



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS CASTRO XIMENES

COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS UTILIZANDO AEROGERADORES
EQUIPADOS COM DFIG

FORTALEZA

2015

LUCAS CASTRO XIMENES

COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS UTILIZANDO AEROGERADORES EQUIPADOS
COM DFIG

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

FORTALEZA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- X34c Ximenes, Lucas Castro.
Compensação de harmônicos utilizando aerogeradores equipados com DFIG / Lucas Castro Ximenes. –
2015.
104 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.
1. Engenharia Elétrica. 2. Energia eólica. 3. Teoria pq. I. Título.

CDD 621.3

LUCAS CASTRO XIMENES

COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS UTILIZANDO AEROGERADORES EQUIPADOS
COM DFIG

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 30/06/2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Junior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. –Ing. Paulo Cesar Marques de Carvalho
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)

À Deus.

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Durante o curso de mestrado, tive que enfrentar muitos desafios e superar diversas dificuldades que foram surgindo ao longo dos anos. O apoio que recebi diante dos problemas foi fundamental para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado. Então, gostaria de agradecer a todos que contribuíram com meu trabalho, de forma direta e indireta:

Primeiramente à Deus, por tudo que fez e vem fazendo na minha vida.

Ao Prof. Kleber Lima, que orientou este trabalho com dedicação e grande apoio, principalmente nos momentos mais difíceis.

Ao Prof. Fernando, pela orientação no início do mestrado e contribuição na minha formação desde o tempo da graduação.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro.

Aos meus pais, Célia e Francisco, e irmãos, Luana, Analu e Saulo, pelo carinho, incentivo e apoio nos meus estudos.

À minha companheira Priscila, pela dedicação, paciência e motivação dada durante a realização desta dissertação.

Aos colegas da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFC, pela amizade e companheirismo durante os anos de mestrado.

À Universidade Federal do Ceará, pela oportunidade e contribuição intelectual durante minha graduação e pós-graduação.

“Foi o tempo que dedicastes à tua rosa que a fez
tão importante.” (Antoine de Saint-Exupéry)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de aerogeradores equipados com gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) para compensação de correntes harmônicas que circulam na rede elétrica. Estas correntes podem ser originadas por cargas não lineares como, por exemplo, retificadores e conversores baseados em chaves semicondutoras. A função de compensação harmônica é possível por meio de adaptações no sistema de controle do DFIG, tornando-o capaz de filtrar correntes harmônicas de cargas não lineares próximas, reduzindo assim a circulação dessas correntes na rede de distribuição de energia. Para isso, é proposto um estudo de técnicas de compensação de correntes harmônicas a partir de estratégias de controle aplicadas aos conversores do DFIG. O pré-requisito para o estudo é a preservação das funções clássicas que cada conversor desempenha, a saber: controle de potências ativa e reativa do estator pelo conversor do lado da máquina (CLM) e; tensão no elo CC do conversor *back-to-back* e fator de potência pelo conversor do lado da rede (CLR). Tanto o CLR quanto o CLM podem receber a função de compensação harmônica. Quatro estratégias foram desenvolvidas a partir dos seguintes conceitos teóricos: controle vetorial orientado pelo campo no CLM e controle vetorial orientado pela tensão da rede no CLR, ambos bastante difundidos; filtros auto ajustáveis (STFs), que possuem alta seletividade; e Teoria pq, a qual é base para o controle de compensadores estáticos de energia (STATCOMs) e filtros ativos. Para comparar os desempenhos e validar as estratégias propostas para compensação de harmônicas utilizando DFIG, são apresentados resultados de simulação obtidos no *software* PSCAD/EMTDC.

Palavras-chave: Geração de energia, gerador de indução duplamente alimentado, qualidade de energia, Teoria pq, filtros ativos, *Self-Tuning Filters*.

ABSTRACT

This work presents the study of wind turbines equipped doubly fed induction generator (DFIG) for compensation of harmonic currents in electrical grid. Non-linear loads as, for example, rectifiers and converters based on semiconductor switches can cause these currents. The harmonic compensation function is possible through adjustments in DFIG control system, making it able to filtering harmonic currents of non-linear loads, thus reducing the circulation of currents in the power distribution network. Therefore, a study of harmonic current compensation techniques through control strategies applied in DFIG converters is proposed. The precondition for the study is the preservation of the classical functions that each converter perform, namely: control of active and reactive power of the stator by the rotor side converter (RSC) and; voltage on the DC link of the back-to-back converter and power factor by the grid side converter (GSC). The harmonic compensation function in both converters is possible. Four strategies were developed with the following concepts: field-oriented control in RSC and voltage-oriented control in GSC, both widely used; self-tuning filters (STFs), which have high selectivity; and pq Theory, which is the basis of the control of static synchronous compensators (STATCOMs) and active filters. To compare the performance and validate the proposed strategies for harmonic compensation by DFIG, this work presents simulation results in PSCAD/EMTDC software.

Keywords: Electricity generation, doubly fed induction generator, power quality, pq Theory, active filters, Self-Tuning Filters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Modelo de aerogerador baseado em DFIG	19
Figura 2.1 – Aerogerador equipado com DFIG	25
Figura 2.2 – Relação entre os eixos de referências do rotor e do estator	27
Figura 2.3 – Eixo síncrono utilizado como eixo de referência	28
Figura 2.4 – Circuitos equivalentes do DFIG: (a) eixo direto d e (b) eixo em quadratura q	32
Figura 2.5 – Referencial dq com fluxo do estator sobre o eixo d	34
Figura 2.6 – Diagrama esquemático do controle do CLM do DFIG	36
Figura 2.7 – Conversor do lado da rede	37
Figura 2.8 – Controle orientado pela tensão da rede	38
Figura 2.9 – Diagrama esquemático do controle do CLR do DFIG	40
Figura 3.1 – Retificador trifásico controlado conectado à uma fonte trifásica balanceada	45
Figura 3.2 – (a) Tensão de saída do retificador e (b) tensão e corrente na fase a	46
Figura 3.3 – (a) Potência real e (b) potência imaginária, com suas componentes médias e oscilantes	46
Figura 3.4 – Representação física dos fluxos das potências instantâneas	48
Figura 4.1 – Configuração básica de um filtro ativo paralelo	51
Figura 4.2 – Controle para um filtro ativo paralelo baseado na Teoria pq	53
Figura 4.3 – Influência do valor do ganho K : (a) Resposta ao degrau para $\omega_c = 0$ rad/s; (b) Diagrama de Bode	55
Figura 4.4 – STF ajustado para a frequência de corte ω_c	56
Figura 4.5 – Detector de sequência positiva	57
Figura 4.6 – Estratégia de controle do filtro ativo paralelo proposto para o CLR	59
Figura 4.7 – Controle para o CLR utilizando STF	60

Figura 4.8 – Controle clássico de um CLR com compensação de harmônicas	62
Figura 4.9 – Controle clássico de um CLM com compensação de harmônicas e reativos	63
Figura 5.1 – Sistema com DFIG e carga não linear conectados na rede	67
Figura 5.2 – Forma de onda da corrente da carga não linear (fase a)	67
Figura 5.3 – Espectro harmônico da corrente da carga não linear (fase a)	67
Figura 5.4 – Potência real instantânea da carga não linear e suas componentes média e oscilante	68
Figura 5.5 – Potência instantânea imaginária da carga não linear e suas componentes média e oscilante	68
Figura 5.6 – Corrente trifásica na rede	69
Figura 5.7 – Espectro harmônico da corrente da rede após a conexão da carga não linear	70
Figura 5.8 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a, e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 1)	70
Figura 5.9 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 2)	71
Figura 5.10 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 3)	71
Figura 5.11 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLM da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 4)	72
Figura 5.12 – Tensão na rede durante a conexão da carga não linear ($\rho_{cc} = 20$)	73
Figura 5.13 – <i>THD</i> da tensão na rede para as estratégias propostas ($\rho_{cc} = 20$)	74
Figura 5.14 – Tensão na rede durante a conexão da carga não linear ($\rho_{cc} = 8$)	74
Figura 5.15 – <i>THD</i> da tensão na rede para as estratégias propostas ($\rho_{cc} = 8$)	75
Figura 5.16 – Corrente do estator do DFIG (fase a) sem compensação harmônica	76
Figura 5.17 – Corrente do estator (fase a) para as 4 estratégias propostas	76
Figura 5.18 – <i>THD</i> da corrente do estator para as 4 estratégias	77

Figura 5.19 – Corrente do DFIG (fase a) sem compensação harmônica	77
Figura 5.20 – Corrente do DFIG (fase a) para as 4 estratégias propostas	78
Figura 5.21 – <i>THD</i> da corrente do DFIG no PCC para as 4 estratégias	78
Figura 5.22 – Oscilação do torque eletromagnético durante a conexão da carga não linear	79
Figura 5.23 – Oscilação da potência ativa com a conexão da carga não linear	80
Figura 5.24 – Oscilação da potência reativa com a conexão da carga não linear	80
Figura 5.25 – Oscilação da tensão do elo CC com a conexão da carga não linear	81
Figura 5.26 – Comparação dos espectros harmônicos da simulação da estratégia 2 em dois estados: com transformador (vermelho) e sem transformador (azul) ...	83
Figura A.1 – Circuitos simétricos bifásico e trifásico	93
Figura A.2 – Sistema de eixos representando a transformada de Park	95
Figura C.1 – Circuito do DFIG	102
Figura C.2 – Circuito da carga não linear	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Comparativo das estratégias apresentadas	64
Tabela 5.1 – Especificações da rede e do DFIG	66
Tabela 5.2 – Comparação entre as taxas de distorção harmônica total da corrente da rede obtidas nas simulações	82
Tabela B.1 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)	97
Tabela B.2 – Valores de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)	98
Tabela B.3 – Limites globais inferiores de tensão em porcentagem da tensão fundamental	100
Tabela B.4 – Limites individuais em porcentagem da tensão fundamental	100
Tabela C.1 – Especificações do DFIG e do conversor <i>back-to-back</i>	101
Tabela C.2 – Dados de controle (simulação do controle clássico)	103
Tabela C.3 – Dados de controle (simulações das estratégias 1 e 2)	104
Tabela C.4 – Dados de controle (simulação da estratégia 3)	104
Tabela C.5 – Dados de controle (simulação da estratégia 4)	104

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
CLR	Conversor do lado da rede
CLM	Conversor do lado da máquina
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
STF	<i>Self-Tuning Filter</i>
PCC	Ponto de conexão comum
STATCOM	<i>Static synchronous compensator</i>
THD	Distorção harmônica total
FP	Fator de potência
FC	Fator de crista
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
VOC	<i>Voltage-Oriented Control</i>
UPQD	<i>Universal Power Quality Conditioner</i>
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
PI	Proporcional-Integral

LISTA DE SÍMBOLOS

f_h	Frequência harmônica
V_h	Valor eficaz de tensão da harmônica de ordem h
I_h	Valor eficaz de corrente da harmônica de ordem h
V_1	Valor eficaz de tensão da componente fundamental
I_1	Valor eficaz de corrente da componente fundamental
V_{ef}	Valor eficaz de um sinal de tensão
I_{ef}	Valor eficaz de um sinal de corrente
P_r	Potência que flui através dos terminais do rotor
P_s	Potência que flui através dos terminais do estator
s	Escorregamento da máquina de indução
ω_s	Velocidade angular do fluxo magnético estatórico (velocidade síncrona)
ω_r	Velocidade angular mecânica do rotor
P_m	Potência mecânica
R_s	Resistência nos enrolamentos do estator
\vec{i}_s^s	Vetor da corrente no estator nas coordenadas do estator
i_{sd}	Componente da corrente no estator no eixo direto
i_{sq}	Componente da corrente no estator no eixo em quadratura
\vec{v}_s^s	Vetor da tensão no estator nas coordenadas do estator
v_{sd}	Componente da tensão no estator no eixo direto
v_{sq}	Componente da tensão no estator no eixo em quadratura
$\vec{\psi}_s^s$	Vetor do fluxo magnético estatórico
ψ_{sd}	Componente do fluxo magnético estatórico no eixo direto
ψ_{sq}	Componente do fluxo magnético estatórico no eixo em quadratura
R_r	Resistência nos enrolamentos do rotor
\vec{i}_r^r	Vetor da corrente no rotor nas coordenadas do rotor
i_{rd}	Componente da corrente no rotor no eixo direto
i_{rq}	Componente da corrente no rotor no eixo em quadratura
\vec{v}_r^r	Vetor da tensão no rotor nas coordenadas do rotor
v_{rd}	Componente da tensão no rotor no eixo direto
v_{rq}	Componente da tensão no rotor no eixo em quadratura

$\vec{\psi}_r$	Vetor do fluxo magnético rotórico
ψ_{rd}	Componente do fluxo magnético rotórico no eixo direto
ψ_{rq}	Componente do fluxo magnético rotórico no eixo em quadratura
L_s	Indutância própria do estator
L_{ls}	Indutância de dispersão no estator
L_r	Indutância própria do rotor
L_{lr}	Indutância de dispersão no rotor
L_m	Indutância de magnetização
T_e	Torque eletromagnético do DFIG
T_{mec}	Conjugado mecânico aplicado no eixo do rotor
J	Momento de inércia do rotor
p	Número de pares de polos da máquina
P_s	Potência ativa no estator
Q_s	Potência reativa no estator
μ	Ângulo entre os referenciais do estator e síncrono
θ_r	Posição do rotor
θ_{sl}	Ângulo de escorregamento
V_{cc}	Tensão do barramento CC conversor <i>back-to-back</i>
R	Somatório da resistência da rede com a resistência do indutor de filtro do CLR
L	Somatório da indutância da rede com a indutância do indutor de filtro do CLR
v_g	Vetor tensão da rede
v_{gd}	Componente de tensão da rede no eixo direto
v_{gq}	Componente de tensão da rede no eixo em quadratura
i_{gd}	Componente de tensão da corrente no eixo direto
i_{gq}	Componente de tensão da corrente no eixo em quadratura
θ_g	Posição do vetor tensão da rede
ω_g	Velocidade angular do vetor tensão da rede
v_{gd}	Componente do vetor tensão da rede no eixo direto
v_{gq}	Componente do vetor tensão da rede no eixo em quadratura
V_g	Módulo do vetor da tensão da rede
I_{cc}	Corrente média a jusante do barramento CC
I'_{cc}	Corrente média a montante do barramento CC
I_{cap}	Corrente média que flui no capacitor do barramento CC

C	Capacitância no barramento CC
$p_{3\phi}$	Potência ativa trifásica instantânea
p	Potência real instantânea
p_0	Potência de sequência zero
q	Potência instantânea imaginária
\bar{p}	Componente média da potência real instantânea
\tilde{p}	Componente oscilante da potência real instantânea
\bar{p}_0	Componente média da potência de sequência zero
\tilde{p}_0	Componente oscilante da potência de sequência zero
\bar{q}	Componente média da potência instantânea imaginária
\tilde{q}	Componente oscilante da potência instantânea imaginária
$i_{c\alpha}^*$	Corrente de referência para compensação no eixo α
$i_{c\beta}^*$	Corrente de referência para compensação no eixo β
ω_c	Frequência de sintonizado STF
K	Ganho da função de transferência do STF
v_{α}^+	Tensão de sequência positiva no PCC no eixo α
v_{β}^+	Tensão de sequência positiva no PCC no eixo β
i_{La}	Corrente da carga não linear no eixo α
$i_{L\beta}$	Corrente da carga não linear no eixo β
i_{ha}	Componente harmônica da corrente da carga no eixo α
$i_{h\beta}$	Componente harmônica da corrente da carga no eixo β
$i_{1\alpha}$	Componente fundamental da corrente da carga no eixo α
$i_{1\beta}$	Componente fundamental da corrente da carga no eixo β
i_{grid}	Corrente da rede
v_{grid}	Tensão da rede
i_{DFIG}	Corrente do DFIG entregue no PCC
V_{PCC}	Tensão no PCC
Z_{CC}	Impedância da rede
P	Potência nominal injetada na rede
ρ_{cc}	Relação entre as potências de curto-circuito da rede e nominal a ser injetar no PCC

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	18
1.1	ESTRATÉGIAS PROPOSTAS	22
1.2	CONTRIBUIÇÕES	23
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	23
2	MODELAGEM E CONTROLE DE AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG	24
2.1	CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DO DFIG	24
2.2	MODELAGEM DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO	27
2.2.1	<i>Tensão no Circuito do Estator</i>	28
2.2.2	<i>Tensão no Circuito do Rotor</i>	30
2.2.3	<i>Fluxos Magnéticos no Estator e no Rotor</i>	31
2.2.4	<i>Circuitos Equivalentes</i>	32
2.2.5	<i>Equação Mecânica</i>	32
2.3	CONTROLE DE AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG	33
2.3.1	<i>Controle do conversor do lado da máquina</i>	33
2.3.2	<i>Tensão no Circuito do Rotor</i>	36
2.4	CONCLUSÃO	41
3	TEORIA DAS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEAS	42
3.1	TEORIA PQ	42
3.1.1	<i>Potência real instantânea (p) e de sequência zero (p_0)</i>	43
3.1.2	<i>Potência imaginária instantânea (q)</i>	44
3.1.3	<i>Potências instantâneas médias e oscilantes</i>	45
3.1.4	<i>Significado físico da teoria das potências instantâneas</i>	48
3.2	CONCLUSÃO	49
4	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS UTILIZANDO AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG	50
4.1	FILTRO ATIVO PARALELO	50
4.1.1	<i>Controle de um filtro ativo paralelo</i>	53
4.2	FILTRO AUTO AJUSTÁVEL (<i>SELF-TUNING FILTER</i> - STF)	54

4.3	ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICAS PARA O CONVERTOR BACK-TO-BACK DE UM DFIG	56
4.3.1	<i>ESTRATÉGIA 1: Controle de filtro ativo paralelo no CLR</i>	56
4.3.2	<i>ESTRATÉGIA 2: Controle de filtro ativo paralelo com Filtro Auto Ajustável no CLR</i>	60
4.3.3	<i>ESTRATÉGIA 3: Controle Clássico de um CLR com Filtro Auto Ajustável ..</i>	61
4.3.4	<i>ESTRATÉGIA 4: Controle Clássico de um CLM com Teoria pq</i>	62
4.4	RESUMO DAS ESTRATÉGIAS APRESENTADAS	63
4.5	CONCLUSÃO	65
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	66
5.1	DADOS DAS SIMULAÇÕES	66
5.2	RESULTADOS DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTAS	68
5.2.1	<i>Corrente da rede (i_{grid})</i>	69
5.2.2	<i>Tensão na rede (v_{grid})</i>	72
5.2.3	<i>Corrente do estator</i>	75
5.2.4	<i>Corrente do DFIG</i>	77
5.2.5	<i>Torque eletromagnético</i>	79
5.2.6	<i>Potência ativa do estator</i>	79
5.2.7	<i>Potência reativa do estator</i>	80
5.2.8	<i>Tensão no elo CC do conversor back-to-back</i>	81
5.3	DISCUSSÕES	82
5.4	CONCLUSÃO	83
6	CONCLUSÕES GERAIS	85
6.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	86
6.2	TRABALHOS PUBLICADOS	87
	REFERÊNCIAS	88
	APÊNDICE A – TRANSFORMADAS DE CLARKE E DE PARK	92
	APÊNDICE B – NORMATIZAÇÃO NACIONAL PARA HARMÔNICAS	97
	APÊNDICE C – DADOS DA SIMULAÇÃO	101

1 INTRODUÇÃO GERAL

O aumento do uso de fontes alternativas de energia e geração distribuída requer novas estratégias para operação e manutenção de sistemas elétricos, buscando sempre um fornecimento de energia de qualidade e confiável.

A energia eólica é uma das fontes de energia alternativa mais promissoras (ELETROBRAS, 2014). Com isso os códigos de rede estão cada vez mais rigorosos com relação a este tipo de geração de energia, agregando alguns serviços auxiliares a esta forma de geração. Logo, os aerogeradores não só devem fornecer energia ao sistema, mas também devem ser capazes de dar suporte a possíveis distúrbios na rede como, por exemplo, em afundamentos de tensão.

O uso de aerogeradores equipados com máquinas de indução duplamente alimentadas, também conhecidos como DFIG (do inglês *Doubly Fed Induction Generator*), é bastante difundido no mundo. Esse sucesso ocorre devido, principalmente, à flexibilidade dos DFIGs ao trabalharem em faixas variáveis de velocidade do vento com um conversor eletrônico que apresenta potência inferior à da máquina (em torno de 30% da potência nominal do DFIG). Com isto, o custo inicial de unidades eólicas da ordem de megawatts se torna mais atrativo.

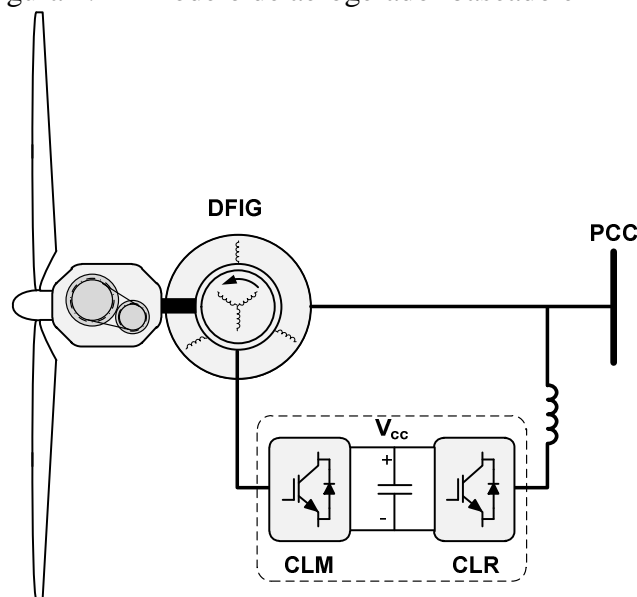
A Figura 1.1 apresenta o esquema de um aerogerador com DFIG, que consiste em um gerador de indução que pode fornecer potência pelos enrolamentos do estator e do rotor, sendo que o estator é conectado diretamente à rede em um ponto de conexão comum (PCC), enquanto que o rotor é conectado à rede através de um conversor bidirecional em topologia *back-to-back* (CARLSSON, 1998).

O conversor *back-to-back* é composto pelo conversor que fica no lado da máquina (CLM) e o conversor do lado da rede (CLR). Cada um destes conversores pode ser controlado independentemente: o CLM é capaz de controlar o fluxo de potências ativa e reativa no estator do DFIG, enquanto que o CLR deve regular a tensão do elo CC que interliga os dois conversores, além de poder fornecer energia reativa à rede, controlando o fator de potência de geração.

Além de dar suporte às faltas na rede, aerogeradores equipados com DFIG podem contribuir com a redução de distorções harmônicas por meio de adaptações nos controles dos conversores do DFIG, compensando estas distorções. A proposta inicial deste trabalho era a compensação de harmônicas geradas pelo DFIG em condições de, por exemplo, operação próximo à região de saturação da máquina. No entanto, devido a limitações do simulador utilizado, o estudo foi adaptado para a compensação de correntes harmônicas originadas por

cargas não lineares próximas ao DFIG, evitando que essas correntes sejam fornecidas pela rede, melhorando assim a qualidade de energia do sistema elétrico. Com isso, a proposta dessa dissertação é o estudo de técnicas de compensação de correntes harmônicas de cargas não lineares à partir de estratégias de controle aplicadas no CLR e/ou no CLM de um aerogerador com DFIG pré-instalado na rede, sem a necessidade de se utilizar outro equipamento para este fim (como STATCOMs e filtros ativos). O pré-requisito para o estudo é a preservação das funções de controle clássicas que cada conversor desempenha, descritas anteriormente.

Figura 1.1 – Modelo de aerogerador baseado em DFIG.



Fonte: elaborado pelo autor.

Existem trabalhos que já estudaram a questão da compensação de harmônicas utilizando aerogeradores com DFIG, apresentando soluções que podem ser aplicadas no conversor do lado da máquina, no conversor do lado da rede ou em ambos simultaneamente. As técnicas utilizadas em alguns destes trabalhos estão descritas a seguir.

O trabalho de Gaillard *et al.* (2008) faz uso do CLM para controlar potências ativa e reativa do estator e compensação de harmônicas de corrente da rede. A compensação é feita por um isolador de harmônicas de alta seletividade, o *self-tuning filter* (STF), o qual separa a corrente fundamental das harmônicas, adicionando estas nas referências dq do controle clássico do CLM. Apresenta resultados de simulação mostrando a eficácia da técnica exposta ao conseguir uma redução da *THD* da corrente da rede de 12,24% (quando não há filtragem ativa) para 2,03% (com o uso da estratégia proposta).

Kairous *et al.* (2010) propôs um método de controle não linear que usa o modelo de espaço de estado do DFIG, o *sliding-mode control* (SMC), na compensação de correntes

harmônicas presentes em cargas não lineares. Usa o conversor do lado da máquina para implementar esta compensação. Resultados de simulação mostram claramente a redução do conteúdo harmônico com a utilização da técnica proposta, reduzindo a *THD* da corrente da rede de 52% para 4,59%

Phan e Lee (2011) analisaram a compensação de harmônicas em redes isoladas, onde cargas desbalanceadas e não lineares podem ter uma grande influência no desempenho destas redes. Os autores implementam a compensação de harmônicas de tensão da rede no ponto de conexão, com o objetivo de tornar essa tensão o mais senoidal possível, evitando que as harmônicas de tensão influenciem outras cargas. O trabalho desenvolve um tipo de controle que utiliza um controlador proporcional integral ressonante (PI-R) para eliminar seletivamente 5ª e 7ª harmônicas da tensão no PCC, implementando este algoritmo de compensação no CLM do DFIG. Obtém resultados tanto por meio de simulação quanto por um sistema experimental com um DFIG de 2,2 kW alimentando uma carga não linear, obtendo uma tensão no PCC mais senoidal após a total rejeição da 5ª e 7ª harmônicas com o uso da compensação harmônica de tensão proposta.

O controle proposto por Hazrati e Jalilian (2012) para mitigar as correntes harmônicas mais significativas de uma rede com DFIG é baseado em PI-R de dupla sintonia. Uma parte é sintonizada para 6 e outra para 12 vezes a frequência fundamental, combatendo as harmônicas de ordens 5ª, 7ª, 11ª e 13ª. O controle estudado é utilizado no CLM, fazendo esse conversor controlar, além das potências ativa e reativa do estator, a compensação harmônica. Apresenta resultados de simulação utilizando o controlador PI-R para filtrar correntes harmônicas originadas por um retificador com carga RL, reduzindo as componentes harmônicas da corrente da rede de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens consideravelmente. A maior desvantagem do controlador PI-R é que cada *loop* ressonante é capaz de compensar no máximo duas ordens harmônicas, o que limita bastante esta técnica.

Além dos citados acima, os trabalhos de Toufik *et al.* (2005), Abolhassani *et al.* (2008), Phan e Lee (2010), Jazi *et al.* (2010), e Ejlali e Khaburi (2014) também apresentam soluções de compensação de harmônicos utilizando o conversor do lado da máquina.

O trabalho de Tremblay *et al.* (2006) apresenta uma estratégia de controle melhorada para o CLR convencional com o objetivo de tornar o DFIG capaz de corrigir fator de potência e compensar harmônicas, utilizando o CLR como um filtro ativo paralelo. A técnica apresentada é uma adaptação do controle clássico (que será apresentado no Capítulo 2 desta dissertação), filtrando as componentes harmônicas da corrente do PCC com um filtro passa baixa e calculando a potência reativa que o PCC necessita em condições de falha na rede. Esses

parâmetros passam por um bloco que seleciona a prioridade de compensação, harmônica ou reativa, dependendo da situação do sistema. O autor menciona que é mais natural utilizar o CLR do que o CLM para compensação de harmônicas como um filtro ativo paralelo, pois o controle do CLR independe dos parâmetros do DFIG e estado da turbina. Além disso, nem harmônicos nem potência reativa provenientes deste controle adicional são injetados no gerador.

Todeschini e Emanuel (2010) utilizaram em seu trabalho o conversor do lado da rede de um DFIG como filtro ativo, identificando as correntes harmônicas nas coordenadas $dq0$ e adicionando estas ao controle clássico do CLR. A característica diferenciada da técnica proposta é a inclusão de componentes de sequência zero no controle. Apresenta resultados de simulação satisfatórios, conseguindo reduzir o conteúdo harmônico total da corrente da rede de 25% para 7,5% em uma rede com um DFIG e uma carga não linear. Além da compensação de harmônicas, analisa outras consequências do uso da técnica de controle apresentada: distorção harmônica de tensão nos enrolamentos do rotor e estator do DFIG causada diretamente pelo uso de um dos conversores como um filtro ativo; redução da potência nominal que pode ser fornecida pelos conversores, ao considerar as perdas adicionais nos conversores e enrolamentos do DFIG com a compensação harmônica.

No trabalho de Lima *et al.* (2012), os autores propõem um controle baseado em Teoria pq para o conversor do lado da rede (CLR), fazendo este operar como um filtro ativo paralelo. Com isso, o CLR torna-se capaz de compensar correntes harmônicas de uma carga não linear, deixando a corrente da rede senoidal. O controle proposto e o controle clássico do DFIG são comparados por simulações realizadas no software PSCAD/EMTDC, comprovando a que a estratégia proposta é mais efetiva que a solução clássica, pois mostrou queda significativa nos conteúdos harmônicos da corrente e da tensão da rede, reduzindo de 15% para 3% e 0,6% para 0,1%, respectivamente.

