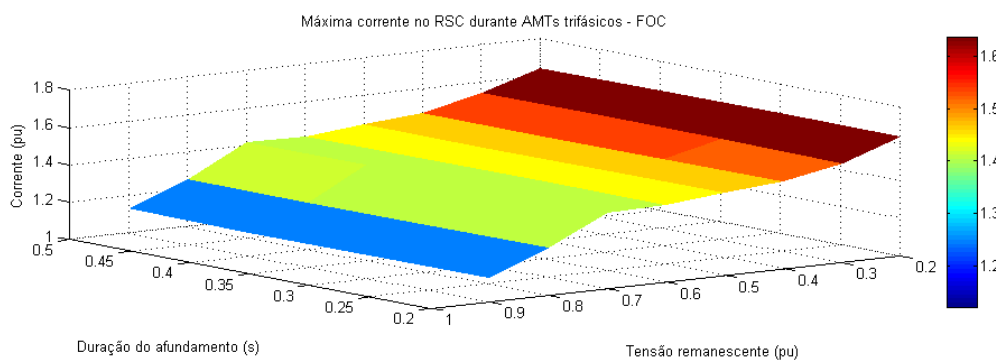
A partir das análises dos casos 1 e 2, pode-se concluir que os pontos críticos do sistema são as sobrecorrentes nos conversores em ambas as técnicas de controle, a sobrevelocidade da máquina na técnica FOC e a sobretensão do barramento CC na técnica DPC.

São realizadas, portanto, simulações variando-se a tensão remanescente e a duração dos afundamentos de tensão, analisando-se a variação dos parâmetros citados. Variou-se a tensão remanescente de 20 % a 90 %, em intervalos de 10%. Variou-se também a duração do afundamento, de 0,2 s até 0,5 s, em intervalos de 0,1 s.

A Figura 4.23 mostra os valores máximos de corrente na alimentação do GSC e no circuito do RSC ao rotor da máquina, para a técnica FOC. Os gráficos desconsideram os picos de corrente no início do afundamento e na recuperação da tensão, uma vez que os picos elevados se devem ao transitório imediato da tensão da rede, que utiliza um afundamento de tensão de formato retangular. Em casos reais de afundamento, a própria indutância do sistema evita que a queda de tensão seja imediata. Os valores se referem ao máximo das três fases.



(a)



(b)

Figura 4.23: Máxima corrente atingida nos conversores estáticos do DFIG com a técnica FOC durante AMTs trifásicos:
(a) – Corrente no GSC; (b) – Corrente no RSC.

A Figura 4.23 mostra que a duração do afundamento influencia apenas na corrente do GSC. O RSC não é influenciado pela duração, pois é interligado ao barramento CC. Como já demonstrado, o controle de corrente da máquina manteve um valor moderado de corrente, durante os afundamentos, sendo maior no GSC.

A Figura 4.24 mostra os valores máximos de corrente nos conversores, no DFIG empregando a técnica DPC. Da mesma forma que no resultado anterior, desconsiderou-se os transitórios decorrentes da variação instantânea das tensões da rede. Observa-se que a duração do afundamento não interfere nas correntes, na técnica DPC. Os valores obtidos, entretanto, são muito superiores aos obtidos na técnica FOC, como já mostrado nas seções anteriores. A corrente do RSC chega a 5,5 pu e a corrente do GSC chega a ultrapassar 15 pu. A Figura 4.24 reforça o fato de que dispositivos de proteção dos conversores são essenciais na técnica DPC.

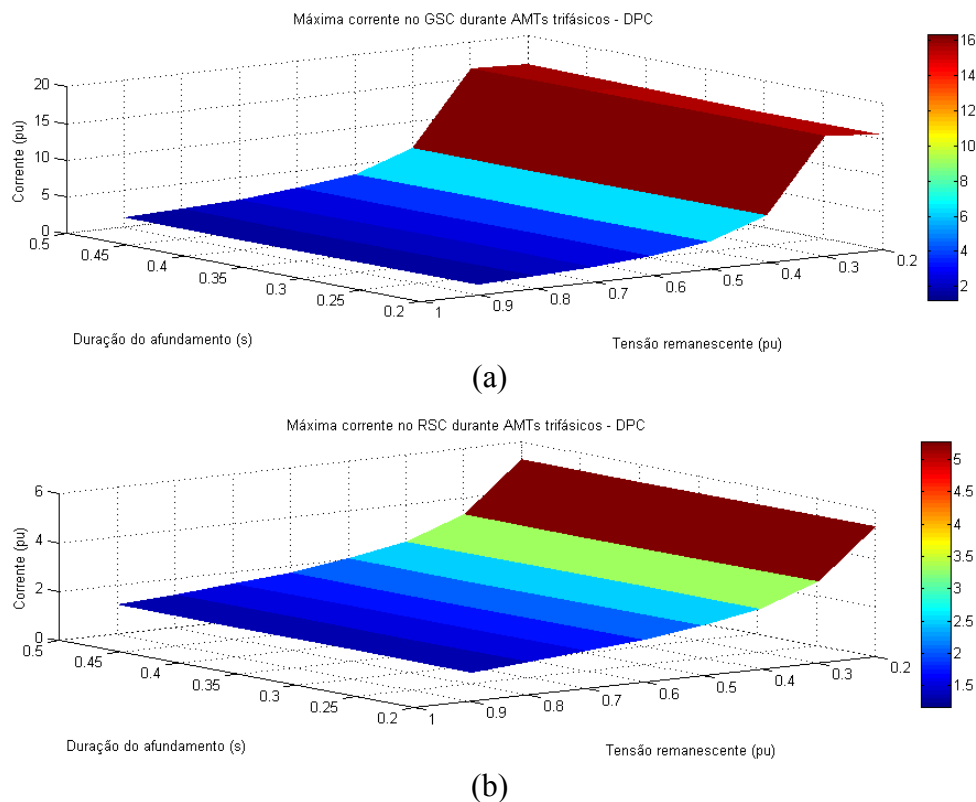


Figura 4.24: Máxima corrente atingida nos conversores estáticos do DFIG com a técnica DPC durante AMTs trifásicos:
 (a) – Corrente no GSC; (b) – Corrente no RSC.

A máxima velocidade mecânica da máquina é retratada na Figura 4.25, em pu, sendo a base a velocidade síncrona. Como pôde-se observar, durante o afundamento, o torque eletromagnético reduz seu valor médio. Isso resulta em uma aceleração do rotor. A figura mostra que, conforme o esperado, quanto mais severo e maior a duração do afundamento, maior é a velocidade atingida pela máquina.

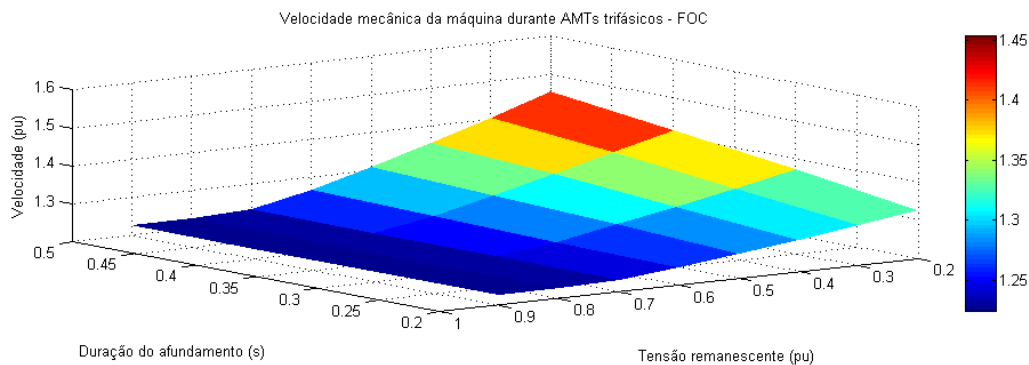


Figura 4.25: Máxima velocidade mecânica da máquina com a técnica FOC durante AMTs trifásicos.

A Figura 4.26 ilustra a máxima tensão atingida no barramento CC, utilizando a técnica DPC. Pode-se observar que até 0,4 pu de tensão remanescente, o controle é capaz de manter a tensão do barramento próximo ao valor nominal. Entretanto, para afundamentos mais severos, a tensão da rede se torna baixa demais, resultando em grandes oscilações nas correntes e tensões do barramento CC, assim como mostra a Figura 4.24a.

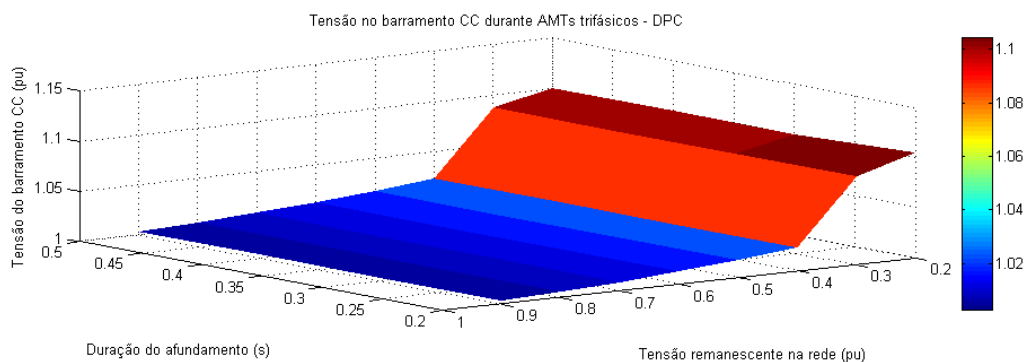


Figura 4.26: Máxima tensão no barramento CC com a técnica DPC durante AMTs trifásicos.

Nesta seção não foi considerado o impacto dos parâmetros da técnica DPC, tais como a histerese e a frequência de chaveamento. Uma vez que no capítulo anterior, justificou-se as escolhas necessárias para manter a qualidade da energia, não é necessária a análise das mesmas perante AMTs.

4.2.3. Análise Final

Através das simulações realizadas, pode-se concluir que a técnica DPC ainda precisa ser aperfeiçoada, para garantir a suportabilidade de um WECS perante afundamentos de tensão. Devido à natureza desse controle possuir histereses, as grandezas da máquina apresentam oscilações naturalmente. Porém estas são muito influenciadas durante afundamentos e atingem valores proibitivos para o sistema.

Uma vez que a técnica DPC controla as potências geradas pela máquina, quando a tensão diminui durante um AMT, as correntes exigidas crescem muito. Na técnica FOC, é usual utilizar bancos de resistores (*crowbar*), para dissipar a energia excedente no circuito de rotor, durante as faltas, amenizando as correntes. Entretanto, a técnica DPC não apresenta controle das correntes e, portanto, as correntes podem atingir valores altos, mesmo na presença do *crowbar*. Uma solução seria atenuar as referências de potência, durante o afundamento. Mesmo assim, relés de proteção são necessários. Ramos (2009) faz uma análise sobre os sistemas de proteção em aerogeradores, para diversas tecnologias de máquina, incluindo o DFIG, controlado por FOC.

Outra solução possível seria pesquisar estratégias alternativas de controle, durante o afundamento, para garantir o funcionamento do sistema. Mendes (2009) apresenta estudos nessa linha de pesquisa, no DFIG empregando a técnica FOC.

A técnica DPC também apresentou oscilações excessivas na tensão do barramento CC, durante os afundamentos. Na técnica FOC é usual utilizar um chopper de frenagem, que mantém a tensão constante e dissipa a potência excedente gerada. Ainda necessita-se de testes da técnica DPC empregando o chopper, mas imagina-se que o dispositivo seja capaz de manter a tensão constante.

4.3. AMTs Desequilibrados

Uma vez que os AMTs equilibrados foram estudados, as seções a seguir realizam o desenvolvimento em AMTs desequilibrados, seguindo o mesmo modelo empregado nos AMTs equilibrados. É feita a análise teórica da máquina, seguida de resultados de simulação e comparação entre as duas técnicas de controle.

4.3.1. Análise Teórica

Os afundamentos de tensão desequilibrados empregados neste estudo seguem a mesma classificação dada por Bollen (2000). São considerados os três principais tipos de AMTs desequilibrados: tipo B, tipo C e tipo D. Eles são ilustrados na Figura 4.27.

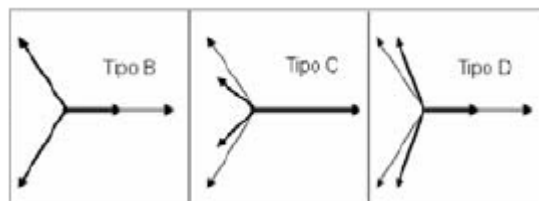


Figura 4.27: Diagrama fasorial para os afundamentos tipo B, tipo C e tipo D.

Os afundamentos desequilibrados são descritos pela tensão característica V_{AMT} , que vai de 0 a 1 e define a severidade do ocorrido. O AMT tipo B é um afundamento fase-terra e os fasores das três fases são descritos pelas seguintes equações, em pu:

$$V_a = V_{AMT} \quad (4.12)$$

$$V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.13)$$

$$V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.14)$$

Como pode-se ver nas Equações (4.12) a (4.14), as fases B e C se mantêm as mesmas e só a fase A sofre o afundamento. O AMT tipo B raramente ocorre em instalações industriais e usinas eólicas, uma vez que o uso de transformadores delta-estrela ou a conexão das máquinas em delta transforma o AMT tipo B para tipo C. Devido à essa razão e a sua semelhança com o AMT tipo D, o AMT tipo B não será tratado nos estudos posteriores.