Lima *et al.* (2013) propõem a compensação de harmônicas através do CLR, que opera como um filtro híbrido. Este filtro é composto por: um filtro passivo projetado para as frequências de 3ª e 5ª harmônicas que é inserido na saída do CLR; e a adaptação do controle do CLR para compensar as outras ordens harmônicas, utilizando Teoria pq e um circuito de sincronismo de múltiplas frequências (MSOGI-FLL). As características do controle clássico de um DFIG (controle de potências ativa e reativa no estator pelo CLM e controle do elo CC do *back-to-back* pelo CLR) são preservadas. O maior ganho no estudo proposto é a redução considerável da tensão no barramento CC do conversor *back-to-back*, podendo-se utilizar conversores com componentes de menor custo. A técnica proposta é comprovada por meio de simulação no PSCAD/EMTDC.

Técnicas implementadas no CLR também são apresentadas por Tremblay *et al.* (2009), Zhang *et al.* (2010), Iwanski (2013), Singh e Sharma (2013), e Baggu *et al.* (2015).

Wei *et al.* (2013) utiliza o controle repetitivo baseado em controlador PI (PIRC) nos dois conversores do DFIG: no CLM para compensar as tensões distorcidas do estator e no CLR para compensação das correntes no estator. Apresenta resultados de simulação no Simulink de uma rede isolada com DFIG e uma carga não linear, onde o desempenho do controlador proposto é verificado as formas de onda de tensão e corrente no estator.

1.1 ESTRATÉGIAS PROPOSTAS

A primeira estratégia proposta neste trabalho consiste na aplicação direta de um controle de um filtro ativo paralelo (ou *shunt*) no CLR.

A segunda estratégia é uma nova técnica derivada do controle de um filtro ativo paralelo, sendo a principal diferença na obtenção das componentes harmônica a serem compensadas. No controle do filtro ativo isto pode ser realizado por filtros passa-baixa após o cálculo das potências instantâneas, enquanto que na nova técnica é utilizado um filtro auto ajustável para obter as componentes harmônicas a serem compensadas.

Tremblay *et al.* (2006) cita algumas vantagens em se utilizar o CLR no lugar do CLM na implementação da compensação harmônica, porém não faz um estudo comparativo mais detalhado. A partir daí, outras duas estratégias também serão desenvolvidas, uma implementando a compensação harmônica no controle clássico do CLR e outra no controle clássico do CLM. Estas estratégias, além de mostrar a possibilidade da compensação harmônica por estratégias derivadas do controle clássico do DFIG, irão ser analisadas sob as mesmas condições de simulação para se observar as diferenças na utilização do CLR e do CLM para compensação harmônica.

Para o desenvolvimento das quatro estratégias propostas, foram necessários os seguintes conceitos: controle vetorial orientado pelo campo no CLM e controle vetorial orientado pela tensão da rede no CLR, ambos bastante difundidos e mencionados neste trabalho como controle clássico de um DFIG; Teoria pq , a qual é base para o controle de compensadores de energia; e filtros auto ajustáveis (STFs) de alta seletividade.

A comparação dos desempenhos das quatro estratégias propostas será feita por meio de resultados de simulações obtidos no software PSCAD/EMTDC.

1.2 CONTRIBUIÇÕES

Este trabalho propõe um estudo de soluções para compensação de correntes harmônicas de cargas não lineares utilizando um aerogerador com topologia DFIG instalado na rede, sem a necessidade do uso de equipamentos adicionais para este fim (como STATCOMs e filtros ativos).

Dentre as estratégias propostas, existe uma que ainda não foi implementada em outros trabalhos: o controle de filtro ativo com filtro auto ajustável (STF) no CLR.

Também faz parte das contribuições a análise das diferenças entre estratégias que utilizam o CLM e o CLR para a compensação harmônica de corrente.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em sete capítulos da seguinte maneira:

O Capítulo 2 inicia mostrando as principais características dos geradores de indução duplamente alimentados (DFIG). Em seguida, é desenvolvida a modelagem de uma máquina de indução trifásica de rotor bobinado. Por fim, é apresentado o controle utilizado nos conversores do lado da rede (CLR) e do lado da máquina (CLM), citado por vezes neste trabalho como “controle clássico” do DFIG.

No Capítulo 3 a teoria das potências ativa e reativa instantâneas, também conhecida como a Teoria pq , é apresentada. Essa teoria é utilizada como base para o controle de condicionadores de energia, como filtros ativos, para compensação de distúrbios ligados à harmônicas e potência reativa.

O Capítulo 4 apresenta estratégias de controle para compensação de correntes de harmônicas de cargas não lineares utilizando o conversor bidirecional do DFIG. Dentre as quatro estratégias estudadas, duas são derivações de controles aplicados em filtros ativos, e duas são adaptações do controle clássico do CLR e do CLM do DFIG.

O Capítulo 5 mostra resultados de simulações do software PSCAD/EMTC para as quatro estratégias apresentadas no Capítulo 4, apresentando seus desempenhos na compensação harmônica.

O Capítulo 6 expõe conclusões e considerações finais sobre os resultados encontrados, além de sugestões para trabalhos futuros.

2 MODELAGEM E CONTROLE DE AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG

A geração eólica por aerogeradores equipados com geradores de indução duplamente alimentados, os DFIGs (do inglês *Doubly Fed Induction Generator*), é bastante difundida no mundo.

Um DFIG apresenta enrolamentos disponíveis para ligação no rotor e no estator. Com isso, esta máquina pode ser alimentada tanto pelos terminais do rotor quanto do estator. Os terminais do estator são conectados diretamente à rede elétrica, enquanto que os terminais do rotor são conectados à um conversor estático bidirecional CA-CC-CA e este é faz conexão com a rede. Esse conversor estático, do tipo *back-to-back*, pode ser dividido em três partes: um conversor localizado do lado da rede, um conversor conectado nos enrolamentos do rotor e um barramento CC entre estes conversores, que são controlados de forma independente.

Neste capítulo são apresentadas as características básicas do DFIG, analisando o comportamento da máquina nas situações subsíncronas e supersíncronas. Em seguida, é desenvolvido um equacionamento para encontrar o modelo de 5ª ordem de uma máquina de indução trifásica de rotor bobinado. Por fim, os princípios básicos dos controles utilizados nos conversores do lado da máquina (CLM) e do lado da rede (CLR) serão apresentados e discutidos. Será aplicado em ambos os conversores a técnica de controle vetorial, sendo que no CLM o sistema de referências será orientado pelo vetor fluxo do estator, enquanto que no CLR pelo vetor tensão na rede. A modulação utilizada em ambos os conversores será o PWM senoidal ou modulação seno-triângulo.

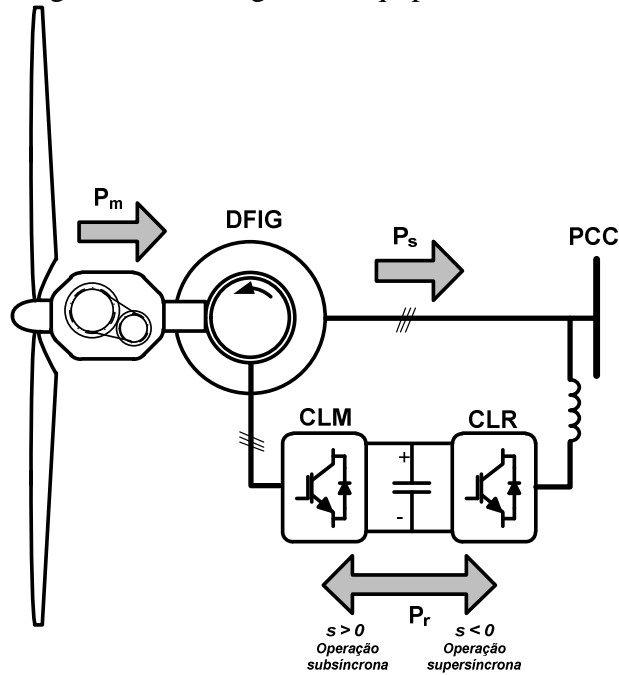
2.1 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DO DFIG

A Figura 2.1 apresenta um aerogerador equipado com DFIG, onde o estator está conectado diretamente no ponto de conexão comum (PCC) com a rede elétrica, enquanto que o rotor está conectado à rede por meio de um conversor de potência bidirecional em configuração *back-to-back*. Desta maneira o fluxo de energia poderá fluir tanto do rotor para a rede elétrica quanto da rede elétrica para o rotor, como ilustra a Figura 2.1. A conexão entre o CLR e o PCC é feita através de um filtro, que poderá ser indutivo puro ou sintonizado do tipo LCL.

Um conversor *back-to-back* é composto por dois conversores eletrônicos e um barramento CC entre eles, o qual possibilita o controle de cada conversor de forma independente. A conexão entre o *back-to-back* e os enrolamentos do rotor é feita através de

escovas e anéis coletores (ou *slip rings*), o que requer custos adicionais com inspeções periódicas e manutenção. Este custo ainda pode se elevar em certas condições ambientais, como em locais frios ou ambientes marinhos (THE SWITCH, 2014).

Figura 2.1 – Aerogerador equipado com DFIG.



Fonte: Boldea (2006).

A relação entre as potências que fluem pelo rotor e pelo estator é dada por:

$$P_r = sP_s, \quad (2.1)$$

onde P_r e P_s representam as potências que fluem através dos terminais do rotor e do estator, respectivamente, e s representa o escorregamento da máquina.

O escorregamento é a velocidade relativa, expressa em p.u., entre o movimento do rotor e dos campos girantes. A equação (2.2) mostra esta definição:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}, \quad (2.2)$$

na qual ω_s é a velocidade dos campos magnéticos girantes produzidos pelas tensões do estator e ω_r é a velocidade mecânica do eixo do rotor.

Reescrevendo a expressão (2.2):

$$\omega_r = \omega_s (1 - s). \quad (2.3)$$

A equação (2.3) mostra que o rotor do DFIG pode operar em uma faixa de velocidades definida pelo escorregamento s . Essa capacidade de operar com velocidade variável ajuda na flexibilidade de fontes de geração que utilizam DFIG. Isso também melhora a

estabilidade no controle de tensão e frequência nos sistemas de potências em que os geradores estão conectados (BOLDEA, 2006).

Operando como gerador, o DFIG apresenta os fluxos de potência mecânica P_m e potência no estator P_s em um único sentido, fornecendo energia à rede como mostra a Figura 2.1. No entanto, o fluxo de potência no rotor merece uma atenção especial por depender do escorregamento da máquina s , o qual pode assumir valores positivos e negativos. Logo, o DFIG pode tanto consumir quanto fornecer energia através dos terminais do rotor. Por este motivo, deve ser utilizado um conversor bidirecional no rotor. Na análise a seguir, foi adotado o sinal positivo para o consumo de energia do DFIG e negativo para a geração.

Pela expressão (2.1), a potência no rotor P_r será positiva para valores positivos de escorregamento ($\omega_s > \omega_r$), operando na condição subsíncrona. Portanto, a energia do rotor flui da rede para o rotor em velocidades subsíncronas. Quando s assume valores negativos ($\omega_s < \omega_r$), ou seja, na condição supersíncrona, a potência P_r será negativa. Logo, a energia do rotor flui do rotor em direção à rede na operação supersíncrona. O sentido de fluxo de potência no rotor está apresentado na Figura 2.1.

Para manter as características de uma máquina de indução, o DFIG deve operar, em geral, com $s \neq 0$ (BOLDEA, 2006).

A maior parte da potência gerada pelo DFIG é fornecida através do estator. Porém, em operação com velocidade supersíncrona, uma parte significativa de potência ($s.P_s$) pode ser entregue pelo circuito do rotor. Por exemplo, para conversor *back-to-back* projetado para 30% da potência nominal do DFIG, o escorregamento pode assumir valores entre $-0,3 \leq s \leq 0,3$. Logo, para esta condição, o módulo do escorregamento máximo será de $|s_{max}| = 0,3$.

Supondo que o lado do rotor esteja fornecendo apenas potência ativa para o sistema, $|s_{max}|$ corresponde a uma potência máxima do rotor de magnitude:

$$P_r \approx |s_{max}| P_s. \quad (2.4)$$

Portanto, a potência máxima entregue por um aerogerador equipado com DFIG operando com velocidade supersíncrona pode ser obtida por (2.5):

$$P_{max} = P_s + P_{rmax} = P_s + |s_{max}| P_s. \quad (2.5)$$

A principal vantagem do DFIG em relação aos outros aerogeradores de velocidade variável é o uso de um conversor eletrônico com potência reduzida. Em geral, este conversor é projetado com 20 a 30% da potência nominal da máquina, podendo ser até menor em DFIGs com centenas de MWs, onde sua potência pode ser de 5% a 10% da potência do DFIG

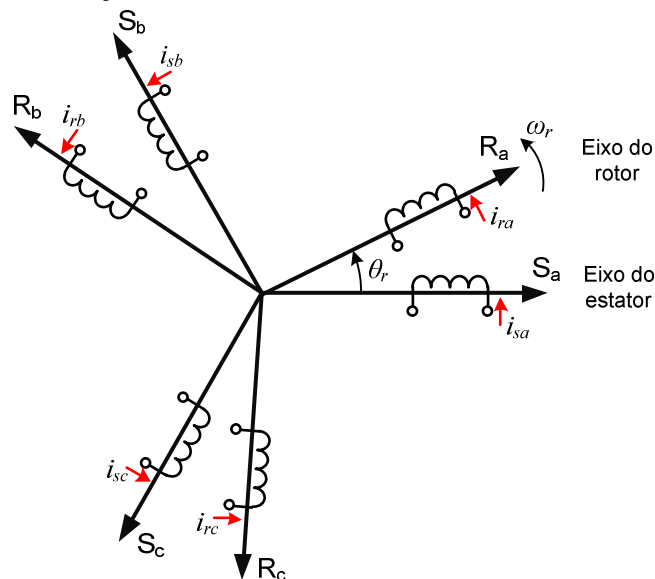
(BOLDEA, 2006). Isso reduz o custo do conversor eletrônico utilizado, o que torna o DFIG atrativo economicamente. Por outro lado, a faixa de velocidades, que podem ser subsíncronas e supersíncronas, é limitada. Além disso, a restrição da potência do conversor o torna a parte mais sensível do aerogerador (AKHMATOV, 2003). Existem algumas técnicas utilizadas para proteger esse dispositivo, como o uso do *crowbar* ou de outras técnicas de proteção sem *crowbar* (XIANG *et al.*, 2006; LIMA, 2009; XU *et al.*, 2010; ZHANG *et al.*, 2012).

2.2 MODELAGEM DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A representação dinâmica de uma máquina de indução duplamente alimentada apresentada nesta seção é baseada em um modelo nas coordenadas de Park¹, dq de 5ª ordem, correspondente às equações diferenciais gerais do DFIG.

A Figura 2.2 apresenta a relação espacial entre os eixos de referência do rotor e do estator de uma máquina de indução, nas coordenadas abc .

Figura 2.2 – Relação entre os eixos de referências do rotor e do estator.



Fonte: elaborado pelo autor.

Considera-se o eixo dos enrolamentos do estator estacionário e o eixo do rotor girando com a velocidade de rotação mecânica ω_r . Inicialmente, as variáveis do estator serão referenciadas no eixo do estator e as variáveis do rotor estarão associadas ao eixo do rotor.

Para reduzir a complexidade das equações que serão desenvolvidas a seguir, as

¹ O Apêndice A apresenta mais informações sobre as coordenadas de Park.

variáveis do estator e do rotor serão redefinidas em um eixo de referência que gira com a velocidade síncrona. Este eixo, conhecido como referência síncrona, se desloca com velocidade angular do campo magnético girante estabelecido pelas correntes do estator na frequência fundamental (KRAUSE *et al.*, 2002).

No equacionamento a seguir, será adotada a forma para diferenciar as variáveis de eixos diferentes utilizada por Lima (2009), em que as variáveis presentes no referencial do estator e no referencial do rotor serão indicadas com os sobrescritos *s* e *r*, respectivamente. Para os parâmetros no referencial síncrono de eixos ortogonais *dq*, não serão usados sobrescritos.

2.2.1 Tensão no Circuito do Estator

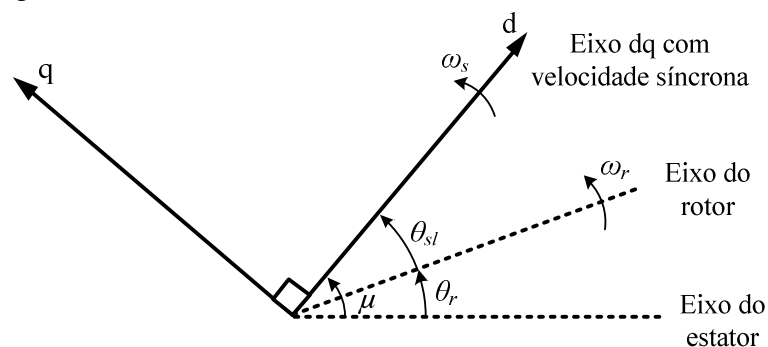
O vetor da tensão no estator nas coordenadas do estator \vec{v}_s^s pode ser definido como:

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\psi}_s^s}{dt}, \quad (2.6)$$

onde R_s é a resistência nos enrolamentos do estator, \vec{i}_s^s é o vetor da corrente no estator e $\vec{\psi}_s^s$ é o vetor do fluxo magnético estatórico. Todos os vetores da equação (2.6) estão no referencial do estator.

A Figura 2.3 apresenta o eixo síncrono nas coordenadas *dq*, que gira com a velocidade do vetor fluxo do estator, também conhecida como a velocidade síncrona da máquina, ω_s .

Figura 2.3 – Eixo síncrono utilizado como eixo de referência.



Fonte: elaborado pelo autor.

A velocidade angular síncrona pode ser encontrada a partir da variação do deslocamento angular μ no tempo:

$$\omega_s = \frac{du}{dt}. \quad (2.7)$$

Para realizar a transformação de coordenadas das variáveis do eixo do estator para o referencial síncrono, deve-se efetuar a rotação dos termos da equação (2.6) por $e^{j\mu}$, sendo μ o ângulo entre o eixo do estator e o eixo síncrono. Então,

$$\bar{v}_s^s e^{-j\mu} = R_s \bar{i}_s^s e^{-j\mu} + \frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} e^{-j\mu}. \quad (2.8)$$

Para a equação (2.8) ser simplificada, o termo $\frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} e^{-j\mu}$ deve receber uma atenção especial. Derivando $\bar{\psi}_s^s e^{-j\mu}$, tem-se:

$$\frac{d(\bar{\psi}_s^s e^{-j\mu})}{dt} = \frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} e^{-j\mu} + \bar{\psi}_s^s e^{-j\mu} \left(-j \frac{du}{dt} \right). \quad (2.9)$$

Substituindo (2.7) em (2.9) e isolando $\frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} e^{-j\mu}$, a expressão (2.9) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} e^{-j\mu} = \frac{d(\bar{\psi}_s^s e^{-j\mu})}{dt} + j\omega_s (\bar{\psi}_s^s e^{-j\mu}). \quad (2.10)$$

Substituindo (2.10) em (2.8):

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}_s. \quad (2.11)$$

onde R_s é a resistência nos enrolamentos do estator, \bar{i}_s é o vetor da corrente no estator no referencial síncrono e $\bar{\psi}_s$ é o vetor do fluxo magnético estatórico no referencial síncrono.

Separando as componentes do eixo direto e do eixo em quadratura da equação (2.11), tem-se:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases}. \quad (2.12)$$

em que v_{sd} , v_{sq} , i_{sd} , i_{sq} , ψ_{sd} e ψ_{sq} são as magnitudes das componentes da tensão no estator, da corrente no estator e do módulo do fluxo magnético estatórico nos eixos direto e em quadratura.

2.2.2 Tensão no Circuito do Rotor

O desenvolvimento das equações da tensão no rotor segue o mesmo procedimento utilizado para o estator. A expressão (2.13) define a equação vetorial da tensão no rotor nas coordenadas do rotor, \vec{v}_r^r , como sendo:

$$\vec{v}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt}. \quad (2.13)$$

onde R_r é a resistência nos enrolamentos do rotor, \vec{i}_r^r é o vetor da corrente no rotor e $\vec{\psi}_r^r$ é o vetor do fluxo magnético rotórico, estando todas estas variáveis no referencial do rotor.

Assim como no sistema do estator, será feita uma mudança de eixo de referência no rotor, transformando as coordenadas das variáveis de (2.13) do eixo do rotor para o referencial síncrono. A Figura 2.3 mostra que o ângulo entre o eixo do rotor e o eixo síncrono vale:

$$\theta_{sl} = \mu - \theta_r. \quad (2.14)$$

O ângulo θ_{sl} é o ângulo de escorregamento da máquina. Então, a velocidade de escorregamento, ω_{sl} , pode ser definida como:

$$\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt}. \quad (2.15)$$

Para efetuar a rotação das variáveis do eixo do rotor para o referencial síncrono, deve-se multiplicar todos os termos da equação (2.13) por $e^{-j\theta_{sl}}$:

$$\vec{v}_r^r e^{-j\theta_{sl}} = R_r \vec{i}_r^r e^{-j\theta_{sl}} + \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}}. \quad (2.16)$$

Derivando $\vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}}$:

$$\frac{d(\vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}})}{dt} = \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}} + \vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}} \left(-j \frac{d\theta_{sl}}{dt} \right). \quad (2.17)$$

Substituindo (2.15) em (2.17) e reescrevendo a equação (2.17) no sentido de isolar $\frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}}$, tem-se que:

$$\frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}} = \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\psi}_r^r. \quad (2.18)$$

Então, substituindo (2.18) em (2.16), a equação da tensão no rotor será:

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\psi}_r. \quad (2.19)$$

onde R_r é a resistência nos enrolamentos do rotor, \vec{i}_r é o vetor da corrente do rotor no referencial síncrono e $\vec{\psi}_r$ o vetor do fluxo magnético rotórico no referencial síncrono.

A partir de (2.19), tem-se que:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.20)$$

onde v_{rd} , v_{rq} , i_{rd} , i_{rq} , ψ_{rd} e ψ_{rq} são as magnitudes das componentes da tensão no rotor, da corrente no rotor e do módulo do fluxo magnético rotórico nos eixos direto e em quadratura.

2.2.3 Fluxos Magnéticos no Estator e no Rotor

O vetor fluxo no estator pode ser definido pela equação (2.21):

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r, \quad (2.21)$$

onde L_s e L_m representam as indutâncias própria do estator e de magnetização, respectivamente.

O vetor corrente do estator, \vec{i}_s , e o vetor corrente do rotor, \vec{i}_r , estão no referencial síncrono.

Logo, as componentes do vetor fluxo do estator $\vec{\psi}_s$ nos eixos direto e em quadratura são, respectivamente:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (2.22)$$

No rotor, o vetor fluxo magnético é definido como:

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s, \quad (2.23)$$

sendo L_r e L_m a indutância própria do circuito do rotor e a indutância de magnetização, respectivamente. Os vetores \vec{i}_s e \vec{i}_r se encontram no referencial síncrono.

As componentes dq do fluxo do rotor podem ser encontradas da seguinte forma:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.24)$$

O torque eletromagnético do DFIG é definido por:

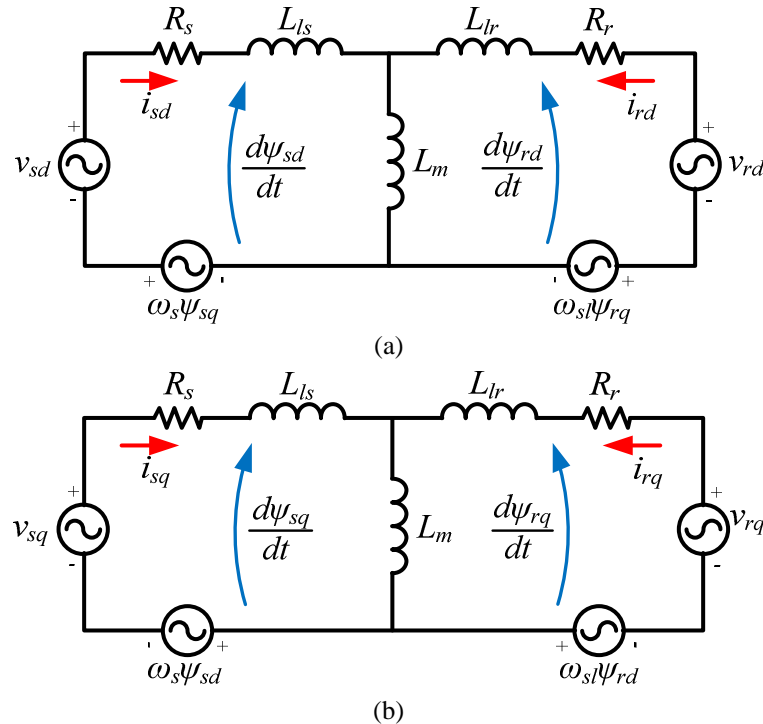
$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sd} - \psi_{sq} i_{sq}). \quad (2.25)$$

onde p é o número de pares de polos da máquina.

2.2.4 Circuitos Equivalentes

A Figura 2.4 apresenta os circuitos elétricos equivalentes do modelo para a máquina de indução duplamente alimentada, nas coordenadas dq , obtidos a partir das equações definidas anteriormente.

Figura 2.4 – Circuitos equivalentes do DFIG: (a) eixo direto d e (b) eixo em quadratura q .



Fonte: elaborado pelo autor.

As indutâncias de dispersão que aparecem na Figura 2.4, L_{ls} e L_{lr} , podem ser obtidas através de (2.26):

$$\begin{cases} L_{ls} = L_s - L_m \\ L_{lr} = L_r - L_m \end{cases}, \quad (2.26)$$

onde L_s e L_r são as indutâncias própria do estator e do rotor, e L_m é a indutância de magnetização.

2.2.5 Equação Mecânica

A equação (2.27) representa o funcionamento mecânico da máquina de indução:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{mec} + T_e, \quad (2.27)$$

onde J representa o momento de inércia do rotor, ω_r é a velocidade angular do rotor, T_{mec} é o conjugado mecânico aplicado no eixo do rotor e T_e é o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina. Para geração de energia, $T_e < 0$ e $T_{mec} > 0$. É importante ressaltar que, à título de simplificação e sem perda de generalidade, em (2.27) foram desprezadas as perdas relativas ao atrito.

2.3 CONTROLE DE AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG

O controle do DFIG é realizado através do conversor com configuração *back-to-back*, o qual consiste de dois conversores eletrônicos controlados independentemente. O conversor que fica no lado da máquina (CLM) é responsável pelo controle das potências ativa e reativa no estator do DFIG, enquanto que o conversor do lado da rede (CLR) deve regular a tensão do elo CC que interliga os dois conversores, além de poder fornecer energia reativa ao ponto de conexão comum, ajustando o fator de potência de geração.

A seguir serão apresentados os controles clássicos utilizados no CLM e no CLR.

2.3.1 Controle do conversor do lado da máquina

O controle descrito e implementado neste trabalho para o conversor do lado da máquina é conhecido como controle vetorial orientado pelo campo, ou FOC (*Field Oriented Control*), (LEONHARD, 2001). Neste tipo de controle, o vetor fluxo magnético do estator serve como referência para o eixo dq síncrono.

Alinhando o eixo d ao vetor fluxo magnético do estator, as componentes dq desse vetor são:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \vec{\psi}_s = \psi_s \\ \psi_{sq} = 0 \rightarrow \frac{d\psi_{sq}}{dt} = 0 \end{cases}, \quad (2.28)$$

onde ψ_s representa o módulo do vetor fluxo magnético.

Para o estator conectado à rede com tensões constantes em amplitude, frequência e fase, o vetor fluxo magnético pode ser considerado constante. Logo,

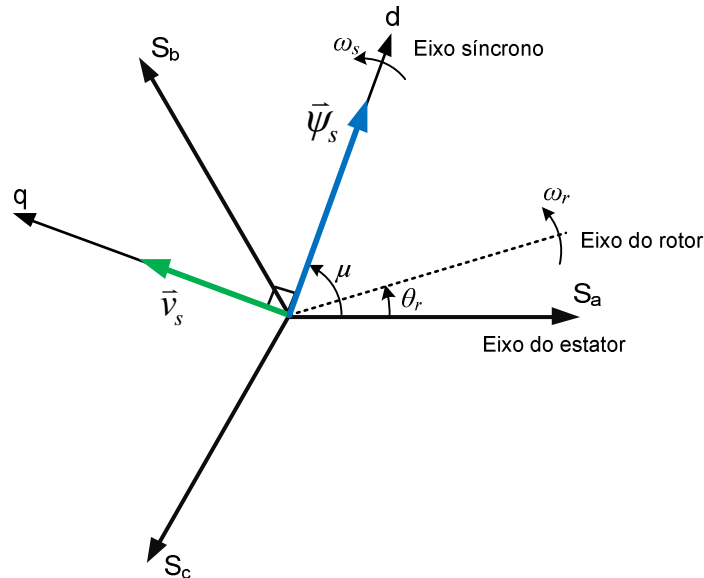
$$\frac{d\psi_s}{dt} = 0. \quad (2.29)$$

Assumindo que a resistência nos enrolamentos do estator possa ser considerada nula ($R_s \approx 0$) e substituindo as equações (2.28) e (2.29) em (2.12), as componentes dq da tensão do estator podem ser escritas como:

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (2.30)$$

A Figura 2.5 mostra a relação entre eixos e variáveis para o controle vetorial orientado pelo campo. Observa-se que, desconsiderando a queda de tensão nos enrolamentos do estator, o vetor tensão no estator está adiantado de 90 graus em relação ao vetor fluxo estatórico. Isso foi comprovado pela equação (2.30), na qual se verifica que a tensão no estator apresenta apenas a componente no eixo em quadratura.

Figura 2.5 – Referencial dq com fluxo do estator sobre o eixo d .



Fonte: elaborado pelo autor.

As potências ativa e reativa no estator da máquina podem ser definidas como sendo:

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \\ Q_s &= \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sq} - v_{sq} i_{sd}) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Como a tensão no estator apresenta apenas a componente no eixo q , a expressão (2.31) torna-se:

$$\begin{aligned}
P_s &= \frac{3}{2} v_{sq} i_{sq} = \frac{3}{2} \omega_s \psi_s i_{sq} \\
Q_s &= -\frac{3}{2} v_{sq} i_{sd} = -\frac{3}{2} \omega_s \psi_s i_{sd}
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Em (2.32), as potências estão em função das correntes do estator. Porém, estas potências podem ser reescritas em função das correntes do rotor. Sabendo que $\psi_{sq} = 0$, a relação entre as componentes das correntes do rotor e estator no eixo q pode ser obtida a partir de (2.22). Então,

$$0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \rightarrow i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq}. \tag{2.33}$$

Substituindo (2.33) na equação da potência ativa P_s em (2.32), tem-se que:

$$P_s = -\frac{3}{2} \left(\frac{L_m}{L_s} \omega_s \psi_s \right) i_{rq}. \tag{2.34}$$

A equação (2.34) mostra que a potência ativa que flui no estator do DFIG pode ser controlada através da componente em quadratura da corrente do rotor.

A potência reativa também pode ser escrita em termos da corrente no rotor. Como $\psi_{sd} = \psi_s$, a equação (2.22) pode ser reescrita em função da corrente do estator no eixo direto da seguinte forma:

$$\psi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\psi_s - L_m i_{rd}). \tag{2.35}$$

Substituindo a equação (2.35) na expressão da potência reativa Q_s :

$$Q_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{\omega_s \psi_s^2}{L_m} - \omega_s \psi_s i_{rd} \right). \tag{2.36}$$

A equação (2.36) mostra que a potência reativa apresenta duas parcelas: a primeira representa a potência reativa de magnetização da máquina e a segunda é a parte de Q_s que está em função de i_{rd} . Então, a potência reativa do estator pode ser controlada a partir da componente da corrente do rotor no eixo direto.

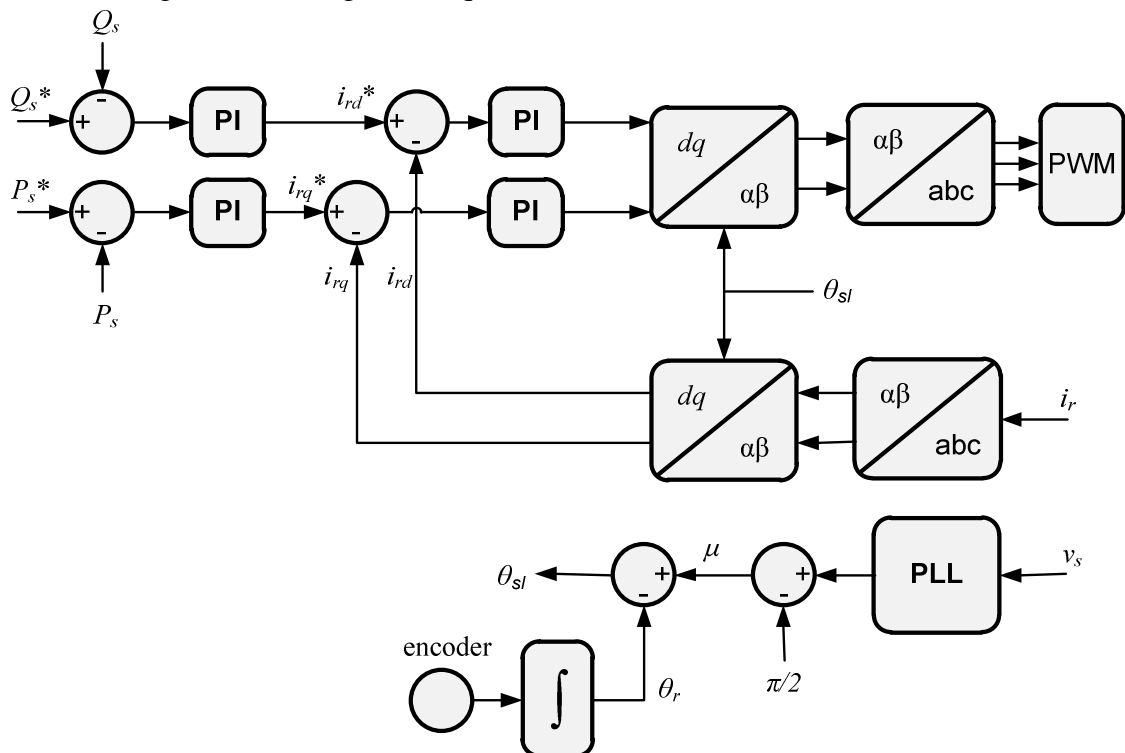
O interessante do controle apresentado é a utilização da corrente do rotor para o controle das potências no estator. Tanto a potência ativa quanto a potência reativa dependem de ω_s e ψ_s , que podem ser consideradas constantes para um DFIG conectado em uma rede balanceada com frequência constante.

Portanto, com a aplicação do controle vetorial orientado pelo fluxo estático no conversor do lado da máquina, este se torna capaz de controlar as potências ativa e reativa que

circulam no estator do DFIG. A Figura 2.6 apresenta o diagrama de blocos do controle descrito para o CLM, onde o símbolo “asterisco” indica os valores de referência das variáveis.

O esquema de controle é composto por dois laços de corrente, um para i_{rd} e outro para i_{rq} . A referência de corrente i_{rd}^* é derivada a partir do erro da potência reativa através de um controlador PI, enquanto a referência i_{rq}^* é gerada a partir de um PI que processa o erro da potência ativa.

Figura 2.6 – Diagrama esquemático do controle do CLM do DFIG.



Fonte: elaborado pelo autor.

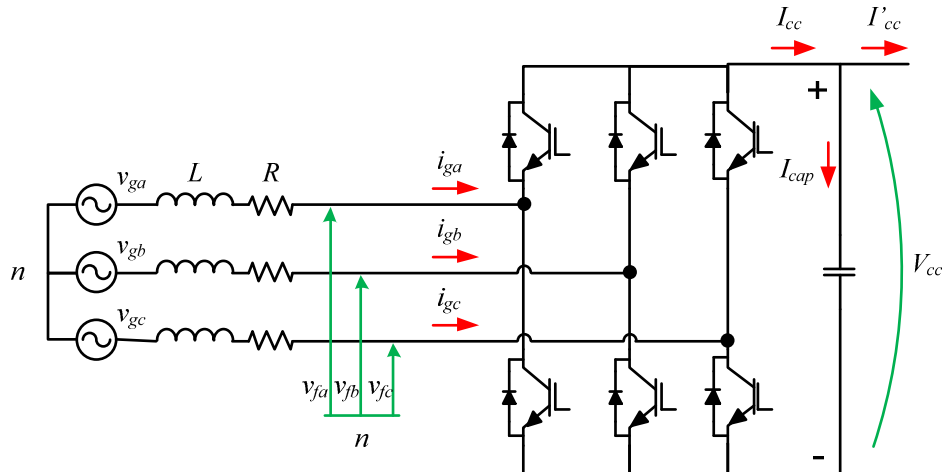
Um circuito PLL é utilizado para a estimação do ângulo da tensão do estator, que é atrasado 90° para se determinar uma aproximação para o ângulo do fluxo estatórico (μ). Com um encoder pode-se encontrar a posição do rotor (θ_r), e a diferença entre este ângulo e μ resulta no ângulo de escorregamento (θ_{sl}). Este por sua vez, representa a defasagem entre o eixo síncrono e o eixo do rotor, sendo utilizado para o cálculo das componentes dq da corrente do rotor referenciadas no eixo síncrono.

2.3.2 Controle do conversor do lado da rede

A Figura 2.7 mostra o conversor do lado da rede, que faz parte do conversor *back-to-back* presente no rotor do DFIG. De um lado do CLR está o barramento CC com tensão V_{cc} ,

que faz a interligação deste conversor com o conversor do lado da máquina, enquanto que do outro lado está ilustrada a conexão com a rede de energia trifásica por meio de um filtro indutivo. Os elementos R e L representam, respectivamente, o somatório da resistência da rede com a resistência do indutor de filtro do conversor e o somatório da indutância da rede com a indutância do indutor de filtro do conversor.

Figura 2.7 – Conversor do lado da rede.



Fonte: elaborado pelo autor.

A equação (2.37) mostra a relação entre os parâmetros no lado CA da Figura 2.7.

$$\begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Aplicando a transformada de Park, definida no Apêndice A, na equação (2.37):

$$\begin{cases} v_{gd} = Ri_{gd} + L \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g Li_{gq} + v_{fd} \\ v_{gq} = Ri_{gq} + L \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_g Li_{gd} + v_{fq} \end{cases}, \quad (2.38)$$

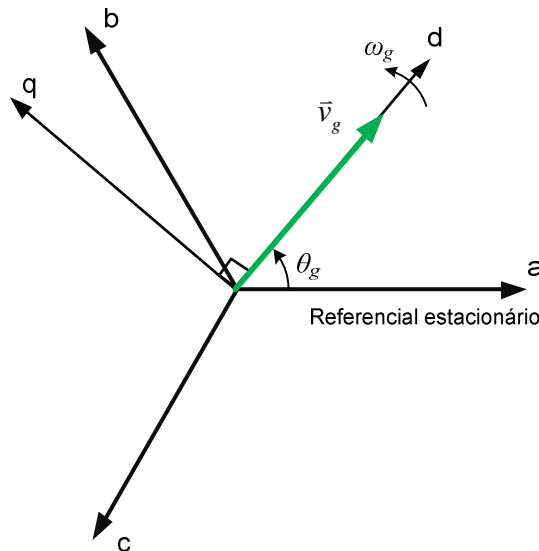
para as quais v_{gd} , v_{gq} , v_{fd} , v_{fq} , i_{gd} , i_{gq} são as magnitudes das componentes de tensão e corrente do circuito da Figura 2.7 nos eixos de referência direto e em quadratura.

O tipo de controle para o CLR que será estudado é o controle vetorial orientado pela tensão da rede, conhecido como VOC – *Voltage Oriented Control* (KAZMIERKOWSKI *et al.*, 2002; SANJUAN, 2010). Nesta técnica, o vetor tensão da rede é posicionado sobre o eixo direto do referencial dq , como mostra a Figura 2.8.

O subscrito g presente em \vec{v}_g , θ_g e ω_g faz referência à palavra *grid* (rede, em inglês), e é utilizado para identificar as variáveis relacionadas à rede elétrica na qual o DFIG está conectado. O vetor tensão da rede \vec{v}_g apresenta um deslocamento angular (θ_g) em relação ao referencial estacionário, que pode ser estimado por meio de um circuito PLL. A velocidade angular (ω_g) de \vec{v}_g pode ser encontrada pela equação (2.39).

$$\omega_g = \frac{d\theta_g}{dt}. \quad (2.39)$$

Figura 2.8 – Controle orientado pela tensão da rede.



Fonte: elaborado pelo autor.

Como o vetor tensão da rede está sobre o eixo d , a componente direta será o módulo do vetor \vec{v}_g e não haverá componente em quadratura. Logo:

$$\begin{cases} v_{gd} = V_g \\ v_{gq} = 0 \end{cases}, \quad (2.40)$$

onde v_{gd} e v_{gq} são as componentes do vetor tensão da rede nos eixos d e q , e V_g é o módulo do vetor \vec{v}_g .

Como consequência de (2.40), a potência ativa no conversor do lado da rede pode ser escrita de seguinte forma:

$$P_r = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq}) = \frac{3}{2} V_g i_{gd}. \quad (2.41)$$

Se as perdas no conversor forem desconsideradas, a potência ativa do conversor também pode ser expressa em termos da tensão e corrente no lado de corrente contínua, que são V_{cc} e I_{cc} , respectivamente. Logo,

$$P_r = \frac{3}{2} V_g i_{gd} = V_{cc} I_{cc}. \quad (2.42)$$

Para um índice de modulação m_I :

$$V_g = \frac{m_I}{2\sqrt{2}} V_{cc}. \quad (2.43)$$

Substituindo (2.43) em (2.42):

$$I_{cc} = \frac{3m_I}{4\sqrt{2}} i_{gd}. \quad (2.44)$$

De acordo com o sentido das correntes mostrado na Figura 2.7:

$$I_{cap} = I_{cc} - I'_{cc}. \quad (2.45)$$

Logo, sabendo que a corrente que flui no capacitor (I_{cap}) vale $C \frac{dV_{cc}}{dt}$, e substituindo (2.44) em (2.45), tem-se que:

$$C \frac{dV_{cc}}{dt} = I_{cc} - I'_{cc} = \frac{3m_I}{4\sqrt{2}} i_{gd} - I'_{cc}. \quad (2.46)$$

A partir da equação (2.46) conclui-se que a tensão no barramento CC do *back-to-back* pode ser controlada através da componente direta da corrente da rede, i_{gd} .

A potência reativa do CLR pode ser expressa da seguinte forma:

$$Q_r = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gq} - v_{gq} i_{gd}) = \frac{3}{2} V_g i_{gq}. \quad (2.47)$$

Logo, a potência reativa fornecida (ou recebida) pelo conversor do lado da rede pode ser controlada através da componente em quadratura da corrente da rede, i_{gq} .

Portanto, foi verificado que com o uso da técnica de controle vetorial orientado pela tensão da rede no CLR, é possível controlar a tensão no barramento CC do conversor *back-to-back*, permitindo que este permaneça sempre carregado em um valor apropriado, além de controlar a potência reativa que deve ser entregue (ou absorvida) pela rede. Essa última característica pode ser importante quando se deseja, por exemplo, contribuir para o aumento da tensão no ponto de conexão comum após um afundamento de tensão.

Antes de concluir o estudo do controle no conversor do lado da rede, deve-se analisar o circuito da Figura 2.7. Fazendo $R \approx 0$ e considerando que em regime permanente as

derivadas de i_{gd} e i_{gq} tendem a zero, a equação (2.38), que descreve o CLR no lado CA em coordenadas dq , pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{cases} v_{gd} = \omega_g L i_{gq} + v_{fd} \\ v_{gq} = \omega_g L i_{gd} + v_{fq} \end{cases} \quad (2.48)$$

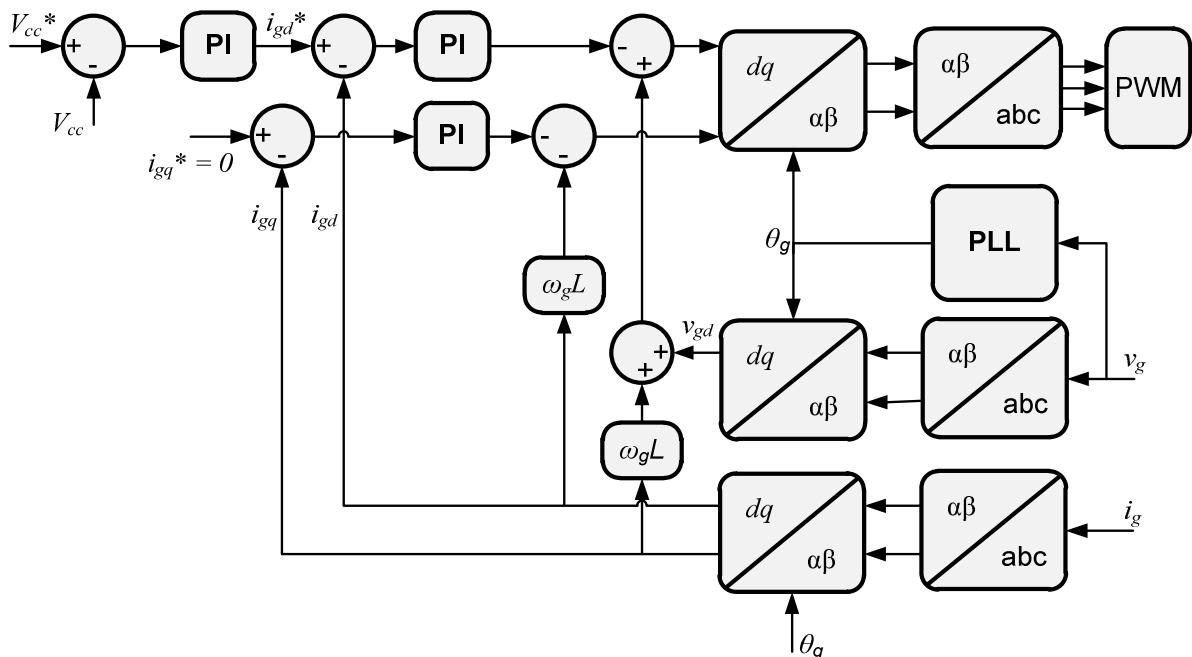
Escrevendo a equação (2.48) em função de v_{fd} e v_{fq} , além de substituir (2.40):

$$\begin{cases} v_{fd} = V_g + \omega_g L i_{gq} \\ v_{fq} = -\omega_g L i_{gd} \end{cases} \quad (2.49)$$

A partir de (2.49), observa-se que existe um acoplamento entre os eixos dq , ou seja, a corrente i_{gd} está influenciando diretamente no eixo q e vice-versa. Para desacoplar os dois eixos, deve-se incluir uma forma de compensação no diagrama de blocos do controle.

A Figura 2.9 apresenta o diagrama esquemático do controle do conversor do lado da rede, que foi obtido após a análise descrita neste tópico. Variáveis indicadas por “asterisco” são valores de referência.

Figura 2.9 – Diagrama esquemático do controle do CLR do DFIG.



Fonte: elaborado pelo autor.

Um circuito PLL faz a estimação do valor de ângulo do vetor tensão θ_s , para que possam ser realizadas as transformações do sistema $\alpha\beta$ para dq direta e inversa. Mais detalhes sobre estas transformadas estão no Apêndice A.

O esquema de controle é composto por dois laços de corrente, um para i_{gd} e outro para i_{gq} . A referência de corrente i_{gd}^* é derivada a partir do erro da tensão V_{cc} através de um

controlador PI, enquanto a referência i_{gq}^* pode, inicialmente, ser feita igual a zero, garantindo a operação do conversor com fator de potência unitário ($Q_g = 0$).

Tendo em vista que esse conversor é projetado para uma fração da potência nominal do sistema, a sua capacidade de injeção de corrente reativa pelo controle do laço de corrente i_{gq} é limitada pela potência do conversor. Por outro lado, o conversor do lado da máquina tem capacidade de controlar, em teoria, até 100% da potência reativa do estator.

2.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as características básicas do DFIG, mostrando que este tipo de máquina pode ser aplicada como gerador com velocidade variável em sistemas eólicos. O conversor eletrônico utilizado no DFIG representa apenas uma parcela da potência nominal da máquina. Com isso, o custo do conversor, em relação a outros tipos de geração eólica, é reduzido, tornando a utilização do DFIG atrativa economicamente. No entanto, a faixa de velocidades, que podem ser subsíncronas e supersíncronas, é limitada.

Um modelo de 5ª ordem de uma máquina de indução de dupla alimentação foi desenvolvido através de um equacionamento baseado no eixo de referência síncrono, onde foram encontrados dois circuitos esquemáticos: um para o eixo direto e outro para o eixo em quadratura.

Por fim, foram estudados os controles para os conversores do DFIG. No conversor do lado da máquina foi aplicado o controle vetorial orientado pelo fluxo do estator. Com isso, o CLM é capaz de controlar as potências ativa e reativa do estator do DFIG. No conversor do lado da rede, foi implementado o controle vetorial orientado pela tensão da rede, onde foi possível o controle da tensão do barramento CC e da potência reativa que pode ser injetada para a rede. Em casos onde a rede necessite de potência reativa (para estabilizar a tensão no PCC, por exemplo), esta característica de controle de potência pode ser útil.

3 TEORIA DAS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEAS

Neste capítulo é apresentada a teoria das potências ativa e reativa instantâneas, também conhecida como Teoria pq. Primeiramente é feita uma breve explicação da definição da teoria. Em seguida os conceitos básicos são apresentados, explicando as potências envolvidas na Teoria pq, a saber: potência real, potência imaginária, e potência de sequência zero. Nesta etapa é mostrada a relação dessas potências instantâneas com a teoria convencional aplicada a sistemas trifásicos. Também são expostas as definições de potência média e potência oscilante através de um exemplo utilizando um retificador trifásico totalmente controlado. Ao final é mostrado um resumo com o significado físico das potências real, imaginária e de sequência zero.

3.1 TEORIA PQ

Em 1983, Akagi *et al.* publicaram pela primeira vez a teoria de potência instantânea denominada Teoria pq, que se tornou mais conhecida mundialmente através de sua segunda publicação em 1984. A Teoria pq surgiu inicialmente com a proposta de se compensar apenas potência reativa (AKAGI *et al.*, 2007). No entanto, devido a sua flexibilidade, esta teoria pode ser utilizada para diversos tipos de compensação de potência. Com isso, a Teoria pq apresenta um número grande de aplicações, sendo bastante eficaz e flexível no projeto de controladores para condicionadores de potência desde STATCOMs e filtros ativos até compensadores universais de potência.

A base da Teoria pq consiste no cálculo e seleção de potências instantâneas no domínio do tempo, sem restrições quanto à forma de onda das tensões e correntes. Os conceitos apresentados nesta teoria contemplam tanto para o estado transitório quanto para regime permanente. Seus cálculos utilizam a transformada de Clarke, que consiste na conversão de tensões e correntes referenciadas de um eixo trifásico estacionário para o eixo de referência $\alpha\beta 0$, também estacionário. A equação (3.1) mostra esta conversão.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

A transformada inversa de Clarke é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

De forma similar, (3.1) e (3.2) também se aplicam a correntes trifásicas. Uma vantagem de se utilizar a transformada de Clarke é a separação das componentes de sequência zero. Maiores detalhes sobre esta transformada podem ser encontrados no Apêndice A.

Utilizando tensões e correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$, as potências instantâneas real p , imaginária q e de sequência zero p_0 são dadas por:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

A definição da potência imaginária q acima tem sinal inverso ao proposto originalmente por Akagi ($q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha$). Com esta troca de sinal de q , em um circuito com correntes de sequência positiva atrasadas das tensões de sequência positiva a potência imaginária instantânea teria um valor positivo (carga indutiva), estando em conformidade com o conceito convencional de potência reativa. De qualquer forma, as duas formulações de q podem ser aplicadas para análise e projeto de compensadores.

A seguir será descrita com mais detalhes cada uma das potências definidas pela Teoria pq.

3.1.1 Potência real instantânea (p) e de sequência zero (p_0)

Antes de descrever as definições das potências real instantânea e de sequência zero, é importante lembrar o conceito de potência ativa trifásica instantânea.

A potência ativa trifásica instantânea, $p_{3\phi}$, para um sistema trifásico com ou sem condutor neutro representa o fluxo instantâneo total de energia por unidade de tempo entre dois sistemas, que pode ser calculado por

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c, \quad (3.4)$$

onde v_a , v_b e v_c são tensões de fase instantâneas e i_a , i_b e i_c são correntes de fase instantâneas do sistema. Este conceito apresenta um significado físico claro e universalmente aceito, que também é válido para transientes.

Utilizando a transformada de Clarke, pode-se obter $p_{3\phi}$ em termos das tensões e correntes nas componentes $\alpha\beta 0$:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_\beta i_\beta + v_0 i_0. \quad (3.5)$$

Substituindo (3.3) em (3.5),

$$p_{3\phi} = p + p_0. \quad (3.6)$$

Logo, a potência ativa instantânea trifásica é composta pela potência real instantânea p e pela potência de sequência zero p_0 , a qual é composta apenas por elementos de sequência zero. Para circuitos trifásicos com três fios ou sem corrente de sequência zero a quatro fios as componentes de tensão e corrente de sequência zero são desconsideradas, não havendo potência instantânea de sequência zero p_0 .

Por compor o fluxo de energia por unidade de tempo de um sistema para outro, as potências instantâneas real e de sequência zero podem ser dimensionadas em Watts (W).

3.1.2 Potência imaginária instantânea (q)

Reescrevendo a potência instantânea imaginária q definida em (3.3) e transformando as variáveis das coordenadas $\alpha\beta$ para abc :

$$\begin{aligned} q &= v_\beta i_a - v_a i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[(v_a - v_b) i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[v_{ab} i_c + v_{bc} i_a + v_{ca} i_b \right], \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} são tensões de linha e i_a , i_b e i_c são correntes de linha. A expressão obtida em (3.7) é similar àquela aplicada em sistemas de medição de potência reativa trifásica. Porém, para a obtenção da potência reativa convencional, se faz o uso de valores eficazes com frequência fundamental, ao invés de valores instantâneos (podendo ter várias frequências).

Nota-se que, nas coordenadas $\alpha\beta$, a potência q é definida como o produto de tensões e correntes em eixos diferentes. Do mesmo modo, no sistema abc , q resulta da soma de produtos entre correntes e tensões de linha de fases diferentes.

Na teoria convencional, a potência reativa corresponde à parte de potência cujo valor médio é nulo e/ou está diretamente ligado a elementos “reativos”, como capacitor e indutor. Na Teoria pq, o significado físico de potência imaginária instantânea q difere deste conceito convencional: corresponde a uma potência que existe nas fases individualmente, mas no conjunto trifásico não contribuem para o fluxo efetivo de potência entre dois sistemas (AKAGI *et al.*, 2007).

Devido a esse significado físico diferente, Akagi *et al.* (1983) sugeriram uma nova unidade para q : o Volt-Ampere Imaginário ou “*Imaginary Volt-Ampere*”, IVA. Em alguns

trabalhos (WATANABE; AREDES, 1998) se faz o uso do símbolo "vai", fazendo analogia com o Volt-Ampere reativo “var”, internacionalmente aceito pelas normas.

3.1.3 Potências instantâneas médias e oscilantes

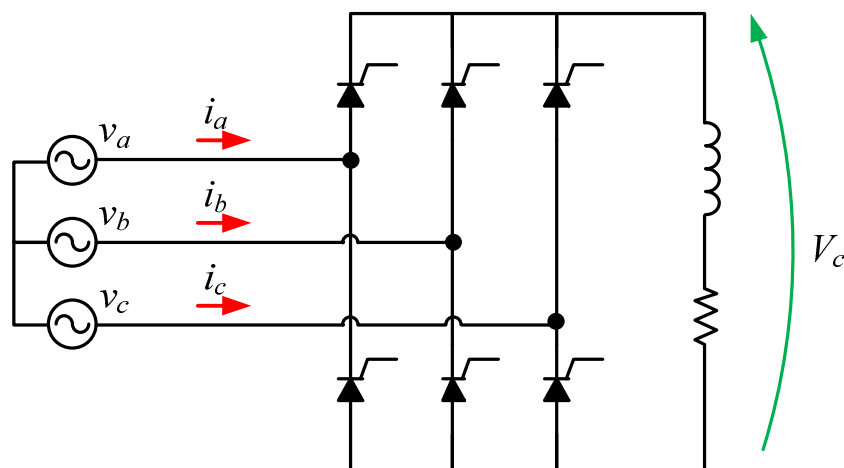
As tensões e correntes utilizadas nos cálculos das potências instantâneas em (3.3) podem conter desequilíbrios e harmônicos. Logo, devido a essas imperfeições no sistema, as potências real, imaginária e de sequência zero terão componentes médias e oscilantes. A equação (3.8) mostra essas componentes, onde a “barra” sinaliza valor médio e o sinal “til” indica a parte oscilante.

$$\begin{cases} p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \\ p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (3.8)$$

Os valores médios \bar{p} e \bar{q} são resultados do produto entre componentes de tensões e correntes trifásicas de mesmas sequência e ordem. Os valores oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} são resultados do produto cruzado entre componentes de tensões e correntes trifásicas de sequências e ordens diferentes.

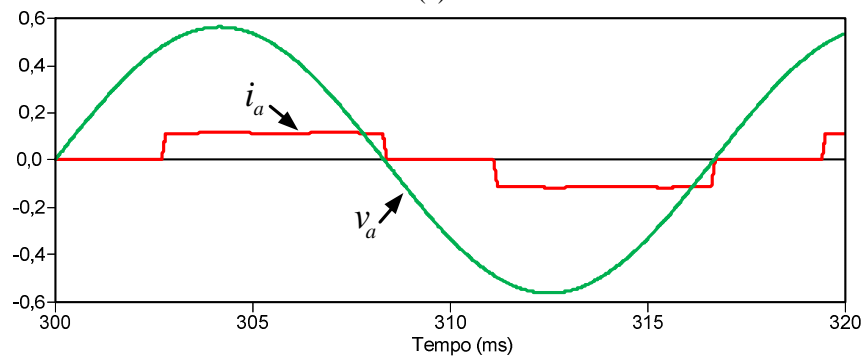
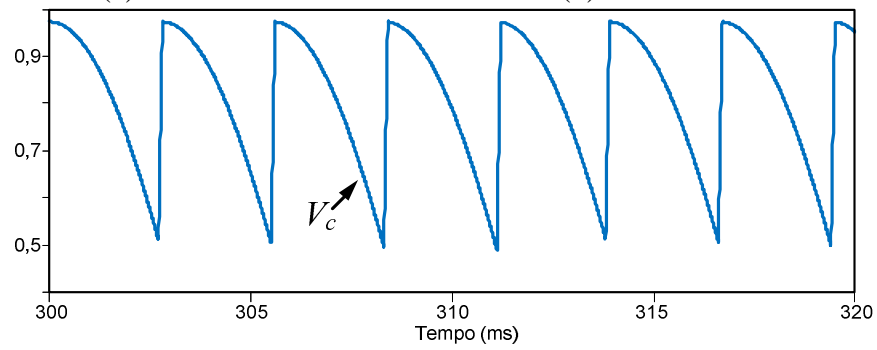
Como exemplo, é dado um sistema trifásico equilibrado alimentando um retificador trifásico operando com tiristores, como mostra a Figura 3.1. As formas de onda da tensão CC de saída e da corrente na fase a, para um ângulo de disparo de 30° nos tiristores, são mostradas na Figura 3.2. As potências real e imaginária, bem como de suas componentes médias e oscilantes, estão na Figura 3.3.