O AMT tipo C é um afundamento fase-fase e aparece quando um AMT tipo B ou tipo D passa por um transformador delta-estrela. Ele se caracteriza pela redução da parte imaginária dos fasores de tensões, de duas das fases, interferindo em seus ângulos também. O tipo C é descrito pelas seguintes equações, em pu:

$$V_a = 1 \quad (4.15)$$

$$V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{AMT} \quad (4.16)$$

$$V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{AMT} \quad (4.17)$$

O AMT tipo D aparece quando um AMT tipo C passa por um transformador delta-estrela. Devido ao uso preferencial dessa ligação em trafos, os afundamentos tipo C e tipo D são os mais comuns. O AMT tipo D é caracterizado pela queda de tensão na parte real das três fases. As seguintes equações, em pu, descrevem o tipo D:

$$V_a = V_{AMT} \quad (4.18)$$

$$V_b = -\frac{1}{2}V_{AMT} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.19)$$

$$V_c = -\frac{1}{2}V_{AMT} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.20)$$

As simulações realizadas empregam as Equações (4.15) a (4.20) para compor os afundamentos de tensão. Para a análise do DFIG, utiliza-se novamente as Equações (2.15) e (2.18), que descrevem a máquina.

Diferente dos AMTs equilibrados, que contém apenas tensões de sequência positiva, em AMTs desequilibrados, aparecem componentes de sequência positiva e negativa (Bollen, 2000). Necessita-se, portanto, da teoria de componentes simétricas (Wagner and Evans, 1933) para analisar os casos. As componentes simétricas se baseiam na transformação de Fortescue (Fortescue, 1918) que decompõe qualquer sistema trifásico em um novo conjunto de componentes, de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero. Essa transformação é linear, dada por:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Na Equação (4.21), a é o fasor unitário definido por $a = 1 \angle 120^\circ$ e $a^2 = 1 \angle -120^\circ$. Aplicando-se a transformação de Fortescue na Equação (4.1), que descreve a tensão da rede, tem-se para o momento antes do afundamento:

$$\vec{v}_g = V_0 + V_+ e^{j\omega_s t} + V_- e^{-j\omega_s t} \quad (4.22)$$

Conforme mostrado por López et al. (2008), considerando-se que a máquina possua impedâncias simétricas, as componentes de sequência positiva e negativa resultam em fluxos girantes no estator, na velocidade síncrona, mas em sentido contrário um do outro. A sequência zero não resulta em fluxo girante, e portanto, pode ser ignorada, uma vez que não influencia na dinâmica da máquina durante o afundamento.

Assim como realizado no estudo dos AMTs equilibrados, pode-se iniciar a análise com os AMTs desequilibrados considerando-se o rotor em aberto. Posteriormente o controle do RSC é incluído e por fim as simulações analisam o comportamento de todo o sistema.

4.3.1.1. Rotor em Circuito Aberto

A partir das Equações (4.3) e (4.4), que descrevem os enlaces de fluxo do estator antes e durante o afundamento, pode-se reescrever as componentes forçada e natural em sequências positiva e negativa:

$$t < t_{AMT}: \quad \overrightarrow{\lambda_{s1}} = \overrightarrow{\lambda_{sf1+}} + \overrightarrow{\lambda_{sf1-}} \quad (4.23)$$

$$t \geq t_{AMT}: \quad \overrightarrow{\lambda_{s2}} = \overrightarrow{\lambda_{sf2+}} + \overrightarrow{\lambda_{sf2-}} + \overrightarrow{\lambda_{sn2+}} + \overrightarrow{\lambda_{sn2-}} \quad (4.24)$$

Na Equação (4.24), as componentes naturais podem ser agrupadas, uma vez que ambas são iguais e dependem apenas de uma condição inicial de fluxo. Portanto:

$$\overrightarrow{\lambda_{s2}} = \overrightarrow{\lambda_{sf2+}} + \overrightarrow{\lambda_{sf2-}} + \overrightarrow{\lambda_{sn2}} \quad (4.25)$$

Utilizando a Equação (4.2), onde ignora-se a queda de tensão na resistência de estator, pode-se escrever os fluxos forçados de estator, em suas sequências:

$$\overrightarrow{\lambda_{sf2+}} = \frac{V_{2+}}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} \quad (4.26)$$

$$\overrightarrow{\lambda_{sf2-}} = -\frac{V_{2-}}{j\omega_s} e^{-j\omega_s t} \quad (4.27)$$

Observa-se nas Equações (4.26) e (4.27) que as duas componentes do fluxo forçado giram na mesma velocidade, mas em sentidos contrários. O instante do início do AMT influencia, portanto, na dinâmica do fluxo natural. Caso o afundamento se inicie no momento em que os fluxos de sequência positiva e negativa estejam em oposição, eles se subtraem e não há fluxo natural resultante. Caso o afundamento se inicie quando os dois fluxos estiverem em fase, aparece um fluxo natural resultante e ele é máximo. Isso pode ser observado na Equação

(4.28) descrito a seguir. Esta é obtida decompondo o fluxo natural da Equação (4.4) nas componentes simétricas:

$$\overrightarrow{\lambda_{sn2}} = \overrightarrow{\lambda_{sn2+}} + \overrightarrow{\lambda_{sn2-}} = \frac{V_1 - V_{2+} - V_{2-}}{j\omega_s} e^{-t/\tau_s} \quad (4.28)$$

A componente natural do enlace de fluxo do estator induz a componente natural na tensão do rotor. Aplicando-se a Equação (4.28) na Equação (4.9), que descreve a tensão natural no rotor, no referencial rotórico, tem-se:

$$\overrightarrow{v_{rn}^r} = -\frac{L_m}{L_s} \left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_r \right) \frac{V_1 - V_{2+} - V_{2-}}{j\omega_s} e^{-t/\tau_s} e^{-j\omega_r t} \quad (4.29)$$

A resposta natural do fluxo, e consequentemente, da tensão no rotor, pode ser calculada para cada tipo de afundamento desequilibrado de acordo com o instante em que o AMT se inicia. Isso é obtido aplicando-se a transformação de Fortescue, descrito na Equação (4.21) nas Equações (4.12) a (4.22), que descrevem os três tipos estudados de afundamentos, obtendo as componentes simétricas das tensões.

As componentes simétricas dos afundamentos tipo C e tipo D são, respectivamente:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{AMT} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{AMT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2}(V_{AMT} + 1) \\ \frac{1}{2}(-V_{AMT} + 1) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AMT} \\ -\frac{1}{2} V_{AMT} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} V_{AMT} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2}(V_{AMT} + 1) \\ \frac{1}{2}(V_{AMT} - 1) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

A partir da análise nas Equações (4.30) e (4.31), tem-se que, caso o afundamento se inicie no instante em que a tensão passa por um pico, considerado $t_{AMT} = 0$, os fluxos de sequência positiva e negativa estão em oposição no AMT tipo D. Nesse caso, o fluxo natural resultante é nulo. No AMT tipo C, ocorre o

contrário, os fluxos de sequência positiva e negativa estão em fase e se somam, resultando no fluxo natural máximo possível.

Caso o afundamento se inicie $\frac{1}{4}$ de ciclo depois, sendo $t_{AMT} = T/4$, tem-se neste instante que a tensão passa pelo zero. No AMT tipo D, os fluxos de sequência positiva e negativa estão em fase e resultam em um fluxo natural máximo. No AMT tipo C, os fluxos de sequência positiva e negativa estão em oposição e resultam em fluxo natural nulo.

As curvas de tensão da rede e do fluxo de estator estão ilustradas abaixo, para os dois tipos de afundamento considerados. Empregou-se uma tensão característica de $V_{AMT} = 0,25$, para evidenciar os afundamentos.

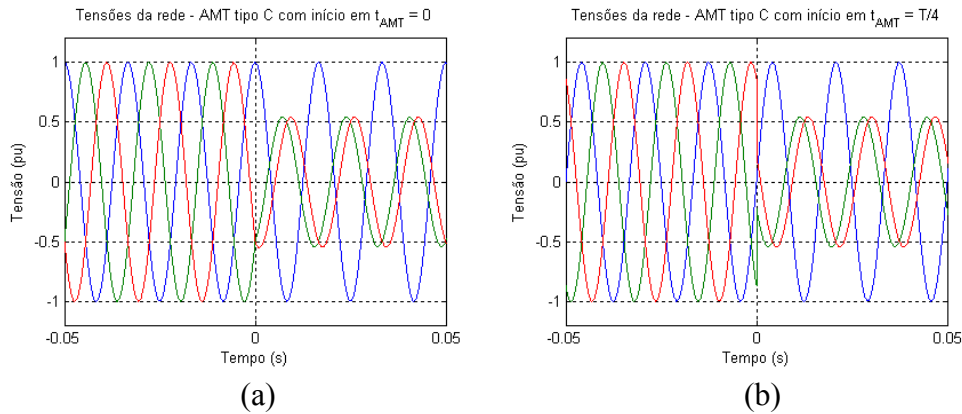


Figura 4.28: Tensões da rede durante o AMT tipo C:

(a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

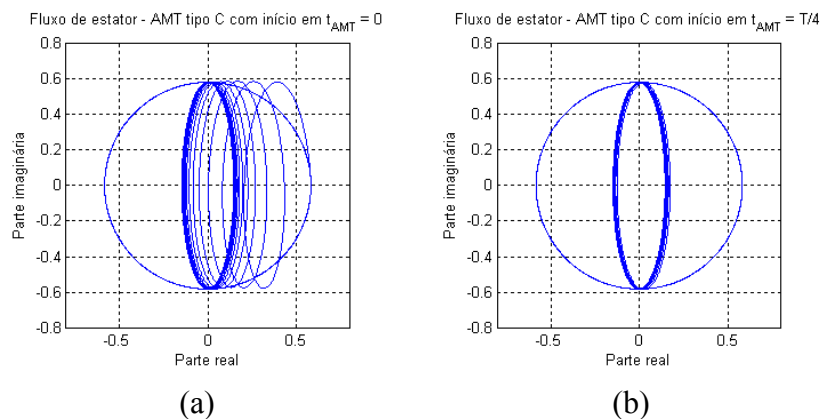


Figura 4.29: Fluxo de estator durante o AMT tipo C:

(a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

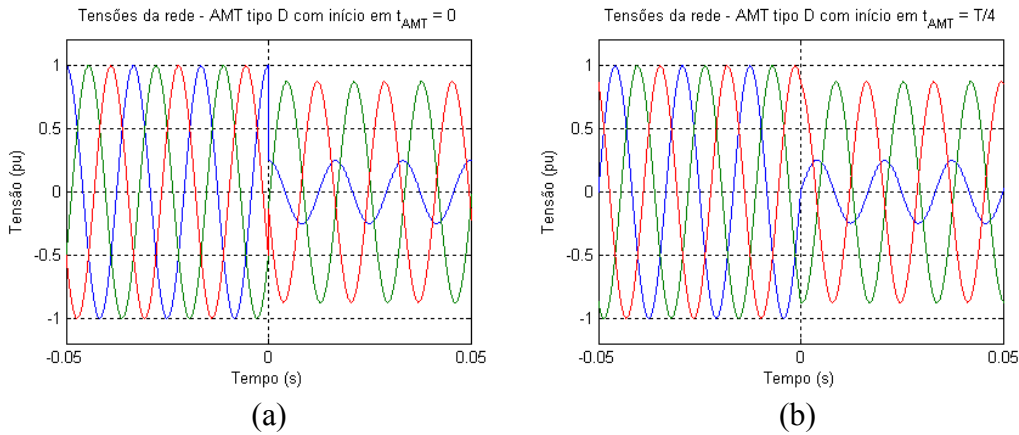


Figura 4.30: Tensões da rede durante o AMT tipo D:
 (a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

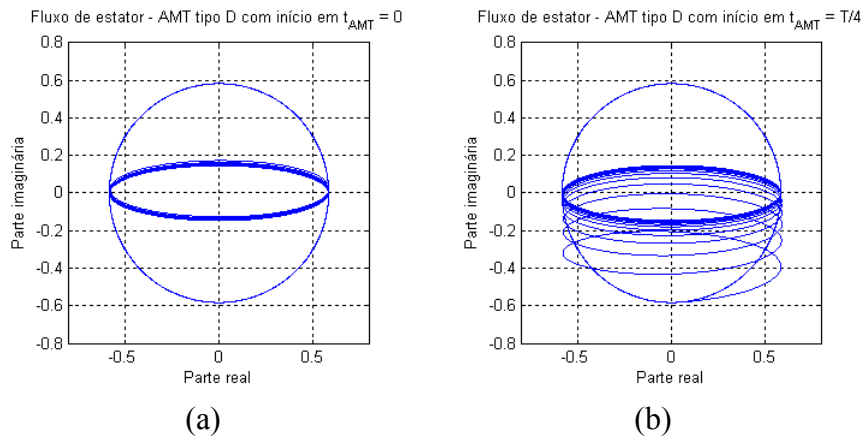


Figura 4.31: Fluxo de estator durante o AMT tipo D:
 (a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

Através das Figuras 4.28 e 4.31 observa-se que, durante os afundamentos desequilibrados, o fluxo percorre uma trajetória elíptica. Isso ocorre pois os fluxos de sequência positiva e negativa giram em sentidos contrários, se somando e se subtraindo duas vezes por ciclo.