Figura 3.1 – Retificador trifásico controlado conectado à uma fonte trifásica balanceada.



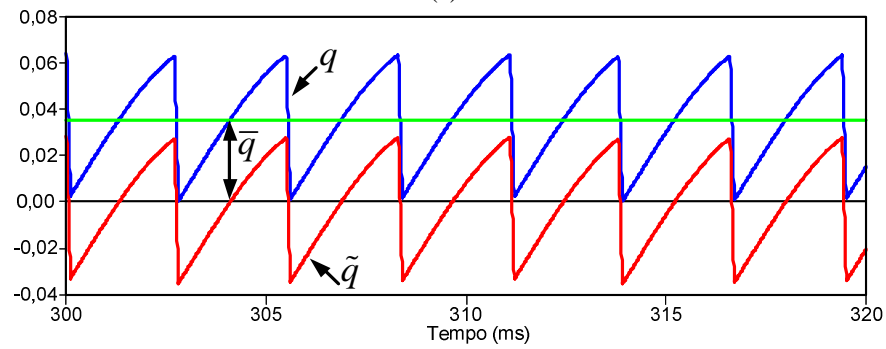
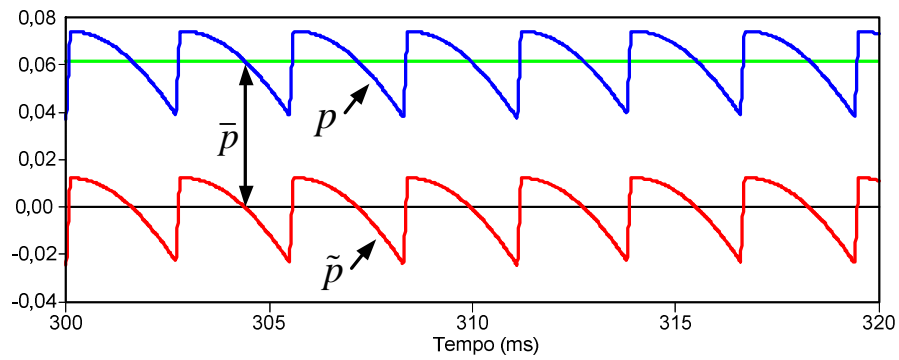
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.2 – (a) Tensão de saída do retificador e (b) tensão e corrente na fase a.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.3 – (a) Potência real e (b) potência imaginária, com suas componentes médias e oscilantes.



Fonte: elaborado pelo autor.

Como as potências \tilde{p} e \tilde{q} representam oscilações de energia por unidade de tempo com valor médio zero, estas potências não contribuem efetivamente para o fluxo de energia entre fonte e carga. Por esse motivo, estas potências oscilantes são indesejáveis no sistema, sendo utilizadas no cálculo de correntes de compensação em dispositivos eletrônicos operando como filtros ativos, por exemplo.

A potência real p representa o fluxo trifásico total de energia por unidade de tempo do circuito. A sua parte média \bar{p} representa o fluxo de energia que flui apenas em uma direção, da fonte para a carga.

Apesar de apresentar uma componente média \bar{q} que representa um fluxo de energia, a potência imaginária q não contribui efetivamente para a transferência de energia entre fonte e carga. O fluxo representado por \bar{q} equivale a uma troca de energia por unidade de tempo apenas entre as fases do sistema (AKAGI *et al.*, 1984).

Assim como as potências instantâneas p e q , a potência instantânea de sequência zero também pode ser dividida em duas partes, conforme apresentado em (3.8).

O valor médio \bar{p}_0 , que representa um fluxo de energia unidirecional, apresenta as mesmas características da componente média da potência ativa instantânea. A componente oscilante \tilde{p}_0 também representa um fluxo de energia instantâneo, porém com valor médio igual a zero.

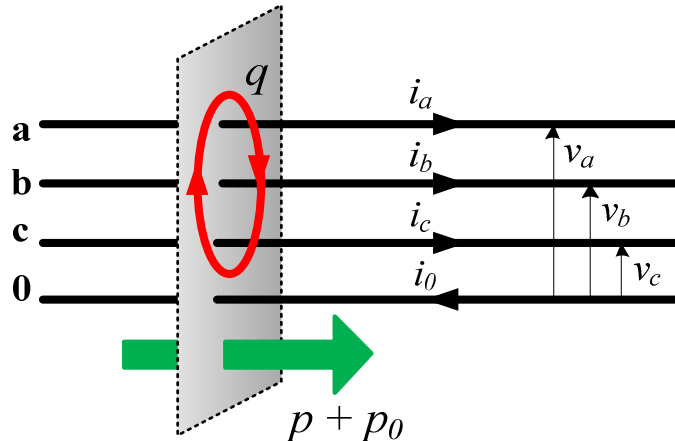
Com isso, \bar{p}_0 representa um ponto positivo para o sistema quando se leva em consideração apenas sua participação no aumento da energia transferida total. No entanto, p_0 não pode existir apenas com \bar{p}_0 , sendo sempre composto de sua parte média e oscilante. Ao se eliminar \tilde{p}_0 , a potência \bar{p}_0 também desaparece. Esta característica faz com que a potência de sequência zero seja indesejável na maioria dos circuitos, apesar de apresentar uma componente que contribui com o fluxo de energia entre fonte e carga. De acordo com a Teoria pq, não existe uma forma de se eliminar \tilde{p}_0 e manter apenas a parte média (AKAGI *et al.*, 2007).

A potência de sequência zero está presente apenas em sistemas trifásicos a quatro fios, onde existe alguma condição indesejável, como desequilíbrios de tensão entre as fases. Por sua presença estar relacionada a condições não ideais, a potência p_0 não é desejável do ponto de vista físico. Portanto, no projeto de compensadores de energia, além de potências real e imaginária oscilantes, a potência p_0 normalmente também é incluída no cálculo das potências que devem ser compensadas.

3.1.4 Significado físico da teoria das potências instantâneas

A Figura 3.4 apresenta um circuito trifásico a 4 fios, por onde circula cada potência instantânea definida na Teoria pq .

Figura 3.4 – Representação física dos fluxos das potências instantâneas.



Fonte: Watanabe (1998).

O sentido físico de cada fluxo de potência mostrado na Figura 3.4 já foi introduzido nos tópicos anteriores. Porém, alguns pontos merecem destaque, como:

- as componentes de sequência zero de tensão e corrente não contribuem para as potências instantâneas p e q ;
- o fluxo total de energia instantânea por unidade de tempo, ou seja, a potência instantânea ativa trifásica $p_{3\phi}$, será igual a soma da potência real p com a potência de sequência zero p_0 (quando esta estiver presente);
- a potência imaginária q representa a energia que é trocada entre as fases do sistema, sem contribuir para a transferência de energia entre a fonte e a carga. Logo, esta potência existe apenas em sistemas com mais de uma fase.

É importante mencionar mais uma vez que todas as equações da Teoria pq desenvolvidas anteriormente utilizam valores instantâneos, podendo apresentar várias frequências harmônicas presentes no sistema. A teoria convencional é um caso particular da Teoria pq apresentada, onde aquela deve considerar apenas valores *rms* das componentes fundamentais de tensão e corrente. Logo, apesar de apresentar maior grau de complexidade, a teoria das potências instantâneas não é contraditória com a teoria convencional.

3.2 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a teoria de potências instantâneas proposta por Akagi *et al.* A Teoria pq, como é conhecida, foi sugerida inicialmente para compensação de reativos. Porém, devido à sua generalidade, esta teoria pode ser empregada para outros tipos de potências indesejadas, sendo utilizada no projeto de uma diversidade de condicionadores de energia, desde filtros ativos à UPQC (*Universal Power Quality Conditioner*).

Ao longo do capítulo as potências instantâneas real, imaginária e de sequência zero foram definidas e suas principais características descritas. O sentido físico que a Teoria pq apresenta para cada uma destas potências foi estudado, buscando encontrar relações desta teoria com o modelo convencional de potência. Com isso, viu-se que a teoria convencional é um caso particular da Teoria pq.

Assim, por apresentar-se adequada para a realização de filtragem ativa, a Teoria pq será empregada neste trabalho no que se refere à compensação de harmônicos.

4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS UTILIZANDO AEROGERADORES EQUIPADOS COM DFIG

Neste capítulo serão apresentadas algumas estratégias de controle para mitigação de harmônicas utilizando o conversor eletrônico *back-to-back* de um DFIG. Foram desenvolvidos no Capítulo 2 os controles tradicionais para o CLM e o CLR, que proporcionam as seguintes funções para cada conversor: pelo CLM pode-se controlar as potências ativa e reativa do estator do DFIG, enquanto que o CLR faz o controle da tensão no elo CC do *back-to-back* e ajusta do fator de potência ao controlar uma parcela de potência reativa. A proposta das estratégias que serão descritas neste capítulo é agregar a função de compensação de correntes harmônicas em um dos conversores, mantendo as funções do controle tradicional que os conversores possuem. Com isso, o DFIG também será capaz de reduzir o conteúdo harmônico presente no sistema, contribuindo com a melhora da qualidade de energia na rede onde o DFIG estiver presente.

O capítulo se inicia mostrando o funcionamento de um filtro ativo paralelo (ou *shunt*), e em seguida o controle de um filtro auto ajustável (ou *self-tuning filter* - STF) é exposto. Estes conceitos serão importantes no decorrer do capítulo, pois servirão como base para as estratégias de controle desenvolvidas neste trabalho.

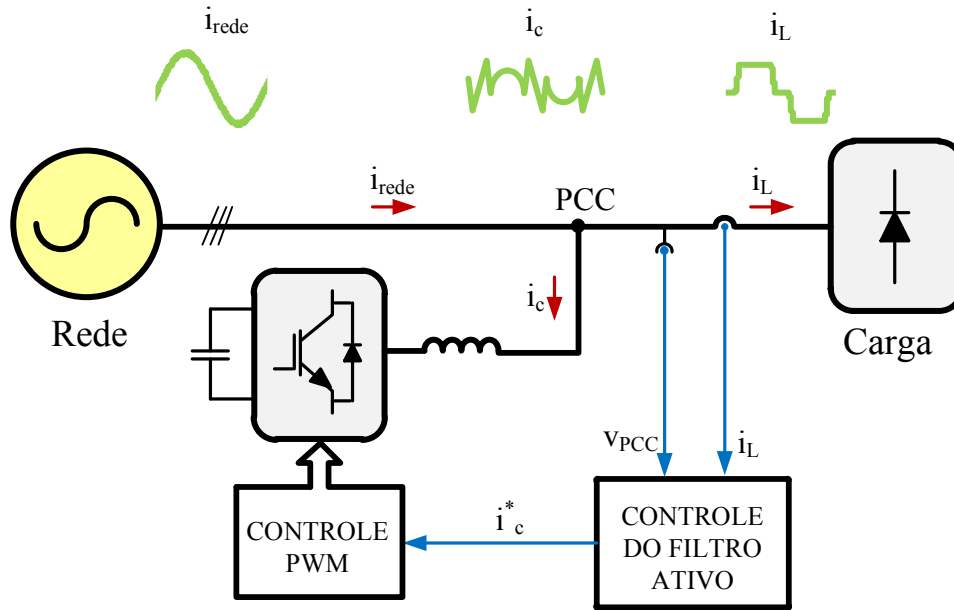
Na sequência, quatro estratégias de controle para mitigação de harmônicas serão apresentadas, a saber: controle de filtro ativo paralelo no CLR, controle de filtro ativo paralelo com STF no CLR, controle clássico do CLR com STF e controle clássico do CLM com Teoria pq. Por fim, será feita uma breve comparação entre as estratégias mostradas.

4.1 FILTRO ATIVO PARALELO

Um filtro ativo paralelo (ou *shunt*) para aplicação em compensação de corrente é um dos mais comuns filtros ativos encontrados na literatura (AKAGI *et al.*, 2007). A Figura 4.1 mostra uma estrutura de sistema genérico que contém rede elétrica, uma carga não linear e um filtro ativo paralelo, conectados em um ponto de conexão comum (PCC).

O controle do filtro ativo deve gerar instantaneamente correntes de referência que compensem correntes não desejadas no sistema, como harmônicos de correntes presentes em cargas não lineares. Essas correntes de referência são utilizadas no sistema de controle do conversor eletrônico do filtro, que pode ser PWM (*Pulse-width modulation*) ou por histerese, a fim de se gerar os pulsos de chaveamento.

Figura 4.1 – Configuração básica de um filtro ativo paralelo.



Fonte: Akagi *et al.* (2007).

Sem a presença de um filtro de compensação, a rede fornece toda a corrente que a carga demanda, inclusive correntes harmônicas. Após a inclusão do filtro, este irá proporcionar um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas demandadas pela carga (e dependendo do caso, poderá até fornecer potência reativa também). Com isso, a carga não linear passa a solicitar apenas corrente de frequência fundamental à rede elétrica, reduzindo a circulação de harmônicas na rede.

O cálculo das correntes de referência para a compensação harmônica pode ser feito a partir da definição de potências real e instantânea apresentada em (3.3). Na análise a seguir será desconsiderada a potência de sequência zero (p_0), o que é admissível em sistemas trifásicos sem o condutor neutro ou com tensão equilibrada. Reescrevendo a expressão (3.3) em termos da matriz de correntes $\alpha\beta$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Sabendo que:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Logo,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Um dos conceitos vistos no Capítulo 3 é que, de acordo com a Teoria pq, as potências real e imaginária podem apresentar componentes médias e oscilantes. As componentes oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}) estão relacionadas à presença de desequilíbrios e harmônicos. Por serem indesejáveis, estas potências oscilantes são utilizadas no cálculo de correntes de compensação em dispositivos eletrônicos compensadores de energia, como os filtros ativos e STATCOMs.

Sabendo disso, e utilizando (4.3) no controle de um filtro ativo paralelo com o objetivo de se compensar harmônicas, as correntes de referência nas coordenadas $\alpha\beta$, $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ podem ser obtidas através de:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

onde v_α e v_β são as componentes $\alpha\beta$ da tensão no PCC.

Conhecendo as correntes de compensação nas coordenadas $\alpha\beta$, basta utilizar a transformada inversa de Clarke para obter as correntes de referência de compensação nas coordenadas abc .

Além de compensar harmônicas, a equação (4.3) também pode ser utilizada para outras formas de compensação. Alguns exemplos que mostram a flexibilidade que (4.3) oferece a um filtro ativo são:

- a) compensação de reativos – a potência imaginária média (\bar{q}) é utilizada para o cálculo das correntes de referência. Com isto, o filtro se comporta como um compensador de reativos. A expressão (4.5) mostra essa forma de compensação.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

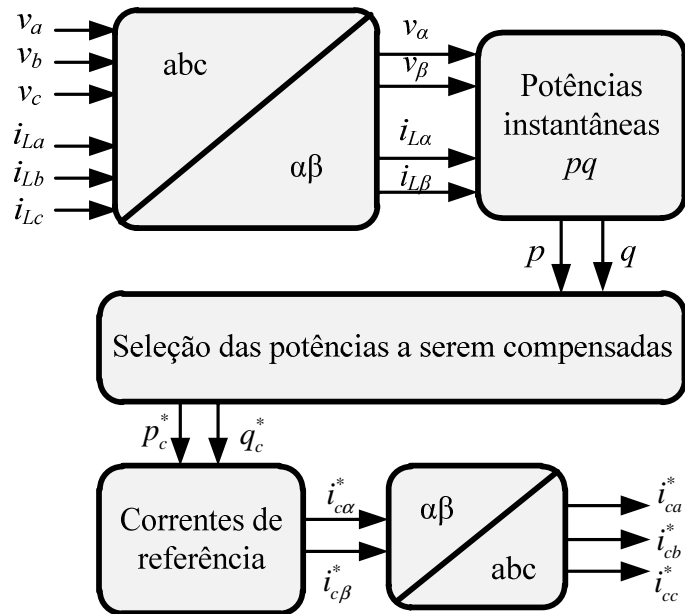
- b) compensação de desequilíbrio de cargas – o desequilíbrio pode ser originado, por exemplo, de uma carga (linear ou não linear) alimentada por apenas duas fases. A potência que entra no cálculo é apenas o \tilde{p} , como pode ser observado em (4.6).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

4.1.1 Controle de um filtro ativo paralelo

A Figura 4.2 apresenta um esquema geral em diagrama de blocos aplicado no controlador de um filtro ativo paralelo.

Figura 4.2 – Controle para um filtro ativo paralelo baseado na Teoria pq.



Fonte: Akagi *et al.* (2007).

As tensões trifásicas do PCC e as correntes da carga são medidas e transformadas para as coordenadas $\alpha\beta$. A partir daí e usando (3.3) calculam-se as potências p e q . A potência de sequência zero (p_0) está sendo desconsiderada nesses cálculos².

Logo em seguida, as potências para compensação são selecionadas de acordo com o objetivo do filtro. As potências indesejadas, que em muitos casos são as originadas por correntes harmônicas, podem também estar relacionadas às correntes de frequência fundamental (corrente reativa ou de desequilíbrio). A separação entre partes médias e oscilantes das potências pode ser realizada por filtros passa-baixa, por exemplo.

O próximo passo é o cálculo das correntes de referência, podendo assumir algumas configurações como as mostradas em (4.4), (4.5) e (4.6). Após serem calculadas, as correntes de referências são transformadas das coordenadas $\alpha\beta$ para abc , sendo encaminhadas para o sistema de chaveamento do filtro ativo.

Algumas estratégias de controle para filtros ativos paralelo apresentadas em Akagi *et al.* (2007) são originadas do esquema mostrado na Figura 4.2. Dentre esses tipos de controle

² Isto equivale a um sistema à três fios (sem condutor de neutro).

está uma das estratégias que serão descritas neste trabalho para o controle do CLR do DFIG, que é conhecida como controle de corrente senoidal.

4.2 FILTRO AUTO AJUSTÁVEL (*SELF-TUNING FILTER - STF*)

O uso de filtros de alta seletividade, como o filtro auto ajustável, permite extrair diretamente componentes fundamentais de tensão e corrente com um elevado desempenho. Com isso, esses filtros são utilizados no isolamento de harmônicas no lugar de filtros clássicos que, além de poderem apresentar problemas de ressonância com a impedância da rede, não são capazes de eliminar todas as correntes harmônicas.

O STF utilizado neste trabalho foi proposto por Song (2001), e tem seu princípio baseado na integração realizada no sistema de referência síncrono, definida como:

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt, \quad (4.7)$$

onde $V_{xy}(t)$ é a saída e $U_{xy}(t)$ é a entrada.

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.7):

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2}. \quad (4.8)$$

Para se obter um STF com frequência de sintonia ω_c , deve-se introduzir um ganho K na função de transferência $H(s)$. Logo, a expressão (4.8) pode ser escrita como segue:

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2}. \quad (4.9)$$

A Figura 4.3 apresenta a resposta a um degrau unitário e o diagrama de Bode do STF para diferentes valores de K , considerando a frequência de sintonia 60 Hz ($\omega_c = 377$ rad/s).

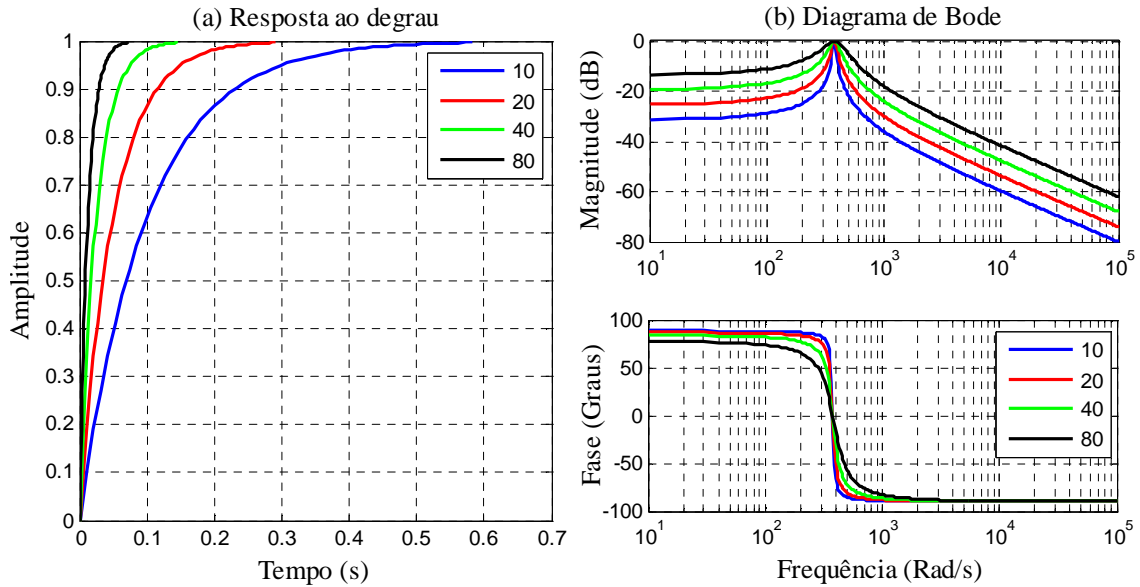
Observa-se no diagrama de Bode da Figura 4.3 (b) que a magnitude do ganho é unitário (ou 0 dB) na frequência de sintonia. Outras frequências diferentes de ω_c apresentam uma atenuação significativa.

Analisando a resposta de Bode para a fase, nenhum deslocamento é introduzido pelo filtro na frequência sintonizada. Assim, por exemplo, a componente fundamental da entrada do STF, que pode ser uma corrente ou uma tensão, consegue ser extraída das componentes de outra frequência sem qualquer atraso de fase ou mudança de amplitude.

O ganho K , parâmetro da função de transferência do STF, interfere na velocidade da resposta transitória do filtro, bem como na sua seletividade. Quanto menor o ganho K , mais lenta será a resposta transitória do filtro, como pode ser observado na Figura 4.3 (a). Além

disso, quanto menor o ganho K , maior será sua seletividade, como pode ser visto no diagrama de Bode mostrado na Figura 4.3 (b). Portanto, o valor de K deve ser escolhido de forma que o filtro consiga ter simultaneamente desempenho dinâmico aceitável e precisão satisfatória.

Figura 4.3 – Influência do valor do ganho K : (a) Resposta ao degrau para $\omega_c = 0$ rad/s; (b) Diagrama de Bode.



Fonte: elaborado pelo autor.

Substituindo a entrada $U_{xy}(s)$ por $x_{a\beta}(s)$ e a saída $V_{xy}(s)$ por $\hat{x}_{a\beta}(s)$ em (4.9), onde x pode ser corrente ou tensão:

$$\frac{\hat{x}_\alpha(s) + j\hat{x}_\beta(s)}{x_\alpha(s) + jx_\beta(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2}. \quad (4.10)$$

A partir de (4.10) as seguintes expressões podem ser obtidas:

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K(s + K)}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s), \quad (4.11)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s) + \frac{K(s + K)}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s). \quad (4.12)$$

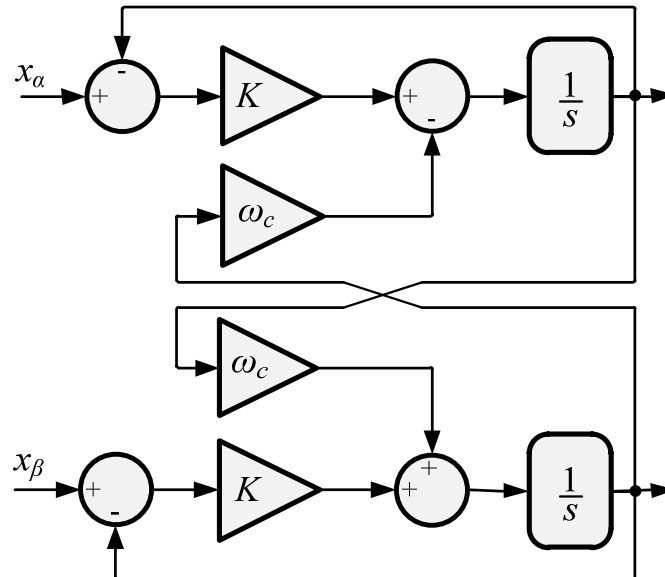
Reescrevendo as expressões (4.11) e (4.12):

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\beta(s), \quad (4.13)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\alpha(s). \quad (4.14)$$

A Figura 4.4 mostra o diagrama de blocos de um STF ajustado para a frequência ω_c e com ganho K , obtido a partir do equacionamento desenvolvido.

Figura 4.4 – STF ajustado para a frequência de corte ω_c .



Fonte: elaborado pelo autor.

Alguns trabalhos utilizam STF no controle de filtros ativos paralelo, obtendo resultados experimentais satisfatórios (KARIMI *et al.*, 2008; ABDUSALAM *et al.*, 2008).

4.3 ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICAS PARA O CONVERSOR BACK-TO-BACK DE UM DFIG

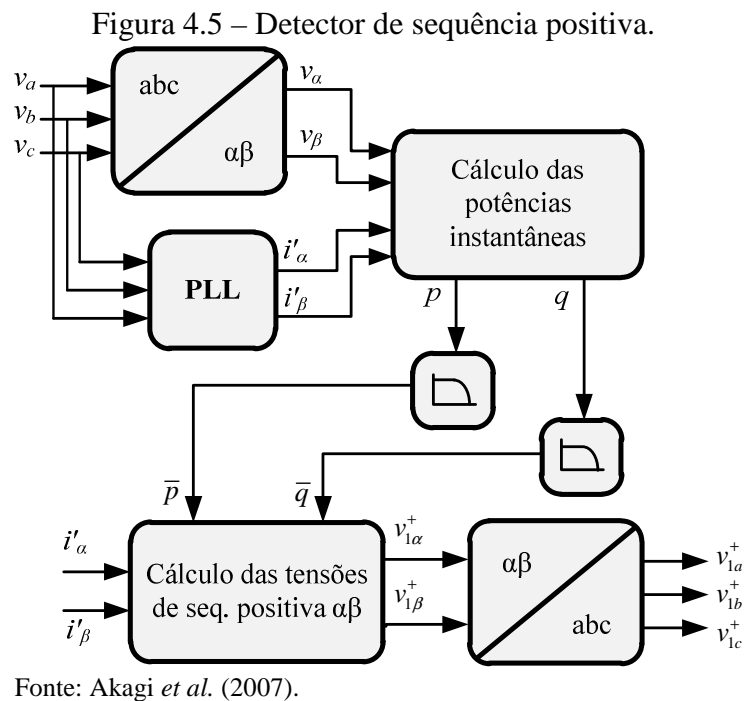
A seguir as quatro estratégias para compensação de harmônicas por meio dos conversores eletrônicos utilizados na topologia DFIG serão apresentadas. As duas primeiras estratégias propostas serão derivadas do controle de filtro ativo paralelo descrito na seção 4.1, enquanto que as duas últimas são adaptações dos controles clássicos para CLR e CLM.

4.3.1 ESTRATÉGIA 1: Controle de filtro ativo paralelo no CLR

Será utilizada uma técnica de controle para filtro ativo paralelo conhecida como controle de corrente senoidal (AKAGI *et al.*, 2007). Neste tipo de controle, todas as correntes com harmônicos e/ou reativos de uma carga não linear são compensadas pelo filtro, bem como

as componentes fundamentais que diferem da corrente fundamental de sequência positiva. Com isso, apenas a corrente de sequência positiva é solicitada pela carga à rede.

Para o funcionamento deste controle, deve-se utilizar um elemento capaz de extrair instantaneamente as tensões fundamentais de sequência positiva do sistema. Um detector de sequência positiva como o da Figura 4.5 pode ser implementado para desempenhar esta funcionalidade.



Para o funcionamento do detector de sequência positiva, é necessário um circuito PLL (*phase-locked-loop*) para fornecer o valor da frequência fundamental da rede ω .

Obtendo a frequência fundamental ω , calculam-se as variáveis auxiliares i'_α e i'_β , por vezes chamadas de correntes fictícias de sequência positiva nos eixos α e β :

$$\begin{cases} i'_\alpha = \text{sen}(\omega t) \\ i'_\beta = -\text{cos}(\omega t) \end{cases} \quad (4.15)$$

A partir dos valores de i'_α , i'_β e das componentes $\alpha\beta$ da tensão, é possível calcular as potências p' e q' , as quais não apresentam sentido físico. Este é apenas um artifício utilizado para se extrair a componente fundamental de sequência positiva da tensão, sem erro de fase ou amplitude (WATANABE; AREDES, 1998).

Em seguida, filtros passa-baixa selecionam apenas as potências médias \bar{p} e \bar{q} . Estas potências irão apresentar apenas componentes com sequência positiva. As potências resultantes de tensões com frequências harmônicas e da tensão de sequência negativa na frequência

fundamental da rede irão gerar as potências \tilde{p} e \tilde{q} , que serão excluídas pelos filtros passa-baixa. Watanabe e Aredes (1998) comprovam essa questão através de equacionamento.

A equação das potências real e imaginária instantâneas a seguir pode ser derivada de (3.3):

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Desenvolvendo (4.16) de forma análoga ao equacionamento de (4.1) a (4.3), as tensões $\alpha\beta$ do detector de sequência positiva podem ser obtidas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha' & -i_\beta' \\ i_\beta' & i_\alpha' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Utilizando a transformada inversa de Clarke, as tensões de sequência positiva na frequência fundamental são obtidas nas coordenadas abc .

Além do detector de sequência positiva, o controle de corrente senoidal de um filtro ativo é composto por mais quatro blocos funcionais, mostrados na Figura 4.6:

Os blocos que compõem o controle proposto são:

- (1) Cálculo das potências instantâneas;
- (2) Seleção das potências a serem compensadas;
- (3) Regulador da tensão CC;
- (4) Cálculo das correntes de referência para a compensação.

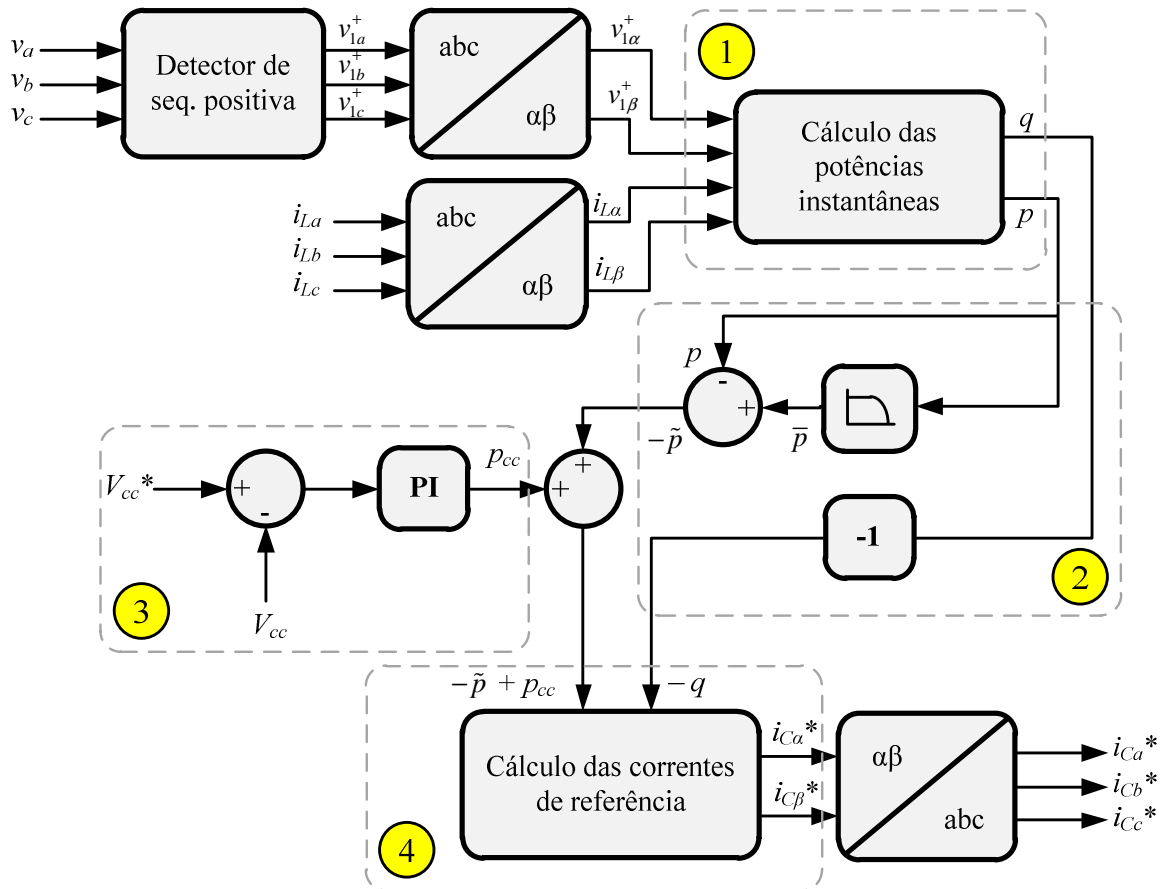
Após a passagem da tensão no detector de sequência positiva e a conversão das variáveis nas coordenadas $\alpha\beta$, o bloco 1 calcula as potências instantâneas do sistema a ser compensado (por exemplo, uma carga não linear). Este cálculo é realizado utilizando conceitos básicos da Teoria pq, onde p e q podem ser obtidos da seguinte forma:

$$\begin{cases} p = v_\alpha^+ i_{L\alpha} + v_\beta^+ i_{L\alpha} \\ q = v_\beta^+ i_{L\alpha} - v_\alpha^+ i_{L\beta} \end{cases}, \quad (4.18)$$

onde v_α^+ , v_β^+ , $i_{L\alpha}$ e $i_{L\beta}$ são, respectivamente, as tensões de sequência positiva em $\alpha\beta$ no ponto de conexão comum, e as correntes $\alpha\beta$ na carga não linear.

O bloco 2 determina o comportamento do filtro ativo, selecionando as partes das potências instantâneas real e imaginária que serão compensadas. No caso da Figura 4.6, um filtro passa baixa seleciona apenas a potência real média, que é subtraída da potência real total para se obter a potência real oscilante. Toda a potência imaginária q será compensada, por este motivo que não passa por nenhum tipo de tratamento com filtro. Assim, o filtro ativo também será capaz de compensar reativos da carga.

Figura 4.6 – Estratégia de controle do filtro ativo paralelo proposto para o CLR.



Fonte: Akagi *et al.* (2007).

As potências no bloco 2 são negativas ($-q$ e $-\tilde{p}$) porque são potências de compensação. Por exemplo, no sistema existe a potência \tilde{p} originada por harmônicas que, para ser cancelada, precisa que a lógica de compensação gere uma potência $-\tilde{p}$.

Um regulador da tensão no elo CC do *back-to-back* (bloco 3) é necessário para controlar a carga deste barramento no início do processo de ativação do filtro e durante a sua operação, pois existem perdas e imperfeições no chaveamento, e o elo CC pode se descarregar ou se carregar em demasia. Então, calcula-se a potência real que é necessária para o barramento CC manter sua tensão fixada no valor de referência escolhido (V_{cc}^*), obtendo a potência p_{cc} .

O resultado da soma de p_{cc} com a potência real de compensação ($-\tilde{p}$), e a potência imaginária de compensação ($-q$) irão servir como parâmetros para o cálculo das correntes de referência no quarto bloco. Essas correntes são calculadas por meio de:

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + p_{cc} \\ -q \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

Por fim, as correntes de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são convertidas para as componentes equivalentes no sistema abc (i_{Ca}^* , i_{Cb}^* e i_{Cc}^*).

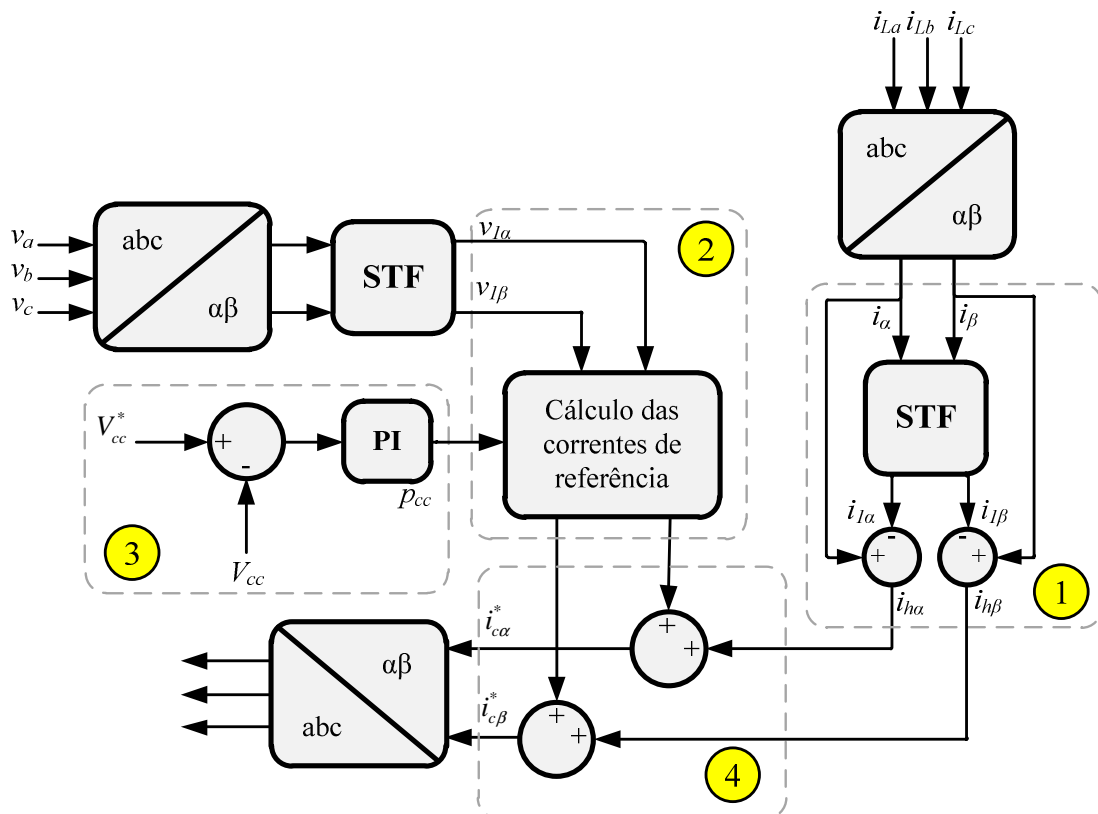
Utilizando estas correntes no controle do CLR de um DFIG, é possível manter as mesmas características de controle para a este tipo de conversor (controle da tensão no elo CC e do fator de potência), acrescentando a função de compensação de harmônicos de corrente.

4.3.2 ESTRATÉGIA 2: Controle de filtro ativo paralelo com Filtro Auto Ajustável no CLR

A estratégia 2 que será implementada nessa dissertação é na verdade uma adaptação da estratégia 1. A principal diferença entre estas técnicas está na obtenção das componentes de corrente a serem compensadas: a estratégia 1 encontra estas correntes pelo cálculo e seleção das potências instantâneas, enquanto que a estratégia 2 utiliza um filtro de alta seletividade conhecido com filtro auto ajustável, ou STF (do inglês, *Self-Tuning Filter*).

A Figura 4.7 mostra o esquema para a estratégia 2, onde se utilizam dois STF's, um para se obter as componentes fundamentais $\alpha\beta$ da tensão no PCC e outro para o cálculo das componentes $\alpha\beta$ harmônicas das correntes da carga não linear.

Figura 4.7 – Controle para o CLR utilizando STF.



Fonte: elaborado pelo autor.

Este diagrama de blocos pode ser dividido em quatro partes principais, a saber:

- 1) Cálculo das componentes harmônicas da corrente utilizando STF;
- 2) Cálculo das correntes de referência;
- 3) Regulador da tensão CC;
- 4) Soma das correntes de referência com as correntes harmônicas.

No bloco 1 da Figura 4.7, após a transformação das correntes da carga das coordenadas abc para $\alpha\beta$, um STF irá extrair as componentes na frequência de sintonia, que será a frequência fundamental da rede. Então, as componentes harmônicas das correntes da carga, $i_{h\alpha}$ e $i_{h\beta}$, são obtidas subtraindo os sinais de entrada do STF, i_α e i_β , com as suas correspondentes saídas, $i_{1\alpha}$ e $i_{1\beta}$.

Em paralelo ao bloco 1, são calculadas as correntes de referência baseadas na Teoria pq (bloco 2). Isso ocorre de forma similar à realizada no controle de corrente senoidal utilizado na estratégia 1. A principal diferença é que as potências relacionadas à harmônicas, \tilde{p} e \tilde{q} , não entram no cálculo, pois estas serão compensadas por meio das correntes harmônicas obtidas no STF do bloco 1. Com isso, as correntes de referência calculadas a partir da Teoria pq consideram apenas a potência p_{cc} solicitada pelo conversor para regular a tensão no elo CC.

A potência p_{cc} é gerada à partir do bloco 3, que equivale ao mesmo bloco mostrado na estratégia 1. Logo,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{1\alpha}^2 + v_{1\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{1\alpha} & v_{1\beta} \\ v_{1\beta} & -v_{1\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{cc} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.20)$$

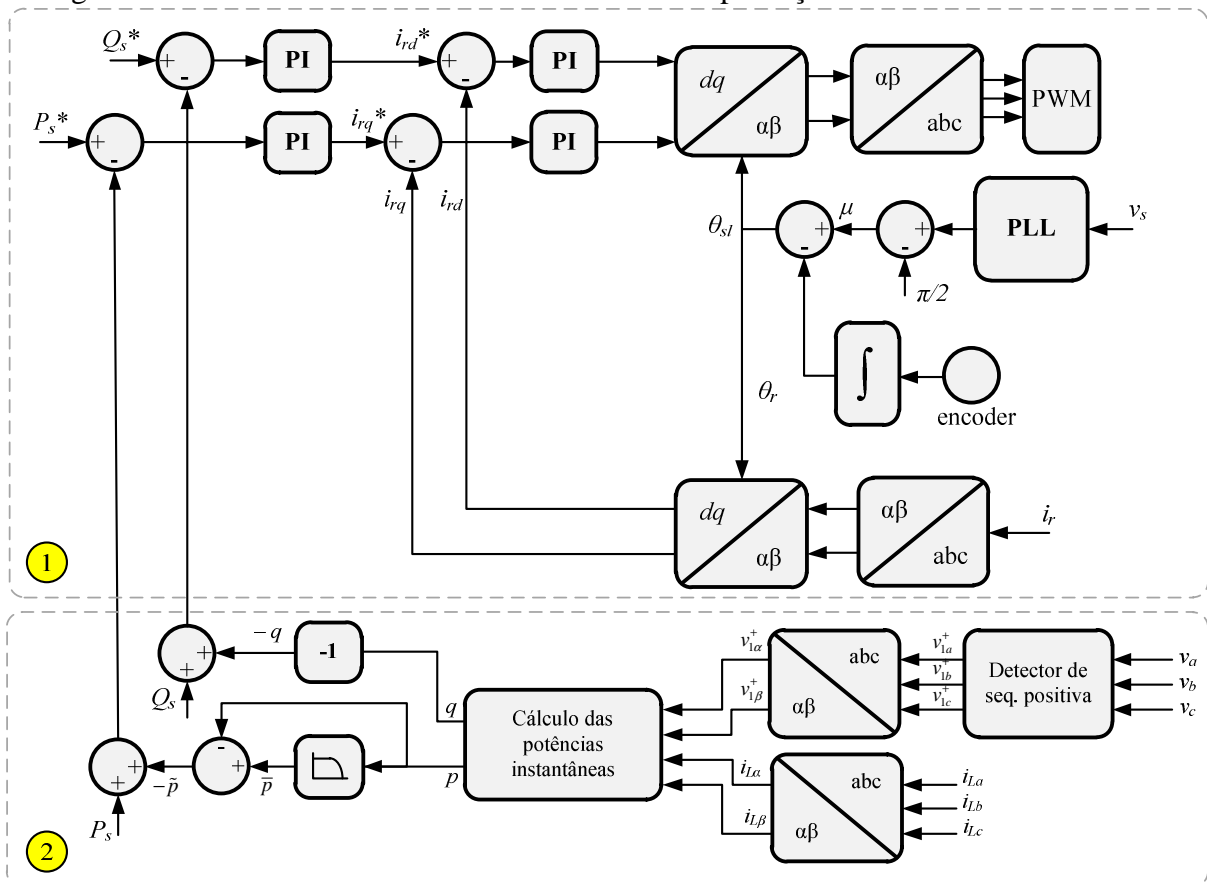
onde $v_{1\alpha}$ e $v_{1\beta}$ são as componentes fundamentais da tensão no PCC obtidas a partir de um STF sintonizado para 60 Hz. Como este STF é utilizado no lugar do detector de sequência positiva da estratégia 1, o controle apresentado na Figura 4.7 não necessita de um bloco PLL.

Por último, o bloco 4 realiza a soma das componentes $\alpha\beta$ das correntes de referência do bloco 2 (i_α^* e i_β^*) com as correntes harmônicas da carga do bloco 1 ($i_{h\alpha}$ e $i_{h\beta}$), gerando as correntes de compensação $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$.

4.3.3 ESTRATÉGIA 3: Controle Clássico de um CLR com Filtro Auto Ajustável

A terceira estratégia proposta neste capítulo consiste em filtrar as correntes harmônicas da carga não linear utilizando um STF e adicioná-las aos laços de corrente do controle tradicional de um CLR. A Figura 4.8 apresenta o esquema para esta técnica de controle.

Figura 4.9 – Controle clássico de um CLM com compensação de harmônicas e reativos.



Fonte: elaborado pelo autor.

Dividindo o esquema da Figura 4.9 em duas partes:

- 1) Controle clássico de um CLM, idêntico ao da Figura 2.6;
- 2) Cálculo das potências a serem compensadas, que são obtidas exatamente como na estratégia 1.

Portanto, a estratégia 4 permite que o CLM controle, além das potências ativa e reativa do estator do DFIG, as potências de compensação de harmônicas e reativos de cargas presentes no sistema.

4.4 RESUMO DAS ESTRATÉGIAS APRESENTADAS

A Tabela 4.1 expõe, de forma resumida, as principais características das estratégias de compensação de harmônicas apresentadas neste capítulo.

A primeira estratégia de controle proposta neste trabalho, que consiste na aplicação direta de um controle de um filtro ativo paralelo (ou *shunt*) no CLR, calcula as potências instantâneas e seleciona as parcelas a serem compensadas em seguida. As potências escolhidas

para a compensação são a potência oscilante real e a potência imaginária total, o que permite a compensação de harmônicas e reativos da carga não linear.

Tabela 4.1 – Comparativo das estratégias apresentadas.

Características	Estratégias de controle			
	1	2	3	4
Conversor utilizado	CLR	CLR	CLR	CLM
Uso de controle de filtro ativo	S	S	N	N
Uso do controle clássico	N	N	S	S
Cálculo das potências instantâneas p e q	S	N	N	S
Uso de <i>Self-Tuning Filter</i> (STF)	N	S	S	N
Compensação de harmônicas	S	S	S	S
Compensação de reativos	S	N	N	S

S – Sim N – Não CLR – Conversor do Lado da Rede CLM – Conversor do Lado da Máquina

Fonte: elaborado pelo autor.

A segunda estratégia é uma técnica derivada do controle de um filtro ativo paralelo semelhante à estratégia 1, sendo a principal diferença na obtenção das componentes harmônica a serem compensadas pelo controle. A estratégia 2 utiliza um filtro auto ajustável para obter diretamente as componentes harmônicas a serem compensadas, que são somadas com as referências de corrente calculadas apenas para manter o controle do elo CC.

As estratégias 3 e 4 são derivações dos controles clássicos do CLR e do CLM, obtidos no Capítulo 2. Estas estratégias, além de mostrar a possibilidade da compensação harmônica por estratégias derivadas do controle clássico do DFIG, irão ser simuladas sob as mesmas condições de rede e carga para se observar as diferenças na utilização do CLR e do CLM para compensação harmônica.

A estratégia 3 faz a compensação adicionando as correntes harmônicas, filtradas por um filtro auto ajustável, nos laços de controle dq de corrente.

Na estratégia 4, única deste trabalho que utiliza o CLM para compensação harmônica, as potências a serem compensadas são calculadas (semelhante à estratégia 1) e adicionadas ao controle das potências ativa e reativa do estator.

Nas estratégias 1 e 4, que calculam as potências instantâneas p e q , a compensação de reativos da carga não linear foi mantida devido à praticidade em se implementar esta função. Para se compensar apenas harmônicas, a parte média da potência instantânea imaginária deve ser anulada, mantendo apenas a parte oscilante como referência para compensação, assim como é feito para a potência real por meio de um filtro passa-baixa.

Apesar das estratégias 2 e 3 não compensarem reativos da carga não linear de forma direta, algumas adaptações podem ser realizadas para este fim: na estratégia 2 é necessário obter

a potência reativa demandada e adicionar esta potência no bloco 2, onde é feito o cálculo das correntes de referência; na estratégia 3 é necessário alterar a referência do laço de corrente em quadratura para um valor equivalente à compensação reativa desejada.

Em todas as estratégias, as funções tradicionais que cada conversor desempenha foram mantidas.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas quatro estratégias de controle para mitigação de harmônicas da rede utilizando o conversor *back-to-back* de um DFIG. Conceitos de controle clássico dos conversores (apresentado no Capítulo 2), Teoria pq, filtro ativo paralelo e STF são utilizados no desenvolvimento das técnicas propostas.

Para avaliar as vantagens e desvantagens de cada controle, seus desempenhos precisam ser analisados. O próximo capítulo, que trata de resultados de simulações, irá comparar o comportamento das quatro estratégias de controle descritas.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar a eficiência das estratégias propostas na compensação de correntes harmônicas e suas consequências, simulações foram realizadas utilizando a ferramenta de simulação PSCAD versão 4.2.0 do desenvolvedor Manitoba HVDC Research Centre.

Os resultados das simulações das quatro estratégias de controle são apresentados durante o capítulo, considerando os seguintes parâmetros para análise e comparação de seus desempenhos: corrente e tensão da rede no PCC, corrente do DFIG entregue ao PCC, corrente do estator, torque eletromagnético e as variáveis controladas pelos conversores do *back-to-back* (tensão no elo CC entre os conversores e potências ativa e reativa fornecidas pelo estator da máquina). O conteúdo harmônico dos sinais de tensão e corrente obtidos nas simulações será indicado pela taxa de distorção harmônica total (*THD*).

5.1 DADOS DAS SIMULAÇÕES

Os principais dados utilizados nas simulações são apresentados na Tabela 5.1. O Apêndice C apresenta mais configurações, como dados do modelo do DFIG e as sintonias dos controladores PIs.

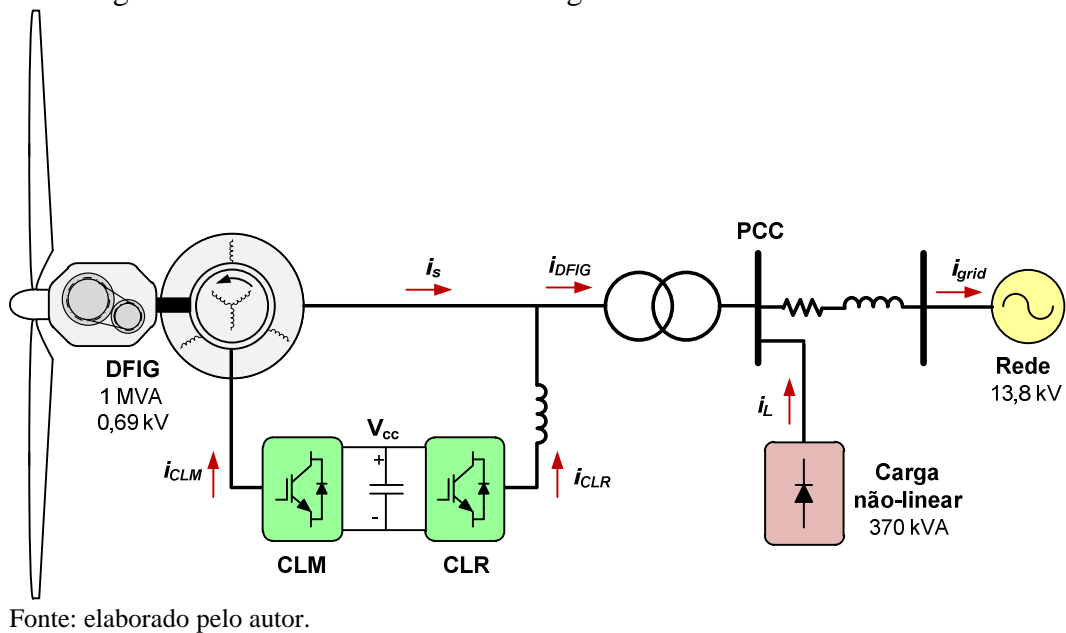
Tabela 5.1 – Especificações da rede e do DFIG.

Especificação	Valor
Tensão da rede	13,8 kV / 60 Hz
Tensão do DFIG	0,69 kV / 60 Hz
Potência nominal do DFIG	1 MVA
Impedância da rede para $\rho_{cc} = 20$	0,3 + j0,025 Ω
Impedância da rede para $\rho_{cc} = 8$	0,76 + j0,063 Ω
Potência da carga não linear	370 kVA
<i>Set point</i> da potência ativa do estator	0,8 MVA
<i>Set point</i> da potência reativa do estator	0 MVA
<i>Set point</i> da tensão do elo CC	1,4 kV

Fonte: elaborado pelo autor.

O sistema simulado no PSCAD apresenta a configuração do diagrama mostrado na Figura 5.1. Foi utilizado o próprio modelo de máquina de indução de rotor bobinado presente no PSCAD, o qual representa um modelo de 5ª ordem.

Figura 5.1 – Sistema com DFIG e carga não linear conectados na rede.



A carga não linear utilizada na simulação foi um retificador trifásico a diodo em ponte completa de 370 kVA. A Figura 5.2 apresenta a corrente demandada por esta carga. O espectro harmônico e a *THD* para esta corrente estão ilustrados na Figura 5.3.

Figura 5.2 – Forma de onda da corrente da carga não linear (fase a).

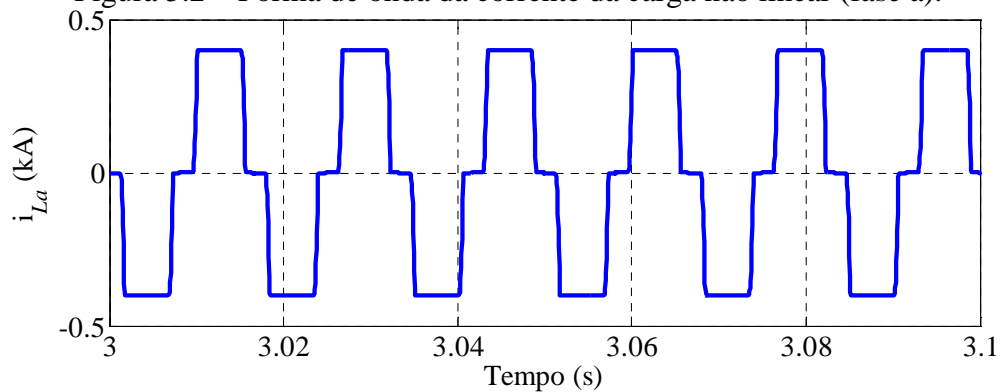
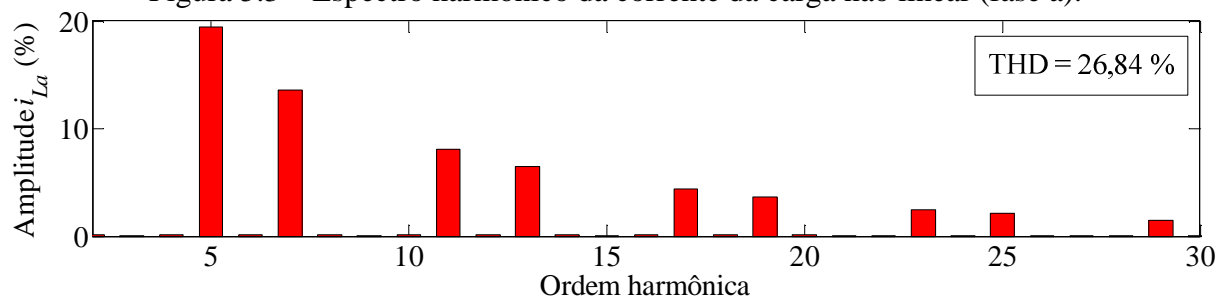
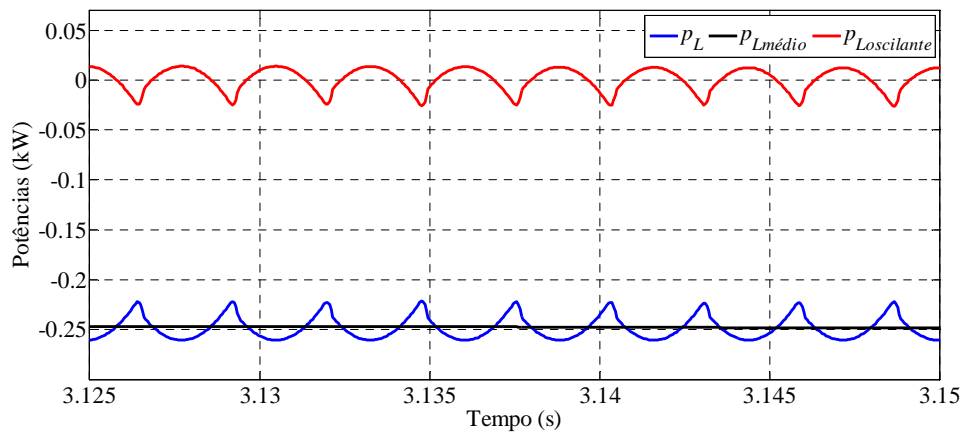


Figura 5.3 – Espectro harmônico da corrente da carga não linear (fase a).



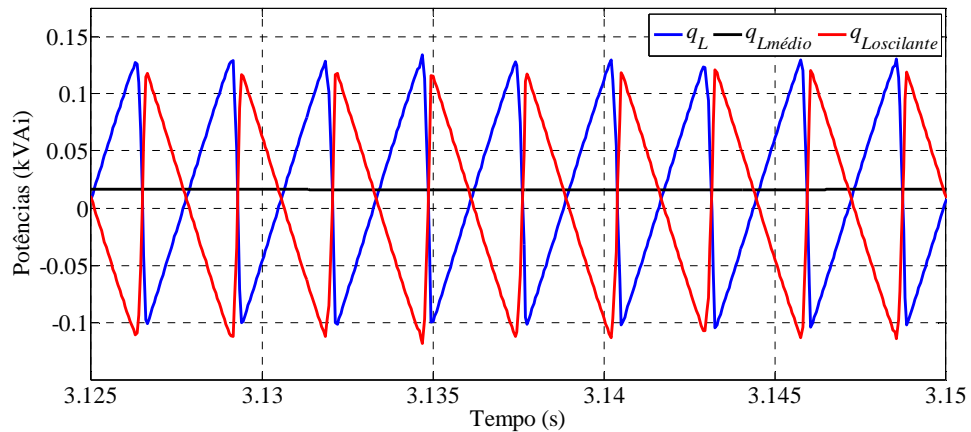
As Figuras 5.4 e 5.5 mostram as potências real e imaginária instantâneas geradas pela carga não linear da simulação. Cada potência foi decomposta em suas componentes real e oscilante. Pode-se observar que as componentes reais apresentam valores constantes, enquanto que as componentes oscilantes variam entre valores positivos e negativos, apresentam valor médio nulo.