A resposta natural da tensão de rotor já foi apresentada na Equação (4.29). A resposta forçada é obtida baseada na Equação (4.8), que descreve a tensão forçada induzida no rotor, no referencial rotórico. Reescrevendo-a em componentes simétricas tem-se:

$$\overline{v_{rf+}}^{\vec{r}} = \frac{L_m}{L_s} s V_{2+} e^{j\omega_{sr}t} \quad (4.32)$$

$$\overline{v_{rf-}}^{\vec{r}} = \frac{L_m}{L_s} (s - 2) V_{2-} e^{-j(2-s)\omega_{st}} \quad (4.33)$$

As Equações (4.32) e (4.33) indicam que as tensões forçadas são diferentes na sequência positiva e negativa. A tensão de sequência positiva tem a amplitude proporcional ao escorregamento da máquina e possui frequência de giro na frequência do rotor. A tensão de sequência negativa tem amplitude duas vezes maior e possui frequência de giro na ordem de duas vezes a frequência da rede. A sequência negativa, portanto, predomina na resposta forçada das tensões induzidas no rotor.

As Figuras 4.32 e 4.33 mostram a tensão induzida no rotor durante os afundamentos tipo C e tipo D, obtida a partir das Equações (4.32) e (4.33). Observa-se que a sequência negativa da resposta forçada predomina na tensão durante todo o afundamento, inclusive na existência da resposta natural. As componentes naturais correspondem às dinâmicas apresentadas nas Figuras (4.19) e (4.21), do fluxo do estator.

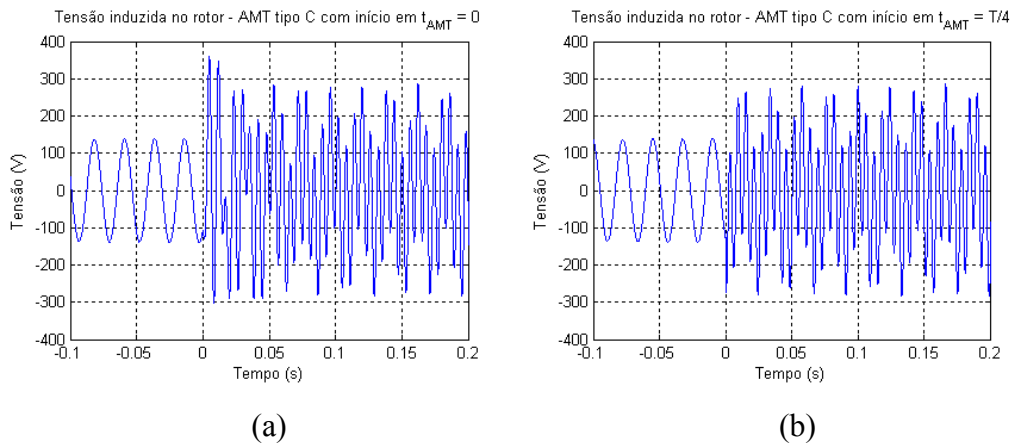


Figura 4.32: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT tipo C:

(a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

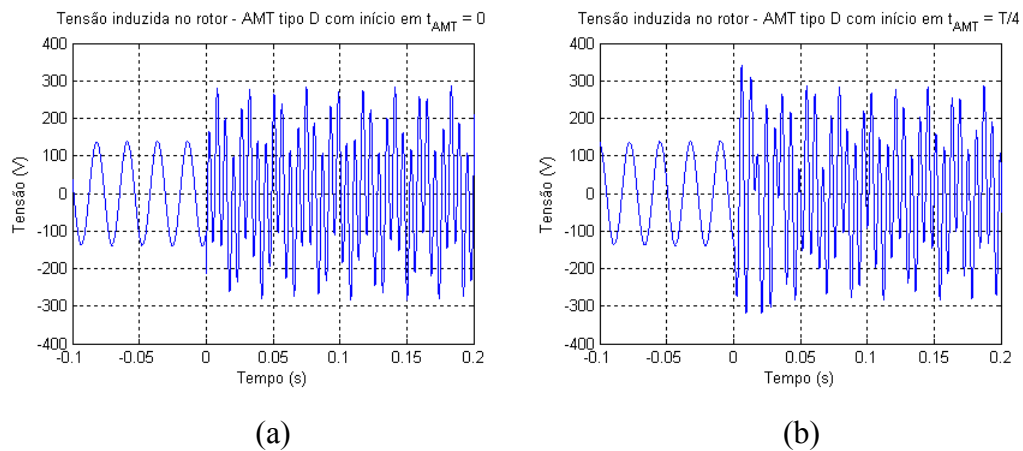


Figura 4.33: Tensão induzida no rotor, em referencial rotórico, durante o AMT tipo D:

(a) – Início em $t_{AMT} = 0$; (b) – Início em $t_{AMT} = T/4$.

Análogo ao que já foi apresentado, na recuperação da tensão, esta pode resultar na aparição da resposta natural. Novamente surgem fluxos de sequência positiva e negativa, que podem se somar ou se anular, dependendo do instante em que a rede volta. Entretanto, a componente forçada de sequência negativa durante o afundamento resulta em sobretensões maiores que as sobretensões causadas pela recuperação da rede.

4.3.1.2. Rotor Controlado pelo RSC

A análise realizada na seção anterior, para os afundamentos equilibrados, também é válida para os afundamentos desequilibrados. A diferença entre os dois tipos de afundamentos está na presença da sequência negativa da resposta forçada.

A técnica FOC emprega a malha de corrente, que influencia na sequência positiva da componente forçada e na componente natural, caso essa exista no AMT desequilibrado. Entretanto, a sequência negativa da componente forçada não é controlada, pois não é incluída na malha de controle. Uma vez que essa sequência é a predominante no sistema durante o afundamento, as correntes nos conversores podem atingir valores muito altos, do contrário do caso dos afundamentos equilibrados.

Na técnica DPC, o resultado é mais similar aos afundamentos equilibrados. Como a técnica não controla as correntes, estas tendem a atingir valores muito altos, dependendo da severidade do afundamento e da exigência da potência gerada.

Segue-se adiante as análises comparativas das duas técnicas de controle, obtidas a partir das simulações.

4.3.2. Estudo Comparativo

As análises realizadas no DFIG, empregando as duas técnicas de controle, FOC e DPC, decorrem a partir de simulações dos sistemas perante afundamentos tipo C e tipo D. São realizadas quatro simulações, sendo duas com AMT tipo C e duas com AMT tipo D. Em cada tipo, considerou-se a tensão característica $V_{AMT} = 0,5$ com duração de 0,5s e a tensão $V_{AMT} = 0,2$ com duração de 0,2s.

Os resultados apresentados desconsideram a presença de dispositivos de proteção e analisam apenas o comportamento da máquina perante os afundamentos citados. Uma vez que todos os resultados foram semelhantes, apenas o essencial é demonstrado.

4.3.2.1. Caso 1: Afundamento tipo C com $V_{AMT} = 0,5$ e duração de 500ms

O afundamento tipo C é um afundamento fase-fase. A tensão na rede é semelhante à Figura 4.28a e possui amplitude de aproximadamente 66%. As correntes de rotor da máquina estão representadas na Figura 4.34. Como pode-se observar, na técnica FOC as correntes atingem 1,5 pu enquanto que na técnica DPC, elas atingem quase 2 pu. Isso se deve ao fato do afundamento tipo C afetar duas das fases, e o fato da técnica DPC controlar as potências.

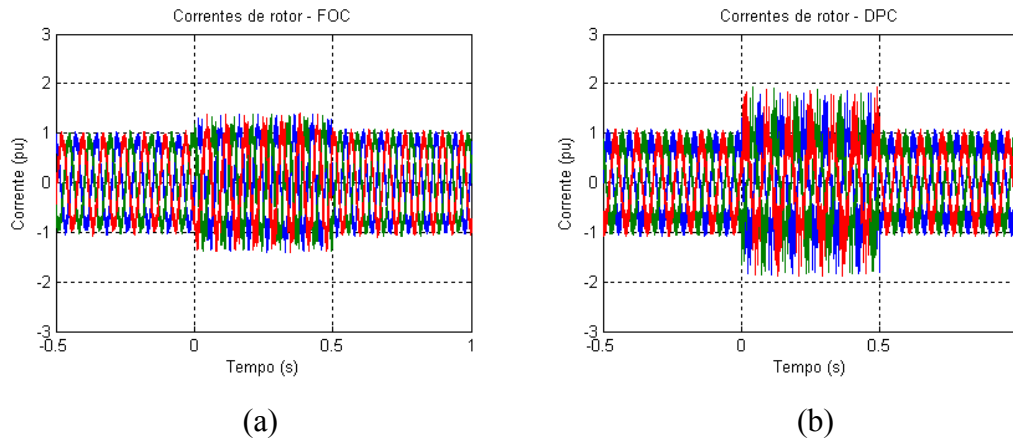
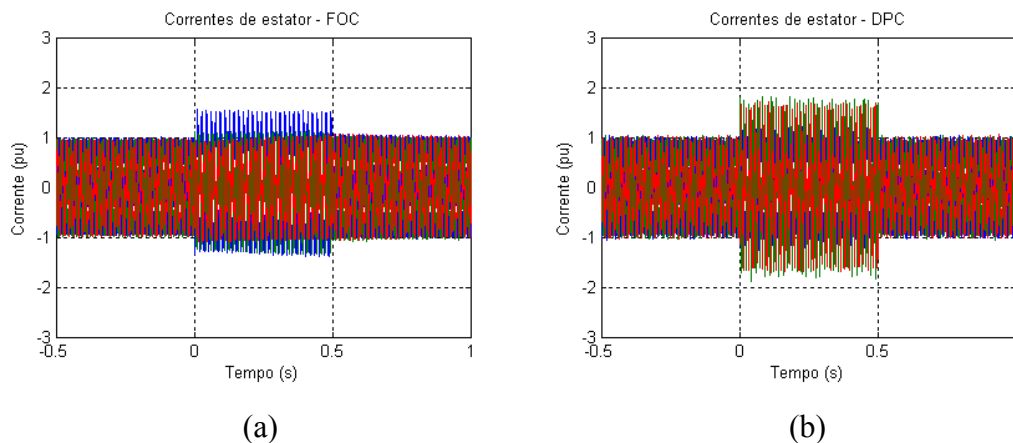


Figura 4.34: Correntes de rotor durante o AMT tipo C do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

A Figura 4.35 mostra as correntes de estator da máquina, em valores instantâneos e valor eficaz. É interessante observar que o comportamento nas duas técnicas de controle é diferente. Embora as amplitudes sejam semelhantes, em ambas, por volta de 1,5 pu, na técnica FOC, a fase α apresenta sobrecorrente maior, enquanto que na técnica DPC, as três fases apresentam sobrecorrentes próximas.



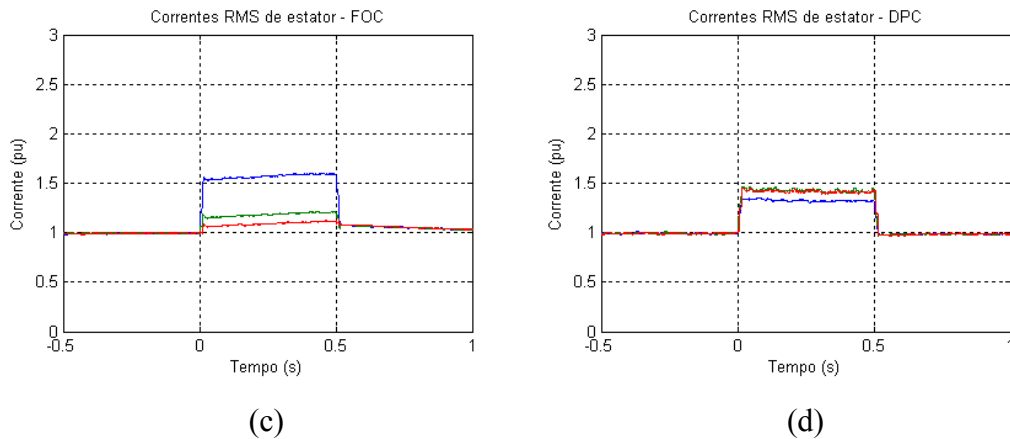


Figura 4.35: Correntes de estator durante o AMT tipo C do Caso 1:

Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

A tensão no barramento CC é mostrada na Figura 4.36. Semelhante ao comportamento perante os AMTs equilibrados, o valor da tensão é perturbado, mas o controle é capaz de mantê-lo. A oscilação em 60 Hz também é visível. As correntes de alimentação do GSC podem ser observadas na Figura 4.37. As sobrecorrentes na técnica DPC, mais uma vez, são visivelmente maiores que na técnica FOC.