Figura 5.4 – Potência real instantânea da carga não linear e suas componentes média e oscilante.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 5.5 – Potência instantânea imaginária da carga não linear e suas componentes média e oscilante.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.2 RESULTADOS DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTAS

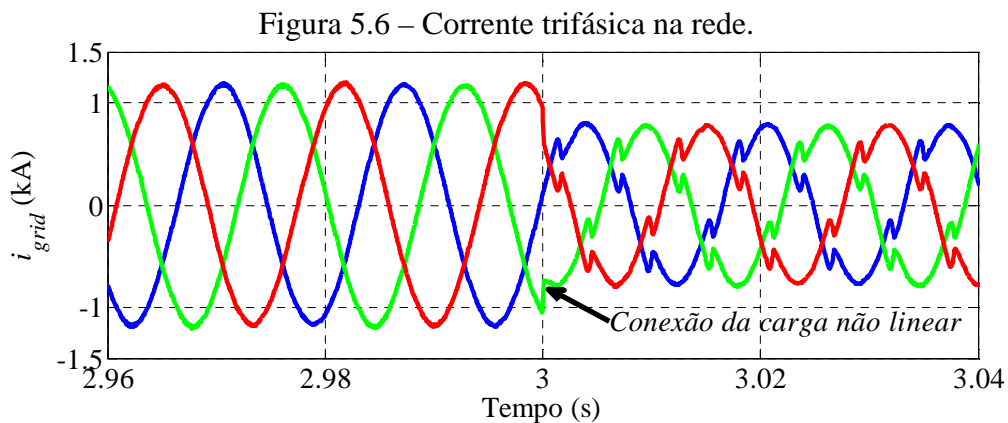
Os resultados de simulação do sistema da Figura 5.1 para cada uma das quatro estratégias propostas são apresentados a seguir. Os parâmetros utilizados na análise dos desempenhos das simulações serão:

- Corrente da rede (i_{grid});
- Tensão da rede (v_{grid});
- Corrente do estator do DFIG (i_s);
- Corrente do DFIG entregue no PCC (i_{DFIG});
- Torque eletromagnético do DFIG;
- Variáveis controladas pelos CLR e CLM: tensão no elo CC do conversor *back-to-back* (V_{CC}) e potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) fornecidas pelo estator da máquina.

Em todas as simulações, a rede foi simulada para uma relação de curto-circuito igual a 20. Porém, os dados de tensão da rede também serão obtidos em condição de rede mais fraca (relação de curto-circuito igual a 8), com o objetivo de analisar a influência da característica da rede na sensibilidade da tensão no PCC quando circulam harmônicas de corrente no sistema.

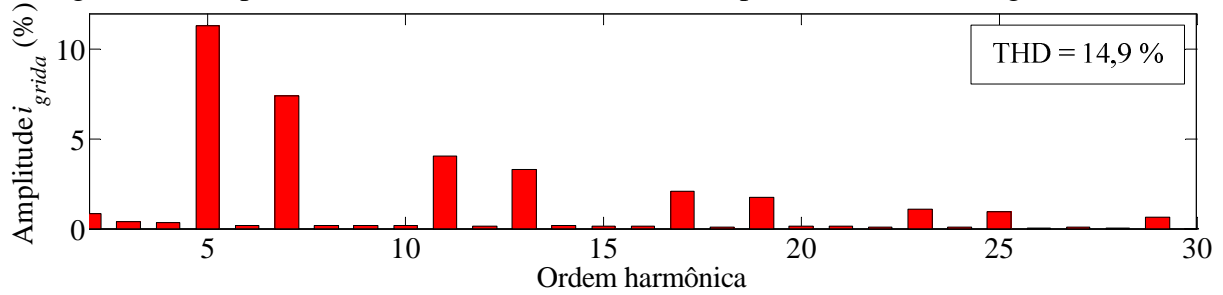
5.2.1 Corrente da rede (i_{grid})

Quando é utilizado diretamente o controle clássico apresentado no Capítulo 2 (sem implementação de lógica para filtragem de harmônicas), as formas de onda das correntes da rede apresentam uma forte distorção após a conexão da carga não linear no PCC, conforme mostra a Figura 5.6.



O espectro harmônico da corrente da rede no PCC para o caso sem compensação harmônica está na Figura 5.7. Observa-se a grande presença de harmônicas de ordens equivalentes às harmônicas da corrente da carga não linear (Figura 5.3), resultando em uma *THD* de 14,9%.

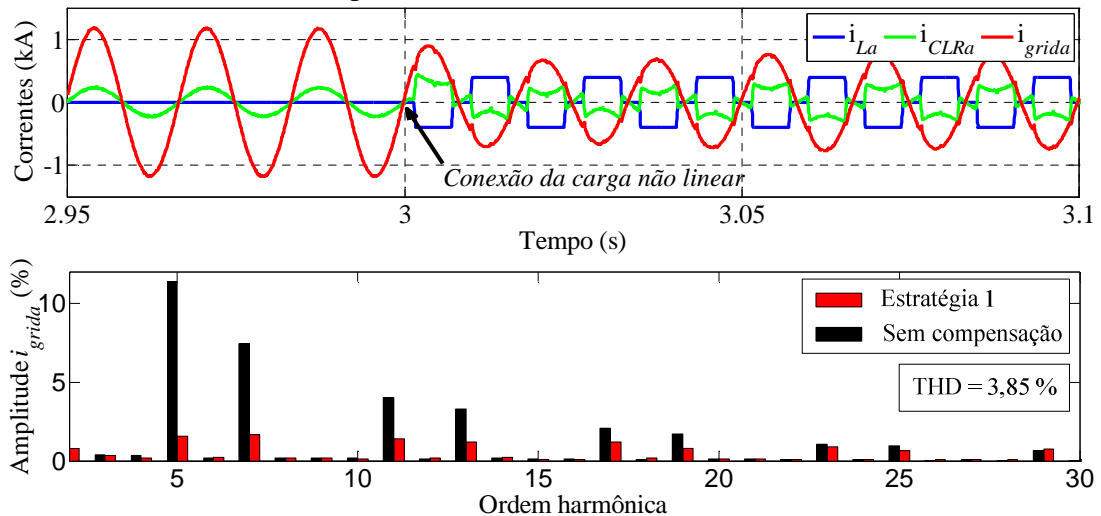
Figura 5.7 – Espectro harmônico da corrente da rede após a conexão da carga não linear.



Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 5.8 à 5.11 apresentam as formas de onda das correntes da rede, carga e conversor utilizado na compensação harmônica para as quatro estratégias propostas. Os espectros harmônicos das correntes da rede também são exibidos nestas figuras, comparando o resultado de cada simulação com o que foi obtido no controle clássico sem compensação (Figura 5.7).

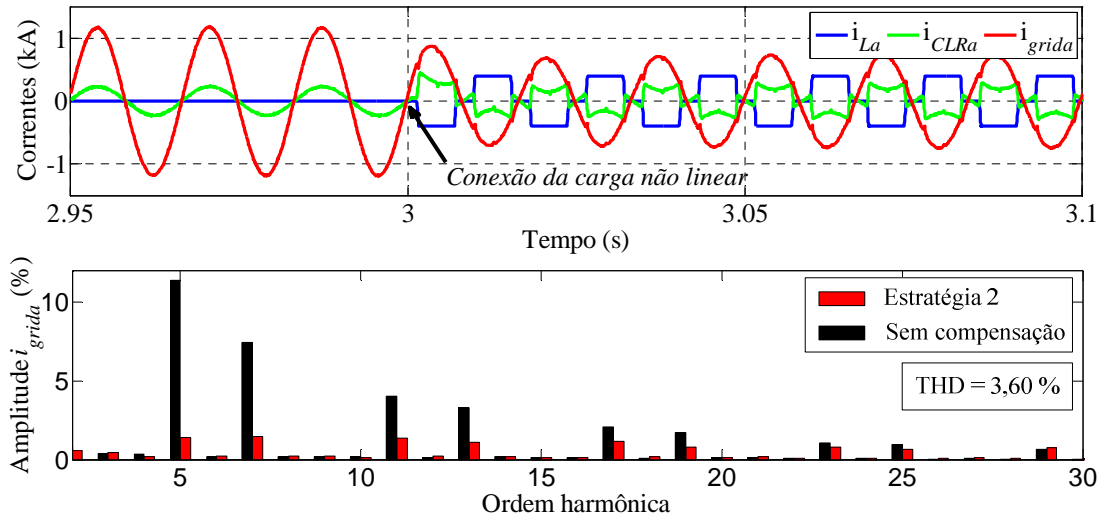
Figura 5.8 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a, e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 1).



Fonte: elaborado pelo autor.

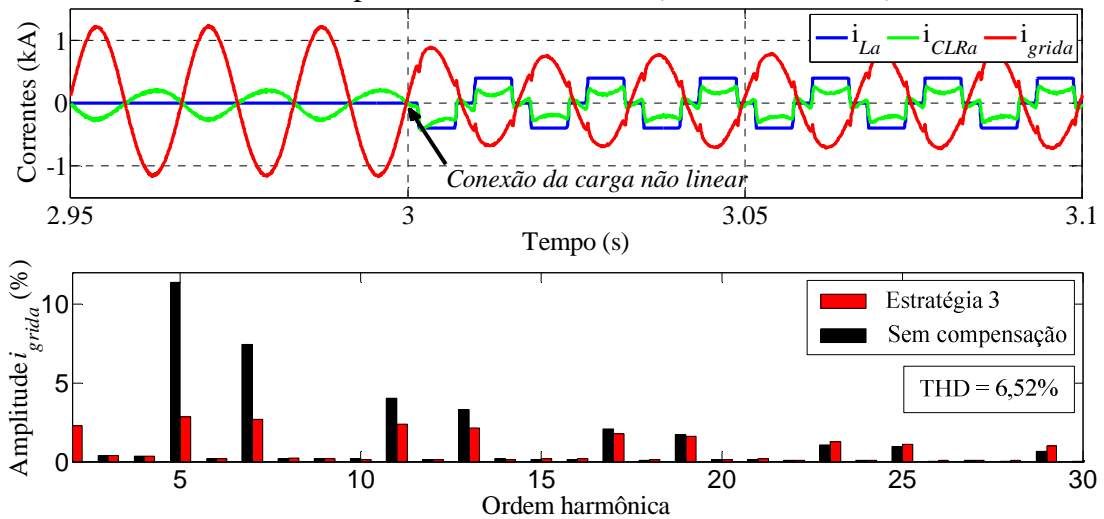
Observa-se uma redução considerável do conteúdo harmônico da corrente da rede, que apresenta uma forma de onda mais senoidal do que a apresentada na Figura 5.6. A forma de onda do conversor do lado da rede deixa de ser senoidal e passa a apresentar uma forma semelhante à de um filtro ativo. As reduções nas harmônicas individuais e na THD , que passa a ser de 3,85%, representam quantitativamente esta queda do conteúdo harmônico apresentado para a estratégia 1.

Figura 5.9 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 2).



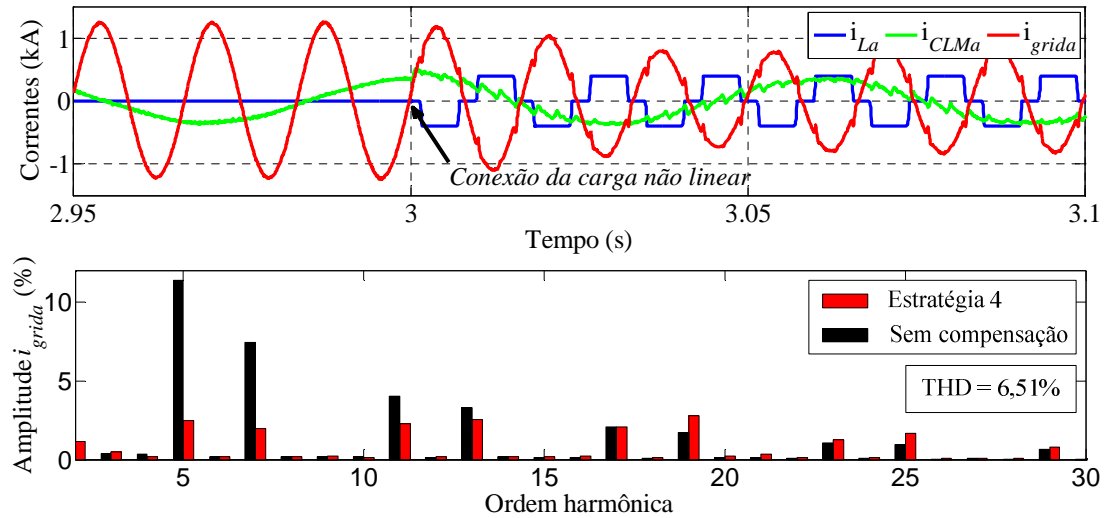
A queda do conteúdo harmônico da corrente da rede nas simulações das estratégias 1 e 2 foram próximos, com redução das componentes harmônicas individuais e da *THD*. Para a estratégia 2, a *THD* da corrente da rede apresentou *THD* de 3,60%.

Figura 5.10 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLR da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 3).



Os resultados da estratégia 3 (Figura 5.10) exibem reduções nos valores individuais da maioria das ordens. Apenas nas harmônicas de ordem 23, 25 e 29 houve um pequeno aumento de amplitude. No entanto, a distorção harmônica total caiu para 6,52%.

Figura 5.11 – Formas de onda das correntes da rede, carga e CLM da fase a e espectro harmônico para a corrente da rede (ESTRATÉGIA 4).



Fonte: elaborado pelo autor.

Analisando os resultados da estratégia de controle 4 (Figura 5.11), única que utiliza o CLM, houve uma redução considerável nas harmônicas até 13ª ordem. Em frequências mais elevadas, à partir da 19ª harmônica, o conteúdo harmônico aumentou. O conteúdo harmônico total ficou semelhante ao da estratégia 3, apresentando THD de 6,51%

As estratégias 1 e 2, que utilizam derivações do controle de um filtro ativo paralelo no CLR, apresentaram maiores reduções do conteúdo harmônico da corrente da rede. As estratégias 3 e 4, derivadas do controle clássico, também obtiveram bons resultados comparando com o controle clássico sem compensação. É importante destacar que as simulações das estratégias 3 e 4 utilizaram um controle de chaveamento do tipo PWM seno-triângulo, enquanto que as estratégias 1 e 2 utilizaram um controle por histerese mais rápido, podendo ter influenciado nos resultados.

5.2.2 Tensão na rede (v_{grid})

A robustez de uma rede no ponto de conexão comum é um importante parâmetro de referência quando se deseja saber o quanto de energia poderá ser injetada por uma fonte de geração. Para isso, utiliza-se uma relação entre a potência de curto-circuito da rede e a potência nominal que se pretende injetar no PCC. A potência de curto-circuito da rede pode ser calculada por (5.1) e a relação de potências por (5.2):

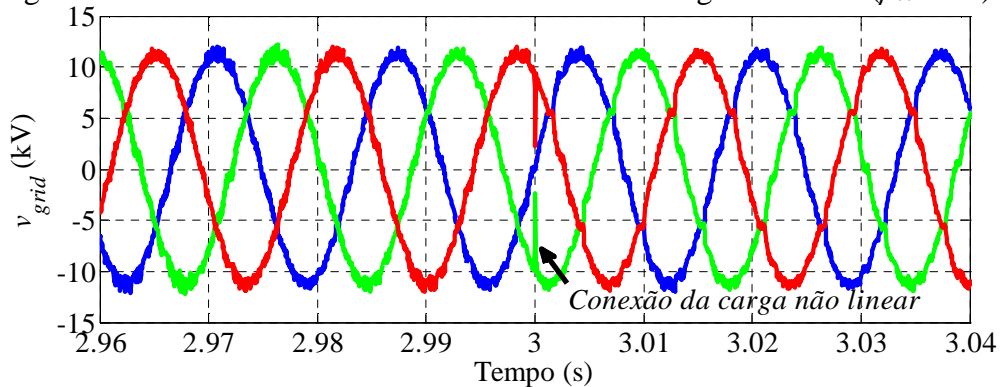
$$S_{CC} = \frac{V_{PCC}^2}{Z_{CC}}, \quad (5.1)$$

$$\rho_{cc} = \frac{S_{cc}}{P}. \quad (5.2)$$

onde V_{PCC} é a tensão no PCC, Z_{cc} é a impedância da rede e P é a potência nominal injetada na rede. Com isso, valores baixos de ρ_{cc} (menor do que 8) caracterizam uma rede fraca, pois a potência injetada representa um valor significativo da potência de curto-circuito, enquanto que uma rede forte deve ter um alto ρ_{cc} (maior do que 20) (JAIN, 2010).

A Figura 5.12 apresenta as formas de onda das tensões para uma rede com relação de curto-circuito igual a 20. Com a conexão da carga não linear o conteúdo harmônico da tensão na rede aumentou, variando a THD de 2,46% para 4,47%.

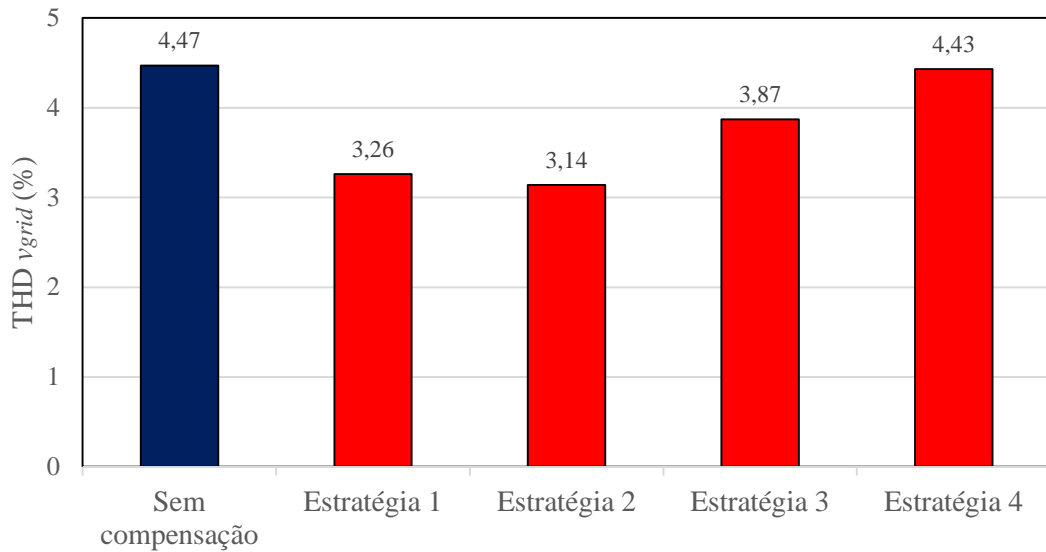
Figura 5.12 – Tensão na rede durante a conexão da carga não linear ($\rho_{cc} = 20$).



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 5.13 mostra as $THDs$ (fase a) no PCC do controle clássico e das quatro estratégias propostas, após a conexão da carga não linear. Todas as estratégias contribuíram com a queda do conteúdo harmônico da tensão no PCC, com destaque para a estratégia 2, reduzindo a THD para 3,14%.

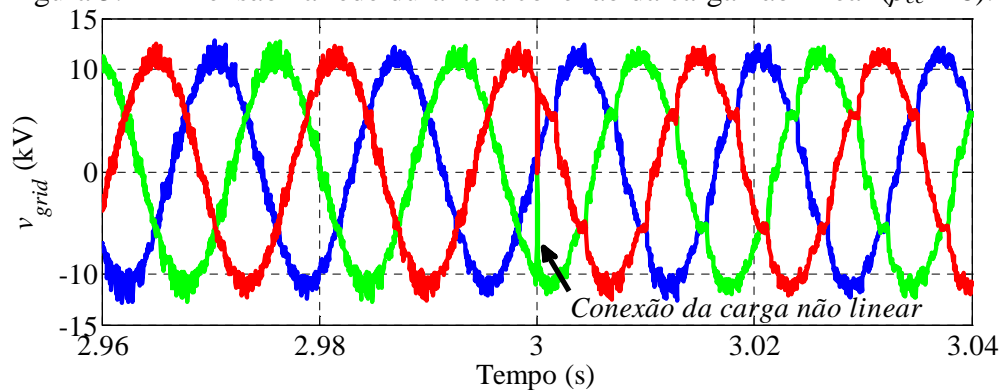
Figura 5.13 – THD da tensão na rede para as estratégias propostas ($\rho_{cc} = 20$).



Fonte: elaborado pelo autor.

Com o objetivo de analisar o desempenho dos controles propostos em condições de rede mais fraca, uma nova simulação foi implementada com os parâmetros de rede configurados para uma relação de curto-circuito ρ_{cc} igual a 8. A Figura 5.14 mostra a forma de onda das tensões da rede no PCC para esta rede, que apresenta uma distorção maior que as formas de onda da Figura 5.12. Este comportamento já era esperado por causa da maior sensibilidade da rede a desequilíbrios e distorções nesta condição. As $THDs$ calculadas antes e após a conexão da carga não linear são 4,11% e 7,55%, respectivamente.

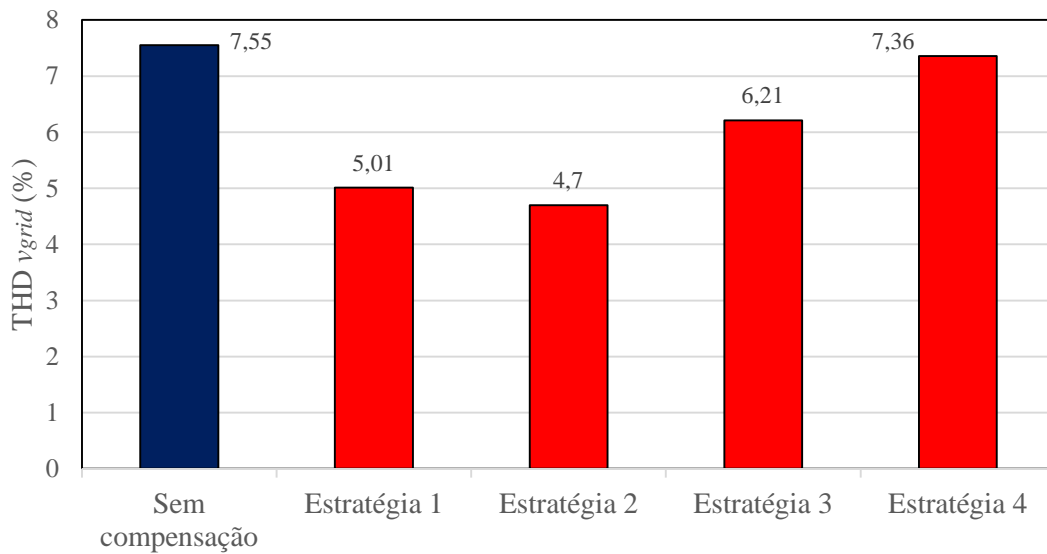
Figura 5.14 – Tensão na rede durante a conexão da carga não linear ($\rho_{cc} = 8$).



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 5.15 apresenta comparações das $THDs$ das tensões da rede (fase a) no PCC das 4 estratégias com o caso onde não há compensação harmônica (Figura 5.14), após a conexão da carga não linear.

Figura 5.15 – THD da tensão na rede para as estratégias propostas ($\rho_{cc} = 8$).



Fonte: elaborado pelo autor.

Comparando a Figura 5.15 com a Figura 5.13, houve uma elevação dos conteúdos harmônicos devido à sensibilidade maior que esta rede mais fraca possui.

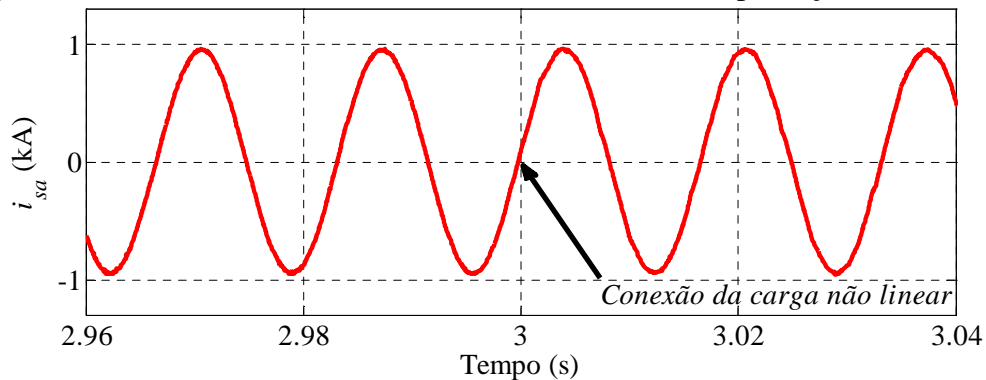
Em todas as estratégias testadas houve redução do conteúdo harmônico de tensão no PCC, comparando seus resultados com a simulação do controle clássico sem compensação harmônica. A maior queda na THD da tensão no PCC foi na estratégia 2, reduzindo para 4,7% (representando queda de 37,8%). Em seguida, as estratégias 1 e 3 apresentaram THD de 5,01% e 6,21%, respectivamente. A estratégia 4 foi a apresentou menor queda na THD , reduzindo para 7,36%.

5.2.3 Corrente do estator (i_s)

A Figura 5.16 mostra a forma de onda da corrente do estator do DFIG (fase a) antes e após a conexão da carga não linear. Nesta simulação, utilizou-se o controle clássico sem nenhum tipo de compensação de harmônicas.

Apesar da corrente do estator permanecer senoidal, houve um aumento de harmônicas com a conexão da carga de 0,78% para 1,48%, devido à distorção da tensão da rede resultante da conexão da carga não linear. Se o sistema fosse simulado para uma rede mais fraca, o aumento de harmônicas seria maior.

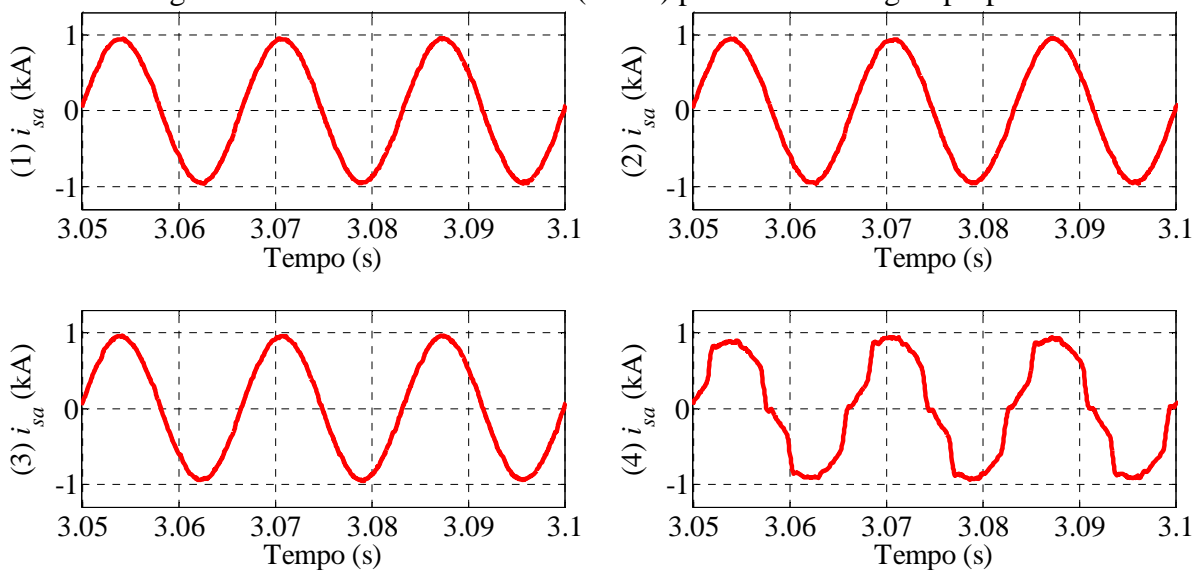
Figura 5.16 – Corrente do estator do DFIG (fase a) sem compensação harmônica.



Fonte: elaborado pelo autor.

As formas de onda das correntes do estator na fase a e as *THDs* destas correntes para as quatro estratégias são apresentadas nas Figuras 5.17 e 5.18, respectivamente. Os resultados foram obtidos após a conexão da carga não linear.