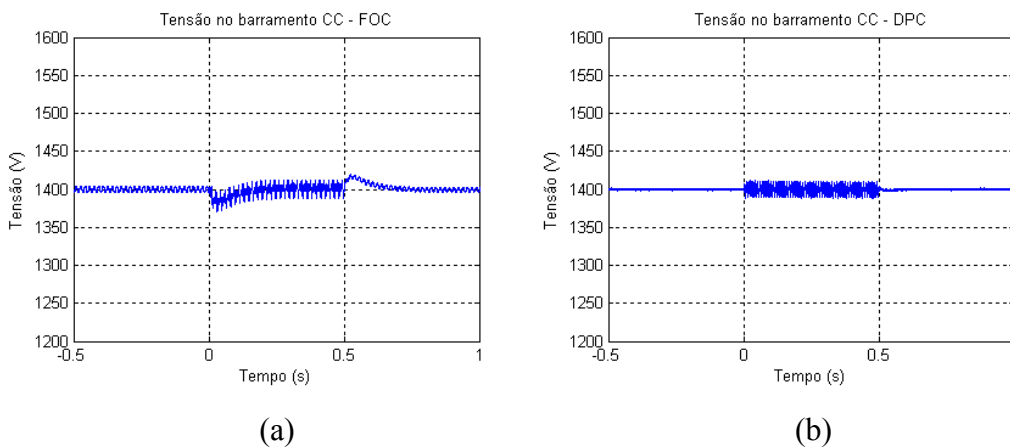


Figura 4.36: Tensão no barramento CC durante o AMT tipo C do Caso 1:

(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

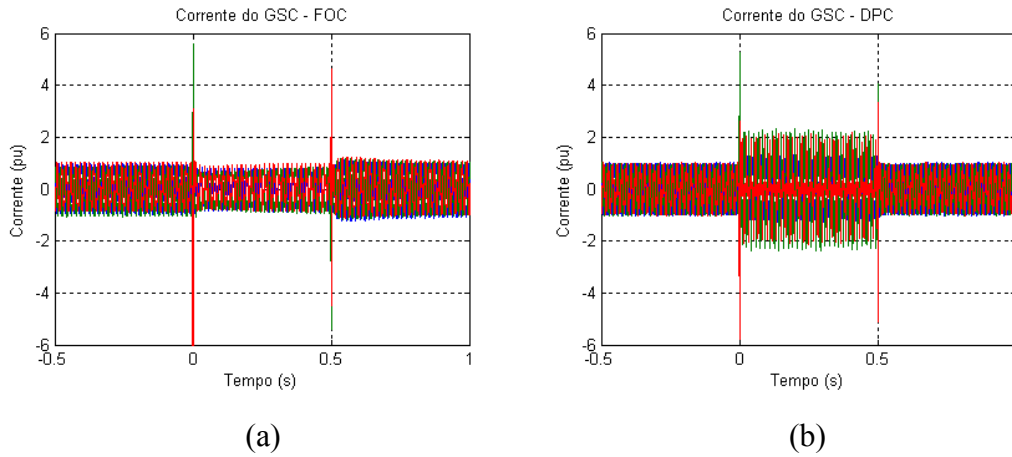


Figura 4.37: Correntes de alimentação do GSC durante o AMT tipo C do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

O torque eletromagnético da máquina é apresentado na Figura 4.38. A técnica DPC resulta em oscilações maiores que a técnica FOC. Esse resultado se deve às oscilações presentes nas correntes e fluxos do DFIG. Porém, o resultado de ambas as técnicas foi melhor que o AMT equilibrado de mesma amplitude, uma vez que nesse caso uma das fases se manteve sã durante o AMT.

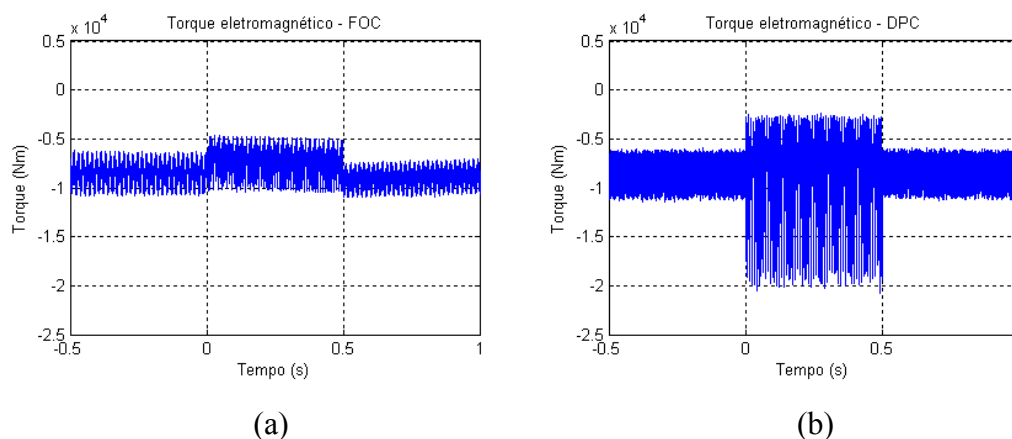


Figura 4.38: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo C do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

As potências ativa e reativa geradas pelo sistema podem ser observadas na Figura 4.39. As oscilações ocorridas devido ao conjugado eletromagnético e correntes podem ser percebidas. As oscilações na técnica DPC foram melhores que no caso do AMT equilibrado.

A Figura 4.40 mostra a velocidade mecânica da máquina. Mais uma vez é possível ver a diferença nas duas técnicas de controle, conforme já discutido.

As análises posteriores irão apresentar apenas as grandezas pertinentes, uma vez que os demais resultados são semelhantes aos apresentados neste caso.

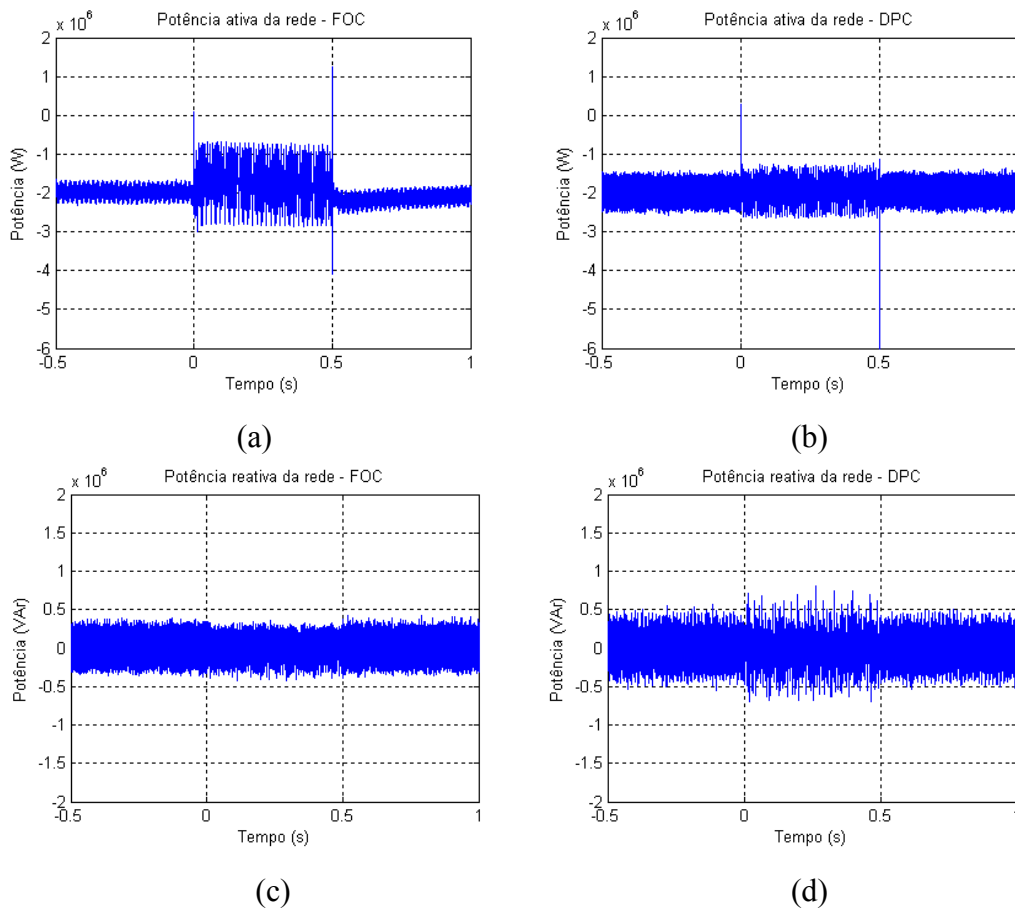


Figura 4.39: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT tipo C do Caso 1:

Potência ativa: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Potência reativa: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

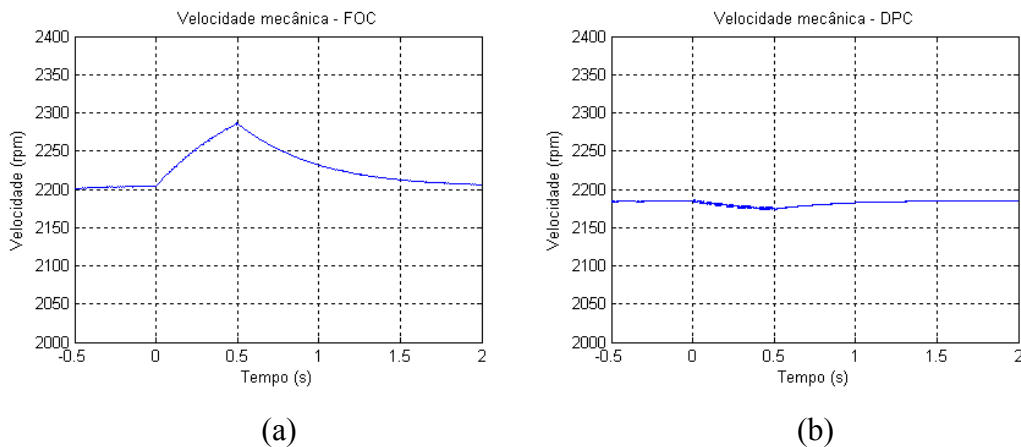


Figura 4.40: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT tipo C do Caso 1:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.3.2.2. Caso 2: Afundamento tipo C com $V_{AMT} = 0,2$ e duração de 200ms

A reação do sistema para o afundamento do caso 2 é semelhante à comparação entre os Casos 1 e 2 da seção anterior, do afundamento equilibrado. A tensão da rede neste caso apresenta amplitude de aproximadamente 53%. Esse afundamento afeta mais o sistema utilizando a técnica DPC. A Figura 4.41 mostra as correntes de rotor e a Figura 4.42 mostra as correntes de estator. Em ambos os casos as correntes são maiores na técnica DPC, atingindo cerca de 4 pu.

As oscilações no torque eletromagnético podem ser observadas na Figura 4.43. Conforme o esperado, as oscilações são maiores e, enquanto na técnica FOC, o valor médio se aproxima de zero, na técnica DPC, o valor médio é quase o mesmo.

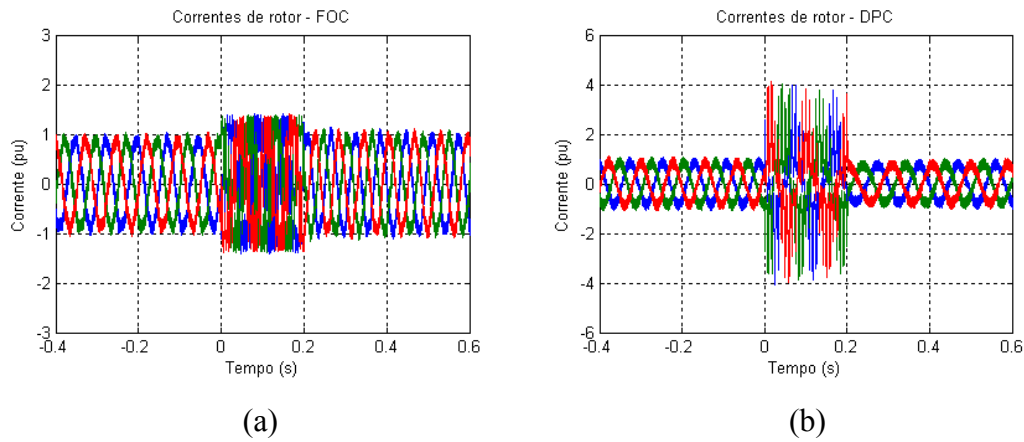


Figura 4.41: Correntes de rotor durante o AMT tipo C do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