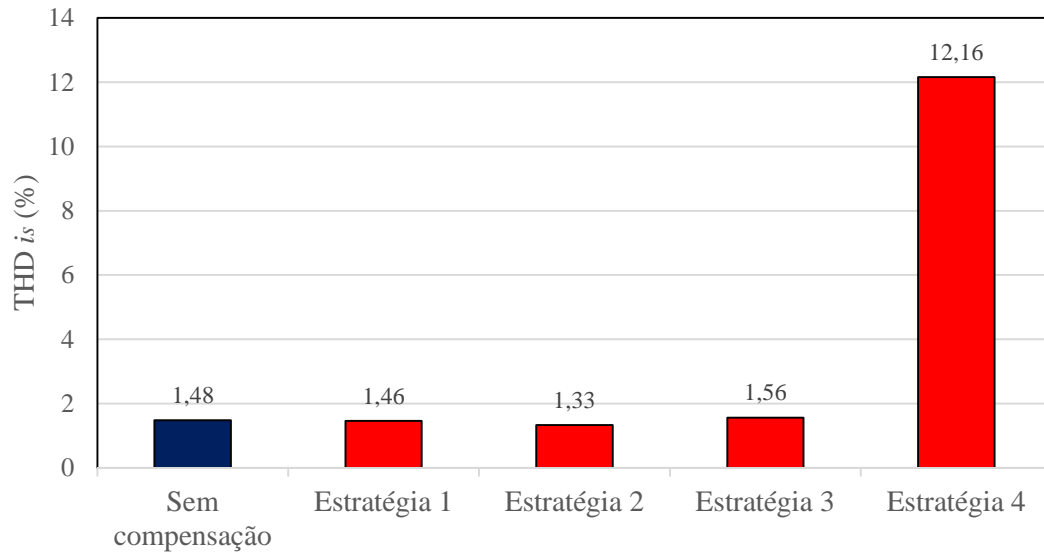
Figura 5.17 – Corrente do estator (fase a) para as 4 estratégias propostas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para as estratégias 1, 2 e 3, o conteúdo harmônico total presente nas correntes do estator permaneceu no mesmo nível do caso sem compensação, com *THDs* de 1,46%, 1,33% e 1,56% respectivamente. Utilizando a estratégia 4, que faz a compensação harmônica através do CLM, foi observado um comportamento contrário ao apresentar 12,16% de *THD*, significando um maior conteúdo harmônico de corrente circulando no estator do gerador. Nesta estratégia, as correntes de compensação passam pelo estator do DFIG, enquanto que nas demais estratégias (implementadas no CLR) existe a vantagem de imunidade devido ao isolamento que o elo CC do *back-to-back* faz entre os dois sistemas CA (rede elétrica e estator).

Figura 5.18 – THD da corrente do estator para as 4 estratégias.

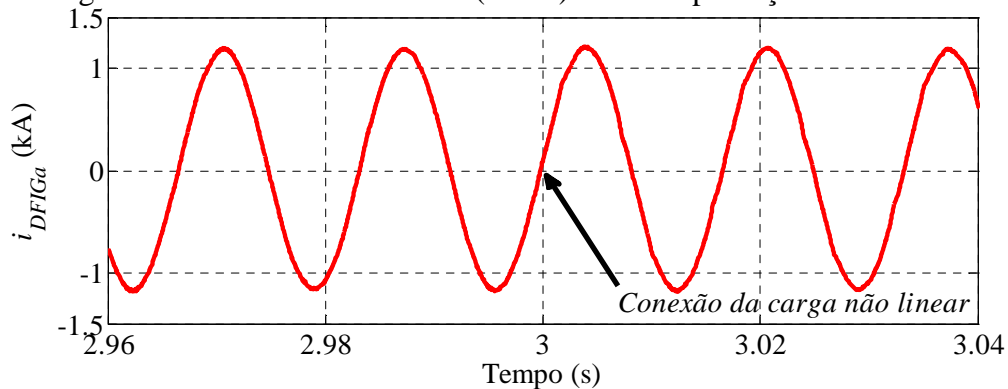


Fonte: elaborado pelo autor.

5.2.4 Corrente do DFIG (i_{DFIG})

A Figura 5.19 mostra a forma de onda da corrente (fase a) que o DFIG entrega ao PCC. Esta corrente é composta pela corrente do estator mais a corrente do CLR.

Figura 5.19 – Corrente do DFIG (fase a) sem compensação harmônica.

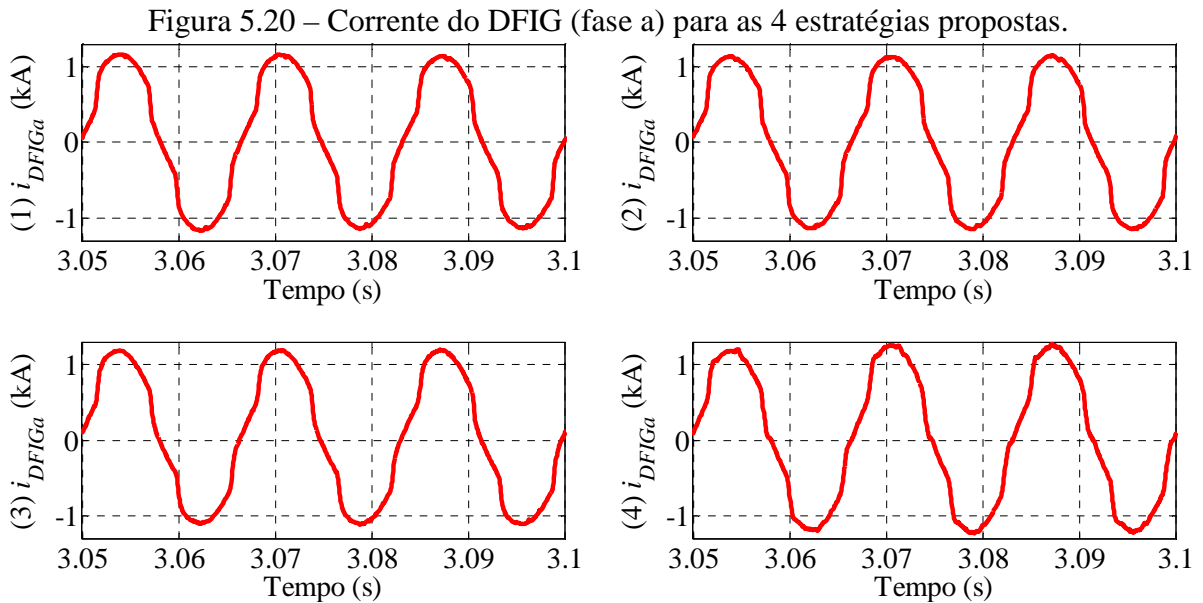


Fonte: elaborado pelo autor.

Observa-se que a forma de onda sofreu uma pequena distorção, sendo quase imperceptível se apenas o formato senoidal da onda for analisado. Porém, o THD da onda variou de 0,87% à 1,69%. Este aumento ocorreu pelo mesmo motivo que na corrente do estator: o aumento da presença de harmônicas na tensão da rede no PCC influenciou diretamente as correntes dos equipamentos conectados na rede.

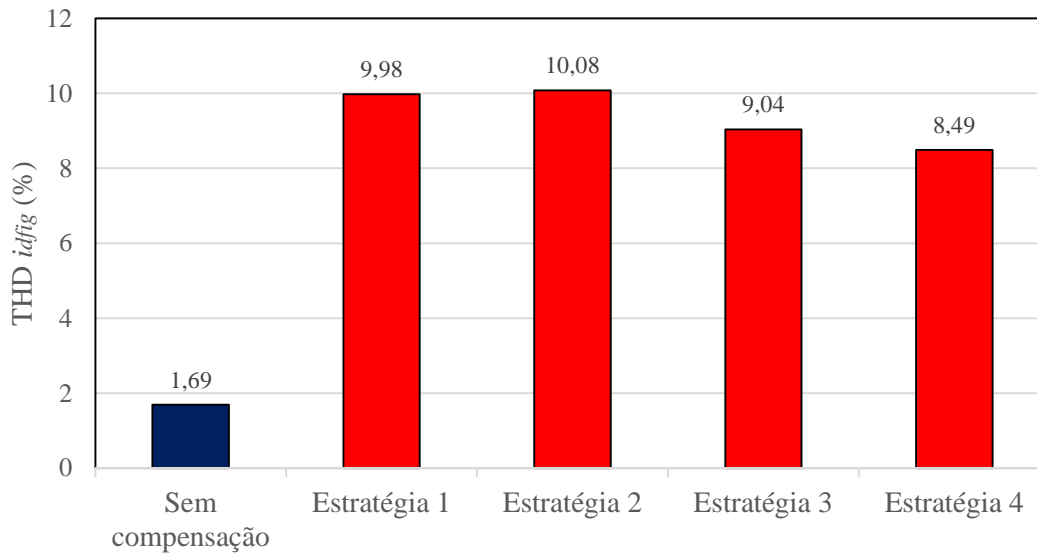
A Figura 5.20 apresenta as correntes do DFIG (fase a) obtidas para cada estratégia proposta. Todas elas distorceram em relação à onda da Figura 5.19, o que já era esperado, pois

o DFIG passa a ser um fornecedor de harmônicas para a carga não linear com o uso das estratégias de compensação. Os conteúdos harmônicos para cada caso estão na Figura 5.21.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 5.21 – THD da corrente do DFIG no PCC para as 4 estratégias.

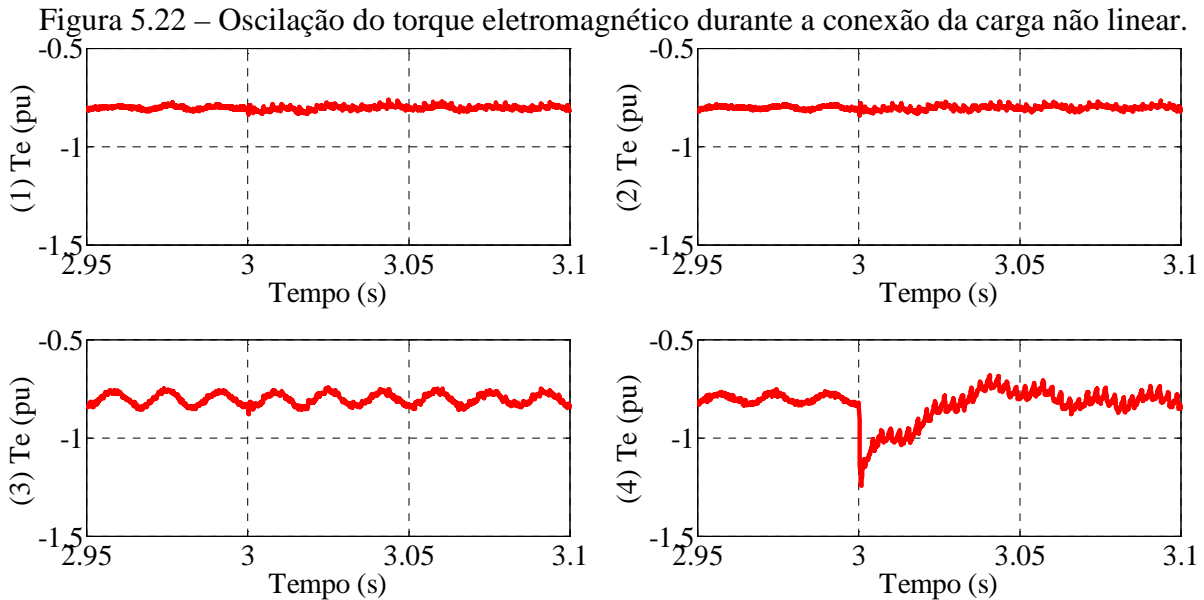


Fonte: elaborado pelo autor.

Os maiores valores de THD na corrente do DFIG estão nas estratégias 1 e 2 (9,98% e 10,08%, respectivamente), mostrando que elas fornecem mais harmônicas à carga não linear. As estratégias 3 e 4 apresentaram 9,04% e 8,49% de THD .

5.2.5 Torque eletromagnético

A Figura 5.22 apresenta o comportamento do torque eletromagnético do DFIG durante a conexão da carga não linear aos três segundos de simulação.



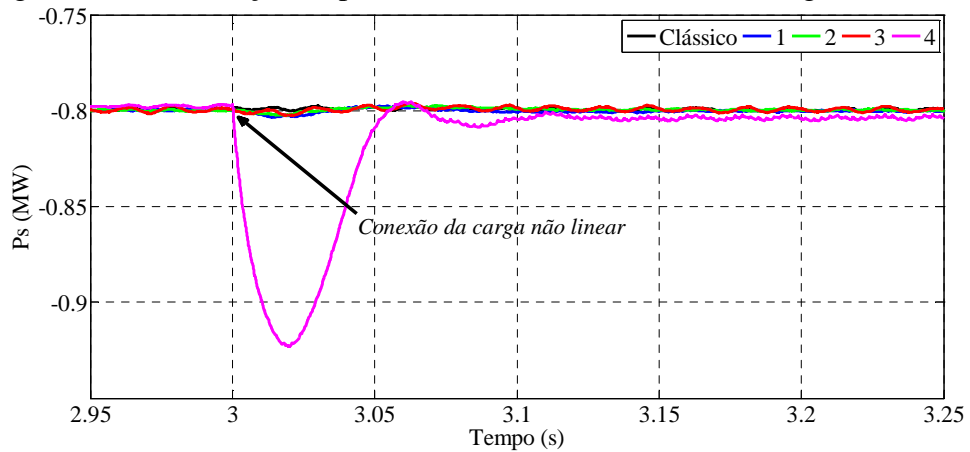
Após a conexão da carga não linear, observa-se o aparecimento de torques oscilatórios de alta frequência em todas as estratégias testadas.

A estratégia 4 teve um comportamento oscilatório mais acentuado e foi a única que apresentou um pico de torque no transitório. Isso pode ter ocorrido pela alta *THD* presente na corrente do estator da máquina (12,16%), originando fluxos no entreferro que induzem maiores harmônicas no rotor. As harmônicas resultantes desse processo, além de contribuírem para o aumento de perdas por aquecimento nos enrolamentos do rotor, causam vibrações mecânicas e torques de torção no eixo do gerador, o que pode, a longo prazo danificar fisicamente a estrutura da máquina.

5.2.6 Potência ativa do estator

A Figura 5.23 apresenta o comportamento da potência ativa do estator do DFIG após a conexão da carga não linear.

Figura 5.23 – Oscilação da potência ativa com a conexão da carga não linear.



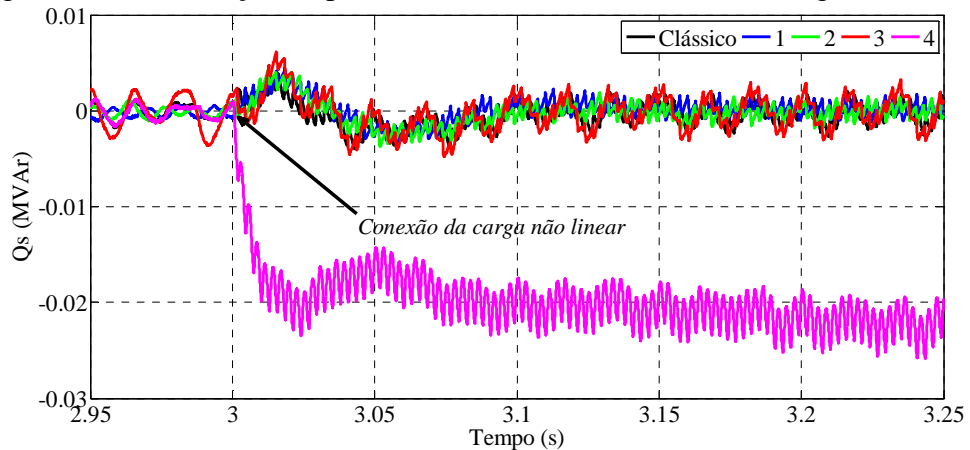
Fonte: elaborado pelo autor.

As oscilações na potência ativa do estator foram pequenas nas estratégias 1, 2 e 3, quando comparadas com a estratégia 4, que oscila em torno de 15% e depois tende a estabilizar no seu *set point* de operação. Lembrando que a estratégia de controle 4 é a única que implementa uma lógica de compensação de harmônica no conversor do lado da máquina, sendo que a potência ativa do estator é um parâmetro controlado por este conversor. Isto explica a perturbação na potência ativa do estator na utilização da estratégia 4.

5.2.7 Potência reativa do estator

O efeito da conexão da carga não linear na potência reativa do estator pode ser analisado pela Figura 5.24.

Figura 5.24 – Oscilação da potência reativa com a conexão da carga não linear.



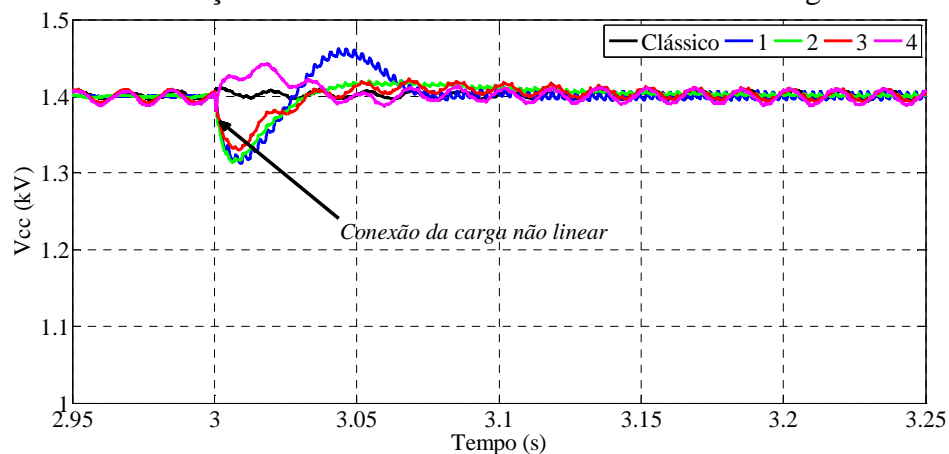
Fonte: elaborado pelo autor.

Após a conexão da carga não linear, a potência reativa do estator Q_s sofreu oscilações em alta frequência em todas as estratégias, devido à presença da parcela de potência \tilde{q} no circuito do DFIG originada pela compensação desta potência e pela circulação de harmônicas nas impedâncias do sistema simulado. Na estratégia 4, que faz a compensação harmônica no CLM, observa-se um comportamento um pouco diferente das outras estratégias: além destas oscilações serem maiores, a potência Q_s assume um valor acima do *set point* de operação para este parâmetro no CLM, pois o estator do DFIG passa a fornecer potência reativa para a carga não linear.

5.2.8 Tensão no elo CC do conversor *back-to-back*

O transitório da tensão no barramento CC do conversor *back-to-back* do DFIG com a conexão da carga não linear está mostrado na Figura 5.25, para o controle clássico e as quatro estratégias estudadas.

Figura 5.25 – Oscilação da tensão do elo CC com a conexão da carga não linear.



Fonte: elaborado pelo autor.

Todas as estratégias apresentaram oscilação de sinal, com destaque para as que utilizam o CLR (1, 2 e 3) para a compensação. Como a tensão no elo CC é um parâmetro controlado pelo conversor do lado da rede, as estratégias que fazem o uso do controle deste conversor para compensar harmônicas experimentaram transitórios mais acentuados.

5.3 DISCUSSÕES

A Tabela 5.2 apresenta um resumo com as taxas de distorção harmônica total (*THD*) obtidas no decorrer deste capítulo.

Tabela 5.2 – Comparação entre as taxas de distorção harmônica total da corrente da rede obtidas nas simulações.

<i>THD</i> (%)	Tipo de controle				
	Clássico	Estratégia 1	Estratégia 2	Estratégia 3	Estratégia 4
i_{grid}	14,91	3,85	3,60	6,52	6,51
v_{grid} ($\rho_{cc} = 20$)	4,47	3,26	3,14	3,87	4,43
v_{grid} ($\rho_{cc} = 8$)	7,55	5,01	4,70	6,21	7,36
i_s	1,48	1,46	1,33	1,56	12,16
i_{DFIG}	1,69	9,98	10,08	9,04	8,49

Fonte: elaborado pelo autor.

A técnica proposta pela estratégia 2 foi a que obteve melhor desempenho, com a maior redução do conteúdo harmônico da corrente da rede, além de apresentar as menores *THDs* para corrente do estator e tensão na rede.

Apesar de conseguirem resultados semelhantes na filtragem de correntes harmônicas da rede, as estratégias adaptadas do controle clássico do CLR e do CLM, estratégias 3 e 4 respectivamente, apresentaram grandes diferenças em alguns parâmetros. A estratégia 4, que utiliza o conversor do lado da máquina, apresentou a maior quantidade de harmônicas de corrente no estator do DFIG e, conseqüentemente, oscilações no torque eletromagnético. Este comportamento é uma grande desvantagem ao se utilizar o CLM para compensação de harmônicas.

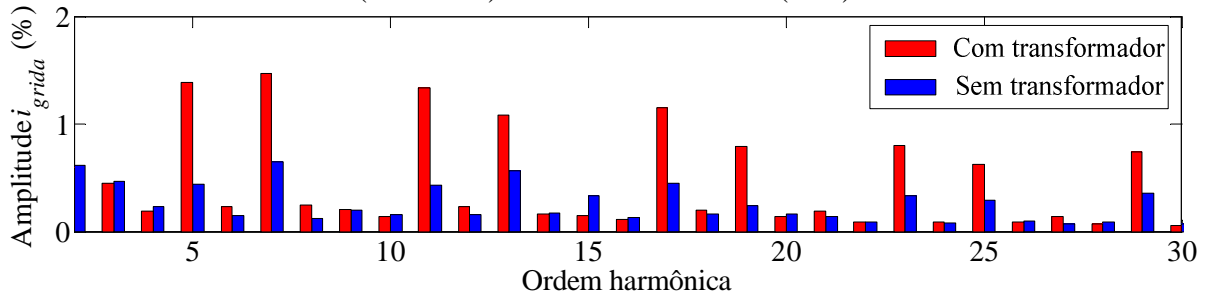
No geral, os resultados com melhores desempenhos foram das estratégias 1 e 2, que são derivações de controles para filtro ativo paralelo que não utilizam o controle clássico do conversor utilizado para a compensação harmônica (CLR).

Os resultados das estratégias 3 e 4, que também se mostraram satisfatórios, podem variar sensivelmente com a sintonia dos PIs em cascatas presentes nos laços de correntes do controle clássico. Por exemplo, alterando o tempo integral do PI dos erros das potências de 0,2 s para 0,6 s e o ganho proporcional do PI dos erros das correntes de 10 para 14, a estratégia 3 conseguiu melhorar seu desempenho de filtragem harmônica, reduzindo a *THD* na corrente da

rede de 8,82% para 7,36%. Os valores de sintonia de todos os PIs utilizados nas simulações estão no Apêndice C. Além disso, como foi mencionado anteriormente, estas estratégias utilizaram um controle de chaveamento PWM seno-triângulo, enquanto que o controle por histerese é utilizado nas técnicas 1 e 2.

Um fator que pode ter contribuído com uma parcela de harmônicas mesmo após a compensação é o transformador que faz a conexão do DFIG com no ponto de conexão comum. A Figura 5.26 mostra a influência do transformador nos resultados da estratégia 2, por exemplo.

Figura 5.26 – Comparação dos espectros harmônicos da simulação da estratégia 2 em dois estados: com transformador (vermelho) e sem transformador (azul).



Fonte: elaborado pelo autor.

Observa-se um aumento considerável de harmônicas na corrente da rede na simulação com transformador. Quando o transformador está presente na simulação, as suas impedâncias contribuem para o aumento da impedância equivalente do sistema, deixando a rede mais fraca. Com isso, a tensão da rede torna-se mais sensível, podendo apresentar maior conteúdo harmônico de tensão. Conseqüentemente, as distorções de tensão aplicadas sobre o transformador e outras cargas, mesmo sendo lineares, resulta no aumento da circulação de harmônicas de corrente na rede.

5.4 CONCLUSÃO

Os resultados de simulação apresentados ao longo do capítulo mostraram que a implementação da compensação de harmônicos de corrente como uma função adicional em aerogeradores com DFIG é viável, tanto no conversor do lado da rede quanto do lado da máquina. Porém, o aumento da corrente do estator e de oscilações transitórias no torque eletromagnético da máquina representam desvantagens ao se utilizar estratégias de compensação harmônica no CLM.

Com a implementação de estratégias de controle adaptadas para a compensação de correntes harmônicas, foi possível reduzir o conteúdo harmônico das correntes no ponto de conexão comum em todas as estratégias propostas.

Como consequência da compensação harmônica de corrente, a redução nas harmônicas de tensão também foi registrada, o que pode ser melhor observado na simulação de rede mais fraca.

6 CONCLUSÕES GERAIS

Esta dissertação apresentou o desenvolvimento de algumas estratégias de controle, que podem ser aplicadas a aerogeradores baseados em máquina de indução duplamente alimentada (DFIG), para a compensação de correntes harmônicas originadas por cargas não lineares próximas ao ponto de conexão comum, com o objetivo de melhorar a qualidade de energia neste ponto. Utilizando conceitos de Teoria pq, filtro ativo, controle de filtros auto ajustáveis (STF) e conhecendo o controle clássico aplicado nos conversores do DFIG, foram desenvolvidas quatro estratégias de compensação de harmônicas de corrente.

As estratégias propostas buscaram, além de desempenhar as funções clássicas do controle do DFIG (controle de potências ativa e reativa entregues pelo estator, controle da tensão no elo CC do conversor *back-to-back* e do fator de potência), fornecer correntes harmônicas demandas por cargas não lineares. Com isso, a rede principal na qual o DFIG está conectado se torna isenta do fornecimento deste tipo de corrente.

Os principais pontos observados com os resultados de simulação foram:

- Em todas as estratégias foi possível a redução do conteúdo harmônico de corrente na rede. O melhor resultado para este parâmetro foi a estratégia 2 (redução de 76%), uma nova estratégia que consiste da adaptação do controle de filtro ativo com STF no conversor do lado da rede.
- A seletividade dos filtros auto ajustáveis mostrou-se satisfatória, contribuindo com os melhores resultados obtidos com a estratégia 2. Esta estratégia é visivelmente mais simples e direta que a estratégia 1, que é a aplicação direta do controle de filtro ativo paralelo no CLR.
- O uso do conversor do lado da máquina para compensação resultou no aumento da circulação de harmônicas nos enrolamentos do DFIG, contribuindo para efeitos indesejados com a presença de harmônicas em máquinas rotativas, como o aumento de perdas nos enrolamentos por correntes de Foucault, além de oscilações mecânicas e torques de torção no eixo do gerador. Foi observado um elevado transitório no torque eletromagnético quando este controle foi utilizado.
- Com a compensação de correntes harmônicas, existe uma diminuição da circulação destas correntes nas impedâncias presentes no sistema, contribuindo com a redução de harmônicas de tensão. Este comportamento foi melhor observado nas simulações

com uma rede mais fraca, onde a tensão no PCC é mais sensível às oscilações e distúrbios.

- Analisando as formas de onda, espectros harmônicos e *THDs*, os resultados com melhores desempenhos foram nas estratégias 1 e 2, que são derivações de controles para filtro ativo paralelo implementados no CLR. Os resultados de filtragem harmônica das estratégias 3 e 4, que também se mostraram satisfatórios, variam sensivelmente com a sintonia dos PIs em cascatas presentes nos laços de correntes do controle clássico.

Os resultados de simulação obtidos comprovam a viabilidade da implementação da compensação de harmônicos de corrente como uma função adicional em aerogeradores com DFIG. Aplicando estratégias de controle modificadas para este fim em qualquer um dos conversores é possível conferir ao DFIG esta funcionalidade. No entanto, utilizando o CLM para a compensação foi possível observar algumas desvantagens citadas anteriormente.

6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

A fim de possibilitar a continuidade dos estudos relacionados ao trabalho desenvolvido, são sugeridos alguns temas para trabalhos futuros:

- Implementação de testes experimentais com protótipos de laboratório e de campo utilizando as estratégias propostas;
- Análise das estratégias estudadas para outras cargas não lineares e sob transitórios de rede (como afundamentos de tensão);
- Desenvolvimento de um estudo mais aprofundado dos efeitos que as estratégias de compensação de harmônicas causam no DFIG, como por exemplo, efeitos no torque e no rendimento da máquina;
- Estudo comparativo das estratégias para diferentes tipos de sintonias dos PIs presentes nos controles dos conversores;
- Análise de estratégias de controle nos conversores do DFIG para compensação de harmônicas de tensão, reduzindo diretamente as distorções harmônicas de tensão no ponto de conexão comum e no estator da máquina.

6.2 TRABALHOS PUBLICADOS

Durante a realização deste trabalho, o seguinte artigo foi publicado:

XIMENES, L. C.; LIMA, F. K. A. **Compensação de Harmônicos e Reativos Utilizando Aerogeradores Equipados com DFIG.** *In:* SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS – SBSE, 4., 2012, Goiânia. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/anais/sbse2012/PDFS/ARTIGOS/96791.PDF>>. Acesso em: 15 mai. 2015.

REFERÊNCIAS

- ABOLHASSANI, Mehdi T.; ENJETI, Prasad; TOLIYAT, Hamid. Integrated Doubly Fed Electric Alternator/Active Filter (IDEA), a Viable Power Quality Solution, for Wind Energy Conversion Systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Seattle, v. 23, n. 2, p.642-650, jun. 2008.
- ABDUSALAM, M.; POURE, P.; SAADATE, S. **Study and experimental validation of harmonic isolation based on High Selectivity Filter for three-phase active filter**. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 2008, Cambridge. p.166-171.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **PROCEDIMENTOS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA NO SISTEMA ELÉTRICO NACIONAL (PRODIST): Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Brasil: ANEEL, 2012. 72 p.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. **Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits**. In: INDUSTRY POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC'83), 1983, Tokyo. p. 1375-1386.
- AKAGI, Hirofumi; KANAZAWA, Yoshihira; NABAE, Akira. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions On Industry Applications**, [s.l.], v. IA-20, n. 3, p.625-630, maio 1984.
- AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Mauricio. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2007.
- AKHMATOV, Vladislav. **Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power**. 2003. 261 f. Tese (PhD) – DTU Elektro, Technical University of Denmark, Kongens Lyngby, 2003.
- BAGGU, Murali M.; CHOWDHURY, Badrul H.; KIMBALL, Jonathan W. Comparison of Advanced Control Techniques for Grid Side Converter of Doubly-Fed Induction Generator Back-to-Back Converters to Improve Power Quality Performance During Unbalanced Voltage Dips. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s.l.], v. 3, n. 2, p.516-524, jun. 2015.
- BOLDEA, Ion; NASAR, Syed Abu. **Electric Drives**. Boca Raton: CRC Press, 1998. 432 p.
- BOLDEA, Ion. **Variable Speed Generators**. Boca Raton: CRC Press, 2006.
- CARLSSON, Anders. **The back to back converter: control and design**. 1998. 106 f. Tese (PhD) – Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology, Lund, 1998.
- DONCKER, R. W. De; NOVOTNY, D. W. The Universal Field Oriented Controller. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s.l.], v. 30, n. 1, p. 92-100, jan./fev. 1994.

EJLALI, A.; ARAB KHABURI, D. **Power quality improvement using nonlinear-load compensation capability of variable speed DFIG based on DPC-SVM method.** *In: POWER ELECTRONICS, DRIVE SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE*, 5., 2014, Tehran. IEEE. p. 280-284.

ELETROBRAS. **Fontes alternativas de energia.** Disponível em: <<http://www.eletronbras.com/elb/natrilhadaenergia/meio-ambiente-e-energia/main.asp?View={45B85458-35B3-40FE-BDDD-A6516025D40B}>>. Acesso em: 12 jan. 2014.

GAILLARD, A.; POURE, P.; STAADATE, S. **Active Filtering Capability of WECS with DFIG for Grid Power Quality Improvement.** *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 2008, Cambridge. IEEE. p. 2365-2370.

HAZRATI, A.; JALILIAN, A. **Grid side harmonic current mitigation in DFIG based wind plants.** *In: CONFERENCE ON ELECTRICAL POWER DISTRIBUTION NETWORKS (EPDC)*, 17., 2012, Tehran. IEEE. 7 p.

IWANSKI, G. et al. **Harmonics and Unbalance Compensation of the Generated Voltage in a Standalone DFIG.** *In: INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON ECOLOGICAL VEHICLES AND RENEWABLE ENERGIES (EVER)*, 8., 2013 Monte Carlo. IEEE, 6 p.

JAIN, Pramod. **Wind Energy Engineering.** 1. ed. New York: McGraw-Hill, 2010.

JAZI, B. B.; ABYANEH, H. A.; ABEDI, M. **Power Quality Improvement Using Active Filter capability in Backto Back convertor Installed for variable speed DFIG wind energy system.** *In: IRANIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE)*, 2011, Tehran. 6 p.

KAIROUS, D.; WAMKEUE, R.; BELMADANI, B. **Towards DFIG control for wind power generation and harmonic current mitigation.** *In: CANADIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING*, 23., 2010, Calgary. IEEE. 6 p.

KARIMI, S.; POURE, P.; SAADATE, S. **High Performances Reference Current Generation for Shunt Active Filter Under Distorted and Unbalanced Conditions.** *In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC)*, 2008, Rhodes. p. 195-201.

KAZMIERKOWSKI, Marian Piotr; KRISHNAN, Ramu; BLAABJERG, Frede. **Control in Power Electronics: Selected Problems.** 1. ed. San Diego: Academic Press, 2002. 518 p.

KRAUSE, Paul C.; WASYNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems.** 2. ed. New York: Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p.

LEONHARD, Werner. **Control of Electrical Drives.** 3. ed. New York: Springer, 2001. 460p.

LIMA, F. K. A. **Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada: Suportabilidade para Afundamento de Tensão.** 2009. 131 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Coppe, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.

LIMA, F. K. A. et al. **DFIG using its FACTS Features through the Grid Side Converter in Grid-Connected Wind Power Application.** *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY*, 2012, Santiago de Compostela. European Association for the Development of Renewable Energies, Environment and Power Quality (EA4EPQ).

LIMA, F. K. A. et al. **A new proposal for DFIG grid-side converter as double-tuned hybrid filter to improve the power quality.** *In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON)*, 39., 2013, Viena. IEEE. p. 1472-1477.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **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. Revisão 2.0. Brasil: ONS, 2011. 32 p.

PHAN, V. T.; LEE, H. H. **Elimination of voltage harmonics in a stand-alone DFIG using a PI-R controller in the fundamental reference frame.** *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES (ICSET)*, 2010, Kandy. IEEE.

PHAN, V. T.; LEE, H. H. Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications With Nonlinear Loads. **IEEE Transactions On Power Electronics**, [s.l.], v. 26, n. 9, p.2662-2675, set. 2011.

SANJUAN, Sylvain Lechat. **Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters.** 2010. 105 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Department Of Energy And Environment, Chamers University Of Technology, Göteborg, 2010.

SINGH, Bhim; SHARMA, Shailendra. Doubly fed induction generator-based off-grid wind energy conversion systems feeding dynamic loads. **Iet Power Electronics**, [s.l.], v. 6, n. 9, p.1917-1926, 1 nov. 2013.

SONG, Hong Scok. **Control scheme for PWM converter and phase angle estimation algorithm under voltage unbalance and/or sag condition.** 2001. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Pohang University of Science and Technology, Pohang, 2001.

THE SWITCH. **PMG vs. DFIG: the big generator technology debate.** 2014. Disponível em: <<http://www.theswitch.com/2014/03/20/pmg-vs-dfig-the-big-generator-technology-debate/>>. Acesso em: 28 fev. 2015.

TODESCHINI, G.; EMANUEL, A. E. **A novel control system for harmonic compensation by using Wind Energy Conversion based on DFIG technology.** *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2010, Palm Springs. IEEE. p. 2096-2103.

TOUFIK, B.; MACHMOUM, M.; POITIERS, F. **Doubly Fed Induction Generator with Active Filtering Function For Wind Energy Conversion System.** *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE)*, 11., 2005, Dresden. 9 p.

TREMBLAY, E.; CHANDRA, A.; LAGACÉ, P. J. **Grid-Side Converter Control of DFIG Wind Turbines to Enhance Power Quality of Distribution Network.** *In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 2006, Montreal. IEEE.* 6 p.

TREMBLAY, E.; ATAYDE, S.; CHANDRA, A. **Direct Power Control of a DFIG-based WECS with Active Filter Capabilities.** *In: IEEE ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE, 2009, Montreal.* 6 p.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS.** *In: XII CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA'98), 1998, Uberlândia.* p. 81-122.

WEI, F. et al. **Improved control of rotor- and load-side converters of stand-alone DFIGs under nonlinear loads conditions.** *In: ECCE ASIA DOWNUNDER, 2013, Melbourne. IEEE.* p. 687-691.

XIANG, D. et al. Control of a Doubly Fed Induction Generator in a Wind Turbine During Grid Fault Ride-Through. *Ieee Transactions on Energy Conversion*, [s.l.], v. 21, n. 3, p.652-662, set. 2006.

XU, H. et al. **Improved vector control of DFIG based wind turbine during grid dips and swells.** *In: 2010 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 2010, Incheon, Coréia do Sul. IEEE.* p. 511-515.

ZHANG, S. et al. Advanced Control of Series Voltage Compensation to Enhance Wind Turbine Ride Through. *IEEE Transactions on Power Electronics*, [s.l.], v. 27, n. 2, p.763-772, fev. 2012.

ZHANG, Y.; JIA, J.; LI, W. **Study on Converters for Doubly Fed Induction Generator Based Wind Power Generation System.** *In: 2010 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY (POWERCON), 2010, Hangzhou.* p. 1-6.

ZHANG, Z. et al. **Novel rotor-side control scheme for Doubly Fed Induction Generator to ride through grid faults.** *In: 2010 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2010, Atlanta.* p. 3084-3090.

APENDICE A – TRANSFORMADAS DE CLARKE E DE PARK

Tensões e correntes pertencentes a um sistema trifásico podem ser transformadas para outros sistemas de coordenadas equivalentes.

A seguir serão apresentadas duas transformações de sistemas trifásicos em outros sistemas: a transformada de Clarke e a transformada de Park.

A.1 TRANSFORMADA DE CLARKE ($\alpha\beta 0$)

A transformada de Clarke, ou transformada $\alpha\beta 0$, consiste na conversão de tensões e correntes referenciadas no eixo trifásico estacionário para o eixo de referência $\alpha\beta 0$, também estacionário.

A transformada $\alpha\beta 0$ pode ser aplicada em qualquer sistema trifásico que se deseja obter uma representação bifásica equivalente.

Para a obtenção de modelos mais adequados de máquinas trifásicas simétricas, o sistema $\alpha\beta 0$ torna-se bastante útil. A transformação $\alpha\beta 0$ transforma uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica com mesma potência, torque, velocidade e número de polos. Para isto, a invariância de potência entre os sistemas trifásico e bifásico deve ser garantida pela transformação.

A Figura A.1 mostra um exemplo da utilização dessa transformada em máquinas trifásicas simétricas, na qual duas estruturas são apresentadas: uma trifásica, onde as coordenadas estão defasadas 120° entre si, e uma bifásica com eixos ortogonais. Os enrolamentos que compõem as estruturas bifásicas e trifásicas apresentam, respectivamente, n_2 e n_3 espiras. Cada um destes enrolamentos produz uma força magnetomotriz F ao ser percorrido por uma corrente.

Decompondo-se vetorialmente F_a , F_b e F_c nos eixos α e β obtém-se (A.1) e (A.2). F_α e F_β devem produzir a mesma força magnetomotriz resultante do sistema trifásico.

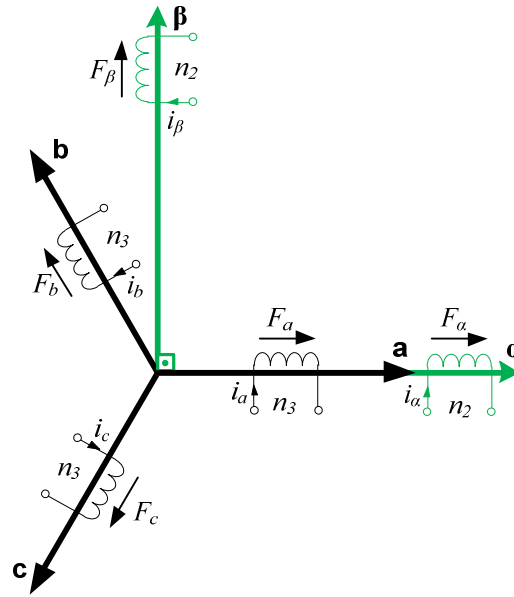
$$F_\alpha = F_a + F_b \cos(2\pi / 3) + F_c \cos(4\pi / 3), \quad (\text{A.1})$$

$$F_\beta = 0 + F_b \sin(2\pi / 3) + F_c \sin(4\pi / 3). \quad (\text{A.2})$$

Reescrevendo (A.1) e (A.2) na forma matricial, encontra-se (A.3).

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Figura A.1 – Circuitos simétricos bifásico e trifásico.



Fonte: elaborado pelo autor.

As correntes da Figura A.1 podem ser encontradas por (A.4) e (A.5).

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

Substituindo (A.4) e (A.5) em (A.3), obtém-se a expressão (A.6).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

Para que a matriz definida na equação (A.6) possa ser invertida, define-se a corrente i_0 segundo (A.7).

$$i_0 = a \frac{n_3}{n_2} (i_a + i_b + i_c). \quad (\text{A.7})$$

Acrescentando (A.7) em (A.6), encontra-se (A.8).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.8})$$

Seja a matriz definida por (A.9):

$$\mathbf{A} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.9})$$

Para que a potência seja invariante, é necessário que a transformação seja ortogonal, ou seja:

$$\mathbf{A}\mathbf{A}^t = \mathbf{I}, \quad (\text{A.10})$$

onde \mathbf{I} é a matriz identidade. Portanto:

$$\left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 1 & 0 \\ a & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ a & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.11})$$

Logo, (n_3/n_2) e a podem ser obtidos a partir de (A.11):

$$\begin{cases} \frac{n_3}{n_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ a = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases}. \quad (\text{A.12})$$

Portanto, a transformada de Clarke (de abc para $\alpha\beta 0$) pode ser encontrada por (A.13), enquanto que (A.14) apresenta a sua forma inversa (de $\alpha\beta 0$ para abc).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.13})$$

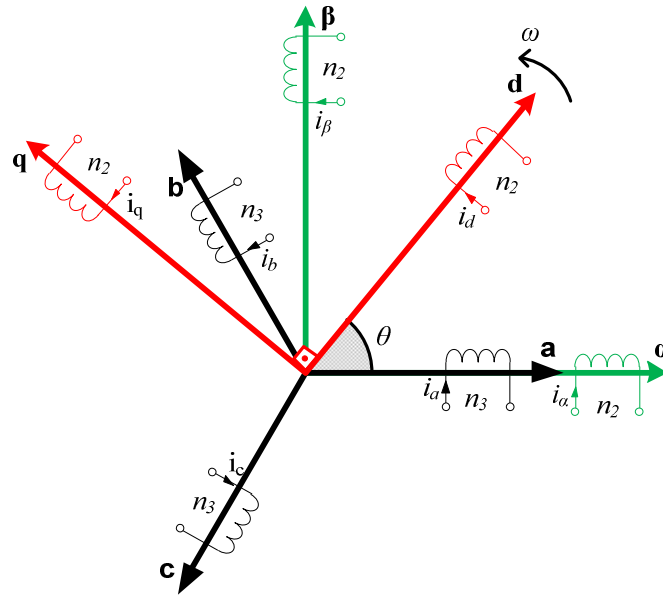
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

A.2 TRANSFORMADA DE PARK ($dq0$)

O sistema de coordenadas dq tem uma grande importância no estudo de máquinas elétricas, simplificando bastante o equacionamento de uma máquina trifásica.

A transformada de Park converte um sistema de eixos estacionário no sistema bifásico dq , que gira com velocidade angular ω . A Figura A.2 apresenta a representação de três sistemas: trifásico abc , bifásico $\alpha\beta$ e bifásico dq . Os dois primeiros eixos são estacionários.

Figura A.2 – Sistema de eixos representando a transformada de Park.



Fonte: elaborado pelo autor.

Decompondo-se as componentes das correntes presentes no sistema $\alpha\beta$ nos eixos dq , obtêm-se (A.15) e (A.16).

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta, \quad (\text{A.15})$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta. \quad (\text{A.16})$$

A forma matricial das equações (A.15) e (A.16) está em (A.17). Esta expressão matricial representa a transformada direta de Park.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

A transformada inversa de Park pode ser obtida por (A.18).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.18})$$

Como,

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.19})$$

Logo, a transformação é ortogonal, ou seja, a potência não varia durante a transformação.

Existem duas formas de se transformar variáveis do eixo de referência abc para o eixo dq . A primeira é utilizando a transformada de Clarke e em seguida a expressão (A.17). Além desta forma de conversão, existe a transformada direta de abc para dq , que pode ser obtida

por (A.20). A transformação inversa de dq para abc pode ser obtida por (A.21). A corrente i_0 é a mesma encontrada na transformada de Clarke.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\text{sen}\theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen}\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.21})$$

As expressões (A.20) e (A.21) podem ser encontradas por um equacionamento semelhante que foi desenvolvido para a transformada de Clarke.

Entretanto, é importante salientar que para a realização da transformação de Park, faz-se necessário a informação do ângulo θ , que depende do referencial adotado. Por exemplo, no presente trabalho, quando se deseja transformar as variáveis que estão relacionadas ao conversor do lado da rede onde a referência adotada é a tensão de sequência positiva da fase a da rede elétrica, é necessário ter informações do ângulo desta tensão de fase. Para isso, é necessária a utilização de um sistema de sincronização, ou mais conhecido na literatura especializada como PLL (*Phase-Locked Loop*).

APÊNDICE B – NORMATIZAÇÃO NACIONAL PARA HARMÔNICAS

B.1 PROCEDIMENTOS DE DISTRIBUIÇÃO (ANEEL)

Os Procedimentos de Distribuição (PRODIST) são documentos elaborados pela ANEEL que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica.

O PRODIST contém 9 módulos. O módulo 8 Rev. 4, “*Qualidade de Energia Elétrica*” (ANEEL, 2012), caracteriza os fenômenos de qualidade de energia, estabelece os critérios de amostragem, os valores de referência e os procedimentos relativos à qualidade do produto, estabelecendo mecanismos que possibilitem à ANEEL fixar padrões para os indicadores de QEE.

Este documento especifica apenas perturbações na forma de onda de tensão, apresentando valores de referência tanto globais quanto individuais, para diferentes níveis de tensão, que devem ser obedecidos. Estes valores servem para referência do planejamento elétrico em termos de QEE e que, regulatoriamente, serão estabelecidos em resolução específica, após período experimental de coleta de dados.

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais e individuais estão indicados nas Tabela B.1 e Tabela B.2, respectivamente.

Tabela B.1 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental).

Tensão nominal do barramento	Distorção Harmônicas Total de Tensão (%)
$V_n \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	3

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica (2012).

Tabela B.2 – Valores de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental).

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão (%)				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	
Impares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>2	1,5	1	1	0,5
	5				
Impares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>2	1	0,5	0,5	0,5
	1				
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>1	1	0,5	0,5	0,5
	2				

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica (2012).

B.2 PROCEDIMENTOS DE REDE (ONS)

Procedimentos de rede são documentos de caráter normativo elaborados pelo ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico), com participação dos agentes de operação e submetidos à aprovação da ANEEL. Agentes de operação é a referência genérica aos agentes de geração, de transmissão, de distribuição, e aos consumidores cujas instalações estejam conectadas à rede básica.

O submódulo 2.8 Rev. Nº 2.0, “*Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos transformadores de fronteira, e de seus componentes*” (ONS, 2011), apresenta os indicadores de desempenho da rede básica relacionados à qualidade de energia e os valores limites de referência para cada indicador, no aspecto tanto global (ou sistêmico), como individual (por agente).

O item 9.4 desse submódulo apresenta os limites impostos para a distorção harmônica. Para avaliar o desempenho nos barramentos da rede básica quanto a harmônicos, é utilizado como indicador a distorção harmônica total (*DTHT*).

Esse documento utiliza em suas tabelas a sigla *DTHTS95%*, que representa o valor do indicador *DTHT* que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de uma semana.

A seguir serão apresentados os limites de referência globais (envolvendo vários agentes) e individuais (para um agente) impostos por esse procedimento de rede.

B.2.1 Limites globais

Os limites globais servem para limitar a distorção harmônica de tensão obtida a partir da combinação de diversos agentes, em qualquer ponto do sistema.

Para avaliação de desempenho, os limites globais inferiores e superiores servem como referência para o valor apurado por fase, que é analisado da seguinte forma:

- a) se for menor ou igual ao limite global inferior, o desempenho é considerado adequado;
- b) se estiver entre os limites globais inferior e superior, o desempenho é considerado em estado de observação. Caso se verifiquem problemas relativos ao desempenho e/ou à integridade de alguma instalação, deve-se buscar soluções e atribuir responsabilidades;
- c) se for maior que o limite global superior, considera-se o desempenho inadequado. Nesse caso, ações mitigadoras devem ser aplicadas.

Os limites globais inferiores para cada tensão harmônica (ordens 2 a 50) e para o indicador *DTHTS95%* estão apresentados na Tabela B.3.

Os limites globais superiores são determinados pela multiplicação dos limites globais inferiores correspondentes pelo fator $4/3$.

Tabela B.3 – Limites globais inferiores de tensão em porcentagem da tensão fundamental.

V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)
3, 5, 7	5%			3, 5, 7	2%		
		2,4,6	2%			2,4,6	1%
9, 11, 13	3%			9, 11, 13	1,5%		
		≥ 8	1%			≥ 8	1%
15 a 25	2%			15 a 25	1%		
≥ 27	1%			≥ 27	0,5%		
DTHTS95% = 6%				DTHTS95% = 3%			

Fonte: Operador Nacional do Sistema Elétrico (2011).

B.2.2 Limites individuais

O submódulo 2.8 também especifica limites individuais, que correspondem a valores máximos de perturbação que pode ser causada por um único agente.

Os limites individuais das tensões harmônicas (ordens 2 a 50) e o limite para a Distorção de Tensão Harmônica Total (DTHTS95%) são apresentados na Tabela B.4.

Tabela B.4 – Limites individuais em porcentagem da tensão fundamental.

13,8 kV ≤ V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)
3 a 25	1,5%			3 a 25	0,6%		
		Todos	0,6%			Todos	0,3%
≥ 27	0,7%			≥ 27	0,4%		
DTHTS95% = 3%				DTHT95% = 1,5%			

Fonte: Operador Nacional do Sistema Elétrico (2011).

No caso em que determinadas ordens de tensão harmônica e/ou a distorção harmônica total (DTHTS95%) variem de forma intermitente e repetitiva, os limites especificados podem ser ultrapassados em até o dobro, desde que a duração cumulativa acima dos limites estabelecidos não ultrapasse 5% do período de monitoração.

APENDICE C – DADOS DA SIMULAÇÃO

A seguir serão apresentadas as configurações utilizadas nas simulações realizadas no *software* PSCAD/EMTDC.

C.1 DIAGRAMA DO DFIG

Os principais dados utilizados nas simulações são apresentados na Tabela C.1.

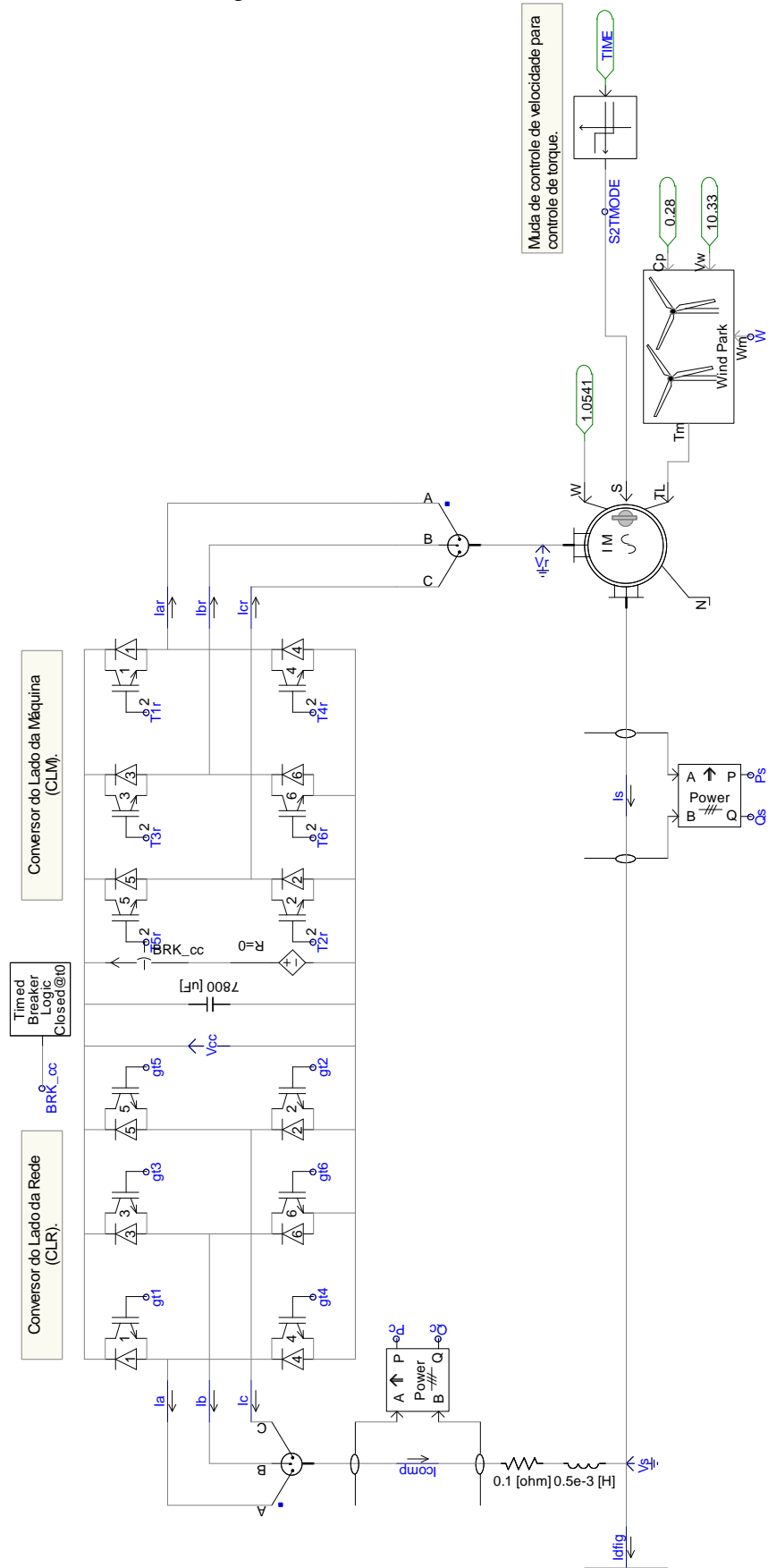
Tabela C.1 – Especificações do DFIG e do conversor *back-to-back*.

Características do DFIG	Valor
Potência nominal	1 MVA
Tensão nominal do estator	0,69 kV
Frequência nominal	60 Hz
Resistência do estator	0,0054 pu
Resistência do rotor	0,00607 pu
Indutância de dispersão do estator	0,1 pu
Indutância de dispersão do rotor	0,11 pu
Indutância de magnetização	4,5 pu
Relação de transformação	0,3
Momento de inércia (J=2H)	0,85 s
Características do <i>back-to-back</i>	Valor
Capacitância do elo CC	7800 μ F
Tensão nominal do elo CC	1400 V
Indutância do filtro de saída do CLR	0,5 mH

Fonte: elaborado pelo autor.

O circuito do DFIG utilizado em todas as simulações está mostado na Figura C.1.

Figura C.1 – Circuito do DFIG.

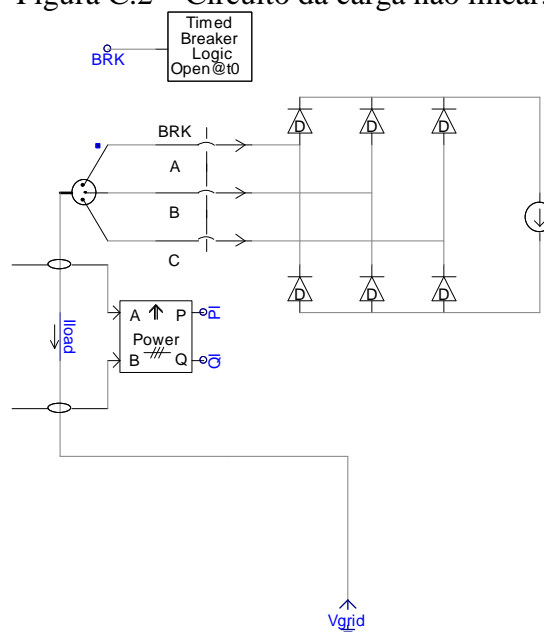


Fonte: elaborado pelo autor.

C.2 CARGA NÃO LINEAR

A Figura C.2 apresenta o circuito da carga não linear utilizada nas simulações. A carga é configurada para ter 20 A no lado CC, conectada diretamente na rede de 13.8 kV, tendo 370 kVA de potência.

Figura C.2 – Circuito da carga não linear.



Fonte: elaborado pelo autor.

C.3 SINTONIA DOS PI'S DOS CONTROLADORES

As tabelas abaixo mostram as sintonias dos controladores PIs de cada simulação.

Tabela C.2 – Dados de controle (simulação do controle clássico).

CLM		CLR	
Controladores de P_s e Q_s		Controlador de V_{CC}	
Ganho proporcional, K_p	0,5	Ganho proporcional, K_p	2
Tempo integral, T_i	0,2 s	Tempo integral, T_i	0,1 s
Controladores das correntes dq		Controladores das correntes dq	
Ganho proporcional, K_p	10	Ganho proporcional, K_p	2
Tempo integral, T_i	0,01 s	Tempo integral, T_i	0,01 s
Frequência PWM	7 kHz	Frequência PWM	7 kHz

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela C.3 – Dados de controle (simulações das estratégias 1 e 2).

CLM		CLR	
Controladores de P_s e Q_s		Controlador de V_{CC}	
Ganho proporcional, K_p	0,5	Ganho proporcional, K_p	2
Tempo integral, T_i	0,2 s	Tempo integral, T_i	0,1 s
Controladores das correntes dq		-	
Ganho proporcional, K_p	10	-	
Tempo integral, T_i	0,01 s	-	
Frequência PWM	7 kHz	Faixa de histerese	0,001

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela C.4 – Dados de controle (simulação da estratégia 3).

CLM		CLR	
Controladores de P_s e Q_s		Controlador de V_{CC}	
Ganho proporcional, K_p	0,5	Ganho proporcional, K_p	5
Tempo integral, T_i	0,2 s	Tempo integral, T_i	0,005 s
Controladores das correntes dq		Controladores das correntes dq	
Ganho proporcional, K_p	10	Ganho proporcional, K_p	10
Tempo integral, T_i	0,01 s	Tempo integral, T_i	0,001 s
Frequência PWM	7 kHz	Frequência PWM	7 kHz

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela C.5 – Dados de controle (simulação da estratégia 4).

CLM		CLR	
Controladores de P_s e Q_s		Controlador de V_{CC}	
Ganho proporcional, K_p	0,5	Ganho proporcional, K_p	2
Tempo integral, T_i	0,6 s	Tempo integral, T_i	0,1 s
Controladores das correntes dq		Controladores das correntes dq	
Ganho proporcional, K_p	14	Ganho proporcional, K_p	2
Tempo integral, T_i	0,01 s	Tempo integral, T_i	0,01 s
Frequência PWM	7 kHz	Frequência PWM	7 kHz

Fonte: elaborado pelo autor.

Os filtros auto ajustáveis presentes nas simulações das estratégias 2 e 3 foram configurados para ganho K igual a 20 e frequência de sintonia 60 Hz.