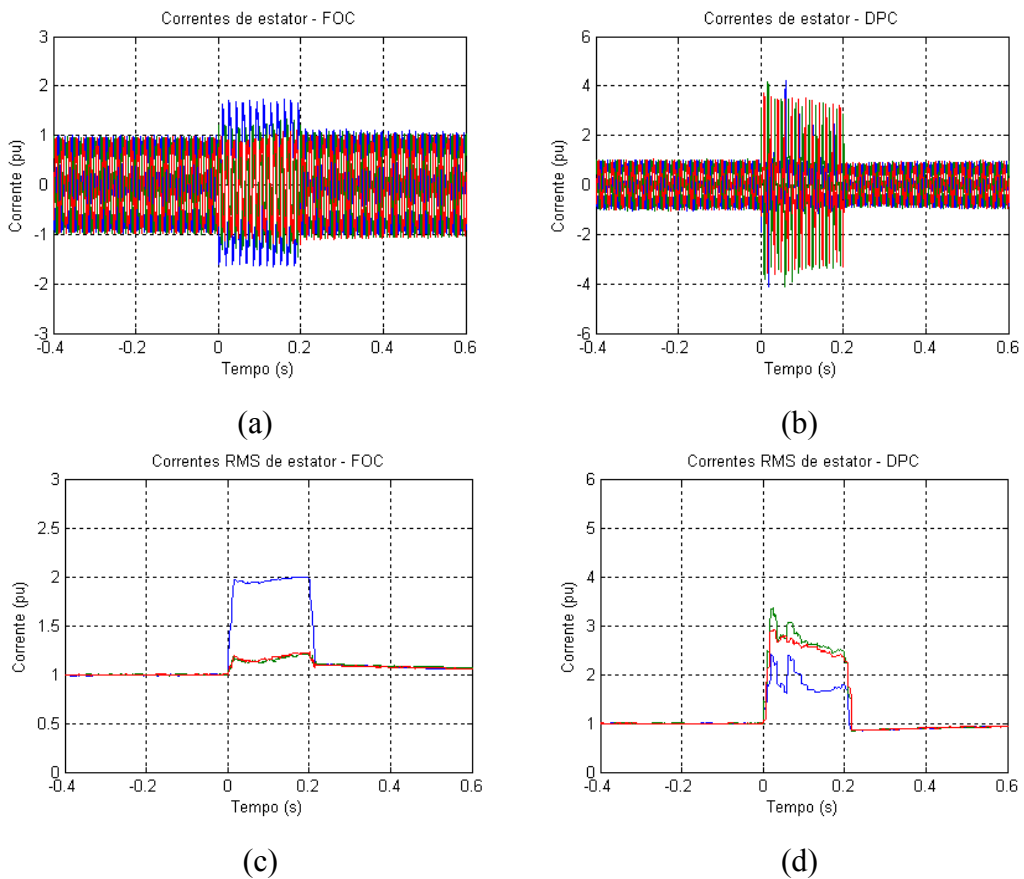


Figura 4.42: Correntes de estator durante o AMT tipo C do Caso 2:
 Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

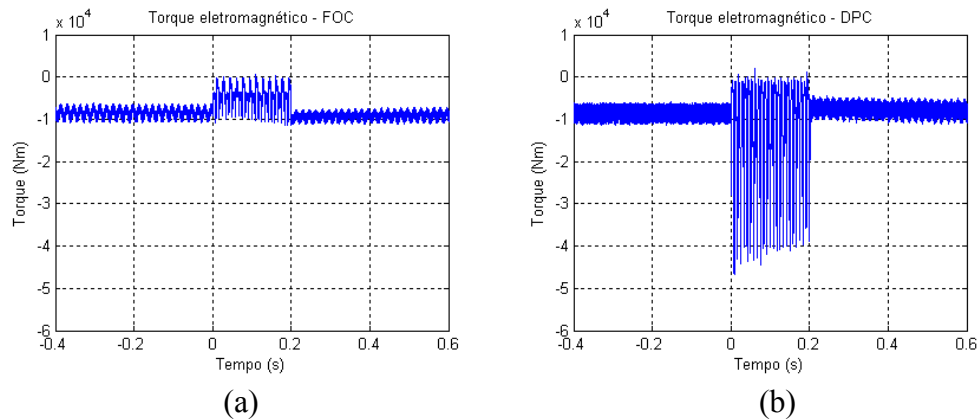


Figura 4.43: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo C do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.3.2.3. Caso 3: Afundamento tipo D com $V_{AMT} = 0,5$ e duração de 500ms

O afundamento do Caso 3 é caracterizado por uma fase da tensão na rede em 50% e as outras duas fases em 90%. A Figura 4.30b corresponde ao caso estudado. Comparando com os casos anteriores, o afundamento tipo D se aproxima mais do afundamento equilibrado, uma vez que as três fases são afetadas. As correntes de rotor podem ser observadas na Figura 4.44, onde na técnica DPC, chega a 2 pu.

As correntes de estator são mostradas na Figura 4.45. Percebe-se novamente, no valor eficaz, a diferença entre as duas técnicas de controle. As correntes na técnica DPC atingem cerca de 2,2 pu.

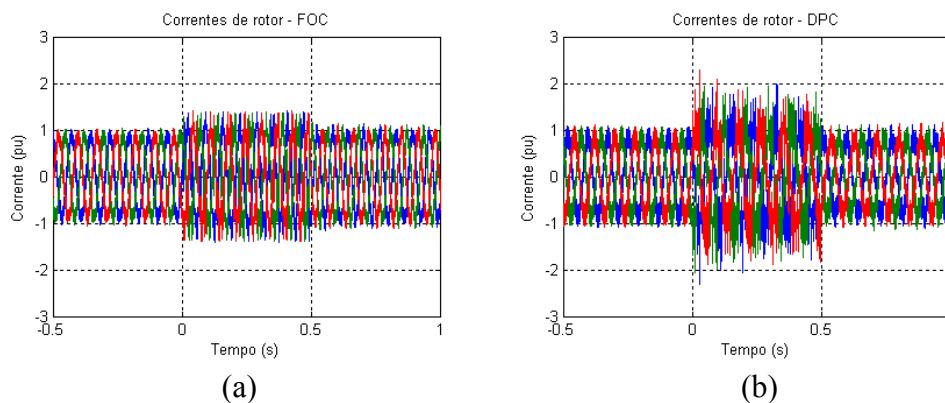


Figura 4.44: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 3:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

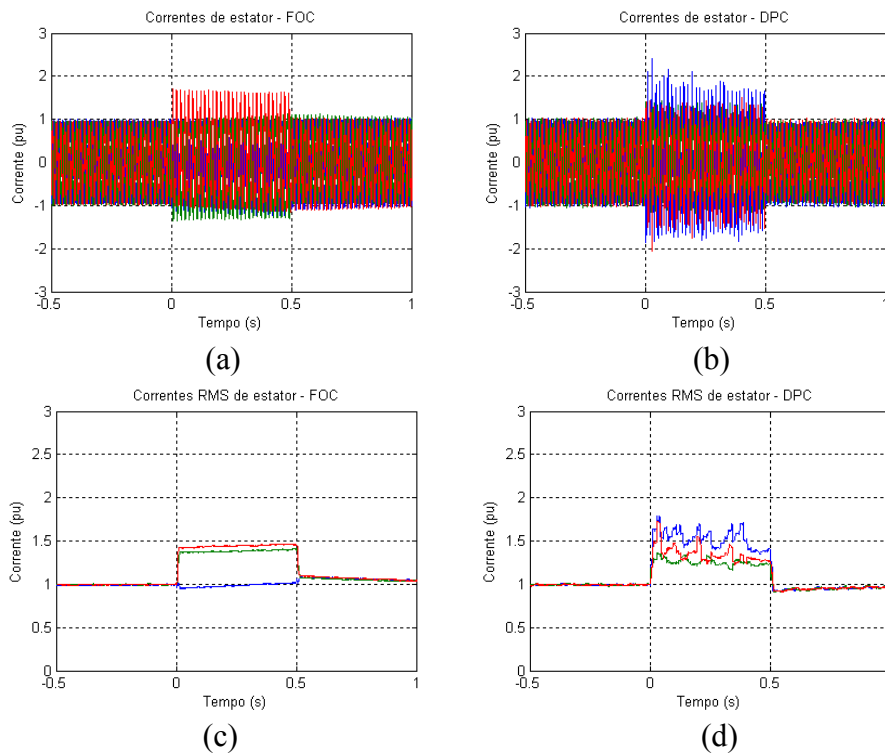


Figura 4.45: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 3:

Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

A Figura 4.46 apresenta o torque eletromagnético da máquina. Observa-se como esperado, que o valor médio na técnica FOC se aproxima de zero e que as oscilações na técnica DPC aumentam excessivamente.

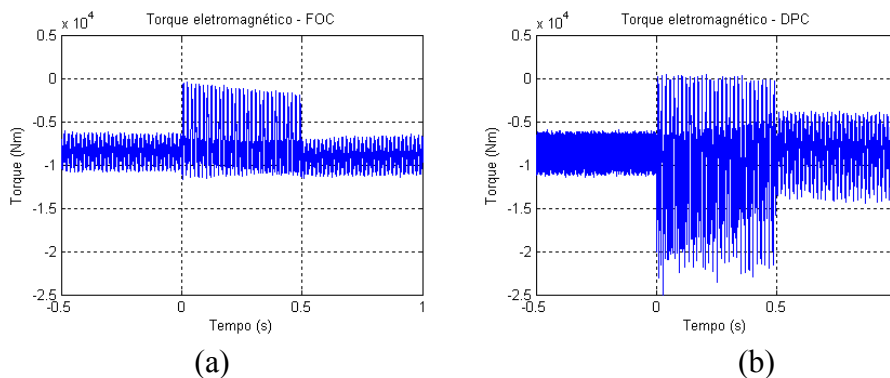


Figura 4.46: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 3:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

Por fim, tem-se na Figura 4.47 as potências ativa e reativa geradas pelo DFIG. Na técnica FOC o valor médio da potência ativa diminui, apesar das altas oscilações decorrentes do afundamento. Na técnica DPC, o controle tenta manter o valor das potências, mas a potência reativa é bastante ruidosa.

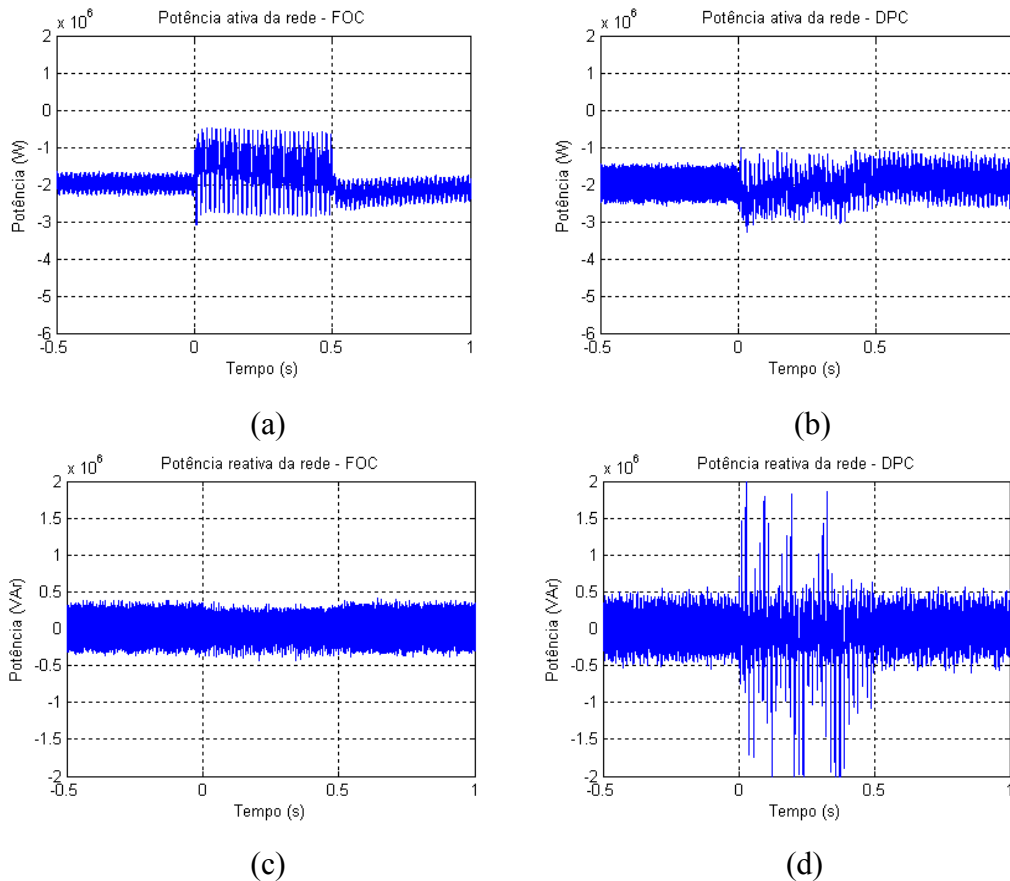


Figura 4.47: Potências ativa e reativa geradas pelo DFIG durante o AMT tipo D do Caso 3:

Potência ativa: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Potência reativa: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

4.3.2.4. Caso 4: Afundamento tipo D com $V_{AMT} = 0,2$ e duração de 200ms

O afundamento tratado nesse caso apresenta as maiores oscilações no sistema. Diferente do Caso 2, que se assemelha do Caso 1, este caso se aproxima do Caso

2 tratado nos afundamentos trifásicos. Entretanto as oscilações nas grandezas da máquina são maiores, uma vez que aqui há a presença da sequência negativa, predominante no sistema.

As correntes de rotor podem ser observadas na Figura 4.48. Na técnica FOC as correntes atingem cerca de 2 pu e na técnica as mesmas atingem cerca de 6 pu. Esses valores são maiores que aqueles encontrados no afundamento trifásico para a mesma tensão remanescente.

As correntes de estator são apresentadas na Figura 4.49. Novamente, na técnica DPC, as correntes atingem valores muito altos, próximos de 5 pu no valor eficaz.

Por fim, a Figura 4.50 mostra o conjugado eletromagnético da máquina. As oscilações nas correntes e fluxos impactam no torque, que oscila muito também. Na técnica DPC, ele atinge valores proibitivos para o sistema.

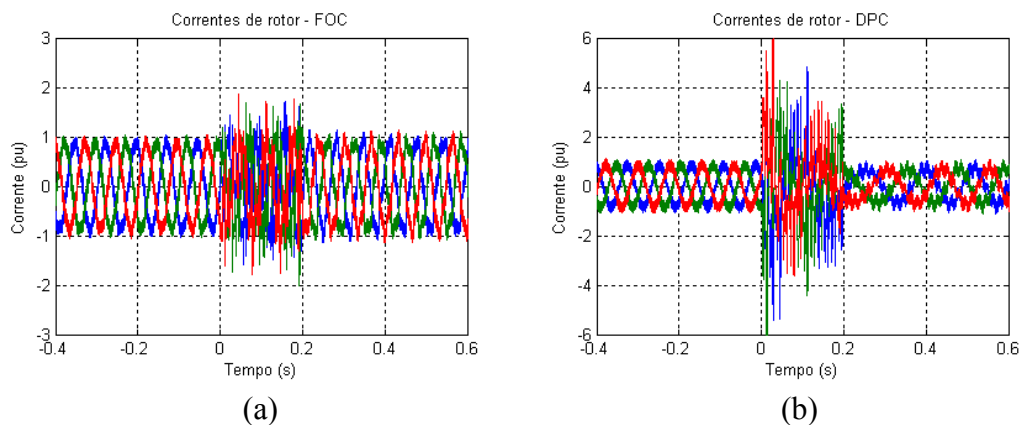
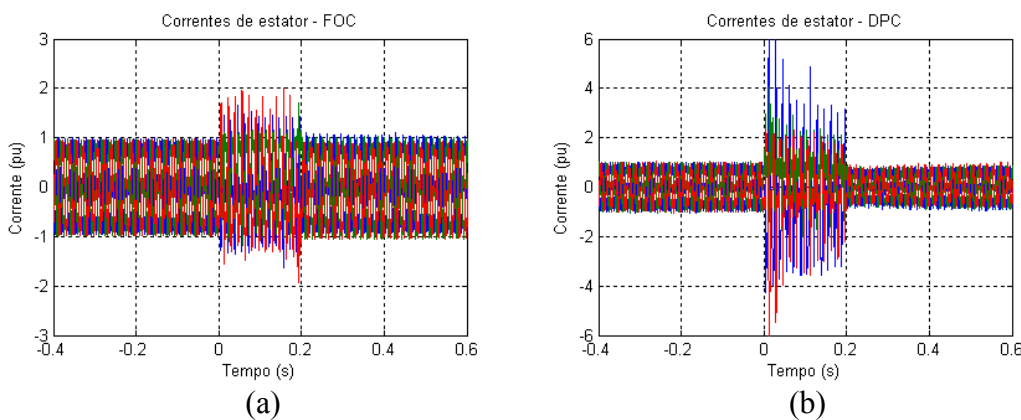


Figura 4.48: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 4:
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.



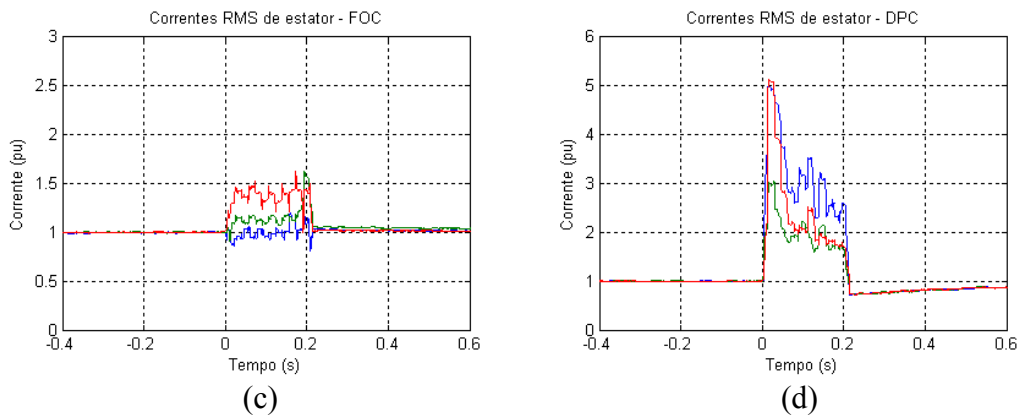


Figura 4.49: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 4:
 Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

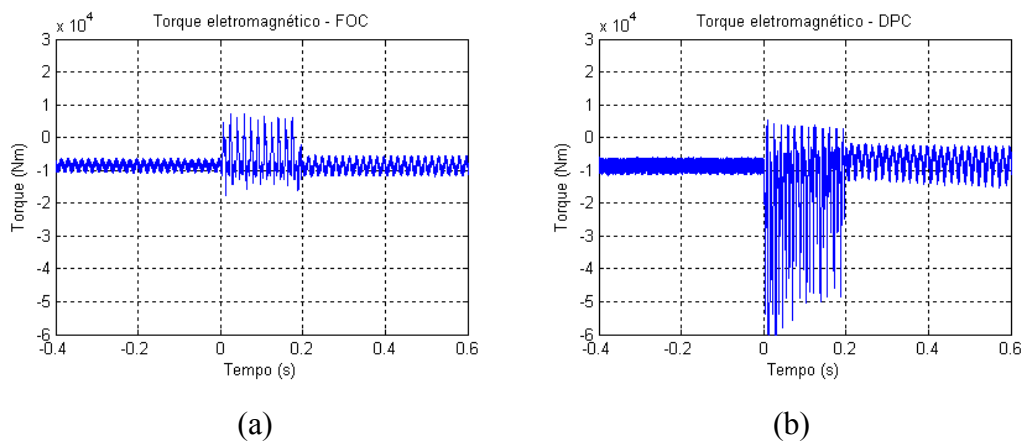


Figura 4.50: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 4:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.3.3. Análise Final

A partir das 4 simulações realizadas, pode-se concluir que o DFIG controlado pela técnica DPC é mais susceptível aos afundamentos de tensão desequilibrados. Da mesma maneira em que foi demonstrado nos afundamentos equilibrados, o controle tenta manter a potência gerada fixa, o que resulta em correntes extremamente altas, uma vez que as tensões da rede são reduzidas. Entretanto, o

problema é mais severo devido à presença da componente de sequência negativa, que perdura durante todo o afundamento.

Os mesmos problemas encontrados nos afundamentos equilibrados se repetem aqui, sendo as sobrecorrentes nos conversores, a sobretensão no barramento CC e a sobrevelocidade da máquina. Deve-se atentar também para as sobrecorrentes no próprio gerador, que podem danificar seus enrolamentos, além do estresse mecânico oriundo das vibrações do torque.

Novamente, sugere-se o desligamento da técnica de controle DPC durante os AMTs desequilibrados e necessita-se de mais pesquisa para a suportabilidade do WECS perante o afundamento. Mendes (2009) estuda alguns métodos alternativos de controle para a técnica FOC perante os afundamentos desequilibrados.

4.4. Melhoria da Suportabilidade do DFIG empregando DPC

A partir das análises realizadas nas seções anteriores, uma estratégia mais fácil de se empregar para melhorar a suportabilidade do sistema frente a AMTs é atenuar as referências de potência durante o AMT. Para essa estratégia seria necessário um sistema capaz de monitorar continuamente as tensões da rede, para se detectar o acontecimento de um AMT e mensurar a tensão remanescente da rede, de forma a se compensar as referências de potência. Entretanto afundamentos de tensão reais raramente possuem o formato retangular e muitas vezes apresentam defasagem de fase, dificultando a medição exata do fenômeno. As simulações desconsideram esses obstáculos e atenuam as referências de potência no mesmo momento em que os AMTs acontecem.

São realizadas duas simulações, uma referente ao afundamento trifásico equilibrado, tratado no Caso 1, na subseção 4.2.2.1, e uma referente ao afundamento desequilibrado tipo D, com a tensão característica de $V_{AMT} = 0,5$ e duração de 500ms, correspondente ao Caso 3 na subseção 4.3.2.3, por ser o AMT desequilibrado que mais afeta o sistema. Durante o afundamento, a referência de potência é reduzida para metade do valor nominal.

4.4.1. Caso 1: Afundamento equilibrado para 50% e duração de 500 ms

Ao se atenuar a referência de potência na técnica DPC, durante o AMT, o comportamento do sistema se assemelha bastante ao comportamento da técnica FOC. As correntes de rotor podem ser observadas na Figura 4.51 e as correntes de estator podem ser observadas na Figura 4.52. Em ambos observa-se que as sobrecorrentes foram reduzidas expressivamente.

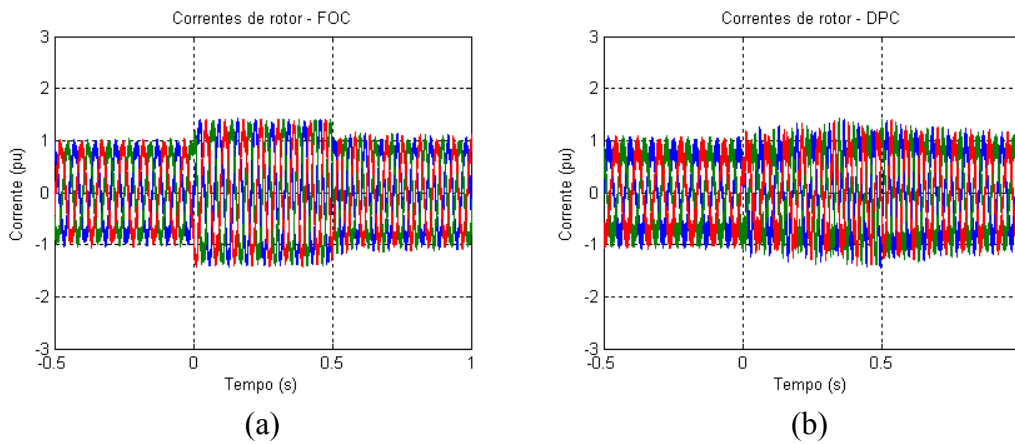
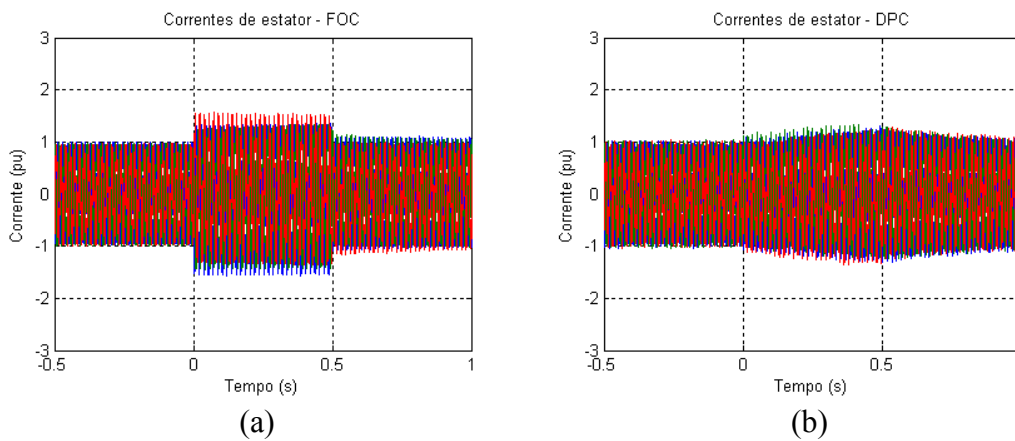


Figura 4.51: Correntes de rotor durante o AMT equilibrado do Caso 1:
(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.



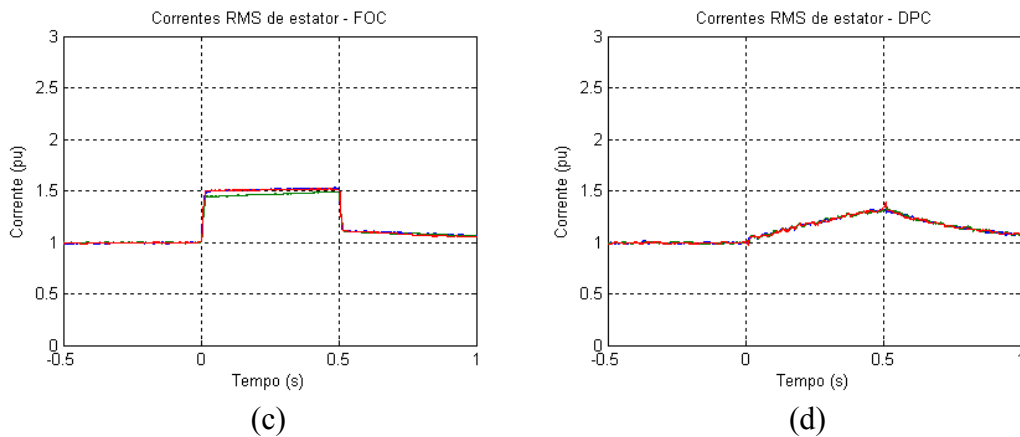


Figura 4.52: Correntes de estator durante o AMT equilibrado do Caso 1:

Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

As referências do controle do GSC foram mantidas e, portanto, as correntes do GSC se mantiveram como no caso da subseção 4.2.2.1. Ao se atenuar a referência de potência, os comportamentos do torque eletromagnético e da velocidade mecânica da máquina foram modificados, agindo como na técnica FOC. O conjugado eletromagnético é apresentado na Figura 4.53 e a velocidade mecânica na Figura 4.54. Observa-se que o torque na técnica DPC ainda apresenta maiores oscilações, mas seu valor médio se aproxima de zero, da mesma forma que na técnica FOC. Devido à diferença entre o conjugado eletromagnético e mecânico da turbina, a máquina acelera, conforme na técnica FOC.

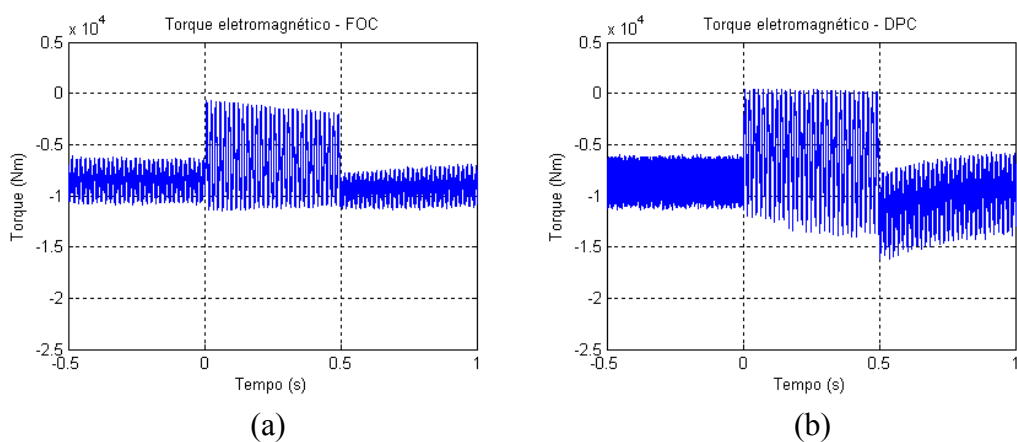


Figura 4.53: Conjugado eletromagnético durante o AMT equilibrado do Caso 1:

(a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

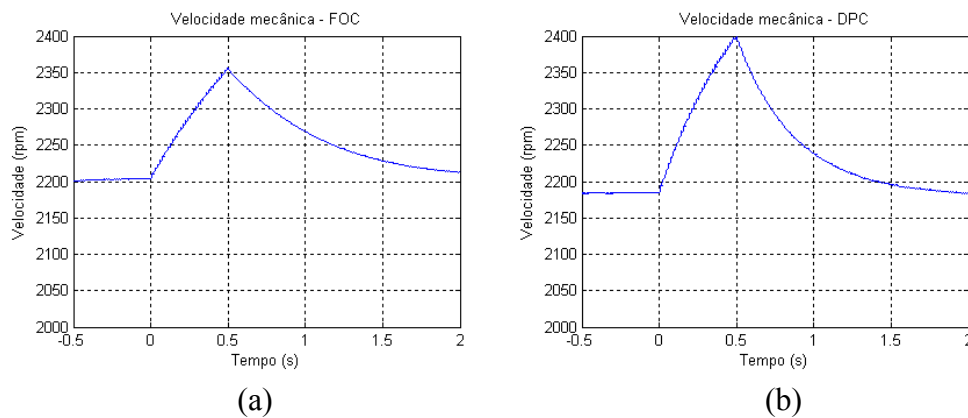


Figura 4.54: Velocidade mecânica da máquina durante o AMT equilibrado do Caso 1:

(a) – Técnica FOC;

(b) – Técnica DPC.

4.4.2. Caso 2: Afundamento desequilibrado tipo D com $V_{AMT} = 0,5$ e duração de 500 ms

A redução na referência de potência na técnica DPC, durante o AMT, resulta na redução das sobrecorrentes nos conversores. A Figura 4.55 apresenta as correntes de rotor e a Figura 4.56 mostra as correntes de estator. Entretanto, como mostrado no caso anterior, as oscilações no conjugado eletromagnético ainda são maiores que na técnica FOC, conforme mostra a Figura 4.57. Da mesma forma que no caso anterior, a redução no valor médio do torque resulta no incremento da velocidade mecânica da máquina.

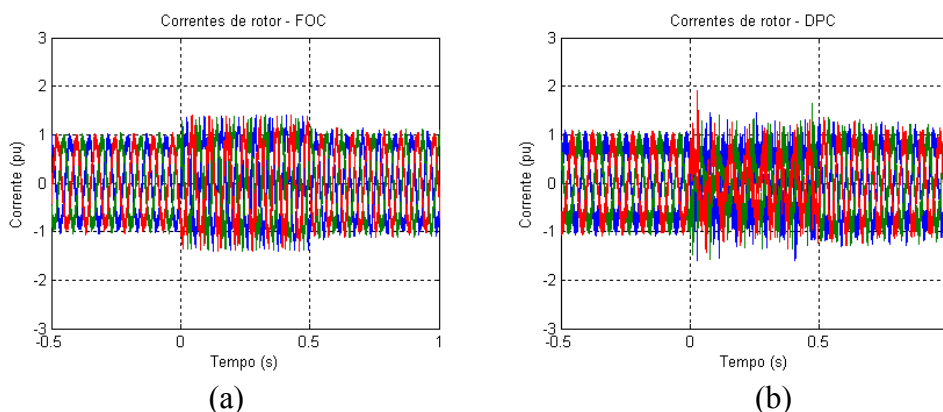


Figura 4.55: Correntes de rotor durante o AMT tipo D do Caso 2:

(a) – Técnica FOC;

(b) – Técnica DPC.

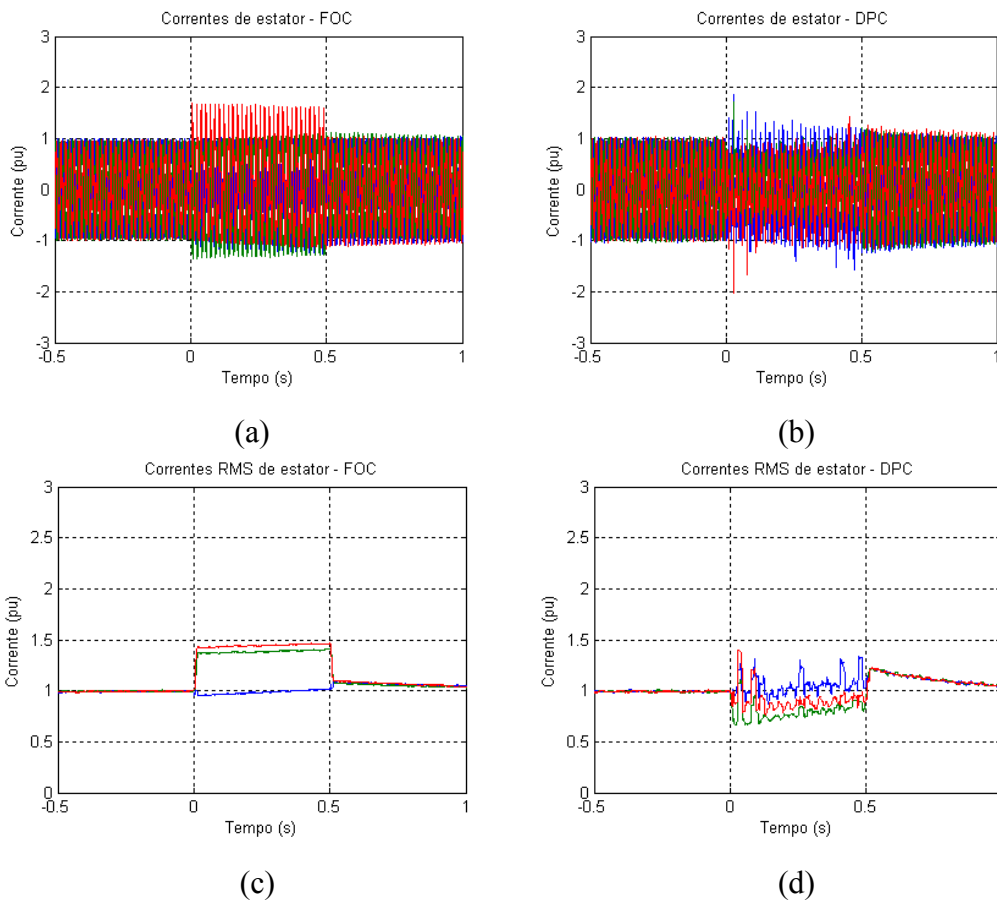


Figura 4.56: Correntes de estator durante o AMT tipo D do Caso 2:
 Valores instantâneos: (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC;
 Valores eficazes: (c) – Técnica FOC; (d) – Técnica DPC.

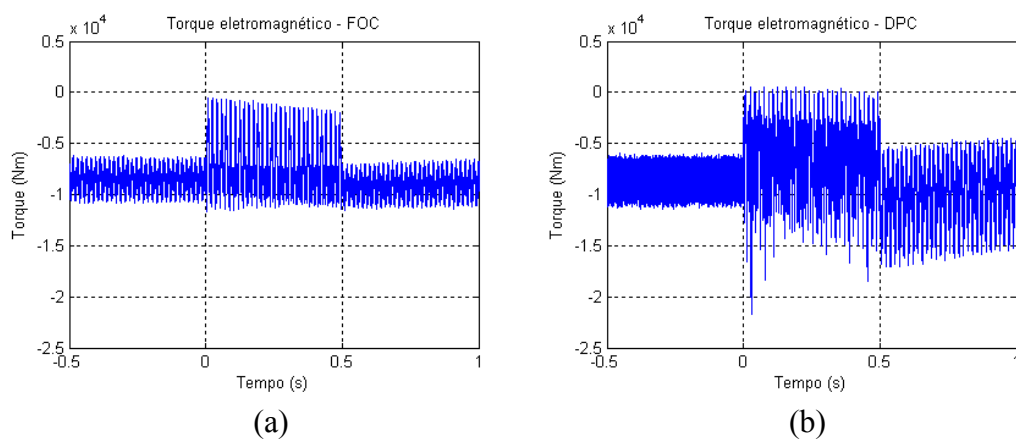


Figura 4.57: Conjugado eletromagnético durante o AMT tipo D do Caso 2:
 (a) – Técnica FOC; (b) – Técnica DPC.

4.4.3. Análise dos Casos

A partir das simulações é possível concluir que a estratégia de se reduzir as referências de potência, na técnica DPC, durante os AMTs, resolve em parte os problemas do WECS. As sobrecorrentes são menores, aproximando o comportamento à técnica FOC. Entretanto, as oscilações maiores no conjugado eletromagnético ainda apresentam problemas para o sistema, o que podem resultar em maior estresse mecânico.

4.5. Considerações Finais

Foram apresentadas análises comparativas entre as duas técnicas de controle do DFIG, perante diversos casos de afundamentos de tensão, sendo equilibrados e desequilibrados.

Nos afundamentos equilibrados o maior problema está na componente natural do fluxo de estator e este induz altas tensões e correntes no rotor da máquina. Deve-se proteger os conversores estáticos dessas sobrecorrentes. Essas correntes oscilatórias também causam pulsações indesejadas no torque, resultando estresse mecânico, e pulsações nas potências geradas, degradando sua qualidade.

Nos afundamentos desequilibrados o maior problema está na sequência negativa da tensão de rotor. As sobrecorrentes provenientes da sequência negativa são presentes em todo o afundamento e são maiores que os valores do afundamento equilibrado. Além deles ainda pode haver a presença da componente natural. Novamente as oscilações nas correntes resultam em pulsações no torque e nas potências geradas, sendo mais danosas nesta situação, possuindo uma frequência próxima do dobro da frequência da rede elétrica.

Em ambos os casos de afundamentos, a técnica DPC se mostrou mais susceptível aos afundamentos, por não possuir uma malha de controle das correntes dos conversores. Analisou-se a estratégia de se atenuar as referências de potência durante o AMT e os resultados das correntes foram satisfatórios. Entretanto, o problema das oscilações no torque eletromagnético ainda perdura no sistema, o que necessita de mais estudos.

Conclusões e Propostas de Continuidade

5.1. Conclusões

Este trabalho apresentou resultados comparativos entre a técnica de Controle Direto de Potência e o convencional Controle Orientado pelo Campo, aplicados a um sistema de geração eólica, utilizando a tecnologia gerador de indução duplamente alimentado. No capítulo 2 descreveu-se o sistema de geração e as duas técnicas de controle. Foram analisados os comportamentos do sistema referente aos controles de cada um dos conversores estáticos e o sistema operando como um todo. Foram estudadas também as influências dos parâmetros referentes ao DPC nas grandezas da máquina.

O capítulo 3 apresentou um estudo dos espectros harmônicos, levando às análises no domínio das frequências em cada técnica de controle. As harmônicas e inter-harmônicas de corrente foram explicadas em cada seção da máquina e comparadas com os limites estabelecidos pelas normas. Os indicadores de qualidade de energia foram introduzidos e calculados para as duas técnicas de controle. Por fim foram realizados estudos acerca da influência dos parâmetros da técnica DPC em cima das frequências de chaveamento e das harmônicas geradas.

O capítulo 4 mostrou o comportamento da máquina perante diversos afundamentos momentâneos de tensão. Foram apresentados os 4 principais tipos de afundamentos, equilibrados e desequilibrados, e realizou-se diversas

simulações perante cada AMT. A explicação matemática foi realizada para o comportamento do DFIG perante os AMTs e as simulações complementaram os resultados.

Os estudos realizados se baseiam na comparação do DPC em relação à técnica FOC, uma vez que esta é a técnica tradicional empregada no controle do DFIG. Por ser alvo maior de uso e estudos, o FOC representa uma base de comparação válida. Os estudos mostram, portanto, que:

- A técnica DPC tem como vantagens o controle da máquina sem a necessidade de se conhecer seus parâmetros internos e a simplicidade dos cálculos realizados durante o controle, necessitando de um DSP mais barato;
- Os parâmetros frequência de amostragem dos sinais e largura da histerese do controle DPC influenciam diretamente no espectro harmônico da máquina. Estes devem ser, portanto, analisados cuidadosamente durante a implementação da técnica;
- As maiores desvantagens da técnica DPC são descritas pelas maiores oscilações nas potências geradas e no conjugado eletromagnético, que pode resultar em desgaste mecânico do sistema;
- Tem-se como desvantagem também o maior espectro harmônico e inter-harmônico das correntes que fluem para a rede, comparada à técnica FOC. Esse problema afeta a qualidade da energia gerada e necessita de métodos alternativos para amenizar as harmônicas mais críticas;
- Durante os afundamentos momentâneos de tensão, a técnica DPC também se mostrou mais susceptível que a técnica FOC. Devido à ausência de um controle direto das correntes dos conversores, estas atingem facilmente valores proibitivos e podem danificar os mesmos. As sobrecorrentes acabam por resultar em oscilações maiores nas outras grandezas do sistema como conjugado eletromagnético e potências geradas.

Já têm surgido na literatura alguns estudos em técnicas baseadas no DPC, que objetivam a melhoria do controle na máquina. Pode-se citar a utilização de histereses de 3 níveis, ao invés de 2 níveis, para um melhor controle das potências, ou o uso de um número maior de regiões no plano vetorial, resultando

em uma maior discretização das tensões. Estas novas técnicas também necessitam de estudos no que se refere à qualidade da energia gerada e na suportabilidade do sistema perante AMTs.

5.2. Propostas de Continuidade

O tema abordado neste trabalho possibilita diversas abordagens futuras. A técnica DPC ainda necessita de muitos estudos para poder se mostrar competitivo frente à técnica FOC. Tem-se como propostas de continuidade deste trabalho, decorrente do que já foi apresentado:

- Implementar a estratégia de controle DPC em uma bancada experimental;
- Fazer um estudo comparativo entre os resultados de simulações e os resultados experimentais;
- Confrontar os espectros harmônicos obtidos na bancada experimental e os espectros obtidos nas simulações;
- Avaliar os impactos dos afundamentos de tensão no DFIG, através da bancada experimental;
- Desenvolver estratégias alternativas de controle, baseadas no DPC, que objetivem na melhoria do espectro harmônico obtido;
- Desenvolver estratégias de controle alternativas, que melhorem a suportabilidade do sistema perante AMTs.
- Analisar o impacto da variação dos parâmetros internos da máquina nas duas técnicas de controle.

Para a utilização da bancada experimental, empregando-se o DPC, já existe uma bancada montada no LCCE/UFGM com a tecnologia DFIG. Entretanto o controle empregado é a técnica FOC e a adequação do sistema para a técnica DPC necessita-se de alterações e uma nova placa de medições do sistema.

Referências Bibliográficas

Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. (2010). *Procedimentos de Distribuição Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica*.

Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. (2010a). Banco de informações de geração. Acessado em 09/02/2011.

<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoGeracaoTipo.asp?tipo=7&ger=Outros&principal=E%F3lica>

Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL e Operador Nacional do Sistema - ONS. (2010). *Procedimentos de Rede Submódulo 2.8: Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes*.

Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL e Operador Nacional do Sistema - ONS. (2010a). *Procedimentos de Rede Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão*.

Akhamatov, V. (2003). *Analysis of dynamic behaviour of electric power systems with large amount of wind power*. Tese (Doutorado) - Technical University of Denmark.

Arrillaga, J. and Watson, N. R. (2003). *Power System Harmonics*. John Wiley & Sons, Ltd.

- Asif, M. and Muneer, T. (2007). Energy supply, its demand and security issues for developed and emerging economies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 11:1388-1413.
- Bollen, M. (2000). *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press.
- Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G. and Tani, A. (2002). FOC and DTC: two variable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17:779-787.
- Depenbrock, M. (1989). Direct self control of inverter-fed induction machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3:420-429.
- Erlich, I. and Bachmann, U. (2005). Grid code requirements concerning connection and operation of wind turbines in germany. *Power Engineering Society General Meeting*, 2:1253-1257.
- Fortescue, C. L. (1918). Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks trans. *AIEE*, 37:1027-1140.
- Gokhale, K. P.; Karraker, D. W. and Heikkila, S. J. (2002). *Controller for a wound rotor slip ring induction machine*. U.S. Patent, 6448735B1, Jul. 22.
- Hansen, A. D. and Hansen, L. H. (2007). Market penetration of different wind turbine concepts over the years. *European Wind Energy, EWEA*, 1-6.
- Hu, J. B.; He, Y. K. and Xu, L. (2008). Dynamic modeling and direct power control of wind turbine driven DFIG under unbalanced network voltage conditions. *Journal of Zhejiang University*, 9:1731-1740.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE. (1992). *IEEE-Std. 519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*.

- International Electrotechnical Commission - IEC. (2008). *Wind turbine: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines*. IEC 61400-21.
- International Electrotechnical Commission - IEC. (2008a). *Electromagnetic Compatibility: Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems*. IEC 61000-3-6.
- Kaura, V. and Blasko, V. (1997). Operation of phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33:58-63.
- Kazemi, M. V.; Yazdankhah, A. S. and Kojabadi, H. M. (2010). Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation. *Renewable Energy*, 35:1033-1042.
- Kovacs, P. K. (1984). *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Elsevier Science Publishing Co.
- Krause, P. C. (1986). *Analysis of electric machinery*. McGraw-Hill Book.
- Lindholm, M. and Rasmussen, T. W. (2003). Harmonic analysis of doubly fed induction generators. *5th international conference on power electronics and drive systems*, 837-841.
- Liu, S. Y.; Soares, L. T. F. and Silva, S. R. (2010). Estudo dos Harmônicos e Inter-harmônicos Relacionados ao Gerador de Indução Duplamente Excitado. *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos – SBSE*, 1-6.
- López, J.; Sanchis, P.; Roboam, X. and Marroyo, L. (2007). Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22:709-717.
- López, J.; Gúbia, E.; Sanchis, P.; Roboam, X. and Marroyo, L. (2008). Wind turbines based on doubly fed induction generator under asymmetrical voltage dips. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23:321-330.

- Machado, O. F. (2008). *Estimação e Análise de Distorções Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável*. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Martin, D. S.; Amenedo, J. L. R. and Arnalte, S. (2008). Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23:2328-2336.
- Mendes, V. F. (2009). *Avaliação do Comportamento de um Sistema de Conversão de Energia Eólica Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado Durante Afundamentos de Tensão Equilibrados e Desequilibrados*. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Mendes, V. F.; Silva, S. R. and Hofmann, W. (2010). *Ride-through Fault Capability Improvement of the DFIG Technology During Balanced Voltage Sags*. Report 1st Semester – Technische Universität Dresden / Universidade Federal de Minas Gerais.
- Neto, A. S.; Neves, F. A. S. and Cabral, M. (2006). Projeto de Filtro Passivo para Conexão de Conversores de Frequência a Sistemas Elétricos de Potência. *INDUSCON 2006, Recife*, 1-4.
- Noguchi, T.; Tomiki, H.; Kondo, S.; and Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34:473-479.
- Oliveira, R. G. (2009). *Contribuição ao Controle de um Sistema de Geração a Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado*. Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Oliveira, R. G.; Parma, G. G.; and Silva, S. R. (2007). Development of a wind turbine simulator for wind energy conversion systems - experimental results. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência- COBEP, Blumenau*, 1-6.

- Onat, N. and Bayar, H. (2010). The sustainability indicators of power production systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14:3108-3115.
- Papathanassiou, S. A. and Papadopoulos, M. P. (2006). Harmonic Analysis in a Power System with Wind Generation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21:2006-2016.
- Pereira, H. A.; Liu, S. Y.; Ramos, M. C. L.; Mendes, V. F.; and Silva, S. R. (2010). A Comparative Analysis of Wind Turbine Technologies in Focus on the Grid Integration. *International Conference on Industry Applications, 2010, São Paulo, 9th IEEE/IAS, 2010*, 1-6.
- Poller, M. A. (2003). Doubly-fed induction machine models for stability assessment of wind farms. *Power Tech Conference Proceedings, IEEE Bologna*, 3:1-6.
- Rabelo, B. (2009). *Optimal Reactive Power Sharing with the Doubly-Fed Induction Generators in Wind Turbines*. Tese (Doutorado) - Technische Universität Chemnitz.
- Ramos, M. C. L. (2009). *Análise do Comportamento de Aerogeradores Frente a Afundamentos Momentâneos de Tensão*. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Saniter, C.; Hanitsch, R.; Osauskas, C. and Laird, H. (2002). A harmonic transfer matrix model of a variable ac speed drive. *IEEE Postgraduate Power Conference, Budapest*, 51-55.
- Saniter, C.; Schulz, D.; and Hanitsch, R. E. (2003). Harmonics and interharmonics generated by wind energy converters-measurements and a novel modelling approach in the frequency domain. *4th international workshop on large-scale integration of wind power and transmission networks for offshore wind farms*, 1-10.
- Schulz, D.; Tognon, E. and Hanitsch, R. (2003). Investigation of the harmonic transformation properties of double fed induction generators in wind energy converters. *PCIM Power quality conference, Nuremberg, Alemanha*, 21-26.

- Silva, S. R.; Parma, G. G.; Bambilra, G. P.; Brasil, D. O. C.; and Medeiros, F. C. (2006). *1º Relatório Técnico: Desenvolvimento e Caracterização Técnica das Tecnologias em Turbinas Eólicas e seus Modelos Dinâmicos. Operador Nacional do Sistema - ONS e Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG.*
- Stopa, M. M. (1997). *Controle do Motor de Indução por Orientação de Campo: uma Implementação Utilizando um Conversor PWM Reversível.* Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Takahashi, I. and Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22:820-827.
- Wagner, C. F. and Evans, R. D. (1933). *Symmetrical Components as Applied to the Analysis of Unbalanced Electrical Circuits.* McGraw-Hill.
- World Wind Energy Association - WWEA. (2010). *World wind energy report 2009. Technical report.*
- Xu, L. and Cartwright, P. (2006). Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21:750-758.
- Zhi, D. and Xu, L. (2007). Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22:110-118.
- Zhi, D.; Xu, L. and Williams B. W. (2010). Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25:341-351.
- Zhou, P.; He, Y. and Sun, D. (2009). Improved Direct Power Control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24:2465-2474.

Apêndice A

Parâmetros do Sistema de Conversão de Energia Eólica

Tabela A.1: Parâmetros da Turbina Eólica.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidade</i>
Potência	2	MW
Número de pás	3	-
Raio (R)	37,5	M
Relação de Transmissão (k)	100	-
Vento Vcut-in	5	m/s
Vento Nominal	13	m/s
Vento Vcut-out	25	m/s

Tabela A.2: Parâmetros do DFIG.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidade</i>
Potência	2	MW
Velocidade Nominal	1800	RPM
Tensão no Estator	690	V
Frequência (f)	60	Hz
Resistência de Estator (R_s)	0,002381	Ω
Indutância de Dispersão do Estator	0,07579	mH
Resistência de Rotor (R_r)	0,002381	Ω
Indutância de Dispersão do Rotor	0,060481	mH
Indutância de Magnetização (L_m)	0,0023	H
Par de Pólos (P)	2	-
Indutância do Filtro (L_f)	0,407	mH
Capacitância do Barramento CC (C)	133,7	mF

Apêndice B

Transformação de Variáveis

Transformação ABC para $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Transformação $\alpha\beta$ para ABC:

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Transformação $\alpha\beta$ para dq:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Transformação dq para $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Transformação ABC para dq:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Transformação dq para ABC:

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

